



Ein Beitrag zur Anwendung rückwärtsleitfähiger IGBT in der Antriebs- und Energietechnik

Dissertation
zur
Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)
der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik
der Universität Rostock

vorgelegt von

M. Sc. David Weiß

Gutachter

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel, Universität Rostock
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Mark-M. Bakran, Universität Bayreuth
3. Gutachter: Dr.-Ing. Peter Steimer, ABB Schweiz AG

Datum der Einreichung: 13.04.2015

Datum der Verteidigung: 01.09.2015

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Energietechnik am Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe der Universität Rostock in Kooperation mit ABB Semiconductors in Lenzburg/Schweiz.

Zunächst möchte ich mich bei Herrn Prof. H.-G. Eckel für die Bereitschaft bedanken, diese Arbeit zu betreuen. Die sehr konstruktiven Gespräche mit ihm hatten einen wesentlichen Einfluss auf das Gelingen der vorliegenden Arbeit.

Auch den Mitarbeitern der BiMos-Entwicklungssabteilung der Firma ABB in Lenzburg/Schweiz möchte ich für die vielen hilfreichen Gespräche und angenehme Arbeitsatmosphäre sowie die Prototypen danken, ohne die diese Arbeit nicht zustande gekommen wäre. Herrn Samuel Hartmann von ABB möchte ich für die Unterstützung bezüglich der Lebensdauermodelle für IGBT Module danken. Er stand für Fragen und Diskussionen immer zur Verfügung.

Weiter gilt mein Dank den Mitarbeitern der Entwicklungsabteilungen für Traktions- und Industriemotoren der Firma Siemens in Nürnberg für den Erfahrungsaustausch, insbesondere beim Thema der thermischen Qualifizierung von Leistungs- halbleitern.

Außerdem möchte ich mich noch bei allen Kollegen des Lehrstuhls für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Universität Rostock bedanken. Hier möchte ich besonders Dipl.-Ing. Daniel Wigger, Dipl.-Ing. Sidney Gierschner und M.Sc. Patrik Münster für die Unterstützung und die Zeit für Diskussionen danken.

Des Weiteren gilt mein Dank meiner Freundin Helena für die Unterstützung insbesondere in der letzten Phase der Arbeit. Auch Martin Hoffmann möchte ich für seine Unterstützung danken.

Zum Schluss Danke ich meinen Eltern und meinem Bruder für die Unterstützung. Ohne euch wäre diese Arbeit nicht zustande gekommen.

Abstrakt

Rückwärtsleitfähige IGBT bieten durch die Integration von IGBT und Diode in einem Chip den Vorteil, dass neben einer Erhöhung der Leistungsdichte auch die Lastwechselbelastung gegenüber konventionellen IGBT/Dioden Modulen reduziert wird. Insbesondere bei geringen Grundfrequenzen kühlen sich im konventionellen Modul die Chips in den Phasen, in denen sie keinen Strom führen, stark ab. Rückwärtsleitfähige IGBT können in beide Richtungen Strom führen und sind somit zu keiner Phase inaktiv. Dies führt zu einer Reduktion des Temperaturhubs eines rückwärtsleitfähigen IGBT gegenüber einem konventionellen IGBT/Dioden Modul, auch wenn die maximale Sperrschichttemperatur die gleiche ist. Ein starres Flächenverhältnis von IGBT und Diode führt bei einem Verlustleistungsverhältnis, welches nicht dem Verhältnis der Chipflächen entspricht, zu einer Begrenzung der Ausgangsleistung durch eine Chipart. Somit bietet ein rückwärtsleitfähiger IGBT den größten Vorteil in Applikationen mit geringen Grundfrequenzen und einem Verlustleistungsverhältnis, welches stark von dem Verhältnis der Chipflächen abweicht. In dieser Arbeit wird das Verhalten eines rückwärtsleitfähigen IGBT in stationären Arbeitspunkten sowohl durch Berechnungen als auch Messungen diskutiert sowie in einer Traktionsanwendung und zwei Windenergieanwendungen mit Hilfe von Simulationen untersucht.

Abstract

Reverse conducting IGBT provide a higher power density, and in addition a reduced power cycling stress compared to a conventional IGBT/diode module due to the integration of IGBT and diode in one device. Especially at low fundamental frequency in a conventional module, the chips cool down significantly during their inactive periods, while with a reverse conducting IGBT the same silicon is always active. This leads to a reduction of the temperture ripple of the reverse conducting IGBT compared to a conventional module, even if the maximum junction temperature is the same. A given chip area ratio of IGBT and diode leads to a limitation of the output power if the loss ratio differs from the chip area ratio. Hence, a reverse conducting IGBT is advantageous in applications with low fundamental frequency and a loss ratio which differs from the chip area ratio. This PhD thesis discusses the advantage of a reverse conducting IGBT in both steady state operating point considering calculations and measurements and for a traction and two wind energy applications.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	XI
Tabellenverzeichnis	XII
Abkürzungsverzeichnis	XIII
1. Einleitung	1
2. Vergleich von IGBT und RC-IGBT	4
2.1. Konzept eines rückwärtsleitfähigen IGBT	4
2.2. Vor- und Nachteile eines RC-IGBT	8
3. Thermische Modellbildung	14
3.1. Thermischer Widerstand und thermisches Ersatzschaltbild	14
3.2. Thermisches Modell eines Leistungsmoduls	17
3.3. Messung der thermischen Impedanz Z_{th}	25
3.4. Thermisches Modell von IGBT, Diode und BIGT	27
4. Verlustleistungs- und Sperrsichttemperaturberechnung	31
4.1. Verlustleistungsberechnung Zweipunkt-Wechselrichter	31
4.2. Sperrsichttemperaturberechnung	37
4.2.1. Temperaturberechnung mit transiente thermischer Impedanz	37
4.2.2. Temperaturberechnung mit Korrekturfaktoren	41
5. Zuverlässigkeit von Leistungsmodulen	46
5.1. Aufbau- und Verbindungstechnik von Leistungsmodulen	46
5.2. Fehlermechanismen	49
5.2.1. Fehlerstelle Bonddraht	50
5.2.2. Fehlerstelle Chip- und Bodenplattenlötzung	51
5.3. Lebensdauermodelle	52
5.4. Prognose der Lebensdauer von Leistungsmodulen	59
6. Vergleich von IGBT und RC-IGBT in stationären Arbeitspunkten	62
6.1. Leistungsfähigkeit in Abhängigkeit der Schaltfrequenz	64

6.2. Leistungsfähigkeit in Abhängigkeit von Aussteuerung und Ausgangsfrequenz	67
6.3. Vergleich der Lebensdauer in Abhängigkeit von Aussteuerung und Ausgangsfrequenz	73
6.4. Zusammenfassung	75
7. Vergleich von IGBT und RC-IGBT in Traktionsanwendungen	76
7.1. Vergleich bei gleicher Ausgangsleistung	77
7.2. Vergleich bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur	82
8. Vergleich von IGBT und RC-IGBT in Windenergieanwendungen	85
8.1. Getriebelose Windenergieanlagen mit Vollumrichter und Synchronmaschine	86
8.1.1. Belastung der Leistungshalbleiter	87
8.1.1.1. Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung	87
8.1.1.2. Betrieb bei gleicher maximaler Sperrschichttempertur	91
8.1.2. Lebensdauerberechnung	92
8.1.2.1. Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung	93
8.1.2.2. Betrieb bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur	94
8.2. Windenergieanlage mit doppelt gespeister Asynchronmaschine	97
8.2.1. Belastung der Leistungshalbleiter	100
8.2.1.1. Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung	100
8.2.1.2. Betrieb bei gleicher maximaler Sperrschichttempertur	103
8.2.2. Lebensdauerberechnung	104
8.2.2.1. Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung	104
8.2.2.2. Betrieb bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur	105
8.3. Zusammenfassung	107
9. Zusammenfassung und Ausblick	111
A. Thermische Messungen	114
B. Vergleich der Temperaturberechnung mit k_{Rth} und thermischer Impedanz	119
Literatur	128
Thesen	134

Abbildungsverzeichnis

2.1. Querschnitte einer IGBT und RC-IGBT Zelle	5
2.2. Struktur des BIGT	6
2.3. Vergleich der Durchlasskennlinien eines RC-IGBT und eines BIGT aus [Sto10]	7
2.4. Vergleich eines IGBT/Dioden Substrat und eines BIGT Substrat	9
2.5. Auswirkungen der Gate-Emitter Spannung im Dioden-Modus auf die Plasmakonzentration	10
2.6. Auswirkungen des Einflusses der Gate-Emitter Spannung im Dioden-Modus auf die Umrichtersteuerung	11
2.7. Sperrsichttemperaturverlauf von IGBT, Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0=50\text{Hz}$	12
2.8. Sperrsichttemperaturverlauf von IGBT, Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0=1\text{Hz}$	12
3.1. Aufbau einer Leistungshalbleiter Moduls mit Bodenplatte	16
3.2. Cauer Netzwerk	17
3.3. Foster Netzwerk	17
3.4. Cauer Netzwerk bestehend aus Leistungsmodul mit Kühlkörper	18
3.5. Foster Netzwerk bestehend aus Leistungsmodul mit Kühlkörper	18
3.6. Vergleich thermischen Impedanz des Gesamtsystems aus Leistungsmodul und Kühlkörper für verschiedene Zeitkonstanten des Kühlkörpers	19
3.7. Messpunkte zur Bestimmung der Foster-Netzwerke von Leistungsmodul und Kühlkörper	20
3.8. Thermisches Ersatzschaltbild eines Leistungsmoduls mit Kühlkörper (Y-Modell)	21
3.9. IHV Modul mit sechs Substraten (24 IGBT- und 12 Dioden Chips)	22
3.10. Sperrsichttemperatur von IGBT und Diode für den Fall $P_{V,I}=2 \cdot P_{V,D}$	24
3.11. Sperrsichttemperatur von IGBT und Diode für den Fall $P_{V,D}=2 \cdot P_{V,I}$	25
3.12. Kalibrierkennlinien von IGBT, Diode und BIGT	26
3.13. Thermische Impedanz von IGBT, Dioden und BIGT	28

3.14. Thermische Querkopplung von IGBT, Diode und BIGT	29
3.15. Thermische Querkopplung zwischen IGBT und Diode (die angegebenen Temperaturen sind jeweils über den gesamten Chip gemittelt) . . .	30
3.16. Vergleich des thermischen Widerstandes von IGBT, Diode und BIGT	30
4.1. Verluste in den Leistungshalbleiterbauelementen [Nic10]	32
4.2. Zweipunkt-Spannungswechselrichter und PWM	32
4.3. Steuersignal des Transistors T1 während einer Periode der Grundfrequenz	33
4.4. Relative Einschaltzeit τ für $a=1$	34
4.5. Verlauf der Verlustleistung bei 10-fach Taktung	36
4.6. Verlauf der Verlustleistung bei 100-fach Taktung	36
4.7. Verlauf der Sperrsichttemperatur bei einmaligem Verlustleistungs-impuls [Nic10]	38
4.8. Vergleich der Sperrsichttemperaturen bei 10 fach Taktung	40
4.9. Vergleich der Sperrsichttemperaturen bei 10 fach Taktung	40
4.10. Sperrsichttemperaturverlauf	42
4.11. Verlauf des Korrekturfaktors	43
4.12. Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$. Angegeben ist die maximal auftretende Abweichung aus allen Korrekturfaktoren	45
4.13. Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$. Angegeben ist die maximal auftretende Abweichung aus allen Korrekturfaktoren	45
5.1. Aufbau eines Leistungsmoduls	48
5.2. Fehlermechanismen in IGBT Modulen [Mid10]	49
5.3. Mechanische Belastung des Bonddrahtes in [Ram00]	51
5.4. Abhängigkeit der Lastwechselfestigkeit von der Pulsdauer [Kam04] . .	54
5.5. Abhängigkeit Lastwechselfestigkeit aus [Kam04] von der Einschaltzeit t_{on} [Bay08]	55
5.6. Definition von Höhe h der Bonddrahtverbindung zu Abstand a zwischen den Bondpads	57
5.7. Vergleich der Zyklenfestigkeit in Abhängigkeit des Temperaturhubes ΔT_j für Modell 1 [Kam04] und Modell 2 [Har12]	57
5.8. Ermittlung der Belastungszyklen mit dem Rainflow Algorithmus . . .	61
6.1. Reverse-Recovery Energie und Schaltenergien von IGBT/Diode und BIGT nach Gleichung (4.6) und Gleichung (4.7) bei $U_d = 1,8\text{kV}$	63

6.2. $I_{BIGT}/I_{IGBT,Diode}$ als Funktion der Schaltfrequenz $f_0=50\text{Hz}, a=1, \cos(\varphi)=0,8$ (Wechselrichterbetrieb)	65
6.3. $I_{BIGT}/I_{IGBT,Diode}$ als Funktion der Schaltfrequenz $f_0=50\text{Hz}, a=1, \cos(\varphi)=-0,8$ (Gleichrichterbetrieb)	65
6.4. Schaltbild des Prüfplatzes zur Messung des thermischen Verhaltens mittels Thermokamera sowie Stromverlauf im DUT	67
6.5. Thermokameramessung von IGBT/Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0 = 50\text{Hz}$ und einem Verlustleistungsverhältnis von $P_{V,I}/P_{V,D} = 2,14$	68
6.6. Thermokameramessung von IGBT/Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0 = 50\text{Hz}$ und einem Verlustleistungsverhältnis von $P_{V,I}/P_{V,D} = 0,55$	69
6.7. Thermokameramessung von IGBT/Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0 = 50\text{Hz}$ und einem Verlustleistungsverhältnis von $P_{V,I}/P_{V,D} = 4,49$	69
6.8. Verhältnis von maximalem Ausgangstrom des BIGT I_{BIGT} zu maximalem Ausgangstrom $I_{IGBT,Diode}$ eines konventionellen Moduls (motorischer Betrieb ($\cos(\varphi)=0,8$))	71
6.9. Verhältnis von maximalem Ausgangstrom des BIGT I_{BIGT} zu maximalem Ausgangstrom $I_{IGBT,Diode}$ eines konventionellen Moduls (generatorischer Betrieb ($\cos(\varphi)=-0,8$))	71
6.10. Verlustleistungsaufteilung $P_{V,I}/P_{V,D}$ in Abhängigkeit der Aussteuerung und Temperaturhub in Abhängigkeit der Grundfrequenz	72
6.11. Verhältnis der berechneten Lebensdauer eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls und eines BIGT bei gleichem Ausgangstrom	74
6.12. Verhältnis der berechneten Lebensdauer eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls und eines BIGT bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur	74
7.1. Geschwindigkeitsprofil, Motormoment, Strom und Verlustleistung . .	77
7.2. Temperaturhübe von IGBT und Diode während eines Fahrzyklus . .	78
7.3. Temperaturhübe des BIGT während eines Fahrzyklus	79
7.4. Sperrschichttemperaturen von IGBT, Diode und BIGT während des ersten Startstop-Zyklus	80
7.5. Anzahl der Zyklen von IGBT, Diode und BIGT während eines Fahrzyklus	80
7.6. Relativer Lebensdauerverbrauch von IGBT, Diode und BIGT, normiert auf den Lebensdauerverbrauch der Diode	81
7.7. Anzahl der Zyklen von IGBT, Diode und BIGT während eines Fahrzyklus unter Berücksichtigung der "cut-off" Grenze nach [Har12] . .	82

7.8. Anzahl der Zyklen des BIGT während eines Fahrzyklus bei maximalem Ausgangsstrom des BIGT ($I_{BIGT} = 1,1 \cdot I_{IGBT,Diode}$)	83
8.1. Schaltbild einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Vollumrichter	87
8.2. Leistung und Ausgangsfrequenz des Generators über der Windgeschwindigkeit (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	88
8.3. Sperrsichttemperaturen der Leistungshalbleiter des generatorseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	89
8.4. Sperrsichttemperaturhub der Leistungshalbleiter des generatorseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	90
8.5. Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperturhub des netzseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	90
8.6. Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperturhub des BIGT des generator- und netzseitigen Umrichters bei Betrieb mit maximaler Ausgangsleistung (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	92
8.7. Temperaturzyklen und Lebensdauerverbrauch der Leistungshalbleiter bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung für September 2010 (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	94
8.8. Temperaturzyklen und Lebensdauerverbrauch der Leistungshalbleiter bei Betrieb mit gleicher maximaler Sperrsichttemperatur für September 2010 (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	95
8.9. Windgeschwindigkeit und Rainflowzählung des Windgeschwindigkeitsprofils (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	96
8.10. Mission Profile Temperaturzyklen resultierend aus den Windgeschwindigkeitsänderungen (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	96
8.11. Schaltbild einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine	98
8.12. Leistung und Ausgangsfrequenz des Generators über Windgeschwindigkeit (DFIG)	99
8.13. Sperrsichttemperaturen der Leistungshalbleiter des rotorseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (DFIG)	101
8.14. Sperrsichttemperaturhub der Leistungshalbleiter des rotorseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (DFIG)	101
8.15. Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperturhub des netzseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (DFIG)	102

8.16. Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperturhub des BIGT des generator- und netzseitigen Umrichters bei Betrieb mit maximaler Ausgangsleistung (DFIG)	103
8.17. Temperaturzyklen und Lebensdauerverbrauch der Leistungshalbleiter bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung für September 2010 (DFIG)	105
8.18. Temperaturzyklen und Lebensdauerverbrauch der Leistungshalbleiter bei Betrieb mit gleicher maximaler Sperrsichttemperatur für September 2010 (DFIG)	106
8.19. Mission Profile Temperaturzyklen resultierend aus den Windgeschwindigkeitsänderungen (DFIG)	106
8.20. Relativer Lebensdauerverbrauch über Temperaturhub für Diode und BIGT im generator- und rotorseitigen Umrichter	109
8.21. Mögliche Zählweise für die Missionprofile Zyklen: Vergleich einer Windgeschwindigkeitsänderung von 12m/s auf 10m/s bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur von Diode und BIGT	110
A.1. : Schaltplan des Prüfplatzes zur Messung der thermischen Impedanz .	115
A.2. : Schaltplan des Prüfplatzes zur Messung der thermischen Kopplung zwischen IGBT und Diode	115
A.3. : Gemessene thermische Impedanz von IGBT ($Z_{thja,II}$) und Diode ($Z_{thja,DD}$)	117
A.4. : Gemessene thermische Impedanz des BIGT im IGBT-Modus ($Z_{thja,BII}$) und Diode-Modus ($Z_{thja,BDD}$)	117
A.5. : Gemessene Querkopplungsimpedanz von IGBT zu Diode ($Z_{thja,ID}$) und Diode zu IGBT	118
A.6. : Gemessene thermische Impedanz des BIGT im IGBT-Modus ($Z_{thja,BII}$) und Diode-Modus ($Z_{thja,BDD}$)	118
B.1. : $\Delta T_{j,BIGT}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$	119
B.2. : $\Delta T_{j,IGBT}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$	120
B.3. : $\Delta T_{j,IGBT}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$	121
B.4. : $\Delta T_{j,Diode}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$	122
B.5. : $\Delta T_{j,BIGT}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$	123
B.6. : $\Delta T_{j,BIGT}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$ und einen	124

B.7. : $\Delta T_{j,IGBT}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrek-	
turfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$	125
B.8. : $\Delta T_{j,Diode}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrek-	
turfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$	126
B.9. : $\Delta T_{j,Diode}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrek-	
turfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$	127

Tabellenverzeichnis

3.1. Analogie zwischen thermischen und elektrischen Größen	15
5.1. Thermischer Ausdehnungskoeffizient und Wärmeleitfähigkeit verschiedener Materialien [Lut12]. Daten für die Lote aus [Tho02]. Daten für Si ₃ N ₄ aus [Lut14]	50
6.1. Schaltenergien und Durchlasskennlinien der für die Berechnungen verwendeten Bauteile für eine Zwischenkreisspannung von U _d =1,8kV . .	62
6.2. Schaltenergien und Durchlasskennlinien eines auf geringere Schaltverluste optimierten BIGT für eine Zwischenkreisspannung von U _d =1,8kV	66
7.1. Berechnete Lebensdauer von IGBT/Diode und BIGT nach den Lebensdauermodellen [Kam04] und [Har12]	83
8.1. Betriebspunkte und Daten der Windenergieanlage mit Synchronmaschine	87
8.2. Berechnete Lebensdauer von Diode und BIGT im Punkt maximaler Leistung (Synchronmaschine mit Vollumrichter)	89
8.3. Betriebspunkte und Daten der Windenergieanlage mit doppelt gespeister Asynchronmaschine	99
8.4. Berechnete Lebensdauer von Diode und BIGT im Punkt maximaler Leistung (DFIG)	100
8.5. Ausgewählte Temperaturzyklen in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeitsänderung bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur von Diode und BIGT im generator- beziehungsweise rotorseitigen Umrichter	108
A.1. Verwendete Messgeräte	115
A.2. : Fehler bei der Bestimmung der Sperrsichttemperatur des BIGT im IGBT-Modus	116
A.3. : Fehler bei der Bestimmung der Sperrsichttemperatur des BIGT im Dioden-Modus	116
A.4. : Fehler bei der Bestimmung der Sperrsichttemperatur des IGBT . .	116
A.5. : Fehler bei der Bestimmung der Sperrsichttemperatur der Diode . .	116

Abkürzungsverzeichnis

α	aspect ratio: Höhe h der Bonddrahtverbindung und Abstand a_B zwischen den Bondpads
λ	Wärmeleitfähigkeit
ρ	Dichte
ρ_{Luft}	Luftdichte
$\tau(t)$	relative Einschaltzeit von IGBT und Diode gemittelt über eine Periode der Schaltfrequenz
τ_{th}	thermische Zeitkonstante
$\tau_{th,K1}$	thermische Zeitkonstante "Kühlkörper 1"
$\tau_{th,K2}$	thermische Zeitkonstante "Kühlkörper 2"
φ	Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung
A	Fläche
a	Aussteuergrad
a_{4QS}	Aussteuergrad des Vier-Quadranten Stellers
a_B	Abstand zwischen den Bondpads
A_B	Chipfläche des BIGT
A_I	Chipfläche des IGBT
a_i	Koeffizient zur Berechnung des Foster Netzwerks
A₁	Aluminium
Al₂O₃	Aluminium Oxid
AlN	Aluminium Nitrid
AlSiC	Aluminium Silizium Carbid
b_i	Koeffizient zur Berechnung des Foster Netzwerks
BIGT	Bi Mode Insulated Gate Transistor
C	Kapazität
c	spezifische thermische Kapazität
c₀	Konstante zur Berechnung der cut-off Temperatur
C_a	Konstante im Arrhenius Term
C_{Cauer}	Kapazität des Cauer Netzwerks
C_{Foster}	Kapazität des Foster Netzwerks
cos(φ)	Leistungsfaktor
c_p	Leistungsbeiwert

c_T	Konstante zur Berechnung der cut-off Temperatur
CTE	thermischer Ausdehnungskoeffizient
Cu	Kupfer
c_Δ	Konstante zur Berechnung der cut-off Temperatur
D₁	obere Diode einer Halbbrücke
D₂	untere Diode einer Halbbrücke
D_{Bond}	Bonddrahtdurchmesser
DCB	Direct Copper Bonded
DFIG	doppelt gespeister Asynchrongenerator (doubly fed induction generator)
D_{HK}	Diode Heizkreis
DUT	Device under test
E_a	Aktivierungsenergie für Fehlermechanismus und Material
f₀	Grundfrequenz der Ausgangsgrößen eines Umrichters
f₁	Statorfrequenz
f_{mech}	mechanische Frequenz des Rotors
f_{Netz}	Netzfrequenz
f_{Rotor}	Rotorfrequenz der DFIG
f_S	Schaltfrequenz
f_{Stator}	Statorfrequenz
G_{th}	thermischer Leitwert
h	Höhe der Bonddrahtverbindung
I	Effektivwert des Stroms
i(t)	zeitlich veränderlicher Strom
I_B	Strom pro Bonddraht
I_{BIGT}	Effektivwert des Stroms des BIGT Moduls
I_{DUT}	Strom durch das device under test
I_{IGBT,Diode}	Effektivwert des Stroms des IGBT/Dioden Moduls
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
I_{Heiz}	Heizstrom
i_{Last}	Strom am Ausgang einer Phase eines Zweipunktwechselrichters
I_{Mess}	Messstrom
k	Boltzmannkonstante
k_{ESW,1}	Konstante zur Ermittlung der Schaltverluste des IGBT
k_{ESW,2}	Konstante zur Ermittlung der Schaltverluste des IGBT
k_{ESW,3}	Konstante zur Ermittlung der Schaltverluste des IGBT
k_{RR,1}	Konstante zur Ermittlung der Schaltverluste der Diode
k_{RR,2}	Konstante zur Ermittlung der Schaltverluste der Diode

k_{RR,2}	Konstante zur Ermittlung der Schaltverluste der Diode
k_V	Spannungsklasse
l	Länge
m	Exponent zur Berechnung der Anzahl der Zyklen nach [Har12]
M	Drehmoment
MMC	Modular Multilevel Converter
N	maximale Anzahl an Zyklen
n_f	Zyklen bis zum Ausfall
N(t_{on})	Anzahl Temperaturzyklen für t _{Pulse} = t _{on}
N(t_{ref})	Anzahl Temperaturzyklen für t _{Pulse} = t _{ref}
N_A	Anzahl der Akzeptoren
N_D	Anzahl der Donatoren
n_i	Anzahl intrinsischer Ladungsträger
n_{Nenn}	Nenndrehzahl
n_{syn}	Synchrongeschwindigkeit
NTV	Niedertemperaturverbundstechnik
P	Leistung
p	Polpaarzahl
P_{Nenn}	Nennleistung
P_{Rotor}	Rotorleistung
P_{Stator}	Statorleistung
P_V	Verlustleistung
–P_V	Mittlere Verlustleistung über eine Periode der Grundfrequenz
P_{V,D}	Gesamtverluste der Diode
P_{V,I}	Gesamtverluste des IGBT
P_{V,OFF}	Ausschaltverluste des IGBT
P_{V,ON}	Einschaltverluste des IGBT
P_{V,RR}	Ausschaltverluste der Diode
P_{VD,D}	Durchlassschaltverluste der Diode
P_{VD,I}	Durchlassschaltverluste des IGBT
p_{vs,D(t)}	Schaltverluste der Diode gemittelt über eine Periode der Schaltverluste
p_{vs,I(t)}	Schaltverluste des IGBT gemittelt über eine Periode der Schaltverluste
P_{Wind}	Leistung, die dem Wind durch eine Windenergieanlage entnommen werden kann
q	Elementarladung

Q_{el}	Elektrische Ladung
Q_{th}	Wärmemenge
R	Gaskonstante
R	Widerstand
R_{Cauer}	Widerstand des Cauer Netzwerk
RC-IGBT	Reverse Conducting IGBT
r_{d,D}	differentieller Widerstand der Diode
r_{d,I}	differentieller Widerstand des IGBT
R_{Foster}	Widerstand des Foster Netzwerk
R_m	Widerstand des Messkreises
R_{Rotor}	Rotorradius
R_{th}	thermischer Widerstand
R_{th,b-c}	thermischer Widerstand zwischen den Punkten b und c
R_{thca}	thermischer Widerstand Bodenplatte zu Umgebung
R_{thja}	thermische Widerstand von Sperrsicht zu Umgebung
R_{thjc}	thermischer Widerstand Sperrsicht zu Bodenplatte
R_{thjc}	thermischer Widerstand Sperrsicht zu Bodenplatte des BIGT
R_{thjc}	thermischer Widerstand Sperrsicht zu Bodenplatte des IGBT
s	Anzahl Zyklen nach [Har12]
s	Schlupf
sf	Skallierungsfaktor zur Berücksichtigung der maximalen Sperrsichttemperatur
Si₃N₄	Aluminium Nitrid
s_{T1}	Steuersignal des IGBT T1
T	Temperatur
t	Zeit
T₁	oberer Schalter einer Halbbrücke
T₁	unterer Schalter einer Halbbrücke
T_a	Umgebungstemperatur / Kühlwassertemperatur
T_b	Temperatur am Punkt b
T_c	Temperatur am Punkt c
T_{case}	Bodenplattentemperatur
T_{H(t)}	Temperatur während des Aufheizvorgangs
T_{HK}	Heizkreisschalter
T_j	Sperrsichttemperatur
̄T_j	mittlere Sperrsichttemperatur
T_{j,B}	Sperrsichttemperatur des BIGT

$\bar{T}_{j,B}$	mittlere Sperrsichttemperatur des BIGT während einer Periode der Grundfrequenz
$T_{j,D}$	Sperrsichttemperatur der Diode
$\bar{T}_{j,D}$	mittlere Sperrsichttemperatur der Diode während einer Periode der Grundfrequenz
$T_{j,I}$	Sperrsichttemperatur des IGBT
$\bar{T}_{j,D}$	mittlere Sperrsichttemperatur des IGBT während einer Periode der Grundfrequenz
$T_{K,max}$	Maximale Temperatur zu Beginn des Abkühlvorgangs
$T_K(t)$	Temperatur während des Abkühlvorgangs
t_{on}	Einschaltzeit des Bauteil im Lastwechseltest
t_{Pulse}	Dauer des Temperaturhubs
t_{ref}	Einschaltzeit des Bauteils
U	Spannung
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_d	Zwischenkreisspannung
$U_{d,Nenn}$	Nennwert der Zwischenkreisspannung
U_{Diff}	Diffusionsspannung des pn-Übergangs
U_F	Durchlassspannung der Diode
U_{F0}	Schwellspannung der Diode
U_{GE}	Gate-Emitter-Spannung
$U_{GE,T1}$	Gatespannung des Transistors T1
$U_{GE,T2}$	Gatespannung des Transistors T2
u_{Last}	Ausgangsspannung eines Zweipunkt-Wechselrichters
\hat{U}_{Last}	Spitzenwert der Ausgangsspannung eines Zweipunkt-Wechselrichters
$u_{Last,1}$	Grundschwingung der Ausgangsspannung eines Zweipunkt-Wechselrichters
U_m	Messspannung
u_{TO}	Schwellspannung des IGBT
V	Volumen
v	Geschwindigkeit
v_{cut-in}	Cut-in Windgeschwindigkeit einer Windenergieanlage
v_{Wind}	Windgeschwindigkeit
W_{OFF}	Auschaltenergie des IGBT bei Nennstrom und Nennzwischenkreisspannung
W_{ON}	Einschaltenergie des IGBT bei Nennstrom und Nennzwischenkreisspannung

W_{RR}	Ausschaltenergie der Diode bei Nennstrom und Nennzwischenkreisspannung
W_{RR,BIGT}	Reverse Recovery Energie des BIGT
W_{RR,Diode}	Reverse Recovery Energie der Diode
W_{WSW,BIGT}	Ausschaltenergie des BIGT
W_{WSW,IGBT}	Ausschaltenergie des IGBT
Z_{th}	thermische Impedanz
Z_{thca}	thermische Impedanz von Bodenplatte zu Umgebung (Y-Modell)
Z_{thja,BDD}	thermische Impedanz zwischen Sperrsicht und Umgebung des BIGT im Dioden-Modus
Z_{thja,BDI}	thermische Impedanz von Diode zu IGBT des BIGT
Z_{thja,BID}	thermische Impedanz von IGBT zu Diode des BIGT
Z_{thja,BII}	thermische Impedanz zwischen Sperrsicht und Umgebung des BIGT im IGBT-Modus
Z_{thja,DD}	thermische Impedanz zwischen Sperrsicht und Umgebung der Diode
Z_{thja,DI}	thermische Impedanz von Diode zu IGBT des konventionellen IGBT/Dioden Moduls
Z_{thja,II}	thermische Impedanz von IGBT zu Diode des konventionellen IGBT/Dioden Moduls
Z_{thjc,Diode}	thermische Impedanz zwischen Bodenplatte und Umgebung der Diode
Z_{thjc,IGBT}	thermische Impedanz zwischen Bodenplatte und Umgebung des IGBT

1. Einleitung

In der heutigen Zeit spielen Leistungshalbleiter in vielen Anwendungen bei der effizienten Umformung elektrischer Energie eine entscheidende Rolle. Insbesondere im Hochleistungsbereich werden immer höhere Anforderungen an die Leistungsdichte und Lebensdauer leistungselektronischer Systeme und somit die Leistungshalbleiter gestellt.

Seit ihrer Einführung wurden IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) Module stetig weiter entwickelt. Neben der Verbesserung des Schaltverhaltens wurde auch das Durchlassverhalten von IGBT und Diode verbessert. So konnten immer höhere Leistungsdichten erreicht werden. Das Ergebnis dieser Weiterentwicklungen ist ein nahezu optimales Bauteil hinsichtlich der Schalt- und Durchlassverluste. Eine weitere Möglichkeit die Leistungsdichte weiter zu erhöhen bietet die Integration von IGBT und Diode in einem Chip. In einem konventionellen IGBT/Dioden Modul befindet sich eine feste Anzahl an IGBT- bzw. Diodenchips. Bei gegebener Modulgröße hätte eine Vergrößerung der Fläche zugunsten einer Chipart eine Reduktion der Fläche der anderen zur Folge. Da das optimale Verhältnis der Chipflächen zueinander sehr stark von der Applikation abhängig ist, liegt eine Möglichkeit zur Erreichung einer weiteren Erhöhung der Leistungsdichte in der Integration der Funktionalität von IGBT und Diode in einem Chip. Durch die Integration wird das starre Verhältnis der Chipflächen aufgehoben.

Neben der Optimierung der elektrischen Eigenschaften des Chips gab es auch in der Aufbau- und Verbindungstechnik erhebliche Fortschritte. Diese führen zu einer immer höheren Lebensdauer. Durch den Einsatz eines rückwärtsleitfähige IGBT (Reverse Conducting Insulated Gate Bipolar Transistor (RC-IGBT)) ergeben sich, insbesondere hinsichtlich der Belastung durch Temperaturwechsel, Vorteile gegenüber dem getrennten Ansatz aus IGBT und Diode. Somit kann mit einem rückwärtsleitfähigen IGBT bei gleicher Aufbau- und Verbindungstechnik eine erhöhte Lebensdauer erreicht werden. Die Motivation dieser Arbeit ist es, diese stark von der Anwendung abhängigen Vorteile herauszuarbeiten und an ausgewählten Beispielen zu vergleichen.

1. Einleitung

Die Integration von IGBT und Diode in einem Chip bietet insbesondere dann Vorteile, wenn es aufgrund geringer Ausgangsfrequenzen zu großen Temperaturhüben von IGBT und Diode kommt. Die großen Temperaturhübe ergeben sich aus der Tatsache, dass in einem konventionellen IGBT/Dioden Modul immer nur eine Chipart aktiv ist. Somit kommt es während der Phasen, in denen der Chip keinen Strom führt, zu einer starken Abkühlung des jeweiligen Bauteils. Hier bietet der Ansatz eines rückwärtsleitfähigen IGBT den Vorteil, dass dessen Chip zu keinem Zeitpunkt inaktiv ist. Somit wird der Temperaturhub reduziert. Die Leistungserhöhung eines rückwärtsleitfähigen IGBT ist in diesem Fall von der thermischen Kopplung zwischen IGBT und Diode im konventionellen Modul und vom Betriebspunkt abhängig. In Betriebspunkten, in denen das Verhältnis von IGBT-Verlusten zu Dioden-Verlusten nicht dem Verhältnis der Chipflächen entspricht, ist die Leistungsfähigkeit eines konventionellen Moduls entweder durch die IGBT- oder Dioden-Fläche begrenzt. Durch die Möglichkeit, die aktive Fläche durch den Einsatz eines rückwärtsleitfähigen IGBT zu erhöhen, kann die Leistungsfähigkeit gegenüber einem konventionellen Modul gesteigert werden. Die mögliche Leistungssteigerung ist in diesem Fall abhängig von den Chipflächenverhältnissen im konventionellen Modul.

In den einführenden Kapiteln eins bis fünf werden die Grundlagen für die weitere Betrachtung der Unterschiede eines rückwärtsleitfähigen IGBT gegenüber einem konventionellen IGBT/Dioden Moduls erläutert. Hierzu wird zunächst auf die prinzipiellen Unterschiede zwischen rückwärtsleitfähigem IGBT und konventionellem Modul eingegangen. Des Weiteren wird das thermische Modell eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls sowie eines rückwärtsleitfähigen IGBT hergeleitet. Hierauf aufbauend werden die Verfahren zur Ermittlung der im Betrieb entstehenden Verluste und daraus resultierenden Temperaturen vorgestellt. Es wird außerdem ein Verfahren zur Sperrsichttemperaturberechnung erläutert, welches es ermöglicht, mit nur einem Rechenpunkt pro Periode der Grundfrequenz des Ausgangsstromes den Temperaturhub und die maximale Sperrsichttemperatur zu ermitteln. Dies führt zu einer erheblichen Reduktion des Rechenaufwands bei der Ermittlung der Lastwechselbelastung. Weiterhin wird die Modellierung der durch Lastwechselbelastung verursachten Fehlermechanismen mit Hilfe von Lebensdauermodellen erläutert.

Im sechsten Kapitel wird mit Hilfe von Mess- und Simulationsergebnissen detailliert auf die applikationsspezifischen Vorteile eines rückwärtsleitfähigen IGBT eingegangen. Hierzu werden zunächst Messergebnisse vorgestellt, welche an einem dafür entwickelten Prüfstand gewonnen wurden. Diese zeigen anschaulich die Vorteile eines rückwärtsleitfähigen IGBT sowohl bei geringen Grundfrequenzen als auch bei ungünstiger Verlustleistungsaufteilung zwischen IGBT und Diode auf. Aufbauend

1. Einleitung

auf diesen Betrachtungen wird der applikationsspezifische Vorteil hinsichtlich der Leistungsfähigkeit und Lastwechselbelastung erläutert. Die Charakterisierung der Applikation erfolgt hierbei durch Aussteuergrad und Grundfrequenz. Weiterhin werden aus diesen Ergebnissen Applikationen abgeleitet, in denen die Anwendung eines rückwärtsleitfähigen IGBT zu den größten Vorteilen gegenüber eines konventionellen Moduls führt.

In den Kapiteln sieben und acht werden Simulationsergebnisse vorgestellt, die den Vorteil eines rückwärtsleitfähigen IGBT in Anwendungen mit hoher Anforderung an die Lastwechselfestigkeit zeigen. Bei den untersuchten Anwendungen handelt es sich um eine Traktionsanwendung und zwei Windenergieanwendungen. Für die Traktionsanwendung wurde eine U-Bahn-Anwendung gewählt. Als Windenergieanwendung wird zum einen das Generatorkonzept mit Synchronmaschine und Vollumrichter und das Konzept mit doppelt gespeister Asynchronmaschine untersucht.

2. Vergleich von IGBT und RC-IGBT

In diesem Kapitel wird das Konzept eines rückwärtsleitfähigen IGBT vorgestellt. Dabei wird auf die Möglichkeiten, welche dieses Konzept bietet, eingegangen. Außerdem werden die Herausforderungen bei der Optimierung eines rückwärtsleitfähigen IGBT diskutiert und ein konkretes Konzept zur Realisierung vorgestellt.

Im zweiten Abschnitt werden die Vor- und Nachteile eines rückwärtsleitfähigen IGBT gegenüber einem konventionellen IGBT/Diode Modul dargestellt. Hierbei wird zwischen elektrischen und thermischen Gesichtspunkten unterschieden sowie die Auswirkungen auf die Umrichtersteuerung diskutiert.

2.1. Konzept eines rückwärtsleitfähigen IGBT

Rückwärtsleitfähige IGBT vereinen die Funktionalität von IGBT und antiparalleler Freilaufdiode in einem Chip [Rah08]. Ziel der Entwicklung eines RC-IGBT ist es, die separate antiparallele Freilaufdiode eines konventionellen Moduls einzusparen [Rah08]; [Nic10]. Durch das Vergrößern der IGBT- und Dioden-Fläche im Vergleich zu einem konventionellen Modul ergeben sich die folgenden Vorteile.

Zum einen ist eine Erhöhung der Leistungsdichte möglich, da sowohl im IGBT-Modus als auch im Dioden-Modus dieselbe Siliziumfläche genutzt wird [Nic10] [Sto10]. Weitere Vorteile sind die Erhöhung der Stoßstromfestigkeit und die Verringerung des thermischen Widerstandes auf Modulebene. Des Weiteren wird der Temperaturhub je Chip reduziert [Nic10]; [Rut07]; [Eck09] und somit die Lastwechselbelastung verringert. Auf die Vor- und Nachteile eines rückwärtsleitfähigen IGBT wird im Folgenden in Kapitel 2.2 ausführlich eingegangen. Neben den zu erwartenden Vorteilen eines rückwärtsleitfähigen IGBT ergeben sich aber auch Schwierigkeiten, ein vergleichbares elektrisches Verhalten eines rückwärtsleitfähigen IGBT gegenüber dem getrennten Ansatz aus IGBT und Diode zu realisieren [Vos08]; [Rah08]; [Sto10].

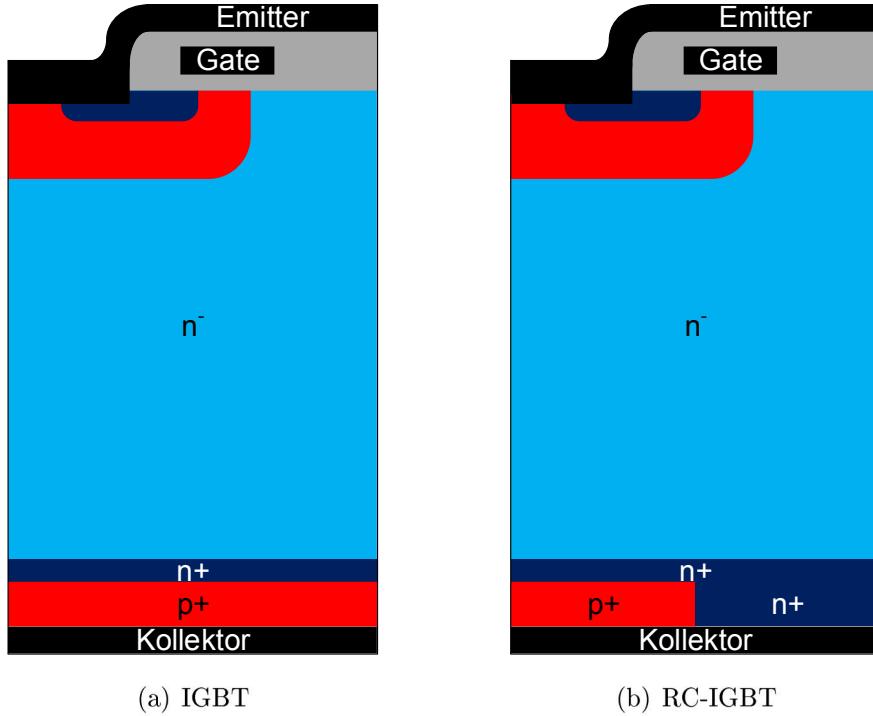


Abbildung 2.1.: Querschnitte einer IGBT und RC-IGBT Zelle

Insbesondere die Optimierung der Diode auf geringe Schaltverluste ohne die Durchlasseigenschaften signifikant zu verschlechtern gestaltet sich oft als schwierig.

Der Querschnitt eines rückwärtsleitfähigen IGBT ist in Abbildung 2.1(b) dargestellt. Der Aufbau eines IGBT ist in Abbildung 2.1(a) gezeigt. Rückwärtsleitfähige IGBT unterscheiden sich von konventionellen IGBT durch eine kollektorseitige n⁺-dotierte Schicht. Durch die kollektorseitigen n⁺-Gebiete ergibt sich die Struktur einer PIN Diode vom Emitter (Anode der Diode) zum Kollektor (Kathode der Diode). Das Bauteil ist somit in der Lage, sowohl in Vorwärts- (IGBT-Modus) als auch in Rückwärtsrichtung (Dioden-Modus) Strom zu führen.

Ein bekanntes Problem bei rückwärtsleitfähigen IGBT ist das "Snap-Back" der Durchlasskennlinie [Jia12]; [Ant10]; [Sto10]; [Tak04]; [Vos08]. Im IGBT-Modus können die vom Emitter über den n-Kanal fließenden Elektronen über die kollektorseitigen n⁺-Gebiete abfließen [Sto10]. In diesem Betriebspunkt ist der Stromfluss somit unipolar. Mit größer werdender Stromdichte wird der durch die lateral über die p⁺-Gebiete fließenden Elektronen erzeugte Spannungsabfall größer. Dies führt ab einer ausreichend großen Stromdichte zur Injektion von positiven Ladungsträgern. Somit ist der Stromfluss oberhalb dieser Stromdichte bipolar und die Durchlassspannung "springt" auf einen geringeren Wert [Sto10]. Dieses Verhalten stellt insbesondere bei der Parallelschaltung einzelner Chips, wie es in Leistungsmodulen üblich ist, ein

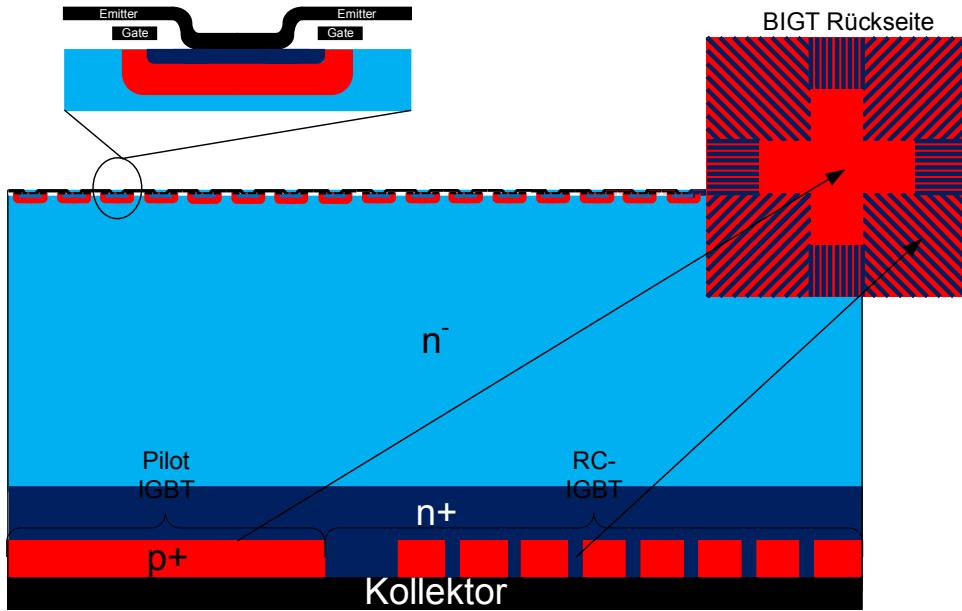


Abbildung 2.2.: Struktur des BIGT

Problem dar, da es innerhalb des Moduls zu einer Stromfehlverteilung kommt, was zur Überlastung einzelner Chips führt.

Eine weitere Herausforderung bei der Optimierung eines rückwärtsleitfähigen IGBT sind die gegensätzlichen Anforderungen an die Plasmaverteilung im IGBT- und Dioden-Modus. Zum einen soll die Ladungsträgerkonzentration unter dem Emitter im IGBT-Modus so hoch wie möglich sein, um geringe Durchlassverluste zu erreichen. Andererseits sollte die Plasmakonzentration an der Anode der Diode möglichst niedrig sein, um geringe Ausschaltverluste und ein softes Abschaltverhalten zu gewährleisten [Rut07]; [Rah08].

Im Folgenden soll ein Konzept für einen RC-IGBT vorgestellt werden. Anhand dieses Konzepts werden mögliche Lösungen für die oben beschriebenen Probleme aufgezeigt. Abbildung 2.2 zeigt den Querschnitt durch einen Bi-Mode Insulated Gate Bipolar Transistor (BIGT) von ABB [Rah08] sowie dessen Rückseitendesign. Zur Vermeidung des Snap-Back befindet sich am Kollektor des BIGT ein Bereich ohne n⁺-Gebiete. Dieser Bereich wird als Pilot-IGBT bezeichnet. Wie bereits erwähnt, führt der laterale Spannungsabfall über den kollektorseitigen n⁺-Gebieten ab einer gewissen Stromdichte zur Injektion von Löchern der kollektorseitigen p⁺-Gebiete. Die Stromdichte, bei der eine Injektion von Löchern auftritt, ist geringer, je weiter die Ausdehnung des p⁺-Gebietes ist [Sto10]. Beim BIGT dient der Pilot-IGBT dazu, schon bei geringen Stromdichten eine Injektion von Ladungsträgern im Bereich des Pilot-IGBT zu gewährleisten und somit ein "Snap-Back" zu vermeiden.

Neben dem Pilot-IGBT hat auch das Verhältnis der Längen von n^+ -Gebieten zu p^+ -Gebieten einen Einfluss auf das Durchlassverhalten des BIGT [Sto10]. Außerdem hat auch die Anordnung der n^+ -Gebiete, welche das sukzessive Eindringen des Plasmas vom Pilot-IGBT in den RC-Bereich erlauben, Einfluss auf das "Snap Back" der Durchlasskennlinie. Abbildung 2.3 zeigt den Vergleich der Durchlasskennlinien eines RC-IGBT und eines BIGT. Die Kennlinie des RC-IGBT zeigt ein deutliches "Snap-Back" bei kleinen Strömen. Im Vergleich dazu zeigen sich beim BIGT nur sogenannte "secondary Snap-Backs". Diese entstehen, wenn die kollektorseitigen p^+ -Gebiete außerhalb des Pilot-IGBT beginnen positive Ladungsträger zu injizieren.

Um einen akzeptablen Kompromiss zwischen hoher Plasmakonzentration am Emitter des IGBT und möglichst geringer Plasmakonzentration an der Anode der Diode zu erzielen, haben sich die folgenden Methoden als wirkungsvoll herausgestellt. Eine Reduktion der Emittereffizienz der p-Wanne führt zu einer geringeren Injektion von Ladungsträgern an dieser Stelle und senkt die Plasmakonzentration an der Anode der Diode ab [Rah08]; [Rut07]. Die Reduktion der Emittereffizienz kann durch eine Absenkung der Dotierungskonzentration der p-Wanne erreicht werden. Eine weitere Maßnahme ist die Reduktion der Ladungsträgerlebensdauer unterhalb der p-Wannen, welche sich im Bereich des RC-IGBT Teil befinden [Rah08].

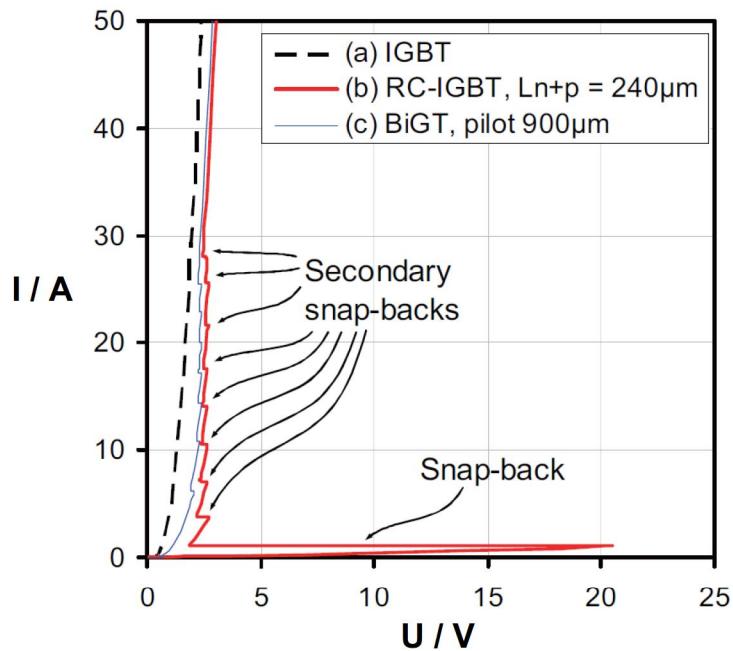


Abbildung 2.3.: Vergleich der Durchlasskennlinien eines RC-IGBT und eines BIGT aus [Sto10]

2.2. Vor- und Nachteile eines RC-IGBT

In diesem Abschnitt wird auf die Vor- und Nachteile eines RC-IGBT gegenüber einem getrennten Ansatz mit IGBT und Diode eingegangen. Hierzu wird zwischen elektrischen und thermischen Gesichtspunkten unterschieden. Durch die Integration von IGBT und Diode in einem Chip ergeben sich im Wesentlichen zwei Vorteile gegenüber einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Dies ist zum einen die Tatsache, dass die Stromdichte im IGBT- und Dioden-Modus reduziert wird, was zu einer Verringerung der Durchlassverluste führt. Zum anderen kann sowohl im IGBT- als auch Dioden-Modus die gesamte Chipfläche genutzt werden [Rah09]; [Eck09].

Die folgenden Betrachtungen beziehen sich auf ein 190mm x 140mm 1500A/3300V IGBT/Dioden-Modul. Der Begriff RC-IGBT wird durch BIGT ersetzt, da sich alle weiteren Überlegungen und Berechnungen auf einen BIGT beziehen. Abbildung 2.4(a) zeigt die Aufteilung von IGBT und Diode auf einem Substrat in einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Hier befinden sich auf einem Substrat zwei Dioden und vier IGBT Chips. Durch die Integration von IGBT und Diode finden auf dem selben Substrat sechs BIGT Chips Platz. Ein BIGT Substrat ist in Abbildung 2.4(b) dargestellt. Somit enthält ein 190mm x 140mm Modul, bestehend aus sechs Substraten, 36 BIGT Chips, während sich in einem konventionellen Modul 24 IGBT und 12 Dioden Chips befinden [Eck11]. Diese Integration führt im IGBT-Modus zu einer Reduktion der Stromdichte auf zwei Drittel (50% mehr IGBT Fläche) im Vergleich zum konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Im Dioden-Modus führt die Integration zu einer Vergrößerung der Chipfläche um 200%. Die Stromdichte im Dioden-Modus wird auf ein Drittel der Stromdichte im konventionellen Modul reduziert.

Reduziert sich die Stromdichte im Chip, so sinkt die Durchlassspannung ab. Allerdings führt eine Vergrößerung der Chipfläche zu einer Erhöhung der Einschalt- und Reverse-Recovery-Verluste, wenn von gleicher Emittereffizienz der Chips ausgegangen wird [Eck11]; [Lut12]. Das Verhältnis von Schalt- zu Durchlassverlusten des BIGT kann durch die Dotierung der Kollektorseitigen p⁺- und n⁺-Gebiete beeinflusst werden [Rah09]. Außerdem ist eine Beieinflussung durch das Verhältnis von Bereichen mit und ohne n⁺-Gebieten am Kollektor möglich [Eck11]. Eine weitere Technik ist die Lebensdauereinstellung in der p-Wanne am Emitter des IGBT [Rah09]; [Eck11].

