
Automatisierte messtechnische Charakterisierung von 10kV Integrierten Gate-kommutierten Thyristoren (IGCTs)

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Sven Tschirley
aus Berlin

Von der
Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
— Dr.-Ing. —

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Christian Boit, TU Berlin

Berichter: Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet, TU Berlin

Berichter: Prof. Dr.-Ing. Andreas Steimel, Ruhr-Universität Bochum

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 21. März 2007

Berlin 2007

D 83

Automatisierte messtechnische Charakterisierung von
10kV Integrierten Gate-kommutierten Thyristoren
(IGCTs)

Kurzfassung

Die Erhöhung der Ausgangsspannungen von Mittelspannungsstromrichtern kann bei einer gegebenen Topologie durch die Reihenschaltung von mehreren Leistungshalbleitern pro Schalterposition oder durch den Einsatz von Leistungshalbleitern größerer Blockierspannung erfolgen.

Die Dissertation behandelt die experimentellen Untersuchungen der ersten 10-kV-IGCTs. Ausgehend von einer Übersicht der am Markt verfügbaren abschaltbaren Leistungshalbleiter im Mittelspannungsbereich und deren Anwendungsbereichen wird die Motivation für die Entwicklung eines 10-kV-IGCTs gegeben. Es wird gezeigt, dass der Einsatz von 10-kV-IGCTs und -Dioden in einem Dreipunktspannungswechselrichter verglichen mit dem Einsatz von in Reihe geschalteten Bauelementen eine drastische Reduzierung der Komponentenzahl im Leistungsteil und damit verbundener Kostensenkung und Steigerung der Zuverlässigkeit bedeutet.

Zur messtechnischen Charakterisierung der 10-kV-IGCTs wurde ein modulares Testsystem entwickelt. Die Möglichkeit der teilautomatisierten Messung ermöglicht eine schnellere Durchführung von Messungen und Auswertungen, die Reproduzierbarkeit der Messungen für verschiedene Bauelemente wird verbessert. Die Betriebssoftware fasst alle Komponenten unter einer einheitlichen grafischen Benutzeroberfläche zusammen.

Die experimentellen Untersuchungen wurden an verschiedenen bestrahlten asymmetrischen und rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs durchgeführt. Untersucht wurde das Blockierverhalten sowie das Verhalten beim Ein- und Ausschalten des IGCTs sowie das Ausschalten der integrierten antiparallelen Diode im rückwärtsleitenden 10-kV-IGCT. Die Untersuchung des Schaltverhaltens von asymmetrischen 10-kV-IGCTs mit 68mm Siliziumdurchmesser konnte zeigen, dass die Bauelemente bei einer Zwischenkreisspannung von 7 kV einen Strom von 1 kA abschalten können. Der Vergleich verschiedener bestrahlter Bauelemente zeigt, dass applikationsspezifische 10-kV-IGCTs entlang einer Technologiekurve entworfen werden können. Die Untersuchungen des Ausschaltverhaltens der Diode der rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs zeigen, dass die Herstellung einer 10-kV-Diode möglich ist.

Mit den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen konnte gezeigt werden, dass basierend auf den Prototypen von 10-kV-IGCTs mit einem Siliziumdurchmesser von 68mm ein robuster Leistungshalbleiter für Mittelspannungsstromrichter entwickelt werden kann.

Abstract

Increasing the output voltage of a voltage source converter using a given topology can be achieved by the use of a series connection of power semiconductors in each switch position or the use of a device with a higher blocking voltage.

The scope of this dissertation is the experimental characterization of the first 10-kV-IGCTs. Based on an overview of available power semiconductors with turn-off capability in the medium voltage range, the motivation for a 10-kV-IGCT is given. It is shown, that the use of 10-kV-IGCTs and -diodes compared to a series connection of semiconductors enables a reduction of components in the power part as well as the increase of reliability.

A modular test system was developed to perform the characterization of the 10-kV-IGCTs. The possibility of an automated testing enables shorter times for measurement and analysis. The reproducibility of the measurements for different devices is increased. The software of the test system integrates the different measurement devices in a single graphical user interface.

The characterization of 10-kV-IGCTs was carried out for asymmetric and reverse conducting devices which received different levels of irradiation. The measurements include blocking, the turn-on and turn-off of the IGCT as well as the diode turn-off of the reverse conducting IGCTs. The investigation of the turn-off behavior of asymmetric 10-kV-IGCTs shows, that these devices are able to turn off a current of 1 kA at a DC-link voltage of 7 kV. The comparison of devices with different irradiation levels shows the potential of 10-kV-IGCTs for an application specific optimization. The characterization of the turn-off behavior of the integrated diode in the reverse conducting 10-kV-IGCTs shows the possibility of manufacturing a 10-kV-Diode.

The experimental results and analysis show, that the development of a promising power semiconductor for medium voltage applications is possible based the prototypes of 10-kV-devices with a 68 mm-wafer.

Danksagung

Ich möchte mich an dieser Stelle bei allen Personen bedanken, die durch ihre Unterstützung einen wichtigen Beitrag zur Anfertigung dieser Arbeit geleistet haben. Besonderer Dank gilt meinen Eltern und meinem Bruder René, auf deren Unterstützung ich mich während meines bisherigen Lebensweges verlassen konnte. Meinen Freunden Dirk, Biljana, Volker und Bianca danke ich dafür, dass sie nicht daran gezweifelt haben, dass diese Arbeit fertig wird.

Ich danke Prof. Steffen Bernet für die Überlassung des Themas und die Betreuung meiner Arbeit während meiner fünfjährigen Dienstzeit an der Technischen Universität. Seine fachliche Begleitung und seine Hilfsbereitschaft bei Problemen aller Art haben in erheblichem Maße zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Sowohl ihm als auch Prof. Andreas Steimel danke ich für die schnelle Anfertigung der Gutachten. Weiterhin danke ich Herrn Prof. Christian Boit für die Übernahme des Vorsitzes des Promotionsausschusses.

Für die Unterstützung seitens der Firma ABB möchte ich mich bei Peter Streit, Eric Carroll, Peter Steimer und Oscar Apeldoorn für die fruchtbare und interessante Zusammenarbeit bedanken, die erst die Untersuchung dieser modernen Bauelemente möglich gemacht hat.

Ich danke meinen Kollegen des Fachgebiets Leistungselektronik der TU Berlin für die hervorragende Zusammenarbeit. Besonderer Dank gilt meinem Kollegen Karsten Fink für die vielen Impulse und Diskussionen und nicht zuletzt die moralische Unterstützung besonders in der Schlussphase der vorliegenden Arbeit.

Den administrativ-technischen Mitarbeitern am Fachgebiet Leistungselektronik Herrn Reinhold Kocur, Herrn Michael Lorbeer und Herrn Bernd Obst danke ich dafür, dass sie durch ihre tatkräftige Unterstützung zur Lösung von praktischen Aufgaben beigetragen haben.

Berlin, im August 2007

Sven Tschirley

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	xi
Tabellenverzeichnis	xv
Symbolverzeichnis	xvii
1 Einleitung	1
2 Leistungshalbleiter für Mittelspannungsstromrichter	3
2.1 Überblick über abschaltbare Leistungshalbleiter	3
2.2 Mittelspannungs-IGBTs und IGCTs und deren Anwendungen	6
2.2.1 Topologien von Mittelspannungsstromrichtern	6
2.2.2 Anwendungen	7
2.3 Eigenschaften von IGBTs und IGCTs aus Anwendersicht	9
2.4 Motivation für die Entwicklung von 10-kV-IGCTs	11
2.4.1 Spannungsanforderungen an IGCTs	11
2.4.2 Verlustbetrachtungen, Komponentenzahl und Zuverlässigkeit	13
2.4.3 Das Potenzial von 10-kV-IGCTs und Dioden	15
3 Aufbau und Funktion von IGCTs	17
3.1 Funktionsweise von Bauelementen mit Thyristorstruktur	18
3.2 Gate-Turn-Off Thyristor	21
3.2.1 Struktureller Aufbau von Gate-Turn-Off Thyristoren	21
3.2.2 Einschalten des GTO	23
3.2.3 Durchlassverhalten	23
3.2.4 Blockierverhalten	24
3.2.5 Ausschalten des GTO	25
3.2.6 Harte Ansteuerung von GTOs	29
3.3 Aufbau und Eigenschaften von IGCTs	30

3.3.1	Funktionsprinzip	30
3.3.2	Realisierung einer niederinduktiven Ansteuerung	32
3.3.3	Modifikationen am Wafer des IGCT	34
3.3.4	Rückwärtsleitende IGCTs – Integration der antiparallelen Diode	36
3.3.5	Rückwärtssperrende IGCTs	38
3.4	Elektrische Eigenschaften von IGCTs	39
3.4.1	Leitender Zustand	39
3.4.2	Einschalten	40
3.4.3	Blockierverhalten	42
3.4.4	Ausschalten	43
3.4.5	Verhalten im Fehlerfall	46
3.4.6	Zuverlässigkeit	47
3.5	Applikationsspezifische Parametereinstellung	48
3.6	Ansteuerschaltung	49
3.6.1	Einschalten	51
3.6.2	Stationärer Gatestrom im leitenden Zustand	51
3.6.3	Ausschalten	52
3.6.4	Entwicklungspotenzial der Ansteuerschaltungen	53
3.7	Auslegung der Einschaltentlastung	54
3.7.1	Funktionsweise	54
3.7.2	Dimensionierung	55
3.8	Design von 10-kV-IGCTs	60
3.8.1	Designanforderungen	60
3.8.2	Design	61
3.8.3	Die 10-kV-IGCT Familie	65
3.8.4	Rückwärtsleitende 10-kV-IGCTs	65
4	Aufbau eines Testsystems für Leistungshalbleiter	67
4.1	Motivation für die Entwicklung eines automatisierten Testsystems	69
4.1.1	Anwendungsbereiche von Testsystemen für Leistungshalbleiter	69
4.2	Anforderungen an einen Leistungshalbleitertestplatz	71
4.2.1	Elektrische Anforderungen	71
4.2.2	Messaufgaben	72
4.2.3	Funktionale Anforderungen	72
4.2.4	Betriebssicherheit	73

4.3	Komponenten des Leistungshalbleiter-Testsystems	73
4.3.1	Überblick über das Gesamtsystem	73
4.3.2	Leistungsteil	74
4.3.3	Sicherheit und Schutzerdung	74
4.3.4	Pulserzeugung	77
4.3.5	Messgeräte	78
4.3.6	Steuerrechner und Kommunikationsbusse	81
4.4	Betriebssoftware für die automatisierte Vermessung	83
4.4.1	Motivation für die Softwareentwicklung	83
4.4.2	Funktionale Anforderungen	83
4.4.3	Anforderungen an den inneren Aufbau	87
4.4.4	Realisierung	91
4.4.5	Testumgebung für die Softwareentwicklung	97
4.5	Testschaltungen	97
4.5.1	Schaltung zur Untersuchung des Blockierverhaltens	97
4.5.2	Schaltung zur Untersuchung des Schaltverhaltens	100
4.5.3	Messung des Durchlassverhaltens	109
5	Experimentelle Untersuchungen von 10-kV-IGCTs	111
5.1	Charakterisierung asymmetrischer 10-kV-IGCTs	112
5.1.1	Testschaltungen	113
5.1.2	Messungen an asymmetrischen 10-kV-IGCTs	117
5.2	Charakterisierung rückwärtsleitender 10-kV-IGCTs	132
5.2.1	Testschaltungen	133
5.2.2	Messungen an rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs	136
5.2.3	Vergleichende Betrachtungen	152
6	Zusammenfassung	155
A	Analytische Berechnungen	159
A.1	Einschalten des IGCTs mit Clampbeschaltung	159
A.2	Ausschalten des IGCTs mit Clampbeschaltung	162
A.3	Einschalten des IGCTs mit in Reihe geschalteten Dioden	167
A.3.1	Diskussion der Ergebnisse	173
	Literatur- und Quellenverzeichnis	176

Abbildungsverzeichnis

2.1	Maximale Blockierspannungen und Blockierströme der am Markt verfügbaren abschaltbaren Leistungshalbleiter (Stand Juli 2006)	4
2.2	Topologien für Mittelspannungsstromrichter	6
2.3	Anwendungsbereiche von IGBTs und IGCTs in Stromrichtern	8
2.4	Basistopologie der HVDC-Light® Energieübertragung	9
2.5	Spannungsdefinitionen für IGCTs [Bernet et al. 2003a]	11
2.6	Technologiekurven von 10-kV-IGCTs und in Reihe geschalteten IGCTs	14
3.1	IGCTbestehend aus Leistungshalbleiter und integrierter Ansteuerungseinheit	17
3.2	Thyristorstruktur: Darstellung der Vierschichtstruktur	19
3.3	Thyristorkennlinie bei offenem Gate und bei verschiedenen Gate-Strömen	20
3.4	Verschiedene GTO-Wafer mit feinstrukturierter Gate-Kathodenstruktur	22
3.5	Ladungsträgertransport beim Einschalten des GTO	23
3.6	Ladungsträgertransport im leitenden GTO	24
3.7	Ladungsträgertransport im blockierenden GTO	24
3.8	Ladungsträgertransport im ausschaltenden GTO	25
3.9	Stromfilamentierung und Stromverläufe beim Abschalten des GTO	26
3.10	Struktur eines GTOs mit Anodenkurzschlüssen und Ladungsträgerverteilung	27
3.11	Strom und Spannung beim Ausschalten eines GTO (nach [ABB GTO Book])	28
3.12	GTO mit Ausschaltentlastung (Snubber nach Undeland-Marquardt) [Mohan et al. 1995])	29
3.13	IGCT im leitenden Zustand und im blockierenden Zustand	31
3.14	Abschaltverhalten des IGCTs (nach [Steimer et al. 1997])	31
3.15	Vereinfachte Darstellung der IGCT-Ansteuerung beim Ausschalten	32
3.16	Querschnitt durch einen IGCT mit niederinduktiver Gateanbindung, nach [ABB GTO Book]	33
3.17	Bestandteile des GCTs (nach [Grüning 1998])	33
3.18	Feldverläufe im IGCT-Wafer	35
3.19	IGCT Wafer mit Buffer Layer und Transparentem Anodenemitter	36
3.20	Separation zwischen Dioden- und GCT-Teil eines rückwärtsleitenden IGCTs	36
3.21	Wafer eines rückwärtsleitenden GCTs (ABB 5SHX 26L4510)	37

3.22	Integration von IGCT- und Dioden-Wafer im rückwärtssperrenden IGCT im Press-Pack Gehäuse	38
3.23	Durchlassverhalten eines asymmetrischen IGCTs	40
3.24	Strom- und Spannungszeitverlauf eines IGCT Einschaltvorganges, nach [ABB GTO Book]	41
3.25	Vorwärtsblockierstrom I_{DRM} im Bereich von 1000 V ... 5000 V, (IL231.31)	42
3.26	Prinzipieller Ausschaltverlauf eines IGCTs	43
3.27	Ausschaltverlauf eines IGCTs ($U_{\text{DC}} = 3,3 \text{ kV}$, $I_{\text{L}} = 3,5 \text{ kA}$)	44
3.28	Zeitlicher Verlauf eines IGCT-Ausschaltvorganges	45
3.29	Ausschaltverläufe eines 10-kV-IGCTs sowie Momentanleistung und Ausschaltverluste	46
3.30	Defekter IGCT-Wafer mit durchlegiertem Kathodenfinger	46
3.31	Typische Ausfallrate als Funktion der Zeit	47
3.32	Technologiekurven und Ausschaltverläufe für asymmetrische 4,5-kV/4-kA-IGCTs	49
3.33	Funktionales Blockschaltbild der IGCT und Foto einer Gateunit	50
3.34	Ansteuerschaltung zur Erzeugung des Einschaltimpulses	51
3.35	Ansteuerungsschaltung zur Erzeugung des Haltestromes	52
3.36	Ansteuerschaltung zum Abschalten eines IGCTs	53
3.37	Regenerative Versorgung der Ansteuerschaltung	54
3.38	Ersatzschaltbild zur Berechnung des Verlaufes der Spannung am IGCT	55
3.39	Prinzipielle Einschalt- und Ausschaltverläufe mit Clamp-Beschaltung	56
3.40	Simulierte Ausschaltverläufe mit verschiedenen Clampauslegungen	59
3.41	Ausschaltverläufe eines IGCT mit verschiedenen Streuinduktivitäten	60
3.42	Maximale Hintergrunddotierung N_{B} als Funktion der Blockierspannung	62
3.43	Minimale Weiten der n-Basis für verschiedene Blockierspannungen	63
3.44	Eindimensionales Modell des 10 kV IGCTs	64
4.1	Entwurf und Implementation eines Testsystems nach [Tursky et al. 2001]	68
4.2	Kostendarstellung für manuelles und automatisiertes Testen [Tursky et al. 2001]	69
4.3	Testsystem für Leistungshalbleiter	73
4.4	Foto des Leistungsteils bei der Charakterisierung von asymmetrischen 10-kV-IGCTs	75
4.5	Erdungs- und Schutzkonzept mit Schutzerdung und Messerdung für das Testsystem	76
4.6	Beispiel eines komplexen Pulsmusters zur Charakterisierung des Ausschaltens einer Reihenschaltung von IGCTs	78
4.7	Messeinrichtungen zum Messen hoher Ströme	81
4.8	Netzwerkplan eines Testsystems mit separatem Segment für die Messgeräte	82
4.9	Übersicht der durch die Betriebssoftware zu steuernden Komponenten	84
4.10	Toleranzschema für die Messung der Spannung über einem ausschaltenden IGCT	85
4.11	Merkmale von wiederverwendbarer Software, nach [Siedersleben 2002]	89
4.12	Ablauf des Programmes zur Messung und Auswertung	90

4.13	Schichtenmodell der Betriebssoftware	92
4.14	Zustandsübergangsdiagramm des Hauptprogrammes	93
4.15	Zustandsübergangsdiagramm des Programmes zur Ausführung einer einzelnen Messung	94
4.16	Komponenten eines virtuellen Instruments in LabVIEW	95
4.17	Einsatz von VISA-gesteuerten Geräten	96
4.18	Testumgebung für die Softwareentwicklung	98
4.19	Prinzipschaltbild zur Messung des Blockierstromes von IGCTs	99
4.20	Aufbau des Leistungsteils für eine Blockierstrommessung an einem 10kV IGCT	99
4.21	Ableitung der Testschaltung aus einem Zweipunktspannungswechselrichter	101
4.22	Tiefsetzsteller zur Charakterisierung des Schaltverhaltens	102
4.23	Durchbruch der Freilaufdiode bei leitendem IGCT	105
4.24	Verläufe bei versagendem IGCT im Moment des Ausschaltens	106
4.25	Messung des Gate-Stromes am 91mm IGCT	107
4.26	Messung des Gate-Stromes am 68mm 10-kV-IGCT	108
4.27	Messung des Durchlassverhaltens in der Tiefsetzstellerschaltung	109
5.1	Foto eines Prototypen von asymmetrischen 10-kV-IGCTs mit 68mm Wafer	111
5.2	Testschaltung und gemessener Signalverlauf	114
5.3	Simuliertes Verhalten im Kurzschlussfalle	115
5.4	Spannverband für die Charakterisierung der 10-kV-IGCTs	115
5.5	Definition der aus den Ausschaltvorgängen extrahierten Parameter E_{Off} , du/dt und $t_{\text{off},i}$	116
5.6	IL231.31 – Blockierstromverlauf des getesteten Wafers	117
5.7	Blockierströme von IL231.31 und IL231.09	118
5.8	Blockierstrommessung verschiedener 10-kV-IGCTs	119
5.9	IL231.09 – Ausschaltverhalten	120
5.10	IL231.09 – Ausschaltverluste	121
5.11	IL231.49 – Ausschaltverhalten	122
5.12	Ausschaltverluste als Funktion des abgeschalteten Stromes ($T_j = 85^\circ\text{C}$)	123
5.13	Vergleich der Schaltverläufe von IL231.03 und IL231.31	124
5.14	Darstellung der Ausschaltverluste von IL231.03 und IL231.31	125
5.15	Verlauf und Ersatzschaltbild beim Einschalten von IGCTs mit in Reihe geschalteten Dioden	126
5.16	Ersatzschaltbild Intervall I	127
5.17	Ersatzschaltbild Intervall II	128
5.18	Ersatzschaltbild Intervall III	129
5.19	Ersatzschaltbild Intervall IV	130
5.20	IL231.31 – Einschaltverlauf mit hochohmigerer dynamischer Symmetrierung der Clampdiode	131
5.21	Testschaltung für die Vermessung des Ausschaltverhaltens des IGCT-Teils	133

5.22	Simulierter Ausschaltvorgang	134
5.23	Bild des Testaufbaus für die Untersuchung des Ausschaltverhaltens	134
5.24	Testschaltung für die Vermessung des Ausschaltverhaltens des Diodenteils	135
5.25	Definition der aus den Schaltverläufen gewonnenen Parameter	136
5.26	Blockierstrom IL320.29 und IL320.34	137
5.27	Verläufe von Strömen und Spannungen mit IL320.29 als schaltendem IGCT	138
5.28	IL320.29 – Ausschaltverhalten des IGCT-Teils	139
5.29	IL320.29 – Auswertung der Ausschaltverläufe	140
5.30	IL320.29 – Ausschaltverluste bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen	141
5.31	IL320.29 – Einschaltverhalten des IGCT-Teils	142
5.32	IL320.29 – Darstellung der Einschaltverluste	143
5.33	Verläufe von Strömen und Spannungen beim Ausschalten der Diode von IL320.29	144
5.34	IL320.29 – Ausschalten der Diode im rückwärtsleitenden IGCT	145
5.35	IL320.29 Diode Ausschaltverluste	146
5.36	IL320.29 – Aus den Ausschaltverläufen extrahierte Parameter	147
5.37	IL320.29 – Ausschalten des Diodenteils mit einem modifizierten du/dt -Snubber	148
5.38	IL320.47 – Ausschalten des Diodenteils	150
5.39	IL320.47 – Darstellung der Ausschaltverluste des Diodenteils	151
5.40	Ausschaltverluste des IGCT-Teils von verschiedenen Bauelementen	152
5.41	Ausschaltverluste des Dioden-Teils von allen untersuchten Bauelementen	153
A.1	Ersatzschaltbild für die analytischen Berechnungen der Clamp-Beschaltung	160
A.2	Simulierter Verlauf beim Einschalten des IGCTs	161
A.3	Darstellung der in der analytischen Berechnung verwendeten Größen	162
A.4	Simulierter Verlauf beim Ausschalten des IGCTs	167
A.5	Verlauf und Ersatzschaltbild beim Einschalten von IGCTs mit in Reihe geschalteten Dioden	168
A.6	Intervall I – Kommutierung des Laststromes von der Diode auf den IGCT	169
A.7	Intervall II – Clampkondensator C_{Cl} wirkt als Quelle	169
A.8	Intervall III – Gedämpfte Schwingung	172
A.9	Intervall IV – die Clampediode beginnt zu leiten	173
A.10	Darstellung der Abhängigkeiten der Maximalwerte des Stromes i_S	174
A.11	Simulierter Verlauf des Einschaltens eines 10-kV-IGCTs mit modifiziertem Snubber	175

Tabellenverzeichnis

2.1	Nennspannungen und Nennströme von abschaltbaren Mittelspannungshalbleitern (Stand Juli 2006)	5
2.2	Spannungsanforderungen an IGCTs und Dioden	12
2.3	Anzahl der Leistungshalbleiter in der Reihenschaltung pro Schalterposition	13
2.4	Komponentenanzahl im Leistungsteil und Zuverlässigkeiten	15
4.1	Auslegung des Messwiderstandes R_M für verschiedene zu erwartende Blockierströme I_{DR} . .	100
5.1	Übersicht der getesteten asymmetrischen 10-kV-IGCTs	112
5.2	Übersicht der getesteten asymmetrischen 10-kV-IGCTs mit extrahierten Parametern	123
5.3	Übersicht der getesteten rückwärtsleitenden 10kV IGCTs der ersten Entwurfsstufe	132
5.4	Übersicht der getesteten rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs der zweiten Entwurfsstufe	132

Symbolverzeichnis

Verwendete Symbole Für Ströme und Spannungen werden hier alle Formelzeichen in Grossbuchstaben gegeben. Zeitveränderliche Ströme und Spannungen werden durch kleine Buchstaben U, I gekennzeichnet

$$U_{CC1}(t) = u_{CC1} \quad I_{CC1}(t) = i_{CC1}$$

ε	Dielektrizitätskonstante	$E_{\text{Off,D}}$	Ausschaltverluste eines Diodenteils in einem rückwärtsleitenden Leistungshalbleiter
ε_{Si}	Dielektrizitätskonstante von Silizium	E_{On}	Einschaltverluste
α_{nnp}	Stromverstärkung eines bipolaren npn-Transistors	E_{Snub}	Verluste in einer Snubberbeschaltung
α_{pnp}	Stromverstärkung eines bipolaren pnp-Transistors	f_{S}	Schaltfrequenz eines Stromrichters
β_{Off}	Ausschaltstromverstärkung	f_{Sample}	Abtastfrequenz eines digitalen Signalerfassungssystems
C_{Cl}	Kapazität des Clamp-Kondensators	I_{A}	Anodenstrom eines Halbleiterbauelements
C_{DC}	Kapazität des Zwischenkieskondensators	I_{C}	Kollektorstrom eines Transistors
C_{DC1}	Kondensator zur Spannungssymmetrierung von reihengeschalteten Clamp-Dioden	I_{CC1}	Strom durch den Clamp-Kondensator
C_{Df}	Kondensator zur Spannungssymmetrierung von reihengeschalteten Freilauf-Dioden	I_{CDC1}	Strom durch C_{DC1}
D_{Cl}	Clamp-Diode	$I_{\text{C,max}}$	Maximale Kollektorstrom eines Transistors
D_{f}	Freilaufdiode	I_{C0}	Kollektor-Basis Sättigungsstrom eines bipolaren Transistors
Δu_{CC1}	Überhöhung der Spannung über dem Clamp-Kondensator während des Ausschaltens des IGCTs	I_{D}	Strom durch eine Diode
$E_{\text{krit,Av}}$	Kritische Feldstärke bei beginnendem Avalanche Durchbruch der schwach dotierten n-Basis	I_{DC1}	Strom durch der Clamp-Diode
E_{Off}	Ausschaltverluste	I_{Df}	Strom durch Freilaufdiode
		I_{DR}	Blockierstrom bei anliegender Vorwärtsblockierspannung U_{DR}
		I_{DRM}	Maximaler Blockierstrom bei anliegender Vorwärtsblockierspannung U_{DRM}
		I_{G}	Steuerstrom (Gatestrom) eines Thyristors oder GTO
		I_{GM}	Maximaler Steuerstrom (Gatestrom) eines Thyristors oder GTO
		I_{GQM}	Maximaler negativer Abschaltstrom am Gate eines GTO/IGCT

I_G	Steuerstrom (Gatestrom) zum Abschalten eines GTO/IGCT	$L_{\sigma,Cl}$	Streuinduktivität im Clamp-Kreis
I_K	Kathodenstrom eines Halbleiterbauelements	N_B	Hintergrunddotierung der schwach dotierten n-Basis
I_L	Laststrom	Q_{RR}	Speicherladung beim Ausschalten einer Diode
I_{LCI}	Strom durch Clamp-Induktivität	R_{Cl}	Clamp-Widerstand
I_R	Rückwärtsstrom durch eine Diode	R_{DC}	Parallelwiderstand zum Entladen des Zwischenkreiskondensators C_{DC}
I_{Cl}	Strom durch R_{Cl}	R_{DCI}	Widerstand zur Spannungssymmetrierung von reihengeschalteten Clamp-Dioden
I_{RDCI}	Strom durch R_{DCI}	R_{Df}	Widerstand zur Spannungssymmetrierung von reihengeschalteten Freilauf-Dioden
I_{RDf}	Strom durch R_{Df}	r_F	Differentieller Widerstand einer Durchlasskurve
I_{RRM}	Maximalwert der Rückstromspitze einer ausschaltenden Diode	R_M	Messwiderstand (Shunt)
I_S	Schalterstrom	R_P	Parallelwiderstand in der Messschaltung zur Erfassung des Blockierstromes
I_T	Strom durch einen leitenden Thyristor, GTO oder IGCT	R_S	Schutzwiderstand
$I_{T(AV)M}$	Mittelwert des Stromes durch einen leitenden Thyristor, GTO oder IGCT	S_C	Stromrichterausgangsscheinleistung
I_{TGQM}	Maximaler Anodenstrom, der wiederholt abgeschaltet werden kann	$S_{N,IGBT}$	Nominale Schalterleistung eines IGBTs
$I_{T(RMS)M}$	Effektivwert des Stromes durch einen leitenden Thyristor, GTO oder IGCT	$S_{N,IGCT}$	Nominale Schalterleistung eines IGCTs
I_{TSM}	Maximaler Strom durch einen leitenden Thyristor, GTO oder IGCT	S_{sn}	Nominale Scheinleistung
L_{Cl}	Clamp-Induktivität	t_{Charge}	Ladezeit eines Zwischenkreiskondensators
λ_{FIT}	Ausfallrate von Leistungshalbleitern in der Einheit FIT	t_{Comm}	Kommutierungszeit
L_{Last}	Lastinduktivität	t_D	Entladezeit der Einschaltentlastung in einem IGCT Stromrichter
L_n	Diffusionslänge von Elektronen in p-dotiertem Material	t_{Desat}	Verzugszeit im Ausschaltvorgang des IGCT
L_p	Diffusionslänge von Löchern in n-Dotiertem Material	t_f	Fallzeit während des Abschaltens eines GTOs
$L_{\sigma,G}$	Streuinduktivität im Gatekreis eines IGCT oder GTO	T_j	Sperrschichttemperatur
L_{σ}	Allgemein für eine Streuinduktivität	$T_{j,max}$	Maximal zulässige Sperrschichttemperatur eines Leistungshalbleiters
		t_{Max}	Zeitwert beim Auftreten eines Maximalwertes von Strom oder Spannung

t_{RR}	Sperrverzugszeit beim Ausschalten einer Diode	U_{GK}	Gate-Kathoden Spannung an einem schaltbaren Halbleiterbauelement
t_s	Speicherzeit während des Abschaltens eines GTOs	U_{GR}	Gate-Kathoden Spannung beim Abschalten eines GTO/IGCT
t_{tail}	Länge des fließenden Tailstromes beim Abschalten eines GTO oder IGCT	$U_{IN,RMS}$	Eingangsseitige Phasenspannung eines Stromrichters
U_{AK}	Anoden-Katoden Spannung an einem Halbleiterbauelement	U_{LCI}	Spannungsabfall an Clamp-Induktivität
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung eines Transistors	$U_{ll,n,RMS}$	Leiter-Leiter RMS-Ausgangsspannung eines Stromrichters
U_{BF}	Thyristordurchbruchspannung in Vorwärtsrichtung	$U_{L\sigma}$	Spannungsabfall an der Streuinduktivität
U_{CCl}	Spannung über dem Clamp-Kondensator	U_{Cl}	Spannungsabfall über R_{Cl}
U_{CDCl}	Spannungsabfall über C_{DCl}	U_{RDCl}	Spannungsabfall über R_{DCl}
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung eines Transistors	U_{RDf}	Spannungsabfall über R_{Df}
$U_{CE,max}$	Maximale Kollektor-Emitter-Spannung eines Transistors	U_{RMS}	Nominale RMS Phasenspannung
U_D	Spannung über einer Diode	U_{RRM}	Maximale Blockierspannung einer Diode
U_{DC}	Spannung im Gleichspannungszwischenkreis	U_S	Spannungsabfall über einem idealen Schalter
U_{DCl}	Spannung über der Clamp-Diode	U_{SRN}	Leiter-Leiter RMS-Ausgangsspannung eines Stromrichters
$U_{DC,max}$	Maximale DC-Spannung an einem einzelnen Leistungshalbleiter in einem Stromrichter	U_T	Durchlassspannung an einem leitenden Vierschichtbauelement
$U_{DC,nom}$	Nominale DC-Spannung an einem einzelnen Leistungshalbleiter in einem Stromrichter	U_{T0}	Flussspannung (Threshold voltage)
U_{Df}	Spannungsabfall über Freilaufdiode	w_d	Weite der Raumlatenzzone eines pn-Überganges
U_{DR}	Vorwärtsblockierspannung eines GTO/IGCTs	w_n	Geometrische Dicke einer n-dotierten Schicht
U_{DRM}	Maximale Vorwärtsblockierspannung eines GTO/IGCTs	w_p	Geometrische Dicke einer p-dotierten Schicht

Verwendete Abkürzungen

3L-NPC VSC	three level neutral point clamped voltage source converter
ETO	Emitter-Turn-Off-Thyristor
DUT	Device under Test
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
GU	Gateunit
HVDC	high voltage direct current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrierter Gate-kommutierter Thyristor
MCT	MOS controlled thyristor
VI	Virtuelles Instrument
VISA	Virtual System Architecture

Kapitel 1

Einleitung

Der integrierte Gate kommutierte Thyristor (IGCT) gewann seit seiner Markteinführung 1996 fortwährend an Bedeutung. Niedrige Durchlassspannungen und schnelle Schaltvorgänge ermöglichen minimale Halbleiterverluste bei einer maximalen Ausnutzung der Siliziumfläche. Die geringe Komponentenzahl, das zuverlässige Press-Pack-Gehäuse sowie die hohe Siliziumausnutzung ermöglichen den Entwurf von preiswerten, zuverlässigen, kompakten und im Fehlerfall explosionsfreien Stromrichtern. Heute sind 4,5-kV-, 5,5-kV-, 6-kV- und 6,5-kV-IGCTs am Markt erhältlich. IGCT-basierte Stromrichter werden in industriellen Mittelspannungsantrieben (MVD) ebenso eingesetzt wie in Bahnnetzakupplungen und Stromrichtern in Energiesystemen.

Bedingt durch konventionelle oder neuartige Applikationen wie z. B. Mittelspannungsstromrichter für Windenergieanlagen, Warm- und Kaltwalzwerke, Netzkupplungen oder aktive Filter gibt es einen generellen Trend hin zu höheren Stromrichterspannungen bzw. -leistungen. Die Verwendung von 10-kV-IGCTs ermöglicht den Verzicht auf die Reihenschaltung von Leistungshalbleitern. Die Anzahl der Bauelemente im Leistungsteil von Mittelspannungsstromrichtern kann reduziert werden, das bedeutet die Reduzierung von Kosten und Betriebsverlusten des Umrichters bei gleichzeitiger Erhöhung der Zuverlässigkeit.

In der vorliegenden Arbeit werden 10-kV-IGCTs experimentell untersucht. Für die Untersuchungen wird ein Testsystem aufgebaut, mit dem automatisierte Messungen an Leistungshalbleitern im Press-Pack-Gehäuse möglich sind. Prototypen neuer Leistungshalbleiter wurden bislang in Einzelmessungen untersucht. Das hier aufgebaute Testsystem wird von einem Steuerrechner bedient und ermöglicht die automatisierte Durchführung von Messungen an Leistungshalbleitern und deren Ansteuerschaltungen im gesamten sicheren Arbeitsbereich. So kann eine Vielzahl von Messungen in kurzer Zeit durchgeführt und ausgewertet werden. Besonderes Augenmerk gilt dem sicheren Betrieb der Anlage. Der Leistungsteil der Anlage erlaubt den Betrieb der Bauteile bei Zwischenkreisspannungen bis 15 kV und Lastströmen bis 5 kA. Der flexible Aufbau ermöglicht die Charakterisierung von einzelnen Bauelementen sowie die Untersuchung von Reihen- und Parallelschaltungen von Leistungshalbleitern im Mittelspannungsbereich.

In Kapitel 2 wird ein Überblick über die am Markt verfügbaren abschaltbaren Leistungshalbleiter im Mittelspannungsbereich sowie deren Anwendungsbereiche in Mittelspannungsstromrichtern gegeben. Ausgehend von diesen Betrachtungen wird gezeigt, dass IGCTs mit einer Spitzenblockierspannung von 10 kV die Erhöhung der verketteten Stromrichterausgangsspannung ohne Reihenschaltung von Leistungshalbleitern möglich macht.

Das Kapitel 3 beschreibt den Aufbau und die Funktionsweise von IGCTs. Ausgehend von der Thyristorstruktur wird die Funktionsweise des GTO beschrieben. Die Integration des auf dem GTO basierenden Leistungshalbleiters und der Ansteuerungseinheit (Gate-Unit) zu einem Bauelement führt zum IGCT. In diesem Kapitel werden die elektrischen Eigenschaften von IGCTs, die Funktionsweise der Ansteuerungseinheit und der Entwurf der notwendigen Einschaltentlastung beschrieben. Der Abschnitt 3.8 beschreibt den Entwurf des 10-kV-IGCTs.

Der Aufbau des Teststandes wird in Kapitel 4 beschrieben. Ausgehend von der Untersuchung der Anwendungsbereiche werden die funktionalen und elektrischen Anforderungen festgelegt und die verwendeten Komponenten vorgestellt. Die Anwendungsmöglichkeiten eines automatisierten Testsystems für die Durchführung und Auswertung der Messungen führt zum Entwurf einer Betriebssoftware, die in verschiedenen Leistungshalbleiter-Testsystemen einsetzbar ist. Der Entwurf und die Realisierung der Betriebssoftware wird in Abschnitt 4.4 beschrieben. Die für die Charakterisierung der 10-kV-IGCTs verwendeten Testschaltungen werden in Abschnitt 4.5 beschrieben.

Die Charakterisierung der 10-kV-IGCTs ist Gegenstand von Kapitel 5. Für die Charakterisierung standen Prototypen von asymmetrischen und rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs zur Verfügung. Diese Bauelemente werden hinsichtlich ihres Blockierverhaltens, des Ein- und des Ausschaltverhaltens charakterisiert. Im Falle der rückwärtsleitenden IGCTs wird das Ausschaltverhalten der integrierten 10-kV-Diode untersucht. Der Vergleich verschiedener asymmetrischer IGCTs hinsichtlich ihrer Ausschaltverluste erlaubt die Zuordnung zu verschiedenen Anwendungsbereichen. Die messtechnischen Untersuchungen der in die rückwärtsleitenden IGCTs integrierten Diode zeigen, dass die Herstellung einer 10-kV-Diode möglich ist.

Eine Zusammenfassung der Ergebnisse wird in Kapitel 6 gegeben. Im Anhang A werden die analytischen Berechnungen des Ausschaltvorganges eines IGCTs mit einer Einschaltentlastung (Clamp-Beschaltung) sowie die Beschreibung der Verläufe beim Einschalten von IGCTs in Schaltungen mit in Reihe geschalteten Dioden angegeben.

Kapitel 2

Leistungshalbleiter für Mittelspannungsstromrichter

Dieses Kapitel gibt in Abschnitt 2.1 einen Überblick über die derzeit am Markt verfügbaren abschaltbaren Leistungshalbleiter im Mittelspannungsbereich. Der Abschnitt 2.2 bietet eine Übersicht der am Markt erhältlichen Mittelspannungsstromrichter, deren Stromrichterausgangsspannungen, Stromrichterleistungen und der verwendeten Topologien. Der Abschnitt 2.3 zeigt die Eigenschaften von Mittelspannungs-IGBTs und IGCTs aus Anwendersicht auf. Aus diesen Betrachtungen wird in Abschnitt 2.4 die Motivation für die Entwicklung von 10-kV-IGCTs abgeleitet.

2.1 Überblick über abschaltbare Leistungshalbleiter

In aktuellen Mittelspannungsstromrichtern stellen abschaltbare Leistungshalbleiter einen wesentlichen Kostenfaktor dar. Neben der verwendeten Stromrichtertopologie stellen Leistungshalbleiter ferner einen Schwerpunkt aktueller Forschung dar [Bernet 2000]. In der Abbildung 2.1 sind Spannungs- und Strombereich aktueller am Markt verfügbarer Mittelspannungsleistungshalbleiter dargestellt. Die Tabelle 2.1 gibt einen Überblick über Nennspannungen und Nennströme sowie verwendete Gehäuseformen.

Kommerziell erreichen sowohl IGCTs als auch IGBTs maximale Blockierspannungen von 6.5 kV. Prototypen von neuen IGCTs, wie sie Gegenstand dieser Arbeit sind, erreichen Nennblockierspannungen von 10 kV. Die nominale Schaltleistung S_N eines Leistungshalbleiters ist ein Maß für die Leistung, die ein Bauelement schalten kann [Bernet 2005]. Für GTO und IGCT wird im Allgemeinen das Produkt aus maximal abschaltbarem Strom I_{TGQM} und maximaler periodischer Spitzenblockierspannung U_{DRM} verwendet, siehe auch Abbildung 2.5 in Abschnitt 2.4. Bei IGBTs findet das Produkt aus maximaler Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE,max}$ und maximalem Kollektorstrom $I_{C,max}$ Anwendung.

$$S_{N,IGCT} = U_{DRM} \cdot I_{TGQM} \qquad S_{N,IGBT} = U_{CE,max} \cdot I_{C,max} \qquad (2.1)$$

Bei einem harten Ausschaltvorgang kann die nach Gleichung 2.1 definierte Schalterleistung auch als Augenblicksleistung auftreten, wenn nach dem Abschalten des Stromes $I_{C,max}$ bzw. I_{TGQM} die Maximalspannung $U_{CE,max}$ bzw. U_{DRM} am Leistungshalbleiter anliegt. Auch wenn IGBTs üblicherweise den doppelten Nennstrom abschalten können, so liegt die Schalterleistung der IGBTs bislang deutlich

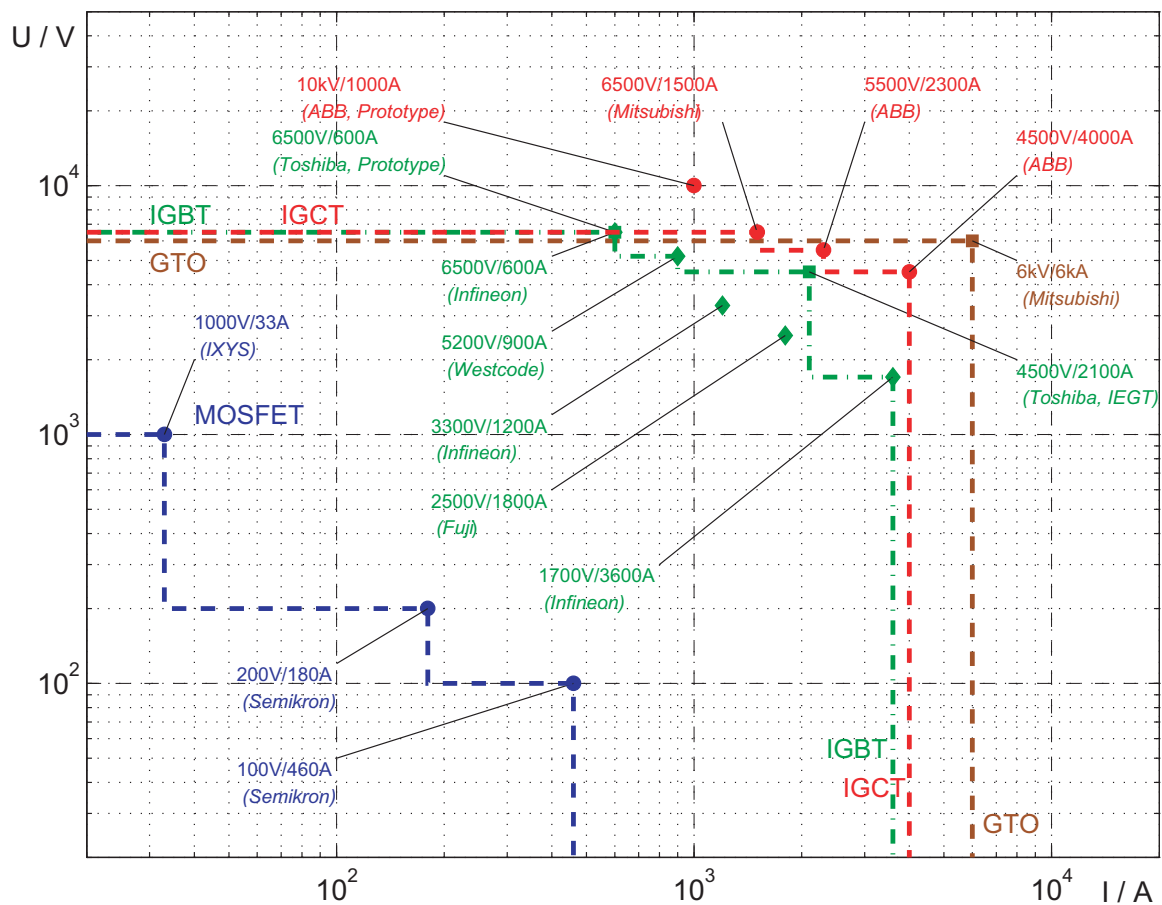


Abbildung 2.1: Maximale Blockierspannungen und Blockierströme der am Markt verfügbaren abschaltbaren Leistungshalbleiter (Stand Juli 2006)

unterhalb der von IGCTs und GTOs.

Während GTO und IGCT ausschließlich im Presspack Gehäuse angeboten werden, dominiert das isolierte Modulgehäuse den Markt der IGBTs. Mit dem IGBT-Presspack Gehäuse [Eicher et al. 2004] werden IGBTs auch in Anwendungen eingesetzt, die bislang den GTOs und IGCTs vorbehalten waren. Andere Bauelemente wie der Emitter-Turn-Off-Thyristor (ETO) [Li et al. 1998, Li et al. 2000] oder der MOS-Controlled Thyristor (MCT) werden ebenfalls im Presspackgehäuse gefertigt, haben aber bislang den Prototypenstatus nicht überwunden.

In Applikationen wie der selbstgeführten Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HVDC Light[®] [ABB HVDC Light]) und statischen Kompensatoren (STATCOM) ist die Reihenschaltung von Leistungshalbleitern notwendig, um die benötigte Blockierspannung pro Schalterposition zu realisieren. Stapelbare Presspack-Gehäuse ermöglichen in diesen Applikationen den einfachen mechanischen Aufbau des Leistungsteils und die Integration redundanter Schalter. In HVDC Applikationen werden zum Beispiel bis zu 300 IGBTs im Presspack-Gehäuse [Eicher et al. 2004, ABB StakPak] in Reihe geschaltet, um die dort auftretenden Zwischenkreisspannungen bis zu 150 kV zu schalten [ABB HVDC Light, HVDC MurrayLink].

Tabelle 2.1: Nennspannungen und Nennströme, Schaltleistung und Gehäuseformen von abschaltbaren Mittelspannungshalbleitern (Stand Juli 2006)

Leistungs- halbleiter	Hersteller	Spannungs- bereich U_{DRM}	Stromtrag- fähigkeit I_{TGQM} bzw. $I_{\text{C,max}}$	maximale Schaltleistung P_{nom}	Gehäuse
GTO	Mitsubishi	6000 V 6000 V	6000 A * 6000 A *	36 MVA 18 MVA	Press-Pack Press-Pack
	ABB	4500 V 6000 V	600 - 4000 A * 3000 A *	18 MVA 18 MVA	Press-Pack Press-Pack
	Westcode	4500 V 6000 V	1000 - 4000 A * 3000 A *	18 MVA 18 MVA	Press-Pack Press-Pack
IGBT	Infineon	3300 V 6500 V	400 - 1200 A 200 - 600 A	3.96 MVA 3.90 MVA	Modul Modul
	Mitsubishi	3300 V 4500 V 6500 V	800 - 1200 A 400 - 900 A 600 A	3.96 MVA 4.05 MVA 3.90 MVA	Modul Modul Modul
	Hitachi	3300 V 4500 V	400 - 1200 A 1800 A	3.96 MVA 8.10 MVA	Modul Modul
	ABB	3300 V 4500 V 6500 V	1200 A 600 - 3000 A 600 A	3.96 MVA 13.5 MVA 3.90 MVA	Modul Press-Pack Modul
	Westcode	4500 V 5200 V	310 A 1800 A	1.36 MVA 9.36 MVA	Press-Pack Press-Pack
	Toshiba	3300 V 4500 V 4500 V	1200 A 1200 - 2100 A 900 A	3.96 MVA 9.90 MVA 4.05 MVA	Press-Pack Press-Pack Modul
IGCT	ABB	4500 V 4500 V 5500 V 6000 V	3800 - 4000 A * 340 - 2200 A † 280 - 1800 A ‡ 3000 A *	18.0 MVA 9.90 MVA 9.90 MVA 18.0 MVA	Press-Pack Press-Pack Press-Pack Press-Pack
	Mitsubishi	4500 V 6000 V 6500 V	4000 A * 3500 - 6000 A * 400 - 1500 A †	18.0 MVA 36.0 MVA 9.75 MVA	Press-Pack Press-Pack Press-Pack

* asymmetrisch blockierendes Bauteil

† symmetrisch blockierendes Bauteil

‡ rückwärtsleitendes Bauteil

2.2 Mittelspannungs-IGBTs und IGCTs und deren Anwendungen

2.2.1 Topologien von Mittelspannungsstromrichtern

Die am Markt erhältlichen Mittelspannungsstromrichter realisieren mit verschiedenen Topologien unterschiedliche Anzahlen von möglichen Ausgangsspannungsstufen. Neben dem bekannten Zweipunkt-Spannungswechselrichter (*Two-Level-Voltage-Source-Converter*, 2L-VSC), ist die Verwendung des Diodengeklemmten Dreipunkt-Spannungswechselrichters (*Three-Level-Neutral Point-Clamped-Voltage-Source-Converter*, 3L-NPC-VSC, siehe Abbildungen 2.2(a) und 2.2(b)), des Dreipunkt Spannungswechselrichters mit fliegenden Kondensatoren (*Three-Level-Flying Capacitor-Voltage-Source-Converter*, im folgenden 3L-FLC-VSC) und des Vierpunkt Spannungswechselrichters mit fliegenden

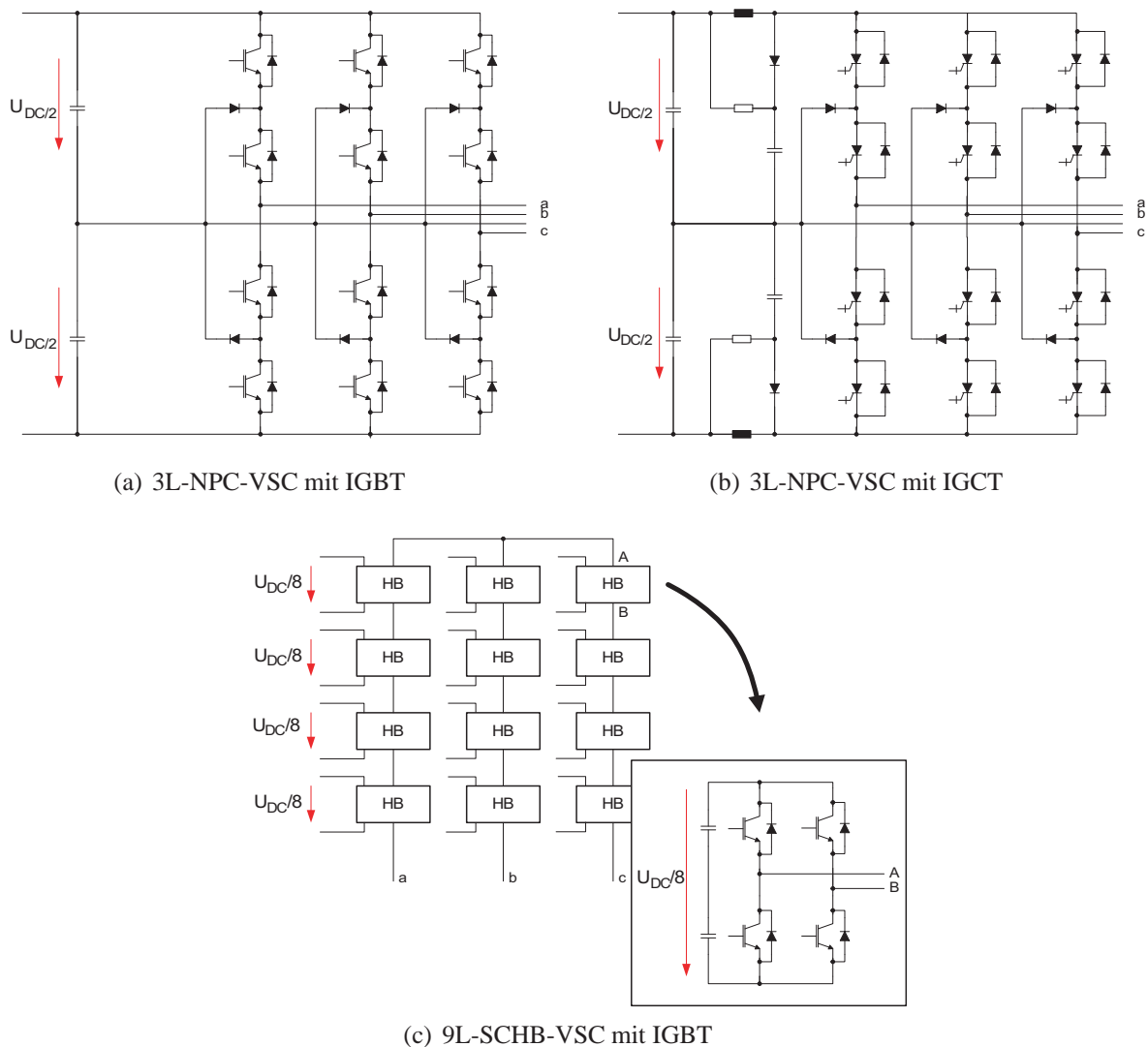


Abbildung 2.2: Topologien für Mittelspannungsstromrichter:

Dreipunktspannungswechselrichter mit Mittelpunktdioden mit (a) IGBTs und (b) IGCTs; (c) Mehrpunkt-Spannungswechselrichter mit in Reihe geschalteten H-Brücken

Kondensatoren (*Four-Level-Flying Capacitor-Voltage-Source-Converter*, 4L-FLC-VSC) üblich [Bernet 2005]. Die Erhöhung der Ausgangsspannungen kann auf der Basis einer gegebenen Stromrichtertopologie durch Reihenschaltung der Leistungshalbleiter pro Schalterposition oder durch den Einsatz von Leistungshalbleitern mit höheren Blockierspannungen erreicht werden. Die Erhöhung der Ausgangsleistung kann alternativ zu einer Erhöhung der Stromrichterausgangsspannung bei gegebenem Stromrichterausgangsstrom auch durch den parallelen Betrieb von Basisstromrichtermodulen erreicht werden. Eine häufig verwendete Realisierungsform ist der Betrieb von mehreren Wechselrichtermodulen an einem gemeinsamen Spannungszwischenkreis (*Common DC-Bus*) [Bernet et al. 2002, TMEIC TMDrives, ABB ACS 6000 Kat., Siemens sinamics 2006]).

In Stromrichtern mit in Reihe geschalteten H-Brücken (*Series-Connected-H-Bridges*, SCHB) [Siemens robicon 2005] werden heute bedingt durch die Reihenschaltung von H-Brücken Ausgangsspannungen bis zu 13,8 kV mit IGBTs mit wesentlich kleineren Blockierspannungen in den einzelnen H-Brücken erreicht [Bernet 2004, Bernet 2005, Fazel et al. 2005]. Um bei diesen Systemen die Ausgangsspannungen zu erhöhen, wird die Anzahl der in Reihe geschalteten H-Brücken beziehungsweise die Nennblockierspannung der Leistungshalbleiter erhöht.

2.2.2 Anwendungen

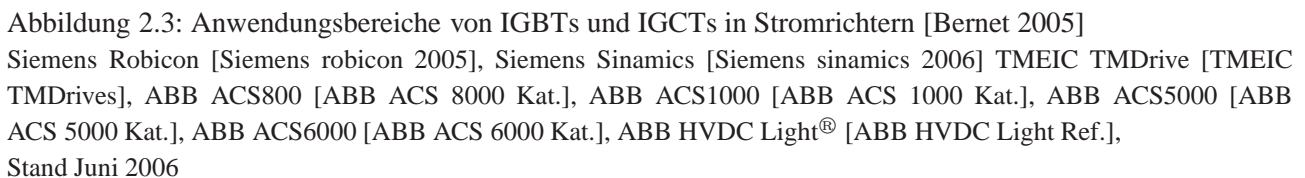
Die Abbildung 2.3 zeigt typische Spannungs- und Leistungsangaben für verschiedene am Markt erhältliche Stromrichter. Der Arbeitsbereich der Niederspannungsantriebe (U_{ll} im Bereich von 200 V ... 690 V) wird vollständig durch Niederspannungs-IGBT-Module (LV-IGBT mit $U_{CE} \leq 1700$ V) abgedeckt [ABB ACS 8000 Kat.].

Mittelspannungs IGBT-Module verdrängen im Bereich der Traktionsstromrichter GTOs und decken auch den unteren Leistungsbereich $S_c < 10$ MVA der Industriestromrichter im Mittelspannungsbereich ab. Neuere Mittelspannungs-IGBT-Module (MV-IGBT mit $U_{CE} = 2500$ V ... 6500 V) erlauben den Entwurf von Stromrichtern im Spannungsbereich von 1 kV ... 7,2 kV bei Leistungen im Bereich von 200 kVA ... 7 MVA.

IGBT-basierte Stromrichter erreichen damit den Bereich höherer Leistungen im Bereich von 3 – 5 MVA bis 50 MVA [Siemens robicon 2005] bei nominalen Spannungen von 2,3 kV bis 15 kV, der bislang von IGCT-Stromrichtern dominiert wurde. Der Hauptanwendungsbereich von IGCT-Stromrichtern sind Industriestromrichter und Antriebe sowie Stromrichter für Energiesysteme wie Bahnnetzakupplungen, dynamische Spannungsstabilisierungen [Suter et al. 2005] und Energiespeichersysteme.

Im Bereich der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung mit selbstgeführten Stromrichtern (HVDC Light®) werden Leistungen von 3 MW bis 350 MW bei DC-Spannungen von ± 9 kV bis ± 150 kV umgeformt [ABB HVDC Light Ref., HVDC Tjæreborg, HVDC MurrayLink]. Selbstgeführte Stromrichter bieten die Möglichkeit, Wirk- und Blindleistung unabhängig voneinander zu regeln und ermöglichen so den Anschluss an Netze kleiner Kurzschlussleistung sowie den Betrieb von Inselnetzen [Hanson und Sandeberg 2005]. Für einen Energietransport in beiden Richtungen werden die Gleichspannungszwischenkreise zweier Stromrichter entweder durch ein langes DC-Verbindungskabel oder direkt vor Ort (*Back-To-Back*) verbunden (siehe Abb. 2.4).

Die vorherrschende Topologie ist der Zweipunkt-Spannungswechselrichter [Papadopoulos et al. 2005, ABB HVDC Light]. Einzelne Projekte verwenden die Topologie des Dreipunkt-Spannungswechselrichters [HVDC MurrayLink]. Der Vorzug der IGBTs in diesem Applikationsbereich liegt in der Steu-



Anwendungsgebiete der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung sind Versorgungen von Off-Shore-Plattformen in der Erdöl- und Erdgasgewinnung, die Versorgung von Inseln, die Energieübertragung auf dem Festland durch Erdkabel und die direkte Koppelung von verschiedenen Versorgungsnetzen. Der Energieettransport von Off-Shore-Windparks zum Festland bei Entfernungen von mehr als 50...70 km könnte zukünftig eine interessante Applikation im Rahmen der Nutzung regenerativer Energien sein.

Der Bereich der Mittelspannungsstromrichter ist ein kontinuierlich wachsender Markt mit einem Trend hin zu größeren Stromrichterausgangsspannungen und zu größeren Stromrichterleistungen. Zur

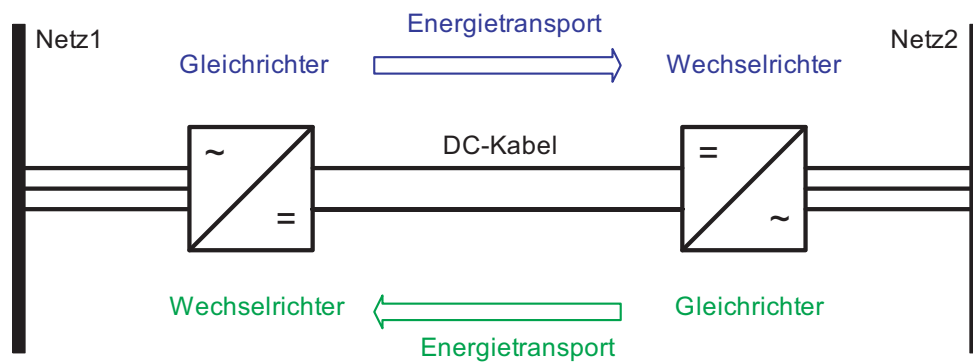


Abbildung 2.4: Basistopologie der HVDC-Light® Energieübertragung

Realisierung kostengünstiger Stromrichter sind die Verluste zu minimieren und die Ausnutzung der installierten Siliziumfläche sowie der installierten passiven Energiespeicher zu maximieren [Bernet 2005, Krug et al. 2004]. Um den Anforderungen nach erhöhter Ausgangsleistung und erhöhter Ausgangsspannung zu erfüllen, bestehen die folgenden Möglichkeiten:

1. Bei der Verwendung von Multi-Level-Topologien kann die Anzahl der Ausgangs-Level erhöht werden. Die Zusammensetzung der Ausgangsspannung aus mehr Spannungs-Levels ermöglicht ein besseres harmonisches Ausgangsspektrum mit kleinerem Klirrfaktor [Fazel et al. 2005]. Nachteilig ist die damit verbundene Erhöhung der gespeicherten Energie in vielen Multi-Level-Stromrichtern (Flying Capacitors, [Siemens robicon 2005]). Die gespeicherte Energie ist ein Maß für Aufwand und Größe der passiven Komponenten im Leistungsteil [Bernet 2005, Krug et al. 2004].
2. Bei gegebener Topologie wie zum Beispiel der eines Dreipunktspannungswechselrichters (siehe Abbildungen 2.2(a) und 2.2(b)) erhöht die Reihenschaltung von Leistungshalbleitern pro Schalterposition die Stromrichterausgangsspannung. Der Vorteil liegt darin, dass die Modifikationen auf den Leistungsteil beschränkt bleiben, die Steuerrechnerplattform sowie zahlreiche Komponenten des Leistungsteils aber weiterverwendet werden können. Nachteilig ist der zusätzliche Aufwand an passiven Komponenten zur statischen und dynamischen Symmetrierung der Spannungen an den in Reihe geschalteten Bauelementen.
3. Die Stromrichtertopologie kann ebenfalls beibehalten werden, wenn Bauelemente mit höherer Blockierspannung pro Schalterposition zum Einsatz kommen.

Ziel dieser Arbeit ist die Untersuchung von 10-kV-IGCTs. Der Einsatz dieser Bauelemente ermöglicht die Erhöhung der Stromrichterausgangsspannung von 4,16 kV bei der Verwendung von 5,5-kV-IGCTs auf 7,2 kV, basierend auf der Topologie des Dreipunktspannungswechselrichters (3L-NPC-VSC).

2.3 Eigenschaften von IGBTs und IGCTs aus Anwendersicht

Aus Sicht des Anwenders haben sowohl Mittelspannungs-IGBTs als auch IGCTs spezifische Eigenschaften, die bei der Entwicklung neuer Stromrichter zu berücksichtigen sind. Diese sollen nachfolgend kurz zusammengefasst werden [Bernet 2000, Bernet 2004, Bernet 2005].

Mittelspannungs-IGBTs haben verglichen mit IGCTs die folgenden Eigenschaften:

- Keine Notwendigkeit einer Snubberbeschaltung zur Ein- und Ausschaltentlastung
- Geringere Ausschaltverluste als IGCTs bei hartem Ausschalten
- Beeinflussbare Schaltgeschwindigkeiten (di/dt und du/dt) beim Ein- und Ausschalten durch die Ansteuerschaltung (Gateunit)
- Geringere Ansteuerleistung als bei IGCTs infolge der Spannungssteuerung des MOS-Gates
- Begrenzung des Kurzschlussstromes durch Betrieb im aktiven Bereich
- Möglichkeit des aktiven Abschaltens eines Kurzschlussstromes
- Möglichkeit der Begrenzung von Überspannungen bei Betrieb im aktiven Bereich (*active clamping*)
- Möglichkeit der einfachen Reihenschaltung durch Regelung der Spannungsänderungsgeschwindigkeit du/dt beim Schalten beziehungsweise Begrenzung der maximalen Bauelementespannung durch *active clamping*
- Einfache Parallelschaltung bei hoher Schalterausnutzung durch geringe Parameterstreuung in der Fertigung und Einstellung des Schaltverhaltens durch die Gateunit
- Durchlassspannung liegt oberhalb der von vergleichbaren IGCTs
- Einschaltverluste bei hartem Einschalten sind höher als die von vergleichbaren IGCTs
- Mögliche Explosionen des isolierten Modulgehäuse im Fehlerfall, ein Weiterbetrieb eines Stromrichters ist nicht möglich.

Die Verwendung von IGCTs als Leistungsschalter in Stromrichtern ist im Vergleich zu IGBTs durch die folgenden Eigenschaften gekennzeichnet:

- Geringere Durchlassspannung als vergleichbare IGBTs
 - Geringere Einschaltverluste im hartschaltenden Betrieb verglichen mit hart einschaltenden IGBTs
 - Begrenzung des Kurzschlussstromes durch die Induktivität der Einschaltentlastung (Clamp)
 - Höherer Schaltungsaufwand durch die Clamp-Beschaltung
 - Zusätzliche Verluste in der Clamp-Beschaltung
 - Höhere Ausschaltverluste als vergleichbare IGBTs
 - Schaltverhalten hauptsächlich durch Halbleiterparameter (geometrische Bauteilstruktur und Dotierung) sowie durch die externe passive Beschaltung bestimmt
 - Deutlich höhere Ansteuerleistung zur Steuerung des stromgesteuerten Gates im Vergleich zur Ansteuerung eines IGBTs [Ødegård und Ernst 2002, Setz und Lüscher 2006]
-

- Reihenschaltung nur bei Verwendung externer Beschaltungselemente (du/dt - und di/dt -Snubber) möglich
- Keine Explosion des Press-Pack-Gehäuses im Fehlerfalle

2.4 Motivation für die Entwicklung von 10-kV-IGCTS

Wie in Abschnitt 2.1 gezeigt, sind IGCTs mit Blockierspannungen von 4,5 kV ... 6,5 kV am Markt erhältlich und werden in Anwendungen industrieller Mittelspannungsstromrichter, Bahnnetzakupplungen und Systemen der Energieversorgung eingesetzt. Die Verwendung von 5,5-kV-IGCTs pro Schalterposition in einem Dreipunkt-Spannungswechselrichter (3L-NPC VSC) erlaubt eine Nennspannung am Stromrichterausgang von $U_{SRN} = 4,16$ kV. IGCT-basierte Mittelspannungsantriebe werden bislang für Nennspannungen von $U_{SRN} = 2,3$ kV, 3,3 kV und 4,16 kV angeboten. Der Einsatz einer Reihenschaltung von zwei bzw. drei 4,5-kV- oder 5,5-kV-IGCTs oder eines 10-kV-IGCTs pro Schalterposition ermöglicht die Erhöhung der Ausgangsspannung auf $U_{SRN} = 6 \dots 7,2$ kV ohne zusätzlichen Transformator.

Für die Reihenschaltung von IGCTs werden externe Beschaltungselemente benötigt. Zur gleichmäßigen Aufteilung der statischen Blockierspannung wird ein parallel geschalteter ohmscher Widerstand benötigt. Die dynamische Symmetrierung wird durch Begrenzung des Spannungsanstiegs der Blockierspannung durch eine parallel geschaltete RC-Reihenschaltung realisiert. Der zusätzliche Aufwand an Beschaltungselementen, zusätzliche Verluste in diesen Elementen und eine reduzierte Ausnutzung der Leistungshalbleiter stellen die wesentlichen Nachteile von in Reihe geschalteten IGCTs dar [Bernet et al. 2002, Nagel et al. 2000, Nagel et al. 2001].

2.4.1 Spannungsanforderungen an IGCTs

In der Abbildung 2.5 sind die Anforderungen von IGCTs an die Spannungsfestigkeit von IGCTs an einem Gleichspannungszwischenkreis dargestellt.

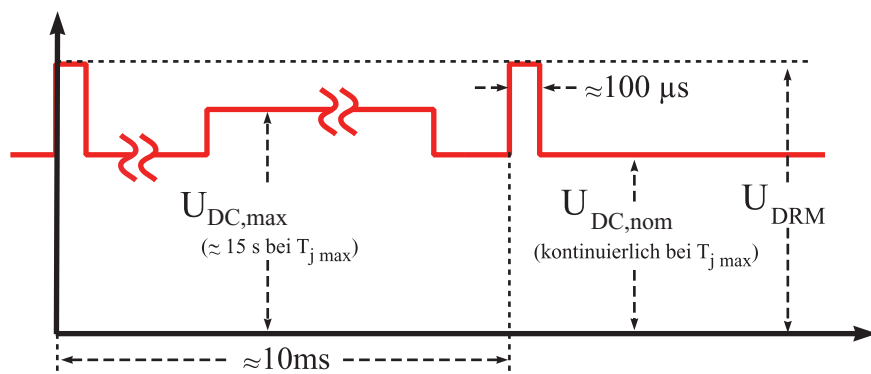


Abbildung 2.5: Spannungsdefinitionen für IGCTs [Bernet et al. 2003a]

Die Leistungshalbleiter werden für eine Nennspannung $U_{DC,nom}$ dimensioniert, bei der die Zuverlässigkeit mit einer Ausfallrate von 100 FIT (siehe hierzu auch Abschnitt 3.4.6) und eine kontinuierliche

Tabelle 2.2: Spannungsanforderungen an IGCTs und Dioden in einem Dreipunkt-Spannungswechselrichter bei einem IGCT pro Schalterposition [Bernet et al. 2003a]

Nominale RMS Phasenspannung 3L-NPC VSC	Nennspannung* ($1,15 \cdot U_{\text{RMS}}$)	Maximal- spannung* ($1,33 \cdot U_{\text{RMS}}$ für max. SOA)	Periodische dynamische maximale Blockierspannung
$U_{\text{RMS}} / \text{kV}$	$U_{\text{DC,nom}} / \text{kV}$	$U_{\text{DC,max}} / \text{kV}$	$U_{\text{DRM}} / U_{\text{RRM}} / \text{kV}$
2,3	1,9	2,2	3,3
3,3	2,7	3,1	4,5
4,16	3,4	3,9	5,5
6	4,9	5,6	8
6,6	5,4	6,2	9
6,9	5,6	6,5	9,5
7,2	5,9	6,8	10

* Die Spannungen entsprechen der halben Zwischenkreisspannung in einem 3L-NPC VSC

DC-Stabilität gewährleistet werden. Bei einem Dreipunkt-Spannungswechselrichter (3L-NPC VSC) entspricht diese Spannung der halben Spannung im Zwischenkreis des Stromrichters. Hierbei wird für die nominale DC-Spannung $U_{\text{DC,nom}}$ netzseitig eine dauerhaft um 15% erhöhte Phasenspannung (U_{RMS}) zugelassen. Die maximale stationäre Leistungshalbleiterspannung $U_{\text{DC,max}}$ gibt die Grenze des sicheren Arbeitsbereiches (SOA) sowie die kurzzeitige DC-Stabilität an. Der Leistungshalbleiter kann bei maximaler Sperrschichttemperatur für 15 s bei dieser Spannung betrieben werden. Ausgangspunkt hierfür ist eine netzseitig um 33% erhöhte Phasenspannung, die für eine Dauer von 15 s toleriert werden muss. Die maximale periodische Blockierspannung U_{DRM} gibt die maximale dynamische Spannung des Bauelementes an, die zur Beherrschung der Schaltvorgänge im Wechselrichter benötigt wird.

Ausgehend von diesen Betrachtungen wird in der Tabelle 2.2 die benötigte Blockierspannung der eingesetzten IGCTs und Dioden zur Realisierung von Dreipunkt-Spannungswechselrichtern (3L-NPC VSC) mit den verschiedenen Stromrichternnennausgangsspannungen U_{SRN} angegeben. Oberhalb einer Stromrichterausgangsspannung von 4,16 kV kann die notwendige Blockierspannung nicht mehr durch einen einzelnen IGCT pro Schalterposition realisiert werden. Mit einer Reihenschaltung von zwei 4,5-kV-IGCTs und entsprechenden Dioden pro Schalterposition kann ein Dreipunkt-Spannungswechselrichter (3L-NPC VSC) realisiert werden, wenn statisch und dynamisch eine Spannungsabweichung von 10% verglichen mit der idealen Reihenschaltung erlaubt wird [Bernet et al. 2002, Nagel et al. 2000, Nagel et al. 2001]. In der Tabelle 2.3 wird die Anzahl der in Reihenschaltung benötigten IGCTs/Dioden pro Schalterposition für Dreipunkt-Spannungswechselrichter mit Ausgangsspannungen von $U_{\text{RMS}} = 2,3 \text{ kV}$ bis $7,2 \text{ kV}$ angegeben. Ein 6-kV-Stromrichter kann mit einer Reihenschaltung aus zwei 4,5-kV-IGCTs realisiert werden. Für die Ausgangsspannungen von 6,6 kV und 7,2 kV kann jede Schalterposition mit der Reihenschaltung von zwei 5,5-kV-IGCTs oder drei 4,5-kV-IGCTs realisiert werden. Alternativ kann in diesen Stromrichtern für Nennausgangsspannungen $U_{\text{SRN}} = 6,0 \dots 7,2 \text{ kV}$ auch ein einzelner 10-kV-IGCT pro Schalterposition eingesetzt werden.

Tabelle 2.3: Anzahl der Leistungshalbleiter in der Reihenschaltung pro Schalterposition in einem 3L-NPC VSC Mittelspannungsstromrichter mit Ausgangsspannungen von 2,3 ... 7,2 kV [Bernet et al. 2003a]

Nominale Stromrichter- Ausgangsspannung 3L-NPC VSC U_{SRN} / kV	Anzahl 4,5-kV-IGCTs/ Dioden	Anzahl 5,5-kV-IGCTs/ Dioden	Anzahl 10-kV-IGCTs/ Dioden
2,3	1	-	-
3,3	1	-	-
4,16	-	1	-
6	2	-	1
6,6	3	2	1
6,9	3	2	1
7,2	3	2	1

2.4.2 Verlustbetrachtungen, Komponentenzahl und Zuverlässigkeit

Die Darstellung der flächenbezogenen Ausschaltverluste als Funktion der Durchlassspannung – die sogenannte Technologiekurve – wird zum Vergleich der Verluste von verschiedenen Leistungshalbleitern sowie zur Optimierung von Leistungshalbleitern für verschiedene Anwendungen verwendet. In Abbildung 2.6 ist diese Technologiekurve für eine ideale Reihenschaltung von 5,5-kV-IGCTs und für 10-kV-IGCTs dargestellt. Es ist ersichtlich, dass für eine ideale Reihenschaltung von 5,5-kV-IGCTs bzw. einen einzelnen 10-kV-IGCT in einem 6,9-kV-3L-NPC Wechselrichter ähnliche Verluste erwartet werden können. Verlustberechnungen für verschiedene Arbeitspunkte eines 6,9-kV-Antriebes bei einer Schaltfrequenz von $f_s = 1 \text{ kHz}$ zeigen, dass sich die Verluste bei der Verwendung einer Reihenschaltung von zwei 5,5-kV-IGCTs beziehungsweise eines 10-kV-IGCTs pro Schalterposition nur geringfügig unterscheiden [Eicher und Bernet 2000].

In einer realen Reihenschaltung von IGCTs treten weitere Verluste in den zur Symmetrierung benötigten passiven Komponenten auf. Wenn zur dynamischen Symmetrierung ein RC-Snubber verwendet wird, werden Verluste durch die Entladung der Kondensatoren verursacht (z. B. $E_{\text{snub,C}} \approx 0,15 \cdot E_{\text{off,IGCT}}$ für 4,5-kV-IGCTs bei $U_{\text{DC}} = 4500 \text{ V}$, $I_L = 2 \text{ kA}$). Die statische Symmetrierung durch einen parallel geschalteten Widerstand erzeugt zusätzliche ohmsche Verluste $P_{\text{snub,R}}$ im Blockierzustand des IGCT [Nagel et al. 2001].

Es ist zu berücksichtigen, dass die Verwendung eines 10-kV-IGCTs im Vergleich zur Reihenschaltung von 5,5-kV-IGCTs bei gleicher Siliziumfläche bedeutet, dass nur etwa die Hälfte der Verluste pro Halbleiter abgeführt werden können, wenn nur eine Kühldose (oder Kühlkörper) pro Bauelement verwendet wird. Simulationen eines 6,9-kV-Dreipunkt-Spannungswechselrichters mit einer Schaltfrequenz von $f_s = 1 \text{ kHz}$ und 10-kV-IGCTs mit einem Waferdurchmesser von 91 mm zeigen, dass eine Stromrichterleistung von $S \approx 5,5 \text{ MVA}$ realisiert werden kann [Eicher und Bernet 2000].

In Tabelle 2.4 ist die Anzahl der Komponenten im Leistungsteil eines 6 ... 7,2 kV 3L-NPC Wechselrichters dargestellt. Dabei werden diskrete 10kV IGCTs mit einer Reihenschaltung von 4,5-kV- oder 5,5-kV-IGCTs pro Schalterposition verglichen. Für Stromrichterleistungen von $S \leq 5,5 \text{ MVA}$ kann ein einzelner 3L-NPC-Wechselrichter mit 10-kV-IGCTs/Dioden mit einem Wechselrichter mit

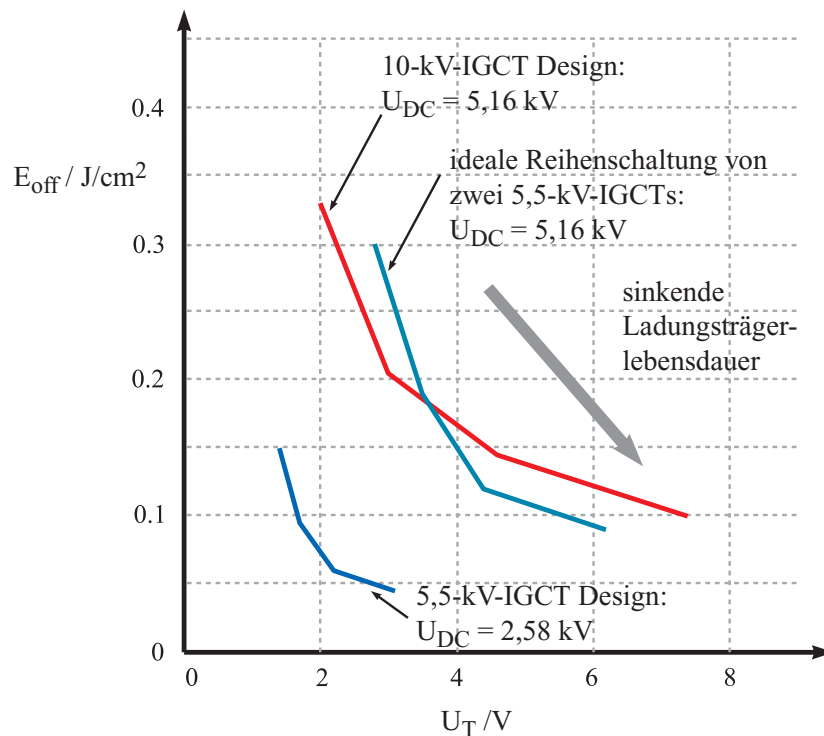


Abbildung 2.6: Technologiekurve für die ideale Reihenschaltung von 5,5-kV-IGCTs und einem 10-kV-IGCTs ($T_j=117^\circ\text{C}$, Stromdichte: $J = 20\text{A/cm}^2$), [Bernet et al. 2002]

in Reihe geschalteten 5,5-kV-IGCTs/Dioden verglichen werden. In diesem Fall haben die in Reihe geschalteten 5,5-kV-IGCTs/Dioden eine deutlich geringere installierte Siliziumfläche pro Bauelement als die 10-kV-IGCTs. Es wird allerdings für den 3L-NPC mit Reihenschaltung von 5,5-kV-IGCTs die doppelte Anzahl von Leistungshalbleitern, Ansteuerschaltungen und Kühlkörpern benötigt. Hinzu kommen die Bauelemente für die statische und dynamische Symmetrierung der Leistungshalbleiter in der Reihenschaltung. Verwendet man 10-kV-Bauelemente im Leistungsteil, so kann in dieser Leistungsklasse die Anzahl der Komponenten auf 29% der Komponentenanzahl eines vergleichbaren Wechselrichters mit in Reihe geschalteten 5,5-kV-Bauelementen reduziert werden. Es ist offensichtlich, dass die Verwendung von 10-kV-IGCTs/Dioden eine deutliche Reduzierung der Material – und der Herstellungskosten ermöglicht. Außerdem wird die Wartung durch einen einfacheren Aufbau des Spannverbandes (Stackdesign) vereinfacht.

