

**Universität
Rostock**



Traditio et Innovatio

**Analyse des Einflusses von rückwärts leitfähigen
IGBTs auf die Leistungsfähigkeit und Lebensdauer
von Dreipunktumrichtern**

Dissertation

zur

Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik

der Universität Rostock

vorgelegt von:

Dipl.-Ing. Sidney Gierschner

Rostock, 31.01.2017

Gutachter:

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel, Universität Rostock
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet, Technische Universität Dresden
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)

Datum der Einreichung: 31.01.2017

Datum der Verteidigung: 08.09.2017

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Universität Rostock am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe.

Ich möchte mich bei allen bedanken, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben. Mein besonderer Dank gilt Professor Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel für die fachliche Betreuung dieser Arbeit. Die Unterstützung und die eingebrachten Ideen haben das Entstehen dieser Arbeit beeinflusst. Des Weiteren danke ich Professor Dr.-Ing. Steffen Bernet und Professor Dr.-Ing. Marc Hiller als Gutachter der Arbeit.

Darüber hinaus gilt mein Dank den Mitarbeitern des Lehrstuhls für die fachlichen Diskussionen und die Unterstützung bei den Messungen und Schaltungsentwürfen. Hierbei möchte ich insbesondere Dr.-Ing. Daniel Wigger und Dr.-Ing. David Weiß danken, mit denen ich lange Zeit ein Büro teilen und die Forschung am BIGT durchführen durfte. Des Weiteren danke ich Dr.-Ing. Jan Fuhrmann, M. Sc. Patrick Münster sowie M. Sc. David Hammes, die mich während der Erstellung dieser Arbeit in besonderer Weise unterstützt haben. Außerdem danke ich Peter Oertel für das Korrekturlesen.

Abschließend danke ich meiner Familie, meinen Eltern Roswitha und Hans-Werner, meiner Schwester Susann und insbesondere meiner Frau Magdalena, die auch beim wiederholten Lesen die notwendige Durchhaltekraft bewies. Nicht zuletzt danke ich auch meinen Töchtern Amelie und Naemi, die vielleicht nicht bewusst an der Entstehung dieser Arbeit mitwirkten, aber ihr dennoch die nötige Zeit der Reife ermöglichten.

Abstrakt

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Einsatz eines neuartigen Leistungshalbleiters für den Mittel- und Hochspannungsbereich und die sich daraus ergebenden Vor- und Nachteile analysiert. Hierbei liegt der Fokus auf der Leistungsfähigkeit und der Lebensdauer des untersuchten Leistungshalbleiters in verschiedenen Dreipunktumrichtertopologien.

Der Stand der Technik für Umrichter hoher Leistung beruht auf der Verwendung von Leistungshalbleitermodulen. Zur Umsetzung einer bidirektionalen Stromführung werden IGBT und antiparallele Freilaufdiode zusammen in einem Modul verbaut. Die Auslegung dieser Module spiegelt dabei nicht den vollständigen Einsatzbereich wider, sodass besonders der generatorische Betrieb mit Einschränkungen im Hinblick auf die Leistungsfähigkeit einhergeht. Ein rückwärts leitfähiger IGBT vereint die Funktionalitäten von IGBT und Diode in einem Chip. Hieraus ergeben sich Vorteile hinsichtlich der thermischen Belastung. Da eine Stromführung über die gesamte Periode der Grundfrequenz durch den gleichen Leistungshalbleiter möglich ist, sinkt der auftretende Temperaturhub gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Gleichzeitig wird durch die vergrößerte aktive Chipfläche die Wärmeabfuhr verbessert und die maximale Temperatur reduziert. Durch die monolithische Integration von IGBT und Diode in einem Chip entstehen auch Nachteile, da eine unabhängige Optimierung nicht möglich ist. So entsteht unter anderem eine Abhängigkeit des Durchlass- und Schaltverhaltens von der Gate-Emitter-Spannung, welche die Komplexität der Ansteuerung von rückwärts leitfähigen IGBTs erhöht.

Anhand von Messungen wird das Verhalten des untersuchten Leistungshalbleiters beschrieben und eine Methode der stromrichtungsabhängigen Ansteuerung zur Optimierung des elektrischen Verhaltens dargelegt. Die Leistungsfähigkeit von rückwärts leitfähigen IGBTs wird mithilfe von Simulationen für den Einsatz in verschiedenen Dreipunktumrichtertopologien, die in der Industrie weit verbreitet zur Anwendung kommen, analysiert. Der Faktor der Lebensdauer, der sich signifikant auf die Auslegung eines Umrichters auswirkt, wird, gestützt durch Simulationen, für die Applikation Windkraft betrachtet.

Die erzielten Resultate zeigen, dass die Auswirkungen auf das elektrische Verhalten von rückwärts leitfähigen IGBTs durch die Notwendigkeit einer stromrichtungsabhängigen Ansteuerung ohne signifikante Nachteile für das Gesamtsystem beherrscht werden können. Demgegenüber stehen erhöhte Durchlassverluste für kleine Lastströme, die abhängig von der Anwendung durch die Auslegung der Stromrichtungserkennung entstehen. Die Vorteile hinsichtlich der auftretenden Temperaturhübe und der maximalen Temperatur beeinflussen die zu erwartende Lebensdauer positiv. Gleichzeitig wird die Möglichkeit einer substanziellen Leistungssteigerung im Vergleich zum konventionellen IGBT/Dioden-Modul eröffnet. Eine Auslegung auf die gleiche Lebensdauer führt zu einer potentiellen Leistungssteigerung für die betrachtete Anwendung von bis zu 100 %.

Der Einsatz von rückwärts leitfähigen IGBTs stellt, unter der Berücksichtigung der erhöhten Komplexität bezüglich der Ansteuerung, eine vielversprechende Möglichkeit der Lebensdauer- und Leistungssteigerung auf der Grundlage des konventionellen Halbleitermaterials Silizium dar.

Abstract

Within this thesis, the use of a novel power semiconductor for medium and high voltage is analysed, and the resulting advantages and disadvantages are revealed. The focus is on the performance and durability of various three-level converter topologies.

State of the art for high-power converters is the use of semiconductor modules. The conventional approach to realise a bidirectional carry of current is based on the use of the IGBT with the antiparallel free-wheeling diode in one module. The design of these modules does not reflect the entire range of application. Therefore generator mode is limited regarding performance. The reverse-conducting IGBT combines the functionalities of IGBT and diode in a single chip. This combination results in advantages regarding thermal stress. As the current can be carried by the same power semiconductor for the entire period of the fundamental frequency, the occurring temperature cycle decreases compared to the conventional IGBT/diode module. At the same time, the enlarged active chip area improves the heat dissipation, and the maximum temperature is reduced. On the other hand, there are disadvantages caused by the monolithic integration of IGBT and diode in a single chip, as an independent optimisation is not possible any longer. Inter alia, a dependence of the conduction and switching behaviour of the gate-emitter voltage increases the complexity of controlling the reverse-conducting IGBT.

Based on measurements, the behaviour of the investigated power semiconductor is described, and a control method is set forth to optimise the electrical behaviour. The performance of reverse-conducting IGBTs is analysed using simulations for the use in various three-level converter topologies, which are widely used in industry. The factor of durability, which is significant for the design of a converter, is considered for wind power application based on simulations.

The obtained results show that the effects on the electrical behaviour of the reverse-conducting IGBT can be controlled without significant disadvantages of the entire system. However higher conduction losses result for low load currents, due to the design of the Current-Direction Detection. The advantages regarding temperature cycles occurring and the maximum temperature have positive influence to the expected durability. At the same time, the opportunity opens up for a substantial increase in performance compared to the conventional IGBT/diode module. Design for the same durability leads to a possible increase in performance for the considered application up to 100%.

Besides the higher complexity of the control, the use of the reverse-conducting IGBT represents a promising way to improve performance and durability by the conventional semiconductor material silicon.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	XI
Tabellenverzeichnis	XIX
Abkürzungsverzeichnis	XXVI
1. Einleitung	1
2. Grundlagen des rückwärts leitfähigen IGBTs	5
2.1. Konzept des RC-IGBTs	6
2.2. Konzept des BIGTs	9
2.2.1. Durchlassverhalten des BIGTs	11
2.2.2. Schaltverhalten des BIGTs	16
2.2.3. Vergleich verfügbarer IGBT/Dioden-Module	25
3. Grundlagen der Dreipunktumrichtertopologie	27
3.1. Neutral-Point-Clamped-Dreipunktumrichter	31
3.1.1. Modulation des NPC-Dreipunktumrichters	32
3.2. Active-Neutral-Point-Clamped-Dreipunktumrichter	33
3.2.1. ANPC ₁₁ -Modulation	34
3.2.2. ANPC ₁₂ -Modulation	36
3.2.3. ANPC _{DF} -Modulation	37
3.2.4. ANPC _{ALD} -Modulation	38
3.3. T-Type-Dreipunktumrichter	40
3.3.1. Modulation des T-Type-Dreipunktumrichters	42
3.4. Verlustberechnung im Dreipunktumrichter	42
3.4.1. Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste	46
3.4.2. Einfluss des Frequenzverhältnisses auf die gemittelte Verlustberechnung	48
4. Stromrichtungserkennung im NPC-Dreipunktumrichter	51
4.1. Detektion des Leitzustandes über die Kollektor-Emitter-Spannung	52
4.2. Detektion des Leitzustandes über den Laststrom	53
4.3. Untersuchung des Durchlassverhaltens des BIGTs	58
4.4. Erprobung der Stromrichtungserkennung	59
4.5. Einfluss von Oszillationen des Laststromes auf die Stromrichtungserkennung	61
4.6. Einfluss der Hysteresegrenzen auf die Verlustleistung	64
4.7. Zusammenfassung	70

5. Einfluss des BIGTs auf die Leistungsfähigkeit von Dreipunktumrichtern	71
5.1. Thermisches Ersatzschaltbild	72
5.2. Vergleich der Leistungsfähigkeit von Dreipunktumrichtern	74
5.2.1. Vergleich der maximalen Temperatur bei gleicher Ausgangsleistung	76
5.2.2. Vergleich der maximalen Ausgangsleistung bei gleicher Temperatur	100
5.3. Zusammenfassung	108
6. Einfluss des BIGTs auf die Lebensdauer von Dreipunktumrichtern	111
6.1. Grundlagen der Lebensdauerberechnung	114
6.2. Bestimmung der Temperatur durch die Nutzung von Korrekturfaktoren	117
6.3. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im NPC-Dreipunktumrichter	118
6.3.1. Vergleich der Leistungsfähigkeit	118
6.3.2. Vergleich der Lebensdauer	122
6.4. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im ANPC-Dreipunktumrichter	125
6.4.1. Vergleich der Leistungsfähigkeit	126
6.4.2. Vergleich der Lebensdauer	129
6.5. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im T-Type-Dreipunktumrichter	131
6.5.1. Vergleich der Leistungsfähigkeit	131
6.5.2. Vergleich der Lebensdauer	135
6.6. Zusammenfassung	138
7. Aktive Mehrpunktgleichrichter	143
7.1. Aktiver Dreipunktgleichrichter	144
7.2. Aktiver Vierpunktgleichrichter	150
7.3. Vergleich der Leistungsfähigkeit des T-Type-Dreipunktgleichrichters	152
8. Zusammenfassung	157
Anhänge	161
A. Prüfplatzaufbau und ergänzende Messungen	163
A.1. Aufbau zur Untersuchung des Durchlassverhaltens	163
A.2. Aufbau zur Untersuchung des Schaltverhaltens	164
A.3. Bestimmung der Streuinduktivität L_σ	165
A.4. Ergänzende Schaltmessungen	167
B. Verlustberechnung Dreipunktumrichter	169
B.1. NPC-Umrichter	169
B.2. ANPC-Umrichter	173
B.2.1. ANPC ₁₁ -Modulation	173
B.2.2. ANPC ₁₂ -Modulation	176
B.2.3. ANPC _{DF} -Modulation	178
B.3. T-Type-Umrichter	181
B.3.1. Reihenschaltung	181
B.3.2. Parallelschaltung	183

C. Vergleich der Verluste durch die Variation der Hysteresegrenzen	185
C.1. Simulationsparameter	185
C.2. Hysteresegrenzen $ i_1 = i_3 = 300 \text{ A}$ und $ i_2 = i_4 = 100 \text{ A}$	187
C.3. Hysteresegrenzen $ i_1 = i_3 = 400 \text{ A}$ und $ i_2 = i_4 = 100 \text{ A}$	189
D. Vergleich der Leistungsfähigkeit von Dreipunktumrichtern	191
D.1. Simulationsparameter	191
D.2. Vergleich bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur	195
E. Vergleich der Lebensdauer von Dreipunktumrichtern	203
Literatur	211
Thesen	221

Abbildungsverzeichnis

1.1. Zweipunktumrichter	2
2.1. Schematischer Aufbau von IGBT und RC-IGBT mit Feldstopp-Technologie und planarer Gate-Struktur (nicht maßstäblich)	6
2.2. Durchlasskennlinie eines 600 V/3 A RC-IGBTs [Gri03]	7
2.3. Schematischer Aufbau des BIGTs (nicht maßstäblich)	9
2.4. Vergleich des Auftretens von Snapbacks in der Durchlasskennlinie von IGBT, RC-IGBT und BIGT mit einer Sperrspannung von 3,3 kV [Sto10]	10
2.5. Vergleich des Durchlassverhaltens von IGBT und BIGT im IGBT-Modus, $U_{GE} = 15 \text{ V}$	11
2.6. Sekundäre Snapback-Effekte im Durchlassverhalten des BIGTs im IGBT-Modus	12
2.7. Vergleich der Stromdichte pro Chip von IGBT und BIGT im IGBT-Modus, $U_{GE} = 15 \text{ V}$	13
2.8. Vergleich des Durchlassverhaltens von Diode und BIGT im Diodenmodus, $U_{GE} = -15 \text{ V}$	13
2.9. Vergleich der Stromdichte pro Chip von Diode und BIGT im Diodenmodus, $U_{GE} = -15 \text{ V}$	14
2.10. Einfluss der Gate-Emitter-Spannung auf das Durchlassverhalten des BIGTs im Diodenmodus für $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	15
2.11. Vergleich des Einschaltverhaltens von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G,on} = 0,5 \text{ } \Omega$, $L_\sigma = 210 \text{ nH}$	17
2.12. Vergleich der Schaltleistung beim Einschalten von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G,on} = 0,5 \text{ } \Omega$	17
2.13. Vergleich des Ausschaltverhaltens von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G,off} = 1,7 \text{ } \Omega$	18
2.14. Vergleich der Schaltleistung beim Ausschalten von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G,off} = 1,7 \text{ } \Omega$	19
2.15. Vergleich des Reverse-Recovery-Verhaltens von BIGT und Diode für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $L_\sigma = 210 \text{ nH}$	20
2.16. Vergleich der Schaltleistung beim Reverse-Recovery von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	20
2.17. Einfluss des Entsättigungspulses auf das Reverse-Recovery-Verhalten des BIGTs für $t_{Puls} = 15 \text{ } \mu\text{s}$ und $t_{delay} = 3 \text{ } \mu\text{s}$, $U_{DC} = 3800 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	22
2.18. Auftreten des dynamischen Avalanches für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	24
3.1. Cascaded-H-Bridge-Fünfpunktumrichter	28
3.2. Flying-Capacitor-Dreipunktumrichter	29
3.3. Diode-Clamped-Dreipunktumrichter	30
3.4. Einphasiger Aufbau des NPC-Dreipunktumrichters	31
3.5. Sinus-Dreieck-Modulation des NPC-Dreipunktumrichters	33
3.6. Einphasiger Aufbau des ANPC-Dreipunktumrichters	34
3.7. ANPC ₁₁ -Modulation des ANPC-Dreipunktumrichters	35
3.8. ANPC ₁₂ -Modulation des ANPC-Dreipunktumrichters	36
3.9. ANPC _{DF} -Modulation des ANPC-Dreipunktumrichters	37

3.10. Entlastung der äußeren Schalter durch ANPC _{ALD} -Modulation	39
3.11. Entlastung der inneren Schalter durch ANPC _{ALD} -Modulation	39
3.12. ANPC _{ALD} -Modulation des ANPC-Dreipunktumrichters	40
3.13. Einphasiger Aufbau des T-Type-Dreipunktumrichters	41
3.14. Sinus-Dreieck-Modulation des T-Type-Dreipunktumrichters	42
3.15. Verlauf der relativen Einschaltzeiten des Dreipunktumrichters	44
3.16. Vergleich der Schaltenergien zwischen den Messkurven aus dem Datenblatt (W_{DB}) und der Linearisierung (W_{lin})	46
3.17. Vergleich der prozentualen Abweichung zwischen getakteter und gemittelter Verlustberechnung für T_{11} und T_{12} des NPC-Dreipunktumrichters	49
4.1. Einphasiger Aufbau des NPC-Dreipunktumrichters mit BIGTs	51
4.2. Ansteuerschaltung zur Stromrichtungserkennung (a) nach [Dom10] (b) nach [Eck10]	52
4.3. Aufbau der Gesamtstruktur der Umrichtersteuerung ohne Entsättigungspuls	53
4.4. Aufbau der Gesamtstruktur der Umrichtersteuerung mit Entsättigungspuls	54
4.5. Aufbau und Funktionsweise der Stromrichtungserkennung	55
4.6. Auswirkungen der Stromrichtungserkennung auf die Schaltsignale von BIGT B ₁₁	57
4.7. Konfiguration zur Messung der Durchlassspannung	58
4.8. Messung der Durchlassspannung ohne Stromrichtungserkennung	58
4.9. Messung der Durchlassspannung mit Stromrichtungserkennung	59
4.10. Verhalten der Stromrichtungserkennung an einer Phase des NPC-Dreipunktumrichters, $f_0 = 50$ Hz, $f_S = 500$ Hz, $ i_1 = i_3 = 300$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $L_{Last} = 2,7$ mH, Schaltsignale der übergeordneten Steuerung (grau) und der Stromrichtungserkennung (rot)	60
4.11. Konfiguration zur Messung des Einflusses von Oszillationen des Laststromes	61
4.12. Einfluss von Oszillationen des Laststromes auf das Verhalten der Stromrichtungserkennung, $f_0 = 50$ Hz, $f_S = 500$ Hz, $L_{Last} = 2,7$ mH, $L_{LC} = 120$ μ H, $C_{LC} = 1,5$ μ F, $ i_1 = i_3 = 300$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, Schaltsignale der übergeordneten Steuerung (grau) und der Stromrich- tungserkennung (rot)	62
4.13. Oszillationen im Laststrom durch Schalthandlungen von B ₁₁ und B ₂₂	63
4.14. Einfluss von Oszillationen des Laststromes auf das Verhalten der Stromrichtungserkennung, $f_0 = 50$ Hz, $f_S = 500$ Hz, $L_{Last} = 2,7$ mH, $L_{LC} = 120$ μ H, $C_{LC} = 1,5$ μ F, $ i_1 = i_3 = 500$ A und $ i_2 = i_4 = 50$ A, Schaltsignale der übergeordneten Steuerung (grau) und der Stromrich- tungserkennung (rot)	63
4.15. Vergleich der Durchlassverluste von Diode D ₁₁ und BIGT B ₁₁ für $I_a = 200$ A, $ i_1 = i_3 = 200$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $a = 0,8$	65
4.16. Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 200$ A, $ i_1 = i_3 = 200$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $a = 0,8$	66
4.17. Vergleich der Durchlassverluste von Diode D ₁₁ und BIGT B ₁₁ für $I_a = 600$ A, $ i_1 = i_3 = 200$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $a = 0,8$	66
4.18. Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 600$ A, $ i_1 = i_3 = 200$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $a = 0,8$	67
4.19. Vergleich der Durchlassverluste von Diode D ₁₁ und BIGT B ₁₁ für $I_a = 200$ A, $ i_1 = i_3 = 400$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $a = 0,8$	68
4.20. Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 200$ A, $ i_1 = i_3 = 400$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $a = 0,8$	68
4.21. Vergleich der Durchlassverluste von Diode D ₁₁ und BIGT B ₁₁ für $I_a = 600$ A, $ i_1 = i_3 = 400$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $a = 0,8$	69

4.22. Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $i_a = 600$ A, $ i_1 = i_3 = 400$ A und $ i_2 = i_4 = 100$ A, $a = 0,8$	69
5.1. Thermische Ersatzschaltbilder	72
5.2. Vergleich der thermischen Ersatzschaltbilder für unterschiedliche Verlustverteilungen	74
5.3. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,9$, $\cos(\varphi) = 1$	77
5.4. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,25$, $\cos(\varphi) = 1$	79
5.5. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,9$, $\cos(\varphi) = -1$	81
5.6. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,25$, $\cos(\varphi) = -1$	83
5.7. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit BIGTs, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,9$	85
5.8. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit BIGTs, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,25$	87
5.9. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10$ Hz, $a = 0,9$, $\cos(\varphi) = 1$	89
5.10. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10$ Hz, $a = 0,25$, $\cos(\varphi) = 1$	91
5.11. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10$ Hz, $a = 0,9$, $\cos(\varphi) = -1$	93
5.12. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10$ Hz, $a = 0,25$, $\cos(\varphi) = -1$	95
5.13. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit BIGTs, $f_0 = 10$ Hz, $a = 0,9$	97
5.14. Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit BIGTs, $f_0 = 10$ Hz, $a = 0,25$	99
5.15. Leistungssteigerung des NPC-Umrichters mit BIGTs bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz	100
5.16. Leistungssteigerung der ANPC ₁₁ -Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz	101
5.17. Leistungssteigerung der ANPC ₁₁ -Modulation mit BIGTs (rot) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz	101
5.18. Leistungssteigerung der ANPC _{DF} -Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz	103
5.19. Leistungssteigerung der ANPC _{DF} -Modulation mit BIGTs (blau) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz	103
5.20. Leistungssteigerung der ANPC _{ALD} -Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz	104
5.21. Leistungssteigerung der ANPC _{ALD} -Modulation mit BIGTs (orange) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz	104
5.22. Vergleich der optimalen Arbeitsbereiche für die Modulationsverfahren des ANPC-Umrichters mit BIGTs, $f_0 = 50$ Hz	105

5.23. Leistungssteigerung des T-Type-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, Reihenschaltung von 3,3 kV IGBTs für die äußeren Schalter, $f_0 = 50$ Hz	106
5.24. Leistungssteigerung des T-Type-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, Parallelschaltung von 6,5 kV IGBTs für die äußeren Schalter, $f_0 = 50$ Hz	106
5.25. Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit BIGTs (lila) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, Reihenschaltung von 3,3 kV BIGTs für die äußeren Schalter, $f_0 = 50$ Hz	107
5.26. Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit BIGTs (braun) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, Parallelschaltung von 6,5 kV BIGTs für die äußeren Schalter, $f_0 = 50$ Hz	107
6.1. Leistungs-, Strom- und Frequenzcharakteristik des verwendeten langsam laufenden direkt angetriebenen Synchrongenerators	112
6.2. Aussteuerung und Leistungsfaktor des verwendeten langsam laufenden direkt angetriebenen Synchrongenerators	112
6.3. Windgeschwindigkeitsprofil der Station FINO 1 in der deutschen Nordsee, September 2010 . .	113
6.4. Einfluss der maximalen Sperrschichttemperatur auf die maximale Zyklusanzahl	115
6.5. Temperaturverlauf des äußeren Schalters des NPC-Umrichters bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	119
6.6. Temperaturverlauf des inneren Schalters des NPC-Umrichters bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	120
6.7. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des NPC-Umrichters bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	120
6.8. Temperaturverlauf des äußeren Schalters des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	121
6.9. Temperaturverlauf des inneren Schalters des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	121
6.10. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	122
6.11. Vereinfachtes Temperaturprofil zur Lebensdauerberechnung (Ausschnitt)	123
6.12. Zyklusanzahl des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur	123
6.13. Relativer Lebensdauerverbrauch des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur . .	125
6.14. Temperaturverlauf des inneren Schalters des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	126
6.15. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	127
6.16. Temperaturverlauf des äußeren Schalters des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	127
6.17. Temperaturverlauf des inneren Schalters des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	128

6.18. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	128
6.19. Zyklusanzahl des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	129
6.20. Relativer Lebensdauerverbrauch des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	130
6.21. Temperaturverlauf des äußeren Schalters des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	131
6.22. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	132
6.23. Temperaturverlauf des äußeren Schalters des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	132
6.24. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	133
6.25. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	133
6.26. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	134
6.27. Temperaturverlauf des äußeren Schalters des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	134
6.28. Temperaturverlauf des äußeren Schalters des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	135
6.29. Zyklusanzahl des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher maximaler Temperatur	135
6.30. Relativer Lebensdauerverbrauch des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher maximaler Temperatur	136
6.31. Zyklusanzahl des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher maximaler Temperatur	137
6.32. Relativer Lebensdauerverbrauch des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher maximaler Temperatur	137
7.1. VIENNA-Dreipunktgleichrichter	144
7.2. Aktive Dreipunktgleichrichter basierend auf bidirektionalen Umrichtertopologien	145
7.3. Darstellbarer komplexer Spannungszeiger in der Raumzeigerebene des Dreipunktgleichrichters	146
7.4. Nicht darstellbarer komplexer Spannungszeiger in der Raumzeigerebene des Dreipunktgleichrichters	147
7.5. Diskontinuierliche Pulsweitenmodulation	148
7.6. Arbeitsbereich des aktiven Dreipunktgleichrichters	149
7.7. Einphasiger Aufbau des T-Type-Vierpunktgleichrichters mit optionalen Symmetrierungskondensatoren	150
7.8. Arbeitsbereich des aktiven Vierpunktgleichrichters	152
7.9. Vergleich des Arbeitsbereiches der WKA und des aktiven Dreipunktgleichrichters	153
7.10. Temperaturverlauf des äußeren Schalters für eine erwartete Lebensdauer von 25 Jahren, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	154

7.11. Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters für eine erwartete Lebensdauer von 25 Jahren, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	155
A.1. Schematischer Aufbau zur Untersuchung des Durchlassverhaltens	163
A.2. Schematischer Aufbau zur Untersuchung des Schaltverhaltens	164
A.3. Kommutierungskreise des NPC-Dreipunktumrichters	165
A.4. Bestimmung der Streuinduktivität im kleinen Kommutierungskreis, $R_{G,on} = 4,1 \Omega$	166
A.5. Bestimmung der Streuinduktivität im großen Kommutierungskreis, $R_{G,on} = 4,1 \Omega$	166
A.6. Vergleich des Einschaltverhaltens von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G,on} = 0,5 \Omega$	167
A.7. Vergleich der Schaltleistung beim Einschalten von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G,on} = 0,5 \Omega$	167
A.8. Vergleich des Reverse-Recovery-Verhaltens der Mittelpunktdiode für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	168
A.9. Vergleich der Schaltleistung beim Reverse-Recovery der Mittelpunktdiode für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	168
C.1. Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für $I_a = 200 \text{ A}$, $ i_1 = i_3 = 300 \text{ A}$ und $ i_2 = i_4 = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$	187
C.2. Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 200 \text{ A}$, $ i_1 = i_3 = 300 \text{ A}$ und $ i_2 = i_4 = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$	187
C.3. Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für $I_a = 600 \text{ A}$, $ i_1 = i_3 = 300 \text{ A}$ und $ i_2 = i_4 = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$	188
C.4. Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 600 \text{ A}$, $ i_1 = i_3 = 300 \text{ A}$ und $ i_2 = i_4 = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$	188
C.5. Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für $I_a = 1000 \text{ A}$, $ i_1 = i_3 = 400 \text{ A}$ und $ i_2 = i_4 = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$	189
C.6. Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 1000 \text{ A}$, $ i_1 = i_3 = 400 \text{ A}$ und $ i_2 = i_4 = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$	189
D.1. Leistungssteigerung des NPC-Umrichter mit BIGTs	195
D.2. Leistungssteigerung der ANPC ₁₁ -Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen	196
D.3. Leistungssteigerung der ANPC ₁₁ -Modulation mit BIGTs	196
D.4. Leistungssteigerung der ANPC ₁₂ -Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen	197
D.5. Leistungssteigerung der ANPC ₁₂ -Modulation mit BIGTs	197
D.6. Leistungssteigerung der ANPC ₁₂ -Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen	198
D.7. Leistungssteigerung der ANPC ₁₂ -Modulation mit BIGTs	198
D.8. Leistungssteigerung der ANPC _{DF} -Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen	199
D.9. Leistungssteigerung der ANPC _{DF} -Modulation mit BIGTs	199
D.10. Leistungssteigerung der ANPC _{ALD} -Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen	200
D.11. Leistungssteigerung der ANPC _{ALD} -Modulation mit BIGTs	200
D.12. Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung mit IGBT/Dioden-Modulen	201
D.13. Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung mit BIGTs	201
D.14. Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung mit IGBT/Dioden-Modulen	202
D.15. Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung mit BIGTs	202
E.1. Mittelpunktdiode des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur	203

E.2. Mittelpunktschalter des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	203
E.3. Temperaturverläufe des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₂ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	204
E.4. Äußerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₂ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	205
E.5. Innerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₂ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	205
E.6. Mittelpunktschalter des ANPC-Umrichters mit ANPC ₁₂ -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	205
E.7. Temperaturverläufe des ANPC-Umrichters mit ANPC _{DF} -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	206
E.8. Äußerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC _{DF} -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	207
E.9. Innerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC _{DF} -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	207
E.10. Mittelpunktschalter des ANPC-Umrichters mit ANPC _{DF} -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	207
E.11. Temperaturverläufe des ANPC-Umrichters mit ANPC _{ALD} -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)	208
E.12. Äußerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC _{ALD} -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	209
E.13. Innerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC _{ALD} -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	209
E.14. Mittelpunktschalter des ANPC-Umrichters mit ANPC _{ALD} -Modulation bei gleicher maximaler Temperatur	209

Tabellenverzeichnis

2.1. Vergleich der Durchlassspannung von IGBT und BIGT für $I_C = 1500 \text{ A}$	11
2.2. Vergleich der Durchlassspannung von Diode und BIGT für $I_C = 1500 \text{ A}$	14
2.3. Vergleich der Schaltenergien von IGBT und BIGT für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$ und $I_C = 1500 \text{ A}$	21
2.4. Vergleich des Durchlass- und Schaltverhalten verschiedener IGBT/Dioden-Module	25
3.1. Schaltzustände einer Phase des NPC-Dreipunktumrichters	32
3.2. Schaltzustände einer Phase des ANPC-Dreipunktumrichters mit ANPC ₁₁ -Modulation	34
3.3. Schaltzustände einer Phase des ANPC-Dreipunktumrichters mit ANPC ₁₂ -Modulation	36
3.4. Schaltzustände einer Phase des ANPC-Dreipunktumrichters mit ANPC _{DF} -Modulation	37
3.5. Schaltzustände einer Phase des ANPC-Dreipunktumrichters mit ANPC _{ALD} -Modulation	38
3.6. Schaltzustände einer Phase des T-Type-Dreipunktumrichters	41
4.1. Schaltsignale der Stromrichtungserkennung	56
4.2. Simulationsparameter zur Untersuchung des Einflusses der Hysteresegrenzen auf die Verlustleistung	64
5.1. Simulationsparameter zum Vergleich der Leistungsfähigkeit	75
6.1. Parameter des verwendeten langsam laufenden direkt angetriebenen Synchrongenerators	111
6.2. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des IGBT/Dioden-Moduls im Dreipunktumrichter	138
6.3. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des IGBT/Dioden-Moduls im NPC-Umrichter in Abhängigkeit von der zulässigen maximalen Sperrschichttemperatur	139
6.4. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im Dreipunktumrichter	140
6.5. Vergleich der Leistungsfähigkeit des BIGTs im Dreipunktumrichter bei einer Auslegung auf eine Lebensdauer von 25 Jahren	141
7.1. Schaltzustände einer Phase des T-Type-Vierpunktgleichrichters	151
7.2. Vergleich der Leistungsfähigkeit des Dreipunktgleichrichters bei einer Auslegung auf eine Lebensdauer von 25 Jahren	155
A.1. Verwendete Messmittel zur Untersuchung des Durchlassverhaltens	163
A.2. Verwendete Messmittel zur Untersuchung des Schaltverhaltens	164
C.1. Allgemeine Simulationsparameter für die Variation der Hysteresegrenzen	185
C.2. Elektrische Parameter der verwendeten Leistungshalbleiter für die Variation der Hysteresegrenzen	186
D.1. Allgemeine Simulationsparameter für die Variation der Hysteresegrenzen	191
D.2. Elektrische und thermische Parameter der verwendeten Leistungshalbleiter für die Variation der Hysteresegrenzen	192
D.3. Thermische Parameter des verwendeten Kühlkörpers für den Vergleich der Leistungsfähigkeit	194

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

τ	relative Einschaltzeit
$\tau_{-1} \cdots \tau_{+1}$	relative Einschaltzeit Spannungsstufe
τ_{th}	thermische Zeitkonstante, allgemein
τ_{thca}	thermische Zeitkonstante Case-Ambient
τ_{thjc}	thermische Zeitkonstante Junction-Case
$\tau_{thjc,B}$	thermische Zeitkonstante Junction-Case BIGT
$\tau_{thjc,D}$	thermische Zeitkonstante Junction-Case Diode
$\tau_{thjc,I}$	thermische Zeitkonstante Junction-Case IGBT
φ	Phasenverschiebungswinkel
$\cos(\varphi)$	Leistungsfaktor
ω	Kreisfrequenz, allgemein
a	Aussteuer- oder Modulationsgrad
a_{max}	maximaler Aussteuer- oder Modulationsgrad
C	Kapazität, allgemein
$C_1 \cdots C_3$	Zwischenkreiskapazität oder -kondensator
C_{CG}	Kollektor-Gate-Kapazität
C_{LC}	Schwingkreiskapazität
C_{th}	thermische Kapazität, allgemein
$C_{th,C}$	thermische Kapazität Cauer-Modell
$C_{th,F}$	thermische Kapazität Foster-Modell
f	Frequenz, allgemein
f_0	Grundfrequenz
f_{Gen}	Generatorfrequenz
f_{Nenn}	Nennfrequenz
f_S	Schaltfrequenz
I	Strom, allgemein
i	dynamischer Strom, allgemein
$i_1 \cdots i_4$	Schaltsschwellen Stromrichtungserkennung
$i_a \cdots i_c$	dynamischer Phasen- oder Laststrom
\hat{I}_a	Amplitude des Phasen- oder Laststromes
I_A	Anodenstrom
i_A	dynamischer Anodenstrom
$i_{A,BIGT}$	dynamischer Anodenstrom (Schaltvorgang BIGT)

$i_{A,IGBT}$	dynamischer Anodenstrom (Schaltvorgang IGBT)
I_C	Kollektorstrom
\dot{i}_C	dynamischer Kollektorstrom
$\dot{i}_{C,BIGT}$	dynamischer Kollektorstrom BIGT
$\dot{i}_{C,Diode}$	dynamischer Kollektorstrom Diode (IGBT/Dioden-Modul)
$\dot{i}_{C,Desat}$	dynamischer Kollektorstrom Entsättigungspuls
$\dot{i}_{C,IGBT}$	dynamischer Kollektorstrom IGBT (IGBT/Dioden-Modul)
I_{DC}	Zwischenkreisstrom
I_M	Messstrom
I_{Nenn}	Nennstrom
J	Stromdichte, allgemein
J_C	Kollektorstromdichte
k_1, k_2	Parameter Lebensdauerberechnung
$k_{R_{th,max}}$	Korrekturfaktor für die maximale Temperatur
$k_{R_{th,min}}$	Korrekturfaktor für die minimale Temperatur
$k_{R_{thca,max}}$	Korrekturfaktor für die maximale Temperatur Case-Ambient
$k_{R_{thca,min}}$	Korrekturfaktor für die minimale Temperatur Case-Ambient
$k_{R_{thjc,max}}$	Korrekturfaktor für die maximale Temperatur Junction-Case
$k_{R_{thjc,min}}$	Korrekturfaktor für die minimale Temperatur Junction-Case
L	Lebensdauer
L_v	Lebensdauerverbrauch
L	Induktivität, allgemein
L_{Last}	Lastinduktivität
L_{LC}	Schwingkreisinduktivität
L_σ	Streuinduktivität
N	Anzahl der Spannungsstufen
$N_{10\%}$	maximale Zyklanzahl bis zum Ausfall von 10 % der betrachteten Komponenten
N_{ref}	maximale Zyklanzahl
n	tatsächliche Zyklanzahl
n	Drehzahl
n_{Nenn}	Nenndrehzahl
P	Leistung, allgemein
ΔP	Verlustleistungsdifferenz
P_a	Ausgangsleistung
P_D	Durchlassverluste
\bar{P}_D	gemittelte Durchlassverluste
$P_{D,D}$	Durchlassverluste Diode
$\bar{P}_{D,D}$	gemittelte Durchlassverluste Diode
$P_{D,I}$	Durchlassverluste IGBT

$\bar{P}_{D,I}$	gemittelte Durchlassverluste IGBT
P_{Nenn}	Nennleistung
P_S	Schaltleistung oder -verluste
\bar{P}_S	gemittelte Schaltverluste
p_S	dynamische Schaltleistung
$p_{S,BIGT}$	dynamische Schaltleistung BIGT
$P_{S,D}$	Schaltverluste Diode
$\bar{P}_{S,D}$	gemittelte Schaltverluste Diode
$p_{S,Diode}$	dynamische Schaltleistung Diode
$P_{S,I}$	Schaltverluste IGBT
$\bar{P}_{S,I}$	gemittelte Schaltverluste IGBT
$p_{S,IGBT}$	dynamische Schaltleistung IGBT
P_V	Gesamtverluste
\bar{P}_V	gemittelte Gesamtverluste
$P_{V,D}$	Gesamtverluste Diode
$\bar{P}_{V,D}$	gemittelte Gesamtverluste Diode
$P_{V,I}$	Gesamtverluste IGBT
$\bar{P}_{V,I}$	gemittelte Gesamtverluste IGBT
R	Widerstand, allgemein
r_d	differentieller Widerstand
$r_{d,D}$	differentieller Widerstand Diode
$r_{d,I}$	differentieller Widerstand IGBT
$R_{G,off}$	Ausschaltvorwiderstand
$R_{G,on}$	Einschaltvorwiderstand
R_{th}	thermischer Widerstand, allgemein
$R_{th,C}$	thermischer Widerstand Cauer-Modell
$R_{th,F}$	thermischer Widerstand Foster-Modell
R_{thca}	thermischer Widerstand Case-Ambient
$R_{thca,BB}$	thermischer Widerstand Case-Ambient BIGT-BIGT
$R_{thca,DD}$	thermischer Widerstand Case-Ambient Diode-Diode
$R_{thca,DI}$	thermischer Widerstand Case-Ambient Diode-IGBT
$R_{thca,ID}$	thermischer Widerstand Case-Ambient IGBT-Diode
$R_{thca,II}$	thermischer Widerstand Case-Ambient IGBT-IGBT
R_{thjc}	thermischer Widerstand Junction-Case
$R_{thjc,B}$	thermischer Widerstand Junction-Case BIGT
$R_{thjc,D}$	thermischer Widerstand Junction-Case Diode
$R_{thjc,I}$	thermischer Widerstand Junction-Case IGBT
s_f	Skalierungsfaktor
t	Zeit, allgemein

t_{delay}	Versatz- oder Ausblendzeit
t_{Puls}	Pulsdauer
T_S	Periodendauer
T	Temperatur, allgemein
ΔT	Temperaturdifferenz oder -hub
$\bar{\Delta T}$	gemittelte Temperaturdifferenz
T_a	Temperatur Kühlmedium
ΔT_{ca}	Temperaturdifferenz Case-Ambient
ΔT_{cond}	Temperaturdifferenz $125\text{ }^\circ\text{C} - T_{j,max}$
T_j	Sperrschichttemperatur
$T_{j,D}$	Sperrschichttemperatur Diode
$T_{j,I}$	Sperrschichttemperatur IGBT
$T_{j,max}$	maximale Sperrschichttemperatur
$T_{j,max,D}$	maximale Sperrschichttemperatur Diode
$T_{j,max,I}$	maximale Sperrschichttemperatur IGBT
$\Delta T_{j,fGen}$	Temperaturhub aufgrund der Generatorfrequenz
$\Delta T_{j,vwind}$	Temperaturhub aufgrund der Windgeschwindigkeit
u_{ao}	dynamische Spannung zwischen den Punkten a und o
\hat{U}_{ao}	Amplitude der Spannung zwischen den Punkten a und o
$U_{CE,0}$	Schwellspannung IGBT
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
u_{CE}	dynamische Kollektor-Emitter-Spannung
$u_{CE,BIGT}$	dynamische Kollektor-Emitter-Spannung BIGT
$u_{CE,Diode}$	dynamische Kollektor-Emitter-Spannung Diode (IGBT/Dioden-Modul)
$u_{CE,Desat}$	dynamische Kollektor-Emitter-Spannung Entsättigungspuls
$u_{CE,IGBT}$	dynamische Kollektor-Emitter-Spannung IGBT (IGBT/Dioden-Modul)
$U_{CE,sat}$	Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
U_{Clamp}	Spannung Clamping-Diode
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
$U_{F,0}$	Schwellspannung Diode
U_F	Flussspannung
U_{GE}	Gate-Emitter-Spannung
u_{GE}	dynamische Gate-Emitter-Spannung
$u_{GE,BIGT}$	dynamische Gate-Emitter-Spannung BIGT
$u_{GE,Diode}$	dynamische Gate-Emitter-Spannung Diode (IGBT/Dioden-Modul)
$u_{GE,Desat}$	dynamische Gate-Emitter-Spannung Entsättigungspuls
$u_{GE,IGBT}$	dynamische Gate-Emitter-Spannung IGBT (IGBT/Dioden-Modul)
U_{KA}	Kathoden-Anoden-Spannung
u_{KA}	dynamische Kathoden-Anoden-Spannung

$u_{KA, BIGT}$	dynamische Kathoden-Anoden-Spannung Diode (Schaltvorgang BIGT)
$u_{KA, IGBT}$	dynamische Kathoden-Anoden-Spannung Diode (Schaltvorgang IGBT)
U_M	Messspannung
U_{Nenn}	Nennspannung
u_{ref}	dynamische Referenzspannung
U	Spannung, allgemein
u	dynamische Spannung, allgemein
v	Geschwindigkeit, allgemein
v_{cut-in}	Einsetzwindgeschwindigkeit
v_{wind}	Windgeschwindigkeit
W	Energie, allgemein
W_{off}	Ausschaltenergie
w_{off}	bezogene Ausschaltenergie
$W_{off, BIGT}$	Ausschaltenergie BIGT
$W_{off, DB}$	Ausschaltenergie Datenblatt
$W_{off, IGBT}$	Ausschaltenergie IGBT
$W_{off, lin}$	Ausschaltenergie linearisiert
$w_{off, B11} \cdots w_{off, B12}$	bezogene Ausschaltenergie BIGT
$w_{off, T11} \cdots w_{off, T12}$	bezogene Ausschaltenergie IGBT
W_{on}	Einschaltenergie
w_{on}	bezogene Einschaltenergie
$W_{on, BIGT}$	Einschaltenergie BIGT
$W_{on, DB}$	Einschaltenergie Datenblatt
$W_{on, IGBT}$	Einschaltenergie IGBT
$W_{on, lin}$	Einschaltenergie linearisiert
$w_{on, B11} \cdots w_{on, B12}$	bezogene Einschaltenergie BIGT
$w_{on, T11} \cdots w_{on, T12}$	bezogene Einschaltenergie IGBT
W_{rec}	Reverse-Recovery-Energie
w_{rec}	bezogene Reverse-Recovery-Energie
$W_{rec, BIGT}$	Reverse-Recovery-Energie BIGT
$W_{rec, Diode}$	Reverse-Recovery-Energie Diode
$W_{rec, DB}$	Reverse-Recovery-Energie Datenblatt
$W_{rec, lin}$	Reverse-Recovery-Energie linearisiert
Z_{th}	thermische Impedanz, allgemein
Z_{thca}	thermische Impedanz Case-Ambient
$Z_{thca, DD}$	thermische Impedanz Case-Ambient Diode-Diode
$Z_{thca, DI}$	thermische Impedanz Case-Ambient Diode-IGBT
$Z_{thca, ID}$	thermische Impedanz Case-Ambient IGBT-Diode
$Z_{thca, II}$	thermische Impedanz Case-Ambient IGBT-IGBT

Z_{thjc}	thermische Impedanz Junction-Case
$Z_{thjc,D}$	thermische Impedanz Junction-Case Diode
$Z_{thjc,I}$	thermische Impedanz Junction-Case IGBT
ALD	Adjustable Losses Distribution
ANPC-Umrichter	Active-Neutral-Point-Clamped-Umrichter
B, B ₁₀ ··· B ₂₂	BIGT
BIGT	Bi-Mode Insulated-Gate Transistor
C	Kollektor
CDD	Current-Direction Detection
CHB-Umrichter	Cacaded-H-Bridge-Umrichter
D, D ₁₀ ··· D ₂₂	Diode
D _{10, BIGT}	Diode (Einsatz BIGT)
D _{10, IGBT}	Diode (Einsatz IGBT/Dioden-Modul)
D _{Clamp}	Clamping-Diode
DC-Umrichter	Diode-Clamped-Umrichter
DF	Doubled Frequency
DUT	Device Under Test
E	Emitter
FC-Umrichter	Flying-Capacitor-Umrichter
G	Gate
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
M	Maschine, allgemein
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
n	Elektronenkonzentration
NPC-Umrichter	Neutral-Point-Clamped-Umrichter
NPP-Umrichter	Neutral-Point-Piloted-Umrichter
p	Löcherkonzentration
RC-IGBT	Reverse-Conducting Insulated-Gate Bipolar Transistor
S', S' ₁₀ ··· S' ₂₂	geändertes Schaltsignal
S, S ₁₀ ··· S ₂₂	Schaltsignal
T, T ₁₀ ··· T ₂₂	IGBT

1. Einleitung

Durch den steigenden Einsatz von drehzahlvariablen Antrieben liegt der Fokus im Bereich hoher Leistungen auf der Effizienz und der Kosteneffektivität von Umrichtern und Leistungshalbleitern. Im Hinblick auf den Ausbau der regenerativen Energien im Offshore-Bereich steigen die Anforderungen an die Leistungsdichte und die Lastwechselfestigkeit sowie die Ansprüche durch die komplexen Netzananschlussrichtlinien [Kou12]. Diese Ziele können zum einen durch den Einsatz von Mehrpunktumrichtern erreicht werden, die gegenüber dem weitverbreiteten Zweipunktumrichter verschiedene Vorteile besitzen. Auf der anderen Seite können das elektrische und das thermische Verhalten der Leistungshalbleiter durch den Einsatz neuer Technologien verbessert werden.

Der fortschreitende Bedarf an Hochleistungsantrieben für industrielle Anwendungen öffnet den Markt für die Familie der Mehrpunktumrichter [Ste01], [Kou12]. Diese Entwicklung steht auch in einem direkten Zusammenhang mit der rasanten Weiterentwicklung der Leistungshalbleiter [Bos09]. Während es in vielen Bereichen noch eine deutliche Dominanz von Antrieben mit direkter Netzanbindung gibt, ist ein signifikanter Anstieg von drehzahlvariablen Antrieben zu verzeichnen [Kou12]. Neben Bereichen wie dem Bergbau und der Chemie- und Metallindustrie, zählen auch Standardanwendungen, wie Pumpen und Lüfter, dazu [Som99]. Der Einsatz von drehzahlvariablen Antrieben in Traktionsanwendungen ermöglicht neben der Geschwindigkeitsregelung auch die Anpassung des Leistungsflusses, sodass die beim Bremsen zurückgewonnene Energie ins Netz eingespeist werden kann und somit zu einer Steigerung des Wirkungsgrades führt [Die05], [Rod05]. Von großer Bedeutung ist diese Entwicklung auch im Hinblick auf den Ausbau von regenerativen Energien. Die Drehzahlvariabilität von Windkraftanlagen eröffnet die Möglichkeit zum leistungsmaximierten Betrieb bei jeder Windgeschwindigkeit, sodass die Erträge gesteigert werden können [Wu11].

Für den drehzahlvariablen Betrieb werden Antriebe durch den Einsatz von Umrichtern vom speisenden Netz entkoppelt, sodass keine Abhängigkeiten zwischen Antriebstrang und Netz bezüglich der Spannung und der Frequenz bestehen. Der Spannungszwischenkreisumrichter ist dabei am weitesten verbreitet. Den Standard für Niederspannung bildet hierbei der Zweipunktumrichter, wie ihn Abbildung 1.1 in einphasiger Ausführung zeigt [Kou12]. Bestehend aus zwei Schaltern, die einen bidirektionalen Stromfluss ermöglichen, kann die Ausgangsspannung einer Phase im Zweipunktumrichter zwei Potentiale annehmen. Die verwendeten Leistungshalbleiter müssen hierbei die volle Zwischenkreisspannung des Umrichters sperren können. Um Leistungen im Megawatt-Bereich mit Niederspannung zu erreichen, werden aufgrund der niedrigen Spannung hohe Ströme benötigt. Durch das Parallelschalten von Leistungshalbleitern (Abbildung 1.1a), Phasen oder sogar ganzen Umrichtern (Abbildung 1.1b), kann eine Verteilung der Belastung erreicht werden [Rod07]. Die Parallelisierung von Umrichtern hat sich besonders für Windkraftanlagen durchgesetzt, die im hohen Leistungsbereich mit Niederspannung arbeiten [Wu11]. Zum einen bietet sich in der Verwendung von Niederspannungskomponenten eine kostengünstige Lösung, da diese einen Standard darstellen und viele Anbieter zur Verfügung stehen. Zum anderen wird durch eine hohe Anzahl paralleler Systeme eine Redundanz erzeugt, die den Ausfall einzelner Umrichter kompensieren kann.

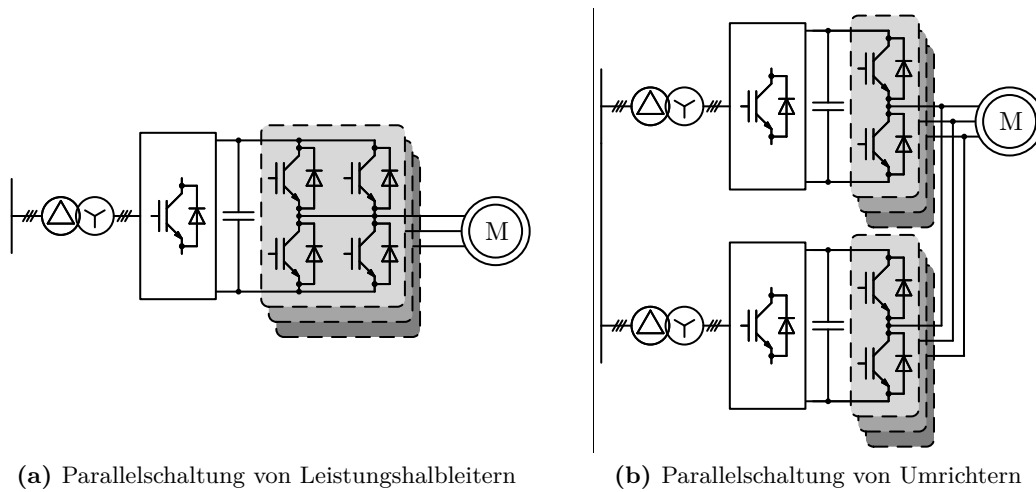


Abbildung 1.1.: Zweipunktumrichter

In den zurückliegenden Jahren fanden verstärkt Mehrpunktumrichter Einzug in den Markt und konnten sich etablieren [Kou12]. Hierzu gehören vor allem die verschiedenen Dreipunktumrichtertopologien, die sich zunehmend in Industrieanwendungen durchsetzen. Im Vergleich zum Zweipunktumrichter können Dreipunktumrichter höhere Spannungen ohne die Notwendigkeit einer Reihenschaltung von Leistungshalbleitern erreichen sowie bei gleicher Leistung die transiente Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter reduzieren [Som99].

Seit der Erfindung und Einführung des Insulated-Gate Bipolar Transistors (IGBT) Anfang der 1980er Jahre [Bec82] hat dieser Bereich der Leistungselektronik in den zurückliegenden Jahrzehnten eine enorme Entwicklung gemacht. Der IGBT vereint die guten Durchlasseigenschaften eines bipolaren Bauelementes mit den Ansteuereigenschaften eines Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistors (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET)). Der IGBT hat sich mit Sperrspannungen von bis zu 6,5 kV für Anwendungen im Mittel- und Hochspannungsbereich etabliert. In diesen Bereichen hat sich die Verwendung von Einzelschaltern in Modulbauform, die aus einer Parallelschaltung vieler Chips bestehen, als Industriestandard durchgesetzt. Diese Module, die abhängig von der Leistung in unterschiedlichen Größen verfügbar sind, verfolgen den konventionellen Zwei-Chip-Ansatz. Da der IGBT den Strom nur unidirektional führen kann, benötigt er für die Rückwärtsrichtung eine antiparallele Freilaufdiode. Diese beiden Chiparten werden zusammen in einem Modul verbaut. Hierdurch besteht jedoch ein starres Verhältnis der Chipflächen zwischen IGBT und Diode. Dieses erweist sich als nachteilig für Anwendungen, deren Verlustverteilung nicht dem vorliegenden Flächenverhältnis entspricht.

Neben den Nachteilen des starren Flächenverhältnisses stoßen die Verbesserungen des Durchlass- und Schaltverhaltens des IGBTs mit weiterem Vorschreiten der Entwicklung an Grenzen, sodass weitere Optimierungen mit einem erheblichen Aufwand einhergehen [Rah08]. Daher wird verstärkt nach neuen Möglichkeiten gesucht. Auf der einen Seite wird die Verwendung neuer Halbleitermaterialien zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit vorangetrieben. Auf der anderen Seite erscheint die monolithische Integration von IGBT und Freilaufdiode in einem Chip als eine vielversprechende Möglichkeit der Leistungssteigerung auf der Grundlage des konventionellen Halbleitermaterials Silizium.

Ein derartiges Bauelement wird als rückwärts leitfähiger IGBT (Reverse-Conducting IGBT (RC-IGBT)) bezeichnet. Der Nachteil des starren Flächenverhältnisses wird vermieden, da nahezu die gesamte Chipfläche unabhängig von der Stromrichtung zur Verfügung steht. Gleichzeitig werden die auftretenden Verluste homogen über das gesamte Modul verteilt. Auf diese Weise sinken die maximale Temperatur sowie der auftretende Temperaturhub und führen zu einer Erhöhung der Lastwechselfestigkeit [Eck11].

Eine Weiterentwicklung basierend auf dem RC-IGBT stellt der Bi-Mode Insulated Gate Transistor (BIGT) dar. Durch die Integration eines IGBTs und eines RC-IGBTs in einem Chip entsteht eine hybride Halbleiterstruktur, die sich bezüglich des elektrischen Verhaltens als vorteilhaft gegenüber dem einfachen RC-IGBT erweist [Rah09a]. Die Auswirkungen hinsichtlich Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im Zweipunktumrichter sind in der Literatur bereits beschrieben [Wei13], [Wei14].

Die Motivation dieser Arbeit besteht in der Kombination der Aspekte der Dreipunktumrichtertopologie in Verbindung mit dem Einsatz des BIGTs. Hierzu erfolgt eine umfangreiche Untersuchung der Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit verschiedener Topologien. Des Weiteren wird der Faktor der Lebensdauerberechnung für eine Applikation der regenerativen Energieerzeugung betrachtet und der Einfluss des BIGTs dargelegt. Hierbei werden auch die Besonderheiten der notwendigen Ansteuerung, die mit der Verwendung des BIGTs einhergehen, betrachtet und Lösungsmöglichkeiten aufgezeigt. Ein Ansatz, welcher eine Neuerung im Rahmen dieser Arbeit darstellt, ist die Beeinflussung des Durchlassverhaltens des BIGTs in Mehrpunktumrichtern durch die Verwendung einer Stromrichtungserkennung basierend auf der Laststrommessung. Bisherige Betrachtungen beschränken sich auf den Zweipunktumrichter und nutzen die Beeinflussung des Durchlassverhaltens von RC-IGBTs über die Messung der Kollektor-Emitter-Spannung.

Kapitel 2 legt die Grundlagen rückwärts leitfähiger IGBTs dar. Hierbei werden die Unterschiede der ersten Entwicklungen für weich schaltende Anwendungen kleiner Leistung und dem aktuellen Stand der Technik für hart schaltende Anwendungen hoher Leistung aufgezeigt. Im Vordergrund steht hierbei das Konzept des BIGTs als hybride Leistungshalbleiterstruktur. Neben einem auf Messungen basierenden Vergleich des Durchlass- und Schaltverhaltens zwischen BIGT und konventionellem IGBT/Dioden-Modul werden insbesondere die Einflüsse der Gate-Emitter-Spannung auf das Verhalten des BIGTs betrachtet. Die Gegenüberstellung verschiedener IGBT/Dioden-Module erlaubt eine objektive Beurteilung und eine Einordnung des BIGTs im Umfeld der am Markt vertretenen IGBT/Dioden-Module.

Die Darstellung der Grundlagen der Dreipunktumrichtertopologie erfolgt in Kapitel 3. Nach einem Überblick über die wichtigsten am Markt vertretenen Mehrpunktumrichter liegt der Fokus primär auf der Gruppe der Diode-Clamped-Umrichter (DC-Umrichter). Hierbei werden die Unterschiede und Besonderheiten der verschiedenen Topologien sowie gängige Modulationsansätze hinsichtlich ihrer Vor- und Nachteile herausgearbeitet. Des Weiteren wird das Verfahren der gemittelten Verlustberechnung der Leistungshalbleiter erläutert und die Einschränkungen gegenüber einer getakteten Verlustberechnung aufgezeigt.

Für einen optimalen Betrieb des BIGTs müssen die Einflüsse der Gate-Emitter-Spannung auf das Durchlassverhalten berücksichtigt werden. Kapitel 4 stellt ein im Rahmen der Arbeit entwickeltes Verfahren zur Stromrichtungserkennung im Dreipunktumrichter vor. Die Basis hierfür bildet die Messung des Laststromes. Die Funktionalität des Verfahrens wird anhand von Messungen nachgewiesen. Neben dem Einfluss von hochfrequenten Oszillationen, die durch Schalthandlungen ausgelöst werden können, werden auch die Auswirkungen der gewählten Hysteresebreite der Stromrichtungserkennung auf die Durchlassverluste untersucht.

Kapitel 5 betrachtet die Leistungsfähigkeit der verschiedenen Dreipunktumrichter topologien unter Verwendung des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls und des BIGTs. Hierzu wird ein Vergleich statischer Arbeitspunkte hinsichtlich der maximalen Temperatur bei gleicher Leistung sowie der maximalen Leistung bei gleicher maximaler Temperatur für verschiedene Grundfrequenzen und Modulationsgrade vorgenommen. Eine Gegenüberstellung der verschiedenen Topologien wird in dieser Form erstmals im Rahmen dieser Arbeit vorgenommen. Zur Bestimmung der Temperatur werden zwei verschiedene thermische Modelle erläutert.

Die Vorteile des BIGTs gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul werden in Kapitel 6 für die Applikation Windkraft untersucht. Hierfür erfolgt ein Vergleich der Leistungsfähigkeit der verschiedenen Topologien unter Berücksichtigung des Faktors der Lebensdauer für ein reales Windgeschwindigkeitsprofil. Nach der Darlegung der Grundlagen der Lebensdauerberechnung von Leistungshalbleitern werden die Auswirkungen der Einführung eines „Cut-Off“-Bereiches anhand der untersuchten Anwendung betrachtet. Der „Cut-Off“-Bereich legt eine Grenze für die in die Berechnung einzubeziehenden Temperaturhübe fest. Des Weiteren wird der Einfluss der Variation der zulässigen maximalen Temperatur auf die Lebensdauer eruiert. Eine Auslegung für die gleiche Lebensdauer erlaubt eine umfassende Gegenüberstellung der untersuchten Topologien.

Durch den Verzicht der Rückspeisefähigkeit können anstelle von bidirektionalen Umrichtern aktive Mehrpunktgleichrichter zum Einsatz kommen. Diese reduzieren den notwendigen Bedarf an Leistungshalbleitern. Kapitel 7 stellt die Grundlagen aktiver Gleichrichter dar und geht auf die Einschränkungen der Anwendbarkeit ein. Des Weiteren wird ein neuartiger Vierpunktgleichrichter präsentiert, der zu einer Erweiterung des Arbeitsbereiches führt. Abschließend erfolgt eine Betrachtung der Leistungsfähigkeit eines aktiven Dreipunktgleichrichters im Vergleich zu einem bidirektionalen Dreipunktumrichter für die Applikation Windkraft.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung der wesentlichen Ergebnisse.

2. Grundlagen des rückwärts leitfähigen IGBTs

Der IGBT besitzt, anders als der MOSFET, durch seinen Aufbau keine interne antiparallele Freilaufdiode. Daher ist für die Anwendung im Spannungszwischenkreisumrichter immer eine separate Diode notwendig. Der Nachteil der Verwendung von zwei Chiparten kann durch die monolithische Integration der Funktionalität von IGBT und Diode in einem Chip beseitigt werden.

Die ersten Entwicklungen gehen auf den Anfang der 1990er Jahre zurück [Aki90]. Durch das Einbringen von n^+ -Gebieten in die kollektorseitige p^+ -Schicht ergibt sich eine kurzgeschlossene Kollektorstruktur, welche innerhalb des IGBTs eine antiparallele Diode ausbildet. Bedingt durch die frühe Phase in der Entwicklung des IGBTs und der Diode, wurden diese Ansätze jedoch nicht weiterverfolgt und erst Anfang der 2000er Jahre wieder aufgegriffen [Rah08].

Bei der Entwicklung rückwärts leitfähiger IGBTs wurden zwei verschiedene Ansätze verfolgt. Zum einen besteht die Zielsetzung von RC-IGBTs kleiner Leistung in der Einsparung der benötigten Siliziumfläche durch die obsoletere Freilaufdiode [Gri03]. Zum anderen wird durch den hybriden Ansatz des BIGTs die konventionelle Zwei-Chip-Technologie adressiert, die für IGBT/Dioden-Module im Mittel- und Hochspannungsbereich eingesetzt wird. Der vollständige Ersatz durch den BIGT, kann beim Einsatz der gleichen Chipfläche eine höhere Ausgangsleistung erzielen, da für beide Stromrichtungen eine größere Chipfläche zur Verfügung steht [Eck09], [Rah09a].

Die Konzepte des konventionellen RC-IGBTs sowie der hybriden Struktur des BIGTs werden nachfolgend eingehend betrachtet und die Besonderheiten in ihrer Funktionsweise gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul herausgearbeitet.

2.1. Konzept des RC-IGBTs

Im Jahr 2003 wurde ein funktionsfähiger RC-IGBT präsentiert [Gri03]. Während der IGBT in seinem Aufbau über eine durchgängige kollektorseitige p^+ -Schicht verfügt, wechseln sich beim RC-IGBT hochdotierte p^+ - und n^+ -Gebiete ab. Die p -Wanne als Anode und das kollektorseitige n^+ -Gebiet als Kathode bilden eine interne antiparallele Freilaufdiode und ermöglichen eine Stromführung in Rückwärtsrichtung. Der unterschiedliche Aufbau der beiden Leistungshalbleiter ist schematisch als Querschnitt in Abbildung 2.1 dargestellt. Die durchgängige, hochdotierte, kollektorseitige n^+ -Schicht dient als Feldstopp und führt durch die Reduktion der benötigten Dicke der n^- -Basis zu geringeren Durchlassverlusten.

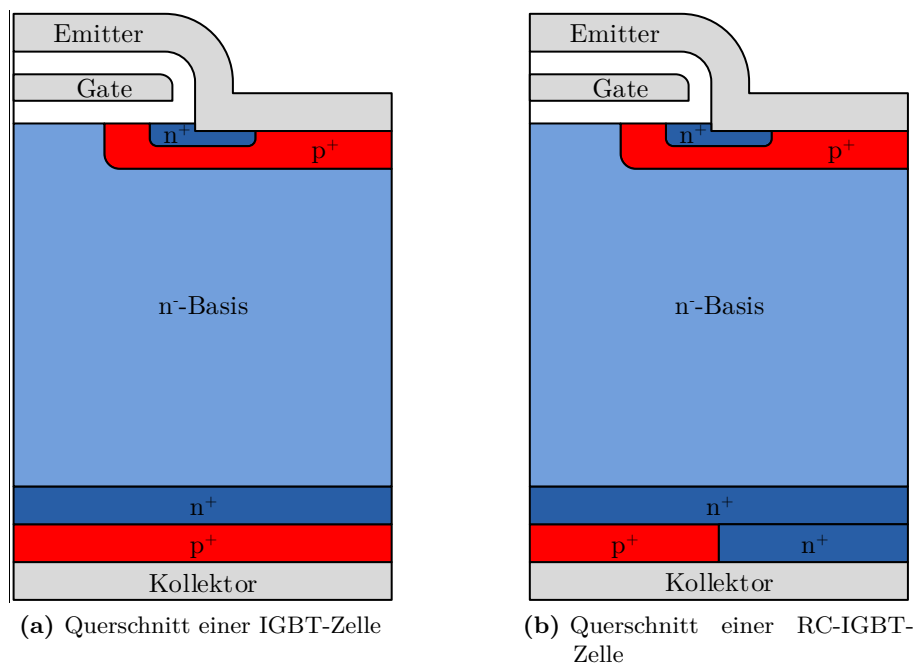


Abbildung 2.1.: Schematischer Aufbau von IGBT und RC-IGBT mit Feldstopp-Technologie und planarer Gate-Struktur (nicht maßstäblich)

Das Ziel des RC-IGBTs nach [Gri03] besteht in der Reduktion der notwendigen Siliziumfläche, da auf die separate Diode verzichtet werden kann. Durch die hochdotierte p -Wanne wird ein hoher Emitterwirkungsgrad der Diode erreicht, welcher auf der einen Seite zu einer geringen Durchlassspannung, auf der anderen Seite jedoch zu einer hohen Speicherladung im Bauelement und damit verbunden zu hohen Schaltverlusten der Diode führt. Aufgrund dieses Verhaltens und der geringen Sperrspannung von 600 V, ist dieser RC-IGBT nur für weich schaltende Anwendungen sehr kleiner Leistung, wie zum Beispiel in Vorschaltgeräten für Lampen, konzipiert. In diesen Anwendungen erfährt die Diode nur geringe Belastungen und das schlechte Schaltverhalten kommt nicht zum Tragen [Gri03].

Ein weiterer Nachteil der eingebrachten n^+ -Gebiete auf der Kollektorseite, welche auch als Anodenshorts bezeichnet werden [Rah08], zeigt sich im Durchlassverhalten des RC-IGBTs. Die Durchlasskennlinie des 600 V RC-IGBTs nach [Gri03] ist in Abbildung 2.2 dargestellt.

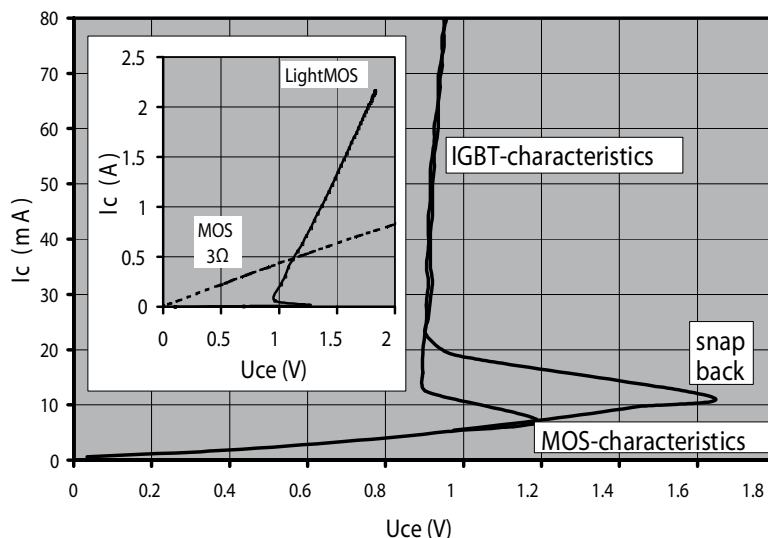


Abbildung 2.2.: Durchlasskennlinie eines 600 V/3 A RC-IGBTs [Gri03]

Für kleine Ströme weist der RC-IGBT ein ähnliches Verhalten wie der MOSFET auf. Die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} zeigt einen zum Kollektorstrom I_C linearen Anstieg. Die Elektronen fließen vom Emitter durch den ausgebildeten Inversionskanal über die Anodenshorts ab und verhindern die Injektion von Minoritätsträgern durch die kollektorseitigen p^+ -Gebiete. Es bildet sich ein unipolarer Stromfluss aus [Kim08]. Erst mit steigendem Strom ist der laterale Spannungsabfall über den kollektorseitigen p^+ -Gebieten ausreichend hoch und sie beginnen mit der Injektion von Löchern. Der RC-IGBT geht in die bipolare Stromführung über. Durch die ansteigende Konzentration von Ladungsträgern sinkt der Widerstand der n^- -Basis und es kommt zu einem Sprung im Verlauf der Durchlassspannung auf die charakteristische Kennlinie eines IGBTs [Sto10]. Dieses abrupte Absinken der Kollektor-Emitter-Spannung wird auch als Snapback-Effekt bezeichnet. Dieser Effekt führt zu einem erhöhten Durchlassverlusten im Bereich kleiner Ströme, deren Auswirkungen jedoch vernachlässigt werden können. Zum anderen entsteht ein Bereich mit negativem differentiellem Widerstand, welcher sich negativ auf das Parallelschalten von Chips, besonders bei niedrigen Temperaturen, auswirken kann [Sto11]. So können schon geringe Abweichungen im Durchlassverhalten der einzelnen Chips zu extremen Stromfehlverteilungen untereinander und damit verbundenen Überlastungen führen.

Ein RC-IGBT mit einem Sperrvermögen von 1200 V für hart schaltende Anwendungen wird in [Tak04] präsentiert. Dieser zeigt, neben dem typischen Snapback-Effekt, im Vergleich zur konventionellen Diode ein schlechteres Schaltverhalten der integrierten Diode. Während die Durchlassspannung gegenüber der konventionellen Diode um 50 % gesenkt werden kann, zeigt sich eine um 170 % höhere Rückstromspitze, welche mit höheren Schaltverlusten einhergeht. Eine Ladungsträgerlebensdauereinstellung des RC-IGBTs durch Bestrahlung kann die Rückstromspitze auf den Wert der konventionellen Diode reduzieren. Hierdurch steigt jedoch die Durchlassspannung im Vergleich zur konventionellen Diode um 210 %. Eine Optimierung auf das gleiche Durchlassverhalten als hinreichender Kompromiss führt zu einer um 15 % höheren Rückstromspitze der integrierten Diode des RC-IGBTs.

Eine Optimierung des Diodenverhaltens gestaltet sich schwierig, da die zur Verfügung stehenden Maßnahmen ein gegensinniges Verhalten von IGBT und Diode zur Folge haben. In [Rüt07] werden die Möglichkeiten für einen RC-IGBT mit einer Trench-Gate-Struktur aufgezeigt. Das Reverse-Recovery-Verhalten der Diode kann durch eine gezielte Ladungsträgerlebensdauereinstellung verbessert werden, wodurch sich jedoch die Durchlassspannung erhöht. Die Senkung des Emitterwirkungsgrades durch eine Verringerung der Dotierung der p-Wanne, die die Anode der Diode darstellt, beeinflusst die Plasmaverteilung im Durchlass ohne negative Auswirkungen auf die Durchlassspannung. Die Kurzschlussfestigkeit des RC-IGBTs wird jedoch durch die Höhe der Dotierung bestimmt, sodass diese nicht ohne Einschränkungen verändert werden kann.

In [Rah08] wird ein RC-IGBT für hohe Spannungen und hohe Ströme in hart schaltenden Anwendungen präsentiert. Basierend auf einer planaren Gate-Struktur und unter Verwendung der Feldstopp-Technologie, besitzt die p-Wanne bereits einen geringen Wirkungsgrad und ist somit vorteilhaft für das Schaltverhalten der integrierten Diode. Des Weiteren wird durch eine lokale Bestrahlung im Bereich unterhalb der p-Wanne die Ladungsträgerlebensdauer beeinflusst und der injizierte Löcherstrom reduziert, wodurch das Schaltverhalten der Diode weiter verbessert werden kann. Der weiterhin auftretende Snapback-Effekt der Durchlassspannung bei kleinen Strömen kann durch eine optimierte Struktur der Anodenshots sowie ein optimiertes Flächenverhältnis zwischen den kollektorseitigen p^+ - und n^+ -Gebieten minimiert werden [Rah08]. Eine Erhöhung der Weite der kollektorseitigen p^+ -Gebiete erhöht den Widerstand für die Elektronen und führt zu einer Reduktion des notwendigen Spannungsabfalls bis zum Eintreten des Snapback-Effektes sowie der Stromdichte bis zum Einsetzen der Injektion von Löchern. Durch den geringeren Anteil an n^+ -Gebieten wird der als Diode wirksame Bereich reduziert. Eine Auslegung für das Minimum des Snapback-Effektes hat somit negative Auswirkungen auf die anderen Eigenschaften des Bauelementes [Sto10].

2.2. Konzept des BIGTs

Um die Einschränkungen, welche sich für den RC-IGBT aufgrund der Optimierung ergeben, zu vermeiden, wird in [Rah09a] und [Rah09b] ein neuer Ansatz verfolgt. Zur Reduzierung des Snapback-Effektes wird nicht die Weite aller kollektorseitigen p^+ - und n^+ -Gebiete verändert, sondern lediglich die Weite eines einzelnen p^+ -Gebietes deutlich erhöht. Dadurch wird auf der Kollektorseite ein größerer Bereich geformt, der keine Anodenshots enthält und nur die Funktionalität eines IGBTs besitzt. Der sogenannte BIGT stellt somit eine hybride Halbleiterstruktur dar. Er vereint einen IGBT und einen RC-IGBT in einem Chip. Der Aufbau des BIGTs ist in Abbildung 2.3a dargestellt. Der Bereich ohne Anodenshots innerhalb des Chips bildet den sogenannten Pilot-IGBT. Der Widerstand für die Ladungsträger ist hier deutlich erhöht, sodass der laterale Spannungsabfall bereits für geringe Stromdichten ausreichend hoch ist und einen bipolaren Stromfluss ermöglicht.

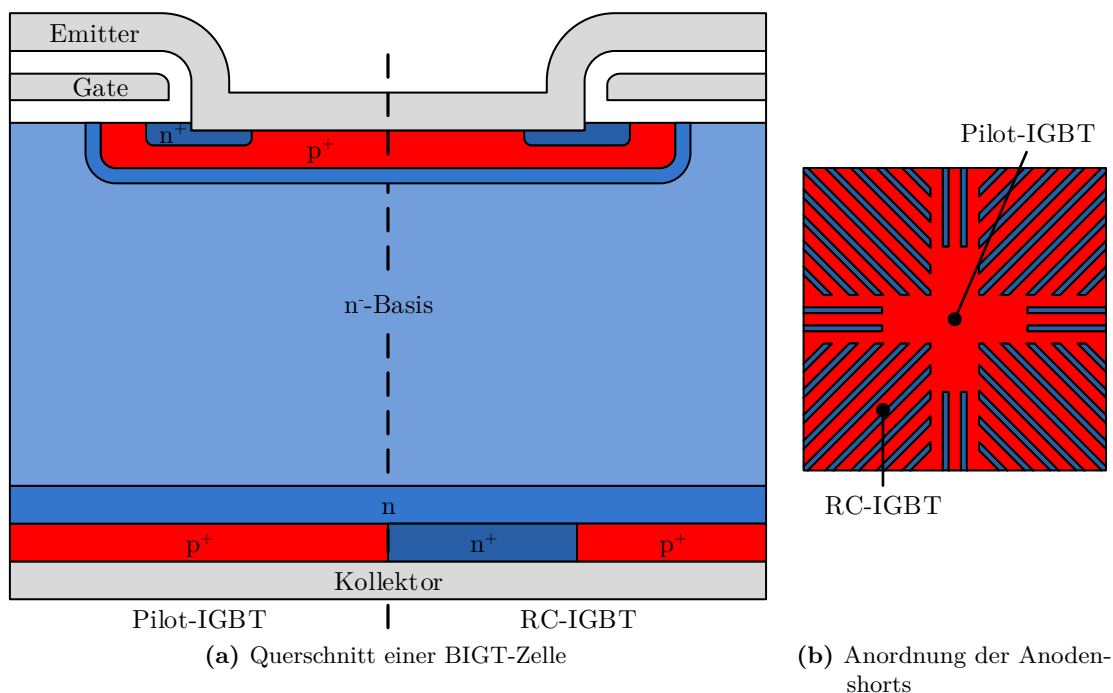


Abbildung 2.3.: Schematischer Aufbau des BIGTs (nicht maßstäblich)

Der typische Snapback der vorangegangenen RC-IGBTs tritt nicht mehr auf. An den Pilot-IGBT schließen sich abwechselnd die p^+ - und n^+ -Gebiete des RC-IGBTs an. Unterhalb der p -Wanne dient eine n -dotierte Zone zur Einstellung der Ladungsträgerlebensdauer. Führt der BIGT einen Strom in Vorwärtsrichtung wird das Elektronen-Loch-Plasma zunächst nur im Pilot-IGBT aufgebaut. Die laterale Ausdehnung des Plasmas in den Bereich des RC-IGBTs mit steigendem Strom ist für das Durchlassverhalten des BIGTs von hoher Bedeutung. Dabei wird das Verhalten von der Struktur und der Geometrie der Anodenshots bestimmt.

In [Sto11] werden verschiedene Konzepte für die Struktur der Anodenshots und deren Auswirkungen auf das Durchlassverhalten untersucht. Dabei stellt sich die in Abbildung 2.3b dargestellte Anordnung als optimal heraus. Die kreuzförmige Struktur des Pilot-IGBTs im Zusammenspiel mit der streifenförmigen Anordnung der Anodenshots ermöglicht eine homogene Ausdehnung des Elektronen-Loch-Plasmas in die Bereiche des RC-IGBTs und vermeidet so extrem sprunghafte Änderungen der Durchlassspannung.

Einen Vergleich des Auftretens des Snapback-Effektes in der Durchlasskennlinie des konventionellen RC-IGBTs und des BIGTs zeigt Abbildung 2.4. Beide Leistungshalbleiter besitzen ein Sperrvermögen von 3,3 kV. Während der konventionelle RC-IGBT einen deutlich ausgeprägten Sprung der Durchlassspannung bei kleinen Strömen aufweist, vermeidet der BIGT, durch die Einführung des Pilot-IGBTs, diesen primären Snapback-Effekt und dessen negative Auswirkungen auf das Parallelschalten mehrerer Chips. Der BIGT kann somit auch für hohe Leistungen, die eine Parallelschaltung von Chips bedingen, eingesetzt werden. Demgegenüber steht im Vergleich zum konventionellen RC-IGBT eine Reduzierung der aktiven Diodenfläche durch die Verwendung des Pilot-IGBTs.

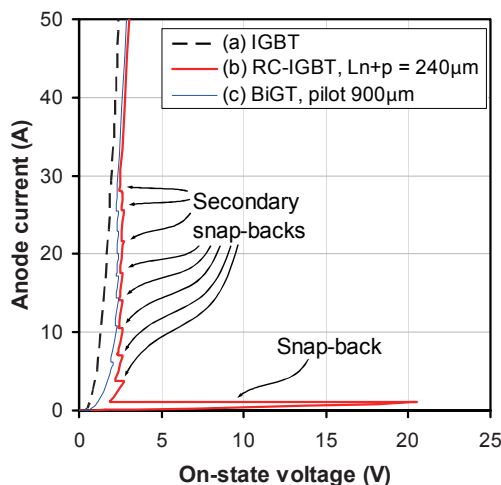


Abbildung 2.4.: Vergleich des Auftretens von Snapbacks in der Durchlasskennlinie von IGBT, RC-IGBT und BIGT mit einer Sperrspannung von 3,3 kV [Sto10]

Neben dem primären Snapback treten sogenannte sekundäre Snapbacks durch die Ausdehnung des Plasmas innerhalb des Bauelementes auf (Abbildung 2.4). Diese sekundären Snapback-Effekte zeigen sowohl der konventionelle RC-IGBT, als auch der BIGT, wobei sie im Vergleich für den letzteren deutlich geringer sind. Diese kleinen Sprünge in der Durchlassspannung entstehen, da die einzelnen Bereiche des RC-IGBTs mit der Ausbreitung des Plasmas erst zeitlich verzögert bipolar stromführend werden. Diese sekundären Snapback-Effekte zeigen keinen negativen Einfluss auf das Durchlassverhalten [Sto10].

Das elektrische Verhalten des BIGTs wird anhand eines Vergleichs mit einem konventionellen, kommerziell erhältlichen IGBT/Dioden-Modul charakterisiert. Für die Untersuchung des Durchlass- und Schaltverhaltens werden ein 3300 V/1500 A IGBT/Dioden-Modul mit einer Trench-Gate-Struktur (FZ1500R33HL3) und ein 3300 V/2000 A BIGT-Modul mit einer planaren Gate-Struktur (5SJA2000E330300) verglichen. Diese Module besitzen eine Grundfläche von 190 mm x 140 mm und verwenden die Feldstopp-Technologie. Sie stellen den aktuellen Stand der Technik der betrachteten Hersteller im Mittel- und Hochspannungsbereich dar. BIGTs mit einer Trench-Gate-Struktur befinden sich noch in der Entwicklung und sind derzeit nur als Prototyp verfügbar [Rah16]. Hierbei zeichnet sich eine weitere Verbesserung des elektrischen Verhaltens durch die veränderte Gate-Struktur ab.

Um zwischen den Funktionalitäten des BIGTs zu unterscheiden, wird für die nachfolgenden Betrachtungen eine Stromführung des BIGTs in Vorwärtsrichtung, wobei er die Funktionalität eines IGBTs übernimmt, als IGBT-Modus bezeichnet. Dementsprechend findet im Diodenmodus eine Stromführung des BIGTs in Rückwärtsrichtung statt.

2.2.1. Durchlassverhalten des BIGTs

In Abbildung 2.5 ist der Vergleich der Durchlasskennlinien von IGBT und BIGT im IGBT-Modus für zwei verschiedene Sperrschichttemperaturen dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass der BIGT sowohl bei einer Temperatur von 25 °C als auch 125 °C über dem gesamten Bereich eine niedrigere Durchlassspannung bei gleichem Strom besitzt. Bei einem Vergleich im Nennarbeitspunkt des IGBTs von 1500 A zeigt sich, dass der BIGT bei 25 °C eine Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} von 2,42 V erreicht. Dies entspricht gegenüber dem IGBT mit 2,55 V einer Reduktion um 12 %. Dieser Vorteil steigt mit zunehmender Temperatur leicht an. Für eine Sperrschichttemperatur von 125 °C steigt der absolute Unterschied zwischen BIGT und IGBT auf 0,32 V. Während der IGBT eine U_{CE} von 3,11 V besitzt, erreicht der BIGT eine Spannung von 2,79 V im Nennarbeitspunkt.

Die Unterschiede des Durchlassverhaltens lassen sich durch den Aufbau der verwendeten Module erklären. Ein konventionelles IGBT/Dioden-Modul mit einer Grundfläche von 190 mm x 140 mm besitzt 36 Chips verteilt auf sechs Substrate. Diese teilen sich in 24 IGBT- und 12 Diodenchips auf. Da der BIGT bei idealisierter Betrachtung unabhängig vom Betriebsmodus alle 36 Chips nutzt, steigt die nutzbare Chipfläche im IGBT-Modus um 50 %. Gleichzeitig sinkt die Stromdichte auf zwei Drittel und reduziert die auftretende Durchlassspannung [Sto13].

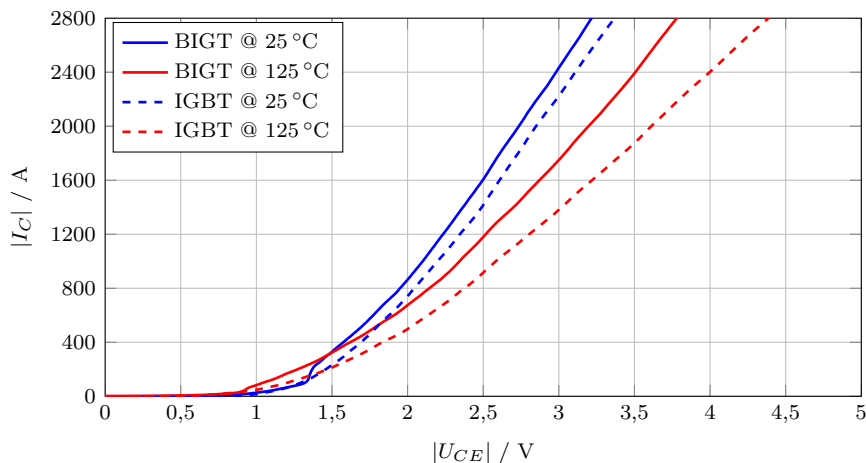


Abbildung 2.5.: Vergleich des Durchlassverhaltens von IGBT und BIGT im IGBT-Modus, $U_{GE} = 15 \text{ V}$

Durch die genutzte Ladungsträgerlebensdauereinstellung beim BIGT wird der Effekt der reduzierten Stromdichte jedoch teilweise kompensiert, sodass die Unterschiede in der Durchlassspannung zwischen IGBT und BIGT einen deutlich geringeren Wert zum Ergebnis haben [Wig15]. So erreicht der BIGT lediglich einen Vorteil von 12 % beziehungsweise 10 %. Die Ergebnisse des Vergleichs zwischen BIGT und IGBT sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst.

Tabelle 2.1.: Vergleich der Durchlassspannung von IGBT und BIGT für $I_C = 1500 \text{ A}$

	$T_j = 25 \text{ °C}$	$T_j = 125 \text{ °C}$
IGBT	2,55 V	3,11 V
BIGT	2,42 V	2,79 V
	-12,2 %	-10,3 %

Bei sehr kleinen Strömen und einer Temperatur von 25 °C zeigt sich der Übergang der einzelnen Bereiche des RC-IGBTs des BIGTs vom unipolaren Verhalten zum bipolaren Verhalten deutlich durch das Auftreten der sekundären Snapback-Effekte. Die Kennlinie des BIGTs weist einen Bereich auf, in dem, trotz steigendem Stromes, die Durchlassspannung einen nahezu konstanten Wert besitzt. Erst wenn der Strom weiter ansteigt, gehen die einzelnen Bereiche des RC-IGBTs in die bipolare Stromführung über, was zu einer Erhöhung der Leitfähigkeit führt. Die sekundäre Snapback-Effekte weisen keine Einflüsse auf das Verhalten des BIGTs auf [Sto10]. Für höhere Temperaturen gibt es keinen Einfluss der sekundären Snapback-Effekte auf das Durchlassverhalten. Hier weist der BIGT bereits für kleine Ströme ein bipolares Verhalten auf. Bei hohen Temperaturen sinkt die Diffusionsspannung des kollektorseitigen pn-Überganges und der ohmsche Widerstand steigt. Hierdurch können die Bereiche des RC-IGBTs schon bei geringerer Stromdichte in die bipolare Stromführung übergehen [Wig15]. In Abbildung 2.6 ist der Bereich der sekundären Snapbacks vergrößert dargestellt.

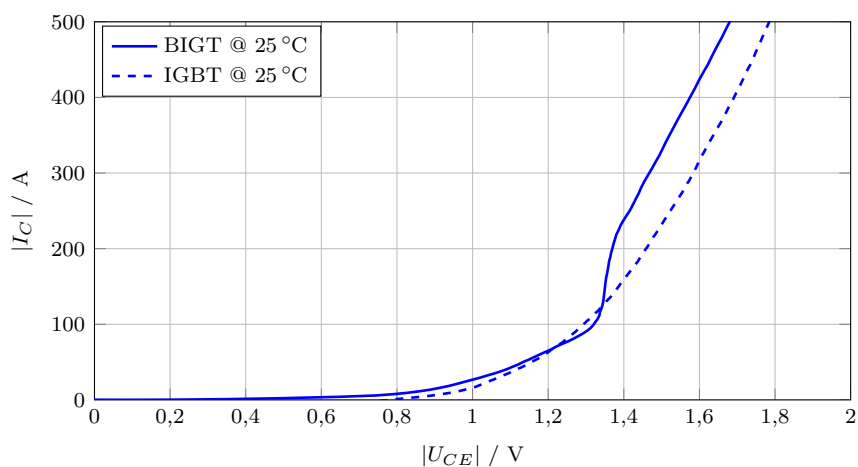


Abbildung 2.6.: Sekundäre Snapback-Effekte im Durchlassverhalten des BIGTs im IGBT-Modus

Während der BIGT im IGBT-Modus gegenüber dem konventionellen IGBT leichte Vorteile im Durchlassverhalten aufweist, zeigt sich ein deutlicher Nachteil hinsichtlich der Stromdichte pro Chip. Die Auswirkungen der reduzierten Stromdichte durch die erhöhte Chipfläche veranschaulicht Abbildung 2.7. Der BIGT benötigt für den gleichen Strom einen höheren Chipeinsatz als der IGBT. So könnte ein IGBT mit der gleichen Chipfläche des BIGTs einen höheren Strom erreichen. Für die gleiche Stromdichte pro Chip erreicht der BIGT eine höhere Durchlassspannung.

Im Diodenmodus nutzt das konventionelle IGBT/Dioden-Modul nur 12 Chips, sodass die Vergrößerung der Chipfläche im BIGT und die damit verbundene Reduktion der Stromdichte deutlich höher ausfallen. Unter der Annahme, dass die gesamte Chipfläche des BIGTs im Diodenmodus nutzbar ist, steigt im Vergleich zum konventionellen Modul die zur Verfügung stehende Fläche um 200 %. Gleichzeitig sinkt die Stromdichte auf ein Drittel. Da jedoch der Pilot-IGBT keine Anodenshorts enthält und im Diodenmodus inaktiv ist, ergibt sich eine vom Ideal abweichende höhere Stromdichte. Hierbei kann ein Anteil des Pilot-IGBTs an der gesamten Kollektorfläche von bis zu 25 % angenommen werden [Sto11], [Sto14].

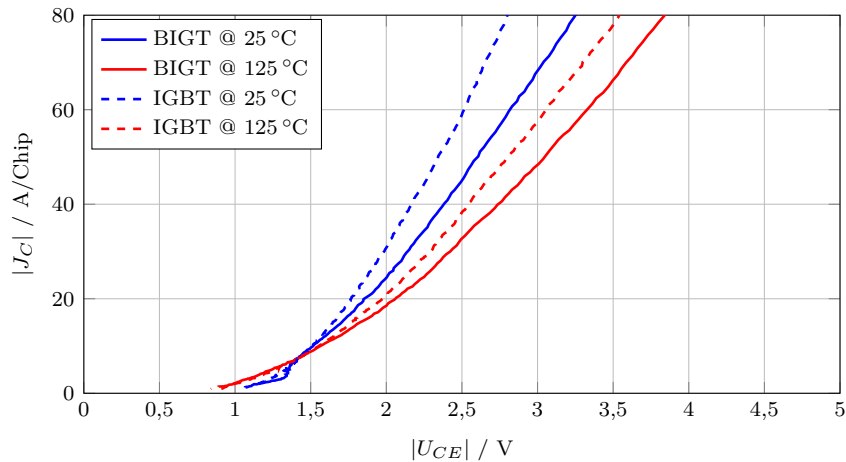


Abbildung 2.7.: Vergleich der Stromdichte pro Chip von IGBT und BIGT im IGBT-Modus, $U_{GE} = 15\text{ V}$

Das Durchlassverhalten der Diode und des BIGTs im Diodenmodus ist in Abbildung 2.8 für eine Gate-Emitter-Spannung $U_{GE} = -15\text{ V}$ dargestellt. Bei einer Sperrschichttemperatur von 25 °C ist eine deutliche Reduktion der Durchlassspannung für den BIGT gegenüber der Diode zu erkennen. Während die Diode einen Wert von $2,48\text{ V}$ bei einem Strom von 1500 A im Nennarbeitspunkt besitzt, sinkt die Durchlassspannung für den BIGT um $0,29\text{ V}$ auf $2,19\text{ V}$. Mit zunehmender Temperatur besitzen Diode und BIGT das gleiche Verhalten und erreichen eine Durchlassspannung von $2,40\text{ V}$ im Nennarbeitspunkt.

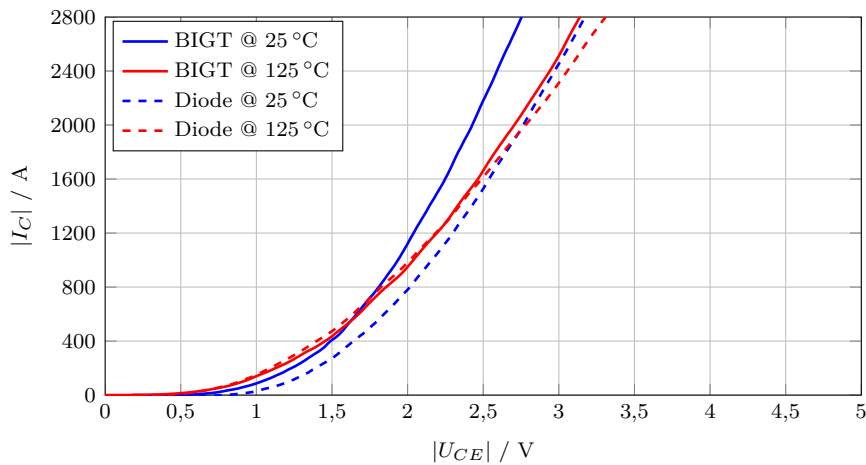


Abbildung 2.8.: Vergleich des Durchlassverhaltens von Diode und BIGT im Diodenmodus, $U_{GE} = -15\text{ V}$

Zum einen kommt in diesem Arbeitsbereich der negative Temperaturkoeffizient der Diode zum Tragen. Zum anderen wird der vermeintliche Vorteil des BIGTs durch die reduzierte Stromdichte auch im Diodenmodus durch die Ladungsträgerlebensdauereinstellung kompensiert. Während die reduzierte Stromdichte sich positiv auf den Durchlass auswirkt, erhöhen sich die Schaltverluste, sodass ein entsprechender Kompromiss notwendig ist. Erst für höhere Ströme gehen die Kennlinien wieder auseinander. Die Ergebnisse des Vergleichs von Diode und BIGT sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

Tabelle 2.2.: Vergleich der Durchlassspannung von Diode und BIGT für $I_C = 1500 \text{ A}$

	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$
Diode	2,48 V	2,40 V
BIGT	2,19 V	2,40 V
	-11,7 %	0,0 %

Obgleich einer um zirka 200 % größeren Chipfläche erreichen der BIGT im Diodenmodus und die konventionelle Diode ein annähernd gleiches Durchlassverhalten. Der Nachteil hinsichtlich der Stromdichte pro Chip tritt für den BIGT im Diodenmodus jedoch noch deutlicher hervor (Abbildung 2.9).

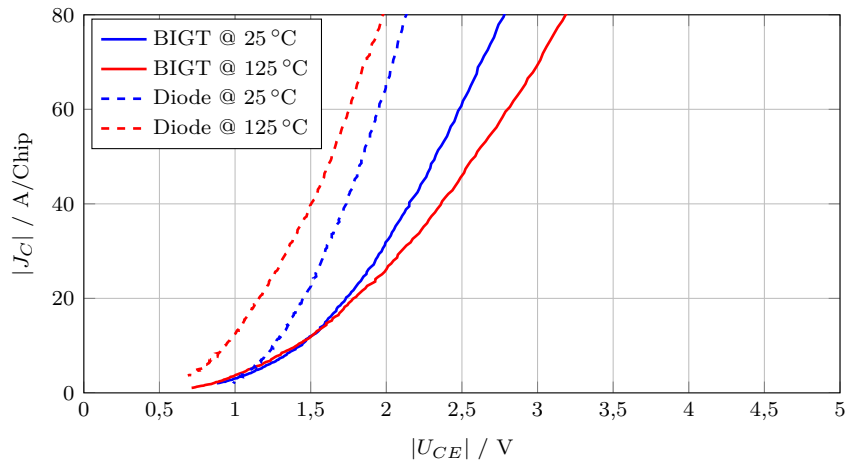


Abbildung 2.9.: Vergleich der Stromdichte pro Chip von Diode und BIGT im Diodenmodus, $U_{GE} = -15 \text{ V}$

Im Gegensatz zum konventionellen IGBT/Dioden-Modul wird das Durchlassverhalten des BIGTs im Diodenmodus durch die Gate-Emitter-Spannung beeinflusst [Rah08]. Überschreitet U_{GE} die Threshold-Spannung, bildet sich, sowohl im IGBT als auch im BIGT, ein Inversionskanal aus. Für die Stromführung der konventionellen Diode hat dies keine Auswirkungen, da es sich um getrennte Chips handelt. Passiert dies im Diodenmodus des BIGTs, entsteht über den leitfähigen MOS-Kanal ein zusätzlicher, zur internen Diode paralleler, Strompfad. Ein Teil der Elektronen kann über diesen abfließen und trägt nicht zur Überschwemmung der Diodenstruktur bei. Das hiermit verbundene Absinken der Plasmakonzentration im BIGT führt zu einem Ansteigen der Durchlassspannung [Sto13], [Pap13]. Abbildung 2.10 zeigt das Ansteigen der Durchlassspannung des BIGTs im Diodenmodus durch eine Gate-Emitter-Spannung U_{GE} von 15 V für eine Temperatur von 125 °C.