Alle diese oben genannten Maßnahmen führen zu einer Reduktion der Schaltverluste und zu einer Erhöhung der Durchlassverluste. Somit ergibt sich für den BIGT ein

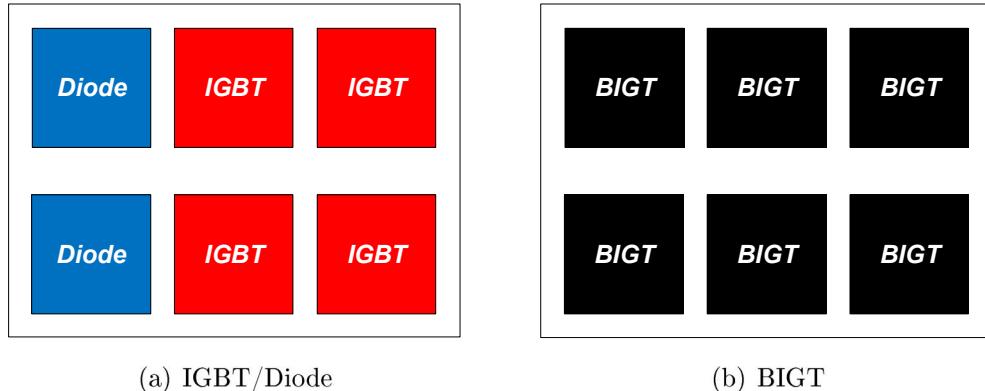


Abbildung 2.4.: Vergleich eines IGBT/Dioden Substrat und eines BIGT Substrat

Trade-off zwischen Durchlassverlusten und Schaltverlusten, welcher oberhalb des Niveaus eines getrennten Ansatzes von IGBT und Diode liegt [Rah09]; [Eck11].

Die Integration von Diode und IGBT in einem Chip führt noch zu einem weiteren Unterschied. Dies ist der Einfluss der Gate-Emitter Spannung U_{GE} auf die Plasmakonzentration und somit auf die Durchlassspannung im Dioden-Modus. Dieser wirkt sich auf die Ansteuerung der Halbleiter in einem Umrichter aus. Bei Anlegen einer positiven Gate-Emitter Spannung von üblicherweise $U_{GE}=+15V$ bildet sich ein n-Kanal an der Anode der Diode. Dieser Kanal schließt die p⁺-Wanne am Emitter des IGBT kurz. Somit sinkt die Emittereffizienz der p⁺-Wanne und es kommt zu einer Absenkung der Plasmakonzentration an der Anode der Diode und hierdurch zu einer erhöhten Durchlassspannung. Wird eine negative Gate-Emitterspannung von üblicherweise $U_{GE}=-15V$ angelegt, ist der Kanal geschlossen und die Emittereffizienz der p⁺-Wanne erhöht sich. Abbildung 2.5 zeigt den Aufbau eines BIGT sowie die Plasmakonzentration im Dioden-Modus bei $U_{GE}=+15V$ und $U_{GE}=-15V$. Daher sollte bei der Ansteuerung eines BIGT dafür gesorgt werden, dass bei einem Stromfluss durch die Diode, zur Vermeidung erhöhter Durchlassverluste, eine negative Gate-Emitter Spannung anliegt. Es ist folglich eine Detektion der Stromrichtung notwendig. Dieses Verfahren wird als statisches MOS-Control bezeichnet.

Durch die Möglichkeit, die Plasmaverteilung eines BIGT im Dioden-Modus über die Gate-Emitter Spannung zu beeinflussen, können neben den Durchlassverlusten auch die Reverse-Recovery-Verluste beeinflusst werden. Dieses Verfahren wird als dynamisches MOS-Control bezeichnet.

Um während der Diodenleitphase eine möglichst geringe Durchlassspannung zu erreichen, wird bei einem Stromfluss durch die Diode eine negative Gate-Emitter-

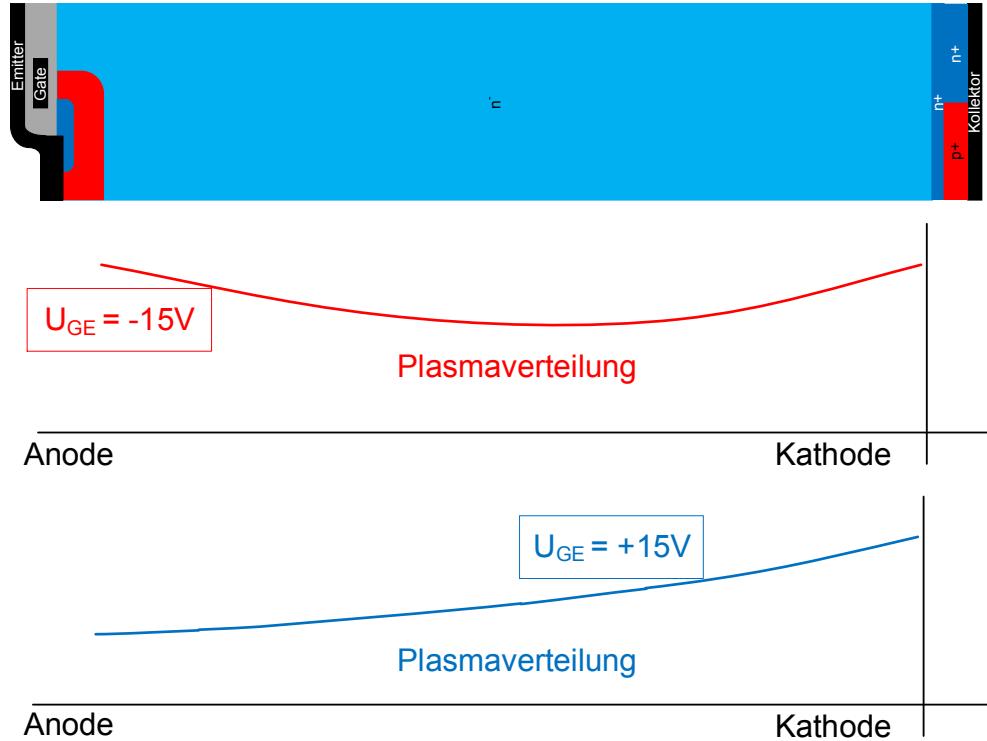


Abbildung 2.5.: Auswirkungen der Gate-Emitter Spannung im Dioden-Modus auf die Plasmakonzentration

Spannung angelegt. Wird nun kurz vor dem Abschalten der Diode ein positiver Gate-Emitter-Spannungsimpuls angelegt (dynamisches MOS-Control), so bildet sich wie oben erwähnt ein n-Kanal und die Plasmakonzentration an der Anode der Diode wird abgesenkt. Messung an BIGT haben gezeigt, dass sich durch dynamisches MOS-Control die Reverse-Recovery-Verluste der Diode um etwa 20% reduzieren lassen [Pap13]. Die Einschaltverluste des IGBT lassen sich um etwa 10% reduzieren [Pap13].

Im Folgenden sollen die Auswirkungen des statischen und dynamischen MOS-Control auf die Ansteuerung der Halbleiter kurz erläutert werden. Neben der Tatsache, dass durch die Ansteuerung die Stromrichtung erkannt werden muss, hat auch das dynamische MOS-Control Einfluss auf die Umrichtersteuerung. In Abbildung 2.6 sind der Strom- und Spannungsverlauf sowie die Steuersignale der beiden Transistoren T_1 und T_2 eines Zweipunkt-Wechselrichters dargestellt. Bei Verwendung eines konventionellen IGBT/Dioden-Moduls können die Transistoren T_1 und T_2 gegensinnig geschaltet werden. Für den Einsatz eines BIGT als Schalter muss das Pulsmuster modifiziert werden. Um im Dioden-Modus eine erhöhte Durchlassspannung der Diode zu vermeiden, muss während der Diodenleitphase eine negative Gate-Emitter Spannung $U_{GE} < 0V$ angelegt werden. Zur Reduktion der Schaltverluste (dynamisches

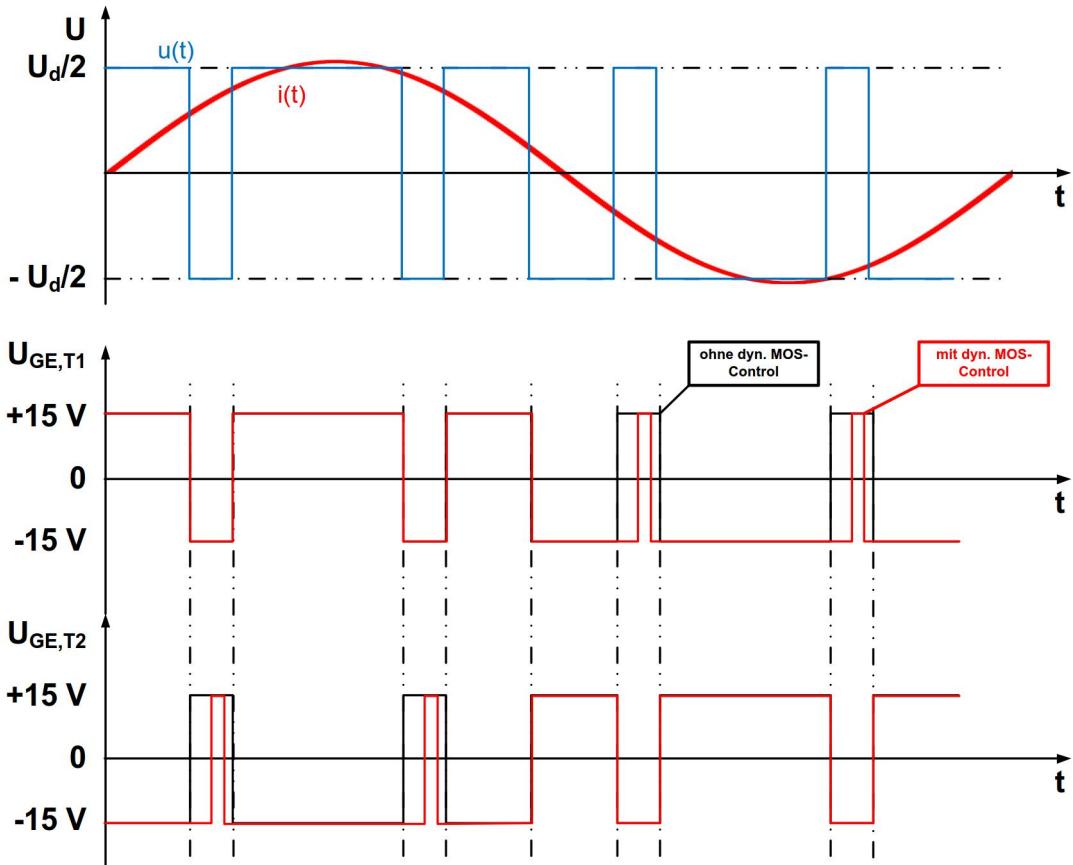


Abbildung 2.6.: Auswirkungen des Einflusses der Gate-Emitter Spannung im Dioden-Modus auf die Umrichtersteuerung

MOS-Control) wird kurz von der Kommutierung von Dioden- in den IGBT-Modus ein positiver Gatespannungsimpuls angelegt.

Nachdem die Vor- und Nachteile eines BIGT aufgrund der reduzierten Stromdichte erläutert wurden, wird nun auf die thermischen Vorteile eingegangen. Diese ergeben sich aus der Tatsache, dass sowohl im IGBT- als auch im Dioden-Modus die gesamte Chipfläche genutzt wird. Der thermische Vorteil des BIGT ist umso größer, je mehr die Verlustleistungsverteilung von IGBT zu Diode vom Verhältnis 2:1 abweicht [Eck09]; [Wig10]; [Eck11]. Dieses Verhältnis ist abhängig von den elektrischen Daten von IGBT und Diode im konventionellen Modul, außerdem noch von der Stromrichter Topologie, dem Arbeitspunkt und dem thermischen Verhalten des Umrichters (Kühlbedingungen) [Eck11]. Hierbei spielen die Kühlbedingungen eine entscheidende Rolle. Der Vorteil eines BIGT ist umso größer, je größer der Temperaturhub von Junction zu Bodenplatte gegenüber dem Temperaturhub von Bodenplatte zu Umgebung ist. Außerdem ist der Vorteil des BIGT umso größer, je geringer die thermische Querkopplung zwischen IGBT und Diode im konventionellen Modul ist. Somit ist

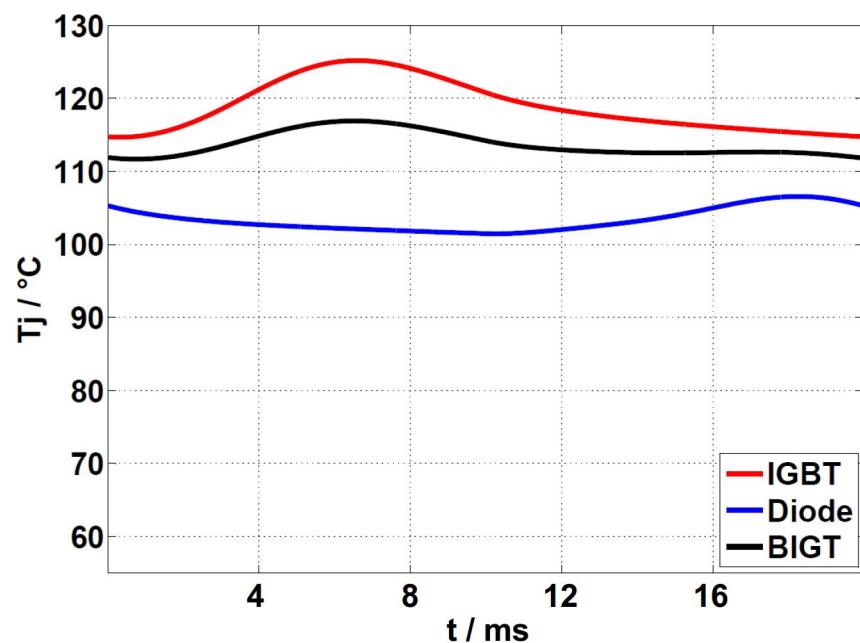


Abbildung 2.7.: Sperrschichttemperaturverlauf von IGBT, Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0=50\text{Hz}$

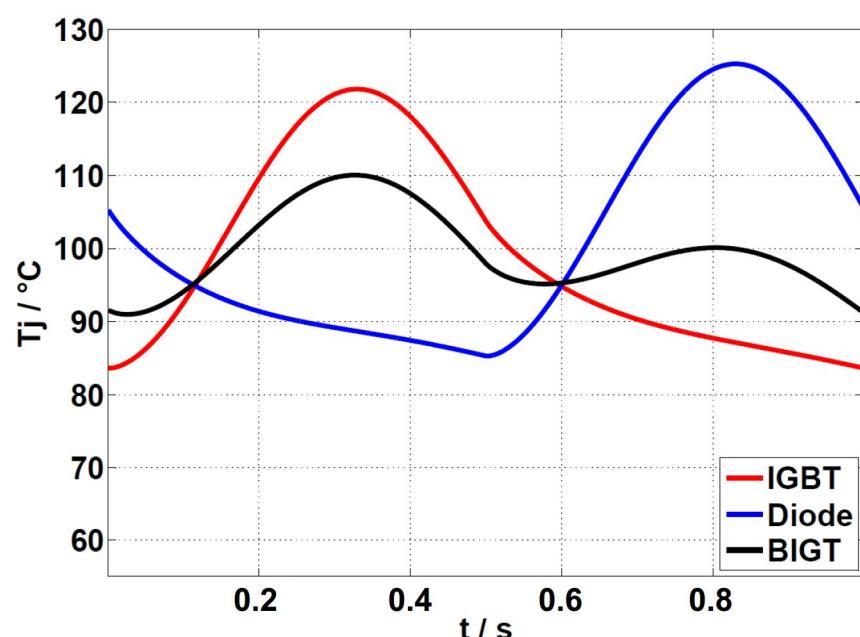


Abbildung 2.8.: Sperrschichttemperaturverlauf von IGBT, Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0=1\text{Hz}$

der Vorteil des BIGT am größten, wenn ein hocheffizienter Wasserkühler verwendet wird [Eck11]. Je schlechter die Kühlung, desto geringer der Vorteil des BIGT. Der Vorteil des BIGT, der sich aus der besseren Chipausnutzung ergibt, soll an zwei Beispielen gezeigt werden. Auf die Leistungsfähigkeit in verschiedenen Arbeitspunkten wird in einem eigenen Kapitel detailliert eingegangen.

In Abbildung 2.7 ist der Verlauf der Sperrsichttemperatur von IGBT, Diode und BIGT eines Zweipunkt-Umrichters für einen Aussteuergrad von $a=1$, eine Grundfrequenz von $f_0=50\text{Hz}$ und einen Leistungsfaktor $\cos(\varphi)=0.8$ dargestellt. In diesem Betriebspunkt begrenzen die IGBT Chips die Leistung. Es sind also nur zwei Drittel der Chips voll ausgenutzt. Der Strom kann in diesem Fall durch den Einsatz eines BIGT erhöht werden, da die gesamte verfügbare Chipfläche genutzt werden kann [Eck11]. Bei der selben maximalen Sperrsichttemperatur von IGBT/Diode und BIGT lässt sich der Ausgangsstrom des Umrichters mit BIGT um 14% erhöhen.

Abbildung 2.8 zeigt die Sperrsichttemperaturen für einen Betriebspunkt mit geringer Aussteuerung $a=0.05$ und geringer Grundfrequenz $f_0=1\text{Hz}$ bei einem Leistungsfaktor $\cos(\varphi)=0.8$. In diesem Betriebspunkt ist die maximale Sperrsichttemperatur von IGBT und Diode nahezu gleich, da das Verhältnis von IGBT zu Dioden Verlusten etwa 2:1 beträgt [Eck11]. Der BIGT profitiert von der Tatsache, dass sowohl im IGBT-Modus als auch im Dioden-Modus das gleiche Silizium den Strom führt, während im konventionellen Modul IGBT und Diode für jeweils eine halbe Periode der Grundfrequenz keinen Strom führen. Dies führt aufgrund der geringen Grundfrequenzen zu einer starken Abkühlung der Chips während der Phasen in denen sie keinen Strom führen. Im Gegensatz dazu beträgt die Frequenz des Temperaturhubs des BIGT das Doppelte der Ausgangsfrequenz. Dies führt zu einer geringeren maximalen Sperrsichttemperatur und einem reduzierten Temperaturhub [Eck11]. Der Ausgangsstrom kann in diesem Fall durch den Einsatz eines BIGT um 22% erhöht werden.

3. Thermische Modellbildung

Im ersten Abschnitt dieses Kapitels wird das für die Temperaturberechnung benötigte thermische Modell eines Leistungsmoduls, bestehend aus einem Einzelschalter mit antiparalleler Freilaufdiode (IGBT/Dioden-Modul), erläutert. Hierzu wird auf das thermische Ersatzschaltbild in der physikalisch korrekten Form als Leitungsmodell (Cauer-Netzwerk) sowie in der Partialbruchdarstellung (Foster-Netzwerk) eingegangen.

Im zweiten Abschnitt wird die thermische Modellbildung eines Leistungsmoduls mit Kühlkörper diskutiert. Hier wird auf die Verwendbarkeit der beiden thermischen Ersatzschaltbilder (Foster und Cauer) zur Beschreibung des Systemverhaltens aus Leistungsmodul und Kühlkörper eingegangen und die Grenzen der Partialbruchdarstellung erläutert.

Im dritten Abschnitt wird das in dieser Arbeit verwendete thermische Modell eines BIGT und eines konventionellen IGBT/Dioden-Moduls vorgestellt. Hierzu wurden Messungen der thermischen Impedanz an einem 190mm x 140mm 1500A/3300V IGBT/Dioden-Modul und einem 190mm x 140mm BIGT Modul durchgeführt.

3.1. Thermischer Widerstand und thermisches Ersatzschaltbild

Die Gleichungen, welche die Wärmeleitung beschreiben, sind von ihrer Form her identisch mit den Gleichungen der elektrischen Leitung. Es kann somit ein thermisches Problem in ein elektrisches Problem überführt werden. Auch können die in der Elektrotechnik verwendeten Schaltungssimulatoren für die Simulation thermischer Probleme genutzt werden [Lut12]; [vB11]. In Tabelle 3.1 sind die Analogien zwis-

Tabelle 3.1.: Analogie zwischen thermischen und elektrischen Größen

Elektrisch	Thermodynamisch
U / V	$\Delta T / K$
I / A	P / W
Q_{el} / C	Q_{th} / J
R / Ω	$R_{th} / K/W$
C / F	$C_{th} / J/K$

en thermischen und elektrischen Größen dargestellt. Mit diesen Analogien kann der thermische Widerstand R_{th} definiert werden (Gleichung 3.1).

$$R_{th,b-c} = \frac{T_b - T_c}{Pv} \quad (3.1)$$

Der thermische Widerstand eines Materials ist, analog zum elektrischen Widerstand, von der Länge l, der Querschnittsfläche A und der Wärmeleitfähigkeit λ abhängig. Er kann aus den Materialparametern mit Gleichung (3.2) berechnet werden. Die thermische Kapazität C_{th} ist abhängig von der spezifischen thermischen Kapazität c, von der Dichte des Materials ρ sowie vom Volumen V. Sie lässt sich mit Gleichung (3.3) berechnen [vB11].

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda \cdot A} \quad (3.2)$$

$$C_{th} = c \cdot \rho \cdot V \quad (3.3)$$

Für einen Aufbau eines Leistungsmoduls, wie in Abbildung 3.1 dargestellt, kann somit der thermische Widerstand als Summe der einzelnen thermischen Widerstände berechnet werden [vB11]. Es ergibt sich ein thermisches Ersatzschaltbild wie in Abbildung 3.2 gezeigt. Hierin repräsentieren die einzelnen thermischen Widerstände die jeweiligen Schichten. Je nach Anforderung an die Genauigkeit kann dieses Ersatzschaltbild aus beliebig vielen RC-Gliedern bestehen. Die gespeicherte Energie der Kapazitäten ist proportional zur Temperaturdifferenz im Vergleich zum Zustand vor der Einprägung einer Verlustleistung. Somit bildet dieses thermische Ersatzschaltbild die Vorgänge der Wärmeleitung in den einzelnen Schichten physikalisch korrekt ab [Lut12]. Dieses Ersatzschaltbild wird als Cauer-Netzwerk bezeichnet.

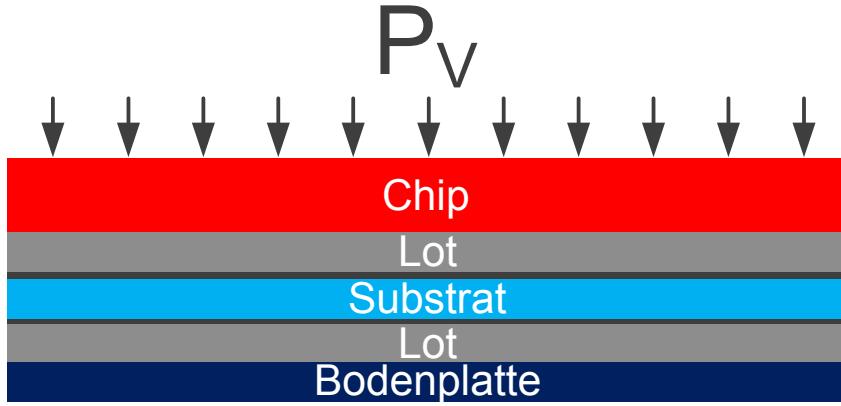


Abbildung 3.1.: Aufbau einer Leistungshalbleiter Moduls mit Bodenplatte

Ein vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild zeigt Abbildung 3.3. Es wird als Foster-Netzwerk bezeichnet. Hier repräsentieren die einzelnen Knoten und Widerstände keine realen Schichten des Aufbaus. Somit entsprechen die Temperaturhübe über den einzelnen RC-Gliedern nicht den Temperaturhüben über den einzelnen Schichten, wie es in der Darstellung als Cauer-Netzwerk der Fall ist. Allerdings ist es für die meisten Betrachtungen ausreichend [Lut12]; [Sch06]. Hier können die Paare R_{th} und C_{th} beliebig vertauscht werden, ohne das Verhalten des Gesamtsystems zu verändern. Dies ist in der Darstellung als Cauer-Netzwerk nicht möglich [Lut12].

Der Vorteil des Foster Ersatzschaltbildes liegt darin, dass die thermischen Widerstände und Kapazitäten des Ersatzschaltbildes durch Messung einer Abkühlkurve ermittelt werden können. Es wird in diesem Fall keine Kenntnis des Modulaufbaus insbesondere von den Abmessungen der einzelnen Schichten benötigt. Ein weiterer Vorteil dieser Darstellung liegt darin, dass die Messung der Abkühlkurve ohne Änderungen am Modul selbst vorgenommen werden kann, da die Temperatur indirekt über die Temperaturabhängigkeit der Durchlassspannung ermittelt wird. Die thermische Impedanz ist für eine endliche Anzahl n an RC-Gliedern in Gleichung (3.4) gegeben.

$$Z_{th}(t) = \sum_i R_{th,i} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th,i}}} \right) \quad (3.4)$$

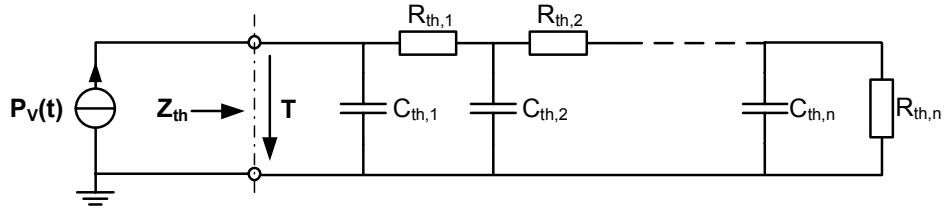


Abbildung 3.2.: Cauer Netzwerk

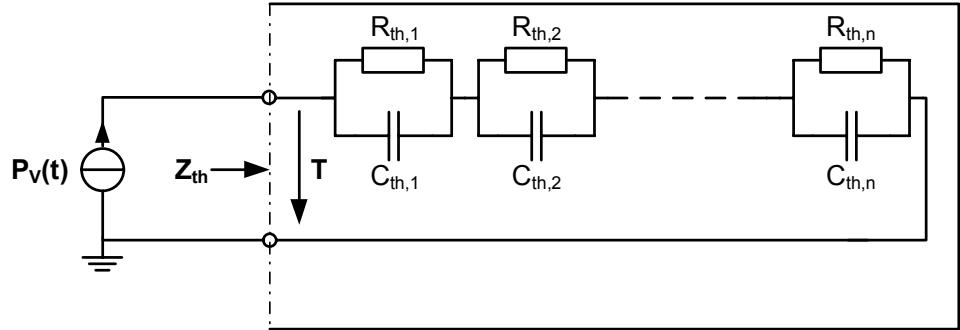


Abbildung 3.3.: Foster Netzwerk

3.2. Thermisches Modell eines Leistungsmoduls

Die Netzwerke in Abbildung 3.2 und Abbildung 3.3 sollen im Folgenden um einen Kühlkörper erweitert werden. Hierbei sind, um das thermische Verhalten des Gesamtsystems korrekt nachzubilden, einige Randbedingungen zu beachten. Diese ergeben sich aus der Tatsache, dass nur das Cauer-Netzwerk die physikalischen Verhältnisse korrekt abbildet, wenn genügend vielen RC-Glieder verwendet werden, während das Foster-Netzwerk nur ein Verhaltensmodell darstellt. Abbildung 3.5 zeigt das Gesamtsystem bestehend aus Leistungsmodul und Kühlkörper in der Darstellung als Foster-Netzwerk. In Abbildung 3.4 ist die Darstellung als Cauer-Netzwerk gezeigt. Liegen die thermischen Modelle für Leistungsmodul und Kühlkörper in Form von Cauer-Netzwerken vor, so können diese ohne weitere Einschränkungen verbunden werden [Ger07]. Eine Kombination von Foster-Netzwerken nach Abbildung 3.5 unterliegt dagegen einigen Einschränkungen. Diese sollen im Folgenden diskutiert werden.

Der entscheidende Unterschied bei der Zusammenschaltung zweier Foster-Netzwerke gegenüber zweier Cauer-Netzwerke ist, dass die in ein Foster-Netzwerk eingeprägte Verlustleistung ohne Verzögerung zu einer Temperaturänderung im Kühlkörper führt [Sch08]. Dadurch bleibt die Tatsache unberücksichtigt, dass sich die Schichten zwischen Sperrsicht und Kühlkörper zunächst erwärmen müssen, damit ein Wär-

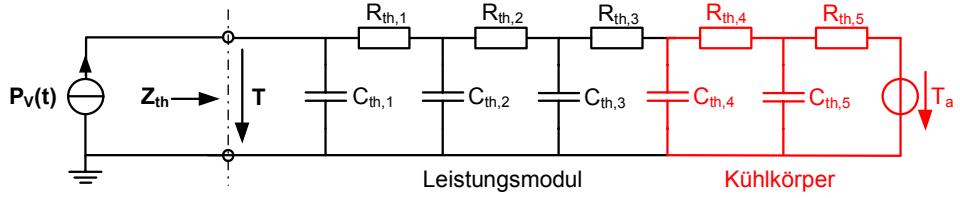


Abbildung 3.4.: Cauer Netzwerk bestehend aus Leistungsmodul mit Kühlkörper

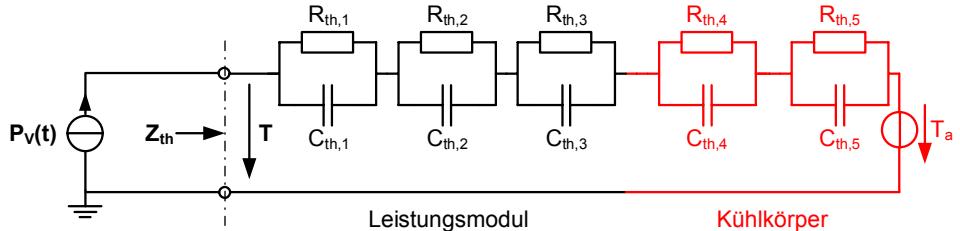


Abbildung 3.5.: Foster Netzwerk bestehend aus Leistungsmodul mit Kühlkörper

mefluss durch den Kühlkörper stattfinden kann. Abbildung 3.6 zeigt den Vergleich der thermischen Impedanz für zwei verschiedene Konfigurationen von Leistungsmodul und Kühlkörper. Dabei unterscheiden sich die Zeitkonstanten der beiden Kühlkörper um den Faktor 10 ($\tau_{th,K2} = 10 \cdot \tau_{th,K1} = 40\text{s}$). Der Einfluss des Kühlers auf das Verhalten des Gesamtsystems ist deutlich zu erkennen. Während eine kleine Kühlzeitkonstante zu erheblichen Unterschieden zwischen Cauer- und Foster-Netzwerk führt, ist der Unterschied bei großen Zeitkonstanten des Kühlers gering. Eine Kombination von Foster-Netzwerken liefert somit nur für große Quotienten von Kühlzeitkonstanten zu Modulzeitkonstanten realistische Ergebnisse, wenn die Netzwerke für das Leistungsmodul und den Kühlkörper getrennt ermittelt werden.

Um das Systemverhalten aus Leistungsmodul und Kühlkörper korrekt abzubilden, können die als Foster-Netzwerk vorliegenden thermischen Ersatzschaltbilder mithilfe einer Transformation in ein Cauer-Netzwerk überführt werden. Die thermische Impedanz $Z_{th,Foster}(s)$ nach Gleichung (3.4) ist durch Gleichung (3.5) im Frequenzbereich gegeben. Die thermische Impedanz $Z_{th,Cauer}(s)$ ist durch Gleichung (3.6) gegeben.

$$Z_{th,Foster}(s) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_{th,i} + s \cdot C_{th,i}} \quad (3.5)$$

$$Z_{th,Cauer}(s) = \frac{1}{C_{Foster,1} \cdot s + \frac{1}{R_{Foster,1} + \frac{1}{C_{Foster,2} \cdot s + \frac{1}{R_{Foster,2} + \dots}}}} \quad (3.6)$$

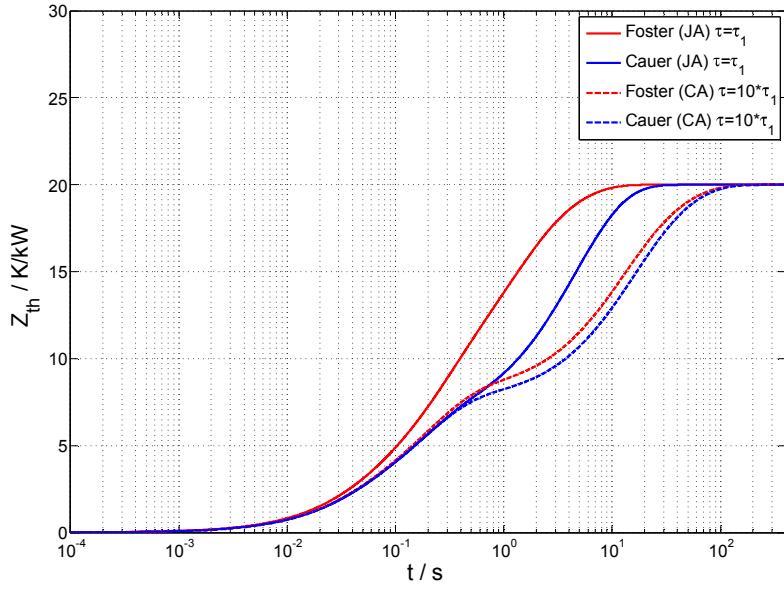


Abbildung 3.6.: Vergleich thermischen Impedanz des Gesamtsystems aus Leistungsmodul und Kühlkörper für verschiedene Zeitkonstanten des Kühlkörpers

Die Transformation erfolgt ausgehend von Gleichung (3.5). Abhängig von der Anzahl n der RC-Glieder ergibt sich ein Polynom nach Gleichung (3.7) [Mue71].

$$Z_{th,Foster}(s) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{G_{th,i} + s \cdot C_{th,i}} = \frac{a_{n-1} \cdot s^{n-1} + a_{n-2} \cdot s^{n-2} + \dots + a_1 \cdot s + a_0}{b_n \cdot s^n + b_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + b_1 \cdot s + b_0} \quad (3.7)$$

Die Koeffizienten a_i und b_i ergeben sich durch Koeffizientenvergleich. Mit Gleichung (3.8) und Gleichung (3.9) können die RC-Glieder des Cauer-Netzwerkes bestimmt werden.

$$C_{i,Cauer} = \frac{b_{(n+1-i),(i-1)}}{a_{(n-i),(i-1)}} \quad (3.8)$$

$$R_{i,Cauer} = \frac{a_{(n-i),(i-1)}}{b'_{(n-i),i}} \quad (3.9)$$

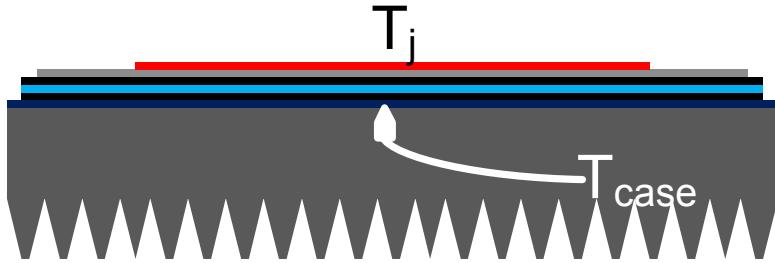


Abbildung 3.7.: Messpunkte zur Bestimmung der Foster-Netzwerke von Leistungsmodul und Kühlkörper

$$a_{(n-i),0} = a_{(n-i)} \quad (3.10)$$

$$b_{(n-i),0} = b_{(n-i)} \quad (3.11)$$

$$b_{(i),(i)} = b_{(i),(i-1)} - C_{i,Cauer} \cdot a_{i,(i-1)} \quad (3.12)$$

$$a_{(i),(i)} = a_{(i),(i-1)} - R_{i,Cauer} \cdot b_{i,(i)} \quad (3.13)$$

Nachdem die Transformation von Foster-Netzwerk zu Cauer-Netzwerk durchgeführt wurde, können Leistungsmodul und Kühlkörper miteinander verbunden werden und es ergibt sich das korrekte Systemverhalten [Ger07].

Neben der Transformation der Foster-Netzwerke für Leistungsmodul und Kühlkörper können die Parameter der Fosternetzwerke auch durch Messung am Gesamtaufbau aus Leistungsmodul mit Kühlkörper bestimmt werden. Der Messpunkt zur Bestimmung der Bodenplattentemperatur T_{case} ist in Abbildung 3.7 gezeigt [Sch08]. Die Sperrschiichttemperatur T_j wird mithilfe der Abhängigkeit der Durchlassspannung von der Temperatur bestimmt. Die aus der Messung resultierenden Foster-Netzwerke können in diesem Fall direkt zusammengeschaltet werden. Dieses Modell ist gültig, solange keine Sprünge in der Umgebungstemperatur T_a auftreten, da ein Sprung in der Umgebungstemperatur in dem Ersatzschaltbild nach Abbildung 3.5, zu einem Sprung in der Sperrschiichttemperatur T_j führt.

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung des Gesamtsystem ist das Messen der gesamten thermischen Impedanz Z_{thja} von Sperrschiicht zu Umgebung. Bei dieser Methode fehlt allerdings der Zugriff auf die Bodenplattentemperatur. Im Gegensatz zur Messung der Bodenplattentemperatur mit Thermoelement ist diese Methode der Messung der gesamten thermischen Impedanz robuster gegenüber Messungenauigkeiten. Insbesondere das exakte Platzieren der Thermoelemente unter der Chipmitte

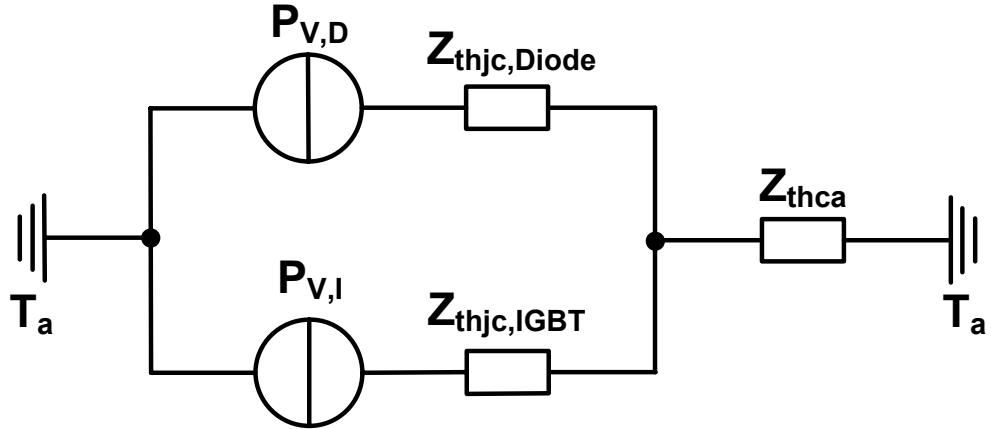


Abbildung 3.8.: Thermisches Ersatzschaltbild eines Leistungsmoduls mit Kühlkörper (Y-Modell)

gestaltet sich als schwierig. Des Weiteren werden durch Anbringen eines Temperatursensors die thermischen Verhältnisse verändert.

In der Regel befinden sich in einem Leistungsmodul sowohl IGBT als auch Dioden Chips. Somit befinden sich beide Bauteile auf einem gemeinsamen Kühlkörper. Die gebräuchlichste Art der Darstellung des Gesamtsystems, bestehend aus Leistungsmodul und Kühlkörper, ist in Abbildung 3.8 dargestellt [Nic10]; [Pol12]. In dieser Darstellung repräsentiert die thermische Impedanz Z_{thca} einen gemeinsamen thermischen Widerstand für den Kühlkörper. $Z_{thjc,IGBT}$ ist die thermische Impedanz von Sperrschicht zu Bodenplatte des IGBT und $Z_{thjc,Diode}$ die thermische Impedanz von Sperrschicht zu Bodenplatte der Diode.

Ein gemeinsamer thermischer Widerstand des Kühlkörpers für IGBT und Diode setzt eine homogene Temperaturverteilung auf der Kühlkörperoberfläche voraus, was insbesondere bei hohen Kühlerleistungen nicht der Fall ist [Pol12]. Je geringer die Kühlerleistung, desto homogener ist die Temperaturverteilung auf der Kühlkörperoberfläche [Hun08]. Bei größerer Kühlerleistung weichen die einzelnen thermischen Widerstände immer weiter von der idealisierten Annahme nach Abbildung 3.8 ab. Dies bedeutet, dass die thermische Kopplung zwischen IGBT und Diode aufgrund der geringeren Wärmespreizung mit steigender Kühlerleistung geringer wird.

Soll die thermische Kopplung zwischen IGBT und Diode berücksichtigt werden, so kann ein Matrixmodell für die Kopplung der einzelnen Chips verwendet werden. In Abbildung 3.9 ist die Anordnung der Leistungshalbleiter-Chips eines 190mm x 140mm IGBT/Dioden Moduls gezeigt. Das Modul besteht aus sechs Substraten, auf denen sich jeweils zwei Dioden und vier IGBT-Chips befinden. Die Sperrschichttem-

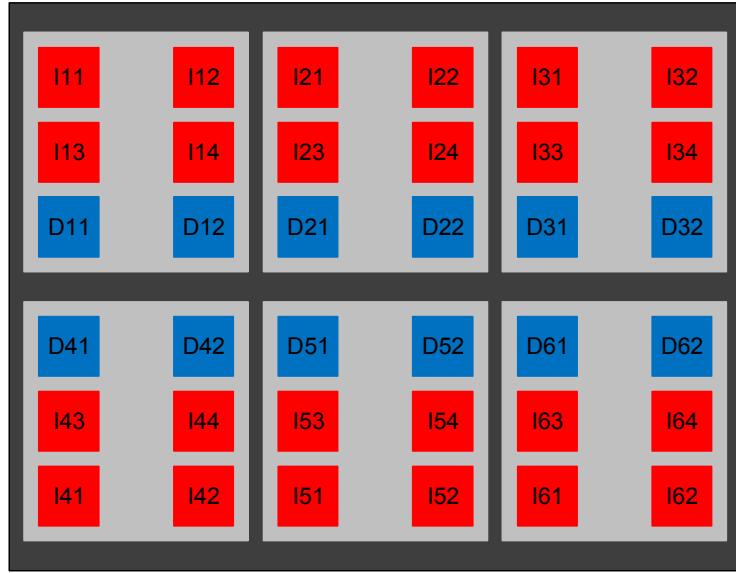


Abbildung 3.9.: IHV Modul mit sechs Substraten (24 IGBT- und 12 Dioden Chips)

peraturen von IGBT und Dioden können mit Gleichung (3.14) berechnet werden [Hun08]. Die Einträge in der Diagonalen der Matrix repräsentieren die thermischen Impedanzen des jeweiligen Chips, während die restlichen Einträge die thermischen Impedanzen der Chips untereinander beschreiben.

Üblicherweise sind in einem IGBT/Dioden Modul nach Abbildung 3.9 im IGBT-Modus alle IGBT-Chips zur gleichen Zeit aktiv und im Dioden-Modus alle Dioden-Chips. Unter der Annahme, dass alle IGBT- und alle Dioden-Chips die gleiche Verlustleistung erzeugen kann, Gleichung (3.14) vereinfacht werden und es ergibt sich Gleichung (3.15).

In Gleichung (3.15) berücksichtigen die Impedanzen $Z_{th, ID}$ und $Z_{th, DI}$ die Kopplung zwischen IGBT und Diode. Während $Z_{th, ID}$ die Erwärmung der Diode durch den IGBT berücksichtigt, repräsentiert die Impedanz $Z_{th, DI}$ die Erwärmung des IGBT durch die Diode. Die Querkopplung innerhalb des Moduls kann vernachlässigt werden, wenn die Wärmespreizung im Modul gering ist. Somit kommt es erst im Kühlkörper zu einer Wärmespreizung.

Soll die Bodenplattentemperatur T_{Case} ebenfalls berechnet werden, so muss neben der Sperrsichttemperatur auch die Bodenplattentemperatur ermittelt werden. Zur Berechnung der Sperrsichttemperaturen von IGBT und Diode gilt dann Gleichung (3.16).

$$\begin{pmatrix} T_{j,I11} \\ \vdots \\ T_{j,I64} \\ T_{j,D11} \\ \vdots \\ T_{j,D62} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{I11} \cdots Z_{I11-I64} & Z_{I11-D11} \cdots Z_{I11-D62} \\ \vdots & \vdots \\ Z_{I64-I11} \cdots Z_{I64} & Z_{I64-D11} \cdots Z_{I64-D62} \\ Z_{D11} \cdots Z_{D11-D62} & Z_{D11} \cdots Z_{D11-D62} \\ \vdots & \vdots \\ Z_{D62-D11} \cdots Z_{D62} & Z_{I64-D11} \cdots Z_{D62} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_{I11} \\ \vdots \\ P_{I64} \\ P_{D11} \\ \vdots \\ P_{D62} \end{pmatrix} + Ta \quad (3.14)$$

$$\begin{pmatrix} T_{j,I} \\ T_{j,D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{thja,II} & Z_{thja,DI} \\ Z_{thja,ID} & Z_{thja,DD} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_{v,I} \\ P_{v,D} \end{pmatrix} + Ta \quad (3.15)$$

$$\begin{pmatrix} T_{j,I} \\ T_{j,D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{thjc,I} \\ Z_{thjc,D} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_{v,I} \\ P_{v,D} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Z_{th,II} & Z_{th,DI} \\ Z_{th,ID} & Z_{th,DD} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_{v,I} \\ P_{v,D} \end{pmatrix} + Ta \quad (3.16)$$

Abbildung 3.2 zeigt den Verlauf der Sperrsichttemperatur von IGBT und Diode für den Fall, dass das Verhältnis der Verlustleistungen dem Verhältnis der Chipflächen entspricht. Für die Parametrierung des Y-Modells wurde angenommen, dass die Verluste der Diode ein Drittel der Gesamtverluste betragen und die des IGBT zwei Drittel der Gesamtverluste. Für den gemeinsamen Widerstand $R_{th,Y}$ von Bodenplatte zu Umgebung gilt Gleichung (3.19).

$$\Delta T_{IGBT,ca} = \frac{2}{3} \cdot P_{v,ges} \cdot R_{th,II} + \frac{1}{3} \cdot P_{v,ges} \cdot R_{th,DI} \quad (3.17)$$

$$\Delta T_{Diode,ca} = \frac{2}{3} \cdot P_{v,ges} \cdot R_{th,ID} + \frac{1}{3} \cdot P_{v,ges} \cdot R_{th,DD} \quad (3.18)$$

$$R_{th,Y} = \frac{\frac{\Delta T_{ca,IGBT} + \Delta T_{ca,Diode}}{2}}{P_{v,ges}} \quad (3.19)$$

Es ist zu erkennen, dass in diesem Fall das Y-Modell sehr gut mit dem Matrix Modell übereinstimmt. In Abbildung 3.11 ist der Sperrsichttemperaturverlauf für den Fall dargestellt, dass die Verlustleistung der Diode der zweifachen Verlustleistung des IGBT $P_{V,D} = 2 \cdot P_{V,I}$ entspricht. Hier ist eine deutliche Abweichung der Diodentemperatur für Y-Modell und Matrix Modell zu erkennen. Mit dem Y-Modell ergibt sich eine niedrigere maximale Sperrsichttemperatur der Diode.

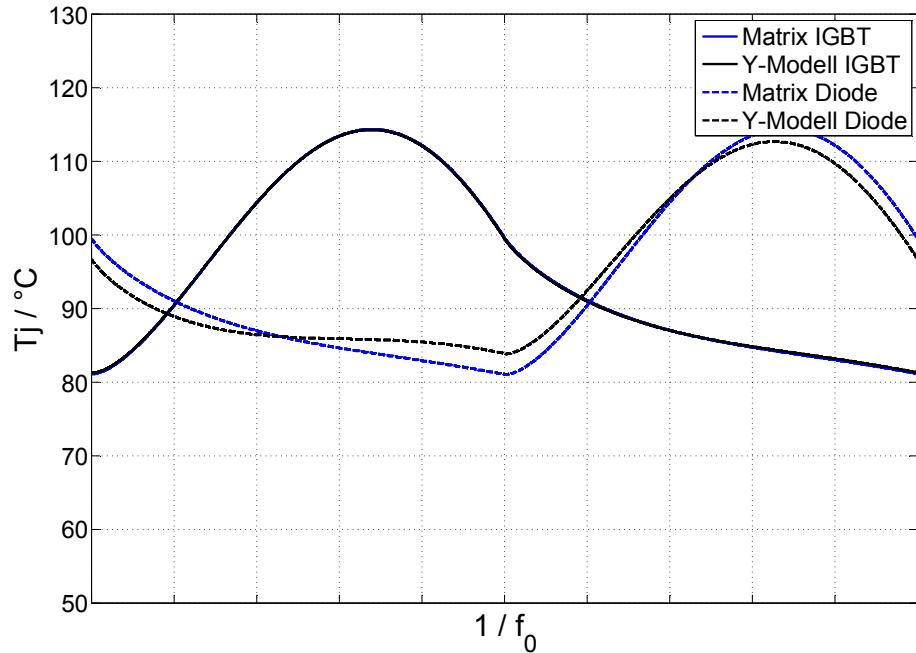


Abbildung 3.10.: Sperrsichttemperatur von IGBT und Diode für den Fall $P_{V,I}=2 \cdot P_{V,D}$

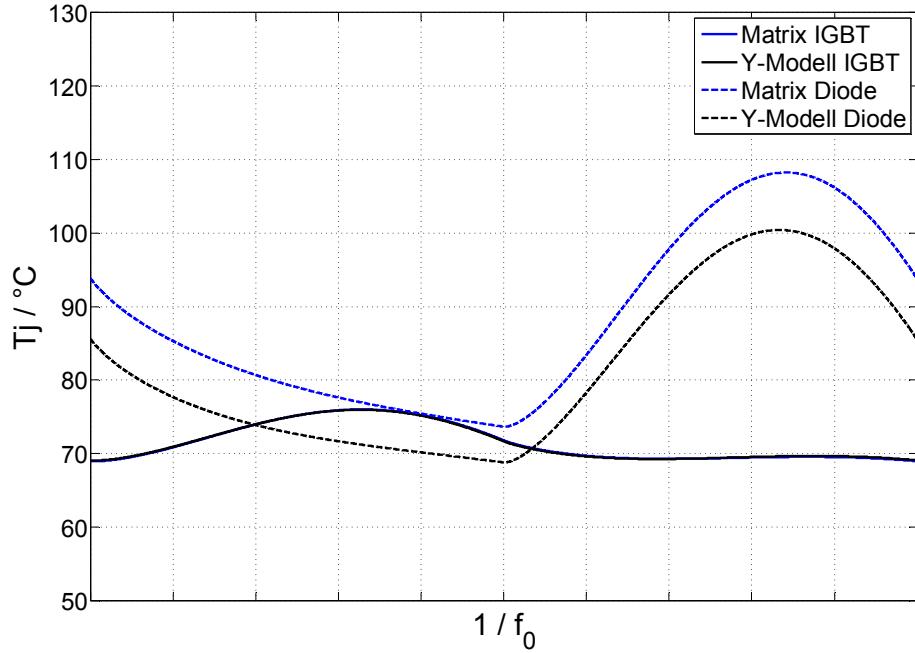


Abbildung 3.11.: Sperrsichttemperatur von IGBT und Diode für den Fall $P_{V,D}=2 \cdot P_{V,I}$

3.3. Messung der thermischen Impedanz Z_{th}

Zur Ermittlung der thermischen Impedanz wurde für diese Arbeit die Abkühlkurve eines Leistungsmoduls gemessen. Die Chiptemperatur ergibt sich bei diesem Verfahren aus der Temperaturabhängigkeit der Durchlassspannung bei kleinem Strom. Gleichung (3.20) beschreibt die Diffusionsspannung am pn-Übergang. Aufgrund der starken Temperaturabhängigkeit von n_i^2 sinkt die Spannung U_{Diff} mit steigender Temperatur ab [Lut12]. In diesem Zusammenhang ist darauf hinzuweisen, dass bei diesem Verfahren die virtuelle Sperrsichttemperatur T_j aus den verschiedenen Chiptemperaturen der einzelnen Chips und inhomogenen Temperaturverteilungen auf dem Chip ermittelt wird.

$$U_{Diff} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} \right) \quad (3.20)$$

Da bei kleinen Strömen die Durchlassspannung im Bereich der Diffusionsspannung liegt, kann die Durchlassspannung bei kleinem Messstrom zur Ermittlung der Temperatur herangezogen werden [Lut12]. Bei der Wahl der Höhe des Messstromes zur

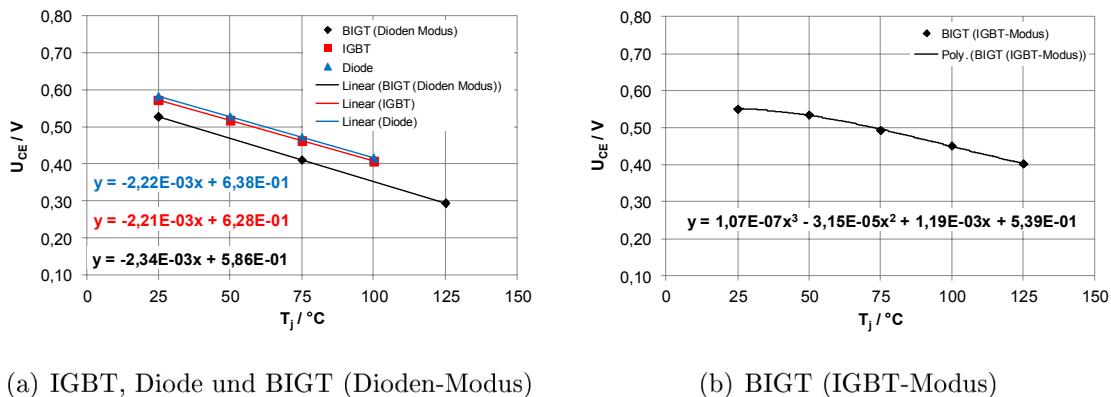


Abbildung 3.12.: Kalibrierkennlinien von IGBT, Diode und BIGT

Ermittlung der Sperrsichttemperatur während des Abkühlvorgangs, ist darauf zu achten, dass keine Erwärmung des Bauteils durch den Messstrom Auftritt.