Die Zuverlässigkeit auf Basis der FIT-Daten der verwendeten Komponenten wird in [Steimer et al. 1999] beschrieben. Einem zur Symmetrierung verwendeten RC-Subbber wird dort eine Ausfallrate von 100 FIT zugeordnet. Die Verwendung von 10-kV-Leistungshalbleitern erhöht die Zuverlässigkeit um 56%. Diese ergibt sich durch die erhebliche Reduzierung der Komponentenzahl, z. B. Ansteuerschaltungen, deren Speisungen sowie Leistungshalbleiter.

Die Verluste und der thermische Widerstand eines 10-kV-IGCTs mit einem Waferdurchmesser von 91 mm begrenzen die maximale Wechselrichterleistung eines 6,9-kV-3L-NPC Spannungswechsel-

Tabelle 2.4: Komponentenanzahl im Leistungsteil und Zuverlässigkeiten eines 6 kV-7,2 kV 3L-NPC Wechselrichters mit 10-kV-IGCT/Diode oder einer Reihenschaltung von zwei 4,5-kV-/5,5-kV-IGCTS/Dioden pro Schalterposition [Bernet et al. 2002, Tschirley et al. 2004b]

	10-kV-IGCTS/Dioden		Reihenschaltung von zwei diskreten (4,5-kV oder 5,5-kV) IGCTS/ Dioden
Komponenten	Anzahl Komponenten in einem 3~ 3L-NPC VSC	Anzahl Komponenten in zwei (parallelen) 3~ 3L-NPC VSC	Anzahl Komponenten in einem 3~ 3L-NPC VSC
Leistungshalbleiter <ul style="list-style-type: none"> • IGCTS und Gate Units • Dioden • Kühlkörper 	je 12 18 30	je 24 36 60	je 24 36 60
RC Snubber der Leistungshalbleiter <ul style="list-style-type: none"> • R_{stat}, C_{dyn}, R_{dyn} 	-	-	je 36
Clamp <ul style="list-style-type: none"> • L_{cl}, C_{cl}, R_{cl} • D_{cl} und Kühlkörper 	je 2 je 2	je 4 je 4	je 2 je 4
RC Snubber Clampdiode D_{cl} <ul style="list-style-type: none"> • R_{stat}, C_{dyn}, R_{dyn} 	-	-	je 4
absolute Komponentenzahl	82	164	278
normierte* Komponentenzahl	29%	59%	100%
normierte* FIT-Rate	44%	88%	100%

* die normierten Größen beziehen sich auf einen 3L-NPC Umrichter mit einer Reihenschaltung von zwei 4,5-/5,5-kV-IGCTS und setzen dessen Werte zu 100%

richter auf etwa $S \approx 5,5$ MVA. Für Wechselrichterleistungen $S \geq 5,5$ MVA ist der Vergleich zwischen 2 parallelen 3L-NPC VSCs mit 10-kV-IGCTS/Dioden und einem einzelnen 3L-NPC-VSC mit in Reihe geschalteten 5,5-kV-IGCTS/Dioden pro Schalterposition zu führen. Die Verwendung der 10-kV-Leistungshalbleiter ermöglicht in diesem Fall eine Reduzierung der Bauelementanzahl im Leistungsteil um 41%. Der vereinfachte Aufbau des Spannverbandes und die nicht benötigten RC-Snubber reduzieren Material- und Herstellungskosten. Die verringerte Komponentenzahl bedeutet eine Erhöhung der Zuverlässigkeit um 12% und ein vereinfachtes Wartungskonzept.

2.4.3 Das Potenzial von 10-kV-IGCTS und Dioden

Der Vergleich von Dreipunkt-Spannungswechselrichtern mit einzelnen 10-kV-IGCTS und zwei in Reihe geschalteten 4,5- und 5,5-kV-IGCTS und jeweils entsprechenden Dioden pro Schalterposition bei Ausgangsspannungen von 6...7,2 kV zeigt, dass die Verwendung von 10-kV-IGCTS die Anzahl der Komponenten im Leistungsteil deutlich reduziert. Bei Stromrichterleistungen $S \leq 5,5$ MVA kann die Komponentenanzahl um 71% reduziert werden, bei Leistungen $S > 5,5$ MVA wird eine Reduzierung der Komponentenzahl um 41% erreicht. Dies senkt die Material- und Herstellungskosten.

ten drastisch. Die Verwendung von 10-kV-IGCTs im Leistungsteil steigert die Zuverlässigkeit des Stromrichters. Bei Leistungen $S \leq 5,5$ MVA wird eine um 56% verbesserte Zuverlässigkeit erreicht, bei $S > 5,5$ MVA um 12%.

In Simulationen wurde gezeigt, dass die Gesamtverluste von 10-kV-IGCTs und in Reihe geschalteten 4,5-kV- und 5,5-kV-IGCTs im Schaltfrequenzbereich $f_S = 200 \text{ Hz} \dots 1 \text{ kHz}$ vergleichbar sind, wenn eine applikationsspezifisch optimierter 10-kV-IGCT (siehe Abschnitt 3.5) verwendet wird. Da aber bei der Verwendung von 10-kV-IGCTs jegliche externe Beschaltungselemente zur Blockierspannungssymmetrierung entfallen können, wird der mechanische Aufbau des Leistungsteils stark vereinfacht. Dies hat geringere Montage- und Wartungskosten zur Folge. Eine kostenintensive Selektion der im Leistungsteil verwendeten IGCTs für die Reihenschaltung kann somit ebenfalls entfallen.

Kapitel 3

Aufbau und Funktion von IGCTs

Der *integrierte gate-kommutierte Thyristor* (IGCT) hat sich zum bevorzugten Leistungshalbleiter im Anwendungsbereich der industriellen Mittelspannungsstromrichter großer Leistung entwickelt. Mit der Kombination der niedrigen Durchlassverluste einer Thyristorstruktur und dem robusten Ausschaltverhalten eines Transistors kommt der IGCT dem Wunsch nach einem idealen Ventil nahe. Bis zu dessen Einführung bestand die Auswahl an markteingeführten abschaltbaren Hochleistungshalbleitern für den Mittelspannungsbereich zwischen GTOs mit ihren externen Beschaltungsnetzwerken und IGBTs mit hohen Durchlassverlusten. Der IGCT verbindet die Vorzüge von Thyristorstruktur und Transistorschaltverhalten bei hoher Zuverlässigkeit.

Als Ursprung der IGCT-Technologie kann das harte Ausschalten einer GTO-Struktur [Grüning et al. 1996] gesehen werden. Basierend auf der Struktur des Gate-Turn-Off Thyristors (GTO) wird die Ansteuerungseinheit des IGCT (Gateunit) so niederinduktiv ausgeführt, dass der Kathoden-Emitter sehr schnell vollständig ausgeschaltet werden kann. Der IGCT geht dann in den Zustand eines ausschaltenden Bipolartransistors mit offener Basis über und benötigt somit keine externe Beschaltung zur Begrenzung des Spannungsanstieges (du/dt -Snubber). Hieraus folgt die Notwendigkeit einer niederinduktiven Verbindung zwischen Wafer und Gateunit und damit die Integration von Leistungshalbleiter und dessen Ansteuerung zu einem System.

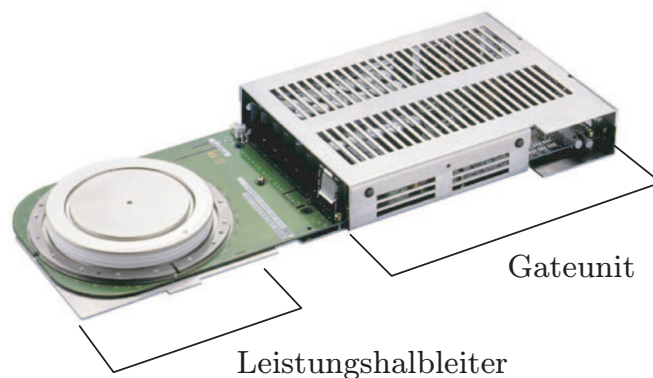


Abbildung 3.1: IGCT bestehend aus Leistungshalbleiter im Press-Pack-Gehäuse und integrierter Ansteuerungseinheit

Der Begriff *IGCT* ist immer die Bezeichnung für Leistungshalbleiter und Gateunit, wie in Abbildung 3.1 dargestellt. Überlicherweise werden IGCTs auch als komplette Einheit aus Leistungshalbleiter und Ansteuerung verkauft. In der Familie der IGCTs findet man:

- asymmetrische IGCTs, die in Vorwärtsrichtung leiten und blockieren können, aber nicht in Rückwärtsrichtung leiten und nur eine geringe Sperrspannung aufnehmen können, siehe Abschnitt 3.3,
- rückwärtsleitende IGCTs, die durch die Integration der antiparallelen Diode in Rückwärtsrichtung leiten, siehe Abschnitt 3.3.4,
- symmetrische IGCTs, die durch einen zusätzlich in das Gehäuse integrierten Diodenwafer in Reihe zum asymmetrischen IGCT oder eine sperrfähige GTO-Struktur in die Lage versetzt werden, eine Sperrspannung zu übernehmen, siehe Abschnitt 3.3.5.

Im folgenden Kapitel wird die Funktionsweise von IGCTs ausgehend von den Vorgängen in Thyristor und GTO beschrieben. Der IGCT ist grundsätzlich wie sein Vorgänger, der GTO, ein Vierschichtbauelement mit Thyristorstruktur. Aus der Kenntnis der Vorgänge in der Thyristorstruktur ergeben sich die Schritte, die notwendig sind, um eine abschaltbare Vierschichtstruktur zu beschreiben. Die grundlegenden Thyristoreigenschaften werden in Abschnitt 3.1 beschrieben. Der Wunsch nach einer Abschaltfähigkeit über den Steueranschluss führt zum Gate Turn-Off Thyristor, dessen Funktionsweise in Abschnitt 3.2 erläutert wird. Ausgehend von diesen Überlegungen werden in Abschnitt 3.3 Aufbau und Funktion des IGCTs abgeleitet und in Abschnitt 3.4 die daraus resultierenden elektrischen Eigenschaften der IGCTs angegeben. Der Abschnitt 3.6 zeigt die Aufgaben der Ansteuerungsschaltung (*Gateunit*) auf. Der Abschnitt 3.7 beschreibt die Auslegung der für IGCT basierende Stromrichter notwendigen Einschaltentlastung. Die analytischen Berechnungen hierzu werden im Anhang in Abschnitt A angegeben.

3.1 Funktionsweise von Bauelementen mit Thyristorstruktur

Das Verhalten von monolithischen Vierschichtbauelementen wird üblicherweise durch das Ersatzschaltbild mit zwei rückgekoppelten Bipolartransistoren beschrieben, wie in Abbildung 3.2(c) dargestellt. Der Kollektor des kathodenseitigen n^+pn -Transistors ist mit der Basis des anodenseitigen pnp -Transistors verbunden. Dessen Kollektor wiederum entspricht der Basis des n^+pn -Transistors, an der auch das Gate angeschlossen ist. Die Stromanteile des Gesamtstromes können beschrieben werden durch die Ströme in den beiden Teiltransistoren.

Der Kollektorstrom des n^+pn Transistors ist

$$I_{C,npn} = \alpha_{npn} \cdot I_{E,pnp} + I_{C0,npn} = \alpha_{npn} \cdot (I_G + I_A) + I_{C0,npn} \quad (3.1)$$

Für den pnp -Transistor errechnet man den Anodenstrom zu

$$I_{C,pnp} = \alpha_{pnp} \cdot I_{E,pnp} + I_{C0,pnp} = \alpha_{pnp} \cdot I_A + I_{C0,pnp} \quad (3.2)$$

Mit der Beziehung für den Kathodenstrom

$$I_K = I_G + I_A = I_{C,pnp} + I_{C,npn} + I_G \quad (3.3)$$

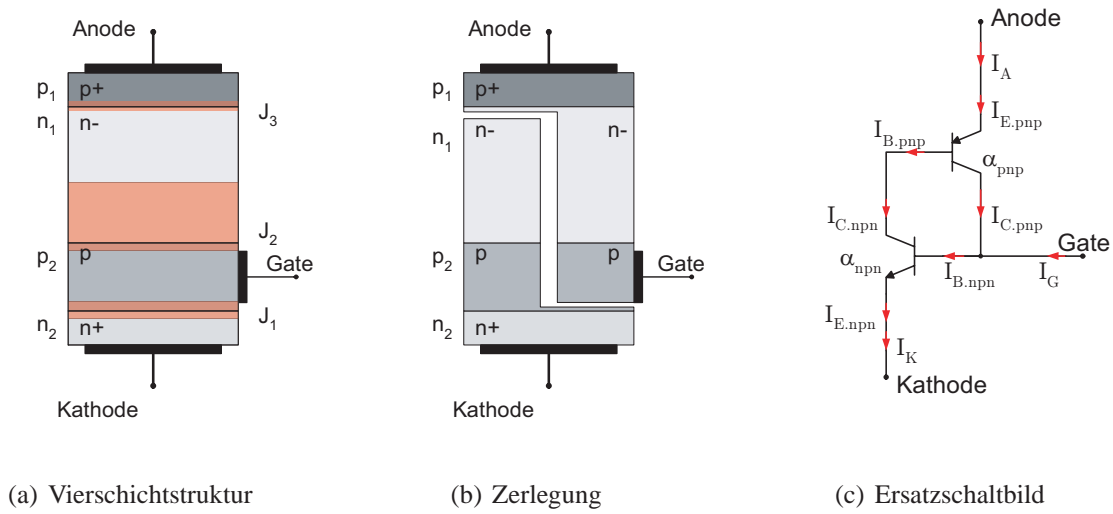


Abbildung 3.2: Thyristorstruktur: (a) Darstellung der Vierschichtstruktur mit symbolischer Darstellung der Raumladungszonen und (b) Zerlegung zur Entwicklung des (c) Ersatzschaltbildes mit zwei Transistoren

sowie der Zusammenfassung der beiden Sperrströme

$$I_{C0} = I_{C0,npn} + I_{C0,pnp} \quad (3.4)$$

erhält man für den Anodenstrom den Ausdruck

$$I_A = I_A \cdot (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn}) + I_{C0} \quad (3.5)$$

Hieraus kann die allgemeine Zündbedingung einer Thyristorstruktur als Funktion des Stromes I_A in Abhängigkeit des Steuerstromes I_G beschrieben werden zu

$$I_A(I_G) = \frac{\alpha_{npn} \cdot I_G + I_{C0}}{1 - (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})} \quad (3.6)$$

Hieraus können zwei Bedingungen für den Übergang vom Vorwärts-Blockierzustand in den Vorwärts-Durchlasszustand, das Zünden des Thyristors in Vorwärtsrichtung, abgeleitet werden:

Überkopf-Zünden Das Überkopf-Zünden ist das ungesteuerte Zünden ohne anliegendem Gatestrom I_G . Hier gilt

$$I(I_G = 0) = \frac{I_{C0}}{1 - (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})} \quad (3.7)$$

Bei kleiner Spannung U_{AK} und somit kleiner Sperrspannung am mittleren pn-Übergang fließt lediglich ein kleiner Sperrstrom I_{C0} . Die beiden Transistoren des Modells in Abbildung 3.2(c) werden nur geringfügig angesteuert. Die Summe der Stromverstärkungen ist kleiner als eins, der Thyristor bleibt gesperrt. Bei Annäherung der Spannung U_{AK} an die Durchbruchspannung U_{BF} (siehe Abbildung 3.3) wächst der Sperrsättigungsstrom I_{C0} an, so dass auch der Gesamtstrom I_A ansteigt. Mit der Stromabhängigkeit der Stromverstärkungen der bipolaren Transistoren vom fließenden Kollektorstrom steigen auch α_{pnp} und α_{npn} an, bis ihre Summe den Wert 1 übersteigt. Der Nenner in Gleichung (3.7) wechselt

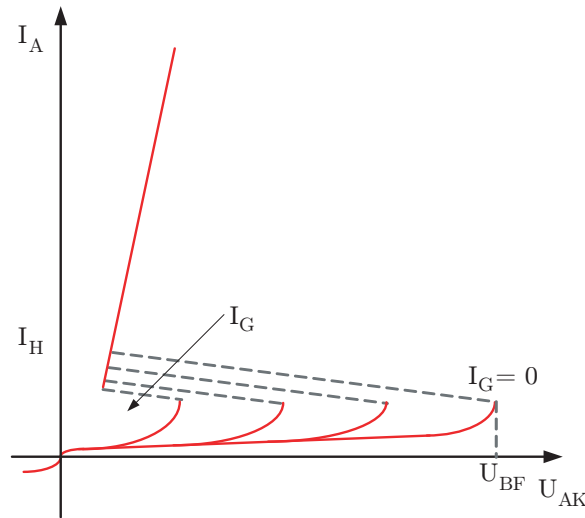


Abbildung 3.3: Thyristorkennlinie bei offenem Gate und bei verschiedenen Gate-Strömen

das Vorzeichen und aus dem Sperrstrom über den mittleren pn-Übergang wird ein Durchlassstrom. Der Thyristor zündet *über Kopf* und geht in den leitenden Zustand über. Im Bereich des mittleren pn-Überganges bildet sich ein Elektronen-Löcher-Plasma aus.

Gate-gesteuertes Zünden Durch Einspeisen eines Gatestromes kann die Thyristorstruktur bei kleineren Spannungen als der Durchbruchspannung zum Zünden gebracht werden. Mit $I_G \neq 0$ erhält man aus Gleichung (3.6)

$$I_A(I_G \neq 0) = \frac{\alpha_{npn} \cdot I_G + I_{C0}}{1 - (\alpha_{npn} + \alpha_{pnp})} \quad (3.8)$$

Der Gesamtstrom I_A wächst durch Einspeisen des Gatestromes I_G bereits bei Spannungen $U_{AK} < U_{BF}$ an, so dass die Summe der Stromverstärkungen $\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}$ größer als eins wird. Aus dem Sperrstrom des mittleren pn-Überganges J_2 wird durch Einspeisen eines positiven Gatestromes über den Steuerkontakt ein Lawinendurchbruch ausgelöst und der Thyristor führt damit einen Durchlassstrom.

In beiden Fällen wird nach Einsetzen des Zündvorganges und der einsetzenden Mitkopplung der Transistoren der Gesamtstrom I_A ansteigen, bis er durch externe Spannungsabfälle begrenzt wird und beide Transistoren in den Bereich der Sättigung gelangt sind. Die resultierende Durchlassspannung des Thyristors ist dann

$$\begin{aligned} U_{AK} &= U_{EB,pnp} + U_{CE,sat,npn} \\ &= U_{EC,sat,pnp} + U_{BE,npn} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Die Spannung eines gekippten oder über-Kopf-gezündeten Thyristors liegt nur wenig oberhalb der einer leitenden Diode mit vergleichbaren Werten von maximaler Sperrspannung und maximalem Durchlassstrom. Nach erfolgtem Kippvorgang bricht die Spannung U_{AK} somit auf kleine Werte zusammen. Die mittleren p- und n-Gebiete n_1 und p_2 werden von beiden Seiten mit Ladungsträgern beider Vorzeichen überflutet. Die Ladungsträgerdichten übertreffen die Gleichgewichtsdichten um Größenordnungen. Der Leitmechanismus wird durch die Mitkopplung der Teiltransistor-Strukturen

aufrecht erhalten, solange $\alpha_{npn} + \alpha_{pnp} \geq 1$ gilt. Der untere Stromwert, bei dem der Thyristor leitend bleibt, ist der Haltestrom. Erst wenn der Gesamtstrom I_A unter diesen Wert absinkt, verlässt der Thyristor den leitenden Zustand.

Abschalten eines Thyristors Thyristoren besitzen den Vorteil hoher Sperrfähigkeit und einer niedrigen Durchlassspannung. In der Anwendung ist der Thyristor ein leistungselektronisches Stellglied mit hoher Schaltleistung und Robustheit. Nachteilig ist die fehlende Möglichkeit des Abschaltens über den Gate-Anschluss. Das Thyristormodell, bestehend aus zwei mitgekoppelten Bipolartransistoren, zeigt durchaus die Möglichkeit des Abschaltens des Stromes über den Gate-Anschluss: Wird der Basis des n^+pn Transistors ein Löcherstrom zugeführt, der geringer ist als der Elektronenstrom, der zur Kompensation der Rekombination bei gegebenem Anodenstrom notwendig ist, so wird die Speicherladung aus dem pn -Übergang J_2 ausgeräumt. Mit dem Absinken der Ladungsträgerkonzentrationen durch Rekombination und den Umkehrstrom über das Gate wird der Rückkopplungseffekt außer Kraft gesetzt.

$$I_K \cdot (1 - \alpha_{npn}) \leq \alpha_{pnp} \cdot I_A + I_G \quad \text{mit } I_G < 0 \quad (3.10)$$

Die Abschaltbedingung wird beschrieben durch die Abschaltstromverstärkung

$$\beta_{\text{Off}} = \frac{I_A}{|I_G|} = \frac{I_{C,npn} + I_{C,pnp}}{I_{C,pnp}} \leq \frac{\alpha_{npn}}{\alpha_{npn} + \alpha_{pnp} - 1} \quad (3.11)$$

3.2 Gate-Turn-Off Thyristor

Die analytisch gezeigte Möglichkeit des Abschaltens einer Thyristorstruktur über den Steueranschluss wird technologisch im Gate-Turn-Off Thyristor (GTO) realisiert. GTOs unterscheiden sich von normalen Thyristoren durch die Fähigkeit, den Anodenstrom durch Einprägen eines negativen Steuerstromes abzuschalten. Damit ist es im Vergleich zum Thyristor unnötig, die am Bauelement anliegende Spannung U_{AK} umzupolen, um das Abschalten zu erreichen. Somit können Kommutierungsschaltungen entfallen [Mohan et al. 1995, Anke 2000]. Wie alle bipolaren Bauelemente wird auch der GTO durch den Steuerstrom gesteuert. Es wird ein relativ hoher Strom zum Einschalten des GTOs benötigt, die Abschaltstromverstärkung liegt im Bereich von 4 . . . 5 [Wolley 1966, ABB GTO Book].

3.2.1 Struktureller Aufbau von Gate-Turn-Off Thyristoren

Der prinzipielle Aufbau des GTOs entspricht dem eines Thyristors. Ein Merkmal der GTO-Technologie ist die sehr feine Strukturierung der Kathodenanschlüsse, wie sie in Abbildung 3.4 dargestellt ist. So verhält sich der gesamte GTO wie eine Parallelschaltung von vielen einzelnen GTO-Zellen mit kleiner lateraler Ausdehnung. Ein 91-mm-GTO-Wafer besteht aus bis zu 3000 einzelnen Kathodensegmenten, die mit einem gemeinsamen Steueranschluss angesteuert werden [ABB GTO Book].

Der Mechanismus des Einschaltens eines GTOs entspricht weitgehend dem des Thyristors. Durch die feine Strukturierung und damit die deutlich vergrößerte Länge des Gaterandes wird ein besserer Durchgriff des Gates erreicht. Kürzere laterale Strompfade ermöglichen eine verbesserte Ausbreitung des Ladungsträgerplasmas beim Einschalten. Beim Ausschalten des GTO mit einem negativen Gatestrom wird der fließende Anodenstrom unterhalb der Kathode eingeschnürt, bevor der GTO abschaltet. Diese Geschwindigkeit der Stromeinschnürung (auch Filamentierung) ist abhängig von

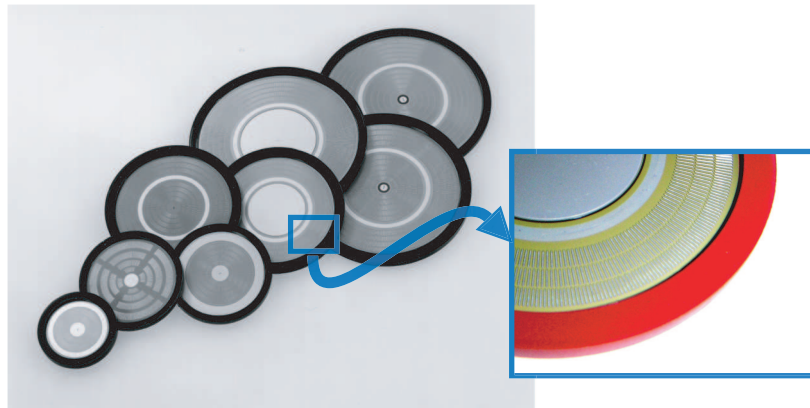


Abbildung 3.4: Verschiedene GTO-Wafer mit feinstrukturierter Gate-Kathodenstruktur

der lateralen Ausdehnung der Kathodenfinger und wird durch die feine Strukturierung positiv beeinflusst [Wolley 1966].

Die Realisierung der hochfeinen Strukturen wurden erst durch die technologischen Fortschritte auf dem Gebiet der Mikroelektronik möglich. Das erklärt, warum das Bauteil schon lange bekannt ist, der breite Einsatz am Markt aber erst Ende der achtziger Jahre erfolgte. Bei der feinen Strukturierung von Gate und Kathodenemitter sind die Anforderungen an die Genauigkeit der Geometrien sehr hoch. Die einzelnen Kathodenstreifen müssen gleiche Abmessungen haben, damit die einzelnen parallelen Thyristorstrukturen exakt gleichzeitig abschalten. Sind diese Abschaltzeiten nicht gleich, so muss der Streifen mit der längsten Abschaltzeit den kompletten Anodenstrom führen, während die anderen bereits abgeschaltet sind. Wenn dies nicht nur für einen kurzen Moment geschieht, wird der GTO an dieser Stelle zerstört.

Für ein gutes Einschaltverhalten ist eine hohe Effektivität des n^+ -Kathodenemitters erforderlich, mit der beim Einschalten schnell Löcher von der Kathode aus injiziert werden. Dies wird mit einer relativ hohen Dotierung erreicht. Daraus resultiert in rückwärtiger Richtung eine Durchbruchspannung zur p-Basis von 20 ... 24 V. Für die p-Basis selbst gibt es widersprüchliche Anforderungen: Eine hohe Dotierung realisiert einen geringen Widerstand der p-Basis und ist für gute Ausschalteigenschaften sinnvoll. Eine geringe Dotierung steigert die Effektivität des Kathodenemitters. Neben der Dotierung liefern auch das Dotierungsprofil und die Dicke der p-Basis einen wichtigen Beitrag zum Blockierverhalten des GTOs. Um in Vorwärtsrichtung eine hohe Blockierspannung übernehmen zu können, muss die p-Basis einige Mikrometer dick ausgeführt werden. Gleichermäßen wird damit eine gute Spannungsstabilität des pn-Überganges J_2 zwischen p- und n-Basis über lange Zeit erreicht, der im Blockierfall die gesamte Spannung übernimmt. Die Blockierspannung des GTO ist kleiner als die Durchbruchspannung dieses pn-Überganges. Bestimmende Parameter sind hier die Dicke der n-Basis und die Stärke ihrer Dotierung. Typische Dicken der n-Basis liegen im Bereich von einigen hundert Mikrometern.

3.2.2 Einschalten des GTO

Im Zustand des Blockierens liegt eine negative Spannung zwischen Gate und Kathode. Die Sperrschicht SP1 reicht vom blockierenden pn-Übergang J_2 weit in die p- und n-Basen hinein, siehe Abbildung 3.5. Bei Anlegen einer positiven Gate-Kathoden-Spannung U_{GK} beginnt ein Strom vom Gate zur Kathode zu fließen. Von der Kathode aus werden Elektronen in die p-Basis injiziert. Als Minoritätsträger benötigen die Elektronen die relativ lange Basis-Transit-Zeit, um durch die p-Basis zu diffundieren und in die Raumladungszone zu gelangen [Paul 1977, Getreu 1974]. Das elektrische Feld beschleunigt die Elektronen in Richtung Anode. Sind Anodenkurzschlüsse oder ein transparenter Emitter vorhanden, so werden die meisten Elektronen die n-Basis verlassen, ohne eine nennenswerte Injektion von Löchern hervorzurufen. Mit steigendem Anodenstrom werden aber mehr Elektronen den p^+ -Anodenemitter erreichen und dort die Emission von Löchern in die n-Basis bewirken. Einige dieser Löcher werden durch das elektrische Feld durch die Raumladungszone zur Kathode beschleunigt, wo sie dieselbe Wirkung wie der ursprüngliche Gatestrom haben, es werden weitere Elektronen in die p-Basis injiziert. Der Vorgang wird wie beim Thyristor schnell selbsthaltend, wie in Abschnitt 3.1 beschrieben.

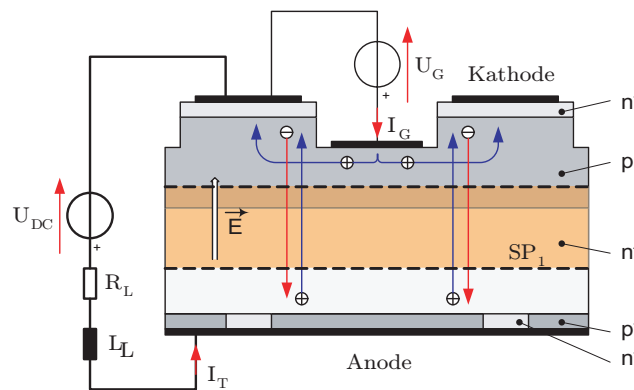


Abbildung 3.5: Ladungsträgertransport beim Einschalten des GTO

Im Falle eines Thyristors genügt ein vergleichsweise kleiner Steuerstrom zum Zünden der Struktur. Der Zündvorgang breitet sich dann lateral über die gesamte Chipfläche aus, was den Stromanstieg begrenzt auf Werte im Bereich von $200 - 600 \text{ A}/\mu\text{s}$ [Blicher 1976, Gerlach 1979]. Im Falle des GTOs wird ein größerer Steuerstrom zum Zünden benötigt, da viele parallele Thyristorstrukturen gleichzeitig angesteuert werden müssen. Bei korrekter Ansteuerung mit einem genügend hohen Gatestrom-Impuls sind Stromanstiege im Bereich $1000 \text{ A}/\mu\text{s}$ erreichbar.

3.2.3 Durchlassverhalten

Nach dem Einschalten des GTO verhält sich das Bauteil wie ein gezündeter Thyristor. Von den beiden Emittern werden viele Elektronen in die p-Basis und Löcher in die n-Basis injiziert, die mit Ladungsträgern überflutet werden, siehe Abbildung 3.6. Die Ladungsträgerkonzentrationen liegen weit

oberhalb der Dotierungskonzentrationen von p- und n-Basis, so dass ähnlich geringe Durchlassspannungen wie beim Thyristor erreicht werden [Gerlach 1979].

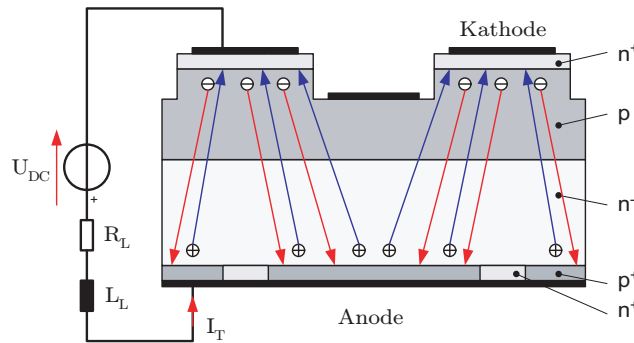


Abbildung 3.6: Ladungsträgertransport im leitenden GTO

3.2.4 Blockierverhalten

Im Blockierfall ist die GTO-Struktur nahezu frei von beweglichen Ladungsträgern. Die anliegende Zwischenkreisspannung erzeugt die Sperrschicht SP_1 , die anliegende negative Gate-Kathoden-Spannung U_{GR} erzeugt die Sperrschicht SP_2 . Die maximale Sperrspannung dieses pn-Überganges zwischen Kathode und p-Basis liegt bei Werten um 20 V. Der GTO verhält sich in diesem Betriebszustand wie ein pnp-Transistor, die negative Ansteuerung der Gate-Kathodenstrecke verhindert das Aufsteuern des npn-Transistors.

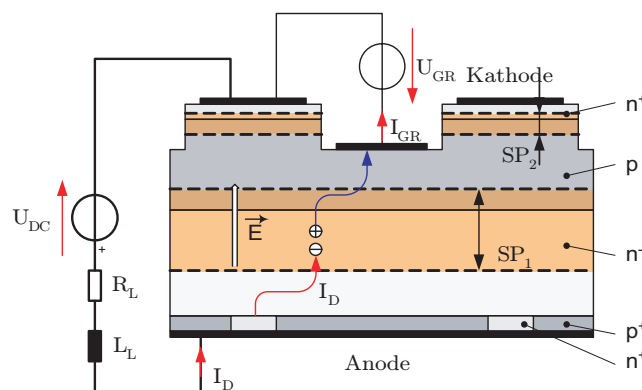


Abbildung 3.7: Ladungsträgertransport im blockierenden GTO

3.2.5 Ausschalten des GTO

Der bislang beschriebene Abschaltvorgang des Thyristors (Abschnitt 3.1) basiert auf einem eindimensionalen Modell der Thyristorstruktur. Dieses Modell ist für die Beschreibung der realen Vorgänge unzureichend, vielmehr muss ein zweidimensionaler Ansatz herangezogen werden [Blicher 1976].

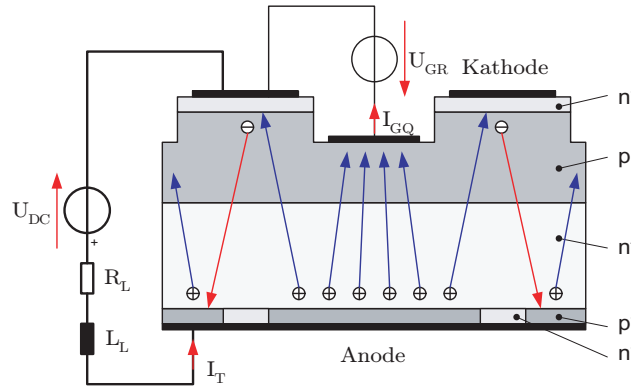


Abbildung 3.8: Ladungsträgertransport im ausschaltenden GTO

Mit dem Anlegen einer negativen Gate-Kathoden-Spannung U_{GK} fließt ein Teil des Löcherstromes vom Anodenemitter in der p-Basis zum negativ polarisierten Gateanschluss. Der hieraus resultierende laterale Spannungsabfall in der p-Basis gegenüber der weiterhin Elektronen emittierenden Kathode führt zum teilweisen Sperrbetrieb des Gate-Kathoden Überganges in diesem Bereich, womit in diesem Teilbereich der Kathode keine Elektronen mehr emittiert werden. Dieser Vorgang beginnt an den Rändern zwischen den Kathodeninseln und dem Gatekontakt und breitet sich zur Mitte der Kathodeninseln hin aus. Das negative Gatepotenzial drängt die vom Kathodenemitter injizierten Elektronen in den aktiven Bereich unterhalb der Kathode ab. Der verbleibende Kanal schrumpft mit weiterer Extraktion von Löchern aus der p-Basis. Der Strom wird in einen Kanal von etwa der Breite der Diffusionslänge L_n gedrängt. Der Kanal wird bei weiterem Entzug von Löchern so schmal, dass der GTO schließlich abschaltet. Erst in dieser letzten Phase, wo die Ladungsträger unterhalb der Kathode ausgeräumt werden, nimmt der Anodenstrom ab, siehe Abbildung 3.9(b). Dieser Vorgang ist die kritischste Phase während des Abschaltens des GTO. Der eingeschnürte Strom muss schnell abgeschaltet werden, da andernfalls lokale Erhitzungen das Bauteil zerstören. Eine Erhöhung der negativen Gate-Kathoden Spannung wird ein schnelleres Abschalten ermöglichen, die Obergrenze ist hier aber die Durchbruchspannung des Gate-Kathoden-Überganges.

Den Zeitraum der Einschnürung des Stromes kennzeichnet die *Speicherzeit* t_s , das Ausräumen der Ladungsträger geschieht während der *Fallzeit* t_f . Die Fallzeit ist vergleichbar klein gegenüber der Speicherzeit, wie in Abbildung 3.9(b) dargestellt. In [Wolley 1966] wird die Berechnung der Speicherzeit bei konstantem Steuerstrom in Abhängigkeit von Dotierung und Geometrie der Kathodengebiete dargestellt.

Mit dem Verschwinden des Stromes unterhalb der Kathodengebiete endet die Injektion von Elektronen durch die Kathodenemitter. Die Sperrschichten von Gate-Kathoden-Übergang und dem Übergang J_2 zwischen p- und n-Basis beginnen sich auszubreiten. Von hier an übernimmt der GTO Spannung in Vorwärtsrichtung. Obwohl die Kathodenemitter inaktiv sind, fließt weiterhin ein Strom von der

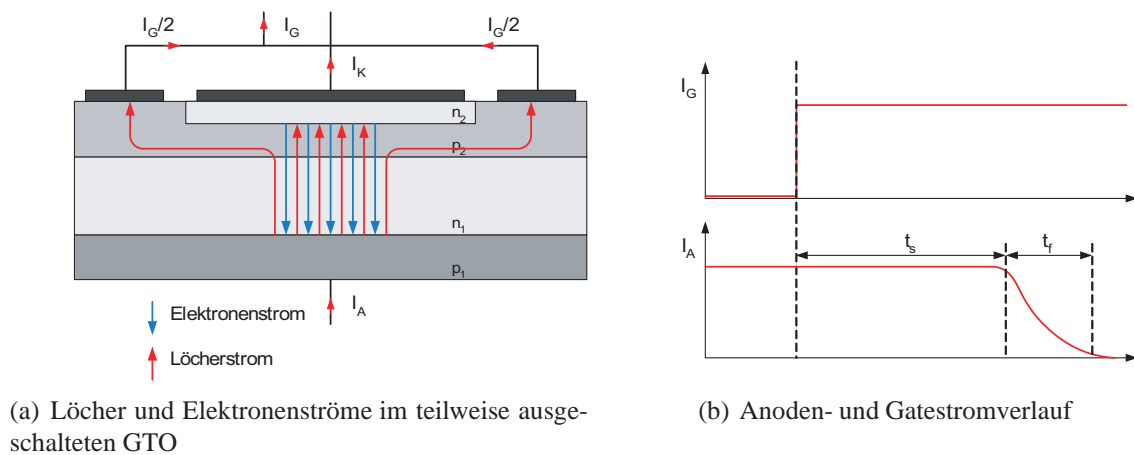


Abbildung 3.9: Stromfilamentierung (a) und Stromverläufe (b) beim Abschalten des GTO, nach [Blicher 1976]

Anode zum Gate. Gebildet wird dieser Strom aus Ladungsträgern, die aus dem Plasma der n-Basis in die Sperrschicht des pn-Überganges J_2 diffundieren [ABB GTO Book, Blicher 1976]. Dieser Strom ist als *Schweifstrom* (tail current) erkennbar und verschwindet mit der Rekombination der Ladungsträger des Plasmas in der n-Basis. Erst mit dem kompletten Verschwinden des Schweifstromes hat das Bauteil den stabilen Vorwärtsblockierzustand erreicht.

Der Schweifstrom fließt, während das Bauteil beginnt, Blockierspannung in Vorwärtsrichtung zu übernehmen, was eine hohe Abschaltverlustleistung bedeutet. In der Anwendung wird der Anstieg der Spannung du/dt über dem Bauteil durch ein Beschaltungsnetzwerk auf Werte zwischen 500 ... 1000 V/ μ s begrenzt.

Die Anwesenheit von Ladungsträgern in der Sperrschicht, während der Schweifstrom fließt, führt zu Veränderungen des elektrischen Feldes während des Abschaltvorganges. Steigt der Gradient des elektrischen Feldes auf Werte oberhalb der durch die Dotierung der n-Basis vorgegebenen, so kann lokal ein Avalanchedurchbruch erfolgen. Die hierauf folgende Stoßionisation kann zur Zerstörung des Bauteils führen. Dieser Mechanismus des *dynamischen Avals* ist einer der beiden Hauptfehlermechanismen für Leistungsbaulemente.

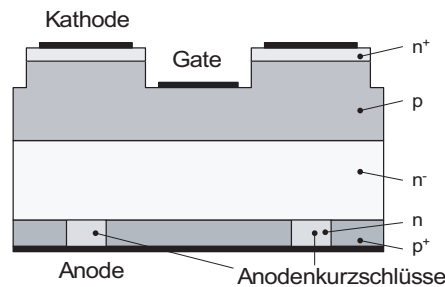
Zur Minimierung der Abschaltverluste während der Phase des fließenden Schweifstromes sind verschiedene Techniken üblich:

Bestrahlung Die Reduzierung der Lebensdauer der Ladungsträger nahe der Anode führt zu einem schnellen Abbau des Ladungsträgerplasmas im Bereich der n-Basis. Erreicht wird dies durch die Bestrahlung mit Protonen oder Helium oder Diffusion von Schwermetallen, um Rekombinationszentren in die n-Basis einzubringen. Die Forderung nach einer geringen Ladungsträgerlebensdauer in der n-Basis n_1 für schnelles Abschalten steht im Widerspruch zu niedrigen Durchlassverlusten. Im Durchlassfall rekombinieren auch Ladungsträger des Durchlassstromes an den eingebrachten Rekombinationszentren. Hier wäre eine lange Ladungsträgerlebensdauer wünschenswert. Um eine gute Ausschaltstromverstärkung zu erreichen, müssen hinsichtlich der Durchlassverluste also Kompromisse gemacht werden¹. Ein Vorteil dieser Methode ist es, dass die Sperrfähigkeit in Rückwärtsrichtung erhalten bleibt.

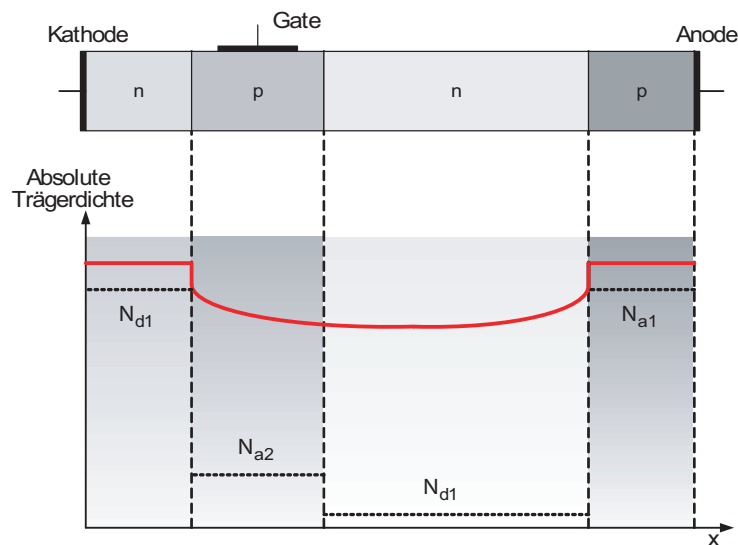
¹In der Anwendung bietet diese Tatsache die Möglichkeit, die Bauelemente anwendungsspezifisch zu optimieren, siehe Abschnitt 3.5.

Anoden-Kurzschlüsse Ein weiterer Ansatz beruht darauf, den Wirkungsgrad des Anodenemitters zu reduzieren, damit während der Stromfilamentierung weniger Löcher in die n-Basis injiziert werden. Eine Möglichkeit der Realisierung ist das Einbringen von Anodenkurzschlüssen.

In regelmäßigen Abständen werden n^+ -dotierte Bereiche in den p-dotierten Anodenemitter (p_1 -Schicht) eingebracht. Diese n^+ -Inseln verbinden die anodenseitige Metallisierungsebene mit der mittleren n-dotierten Schicht n_1 , wie in Abbildung 3.10(a) dargestellt. So werden anodenseitige Kurzschlüsse (sogenannte *shorted anode emitter*) erzeugt, mit denen Pfade realisiert werden, über die Elektronen zur Anode passieren können, ohne eine erneute Injektion von Löchern in das n-Gebiet n_1 zu verursachen. Für optimale Stromverläufe mit geringem lateralen Anteil im Bauteil werden die n^+ -Gebiete im Anodengebiet unterhalb der Kathodengebiete eingebracht.



(a) Anodenkurzschluss



(b) Ladungsträgerverteilung

Abbildung 3.10: (a) Struktur eines GTOs mit Anodenkurzschlüssen und (b) Dotierung und Ladungsträgerverteilung in einer leitenden Vierschichtstruktur

Die Ladungsträgerverteilung einer allgemeinen Vierschichtstruktur in leitendem Zustand ist in der Abbildung 3.10(b) dargestellt. Zum Ausschalten dieser Thyristorstruktur müssen alle Überschussladungsträger, insbesondere Löcher, aus der n-Basis n_2 ausgeräumt werden. Die kurzgeschlossenen Anodenemitter verhindern das Anlegen einer negativen Anoden-Kathodenspannung, die das Ausräu-

men der Ladungsträger durch einen Rückstrom ermöglichen könnte. Es verbleiben so die interne Rekombination und Diffusion als Mechanismen zum Abbau der Überschussladungsträger. Da die Ladungsträgerkonzentration an Löchern in den p-Gebieten im thermischen Gleichgewicht höher ist als die in der n-Basis im leitenden Fall, findet keine nennenswerte Diffusion von Löchern in die hochdotierten p-Gebiete statt. Die eingebrachten n^+ -Regionen an der GTO-Anode setzen die Barriere für die Diffusion von Löchern herab und bieten so eine Senke für die Überschussladungsträger der n-Basis n_1 . Die so nun ermöglichte Diffusion findet in einer Rate in der Größenordnung der internen Rekombination statt, so dass nun beide Mechanismen ablaufen können. Als Resultat kann die gesamte Speicherladung beim Ausschalten schneller ausgeräumt werden als dies ohne die Modifikation mit den Anoden-Kurzschlüssen möglich wäre [Mohan et al. 1995]. Durch das Einbringen der Anoden-kurzschlüsse verliert der GTO allerdings sein Blockiervermögen in Sperrrichtung.

Der Abschaltvorgang des GTO ist in der Abbildung 3.11 dargestellt. Im leitenden Fall verhält sich der GTO wie ein Thyristor. Mit dem Einprägen des negativen Steuerstromes beginnt der Abschaltvorgang, in dem sich der GTO instabil verhält. Während dieser Phase übernimmt der GTO bereits Spannung, obgleich er noch den Kathodenstrom führen muss. Da der Ausschaltvorgang zwar über das Gate ausgelöst, aber nicht wie bei einem Transistor über das Gate gesteuert werden kann, muss ein externes Beschaltungsnetzwerk eingesetzt werden. Nach dem Abschalten der Vierschichtstruktur verhält sich der GTO wie ein sperrender pnp-Transistor.

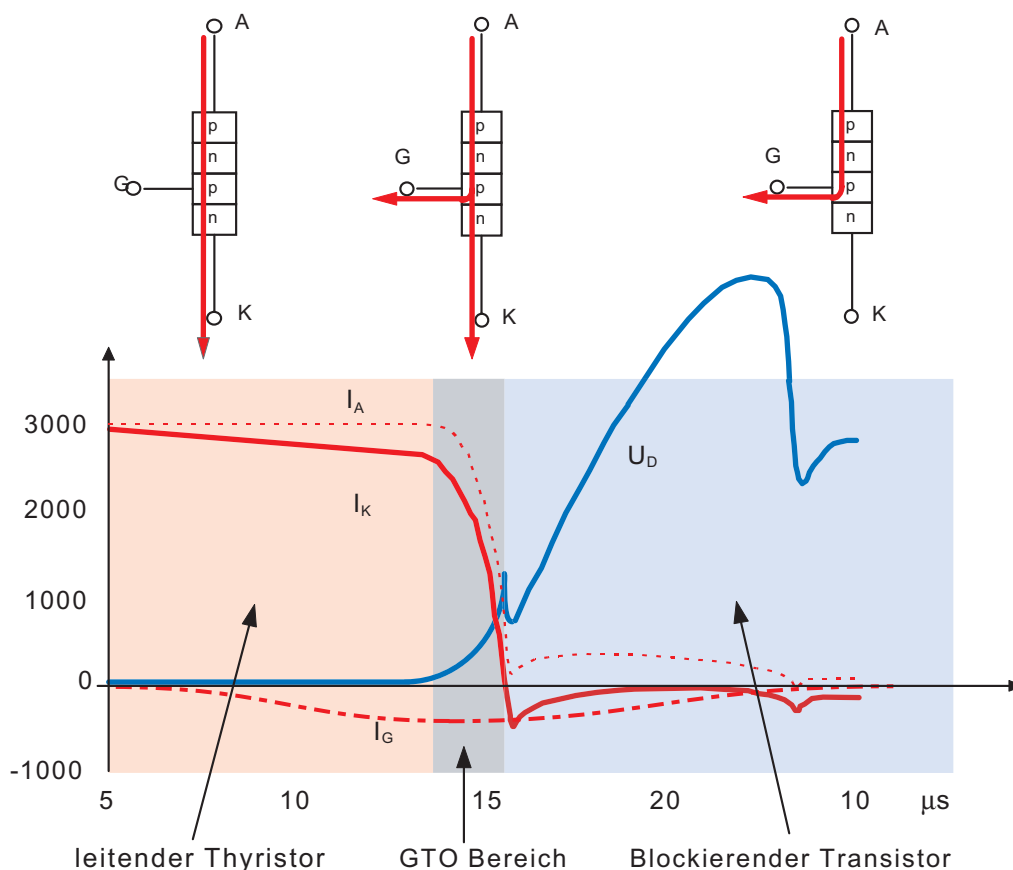


Abbildung 3.11: Strom und Spannung beim Ausschalten eines GTO (nach [ABB GTO Book])

Abschalten des GTO mit Ausschaltentlastung In der Anwendung werden GTO üblicherweise mit Beschaltungsnetzwerken eingesetzt, die den Spannungsanstieg du/dt am Bauteil begrenzen. Das Ziel ist es, den Anstieg der Blockierspannung über dem GTO durch das externe Netzwerk so zu verlangsamen, dass die Einschnürung unterhalb der Kathodenfinger beendet ist, bevor die volle Blockierspannung über dem Bauelement anliegt.

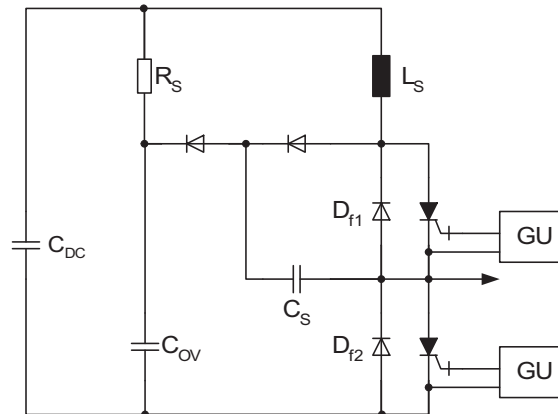


Abbildung 3.12: GTO mit Ausschaltentlastung (Snubber nach Undeland-Marquardt) [Mohan et al. 1995])

Eine mögliche Form der Ausschaltentlastung ist der in der Abbildung 3.12 dargestellte Undeland-Snubber (oft auch Marquardt-Schaltung genannt) [Undeland et al. 1984, Marquardt 1982]. Hier wird beim Ausschalten der Spannungsanstieg begrenzt auf

$$du/dt = \frac{i_L}{C_S} \quad (3.12)$$

Die im Snubberkondensator C_S gespeicherte Energie wird beim folgenden Einschalten im Widerstand R_S in Wärme umgesetzt. Die Schutzbeschaltung verhindert das gleichzeitige Auftreten von Laststromfluss und Blockierspannung am Bauelement. Die im Leistungshalbleiter umgesetzte Spitzenverlustleistung kann deutlich reduziert werden. Dieser Snubber ist für jede Phase des Stromrichters vorzusehen.

3.2.6 Harte Ansteuerung von GTOs

Die harte Ansteuerung eines GTOs hat zum Ziel, dass die Stromeinschnürung unterhalb der Kathodenfinger beendet ist, bevor der GTO beginnt, Blockierspannung zu übernehmen. Dazu muss der komplette Strom durch die Kathode möglichst schnell zu Null werden, ehe die Anoden-Kathoden-Strecke des Bauelements Spannung übernimmt. Damit kann die Schutzbeschaltung zur Begrenzung des Spannungsanstieges entfallen. Man erreicht dies, indem der Kathodenstrom über das Gate abgeleitet wird. So wird das inhomogene Abschalten der Vierschichtstruktur durch Aufbrechen der Mitkopplung ersetzt durch ein homogenes Abschalten einer Transistorstruktur.

Zur Realisierung gibt es verschiedene Ansätze:

- Bei einer *GTO-Kaskodenschaltung* wird kathodenseitig ein Leistungs-MOSFET in Reihe geschaltet, der den Kathodenstrom abschaltet. Ausschaltverstärkung von eins wird erreicht, allerdings liefert der leitende MOSFET zusätzliche Durchlassverluste [Oetjen 1999, Oetjen 1997]. Die hybride Integration der MOSFETs in das GTO-Gehäuse ist sehr aufwändig, eine monolithische Integration ist im GTO Herstellungsprozess nicht realisierbar. Der *Emitter Turn-Off Thyristor* (ETO) verwendet das selbe Prinzip zur Kommutierung des Kathodenstromes auf das Gate [Li et al. 1998, Li et al. 2002].
- Im *MOS Turn-Off Thyristor* (MTO) wird zum Abschalten die Gate-Kathodenstrecke mit einem parallel angeordneten MOSFET kurzgeschlossen. Die Durchlassspannung dieses MOSFETs muss kleiner als die des Gate-Kathoden-Überganges sein. Damit kommutiert der komplette Anodenstrom von der Kathode auf das Gate. Der Ansatz ist dem harten Abschalten ähnlich, aus dem der IGCT entwickelt wurde, allerdings ist der Mechanismus der Stromkommutierung auf das Gate unterschiedlich.
- Durch harte Ansteuerung des Gates mit einem sehr hohen dI_G/dt erreicht der Gatestrom beim Abschalten schnell den Wert des Anodenstromes I_A . Die Abschaltverstärkung ist ebenfalls eins und der Kathodenstrom kommutiert in den Gatekreis [Grüning et al. 1996, Grüning 1998]. Aus diesem Ansatz wird der gate-kommutierte Thyristor GCT entwickelt.

3.3 Aufbau und Eigenschaften von IGCTs

Mit dem GCT wird die Technik des harten Ausschaltens einer GTO-Struktur realisiert. Dieses Bauteil verbindet die geringen Durchlassverluste und die hohe Stromtragfähigkeit der Thyristorstruktur mit dem Ausschaltverhalten einer Transistorstruktur zu einem zuverlässigen und günstig herstellbaren Leistungsschalter. Der Kern ist die niederinduktive Integration des Gates und des GCTs zu einem integrierten Leistungsschalter, dem IGCT.

Der homogene Betrieb des GCT ist die Basis für eine lineare Skalierung der aktiv schaltenden Waferfläche zum Einstellen der gewünschten Stromtragfähigkeit. So kann auch mit dem IGCT eine Bauteilfamilie realisiert werden, wie es beim IGBT durch Einbau verschiedener Anzahlen von Chips in das Gehäuse [Grüning 1998] üblich ist.

3.3.1 Funktionsprinzip

Der IGCT ist lateral wie ein GTO aufgebaut, so dass das Verhalten beim Einschalten, Leiten und im Blockierfall dem des GTO sehr ähnlich ist. Die Motivation zur Entwicklung des IGCT besteht in dem unkontrollierten Abschalten der GTO-Struktur. Der GTO durchläuft während des Ausschaltens eine instabile Phase, wie in Abbildung 3.11 dargestellt, in der der Kathodenstrom noch fließt, der GTO aber bereits Spannung übernimmt. Der Hauptunterschied zum GTO besteht darin, dass der GCT diese *GTO-Phase* durchläuft, *bevor* die Blockierspannung über dem GCT zu steigen beginnt. Die Einschnürung des fließenden Stromes unterhalb der Kathodenfinger findet auch im GCT statt, allerdings zu einer Zeit, in der der GCT keine Spannung führt. Der Wechsel vom Zustand in Abbildung 3.13(a) zum Zustand in Abbildung 3.13(b) erfolgt entsprechend schnell. Auf den Spannungsanstieg begrenzende Beschaltungen (du/dt -Snubber) kann somit verzichtet werden.

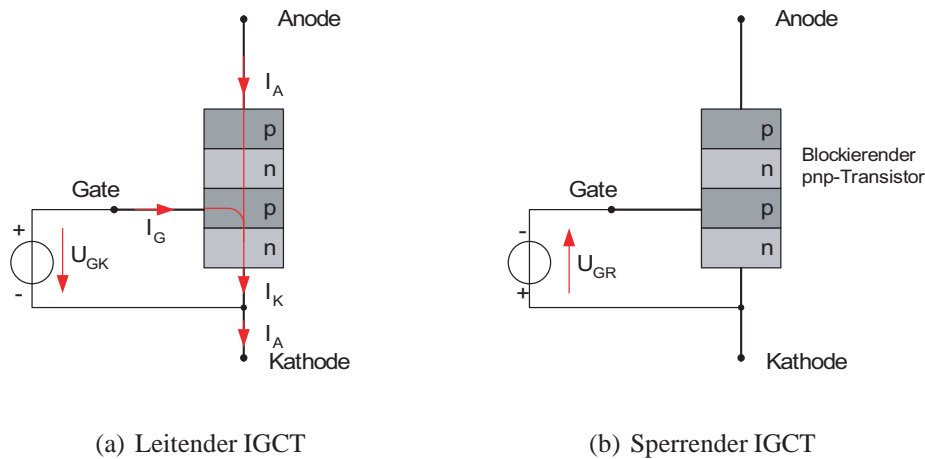


Abbildung 3.13: (a) IGCT im leitenden Zustand und (b) im blockierenden Zustand

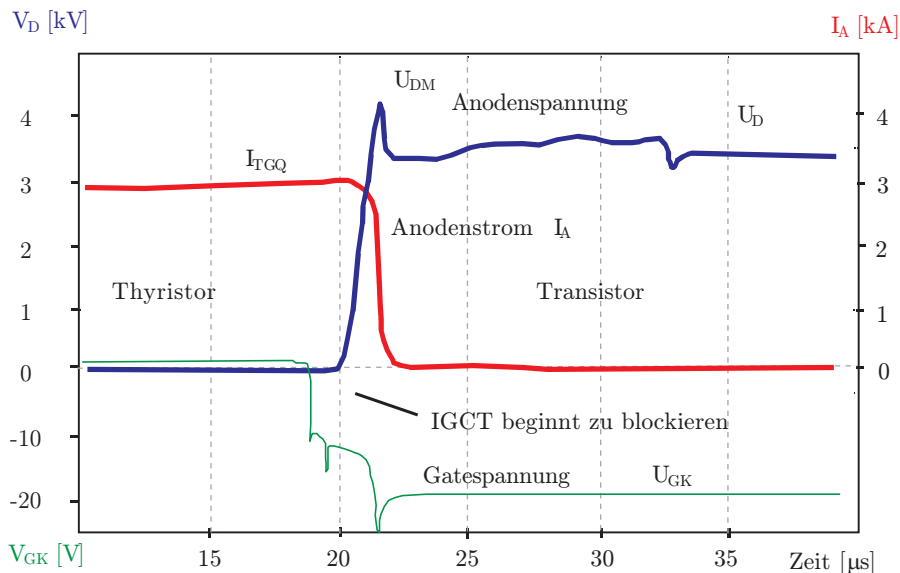


Abbildung 3.14: Abschaltverhalten des IGCTs (nach [Steimer et al. 1997])

Während für GTOs Abschaltstromverstärkungen von $3 \dots 5$ übliche Werte sind, wird beim IGCT eine Abschaltstromverstärkung von eins realisiert. Durch das schnelle Anlegen eines hohen Gatestromes erfolgt beim IGCT die Eliminierung der GTO-Zone durch die vollständige Kommutierung des Anodenstromes von der Kathode auf das Gate, bevor Ladungen aus der n-Basis ausgeräumt werden. Das bedeutet, dass der kathodenseitige npn-Transistor bereits inaktiv ist, bevor der anodenseitige pnp-Transistor reagiert. Mit dem Ausbleiben der Injektion von Ladungsträgern vom Kathodenemitter verhält sich das Bauteil wie ein pnp-Transistor mit offener n-Basis. Der Vierschichtbetrieb ist somit bereits beendet, bevor die Spannung über dem GCT ansteigt, der GCT schaltet wie ein Transistor stabil und homogen ab. Da dieser Ausschaltvorgang abläuft, nachdem der GCT begonnen hat, wie ein Transistor abzuschalten, kann auf eine Begrenzung des Spannungsanstieges verzichtet werden. Der Verlauf eines ausschaltenden GCTs ist in der Abbildung 3.14 dargestellt.

3.3.2 Realisierung einer niederinduktiven Ansteuerung

Der Schlüssel zum beschriebenen harten Abschaltens des GCTs ist die Bereitstellung eines hohen Gatestromes I_G mit einer hohen Anstiegsgeschwindigkeit. Üblich ist hier eine Kommutierung des Kathodenstromes auf das Gate innerhalb einer Mikrosekunde:

$$\frac{di_{GQM}}{dt} = \frac{I_{TGQ}}{1 \mu s} \quad (3.13)$$

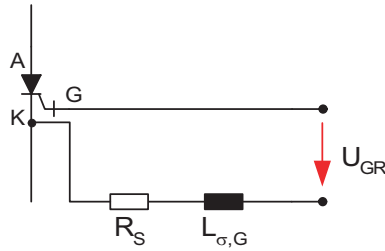


Abbildung 3.15: Vereinfachte Darstellung der IGCT-Ansteuerung beim Ausschalten

Da die zum Abschalten des IGCTs angelegte Spannung U_{GR} die Durchbruchspannung des Gate-Kathoden-Überganges nicht überschreiten darf, muss die Streuinduktivität des Gate-Kreises auf sehr kleine Werte reduziert werden, um die geforderte Anstiegsgeschwindigkeit zu erreichen. Wird zum Abschalten eines Stromes von $I_{TGQ} = 3 \text{ kA}$ eine Spannung von 20 V an das Gate angelegt, so ergibt sich rechnerisch eine gesamte maximale Streuinduktivität im Gate-Kreis $L_{\sigma,G}$ von

$$\begin{aligned} L_{\sigma,G} \cdot \frac{I_{TGQ}}{1 \mu s} &= U_{GR} \\ L_{\sigma,G} &= \frac{1 \mu s \cdot 20 \text{ V}}{3000 \text{ A}} = 6,66 \text{ nH} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Das Zulassen von höheren Werten für $L_{\sigma,G}$ bedeutet eine Erhöhung der Gate-Spannung auf Werte oberhalb der Durchbruchspannung des Gate-Kathoden-Überganges zum Abschalten. Nach dem Schaltvorgang muss die Spannung dann aber wieder auf Werte unterhalb der Durchbruchspannung reduziert werden. Der damit verbundene schaltungstechnische Aufwand ist für einen kostengünstiges Bauteil zu hoch.

Zur Reduzierung der Streuinduktivität $L_{\sigma,G}$ im Gatekreis wird einerseits das GTO-Gehäuse modifiziert, andererseits wird der Anschluss zwischen Gateunit und Leistungshalbleiter verändert. Die Gateunit ist damit untrennbar mit dem GCT verbunden.

Das Standard GTO Gehäuse hat eine Streuinduktivität von etwa 30 nH [ABB GTO Book]. Die Einzelteile eines IGCT-Gehäuses für einen 91 mm -Wafer sind in Abbildung 3.17 dargestellt. Im Gehäuseunterteil ist der sternförmige Anschluss des Gate-Ringes zu erkennen, der diesen mit der konzentrischen Kupferscheibe im Keramikgehäuse verbindet, siehe hierzu auch Abbildung 3.16. Der Gate-Ring wird innerhalb des Gehäuses durch Federkraft auf den Wafer gepresst. Dieser Andruck hängt nicht vom äußeren Druck im Spannverband ab.

Der Molybdänscheibensatz wird zwischen Gehäuseunterteil und Wafer montiert und nicht verlötet. Die Kontaktierung geschieht allein durch den Druck im Spannverband. Diese Bauform des Press-Pack-Gehäuses wird *Free-Floating-Silicon Technology* genannt. Molybdän hat einen thermischen

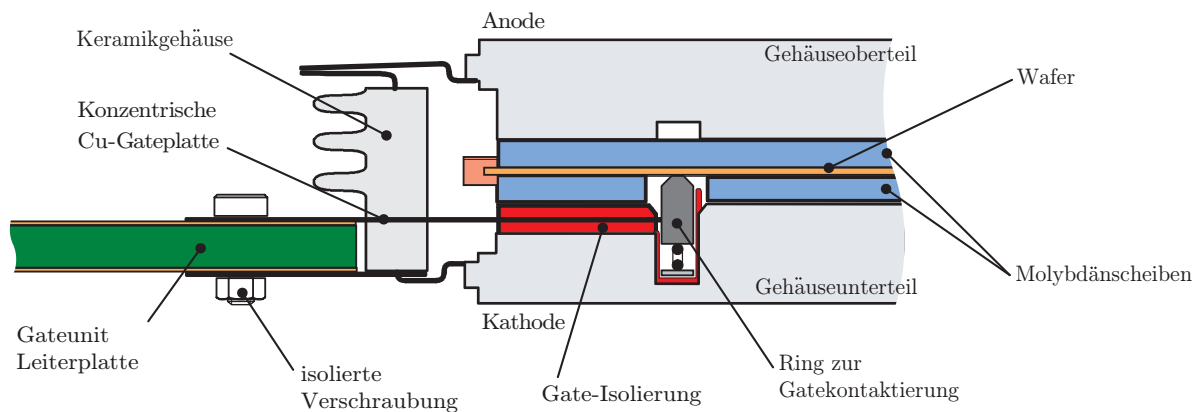


Abbildung 3.16: Querschnitt durch einen IGCT mit niederinduktiver Gateanbindung, nach [ABB GTO Book]

Ausdehnungskoeffizienten, der dem von Silizium ähnlich und wesentlich geringer als der von Kupfer ist ($\alpha_{\text{Cu}} = 16,5 \cdot 10^{-6} \text{m/K}$, $\alpha_{\text{Mo}} = 5,2 \cdot 10^{-6} \text{m/K}$, $\alpha_{\text{Si}} = 2,0 \cdot 10^{-6} \text{m/K}$). So wird die mechanische Beanspruchung des Silizium-Wafers, insbesondere der filigranen Kathodenfinger, durch thermische Wechselspiele minimiert. Durch die kathodenseitigen Molybdänscheiben werden die sternförmigen Gate-Anschlüsse umschlossen, es wird ein koaxiales System realisiert. Die Anodenseite des Wafers kontaktiert das Gehäuseoberteil durch eine weitere Molybdänscheibe. Die Anordnung der Bauteile aus Abbildung 3.17 ist als Querschnitt durch das Gehäuse in Abbildung 3.16 dargestellt.

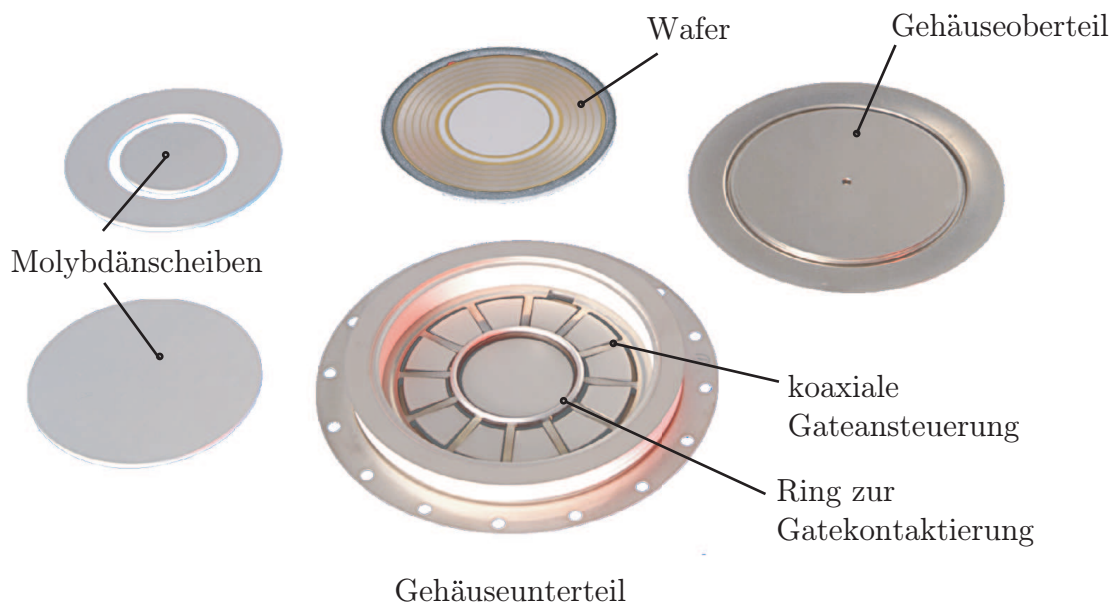


Abbildung 3.17: Bestandteile des GCTs (nach [Grüning 1998])

Die Kontaktierung der Metallisierungsschicht der Gate-Elektrode auf dem Wafer geschieht mittig durch einen Ring, wie in Abbildung 3.17 und 3.16 dargestellt. Somit wird der laterale Weg des Gatestroms durch die Metallisierungsebene zu den Kathodenfingern im Vergleich zu einer Einspeisung des Gatestromes von innen oder vom äußeren Rand aus verringert.

Während der GTO durch ein Leitungspaar mit seiner Gateunit verbunden ist, wird die Kontaktierung beim IGCT durch eine mehrlagige Leiterplatte realisiert, die gleichermaßen die komplette Ansteuerungselektronik beherbergt. Die Leiterplatte wird mit dem konzentrischen Gate-Anschluss des IGCT-Gehäuses verschraubt, in Abbildung 3.17 durch die Schraublöcher des Gehäuseunterteils erkennbar. So werden Streuinduktivitäten im Gate-Kreis von unter 6 nH erreicht.

3.3.3 Modifikationen am Wafer des IGCT

Der Wafer des GTO wird auf dem Weg zum IGCT ebenfalls einigen Veränderungen unterzogen. Das Ziel ist, bei vorgegebener Blockierfähigkeit und Durchlassspannung den Wafer so dünn wie möglich zu machen, damit beim Ein- und Ausschalten möglichst wenig Ladungsträger ein- und ausgeräumt werden müssen. Die hohe Leitfähigkeit soll nach dem Einschalten möglichst durch Ladungsträger in der Nähe der Kathode erreicht werden. Beim Ausschalten können diese Ladungsträger bereits durch den Aufbau einer kleinen Anodenspannung ausgeräumt werden und können so weniger zu den Ausschaltverlusten beitragen.

3.3.3.1 Buffer Layer und Transparente Anode

Die technologischen Möglichkeiten der Bestrahlung und der Anodenkurzschlüsse, wie sie beim GTO eingesetzt werden und in Abschnitt 3.2.5 dargelegt wurden, finden auch bei den IGCTs Anwendung. Die Anodenkurzschlüsse werden durch den Einsatz von Buffer Layer und transparentem Anoden-Emitter ersetzt. Diese beiden Technologien werden bereits in IGBTs eingesetzt. Mit deren Einzug in die IGCT-Technologie werden auch heutige GTO-Wafer so optimiert.

Buffer Layer Der Verlauf des elektrischen Feldes in einem blockierenden pn-Übergang hat einen dreieckförmigen Verlauf, wie in Abbildung 3.18(a) dargestellt. Die gesamte Blockierspannung entspricht dem Integral der elektrischen Feldstärke über der Weite der n-Basis

$$U_{\text{DRM}} = \int_0^{w_n} \vec{E} dx. \quad (3.15)$$

Eine Erhöhung der Blockierspannung ist mit der Verbreiterung der n-Basis verbunden. Die zunehmende Waferdicke bedeutet gleichermaßen höhere Durchlass- und Schaltverluste.

Der Verlauf des elektrischen Feldes in Abbildung 3.18(b) zeigt, dass die gleiche Blockierspannung mit einer dünneren n-Basis erreicht werden kann. Dieser Feldverlauf wird durch Einfügen eines *Buffer Layers* erreicht, der das elektrische Feld mit hohem Gradienten bis auf Null reduziert. Der so erreichte Verlauf ist trapezförmig. Bei gleicher Blockierspannung kann die Weite w_n der n-Basis reduziert werden, da die Blockierspannung der Fläche unterhalb der Kurve entspricht.

Bauelemente mit einem dreieckförmigen Feldverlauf werden auch *Non-Punch-Through*-Bauelemente (NPT-Bauelemente) genannt. Die Länge w_d des niedrig dotierten Driftgebietes ist größer, als die

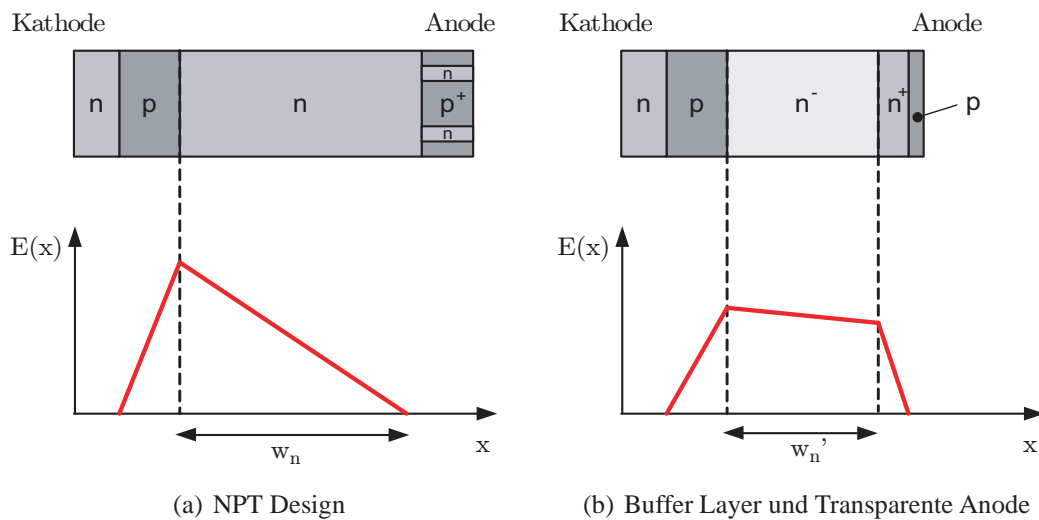


Abbildung 3.18: Feldverläufe im IGCT-Wafer: (a) NPT Standard-Design mit Anodenkurzschlüssen und (b) Wafer mit Buffer Layer und transparenter Anode (nach [Klaka et al. 1997a])

Raumladungszone beim Durchbruch. Das Feld in der Abbildung 3.18(a) wird die kathodenseitige n⁺-Schicht bei ordnungsgemäßem Betrieb nicht erreichen. Bei *Punch-Through*-Bauelementen wird die Ausbreitung des elektrischen Feldes begrenzt. Die Raumladungszone kann sich auch mit steigen der Spannung nicht weiter ausbreiten. Die an die schwachdotierte n⁻-Schicht angrenzende n⁺-Schicht des Buffer Layers blockiert die Ausbreitung der Raumladungszone und der Feldverlauf wird trapezförmig [Mohan et al. 1995].

Durch die Veränderung des Verlaufes des elektrischen Feldes mit der Einführung des Buffer Layers wird der Maximalwert der elektrischen Feldstärke bei gleicher Blockierspannung abgesenkt. Feldversuche und Langzeitstudien haben gezeigt, dass kosmische Strahlung in Verbindung mit hohen Werten der elektrischen Feldstärke zu Ausfällen der Bauteile führen können [Klaka et al. 1997a, Kaminski und Stiasny 2005]. Ein Verringern des Maximalwertes der Feldstärke bedeutet eine erhöhte Zuverlässigkeit. Die Technologie des *Abstoppens* des Feldes (*Field-stop*) ist auch in IGBTs aktueller Stand der Technik [Bernet 2000].

Transparenter Anoden-Emitter Um niedrige Ausschaltverluste zu erreichen, muss wie beim GTO in Abschnitt 3.2.5 beschrieben, die Stromverstärkung des anodenseitigen Transistors verringert werden. Der transparente Anodenemitter ist eine sehr dünne und schwach dotierte Region, verglichen mit dem normalen Anodenemitter, der als dicke, stark dotierte Region ausgeführt ist, siehe Abbildung 3.19. Mit dem Anstieg der Spannung an der Anode werden die Elektronen aus diesem pn-Übergang ausgeräumt, ohne ihrerseits die Emission von Löchern zu bewirken. Der anodenseitige pn-Übergang ist sehr schmal, sein neutraler Bereich mit dem Kontakt zur Anode ist wesentlich kleiner als die Diffusionslänge L_n . Dieser Bereich erscheint transparent für die Elektronen, die mit hoher Wahrscheinlichkeit an der Anodenoberfläche rekombinieren [Cailin und Yong 2004], ohne eine Injektion von Löchern hervorzurufen.

Mit der Entwicklung von Buffer Layer und transparentem Anodenemitter für die IGCT-Technik wurden dann auch entsprechend die GTOs mit dieser Technik ausgerüstet [Weber et al. 1997, Klaka et al. 1997b].