Durch die Nutzung der optimalen Durchlasskennlinie können die Durchlassverluste, sowohl im IGBT- als auch im Diodenmodus, minimal gehalten werden. Hierzu muss durch die Ansteuerung, anhand einer Detektion der Stromrichtung, die Gate-Emitter-Spannung an den vorherrschenden Modus angepasst werden [Rah08]. Dieses Verfahren wird auch als statisches MOS-Control bezeichnet. In [Her13] wird durch Messungen bereits gezeigt, wie sich eine entsprechende Ansteuerung auf das Durchlassverhalten auswirkt. Wird der IGBT-Modus zu spät oder nicht richtig erkannt, erfolgt keine Anhebung der Gate-Emitter-Spannung auf 15 V und der BIGT beginnt Sperrspannung aufzunehmen, obwohl er den Strom führen muss. Dadurch wird ein fehlerhafter Schaltzustand der Leistungshalbleiter erzeugt, der an den Ausgang des Umrichters eine falsche Ausgangsspannung angelegt.

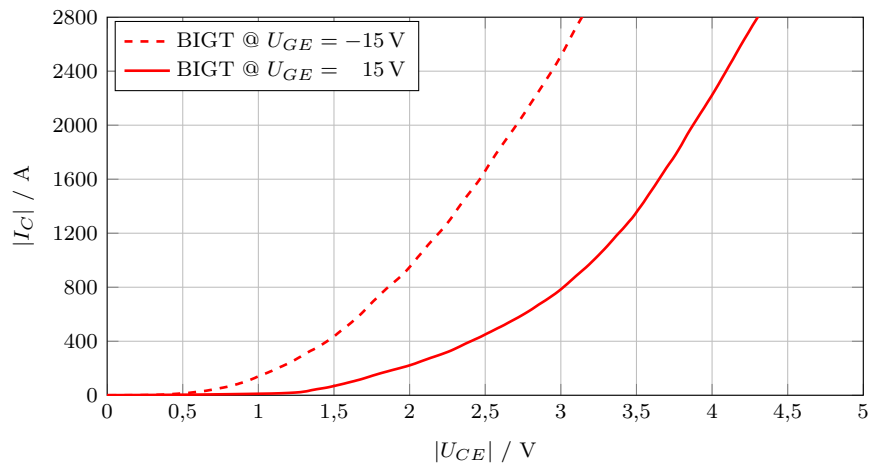


Abbildung 2.10.: Einfluss der Gate-Emitter-Spannung auf das Durchlassverhalten des BIGTs im Diodenmodus für $T_j = 125^\circ\text{C}$

Die Untersuchungen in [Her13] erfolgen durch eine manuelle Änderung der Ansteuersignale und verzichten auf eine tatsächliche Detektion der Stromrichtung. Eine Möglichkeit der Detektion der Stromrichtung durch die Nutzung der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} wird in [Dom15] präsentiert. Ein weiteres Verfahren zur Stromrichtungserkennung, entwickelt im Rahmen dieser Arbeit, basiert auf der Messung des Laststromes. Auf beide Methoden und die sich daraus ergebenden Auswirkungen auf den Betrieb des Umrichters wird in Kapitel 4 näher eingegangen.

2.2.2. Schaltverhalten des BIGTs

Die Untersuchung des Schaltverhalten von IGBT und BIGT erfolgt in einem Dreipunktumrichter. Für beide Module wird hierbei die gleiche halbleiternahe Ansteuerung verwendet, das heißt es werden keine Änderungen an den Gate-Widerständen oder anderen Parametern vorgenommen. Somit erfolgt keine Auslegung auf ein gleiches Schaltverhalten, sondern es wird der Einfluss des BIGTs unter der Beibehaltung bestehender Komponenten aufgezeigt. Dieses Vorgehen erfolgt unter der Randbedingung einen Einsatz des BIGT mit kleinstmöglichem Aufwand zu ermöglichen. Anhand von Messungen wird zum einen das allgemeine Schaltverhalten kurz erläutert und zum anderen das Schaltverhalten von IGBT und BIGT verglichen. Des Weiteren werden die auftretenden Schaltleistungen und -energien näher betrachtet. Eine ausführliche Darstellung des allgemeinen Schaltverhaltens findet sich in [Böh14] und [Wig15].

Einschaltverhalten

Die Betrachtung des Einschaltverhaltens erfolgt anhand des Schaltvorgangs innerhalb des großen Kommutierungskreises des verwendeten Dreipunktumrichters. Weiterführende Information finden sich in Anhang A. Der Vergleich des Einschaltverhaltens zwischen IGBT und BIGT ist in Abbildung 2.11 wiedergegeben. Der Einschaltvorgang wird durch das Anheben der Gate-Emitter-Spannung von -10 V eingeleitet. Sobald die Threshold-Spannung erreicht wird, welche in einem Bereich zwischen 6 V und 8 V liegt, bildet sich der Inversionskanal aus. Elektronen werden in die n -Basis injiziert und der Kollektorstrom I_C steigt an. Der mit dem Anstieg des Stromes einhergehende Spannungsabfall über der parasitären Streuinduktivität im Kommutierungskreis führt zu einem Absinken der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} .

Mit dem Erreichen des statischen Endwertes des Laststromes beginnt die am Schaltvorgang beteiligte Diode mit dem Abbau ihrer Reverse-Recovery-Ladung. Der hierzu notwendige Strom überlagert sich dem Kollektorstrom durch den IGBT. Dieser Vorgang wird durch die hohe Spitze im Stromverlauf deutlich. Die weiterhin abfallende Kollektor-Emitter-Spannung führt zu einem ansteigenden Strom durch die Kollektor-Gate-Kapazität C_{CG} und lädt diese um. Die Gate-Emitter-Spannung erreicht durch den hohen Strom durch C_{CG} zunächst einen Bereich konstanter Spannung unterhalb des statischen Endwertes. Dieser Bereich wird auch als Millerplateau bezeichnet. Der Einschaltvorgang ist beendet, wenn die Gate-Emitter-Spannung ihren statischen Endwert erreicht hat und die Kollektor-Emitter-Spannung auf das Niveau der Durchlassspannung sinkt.

In Abbildung 2.11 ist deutlich zu erkennen, dass der BIGT einen höheren Anstieg des Stromes besitzt, wodurch es im Vergleich zum IGBT zu einem schnelleren Abfallen der Kollektor-Emitter-Spannung kommt. Die Stromspitze durch den Reverse-Recovery-Vorgang des am Schaltvorgang beteiligten BIGT im Diodenmodus erreicht einen signifikant höheren Maximalwert von 3800 A gegenüber dem IGBT mit 2800 A . Der Grund hierfür ist in den Unterschieden des internen Aufbaus der verwendeten Module zu finden. Diese ermöglichen ein schnelleres Einschalten des BIGTs unter der Verwendung der gleichen halbleiternahen Ansteuerung. Die Unterschiede im internen Aufbau der Module zeigen sich neben der Schaltgeschwindigkeit auch im Verlauf der Gate-Emitter-Spannung. Im Bereich zwischen $0\text{ }\mu\text{s}$ und $1\text{ }\mu\text{s}$ zeigt sich für den IGBT ein induktiver Spannungsabfall durch die parasitären Elemente zwischen der Ansteuerung und dem IGBT. Dieses Verhalten weist der BIGT nicht auf.

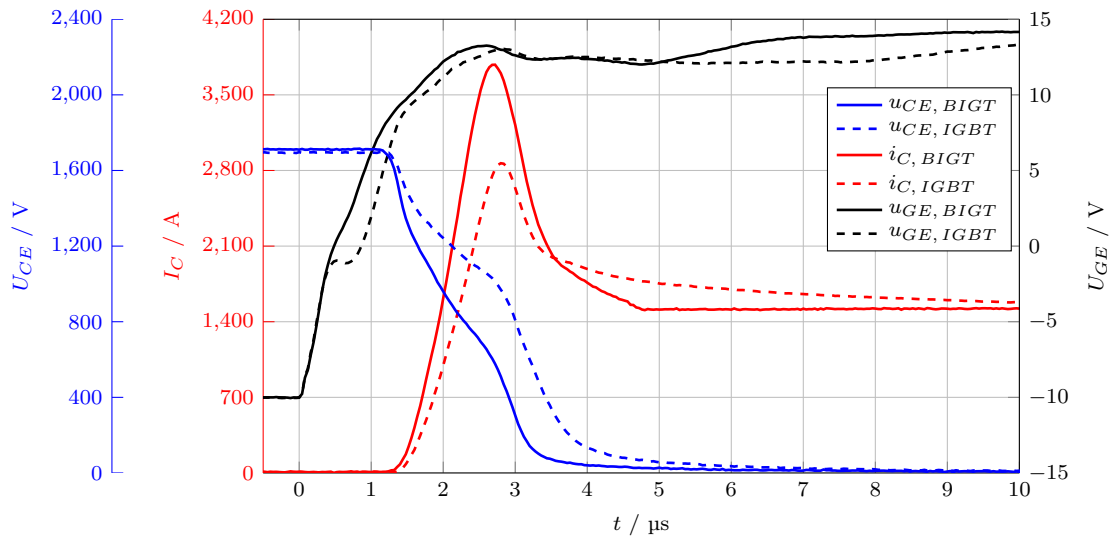


Abbildung 2.11.: Vergleich des Einschaltverhaltens von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$ und $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G, on} = 0,5\ \Omega$, $L_\sigma = 210\text{ nH}$

Die Schaltleistungen des Einschaltvorgangs sind in Abbildung 2.12 dargestellt. Für den BIGT ist die Schaltleistung geringer, obgleich des höheren Spitzenwertes des Stromes. Da die Kollektor-Emitter-Spannung deutlich schneller sinkt, weist sie im Maximum der Verlustleistung im Vergleich zum IGBT einen geringeren Wert auf und führt zu einer niedrigeren Schaltenergie. Die Einschaltenergie des BIGTs ist mit $W_{on, BIGT} = 2,85\text{ J}$ gegenüber dem IGBT mit $W_{on, IGBT} = 3,77\text{ J}$ um 24% geringer.

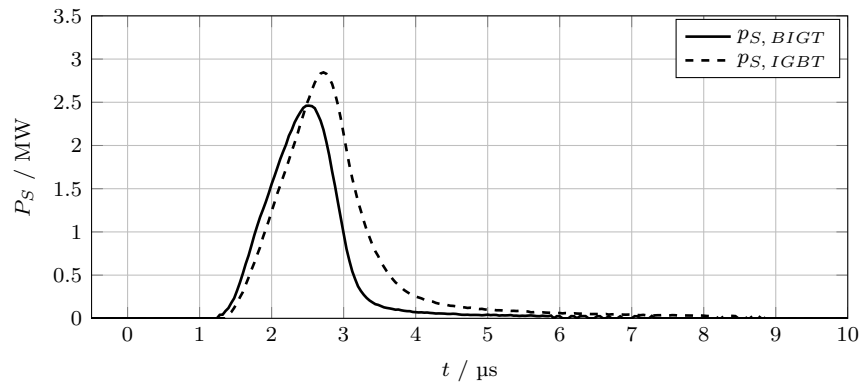


Abbildung 2.12.: Vergleich der Schaltleistung beim Einschalten von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$ und $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G, on} = 0,5\ \Omega$

Ausschaltverhalten

Abbildung 2.13 zeigt den Ausschaltvorgang. Zur Einleitung des Ausschaltvorganges wird die Gate-Emitter-Spannung abgesenkt. Das Unterschreiten der Threshold-Spannung bewirkt eine Abschnürung des MOS-Kanals, sodass die Anzahl der Elektronen, die in die n⁻-Basis fließen, reduziert wird. Der Stromfluss wird durch die im Bauelement gespeicherten Ladungsträger weiterhin gespeist. Beginnend an der p-Wanne bildet sich im Bauelement eine Raumladungszone aus, wodurch Spannung aufgenommen werden kann. Mit dem Erreichen des Wertes der statischen Sperrspannung sinkt der Strom und kommutiert in die am Schaltvorgang beteiligte Diode. Die Spannung steigt bis zum betragsmäßig maximalen Anstieg des Stromes an und verursacht eine Überspannungsspitze. Mit der Abnahme des Anstieges des Stromes sinkt auch die Spannung, bis die statische Sperrspannung erreicht wird.

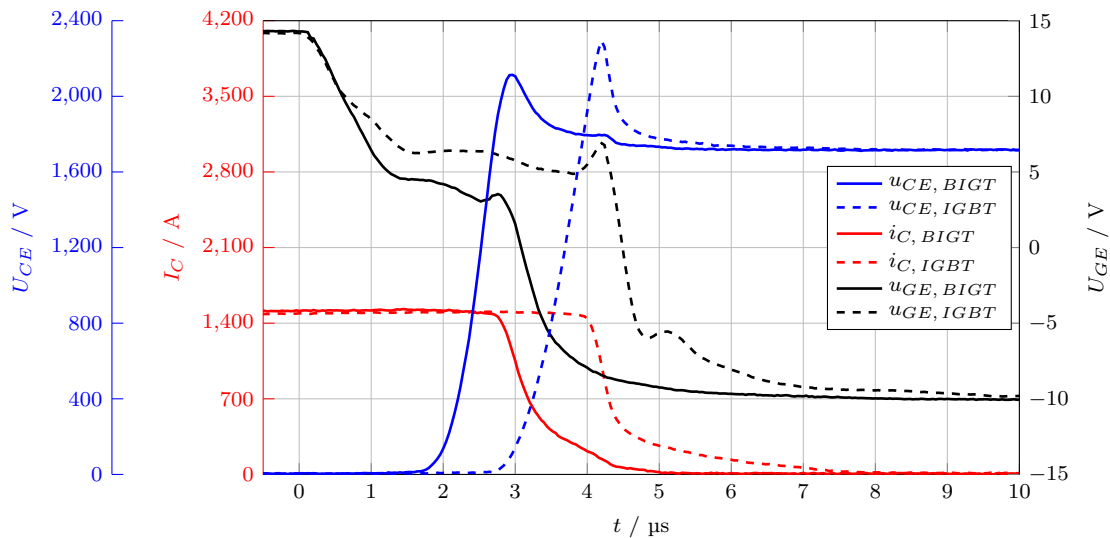


Abbildung 2.13.: Vergleich des Ausschaltverhaltens von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$ und $T_j = 125\text{ °C}$, $R_{G,off} = 1,7\text{ }\Omega$

Für den BIGT sinkt die Gate-Emitter-Spannung deutlich schneller ab, wodurch der Ausschaltvorgang früher eingeleitet wird. Der flachere Anstieg des Stromes bewirkt eine geringere Überspannung für den BIGT. Zusätzlich weist der BIGT nach dem Erreichen der statischen Sperrspannung eine deutlich kürzere Tailstromphase auf. Mit dem Überschreiten des Wertes der statischen Sperrspannung zeigt sich ein Anheben der Gate-Emitter-Spannung sowohl für den IGBT als auch den BIGT. Die verwendete halbleiternahe Ansteuerung verfügt über einen Eingriff zur Begrenzung der Überspannung, sodass dieses Verhalten hierauf zurückgeführt werden kann.

Der Vergleich der Schaltleistungen in Abbildung 2.14 zeigt eine zeitliche Verschiebung durch die unterschiedliche Schaltgeschwindigkeit, jedoch keinen Unterschied in der Höhe der Maxima. Die geringere Überspannung des BIGTs wird durch einen höheren Strom ausgeglichen. Durch die kürzere Tailstromphase ist die Ausschaltenergie des BIGT mit $W_{off,BIGT} = 2,73\text{ J}$ gegenüber dem IGBT mit $W_{off,IGBT} = 3,13\text{ J}$ um 13% geringer.

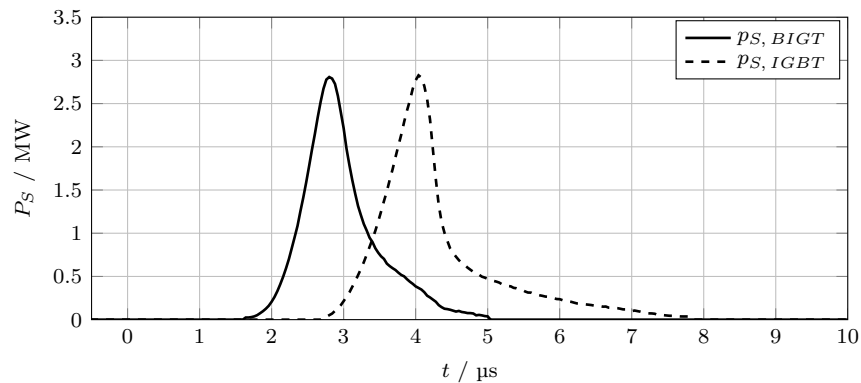


Abbildung 2.14.: Vergleich der Schaltleistung beim Ausschalten von BJT und IGBT für $U_{DC} = 3400\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$ und $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$, $R_{G,off} = 1,7\ \Omega$

Reverse-Recovery-Verhalten

Das Reverse-Recovery der Diode erfolgt indirekt durch das aktive Einschalten eines anderen Leistungshalbleiters. Der Stromanstieg wird durch die Einschaltgeschwindigkeit des einschaltenden Leistungshalbleiters bestimmt. Mit dem Erreichen des Stromnulldurchganges wird die im Bauelement gespeicherte Ladung ausgeräumt. Wie bereits beim Einschaltvorgang gezeigt, bedeutet der rückwärts gerichtete Strom auch für das einschaltende Bauelement eine Belastung und bewirkt eine Überstromspitze. Erst nach dem Nulldurchgang des Stromes beginnt die Diode Spannung aufzunehmen. Wird die Rückstromspitze erreicht, nimmt die Stromstärke ab. Aufgrund der parasitären Streuinduktivität im Kommutierungskreis wird durch den Stromfluss eine Spannung induziert, die sich zur aufgenommenen Spannung addiert und so zu einer Überspannung führen kann.

Beim Vergleich des Reverse-Recovery-Verhaltens von Diode und BJT im Diodenmodus im großen Kommutierungskreis des verwendeten Dreipunktumrichters zeigt sich, dass der BJT eine deutlich höhere Rückstromspitze besitzt (Abbildung 2.15). Der Anstieg des Stromes ist, bedingt durch das schnellere Einschalten des am Schaltvorgang beteiligten BJTs im IGBT-Modus, ebenfalls höher. Der hohe Anstieg des Stromes verursacht einen höheren Spannungsabfall über der Streuinduktivität L_σ im Kommutierungskreis, sodass die Kollektor-Emitter-Spannung über dem am Schaltvorgang beteiligten BJT im IGBT-Modus schneller abfällt. Der Spannungsabfall über der Streuinduktivität addiert sich zur statischen Sperrspannung und bedingt eine höhere Spannung über dem BJT im Diodenmodus. Während die Diode des konventionellen IGBTs keine Überspannung erfährt, ist für den BJT im Diodenmodus eine Überspannung von 300 V zu erkennen. Demgegenüber benötigt die Diode deutlich länger zum Ausräumen der Ladungsträger und besitzt eine ausgeprägte Tailstromphase. Des Weiteren fällt auf, dass die Gate-Emitter-Spannung während des Reverse-Recovery des BJTs parasitär angehoben wird. Der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung bewirkt einen Stromfluss durch die Kapazität C_{CG} zwischen Kollektor und Gate, wodurch es zum Anheben der Gate-Emitter-Spannung kommt. Der maximale Wert der Gate-Emitter-Spannung verbleibt dabei zu jedem Zeitpunkt unterhalb der Threshold-Spannung. Ein Überschreiten der Threshold-Spannung würde zum Einschalten des BJTs führen. In diesem Fall kann ein Teil des Stromes durch den offenen Inversionskanal fließen. Der Strom durch den als Diode wirksamen Bereich des BJTs wird geringer, wodurch sich der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung reduziert. Der sinkende Strom durch C_{CG} führt wiederum zu einem Absinken der Gate-Emitter-Spannung, sodass sich ein selbstregulierender Effekt einstellt.

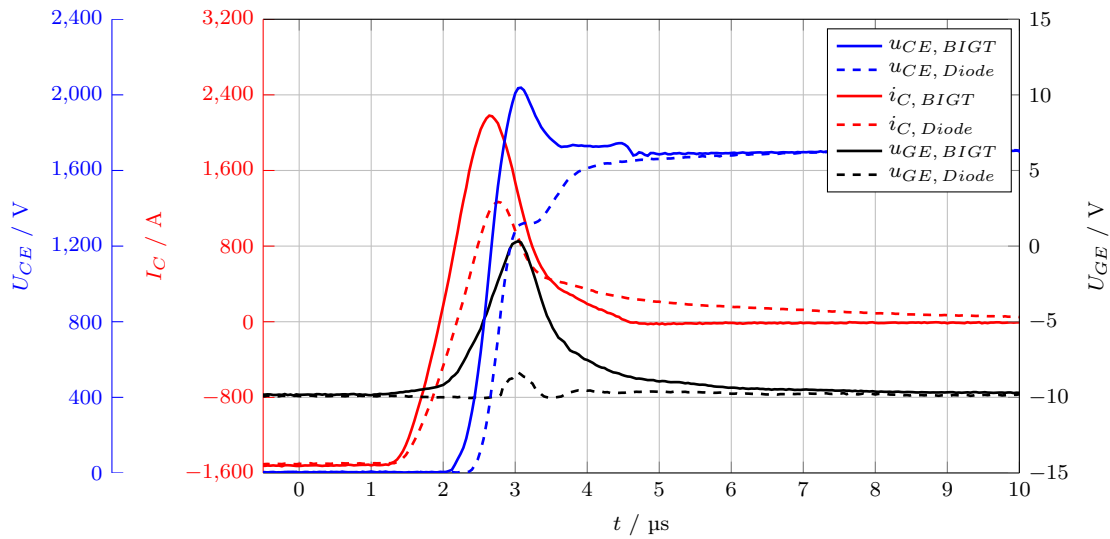


Abbildung 2.15.: Vergleich des Reverse-Recovery-Verhaltens von BIGT und Diode für $U_{DC} = 3400\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$ und $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$, $L_\sigma = 210\text{ nH}$

Der Vergleich der Schaltleistungen zeigt, dass der BIGT im Diodenmodus eine maximale Leistung von rund $3,4\text{ MW}$ erreicht, während der Wert für die Diode nur einem Drittel entspricht. Demgegenüber steht aber der deutlich längere Zeitabschnitt, bedingt durch die Tailstromphase, in der die Diode weiterhin Verlustleistung erfährt. Dieser Umstand spiegelt sich auch in den Schaltenergien wider. Obgleich des signifikant höheren Schaltleistungsmaximums ergeben sich für den BIGT mit $W_{rec, BIGT} = 2,66\text{ J}$ und für die Diode mit $W_{rec, Diode} = 2,65\text{ J}$ nahezu identische Werte für die Reverse-Recovery-Energien.

Das Datenblatt des IGBT/Dioden-Moduls gibt eine maximale Verlustleistung der Diode im sicheren Arbeitsbereich von $2,4\text{ MW}$ an. Für den BIGT gibt es derzeit kein offizielles Datenblatt. Messungen in [Kop10] zeigen des Reverse-Recovery-Verhaltens des BIGTs, die sowohl einen vergleichbaren Anstieg der Spannung als auch vergleichbare maximale Schaltleistungen aufweisen. In [Mar13] zeigen Messungen des Kurzschlussfalles IV, dass der BIGT im Diodenmodus maximale Verlustleistungen von über 6 MW erfährt. Ausgehend von diesen Ergebnissen können die erzielten Resultate des Reverse-Recovery-Verhaltens für den BIGT im Normalbetrieb als unkritisch angesehen werden.

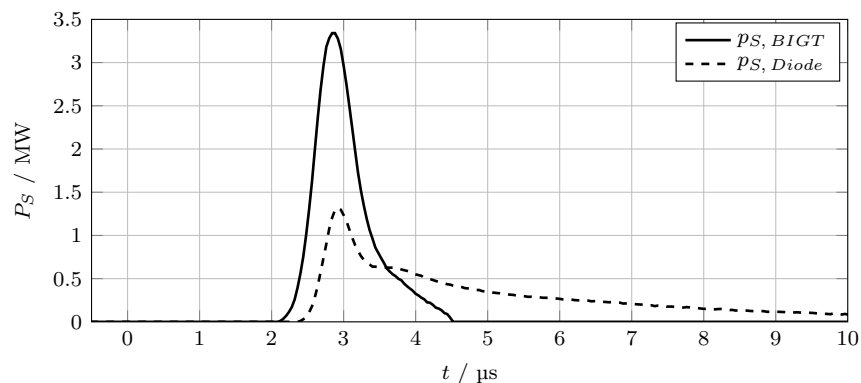


Abbildung 2.16.: Vergleich der Schaltleistung beim Reverse-Recovery von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$ und $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$

Die Ergebnisse der vorstehenden Messungen sind in Tabelle 2.3 zusammengefasst. Während die Vorteile des BIGTs hinsichtlich des Ein- und Ausschaltens über den gesamten Temperaturbereich nahezu konstant sind, zeigt der BIGT bei niedrigen Temperaturen deutlich höhere Reverse-Recovery-Energien. Die Erhöhung der im Diodenmodus aktiven Chipfläche führt, wie bereits erwähnt, zu einer geringeren Stromdichte. Diese bedingt wiederum einen erhöhten Emitterwirkungsgrad des BIGTs. Somit ist die im Bauelement gespeicherte Ladung bei gleichem Strom für den BIGT höher. Dieser Nachteil sinkt jedoch mit steigender Temperatur. Ein Grund hierfür kann in der deutlich ausgeprägteren Tailstomphase der Diode bei hoher Temperatur gefunden werden.

Tabelle 2.3.: Vergleich der Schaltenergien von IGBT und BIGT für $U_{DC} = 3400\text{ V}$ und $I_C = 1500\text{ A}$

	Einschalten		Ausschalten		Reverse-Recovery	
	$T_j = 25\text{ °C}$	$T_j = 125\text{ °C}$	$T_j = 25\text{ °C}$	$T_j = 125\text{ °C}$	$T_j = 25\text{ °C}$	$T_j = 125\text{ °C}$
IGBT	2,96 J	3,77 J	2,42 J	3,13 J	-	-
Diode	-	-	-	-	1,45 J	2,65 J
BIGT	2,25 J	2,85 J	2,20 J	2,73 J	1,72 J	2,66 J
	-24,0 %	-24,4 %	-9,0 %	-12,8 %	18,6 %	0,0 %

Einfluss des Entsättigungspulses auf das Reverse-Recovery-Verhalten

Das Durchlassverhalten des BIGT zeigt, dass die Plasmakonzentration im Diodenmodus über die Gate-Emitter-Spannung beeinflusst werden kann. Für niedrige Durchlassverluste muss die Konzentration hoch sein und der Inversionskanal durch eine Gate-Emitter-Spannung unterhalb der Threshold-Spannung geschlossen gehalten werden [Rah08]. Für die Reduzierung der Schaltverluste muss die Ladungsträgerkonzentration jedoch möglichst gering sein. Durch eine gezielte Anpassung der Gate-Emitter-Spannung kann, neben einer Optimierung der Durchlass-, auch eine Optimierung der Schaltverluste erreicht werden. Die Verwendung eines sogenannten Entsättigungspulses zum Absenken der Ladungsträgerkonzentration vor dem eigentlichen Schaltvorgang wird auch als dynamisches MOS-Control bezeichnet [Rah08], [Her13], [Pap13].

Durch das Anheben der Gate-Emitter-Spannung und das Öffnen des MOS-Kanals vor dem Reverse-Recovery wird die Ladungsträgerkonzentration gesenkt, sodass während des Schaltvorganges weniger Ladungsträger ausgeräumt werden müssen. Mit dem Einsatz des dynamischen MOS-Control gehen erhöhte Durchlassverluste einher, da während des Entsättigungspulses die schlechte Durchlasscharakteristik des Diodenmodus verwendet wird. Dieser Einfluss ist jedoch als gering einzuschätzen, da der Übergang zwischen den verschiedenen Charakteristika im Verhältnis zur Länge des Entsättigungspulses langsam erfolgt. Das Verhalten kann dabei durch verschiedene Parameter beeinflusst werden. Zum einen durch die Pulsdauer t_{Puls} , die die Länge des Einschaltimpulses bestimmt. Je länger diese gewählt wird, desto stärker kann die Plasmakonzentration abgesenkt werden. Zum anderen durch die Versatz- oder Ausblendzeit t_{delay} . Diese bezeichnet den Zeitbereich vom Ende des Pulses bis zum tatsächlichen Einsetzen des Reverse-Recovery-Vorganges. Wird t_{delay} zu groß gewählt, so kann die Konzentration der Ladungsträger bis zum Schaltvorgang wieder ansteigen und das dynamische MOS-Control erzielt keine Wirkung. Eine zu kleine Versatzzeit bringt die Gefahr eines Kurzschlusses mit sich, da der BIGT noch nicht wieder ausgeschaltet ist, wenn der Schaltvorgang stattfindet und es zur Nichteinhaltung der Sperrverriegelungszeit kommen kann [Wie16].

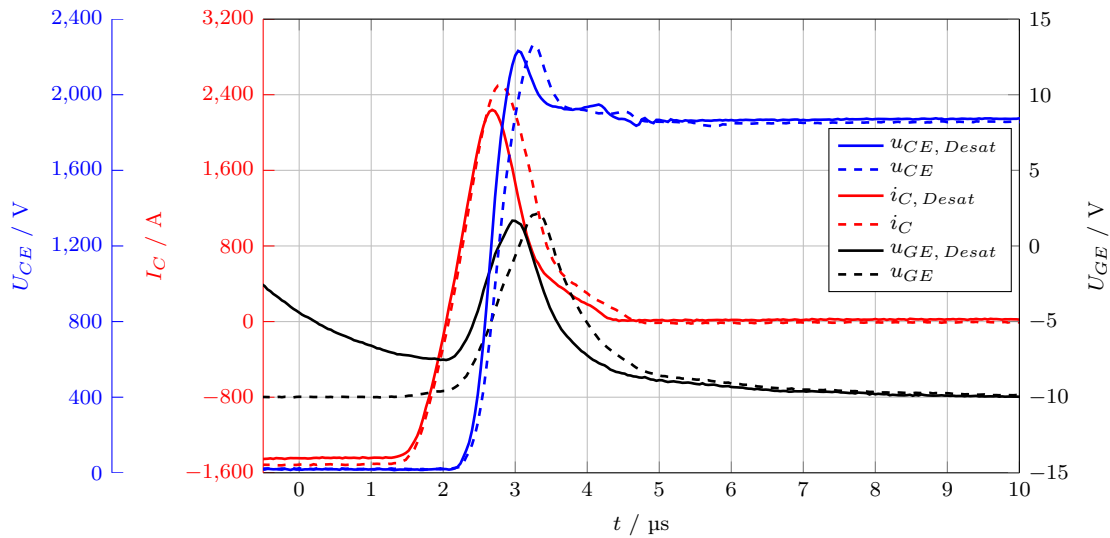


Abbildung 2.17.: Einfluss des Entsättigungspulses auf das Reverse-Recovery-Verhalten des BIGTs für $t_{Puls} = 15 \mu\text{s}$ und $t_{delay} = 3 \mu\text{s}$, $U_{DC} = 3800 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Abbildung 2.17 zeigt einen Reverse-Recovery-Vorgang mit Entsättigungspuls. Die Pulsdauer t_{Puls} wurde zu $15\ \mu\text{s}$ und die Versatzzeit t_{delay} zu $3\ \mu\text{s}$ gewählt. Durch die Nutzung des dynamischen MOS-Control wird die auftretende Rückstromspitze reduziert. Die Reduktion der auszuräumenden Ladungsträger bewirkt ein Erfolgen des Schaltvorganges in kürzerer Zeit. Obgleich ein erneutes Anheben der Gate-Emitter-Spannung nach dem Entsättigungspuls ebenfalls zu beobachten ist, wird ein geringerer maximaler Wert gegenüber dem Schaltvorgang ohne dynamisches MOS-Control erreicht. Die Schaltenergie wird im Vergleich zum Schaltvorgang ohne Entsättigungspuls um 18 % verringert.

In [Pap13] wird gezeigt, dass das dynamische MOS-Control bei entsprechender Pulsdauer und Versatzzeit eine Reduktion der Reverse-Recovery-Verluste um bis zu 20 % ermöglicht. Hinzu kommt eine Senkung der Einschaltverluste des BIGTs um bis zu 10 %. Den geringeren Verlusten steht ein erheblicher Mehraufwand in der Konzipierung der Ansteuerung zur Realisierung des dynamischen MOS-Controls gegenüber. Der Zeitpunkt des Entsättigungspulses muss auf den Reverse-Recovery-Vorgang abgestimmt sein. Dabei müssen die notwendigen Verriegelungszeiten zwischen den schaltenden Leistungshalbleitern eingehalten werden, um sichere Schalthandlungen zu gewährleisten [Dom15]. Besonders bei einer kurzen Leitdauer ist es kompliziert einen ausreichend langen Entsättigungspuls ohne zusätzliche Verzögerungen vorzusehen. Durch einen kleineren Vorwiderstand kann das Ausschalten des Entsättigungspulses beschleunigt werden. Für den normalen Schaltvorgang führt ein kleiner Widerstand jedoch zu einer erhöhten Überspannung. Daher muss für beide Vorgänge ein eigener Vorwiderstand vorgesehen werden. Die Entscheidung, ob es sich um einen normalen Schaltvorgang oder einen Entsättigungspuls handelt muss hierbei durch die halbleiternahe Ansteuerung erfolgen, wodurch die Komplexität ansteigt.

Für Anwendungen, bei denen die Durchlassverluste deutlich überwiegen, ist die Reduktion der Gesamtverluste durch das dynamische MOS-Control gering und nicht durch den notwendigen Aufwand gerechtfertigt. Die im Rahmen dieser Arbeit betrachtete Anwendung erfüllt dieses Kriterium, daher wird auf die Verwendung des dynamischen MOS-Control verzichtet.

Auftreten des dynamischen Avalanches

Die Betrachtungen des Schaltverhaltens zeigen, dass beim Ausschalten des BIGTs der Effekt des dynamischen Avalanches auftritt (Abbildung 2.18).

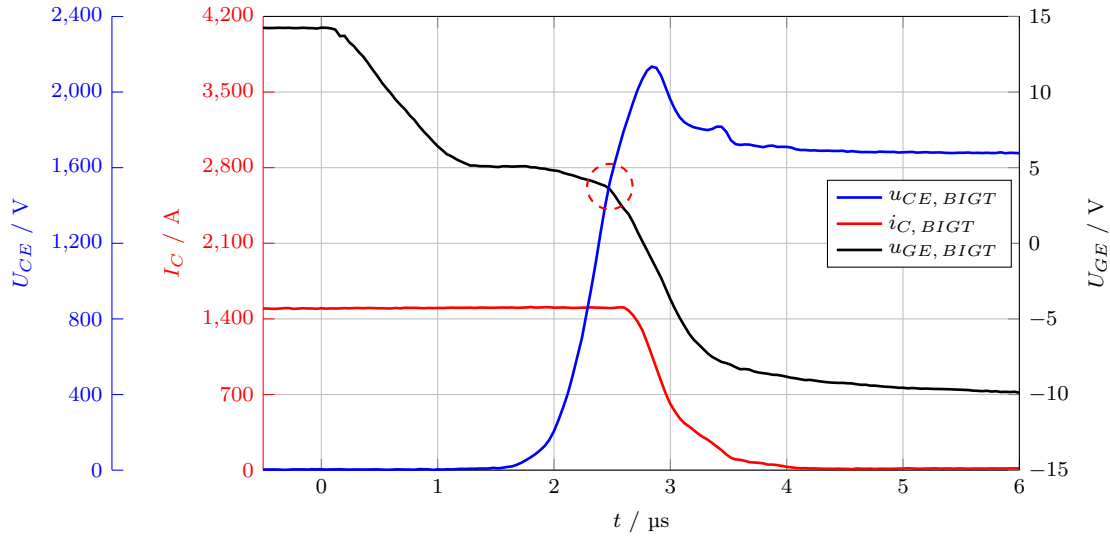


Abbildung 2.18.: Auftreten des dynamischen Avalanches für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 25^\circ \text{C}$

Das Bauelement nimmt bereits Spannung auf, während ein hoher Anteil der freien Ladungsträger noch vorhanden ist. Der Strom fließt als Löcherstrom durch die sich aufbauende Raumladungszone. Da die Löcher die gleiche Polarität wie die positiv geladenen Donatorrümpfe besitzen, erfolgt eine Anhebung der effektiven Dotierung über den Wert der Grunddotierung hinaus. Hieraus folgt ein Ansteigen des Gradienten des elektrischen Feldes und eine Erhöhung der aufgenommenen Spannung. Gleichzeitig wird die dynamische Sperrfähigkeit reduziert und die Avalanche-Feldstärke für Werte unterhalb der statischen Sperrspannung erreicht. Es kommt zum Einsetzen des dynamischen Avalanches.

Der dynamische Avalanche zeigt sich durch ein Abflachen des Spannungsanstieges vor dem Erreichen des statischen Endwertes der Sperrspannung. Dies ist in Abbildung 2.18 im Bereich zwischen $2,4 \mu\text{s}$ und $2,6 \mu\text{s}$ zu erkennen. Durch Stoßionisation werden am emitterseitigen pn-Übergang Elektronen-Loch-Paare generiert. Die Elektronen fließen ebenfalls durch die Raumladungszone und führen zu einer teilweisen Kompensation der Löcher. Somit kann der Prozess als selbststabilisierend betrachtet werden [Lut12].

2.2.3. Vergleich verfügbarer IGBT/Dioden-Module

Das im Rahmen dieser Arbeit verwendete IGBT/Dioden-Modul stellt nur ein am Markt verfügbares Produkt in der betrachteten Spannungsklasse dar. Da Module anderer Hersteller nicht zur Verfügung standen, beschränken sich die vorstehenden Vergleiche auf das verwendete IGBT/Dioden-Modul. Um den BIGT dennoch einordnen zu können, zeigt Tabelle 2.4 eine Gegenüberstellung von am Markt vertretenen IGBT/Dioden-Modulen. Das verwendete IGBT/Dioden-Modul FZ1500R33HL3 dient hierbei als Referenz und erlaubt anhand der zuvor gezeigten Messungen eine Beurteilung des BIGTs im Umfeld der verfügbaren Module. Der Vergleich erfolgt basierend auf den verfügbaren Datenblätter und umfasst die nachfolgend aufgeführten IGBT/Dioden-Module.

A	FZ1500R33HL3	Infineon [Inf13b]
B	FZ1500R33HE3	Infineon [Inf13a]
C	5SNA 1500E330305	ABB [ABB14]
D	CM1500HC-66	Mitsubishi [Mit12]
E	MBN1500E33E2	Hitachi [Hit13]

Neben den Werten für das Durchlass- und Schaltverhalten der gegenübergestellten IGBT/Dioden-Module weist Tabelle 2.4 auch die verwendeten Testbedingungen, bestehend aus der Sperrschichttemperatur T_j , der Streuinduktivität L_σ , der Sperrspannung U_{CE} und dem Kollektorstrom I_C sowie den Gate-Widerständen $R_{G,on}$ und $R_{G,off}$, aus. Die Module A und B sind vom gleichen Hersteller, wobei ersteres auf das Durchlassverhalten und letzteres auf das Schaltverhalten optimiert ist.

Tabelle 2.4.: Vergleich des Durchlass- und Schaltverhalten verschiedener IGBT/Dioden-Module

	A	B	C	D	E
T_j	125 °C				
L_σ	85 nH	85 nH	100 nH	100 nH	100 nH
U_{CE}	1800 V				1650 V
I_C	1500 A				
$R_{G,on}$	0,51 Ω	0,47 Ω	1,00 Ω	1,60 Ω	2,70 Ω
$R_{G,off}$	2,70 Ω	1,50 Ω	1,50 Ω	5,60 Ω	2,70 Ω
$U_{CE,sat}$	2,95 V	3,00 V	3,10 V	3,10 V	2,95 V
U_F	2,20 V	2,75 V	2,25 V	2,30 V	2,60 V
W_{on}	3,20 J	2,55 J	2,15 J	2,90 J	3,20 J
W_{off}	2,95 J	2,10 J	2,80 J	2,70 J	2,40 J
W_{rec}	3,15 J	1,65 J	1,90 J	2,00 J	1,70 J

Die vorherigen Betrachtungen haben gezeigt, dass der BIGT im IGBT-Modus Vorteile im Durchlass- und Schaltverhalten gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul besitzt und im Diodenmodus ein vergleichbares Verhalten aufweist. Ein Vergleich der unterschiedlichen Module A bis E zeigt, dass der BIGT mit seinen elektrischen Eigenschaften mit den bestehenden IGBT/Dioden-Modulen mithalten, sich jedoch nicht in besonderem Maße von ihnen abheben kann. Wie bereits angesprochen, stützen sich die Vorteile des BIGTs primär auf die Aufhebung des starren Flächenverhältnisses zwischen IGBT und Diode und der damit verbundenen homogenen Verlustverteilung über das gesamte Modul. Der thermische Effekt, welcher zu einer Reduktion der maximalen Temperatur sowie des auftretenden Temperaturhubes führt, soll in den nachfolgenden Kapiteln eingehender betrachtet werden.

3. Grundlagen der Dreipunktumrichtertopologie

Die historische Motivation für den Einsatz von Mehrpunktumrichtern begründet sich durch den ansteigenden Einsatz höherer Spannungen bei gleichzeitig gegebenem Sperrvermögen der Leistungshalbleiter. Hohe Leistungen können im Mittel- und Hochspannungsbereich mit geringeren Strömen erreicht werden. Aufgrund des begrenzten Sperrvermögens des einzelnen Leistungshalbleiters, wird im Zweipunktumrichter jedoch eine Reihenschaltung von Elementen notwendig [Rod07]. Zudem können hochsperrende Leistungshalbleiter nur relativ niedrige Schaltfrequenzen erreichen, was wiederum zu einem hohen Oberschwingungsgehalt der Ausgangsgrößen oder einem gesteigerten Filteraufwand führt. Dieser letzte Aspekt gewinnt auch im Niederspannungsbereich zunehmend an Bedeutung. Besonders im Bereich der Photovoltaik [Zor16], [Zha16], aber auch für drehzahlvariable Antriebe, ist die Reduktion des Oberschwingungsgehaltes der Ausgangsgrößen des Umrichters ein Beweggrund für den Einsatz von Mehrpunktumrichtern.

Der Begriff Mehrpunktumrichter bezeichnet Umrichter, deren Phasenausgangsspannung drei oder mehr Potentiale annehmen kann. Der Einsatz von Mehrpunktumrichtern erweist sich in vielen Fällen als vorteilhaft. Durch die höhere Anzahl an erreichbaren Spannungsleveln sinkt, im Vergleich zum Zweipunktumrichter, bei gleicher Leistung das benötigte Sperrvermögen der Leistungshalbleiter sowie der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsgrößen [Rod02]. So kann ein Dreipunktumrichter, mit einer um den Faktor vier reduzierten Schaltfrequenz, die gleiche Qualität des Ausgangsstromes wie ein Zweipunktumrichter erbringen. Gleichzeitig wird die Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter bei gleicher Zwischenkreisspannung halbiert [Som99]. Diesen Vorteilen stehen eine erhöhte Komplexität der Topologie selbst sowie der notwendigen Regelung und Ansteuerung gegenüber.

Das gestiegene Interesse an Mehrpunktumrichtern lässt stetig neue Topologien entstehen. Hiervon hat jedoch ein hoher Prozentsatz lediglich einen akademischen Wert und nur ein geringer Anteil schafft den Schritt zur kommerziellen Vermarktung [Rod02], [Rod07]. Im Folgenden werden die gebräuchlichsten Mehrpunktumrichter hinsichtlich des Aufbaus und der Funktionsweise sowie der Vor- und Nachteile in einem kurzen Überblick erläutert.

Bereits Ende der 1960er Jahre wurde das erste Konzept eines Mehrpunktumrichters vorgestellt [McM71]. Eine einzelne Voll- oder H-Brücke, bestehend aus vier Schaltern, besitzt bereits drei Ausgangsspannungsstufen. Durch das Zusammenschalten mehrerer H-Brücken kann eine hohe Anzahl an Potentialen erreicht werden. Die Phasenausgangsspannung ergibt sich hierbei durch die Addition der Ausgangsspannungen der einzelnen H-Brücken. Der sogenannte Cascaded-H-Bridge-Umrichter (CHB-Umrichter) benötigt im Vergleich zu anderen Mehrpunktumrichtern für die gleiche Anzahl an Spannungsniveaus die geringste Anzahl an Leistungshalbleitern. Bei einer ausreichend hohen Stufenzahl kann so für viele Anwendungen auf einen Ausgangsfilter verzichtet werden. Dabei ist vor allem der modulare Aufbau vorteilhaft [Lai95]. Für jede H-Brücke muss jedoch eine separate potentialgetrennte Gleichspannungsversorgung vorgesehen werden. Diese wird in den meisten Fällen durch einen Phasenschiebertransformator mit mehreren sekundären Wicklungen und einen Diodengleichrichter für jede H-Brücke realisiert. Dies führt besonders für hohe Stufenzahlen zu einer aufwendigen Einspeisung für diese Topologie.

Der CHB-Umrichter erscheint für eine hohe Anzahl an Spannungsstufen dennoch sehr attraktiv, da er die Möglichkeit bietet hohe Ausgangsspannungen durch die Kombination von Umrichtern niedriger Spannung zu erreichen. Das hiermit verbundene hohe Fertigungsvolumen von IGBT/Dioden-Modulen im Niederspannungsbereich ermöglicht eine kosteneffiziente Umsetzung von CHB-Umrichtern [Ham97]. Der Aufbau eines CHB-Umrichters bestehend aus zwei H-Brücken ist in Abbildung 3.1 skizziert.

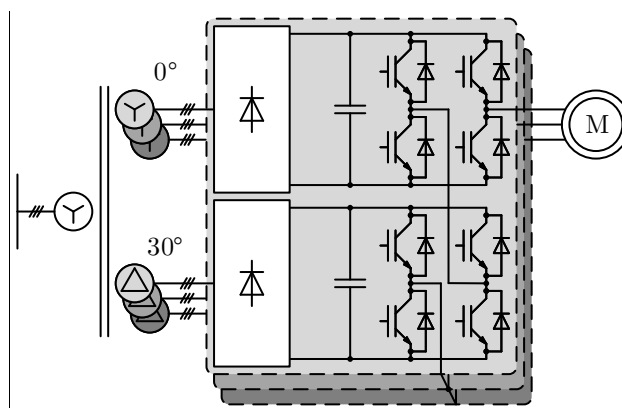


Abbildung 3.1.: Cascaded-H-Bridge-Fünfpunktumrichter

Ein Vorteil der getrennten Versorgung der einzelnen H-Brücken gegenüber anderen Topologien ist die Vermeidung einer ungleichen Aufteilung der Kondensatorspannungen, sodass keine Vorkehrungen zur Spannungssymmetrierung vorgesehen werden müssen. Trotz der frühen Entwicklung hat sich der CHB-Umrichter erst in den 1990er Jahren in industriellen Anwendungen etabliert [Ham97]. Am Markt vertreten sind heute Konfigurationen mit Niederspannungs-IGBTs mit sieben Stufen und einer Spannung von 3,3 kV sowie mit 13 Stufen und einer Spannung von 6,6 kV [Kou12].

Anfang der 1970er Jahre wurde mit dem Flying-Capacitor-Umrichter (FC-Umrichter) eine weitere Mehrpunktumrichtertopologie vorgestellt [Dic71]. Neben einem zentralen Zwischenkreiskondensator für alle drei Phasen, besitzt der FC-Umrichter pro Phase weitere Kondensatoren, deren Potentiale keinen festen Bezugspunkt besitzen. Einzig die Potentialdifferenzen über den sperrenden Leistungshalbleitern sind definiert. Durch die fliegenden Kondensatoren ergeben sich innerhalb einer Phase unterschiedliche Schaltzustände, welche dasselbe Ausgangspotential zur Folge haben. Die Spannungsstabilisierung der fliegenden Kondensatoren kann somit, durch die Nutzung der redundanten Schaltzustände, für jede Phase separat erfolgen. In Abbildung 3.2 ist der Aufbau eines Flying-Capacitor-Dreipunktumrichters dargestellt.

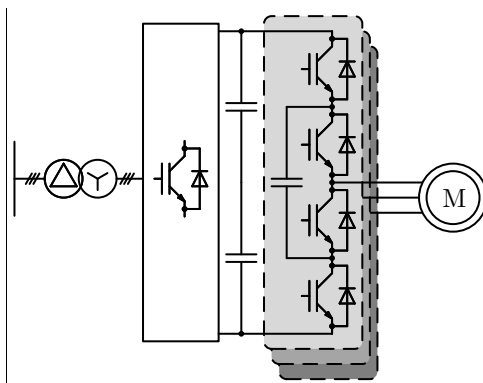


Abbildung 3.2.: Flying-Capacitor-Dreipunktumrichter

Die Dimensionierung der fliegenden Kondensatoren erfolgt antiproportional zur Schaltfrequenz. Hieraus folgt, dass bei gleichen Kapazitätswerten der Kondensatoren eine höhere Schaltfrequenz zur Spannungsstabilisierung im Vergleich zu anderen Mehrpunktumrichtern erforderlich ist. Da eine Erhöhung der Schaltfrequenz besonders im Hochleistungsbereich nicht möglich ist ergeben sich Grenzen für den FC-Umrichter bezüglich der Kondensatorgröße. Des Weiteren zeigt sich mit steigender Stufenzahl ein quadratischer Anstieg der benötigten Kondensatoren. Eine praktische Umsetzung findet der FC-Umrichter in Verbindung mit Mittelspannungsantrieben erst seit den 1990er Jahren [Kou12].

Die ersten Entwicklungen für die Gruppe der Diode-Clamped-Umrichter begannen in den späten 1970er Jahren [Hol77], [Bak80]. Hieraus geht mit dem Neutral-Point-Clamped-Umrichter (NPC-Umrichter) der erste industriell genutzte Mehrpunktumrichter hervor [Bak81], [Nab81]. Jeder Zweig des NPC-Umrichters besteht aus $N - 1$ in Reihe geschalteten Leistungshalbleiterschaltern mit antiparalleler Diode, wobei N die Anzahl der Spannungsstufen beschreibt. Die Zwischenkreisspannung teilt sich auf eine Reihenschaltung aus $N - 1$ Kondensatoren auf. Durch die Nutzung von zusätzlichen Dioden können die Potentiale zwischen den Leistungshalbleitern eines Zweiges über die Kondensatorspannungen definiert werden. Die Potentiale zwischen den Leistungshalbleitern werden durch diese Mittelpunktdioden auf die Potentiale zwischen den Kondensatoren gelegt. Hieraus ergibt sich auch der Name der Gruppe der DC-Umrichter.

Im Vergleich zum FC-Umrichter benötigt der NPC-Umrichter keine zusätzlichen Kondensatoren. Jedoch kann es durch eine ungleichmäßige Belastung zu einer asymmetrischen Verteilung der Zwischenkreisspannung über den Kondensatoren kommen. Um das Überschreiten der zulässigen Sperrspannung der Leistungshalbleiter zu verhindern, muss im Rahmen der Umrichtersteuerung eine entsprechende Spannungssymmetrierung vorgesehen werden [Bus07]. Die Umsetzung des NPC-Umrichters für eine hohe Anzahl von Spannungsstufen ist durchaus denkbar, gleichwohl wird eine Reihenschaltung der Mittelpunktdioden benötigt, die einen überproportionalen Anstieg mit der Stufenzahl aufweist. Eine kommerzielle Bedeutung besitzt daher nur der NPC-Dreipunktumrichter [Kou12]. Der prinzipielle Aufbau eines NPC-Dreipunktumrichters ist in Abbildung 3.3a dargestellt.

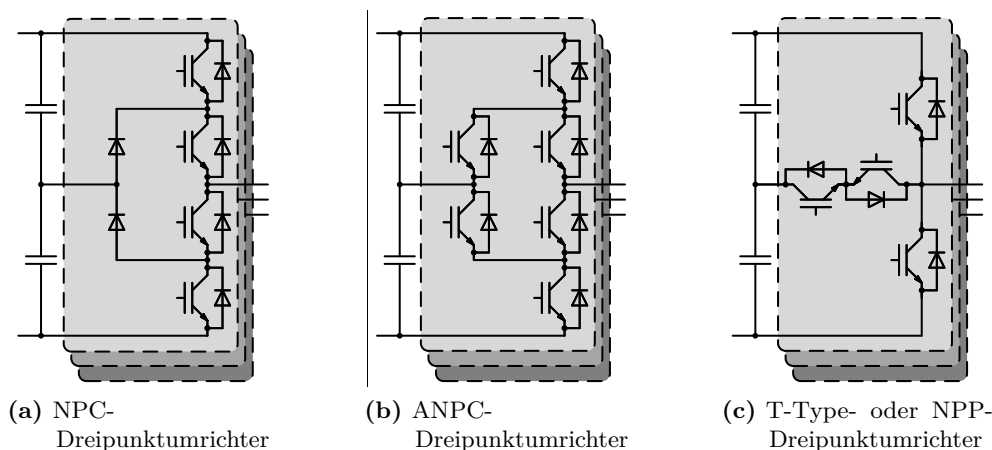


Abbildung 3.3.: Diode-Clamped-Dreipunktumrichter

Beim NPC-Umrichter entsteht in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt eine ungleichmäßige Verteilung der Verlustleistung zwischen den Leistungshalbleitern, da der Strompfad, über den die Potentiale zwischen den Kondensatoren erreichbar sind, von der Richtung des Phasenstromes selbst abhängig ist. Hierdurch kann es zur einer asymmetrischen Verteilung der auftretenden Verluste zwischen den Leistungshalbleitern kommen. Unter Umständen ist eine Leistungsreduktion des Umrichters oder der zusätzliche Einsatz von Leistungshalbleitern notwendig, um die Belastung zu verringern [Brü05]. In beiden Fällen kann durch dieses Derating des Umrichters nicht die volle Leistungsfähigkeit ausgenutzt werden. Dieser Nachteil wird durch die Einführung des Active-Neutral-Point-Clamped-Umrichters (ANPC-Umrichter) adressiert [Brü01]. Durch das Ersetzen der Mittelpunktdioden durch aktiv schaltende Leistungshalbleiter mit antiparalleler Freilaufdiode kann der Strompfad zum Erreichen der Potentiale zwischen den Kondensatoren unabhängig von der Stromrichtung gewählt werden. Durch ein geeignetes Modulationsverfahren kann so eine gleichmäßigere Verteilung der Verlustleistung in allen Arbeitspunkten erreicht werden. Der ANPC-Umrichter wird ebenfalls zu den DC-Umrichtern gezählt. Der Aufbau des ANPC-Dreipunktumrichters ist in Abbildung 3.3b gezeigt.

Zusammen mit dem NPC-Umrichter wurde eine weitere Mehrpunktumrichtertopologie eingeführt [Hol77], [Nab81]. Der T-Type-Umrichter, auch als Neutral-Point-Piloted-Umrichter (NPP-Umrichter) bezeichnet, verbindet die Potentiale zwischen den Zwischenkreiskondensatoren durch zwei antiseriell geschaltete Leistungshalbleiterschalter mit antiparalleler Diode, sodass ein bidirektionaler Stromfluss ermöglicht wird (Abbildung 3.3c). Der Aufbau für eine höhere Stufenzahl wird in [Dix06] beschrieben. Im Vergleich zu anderen DC-Umrichtern benötigt der T-Type-Umrichter Leistungshalbleiter mit unterschiedlicher Sperrfähigkeit. Während die antiseriellen Schalter die halbe Zwischenkreisspannung sperren müssen, entfällt auf die äußeren Schalter die gesamte Zwischenkreisspannung. Für höhere Leistungen ist daher, im Vergleich zu den anderen DC-Umrichtern, bereits früher der Einsatz einer Reihen- oder Parallelschaltung von Leistungshalbleitern notwendig.

Da die DC-Umrichter heutzutage zu den zentralen Mehrpunktumrichtern gehören und einen essentiellen Bestandteil dieser Arbeit darstellen, werden der Aufbau und die Funktionsweise der zuvor benannten Vertreter nachfolgend ausführlicher betrachtet.

3.1. Neutral-Point-Clamped-Dreipunktumrichter

Der detaillierte Aufbau einer Phase eines NPC-Dreipunktumrichters ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Der NPC-Dreipunktumrichter besitzt pro Phase vier aktive Schalter. Der Mittelpunkt des geteilten Zwischenkreises steht durch die Mittelpunktdioden als drittes Potential der Phasenausgangsspannung zur Verfügung. Durch die zusätzliche Spannungsstufe wird, unter Beibehaltung der verwendeten Leistungshalbleiter, die notwendige Sperrspannung halbiert. Im Vergleich zum Zweipunktumrichter können die Zwischenkreisspannung und somit die Ausgangsleistung ohne eine Reihenschaltung von Leistungshalbleitern und den damit einhergehenden Problemen, erhöht werden. Als Schalter kommen IGBTs mit antiparalleler Freilaufdiode zum Einsatz.

Der IGBT und die Diode erhalten im folgenden die Kennzeichnung T_{xy} beziehungsweise D_{xy} . Hierbei bezeichnet x die entsprechende Umrichterhälfte und y die Position des Elementes relativ zum Mittelpunkt des Zwischenkreises. Über den beiden Zwischenkreiskondensatoren C_1 und C_2 fällt jeweils die halbe Zwischenkreisspannung ab. Die Ausgangsspannung der Phase u_{ao} ergibt sich bezogen auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises.

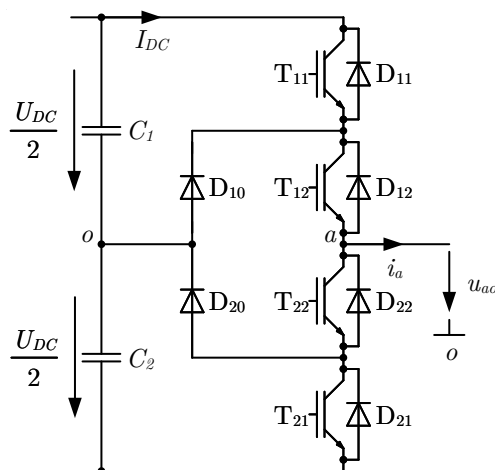


Abbildung 3.4.: Einphasiger Aufbau des NPC-Dreipunktumrichters

Die Ausgangsspannung der Phase bezogen auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises u_{ao} kann den Schaltzuständen der Leistungshalbleiter entsprechend drei Potentiale annehmen. Durch das Einschalten des äußeren Schalters T_{11} / D_{11} und des inneren Schalters T_{12} / D_{12} nimmt das Ausgangspotential der Phase den Wert $+U_{DC}/2$ an. Aufgrund der Abhängigkeit des Strompfades von der Richtung des Ausgangsstromes werden für das Mittelpunktpotential die beiden inneren Schalter T_{12} / D_{12} und T_{22} / D_{22} stets zusammen eingeschaltet. Somit kann auf eine Bestimmung der Stromrichtung verzichtet werden. Für einen positiven Strom i_a ergibt sich der Pfad über die Diode D_{10} und den IGBT T_{12} . Ist der Strom hingegen negativ, befinden sich T_{22} und D_{20} im leitenden Zustand. Für das Potential $-U_{DC}/2$ werden entsprechend T_{21} / D_{21} und T_{22} / D_{22} eingeschaltet. Hiervon abweichende Schaltzustände sind unzulässig und durch die Umrichtersteuerung zu unterbinden. Die zulässigen Schaltzustände einer Phase des NPC-Umrichters sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Tabelle 3.1.: Schaltzustände einer Phase des NPC-Dreipunktumrichters

Schaltzustand	Spannung u_{ao}	Schaltsequenz			
		T_{11}	T_{12}	T_{22}	T_{21}
+1	$+U_{DC}/2$	1	1	0	0
0	0	0	1	1	0
-1	$-U_{DC}/2$	0	0	1	1

3.1.1. Modulation des NPC-Dreipunktumrichters

Zur Erzeugung der Ansteuersignale der IGBTs kommen verschiedene Modulationsverfahren zur Anwendung. Diese untergliedern sich in träger- und raumzeigerbasierte Verfahren, wobei beide ineinander überführbar sind [Jen95], [Sch12]. Im Rahmen dieser Arbeit kommt die trägerbasierte Sinus-Dreieck-Modulation zum Einsatz. Diese ist aufgrund der einfachen Umsetzbarkeit in der Anwendung weit verbreitet. Der Vergleich des sinusförmigen Referenzsignals mit $N - 1$ Trägersignalen erzeugt ein synchrones Pulsmuster, welches die Schaltsignale der IGBTs darstellt. In Abbildung 3.5 ist die Erzeugung der Schaltsignale für eine Phase des NPC-Umrichters unter Verwendung der Sinus-Dreieck-Modulation dargestellt. Als Trägersignale dienen zwei level- und phasenverschobene Dreieckssignale.

Hierbei wird das blaue Dreieck nur während der positiven Halbwelle und das rote Dreieck nur während der negativen Halbwelle des Referenzsignals verwendet. Überschreitet der Betrag des Referenzsignals den Betrag des blauen Dreiecks wird das Potential am Phasenausgang auf $+U_{DC}/2$ geschaltet. In entsprechender Weise erfolgt das Schalten auf $-U_{DC}/2$ für den Vergleich zwischen dem Referenzsignal und dem roten Dreieck. Ist das Referenzsignal betragsmäßig kleiner als beide Dreieckssignale wird das Mittelpunktpotential geschaltet. Mit der gewählten Modulation entsteht ein Schaltmuster mit Halb- und Viertelperiodensymmetrie der Spannung u_{ao} . Es ist zu sehen, dass für jeden Schalter nur während einer Halbperiode Schalthandlungen erfolgen, in der anderen sind die äußeren IGBTs dauerhaft aus- beziehungsweise die inneren IGBTs dauerhaft eingeschaltet.

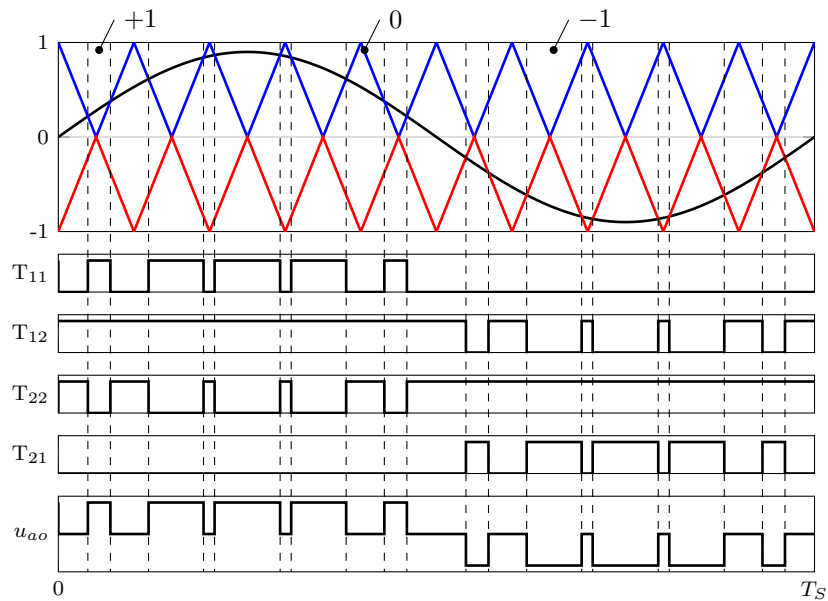


Abbildung 3.5.: Sinus-Dreieck-Modulation des NPC-Dreipunktumrichters

3.2. Active-Neutral-Point-Clamped-Dreipunktumrichter

Ein wesentlicher Nachteil des NPC-Umrichters ist die zuvor angesprochene Asymmetrie in der Verteilung der Verluste zwischen den Leistungshalbleitern. Diese besteht aufgrund der Stromrichtungsabhängigkeit des Mittelpunktpotentials. Bedingt durch den Arbeitspunkt werden die Leistungshalbleiter unterschiedlich stark beansprucht [Flo09a], [Flo09b]. Die Belastbarkeit des Umrichters wird durch die Leistungshalbleiter mit den höchsten Verlusten bestimmt, sodass die Asymmetrie zu einer ungleichmäßigen Ausnutzung der Leistungshalbleiter und einer Herabsetzung der Leistungsfähigkeit des Umrichters führt.

Der ANPC-Umrichter adressiert dieses Problem durch die Verwendung der aktiven Schalter T_{10} / D_{10} und T_{20} / D_{20} anstelle der Mittelpunktdioden des NPC-Umrichters (Abbildung 3.6). Hierdurch kann der Strompfad für das Mittelpunktpotential aktiv vorgegeben und für die Verteilung der Verluste genutzt werden [Brü01], [Brü05].

Die Einbindung der zusätzlichen Schaltzustände bezüglich des Mittelpunktpotentials in die Modulation kann unterschiedlich erfolgen. Zum einen kann ein passiver Ansatz, beruhend auf den natürlichen Kommutierungsvorgängen verfolgt werden [Flo08a], [Flo08b]. Hierbei wird die arbeitspunktabhängige Verschiebung der Verluste nicht berücksichtigt. Es erfolgt eine einmalige Anpassung der Schaltsignalerzeugung ohne nachfolgende Eingriffe. Zum anderen kann eine aktive Anpassung der Modulation für jeden Arbeitspunkt erfolgen [Ma09], [Ma15]. Eine Anpassung kann durch ein gleichzeitig mitlaufendes Modell, welches auf der Grundlage einer Verlustberechnung die aktuellen Temperaturen der Leistungshalbleiter prognostiziert, online, das heißt im laufenden Betrieb, erfolgen. Ebenso kann die Bestimmung der optimalen Schaltsignalerzeugung auch offline erfolgen, sodass der Umrichter im laufenden Betrieb entsprechend einer vorliegenden Wertetabelle eine Anpassung der Modulation vornimmt. In beiden Fällen sind die aktiven Ansätze mit einem erhöhten Aufwand verbunden [Brü07], [Ma09], [And10], [Ma15].

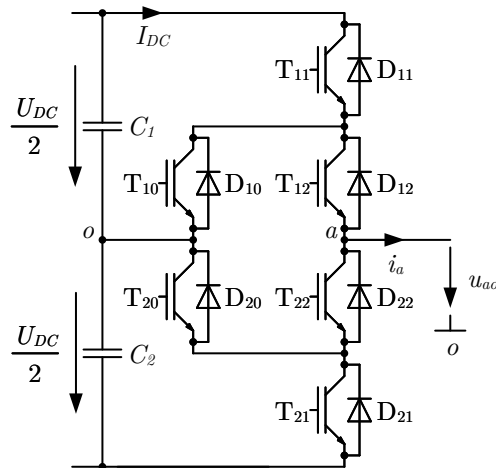


Abbildung 3.6.: Einphasiger Aufbau des ANPC-Dreipunktumrichters

Das primäre Ziel aller Modulationen ist keine Einsparung von Verlusten, sondern ihre gleichmäßigere Verteilung zwischen den Leistungshalbleitern. Durch eine angepasste Nutzung der Schaltzustände des ANPC-Umrichters kann eine gezielte Verteilung der auftretenden Verluste zwischen allen Leistungshalbleitern erreicht werden. Die Auswirkungen auf die Verlustverteilung und die damit verbundene Belastbarkeit des Umrichters werden im Rahmen dieser Arbeit für verschiedene Modulationsverfahren des ANPC-Umrichters untersucht. Nachfolgend werden diese hinsichtlich der unterschiedlichen Schaltsignalerzeugung näher beleuchtet.

3.2.1. ANPC₁₁-Modulation

Einen passiven Symmetrierungsansatz verfolgt die ANPC₁₁-Modulation [Flo08a]. Hierbei ist während der positiven Halbwelle des Referenzsignals nur die obere Hälfte des Dreipunktumrichters aktiv und die Verbindung zum Mittelpunkt wird über die Schalter T₁₀ / D₁₀ und T₁₂ / D₁₂ hergestellt. Dieser Schaltzustand wird als 0⁺ bezeichnet. In gleicher Weise ist während der negativen Halbwelle des Referenzsignals nur die untere Hälfte aktiv. Das Mittelpunktspotential wird über die Schalter T₂₀ / D₂₀ und T₂₂ / D₂₂ an den Ausgang der Phase gelegt. Dieser Schaltzustand wird als 0⁻ bezeichnet. Somit ergeben sich zwei Nullzustände, deren Auswahl aufgrund des Vorzeichens des Referenzsignals erfolgt. Die möglichen Schaltzustände der ANPC₁₁-Modulation für den ANPC-Umrichter sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst.

Tabelle 3.2.: Schaltzustände einer Phase des ANPC-Dreipunktumrichters mit ANPC₁₁-Modulation

Schaltzustand	Spannung u_{ao}	Schaltsequenz					
		T ₁₁	T ₁₂	T ₁₀	T ₂₀	T ₂₂	T ₂₁
+1	$+U_{DC}/2$	1	1	0	0	0	0
0 ⁺	0	0	1	1	0	0	0
0 ⁻	0	0	0	0	1	1	0
-1	$-U_{DC}/2$	0	0	0	0	1	1

Durch die ANPC₁₁-Modulation wird erreicht, dass die äußeren Schalter T_{11} / D_{11} und T_{21} / D_{21} sowie die Mittelpunktschalter T_{10} / D_{10} und T_{20} / D_{20} mit hoher Frequenz takten, während die inneren Schalter T_{12} / D_{12} und T_{22} / D_{22} nur mit der Grundfrequenz des Referenzsignals betrieben werden und somit durch die Reduktion der auftretenden Schalthandlungen eine Entlastung hinsichtlich der entstehenden Schaltverluste erfahren. Die Erzeugung der Schaltsignale ist in Abbildung 3.7 aufgezeigt. Es ist ersichtlich, dass während der positiven Halbwelle ein stetiger Wechsel zwischen T_{11} und T_{10} eintritt, während T_{12} dauerhaft eingeschaltet ist. Gleiches ist in der negativen Halbwelle für die untere Umrichterhälfte zu beobachten. Bei der Betrachtung des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation im Vergleich zum NPC-Umrichter ist zu erkennen, dass es für die äußeren Schalter keine Veränderungen gibt. Des Weiteren findet eine Verschiebung der Schaltverluste von den inneren Schaltern zu den Mittelpunktschaltern statt. Bei einer hohen Beanspruchung der inneren Schalter kann so eine Entlastung herbeigeführt werden. Das erzeugte Schaltmuster der Umrichterspannung u_{ao} entspricht hierbei dem NPC-Umrichter.

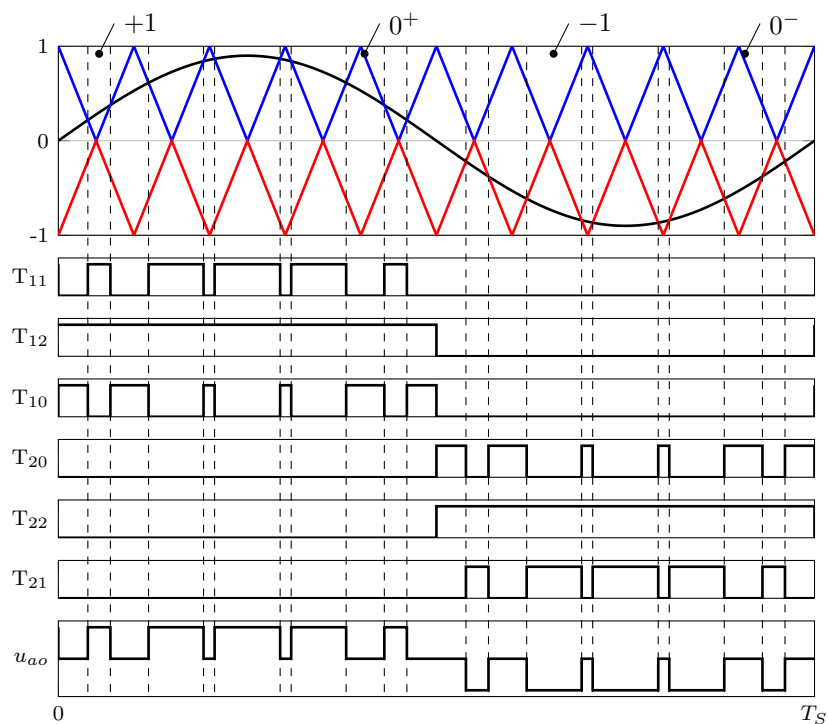


Abbildung 3.7.: ANPC₁₁-Modulation des ANPC-Dreipunktumrichters

3.2.2. ANPC₁₂-Modulation

Durch die ANPC₁₂-Modulation kann eine Entlastung der äußeren und der Mittelpunktschalter erreicht werden [Flo08a]. Hierzu werden über die gesamte Periode der Grundfrequenz beide Umrichterhälften benutzt. Für die positive Halbwelle des Referenzsignals werden T_{20} / D_{20} und T_{22} / D_{22} für das Mittelpunktpotential verwendet, in der negativen Halbwelle entsprechend T_{10} / D_{10} und T_{12} / D_{12} . Aus Tabelle 3.3 ist ersichtlich, dass die beiden Nullzustände für die ANPC₁₂-Modulation eine von der ANPC₁₁-Modulation abweichende Schaltsequenz erhalten.

Tabelle 3.3.: Schaltzustände einer Phase des ANPC-Dreipunktumrichters mit ANPC₁₂-Modulation

Schaltzustand	Spannung u_{ao}	Schaltsequenz					
		T ₁₁	T ₁₂	T ₁₀	T ₂₀	T ₂₂	T ₂₁
+1	$+U_{DC}/2$	1	1	0	1	0	0
0 ⁺	0	1	0	0	1	1	0
0 ⁻	0	0	1	1	0	0	1
-1	$-U_{DC}/2$	0	0	1	0	1	1

Die Schaltsignalerzeugung in Abbildung 3.8 zeigt, dass die inneren Schalter mit hoher Frequenz takten und sowohl die äußeren als auch die Mittelpunktschalter der Frequenz des Referenzsignals folgen. Die inneren Schalter sind durch die Verschiebung von Schaltverlusten einer höheren Belastung ausgesetzt. Während sich die Durchlassverluste reduzieren, führen die zusätzlichen Schaltverluste zu einer Erhöhung der Gesamtverluste. Die ANPC₁₂-Modulation bedingt eine notwendige Reduktion der Ausgangsleistung, um eine Überlastung zu vermeiden. Eine genauere Betrachtung dieses Umstandes erfolgt in den nachfolgenden Kapiteln.

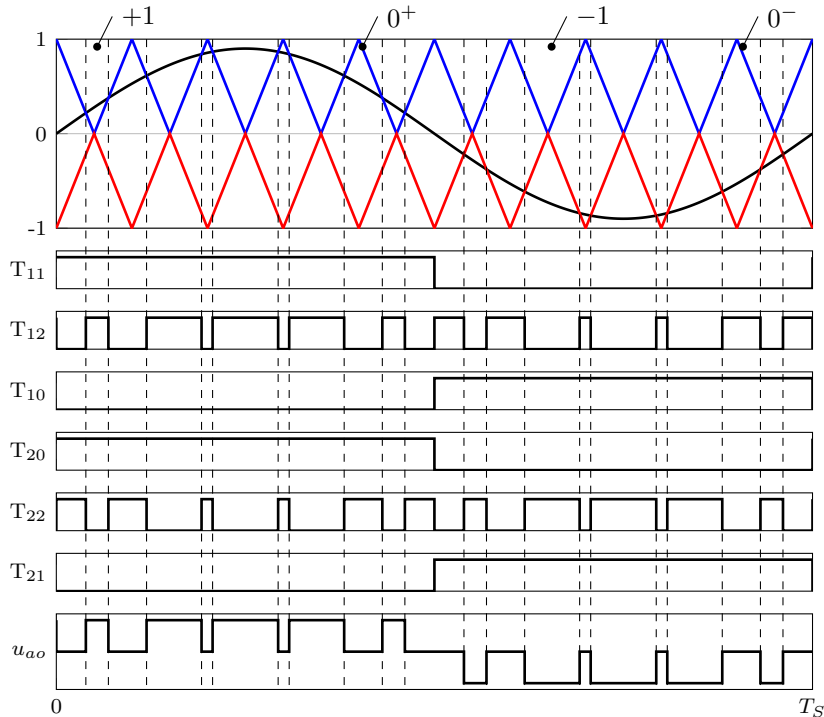


Abbildung 3.8.: ANPC₁₂-Modulation des ANPC-Dreipunktumrichters

3.2.3. ANPC_{DF}-Modulation

Durch die Kombination der beiden zuvor aufgezeigten Modulationen entsteht ein Verfahren, welches durch die Nutzung von vier unterschiedlichen Schaltzuständen für das Mittelpunktspotential eine natürliche Verdopplung der am Phasenausgang erscheinenden Schaltfrequenz bewirkt [Flo08a]. Die ANPC_{DF}-Modulation (Doubled Frequency) kann somit, im Vergleich zu den anderen Modulationen, die gleiche Qualität der Ausgangsgrößen hinsichtlich des Oberschwingungsgehaltes mit der halben Schaltfrequenz erzeugen. Tabelle 3.4 fasst die Schaltzustände der ANPC_{DF}-Modulation zusammen.

Tabelle 3.4.: Schaltzustände einer Phase des ANPC-Dreipunktumrichters mit ANPC_{DF}-Modulation

Schaltzustand	Spannung u_{ao}	Schaltsequenz					
		T ₁₁	T ₁₂	T ₁₀	T ₂₀	T ₂₂	T ₂₁
+1	$+U_{DC}/2$	1	1	0	1	0	0
0_2^+	0	1	0	0	1	1	0
0_1^+	0	0	1	1	0	0	0
0_1^-	0	0	0	0	1	1	0
0_2^-	0	0	1	1	0	0	1
-1	$-U_{DC}/2$	0	0	1	0	1	1

Die Schaltzustände für das Mittelpunktspotential entsprechen hierbei den Schaltsequenzen der ANPC₁₁-Modulation (0_1^+ und 0_1^-) sowie der ANPC₁₂-Modulation (0_2^+ und 0_2^-). Dadurch stehen, sowohl während der positiven als auch der negativen Halbwelle des Referenzsignals, jeweils zwei unterschiedliche Schaltzustände für das Mittelpunktspotential zur Verfügung.

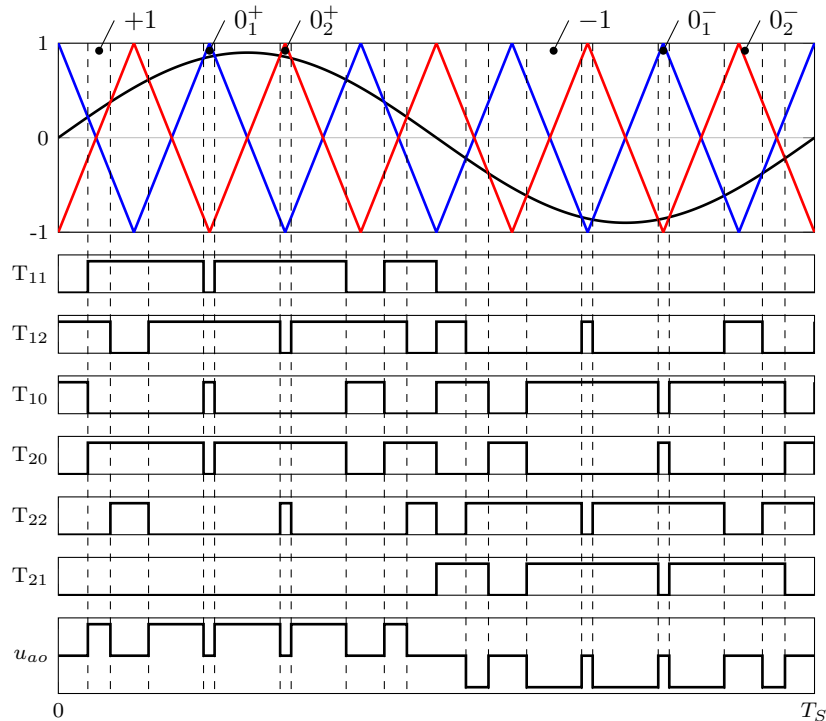


Abbildung 3.9.: ANPC_{DF}-Modulation des ANPC-Dreipunktumrichters

Die erzeugten Schaltsignale für den ANPC-Dreipunktumrichter mit ANPC_{DF}-Modulation sind in Abbildung 3.9 dargestellt. Zur Erzeugung der Schaltsignale erfolgt der Vergleich des Referenzsignals, abweichend von den bisherigen Verfahren, mit zwei phasenverschobenen Dreiecksignalen, die den gesamten Aussteuerbereich abdecken.

In der positiven Halbwelle des Referenzsignals findet ein Wechsel zwischen den Zuständen $+1$, 0_1^+ und 0_2^+ statt, während in der negativen Halbwelle die Schaltzustände 0_1^- , 0_2^- und -1 verwendet werden. Die inneren Schalter und die Mittelpunktschalter werden über die gesamte Periode der Grundfrequenz, jedoch mit reduzierter Schaltfrequenz, getaktet. So reduziert die Schaltsequenz $[0_1^+ +1 0_2^+ +1 0_1^+]$, die beide Zustände für das Mittelpunktpotential in der positiven Halbwelle nutzt, die Schaltfrequenz für alle Schalter und erzeugt am Phasenausgang weiterhin das gleiche Schaltmuster der Umrichterspannung u_{ao} wie die vorangegangenen Modulationen. Dieser Umstand kann sich besonders für niedrige Schaltfrequenzen als vorteilhaft erweisen.

3.2.4. ANPC_{ALD}-Modulation

Die vorangegangenen Modulationen verfolgen einen passiven Ansatz der Verlustverteilung ohne Berücksichtigung des Einflusses des Arbeitspunkts. In [Ma09] und [Ma15] wird die ANPC_{ALD}-Modulation (Adjustable Losses Distribution) vorgestellt, welche eine arbeitspunktabhängige Verschiebung der Verluste zwischen den inneren und den äußeren Schaltern vorsieht. Hierzu werden zwei weitere Schaltzustände definiert, sodass in Summe, wie in Tabelle 3.5 einzusehen ist, sechs Schaltsequenzen für das Mittelpunktpotential zur Verfügung stehen. Dabei lassen sich Zustände unterscheiden, die eine primäre Belastung der äußeren Schalter, gekennzeichnet durch den Index *out*, oder der inneren Schalter, gekennzeichnet durch *in*, durch Schaltverluste hervorrufen. Durch ein stromloses Schalten entfallen keine Schaltverluste auf die zu entlastenden Schalter. Die Verteilung der beiden Modi kann über die Periode der Grundfrequenz variiert werden, sodass für jeden Arbeitspunkt eine gleichmäßigere Verteilung der Verluste erreicht werden kann.

Tabelle 3.5.: Schaltzustände einer Phase des ANPC-Dreipunktumrichters mit ANPC_{ALD}-Modulation

Schaltzustand	Spannung u_{ao}	Schaltsequenz					
		T ₁₁	T ₁₂	T ₁₀	T ₂₀	T ₂₂	T ₂₁
$+1$	$+U_{DC}/2$	1	1	0	1	0	0
0_{in}^+	0	1	0	0	1	1	0
0_{out}^+	0	0	1	0	1	1	0
0^+	0	0	0	0	1	1	0
0^-	0	0	1	1	0	0	0
0_{out}^-	0	0	1	1	0	1	0
0_{in}^-	0	0	1	1	0	0	1
-1	$-U_{DC}/2$	0	0	1	0	1	1

Zur Bestimmung der Schaltsignale wird ein phasengleiches Referenzsignal mit erhöhter Amplitude eingeführt, welches entsprechend des gewählten Modus zum Vergleich herangezogen wird. Dies bewirkt ein stromloses Schalten der Leistungshalbleiter, welches keine Auswirkungen auf das aktuelle Ausgangspotential hat. Beim nächsten Wechsel des Schaltzustandes entfällt das Schalten und die damit verbundenen Schaltverluste. Den Ablauf zur Entlastung der äußeren Schalter zeigt Abbildung 3.10. Im Zustand 0^+ sind T₂₀ und T₂₂ eingeschaltet und ein positiver Strom fließt durch T₂₀ und D₂₂ (Abbildung 3.10a).

Durch das Einschalten von T_{11} erfolgt ein Wechsel in den Zustand 0_{in}^+ . Dieser Vorgang erfolgt stromlos und hat keine Änderung des Ausgangspotentials zur Folge (Abbildung 3.10b). Wird als nächstes der Schaltzustand +1 gewählt, erfährt T_{12} durch ein hartes Einschalten Schaltverluste, während T_{11} bereits eingeschaltet ist und hinsichtlich der Schaltverluste entlastet wird (Abbildung 3.10c).

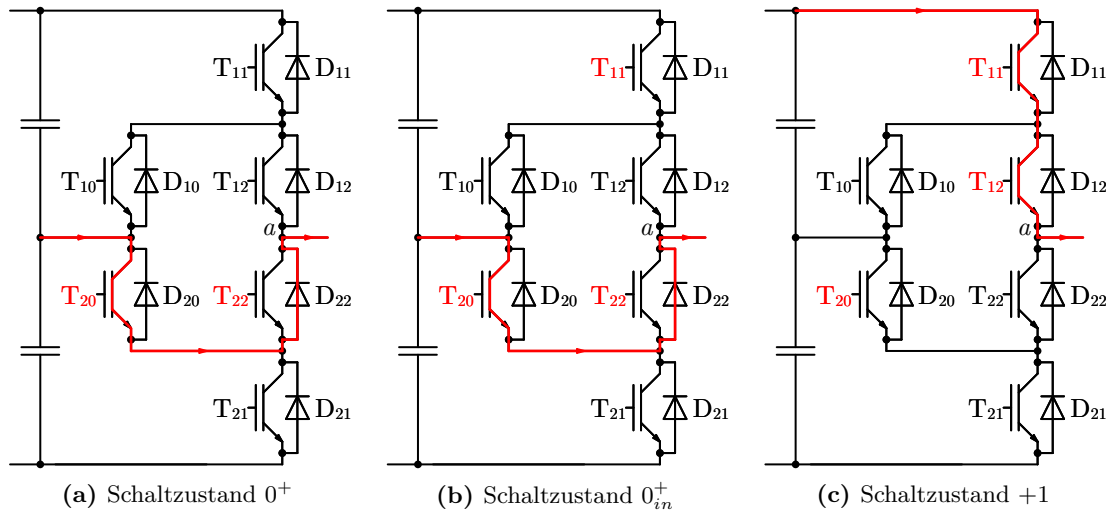


Abbildung 3.10.: Entlastung der äußeren Schalter durch ANPC_{ALD}-Modulation

Die Entlastung der inneren Schalter erfolgt in vergleichbarer Weise und ist in Abbildung 3.11 dargestellt. Die Ausgangssituation ist die gleiche wie zuvor (Abbildung 3.11a). Durch den Wechsel in den Zustand 0_{out}^+ wird T_{12} stromlos eingeschaltet. Des Weiteren wird ein zweiter Pfad geschaffen, über den ein Teil des Stromes fließen kann (Abbildung 3.11b). Abschließend wird Schaltzustand +1 verwendet. T_{11} wird eingeschaltet und erfährt Schaltverluste (Abbildung 3.11c). Mit diesem Schaltvorgang ist das Abkommutieren der Diode D_{22} verbunden, sodass hier ebenfalls Schaltverluste entstehen. Für einen positiven Stromfluss erfolgt durch die ANPC_{ALD}-Modulation somit keine vollständige Entlastung der inneren Leistungshalbleiter. Dieser Nachteil wird in den nachfolgenden Kapiteln eingehender betrachtet.

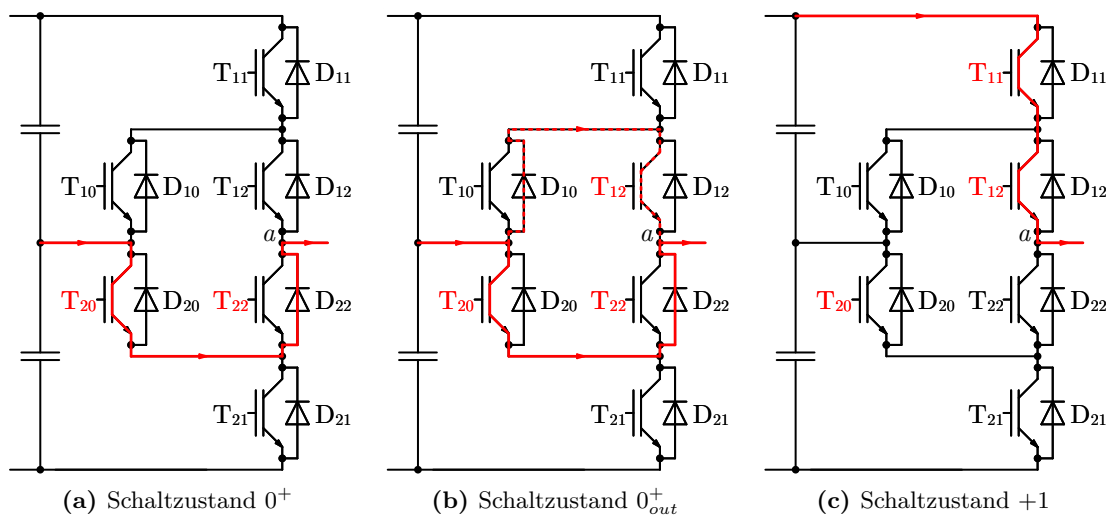


Abbildung 3.11.: Entlastung der inneren Schalter durch ANPC_{ALD}-Modulation

Für eine zeitliche Aufteilung der beiden Modi von 1 : 1 sind die erzeugten Schaltsignale in Abbildung 3.12 dargestellt. Das zusätzlich eingeführte Referenzsignal ist gestrichelt dargestellt. Die unterschiedlichen Schaltzeitpunkte durch das Vorsehen von stromlosen Schaltvorgängen sind deutlich zu erkennen. Die vom Arbeitspunkt abhängige Verteilung der Modi muss durch ein Offline- oder Online-Verfahren vorgenommen werden.

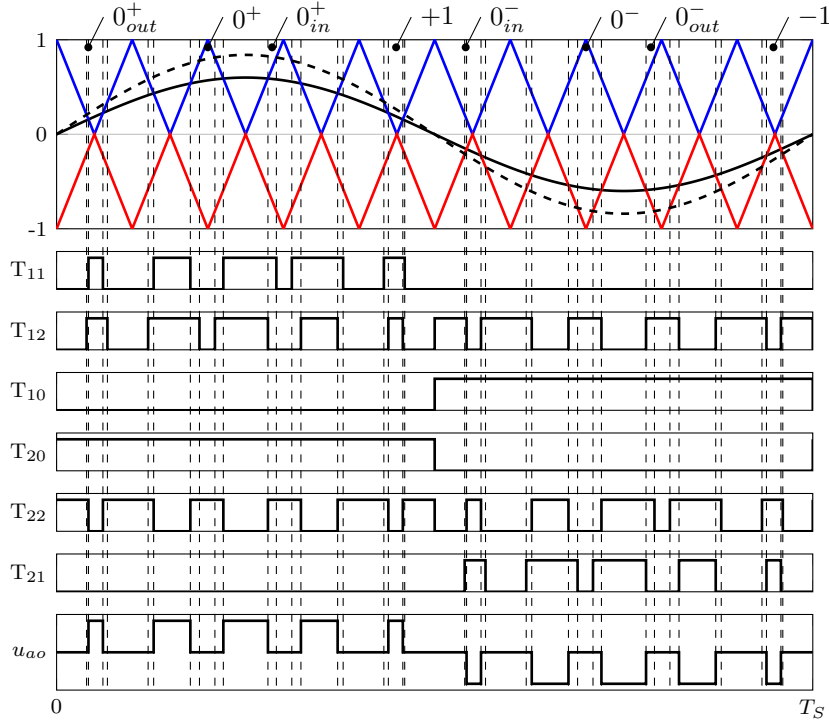


Abbildung 3.12.: ANPC_{ALD}-Modulation des ANPC-Dreipunktumrichters

Ein weiteres mögliches Vorgehen ist die gleichzeitige Nutzung des oberen und des unteren Pfades für das Mittelpunktpotential, um auf diese Weise eine Aufteilung der Durchlassverluste auf vier Leistungshalbleiter zu erreichen [Gur14]. Dieses Modulationsverfahren wird im Rahmen dieser Arbeit nicht betrachtet.

3.3. T-Type-Dreipunktumrichter

Der T-Type-Umrichter wird bereits in [Hol77] erwähnt und dann zusammen mit dem NPC-Umrichter in [Nab81] aufgegriffen. Der einphasige Aufbau des T-Type-Dreipunktumrichters ist in Abbildung 3.13 skizziert. Im Gegensatz zum ANPC-Dreipunktumrichter werden theoretisch nur vier Schalter pro Phase benötigt. Die äußeren Schalter benötigen im Vergleich zum NPC-Umrichter das doppelte statische Sperrvermögen, da sie die gesamte Zwischenkreisspannung sperren müssen. In vielen Fällen wird daher eine Reihen- (Abbildung 3.13a) oder Parallelschaltung (Abbildung 3.13b) von Schaltern notwendig, um höhere Leistungen zu erreichen.

Auf der einen Seite sinkt dadurch die Belastung des einzelnen Schalters, da es zur einer Spannungs- beziehungsweise Stromaufteilung zwischen den Schaltern kommt. Auf der anderen Seite steigt die Anzahl der notwendigen Leistungshalbleiter, sodass dieser vermeintliche Vorteil gegenüber dem ANPC-Umrichter kompensiert wird.

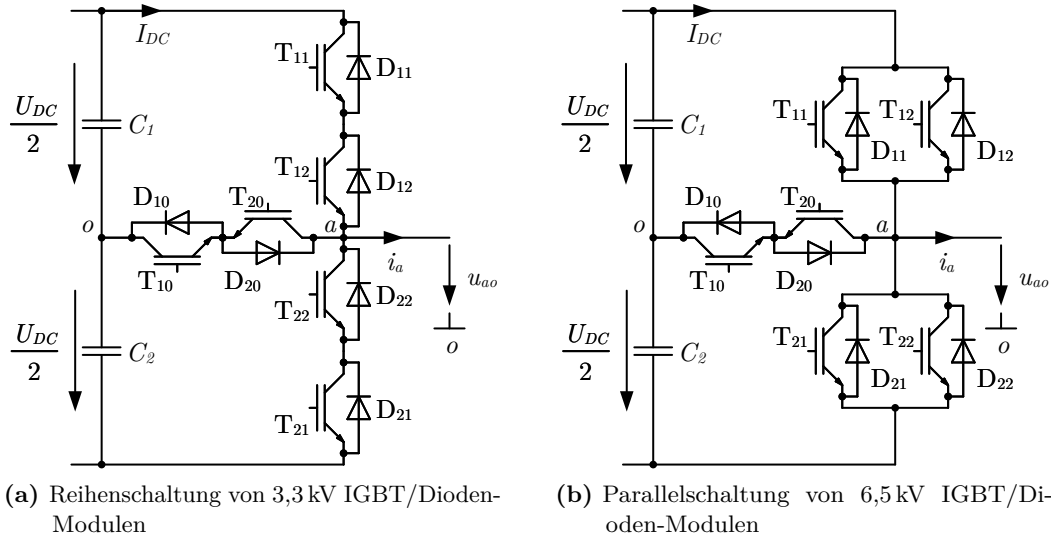


Abbildung 3.13.: Einphasiger Aufbau des T-Type-Dreipunktumrichters

Durch die antiseriellen Schalter T_{10} / D_{10} und T_{20} / D_{20} wird die Verbindung zum Mittelpunkt des Zwischenkreises hergestellt. Die Potentiale $+U_{DC}/2$ und $-U_{DC}/2$ lassen sich über die äußeren Schalter an den Phasenausgang legen. Der T-Type-Umrichter besitzt, wie auch der NPC-Umrichter, in einer Phase drei Schaltzustände. Während das Potential $+U_{DC}/2$ über T_{11} / D_{11} und T_{12} / D_{12} am Ausgang anliegt, ist T_{10} / D_{10} ebenfalls eingeschaltet, damit ein fehlerfreier Übergang auf das Mittelpunktpotential möglich ist. Ein positiver Strom kann mit dem Ausschalten von T_{11} und T_{12} über T_{10} und D_{20} fließen, während ein negativer Strom weiterhin über D_{11} und D_{12} fließt und der Wechsel auf das Mittelpunktpotential erst mit dem Einschalten von T_{20} stattfindet. Erfolgt das Einschalten von T_{10} erst nach dem Ausschalten von T_{11} und T_{12} , fließt der Strom, aufgrund der Verriegelungszeiten, zunächst über D_{21} und D_{22} und erzeugt am Phasenausgang ein falsches Potential. Die Zustände sind in Tabelle 3.6 zusammengefasst. Dabei entsprechen T_{12} und T_{22} den Signalen für T_{11} beziehungsweise T_{21} .