Abbildung 3.12(a) zeigt die Temperaturabhängigkeit der Durchlassspannung U_{CE} eines 3300V/1500A IGBT/Dioden-Moduls im IGBT- und Dioden-Modus bei einem Messstrom von etwa 1% des Modulnennstroms. Weiterhin ist die Temperaturabhängigkeit der Durchlassspannung eines BIGT im Dioden-Modus dargestellt. Die Abhängigkeit der Durchlassspannung von der Temperatur beträgt etwa 2 mV/K. Der Genauigkeitsverlust bei Annäherung durch eine Gerade liegt bei weniger als 1%. Abbildung 3.12(b) zeigt den Verlauf der Durchlassspannung über der Temperatur eines BIGT im IGBT-Modus. Die Durchlassspannung des BIGT ist im Gegensatz zu IGBT, Diode und BIGT im Dioden-Modus nicht linear von der Temperatur abhängig. Insbesondere bei geringen Temperaturen haben die kollektorseitigen n^+ Gebiete Einfluss auf die Durchlassspannung, da diese einen Teil des pn Übergangs am Kollektor kurzschließen. Dennoch ist über ein Polynom dritten Grades eine Berechnung der Sperrsichttemperatur aus der Durchlassspannung möglich. Der Genauigkeitsverlust liegt hierbei bei weniger als 10%. Ein Vergleich von gemessener und aus den Gleichungen berechneter Sperrsichttemperatur ist im Anhang (Tabelle A.2 bis A.5) gegeben.

3.4. Thermisches Modell von IGBT, Diode und BIGT

Im Gegensatz zum konventionellen IGBT/Dioden Modul befindet sich im BIGT Modul nur eine Chipart. Somit ergibt sich der thermische Widerstand zwischen Sperrsicht und Bodenplatte des BIGT $R_{thjc,B}$ aus dem thermischen Widerstand des IGBT $R_{thjc,I}$, bei Vernachlässigung der Wärmespreizung innerhalb des Moduls, mit Gleichung (3.21).

$$R_{thjc,B} = R_{thjc,I} \cdot \frac{A_I}{A_B} = \frac{2}{3} \cdot R_{thjc,I} \quad (3.21)$$

Der thermische Widerstand von Bodenplatte zu Umgebung des BIGT im Vergleich zum thermischen Widerstand von Bodenplatte zu Umgebung eines konventionellen IGBT/Diode-Moduls hängt hingegen stark von den Kühlbedingungen ab. Wie bereits erwähnt, nimmt die thermische Kopplung zwischen IGBT und Diode in einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul mit steigender Kübleristung ab. Dies hat zur Folge, dass sich die Chips während der Phasen, in denen sie keinen Strom führen, stark abkühlen. Durch die Tatsache, dass in einem BIGT immer alle Chips aktiv sind, wird das Abkühlen einzelner Chips beim BIGT verhindert. Der Vorteil des BIGT sinkt mit geringer werdender Kübleristung ab, da zum einen die Querkopplung im konventionelle IGBT/Dioden-Modul zunimmt und zum anderen der thermische Widerstand von Bodenplatte zu Umgebung gegenüber dem thermischen Widerstand zwischen Sperrsicht und Bodenplatte dominiert.

Für diese Arbeit wurden thermische Messungen an einem 1500A/3300V IGBT/Dioden-Modul und an einem BIGT durchgeführt, um das thermische Modell nach Gleichung (3.15) zu ermitteln. In Abbildung 3.13 ist die thermische Impedanz von IGBT, Diode und BIGT gezeigt. Die Impedanz $Z_{thja,BII}$ bezeichnet die thermische Impedanz des BIGT, wenn das Bauteil im IGBT-Modus mit dem Heizstrom bestromt wird und die Messung ebenfalls im IGBT-Modus erfolgt. $Z_{thja,BDD}$ bezeichnet die thermische Impedanz des BIGT, wenn der BIGT im Dioden-Modus mit dem Heizstrom bestromt wird und im Dioden-Modus gemessen wird. Die thermische Impedanz des BIGT im Dioden-Modus und IGBT-Modus unterscheiden sich im Zeitbereich $t > 1\text{s}$ leicht voneinander. Dies kann durch die Tatsache erklärt werden, dass zwischen den Messungen im IGBT- und Dioden-Modus das Modul jeweils vom Kühlkörper entfernt werden musste und anschließen neu montiert wurde.

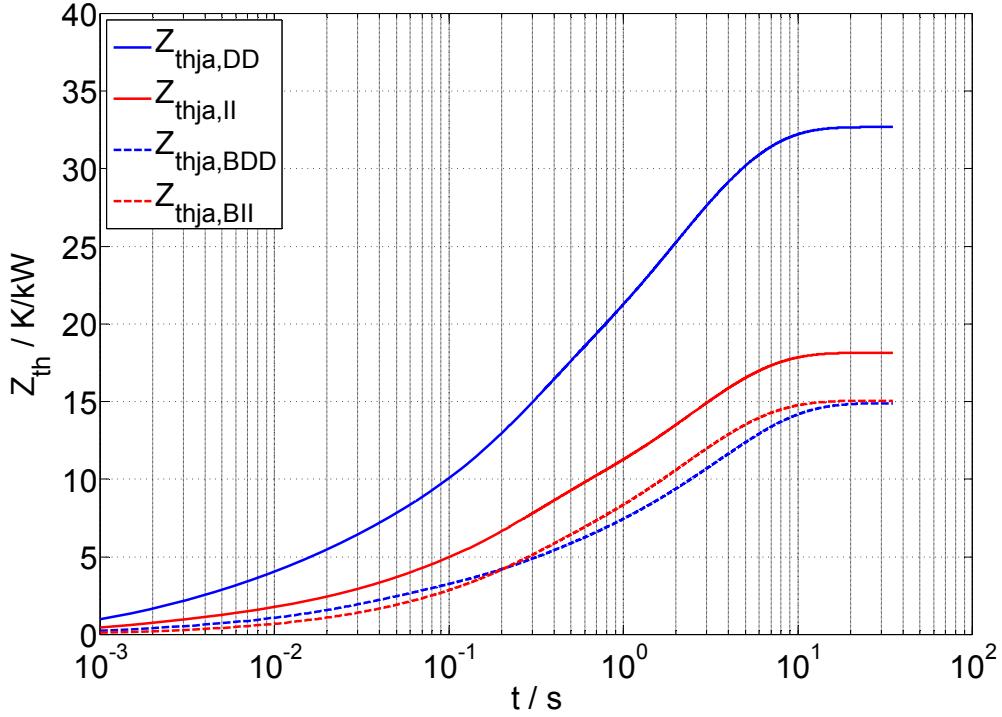


Abbildung 3.13.: Thermische Impedanz von IGBT, Dioden und BIGT

Die thermischen Impedanzen, welche die Querkopplung zwischen IGBT und Diode im konventionellen IGBT/Dioden Modul und BIGT beschreiben, sind in Abbildung 3.14 dargestellt. Zur Ermittlung der thermischen Impedanz $Z_{thja,BID}$ wird der BIGT im IGBT-Modus mit dem Heizstrom bestromt und die Messung erfolgt im Dioden-Modus. Zur Bestimmung der thermischen Impedanz $Z_{thja,BDI}$ wird der BIGT im Dioden-Modus bestromt und die Messung erfolgt im IGBT-Modus. Es ist zu erkennen, dass die Messung der thermischen Impedanz im Dioden-Modus einen geringeren Wert liefert, als im IGBT-Modus. Für das konventionelle IGBT/Dioden-Modul sind die gemessenen thermischen Impedanzen $Z_{thja,ID}$ und $Z_{thja,DI}$ nahezu identisch.

Um die thermische Querkopplung im konventionellen Modul genauer zu untersuchen, wurden Messungen der Chiptemperatur mit Hilfe einer Thermokamera durchgeführt. Dazu wurde das Modul mit Kreidespray besprüht, um einen einheitlichen Emissionskoeffizienten der Oberfläche zu erreichen. Abbildung 3.15 zeigt Thermo-kameraaufnahmen eines IGBT/Dioden-Moduls. In Abbildung 3.15(a) ist der Fall dargestellt, in dem die Verlustleistung durch Bestromen der IGBT Chips entsteht. Es ist zu erkennen, dass alle Dioden Chips (D11 bis D22), welche durch die IGBT Chips aufgeheizt werden, nahezu die selbe Temperatur haben. Im Gegensatz dazu zeigt Abbildung 3.15(b) den Fall, in dem die Dioden-Chips bestromt werden. Hier ist ein deutlicher Temperaturgradient zu erkennen. Während die äußeren IGBT Chips

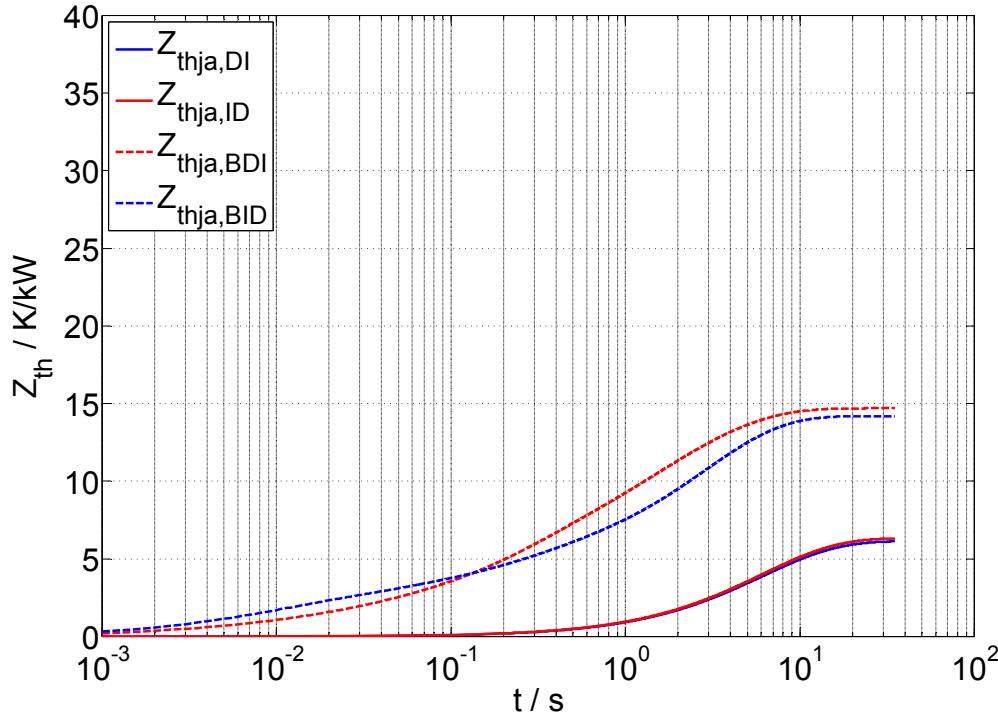


Abbildung 3.14.: Thermische Querkopplung von IGBT, Diode und BIGT

(T11, T13, T21, T23) eine Temperatur von etwa 50°C besitzen, sind die inneren IGBT Chips (T12, T14, T22, T24) um etwa 15K wärmer. Werden diese für die thermische Belastung relevanten IGBT Chips (T12, T14, T22, T24) für die Berechnung der Querkopplungsimpedanz $Z_{\text{thja},\text{DI}}$ genutzt so ergibt sich ein Verhältnis von $R_{\text{thja},\text{DI}}/R_{\text{thja},\text{ID}} = 0,73$.

In Abbildung 3.16(a) sind die gemessenen Werte für den thermischen Widerstand zusammengefasst. Typische Werte für den thermischen Widerstand R_{thja} bei Verwendung eines Hochleistungswasserkühler sind unter "Annahmen" ebenfalls in Abbildung 3.16(a) angegeben. Zwischen der "Messreihen 1" und der "Messreihe 2" wurde das Leistungsmodul vom Kühlkörper entfernt und erneut montiert. Aufgrund der guten Übereinstimmung mit den Messwerten ist die Verwendung dieser Werte für den thermischen Widerstand R_{thja} für die Berechnungen gerechtfertigt.

Abbildung 3.16(b) zeigt die Verhältnisse der thermischen Widerstände von konventionellem IGBT/Dioden-Modul zu BIGT.

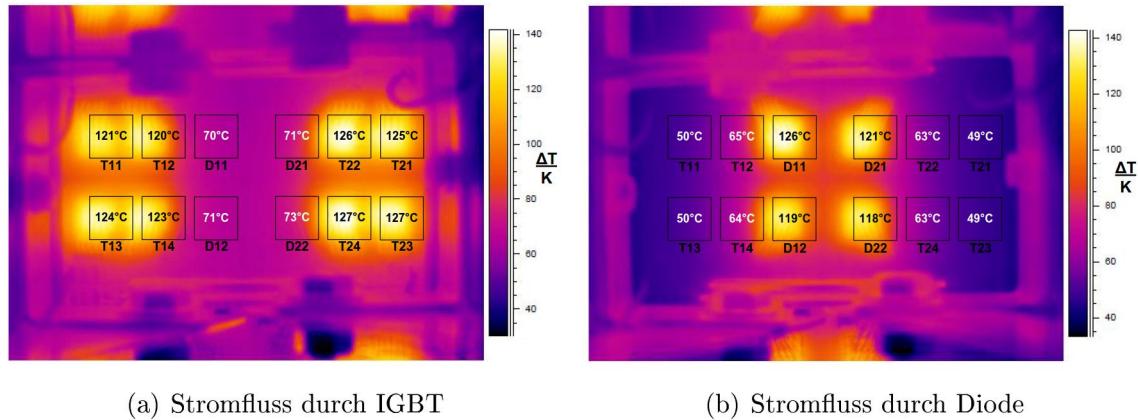


Abbildung 3.15.: Thermische Querkopplung zwischen IGBT und Diode (die angegebenen Temperaturen sind jeweils über den gesamten Chip gemittelt)

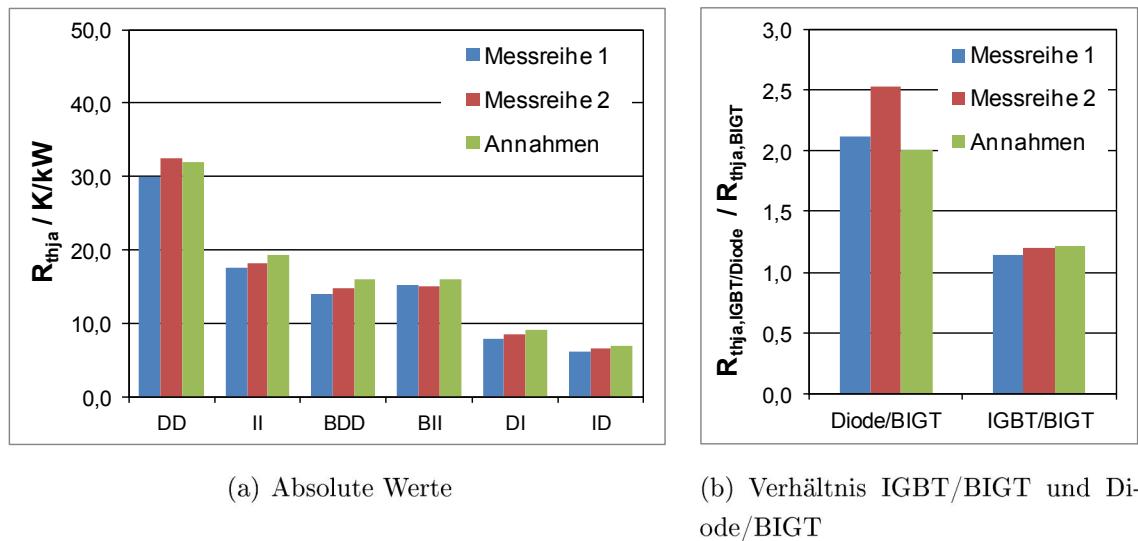


Abbildung 3.16.: Vergleich des thermischen Widerstandes von IGBT, Diode und BIGT

4. Verlustleistungs- und Sperrsichttemperaturberechnung

Die Berechnung der im Betrieb im Leistungshalbleiter auftretenden Verluste und die sich daraus ergebenden Sperrsichttemperaturen spielen eine wichtige Rolle bei der Auslegung eines leistungselektronischen Systems. In diesem Kapitel wird die Vorgehensweise zur Verlustleistungs- und Temperaturberechnung vorgestellt. Dabei wird von einem Zweipunkt-Wechselrichter ausgegangen. Des Weiteren wird ein Verfahren zur Sperrsichttemperaturberechnung erläutert, welches die Berechnung des Temperaturhubs und der maximalen Sperrsichttemperatur mit nur einem Punkt pro Periode der Grundfrequenz des Ausgangsstromes ermöglicht.

4.1. Verlustleistungsberechnung Zweipunkt-Wechselrichter

Bevor auf die Sperrsichttemperaturberechnung eingegangen wird, soll zunächst das Verfahren zur Berechnung der in den Leistungshalbleitern auftretenden Verluste vorgestellt werden.

Die Verluste, welche während des Betriebes im Leistungshalbleiter auftreten, sind in Abbildung 4.1 dargestellt. Die Verluste des IGBT setzen sich aus den Einschaltverlusten $P_{V,ON}$ und den Ausschaltverlusten $P_{V,OFF}$ sowie den Durchlassverlusten $P_{VD,I}$ zusammen. Für den IGBT können die Sperrverluste aufgrund des geringen Anteils an den Gesamtverlusten vernachlässigt werden [Nic10]; [Lut12]. Für die Diode ergeben sich die Gesamtverluste aus den Durchlassverlusten $P_{VD,D}$ und den Ausschaltverlusten (Reverse-Recovery-Verluste) $P_{V,RR}$. Im Gegensatz zum IGBT können bei der Diode neben den Sperrverlusten auch die Forward-Recovery-Verluste vernachlässigt werden, da diese im Vergleich zu den Reverse-Recovery-Verlusten sehr gering sind [Nic10]; [Lut12].

In Abbildung 4.2(a) ist das Schaltbild einer Phase eines Zweipunkt-Wechselrichter dargestellt. Abbildung 4.2(b) zeigt den Spannungsverlauf u_{Last} am Ausgang des Wechselrichters sowie den Verlauf der Grundschwingung der Ausgangsspannung $u_{\text{Last},1}$. Befinden sich IGBT T₁ und Diode D₁ in einem Modul, so sind diese thermisch gekoppelt. In diesem Fall lassen sich die Verlustleistungs- und Temperaturberechnungen auf diese beiden Bauteile beschränken [Nic10]. Hiervon wird im Folgenden ausgegangen. Bei positivem Strom sind der IGBT T₁ und die Diode D₂ Strom führend, während bei negativem Strom der IGBT T₂ und die Diode D₁ Strom führen.

Aus dem in Abbildung 4.3 dargestellten Steuersignal s_{T1} für den IGBT T₁ ergeben sich die Schaltzeitpunkte von IGBT T₁ und Diode D₁. Zur Vereinfachung wird hier von einem Leistungsfaktor $\cos(\varphi)=1$ ausgegangen. Somit führt vom Zeitpunkt $t=0$ bis zum Zeitpunkt $t=1/2f_0=t_1$ (positive Halbwelle des Ausgangstroms) der IGBT T₁ den Strom, wenn er eingeschaltet ist. Die Diode D₂ führt den Laststrom, wenn der Schalter T₁ ausgeschaltet ist. Vom Zeitpunkt $t=t_1$ bis $t=1/f_0$ (negative Halbwelle des Ausgangstroms) führt die Diode D₁ Strom, wenn der Schalter T₂ ausgeschaltet ist.

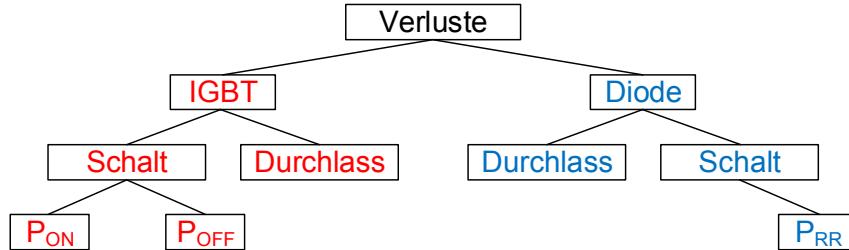


Abbildung 4.1.: Verluste in den Leistungshalbleiterbauelementen [Nic10]

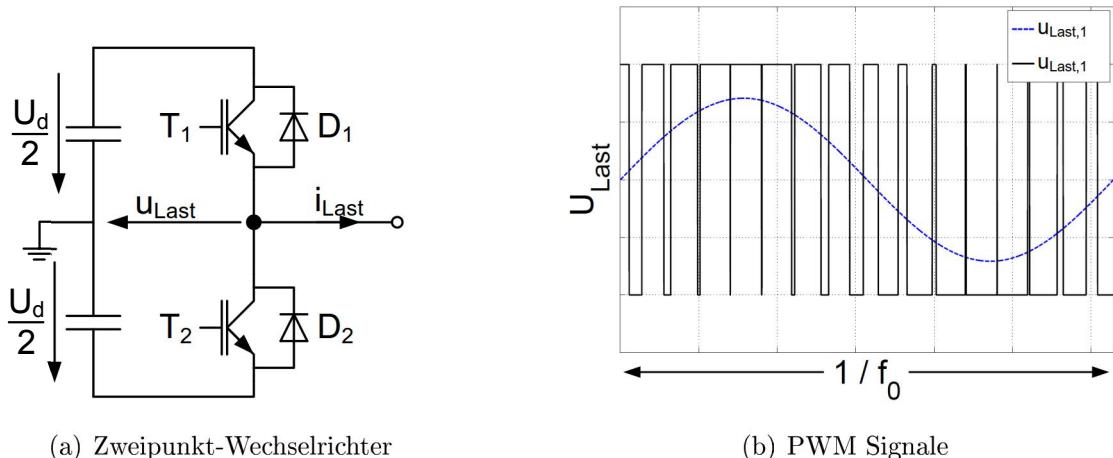


Abbildung 4.2.: Zweipunkt-Spannungswechselrichter und PWM

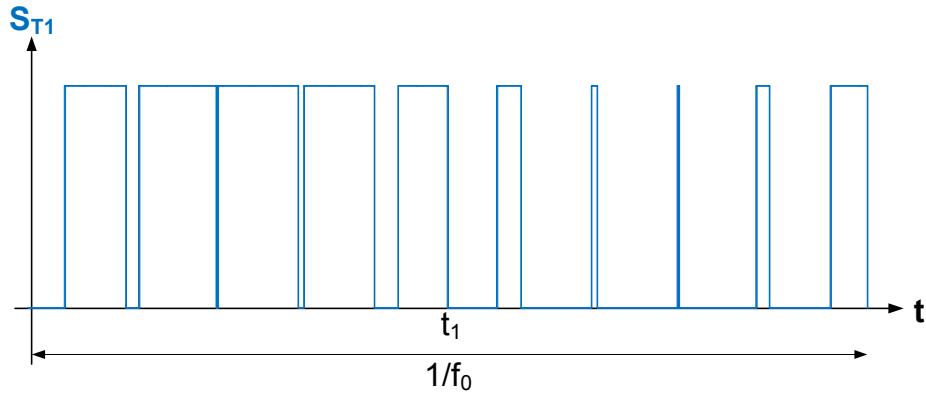


Abbildung 4.3.: Steuersignal des Transistors T1 während einer Periode der Grundfrequenz

Während der positiven Halbwelle des Ausgangsstromes ($0 \leq t \leq t_1$) treten im IGBT T₁ Einschaltverluste auf, wenn das Steuersignal s_{T1} sich von null auf eins ändert. Bei einer Änderung des Steuersignals s_{T1} von eins auf null treten Ausschaltverluste im IGBT T₁ auf. Bei einem Wert des Steuersignals von $s_{T1}=1$ treten im IGBT T₁ Durchlassverluste auf.

Während der Zeit $t_1 \leq t \leq 1/f_0$ treten, bei einer Änderung des Steuersignals s_{T1} von eins auf null, Ausschaltverluste in der Diode D₁ auf. Bei einem Steuersignal von $s_{T1}=1$, führt die Diode D₁ Strom und es entstehen Durchlassverluste.

Wird von sinusförmigen Größen ausgegangen und der Randbedingung, dass die Schaltfrequenz f_s des Wechselrichters um einige Vielfache größer ist als die Ausgangsfrequenz (Grundfrequenz) f_0 ($f_s \gg f_0$), so lassen sich die über eine Periode der Schaltfrequenz gemittelten Verluste des IGBT nach Gleichung (4.1) aus der Schwellspannungen u_{T0} des IGBT sowie der Schwellspannung u_{F0} der Diode und dem differenziell Widerstand r_d berechnen. Zur Ermittlung von Schwellspannung und differenziellem Widerstand wird die Durchlasskennlinie durch eine Gerade approximiert. Für die Durchlassverluste der Diode, gemittelt über eine Periode der Schaltfrequenz, gilt entsprechend Gleichung (4.2).

$$p_{VD,I}(t) = \tau(t) \cdot (u_{T0} + r_{d,I} \cdot i(t)) \cdot i(t) \quad i(t) > 0 \quad (4.1)$$

$$p_{VD,D}(t) = \tau(t) \cdot (u_{F0} + r_{d,D} \cdot (-i(t))) \cdot (-i(t)) \quad i(t) < 0 \quad (4.2)$$

$$i(t) = i_{Last}(t) = \hat{i} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (4.3)$$

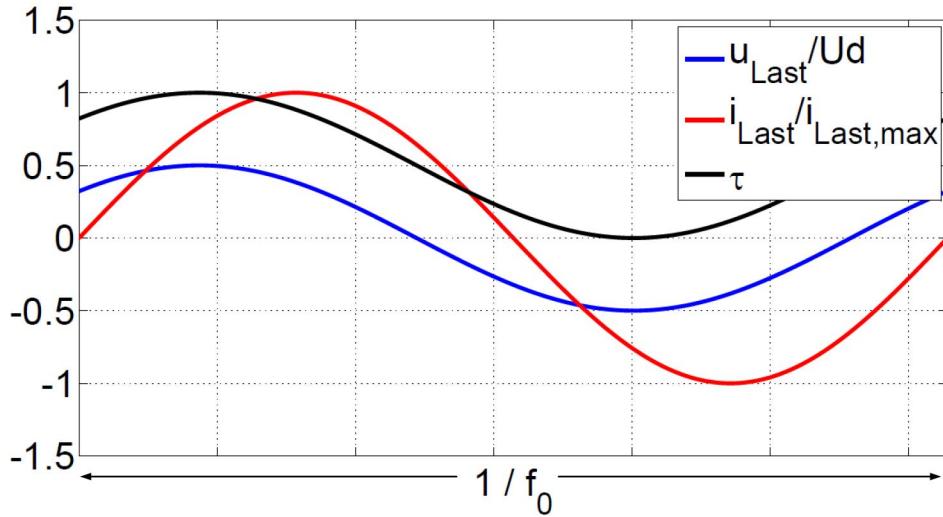


Abbildung 4.4.: Relative Einschaltzeit τ für $a=1$

Dabei stellt $\tau(t)$ die relative Einschaltzeit von IGBT und Diode gemittelt über eine Periode der Schaltfrequenz dar. Die relative Einschaltzeit ergibt sich aus dem Steuersignal s_{T1} in Abbildung 4.3 durch Mittelung über eine Periode der Schaltfrequenz. In Abbildung 4.4 ist der Verlauf der relativen Einschaltzeit für einen Aussteuergrad von $a=1$ gezeigt. Außerdem ist der Verlauf der Grundschwingung von Strom und Spannung dargestellt. Der Aussteuergrad a ist definiert als das Verhältnis der Amplitude der Grundschwingung der Ausgangsspannung zur halben Zwischenkreisspannung [Sch04]; [Jen95].

$$\tau(t) = \frac{1}{2} \cdot (1 + a \cdot \sin(\omega t + \varphi)) \quad (4.4)$$

$$a = \frac{\hat{U}_{Last}}{\frac{U_d}{2}} \quad (4.5)$$

Die Schaltverluste des IGBT lassen sich mit Gleichung (4.6) berechnen, da von einer im Vergleich zur Grundfrequenz erheblich größeren Schaltfrequenz f_s ausgegangen wird. Damit ist die Bedingung, dass zu jedem Stromwert Schaltverluste auftreten, erfüllt. Analog können mit Gleichung (4.7) die Schaltverluste der Diode berechnet werden. Hierbei wird von einer polynomialen Abhängigkeit der Schaltverluste vom Strom und einer linearen Abhängigkeit von der Spannung ausgegangen [Sch04].

$$p_{VS,I}(t) = f_s \cdot (k_{ESW,1} \cdot i(t)^2 + k_{ESW,2} \cdot i(t) + k_{ESW,3}) \frac{U_d}{U_{d,Nenn}} \quad i(t) > 0 \quad (4.6)$$

$$p_{VS,D}(t) = f_s \cdot (k_{RR,1} \cdot (-i(t))^2 + k_{RR,2} \cdot (-i(t)) + k_{RR,3}) \frac{U_d}{U_{d,Nenn}} \quad i(t) < 0 \quad (4.7)$$

Ist die Bedingung $f_s \gg f_0$ nicht erfüllt, müssen die Schaltverluste zu den Schaltzeitpunkten berechnet werden. Eine Möglichkeit die auftretenden Verluste zu den Schaltzeitpunkten abzuschätzen ist die Berechnung einer fiktiven Schaltleistung aus den Schaltenergien. Für den IGBT gilt Gleichung (4.8) und für die Diode Gleichung (4.9). Hierbei ist zu beachten, dass die Höhe und Länge des Verlustleistungsimpulses von t_{SW} abhängig und somit beliebig ist. Daher sollte t_{SW} im Bereich der Dauer des Schaltvorgangs liegen. Der Augenblickwert der Durchlassverluste für IGBT und Diode kann mit Gleichung (4.10) für den IGBT und mit (4.11) für die Diode berechnet werden.

$$p_{VS,I} = (k_{ESW,1} \cdot i^2 + k_{ESW,2} \cdot i + k_{ESW,3}) \frac{U_d}{U_{d,Nenn}} \cdot \frac{1}{t_{SW}} \quad i(t) > 0 \quad (4.8)$$

$$p_{VS,D} = (k_{RR,1} \cdot (-i)^2 + k_{RR,2} \cdot (-i) + k_{RR,3}) \frac{U_d}{U_{d,Nenn}} \cdot \frac{1}{t_{SW}} \quad i(t) < 0 \quad (4.9)$$

$$p_{VD,I} = (u_{T0} + r_{d,I} \cdot i) \cdot i \quad i(t) > 0 \quad (4.10)$$

$$p_{VD,D} = (u_{F0} + r_{d,D} \cdot (-i)) \cdot (-i) \quad i(t) < 0 \quad (4.11)$$

In Abbildung 4.5 ist der Verlauf der Verlustleistung (Summe aus Durchlass- und Schaltverlusten) des IGBT T₁ für 10-fach Taktung ($f_s=10 \cdot f_0$) und in Abbildung 4.6 für 100-fach Taktung ($f_s=100 \cdot f_0$) gezeigt. Hierbei wurde von einem sinusförmigen Strom ausgegangen. Die mittleren Verluste über eine Periode der Grundfrequenz sind hierbei sowohl für die Verlustleistungsberechnung zu den Schaltzeitpunkten (getaktet), als auch für die kontinuierliche Berechnung mit den Gleichungen (4.1) und (4.2) sowie den Gleichungen (4.8) und (4.9) sowie Gleichungen (4.10) und (4.11) gleich. Die Auswirkungen der Methode der Verlustleistungsberechnung für 10-fach und 100-fach Taktung auf die aus den Verlusten berechnete Sperrsichttemperatur wird im folgenden Kapitel gezeigt.

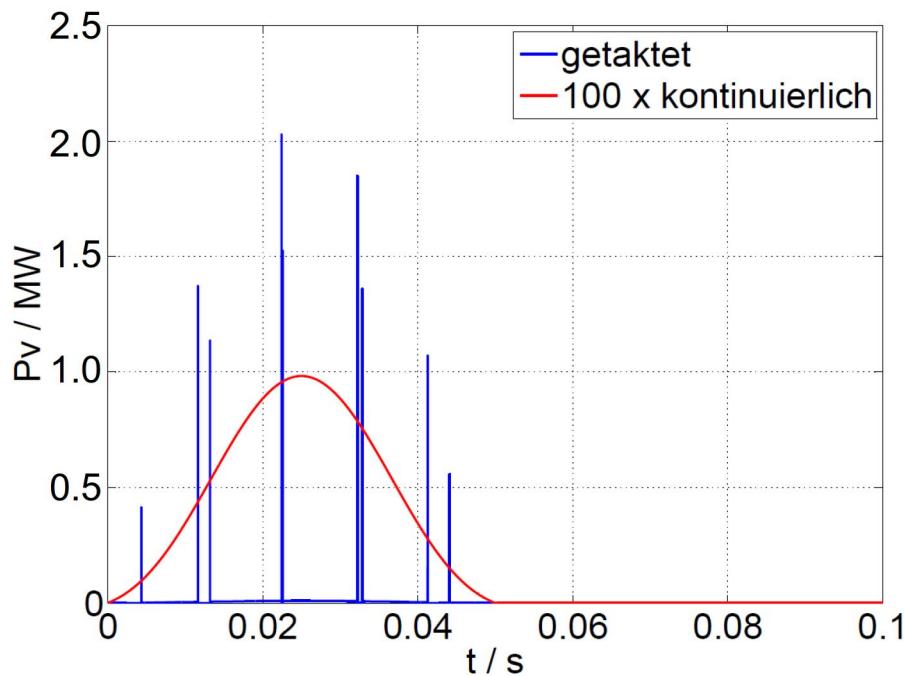


Abbildung 4.5.: Verlauf der Verlustleistung bei 10-fach Taktung

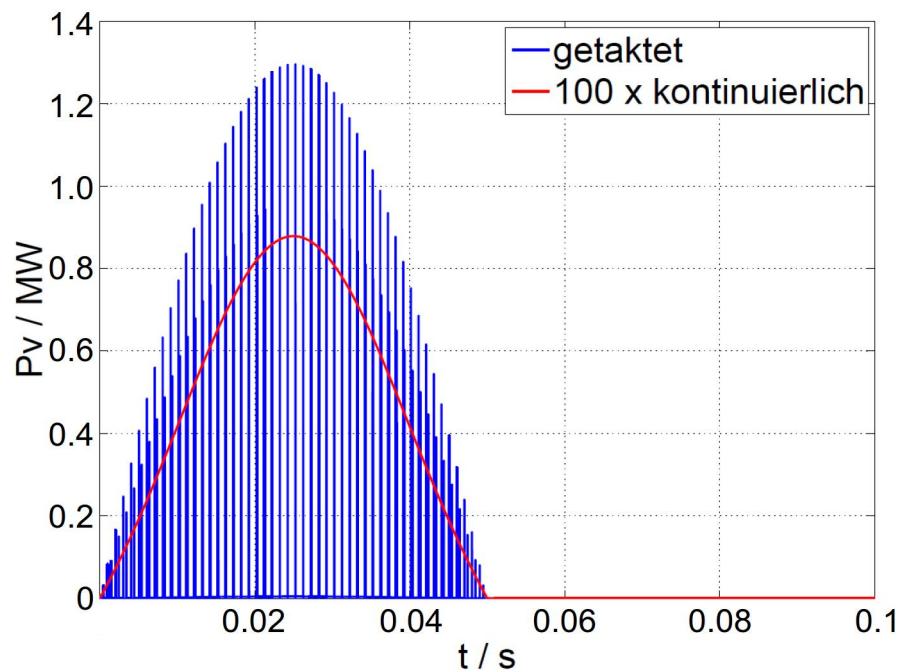


Abbildung 4.6.: Verlauf der Verlustleistung bei 100-fach Taktung

4.2. Sperrsichttemperaturberechnung

Die Kenntnis der Sperrsichttemperatur der Leistungshalbleiter ist bei der Auslegung eines leistungselektronischen Systems von großer Bedeutung. Zum einen darf die maximale Sperrsichttemperatur des Leistungshalbleiters in keinem Betriebspunkt überschritten werden, da es ansonsten zum Ausfall des Leistungshalbleiters, z.B. durch thermisches Weglaufen oder durch Verlust der Abschaltrobustheit, kommen kann. Zum anderen wird die Lebensdauer des Leistungshalbleiters durch die im Betrieb auftretenden Temperaturschwankungen bestimmt [Mae00]; [Lut12]. Diese führen zu einer mechanischen Beanspruchung und in der Folge zu einer Beschädigung der Lot- und Bondverbindungen des Leistungshalbleiter Bauelements [Mae00]. Die Temperaturschwankungen werden zum einen durch Schwankungen der Umgebungstemperatur sowie durch Änderungen des Betriebspunktes verursacht [Kam04]. Zum anderen kommt es zu Schwankungen mit der Frequenz des Ausgangsstromes. Somit ist die Berechnung der Sperrsichttemperatur Voraussetzung für den Vergleich der Leistungsfähigkeit und der thermomechanischen Beanspruchung durch Lastwechsel.

4.2.1. Temperaturberechnung mit transienter thermischer Impedanz

Liegt die thermische Impedanz in der Form nach Gleichung (3.4) vor, so kann mithilfe der Verluste die Sperrsichttemperatur des Leistungshalbleiters berechnet werden. Mit dem im vorangegangenen Kapitel eingeführten thermischen Modell ergibt sich die Sperrsichttemperatur für den IGBT und die Diode nach Gleichung (4.12) [Hun08].

Mit der aus Gleichung (3.4) bekannten Form für die thermische Impedanz berechnet sich die Temperatur für einen einzelnen Verlustleistungsimpuls mit der Länge t_1 nach Gleichung (4.13) [Nic10].

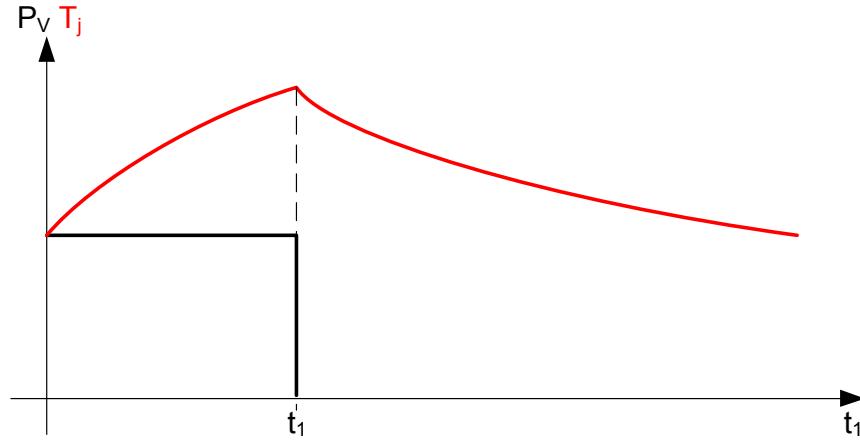


Abbildung 4.7.: Verlauf der Sperrsichttemperatur bei einmaligem Verlustleistungsimpuls [Nic10]

$$\begin{pmatrix} T_{j,I} \\ T_{j,D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{thjc,I} \\ Z_{thjc,D} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_{v,I} \\ P_{v,D} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Z_{th,II} & Z_{th,DI} \\ Z_{th,ID} & Z_{th,DD} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} P_{v,I} \\ P_{v,D} \end{pmatrix} + Ta \quad (4.12)$$

$$T_j = P_V(t) \cdot \sum_i^n R_{th,i} \cdot \left(1 - e^{\frac{-t_1}{\tau_i}}\right) \quad (4.13)$$

Die zeitlichen Verläufe der Sperrsichttemperatur und des Verlustleistungsimpulses sind in Abbildung 4.7 dargestellt.

Zur Berechnung der Sperrsichttemperatur zum Zeitpunkt t_k bei einer Anzahl von k Verlustleistungsimpulsen kann Gleichung (4.14) verwendet werden. Hierzu werden die Verluste nach den Gleichungen (4.1) und (4.7) berechnet [Nic10].

$$T_j(t_k) = \sum_k^m (P_{V,m} - P_{V,m-1}) \cdot \sum_i^n R_{th,i} \cdot \left(1 - e^{\frac{-t_m - t_{k-1}}{\tau_i}}\right) \quad (4.14)$$

Für eine Verlustleistungsberechnung nach den Gleichungen (4.1) bis (4.7) ergibt sich die Temperatur mit Gleichung (4.15) [Nic10].

$$T_j(t) = P_V(t) \cdot Z_{th}(t) \quad (4.15)$$

In Abbildung 4.8 sind die Verläufe der Sperrsichttemperaturen für die beiden Berechnungsmethoden ("getaktet" nach Gleichung (4.14) und "kontinuierlich" nach Gleichung (4.15)) für 10-fach Taktung ($f_t=10 \cdot f_0$) gezeigt. Abbildung 4.9 zeigt den Verlauf der Sperrsichttemperaturen für eine Schaltfrequenz von $f_t=100 \cdot f_0$. Zur Pulserzeugung wurde das Verfahren des Sinus-Dreieck Vergleichs gewählt.

Für 10-fach Taktung (Abbildung 4.8) ist der starke Anstieg der Sperrsichttemperatur zu den Schaltzeitpunkten deutlich erkennbar. Allerdings unterscheiden sich die maximalen und minimalen Sperrsichttemperaturen für die verwendeten Berechnungsmethoden kaum voneinander. Bei 100-fach Taktung (Abbildung 4.9) ist ein Unterschied in der berechneten Sperrsichttemperatur kaum mehr zu erkennen. Die Verläufe der Verlustleistung sind in den Abbildungen 4.5 und 4.6 dargestellt. Bei anderen Modulationsverfahren kann es auch bei großem Verhältnis von Schaltfrequenz zu Grundfrequenz zu erheblichen Unterschieden in der berechneten Sperrsichttemperatur mit den beiden erläuterten Verfahren kommen. Als Beispiel sei hier die sogenannte Flat-Top Modulation genannt. Bei diesem Verfahren hat die Mittelpunktsspannung während einer Sechstelperiode den Wert $+U_d/2$ und während einer gleichlangen Periode den Wert $-U_d/2$ [Jen95]. Somit treten in diesem Bereich in einer Phase keine Schaltverluste auf und die Bedingung, dass zu jedem Stromwert Schaltverluste auftreten, ist nicht mehr erfüllt.

Der Vergleich der beiden Berechnungsmethoden zeigt, dass schon bei relativ kleinem Verhältnis von Schaltfrequenz zu Taktfrequenz von $f_s/f_0=10$ eine gute Übereinstimmung der berechneten Sperrsichttemperaturverläufe erreicht wird. Somit kann der Rechenaufwand mit der kontinuierlichen Berechnung der Sperrsichttemperatur erheblich reduziert werden, da die Zeitkonstanten für die Simulation nicht mehr durch die Zeitkonstanten der Schaltvorgänge bestimmt sind [Dro07].

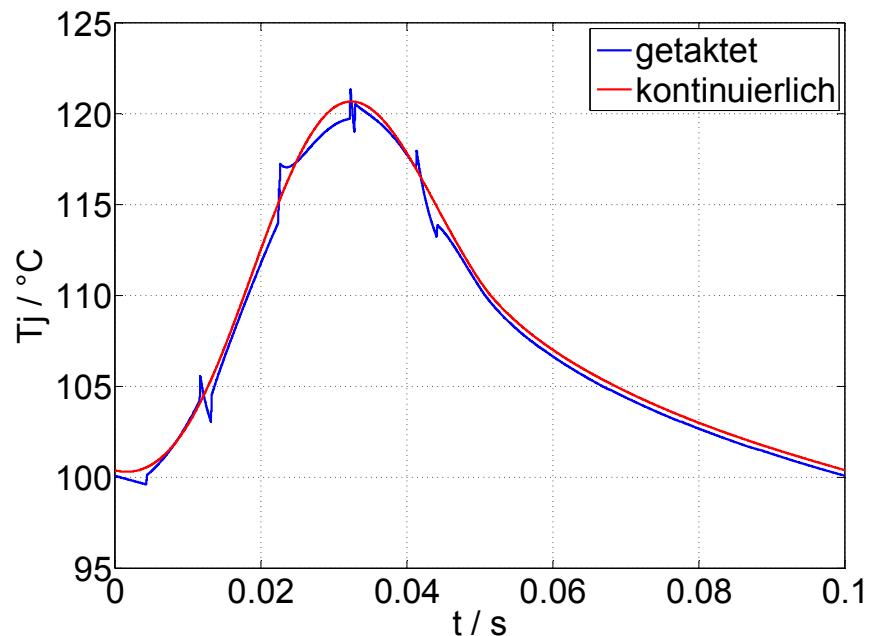


Abbildung 4.8.: Vergleich der Sperrsichttemperaturen bei 10 fach Taktung

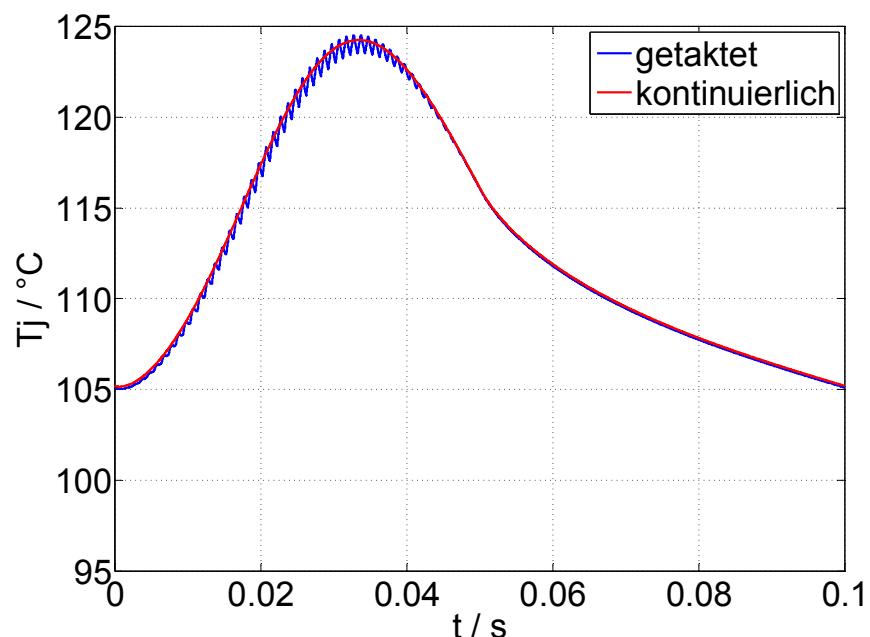


Abbildung 4.9.: Vergleich der Sperrsichttemperaturen bei 10 fach Taktung

4.2.2. Temperaturberechnung mit Korrekturfaktoren

Die Berechnung der Sperrsichttemperatur mit dem klassischen Ansatz mithilfe der transienten thermischen Impedanz führt zu einem hohen Rechenaufwand und somit zu einer langen Rechenzeit. Daher erfordert diese Methode sehr lange Simulationszeiten für die Simulation langer Zeitreihen zur Ermittlung der Belastung der Leistungshalbleiter durch Lastwechsel. Ein Beispiel für einen solchen Fall ist die Berechnung der Leistungshalbleitertemperaturen in Windenergieanlagen über einen Zeitraum von mehreren Monaten. Im Folgenden wird ein Verfahren vorgestellt, welches es ermöglicht, die für die Beurteilung der Belastung der Leistungshalbleiter notwendigen Größen mit nur einem Rechenpunkt pro Periode der Grundfrequenz f_0 des Ausgangsstromes zu ermitteln.

Die wesentlichen Einflussfaktoren auf die Lastwechselfestigkeit von Leistungshalbleiter Modulen sind die maximale Sperrsichttemperatur $T_{j,\max}$, der Temperaturhub ΔT_j sowie die Einschaltzeit t_{on} . Zur Ermittlung der Belastung wird somit kein kontinuierlicher Verlauf der Sperrsichttemperatur benötigt.

Die mittlere Temperatur des Leistungshalbleiters kann aus der mittleren Verlustleistung über eine Periode der Grundfrequenz mit Gleichung (4.18) bestimmt werden. Die mittleren Schaltverluste von IGBT und Diode berechnen sich nach Gleichung (4.16) und (4.17).

$$\bar{P}_{VD} = f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{f_0}} (p_{VD}(t)) dt \quad (4.16)$$

$$\bar{P}_{VS} = f_0 \cdot \int_0^{\frac{1}{f_0}} (p_{VS}(t)) dt \quad (4.17)$$

Die mittlere Temperatur während einer Periode der Grundfrequenz ergibt sich, für einen stationären Betriebspunkt, aus der mittleren Leistung und dem thermischen Widerstand R_{th} .

$$\bar{T}_j = R_{th} \cdot \bar{P}_v + T_a \quad (4.18)$$

Im Folgenden werden Korrekturfaktoren $k_{R_{th}}$ eingeführt. Diese ermöglichen die Berechnung der maximalen und minimalen Sperrsichttemperatur $T_{j,\max}$ und $T_{j,\min}$. Mit diesen ist es möglich sowohl die mittlere Sperrsichttemperatur als auch die

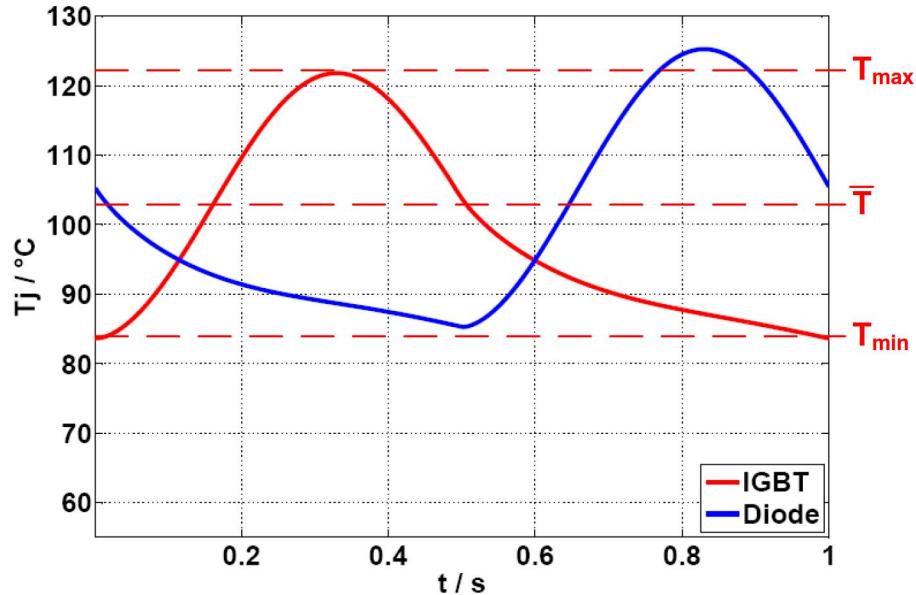


Abbildung 4.10.: Sperrsichttemperaturverlauf

maximale und minimale Sperrsichttemperatur und damit den Temperaturhub mit nur einem Rechenpunkt pro Periode der Grundfrequenz zu bestimmen.

Wie aus dem vorangegangenen Kapitel bekannt, ist die Sperrsichttemperatur eine Funktion der Aussteuerung und Grundfrequenz. Somit ist auch der Korrekturfaktor eine Funktion dieser Parameter. Der Korrekturfaktor $k_{Rth,max}$ zur Berechnung der maximalen Sperrsichttemperatur wird als der Quotient aus maximaler zu mittlerer Temperatur definiert (Gleichung(4.19)). Der Quotient aus minimaler Sperrsichttemperatur und mittlerer Temperatur wird als $k_{Rth,min}$ definiert und ermöglicht die Berechnung der minimalen Sperrsichttemperatur (Gleichung(4.20)).

$$k_{Rth,max} = \frac{\Delta T_{j,max}}{\overline{\Delta T}_j} = f(a, f_0) \quad (4.19)$$

$$k_{Rth,min} = \frac{\Delta T_{j,min}}{\overline{\Delta T}_j} = f(a, f_0) \quad (4.20)$$

Um die Korrekturfaktoren als Funktion von Aussteuerung a und Grundfrequenz f_0 zu ermitteln, wird der Sperrsichttemperaturverlauf über eine Periode der Grundfrequenz für verschiedene Betriebspunkte ausgewertet. Dabei wurde von Raumzeigermodulation ausgegangen. Wird zur Pulserzeugung das Verfahren der Flat-Top Modulation verwendet, so muss noch der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung berücksichtigt werden. Abbildung 4.10 zeigt beispielhaft einen Sperrsicht-

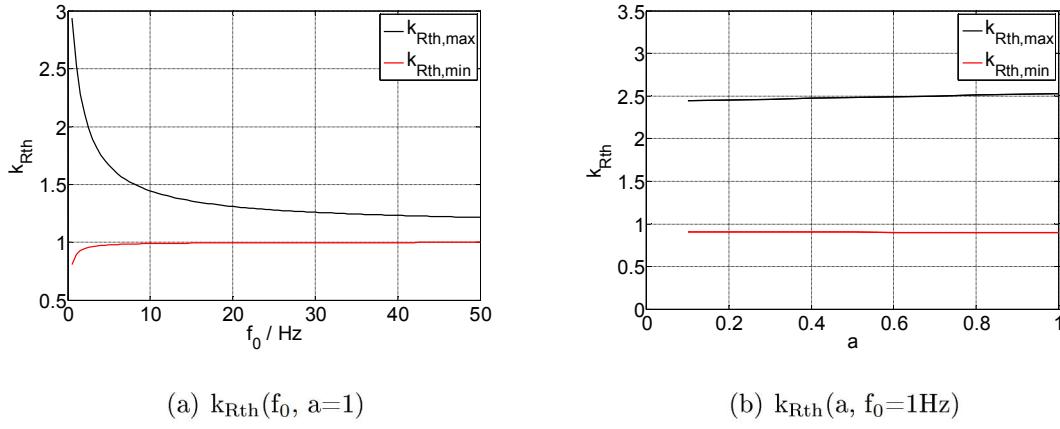


Abbildung 4.11.: Verlauf des Korrekturfaktors

temperaturverlauf, aus dem sich die Korrekturfaktoren k_{Rth} ermitteln lassen. Zur Ermittlung der Korrekturfaktoren für diese Arbeit wurde die Grundfrequenz zwischen 0,1Hz und 50Hz variiert. In Abbildung 4.11(a) sind die Korrekturfaktoren $k_{Rth,max}$ und $k_{Rth,min}$ beispielhaft für die Strecke Junction zu Bodenplatte des IGBT in Abhängigkeit der Grundfrequenz dargestellt. Abbildung 4.11(b) zeigt den Verlauf des Korrekturfaktors beispielhaft für die Strecke Junction zu Bodenplatte des IGBT in Abhängigkeit der Aussteuerung.