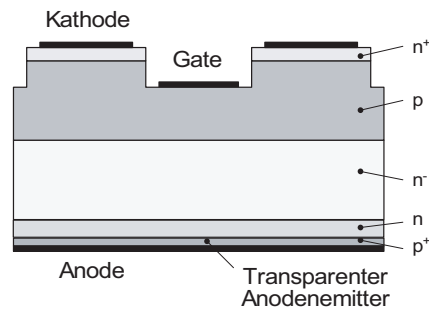


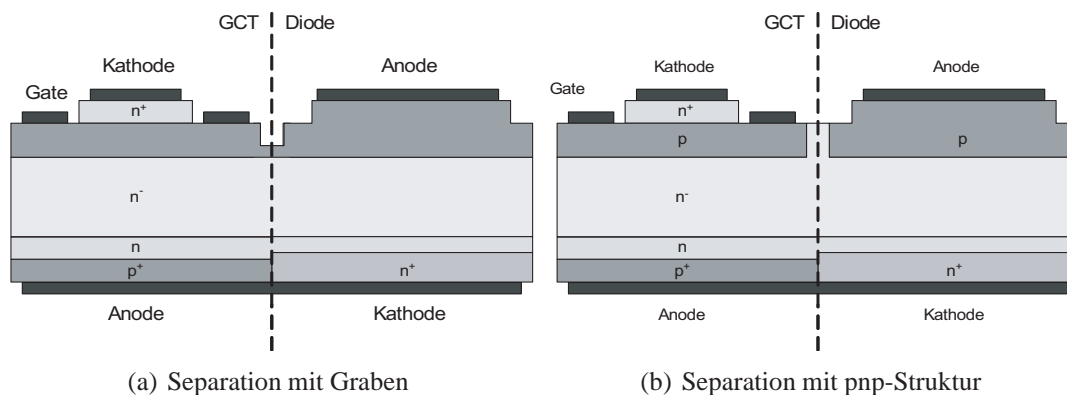
Abbildung 3.19: IGCT Wafer mit Buffer Layer und Transparentem Anodenemitter

3.3.4 Rückwärtsleitende IGCTs – Integration der antiparallelen Diode

Der Hauptanwendungsfall für den IGCT sind Stromrichter mit einem Spannungszwischenkreis mit einer antiparallelen Diode in jeder Schalterposition (siehe Abbildung 2.2(b)). Ein Schritt zu einem vielseitig einsetzbaren Leistungsschalter ist die monolithische Integration der Freilaufdiode in den Wafer des Schalters. Beim normalen GTO-Design ohne Buffer Layer war die Waferdicke bestimmt durch die n-Basis des GTO. Eine entsprechende antiparallele Diode hat eine geringere Waferdicke. Wird die Diode dennoch integriert, so bedeutet das höhere Durchlass- und Ausschaltverluste der Diode. Mit dem Einsatz von Buffer Layer und transparentem Anoden-Emitter wird die Waferdicke des GCT deutlich reduziert und erlaubt die Integration einer optimierten Diode.

Die Waferdicke wird nun vorrangig bestimmt durch Blockierspannung und Widerstandsfähigkeit gegen kosmische Strahlung. Die Anforderungen von GCT und Diode sind hier identisch [Klaka et al. 1997b]. Zusätzlich kann das Ausschaltverhalten der Diode durch die ohnehin vorhandene n^+ -Schicht an ihrer Kathode verbessert werden.

In der Abbildung 3.20 ist der Querschnitt durch den Wafer eines rückwärtsleitenden GCT dargestellt. Besonderer Aufmerksamkeit gilt dem Übergang zwischen dem GCT- und dem Diodenteil. Eine Verbindung der beiden p-Gebiete erzeugt einen lateralen Strompfad zwischen dem Gate des GCT und der Anode der Diode und ist daher zu vermeiden.

Abbildung 3.20: Separation zwischen Dioden- und GCT-Teil eines rückwärtsleitenden IGCTs mit (a) Graben (*trench*) und (b) mit pnp-Struktur

Der Diodenbereich wird vom GCT durch einen Separationsbereich getrennt. Die Separation kann durch einen Graben (*trench*) erfolgen oder durch eine Trennung der beiden p-Gebiete und damit Formung einer pnp-Struktur. Die pnp-Struktur bedeutet einen geringen Gate-Leckstrom zur Anode der Diode und eine hohe Blockierfähigkeit bei geringem lateralen Platzbedarf [Cailin et al. 2004]. Die Durchbruchspannung der pnp-Struktur wird mit mindestens 20V in beiden Richtungen festgesetzt, so dass kein nennenswerter Strom zwischen Gate des GCT und der Anode der antiparallelen Diode fließen kann. Das Schaltverhalten der Diode wird durch Bestrahlung mit Protonen- und Elektronenbestrahlung hinsichtlich Ausschaltverlusten, Höhe der Rückstromspitze und Durchlassverlusten optimiert [Weber et al. 1997].

Die Abbildung 3.21 zeigt den Wafer eines rückwärtsleitenden GCTs mit der Sicht auf den Kathodenbereich des GCTs. Innerhalb der Kontaktfläche für den Gate-Ring und des Separationsbereichs ist der Diodenbereich sichtbar.

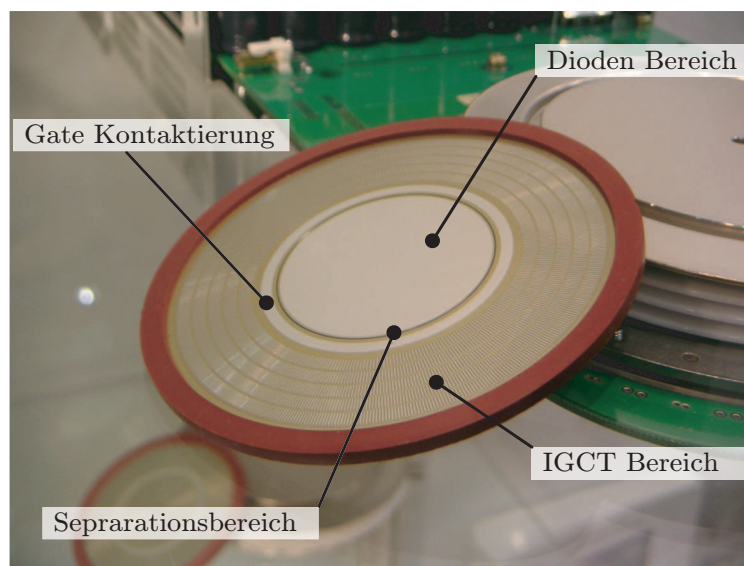


Abbildung 3.21: Wafer eines rückwärtsleitenden GCTs (ABB 5SHX 26L4510)

Wie in Abschnitt 3.3.1 beschrieben, kommt der IGCT selbst ohne Snubber zur Begrenzung des Spannungsanstieges aus. Für die integrierte Diode gilt diese Forderung nach Verzicht auf externe Beschaltung ebenfalls. Das Ausschalten ohne externe Begrenzung bedeutet die maximale Belastung für die ausschaltende Diode. Während die Rückstromspitze I_{RRM} erreicht wird, tritt an der Diode die volle Zwischenkreisspannung U_{DC} auf. Tritt während des Abklingens der Rückstromspitze ein steiler Stromgradient di_R/dt auf, so entsteht durch Streuinduktivität eine Spannungsspitze, die die Diode zerstören kann [Schröder 2006]. Ziel der Entwicklung ist es hier, den Maximalwert der Rückstromspitze I_{RRM} zu begrenzen.

Parameter zur Beeinflussung der Höhe der Rückstromspitze sind [Linder et al. 1997]:

1. die Lebensdauer der Ladungsträger im pn-Übergang
2. der Stromanstieg di/dt beim Ausschalten
3. der vor dem Ausschalten fließende Vorwärtsstrom

Die erste Einflussgröße kann beim Design der Diode berücksichtigt werden. Das Einbringen von Rekombinationszentren in den Diodenbereich durch Bestrahlung mit Protonen reduziert die Lebensdauer der Ladungsträger. Die örtliche Verteilung längs der Richtung des pn-Überganges ist nicht konstant. Mit dem *Ladungsträger-Lebensdauer-Profil* wird das Verhalten der Diode beim Ausschalten so bestimmt, dass kein Abreißen des Diodenstromes (*snap-off*) auftritt [Carroll et al. 1997].

3.3.5 Rückwärtssperrende IGCTs

Für die Anwendung in stromgeführten Umrichtern oder in Wechselspannungsnetzschaltern werden symmetrisch sperrende Leistungshalbleiter benötigt. Thyristoren und GTOs können als symmetrische Bauteile mit zwei blockierenden pn-Übergängen auf einem Wafer realisiert werden [Mitsubishi GCU15A-130]. Allerdings kann in diesen symmetrischen Strukturen keine Buffer-Layer-Technik verwendet werden, somit wird ein relativ dicker Wafer benötigt, mit dem hohe dynamische Verluste verbunden sind [Weber et al. 2000]. Für hohe Spannungen und höhere Schaltfrequenzen ist die Kombination eines asymmetrischen Leistungshalbleiterschalters mit einer in Reihe geschalteten Diode sinnvoll. Da der GCT, wie in Abschnitt 3.2.4 beschrieben, in Rückwärtsrichtung nur eine Sperrspannung von etwa 20 V übernehmen kann, muss der pn-Übergang der in Reihe geschalteten Leistungsdiode die Sperrspannung übernehmen. Die naheliegende Reihenschaltung eines asymmetrischen GCTs und einer Diode jeweils im eigenen Gehäuse ist möglich und wird bei sehr hohen Leistungen eingesetzt, um beide Bauelemente von beiden Seiten kühlen zu können.

Eine sinnvolle Lösung ist die Integration der in Reihe geschalteten Diode mit dem GCT in einem Gehäuse zu einem rückwärtssperrenden GCT (*reverse blocking GCT*). Die Abbildung 3.22 zeigt die Integration eines Dioden- und eines GCT-Wafers in einem gemeinsamen Gehäuse [Weber et al. 2000]. Beide Wafer können hinsichtlich ihrer maximalen Dicke und ihres Schaltverhaltens getrennt optimiert werden.

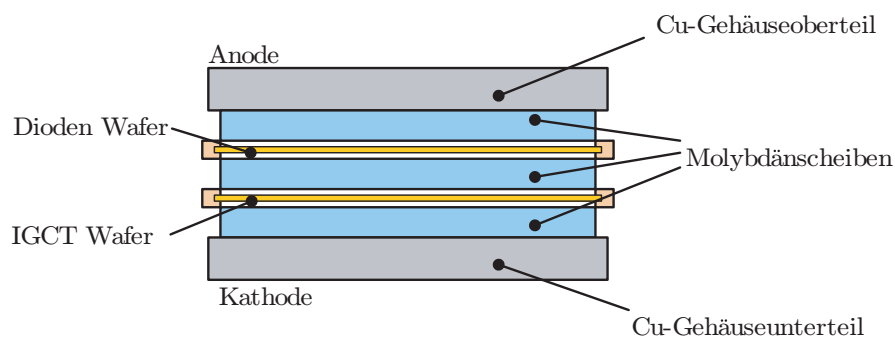


Abbildung 3.22: Integration von IGCT- und Dioden-Wafer im rückwärtssperrenden IGCT in einem Press-Pack Gehäuse

3.4 Elektrische Eigenschaften von IGCTs

3.4.1 Leitender Zustand

Im leitenden Zustand verhält sich der IGCT ähnlich dem GTO. Bei beiden kann die Durchlassspannung durch die Einführung des Buffer Layers und der damit verbundenen Verringerung der Waferdicke reduziert werden. Bei Bauteilen vergleichbarer Leistungsklassen bei einem Laststrom von 3 kA hat ein *non-punch-through* GTO (NPT-GTO, 5SGA 30J4502) eine Durchlassspannung von $U_T = 4$ V, die Durchlassspannung des entsprechenden IGCTs (5SGY 35L4502) liegt bei $U_T = 2,1$ V. Entsprechend liegen die Durchlassverluste des GTO bei 2600 W verglichen mit 1500 W beim IGCT, jeweils gemessen bei einem fließenden Strom von 1 kA [ABB GTO Book, Grüning 1998].

Die gezündete Thyristorstruktur mit der Ladungsträgerinjektion von zwei Emittern ermöglicht hohe Stromdichten bei niedrigen Durchlassspannungen auch bei hohen Blockierspannungen. Verglichen mit IGBTs derselben Spannungsklasse haben IGCTs den Vorteil der geringeren Durchlassspannung [Bernet 2000].

Die Durchlasskennlinie entspricht der eines pin-Halbleiterüberganges bei den Bedingungen der starken Injektion und hat die Form [Paul 1977]

$$U_{AK} = n \cdot U_T \ln c_1 I + c_2 \sqrt{I} + RI \quad \begin{array}{ll} c_1, c_2 & \text{Konstanten} \\ n & \text{Faktor } 1 \leq n \leq 2 \end{array} \quad (3.16)$$

Der erste Teil drückt den Spannungsabfall über der Sperrschicht, der zweite den über dem leitfähigkeitsmodulierten Bahngebiet und der dritte den über dem ohmschen Bahnwiderstand aus. In Abbildung 3.23 ist die Durchlasscharakteristik $I_T = f(U_T)$ eines asymmetrischen IGCTs für die Temperaturen $T_j = 25^\circ\text{C}$ und 125°C dargestellt. Im Schnittpunkt der beiden Verläufe ist der Bandabstand gleich dem Produkt aus Elementarladung und anliegender Spannung [Kubát 1984, Abschnitt 6.6].

Wegen des relativ geradlinigen Verlaufes der Strom-Spannung-Charakteristik kann die Durchlasskennlinie mit genügender Genauigkeit durch eine Gerade angenähert werden, die die Spannungachse beim Wert der Schleusenspannung U_{T0} schneidet und die Steigung r_F hat

$$U_T = U_{T0} + r_F \cdot I_T. \quad (3.17)$$

Die Leistungsfähigkeit eines IGCTs wird im Durchlassbereich durch mehrere Stromangaben dokumentiert. Die Datenblattangabe des maximalen Durchschnittsstromes $I_{T(AV)M}$ und dessen RMS-Wertes $I_{T(RMS)M}$ geben den Mittelwert und den Effektivwert einer sinusförmigen Halbwelle an, den das Bauteil bei maximaler Sperrschichttemperatur führen kann. Diese Definitionen entstammen der Thyristortechnik und geben Anhaltspunkte für den Betrieb bei niedrigen Frequenzen. Schaltverluste werden hier vernachlässigt.

Eine weitere Stromangabe ist der maximale Stoßstrom I_{TSM} , den der IGCT einmalig bei maximaler Sperrschichttemperatur $T_{j,max}$ führen kann, ohne thermisch zerstört zu werden. Dieser Wert liegt üblicherweise weit oberhalb des maximal abschaltbaren Stromes I_{TGQM} . Beim IGCT 5SHX35L4503 liegt der Wert des maximalen Stoßstromes bei $I_{TSM} = 35$ kA, während der maximal abschaltbare Strom bei $I_{TGQM} = 4$ kA liegt [ABB IGCT 5SHX 35 L 4503].

Beim Einsatz in Stromrichtern mit elektrischen Maschinen als Last kann der Fall auftreten, dass der Laststrom von hohen Werten auf kleine Werte absinkt, um dann wieder zu steigen. Unter solchen Bedingungen kann ein GTO oder IGCT ohne eingepprägten Gatestrom partiell abschalten. Ursache ist der

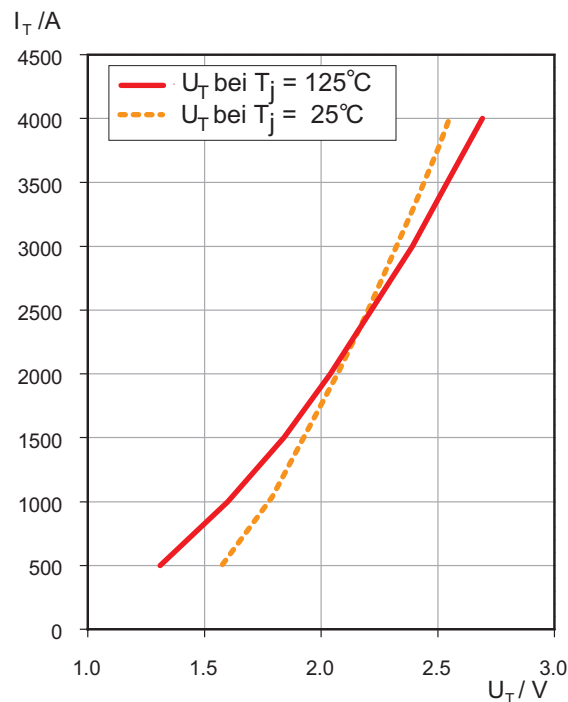


Abbildung 3.23: Durchlassverhalten eines asymmetrischen IGCTs (5SHX 35L4503, [ABB IGCT 5SHX 35 L 4503])

im Vergleich zum Thyristor relativ hohe Haltestrom von GTO und IGCT. Die gesamte Stromdichte im Bauteil reicht nicht aus, um die Thyristorstruktur im gezündeten Zustand zu halten. Ein erneutes Ansteigen des Laststromes kann dann zu lokalen Stromdichtemaxima führen, die das Bauteil zerstören können. Von der Ansteuerungseinheit wird daher nach dem Einschalten des IGCT ein kontinuierlicher Strom in das Gate eingepreßt, um einen sicheren Betrieb des Bauelements bei Strömen unterhalb des Haltestromes zu ermöglichen.

3.4.2 Einschalten

Das Einschalten eines IGCTs ist ähnlich dem eines GTO bereits mit einem relativ kleinen positiven Gate-Strom im Bereich einiger zehn Ampère möglich. Allerdings ist dann der Ausbreitungsprozess des Zündvorganges über die Fläche des Wafers relativ langsam, daher muss der Stromanstieg dI_A/dt durch externe Beschaltungselemente stark begrenzt werden [ABB GTO Book]. Im Unterschied zu einem GTO kann der GCT durch seinen niederinduktiven Aufbau mit einer sehr hohen Anstiegs- geschwindigkeit des Gate-Stromes dI_G/dt und einem hohen Gatestrom I_{GM} hart eingeschaltet werden.

Hierdurch wird der kathodenseitige npn-Transistor sehr schnell durchgeschaltet und in Sättigung be- trieben, noch bevor die Thyristorstruktur zu leiten beginnt. Die Einschaltverluste sind dadurch ver- glichen mit einer *weiche*ren Ansteuerung vernachlässigbar, auch bei sehr hohen Stromanstiegsge- schwindigkeiten dI_A/dt . Das Einsetzen des regenerativen Zustandes wird durch die abgebaute Raum- ladungszone verzögert und setzt erst bei kleiner Anodenspannung $< 200 \text{ V}$ ein. Der Verlauf des harten Einschaltvorganges ist in der Abbildung 3.24 dargestellt.

Der zweite, gestrichelte Verlauf in Abbildung 3.24 zeigt den Verlauf der weicheren Ansteuerung. Es ist klar ersichtlich, dass die Anodenspannung zunächst absinkt, dann aber mit dem steigenden Anodenstrom noch ein Maximum durchläuft, um dann auf den Wert der Durchlassspannung abzusinken. Damit ist ein Ansteigen der Stromdichte während des Einsetzens der regenerativen Mitkopplung verbunden. Im einschaltenden GTO hängt dieser Vorgang von den Verstärkungen der beiden Transistoren des Ersatzschaltbildes ab, die auch von den Kollektor-Emitter-Spannungen jeder einzelnen GTO-Zelle und der Temperaturverteilung auf dem Wafer abhängen. Damit besteht die Möglichkeit eines inhomogenen Einschaltvorganges, dessen Verteilung über die Waferfläche unbekannt und nicht kontrollierbar ist [ABB GTO Book].

Während des Einschaltvorganges wechselt der GCT vom einschaltenden npn-Transistor in den Zustand einer eingeschalteten pnpn-Thyristorstruktur. Dieser Vorgang läuft homogen ab, bedingt durch die feine Strukturierung und die niedrige Streuinduktivität im Gate-Kreis treten keinerlei lokale Stromdichte-Maxima (*hot-spots*) auf, die das Bauteil zerstören könnten. Experimentell wurde das homogene Einschalten bei Stromanstiegen $dI_A/dt \geq 3 \text{ kA}/\mu\text{s}$ gezeigt [Grüning und Ødegård 1997].

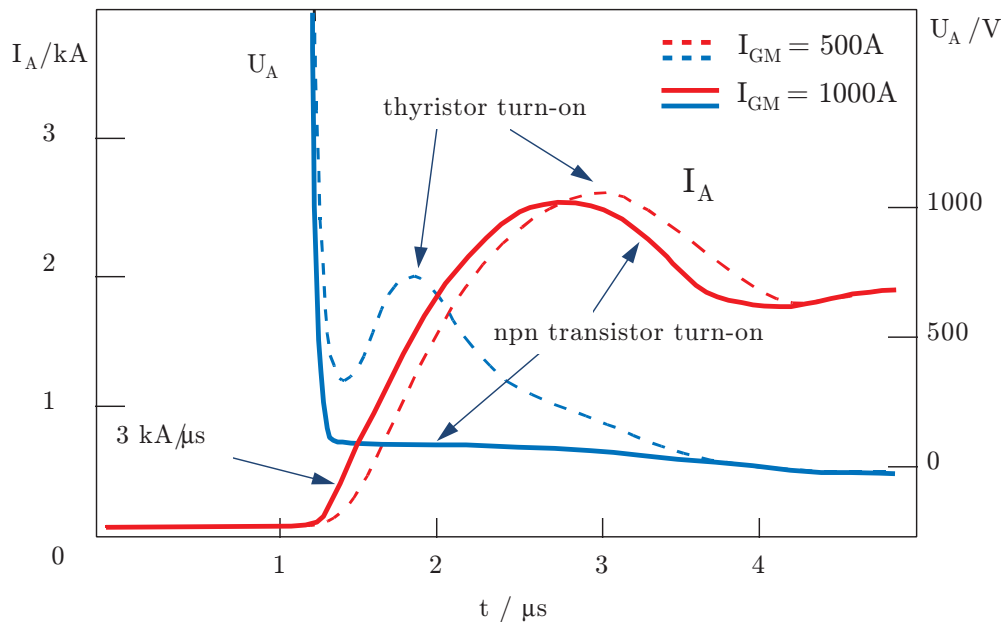


Abbildung 3.24: Strom- und Spannungszeitverlauf eines IGCT Einschaltvorganges, nach [ABB GTO Book]

Der GCT selbst ist hinsichtlich seiner Anforderungen an den Stromanstieg während des Einschaltvorganges nicht das begrenzende Bauelement. Um die abkommutierende Diode innerhalb ihres sicheren Arbeitsbereiches zu betreiben, muss der Stromanstieg dI_A/dt während des Einschaltvorganges des IGCT begrenzt werden. Der GCT selbst ist hierzu nicht in der Lage, er verhält sich wie ein zündender Thyristor, dessen Gradienten dU_{AK}/dt und dI_A/dt während des Einschaltvorganges nicht durch den Gate-Strom steuerbar sind. Ein externes Netzwerk zur Einschaltentlastung (*Turn-On Snubber*), bestehend aus einer den Stromanstieg begrenzenden Spule L_{Cl} , einer Diode D_{Cl} sowie einem Widerstand R_{Cl} zur Abmagnetisierung der Spule und einer Kapazität C_{Cl} zur Spannungsbegrenzung am Ventil sorgt für einen sicheren Betrieb der abkommutierenden Freilaufdioden und die Begrenzung der Spannung an den Bauelementen. Die Auslegung und Berechnung der Einschaltentlastung wird in Abschnitt 3.7 beschrieben.

3.4.3 Blockierverhalten

Ein blockierender GCT verhält sich nach dem Ausräumen aller mobilen Ladungsträger aus der n-Basis wie ein Transistor mit offenem Basisanschluss. Im Unterschied zum GTO kann der GCT kaum durch elektrisches Rauschen oder einen Spannungsanstieg erneut in den leitenden Zustand gebracht werden, da die Anbindung zwischen Gateunit und GCT niederinduktiv und von vernachlässigbarer Impedanz ist. Im Unterschied zu normalen Thyristoren, die auch bei offenem Gate Blockierspannung übernehmen können, muss beim IGCT im Blockierzustand kontinuierlich eine negative Gate-Kathoden-Spannung angelegt werden. Der Anodenleckstrom wird über den Gate-Anschluss aus der p-Basis abgeführt, damit an den Kathoden-Emittern keine Ladungsträger injiziert werden, die die GTO-Zellen zünden könnten.

In der Abbildung 3.25 ist der Leckstrom I_{DRM} eines 10-kV-IGCTs (IL231.31) über der Blockierspannung U_{DRM} für verschiedene Temperaturen dargestellt.

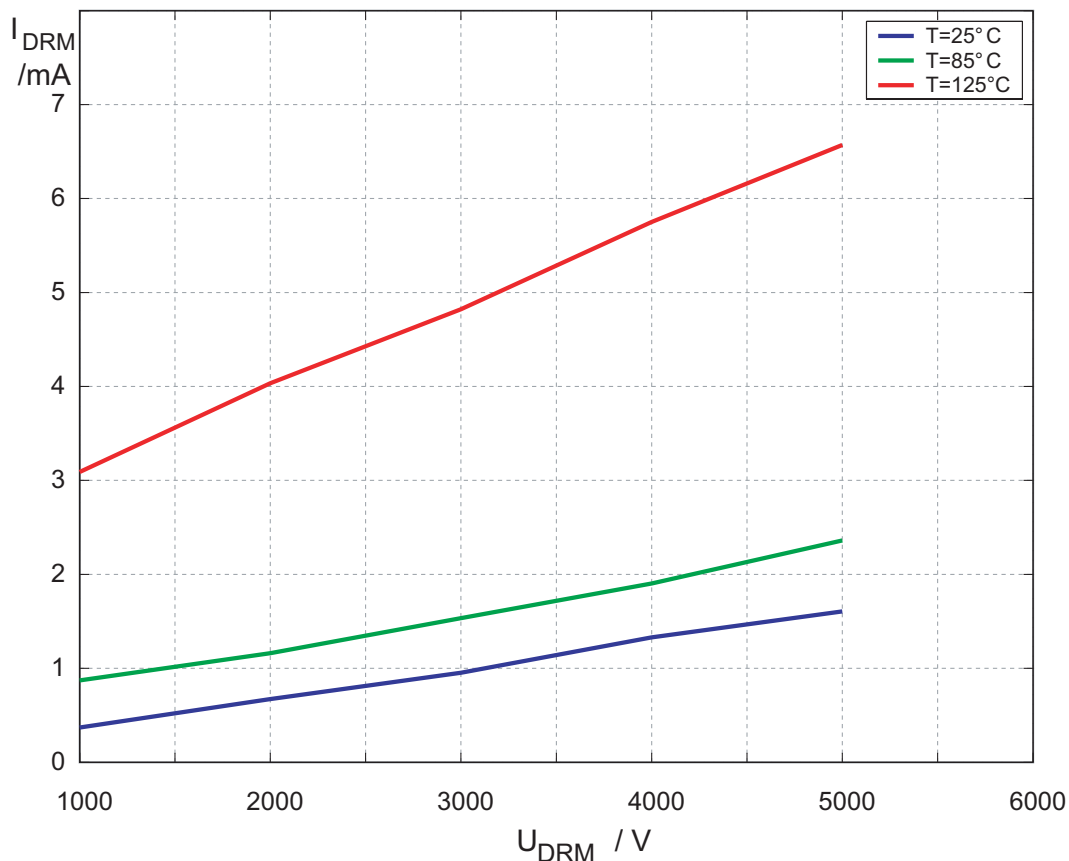


Abbildung 3.25: Vorwärtsblockierstrom I_{DRM} im Bereich von 1000 V ... 5000 V bei Sperrschichttemperaturen von $T_j = 25, 85$ und 125°C , (IL231.31)

Während des Blockierens kann das Bauteil thermisch instabil werden. Die anliegende Blockierspannung U_{DRM} verursacht einen Leckstrom I_{DRM} . An dem Bauteil wird nennenswerte elektrische Leistung umgesetzt; für einen 4,5 kV-IGCT wird ein maximaler Leckstrom von 50 mA angegeben [ABB IGCT 5SHY 35 L 4512] womit die Leistung maximal 225 W betragen kann. Wird diese Verlustleistung nicht durch Kühlung ausreichend abgeführt, so wird sich das Bauteil selbst aufheizen. Da der

Leckstrom mit steigender Temperatur ebenfalls steigt, wird das Bauteil bei anliegender Spannung immer heißer. Da die maximale Durchbruchspannung mit steigender Temperatur [Kubát 1984] sinkt, wird das Bauteil schliesslich versagen. In die Auslegung der Kühlung ist daher der Blockierzustand mit einzubeziehen [Schnell 2005].

3.4.4 Ausschalten

Die Abbildung 3.26 zeigt die prinzipielle Darstellung des Ausschaltverlaufes eines IGCTs. Das Anlegen einer negativen Gate-Kathoden-Spannung U_{GK} verursacht einen negativen Gate-Strom I_G , der durch den niederinduktiven Aufbau einen steilen Stromanstieg dI_G/dt aufweist. Während der Zeit t_{Comm} kommutiert der gesamte Anodenstrom auf das Gate, bevor die Spannung über dem Bauelement steigen kann. Der anodenseitige pnp-Transistor leitet gesättigt. Dieser Transistor ist für hohe Sperrspannungen und hohe Ströme ausgelegt, besitzt also eine breite n-Basiszone. Diese n-Basis ist mit Ladungsträgern überschwemmt, die nun durch den Anodenstrom ausgeräumt werden müssen. Innerhalb der Zeit des noch fließenden Anodenstromes muss der kathodenseitige pnp-Transistor abschalten, der Kathodenstrom hört auf zu fließen, der Vierschichtbetrieb endet. Der IGCT schaltet nun ab wie ein pnp-Transistor mit offener Basis. Der Anodenstrom klingt mit einem Schweifstrom (*tail current*) ab, der durch den Abbau der in der n-Basis gespeicherten Ladungen bestimmt ist.

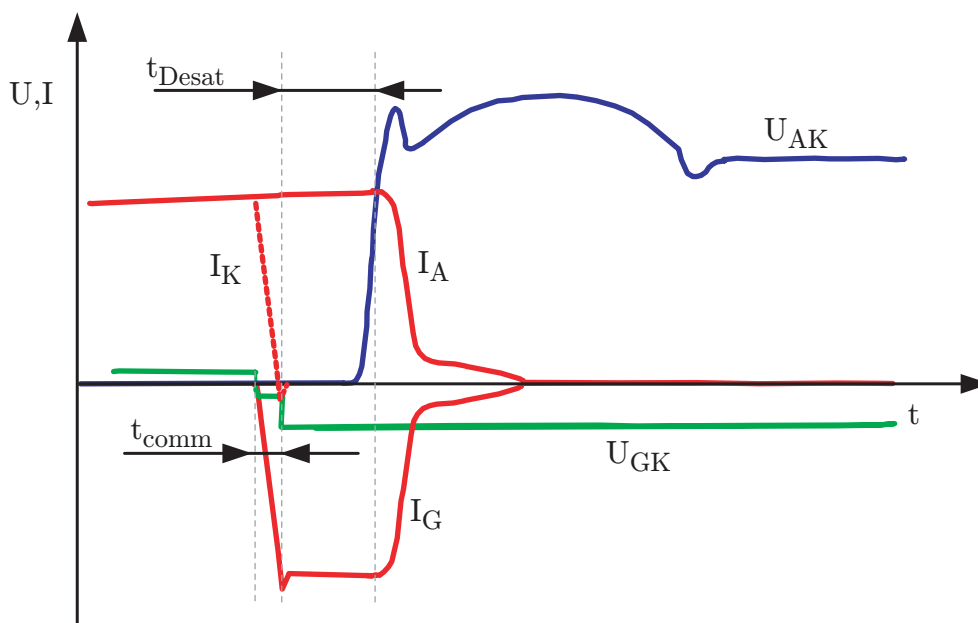


Abbildung 3.26: Prinzipieller Ausschaltverlauf eines IGCTs mit der Darstellung von Anoden-, Kathoden- und Gate-Strom, der Spannung über dem gesamten Bauelement sowie der Spannung über der Gate-Kathoden-Strecke (Zeitachse nicht maßstabsgetreu)

Das harte Abschalten mit der Stromverstärkung eins ist gewährleistet, solange die Verzugszeit t_{Desat} größer als Null ist. In diesem Abschnitt fließt kein Kathodenstrom I_K mehr, der Anodenstrom I_A ist aber sehr wohl noch vorhanden. Um das zu gewährleisten, muss bei gegebener Durchbruchspannung des Gate-Kathoden-Überganges die Streuinduktivität, wie in 3.3.2 gefordert, sehr klein sein. Eine möglichst hohe angelegte Gate-Kathodenspannung U_{GR} wäre für ein schnelles Ausräumen der Basis

des kathodenseitigen pnp-Transistors wünschenswert. Die maximale Gate-Kathodenspannung U_{GR} beim Ausschalten des IGCT wird aber begrenzt durch die Durchbruchspannung des Gate-Kathoden Überganges.

In Abbildung 3.27 sind die Ausschaltverläufe bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen dargestellt. Die Zeit t_{Comm} der Kommutierung des Anodenstromes I_A auf das Gate steigt mit wachsender Temperatur aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Rückwärtserholungsverhaltens des Gate-Kathoden Überganges. Die Temperaturabhängigkeit der Zeit t_{Desat} steigt mit wachsender Temperatur noch stärker an. Bei hohen Temperaturen ist die Ladungsträgerdichte in der n-Basis höher, diese Ladungen müssen ausgeräumt werden. Die Zeit t_{Desat} ist abhängig von der Ladungsträgerdichte in der n-Basis im leitenden Zustand. Das Sinken der Sperrschichttemperatur oder das Verringern der Ladungsträgerlebensdauer (siehe Abschnitt 3.5) ist gleichbedeutend mit der Verringerung der Zeit t_{Desat} . Daher wird der Temperaturbereich für sicheren Betrieb des IGCT nach unten begrenzt, üblicherweise auf $T_j = 10^\circ\text{C}$.

Für die Vermessung von Prototypen von 10-kV-IGCTs ist diese Tatsache in der Planung der Messungen zu berücksichtigen. Der maximal abschaltbare Strom I_{TGQM} steigt mit steigender Temperatur, so dass die ersten Messungen an neuen Bauelementen bei mittleren Temperaturen von $T_j = 85^\circ\text{C}$ durchgeführt werden.

Ein Merkmal des Ausschaltverlaufes eines IGCTs ist der relativ hohe Tail- oder Schweifstrom (*tail-current*), der durch die Technologie des Buffer Layers aber schnell abklingt [Bernet 2000, Klaka et al. 1997a]. Verursacht wird der Tailstrom durch die im Verhältnis zum Abschaltvorgang langsame Rekombination der in der n-Basis gespeicherten Ladungsträger. Mit steigender Temperatur steigt der Tailstrom in seiner Höhe und auch in der Dauer, in der er fließt. Der Tailstrom liefert einen wesentli-

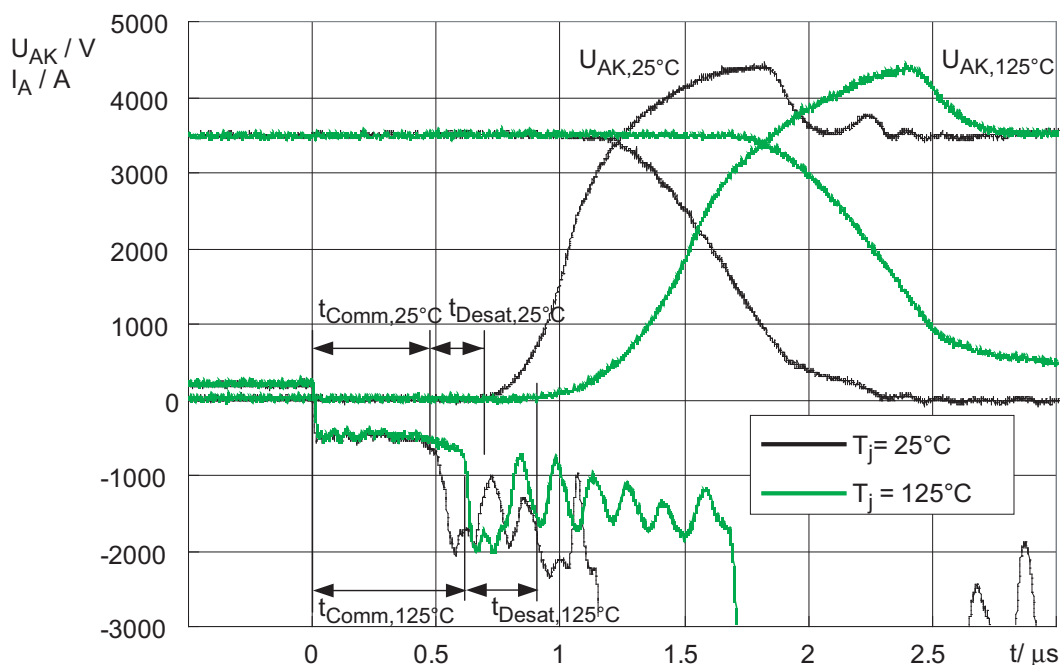


Abbildung 3.27: Ausschaltverlauf eines IGCTs bei den Temperaturen $T_j = 25^\circ\text{C}$ und $T_j = 125^\circ\text{C}$ ($U_{DC} = 3,3\text{ kV}$, $I_L = 3,5\text{ kA}$), nach [Stiasny et al. 2001]

chen Beitrag zu den Ausschaltverlusten des IGCTs, da über dem Bauteil bereits eine hohe Blockierspannung anliegt, während der Tailstrom fließt.

Die Ausschaltverluste des IGCTs werden durch Integration der Augenblicksleistung über die gesamte Zeit des Ausschaltens berechnet mit

$$E_{\text{Off}} = \int_{t=0}^{t=t_{\text{End}}} p(t) dt = \int_{t=0}^{t=t_{\text{End}}} U_{\text{AK}}(t) \cdot I_{\text{A}}(t) dt. \quad (3.18)$$

Als Startzeit $t = 0$ wird der Zeitpunkt der beginnenden Kommutierung des Anodenstromes gewählt, der Endzeitpunkt des Schaltvorganges ist erreicht, wenn der Anodenstrom den Wert des stationären Sperrstromes erreicht. Die Abbildung 3.28(a) zeigt den Verlauf eines Abschaltvorganges mit den eingetragenen zeitlichen Grenzen des Abschaltvorganges. Die Abbildung 3.28(b) zeigt den zeitlichen Verlauf der im Bauelement umgesetzten Augenblicksleistung und der Schaltverlustenergie.

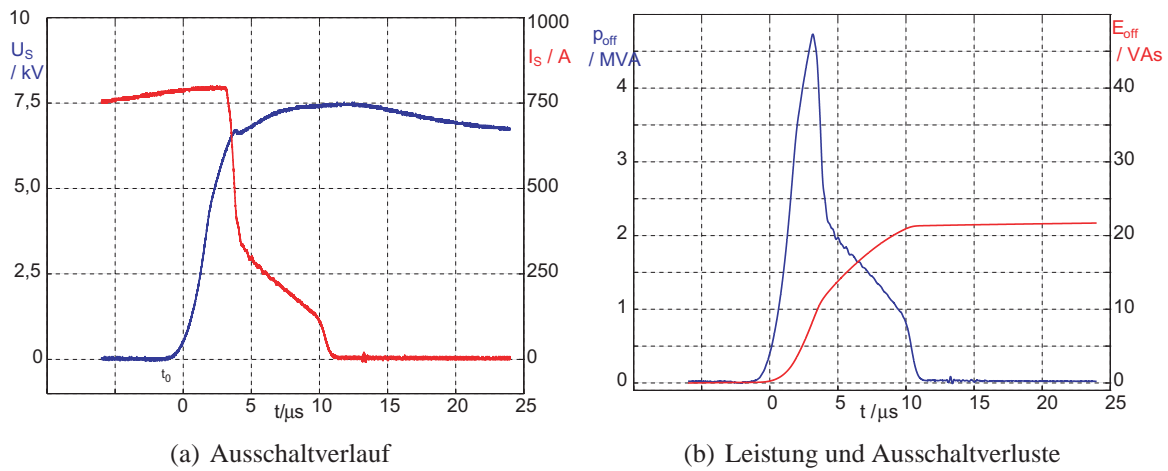


Abbildung 3.28: (a) Zeitlicher Verlauf eines IGCT-Ausschaltvorganges und (b) zeitlicher Verlauf der Augenblicksleistung (IL231.49)

Den Hauptanteil der Ausschaltverluste liefert der Zeitabschnitt der steigenden Spannung U_{AK} über dem IGCT bei noch fließendem Anodenstrom I_{A} und wird entsprechend durch die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung U_{AK} bestimmt [Bernet 2000].

Der Ausschaltverlauf des IGCT fordert im Unterschied zum GTO keinerlei Begrenzung des Spannungsanstiegs. Den Spannungsanstieg begrenzende Beschaltungsnetzwerke (du/dt -Snubber) begrenzen durch ihre Zeitkonstanten die maximale Schaltfrequenz, die an ihnen umgesetzten Verluste limitieren den Wirkungsgrad. Wenn auch eine Begrenzung des Spannungsanstiegs bei IGCTs nicht zwingend gefordert ist, so kann die Begrenzung des Spannungsanstiegs durch einen du/dt -Snubber die Schaltverluste senken oder aber entsprechend den maximal abschaltbaren Strom I_{TGQM} erhöhen und damit den sicheren Arbeitsbereich (SOA) erweitern. In Abbildung 3.29(a) sind die Ausschaltverläufe ohne und mit einem du/dt -Snubber dargestellt, die Abbildung 3.29(b) gibt die momentane Leistung und die Ausschaltverluste an.

Die Entmagnetisierung der Clamp-Beschaltung hat, wie in Abschnitt 3.7 dargestellt wird, einen Einfluss auf den Spannungsverlauf, nachdem der IGCT Blockierspannung übernommen hat. Der Verlauf des Tailstromes ist davon nahezu unbeeinflusst. Allerdings beeinflusst die Clamp-Auslegung die Ausschaltverluste, da die Spannungsüberhöhungen der Clamp-Entmagnetisierung auftreten, während der Tailstrom noch fließt.

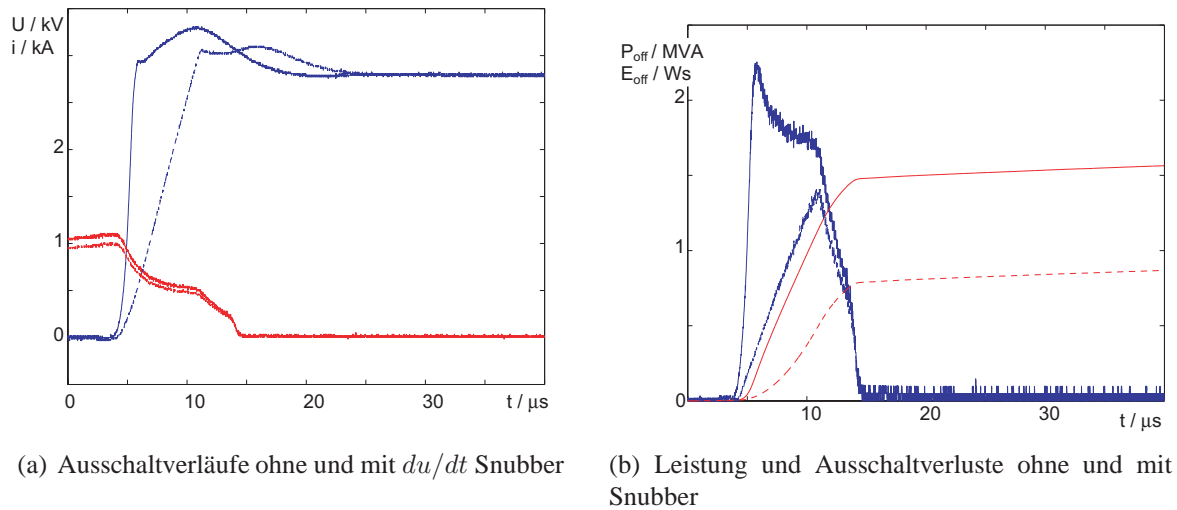


Abbildung 3.29: (a) Ausschaltverläufe eines 10-kV-IGCTs mit ($R_{\text{Sn}} = 1 \Omega$, $C_{\text{Sn}} = 0,625 \mu\text{F}$) und ohne Begrenzung des Spannungsanstieges und (b) entsprechende Momentanleistung und Ausschaltverluste ($U_{\text{DC}} = 6,8 \text{ kV}$, $I_{\text{L}} = 500 \text{ A}$, $T_{\text{j}} = 25^\circ\text{C}$)

3.4.5 Verhalten im Fehlerfall

Wird ein Kurzschluss außerhalb des Stromrichters, begrenzt in seinem Stromanstieg di/dt durch Kabel oder ein Filter, von der Steuerung erkannt, so kann der Stromrichter durch die schnell schaltenden IGCTs abgeschaltet werden, bevor deren maximal abschaltbarer Strom I_{TGQM} erreicht wird [Grüning und Ødegård 1997]. Tritt ein Kurzschluss im Stromrichter auf, so wird der Stromanstieg di/dt durch die Induktivität der Einschaltentlastung L_{Cl} begrenzt. Um die Überlastung der betroffenen Phase zu verringern, kann die Steuerung alle Phasen des Stromrichters zünden, um den Zwischenkreis zu entladen.

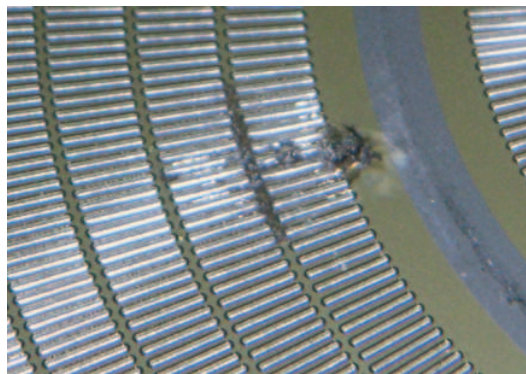


Abbildung 3.30: Defekter IGCT-Wafer mit durchlegiertem Kathodenfinger

Im Fehlerfall stellen IGCTs im Press-Pack-Gehäuse einen Kurzschluss dar. Üblicherweise liegt das Metall des Wafers an der Fehlerstelle durch, siehe Abbildung 3.30. Diese Eigenschaft ist besonders vorteilhaft für den Aufbau von Stromrichtern mit redundanten Ventilen, wie sie in hoch ausfallsicheren Anlagen eingesetzt werden. Hierbei werden zusätzliche IGCTs in Reihe in jeden Phasenbau-

stein montiert, so dass der der Ausfall eines IGCTs einen weiteren fehlerfreien Betrieb nicht verhindert [Bernet 2000].

3.4.6 Zuverlässigkeit

Zur Bemessung der Zuverlässigkeit von Bauelementen ist die *Ausfallrate* λ die gebräuchlichste Größe. Sie gibt an, wieviele Bauelemente in einem Zeitintervall Δt ausfallen. Als Einheit wird der Prozentsatz der ausgefallenen Bauteile pro Zeiteinheit mit der Einheit $\%/h$ oder $\%/1000h$ angegeben. Bei sehr geringen Ausfallraten wird die *failure unit* verwendet, sie ist definiert als die Anzahl der Ausfälle in 10^9 Stunden (1 FIT = 1 Fehler in 10^9h). Der im Bereich der Systementwicklung gebräuchliche Parameter der *mittleren Zeit bis zum Auftreten eines Fehlers MTTF* (Mean Time To Failure) kann aus der Ausfallrate λ errechnet werden mit [Dimitrijevic 2000]

$$MTTF = \frac{1}{\lambda}. \quad (3.19)$$

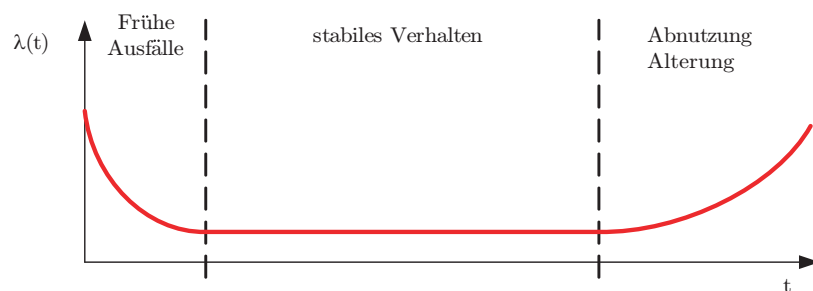


Abbildung 3.31: Typische Ausfallrate als Funktion der Zeit

Die Ausfallrate ändert sich mit der Betriebszeit und hat häufig die Form einer *Badewannenkurve*, wie in Abbildung 3.31 dargestellt [Dimitrijevic 2000, Abschnitt 11.1]. Schließt man die frühen Ausfälle durch einen geeigneten Fertigungsprozess aus [ABB GTO Book, Abschnitt 4], so kann über eine festgelegte Nutzungsdauer eine konstante Ausfallrate angegeben werden. Für leistungselektronische Bauelemente wird eine Ausfallrate von 100 FIT gefordert und als harter Parameter in das Design einbezogen [Bernet et al. 2003b]. Diese Ausfallrate bezieht sich üblicherweise auf den Leistungshalbleiter, die Komponenten der Ansteuerung sind hierin nicht enthalten. Der IGCT bringt die Zuverlässigkeit des GTO Press-Pack-Gehäuses ein. Geringe Bauteileanzahlen im Leistungsteil und eine etablierte Bauelementequalifizierung [Bernet 2000, ABB GTO Book] machen den IGCT zu einem zuverlässigen Mittelspannungsschalter.

Obwohl der IGCT mit einer recht anspruchsvollen Gateunit aufwartet, so liegt deren Bauelementeanzahl kaum über der moderner IGBT-Ansteuerungen. Die Aufbereitung der faseroptisch übermittelten Schaltimpulse ist identisch, gleiches gilt für den Aufwand an logischer Beschaltung [Bernet 2000]. Die parallelen MOSFETs und die Elektrolytkondensatoren liefern keinen nennenswerten Beitrag zur Ausfallrate des Systems IGCT im Normalbetrieb, dem stabilen mittleren Bereich der dargestellten Ausfallrate in Abbildung 3.31. Die Elektrolytkondensatoren haben sich allerdings als bestimmendes

Bauelement in Bezug auf die Alterung erwiesen. Neuere Entwürfe versuchen, diese durch keramische Kondensatoren zu ersetzen [Grüning und Koyanagi 2005, Köllensperger und DeDoncker 2005].

Die kosmische Strahlung oder Höhenstrahlung, deren Intensität mit der Höhe über dem Meeresspiegel ansteigt, wurde als Ursache für Ausfälle von Leistungshalbleitern mit hohen Vorwärtsströmen und hohen Blockierspannungen erkannt. Die Ursache sind hochenergetische Partikel, hauptsächlich Protonen, die im Weltraum auftreten und in die Atmosphäre eintreten und dort weitere hochenergetische Teilchen durch Kollision erzeugen. Hierbei können auch Neutronen entstehen, die einen Durchbruch eines blockierenden Leistungshalbleiters bewirken können. In [Kaminski und Stiasny 2005] wird die Ausfallrate λ von IGCTs durch ein mathematisches Modell unter Verwendung der Einflussgrößen der Zwischenkreisspannung U_{DC} , der Sperrschichttemperatur T_j und der Höhe h über dem Meeresspiegel beschrieben. Beim Entwurf neuer Bauelemente muss der Einfluss der Höhenstrahlung in der Festlegung von Sperrschichtweiten und Dotierungsstärken berücksichtigt werden, siehe Abschnitt 3.8.2 sowie [Zeller 1995, Eicher et al. 1996, Eicher und Bernet 2000].

3.5 Applikationsspezifische Parametereinstellung

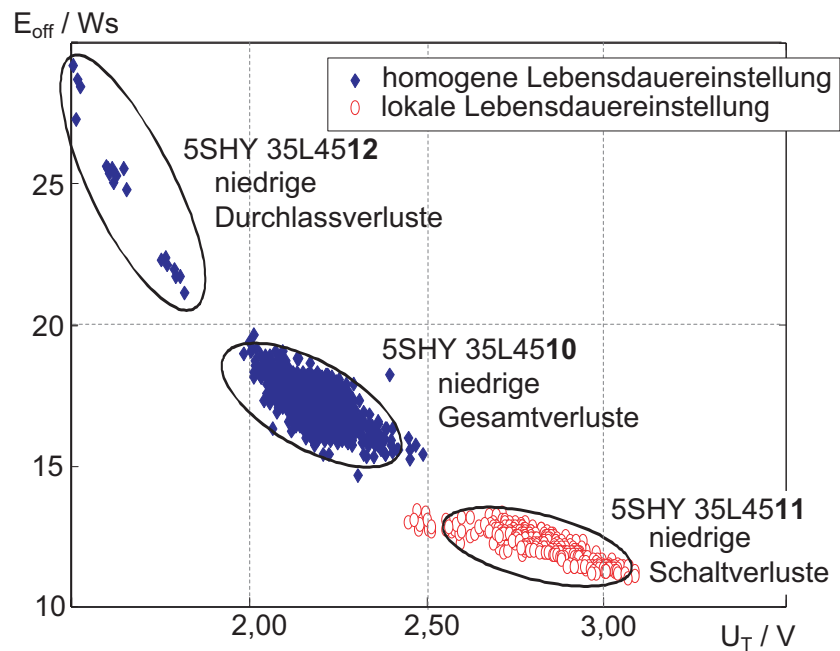
In den Applikationen im Mittelspannungsbereich werden verschiedene Anforderungen an den Leistungshalbleiter gestellt:

- IGCTs mit geringen Durchlassverlusten werden in Applikationen mit kleinen Schaltfrequenzen wie Netzkupplungen und Mittelspannungsschaltern in der Energieübertragung eingesetzt [Klingbeil et al. 2001]
- IGCTs mit geringen Schaltverlusten werden in Mittelspannungsstromrichtern mit hoher Schaltfrequenz eingesetzt.

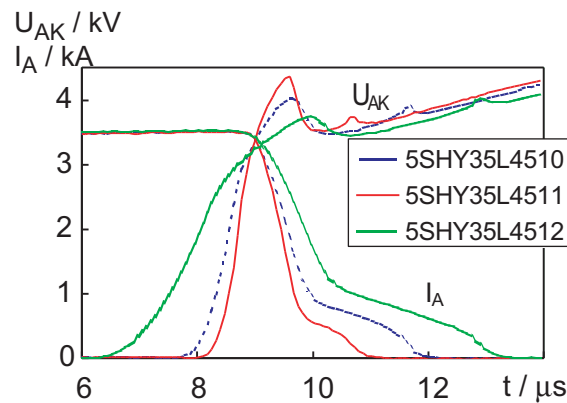
Um diese verschiedenen Anforderungen zu erfüllen, wird aus einem Basisentwurf eines IGCT eine Bauteilfamilie entwickelt. Die Änderung der Ladungsträgerlebensdauer durch Bestrahlung mit Elektronen und Protonen ermöglicht die *Einstellung* der Durchlass- und Schaltverluste auf einer Technologiekurve. Durch Protonenbestrahlung wird ein lokales Profil der Ladungsträgerlebensdauer eingestellt. Diese Bestrahlung bringt mehr Rekombinationszentren ein, so dass die Ausschaltverluste verringert werden können. Der Preis hierfür sind mit der steigenden Vorwärtsspannung U_T steigende Durchlassverluste, wie bereits in Abschnitt 3.2.5 beschrieben wird. Die Schaltverluste können um bis zu 20% gegenüber dem Standardentwurf verringert werden [Stiasny et al. 2001]. Andererseits kann die Bestrahlung das Verhalten auch hin zu geringen Durchlassverlusten optimieren. In der Abbildung 3.32(a) sind die Ergebnisse dreier Optimierungen mit ihrer Technologiekurve dargestellt.

Die Verringerung der Ladungsträgerlebensdauer in der n-Basis senkt die Ausschaltverluste. Mit einem schnelleren Ausräumen der Ladungsträger wird die Raumladungszone schneller aufgebaut, der Spannungsanstieg geschieht schneller und verkürzt damit auch die Phase des fließenden Schweißstromes, in der die Ladungsträger durch die Anodenspannung ausgeräumt werden [Stiasny et al. 2001]. Die Abbildung 3.32(b) zeigt Ausschaltverläufe von verschiedenen optimierten IGCTs. Die Bauteile mit der durch eine lokale Einstellung reduzierten Ladungsträgerlebensdauer (5SHY 35L4511) zeigen den verringerten Schweißstrom sowie einen schnelleren Anstieg der Blockierspannung.

Die experimentellen Untersuchungen von 10-kV-IGCTs in Kapitel 5 zeigt die Resultate der verschiedenen Bestrahlungen auch für dieses Bauteil.



(a) Technologiekurven



(b) Ausschaltverläufe

Abbildung 3.32: (a) Technologiekurven für asymmetrische 4,5-kV/4-kA-IGCTs mit verschiedenen Ladungsträgerlebensdauerprofilen (gemessen bei $U_{\text{DC}} = 2,8 \text{ kV}$, $I_{\text{L}} = 3,3 \text{ kA}$, $T_{\text{j}} = 125^\circ\text{C}$) (b) Ausschaltverläufe von asymmetrischen 4,5-kV/4-kA-IGCTs mit verschiedenen Ladungsträgerlebensdauerprofilen, Sperrschichttemperatur $T_{\text{j}} = 125^\circ\text{C}$, synchronisiert auf den Fall des Anodenstromes [Stiasny et al. 2001]

3.6 Ansteuerschaltung

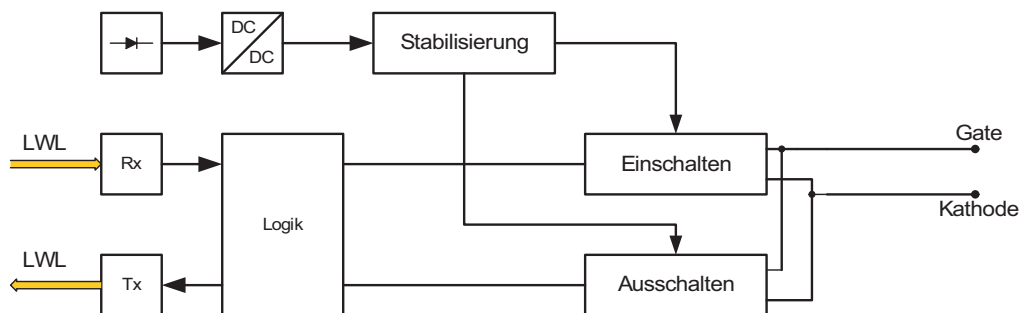
Die Ansteuerschaltung (Gateunit) eines GCT ist fest mit dem Leistungshalbleiter verbunden und kann daher nicht abgesetzt vom Leistungshalbleiter ausserhalb des Spannverbandes montiert werden. Neben der Erzeugung eines negativen Gatestromes zum Ausschalten muss die Ansteuerschaltung den Zündimpuls zum Einschalten liefern. Sie muss geeignet reagieren, wenn der GCT seinen Strom auf

die gegenüberliegende Diode kommutiert oder von der Diode übernimmt.

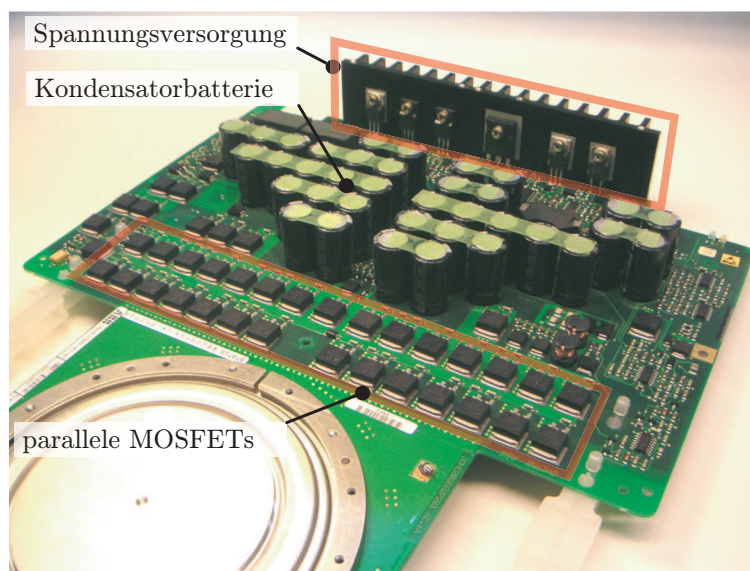
In Abbildung 3.33(a) ist das Blockschaltbild einer allgemeinen IGCT-Ansteuerschaltung (*Gateunit*) dargestellt. Das eingehende optische Triggersignal wird in ein elektrisches Signal umgesetzt. Eine logische Schaltung realisiert die Ansteuerung der einzelnen MOSFET-Schaltergruppen. Diese Baugruppe erzeugt auch als Statusrückmeldung das invertierte Eingangssignal zur Auswertung durch den Steuerrechner des Stromrichters. Für das Ein- und Ausschalten des IGCTs sind getrennte Schaltungsteile vorgesehen. Auf einen Anschluss der Anode wird üblicherweise verzichtet.

Die interne Spannungsversorgung versorgt alle Baugruppen mit der entsprechenden stabilisierten Versorgungsspannung. Die Gateunit des IGCTs wird immer auf Kathodenpotenzial betrieben. Eine galvanische Trennung der Gateunits erfolgt zentral in einer Zwischenversorgung und nicht auf der Gateunit selbst. So wird eine Standardisierung der Gateunits für viele Applikationen zu ermöglicht [Ødegård und Ernst 2002].

Zum Schutz der IGCTs werden verschiedene Zustände durch die Gateunit überwacht:



(a) Blockschaltbild



(b) Foto

Abbildung 3.33: (a) Funktionales Blockschaltbild der IGCT-Ansteuerschaltung und (b) Foto einer Ansteuerschaltung eines IGCT ABB 5SHY 35L4510

- Bei Ausfall der Spannungsversorgung wird der IGCT im aktuellen Zustand gehalten, solange die Spannungsversorgung für die Logikschaltkreise ausreicht.
- Ein Ein- und Ausschalten bei nicht angeschlossenem IGCT-Gate wird unterbunden, da die Bauelemente nicht für einen Betrieb mit offenen Klemmen ausgelegt sind.
- Bei einem Kurzschluss im Gate-Kreis wird die Gate-Kathoden-Spannung U_{GK} zu Null, die interne Versorgung geht in die Strombegrenzung und wird vom Gate-Kreis getrennt. Nach einer Erholzeit wird die Steuerung versuchen, die Versorgung wiederherzustellen. Ist der Kurzschluss behoben, arbeitet die Gateunit normal weiter, andernfalls speist die Gateunit Stromimpulse in den Gate-Kurzschluss.

3.6.1 Einschalten

Der Impuls zum Einschalten des IGCTs wird durch die Induktivitäten $L1$ und $L2$ bei eingeschalteten Schaltern $V1$, $V2$ und $V3$ erzeugt, siehe Abbildung 3.34(a). Beim Erreichen der notwendigen Amplitude wird der Strom stufenweise auf den Gate-Anschluss kommutiert, indem zunächst $V2$ und danach $V3$ abgeschaltet werden. Die geringe Streuinduktivität im Gate-Kreis ermöglicht ein zuverlässiges und schnelles Einschalten.

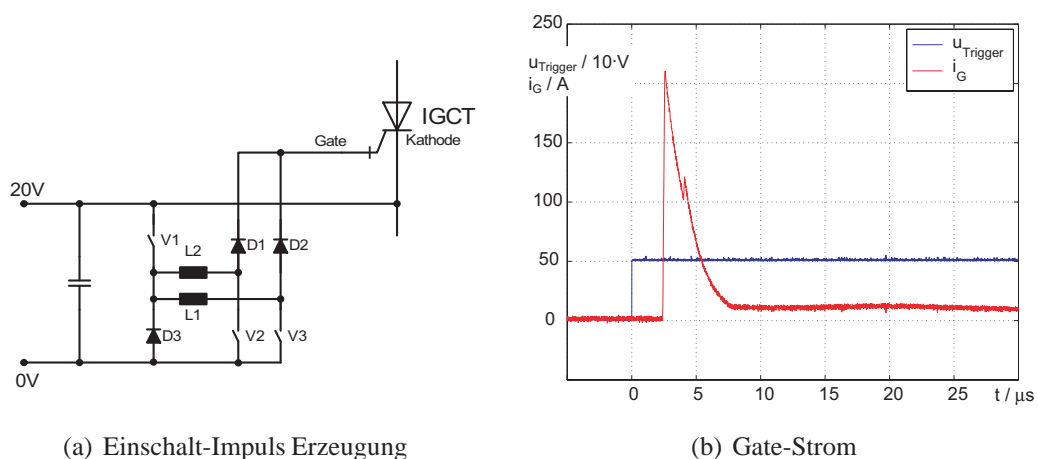


Abbildung 3.34: (a) Ansteuerungsbeschaltung zur Erzeugung des Einschaltimpulses und (b) gemessener Gate-Stromverlauf

Nach dem Einschalten beginnt der Anodenstrom nicht in allen Betriebszuständen sofort zu fließen. Der zweite Teil des Einschaltimpulses 3.34(b) gewährleistet ein sicheres Einschalten für den Fall, dass die Kommutierung durch die ausschaltende Diode verzögert wird [Ødegård und Ernst 2002].

3.6.2 Stationärer Gatestrom im leitenden Zustand

Während wie in Abschnitt 3.6.1 der Einschaltimpuls ausgelöst wird, wird mit der Schaltung nach Abbildung 3.35 der stationäre Haltestrom aufgebaut. Ein Toleranzbandregler regelt diesen stationären Gatestrom gemäß der Temperatur des Leistungshalbleiters. Bei einer niedrigen Umgebungstemperatur wird ein hoher Gatestrom benötigt; steigt die Temperatur, so sinkt der Gatestrom [Ødegård und Ernst 2002].

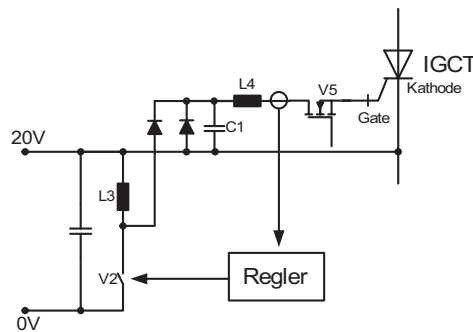


Abbildung 3.35: Ansteuerungsschaltung zur Erzeugung des Haltestromes

Während des eingeschalteten Zustands ist eine negative Spannung über der Gate-Strecke ein problematischer Betriebszustand für die Gateunit. Dieser Fall tritt ein, wenn eine antiparallele Diode Strom führt. Die Leistungsaufnahme der Gateunit steigt an, da weiterhin der stationäre Gatestrom eingepreßt wird. Dieser stationäre Gatestrom fließt aber nicht wie erwartet zur Kathode ab sondern zur Anode, womit der eingepreßte Gatestrom ansteigt. Direkt nach dem Nulldurchgang des Schalterstromes ist der IGCT nicht sofort in der Lage, in den eingeschalteten Zustand überzugehen. Der IGCT erfährt eine ansteigende Anodenspannung bei einem Strom in Vorwärtsrichtung, ohne den regenerativen Schalterzustand vollständig erreicht zu haben. Die damit verbundene Leistungsspitze (*Power Pulse*) ist in der Höhe nicht kritisch, tritt aber nicht homogen über der gesamten Fläche des IGCT-Wafers auf. Ein wiederholtes Auftreten dieser Pulse kann das Bauteil zerstören. Die Gateunit reduziert entsprechend die Zündimpulse bei negativer Gate-Kathodenspannung U_{GK} und löst selbständig einen neuen Zündimpuls (*Re-Trigger*) gemäß Abschnitt 3.6.1 aus, wenn die Gate-Kathodenspannung U_{GK} positiv geworden ist [Ødegård und Ernst 2002, Setz und Lüscher 2006].

Die Gateunit sieht auch das externe Re-trigger vor. Diese Maßnahme ist notwendig, wenn der IGCT ausgehend von einem kleinen Strom I_T einem großen Stromanstieg dI_T/dt ausgesetzt wird. Wenn der IGCT einen Strom deutlich oberhalb des Haltestromes führt, ist ein weiterer schneller Stromanstieg dI_T/dt nicht kritisch. Ausgehend von einem kleinen Strom I_T ist auch ein langsamer Stromanstieg nicht kritisch für den IGCT, da die Gateunit mit intern erzeugten Zündimpulsen reagieren kann [Setz und Lüscher 2006]. Oberhalb eines kritischen Stromanstieges $dI_{T,crit}/dt$ wird das erneute Erzeugen von Zündimpulsen durch die Stromrichtersteuerung extern realisiert.

3.6.3 Ausschalten

Die Ansteuerschaltung zum Abschalten des IGCTs ist in Abbildung 3.36(a) dargestellt. Der Schalter V6 besteht aus einer Parallelschaltung von mehreren MOSFETs. Zum Ausschalten des IGCTs wird der Schalter V6 hart durchgeschaltet, kurz nachdem der stationäre Gatestrom durch Ausschalten von V5 in Abbildung 3.35 ausgeschaltet wird. Hierdurch wird der komplette Anodenstrom auf das Gate kommutiert.

Während des ausgeschalteten Zustandes wird durch die Gateunit eine negative Spannung an das Gate angelegt, der Schalter V6 in Abbildung 3.36(a) bleibt geschlossen.

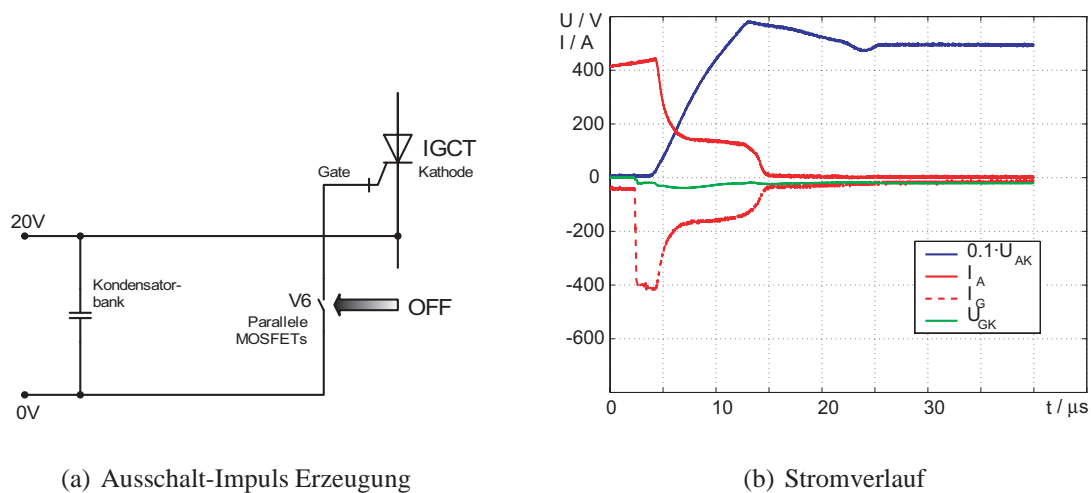


Abbildung 3.36: (a) Ansteuerschaltung zum Abschalten eines IGCTs und (b) an einem 10kV IGCT gemessene Verläufe von Gate- und Anodenstrom

3.6.4 Entwicklungspotenzial der Ansteuerschaltungen

Neuere Konzepte der Ansteuerung verfolgen die Reduzierung der Verlustleistung in der Ansteuerungsschaltung und deren mechanische Abmaße. Die aktuelle Entwicklung der Technologie geschalteter Stromversorgungen ermöglicht andere Schaltungskonzepte und ein neues mechanisches Design der Ansteuerschaltung. Das Ersetzen der Elektrolytkondensatoren durch keramische Mehrschichtkondensatoren erhöht in derartigen Konzepten die Ausfallsicherheit. Die rotationssymmetrische Anordnung der schaltenden MOSFETs und der keramischen Kondensatoren verringert die Streuinduktivität im Gatekreis. Der Trend der Stromversorgungstechnik in PCs zu höheren Strömen und schnelleren Schaltzeiten hat die Entwicklung der MOSFETs deutlich beeinflusst, so dass der Gatestrom nun mit einer geringeren Anzahl von MOSFETs geschaltet werden kann. Damit kann die Ansteuerschaltung deutlich verkleinert werden [Grüning und Koyanagi 2005].

Ein anderer Weg ist die Aufteilung der Aufgaben der Ansteuereinheit. Der für den Abschaltvorgang verantwortliche Teil, bestehend aus MOSFETs und der Kondensatorbank, wird in das Press-Pack-Gehäuse integriert. Auch hier wird auf Elektrolytkondensatoren zu Gunsten von keramischen Kondensatoren verzichtet. Dieser Schaltungsteil ist damit sehr niederinduktiv angebunden. Der verbleibende Teil der Ansteuerung ist hinsichtlich der Streuinduktivität nicht kritisch und kann wie bei IGBTs getrennt ausgeführt werden. Ein Prototyp dieses Ansatzes wird in [Köllensperger und DeDoncker 2005] und [Köllensperger und DeDoncker 2006] vorgestellt.

Die Versorgung der Ansteuerschaltung mit der benötigten Energie bietet ebenfalls Potenzial für neuartige Konzepte. Die Spannungsversorgung der einzelnen IGCTs muss für eine Isolationsspannung von mehr als 10 kV ausgelegt werden. Zum Erreichen hoher Bauteilspannungen werden in Reihe geschaltete Leistungshalbleiter immer durch eine RC- oder RCD-Beschaltung dynamisch symmetriert, wodurch direkt neben jedem IGCT eine Kapazität von $0,5 - 1 \mu F$ vorhanden ist. Aktuelle Entwicklungen nutzen die Energie, die in diesen Kapazitäten der Beschaltungsnetzwerke gespeichert ist für die Versorgung der Ansteuerschaltung [Bernet et al. 2002]. Die Energie, die hierfür nicht benötigt wird kann sogar in den Zwischenkreis zurückgespeist werden, wodurch die Verluste in den Beschaltungsnetzwerken gesenkt werden können [Holtz und Rösner 1999].

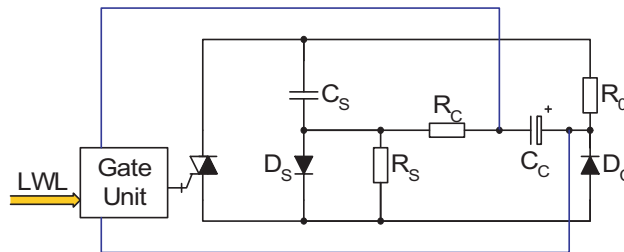


Abbildung 3.37: Regenerative Versorgung der Ansteuerschaltung aus den Beschaltungsnetzwerken [Holtz und Rösner 1999]

3.7 Auslegung der Einschaltentlastung

Wie in Abschnitt 3.4.2 beschrieben, wird beim Einschalten eines IGCTs eine Einschaltentlastung (auch *Clamp-Beschaltung* oder *Turn-On Snubber*) benötigt, um die abkommütierende Diode im zulässigen Arbeitsbereich auszuschalten.

In Stromrichtern wird das Abschalten einer Diode durch das Einschalten eines IGCTs erzwungen. Der zulässige Betrag des Stromgradienten di/dt einer ausschaltenden Diode liegt üblicherweise unterhalb dem des einschaltenden IGCTs, der ja gemäß Abschnitt 3.4.2 mit hohen Anstiegsgeschwindigkeiten hart eingeschaltet werden kann. Ein zu hoher Gradient di/dt einer abschaltenden Diode kann in Schaltungen mit induktiven Anteilen zu hohen Spannungen über der ausschaltenden Diode führen, die diese zerstören können [Mohan et al. 1995, Abschnitt 20-5]. IGCT-Stromrichter verwenden entweder eine Clamp-Beschaltung für alle drei Phasen oder je eine Clamp-Beschaltung pro Phase, wodurch modulare Phasenbausteine aufgebaut werden können [Steimer et al. 2005].

Die Schaltung in Abbildung 3.38 zeigt einen Kommutierungskreis einer Phase eines Spannungswechselrichters mit Einschaltentlastung (*Clamp-Beschaltung*).

3.7.1 Funktionsweise

Die Clamp-Induktivität L_{Cl} begrenzt den Stromanstieg beim Einschalten des IGCTs und somit die Stromabfallgeschwindigkeit der ausschaltenden Diode D_f . Die Abbildung 3.39(a) zeigt den im Stromanstieg begrenzten Kommutierungsvorgang beim Einschalten des IGCTs.

Die Clamp-Diode D_{Cl} und der Widerstand R_{Cl} dienen dem Abbau der in der Clamp-Induktivität L_{Cl} gespeicherten magnetischen Energie nach einem IGCT-Ausschaltvorgang. Damit die hierbei entstehende Spannungsspitze über dem IGCT klein ist, kann die durch die Entmagnetisierung entstehende Überspannung durch den Clamp-Kondensator C_{Cl} in ihrer Höhe begrenzt werden, siehe Abbildung 3.39(b).

Die analytische Berechnung der Strom- und Spannungsverläufe während des Ein- und Ausschaltvorganges wird im Anhang A gezeigt.