Tabelle 3.6.: Schaltzustände einer Phase des T-Type-Dreipunktumrichters

Schaltzustand	Spannung u_{ao}	Schaltsequenz			
		T_{11}	T_{10}	T_{20}	T_{21}
+1	$+U_{DC}/2$	1	1	0	0
0	0	0	1	1	0
-1	$-U_{DC}/2$	0	0	1	1

3.3.1. Modulation des T-Type-Dreipunktumrichters

Die Schaltsignalerzeugung erfolgt in vergleichbarer Weise zum NPC-Umrichter [Gue09], [Yat10]. Alle Schalter werden nur über die halbe Periode der Grundfrequenz getaktet. In der anderen Hälfte sind die äußeren Schalter dauerhaft aus- beziehungsweise die Mittelpunktschalter dauerhaft eingeschaltet (Abbildung 3.14).

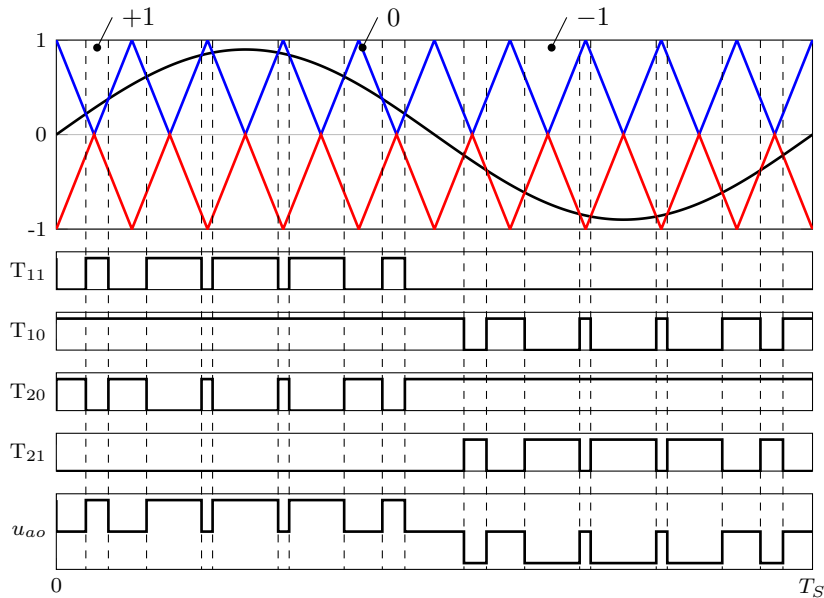


Abbildung 3.14.: Sinus-Dreieck-Modulation des T-Type-Dreipunktumrichters

3.4. Verlustberechnung im Dreipunktumrichter

Um Aussagen über die Leistungsfähigkeit und die Lebensdauer der Leistungshalbleiter und des Umrichters treffen zu können, ist eine Betrachtung der auftretenden Belastungen und der damit verbundenen thermischen Beanspruchungen notwendig. Daher ist die Vorhersage der Verlustleistungen durch die Verwendung analytischer Methoden ein wichtiger Bestandteil der Dimensionierung des Leistungsteils und dessen Kühlung. Nachfolgend wird das Verfahren zur Bestimmung der auftretenden Verluste der betrachteten Dreipunktumrichter aufgezeigt.

Allgemein lassen sich die Verluste eines Leistungshalbleiters in drei Kategorien unterteilen, Durchlass-, Schalt- und Sperrverluste. Letztere sind klein gegenüber den anderen Verlustarten und spielen nur eine untergeordnete Rolle. In der Regel werden sie vernachlässigt. Somit müssen für den IGBT nur die Durchlassverluste sowie die Ein- und Ausschaltverluste berücksichtigt werden. Für die Diode werden neben den Durchlassverlusten nur die Ausschalt- beziehungsweise Reverse-Recovery-Verluste betrachtet. Es treten auch Einschalt- beziehungsweise Forward-Recovery-Verluste der Diode auf, diese können jedoch ebenfalls vernachlässigt werden [Lut12], [Win15]. Da zwischen den beiden Umrichterhälften eine Symmetrie besteht, kann die Betrachtung auf eine Hälfte beschränkt werden. Für die andere Hälfte wird ein äquivalentes Verhalten vorausgesetzt. Aus Symmetriegründen werden für die weiteren Untersuchungen nur T_{11} / D_{11} , T_{12} / D_{12} und T_{10} / D_{10} betrachtet.

Eine Bestimmung der Durchlass- und Schaltverluste zu den exakten Aufttrittsmomenten liefert genaue Ergebnisse, führt bei hohen Schaltfrequenzen jedoch zu einem hohen Rechenaufwand. Besonders für die Untersuchung von Lastspielen über lange Zeiträume entstehen erhebliche Simulationszeiten. Unter der Voraussetzung eines ausreichend hohen Verhältnisses zwischen Schalt- und Grundfrequenz, kann die Bestimmung der Verluste auf eine über eine Periode der Grundfrequenz gemittelte Berechnung vereinfacht werden. Der Rechen- und Simulationsaufwand wird erheblich reduziert, da nur ein Rechenschritt pro Periode der Grundfrequenz notwendig ist. Basierend auf Datenblattangaben oder Messungen kann eine analytische Berechnung der Verlustleistung mit linearisierten Kennlinien der Durchlassspannung sowie der Schaltenergien erfolgen [Cas94], [Gra09]. Da die Linearisierung im Nennarbeitspunkt erfolgt, ergeben sich besonders für kleine Ströme Abweichungen, die aufgrund des geringen Einflusses vernachlässigbar sind. Hierbei ist zu beachten, dass eine Betrachtung immer für die maximale Temperatur erfolgt und somit für geringere Temperaturen zu hohe Verlustleistungen bestimmt werden. Zur Vereinfachung der Berechnungen wird von sinusförmigen Verläufen für den Ausgangsstrom i_a und den Kurzzeitmittelwert der Ausgangsspannung u_{ao} der Umrichterphase ausgegangen. Zwischen den beiden Größen besteht eine Phasenverschiebung, die über den Winkel φ beschrieben werden kann.

Unter der Bedingung, dass die Schaltfrequenz ausreichend hoch ist und die Einflüsse der Stromwelligkeit auf die Berechnungen vernachlässigt werden können, führt die Beschränkung auf Grundschwingungsbetrachtungen zu einer ausreichenden Genauigkeit der Verlustleistungsberechnungen [Bie04], [Che14]. Für die Verläufe von Strom und Spannung ergeben sich die Gleichungen (3.1) und (3.2).

$$i_a(t) = \hat{I}_a \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.1)$$

$$u_{ao}(t) = \hat{U}_{ao} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad (3.2)$$

Die Amplitude der Spannung lässt sich auch über die Aussteuerung und die Zwischenkreisspannung des Umrichters ausdrücken. Hierbei ist der Aussteuer- oder Modulationsgrad a über Gleichung (3.3) definiert [Sch04], [Jen95].

$$a = \frac{\hat{U}_{ao}}{U_{DC}/2} \quad (3.3)$$

Durch das Einsetzen in Gleichung (3.2) ergibt sich Gleichung (3.4).

$$u_{ao}(t) = 1/2 \cdot U_{DC} \cdot a \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad (3.4)$$

Zur Veranschaulichung der Methode kann Abbildung 3.15 herangezogen werden. Aus Gründen der Darstellung erfolgt eine Normierung von Strom und Spannung auf die Amplitude des Stromes beziehungsweise auf die halbe Zwischenkreisspannung. Hierbei repräsentiert τ die relative Einschaltzeit der Leistungshalbleiter. Aus der Mittlung des durch die Modulation erzeugten Schaltsignals über eine Periode der Schaltfrequenz ergibt sich der Verlauf der relativen Einschaltzeit. Für den Dreipunktumrichter kann für jede Spannungsstufe eine eigene relative Einschaltzeit τ definiert werden, welche sich am Verlauf der Ausgangsspannung orientiert. Hierbei ist die relative Einschaltzeit τ_{+1} (rot) dem Potential $U_{DC}/2$, τ_{-1} (blau) dem Potential $-U_{DC}/2$ und τ_0 (schwarz) dem Mittelpunktspotential zugeordnet. Die Amplitude der relativen Einschaltzeiten bestimmt sich über die Aussteuerung. Im Maximum der Ausgangsspannung befinden sich das Maximum von τ_{+1} und das Minimum von τ_0 .

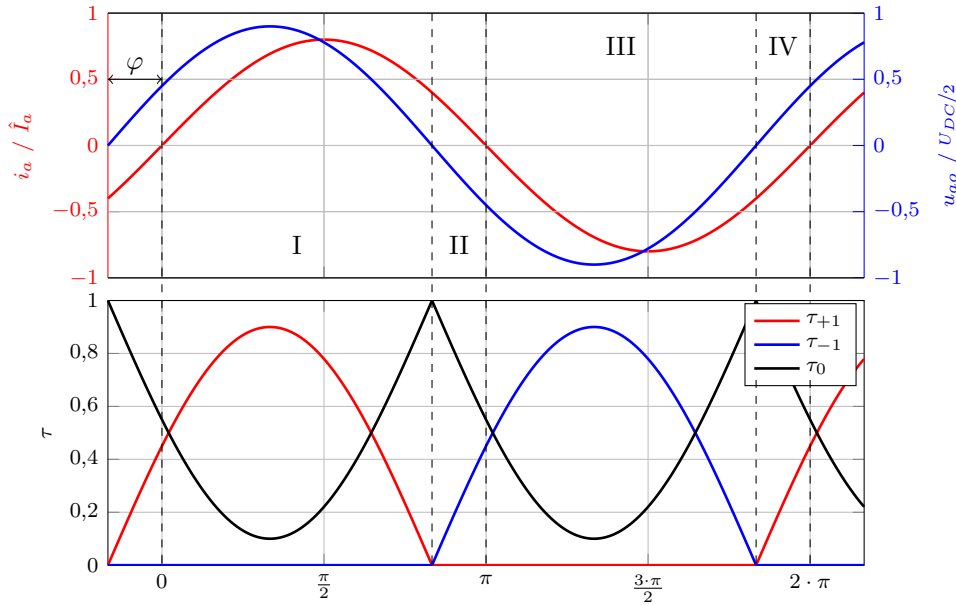


Abbildung 3.15.: Verlauf der relativen Einschaltzeiten des Dreipunktumrichters

In diesem Punkt wird das Potential $U_{DC}/2$ am häufigsten verwendet. Die restliche Zeit der Schaltperiode wird das Mittelpunktspotential angelegt. Für die maximale Aussteuerung von $a = 1$ wird in diesem Punkt nur $U_{DC}/2$ geschaltet. Zu jedem Zeitpunkt summieren sich alle drei relativen Einschaltzeiten zu eins. Die relativen Einschaltzeiten werden über die Gleichungen (3.5) bis (3.7) beschrieben.

$$\tau_{+1} = \begin{cases} a \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) & , \text{ wenn } u_{ao}(t) \geq 0 \\ 0 & , \text{ wenn } u_{ao}(t) \leq 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\tau_0 = \begin{cases} 1 - a \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) & , \text{ wenn } u_{ao}(t) \geq 0 \\ 1 + a \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) & , \text{ wenn } u_{ao}(t) \leq 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\tau_{-1} = \begin{cases} 0 & , \text{ wenn } u_{ao}(t) \geq 0 \\ -a \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) & , \text{ wenn } u_{ao}(t) \leq 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Die Bestimmung der Durchlassverluste erfolgt allgemein unter Nutzung der Durchlasskennlinie, wie sie in Kapitel 2 gezeigt wird. Diese kann vereinfacht durch eine Ersatzgerade mit Nullpunktverschiebung angenähert werden. Der Schnittpunkt mit der horizontalen Achse wird als Schwellspannung $U_{CE,0}$ für den IGBT beziehungsweise $U_{F,0}$ für die Diode bezeichnet.

Aus dem Anstieg der Geraden kann ein differentieller Widerstand $r_{d,I}$ beziehungsweise $r_{d,D}$ ermittelt werden [Gra09]. Daraus ergeben sich die allgemeinen Gleichungen (3.8) für den IGBT und (3.9) für die Diode zur Berechnung der Durchlassverluste P_D .

$$P_{D,I}(t) = \tau(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) \quad (3.8)$$

$$P_{D,D}(t) = \tau(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) \quad (3.9)$$

Die Schaltverluste bestimmen sich aus den während des Schaltvorgangs auftretenden Schaltenergien und der Schaltfrequenz f_S [Gra09]. Die Schaltenergien können aus den in Kapitel 2 gezeigten Messungen ermittelt werden. Da die Bestimmung für einen definierten Arbeitspunkt erfolgt, kann auch hier zur Vereinfachung eine Ersatzgerade verwendet werden [Bie04]. Hierzu erfolgt eine Angabe der Schaltenergien bezogen auf den Strom I_{Nenn} und die Spannung U_{Nenn} des untersuchten Arbeitspunktes. Dies ist beispielhaft für die bezogene Einschaltenergie w_{on} des IGBTs in Gleichung (3.10) gezeigt.

$$w_{on} = \frac{W_{on}}{I_{Nenn} \cdot U_{Nenn}} \quad (3.10)$$

Mit den bezogenen Schaltenergien w_{on} und w_{off} für den IGBT und w_{rec} für die Diode ergeben sich die allgemeinen Gleichungen (3.11) und (3.12) zur Bestimmung der Schaltverluste P_S . Die Schalthandlungen im NPC-Umrichter erfolgen für jeden Leistungshalbleiter mit der halben Zwischenkreisspannung $U_{DC}/2$ und dem fließenden Strom.

$$P_{S,I}(t) = f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot i_a(t) \cdot U_{DC}/2 \quad (3.11)$$

$$P_{S,D}(t) = f_S \cdot w_{rec} \cdot i_a(t) \cdot U_{DC}/2 \quad (3.12)$$

Durch die Linearisierung der Schaltenergien entsteht ein Fehler in der Verlustberechnung. Abbildung 3.16 zeigt einen beispielhaften Vergleich zwischen den Schaltenergien, die aus dem Datenblatt entnommen werden können und der Linearisierung. Die Einschalt- und Ausschaltenergien weisen im Bereich bis 2000 A einen linearen Verlauf auf und werden somit gut angenähert. Der prozentuale Fehler ist klein und steigt erst für Ströme unter 500 A beziehungsweise über 2000 A an und erreicht Werte von über 20 %. Die Reverse-Recovery-Energie zeigt kein lineares Verhalten, sodass sich der Fehler deutlich stärker auswirkt. Mit wachsender Abweichung vom Nennarbeitspunkt steigt der prozentuale Fehler auf bis zu 40 %. Die vernachlässigte Temperaturabhängigkeit der Schaltenergien führt für niedrige Ströme, die geringere Temperaturen hervorrufen, zu einer Kompensation des Fehlers, da die Linearisierung für die maximale Temperatur erfolgt.

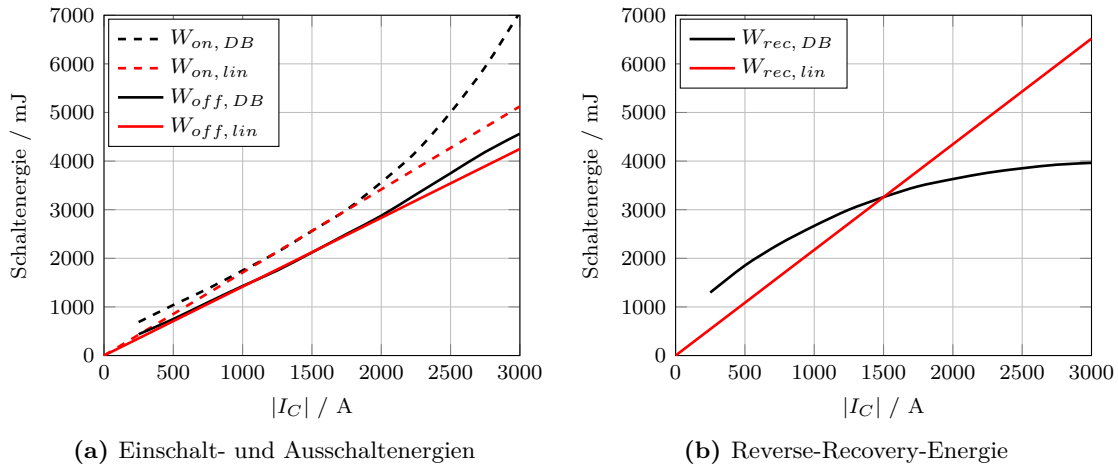


Abbildung 3.16.: Vergleich der Schaltenergien zwischen den Messkurven aus dem Datenblatt (W_{DB}) und der Linearisierung (W_{lin})

3.4.1. Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste

Mithilfe der Verläufe in Abbildung 3.15 können Bereiche definiert werden, in denen Strom und Spannung das gleiche beziehungsweise das entgegengesetzte Vorzeichen besitzen [Sta15]. In jedem Bereich entstehen die Verluste in anderen Leistungshalbleitern. Diese Bereiche stellen die Integrationsgrenzen für die Bestimmung der gemittelten Verluste über eine Periode der Grundfrequenz dar. In Abhängigkeit von der gewählten Charakteristik zur Nachbildung der Durchlass- und Schaltverluste finden sich in der Literatur verschiedene Gleichungen [Sta15], [Ger15]. Nachfolgend wird die prinzipielle Vorgehensweise unter Verwendung der linearisierten Kennlinien anhand des äußeren Schalters T_{11} / D_{11} des NPC-Dreipunktumrichters aufgezeigt.

IGBT T_{11} führt den Strom unter den Bedingungen, dass am Phasenausgang das Potential $U_{DC}/2$ anliegt und der Ausgangsstrom i_a positiv ist. Somit ist nur τ_{+1} zu beachten und für die Berechnung ergibt sich Gleichung (3.13).

$$P_{D, T_{11}}(t) = \tau_{+1}(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) \quad \text{für } i_a(t) > 0 \quad (3.13)$$

Die Bestimmung der gemittelten Verluste erfolgt durch die Integration über die zuvor definierten Bereiche. Mit Blick auf Abbildung 3.15 ist ersichtlich, dass nur Bereich I die Bedingungen erfüllt und für die Integration betrachtet werden muss. Gleichung (3.14) zeigt die Berechnung der gemittelten Durchlassverluste unter Berücksichtigung der Integrationsgrenzen sowie das gelöste Integral.

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{D,T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}} \tau_{+1} \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
&= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \\
&\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \varphi + 8 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(\varphi) \\
&\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{CE,0} + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,I})
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Die gemittelte Berechnung der Durchlassverluste weist keine Abhängigkeit von der Schaltfrequenz auf und gereicht unter der Annahme gleichmäßig über die Periode der Grundfrequenz verteilter Schalthandlungen die Berechnung einer ausreichend hohen Genauigkeit.

Unter der Bedingung, dass sowohl der Laststrom i_a als auch die Umrichterspannung u_{ao} positiv sind, fallen für IGBT T_{11} Schaltverluste an. Unter Verwendung der allgemeinen Gleichung zur Berechnung der Schaltverluste ergibt sich Gleichung (3.15).

$$P_{S,T_{11}}(t) = f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) \quad \text{für } i_a(t) > 0 \text{ und } u_{ao}(t) > 0 \tag{3.15}$$

Für die Berechnung der gemittelten Schaltverluste zeigt sich anhand Abbildung 3.15, dass Schaltverluste für T_{11} ebenfalls nur im Bereich I entstehen, wenn sowohl Spannung als auch Strom positiv sind. Für die Integration folgt daher Gleichung (3.16).

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{S,T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\
&= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi))
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Diode D_{11} führt den negativen Ausgangsstrom i_a , wenn das Potential $U_{DC}/2$ anliegt. Aufgrund der Stromabhängigkeit des Mittelpunktpotentials des NPC-Umrichters gelten diese Bedingungen auch für Diode D_{12} . Die Berechnung der Durchlassverluste ist für beide Dioden identisch. Für D_{11} ergibt sich Gleichung (3.17).

$$P_{D,D_{11}}(t) = \tau_{+1}(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t))) \cdot (-i_a(t)) \quad \text{für } i_a(t) < 0 \tag{3.17}$$

Die Integration erfolgt über Bereich IV. Nur in diesem sind die Bedingungen erfüllt. Die Gleichung (3.18) zeigt die Berechnung der gemittelten Durchlassverluste der Diode.

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{D, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot \left(U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\
&= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot \left(4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{F,0} \cdot \varphi \right. \\
&\quad \left. + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{F,0} - 8 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(\varphi) + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \right)
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Für Diode D_{11} entstehen Schaltverluste beim Wechsel zwischen dem Potential $U_{DC}/2$ und dem Mittelpunktpotential, wenn der Laststrom negativ ist. Hieraus ergibt sich Gleichung (3.19).

$$P_{S, D_{11}}(t) = f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) \quad \text{für } i_a < 0 \text{ und } u_{ao}(t) > 0 \tag{3.19}$$

Dementsprechend muss für die Bestimmung der gemittelten Schaltverluste von Diode D_{11} ebenfalls nur Bereich IV betrachtet werden und es folgt Gleichung (3.20).

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{S, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\
&= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)
\end{aligned} \tag{3.20}$$

In gleicher Weise können die Gleichungen sowie die Integrationsgrenzen für die verbleibenden Leistungshalbleiter des NPC-Umrichters aufgestellt werden. Für die verschiedenen Modulationen des ANPC-Umrichters und für den T-Type-Umrichter wurden die notwendigen Gleichungen im Rahmen dieser Arbeit herausgearbeitet. Die gelösten Integrale zur Berechnung der Verluste durch Mittelung über eine Periode der Grundfrequenz für alle betrachteten Topologien finden sich im Anhang B.

3.4.2. Einfluss des Frequenzverhältnisses auf die gemittelte Verlustberechnung

Wie zuvor bereits angesprochen, ist die Verwendung der gemittelten Verlustleistungsberechnung auf ein ausreichend hohes Verhältnis zwischen Schalt- und Grundfrequenz angewiesen. Wird das Verhältnis klein, ergeben sich Abweichungen zwischen gemittelten und getakteten Verlusten. Die vorstehenden Gleichungen zur gemittelten Berechnung setzen eine Unabhängigkeit der Durchlassverluste von der Schaltfrequenz voraus. Ebenso wird angenommen, dass gleichmäßig sowohl bei niedrigem als auch bei hohem Strom getaktet wird. Da beide Annahmen nicht die Wirklichkeit nachbilden, entstehen Abweichungen in Durchlass- und Schaltverlusten zwischen beiden Verfahren. Abbildung 3.17 zeigt die prozentuale Abweichung zwischen der getakteten und der gemittelten Berechnung der Verluste in Abhängigkeit vom Verhältnis zwischen Schalt- und Grundfrequenz am Beispiel der Durchlass- und Schaltverluste der IGBTs T_{11} und T_{12} des NPC-Dreipunktumrichters.

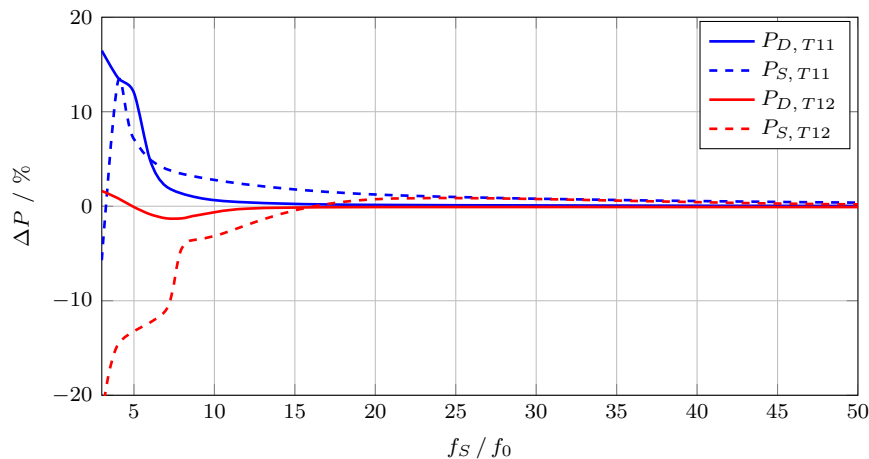


Abbildung 3.17.: Vergleich der prozentualen Abweichung zwischen getakteter und gemittelter Verlustberechnung für T_{11} und T_{12} des NPC-Dreipunktumrichters

Für kleine Verhältnisse kommt es zu Abweichungen der Schaltverluste von bis zu 20%. Dies begründet sich durch die Tatsache, dass, bedingt durch die geringere Schaltfrequenz, für T_{11} vermehrt Schalthandlungen bei hohen Strömen erfolgen. Die getaktete Verlustberechnung berücksichtigt diesen Umstand und führt zu höheren Schaltverlusten. Für T_{12} hingegen fallen weniger Verluste an, da hier Schalthandlungen vermehrt bei kleinen Strömen erfolgen.

Gleiches ist auch bei den Durchlassverlusten zu erkennen. Bei geringerer Schaltfrequenz werden die Potentiale $U_{DC}/2$ und $-U_{DC}/2$ zum Nachbilden einer sinusförmigen Spannung vermehrt bei hohen Strömen angelegt. Durch die getaktete Berechnung werden somit höhere Verluste für T_{11} bestimmt. Die Abweichungen für T_{12} sind hingegen gering. Bereits ab einem Verhältnis von 10:1 sinkt die Differenz unter 5%. Für Werte ab 20:1 ist die Differenz unter 1%.

Der Vergleich zeigt, dass für entsprechende Verhältnisse zwischen Schalt- und Grundfrequenz beide Methoden nahezu die gleichen Ergebnisse liefern. Diese Bedingung ist nicht für alle Anwendungen erfüllt, sodass dieser Umstand bei der Verwendung der gemittelten Verlustberechnung berücksichtigt werden muss. Im Nieder- und Mittelspannungsbereich können IGBTs mit Schaltfrequenzen im kHz-Bereich betrieben werden und erreichen ein ausreichend hohes Verhältnis. Für hochsperrende Leistungshalbleiter sind die erreichbaren Schaltfrequenzen deutlich geringer, sodass hieraus auch Verhältnisse < 10 resultieren. Die Betrachtungen im Rahmen dieser Arbeit setzen ein ausreichend hohes Verhältnis (> 20) voraus, sodass zur Reduzierung des Simulations- und Rechenaufwandes das Verfahren der gemittelten Verlustberechnung verwendet werden kann. Ist diese Voraussetzung nicht mehr erfüllt, ist die Gültigkeit der unter Verwendung der gemittelten Verlustberechnung erzielten Ergebnisse nicht gewährleistet.

4. Stromrichtungserkennung im NPC-Dreipunktumrichter

In Kapitel 2 wird bereits auf die Beeinflussung des Durchlassverhaltens des BIGTs im Diodenmodus durch die Gate-Emitter-Spannung eingegangen. Durch eine Gate-Emitter-Spannung oberhalb der Threshold-Spannung, während sich der BIGT im Diodenmodus befindet, wird die Plasmakonzentration durch den leitfähigen MOS-Kanal abgesenkt und die Durchlassspannung angehoben [Sto13], [Pap13]. Die Nutzung der konventionellen Ansteuerung, wie sie vom IGBT bekannt ist, führt in der Anwendung für den BIGT zu erhöhten Durchlassverlusten. Daher ist die Nutzung des statischen MOS-Controls zur Anpassung der Gate-Emitter-Spannung in Abhängigkeit von der Stromrichtung und dem damit verbundenen Modus vorteilhaft zur Optimierung des Durchlassverhaltens des BIGTs [Rah08].

Die Bestimmung der Stromrichtung kann auf der Grundlage von zwei Prinzipien erfolgen. Zum einen kann die Detektion durch die Messung der Kollektor-Emitter-Spannung erfolgen. Dieses Verfahren wird in [Dom15] präsentiert und nachfolgend in Abschnitt 4.1 dargestellt. Zum anderen kann basierend auf der Messung des Laststromes selbst die Richtungsinformation gewonnen werden. Ein im Rahmen dieser Arbeit entwickeltes Verfahren wird bereits in [Gie16b] präsentiert. Die Ausführungen und Ergebnisse werden an dieser Stelle aufgegriffen und erweitert.

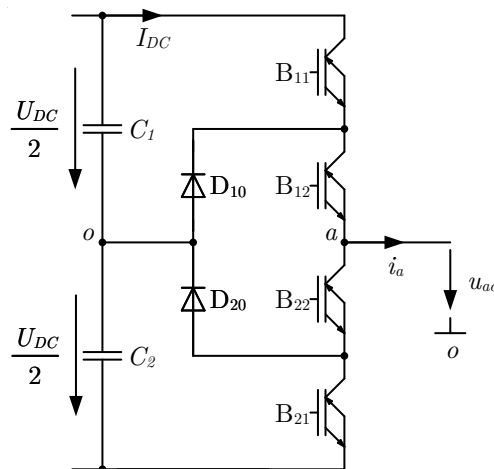


Abbildung 4.1.: Einphasiger Aufbau des NPC-Dreipunktumrichters mit BIGTs

In [Rah09a] wird ein eigenes Schaltsymbol für den BIGT eingeführt, um eine eindeutige Abgrenzung zum konventionellen IGBT mit antiparalleler Freilaufdiode zu schaffen. Abbildung 4.1 zeigt eine Phase des NPC-Dreipunktumrichters ausgerüstet mit BIGTs. Abgeleitet vom Namen, erhält der BIGT für die nachfolgenden Betrachtungen die Bezeichnung B_{xy} . Es wird jedoch weiterhin zwischen der Funktionalität des BIGTs als IGBT und Diode unterschieden. Die Mittelpunktdioden D_{10} und D_{20} verbleiben gegenüber dem NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen unverändert.

4.1. Detektion des Leitzustandes über die Kollektor-Emitter-Spannung

Wie bereits angesprochen, wird durch den Einsatz von rückwärts leitfähigen IGBTs für Anwendungen hoher Leistung ein vollständiger Ersatz der konventionellen Zwei-Chip-Struktur, bestehend aus IGBT und antiparalleler Freilaufdiode, angestrebt. Gleichzeitig wird auch nach Möglichkeiten für eine Optimierung des Durchlassverhaltens im Diodenmodus, welches eine Abhängigkeit von der Gate-Emitter-Spannung aufweist, gesucht. Ein naheliegendes Verfahren ist die Nutzung der Kollektor-Emitter-Spannung zur Detektion der Stromrichtung. In vielen Fällen erfolgt bereits eine Messung der Kollektor-Emitter-Spannung auf der halbleiternahen Ansteuerung, da sie für andere Zwecke verwendet wird.

Verschiedene entwickelte Schaltungstopologien verfolgen hierbei die gleiche Strategie. Auf der Grundlage des Vorzeichens der Kollektor-Emitter-Spannung wird eine Aussage über die Richtung des Stromflusses getroffen, welche zur Bildung des Schaltsignals genutzt werden kann. Zwei Beispiele sind in Abbildung 4.2 dargestellt.

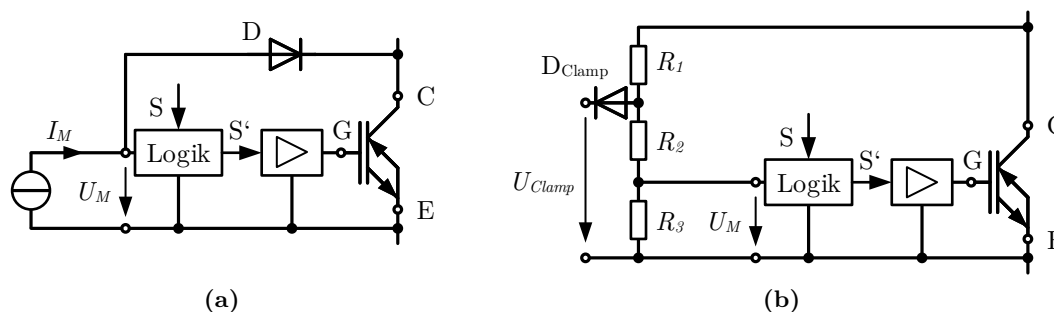


Abbildung 4.2.: Ansteuerschaltung zur Stromrichtungserkennung (a) nach [Dom10] (b) nach [Eck10]

In [Dom12] wird eine Schaltung vorgestellt, die eine Diode D und eine Stromquelle seriell zum Laststrompfad einbringt (Abbildung 4.2a). Die Stromquelle speist einen Messstrom I_M und die Messspannung U_M über der Serienschaltung aus Diode D und BIGT lässt einen direkten Rückschluss auf die Stromrichtung zu. Befindet sich der BIGT im IGBT-Modus, so ergibt sich die Messspannung als Summe der Durchlassspannungen von Diode D und BIGT. Wenn der BIGT sperrt, kann kein Messstrom fließen und die Messspannung entspricht der maximalen Spannung der Stromquelle. Im Diodenmodus ist die Durchlassspannung des BIGTs negativ, jedoch betragsmäßig größer als die Durchlassspannung der Diode D . Somit ergibt sich eine negative Messspannung. Das Vorzeichen der Messspannung weist somit direkt auf die Richtung des Laststromes hin. Über die Auswerteeinheit wird das Schaltsignal S anhand des vorliegenden Modus angepasst. Das Schaltsignal S' wird an den BIGT weitergeleitet.

In [Eck10] wird eine Schaltung vorgestellt, die über einen Spannungsteiler eine Messspannung U_M zur Verfügung stellt, deren Vorzeichen wiederum direkt auf die Stromrichtung hinweist (Abbildung 4.2b). Durch die Verwendung der Diode D_{Clamp} wird der Messbereich des Spannungsteilers begrenzt und so der Abbildungsmaßstab vergrößert. Die Begrenzung ist notwendig, da sich der Wert der Kollektor-Emitter-Spannung im Durchlass und im sperrenden Zustand um mehrere Zehnerpotenzen unterscheidet und für die Detektion der Stromrichtung nur im unteren Spannungsbereich eine hohe Auflösung und Genauigkeit gefordert wird. Die Schaltung führt hierbei eine asymmetrische Begrenzung des Messbereiches herbei, da nur eine Diode verwendet wird.

Die Anpassung des Schaltsignals der übergeordneten Steuerung erfolgt für jeden BIGT durch die eigene halbleiternahe Ansteuerung. Da hierdurch Anpassungen der Ansteuerung notwendig sind, ist die Nutzung für bestehende Komponenten ohne Änderungen nicht möglich. In [Dom15] wird eine funktionsfähige, halbleiternahe Ansteuerung vorgestellt, die neben dem statischen MOS-Control, auch das dynamische MOS-Control zur Optimierung des Schaltverhaltens einsetzt. Dies ist möglich, da die Ansteuerung selbst einen direkten Zugriff auf das Schaltsignal besitzt. Liegt eine negative Kollektor-Emitter-Spannung an, während der BIGT noch ausgeschaltet ist, so ist dies ein eindeutiger Hinweis darauf, dass sich der BIGT bereits im Diodenmodus befindet und ein Einschalten vermieden werden muss. Ist die Kollektor-Emitter-Spannung im ausgeschalteten Zustand des BIGTs hingegen hoch, so muss das Einschaltsignal erfolgen.

4.2. Detektion des Leitzustandes über den Laststrom

Neben der Messung der Kollektor-Emitter-Spannung erfolgt in vielen Anwendungen auch die Messung des Laststromes, da dieser für die Regelung des Umrichters verwendet wird. Dieses Messsignal besitzt bereits eine direkte Information über die Stromrichtung und kann der Stromrichtungserkennung zur Verfügung gestellt werden. Da die Strommessung pro Phase und nicht für jeden BIGT erfolgt, benötigt dieses Verfahren keine Änderungen an der konventionellen halbleiternahen Ansteuerung. Wird auf das Vorsehen eines Entsättigungspulses zur Optimierung des Schaltverhaltens verzichtet, ist die Umsetzung einer Stromrichtungserkennung über den Laststrom (Current-Direction Detection (CDD)) mit überschaubarem Aufwand umsetzbar. In diesem Fall bleibt die übergeordnete Steuerung, die die Schaltsignale unter Berücksichtigung der notwendigen Verriegelungszeiten zwischen den Schaltvorgängen (Lock-Time), jedoch ohne Kenntnis der Stromrichtung erzeugt, ebenfalls unangetastet.

Die Stromrichtungserkennung wird als neue Komponente zwischen die übergeordnete Steuerung und die halbleiternahe Ansteuerung eingebracht. Abbildung 4.3 zeigt den Aufbau der gesamten Systemarchitektur der Umrichtersteuerung ohne Berücksichtigung des Entsättigungspulses.

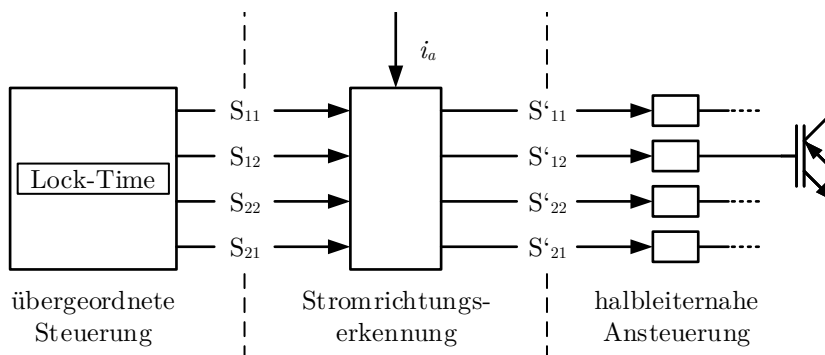


Abbildung 4.3.: Aufbau der Gesamtstruktur der Umrichtersteuerung ohne Entsättigungspuls

Ist der Entsättigungspuls für die Anwendung zwingend notwendig, da die Schaltverluste einen erheblichen Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen, so steigt der erforderliche Aufwand für die Stromrichtungserkennung. Eine Umsetzung ist in verschiedenen Varianten denkbar.

Da die übergeordnete Steuerung die Verriegelungszeiten bestimmt, kann auch der Entsättigungspuls durch sie übernommen werden (Abbildung 4.4a). In diesem Fall wird die Stromrichtungserkennung in die übergeordnete Steuerung integriert. Hierdurch werden erhebliche Eingriffe in die übergeordnete Steuerung erforderlich. In einer zweiten Variante kann die Berechnung der Pulsdauer des Entsättigungspulses Bestandteil der Stromrichtungserkennung sein. Hierfür benötigt sie jedoch die ursprünglichen Signale der übergeordneten Steuerung ohne Anpassung aufgrund der Verriegelungszeiten. So können der Stromrichtungserkennung sowohl die ursprünglichen als auch die angepassten Signale zur Verfügung gestellt werden und die Bestimmung der Verriegelungszeiten verbleibt in der übergeordneten Steuerung, während die Stromrichtungserkennung den Entsättigungspuls vorsieht.

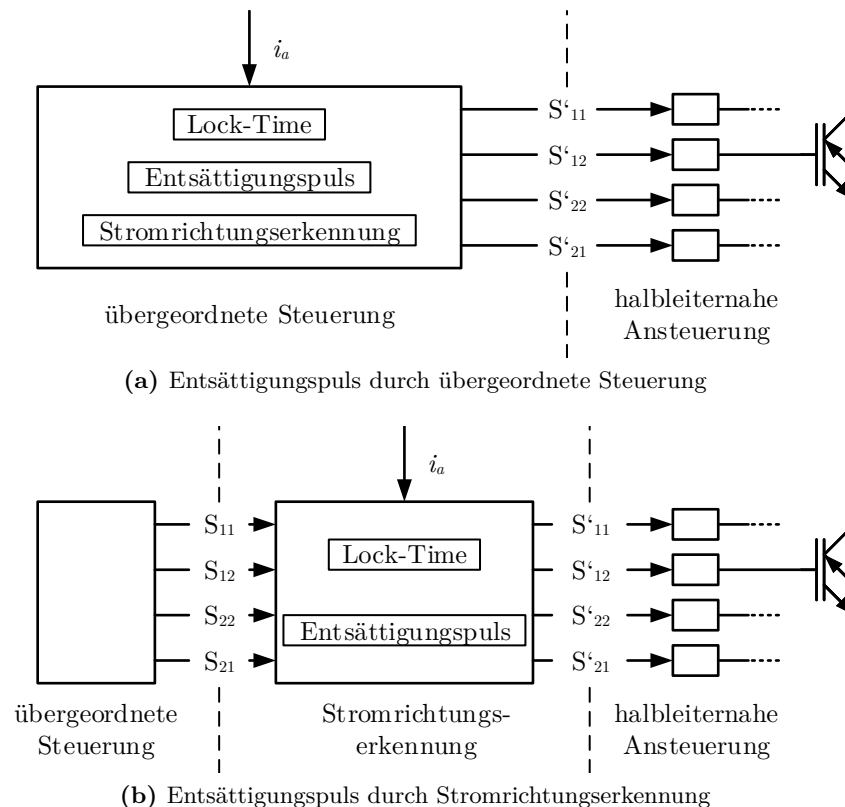


Abbildung 4.4.: Aufbau der Gesamtstruktur der Umrichtersteuerung mit Entsättigungspuls

Das Vorsehen des Entsättigungspulses und der Verriegelungszeiten kann jedoch auch vollkommen der Stromrichtungserkennung obliegen, die diese in Einklang bringt (Abbildung 4.4b). In beiden Fällen werden Eingriffe in die übergeordnete Steuerung beziehungsweise ein erhöhter Aufwand der Stromrichtungserkennung notwendig. Für die im Rahmen dieser Arbeit betrachtete Anwendung ist die Reduktion der Schaltverluste im Verhältnis zu den Gesamtverlusten gering, sodass auf die Verwendung des Entsättigungspulses verzichtet und eine Systemarchitektur basierend auf Abbildung 4.3 gewählt wird. Dies stellt einen hinnehmbaren Kompromiss zwischen der Komplexität der Systemarchitektur und der erzielbaren Reduktion der Schaltverluste gegenüber den Gesamtverlusten dar.

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Stromrichtungserkennung verändert in Abhängigkeit von der Stromrichtung die Schaltsignale für die vier Schalter einer Phase des NPC-Dreipunktumrichters. Hierzu werden die Schaltbefehle S_{11} bis S_{22} von der übergeordneten Steuerung zur Verfügung gestellt. Zusammen mit der Information über die Stromrichtung erfolgt die Auswertung über eine Logik. Anschließend erfolgt die Weitergabe der notwendigen Schaltbefehle S'_{11} bis S'_{22} an die halbleiternahe Ansteuerung. Das Einschalten eines BIGTs, der sich im Diodenmodus befindet wird vermieden und die bessere Durchlasscharakteristik genutzt.

Abbildung 4.5 verdeutlicht den Aufbau und die interne Funktionsweise der Stromrichtungserkennung. Zur vereinfachten Erklärung wird zunächst von einem ideal sinusförmigen Laststrom ausgegangen. Über die Periode verteilt sind vier Schaltschwellen angeordnet, hiervon befinden sich die Schwellen i_1 und i_2 in der positiven Halbwelle und die Schwellen i_3 und i_4 in der negativen Halbwelle des Stromes, wie in Abbildung 4.5a dargestellt. Eine Ausführung mit zwei Schaltschwellen ist ebenfalls denkbar, jedoch wird durch das Vorsehen einer Hysterese eine häufige Änderung des Schaltzustandes durch Schwingungen um die Schaltschwelle herum vermieden.

Über diese Schaltschwellen werden mittels einer Hysterese drei Zustände auf der Grundlage des Laststromes definiert und die Schaltsignalerzeugung entsprechend angepasst. Die Bildung der Schaltsignale durch die Logik der Stromrichtungserkennung ist in Abbildung 4.5b gezeigt. Nach dem Überschreiten von Schwelle i_1 und bis zum Unterschreiten von Schwelle i_2 wird der Strom als eindeutig positiv definiert. Diesem Abschnitt wird der Zustand **P** zugeordnet. In den Bereichen zwischen i_2 und i_3 sowie i_4 und i_1 findet der Stromnulldurchgang statt.

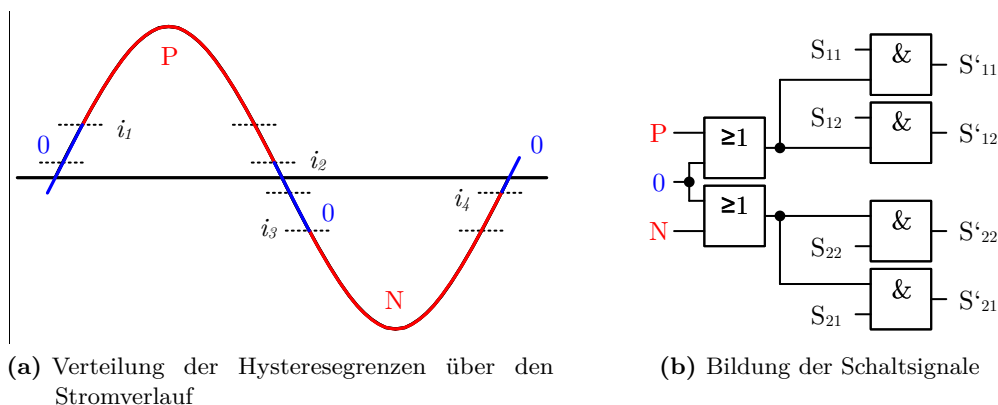


Abbildung 4.5.: Aufbau und Funktionsweise der Stromrichtungserkennung

Da ein sicheres Einschalten der entsprechenden BIGTs vor dem Nulldurchgang gewährleistet werden muss, ergibt sich eine Lage der Schaltschwellen abweichend vom tatsächlichen Nulldurchgang. In diesen Bereichen werden die erhöhten Verluste, aufgrund der schlechteren Durchlasskennlinie, im Hinblick auf die Betriebssicherheit in Kauf genommen. Die zusätzlichen Verluste sind klein, da der Strom und somit auch die Unterschiede in der Durchlassspannung in diesen Bereichen gering sind. Diese Bereiche werden als Zustand **0** bezeichnet und entsprechen in seinem Verhalten der konventionellen Ansteuerung eines IGBTs. Nach dem Unterschreiten von Schwelle i_3 wird der Strom bis zum Überschreiten von Schwelle i_4 als eindeutig negativ definiert. Diesem Abschnitt wird der Zustand **N** zugeordnet.

Aus dem Zustand und den Schaltsignalen der übergeordneten Steuerung S_{11} bis S_{22} werden die neuen Schaltbefehle S'_{11} bis S'_{22} erzeugt. Den Zusammenhang zwischen den Zuständen, den Schaltzuständen und den sich daraus ergebenden Modi fasst Tabelle 4.1 zusammen.

Tabelle 4.1.: Schaltsignale der Stromrichtungserkennung

Zustand	Schaltsignal	Modus
P	$S'_{11} = S_{11}$	IGBT-Modus
	$S'_{12} = S_{12}$	
	$S'_{22} = 0$	Diodenmodus
	$S'_{21} = 0$	
0	$S'_{11} = S_{11}$	IGBT-Modus
	$S'_{12} = S_{12}$	
	$S'_{22} = S_{22}$	
	$S'_{21} = S_{21}$	
N	$S'_{11} = 0$	Diodenmodus
	$S'_{12} = 0$	
	$S'_{22} = S_{22}$	IGBT-Modus
	$S'_{21} = S_{21}$	

Es kann zwischen vier unterschiedlichen Eingriffen durch die Stromrichtungserkennung in die Erzeugung der Schaltbefehle unterschieden werden. Die Funktionsweise hierfür wird nachfolgend am Beispiel des äußeren Schalters B_{11} in Abbildung 4.6 erläutert. Entsprechend Abbildung 4.1 wird ein vom Umrichter zur Last beziehungsweise ins Netz fließender Strom i_a als positiv definiert.

Im ersten betrachteten Fall ist keine Anpassung durch die Stromrichtungserkennung notwendig. Im Zustand **P** ist der Strom positiv und die übergeordnete Steuerung erzeugt ein Einschaltsignal für BIGT B_{11} . Das Einschalten ist zwingend erforderlich und wird von der Stromrichtungserkennung unverändert weitergeleitet (Abbildung 4.6a).

Anders verhält es sich, wenn im Zustand **N** der Strom negativ ist und ein Einschaltsignal der übergeordneten Steuerung erfolgt. BIGT B_{11} befindet sich, aufgrund der Stromrichtung, im Diodenmodus und ein Einschalten hätte die Nutzung der schlechteren Durchlasskennlinie zur Folge. Das Einschaltsignal wird durch den Eingriff der Stromrichtungserkennung unterdrückt (Abbildung 4.6b).

Befindet sich der Strom im Zustand **0** werden die Schaltbefehle der übergeordneten Steuerung nicht durch die Stromrichtungserkennung beeinflusst. Beim Unterschreiten der Schaltschwelle i_3 wechselt der Strom in den Zustand **N**. B_{11} wird durch die Stromrichtungserkennung ausgeschaltet, da er sich, aufgrund des negativen Stromes, im Diodenmodus befindet (Abbildung 4.6c).

Mit dem Überschreiten von Schwelle i_4 wechselt der Zustand des Stromes wieder zu **0**. Da der Stromnulldurchgang bevorsteht, wird das Einschalten von B_{11} erforderlich. Der entsprechende Schaltbefehl der übergeordneten Steuerung wird durch die Stromrichtungserkennung nicht zurückgehalten (Abbildung 4.6d).

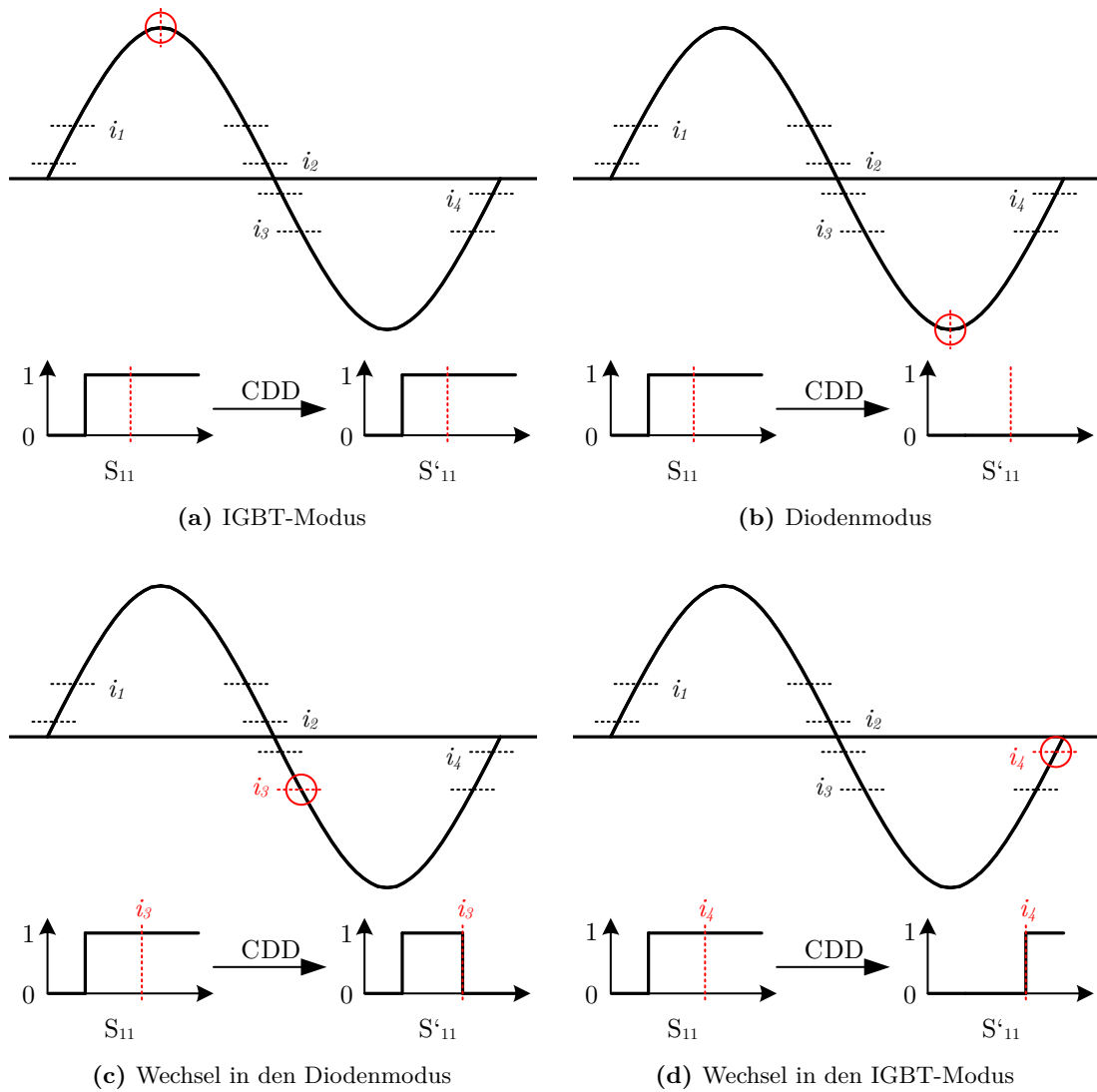


Abbildung 4.6.: Auswirkungen der Stromrichtungserkennung auf die Schaltsignale von BIGT B₁₁

4.3. Untersuchung des Durchlassverhaltens des BIGTs

Abbildung 4.7 zeigt die Konfiguration zur Messung des Durchlassverhaltens des BIGTs. Da die Durchlassspannung nur wenige Volt beträgt, wird ein Tastkopf mit einem Teilerverhältnis von 1:10 verwendet. Hierfür befindet sich das Messobjekt (Device Under Test (DUT)) zwischen dem Ausgang der Phase und dem Mittelpunkt des Zwischenkreises, sodass es bei entsprechender Ansteuerung keine Sperrspannung aufnehmen muss und eine direkte Messung an den Anschlüssen des Moduls möglich ist.

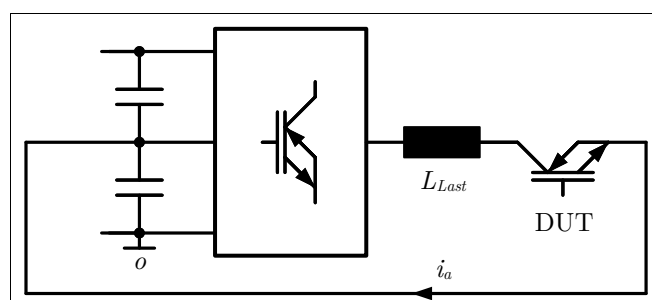


Abbildung 4.7.: Konfiguration zur Messung der Durchlassspannung

Das Durchlassverhalten des BIGTs während des Stromnulldurchganges ohne Stromrichtungserkennung ist in Abbildung 4.8 dargestellt. Die Gate-Emitter-Spannung des DUTs liegt für diese Messung über den gesamten Messzeitraum auf 15 V. Das durch die Phase des NPC-Umrichters umgesetzte Schaltmuster erzeugt einen trapezförmigen Stromverlauf. Zunächst wird ein positiver Strom aufgebaut und der BIGT befindet sich im IGBT-Modus. Da der BIGT bereits vor dem Einsetzen des Stromflusses eingeschaltet ist, ist ein passiver Einschaltvorgang, vergleichbar mit dem einer Diode, zu erkennen. Im Normalfall ist die Spannung über dem BIGT vor dem Einschalten hoch, da er sperrt. Aufgrund der anliegenden positiven Gate-Emitter-Spannung ist sie in diesem Fall jedoch gering und es tritt eine Einschaltspannungsspitze auf, die vergleichbar zum Forward-Recovery beim Einschalten einer Diode ist. Diese stellt aber keine außerordentliche Belastung für den BIGT dar, da sie in Vorwärtsrichtung auftritt [Lut12].

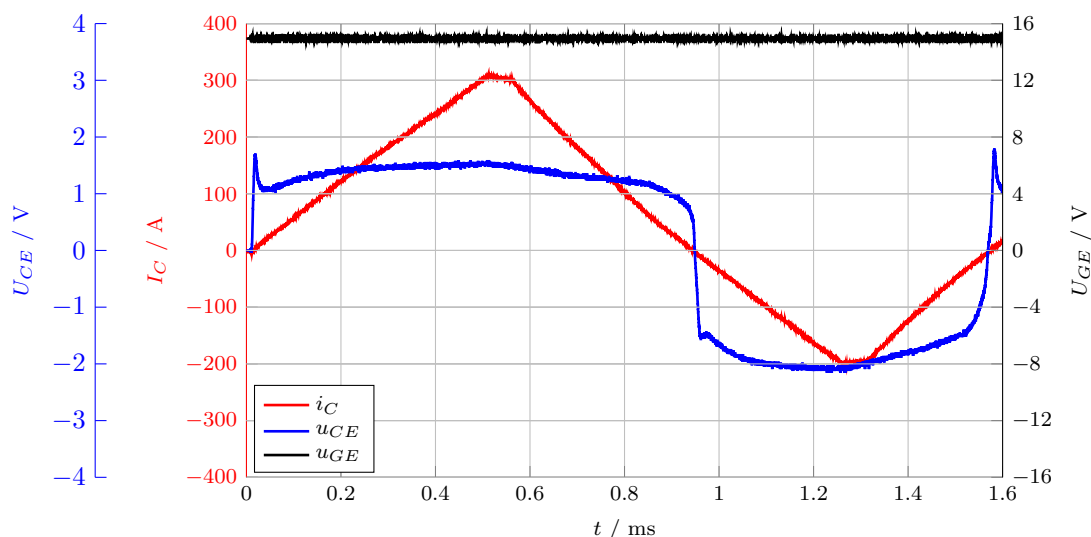


Abbildung 4.8.: Messung der Durchlassspannung ohne Stromrichtungserkennung

Mit dem Vorzeichenwechsel des Stromes geht der BIGT in den Diodenmodus über und die Durchlassspannung sinkt, unter Verwendung der schlechten Durchlasscharakteristik, bei einem Laststrom von -200 A auf -2 V ab. Abschließend findet wieder der Wechsel in den IGBT-Modus statt.

Die gleiche Messung ist in Abbildung 4.9 unter Verwendung der Stromrichtungserkennung dargestellt. Beide Messungen zeigen ein identisches Verhalten, während sich der BIGT im IGBT-Modus befindet. Die Schwellen für die Stromrichtungserkennung besitzen die Werte $|i_1| = |i_3| = 150\text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100\text{ A}$. Diese entsprechen 7,5% beziehungsweise 5% des Nennstromes des gewählten Moduls.

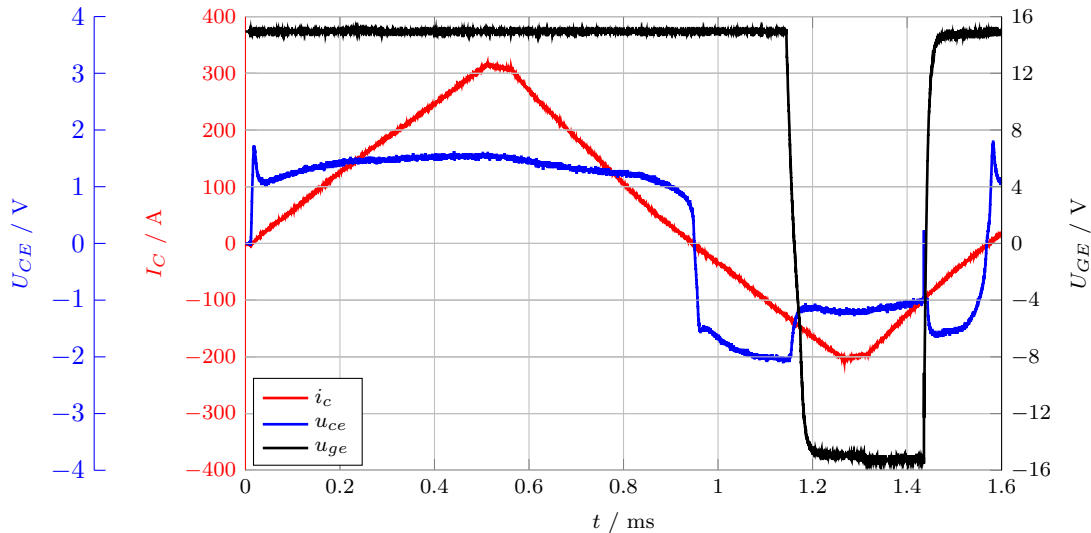


Abbildung 4.9.: Messung der Durchlassspannung mit Stromrichtungserkennung

Mit dem Stromnulldurchgang tritt zunächst keine Veränderung auf. Unterschreitet der Laststrom den definierten Wert der Schaltschwelle i_3 , erfolgt das Ausschalten des BIGTs. In der Messung ist ein Absinken der Gate-Emitter-Spannung auf -15 V zu erkennen. Gleichzeitig sinkt die Durchlassspannung des BIGTs im Diodenmodus betragsmäßig von 2 V auf 1 V . Durch das Abschnüren des Inversionskanal werden Ladungsträger im Bauelement angesammelt und die bessere Durchlasscharakteristik genutzt. Dieser Zustand wird solange aufrechterhalten, bis der Laststrom die Schaltschwelle i_4 überschreitet. Der BIGT wird rechtzeitig vor dem Stromnulldurchgang wieder eingeschaltet und wechselt auf die schlechtere Durchlasskennlinie.

4.4. Erprobung der Stromrichtungserkennung

Der Nachweis der Funktionalität der vollständigen Stromrichtungserkennung wird anhand einer Messung einer kompletten Phase eines NPC-Dreipunktumrichters mit übergeordneter Steuerung, Stromrichtungserkennung und Ansteuerschaltungen der BIGTs erbracht. Hierfür wird ein längerer Zeitraum betrachtet. Als Last dient eine Drossel $L_{Last} = 2,7\text{ mH}$. Abbildung 4.10 zeigt die Verläufe der Ausgangsspannung der Umrichterphase u_{ao} und des Laststromes i_a sowie die Schaltsignale der übergeordneten Steuerung (grau) und der Stromrichtungserkennung (rot) für die vier BIGTs. Die Schaltschwellen sind mit erhöhter Hysteresebreite auf die Werte $|i_1| = |i_3| = 300\text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100\text{ A}$ eingestellt. Die Messung der Ausgangsspannung erfolgt abweichend zu den vorherigen Betrachtungen bezogen auf die geerdete negative Zwischenkreisschiene.

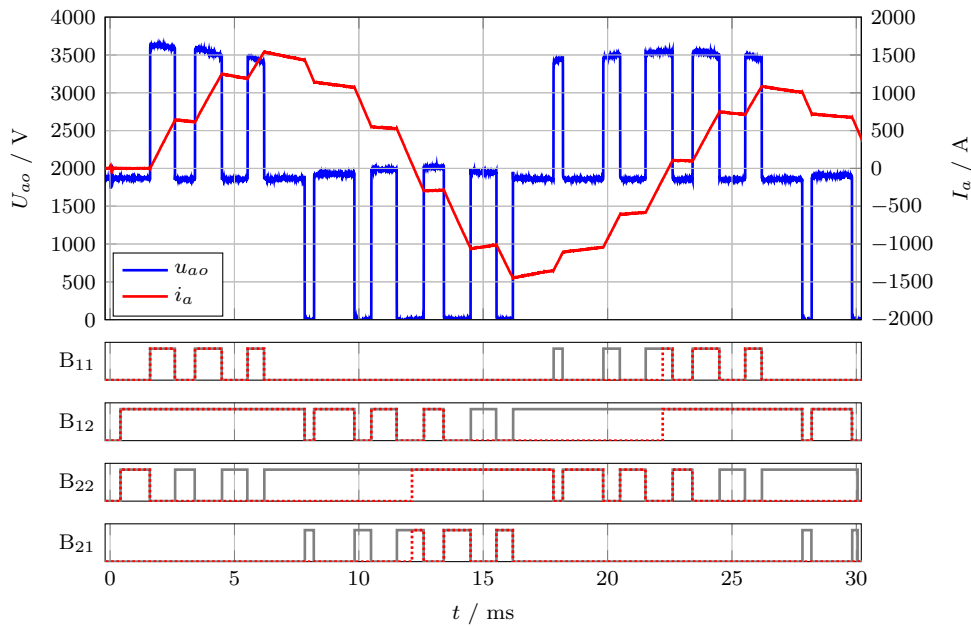


Abbildung 4.10.: Verhalten der Stromrichtungserkennung an einer Phase des NPC-Dreipunktumrichters, $f_0 = 50 \text{ Hz}$, $f_S = 500 \text{ Hz}$, $|i_1| = |i_3| = 300 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $L_{Last} = 2,7 \text{ mH}$, Schaltsignale der übergeordneten Steuerung (grau) und der Stromrichtungserkennung (rot)

In der positiven Halbwelle des Laststromes ist zu erkennen, dass mit dem Überschreiten der Schwelle i_1 der Laststrom als eindeutig positiv erkannt und durch die Stromrichtungserkennung als Zustand **P** behandelt wird. Für die BIGTs B_{21} und B_{22} werden keine weiteren Schaltbefehle umgesetzt, da diese sich für einen positiven Laststrom i_a im Diodenmodus befinden. Erst mit dem Unterschreiten von Schwelle i_2 und dem Übergang in den Zustand **O** werden die Schaltsignale der übergeordneten Steuerung für die beiden Schalter wieder durch die Stromrichtungserkennung weitergeleitet. Ein entsprechendes Verhalten weisen B_{11} und B_{12} in der negativen Halbwelle des Laststromes auf. Der Strom wird mit dem Unterschreiten der Schwelle i_3 durch die Stromrichtungserkennung als Zustand **N** behandelt und unterbindet das Einschalten der beiden BIGTs.

Das Eingreifen der Stromrichtungserkennung hat keine Auswirkungen auf die Ausgangsgrößen des Umrichters, reduziert jedoch die auftretenden Durchlassverluste der BIGTs im Diodenmodus. Gleichzeitig sinkt die Anzahl der durch die halbleiternahe Ansteuerung durchzuführenden Schalthandlungen. Einige dieser Schalthandlungen würden stromlos erfolgen und keine Belastung für den BIGT darstellen, da der Laststrom aufgrund des Vorzeichens durch andere Leistungshalbleiter fließt, wohl aber für die Ansteuerung selbst, die die Gate-Emitter-Spannung anheben müsste.

Das vorgestellte Verfahren der Stromrichtungserkennung über die Messung des Laststromes stellt eine schnell umsetzbare Möglichkeit dar, die keine Eingriffe in die übergeordnete Steuerung oder die halbleiternahen Ansteuerschaltungen selbst benötigt. Die bestehenden Komponenten können weiterhin genutzt werden. Damit bleibt jedoch die Optimierung des Verhaltens des BIGTs auf das Durchlassverhalten beschränkt, da nur das statische MOS-Control zum Einsatz kommt. Im Hinblick auf den BIGT in der betrachteten Anwendung stellt der Verzicht auf das dynamische MOS-Control einen hinnehmbaren Kompromiss zwischen der erzielbaren Reduktion der Schaltverluste gegenüber den Gesamtverlusten und der notwendigen Komplexität der Ansteuerung dar.

4.5. Einfluss von Oszillationen des Laststromes auf die Stromrichtungserkennung

Wird die Verbindung zwischen Motor und Umrichter über lange Kabel hergestellt, treten Effekte auf, die zur Beeinträchtigung oder sogar Beschädigung des Systems führen können. Ein bekanntes Problem hierbei ist das Auftreten von reflektierten Wellen, die sich auf dem Kabel bewegen und zu transienten Überspannungen führen, welche eine Beschädigung der Isolierung der Maschine verursachen können [Suw05].

Neben der reflektierten Spannung existieren hochfrequente Ladeströme, hervorgerufen durch die getaktete Ausgangsspannung des Umrichters, die zu einem Umladen der parasitären Kapazitäten des Kabels selbst und der Kapazitäten zwischen den einzelnen Kabeln führen. Diese Ströme überlagern sich dem Ausgangsstrom des Umrichters. Hierdurch können Beschädigungen oder sogar die Zerstörung des Umrichters hervorgerufen werden. Im Rahmen dieser Arbeit werden die Auswirkungen von hochfrequenten Oszillationen des Ausgangsstromes auf die Funktionalität der Stromrichtungserkennung untersucht.

Es können verschiedene Auslöser von Oszillationen des Stromes unterschieden werden. Oszillationen des Phasenstromes können durch Schalthandlungen innerhalb der Phase oder durch Schalthandlungen anderer Phasen hervorgerufen werden. Des Weiteren kann es zur Überlagerung der Effekte kommen, wenn Schalthandlungen in verschiedenen Phasen zeitnah stattfinden und eine bereits vorhandene Oszillation noch nicht abgeklungen ist. Die Frequenz der Oszillationen wird dabei durch die Kabelcharakteristik, die Kabellänge und die Schaltgeschwindigkeit der Leistungshalbleiter bestimmt [Leg98].

Durch hochfrequente Oszillationen des Stromes um den Nulldurchgang herum kann es zum mehrfachen Über- und Unterschreiten der Schaltschwellen der Stromrichtungserkennung kommen. Es erfolgt eine Vielzahl von Zustandswechseln. Die halbleiternahe Ansteuerung versucht dem Schaltmuster zu folgen. Diese kann unter Umständen, durch die hohe Frequenz der Zustandswechsel, die Grenzen ihrer umsetzbaren Schaltgeschwindigkeit erreichen und den Vorgaben der Stromrichtungserkennung nicht fehlerfrei folgen. Des Weiteren kann eine deutlich erhöhte Anzahl an Schalthandlungen zu einer Überschreitung der thermischen Belastbarkeit der halbleiternahen Ansteuerung führen.

Zur Nachbildung von Oszillationen, ausgelöst durch Schalthandlungen innerhalb einer Phase, wird ein LC-Glied parallel zur Lastdrossel angeschlossen. Abbildung 4.11 zeigt die Konfiguration zur Messung des Einflusses von Oszillationen des Laststromes auf die Stromrichtungserkennung. Bei jedem Schaltvorgang erfolgt die Anregung dieses Schwingkreises durch die schnelle Änderung der Ausgangsspannung des Umrichters. Die Überlagerung aus dem Strom durch die Lastdrossel L_{Last} und dem Strom durch das LC-Glied stellt den tatsächlichen Messstrom für die Stromrichtungserkennung dar.

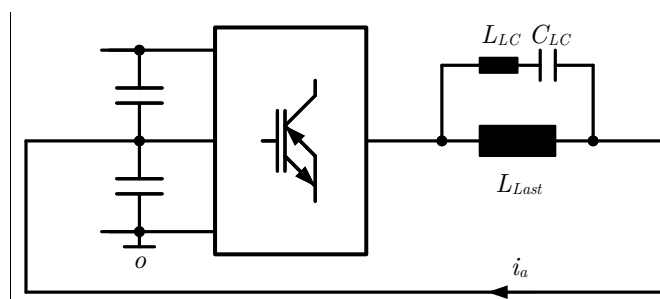


Abbildung 4.11.: Konfiguration zur Messung des Einflusses von Oszillationen des Laststromes

Abbildung 4.12 zeigt die Messung mit Stromrichtungserkennung an einer Phase des NPC-Dreipunktumrichters. Die Schaltschwellen sind auf die Werte $|i_1| = |i_3| = 300$ A und $|i_2| = |i_4| = 100$ A eingestellt. Das verwendete LC-Glied besitzt die Werte $L_{LC} = 120$ μ H und $C_{LC} = 1,5$ μ F. Die entstehenden Oszillationen sind stark gedämpft und klingen schnell ab, jedoch ausreichend, um bei der gewählten Hysteresebreite ein ungewolltes Umschalten der Stromrichtungserkennung auszulösen. Im Zeitraum zwischen 21 ms und 23 ms sind zusätzliche Schaltvorgänge im Verlauf der angepassten Schaltsignale (rot) zu erkennen, die durch die Oszillation hervorgerufen werden. Der Bereich ist in Abbildung 4.13 vergrößert dargestellt. Durch das Ausschalten von B₂₂ wechselt das Potential am Phasenausgang auf $U_{DC}/2$. Hierdurch wird eine Oszillation im Laststrom ausgelöst. Diese führt zu einem Überschreiten von Schwelle i_4 und damit zum Einschalten von B₁₁ und B₁₂. Danach wird Schwelle i_3 wieder unterschritten und beide BIGTs werden ausgeschaltet. Bei einer geringeren Dämpfung oder einer höheren Schwingungsamplitude besteht die Möglichkeit, dass dieser Umschaltvorgang mehrfach auftritt. Nach dem Abklingen der Oszillation findet das vorgesehene Einschalten von B₁₁ und B₁₂ beim Unterschreiten von Schwelle i_3 statt. Beim erneuten Wechsel des Ausgangspotentials durch das Ausschalten von B₁₁, tritt die nächste Oszillation auf. Da der Umschaltzeitpunkt nahe dem Nulldurchgang liegt, tritt eine kurzzeitige Umkehr der Stromrichtung auf. Danach folgt ein schneller Wechsel zwischen dem Überschreiten von Schwelle i_1 und dem Unterschreiten von Schwelle i_2 , verbunden mit dem Aus- und Einschalten von B₂₂.

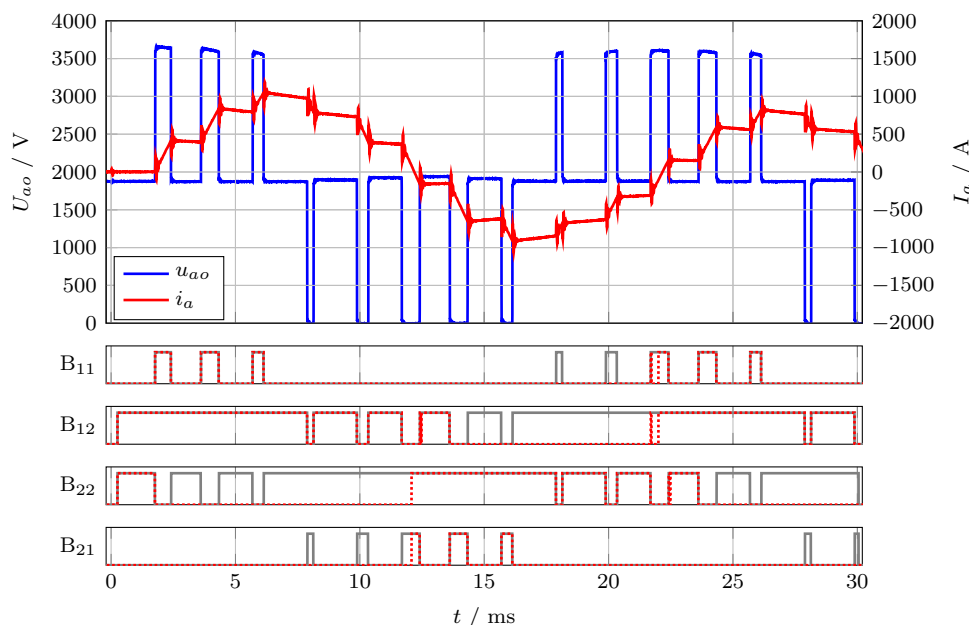


Abbildung 4.12.: Einfluss von Oszillationen des Laststromes auf das Verhalten des Stromrichtungserkennung, $f_0 = 50$ Hz, $f_S = 500$ Hz, $L_{Last} = 2,7$ mH, $L_{LC} = 120$ μ H, $C_{LC} = 1,5$ μ F, $|i_1| = |i_3| = 300$ A und $|i_2| = |i_4| = 100$ A, Schaltsignale der übergeordneten Steuerung (grau) und der Stromrichtungserkennung (rot)

Auch unter den Einflüssen der Stromoszillationen arbeitet die Stromrichtungserkennung zuverlässig. Die zusätzlich auftretenden Schalthandlungen beeinflussen die Form der Ausgangsspannung nicht. Lediglich die Belastung der halbleiternahen Ansteuerung steigt. Diese ist nur für einen vorgesehenen Bereich der Schaltfrequenz dimensioniert und durch die Oszillationen kommt es zu einer erhöhten Anzahl an Schalthandlungen. Abhängig von der Genauigkeit und Schnelligkeit der Strommessung, können die hochfrequenten Oszillationen unter Umständen nicht detektiert werden, da sie durch die Messwerterfassung herausgefiltert werden. Es erfolgt keine Anpassung der Schaltsignale. Ein Wechsel der Stromrichtung führt in diesem Fall durch einen falschen Schaltzustand der Leistungshalbleiter zu einer falschen Spannung am Ausgang des Umrichters.

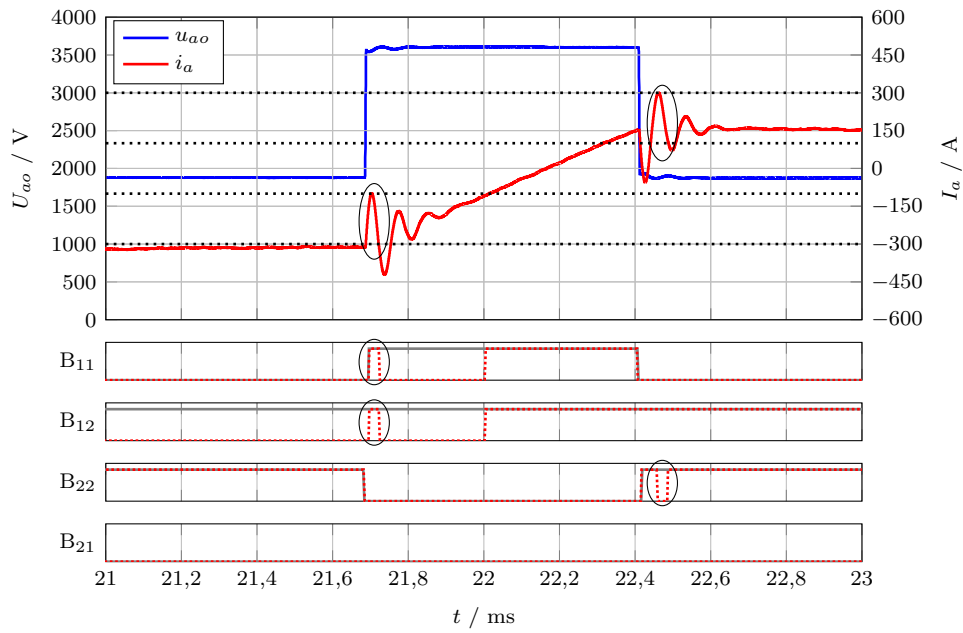


Abbildung 4.13.: Oszillationen im Laststrom durch Schalthandlungen von B_{11} und B_{22}

Durch eine geeignete Wahl der Hysterese Grenzen können die Einflüsse der Oszillationen gemindert werden. Zu diesem Zweck wird die gleiche Messung mit angepassten Schaltschwellen und höherer Hysteresebreite durchgeführt (Abbildung 4.14).

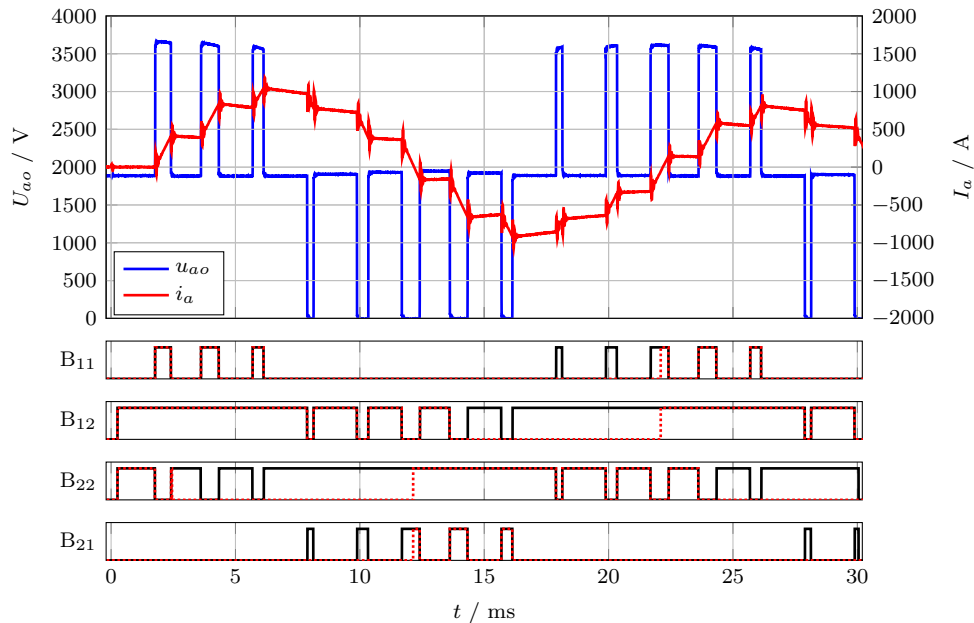


Abbildung 4.14.: Einfluss von Oszillationen des Laststromes auf das Verhalten des Stromrichtungserkennung, $f_0 = 50 \text{ Hz}$, $f_S = 500 \text{ Hz}$, $L_{Last} = 2,7 \text{ mH}$, $L_{LC} = 120 \mu\text{H}$, $C_{LC} = 1,5 \mu\text{F}$, $|i_1| = |i_3| = 500 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 50 \text{ A}$, Schaltsignale der übergeordneten Steuerung (grau) und der Stromrichtungserkennung (rot)

Zum einen sind die Schwellen i_1 und i_3 auf 500 A verschoben und entsprechen 25 % des Nennstromes. Das Eingreifen der Stromrichtungserkennung findet somit deutlich später statt und ein ungewolltes Umschalten auch für höhere Amplituden der Oszillationen wird vermieden. Zum anderen sind die Schwellen i_2 und i_4 auf 50 A verschoben. Die untere Schwelle ist durch die Genauigkeit und Geschwindigkeit der Strommessung bestimmt. Unter den gewählten Bedingungen ist auch eine Nutzung von Schaltschwellen nahe am Nulldurchgang möglich. Durch die angehobene Hysteresebreite werden die unerwünschten Schalthandlungen im Bereich zwischen 21 ms und 23 ms vermieden. Die auftretenden Oszillationen besitzen keine ausreichende Amplitude, um einen Zustandswechsel herbeizuführen.

Für das Auftreten von Oszillationen mit höherer Amplitude oder die Überlagerung von Oszillationen durch Schalthandlungen in mehreren Phasen, besteht die Notwendigkeit einer deutlich höheren Hysteresebreite. Dies führt jedoch besonders bei kleinen Strömen dazu, dass die Stromrichtungserkennung nicht aktiv wird, da die Schaltschwellen nicht erreicht werden. Des Weiteren führt eine erhöhte Hysteresebreite zu einer längeren Nutzung der schlechten Durchlasscharakteristik im Diodenmodus und damit zu erhöhten Verlusten. Die Wahl der Schaltschwellen und der Hysteresebreite setzt Kenntnisse über die auftretenden Oszillationen voraus. Dies gestaltet sich jedoch schwierig, da die tatsächlichen Oszillationen von verschiedenen Parametern abhängig und somit projektspezifisch sind.

Die Auswirkungen verschiedener Hysteresebreiten auf die Durchlassverluste des BIGTs im Diodenmodus und die Gesamtverluste einer Phase des Umrichters werden nachfolgend in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt untersucht.

4.6. Einfluss der Hysterese Grenzen auf die Verlustleistung

Durch die Wahl der Hysterese Grenzen kann ein unerwünschtes Schaltverhalten, ausgelöst durch Oszillationen des Laststromes, vermieden werden. Auf der einen Seite unterbindet eine hohe obere Auslöseschwelle den Störeinfluss der Oszillationen. Auf der anderen Seite wird der Übergang auf die bessere Durchlasskennlinie des BIGTs im Diodenmodus zu höheren Strömen verschoben. Dadurch kommt es zu erhöhten Durchlassverlusten.

Der Einfluss der Hysterese Grenzen auf die Durchlassverluste in verschiedenen Arbeitspunkten wird mithilfe von Simulationen untersucht. Hierbei erfolgt ein Vergleich zwischen IGBT mit antiparalleler Freilaufdiode und BIGT. Die Schaltschwellen i_1 und i_3 der Hysterese werden variiert, da diese aufgrund der Oszillationen in der Anwendung zu höheren Werten verschoben werden müssen. Die Schaltschwellen i_2 und i_4 verbleiben konstant auf 100 A. Die verwendeten Simulationsparameter sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst.

Tabelle 4.2.: Simulationsparameter zur Untersuchung des Einflusses der Hysterese Grenzen auf die Verlustleistung

Zwischenkreisspannung U_{DC}	3,2 kV
Grundfrequenz f_0	10 Hz
Schaltfrequenz f_S	400 Hz
Aussteuerung a	0,8
Laststrom (effektiv) I_a	200 A, 600 A

Der Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ wird vom generatorischen Betrieb als Gleichrichter (GR) bis zum motorischen Betrieb als Wechselrichter (WR) variiert. Des Weiteren werden drei Betriebsmodi des BIGTs bezüglich der Gate-Emitter-Spannung im Diodenmodus gegenübergestellt. Neben einer konventionellen Ansteuerung für den BIGT, die keine Unterscheidung zwischen IGBT-Modus und Diodenmodus vornimmt (BIGT ($U_{GE} = 15\text{ V}$)), wird die Nutzung der zuvor beschriebenen Stromrichtungserkennung über den Laststrom mithilfe einer Schalthysterese betrachtet (BIGT (MOS-Control)). Zusätzlich wird der ideale Fall gezeigt, der ohne Hysterese ein Umschalten zwischen IGBT-Modus und Diodenmodus im Nulldurchgang des Laststromes voraussetzt (BIGT ($U_{GE} = -15\text{ V}$)).

Die Betrachtung der Auswirkungen der Hysteresegrenzen und der unterschiedlichen Betriebsmodi auf die Durchlassverluste erfolgt exemplarisch anhand für die antiparallele Diode D_{11} des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls beziehungsweise den BIGT B_{11} im Diodenmodus sowie für die Gesamtverluste einer Phase des NPC-Dreipunktumrichters. Hierbei stützen sich die Simulationen auf die stationären Durchlasskennlinien des IGBT/Dioden-Moduls und des BIGTs, die in Kapitel 2 gezeigt sind.

Hysteresegrenzen $|i_1| = |i_3| = 200\text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100\text{ A}$

Zunächst wird eine Hysterese mit einer geringen Breite von 100 A betrachtet. Abbildung 4.15 zeigt den Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für einen Laststrom von 200 A .

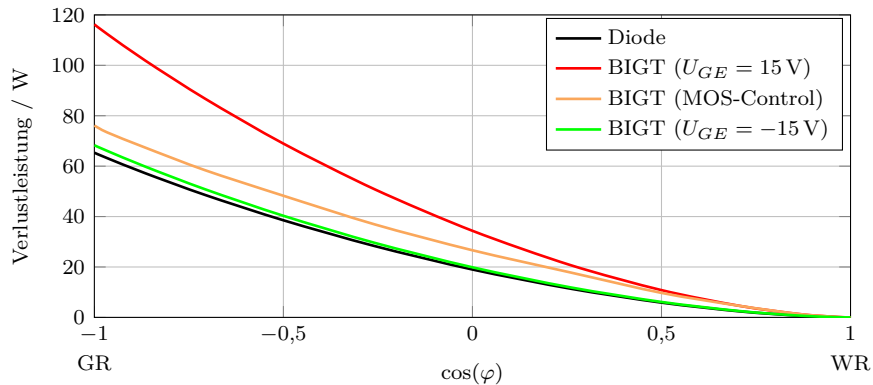


Abbildung 4.15.: Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für $I_a = 200\text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 200\text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100\text{ A}$, $a = 0,8$

Aus der Durchlasskennlinie in Abbildung 2.8 ist ersichtlich, dass die Diode im Bereich kleiner Ströme eine geringere Durchlassspannung im Vergleich zum BIGT besitzt. Dies spiegelt sich auch hier wider. Die Durchlassverluste sind über den gesamten Bereich des Leistungsfaktors für die Diode D_{11} am geringsten. Unter der idealen Bedingung, dass sich die Gate-Emitter-Spannung für den BIGT im Diodenmodus immer bei -15 V befindet, zeigen sich für den BIGT B_{11} jedoch nur leicht erhöhte Verluste gegenüber der Diode D_{11} .

Aufgrund des geringen Laststromes wechselt der BIGT unter Verwendung des statischen MOS-Controls nur für einen kurzen Zeitraum der Periode auf die bessere Durchlasskennlinie im Diodenmodus. Die Durchlassverluste sind dementsprechend höher, betragen für einen Leistungsfaktor $\cos(\varphi) = -1$ jedoch lediglich 10 W mehr. Dies entspricht einer Erhöhung der Durchlassverluste gegenüber der Diode D_{11} um 17% . Ohne die Nutzung des statischen MOS-Controls ist ein deutlicher Anstieg der Durchlassverluste des BIGT B_{11} zu erkennen. So liegen sie gegenüber dem Betriebsmodus mit MOS-Control um 50 W höher. Somit steigen die Durchlassverluste im Vergleich zur Diode D_{11} um rund 80% .

Die Auswirkungen auf die Gesamtverluste einer Phase zeigt Abbildung 4.16. Kapitel 2 zeigt, dass der konventionelle IGBT höhere Durchlass- und Schaltverluste als der BIGT im IGBT-Modus besitzt. Aufgrund dieses Umstandes sind die Gesamtverluste einer Phase im motorischen Betrieb ($\cos(\varphi) > 0$) höher gegenüber dem BIGT. Mit steigender Belastung der Dioden durch den generatorischen Betrieb findet eine Annäherung an den BIGT statt. Ab einem Leistungsfaktor $\cos(\varphi) < -0,3$ wird sogar mit dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul eine geringere Gesamtverlustleistung gegenüber dem BIGT ohne Stromrichtungserkennung erreicht. Da sich der BIGT im motorischen Betrieb kaum im Diodenmodus befindet, sind keine erhöhten Verluste ohne die Nutzung des statischen MOS-Controls zu erkennen. Dies ändert sich mit zunehmendem generatorischen Betrieb. Es ergeben sich um bis zu 150 W höhere Gesamtverluste pro Phase und damit eine Erhöhung um 20% gegenüber der Verwendung des statischen MOS-Controls.

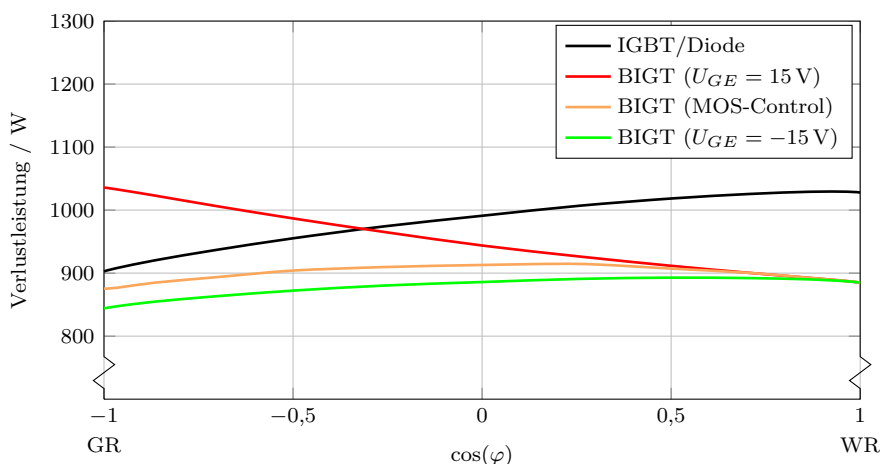


Abbildung 4.16.: Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 200 \text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 200 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$

Durch die geringe Hysteresebreite beträgt die Differenz zwischen dem Idealfall und dem Betriebsmodus mit statischem MOS-Control für den BIGT im generatorischen Betrieb weniger als 30 W pro Phase. Gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul sinken die Gesamtverluste im motorischen Betrieb um bis zu 14%. Für einen Leistungsfaktor $\cos(\varphi) = -1$ verbleibt ein Vorteil von 4%.

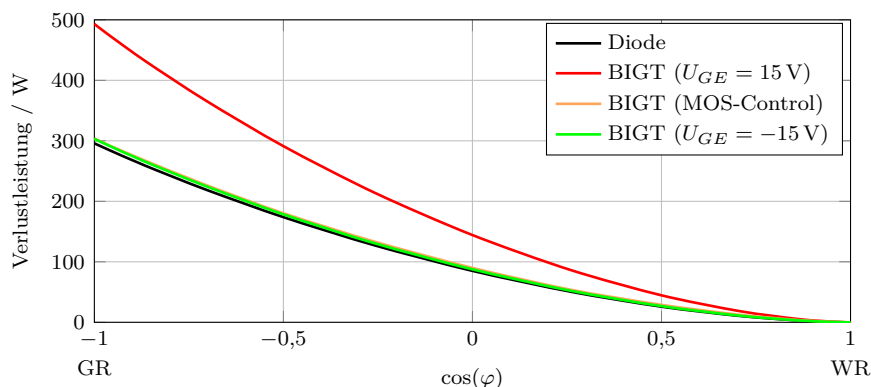


Abbildung 4.17.: Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für $I_a = 600 \text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 200 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$

Die Notwendigkeit der Stromrichtungserkennung wird bei höheren Strömen noch deutlicher. Bei einem Laststrom von 600 A zeigt Abbildung 4.17, dass die Unterschiede der Durchlassverluste zwischen Diode D₁₁ und dem BIGT unter Verwendung des statischen MOS-Controls verschwindend gering sind. Im Vergleich hierzu entstehen für den BIGT mit konventioneller Ansteuerung um bis zum 200 W höhere Verluste. Somit steigen die Durchlassverluste durch den Verzicht auf die Stromrichtungserkennung um über 60 %.

Den Verlusten von BIGT B₁₁ im Diodenmodus entsprechend, veranschaulicht Abbildung 4.18, dass die geringe Hysteresebreite keinen Einfluss auf die Gesamtverluste des BIGTs pro Phase für den Idealfall und die Verwendung des statischen MOS-Controls hat. Der Schnittpunkt zwischen dem IGBT/Dioden-Modul und dem BIGT mit konventioneller Ansteuerung erfährt eine Rechtsverschiebung, sodass bereits für Werte des Leistungsfaktors $\cos(\varphi) < -0,2$ geringere Gesamtverluste durch das IGBT/Dioden-Modul verursacht werden.

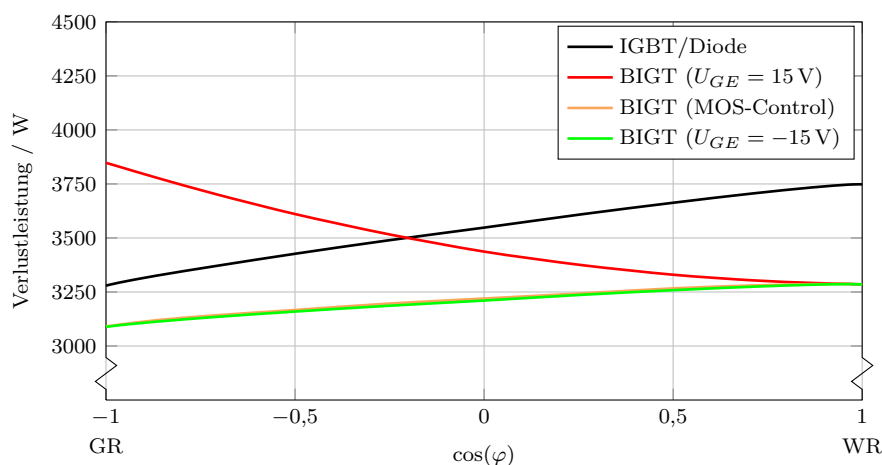


Abbildung 4.18.: Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 600\text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 200\text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100\text{ A}$, $a = 0,8$

Generatorisch entsteht für den BIGT ein Unterschied von bis zu 800 W zwischen der Verwendung der konventionellen Ansteuerung und der Verwendung des statischen MOS-Controls. Dies entspricht einer Erhöhung der Verluste um bis zu 25 %. Im motorischen Betrieb kann durch den BIGT eine Reduktion der Verluste gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul um bis zu 12 % erzielt werden. Der Vorteil sinkt mit zunehmendem Diodenmodus auf 6 % für $\cos(\varphi) = -1$.