Die Korrekturfaktoren wurden jeweils für die Strecke Junction zu Bodenplatte und die Strecke Bodenplatte zu Umgebung ermittelt. Es ergeben sich somit für IGBT und Diode jeweils vier Korrekturfaktoren zur Berechnung der maximalen und minimalen Sperrsichttemperatur.

Mit den Gleichungen für die Korrekturfaktoren ist eine analytische Berechnung aller für eine Beurteilung der thermischen Belastung der Leistungshalbleiter notwendigen Größen möglich. Mit dem bereits eingeführten thermischen Modell ergibt sich die Sperrsichttemperatur für IGBT und Diode mit Gleichung (4.21), wobei für die Berechnung der maximalen Sperrsichttemperatur der Faktor $k_{Rth,max}$ und für die Berechnung der minimalen Sperrsichttemperatur der Faktor $k_{Rth,min}$ einzusetzen ist.

$$\begin{pmatrix} T_{j,I} \\ T_{j,D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_{Rthjc,I} \cdot R_{thjc,I} \\ k_{Rthjc,D} \cdot R_{thjc,D} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{P}_{v,I} \\ \bar{P}_{v,D} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} k_{Rthca,I} \cdot R_{II} & k_{Rthca,I} \cdot R_{DI} \\ k_{Rthca,D} \cdot R_{ID} & k_{Rthje,D} \cdot R_{DD} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{P}_{v,I} \\ \bar{P}_{v,D} \end{pmatrix} + Ta \quad (4.21)$$

In Abbildung 4.12 ist ein Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren k_{Rth} und transienter thermischer Impedanz Z_{th} gezeigt. Für die Abbildung 4.12 wurde die maximale Abweichung, die bei Frequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$ auftritt, ausgewählt. Die Differenz des Temperaturhubes für beide Berechnungsmethoden beträgt bei einem Temperaturhub von 60K weniger als 4K und liegt somit im einstelligen Prozentbereich. Aufgrund der unterschiedlichen Temperaturhübe kommt es zu einem Fehler in der berechneten Lebensdauer nach dem Modell in [Kam04] von etwa 30%. Aufgrund der Tatsache, dass sich die prognostizierte Lebensdauer je nach verwendetem Lebensdauermodell um Faktoren unterscheiden, ist der Fehler, welcher sich durch die Temperaturberechnung ergibt, klein.

Abbildung 4.13 zeigt einen Vergleich der beiden Berechnungsmethoden für Frequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$. Auch hier wurde die maximale Abweichung ausgewählt, die für Frequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$ auftritt. Die Abweichung liegt bei 3,2K bei einem Temperaturhub von $\Delta T > 35\text{K}$ und somit ebenfalls im einstelligen Bereich. Die weiteren Ergebnisse des Vergleichs der beiden Berechnungsmethoden sind im Anhang zu finden.

Trotz der Vorteile, welche die Methode der Sperrsichttemperaturberechnung mit Korrekturfaktoren k_{Rth} bietet, unterliegt diese Art der Temperaturberechnung gewissen Einschränkungen, da nur ein Punkt pro Periode der Grundfrequenz berechnet wird. So ist die Methode nur anwendbar, wenn die Zeitkonstanten des mechanischen Systems größer sind als die thermischen und elektrischen Zeitkonstanten. Ein Beispiel für die Anwendbarkeit der Methode mit Korrekturfaktoren k_{Rth} ist die Berechnung der Temperaturen in Umrichtern von Windenergieanlagen. Hier sind die Zeitkonstanten des mechanischen Systems, bestehend aus Rotorblättern und Generator, deutlich größer als die des thermischen Systems. Ein Gegenbeispiel sind Traktionsanwendungen. Hier ist mit transienten thermischen Impedanzen zu rechnen.

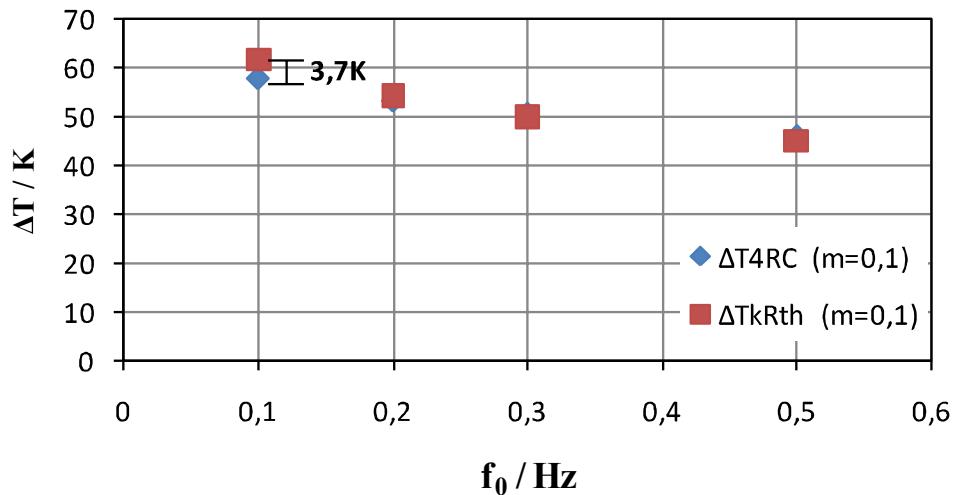


Abbildung 4.12.: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$. Angegeben ist die maximal auftretende Abweichung aus allen Korrekturfaktoren

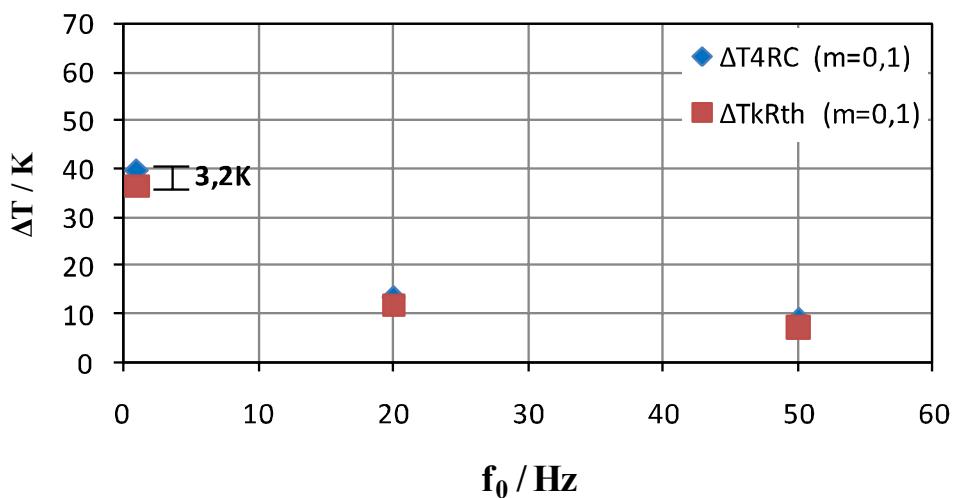


Abbildung 4.13.: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$. Angegeben ist die maximal auftretende Abweichung aus allen Korrekturfaktoren

5. Zuverlässigkeit von Leistungsmodulen

Neben der Berechnung der im Betrieb auftretenden Temperaturen ist die Ermittlung der zu erwartenden Lebensdauer eines leistungselektronischen Systems eine wichtige Aufgabe während der Entwicklungsphase. Hierbei ist die Lastwechselfestigkeit der Leistungshalbleiter ein lebensdauerbegrenzender Faktor des leistungselektronischen Systems.

In ersten Abschnitt dieses Kapitels wird die Aufbau- und Verbindungstechnik für Leistungsmodule in der Leistungselektronik vorgestellt. Im Anschluss wird auf die Fehlermechanismen eingegangen, welche bei thermischer Wechselbeanspruchung zu Ausfällen eines Leistungsmoduls führen.

Lebensdauermodelle dienen der Prognose der Lebensdauer eines Leistungsmoduls. Die wichtigsten Lebensdauermodelle werden im Abschnitt Lebensdauermodele vor gestellt. Im letzten Teil wird die Vorgehensweise zur Lebensdauerprognose ausgehend von einem Temperaturprofil dargestellt und ein Zählverfahren zur Ermittlung der Temperaturhübe erläutert.

5.1. Aufbau- und Verbindungstechnik von Leistungsmodulen

Leistungsmodule bieten aufgrund ihres isolierten Aufbaus Vorteile gegenüber diskreten Bauelementen. Sie zeichnen sich insbesondere dadurch aus, dass die elektrischen Komponenten von der Grundfläche dielektrisch getrennt sind. Dies ist vor allem bei der Montage auf einem Kühlkörper vorteilhaft [Lut12].

Der Aufbau eines Leistungsmoduls ist in Abbildung 5.1 gezeigt. Im wesentlichen bestehen Leistungsmodul aus dem Siliziumchip, dem Substrat (DCB: Direct Copper Bonded) und der Bodenplatte. Das Substrat besteht aus einer Keramik, welche der

elektrischen Isolation des Chips gegenüber der Bodenplatte dient. Die obere Kupfermetallisierung der Keramik dient als Anschlusssschiene für die einzelnen Chips eines Moduls. Dadurch können einzelne Chips in Parallelschaltung betrieben werden. Außerdem ist die Realisierung unterschiedlicher Schaltungskonfigurationen möglich [Lut12], zum Beispiel eines IGBT mit integrierter Freilaufdiode bis hin zu einer Schaltungstopologie (z.B. Wechselrichter). Die Verbindung zwischen Oberseite des Chip und Substrat wird über eine Bondverbindung hergestellt, während sich die Unterseite der Chips auf der oberen Kupfermetallisierung befindet. An die Unterseite des Substrats schließt sich die Bodenplatte an. Diese wird mit der Kupfermetallisierung auf der Unterseite der Keramik verbunden.

Sowohl für die Verbindung zwischen Chip und Substratoberseite als auch für die Verbindung zwischen Substratunterseite und Bodenplatte ist eine Lötverbindung die Standard Verbindungstechnik bei Leistungshalbleiter Modulen. Allerdings ist diese Verbindungstechnik für Sperrsichttemperaturen über 150°C nicht geeignet, da der Schmelzpunkt der verwendeten Lote nur knapp über 200°C liegt und somit bei maximaler Sperrsichttemperatur ein erheblicher Verlust an Festigkeit der Lötverbindung auftritt [Goe10].

Eine Alternative zum Löten stellt die Niedertemperaturverbindungstechnik (NTV) dar. Hierbei wird die Verbindung durch Drucksintern von Silberpulver hergestellt. Zunächst wird das mit Lösungsmittel aufgeschämmte Silberpulver auf die Verbindungsflächen aufgebracht. Nach dem Verdampfen des Lösungsmittels (bei etwa 150°C bis 250°C) erfolgt bei 250°C und 40MPa und einer Prozessdauer von ein bis zwei Minuten der Sintervorgang [Tho02]. Der Vorteil dieser Verbindungstechnik ist, dass der Schmelzpunkt der entstandenen Verbindung mit über 900°C deutlich über der Prozesstemperatur liegt und somit für Betriebstemperaturen über 250°C geeignet ist. Lastwechselversuche an Modulen mit Sinterverbindung zwischen Chip und Substrat zeigen eine um Faktoren höhere Lebensdauer gegenüber Modulen mit einer Lötverbindung [Sch11]; [Goe10]. Ein weiterer Vorteil dieser Verbindungstechnik ist, dass neben der Erhöhung der Lastwechselfestigkeit auch der thermische Widerstand reduziert wird [Rud14].

Eine weitere Möglichkeit zur Erhöhung der Zuverlässigkeit der Verbindungen zwischen Chip und Substrat sowie zwischen Substrat und Bodenplatte ist der Einsatz des Diffusionslötens [Heu14]; [Ste14]. Hierbei wird eine niedrig schmelzende Lotsschicht zwischen zwei hochschmelzenden Materialien (Chip und Substrat) platziert. Bei Erhitzen kommt es zur Ausbildung einer intermetallischen Verbindung, deren Schmelzpunkt höher liegt als der des Lotes [Gut10]. Hierzu ist eine möglichst dünne

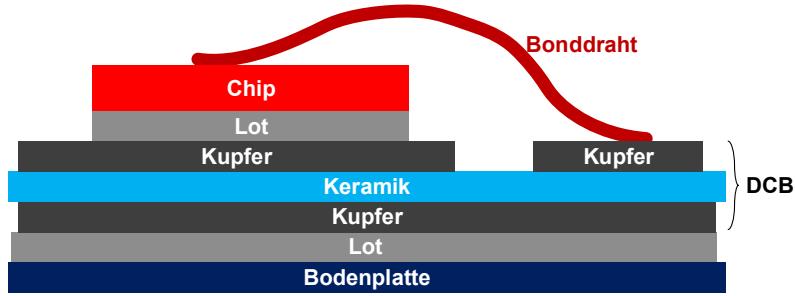


Abbildung 5.1.: Aufbau eines Leistungsmoduls

Lotschicht entscheidend, sodass durch den Diffusionsvorgang kein reines Lot mehr übrig bleibt und somit der Schmelzpunkt der Verbindung nicht durch den Schmelzpunkt des reinen Lotes bestimmt wird.

Mit einer Erhöhung der Zuverlässigkeit der großflächigen Verbindungen eines Leistungsmoduls rückte in den letzten Jahren der Fokus mehr und mehr auf eine Verbesserung der Verbindungstechnik für die Chipoberseite [Amr05]; [Sie10]; [Sch12], da die Bondverbindung weiter einen beschränkenden Faktor für die Lebensdauer darstellt [Sch11]. Eine Alternative zu den in Standard Leistungsmodulen verwendeten Aluminium Bonddrähten bietet Kupfer. Kupfer ist insbesondere aufgrund der höheren Elastizitätsgrenze ($\text{Cu}: \approx 140 \text{ MPa}$; $\text{Al}: \approx 30 \text{ MPa}$) und des geringeren thermischen Ausdehnungskoeffizienten interessant [Sie10]. Außerdem besitzt Kupfer eine bessere thermische und elektrische Leitfähigkeit. Voraussetzung für einen Kupferbonddraht ist allerdings eine Chipmetallisierung mit einer Kupferoberfläche, da eine Bondverbindung aus Kupferbond in Verbindung mit einer konventionellen Aluminium Chipmetallisierung keine ausreichende mechanische Festigkeit besitzt. In [Sch12] wird eine Kombination aus Aluminium und Kupfer vorgeschlagen. Ein mit Aluminium ummantelter Kupferdraht ermöglicht weiterhin eine Aluminium Chipmetallisierung und liefert dennoch eine um Faktoren (>4) höhere Lebensdauer. Weitere Verbesserungen können durch den Ersatz von Bonddrähten durch Aluminiumfolien, welche auf die Chipoberseite gesintert werden, realisiert werden [Amr05]; [Bec10]. Durch die Erhöhung der Zuverlässigkeit der Verbindungsschichten wird die Zuverlässigkeit des Substrates immer entscheidender [Lut14]. Der Einsatz von Si_3N_4 als Keramik lässt, im Vergleich zu Kermiken aus AlN oder Al_2O_3 , eine um den Faktor 10 höhere Lebensdauer des DCB erwarten [Lut14] [Goe12].

5.2. Fehlermechanismen

Fehlermechanismen, welche zum Ausfall eines IGBT Moduls führen, können nach Abbildung 5.2 unterschieden werden [Mid10]. Die im weiteren diskutierten Fehlermechanismen beziehen sich auf die durch thermomechanische Beanspruchung hervorgerufenen Ausfälle. Hier wird, wie in Abbildung 5.2 dargestellt, auf die Bonddrahtermüdung sowie die Ermüdung der Lotverbindungen (Chiplötung und Bodenplattenlötung) eines Leistungsmoduls eingegangen.

Die Verbindung verschiedener Materialien für den Modulaufbau führt bei thermomechanischer Beanspruchung des Aufbaus zu Spannungen in den Verbindungsschichten. Ursache hierfür sind die unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten (engl.: CTE: coefficient of thermal expansion) der verwendeten Materialien. In Tabelle 5.1 sind die thermischen Ausdehnungskoeffizienten sowie die Wärmeleitfähigkeit der gängigen Materialien für den Modulaufbau dargestellt.

Als Schwachstelle bei thermischer Wechselbeanspruchung ist zunächst die Verbindung Bonddraht zu Chip zu nennen. Hier unterscheidet sich der thermische Ausdehnungskoeffizient von Silizium ($\text{CTE}=4,1 \text{ ppm/K}$) stark vom thermischen Ausdehnungskoeffizienten von Aluminium ($\text{CTE}=23,5 \text{ ppm/K}$). Die zweite Schwachstelle ist die Verbindungsschicht zwischen Chipunterseite und Substrat. Hier kann zwischen verschiedenen Materialkonfigurationen unterschieden werden. Bei Verwendung einer Keramik aus AlN ($\text{CTE}=4,7 \text{ ppm/K}$) sind die thermischen Ausdehnungskoeffizienten der beiden verbundenen Schichten sehr gut aufeinander angepasst, während bei der Verwendung von Al_2O_3 ($\text{CTE}=6,8 \text{ ppm/K}$) als Keramik eine größere Belas-

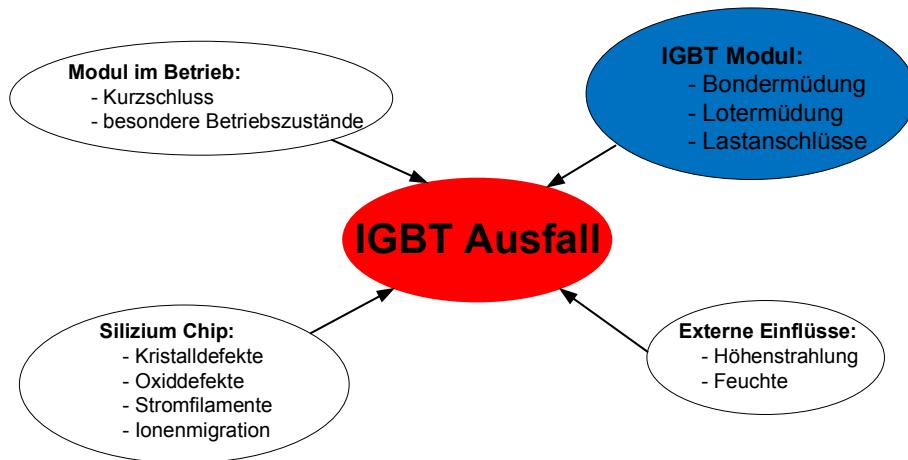


Abbildung 5.2.: Fehlermechanismen in IGBT Modulen [Mid10]

Tabelle 5.1.: Thermischer Ausdehnungskoeffizient und Wärmeleitfähigkeit verschiedener Materialien [Lut12]. Daten für die Lote aus [Tho02]. Daten für Si_3N_4 aus [Lut14]

Material	CTE / $10^{-6}/\text{K}$	Wärmeleitfähigkeit / $\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$
<i>Si</i>	4,1	148
<i>Al</i>	23,5	237
<i>Al₂O₃</i>	6,8	24
<i>AlN</i>	4,7	180
<i>Si₃N₄</i>	3,8	60
<i>Cu</i>	17,5	394
<i>AlSiC</i>	7,5	200
Lot (PB92,5Sn5AG2,5)	22	25
Lot (Sn62PB36AG2)	22	25

tung der Verbindungsschicht vorliegt. Wird als Keramik Si_3N_4 (CTE=3,8 ppm/K) verwendet, sind die thermischen Ausdehnungskoeffizienten von Chip und Substrat nochmals besser aufeinander abgestimmt als bei der Verwendung von AlN. Allerdings ergibt sich bei der Verwendung von Si_3N_4 und AlN als Keramik ein größerer Missmatch zwischen den thermischen Ausdehnungskoeffizienten des Lotes und der Keramik als bei Verwendung von Al_2O_3 . Die dritte Schwachstelle ist die Verbindungsschicht zwischen Keramik und Bodenplatte. Auch hier lassen sich verschiedene Materialkombinationen unterscheiden. Zum einen Standardmodule, welche eine Keramik aus Al_2O_3 besitzen und Hochleistungsmodule, bei denen für eine bessere Teilentladungsfreiheit, höhere Isolationsspannungen und bessere Wärmeleitfähigkeit AlN als Keramik verwendet wird [Lut12].

5.2.1. Fehlerstelle Bonddraht

Fehler in der Bonddrahtverbindung werden entweder durch Scherkräfte in der Verbindung von Bond zu Chip oder durch wiederholte Biegebelastung hervorgerufen [Cia02].

Die Scherkräfte in der Verbindung von Bond zu Chip werden durch die sehr unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten zwischen Aluminium (Bond) und Silizium

(Chip) hervorgerufen [Cia02]; [Mid10]. Aufgrund der Scherkräfte kommt es zu einem Riss in der Verbindung, welcher letztlich zum Abheben (lift-off) des Bonddrahts führt.

Ein weiterer Fehlermechanismus der Bonddrahtverbindung ist der Bruch des Bonddrahts im Bereich des Bondfußes (heel-crack). Ursache ist die mechanische Deformation des Bonddrahtes [Ram00]. In [Ram00] wurde die Beanspruchung des Bonddrahts durch eine rein mechanische Belastung untersucht. Bei einer Verschiebung des Bondfußes, wie in Abbildung 5.3 dargestellt, treten die höchsten Belastungen in der Fersenregion des Bondfußes auf. Die Belastung ist abhängig von der Bogenhöhe zur Bogenweite (aspect ratio). Je höher die Bogenhöhe im Vergleich zur Bogenweite ist, desto geringer ist die Belastung.

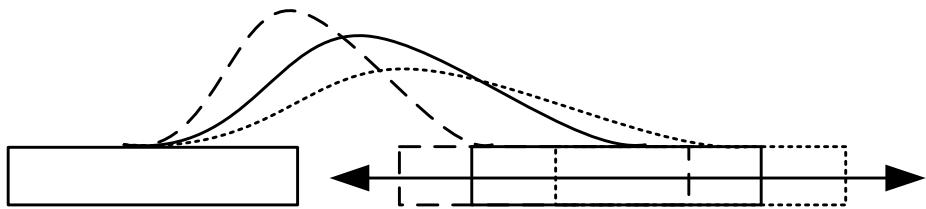


Abbildung 5.3.: Mechanische Belastung des Bonddrahtes in [Ram00]

5.2.2. Fehlerstelle Chip- und Bodenplattenlötung

Als Keramik für das Substrat in Leistungshalbleitermodulen wird bis Sperrspannungen kleiner 3,3kV Al_2O_3 verwendet. Für höhere Sperrspannungen kommt aufgrund der größeren Spannungsfestigkeit und Teilentladungsfreiheit AlN zum Einsatz. Außerdem besitzt AlN eine bessere Wärmeleitfähigkeit als Al_2O_3 . Für Hochleistungsmodulen wird in Verbindung mit der AlN Keramik AlSiC als Bodenplattenmaterial verwendet. Die Kombination aus AlN und AlSiC führt zu einer besseren Anpassung der thermischen Ausdehnungskoeffizienten und damit zu einer höheren Lastwechselfestigkeit verglichen mit der Kombination AlN (Substrat) und Kupfer (Bodenplatte). Für Aufbauten mit Al_2O_3 wird als Bodenplattenmaterial Kupfer verwendet.

Aufgrund der unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten der verlötzten Materialien werden die Verbindungsschichten bei Temperaturänderungen Schubspannungen

ausgesetzt. Diese mechanischen Spannungen belasten die Lötverbindung und führen zu einem Anstieg des thermischen Widerstandes durch eine Verkleinerung der Kontaktfläche, was letztlich einen Ausfall des Moduls zur Folge hat.

Die in [Tho02] durchgeföhrten Untersuchungen der Chip- und Bodenplattenlötungen zeigen, dass eine Schädigung von großflächigen Lötstellen in den Ecken der Verbindungsenschicht beginnt, wenn es sich um Temperaturschwankungen mit einer homogenen Temperaturverteilung handelt. Eine homogene Temperaturverteilung liegt vor, wenn das Modul passiven thermischen Wechselbelastungen ausgesetzt wird. Diese Belastung wird durch ein Aufheizen und Abkühlen des Moduls in einer Klimakammer erreicht.

Wird das Modul einer aktiven thermischen Belastung ausgesetzt, wie sie in Lastwechseltests auftreten, hängt das Schädigungsbild der Lötstelle sowohl vom gewählten Aufbau ($\text{Al}_2\text{O}_3/\text{Cu}$ oder AlN/AlSiC), als auch von den Kühlrandbedingungen ab [Tho02]. Eine aktive thermische Belastung des Moduls wird durch das Einprägen eines blockförmigen Stromes erreicht. Bei einer hohen Kühlleistung wird die Chiplöfung aufgrund des hohen Temperaturhubes deutlich höher belastet als die Bodenplattenlöfung. Sowohl für die Chip- als auch für die Bodenplattenlöfung wandert das Maximum der Belastung mit steigender Kühlleistung vom Rand in die Mitte der Lötstelle [Tho02].

5.3. Lebensdauermodelle

Lebensdauermodelle beschreiben die zu erwartende Lebensdauer eines Leistungsmoduls in Abhängigkeit verschiedener Parameter. Der Einfluss dieser Parameter wird im Folgenden diskutiert.

Allen Lebensdauermodellen gemeinsam ist, dass die zur Ermittlung von Lebensdauermodellen durchgeföhrten Lastwechseltests nicht die in der Anwendung auftretenden Belastungen widerspiegeln [Sch11]. Hier sind in erster Linie die meist deutlich größeren Temperaturhübe bei Lastwechseltests zu nennen. Außerdem ergeben sich Einschaltzeiten, welche in der Regel im Sekundenbereich liegen (1s bis 50s).

Der wichtigste Einflussfaktor auf die Lebensdauer N eines Leistungsmoduls ist der Temperaturhub ΔT . Die Abhängigkeit der Lebensdauer vom Temperaturhub kann durch die Coffin-Manson-Beziehung [Man54] (inverse Power Law) beschrieben werden [Kam04].

$$N = a_1 \cdot \left(\frac{\Delta T}{K} \right)^{a_2} \quad (5.1)$$

Die Parameter α_1 und α_2 sind durch Lastwechselversuche an Leistungshalbleiter Modulen zu ermitteln. Hierbei ist darauf zu achten, dass die zur Ermittlung der Parameter durchgeführten Lastwechseltests die gleichen Ausfallmechanismen hervorrufen. Nur unter dieser Voraussetzung ist die Anwendung der Coffin-Manson-Beziehung gültig [Kam04]. Somit ist eine Anwendung der Lebensdauermodelle streng genommen nur auf den durch Lastwechseltests abgesicherten Temperaturbereich zulässig.

Die Anforderungen an die Lebensdauer eines leistungselektronischen Systems betragen im Hochleistungsbereich in der Regel mindestens 20 Jahre. Aufgrund dieser hohen Anforderung an die Lebensdauer werden die durchzuführenden Lastwechseltests beschleunigt, um eine akzeptable Testdauer in der Produktentwicklungsphase zu erreichen. Die Übertragung der Ergebnisse eines Lastwechseltest auf den in der Applikation auftretenden Bereich erfolgt somit immer durch die Extrapolation der Ergebnisse hin zu geringeren Temperaturhüben und Einschaltzeiten [Sch11].

Aufgrund der Tatsache, dass die thermischen Zeitkonstanten des Halbleiterchips deutlich kleiner sind als die der Bodenplatte und des Kühlkörpers, treten im Chip bereits bei Pulsen im Bereich $t_{Puls} < 1\text{s}$ Temperaturänderungen auf. Diese kurzen Pulse führen aufgrund der größeren Zeitkonstanten von Bodenplatte und Kühlkörper zu keiner signifikanten Temperaturänderung der Bodenplatte. Diese Tatsache wird in [Kam04] berücksichtigt. In Abbildung 5.4 ist die Anzahl der möglichen Zyklen in Abhängigkeit des Temperaturhubes gezeigt. Für Pulse von $t_{Puls} = 2\text{s}$ ist die Anzahl der möglichen Zyklen als Funktion des Sperrsichttemperaturhubs ΔT_j angegeben (Gleichung (5.2)). Die Anzahl der möglichen Zyklen für Pulse von $t_{Puls} = 2\text{min}$ ist als Funktion des Temperaturhubs der Bodenplatte ΔT_c angegeben (Gleichung (5.3)).

$$N = a_1 \cdot \left(\frac{\Delta T_j}{K} \right)^{a_2} \quad t_{Pulse} = 2\text{s} \quad (5.2)$$

$$N = a_3 \cdot \left(\frac{\Delta T_c}{K} \right)^{a_4} \quad t_{Pulse} = 2\text{min} \quad (5.3)$$

Neben dem Temperaturhub ΔT hat auch die absolute Temperatur Einfluss auf die

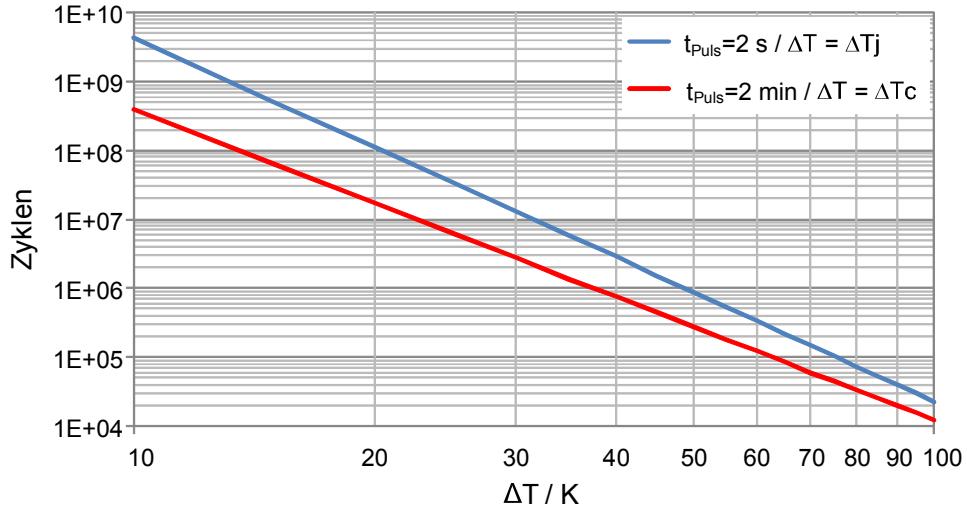


Abbildung 5.4.: Abhängigkeit der Lastwechselfestigkeit von der Pulsdauer [Kam04]

Lebensdauer eines Leistungsmoduls. Die Zeit bis zum Ausfall kann durch einen Arrhenius Term berücksichtigt werden [Car98]; [Hel97]; [Kam04]; [Bay08]. Die Abhängigkeit von der absoluten Temperatur kann durch Gleichung (5.4) berücksichtigt werden.

$$n_f = C_a \cdot e^{-\frac{E_a}{R \cdot T}} \quad (5.4)$$

mit:

n_f : Zyklen bis zum Ausfall

C_a : Konstante

E_a : Aktivierungsenergie für Fehlermechanismus und Material

R : Gaskonstante

T : absolute Temperatur

In [Bay08] erfolgt eine Auswertung verschiedenster Lastwechselversuche für unterschiedliche Modul Generationen und Testparameter. Dadurch können weitere Einflüsse auf die Lebensdauer identifiziert werden. Die in [Bay08] berücksichtigten Parameter sind:

- Temperaturhub ΔT_j
- absolute Temperatur T_j
- Einschaltzeit t_{on}
- Spannungsklasse k_V

- Bondtechnologie
- Bonddrahtdurchmesser D_{Bond}
- Strom pro Bonddraht I_B

Die Ergebnisse stammen aus Lastwechseltests für Temperaturhübe im Bereich von $45K < \Delta T_j < 150K$. Die in den Tests erreichten maximalen Sperrsichttemperaturen lagen im Bereich von $80^\circ C < T_{j,max} < 205^\circ C$. Die untersuchten Spannungsklassen lagen zwischen 600V und 3300V.

Für eine bestimmte Spannungsklasse und Modultechnologie kann die Anzahl von möglichen Zyklen N mit Gleichung (5.5) berechnet werden.

$$N = K \cdot \left(\frac{\Delta T_j}{K} \right)^{\beta_1} \cdot e^{\frac{\beta_2}{T_j}} \cdot \left(\frac{t_{on}}{s} \right)^{\beta_3} \cdot \left(\frac{I_B}{A} \right)^{\beta_4} \cdot \left(\frac{k_V}{V} \right)^{\beta_5} \cdot \left(\frac{D_{Bond}}{mm} \right)^{\beta_6} \quad (5.5)$$

In diesem Zusammenhang ist zu erwähnen, dass es sich bei [Bay08] um einen empirischen Ansatz handelt. Allerdings werden auch physikalische Gründe für die Abhängigkeit der Lastwechselfestigkeit von der Einschaltzeit t_{on} , dem Strom pro Bonddraht I , der Spannungsklasse V und dem Bonddurchmesser D diskutiert.

Die Einschaltzeit t_{on} hat Auswirkungen auf die thermomechanischen Vorgänge. Insbesondere Kriechvorgänge sind zeitabhängig. Die Auswirkungen des Stromes pro Bonddraht werden in [Bay08] nicht auf Rekonstruktion der Metallisierung zurückgeführt. Stattdessen wird sie auf eine zusätzliche Erwärmung des Chips durch den

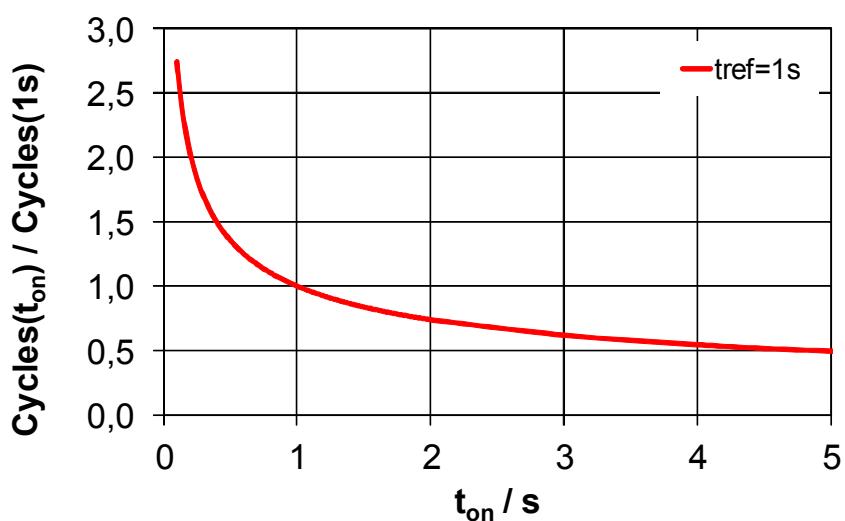


Abbildung 5.5.: Abhängigkeit Lastwechselfestigkeit aus [Kam04] von der Einschaltzeit t_{on} [Bay08]

Bond zurückgeführt. In diesem Zusammenhang sei auf [Hen10] verwiesen. Hier wurde die Verlustleistung im Gegensatz zu gängigen Lastwechseltest nicht alleine durch Durchlassverluste eingeprägt, sondern wie im Umrichterbetrieb üblich, durch eine Kombination aus Schalt- und Durchlassverlusten. Die in [Hen10] untersuchten Module weisen eine längere Lebensdauer auf als sie mit Gleichung (5.5) berechnet wird.

In Abbildung 5.5 ist der Einfluss der Einschaltzeit t_{on} auf die Lastwechselfestigkeit gezeigt. Die Referenz ist die in Abbildung 5.4 gezeigte maximale Anzahl von Zyklen aus [Kam04]. Die Berechnung der möglichen Zyklen erfolgt mit Gleichung (5.6)

$$N(t_{on}) = N(t_{ref}) \cdot \frac{\frac{t_{on}}{s}^{-0,438}}{\frac{t_{ref}}{s}^{-0,438}} \quad (5.6)$$

Des Weiteren ist zu dem Lebensdauermodell in [Bay08] zu erwähnen, dass die Einflussfaktoren auf die Lastwechselfestigkeit in Gleichung (5.5) nicht unabhängig voneinander sind. Ein höheres ΔT_j kann nur durch eine Änderung der Einschaltzeit bei gleichbleibendem Strom pro Bonddraht erreicht werden. Ein höherer Strom führt bei einer konstanten Einschaltzeit folglich zu einer Erhöhung der absoluten Temperatur und des Temperaturhubes.

In [Sch11] ist dargestellt, wie sich der Temperaturhub ΔT_j auf verschiedene Fehlermechanismen auswirkt. Um zwischen Bonddraht und Chipplot als Fehlerstelle zu unterscheiden, wurden zwei unterschiedliche Arten von Modulen untersucht. Die untersuchten Module unterscheiden sich durch die Verbindungstechnik zwischen Chip und Substrat. Hier wurden zum einen ein Modul mit einer Sinterverbindung zwischen Chip und Substrat und zum anderen ein Modul mit einer Lotverbindung zwischen Chip und Substrat verwendet. Die Verbindungsschicht zwischen Substrat und Bodenplatte war bei beiden Modulen eine Lötverbindung. Damit ist es möglich, die Lotermüdung als Fehlermechanismus zu eliminieren und im Modul mit Sinterverbindung zwischen Chip und Substrat nur Bonddrahtermüdung zu adressieren [Sch11]. Des Weiteren wurde untersucht, wie sich das Verhältnis α von Höhe h der Bonddrahtverbindung und Abstand a_B zwischen den Bondpads (siehe Gleichung (5.7)) auf die Zyklenfestigkeit auswirkt. Die Definition von a und h ist Abbildung 5.6 zu entnehmen. Ein größeres α führt zu einer Verbesserung der mechanischen Festigkeit insbesondere an der Ferse des Bonds [Ram00]. Daher ist eine Erhöhung der Lebens-

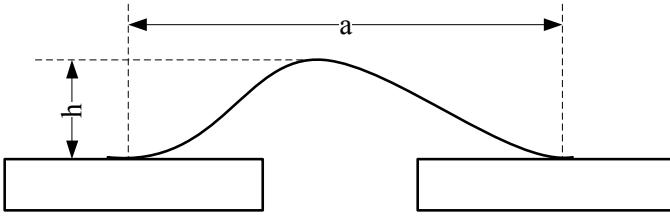


Abbildung 5.6.: Definition von Höhe h der Bonddrahtverbindung zu Abstand a zwischen den Bondpads

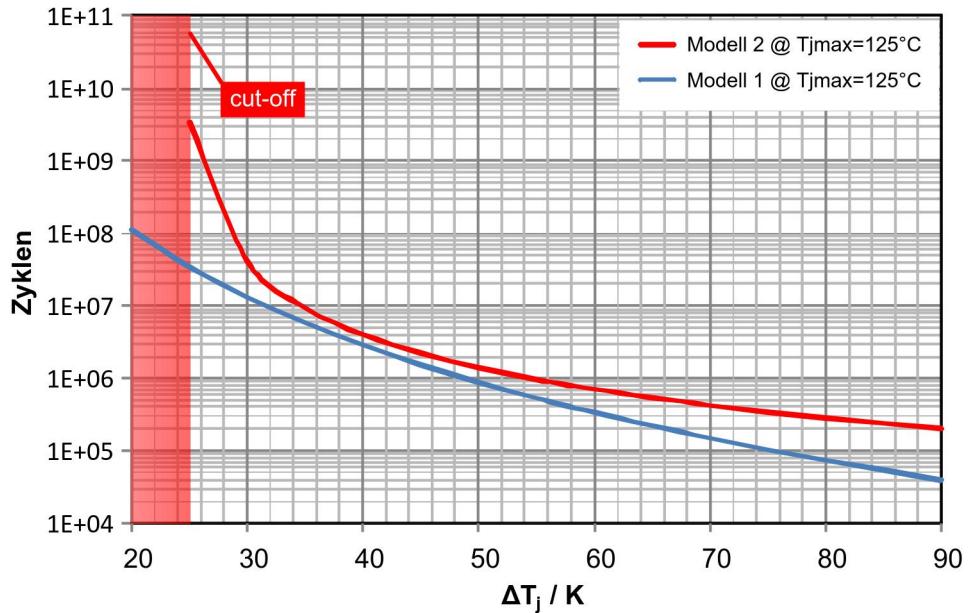


Abbildung 5.7.: Vergleich der Zyklenfestigkeit in Abhängigkeit des Temperaturhubes ΔT_j für Modell 1 [Kam04] und Modell 2 [Har12]

dauer durch Vergrößerung von α zu erwarten [Sch11].

$$\alpha = \frac{h}{a_B} \quad (5.7)$$

Die Untersuchungen in [Sch11] zeigen, dass eine Erhöhung der Lebensdauer durch Änderung der Bonddrahtgeometrie nur in Verbindung mit einer Verbesserung der Verbindungstechnik zwischen Chip und Substrat möglich ist. Des Weiteren kann aus [Sch11] die Tendenz abgeleitet werden, dass der Lebensdauervorteil einer Sinterverbindung zwischen Chip und Substrat in Verbindung mit einer verbesserten Bondgeometrie mit sinkendem Temperaturhub größer wird. Dies ist allerdings durch weitere Lastwechselversuche zu bestätigen.

Das Lebensdauermodell in [Har12] geht von einer plastischen Verformung des Bonddrahtes bis zur Streckgrenze aus. Der Einfluss der Zykluszeit sowie der Höhe des Stromes auf die Lastwechselfestigkeit wird in diesem Modell vernachlässigt. Hieraus ergibt sich für die Lebensdauer ein Bereich (cut-off), in dem keine Alterung des Bonddrahtes auftritt (bei rein elastischer Verformung). Dieser Bereich ist abhängig von der maximalen Temperatur. Der Temperaturhub $\Delta T_{j,cut-off}$, ab dem eine Alterung des Bonds auftritt, kann mit Gleichung (5.8) berechnet werden.

$$\Delta T_{j,cut-off} = \frac{c_0}{c_\Delta} - \frac{c_T}{c_\Delta} \cdot T_{j,max} \quad (5.8)$$

Ansatzpunkt für dieses Lebensdauermodell ist das Gesetz nach Coffin und Manson [Man54] (Gleichung (5.9)). Die charakteristische Lebensdauer s berechnet sich, in Abhängigkeit von Temperaturhub ΔT_j und maximaler Temperatur $T_{j,max}$, nach Gleichung (5.10).

$$s = \left(\frac{c}{\Delta \epsilon_p} \right)^m \quad (5.9)$$

$$s = \left(\frac{1}{c_\Delta \cdot \Delta T_j + c_T \cdot T_{j,max} - c_0} \right)^m \quad (5.10)$$

Abbildung 5.7 zeigt einen Vergleich der in [Kam04] (Modell 1) und [Har12] (Modell 2) angegebenen Bonddrahtlebensdauermodellen. Für Beide wurde eine maximale Sperrsichttemperatur von 125 °C angenommen. Für das Modell nach [Har12] errechnet sich eine cut-off Temperatur von $\Delta T_{j,cut-off} = 25$ °C. Es ist weiterhin zu erkennen, dass sich mit Modell 2 deutlich größere Lebensdauern im Bereich kleiner Temperaturhübe ($\Delta T_j < 30$ K) ergeben. Hier steigt die Lebensdauer für Modell 2 deutlich steiler an als für Modell 1. Insgesamt ist über den gesamten Temperaturbereich die zu erwartende Lebensdauer für Modell 2 größer als für Modell 1. Eine mögliche Ursache für die Unterschiede außerhalb des cut-off Bereichs ist eine verbesserte Aufbau- und Verbindungstechnik bei den Modulen. Eine weitere Ursache für die Unterschiede könnte die unterschiedliche Modellierung sein. Während die Modellierung in [Har12] ausgehend von der physikalischen Ursache für einen Bonddrahtausfall geschieht, ist das Lebensdauermodell in [Kam04] das Resultat der rein statistischen Auswertung von Lastwechselversuchen. Die Berücksichtigung des physikalischen Effektes (Übergang von rein elastischer zu plastischer Verformung) könnte insbesondere im Bereich kleiner Temperaturhübe zu höheren Lebensdauern führen.

5.4. Prognose der Lebensdauer von Leistungsmodulen

In diesem Abschnitt wird die Ermittlung der zu erwartenden Lebensdauer eines Leistungsmoduls erläutert.

Liegt der Temperaturverlauf des Leistungsmoduls vor, sind mithilfe eines geeigneten Zählverfahrens die auftretenden Temperaturzyklen zu ermitteln. Hieraus ergeben sich für jedes ΔT eine Anzahl von Hüben $n(\Delta T_i)$. Weitere Parameter wie die maximale Sperrsichttemperatur des jeweiligen Temperaturhubs sind ebenfalls zu berücksichtigen. Der relative Lebensdauerverbrauch L_v berechnet sich bei Annahme einer linearen Schadensakkumulation (nach Palmgren und Miner) mit Gleichung (5.11) [Poe10].

$$L_v = \sum_i \frac{n(\Delta T_i)}{N_f(\Delta T_i)} \quad (5.11)$$

Es wird für jeden einzelnen Temperaturhub der Quotient aus Anzahl erfahrener Temperaturhübe $n(\Delta T_i)$ zu maximal möglicher Anzahl an Temperaturhüben $N_f(\Delta T_i)$ gebildet und anschließend die Summe aller Teilschäden berechnet. Die Anzahl möglicher Zyklen ergibt sich aus dem verwendeten Lebensdauermodell. In diesem Zusammenhang ist zu erwähnen, dass die "Palmgren-Miner-Regel" lediglich die Art und Weise beschreibt, in der sich Teilschäden mit unterschiedlichen Ursachen addieren [Car98]; [Mid10].

Ein wichtiger Schritt bei der Lebensdauerprognose ist die korrekte Ermittlung der Temperaturzyklen, welche sich aus dem Lastspiel ergeben. Als Zählverfahren hat sich das "Rainflow"-Verfahren durchgesetzt. Der Vorteil dieses Zählverfahrens ist, dass nicht nur einzelne kleine Hübe, sondern insbesondere die überlagerten großen Hübe gezählt werden. Die Vorgehensweise zur Ermittlung der Temperaturhübe nach dem "Rainflow"-Verfahren wird an zwei Beispielen erläutert. Abbildung 5.8 zeigt zwei um 90° gedrehte Temperaturverläufe. Das Verfahren kann anschaulich am um 90° gedrehten Temperaturverlauf mit dem Weg eines Regentropfens erklärt werden. Die einzelnen Schritte des "Rainflow"-Verfahrens werden im Folgenden erläutert.

Das Rainflow-Verfahren berücksichtigt die Seite, auf der die Minima liegen und die Seite auf der die Maxima liegen und somit sowohl die steigende als auch die fallende Flanke. Der Startpunkt ist im linken Bild das erste Minimum ("Min 1"), während

der Startpunkt im rechten Bild das kleinste Minimum "Min 1" ist. Der Halbhub ist beendet, wenn:

- Ein anderes Minimum erreicht wird, welches kleiner als das Anfangsminimum ist (Halbhub A).
- Ein anderes Maximum erreicht wird, welches größer als das Anfangsmaximum ist (Halbhub D).
- Wenn sich zwei Wege kreuzen (Halbhub C).
- Wenn das Ende der Zeitachse erreicht ist (Halbhub B).

Beginnt die Zählung wie im linken Bild im ersten Minimum, wird, wenn eines der Abbruchkriterien erreicht ist, die Zählung mit dem zeitlich nächsten Minimum fortgesetzt. Beginnt die Zählung wie im rechten Bild im tiefsten Tal, wird, wenn eines der Abbruchkriterien erreicht ist, die Zählung mit dem nächst größeren Minimum fortgesetzt. Aus Abbildung 5.8 ist zu erkennen, dass sich trotz unterschiedlicher Vorgehensweise keine Unterschiede in den ermittelten Hüben ergeben.

Dieser Vorgang ist für alle Minima und entsprechend für die Maxima durchzuführen. Die horizontale Länge des einzelnen Weges definiert eine Amplitude, die einem Halbzyklus mit konstanter Amplitude der Last entspricht. Daraus ergibt sich eine Anzahl von Halbzyklen für jede Amplitude.

Das Vorgehen wird am Beispiel des um 90° gedrehten Temperaturverlaufs in Abbildung 5.8 mit Startpunkt erstes Minimum genauer erläutert. Startpunkt ist "Min 1".

- Der Halbhub A ist bei "Max 1" beendet, da "Min 2" kleiner "Min 1" ist.
- Startpunkt für B ist "Min 2". Der Halbhub B ist bei "Max 3" beendet, da das Ende der Zeitachse erreicht ist.
- Startpunkt für C ist "Min 3". Der Halbhub C wird beendet, da sich Halbhub C und B treffen.

Da nach "Min 4" das Ende der Zeitachse erreicht ist, wird nun die Zählung aus den Maxima bei "Max 1" begonnen.

- Der Halbhub D ist bei "Max 3" beendet, da "Max 3" größer "Max 1" ist.
- Startpunkt für E ist "Max 2". Der Halbhub E ist bei "Max 3" beendet, da "Max 3" größer "Max 1" ist.

- Startpunkt für F ist "Max 3". Der Halbhub F wird durch Erreichen des Endes der Zeitachse beendet.

Hiermit ist die Rainflowzählung abgeschlossen.

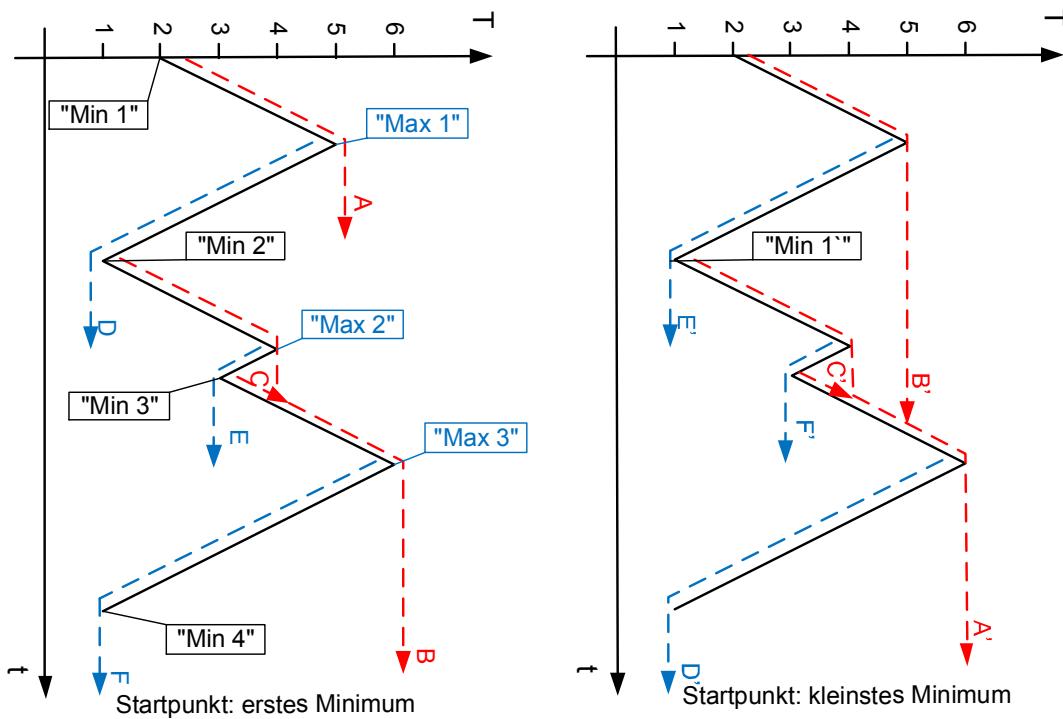


Abbildung 5.8.: Ermittlung der Belastungszyklen mit dem Rainflow Algorithmus

6. Vergleich von IGBT und RC-IGBT in stationären Arbeitspunkten

In diesem Kapitel werden die Vorteile eines BIGT hinsichtlich Leistungsfähigkeit und Lastwechselbelastung gegenüber einem konventionellen IGBT/Dioden Modul dargestellt. Diese Ergebnisse wurden bereits in [Wei12] veröffentlicht.

Für die Berechnungen wird von einem 190mm x 140mm 1500A/3300V IGBT/Dioden-Modul ausgegangen. Dieses beinhaltet 24 IGBT- und 12 Dioden Chips oder 36 BIGT Chips. Der Vergleich erfolgt mit Datenblattwerten eines ABB IGBT/Dioden Modul "5SNA 1500E330300 SPT+". Die Werte für den BIGT stammen aus Messungen von ABB Semiconductors in Lenzburg/Schweiz. In Tabelle 6.1 sind die Werte der Verlustenergien, der Schwellspannung und des differentiellen Widerstandes für IGBT, Diode und BIGT gezeigt.

Der Vorteil eines BIGT wird unter Berücksichtigung verschiedener Parameter diskutiert. Zunächst wird der Einfluss der Schaltfrequenz f_S dargestellt. Hierbei wird unterschieden, ob die Ansteuerung mit oder ohne dynamischem MOS-Control arbeitet. Zur Reduktion der Durchlassverluste wird eine Absenkung der Gate-Emitter-Spannung auf $U_{GE}=-15V$ im Diodenmodus angenommen (statisches MOS-Control). Des Weiteren wird der Einfluss der Grundfrequenz f_0 sowie des Aussteuergrades a auf die Leistungsfähigkeit und die zu erwartenden Lebensdauervorteile diskutiert.