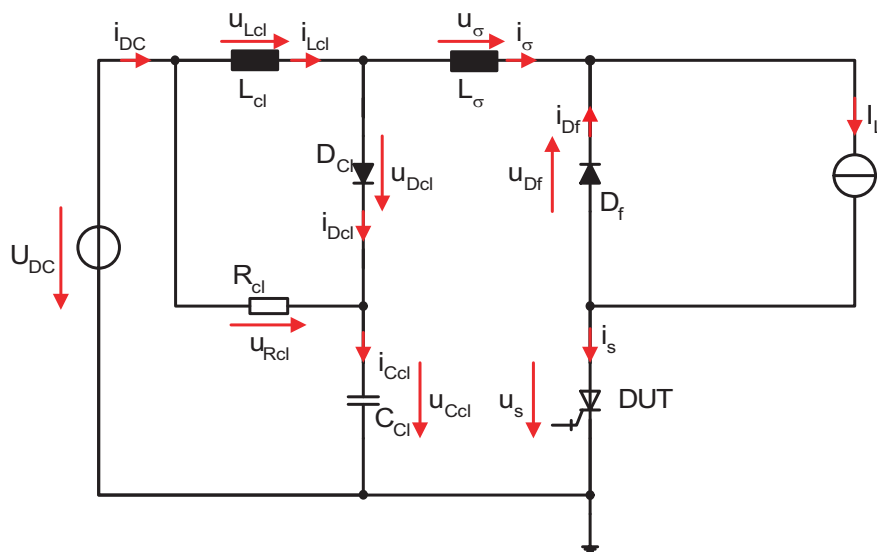


Abbildung 3.38: Ersatzschaltbild zur Berechnung des Verlaufes der Spannung am IGCT bei wirksamer Clamp-Beschaltung

3.7.2 Dimensionierung

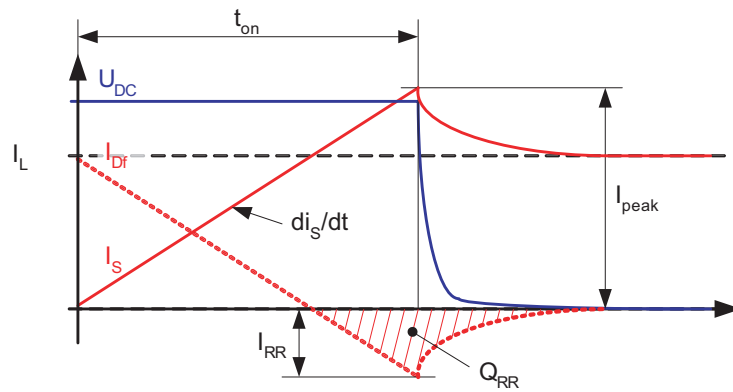
Beim Entwurf der Clamp-Beschaltung werden die Komponenten für die Anwendung nach den folgenden Maßgaben ausgelegt:

- Auslegung von L_{Cl} nach den Anforderungen an den Stromanstieg di/dt der ausschaltenden Diode und gegebenenfalls nach dem zu begrenzenden Kurzschlussstrom (siehe auch 3.4.5)
- Begrenzung der Überspannung während des Ausschaltens des IGCTs auf Werte unterhalb der maximal zulässigen dynamischen Blockierspannung U_{DRM} des IGCTs (siehe Abbildung 2.5 in Abschnitt 2.4)
- Begrenzung der gesamten Zeit des Ausschaltvorganges auf Werte kleiner als die minimale Pulsbreite

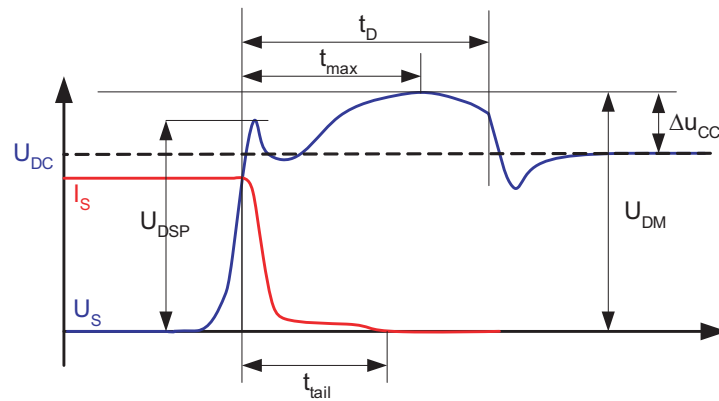
Typische Stromgradienten di/dt bei Dioden für Anwendungen im Mittelspannungsbereich liegen zwischen 200 und 1000 A/ μ s [Setz und Lüscher 2006]

Für die Berechnungen werden die beteiligten Schalter als ideal angenommen:

- Für die Durchlassspannungen gelten $U_D = 0$ für die Dioden und $U_T = 0$ für den IGCT.
- Die Diode erzeugt keine Rückstromspitze
- Die Zwischenkreisspannung U_{DC} wird als konstant angenommen, ebenso der fließende Laststrom I_L



(a) Einschaltvorgang



(b) Ausschaltvorgang

Abbildung 3.39: Prinzipielle (a) Einschalt- und (b) Ausschaltverläufe mit Clampbesaltung

3.7.2.1 Auslegung der Clamp-Induktivität

Die Auslegung der Clamp-Induktivität erfolgt durch Festlegung des maximal erlaubten Stromanstiegs di_{\max}/dt bei gegebener Zwischenkreisspannung U_{DC} . Dies muss für den gesamten Arbeitsbereich erfolgen, also die im Betrieb maximal auftretende Zwischenkreisspannung $U_{DC,\max}$ und den maximal fließenden Strom berücksichtigen.

Die Streuinduktivität L_σ im Clamp-Kreis kann vernachlässigt werden, da sie sehr klein gegenüber der Clamp-Induktivität L_{Cl} ist. Man errechnet den Wert der Clamp-Induktivität zu

$$L_{Cl} = \frac{U_{DC,\max}}{di_{\max}/dt} \quad (3.20)$$

In Abschnitt A.1 wird der lineare Stromverlauf durch den IGBT während des Einschaltvorganges berechnet zu

$$i_S(t) = \frac{U_{DC}}{L_{Cl}} \cdot t \quad (3.21)$$

Entsprechend ergibt sich der Strom durch die ausschaltende Freilaufdiode D_f zu

$$i_{Df}(t) = I_L - \frac{U_{DC}}{L_{Cl}} \cdot t. \quad (3.22)$$

Die Kommutierung ist mit der Annahme einer idealen Diode ohne Rückstromspitze nach der Zeit

$$t_E = I_L \cdot \frac{L_{Cl}}{U_{DC}} \quad (3.23)$$

abgeschlossen. Anforderungen an Schaltverluste in der Diode oder Begrenzung von Rückstromspitzen können darüberhinaus größere Werte für die Clamp-Induktivität erforderlich machen, so dass der Zusammenhang aus (3.20) den Minimalwert für die Clamp-Induktivität angibt.

3.7.2.2 Dimensionierung von Clamp-Widerstand und Clamp-Kondensator

Clamp-Widerstand R_{Cl} und Clamp-Kondensator C_{Cl} werden bei bereits festgelegter Clamp-Induktivität L_{Cl} unter Beachtung des Verhaltens beim Ausschalten des IGCTs dimensioniert.

In Abschnitt A.2 wird die durch die Entmagnetisierung der Clamp-Induktivität L_{Cl} auftretende Überspannung Δu_{CCl} während des Ausschaltvorganges hergeleitet zu

$$\Delta u_{CCl} = u_{CCl}(t) - U_{DC} = \frac{I_L}{\omega_1 C_{Cl}} e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t). \quad (3.24)$$

Hierin sind

$$\delta = \frac{1}{2R_{Cl}C_{Cl}} \quad \omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{Cl}C_{Cl}}} \quad (3.25)$$

Man errechnet die Zeit t_{Max} , zu der diese Überhöhung maximal wird mit

$$t_{Max} = \frac{1}{\omega_1} \arctan\left(\frac{\omega_1}{\delta}\right) \quad (3.26)$$

und entsprechend den Maximalwert der Spannungsüberhöhung zu

$$\Delta u_{CCl,max2} = \frac{I_L}{\omega_1 C_{Cl}} e^{-\delta t_{Max}} \sin(\omega_1 t_{Max}). \quad (3.27)$$

Die Zeit t_D , nach der die Clamp-Induktivität entmagnetisiert ist, also die Clamp-Diode abschaltet, wird gemäß Abschnitt A.2 errechnet zu

$$t_D = \frac{1}{\omega_1} \left(\pi - \arctan\left(\frac{\omega_1}{\delta}\right) \right) \quad (3.28)$$

In Abschnitt A.2 werden die Verläufe von Strömen und Spannungen des IGCTs sowie des Clamp-Kondensators durch Aufstellen einer Differentialgleichung zweiter Ordnung berechnet, aus denen dann die oben angegebenen Zeiten abgeleitet werden. Bei der Lösung der Differentialgleichung wird mit der Bedingung $\delta^2 < \omega_0^2$ der Verlauf einer gedämpften Schwingung angestrebt, da so die Clamp-Diode D_{Cl} nach dem Entmagnetisieren mit einer negativen Spannung beaufschlagt wird und abschaltet.

Es ist auch denkbar, in der Auslegung der Clamp-Beschaltung den aperiodischen Grenzfall mit $\delta^2 = \omega_0^2$ zu wählen. Für das Verhalten der Clamp-Diode ist dieser Ansatz jedoch nicht sinnvoll. Während des Entmagnetisierens der Clamp-Induktivität wird die Clamp-Diode in Durchlassrichtung betrieben. Kommt es nun zum Ausschalten der pin-Struktur der Clamp-Diode *ohne* eine Kommutierung, so kann die Zahl der im Mittelgebiet gespeicherten Ladungsträger nur durch Rekombination abnehmen. Die Abnahme erfolgt mit einer abklingenden Exponentialfunktion mit der Ladungsträgerlebensdauer τ_{H1} als Abklingkonstante. Die quantitative Beschreibung wird in [Porst 1979, Abschnitt 6.2] gegeben. Die Anwesenheit von mobilen Ladungsträgern im Mittelgebiet der pin-Struktur der Clamp-Diode ist allein nicht problematisch. Wenn allerdings der IGCT wieder eingeschaltet wird, wird die Clamp-Diode wieder in Vorwärtsrichtung betrieben. Sind zu diesem Zeitpunkt nicht alle mobilen Ladungsträger im Mittelgebiet der pin-Struktur der Clamp-Diode rekombiniert, so können diese Ladungsträger einen transienten Strom durch den IGCT erzeugen.

Abhilfe schafft das Ausräumen dieser mobilen Ladungsträger während des Ausschaltens des IGCTs durch Anlegen einer Spannung in Sperrrichtung der Clamp-Diode. Damit sind beim nächsten Einschalten des IGCTs keine mobilen Ladungsträger mehr in der pin-Struktur vorhanden [Porst 1979, Abschnitt 6.3]. In der Auslegung der Clamp-Beschaltung ist darauf zu achten, dass mit der Dimensionierung von R_{Cl} und C_{Cl} ein Abschalten der Clamp-Diode ermöglicht wird.

Die Abbildungen 3.40(a) bis 3.40(c) zeigen simulierte Ausschaltverläufe mit verschiedenen Clamp-Auslegungen. Für alle Verläufe ist die Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$, es fließt ein Laststrom von $I_L = 1 \text{ kA}$. Der Stromanstieg wird auf $500 \text{ A}/\mu\text{s}$ durch die Clamp-Induktivität von $L_{Cl} = 13,6 \mu\text{H}$ begrenzt.

Abbildung 3.40(a) zeigt den gewünschten Verlauf bei Verwendung eines Clamp-Kondensators von $C_{Cl} = 4 \mu\text{F}$ und einem Clamp-Widerstand $R_{Cl} = 2,3 \Omega$. Mit diesen Werten wird die Bedingung $\delta^2 < \omega_0^2$ eingehalten. Der Clamp-Kondensator ist nach etwa $50 \mu\text{s}$ entladen, die Clamp-Diode schaltet aus. Am IGCT tritt eine maximale Spannung von $U_{DRM} = 7950 \text{ V}$ auf.

Für den Verlauf der Abbildung 3.40(b) wurde ein Clamp-Widerstand von $R_{Cl} = 0,92 \Omega$ gewählt. Mit $\delta^2 = \omega_0^2$ liegt der aperiodische Grenzfall vor. Die maximale Überspannung fällt mit $U_{DRM} = 7300 \text{ V}$ kleiner aus, allerdings schaltet die Clamp-Diode nicht mehr mit einer angelegten Sperrspannung aus. Die Dämpfung der Clamp-Beschaltung ist zu hoch gewählt worden, Abhilfe schafft die Erhöhung des Clamp-Widerstandes R_{Cl} .

Der Verlauf in Abbildung 3.40(c) zeigt den Fall einer zu schwachen Dämpfung im Clamp-Kreis. Die Clamp-Diode schaltet ein zweites Mal in den Durchlasszustand. Die maximale Überspannung erreicht einen Wert von $U_{DRM} = 8480 \text{ V}$, der gesamte Vorgang der Entmagnetisierung ist erst nach $100 \mu\text{s}$ beendet. Ursache kann neben der zu schwachen Dämpfung auch eine zu hohe Streuinduktivität in der Zuleitung vom Zwischenkreis zur Schaltung sein. Abhilfe schafft in diesem Fall deren Reduzierung.

In diesem Abschnitt wird die Auslegung der Clamp-Beschaltungselemente R_{Cl} und C_{Cl} während des Abschaltens des IGCTs beschrieben mit dem Ziel, die Überspannung zu begrenzen und ein sicheres Ausschalten der Clamp-Diode zu ermöglichen. Beim Abschalten des IGCTs ist die maximale Überspannung gemäß (3.24) abhängig vom durch den IGCT abgeschalteten Strom. Beim Ausschalten der Diode D_f wird die Überspannung im Clamp-Kreis durch die Rückstromspitze der Diode D_f erzeugt. Da üblicherweise der durch den IGCT maximal abgeschaltete Strom I_{TGQ} wesentlich größer ist als die Rückstromspitze I_{RRM} der Diode ist, genügt die Auslegung beim Ausschalten des IGCTs auch den Anforderungen beim Ausschalten der Freilaufdiode [Setz und Lüscher 2006].

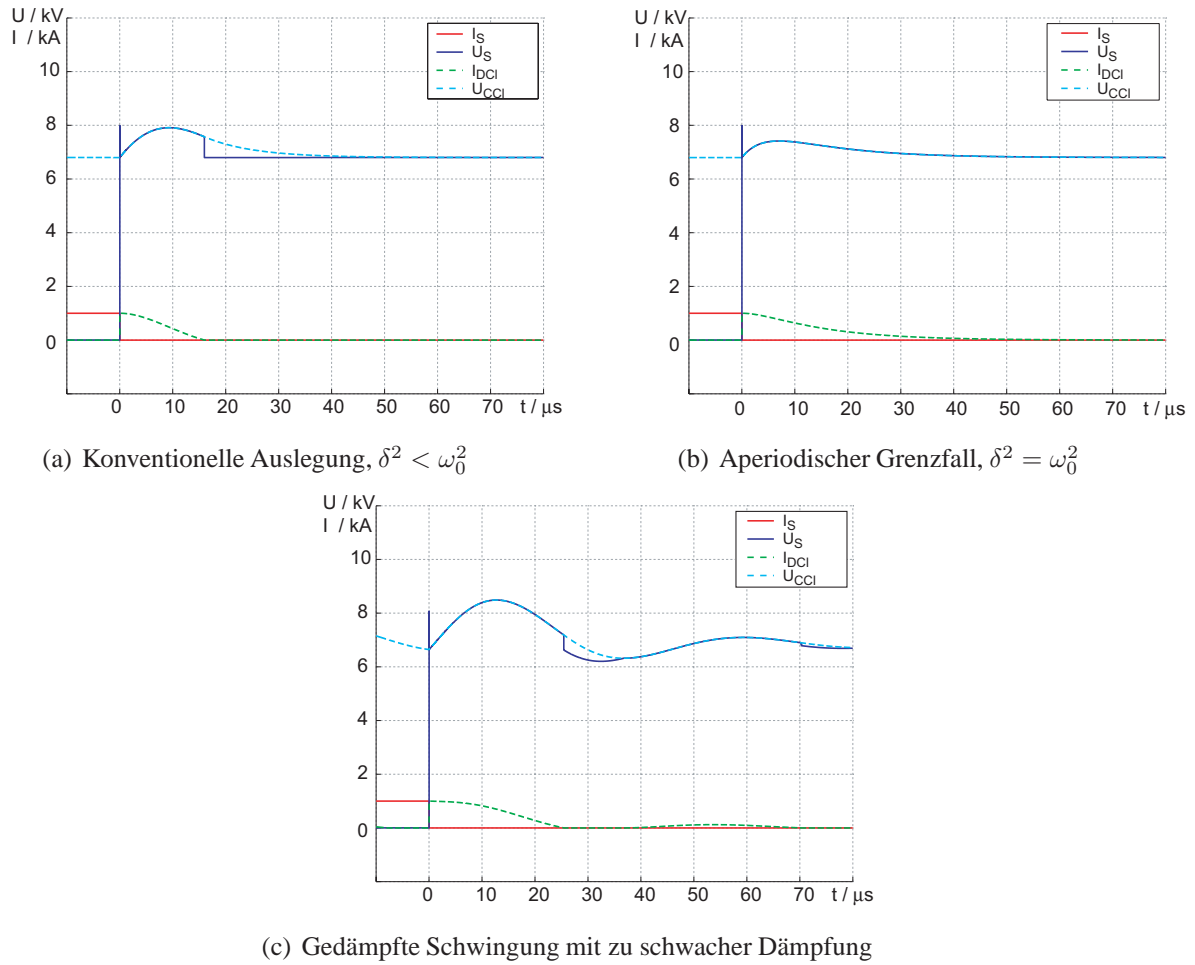


Abbildung 3.40: Simulierte Ausschaltverläufe bei $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$, $I_L = 1 \text{ kA}$ und $L_{Cl} = 13,6 \mu\text{H}$ (a) mit normaler Auslegung $C_{Cl} = 4 \mu\text{F}$, $R_{Cl} = 2,3 \Omega$, (b) mit zu starker Dämpfung und $C_{Cl} = 4 \mu\text{F}$, $R_{Cl} = 0,92 \Omega$, (c) zu schwacher Dämpfung

3.7.2.3 Einfluss der Streuinduktivität

Die Streuinduktivität L_σ im Clamp-Kreis erzeugt eine Spannungsspitze im Ausschaltverlauf direkt nach dem steilen Anstieg der Spannung über dem IGCT. Diese Spannungsspitze errechnet sich mit

$$\Delta U_{S,\max 1} = L_\sigma \cdot \frac{di_S}{dt} \quad (3.29)$$

Diese Spannungsspitze wird nicht durch die dämpfenden Elemente des Clamps beeinflusst. Die Streuinduktivität kann gering gehalten werden, in dem der Spannverband möglichst kompakt aufgebaut wird, die Clamp-Diode mit in den Spannverband integriert wird und die Zuleitungen kurz gehalten werden.

Die Abbildung 3.41(a) zeigt den Ausschaltverlauf eines 10-kV-IGCTs (IL231.31) bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ im normalen Messaufbau. In der Abbildung wurde die Streuinduktivität L_σ durch eine montierte Luftspule um $\approx 500 \text{ nH}$ erhöht. In beiden Fällen wurde ein Strom von $I_S = 600 \text{ A}$ abgeschaltet.

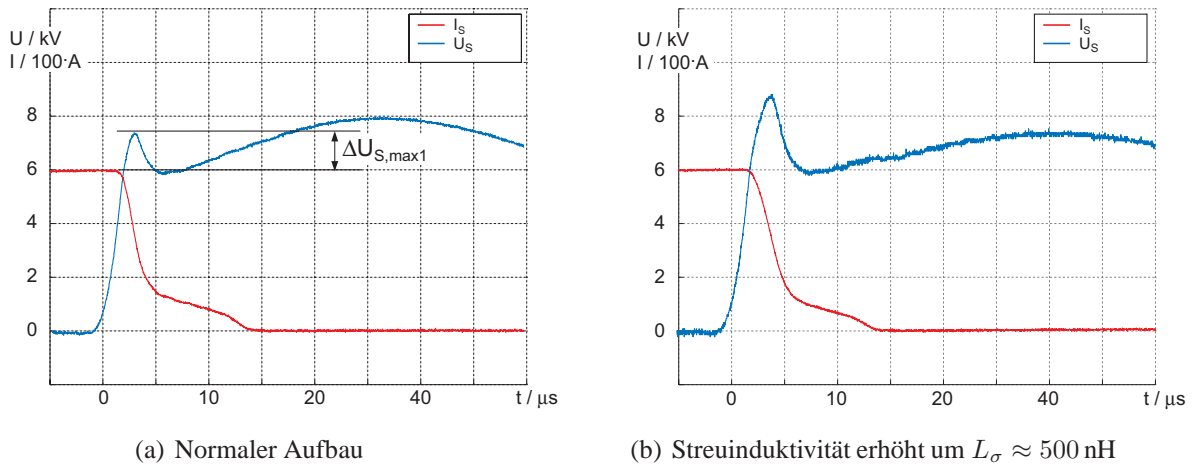


Abbildung 3.41: Ausschaltverläufe eines IGCT bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ und einem abgeschalteten Strom von $I_S = 600 \text{ A}$ (a) (b)

3.8 Design von 10-kV-IGCTs

3.8.1 Designanforderungen

Aus den Spannungsanforderungen für IGCTs, wie in der Tabelle 2.2 und der Abbildung 2.5 dargestellt, ergibt sich für 10-kV-IGCTs die Forderung, eine langzeitstabile Ausfallrate von 100 FIT bei einer nominalen DC-Spannung von $U_{DC,nom} = 5,9 \text{ kV}$ zu realisieren. Die nominale DC-Spannung $U_{DC,nom}$ am IGCT entspricht der zulässigen Überspannung von 15% im 7,2-kV-Netz, die sich im Dreipunkt-Spannungswechselrichter auf zwei in Reihe geschaltete Zwischenkreiskondensatoren aufteilt:

$$U_{DC,nom} = \frac{1}{2} U_{ll,n,RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,15 \quad (3.30)$$

Die maximale DC-Spannung entspricht einer kurzzeitigen Spannungsüberhöhung um 33% im 7,2-kV-Netz und begrenzt mit $U_{DC,max} = 6,8 \text{ kV}$ den geforderten sicheren Arbeitsbereich (SOA, *Safe Operating Area*) des 10-kV-IGCTs. Ein 10-kV-IGCT muss bei maximaler Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ für eine Zeit von 15 s bei dieser Spannung arbeiten können, ohne zu versagen. Die maximale wiederholt anlegbare Vorwärtsblockierspannung U_{DRM} wird zur Beherrschung der transienten Vorgänge im Stromrichter mit $U_{DRM} = 10 \text{ kV}$ angesetzt, siehe Abbildung 2.5 in Abschnitt 2.4.1.

Weitere Anforderungen beziehen sich auf die zulässigen Verluste beim Betrieb von 10-kV-IGCTs. In Stromrichtern mit Stromrichterausgangsspannungen in dem hier vorgestellten Bereich wird die maximale Stromrichterausgangsleistung durch die in den Leistungshalbleitern umgesetzte Verlustleistung begrenzt. Daher sind die gesamten Verluste so gering wie möglich zu halten. Die hier diskutierten 10-kV-IGCTs haben eine sehr breite neutrale n-Basis, um die hohe Blockierspannung aufnehmen zu können. Hierdurch steigen nicht nur die Durchlassverluste und die Schaltverluste an, auch die Blockierverluste können nicht vernachlässigt werden. Die Raumladungszone ist im Blockierfall sehr breit. Durch den Herstellungsprozess werden aber geringe Werte für Ladungsträgerlebensdauer eingestellt, um die Ausschaltverluste gering zu halten. Für geringste Verluste ist die Dicke des IGCT-Wafers so klein wie möglich zu wählen [Eicher und Bernet 2000]. Abhängig von der Schaltfrequenz wird,

wie in Abschnitt 3.5 beschrieben, der Wafer des 10-kV-IGCT hinsichtlich geringer Durchlassverluste oder geringer Schaltverluste optimiert.

Ein großer sicherer Arbeitsbereich und geringe Einschalt- und Ausschaltverluste gemäß der Technologiekurve aus Abbildung 2.6 sind wichtige Anforderungen an das Design der 10-kV-IGCTs und ermöglichen eine hohe Ausnutzung der installierten Siliziumfläche [Bernet et al. 2003b].

3.8.2 Design

Der Entwurf eines 10-kV-IGCTs bedeutet zunächst eine weite, schwach dotierte n-Basis zu realisieren, um die hohe Blockierspannung U_{DRM} aufnehmen zu können. In diesem Design-Schritt sind bereits alle Anforderungen hinsichtlich der kontinuierlichen DC-Spannung $U_{\text{DC,nom}}$, der maximalen DC-Spannung $U_{\text{DC,max}}$ und der Blockierspannung U_{DRM} zu berücksichtigen. Die Weite der n-Basis und ihre Substratdotierung beeinflussen das Verhalten des IGCTs signifikant. Zu berücksichtigen sind die Durchbruchspannung sowie deren Temperaturabhängigkeit, der Leckstrom nach dem Einstellen der Ladungsträgerlebensdauer, der Spannungsabfall im leitenden Zustand und die Unempfindlichkeit gegenüber kosmischer Höhenstrahlung. Andererseits bedeutet eine minimale Dicke des IGCT-Wafers die Minimierung der Durchlass- und Schaltverluste. Der komplexe Prozess der Optimierung dieser Anforderungen wird dadurch vereinfacht, dass sowohl die Anforderungen hinsichtlich Durchbruchspannung als auch die Widerstandsfähigkeit gegenüber kosmischer Strahlung besonders für niedrige Temperaturen wichtige Design-Kriterien sind. Sie hängen nicht von thermischen Stabilitätskriterien ab. Somit ist es sinnvoll, im Entwurfsprozess zunächst die Substratdotierung bei minimaler Bauteildicke festzulegen und dann in einem weiteren Schritt die Ladungsträgerlebensdauer über den Temperaturbereich einzustellen [Bernet et al. 2003b].

Die Dimensionierung der Weite der n-Basis geschieht unter der Berücksichtigung der Anforderungen zweier grundlegender Anforderungen [Eicher et al. 1996]:

- Bei der anliegenden maximalen Blockierspannung U_{DRM} darf die kritische elektrische Feldstärke nicht überschritten werden, um einen Avalanche-Durchbruch der Sperrschicht zu vermeiden.
- Um Ausfälle durch kosmische Strahlung zu verhindern, darf ein maximaler Wert für das elektrische Feld in der n-Basis bei anliegender maximaler Blockierspannung nicht überschritten werden [Zeller 1994].

Die kritische Feldstärke bei beginnendem Avalanche-Durchbruch $E_{\text{krit,Av}}$ kann bei gegebener Dotierung N_{B} berechnet werden zu [Baliga 1987]

$$E_{\text{krit,Av}} = 4010 \cdot N_{\text{B}}^{0,125} \quad (3.31)$$

Hierbei wird näherungsweise von einem abrupten pn-Übergang und ausgedehnten parallelen Kontakten ausgegangen. Mit der Elementarladung e und der Dielektrizitätskonstante ε kann ein Faktor R_{E} für die Reduzierung des elektrischen Feldes pro Länge in der n-Basis definiert werden [Zeller 1994]

$$R_{\text{E}} = \frac{e}{\varepsilon} \cdot N_{\text{B}} \quad (3.32)$$

Hiermit kann ein Zusammenhang für die minimale Dicke der n-Basis w_n bei einer gegebenen DC-Spannung U_{DC} angegeben werden mit [Eicher et al. 1996]

$$w_n = \frac{E_{\text{krit,Av}} - \sqrt{E_{\text{krit,Av}}^2 - 2 \cdot R_E \cdot U_{DC}}}{R_E}. \quad (3.33)$$

Die Gleichung hat eine Lösung, solange der Ausdruck unter der Wurzel nicht negativ wird. Wenn die Hintergrunddotierung einen Maximalwert überschreitet, wird das elektrische Feld zu Null, bevor der Rand der neutralen n-Basis erreicht wird. Man errechnet die obere Grenze der Hintergrunddotierung bei einer gegebenen Blockierspannung zu

$$N_B = \left(\frac{\varepsilon}{e} \frac{4010^2}{2 \cdot U_{DC}} \right)^{(4/3)} \quad (3.34)$$

Der Verlauf von N_B als Funktion der Blockierspannung ist in Abbildung 3.42 dargestellt. Für eine Blockierspannung von 10 kV muss nach (3.34) für die Hintergrunddotierung $N_B < 0,92 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ gelten.

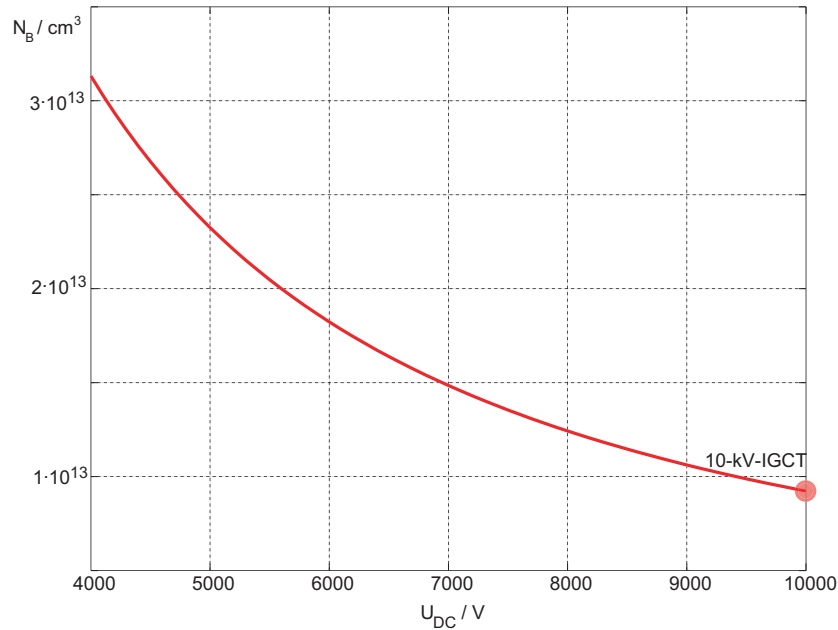


Abbildung 3.42: Maximale Hintergrunddotierung N_B als Funktion der Blockierspannung gemäss (3.34)

Der Verlauf von w_n nach Zusammenhang (3.33) als Funktion der Hintergrunddotierung N_B ist in der Abbildung 3.43 für verschiedene DC-Spannungen dargestellt (durchgezogene Linien). Für 10-kV-Bauteile ergibt sich hiernach eine Untergrenze der Weite der n-Basis von $w_n \approx 700 \mu\text{m}$ bei einer Dotierung von $N_B \approx 3 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$.

Der zweite Parameter, der in der Festlegung der minimalen Weite der n-Basis zu berücksichtigen ist, ist die zu erwartende Ausfallrate infolge kosmischer Höhenstrahlung, siehe hierzu auch Abschnitt 3.4.6.

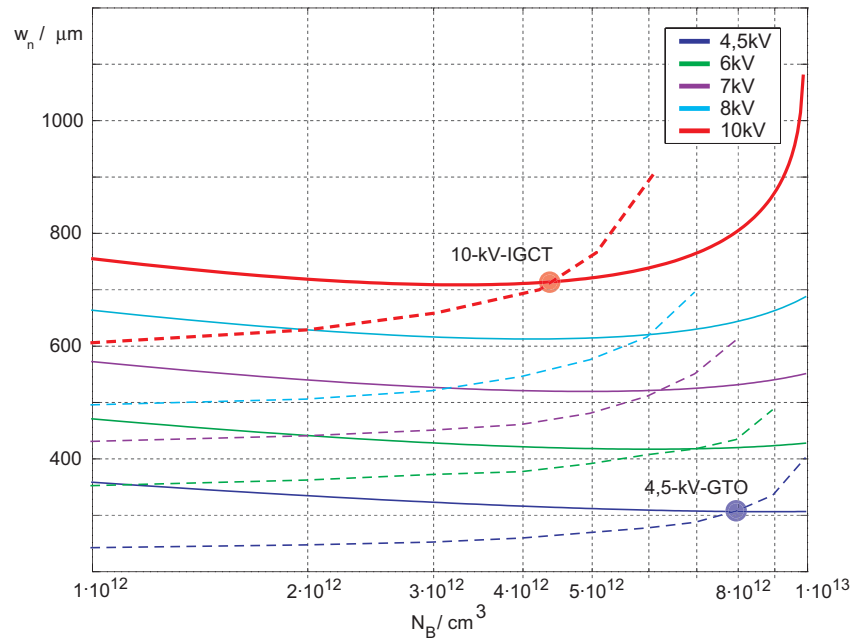


Abbildung 3.43: Minimale Weiten der n-Basis für verschiedene Blockierspannungen, dimensioniert nach der maximalen Blockierspannung (durchgezogenen Linien) und nach erwarteter FIT-Rate (gestrichelte Linien)

Die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalles des Leistungshalbleiters durch die Einwirkung kosmischer Höhenstrahlung wird durch ein phänomenologisches Modell in [Zeller 1995] in Abhängigkeit von den Entwurfsparametern beschrieben zu:

$$\lambda_{\text{FIT}} = 1,45 \cdot 10^9 \cdot \rho_N \cdot S^2 \cdot e^{-\frac{83,41}{S}} \cdot A. \quad (3.35)$$

Hierin ist λ_{FIT} die Ausfallrate in Ausfällen pro 10^9h , ρ_N ist der spezifische Widerstand des n-dotierten Halbleitermaterials der n-Basis, A entspricht der aktiven Fläche des Leistungshalbleiters und S ist proportional zur maximalen elektrischen Feldstärke innerhalb der n-Basis und wird gemäß [Zeller 1994, Zeller 1995] für den Fall eines *punch-through*-Bauelements mit trapezförmigem Feldverlauf bestimmt zu:

$$S = 0.2786 \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{w_n} + 0.8972 \cdot \frac{w_n}{\rho_N} \quad (3.36)$$

Die Ausfallrate wird mit $2 \text{ FIT}/\text{cm}^2$ angesetzt, was bei einem 91 mm-Wafer mit einer aktiven Fläche von $A = 50 \text{ cm}^2$ den Wert von 100 FIT bedeutet. Mit der Annahme, dass 58% der Blockierspannung über der n-Basis abfallen [Eicher et al. 1996] kann die minimale Weite der n-Basis berechnet werden. In der Abbildung 3.43 ist der Verlauf der so ermittelten minimalen Weite w_n für verschiedene Blockierspannungen U_{DRM} mit dargestellt (gestrichelte Linien).

Die Abbildung 3.43 liefert, wie in [Eicher et al. 1996] beschrieben, ein Entwurfskriterium zur Bestimmung der Weite w_n und der Hintergrunddotierung der n-Basis. Für ein Bauteil mit einer geforderten Blockierspannung von $U_{\text{DRM}} = 4,5 \text{ kV}$ muß aus der Anforderung nach Stabilität gegenüber kosmischer Strahlung (gestrichelte Kurve für $U_{\text{DRM}} = 4,5 \text{ kV}$ in Abbildung 3.43) eine Substratdotierung kleiner als $1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ gewählt werden. Unter Berücksichtigung der Anforderungen hinsichtlich der kritischen Feldstärke (durchgezogene Kurve für $U_{\text{DRM}} = 4,5 \text{ kV}$ in Abbildung 3.43) muß ei-

ne Substratdotierung von $8 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$ verwendet werden, die minimale Weite der n-Basis ist dann $w_n = 310 \mu\text{m}$ [Eicher et al. 1996].

Die Abbildung 3.43 zeigt für Bauelemente mit einer Spitzenblockierspannung von $U_{\text{DRM}} = 10 \text{ kV}$ mit steigender Substratdotierung steigende minimale Basisweite, die Feldverteilung im blockierenden Bauteil wird flacher und der Maximalwert des elektrischen Feldes wird reduziert. Der verwendete Prozess zur Herstellung² des dotierten Substrates erlaubt die Herstellung von Silizium mit einer Substratdotierung von $4,2 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$ [Eicher und Bernet 2000]. Dieser Wert entspricht einem spezifischen Widerstand von $1000 \Omega \text{ cm}$. Nach Abbildung 3.43 kann die Weite der n-Basis mit $\approx 700 \mu\text{m}$ festgelegt werden, um die Anforderungen zu erfüllen. Die in [Eicher und Bernet 2000] vorgestellten Berechnungen weisen einem so entworfenen 10-kV-IGCT simulativ ein gutes Verhältnis zwischen Zuverlässigkeit und Verlusten nach. Neuere Berechnungen haben zu einem etwas konservativen Entwurf der Basisweite geführt [Bernet et al. 2003a, Bernet et al. 2003b] und legen die maximale Weite der n-Basis zu $w_n = 900 \mu\text{m}$ fest.

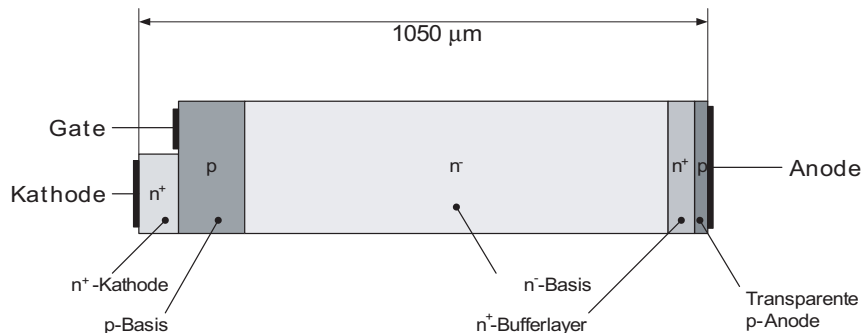


Abbildung 3.44: Eindimensionales Modell des 10 kV IGCTs

Die ersten Muster von 10-kV-IGCTs werden mit einem Wafer mit einer Dicke von $d = 1050 \mu\text{m}$ und einem spezifischen Widerstand von $1000 \Omega \text{ cm}$ realisiert, siehe Abbildung 3.44. Der Herstellungsprozess entspricht dem Standard GTO/IGCT Prozess zur Herstellung von Bauelementen mit Blockierspannungen von $U_{\text{DRM}} = 4,5 \dots 6,5 \text{ kV}$. Komplettiert wird der Entwurf durch die auch bei den IGCTs mit niedrigerer Blockierspannung übliche doppelt-diffundierte p-Basiszone und einen hoch dotierten Kathodenemitter. Ein hochdotierter Bufferlayer begrenzt das elektrische Feld und eine niedrig dotierte transparente Anode realisiert einen Anodenemitter mit niedriger Effektivität.

Der Hauptunterschied der neuen 10-kV-IGCTs verglichen mit den IGCTs mit niedrigerer Blockierspannung ist die Verringerung der Substratdotierung in der n-Basis und deren deutliche Verbreiterung. Diese beiden Veränderungen haben zur Folge, dass mit dem Standardprozess der doppelt diffundierten Bor- und Aluminiumdotierung das Profil der p-Basis im Falle des 10-kV-IGCTs ein wesentlich abrupterer pn-Übergang zwischen p- und n-Basis realisiert wird. Dieser ist bekannt nachteilig für die Stabilität gegenüber dem dynamischen Avalanche dieses pn-Überganges. Um dies zu kompensieren, wurden die ersten Muster der 10-kV-IGCTs mit einem sehr tiefen Aluminiumprofil versehen. Die Tiefe des Blockierspannung übernehmenden pn-Überganges liegt so bei $190 \mu\text{m}$ verglichen mit einem

²Verwendet wird die Neutronen-Transmutation Dotierung, NTD

Standardwert von 120 μm . Das Verhältnis der Weiten von p- und n-Basis bleibt erhalten. Von dieser Maßnahme wird ein positiver Einfluss auf den sicheren Arbeitsbereich erwartet, wenn hohe Spannungen geschaltet werden müssen. Erste Wafer mit dem tieferen Aluminiumprofil haben in dynamischen Tests bei kurzzeitigen Blockierspannungen bis zu 7 kV ein besseres Schaltverhalten gezeigt als mit dem Standardprofil [Bernet et al. 2003b]. Dieses tiefere Profil wurde deshalb für die Herstellung der ersten Muster von 10-kV-IGCTs verwendet.

3.8.3 Die 10-kV-IGCT Familie

Entsprechend den Überlegungen aus Abschnitt 3.5 sind auch mit dem Wafer des 10-kV-IGCTs applikationsspezifische Optimierungen möglich. Ansatzpunkt ist die Einstellung der Ladungsträgerlebensdauer durch Bestrahlung mit Elektronen [Baliga 1987, Abschnitt 2.3.4]. Die Bestrahlung des Wafers bei Raumtemperaturen mit hochenergetischen Elektronen führt zu teilweise transienten Vorgängen wie Ionisierung und energetischer Anregung und zu bleibenden Defekten im Material wie der Entfernung von Atomen aus ihren Position im Kristall. Einige dieser Defekte sind instabil und *heilen* bei Raumtemperatur *aus*. Die erzeugten Leerstellenpaare im Substrat (*divacancies*) heilen erst bei Temperaturen im Bereich von $T = 225 - 290^\circ\text{C}$ aus, sie sind also in dem Temperaturbereich von Sperrschichttemperaturen $T_j < 150^\circ\text{C}$, in dem Leistungshalbleiter betrieben werden, stabil [Ghandi 1977, Abschnitt 6.3.2.2].

Die Elektronenbestrahlung hat gegenüber der Dotierung mit Fremdatomen zur Kontrolle der Ladungsträgerlebensdauer die Vorteile der besseren Dosierbarkeit und des Einsatzes bei Raumtemperatur. Die Bestrahlung kann bei getesteten, nicht im Gehäuse montierten Wafers durchgeführt werden. Weiterhin kann die homogene Verteilung über die Waferfläche bei der Elektronenbestrahlung besser gewährleistet werden als bei der Dotierung mit Fremdatomen [Baliga 1987, Abschnitt 2.3.4] und [Ghandi 1977, Abschnitt 6.3.2.2].

Muster von asymmetrischen 10-kV-IGCTs mit verschiedenen Dosen an Elektronenbestrahlung wurden hergestellt, deren Eigenschaften im Kapitel 5 ab Seite 111 dargestellt werden.

3.8.4 Rückwärtsleitende 10-kV-IGCTs

Nach den in Abschnitt 5.1 beschriebenen Messungen an asymmetrischen 10-kV-IGCTs werden auf Basis des 10kV Wafers Muster von rückwärtsleitenden IGCTs hergestellt. Hierbei können der IGCT-Teil und der Dioden-Teil getrennt optimiert werden, gemeinsame Basis ist das Substrat mit der Dicke und der Substratdotierung nach dem IGCT-Entwurf. Da der IGCT-Teil zu diesem Zeitpunkt der Entwicklung bereits charakterisiert ist, ist das Ziel der Entwicklungen nun die Realisierung einer Diode, die die auftretenden Spitzenblockierspannungen von 10kV aufnehmen kann.

Kapitel 4

Aufbau eines Testsystems für Leistungshalbleiter

Der folgende Abschnitt beschreibt den Aufbau eines Testsystems für die Vermessung von 10-kV-IGCTs in Press-Pack-Gehäusen, das für die halbautomatische Vermessung von Prototypen und Kleinserien ausgelegt ist. Ein modularer Aufbau in Hard- und Software ermöglicht die Implementierung von verschiedenen Schaltungen im Leistungsteil und damit die Durchführung verschiedener Messaufgaben bei der Charakterisierung von neuen Leistungshalbleitern, der Untersuchung von Ansteuerungsverfahren, von Reihen- und Parallelschaltungen von Leistungshalbleitern sowie bei der Extraktion von Parametern für Simulationsmodelle.

Der Abschnitt 4.1 gibt die Motivation für den Entwurf eines teilautomatisierten Testsystems und dessen Anwendungsmöglichkeiten wieder. Die Abgrenzung von fest installierten Testsystemen für den Produktionsprozess wird diskutiert. In Abschnitt 4.2 werden die elektrischen und funktionalen Anforderungen an den Teststand beschrieben. Ausgehend von diesen Anforderungen werden in Abschnitt 4.3 die verwendeten Komponenten zum Aufbau des Testsystems beschrieben. Der Abschnitt 4.3.3 diskutiert dabei Belange der Betriebssicherheit der Anlage. Zur Realisierung der automatisierten Vermessung wird eine modulare Betriebssoftware benötigt, deren Anforderungen, Entwurf und Implementierung in Abschnitt 4.4 beschrieben wird.

Die zur Charakterisierung der 10-kV-IGCTs verwendeten Testschaltungen werden in Abschnitt 4.5 vorgestellt. Hierbei wird auf das Wirkprinzip, einstellbare Parameter und die Betriebssicherheit im Leistungsteil eingegangen. Die Dimensionierung der einzelnen Bauelemente wird im Kapitel 5 bei den entsprechenden Messschaltungen angegeben.

Die Abbildung 4.1 zeigt allgemein den Ablauf des Entwurfsprozesses eines Testsystems. In [Tursky et al. 2001] wird eine generalisierte Herangehensweise beschrieben, ein Testsystem nach den Anforderungen zu spezifizieren und in entsprechender Qualität realisiert zu realisieren. Das Ziel derartiger Vorüberlegungen ist es, mit dem Testsystem eine sinnvolle Investition zu tätigen und die Entwicklung an diesem System kostengünstig und im festgelegten Zeitrahmen erfolgreich zu beenden. Die Investition in ein solches Testsystem umfasst nicht nur Ausgaben für Geräte, es sind auch Arbeits- und Entwicklungszeiten, Werkstattzeiten und Raum für den Aufbau des Systems zu berücksichtigen. Die strukturierte Planung hilft, die anfallenden Kosten zu minimieren und Fehlentwicklungen zu vermeiden. Das Resultat des Entwurfs ist einerseits das funktionierende Testsystem. Andererseits kann von den beim Systementwurf erworbenen Kenntnissen profitiert werden, indem ähnliche Testsysteme an

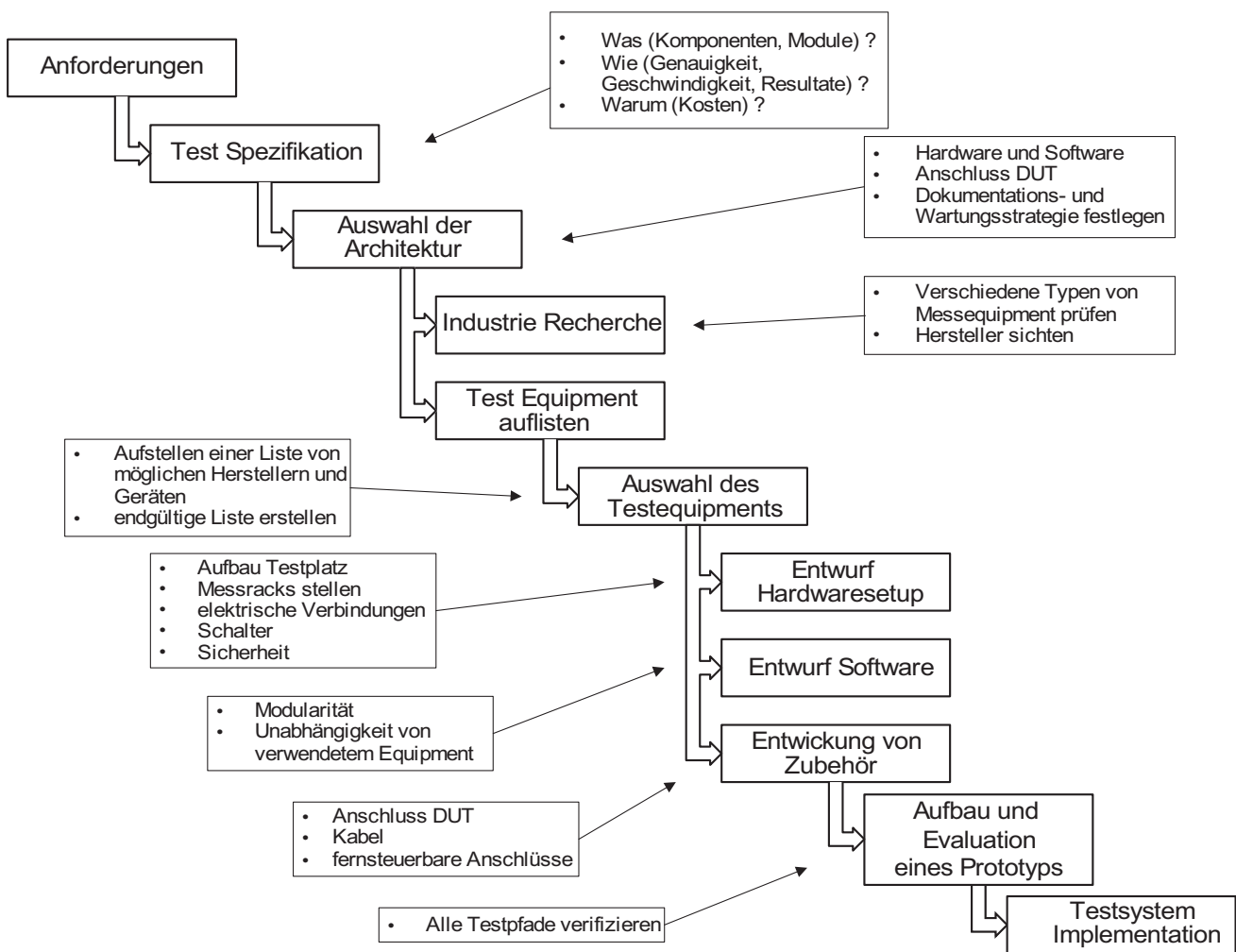


Abbildung 4.1: Entwurf und Implementation eines Testsystems nach [Tursky et al. 2001]

Anwender im selben Produktbereich verkauft werden.

Wie in jedem Projekt sind die Hauptfaktoren:

die Zeit, die für die Realisierung zur Verfügung steht,

die Spezifikation der zur realisierenden Tests

das Budget, das zur Realisierung zur Verfügung steht.

Abhängig davon, wie wichtig der Beitrag eines der Faktoren zum Gesamtergebnis ist, werden Zugeständnisse zu Gunsten eines Faktors auf Kosten der anderen gemacht. Ist die Zeit begrenzt, so wird Geld dafür ausgegeben, das Projekt in der gegebenen Zeit zu realisieren. Ist die Zeit nicht das vordringliche Problem, so kann in der Planung der zeitaufwändigere Eigenbau einiger Komponenten helfen, die Kosten zu reduzieren. Zielt der Projekterfolg auf die Erfüllung komplexer technischer Spezifikationen ab, so wird man die Investition in kostenintensives Equipment als angemessen erachten [Tursky et al. 2001]. Bei einer generalisierten Herangehensweise können diese Entscheidungen

rechtzeitig getroffen werden und etwaige Risiken erkannt werden, womit der erfolgreiche Abschluss des Projektes wesentlich wahrscheinlicher wird [DeMarco 1997, DeMarco und Lister 2003].

4.1 Motivation für die Entwicklung eines automatisierten Testsystems

Für die Vermessung von der in dieser Arbeit behandelten 10-kV-IGCTs ist ein Testsystem zu entwickeln, dass die zeitsparende Untersuchung von verschiedenen Prototypen ermöglicht. Während die Messungen an Mittelspannungshalbleitern bislang manuell erfolgen, soll hier eine teilautomatisierte und modulare Lösung entwickelt werden. Automatisierte Messungen bedeuten zunächst einen Kostenvorteil. Die Abbildung 4.2 stellt die Kosten über Anzahl der durchzuführenden Messungen dar. Obwohl die erstmaligen Kosten für eine automatisierte Lösung höher liegen, wird oberhalb einer bestimmten Anzahl durchzuführender Messungen das automatisierte System günstiger. Kann dieser Schnittpunkt bereits mit der ersten Testserie erreicht werden, so fallen die Kosten für folgende Untersuchungen noch geringer aus.

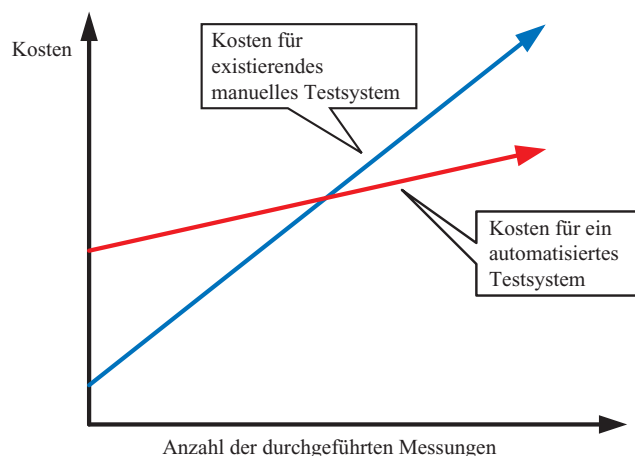


Abbildung 4.2: Kostendarstellung für manuelles und automatisiertes Testen [Tursky et al. 2001]

Ein weiterer Vorteil liegt in der Reproduzierbarkeit der Messungen. Bei der automatisierten Abarbeitung werden die Parameter der einzelnen Messungen aus einer Konfigurationsdatei eingelesen. So können die Testbedingungen für verschiedene Bauelemente exakt reproduziert werden.

4.1.1 Anwendungsbereiche von Testsystemen für Leistungshalbleiter

Im Produktionsprozess von Leistungshalbleitern werden fest installierte Testsysteme zur Funktionsüberprüfung und der Qualitätssicherung im Fertigungsprozess verwendet. Die gefertigten Bauelemente erreichen so einen höheren Qualitätsstandard, gleichermaßen wird die Qualität der Dokumentation für den Anwender verbessert. Hochleistungsbauelemente wie IGCTs und IGBTs durchlaufen in der Fertigung einen 100%-Test, bei dem das Bauelement im kompletten sicheren Arbeitsbereich (*Safe Operating Area*, SOA) betrieben wird. Die Messergebnisse werden gespeichert, um bei Ausfällen der

Bauelemente im Feld auf Produktionsfehler oder Auffälligkeiten im Test schliessen zu können. Die eingesetzten Fabrik-Testsysteme sind hochspeziell und auf den Fertigungsprozess hin optimiert. Der Grad der Automatisierung ist üblicherweise hoch, um kleine Zykluszeiten und damit geringe Kosten beim Testen zu realisieren. Neben einer vollständigen automatischen Abarbeitung der Tests wird meist auch die Kontaktierung der Bauelemente durch automatische Pressen realisiert.

Charakterisierung von Prototypen Prototypen werden im Entwicklungsprozess ausgemessen, bevor ein an den neuen Leistungshalbleiter angepasstes Fabrik-Testsystem entwickelt wird. Während der Charakterisierung von Prototypen werden Messungen mit verschiedenen Versionen des Bauelements durchgeführt. Die neuen Bauelemente werden üblicherweise manuell unter verschiedenen Bedingungen getestet. Die Vermessung erfolgt in verschiedenen Arbeitspunkten, bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen und mit verschiedenen Beschaltungsnetzwerken (Snubbern) [Tschirley et al. 2004a], um den gesamten sicheren Arbeitsbereich zu beschreiben. Für eine gute Vergleichbarkeit der verschiedenen Prototypen sind die Testbedingungen möglichst exakt zu reproduzieren.

Modifikation der Ansteuerung Veränderungen an der Ansteuerung eines Leistungshalbleiters (z. B. der Veränderung des Gate-Widerstandes eines IGBT) bedeuten ein verändertes Schaltverhalten. Soll ein Leistungshalbleiter abweichend von den Angaben im Datenblatt unter anderen Ansteuerungsbedingungen betrieben werden, so muss das Schaltverhalten im gesamten Arbeitsbereich untersucht werden.

Qualifikation neuer Bauelemente Im Herstellungsprozess werden neu am Markt verfügbare Leistungshalbleiter durch den Hersteller von Stromrichtern für die Entwicklung und die folgende Fertigung gemäß den im Unternehmen verwendeten Qualitätsstandards qualifiziert. Hierbei werden Bauelemente verschiedener Hersteller verglichen und die Datenblattangaben verifiziert. Diese Tests werden in den Arbeitspunkten gemacht, wie sie im zukünftigen Produkt auftreten. Diese unterscheiden sich oft von denen im Datenblatt angegebenen, daher sind diese Tests notwendig, um die korrekte Funktion der Bauelemente zu gewährleisten.

Das moderne Qualitätsmanagement fordert Typprüfungen bereits dann, wenn ein äquivalenter Leistungshalbleiter (*2nd source*) eingesetzt wird oder auch nur die Ansteuerung verändert wird. Diese Tests finden üblicherweise nicht beim Hersteller der Leistungshalbleiter statt, sondern beim anwendenden Hersteller der Stromrichter. Für diese Arbeiten wird kein Fabrik-Testsystem angeschafft, das vollständig manuelle Testen ist für Typprüfungen und die Modifikation der Ansteuerung die etablierte Testmethode.

Extraktion von Simulationsparametern Für die Simulation des Verhaltens von Leistungshalbleitern werden Simulationsmodelle des Bauelementes erstellt. Die Komplexität der verwendeten Modelle ist abhängig von der erwarteten Aussagekraft der Simulation. Für die Evaluierung von Stromrichtertopologien werden einfache Modelle zur Berechnung der in den Leistungshalbleitern umgesetzten Verluste verwendet. Hierbei werden Datenblattangaben zur Verlustleistung in Abhängigkeit vom geschalteten Strom bei einer gegebenen Zwischenkreisspannung und einer Sperrschichttemperatur betrachtet. Aus den angegebenen wenigen diskreten Daten wird ein Modell z. B. der Schaltverluste des Leistungshalbleiters für alle Arbeitspunkte parametrisiert. Die Modellierung erfolgt durch ein

Polynom der Form $E_{\text{Model}} = a \cdot i_{\text{off}}^b$ mit $a, b \in \mathbb{R}$ [Blaabjerg et al. 1996]. Die Extraktion dieser Koeffizienten aus real gemessenen Daten bietet die Möglichkeit, das Verhalten eines neuen Bauelements oder Prototyps in der Anwendung im Stromrichter zu simulieren.

Zur genauen Simulation des Schaltverhaltens von Leistungshalbleitern müssen die Parameter komplexer Modelle bestimmt werden. Modelle des IGCTs, die auf den physikalischen Vorgängen im Bauelement basieren, werden nach erfolgreicher Beschreibung an Messdaten angepasst, um das Schaltverhalten genau zu beschreiben [Kuhn und Schröder 2000, Wang et al. 2004b, Wintrich 1997]. Mit entsprechend komplexen Modellen kann das Schaltverhalten der Leistungshalbleiter beim Betrieb in Reihen- und Parallelschaltung untersucht werden.

Die Genauigkeiten jeder Parameterextraktion steigt, wenn viele Messdaten des entsprechenden Bauelements im gesamten Arbeitsbereich und bei allen Betriebstemperaturen zur Verfügung stehen.

Ausbildung Ein weiterer Anwendungsbereich von Leistungshalbleiter-Testsystemen besteht in der Ausbildung. Zur Vermittlung fundierter Kenntnisse des Schaltverhaltens von Leistungshalbleiter-Bauelementen ist neben der theoretischen Vermittlung die praktische Vermessung verschiedener Bauelemente sinnvoll. Während dies bei Bauelementen im Niederspannungsbereich nicht problematisch ist, sind die Sicherheitsanforderungen im Mittelspannungsbereich besonders hoch. Der modulare Aufbau des Testsystems sowie die Möglichkeit einer kompletten Fernbedienung machen ein entsprechendes Testsystem in der Lehre anwendbar [Strandman et al. 2002, Jimenez-Martinez et al. 2005].

4.2 Anforderungen an einen Leistungshalbleitertestplatz

Der im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte Testplatz für Leistungshalbleiter soll die messtechnische Charakterisierung von Leistungshalbleitern im Press-Pack-Gehäuse ermöglichen. Die elektrische Auslegung der Anlage folgt der Forderung, aktuell am Markt erhältliche Leistungshalbleiter und Prototypen von Bauelementen mit höheren Spitzenblockierspannungen zu vermessen.

Der Aufbau des Teststandes und seiner einzelnen Komponenten berücksichtigt die Forderung, dass die Anlage für verschiedene weitere Projekte verwendet werden soll. Insbesondere die Betriebssoftware soll auf verschiedenen Testsystemen verwendet werden können.

4.2.1 Elektrische Anforderungen

Zur Vermessung des Schaltverhaltens von Leistungshalbleitern im Mittelspannungsbereich muss die Zwischenkreisspannung des Testsystems mindestens der maximalen Blockierspannung $U_{\text{DC,max}}$ entsprechen können (siehe Abbildung 2.5 auf Seite 11), die das zu testende Bauelement in der Anwendung im Stromrichter erfährt. Zur Vermessung des Blockierverhaltens muss der Zwischenkreis der Anlage zumindest kurzzeitig auf die periodische Spitzenblockierspannung U_{DRM} geladen werden können. Für die Vermessung der in dieser Arbeit vorgestellten 10-kV-IGCTs bedeutet dies eine Auslegung des Zwischenkreises für eine maximale DC-Spannung von $U_{\text{DC}} = 7000 \text{ V}$. Bei der Auslegung der Isolationen ist zu berücksichtigen, dass die während des Ausschaltvorganges des IGCTs auftretende Spitzenspannung U_{DRM} deutlich oberhalb der Zwischenkreisspannung U_{DC} liegen kann, siehe Abschnitte 3.4.4, 3.7.2.2 und A.2.

Um mit der Anlage auch Reihenschaltungen von bis zu drei Leistungshalbleitern mit einer Spitzenblockierspannung von $U_{\text{DRM}} = 4500 \text{ V}$ testen zu können, wird die Anlage für eine maximale Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 15000 \text{ V}$ ausgelegt. Alle Isolationen und Sicherheitsabstände werden ebenfalls auf diesen Wert hin ausgelegt.

Am Markt erhältliche IGCTs sind in der Lage, Ströme bis zu 4000 A abzuschalten. Um auch zukünftige IGCTs höherer Stromtragfähigkeit und die Parallelschaltung von IGCTs messtechnisch zu charakterisieren, wird der maximale Strom zu 5000 A festgelegt.

4.2.2 Messaufgaben

Zur Charakterisierung der 10-kV-IGCTs und deren antiparallelen Dioden sind eine Reihe von Messaufgaben zu implementieren. Alle diese Messungen werden in verschiedenen Arbeitspunkten durchgeführt, das heißt bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen, Lastsströmen und Sperrschichttemperaturen. Die Messaufgaben sind:

Messung des Durchlassverhaltens Die Messung liefert den Spannungsabfall U_T bei leitendem IGCT für verschiedene fließende Schalterströme I_T bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen. Hieraus können die Durchlassverluste bestimmt werden sowie die in Abschnitt 3.4 beschriebenen Parameter des Ersatzschaltbildes, r_F und U_{T0} , bestimmt werden.

Messung des Ausschaltverhaltens Aus der Aufzeichnung des vollständigen Schaltvorganges werden die Schaltverluste und der Spitzenwert der Momentanleistung bestimmt.

Messung des Einschaltverhaltens Der Einschaltvorgang liefert die Einschaltverluste des IGCTs.

Messung des Blockierverhaltens in Vorwärtsrichtung Die Verluste im Blockierfall werden durch den fließenden Blockierstrom und die anliegende Blockierspannung bestimmt.

Messung des sicheren Arbeitsbereiches Zur Verifikation des sicheren Arbeitsbereiches (*safe operating area*, SOA) eines IGCTs oder einer Diode werden Ausschaltmessungen in allen Arbeitspunkten durchgeführt. Die Messungen werden für den gesamten spezifizierten Temperaturbereich durchgeführt.

4.2.3 Funktionale Anforderungen

Um eine Verwendung des Testsystems für zukünftige Projekte zu ermöglichen, wird ein modularer Aufbau gewählt. Die Betriebssoftware der Anlage wird ebenfalls modular ausgeführt, um die Flexibilität des gesamten Aufbaus in der implementierten Software widerzuspiegeln. Der Austausch oder die Ergänzung der aufzeichnenden Messgeräte wird genauso ermöglicht wie die Implementation einer neuen Messung im Leistungsteil der Anlage. Die automatisierte Vermessung setzt auf diesen Modulen auf und ermöglicht die wiederholte Ausführung von Messungen oder die Abarbeitung von Serienmessungen. Alle gemessenen Daten werden in einem offenen, weiterverwendbaren Dateiformat gespeichert. Eine Auswertung der Daten kann nach der Messung erfolgen oder aber durch Integration von datenverarbeitenden Modulen während der laufenden Messung.

Die Bedienung des Testsystems geschieht durch einen Steuerrechner. Eine einzelne Bedienoberfläche fasst alle verwendeten Komponenten und Messgeräte zusammen. Die Einarbeitungszeit zur Verwendung des Testsystems kann so deutlich verkürzt werden.

4.2.4 Betriebssicherheit

Bedingt durch die hohen Spannungen in der Anlage sind die Anforderungen an das Sicherheitskonzept für das Betriebspersonal und das Testsystem selbst hoch. Die Schaltungen im Leistungsteil werden so ausgelegt, dass die gespeicherte Energie in den vorhandenen Kapazitäten möglichst klein ist. Bei der Vermessung von Prototypen ist besonders mit dem Versagen eines Bauelements zu rechnen. Im Leistungsteil wird eine adäquate Kurzschlussstrombegrenzung realisiert. Beim Versagen eines Bauelements muss sichergestellt werden, dass die vorhandene Energie immer sicher in Wärme umgewandelt wird, der Zwischenkreiskondensator also unter allen Umständen entladen werden kann.

Zur Sicherheit des betreibenden Personals wird der Leistungsteil mit allen Messgeräten in einem separaten Raum untergebracht. Der Steuerrechner ist vollständig galvanisch hiervon abgetrennt und ausschliesslich über Glasfaserverbindungen mit dem Testsystem verbunden. Um eine Rückwirkung auf das lokale Versorgungsnetz zu verhindern, wird das Testsystem mit einer eigenen Versorgungsspannungseinspeisung versehen.

4.3 Komponenten des Leistungshalbleiter-Testsystems

4.3.1 Überblick über das Gesamtsystem

Ein Testsystem zur Charakterisierung von Leistungshalbleitern besteht allgemein aus den die Daten aufnehmenden Messgeräten, Geräten zur Erzeugung der Ansteuerungssignale und dem eigentlichen Leistungsteil. Baugruppen zur Sicherheit des Testsystems und des Leistungsteils ermöglichen den sicheren Betrieb der Anlage. Die einzelnen Komponenten sind durch einen oder verschiedene Kommunikationsbusse mit einem steuernden Rechnersystem verbunden, wie in Abbildung 4.3 dargestellt. Das vorgestellte Testsystem schliesst die Lücke zwischen ausschließlich manuell betriebenen Testplätzen und vollautomatisierten Fabrik-Testsystemen.

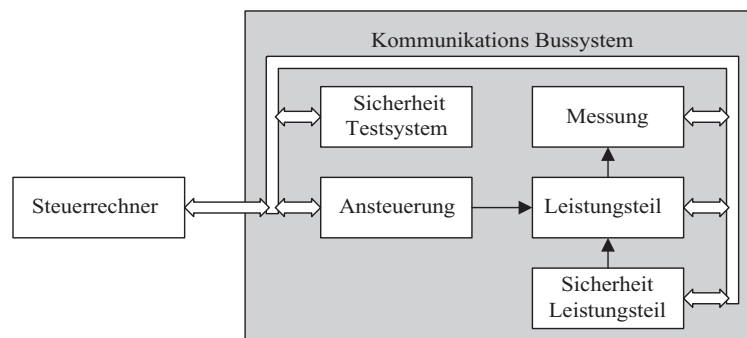


Abbildung 4.3: Testsystem für Leistungshalbleiter

4.3.2 Leistungsteil

Im Leistungsteil des Testsystems wird die gewünschte Testschaltung realisiert. Für die Charakterisierung des Schaltverhaltens von Leistungshalbleitern wird eine Tiefsetzsteller-Schaltung verwendet, wie in Abschnitt 4.5 beschrieben wird. Während bei den Messungen des Blockierstromes mit einem sehr kleinen Zwischenkreiskondensator gearbeitet werden kann (siehe Abschnitt 4.5.1), wird zur Vermessung des Schaltverhaltens eine große Kondensatorbatterie benötigt. Die Kondensatorbatterie wird mit mehreren einzelnen Folienkondensatoren realisiert, die durch eine veränderbare Verschiebung das Einstellen verschiedener Kapazitätswerte erlaubt. Verwendet werden neun Kondensatoren in drei Gruppen bestehend aus drei parallel geschalteten Kondensatoren mit einer Kapazität von je $500\text{ }\mu\text{F}$. Jede Gruppe kann auf eine Spannung von 5 kV aufgeladen werden. Mit der Reihenschaltung der drei Gruppen wird die maximale Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 15\text{ kV}$ bei einer Zwischenkreiskapazität von $C_{\text{DC}} = 500\text{ }\mu\text{F}$ erreicht. Eine Parallelschaltung der drei Gruppen realisiert eine Zwischenkreiskapazität von $C_{\text{DC}} = 4500\text{ }\mu\text{F}$ bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 5\text{ kV}$. Die maximale gespeicherte Energie errechnet sich zu

$$E_{\text{DC}} = \frac{1}{2} \cdot C_{\text{DC}} U_{\text{DC}}^2 = \frac{1}{2} \cdot 500\text{ }\mu\text{F} (15\text{ kV})^2 = 56,25\text{ kJ} \quad (4.1)$$

Die Auslegung der verwendeten Zwischenkreiskapazität erfolgt in Abhängigkeit der verwendeten Testschaltung. Der Entwurf des Leistungsteils basiert auf den in [Nagel 2000] und [Gaedke 2001] vorgestellten Konzepten.

Zur Kontaktierung der Press-Pack-IGCTs wird eine Halbleiterpresse benötigt. Alle Leistungshalbleiter werden in einem Spannverband montiert, wie in Abbildung 4.4 dargestellt ist. Der für die Kontaktierung benötigte Druck wird durch einen hydraulisch vorgespannten Tellerfederstapel realisiert. Im Gegensatz zu kommerziell verfügbaren Fabriktestern mit automatischer Kontaktierung geschieht diese hier manuell, da schnelle Wechselzeiten der Bauelemente keine Anforderung des Testsystems darstellen.

Die Messungen des Schaltverhaltens werden mit einem Doppelpuls als Einzelmessung durchgeführt, so dass eine Erwärmung des Bauteils durch die Verlustleistung ausgeschlossen werden kann. Um Messungen bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen zu ermöglichen, werden Heizmanschetten in den Spannverband montiert, die die Bauelemente auf Temperaturen bis zu $T_j = 150^\circ\text{C}$ aufheizen können. Um eine homogene Temperaturverteilung im Spannverband zu realisieren, werden mehrere Heizelemente eingebaut. Deren Ansteuerung geschieht über je einen Temperaturregler pro Heizelement. Die Versorgung der Temperaturregler geschieht über Trenntransformatoren, die für die volle Zwischenkreisspannung der Anlage ausgelegt sind.

4.3.3 Sicherheit und Schutzerdung

Die im Betrieb des Testsystems auftretenden hohen Spannungen erfordern eine sorgfältige Sicherheitsplanung. Diese soll einen sicheren regulären Testbetrieb ermöglichen und muss bei auftretenden Fehlern den Schaden begrenzen [Gollnick 2003]. Die Abbildung 4.5 zeigt ein Übersichtsbild des Sicherheits- und Erdungsplanes des Teststandes.

Vor jeder Messung wird der sicherheitstechnische Zustand der Anlage gemäss den Sicherheitsvorschriften [Tschirley 2005a] überprüft.

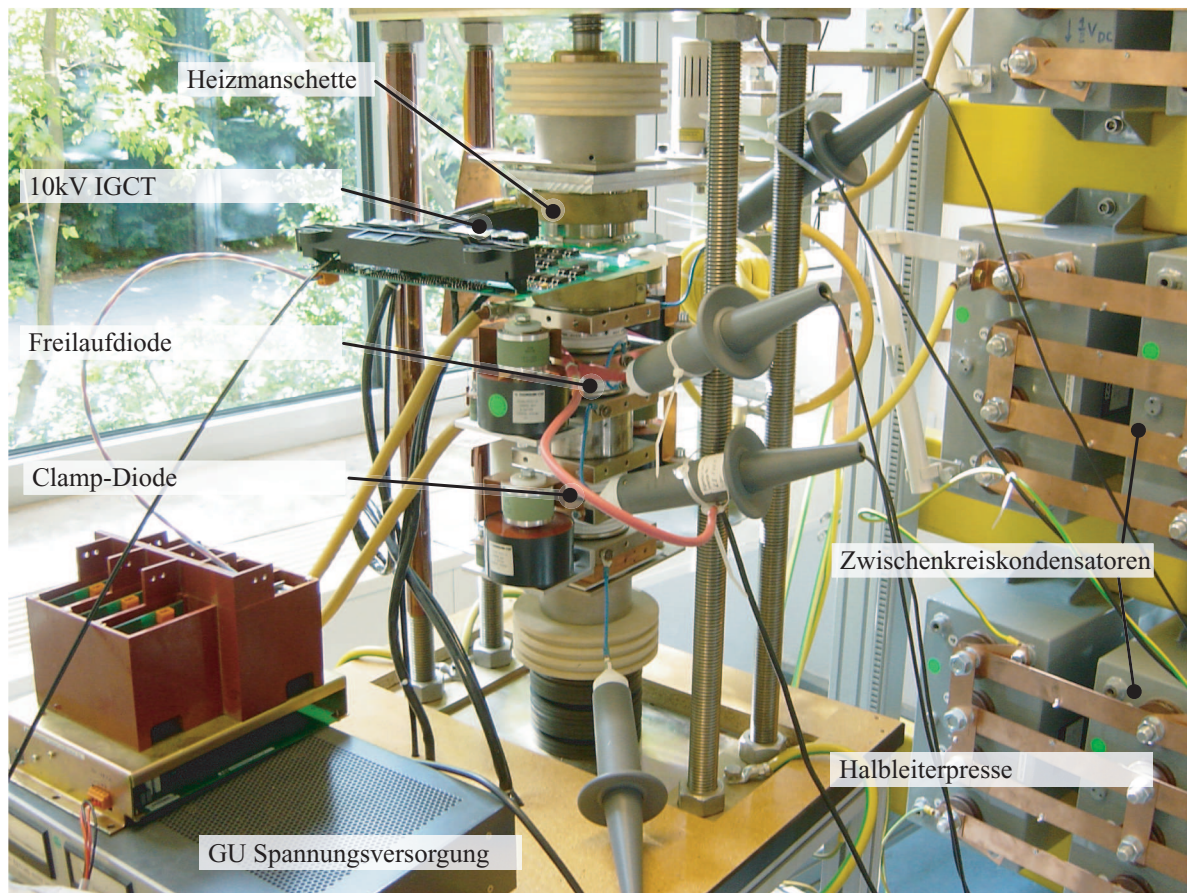


Abbildung 4.4: Foto des Leistungsteils mit Halbleiterpresse und Zwischenkreiskondensatorbatterie bei der Charakterisierung von asymmetrischen 10-kV-IGCTs

4.3.3.1 Schutz im Messbetrieb

Der Leistungsteil des Teststandes wird in einem separaten Raumteil untergebracht. Der Anwender steuert die Anlage ausschliesslich durch den Steuerrechner. Da beim Versagen von Komponenten im Leistungsteil der Anlage explosionsartige Geräusche nicht ausgeschlossen sind, wird die Trennwand des Testraumes als Schallschutzwand ausgeführt. Alle Verbindungen vom Steuerrechner zu den Komponenten des Teststandes sind mit Lichtwellenleitern realisiert, es besteht keine galvanische Verbindung zum Leistungsteil und zu den Messgeräten der Anlage. Die Versorgungsspannung des Teststandes liefert eine separate Einspeisung mit eigenem Abgriff am Mittelspannungstransformator. So besteht auch durch die Versorgungsleitung keine elektrische Verbindung zum Rest des Labors.

Die Kondensatorbank des Zwischenkreises wird zur Messung auf die Zwischenkreisspannung aufgeladen. Die Spannung, die an jeder Ebene des Zwischenkreises anliegt, wird durch batteriebetriebene digitale Voltmeter erfasst und via Lichtwellenleiter an den Steuerrechner übermittelt. So kann der Ladezustand auch nach einem kompletten Stromausfall abgelesen werden. Weiterhin wird die gesamte Zwischenkreisspannung für jede Messung durch ein weiteres Spannungsmessgerät erfasst und mit den Messdaten abgespeichert. Dieser Spannungswert kann zur Ansteuerung eines elektrischen Türschlosses verwendet werden.

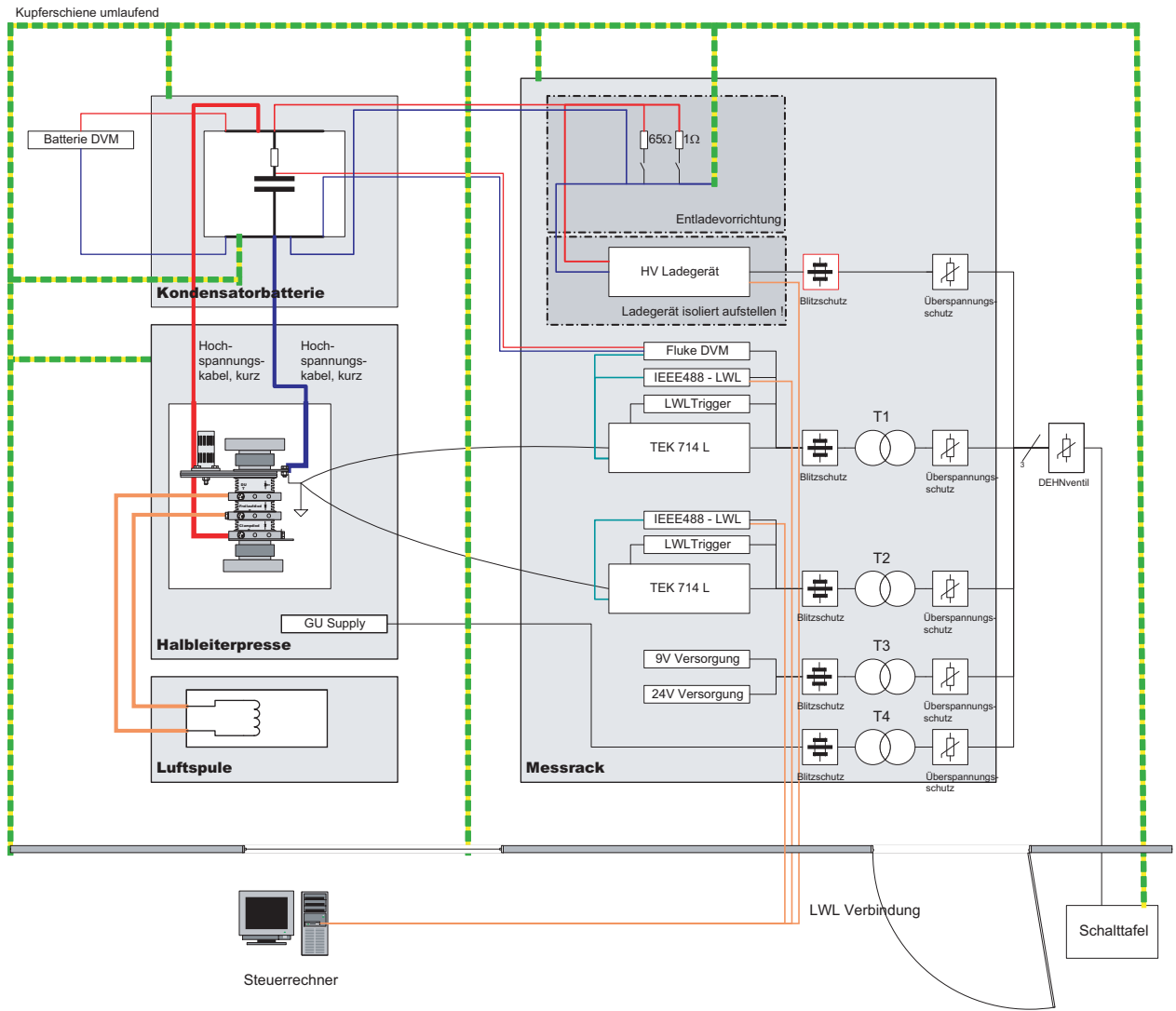


Abbildung 4.5: Erdungs- und Schutzkonzept mit Schutzerdung und Messerdung für das Testsystem

Nach der erfolgten Messung wird der Zwischenkreis entladen und kurzgeschlossen. Die Steuerung der Entladeschaltung ist mit einer unterbrechungsfreien Stromversorgung ausgerüstet, die ein Entladen ohne jegliche Netzspannung ermöglicht. Für den Fall, dass die Relais in der Entladeschaltung versagen, werden zur sicheren Entladung hochohmige Hochlastwiderstände parallel zu jeder Ebene des Zwischenkreises geschaltet. Bei einer installierten Kapazität von $C_{DC,n} = 1500 \mu\text{F}$ pro Gruppe wird ein Parallelwiderstand $R_{DC} = 1 \text{ M}\Omega$ gewählt. Damit wird sichergestellt, dass die Kondensatorgruppe nach einer Zeit von $t_{\text{Discharge}} \approx 5 \cdot \tau = 1500 \text{ s}$ sicher entladen ist. Der Widerstand muss für die maximale Spannung an diesem Kondensator ausgewählt werden. Die in diesem Widerstand umgesetzte Leistung ist bei einer maximalen Spannung an der Teilkapazität des Zwischenkreises von $U_{DC,n,\text{max}} = 5 \text{ kV}$:

$$P_{RDC,n,\text{max}} = \frac{U_{DC,n,\text{max}}^2}{R_{DC}} = \frac{5 \text{ kV}^2}{1 \text{ M}\Omega} = 25 \text{ W} \quad (4.2)$$

Die Tür des Teststandes ist mit einem Kontakt ausgerüstet, der die Entladung auslöst, wenn die Tür

geöffnet wird. Bei einem Ausfall des Steuerrechners während einer Messung greifen die Mechanismen zu Begrenzung des maximalen Kurzschlussstromes, wie in Abschnitt 4.5.2.3 beschrieben.