Hysteresegrenzen $|i_1| = |i_3| = 400 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$

Die größere Hysteresebreite bedingt ein späteres Eingreifen der Stromrichtungserkennung. Abbildung 4.19 zeigt, dass für kleine Lastströme die Schwelle nicht erreicht wird und die Durchlassverluste von BIGT B₁₁ im Diodenmodus unter Verwendung des statischen MOS-Controls identisch zum konventionellen Betriebsmodus des BIGTs sind. Dies entspricht wiederum einer Erhöhung der Durchlassverluste um bis zu 80 % gegenüber der Diode D₁₁ für $\cos(\varphi) = -1$.

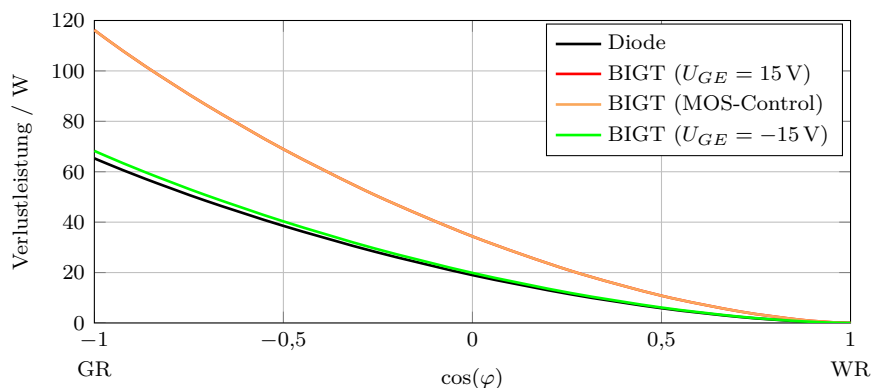


Abbildung 4.19.: Vergleich der Durchlassverluste von Diode D₁₁ und BIGT B₁₁ für $I_a = 200 \text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 400 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$

Durch das fehlende Eingreifen der Stromrichtungserkennung zeigen auch die Verläufe der Gesamtverluste einen identischen Verlauf entsprechend Abbildung 4.20. Mit der Verlagerung zum generatorischen Betrieb erreicht das konventionelle IGBT/Dioden-Modul um bis zu 130 W geringere Verluste als der BIGT unter der Verwendung des statischen MOS-Controls. Gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul steigen somit die Gesamtverluste einer Phase durch die höhere Hysteresebreite um bis zu 15 %.

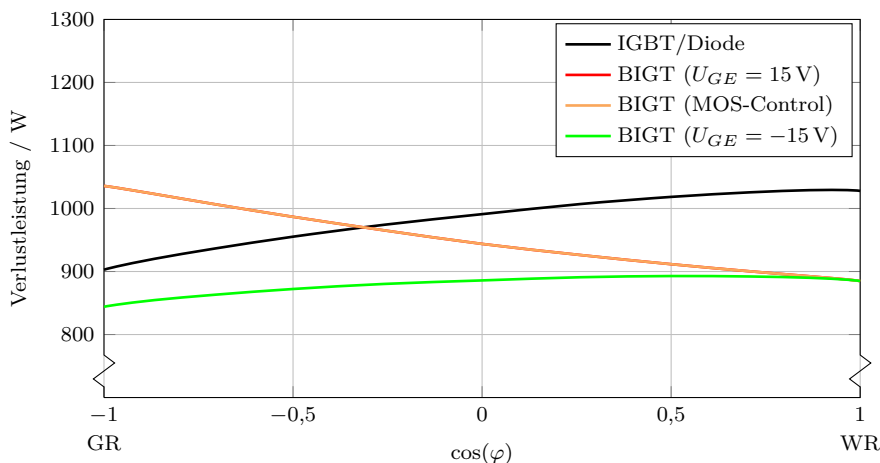


Abbildung 4.20.: Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 200 \text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 400 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$

Mit steigendem Laststrom greift auch die Stromrichtungserkennung wieder ein. Bereits für einen Laststrom von 600 A zeigt Abbildung 4.21, dass sich im Vergleich zur vorstehend betrachteten Hysteresebreite von 100 A in Abbildung 4.17, keine Unterschiede einstellen. So liegen die Durchlassverluste gegenüber dem BIGT B₁₁ ohne die Verwendung des statischen MOS-Controls um bis zu 200 W niedriger.

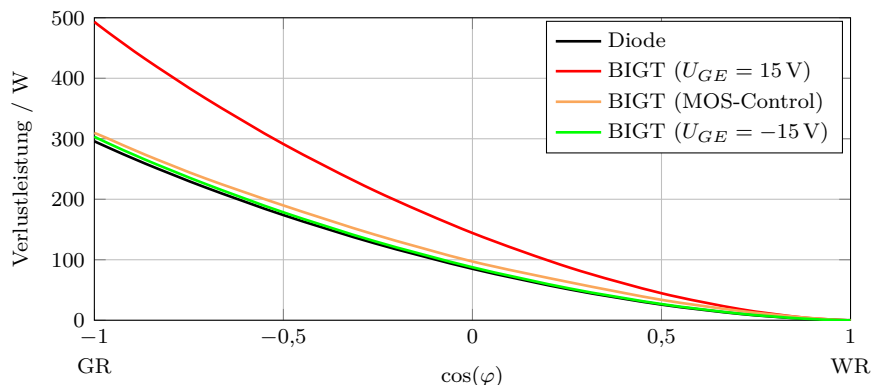


Abbildung 4.21.: Vergleich der Durchlassverluste von Diode D₁₁ und BIGT B₁₁ für $I_a = 600\text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 400\text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100\text{ A}$, $a = 0,8$

Abbildung 4.22 zeigt die Gesamtverluste einer Phase für einen Laststrom von 600 A für eine erhöhte Hysteresebreite. Durch die Nutzung des statischen MOS-Controls liegen die Verluste des BIGTs im generatorischen Betrieb gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul um bis 150 W und gegenüber dem BIGT mit konventioneller Ansteuerung sogar um mehr als 700 W geringer. Ein Vergleich zeigt, dass der Vorteil des BIGTs für hohe Lastströme nur geringfügig durch eine Erhöhung der Hysteresebreite beeinflusst wird.

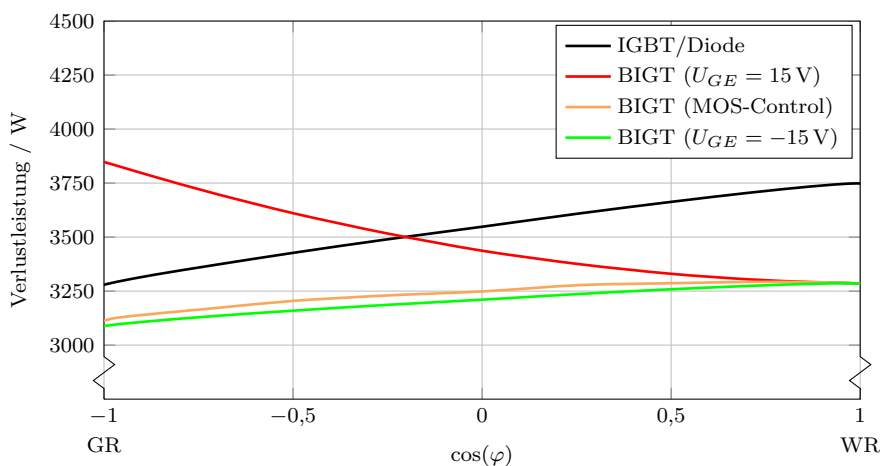


Abbildung 4.22.: Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $i_a = 600\text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 400\text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100\text{ A}$, $a = 0,8$

4.7. Zusammenfassung

Im motorischen Betrieb wird der Diodenmodus nur in einem geringen Maße genutzt und die Unterschiede der Durchlassverluste können vernachlässigt werden. Auf den Einsatz einer Stromrichtungserkennung kann in diesem Fall verzichtet werden. Für Anwendungen die im generatorischen Betrieb arbeiten ist die Verwendung des statischen MOS-Controls hinsichtlich eines verlustoptimierten Betriebes mit einer geringen Hysteresebreite zu wählen. Die erhöhten Durchlassverluste des BIGTs im Diodenmodus gegenüber dem Idealfall treten besonders mit steigendem Strom nicht mehr in Erscheinung. Die Erhöhung der Durchlassverluste ohne MOS-Control führt zu einer deutlichen Einschränkung hinsichtlich der Leistungsfähigkeit durch die mit den Verlusten zusammenhängende erhöhte thermischen Belastung der Leistungshalbleiter.

Durch eine geringe Hysteresebreite können Ergebnisse erreicht werden, die keine starken Differenzen vom Idealfall aufweisen. Hierdurch kann für den Einsatz des BIGT in generatorischen Anwendungen eine Steigerung des Wirkungsgrades für alle Arbeitspunkte erreicht werden. Für die Beherrschung von hochfrequenten Oszillationen des Laststromes kann die Notwendigkeit der Anpassung der Schaltschwellen und somit einer Erhöhung der Hysteresebreite bestehen. Die Wirksamkeit der Stromrichtungserkennung hinsichtlich der Durchlassverluste wird reduziert, da bei kleinen Lastströmen kein Eingreifen erfolgt und der BIGT im Diodenmodus auf der schlechteren Durchlasscharakteristik verbleibt. In diesem Fall sinkt der Vorteil des BIGTs gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Der Einfluss der Hysteresebreite sinkt mit steigender Leistung. Kann davon ausgegangen werden, dass der Betrieb überwiegend im Bereich der Nennleistung und somit hohen Strömen erfolgt oder die Ausgangsleistung durch den Einsatz des BIGTs ansteigt, so können auch mit erhöhter Hysteresebreite Ergebnisse mit geringen Abweichungen vom Idealfall erzielt werden.

Anstelle des Vorsehens einer Hysterese, ist auch die Verwendung einer Verzögerungszeit für den Wechsel in den Diodenmodus denkbar. Ein Umschalten in den IGBT-Modus muss nach dem Erreichen der definierten Schaltschwelle ohne Verzögerung erfolgen, um das Einschalten vor dem Stromdurchgang zu gewährleisten. Das Umschalten in den Diodenmodus kann hingegen an eine Verweilzeit nach dem Erreichen der Schaltschwelle gekoppelt werden. Ein schnelles Wechseln der Stromrichtung löst somit keine Handlungen der Stromrichtungserkennung aus. Erst nach dem Ablauf der definierten Zeitdauer findet das Umschalten statt. Abhängig von den auftretenden Oszillationen, ihrer Häufigkeit und Abklingzeit, muss die Verzögerungszeit unter Umständen hoch gewählt werden. Im Ergebnis verbleibt der BIGT ebenfalls für einen langen Zeitraum auf der schlechten Durchlasscharakteristik.

5. Einfluss des BIGTs auf die Leistungsfähigkeit von Dreipunktumrichtern

Während die elektrischen Parameter sich nur unwesentlich vom konventionellen IGBT/Dioden-Modul unterscheiden, gereicht der thermische Effekt dem BIGT zu einem besonderen Vorteil. Wie bereits zuvor dargestellt, besitzt ein konventionelles Hochleistungsmodul mit einer Grundfläche von 190 mm x 140 mm 36 Chips, die sich im Verhältnis 2:1 auf IGBT und Diode aufteilen. Die Betrachtung des BIGTs zeigt, dass sowohl im IGBT- als auch im Diodenmodus alle Chips aktiv sind und somit eine Vergrößerung der am Wärmetransport beteiligten aktiven Fläche erfolgt. Das gewählte Flächenverhältnis im konventionellen IGBT/Dioden-Modul entspricht der Verlustverteilung zwischen IGBT und Diode, auf die das Modul optimiert ist. Ein Abweichen von dieser Auslegung führt zu einer ungleichmäßigen Temperaturverteilung zwischen IGBT und Diode und begünstigt den BIGT durch die größere aktive Chipfläche [Eck09], [Wig10], [Eck11].

Die in der Anwendung verwendete Kühlung hat einen entscheidenden Einfluss auf den Vorteil des BIGTs gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Prinzipiell kann für Hochleistungsanwendungen zwischen forcierter Luft- und Wasserkühlung unterschieden werden. Beim Vergleich zwischen den beiden Varianten zeigt sich, dass eine Luftkühlung einen deutlich höheren thermischen Widerstand gegenüber der Wasserkühlung besitzt, sodass höhere Temperaturen des Kühlmediums erreicht werden. Der Temperaturhub zwischen der Sperrschicht des Leistungshalbleiters und der Bodenplatte des Moduls wird hierdurch reduziert [Zho13]. Der Vorteil des BIGTs steigt jedoch, wenn dieser Temperaturhub hoch ist, gegenüber dem Temperaturhub zwischen der Bodenplatte des Moduls und dem Kühlmedium. Somit erhöht sich der Vorteil des BIGTs durch die Verwendung einer Wasserkühlung. Des Weiteren begünstigt die geringe thermische Querkopplung zwischen IGBT und Diode im konventionellen Modul und eine damit einhergehende inhomogene Temperaturverteilung im Kühlkörper, wie sie durch die Verwendung einer Wasserkühlung hervorgerufen wird, den BIGT zusätzlich [Eck11], [Wei15]. Für die meisten Anwendungen im relevanten Leistungsbereich stellt die Wasserkühlung aufgrund der höheren Kühlleistung den Standard dar. Für die Betrachtungen im Rahmen dieser Arbeit wird die Verwendung einer Wasserkühlung vorausgesetzt.

Der Vergleich der Leistungsfähigkeit erfolgt für statische Arbeitspunkte. Aufgrund der geringen Simulationszeit wird daher die getaktete Verlustberechnung verwendet, da diese Methode auch für ein geringes Verhältnis zwischen Schalt- und Grundfrequenz eine Genauigkeit aufweist, die den Anforderungen genügt. Zur Bestimmung der Sperrschichttemperatur sowie des Temperaturhubes wird ein thermisches Ersatzschaltbild der Leistungshalbleiter und des Kühlkörpers verwendet.

5.1. Thermisches Ersatzschaltbild

Die Kenntnis der auftretenden Sperrschichttemperatur und der Temperaturhöhe ist für die Auslegung leistungselektronischer Systeme von hoher Bedeutung. Die maximale Leistung wird durch die Sperrschichttemperatur begrenzt. Die Lebensdauer der Leistungshalbleiter wird durch die im Betrieb auftretenden Temperaturschwankungen bestimmt [Lut12]. Die durch die Temperaturschwankungen auftretenden mechanischen Beanspruchungen führen in der Folge zu Beschädigungen der Lot- und Bondverbindungen des Leistungshalbleiters [Mär00]. Durch Schwankungen der Umgebungstemperatur oder Änderungen des Betriebspunktes werden langsam auftretende Änderungen der Sperrschichttemperatur verursacht. Zudem treten ebenso schnelle Temperaturänderungen auf, die durch die auftretenden Durchlass- und Schaltverluste der Leistungshalbleiter ausgelöst werden und mit der Frequenz des Ausgangsstromes erfolgen [Kam04]. Durch die Analogien zwischen elektrischen und thermischen Größen, erfolgt eine Überführung des thermischen Netzwerkes in ein elektrisches Netzwerk [Lut12], [Böc14]. Thermische Widerstände und Wärmekapazitäten lassen sich durch die elektrische Gegenstücke definieren, sodass ein thermisches Ersatzschaltbild bestehend aus mehreren RC-Gliedern gebildet wird. Hierbei wird zwischen dem physikalischen Cauer-Netzwerk (Abbildung 5.1a) und dem messtechnisch ermittelbaren Foster-Netzwerk (Abbildung 5.1b) unterschieden [Sch06], [Lut12].

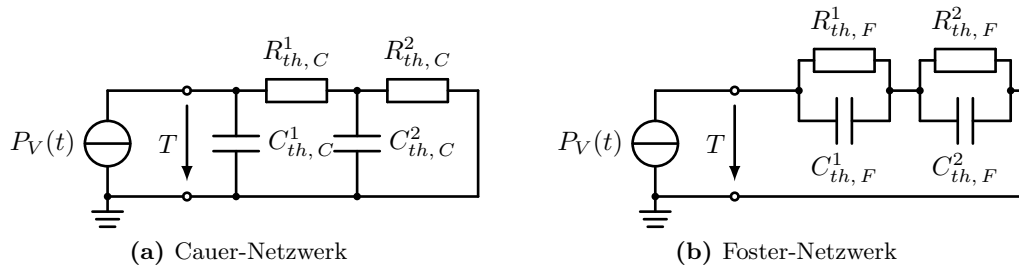


Abbildung 5.1.: Thermische Ersatzschaltbilder

Da Foster-Netzwerke durch Messung bestimmt werden können, werden sie überwiegend verwendet. Im Gegensatz zum Cauer-Netzwerk sind jedoch keine Rückschlüsse auf die Temperaturen der einzelnen Schichten des Moduls möglich. Die einzelnen Komponenten des Gesamtsystems werden in der Regel von verschiedenen Herstellern bezogen, sodass nur die einzelnen Foster-Netzwerke vorliegen. Verschiedene Cauer-Netzwerke können aufgrund der physikalischen Grundlage problemlos miteinander verbunden werden. Diesbezüglich ergeben sich Einschränkungen für das Foster-Netzwerk. Die eingeprägte Verlustleistung führt im Foster-Netzwerk ohne Verzögerung zu einer Temperaturänderung im Kühlkörper. Die reale Temperaturausbreitung zwischen den Schichten wird nur durch das Cauer-Netzwerk nachgebildet [Sch08]. Um derartige Fehler zu vermeiden, muss im Idealfall ein Foster-Netzwerk des gesamten Systems durch Messung bestimmt werden. Besitzt der Kühlkörper gegenüber dem Modul große Zeitkonstanten, so treten nur geringe Abweichungen zwischen den beiden Netzwerken auf. Unter der Bedingung eines großen Verhältnisses zwischen Kühler- und Modulzeitkonstanten dürfen getrennt ermittelte Foster-Netzwerke zusammengeschlossen werden, um aussagekräftige Ergebnisse zu gewährleisten. Für die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit wird diese Bedingung erfüllt, sodass die Verwendung der einzelnen Foster-Netzwerke zulässig ist.

Im Allgemeinen wird für die Beschreibung des Gesamtsystems, bestehend aus dem Modul und dem Kühlkörper, das Y-Modell verwendet. Dieses geht davon aus, dass innerhalb des Gesamtsystems eine hohe Wärmespreizung auftritt und es eine starke Querkopplung zwischen IGBT und Diode gibt. Die Bestimmung der Temperaturänderung zwischen Sperrschicht und Bodenplatte erfolgt für IGBT und Diode unabhängig voneinander.

Hierzu werden die Verlustleistungen $P_{V,I}$ und $P_{V,D}$ sowie die thermischen Impedanzen zwischen der Sperrschicht und der Bodenplatte $Z_{thjc,I}$ und $Z_{thjc,D}$ für IGBT und Diode verwendet. Die thermischen Impedanzen werden durch Foster-Netzwerke nachgebildet. Im Kühlkörper wird eine homogene Temperaturverteilung angenommen und die Temperaturänderung wird durch die Summe aus IGBT- und Diodenverlusten und der gemeinsamen thermischen Impedanz Z_{thca} hervorgerufen. Der Einfluss der Wärmeleitpaste als Medium zwischen der Bodenplatte des Moduls und dem Kühlkörper wird hierin berücksichtigt. Bei einer konstanten Gesamtverlustleistung ist die Bodenplattentemperatur für Diode und IGBT identisch und somit unabhängig von der Verlustverteilung [Pol12], [Win15]. Die Zusammenhänge des Y-Modells sind in Gleichung (5.1) durch die Beschreibung über die thermischen Impedanzen dargestellt.

$$\begin{bmatrix} T_{j,I} \\ T_{j,D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{thjc,I} \\ Z_{thjc,D} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_{V,I} \\ P_{V,D} \end{bmatrix} + Z_{thca} \cdot (P_{V,I} + P_{V,D}) + T_a \quad (5.1)$$

Die durch das Y-Modell getroffene Annahme einer homogenen Temperaturverteilung im Kühlkörper ist jedoch nur bei kleinen Kühlerleistungen zulässig. Eine hohe Kühlerleistung führt zu einer inhomogenen Temperaturverteilung [Hun08], [Pol12]. Die thermische Kopplung zwischen IGBT und Diode sinkt aufgrund der geringeren Wärmespreizung bei hoher Kühlerleistung und das Y-Modell kann die Realität nicht mehr ausreichend genau abbilden [Wei15].

Durch die Einführung des Matrix-Modells kann die Querkopplung zwischen IGBT und Diode besser nachgebildet werden. Hierdurch kommt es zu einer Gewichtung der Beeinflussung zwischen IGBT und Diode [Hun08]. Durch die größere Fläche innerhalb des Moduls kann der IGBT die Wärme besser an den Kühlkörper abgeben und besitzt im Vergleich zur Diode eine kleinere thermische Impedanz $Z_{thca,II}$, die zur Erwärmung des IGBTs durch die eigenen Verluste führt. Die thermische Impedanz $Z_{thca,DD}$ führt wiederum zur Eigenerwärmung der Diode. Durch die geringere Wärmespreizung kommt es, gegenüber dem Y-Modell, zu einer veränderten Fremderwärmung. Dies wird zum einen durch die thermische Impedanz $Z_{thca,DI}$ für die Erwärmung des IGBTs durch die Diode und andererseits durch die thermische Impedanz $Z_{thca,ID}$ für die Erwärmung der Diode durch den IGBT berücksichtigt. Das Matrix-Modell ist in Gleichung (5.2) beschrieben.

$$\begin{bmatrix} T_{j,I} \\ T_{j,D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{thjc,I} \\ Z_{thjc,D} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_{V,I} \\ P_{V,D} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_{thca,II} & Z_{thca,DI} \\ Z_{thca,ID} & Z_{thca,DD} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_{V,I} \\ P_{V,D} \end{bmatrix} + T_a \quad (5.2)$$

Abbildung 5.2 zeigt für die beiden Modelle die Temperaturänderung ΔT_{ca} zwischen der Bodenplatte und dem Kühlmedium, um den Einfluss der Querkopplung der thermischen Impedanz Z_{thca} zu verdeutlichen. Hierbei wird bei einer konstanten Gesamtverlustleistung von 3 kW die Verlustverteilung $P_{V,I}/P_{V,D}$ variiert. Die logarithmische Darstellung erlaubt eine bessere Auflösung des Verhaltens der Modelle.

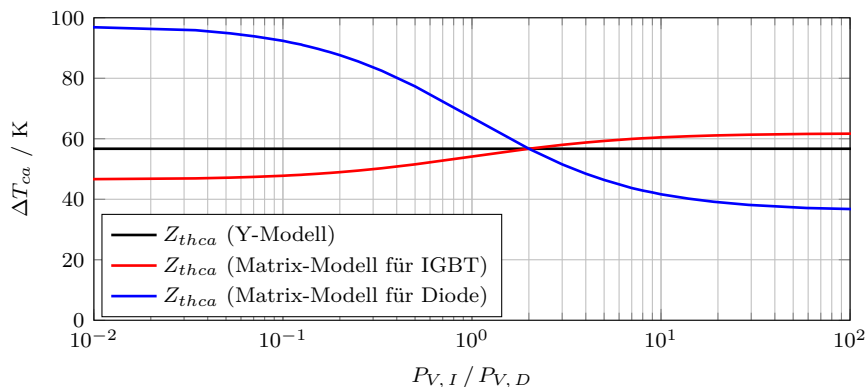


Abbildung 5.2.: Vergleich der thermischen Ersatzschaltbilder für unterschiedliche Verlustverteilungen

Wie bereits erwähnt, ist zu erkennen, dass die Verlustverteilung zwischen IGBT und Diode keinen Einfluss auf die Temperatur der Bodenplatte im Y-Modell hat. Diese erfährt eine konstante Temperaturänderung gegenüber dem Kühlmedium um 57 K. Anders verhält es sich beim Matrix-Modell. Bei einem Verhältnis der Verlustleistung zwischen IGBT und Diode von 2:1 liefert das Matrix-Modell die identische Temperaturänderung. Sobald sich das Verhältnis vom optimierten Arbeitspunkt entfernt, kommt es zu einer unterschiedlichen Temperaturänderung von IGBT und Diode. So ist in Abbildung 5.2 zu erkennen, dass eine stärkere Belastung des IGBTs zu einem Anstieg seiner Temperaturänderung führt. Gleichzeitig ist eine deutliche Reduktion der Temperaturänderung der Diode festzustellen. Dementsprechend zeigt sich ein umgekehrtes Verhalten bei einer stärkeren Belastung der Diode. Dabei sind die Auswirkungen auf die Diode, aufgrund der kleineren Chipfläche im Modul und der höheren thermischen Impedanz, deutlich stärker. Zum Tragen kommt dieses Verhalten besonders für Anwendungen, die in einem hohen Maße die Diode belasten und dadurch eine Begrenzung der Leistungsfähigkeit erfahren. Da im BIGT alle Chips gleichzeitig belastet werden, wird ein Verhalten erreicht, das unabhängig vom Modell das gleich Verhalten aufweist. Für die weiteren Betrachtungen wird das Matrix-Modell verwendet.

5.2. Vergleich der Leistungsfähigkeit von Dreipunktumrichtern

Eine Untersuchung des Potentials des BIGTs hinsichtlich der Leistungsfähigkeit für Zweipunktumrichter ist bereits in [Wei13] und [Wei14] erfolgt. Des Weiteren wird in [Wei12] gezeigt, dass der primäre Vorteil des BIGTs in Anwendungen zum Tragen kommt, die geringe Grundfrequenzen besitzen und dazu im generatorischen Betrieb arbeiten und so die gestiegene Chipfläche des BIGTs im Diodenmodus ausnutzen.

Die Verlustverteilung und die damit verbundene Belastung der Leistungshalbleiter im Dreipunktumrichter zeigt eine Abhängigkeit vom Arbeitspunkt. Die Variation des Aussteuergrades und des Leistungsfaktors beeinflussen die Verteilung der Verluste zwischen den äußeren, den inneren und den Mittelpunktschaltern. Die in Kapitel 3 behandelten Dreipunktumrichtertopologien und Modulationsverfahren werden nachfolgend hinsichtlich ihrer Auswirkungen auf die Verlustverteilung und die thermische Belastung der Leistungshalbleiter untersucht.

Als Grundlage für den Vergleich dient der NPC-Umrichter mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen. Für verschiedene Arbeitspunkte wird im NPC-Umrichter bei einer zulässigen maximalen Sperrschichttemperatur von 125 °C der resultierende Strom bestimmt und auf die anderen betrachteten Topologien übertragen. Zum einen werden die Leistungsunterschiede zwischen den unterschiedlichen Dreipunktumrichtertopologien und zum anderen der Vorteil des BIGTs gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul aufgezeigt. Zunächst erfolgt ein Vergleich der auftretenden Temperaturen und Verluste bei gleicher Ausgangsleistung. Anschließend erfolgt ein Vergleich der maximalen Ausgangsleistung bei gleicher Temperatur, um die Unterschiede zwischen den Topologien sowie zwischen BIGT und IGBT/Dioden-Modulen herauszuarbeiten. Die erzielten Ergebnisse sind in Auszügen bereits in [Gie15a] veröffentlicht und werden an dieser Stelle aufgegriffen und erweitert.

Für den Vergleich werden die Grund- und Schaltfrequenz, die Aussteuerung und der Leistungsfaktor variiert. Die Parameter sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Für die Simulationen wird ein sinusförmiger Stromverlauf vorausgesetzt, sodass die nachfolgenden Untersuchungen sich auf Grundfrequenzbetrachtungen beschränken. Die Ergebnisse der Simulationen genügen jedoch einer ausreichend hohen Genauigkeit. Die Verlust- und Temperaturberechnungen beruhen auf den elektrischen und thermischen Daten des in Kapitel 2 charakterisierten 3300 V/1500 A IGBT/Dioden-Moduls mit Trench-Gate-Struktur und des 3300 V/2000 A BIGT-Moduls mit planarer Gate-Struktur. Als Mittelpunktdiode im NPC-Umrichter wird ein 3300 V/1000 A Doppeldiodenmodul mit einer Grundfläche von 130 mm x 140 mm eingesetzt, da reine Diodenmodule mit größerer Grundfläche nur bis zu einer Spannung von 1700 V kommerziell verfügbar sind. Der T-Type-Umrichter ist Bestandteil der nachfolgenden Betrachtungen. Um im Vergleich zum NPC-Umrichter die gleiche Ausgangsleistung zu erzielen, kann sowohl eine Reihen- als auch eine Parallelschaltung von Modulen verwendet werden. In einer Reihenschaltung kommen zwei Module mit einem Sperrvermögen von 3300 V zum Einsatz. Hierfür können die vorhandenen Daten genutzt werden. Für die Parallelschaltung müssen Module mit einem Sperrvermögen von 6500 V verwendet werden. Da für die Betrachtungen keine Daten eines entsprechenden BIGTs vorliegen, wird auf die elektrischen Daten eines 6500 V/750 A IGBT/Dioden-Moduls zurückgegriffen. In diesem Fall werden für den Vergleich nur die Auswirkungen des thermischen Effektes berücksichtigt und der thermische Widerstand auf die Flächenverhältnisse eines BIGTs angepasst. Eine Übersicht der verwendeten Parameter findet sich in Anhang D.

Tabelle 5.1.: Simulationsparameter zum Vergleich der Leistungsfähigkeit

Grundfrequenz f_0	10 Hz	50 Hz
Schaltfrequenz f_S	140 Hz	400 Hz
Zwischenkreisspannung U_{DC}	3,2 kV	
Aussteuerung a	0, 1 \dots 1, 0	
Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$	-1 \dots 1	

Wie bereits dargelegt, besteht eine Abhängigkeit des Durchlassverhaltens des BIGTs im Diodenmodus von der Kollektor-Emitter-Spannung. Zur Berücksichtigung des Effektes wird die in Kapitel 4 vorgestellte Stromrichtungserkennung auf der Grundlage der Laststrommessung in den Simulationen berücksichtigt.

5.2.1. Vergleich der maximalen Temperatur bei gleicher Ausgangsleistung

Der Vergleich für die gleiche Ausgangsleistung, basierend auf den Ergebnissen des NPC-Umrichters, legt die Unterschiede zwischen den untersuchten Topologien und Modulationen beim Einsatz des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls dar und zeigt zudem die Vor- und Nachteile gegenüber dem NPC-Umrichter auf. Des Weiteren werden auch die Möglichkeiten einer Reduktion der auftretenden thermischen Belastungen durch den Einsatz des BIGTs herausgearbeitet. Die Betrachtung zeigt hierbei die Unterschiede zwischen motorischem und generatorischem Betrieb des Umrichters. Neben dem Verhalten bei hoher Aussteuerung, wie sie im Nennbetrieb auftritt, wird auch eine Betrachtung bei niedriger Aussteuerung durchgeführt. Arbeitspunkte mit niedriger Aussteuerung sind insbesondere für das Anlaufen von Motoren von hohem Interesse. Darüber hinaus wird die Grundfrequenz, welche die auftretenden Temperaturhübe beeinflusst, variiert.

Motorischer Betrieb mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

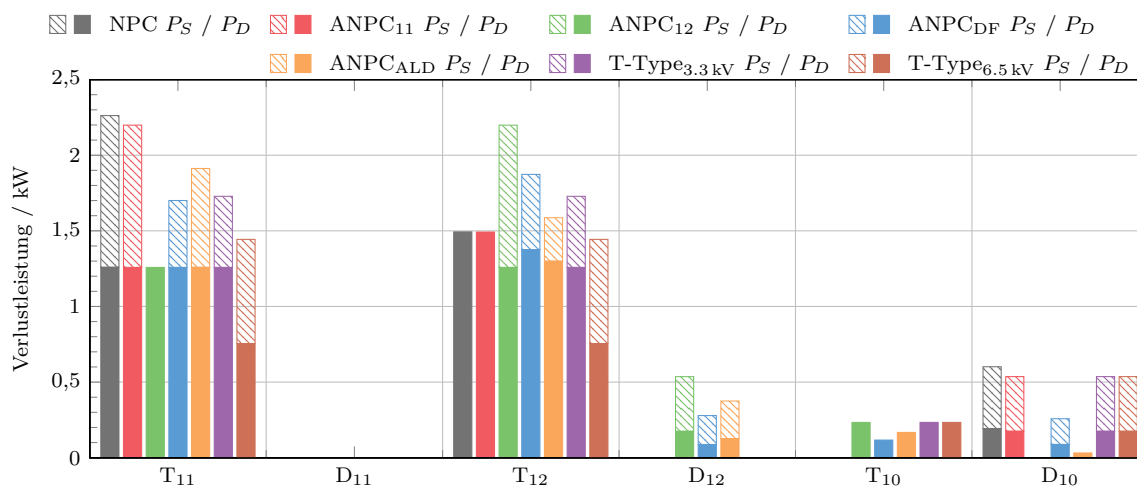
Eine hohe Grundfrequenz bedingt ein Absinken der auftretenden Temperaturhübe, da sich die Zeiträume, in denen sich der Leistungshalbleiter erwärmen und abkühlen kann, reduzieren. Im motorischen Betrieb werden primär die IGBTs der äußeren und inneren Schalter belastet. Die Dioden sind, abhängig vom Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ und dem Modulationsverfahren, gar nicht oder nur für einen geringen Zeitraum an der Stromführung beteiligt. Die Belastung der Mittelpunktschalter hängt dabei von der Aussteuerung ab.

Abbildung 5.3 zeigt die auftretenden Verluste, aufgeteilt nach Durchlassverlusten P_D und Schaltverlusten P_S , sowie die entsprechenden Temperaturen und Temperaturhübe für die verschiedenen Topologien und Modulationen im motorischen Betrieb ($\cos(\varphi) = 1$) für eine Aussteuerung $a = 0,9$. Neben der maximalen und minimalen Sperrschichttemperatur, wird durch die Verwendung der Balken auch der Temperaturhub dargestellt. Die zulässige maximale Temperatur von 125°C ist durch die rote Linie gekennzeichnet.

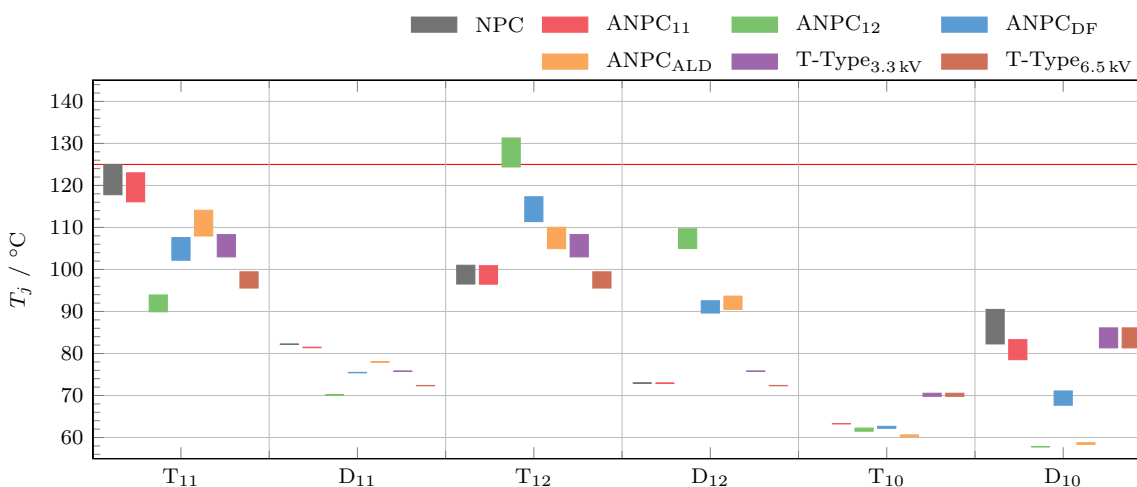
Der äußere IGBT T_{11} weist im NPC-Umrichter, im ANPC-Umrichter sowie im T-Type-Umrichter mit Reihenschaltung (T-Type_{3,3kV}) die gleichen Durchlassverluste auf. Die Wahl der Topologie und Modulation hat keinen Einfluss auf die Leitdauer des IGBTs. In jeder Konfiguration erzeugt das Pulsmuster den gleichen Verlauf der Umrichterspannung, sodass keine Unterschiede in den Durchlassverlusten auftreten. In der Parallelschaltung des T-Type-Umrichters (T-Type_{6,5kV}) teilt sich der Strom auf zwei Schalter auf, gleichzeitig erreicht ein $6,5\text{ kV}$ IGBT gegenüber einem $3,3\text{ kV}$ IGBT ein geringes Verhältnis zwischen Sättigungsspannung und Sperrspannung $U_{CE, sat}/U_{CE}$. Dies bedeutet, dass die Durchlassspannung nicht linear mit der Sperrspannung ansteigt, sodass die Halbierung des Stromes nicht mit einer Verdopplung der Durchlassspannung einhergeht und die Verluste des einzelnen Schalters in der Parallelschaltung sinken.

Für den inneren IGBT T_{12} besitzen der NPC-Umrichter und der ANPC-Umrichter mit ANPC₁₁-Modulation wiederum die gleichen Durchlassverluste. Durch den gewählten Leistungsfaktor entstehen keine Schaltverluste für T_{12} . Für T_{11} fallen neben den Durchlassverlusten auch hohe Schaltverluste an. Die hohen Verluste führen zur höchsten Belastung und begrenzen durch das Erreichen der zulässigen maximalen Temperatur die Leistungsfähigkeit. Die Temperatur von T_{12} liegt mit 101°C deutlich niedriger. Da die Dioden D_{11} und D_{12} im gewählten Arbeitspunkt keine Verluste erzeugen, werden sie lediglich durch die IGBTs erwärmt.

Durch die Verwendung von aktiven Schaltern anstelle von Mittelpunktdioden im ANPC-Umrichter, sinken die Schaltverluste von T_{11} mit der ANPC₁₁-Modulation leicht. Dies ist durch eine geringere Reverse-Recovery-Energie der Diode D_{10} des IGBT/Dioden-Moduls im Vergleich zum Doppeldiodenmodul des NPC-Umrichters begründet, welche auch beim Einschalten von T_{11} zu geringeren Verlusten führt. Es stellt sich eine geringfügig niedrigere Temperatur bei einem vergleichbaren Temperaturhub ein. Die Wahl einer anderen Diode für den NPC-Umrichter würde diesen Unterschied ausgleichen und zu vergleichbaren Resultaten führen.



(a) Vergleich der Verluste



(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen

Abbildung 5.3.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,9$, $\cos(\varphi) = 1$

Die ANPC₁₂-Modulation bewirkt eine Verschiebung der Schaltverluste vom äußeren IGBT auf den inneren IGBT. Die hiermit einhergehende erhöhte thermische Belastung des IGBTs T_{12} durch die zusätzlichen Schaltverluste führt bei gleicher Ausgangsleistung zum Überschreiten der zulässigen maximalen Temperatur. Zur Einhaltung der Grenztemperatur ist eine Leistungsreduktion notwendig, sodass dieses Verfahren für den gewählten Arbeitspunkt ungeeignet ist.

Die weiteren Modulationsverfahren des ANPC-Umrichters können eine Reduktion der Schaltverluste des äußeren IGBTs bewirken, da ein Teil der auftretenden Schalthandlungen stromlos erfolgt beziehungsweise zu anderen Schaltern verschoben wird. Für IGBT T_{12} sinken die Durchlassverluste durch die Nutzung verschiedener Zustände für das Mittelpunktpotential. Demgegenüber entstehen jedoch mitunter signifikante Schaltverluste, da diese nicht vermieden, sondern zwischen den Schaltern verschoben werden. Dennoch können diese Modulationsverfahren eine gleichmäßigere Verteilung der Verluste gegenüber dem NPC-Umrichter erreichen. Die Differenz zwischen den beiden am stärksten belasteten Leistungshalbleitern wird reduziert und ermöglicht eine bessere Ausnutzung des Umrichters. Gleichzeitig sinkt auch der auftretende Temperaturhub. Die Auswirkungen der Modulationsverfahren zeigen sich auch für Diode D_{12} . Gegenüber dem NPC-Umrichter erfährt die Diode sowohl Durchlass- als auch Schaltverluste, da ein Teil der Verluste auf D_{12} verschoben wird.

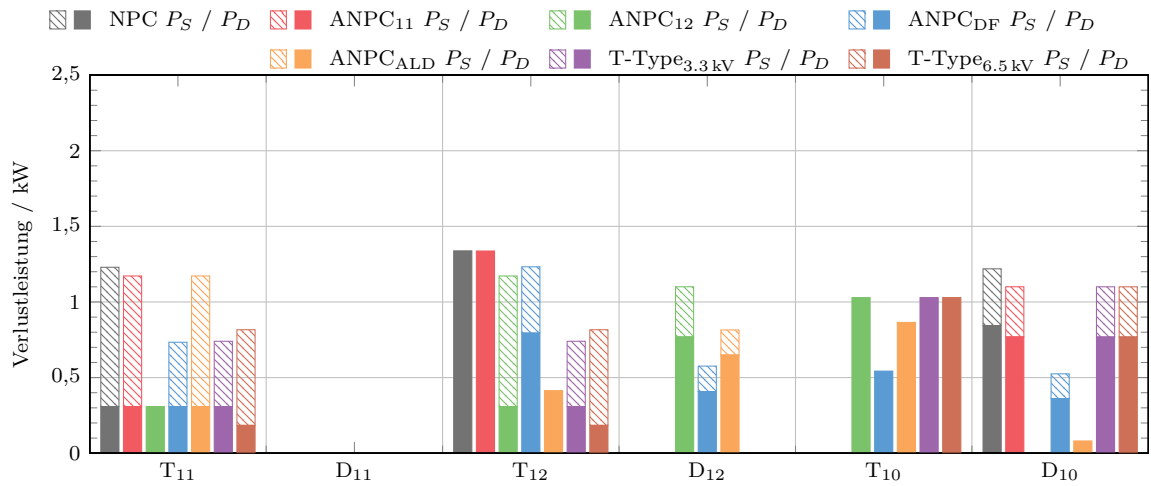
Der T-Type-Umrichter ist zum Erreichen der gleichen Ausgangsleistung auf eine Reihen- oder Parallelschaltung des äußeren Schalters angewiesen. Für den T-Type_{3,3kV}-Umrichter sinken die Schaltverluste aufgrund der reduzierten Spannung während des Schaltvorganges. Entsprechend den vorstehenden Erklärungen zeigt der T-Type_{6,5kV}-Umrichter ein Sinken der Durchlassverluste. Die Schalter T_{12} / D_{12} und T_{11} / D_{11} besitzen hierbei die gleichen Verluste. Die Reduktion der Verluste für den einzelnen Schalter führt zu einem Absinken der maximalen Temperatur für beide Konfigurationen gegenüber dem NPC-Umrichter beziehungsweise dem ANPC-Umrichter.

Mit sinkender Aussteuerung geht auch die Beteiligung der äußeren Schalter an der Stromführung zurück. Das Mittelpunktpotential wird vermehrt verwendet und führt zu einer erhöhten Belastung der Mittelpunktschalter. Die Auswirkungen auf die Verluste und Temperaturen bei einer Aussteuerung $a = 0,25$ zeigt Abbildung 5.4.

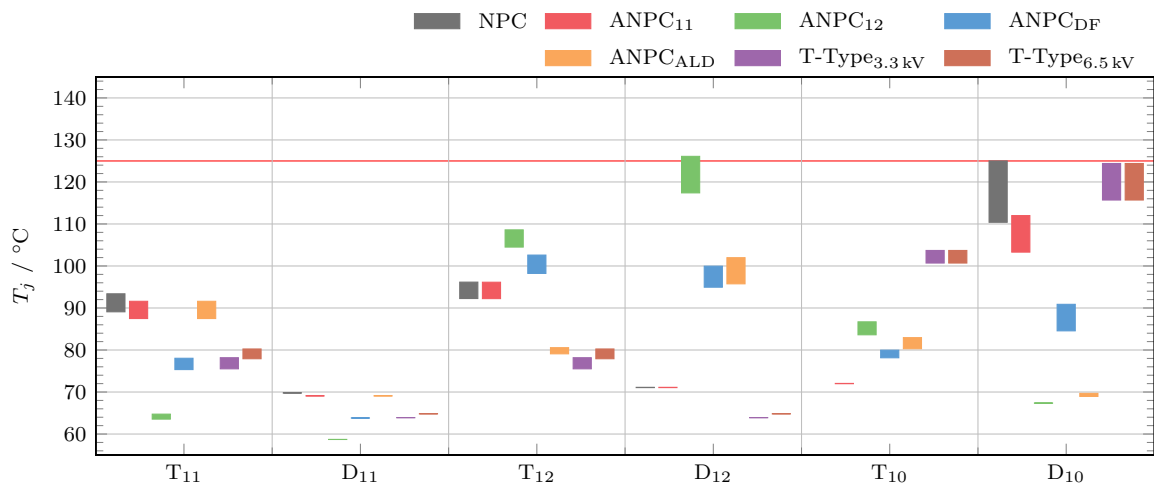
Die niedrige Aussteuerung führt zu einer Begrenzung der Leistungsfähigkeit des NPC-Umrichters durch die Mittelpunktdiode D_{10} . Bedingt durch die geringere Grundfläche des verwendeten Moduls ist auch der auftretende Temperaturhub hoch. Demgegenüber stehen die Ergebnisse der ANPC₁₁-Modulation, die aufgrund der aktiven Mittelpunktschalter und der hieraus resultierenden größeren Grundfläche sowohl die maximale Temperatur als auch den Temperaturhub senken kann. Wie bereits für die Betrachtung bei hoher Aussteuerung angesprochen, kann dieser Umstand durch den Einsatz einer anderen Diode im NPC-Umrichter umgangen werden, sodass identische Resultate erreichbar sind.

Auch für eine niedrige Aussteuerung erreichen die ANPC_{DF}-Modulation sowie die ANPC_{ALD}-Modulation eine homogene Verteilung der thermischen Belastung und erzielen Vorteile gegenüber dem NPC-Umrichter. Die ANPC₁₂-Modulation belastet bei niedriger Aussteuerung sowohl IGBT T_{12} als auch Diode D_{12} in hohem Maße. Neben der Eigenerwärmung spielt im gewählten Arbeitspunkt die Fremderwärmung eine entscheidende Rolle und führt zum Überschreiten der zulässigen maximalen Temperatur durch die Diode.

Im T-Type-Umrichter sind die antiseriellen Mittelpunktschalter für beide Stromrichtungen, entweder als IGBT oder als Diode, aktiv. Dieser Umstand zeigt sich bei niedriger Aussteuerung als nachteilig. Die erhöhte Nutzung des Mittelpunktpotentials führt zu einer gestiegenen Belastung, sodass keine Vorteile gegenüber dem NPC-Umrichter hinsichtlich der Leistungsfähigkeit erreicht werden. Die Diode D_{10} begrenzt unabhängig von der Konfiguration die Leistungsfähigkeit des T-Type-Umrichters, wobei bei gleicher Ausgangsleistung die zulässige maximale Temperatur nicht überschritten wird.



(a) Vergleich der Verluste



(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen

Abbildung 5.4.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50 \text{ Hz}$, $a = 0,25$, $\cos(\varphi) = 1$

Generatorischer Betrieb mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

Im generatorischen Betrieb erfolgt die Stromführung bei hoher Aussteuerung hauptsächlich durch die äußeren und inneren Dioden. Die auftretenden Verluste sowie die Temperaturen und Temperaturhübe bei einer Aussteuerung $a = 0,9$ und einen Leistungsfaktor $\cos(\varphi) = -1$ sind in Abbildung 5.5 dargestellt.

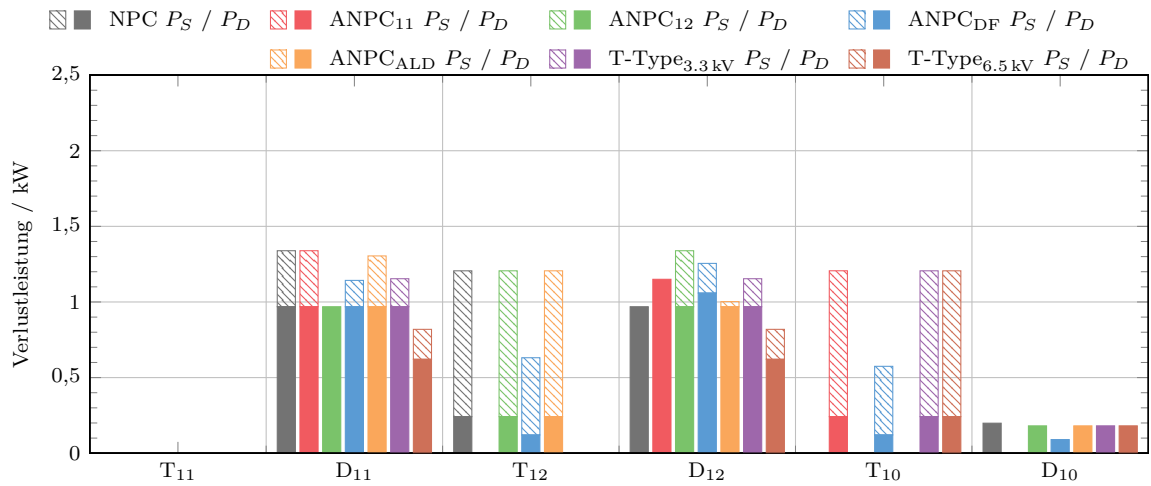
Im NPC-Umrichter sind D_{11} und D_{12} für das Potential $+U_{DC}/2$ zusammen stromführend und haben die gleichen Durchlassverluste. Durch zusätzliche Schaltverluste erreicht Diode D_{11} die zulässige maximale Temperatur und stellt das begrenzende Element dar. IGBT T_{12} erfährt sowohl Durchlass- als auch Schaltverluste, da er für das Schalten des Mittelpunktpotentials verwendet wird. Dies führt zu einer zusätzlichen passiven Erwärmung von Diode D_{12} , sodass diese ebenfalls eine hohe Temperatur von 120°C aufweist.

Für die ANPC₁₁-Modulation ist während der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung nur die obere Umrichterhälfte aktiv. Daher wird D_{12} auch für das Mittelpunktpotential verwendet und es entstehen im Vergleich zum NPC-Umrichter höhere Durchlassverluste. Im Gegenzug findet eine Verschiebung der Verluste von T_{12} zu T_{10} statt, sodass die Temperatur der inneren Diode sinkt.

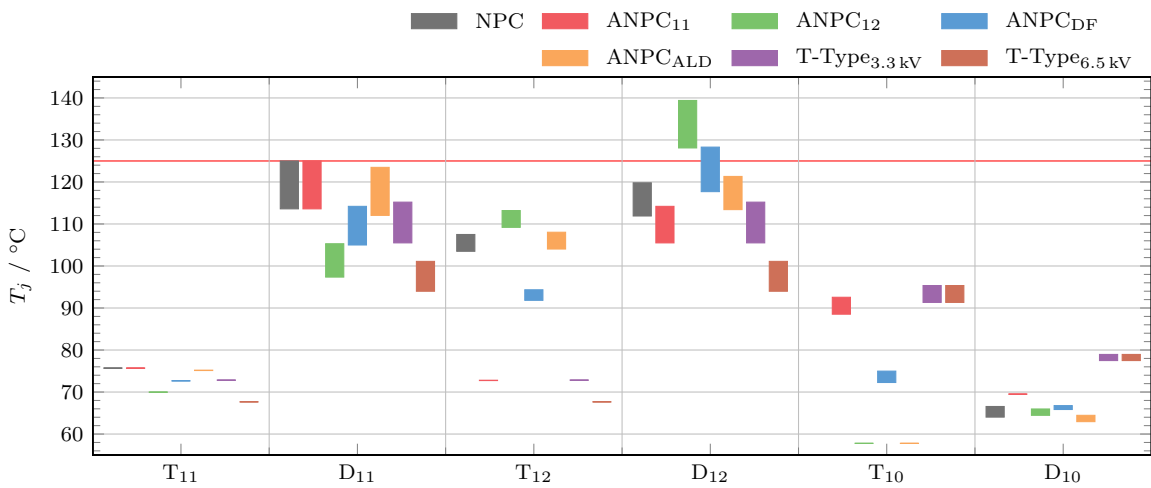
Wie bereits zuvor angesprochen, verschieben sich die Verluste bei der ANPC₁₂-Modulation zum inneren Schalter, sodass gegenüber dem NPC-Umrichter zusätzliche Schaltverluste für D_{12} verursacht werden. Hierdurch kommt es auch im generatorischen Betrieb zu einem Überschreiten der zulässigen maximalen Temperatur bei gleicher Ausgangsleistung. Für Diode D_{11} sinkt hingegen die Temperatur, da Schaltverluste vermieden werden.

Die ANPC_{DF}-Modulation sowie die ANPC_{ALD}-Modulation sorgen ebenfalls für eine Entlastung der äußeren Schalter durch eine stärkere Belastung der inneren Schalter. Führt die ANPC_{DF}-Modulation im motorischen Betrieb zu einer homogenen Temperaturverteilung unter den belasteten Leistungshalbleitern unter Einhaltung der zulässigen maximalen Temperatur, so bedingt diese Modulation im generatorischen Betrieb durch die starke Belastung der Diode D_{12} eine unzulässig hohe Temperatur. Das aktive Eingreifen der ANPC_{ALD}-Modulation führt auch im generatorischen Betrieb bei hoher Aussteuerung zu einer gleichmäßigeren Verteilung der thermischen Belastung, wobei der erreichbare Vorteil gegenüber dem NPC-Umrichter geringer ist als im motorischen Betrieb.

Der T-Type_{3,3kV}-Umrichter reduziert die Schaltverluste von D_{11} beziehungsweise D_{12} . Die Parallelschaltung führt darüber hinaus zum Sinken der Durchlassverluste. Durch die geringeren Verluste der einzelnen Schalter sinkt auch generatorisch die thermische Belastung, sodass der T-Type_{6,5kV}-Umrichter im Vergleich die geringsten Temperaturen und Temperaturhübe erreicht und eine bessere Ausnutzung des Umrichters ermöglicht.



(a) Vergleich der Verluste



(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen

Abbildung 5.5.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,9$, $\cos(\varphi) = -1$

Die Verluste sowie die Temperaturen und Temperaturhübe bei einer Aussteuerung $a = 0,25$ im generatorischen Betrieb sind in Abbildung 5.6 dargestellt. Mit sinkender Aussteuerung zeigen sich Veränderungen hinsichtlich der vorstehenden Betrachtungen zum generatorischen Betrieb bei hoher Aussteuerung beziehungsweise zum motorischen Betrieb bei niedriger Aussteuerung.

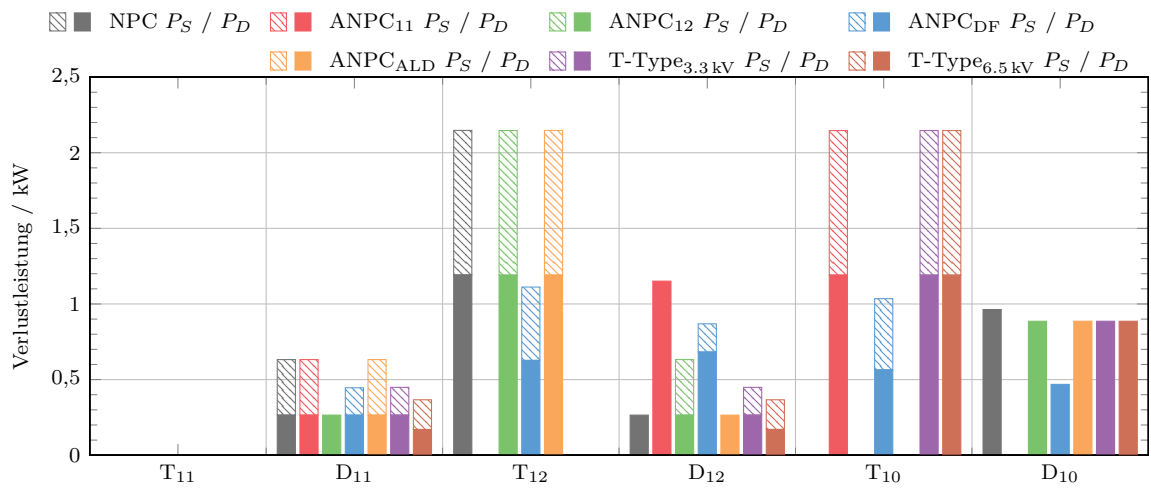
Die Leistungsfähigkeit im NPC-Umrichter wird hierbei nicht mehr durch die Mittelpunktdiode D_{10} (Abbildung 5.4) oder die Diode D_{11} (Abbildung 5.5), sondern durch den IGBT T_{12} begrenzt. Der Grund hierfür sind die hohen Durchlass- und Schaltverluste, die durch die gestiegene Nutzung des Mittelpunktpotentials entstehen.

Die vorstehenden Ausführungen zeigen, dass die ANPC₁₁-Modulation bezüglich der inneren und äußeren Schalter zu vergleichbaren Ergebnissen wie der NPC-Umrichter führt. Für eine niedrige Aussteuerung im generatorischen Betrieb ergeben sich jedoch Abweichungen. Die ANPC₁₁-Modulation begrenzt die Aktivität über die halbe Periode der Grundfrequenz auf eine Umrichterhälfte. Hierdurch bedingt der gewählte Arbeitspunkt eine höhere Belastung der Diode D_{12} im Vergleich zum NPC-Umrichter. Während D_{12} eine höhere Temperatur sowie einen höheren Temperaturhub aufweist, wird der IGBT T_{12} vollständig entlastet. Die höchsten Verluste weist hierbei der IGBT T_{10} auf, sodass dieser auch die höchste Temperatur erreicht.

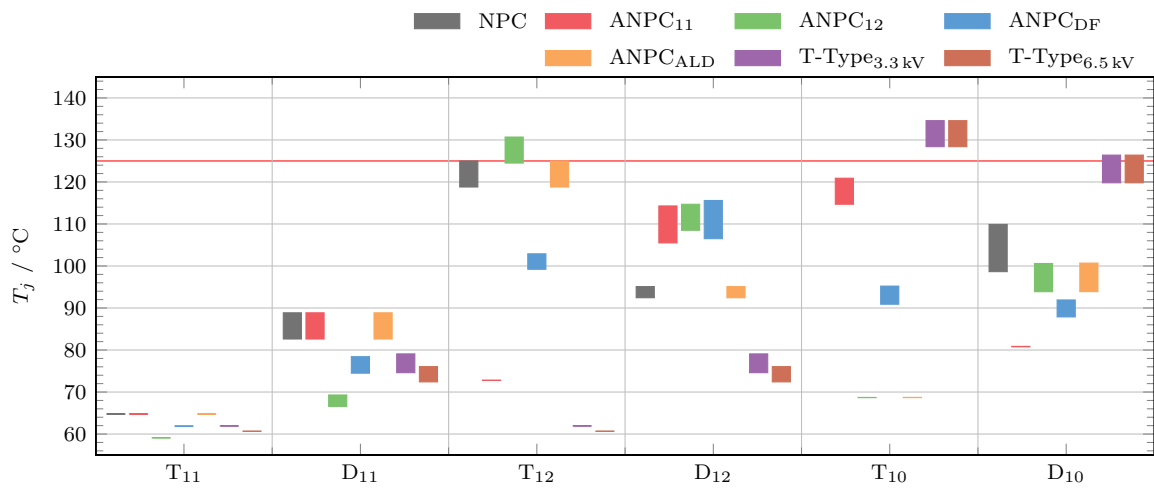
Für die ANPC_{ALD}-Modulation hat die Betrachtung bei hoher Aussteuerung bereits gezeigt, dass die Vorteile gegenüber dem NPC-Umrichter gering sind. Der Grund hierfür liegt in den verfügbaren Schaltzuständen, die primär auf den motorischen Betrieb ausgelegt sind. Im gewählten Arbeitspunkt mit niedriger Aussteuerung kann das Ziel einer Entlastung durch die geeignete Wahl der Schaltzustände nicht erreicht werden. Das verwendete Schaltmuster entspricht der Modulation des NPC-Umrichters und führt zu den gleichen Ergebnissen.

Die Nachteile des antiserialen Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters im generatorischen Betrieb treten bei kleiner Aussteuerung stärker hervor. Die hohen Schaltverluste des IGBTs T_{10} führen zu einem deutlichen Überschreiten der zulässigen maximalen Temperatur. Auch die Temperatur der Diode D_{10} geht, bedingt durch die eigenen Verluste und die zusätzliche Fremderwärmung, über die Grenztemperatur hinaus.

Bei gleicher Ausgangsleistung kann durch den ANPC-Umrichter beziehungsweise den T-Type-Umrichter eine geringere Belastung der Leistungshalbleiter im Vergleich zum NPC-Umrichter erreicht werden, wobei die Aussteuerung eine entscheidende Rolle spielt. Besonders im motorischen Betrieb eröffnet dieser Umstand Freiheitsgrade bei der Auslegung des Umrichters und der Kühlung. Zusätzlich kann auch eine Steigerung der Ausgangsleistung unter Einhaltung der zulässigen maximalen Temperatur in Betracht gezogen werden. Im generatorischen Betrieb zeigt sich, dass der erreichbare Vorteil des ANPC-Umrichters nur gering oder aber gar nicht vorhanden ist. Einige Modulationsverfahren erweisen sich zudem als ungeeignet und erzwingen eine Reduktion der Ausgangsleistung zur Einhaltung der Grenztemperatur. Der T-Type-Umrichter hingegen erreicht bei hoher Aussteuerung weiterhin eine deutliche Reduktion der maximalen Temperatur.



(a) Vergleich der Verluste



(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen

Abbildung 5.6.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz, $a = 0,25$, $\cos(\varphi) = -1$

Motorischer und generatorischer Betrieb mit BIGTs, $f_0 = 50$ Hz

Die vorstehenden Untersuchungen beruhen auf der Verwendung von IGBT/Dioden-Modulen. Nachfolgend werden die Auswirkungen des BIGTs auf die Verluste sowie die Temperaturen und die Temperaturhübe in den gleichen Arbeitspunkten aufgezeigt. Hierzu werden die IGBT/Dioden-Module durch BIGTs ersetzt. Abbildung 5.7 stellt die Ergebnisse für die verschiedenen Topologien und Modulationen unter Verwendung des BIGTs für eine Aussteuerung $a = 0,9$ im motorischen (I) und generatorischen Betrieb (II) vergleichend dar. Im NPC-Umrichter werden nur die äußeren und die inneren Schalter durch BIGTs ersetzt. Die Mittelpunktdiode ist identisch zur Konfiguration mit IGBT/Dioden-Modulen. Somit gibt es im NPC-Umrichter keinen BIGT B₁₀. Die dargestellten Ergebnisse beziehen sich auf D₁₀ und entsprechen den zuvor gezeigten Resultaten.

Ein Vergleich mit den vorstehenden Ergebnissen des IGBT/Dioden-Moduls veranschaulicht, dass der Einsatz des BIGTs nur geringe Auswirkungen auf die auftretenden Verluste hat. Wie zuvor gezeigt, sind verbesserte elektrische Parameter und eine hiermit verbundene Verlustreduktion nicht die primären Vorteile des BIGTs. Demgegenüber steht jedoch der thermische Effekt, der zu einer deutlichen Senkung der maximalen Temperatur sowie des auftretenden Temperaturhubes führt. Diese positiven Auswirkungen werden für die untersuchten Topologien in beiden Betriebsmodi erreicht.

Während IGBT T₁₁ im NPC-Umrichter im motorischen Betrieb die zulässige maximale Temperatur erreicht, sinkt die maximale Temperatur für den BIGT B₁₁ um 20 °C. Der Temperaturhub reduziert sich dabei nur geringfügig. Leicht erhöhte Schaltverluste der ANPC₁₁-Modulation, bedingt durch den Einsatz des BIGTs als Mittelpunktschalter, führen zu einer vernachlässigbaren Erhöhung der Temperatur des BIGT B₁₁ im Vergleich zum NPC-Umrichter. Im generatorischen Betrieb sinkt die maximale Temperatur des äußeren BIGTs B₁₁ des NPC-Umrichters und des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation um mehr als 30 °C. Der auftretende Temperaturhub reduziert sich dabei um zwei Drittel. Der innere BIGT B₁₂ erreicht mit 104 °C die höchste Temperatur im NPC-Umrichter. Da B₁₂ durch die ANPC₁₁-Modulation keine Schaltverluste aufweist, ist die Temperatur im Vergleich zu den anderen Modulationen deutlich geringer. Des Weiteren wird im Vergleich zum IGBT/Dioden-Modul eine gleichmäßigere Temperaturverteilung zwischen den Leistungshalbleitern erreicht.

Die ANPC₁₂-Modulation hat sich als ungeeignet für den Einsatz in Verbindung mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen herausgestellt. Durch den BIGT wird die maximale Temperatur gesenkt und verbleibt unterhalb der Grenztemperatur. Die gestiegene Belastung des inneren BIGTs führt jedoch zu einem deutlichen Temperaturunterschied von über 30 °C zwischen dem äußeren und dem inneren BIGT. Im Vergleich zu den anderen Topologien und Modulationen wird sowohl motorisch als auch generatorisch die höchste Temperatur erreicht.

Die ANPC_{DF}-Modulation und die ANPC_{ALD}-Modulation erreichen im motorischen Betrieb eine homogenere Temperaturverteilung. Die Differenz zwischen den maximalen Temperaturen der am stärksten belasteten Leistungshalbleiter wird im Vergleich zum NPC-Umrichter leicht reduziert. Dies ist im generatorischen Betrieb in dieser Form nicht möglich und es ergeben sich vergleichbare Ergebnisse, wie sie der NPC-Umrichter liefert. Hierbei führen die unterschiedlichen Gesamtverluste des inneren BIGTs, die primär durch die Schaltverluste bedingt sind, zu den Differenzen der maximalen Temperaturen.

Für den T-Type-Umrichter sinkt die maximale Temperatur der BIGTs unter $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ und erreicht damit den größten Vorteil gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul. Für den T-Type $_{6,5\text{ kV}}$ -Umrichter überwiegt motorisch der Anstieg der Schaltverluste gegenüber der Reduktion der Durchlassverluste. Hierdurch erreichen die BIGTs B $_{11}$ beziehungsweise B $_{12}$, obgleich ähnlicher Gesamtverluste, im Zusammenspiel mit einer höheren thermischen Impedanz höhere maximale Temperaturen. Die Auswirkungen sind in diesem Arbeitspunkt jedoch gering. Im generatorischen Betrieb hat die Konfiguration keinen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit, da der Mittelpunktschalter die höchste Temperatur besitzt und eine mögliche Leistungssteigerung begrenzt.

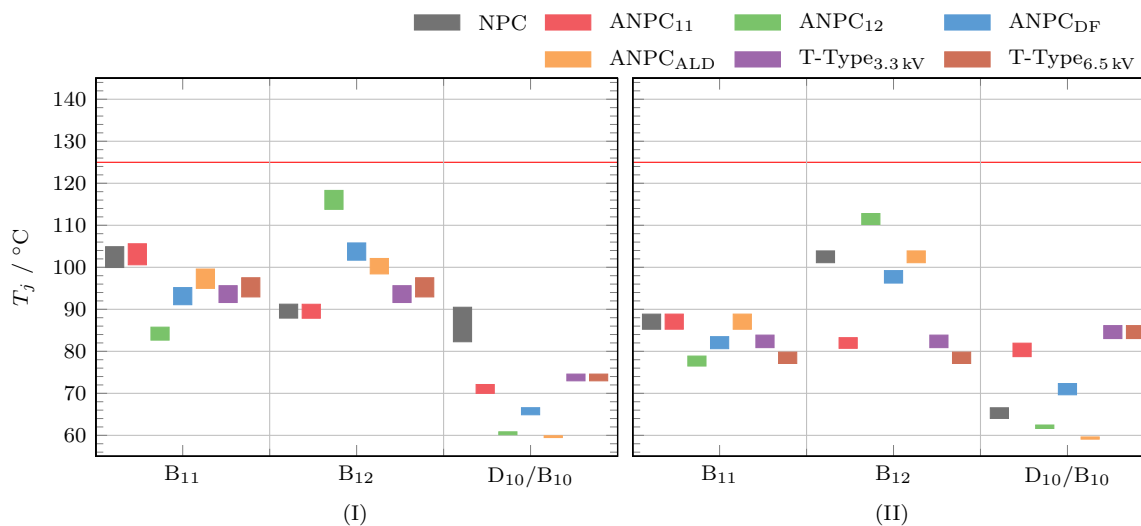
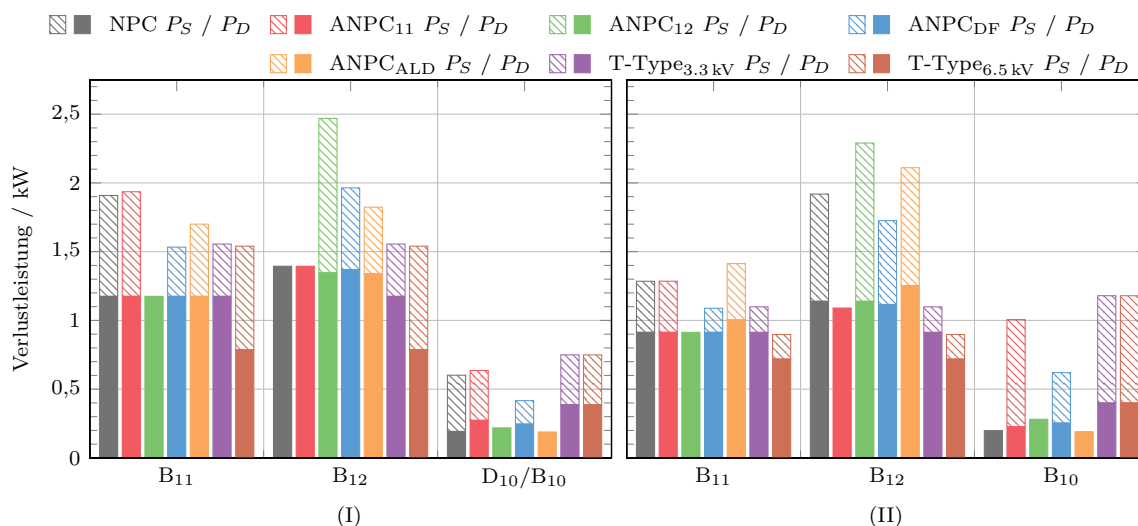
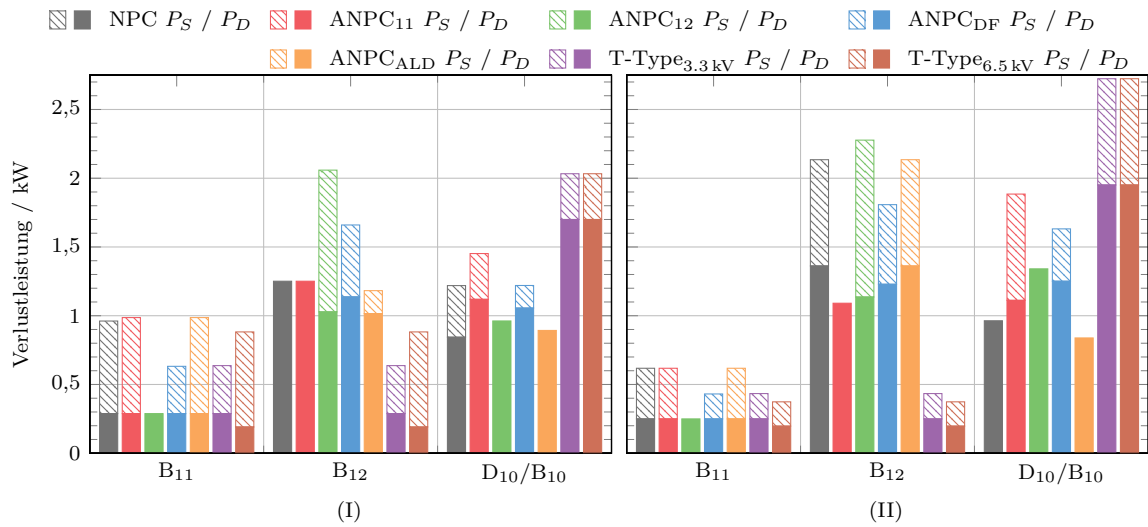


Abbildung 5.7.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit BIGTs, $f_0 = 50\text{ Hz}$, $a = 0,9$

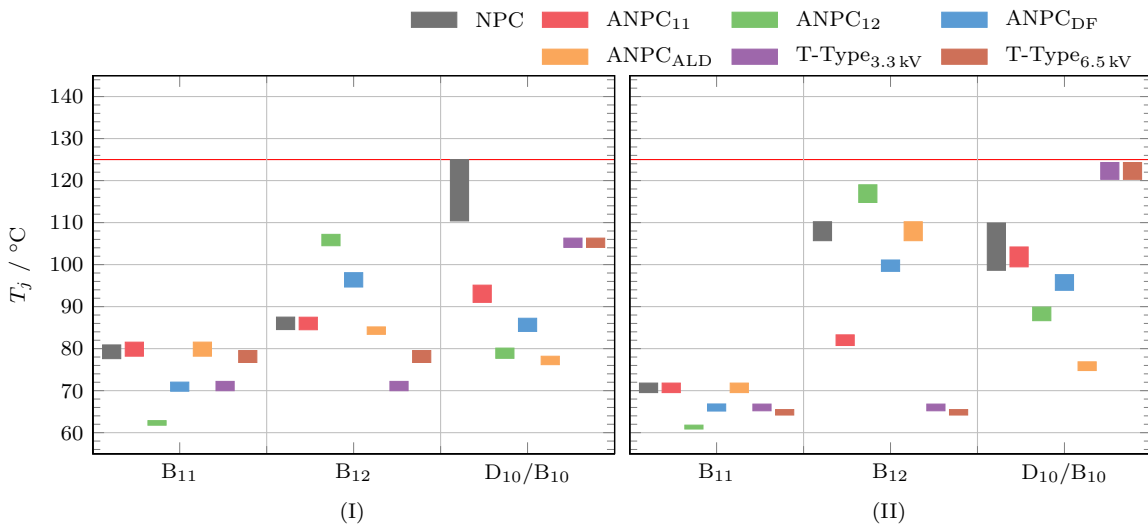
Abbildung 5.8 zeigt die Verluste und Temperaturen für den BIGT für eine Aussteuerung $a = 0,25$. Wie bereits für das konventionelle IGBT/Dioden-Modul gezeigt, führt eine niedrige Aussteuerung zur erhöhten Belastung der Mittelpunktschalter.

Neben der ANPC₁₂-Modulation sticht im motorischen Betrieb auch die ANPC_{DF}-Modulation heraus. Beide Modulationsverfahren führen, bedingt durch die höheren Schaltverluste, im Vergleich zu den anderen Verfahren zu einer höheren Belastung des inneren BIGTs B₁₂. Im generatorischen Betrieb können der NPC-Umrichter sowie der ANPC-Umrichter mit ANPC_{DF}-Modulation eine homogene Verteilung zwischen den belasteten Schaltern erreichen. Die weiteren Verfahren führen im Vergleich zu deutlichen Differenzen.

Die Nachteile des antiserialen Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters zeigen sich auch beim Einsatz des BIGTs. Die hohen Belastungen durch die Nutzung des BIGTs sowohl im IGBT- als auch im Diodenmodus führen dazu, dass B₁₀ in beiden Betriebsmodi die höchste Temperatur erreicht. Hierbei hat die Konfiguration als Reihen- oder Parallelschaltung wiederum keinen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit. Die Mittelpunktdiode des NPC-Umrichters wird hierbei nicht betrachtet, da durch eine geeignete Diode die Ergebnisse der ANPC₁₁-Modulation erzielt werden können.



(a) Vergleich der Verluste, (I) $\cos(\varphi) = 1$, (II) $\cos(\varphi) = -1$



(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen, (I) $\cos(\varphi) = 1$, (II) $\cos(\varphi) = -1$

Abbildung 5.8.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit BIGTs, $f_0 = 50 \text{ Hz}$, $a = 0,25$

Motorischer Betrieb mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10$ Hz

Der Betrieb von Umrichtern an einem Netz mit einer Grundfrequenz von $f_0 = 50$ Hz zur Entnahme und Einspeisung von Leistung stellt nur einen Anwendungsbereich dar. Im Bereich hoher Leistung arbeiten drehzahlvariable Antriebe auch mit deutlich geringeren Frequenzen. Durch eine niedrige Frequenz treten höhere Temperaturhübe auf, welche sich wiederum negativ auf die thermische Belastbarkeit und die Lebensdauer der Leistungshalbleiter auswirken. Solche geringen Grundfrequenzen treten zum Beispiel in Windkraftanlagen mit direkt angetriebenen Synchrongeneratoren auf. Diese besitzen nur ein geringstufiges oder gar kein Getriebe und erzeugen durch den langsam laufenden Betrieb niedrige elektrische Frequenzen. Zusammen mit der niedrigeren Grundfrequenz erfolgt ein Absenken der verwendeten Schaltfrequenz. Hierdurch kommt es zu einer Verschiebung des Verhältnisses zwischen Durchlass- und Schaltverlusten. Für niedrige Grundfrequenzen erscheint eine geringere Schaltfrequenz naheliegend, stellt aber keine zwingende Bedingung dar. Die nachstehenden Ergebnisse beruhen aufgrund der gewählten Schaltfrequenz (Tabelle 5.1) primär auf den grundfrequenten Auswirkungen. In Ergänzung zu den vorstehenden Ausführungen erfolgt eine Betrachtung des motorischen und generatorischen Betriebes für eine Grundfrequenz $f_0 = 10$ Hz.

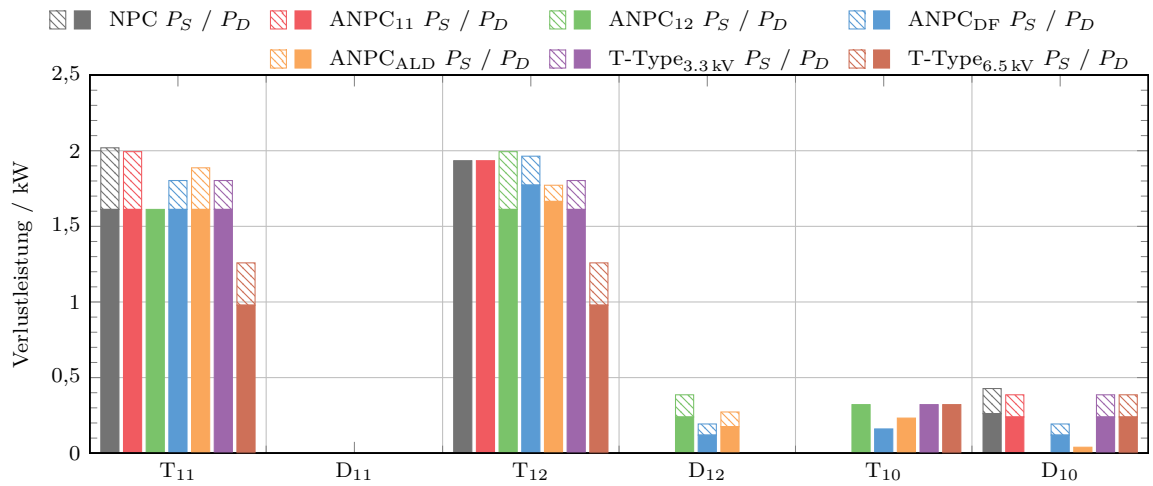
Abbildung 5.9 zeigt die Verluste und die Temperaturen für das konventionelle IGBT/Dioden-Modul für eine Grundfrequenz $f_0 = 10$ Hz im motorischen Betrieb bei einer Aussteuerung $a = 0,9$. Ein Vergleich für die beiden betrachteten Grundfrequenzen veranschaulicht die zuvor angesprochene Verschiebung hinsichtlich des Verhältnisses zwischen den Durchlass- und Schaltverlusten. Aufgrund der reduzierten Schaltfrequenz in Verbindung mit der niedrigen Grundfrequenz dominieren die Durchlassverluste.

Während im NPC-Umrichter der IGBT T_{11} für 50 Hz ein Temperaturhub von 7 K aufweist, steigt dieser bei einer Grundfrequenz von 10 Hz auf fast 20 K. und führt bei gleicher maximaler Temperatur zu einer stärkeren thermischen Belastung der Leistungshalbleiter. Die erhöhte Leitdauer bei niedriger Grundfrequenz bedingt einen längeren Zeitraum in dem das Erwärmen beziehungsweise Abkühlen der Leistungshalbleiter stattfindet und so höhere Temperaturdifferenzen bedingt.

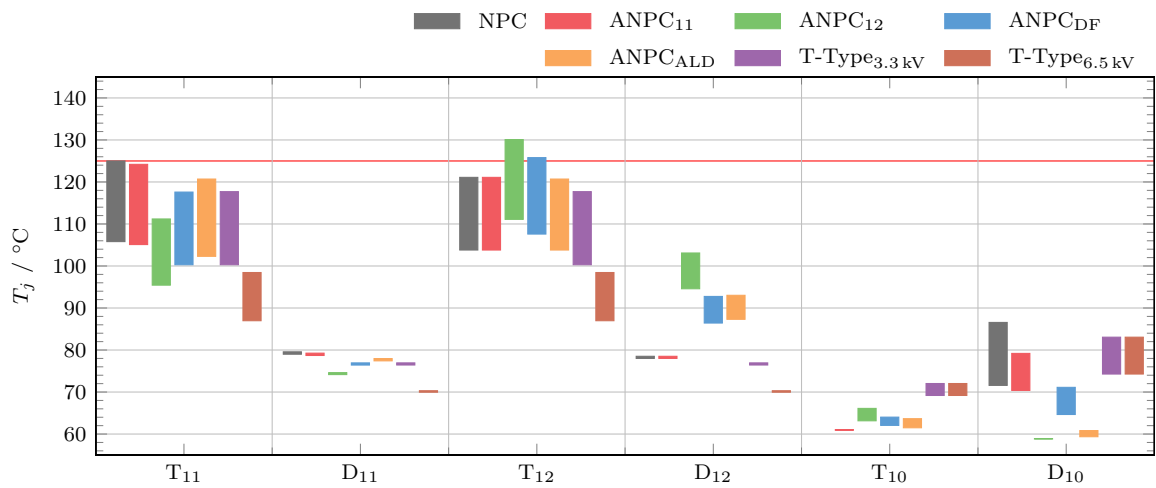
Aufgrund des geringeren Einflusses der Schaltverluste fällt der Unterschied der maximalen Temperatur zwischen dem NPC-Umrichter und ANPC-Umrichter mit ANPC₁₁-Modulation, hervorgerufen durch die unterschiedlichen Schaltenergien, geringer aus als zuvor. Auch die anderen Modulationsverfahren weisen aufgrund der niedrigen Grundfrequenz einen geringeren Unterschied zum NPC-Umrichter auf und bewegen sich annähernd im gleichen Temperaturbereich. Hierdurch sinkt der erzielbare Vorteil gegenüber dem NPC-Umrichter.

Die Schaltverluste des IGBT T_{12} sowie die zusätzlichen Verluste der Diode D_{12} führen dazu, dass bei niedrigerer Grundfrequenz neben der ANPC₁₂-Modulation auch die ANPC_{DF}-Modulation die zulässige maximale Temperatur überschreitet und sich als ungeeignet erweist.

Die höhere Gewichtung der Durchlassverluste führt für den T-Type_{3,3kV}-Umrichter zu einer Reduktion des erzielbaren Vorteils, da dieser für eine hohe Grundfrequenz primär durch die niedrigeren Schaltverluste gegenüber dem NPC-Umrichter bedingt ist. Die Nutzung der Parallelschaltung profitiert hingegen vom Absenken der Grundfrequenz und senkt die maximale Temperatur unter 100 °C. Auch der auftretende Temperaturhub reduziert sich gegenüber den anderen Topologien und Modulationsverfahren.



(a) Vergleich der Verluste



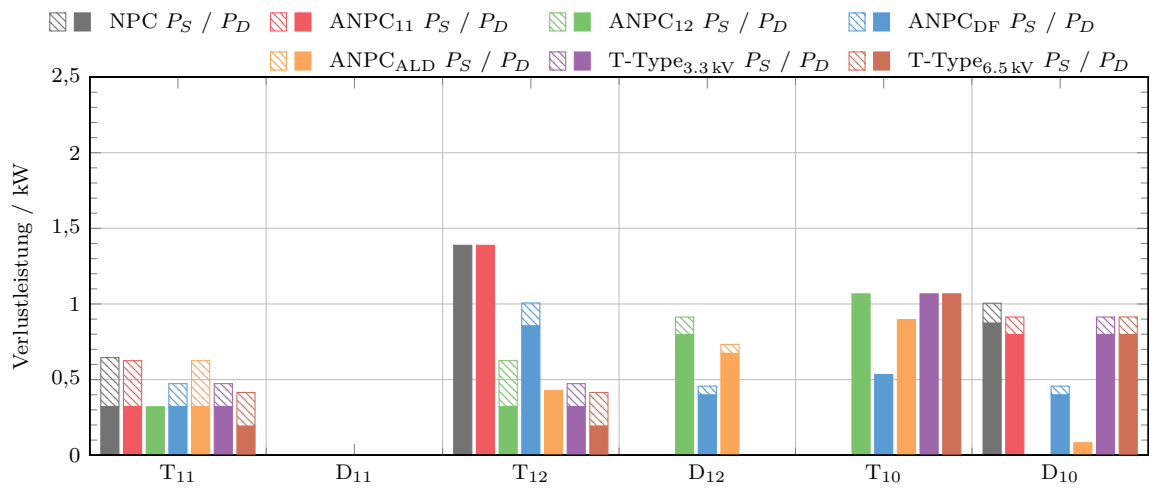
(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen

Abbildung 5.9.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10 \text{ Hz}$, $a = 0,9$, $\cos(\varphi) = 1$

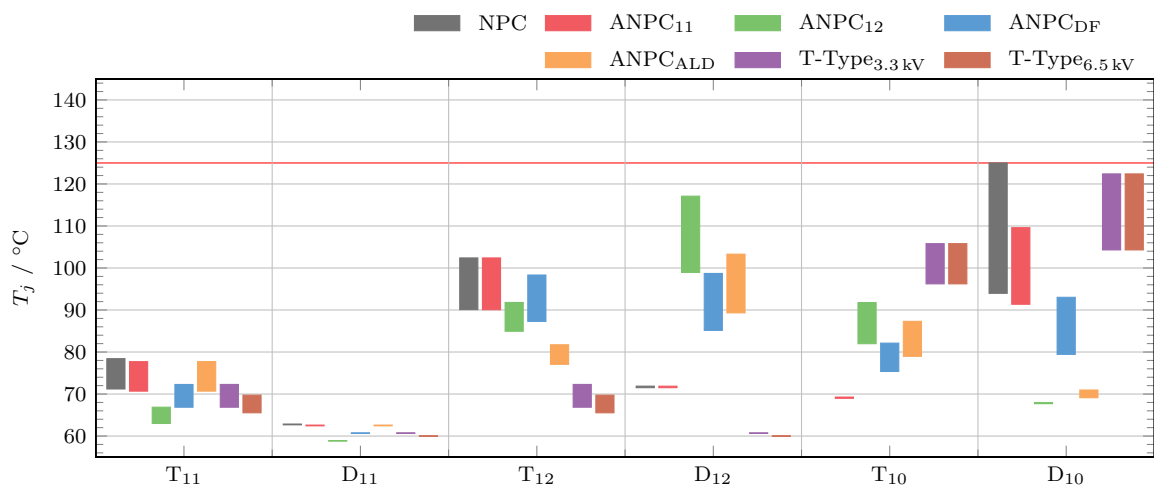
Abbildung 5.10 zeigt die Resultate des generatorischen Betriebes bei niedriger Aussteuerung. Auch hier ist eine Verschiebung der Verluste von den äußeren Schaltern zu den Mittelpunktschaltern ersichtlich. Entsprechend den Betrachtungen bei hoher Aussteuerung findet auch hier eine Annäherung des NPC-Umrichters und des ANPC-Umrichters hinsichtlich der maximalen Temperaturen statt. Die Leistungsfähigkeit des NPC-Umrichters wird durch die Mittelpunktdiode begrenzt, aber auch hier gilt der bereits angesprochene Umstand, dass durch eine andere Diode die Ergebnisse der ANPC₁₁-Modulation erreicht werden können.

Bedingt durch die variierende Belastung der Leistungshalbleiter aufgrund der verschiedenen Modulationsverfahren treten Unterschiede bezüglich der Temperaturhübe auf. Die ANPC_{DF}-Modulation und die ANPC_{ALD}-Modulation erzielen für den inneren Schalter sowie den Mittelpunktschalter vergleichbare Hübe. Hingegen verzeichnet die Diode D₁₀ der ANPC₁₁-Modulation beziehungsweise die Diode D₁₂ der ANPC₁₂-Modulation einen höheren Temperaturhub. Der Grund hierfür findet sich in den höheren Durchlass- und Schaltverlusten gegenüber den anderen Modulationsverfahren.

Für den T-Type-Umrichter wird die Leistungsfähigkeit erneut nicht durch die Konfiguration, sondern durch den Mittelpunktschalter bestimmt. Dieser erreicht, bedingt durch die niedrige Aussteuerung, eine hohe maximale Temperatur sowie einen hohen Temperaturhub.



(a) Vergleich der Verluste



(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen

Abbildung 5.10.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10 \text{ Hz}$, $a = 0,25$, $\cos(\varphi) = 1$

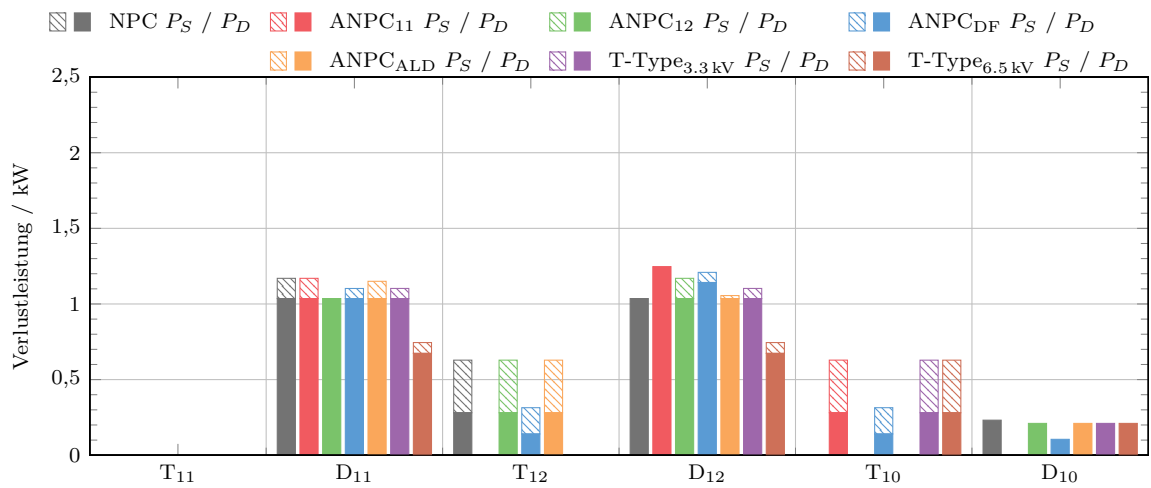
Generatorischer Betrieb mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10$ Hz

Abbildung 5.11 veranschaulicht für die Aussteuerung $a = 0,9$, dass auch im generatorischen Betrieb die Temperaturen und Temperaturhübe des NPC-Umrichters und des ANPC-Umrichters nah beieinander liegen. Bereits die Betrachtung für 50 Hz zeigt, dass die äußere und die innere Diode im NPC-Umrichter hohe Temperaturhübe erfahren. Bei einer Grundfrequenz von 10 Hz steigt der Temperaturhub auf über 20 K.

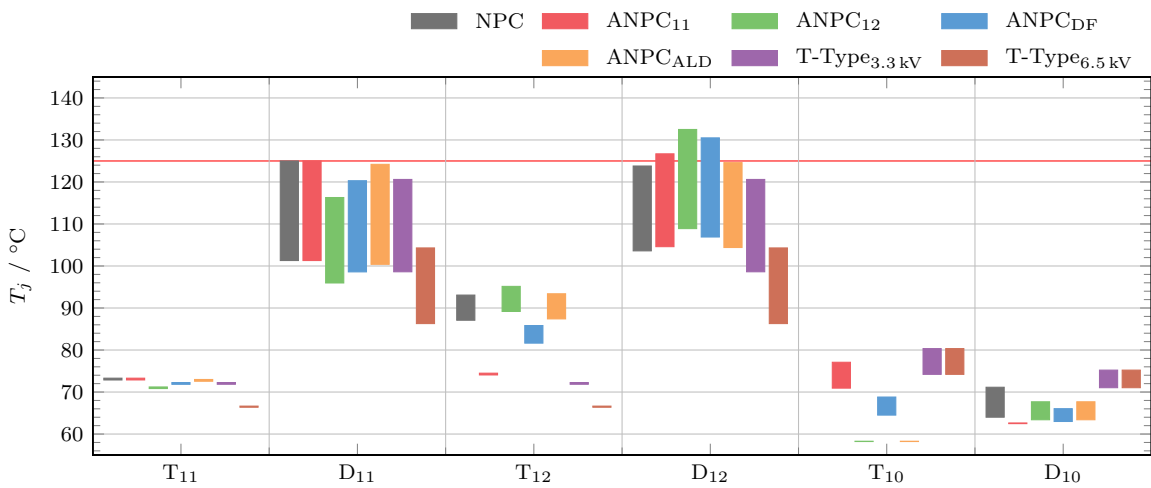
Die Modulationsverfahren des ANPC-Umrichters, die eine passive Verlustverteilung auf der Grundlage der natürlichen Kommutierungsvorgänge verfolgen, überschreiten für die niedrige Grundfrequenz die zulässige maximale Temperatur. Neben hohen eigenen Verlusten der Diode D_{12} , entstehen mitunter auch Verluste für den antiparallelen IGBT, die zu einer zusätzlichen Erwärmung der Diode beitragen. Für die ANPC₁₁-Modulation sind die höheren Durchlassverluste der Diode D_{12} ausschlaggebend. Im Vergleich zum NPC-Umrichter entfallen die Verluste des IGBTs T_{12} und führen zu keiner Fremderwärmung der Diode. Für eine hohe Grundfrequenz reicht dieser Umstand aus, um trotz erhöhter Diodenverluste die zulässige maximale Temperatur nicht zu überschreiten. Die niedrige Grundfrequenz führt jedoch zu einer stärkeren Gewichtung der Durchlassverluste der Diode gegenüber den entfallenen Verlusten des IGBTs.

Die ANPC_{ALD}-Modulation verbleibt durch die aktive arbeitspunktabhängige Anpassung der Modulation unterhalb der Grenztemperatur, erzielt jedoch keine Vorteile gegenüber dem NPC-Umrichter. Die Dioden D_{11} und D_{12} erreichen weiterhin hohe Temperaturen und bewegen sich an der thermischen Grenze.

Wie bereits im motorischen Betrieb gezeigt, ergeben sich Unterschiede für die beiden Konfigurationen des T-Type-Umrichters. Die Reihenschaltung senkt durch die geringeren Schaltverluste die maximale Temperatur gegenüber dem NPC-Umrichter. Der T-Type_{6,5 kV}-Umrichter profitiert wiederum vom gleichzeitigen Absenken von Grund- und Schaltfrequenz und erzielt den größten Vorteil gegenüber den anderen Topologien und Modulationsverfahren durch eine deutliche Reduktion der maximalen Temperatur.