Tabelle 6.1.: Schaltenergien und Durchlasskennlinien der für die Berechnungen verwendeten Bauteile für eine Zwischenkreisspannung von $U_d=1,8kV$

	$W_{ON}@I_{Nenn}$ $U_d=1,8kV$	$W_{OFF}@I_{Nenn}$ $U_d=1,8kV$	$W_{RR}@I_{Nenn}$ $U_d=1,8kV$	u_{T0}	$r_{d,I}$	u_{F0}	$r_{d,D}$
	[mJ]	[mJ]	[mJ]	[V]	[mΩ]	[V]	[mΩ]
IGBT/Diode	2000	2680	2030	1,20	1,20	1,13	0,65
"BIGT I"	2175	2775	2813	1,24	1,00	1,04	0,65

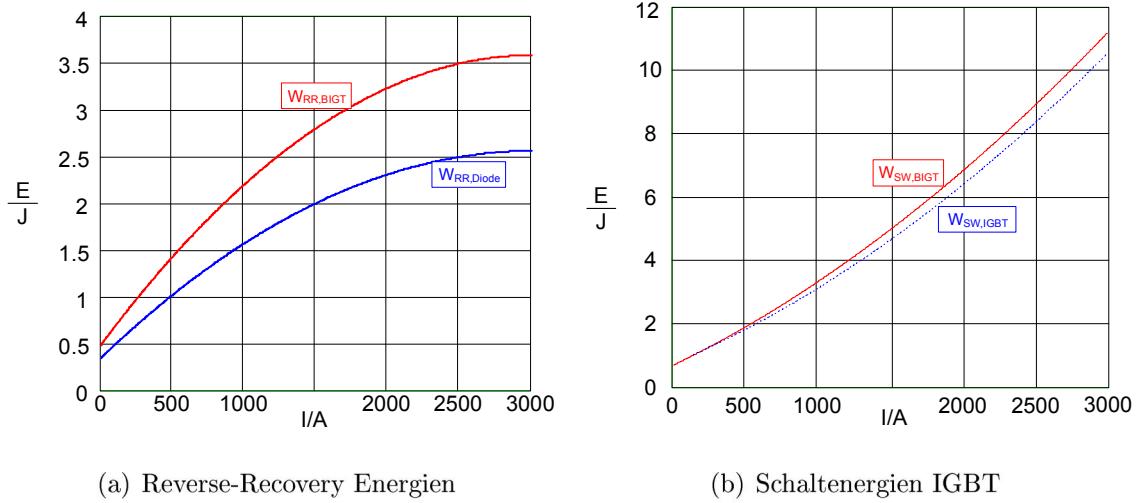


Abbildung 6.1.: Reverse-Recovery Energie und Schaltenergien von IGBT/Diode und BIGT nach Gleichung (4.6) und Gleichung (4.7) bei $U_d=1,8\text{kV}$

In Abbildung 6.1 sind die Reverse-Recovery Energien nach Gleichung (4.7) als Funktion des Laststromes für eine Sperrsichttemperatur von 125°C und eine Zwischenkreisspannung von 1,8kV gezeigt. Abbildung 6.1(b) zeigt die Schaltenergien nach Gleichung (4.6) ebenfalls für eine Sperrsichttemperatur von 125°C und eine Zwischenkreisspannung von 1,8kV. Hierbei wurde für den BIGT eine Reduktion der Reverse-Recovery Energie der Diode durch dynamisches MOS-Control um 20% und eine Reduktion der Einschaltenergie des IGBT um 10% angenommen. Diese Annahme gilt für alle Ergebnisse in diesem Kapitel.

Aufgrund der in Kapitel 2.2 erläuterten Zusammenhänge, besitzt der BIGT im Vergleich zum konventionellen IGBT/Dioden Modul höhere Schaltverluste. Da die Stromdichte im Dioden Modus auf ein Drittel der Stromdichte im konventionellen Modul abgesenkt ist, ist der Effekt der erhöhten Schaltenergien im Dioden Modus deutlicher zu erkennen. Nach Tabelle 6.1 ist das Verhältnis der Reverse-Recovery Energien bei Nennstrom,

$$\frac{W_{RR,BIGT}}{W_{RR,Diode}} = 1,39 \quad (6.1)$$

während das Verhältnis der Schaltenergien bei Nennstrom

$$\frac{W_{SW,BIGT}}{W_{SW,IGBT}} = 1,06 \quad (6.2)$$

beträgt.

6.1. Leistungsfähigkeit in Abhängigkeit der Schaltfrequenz

Der Vorteil eines BIGT hinsichtlich Leistungsfähigkeit ist unter anderem aufgrund der reduzierten Stromdichte pro Chip abhängig von der Schaltfrequenz mit der die Bauteile betrieben werden. Durch den ungünstigeren trade-off zwischen Durchlassspannung und Schaltenergien des BIGT, mit den in Tabelle 6.1 dargestellten elektrischen Daten, ist der Vorteil des BIGT bei geringen Schaltfrequenzen größer.

In Abbildung 6.2 ist der maximal mögliche Ausgangsstrom eines Zweipunkt-Umrichters für eine Grundfrequenz $f_0=50\text{Hz}$, einen Aussteuergrad $a=1$ und einen Leistungsfaktor $\cos(\varphi)=0,8$ (Wechselrichterbetrieb) gezeigt. In diesem Betriebspunkt entspricht das Verhältnis der Verlustleistungen von IGBT und Diode im konventionellen Modul nicht dem Verhältnis der Chipflächen. Somit sind in diesem Betriebspunkt aufgrund des motorischen Betriebs die IGBT Chips der begrenzende Faktor im konventionellen Leistungsmodul. Bei Verwendung eines BIGT stehen 50% mehr Chipfläche zur Verfügung.

Der Verlauf des maximalen Ausgangstroms des BIGT im Wechselrichterbetrieb ohne dynamisches MOS-Control in Abbildung 6.2 zeigt aufgrund der höheren Schaltverluste eine stärkere Abhängigkeit von der Schaltfrequenz als mit dynamischen MOS-Control. Der Punkt gleichen maximalen Ausgangstromes wird bei etwa 700Hz erreicht. Im Vergleich dazu kann durch Einsatz des dynamischen MOS-Control auch bei Schaltfrequenzen über 1kHz noch ein Vorteil durch den Einsatz eines BIGT erzielt werden.

Abbildung 6.3 zeigt den maximal möglichen Ausgangsstrom eines Zweipunkt-Umrichters für einen Grundfrequenz $f_0=50\text{Hz}$, einen Aussteuergrad $a=1$ und einen Leistungsfaktor $\cos(\varphi)=-0,8$ (Gleichrichterbetrieb). Der generatorische Betrieb in diesem Betriebspunkt führt dazu, dass im konventionellen Leistungsmodul die Dioden Chips die Leistungsfähigkeit begrenzen. Im Vergleich dazu stehen bei Einsatz eines BIGT 200% mehr Chipfläche zur Verfügung. Es ergibt sich im Vergleich zum motorischen Betrieb in Abbildung 6.2 eine deutlich größer Leistungssteigerung durch den Einsatz eines BIGT. Der Einfluss der Schaltfrequenz auf die mögliche Leistungssteigerung ist bei generatorischem Betrieb größer als bei motorischem Betrieb.

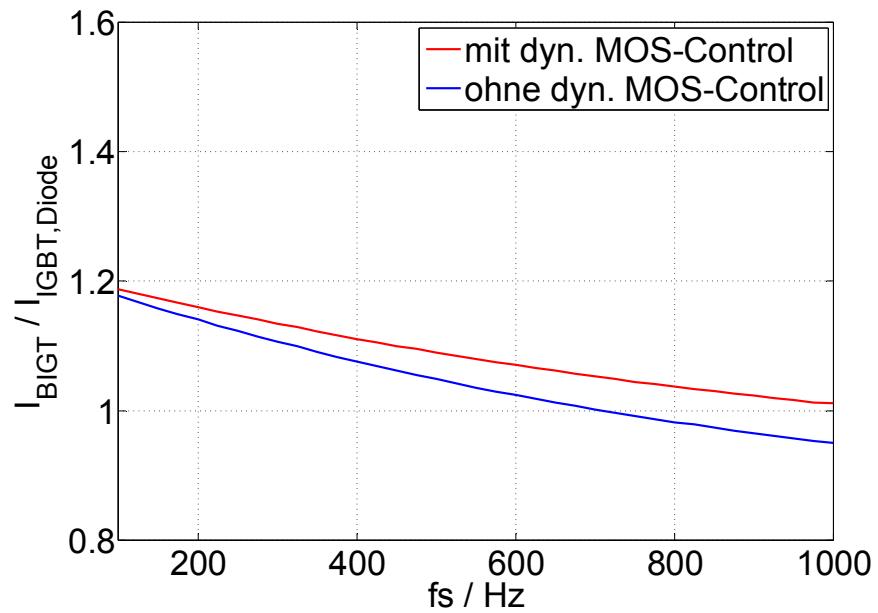


Abbildung 6.2.: $I_{\text{BIGT}} / I_{\text{IGBT,Diode}}$ als Funktion der Schaltfrequenz
 $f_0=50\text{Hz}$, $a=1$, $\cos(\varphi)=0,8$ (Wechselrichterbetrieb)

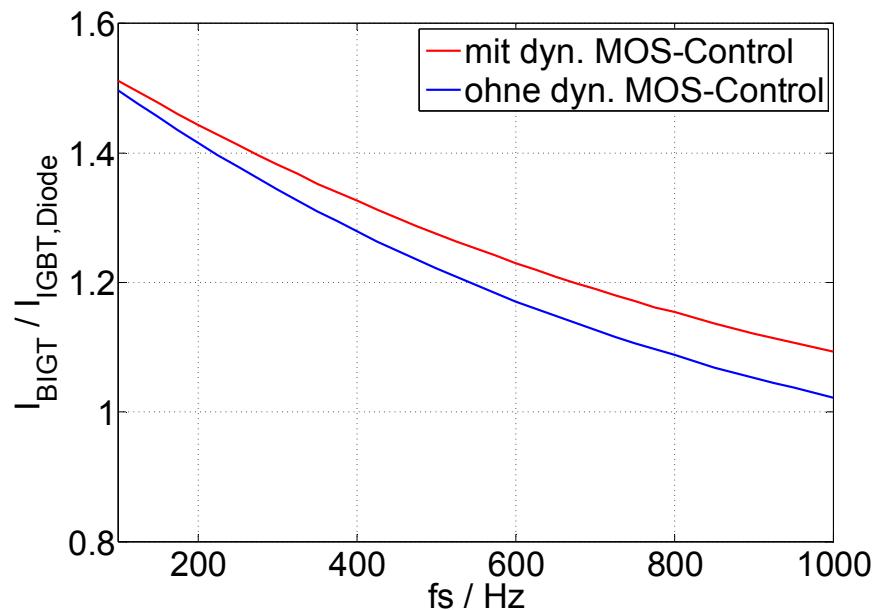


Abbildung 6.3.: $I_{\text{BIGT}} / I_{\text{IGBT,Diode}}$ als Funktion der Schaltfrequenz
 $f_0=50\text{Hz}$, $a=1$, $\cos(\varphi)=-0,8$ (Gleichrichterbetrieb)

Tabelle 6.2.: Schaltenergien und Durchlasskennlinien eines auf geringere Schaltverluste optimierten BIGT für eine Zwischenkreisspannung von $U_d=1,8\text{kV}$

	$W_{ON}@I_{Nenn}$ $U_d=1,8\text{kV}$	$W_{OFF}@I_{Nenn}$ $U_d=1,8\text{kV}$	$W_{RR}@I_{Nenn}$ $U_d=1,8\text{kV}$	u_{T0}	$r_{d,I}$	u_{F0}	$r_{d,D}$
	[mJ]	[mJ]	[mJ]	[V]	[mΩ]	[V]	[mΩ]
IGBT/Diode	2000	2680	2030	1,20	1,20	1,13	0,65
"BIGT II"	2525	2890	2253	1,50	0,90	1,46	0,43

Insgesamt zeigt der Vergleich der Leistungsfähigkeit in Abhängigkeit der Schaltfrequenz, für einen Betriebspunkt in dem die Verlustleistungsaufteilung zwischen IGBT und Diode etwa dem Verhältnis der Chipflächen entsprechen, dass ein BIGT im motorischen Betrieb einen Vorteil von bis zu 15% mehr Ausgangsleistung gegenüber einem konventionellen Leistungsmodul bietet. Allerdings sinkt dieser Vorteil mit steigender Schaltfrequenz und liegt auch mit dynamischen MOS-Control ab einer Schaltfrequenz von 500Hz bei weniger als 10%.

Im generatorischen Betrieb, in dem die Diodenfläche die Ausgangsleistung begrenzt, bietet ein BIGT eine mögliche Leistungssteigerung von bis zu 50%, während der Vorteil ab einer Schaltfrequenz von mehr als 500Hz bei weniger als 30% liegt.

Die Anwendung des dynamischen MOS-Control bietet im Bereich geringer Schaltfrequenzen nur einen geringeren Vorteil. Aufgrund der Tatsache, dass die Integration des dynamischen MOS-Control in die Gateansteuerung mit erheblichem Aufwand verbunden ist, sollte dieses Verfahren erst bei höheren Schaltfrequenzen eingesetzt werden. In diesem Zusammenhang ist zu erwähnen, dass es sich bei dem BIGT mit den in Tabelle 6.1 um ein mögliches BIGT Design handelt. Eine Optimierung auf geringere Schaltverluste hat eine Erhöhung der Durchlassverluste zu Folge. Die elektrischen Daten eines auf geringere Schaltverluste im Dioden-Modus optimierten BIGT sind in Tabelle 6.2 dargestellt.

6.2. Leistungsfähigkeit in Abhängigkeit von Aussteuerung und Ausgangsfrequenz

Neben der Schaltfrequenz hat auch der Betriebspunkt des Umrichters einen großen Einfluss auf die erzielbare Leistungssteigerung beim Einsatz eines BIGT. Um diesen Einfluss zu verdeutlichen, wurden neben Berechnungen auch Messungen an offenen IGBT/Dioden Modulen und BIGT Prototypen durchgeführt.

Abbildung 6.4 zeigt den für die Messungen verwendeten Teststand und den Verlauf des Stromes im Device under test (DUT). Durch Einstellen der Schaltfrequenz des Vier-Quadranten Stellers kann die Grundfrequenz der Anwendung nachgebildet werden. Das Verlustleistungsverhältnis zwischen IGBT und Diode kann über die Einschaltzeiten der Transistoren des Stellers eingestellt werden. Es gilt Gleichung (6.3).

$$a_{4QS} = \frac{t_{1,4}}{T} \quad (6.3)$$

Abbildung 6.5 zeigt zwei Aufnahmen bei einem Verlustleistungsverhältnis von IGBT zu Diode $P_{V,I}/P_{V,D} = 2,14$ und einer Grundfrequenz von 50Hz. Links ist das IGBT/Dioden Modul dargestellt und rechts das BIGT Modul. Es ist deutlich zu erkennen, dass es bei einem Verlustleistungsverhältnis, welches dem Verhältnis der Chipflächen im konventionellen Modul entspricht und hoher Grundfrequenz, sowohl im IGBT/Diode Modul als auch im BIGT Modul zu einer sehr homogenen Temperaturverteilung zwischen den Chips kommt. Die über die Chipdiagonale aller Chips gemittelte Temperatur beträgt für die IGBT Chips 89°C und für die Dioden Chips

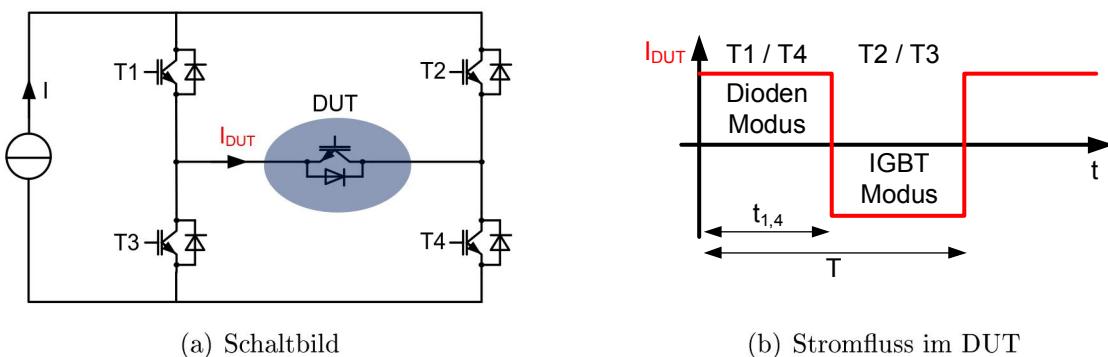


Abbildung 6.4.: Schaltbild des Prüfplatzes zur Messung des thermischen Verhaltens mittels Thermokamera sowie Stromverlauf im DUT

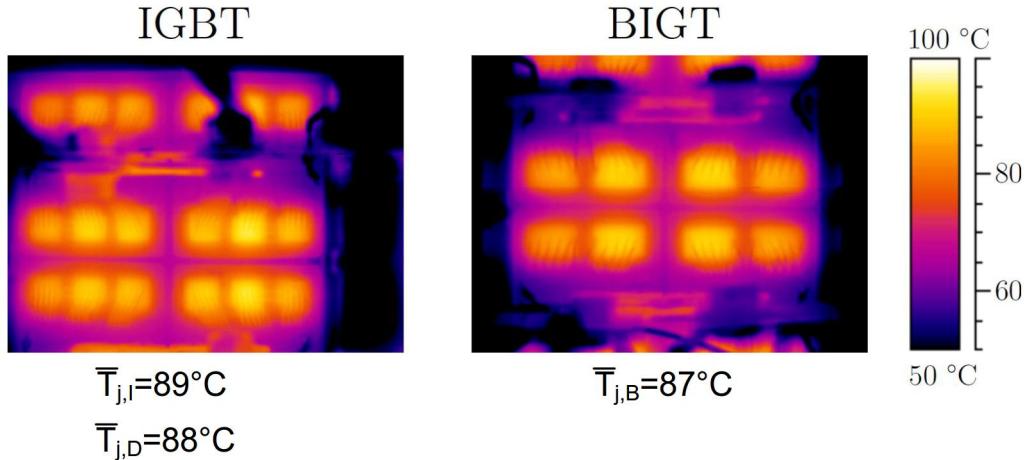


Abbildung 6.5.: Thermokameramessung von IGBT/Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0 = 50\text{Hz}$ und einem Verlustleistungsverhältnis von $P_{V,I}/P_{V,D} = 2,14$

88°C. Die Temperatur der BIGT Chips beträgt 87°C. In diesem Betriebspunkt ist der Vorteil des BIGT somit sehr gering.

Um den Einfluss des Verlustleistungsverhältnisses $P_{V,I}/P_{V,D}$ auf den Vorteil des BIGT zu verdeutlichen, soll im weiteren zunächst der Fall eines Verlustleistungsverhältnisses von $P_{V,I}/P_{V,D} = 0,55$ diskutiert werden. Abbildung 6.6 zeigt für diesen Fall die Bilder der Thermokameramessung bei gleichem Strom von IGBT/Diode und BIGT. Es wird etwa die doppelte Verlustleistung der IGBT Chips in den Dioden Chips umgesetzt. Somit wird die Leistung im konventionellen Modul durch die Dioden Chips begrenzt. Die gemittelte Temperatur der Dioden Chips beträgt 93°C. Die IGBT Chips besitzen mit 63°C eine vergleichsweise geringe Temperatur. Die gleichmäßige Verlustleistungsaufteilung auf die gesamte Siliziumfläche im BIGT führt zu einer gleichmäßigen Temperaturverteilung und damit zu einer um mehr als 10K geringeren Temperatur von 80°C.

Abbildung 6.7 zeigt den Vergleich von IGBT/Dioden und BIGT Modul bei einem Verlustleistungsverhältnis von $P_{V,I}/P_{V,D} = 4.49$. In diesem Fall wird in den IGBT Chips mehr als viermal soviel Leistung wie in den Dioden Chips umgesetzt. Dies führt in den IGBT Chips zu einer höheren Temperatur und somit zu einer Begrenzung der Leistung durch die IGBT Chips. Die Temperatur der IGBT Chips beträgt 91°C während die Dioden Chips eine Temperatur von 72°C aufweisen. Demgegenüber führt die Verteilung der Verlustleistung auf alle Chips im BIGT zu einer Temperatur von 83°C.

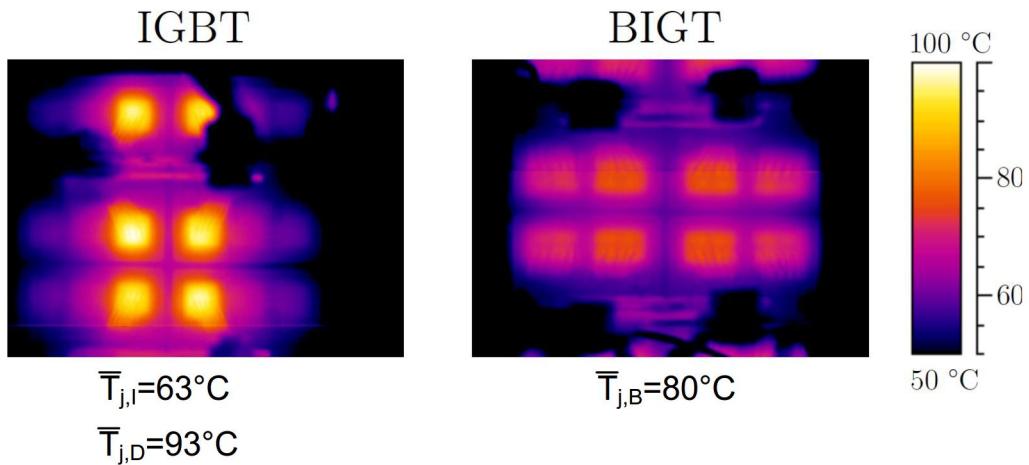


Abbildung 6.6.: Thermokameramessung von IGBT/Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0 = 50\text{Hz}$ und einem Verlustleistungsverhältnis von $P_{V,I}/P_{V,D} = 0,55$

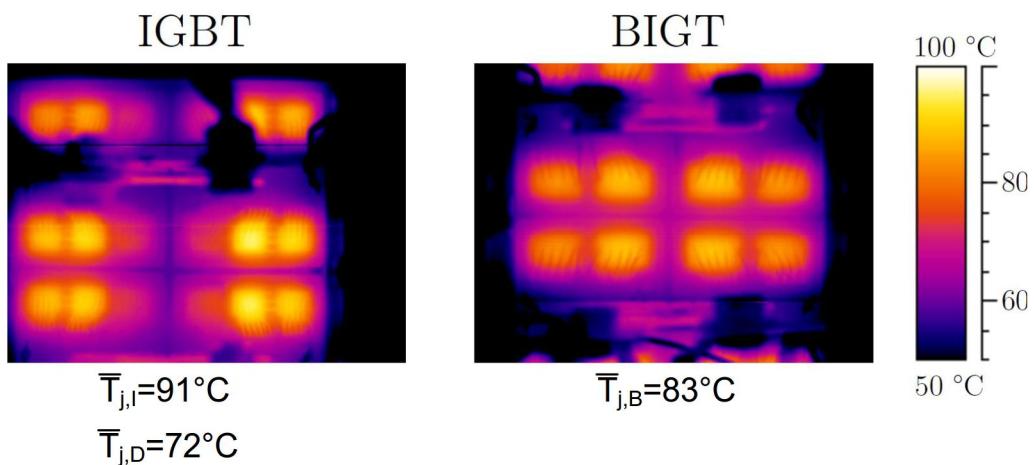


Abbildung 6.7.: Thermokameramessung von IGBT/Diode und BIGT bei einer Grundfrequenz von $f_0 = 50\text{Hz}$ und einem Verlustleistungsverhältnis von $P_{V,I}/P_{V,D} = 4,49$

Um den Einfluss des Arbeitspunktes des Umrichters auf den Vorteil des BIGT zu verdeutlichen, wurden Berechnungen bei einer konstanten Schaltfrequenz von $f_S = 500\text{Hz}$ und variablem Aussteuergrad a und variabler Grundfrequenz f_0 durchgeführt. Der Aussteuergrad wurde zwischen 0.1 und 1 variiert, während für die Grundfrequenz Werte zwischen 0.1 und 100Hz gewählt wurden. Hierbei wurde wieder von einem Zweipunkt-Umrichter ausgegangen. Als Kühler wurde ein Hochleistungswasserfühler angenommen. Aufgrund der geringen Wärmespreizung im konventionellen Modul können damit die größten Vorteile des BIGT gegenüber einem konventionellen Modul erzielt werden.

Abbildung 6.8 zeigt das Verhältnis der Ausgangsströme eines BIGT und eines konventionellen Moduls $I_{\text{BIGT}}/I_{\text{IGBT,Diode}}$ im motorischen Betrieb bei einem Leistungsfaktor $\cos(\varphi)=0.8$. Es ist zu erkennen, dass mit steigendem Aussteuergrad das Verhältnis der Ausgangsströme $I_{\text{BIGT}}/I_{\text{IGBT,Diode}}$ steigt und mit steigender Ausgangsfrequenz sinkt.

Für einen drehzahlvariablen Antrieb, der beispielsweise bei einer Ausgangsfrequenz von 50Hz eine Aussteuerung von 1 besitzt und eine lineare Abhängigkeit der Aussteuerung für Grundfrequenzen $f_0 < 50\text{Hz}$, liegt der Vorteil eines BIGT zwischen 10% und 15%. Bei niedrigeren Grundfrequenzen und hohem Aussteuergrad kann ein Vorteil von bis zu 20% erzielt werden.

Für den generatorischen Betrieb ($\cos(\varphi)=-0.8$) ist das Verhältnis der Ausgangsströme eines BIGT und eines konventionellen Moduls in Abbildung 6.9 gezeigt. In diesem Fall ergibt sich für den BIGT ein Vorteil von 20% bis 40% für einen drehzahlvariablen Antrieb. Bei niedrigen Grundfrequenzen steigt der Vorteil bei hohen Aussteuergraden auf bis zu 50%.

Die Abhängigkeit der Leistungssteigerung durch den Einsatz eines BIGT von der Aussteuerung gegenüber eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls kann anhand des Verhältnisses der Verlustleistungen von IGBT zu Diode in einem konventionellen Modul erklärt werden. Abbildung 6.10(a) zeigt die Verlustleistungsaufteilung $P_{V,I}/P_{V,D}$ zwischen IGBT und Diode eines 190mm x 140mm 1500A/3300V IGBT/Dioden-Moduls. Hierbei wurde ein Leistungsfaktor $\cos(\varphi)=0.8$ für den motorischen und ein $\cos(\varphi)=-0.8$ für den generatorischen Betrieb angenommen. Bei kleinen Aussteuergraden entspricht das Verhältnis der Verluste in etwa dem Verhältnis der Chipflächen $P_{V,I}/P_{V,D} \approx 2$, während es mit steigender Aussteuerung immer weiter von diesem Verhältnis abweicht. Ein Abweichen der Verlustleistungsaufteilung zwischen IGBT und Diode vom Verhältnis der Chipflächen hat zur Folge,

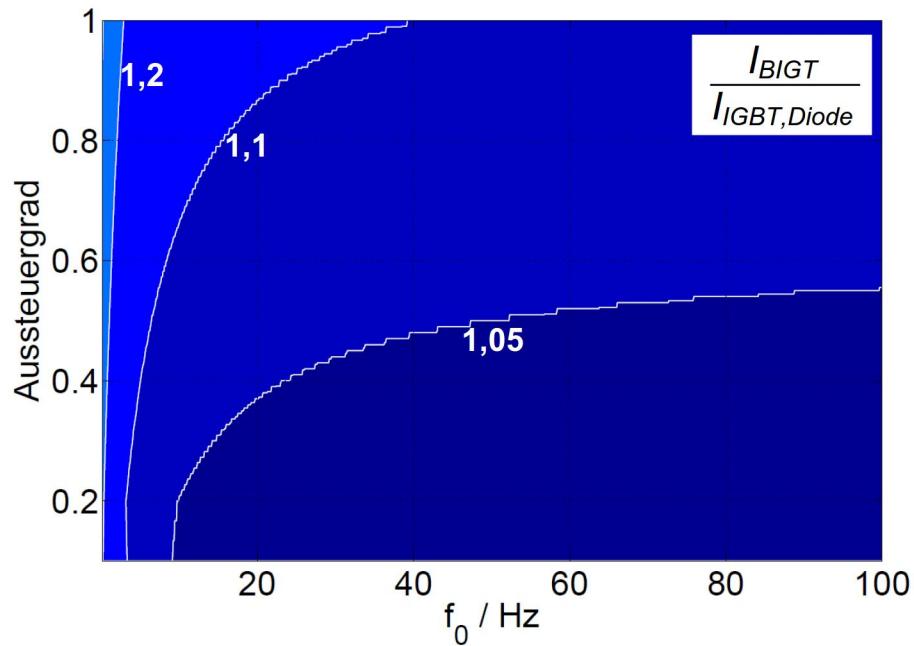


Abbildung 6.8.: Verhältnis von maximalem Ausgangsstrom des BIGT I_{BIGT} zu maximalem Ausgangsstrom $I_{IGBT,Diode}$ eines konventionellen Moduls (motorischer Betrieb ($\cos(\varphi)=0.8$))

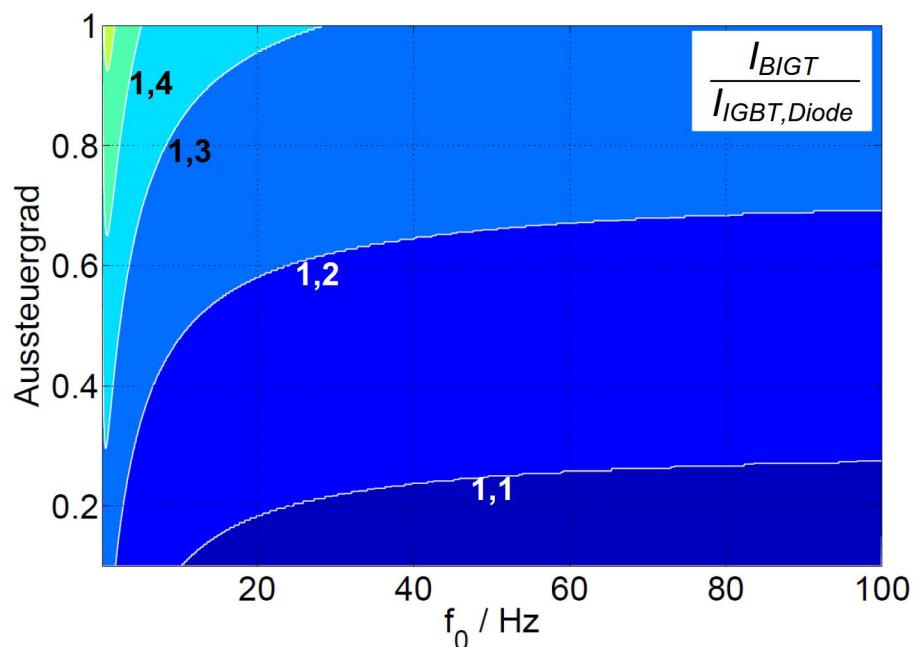


Abbildung 6.9.: Verhältnis von maximalem Ausgangsstrom des BIGT I_{BIGT} zu maximalem Ausgangsstrom $I_{IGBT,Diode}$ eines konventionellen Moduls (generatorischer Betrieb ($\cos(\varphi)=-0.8$))

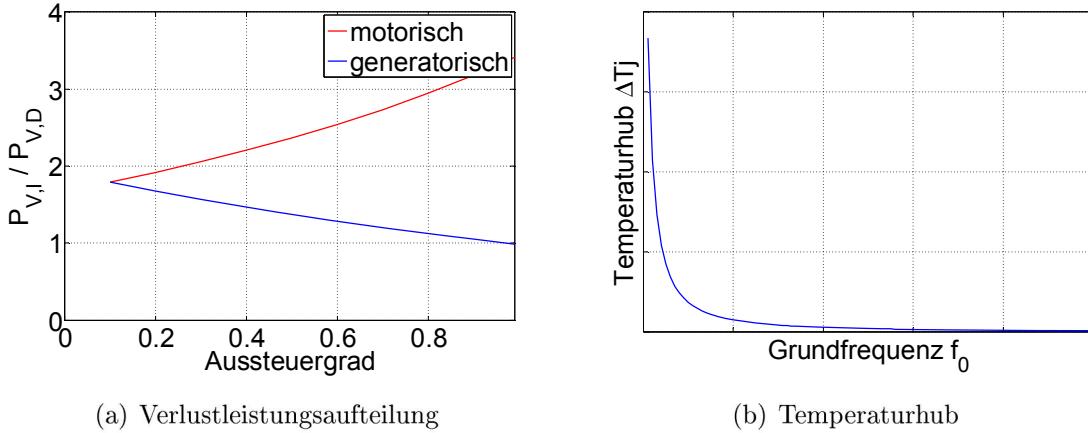


Abbildung 6.10.: Verlustleistungsaufteilung $P_{V,I}/P_{V,D}$ in Abhängigkeit der Aussteuerung und Temperaturhub in Abhängigkeit der Grundfrequenz

dass nur noch ein Teil der Chips voll ausgenutzt werden kann. Somit begrenzen im motorischen Betrieb die IGBT Chips die maximale Ausgangsleistung. Es sind nur zwei Drittel der Chips des Leistungsmoduls voll ausgenutzt. Im generatorischen Betrieb wirkt die Diodenfläche begrenzend und es sind nur ein Drittel der Chips voll ausgenutzt. Durch die Integration von IGBT und Diode in einem Chip wird dieser begrenzende Effekt des konventionellen Moduls aufgehoben. Die Leistungsfähigkeit wird, unabhängig von der Verlustleistungsaufteilung, nur noch von der Gesamtfläche begrenzt. Ist die Leistung durch die im IGBT entstehenden Verluste begrenzt, stehen bei Einsatz eines BIGT 50% mehr Fläche zur Verfügung. Bei einer Leistungsbegrenzung durch die Diode stehen im BIGT 200% mehr Fläche zur Verfügung. Somit ist der Vorteil des BIGT im generatorischen Betrieb größer als im motorischen Betrieb.

Die Abhängigkeit des Vorteils eines BIGT gegenüber eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls von der Grundfrequenz soll im Folgenden erläutert werden. Grundfrequenzen, deren Periodendauer im Bereich der Zeitkonstanten des thermischen Systems liegen, führen aufgrund der relativ langen Zeiten in denen ein Chip (IGBT oder Diode) keinen Strom führt, zu einer starken Abkühlung des jeweiligen Bauteils. Dies wird durch die Nutzung der gesamten Chipfläche bei einem BIGT vermieden. Hier ist immer die gesamte Chipfläche aktiv und es kommt zu einer deutlichen Reduktion des Temperaturhubs. Mit steigender Grundfrequenz reduziert sich der Temperaturhub, wie in Abbildung 6.10(b) und somit auch der Vorteil des BIGT. Aufgrund des geringeren thermischen Widerstandes des BIGT auf Modulebenen ist, verglichen mit einem konventionellen Leistungsmodul, neben dem Temperaturhub auch die maximale Sperrsichttemperatur des BIGT geringer.

6.3. Vergleich der Lebensdauer in Abhängigkeit von Aussteuerung und Ausgangsfrequenz

Neben einer Erhöhung der Leistungsfähigkeit ist die Erhöhung der Lebensdauer ein weiterer Vorteil eines BIGT gegenüber einem konventionellen IGBT/Dioden Modul. Hierbei können zwei Fälle unterschieden werden. Zum einen, dass beide Bauteile bei gleichem Ausgangstrom betrieben werden und zum anderen, dass der Vorteil des BIGT hinsichtlich eines erhöhten Ausgangstroms genutzt wird und beide Bauteile dieselbe maximale Sperrsichttemperatur erreichen. Bei gleichem Ausgangstrom ist sowohl der Temperaturhub als auch die maximale Sperrsichttemperatur des BIGT geringer als im konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur ist aufgrund der besseren Verlustleistungsaufteilung des BIGT der Temperaturhub im Vergleich zu IGBT und Diode reduziert.

Die Lebensdauerberechnungen wurden mit dem LebensdauermodeLL in [Kam04] durchgeführt. Die Anzahl an Zyklen, nach denen 10% der Bauteile ausgefallen sind, ist in Gleichung (6.4) gegeben.

$$N_{10\%} = 8,2 \cdot 10^{14} \cdot \Delta T_j^{-5,28} \quad (6.4)$$

Neben dem Temperaturhub wird der Einfluss der maximale Sperrsichttemperatur auf die Lebensdauer mit einem Skalierungsfaktor s_f berücksichtigt.

$$s_f = 1.017^{\Delta T^{1,16}} \quad (6.5)$$

$$\Delta T = 125^\circ C - T_{j,max} \quad (6.6)$$

In Abbildung 6.11(a) ist das Verhältnis der Lebensdauern eines IGBT/Dioden-Moduls und eines BIGT-Moduls, für den Fall gleichen Ausgangstroms, gezeigt. Für hohe Aussteuergrade $a > 0,7$ und kleine Grundfrequenzen $f_0 < 10\text{Hz}$ beträgt die berechnete Lebensdauer des BIGT mehr als das 70-fache gegenüber einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul. Für einen drehzahlvariablen Antrieb, mit der oben erwähnten U/f-Kennlinie, liegt die berechnete Lebensdauer um mehr als den Faktor 30 höher.

Das Verhältnis der berechneten Lebensdauer im generatorischen Betrieb und gleichem Ausgangstrom ist in Abbildung 6.11(b) dargestellt. Hier beträgt die berechnete Lebensdauer für hohe Austeuergrade und geringe Grundfrequenzen mehr als das

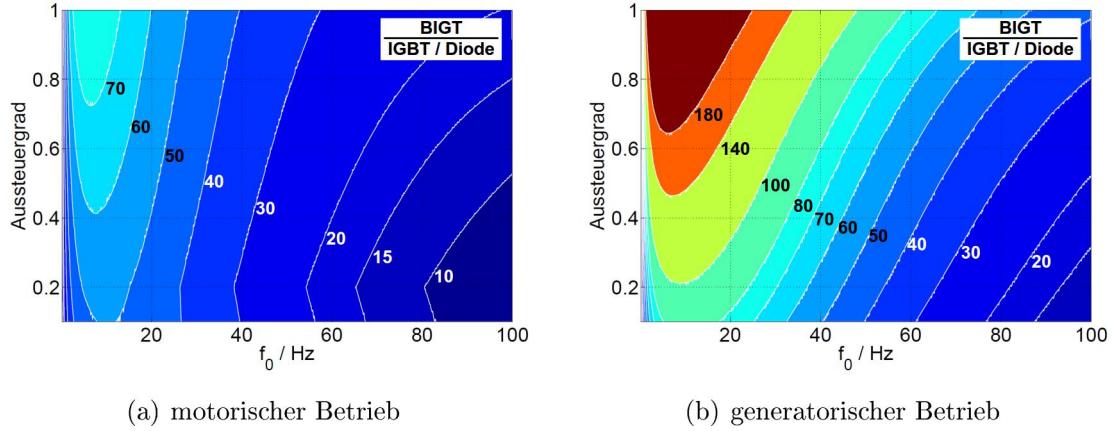


Abbildung 6.11.: Verhältnis der berechneten Lebensdauer eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls und eines BIGT bei gleichem Ausgangstrom

180-fache, während für einen drehzahlvariablen Antrieb die berechnete Lebensdauer mehr als das 40-fache beträgt.

Für den Fall gleicher maximaler Sperrsichtstemperaturen zeigt Abbildung 6.12(a) das Verhältnis der berechneten Lebensdauern im motorischen Betrieb. In Abbildung 6.12(b) ist das Verhältnis im generatorischen Betrieb gezeigt. Aufgrund des reduzierten Temperaturhubs ist die berechnete Lebensdauer des BIGT für einen drehzahlvariablen Antrieb sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb bei hohen Grundfrequenzen um den Faktor 10 größer. Für kleine Grundfrequenzen und hohe Aussteuergrade beträgt die berechnete Lebensdauer des BIGT das 30-fache des

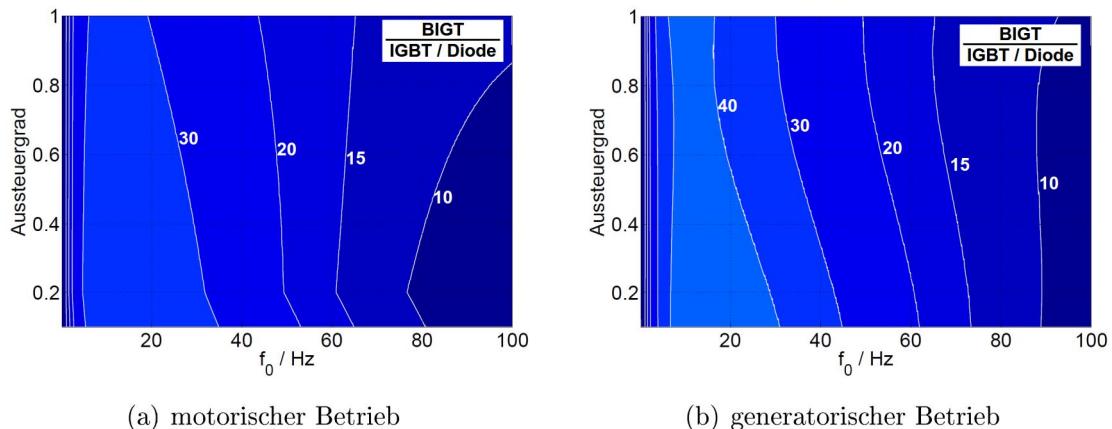


Abbildung 6.12.: Verhältnis der berechneten Lebensdauer eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls und eines BIGT bei gleicher maximaler Sperrsichtstemperatur

konventionellen Moduls. Im generatorischen Betrieb ist die berechnete Lebensdauer des BIGT 40 mal höher.

6.4. Zusammenfassung

Mit den Ergebnissen dieses Kapitels lassen sich Applikationen ableiten, in denen der Einsatz eines rückwärtsleitfähigen IGBT Vorteile gegenüber einem konventionellen Leistungsmodul bietet. Hier sind zunächst Anwendungen zu nennen, bei denen die Leistungsfähigkeit aufgrund der geringeren Diodenfläche im konventionellen Modul begrenzt ist. Dazu gehören Applikationen, welche im generatorischen Betrieb bei geringen Ausgangsfrequenzen und hohem Aussteuergrad arbeiten.

An dieser Stelle ist zu erwähnen, dass die in diesem Kapitel vorgestellten Berechnungen der Lebensdauer für Temperaturhübe durchgeführt wurden, welche deutlich geringer sind als in typischen Lastwechseltests üblich. Auch die Einschaltzeiten liegen bis auf Frequenzen kleiner 0,5Hz nicht im Bereich der Einschaltzeiten in Lastwechseltests. Streng genommen gilt Gleichung (6.4) nur für Pulsdauern von etwa zwei Sekunden [Kam04]. Allerdings hat der Einfluss der Einschaltzeiten keinen Einfluss auf das Verhältnis der Lebensdauern, da die Einschaltzeit bei beiden Modulen gleich ist. Dagegen kann es insbesondere bei kleinen Temperaturhüben zu einer anderen Abhängigkeit der Lebensdauer vom Temperaturhub kommen als der, wie sie sich durch Extrapolation hin zu geringeren Temperaturhüben aus Lastwechseltests ergibt.

Weiterhin berücksichtigen die Berechnungen der Lebensdauer nur stationäre Arbeitspunkte und somit nur die Belastung der Leistungsmodule durch grundfrequente Temperaturhübe. Der Einfluss eines Mission-Profile wird nicht berücksichtigt. Daher wird die Leistungsfähigkeit eines BIGT im Folgenden an verschiedenen Applikationen der Energie- und Antriebstechnik vorgestellt. Eine weitere Applikation in der ein rückwärtsleitfähiger IGBT Vorteile bietet ist der Modular Multilevel Converter (MMC) mit unipolaren Submodulen. Diese Topologie wird in dieser Arbeit nicht betrachtet. Hier sei auf [Eck12] verwiesen.

7. Vergleich von IGBT und RC-IGBT in Traktionsanwendungen

In diesem Kapitel wird die Leistungsfähigkeit eines BIGT in Traktionsanwendungen diskutiert. Dabei wird von einem Zweipunkt-Umrichter ausgegangen. Als Grundlage für die Berechnungen dient das Geschwindigkeits- und Streckenprofil der U-Bahn U2 in Hamburg. Für den Kühler wurde ein Hochleistungswasserkühler gewählt. Dies ist der, bezüglich der durch den Einsatz eines BIGT erzielbaren Vorteile, günstigste Fall, aber untypisch für U-Bahn Anwendungen, da hier in der Regel luftgekühlte Systeme zum Einsatz kommen. Als Versorgungsspannung werden 1.5kV DC angenommen, während die reale Versorgungsspannung 750V beträgt. So mit können die Berechnungen mit den elektrischen- und thermischen Daten eines 190mm x 140mm 1500A/3300V IGBT/Dioden-Moduls erfolgen. Für das konventionelle IGBT/Dioden-Modul sowie den BIGT werden die elektrischen Daten aus Tabelle 6.1 verwendet.

Für das thermische Modell wurde ein Matrixmodell für den Kühlkörper angenommen. Die Temperaturberechnung wurde mit thermischen Impedanzen für die Strecke Junction zu Umgebung durchgeführt, da die Zeitkonstanten des mechanischen und elektrischen Systems kleiner als die thermischen Zeitkonstanten sind.

Die Lebensdauerprognose wird mit zwei verschiedene Lebensdauermodellen durchgeführt. Zum einen mit dem Lebensdauermodell in [Kam04]. Hier wird neben dem Temperaturhub die maximale Sperrsichttemperatur als Einfluss auf die Lebensdauer berücksichtigt. Das zweite Lebensdauermodell berücksichtigt zusätzlich zu Temperaturhub und Maximaltemperatur einen Bereich, in dem keine Schädigung der Bonddrähte auftritt, da sich diese unterhalb einer gewissen Temperatur rein elastisch verformen [Har12].

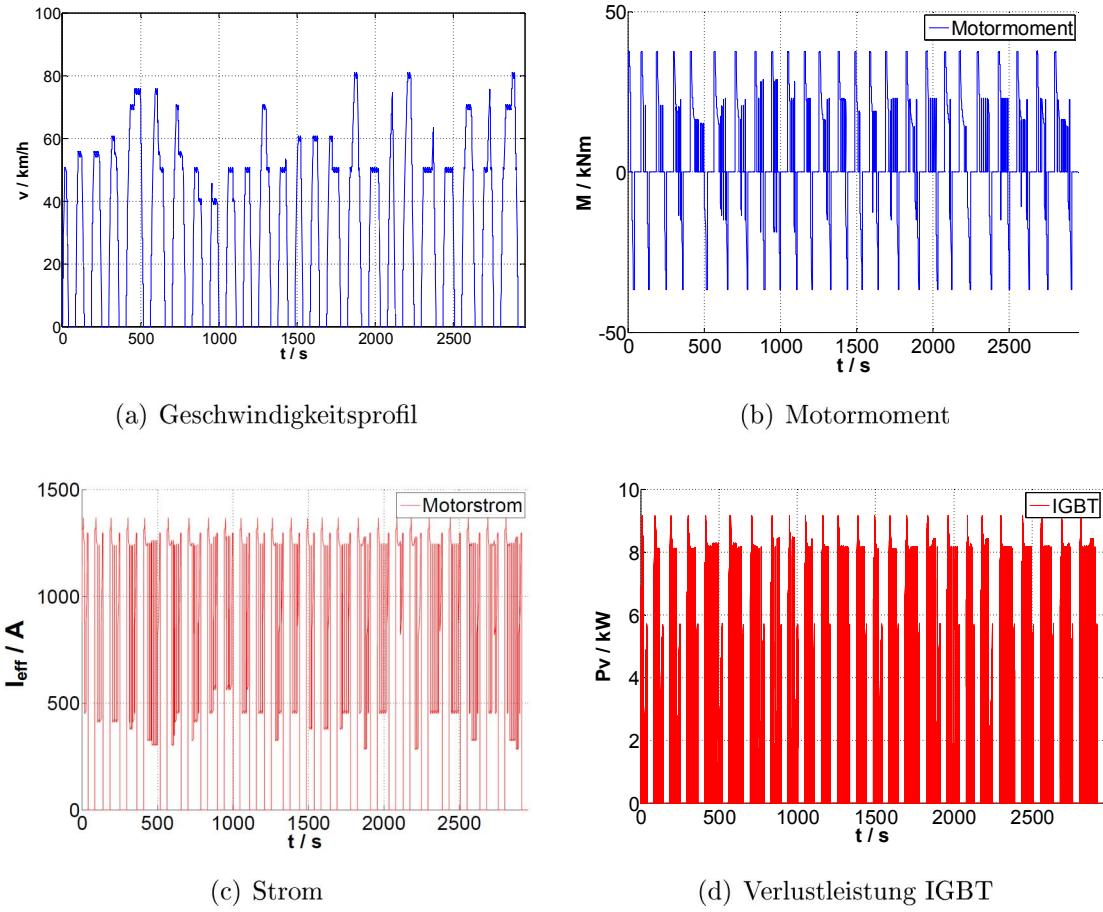


Abbildung 7.1.: Geschwindigkeitsprofil, Motormoment, Strom und Verlustleistung

In Abbildung 7.1(a) ist das Geschwindigkeitsprofil der U-Bahn während eines Fahrzyklus gezeigt. Das sich aus dem Geschwindigkeits- und Steigungsprofil ergebenden Motormoment ist in Abbildung 7.1(b) dargestellt. Der hieraus berechnete Motorstrom und die Verlustleistung des IGBT sind in Abbildung 7.1(c) und Abbildung 7.1(d) zu sehen.

7.1. Vergleich bei gleicher Ausgangsleistung

Aus den in Abbildung 7.1 gezeigten Daten wurden mit Hilfe des thermischen Modells des Umrichters die Sperrsichttemperaturen der Bauteile berechnet. Abbildung 7.1 zeigt den Verlauf der Sperrsichttemperatur von IGBT und Diode während eines Fahrzyklus. Die Sperrsichttemperatur sinkt während der Zeit, in denen die Bahn

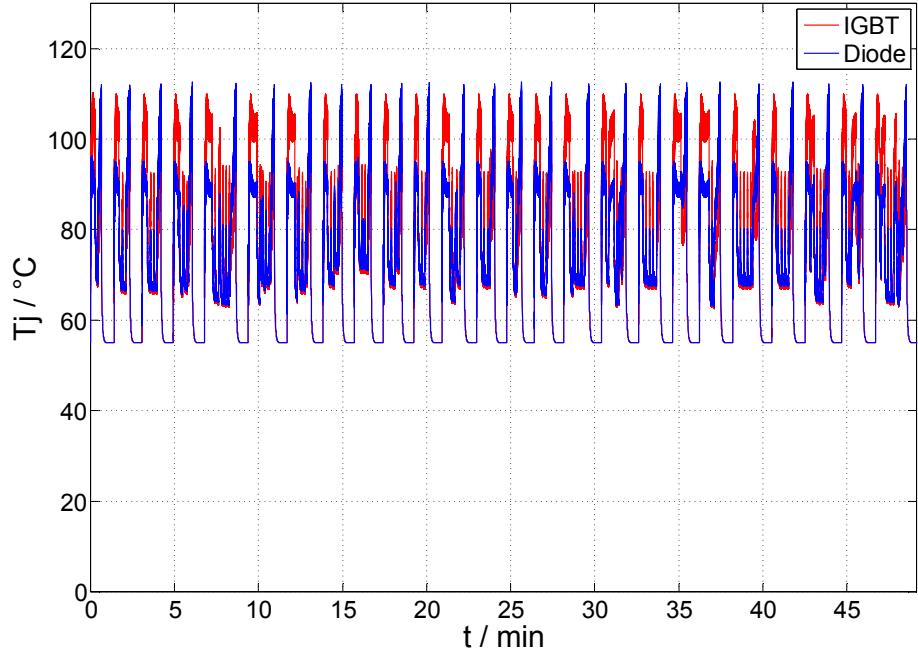


Abbildung 7.2.: Temperaturhübe von IGBT und Diode während eines Fahrzyklus

steht, aufgrund des effizienten Wasserkühlers, auf den Wert der Kühlwassertemperatur $T_a=55^\circ C$ ab. Der Verlauf der Sperrsichttemperatur des BIGT ist in Abbildung 7.1 gezeigt. Aufgrund der hohen Grundfrequenz liegt die maximale Sperrsichttemperatur des BIGT nur wenige Kelvin unterhalb der maximalen Sperrsichttemperatur des IGBT. Auch im Falle des BIGT kühlt sich dieser, während die Bahn steht, auf den Wert der Kühlwassertemperatur ab. Aufgrund der vielen Startstop Zyklen ist die Lastwechselbelastung des BIGT gegenüber von IGBT und Diode nur wenig reduziert.

In Abbildung 7.4 ist der Verlauf der Sperrsichttemperatur von IGBT, Diode und BIGT, während eines Startstop Zyklus, dargestellt. Die geringe Grundfrequenz zu Beginn des Beschleunigungsvorgangs und am Ende des Verzögerungsvorgangs führt zu hohen Temperaturhüben während dieser Phasen. Zu Beginn des Beschleunigungsvorgangs sind die Temperaturhübe des BIGT deutlich geringer als die des IGBT. Mit steigender Grundfrequenz wird dieser Unterschied geringer. Die maximale Sperrsichttemperatur des IGBT beträgt $107^\circ C$, die des BIGT $101^\circ C$. Während der Phasen, in der die Bahn nicht beschleunigt, sinken die Sperrsichttemperaturen von IGBT und Diode sowie des BIGT auf etwa denselben Wert ab. Zu Beginn des Bremsvorgangs sind die Temperaturen der Diode und des BIGT nahezu gleich. Aufgrund der erhöhten Leistungsfähigkeit des BIGT kommt es zu einem geringeren Temperaturhub des BIGT während des Bremsvorgangs. Auch die maximale Sperrsicht-

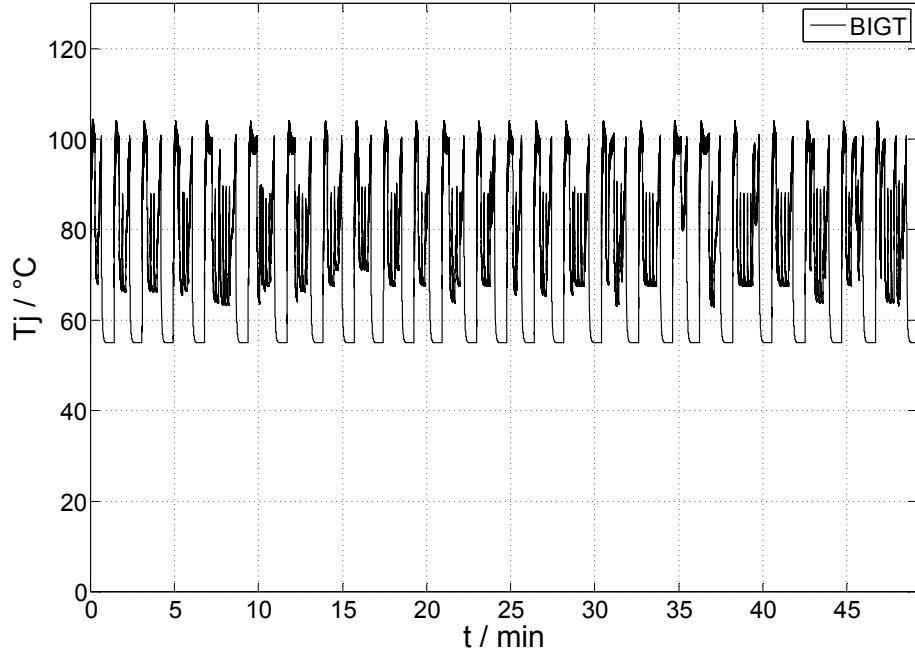


Abbildung 7.3.: Temperaturhübe des BIGT während eines Fahrzyklus

temperatur am Ende des Beschleunigungsvorgangs ist deutlich geringer als die der Diode. Insbesondere am Ende des Bremsvorgangs führt die erhöhte Leistungsfähigkeit des BIGT bei kleinen Grundfrequenzen zu einer deutlichen Reduktion von Temperaturhub und maximaler Sperrschichttemperatur. Aufgrund dieser Tatsache ist die maximale Sperrschichttempatur des BIGT am Ende des Bremsvorgangs etwa 10K geringer als die der Diode.