Um während der Messungen einen willkürlichen Messerdungspunkt verwenden zu können, werden die Oszilloskope sowie die Versorgungen der Gateunits über Trenntransformatoren versorgt.

4.3.3.2 Schutz im Fehlerfall

Beim Versagen eines Bauelements im Leistungsteil kann die gesamte im Zwischenkreis gespeicherte Energie freigesetzt werden. Die Auslegung des Sicherheitskonzeptes gewährleistet, dass die gesamte Energie im Raum des Teststandes in Wärme umgewandelt wird und möglichst wenige Komponenten der Testschaltung bzw. des Testsystems zerstört werden. Zu diesem Zweck wird umlaufend eine im Querschnitt ausreichend dimensionierte Potenzialausgleichsschiene montiert, die an den Masseanschluss der Kondensatorbatterie angeschlossen wird [Gollnick 2003]. Alle auf Erdpotenzial liegenden Gehäuseteile werden ebenfalls mit dieser Schiene verbunden, um Fehlerströme abzuleiten.

Die Trenntransformatoren von Oszilloskopen und Versorgung der Gateunits werden für eine Isolationsspannung von Primär- zu Sekundärwicklung von 15 kV ausgewählt. Um den Fall abzudecken, dass die Zwischenkreisspannung bis hierhin durchschlägt, werden auf Varistoren basierende Überspannungsschutzeinrichtungen primärseitig sowie Blitzschutzableiter sekundärseitig montiert, wie in Abbildung 4.5 dargestellt [Gollnick 2003]. Die Einspeisung wird mit einem kombinierten Blitzschutz für alle Phasen und den Schutzleiter versehen, um direkte und ferne Blitzentladungen nicht in das Versorgungsnetz gelangen zu lassen.

4.3.4 Pulserzeugung

Zur Vermessung des Ein- und Ausschaltverhaltens von Leistungshalbleitern wird das zu charakterisierende Bauelement mit einem Doppelpuls angesteuert, wie in Abschnitt 4.5.2.1 beschrieben wird. Die kleinste zu realisierende Pulsdauer liegt im Falle von IGBTs im Bereich von $t_{\text{On/Off,min}} = 10 \dots 30 \mu\text{s}$, nach der die Ladungsträgerverteilung im Bauelement stationäre Werte erreicht. Bei der Charakterisierung des Verhaltens von Leistungshalbleitern in Reihenschaltungen werden die Gate-Signale gegeneinander verschoben, wie in Abbildung 4.6 dargestellt. Die zeitliche Auflösung dieser Verschiebung liegt im Bereich von einigen Nanosekunden.

Neben den Ansteuerungssignalen für die Leistungshalbleiter werden Triggersignale für das Datenerfassungssystem benötigt. Wie in der Abbildung 4.6 dargestellt und in Abschnitt 4.5.3 diskutiert, werden für die Datenerfassung verschiedene Startzeitpunkte benötigt, die Messungen erfolgen teilweise mit verschiedenen Zeitbasen.

Die Anforderung an die pulserzeugenden Geräte liegt somit im Bereich der Erzeugung von schnellen digitalen Signalen mit einer zeitlichen Auflösung im Nanosekundenbereich. Das Pulsmuster muss nach dem Start einer Messung nicht verändert werden. Das Pulsmuster wird vorab programmiert und wird zur Messung einmal ausgeführt.

Für dieses Testsystem wird ein digitaler arbiträrer Wortgenerator in Form einer PCI-Einsteckkarte im Steuerrechner (im folgenden PulseBlaster genannt) verwendet [PulseBlaster Handbuch]. Die PulseBlaster-Karte erlaubt die Ausgabe von digitalen Worten fester Wortbreite zu vom Nutzer spezifizierten Testpunkten. Die zeitliche Auflösung wird vom verwendeten Grundtakt der Karte bestimmt. Dieser

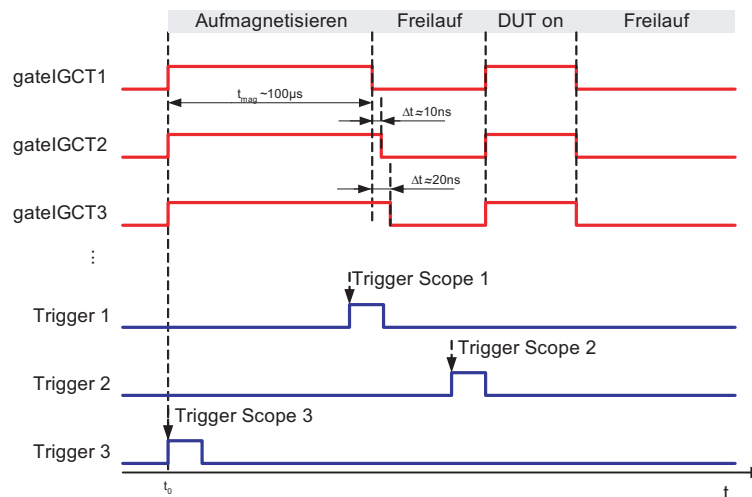


Abbildung 4.6: Beispiel eines komplexen Pulsmusters zur Charakterisierung des zeitlich versetzten Ausschaltens einer Reihenschaltung von drei IGBTs mit mehreren Speicheroszilloskopen

liegt bei der verwendeten Karte bei $f_{\text{Clk}} = 100 \text{ MHz}$. Die Programmierung erfolgt durch eine dynamisch ladbare Laufzeitbibliothek, die von jeder üblichen Programmiersprache aus angesprochen werden kann.

Als alternative Lösungen kommen kommerziell verfügbare digitale Wortgeneratoren als Kompletterät oder eine Eigenentwicklung in Frage. Fertige Wortgeneratoren können die benötigte Flexibilität nicht zum Preis eines PC-basierten Systems bieten und sind üblicherweise für eine andere Zielanwendung (digitale Übertragung von Bildsignalen, Telekommunikation) vorgesehen. Eine Eigenentwicklung basierend auf einer Ansteuerung via USB oder IEEE488.2 bedeutet einen höheren Entwicklungsaufwand für Hard- und Softwareentwicklung als die Integration der PCI-Bus-basierten PulseBlaster-Karte in das System.

4.3.5 Messgeräte

Das Messsystem zur Erfassung transienter Signale umfasst die gesamte Kette von der Aufnahme des zu messenden Signals in der Testschaltung bis zur Speicherung der gemessenen Signal-Zeit-Verläufe im Digitalrechner.

Die messtechnische Erfassung des transienten Verhaltens von Leistungshalbleitern mit den Mitteln der digitalen Signalerfassung bedeutet die Forderung nach einer hohen Abtastrate im digitalen Messsystem bei gleichzeitiger hoher Bandbreite des analogen Teils der Signalerfassung. Die Messung der Schaltvorgänge erfolgt in einzelnen Messungen im Impulsbetrieb und nicht im kontinuierlichen Betrieb, siehe Abschnitt 4.5.2. Die gemessenen Daten werden durch das Erfassungssystem aufgezeichnet. Soll beispielsweise ein $10 \mu\text{s}$ dauernder Ausschaltvorgang eines Leistungshalbleiters mit 1000 Abtastwerten aufgezeichnet werden, so ergibt sich eine theoretisch notwendige Abtastrate von mindestens 100 MS/s (*mega samples per second*, 10^6 Abtastungen pro Sekunde). Soll weiterführend eine Frequenzanalyse erfolgen, so ist das Shannonsche Abtasttheorem zu berücksichtigen und die Abtastfrequenz f_{Sample} ist auf den doppelten Wert der höchsten zu rekonstruierenden Frequenz

f_{\max} festzulegen. Eine analoge Vorfilterung zur Vermeidung von spektralen Überschneidungen (*Anti-Aliasing-Filter*) ist in diesem Fall unabdingbar [Stearns und Hush 1994, Lappe und Fischer 1993].

4.3.5.1 Digitale Signalerfassung

Als Systeme zur digitalen Erfassung von Messsignalen kommen sowohl digitale Signalerfassungskarten und digitale Speicheroszilloskope in Frage. Beide Systeme realisieren die Abtastung eines analogen Signals und speichern die abgetastete Wertefolge in digitaler Form im Speicher. Eine digitale Weiterverarbeitung erfolgt im Gerät oder einem angeschlossenen externen Rechner.

PCI-basierte Digitalisierungskarten erreichen Abtastraten bis zu 200 MS/s bei einer Wortbreite von 12 Bit und einer analogen Bandbreite von 150 MHz [NI PCI-5124]. Bei Karten mit diesen Daten sind maximal zwei analoge Eingangskanäle üblich. Je nach Ausführung sind auf diesen Karten die analogen Vorfilter bereits enthalten. Ein einstellbarer analoger Vorverstärker zur Anpassung der Amplitude des Messsignals an den Wandlungsbereich ist üblicherweise nicht enthalten und muss separat vorgeschaltet werden. Die Forderung nach galvanischer Trennung des Messsystems vom Steuerrechner macht einen weiteren PC für die Datenerfassung notwendig, in den die Datenerfassungskarte eingebaut wird. Sollen verschiedene Zeitaufösungen realisiert werden, so werden je nach gewählter Systemarchitektur mehrere Rechnersysteme notwendig.

Digitale Speicheroszilloskope werden mit Abtastraten bis zu 5 GS/s angeboten. Die analoge Bandbreite der vertikalen Verstärker und Vorfilter erreicht den Bereich von 5 – 10 GHz. Die vertikale Auflösung liegt bei 8 Bit, Techniken der Erhöhung der vertikalen Auflösung durch Mittelung (*Averaging*) kommen für die Erfassung einmalig auftretender transienter Signale prinzipbedingt nicht in Frage [Stearns und Hush 1994]. Geräte mit bis zu 4 analogen Eingangskanälen sind am Markt kostengünstig verfügbar. Alle Komponenten der Signalabtastung, Anti-Aliasing-Filter und Signalvorverstärker sind in das digitale Speicheroszilloskop integriert.

4.3.5.2 Spannungswandler

Die Messung der Spannung über einem Bauelement geschieht mittels eines Tastkopfes. Tastköpfe arbeiten direkt mit dem analogen Eingangsteil des Oszilloskopes zusammen. Sie sind Teil des Messsystems und beeinflussen die analoge Bandbreite des Eingangsteils maßgeblich [Tektronix ABC of Probes]. Da die Spannung über Bauelementen im Mittelspannungsbereich bei einigen Kilovolt liegt, werden Spannungsteiler mit einem Teilerfaktor von 1000/1 oder 100/1 verwendet. Rein ohmsche Spannungsteiler sind für die Aufzeichnung schneller transienter Signale nicht geeignet. Zusammen mit der Eingangskapazität des Oszilloskopes tritt eine Zeitkonstante auf, die zu dynamischen Fehlern führt. Der sich ergebende ohmsch-kapazitive Spannungsteiler bestehend aus Tastkopf und Eingang des Oszilloskops muss mittels eines externen Kalibriergenerators abgeglichen werden [Lappe und Fischer 1993]. Zum Abgleich von Spannungsteilern mit Teilerfaktoren von 1000/1 werden Kalibriergeneratoren mit einer rechteckförmigen Ausgangsspannung von ± 1000 V verwendet [Ingenieurbüro Nagel 1999]. Die Kalibrierung erfolgt jeweils mit dem angeschlossenen Tastkopf an dem entsprechenden Eingangskanal des Oszilloskopes vor Beginn der Messungen. Die mit derartigen Hochspannungstastköpfen erreichbaren analogen Bandbreiten liegen im Bereich von 100 MHz [PMK PHV4002].

Die Verwendung des Tastkopfes bei der Charakterisierung von Leistungshalbleitern im Mittelspannungsbereich bedeutet hohe Anforderungen an die Spannungsfestigkeit des verwendeten Tastkopfes.

Für die Spannungsmessungen an diesem Teststand mit Zwischenkreisspannungen bis zu 15 kV werden Tastköpfe mit einer Isolationsspannungsfestigkeit von 40 kV von der Spitze des Tastkopfes bis zum Erdanschluss verwendet, um im Fehlerfall auftretenden Überspannungen stand zu halten.

4.3.5.3 Strommesswiderstände und Stromwandler

Zur Erfassung transienter Ströme existieren verschiedene Stromwandler. Unterschiede bestehen in der Art der Erfassung der Ströme und hieraus resultierend in der erzielten Bandbreite des erfassbaren Signals. Stromwandler arbeiten ohne eine galvanische Verbindung während ein Messwiderstand immer vom zu erfassenden Strom durchflossen wird.

In Messwiderständen (*Shunts*) erzeugt der zu erfassende Strom einen Spannungsabfall, der mittels eines Oszilloskopes gemessen wird. Der Spannungsabfall u_M an einem Messwiderstand R_M besteht aus einer gewünschten ohmschen und einer störenden induktiven Komponente und berechnet sich zu

$$u_M(t) = i(t) R_M + L \frac{di(t)}{dt} \quad (4.3)$$

Die Forderung nach Minimierung der Induktivität des Messwiderstands führt unter anderem zur Bauform des koaxialen Messwiderstandes [Lappe und Fischer 1993], wie in Abbildung 4.7(a) dargestellt. Die erreichbare analoge Bandbreite liegt im Bereich von 100 MHz. Da der Widerstand selbst Teil der Testschaltung ist, kann der Strom nur an einem dem Erdpotenzial nahen Punkt gemessen werden. Zur Messung des Stromes an einem anderen Punkt muss ein isolierender Messverstärker in den Signalpfad integriert werden. Für die Messungen der Ströme bei der Charakterisierung der 10-kV-IGCTs werden koaxiale Messwiderstände mit einem Widerstandswert von 1 mΩ und einer Spitzenstrombelastbarkeit von 100 kA verwendet [Zirrgiebel ISM100]. Die Messung erfolgt ausschliesslich erdnah.

Der hohen analogen Bandbreite der Messwiderstände und der Fähigkeit, auch Gleichströme zu messen steht die fehlende Isolation als gravierender Nachteil gegenüber. Induktive Wandler wie Rogowski-Spulen [PEM Rogowski Transducers, Ray und Hewson 2000, Hewson et al. 2006] erlauben die potenzialfreie, berührungslose Messung und werden selbst nicht vom zu messenden Strom durchflossen. Die Abbildung 4.7(b) zeigt die prinzipielle Wirkungsweise einer Rogowskispule. Die Spule wird um den vom Strom durchflossenen Primärleiter gewickelt. Der fließende Strom induziert bei einer Gegeninduktivität M in der Spule eine Spannung u_M , die der Änderung des Stromes im Primärleiter proportional ist:

$$u_{M1}(t) = M \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (4.4)$$

Eine nachfolgender analoger Integrator mit der Zeitkonstante T liefert die dem gemessenen Strom proportionale Spannung u_M

$$u_M(t) = \int_0^T u_{M1}(t) dt + K = i \frac{M}{T} + K \quad (4.5)$$

Die erforderliche analoge Integration begrenzt die Bandbreite der Rogowskispulen auf Werte im Bereich von einigen 100 kHz. Abhängig von der Bandbreite wird das Messsignal um 20 – 200 ns verzögert [PEM Rogowski Transducers]. Die Messung von Gleichströmen ist prinzipbedingt nicht möglich.

Die Wicklung der Spule besteht aus einem dünnen Draht und wird um einen nichtmagnetischen Kern gewickelt, daher ist die Handhabung besonders der Rogowskispule in offener Ausführung

recht einfach [Hewson et al. 2006]. Während ein koaxialer Messwiderstand durch Einfügen in den Strompfad immer mechanisch kontaktiert werden muss, kann eine Rogowskispule ohne Änderungen am Leistungsteil angebracht werden. Besondere kleine Bauformen erlauben die Messung direkt an den Anschlüssen von Leistungshalbleitern und werden hier zur Messung des Gatestromes von IGCTs eingesetzt, siehe Abschnitt 4.5.2.4. In [Krafft 2004] wird mittels mehrerer speziell gefertigter Rogowskispulen innerhalb des Press-Pack-Gehäuses die Verteilung des Stromes während der Schaltvorgänge von IGCTs und IGBTs messtechnisch erfasst.

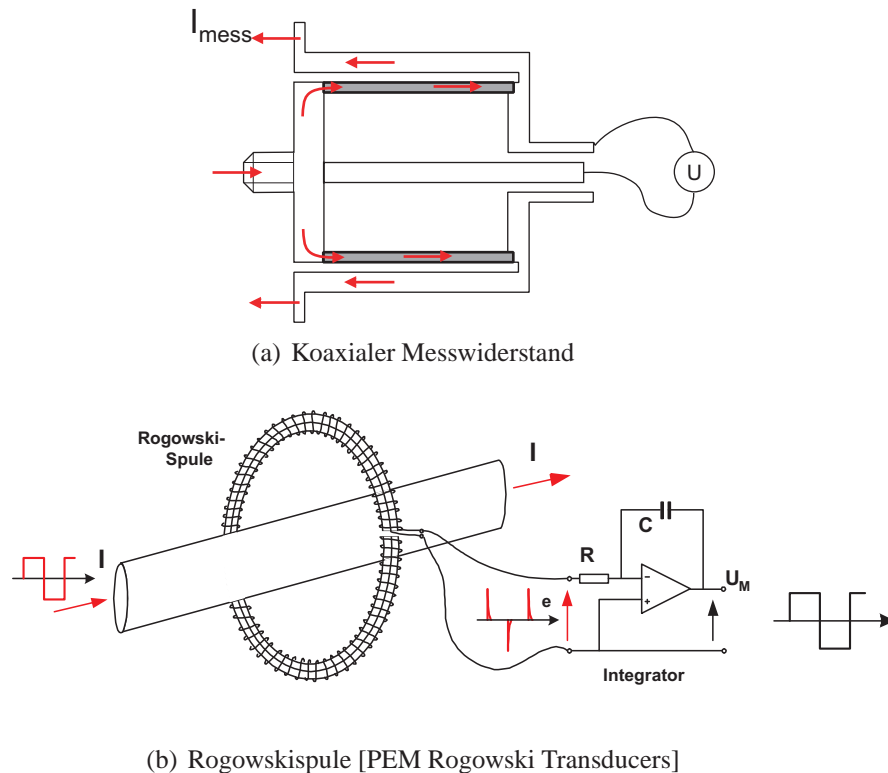


Abbildung 4.7: Messeinrichtungen zum Messen hoher Ströme (a) Koaxialer Messwiderstand und (b) Stromwandler nach dem Rogowski-Prinzip mit nachgeschaltetem analogen Integrator, nach [PEM Rogowski Transducers]

4.3.6 Steuerrechner und Kommunikationsbusse

Die Komponenten des Testsystems sind durch verschiedene Kommunikationsbusse mit dem Steuerrechner verbunden. Als Kommunikationsschnittstelle sehr verbreitet ist die serielle RS232-Schnittstelle, mit der unterschiedliche serielle Datenprotokolle übertragen werden. Die Übertragungsgeschwindigkeit ist begrenzt auf 115 kBit/s, so dass eine solche Schnittstelle für die Übertragung vieler Messdaten in Frage kommt. Viele Netzgeräte und digitale Voltmeter sind mit einer solchen Schnittstelle ausgerüstet. Bislang sind RS232-Schnittstellen standardmässig in jedem PC enthalten, wenngleich sie zunehmend von USB-Schnittstellen verdrängt werden. Eine galvanische Trennung ist leicht realisierbar, da für zu sendende und empfangene Daten jeweils eine eigene Leitung verwendet wird.

Der *Universal Serial Bus* (USB) findet auch in der Messtechnik immer mehr Verbreitung. Mit dem Standard USB2.0 ist eine Datenübertragung mit einer physikalischen Datenübertragungsrate von

480 MBit/s möglich. Da USB ein Bussystem darstellt, müssen zur galvanischen Trennung Medienkonverter eingesetzt werden, die das komplette bidirektionale Bussystem transparent über eine Lichtwellenfaser übertragen.

Der Kommunikationsbus IEEE 488.2, auch bekannt als *General Interface Purpose Bus* (GPIB), ist in der Messtechnik sehr verbreitet und genießt eine gute Unterstützung durch die Hersteller von Messgeräten. IEEE 488.2 erlaubt die Datenübertragung mit einer Geschwindigkeit bis zu 1 MByte/s. Da die verwendete Schnittstelle nach IEEE 488.2 keine Standardschnittstelle ist, muss eine Erweiterungskarte in den steuernden PC eingebaut werden. IEEE 488.2 realisiert ein Bussystem mit einem wohldefiniertem Bus-Controller, üblicherweise dem steuernden PC. Der Bus-Controller kontrolliert durch die Arbitrierung des Busses den Datenverkehr der Teilnehmer und kann somit die Datenübertragung mit Prioritäten versehen [GPIB Manual, Lappe und Fischer 1993].

Neuere digitale Speicheroszilloskope (*DSO*, *digital storage oscilloscope*) bieten einen Ethernetanschluss und erlauben die Verwendung von TCP/IP (*Transmission Control Protocol/Internet Protocol*) als Standard Kommunikationsschnittstelle. Das bedeutet, dass das Oszilloskop in ein lokales Netzwerk eingebunden wird. Gleichermäßen bedeutet diese Tatsache, dass jede Störung des Netzwerkes das Testsystem beeinflusst. Aus Sicherheitsgründen ist eine Trennung des Netzwerkes für Messgeräte von einem normalen Büronetzwerk unbedingt notwendig. Diese kann kostengünstig durch TCP/IP-Switches¹ und eine Firewall² realisiert werden. Ein möglicher Netzwerkplan eines abgesicherten Testsystems ist in der Abbildung 4.8 dargestellt. Die Verbindung der Messgeräte via Ethernet kann ohne kostenintensive Spezialkomponenten realisiert werden. Die erreichbare physikalische Datenübertragungsgeschwindigkeit liegt derzeit bei 1 GBit/s. Zur galvanischen Trennung werden Medienkonverter eingesetzt, die die Daten transparent übertragen.

Zukünftige Übertragungsstandards mit höheren Datenraten werden die Zeit für die Datenübertragung weiter reduzieren. Die steigende Datenübertragungsgeschwindigkeit und Zuverlässigkeit von drahtlosen Netzwerken kann den Einsatz von Medienkonvertern überflüssig machen, wenn sich die verwendeten Systeme in der näheren Umgebung von schnell schaltenden Leistungshalbleitern als hinreichend störsicher erweisen.

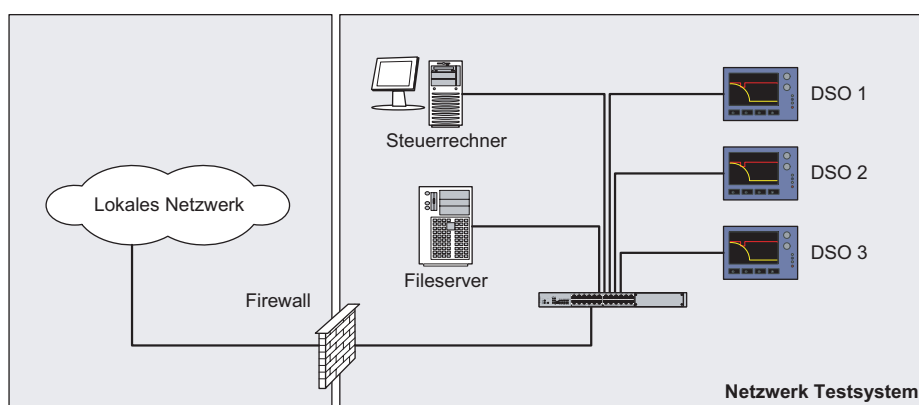


Abbildung 4.8: Netzwerkplan eines Testsystems mit separatem Segment für die Messgeräte

¹Gerät zur Verbindung mehrerer an ein Netzwerk angeschlossener Geräte zu einem Segment

²Gerät zur Kontrolle des Datenverkehrs aller Teilnehmer in einem Netzwerksegment mit einem weiteren Netzwerksegment

Im Falle eines Testsystems zur automatischen Vermessung von Leistungshalbleiter sind die Datenübertragungsraten im System zeitbestimmend. Die Übertragung der gemessenen Daten vom digitalen Speicheroszilloskop zum Steuerrechner dauert üblicherweise länger als die Messung selbst. So ist für den Anschluss aller datenerfassenden Systeme eine Verbindung mit möglichst hoher Datenübertragungsrate sinnvoll. Die Kommunikation mit Geräten wie programmierbaren Spannungsquellen und digitalen Voltmetern ist nicht zeitkritisch, da nur wenige Daten übertragen werden. Diese Verbindungen können via RS232, RS422 oder IEEE 488.2 realisiert werden, ohne das Gesamtsystem zu verlangsamen.

Die Leistungsfähigkeit des Steuerrechners muss die Bedienung aller im Testsystem vorhandenen Kommunikationsbusse ermöglichen. Für den Fall, dass auch die Auswertung direkt nach erfolgter Messung auf dem Steuerrechner realisiert werden soll, ist die Rechnerleistung entsprechend anzupassen. Da der Steuerrechner mit der Ansteuerung des Ladegerätes für den Zwischenkreis und der Erzeugung der Gate-Signale sicherheitsrelevante Aufgaben erfüllt, sind besondere Anforderungen zu erfüllen. Um einen Ausfall des Rechners im Betrieb bei Ausfall der Netzspannung zu verhindern, kann eine unterbrechungsfreie Stromversorgung eingesetzt werden. Diese muss auch alle Medienkonverter mit absichern, um eine Ansteuerbarkeit des Testsystems ohne Netzstrom zu gewährleisten.

4.4 Betriebssoftware für die automatisierte Vermessung

4.4.1 Motivation für die Softwareentwicklung

Der Entwurf eines Testsystems beinhaltet den Entwurf der Betriebssoftware zur Ansteuerung aller verwendeten Komponenten. Für die Entwicklung dieser Betriebssoftware sind die in der Abbildung 4.9 dargestellten Komponenten anzusteuern. Verschiedene Messgeräte, Spannungs- und Signalquellen müssen zur sicheren Durchführung der Messungen in einer festgelegten Abfolge initialisiert, parametrisiert und bedient werden. Nach erfolgter Messung müssen die gemessenen Daten gespeichert und ausgewertet werden.

Bei Leistungshalbleiterprototypen werden die Messungen oft für verschiedene Muster einer Bauelementefamilie mehrfach wiederholt. Eine automatische Wiederholung von Testsequenzen bedeutet eine deutlich schnellere Abarbeitung und eine bessere Reproduzierbarkeit der Messungen.

Schlüsselfertige Testsysteme für den Einsatz im Produktionsprozess von Leistungshalbleitern werden mit einer Firmware betrieben, die für die relevanten Tests konzipiert ist [Tursky et al. 2001]. Diese Tester bieten kaum Flexibilität für die Implementation verschiedener Tests, wie sie bei der Vermessung von Prototypen und Labormustern benötigt wird. Die Softwarelösung für das vorgestellte Testsystem verfolgt den Ansatz, die Modularität der verwendeten Komponenten in der Betriebssoftware abzubilden.

4.4.2 Funktionale Anforderungen

Mit der Betriebssoftware sollen die folgenden funktionalen Anforderungen erfüllt werden:

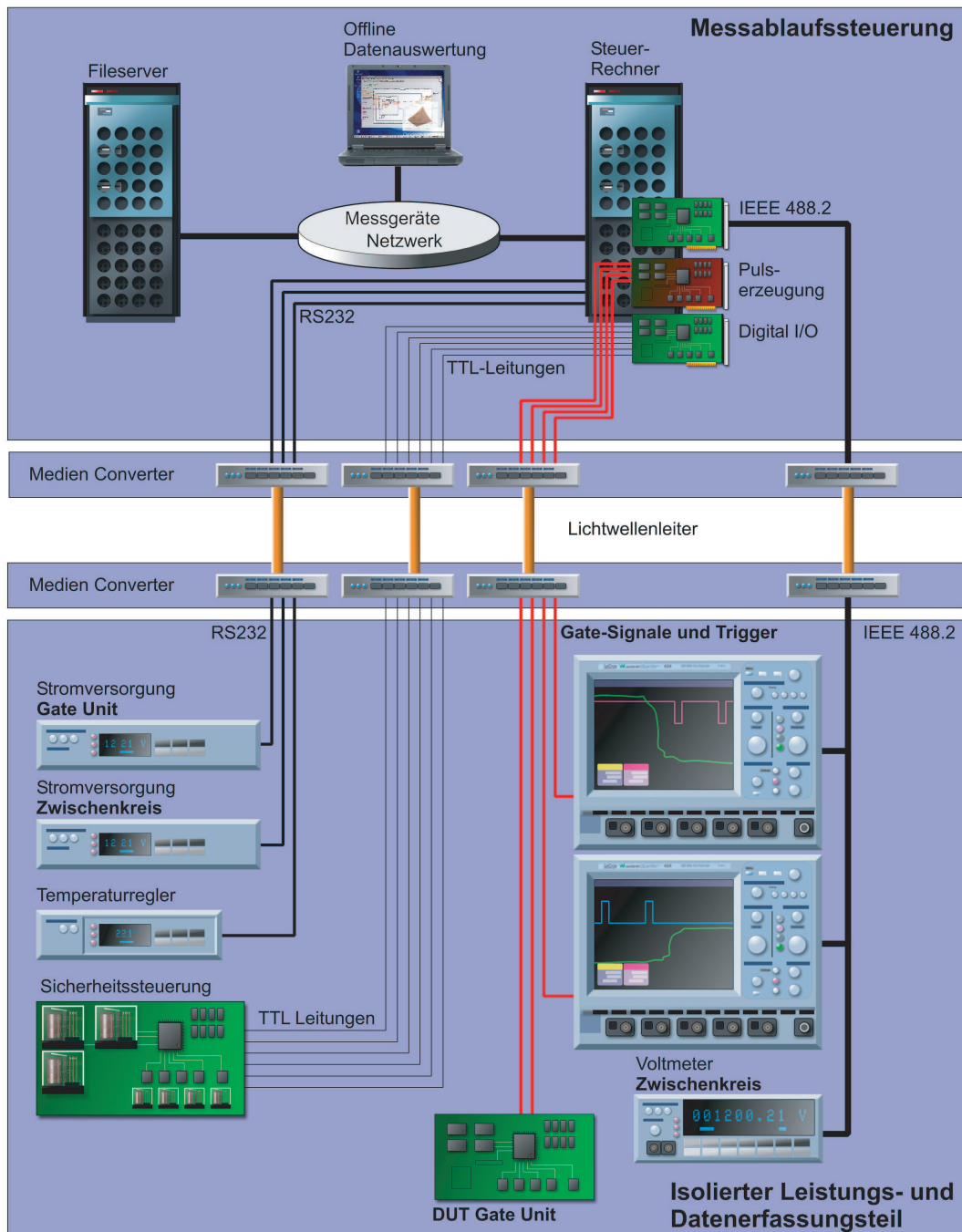


Abbildung 4.9: Übersicht der durch die Betriebssoftware zu steuernden Komponenten in einem Testsystem für Leistungshalbleiter

Benutzerschnittstelle Der Sinn und Zweck einer grafischen Benutzerschnittstelle (*graphical user interface*, GUI) sind die einfache Bedienung und die Vermeidung von Fehleingaben. Nach Abbildung 4.9 sind beim Abarbeiten von Testsequenzen verschiedene Messgeräte zu bedienen. Die Bedienung dieser Geräte wird durch eine einheitliche Benutzerschnittstelle vereinfacht. Eine explizite Einarbeitung in die Ansteuerung jedes einzelnen Gerätes kann dem Benutzer so abgenommen werden, be-

sonders wenn einzelne Komponenten ausgetauscht werden (z.B. Oszilloskope). Die Einzelmessung und die Messungen von Testserien werden mit einer einheitlichen Benutzerschnittstelle zusammengefasst. Die Gestaltung der Benutzeroberfläche folgt den Richtlinien für Ergonomie [Siedersleben 2002, Kapitel 5].

Fehleingaben können bereits an der Benutzerschnittstelle abgefangen werden. Alle Entwurfswerkzeuge erlauben die Prüfung des Wertebereiches eines eingegebenen Zahlwertes oder die Beschränkung der Wahlmöglichkeiten durch Dialogelemente und Auswahlmenüs.

Initialisierung der verwendeten Geräte Vor Beginn jeder Messung sind die verwendeten Messgeräte auf ihre Funktion zu überprüfen und für die Messung vorzubereiten. Die Einstellungen der Geräte werden zur Protokollierung der Messung gespeichert und sind so wiederherstellbar.

Durchführung der Messungen Es werden einzelne Messungen, Serienmessungen und in einem Script vorgeplante Messungen ausgeführt. Alle Mehrfachmessungen müssen zu jeder Zeit während der Ausführung abgebrochen werden können.

Verifikation der Messungen Die abgeschlossene Messung wird verifiziert. Hierbei wird geprüft, ob die aufgezeichneten Daten aussagekräftig sind. Wird beispielsweise ein Kanal eines Oszilloskopes übersteuert, so wird die Messung mit angepassten Teilerfaktor wiederholt. Eine genaue Überprüfung des gemessenen Signalverlaufs, wie in Abbildung 4.10 dargestellt, kann an dieser Stelle integriert werden.

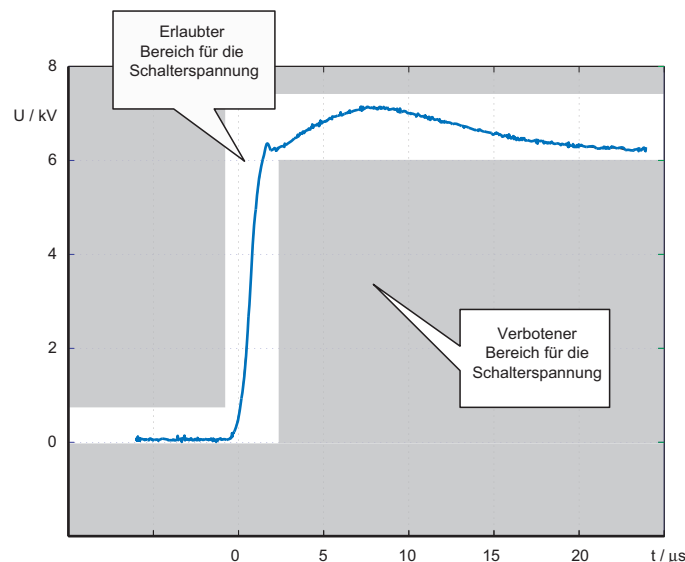


Abbildung 4.10: Toleranzschema für die Messung der Spannung über einem ausschaltenden IGCT

Speicherung der Messdaten Die gemessenen Daten werden nach der Messung gespeichert. Als Datenformate werden offene Formate wie das binäre Format von Matlab [MATLAB MatFileFormat]

oder das TDM-Datenformat (Technical Data Management) von National Instruments [NI 2006 Diadem] verwendet. So kann die Weiterverarbeitung zu einem späteren Zeitpunkt gewährleistet werden. Die Verwendung von nicht-offenen Datenformaten birgt das Risiko, die Daten zu einem späteren Zeitpunkt nicht mehr verarbeiten zu können. Bei der Speicherung werden nicht nur die Messdaten in Form von Signal-Zeitverläufen abgelegt. Um die Messung korrekt zu dokumentieren, sind weitere Parameter wie Temperaturen der Bauelemente, Konfiguration des Leistungsteils, verwendete Bauelemente und ähnliche Informationen mit den Daten abzulegen [Tursky et al. 2001].

Auswertung der Messdaten Die Auswertung der gemessenen Daten erfolgt teilweise direkt nach der abgeschlossenen Übertragung der Messdaten einer Einzelmessung, teilweise auch off-line nach Abschluss der gesamten Messungen. Die Auswertung während der laufenden Messungen ist in die Betriebssoftware integriert und betrifft beispielsweise die Bestimmung von Augenblickswerten der Leistung bei den gemessenen Schaltvorgängen. Weiterführende Auswertungen wie die Bestimmung von relativen Schaltverlusten werden nach den Messungen durchgeführt. Als Werkzeug zur Auswertung wird hier Matlab verwendet.

Betriebssicherheit Eine fundamentale Anforderung an die Betriebssoftware ist der sichere Betrieb der Anlage. Die in Abschnitt 4.3.3 vorgestellten Maßnahmen aus Sicht des Aufbaus zum sicheren Betrieb werden durch die Betriebssoftware sinnvoll ergänzt.

Für auftretende Fehlerfälle im Betrieb kommen aus Sicht der Softwareentwicklung die folgenden Ursachen in Betracht:

Bauelementeversagen Ein Bauelement im Leistungsteil des Teststandes fällt während der Messung aus. Während im Leistungsteil automatisch ein sicherer Zustand hergestellt wird, muss die Betriebssoftware auf den Ausfall geeignet reagieren. Hierzu gehört die Entladung des Zwischenkreises und gegebenenfalls die Sicherung der letzten Messdaten sowie eine exakte Protokollierung der Betriebsbedingungen bei Auftreten des Fehlers.

Soll dieser Fehlerfall durch die Betriebssoftware detektiert werden, so sind weitere Messeinrichtungen notwendig. So kann ein Kurzschlussstrom durch einen fest installierten Stromwandler am Zwischenkreis erkannt werden. Allerdings erfordert die Auswertung dieser Ströme und eine Reaktion hierauf ein Echtzeitverhalten der Betriebssoftware, um den zeitlichen Ablauf der Fehlerbehandlung exakt bestimmen zu können.

Komponentenversagen Eine Komponente im Messaufbau versagt während des Betriebes. Um solche Ausfälle zu erkennen, ist während des Betriebes eine regelmäßige Überprüfung der Komponenten notwendig. Messgeräte wie Oszilloskope und Voltmeter sehen in ihren Betriebsprotokollen solche Abfragen bereits vor. Bei anderen sicherheitsrelevanten Komponenten wie Spannungsversorgungen der Sicherheitssteuerung und der Gateunits geben digitale Rückmeldungen Auskunft über den Betriebszustand.

Anwenderfehler Der Anwender löst einen Fehler durch falsche Eingaben aus. Fehlbedienungen sind durch unautorisierten Zugriff möglich. Dies kann mit einer Zugangskontrolle zur Betriebssoftware durch ein Passwort abgefangen werden.

Weiterhin können fehlerhafte Eingaben zum Versagen der Bauelemente im Leistungsteil führen. Um solche Fehleingaben auszuschliessen, ist die Eingabe des Anwenders zu prüfen. Liegen die

gewünschten Werte für Zwischenkreisspannung oder maximalem Strom oberhalb eines festgelegten Maximalwertes, so wird die Messung abgebrochen. Die Verifikation der Werte geschieht bereits bei der Eingabe an der Benutzerschnittstelle. Die Maximalwerte werden ausserhalb der Betriebssoftware gespeichert und vor unautorisiertem Zugriff gesichert.

Versagen des Steuerrechners Ein Ausfall des Steuerrechnersystems kann einerseits auf das Versagen der Hardware oder einen Fehler des auf dem System laufenden Betriebssystems hinweisen. Während ein Netzausfall durch geeignete Mittel abgefangen werden kann (siehe Abschnitt 4.3.6), kann ein kompletter Ausfall nur durch den kostenintensiven Einsatz von redundanter Hardware abgefangen werden. Mit einem entsprechenden Sicherheitskonzept für den Leistungsteil, hier besonders der Entladung des Zwischenkreises und dem Ausschalten aller Leistungshalbleiter, kann das Testsystem auch ohne Steuerrechner in einen sicheren Zustand gebracht werden, siehe auch Abschnitt 4.3.3.

Weiter kann der Steuerrechner durch eine Fehlfunktion im Betriebssystem außer Funktion gesetzt werden. Auf nicht-echtzeitfähigen Systemen können einzelne Prozesse die gesamte CPU-Rechenzeit erhalten, so dass die eigentliche Betriebssoftware nicht mehr bearbeitet wird. So kann eine Netzwerkkarte im Falle eines externen Angriffs eine vollständige Auslastung der CPU (100% Last) erzeugen und so zum Ausfall des Systems führen [Thaller 1997]. Abhilfe schafft zum Beispiel die Verwendung eines echtzeitfähigen Betriebssystems, mit dem die CPU-Zeiten den Prozessen explizit zugewiesen werden können und eine Abkoppelung des Systems vom lokalen Netzwerk, siehe Abschnitt 4.3.6.

Versagen der Betriebssoftware Das Versagen der Betriebssoftware an sich, soweit dieses Versagen nicht auf einen Ausfall der Hardware oder das Betriebssystem zurückzuführen ist, ist auf die Qualität der Software zurückzuführen. Zur Sicherung der Qualität von Softwareprodukten werden verschiedene Ansätze in der Literatur gegeben [Thaller 1997, Weinberg 1994, DeMarco 1997]. Allen gemeinsam sind die Entwicklungsschritte

- Spezifikation
- Grob- und Feinentwurf
- Implementation
- Akzeptanztests

Die Funktion der Betriebssoftware und aller ihrer Komponenten wird in Akzeptanztests verifiziert. Diese werden zunächst in einer Testumgebung durchgeführt, siehe Abschnitt 4.4.5. Hiernach folgt die Systemintegration und der Test im Zielsystem bei niedrigen Spannungen und Strömen.

4.4.3 Anforderungen an den inneren Aufbau

Neben den in Abschnitt 4.4.2 dargestellten funktionalen Anforderungen an die Betriebssoftware existieren weitere Forderungen an den inneren Aufbau der Software.

Modularer Aufbau Der modulare Aufbau der Betriebssoftware spiegelt einerseits die Flexibilität des Aufbaus im Softwaredesign wider, andererseits wird durch die Zerlegung der gesamten Betriebssoftware in einzelne fachliche und technische Komponenten die Möglichkeit gegeben, die Qualität der Software zu verbessern. Die Komponenten werden einzeln spezifiziert, codiert und getestet [Weinberg 1994]. Das gezielte und planmäßige Testen der Softwarekomponenten hinsichtlich ihrer Funktion und ihres Verhaltens im Fehlerfalle ist wesentlicher Bestandteil der Entwicklungsarbeit [Siedersleben 2002, Weinberg 1994, Thaller 1997]. Das Einhalten von wohldefinierten internen Schnittstellen erlaubt das Erstellen einzelner Testszenarien für alle Komponenten. Weiterhin wird so die Austauschfähigkeit gesichert.

In fachlichen Komponenten werden Gruppen von Funktionen zusammengefasst, die zum Aufbau des Systems geführt haben. Dies sind die Komponenten zur Durchführung der Messungen, zur Datenspeicherung und zur Datenanalyse.

Die technischen Komponenten fassen funktionale Einheiten zusammen. In erster Linie werden einzelne Komponenten des Testaufbaus durch entsprechende Softwaremodule abgebildet. Hierbei ist es durchaus sinnvoll, auch einzelne Geräte in zwei Komponenten zu zerlegen. So wird von einem Oszilloskop während einer einzelnen Messung nur verlangt, in den Bereitschaftsmodus zu gehen und nach der erfolgten Messung die Daten an den Steuerrechner zu liefern. Eine programmierte Einstellung der horizontalen und vertikalen Parameter erfolgt nur bei einer teilautomatischen Messung im Rahmen der Prüfung auf Ausnutzung des Messbereiches (*Autoranging*).

Testbarkeit Mit der eingangs geforderten Modularität wird die Testbarkeit der Betriebssoftware ermöglicht. Jede einzelne Komponente kann in ein Testszenario eingebettet werden und so auf ihre Funktion geprüft werden. Moderne Entwicklungstechniken für Softwarekomponenten integrieren den Vorgang des wiederholten und gegebenenfalls automatischen Testens in den Entwicklungsprozess, um die Qualität der Software zu verbessern [Beck 2000, Beck 2003].

Wiederverwendbarkeit Die einzelnen Komponenten werden so entworfen, dass eine Wiederverwendung der Software möglich ist. Die Komponenten der Betriebssoftware liegen üblicherweise im Quellcode vor und können, wenn sie hinreichend dokumentiert sind, zur Erstellung ähnlicher Komponenten verwendet werden. In [Siedersleben 2002, Kapitel 10] werden die *Nutzbarkeit für den Entwickler* und die *Variabilität* als Merkmale von wiederverwendbarer Software angeführt, siehe Abbildung 4.11.

Die Nutzbarkeit für den Entwickler berücksichtigt die Tatsache, dass ein anderer als der ursprüngliche Programmierer Änderungen an der Software vornehmen können muss. Die Merkmale hierfür sind

Verständlichkeit Ein Entwickler kann nur Änderungen an einer Komponente vornehmen, wenn bekannt ist, welche Spezifikation sie zu erfüllen hat. Hierzu muss die Software ausreichend dokumentiert sein durch

- eine sinnvolle Dokumentation im Quellcode und
 - ein separates Dokument, dass die Spezifikation, den Aufbau, das Verhalten sowie die zur Qualifikation durchzuführenden Akzeptanztests des implementierten Softwaremoduls beschreibt [Siedersleben 2002, Weinberg 1994, Thaller 1997] .
-

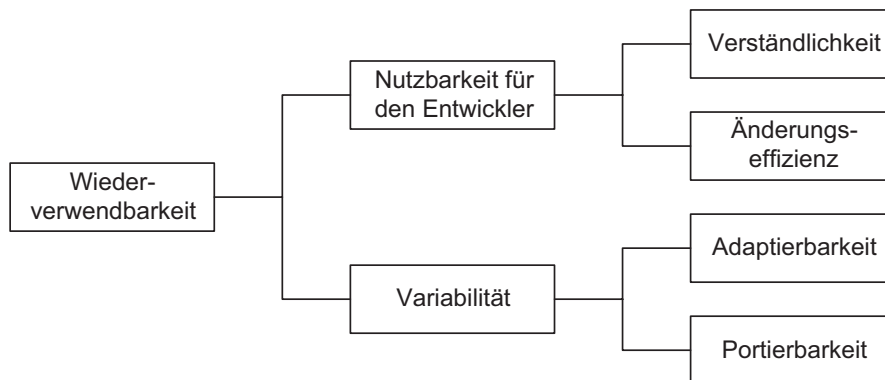


Abbildung 4.11: Merkmale von wiederverwendbarer Software, nach [Siedersleben 2002]

Änderungseffizienz Codieren und Testen einer Software bedeutet einen zeitlichen Aufwand, der umso geringer ausfällt, je besser eine Software auf mögliche Änderungen vorbereitet ist [Siedersleben 2002]. Der Hauptansatzpunkt zur Steigerung der Änderungseffizienz ist das Bereitstellen von Testprogrammen und Testdaten, um die korrekte Funktionsweise der Software nach einer vorgenommenen Änderung zu verifizieren.

Mit der *Variabilität* der Software wird die Eigenschaft der Software beschrieben, unter verschiedenen Einsatzbedingungen einsetzbar zu sein. Dies umfasst die folgenden Merkmale:

Adaptierbarkeit Das Design der Betriebssoftware wird so angelegt, dass eine Erweiterung um ergänzende Komponenten möglich ist. Diese Forderung umfasst die Erweiterung der Software um eine weitere Messung genauso wie die Möglichkeit der Integration von weiteren digitalen Speicheroszilloskopen. Die Möglichkeit der Integration von Werkzeugen zur automatischen Berichterstellung oder die Implementation von weiterführenden Datenanalysefunktionen erlaubt die Anpassung der Anlage an zukünftige Messaufgaben.

Portierbarkeit Mit der Forderung nach einer möglichen Portierbarkeit der Betriebssoftware wird zunächst berücksichtigt, dass die in die Erstellung investierten Kosten nicht durch den Wechsel des Betriebssystems³ des Steuerrechners verloren gehen. In erster Linie beeinflusst diese Forderung die Auswahl des Entwicklungssystems, mit dem die Betriebssoftware erstellt wird. Weiterhin muss die Funktionalität auch in der Zusammenarbeit mit Nachbarsystemen wie Datenbank- oder Webservern gegeben bleiben, wenn diese Systeme einen Migrationszyklus durchlaufen.

Der bereits erwähnte modulare Aufbau erlaubt hinsichtlich der Portierung auch die Anwendung der Software in Testständen mit anderen elektrischen Leistungsdaten, wenn nur der generelle Aufbau dem in der Abbildung 4.9 dargestellten entspricht, wie beispielsweise ein Teststand für Mittelspannungs-IGBTs [Rohner 2005].

³Das beinhaltet auch ein Umstellen auf eine neue Version des Betriebssystems

Laufzeitverhalten Das Laufzeitverhalten der Betriebssoftware ist besonders für die Betriebszustände wichtig, in denen die zu testenden Bauelemente im Leistungsteil der Nennspannung ausgesetzt sind. Da die Bauelemente im Grenzbereich ihres sicheren Arbeitsbereiches betrieben werden können, sind diese Betriebszustände so kurz wie möglich zu halten. Die Durchführung der kompletten Auswertung direkt nach einer Messung bedeutet eine Verlängerung der Messzeiten. Während dieser Zeiten wird das zu testende Bauelement unnötig mit der Blockierspannung betrieben.

Bei der Konzeption wird berücksichtigt, dass die in der Abbildung 4.12 dargestellten Phasen der Messung und der Datenübertragung auf dem Steuerrechner exklusiv abgearbeitet werden. Um dennoch die Zykluszeit für eine Messung innerhalb einer Sequenz zu verkürzen, wird der Entwurf der Software so gewählt, dass eine Verteilung der einzelnen Programmfäden (*Threads*) auf verschiedenen Prozessorkerne oder verschiedene Rechnersysteme möglich ist. Die Abbildung 4.12(a) zeigt den Ablauf einer Messung auf einem Einzelprozessorsystem. Die Abtrennung der Auswertung auf einen separaten Rechner, wie in Abbildung 4.12(b) dargestellt, bedeutet eine Verkürzung der Dauer einer einzelnen Messung. Soll das zeitliche Verhalten der Abarbeitung von Softwaremodulen exakt voraus sagbar sein, so ist der Einsatz eines Echtzeitbetriebssystems (*Real Time Operating System, RTOS*) unabdingbar [Tursky et al. 2001].

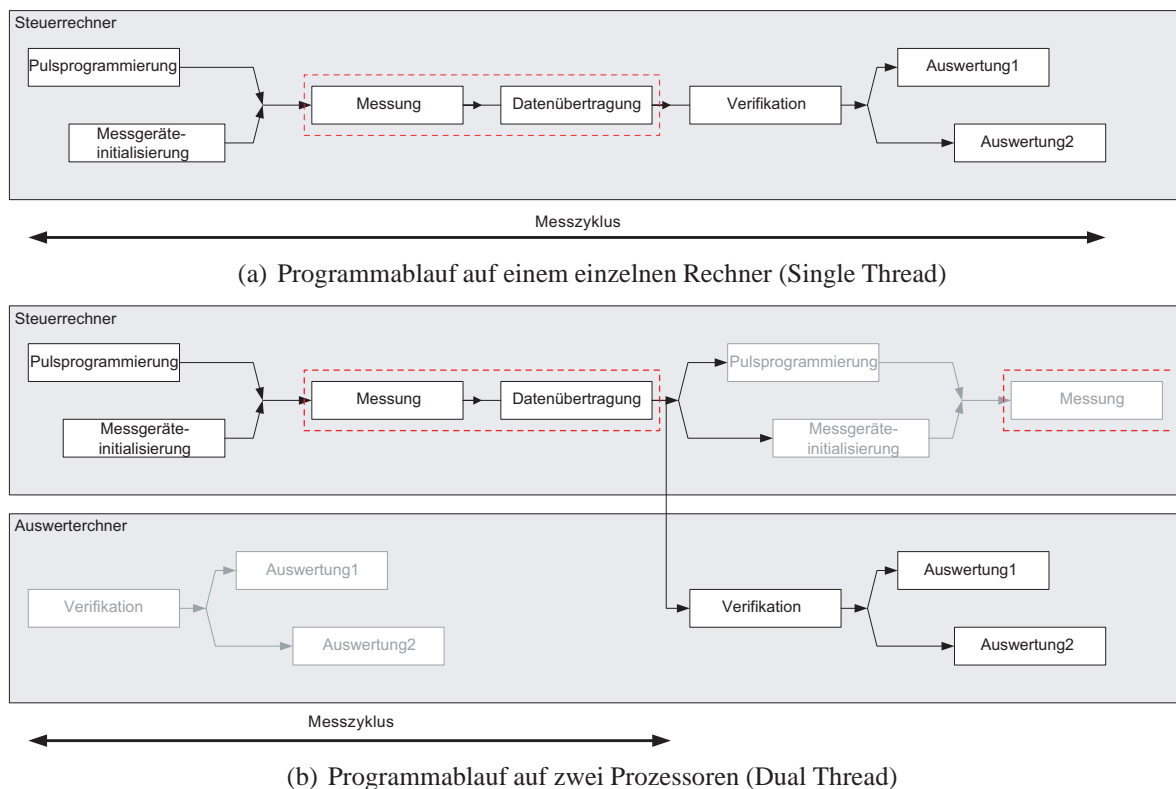


Abbildung 4.12: Ablauf des Programmes zur Messung und Auswertung (a) mit einem einzelnen Steuerrechner und (b) mit einem Mehrprozessorsystem oder je einem Steuer- und einem Auswerterechner

Zur Behandlung von Fehlerzuständen im Leistungsteil durch den Steuerrechner, wie in Abschnitt 4.5.2.3 auf Seite 104 beschrieben, entstehen besondere Forderungen an die Betriebssoftware. Die schnelle Erkennung solcher Fehlerfälle setzt eine kontinuierliche Überwachung der elektrischen Parameter voraus. Um innerhalb einer voraussagbaren Zeit auf einen auftretenden Fehler reagieren zu können, muss das überwachende Rechnersystem Echtzeitfähigkeiten mit exakt voraussagbaren Reak-

tionszeiten besitzen. Die Entwicklung von echtzeitfähiger Software verursacht höhere Entwicklungskosten, da die Anforderungen an Rechnerplattform und Entwicklungsumgebung steigen. Der Aufwand für die Verifikation durch Testen der Software wird bei Echtzeitsystemen reduziert.

Im Sinne der Zerlegung in Komponenten kann diese Überwachung mittels eines separaten, eigenständigen Rechnersystems oder durch geeignete Hardware erfolgen. So werden die Echtzeitforderungen nicht für die gesamte Betriebssoftware notwendig sondern nur für den relevanten Teil der Anlagensteuerung.

Fehlerverhalten Für jede Komponente der Betriebssoftware ist das Verhalten im Fehlerfall zu spezifizieren. Der Ausfall eines Gerätes muss durch die Software erkannt und an die aufrufenden Module weitergemeldet werden. Auf jeder Ebene ist auf solche Fehlermeldungen entsprechend zu reagieren und der sichere Zustand herzustellen.

Bei der Bedienung der verschiedenen Kommunikationsbusse werden je nach implementiertem Protokoll verschiedene *Timeout*-Zeiten verwendet. Kritisch für das Zeitverhalten ist das Auftreten von Kommunikationsfehlern, wenn der Leistungsteil unter Spannung steht. Durch vorheriges Abfragen aller beteiligten Geräte vor dem Aufladen des Zwischenkreises kann das Risiko von trivialen Fehlern durch abgetrennte Verbindungen der ausgeschaltete Geräte verringert werden. Gelangt eine Komponente in einen Timeout-Zustand, so ist dieser an die überliegende Schicht zu melden, damit entsprechend reagiert werden kann.

4.4.4 Realisierung

4.4.4.1 Schichtenmodell

Entsprechend den Anforderungen aus den vorangehenden Abschnitten wird für die Struktur der Betriebssoftware ein angepasstes Schichtenmodell verwendet. Der Leitgedanke des Schichtenmodells im Softwareentwurf ist die Trennung der Zuständigkeiten der einzelnen Komponenten. Abgegrenzte Schichten befassen sich mit der Ansteuerung der verwendeten Geräte, dem eigentlichen Anwendungskern, der Datenverwaltung und der oder den Benutzerschnittstellen. Letztere unterscheiden die Dialogschnittstelle und die Eingabe per Script. Ergänzt wird das System um eine Schicht zur Fehlerbehandlung. Das Schichtenmodell für die Betriebssoftware des Teststandes ist in der Abbildung 4.13 dargestellt.

Mit der Implementation von verschiedenen Treibermodulen zur Ansteuerung der einzelnen Komponenten wird eine Basis für eine übergeordnete Betriebssoftware gelegt. Diese Treibermodule werden einzeln spezifiziert, implementiert und getestet. Mit dem Einhalten der spezifizierten Schnittstellen kann ein einzelnes Messgerät leicht durch ein vergleichbares Gerät ausgetauscht werden, wenn ein Treibermodul implementiert wurde.

4.4.4.2 Zustandsübergangsdiagramme

Die inneren Abläufe einer Software können mit Zustandsübergangsdiagrammen (*state-transition-diagram*) beschrieben werden [Bell et al. 1997]. Diese Notation beschreibt die Zustände eines Systems und gibt die Bedingungen an, die zu einer Zustandsänderung führen können.

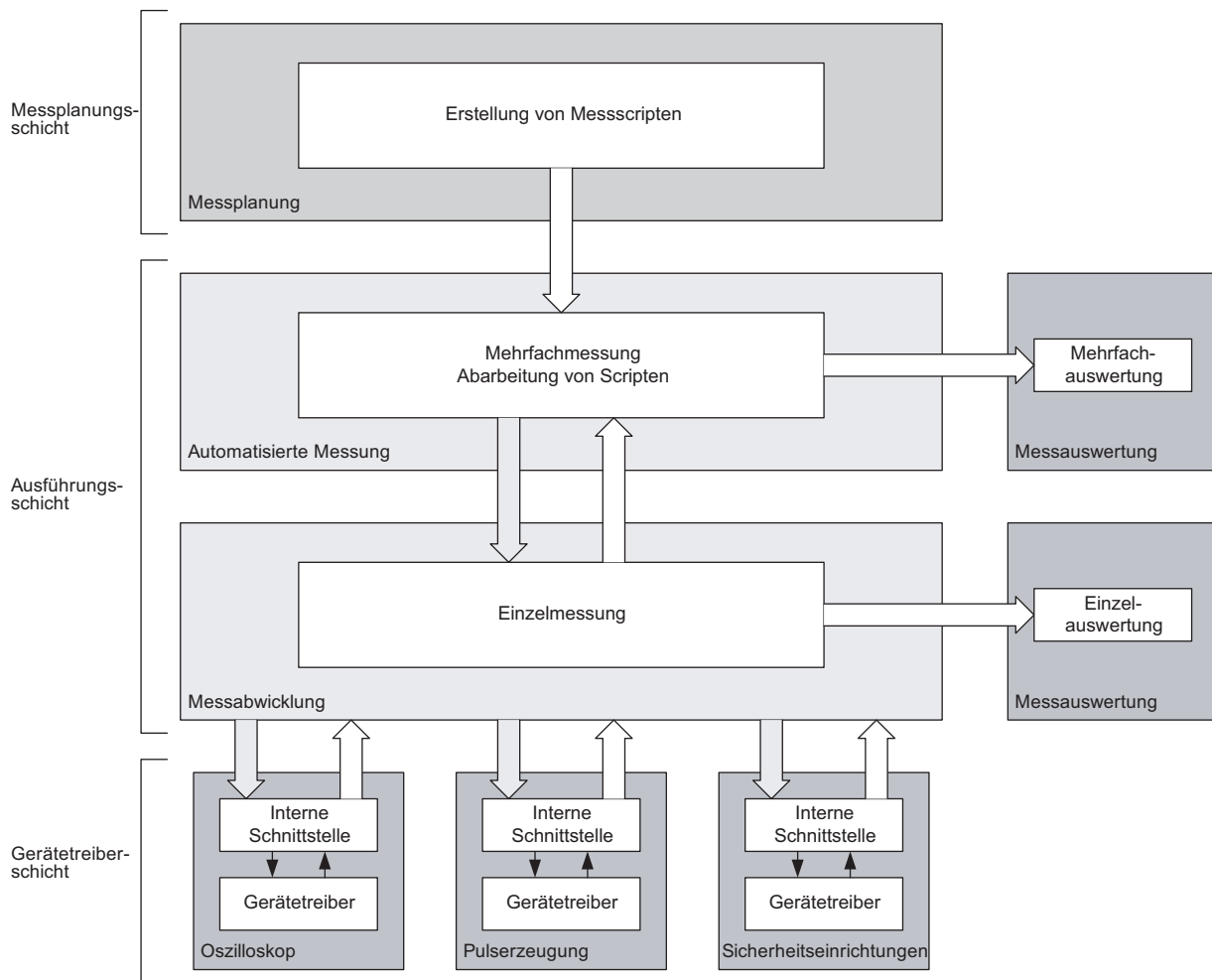


Abbildung 4.13: Schichtenmodell der Betriebssoftware

Für die Betriebssoftware des Halbleiterteststandes bildet das in der Abbildung 4.14 dargestellte Zustands-Übergangs-Diagramm den Rahmen. Die durchzuführenden Messungen werden in diesem Rahmen in einem einzelnen Zustand zusammengefasst, gleich ob es sich um eine Einzelmessung handelt oder die Abarbeitung einer Testsequenz. Tritt während der Durchführung der Messungen ein Fehler auf, so wird nach Herstellen des sicheren Zustandes die komplette Messung beendet.

Die Abbildung 4.15 zeigt das Zustands-Übergangs-Diagramm zur Durchführung der Messungen, es wird vom Hauptprogramm aus aufgerufen. Alle Voreinstellungen der Messgeräte erfolgen vor Durchführung der Messungen. Innerhalb der Messroutinen werden die Vertikal-Einstellungen der beteiligten Oszilloskope nur schrittweise geändert. Um die Betriebssoftware des Testsystems nicht unnötig komplex zu gestalten, werden die weiterführenden Einstellungen von den Messungen abgetrennt und in einem separaten Softwaremodul zur Fernsteuerung der Oszilloskope realisiert [Tschirley 2005b].

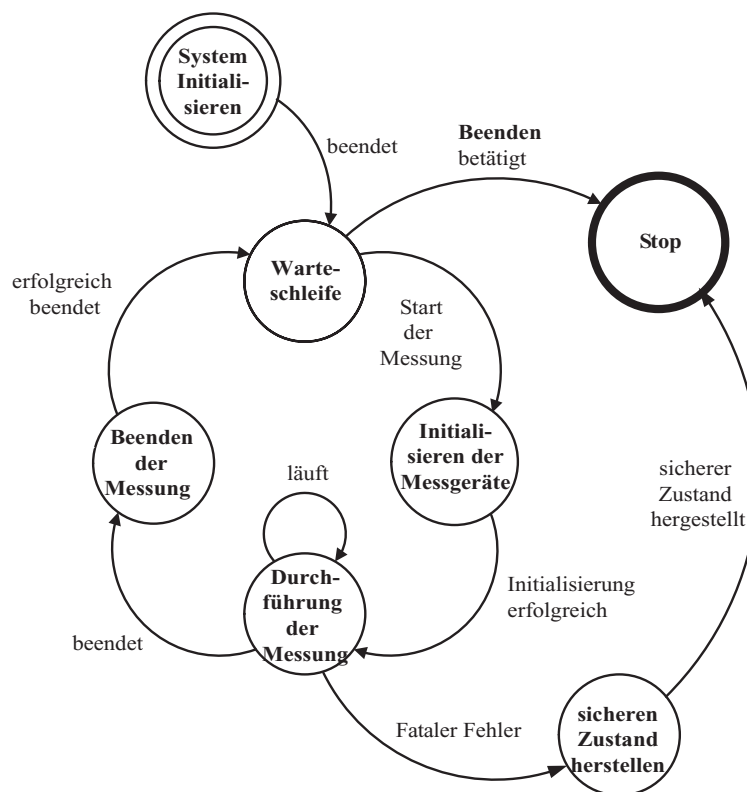


Abbildung 4.14: Zustandsübergangsdiagramm des Hauptprogrammes

4.4.4.3 Auswahl der Entwicklungsumgebung LabVIEW

Die Programmiersprache LabVIEW ist eine grafische strukturierte Programmiersprache⁴, deren Ausführung den Regeln der Datenflußtheorie folgt. In einer prozeduralen Programmiersprache, wie zum Beispiel C, wird eine Anweisung ausgeführt, wenn die zuvor im Code geschriebene Anweisung ausgeführt wurde. In einer datenfluß-orientierten Sprache wird eine Instruktion nur dann ausgeführt, wenn alle ihre Eingangsparameter vorliegen.

Die Entwicklung der Programme geschieht auf einer applikationsnahen Abstraktionsebene. Die Konzeption ähnelt der symbolischen Programmierung und ist mehr als die Aneinanderreihung von Befehlen. Sie bringt vielmehr die Mittel mit, den erzeugten Code durch die bildhafte Darstellung von Zusammenhängen zu strukturieren.

Die Realisierung der Betriebssoftware nach dem in der Abbildung 4.13 dargestellten Schichtenmodell unter Berücksichtigung der Zustands-Übergangs-Diagramme aus Abbildung 4.14 und 4.15 bedeutet die Implementation verschiedener einzelner Komponenten. Die Testbarkeit der einzelnen Programmenteile wird durch LabVIEW stark vereinfacht, da jedes Unterprogramm selbst ohne jegliche Änderungen sofort autark lauffähig ist. Das Erstellen umfangreicher Testumgebungen kann hier auf ein Minimum reduziert werden [Jamal und Pichlik 2000, Jamal und Hagedstedt 2001]

Ein weiterer Vorteil der Auswahl von LabVIEW als Entwicklungsumgebung für Testsysteme ist die

⁴Im strengeren Sinne spricht man von LabVIEW als einer Implementierung der Programmiersprache G, die in eine Entwicklungsumgebung integriert ist [Jamal und Hagedstedt 2001]

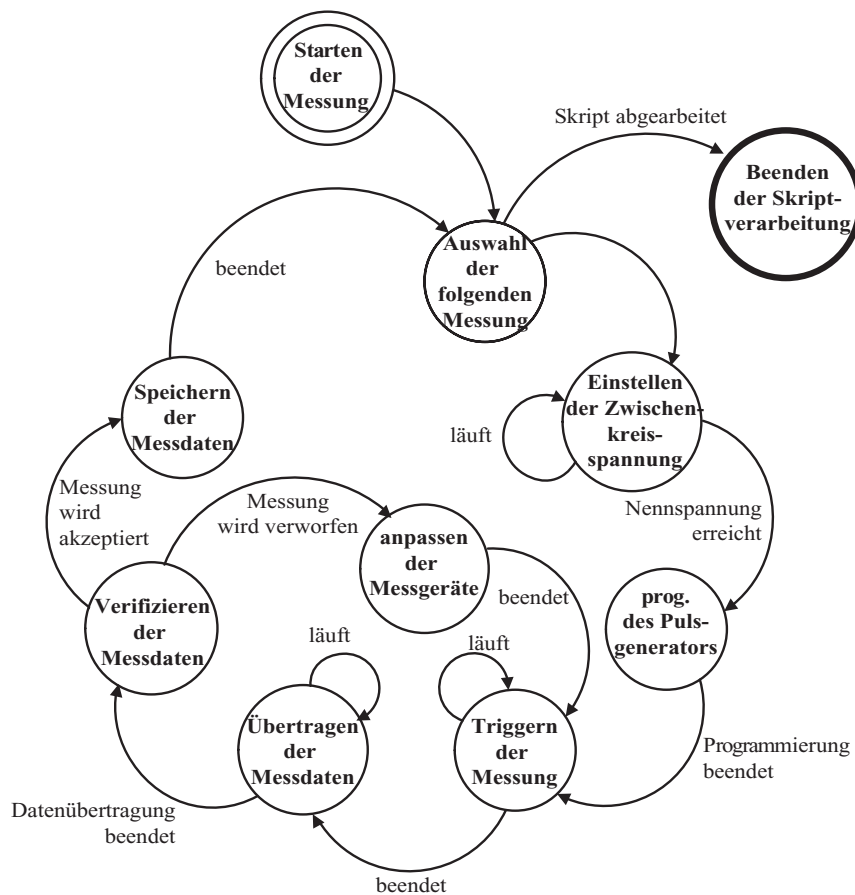
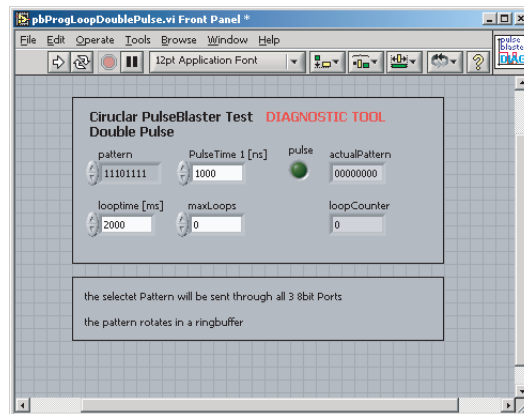


Abbildung 4.15: Zustandsübergangsdiagramm des Programmes zur Ausführung einer einzelnen Messung

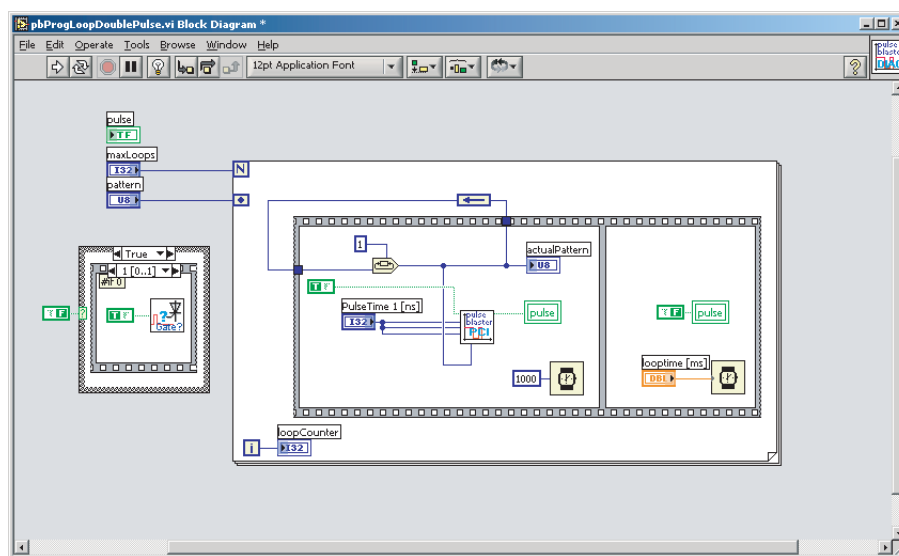
existierende und sehr umfassende Treiberlandschaft. Am Markt sind praktisch für alle Messgeräte LabVIEW-Gerätetreiber verfügbar.

Um die einheitliche Bedienung der verschiedenen Kommunikationsbusse der anzusteuern den Geräte zu ermöglichen, verwendet LabVIEW eine virtuelle Instrumentierungs Software-Architektur (VISA, *Virtual Instrumentation Software Architecture*). VISA stellt ein einheitliches und herstellerübergreifendes Fundament für die Entwicklung von Softwarekomponenten und insbesondere Gerätetreibern dar [Jamal und Pichlik 2000, Abschnitt 3.2]. Aus der externen Sicht des Anwenderprogrammes stellt sich der Gerätetreiber als funktioneller Kern dar, auf dem das Anwenderprogramm aufbaut. Dieser Kern besitzt der Philosophie von LabVIEW entsprechend ein Frontpanel, mit dem die Funktionalität des Gerätetreibers evaluiert und getestet werden kann. Der Treiber selbst stützt sich auf betriebs-systemnahe I/O-Routinen (*system calls*), die die eigentliche Ansteuerung der Kommunikationsbusse realisieren. In der Praxis wird der Anwender von der Programmierung der unteren Protokollschichten des verwendeten Kommunikationsbusses entlastet.

VISA bietet die Möglichkeit, in verteilten Systemen zu arbeiten. Ein Ressourcen-Manager wickelt die Kommunikation zwischen den Komponenten der verteilten Anwendung transparent ab. Eine mögliche Konfiguration ist in Abbildung 4.17(b) dargestellt. Auf dem System 1 arbeitet die Anwendersoftware. Auf dem via TCP/IP angeschlossenen System 2 publiziert ein VISA-Server die angeschlossenen Geräte im Netzwerk. Die auf System 1 laufende Anwendersoftware kann auf das angeschlossene Gerät



(a) Frontpanel



(b) Programmcode

Abbildung 4.16: Komponenten eines virtuellen Instruments in LabVIEW (a) Bedienoberfläche (Frontpanel) und (b) Blockdiagramm (Programmcode)

genauso zugreifen, als wäre es wie in Abbildung 4.17(a) lokal angeschlossen. Die Anwendungssoftware auf dem System 1 muss keinerlei Kenntnisse über den physikalischen Ort des zu steuernden Geräts besitzen [Fuller 2001a, Fuller 2001b].

National Instruments bietet für die professionelle Arbeit mit LabVIEW verschiedene *Toolkits* an, die das Basisentwicklungssystem ergänzen. Die hier aufgeführten Toolkits werden für die Entwicklung der Betriebssoftware für den Teststand verwendet.

Um virtuellen Instrumenten Zugriff auf das Internet zu ermöglichen, wird das *Internet Developer Toolkit* angeboten [NI 1998 Internet Toolkit]. Die Anbindung eines Testsystems an ein lokales Firmennetzwerk bietet viele Möglichkeiten des Datenaustausches und der Nachrichtenübermittlung. Das Internet Development Toolkit bietet die folgenden Komponenten:

- ftp-VIs erlauben den Datentransport per ftp (*file transfer protocol*). Damit kann die Datenspeicherung auf fernen Datenservern in ein Testsystem integriert werden. Für den lokalen Betrieb bedeutet dies die Sicherung der Messdaten auf einem Server ausserhalb der Laborräume.

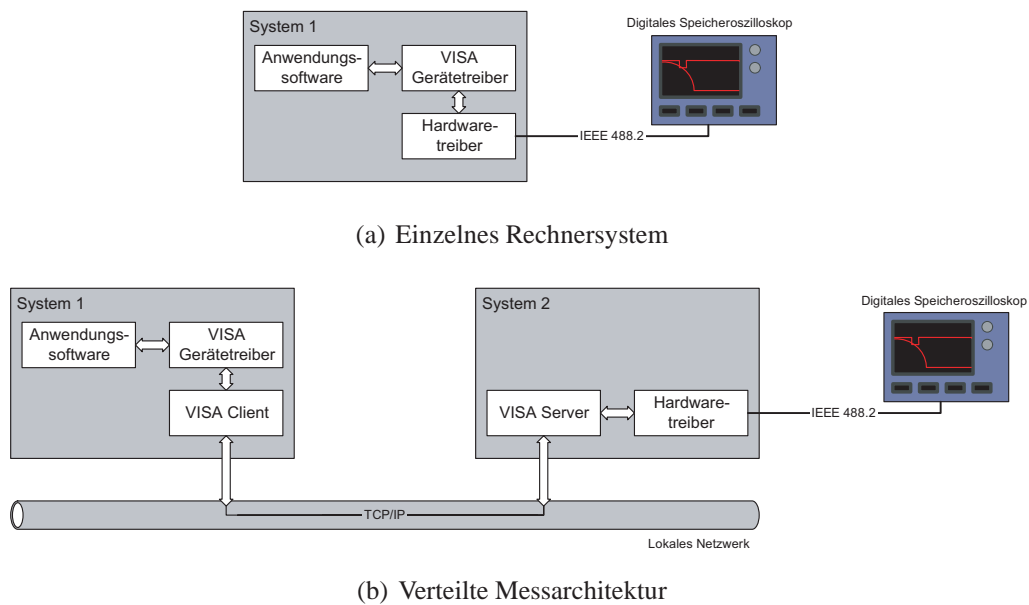


Abbildung 4.17: Einsatz von VISA-gesteuerten Geräten (a) auf einem Einzelplatzsystem und (b) in einem verteilten System

- E-Mail-VIs erlauben das Versenden von E-Mails aus der Applikation heraus. Dies ist besonders für den Fall von langwierigen automatisierten Messungen sinnvoll, wenn diese nicht fortwährend überwacht werden können, wie beispielsweise bei der Charakterisierung der Langzeitstabilität.
- Mittels des integrierten Webservers können berechtigte Nutzer mit einem Webbrowser auf das Frontpanel eines virtuellen Instruments zugreifen.

Zur flexiblen Berichterstellung wird das *Report Generation Toolkit* verwendet [NI Report Generation Toolkit]. Diese Bibliothek bietet die Möglichkeit, aus der Betriebssoftware heraus Berichte in Microsoft Word oder Excel zu erzeugen und zu editieren. Die Berichte werden unter Verwendung einer Vorlage erstellt und mit den aufbereiteten gemessenen Daten ergänzt.

Mit der Version 7 werden in LabVIEW *ExpressVIs* eingeführt. Diese ermöglichen eine interaktive Konfiguration von Unterprogrammen durch ein Kontextmenü im Blockdiagramm ohne komplizierte Programmierung. Das Datenflussmodell wird durch die Möglichkeit der kontextbezogenen Parametrierung von virtuellen Instrumenten im Blockdiagramm erweitert, das eigentliche Frontpanel bleibt so den durch die Anwender zu bedienenden Parametern vorbehalten. Zur Erstellung eigener Express-VIs wird ein *Express VI Development Toolkit* [NI 2003 ExpressVI] bereitgestellt.

Zur leichteren Umsetzung von Zustandsübergangsdiagrammen wird das *State Diagram Toolkit* verwendet werden. Die Eingabe folgt den Darstellungen aus den Abbildungen 4.14 und 4.15. Hieraus wird ein fertiges Rahmenprogramm erzeugt. Alle Zustandsübergänge und Fehlerbehandlungen können so getestet werden, ohne komplizierte Testszenarien aufzubauen.

Die Auswertung der gemessenen Daten erfolgt in Matlab durch entsprechende Scripte. Diese Scripte können durch Verwendung von *Script-Knoten* in den LabVIEW-Code integriert werden. So muss die Auswertung nicht für zwei verschiedene Plattformen geschrieben werden.

4.4.5 Testumgebung für die Softwareentwicklung

Für die Entwicklung der Software wird ein Testsystem mit funktionaler Ähnlichkeit zum IGCT-Teststand aufgebaut. Der generelle Aufbau folgt der Darstellung in Abbildung 4.9 mit dem Ziel, die spezifizierten Funktionalitäten an einem separaten Aufbau zu implementieren. Die verwendeten Hardwarekomponenten entsprechen denen des IGCT-Testplatzes. Abweichend hiervon wird der Zwischenkreiskondensator durch ein programmierbares Netzgerät geladen. Der Spannungsbereich wird auf Zwischenkreisspannungen $U_{DC} \leq 650 \text{ V}$ begrenzt. Mit der Anlage kann das Schaltverhalten von IGBTs und MOSFETs in der Spannungs-klasse bis 650 V bei Strömen bis zu 80 A gemessen werden.