(a) Vergleich der Verluste



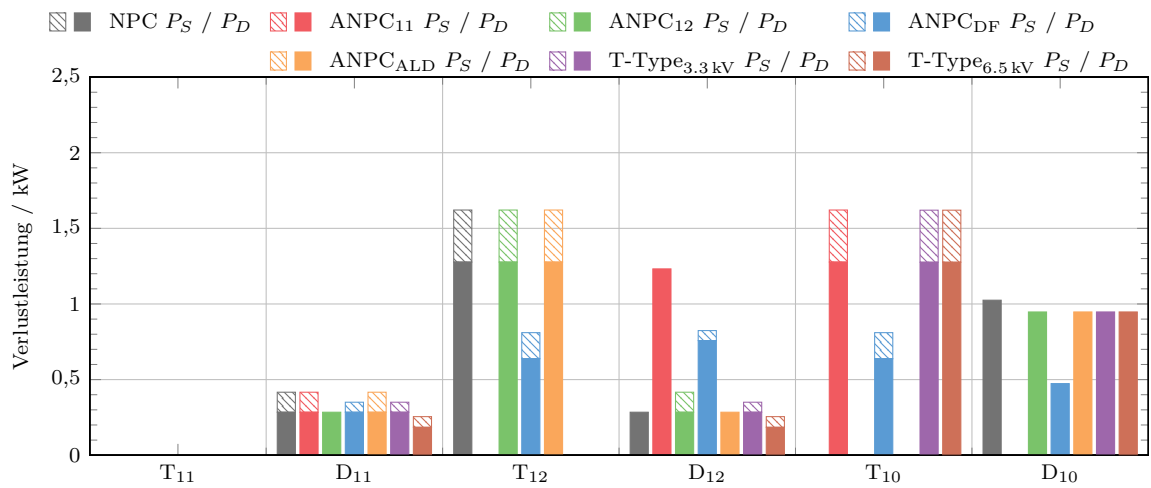
(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen

Abbildung 5.11.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10\text{ Hz}$, $a = 0,9$, $\cos(\varphi) = -1$

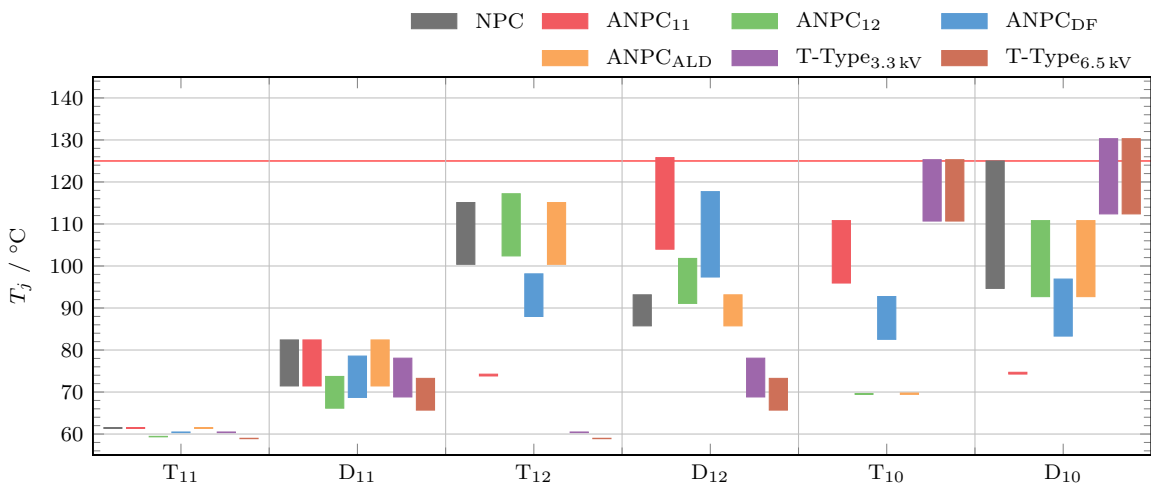
Die Ergebnisse für die Verluste und Temperaturen sowie die Temperaturhübe im generatorischen Betrieb bei niedriger Aussteuerung $a = 0,25$ sind in Abbildung 5.12 dargestellt. Für den äußeren Schalter ergeben sich hierbei nur geringere Unterschiede der auftretenden Verlusten, sodass die maximalen Temperaturen annähernd gleich sind. Lediglich für den ANPC-Umrichter mit ANPC₁₂-Modulation, durch das Fehlen von Schaltverlusten, sowie für den T-Type_{6,5kV}-Umrichter, durch geringere Durchlassverluste, ist die Temperatur niedriger.

Für die ANPC₁₁-Modulation erweist sich dieser Arbeitspunkt ebenfalls als nachteilig. Die Diode D₁₂ leitet, bedingt durch das Modulationsverfahren, den Strom für die halbe Periode der Grundfrequenz. Auf der einen Seite entfallen hierdurch die Schaltverluste, auf der anderen Seite entstehen hohe Durchlassverluste. Für die Diode führt dies, aufgrund der niedrigen Grundfrequenz, zum Überschreiten der Grenztemperatur.

Die vorstehenden Betrachtungen für eine Grundfrequenz $f_0 = 50\text{ Hz}$ haben bereits gezeigt, dass die Aktivität des Mittelpunktschalters über die gesamte Periode der Grundfrequenz einen Nachteil bei niedriger Aussteuerung darstellt. Da die hohe gleichzeitige Belastung von IGBT und Diode zu Temperaturen führt, die für beide Leistungshalbleiter über die Grenztemperatur hinaus gehen. Während bei hoher Grundfrequenz der IGBT T₁₀ die höhere Temperatur erreicht und die notwendige Reduktion der Ausgangsleistung bestimmt, ist es in diesem Fall die Diode D₁₀. Dieser Umstand begründet sich durch das Absenken der verwendeten Schaltfrequenz. Im generatorischen Betrieb erfährt T₁₀ sowohl Durchlass- als auch Schaltverluste. Aufgrund der höheren Gewichtung der Durchlassverluste bei niedriger Grundfrequenz findet ein Wechsel zwischen den beiden Leistungshalbleitern statt.



(a) Vergleich der Verluste



(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen

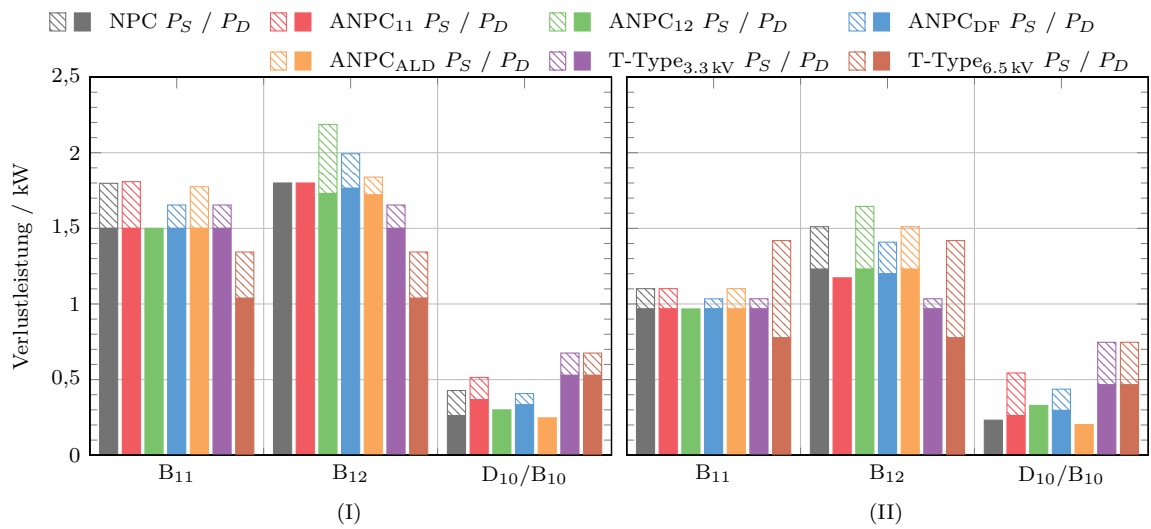
Abbildung 5.12.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 10 \text{ Hz}$, $a = 0,25$, $\cos(\varphi) = -1$

Motorischer und generatorischer Betrieb mit BIGTs, $f_0 = 10$ Hz

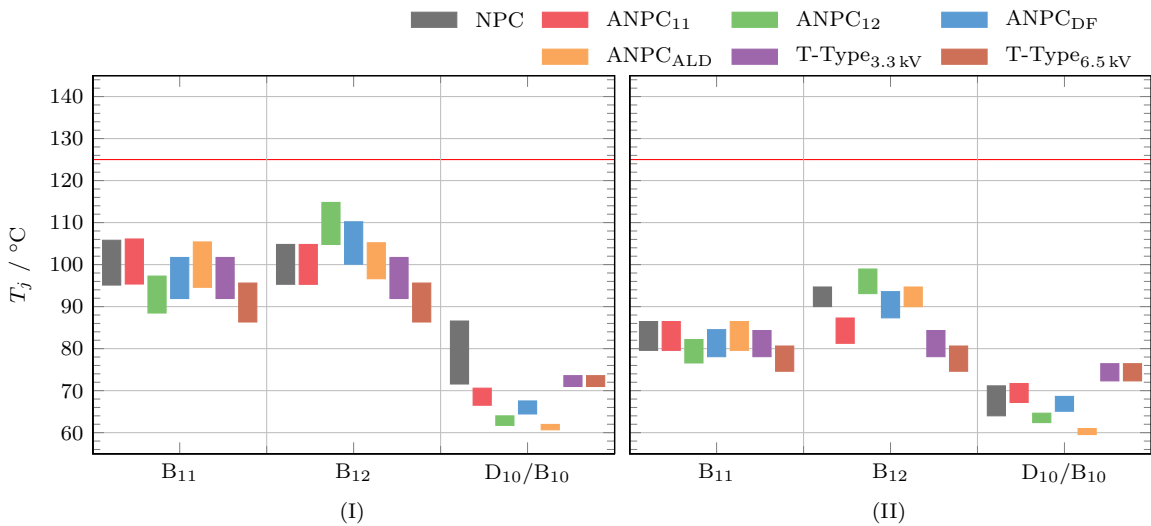
Für Anwendungen mit niedriger Grundfrequenz treten die Vorteile des BIGTs noch deutlicher hervor. Abbildung 5.13 zeigt die Verluste und Temperaturen des BIGTs im motorischen (I) und generatorischen Betrieb (II).

Für den NPC-Umrichter wird im motorischen Betrieb eine Reduktion der maximalen Temperatur um rund 20°C gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul erreicht. Der auftretende Temperaturhub wird dabei halbiert. Die betrachteten Topologien und Modulationsverfahren erreichen eine annähernd gleiche Temperaturverteilung zwischen den am stärksten belasteten Leistungshalbleitern. Lediglich die ANPC₁₂-Modulation sticht heraus und erreicht durch die stärkere Belastung des inneren BIGTs eine höhere Temperatur. Die zuvor aufgezeigten Vorteile des T-Type_{6,5kV}-Umrichters aufgrund der niedrigen Grundfrequenz sind auch für den BIGT ersichtlich, wobei der Unterschied zu den anderen Topologien im Vergleich zum konventionellen IGBT/Dioden-Modul geringer ist.

Wie bereits angesprochen, liegen die Vorteile des BIGTs besonders im generatorischen Betrieb bei geringen Grundfrequenzen. Für eine hohe Aussteuerung wird für den äußeren BIGT im NPC-Umrichter eine Reduktion der Temperatur um fast 40°C erreicht. Gleichzeitig erreicht der Temperaturhub nur ein Viertel im Vergleich zum konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Für den inneren BIGT gestaltet es sich differenzierter. Während der äußere und der innere BIGT in der ANPC₁₁-Modulation ähnliche Werte annehmen, entsteht für den NPC-Umrichter sowie die anderen Modulationen des ANPC-Umrichters, aufgrund der zusätzlichen Schaltverluste, eine höhere maximale Temperatur des inneren BIGTs. Es stellt sich jedoch immer noch eine deutliche Reduktion gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul ein.



(a) Vergleich der Verluste, (I) $\cos(\varphi) = 1$, (II) $\cos(\varphi) = -1$



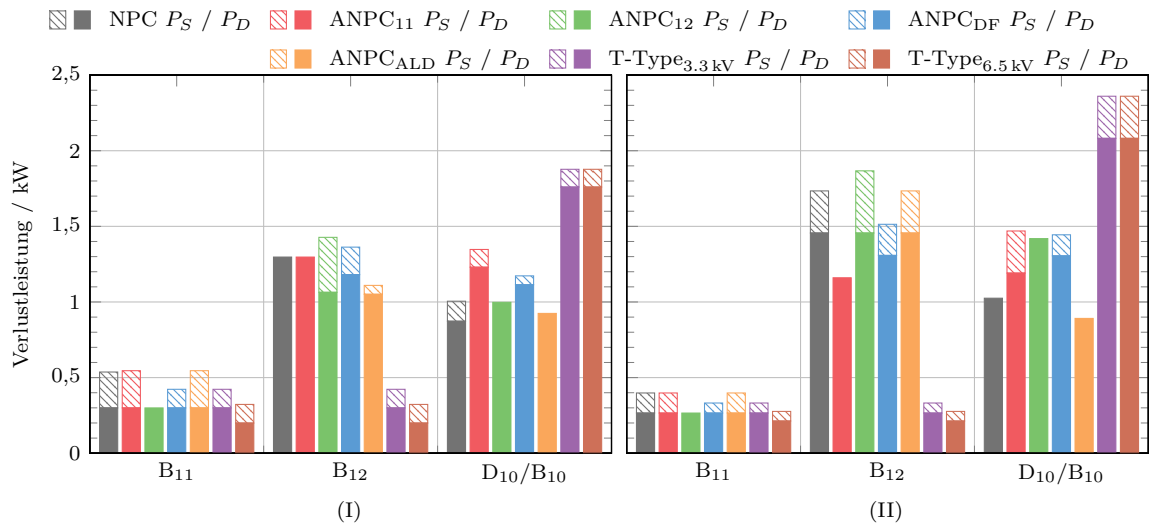
(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen, (I) $\cos(\varphi) = 1$, (II) $\cos(\varphi) = -1$

Abbildung 5.13.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit BIGTs, $f_0 = 10\text{ Hz}$, $a = 0,9$

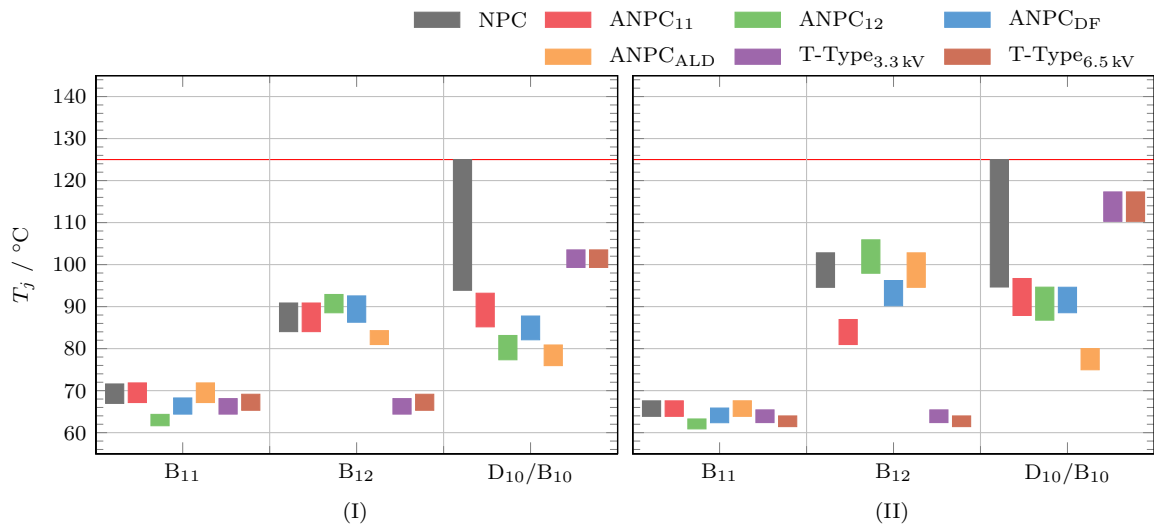
Die geringere Gewichtung der Schaltverluste zeigt sich auch bei niedriger Aussteuerung. Den Vergleich der Verluste und der Temperaturen sowie der Temperaturhübe bei einer Aussteuerung $a = 0,25$ veranschaulicht Abbildung 5.14. Die verschiedenen Modulationsverfahren des ANPC-Umrichters weisen sowohl motorisch als auch generatorisch nur geringe Unterschiede zueinander auf und erreichen eine homogene Verteilung der thermischen Belastung. Eine andere Mittelpunktdiode kann auch für den NPC-Umrichter entsprechende Ergebnisse herbeiführen.

Der Einsatz des BIGTs im T-Type-Umrichter senkt die maximale Temperatur gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul, kann die Nachteile des antiseriellen Mittelpunktschalter jedoch nicht aufheben. Im Vergleich zu den anderen Topologien und Modulationsverfahren erreicht B₁₀ die höchste Temperatur in beiden Betriebsmodi.

Die deutliche Vergrößerung der nutzbaren Chipfläche des BIGTs im Diodenmodus spiegelt sich in den vorstehenden Ergebnissen wider. Erreicht der BIGT schon im motorischen Betrieb eine deutliche Reduktion der maximalen Temperatur und der auftretenden Temperaturhübe, ist diese im generatorischen Betrieb noch einmal höher. Die bereits aufgezeigte Möglichkeit des ANPC-Umrichters und des T-Type-Umrichters zur Leistungssteigerung durch die Reduktion der maximalen Temperatur, wird durch den Einsatz des BIGTs deutlich in den Vordergrund gerückt. Hierbei bestätigt sich durch die Betrachtungen, dass Anwendungen im generatorischen Betrieb, die mit geringen Grundfrequenzen im Nennleistungsbereich operieren, in besonderem Maße von den Eigenschaften des BIGTs profitieren. Die Perspektiven des BIGTs hinsichtlich einer Steigerung der Ausgangsleistung werden nachfolgend herausgearbeitet.



(a) Vergleich der Verluste, (I) $\cos(\varphi) = 1$, (II) $\cos(\varphi) = -1$



(b) Vergleich der Sperrschichttemperaturen, (I) $\cos(\varphi) = 1$, (II) $\cos(\varphi) = -1$

Abbildung 5.14.: Vergleich der Verluste und Sperrschichttemperaturen für Dreipunktumrichter mit BIGTs, $f_0 = 10 \text{ Hz}$, $a = 0,25$

5.2.2. Vergleich der maximalen Ausgangsleistung bei gleicher Temperatur

Die reduzierte maximale Temperatur des BIGTs, gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul bei gleicher Ausgangsleistung, erlaubt eine Leistungssteigerung. Für den Vergleich der Leistungsfähigkeit bei gleicher zulässiger maximaler Temperatur wird die Ausgangsleistung für den BIGT in jedem Arbeitspunkt erhöht, bis ein Leistungshalbleiter 125 °C erreicht. Der NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen stellt hierbei wiederum die Referenz dar.

In Abbildung 5.15 ist die Leistungssteigerung im NPC-Umrichter durch den BIGT für eine Grundfrequenz von 50 Hz dargestellt. Hierbei variieren die Aussteuerung und der Leistungsfaktor. Für den motorischen Betrieb bei kleiner Aussteuerung ergibt sich kein Vorteil durch den BIGT, da die Mittelpunktdiode, die für beide Konfigurationen identisch ist, die Leistungsfähigkeit begrenzt. Erst mit steigender Aussteuerung findet eine Verschiebung der Belastung zum äußeren Schalter statt und der BIGT kann seinen Vorteil ausspielen. Motorisch können so bis zu 20 % mehr Leistung erzielt werden. Im generatorischen Betrieb kommt die größere Chipfläche im Diodenmodus zum Tragen und der Vorteil steigt auf bis zu 30 % bei gleicher maximaler Temperatur.

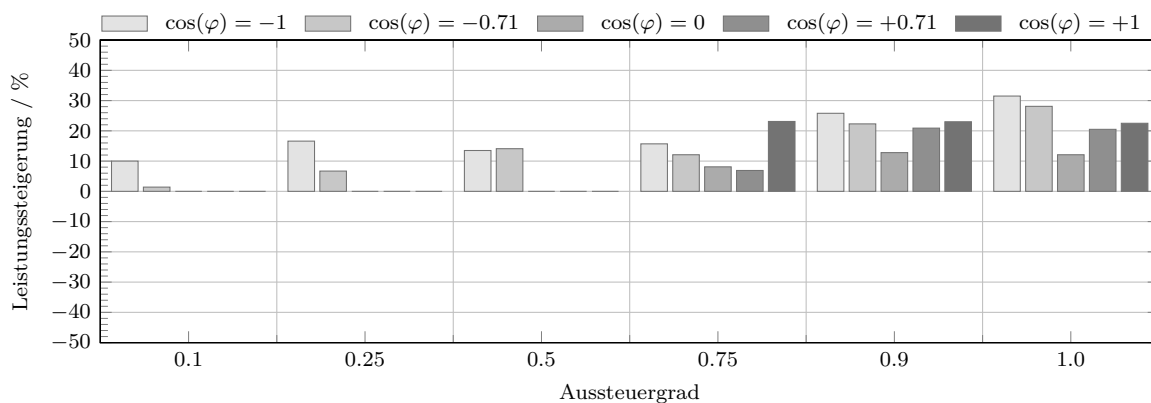


Abbildung 5.15.: Leistungssteigerung des NPC-Umrichters mit BIGTs bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

Die Steigerung durch die ANPC₁₁-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen im Vergleich zum NPC-Umrichter ist in Abbildung 5.16 gezeigt. Der Nachteil der Mittelpunktdiode des NPC-Umrichters wird vermieden, sodass auch für eine kleine Aussteuerung eine Leistungssteigerung im motorischen Betrieb von bis zu 18 % möglich ist. Da für eine hohe Aussteuerung die Belastung der Mittelpunktdioden nicht mehr überwiegt, wird keine Verbesserung gegenüber dem NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen erreicht.

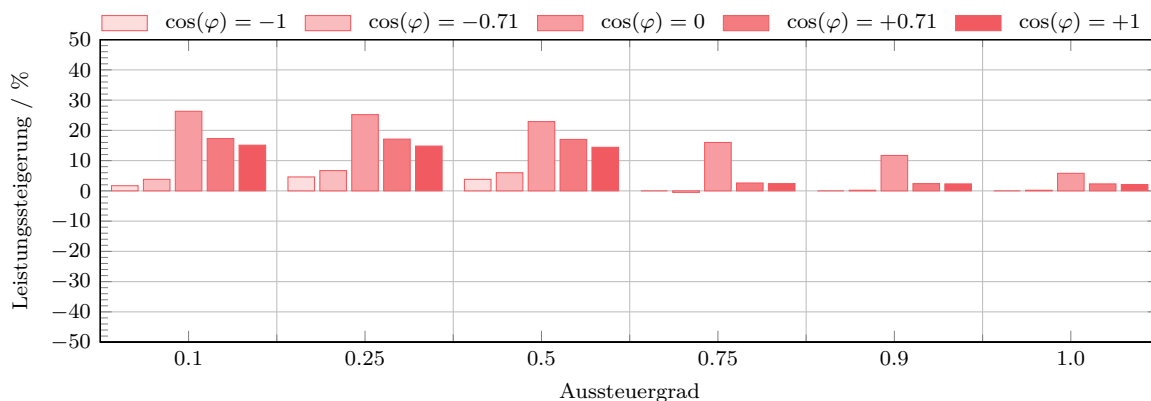


Abbildung 5.16.: Leistungssteigerung der ANPC₁₁-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

Abbildung 5.17 stellt die Leistungssteigerung der ANPC₁₁-Modulation mit BIGTs bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen dar. Über den gesamten Aussteuerbereich ist eine deutlich höhere Leistung im Vergleich zum NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen möglich. Gegenüber dem NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen erreicht die ANPC₁₁-Modulation mit BIGTs generatorisch eine Leistungssteigerung zwischen 20 % bei kleiner Aussteuerung und über 40 % bei hoher Aussteuerung. Im motorischen Betrieb stellt sich ein gegenläufiger Trend ein. Während bei kleiner Aussteuerung bis zu 40 % mehr Leistung möglich ist, sinkt dieser Wert mit steigender Aussteuerung auf 20 %. Dies ist durch den Nachteil der Mittelpunktdiode des NPC-Umrichters begründet, der im Bereich kleiner Aussteuerung überwiegt. Mit steigender Aussteuerung im motorischen Betrieb reduziert sich der Vorteil des BIGTs gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul.

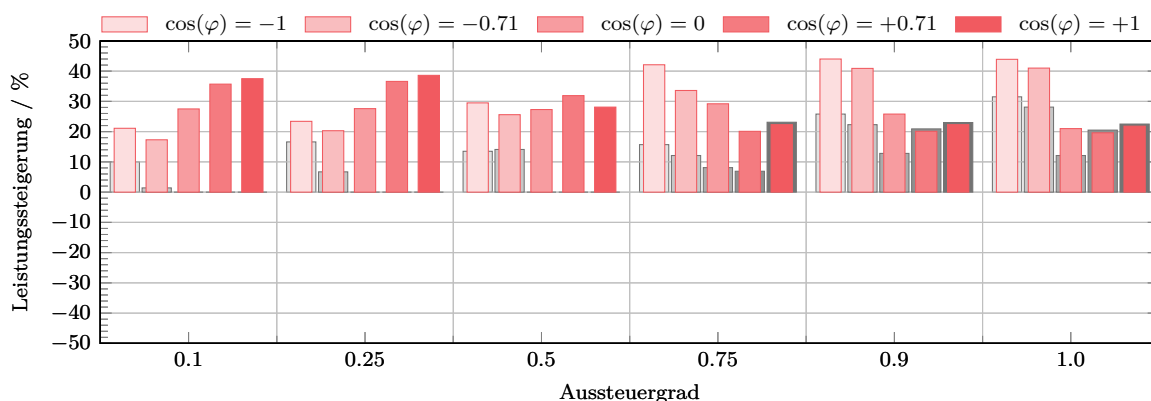


Abbildung 5.17.: Leistungssteigerung der ANPC₁₁-Modulation mit BIGTs (rot) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

Des Weiteren erlaubt die Darstellung einen differenzierten Vergleich der Leistungssteigerung bedingt durch die genutzte Topologie beziehungsweise die Modulation sowie den eingesetzten Leistungshalbleiter. Hierzu erfolgt eine gemeinsame Darstellung mit den Ergebnissen des NPC-Umrichters mit BIGTs aus Abbildung 5.15.

Die Gegenüberstellung des NPC-Umrichters und der ANPC₁₁-Modulation mit BIGTs zeigt, dass die Ausgangsleistung durch die Änderung der Topologie primär im generatorischen Betrieb nochmals gesteigert werden kann. Im Bereich hoher Aussteuerung ist ein Zugewinn zwischen 10% und 20% gegenüber dem NPC-Umrichter möglich. Im motorischen Betrieb ist der Einfluss der Topologie nur für kleine Aussteuerung vorhanden, da sich hier der angesprochene Nachteil der Mittelpunktdiode des NPC-Umrichter auswirkt. Für hohe Aussteuerung werden annähernd identische Resultate erzielt.

Die ANPC₁₂-Modulation hat sich in den vorstehenden Betrachtungen als ungeeignet herausgestellt. Durch eine deutlich höhere Beanspruchung der inneren Schalter erfordert sie eine Leistungsreduktion, um den Anforderungen an die zulässige maximale Temperatur zu entsprechen. Der Einsatz von IGBT/Dioden-Modulen führt im Vergleich zum NPC-Umrichter zu einer Reduktion der Leistung mit steigender Aussteuerung von 5% bis 40%. Durch den Einsatz des BIGTs wird eine Verbesserung dieser Ergebnisse erreicht. Diese stehen jedoch weit hinter den Resultaten der ANPC₁₁-Modulation und des NPC-Umrichters mit BIGTs zurück.

Auf eine Darstellung der Ergebnisse der ANPC₁₂-Modulation wird an dieser Stelle verzichtet und auf den Anhang D verwiesen.

Die ANPC_{DF}-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen erreicht nur für eine kleine Aussteuerung Gewinne gegenüber dem NPC-Umrichter. Während mit steigender Aussteuerung im motorischen Betrieb noch bis zu 10 % mehr Leistung erzielt werden, zeigt Abbildung 5.18, dass die generatorischen Ergebnisse zum Teil schlechter als der NPC-Umrichter sind. Auch hier wirkt sich die erhöhte Beanspruchung der inneren Schalter negativ auf die Leistungsfähigkeit aus.

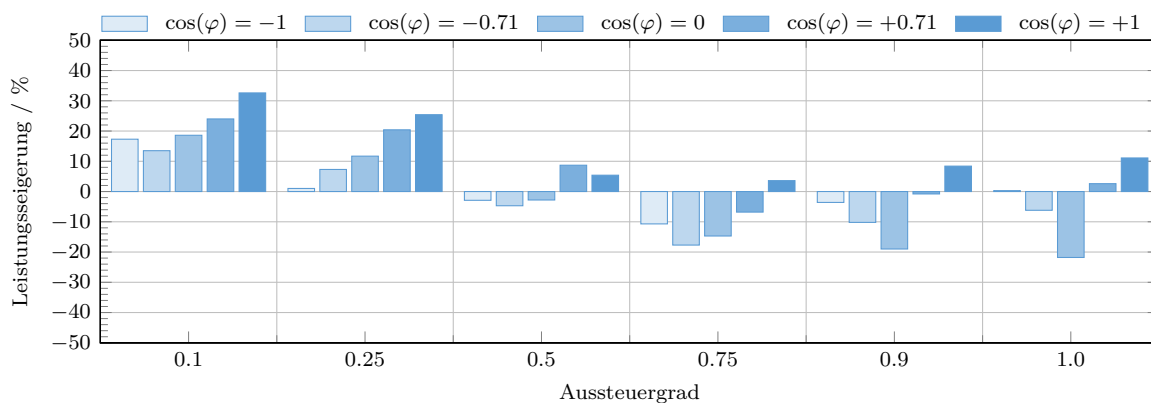


Abbildung 5.18.: Leistungssteigerung der ANPC_{DF}-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

Die Leistungssteigerung durch den Einsatz des BIGTs illustriert Abbildung 5.19. Der BIGT führt im Bereich kleiner Aussteuerung zu einer ähnlichen Leistungssteigerung wie die ANPC₁₁-Modulation. Für eine hohe Aussteuerung zeigen sich im motorischen Betrieb zum Teil geringere Werte als für den NPC-Umrichter mit BIGTs. Im generatorischen Betrieb sind sie leicht erhöht oder erreichen gleiche Werte, die jedoch deutlich unterhalb der ANPC₁₁-Modulation liegen.

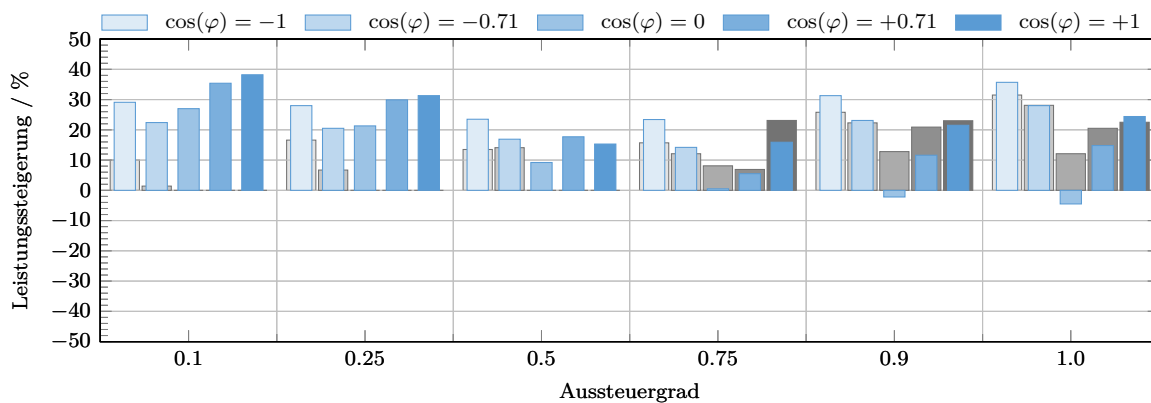


Abbildung 5.19.: Leistungssteigerung der ANPC_{DF}-Modulation mit BIGTs (blau) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

Die ANPC_{ALD}-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen zeigt nur motorisch Vorteile gegenüber dem NPC-Umrichter. Mit steigender Aussteuerung sinkt der Vorteil von 25 % auf 12 %. Wie bereits angesprochen, kann die Modulation im generatorischen Betrieb keine vollständige Entlastung der am stärksten beanspruchten Leistungshalbleiter herbeiführen und erzielt, entsprechend Abbildung 5.20, ähnliche Ergebnisse wie der NPC-Umrichter.

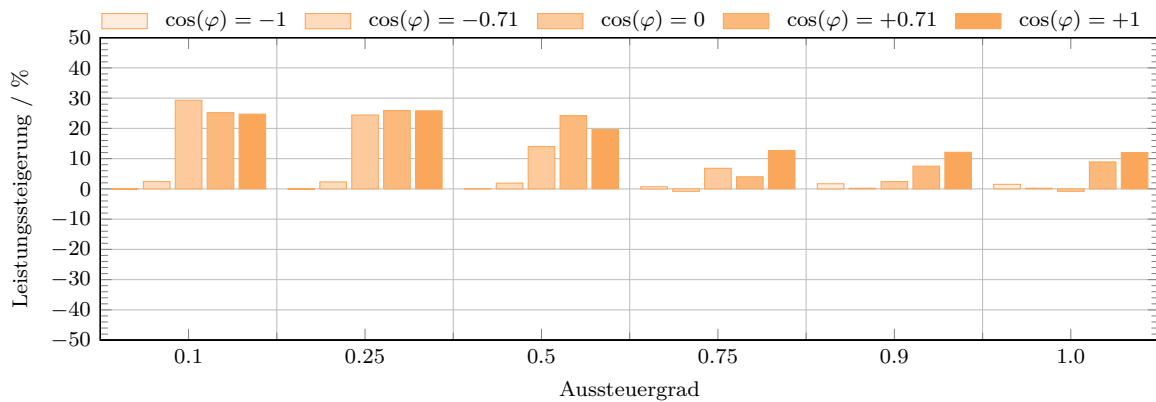


Abbildung 5.20.: Leistungssteigerung der ANPC_{ALD}-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

Die Ergebnisse für die ANPC_{ALD}-Modulation mit BIGTs zeigt Abbildung 5.21. Durch den BIGT ergeben sich motorisch bei kleiner Aussteuerung Gewinne von bis zu 50 % gegenüber dem NPC-Umrichter sowohl mit BIGTs als auch mit IGBT/Dioden-Modulen. Mit steigender Aussteuerung sinkt der Vorteil auf unter 30 % und erreicht damit etwas höhere Werte als der NPC-Umrichter und die ANPC₁₁-Modulation mit BIGTs. Im generatorischen Betrieb wird eine Leistungssteigerung erzielt, die im Bereich des NPC-Umrichters mit BIGTs und damit unter den Möglichkeiten der ANPC₁₁-Modulation liegt.

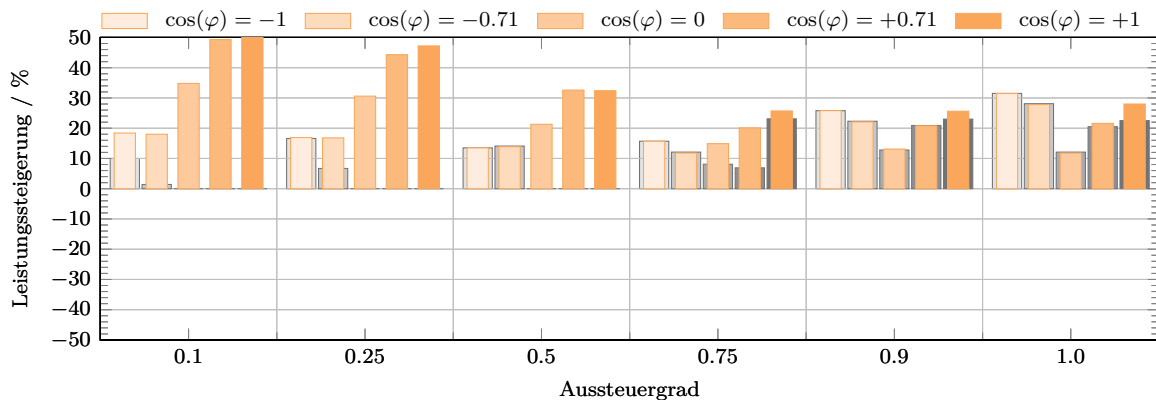


Abbildung 5.21.: Leistungssteigerung der ANPC_{ALD}-Modulation mit BIGTs (orange) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, $f_0 = 50$ Hz

Aus den vorstehenden Betrachtungen für den ANPC-Umrichter mit BIGTs lassen sich optimale Arbeitsbereiche für die verschiedenen Modulationsverfahren ableiten. Diese Bereiche sind in Abbildung 5.22 in Abhängigkeit von der Aussteuerung und dem Leistungsfaktor dargestellt. Hierbei stellen die helleren Flächen einen Übergangsbereich zwischen den Verfahren dar.

Die Analyse zeigt, dass im generatorischen Betrieb mit einer Aussteuerung $a > 0,5$ die Verwendung der ANPC₁₁-Modulation den größten Vorteil für den BIGT erzielt. In diesem Bereich zeigt sich die Entlastung des inneren BIGTs B₁₂ als vorteilhaft und erlaubt die höchste Ausgangsleistung.

Für niedrigere Werte der Aussteuerung und einen Leistungsfaktor $\cos(\varphi) < -0,71$ verspricht die ANPC_{DF}-Modulation die höchste Leistungssteigerung. In diesem Bereich erreicht dieses Verfahren eine vergleichbare Belastung für den inneren Schalter und den Mittelpunktschalter. Die ANPC₁₁-Modulation führt im Vergleich zu einer höheren Belastung des Mittelpunktschalters, da dieser über die halbe Periode der Grundfrequenz aktiv ist.

Wie bereits angesprochen, ist die ANPC_{ALD}-Modulation auf den motorischen Betrieb optimiert. Diese Aussage spiegelt sich in der Analyse wider. Über den gesamten Bereich der Aussteuerung erreicht dieses Verfahren für $\cos(\varphi) > 0$ den größten Vorteil. Mit sinkendem Leistungsfaktor findet für hohe Werte der Aussteuerung der Übergang zur ANPC₁₁-Modulation beziehungsweise für niedrige Werte der Aussteuerung zur ANPC_{DF}-Modulation statt.

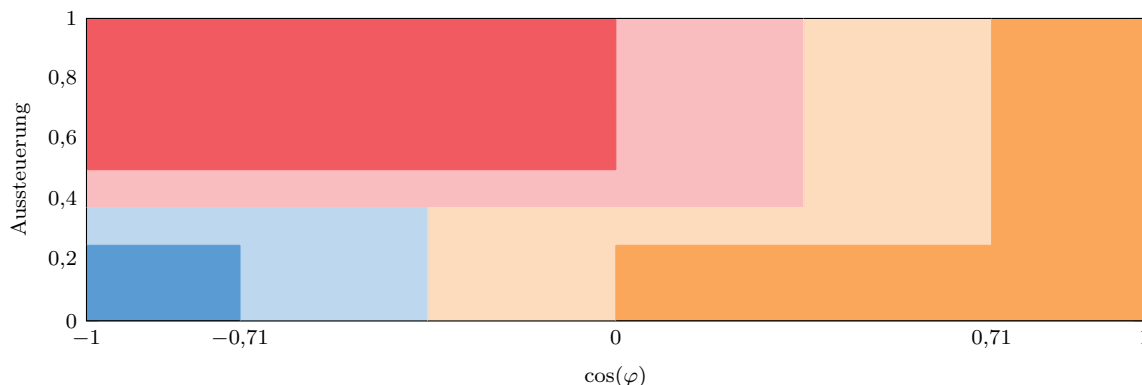


Abbildung 5.22.: Vergleich der optimalen Arbeitsbereiche für die Modulationsverfahren des ANPC-Umrichters mit BIGTs, $f_0 = 50$ Hz

Bei kleiner Aussteuerung begrenzt für beide Konfigurationen des T-Type-Umrichters der antiserielle Schalter die Leistungsfähigkeit, sodass die Wahl der Reihen- oder Parallelschaltung keinen Einfluss hat. Der T-Type-Umrichter mit konventionellem IGBT/Dioden-Modul erscheint in diesem Fall nachteilig gegenüber dem NPC-Umrichter. Mit steigender Aussteuerung verschieben sich die Verluste zu den äußeren Schaltern und erlauben für die Reihenschaltung von 3,3kV IGBTs eine Steigerung von 10% generatorisch und fast 20% motorisch (Abbildung 5.23).

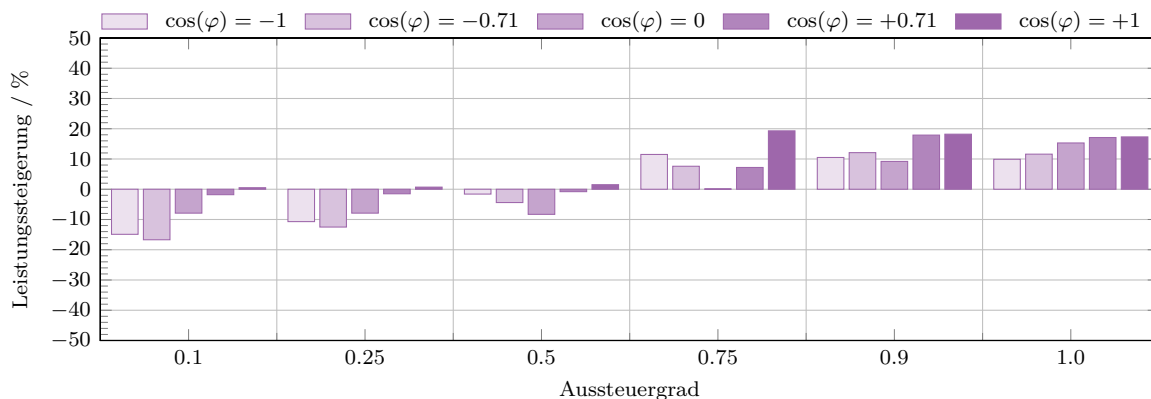


Abbildung 5.23.: Leistungssteigerung des T-Type-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, Reihenschaltung von 3,3kV IGBTs für die äußeren Schalter, $f_0 = 50$ Hz

Durch eine Parallelschaltung von 6,5kV IGBTs steigen diese Werte an und es werden über 20% generatorisch und bis zu 30% motorisch erreicht (Abbildung 5.24).

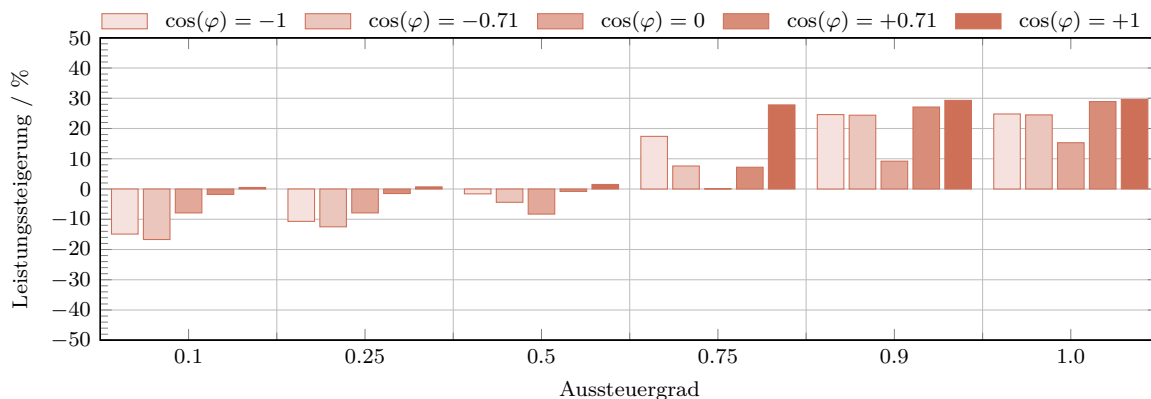


Abbildung 5.24.: Leistungssteigerung des T-Type-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, Parallelschaltung von 6,5kV IGBTs für die äußeren Schalter, $f_0 = 50$ Hz

Die Abbildungen 5.25 und 5.26 zeigen die Leistungssteigerung durch den BIGT im T-Type-Umrichter mit Reihen- beziehungsweise Parallelschaltung. Da in vielen Arbeitspunkten der antiserielle Schalter durch das Erreichen der zulässigen maximalen Temperatur die Leistungsfähigkeit begrenzt, treten zwischen den beiden Konfigurationen nur leichte Unterschiede auf. Im Vergleich zum NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen kann durch den BIGT im T-Type-Umrichter für eine hohe Aussteuerung eine Leistungssteigerung von über 30% motorisch und sogar bis zu 50% generatorisch erreicht werden.

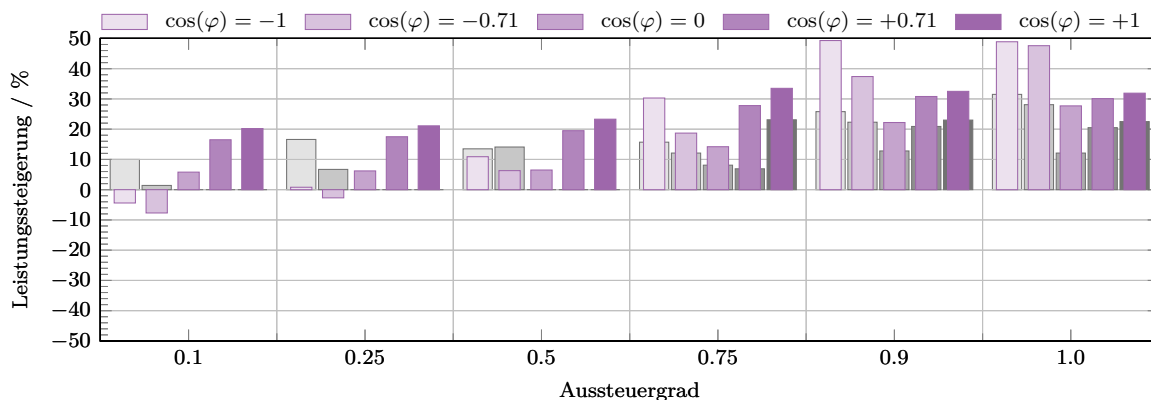


Abbildung 5.25.: Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit BIGTs (lila) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, Reihenschaltung von 3,3 kV BIGTs für die äußeren Schalter, $f_0 = 50$ Hz

Die reduzierte Belastung des einzelnen äußeren Schalters durch die Reihen- beziehungsweise Parallelschaltung erweist sich als vorteilhaft gegenüber dem Einsatz des BIGTs im NPC-Umrichter und ANPC-Umrichter und führt zu einer deutlichen Erhöhung der Leistungsfähigkeit, die auch die Ergebnisse der ANPC₁₁-Modulation übertrifft.

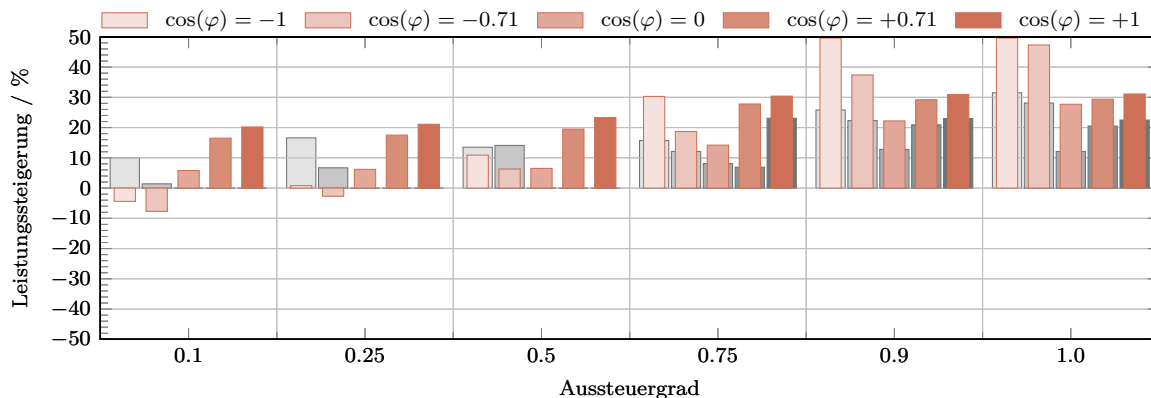


Abbildung 5.26.: Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit BIGTs (braun) und des NPC-Umrichters mit BIGTs (grau) bezogen auf den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen, Parallelschaltung von 6,5 kV BIGTs für die äußeren Schalter, $f_0 = 50$ Hz

Die vorstehenden Betrachtungen beschränken sich auf eine Grundfrequenz von 50 Hz. Die Vergleiche der Leistungsfähigkeit für einer Grundfrequenz von 10 Hz finden sich im Anhang D. Sie spiegeln in der Majorität die zuvor dargelegten Ergebnisse wider und unterstreichen die Vorteile des BIGTs hinsichtlich der Leistungsfähigkeit gegenüber dem konventionellen IGBT mit antiparalleler Diode.

5.3. Zusammenfassung

Die vorstehenden Ergebnisse des Kapitels verdeutlichen die sich ergebenden Vorteile durch den Einsatz des BIGTs hinsichtlich der Reduktion der auftretenden Temperaturhübe und der Leistungssteigerung gegenüber dem konventionellen IGBT mit antiparalleler Freilaufdiode.

Die Verwendung von Mittelpunktdioden wird als gravierender Nachteil des NPC-Umrichters hinsichtlich einer homogenen Verlust- und Temperaturverteilung angeführt, da der genutzte Strompfad durch die Stromrichtung bestimmt wird [Brü01]. Der ANPC-Umrichter adressiert diesen Umstand durch den Einsatz von aktiven Mittelpunktschaltern. Die Ergebnisse des Vergleiches verschiedener Modulationsverfahren zeigt, dass das Erreichen einer homogenen Temperaturverteilung eine starke Abhängigkeit vom Arbeitspunkt aufweist. Dabei können besonders Modulationen, die ohne Kenntnis des vorliegenden Arbeitspunktes agieren, im Vergleich zum NPC-Umrichter zu schlechteren Ergebnissen führen und verfehlen damit den eigentlichen Grund für den Einsatz des ANPC-Umrichters. Beim Einsatz des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls liegen die Vorteile des ANPC-Umrichters primär im Bereich einer kleinen Aussteuerung. Hier kommt der Nachteil des NPC-Umrichters hinsichtlich der Mittelpunktdioden zum Tragen. Dieser Nachteil reduziert sich jedoch mit steigender Aussteuerung, da die Belastung auf die äußeren Schalter und die inneren Schalter verschoben wird. Der T-Type-Umrichter benötigt bei einer Auslegung für die gleiche Ausgangsleistung eine Reihen- oder Parallelschaltung von Leistungshalbleitern. Hierdurch wird keine Reduktion der Anzahl der notwendigen Leistungshalbleiter erreicht, jedoch sinkt die Belastung des einzelnen Schalters. Dieser Umstand zeigt im Rahmen der Untersuchung einen deutlichen Vorteil dieser Topologie gegenüber dem NPC-Umrichter und dem ANPC-Umrichter im Bereich einer hohen Aussteuerung.

Durch die Vergrößerung der nutzbaren Chipfläche, sowohl im IGBT- als auch Diodenmodus, reduziert sich durch den Einsatz des BIGTs die maximale Temperatur bei gleicher Ausgangsleistung. Des Weiteren sinkt der auftretende Temperaturhub und damit die thermische Belastung der Leistungshalbleiter. Neben den Auswirkungen auf die Auslegung des Leistungsteils und der Kühlung, kann der BIGT zu einer erhöhten Leistung bei gleicher zulässiger maximaler Temperatur von 125 °C führen.

Da besonders der Diodenmodus von der vergrößerten Chipfläche profitiert, zeigen sich im generatorischen Betrieb die stärksten Zugewinne. So kann die Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der gewählten Topologie und der Modulation, zum Teil um über 40 % gesteigert werden.

Applikationen mit typischen Zyklen zwischen der Temperatur des Kühlmediums und der maximalen Sperrschichttemperatur, wie zum Beispiel Traktionsanwendungen, können sowohl bei hoher als auch niedriger Grundfrequenz durch eine Reduktion der Temperaturhübe bei gleicher Ausgangsleistung hinsichtlich der Lebensdauer profitieren. Ebenso ist eine Steigerung der Ausgangsleistung unter Beibehaltung der auftretenden Temperaturhübe möglich.

Applikationen mit geringen Grundfrequenzen, die typische Zyklen durch Wechsel zwischen Teil- und Volllastbereich aufweisen, erzeugen hohe thermische Belastungen der Leistungshalbleiter, da die niedrigen elektrischen Frequenzen zu entsprechend hohen Temperaturhüben führen. Diese Temperaturhübe können durch den Einsatz des BIGTs halbiert oder sogar noch weiter reduziert werden. Dies beeinflusst die Lebensdauer der Leistungshalbleiter und somit des gesamten Systems positiv.

Die Ergebnisse der Untersuchungen lassen Rückschlüsse auf geeignete Einsatzgebiete des BIGTs zu. Hierzu zählen zum einen Anwendungen in denen der Umrichter überwiegend generatorisch arbeitet und die Leistungsfähigkeit durch die Diodenfläche des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls begrenzt wird. Zum anderen Anwendungen, die im Nennbetrieb mit hoher Aussteuerung und niedrigen elektrischen Frequenzen operieren, sodass hohe Temperaturhübe beim Einsatz des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls auftreten würden.

Der Einfluss der auftretenden maximalen Temperatur und der Temperaturhübe auf die Lebensdauer der Leistungshalbleiter wird als entscheidender Faktor genannt. Die vorstehenden Betrachtungen konzentrieren sich zunächst auf die Leistungsfähigkeit in statischen Arbeitspunkten ohne den Umstand der Lebensdauer in Betracht zu ziehen. Nachfolgend werden anhand einer realen Applikation die Auswirkungen der unterschiedlichen Dreipunktumrichtertopologien sowie die Auswirkungen des BIGTs im Vergleich zum IGBT/Dioden-Modul auf die Leistungsfähigkeit unter Berücksichtigung der zu erwartenden Lebensdauer betrachtet.

6. Einfluss des BIGTs auf die Lebensdauer von Dreipunktumrichtern

Die vorstehenden Ergebnisse zeigen, dass der BIGT im Hinblick auf die Steigerung der Leistungsfähigkeit eindeutige Vorteile gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul bietet. Des Weiteren sinkt die thermische Belastung durch eine Reduktion des auftretenden Temperaturhubes. Eine umfassende Aussage über die Unterschiede zwischen den untersuchten Topologien und zwischen dem konventionellen IGBT mit antiparalleler Diode und dem BIGT, bedingt eine Betrachtung der Lebensdauer. Anhand der Applikation Windkraft wird im Folgenden ein Vergleich der Leistungsfähigkeit von IGBT/Dioden-Modul und BIGT in Dreipunktumrichtern unter Berücksichtigung des Faktors der Lebensdauer vorgenommen.

Die zuvor geschaffenen Grundlagen bezüglich der Verlust- und Temperaturberechnung bilden die Basis der Lebensdauerprognose. Ausgehend von einem realen Windgeschwindigkeitsprofil wird der Temperaturverlauf der Leistungshalbleiter des Dreipunktumrichters ermittelt. Hiermit kann mithilfe von Lebensdauermodellen, basierend auf Lastwechselfestigkeitstests, eine Aussage über die zu erwartende Lebensdauer getroffen werden. Dabei ist zu beachten, dass die erzielten Ergebnisse aufeinander aufbauen und Ungenauigkeiten und getätigte Annahmen bei der Modellbildung und der Berechnung zu entsprechenden Abweichungen führen können.

Die nachfolgenden Untersuchungen erfolgen anhand einer Windkraftanlagenkonfiguration mit getriebelosem permanenterregtem Synchrongenerator und Vollumrichter im Leistungsbereich von 4 MW. Eine getriebelose Anlage reduziert nicht nur die Kosten durch das obsoletere Getriebe, sondern auch die Wartungskosten. Die direkte Kopplung von Windturbine und Generator wirkt sich jedoch nachteilig auf die Baugröße des Generators aus. Dieser Umstand wird durch die Nutzung eines permanenterregten Generators adressiert [Hau14]. Durch den langsam laufenden Betrieb ergeben sich niedrige elektrische Frequenzen. Für den Umrichter kommt eine Hochleistungswasserkühlung zum Einsatz, die einen Standard für Anwendungen hoher Leistungen darstellt. Beide Faktoren stellen eine vorteilhafte Kombination für den BIGT dar.

Die wichtigsten Betriebspunkte und Daten der Windenergieanlage sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Die Leistungseinspeisung der Anlage setzt mit dem Erreichen der Einschaltwindgeschwindigkeit $v_{cut-in} = 4 \text{ m/s}$ ein, sodass die Deckung des Eingensbedarfes gewährleistet ist. Bei einer Windgeschwindigkeit von $v_{Wind} = 9,8 \text{ m/s}$ erreicht der Generator die Nenndrehzahl. Bei einer Windgeschwindigkeit von $v_{Wind} = 12,2 \text{ m/s}$ wird die Nennleistung des Generators erreicht und für höhere Windgeschwindigkeiten konstant gehalten. Die Ausgangsfrequenz des Generators beträgt in diesem Punkt $f_{Gen} = 13,2 \text{ Hz}$.

Tabelle 6.1.: Parameter des verwendeten langsam laufenden direkt angetriebenen Synchrongenerators

Einschaltwindgeschwindigkeit v_{cut-in}	4 m/s
Windgeschwindigkeit v_{wind} @ $n = n_{Nenn}$	9,8 m/s
Windgeschwindigkeit v_{wind} @ $P = P_{Nenn}$	12,2 m/s
Generatorfrequenz f_{Gen} @ $P = P_{Nenn}$	13,2 Hz

Die Charakteristik der Leistung, des Stromes und der Frequenz der verwendeten Windkraftanlage sind in Abbildung 6.1 dargestellt. Die Übergänge zwischen den Betriebsbereichen mit konstanter Drehzahl und konstanter Leistung sind deutlich in den Verläufen zu erkennen. Die normierte Leistung und der normierte Strom liegen mit dem Erreichen der Nenndrehzahl und damit konstanter Statorspannung bei $v_{Wind} = 9,8 \text{ m/s}$ übereinander. Gleichzeitig verbleibt die Frequenz konstant über dem weiteren Bereich der Windgeschwindigkeit. Die Auswirkungen der verschiedenen Betriebsbereiche sind auch in den nachfolgenden Betrachtungen durch einen stärkeren Anstieg der Temperaturen in diesen Abschnitten ersichtlich.

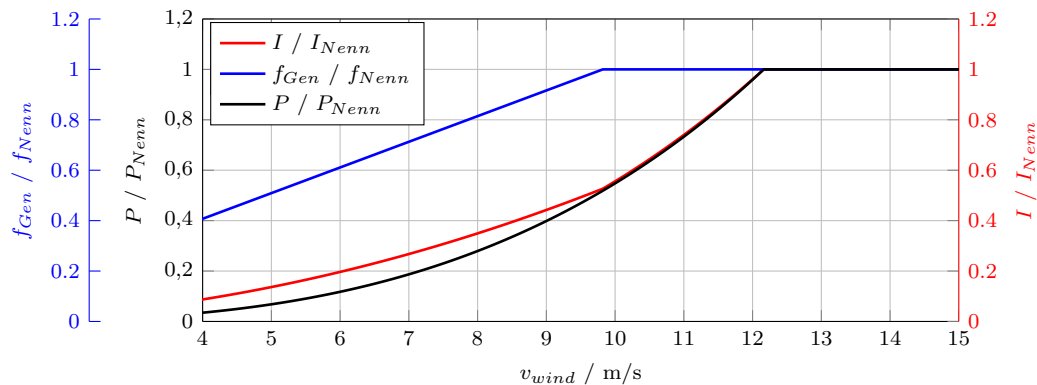


Abbildung 6.1.: Leistungs-, Strom- und Frequenzcharakteristik des verwendeten langsam laufenden direkt angetriebenen Synchrongenerators

Abbildung 6.2 zeigt die Aussteuerung und den Leistungsfaktor aufgetragen über die Windgeschwindigkeit. Die Aussteuerung steigt zunächst bis zur Nenndrehzahl stark linear an. Darüber hinaus ist ein leichter linearer Anstieg bis zum Bereich konstanter Leistung ersichtlich. In diesem Bereich sind sowohl die Aussteuerung als auch der Leistungsfaktor konstant.

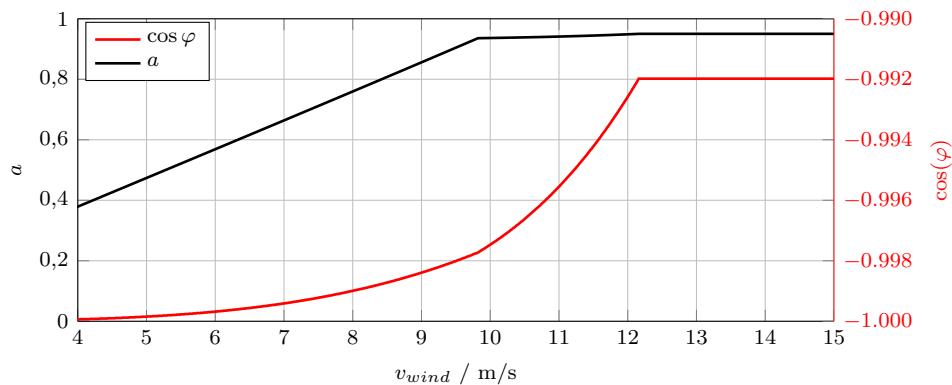


Abbildung 6.2.: Aussteuerung und Leistungsfaktor des verwendeten langsam laufenden direkt angetriebenen Synchrongenerators

Zur Berechnung der Lebensdauer wird ein reales Windgeschwindigkeitsprofil verwendet, welches auf Messdaten der Station FINO 1 in der deutschen Nordsee beruht. Dieses Profil erstreckt sich über den Zeitraum von einem Monat. Zusammen mit einem Simulationsmodell, welches die Windturbine, den Synchrongenerator und den generatorseitigen Umrichter umfasst, erfolgt die Berechnung der Verluste und Temperaturen, basierend auf den zuvor beschriebenen Gleichungen. Als Ergebnis liegt ein Temperaturprofil der Leistungshalbleiter vor, welches mittels des „Rainflow“-Algorithmus ausgewertet wird und so die notwendigen Informationen zur Berechnung der Lebensdauer beziehungsweise des Lebensdauerverbrauchs liefert.

In vielen Fällen erfolgt eine Untersuchung unter Verwendung von statischen Windverteilungen. Diese vernachlässigen jedoch den Einfluss von Änderungen der Windgeschwindigkeit auf die Lebensdauer. In [Boh11] und [Wag11] wird gezeigt, dass lange Zyklen, verursacht durch Änderungen der Windgeschwindigkeit, einen erheblichen Einfluss auf die Lebensdauer besitzen. Durch die Verwendung eines realen Windgeschwindigkeitsprofils ist eine Berücksichtigung dieser Zyklen möglich. Des Weiteren erlaubt es eine Unterscheidung zwischen den Zyklen, die durch Änderungen der Windgeschwindigkeit und den Zyklen, die durch die Grundfrequenz des Generators hervorgerufen werden.

Abbildung 6.3 zeigt das im Rahmen dieser Arbeit verwendete Windgeschwindigkeitsprofil, welches den Verlauf der Windgeschwindigkeit im September 2010 an der Station FINO 1 in der deutschen Nordsee repräsentiert. Die Reduktion der Betrachtung auf einen ausgewählten Monat ist durch den hohen Simulationsaufwand bedingt. Die Auswertung der Datensätze eines ganzen Jahres zeigt, dass das verwendete Profil als repräsentativ für das gesamte Jahr angesehen werden kann, da sowohl Zeiträume mit hoher als auch geringer Windgeschwindigkeit enthalten sind. Die Abschnitte, die aufgrund des Ausfalls der Messwerterfassung keine Daten aufweisen, werden als Stillstandszeiten der Windkraftanlage aufgefasst. Diese treten in der Realität durch Windgeschwindigkeiten unterhalb der Einschaltgeschwindigkeit, Sturmabschaltungen zum Schutz der Anlage sowie Wartungsarbeiten auf.

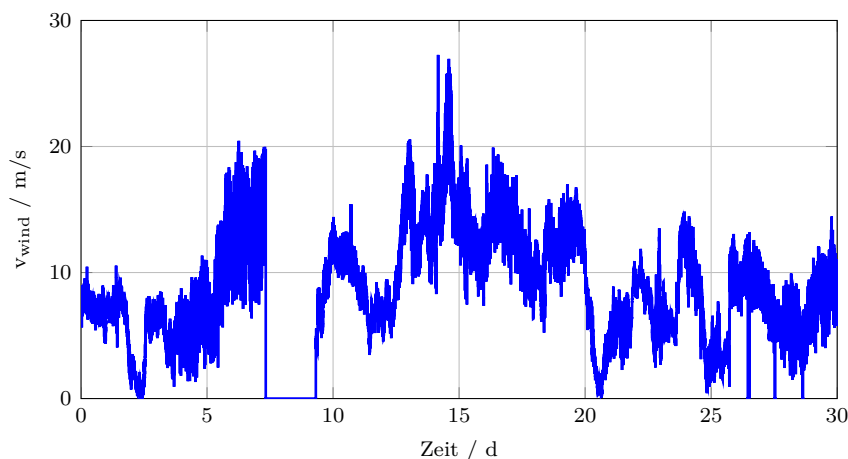


Abbildung 6.3.: Windgeschwindigkeitsprofil der Station FINO 1 in der deutschen Nordsee, September 2010

Nachfolgend werden die Grundlagen der Lebensdauerberechnung dargelegt. Des Weiteren wird im Hinblick auf die Verwendung langer Zeitreihen zur Berechnung des Temperaturverlaufes der Leistungshalbleiter ein vereinfachtes Verfahren erläutert, welches eine erhebliche Reduktion des Simulations- und Rechenaufwandes erreicht und Resultate liefert, die einer ausreichenden Genauigkeit gegenüber eine Betrachtung ohne Vereinfachung genügen.

6.1. Grundlagen der Lebensdauerberechnung

An den Umrichter und die eingesetzten Leistungshalbleiter werden, abhängig von der Applikation, Anforderungen an die Lebensdauer gesetzt. Um eine entsprechende Auslegung vornehmen zu können, müssen Aussagen bezüglich der Lebensdauer auf der Grundlage von prognostizierten Lastwechseln getroffen werden. Hierzu kommen Lebensdauermodelle zum Einsatz. Abhängig von verschiedenen Einflussfaktoren beschreibt ein Lebensdauermodell die zu erwartende Lebensdauer der Leistungshalbleiter. Hierbei muss sowohl zwischen verschiedenen Herstellern als auch verschiedenen Technologien unterschieden und das entsprechende Modell herangezogen werden. Die Modelle stützen sich hierbei auf Lastwechseltests, die einen Ausfall der Leistungshalbleiter in einem verhältnismäßig kurzem Zeitraum herbeiführen. Diese Tests spiegeln dabei jedoch nicht die Belastungen wider, die in der Anwendung tatsächlich auftreten [Sch11]. Neben den deutlich höheren Temperaturhüben, die im Rahmen der Lastwechseltests verwendet werden, ergeben sich auch Einschaltzeiten der Leistungshalbleiter, die im Sekundenbereich liegen und nicht der Anwendung entsprechen. Im Bereich mittlerer und hoher Leistung werden, in Abhängigkeit von der Anwendung, Lebensdauern von 20 bis 25 Jahren gefordert. Das Durchführen der Tests unter realen Bedingungen ist nicht realisierbar.

Unter der Berücksichtigung von Stillstandszeiten würden Testdauern von rund 75 % der realen Lebensdauer resultieren. Daher werden Aussagen über kleine Temperaturhübe und deutlich geringere Einschaltzeiten durch die Extrapolation der erzielten Ergebnisse der Lastwechseltests getätigt [Sch11].

Der Temperaturhub ΔT , den der Leistungshalbleiter erfährt, ist der wichtigste Parameter zur Bestimmung der Lebensdauer. Die Abhängigkeit der maximalen Zyklenanzahl vom Temperaturhub kann durch die Coffin-Manson-Beziehung in Gleichung (6.1) beschrieben werden [Man54]. Hierbei beschreibt $N_{10\%}$ die maximale Zyklenanzahl bis zum Ausfall von 10 % der betrachteten Komponenten.

$$N_{10\%}(\Delta T_i) = k_1 \cdot \left(\frac{\Delta T_i}{K} \right)^{k_2} \quad (6.1)$$

Die Parameter k_1 und k_2 sind das Ergebnis von Lastwechselversuchen an den Leistungshalbleitern. Die Anwendung der Coffin-Manson-Beziehung ist nur unter der Maßgabe zulässig, dass die Lastwechseltests die gleichen Ausfallmechanismen hervorrufen, die auch in der Anwendung auftreten [Kam04]. Hierdurch ergibt sich eine Einschränkung der Anwendbarkeit von Lebensdauermodellen auf den Temperaturbereich, der durch die durchgeführten Tests abgedeckt wird. Wie bereits angesprochen, sind die Temperaturhübe und Zykluszeiten dieser Tests deutlich höher als die grundfrequenten Zyklen der betrachteten Windkraftapplikation. Hierdurch entstehen Fehler, die für die Auswertung berücksichtigt werden müssen. Demgegenüber stehen die Zyklen, die durch Änderungen der Windgeschwindigkeit entstehen und sich im Bereich der Lastwechseltests bewegen. Überwiegen letztere, reduziert sich der Fehler der Lebensdauerprognose.

Die sehr kleinen thermischen Zeitkonstanten des Leistungshalbleiterchips führen bereits bei Einschaltzeiten unter einer Sekunde zu einer Temperaturänderung. Im Gegensatz dazu besitzen die Bodenplatte des Moduls und der verwendete Kühlkörper hohe thermische Zeitkonstanten, sodass kurze Einschaltzeiten keine signifikanten Änderungen der Temperatur hervorrufen. Das Lebensdauermodell nach [Kam04] berücksichtigt diesen Sachverhalt. Entsprechend ergeben sich für kleine Einschaltzeiten die Faktoren $k_1 = 8,2 \cdot 10^{14}$ und $k_2 = -5,28$.

Auch die vorherrschende maximale Temperatur $T_{j,max}$ hat, neben dem Temperaturhub, einen entscheidenden Einfluss auf die Lebensdauer. So zeigt sich, dass ein Temperaturhub von 20 K bei einer maximalen Temperatur von 50 °C einen deutlich geringeren Lebensdauerverbrauch aufweist, als der gleiche Hub bei einer maximalen Temperatur von 100 °C [Kam04]. Dieser Umstand kann in der Berechnung durch einen Arrhenius-Term berücksichtigt werden [Hel97], [Car98].

Durch die Verwendung eines Skalierungsfaktors s_f kann die Anzahl der maximal zulässigen Zyklen in Abhängigkeit von der maximalen Temperatur entsprechend den Gleichungen (6.2) und (6.3) angepasst werden. So erhöht sich die Anzahl der maximal zulässigen Zyklen für geringere Temperaturen und sinkt für höhere.

$$s_f = 1,017^{\Delta T_{cond}^{1,16}} \quad (6.2)$$

$$\Delta T_{cond} = 125^\circ\text{C} - T_{j,max} \quad (6.3)$$

Unter der Berücksichtigung der maximalen Sperrschichttemperatur ergibt sich die maximale Zyklenanzahl N_{ref} nach Gleichung (6.4).

$$\begin{aligned} N_{ref}(\Delta T_i) &= s_f \cdot N_{10\%} \\ &= s_f \cdot 8,2 \cdot 10^{14} \cdot \Delta T_i^{-5,28} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 6.4 dargestellt und zeigt den Verlauf der maximalen Zyklenanzahl über die Temperaturdifferenz eines IGBT/Dioden-Moduls mit einer Grundfläche von 190 mm x 140 mm für verschiedene maximale Sperrschichttemperaturen. Die Gültigkeit dieser Aussagen besteht für alle Spannungsklassen [Kam04].

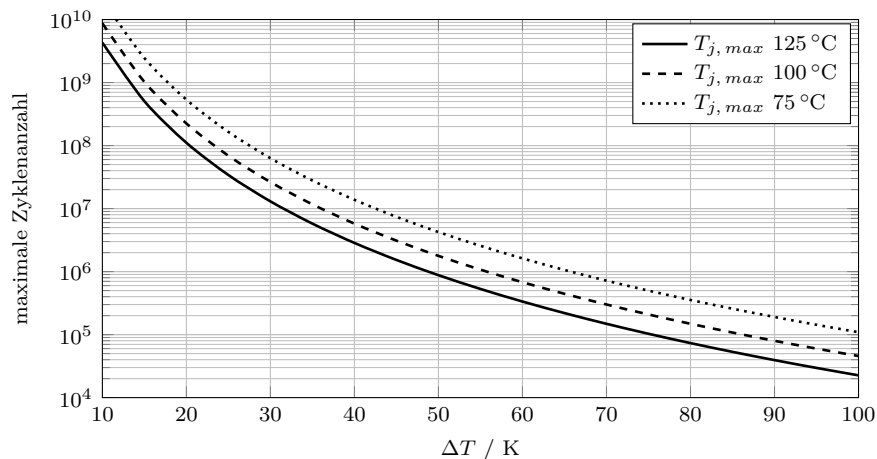


Abbildung 6.4.: Einfluss der maximalen Sperrschichttemperatur auf die maximale Zyklenanzahl

In [Wei15] erfolgt ein Vergleich zwischen den Lebensdauermodellen nach [Kam04] und [Har12]. Letzteres setzt eine plastische Verformung der Bonddrähte bis zur Streckgrenze voraus und vernachlässigt den Einfluss der Einschaltzeit. Daraus ergibt sich ein Temperaturbereich, der aufgrund einer rein elastischen Verformung keine Alterung des Bonddrahtes und somit keinen Lebensdauerverbrauch hervorruft. Dieser Bereich wird auch als „Cut-Off“-Bereich bezeichnet und weist eine Abhängigkeit von der maximalen Sperrschichttemperatur auf. Weiterhin zeigt [Wei15], dass sich im Vergleich für das Modell nach [Har12] für kleine Temperaturhübe, $\Delta T < 30$ K, bedingt durch den steilen Anstieg der Kennlinie der maximalen Zyklenanzahl, deutlich höhere Lebensdauern der Leistungshalbleiter ergeben. Nach [Wei15] können die Unterschiede, die sich über den gesamten Temperaturbereich erstrecken, auf eine verbesserte Aufbau- und Verbindungstechnik und die zugrundeliegende Modellierung zurückgeführt werden. Wie zuvor beschrieben, basiert das Modell nach [Kam04] auf den Resultaten von Lastwechseltests, während das Modell nach [Har12] auf der Grundlage der physikalischen Ursache des Ausfalls durchgeführt wird. Hierin kann der Unterschied der Lebensdauerberechnung im Bereich kleiner Temperaturhübe gefunden werden [Wei15].

Die Einführung des „Cut-Off“-Bereiches kann zu einer starken Verzerrung der Ergebnisse führen, da die Grenze des „Cut-Off“-Bereiches bei Temperaturhüben über 20 K liegen kann. In Abhängigkeit von der Anwendung und den vorliegenden Lastspielen wird so ein hoher Anteil der auftretenden Hübe vernachlässigt. Eine generellere Nichtbeeinflussung der Lebensdauer kann diesen Hüben jedoch nicht zugesprochen werden. Die Untersuchungen zur Lebensdauer von Leistungshalbleitern im Rahmen dieser Arbeit erfolgen unter der Verwendung des Lebensdauermodells nach [Kam04]. Die Auswirkungen der Wahl eines „Cut-Off“-Bereiches auf die Lebensdauer werden nachfolgend ebenfalls näher dargestellt.

Zur Bestimmung der Lebensdauer wird ein Temperaturverlauf der Leistungshalbleiter benötigt, der die auftretenden Belastungen in der Anwendung widerspiegelt. Hieraus können mithilfe eines geeigneten Zählverfahrens die auftretenden Temperaturhübe ermittelt werden. Damit liegen für jeden Temperaturhub ΔT_i die Anzahl der auftretenden Hübe $n(\Delta T_i)$ vor. Die Notwendigkeit der Berücksichtigung der maximalen Sperrschichttemperatur des jeweiligen Temperaturhubes zeigt die vorstehende Betrachtung. Der Lebensdauerverbrauch L_v , verursacht durch die auftretenden Hübe, kann unter der Annahme einer linearen Schadensakkumulation nach Palmgren und Miner mit Gleichung (6.5) berechnet werden [Poe10]. Für jeden Temperaturhub wird der Quotient aus der Anzahl der erfahrenen Temperaturhübe $n(\Delta T_i)$ und der maximal möglichen Anzahl an Temperaturhüben $N_{ref}(\Delta T_i)$ gebildet. Anschließend kann die Summe aller Teilschaden berechnet werden. Die Anzahl der möglichen Zyklen ergibt sich aus dem verwendeten Lebensdauermodell. Die Regel nach Palmgren und Miner beschreibt dabei die Art und Weise, in der sich die Teilschaden mit unterschiedlichen Ursachen addieren [Car98], [Mid10].

$$L_v = \sum_i \frac{n(\Delta T_i)}{N_{ref}(\Delta T_i)} \quad (6.5)$$

Die korrekte Ermittlung der Zyklen aus dem vorliegenden Temperaturverlauf stellt hierbei einen wesentlichen Bestandteil dar. Der „Rainflow“-Algorithmus hat sich dabei als Zählverfahren etabliert. Als vorteilhaft ist anzuführen, dass dieses Verfahren nicht nur die einzelnen kleinen Temperaturhübe, sondern auch die überlagerten hohen Hübe zählt. Eine ausführliche Beschreibung der Funktionsweise findet sich in [Wei15].

6.2. Bestimmung der Temperatur durch die Nutzung von Korrekturfaktoren

Die Verwendung von transienten thermischen Impedanzen führt aufgrund der hohen Anzahl an Rechenschritten zu einem hohen Rechenaufwand und einer langen Simulationszeit. Bilden lange Zeitreihen die Grundlage für die Erzeugung des Temperaturprofils zur Lebensdaueranalyse, so resultiert dies in langen Simulationszeiten. Ein Verfahren zur Reduktion des Aufwandes bei annähernd gleichbleibender Genauigkeit wird in [Wei15] vorgestellt. Durch das Einführen von Korrekturfaktoren kann eine Aussage über die Belastung der Leistungshalbleiter basierend auf einem Rechenpunkt pro Periode der Grundfrequenz des Ausgangsstromes getroffen werden. Die Notwendigkeit eines kontinuierlichen Verlaufes der Sperrschichttemperatur basierend auf den thermischen Impedanzen (Z_{th}) entfällt somit.

Auf der Grundlage der mittleren Verlustleistung der Leistungshalbleiter kann mithilfe der thermischen Widerstände (R_{th}) die mittlere Temperatur über eine Periode der Grundfrequenz berechnet werden. Die maximale und die minimale Sperrschichttemperatur innerhalb einer Periode der Grundfrequenz sowie der sich daraus ergebende Temperaturhub, können durch Korrekturfaktoren bestimmt werden.

In [Wei15] wird das Vorgehen zur Bestimmung der Korrekturfaktoren für einen Zweipunktumrichter beschrieben. Dabei sind diese Faktoren von der Aussteuerung und der Grundfrequenz abhängig. Eine Erweiterung der Betrachtung auf den Dreipunktumrichter zeigt, dass der Phasenverschiebungswinkel φ als weiterer Parameter hinzukommt. Die Korrekturfaktoren werden sowohl für die Bestimmung der Temperaturdifferenz zwischen der Sperrschicht des Leistungshalbleiterchips und der Bodenplatte des Moduls, als auch der Temperaturdifferenz zwischen der Bodenplatte des Moduls und dem Kühlmedium benötigt. Des Weiteren werden getrennte Faktoren für die Bestimmung der maximalen und der minimalen Temperatur berechnet. Die Bestimmung der Korrekturfaktoren erfolgt aus dem Quotient der maximalen Temperaturdifferenz ΔT_{max} beziehungsweise der minimalen Temperaturdifferenz ΔT_{min} zur mittleren Temperaturdifferenz $\overline{\Delta T}$ entsprechend den Gleichungen (6.6) und (6.7).

$$k_{R_{th}, max} = \frac{\Delta T_{max}}{\overline{\Delta T}} = f(a, f_0, \varphi) \quad (6.6)$$

$$k_{R_{th}, min} = \frac{\Delta T_{min}}{\overline{\Delta T}} = f(a, f_0, \varphi) \quad (6.7)$$

Durch die Auswertung verschiedener Arbeitspunkte, unter der Variation der Aussteuerung, der Grundfrequenz und des Phasenverschiebungswinkels, erfolgt die Bestimmung der Korrekturfaktoren. Abweichend von [Wei15] werden die Korrekturfaktoren im Rahmen dieser Arbeit nicht als Funktionen definiert, sondern liegen den verwendeten Simulationsmodellen als mehrdimensionale Wertetabellen vor.

Durch die Verwendung der Korrekturfaktoren ergibt sich mithilfe des Matrix-Modells die Berechnung der Sperrschichttemperatur sowie des Temperaturhubes auf der Grundlage der mittleren Verlustleistung und der thermischen Widerstände für den IGBT nach Gleichung (6.8) und für die Diode nach Gleichung (6.9).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_{j, max, I} \\ T_{j, min, I} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_{R_{thjc}, max} \\ k_{R_{thjc}, min} \end{bmatrix} \cdot R_{thjc, I} \cdot \bar{P}_{V, I} \\ &+ \begin{bmatrix} k_{R_{thca}, max} \\ k_{R_{thca}, min} \end{bmatrix} \cdot (R_{thca, II} \cdot \bar{P}_{V, I} + R_{thca, DI} \cdot \bar{P}_{V, D}) + T_a \end{aligned} \quad (6.8)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_{j, max, D} \\ T_{j, min, D} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_{R_{thjc}, max} \\ k_{R_{thjc}, min} \end{bmatrix} \cdot R_{thjc, D} \cdot \bar{P}_{V, D} \\ &+ \begin{bmatrix} k_{R_{thca}, max} \\ k_{R_{thca}, min} \end{bmatrix} \cdot (R_{thca, ID} \cdot \bar{P}_{V, I} + R_{thca, DD} \cdot \bar{P}_{V, D}) + T_a \end{aligned} \quad (6.9)$$

6.3. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im NPC-Dreipunktumrichter

Nachfolgend wird der Vergleich der Lebensdauer und Leistungsfähigkeit zwischen IGBT/Dioden-Modul und BIGT im NPC-Umrichter vorgenommen. Hierbei kann die Betrachtung nach zwei Gesichtspunkten erfolgen, zum einen die Untersuchung bei gleicher Ausgangsleistung und zum anderen bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur. So können die sich ergebenden Vorteile durch den Einsatz des BIGTs umfassend beschrieben werden. Der NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen dient als Referenz bezüglich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer. Die Ausführungen und Ergebnisse dieses Abschnittes sind bereits in [Gie15b], [Gie15c] und [Gie16a] veröffentlicht und werden an dieser Stelle aufgegriffen und erweitert.

6.3.1. Vergleich der Leistungsfähigkeit

Für eine optimale Ausnutzung des Umrichters erfolgt eine Auslegung auf eine zulässige maximale Sperrschichttemperatur von 125°C im Punkt maximaler Leistung. Der Betrieb des Umrichters mit BIGTs mit den gleichen Parametern gibt Aufschluss über die Vorteile des BIGTs hinsichtlich der thermischen Belastung durch die maximale Temperatur und die auftretenden Temperaturhübe. In den Betrachtungen wird nur der generatorseitige Umrichter der Windenergieanlage berücksichtigt. Aufgrund der höheren Grundfrequenz auf der Netzseite reduziert sich die thermische Belastung der Leistungshalbleiter, sodass der generatorseitige Umrichter durch die höhere thermische Belastung die Leistungsfähigkeit begrenzt. Die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter beträgt $f_S = 400\text{ Hz}$. Somit genügt das Verhältnis von Schalt- und Grundfrequenz den in Kapitel 3 dargelegten Bedingungen zur Verwendung der gemittelten Verlustberechnung. Für die Hochleistungswasserkühlung wird eine konstante Temperatur des Kühlmediums $T_a = 55^\circ\text{C}$ angenommen. Im Folgenden wird eine getrennte Untersuchung zwischen den äußeren, den inneren sowie den Mittelpunktschaltern der oberen Hälfte des Umrichters vorgenommen.

Zur Bestimmung der Leistungsfähigkeit dienen die statischen Temperaturverläufe aufgetragen über die Windgeschwindigkeit. In Abbildung 6.5 bis 6.7 sind sowohl die maximale Temperatur (durchgezogen) als auch die minimale Temperatur (gestrichelt) des äußeren, des inneren und des Mittelpunktschalters des NPC-Umrichters dargestellt. Hieraus lässt sich der auftretende Temperaturhub ablesen. Durch den generatorischen Betrieb des Umrichters mit einer hohen Aussteuerung erfahren die Dioden D_{11} und D_{12} eine besonders hohe Belastung. So erreicht die äußere Diode D_{11} , entsprechend Abbildung 6.5, im Punkt der maximalen Leistung die zulässige maximale Sperrschichttemperatur von 125°C und begrenzt die Leistungsfähigkeit.

Des Weiteren besitzt D_{11} einen sehr hohen Temperaturhub von bis zu 22 K, der sich, entsprechend den vorherigen Ausführungen, zusammen mit der hohen Temperatur negativ auf die Lebensdauer auswirkt. Da IGBT T_{11} kaum verwendet wird, erfährt er primär eine Erwärmung durch die antiparallele Diode und erreicht eine maximale Temperatur von 74°C ohne einen signifikanten Temperaturhub aufzuweisen.

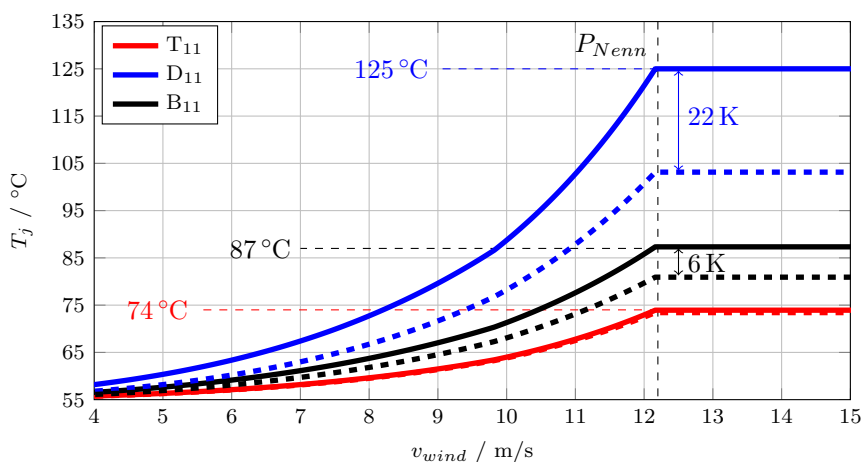


Abbildung 6.5.: Temperaturverlauf des äußeren Schalters des NPC-Umrichters bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Die zuvor angesprochenen Vorteile des BIGTs hinsichtlich des reduzierten thermischen Widerstandes sind deutlich ersichtlich. Aufgrund der größeren aktiven Chipfläche ergeben sich Auswirkungen sowohl im Dioden- als auch IGBT-Modus. Bei gleicher Ausgangsleistung sinkt die maximale Temperatur des äußeren BIGTs B_{11} auf 87°C . Eine deutliche Reduktion ergibt sich auch hinsichtlich des auftretenden Temperaturenhubes. Dieser sinkt auf 6 K im Punkt maximaler Leistung.

Sowohl die innere Diode D_{12} , als auch der innere IGBT T_{12} werden stark beansprucht. Während D_{12} gleichzeitig mit D_{11} den Strom führt, wird T_{12} benötigt um das Mittelpunktpotential an den Phasenausgang zu schalten. Abbildung 6.6 zeigt, dass die maximale Temperatur im Punkt maximaler Leistung 119°C für D_{12} und 108°C für T_{12} beträgt. Verglichen mit D_{11} , besitzt D_{12} einen geringeren, aber immer noch erheblichen Temperaturenhub von bis zu 15 K. IGBT T_{12} erreicht einen Temperaturenhub von bis zu 8 K. Durch den BIGT sinkt die maximale Temperatur des inneren Schalters auf 101°C bei einem Temperaturenhub von 3 K im Punkt maximaler Leistung.

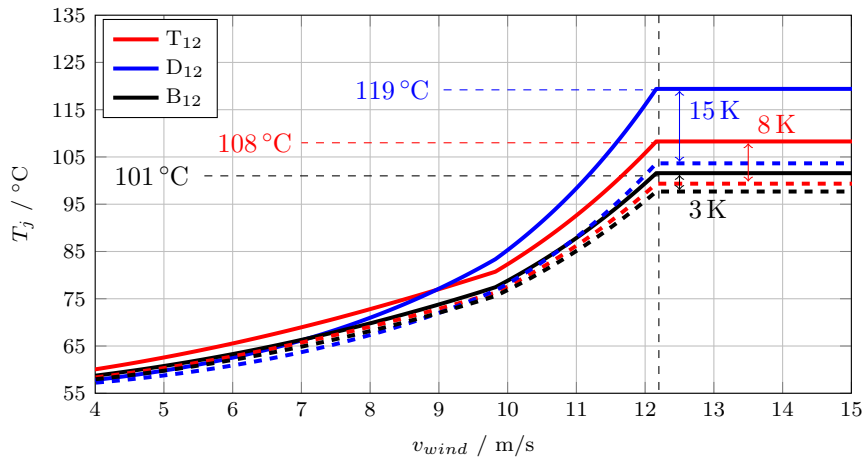


Abbildung 6.6.: Temperaturverlauf des inneren Schalters des NPC-Umrichters bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Da der NPC-Umrichter Mittelpunktdioden verwendet, wird Diode D_{10} nicht durch einen BIGT ersetzt. Der sich ergebende Temperaturverlauf in Abbildung 6.7 ist folglich für beide Konfigurationen identisch. Da ein Betrieb der Windkraftanlage vornehmlich mit hoher Aussteuerung erfolgt ist die Belastung der Mittelpunktdiode gering gegenüber den anderen Leistungshalbleitern. Bei einem maximalen Hub von 7 K wird eine maximale Temperatur von 74 °C erreicht.

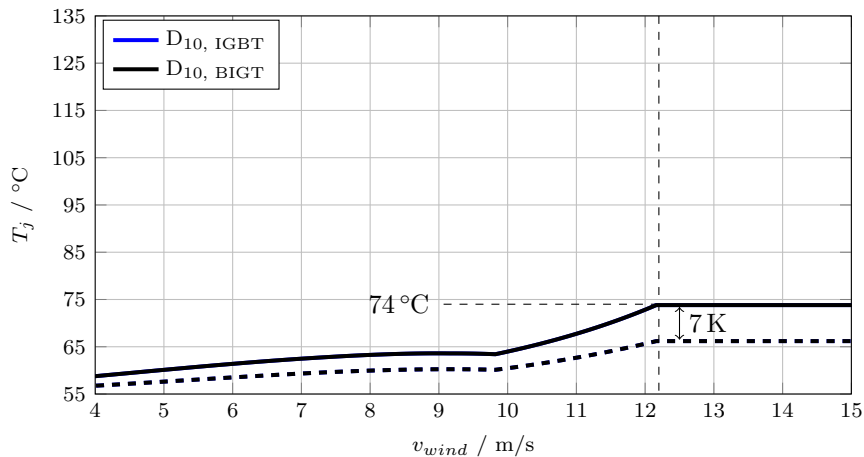


Abbildung 6.7.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des NPC-Umrichters bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Der Einsatz des BIGTs führt bei gleicher Ausgangsleistung zu einer reduzierten thermischen Belastung der äußeren und der inneren Schalter. Durch das Herabsetzen der maximalen Temperatur und die Senkung der auftretenden Temperaturhübe werden die primären Einflussfaktoren auf die Lebensdauer der Leistungshalbleiter adressiert. Durch diese positiven Auswirkungen kann von einer Steigerung der zu erwartenden Lebensdauer ausgegangen werden. Dieser Umstand wird nachfolgend eingehender betrachtet.

Die Betrachtung des zweiten Gesichtspunktes zeigt, dass der BIGT, durch die Nutzung der erhaltenen Temperaturreserve, eine Steigerung der erreichbaren Ausgangsleistung ermöglicht. Durch die Ausnutzung des BIGTs bis zur zulässigen maximalen Temperatur von 125 °C kann eine Erhöhung der Ausgangsleistung um 40 % gegenüber dem NPC-Umrichter mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen erreicht werden.

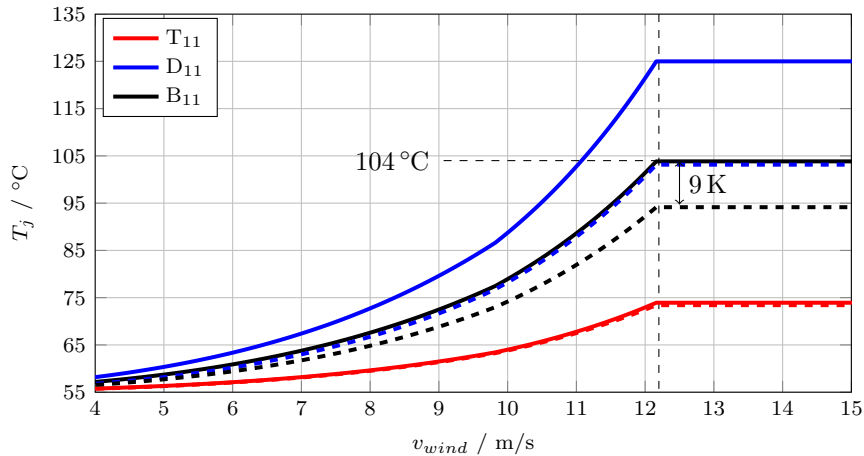


Abbildung 6.8.: Temperaturverlauf des äußeren Schalters des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Während die äußere Diode D_{11} die Leistungsfähigkeit begrenzt, zeigt Abbildung 6.8, dass im Fall des BIGTs der äußere Schalter nicht zu einer Limitierung führt, sondern eine Verschiebung zum inneren Schalter stattfindet. Im Punkt maximaler Leistung steigt die Temperatur des BIGT B_{11} auf 104 °C und erreicht einen Temperaturhub von 9 K.

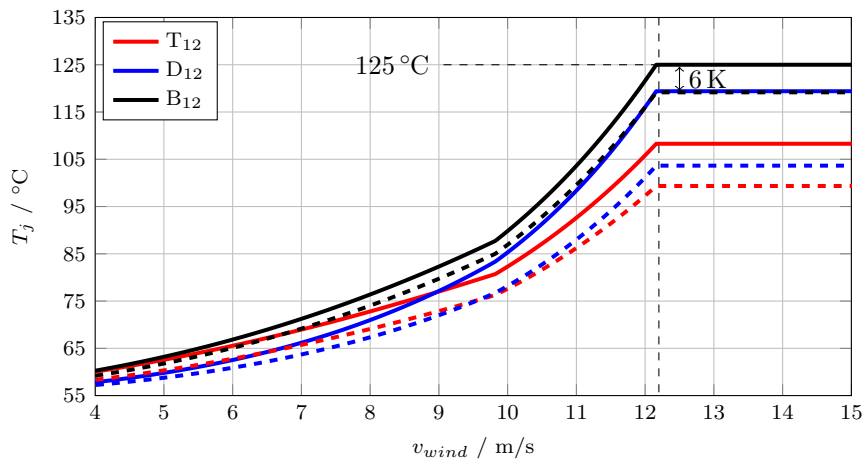


Abbildung 6.9.: Temperaturverlauf des inneren Schalters des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Bereits die Betrachtung bei gleicher Ausgangsleistung zeigt eine höhere Temperatur des inneren BIGTs B_{12} , sodass es mit steigender Leistung zum Erreichen der zulässigen maximalen Temperatur kommt. Abbildung 6.9 zeigt, dass trotz eines deutlichen Anstiegs der Temperatur von 101 °C auf 125 °C, die Erhöhung des entstehenden Temperaturhubes von 3 K auf 6 K gering ist.

Die höhere Leistung führt auch für die Mittelpunktdiode zu einer Erhöhung der Temperatur (Abbildung 6.10). Die Temperatur ist mit $84\text{ }^{\circ}\text{C}$ jedoch weiterhin niedrig. Der Temperaturhub steigt auf 11 K . Für Arbeitspunkte, die zu einer steigenden Belastung der Mittelpunktdiode führen, zum Beispiel durch eine geringere Aussteuerung, kann es zu einer Begrenzung der Leistungsfähigkeit durch D_{10} kommen. Wie bereits in Kapitel 5 gezeigt, wird in diesen Fällen das Potential des BIGTs durch den NPC-Umrichter nicht ausgenutzt. Durch einen Austausch der eingesetzten Mittelpunktdiode kann dieser Nachteil beseitigt werden.

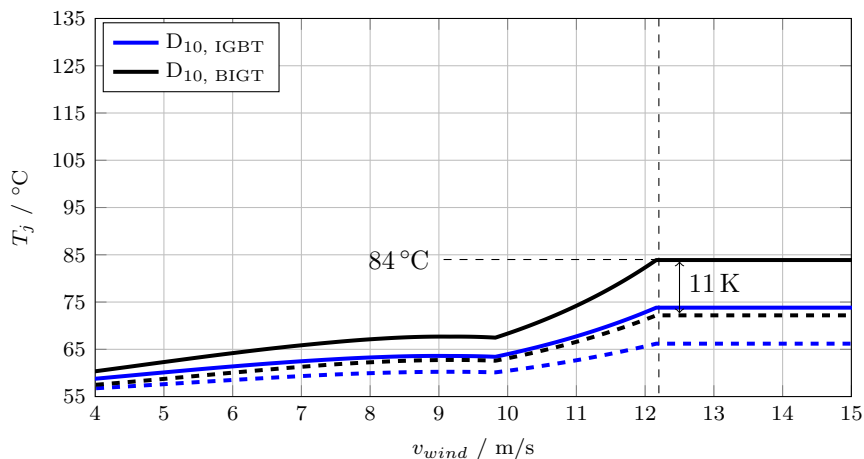


Abbildung 6.10.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Es zeigt sich, dass der BIGT auch bei einer deutlich höheren Ausgangsleistung von bis zu 40% mehr im Vergleich zum konventionellen IGBT mit antiparalleler Diode, die thermische Belastung der Leistungshalbleiter, durch kleinere auftretende Temperaturhübe, reduziert wird und von einer höheren Lebensdauer auszugehen ist. Die Auswirkungen auf die Lebensdauer werden nachfolgend untersucht.