Die Temperaturzyklen während eines Fahrzyklus von IGBT, Diode und BIGT sind in Abbildung 7.5 gezeigt. Wie bereits erwähnt, ist der Temperaturhub des BIGT nur wenige Kelvin geringer im Vergleich zu IGBT und Diode. Die Temperaturhübe aufgrund der Start-Stop Zyklen, liegen für den IGBT und Diode im Bereich zwischen 50K und 60K. Im Gegensatz dazu, liegen die Temperaturhübe der Start-Stop-Zyklen für den BIGT im Bereich von 40K bis 50K.

Aus den in Abbildung 7.5 gezeigten Zyklen lässt sich die zu erwartende Lebensdauer von IGBT und Diode sowie BIGT berechnen. Hierbei wurde angenommen, dass der Fahrzyklus 14 Stunden am Tag wiederholt durchfahren wird. Die berechnete Lebensdauer des IGBT/Dioden Moduls beträgt 3,6 Jahre, während die Lebensdauer des BIGT Moduls 6,5 Jahre beträgt. Der BIGT besitzt somit eine um 80% höhere Lebensdauer im Vergleich zum konventionellen IGBT/Dioden Modul.

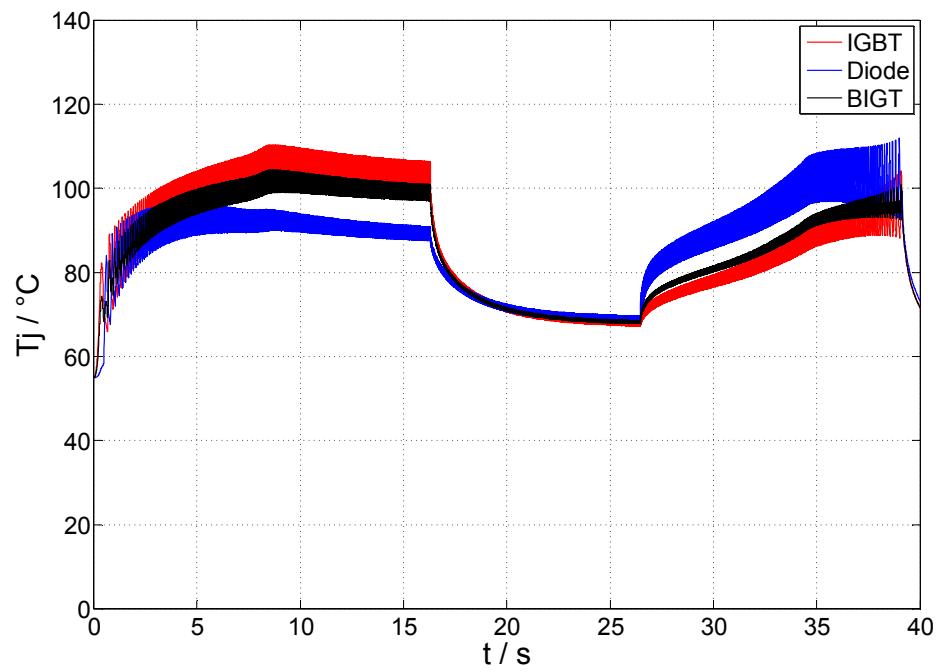


Abbildung 7.4.: Sperrschichttemperaturen von IGBT, Diode und BIGT während des ersten Startstop-Zyklus

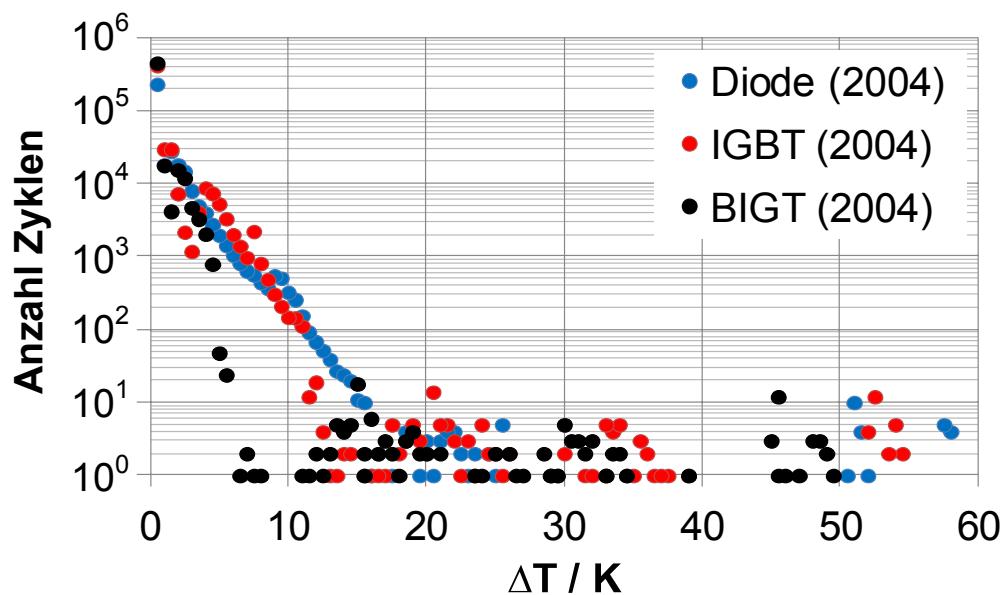


Abbildung 7.5.: Anzahl der Zyklen von IGBT, Diode und BIGT während eines Fahrzyklus

Abbildung 7.6 zeigt den relativen Lebensdauerverbrauch in Abhängigkeit des Temperaturhubes, normiert auf den Lebensdauerverbrauch der Diode. Es ist zu erkennen, dass der Lebensdauerverbrauch durch die grundfrequenten Temperaturhübe kaum Einfluss auf den gesamten Lebensdauerverbrauch hat. Der Anteil der Zyklen mit einem Temperaturhub von weniger als 30K liegt unter 5%. Der Grund für den relativ geringen Lebensdauervorteil des BIGT ist durch den hohen Anteil der Missionprofile Zyklen am gesamten Lebensdauerverbrauch zu erklären. Der Lebensdauerverbrauch durch die Missionprofile Zyklen liegt bei über 95%.

Wie bereits erwähnt, geht das Lebensdauermodell in [Har12] von einer "cut-off" Grenze aus, unterhalb derer keine Alterung der Bonddrahtverbindung auftritt. Die für dieses Lebensdauermodell zu berücksichtigenden Temperaturhübe sind in Abbildung 7.7 dargestellt. Durch die "cut-off" Grenze sind nach [Har12] nur noch Temperaturhübe von mehr als 30K zu berücksichtigen. Somit sinkt der Vorteil des BIGT hinsichtlich der Lebensdauer auf unter 60%. Die berechnete Lebensdauer für den BIGT beträgt 11 Jahre, während sich für das konventionelle Modul 7 Jahre ergeben.

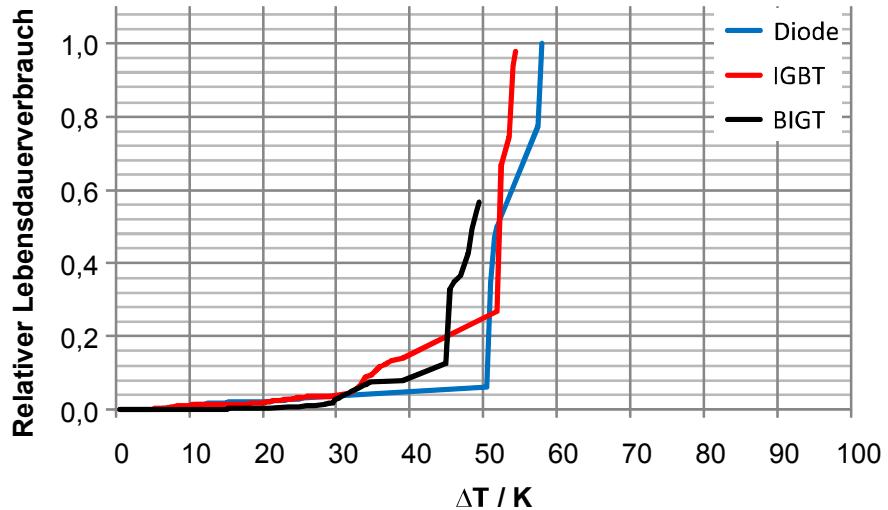


Abbildung 7.6.: Relativer Lebensdauerverbrauch von IGBT, Diode und BIGT, normiert auf den Lebensdauerverbrauch der Diode

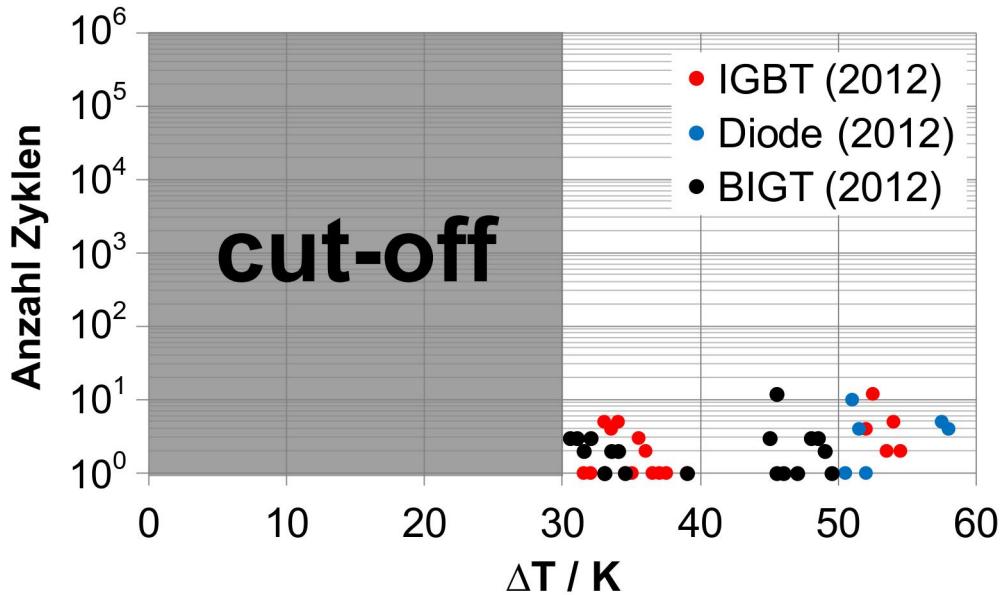


Abbildung 7.7.: Anzahl der Zyklen von IGBT, Diode und BIGT während eines Fahrzyklus unter Berücksichtigung der "cut-off" Grenze nach [Har12]

7.2. Vergleich bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur

Die geringere maximale Sperrsichttemperatur des BIGT kann zur Erhöhung der Leistung gegenüber einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul genutzt werden. Aufgrund des geringen Unterschiedes der maximalen Sperrsichttemperaturen von etwa 10K, ergibt sich eine um 10% höhere Leistung des BIGT bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur.

$$I_{BIGT} = 1,1 \cdot I_{IGBT, Diode} \quad (7.1)$$

Abbildung 7.8 zeigt die Zyklen des BIGT bei erhöhter Ausgangsleistung. Durch die höhere maximale Sperrsichttemperatur liegen die Zyklen, welche durch die Start-Stop Zyklen verursacht werden für den BIGT ebenfalls im Bereich zwischen 50K und 60K. Somit beschränkt sich der Vorteil des BIGT nur noch auf die geringeren grundfrequenten Hübe, welche wie bereits erwähnt in dieser Anwendung einen geringen Einfluss von wenigen Prozent auf die Lebensdauer haben.

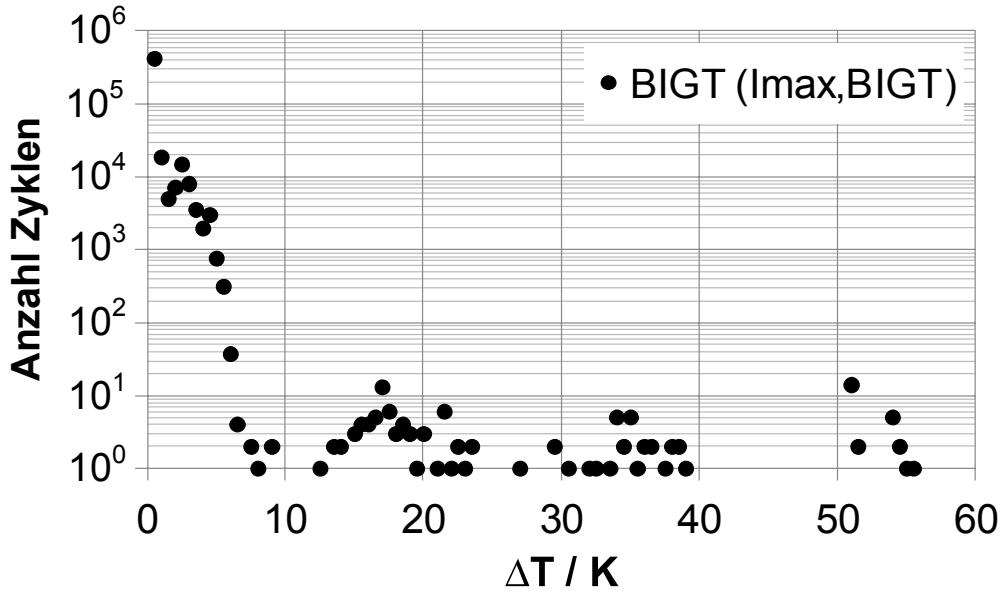


Abbildung 7.8.: Anzahl der Zyklen des BIGT während eines Fahrzyklus bei maximalem Ausgangsstrom des BIGT ($I_{\text{BIGT}} = 1,1 \cdot I_{\text{IGBT,Diode}}$)

Die berechnete Lebensdauer des BIGT liegt für das Modell nach [Kam04] bei 4 Jahren. Für das Modell nach [Har12] berechnet sich eine Lebensdauer von 7 Jahren. Die berechneten Lebensdauern sind in Tabelle 7.1 für den Fall gleichen Ausgangsstroms und gleicher maximaler Sperrsichtstemperatur zusammengefasst.

Aufgrund der Tatsache, dass der IGBT während des Beschleunigungsvorgangs die Leistung Begrenzt, sind im konventionellen Modul zwei Drittel der Chips voll ausge-

Tabelle 7.1.: Berechnete Lebensdauer von IGBT/Diode und BIGT nach den Lebensdauermodellen [Kam04] und [Har12]

	Bauteil	Lebensdauer / a	Lebensdauermodell
gleicher Strom	IGBT/Diode	3,6	[Kam04]
gleicher Strom	BIGT	6,5	[Kam04]
gleicher Strom	IGBT/Diode	6,9	[Har12]
gleicher Strom	BIGT	11,1	[Har12]

<i>gleiches T_{jmax}</i>	<i>IGBT/Diode</i>	3,6	[Kam04]
<i>gleicher T_{jmax}</i>	<i>BIGT</i>	4	[Kam04]
<i>gleicher T_{jmax}</i>	<i>IGBT/Diode</i>	6,9	[Har12]
<i>gleicher T_{jmax}</i>	<i>BIGT</i>	7	[Har12]

nutzt. Der durch einen BIGT erzielbare Vorteil in Bezug auf die Leistungsfähigkeit in der untersuchten Traktionsanwendung liegt bei etwa 10%.

Die Missionprofile-Zyklen von Umgebungstemperatur auf maximale Sperrschichttemperatur bestimmen aufgrund der großen Anzahl an Start-Stop Zyklen die Lebensdauer. Dies führt bei gleicher Ausgangsleistung zu einer um 60% bis 80% höheren zu erwartenden Lebensdauer des BIGT. Wird der Vorteil des BIGT zur Steigerung der Ausgangsleistung genutzt, so sind die zu erwartenden Lebensdauern für BIGT und konventionelles Modul nahezu identisch.

8. Vergleich von IGBT und RC-IGBT in Windenergieanwendungen

Im folgenden Kapitel wird die Leistungsfähigkeit und Lastwechselbelastung eines BIGT und eines konventionellen Leistungsmoduls in Umrichtern für Windenergieanlagen diskutiert.

Auch hier wurden die beiden möglichen Betriebsarten des Umrichters mit BIGT untersucht. Diese sind der Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung und der Betrieb bei gleicher maximaler Sperrschichttempertur. Um die Vorteile aufzuzeigen, welche der Einsatz eines BIGT in einer solchen Anwendung hinsichtlich Leistungsfähigkeit und Lastwechselbelastung bietet, werden Simulationsergebnisse vorgestellt, welche nicht nur die Lastwechselbelastung durch grundfrequente Temperaturhübe, sondern auch durch Änderungen der Windgeschwindigkeit berücksichtigen. Die für die Berechnung verwendeten Winddaten sind Windmesswerte der FINO Station in der deutschen Nordsee für den Zeitraum September 2010.

Drehzahlvariable Generatorsysteme werden heute entweder auf Basis von Asynchrongeneratoren oder Synchrongeneratoren realisiert [Hau08]; [Jan10]. Als Anlagenkonzepte wurden in dieser Arbeit zum einen die doppelt gespeiste Asynchronmaschine (engl.: doubly fed induction generator (DFIG)) mit Rotorstromrichter und zum anderen das Anlagenkonzept mit getriebelosem Synchrongenerator und Vollumrichter untersucht.

Als Daten für die Leistungshalbleiter wurden die thermischen und elektrischen Daten eines 1700V/1000A PrimePACK-Moduls (FF1000R17IE4) ausgewählt, welche typisch für die Anwendung in Windenergieanlagen sind. Für die elektrischen Daten des BIGT wurde angenommen, dass der BIGT identische elektrische Daten wie die konventionelle Konfiguration mit IGBT und Diode besitzt. In [Rah10] ist ein Vergleich eines 1700V BIGT mit einem konventionellen IGBT zu finden. Die elektrischen Daten des BIGT weisen einen schlechteren trade-off zwischen Schaltverlusten und Durchlassverlusten gegenüber eines konventionellen IGBT auf. Somit liegt bei der getroffenen Annahme eine best-case Abschätzung zugunsten eines BIGT vor. Die Vorteile des BIGT sind somit ein Resultat der besseren Verlustleistungsauf-

teilung des BIGT. Es wird nur der thermische Vorteil betrachtet. Als Kühlkörper wurde ein Hochleistungswasserkühler gewählt. Hierbei wurde angenommen, dass die Wassertemperatur des Kühlwassers und somit $T_{amb}=55^{\circ}\text{C}$ konstant ist. Die Lebensdauerberechnungen wurden mit dem Lebensdauermodell in [Hub10] durchgeführt. Weiterhin wurde angenommen, dass generatorseitiger und netzseitiger Umrichter identisch sind. Somit sind die Sperrsichttemperaturen des netzseitigen Umrichters eine Konsequenz der Leistung des generatorseitigen Umrichters.

8.1. Getriebelose Windenergieanlagen mit Vollumrichter und Synchronmaschine

Die Anlagenkonfiguration mit Synchronmaschine und Vollumrichter ist eine Alternative gegenüber der doppeltgespeisten Asynchronmaschine. Die Verbindung von Rotor und Generator kann entweder über ein Getriebe oder getriebelos erfolgen [Jan10]. Zu den Vorteilen einer getriebelosen Anlage zählen die geringeren Kosten durch das nicht vorhandene Getriebe sowie der dadurch bedingte geringere Wartungsaufwand [Hau08]. Das Schaltbild einer Synchronmaschine mit Vollumrichter ist in Abbildung 8.1 gezeigt.

Durch die direkte Kopplung des Generators an die Windturbine ergeben sich allerdings auch Nachteile. Zum einen ist hier die Baugröße des Generators zu nennen, welche zu erheblichen Fertigungs- und Montageproblemen führt. Die Baugröße des Generators kann durch den Einsatz von permanentmagneterregten Generatoren reduziert werden [Hau08]. Zum anderen sind die Grundfrequenzen des Generators im Vergleich zu einer Konfiguration mit Getriebe deutlich geringer. Dies führt zu einer hohen Lastwechselbelastung der Leistungshalbleiter im generatorseitigen Umrichter aufgrund hoher Temperaturhübe im Punkt maximaler Leistung.

In Tabelle 8.3 sind die wichtigsten Betriebspunkte und Daten der Windenergieanlage gezeigt. Die Nennleistung des Generators beträgt 3,18MW. Die cut-in Windgeschwindigkeit, bei der die Windenergieanlage beginnt Leistung einzuspeisen, beträgt 4 m/s. Bei einer Windgeschwindigkeit von $v_{Wind}=9.8$ m/s erreicht der Generator die Nenndrehzahl. Die Ausgangsfrequenz des Generators beträgt in diesem Punkt $f_{Gen}=13.2$ Hz. Bei einer Windgeschwindigkeit von $v_{Wind}=12.2$ m/s wird die Nennleistung des Generators erreicht. Abbildung 8.2(a) zeigt den Verlauf der Genera-

torleistung in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit. In Abbildung 8.2(b) ist der Verlauf der Ausgangsfrequenz über der Windgeschwindigkeit gezeigt.

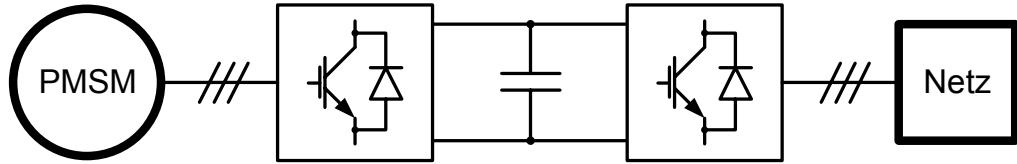


Abbildung 8.1.: Schaltbild einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit Vollumrichter

Tabelle 8.1.: Betriebspunkte und Daten der Windenergieanlage mit Synchronmaschine

P_{Nenn}	3,18 MW
Rotorradius	45 m
cut-in Windgeschwindigkeit $v_{\text{cut-in}}$	4 m/s
$v_{\text{Wind}} @ n = n_{\text{Nenn}}$	9.8 m/s
$v_{\text{Wind}} @ P = P_{\text{Nenn}}$	12.2 m/s
Generatorfrequenz @ $P = P_{\text{Nenn}}$	13.2 Hz

8.1.1. Belastung der Leistungshalbleiter

8.1.1.1. Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung

Im Folgenden soll die Belastung der Leistungshalbleiter in einem Vollumrichter für Windenergieanlagen mit Synchrongenerator diskutiert werden. Diese Ergebnisse wurden bereits in [Wei14b] veröffentlicht. Hierzu wird zunächst davon ausgegangen, dass die Ausgangsleistung des Umrichter mit BIGT und IGBT/Diode die gleiche ist.

In Abbildung 8.3 sind die maximalen Sperrsichttemperaturen von IGBT, Diode und BIGT des generatorseitigen Umrichters in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit gezeigt. Der Temperaturhub der Sperrsichttemperatur ist in Abbildung 8.4 für IGBT, Diode und BIGT des generatorseitigen Umrichters dargestellt. Da der generatorseitige Umrichter im generatorischen Betrieb arbeitet, ist das am größten

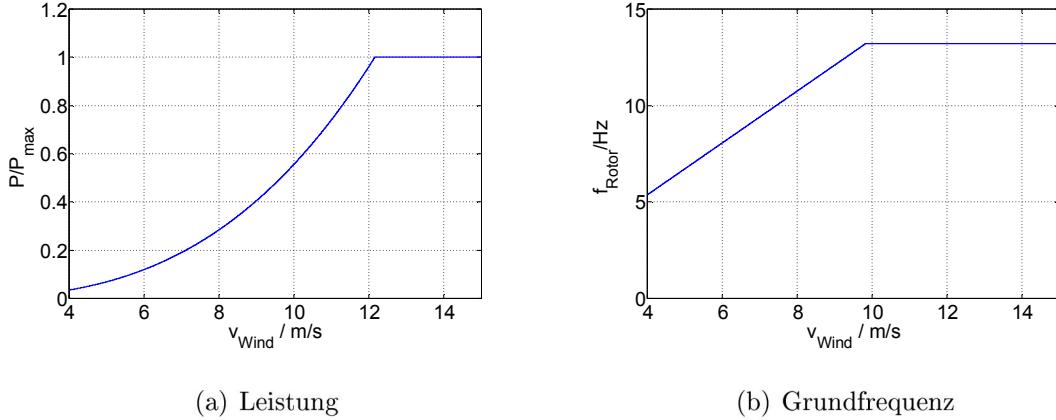


Abbildung 8.2.: Leistung und Ausgangsfrequenz des Generators über der Windgeschwindigkeit (Synchronmaschine mit Vollumrichter)

belastete Bauteil des generatorseitigen Umrichters die Diode. Im Punkt maximaler Leistung ($v_{\text{wind}}=12.2 \text{ m/s}$) erreicht die Diode des generatorseitigen Umrichters die maximale Sperrsichttemperatur von 125°C , während die maximale Sperrsichttemperatur des BIGT bei 103°C liegt. Die geringe Grundfrequenz in Verbindung mit dem hohen Strom führt im Punkt maximaler Leistung zu einem Sperrsichttemperaturhub der Diode von 27K . Der Einsatz eines BIGT führt in dieser Anwendung zu einer erheblichen Reduktion des Sperrsichttemperaturhubs. Der Temperaturhub im Punkt maximaler Leistung der Windenergieanlage beträgt für den BIGT 4K .

Dieser deutlich geringere Sperrsichttemperaturhub des BIGT führt zu einem erheblichen Lebensdauervorteil des BIGT in stationären Arbeitspunkten. Als Beispiel ist in Tabelle 8.2 die berechnete Lebensdauer von Diode und BIGT im Punkt maximaler Leistung, für den Fall gleicher Ausgangsleistung, gezeigt. Die Lebensdauer in Stunden ergibt sich wieder aus Gleichung 8.1. Somit stellt die Belastung durch grundfrequente Temperaturhübe keinen Lebensdauerbegrenzenden Faktor für den BIGT dar.

$$Lt = \frac{N}{3600 \cdot f_0} \quad (8.1)$$

Die Ergebnisse der Berechnungen für den netzseitigen Umrichter werden im Folgenden dargestellt. Abbildung 8.5(a) zeigt den Verlauf der maximalen Sperrsichttemperaturen der Leistungshalbleiter des netzseitigen Umrichters. Im Punkt maximaler Leistung beträgt die maximale Sperrsichttemperatur des IGBT 104°C , während die maximale Sperrsichttemperatur des BIGT 100°C betägt. In Abbildung 8.5(b) ist der Sperrsichttemperaturhub von IGBT, Diode und BIGT gezeigt. Der Sperr-

Tabelle 8.2.: Berechnete Lebensdauer von Diode und BIGT im Punkt maximaler Leistung (Synchronmaschine mit Vollumrichter)

	ΔT	N_{max}	Lebensdauer / h	Lebensdauer / a
Diode	28	$5.11 \cdot 10^7$	$1.08 \cdot 10^3$	0.12
BIGT	4	$5.46 \cdot 10^{13}$	$1.15 \cdot 10^9$	$1.3 \cdot 10^5$

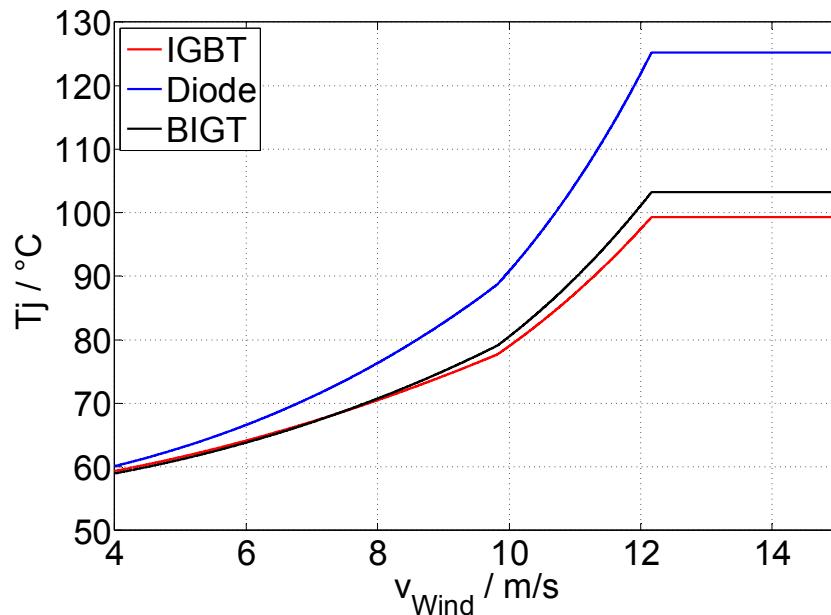


Abbildung 8.3.: Sperrsichttemperaturen der Leistungshalbleiter des generatorseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (Synchronmaschine mit Vollumrichter)

schichttemperaturhub des IGBT beträgt im Punkt maximaler Leistung 7K, während der Temperaturhub des BIGT 2K beträgt.

Die Ergebnisse zeigen, dass die Lastwechselbelastung aufgrund der grundfrequenten Temperaturhübe im generatorseitigen Umrichter höher ist, verglichen mit dem netzseitigen Umrichter. Dies gilt unter der getroffenen Annahme, dass die beiden Umrichter für Generator- und Netzseite identisch sind. Die höhere Belastung der Leistungshalbleiter im generatorseitigen Umrichter lässt sich mit der geringen Grundfrequenz von $f_0=13.2\text{Hz}$, verglichen mit der hohen Grundfrequenz des Umrichters auf der Netzseite von $f_0=50\text{Hz}$ sowie des motorischen Betriebs des netzseitigen Umrichters, erklären. Aufgrund der Tatsache, dass der generatorseitige Umrichter im generatorischen Betrieb arbeitet sind hier die Dioden leistungsbegrenzend, während im netzseitigen Umrichter der IGBT die höhere Sperrsichttemperatur besitzt. Das

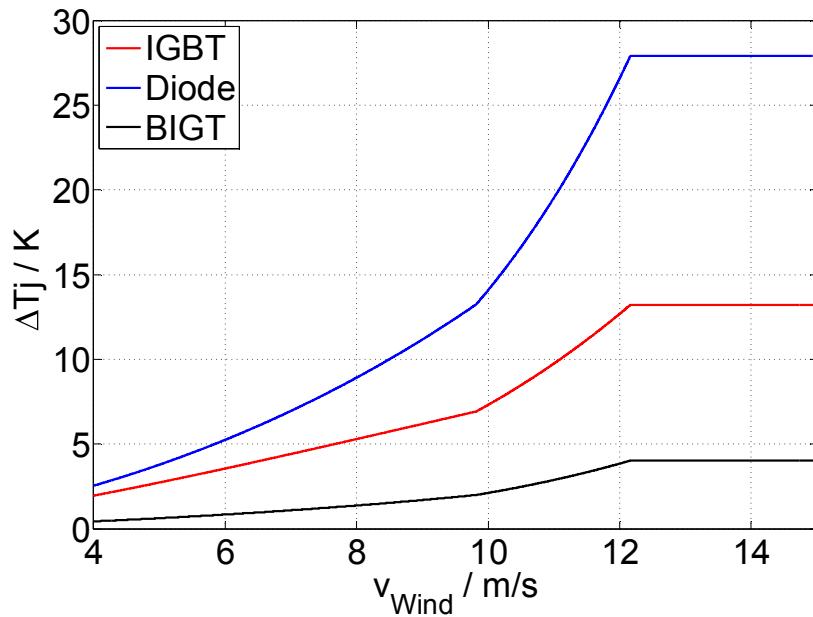


Abbildung 8.4.: Sperrsichttemperaturhub der Leistungshalbleiter des generatorseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (Synchromaschine mit Vollumrichter)

Verhältnis der Chipflächen von IGBT zu Diode von zwei zu eins führt im Vergleich mit dem generatorseitigen Umrichter zu einem geringeren Vorteil des BIGT im netzseitigen Umrichter.

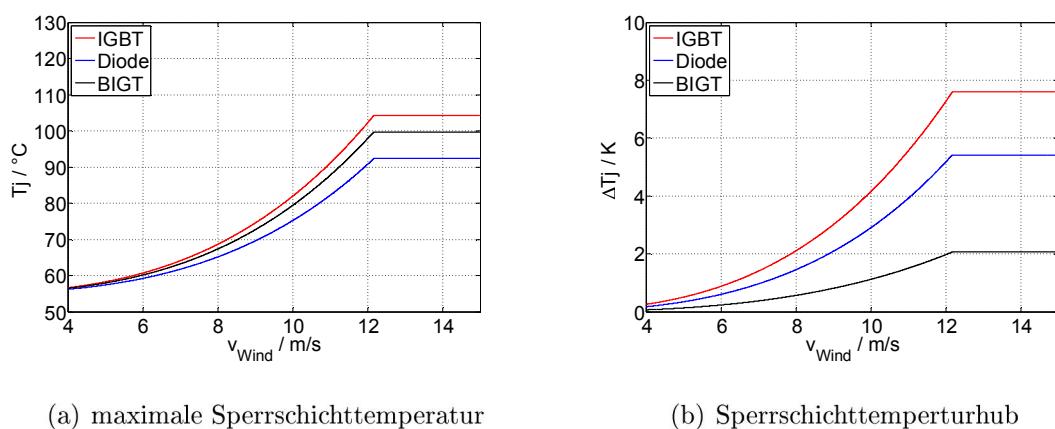


Abbildung 8.5.: Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperturhub des netzseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (Synchromaschine mit Vollumrichter)

Eine Möglichkeit die Belastung der Leistungshalbleiter im generatorischen Umrichter zu reduzieren wäre eine Reduktion der Schaltfrequenz des generatorseitigen Umrichters. Allerdings würde dies aufgrund des größeren Anteils der Schaltverluste gegenüber den Durchlassverlusten des IGBT im Vergleich zur Diode eher den IGBT entlasten.

8.1.1.2. Betrieb bei gleicher maximaler Sperrsichttempertur

Wird der Vorteil der geringeren maximalen Sperrsichttempertur des BIGT dazu genutzt, um die Ausgangsleistung zu erhöhen, führt dies zu einer um 39% höheren Ausgangsleistung des Umrichters mit BIGT im Vergleich zum konventionellen Ansatz mit IGBT und Diode.

$$\frac{I_{BIGT}}{I_{IGBT,Diode}} = 1,39 \quad (8.2)$$

Die maximalen Sperrsichttemperaturen des BIGT des generator- und netzseitigen Umrichters für den Fall gleicher maximaler Sperrsichttemperatur ist in Abbildung 8.6(a) gezeigt. Die maximale Sperrsichttempertur des BIGT beträgt im generatorseitigen Umrichter wie für die Diode 125°C. Die Erhöhung der Leistung des Umrichters mit BIGT führt im netzseitigen Umrichter zu einer Erhöhung der maximalen Sperrsichttemperatur auf 118°C. Im Fall gleicher maximaler Sperrsichttemperaturen von Diode und BIGT des generatorseitigen Umrichter, ist die maximale Sperrsichttempertur des BIGT im netzseitigen Umrichter somit höher als die des IGBT des netzseitigen Umrichters. Die Ursache hierfür ist, dass im IGBT Modus mit 50% die Erhöhung der Chipfläche geringer ist, als bei der Diode mit 200%.

Abbildung 8.6(b) zeigt den Verlauf des Sperrsichttemperaturhubes über der Windgeschwindigkeit. Im Punkt maximaler Leistung beträgt dieser 6K. Wie im vorherigen Abschnitt erwähnt, beträgt der Temperaturhub der Diode in diesem Betriebspunkt 27 K. Somit ist die Lastwechselbelastung durch die grundfrequenten Temperaturhübe auch bei gleicher Ausgangsleistung des Umrichter mit BIGT deutlich geringer als die Lastwechselbelastung der Diode. Aufgrund der besseren Verlustleistungs-aufteilung des BIGT ist der Sperrsichttemperaturhub des BIGT im netzseitigen Umrichter trotz der höheren Maximaltemperatur geringer als der Sperrsichttem-

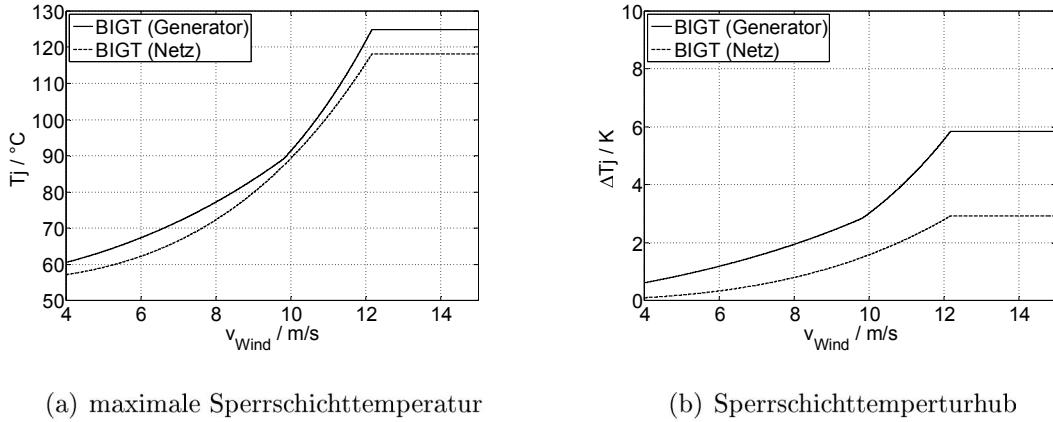


Abbildung 8.6.: Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperturhub des BIGT des generator- und netzseitigen Umrichters bei Betrieb mit maximaler Ausgangsleistung (Synchronmaschine mit Vollumrichter)

peraturhub des IGBT im netzseitigen Umrichter. Der Temperaturhub des BIGT beträgt 3K, während der Sperrsichttemperaturhub des IGBT 7K beträgt.

Allerdings ist der Sperrsichttemperturhub als auch die maximale Sperrsichttemperatur aufgrund der geringen Grundfrequenz im Punkt maximaler Leistung der Windenergieanlage im generatorseitigen Umrichter höher als im netzseitigen Umrichter. Daher wird im Folgenden für die Lebensdauerbetrachtungen nur auf den generatorseitigen Umrichter eingegangen.

8.1.2. Lebensdauerberechnung

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse für die zu erwartenden Lebensdauern von IGBT, Diode und BIGT für ein Windgeschwindigkeitsprofil dargestellt. Der Verlauf der Windgeschwindigkeit ist in Abbildung 8.9 gezeigt.

Die zu erwartenden Lebensdauern wurden mit den Gleichungen aus [Hub10] durchgeführt. In diesem Zusammenhang ist zu erwähnen, dass das Lebensdauermodell in [Hub10] das Resultat typischer Lastwechseltests ist. In diesen Tests sind in der Regel der Sperrsichttemperturhub ΔT_j und die Zykluszeit t_{Cycle} größer als die durch die grundfrequenten Temperaturhübe verursachten Lastwechsel. Im Gegensatz da-

zu sind Temperaturhub und Zykluszeit der Zyklen, welche durch die sich ändernde Windgeschwindigkeit hervorgerufen werden, im Bereich typischer Lastwechseltest.

Um die Lastwechselbelastung, verursacht durch die grundfrequenten Temperaturzyklen, zu ermitteln, wurde jeweils die maximale und minimale Sperrsichttemperatur während einer Periode der Grundfrequenz ermittelt. Die Anwendung des Rainflow Algorithmus liefert sowohl die Lastwechsel, welche durch die Änderungen der Windgeschwindigkeit zustande kommen, als auch die grundfrequenten Lastwechsel. Somit ist eine separate Betrachtung von grundfrequenter und missionprofile Lastwechselbelastung möglich.

8.1.2.1. Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung

Die Anzahl der Zyklen von Diode und IGBT des generatorseitigen Umrichters sind in Abbildung 8.7(a) gezeigt. Diese beeinhalten sowohl die grundfrequenten Zyklen als auch die Zyklen, welche durch die Änderungen der Windgeschwindigkeit verursacht werden. Aufgrund der Tatsache, dass der BIGT bei geringeren Sperrsichttemperaturen betrieben wird, wenn beide Umrichter bei gleicher Ausgangsleistung arbeiten, treten im Bereich von $\Delta T_j > 50K$ keine Temperaturzyklen des BIGT auf. Des Weiteren ist zu erkennen, dass die Anzahl der Zyklen mit weniger als 30K Temperaturhub bei der Diode deutlich größer ist als die des BIGT in diesem Temperaturbereich. Diese Zyklen werden hauptsächlich durch grundfrequente Zyklen verursacht. Im Gegensatz dazu liegen die Temperaturhübe des BIGT, verursacht durch grundfrequente Zyklen, im Bereich unterhalb von 5K. Daher ist in diesem Bereich eine größere Anzahl an Temperaturhüben des BIGT im Vergleich zur Diode erkennbar.

In Abbildung 8.7(b) ist der Lebensdauerverbrauch von Diode und BIGT (Diode und BIGT) sowie der Lebensdauerverbrauch des IGBT des netzseitigen Umrichters gezeigt (IGBT (Netz)). Der Lebensdauerverbrauch des IGBT des netzseitigen Umrichters kann im Vergleich zum Lebensdauerverbrauch der Diode des generatorseitigen Umrichters vernachlässigt werden. Aufgrund der gewählten Darstellung ist der Lebensdauerverbrauch des BIGT nicht erkennbar und ist daher in einer separaten Tabelle angegeben. Der Lebensdauerverbrauch der Diode aufgrund des gegebenen Windgeschwindigkeitsprofils beträgt 9%. Das Windgeschwindigkeitsprofil kann 11 Monate wiederholt werden, bis die Diode das theoretische Lebensdauerende erreicht.

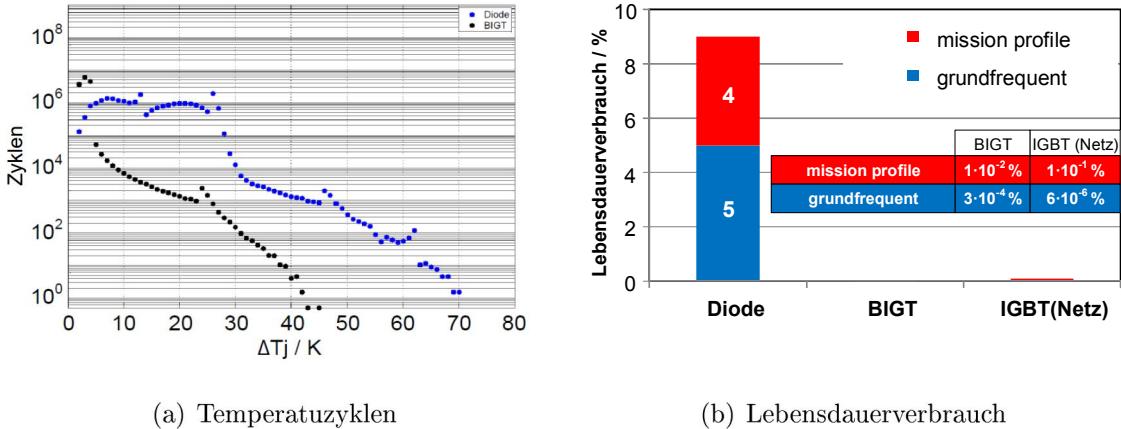


Abbildung 8.7.: Temperaturzyklen und Lebensdauerverbrauch der Leistungshalbleiter bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung für September 2010 (Synchronmaschine mit Vollumrichter)

Neben dem Lebensdauerverbrauch zeigt Abbildung 8.7(b), dass etwa 45% des Lebensdauerverbrauchs aufgrund der Änderungen der Windgeschwindigkeit verursacht wird. 55% des Lebensdauerverbrauchs sind eine Konsequenz der grundfrequenten Temperaturhübe. Für den Fall, dass im generatorseitigen Umrichter ein BIGT verwendet wird, beträgt der Anteil des Lebensdauerverbrauchs aufgrund der Änderungen der Windgeschwindigkeit 95%.

8.1.2.2. Betrieb bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur

Abbildung 8.8(a) zeigt die Anzahl an Teperaturzyklen von Diode und BIGT für den Fall, dass beide Leistungshalbleiter im Punkt maximaler Leistung der Windenergieanlage eine maximale Sperrsichttempertur von 125°C erreichen. Es ist zu erkennen, dass die Zyklen des BIGT sich im Vergleich zum Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung in Richtung höheren ΔT verschoben haben. Insbesondere im Bereich von $\Delta T=10\text{K}$ bis $\Delta T=35\text{K}$ ist die Anzahl an Temperaturhüben des BIGT deutlich geringer, verglichen mit der Diode. Somit erfährt der BIGT, auch bei gleicher maximaler Sperrsichttempertur wie die Diode, eine geringere Lastwechselbelastung als die Diode. Der Lebensdauerverbrauch ist in Abbildung 8.8(b) dargestellt. Der theoretische Lebensdauerverbrauch des BIGT beträgt 0.2%. Somit kann das gegebene Windgeschwindigkeitsprofil für 40 Jahre wiederholt werden.

Neben der Auswertung der Sperrsichttemperaturen wurde auch die zu erwartende Lebensdauer anhand der Temperaturänderungen der Bodenplatte untersucht. die Ergebnisse sind ebenfalls in Abbildung 8.8(b) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der berechnete Lebensdauerverbrauch des BIGT für das Windgeschwindigkeitsprofil von September 2010 für den Temperaturhub von Bodenplatte und Sperrsicht etwa gleich ist. Im Falle des konventionellen Moduls begrenzt der Temperaturhub der Sperrsicht die Lebensdauer.

Um den Vorteil des BIGT auch bei gleicher maximaler Sperrsichttempertur zu erläutern wurde eine Rainflow Zählung des Windgeschwindigkeitsprofils durchgeführt. Mit der Rainflow Zählung wurde jeweils die Windgeschwindigkeitsänderung Δv_{Wind} und die dazugehörige maximale Windgeschwindigkeit $v_{Wind,max}$ ermittelt. Das Ergebniss ist in Abbildung 8.9(b) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die größte Anzahl an Windgeschwindigkeitsänderungen einen Hub von weniger als 7 m/s besitzen.

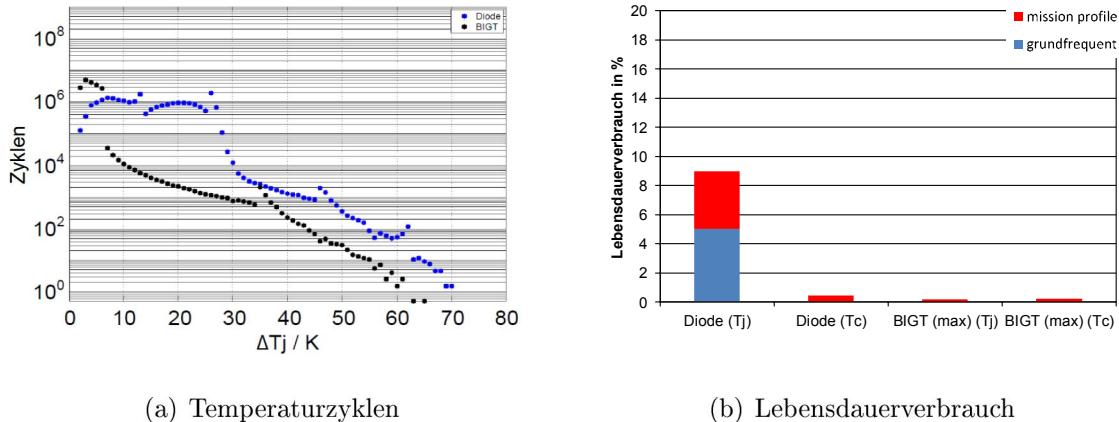


Abbildung 8.8.: Temperaturzyklen und Lebensdauerverbrauch der Leistungshalbleiter bei Betrieb mit gleicher maximaler Sperrsichttemperatur für September 2010 (Synchronmaschine mit Vollumrichter)

Abbildung 8.10(a) zeigt den Temperaturhub der Diode des generatorseitigen Umrichters, verursacht durch die Änderungen der Windgeschwindigkeit in Abbildung 8.9(b). In Abbildung 8.10(b) sind die Temperturzyklen des BIGT in Abhängigkeit von maximaler Windgeschwindigkeit $v_{Wind,max}$ und Änderung der Windgeschwindigkeit Δv_{Wind} gezeigt. Für Windgeschwindigkeiten von mehr als 12m/s ist die Drehzahl des Generators konstant. Daher kommtte es für Windgeschwindigkeiten von mehr als 12m/s und geringen Änderungen der Windgeschwindigkeit zu keinen Temperaturzyklen, welche auf eine Änderung der Windgeschwindigkeit zurückzuführen sind.

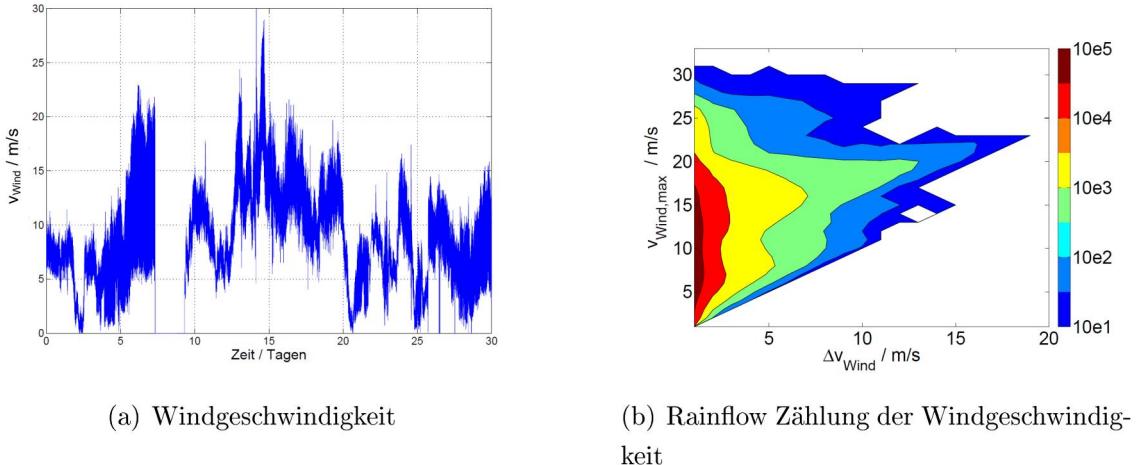


Abbildung 8.9.: Windgeschwindigkeit und Rainflowzählung des Windgeschwindigkeitsprofils (Synchronmaschine mit Vollumrichter)

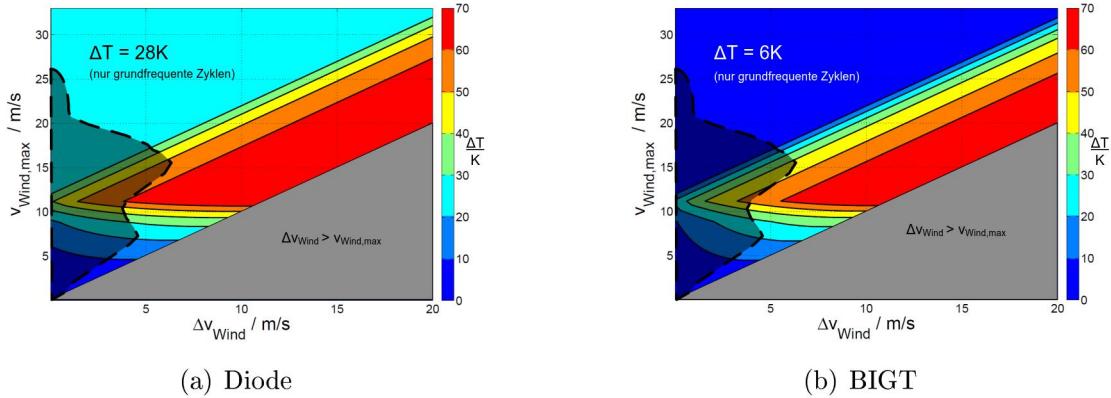


Abbildung 8.10.: Mission Profile Temperaturzyklen resultierend aus den Windgeschwindigkeitsänderungen (Synchronmaschine mit Vollumrichter)

Der Temperaturhub wurde als Differenz zwischen maximaler Sperrsichttemperatur aufgrund der maximalen Windgeschwindigkeit und minimaler Temperatur, verursacht durch die Windgeschwindigkeitsänderung nach Gleichung (8.3), ermittelt.

$$\Delta T_j = T_{j,max}(v_{wind,max}) - T_{j,min}(v_{wind,max} - \Delta v_{Wind}) \quad (8.3)$$

Aus den Abbildungen 8.10(a) und 8.10(b) ist zu erkennen, dass der BIGT im Bereich, in dem die größte Anzahl an Windgeschwindigkeitsänderungen auftreten, einen geringeren Temperaturhub im Vergleich zur Diode besitzt. Dieser Bereich ist mit einer unterbrochenen Linie gekennzeichnet. Daher ist die Belastung durch Lastwechsel, verursacht durch Änderungen der Windgeschwindigkeit des BIGT auch dann geringer, wenn BIGT und Diode bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur im Punkt maximaler Leistung betrieben werden.

8.2. Windenergieanlage mit doppelt gespeister Asynchronmaschine

Bei der Anlagenvariante mit doppelt gespeister Asynchronmaschine wird die Drehzahlvariabilität durch einen über Schleifringe an den Läuferkreis angeschlossenen Umrichter realisiert. Das Schaltbild einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine ist in Abbildung 8.11 dargestellt.