Die Abbildung 4.18(a) zeigt ein Übersichtsbild der verwendeten Komponenten, die Schaltung des Leistungsteils ist in Abbildung 4.18(b) dargestellt. Die Abbildung 4.18(c) zeigt die Vermessung eines CoolMOS SPW47N60 im gesamten sicheren Arbeitsbereich. Mit dem System können sowohl die automatisierte Vermessung als auch die eingebettete automatische Berichterstellung implementiert und verifiziert werden. Der Test der Softwarekomponenten auf innere Fehler geschieht durch den Einsatz des *VI-Analyzer Toolkit* [NI VI Analyzer Toolkit], mit dem die Funktionalität, die Einhaltung der spezifizierten Schnittstellen und die Dokumentation eines VI eingehend untersucht werden kann.

4.5 Testschaltungen

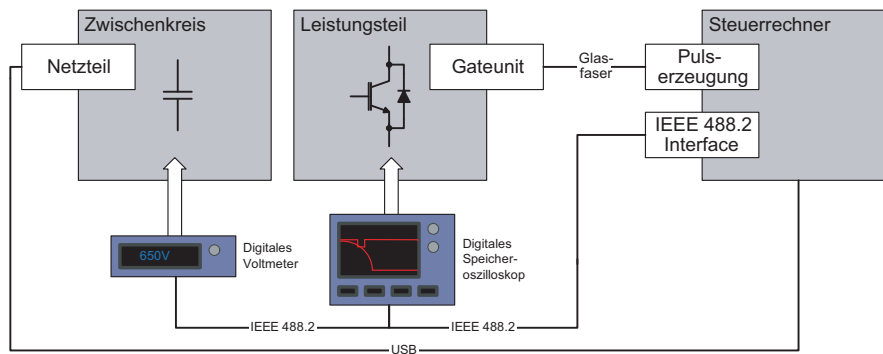
4.5.1 Schaltung zur Untersuchung des Blockierverhaltens

Zur Messung des Blockierstromes wird dem zu testenden Bauelement eine Blockierspannung aufgeprägt, der sich einstellende Blockierstrom wird durch einen geeigneten Messaufnehmer gemessen. Die Wiederholung der Messung bei verschiedenen Blockierspannungen und Temperaturen charakterisiert das Blockierverhalten. Zur Messung werden häufig Verfahren verwendet, bei denen die anzulegende Spannung mit aus dem Netz gewonnenen Sinushalbwellen realisiert wird. Mit einem einstellbaren Transformator wird die Spannungshöhe festgelegt. Ein Spitzenwertdetektor erfasst den Spitzenwert des Blockierstromes [Lappe und Fischer 1993].

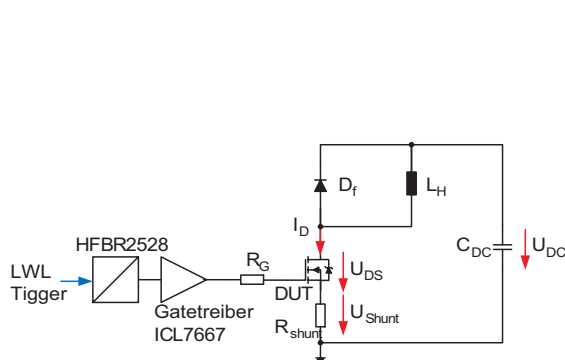
Das hier vorgestellte Verfahren stellt ein Verfahren der Messung mit einer angelegten Gleichspannung dar, diese wird aber nur für sehr kurze Zeit an das Bauelement angelegt. Mit der Schaltung können sowohl Blockier- und Sperrströme von IGCTs als auch Sperrströme von Dioden gemessen werden [Bhalerao 2007]. Das implementierte Verfahren lässt sich als Variation im Leistungsteil gut in das Gesamtkonzept des Testsystems integrieren.

4.5.1.1 Schaltungsprinzip

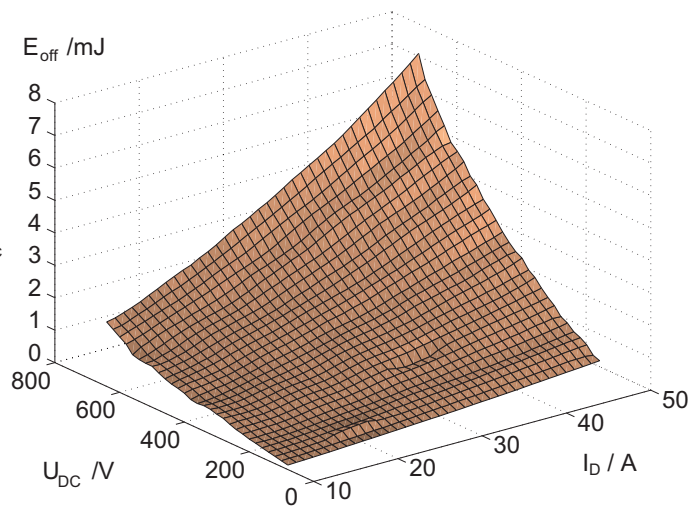
In Abbildung 4.19(a) ist die Prinzipschaltung für die Blockierstrommessung dargestellt. Der Blockierstrom wird durch Messung des Spannungsabfalles an einem Präzisionsmesswiderstand erfasst, die Blockierspannung wird mit einem Hochspannungstastkopf gemessen. Für die Messung wird ein sehr stark verkleinerter Zwischenkreiskondensator C_{DC} auf die gewünschte Blockierspannung aufgeladen. Um stabile Zustände im Bauelement zu erreichen, wird die Spannung für eine kurze Haltezeit $t_{\text{hold}} \approx 500 \text{ ms}$ konstant gehalten. Hiernach wird das Ladegerät abgeschaltet und der Zwischenkreiskondensator durch den Parallelwiderstand R_P entladen. Bauartbedingt kann das Ladegerät den Zwischenkreis nicht entladen [FuG Handbuch].



(a) Übersicht des Testsystems



(b) Schaltung des Leistungsteils



(c) Ausschaltverluste eines CoolMOS SPW47N60

Abbildung 4.18: Testumgebung für die Softwareentwicklung: (a) Übersichtsbild der Komponenten, (b) Schaltung des Leistungsteils und (c) gemessene Ausschaltverluste eines CoolMOS SPW47N60 im gesamten sicheren Arbeitsbereich ($U_{DS} = 80 - 650 \text{ V}$, $I_D = 10 - 47 \text{ A}$, $R_G = 20 \Omega$, $T_j = 25^\circ\text{C}$)

Die gesamte Messung wird mit einem digitalen Speicheroszilloskopes aufgezeichnet. In der Phase der konstant anliegenden Blockierspannung wird der fließende Blockierstrom ausgewertet. Der Verlauf von Zwischenkreisspannung und gemessenem Blockierstrom ist in der Abbildung 4.19(b) dargestellt. Mit diesem Verfahren kann auch die thermische Stabilität des Bauelements bestimmt werden, indem man die Haltezeit der anliegenden Blockierspannung verlängert. In dieser Zeit der anliegenden Spannung werden dann mehrere Messungen in festgelegten Zeitabständen durchgeführt. Bei Heissperrdauertests wird die Blockierspannung über sehr lange Zeiten angelegt. Dieses Tests haben das Ziel, Schwachstellen in der Passivierungsschicht oder der Randkontur zu detektieren [Lutz 2006, Abschnitt 4].

Die Bauelemente werden in der Halbleiterpresse kontaktiert. Die Messung bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen wird durch in den Stapel integrierte Heizmanschetten ermöglicht. Der Aufbau zur Blockierstrommessung an einem asymmetrischen 10-kV-IGCT ist in der Abbildung 4.20 dargestellt.

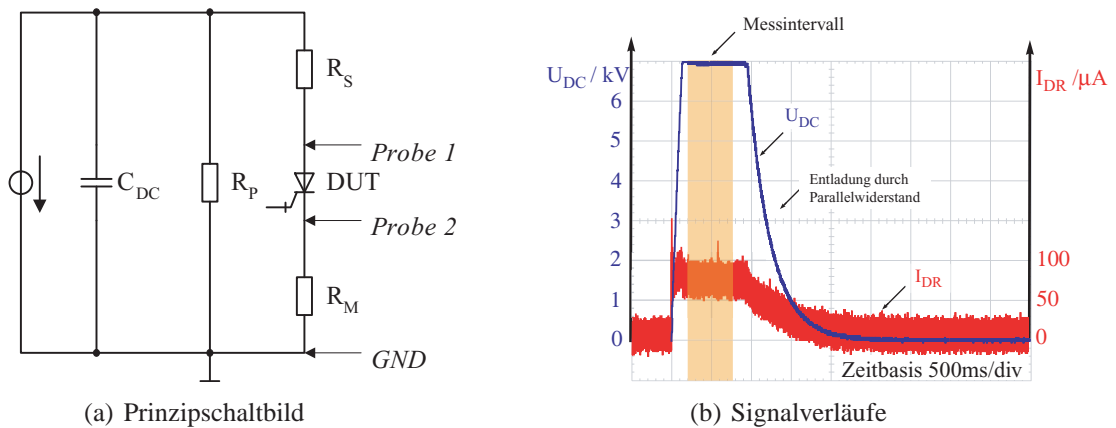


Abbildung 4.19: (a) Prinzipschaltbild zur Messung des Blockierstromes von IGBTs und Dioden und (b) Verlauf von Blockierspannung und Blockierstrom während der Messung

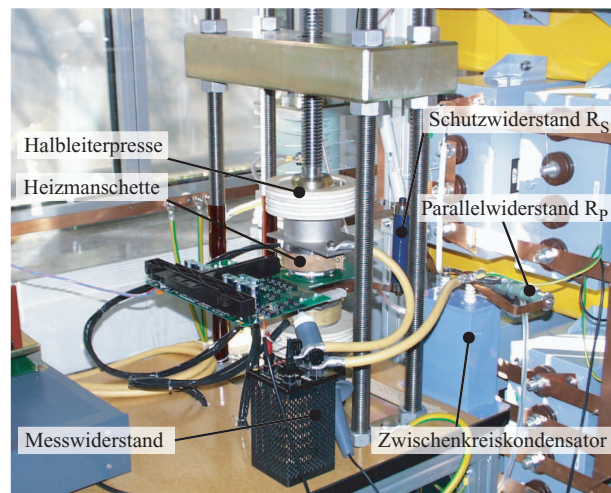


Abbildung 4.20: Aufbau des Leistungsteils für eine Blockierstrommessung an einem 10kV IGBT

4.5.1.2 Auslegung

Der Zwischenkreiskondensator wird für die Messungen auf $C_{DC} = 2 \mu\text{F}$ festgelegt. Ein Betrieb des Ladegerätes ohne kapazitive Last ist bauartbedingt nicht zugelassen. Das Ladegerät liefert einen maximalen Ausgangsstrom von $I_{\text{charge}} = 130 \text{ mA}$.

Die Dimensionierung des parallelen Widerstandes R_P ist ein Kompromiss zwischen einer kurzen Ladezeit des Zwischenkreises und einer schnellen Entladung. Beim Aufladen wird durch R_P ein Teil des Ladestromes abgezweigt, hierfür ist ein großer Wert für R_P wünschenswert. Eine schnelle Entladung wird mit einem kleinen Widerstand R_P erreicht. Der Widerstand wird mit $R_P = 160 \text{ k}\Omega$ so ausgelegt, dass er beim Laden des Zwischenkreises 30% des maximalen Ladestromes führt. Mit dieser Auslegung wird eine Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 7 \text{ kV}$ innerhalb einer Ladezeit $t_{\text{Charge}} = 160 \text{ ms}$ erreicht. Die Messzeit t_{hold} wird durch den Steuerrechner eingestellt. Der Zwischenkreis ist nach einer Entladezeit von $\approx 1,6 \text{ s}$ entladen.

Für den Fall eines Durchbruchs des vermessenen Bauelements wird der Kurzschlussstrom durch den Schutzwiderstand R_S begrenzt. Um den Spannungsabfall an R_S klein gegenüber der Blockierspannung zu halten, wird der Wert von R_S kleiner oder gleich 10% des zu erwartenden Blockierwiderstandes des blockierenden Bauteils gewählt.

Der Messwiderstand R_M wird so dimensioniert, dass bei fließendem Blockierstrom ein Spannungsabfall im Bereich von $U_{R_M} = 0,5 \dots 5 \text{ V}$ mit dem Speicheroszilloskop gemessen werden kann, siehe Tabelle 4.1.

Tabelle 4.1: Auslegung des Messwiderstandes R_M für verschiedene zu erwartende Blockierströme I_{DR} und resultierender Spannungsabfall

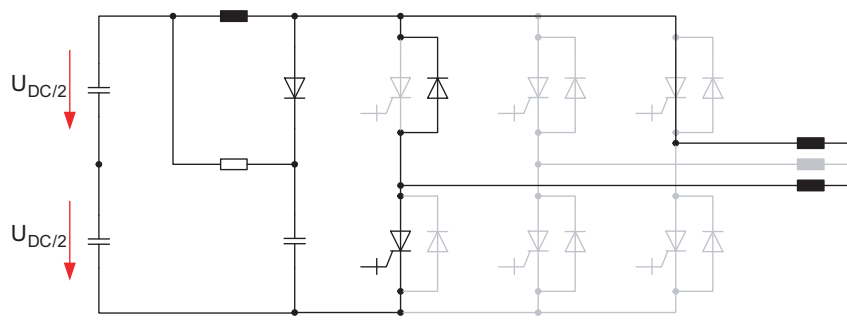
I_{DR}	R_M	U_{R_M}
5 mA – 50 mA	100 Ω	0,5 – 5 V
500 μA – 5 mA	1 k Ω	0,5 – 5 V
50 μA – 500 μA	10 k Ω	0,5 – 5 V

4.5.2 Schaltung zur Untersuchung des Schaltverhaltens

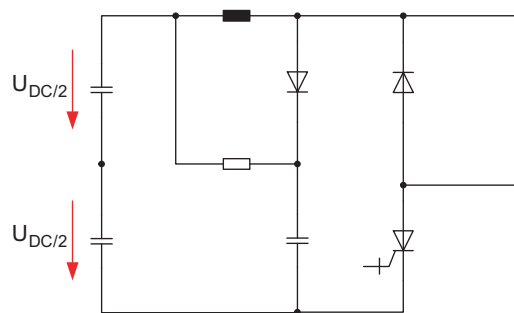
Zur messtechnischen Erfassung des Schaltverhaltens von Leistungshalbleitern sind verschiedene Messkonzepte anwendbar. In einem kontinuierlich messenden System wird der Leistungshalbleiter wie im Stromrichterbetrieb kontinuierlich geschaltet, eine Triggerung der Messerfassung erfolgt mit dem Schaltsignal. Als Leistungsteil wird üblicherweise eine H-Brücke verwendet, deren Schalter gegenphasig angesteuert werden [Marquardt 1982, Teigelkötter und Steimel 1995]. Die Lastinduktivität verbindet die Mittelpunkte der Zweigpaare. Die Versorgung muss nur die Verluste im Betrieb nachliefern. Mit dem stromrichternahen Betrieb können die Leistungshalbleiter auch hinsichtlich Schaltfrequenz und Kühlung charakterisiert werden [Ladoux et al. 2004].

Für die Charakterisierung des Schaltverhaltens von Prototypen von 10-kV-IGCTs wird jeweils ein einzelner Schaltvorgang gemessen. Das Schaltverhalten von Leistungshalbleitern kann in einer Tiefsetzstellerschaltung nach Abbildung 4.21(b) untersucht werden. Die Schaltung bildet die in Zwei- und Dreipunktspannungsgewechselrichtern auftretenden Kommutierungen zwischen einem aktiv geschalteten Leistungshalbleiter und einer Diode nach [Liqiang et al. 2003b]. Die Messung nur eines einzelnen Schaltvorganges bewirkt, dass die Sperrschichttemperatur nur geringfügig durch die Schaltverluste beeinflusst wird, es gilt näherungsweise $T_j \approx T_{\text{case}}$. Hinreichend kurze Messdauern entkoppeln die Temperatur des Bauelements von den umgesetzten Schaltverlusten.

Bei der Aufnahme von Messreihen mit kurzen Messintervallen können die Schaltverluste nicht unter allen Bedingungen vernachlässigt werden. Dies gilt besonders dann, wenn durch die Heizelemente eine hohe Gehäusetemperatur vorgegeben wird. Eventuelle können lokale Erhitzungen des Wafers auftreten und müssen an das Gehäuse abgegeben werden. Die Messintervalle müssen hinreichend lang gewählt werden, um thermisch stationäre Zustände im Bauelement zu erreichen.



(a) Testschaltung im Zweipunkt Spannungswechselrichter



(b) Äquivalente Testschaltung

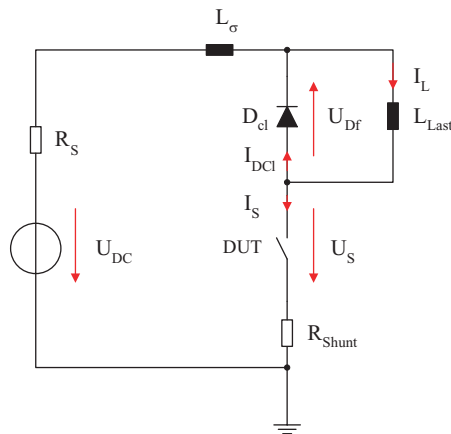
Abbildung 4.21: Ableitung der Testschaltung aus einem Zweipunktspannungswechselrichter (a) relevanter Strompfad für eine Kommutierung (b) abgeleitete Testschaltung

4.5.2.1 Schaltungsprinzip

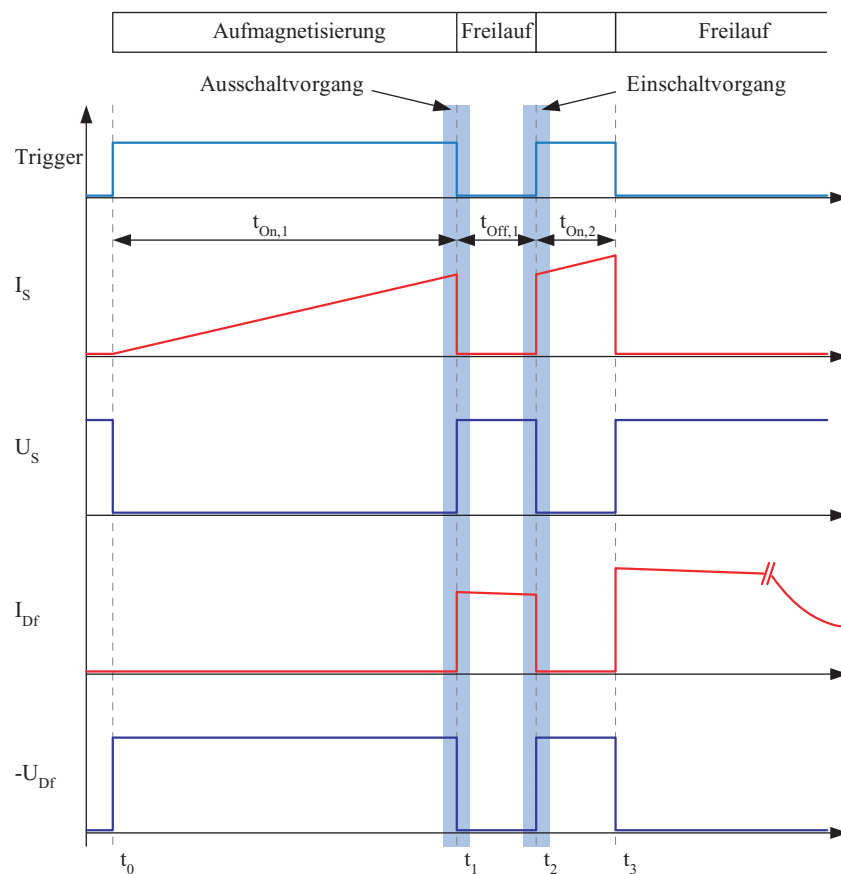
Die Abbildung 4.22(a) zeigt die Schaltung des Tiefsetzstellers zur Messung des Schaltverhaltens von IGCTs. Das zu vermessende Bauelement (i. A. mit DUT, *device under test* bezeichnet) wird mit einem Anschluss auf erdnahes Potenzial geschaltet, um eine erdbezogene Spannungsmessung zu ermöglichen. Die Ansteuerung geschieht mit einem Doppelpuls, wie in Abbildung 4.22(b) dargestellt. Nach dem Aufladen des Zwischenkreiskondensators wird der IGCT zur Zeit t_0 eingeschaltet. Mit dem Anlegen einer konstanten Spannung U_{DC} an die Lastinduktivität L_{Last} beginnt der Strom durch die Lastinduktivität und den IGCT nahezu linear zu steigen. Erreicht der Strom durch den IGCT den Wert des abzuschaltenden Stromes, so wird der IGCT zum Zeitpunkt t_1 ausgeschaltet. Der Laststrom I_L kommutiert auf die Freilaufdiode D_f . Nach der Freilaufphase wird der IGCT zum Zeitpunkt t_2 wieder eingeschaltet, um den kritischen Einschaltvorgang bei leitender Freilaufdiode zu messen. Der Strom kommutiert von der Freilaufdiode auf den IGCT und steigt wie im Zeitraum $t_{On,1}$ weiter an. Zum Zeitpunkt t_3 wird der IGCT wieder abgeschaltet und die aufmagnetisierte Lastinduktivität wird im Freilaufkreis entmagnetisiert. Der Zwischenkreiskondensator kann nach erfolgter Messung wieder entladen werden.

Für den Fall, dass ausschliesslich ein Ausschaltvorgang zu messen ist, wird auf das zweite Einschalten verzichtet. In der Abbildung 4.22(b) sind die Aus- und Einschaltphasen gekennzeichnet. Bei genü-

gend großer Speichertiefe des aufzeichnenden Messgerätes können beide Vorgänge während einer Messung erfasst werden.



(a) Prinzipschaltbild



(b) Prinzipielle Verläufe von Strömen und Spannungen

Abbildung 4.22: Tiefsetzsteller zur Charakterisierung des Schaltverhaltens (a) Schaltbild und (b) Verläufe von Strömen und Spannungen an Freilaufdiode und zu untersuchendem Schalter

Die Ansteuerung des IGCTs erfolgt vom Steuerrechner aus. Da die Vorgänge schnell ablaufen (siehe Abschnitt 4.5.2.2), wird der Zeitpunkt t_1 des Erreichens des abzuschaltenden Laststromwertes nicht messtechnisch bestimmt sondern vor Beginn der Messung aus den Werten der verwendeten Komponenten errechnet.

Die Spannung über dem zu testenden IGCT wird mit einem Hochspannungstastkopf mit dem Bezug auf das Erdpotenzial aufgenommen. Soll die Spannung über der Freilaufdiode mit gemessen werden, so kann die direkte Spannungsmessung am Bauelement mit einem Differenzastkopf erfolgen. Alternativ kann mittels eines normalen, erdbezogenen Hochspannungstastkopfes die Spannung $-u_{Df} + u_S$ gemessen werden. Die notwendige Subtraktion erfolgt direkt nach der Messung im Rahmen der Auswertung. Der Schalterstrom i_S wird mit einem koaxialen Shunt oder durch Rogowskispulen erfasst.

4.5.2.2 Auslegung

Vor dem Vermessen des Schaltverhaltens eines IGCTs sind die passiven Komponenten C_{DC} , L_{Last} sowie die Elemente der Clamp-Beschaltung auszulegen.

Dimensionierung von Lastinduktivität L_{Last} und Zwischenkreiskondensator C_{DC} Die Aufgabe der Lastinduktivität in der Testschaltung ist die Nachbildung einer möglichst idealen Stromquelle mit nahezu konstantem Strom während der Kommutierung, um die Kommutierungen des Stromrichterbetriebes nachzubilden. Ideal wird ein konstant fließender Laststrom mit dem Doppelpuls vom leitenden Schalter zur Freilaufdiode und zurück kommutiert. Real muss der Laststrom in der Lastinduktivität erst aufgebaut werden, der dann vom IGCT abgeschaltet werden kann, siehe Phase $t_{On,1}$ in Abbildung 4.22(b). Der Zwischenkreiskondensator wird durch die zur Aufmagnetisierung entnommene Energie entladen, die Zwischenkreisspannung sinkt um den Wert ΔU_{DC} ab.

Mit der Größe der Lastinduktivität wird der Anstieg des Laststromes für die Zeitintervalle mit durchgeschaltetem IGCT eingestellt. Der Stromanstieg errechnet sich zu

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{I_L}{t_1 - t_0} = \frac{U_{DC}}{L_{Last}}. \quad (4.6)$$

Zum Zeitpunkt t_1 wird der abzuschaltende Stromwert erreicht und der IGCT abgeschaltet. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit während des linearen Stromanstieges wird so gewählt, dass im durchgeschalteten IGCT nahezu stationäre Zustände herrschen. Jedoch ist in der Abbildung 4.22(b) erkennbar, dass der Strom nach dem Einschalten zur Zeit t_2 mit dem gewählten Stromanstieg dI_L/dt weiter ansteigt. Das ist insbesondere dann problematisch, wenn der zuvor zur Zeit t_1 abgeschaltete Strom bereits nahe am Wert des maximal abschaltbaren Stromes I_{TGQM} des IGCTs liegt. Der Ausschaltvorgang zur Zeit t_3 wird das Bauteil dann stark beanspruchen und möglicherweise zerstören. Die Phase $t_{On,2}$, in der der IGCT erneut leitet, kann prinzipiell so kurz wie möglich gehalten werden, da der Ausschaltvorgang nicht gemessen werden muss. In der Spezifikation der IGCTs wird allerdings eine minimale Schaltzustandszeit $t_{On/Off,min}$ sowie eine minimale Schaltperiode $t_{On,min} + t_{Off,min}$ angegeben. Diese Zeiten sind einzuhalten, um stationäre Zustände in der Clamp-Beschaltung, der Gateunit und dem Bauelement zu erreichen und die Schaltvorgänge vollständig zu beenden. Diese Zeit wird bei einem 4,5-kV-IGCT mit $t_{On/Off,min} = 10 \mu s$ angegeben, die minimale Schaltperiode liegt bei $60 \mu s$ (z.B. [ABB IGCT 5SHY 35 L 4512]). Setzt man die Länge der zweiten leitenden Phase mit $t_{On,2} = 20 \mu s$ an, so

steigt der Laststrom um den Wert

$$\Delta I_L = \frac{U_{DC}}{L_{Last}} \cdot t_{On,2} \quad (4.7)$$

Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$, einem zur Zeit t_1 abzuschaltenden Laststrom von $I_L = 1 \text{ kA}$ und einer Lastinduktivität von $L_{Last} = 1000 \mu\text{H}$ ergibt sich so ein Wert von $\Delta I_L = 136 \text{ A}$. Damit wird der abzuschaltende Strom um 13,6% überschritten. Die Erhöhung der Lastinduktivität L_{Last} verringert diesen Stromanstieg, bedeutet aber auf der anderen Seite eine längere Zeit der Aufmagnetisierung.

Die während der Aufmagnetisierung der Lastinduktivität benötigte Energie wird vom Zwischenkreiskondensator bereitgestellt. Da der Zwischenkreiskondensator keine ideale Spannungsquelle ist, wird die Zwischenkreisspannung U_{DC} während der Phase des Aufbaus des Laststromes um einen Betrag ΔU_{DC} absinken. Dieser Spannungseinbruch wird umso größer, je kleiner der Zwischenkreiskondensator ist. Bei einem stark unterdimensionierten Zwischenkreiskondensator ist es möglich, dass der abzuschaltende Laststrom nicht erreicht wird. Eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung vor Beginn des Aufmagnetisierens $U_{DC}(t = t_0)$ kann nur Abhilfe schaffen, wenn damit die maximale DC-Blockierspannung des zu vermessenden IGCTs nicht überschritten wird.

Die Auslegung des Wertes für Zwischenkreiskondensator und Lastinduktivität stellt einen Kompromiss zwischen der in der Testschaltung gespeicherten Energie und der Anstiegsgeschwindigkeit des Laststromes dar. Ein kleiner Wert für den Zwischenkreiskondensator C_{DC} reduziert die gespeicherte Energie. Somit muss auch die Lastinduktivität L_{Last} verringert werden, woraus sich ein schnellerer Stromanstieg dI_L/dt ergibt.

Die Auslegung der Komponenten wird so gewählt, dass die Zwischenkreisspannung vor Beginn der Messung den Wert der maximalen DC-Vorwärtsblockierspannung nicht überschreitet. Mit der Vorgabe einer maximalen Stromerhöhung in der zweiten leitenden Phase des IGCTs $t_{On,2}$ bei Doppelpulsbetrieb wird der Stromanstieg festgelegt. Aus der Forderung, den Laststrom I_L nach dem Aufmagnetisieren der Lastinduktivität bereitzustellen und dabei die Zwischenkreisspannung U_{DC} nur um den Betrag $\Delta U_{DC,min}$ zu reduzieren, wird der Zwischenkreiskondensator dimensioniert. Dabei ist zu berücksichtigen, dass im Fehlerfalle die gesamte im Zwischenkreiskondensator gespeicherte Energie in Wärme umgewandelt werden muss. Ferner ist der entstehende Kurzschlussstrom geeignet zu begrenzen.

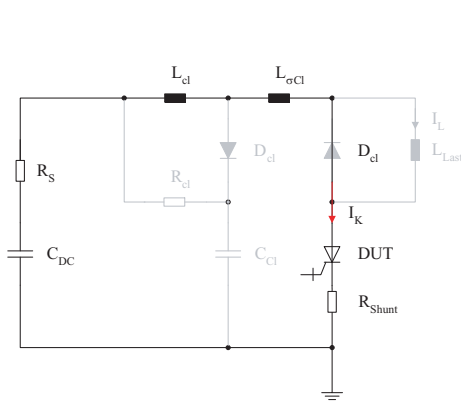
4.5.2.3 Mögliche Fehlerfälle

Um den sicheren Betrieb des Testsystems zu gewährleisten, sind die Auswirkungen von möglichen Fehlern durch versagende Bauelemente zu begrenzen. Bei Messungen an Prototypen ist mit dem Versagen der Bauelemente zu rechnen. Es sind Vorkehrungen im Leistungsteil zu treffen, um Schäden am Messsystem zu vermeiden.

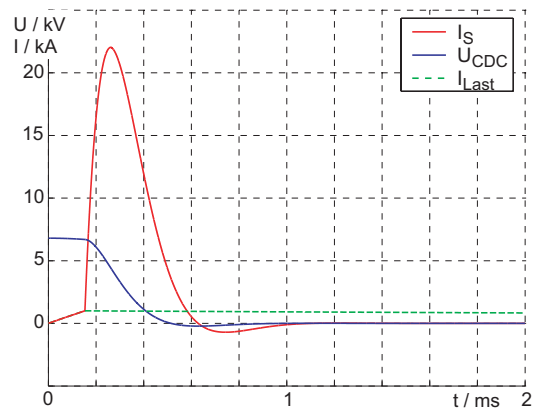
Durchbruch von D_f bei leitendem IGCT Das Versagen der Freilaufdiode bei leitendem IGCT bedeutet einen Kurzschluss des Zwischenkreiskondensators. Es fließt ein Kurzschlussstrom I_K , der den Zwischenkreis schlagartig entlädt. Ohne weitere Massnahmen ist dieses System mit zwei Energiespeichern schwingfähig, die Höhe des Kurzschlussstroms wird begrenzt durch den Wellenwiderstand $\sqrt{(L_{Cl} + L_{\sigma})/C_{DC}}$. Um den Kurzschlussstrom deutlich zu begrenzen wird ein Schutzwiderstand R_S in Reihe zur Kondensatorbatterie vorgesehen. Dieser begrenzt einerseits den Maximalwert des flie-

ßenden Stromes und bedämpft andererseits die Schwingung. Der Widerstand muss im Kurzschlussfall einer hohen Belastung standhalten und ist entsprechend dem maximalen Grenzlastintegral auszuwählen.

Der beim Durchbruch der Freilaufdiode leitende IGCT führt entsprechend den Kurzschlussstrom und wird dadurch nicht zwangsläufig zerstört. Bleibt der Kurzschlussstrom unterhalb des Maximalstromes I_{TSM} des IGCTs (siehe 3.4 auf Seite 39) und wird dieser nicht abgeschaltet, so kann der IGCT den Kurzschluss unbeschadet überstehen. Wird der Kurzschluss von der Teststandssteuerung nicht erkannt, so kann der Versuch, den fließenden Kurzschlussstrom abzuschalten, den IGCT zerstören.



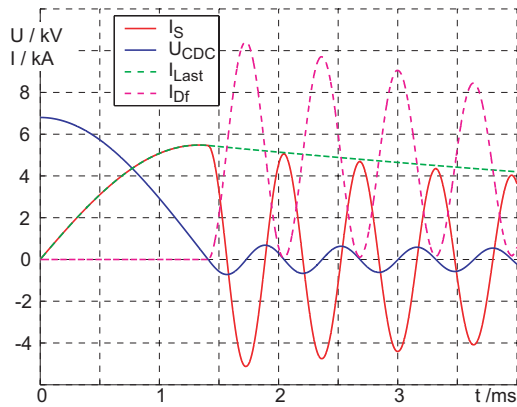
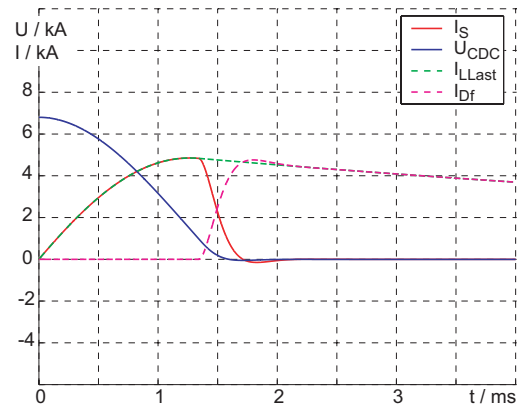
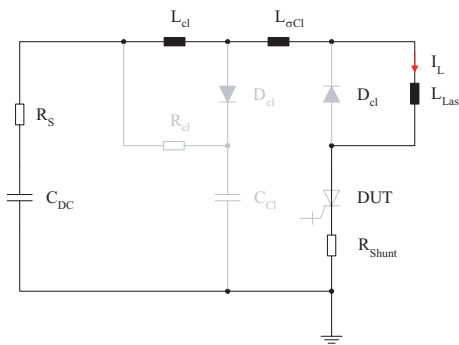
(a) Ersatzschaltbild



(b) Strom- und Spannungsverläufe

Abbildung 4.23: Durchbruch der Freilaufdiode bei leitendem IGCT (a) Ersatzschaltbild und (b) simulierte Verläufe ($U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$, $I_L = 1 \text{ kA}$)

Durchbruch bei blockierendem IGCT oder Fehler beim Ausschalten Versagt der ausschaltende IGCT, so wird durch den Zwischenkreiskondensator, die Induktivitäten L_{Last} und L_{Cl} ein Reihenresonanzkreis gebildet. Damit besteht die Möglichkeit einer Schwingung mit hohen Stromamplituden. Der im vorhergehenden Abschnitt eingeführte Widerstand R_S dämpft die entstehende Schwingung. Ist diese Dämpfung nicht ausreichend, so wird eine Rückschwingdiode antiparallel zum Zwischenkreiskondensator geschaltet. Diese Diode schliesst die negative Halbwelle der Schwingung kurz und beendet so den Schwingvorgang. Bei der Auswahl der Diode ist zu berücksichtigen, dass sie den fließenden Kurzschlussstrom führen können muss und die gesamte Energie der ersten negativen Auslenkung der Schwingung in Wärme umsetzen muss.

(a) Durchbruch IGCT ohne R_S (b) Durchbruch IGCT mit R_S 

(c) Versagen des IGCTs, Ersatzschaltbild

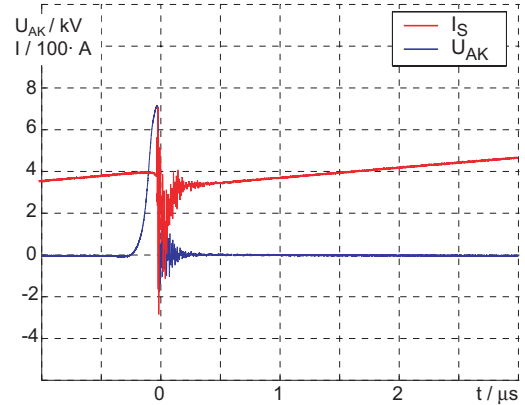
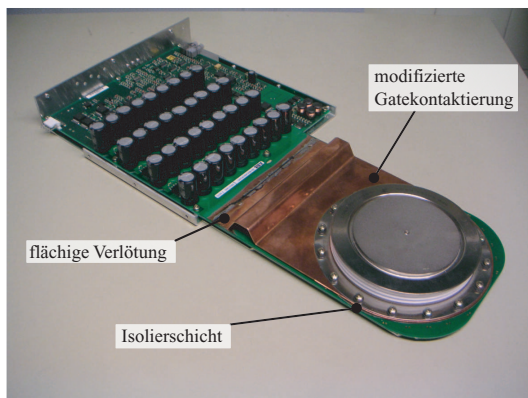
(d) Durchbruch IGCT mit R_S , Messung

Abbildung 4.24: Verläufe bei versagendem IGCT im Moment des Ausschaltens (a) ohne dämpfenden Widerstand R_S , (b) mit dämpfendem Widerstand $R_S = 0,2 \Omega$, (c) Ersatzschaltbild und (d) gemessener Verlauf beim Ausschaltversagen eines 10-kV-IGCTs ($U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$, $I_L = 400 \text{ A}$)

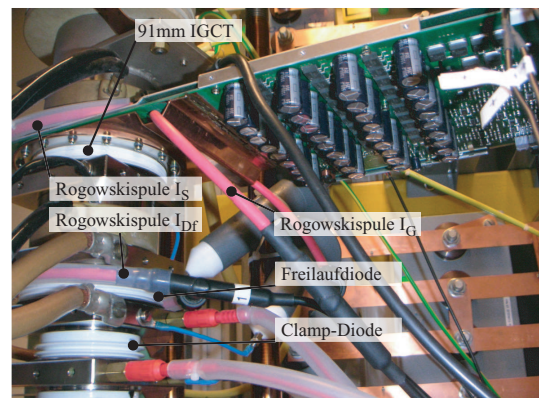
4.5.2.4 Messung des Gatestromes

Während bei IGBTs und MOSFETs der Steuerstrom leicht messbar ist, da der Anschluss zugänglich ist, müssen bei der Messung des Gatestromes von IGCTs Modifikationen an der Gateunit vorgenommen werden. Die in Abschnitt 3.3.2 beschriebene niederinduktive Kontaktierung mit einer mehrlagigen Leiterplatte erlaubt keine direkte Messung des Gatestromes. Die Modifikationen an der Gate-Anbindung sollen die Messung des Gatesstromes erlauben, ohne die Steuinduktivität L_σ im Gate-Kreis nennenswert zu erhöhen. Je nach Gehäusebauform des IGCTs kommen die im folgenden beschriebenen Methoden zur Gatestrom-Messung in Frage.

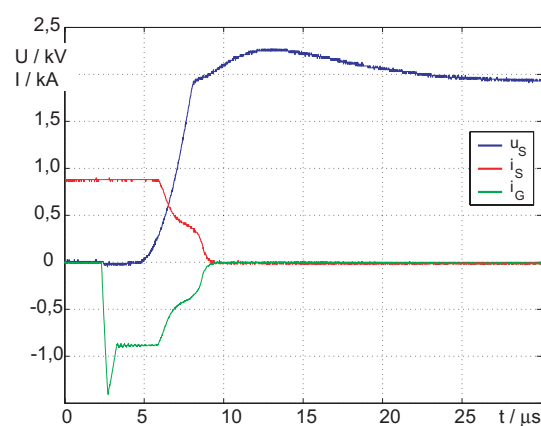
Gatestrommessung am 91mm Presspack-Gehäuse Bei IGCTs mit einem 91mm Wafer wird die Gateunit mit dem Gate-Anschluss des Press-Pack-Gehäuses verschraubt. Das Gate wird durch eine ringförmige Auflagefläche auf der Platine der Gateunit kontaktiert. Auf der Unterseite stellt eine Bodenplatte oder ein weiterer Ring die Kontaktierung der Kathode mit dem Kathodenanschluss der Gateunit dar.



(a) Modifikation am 91mm IGCT



(b) Messaufbau zur Messung des Gatestromes



(c) Gatestrommessung

Abbildung 4.25: Messung des Gate-Stromes am 91mm IGCT (a) Modifikation an der Gateunit, (b) Messaufbau zur Messung des Gate-stromes und (c) Verläufe der gemessenen Signale ($U_{DC} = 3400V$, $I_L = 1\text{ kA}$, $T_j = 100^\circ\text{C}$)

Zur Messung des Gatestromes wird der konzentrische Gate-Anschluss des IGCTs (siehe Abbildung 3.16 in Abschnitt 3.3.2) von der Leiterplatte isoliert. Eine neue angefertigte Kupferplatte mit einer Sicke für eine Rogowskispule wird mit der Gate-Platte des IGCTs verschraubt und flächig mit der freigelegten Kupferfläche der Gateunit verlötet, wie in Abbildung 4.25(a) dargestellt. Die Messung erfolgt im Spannverband in der Tiefsetzstellerschaltung, wie sie in Abschnitt 4.5.2.1 beschrieben wird.

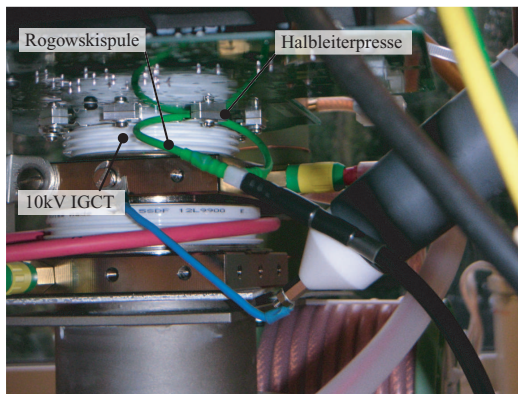
Die Abbildung 4.25(c) zeigt die Verläufe von Gatestrom i_G , Strom i_S durch den IGCT und Spannung u_S . Die Auswertung der Steigung des Gatestromes di_{GR}/dt ergibt mit der zum Ausschalten des IGCTs angelegten Gatespannung von $U_{GR} = -20$ V den Wert der Streuinduktivität $L_{\sigma,G}$ im Gate-Kreis zu

$$L_{\sigma,G} = \frac{20 \text{ V}}{3 \text{ kA}/\mu\text{s}} \approx 6,6 \text{ nH} \quad (4.8)$$

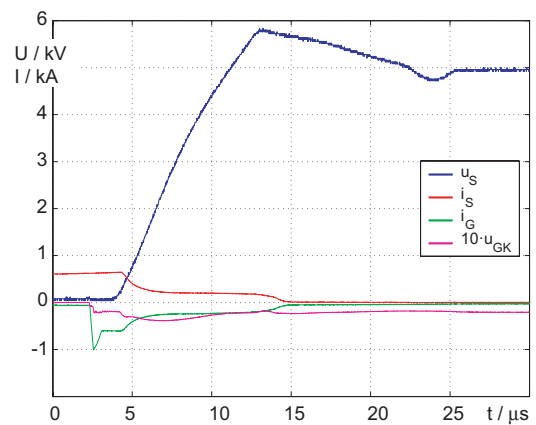
Die Modifikation der Gateunit zeigt somit nur geringe Auswirkungen auf die Streuinduktivität im Gate-Kreis $L_{\sigma,G}$, so dass das Schaltverhalten durch die Modifikation nicht relevant negativ beeinflusst wird. Diese Modifikation an der Gateunit ist allerdings irreversibel, das Bauelement kann so nicht weiter verwendet werden.

Gatestrommessung am 10-kV-IGCT Der Anschluss der 10-kV-IGCTs mit 68 mm Waferdurchmesser an die Gateunit erfolgt durch je vier Laschen für Gate und Kathode. Der Gatestrom kann bei dieser Gehäuseform durch kleine Rogowskispulen gemessen werden, wenn zwischen IGCT und Gateunit kleine Distanzstücke montiert werden, wie in der Abbildung 4.26(a) dargestellt. Bei der Messung ist zu beachten, dass sich der Gatestrom auf vier Kontaktierungslaschen verteilt, bei der Messung an einem Gate-Kontakt ist der gemessene Strom mit dem Faktor vier zu gewichten.

Bei der Messung an IGCTs mit dieser Gate-Anschlussform sind die Modifikationen reversibel, da die Distanzstücke leicht entfernt werden können. Die Abbildung 4.26(b) zeigt die Messung des Gatestromes während des Ausschaltvorganges eines 10-kV-IGCTs.



(a) Messaufbau zur Messung des Gate-Stromes



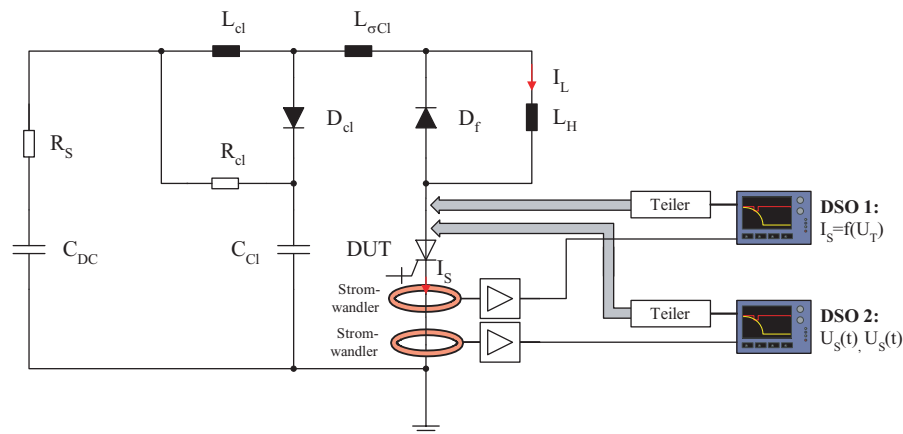
(b) Gate-Strommessung

Abbildung 4.26: Messung des Gate-Stromes am 68mm 10-kV-IGCT (a) Messaufbau zur Messung des Gatestromes (b) Verläufe der gemessenen Signale während des Ausschaltvorganges ($U_{DC} = 5000$ V, $I_L = 650$ A, $T_j = 85^\circ\text{C}$, Schaltung mit du/dt -Snubber mit $R_{Sn} = 1 \Omega$, $C_{Sn} = 0,625 \Omega$)

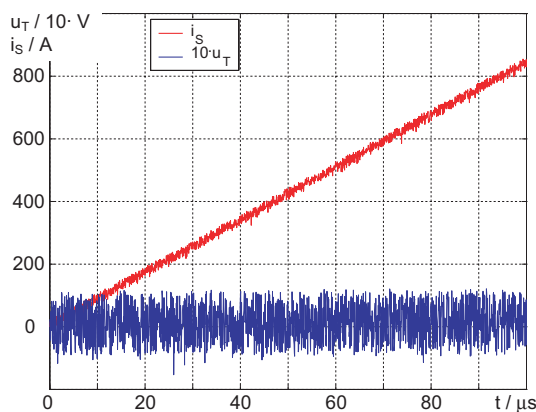
4.5.3 Messung des Durchlassverhaltens

Zur Charakterisierung des Durchlassverhaltens wird die Durchlassspannung U_T des zu testenden IGCTs bei verschiedenen Lastströmen gemessen. Die für IGCTs zulässigen hohen Abschaltströme können für die Messung der Durchlassspannung nicht kontinuierlich fließen. Zur Anwendung können also nur Verfahren kommen, die mit Einzelpulsen arbeiten [Lappe und Fischer 1993].

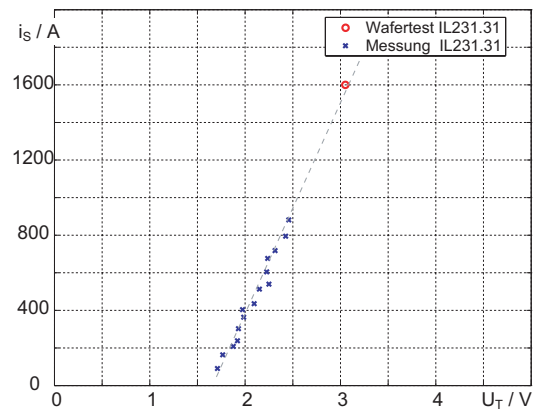
Mit der in Abschnitt 4.5.2 vorgestellten Schaltung kann die Durchlassspannung während einer Ausschaltmessung mit erfasst werden. Während des Aufmagnetisierens der Lastinduktivität L_{Last} ist der zu testende IGCT durchgeschaltet. Wie in Abschnitt 4.5.2.1 beschrieben, steigt der Schalterstrom linear an, siehe Abbildung 4.22(a). In dieser Phase durchläuft der Strom durch den IGCT alle Werte bis zu dem Wert $I_{S,\text{max}}$, der schließlich abgeschaltet wird. Mit der Aufzeichnung der Durchlassspannung als Spannungsabfall über den leitenden IGCT kann die Durchlasscharakteristik beschrieben werden.



(a) Prinzipschaltbild



(b) Prinzipielle Verläufe von Strömen und Spannungen



(c) Gemessene Durchlasskennlinie

Abbildung 4.27: Messung des Durchlassverhaltens in der Tiefsetzstellerschaltung (a) Schaltbild und (b) gemessener Verlauf von Schalterstrom und Durchlassspannung ($U_{DC} = 6800V$, $T_j = 125^\circ C$ und (c) extrahierte Durchlasskennlinie eines asymmetrischen 10-kV-IGCTs (IL231.31)

Da die Messung ohnehin mit einem digitalen Speicheroszilloskop erfolgt, kann der Verlauf der Durchlassspannung und des fließenden Stromes während der Aufmagnetisierungsphase in der bereits vor-

gestellten Testschaltung aufgezeichnet werden. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass über dem blockierenden IGCT vor dem ersten Einschalten die volle Zwischenkreisspannung anliegt. Der Messaufnehmer zur Erfassung der Durchlassspannung muss nicht in der Lage sein, Spannungen in dieser Höhe zu messen, ist aber hinsichtlich seiner Spannungsfestigkeit auf diesen Wert hin auszulegen. Daher kommen nur Hochspannungstastköpfe in Frage. Die Durchlassspannung U_T von leitenden IGCTs liegt im Bereich von $U_T \approx 2 \dots 10 \text{ V}$ und ist damit deutlich unterhalb von Werten der Zwischenkreisspannung, so dass die Messung der Durchlassspannung mit einem separaten Tastkopf erfolgen muss. Zur Erfassung der Ströme ist ein Messwiderstand ungeeignet. Der über dem Messwiderstand von $1 \text{ m}\Omega$ auftretende Spannungsabfall von 1 V bei einem Stromfluss von 1 kA bedeutet eine zu starke Verfälschung. Somit werden zur Strommessung Rogowskispulen eingesetzt.

Da die Messung des Schaltverhalten und des Durchlassverhaltens mit verschiedenen Zeitbasen erfolgt, muss der Strom durch den IGCT entsprechend auch mit zwei verschiedenen Zeitbasen aufgezeichnet werden. Eine Möglichkeit besteht darin, zwei Stromwandler zu verwenden. Der Einsatz eines Verteilverstärkers zur Vervielfachung des Ausgangssignals des Stromwandlers erlaubt die Verwendung von nur einem Stromwandler.

Die Messung wird zu einem anderen Zeitpunkt begonnen als die Messung des Ausschaltverlaufes und dauert auch wesentlich länger, deshalb ist die Verwendung eines weiteren Speicheroszilloskopes sinnvoll. Von der Pulserzeugung wird ein eigenes Triggersignal erzeugt. So kann eine andere Zeitbasis zu Grunde gelegt werden, mit der der Strom i_S durch den IGCT und die Durchlassspannung U_T getrennt von der Messung des Ausschaltverlaufes erfasst werden können.

Da bei dieser Messung die Spannungswerte sehr klein sind, ist ein sorgfältiger Offset-Abgleich des Spannungswandlers und des Stromwandlers notwendig. Nachteilig bei diesem Verfahren sind die durch die kleinen Signalamplituden sehr stark verrauschten Signale. Diese müssen im Rahmen der Datenauswertung aufbereitet und gefiltert werden, um brauchbare Ergebnisse zu erhalten.

Die Abbildung 4.27(a) zeigt schematisch den Messaufbau zur Messung der Durchlasscharakteristik während der Messung des Ausschaltverhaltens. Es werden je eine Rogowskispule für den Durchlassstrom i_S und den Strom im Ausschaltmoment verwendet. Die Abbildung 4.27(b) zeigt die gemessenen Verläufe von Schalterstrom und Durchlassspannung während des in der Abbildung 4.22(b) dargestellten Zeitraumes $t_{\text{On},1}$. In der Abbildung 4.27(c) wird die aus diesen Messdaten gewonnene Durchlasskennlinie des asymmetrischen 10-kV-IGCTs IL231.31 dargestellt.

Kapitel 5

Experimentelle Untersuchungen von 10-kV-IGCTs

Im folgenden Abschnitt werden die Untersuchungen an den 10-kV-IGCTs vorgestellt. Für die Untersuchungen standen Prototypen von asymmetrischen und rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs zur Verfügung. Die Untersuchungen begleiteten die messtechnische Evaluierung des Konzeptes der 10-kV-IGCTs in mehreren Schritten. In einem ersten Schritt wurden sechs verschiedene asymmetrische 10-kV-IGCTs hinsichtlich ihres Blockierverhaltens und des Ausschaltverhaltens charakterisiert. Im nächsten Schritt wurden basierend auf den Ergebnissen dieser Untersuchungen zunächst fünf verschiedene rückwärtsleitende 10-kV-IGCTs gefertigt. Ziel der Untersuchung dieser Bauteile war neben der Charakterisierung des zweiten Entwurfes des IGCT-Teils die Untersuchung des Schaltverhaltens des Diodenteils. Die Ergebnisse der Messungen an den Dioden der ersten Entwicklungsmuster rückwärtsleitender IGCTs floss in das Design einer zweiten Serie rückwärtsleitender 10-kV-IGCTs ein.

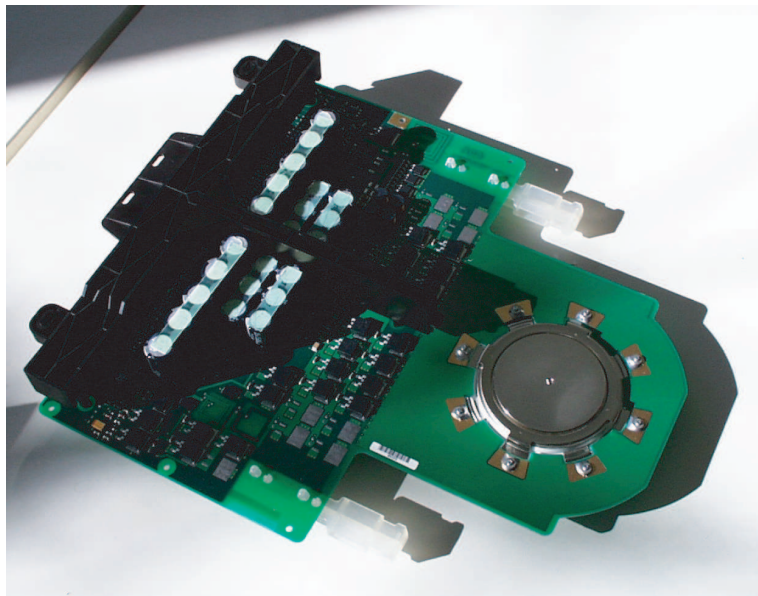


Abbildung 5.1: Foto eines Prototypen von asymmetrischen 10-kV-IGCTs mit 68mm Wafer und Gateunit (IL231.31)

Der Abschnitt 5.1 beschreibt die Messungen an den asymmetrischen 10-kV-IGCTs. Nach der Vorstellung der getesteten Bauelemente werden in Abschnitt 5.1.1 die verwendeten Testschaltungen im Detail vorgestellt und deren Dimensionierung beschrieben. In Abschnitt 5.1.2 werden exemplarisch für einen 10-kV-IGCT die Ergebnisse der Messungen gezeigt und diskutiert. Vergleiche der verschiedenen getesteten Prototypen werden in den Abschnitten 5.1.2.2 und 5.1.2.4 dargestellt.

In Abschnitt 5.2 werden die Messungen an den Prototypen der rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs beschrieben. Abschnitt 5.2.1 zeigt die verwendeten Testschaltungen für die Vermessung des Schaltverhaltens des IGCT- und des Diodenteils. Die Messungen werden in Abschnitt 5.2.2 wiederum für ein Bauelement diskutiert. Ein Vergleich aller getesteten Prototypen von rückwärtsleitenden IGCTs wird in Abschnitt 5.2.3 gegeben.

5.1 Charakterisierung asymmetrischer 10-kV-IGCTs

Zur Charakterisierung der ersten asymmetrischen 10-kV-IGCTs wurden 6 Prototypen auf 68mm Wafern hergestellt. Die aktive Anodenfläche der Bauelemente beträgt etwa 20 cm^2 , die kontaktierte Siliziumfläche etwa 27 cm^2 [Streit und Carroll 2002]. Die IGCTs wurden mit zwei verschiedenen Diffusionsprofilen gefertigt und mit Elektronen in verschiedenen Dosen bestrahlt. Wie auch durch die Dotierung mit Gold werden hiermit Rekombinationszentren in das Halbleitermaterial eingebracht und so die Lebensdauer der Ladungsträger beeinflusst [Baliga 1987, Mohan et al. 1995]. Die Elektronenbestrahlung bringt mit wachsender Dosis mehr Rekombinationszentren ein, so dass die Durchlassspannung eines stärker bestrahlten Bauelements höher ist als die eines Bauelements, dass einer niedrigeren Dosis ausgesetzt wurde. Mit einer stärkeren Bestrahlung steigt der Blockierstrom I_{DR} ebenfalls an. Die Tabelle 5.1 zeigt die Durchlassspannungen U_{T} und die Blockierströme der getesteten 10-kV-IGCTs. Die angegebenen Werte entstammen den statischen Tests der IGCT-Wafer, die während des Herstellungsprozesses durchgeführt werden.

Tabelle 5.1: Übersicht der getesteten asymmetrischen 10-kV-IGCTs [Streit und Carroll 2002, Tschirley 2004]

Bauelement	Durchlassspannung U_{T} bei $I_{\text{L}} = 1,6 \text{ kA}$, $T_{\text{j}} = 125^{\circ}\text{C}$	Blockierstrom I_{DR} bei $U_{\text{DC}} =$ $4,5 \text{ kV}, T_{\text{j}} = 125^{\circ}\text{C}$
IL231.03	5,62 V	11,8 mA
IL231.09	2,98 V	13,8 mA
IL231.16	6,75 V	13,2 mA
IL231.31	3,05 V	7,8 mA
IL231.48	2,93 V	8,2 mA
IL231.49	6,16 V	13,6 mA

Das Ziel dieser ersten Messungen an 10-kV-IGCTs ist es, das Blockierverhalten über den spezifizierten Temperaturbereich $T_{\text{j}} = 25 \dots 125^{\circ}\text{C}$ zu verifizieren und den sicheren Arbeitsbereich beim Ausschalten für den gesamten Temperaturbereich zu ermitteln.

5.1.1 Testschaltungen

5.1.1.1 Blockierstrommessung

Die Schaltung der zur Messung des Blockierstromes durch den blockierenden IGCT ist in Abschnitt 4.5.1 auf Seite 97 angegeben. Die Messungen werden nach dem dort beschriebenen Verfahren bei DC-Blockierspannungen bis zu $U_{DC} = 7 \text{ kV}$ durchgeführt. Mit einem Schutzwiderstand $R_S = 100 \text{ k}\Omega$ wird ein möglicherweise fließender Kurzschlussstrom im Fehlerfalle begrenzt auf $I_K = 700 \text{ mA}$. Da dieser Strom I_K am Messwiderstand R_M einen Spannungsabfall erzeugt, wird der Eingang des Oszilloskopes mit einer schnellen Transil-Diode mit einer Durchbruchspannung von $U_{Br} = 15 \text{ V}$ [TransZorb Diode 1.5KE] abgesichert.

Die Sperrschichttemperatur der Bauelemente wird durch je zwei in dem Spannverband montierte Heizelemente (siehe Abbildung 4.4) auf die Werte von $T_j = 25, 50, 85, 105$ und 125°C eingestellt.

5.1.1.2 Schaltverhalten

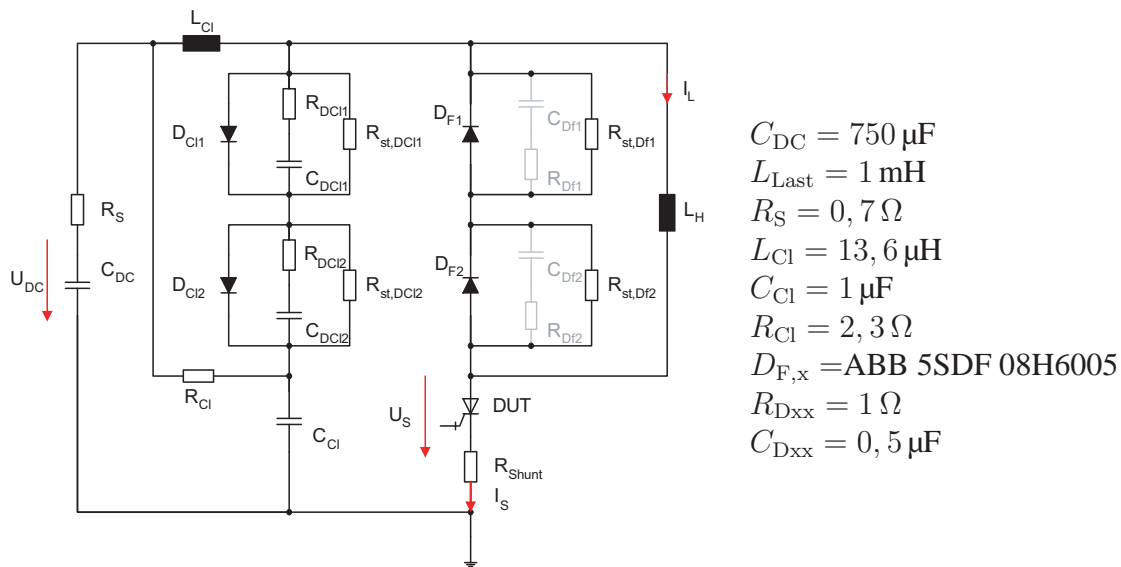
Zur Vermessung des Ausschaltverhaltens wird die Tiefsetzstellerschaltung nach Abbildung 4.5.2 auf Seite 100 verwendet. Da am Markt bislang keine 10-kV-Dioden verfügbar sind, werden in allen Positionen Reihenschaltungen von 5,5-kV-Dioden verwendet. Um eine symmetrische Spannungsaufteilung über beiden Dioden zu erreichen, wird eine Symmetrierungsbeschaltung vorgesehen. Die symmetrische Spannungsaufteilung im statischen Fall wird durch einen parallelen Widerstand von $R_{st,Dxx} = 27 \text{ k}\Omega$ sichergestellt. Der Strom durch die Symmetrierungswiderstände ist mit $I_{Rst,Dx} \approx 120 \text{ mA}$ viermal größer als der Blockierstrom von $I_{RRM} = 30 \text{ mA}$ der Dioden [ABB 5SDF08H6005]. Die Spannungsaufteilung während der Schaltvorgänge der Dioden wird durch eine dynamische Symmetrierung mit einem RC-Snubber ($R_{Dxx} = 1 \text{ }\Omega$ und $C_{Dxx} = 0,5 \text{ }\mu\text{F}$) realisiert. Da zunächst nur das Ausschaltverhalten untersucht werden soll, wird die Messung mit einem Einzelpuls, wie in Abbildung 5.2(b) dargestellt, durchgeführt. Die Freilaufdioden $D_{F,x}$ müssen keinen Strom abschalten, daher kann auf die dynamische Symmetrierung der Freilaufdioden verzichtet werden. Somit ergibt sich die in der Abbildung 5.2(a) dargestellte Testschaltung für die Messung des Ausschaltverhaltens der 10-kV-IGCTs.

Mit der Dimensionierung der Lastinduktivität $L_{Last} = 1 \text{ mH}$ wird während des Aufmagnetisierens bei einer Zwischenkreisspannung ein Stromanstieg von $di_S/dt = 7 \text{ A}/\mu\text{s}$ erreicht.

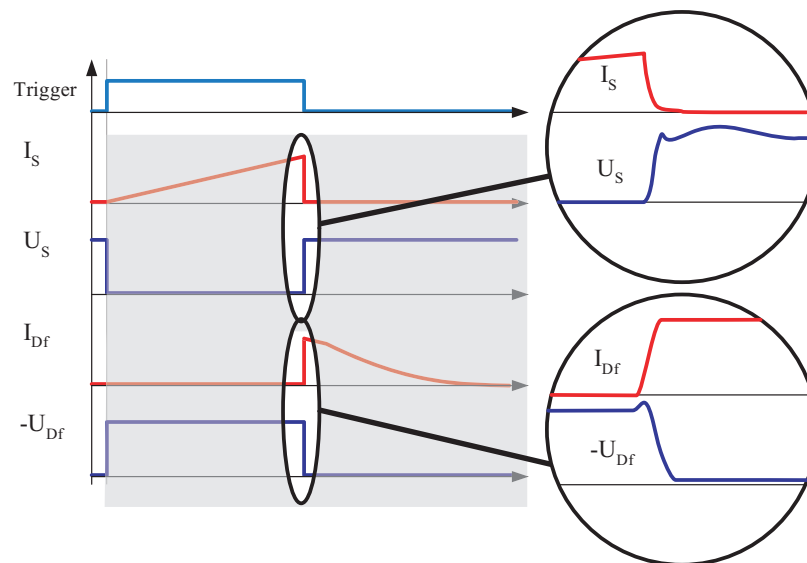
Für die Kommutierung des Laststromes $I_L = 1 \text{ kA}$ auf den Freilaufdioden nach einem aktiv einschaltenden IGCT wird ein Stromanstieg von $di/dt = 500 \text{ A}/\mu\text{s}$ gefordert. Entsprechend wird die Clampinduktivität zu $L_{Cl} = 13,6 \text{ }\mu\text{H}$ dimensioniert. Eine maximal zulässige Spannungsüberhöhung beim Entmagnetisieren der Clampinduktivität auf einen Wert von $U_{DRM} = 8000 \text{ V}$ und eine Entmagnetisierungszeit von $t_D = 20 \text{ }\mu\text{s}$ führt nach 3.7.2.2 und A.2 zu einem Wert von $C_{Cl} = 1 \text{ }\mu\text{F}$ für den Clampkondensator und $R_{Cl} = 2,3 \text{ }\Omega$ für den Clampwiderstand.

Im Falle des Versagens eines IGCTs wird der fließende Kurzschlussstrom durch die Clampinduktivität und den Schutzwiderstand von $R_S = 0,7 \text{ }\Omega$ auf einen Wert von $I_{K,max} \approx 8,7 \text{ kA}$ begrenzt, wie in der Simulation in Abbildung 5.3 dargestellt.

Die Schaltung nach Abbildung 5.2(a) wird in einem Spannverband aufgebaut. Der Entwurf ist in der Abbildung 5.4 dargestellt, die Abbildung 4.4 in Abschnitt 4.3.2 zeigt ein Foto des Testaufbaus. Der Aufbau erfolgt mit dem Masseanschluss am oberen Ende des Spannverbandes, um den mit Erdbezug



(a) Testschaltung



(b) Lage der gemessenen Signale

Abbildung 5.2: (a) Testschaltung für die Vermessung des Schaltverhaltens und (b) Lage der gemessenen Signale im Doppelpulstest

zu untersuchten IGCT leicht auswechseln zu können, ohne den gesamten Spannverband demontieren zu müssen.

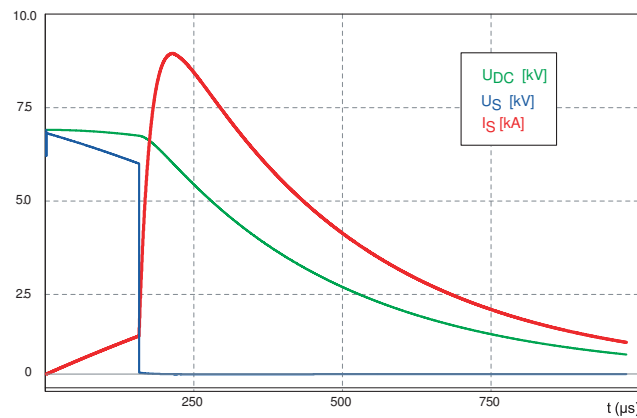


Abbildung 5.3: Simuliertes Verhalten im Kurzschlussfalle bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$ ($C_{DC} = 750 \mu\text{F}$, $R_S = 1,25 \Omega$, $L_{Cl} = 13,6 \mu\text{H}$)

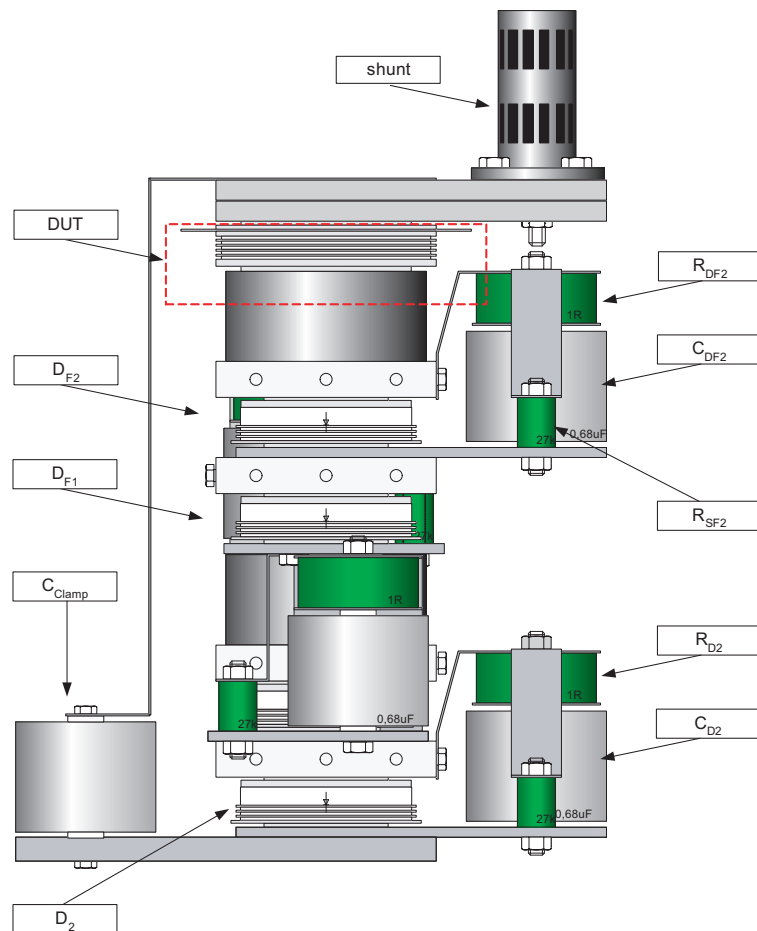


Abbildung 5.4: Spannverband für die Charakterisierung der 10-kV-IGCTs mit in Reihe geschalteten Dioden und deren Symmetrierungsbeschaltung

5.1.1.3 Extrahierte Parameter

Aus den gemessenen Schaltverläufen werden die Ausschaltverluste des IGCTs bestimmt. Der zeitliche Verlauf der Leistung errechnet sich mit

$$p_{\text{Off}}(t) = u_S(t) \cdot i_S(t) \quad (5.1)$$

Die Schaltverluste werden durch Integration der Leistung über die Dauer des Schaltvorganges ($t_{\text{int}} = t_E - t_A$) bestimmt mit

$$E_{\text{Off}} = \int_{t_{\text{int}}} p_{\text{Off}}(t) dt = \int_{t_A}^{t_E} u_S(t) \cdot i_S(t) dt. \quad (5.2)$$

Die Startzeit der Integration wird mit dem Schaltimpuls festgelegt. Der Schaltvorgang endet nach der vollständigen Entmagnetisierung der Clampbeschaltung, wenn die Schalterspannung U_S den Wert der Zwischenkreisspannung erreicht, wie in Abbildung 5.5 dargestellt.

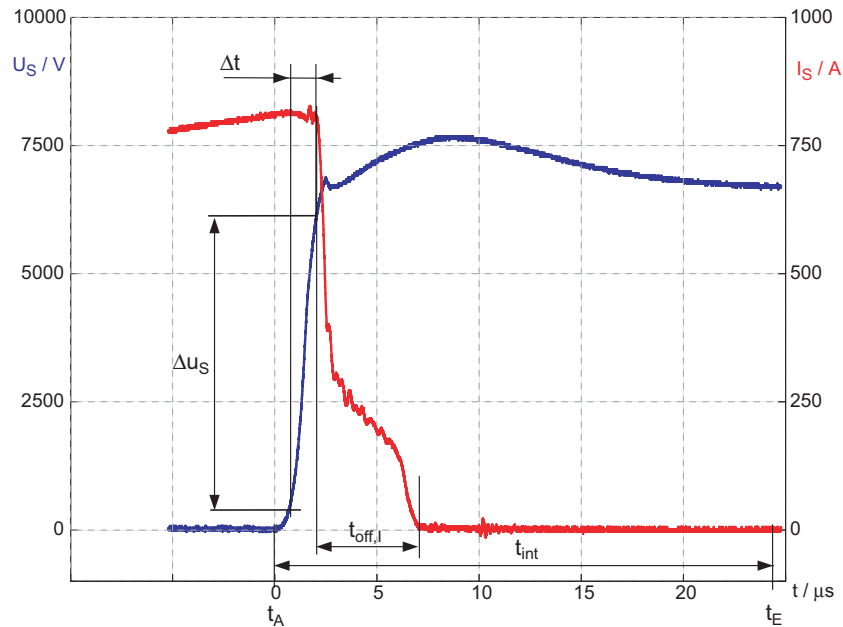


Abbildung 5.5: Definition der aus den Ausschaltvorgängen extrahierten Parameter E_{Off} , du/dt und $t_{\text{off},i}$

Aus den Schaltverläufen wird weiterhin der Maximalwert $p_{\text{Off},\text{max}}$ der momentanen Schalterleistung bestimmt. Mit der Zeit $t_{\text{off},i}$ wird angegeben, nach welcher Zeit der Schalterstrom I_S zu Null geworden ist. Diese Angabe ist im Falle der hier vermessenen Prototypen sinnvoll, da einige Bauelemente unter bestimmten Bedingungen (niedrige Zwischenkreisspannungen, kleine Ströme) ohne erkennbaren Tailstrom abschalten, siehe beispielsweise Abbildung 5.9(c).

5.1.2 Messungen an asymmetrischen 10-kV-IGCTs

5.1.2.1 Blockierstrommessungen

Die Abbildung 5.6 zeigt die Blockiercharakteristik eines 10-kV-IGCTs mit 68mm Siliziumdurchmesser [Bernet et al. 2003a]. Der untere Verlauf zeigt einen beginnenden Avalanchedurchbruch oberhalb einer Blockierspannung von 11,2 kV. Die mit dem Faktor 1000 skalierte Darstellung im oberen Verlauf der Abbildung 5.6 weist einen Blockierstrom von $17\text{ }\mu\text{A}$ bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 10\text{ kV}$ und einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 25^\circ\text{C}$ nach.

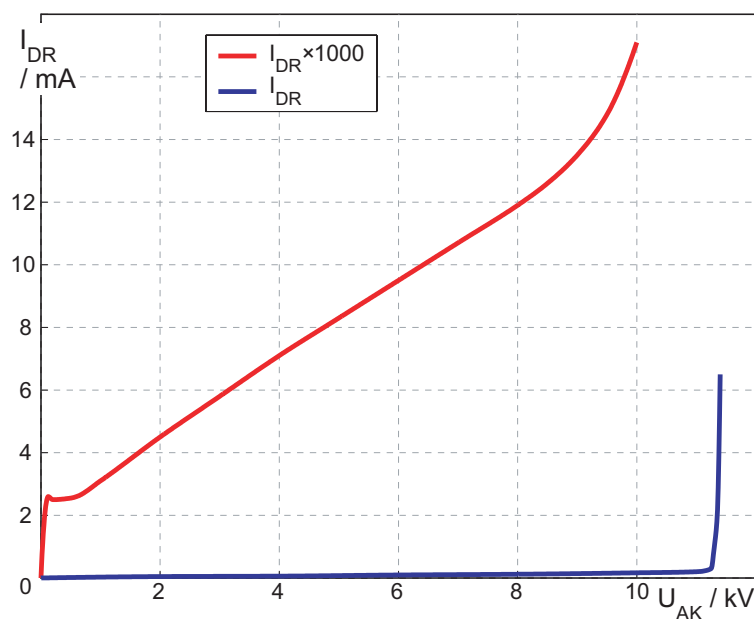
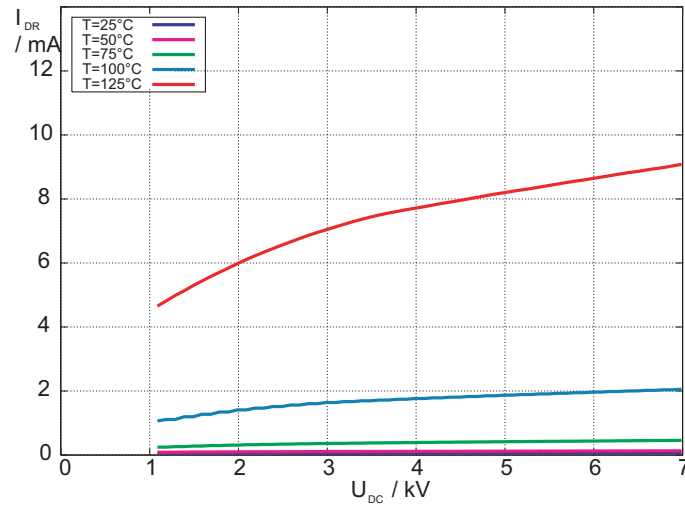


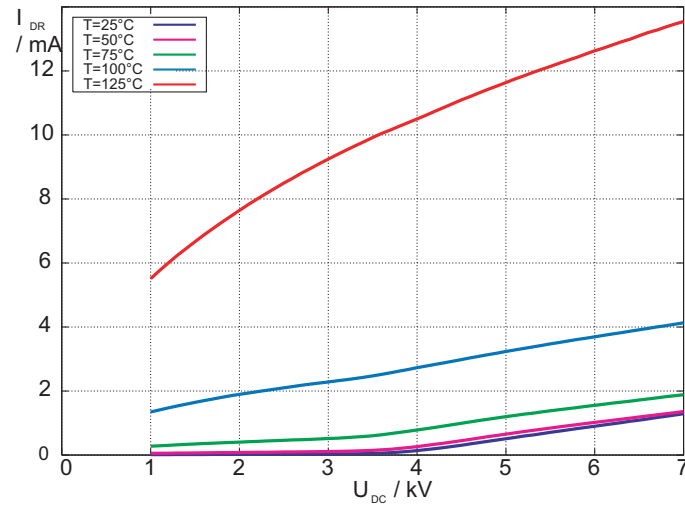
Abbildung 5.6: IL231.31 – Blockierstrom eines 10-kV-IGCTs mit einem Siliziumdurchmesser von 68mm bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 0 \dots 10\text{ kV}$ und einer Sperrschichttemperatur $T_j = 25^\circ\text{C}$ [Bernet et al. 2003a]

In der Abbildung 5.7(a) werden die Blockierströme des 10-kV-IGCT IL231.31 dargestellt. Die Messungen bis zu einer DC-Blockierspannung von $U_{\text{DC}} = 7\text{ kV}$ zeigen sehr kleine Blockierströme bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 25^\circ\text{C}$. Der gemessene Maximalwert bei 7 kV liegt bei $I_{\text{DR}} = 14,4\text{ }\mu\text{A}$. Bei einer Temperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ erreicht der Blockierstrom einen Wert von $I_{\text{DR}} = 9,08\text{ mA}$. Die abzuführende Verlustleistung im Blockierfall erreicht hierbei einen Wert von $P_{\text{DR}} = U_{\text{S}} \cdot I_{\text{DR}} = 7\text{ kV} \cdot 9,08\text{ mA} = 63,5\text{ W}$.