6.3.2. Vergleich der Lebensdauer

Da bei gleicher Ausgangsleistung nur eine geringe Belastung des BIGTs und damit einhergehend nur ein geringer Lebensdauerverbrauch auftritt, wird auf eine Betrachtung dieses Szenarios verzichtet und nur der Vergleich bei gleicher maximaler Temperatur durchgeführt. Somit ergeben sich auch für den BIGT Werte, die in einem für die Applikation relevanten Lebensdauerbereich liegen. Die Auslegung auf die gleiche Ausgangsleistung entspricht für das IGBT/Dioden-Modul der Auslegung auf die maximale Temperatur, sodass die Ergebnisse für beide Szenarien identisch sind. Die nachstehenden Betrachtungen erfolgen auf der Basis des in Abbildung 6.3 gezeigten Windgeschwindigkeitsprofils. Abbildung 6.11 stellt den Ausschnitt eines Temperaturprofil, wie es für die Lebensdauerberechnung verwendet wird, vereinfacht dar. Hierbei ist der Unterschied zwischen den auftretenden Temperaturhüben ersichtlich. Die Hübe, die durch Änderungen der Windgeschwindigkeit hervorgerufen werden, sind deutlich höher als die grundfrequenten Hübe aufgrund der Generatorfrequenz und erstrecken sich über einen längeren Zeitraum. Der Einfluss der unterschiedlichen Hübe auf die Lebensdauer wird im Folgenden betrachtet.

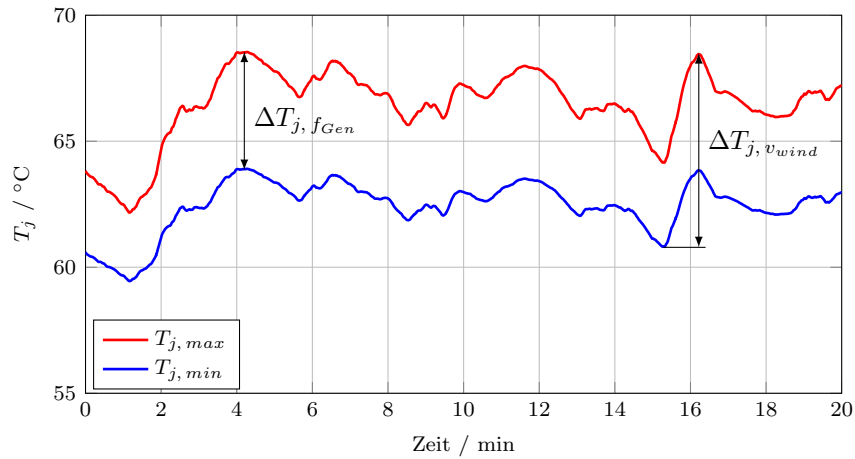


Abbildung 6.11.: Vereinfachtes Temperaturprofil zur Lebensdauerberechnung (Ausschnitt)

Abbildung 6.12a zeigt die Anzahl der auftretenden Zyklen des äußeren Schalters, aufgetragen über den Temperaturhub. Durch den generatorischen Betrieb fällt die Belastung des äußeren IGBTs T_{11} gering aus und es treten Zyklen in moderater Häufigkeit ausschließlich im Bereich unterhalb von 20 K auf. Diode D_{11} erfährt hingegen Temperaturhübe bis zu einer Höhe von 70 K, die zu einer hohen Belastung und dementsprechend zu einem hohen Lebensdauerverbrauch führen. Obgleich erhöhter Ausgangsleistung treten für BIGT B_{11} nur Zyklen mit einem maximalen Temperaturhub von 50 K auf. Während die Zyklenanzahl im Bereich unterhalb von 10 K deutlich oberhalb des Niveaus des IGBT/Dioden-Moduls liegt, sinkt sie für höhere Hübe ab.

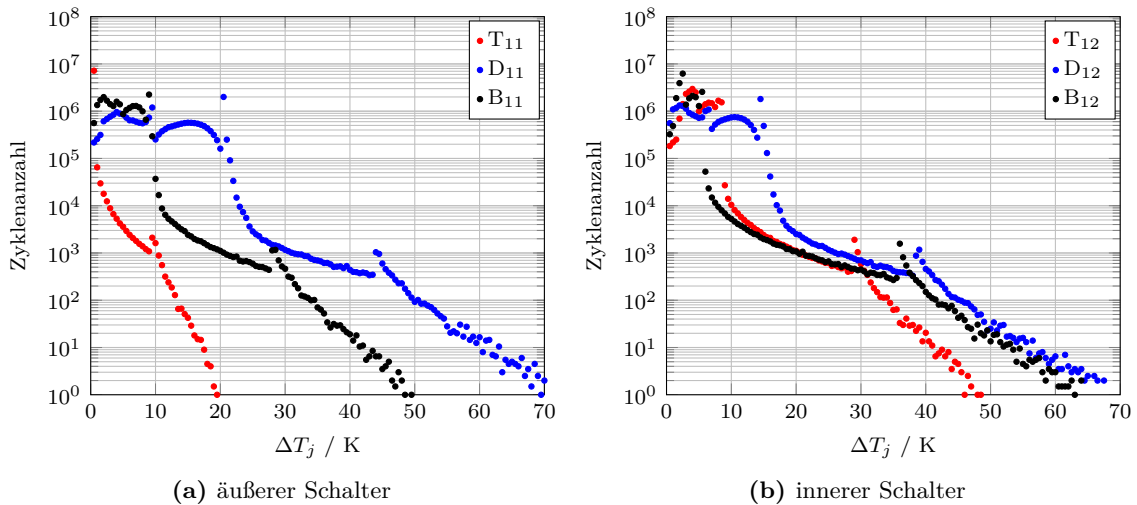


Abbildung 6.12.: Zyklenanzahl des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur

Die innere Diode D_{12} erfährt ebenfalls eine hohe Belastung. Im Vergleich zu D_{11} findet eine Verschiebung der Zyklen zu niedrigeren Temperaturhuben statt (Abbildung 6.12b). Da der innere IGBT T_{12} für das Schalten des Mittelpunktpotentials verwendet wird, ist auch seine Belastung hoch. Dementsprechend ist die Zyklenanzahl deutlich höher als für T_{11} . Es treten Temperaturhübe bis zu einer Höhe von 50 K für T_{12} beziehungsweise 65 K für D_{12} auf. Der innere BIGT B_{12} hat ebenfalls eine hohe Anzahl an Zyklen mit kleinem Temperaturhub, erreicht demgegenüber aber auch deutlich höhere Bereiche von bis zu 65 K.

Wie bereits angesprochen, ist die Belastung der Mittelpunktdiode gering. Hinsichtlich der Leistungsfähigkeit und der Lebensdauer stellt sie keinen kritischen Faktor dar und wird für die Lebensdauerbetrachtung nicht berücksichtigt. Die entsprechenden Abbildungen finden sich im Anhang E.

Im betrachteten Zeitraum von einem Monat führen die auftretenden Lastwechsel, unter Berücksichtigung aller Zyklen, zu einem Verbrauch von 7 % der Lebensdauer der Diode D_{11} . Hiervon entfallen rund 44 % auf Zyklen, die durch Änderungen der Windgeschwindigkeit hervorgerufen werden. Die Verteilung zeigt, dass diese Zyklen einen gravierenden Einfluss auf die Vorhersage der Lebensdauer haben und nicht vernachlässigt werden dürfen. Basierend auf diesem Ergebnis ergibt sich eine Lebensdauer von etwas über einem Jahr. Der Lebensdauerverbrauch der inneren Diode beträgt im gleichen Zeitraum 1,4 % und entspricht einer zu erwartenden Lebensdauer von 6 Jahren.

Die reduzierte Anzahl an Zyklen und die niedrigeren Temperaturhübe führen zu einem deutlich geringeren Lebensdauerverbrauch für den BIGT. So beträgt er rund 0,1 % für den äußeren BIGT und 0,4 % für den inneren BIGT. Daraus lässt sich eine zu erwartende Lebensdauer von 80 beziehungsweise 23 Jahren ableiten. Der Anteil an Zyklen, die durch Änderungen der Windgeschwindigkeit verursacht werden, verzeichnet einen deutlichen Anstieg. Steigt der Anteil für BIGT B_{11} auf 70 %, sind es für BIGT B_{12} mehr als 98 %. Der Lebensdauerverbrauch wird durch diese Hübe dominiert, während der Einfluss der schnellen grundfrequenten Hübe durch den BIGT in den Hintergrund tritt.

Diese Ergebnisse spiegeln die Vorteile des BIGTs wider. Die Betrachtung für die gleiche maximale Temperatur zeigt, neben einer erhöhten Ausgangsleistung von 40 % gegenüber dem konventionellen IGBT mit antiparalleler Diode, auch eine deutliche Erhöhung der prognostizierten Lebensdauer.

Die vorstehenden Resultate basieren auf der Annahme, dass alle auftretenden Zyklen, unabhängig von der Höhe des Temperaturhubes, für die Bestimmung der Lebensdauer berücksichtigt werden. Für kleine Temperaturhübe kann jedoch von einer elastischen Verformung ausgegangen werden, sodass diese keine Belastung darstellen und vernachlässigt werden können. Das Festlegen dieses bereits angesprochenen „Cut-Off“-Bereiches stellt sich jedoch als kompliziert dar, da die Grenze des Einflusses der Temperaturhübe auf die Lebensdauer nicht durch einen festen Wert repräsentiert wird, sondern in Abhängigkeit von der Applikation und den tatsächlich auftretenden Belastungen viel mehr als ein Bereich angesehen werden muss, in dem die Auswirkungen auf die Lebensdauer deutlich geringer in Erscheinung treten. Nachfolgend werden die Konsequenzen auf die Bestimmung der Lebensdauer durch die Festlegung eines „Cut-Off“-Bereiches betrachtet.

Abbildung 6.13 zeigt den relativen Lebensdauerverbrauch durch alle auftretenden Temperaturhübe des äußeren und des inneren Schalters des NPC-Umrichters. Wie bereits gezeigt, entstehen für T_{11} nur Hübe unterhalb von 20 K, sodass auch in diesem Bereich der gesamte Lebensdauerverbrauch stattfindet. Für D_{11} zeigt sich, dass 60 % der Lebensdauer durch Temperaturhübe über 20 K verbraucht werden (Abbildung 6.13a). Auch für die innere Diode ist zu erkennen, dass ein hoher Anteil des Lebensdauerverbrauches durch Temperaturhübe geringer Höhe verursacht wird (Abbildung 6.13b).

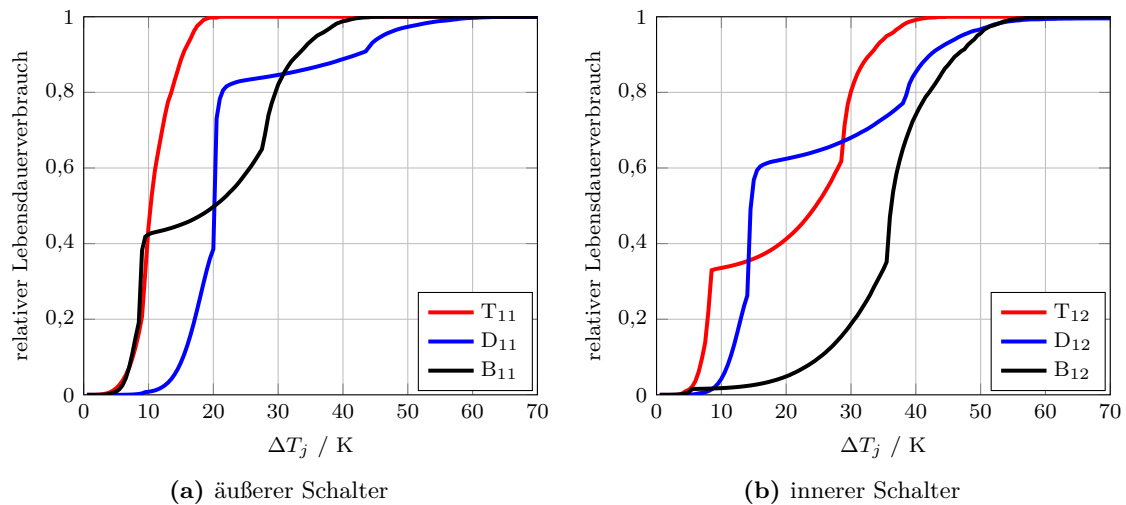


Abbildung 6.13.: Relativer Lebensdauerverbrauch des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur

Die Definition des „Cut-Off“-Bereiches hat in diesem Zusammenhang einen entscheidenden Einfluss. Während die Vernachlässigung der Hübe unterhalb von 10 K keine Veränderungen der Lebensdauer hervorruft, ändert sich dies bei einer Grenze von 20 K. Wird den kleinen Temperaturhüben kein Einfluss zugesprochen, so steigt die Lebensdauer von Diode D_{11} um 50 % von rund 1,2 auf 1,8 Jahre an. Noch deutlicher wird der Effekt für die innere Diode, deren Lebensdauer sich von 6 auf 16 Jahre erhöht. Ein darüber hinausgehender „Cut-Off“-Bereich führt für die betrachtete Anwendung zur Unterdrückung der Temperaturhübe, die durch den primären Arbeitspunkt hervorgerufen werden. Dies führt zu einer Verzerrung der Ergebnisse. Für eine Grenze von 30 K werden nur noch 15 % der tatsächlich auftretenden Temperaturhübe für D_{11} zur Berechnung herangezogen. Die prognostizierte Lebensdauer erhöht sich auf 7 Jahre.

Für den inneren BIGT erfolgt der Verbrauch der Lebensdauer primär durch hohe Temperaturhübe, sodass die Auswirkungen des „Cut-Off“-Bereiches gering ausfallen und die Lebensdauer für eine Grenze von 20 K von 23 auf 25 Jahre ansteigt.

6.4. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im ANPC-Dreipunktumrichter

Kapitel 5 zeigt, dass der Einsatz des BIGTs im ANPC-Umrichter und im T-Type-Umrichter nochmals eine Erhöhung der Leistungsfähigkeit gegenüber dem NPC-Umrichter ermöglicht. Die Auswirkungen werden nachfolgend für die Applikation Windkraft eingehender betrachtet. Die Referenz bildet hierbei wiederum der NPC-Umrichter mit konventionellem IGBT/Dioden-Modul.

Der ANPC-Umrichter bietet verschiedene Modulationen, mit denen eine homogenere Verteilung der Verluste unter den Leistungshalbleitern erreicht werden kann. Hierbei sticht die ANPC₁₁-Modulation heraus und wird nachfolgend ausführlicher betrachtet. Die Ausführungen und Ergebnisse dieses Abschnittes sind bereits in [Gie15b] und [Gie16a] veröffentlicht und werden an dieser Stelle aufgegriffen und erweitert.

6.4.1. Vergleich der Leistungsfähigkeit

Die vorstehenden Betrachtungen zeigen, dass die ANPC₁₁-Modulation im Vergleich zum NPC-Umrichter keine Auswirkungen auf die auftretenden Verluste des äußeren Schalters hat. Dementsprechend ergeben sich die gleichen Ergebnisse und Diode D₁₁ führt zur Begrenzung der Leistungsfähigkeit. Die sich ergebenden Temperaturverläufe des äußeren Schalters des ANPC-Umrichters decken sich somit mit Abbildung 6.5.

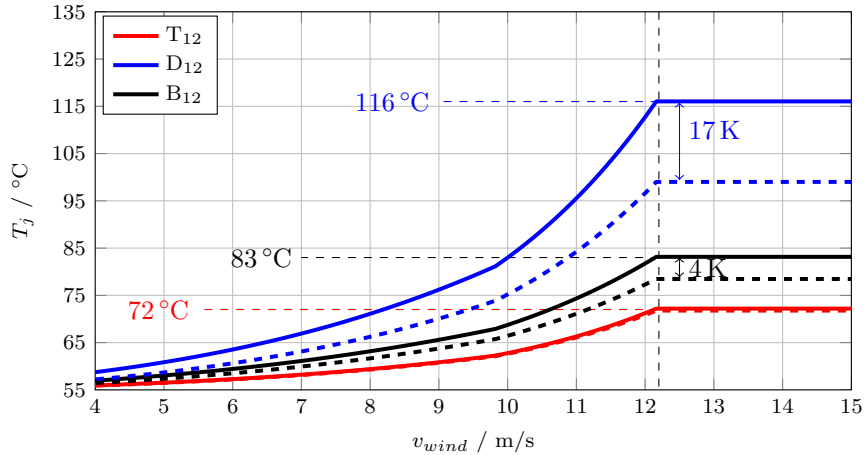


Abbildung 6.14.: Temperaturverlauf des inneren Schalters des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Durch die Verlagerung der Verluste auf den Mittelpunktschalter, fallen für IGBT T₁₂ keine Schaltverluste mehr an und die maximale Temperatur sinkt auf 72 °C ohne einen signifikanten Temperaturhub aufzuweisen. Demgegenüber stehen erhöhte Durchlassverluste der Diode D₁₂, sodass es zu einer teilweisen Kompensation der Effekte kommt. Auf der einen Seite entsteht keine Fremderwärmung durch den IGBT, auf der anderen Seite führen gestiegene Verluste zu einer höheren Eigenerwärmung. Abbildung 6.14 zeigt, dass die maximale Temperatur im Vergleich zum NPC-Umrichter einen leichten Rückgang auf 116 °C aufweist, der Temperaturhub jedoch auf 17 K steigt. Der Einsatz des BIGTs führt bei gleicher Ausgangsleistung zu einer Reduktion der maximalen Temperatur auf 83 °C bei einem gleichbleibendem Hub von 4 K.

Während sich im NPC-Umrichter nur eine geringe Beanspruchung der Mittelpunktdiode zeigt, erreicht der aktive Mittelpunktschalter durch die ANPC₁₁-Modulation deutlich höhere Temperaturen (Abbildung 6.15). Dies ist dadurch begründet, dass neben D₁₂ auch IGBT T₁₀ für das Schalten des Mittelpunktpotentials in der positiven Halbwelle der Spannung genutzt wird und die auftretenden Schaltverluste zu einer zusätzlichen Erwärmung führen. Im Punkt maximaler Leistung besitzt T₁₀ eine maximale Temperatur von 95 °C bei einem Hub von 8 K. Die Temperatur der Diode D₁₀ steigt auf 70 °C ohne einen signifikanten Hub aufzuweisen. Der BIGT B₁₀ reduziert die maximale Temperatur hingegen auf 84 °C und den Temperaturhub auf 5 K.

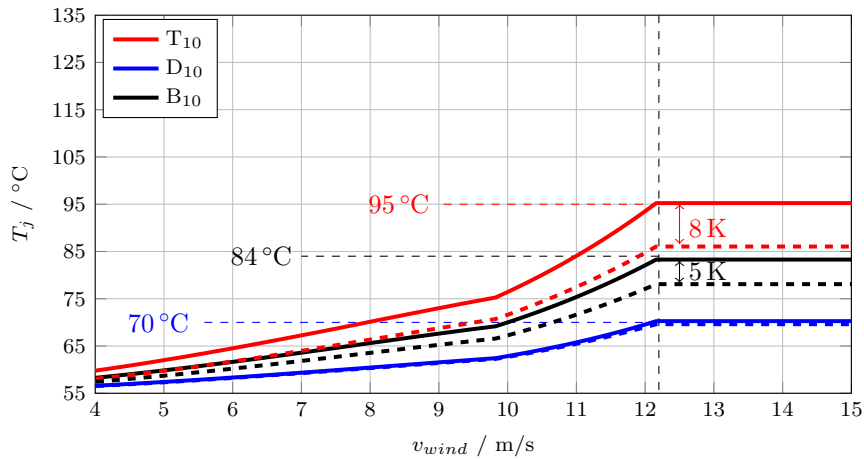


Abbildung 6.15.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Eine Erhöhung der Ausgangsleistung durch den Einsatz des BIGTs führt im NPC-Umrichter zu einer Begrenzung durch den inneren Schalter. Da dieser durch die ANPC₁₁-Modulation entlastet wird, kann eine weitere Steigerung der Leistung erreicht werden. Im Vergleich zum NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen erlaubt der ANPC-Umrichter mit BIGTs eine um 85 % höhere Leistung bei gleicher maximaler Temperatur.

Abbildung 6.16 zeigt die Temperaturverläufe des äußeren Schalters. BIGT B₁₁ erreicht im Punkt maximaler Leistung die zulässige maximale Temperatur von 125 °C. Mit 14 K ist der auftretende Temperaturhub, obgleich der höheren Ausgangsleistung, im Vergleich zu D₁₁ deutlich geringer.

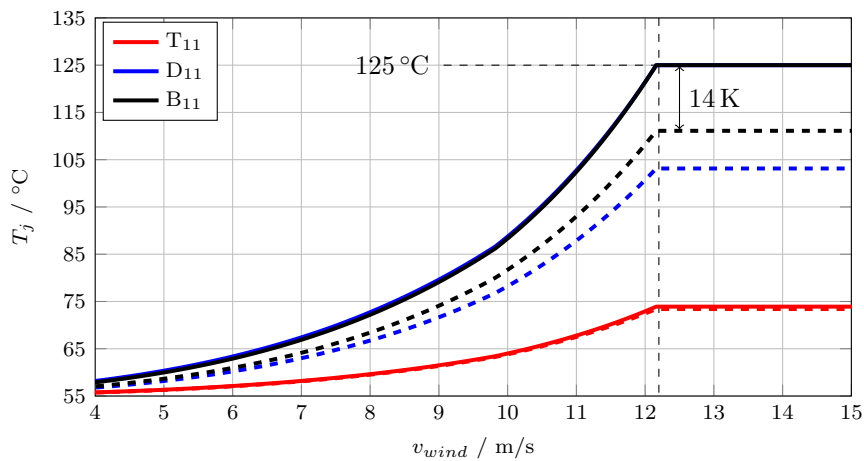


Abbildung 6.16.: Temperaturverlauf des äußeren Schalters des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

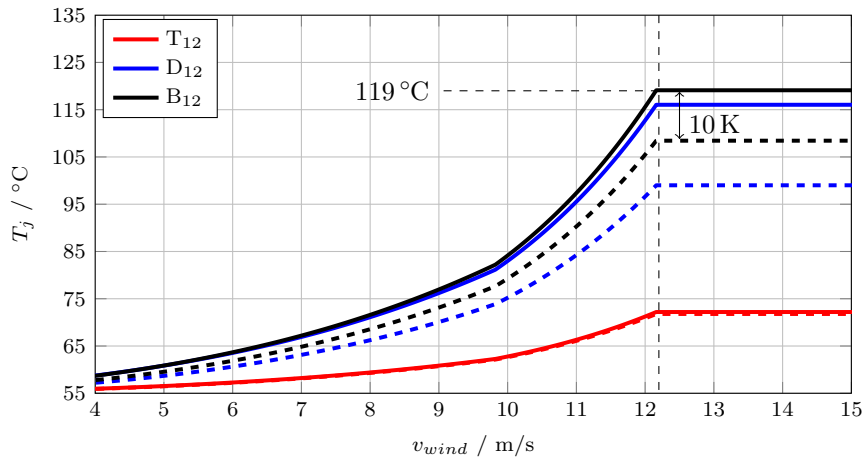


Abbildung 6.17.: Temperaturverlauf des inneren Schalters des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Durch die höhere Leistung steigt die Temperatur des inneren BIGTs B₁₂ von 83 °C auf 118 °C. Demgegenüber steht ein Hub von 10 K, der im Vergleich zur Diode wiederum geringer ist (Abbildung 6.17). Auch für den Mittelpunktschalter zeigt Abbildung 6.18 eine ansteigende maximale Temperatur. BIGT B₁₀ erreicht im Punkt maximaler Leistung eine Temperatur von 112 °C. Der Temperaturhub beträgt 10 K.

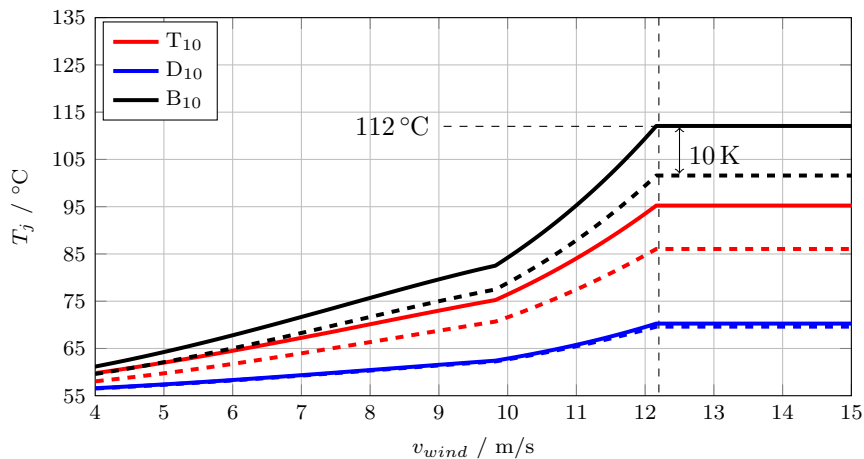


Abbildung 6.18.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Die Betrachtungen in Kapitel 5 zeigen, dass die weiteren untersuchten Modulationen des ANPC-Umrichters Nachteile aufzeigen oder geringere Zugewinne erreichen, als es durch die ANPC₁₁-Modulation möglich ist. Der Vollständigkeit halber werden die Ergebnisse dargelegt. Die Temperaturverläufe finden sich im Anhang E.

Die erhöhte Belastung des inneren Schalters durch die ANPC₁₂-Modulation führt beim Einsatz des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls zu einer notwendigen Reduktion der Ausgangsleistung um 14 % gegenüber dem NPC-Umrichter, um ein Überschreiten der zulässigen maximalen Temperatur zu verhindern. Dieser Umstand kann teilweise durch den BIGT kompensiert werden, sodass sein Einsatz eine Steigerung der Leistung um 21 % ermöglicht. Auch für die ANPC_{DF}-Modulation kann nicht die Leistungsfähigkeit des NPC-Umrichters erzielt werden. Der Nachteil fällt mit 4 % jedoch geringer aus. Hingegen kann durch den BIGT eine um 51 % höhere Leistung erreicht werden. Die ANPC_{ALD}-Modulation nutzt eine arbeitpunktabhängige Anpassung der Schaltsignalerzeugung. Diese zeigt Vorteile im motorischen Betrieb, welche jedoch nicht vollständig auf den generatorischen Betrieb übertragen werden können. Während bei der Verwendung von IGBT/Dioden-Modulen eine Steigerung von 4 % möglich ist, steigt diese durch den BIGT auf 39 % an. Damit liegt das Ergebnis deutlich hinter der ANPC₁₁-Modulation und der ANPC_{DF}-Modulation.

6.4.2. Vergleich der Lebensdauer

Die Bestimmung der Lebensdauer konzentriert sich primär auf die ANPC₁₁-Modulation. Die vorstehenden Ergebnisse zeigen, dass diese Modulation das höchste Steigerungspotential der betrachteten Varianten bietet.

Die auftretenden Zyklen des äußeren Schalters T₁₁ / D₁₁ sind, wie auch die dargestellten Temperaturverläufe, identisch zum NPC-Umrichter (Abbildung 6.19a). Für den BIGT B₁₁ bewirkt die höhere Leistung eine Verschiebung der Zyklen zu höheren Temperaturhüben, sodass auch Hübe von bis zu 70 K vorkommen. Gegenüber der Diode D₁₁ tritt weiterhin ein hoher Anteil der Zyklen im Bereich kleiner Hübe (< 10 K) auf.

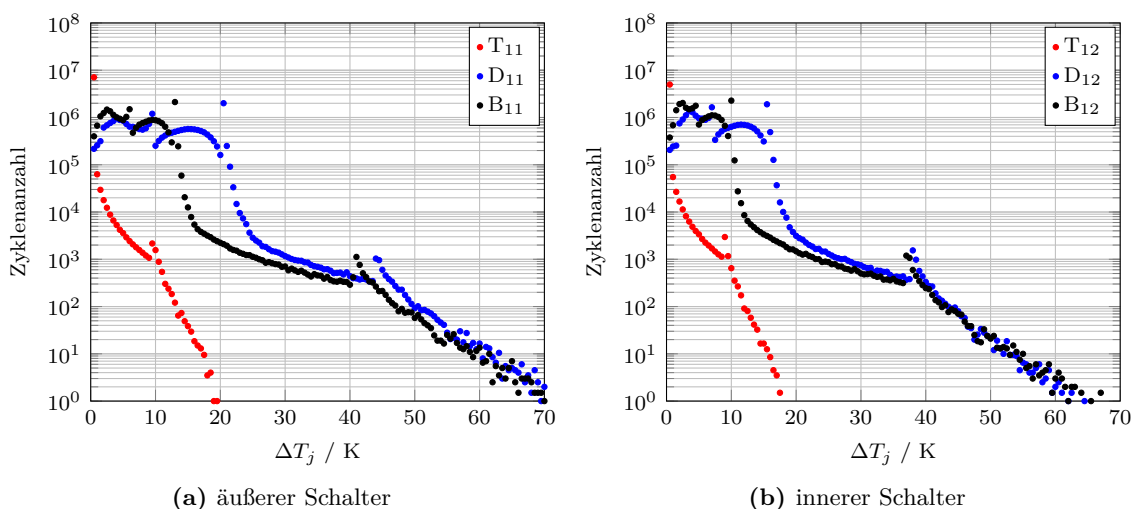


Abbildung 6.19.: Zyklenanzahl des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

Die Entlastung des inneren Schalters zeigt sich auch im Vergleich der Zyklen. Wie in Abbildung 6.19b dargestellt, treten für IGBT T₁₂ nur noch Hübe unterhalb von 20 K auf. Während D₁₂ und B₁₂ ein ähnliches Verhalten für hohe Hübe aufweisen, ist ein Anstieg der Zyklenanzahl des BIGTs erst für kleine Hübe zu erkennen. Wie bereits beim NPC-Umrichter wird auf eine Darstellung des Mittelpunktschalters verzichtet, da dieser, bedingt durch die hohe Aussteuerung, lediglich eine geringere Belastung erfährt und keinen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit und die Lebensdauer besitzt.

Die Ergebnisse zeigen, dass die thermische Belastung, trotz einer um 85 % höheren Ausgangsleistung, gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul reduziert wird. Damit ist der Vorteil des BIGTs im ANPC₁₁-Umrichter noch einmal um 45 % höher als im NPC-Umrichter. Der Umstand der höheren Leistung hat entsprechend auch Auswirkungen auf die Lebensdauer. Diode D₁₁ ist weiterhin der begrenzende Leistungshalbleiter und erreicht eine Lebensdauer von 1,2 Jahren. Die erhöhten Durchlassverluste von Diode D₁₂ führen zu einer Reduktion ihrer zu erwartenden Lebensdauer. Im Vergleich zum NPC-Umrichter sinkt die Lebensdauer von 6 auf 5 Jahre. Durch die Entlastung des inneren Schalters, wird die Leistungsfähigkeit beim Einsatz des BIGTs durch B₁₁ begrenzt. Ist es für den begrenzenden BIGT B₁₂ im NPC-Umrichter noch ein Verbrauch von 0,4 % der Lebensdauer im betrachteten Zeitraum von einem Monat, so steigt dieser, bedingt durch die höhere Ausgangsleistung, durch die ANPC₁₁-Modulation für BIGT B₁₁ auf 1,4 %. Hiervon entfallen 73 % auf die Zyklen, die durch Änderungen der Windgeschwindigkeit hervorgerufen werden. Auf dieser Grundlage berechnet sich, unter Berücksichtigung aller auftretenden Zyklen, eine zu erwartende Lebensdauer von 6 Jahren.

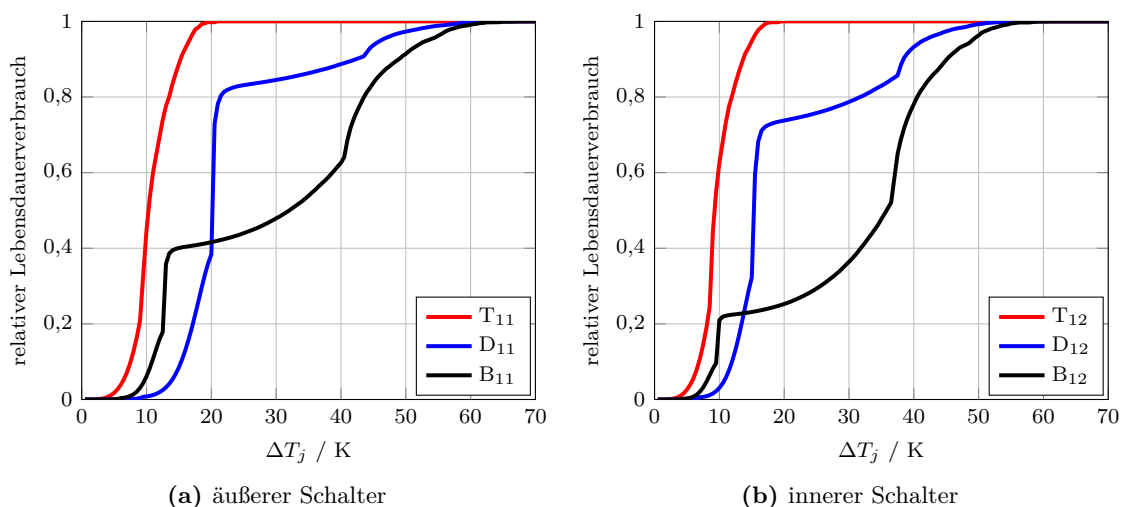


Abbildung 6.20.: Relativer Lebensdauerverbrauch des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

Der relative Lebensdauerverbrauch ist in Abbildung 6.20 dargestellt. Wie zuvor gezeigt, hat die Definition des „Cut-Off“-Bereiches, der die zu berücksichtigenden Zyklen festlegt, einen entscheidenden Einfluss auf die Lebensdauer des konventionellen IGBTs mit antiparalleler Diode. Da die äußere Diode D₁₁ 80 % ihrer Lebensdauer durch Hübe unterhalb von 20 K verbraucht, kommt der Effekt, wie bereits gezeigt, erst für deutlich höhere „Cut-Off“-Bereiche zum Tragen, die wiederum zu einer Verzerrung der Resultate führen können. Für D₁₂ tritt der Einfluss hingegen früher hervor, sodass für eine ausschließliche Berücksichtigung von Hüben einer Höhe über 20 K die Lebensdauer von 5 auf 20 Jahre steigt. Der BIGT zeigt einen relativen Lebensdauerverbrauch, der durch die hohen Temperaturhübe dominiert wird. Auch hier erscheinen die Auswirkungen eines „Cut-Off“-Bereiches geringer. Die Lebensdauer des begrenzenden BIGTs B₁₁ erhöht sich von 6 auf 10 Jahre.

Die ANPC₁₁-Modulation erzielt hinsichtlich des BIGTs auf der einen Seite den größten Vorteil hinsichtlich der Leistungsfähigkeit, auf der anderen Seite ist eine Reduktion zur Erreichung einer Lebensdauer, die der Applikation genügt, unumgänglich. Die weiteren untersuchten Modulationen des ANPC-Umrichters zeigen aufgrund der unterschiedlichen erreichbaren Ausgangsleistungen eine Varianz in der Lebensdauer. Eine vollständige Auswertung der Ergebnisse erfolgt in Kapitel 6.6.

6.5. Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im T-Type-Dreipunktumrichter

Der T-Type-Umrichter als dritte untersuchte Topologie eröffnet ebenfalls Möglichkeiten der Leistungssteigerung. Für eine Untersuchung im gleichen Leistungsbereich benötigt der T-Type-Umrichter jedoch eine Reihen- oder Parallelschaltung von Leistungshalbleitern, da ein erhöhtes Sperrvermögen beziehungsweise eine erhöhte Stromtragfähigkeit notwendig ist. Nachfolgend werden die beiden in Kapitel 3 vorgestellten Konfigurationen untersucht. Die Ausführungen und Ergebnisse dieses Abschnittes sind bereits in [Gie16a] veröffentlicht und werden an dieser Stelle aufgegriffen und erweitert.

6.5.1. Vergleich der Leistungsfähigkeit

Durch die Reihenschaltung von zwei 3,3 kV IGBTs (T-Type_{3,3kV}) für den äußeren Schalter wird die Belastung des einzelnen Schalters reduziert, da sich die während des Schaltvorgangs auftretende Spannung halbiert. Gegenüber dem NPC-Umrichter kann so eine Erhöhung der Ausgangsleistung um 12 % erzielt werden. Abbildung 6.21 stellt die Temperaturverläufe eines Schalters der Reihenschaltung dar. Diode D₁₁ erreicht die zulässige maximale Temperatur von 125 °C mit einem Hub von 22 K. Der IGBT T₁₁ hat nur geringe Verluste und wird primär durch die Diode erwärmt. Durch den Einsatz des BIGTs sinkt die maximale Temperatur auf 86 °C. Des Weiteren zeigt sich eine deutliche Reduktion des auftretenden Temperaturhubes auf 6 K.

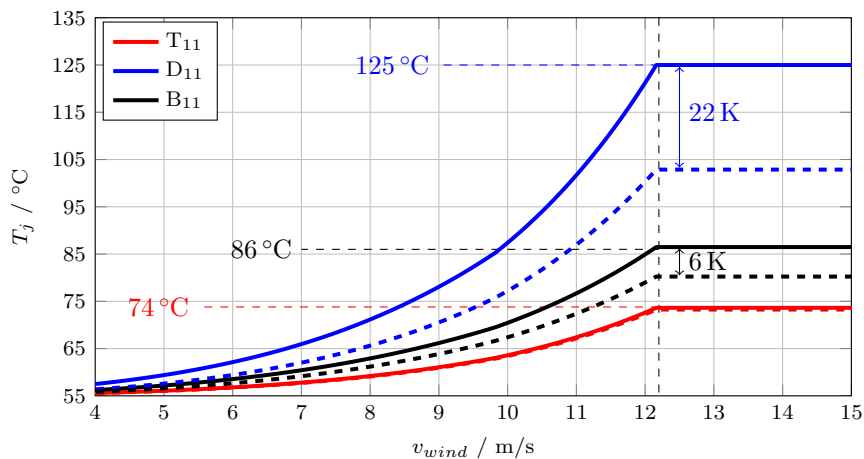


Abbildung 6.21.: Temperaturverlauf des äußeren Schalters des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Der antiserielle Mittelpunktschalter des T-Type-Umrichters wird in beide Stromrichtungen zum Schalten des Mittelpunktpotentials verwendet und erreicht hohe Temperaturen. Dabei wird IGBT T₁₀ deutlich stärker belastet als die antiparallele Diode D₁₀ und erreicht eine Temperatur von 105 °C und einen Temperaturhub von 10 K. Die Verwendung des BIGTs als Mittelpunktschalter führt zu einem Absinken der maximalen Temperatur auf 93 °C und des Temperaturhubes auf 5 K (Abbildung 6.22).

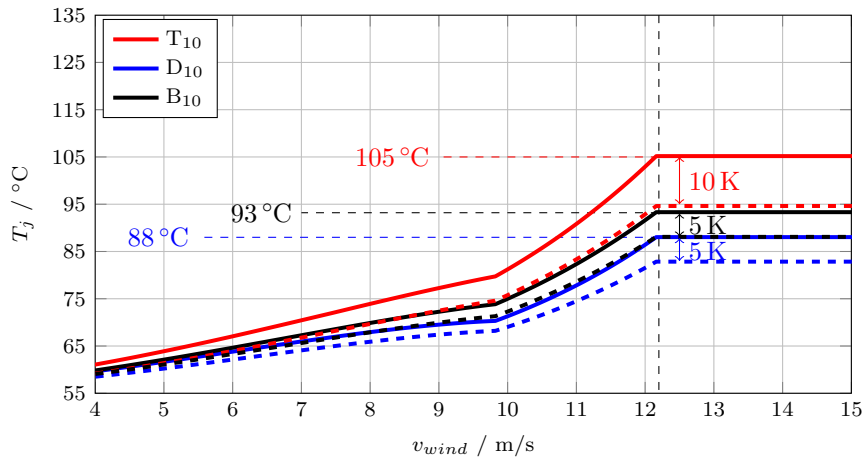


Abbildung 6.22.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Ein 6,5 kV IGBT als äußerer Schalter erreicht eine ausreichende Sperrfähigkeit, verfügt jedoch über eine geringere Stromtragfähigkeit. Daher wird eine Parallelschaltung (T-Type_{6,5 kV}) notwendig, sodass sich der Strom auf die zwei Module aufteilen kann. Gegenüber dem NPC-Umrichter wird eine Erhöhung der Ausgangsleistung um 31% erreicht. Obgleich der höheren Ausgangsleistung ergeben sich für den äußeren Schalter der Parallelschaltung im Vergleich zur Reihenschaltung annähernd gleiche Verläufe für IGBT T_{11} und Diode D_{11} (Abbildung 6.23). Mit der Einschränkung, dass in der Parallelschaltung, aufgrund des Fehlens von 6,5 kV BIGTs, nur der thermische Effekt Berücksichtigung findet, erreicht B_{11} eine maximale Temperatur von 91 °C mit einem Hub von 7 K.

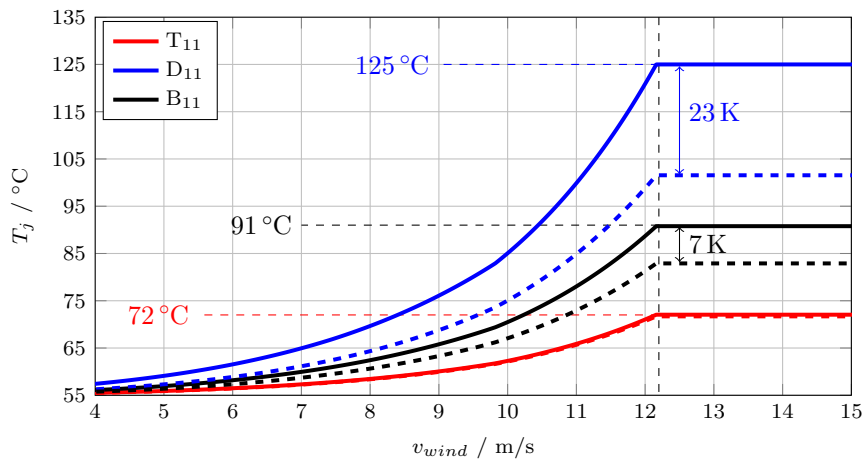


Abbildung 6.23.: Temperaturverlauf des äußeren Schalters des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Für beide Konfigurationen sind die Mittelpunktschalter identisch, sodass die höhere Leistung der Parallelschaltung zu einer höheren Temperatur führt. So zeigt Abbildung 6.24, dass für IGBT T_{10} die maximale Temperatur auf 115 °C mit einem Hub von 12 K steigt. Die Temperatur des BIGTs B_{10} steigt im Vergleich zur Reihenschaltung auf 101 °C an, ohne jedoch eine signifikante Erhöhung des Temperaturhubes aufzuweisen.

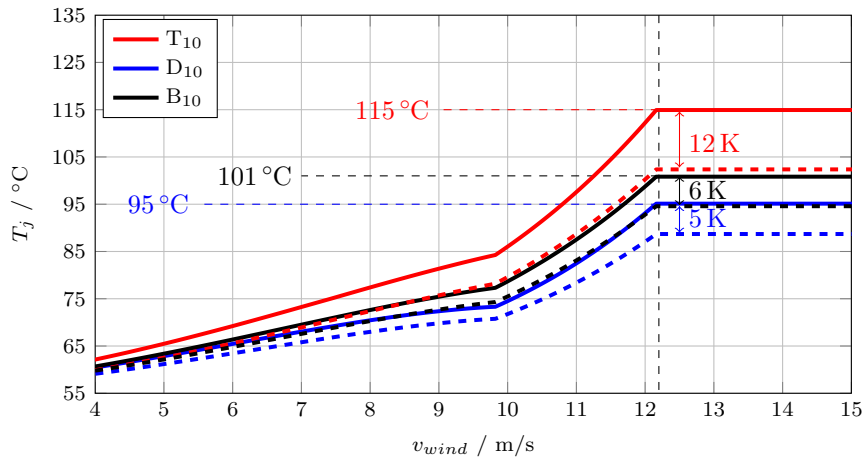


Abbildung 6.24.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher Ausgangsleistung, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Die Erhöhung der Ausgangsleistung des T-Type-Umrichters mit BIGTs erlaubt eine Steigerung gegenüber dem NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen um 87%. Dabei hat die gewählte Konfiguration keinen Einfluss, da die Begrenzung durch den Mittelpunktschalter eintritt. Die vorstehenden Betrachtungen zeigen bereits, dass der Mittelpunktschalter eine höhere Temperatur als der äußere Schalter erreicht. Mit steigender Ausgangsleistung erreicht B_{10} die zulässige maximale Temperatur von 125°C mit einem Hub von 9 K. Abbildung 6.25 und 6.26 zeigen einen identischen Temperaturverlauf des BIGTs B_{10} in der Reihen- beziehungsweise Parallelschaltung.

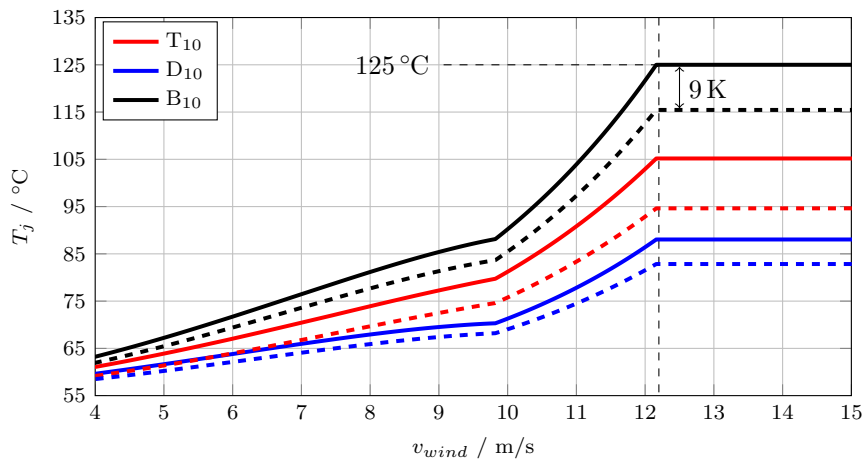


Abbildung 6.25.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

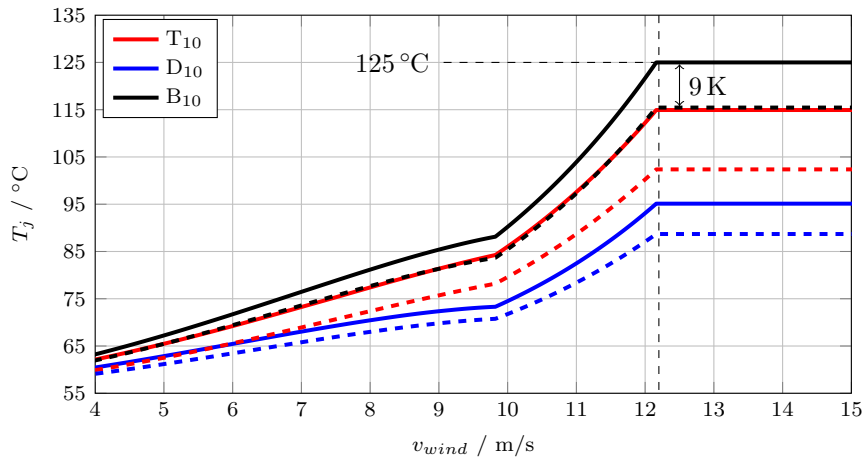


Abbildung 6.26.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Der Vergleich von Abbildung 6.27 und 6.28 zeigt auch für BIGT B_{11} konforme Temperaturverläufe. Die maximale Temperatur steigt auf 117°C . Der Temperaturhub erreicht 12 K in der Reihenschaltung beziehungsweise 13 K in der Parallelschaltung.

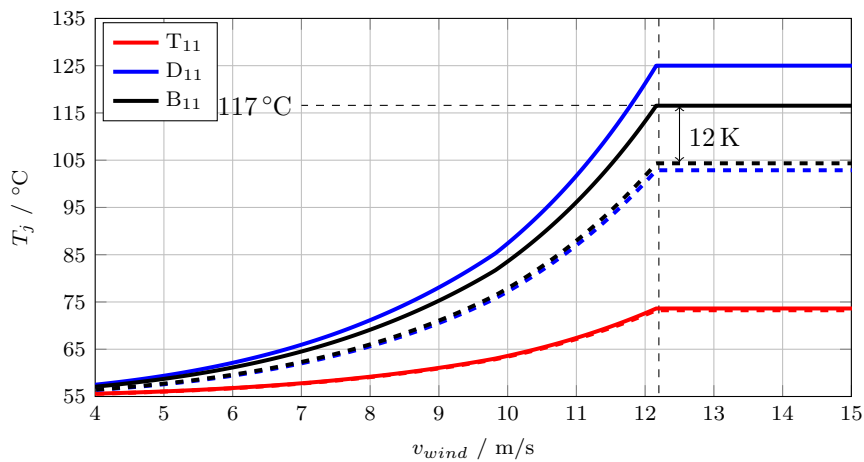


Abbildung 6.27.: Temperaturverlauf des äußeren Schalters des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Hinsichtlich der Leistungsfähigkeit erzielt der Einsatz des BIGTs im T-Type-Umrichter den größten Vorteil gegenüber dem NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen. Die Verwendung einer Reihen- oder Parallelschaltung stellt wiederum gesteigerte Ansprüche an die Ansteuerung der Leistungshalbleiter dar, um eine starke Varianz im Schaltverhalten und eine einhergehende Überbeanspruchung eines Schalters zu vermeiden.

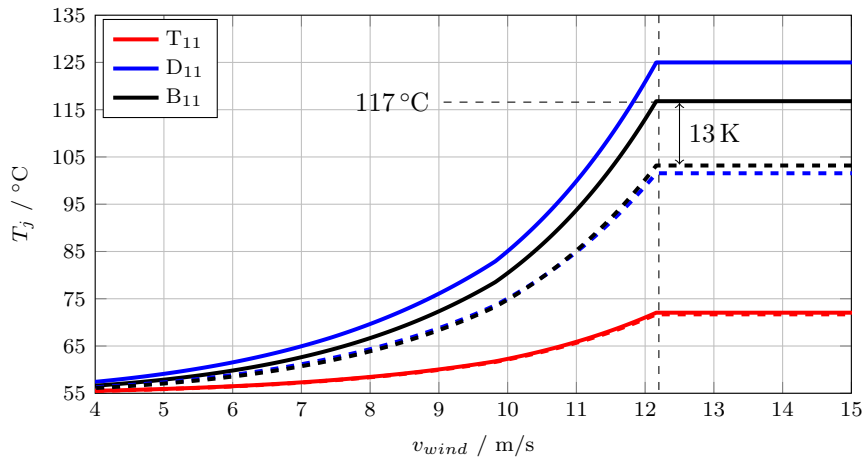


Abbildung 6.28.: Temperaturverlauf des äußeren Schalters des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

6.5.2. Vergleich der Lebensdauer

Die Zyklanzahlen der auftretenden Temperaturhübe im T-Type-Umrichter mit Reihenschaltung sind in Abbildung 6.29 dargestellt. Wie bereits bei den anderen Topologien gezeigt, weist der äußere IGBT T_{11} nur Hübe unterhalb von 20 K auf. Demgegenüber steht Diode D_{11} , die in einem hohen Maße Temperaturhübe von bis zu 70 K erfährt. Durch einen Lebensdauerverbrauch von fast 8% innerhalb eines Monats, bestimmt sich unter der Berücksichtigung aller auftretenden Hübe eine Lebensdauer von einem Jahr. Hierbei entfällt fast die Hälfte des Verbrauchs auf die Zyklen, die durch Änderungen der Windgeschwindigkeit bedingt sind.

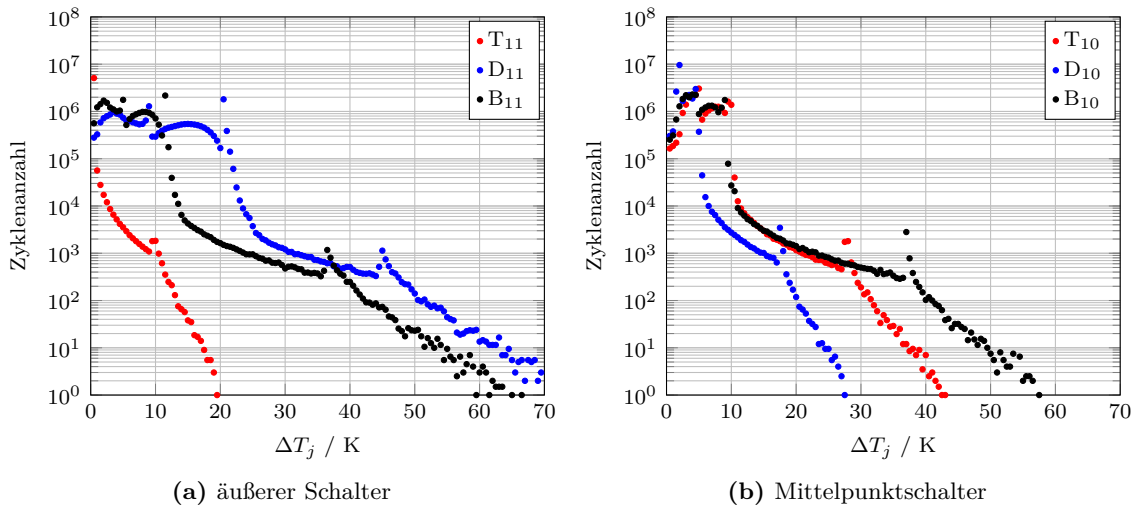


Abbildung 6.29.: Zyklanzahl des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher maximaler Temperatur

Für den Mittelpunktschalter erfährt der IGBT T_{10} die höhere Beanspruchung. Hinsichtlich einer zu erwartende Lebensdauer von 70 Jahren bestehen jedoch keine Bedenken.

BIGT B_{11} weist, obgleich der erhöhten Ausgangsleistung, eine Verschiebung der Zyklen zu kleineren auftretenden Temperaturhüben auf und somit eine deutliche Reduktion der thermischen Belastung. Für BIGT B_{10} tritt im Vergleich zum IGBT/Dioden-Modul eine hohe Zyklenanzahl von Hüben bis 60 K auf. Die anhand dieser Werte prognostizierte Lebensdauer beträgt 14 Jahre für B_{11} beziehungsweise 20 Jahre für B_{10} .

Mit Blick auf den relativen Lebensdauerverbrauch in Abbildung 6.30 zeigt sich, dass der Verbrauch durch die hohen Hübe dominiert wird und der Einfluss des „Cut-Off“-Bereiches gering ist. So steigt die zu erwartende Lebensdauer von D_{11} durch die Vernachlässigung von Hüben unterhalb von 20 K lediglich auf 1,7 Jahre.

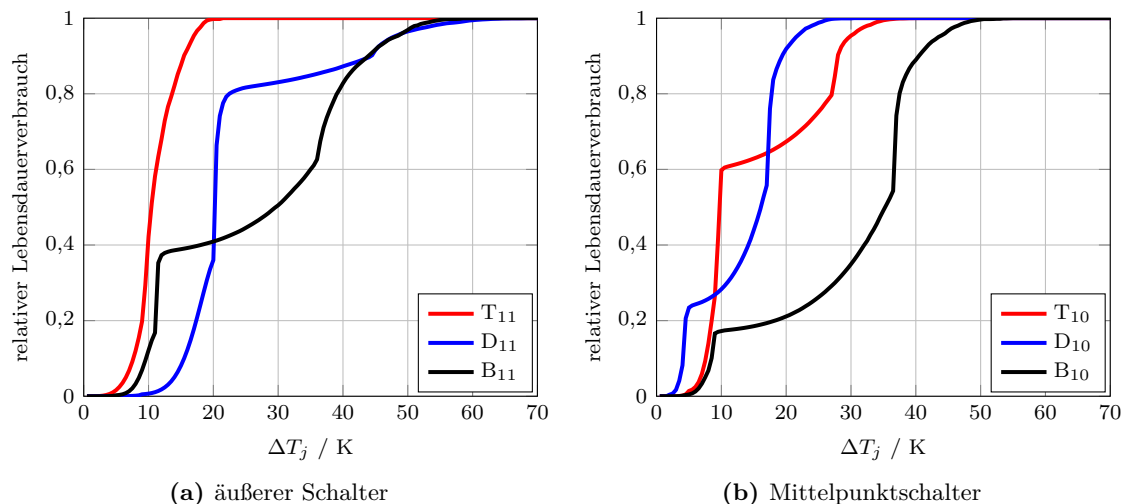


Abbildung 6.30.: Relativer Lebensdauerverbrauch des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung bei gleicher maximaler Temperatur

Der gleiche „Cut-Off“-Bereich reduziert den Lebensdauerverbrauch des äußeren BIGTs B_{11} um 40%. Für B_{10} verbleiben hingegen 80% des Verbrauches. Somit ergibt sich für beide Schalter eine Erhöhung der Lebensdauer auf 25 Jahre.

Die höhere Ausgangsleistung der Parallelschaltung gegenüber der Reihenschaltung spiegelt sich in der Zyklenanzahl der auftretenden Temperaturhübe wider. So kommt es für das IGBT/Dioden-Modul zu einer Verschiebung der Zyklen zu höheren Temperaturhüben, sowohl für den äußeren Schalter als auch den Mittelpunktschalter (Abbildung 6.31). Während der T-Type-Umrichter in der Reihenschaltung einen deutlichen Anstieg der Zyklenanzahl der Diode D_{11} für Hübe von 21 K und 45 K aufweist, zeigen sich diese Anstiege der Zyklenzahlen für leicht erhöhte Werte in der Parallelschaltung. Die prognostizierte Lebensdauer für D_{11} sinkt auf weniger als 1 Jahr. Die höhere Leistung senkt die Lebensdauer für T_{10} auf 20 Jahre.

Wie bereits erwähnt, führt der Mittelpunktschalter zur Begrenzung der Leistungsfähigkeit beim Einsatz des BIGTs. Daraus resultieren die zuvor dargelegten Erkenntnisse. Für B_{11} sinkt die Lebensdauer in der Parallelschaltung auf 9 Jahre. Dies begründet sich durch das schlechtere elektrische sowie thermische Verhalten der hochspannenden Leistungshalbleiter.

Hierbei sei nochmals darauf hingewiesen, dass für die Untersuchungen der Parallelschaltung nur der thermische Effekt des BIGTs Berücksichtigung findet und Abweichungen der Resultate durch ein besseres Durchlass- und Schaltverhalten des BIGTs gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Moduls nicht ausgeschlossen werden können.

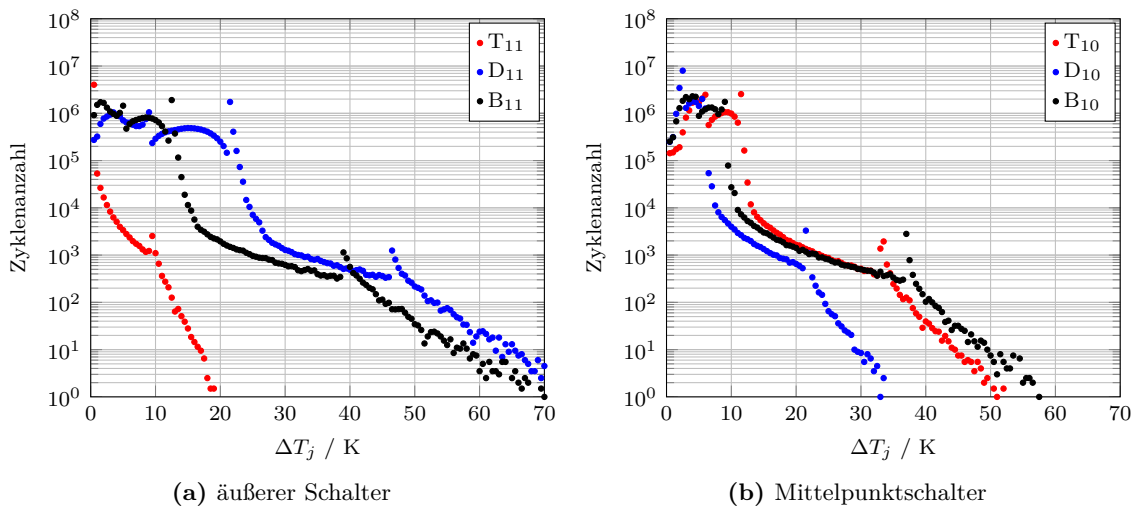


Abbildung 6.31.: Zyklusanzahl des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher maximaler Temperatur

Die geringen Auswirkungen des „Cut-Off“-Bereiches werden durch Abbildung 6.32 noch einmal bestätigt. Für Diode D₁₁ zeigt sich durch das Wegschneiden der Hübe unterhalb von 20 K lediglich ein leichter Anstieg der Lebensdauer auf 1,1 Jahre. Für B₁₁ entfallen etwa 40 % des Lebensdauerverbrauches verbunden mit einer Erhöhung von 9 auf 16 Jahre.

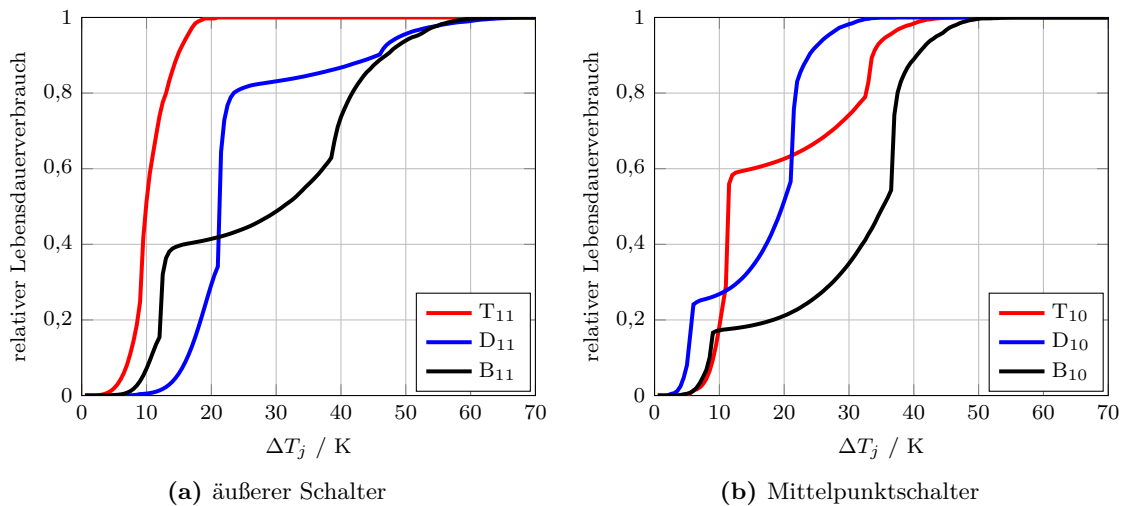


Abbildung 6.32.: Relativer Lebensdauerverbrauch des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung bei gleicher maximaler Temperatur

Der T-Type-Umrichter mit Reihenschaltung erreicht, trotz erhöhter Leistung, für einen „Cut-Off“-Bereich von 20 K eine Lebensdauer von 25 Jahren, die den Anforderungen der Applikation genügt. Die Parallelschaltung bedarf eine Reduktion der Leistung, um die Lebensdaueranforderungen zu erfüllen.

6.6. Zusammenfassung

Die vorstehenden Betrachtungen zeigen, dass die Auslegung der Leistungsfähigkeit der Umrichter auf die zulässige maximale Temperatur zu ungenügenden Ergebnissen hinsichtlich der Lebensdauer führt. Tabelle 6.2 fasst den Vergleich der Leistungsfähigkeit und der Lebensdauer des IGBT/Dioden-Moduls im Dreipunktumrichter zusammen. Die Referenz bezüglich der Leistung stellt der NPC-Umrichter dar. Die Bestimmung der zu erwartenden Lebensdauer beruht hierbei auf der Definition eines „Cut-Off“-Bereiches, der Temperaturhübe unter 20 K nicht berücksichtigt.

Für jeden Umrichter erfolgt die Auslegung auf seinen maximalen Strom sowie den maximalen Strom des NPC-Umrichters. Neben der maximalen Leistung und der Lebensdauer sind auch die maximale Temperatur sowie der begrenzende Leistungshalbleiter aufgeführt. Die Begrenzung durch die zulässige maximale Temperatur von 125 °C hat weiterhin Bestand.

Tabelle 6.2.: Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des IGBT/Dioden-Moduls im Dreipunktumrichter

	I_{max}	$T_{j, max} / ^\circ\text{C}$	$P_a / \%$	L / a	begrenzendes Element
NPC	I_{NPC}	125	100	1,8	D ₁₁
	$I_{ANPC_{12}}$	113	86	27	D ₁₁
	$I_{ANPC_{DF}}$	122	96	6	D ₁₁
ANPC ₁₁	I_{NPC}	125	100	1,8	D ₁₁
ANPC ₁₂	$I_{ANPC_{12}}$	125	86	10	D ₁₂
ANPC _{DF}	$I_{ANPC_{DF}}$	125	96	8	D ₁₂
ANPC _{ALD}	I_{NPC}	122	100	2,3	D ₁₁
	$I_{ANPC_{ALD}}$	125	104	1,5	D ₁₁
T-Type _{3,3 kV}	I_{NPC}	115	100	17	D ₁₁
	$I_{T-Type_{3,3 kV}}$	125	112	1,7	D ₁₁
T-Type _{6,5 kV}	I_{NPC}	102	100	85	D ₁₁
	$I_{T-Type_{6,5 kV}}$	125	131	1,2	D ₁₁

Wie bereits gezeigt, erreichen der NPC-Umrichter sowie die ANPC₁₁-Modulation die gleiche Ausgangsleistung und somit die gleiche Lebensdauer der Diode D₁₁ von 1,8 Jahren. Für die ANPC₁₂-Modulation ist Diode D₁₂ am stärksten belastet und bedingt eine Reduktion der Leistung zur Einhaltung der zulässigen maximalen Temperatur. Auf der einen Seite führt die reduzierte Leistung zu einem Anstieg der Lebensdauer, auf der anderen Seite wird dieser Effekt durch die weiterhin hohe Temperatur teilweise kompensiert. So ergibt sich eine Lebensdauer von 10 Jahren. Im Vergleich weist der NPC-Umrichter für die gleiche Ausgangsleistung der ANPC₁₂-Modulation ein deutlich besseres Verhalten auf und erreicht einen Wert von 27 Jahren für Diode D₁₁. Auch für die ANPC_{DF}-Modulation wird die Leistung durch die innere Diode begrenzt. Die Lebensdauer beträgt 8 Jahre und ist damit im Vergleich zum NPC-Umrichter bei gleicher Leistung um 2 Jahre höher. Die Vorteile der ANPC_{ALD}-Modulation liegen primär im motorischen Betrieb, sodass sich in diesem Fall keine starken Abweichungen von der Referenz zeigen. Bei gleicher Ausgangsleistung steigt die Lebensdauer unwesentlich an, während sie für eine erhöhte Leistung leicht sinkt. Der T-Type-Umrichter zeigt in beiden Konfigurationen, dass die Reduktion der maximalen Temperatur bei konstanter Leistung einen gravierenden Einfluss auf die Lebensdauer hat und sich diese auf 17 Jahre für die Reihenschaltung beziehungsweise auf über 80 Jahre für die Parallelschaltung erhöht.

Die Betrachtung bei gleicher maximaler Temperatur zeigt auf der einen Seite einen deutlichen Anstieg der Ausgangsleistung. Auf der anderen Seite liegen die Ergebnisse bezüglich der Lebensdauer im Bereich der Referenz.

Der Einsatz der konventionellen IGBT/Dioden-Module im NPC-Umrichter im generatorischen Betrieb ist für die betrachtete Applikation Windkraft unter den vorgegebenen Parametern ungeeignet. Die primäre Nutzung im generatorischen Betrieb widerspricht in den auftretenden Belastungen der Optimierung des Moduls und sorgt für eine deutlich stärkere Beanspruchung der Diode. Für eine Beibehaltung der bestehenden Konfiguration ist das Herabsetzen der zulässigen maximalen Temperatur eine Möglichkeit die angestrebte Lebensdauer der Applikation zu erreichen. Tabelle 6.3 zeigt die Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des IGBT/Dioden-Moduls im NPC-Umrichter in Abhängigkeit von der zulässigen maximalen Sperrschichttemperatur.

Tabelle 6.3.: Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des IGBT/Dioden-Moduls im NPC-Umrichter in Abhängigkeit von der zulässigen maximalen Sperrschichttemperatur

	$T_{j,max} / ^\circ\text{C}$	$P_a / \%$	L / a	begrenzendes Element
NPC	125	100	1,8	D ₁₁
NPC	120	94	9	D ₁₁
NPC	115	89	20	D ₁₁
NPC	113	87	25	D ₁₁
NPC	110	83	38	D ₁₁

Das Absenken der Temperatur um 5K ist mit einer Reduktion der Leistung um 5% bis 6% verbunden. Gleichzeitig ist ein deutlicher Anstieg der Lebensdauer zu beobachten. Bereits für eine zulässige maximale Temperatur von 115 °C wird eine Lebensdauer von 20 Jahren erzielt. Ein weiteres Absenken der Temperatur auf 110 °C führt zu einer Verdopplung der Lebensdauer. Hierbei spielt der „Cut-Off“-Bereich wiederum eine entscheidende Rolle. Die Auslegung auf eine geringere maximale Temperatur führt zu einer Verschiebung der hohen Zyklanzahlen zu kleineren Temperaturhüben, sodass die hieraus resultierende Belastung für einen „Cut-Off“-Bereich von 20K nicht mehr berücksichtigt wird und zu einer höheren Lebensdauer führt. Die Auslegung auf eine geringere zulässige maximale Temperatur führt, auch unter Verwendung der konventionellen IGBT/Dioden-Module, zu einer ausreichend hohen Lebensdauer für die betrachtete Windkraftanwendung. Demgegenüber steht eine notwendige Reduktion der Ausgangsleistung um 13% zur Erfüllung der Anforderungen an eine Lebensdauer von 25 Jahren.

Wie bereits gezeigt, ermöglicht der Einsatz des BIGTs eine Steigerung der Leistungsfähigkeit bei gleichzeitig reduzierter thermischer Belastung der Leistungshalbleiter. Die Ergebnisse für die gleiche maximale Temperatur sind in Tabelle 6.4 zusammengefasst.

Tabelle 6.4.: Vergleich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer des BIGTs im Dreipunktumrichter

	$T_{j,max} / ^\circ\text{C}$	$P_a / \%$	L / a	begrenzendes Element
NPC	125	140	25	B ₁₂
ANPC ₁₁	125	185	10	B ₁₁
ANPC ₁₂	125	121	25	B ₁₂
ANPC _{DF}	125	151	19	B ₁₂
ANPC _{ALD}	125	139	25	B ₁₂
T-Type _{3,3 kV}	125	187	25	B ₁₁
T-Type _{6,5 kV}	125	187	16	B ₁₁

Im NPC-Umrichter ist eine Erhöhung der Ausgangsleistung durch den BIGT um 40 % im Vergleich zu IGBT/Dioden-Modulen erreichbar. Gleichzeitig steigt die Lebensdauer an und genügt mit 25 Jahren den Anforderungen ohne die Notwendigkeit einer Reduktion der Ausgangsleistung. Die ANPC₁₁-Modulation erreicht durch die Entlastung des inneren Schalters eine um 85 % höhere Leistung. Diese wirkt sich jedoch negativ auf die prognostizierte Lebensdauer aus, sodass nur noch 10 Jahre für den begrenzenden BIGT B₁₁ erreicht werden. Die hohe Belastung des inneren Schalters durch die ANPC₁₂-Modulation zeigt sich für das konventionelle IGBT/Dioden-Modul als ungeeignet. Auch für den BIGT geht diese Modulation mit einer deutlich geringeren Ausgangsleistung einher. Dieser Umstand führt jedoch zu keiner Erhöhung der Lebensdauer gegenüber dem NPC-Umrichter. Die höhere Leistung der ANPC_{DF}-Modulation von 151 % führt zu einer reduzierten Lebensdauer von 19 Jahren. Der BIGT kann die Nachteile der ANPC_{ALD}-Modulation im generatorischen Betrieb nicht kompensieren. Der Mehraufwand der Verwendung von aktiven Mittelpunktschaltern findet keine Berechtigung, da lediglich die Ergebnisse des NPC-Umrichters erzielt werden können. Durch das Erreichen der zulässigen maximalen Temperatur des Mittelpunktschalters des T-Type-Umrichter zeigt sich keine Abhängigkeit der Leistungssteigerung von der Konfiguration. Im Vergleich zum NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen ist eine um 87 % höhere Ausgangsleistung möglich. Demgegenüber steht ein deutlicher Unterschied in der zu erwartenden Lebensdauer. Während eine Reihenschaltung zu einer Lebensdauer von 25 Jahren führt und keine Einbußen aufgrund einer Leistungsreduktion bedingt, erreicht die Parallelschaltung bei gleicher Leistung nur 16 Jahre.

Die Untersuchungen zeigen, dass eine Auslegung auf die zulässige maximale Temperatur zu starken Unterschieden in der zu erwartenden Lebensdauer führt und die Anforderungen der Applikation nicht in allen Fällen erfüllt werden. Eine verbesserte Vergleichbarkeit ermöglicht die Betrachtung der erzielbaren Ausgangsleistung für eine Auslegung auf die gleiche Lebensdauer. Für diesen Ansatz wird die Anforderung einer Lebensdauer von 25 Jahren gestellt. Wie bereits gezeigt genügen einige Topologien und Modulationen diesem Anspruch bereits. Für andere besteht die Notwendigkeit einer Leistungsreduktion. Tabelle 6.5 fasst den Vergleich der Leistungsfähigkeit des BIGTs im Dreipunktumrichter bei einer Auslegung auf eine Lebensdauer von 25 Jahren zusammen. Zum Vergleich ist auch der NPC-Umrichter mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen aufgeführt, dessen Ausgangsleistung der gestellten Anforderung hinsichtlich der Lebensdauer von 25 Jahren nach Tabelle 6.3 genügt. Als Referenz dient weiterhin der NPC-Umrichter mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen mit einer Auslegung auf die zulässige maximale Temperatur. Die Ergebnisse beruhen ebenfalls auf der Verwendung eines „Cut-Off“-Bereiches, der Temperaturhöhe unter 20 K nicht berücksichtigt.

Tabelle 6.5.: Vergleich der Leistungsfähigkeit des BIGTs im Dreipunktumrichter bei einer Auslegung auf eine Lebensdauer von 25 Jahren

	$T_{j, max} / ^\circ\text{C}$	$P_a / \%$	L / a	begrenzendes Element
NPC (IGBT/Diode)	113	87	25	D ₁₁
NPC (BIGT)	125	140	25	B ₁₂
ANPC ₁₁	117	169	25	B ₁₁
ANPC ₁₂	125	121	25	B ₁₂
ANPC _{DF}	123	147	25	B ₁₂
ANPC _{ALD}	125	139	25	B ₁₂
T-Type _{3,3kV}	125	187	25	B ₁₁
T-Type _{6,5kV}	122	179	25	B ₁₁

Für den NPC-Umrichter mit BIGTs besteht keine Notwendigkeit einer Leistungsreduktion. Die Betrachtung für die gleiche Lebensdauer erbringt im Vergleich zum NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen eine um 53 % höhere Leistung. Der Vorteil der ANPC₁₁-Modulation verringert sich, da die geringe Lebensdauer ein deutliches Absenken der Leistung bedingt. Während gegenüber der Referenz eine Erhöhung um 82 % erreicht wird, verbleiben gegenüber dem NPC-Umrichter mit BIGTs 30 %. Des Weiteren sinkt die maximale Temperatur auf 117 °C. Die anderen Modulationen des ANPC-Umrichters erreichen zum Teil vergleichbare Resultate wie der NPC-Umrichter mit BIGTs. Einzig die Nutzung der ANPC₁₂-Modulation erzielt eine deutlich geringere Leistung. Der T-Type-Umrichter erreicht in beiden Konfigurationen eine deutliche Steigerung der Ausgangsleistung. So kann die Reihenschaltung gegenüber der Referenz eine Erhöhung um 100 % erzielen. Zur Einhaltung der Anforderungen hinsichtlich der Lebensdauer ergibt sich ein unwesentlich geringerer Wert für die Parallelschaltung.

Wie bereits erwähnt, beruht das verwendete Lebensdauermodell auf den Ergebnissen von Lastwechselversuchen, die hinsichtlich der auftretenden Temperaturhübe und der Einschaltzeiten der Leistungshalbleiter von der Simulation variieren. Dieser Umstand muss bei der Bewertung der gezeigten Resultate berücksichtigt werden. Des Weiteren beruhen die vorstehenden Betrachtungen zur Lebensdauerberechnung auf einer Reihe von Annahmen und Vereinfachungen hinsichtlich des Modellbildung, der Verlust- sowie Temperaturberechnung. So erfolgt die Nachbildung des Antriebsstranges durch ein Modell niedriger Ordnung und der Umrichter wird auf eine grundfrequente Betrachtung zur Verlustberechnung reduziert. Durch die Nutzung von Korrekturfaktoren wird auch die Temperaturbestimmung zu Gunsten der Simulationszeit vereinfacht. Die Einflüsse dynamischer Vorgänge seitens des Antriebsstranges oder der Regelung des Umrichters werden ebenso vernachlässigt wie Wechselwirkungen zwischen den Komponenten. Dieses Vorgehen basiert auf der Annahme einer ausreichenden Genauigkeit für die Vorhersage der zu erwartenden Lebensdauer. Durch die Untersuchungen in [Mor16] werden diese Annahmen bestätigt. Es wird ein Vergleich zwischen einem hochkomplexen Modell und vereinfachten Modellen, die mit dem Vorgehen im Rahmen dieser Arbeit vergleichbar sind, vorgenommen. Es zeigt sich, dass es sehr wohl Unterschiede hinsichtlich der sich ergebenden Stromverläufe aufgrund von schnellen Änderungen der Windgeschwindigkeiten gibt, die Auswirkungen auf die Lebensdauerberechnung jedoch vernachlässigbar sind. Somit kann davon ausgegangen werden, dass die gezeigten Ergebnisse der Lebensdaueruntersuchungen, unter Berücksichtigung der aufgezeigten Gesichtspunkte, einem qualitativem Vergleich der betrachteten Topologien und Leistungshalbleiter genügen.

7. Aktive Mehrpunktgleichrichter

Die betrachtete Applikation Windkraft zeigt deutlich die Nachteile des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls, die auf das starre Flächenverhältnis zwischen IGBT und Diode zurückgehen. Der Einsatz des BIGTs bietet eine Alternative, die für ein optimales Verhalten die Notwendigkeit einer Stromrichtungserkennung mit sich bringt. Eine weitere Möglichkeit ist der Einsatz von Topologien, die nicht auf die Verwendung von IGBT/Dioden-Modulen angewiesen sind und dementsprechend Vorteile hinsichtlich der nutzbaren Chipfläche besitzen.

Werden drehzahlvariable Antriebe über Spannungszwischenkreisumrichter angetrieben, kommen in vielen Anwendungen netzgeführte Gleichrichter als Dioden- oder Thyristorgleichrichter zur Speisung des Zwischenkreises aus dem Netz zum Einsatz, da auf die Rückspeisefähigkeit verzichtet werden kann. Auch im Bereich der regenerativen Energien kann dieser Umstand genutzt werden. Da der generatorseitige Umrichter von Windkraftanlagen in vielen Fällen ausschließlich als Gleichrichter arbeitet, kann durch den Verzicht auf die Rückspeisefähigkeit eine kostengünstigere Topologie genutzt werden. Netzgeführte Gleichrichter besitzen einen einfachen und kostengünstigen Aufbau sowie eine hohe Robustheit und verwenden Leistungshalbleiter, die nicht aktiv ausschaltbar sind. Doch sie haben auch wesentliche Nachteile gegenüber bidirektionalen Umrichtern. Für einen ungesteuerten Gleichrichter mit Dioden ist die Grundschiwingung des Netzstromes in Phase mit der Netzspannung, jedoch entsteht durch den verzögerten Übergang des Stromes von einer Diode auf die nächste eine grundfrequente Blindleistungskomponente. Im gesteuerten Gleichrichter mit Thyristoren ergibt sich mit steigendem Steuerwinkel eine Phasenverschiebung zwischen der Grundschiwingung des Netzstromes und der Netzspannung, welche wiederum zu einer Zunahme der Blindleistung führt. Die Grundschiwingungsblindleistung wird auch als Steuerblindleistung bezeichnet. Des Weiteren erzeugt ein netzgeführter Gleichrichter einen deutlich höheren Anteil an Harmonischen im Netzstrom und verursacht eine zusätzlich Verzerrungsblindleistung [Spe13]. Hinzu kommt, dass die Zwischenkreisspannung durch den ungesteuerten Gleichrichter nicht geregelt werden kann, sodass sie im gleichen Maße wie die Netzspannung schwankt. Um für den Antrieb dennoch eine konstante Zwischenkreisspannung zur Verfügung zu stellen, ist das Vorsehen eines Hochsetzstellers als weitere Komponente im Zwischenkreis notwendig. Der Oberschwingungsgehalt des Netzstromes kann durch den Einsatz höher pulsiger Gleichrichter reduziert werden, jedoch steigt hierdurch der Aufwand des benötigten Transformators [Spe13].

Die Nachteile der unregulierten Zwischenkreisspannung und der grundfrequenten Blindleistung bleiben bestehen. Der Einsatz eines bidirektionalen Umrichters, wie in den vorangegangenen Kapiteln beschrieben, kann die Nachteile der netzgeführten Gleichrichter vermeiden, ist jedoch kostenintensiver. Zudem wird die mit ihm einhergehende Rückspeisefähigkeit in vielen Fällen nicht benötigt.

Der Einsatz eines aktiven Gleichrichters kann zum einen die Nachteile der netzgeführten Gleichrichter vermeiden und zum anderen wird die Anzahl der notwendigen Leistungshalbleiter im Vergleich zu einem bidirektionalen Umrichter reduziert. Gleichzeitig besitzen sie Einschränkungen hinsichtlich des zur Verfügung stehenden Arbeitsbereiches. Nachfolgend werden bekannte aktive Gleichrichter vorgestellt und hinsichtlich ihrer Einschränkungen analysiert. Des Weiteren wird ein neuer Vierpunktgleichrichter präsentiert, der gegenüber einem Dreipunktgleichrichter einen erweiterten Arbeitsbereich ermöglicht. Abschließend werden die Vorteile bezüglich der Leistungsfähigkeit im Vergleich zu bidirektionalen Umrichtern untersucht.

7.1. Aktiver Dreipunktgleichrichter

Zu den bekanntesten aktiven Gleichrichtern zählt der VIENNA-Dreipunktgleichrichter [Kol94a]. Abbildung 7.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau. Der VIENNA-Dreipunktgleichrichter besitzt pro Phase nur einen aktiven Schalter. Durch den Einsatz von Dioden ist die Topologie auf einen unidirektionalen Wirkleistungsfluss in den Zwischenkreis beschränkt. Eine Rückspeisung in das Netz ist nicht möglich. Des Weiteren entstehen durch die erhöhte Anzahl an Dioden höhere Durchlassverluste im Vergleich zu bidirektionalen Dreipunktumrichtern [Kol94b], [Kol11].

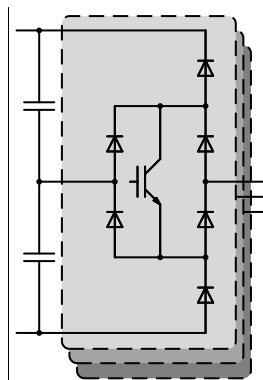


Abbildung 7.1.: VIENNA-Dreipunktgleichrichter

Basierend auf den konventionellen Dreipunktumrichtertopologien ergeben sich weitere aktive Dreipunktgleichrichter. Durch das Ersetzen der äußeren Schalter des NPC-Dreipunktumrichters durch Dioden entsteht ein aktiver Dreipunktgleichrichter (Abbildung 7.2a) [Hel10], [Har11]. Für den ANPC-Dreipunktumrichter erfolgt ein Austausch der äußeren sowie der inneren Schalter (Abbildung 7.2b) [Zha95], [Rud07], [Win08b], [Har11]. In gleicher Weise kann auch ein aktiver T-Type-Dreipunktgleichrichter gebildet werden (Abbildung 7.2c) [Sal95], [Min01].

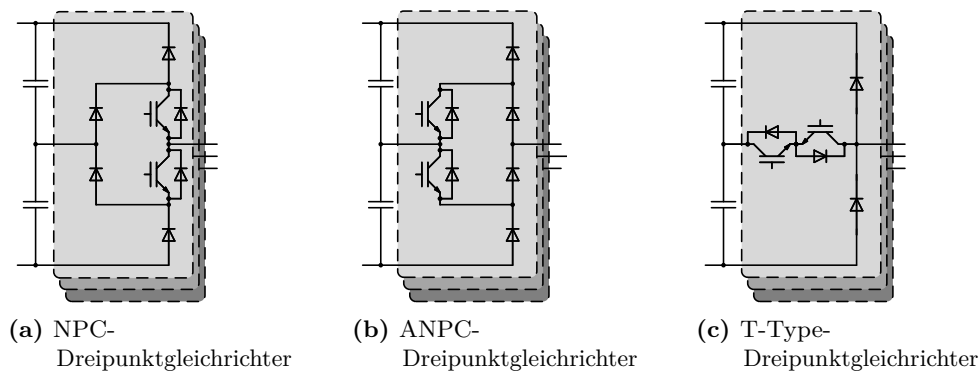


Abbildung 7.2.: Aktive Dreipunktgleichrichter basierend auf bidirektionalen Umrichtertopologien

Die dargestellten Topologien vermeiden die Nachteile der netzgeführten Gleichrichter und sind für Anwendungen ohne Bedarf der Rückspeisefähigkeit geeignet. Nachteilig zeigt sich jedoch, dass der Arbeitsbereich aktiver Dreipunktgleichrichter auf natürliche Weise durch den Aufbau selbst begrenzt wird. Dieser Umstand begründet sich durch die bestehende Phasenverschiebung zwischen Netzstrom und Gleichrichterspannung. Die theoretischen Grenzen sind in [Kol94b] angegeben. Die praktischen Grenzen hingegen sind deutlich geringer. So darf sich die Phasenverschiebung lediglich in einem Bereich von $\varphi = \pm 30^\circ$ bewegen ohne signifikante Auswirkungen auf den Verlauf des Netzstromes durch die Generierung von niederfrequenten Harmonischen zu haben [Rad05], [Rud07], [Har11]. Die Ursache hierfür wird nachfolgend an einem Beispiel veranschaulicht.

Aktive Dreipunktgleichrichter besitzen eine inhärente Begrenzung der maximal möglichen Aussteuerung durch die Phasenverschiebung zwischen Netzstrom und Gleichrichterspannung, welche zu einem begrenzten Arbeitsbereich führt. Durch die Ausführung als aktiver Dreipunktgleichrichter besteht für die in Kapitel 3 beschriebenen Schaltzustände eine Abhängigkeit von der Richtung des Netzstromes. Die zur Verfügung stehenden Schaltkombinationen der drei Phasen zur Nachbildung eines komplexen Spannungszeigers in der Raumzeigerebene werden reduziert. So kann das Potential $+U_{DC}/2$ nur an den Ausgang gelegt werden, wenn ein positiver Strom i_a aus dem Netz in den Zwischenkreis fließt. Durch die unidirektionale Stromrichtung der Dioden ist ein Schaltzustand nicht verfügbar, wenn der Ausgangsstrom und die Gleichrichterspannung ein unterschiedliches Vorzeichen besitzen. Das Verhalten eines aktiven Dreipunktgleichrichters lässt sich anhand einer Betrachtung der Raumzeigerebene, welche die Schalthandlungen aller drei Phasen zusammen berücksichtigt, nachvollziehen. Hierzu zeigt Abbildung 7.3 einen Ausschnitt der hexagonalen Raumzeigerebene des Dreipunktumrichters. Jeder Eckpunkt der Dreiecke kann durch mindestens eine Schaltkombination der drei Phasen erreicht werden. Die rot gestrichelten Kreissegmente markieren hierbei zum einen durch das äußere Kreissegment die maximale Aussteuerung eines bidirektionalen Umrichters mit $a_{max} \approx 1,155$, welche durch die Verwendung der Raumzeiger- oder Super-Sinus-Dreieck-Modulation erreicht werden kann. Zum anderen zeigt das innere Kreissegment die maximal erreichbare Aussteuerung von $a_{max} = 2/3$ eines aktiven Dreipunktgleichrichters für eine Phasenverschiebung von $|\varphi| = 30^\circ$. Des Weiteren stellen die roten Linien den Vorzeichenwechsel der Ströme i_b und i_c dar. Im betrachteten Bereich, von 300° bis 60° , ist der Strom i_a immer positiv.

Die komplexen Strom- und Spannungszeiger rotieren mit einer zulässigen maximalen Phasenverschiebung von $\varphi = -30^\circ$ zueinander. Zur Nachbildung des Spannungszeigers \underline{u} werden die Schaltkombinationen der Eckpunkte des betreffenden Dreiecks verwendet.

Für den aktiven Gleichrichter entscheidet die Richtung der Phasenströme darüber, ob eine Schaltkombination realisierbar ist. Der Mittelpunkt des Hexagons kann theoretisch durch drei Kombinationen erreicht werden. Da für den betrachteten Stromzeiger \underline{i} die Ströme i_a und i_c positiv sind und der Strom i_b negativ ist, entfallen zwei Möglichkeiten und lediglich die Schaltkombination $(0 \mid 0 \mid 0)$ kann genutzt werden. Eine entsprechende Untersuchung für die anderen Zustände zeigt, dass nur die grünen Kombinationen nutzbar sind. Die rot eingefärbten Kombinationen stehen nicht zur Verfügung. Hieraus ergibt der in grün dargestellte erreichbare Bereich. Da für den in Abbildung 7.3 dargestellten Spannungszeiger die Bedingung erfüllt ist, dass für alle Eckpunkte des Dreiecks mindestens eine Kombination zur Verfügung steht, ist eine uneingeschränkte Nachbildung möglich.

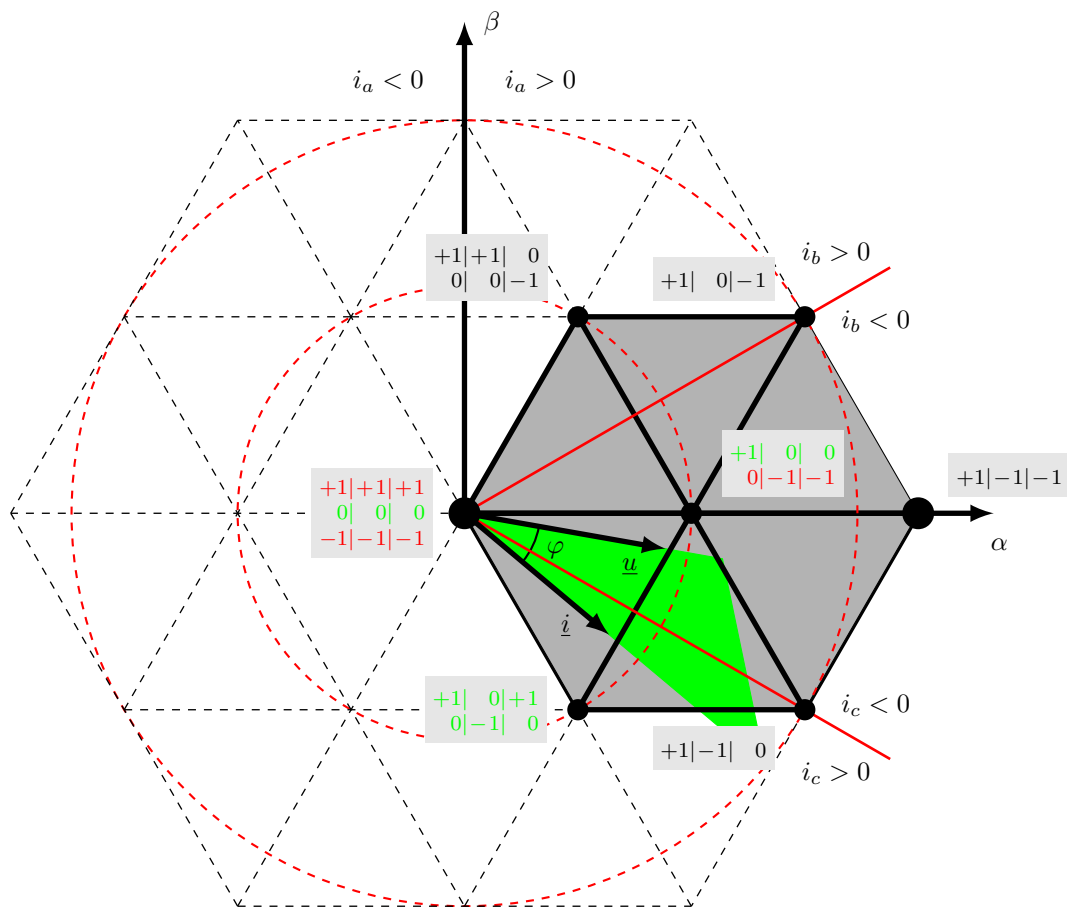


Abbildung 7.3.: Darstellbarer komplexer Spannungszeiger in der Raumzeigerebene des Dreipunktgleichrichters

Für einen höheren Winkel der Phasenverschiebung wird diese Bedingung verletzt. Die Umsetzbarkeit des Betriebes an der Grenze der zulässigen maximalen Phasenverschiebung begründet sich auch durch die gewählte geringe Aussteuerung. Für die gleiche Phasenverschiebung von $\varphi = -30^\circ$ ist in Abbildung 7.4 ein Spannungszeiger mit höherer Aussteuerung dargestellt. Die äußeren Punkte des Hexagons verfügen über keine redundanten Schaltkombinationen. Zur Nachbildung wird in diesem Fall die Schaltkombination $(+1 \mid -1 \mid -1)$ benötigt. Da der Strom i_c jedoch positiv ist, kann in dieser Phase das Potential $-U_{DC}/2$ nicht an den Ausgang geschaltet werden. Eine exakte Nachbildung ist nicht möglich. Hierdurch kommt es zu einem fehlerhaften Pulsmuster, welches einen erhöhten Anteil an Harmonischen im Netzstrom verursacht.