Durch Einspeisen von Rotorströmen mit einer Frequenz f_{Rotor} kann auch bei variabler Drehzahl des Generators f_{mech} eine konstante Statorfrequenz f_{Stator} erreicht werden [Hau08]. Dies verdeutlicht Gleichung (8.4).

$$f_{Stator} = f_{Rotor} + p \cdot f_{mech} = s \cdot f_{Stator} + p \cdot f_{mech} \quad (8.4)$$

Im untersynchronen Betrieb wird dem Läuferkreis über den Umrichter Leistung aus dem Netz zugeführt, während im übersynchronen Betrieb Leistung an das Netz abgegeben wird. Diese Leistung ist abhängig vom Schlupf der Asynchronmaschine. Es gilt Gleichung (8.5).

$$P_{Rotor} = s \cdot P_{Stator} \quad (8.5)$$

In 8.5 ist die Statorleistung P_{Stator} positiv, wenn Leistung vom Stator in das Netz abgegeben wird. Die Rotorleistung ist negativ $P_{Rotor} < 0$, wenn Leistung an das Netz abgegeben wird und positiv $P_{Rotor} > 0$, wenn Leistung aus dem Netz aufgenommen wird.

Damit ist der Drehzahlstellbereich in dieser Anlagenkonfiguration durch den Schlupf begrenzt. Typischerweise liegen die Werte für den Schlupf im Bereich $s = \pm 30\%$ [Jan10].

Die Synchrondrehzahl berechnet sich mit Gleichung (8.6), für eine Polpaarzahl von $p=2$ und eine Netzfrequenz von $f_{Netz}=50\text{Hz}$, zu $n_{syn}=1500\frac{1}{min}$.

$$n_{syn} = \frac{f_{Netz}}{p} = 1500 \frac{1}{min} \quad (8.6)$$

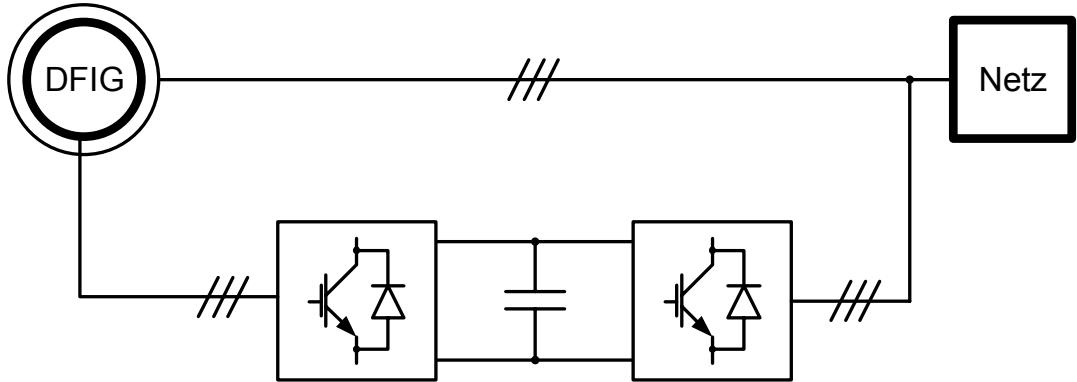


Abbildung 8.11.: Schaltbild einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine

Für die Rotorfrequenz ergibt sich mit Gleichung (8.7), bei einem Schlupfbereich von $\pm 30\%$, ein Frequenzbereich von $\pm 15\text{Hz}$.

$$f_{rotor} = s \cdot f_{Netz} \quad (8.7)$$

Der Vorteil dieses Konzeptes besteht darin, dass der Umrichter nur für die Rotorleistung und nicht, wie bei der Anlagenvariante mit Synchronmaschine, für die gesamte Anlagenleistung ausgelegt werden muss. Allerdings führen die geringen Generatorfrequenzen zu erheblichen thermischen Belastungen der Leistungshalbleiter im rotorseitigen Umrichter insbesondere nahe des Synchronpunktes, da in diesem Punkt die Rotorfrequenz zu Null wird. Im Gegensatz zur Synchronmaschine mit Vollumrichter kommt es in dieser Variante zu Netzrückwirkungen durch die Schaltfrequenz des rotorseitigen Umrichters. Somit kann die Schaltfrequenz nicht beliebig reduziert werden. Weitere Nachteile sind der durch die Schleifringe bedingte Wartungsaufwand und starke mechanische Beanspruchungen des Antriebsstrangs im Falle von Netzfehlern [Jan10].

Die Daten des für die Simulationen verwendeten Generators sind in Tabelle 8.3 dargestellt. Der Generator besitzt eine Nennleistung von 3MW und eine Polpaarzahl von $p=2$. Die cut-in Windgeschwindigkeit beträgt $v_{cut-in}=4,3\text{m/s}$. Bei einer Windgeschwindigkeit von 8m/s wird die Nenndrehzahl des Generators erreicht. Die Windgeschwindigkeit, bei der die maximale Leistung erreicht wird, liegt bei 12m/s.

Der Verlauf der Generatorleistung und Generatorfrequenz in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit ist in Abbildung 8.12 dargestellt. Wie in Abbildung 8.12(a) zu erkennen liegt der Synchronpunkt bei einer Windgeschwindigkeit von etwa 6m/s. Aufgrund der kubischen Abhängigkeit der Leistung von der Windgeschwindigkeit nach Gleichung (8.8) beträgt die Leistung in diesem Punkt weniger als 20% der Nennleis-

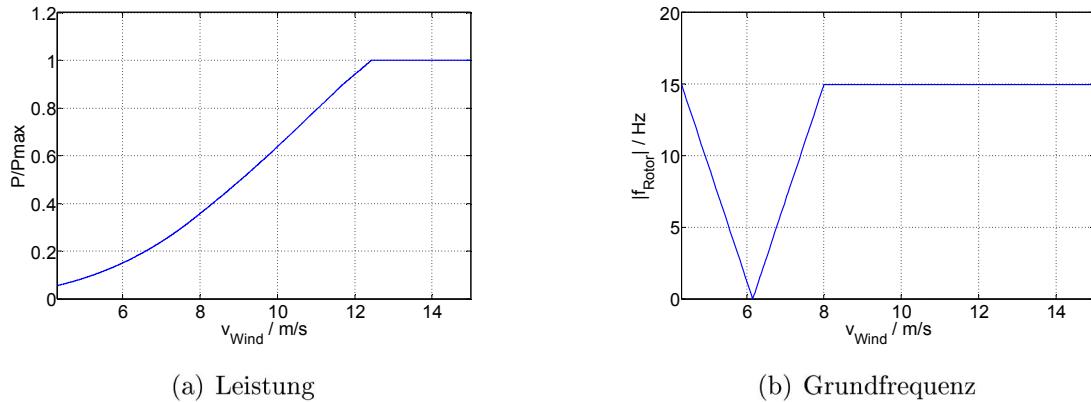


Abbildung 8.12.: Leistung und Ausgangsfrequenz des Generators über Windgeschwindigkeit (DFIG)

tung des Generators. Je geringer die Windgeschwindigkeit im Synchronpunkt des Generators ist, desto geringer ist auch die Lastwechselbelastung der Leistungshalbleiter in diesem Punkt. Die Lage des Synchronpunktes verschiebt sich hin zu größeren Windgeschwindigkeiten, je näher der Punkt maximaler Drehzahl am Punkt maximaler Leistung des Generators liegt.

$$P_{Wind} = \frac{1}{2} \cdot c_p \cdot \rho_{Luft} \cdot \pi \cdot R_{Rotor}^2 \cdot v_{Wind}^3 \quad (8.8)$$

mit: c_p : Leistungsbeiwert; ρ_{Luft} : Luftdichte; R_{Rotor} : Rotorradius

Tabelle 8.3.: Betriebspunkte und Daten der Windenergieanlage mit doppelt gespeister Asynchronmaschine

P_{Nenn}	3 MW
Polpaarzahl	2
Synchrongeschwindigkeit	$1500 \frac{1}{min}$
Drehzahlbereich	$1500 \pm 450 \frac{1}{min}$
Frequenzbereich	$\pm 15 \text{ Hz}$
cut-in Windgeschwindigkeit v_{cut-in}	4,3 m/s
v_{Wind} @ $n = n_{Nenn}$	8 m/s
v_{Wind} @ $P = P_{Nenn}$	12 m/s

8.2.1. Belastung der Leistungshalbleiter

8.2.1.1. Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung

Zunächst soll der Fall betrachtet werden, in dem die Umrichter mit BIGT und IGBT/Diode bei gleicher Ausgangsleistung arbeiten. Die höchste Belastung der Leistungshalbleiter tritt im Synchronpunkt aufgrund der sehr geringen Grundfrequenzen um $f_0=0\text{Hz}$ sowie im Punkt maximaler Leistung aufgrund der hohen Leistung und der relativ geringen Grundfrequenz von $f_0=15\text{Hz}$ auf. Die im Folgenden vorgestellten Ergebnisse für ein konventionelles IGBT/Dioden-Modul wurden bereits in [Wei14a] veröffentlicht.

Abbildung 8.13 zeigt den Verlauf der maximalen Sperrsichttemperatur von IGBT, Diode und BIGT des rotorseitigen Umrichters. Im Punkt maximaler Leistung erreicht die Diode eine maximale Sperrsichttemperatur von 125°C . Der BIGT erreicht in diesem Betriebspunkt eine maximale Sperrsichttemperatur von 103°C während die maximale Sperrsichttemperatur des IGBT bei 98°C liegt. Im Synchronpunkt liegt die maximale Sperrsichttemperatur der Diode bei 83°C während der IGBT eine maximale Sperrsichttemperatur von 87°C erreicht. Der BIGT erreicht in diesem Punkt eine maximale Sperrsichttemperatur von 79°C .

In Abbildung 8.14 ist der Sperrsichttemperaturhub der Leistungshalbleiter des rotorseitigen Umrichters über der Windgeschwindigkeit dargestellt. Dieser beträgt für die Diode im Synchronpunkt 28K und für den IGBT 30K. Der Sperrsichttemperaturhub des BIGT beträgt 23K. Im Punkt maximaler Leistung beträgt der Temperaturhub der Diode 26K und der des BIGT 4K. Der Sperrsichttemperaturhub des IGBT beträgt in diesem Betriebspunkt 12K.

Tabelle 8.4.: Berechnete Lebensdauer von Diode und BIGT im Punkt maximaler Leistung (DFIG)

	ΔT	N_{max}	Lebensdauer / h	Lebensdauer / a
Diode	26	$6,27 \cdot 10^7$	$1,16 \cdot 10^3$	0.13
BIGT	4	$5.46 \cdot 10^{13}$	$1.15 \cdot 10^9$	$1.3 \cdot 10^5$

Der deutlich geringere Sperrsichttemperaturhub des BIGT führt, wie im Falle des Vollumrichters mit Synchronmaschine, zu einem erheblichen Lebensdauervorteil des

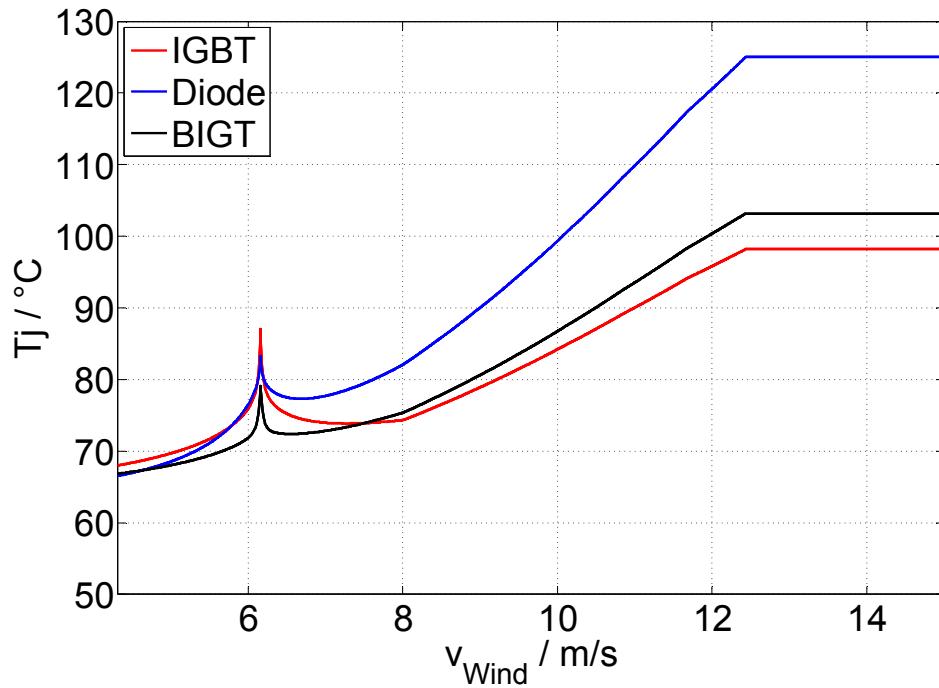


Abbildung 8.13.: Sperrsichttemperaturen der Leistungshalbleiter des rotorseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (DFIG)

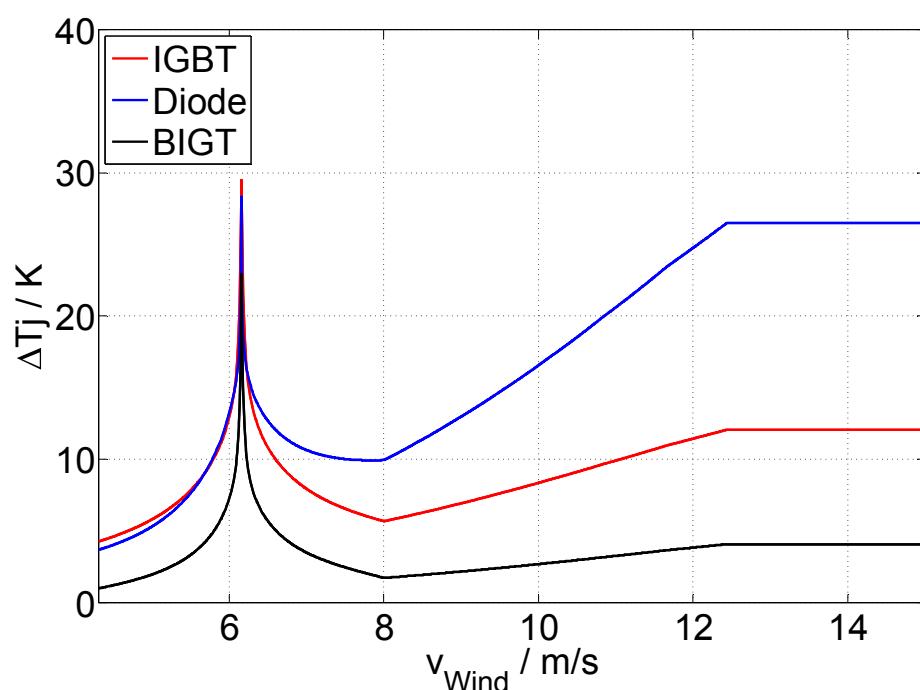


Abbildung 8.14.: Sperrsichttemperaturhub der Leistungshalbleiter des rotorseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (DFIG)

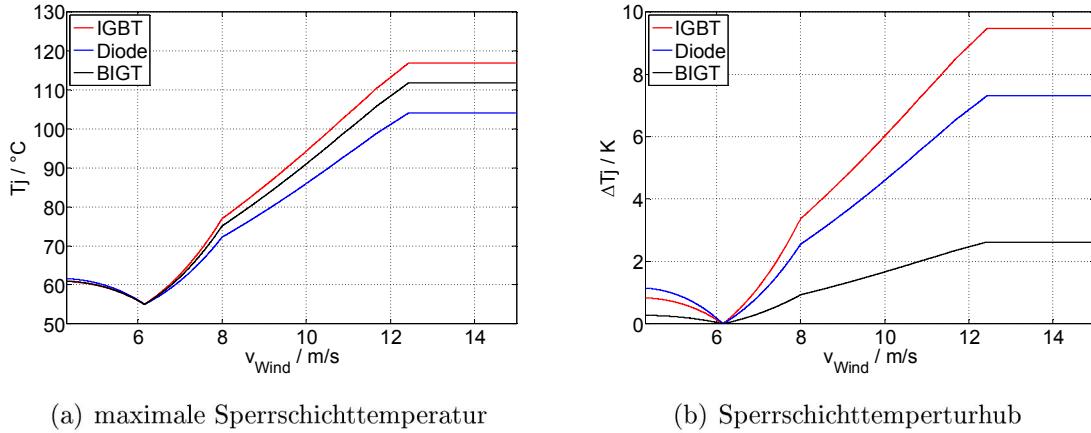


Abbildung 8.15.: Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperturhub des netzseitigen Umrichters bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung (DFIG)

BIGT in stationären Arbeitspunkten. Als Beispiel ist in Tabelle 8.4 die berechnete Lebensdauer von Diode und BIGT im Punkt maximaler Leistung für den Fall gleicher Ausgangsleistung gezeigt. Die Lebensdauer in Stunden berechnet sich mit dem Lebensdauermodell in [Hub10] nach Gleichung (8.1).

Im Gegensatz zum rotorseitigen Umrichter arbeitet der netzseitige Umrichter im motorischen Betrieb bei einer Grundfrequenz von $f_0=50\text{Hz}$. Daher sind die Belastungen der Leistungshalbleiter im netzseitigen Umrichter geringer als im rotorseitigen Umrichter.

Abbildung 8.15(a) zeigt den Verlauf der maximalen Sperrsichttemperatur des netzseitigen Umrichters für den Fall gleicher Ausgangsleistung. Im Synchronpunkt muss dem Rotor der Asynchronmaschine keine Leistung zugeführt werden. Daher sinkt die Sperrsichttemperatur in diesem Punkt auf die Kühlwassertemperatur von 55°C ab. Im Punkt maximaler Leistung beträgt die Sperrsichttemperatur des IGBT 98°C der Diode 86°C und des BIGT 94°C .

Aufgrund der höheren Grundfrequenz sind auch die Sperrsichttemperturhübe der Leistungshalbleiter im netzseitigen Umrichter gegenüber dem rotorseitigen Umrichter deutlich reduziert. Der Verlauf in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeit ist in Abbildung 8.15(b) dargestellt. Für den IGBT beträgt der Sperrsichttemperturhub 7K und für den BIGT weniger als 3K . Die Diode hat einen Sperrsichttemperturhub von 4K .

Wie im Falle des Anlagenkonzeptes mit Synchronmaschine ergibt sich im Falle der doppelt gespeisten Asynchronmaschine ebenfalls eine höhere Belastung der Leistungshalbleiter im maschinenseitigen Umrichter.

8.2.1.2. Betrieb bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur

Wird die Leistung des rotorseitigen Umrichters mit BIGT soweit erhöht, dass der BIGT die gleiche maximale Sperrsichttemperatur erreicht, so ergibt sich eine Leistungssteigerung des Umrichters mit BIGT von 38% gegenüber der Konfiguration mit einem konventionellen Modul.

In Abbildung 8.16(a) ist der Verlauf der Sperrsichttemperaturen des rotorseitigen und netzseitigen Umrichters mit BIGT dargestellt. Die maximale Sperrsichttemperatur des BIGT des rotorseitigen Umrichters beträgt im Synchronpunkt 89°C. Der BIGT im netzseitigen Umrichter erreicht im Punkt maximaler Leistung eine Sperrsichttemperatur von 109°C.

Der Sperrsichttemperaturhub des rotorseitigen Umrichters beträgt im Synchronpunkt 32K und im Punkt maximaler Leistung 6K. Im netzseitigen Umrichter ist der Sperrsichttemperaturhub des BIGT kleiner 3K.

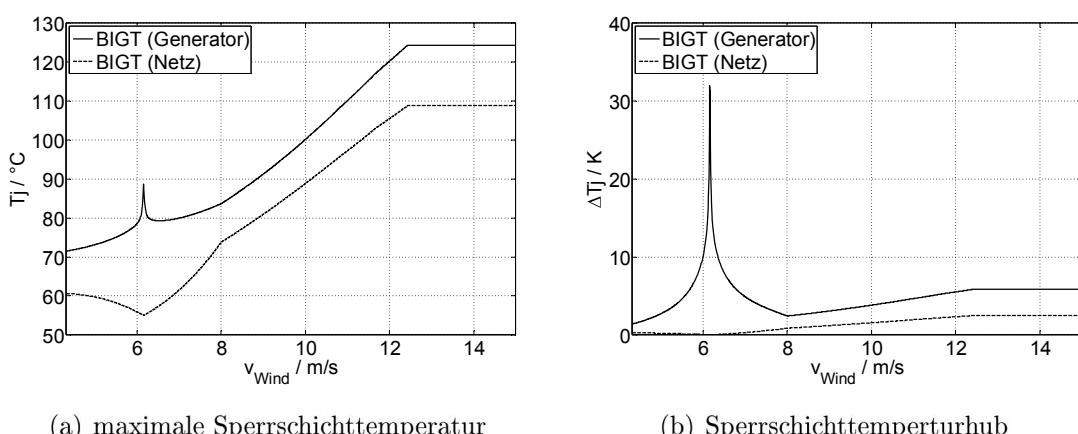


Abbildung 8.16.: Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperturhub des BIGT des generator- und netzseitigen Umrichters bei Betrieb mit maximaler Ausgangsleistung (DFIG)

Die Erhöhung der Leistung des rotorseitigen Umrichters mit BIGT führt im Falle der doppelt gespeisten Asynchronmaschine zu den gleichen Auswirkungen hinsichtlich maximaler Sperrsichttemperatur und Sperrsichttemperaturhub des netzseitigen Umrichters, wie im Falle der Synchronmaschine mit Vollumrichter. Daher wird im Folgenden auch für die doppelt gespeiste Asynchronmaschine nur der rotorseitige Umrichter betrachtet.

8.2.2. Lebensdauerberechnung

8.2.2.1. Betrieb bei gleicher Ausgangsleistung

In Abbildung 8.17(a) sind die Temperaturzyklen von Diode und BIGT des rotorseitigen Umrichters dargestellt. Diese enthalten, wie im Falle der getriebelosen Windenergieanlage mit Vollumrichter, sowohl die Zyklen, welche durch die Änderung der Windgeschwindigkeit verursacht werden, als auch die grundfrequenten Temperaturzyklen. Die deutlich geringere Lastwechselbelastung des BIGT aufgrund der geringeren maximalen Sperrsichttemperatur und des reduzierten Temperaturhubs ist deutlich zu erkennen. So tritt die größte Anzahl an Temperaturzyklen des BIGT im Bereich von weniger als 10K auf. Außerdem ist aufgrund der geringeren Sperrsichttemperatur der maximale Temperaturhub des BIGT mehr als 20K geringer als im Falle der Diode.

Der berechnete Lebensdauerverbrauch von Diode und BIGT ist in Abbildung 8.17(b) getrennt nach grundfrequenten (fundamental frequency) und Missionprofile Zyklen dargestellt. Der Lebensdauerverbrauch liegt für die Diode des Rotorstromrichters der doppelt gespeisten Asynchronmaschine bei 15,5%, während sich für den BIGT ein Wert von 0.08% ergibt. Dieser Wert ist in Abbildung 8.17(b) nicht zu erkennen und daher in einer separaten Tabelle angegeben. Somit ist das theoretische Lebensdauerende der Diode nach weniger als sieben Monaten erreicht, während der BIGT eine theoretische Lebensdauer von 100 Jahren besitzt, wenn davon ausgegangen wird, dass das Windprofil für alle Monate dasselbe ist.

Weiterhin ist aus Abbildung 8.17(b) zu erkennen, dass der berechnete Lebensdauerverbrauch der Diode des rotorseitigen Umrichters, verursacht durch Temperaturhübe aufgrund von Windgeschwindigkeitsänderungen, mehr als zwei Drittel des gesamten

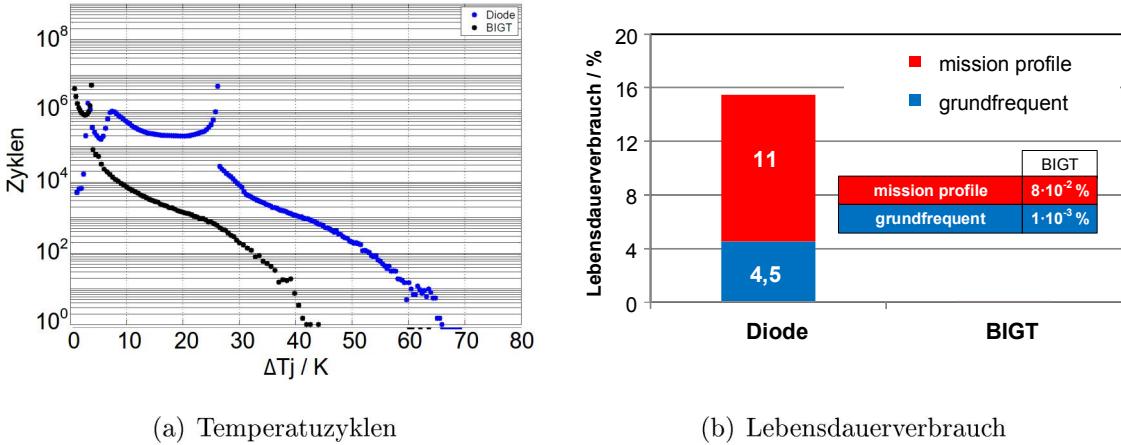


Abbildung 8.17.: Temperaturzyklen und Lebensdauerverbrauch der Leistungshalbleiter bei Betrieb mit gleicher Ausgangsleistung für September 2010 (DFIG)

Lebensdauerverbrauchs beträgt. Auch im Falle des BIGT dominieren diese Zyklen. Hier wird nahezu die gesamte Belastung (mehr als 95%) durch die Temperaturhübe aufgrund der sich ändernden Windgeschwindigkeit verursacht.

8.2.2.2. Betrieb bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur

Die Temperaturzyklen für einen Betrieb bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur von BIGT und Diode des rotorseitigen Umrichters zeigt Abbildung 8.18(a). Im Vergleich zu Abbildung 8.17(a) treten nun für den BIGT erheblich mehr Temperaturzyklen im Bereich $\Delta T_j > 20K$ auf. Abbildung 8.18(b) zeigt den Lebensdauerverbrauch für BIGT und Diode für den Fall gleicher maximaler Sperrsichttemperatur. Die berechnete Lebensdauer des BIGT beträgt etwa 14 Jahre. Somit ist auch bei einer Erhöhung der Ausgangsleistung des rotorseitigen Umrichters mit BIGT die Lastwechselbelastung gegenüber der Diode deutlich reduziert. Die zu erwartende Lebensdauer des BIGT liegt somit um mehr als den Faktor 20 über der zu erwartenden Lebensdauer der Diode.

Auch im Falle der doppelt gespeisten Asynchronmaschine wurde die zu erwartende Lebensdauer anhand der Temperaturänderungen der Bodenplatte untersucht. die Ergebnisse sind ebenfalls in Abbildung 8.18(b) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass wie im Falle der Synchronmaschine mit Vollumrichter, der berechnete Lebensdauer-

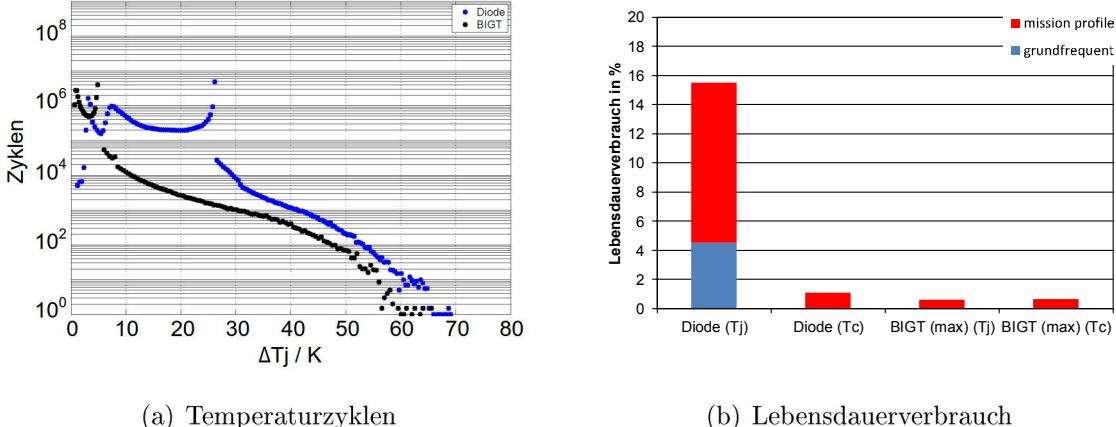


Abbildung 8.18.: Temperaturzyklen und Lebensdauerverbrauch der Leistungs halbleiter bei Betrieb mit gleicher maximaler Sperrschichttemperatur für September 2010 (DFIG)

verbrauch des BIGT für das Windgeschwindigkeitsprofil von September 2010 für den Temperaturhub von Bodenplatte und Sperrschicht etwa gleich ist. Im Falle des konventionellen Moduls begrenzt der Temperaturhub der Sperrschicht die Lebensdauer.

Abbildung 8.19(a) zeigt die Temperaturzyklen der Diode des rotorseitigen Umrichters hervorgerufen durch Änderung der Windgeschwindigkeit. Der Temperaturzyklus ist abhängig von der maximalen Windgeschwindigkeit und der minimalen Windgeschwindigkeit (siehe Gleichung (8.3)). Im Vergleich dazu zeigt Abbildung 8.19(b) die Temperaturzyklen des BIGT des rotorseitigen Umrichters nach Gleichung (8.3). Aus den Abbildungen 8.19(a) und 8.19(b) ist zu erkennen, dass im Bereich, in dem

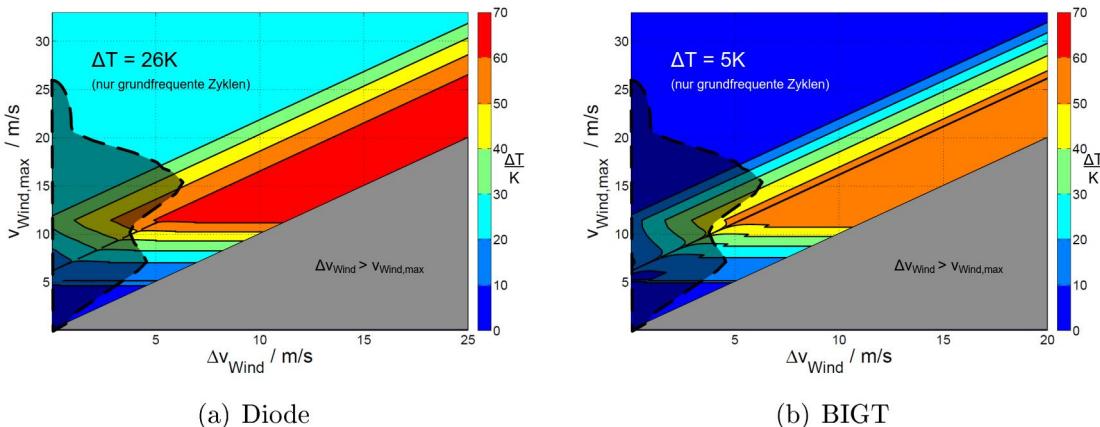


Abbildung 8.19.: Mission Profile Temperaturzyklen resultierend aus den Windgeschwindigkeitsänderungen (DFIG)

die häufigsten Windgeschwindigkeitsänderungen auftreten, die Temperaturhübe des BIGT gegenüber der Diode deutlich reduziert sind. Dieser Bereich ist mit einer unterbrochenen Linie gekennzeichnet.

8.3. Zusammenfassung

Die Simulationsergebnisse zeigen das Potenzial des BIGT hinsichtlich Leistungsfähigkeit und Lastwechselbelastung in einer Anwendung mit geringen Grundfrequenzen. Bedingt durch den Gleichrichterbetrieb der maschinenseitigen Umrichter in Kombination mit den relativ niedrigen Grundfrequenzen, kommt es zu großen Temperaturhüben der Sperrschiichttemperatur der Diode bei Verwendung eines konventionellen Moduls. Die Verwendung eines BIGT führt aufgrund der größeren Diodenfläche zu einer erheblichen Reduktion der Lastwechselbelastung des generatorseitigen Umrichters. Auch bei gleicher maximaler Sperrschiichttemperatur von Diode und BIGT im generatorseitigen Umrichter ergeben sich Vorteile hinsichtlich der Lastwechselbelastung eines BIGT. Auch bei einer Erhöhung der Leistung des maschinenseitigen Umrichters mit BIGT ist die Lastwechselbelastung gegenüber eines konventionellen Moduls signifikant geringer. Während die zu erwartende Lebensdauer bei einer Dimensionierung auf eine maximale Sperrschiichttemperatur von $T_{j,max}=125^{\circ}\text{C}$ der Diode im Bereich von Monaten liegt, kann für den BIGT eine Lebensdauer von mehr als 10 Jahren (DFIG: 14 Jahre; VU: 40 Jahre) erwartet werden.

In den betrachteten Anlagenkonzepten für Windenergieanlagen sind Unterschiede in der Lastwechselbelastung durch Mission-Profil Zyklen festzustellen. Die Ergebnisse dieses Kapitels zeigen, dass der Vorteil eines BIGT in einer Anlagenkonfiguration mit Vollumrichter größer ist, als in der Anlage mit DFIG. Während bei einer Anlage mit Vollumrichter Betriebspunkte mit Grundfrequenzen kleiner $f_0=1\text{Hz}$ nicht auftreten, kommt es bei der Anlagenkonfiguration mit DFIG im Bereich des Synchronpunktes zu Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$, welche zu starken thermischen Belastungen der Leistungshalbleiter führen. Hierbei hat die Lage des Synchronpunktes einen erheblichen Einfluss auf die Lastwechselbelastung. Je näher der Punkt der Nenndrehzahl ($n=n_{\text{Nenn}}$) am Punkt der Nennleistung ($P=P_{\text{Nenn}}$) liegt, desto höher ist die Belastung der Leistungshalbleiter im Synchronpunkt. Des Weiteren wird der Synchronpunkt in diesem Fall bereits bei kleineren Windgeschwindigkeitsänderungen erreicht.

Tabelle 8.5.: Ausgewählte Temperaturzyklen in Abhängigkeit der Windgeschwindigkeitsänderung bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur von Diode und BIGT im generator- beziehungsweise rotorseitigen Umrichter

			DFIG		Vollumrichter	
	$v_{Wind,max}$	$v_{Wind,min}$	ΔT_j	N	ΔT_j	N
Diode	12m/s	6,15m/s	70K	$2,4 \cdot 10^5$	64K	$3,3 \cdot 10^5$
BIGT	12m/s	6,15m/s	70K	$2,4 \cdot 10^5$	41K	$2,5 \cdot 10^6$
Diode	12m/s	8m/s	53K	$6,5 \cdot 10^5$	58K	$4,7 \cdot 10^5$
BIGT	12m/s	8m/s	44K	$1,5 \cdot 10^6$	50K	$6 \cdot 10^5$
Diode	12m/s	10m/s	43K	$1,8 \cdot 10^6$	49K	$8,7 \cdot 10^5$
BIGT	12m/s	10m/s	29K	$3,0 \cdot 10^7$	36K	$6,4 \cdot 10^6$

Tabelle 8.5 zeigt für drei ausgewählte Windgeschwindigkeitsänderungen die Temperaturzyklen von Diode und BIGT des generator- und rotorseitigen Umrichter für den Fall gleicher maximaler Sperrsichttemperatur. Es ist zu erkennen, dass die Lastwechselbelastung für eine Windgeschwindigkeitsänderungen von $v_{Wind}=12\text{m/s}$ auf $v_{Wind}=10\text{m/s}$ und von $v_{Wind}=12\text{m/s}$ auf $v_{Wind}=8\text{m/s}$ im Vollumrichter höher ist als im DFIG-Umrichter. Wird der Synchronpunkt durch die Änderung der Wingeschwindigkeit erreicht ($v_{Wind}=12\text{m/s}$ auf $v_{Wind}=6,15\text{m/s}$), so ergibt sich eine höhere Lastwechselbelastung im DFIG-Umrichter, da im Synchronpunkt aufgrund der geringen Grundfrequenzen die Sperrsichttemperatur auf den Wert der Kühlwasser-temperatur absinkt. Weiterhin zeigt Tabelle 8.5, dass der BIGT bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur wie die Diode bei einer Änderung der Windgeschwindigkeit von $v_{Wind}=12\text{m/s}$ auf $v_{Wind}=6,15\text{m/s}$ im rotorseitigen Umrichter keinen Vorteil besitzt. Im Gegensatz dazu besitzt der BIGT für diese Windgeschwindigkeitsänderung im Falle des generatorseitigen Umrichter einen deutlich geringeren Temperaturhub als die Diode. Aus diesen Betrachtungen folgt, dass die Lastwechselbelastung der Leistungshalbleiter im rotorseitigen Umrichter dann größer ist, wenn eine Windgeschwindigkeit nahe des Synchronpunkt erreicht wird.

Im Gegensatz zu der in dieser Arbeit untersuchten Traktionsanwendung bietet der BIGT in den betrachteten Windenergieanwendungen einen deutlichen Vorteil hinsichtlich Leistungsfähigkeit und Lastwechselbelastung. Die für die Lebensdauer relevanten Zyklen in der Traktionsanwendung sind die Missionprofile Zyklen mit einem Temperaturhub von Umgebungstemperatur $T_j=T_a$ auf maximale Sperrsichttemperatur $T_j=T_{j,max}$ (siehe Abbildung 7.6). Abbildung 8.20 zeigt den relativen Lebensdauerverbrauch von Diode und IGBT in den maschinenseitigen Umrichtern der Windenergieanlagen in Abhängigkeit des Temperaturhubs. Im Vergleich zur Trakti-

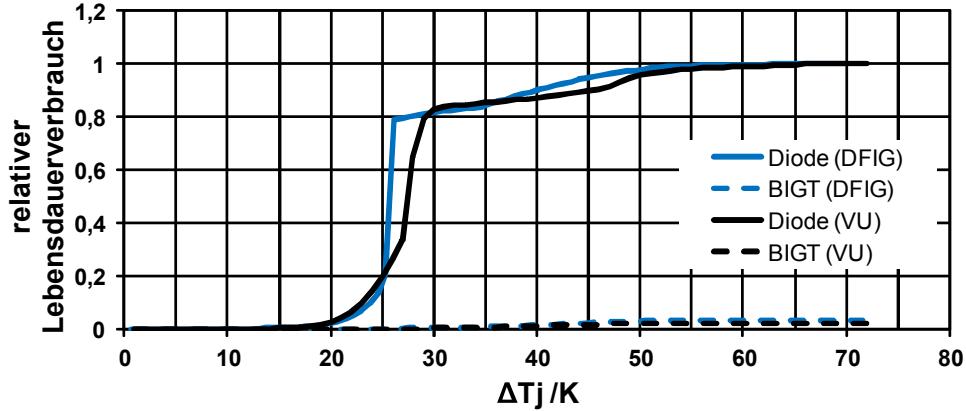


Abbildung 8.20.: Relativer Lebensdauerverbrauch über Temperaturhub für Diode und BIGT im generator- und rotorseitigen Umrichter

onsanwendung tritt hier der größte Lebensdauerverbrauch im Bereich von $\Delta T_j=20K$ bis $\Delta T_j=30K$ auf. Dies sind Zyklen, in denen der BIGT im Vergleich zur Diode deutliche Vorteile aufgrund der geringeren Welligkeit der Sperrsichttemperatur über den gesamten Leistungsbereich aufweist.

Ein weiterer entscheidender Unterschied liegt darin, dass die maximale Sperrsichttemperatur von IGBT und Diode in der untersuchten Traktionsanwendung etwa gleich ist. Somit ist das konventionelle IGBT/Dioden Modul in dieser Anwendung nahezu optimal genutzt. Im Gegensatz dazu begrenzen die Diodenchips die Leistungsfähigkeit in Windenergieanwendungen aufgrund des Gleichrichterbetriebs in Kombination mit den geringen Grundfrequenzen. Im konventionellen Modul ist somit nur ein Drittel der Chipfläche voll ausgenutzt. Dieser limitierende Faktor wird durch den BIGT aufgehoben.

Schließlich ist nochmals darauf hinzuweisen, dass die Berechnungen auf der Gültigkeit des Lebensdauermodells in [Hub10] basieren. Der Lebensdauerverbrauch, verursacht durch Zyklen mit weniger als 30K Temperaturhub, beträgt für das Ausgewählte Windgeschwindigkeitsprofil etwa 50%. In diesem Bereich könnte es zu Fehlern in der Lebensdauerberechnung nach [Hub10] kommen, da diese Temperaturzyklen außerhalb des Bereichs beschleunigter Lastwechseltests liegen. Insbesondere die Zykluszeiten sind in der Anwendung deutlich kürzer. Auf der anderen Seite sollte das verwendete Lebensdauermodell in [Hub10] für die großen Zyklen, verursacht durch die Änderungen der Windgeschwindigkeit, aufgrund der hohen Temperaturhübe und langen Einschaltzeiten gültig sein.

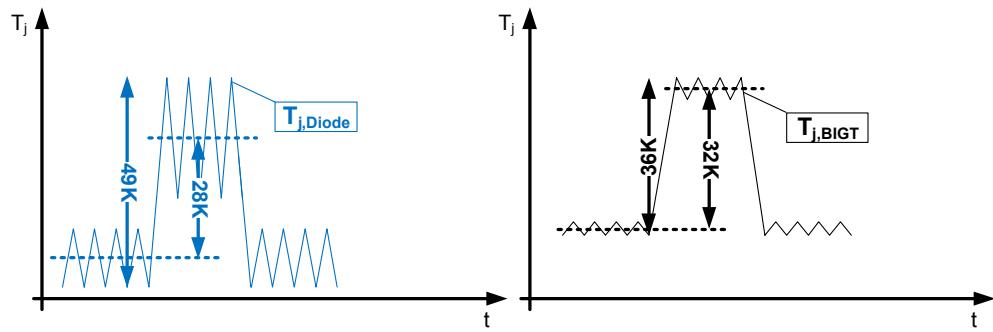


Abbildung 8.21.: Mögliche Zählweise für die Missionprofile Zyklen: Vergleich einer Windgeschwindigkeitsänderung von 12m/s auf 10m/s bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur von Diode und BIGT

Ein weitere Punkt ist die Zählweise der Missionprofile Zyklen. In Abbildung 8.21 sind beispielhaft die Temperaturverläufe von Diode und BIGT für den Betrieb bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur dargestellt. Im Folgenden sollen zwei Zählweisen diskutiert werden. Die Bewertung eines Missionprofile Zyklus kann zum einen, wie mit dem Rainflow Algorithmus üblich, durch die Auswertung von absolutem Minimum und absolutem Maximum erfolgen. Es ergibt sich für die Diode ein Temperaturhub von $\Delta T_{j,\text{Diode}}=49\text{K}$, während sich für den BIGT ein Temperaturhub von $\Delta T_{j,\text{BIGT}}=36\text{K}$ ergibt. Eine andere Möglichkeit wäre die Ermittlung des Missionprofile Zyklus durch Auswertung der mittleren Temperaturen. Bei dieser Art der Zählung ergibt sich für den Temperaturhub der Diode $\Delta T_{j,\text{Diode}}=28\text{K}$ und für den Temperaturhub des BIGT $\Delta T_{j,\text{BIGT}}=34\text{K}$. Hintergrund dieser Überlegung ist, dass sich bei ausreichend kurzer Periodendauer des Temperaturzyklus ein mittlerer Spannungszustand in den Materialien einstellen könnte. Die Konsequenz wäre, wie im obigen Beispiel gezeigt, dass der BIGT bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur trotz eines geringeren Temperaturhubs bei einer Änderung des Betriebspunktes keinen Vorteil hinsichtlich der Lastwechselbelastung mehr besitzt. Zu diesem Aspekt sind noch keine Untersuchungen bekannt und noch weitere Forschungsarbeit notwendig.

9. Zusammenfassung und Ausblick

Rückwärtsleitfähige IGBT bieten gegenüber dem getrennten Ansatz mit IGBT und Diode Vorteile hinsichtlich der Leistungsfähigkeit und Lebensdauer. Der wesentliche Vorteil eines rückwärtsleitfähigen IGBT besteht in der gleichmäßigen Verlustleistungsverteilung auf alle Chips. Damit ist der Vorteil eines BIGT umso größer, je stärker die Verlustleistungsaufteilung zwischen Diode und IGBT in einem konventionellen Modul von den Verhältnissen der Chipflächen abweichen. Aufgrund dessen ergeben sich erhebliche Unterschiede zwischen konventionellen IGBT/Dioden-Modul und rückwärtsleitfähigem IGBT sowohl zwischen verschiedenen Schaltungstopologien als auch zwischen verschiedenen Betriebspunkten.

Die betriebspunktabhängigen Vorteile wurden mit Hilfe von vergleichenden Berechnungen von Leistungsfähigkeit und Lebensdauer in einem Zweipunkt-Wechselrichter für ein konventionelles IGBT/Dioden-Modul und einen rückwärtsleitfähigen IGBT dargestellt. Hierbei wurde der Betriebspunkt durch die Aussteuerung und die Grundfrequenz charakterisiert. Insbesondere bei geringen Grundfrequenzen bietet ein rückwärtsleitfähiger IGBT erhebliche Vorteile. Im generatorischen Betrieb ergibt sich ein größerer Vorteil, da im konventionellen Modul nur ein Drittel der Chips Dioden sind. Hier stehen in einem rückwärtsleitfähigen IGBT 200% mehr Chipfläche zur Verfügung, während im motorischen Betrieb die Chipfläche nur um 50% erhöht wird. Des weiteren wurden thermische Messungen an offenen IGBT/Dioden Modulen und BIGT Modulen durchgeführt. Diese zeigen anschaulich den betriebspunktabhängigen Vorteil eines rückwärtsleitfähigen IGBT.

Aus den allgemeinen Betrachtungen zur Leistungsfähigkeit eines rückwärtsleitfähigen IGBT können Anwendungen abgeleitet werden, in denen der Einsatz eines rückwärtsleitfähigen IGBT Vorteile bietet. Die in dieser Arbeit untersuchten Anwendung zeigen auf, wo der Einsatz eines rückwärtsleitfähigen IGBT sinnvoll ist.

In einer Anwendung in der die Temperaturzyklen des Fahrspiels, verursacht durch Temperaturhübe von Umgebungstemperatur zu maximaler Sperrsichttemperatur, die Lebensdauer bestimmen, ist der durch einen rückwärtsleitfähigen IGBT erzielbare Vorteil gering. Im Gegensatz dazu bietet ein rückwärtsleitfähiger IGBT in Anwen-

dungen, in denen die Temperaturzyklen des Missionprofile nicht zu einer Abkühlung auf Umgebungstemperatur führen erhebliche Vorteile. Auch bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur ist hier die Lastwechselbelastung des BIGT gegenüber eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls, aufgrund der geringeren Welligkeit der Sperrsichttemperatur über den gesamten Leistungsbereich, deutlich reduziert.

Bei der in dieser Arbeit untersuchten Traktionsanwendung dominieren die Missionprofile Zyklen von Umgebungstemperatur auf maximale Sperrsichttemperatur, verursacht durch die vielen Start-Stop Zyklen, den Lebensdauerverbrauch. Außerdem ist das konventionelle Modul auf solche Anwendungen optimiert, sodass sich ein geringer Vorteil eines rückwärtsleitfähigen IGBT ergibt. In einer solchen Anwendung kann der sich ergebende Vorteil eines rückwärtsleitfähigen IGBT entweder zur Vergrößerung der Lastwechselbelastung oder zur Leistungssteigerung genutzt werden. Bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur ergibt sich eine Leistungserhöhung von 10% durch den Einsatz eines BIGT, während bei gleichem Ausgangstrom von BIGT und konventionellem Modul eine bis zu 80% höhere Lebensdauer des BIGT erwartet werden kann.

In Windenergieanwendungen mit geringen Grundfrequenzen des Generators zeigt sich ein großes Potenzial für einen rückwärtsleitfähigen IGBT. Aufgrund des generatorischen Betriebs der generatorseitigen Umrichter in Verbindung mit geringen Ausgangsfrequenzen bei maximaler Leistung ist eine Erhöhung der Umrichterleistung bei gleichzeitig deutlicher Reduktion der Lastwechselbelastung eines rückwärtsleitfähigen IGBT gegenüber eines konventionellen IGBT/Dioden Moduls zu erwarten. Dies wurde mithilfe eines Windgeschwindigkeitsprofils für einen Monat für eine getriebelose Synchronmaschine mit Vollumrichter sowie eine doppelt gespeiste Asynchronmaschine mit Rotorstromrichter anhand von Simulationen untersucht. In der Anwendung mit Synchronmaschine und Vollumrichter zeigen die Ergebnisse eine um den Faktor 40 höhere Lebensdauer bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur, während sich für die doppeltgespeiste Asynchronmaschine eine um den Faktor 20 höhere Lebensdauer bei gleicher maximaler Sperrsichttemperatur ergibt. In beiden Fällen kann die Leistung des Umrichters mit BIGT um 40% erhöht werden.

All diese Ergebnisse beruhen auf der Gültigkeit der verwendeten Lebensdauermodelle. Die durch grundfrequente Temperaturhübe verursachten Zyklen besitzen im Vergleich zu typischen Lastwechseltests deutlich geringere Temperaturhübe und Einschaltzeiten. Im Gegensatz dazu liegen die durch das Missionprofile verursachten Zyklen hinsichtlich der Hubhöhe und Einschaltzeit im Bereich von typischen Lastwechseltests. Der Lebensdauerverbrauch, verursacht durch Zyklen mit weniger als

30K Temperaturhub, beträgt für die in dieser Arbeit ausgewählten Anwendungen weniger als 50% des Lebensdauerverbrauchs. In diesem Bereich könnte es zu Fehlern in der Lebensdauerberechnung kommen, da diese Temperaturzyklen außerhalb des Bereichs beschleunigter Lastwechseltests liegen. Insbesondere die Zykluszeiten sind in der Anwendung deutlich kürzer. Die verwendeten Lebensdauermodelle sollten jedoch für die Missionprofile Zyklen aufgrund der hohen Temperaturhübe und langen Einschaltzeiten gültig sein. Außerdem ist offen, inwieweit die Lebensdauermodelle für eine Überlagerung von grundfrequenten und Missionprofile Hüben gültig sind.

In der vorliegenden Arbeit wurde die Leistungsfähigkeit eines rückwärtsleitfähigen IGBT in einem Zweipunkt Umrichter untersucht. Andere Umrichtertopologien, in denen die Halbleiterbelastung a priori unsymmetrisch ist, waren nicht Teil dieser Arbeit. Dies könnte ein Ansatzpunkt für weitere Arbeiten auf diesem Gebiet sein. Weiterhin wäre ein Nachweis der erhöhten Lebensdauer eines rückwärtsleitfähigen IGBT durch die geringere Lastwechselbelastung in Lastwechselversuchen ein interessanter Ausgangspunkt für weitere Arbeiten.

A. Thermische Messungen

Für die Messungen der thermischen Impedanz Z_{th} wurde für diese Arbeit ein Teststand aufgebaut. Dieser erlaubt es, sowohl die thermischen Impedanzen $Z_{thja,II}$ und $Z_{thja,DD}$ als auch die thermische Querkopplung zwischen IGBT und Diode zu bestimmen. Der Schaltplan ist in Abbildung A.1 dargestellt. Mit dem Schalter T_{HK} wird der Strom zur Einprägung einer definierten Verlustleistung ein- beziehungsweise ausgeschaltet. Über den Widerstand R_m und die Spannungsquelle U_m wird ein definierter Heizstrom eingestellt. Nach Abschalten des Heizstromes über den Schalter T_{HK} kann durch Messen der Kollektor-Emitterspannung U_{CE} im IGBT-Modus beziehungsweise der Vorwärtsspannung U_F im Dioden-Modus die Abkühlkurve aus der Abhängigkeit der Durchlassspannung ermittelt werden. Die Aufheizkurve kann aus der Abkühlkurve mit Gleichung (A.1) berechnet werden. Der thermische Widerstand ergibt sich nach Gleichung (A.2).

$$T_H(t) = T_{K,max} - T_K(t) \quad (\text{A.1})$$

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{P_V} \quad (\text{A.2})$$

In Abbildung A.2 ist der Schaltplan des Prüfplatzes zur Messung der thermischen Kopplung von IGBT und Diode gezeigt. Der Messstrom fließt in diesem Fall durch das Bauteil, welches nicht durch Verluste erwärmt wurde. Abbildung A.2(a) zeigt den Aufbau zur Ermittlung der thermischen Impedanz $Z_{th,ID}$ und Abbildung A.2(b) den Aufbau zur Ermittlung der thermischen Impedanz $Z_{th,DI}$.

Die Messungen der thermischen Impedanz wurden an dem in Abbildung A.1 dargestellten Z_{th} Prüfplatz durchgeführt. Die verwendeten Messinstrumente sowie die Strom- und Spannungsversorgungen und die verwendete Thermokamera sind in Tabelle A.1 aufgelistet.

Die Abbildungen A.3 bis A.6 zeigen die Messergebnisse der thermischen Impedanz. Die Fehler, welche sich bei der Berechnung der Sperrsichttemperatur ergeben, sind in den Tabellen A.2 bis A.5 dargestellt.