Das Bauelement IL231.09 wurde mit einem anderen Diffusionsprofil hergestellt und einer höheren Elektronenbestrahlungsdosis ausgesetzt. Die Blockierströme sind in der Abbildung 5.7(b) dargestellt. Es ist erkennbar, dass der Blockierstrom bereits bei Raumtemperatur von 25°C oberhalb dem von IL231.31 liegt. Der Maximalwert bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ liegt bei $I_{\text{DR}} = 13,54\text{ mA}$, entsprechend ist eine Verlustleistung im Blockierfall von $P_{\text{DR}} = 94,78\text{ W}$ abzuführen.



(a) IL231.31



(b) IL231.09

Abbildung 5.7: Blockierströme von (a) IL320.31 und (b) IL231.09 bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 1 \dots 7$ kV bei Sperrschichttemperaturen $T_j = 25 \dots 125^\circ\text{C}$

5.1.2.2 Vergleichende Betrachtungen des Blockierverhaltens

In der Abbildung 5.8 wird das Blockierverhalten aller untersuchten Bauelemente für den Spannungsbereich von $1 \dots 7$ kV bei den Sperrschichttemperaturen $T_j = 25^\circ\text{C}$, 85°C und 125°C dargestellt. Die Bauelemente IL231.16 und IL231.09 zeigen bei Temperaturen von $T_j = 25^\circ\text{C}$ und 85°C ab einer Spannung von etwa 3,5 kV einen stärkeren linearen Anstieg als die verbleibenden Bauelemente. Bei der höchsten Sperrschichttemperatur von 125°C liefern diese auch die maximalen Blockierströme. Keines der gemessenen Bauelemente zeigt einen Blockierstrom oberhalb von $I_{DR} = 16,5$ mA. Somit liegen die Blockierverluste der 10-kV-IGCTs deutlich unterhalb der Verluste, die von den Widerständen der statischen Symmetrierung nach [Nagel et al. 2000] bei einer Reihenschaltung von 4,5-kV- und 5,5-kV-IGCTs verursacht werden.

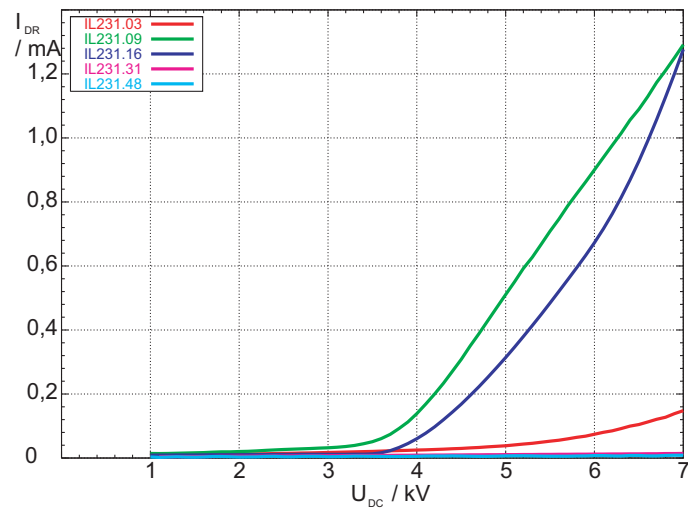
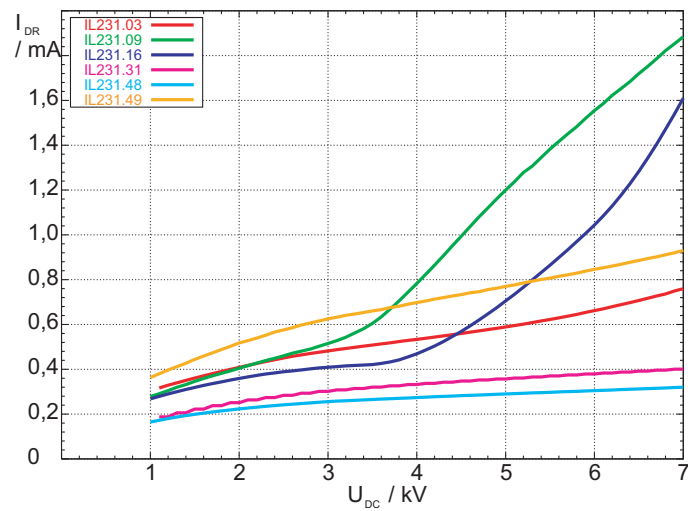
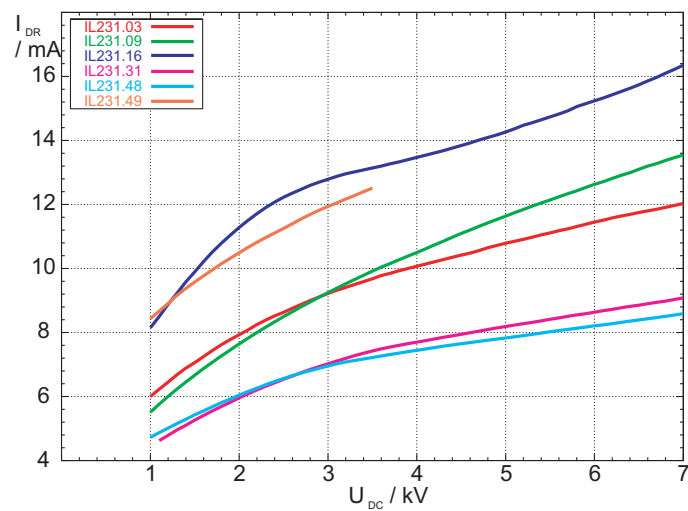
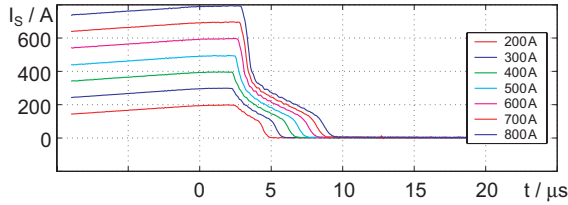
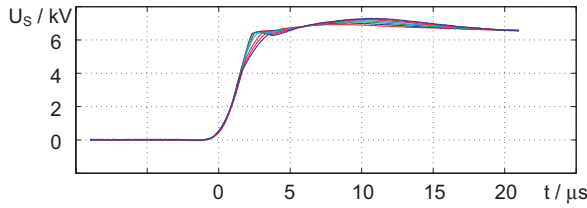
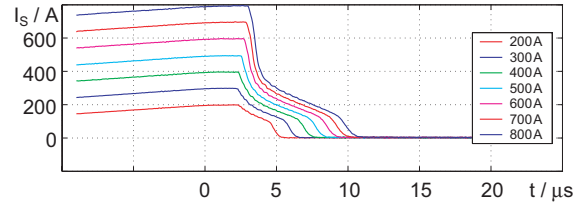
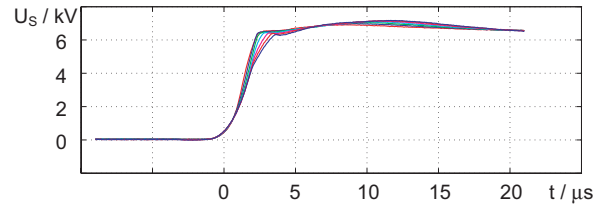
(a) $T_j = 25^\circ\text{C}$ (b) $T_j = 85^\circ\text{C}$ (c) $T_j = 125^\circ\text{C}$

Abbildung 5.8: Blockierstrommessung verschiedener 10-kV-IGCTs bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen (a) $T_j = 25^\circ\text{C}$, (b) $T_j = 85^\circ\text{C}$, (c) $T_j = 125^\circ\text{C}$

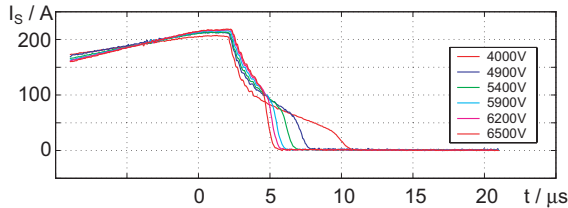
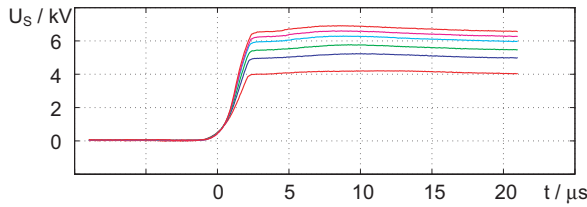
5.1.2.3 Ausschaltverhalten



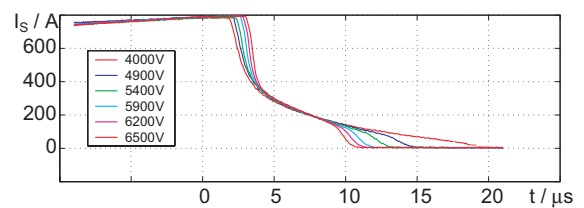
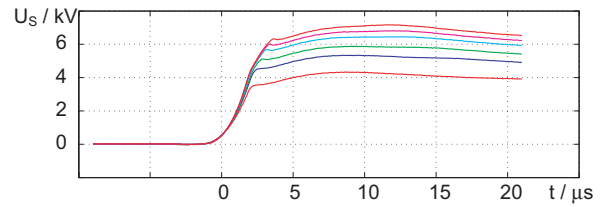
(a) $U_{DC} = 6,5 \text{ kV}$, verschiedene Schalterströme, $T_j = 25^\circ\text{C}$



(b) $U_{DC} = 6,5 \text{ kV}$, verschiedene Schalterströme, $T_j = 85^\circ\text{C}$



(c) $I_S = 200 \text{ A}$, verschiedene Zwischenkreisspannungen



(d) $I_S = 800 \text{ A}$, verschiedene Zwischenkreisspannungen

Abbildung 5.9: IL231.09 – Ausschaltverhalten bei einer konstanten Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6800 \text{ V}$ und abgeschalteten Strömen von $I_S = 200 \dots 800 \text{ A}$ bei Sperrschichttemperaturen von (a) $T_j = 25^\circ\text{C}$ und (b) $T_j = 85^\circ\text{C}$ sowie bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen $U_{DC} = 4 \dots 6,8 \text{ kV}$ und einem abgeschalteten Strom von (c) $I_S = 200 \text{ A}$ und (d) $I_S = 800 \text{ A}$ bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 85^\circ\text{C}$

$L_{Cl} = 13,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 2,3 \Omega$, $C_{Cl} = 1 \mu\text{F}$, $C_{DC1,x} = 0,5 \mu\text{F}$, $R_{DC1,x} = 1 \Omega$

In der Abbildung 5.9 werden Ausschaltvorgänge des 10-kV-IGCTs IL231.09 für verschiedene Arbeitspunkte und Sperrschichttemperaturen dargestellt. In Abbildung 5.9(a) und 5.9(b) werden verschiedene Ströme bei einer konstanten Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6,5 \text{ kV}$ abgeschaltet. Sowohl mit steigendem abgeschalteten Strom als auch bei höheren Temperaturen ist eine Verlängerung der Phase des fließenden Tailstromes zu erkennen. Das Abschalten eines konstanten Stromes von 200 A in Abbildung 5.9(c) und 800 A in 5.9(d) bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen zeigt einen mit wachsender Spannung abnehmenden Tailstrom. Bei einem Strom von $I_S = 800 \text{ A}$ verringert sich der Tailstrom von $t_{\text{tail}} = 16 \mu\text{s}$ bei $U_{DC} = 4 \text{ kV}$ auf einen Wert von $t_{\text{tail}} = 6,5 \mu\text{s}$.

Ausgehend von den gemessenen Ausschaltverläufen werden die Ausschaltverluste bei den Sperrschichttemperaturen $T_j = 25^\circ\text{C}$ und 85°C in den Abbildungen 5.10(a) und 5.10(b) dargestellt. Für

das Bauelement IL231.09 liegen die maximalen Ausschaltverluste bei $T_j = 25^\circ\text{C}$ bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 6,8\text{ kV}$ bei $E_{\text{Off}} = 18\text{ J}$, entsprechend sind die Verluste bei einer Temperatur von $T_j = 85^\circ\text{C}$ $E_{\text{Off}} = 21\text{ J}$.

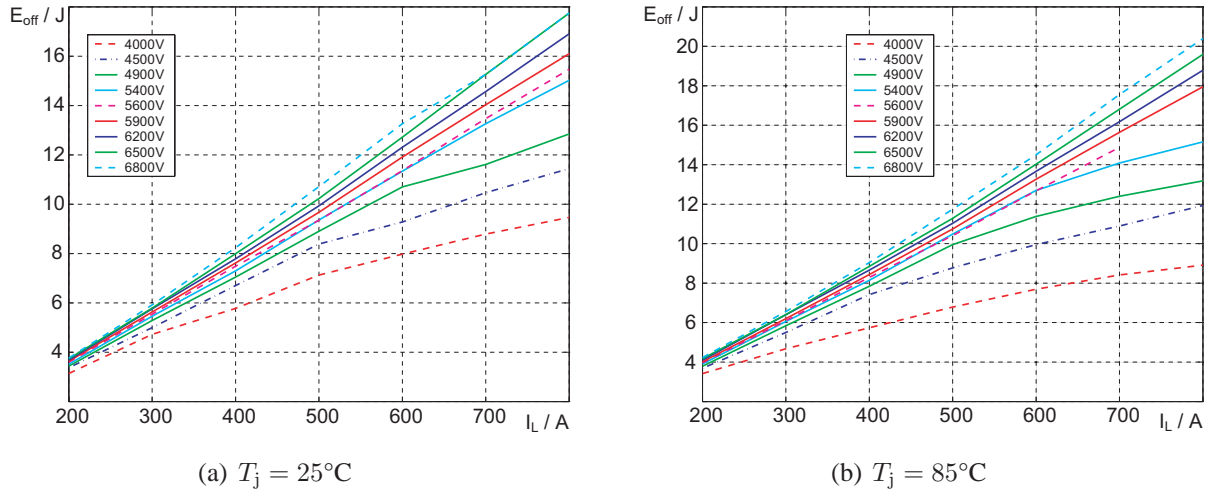


Abbildung 5.10: IL231.09 – Ausschaltverluste bei Zwischenkreisspannungen von $U_{\text{DC}} = 4\text{ kV} \dots 6,8\text{ kV}$ und Schalterströmen von $I_S = 200 \dots 800\text{ A}$ bei Sperrschichttemperaturen von (a) $T_j = 25^\circ\text{C}$ und (b) $T_j = 85^\circ\text{C}$

Die Abbildung 5.11 zeigt den Ausschaltverlauf des IGCTs IL231.49, mit dem bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 7\text{ kV}$ ein Strom von $I_S = 1\text{ kA}$ bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 85^\circ\text{C}$ abgeschaltet werden konnte. Nach einer schnellen Kommutierung des Kathodenstromes auf das Gate innerhalb eines Intervalls kleiner als $1\text{ }\mu\text{s}$ beginnt die Anodenspannung zu steigen. Erreicht diese den Wert der Zwischenkreisspannung, so beginnt der Anodenstrom zu sinken, die Streuinduktivität des Spanverbandes erzeugt eine kleine Überspannungsspitze. Nach einer Fallzeit von $t_f \approx 1\text{ }\mu\text{s}$ beginnt der Tailstrom zu fließen, der nach einer Zeit von $t_{\text{tail}} = 6\text{ }\mu\text{s}$ einen Wert von Null erreicht. Der gesamte Vorgang der Kommutierung des Stromes dauert in diesem Fall $8\text{ }\mu\text{s}$. Die Entmagnetisierung der Clampbeschaltung ist nach $t_D = 20\text{ }\mu\text{s}$ abgeschlossen, wobei eine maximale Spannung von $U_{\text{DRM}} = 8\text{ kV}$ erreicht wird. Während des Schaltvorganges wird ein Maximalwert der momentanen Schaltleistung von $p_{\text{Off,max}} = 6,4\text{ MVA}$ erreicht, die Ausschaltverlustenergie erreicht einen Wert von $E_{\text{Off}} = 15,5\text{ J}$.

5.1.2.4 Vergleichende Betrachtung des Ausschaltverhaltens

Der Vergleich der Ausschaltverluste aller getesteten asymmetrischen IGCTs in den Abbildungen 5.12(a) und 5.12(b) zeigt, dass die Bauelemente IL231.03 und IL231.49, deutlich geringere Ausschaltverluste aufweisen als die anderen Bauelemente. Nach der Tabelle 5.1 besitzen die IGCTs IL231.03 und IL231.49 zusammen mit dem früh ausgefallenen IL231.16 eine höhere Durchlassspannung U_T als die anderen getesteten 10-kV-IGCTs.

Aus den beiden Gruppen von 10-kV-IGCTs werden in der Abbildung 5.13 Schaltverläufe gegenübergestellt. Aus der Gruppe der IGCTs mit den geringeren Ausschaltverlusten wird IL231.03 gewählt, IL231.31 hat die höheren Ausschaltverluste. Die Verläufe in Abbildungen 5.13(a) und 5.13(c) zeigen, dass die Ausschaltvorgänge des Bauelements IL231.03 schneller ablaufen als bei IL231.31. Mit

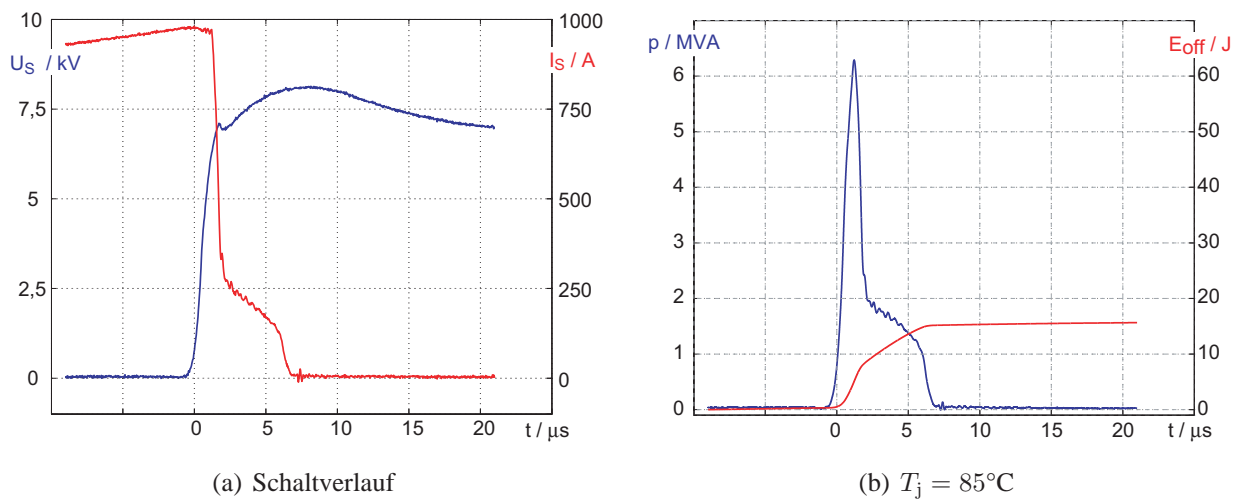


Abbildung 5.11: IL231.49 – Ausschaltverhalten (a) Verlauf der Spannung U_S über dem IGCT und dem Schaltstrom I_S sowie (b) Zeitverlauf der Momentanleistung und der Ausschaltverluste bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 85^\circ\text{C}$

dem schnell schaltenden IL231.03 liegt die Zeit, in der der Strom vom Nennwert zu Null wird, bei $t_{\text{off},i} = 12 \mu\text{s}$ bei $U_{\text{DC}} = 4 \text{ kV}$ und verringert sich bis zu $t_{\text{off},i} = 5 \mu\text{s}$ bei $U_{\text{DC}} = 7 \text{ kV}$. Die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung im Ausschaltvorgang liegt bei $du/dt \approx 5,2 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Die Durchlassspannung von IL231.03 liegt nach Tabelle 5.1 bei $U_T = 5,62 \text{ V}$. Für das langsamer schaltenden Bauelement IL231.31 liegt die Zeit, in der der Strom abgeschaltet wird bei $t_{\text{off},i} = 20 \mu\text{s}$ für $U_{\text{DC}} = 4 \text{ kV}$ und $t_{\text{off},i} = 8 \mu\text{s}$ bei $U_{\text{DC}} = 7 \text{ kV}$. Die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung ist mit $du/dt \approx 3,8 \text{ kV}/\mu\text{s}$ geringer als bei IL231.03. Der länger fließende Tailstrom liefert einen hohen Beitrag zu den Ausschaltverlusten, da der IGCT während des noch fließenden Tailstromes bereits Blockierspannung übernimmt. Die Durchlassspannung von IL231.31 liegt bei $U_T = 3,05 \text{ V}$.

Der in der Abbildung 5.14 dargestellte Vergleich der Ausschaltverluste des schnell schaltenden IL231.03 und des langsam schaltenden IL231.31 zeigt, dass das schnell schaltende Bauelement im gesamten dargestellten Arbeitsbereich geringere Schaltverluste als IL231.31 aufweist.

Wie bereits in Abschnitt 3.5 für die 4,5-kV-IGCTs beschrieben, können auch applikationsspezifische 10-kV-IGCTs entworfen werden. Die Bauelemente mit schnellen Schaltvorgängen und damit verbundenen geringeren Ausschaltverlusten wie IL231.03 besitzen durch die höhere Durchlassspannungen auch höhere Durchlassverluste und bei hohen Temperaturen durch hohe Blockierströme auch hohe Blockierverluste. Der Anwendungsbereich dieser Bauelemente liegt in Anwendungen, die hohe Schaltfrequenzen fordern, wie zum Beispiel Mittelspannungsantriebe. Bauelemente wie IL231.31 mit durch den langsameren Schaltverlauf verursachten höheren Ausschaltverlusten besitzen eine geringere Durchlassspannung. Sie haben geringere Durchlassverluste und auch kleinere Blockierströme. Die Anwendungsgebiete dieser Bauelemente sind Anwendungen mit kleinen Schaltfrequenzen wie Bahnnetz Kupplungen oder Netzschalter in der Energieübertragung [Tschirley et al. 2004a].

In der Tabelle 5.2 werden die aus den Ausschaltverläufen gewonnene charakteristische Daten sowie die Durchlassspannung und der Blockierstrom für vier der getesteten Bauelemente für einen abgeschalteten Strom von $I_S = 800 \text{ A}$ bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 85^\circ\text{C}$ gegenübergestellt.

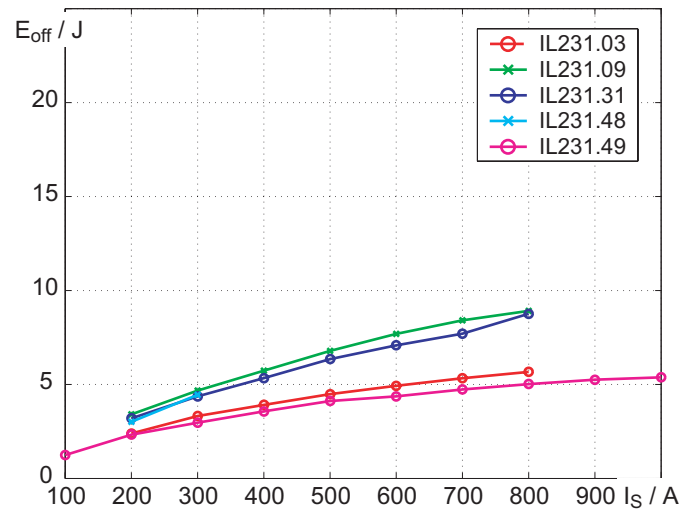
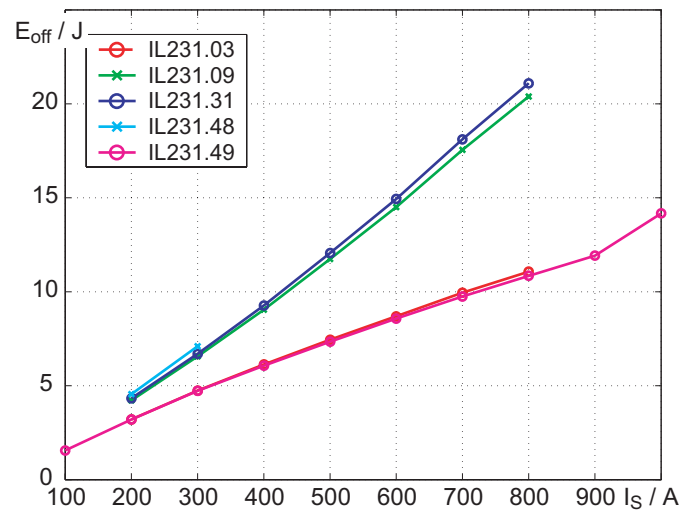
(a) $U_{DC} = 4 \text{ kV}$ (b) $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$

Abbildung 5.12: Ausschaltverluste verschiedener Muster asymmetrischer 10-kV-IGCTS als Funktion des abgeschalteten Stromes (a) $U_{DC} = 4 \text{ kV}$ (b) $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$, $T_j = 85^\circ\text{C}$

Tabelle 5.2: Übersicht der getesteten asymmetrischen 10-kV-IGCTS mit den aus den Messungen extrahierten Parametern $P_{Off,max}$, E_{Off} , du/dt und $t_{off,i}$ bei einer Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$ und einem abgeschalteten Strom von $I_S = 800 \text{ A}$ und einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 85^\circ\text{C}$, U_T und I_{DR} gemäß den Bedingungen nach Tabelle 5.1

Bauelement	U_T	I_{DR}	$P_{Off,max}$	E_{Off}	du/dt	$t_{off,i}$
IL231.03	5,62 V	11,8 mA	4,70 MVA	11,2 J	4,5 kV/ μs	4,5 μs
IL231.09	2,98 V	13,8 mA	4,75 MVA	20,9 J	2,1 kV/ μs	7,0 μs
IL231.31	3,05 V	7,8 mA	4,90 MVA	27,5 J	2,2 kV/ μs	7,9 μs
IL231.49	6,16 V	13,6 mA	4,76 MVA	11,4 J	4,3 kV/ μs	4,16 μs

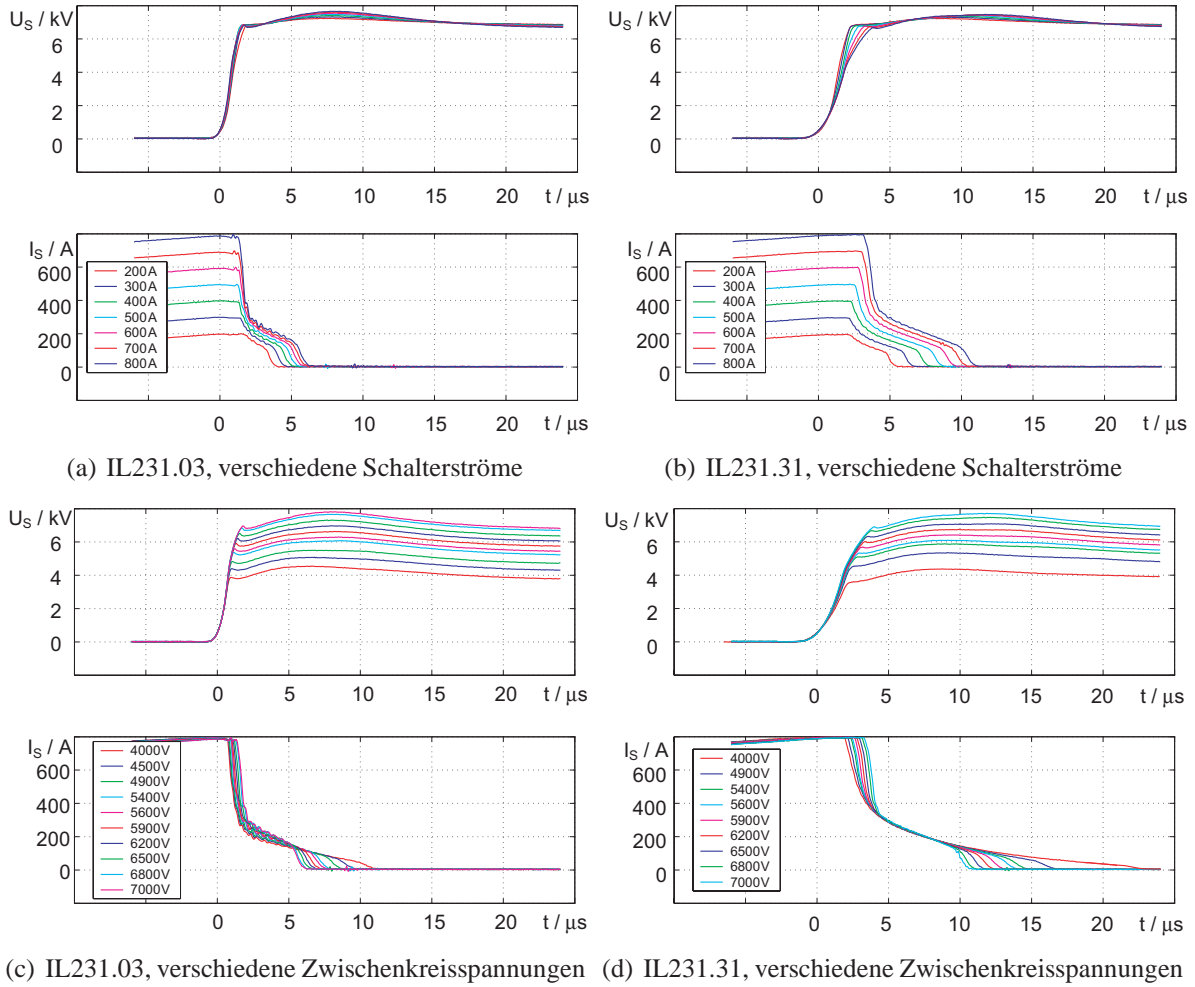
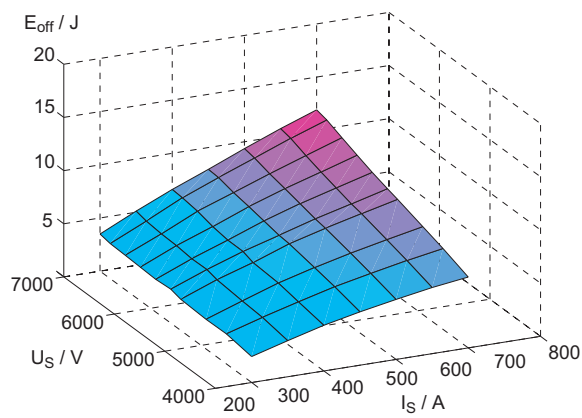
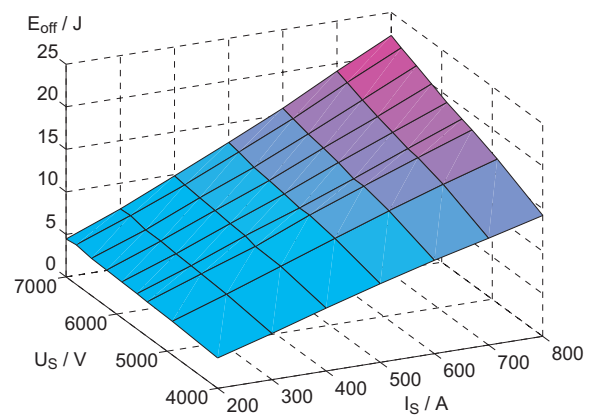


Abbildung 5.13: Vergleich der Schaltverläufe von IL231.03 und IL231.31 bei einer konstanten Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$ und bei verschiedenen Schaltströmen $I_S = 200 \dots 800 \text{ A}$ (a) IL231.03 und (b) IL231.31 sowie bei Zwischenkreisspannungen $U_{DC} = 4 \dots 7 \text{ kV}$ und einem abzuschaltenden Strom von $I_S = 800 \text{ A}$ (c) IL231.03 und (d) IL231.31, alle Messungen bei einer Sperrschichttemperatur $T_j = 85^\circ\text{C}$
 $L_{Cl} = 13,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 2,3 \Omega$, $C_{Cl} = 1 \mu\text{F}$



(a) IL231.03



(b) IL231.31

Abbildung 5.14: Darstellung der Ausschaltverluste von (a) IL231.03 und (b) IL231.31 im gesamten Arbeitsbereich bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4\text{ kV} \dots 6,8\text{ kV}$ und Strömen $I_S = 200 \dots 800\text{ A}$ und einer Sperrschichttemperatur $T_j = 85^\circ\text{C}$

$L_{Cl} = 13,6\text{ }\mu\text{H}$, $R_{Cl} = 2,3\text{ }\Omega$, $C_{Cl} = 1\text{ }\mu\text{F}$

5.1.2.5 Einschaltverhalten

Für die Messung des Einschaltverhaltens am IGCT IL231.31 wird die Schaltung nach Abbildung 5.2(a) um RC-Glieder mit $R_{DFx} = 1\ \Omega$ und $C_{DFx} = 0,5\ \mu\text{F}$ zur dynamischen Symmetrierung der Reihenschaltung der Freilaufdioden ergänzt, da diese beim Einschalten des IGCTs nun abschalten müssen. Die Messungen zeigen einen starken Einfluss der Symmetrierungsbeschaltung der in Reihe geschalteten Dioden auf das Schaltverhalten, wie in der Abbildung 5.15(a) dargestellt ist. Der Strom durch den IGCT erreicht schnell nach dem Absinken der Spannung einen ersten Maximalwert von $i_{S,\max,I} \approx 1,6\ \text{kA}$. Der Stromanstieg erreicht Werte von $di/dt = 8\ \text{kA}/\mu\text{s}$. Die Freilaufdioden werden so mit einem deutlich zu hohen $didt$ abgeschaltet, die Stromspitze verursacht weiterhin hohe Einschaltverluste für den IGCT.

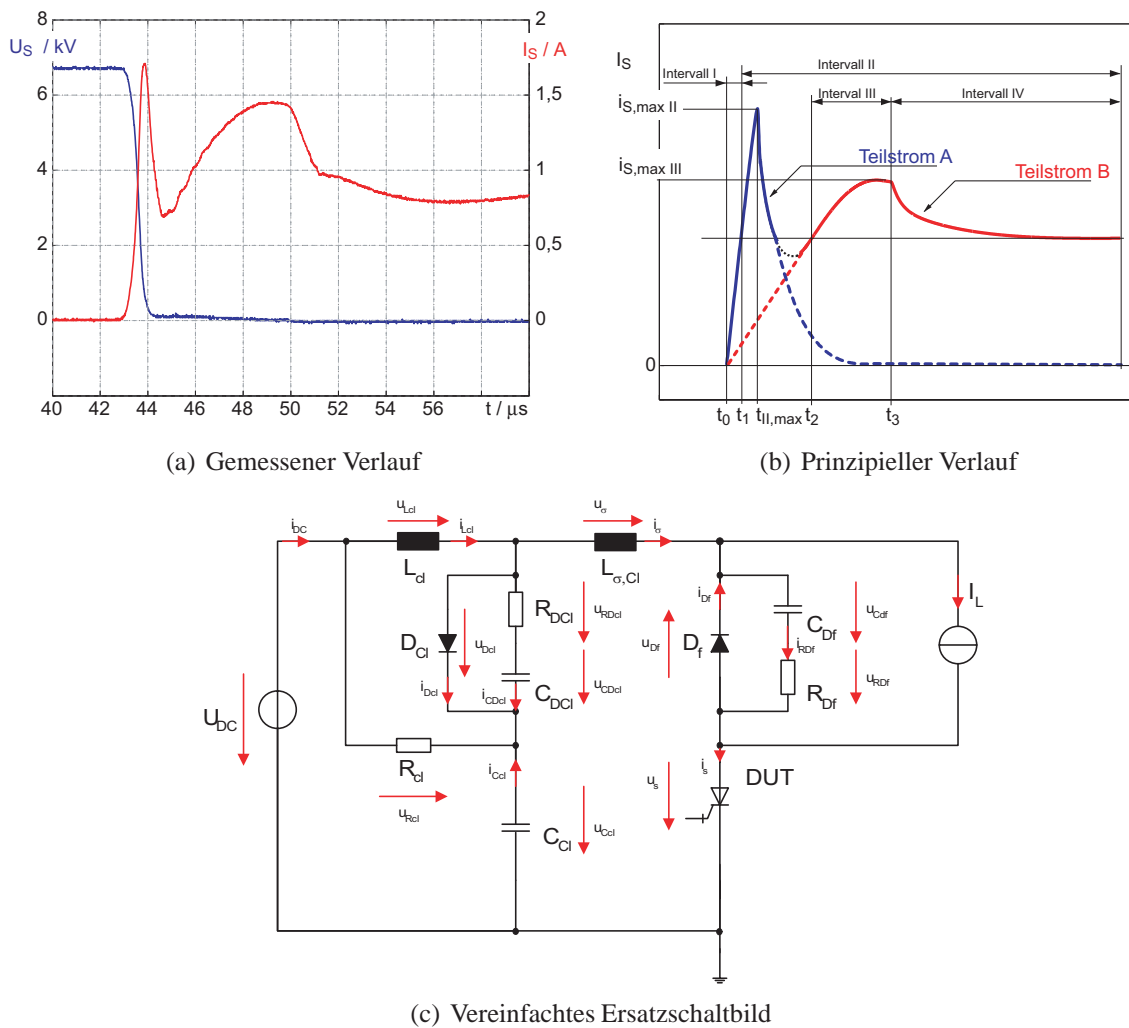
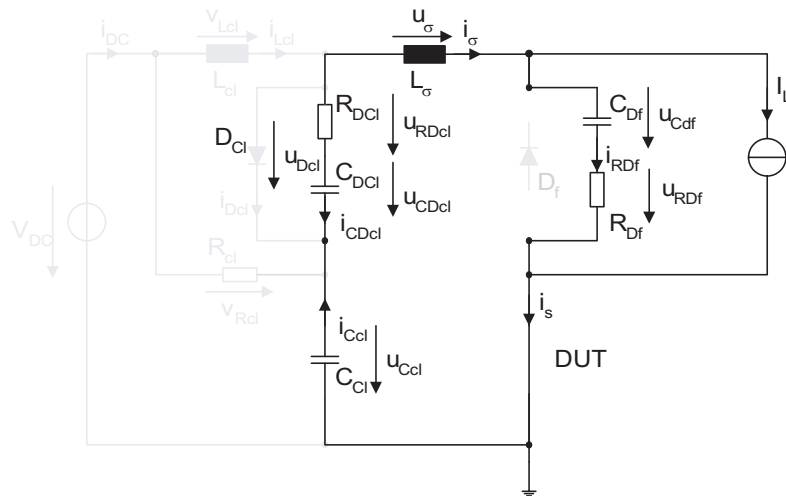


Abbildung 5.15: Einschaltverlauf eines 10-kV-IGCTs (a) Einschaltverlauf des Bauelements IL231.31 bei $U_{DC} = 6,8\ \text{kV}$ und $I_S = 800\ \text{A}$ mit in Reihe geschalteten Dioden mit identischen Symmetrierungselementen in allen Positionen $R_{Df,x}, R_{DCl,x} = 1\ \Omega$, $C_{Df,x}, C_{DCl,x} = 0,5\ \mu\text{F}$ sowie der Clampbeschaltung $L_{Cl} = 13,6\ \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 2,3\ \Omega$, $C_{Cl} = 1\ \mu\text{F}$ und (b) prinzipieller Verlauf des Stromes durch den IGCT sowie (c) Ersatzschaltbild für die Beschreibung des Einschaltstromes durch den IGCT mit zusammengefassten in Reihe geschalteten Elementen

Abbildung 5.17: Ersatzschaltbild Intervall II mit C_{CI} als Quelle

ein aperiodisch gedämpftes schwingungsfähiges System. Der Strom i_s durch den IGCT steigt weiter und erreicht seinen Maximalwert und klingt dann exponentiell ab. Mit dem Ansatz

$$i_s = i_{RDf} + I_L \quad (5.5)$$

wird der Strom in einen zeitabhängigen und einen konstanten Teil zerlegt. Für den zeitabhängigen Teil gilt die Differenzialgleichung

$$\frac{d^2}{dt^2} i_{RDf} + \frac{R_{Df} + R_{DCI}}{L_\sigma} \frac{d}{dt} i_{RDf} + \frac{1}{L_\sigma \cdot \left(\frac{C_{Df} C_{DCI}}{C_{Df} + C_{DCI}} \right)} i_{RDf} = 0 \quad (5.6)$$

Mit der Lösung kann der Strom i_s durch den IGCT beschrieben werden mit

$$i_s = I_L + \frac{U_{DC}}{2 \omega_{II} L_\sigma} \left(e^{-t/\tau_{II,1}} - e^{-t/\tau_{II,2}} \right). \quad (5.7)$$

Dieser Ausdruck enthält die Zeitkonstanten

$$\frac{1}{\tau_{II,1}} = \delta_{II} - \omega_{II} \quad \frac{1}{\tau_{II,2}} = \delta_{II} + \omega_{II} \quad (5.8)$$

und die Kreisfrequenz

$$\omega_{II} = \sqrt{\delta_{II}^2 - \omega_{II,0}^2}, \quad (5.9)$$

die über den Dämpfungsfaktor δ_{II} und die Eigenfrequenz $\omega_{II,0}$ mit den Bauelementewerten verknüpft sind

$$\delta_{II} = \frac{R_{Df} + R_{DCI}}{2 \cdot L_\sigma} \quad \omega_{II,0} = \frac{1}{\sqrt{L_\sigma \cdot \left(\frac{C_{Df} C_{DCI}}{C_{Df} + C_{DCI}} \right)}}. \quad (5.10)$$

Für den zeitabhängigen Teil gilt die Differenzialgleichung

$$\frac{d^2}{dt^2} i_{RDf} + \frac{R_{Df}}{L_{Cl}} \frac{d}{dt} i_{RDf} + \frac{1}{C_{Df} L_{Cl}} i_{RDf} = 0. \quad (5.14)$$

Mit dem Dämpfungsfaktor δ_{III} und der Eigenfrequenz $\omega_{III,0}$ ergibt sich hier die Lösung einer gedämpften Schwingung

$$i_S = i_L + \frac{U_{DC}}{\omega_{III} L_{Cl}} e^{-\delta_{III} t} \sin(\omega_{III} t) \quad (5.15)$$

Der Strom i_S erreicht seinen Maximalwert zum Zeitpunkt

$$t_{III,max} = \frac{1}{\omega_{III}} \arctan\left(\frac{\omega_{III}}{\delta_{III}}\right) \quad (5.16)$$

und erreicht einen Maximalwert von

$$i_{S,max,III} = i_L + \frac{U_{DC}}{\omega_{III} L_{Cl}} e^{-\frac{\delta_{III}}{\omega_{III}} \arctan\left(\frac{\omega_{III}}{\delta_{III}}\right)} \sin\left(\arctan\left(\frac{\omega_{III}}{\delta_{III}}\right)\right). \quad (5.17)$$

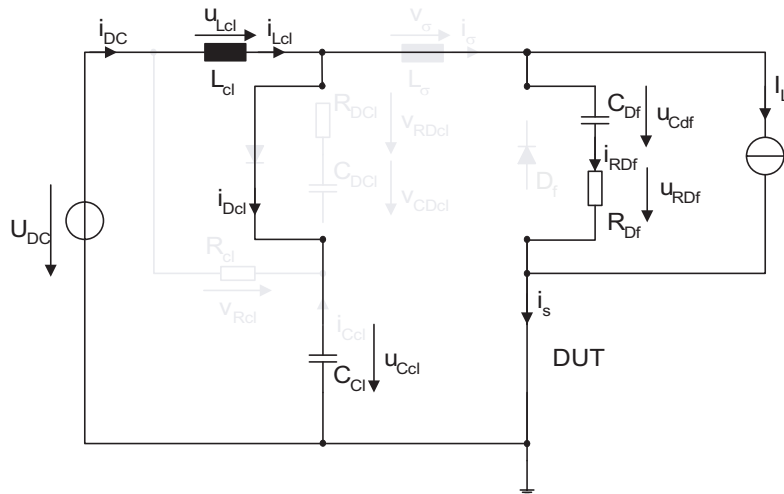


Abbildung 5.19: Ersatzschaltbild Intervall IV bei leitender Clampdiode D_{Cl}

Intervall IV Die gedämpfte Schwingung, die in Intervall III begann, wird kurz nach Erreichen des Maximalwertes noch stärker bedämpft. Wird der Spannungsabfall u_{LCl} über der Clampinduktivität L_{Cl} zu Null, so wird die Clampdiode D_{Cl} in Vorwärtsrichtung betrieben. Der Clampkondensator ist nun, wie im Ersatzschaltbild in Abbildung 5.19 dargestellt parallel mit dem Snubber der Freilaufdiode verbunden. Der Clampkondensator wird wieder auf den Wert der Zwischenkreisspannung aufgeladen.

Die vollständige analytische Berechnung dieser Vorgänge wird in Anhang A.3 und [Tschirley und Bernet 2005a] angegeben. Es wird gezeigt, dass die Erhöhung der Werte für die Widerstände in der dynamischen Symmetrierung der Clampdioden $R_{DCl,x}$ die erste Stromspitze minimieren kann. Die Abbildung 5.20 zeigt einen Einschaltverlauf mit Widerständen von $R_{DCl,x} = 6 \Omega$. Die Dämpfung ist aber nicht so groß, dass der ursprünglich durch die Clampinduktivität dimensionierte Stromanstieg erzielt werden kann; allerdings kann die erste Stromspitze fast vollständig unterdrückt werden.

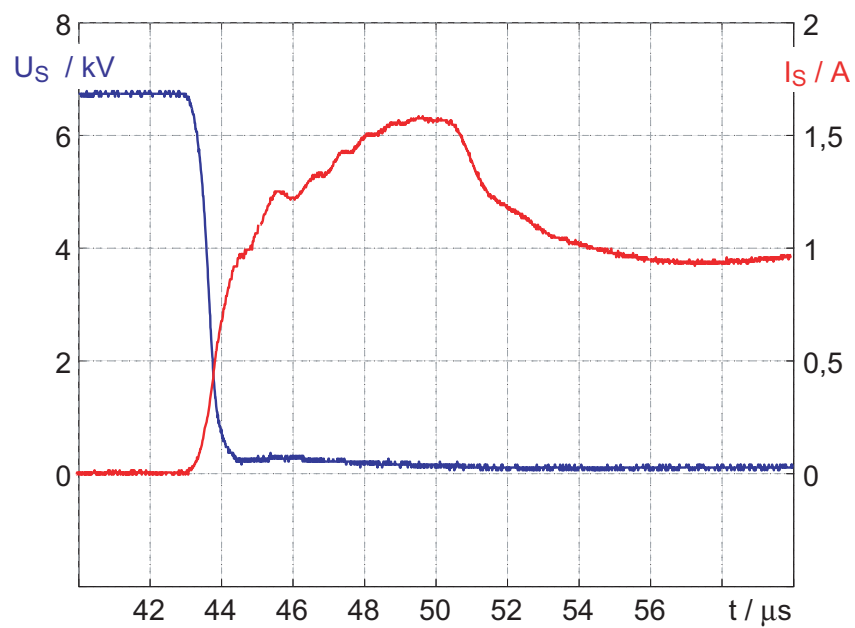


Abbildung 5.20: IL231.31 – Einschaltverlauf mit hochohmigerer dynamischer Symmetrierung der Clampdiode D_{Cl} mit $R_{DCl,x} = 6 \Omega$ nach [Tschirley und Bernet 2005a]

5.2 Charakterisierung rückwärtsleitender 10-kV-IGCTs

Basierend auf den Ergebnissen der Messungen an den asymmetrischen 10-kV-IGCTs werden im nächsten Schritt fünf verschiedene Prototypen von rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs gefertigt. Basierend auf dem Wafer der asymmetrischen 10-kV-IGCTs soll nun eine 10-kV-Diode auf dem Wafer integriert werden. Wie in der Abbildung 3.21 in Abschnitt 3.3.4 dargestellt, befindet sich der Diodenteil innerhalb des Gate-Kontakttringes, der IGCT-Teil liegt im äußeren Teil. Beide Teile können separat optimiert werden. Der IGCT-Teil der in der Tabelle 5.3 dargestellten Bauelemente wurde mit zwei verschiedenen Dosen elektronenbestrahlt, ähnlich den Bestrahlungsdosen der asymmetrischen 10-kV-IGCTs. Der Diodenteil der ersten Entwurfsstufe wurde mit verschiedenen Dosen Protonen zur Einstellung der Ladungsträgerlebensdauer bestrahlt.

Tabelle 5.3: Übersicht der getesteten rückwärtsleitenden 10kV IGCTs der ersten Entwurfsstufe

Bauelement alle Tests bei $T_j = 125^\circ\text{C}$	Dioden-Teil		IGCT-Teil		
	Durchlassspannung U_T bei $I_L = 300\text{ A}$	Durchlassspannung U_T bei $I_L = 900\text{ A}$	Durchlassspannung U_T bei $I_L = 900\text{ A}$	Durchlassspannung U_T bei $I_L = 900\text{ A}$	Blockierstrom I_{DR} bei $U_{DC} = 5,5\text{ kV}$
IL320.25	2,90 V	5,07 V	2,30 V	4,01 V	9,8 mA
IL320.29	2,77 V	4,79 V	2,00 V	3,67 V	9,2 mA
IL320.34	2,71 V	4,74 V	2,50 V	4,63 V	10,4 mA
IL320.38	2,70 V	4,67 V	2,28 V	4,15 V	10,0 mA
IL320.39	2,98 V	5,16 V	2,20 V	4,01 V	9,4 mA

Das Ziel der Messungen an den rückwärtsleitenden IGCTs der ersten Entwurfsstufe ist es, den IGCT-Teil hinsichtlich des Schaltverhaltens, der Ausschaltverluste und des sicheren Arbeitsbereiches beim Ausschalten zu charakterisieren. Der Diodenteil der verbleibenden Bauelemente wird hinsichtlich des Abschaltverhaltens der Diode untersucht.

Bei der Untersuchung der Bauelemente der zweiten Entwurfsstufe nach Tabelle 5.4 steht das Verhalten des Diodenteils im Vordergrund. Die vier Bauelemente wurden sowohl mit Elektronen- als auch Protonenbestrahlung behandelt, um verschiedene Ladungsträgerlebensdauerprofile einzustellen.

Tabelle 5.4: Übersicht der getesteten rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs der zweiten Entwurfsstufe

Bauelement alle Tests bei $T_j = 125^\circ\text{C}$	Dioden-Teil		IGCT-Teil		
	Durchlassspannung U_T bei $I_L = 300\text{ A}$	Durchlassspannung U_T bei $I_L = 900\text{ A}$	Durchlassspannung U_T bei $I_L = 900\text{ A}$	Durchlassspannung U_T bei $I_L = 900\text{ A}$	Blockierstrom I_{DR} bei $U_{DC} = 5,5\text{ kV}$
IL320.49	4,96 V	9,68 V	2,27 V	3,79 V	11,6 mA
IL320.47	5,29 V	10,23 V	1,99 V	3,21 V	12,6 mA
IL320.14	3,44 V	6,34 V	1,72 V	2,73 V	9,2 mA
IL320.35	4,67 V	9,06 V	2,06 V	3,38 V	13,8 mA

5.2.1 Testschaltungen

5.2.1.1 Messung des Schaltverhaltens des IGCT-Teils

Die Schaltung zur Vermessung des Schaltverhaltens folgt der in Abschnitt 4.5.2 vorgestellten Schaltung eines Tiefsetzstellers, wie er auch für die Vermessung der asymmetrischen 10-kV-IGCTs verwendet wurde, siehe 5.1.1. Da im Rahmen dieser Messungen der zu vermessende IGCT nur ausgeschaltet wird, wie in Abbildung 5.2(b) dargestellt, kann an der Position der Freilaufdiode ein weiterer rückwärtsleitender 10-kV-IGCT eingesetzt werden. Die Freilaufdiode muss bei diesem Test keinen Strom ausschalten. Für den Einsatz als Clampdiode kommt ein Muster einer unbestrahlten 10-kV-Diode mit einem 91-mm-Wafer basierend auf dem Substrat der 10-kV-IGCTs (IL244.22 vom Typ 5SDF 12L9990e.s.) zum Einsatz. Somit kann bei der Vermessung des Ausschaltverhaltens des IGCT-Teils auf die Reihenschaltung von Dioden verzichtet werden. Der Spannungsanstieg über der Freilaufdiode wird durch einen RC-Snubber auf einen Wert von maximal $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ begrenzt. Hierzu werden die Werte dieser Beschalungselemente mit $R_{\text{Sn}} = 1 \Omega$ und $C_{\text{Sn}} = 0,625 \mu\text{F}$ gewählt. Die Abbildung 5.21 zeigt die hieraus resultierende Testschaltung.

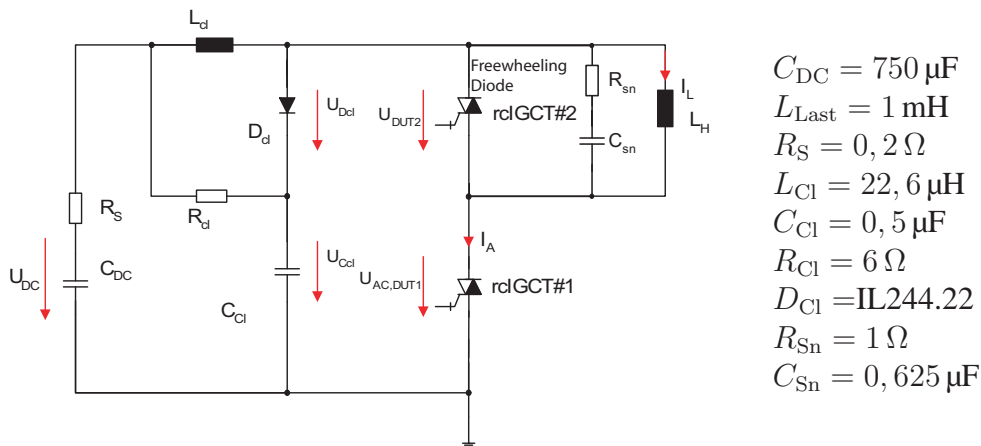


Abbildung 5.21: Testschaltung für die Vermessung des Ausschaltverhaltens des IGCT-Teils

Die Clampinduktivität begrenzt den Stromanstieg beim aktiven Einschalten des IGCTs auf einen Wert von $di/dt = 300 \text{ A}/\mu\text{s}$ und wird mit einem Wert von $L_{\text{Cl}} = 22,6 \mu\text{H}$ dimensioniert. Während der Entmagnetisierung der Clampbeschaltung wird eine maximale Spannung $U_{\text{DRM}} = 8100 \text{ V}$ bei einer Zwischenkreisspannung $U_{\text{DC}} = 6,8 \text{ kV}$ erreicht. Bei einer Entmagnetisierungszeit von $t_{\text{D}} = 15 \mu\text{s}$ ergibt sich für den Clampkondensator ein Wert von $C_{\text{Cl}} = 0,5 \mu\text{F}$ und für den Clampwiderstand ein Wert von $R_{\text{Cl}} = 6 \Omega$. Der simulierte Verlauf eines Ausschaltvorganges ist in der Abbildung 5.22 dargestellt. Der Schutzwiderstand kann bedingt durch den erhöhten Wert der Clampinduktivität auf einen Wert von $R_{\text{S}} = 0,2 \Omega$ verringert werden. Beide IGCTs müssen mit einer entsprechenden Einspeisung versorgt werden, da sichergestellt werden muss, dass der IGCT-Teil des Bauelements an der Position der Freilaufdiode sicher ausgeschaltet bleibt.

In der Abbildung 5.23 ist der Testaufbau für die Messung des Ausschaltverhaltens des IGCT-Teils dargestellt.

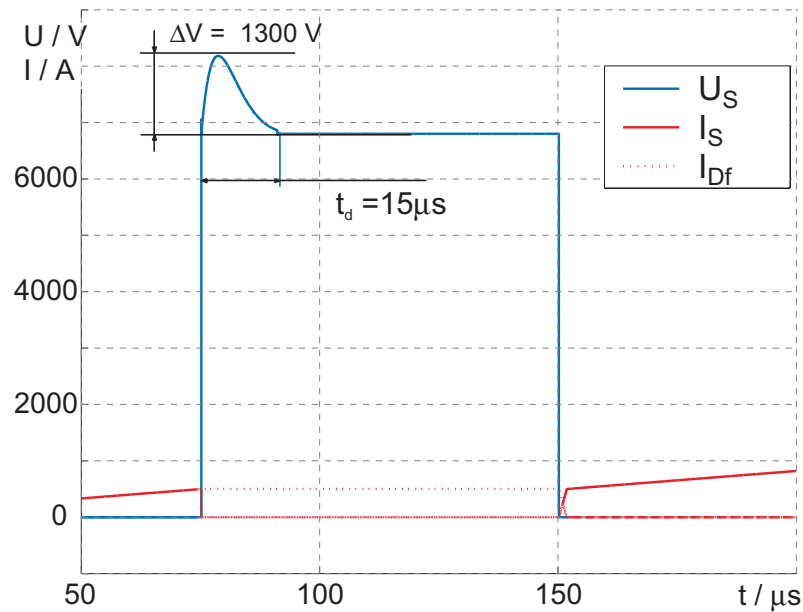


Abbildung 5.22: Simulierter Ausschaltvorgang bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6,8$ kV und einem abgeschalteten Strom von $I_S = 650$ A mit einer Clampbeschaltung mit den Elementen $L_{Cl} = 22,6 \mu H$, $C_{Cl} = 0,5 \mu F$ und $R_{Cl} = 4 \Omega$

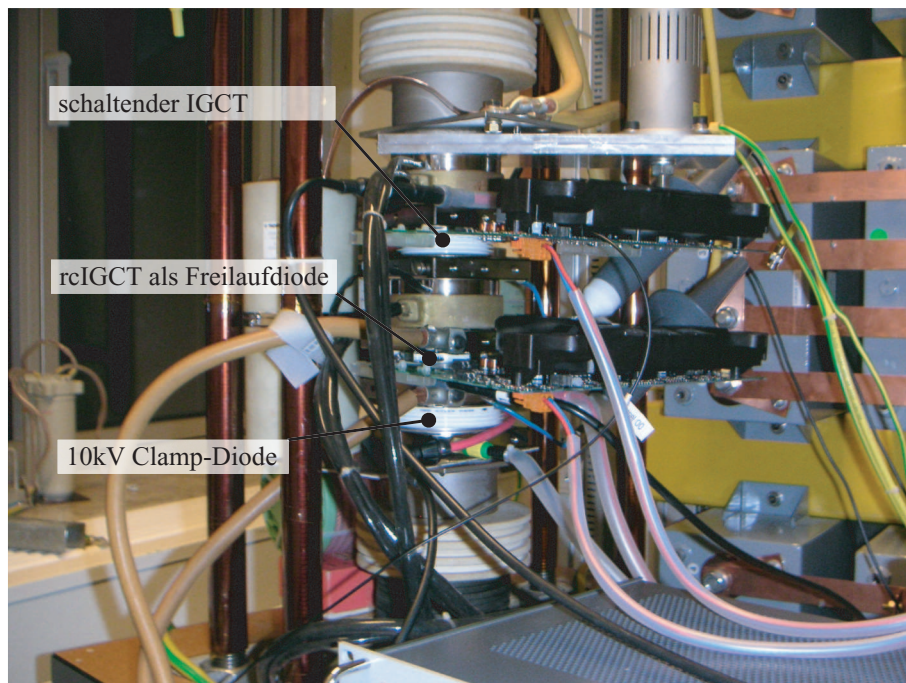


Abbildung 5.23: Bild des Testaufbaus für die Untersuchung des Ausschaltverhaltens des IGCT-Teils von rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs

5.2.1.2 Messung des Schaltverhaltens des Diodenteils

Für die Charakterisierung des Ausschaltverhaltens des Diodenteils der rückwärtsleitenden IGCTs wird die Schaltung nach 5.24(a) verwendet. Sowohl Clampbeschaltung, als auch der den Spannungsanstieg begrenzende RC-Snubber entsprechen der Schaltung zum Messen des Ausschaltens des IGCT-Teils, siehe Abbildung 5.21. Die Positionen des Schalter und der Freilaufdiode werden jedoch getauscht, damit eine Messung der Spannung über der ausschaltenden Diode mit Bezug zum Erdpotential möglich ist.

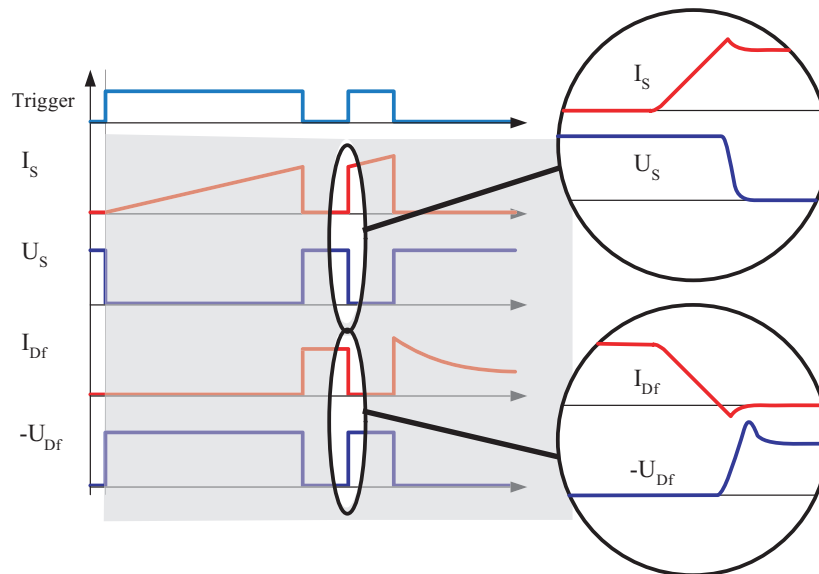
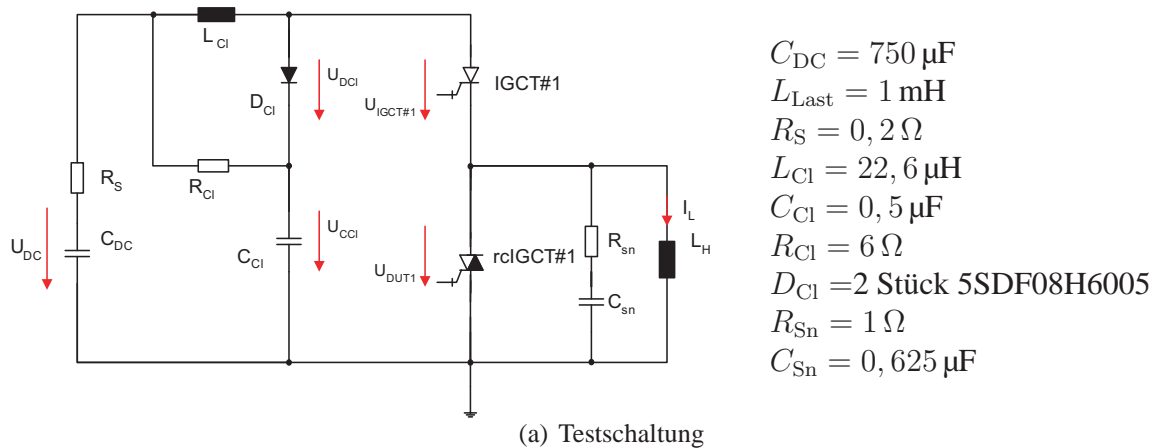


Abbildung 5.24: (a) Testschaltung für die Vermessung des Ausschaltverhaltens des Diodenteils von rückwärtsleitenden IGCTs und (b) Lage der gemessenen Signale im Doppelpulstest

Als schaltender IGCT wird für alle Messungen ein asymmetrischer 10-kV-IGCT (IL231.31) verwendet. In der Clampbeschaltung wird eine Reihenschaltung aus 5,5-kV-Dioden eingesetzt. Diese Dioden wurden hinsichtlich ihres Schaltverhaltens selektiert, um auf eine Symmetrierungsbeschaltung verzichten zu können. Während dieser Messungen werden neben Strom i_D und Spannung u_D der

ausschaltenden Freilaufdiode alle Spannungen an den anderen Leistungshalbleitern im Leistungsteil überwacht. Insbesondere werden die Spannungen über den selektierten Clampedioden mit Differenz-tastköpfen aufgezeichnet, um die gleichmäßige Spannungsaufteilung zu überprüfen.

5.2.1.3 Extrahierte Parameter

Aus den Verläufen des Ausschaltvorganges des IGCT-Teils werden wie zuvor in Abschnitt 5.1.1 beschrieben die Schaltverluste bestimmt. Abbildung 5.25(a) zeigt einen typischen Ausschaltverlauf, bei dem der Spannungsanstieg durch den du/dt -Snubber begrenzt wird.

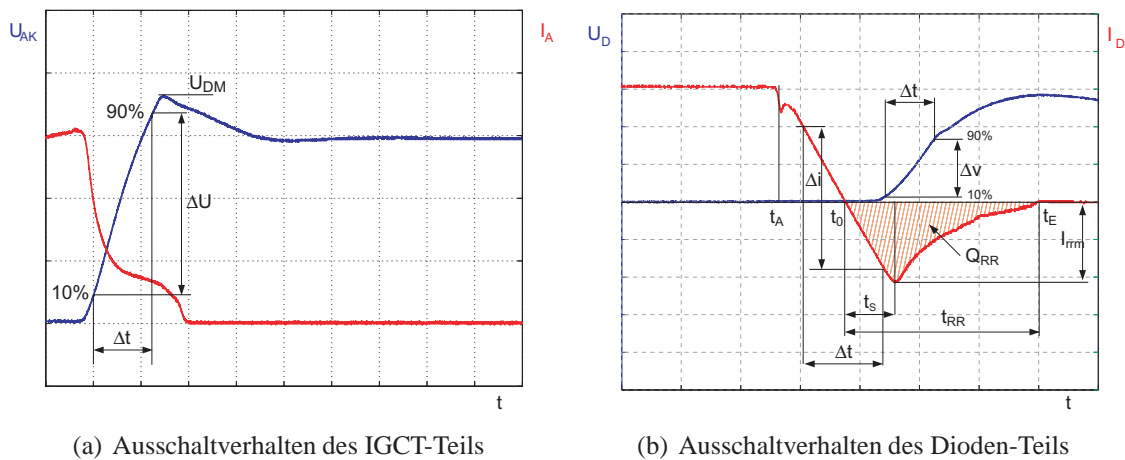


Abbildung 5.25: Definition der aus den Schaltverläufen gewonnenen Parameter (a) für die Ausschaltverläufe des IGCT-Teils und (b) für die Ausschaltverläufe der Diode

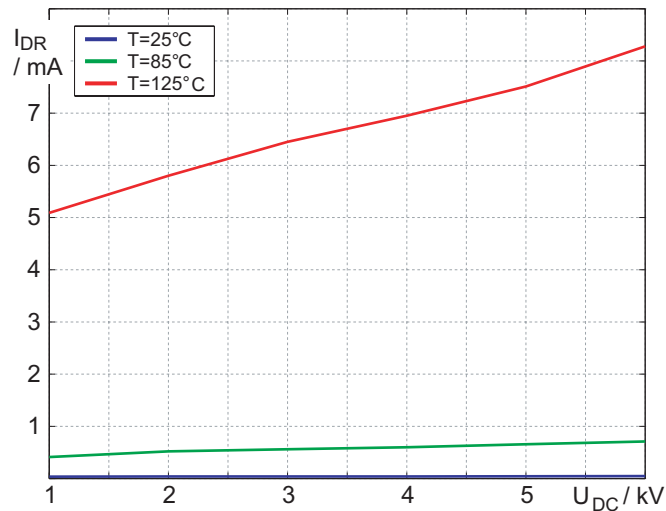
Abbildung 5.25(b) zeigt ein Ausschalten des Diodenteils eines rückwärtsleitenden IGCTs. Neben den Anstiegsgeschwindigkeiten des Stromes di_D/dt und der Spannung du_D/dt wird das Rückwärtserholverhalten (*reverse recovery*) der Diode untersucht. Beim Übergang von den leitenden in den sperrenden Zustand müssen alle in der Diode gespeicherten Ladungsträger abgebaut werden. Nach dem Nulldurchgang des Stromes i_D zur Zeit t_0 bis zum Auftreten des Maximalwertes der Rückstromspitze I_{RRM} vergeht die Spannungsnachlaufzeit t_s . Die Sperrverzugszeit t_{RR} gibt die Dauer der Rückstromspitze an. Die zwischen Strom i_D und der Zeitachse eingeschlossene Fläche entspricht der Speicherladung Q_{RR} . Sie entspricht den Ladungsträgern, die im Durchlassfall den Strom geführt haben und nun abgebaut werden. Die Ausschaltverluste $E_{Off,D}$ der Diode werden durch Integration der Momentanleistung vom Beginn des Absinken des Stromes i_D zum Zeitpunkt t_A bis zum Zeitpunkt t_E bestimmt, bei dem der Strom den Wert des Blockierstromes erreicht.

5.2.2 Messungen an rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs

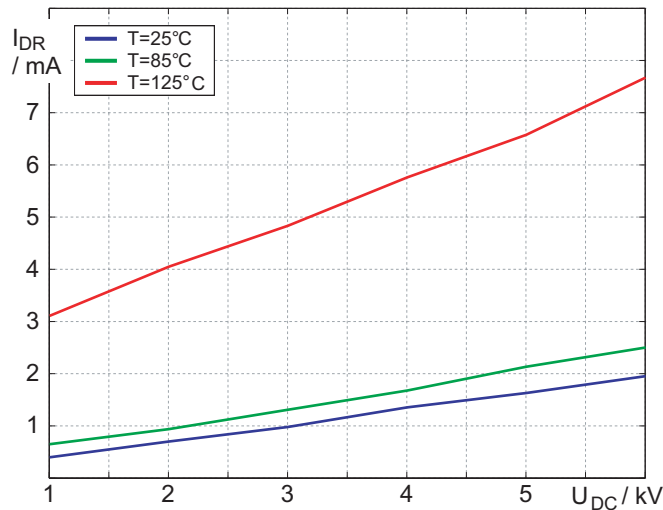
Der folgende Abschnitt beschreibt exemplarisch die durchgeführten Messungen an den Bauelementen IL320.29 und dem Diodenteil von IL320.47.

5.2.2.1 Blockierstromstrom

Die Messung des Blockierstromes I_{DR} erfolgt mit der Schaltung nach Abschnitt 4.5.1 auf Seite 97. Die Abbildung 5.26 zeigt das Blockierverhalten von zwei Prototypen von rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 1 \dots 6$ kV bei den Sperrschichttemperaturen $T_j = 25, 85$ und 125°C .



(a) IL320.29



(b) IL320.34

Abbildung 5.26: Blockierstrom von (a) IL320.29 und (b) IL320.34 bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 1 \dots 6$ kV bei Sperrschichttemperaturen $T_j = 25, 85$ und 125°C

Der maximale Blockierstrom liegt bei $I_{DR} = 8,3$ mA bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ und einer Zwischenkreisspannung $U_{DC} = 6$ kV. Die abzuführende Verlustleistung liegt somit unterhalb von $P_{DR} = 50$ W. Der Blockierstrom der rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs ist kleiner als

der der im vorherigen Abschnitt charakterisierten asymmetrischen 10-kV-IGCTs.

5.2.2.2 Ausschaltverhalten des IGCT Teils

Am Beispiel des rückwärtsleitenden IGCTs IL320.29 wird nun das Ausschaltverhalten des IGCT-Teils beschrieben. Die Abbildung 5.27 zeigt einen einzelnen Ausschaltverlauf bei einer Spannung von $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ und einem abzuschaltenden Strom von $I_S = 650 \text{ A}$. Der Anstieg der Spannung wird mit der RC-Beschaltung mit $R_{Sn} = 1 \Omega$ und $C_{Sn} = 0,625 \mu\text{F}$ nach Abbildung 5.21 auf einen Maximalwert von $du/dt \approx 1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ begrenzt. Der sonst für den Ausschaltvorgang des IGCTs typische Spannungsverlauf, der geprägt ist von der Entmagnetisierung der Clamp-Beschaltung, wird im Zeitraum der Kommutierung des Stromes vom IGCT in die Freilaufdiode nahezu linearisiert. Nach dem Abschalten des IGCTs kommutiert der Laststrom zunächst in die RC-Beschaltung, die Freilaufdiode beginnt den Strom zu führen, wenn ihre Spannung auf Null gesunken ist, d. h. wenn die IGCT-Spannung den Wert der Zwischenkreisspannung U_{DC} erreicht hat.

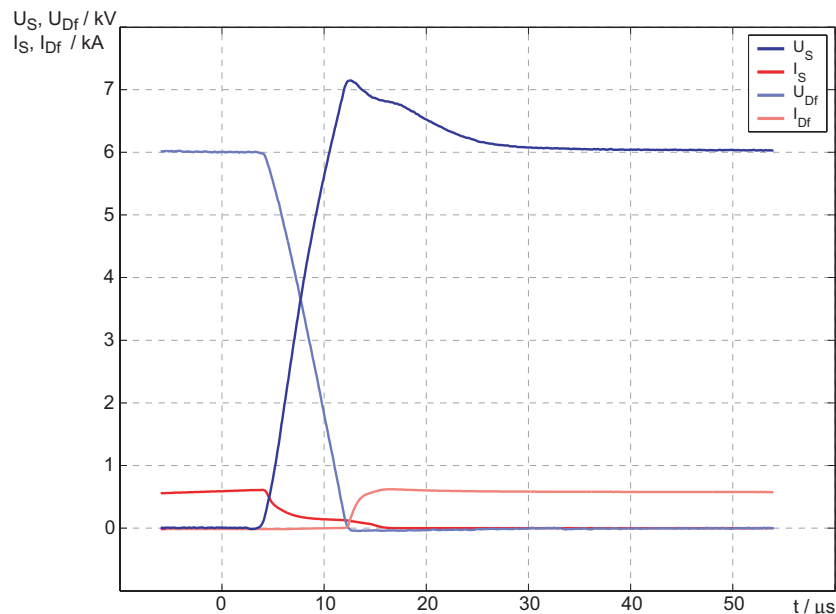
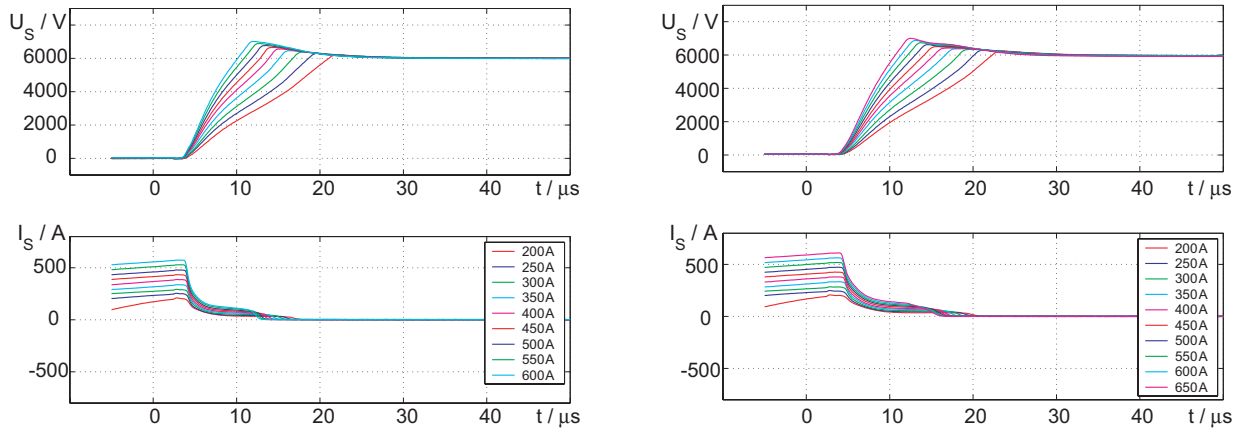


Abbildung 5.27: Verläufe von Strömen und Spannungen mit IL320.29 als schaltendem IGCT und IL320.34 als Freilaufdiode $U_{DC} = 6 \text{ kV}$, $I_S = 650 \text{ A}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$ sowie der Beschaltung $L_{Cl} = 22,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 6 \Omega$, $C_{Cl} = 0,5 \mu\text{F}$, $R_{Sn} = 1 \Omega$ und $C_{Sn} = 0,625 \mu\text{F}$

Die Abbildung 5.28 zeigt das Ausschaltverhalten von IL320.29 in verschiedenen Arbeitspunkten und bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen. Die Abbildungen 5.28(a) und 5.28(b) zeigen eine mit wachsendem Strom steigende Spannungsanstiegsgeschwindigkeit. In beiden Abbildungen erreicht die Spannung über dem Bauelement den Maximalwert etwa zur selben Zeit, wo der Tailstrom endet.

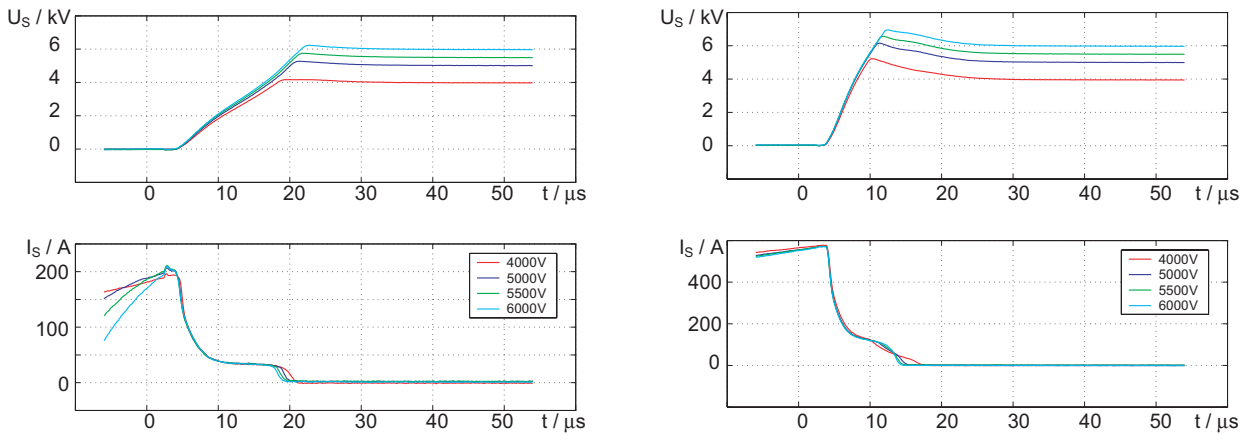
In den Abbildungen 5.28(c) und 5.28(d) werden die Ausschaltverläufe bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen und konstantem abzuschaltenden Strom dargestellt. Die Dauer des fließenden Tailstromes ist wird im betrachteten Spannungsbereich bei diesem Bauelement kaum von der Zwischenkreisspannung beeinflusst. Bei einem abgeschalteten Strom von $I_S = 600 \text{ A}$ liegt die Zeit , in der

der Strom vom Nennstrom zu Null wird bei $t_{\text{off},i} = 13 \mu\text{s}$ bei $U_{\text{DC}} = 4 \text{ kV}$ und verringert sich auf $t_{\text{off},i} = 10 \mu\text{s}$ bei $U_{\text{DC}} = 6 \text{ kV}$ siehe Abbildung 5.28(d).