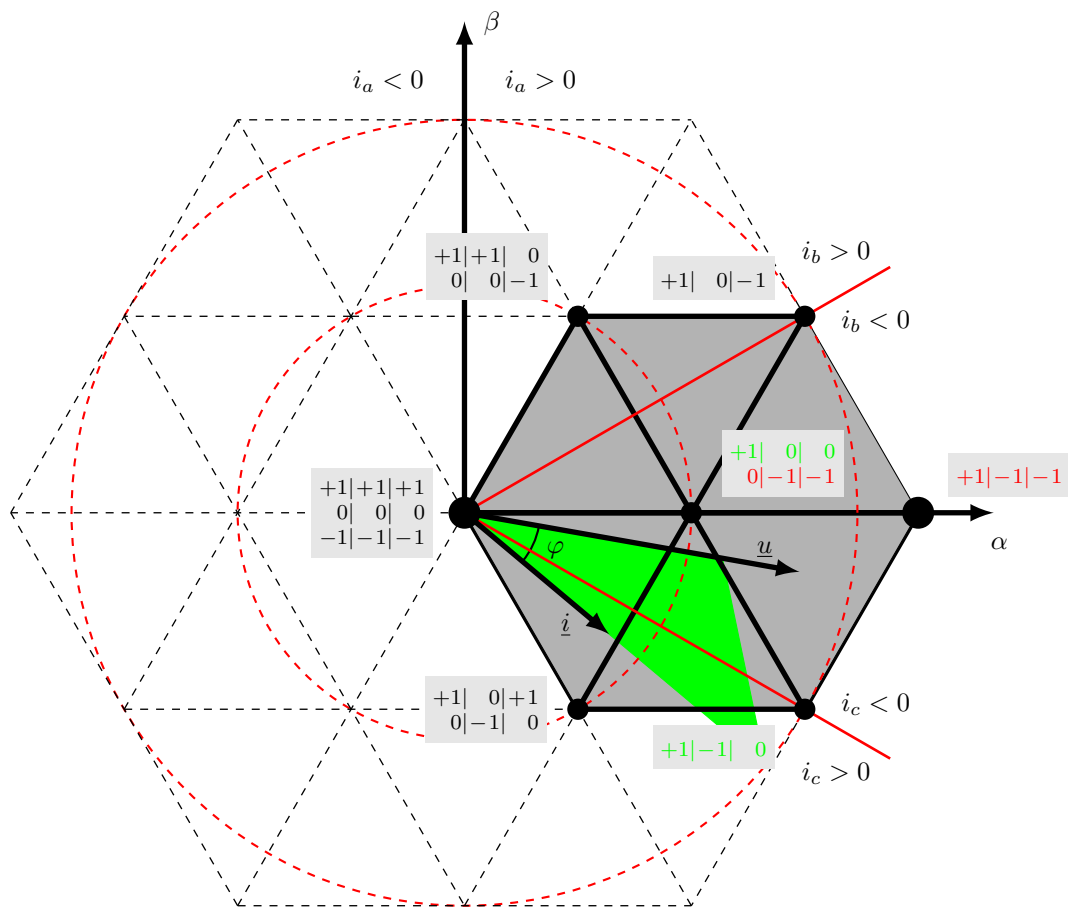


Abbildung 7.4.: Nicht darstellbarer komplexer Spannungszeiger in der Raumzeigerebene des Dreipunktgleichrichters

Besitzen Strom und Spannung ein verschiedenes Vorzeichen und es wird ein vom Mittelpunktpotential abweichendes Potential vorgesehen, so muss dieser Schaltvorgang durch die Steuerung vermieden werden, um größere Auswirkungen auf den Verlauf des Netzstromes zu vermeiden. Solange der Umstand des verschiedenen Vorzeichens besteht, muss das Mittelpunktpotential gewählt werden. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit einer diskontinuierlichen Modulation. Das bedeutet, dass das sinusoidale Referenzsignal einer Modulation für bidirektionale Umrichter für einen aktiven Gleichrichter zu null gesetzt wird, wenn Netzstrom und Gleichrichterspannung ein verschiedenes Vorzeichen besitzen (Abbildung 7.5). Hierdurch steigt der Anteil der niederfrequenten Harmonischen im Netzstrom [Win08a].

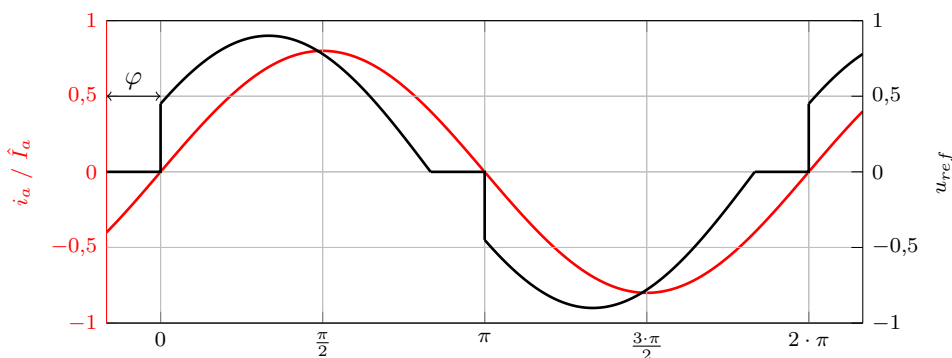


Abbildung 7.5.: Diskontinuierliche Pulsweitenmodulation

In Abhängigkeit vom Phasenverschiebungswinkel φ kann die zulässige maximale Aussteuerung bestimmt werden. Hierbei wird die bereits beschriebene Definition der Aussteuerung als Quotient aus Amplitude der Phasenspannung bezogen auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises und der halben Zwischenkreisspannung verwendet (Gleichung (3.3)).

$$a = \frac{\hat{U}_{ao}}{U_{DC}/2}$$

Durch Gleichung (7.1) wird der Zusammenhang zwischen Phasenverschiebung und Aussteuerung für den Dreipunktgleichrichter beschrieben [Zha93], [Rud07].

$$a_{max} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\sin(|\varphi| + 30^\circ)} \quad , \text{ für } |\varphi| \leq 30^\circ \quad (7.1)$$

Ohne eine Phasenverschiebung ergibt sich somit eine maximale Aussteuerung von $a_{max} \approx 1,155$, wie sie auch durch die Raumzeiger- oder Super-Sinus-Dreieck-Modulation erreicht wird. Dieser Wert besitzt jedoch nur im Leerlauf Gültigkeit. Mit steigendem Winkel der Phasenverschiebung sinkt die maximale Aussteuerung. Bei einem Winkel von $|\varphi| = 30^\circ$ ergibt sich eine zulässige maximale Aussteuerung von $a_{max} = 2/3$. Der Verlauf der Aussteuerung in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung ist in Abbildung 7.6 dargestellt.

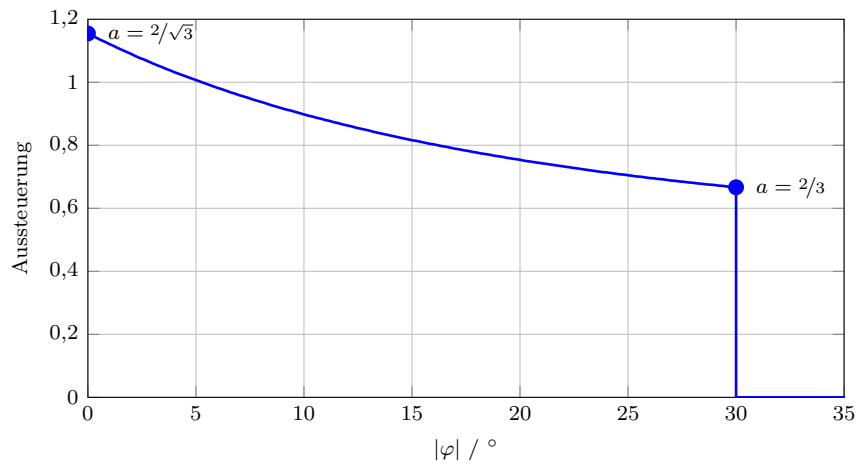


Abbildung 7.6.: Arbeitsbereich des aktiven Dreipunktgleichrichters

Aufgrund der Begrenzung des Arbeitsbereiches durch die zulässige maximale Phasenverschiebung ist ein uneingeschränkter Einsatz für Applikationen ohne Rückspeisefähigkeit nicht gewährleistet, da ein Betrieb mit hoher Aussteuerung mit steigender Phasenverschiebung zu einer erhöhten Erzeugung von niederfrequenten Harmonischen im Netzstrom führt. Dieser Nachteil kann durch aktive Gleichrichter adressiert werden, die eine höhere Stufenzahl besitzen und zu einem erweiterten Arbeitsbereich führen [Gie14].

7.2. Aktiver Vierpunktgleichrichter

Durch die Erweiterung von Umrichtern kann eine höhere Anzahl an Spannungsstufen erzielt werden. In gleicher Weise kann auch für aktive Gleichrichter verfahren werden. Eine höhere Stufenanzahl führt zu einer Erweiterung des Arbeitsbereiches durch die Erhöhung der zulässigen maximalen Phasenverschiebung zwischen dem Netzstrom und der Gleichrichterspannung. In [Cor01] und [Rud07] werden Mehrpunktgleichrichter vorgestellt, die auf Topologien bidirektionaler Umrichter basieren. Nachfolgend wird ein Vierpunktgleichrichter beschrieben, der aus der Erweiterung der T-Type-Umrichtertopologie hervorgeht [Eck15]. Die Ausführungen und Ergebnisse sind bereits in [Gie14] veröffentlicht und werden an dieser Stelle aufgegriffen und erweitert.

Durch den Austausch der äußeren Schalter des T-Type-Dreipunktumrichters durch Dioden entfällt die Rückspeisefähigkeit und es wird ein aktiver Gleichrichter gebildet. Eine zusätzliche Halbbrücke zwischen den antiseriellen Schaltern T_{10} / D_{10} und T_{20} / D_{20} sowie dem Mittelpunkt des Zwischenkreises generiert eine zusätzliche Spannungsstufe. Abbildung 7.7 zeigt den einphasigen Aufbau des T-Type-Vierpunktgleichrichters.

Im Gegensatz zum bidirektionalen Umrichter können die antiseriellen Schalter über eine gemeinsame halbleiternahe Ansteuerung betrieben werden. Durch die Ausführung als Gleichrichter kann durch das gemeinsame Schalten kein falscher Schaltzustand auftreten. Das Ausschalten der antiseriellen Schalter führt zu einer Abhängigkeit des Ausgangspotentials von der Richtung des Stromes i_a . Das optionale Vorsehen eines parallelen Kondensators kann zur Schaltentlastung und Symmetrierung der Dioden genutzt werden.

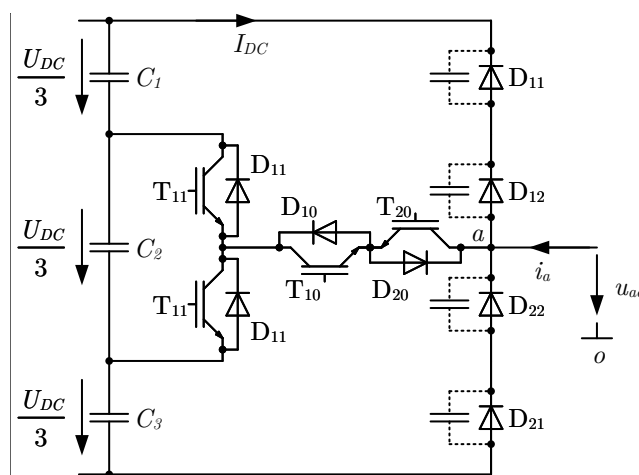


Abbildung 7.7.: Einphasiger Aufbau des T-Type-Vierpunktgleichrichters mit optionalen Symmetrierungskondensatoren

Die Wahl der Kondensatorspannungen kann auf unterschiedliche Weise erfolgen. Neben einer gleichmäßigen Aufteilung auf alle Kondensatoren, entsprechend Abbildung 7.7, kann die Spannung von C_2 variiert werden, um die Höhe Spannungsstufen zu beeinflussen. Die Kondensatoren C_1 und C_3 besitzen dabei zwangsläufig die gleiche Spannung. [Gie14] zeigt, dass eine Symmetrierung der Kondensatorspannungen auch für den Vierpunktgleichrichter erreicht werden kann.

Werden die IGBTs der antiseriellen Schalter eingeschaltet, bestimmt sich der Schaltzustand über T_{13} und T_{23} . Unter der Annahme, dass eine gleichmäßige Aufteilung der Zwischenkreisspannung auf die Kondensatoren erfolgt, beträgt das Ausgangspotential für ein Einschalten von IGBT T_{13} $+U_{DC}/6$ beziehungsweise für ein Einschalten von IGBT T_{23} $-U_{DC}/6$. Ein positiver Strom fließt durch Dioden D_{11} und D_{12} und bedingt das Potential $+U_{DC}/2$ am Phasenausgang. Entsprechend wird $-U_{DC}/2$ an den Ausgang geschaltet, wenn ein negativer Strom durch Dioden D_{21} und D_{22} fließt. Schalthandlungen der IGBTs T_{13} und T_{23} haben keinen Einfluss auf die Ausgangsspannung. Die Schaltzustände einer Phase sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst.

Tabelle 7.1.: Schaltzustände einer Phase des T-Type-Vierpunktgleichrichters

Schaltzustand	Spannung u_{ao}	Schaltsequenz			
		T_{10}	T_{20}	T_{13}	T_{23}
+1	$+U_{DC}/2$ für $i_a > 0$	0	0	0/1	0/1
0^+	$+U_{DC}/6$	1	1	1	0
0^-	$-U_{DC}/6$	1	1	0	1
-1	$-U_{DC}/2$ für $i_a < 0$	0	0	0/1	0/1

Die zuvor dargelegten Beschränkungen aktiver Gleichrichter hinsichtlich der reduzierten Anzahl an verfügbaren Schaltkombinationen zur Nachbildung des komplexen Spannungszeiger in der Raumzeigerebene besitzen weiterhin Gültigkeit. Demgegenüber steht aufgrund der zusätzlichen Spannungsstufe eine insgesamt höhere Anzahl an redundanten Schaltkombinationen für den gleichen Zustand. Somit bestehen auch für eine höhere Phasenverschiebung weiterhin Möglichkeiten zur Nachbildung des Spannungszeigers.

Die Abhängigkeit der maximalen Aussteuerung in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung kann in vier Bereiche unterteilt werden [Rud07], [Rud08]. Im ersten Bereich besteht noch keine Abhängigkeit und die maximale Aussteuerung nach Gleichung (7.2) ist verfügbar.

$$a_{max} \approx 1,155 \quad , \text{ für } |\varphi| \leq \arcsin\left(\frac{2}{3}\right) - 30^\circ = 11,81^\circ \quad (7.2)$$

Für eine ansteigende Phasenverschiebung über den Winkel $|\varphi| = 11,81^\circ$ hinaus wird die Abhängigkeit durch Gleichung (7.3) beschrieben.

$$a_{max} = \frac{4}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\sin(|\varphi| + 30^\circ)} \quad , \text{ für } 11,81^\circ < |\varphi| \leq 60^\circ \quad (7.3)$$

Gleichung (7.4) dient zur Bestimmung der maximalen Aussteuerung im Bereich von $|\varphi| > 60^\circ$ bis $|\varphi| \leq 120^\circ$.

$$a_{max} = \frac{2}{3 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\sin(|\varphi| + 30^\circ)} \quad , \text{ für } 60^\circ < |\varphi| \leq 120^\circ \quad (7.4)$$

Für eine Phasenverschiebung $|\varphi| > 120^\circ$ wird eine konstante maximale Aussteuerung erreicht. In diesem Bereich werden nur noch die Potentiale $+U_{DC}/6$ und $-U_{DC}/6$ verwendet, sodass die unidirektionale Stromführung der äußeren Dioden keinen Einfluss mehr besitzt. Nach Gleichung (7.5) beträgt die maximale Aussteuerung $a_{max} = \frac{2}{3 \cdot \sqrt{3}}$.

$$a_{max} = \frac{2}{3 \cdot \sqrt{3}} \quad , \text{ für } 120^\circ < |\varphi| \quad (7.5)$$

Der Verlauf der Aussteuerung des Vierpunktgleichrichters in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung ist in Abbildung 7.8 im Vergleich zum Dreipunktgleichrichter dargestellt.

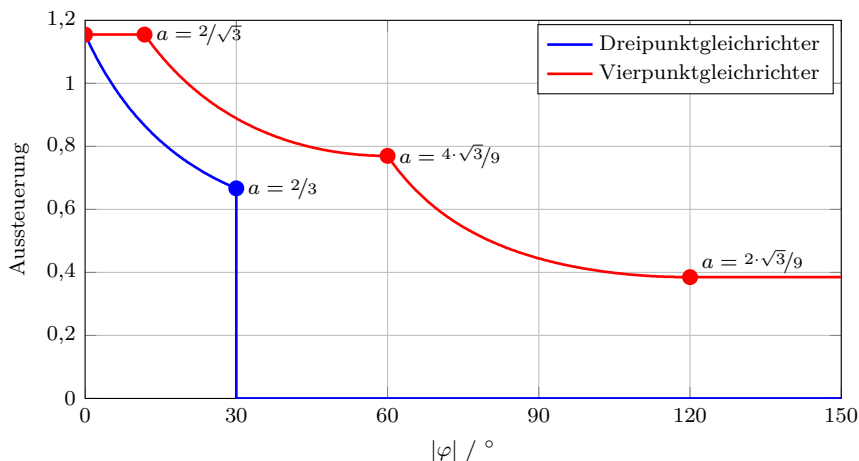


Abbildung 7.8.: Arbeitsbereich des aktiven Vierpunktgleichrichters

Es zeigt sich, dass der T-Type-Vierpunktgleichrichter gegenüber dem Dreipunktgleichrichter auch für eine steigende Phasenverschiebung zwischen Netzstrom und Gleichrichterspannung einen Betrieb ohne die Erzeugung zusätzlicher Harmonischer ermöglicht. Daher ist er auch für Anwendungen geeignet, die aufgrund einer hohen Impedanz eine hohe Phasenverschiebung aufweisen.

7.3. Vergleich der Leistungsfähigkeit des T-Type-Dreipunktgleichrichters

Für aktive Gleichrichter entfällt für einen Teil der Schalter die Notwendigkeit einer bidirektionalen Stromführung. Daher können Module eingesetzt werden, die eine reine Diodenfunktionalität besitzen. Die hierdurch erhöhte aktive Chipfläche geht mit positiven Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit und die Lebensdauer einher. Die vorstehenden Betrachtungen in Kapitel 5 und 6 haben gezeigt, dass der T-Type-Dreipunktumrichter den größten Vorteil für das konventionelle IGBT/Dioden-Modul hinsichtlich der Leistungsfähigkeit besitzt.

Nachfolgend wird daher anhand des T-Type-Dreipunktgleichrichters ein Vergleich mit den bidirektionalen Dreipunktumrichtern bezüglich der Leistungsfähigkeit für die in Kapitel 6 betrachtete Applikation Windkraft durchgeführt. Hierbei muss die inhärente Begrenzung der maximal möglichen Aussteuerung durch den Phasenverschiebung zwischen Strom und Gleichrichterspannung in Betracht gezogen werden. Nur unter Einhaltung der Grenzen des Arbeitsbereiches des aktiven Gleichrichters ist ein Betrieb der Windkraftanlagen ohne zusätzliche Belastungen des Antriebsstranges durch Harmonische des Stromes realisierbar. Abbildung 7.9 zeigt den Arbeitsbereich der in Kapitel 6 betrachteten Windkraftanlage im Vergleich zum maximal möglichen Arbeitsbereich des Dreipunktgleichrichters. Hieraus geht hervor, dass sich die Windkraftanlage jederzeit im möglichen Arbeitsbereich des Gleichrichters bewegt und damit ohne Einschränkungen realisierbar ist.

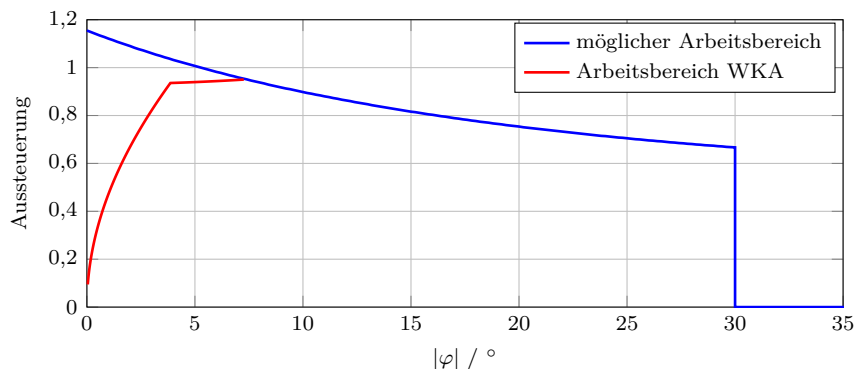


Abbildung 7.9.: Vergleich des Arbeitsbereiches der WKA und des aktiven Dreipunktgleichrichters

Der Umstand der unidirektionalen Stromführung der äußeren Schalter des T-Type-Dreipunktgleichrichters kann zur Steigerung der Ausgangsleistung gegenüber dem T-Type-Dreipunktumrichter genutzt werden. Durch Module, die eine reine Diodenfunktionalität besitzen, kann die Chipfläche des obsoleten IGBTs genutzt werden, um die aktive Chipfläche erhöhen. Wie bereits zuvor gezeigt, ergeben sich durch die erhöhte Fläche Vorteile hinsichtlich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer.

Module, die eine reine Diodenfunktionalität besitzen, sind im Bereich hoher Spannung nur mit einer Grundfläche von 130 mm x 140 mm verfügbar. Diese entsprechen den Mittelpunktdioden des NPC-Dreipunktumrichters in den vorangegangenen Betrachtungen. Basierend auf diesem Doppeldiodenmodul werden die elektrischen und thermischen Parameter für ein Diodenmodul mit einer Grundfläche von 190 mm x 140 mm extrapoliert und für die weiteren Untersuchungen verwendet. Gegenüber einem IGBT/Dioden-Modul steht die dreifache Diodenfläche zur Verfügung. Eine Betrachtung der gleichen Grundfläche ermöglicht einen realistischen Vergleich hinsichtlich der thermischen Impedanzen. Des Weiteren wird der Vergleich nur für die Reihenschaltung der Diodenmodule im T-Type-Gleichrichter betrachtet.

Wie bereits in Kapitel 6 gezeigt, führt in der betrachteten Anwendung Windkraft eine Auslegung auf die zulässige maximale Temperatur von 125 °C zu einer erwarteten Lebensdauer der Leistungshalbleiter, die den Anforderungen nicht genügt. Der T-Type-Dreipunktgleichrichter stellt hier keine Ausnahme dar. Für eine zulässige maximale Temperatur von 125 °C wird eine Steigerung der Ausgangsleistung gegenüber dem NPC-Dreipunktumrichter um rund 49 % beziehungsweise gegenüber dem T-Type-Dreipunktumrichter um rund 37 % erreicht. Hierbei begrenzt IGBT T₁₀ die Leistungsfähigkeit und besitzt eine prognostizierte Lebensdauer von 17 Jahren.

Die erhöhte Fläche der reinen Diodenmodule erlaubt eine höhere Ausgangsleistung, die mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen als Mittelpunktschalter jedoch nicht ausgenutzt werden kann. Durch den Einsatz des BIGTs als antiserieller Mittelpunktschalter kann die Ausgangsleistung des aktiven T-Type-Dreipunktgleichrichters gegenüber dem NPC-Dreipunktumrichter um 83 % gesteigert werden. Gleichzeitig sinkt die zu erwartende Lebensdauer von D_{11} auf unter zwei Jahre und genügt somit nicht den Anforderungen. Aus diesem Grund beschränken sich die nachfolgenden Betrachtungen auf eine Auslegung unter der Forderung einer zu erwartenden Lebensdauer von 25 Jahren. Die Verwendung des BIGTs als antiserieller Mittelpunktschalter im T-Type-Dreipunktgleichrichter zeigt sich als vorteilhaft und wird beibehalten. Als Referenz dient wie bereits in den vorangegangenen Kapiteln der NPC-Dreipunktumrichter mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen.

Kapitel 6 zeigt, dass die Ausgangsleistung des NPC-Dreipunktumrichters mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen auf 87 % sinkt, wenn eine Auslegung auf eine zu erwartende Lebensdauer von 25 Jahren erfolgt. Der T-Type-Dreipunktumrichter mit einer Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBT/Dioden-Modulen erzielt eine um 9 % höhere Ausgangsleistung. Unter den gleichen Voraussetzungen erreicht der T-Type-Dreipunktgleichrichter mit BIGTs als Mittelpunktschalter eine Steigerung um 71 % im Vergleich zum NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen bei gleicher Lebensdauer von 25 Jahren.

Durch den Verzicht auf die Rückspeisefähigkeit kann ein Vorteil gegenüber dem T-Type-Dreipunktumrichter erzielt werden. Die Betrachtung des Temperaturverlaufes der äußeren Diode D_{11} zeigt, dass obgleich der höheren Ausgangsleistung die maximale Temperatur des reinen Diodenmoduls des T-Type-Dreipunktgleichrichters (Abbildung 7.10a) ungefähr den gleichen Wert erreicht, wie das IGBT/Dioden-Modul des T-Type-Dreipunktumrichters (Abbildung 7.10b). Der auftretende Temperaturhub im Punkt maximaler Leistung bewegt sich mit 18 K ebenfalls im gleichen Bereich. Aufgrund der Reihenschaltung sind die Verläufe für D_{12} identisch.

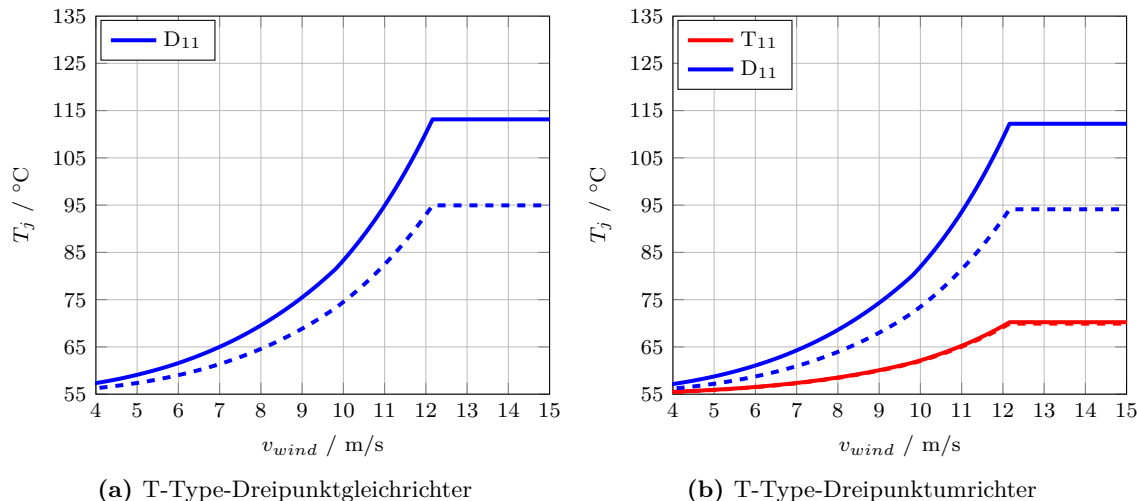


Abbildung 7.10.: Temperaturverlauf des äußeren Schalters für eine erwartete Lebensdauer von 25 Jahren, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Der Mittelpunktschalter T_{10} / D_{10} wird im T-Type-Dreipunktgleichrichter durch den BIGT B_{10} ersetzt, sodass die erhöhte Fläche der Dioden D_{11} und D_{12} ausgenutzt werden kann. Abbildung 7.11 zeigt, dass die Steigerung der Ausgangsleistung zu einer deutlich höheren maximalen Temperatur des BIGTs im T-Type-Dreipunktgleichrichter führt. Gleichzeitig ergibt sich durch die Vorteile des BIGTs im Punkt maximaler Leistung ein geringerer Temperaturhub im Vergleich zum IGBT/Dioden-Modul des T-Type-Dreipunktumrichters.

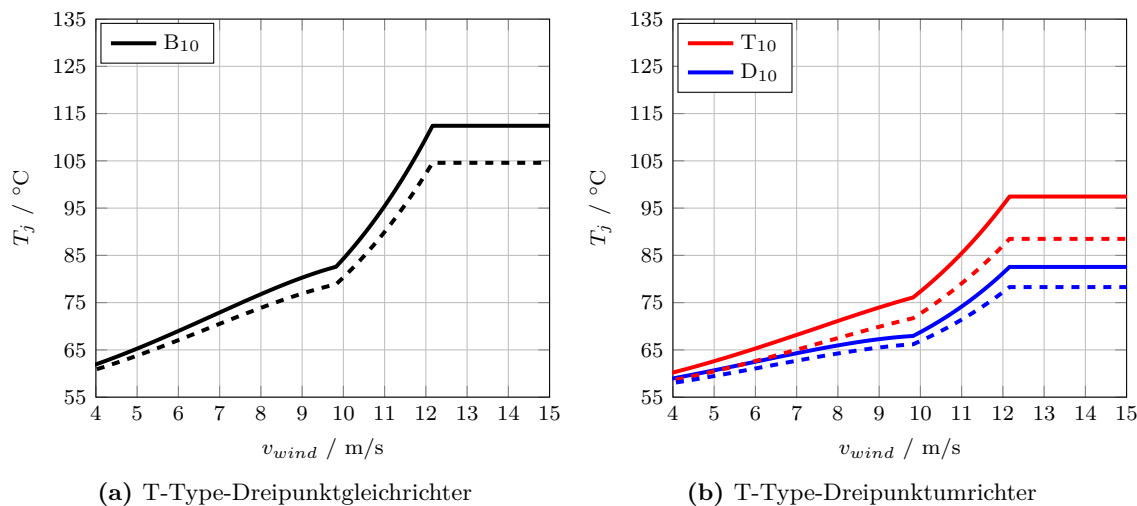


Abbildung 7.11.: Temperaturverlauf des Mittelpunktschalters für eine erwartete Lebensdauer von 25 Jahren, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

Tabelle 7.2 fasst die Resultate des Vergleiches zusammen. Hierbei wird der T-Type-Dreipunktgleichrichter mit reinen Diodenmodulen und dem BIGT als Mittelpunktschalter mit dem NPC-Dreipunktumrichter sowie dem T-Type-Dreipunktumrichter mit konventionellen IGBT/Dioden-Modulen verglichen. Da die elektrischen und thermischen Parameter für das reine Diodenmodul des T-Type-Gleichrichters auf einer Extrapolation und nicht auf einer Messung basieren, entstehen zusätzliche Unsicherheiten. Hierbei kann davon ausgegangen werden, dass ein optimiertes Diodenmodul die Parameter positiv beeinflusst und die Leistungsfähigkeit des T-Type-Gleichrichters nochmals ansteigt.

Tabelle 7.2.: Vergleich der Leistungsfähigkeit des Dreipunktgleichrichters bei einer Auslegung auf eine Lebensdauer von 25 Jahren

	$T_{j, max} / ^\circ C$	$P_a / \%$	L / a	begrenzendes Element
NPC-Umrichter	113	87	25	D_{11}
T-Type-Umrichter	112	96	25	D_{11}
T-Type-Gleichrichter	113	158	25	D_{11}

Im Hinblick auf die Leistungsfähigkeit ist davon auszugehen, dass der Vierpunktgleichrichter gegenüber dem Dreipunktgleichrichter nochmals eine Steigerung ermöglicht. Die erhöhte Fläche der Dioden D_{11} und D_{12} bleibt auch im Vierpunktgleichrichter erhalten und wirkt sich positiv aus. Des Weiteren reduziert die zusätzliche Spannungsstufe die Belastung der Dioden. Die Spannung, die während des Schaltvorgangs gesperrt werden muss, reduziert sich von $+U_{DC}/2$ auf $+U_{DC}/3$, wodurch zum einen die Schaltverluste durch die geringere Spannung sinken. Zum anderen reduziert sich die Anzahl der Schalthandlungen der Dioden selbst, da die zusätzliche Spannungsstufe zum Nachbilden einer sinusoidalen Spannung genutzt werden kann.

Die Reihenschaltung der Dioden D_{11} und D_{12} beziehungsweise D_{21} und D_{22} bleibt bestehen, da statisch weiterhin die gesamte Zwischenkreisspannung anliegt. Diese Faktoren lassen ohne tiefer gehende Untersuchungen Rückschlüsse zu, dass der Vierpunktgleichrichter bei gleicher Lebensdauer eine weitere Erhöhung der Ausgangsleistung bei gleichzeitiger positiver Auswirkung auf den Anteil der Harmonischen im Netzstrom ermöglicht.

8. Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beinhaltet eine vergleichende Untersuchung der Leistungsfähigkeit von Dreipunktumrichtern. Hierbei liegt der Fokus auf dem Einsatz des BIGTs als erstem rückwärts leitfähigem Leistungshalbleiter für hohe Spannungen und Leistungen mit Serienreife. Die Betrachtungen legen die Einflüsse des BIGTs auf die Lastwechselfestigkeit und die Lebensdauer in Dreipunktumrichtern im Vergleich zum IGBT/Dioden-Modul dar. Eine optimale Ausnutzung der Vorteile des BIGTs kann durch den Einsatz in generatorischen Anwendungen mit geringer Grundfrequenz erreicht werden. Aufgrund dieses Umstandes wird der Applikation Windkraft besondere Beachtung zugemessen.

Der BIGT besitzt durch die hybride Struktur aus IGBT und RC-IGBT den Nachteil, dass keine unabhängige Optimierung der Charakteristik des IGBT- beziehungsweise Diodenmodus möglich ist. Aus diesem Grund ist ein Kompromiss hinsichtlich des Durchlass- und Schaltverhaltens notwendig. Im Gegensatz zum konventionellen IGBT/Dioden-Modul beeinflusst die Gate-Emitter-Spannung das Durchlassverhalten für einen rückwärts gerichteten Stromfluss. Diese Abhängigkeit bedingt den Einsatz des statischen MOS-Controls. Befindet sich der BIGT im Diodenmodus wird die Gate-Emitter-Spannung unter die Threshold-Spannung abgesenkt. Die notwendige Bestimmung der Stromrichtung kann auf der Grundlage einer Laststrommessung erfolgen. Die im Rahmen dieser Arbeit entworfene Stromrichtungserkennung beeinflusst mittels einer einstellbaren Schalthysterese die Schaltbefehle, die von der übergeordneten Steuerung bereitgestellt werden. Die Erkennung ist für eine Phase des NPC-Dreipunktumrichters ausgelegt. Eine Erweiterung auf einen vollständigen dreiphasigen Umrichter ist problemlos möglich. Die Verläufe des Netzstromes und der Umrichterspannung werden durch die Stromrichtungserkennung nicht beeinträchtigt, lediglich die Durchlassverluste des BIGTs im Diodenmodus werden reduziert. Hierbei hat die Wahl der Höhe der Schaltschwellen sowie der Hysteresebreite entscheidende Auswirkungen auf die Arbeitsweise der Erkennung. So zeigen Hysteresebegrenzen im Bereich von 10 % des Nennstromes des BIGTs und einer geringen Breite, dass für kleine Lastströme geringfügig erhöhte Durchlassverluste entstehen. Bereits für Lastströme, die einem Viertel des Nennstromes entsprechen sind keine Unterschiede zwischen der Verwendung des statischen MOS-Controls und einer idealen Ansteuerung des BIGTs im Diodenmodus ersichtlich. Eine höhere obere Schaltschwelle und eine damit verbundene höhere Hysteresebreite führt dazu, dass kein Eingreifen der Stromrichtungserkennung für kleine Lastströme erfolgt und die Durchlassverluste im generatorischen Betrieb um bis zu 80 % ansteigen. Mit steigendem Laststrom reduziert sich der Unterschied und wird auch für hohe Hysteresebreiten unerheblich. Ein vollständiger Verzicht auf den Einsatz des statischen MOS-Controls führt primär im generatorischen Betrieb zu erhöhten Verlusten, die eine erhebliche Mehrbelastung darstellen. Demgegenüber ist eine Stromrichtungserkennung für motorische Anwendungen nicht zwingend erforderlich, da im NPC-Dreipunktumrichter die Belastung des BIGTs im Diodenmodus gering ist.

Die Notwendigkeit hoher Hystereseschwellen beziehungsweise einer hohen Hysteresebreite kann durch die Anwendung gegeben sein. Treten Oszillation des Laststromes auf, so wirken sich diese negativ auf die verwendete Stromrichtungserkennung aus. Oszillationen im Bereich des Stromnulldurchganges können mehrfache Richtungsänderungen des Stromes bewirken. Hierbei können durch diese hochfrequenten Änderungen Komplikationen bei der Messwerterfassung oder bei der Umsetzung der Schaltbefehle durch die halbleiternahe Ansteuerung entstehen. Diese können dazu führen, dass ein BIGT, der sich im IGBT-Modus befindet, nicht eingeschaltet wird und am Phasenausgang das falsche Potential anliegt. Durch die Wahl einer hohen Hysteresebreite können die Auswirkungen der Stromoszillationen unterbunden werden. Hinsichtlich der Durchlassverluste ist dies nachteilig, da die Stromrichtungserkennung für kleine Lastströme wirkungslos ist.

Ein allgemeiner Vergleich der Leistungsfähigkeit von verschiedenen Dreipunktumrichtern für statische Arbeitspunkte illustriert die Unterschiede der Topologien untereinander sowie die Vorteile des BIGTs gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul. Eine Auslegung auf die gleiche maximale Temperatur für das IGBT/Dioden-Modul zeigt, dass der ANPC-Umrichter gegenüber dem NPC-Umrichter nur im Bereich kleiner Aussteuerung Vorteile aufweist. Diese beruhen auf der Begrenzung der Leistungsfähigkeit durch die im NPC-Umrichter eingesetzten Mittelpunktdioden. Mit steigender Aussteuerung reduziert sich dieser Nachteil und die Möglichkeiten einer Leistungssteigerung durch den ANPC-Umrichter werden geringer. Abhängig von der gewählten Modulation verbleiben motorisch bis zu 10 %, während generatorisch vergleichbare Ergebnisse erzielt werden.

Demgegenüber steht der T-Type-Umrichter, der für das IGBT/Dioden-Modul ein inverses Verhalten aufweist. Während für kleine Aussteuerung der antiserielle Schalter begrenzt und zu schlechteren Resultaten gegenüber dem NPC-Umrichter führt, verschiebt sich die Belastung mit steigender Aussteuerung zu den äußeren Schaltern. So erreicht die Reihenschaltung des äußeren Schalters, bestehend aus zwei 3,3 kV IGBTs, im T-Type-Umrichter mit steigender Aussteuerung einen Vorteil von 10 % generatorisch und fast 20 % motorisch. Durch die Parallelschaltung von zwei 6,5 kV IGBTs steigt der Vorteil auf 25 % beziehungsweise 30 %.

Der BIGT führt prinzipiell zu einer deutlichen Steigerung der Ausgangsleistung. Für den NPC-Umrichter ergeben sich hierbei Einschränkungen. Solange die Mittelpunktdiode begrenzt, erzielt der BIGT keine Vorteile. Dieser Nachteil wird mit steigender Aussteuerung aufgehoben. So wirkt sich besonders generatorisch die Erhöhung der Diodenfläche des BIGTs aus, sodass bis zu 30 % mehr Leistung erreicht werden. Motorisch beläuft sich der Vorteil auf 20 %.

Für den ANPC-Umrichter erweist sich speziell die ANPC₁₁-Modulation als vorteilhaft. Die Entlastung der inneren Schalter führt für den BIGT generatorisch zu einer Erhöhung von über 40 % gegenüber dem NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen. Dies bedeutet im Vergleich zum NPC-Umrichter mit BIGTs eine nochmalige Steigerung der Ausgangsleistung. Demgegenüber werden motorisch vergleichbare Resultate zum NPC-Umrichter mit BIGTs erzielt.

Die Leistungsfähigkeit des T-Type-Umrichters wird beim Einsatz von BIGTs durch den Mittelpunktschalter begrenzt und ist somit unabhängig von der Konfiguration als Reihen- oder Parallelschaltung. Mit bis zu 50 % generatorisch beziehungsweise 30 % motorisch zeigt sich ein deutlicher Gewinn gegenüber dem NPC-Umrichter und dem ANPC-Umrichter.

Die Untersuchung für eine reale Anwendung beleuchtet den Einfluss des BIGTs auf die zu erwartende Lebensdauer. Diese ist ein wichtiger Aspekt bei der Auslegung des Umrichters. Die Applikation Windkraft mit geringeren Grundfrequenzen durch langsam drehende Generatoren nutzt die Möglichkeiten des BIGTs größtmöglich aus. Auf der Grundlage eines Lastspieles, basierend auf einem realen Windgeschwindigkeitsprofil, kann eine Prognose der Lebensdauer getroffen werden. Eine Auslegung auf eine zulässige maximale Temperatur von 125 °C führt zu einer unzureichenden Lebensdauer, sodass eine deutliche Reduktion der Leistung vorzunehmen ist. Für den NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen führt eine um 13 % geringere Leistung zu einer Erhöhung der Lebensdauer von 1,8 Jahren auf 25 Jahre. Für eine vergleichbare Betrachtung muss eine Auslegung der verschiedenen Topologien und Modulationen auf die gleiche Lebensdauer erfolgen. Hierfür werden 25 Jahre angesetzt. Durch den BIGT wird im NPC-Umrichter eine Erhöhung um 53 % gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul erreicht. Für die ANPC₁₁-Modulation steigt der Wert auf 82 %. Der T-Type-Umrichter erzielt darüber hinaus 100 % mehr Leistung durch die Reihenschaltung beziehungsweise 92 % mit der Parallelschaltung.

Die Ergebnisse zeigen, dass der Einsatz von konventionellen IGBT/Dioden-Modulen in der untersuchten Applikation nachteilig ist und eine Leistungsreduktion oder den Mehreinsatz von Leistungshalblitern nach sich zieht. Der BIGT kann durch eine geringere maximale Temperatur und einen abgesenkten auftretenden Temperaturhub eine deutliche Steigerung der Leistung bei gleicher Lebensdauer gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul herbeiführen.

Des Weiteren zeigt sich, dass die Berücksichtigung von Hübten durch die Änderung der Windgeschwindigkeit erhebliche Auswirkungen auf die Bestimmung der zu erwartenden Lebensdauer hat. Diese Hübe dominieren den Lebensdauerverbrauch des BIGTs und dürfen bei der Betrachtung nicht vernachlässigt werden.

Im Rahmen weiterführender Untersuchungen ist ein eingehender Nachweis der Gültigkeit der Lebensdauermodelle für den BIGT notwendig, um die erzielten Resultate zu bestätigen. Ferner ist eine umfassende Betrachtung hinsichtlich der realen Oszillationen des Laststromes für verschiedene Anwendungen und unter Berücksichtigung aller auftretenden Effekte in einem dreiphasigen Umrichter notwendig. Hiermit können weiterführende Aussagen über die Funktionalität und die Effektivität der Stromrichtungserkennung des BIGTs getroffen werden.

Anhänge

A. Prüfplatzaufbau und ergänzende Messungen

A.1. Aufbau zur Untersuchung des Durchlassverhaltens

Für die Untersuchung des Durchlassverhaltens wurde der in Abbildung A.1 schematisch dargestellte Aufbau verwendet. Die Spannungsversorgung erfolgt über ein Kondensatorladegerät (CCR1-F-4000). Eine Phase eines NPC-Dreipunktumrichters dient als Hilfsphase zur Erzeugung des notwendigen Stromverlaufes. Durch die Nutzung eines Dreipunktumrichters ist es möglich die Stromrichtung durch eine Anpassung des Pulsmusters zu ändern. Hierdurch ist kein Umbau des Aufbaus zur Untersuchung des IGBTs beziehungsweise der Diode notwendig. Die Einstellung der Temperatur erfolgt über den Klimaschrank (VC³ 7060). Zur Erzeugung der Schaltsignale dient ein FPGA-Funktionsgenerator.

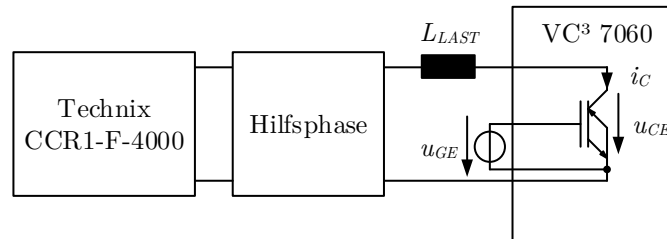


Abbildung A.1.: Schematischer Aufbau zur Untersuchung des Durchlassverhaltens

Die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Messmittel zur Untersuchung des Durchlassverhaltens sind in Tabelle A.1 aufgeführt.

Tabelle A.1.: Verwendete Messmittel zur Untersuchung des Durchlassverhaltens

Oszilloskop	LeCroy WaveSurfer 64Xs-B
Messung Kollektor-Emitter-Spannung (U_{CE})	LeCroy PP009, 10:1 Tastkopf
Messung Gate-Emitter-Spannung (U_{GE})	LeCroy PP009, 10:1 Tastkopf
Messung Kollektorstrom (I_C)	LEM Stromsensor LT 1005-S/SP37
Spannungsversorgung	Technix CCR1-F-4000
Signalerzeugung	FPGA-Funktionsgenerator
Heizung	Vötsch VC ³ 7060

A.2. Aufbau zur Untersuchung des Schaltverhaltens

Zur Untersuchung des Schaltverhaltens der Leistungshalbleiter wurde eine Phase eines NPC-Dreipunktumrichters verwendet (Abbildung A.2). Die Spannungsversorgung des Zwischenkreises erfolgt über REOLAB 420. Zur Erzeugung der Schaltsignale dient ein FPGA-Funktionsgenerator. Die Bezeichnung der Messgrößen im Rahmen dieser Arbeit erfolgen entsprechend der dargestellten Definition.

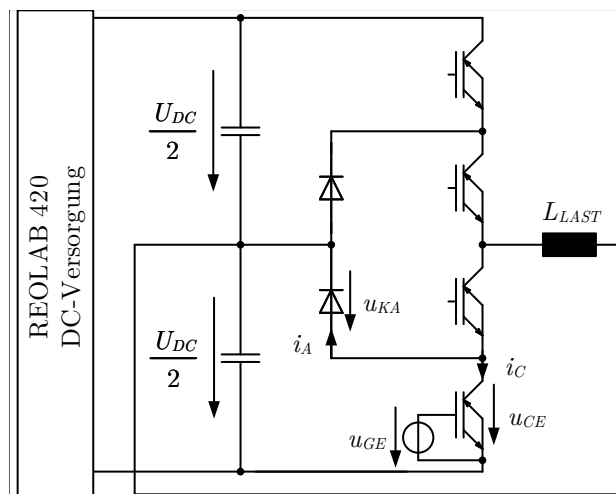


Abbildung A.2.: Schematischer Aufbau zur Untersuchung des Schaltverhaltens

Tabelle A.2 fasst die verwendeten Messmittel zur Untersuchung des Schaltverhaltens zusammen.

Tabelle A.2.: Verwendete Messmittel zur Untersuchung des Schaltverhaltens

Oszilliskop	LeCroy WaveSurfer 64Xs-B, LeCroy WaveRunner HRO 66Zi
Messung Kollektor-Emitter-Spannung (U_{CE})	PMK-PHVS662-L, 1000:1 Tastkopf
Messung Kathoden-Anoden-Spannung (U_{KA})	PMK-PHVS662-L, 1000:1 Tastkopf
Messung Gate-Emitter-Spannung (U_{GE})	LeCroy PP009, 10:1 Tastkopf
Messung Kollektorstrom (I_C)	Rogowskispule PEM CWT 60B
Messung Anodenstrom (I_A)	Rogowskispule PEM CWT 60B
Spannungsversorgung	REOLAB 420 DC-Versorgung
Signalerzeugung	FPGA-Funktionsgenerator
Heizung	Heizplatte (Lehrstuhl eigenbau)

A.3. Bestimmung der Streuinduktivität L_σ

Der Zweipunktumrichter besitzt nur einen Kommutierungskreis, wodurch ein möglichst niederinduktiver Aufbau einfach zu realisieren ist. Mit steigender Anzahl der Spannungsstufen, steigt auch die Anzahl der vorhandenen Kommutierungskreise und erschwert den niederinduktiven Aufbau.

Der NPC-Dreipunktumrichter besitzt zwei Kommutierungskreise. Zum einen den kleinen Kreis, der zwei Leistungshalbleiter und einen Zwischenkreiskondensator umfasst (Abbildung A.3a) und zum anderen den großen Kreis, der vier Leistungshalbleiter und einen Zwischenkreiskondensator umfasst (Abbildung A.3b).

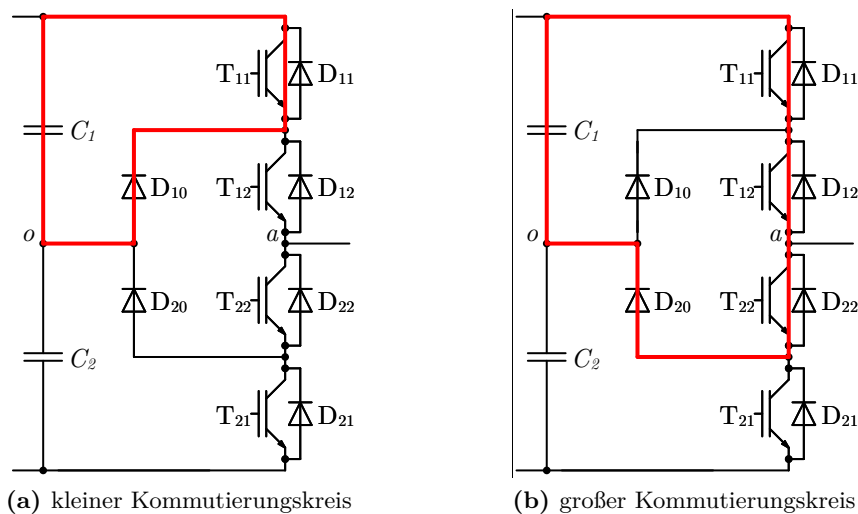


Abbildung A.3.: Kommutierungskreise des NPC-Dreipunktumrichters

Die Streuinduktivität L_σ des Kommutierungskreises kann unter anderem durch die Betrachtung des Einschaltverhaltens des IGBTs bestimmt werden. Dieses Vorgehen wurde im Rahmen dieser Arbeit verwendet. Hierfür wird abweichend zu den Betrachtungen in Kapitel 2 ein höherer Einschaltvorwiderstand für die halbleiternahe Ansteuerung verwendet, sodass sich ein ausgeprägtes Plateau der Kollektor-Emitter-Spannung während des Schaltvorganges ausbildet. Die Differenz dieses Plateaus zum statischen Wert der Sperrspannung entspricht dem Spannungsabfall über der Streuinduktivität. Mithilfe des Spannungsabfalls und der Änderung des Kollektorstromes im gewählten Zeitraum kann der Wert der Streuinduktivität bestimmt werden.

Die Einschaltvorgänge zur Bestimmung der Streuinduktivität im kleinen und großen Kommutierungskreis sind in Abbildung A.4 beziehungsweise A.5 dargestellt. Die verwendeten Punkte zur Berechnung sind in den Messungen gekennzeichnet.

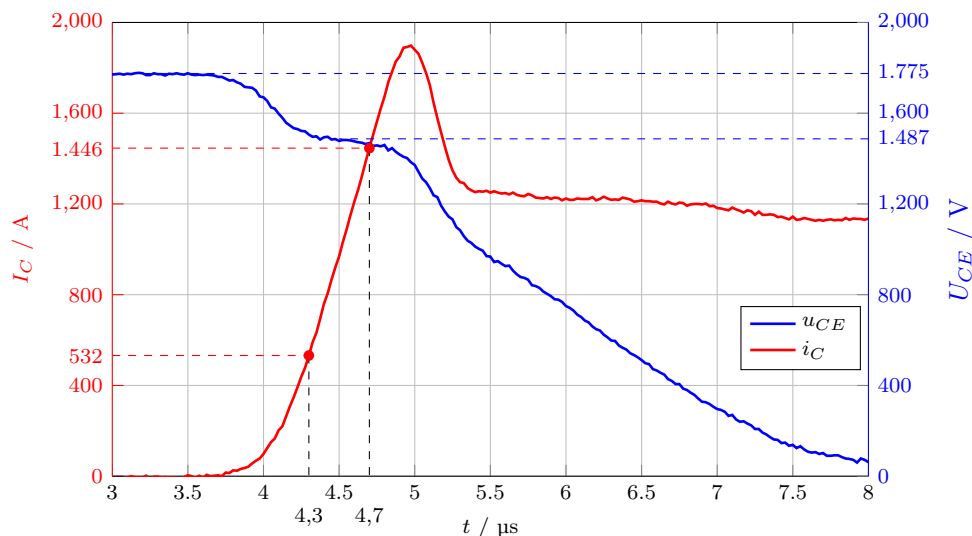


Abbildung A.4.: Bestimmung der Streuinduktivität im kleinen Kommutierungskreis, $R_{G, on} = 4,1 \Omega$

Hieraus und unter Berücksichtigung weiterer Messungen zur Verifizierung der Resultate ergibt sich ein Wert von zirka 130 nH für die Streuinduktivität im kleinen Kommutierungskreis. Für die Streuinduktivität im großen Kommutierungskreis ergibt sich ein höherer Wert von zirka 210 nH.

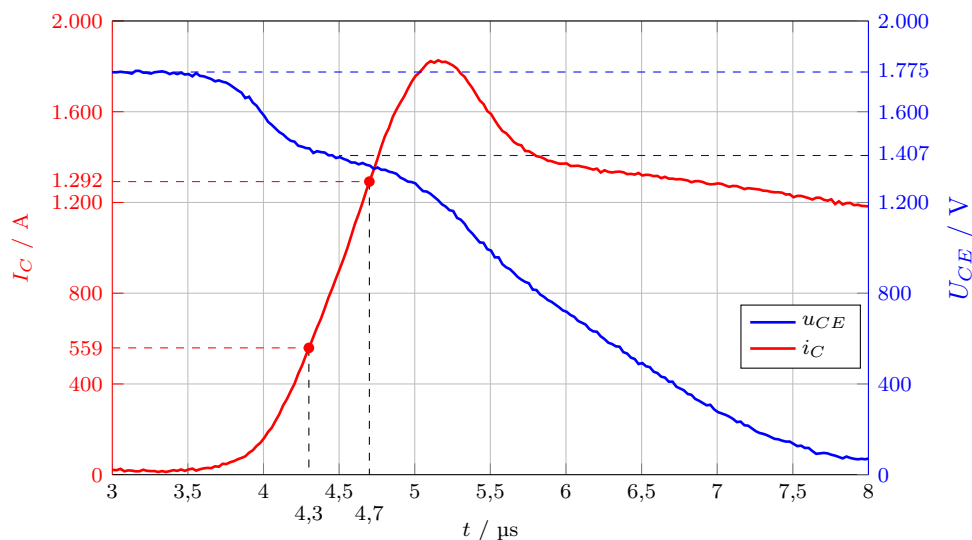


Abbildung A.5.: Bestimmung der Streuinduktivität im großen Kommutierungskreis, $R_{G, on} = 4,1 \Omega$

A.4. Ergänzende Schaltmessungen

Die Betrachtung des Einschalt- und Reverse-Recovery-Verhaltens im Rahmen von Kapitel 2 beschränkt sich auf die Schaltvorgänge im großen Kommutierungskreis, bei dem zwei IGBT/Dioden-Module beziehungsweise zwei BIGTs miteinander interagieren. In Ergänzung hierzu sind nachfolgend die Schaltvorgänge im kleinen Kommutierungskreis, welche im Zusammenspiel von IGBT/Dioden-Modul und Mittelpunktdiode beziehungsweise BIGT und Mittelpunktdiode erfolgen, dargestellt.

Abbildung A.6 und A.7 zeigen den Einschaltvorgang sowie die auftretenden Schaltleistungen von IGBT und BIGT im kleinen Kommutierungskreis.

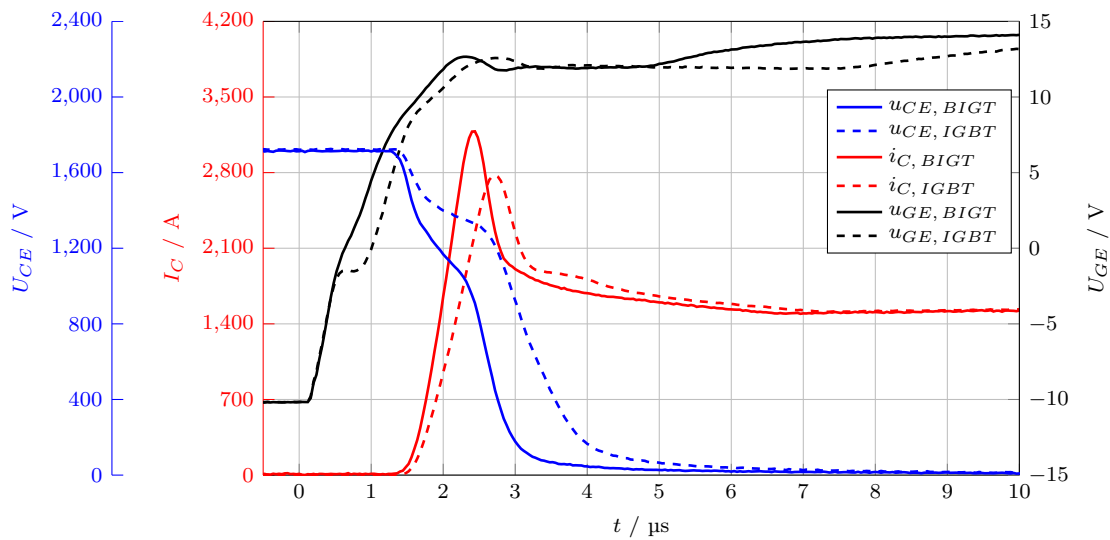


Abbildung A.6.: Vergleich des Einschaltverhaltens von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$ und $T_j = 125\text{ °C}$, $R_{G,on} = 0,5\ \Omega$

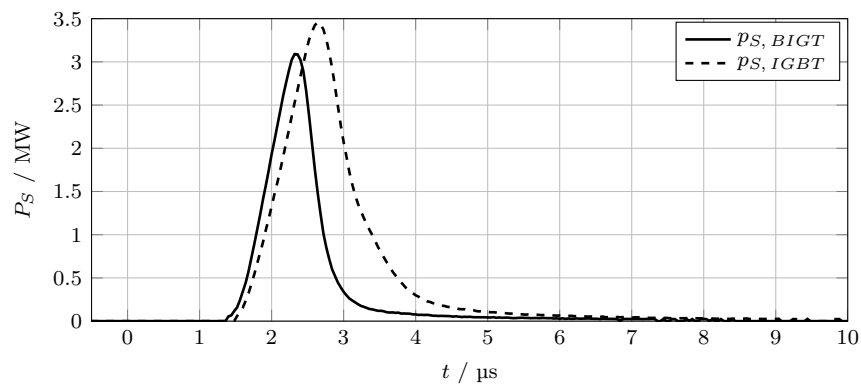


Abbildung A.7.: Vergleich der Schaltleistung beim Einschalten von BIGT und IGBT für $U_{DC} = 3400\text{ V}$, $I_C = 1500\text{ A}$ und $T_j = 125\text{ °C}$, $R_{G,on} = 0,5\ \Omega$

Das Reverse-Recovery-Verhalten der Mittelpunktdiode und die auftretenden Schaltleistungen im Zusammenspiel mit IGBT beziehungsweise BIGT sind in Abbildung A.8 und A.9 dargestellt.

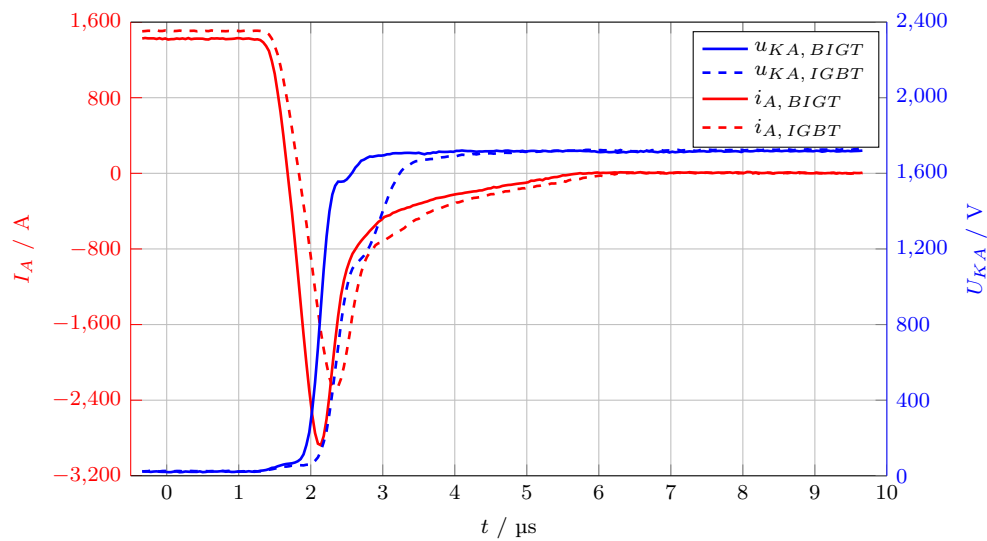


Abbildung A.8.: Vergleich des Reverse-Recovery-Verhaltens der Mittelpunktdiode für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ °C}$

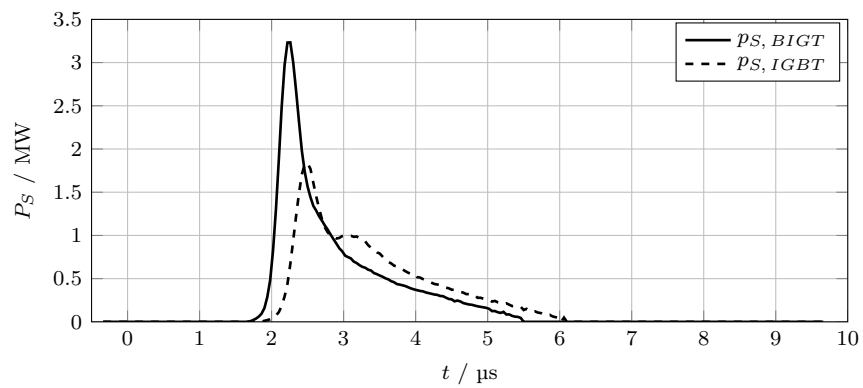


Abbildung A.9.: Vergleich der Schaltleistung beim Reverse-Recovery der Mittelpunktdiode für $U_{DC} = 3400 \text{ V}$, $I_C = 1500 \text{ A}$ und $T_j = 125 \text{ °C}$

B. Verlustberechnung Dreipunktumrichter

Die in Kapitel 3 vorgestellte gemittelte Verlustberechnung wird nachfolgend ausführlich für den NPC-Umrichter aufgezeigt. Für den ANPC-Umrichter, unter Berücksichtigung der verschiedenen Modulationen, sowie den T-Type-Umrichter beschränkt sich die Darstellung auf die gelösten Integrale, die direkt zur Berechnung verwendet werden können.

B.1. NPC-Umrichter

Durchlassverluste IGBT T₁₁

IGBT T₁₁ führt den Strom unter den Bedingungen, dass am Phasenausgang das Potential $U_{DC}/2$ anliegt und der Ausgangsstrom i_a positiv ist. Somit ist nur τ_{+1} (Abbildung 3.15) zu beachten und für die Berechnung ergibt sich Gleichung (B.1).

$$P_{D, T_{11}}(t) = \tau_{+1}(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) \quad \text{für } i_a(t) > 0 \quad (\text{B.1})$$

Die Bestimmung der gemittelten Verluste erfolgt durch die Integration über die zuvor definierten Bereiche. Mit Blick auf Abbildung 3.15 ist ersichtlich, dass nur Bereich I die Bedingungen erfüllt und für die Integration betrachtet werden muss. Gleichung (B.2) zeigt die Berechnung der gemittelten Durchlassverluste unter Berücksichtigung der Integrationsgrenzen sowie das gelöste Integral.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{D, T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} \tau_{+1} \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \\ &\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \varphi + 8 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(\varphi) \\ &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{CE,0} + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,I}) \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Schaltverluste IGBT T₁₁

Unter der Bedingung, dass sowohl der Laststrom i_a als auch die Umrichterspannung u_{ao} positiv sind, fallen für IGBT T₁₁ Schaltverluste an. Unter Verwendung der allgemeinen Gleichung zur Berechnung der Schaltverluste ergibt sich Gleichung (B.3).

$$P_{S, T_{11}}(t) = f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) \quad \text{für } i_a(t) > 0 \text{ und } u_{ao}(t) > 0 \quad (\text{B.3})$$

Für die Berechnung der gemittelten Schaltverluste zeigt sich anhand Abbildung 3.15, dass Schaltverluste für T₁₁ ebenfalls nur im Bereich I entstehen, wenn sowohl Spannung als auch Strom positiv sind. Für die Integration folgt daher Gleichung (B.4).

$$\begin{aligned} \bar{P}_{S, T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi)) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Durchlassverluste IGBT T₁₂

IGBT T₁₂ führt ebenfalls nur den positiven Strom i_a . Im Gegensatz zu T₁₁ jedoch auch während das Mittelpunktpotential anliegt. Daher müssen sowohl τ_{+1} als auch τ_0 beachtet werden. Dies kann durch die Addition der relativen Einschaltzeiten erreicht werden, wie es Gleichung (B.5) zeigt.

$$P_{D, T_{12}}(t) = (\tau_{+1}(t) + \tau_0(t)) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) \quad \text{für } i_a(t) > 0 \quad (\text{B.5})$$

Im Bereich I führt T₁₂ dauerhaft den Strom, daraus ergibt sich die Summe aus τ_{+1} und τ_0 zu eins. Während der negativen Halbwelle der Spannung führt T₁₂ ebenfalls den positiven Strom i_a , wenn das Mittelpunktpotential anliegt. Für die Bestimmung der gemittelten Durchlassverluste ergibt sich ein zweiter Term der Bereich II umfasst. Gleichung (B.6) zeigt die Bestandteile der Berechnung mit den entsprechenden Integrationsgrenzen.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{D, T_{12}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} 1 \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\ &\quad + f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{\pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot (3 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{CE,0} - 2 \cdot I_a^2 \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \cdot a \cdot r_{d,I} \\ &\quad + 8 \cdot I_a^2 \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot r_{d,I} - 3 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \sin(\varphi) \\ &\quad + 6 \cdot I_a^2 \cdot \pi \cdot r_{d,I} - 6 \cdot I_a^2 \cdot a \cdot r_{d,I} + 12 \cdot U_{CE,0} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a) \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Schaltverluste IGBT T₁₂

Während der positiven Halbwelle der Spannung ist IGBT T₁₂ dauerhaft eingeschaltet, sodass hier keine Schaltverluste anfallen. Erst mit dem Vorzeichenwechsel und dem damit verbundenen Umschalten zwischen dem Potential $-U_{DC}/2$ und dem Mittelpunktpotential, finden Schalthandlungen von T₁₂ statt. Somit folgt entsprechend Gleichung (B.7), dass Schaltverluste nur unter der Bedingungen eines positiven Laststromes und einer negativen Umrichterspannung entstehen.

$$P_{S, T_{12}}(t) = f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) \quad \text{für } i_a(t) > 0 \text{ und } u_{ao}(t) < 0 \quad (\text{B.7})$$

Für die Bestimmung der gemittelten Verluste muss Bereich II betrachtet werden. Daraus ergibt sich Gleichung (B.8).

$$\begin{aligned} \bar{P}_{S, T_{12}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{\pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\ &= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1) \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Durchlassverluste Diode D₁₁ und Diode D₁₂

Diode D₁₁ führt den negativen Ausgangsstrom i_a , wenn das Potential $U_{DC}/2$ anliegt. Aufgrund der Stromabhängigkeit des Mittelpunktpotentials des NPC-Umrichters gelten diese Bedingungen auch für Diode D₁₂. Die Berechnung der Durchlassverluste ist für beide Dioden identisch. Daraus ergeben sich die Gleichungen (B.9) und (B.10).

$$P_{D, D_{11}}(t) = \tau_{+1}(t) \cdot \left(U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) \quad \text{für } i_a(t) < 0 \quad (\text{B.9})$$

$$P_{D, D_{12}}(t) = \tau_{+1}(t) \cdot \left(U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) \quad \text{für } i_a(t) < 0 \quad (\text{B.10})$$

Die Integration erfolgt über Bereich IV. Nur in diesem sind die Bedingungen erfüllt. Die Gleichung (B.11) zeigt die Berechnung der gemittelten Durchlassverluste der beiden Dioden.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{D, D_{11}} &= \bar{P}_{D, D_{12}} \\ &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot \left(U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot \left(4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{F,0} \cdot \varphi \right. \\ &\quad \left. + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{F,0} - 8 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(\varphi) + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \right) \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

Schaltverluste Diode D₁₁ und Diode D₁₂

Für Diode D₁₁ entstehen Schaltverluste beim Wechsel zwischen dem Potential $U_{DC}/2$ und dem Mittelpunktpotential, wenn der Laststrom negativ ist. Hieraus ergibt sich Gleichung (B.12).

$$P_{S, D_{11}}(t) = f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) \quad \text{für } i_a < 0 \text{ und } u_{ao}(t) > 0 \quad (\text{B.12})$$

Dementsprechend muss für die Bestimmung der gemittelten Schaltverluste von Diode D₁₁ ebenfalls nur Bereich IV betrachtet werden und es folgt Gleichung (B.13).

$$\begin{aligned} \bar{P}_{S, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1) \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$

Diode D₁₂ wird zu keiner Zeit hart abkommutiert und hat daher keine Schaltverluste. Nur während der positiven Halbwelle der Spannung ist D₁₂ stromführend. Während das Mittelpunktpotential anliegt, ist der antiparallele IGBT T₁₂ eingeschaltet. Erst wenn das Potential $-U_{DC}/2$ an den Ausgang geschaltet wird, liegt über T₁₂ / D₁₂ wieder Sperrspannung an.

Durchlassverluste Diode D₁₀

Die Mittelpunktdiode D₁₀ leitet den positiven Strom i_a , wenn das Mittelpunktpotential anliegt. Unter Berücksichtigung der relativen Einschaltzeit τ_0 folgt Gleichung (B.14).

$$P_{D, D_{10}}(t) = \tau_0(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) \quad \text{für } i_a(t) > 0 \quad (\text{B.14})$$

Da auch während der negativen Halbwelle der Spannung ein positiver Strom fließen kann, müssen sowohl Bereich I als auch II für die Integration betrachtet werden. Daraus ergibt sich Gleichung (B.15).

$$\begin{aligned} \bar{P}_{D, D_{10}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot \left(-3 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \pi \cdot U_{F,0} \right. \\ &\quad + 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{F,0} - 4 \cdot I_a^2 \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \cdot a \cdot r_{d,D} \\ &\quad - 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,D} \cdot \pi \\ &\quad \left. - 12 \cdot I_a^2 \cdot a \cdot r_{d,D} + 12 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{F,0} \right) \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

Schaltverluste Diode D₁₀

Für Diode D₁₀ entstehen Schaltverluste für einen positiven Strom während der positiven Halbwelle der Spannung. In dem Fall, dass das Mittelpunktpotential bei einem positivem Strom während der negativen Halbwelle anliegt, führt D₁₀ den Strom, muss aber bei einem Wechsel des Ausgangspotentials auf $-U_{DC}/2$ keine Spannung aufnehmen. Daraus folgt Gleichung (B.16).

$$P_{S, D_{10}}(t) = f_S \cdot w_{rec} \cdot i_a(t) \cdot U_{DC}/2 \quad \text{für } i_a(t) > 0 \text{ und } u_{ao}(t) > 0 \quad (\text{B.16})$$

Zur Berechnung der gemittelten Schaltverluste muss nur Bereich I herangezogen werden und es ergibt sich Gleichung (B.17).

$$\begin{aligned} \bar{P}_{S, D_{10}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi)) \end{aligned} \quad (\text{B.17})$$

B.2. ANPC-Umrichter

B.2.1. ANPC₁₁-Modulation

Durchlassverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned} \bar{P}_{D, T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} \tau_{+1} \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \\ &\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \varphi + 8 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(\varphi) \\ &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{CE,0} + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,I}) \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

Schaltverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned} \bar{P}_{S, T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi)) \end{aligned} \quad (\text{B.19})$$

Durchlassverluste IGBT T₁₂

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, T_{12}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\cdot\pi\cdot f_0}} 1 \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
 &= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot I_a \cdot (I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(\varphi) \cdot r_{d,I} + I_a \cdot \pi \cdot r_{d,I} \\
 &\quad - I_a \cdot \varphi \cdot r_{d,I} + \sqrt{2} \cdot U_{CE,0} \cdot \cos(\varphi) + \sqrt{2} \cdot U_{CE,0})
 \end{aligned} \tag{B.20}$$

Durchlassverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2\cdot\pi-\varphi}{2\cdot\pi\cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t))) \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{F,0} \cdot \varphi \\
 &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{F,0} - 8 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(\varphi) + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,D})
 \end{aligned} \tag{B.21}$$

Schaltverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{S, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2\cdot\pi-\varphi}{2\cdot\pi\cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)
 \end{aligned} \tag{B.22}$$

Durchlassverluste Diode D₁₂

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, D_{12}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{f_0}}^{\frac{2\cdot\pi-\varphi}{2\cdot\pi\cdot f_0}} 1 \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t))) \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= -1/2 \cdot 1/\pi \cdot I_a \cdot (I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(\varphi) \cdot r_{d,D} - I_a \cdot \varphi \cdot r_{d,D} \\
 &\quad + \sqrt{2} \cdot U_{F,0} \cdot \cos(\varphi) - \sqrt{2} \cdot U_{F,0})
 \end{aligned} \tag{B.23}$$

Durchlassverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, T_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_0(t) \cdot \left(U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= -1/12 \cdot 1/\pi \cdot I_a \cdot \left(4 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) \right. \\
 &\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \varphi + 6 \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(\varphi) \cdot r_{d,I} \\
 &\quad - 8 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(\varphi) \cdot a + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{CE,0} \\
 &\quad + 4 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,I} - 6 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \varphi + 6 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \\
 &\quad \left. - 6 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{CE,0} \right)
 \end{aligned} \tag{B.24}$$

Schaltverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{S, T_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)
 \end{aligned} \tag{B.25}$$

Durchlassverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, D_{10}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot \left(U_{F,0} + r_{d,D} \cdot i_a(t) \right) \cdot i_a(t) dt \\
 &= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot I_a \cdot \left(-4 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) \right. \\
 &\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \pi \cdot U_{F,0} + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{F,0} \\
 &\quad + 6 \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(\varphi) \cdot r_{d,D} - 8 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(\varphi) \\
 &\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a \cdot \pi \cdot r_{d,D} - 4 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,D} \\
 &\quad \left. - 6 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \varphi + 6 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{F,0} \cdot \cos(\varphi) + 6 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{F,0} \right)
 \end{aligned} \tag{B.26}$$

Schaltverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{S, D_{10}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\
 &= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi))
 \end{aligned} \tag{B.27}$$

B.2.2. ANPC₁₂-Modulation

Durchlassverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\cdot\pi\cdot f_0}} \tau_{+1} \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
 &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \\
 &\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \varphi + 8 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(\varphi) \\
 &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{CE,0} + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,I})
 \end{aligned} \tag{B.28}$$

Durchlassverluste IGBT T₁₂

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, T_{12}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\cdot\pi\cdot f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
 &\quad + f_0 \cdot \int_{\frac{\pi-\varphi}{2\cdot\pi\cdot f_0}}^{\frac{1}{2\cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
 &= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot (3 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \pi \cdot U_{CE,0} \\
 &\quad + 16 \cdot I_a^2 \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot r_{d,I} - 3 \cdot I_a^2 \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot r_{d,I} \\
 &\quad + 6 \cdot I_a^2 \cdot \varphi \cdot r_{d,I} - 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{CE,0} \cdot \cos(\varphi) \\
 &\quad + 6 \cdot U_{CE,0} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a)
 \end{aligned} \tag{B.29}$$

Schaltverluste IGBT T₁₂

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{S, T_{12}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{2\cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\
 &= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a
 \end{aligned} \tag{B.30}$$

Durchlassverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2\cdot\pi-\varphi}{2\cdot\pi\cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t))) \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{F,0} \cdot \varphi \\
 &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{F,0} - 8 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(\varphi) + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,D})
 \end{aligned} \tag{B.31}$$

Durchlassverluste Diode D₁₂

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{D, D_{12}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot \left(U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\
&\quad + f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot \left(U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\
&= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot \left(-3 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \pi \cdot U_{F,0} \right. \\
&\quad - 16 \cdot I_a^2 \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot r_{d,D} + 3 \cdot I_a^2 \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot r_{d,D} \\
&\quad + 6 \cdot I_a^2 \cdot \pi \cdot r_{d,D} - 6 \cdot I_a^2 \cdot \varphi \cdot r_{d,D} \\
&\quad \left. + 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{F,0} \cdot \cos(\varphi) + 6 \cdot U_{F,0} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \right)
\end{aligned} \tag{B.32}$$

Schaltverluste Diode D₁₂

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{S, D_{12}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\
&= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a
\end{aligned} \tag{B.33}$$

Durchlassverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{D, T_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot \left(U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\
&= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot I_a \cdot \left(-4 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) \right. \\
&\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \pi + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{CE,0} \\
&\quad + 6 \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(\varphi) \cdot r_{d,I} - 8 \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot r_{d,I} \\
&\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \pi \\
&\quad - 4 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,I} - 6 \cdot I_a \cdot \varphi \cdot r_{d,I} + 6 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \\
&\quad \left. + 6 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{CE,0} \right)
\end{aligned} \tag{B.34}$$

Durchlassverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{D,D10} &= f_0 \cdot \int_{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
&= -1/12 \cdot 1/\pi \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) \\
&\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \varphi + 6 \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(\varphi) \cdot r_{d,D} \\
&\quad - 8 \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot r_{d,D} + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \sin(\varphi) \\
&\quad + 4 \cdot I_a \cdot a \cdot r_{d,D} - 6 \cdot I_a \cdot \varphi \cdot r_{d,D} \\
&\quad + 6 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{F,0} - 6 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{F,0})
\end{aligned} \tag{B.35}$$

B.2.3. ANPC_{DF}-Modulation

Durchlassverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{D,T11} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}} \tau_{+1} \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
&= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \\
&\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \varphi + 8 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(\varphi) \\
&\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{CE,0} + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,I})
\end{aligned} \tag{B.36}$$

Schaltverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{S,T11} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\
&= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi))
\end{aligned} \tag{B.37}$$

Durchlassverluste IGBT T₁₂

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{D,T12} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
&\quad + f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} \frac{\tau_0(t)}{2} \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
&= 1/24 \cdot 1/\pi \cdot (3 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \pi \cdot U_{CE,0} \\
&\quad + 16 \cdot I_a^2 \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot r_{d,I} \\
&\quad + 6 \cdot I_a^2 \cdot \pi \cdot r_{d,I} + 12 \cdot U_{CE,0} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a)
\end{aligned} \tag{B.38}$$

Schaltverluste IGBT T₁₂

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S, T_{12}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a\end{aligned}\quad (B.39)$$

Durchlassverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{D, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot \left(U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot \left(4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{F,0} \cdot \varphi \right. \\ &\quad \left. + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{F,0} - 8 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(\varphi) + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \right)\end{aligned}\quad (B.40)$$

Schaltverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)\end{aligned}\quad (B.41)$$

Durchlassverluste Diode D₁₂

$$\begin{aligned}\bar{P}_{D, D_{12}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot \left(U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\ &\quad + f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \frac{\tau_0(t)}{2} \cdot \left(U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= 1/24 \cdot 1/\pi \cdot \left(-3 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \pi \cdot U_{F,0} \right. \\ &\quad \left. - 16 \cdot I_a^2 \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot r_{d,D} + 6 \cdot I_a^2 \cdot \pi \cdot r_{d,D} \right. \\ &\quad \left. + 12 \cdot U_{F,0} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \right)\end{aligned}\quad (B.42)$$

Schaltverluste Diode D₁₂

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S, D_{12}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= 1/2 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a\end{aligned}\quad (B.43)$$

Durchlassverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}\bar{P}_{D, T_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \frac{\tau_0(t)}{2} \cdot \left(U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= 1/24 \cdot 1/\pi \cdot \left(-3 \cdot \sqrt{2} I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \right. \\ &\quad \left. + 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{CE,0} - 4 \cdot I_a^2 \cdot a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \right. \\ &\quad \left. - 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,I} \cdot \pi \right. \\ &\quad \left. - 12 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,I} \cdot a + 12 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{CE,0} \right)\end{aligned}\quad (B.44)$$

Schaltverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S, T_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)\end{aligned}\quad (B.45)$$

Durchlassverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}\bar{P}_{D, D_{10}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} \frac{\tau_0(t)}{2} \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/24 \cdot 1/\pi \cdot \left(-3 \cdot \sqrt{2} I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \pi \right. \\ &\quad \left. + 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{F,0} - 4 \cdot I_a^2 \cdot a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \right. \\ &\quad \left. - 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,D} \cdot \pi \right. \\ &\quad \left. - 12 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,D} \cdot a + 12 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{F,0} \right)\end{aligned}\quad (B.46)$$

Schaltverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S, D_{10}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi))\end{aligned}\quad (B.47)$$

B.3. T-Type-Umrichter

B.3.1. Reihenschaltung

Durchlassverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{D, T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}} \tau_{+1} \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \\ &\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \varphi + 8 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(\varphi) \\ &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{CE,0} + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,I})\end{aligned}\quad (B.48)$$

Schaltverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S, T_{11}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{4} \cdot i_a(t) dt \\ &= 1/8 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi))\end{aligned}\quad (B.49)$$

Durchlassverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{D, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2\pi-\varphi}{2\pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t))) \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{F,0} \cdot \varphi \\ &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{F,0} - 8 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(\varphi) + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,D})\end{aligned}\quad (B.50)$$

Schaltverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{S, D_{11}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{4} \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= -1/8 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)
 \end{aligned} \tag{B.51}$$

Durchlassverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, T_{10}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
 &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot (-3 \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \\
 &\quad + 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{CE,0} - 4 \cdot I_a^2 \cdot a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \\
 &\quad - 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,I} \cdot \pi \\
 &\quad - 12 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,I} \cdot a + 12 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{CE,0})
 \end{aligned} \tag{B.52}$$

Schaltverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{S, T_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{\pi - \varphi}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\
 &= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)
 \end{aligned} \tag{B.53}$$

Durchlassverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D, D_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_0(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t))) \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot (-3 \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \pi \\
 &\quad + 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{F,0} - 4 \cdot I_a^2 \cdot a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \\
 &\quad - 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,D} \cdot \pi \\
 &\quad - 12 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,D} \cdot a + 12 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{F,0})
 \end{aligned} \tag{B.54}$$

Schaltverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S,D10} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\ &= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi))\end{aligned}\quad (B.55)$$

B.3.2. Parallelschaltung

Durchlassverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{D,T11} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} \tau_{+1} \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot \frac{i_a(t)}{2}) \cdot \frac{i_a(t)}{2} dt \\ &= 1/24 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (2 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos^2(\varphi) + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \\ &\quad - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{CE,0} \cdot \varphi + 4 \cdot I_a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(\varphi) \\ &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{CE,0} + 2 \cdot I_a \cdot r_{d,I})\end{aligned}\quad (B.56)$$

Schaltverluste IGBT T₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S,T11} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{\pi-\varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{i_a(t)}{2} dt \\ &= 1/8 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi))\end{aligned}\quad (B.57)$$

Durchlassverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{D,D11} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_{+1}(t) \cdot (U_{F,0} + r_{d,D} \cdot \frac{-i_a(t)}{2}) \cdot \frac{-i_a(t)}{2} dt \\ &= 1/24 \cdot 1/\pi \cdot a \cdot I_a \cdot (2 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos^2(\varphi) - 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{F,0} \cdot \varphi \\ &\quad + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\varphi) \cdot U_{F,0} - 4 \cdot I_a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(\varphi) + 2 \cdot I_a \cdot r_{d,D})\end{aligned}\quad (B.58)$$

Schaltverluste Diode D₁₁

$$\begin{aligned}\bar{P}_{S,D11} &= f_0 \cdot \int_{\frac{2 \cdot \pi - \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{-i_a(t)}{2} dt \\ &= -1/8 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)\end{aligned}\quad (B.59)$$

Durchlassverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D,T_{10}} &= f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} \tau_0(t) \cdot (U_{CE,0} + r_{d,I} \cdot i_a(t)) \cdot i_a(t) dt \\
 &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot \left(-3 \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \pi \right. \\
 &\quad + 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{CE,0} - 4 \cdot I_a^2 \cdot a \cdot r_{d,I} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \\
 &\quad - 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{CE,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,I} \cdot \pi \\
 &\quad \left. - 12 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,I} \cdot a + 12 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{CE,0} \right)
 \end{aligned} \tag{B.60}$$

Schaltverluste IGBT T₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{S,T_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{\pi - \varphi}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{2 \cdot f_0}} f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot i_a(t) dt \\
 &= -1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot (w_{on} + w_{off}) \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (\cos(\varphi) - 1)
 \end{aligned} \tag{B.61}$$

Durchlassverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{D,D_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} \tau_0(t) \cdot \left(U_{F,0} + r_{d,D} \cdot (-i_a(t)) \right) \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= 1/12 \cdot 1/\pi \cdot \left(-3 \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \pi \right. \\
 &\quad + 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\varphi) \cdot a \cdot \varphi \cdot U_{F,0} - 4 \cdot I_a^2 \cdot a \cdot r_{d,D} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \\
 &\quad - 6 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot U_{F,0} \cdot \sin(\varphi) + 6 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,D} \cdot \pi \\
 &\quad \left. - 12 \cdot I_a^2 \cdot r_{d,D} \cdot a + 12 \cdot I_a \cdot \sqrt{2} \cdot U_{F,0} \right)
 \end{aligned} \tag{B.62}$$

Schaltverluste Diode D₁₀

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_{S,D_{10}} &= f_0 \cdot \int_{\frac{1}{2 \cdot f_0}}^{\frac{1}{f_0}} f_S \cdot w_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot (-i_a(t)) dt \\
 &= 1/4 \cdot 1/\pi \cdot f_S \cdot w_{rec} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot I_a \cdot (1 + \cos(\varphi))
 \end{aligned} \tag{B.63}$$

C. Vergleich der Verluste durch die Variation der Hysterese­grenzen

Neben den Betrachtungen in Kapitel 4 sind nachfolgend die Resultate für eine weitere Variation der Hysterese­grenzen sowie für einen höheren Strom dargestellt. Diese Abbildungen unterstreichen, dass die Hysterese­breite mit steigendem Strom einen abnehmenden Einfluss auf die erhöhten Verluste des BIGTs im Diodenmodus besitzt. Somit können Anwendungen, deren primärer Arbeitspunkt im Bereich der Nennleistung liegt, auch mit einer hohen Hysterese­breite mit geringeren Verlusten gegenüber dem konventionellen IGBT operieren.

C.1. Simulationsparameter

Tabelle C.1 fasst die allgemeinen Simulationsparameter für die Variation der Hysterese­grenzen zusammen. Der Parameter Pulsdauer stellt hierbei eine fiktive Größe zur Berechnung der Schaltverluste dar. Der Wert wurde so gewählt, dass die auftretenden Schaltleistungen mit ihren Maxima mit der Realität annähernd korrespondieren.

Tabelle C.1.: Allgemeine Simulationsparameter für die Variation der Hysterese­grenzen

Simulationsplattform	MATLAB R2014a / Simulink (Version 8.3)
Solver	ode23tb (stiff/TR-BDF2)
Type	Variable-step
U_{DC}	3200 V
I_a	200 A \cdots 1000 A
a	0, 2 \cdots 1, 0
$\cos(\varphi)$	-1 \cdots 1
f_0	50 Hz
f_S	400 Hz
Pulsdauer	1 μ s

Die elektrischen Parameter der verwendeten Leistungshalbleiter für die Variation der Hysteresegrenzen sind in Tabelle D.1 dargestellt. Für die Berechnung der Durchlassverluste des IGBT/Diode-Moduls sowie des BIGTs sind die aufgenommenen Durchlasskennlinien als Wertetabelle hinterlegt. Für den BIGT im Diodenmodus sind zwei Kennlinien, sowohl für $U_{GE} = 15\text{ V}$ als auch $U_{GE} = -15\text{ V}$, hinterlegt. Lediglich für das Doppeldiodenmodul wird der lineare Ansatz für die Durchlassverluste verwendet. Aufgrund der unterschiedlichen Kommutierungskreise sowie der beteiligten Leistungshalbleiter im NPC-Dreipunktumrichter wird eine Unterscheidung der bezogenen Einschaltenergien für die einzelnen IGBTs beziehungsweise BIGTs vorgesehen.

Tabelle C.2.: Elektrische Parameter der verwendeten Leistungshalbleiter für die Variation der Hysteresegrenzen

3300 V/1500 A IGBT/Dioden-Modul			
$w_{on, T_{11}}$	1,66 J/(kA kV)	w_{off}	1,23 J/(kA kV)
$w_{on, T_{12}}$	1,48 J/(kA kV)	w_{rec}	1,04 J/(kA kV)
3300 V/2000 A BIGT-Modul			
$w_{on, B_{11}}$	1,04 J/(kA kV)	w_{off}	1,07 J/(kA kV)
$w_{on, B_{12}}$	1,12 J/(kA kV)	w_{rec}	1,04 J/(kA kV)
3300 V/1000 A Doppeldiodenmodul			
$U_{F,0}$	1,6 V	w_{rec}	1,18 J/(kA kV)
$r_{d,D}$	0,55 m Ω		

C.2. Hysteresegrenzen $|i_1| = |i_3| = 300 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$

Abbildung C.1 und C.2 zeigen die Durchlassverluste für Diode D_{11} und BIGT B_{11} beziehungsweise die Gesamtverluste einer Phase für einen effektiven Laststrom $I_a = 200 \text{ A}$.

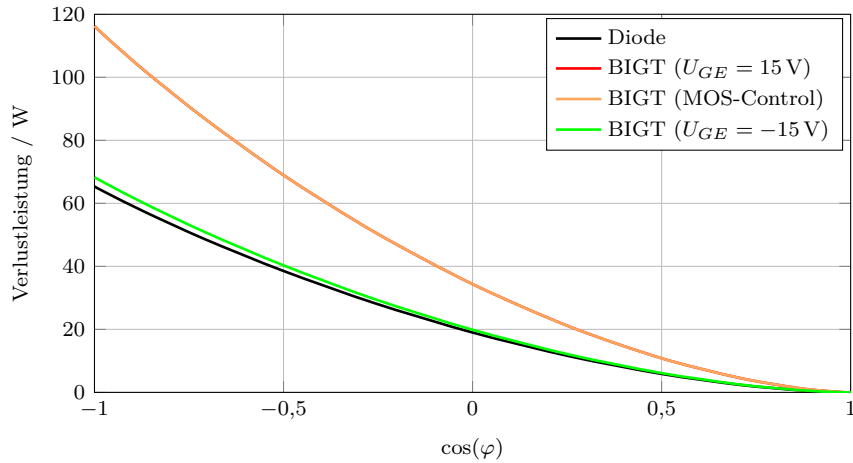


Abbildung C.1.: Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für $I_a = 200 \text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 300 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$

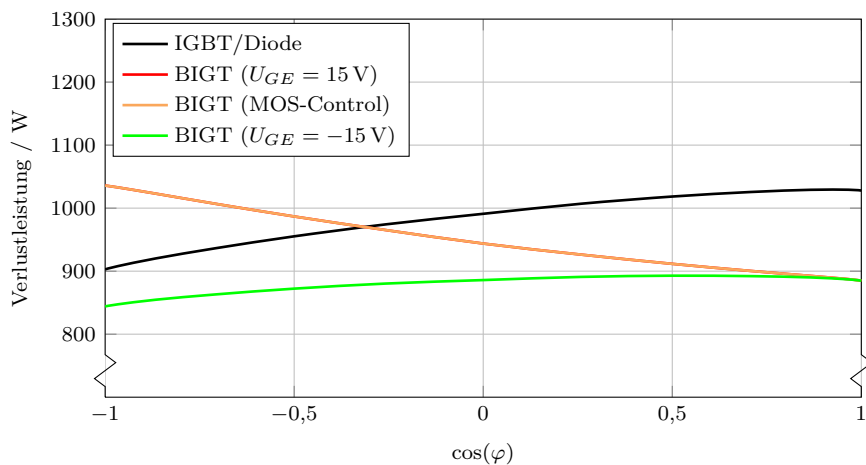


Abbildung C.2.: Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 200 \text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 300 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$

Abbildung C.3 und C.4 zeigen die Durchlassverluste für Diode D_{11} und BIGT B_{11} beziehungsweise die Gesamtverluste einer Phase für einen effektiven Laststrom $I_a = 600$ A.

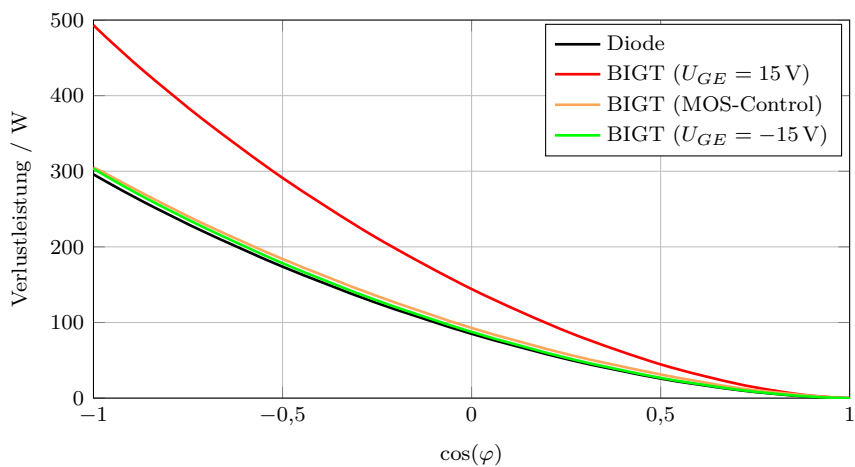


Abbildung C.3.: Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für $I_a = 600$ A, $|i_1| = |i_3| = 300$ A und $|i_2| = |i_4| = 100$ A, $a = 0,8$

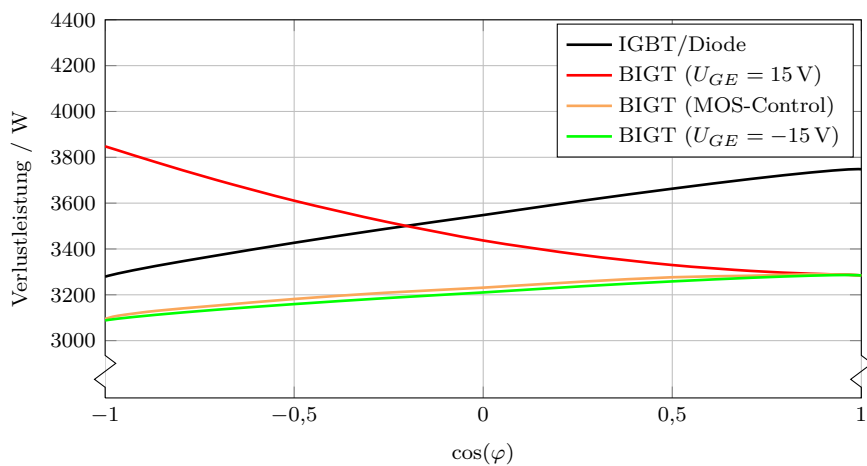


Abbildung C.4.: Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 600$ A, $|i_1| = |i_3| = 300$ A und $|i_2| = |i_4| = 100$ A, $a = 0,8$

C.3. Hysteresegrenzen $|i_1| = |i_3| = 400 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$

Abbildung C.5 und C.6 zeigen die Durchlassverluste für Diode D_{11} und BIGT B_{11} beziehungsweise die Gesamtverluste einer Phase für einen effektiven Laststrom $I_a = 1000 \text{ A}$.

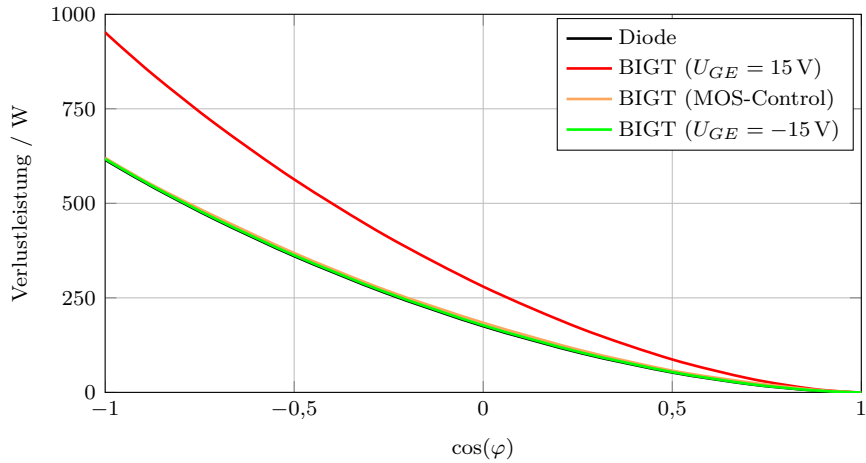


Abbildung C.5.: Vergleich der Durchlassverluste von Diode D_{11} und BIGT B_{11} für $I_a = 1000 \text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 400 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$

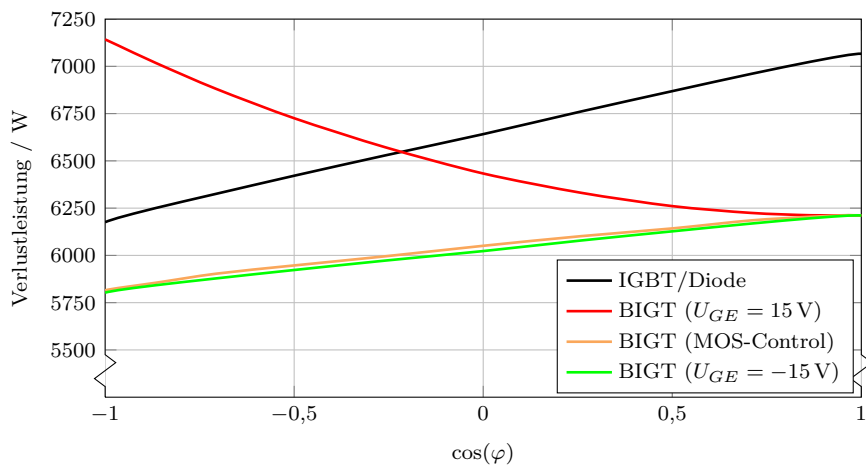


Abbildung C.6.: Vergleich der Gesamtverluste einer Phase für $I_a = 1000 \text{ A}$, $|i_1| = |i_3| = 400 \text{ A}$ und $|i_2| = |i_4| = 100 \text{ A}$, $a = 0,8$

D. Vergleich der Leistungsfähigkeit von Dreipunktumrichtern

In Ergänzung zu den Ausführungen in Kapitel 5 wird nachfolgend der Vergleich der auftretenden Verluste bei gleicher Ausgangsleistung für Dreipunktumrichter mit BIGTs für die untersuchten Grundfrequenzen vorgenommen. Des Weiteren erfolgt der Vergleich der Leistungsfähigkeit der verschiedenen Topologien bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur für eine Grundfrequenz von $f_0 = 10$ Hz. Bereits bei höherer Grundfrequenz treten die Vor- und Nachteile der einzelnen Umrichter deutlich hervor. Diese werden durch die Reduktion der Frequenz nochmals verdeutlicht und zum Teil auch verstärkt.