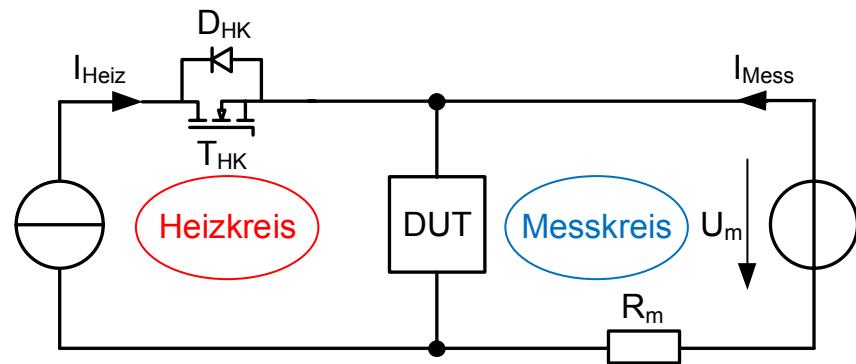
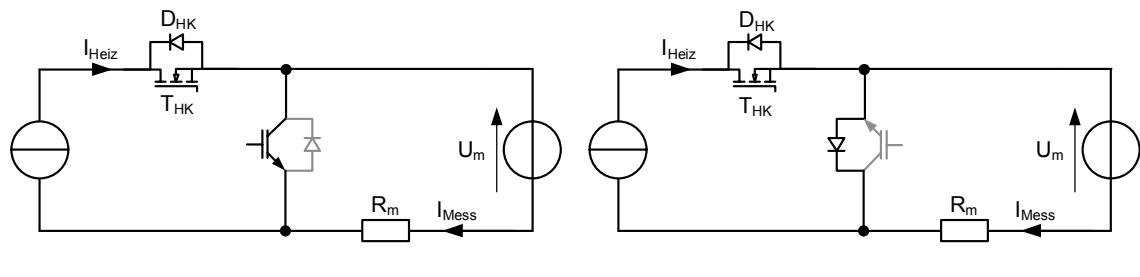


Abbildung A.1.: Schaltplan des Prüfplatzes zur Messung der thermischen Impedanz



(a) Heizen im IGBT Modus und Messung im Dioden-Modus (b) Heizen im Dioden-Modus und Messung im IGBT-Modus

Abbildung A.2.: Schaltplan des Prüfplatzes zur Messung der thermischen Kopplung zwischen IGBT und Diode

Tabelle A.1. Verwendete Messgeräte

Art	Bezeichnung
Oszilloskop	LeCroy "HDO 4104 (1GHz / 2,5GS/s)"
Tastkopf	LeCroy "PP009"
Stromwandler	LEM "LT 1005-S/SP37"
Thermokamera	FLIR Systems "ThermaCAM P25"
Datenlogger	Keithley "2701 Ethernet Multimeter / Date Acquisition System"
Heizstromquelle	Plating Electronic "POWERSTATION pe 3000-9 (20V/2000A)"
Messstromquelle	Agilent "6612C System DC Power Supply"

A. Thermische Messungen

Tabelle A.2.: Fehler bei der Bestimmung der Sperrsichttempertur des BIGT im IGBT-Modus

Tj/°C	U_{CE}/mV	Tj(berechnet)/°C	Fehler/%
25	550	27	-8,7
50	535	46	9,4
75	493	78	-4,3
100	451	98	1,9
125	403	125	-0,3

Tabelle A.3.: Fehler bei der Bestimmung der Sperrsichttempertur des BIGT im Dioden-Modus

Tj/°C	U_{CE}/mV	Tj(berechnet)/°C	Fehler/%
25	528	24,93	<1
75	411	75,14	<1
125	295	124,93	<1

Tabelle A.4.: Fehler bei der Bestimmung der Sperrsichttempertur des IGBT

Tj/°C	U_{CE}/mV	Tj(berechnet)/°C	Fehler/%
25	573	25,04	<1
50	518	49,96	<1
75	462	75,01	<1
100	407	100,02	<1

Tabelle A.5.: Fehler bei der Bestimmung der Sperrsichttempertur der Diode

Tj/°C	U_{CE}/mV	Tj(berechnet)/°C	Fehler/%
25	583	25,13	<1
50	528	49,86	<1
75	472	74,86	<1
100	416	100,13	<1

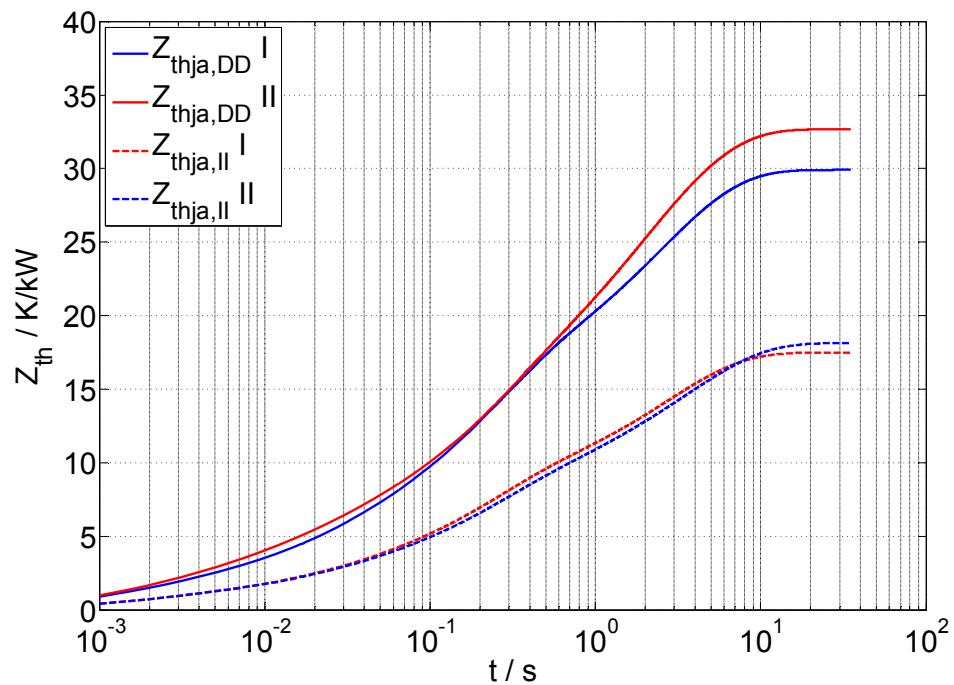


Abbildung A.3.: Gemessene thermische Impedanz von IGBT ($Z_{thja,II}$) und Diode ($Z_{thja,DD}$)

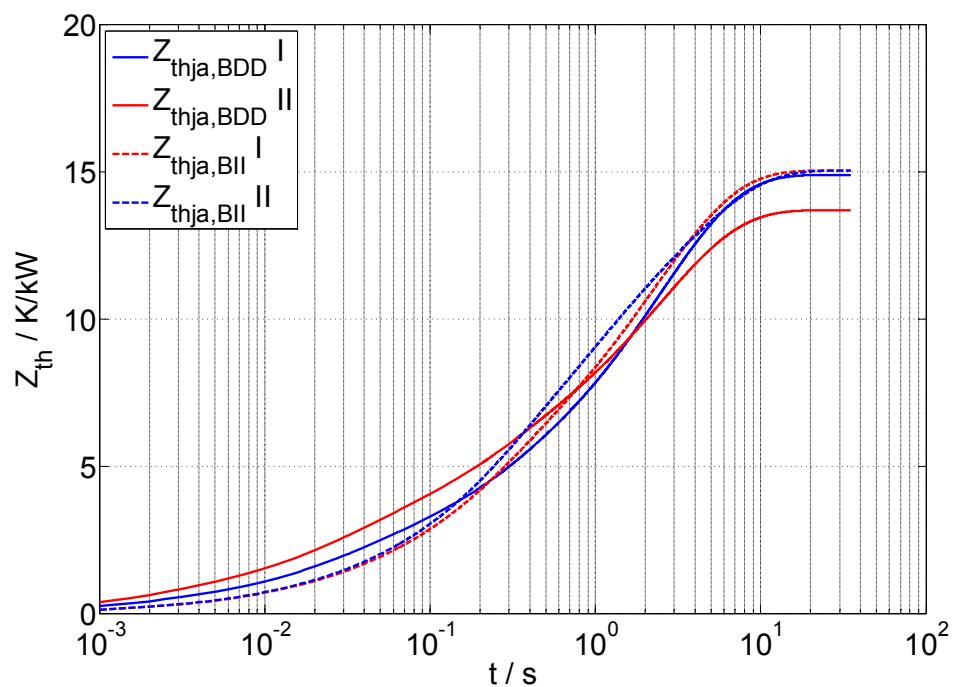


Abbildung A.4.: Gemessene thermische Impedanz des BIGT im IGBT-Modus ($Z_{thja,BII}$) und Diode-Modus ($Z_{thja,BDD}$)

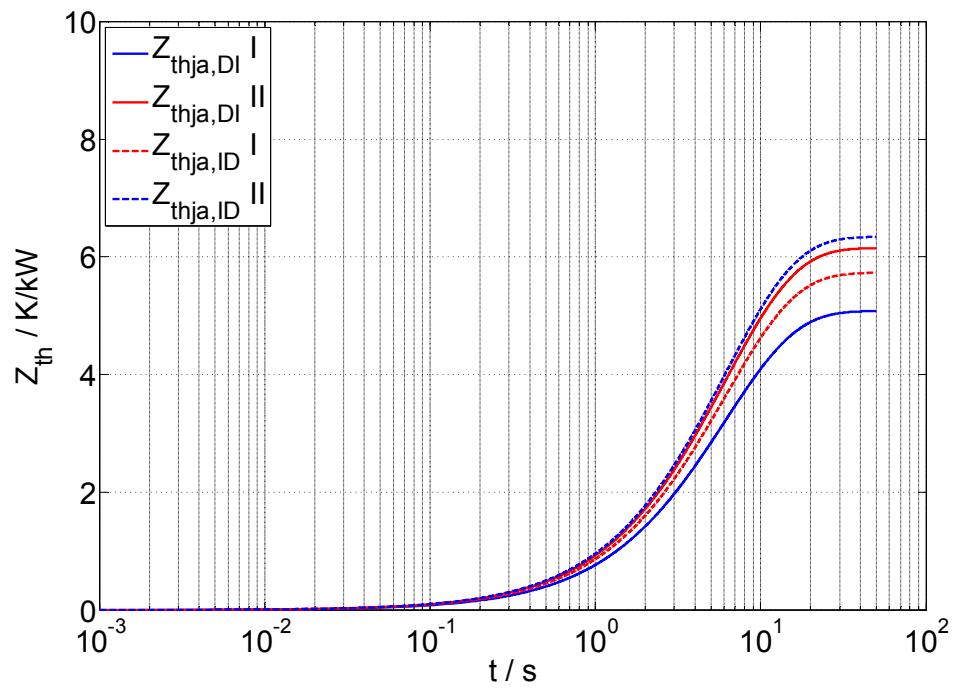


Abbildung A.5.: Gemessene Querkopplungsimpedanz von IGBT zu Diode ($Z_{\text{thja, ID}}$) und Diode zu IGBT

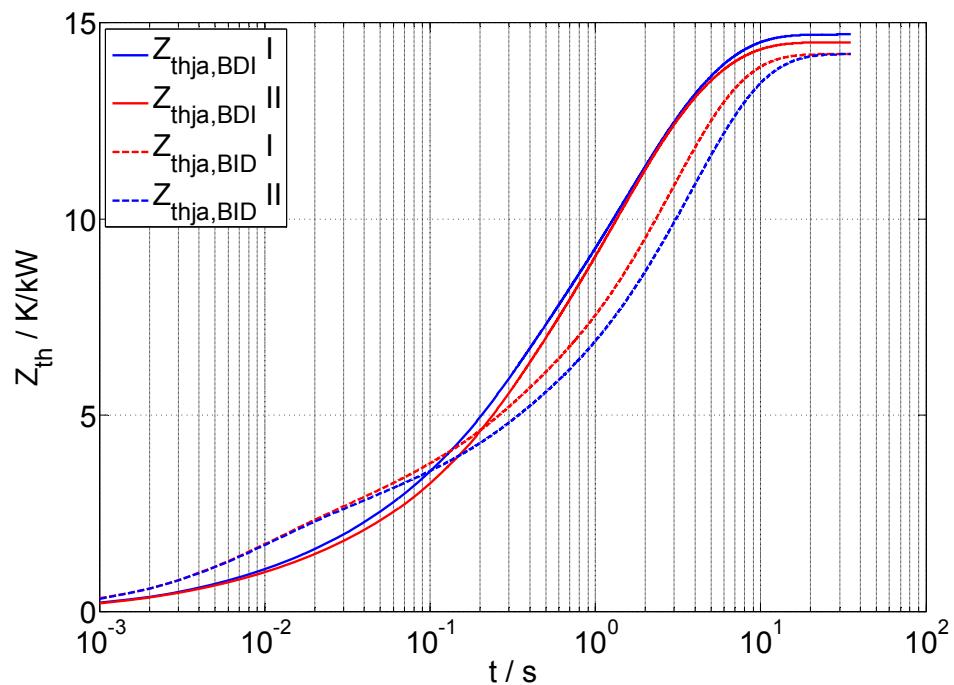
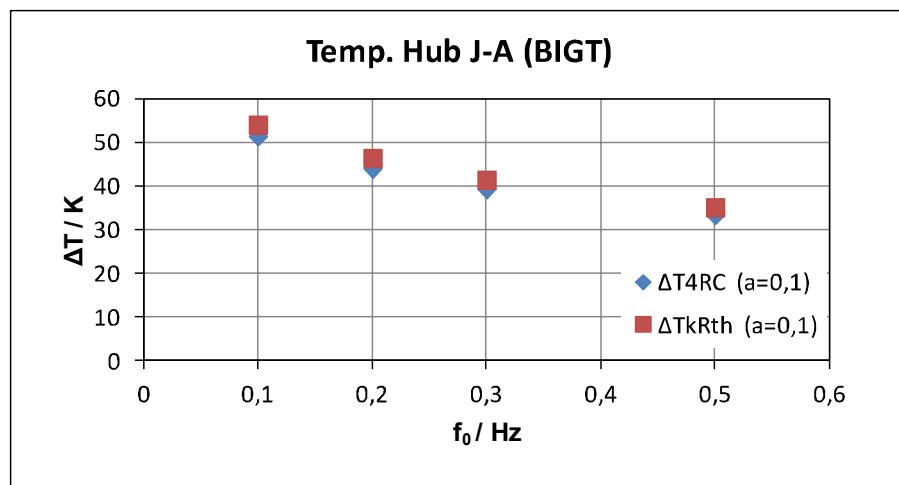


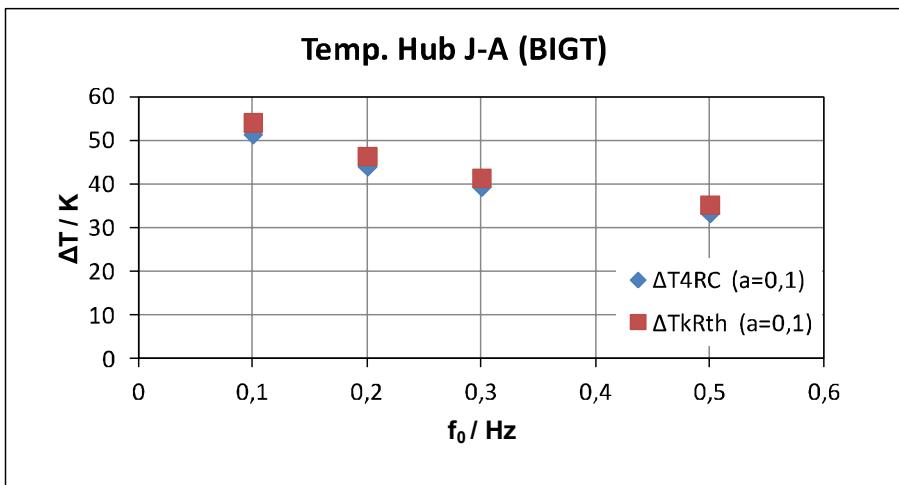
Abbildung A.6.: Gemessene thermische Impedanz des BIGT im IGBT-Modus ($Z_{\text{thja,BII}}$) und Diode-Modus ($Z_{\text{thja,BDD}}$)

B. Vergleich der Temperaturberechnung mit k_{Rth} und thermischer Impedanz

Im Folgenden sind die Ergebnisse des Vergleichs zwischen der Berechnung der Sperrschichttemperatur mit transienten thermischen Impedanzen und Korrekturfaktoren dargestellt.

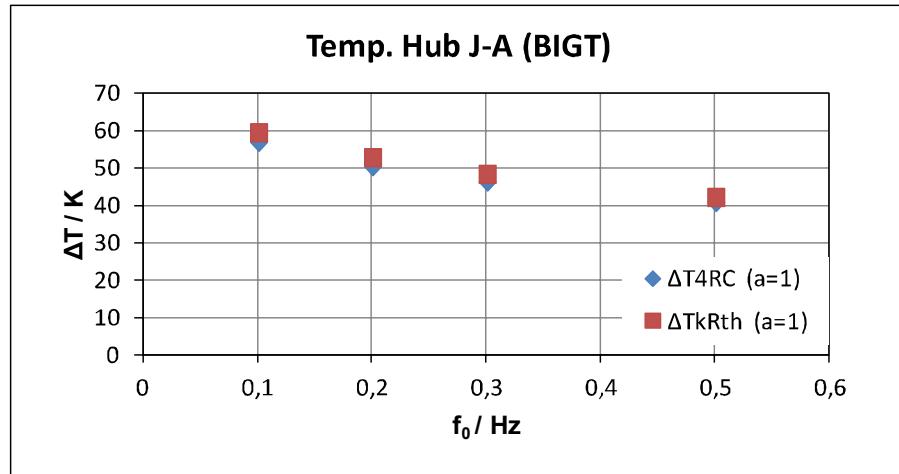


(a) Aussteuergrad von $a=0,1$

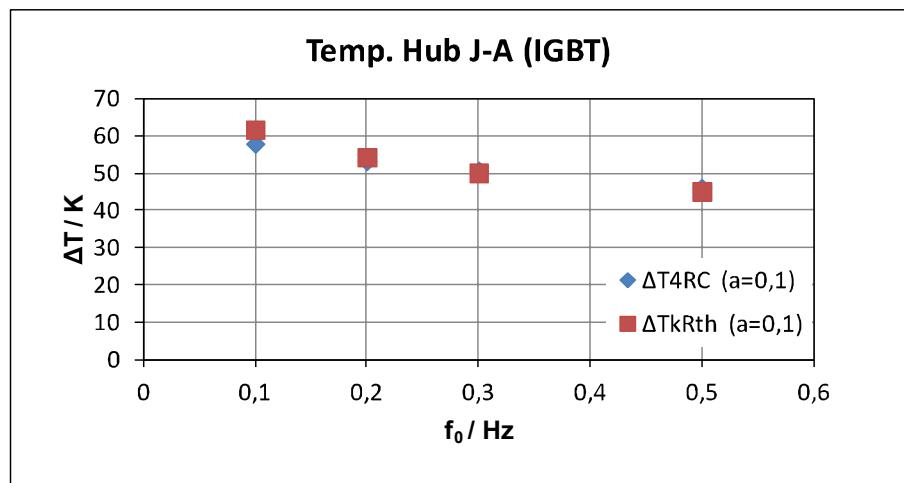


(b) Aussteuergrad von $a=0,5$

Abbildung B.1.: $\Delta T_{j,\text{BIGT}}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$

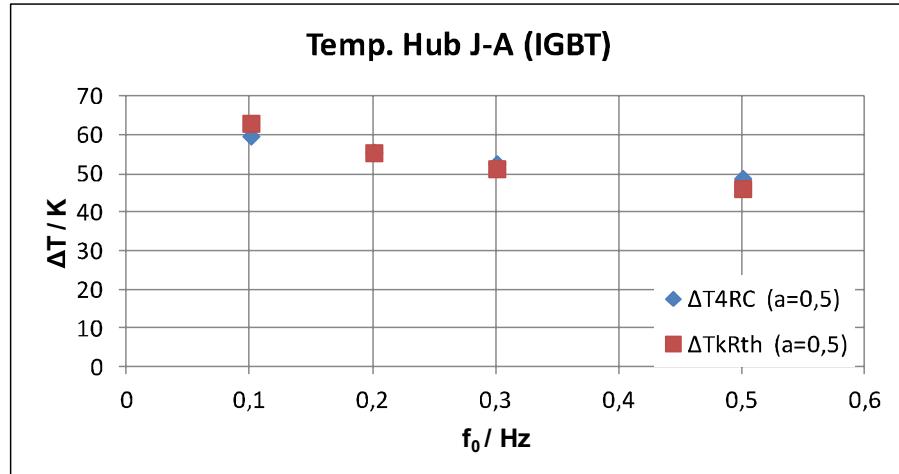


(a) Aussteuergrad von $a=1$

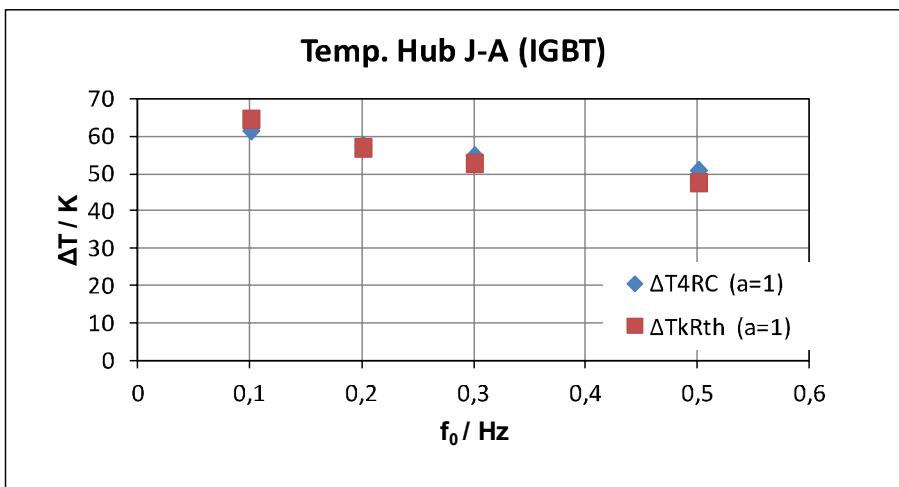


(b) Aussteuergrad von $a=0,1$

Abbildung B.2.: $\Delta T_{j,IGBT}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1 \text{ Hz}$

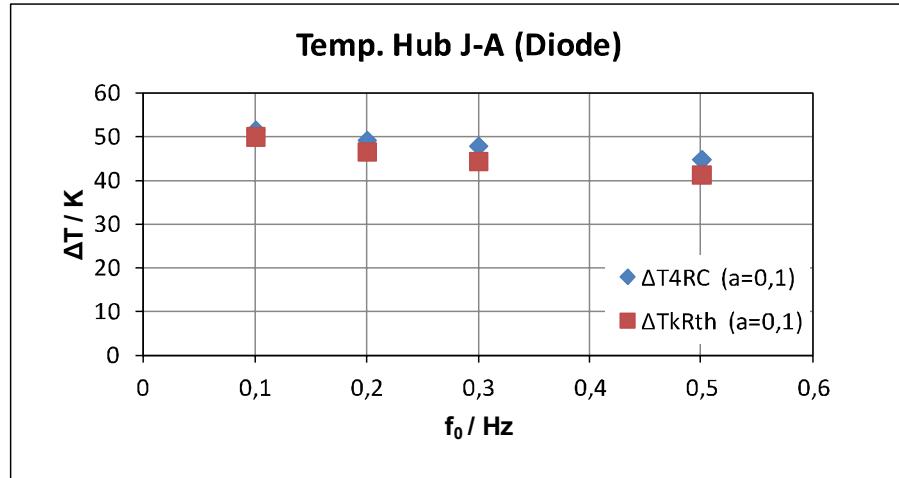


(a) Aussteuergrad von $a=0,5$

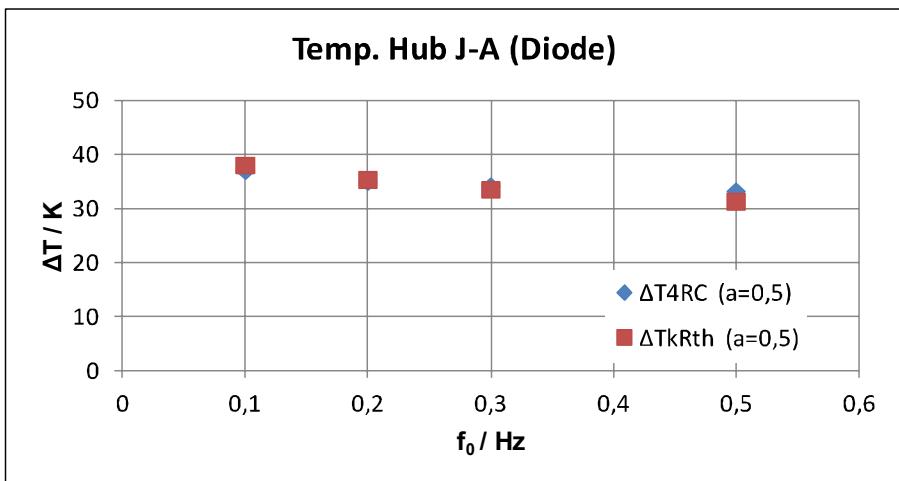


(b) Aussteuergrad von $a=1$

Abbildung B.3.: $\Delta T_{j,\text{IGBT}}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$

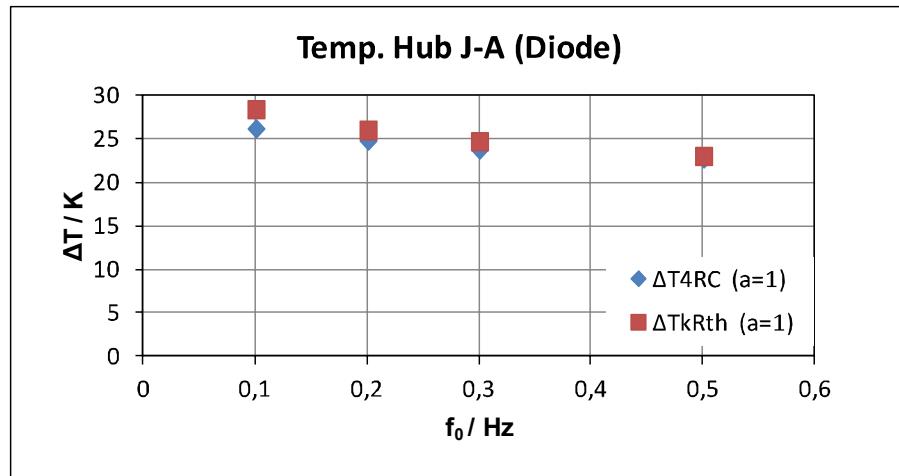


(a) Aussteuergrad von $a=0,1$

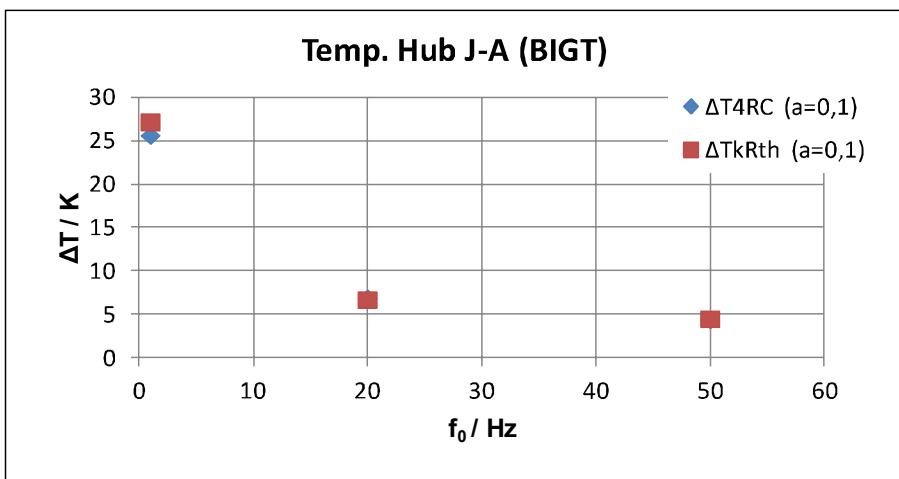


(b) Aussteuergrad von $a=0,5$

Abbildung B.4.: $\Delta T_{j,\text{Diode}}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 < 1\text{Hz}$

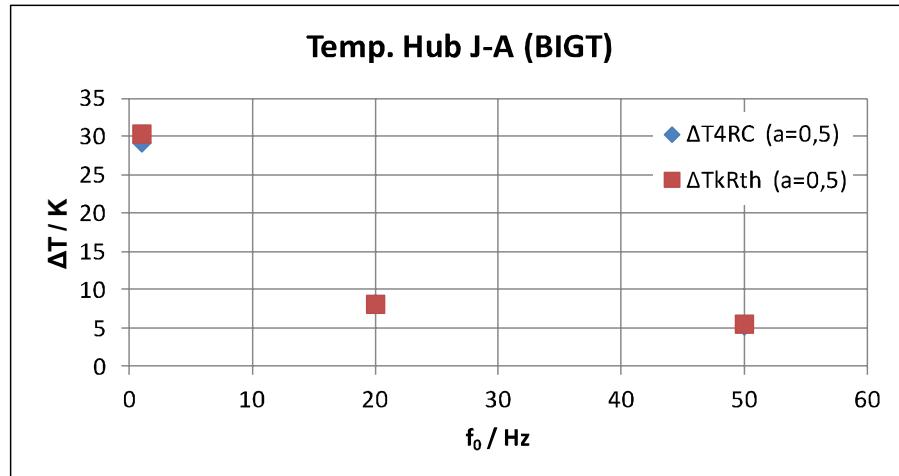


(a) Aussteuergrad von $a=1$

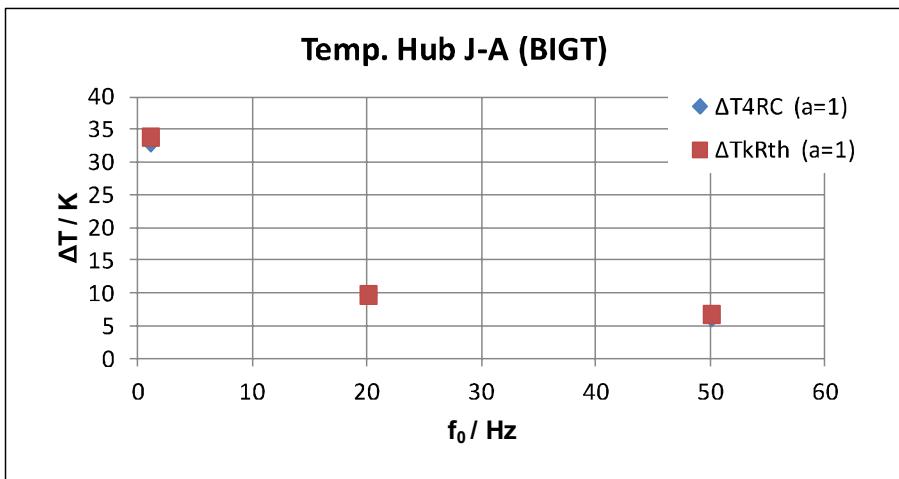


(b) Aussteuergrad von $a=0,1$

Abbildung B.5.: $\Delta T_{j,BIGT}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1 \text{ Hz}$

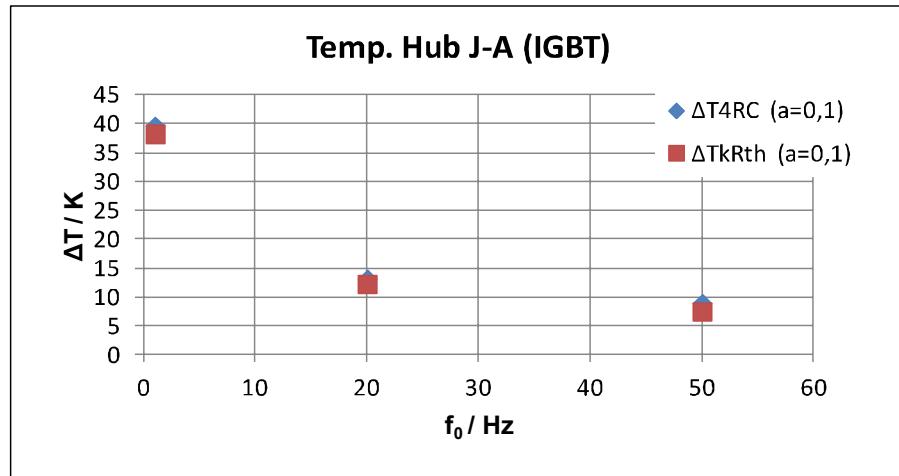


(a) Aussteuergrad von $a=0,5$

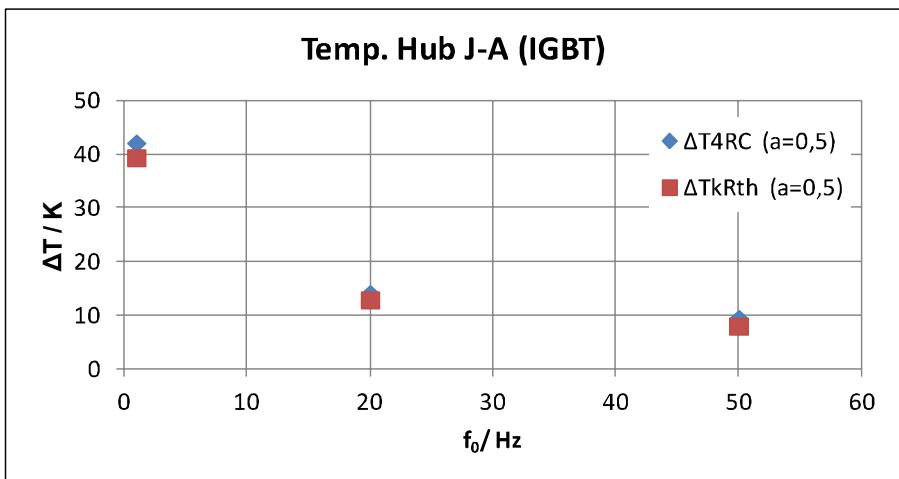


(b) Aussteuergrad von $a=1$

Abbildung B.6.: $\Delta T_{j,\text{BIGT}}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$ und einen

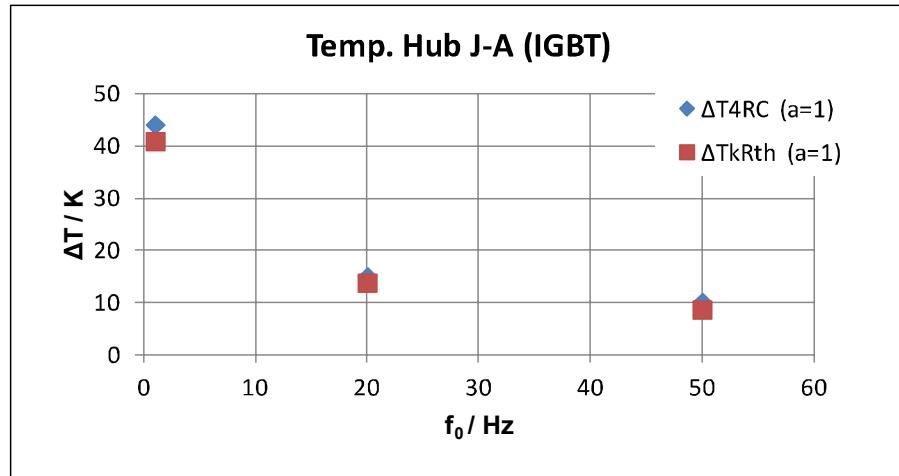


(a) Aussteuergrad von $a=0,1$

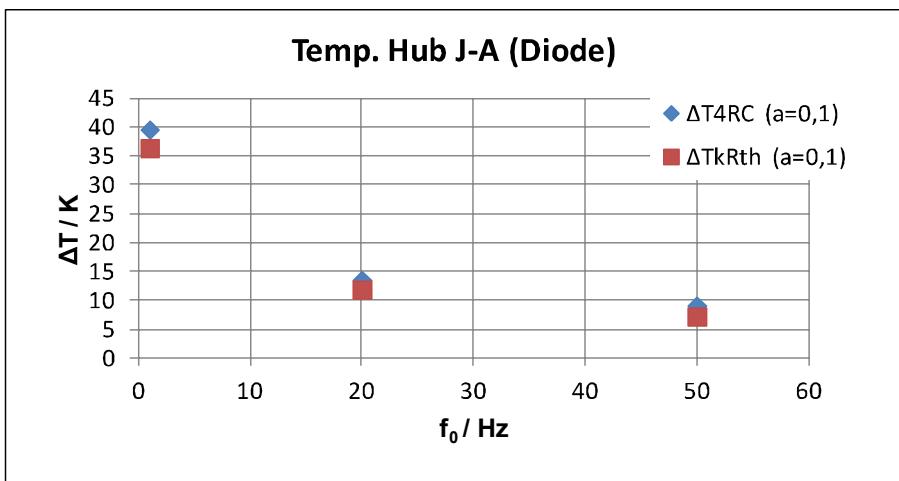


(b) Aussteuergrad von $a=0,5$

Abbildung B.7.: $\Delta T_{j,\text{IGBT}}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$

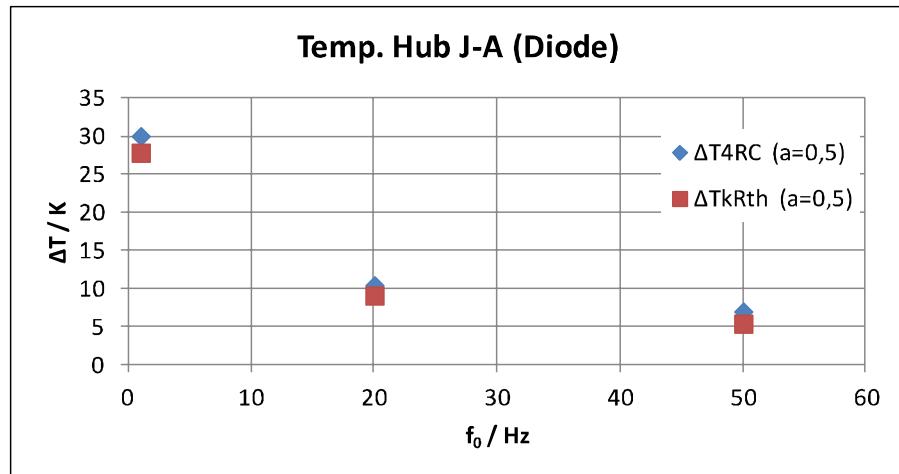


(a) Aussteuergrad von $a=1$

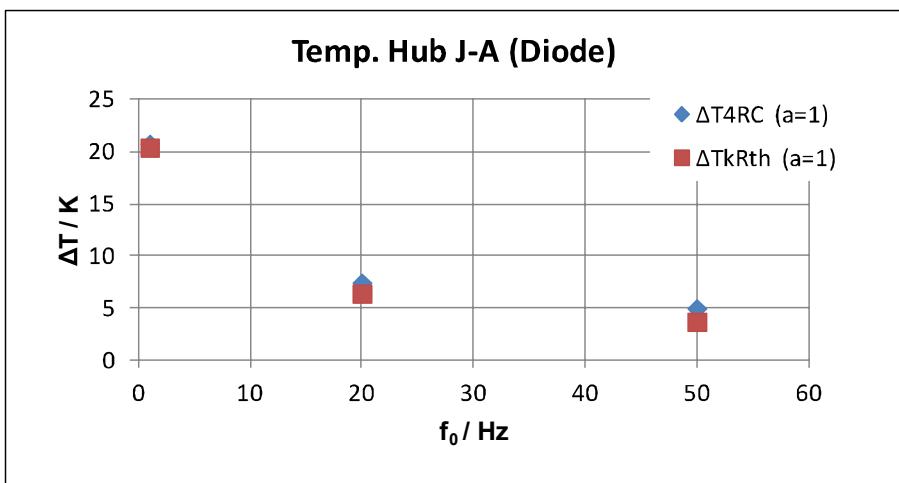


(b) Aussteuergrad von $a=0,1$

Abbildung B.8.: $\Delta T_{j,\text{Diode}}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$



(a) Aussteuergrad von $a=0,5$



(b) Aussteuergrad von $a=1$

Abbildung B.9.: $\Delta T_{j,\text{Diode}}$: Vergleich des berechneten Temperaturhubs mit Korrekturfaktoren und Z_{th} für Grundfrequenzen $f_0 > 1\text{Hz}$

Literaturverzeichnis

- [Amr05] R. Amro, J. Lutz, et al. Double-sided low-temperature joining technique for power cycling capability at high temperature. In *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pages 10 pp.–P.10. 2005. doi:10.1109/EPE.2005.219523.
- [Ant10] M. Antoniou, F. Udrea, et al. A new way to alleviate the RC IGBT snap-back phenomenon: The Super Junction solution. In *Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD), 2010 22nd International Symposium on*, pages 153–156. 2010. ISSN 1943-653X.
- [Bay08] R. Bayerer, T. Herrmann, et al. Model for Power Cycling lifetime of IGBT Modules - various factors influencing lifetime. In *Integrated Power Systems (CIPS), 2008 5th International Conference on*, pages 1–6. 2008.
- [Bec10] P. Beckedahl, M. Hermann, et al. Performance comparison of traditional packaging technologie to a novel bond wire less all sintered power module. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2010.
- [Car98] H. Caruso, A. Dasgupta. A fundamental overview of accelerated-testing analytic models. In *Reliability and Maintainability Symposium, 1998. Proceedings., Annual*, pages 389–393. 1998. ISSN 0149-144X. doi:10.1109/RAMS.1998.653809.
- [Cia02] M. Ciappa. Selected failure mechanism of modern power modules. In *Microelectronics Reliability*. 2002.
- [Dro07] U. Drozenik, D. Cottet, et al. Moddeling the Thermal Coupling between Internal Power Semiconductor Dies of a Water-Cooled 3300V/1200A Hi-Pak IGBT Module. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2007.
- [Eck09] H.-G. Eckel. Potential of Reverse Conducting IGBTs in Voltage Source Inverters. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2009.

- [Eck11] H.-G. Eckel. Comparison of the Output Power of RC-IGBT and IGBT/Diode Inverters. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2011.
- [Eck12] H.-G. Eckel, D. Wigger. Modular Multilevel Converters with Reverse-Conducting IGBT. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2012.
- [Ger07] Y. Gerstenmaier, W. Kiffe, G. Wachutka. Combination of Thermal Subsystems Modeled by Rapid Circuit Transformation. In *THERMINIC 2007*. 2007.
- [Goe10] C. Goebel, J. Faltenbacher. Low temperature sinter technology die attachment for power electronic applications. In *Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010 6th International Conference on*, pages 1–5. 2010.
- [Goe12] M. Goetz, B. Lehmeier, et al. Silicon Nitride Substrates for Power Modules. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2012.
- [Gut10] K. Guth, D. Siepe, et al. New assembly and interconnects beyond sintering methods. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2010.
- [Har12] S. Hartmann, E. Oezkol. Bond wire life time model based on temperature dependent yield strength. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2012.
- [Hau08] E. Hau. *Windkraftanlagen; Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit*. Springer Berlin Heidelberg, 4 edition, 2008. ISBN 978-3-540-72151-2.
- [Hel97] M. Held, P. Jacob, et al. Fast power cycling test of IGBT modules in traction application. In *Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on*, volume 1, pages 425–430 vol.1. 1997. doi:10.1109/PEDS.1997.618742.
- [Hen10] A. Hensler, J. Lutz, et al. Method and Test Assembly for Power Cycling Tests at Inverter Conditions. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2010.

- [Heu14] N. Heuck, K. Guth, et al. Aging of new Interconnect-Technologies of Power-Modules during Power-Cycling. In *Integrated Power Systems (CIPS), 2014 8th International Conference on*, pages 1–6. 2014.
- [Hub10] L. Hubert. "Use of Power Cycling curves for IGBT4"; Infineon Technical Infomation IGBT moduls AN201002. Infineon Technologies, 2010.
- [Hun08] T. Hunger, O. Schilling. Numerical investigation on thermal crosstalk of silicon dies in high voltage IGBT modules. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2008.
- [Jan10] J. Janning, G. Moehlenkamp. *Anforderungen und Ausführungen moderner Windumrichter für verschiedene Generatorkonzepte*. VDE Verlag GMBH Berlin Offenbach, 2010.
- [Jen95] F. Jenni, D. Wuest. *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Teubner, 1 edition, 1995. ISBN 3-519-06176-7.
- [Jia12] H. Jiang, B. Zhang, et al. A Snapback Suppressed Reverse Conducting IGBT with Oxide Trench Collector. In *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2012 Asia-Pacific*, pages 1–4. 2012. ISSN 2157-4839. doi:10.1109/APPEEC.2012.6307221.
- [Kam04] N. Kaminski. *Load-Cycle Capability of HiPaks Application Note 5SYA 2043-01*. ABB Switzerland Ltd, Semiconductors, 2004.
- [Lut12] J. Lutz. *Halbleiter-Leistungsbauelemente Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*. Springer, 2 edition, 2012. ISBN 978-3-642-29795-3.
- [Lut14] J. Lutz. Packaging and Reliability of Power Modules. In *Integrated Power Systems (CIPS), 2014 8th International Conference on*, pages 1–8. 2014.
- [Mae00] M. Maerz, P. Nance. *Thermal Modeling of Powerelectronic Systems*. Infineon Technologies AG Munich, 2000.
- [Man54] S. Manson. Behavior of Materials under Conditions of Thermal Stress. In *Report 1170 - National Advisory Committee for Aeronautics*. 1954.
- [Mid10] A. Middendorf. *Lebensdauerprognostik unter Berücksichtigung realer Belastungen am Beispiel von Bondverbindungen bei thermomechanischen Wechselbeanspruchungen*. Dissertation; Technische Universität Berlin, 2010.

- [Mue71] H. Mueller. Beziehungen zwischen dem praktisch verwendeten und dem physikalisch sinnvollen Wärmeersatzschaltbild von Dioden und Thyristoren. In *Archiv für Elektrotechnik 54, Seite 170 - 176.* 1971.
- [Nic10] U. Nicolai, T. Reimann, et al. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter.* ISLE Verlag, 2 edition, 2010. ISBN 978-3-938843-56-7.
- [Pap13] C. Papadopoulos, L. Storasta, et al. BIGT control optimisation for overall loss reduction. In *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on,* pages 1–10. 2013. doi:10.1109/EPE.2013.6634372.
- [Poe10] M. H. Poech. Power Electronics Reliability - The Materials Behaviour is the Key. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.* 2010.
- [Pol12] T. Poller, S. D'Arco, et al. Influence of thermal cross-couplings on power cycling lifetime of IGBT power modules. In *Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2012 7th International Conference on,* pages 1–6. 2012.
- [Rah08] M. Rahimo, U. Schlapbach, et al. A High Current 3300V Module Employing Reverse Conducting IGBTs Setting a New Benchmark in Output Power Capability. In *Power Semiconductor Devices and IC's, 2008. ISPSD '08. 20th International Symposium on,* pages 68–71. 2008. doi: 10.1109/ISPSD.2008.4538899.
- [Rah09] M. Rahimo, A. Kopta, et al. The Bi-mode Insulated Gate Transistor (BIGT) a potential technology for higher power applications. In *Power Semiconductor Devices IC's, 2009. ISPSD 2009. 21st International Symposium on,* pages 283–286. 2009. ISSN 1943-653X. doi: 10.1109/ISPSD.2009.5158057.
- [Rah10] M. Rahimo, J. Vobecsky, C. Corvasce. 1700V Bi-Mode Insulated Gate Transistor (BIGT) on Thin Wafer Technology. In *International Seminar on Power Semiconductors.* 2010.
- [Ram00] S. Ramminger, N. Seliger, G. Wachutka. Reliability model for Al wire bonds subjected to heel crack failures. *Microelectronics Reliability,* 40:1521–1525, 2000.
- [Rud14] J. Rudzki, M. Becker, et al. Power Modules with Increased Power Density and Reliability Using Cu Wire Bonds on Sintered Metal Buffer Layers. In *Integrated Power Systems (CIPS), 2014 8th International Conference on,* pages 1–6. 2014.

- [Rut07] H. Ruthing, F. Hille, et al. 600 V Reverse Conducting (RC-)IGBT for Drives Applications in Ultra-Thin Wafer Technology. In *Power Semiconductor Devices and IC's, 2007. ISPSD '07. 19th International Symposium on*, pages 89–92. 2007. doi:10.1109/ISPSD.2007.4294939.
- [Sch04] R. Schnell, U. Schlapbach. Realistic benchmarking of IGBT-modules with the help of a fast and easy to use simulation-tool. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2004.
- [Sch06] D. Schroeder. *Leistungselektronische Bauelemente*. Springer, 1 edition, 2006. ISBN 3-540-28728-0.
- [Sch08] T. Schuetze. *Thermische Ersatzschaltbilder, Application Note AN 2008-03*. Infineon Technologies, 2008.
- [Sch11] U. Scheuermann, R. Schmidt. Impact of solder fatigue on module lifetime in power cycling tests. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1–10. 2011.
- [Sch12] R. Schmidt, U. Scheuermann, E. Milke. Al-Clad Cu Wire Bonds Multiply Power Cycling Lifetime of Advanced Power Modules. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2012.
- [Sie10] D. Siepe, R. Bayerer, R. Roth. The Future of Wire Bonding is? Wire Bonding! In *Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010 6th International Conference on*. 2010.
- [Ste14] A. R. Stegner, T. Auer, A. Ciliox. Next generation 1700V IGBT and emitter controlled diode with .XT technology. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2014.
- [Sto10] L. Storasta, A. Kopta, M. Rahimo. A comparison of charge dynamics in the reverse-conducting RC IGBT and Bi-mode Insulated Gate Transistor BiGT. In *Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD), 2010 22nd International Symposium on*, pages 391–394. 2010. ISSN 1943-653X.
- [Tak04] H. Takahashi, A. Yamamoto, et al. 1200V Reverse Conducting IGBT. In *Power Semiconductor Devices and ICs, 2004. Proceedings. ISPSD '04. The 16th International Symposium on*, pages 133–136. 2004. doi:10.1109/ISPSD.2004.1332880.

- [Tho02] M. Thoben. *Zuverlässigkeit großflächiger Verbindungen in der Leistungselektronik*. VDI Verlag GmbH, 1 edition, 2002. ISBN 3-18-336309-7.
- [vB11] P. von Boeckh, T. Wetzel. *Wärmeübertragung Grundlagen und Praxis*. Springer, 4 edition, 2011. ISBN 978-3-642-15958-9.
- [Vos08] S. Voss, F.-J. Niedernostheide, H.-J. Schulze. Anode Design Variation in 1200-V Trench Field-stop Reverse-conducting IGBTs. In *Power Semiconductor Devices and IC's, 2008. ISPSD '08. 20th International Symposium on*, pages 169–172. 2008. doi:10.1109/ISPSD.2008.4538925.
- [Wei12] D. Weiss, D. Wigger, H.-G. Eckel. Comparison of output power and power cycling capability of BIGT and IGBT/diode inverters dependent on modulation degree and fundamental frequency. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2012.
- [Wei14a] D. Weiss, H.-G. Eckel. Comparison of the Power Cycling Stress of IGBT in DFIG and Full Size Converter for Windenergy Applications. In *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. 2014. doi:10.1109/EPE.2013.6631944.
- [Wei14b] D. Weiss, H.-G. Eckel. Potential of RC-IGBT in Full Size Converters for Wind Energy Application. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2014.
- [Wig10] D. Wigger, H.-G. Eckel. Comparison of the Power Cycling Stress between IGBT and BIGT Inverters. In *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2010.

Thesen

1. Durch die Integration von IGBT und Diode in einem Chip bieten rückwärtsleitfähige IGBT eine erhöhte Leistungsdichte gegenüber dem getrennten Ansatz von IGBT und Diode.
2. Ein starres Flächenverhältnis von IGBT und Diode führt zu einer Begrenzung der Leistung durch eine Chipart im konventionellen Modul. Durch den Einsatz eines rückwärtsleitfähigen IGBT wird dieser limitierende Faktor aufgehoben.
3. Rückwärtsleitfähige IGBT bieten den größten Vorteil in Anwendungen mit geringen Grundfrequenzen und einem Verlustleistungsverhältnis, welches stark vom Verhältnis der Chipflächen im konventionellen Modul abweicht.
4. Neben einer Erhöhung der Leistungsdichte wird auch die Lastwechselbelastung des Chips durch Einsatz eines rückwärtsleitfähigen IGBT reduziert.
5. Insbesondere bei kleinen Grundfrequenzen führt die Tatsache, dass der Chip zu keinem Zeitpunkt inaktiv ist zu einer Reduktion der Belastung durch Lastwechsel.
6. Neben dem Temperaturhub wird bei einem rückwärtsleitfähigen IGBT bei gleicher Leistung auch die maximale Sperrschichttemperatur reduziert.
7. Für einen Hochleistungswasserkühler ergibt sich für den BIGT im Dioden-Modus ein um den Faktor 2 geringerer thermischer Widerstand von Sperrschicht zu Umgebung gegenüber der Diode des konventionellen Moduls. Im IGBT-Modus wird der thermische Widerstand von Sperrschicht zu Umgebung bei Verwendung eines BIGT um etwa 20% reduziert.
8. Die für die Beurteilung der Belastung der Leistungshalbleiter notwendigen Größen Sperrschichttemperatur $T_{j,\max}$ und Temperaturhub ΔT_j können durch Korrekturfaktoren k_{Rth} erfolgen, wenn die Zeitkonstanten des mechanischen und elektrischen Systems größer sind als die thermischen Zeitkonstanten.
9. Für einen drehzahlvariablen Antrieb beträgt die Leistungserhöhung eines BIGT gegenüber eines konventionellen IGBT/Dioden-Moduls bei motorischem Betrieb zwischen 10% und 15%. Bei niedrigeren Grundfrequenzen kann ein Vorteil von bis zu 20%, bei hohem Aussteuergrad erwartet werden.

-
10. Für generatorischen Betrieb ergibt sich für den BIGT eine Leistungserhöhung von 20% bis 40% für einen drehzahlvariablen Antrieb. Bei niedrigen Grundfrequenzen steigt der Vorteil bei hohen Aussteuergraden auf bis zu 50% gegenüber eines konventionellen IGBT/Dioden-Moduls.
 11. Im motorischen Betrieb liegt die prognostizierte Lebensdauer eines BIGT in stationären Arbeitspunkten um mehr als den Faktor 10 bis zum Faktor 70 über der prognostizierten Lebensdauer eines konventionellen IGBT/Dioden-Moduls.
 12. Im generatorischen Betrieb liegt die prognostizierte Lebensdauer eines BIGT in stationären Arbeitspunkten um mehr als den Faktor 10 bis zum Faktor 180 über der prognostizierten Lebensdauer eines konventionellen IGBT/Dioden-Moduls.
 13. In Anwendungen in denen die Missionprofile Zyklen von Umgebungstemperatur auf maximale Sperrschichttemperatur die Lebensdauer bestimmen, kann der Vorteil des BIGT entweder zur Leistungserhöhung oder zur Erhöhung der Lebensdauer genutzt werden.
 14. In Windenergieanlagen wird die Lebensdauer von Missionprofile Zyklen im Bereich von $\Delta T_j=20K$ bis $\Delta T_j=30K$ bestimmt. Hier besitzt der BIGT eine um Faktoren höhere zu erwartende Lebensdauer im Vergleich zum konventionellen IGBT/Diode-Modul.