D.1. Simulationsparameter

Nachfolgend fassen Tabelle D.1 und D.2 die für den Vergleich der Leistungsfähigkeit verwendeten Simulationsparameter zusammen. Hierzu zählen die allgemeinen Simulationsparameter sowie die elektrischen und thermischen Parameter der eingesetzten Leistungshalbleiter. Aufgrund der unterschiedlichen Kommutierungskreise sowie der beteiligten Leistungshalbleiter im NPC-Dreipunktumrichter wird eine Unterscheidung der bezogenen Einschaltenergien für die einzelnen IGBTs beziehungsweise BIGTs vorgesehen.

Tabelle D.1.: Allgemeine Simulationsparameter für die Variation der Hysteresegrenzen

Simulationsplattform	MATLAB R2014a / Simulink (Version 8.3)
Solver	ode23tb (stiff/TR-BDF2)
Type	Variable-step
U_{DC}	3200 V
a	0, 1 \dots 1, 0
$\cos(\varphi)$	-1 \dots 1
f_0	10 Hz, 50 Hz
f_S	140 Hz, 400 Hz
T_a	55 °C
Pulsdauer	1 μ s

Tabelle D.2.: Elektrische und thermische Parameter der verwendeten Leistungshalbleiter für die Variation der Hysterese Grenzen

3300 V/1500 A IGBT/Dioden-Modul			
$U_{CE,0}$	1,56 V	$U_{F,0}$	1,27 V
$r_{d,I}$	1 m Ω	$r_{d,D}$	0,66 m Ω
$w_{on,T_{11}}$	1,66 J/(kA kV)	w_{rec}	1,04 J/(kA kV)
$w_{on,T_{12}}$	1,48 J/(kA kV)		
w_{off}	1,23 J/(kA kV)		
$R_{thjc,I}^1$	0,7 K/kW	$R_{thjc,D}^1$	2,538 K/kW
$\tau_{thjc,I}^1$	0,004 s	$\tau_{thjc,D}^1$	0,004 s
$R_{thjc,I}^2$	5,45 K/kW	$R_{thjc,D}^2$	9,135 K/kW
$\tau_{thjc,I}^2$	0,045 s	$\tau_{thjc,D}^2$	0,05 s
$R_{thjc,I}^3$	1,83 K/kW	$R_{thjc,D}^3$	2,175 K/kW
$\tau_{thjc,I}^3$	0,5 s	$\tau_{thjc,D}^3$	0,44 s
$R_{thjc,I}^4$	0,55 K/kW	$R_{thjc,D}^4$	0,653 K/kW
$\tau_{thjc,I}^4$	1 s	$\tau_{thjc,D}^4$	1 s

3300 V/2000 A BIGT-Modul			
$U_{CE,0}$	1,5 V	$U_{F,0}$	1,46 V
$r_{d,I}$	0,9 m Ω	$r_{d,D}$	0,43 m Ω
$w_{on,B_{11}}$	1,04 J/(kA kV)	w_{rec}	1,04 J/(kA kV)
$w_{on,B_{12}}$	1,12 J/(kA kV)		
w_{off}	1,07 J/(kA kV)		
$R_{thjc,B}^1$	3,9027 K/kW	$R_{thjc,B}^2$	0,9167 K/kW
$\tau_{thjc,B}^1$	0,2074 s	$\tau_{thjc,B}^2$	0,0301 s
$R_{thjc,B}^3$	0,4273 K/kW	$R_{thjc,B}^4$	0,4213 K/kW
$\tau_{thjc,B}^3$	0,0076 s	$\tau_{thjc,B}^4$	0,0016 s

3300 V/1000 A Doppeldiodenmodul			
$U_{F,0}$	1,6 V	$r_{d,D}$	0,55 m Ω
w_{rec}	1,18 J/(kA kV)		
$R_{thjc,D}^1$	3,85 K/kW	$R_{thjc,D}^2$	13,86 K/kW
$\tau_{thjc,D}^1$	0,004 s	$\tau_{thjc,D}^2$	0,05 s
$R_{thjc,D}^3$	3,3 K/kW	$R_{thjc,D}^4$	0,99 K/kW
$\tau_{thjc,D}^3$	0,44 s	$\tau_{thjc,D}^4$	1 s

6500 V/750 A IGBT/Dioden-Modul			
$U_{CE,0}$	1,65 V	$U_{F,0}$	1,15 V
$r_{d,I}$	2,73 m Ω	$r_{d,D}$	2,4 m Ω
w_{on}	2,41 J/(kA kV)	w_{rec}	1,11 J/(kA kV)
w_{off}	1,56 J/(kA kV)		
$R_{thjc,I}^1$	0,44 K/kW	$R_{thjc,D}^1$	2,69 K/kW
$\tau_{thjc,I}^1$	0,004 s	$\tau_{thjc,D}^1$	0,005 s
$R_{thjc,I}^2$	5,62 K/kW	$R_{thjc,D}^2$	11,49 K/kW
$\tau_{thjc,I}^2$	0,044 s	$\tau_{thjc,D}^2$	0,048 s
$R_{thjc,I}^3$	1,67 K/kW	$R_{thjc,D}^3$	2,82 K/kW
$\tau_{thjc,I}^3$	0,405 s	$\tau_{thjc,D}^3$	0,313 s
$R_{thjc,I}^4$	0,96 K/kW	$R_{thjc,D}^4$	1,61 K/kW
$\tau_{thjc,I}^4$	2082 s	$\tau_{thjc,D}^4$	3,348 s

6500 V/1000 A BIGT-Modul			
$U_{CE,0}$	1,4 V	$U_{F,0}$	1,5 V
$r_{d,I}$	3,33 m Ω	$r_{d,D}$	2,53 m Ω
w_{on}	2,37 J/(kA kV)	w_{rec}	1,0 J/(kA kV)
w_{off}	1,96 J/(kA kV)		
$R_{thjc,B}^1$	5,6667 K/kW	$R_{thjc,B}^2$	1,3333 K/kW
$\tau_{thjc,B}^1$	0,151 s	$\tau_{thjc,B}^2$	0,005 84 s

Tabelle D.3 fasst die thermische Parameter des verwendeten Kühlkörpers sowie die Querkopplungen des Matrix-Modells zusammen.

Tabelle D.3.: Thermische Parameter des verwendeten Kühlkörpers für den Vergleich der Leistungsfähigkeit

Kühlkörper			
R_{thca}^1	2,05 K/kW	R_{thca}^2	1,78 K/kW
τ_{thca}^1	0,1 s	τ_{thca}^2	0,4 s
R_{thca}^3	2,74 K/kW	R_{thca}^4	5,48 K/kW
τ_{thca}^3	4 s	τ_{thca}^4	7 s
R_{thca}^5	6,89 K/kW		
τ_{thca}^5	20 s		
Querkopplungen IGBT/Dioden-Modul			
$R_{thca,II}^1$	6,88 K/kW	$R_{thca,II}^2$	13,74 K/kW
$\tau_{thca,II}^1$	1 s	$\tau_{thca,II}^2$	14 s
$R_{thca,ID}^1$	4,01 K/kW	$R_{thca,ID}^2$	8,015 K/kW
$\tau_{thca,ID}^1$	1 s	$\tau_{thca,ID}^2$	14 s
$R_{thca,DI}^1$	5,15 K/kW	$R_{thca,DI}^2$	10,31 K/kW
$\tau_{thca,DI}^1$	1 s	$\tau_{thca,DI}^2$	14 s
$R_{thca,DD}^1$	10,88 K/kW	$R_{thca,DD}^2$	21,77 K/kW
$\tau_{thca,DD}^1$	1 s	$\tau_{thca,DD}^2$	14 s
Querkopplungen BIGT-Modul			
$R_{thca,BB}^1$	7 K/kW	$R_{thca,BB}^2$	11,9 K/kW
$\tau_{thca,BB}^1$	1 s	$\tau_{thca,BB}^2$	14 s

D.2. Vergleich bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur

NPC-Umrichter $f_0 = 10$ Hz

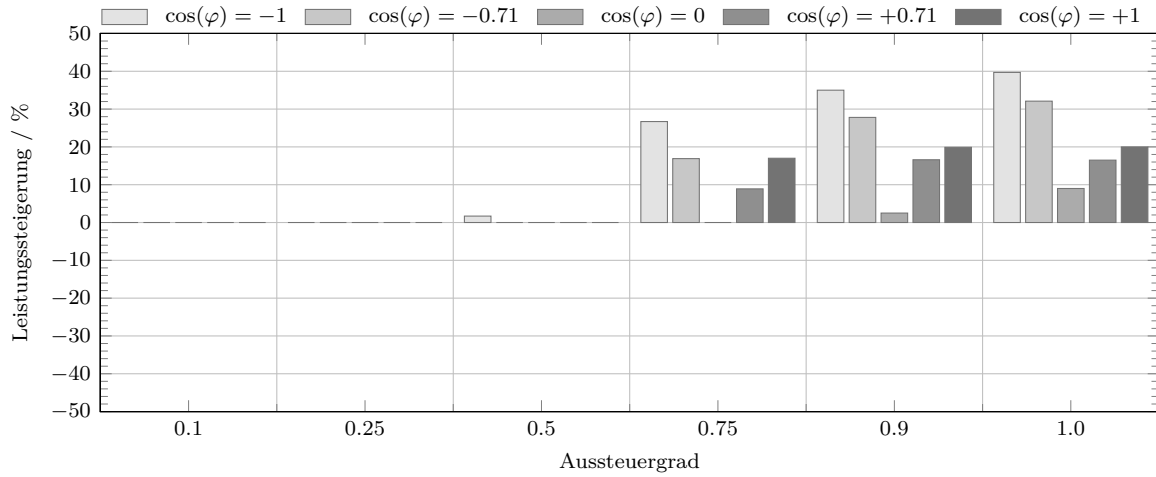


Abbildung D.1.: Leistungssteigerung des NPC-Umrichter mit BIGTs

ANPC-Umrichter mit ANPC₁₁-Modulation $f_0 = 10$ Hz

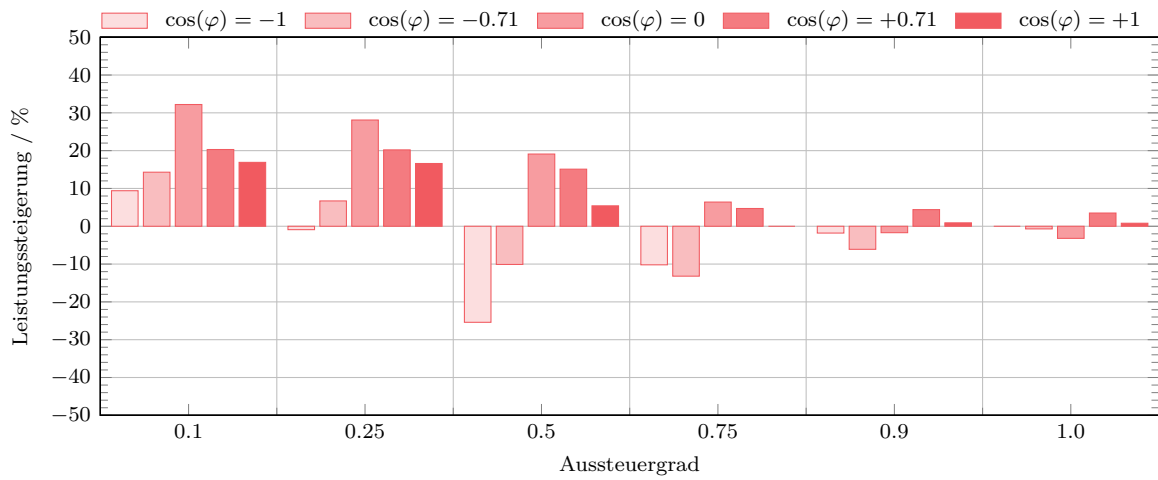


Abbildung D.2.: Leistungssteigerung der ANPC₁₁-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen

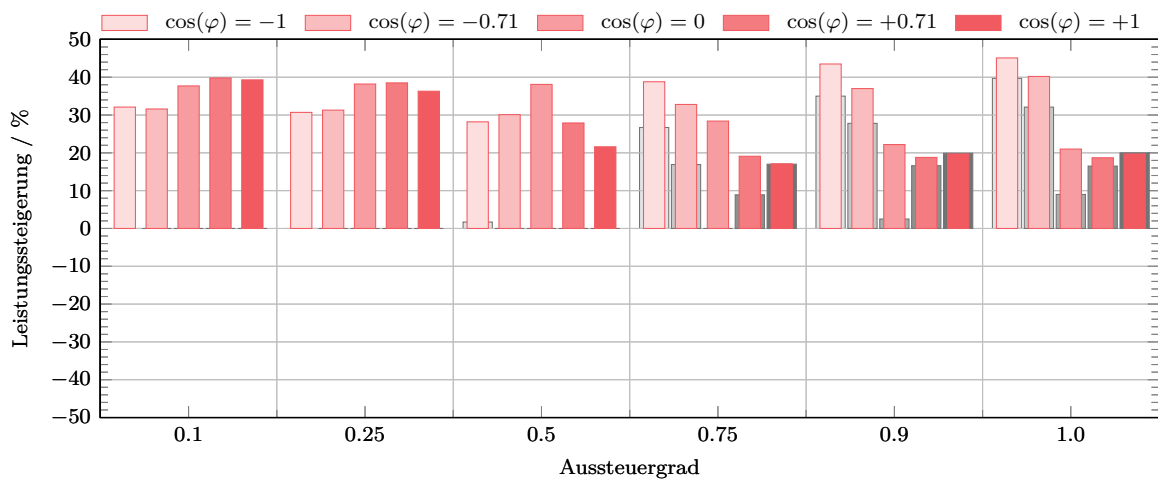


Abbildung D.3.: Leistungssteigerung der ANPC₁₁-Modulation mit BIGTs

ANPC-Umrichter mit ANPC₁₂-Modulation $f_0 = 50$ Hz

Die ANPC₁₂-Modulation hat sich bereits als ungeeignet herausgestellt. Der Einsatz von IGBT/Dioden-Modulen führt im Vergleich zum NPC-Umrichter zu einer Reduktion der Leistung mit steigender Aussteuerung von 5 % bis 40 %, um eine Überschreitung der zulässigen maximalen Temperatur zu unterbinden (Abbildung D.4).

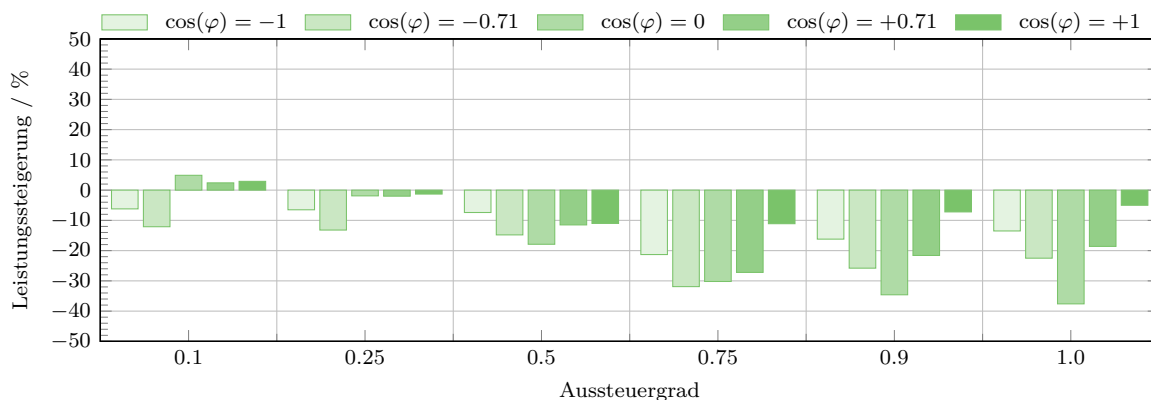


Abbildung D.4.: Leistungssteigerung der ANPC₁₂-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen

Die Leistungssteigerung durch die ANPC₁₂-Modulation mit BIGTs ist in Abbildung D.5 dargestellt. Durch den BIGT wird eine Verbesserung dieser Ergebnisse erreicht. Diese stehen jedoch weit hinter den Resultaten der ANPC₁₁-Modulation und des NPC-Umrichters mit BIGTs zurück.

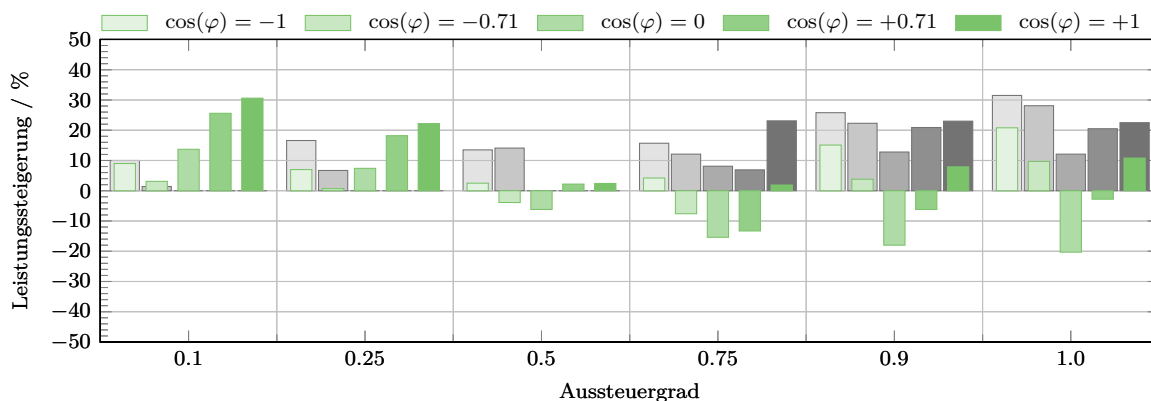


Abbildung D.5.: Leistungssteigerung der ANPC₁₂-Modulation mit BIGTs

ANPC-Umrichter mit ANPC₁₂-Modulation $f_0 = 10$ Hz

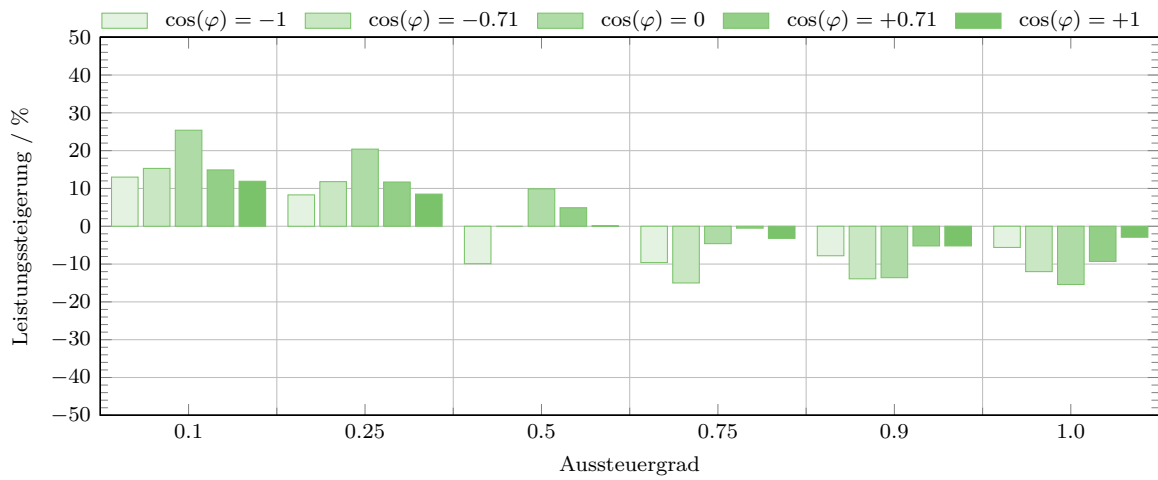


Abbildung D.6.: Leistungssteigerung der ANPC₁₂-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen

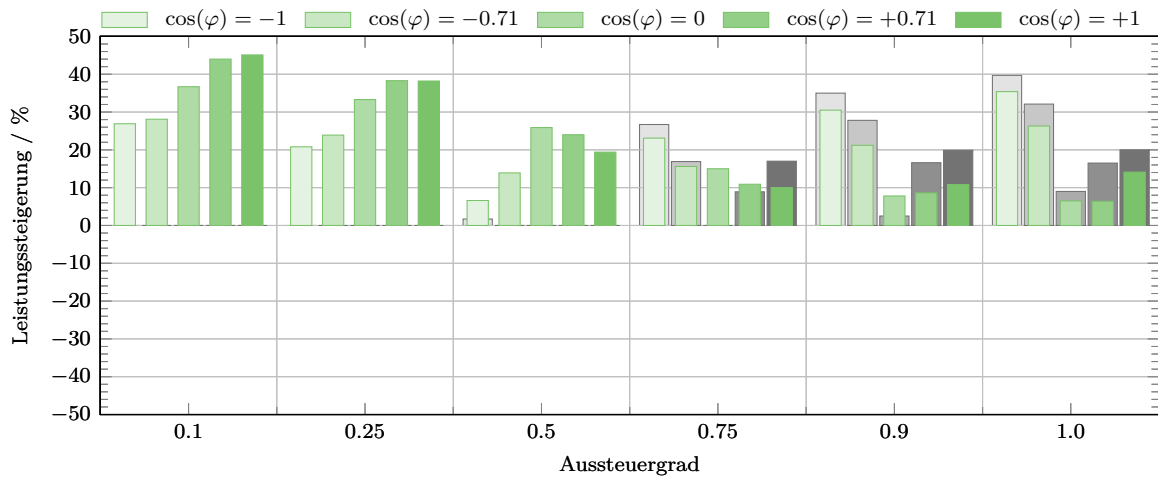


Abbildung D.7.: Leistungssteigerung der ANPC₁₂-Modulation mit BIGTs

ANPC-Umrichter mit ANPC_{DF}-Modulation $f_0 = 10$ Hz

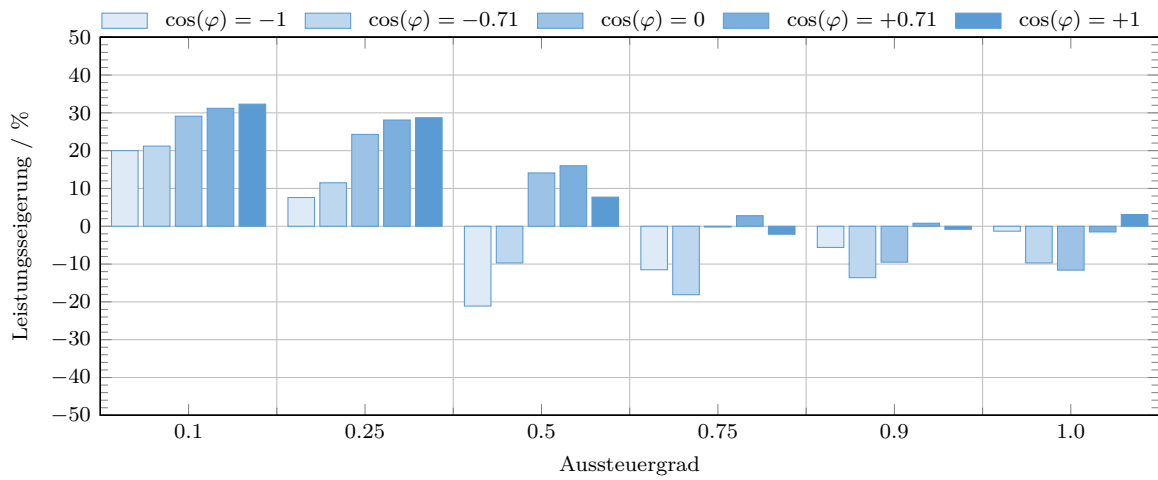


Abbildung D.8.: Leistungssteigerung der ANPC_{DF}-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen

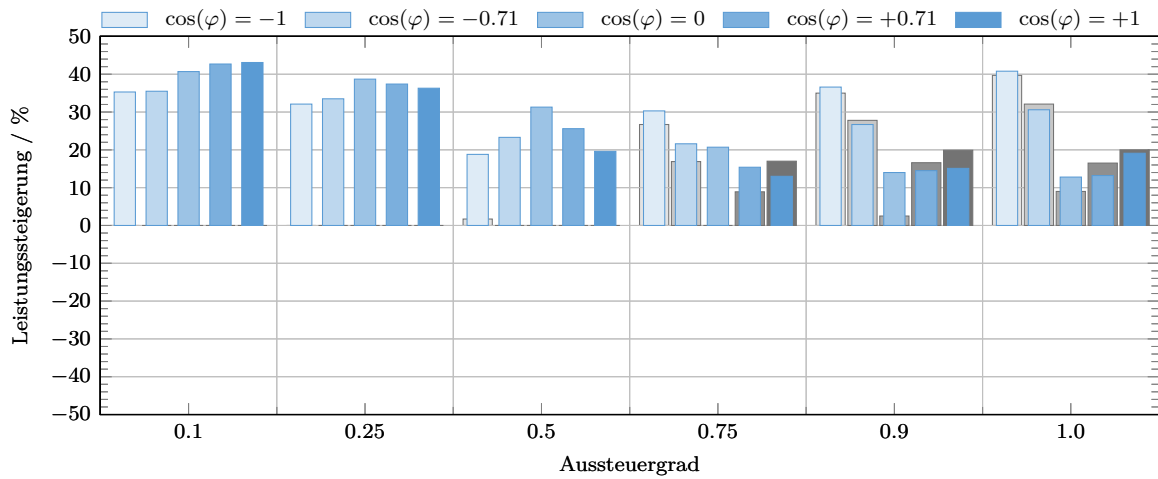


Abbildung D.9.: Leistungssteigerung der ANPC_{DF}-Modulation mit BiGTs

ANPC-Umrichter mit ANPC_{ALD}-Modulation $f_0 = 10$ Hz

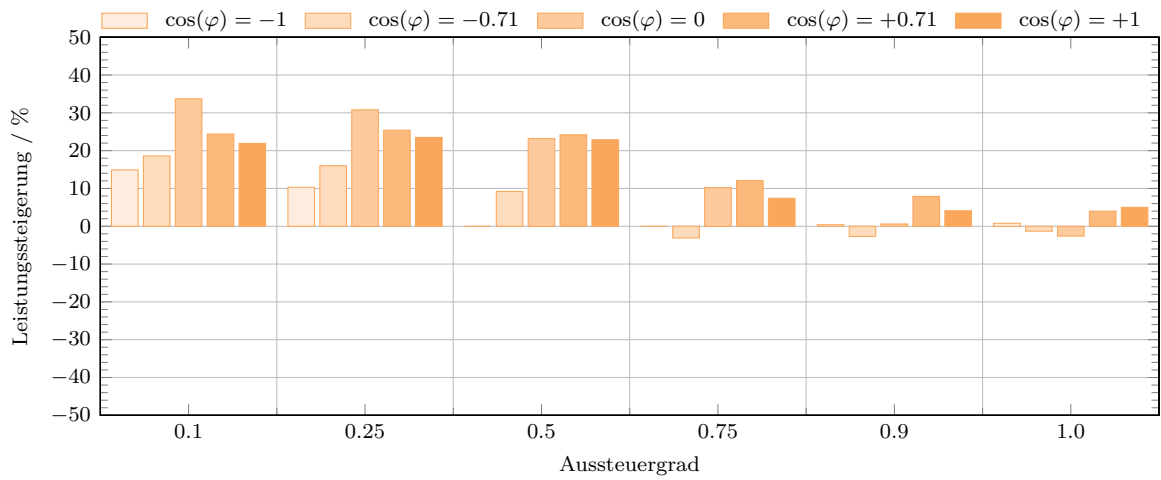


Abbildung D.10.: Leistungssteigerung der ANPC_{ALD}-Modulation mit IGBT/Dioden-Modulen

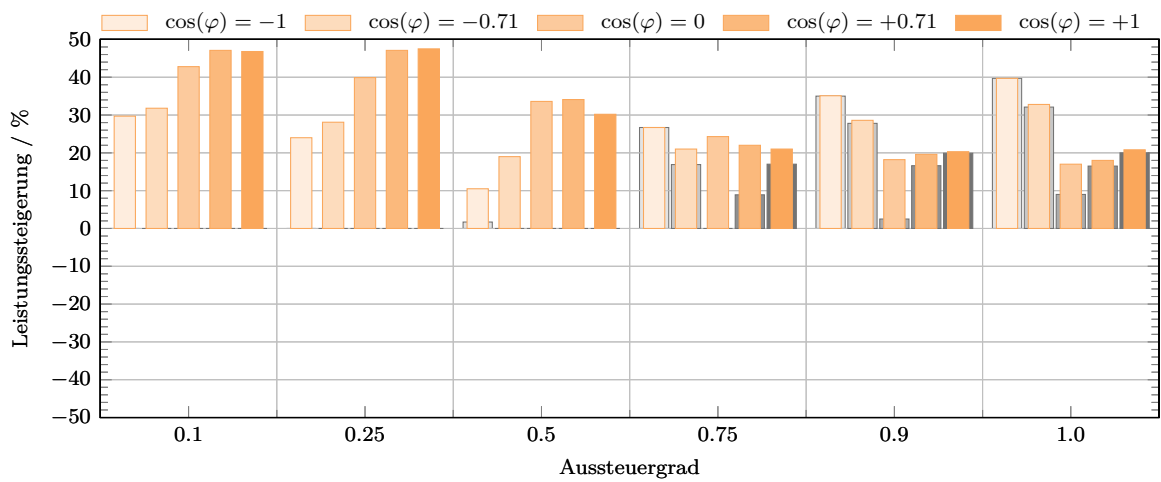


Abbildung D.11.: Leistungssteigerung der ANPC_{ALD}-Modulation mit BiGTs

T-Type-Umrichter mit Reihenschaltung $f_0 = 10$ Hz

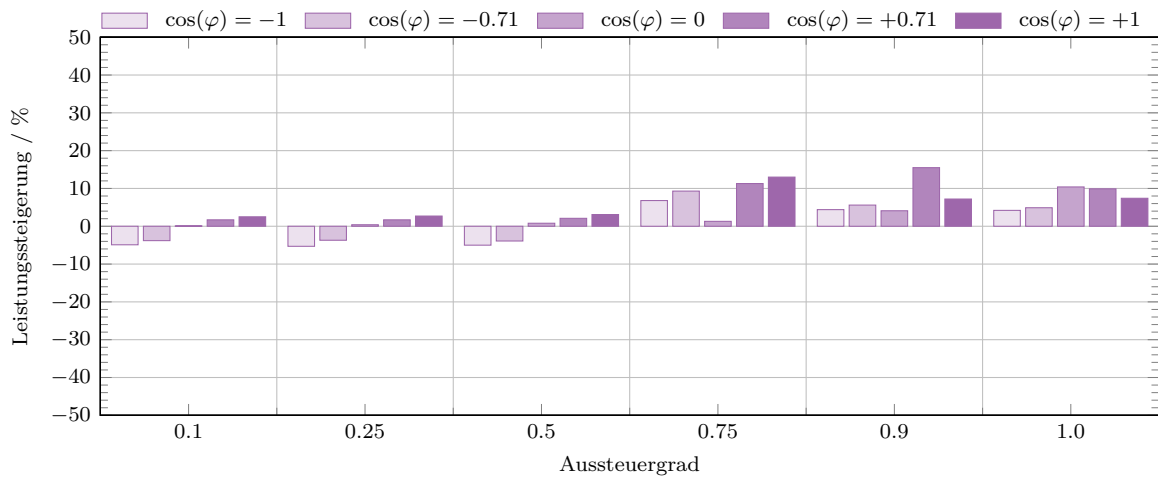


Abbildung D.12.: Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung mit IGBT/Dioden-Modulen

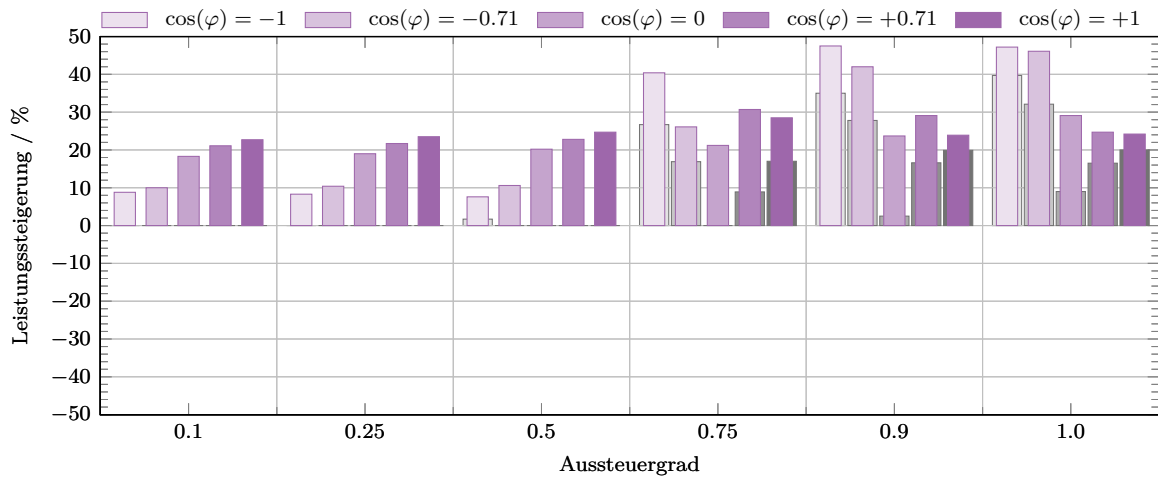


Abbildung D.13.: Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit Reihenschaltung mit BIGTs

T-Type-Umrichter mit Parallelschaltung $f_0 = 10$ Hz

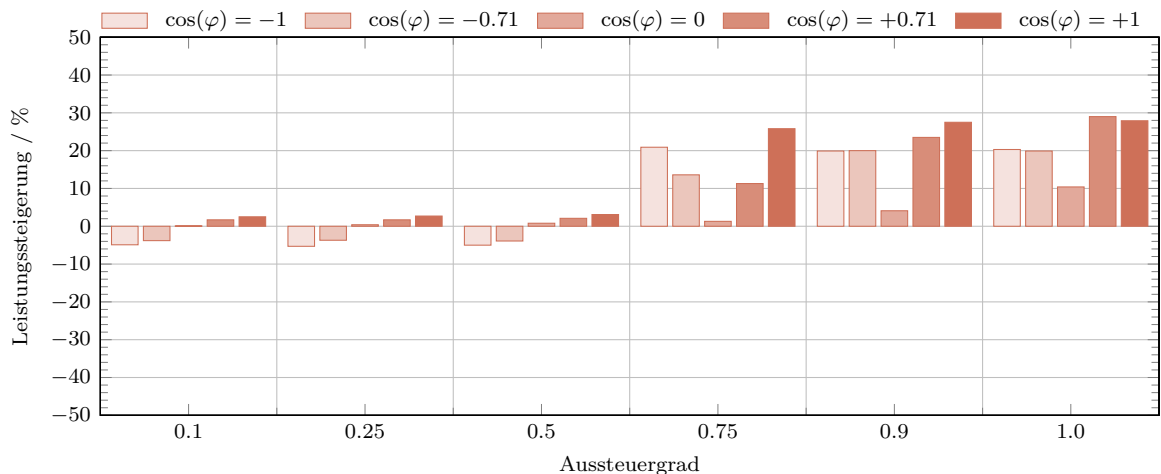


Abbildung D.14.: Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung mit IGBT/Dioden-Modulen

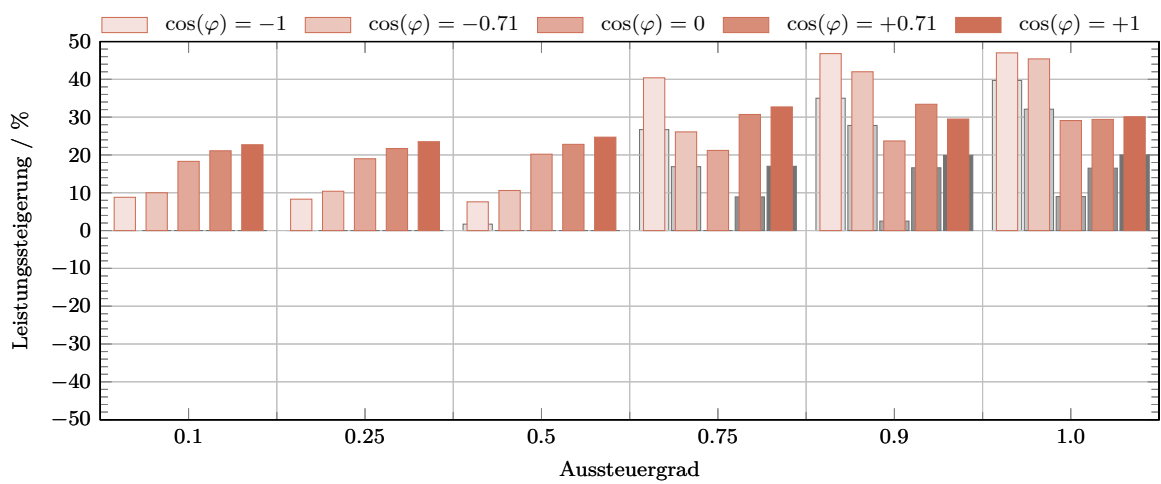


Abbildung D.15.: Leistungssteigerung des T-Type-Umrichters mit Parallelschaltung mit BIGTs

E. Vergleich der Lebensdauer von Dreipunktumrichtern

Nachfolgend finden sich die ergänzenden Betrachtungen zum NPC-Umrichter beziehungsweise zum ANPC-Umrichter mit ANPC₁₁-Modulation aus Kapitel 6.

NPC-Umrichter und ANPC-Umrichter mit ANPC₁₁-Modulation

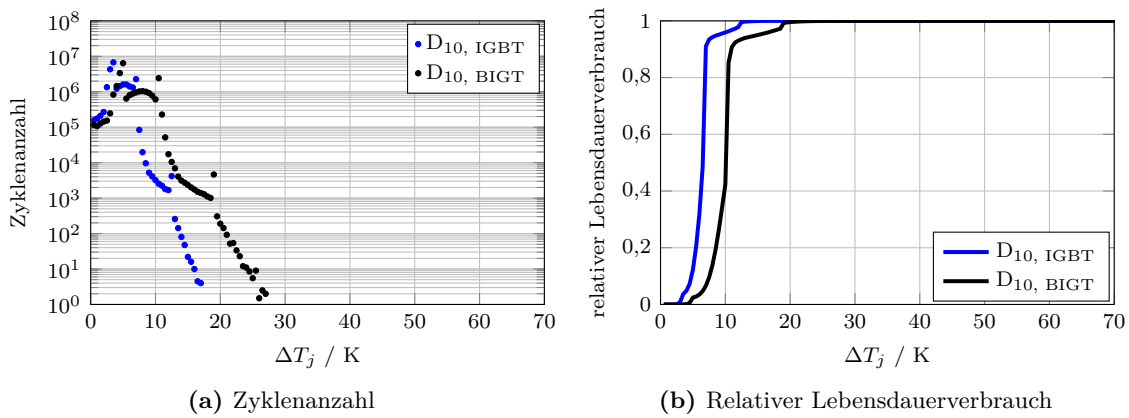


Abbildung E.1.: Mittelpunktdiode des NPC-Umrichters bei gleicher maximaler Temperatur

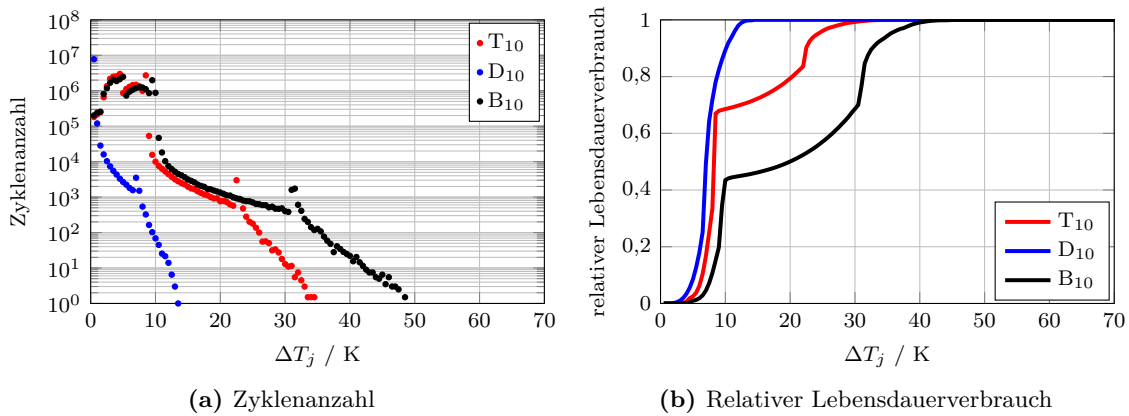
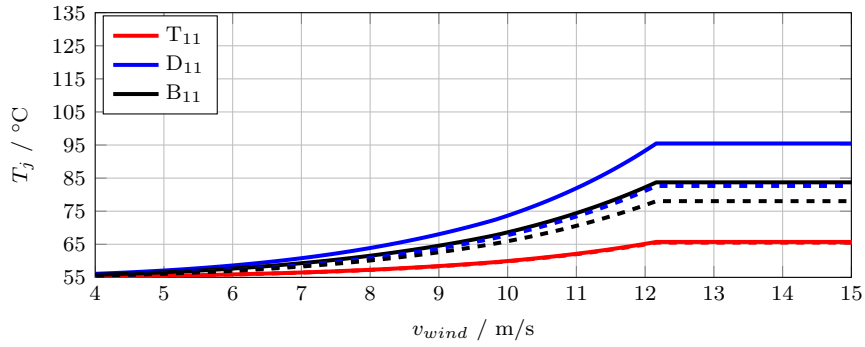


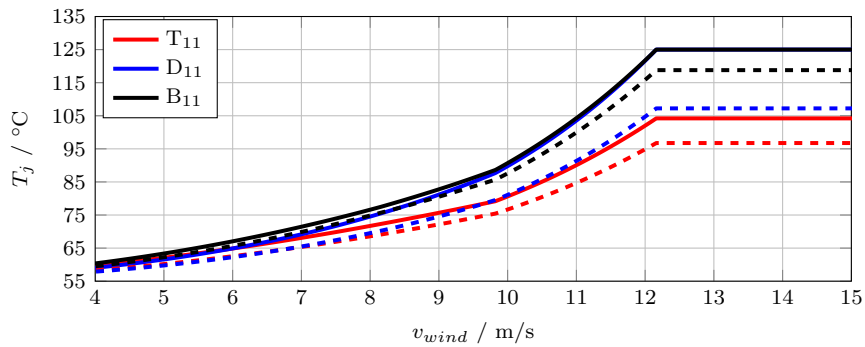
Abbildung E.2.: Mittelpunktschalter des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₁-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

Die Temperaturverläufe, die Zyklenanzahl sowie der relative Lebensdauerverbrauch der weiteren Modulationsverfahren des ANPC-Umrichters werden der Vollständigkeit halber nachfolgend aufgeführt.

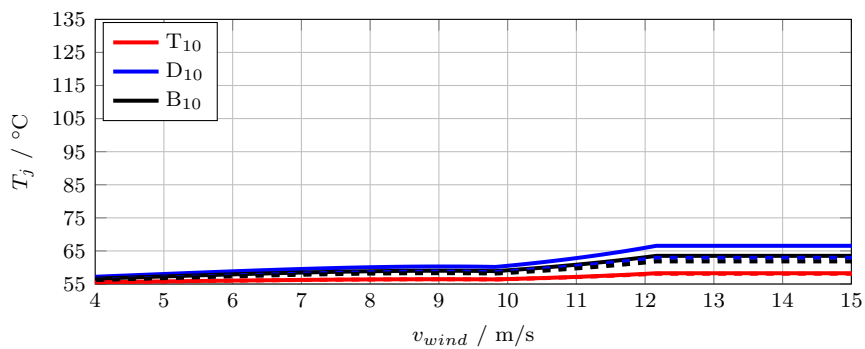
ANPC-Umrichter mit ANPC₁₂-Modulation



(a) Äußerer Schalter

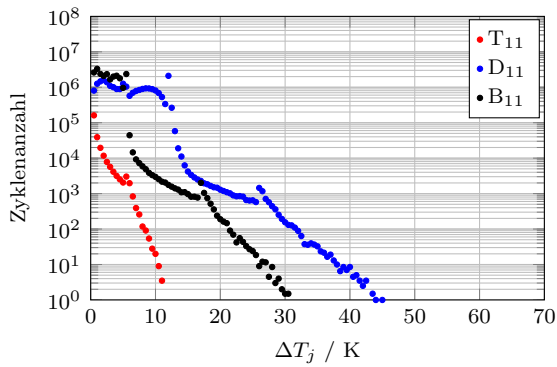


(b) Innerer Schalter

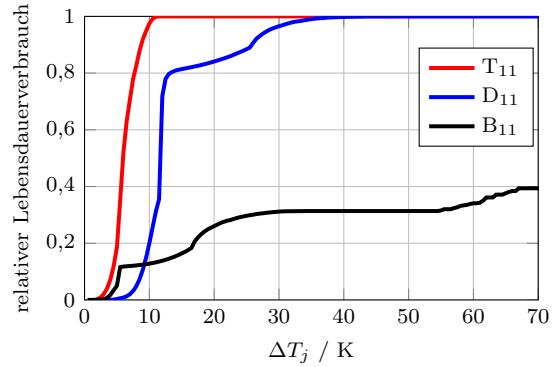


(c) Mittelpunktschalter

Abbildung E.3.: Temperaturverläufe des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₂-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

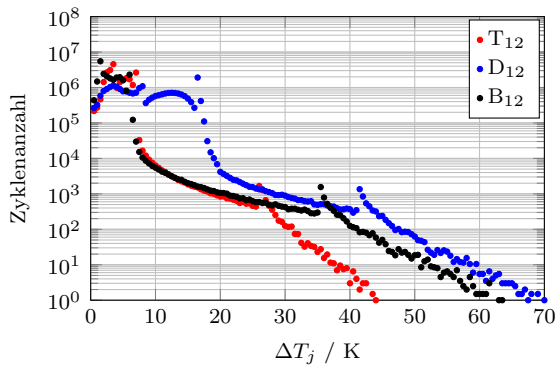


(a) Zyklusanzahl

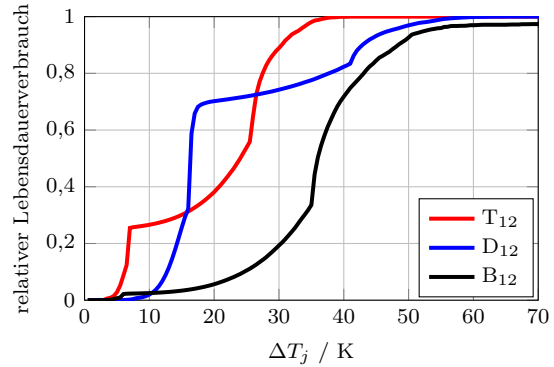


(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.4.: Äußerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₂-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

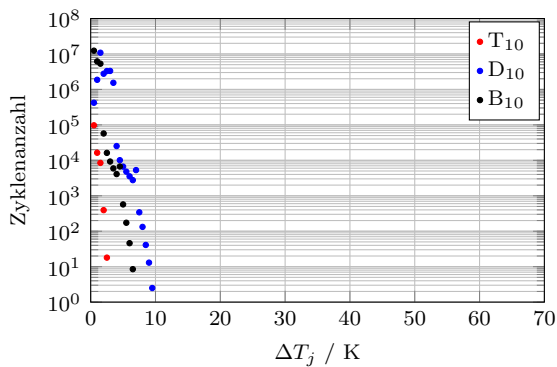


(a) Zyklusanzahl

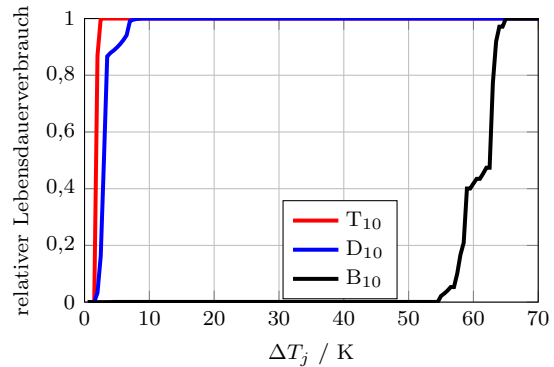


(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.5.: Innerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₂-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur



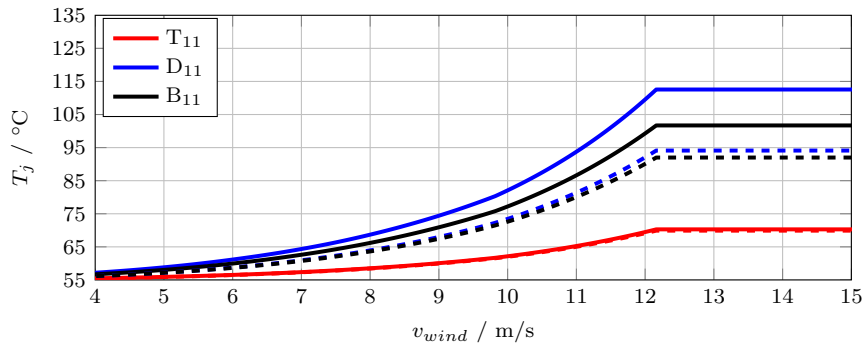
(a) Zyklusanzahl



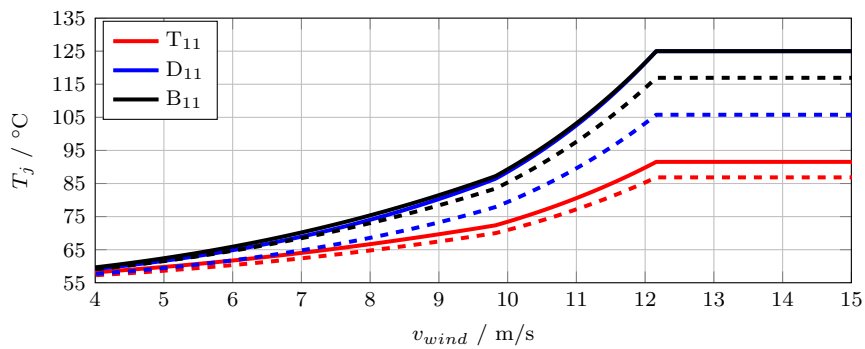
(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.6.: Mittelpunktschalter des ANPC-Umrichters mit ANPC₁₂-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

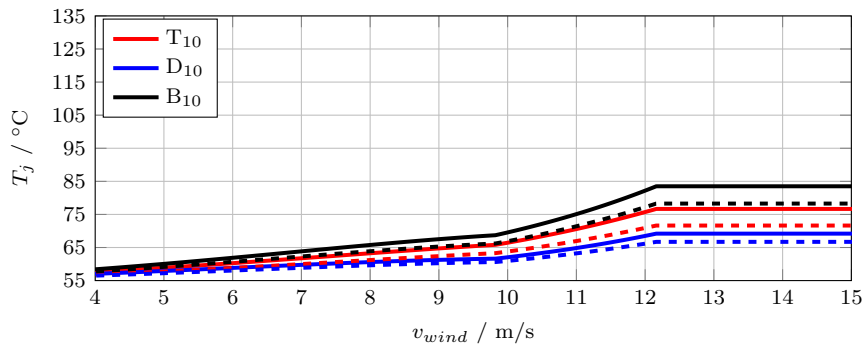
ANPC-Umrichter mit ANPC_{DF}-Modulation



(a) Äußerer Schalter

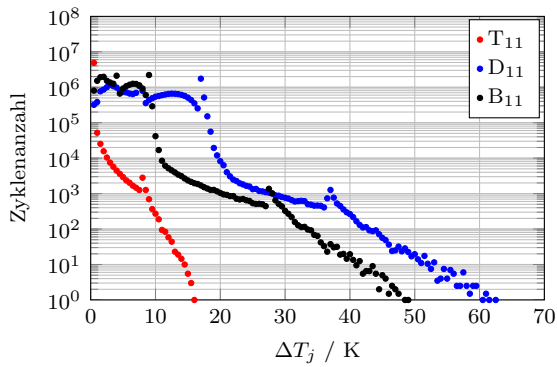


(b) Innerer Schalter

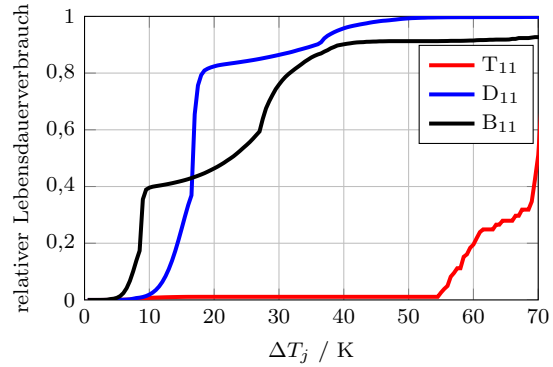


(c) Mittelpunktschalter

Abbildung E.7.: Temperaturverläufe des ANPC-Umrichters mit ANPC_{DF}-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

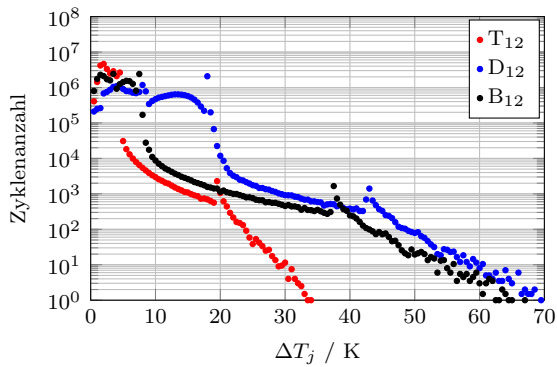


(a) Zyklusanzahl

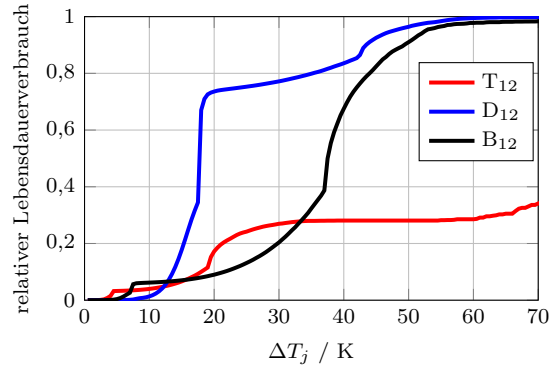


(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.8.: Äußerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC_{DF}-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

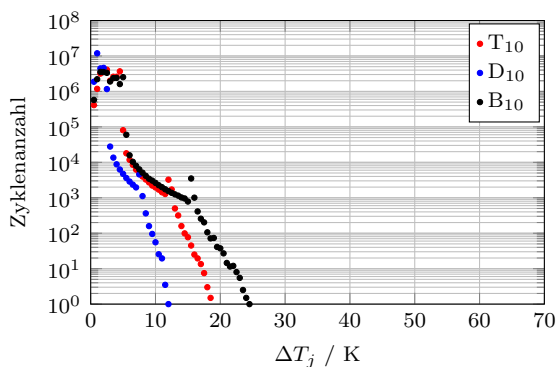


(a) Zyklusanzahl

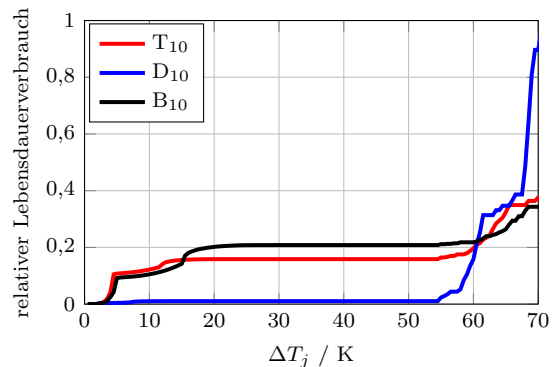


(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.9.: Innerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC_{DF}-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur



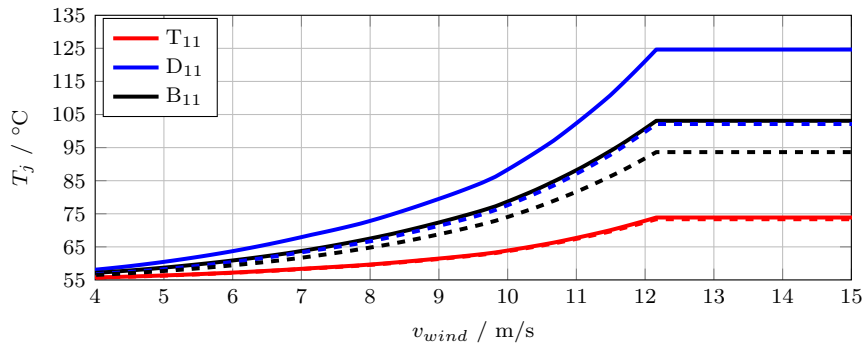
(a) Zyklusanzahl



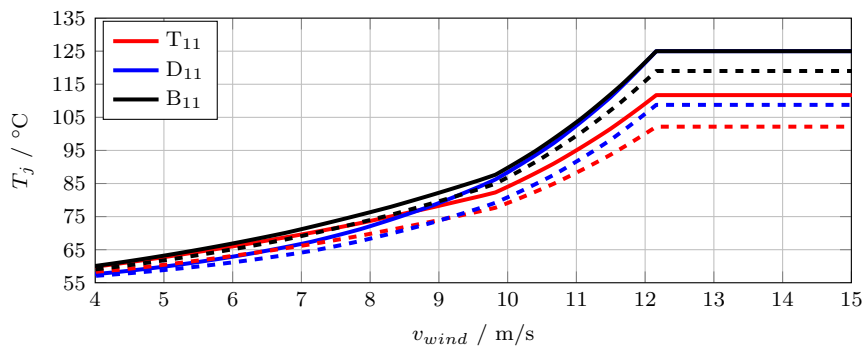
(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.10.: Mittelpunktsschalter des ANPC-Umrichters mit ANPC_{DF}-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

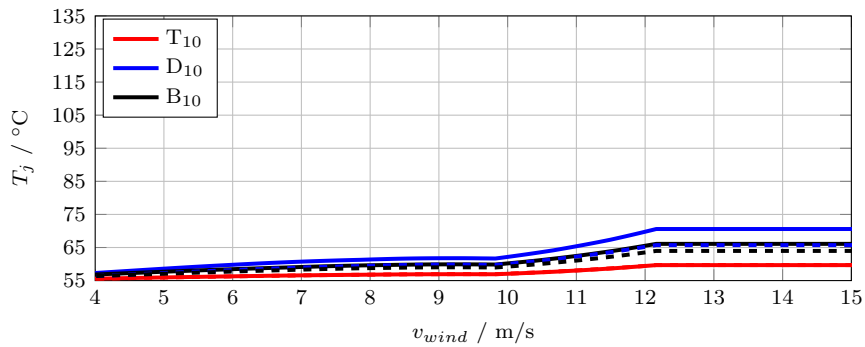
ANPC-Umrichter mit ANPC_{ALD}-Modulation



(a) Äußerer Schalter

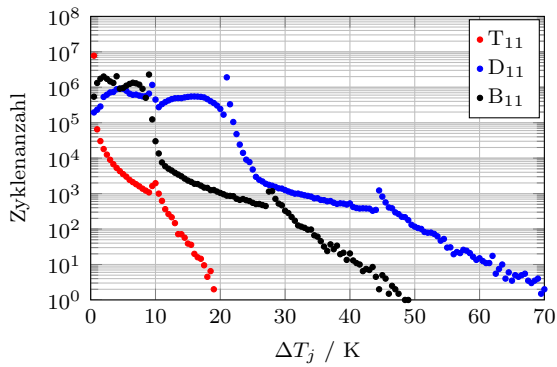


(b) Innerer Schalter

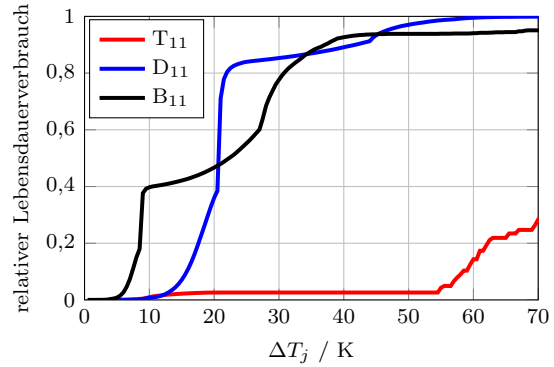


(c) Mittelpunktschalter

Abbildung E.11.: Temperaturverläufe des ANPC-Umrichters mit ANPC_{ALD}-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur, maximale Temperatur (durchgezogen), minimale Temperatur (gestrichelt)

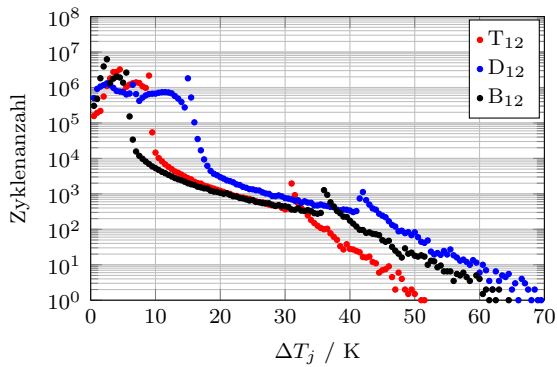


(a) Zyklusanzahl

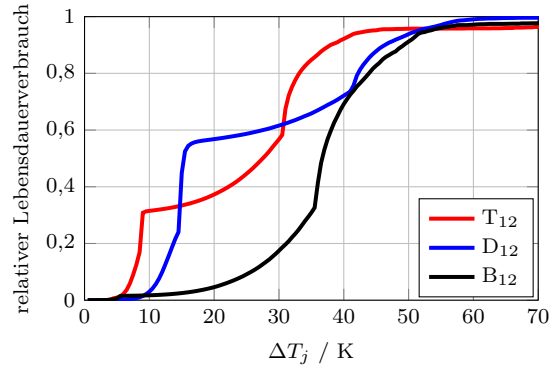


(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.12.: Äußerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC_{ALD}-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

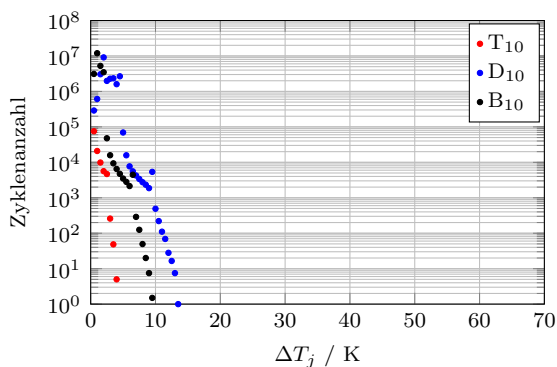


(a) Zyklusanzahl

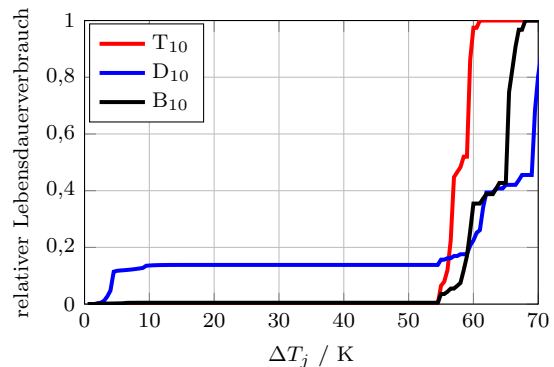


(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.13.: Innerer Schalter des ANPC-Umrichters mit ANPC_{ALD}-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur



(a) Zyklusanzahl



(b) Relativer Lebensdauerverbrauch

Abbildung E.14.: Mittelpunktsschalter des ANPC-Umrichters mit ANPC_{ALD}-Modulation bei gleicher maximaler Temperatur

Literatur

- [ABB14] ABB: *Datenblatt / Datasheet 5SNA1500E330305*. 2014. URL: <https://library.e.abb.com/public/d740233e818310bc83257ca9002c95b1/5SNA%201500E330305%205SYA%201407-07%2002-2014.pdf> (besucht am 06.01.2017).
- [Aki90] H. Akiyama, T. Minato, M. Harada, H. Pan, H. Kondoh und Y. Akasaka: „Effects of shorted collector on characteristics of IGBTs“. *International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)* (1990), S. 131–136.
- [And10] D. Andler, M. Perez, J. Rodríguez und S. Bernet: „Predictive Control of Three-Level Active NPC Converter with Evenly Energy Losses Distribution“. *International Power Electronics Conference (IPEC)* (2010), S. 754–759.
- [Bak80] R. H. Baker: „High-Voltage Converter Circuit“. U.S. Patent 4 203 151. 1980.
- [Bak81] R. H. Baker: „Bridge Converter Circuit“. U.S. Patent 4 270 163. 1981.
- [Bec82] H. W. Becke und C. F. Wheatley: „Power MOSFET with Anode Region“. U.S. Patent 4 364 073. 1982.
- [Bie04] M. H. Bierhoff und F. W. Fuchs: „Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation“. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)* (2004), S. 2836–2842. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355283.
- [Böc14] P. von Böckh und T. Wetzel: *Wärmeübertragung: Grundlagen und Praxis*. 5. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2014. ISBN: 978-3-642-15958-9. DOI: 10.1007/978-3-642-15959-6.
- [Boh11] M. Bohländer, J. Süptitz, J. Lutz und A. Pettertei: „Extraction of Power Cycles in Offshore Wind Power Applications“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2011), S. 1199–1204.
- [Böh14] J. W. Böhmer: „Wirkung des Ladungsträgerplasmas auf das Abschaltverhalten von Insulated Gate Bipolar Transistoren“. Dissertation. Rostock: Universität Rostock, 2014.
- [Bos09] B. K. Bose: „Power Electronics and Motor Drives Recent Progress and Perspective“. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2 (2009), S. 581–588. DOI: 10.1109/TIE.2008.2002726.
- [Brü01] T. Brückner und S. Bernet: „Loss Balancing in Three-Level Voltage Source Inverters applying Active NPC Switches“. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)* (2001), S. 1135–1140.
- [Brü05] T. Brückner, S. Bernet und H. Guldner: „The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control“. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 3 (2005), S. 855–868. DOI: 10.1109/TIE.2005.847586.
- [Brü07] T. Brückner, S. Bernet und P. K. Steimer: „Feedforward Loss Control of Three-Level Active NPC Converters“. *IEEE Transactions on Industry Applications* 6 (2007), S. 1588–1596. DOI: 10.1109/TIA.2007.908164.

- [Bus07] S. Busquets-Monge, S. Somavilla, J. Bordonau und D. Boroyevich: „Capacitor Voltage Balance for the Neutral-Point- Clamped Converter using the Virtual Space Vector Concept With Optimized Spectral Performance“. *IEEE Transactions on Power Electronics* 4 (2007), S. 1128–1135. DOI: 10.1109/TPEL.2007.900547.
- [Car98] H. Caruso und A. Dasgupta: „A Fundamental Overview of Accelerated-Testing Analytic Models“. *Annual Reliability and Maintainability Symposium* (1998), S. 389–393.
- [Cas94] F. Casanellas: „Losses in PWM inverters using IGBTs“. *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 5 (1994), S. 235–239. DOI: 10.1049/ip-epa:19941349.
- [Che14] Q. Chen, Z. Chen, Q. Wang, G. Li und L. Cheng: „Analyze and improve lifetime in 3L-NPC inverter from power cycle and thermal balance“. *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (2014), S. 974–980. DOI: 10.1109/ICEMS.2014.7013627.
- [Cor01] K. A. Corzine, J. R. Baker und J. Yuen: „Reduced parts-count multi-level rectifiers“. *Annual Meeting of IEEE Industry Applications Conference (IAS)* (2001), S. 589–596. DOI: 10.1109/IAS.2001.955480.
- [Dic71] J. A. Dickerson: „Transformerless Power Supply with Line to Load Isolation“. U.S. Patent 3 596 369. 1971.
- [Die05] S. Dieckerhoff, S. Bernet und D. Krug: „Power Loss-Oriented Evaluation of High Voltage IGBTs and Multilevel Converters in Transformerless Traction Applications“. *IEEE Transactions on Power Electronics* 6 (2005), S. 1328–1336. DOI: 10.1109/TPEL.2005.857534.
- [Dix06] J. Dixon und L. Moran: „High-level multistep inverter optimization using a minimum number of power transistors“. *IEEE Transactions on Power Electronics* 2 (2006), S. 330–337. DOI: 10.1109/TPEL.2005.869745.
- [Dom10] D. Domes und R. Bayerer: „Ansteuerung für rückwärtsleitfähigen IGBT“. DE 10 2009 001 029 A1. 2010.
- [Dom12] D. Domes: „Detection of the Conduction State of an RC-IGBT“. US 2012/0112775 A1. 2012.
- [Dom15] D. Domes: „Control Method for a Reverse Conducting IGBT“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2015), S. 147–154.
- [Eck09] H.-G. Eckel: „Potential of Reverse Conducting IGBTs in Voltage Source Inverters“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2009), S. 334–339.
- [Eck10] H.-G. Eckel und M.-M. Bakran: „Verfahren zur Ansteuerung eines rückwärtsleitfähigen IGBT“. WO 2010/149432 A2. 2010.
- [Eck11] H.-G. Eckel und D. Wigger: „Comparison of the Output Power of RC-IGBT and IGBT/Diode Inverters“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2011), S. 38–43.
- [Eck15] H.-G. Eckel und S. Gierschner: „Stromrichter“. DE102013220864B3. 2015.
- [Flo08a] D. Floricau, E. Floricau und M. Dumitrescu: „Natural Doubling of the Apparent Switching Frequency using Three-Level ANPC Converter“. *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)* (2008), S. 1–6.
- [Flo08b] D. Floricau, E. Floricau und G. Gateau: „Three-Level Active NPC Converter: PWM Strategies and Loss Distribution“. *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)* (2008), S. 3333–3338.

- [Flo09a] D. Floricau, G. Gateau, A. Leredde und R. Teodorescu: „The Efficiency of Three-level Active NPC Converter for Different PWM Strategies“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2009), S. 1–9.
- [Flo09b] D. Floricau, C.-L. Popescu, M.-O. Popescu, E. Floricau und L. Spataru: „A Comparison of Efficiency for three-level NPC and Active NPC Voltage Source Converters“. *International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)* (2009).
- [Ger15] F. Gervasio, R. A. Mastromauro und M. Liserre: „Power losses analysis of two-levels and three-levels PWM inverters handling reactive power“. *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)* (2015), S. 1123–1128. DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125248.
- [Gie14] S. Gierschner, J. Fuhrmann, H.-G. Eckel und M. Hiller: „Active Rectifier with extended Operating Range“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2014), S. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2014.6910779.
- [Gie15a] S. Gierschner, H.-G. Eckel und M. Hiller: „Potential of RC-IGBTs in Three Phase Three Level Converters“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2015), S. 938–945.
- [Gie15b] S. Gierschner, T. Rump und H.-G. Eckel: „Lifetime Estimation for Three Level Converter for Wind Energy Application“. *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)* (2015), S. 1–8. DOI: 10.1109/PEDG.2015.7223054.
- [Gie15c] S. Gierschner, D. Weiß, H.-G. Eckel und M. Hiller: „Potential of RC-IGBTs in Three Level Converters for Wind Energy Application“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2015), S. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2015.7309092.
- [Gie16a] S. Gierschner und H.-G. Eckel: „Lifetime Estimation of the BIGT in ANPC Converter and T-Type Converter for Wind Energy Application“. *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)* (2016), S. 1–6. DOI: 10.1049/cp.2016.0346.
- [Gie16b] S. Gierschner, J. Fuhrmann, P. Münster, D. Hammes und H.-G. Eckel: „Current-Direction Detection for Static MOS-Control of the BIGT in the Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2016), S. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695254.
- [Gra09] D. Graovac und M. Pürschel: „IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters“. *Infineon Application Note* (2009), S. 1–17.
- [Gri03] E. Griehl, L. Lorenz und M. Pürschel: „LightMOS a new Power Semiconductor Concept dedicated for Lamp Ballast Application“. *Annual Meeting of IEEE Industry Applications Conference (IAS)* (2003), S. 768–772.
- [Gue09] V. Guennegues, B. Gollentz, F. Meibody-Tabar, S. Rael und L. Leclere: „A Converter Topology for High Speed Motor Drive Applications“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2009), S. 1–8.
- [Gur14] E. Gurpinar, D. De, A. Castellazzi, D. Barater, G. Buticchi und G. Francheschini: „Performance analysis of SiC MOSFET based 3-level ANPC grid-connected inverter with novel modulation scheme“. *IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)* (2014), S. 1–7. DOI: 10.1109/COMPEL.2014.6877124.
- [Ham97] P. W. Hammond: „A New Approach To Enhance Quality For Medium Voltage AC Drives“. *IEEE Transactions on Industry Applications* 1 (1997), S. 202–208.
- [Har11] M. Hartmann: „Ultra-Compact and Ultra-Efficient Three-Phase PWM Rectifier Systems for More Electric Aircraft“. Dissertation. Zürich: ETH Zürich, 2011.

- [Har12] S. Hartmann und E. Özkol: „Bond wire life time model based on temperature dependent yield strength“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2012), S. 494–501.
- [Hau14] E. Hau: *Windkraftanlagen: Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit*. 5. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2014.
- [Hel10] M. L. Heldwein, S. A. Mussa und I. Barbi: „Three-Phase Multilevel PWM Rectifiers Based on Conventional Bidirectional Converters“. *IEEE Transactions on Power Electronics* 3 (2010), S. 545–549. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2032365.
- [Hel97] M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco und M. H. Poech: „Fast power cycling test of IGBT modules in traction application“. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)* (1997), S. 425–430. DOI: 10.1109/PEDS.1997.618742.
- [Her13] R. Hermann, E. U. Krafft und A. März: „Reverse-Conducting-IGBTs – A new IGBT technology setting new benchmarks in traction converters“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2013), S. 1–8.
- [Hit13] Hitachi: *Datenblatt / Datasheet MBN1500E33E2*. 2013. URL: <http://www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/product/igbt/pdf/mbn1500e33e2.pdf> (besucht am 06.01.2017).
- [Hol77] J. Holtz: „Selbstgeführte Wechselrichter mit treppenförmiger Ausgangsspannung für große Leistungen und hohe Frequenz“. *Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte* 3 (1977), S. 164–171.
- [Hun08] T. Hunger und O. Schilling: „Numerical investigation on thermal crosstalk of silicon dies in high voltage IGBT modules“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2008), S. 1–6.
- [Inf13a] Infineon Technologies AG: *Datenblatt / Datasheet FZ1500R33HE3*. 2013. URL: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ1500R33HE3-DS-v03_01-en_de.pdf?fileId=db3a304314dca389011527dfc61411c3 (besucht am 06.01.2017).
- [Inf13b] Infineon Technologies AG: *Datenblatt / Datasheet FZ1500R33HL3*. 2013. URL: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ1500R33HL3-DS-v03_01-en_de.pdf?fileId=db3a304314dca389011527dbd30811c0 (besucht am 06.01.2017).
- [Jen95] F. Jenni und D. Wüest: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Zürich und Stuttgart: Vdf, Hochsch.-Verl. an der ETH Zürich und Teubner, 1995. ISBN: 9783728121417.
- [Kam04] N. Kaminski: „Load-Cycle Capability of HiPaks“. *ABB Application Note 5SYA 2043-01* (2004), S. 1–8.
- [Kim08] T. Kimmer, J. Oehmen, P. Türkes und S. Voss: „Reverse Conducting IGBT – A new Technology to Increase the Energy Efficiency of Induction Cookers“. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)* (2008), S. 2284–2287.
- [Kol11] J. W. Kolar und T. Friedli: „The essence of three-phase PFC rectifier systems“. *International Telecommunication Energy Conference (INTELEC)* (2011), S. 1–27. DOI: 10.1109/INTLEC.2011.6099838.
- [Kol94a] J. W. Kolar und F. C. Zach: „A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (1994), S. 125–138.

- [Kol94b] J. W. Kolar und F. C. Zach: „A Novel Three-phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules“. *International Telecommunication Energy Conference (INTELEC)* (1994), S. 367–374.
- [Kop10] A. Kopta, M. Rahimo, R. Schnell, M. Bayer, U. Schlapbach und J. Vobecky: „The Next Generation 3300V BIGT HiPak modules with current ratings exceeding 2000A“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2010), S. 470–475.
- [Kou12] S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, S. Bernet und M. Perez: „Powering the Future of Industry: High-Power Adjustable Speed Drive Topologies“. *IEEE Industry Applications Magazine* 4 (2012), S. 26–39. DOI: 10.1109/MIAS.2012.2192231.
- [Lai95] J.-S. Lai und F. Z. Peng: „Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters“. *Annual Meeting of IEEE Industry Applications Conference (IAS)* (1995). DOI: 10.1109/IAS.1995.530601.
- [Leg98] D. Leggate, J. Pankau, D. Schlegel, R. J. Kerkman und G. Skibinski: „Reflected Waves and Their Associated Current“. *Annual Meeting of IEEE Industry Applications Conference (IAS)* (1998), S. 789–798.
- [Lut12] J. Lutz: *Halbleiter-Leistungselemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*. 2. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2012.
- [Ma09] L. Ma, T. Kerekes, R. Teodorescu, X. Jin, M. Liserre und P. Rodriguez: „The PWM Strategies of Grid-connected Distributed Generation Active NPC Inverters“. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2009), S. 920–927.
- [Ma15] L. Ma, T. Kerekes, P. Rodriguez, X. Jin, R. Teodorescu und M. Liserre: „A New PWM Strategy for Grid-Connected Half-Bridge Active NPC Converters With Losses Distribution Balancing Mechanism“. *IEEE Transactions on Power Electronics* 9 (2015), S. 5331–5340. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2387152.
- [Man54] Manson. S. S.: „Behavior of Materials under Conditions of Thermal Stress“. *National Advisory Committee for Aeronautics (NACA)* (1954), S. 317–350.
- [Mär00] M. März und P. Nance: „Thermal Modeling of Power-electronic Systems“. *Infineon Application Note* (2000), S. 1–20.
- [Mar13] J. Mari, C. Corvasce, M. Rahimo, A. Kopta und L. Storasta: „Short Circuit Behavior of the Bi-mode Insulated Gate Transistor (BIGT)“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2013), S. 1–9.
- [McM71] W. McMurray: „Fast response stepped-wave switching power converter circuit“. US 3 581 212. 1971.
- [Mid10] A. Middendorf: „Lebensdauerprognostik unter Berücksichtigung realer Belastungen am Beispiel von Bondverbindungen bei thermomechanischen Wechselbeanspruchungen“. Dissertation. Berlin: Technische Universität Berlin, 2010.
- [Min01] J. Miniböck und J. W. Kolar: „Comparative Theoretical and Experimental Evaluation of Bridge Leg Topologies of a Three-Phase Three-Level Unity Power Factor Rectifier“. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)* (2001), S. 1–6.
- [Mit12] Mitsubishi Electric: *Datenblatt / Datasheet CM1500HC-66R*. 2012. URL: https://www.mitsubishielectric-mesh.com/products/pdf/CM1500HC-66R_n.pdf (besucht am 06.01.2017).

- [Mor16] M. Morisse, A. Bartschat, J. Wenske und A. Mertens: „Dependency of the lifetime estimation of power modules in fully rated wind turbine converters on the modelling depth of the overall system“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2016), S. 1–9. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695533.
- [Nab81] A. Nabae, I. Takahashi und H. Akagi: „A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter“. *IEEE Transactions on Industry Applications* 5 (1981), S. 518–523. DOI: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [Pap13] C. Papadopoulos, L. Storasta, M. Le Gallo, M. Rahimo, R. Schnell und A. Baschnagel: „BIGT control optimisation for overall loss reduction“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2013), S. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2013.6634372.
- [Poe10] M. H. Poech: „Power Electronics Reliability - the Materials Behaviour is the Key“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2010), S. 350–355.
- [Pol12] T. Poller, S. D’Arco, M. Hernes und J. Lutz: „Influence of thermal cross-couplings on power cycling lifetime of IGBT power modules“. *International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)* (2012), S. 1–6.
- [Rad05] G. Radomski: „Analysis of VIENNA Rectifier“. *Electrical Power Quality and Utilisation Journal (EPQU Journal)* 1 (2005), S. 49–56.
- [Rah08] M. Rahimo, U. Schlapbach, A. Kopta, J. Vobecky, D. Schneider und A. Baschnagel: „A High Current 3300V Module Employing Reverse Conducting IGBTs Setting a New Benchmark in Output Power Capability“. *International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)* (2008), S. 68–71. DOI: 10.1109/ISPSD.2008.4538899.
- [Rah09a] M. Rahimo, A. Kopta, U. Schlapbach, J. Vobecky, R. Schnell und S. Klaka: „The Bi-mode Insulated Gate Transistor (BIGT) A Potential Technology for Higher Power Applications“. *International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)* (2009), S. 283–286.
- [Rah09b] M. Rahimo, U. Schlapbach, R. Schnell, A. Kopta, J. Vobecky und A. Baschnagel: „Realization of Higher Output Power Capability with the Bi-Mode Insulated Gate Transistor (BIGT)“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2009), S. 1–10.
- [Rah16] M. Rahimo, M. Andenna, L. Storasta, C. Corvasce und A. Kopta: „Demonstration of an enhanced trench Bimode Insulated Gate Transistor ET-BIGT“. *International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)* (2016), S. 151–154. DOI: 10.1109/ISPSD.2016.7520800.
- [Rod02] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai und Fang Zheng Peng: „Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications“. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 4 (2002), S. 724–738. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [Rod05] J. R. Rodriguez, J. Pontt, R. Huerta, G. Alzamora, N. Becker, S. Kouro, P. Cortes und P. Lezana: „Resonances in a High-Power Active-Front-End Rectifier System“. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2 (2005), S. 482–488. DOI: 10.1109/TIE.2005.843907.
- [Rod07] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt und S. Kouro: „Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives“. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 6 (2007), S. 2930–2945. DOI: 10.1109/TIE.2007.907044.
- [Rud07] A. Ruderman: „Three-phase multi-level PWM rectifier multi-carrier discontinuous voltage modulation strategy“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2007), S. 1–9. DOI: 10.1109/EPE.2007.4417414.

- [Rud08] A. Ruderman: „Voltage modulation strategies and performance limitations of multilevel PWM rectifiers“. *IEEE Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel (IEEEI)* (2008), S. 16–20. DOI: 10.1109/IEEEI.2008.4736542.
- [Rüt07] H. Rütting, F. Hille, F.-J. Niedernostheide, H.-J. Schulze und B. Brunner: „600 V Reverse Conducting (RC-)IGBT for Drives Applications in Ultra-Thin Wafer Technology“. *International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)* (2007), S. 89–92.
- [Sal95] J. C. Salmon: „Circuit topologies for PWM boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase AC supplies and using either single or split DC rail voltage outputs“. *Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (1995), S. 473–479. DOI: 10.1109/APEC.1995.468990.
- [Sch04] R. Schnell und U. Schlapbach: „Realistic benchmarking of IGBT-modules with the help of a fast and easy to use simulation-tool“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2004), S. 1–6.
- [Sch06] D. Schröder: *Leistungselektronische Bauelemente*. 2., [überarb. und erw.] Aufl. Springer-Lehrbuch. Berlin: Springer, 2006. ISBN: 9783540287285.
- [Sch08] T. Schütze: „Thermische Ersatzschaltbilder“. *Infineon Application Note AN2008-03* (2008).
- [Sch11] U. Scheuermann und R. Schmidt: „Impact of Solder Fatigue on Module Lifetime in Power Cycling Tests“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2011), S. 1–10.
- [Sch12] D. Schröder: *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. 3. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer, 2012.
- [Som99] R. Sommer, A. Mertens, M. Griggs, H.-J. Conraths, M. Bruckmann und T. Greif: „New medium voltage drive systems using three-level neutral point clamped inverter with high voltage IGBT“. *Annual Meeting of IEEE Industry Applications Conference (IAS)* (1999), S. 1513–1519. DOI: 10.1109/IAS.1999.805942.
- [Spe13] J. Specovius: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. 6. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013.
- [Sta15] I. Staudt: „3L NPC & TNPC Topology“. *Semikron Application Note AN-11001* (2015).
- [Ste01] P. K. Steimer und M. D. Manjrekar: „Practical medium voltage converter topologies for high power applications“. *Annual Meeting of IEEE Industry Applications Conference (IAS)* (2001), S. 1723–1730. DOI: 10.1109/IAS.2001.955765.
- [Sto10] L. Storasta, A. Kopta und M. Rahimo: „A comparison of charge dynamics in the Reverse-Conducting RC IGBT and Bi-mode Insulated Gate Transistor BiGT“. *International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)* (2010), S. 391–394.
- [Sto11] L. Storasta, M. Rahimo, M. Bellini, A. Kopta, U. Vemulapati und N. Kaminski: „The Radial Layput Design Concept for the Bi-mode Insulated Gate Transistor“. *International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)* (2011), S. 56–59.
- [Sto13] L. Storasta, A. Kopta, M. Rahimo, C. Papadopoulos, S. Geissmann und R. Schnell: „The Next Generation 6500V BIGT HiPak Modules“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2013), S. 337–344.
- [Sto14] L. Storasta, M. Rahimo, C. Corvasce und A. Kopta: „Resolving Design Trade-offs with the BIGT Concept“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2014), S. 354–361.

- [Suw05] S. Suwankawin, P. Pairedamonchai, S. Sangwongwanich, C. Sukhapap und W. Tearwattanarattikal: „Destruction by Charge Current and Its Solution for PWM Inverter Feeding Multiple Motors Through Long Cables“. *Annual Meeting of IEEE Industry Applications Conference (IAS)* (2005), S. 1382–1389.
- [Tak04] H. Takahashi, A. Yamamoto, S. Aono und T. Minato: „1200V Reverse Conducting IGBT“. *International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)* (2004), S. 133–136. DOI: 10.1109/WCT.2004.239844.
- [Wag11] D. Wagenitz, A. Westerholz, E. Erdmann, A. Hambrecht und S. Dieckerhoff: „Power Cycling Test Bench for IGBT Power Modules used in Wind Applications“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2011), S. 1–10.
- [Wei12] D. Weiß, D. Wigger und H.-G. Eckel: „Comparison of output power and power cycling capability of BGT and IGBT/diode inverters dependent on modulation degree and fundamental frequency“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2012), S. 873–880.
- [Wei13] D. Weiß, D. Wigger und H.-G. Eckel: „Potential of RC-IGBT in the Rotor Side Converter of DFIG for Wind Energy Application“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2013), S. 852–859.
- [Wei14] D. Weiß und H.-G. Eckel: „Potential of RC-IGBT in Full Size Converters for Wind Energy Application“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2014), S. 849–856.
- [Wei15] D. Weiß: „Ein Beitrag zur Anwendung rückwärtsleitfähiger IGBT in der Antriebs- und Energietechnik“. Dissertation. Rostock: Universität Rostock, 2015.
- [Wie16] H. Wiencke, D. Lexow, Q. T. Tran, E. U. Krafft und H.-G. Eckel: „Plasma Dynamic of RC-IGBT during Desaturation Pulses“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2016), S. 1–8.
- [Wig10] D. Wigger und H.-G. Eckel: „Comparison of the Power Cycling Stress between IGBT and BGT Inverters“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2010), S. 338–343.
- [Wig15] D. Wigger: „Beitrag zur Analyse des elektrischen Verhaltens von hochsperrenden rückwärts leitfähigen Insulated Gate Bipolar Transistoren“. Dissertation. Rostock: Universität Rostock, 2015.
- [Win08a] M. Winkelkemper, F. Wildner und P. K. Steimer: „6 MVA Five-Level Hybrid Converter for Windpower“. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)* (2008), S. 4532–4538.
- [Win08b] M. Winkelkemper, F. Wildner und P. K. Steimer: „Control of a 6MVA Hybrid Converter for a Permanent Magnet Synchronous Generator for Windpower“. *International Conference on Electrical Machines (ICEM)* (2008).
- [Win15] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky und T. Reimann: *Applikationshandbuch-Leistungshalbleiter*. 2. Aufl. Ilmenau: ISLE, 2015.
- [Wu11] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari und S. Kouro: *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*. New York: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [Yat10] M. Yatsu, K. Fujii, S. Takizawa, Y. Yamakata, K. Komatsu, H. Nakazawa und Y. Okuma: „A Study of High Efficiency UPS Using Advanced Three-level Topology“. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe)* (2010), S. 550–555.

- [Zha16] Z. Zhang, M. Jiang und Y. Yao: „Transformerless Three-Phase T-Type Three-Level Inverter For Medium-Power Photovoltaic Systems“. *International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)* (2016). DOI: 10.1109/IPEMC.2016.7512530.
- [Zha93] Y. Zhao, Y. Li und T. A. Lipo: „Force Commutated Three Level Boost Type Rectifier“. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (1993), S. 771–777.
- [Zha95] Y. Zhao, Y. Li und T. A. Lipo: „Force Commutated Three Level Boost Type Rectifier“. *IEEE Transactions on Industry Applications* 1 (1995), S. 155–161.
- [Zho13] D. Zhou, F. Blaabjerg, M. Lau und M. Tonnes: „Thermal profile analysis of Doubly-Fed induction generator based wind power converter with air and liquid cooling methods“. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)* (2013), S. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2013.6631992.
- [Zor16] A. Zorig, M. Belkheiri und S. Barkat: „Control of three-level T-type inverter based grid connected PV system“. *International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)* (2016), S. 66–71. DOI: 10.1109/SSD.2016.7473723.

Thesen

1. Der BIGT adressiert das starre Verhältnis der Chipflächen im konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Die erhöhte nutzbare Chipfläche in beiden Betriebsmodi führt zu einer homogenen Verteilung der auftretenden Verluste und senkt bei gleicher Ausgangsleistung die maximale Sperrschichttemperatur sowie die Temperaturhöhe gegenüber dem IGBT/Dioden-Modul.
2. Der BIGT weist im Vergleich zum IGBT/Dioden-Modul hinsichtlich des Durchlass- und Schaltverhaltens im IGBT-Modus nur geringe Vorteile auf. Im Diodenmodus werden vergleichbare Resultate erzielt.
3. Die Abhängigkeit des Durchlassverhaltens des BIGTs im Diodenmodus von der Gate-Emitter-Spannung wird durch das statische MOS-Control adressiert. Die Messung des Phasenstromes erlaubt hierbei die Realisierung einer Stromrichtungserkennung, die keine Änderungen der übergeordneten Steuerung oder der halbleiternahen Ansteuerung bedingen.
4. Durch das Vorsehen einer Schalthysterese in der Stromrichtungserkennung kann ein sicherer Wechsel zwischen den Betriebsmodi gewährleistet werden. Das Auftreten von Oszillationen des Laststromes kann jedoch zum vielfachen Auslösen der Schaltschwellen führen, wenn die Hysteresebreite zu gering gewählt wird. Aus diesem Grund muss eine applikationsabhängige Hysteresebreite unter Beachtung der auftretenden Oszillationen erfolgen.
5. Durch eine hohe Hysteresebreite wird das Eingreifen der Stromrichtungserkennung für kleine Ströme unterbunden und führt somit zu einer Erhöhung der Durchlassverluste. Für einen überwiegenden Betrieb im Bereich des Nennarbeitspunktes können auch mit hoher Hysteresebreite Resultate erzielt werden, die nur geringe Abweichungen vom Idealfall aufweisen.
6. Die Nutzung einer über die Periode der Grundfrequenz gemittelten Verlustberechnung reduziert den Rechen- und Simulationsaufwand. Ein ausreichend hohes Verhältnis zwischen Schalt- und Grundfrequenz führt für dieses Verfahren zu Resultaten mit geringeren Abweichungen zur getakteten Verlustberechnung.
7. Der ANPC-Dreipunktumrichter ermöglicht aufgrund der Nutzung von aktiven Mittelpunktschaltern verschiedene Modulationsverfahren, die eine homogene Verteilung der auftretenden Verluste über alle Leistungshalbleiter erreichen können.
8. Der T-Type-Dreipunktumrichter benötigt im Vergleich zum NPC- und ANPC-Dreipunktumrichter für die gleiche Ausgangsleistung eine Reihen- oder Parallelschaltung von Leistungshalbleitern. Hierdurch wird der Vorteil der Reduktion der notwendigen Leistungshalbleiter aufgehoben, wobei jedoch die Belastung der einzelnen Leistungshalbleiter sinkt.
9. Die Auslegung des Umrichters mit IGBT/Dioden-Modulen auf die zulässige maximale Temperatur führt, für die untersuchte generatorische Anwendung, zu prognostizierten Lebensdauern, die den Anforderungen nicht genügen. Aus diesem Grund ist eine Reduktion der Ausgangsleistung notwendig. Der Einsatz des BIGTs ermöglicht hingegen eine Leistungssteigerung.

10. Für die Anwendung Windenergie beruht ein hoher Anteil der auftretenden Temperaturzyklen auf Änderungen der Windgeschwindigkeit. Somit haben diese einen gravierenden Einfluss auf die Lebensdauerberechnung und dürfen nicht vernachlässigt werden.
11. Der Einsatz des BIGTs im NPC-Umrichter ermöglicht, bei einer Auslegung auf eine prognostizierte Lebensdauer von 25 Jahren, gegenüber dem konventionellen IGBT/Dioden-Modul eine Erhöhung der Ausgangsleistung um bis zu 53 %.
12. Die ANPC₁₁-Modulation erzielt für den ANPC-Umrichter mit BIGTs eine Leistungssteigerung von 69 % unter der Bedingung einer Lebensdauer von 25 Jahren. Dies stellt den höchsten Wert für die betrachteten Modulation des ANPC-Umrichters dar.
13. Für den Einsatz des BIGTs im T-Type-Umrichter begrenzt der Mittelpunktschalter, unabhängig von der Konfiguration der äußeren Schalter als Reihen- oder Parallelschaltung, die Leistungsfähigkeit durch das Erreichen der zulässigen maximalen Temperatur. Die Reihenschaltung erreicht hierbei Vorteil von 100 % gegenüber dem NPC-Umrichter mit IGBT/Dioden-Modulen für eine prognostizierte Lebensdauer von 25 Jahren.
14. Aktive Mehrpunktgleichrichter reduzieren die Anzahl der notwendigen Leistungshalbleiter, da ein Teil der IGBTs nicht benötigt wird. Hierdurch wird jedoch auf die Rückspeisefähigkeit verzichtet. Der Einsatz reiner Diodenmodulen kann die verfügbare Chipfläche erhöht und eine Steigerung der Ausgangsleistung erzielt werden.
15. Die erhöhte Chipfläche der reinen Diodenmodule kann nur mithilfe des BIGTs als antiserieller Mittelpunktschalter im T-Type-Dreipunktgleichrichter ausgenutzt werden. Für eine Lebensdauer von 25 Jahren kann somit eine Erhöhung der Ausgangsleistung um 71 % gegenüber dem NPC-Dreipunktumrichter mit IGBT/Dioden-Modulen erreicht werden.

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere hiermit durch eigenhändige Unterschrift, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne die Nutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus Veröffentlichungen entnommen wurden, habe ich als solche kenntlich gemacht.

Rostock, 31.01.2017

Ort, Datum

Unterschrift