(a) $U_{\text{DC}} = 6 \text{ kV}$, verschiedene Schalterströme, $T_j = 50^\circ\text{C}$

(b) $U_{\text{DC}} = 6 \text{ kV}$, verschiedene Schalterströme, $T_j = 125^\circ\text{C}$



(c) $I_S = 200 \text{ A}$,
verschiedene Zwischenkreisspannungen, $T_j = 85^\circ\text{C}$

(d) $I_S = 600 \text{ A}$,
verschiedene Zwischenkreisspannungen, $T_j = 85^\circ\text{C}$

Abbildung 5.28: IL320.29 – Ausschaltverhalten des IGCT-Teils bei konstanter Zwischenkreisspannung von $U_{\text{DC}} = 6 \text{ kV}$ und abgeschalteten Strömen $I_S = 200 \dots 650 \text{ A}$ und Sperrschichttemperaturen von (a) $T_j = 50^\circ\text{C}$ und (b) $T_j = 125^\circ\text{C}$ sowie bei Zwischenkreisspannungen von $U_{\text{DC}} = 4 \text{ kV} \dots 6 \text{ kV}$ und konstanter Strömen von (c) $I_S = 200 \text{ A}$ und (d) $I_S = 600 \text{ A}$ bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 85^\circ\text{C}$

$L_{\text{Cl}} = 22,6 \mu\text{H}$, $R_{\text{Cl}} = 6 \Omega$, $C_{\text{Cl}} = 0,5 \mu\text{F}$, $R_{\text{Sn}} = 1 \Omega$, $C_{\text{Sn}} = 0,625 \mu\text{F}$

Die Abbildung 5.29(a) zeigt, dass die Ausschaltverluste E_{Off} für die betrachteten Zwischenkreisspannungen bei gleichem abgeschalteten Strom vergleichbar sind. Durch die externe Begrenzung des Spannungsanstieges wird die Spannung über dem IGCT während der Phase, in der der Tailstrom fließt, begrenzt. Bei hohen Werten des Tailstromes ist die Spannung über dem Bauelement noch klein und steigt erst mit abklingendem Tailstrom auf die volle Vorwärtsblockierspannung an. Die Begrenzung des Spannungsanstieges reduziert die momentane Schalterleistungen und die Schaltverluste, da ein Teil der Schaltverluste in das Beschaltungsnetzwerk verlagert wird [Nagel et al. 2000]. Der Maximalwert der Spannung beim Abschalten des IGCTs U_{DRM} wird ebenfalls auf einen kleineren Wert begrenzt als ohne RC-Snubber, siehe Abbildung 3.29 in Abschnitt 3.4.4.

Der Maximalwert der Spannung U_{DRM} steigt mit wachsendem abgeschalteten Strom. Gleiches gilt

für die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung U_S über dem IGCT, die durch $du/dt \approx I_S/C_{Sn}$ mit dem abgeschalteten Strom verknüpft ist. Ein Wert von $U_{DRM} = 7 \text{ kV}$ wird nicht überschritten.

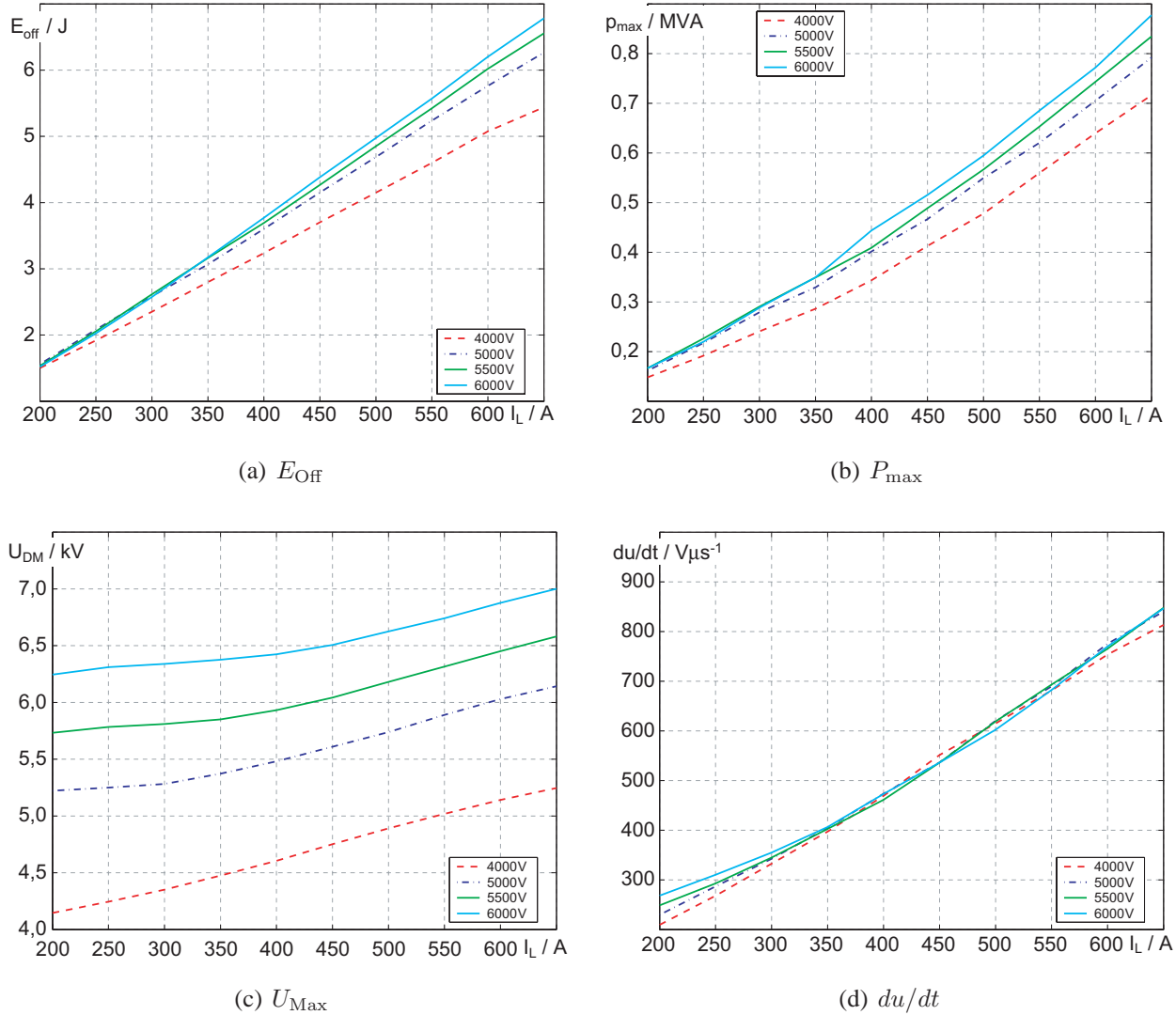


Abbildung 5.29: IL320.29 – Auswertung der Ausschaltverläufe bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4 \text{ kV} \dots 6 \text{ kV}$ und einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ (a) Ausschaltverluste E_{Off} , (b) Spitzenwert der Momentanleistung P_{max} , (c) maximale Blockierspannung U_{Max} und (d) Spannungsanstiegsgeschwindigkeit du/dt

Abbildung 5.30 zeigt, dass die Schaltverluste nahezu proportional mit der Sperrschichttemperatur zunehmen. Bei Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ und einer Zwischenkreisspannung $U_{\text{DC}} = 4\text{ kV}$ liegen die Schaltverluste bei $E_{\text{Off}} = 5\text{ J}$, bei $U_{\text{DC}} = 6\text{ kV}$ fallen $E_{\text{Off}} = 6,2\text{ J}$ an.

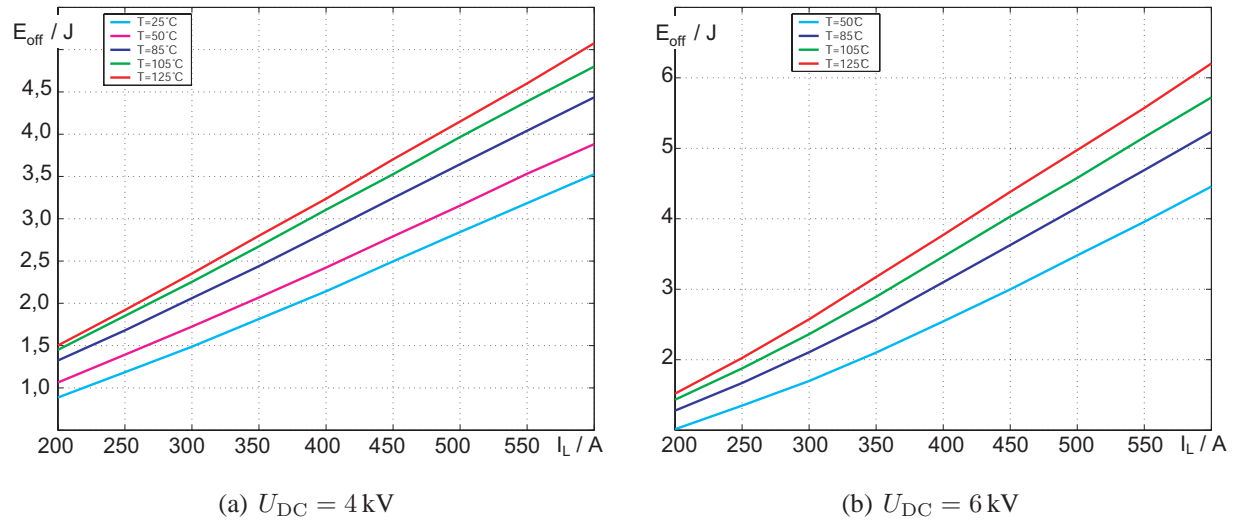


Abbildung 5.30: IL320.29 – Ausschaltverluste bei den Zwischenkreisspannungen (a) $U_{\text{DC}} = 4\text{ kV}$ und (b) $U_{\text{DC}} = 6\text{ kV}$ bei verschiedenen Sperrschichttemperaturen $T_j = 25^\circ\text{C} \dots 125^\circ\text{C}$
 $L_{\text{Cl}} = 22,6\text{ }\mu\text{H}$, $R_{\text{Cl}} = 6\text{ }\Omega$, $C_{\text{Cl}} = 0,5\text{ }\mu\text{F}$, $R_{\text{Sn}} = 1\text{ }\Omega$, $C_{\text{Sn}} = 0,625\text{ }\mu\text{F}$

5.2.2.3 Einschalten des IGCT-Teils

Das Einschalten des IGCT-Teils von IL320.29 wird in der Abbildung 5.31 für verschiedene Temperaturen und Zwischenkreisspannungen für das Einschalten eines Stromes von $I_S = 650$ A dargestellt. Der Anstieg des Stromes wird durch die Clamp-Induktivität begrenzt und ist mit $di/dt \approx U_{DC}/L_{Cl}$ abhängig von der Zwischenkreisspannung. Während des Einschaltvorganges wird der lineare Anstieg nach Erreichen des Nennstromes fortgesetzt, da nach dem Abschalten der Freilaufdiode der Kondensator C_{Sn} auf den Wert der Blockierspannung der Freilaufdiode geladen werden muss.

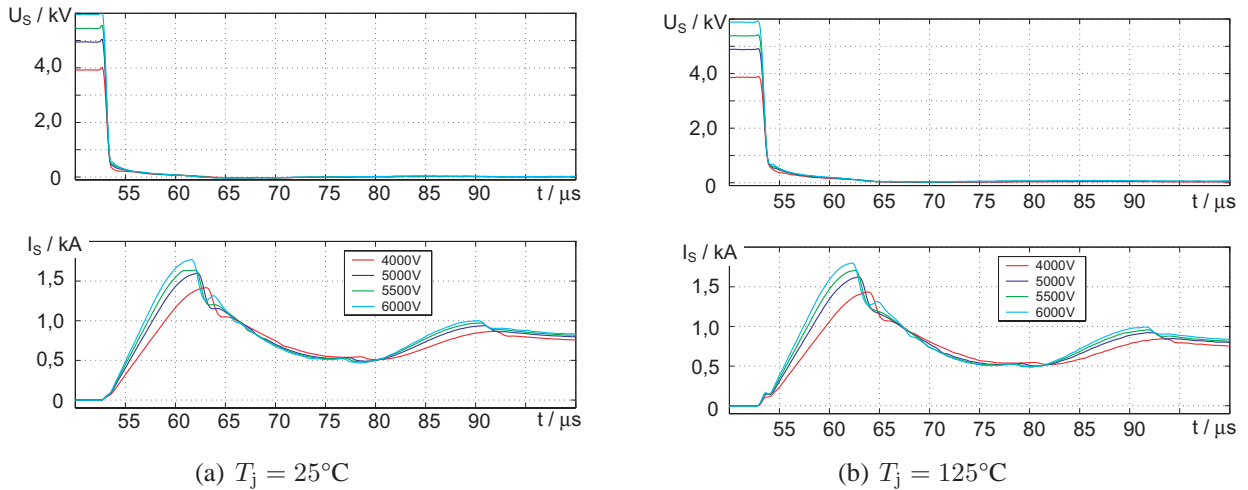


Abbildung 5.31: IL320.29 – Einschaltverhalten des IGCT-Teils bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4 \dots 6$ kV beim Einschalten eines Stromes von $I_S = 650$ A bei Sperrschichttemperaturen von (a) $T_j = 25^\circ\text{C}$ und (b) $T_j = 125^\circ\text{C}$

$L_{Cl} = 22,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 6 \Omega$, $C_{Cl} = 0,5 \mu\text{F}$, $R_{Sn} = 1 \Omega$, $C_{Sn} = 0,625 \mu\text{F}$

In der Abbildung 5.32 werden die Einschaltverluste des IGCT-Teils von IL320.29 für den Arbeitsbereich bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4 \dots 6$ kV und Strömen von $I_S = 200 \dots 650$ A dargestellt. Die Spannung über dem IGCT erreicht nach dem Einschalten sehr schnell den stationären Wert, während der Strom durch den IGCT noch sehr klein ist. Den Hauptbeitrag zu den Einschaltverlusten liefert jedoch gerade dieser Zeitabschnitt, in dem die Spannung noch nicht ganz auf den stationären Wert abgesunken ist. Die Höhe der Spannung in diesem Zeitraum wächst mit steigender Temperatur, entsprechend steigen die Einschaltverluste. Der Verlauf des Stromes ist für die betrachteten Arbeitspunkte bei $T_j = 25^\circ\text{C}$ und $T_j = 125^\circ\text{C}$ nahezu identisch.

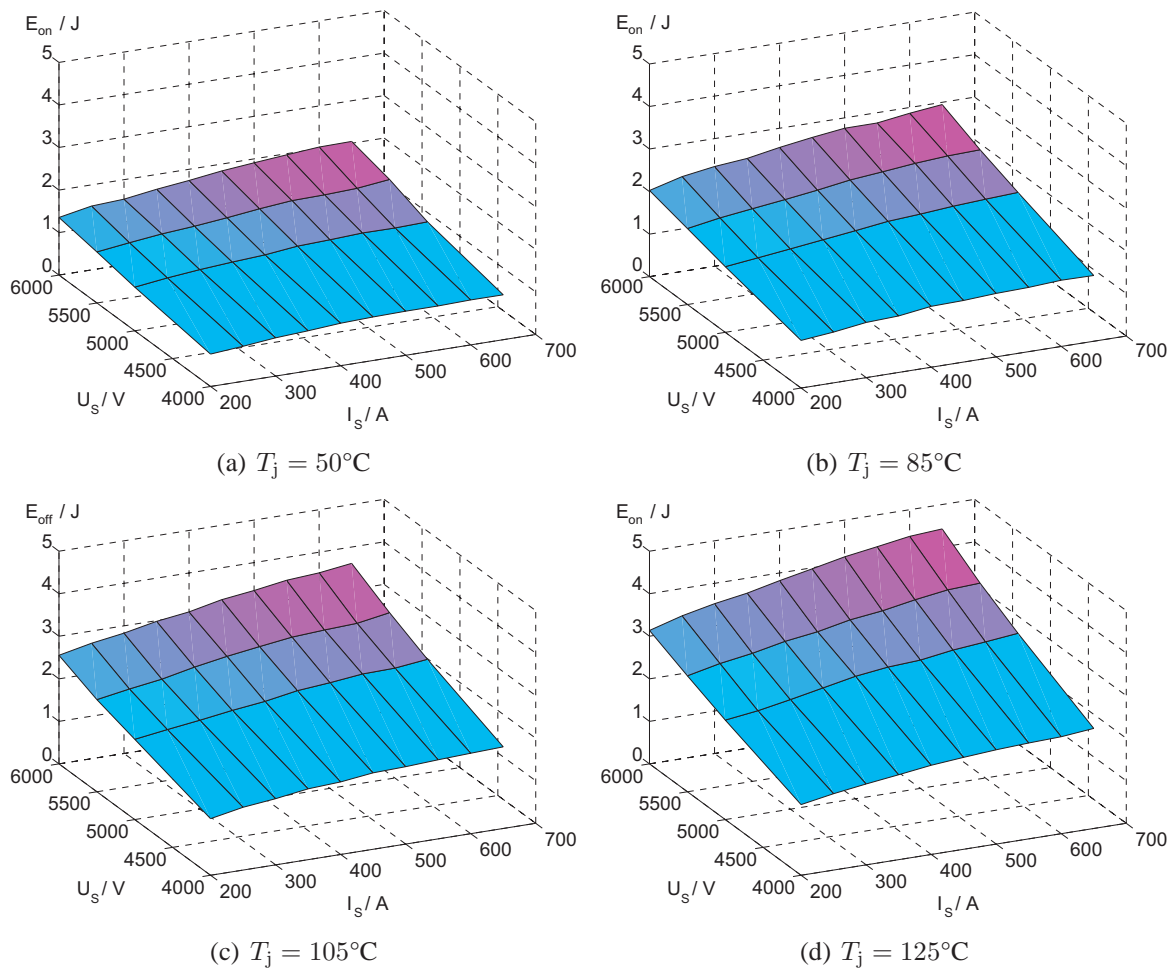


Abbildung 5.32: IL320.29 – Darstellung der Einschaltverluste bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4\text{ kV} \dots 6\text{ kV}$ und Strömen $I_S = 200 \dots 650\text{ A}$ bei den Sperrschichttemperaturen (a) $T_j = 50^\circ\text{C}$, (b) $T_j = 85^\circ\text{C}$, (c) $T_j = 105^\circ\text{C}$ und (d) $T_j = 125^\circ\text{C}$
 $L_{Cl} = 22,6\text{ }\mu\text{H}$, $R_{Cl} = 6\text{ }\Omega$, $C_{Cl} = 0,5\text{ }\mu\text{F}$, $R_{Sn} = 1\text{ }\Omega$, $C_{Sn} = 0,625\text{ }\mu\text{F}$

5.2.2.4 Ausschalten des Diodenteils

Zur Messung des Ausschaltvorganges des Diodenteils von rückwärtsleitenden 10kV IGCTs wird die in 5.24(a) vorgestellte Schaltung verwendet. Die Abbildung 5.33 zeigt einen gemessenen Ausschaltverlauf der Freilaufdiode von IL320.29 beim Einschalten des asymmetrischen IGCTs IL231.31. Die Zwischenkreisspannung beträgt $U_{DC} = 6 \text{ kV}$, der zu kommutierende Strom ist $I_S = 650 \text{ A}$, die Messung wurde bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ durchgeführt. Nach dem Einschalten des IGCTs sinkt die Spannung schnell auf den stationären Wert ab. Der Strom I_S kommutiert mit der durch die Clamp-Induktivität begrenzten Stromanstiegsgeschwindigkeit von der Freilaufdiode auf den IGCT.

Der Strom fließt mit dem eingestellten di/dt in negativer Richtung weiter, bis alle Ladungsträger in der Diode abgebaut sind und die Diode Blockierspannung aufnehmen kann. Zu diesem Zeitpunkt wird der Maximalwert des Rückstromes I_{RRM} erreicht. Das folgende Abklingen des Stromes und der Anstieg der Blockierspannung wird durch das Design der Diode und die externe Beschaltung zur Spannungsanstiegsbegrenzung bestimmt. Da die Freilaufdiode mit einem RC-Snubber beschaltet ist, tritt nach dem ersten Absinken des Rückstromes ein Tailstrom auf [ABB GTO Book]. Ziel der Entwicklung am Diodenteil der rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs ist es, diesen Tailstrom nur für eine kurze Zeit fließen zu lassen, um die Verluste gering zu halten. Der abklingende Rückstrom liefert einen bedeutenden Beitrag zu den Abschaltverlusten $E_{Off,D}$, da hier die Diode bereits eine hohe Blockierspannung übernimmt. Der Strom soll *weich* abklingen, ein Abreißen mit einer hohen Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt erzeugt an vorhandenen Streuinduktivitäten hohe Überspannungen, die die Diode zerstören können [Lutz 2006, ABB GTO Book].

Die Abbildung 5.34 zeigt das Ausschalten der Diode von IL320.29 bei verschiedenen Zwischenkreis-

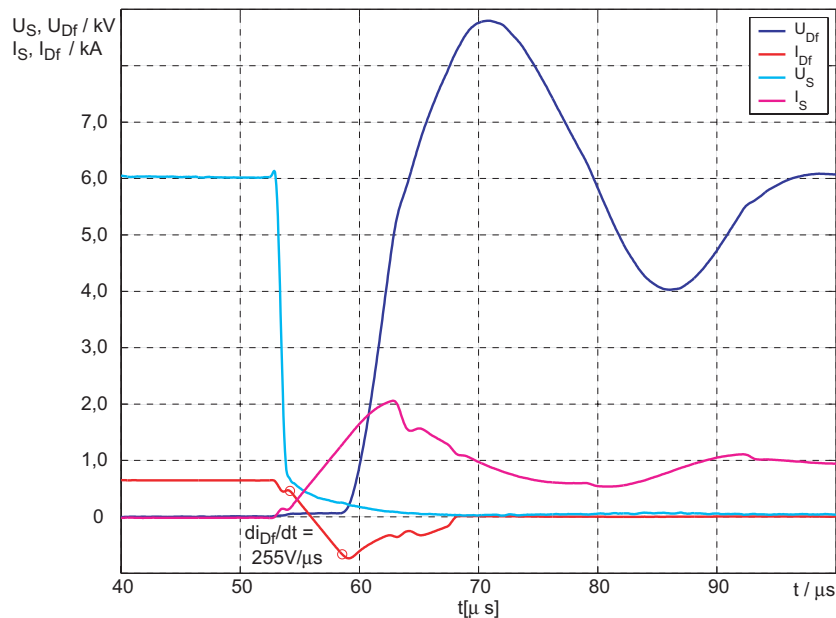


Abbildung 5.33: Verläufe von Strömen und Spannungen beim Ausschalten des Diodenteils von IL320.29 mit IL231.31 als schaltendem IGCT $U_{DC} = 6 \text{ kV}$, $I_S = 650 \text{ A}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$

$L_{Cl} = 22,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 6 \Omega$, $C_{Cl} = 0,5 \mu\text{F}$, $R_{Sn} = 1 \Omega$ und $C_{Sn} = 0,625 \mu\text{F}$

spannungen von $U_{DC} = 4 \dots 6$ kV und Strömen von $I_D = 200 \dots 650$ A. Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6$ kV zeigt die Diode bei niedriger Temperatur und Strömen bis etwa 400 A einen normalen Verlauf des Rückstromes. Mit steigendem Strom zeigt sich eine zweite Spitze während des Abklingens des Rückstromes. Bei einer Temperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ hat der Verlauf bereits bei kleinen Strömen diese Form. Die Abbildungen 5.34(c) und 5.34(d) zeigen, dass dieses Verhalten mit steigender Zwischenkreisspannung zunimmt.

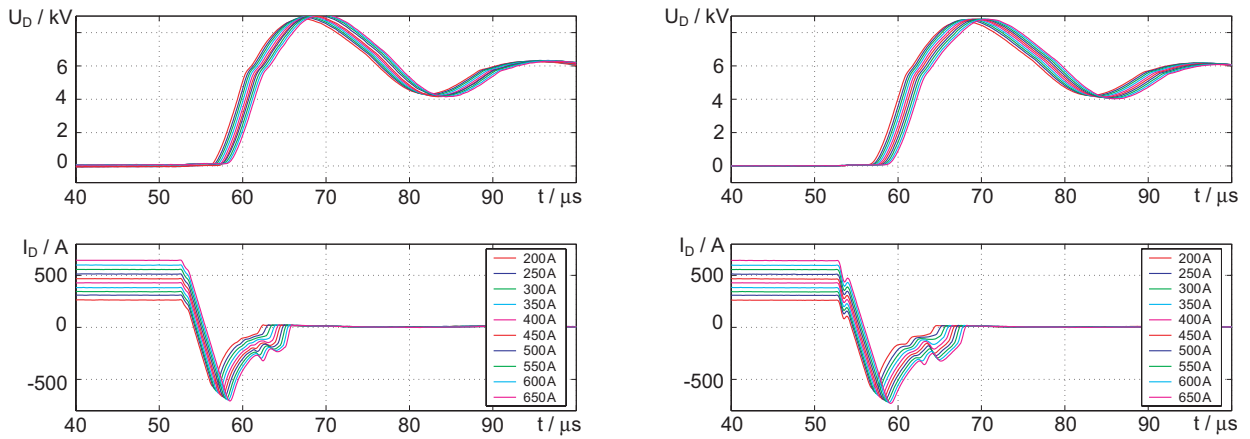
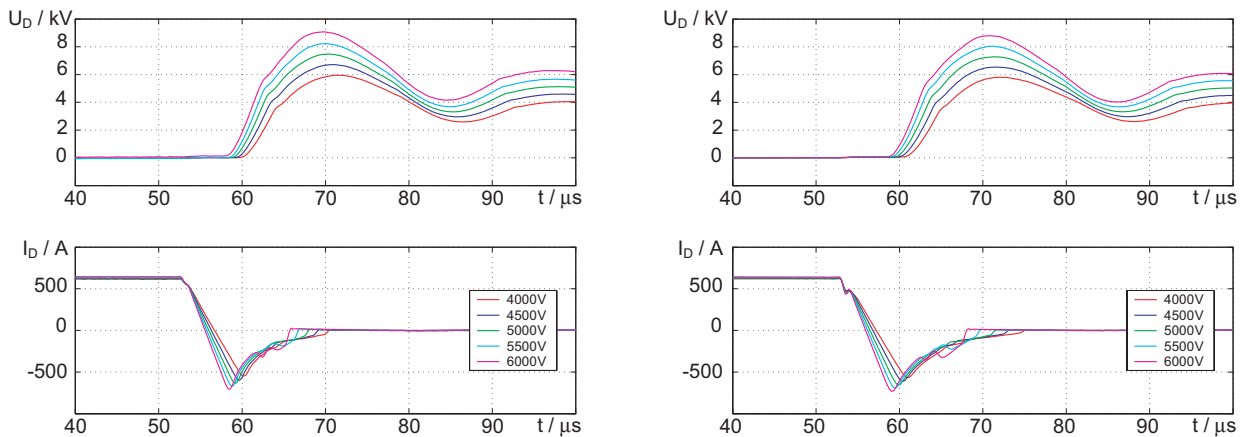
(a) $U_{DC} = 6$ kV, verschiedene Schalterströme, $T_j = 25^\circ\text{C}$ (b) $U_{DC} = 6$ kV, verschiedene Schalterströme, $T_j = 125^\circ\text{C}$ (c) $I_S = 650$ A, verschiedene Zwischenkreisspannungen, $T_j = 25^\circ\text{C}$ (d) $I_S = 650$ A, verschiedene Zwischenkreisspannungen, $T_j = 125^\circ\text{C}$

Abbildung 5.34: IL320.29 – Ausschalten der Diode im rückwärtsleitenden IGCT bei konstanter Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6$ kV und Strömen $I_D = 200 \dots 650$ A bei Sperrschichttemperaturen von (a) $T_j = 25^\circ\text{C}$ und (b) $T_j = 125^\circ\text{C}$ sowie bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4 \dots 6$ kV und einem Strom von $I_D = 650$ A bei Sperrschichttemperaturen von (c) $T_j = 25^\circ\text{C}$ und (d) $T_j = 125^\circ\text{C}$
 $L_{Cl} = 22,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 6 \Omega$, $C_{Cl} = 0,5 \mu\text{F}$, $R_{Sn} = 1 \Omega$, $C_{Sn} = 0,625 \mu\text{F}$

In Abbildung 5.35 werden die Ausschaltverluste der Diode in IL320.29 im gesamten vermessenen Arbeitsbereich von $U_{DC} = 4 \dots 6$ kV und Strömen von $I_D = 200 \dots 650$ A dargestellt. Die Ausschaltverluste $E_{Off,D}$ überschreiten bei $T_j = 25^\circ\text{C}$ einen Wert von 10 J nicht. Bei den Temperaturen $T_j = 85^\circ\text{C}$ und 125°C ist erkennbar, dass die Verluste besonders an den Grenzen des Arbeitsbereiches mit steigender Temperatur stark ansteigen. Mit Blick auf die Verläufe in Abbildung 5.34 kann dieses Verhalten durch den Verlauf beim Abbau des Rückstromes erklärt werden, der besonders bei hohen

Strömen und hohen Zwischenkreisspannungen die ausgeprägte zweite Spitze im Verlauf zeigt.

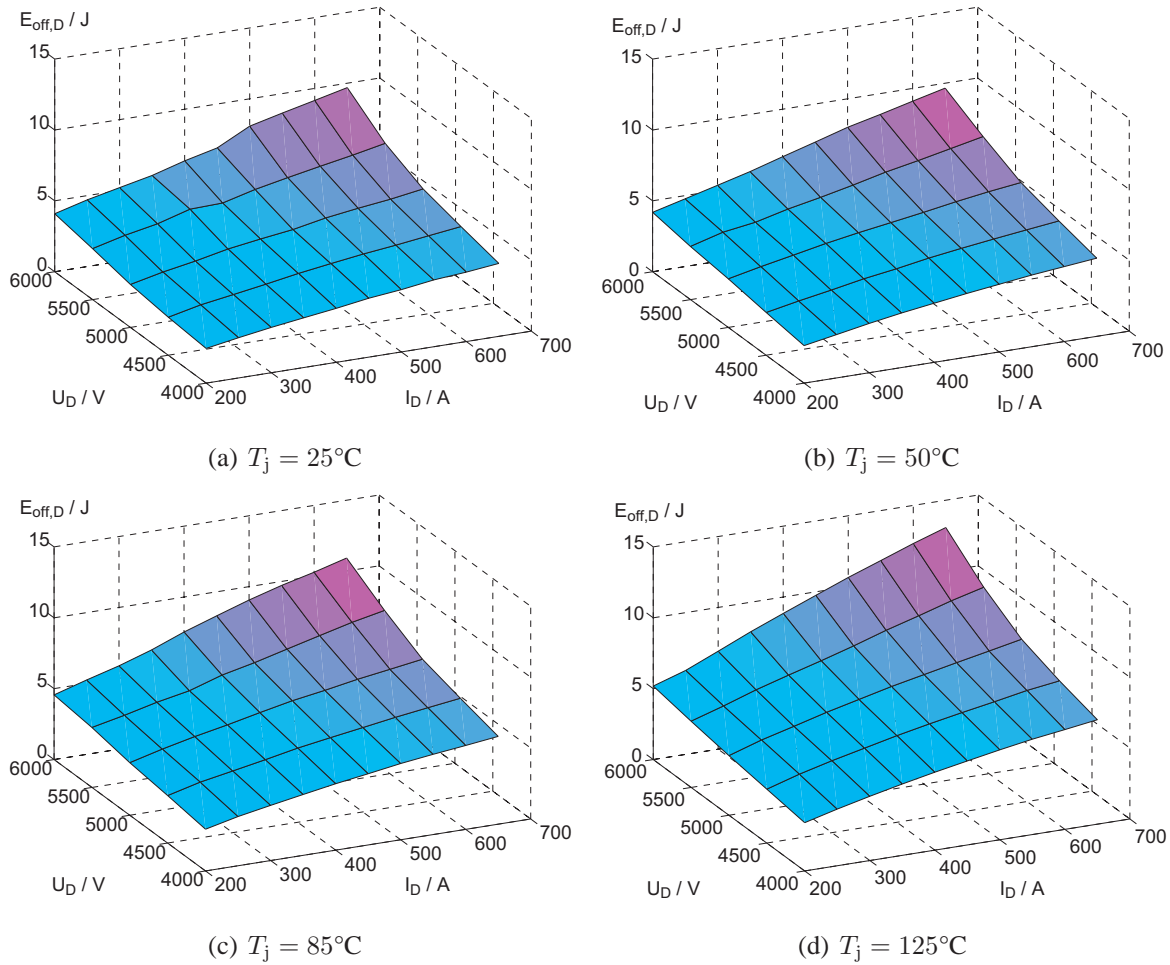


Abbildung 5.35: IL320.29 – Darstellung der Ausschaltverluste der Diode bei Zwischenkreisspannungen von $U_{\text{DC}} = 4\text{ kV} \dots 6\text{ kV}$ und Strömen $I_{\text{D}} = 200 \dots 650\text{ A}$ bei den Sperrschichttemperaturen (a) $T_j = 25^\circ\text{C}$, (b) $T_j = 50^\circ\text{C}$, (c) $T_j = 85^\circ\text{C}$ und (d) $T_j = 125^\circ\text{C}$

$L_{\text{Cl}} = 22,6\text{ }\mu\text{H}$, $R_{\text{Cl}} = 6\text{ }\Omega$, $C_{\text{Cl}} = 0,5\text{ }\mu\text{F}$, $R_{\text{Sn}} = 1\text{ }\Omega$, $C_{\text{Sn}} = 0,625\text{ }\mu\text{F}$

Aus den gemessenen Verläufen beim Ausschalten der Diode werden gemäß Abschnitt 5.2.1.3 verschiedene Parameter extrahiert. Der Stromanstieg di_{D}/dt , dargestellt in 5.36(a) ist für einen Wert der Zwischenkreisspannung bei allen abgeschalteten Strömen konstant und wird durch die Clam-induktivität festgelegt. Mit wachsendem Strom i_{D} wird die zwischen Stromverlauf und Zeitachse eingeschlossene Fläche größer, die Sperrverzögerungsladung Q_{RR} wächst, siehe Abbildung 5.36(c). Die Rückstromspitze I_{RRM} wird mit steigendem Strom I_{D} größer, überschreitet aber einen Wert von $I_{\text{RRM}} = 730\text{ A}$ bei $U_{\text{DC}} = 6\text{ kV}$ nicht.

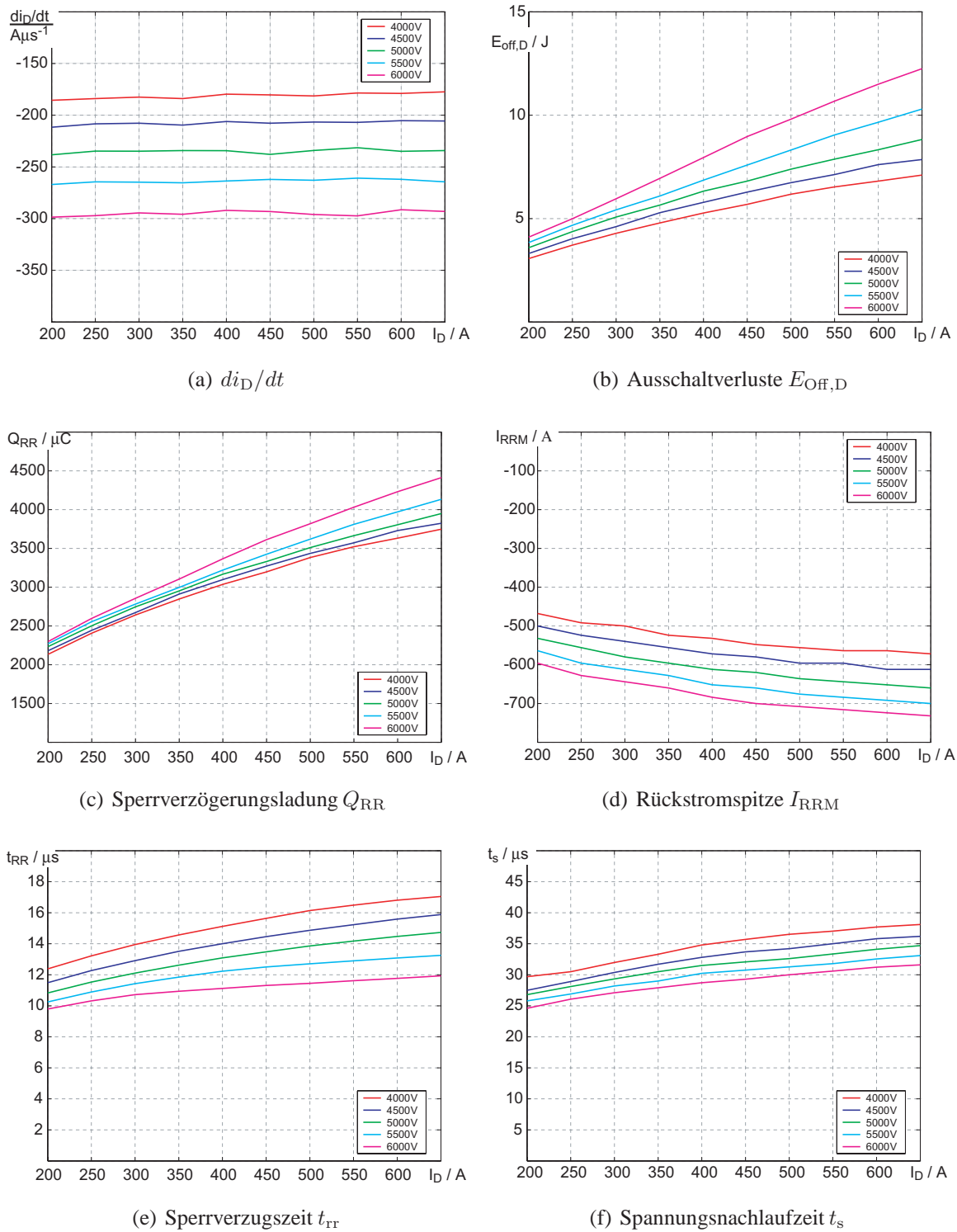


Abbildung 5.36: IL320.29 – Aus den Ausschaltverläufen extrahierte Parameter über dem Diodenstrom I_D bei den Zwischenkreisspannungen $U_{DC} = 4 \text{ kV} \dots 6 \text{ kV}$ und einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$ (a) Stromanstiegsgeschwindigkeit di_D/dt , (b) Ausschaltverluste $E_{\text{off},D}$, (c) Sperrverzögerungsladung Q_{RR} , (d) Rückstromspitze I_{RRM} , (e) Sperrverzugszeit t_{RR} und (f) Spannungsnachlaufzeit t_s

Variation des Spannungsanstieges auf $du/dt = 2.6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ Zur weiteren Charakterisierung wurde die den Spannungsanstieg begrenzende RC-Beschaltung modifiziert. Mit $C_{Sn} = 0,25 \mu\text{F}$ wird ein maximaler Spannungsanstieg von $du/dt = 2,6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ ermöglicht. Die Abbildung 5.37(a) zeigt bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 4 \text{ kV}$ einen normalen Ausschaltverlauf. Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ hingegen tritt nach der Rückstromspitze eine zweite Spitze in fast der selben Höhe auf. Bei einem abzuschaltenden Strom von $I_D = 600 \text{ A}$ wird das Bauteil zerstört. Bemerkenswert ist die Tatsache, dass dies nicht mit dem Auftreten der zweiten Stromspitze zusammenfällt sondern die Diode erst beim Abreißen der Rückstromes zerstört wird. Eine Spannungsspitze tritt zu diesem Zeitpunkt nicht auf.

Die Abbildung 5.37(c) zeigt die Ausschaltverluste für die gemessenen Arbeitspunkte. Bei kleinen Spannungen liegen die Verluste im selben Bereich wie mit der stärkeren Spannungsanstiegsbegrenzung, siehe Abbildung 5.35(d). Bei höheren Zwischenkreisspannungen steigen die Verluste noch stärker als zuvor an.

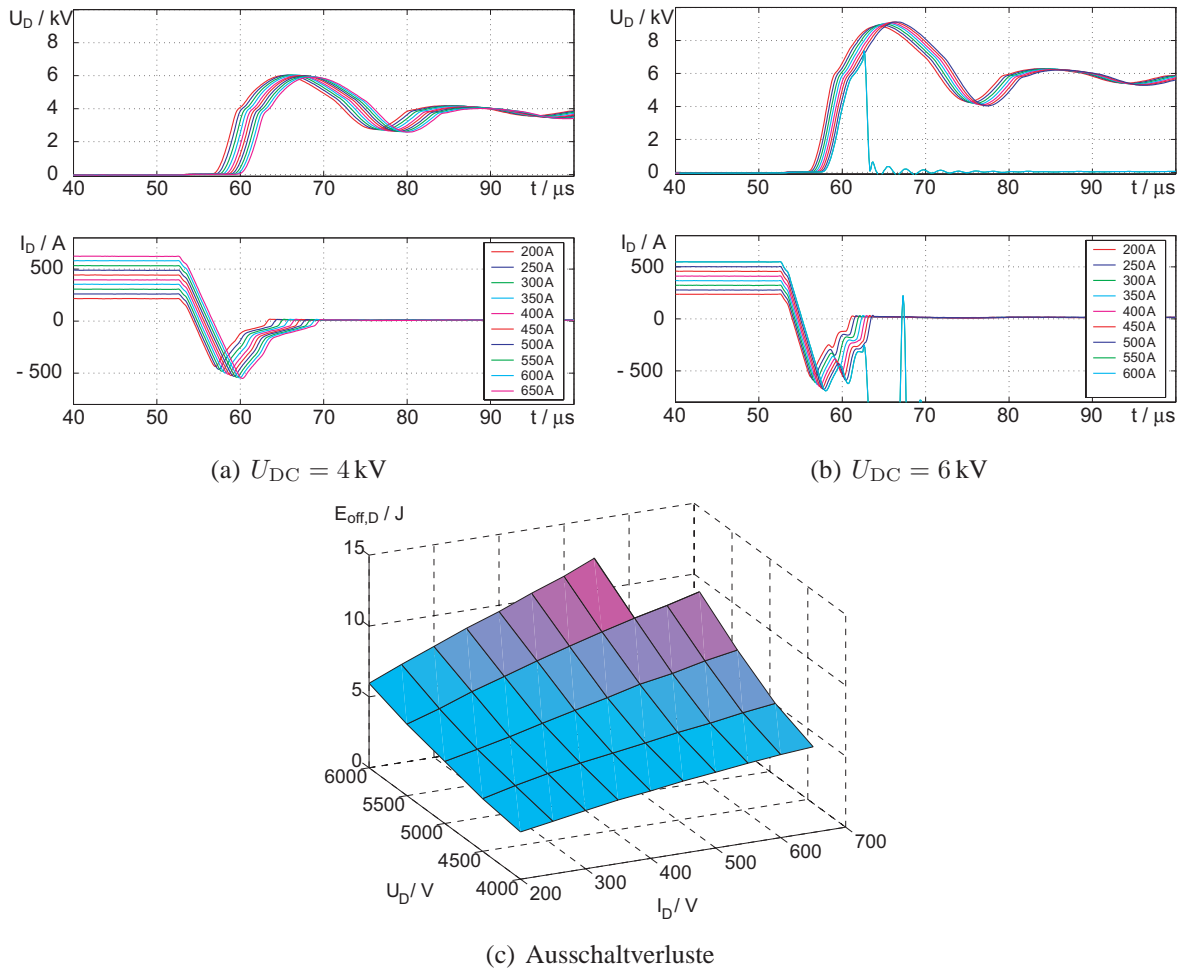


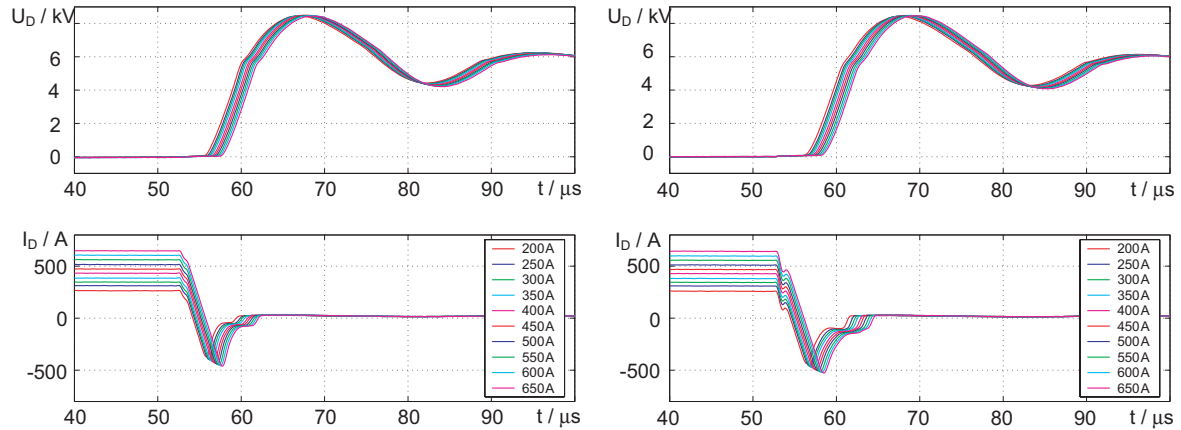
Abbildung 5.37: IL320.29 – Ausschalten des Diodenteils mit einem modifizierten du/dt -Snubber mit einem maximalen Spannungsanstieg von $du/dt = 2.6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ bei Zwischenkreisspannungen von (a) $U_{DC} = 4 \text{ kV}$ und (b) $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ jeweils bei Strömen $I_D = 200 \dots 650 \text{ A}$ und (c) die Ausschaltverluste bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 25^\circ\text{C}$

$L_{Cl} = 22,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 6 \Omega$, $C_{Cl} = 0.5 \mu\text{F}$, $R_{Sn} = 1 \Omega$, $C_{Sn} = 0,25 \mu\text{F}$

5.2.2.5 IL320.47 Diodenteil

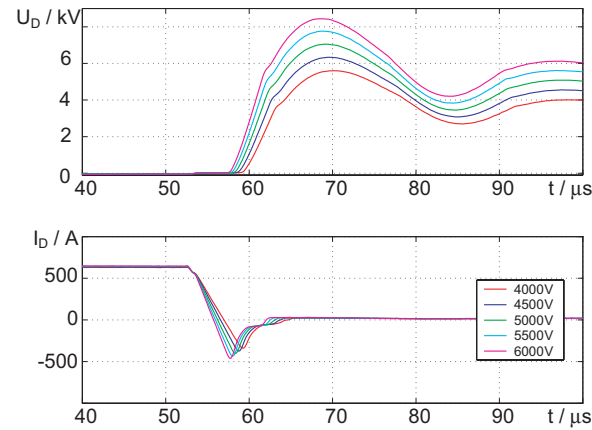
Weitere Untersuchungen an mehreren anderen Dioden zeigen ein ähnliches Verhalten wie das Bauelement IL320.29. Allerdings gibt es auch Entwürfe, die für die weitere Entwicklung vielversprechende Ergebnisse zeigen. Die Abbildung 5.38 zeigt die Messungen des Bauelements IL320.47, dessen Diodenwafer stark mit Elektronen bestrahlt wurde und entsprechend eine hohe Durchlassspannung von $U_T = 10,23 \text{ V}$ bei $I_D = 900 \text{ A}$ aufweist, siehe Tabelle 5.4. Für die Messung wurde der maximale Spannungsanstieg auf $dU_D/dt = 1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ festgelegt. Diese Diode zeigt bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4 \dots 6 \text{ kV}$ und Strömen $I_D = 200 \dots 650 \text{ A}$ Rückstromverläufe ohne ein zweites auftretendes Strommaximum. Die Sperrverzugszeit liegt bei allen Messungen unterhalb eines Wertes von $t_{rr,max} = 10 \mu\text{s}$. Die hohe Elektronenbestrahlung wirkt sich ebenfalls auf die Höhe der Rückstromspitze I_{RRM} aus, die einen Maximalwert von 540 A ($U_{DC} = 6 \text{ kV}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$, $I_D = 650 \text{ A}$) nicht überschreitet.

Die Darstellung der Ausschaltverluste des Diodenteils von IL320.47 zeigt, dass die Ausschaltverluste gegenüber dem Bauelement IL320.29 aus Abbildung 5.35 im gesamten Arbeitsbereich deutlich geringer sind. Weiterhin ist erkennbar, dass mit steigendem Diodenstrom bei IL320.47 die Verluste wesentlich geringer steigen, als es bei IL320.29 der Fall war. Der Verlauf in Richtung steigenden Stromes ist bei allen Temperaturen nahezu konstant, wie in allen Teilbildern in 5.39 erkennbar ist. Der Anstieg der Verlustleistung mit wachsender Zwischenkreisspannung fällt ebenfalls geringer aus.



(a) $U_{DC} = 6 \text{ kV}$,
verschiedene Schalterströme,
 $T_j = 25^\circ\text{C}$

(b) $U_{DC} = 6 \text{ kV}$,
verschiedene Schalterströme,
 $T_j = 125^\circ\text{C}$



(c) $I_S = 650 \text{ A}$,
verschiedene Zwischenkreisspannungen,
 $T_j = 25^\circ\text{C}$

(d) $I_S = 650 \text{ A}$,
verschiedene Zwischenkreisspannungen,
 $T_j = 125^\circ\text{C}$

Abbildung 5.38: IL320.47 – Ausschalten des Diodenteils bei einer konstanten Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ und Strömen $I_D = 200 \dots 650 \text{ A}$ bei Sperrschichttemperaturen von (a) $T_j = 25^\circ\text{C}$ und (b) $T_j = 125^\circ\text{C}$ sowie bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4 \dots 6 \text{ kV}$ und einem Strom von $I_D = 650 \text{ A}$ bei Sperrschichttemperaturen von (c) $T_j = 25^\circ\text{C}$ und (d) $T_j = 125^\circ\text{C}$.

$L_{Cl} = 22,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 6 \Omega$, $C_{Cl} = 0,5 \mu\text{F}$, $R_{Sn} = 1 \Omega$, $C_{Sn} = 0,625 \mu\text{F}$

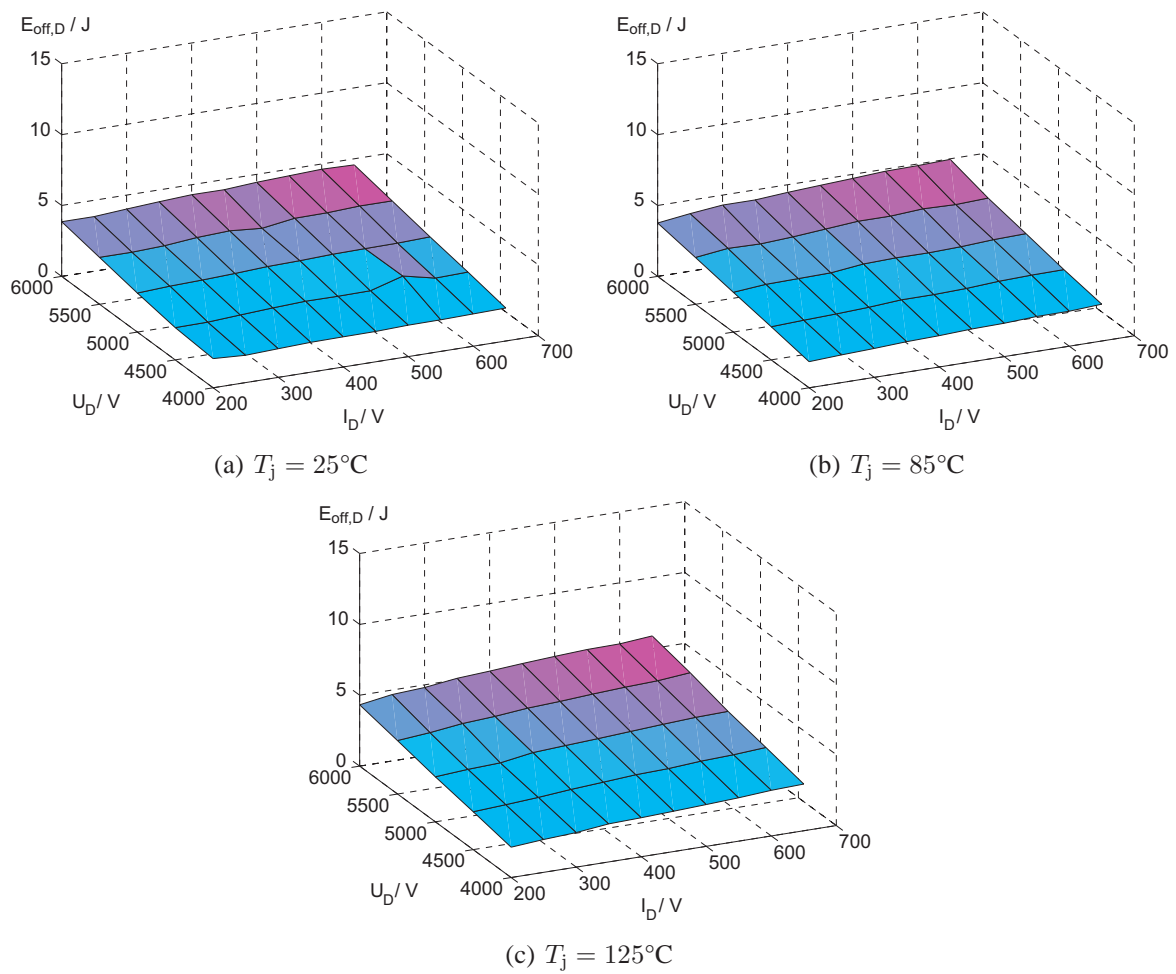


Abbildung 5.39: IL320.47 – Darstellung der Ausschaltverluste des Diodenteils bei Zwischenkreisspannungen von $U_{DC} = 4\text{ kV} \dots 6\text{ kV}$ und Strömen $I_S = 200 \dots 650\text{ A}$ bei den Sperrschichttemperaturen (a) $T_j = 25^\circ\text{C}$, (b) $T_j = 85^\circ\text{C}$ und (c) $T_j = 125^\circ\text{C}$

$L_{Cl} = 22,6\text{ }\mu\text{H}$, $R_{Cl} = 6\text{ }\Omega$, $C_{Cl} = 0,5\text{ }\mu\text{F}$, $R_{Sn} = 1\text{ }\Omega$, $C_{Sn} = 0,625\text{ }\mu\text{F}$

5.2.3 Vergleichende Betrachtungen

5.2.3.1 Ausschalten des IGCT-Teils

Die Abbildungen 5.40(a) und 5.40(b) zeigen die Ausschaltverluste des IGCT-Teils von allen vermessenen Bauelementen. Die Verluste liegen für alle Bauelemente relativ dicht zusammen. Hauptursache hierfür ist die Begrenzung des Spannungsanstieges durch den du/dt -Snubber, der während des Ausschaltens den Spannungsanstieg so begrenzt, dass der charakteristische Spannungsverlauf des Entmagnetisierens der Clampbeschaltung keinen Beitrag zu den Verlusten des IGCTs liefern kann. Nach Tabelle 5.3 liegen Durchlassspannung und Blockierstrom aller Bauelemente ebenfalls im selben Bereich. Im Rahmen dieser Messungen haben keine Bauelemente während des Ausschaltens des IGCTs versagt.

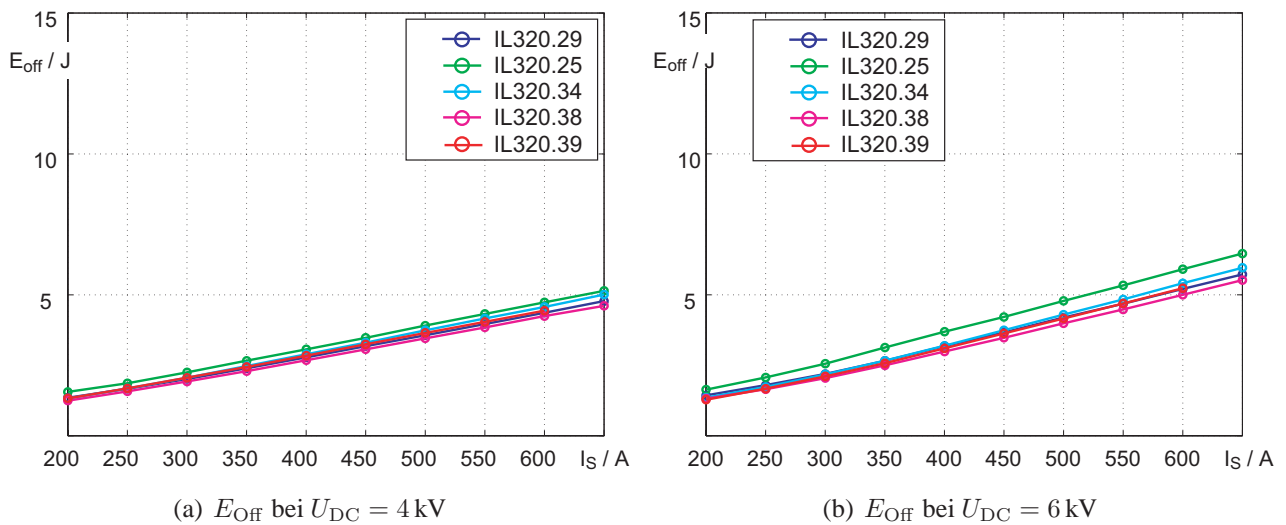


Abbildung 5.40: Ausschaltverluste des IGCT-Teils von verschiedenen Bauelementen und den Zwischenkreisspannungen von (a) $U_{\text{DC}} = 4 \text{ kV}$ und (b) $U_{\text{DC}} = 6 \text{ kV}$ bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 85^\circ\text{C}$
 $L_{\text{Cl}} = 22,6 \mu\text{H}$, $R_{\text{Cl}} = 6 \Omega$, $C_{\text{Cl}} = 0,5 \mu\text{F}$, $R_{\text{Sn}} = 1 \Omega$, $C_{\text{Sn}} = 0,625 \mu\text{F}$

5.2.3.2 Ausschaltverhalten des Diodenteils

Die Abbildung 5.41 zeigt die Ausschaltverluste $E_{\text{off,D}}$ des Diodenteils aller vermessenen rückwärtsleitenden 10-kV-IGCT bei Zwischenkreisspannungen von $U_{\text{DC}} = 4 \text{ kV}$ und 6 kV sowie den Sperrschichttemperaturen $T_j = 25^\circ\text{C}$ und $T_j = 125^\circ\text{C}$.

Die Bauelemente IL320.47 und IL320.14 zeigen in diesen Darstellungen die geringsten Ausschaltverluste. Beide Wafer wurden ausschliesslich mit Elektronen bestrahlt, IL320.47 erhielt hierbei eine höhere Dosis als IL320.14 und weist somit geringere Schaltverluste auf. Allerdings ist die Durchlassspannung von $U_{\text{T,IL320.47}} = 10,23 \text{ V}$ vergleichsweise hoch im Vergleich zu $U_{\text{T,IL320.14}} = 6,34 \text{ V}$ (jeweils bei $I_L = 900 \text{ A}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$) auf. Diese beiden Bauelemente zeigten im Test ein normales Abschaltverhalten ohne das in Abschnitt 5.2.2.4 gezeigte Auftreten einer zweiten Stromspitze während des Abklingens des Rückstromes. Alle anderen Bauelemente zeigten dieses Verhalten in verschiedener Heftigkeit, bei IL320.49 erreichte die zweite Stromspitze sogar höhere Werte als die

eigentliche Rückstromspitze. Entsprechend weisen diese Bauelemente auch höhere Ausschaltverluste auf, wie in Abbildung 5.41 ersichtlich ist.

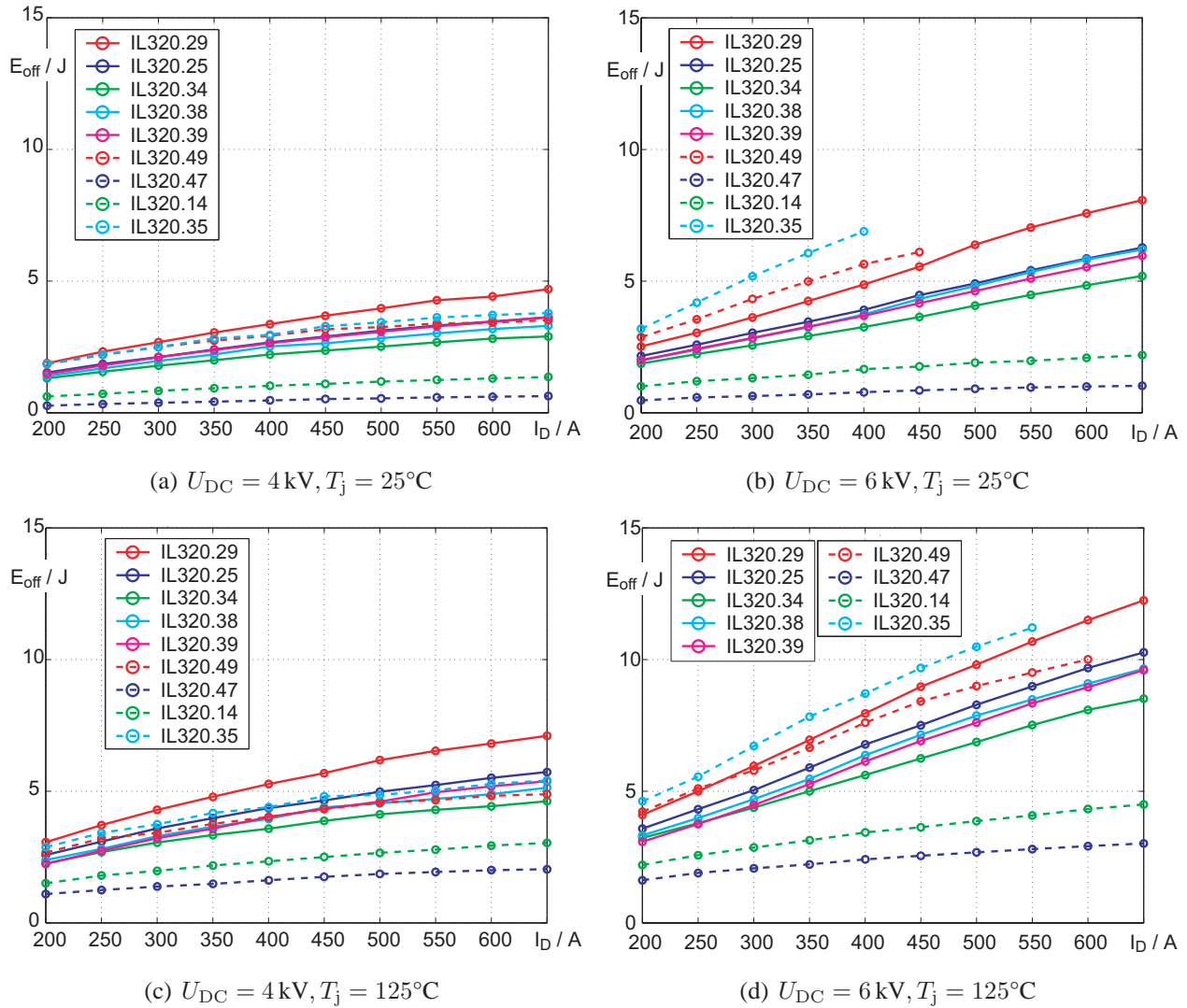


Abbildung 5.41: Ausschaltverluste des Dioden-Teils von allen untersuchten rückwärtsleitenden Bauelementen bei den Zwischenkreisspannungen von (a) $U_{DC} = 4 \text{ kV}$ und (b) $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 25^\circ\text{C}$ sowie bei den Zwischenkreisspannungen von (c) $U_{DC} = 4 \text{ kV}$ und (d) $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j = 125^\circ\text{C}$

$L_{Cl} = 22,6 \mu\text{H}, R_{Cl} = 6 \Omega, C_{Cl} = 0,5 \mu\text{F}, R_{Sn} = 1 \Omega, C_{Sn} = 0,625 \mu\text{F}$

Kapitel 6

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden erste Muster von verschiedenen 10-kV-IGCTs messtechnisch charakterisiert. Um diese Messungen durchzuführen, wurde ein automatisiert arbeitendes Testsystem entworfen und aufgebaut.

In einem einleitenden Kapitel wird eine Übersicht der am Markt verfügbaren Leistungshalbleiter im Mittelspannungsbereich gegeben und deren Anwendung in Mittelspannungsstromrichtern beschrieben. Mittelspannungs-IGBT-Module verdrängen im Bereich der Traktionsstromrichter die GTOs und erreichen in der Anwendung in Industriestromrichtern den Bereich höherer Leistungen von 200 kVA . . . 7 MVA, der bislang von IGCT-basierten Stromrichtern dominiert wurde. Der Bereich der Mittelspannungsstromrichter ist ein kontinuierlich wachsender Markt mit einem Trend zu höheren Stromrichterausgangsspannungen und höheren Stromrichterleistungen. Bei einer gegebenen Topologie kann die Stromrichterausgangsspannung erhöht werden, indem für jede Schalterposition eine Reihenschaltung aus Leistungshalbleitern oder aber ein Leistungshalbleiter mit größerer Blockierspannung eingesetzt wird.

Es wird gezeigt, daß in einem Dreipunkt-Spannungswechselrichter zwischen 41%-71% weniger Komponenten im Leistungsteil benötigt werden, wenn statt IGCTs und Dioden mit Sperrspannungen von 4,5kV, 5,5kV und 6kV 10-kV-IGCTs bzw. -Dioden verwendet werden. Die verringerte Komponentenzahl ermöglicht wesentlich geringere Materialkosten, einen höheren Wirkungsgrad und eine um 12%- 56% erhöhte Zuverlässigkeit und zeigt so das Potenzial von 10-kV-IGCTs und Dioden auf.

Das Kapitel 3 beschreibt den generellen Aufbau von IGCTs und deren elektrische Eigenschaften. Es geht von den Vorgängen in einer Vierschichtstruktur aus, der Weg über den GTO zum IGCT wird beschrieben. Auf die Aufgaben und die Funktion der Ansteuerungseinheit wird eingegangen. In Abschnitt 3.8 werden die Anforderungen an einen 10-kV-IGCT beschrieben. Ausgehend von den Anforderungen an Spannungsfestigkeit und die zulässige Ausfallrate infolge kosmischer Strahlung wird der Entwurf der 10-kV-IGCT-Wafer beschrieben. Diese Bauelemente werden mit einer Waferdicke von 1050 µm realisiert.

Zur Charakterisierung der 10-kV-IGCTs wird ein Testsystem aufgebaut. Das Kapitel 4 zeigt die verschiedenen Anwendungsbereiche eines Testsystems für Leistungshalbleiter auf. Ein teilautomatisiertes Testsystem ermöglicht eine schnellere Durchführung von Messungen und Auswertungen, die Reproduzierbarkeit der Messungen für verschiedene Bauelemente wird verbessert. Die funktionalen und elektrischen Anforderungen des Testsystems führen zu einem modularen Konzept. Der modulare Aufbau des Leistungsteils erlaubt die Durchführung verschiedener Messungen bei Spannungen bis

zu 15 kV und Strömen bis zu 5 kA. Ein wichtiger Gesichtspunkt beim Aufbau des Testsystems ist die Betriebssicherheit der Anlage. Das Abfangen von möglichen Fehlerfällen wird sowohl bei der Auslegung des Leistungsteils als auch beim Entwurf der Betriebssoftware verfolgt.

Die in Abschnitt 4.4 vorgestellte Betriebssoftware bildet die Modularität des Leistungsteils in der Software ab. Unter einer gemeinsamen grafischen Benutzeroberfläche werden alle Messgeräte und Komponenten zur Steuerung des Leistungsteils zusammengefasst. Die Speicherung der gemessenen Daten in einem offenen Dateiformat ermöglicht die automatisierte Auswertung der aufgezeichneten Daten.

In Kapitel 5 werden die experimentellen Untersuchungen an den 10-kV-IGCTs beschrieben. Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit zunächst mehrere Prototypen von asymmetrischen IGCTs hinsichtlich ihres Blockier- und Ausschaltverhaltens. Die Charakterisierung des Blockierverhaltens zeigt, dass die Blockierströme von 10-kV-IGCT unterhalb eines maximalen Wertes von $I_{DR} = 16,5 \text{ mA}$ (IL231.16 bei $U_{DC} = 7 \text{ kV}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$) liegen. Die Blockierverluste der 10-kV-IGCTs liegen damit deutlich unterhalb der Verluste, die von den Widerständen der statischen Symmetrierung bei einer Reihenschaltung von 4,5-kV- und 5,5-kV-IGCTs hervorgerufen werden.

Bei der Untersuchung des Ausschaltverhaltens konnte gezeigt werden, dass ein 68mm 10-kV-IGCT bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 7 \text{ kV}$ einen Strom von $I_L = 1 \text{ kA}$ abschalten konnte. Hierbei erreichten die Schaltverluste einen Wert von $E_{Off} = 15,5 \text{ J}$. Es konnte somit gezeigt werden, dass mit dem Entwurf der 10kV IGCTs ein robustes Bauelement mit einem hinreichend großen sicheren Arbeitsbereich realisiert werden kann.

Der Vergleich verschieden bestrahlter asymmetrischer IGCTs zeigt, dass applikationsspezifische 10-kV-IGCTs entlang einer Technologiekurve entworfen werden können. Bauelemente wie IL231.31 mit einer niedrigen Durchlassspannung besitzen geringe Durchlassverluste, zeigen beim Abschalten jedoch langsamere Schaltvorgänge und eine längere Tailstrom-Phase. Entsprechend haben diese Bauelemente hohe Schaltverluste. Ihr Anwendungsbereich sind Applikationen mit kleinen Schaltfrequenzen wie Bahnnetzakupplungen oder Netzschalter in der Energieübertragung. Bauelemente wie IL231.03 mit höheren Durchlassspannungen zeigen deutlich schnellere Ausschaltverläufe mit kurzen Tailstrom-Phasen und damit verbunden geringeren Ausschaltverlusten. Diese Bauelemente können in Applikationen mit hohen Schaltfrequenzen wie industriellen Mittelspannungsstromrichtern eingesetzt werden.

Die Untersuchung von verschiedenen Prototypen rückwärtsleitender IGCTs wird in Abschnitt 5.2 beschrieben. Die im ersten Entwurfsschritt hergestellten Bauelemente wurden hinsichtlich des Blockierverhaltens und des Ausschaltverhaltens des IGCT-Teils charakterisiert. Die Blockierströme aller getesteten Bauelemente überschreiten einen Wert von $I_{DR} = 8,28 \text{ mA}$ nicht ($U_{DC} = 6 \text{ kV}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$). Die Blockierverluste liegen damit unter denen der getesteten asymmetrischen 10-kV-IGCTs.

Während der Charakterisierung des Schaltverhaltens der rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs wird der Spannungsanstieg über der Freilaufdiode mit einem RC-Snubber begrenzt und damit ein Teil der Schaltverluste in den Snubber verlagert. Die Ausschaltverluste des IGCT-Teils liegen bei den getesteten Bauelementen eng beieinander. Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6 \text{ kV}$ liegen die Ausschaltverluste des IGCT-Teils zwischen $E_{Off} = 4,5 \dots 6,2 \text{ VAs}$.

Die Untersuchung des Ausschaltverhaltens der integrierten Diode der rückwärtsleitenden 10-kV-IGCTs zeigen bei einigen Bauelementen das Auftreten einer weiteren Stromspitze nach der eigentlichen Rückstromspitze. Diese Bauelemente weisen hohe Ausschaltverluste des Dioden-Teils bis zu $E_{Off,D} = 15 \text{ J}$ auf. Es konnten aber auch 10-kV-Dioden wie IL320.47 getestet werden, die unter den

gegebenen Bedingungen ein gutes Ausschaltverhalten zeigten. Die Ausschaltverluste liegen unterhalb von $E_{\text{Off,D}} = 5 \text{ J}$.

Mit den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen konnte gezeigt werden, dass basierend auf den Prototypen von 10-kV-IGCTs mit einem Siliziumdurchmesser von 68mm ein robuster Leistungshalbleiter für Mittelspannungsstromrichter entwickelt werden kann. Auch die Realisierung einer 10-kV-Diode konnte experimentell verifiziert werden. Im Rahmen der nun folgenden Technologie- und Produktentwicklung müssen die erkannten technischen Probleme gelöst und das Design der 10-kV-IGCTs weiter optimiert werden.

Anhang A

Analytische Berechnungen

Der folgende Abschnitt behandelt die analytische Beschreibung der Vorgänge im Betrieb der Testschaltung. Der Abschnitt A.1 beschreibt das Verhalten beim Einschalten des IGCTs mit einer Clampbeschaltung, Abschnitt A.2 den Ausschaltvorgang. Die Beschreibungen werden zur Dimensionierung der Clampbeschaltung in den Abschnitten 5.1 und 5.2 herangezogen.

Der Abschnitt A.3 beschreibt das Verhalten beim Einschalten eines IGCTs bei der Verwendung von in Reihe geschalteten Dioden für Clamp- und Freilaufdiode. Hiermit wird der Einfluß der dynamischen Symmetrierung der Reihenschaltung von Clampedioden beschrieben, siehe Abschnitt 5.1.2.5. Ausgehend hiervon wird eine alternative Dimensionierung der Symmetrierungsbeschaltung angegeben.

Für die analytischen Berechnungen gelte das Ersatzschaltbild nach Abbildung A.1. Für die Berechnungen werden die beteiligten Schalter als ideal angenommen:

- Die Durchlassspannungen sind $U_D = 0$ für die Dioden und $U_T = 0$ für den IGCT.
- Die Diode erzeugt keine Rückstromspitze
- Die Zwischenkreisspannung U_{DC} wird als konstant angenommen, ebenso der Laststrom I_L

A.1 Einschalten des IGCTs mit Clampbeschaltung

Vor dem Einschalten des IGCTs befindet sich die Schaltung im Freilauf, der Laststrom I_L fließt durch die Freilaufdiode D_f . Der Wert der Clampinduktivität wird so ausgelegt, dass der Stromgradient der abkommutierenden Freilaufdiode begrenzt wird auf:

$$\frac{di_S}{dt} = \frac{U_{DC}}{L_{Cl}} \quad (A.1)$$

Die Clampinduktivität ist entmagnetisiert, und der Clampkondensator C_{Cl} ist auf den Wert der Zwischenkreisspannung aufgeladen, somit ist

$$L_{Cl} = 0 \quad u_{CCl} = U_{DC}. \quad (A.2)$$

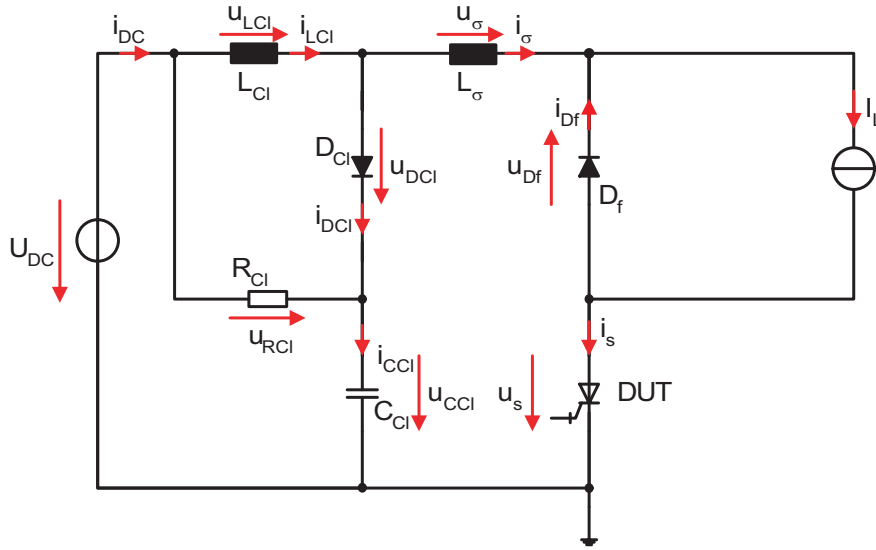


Abbildung A.1: Ersatzschaltbild für die analytischen Berechnungen der Clamp-Beschaltung

Die Clampediode wird im Moment des Einschaltens schon in Sperrrichtung betrieben, sie muss keinen Strom ausschalten, da der Clamp entmagnetisiert ist. Die Spannung über der Clampinduktivität erreicht den Wert der Zwischenkreisspannung in dem Moment, in dem der Strom durch die Clampinduktivität mit der eingestellten Anstiegsgeschwindigkeit di_s/dt zu steigen beginnt. Die Streuinduktivität im Clamp-Kreis L_σ ist sehr klein verglichen mit der Clampinduktivität L_{Cl} und kann hier vernachlässigt werden.

Die Maschenumläufe in den einzelnen Kreisen des Schaltbildes A.1 liefern die Gleichungen

$$-u_{DCl} - u_{CCl} - u_{Df} = 0 \quad (\text{A.3})$$

$$u_{LCl} + u_{DCl} - u_{Cl} = 0 \quad (\text{A.4})$$

$$-U_{DC} + u_{Cl} + u_{CCl} = 0 \quad (\text{A.5})$$

Hieraus erhält man die Differenzialgleichung für den Strom i_s durch den IGCT zu

$$L_{Cl} \cdot \frac{di_s}{dt} - U_{DC} = 0 \quad (\text{A.6})$$

Für den Knoten zwischen Freilaufdiode D_f und IGCT gilt

$$I_L = i_{Df} + i_s = \text{const.} \quad (\text{A.7})$$

Entsprechend gilt für die Stromanstiege

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{di_{Df}}{dt} \quad (\text{A.8})$$

Mit den Anfangsbedingungen

$$i_s(t=0) = 0 \quad i_{Df}(t=0) = 0 \quad (\text{A.9})$$

erhält man die Lösungen für den linear ansteigenden Strom durch den IGCT und während des Einschaltvorganges mit

$$i_S(t) = \frac{U_{DC}}{L_{Cl}} \cdot t \quad (\text{A.10})$$

und entsprechend für die Freilaufdiode D_f

$$i_{Df}(t) = I_L - \frac{U_{DC}}{L_{Cl}} \cdot t \quad (\text{A.11})$$

Diese Beziehungen sind gültig, bis der Strom durch die Freilaufdiode D_f den Wert Null erreicht und die Freilaufdiode beginnt, Sperrspannung zu übernehmen. Man errechnet die Zeit, in der der Strom von der Freilaufdiode D_f auf den IGCT kommutiert wird mit

$$t_E = I_L \cdot \frac{L_{Cl}}{U_{DC}} \quad (\text{A.12})$$

wenn die Kommutierung bei $t_0 = 0$ beginnt.

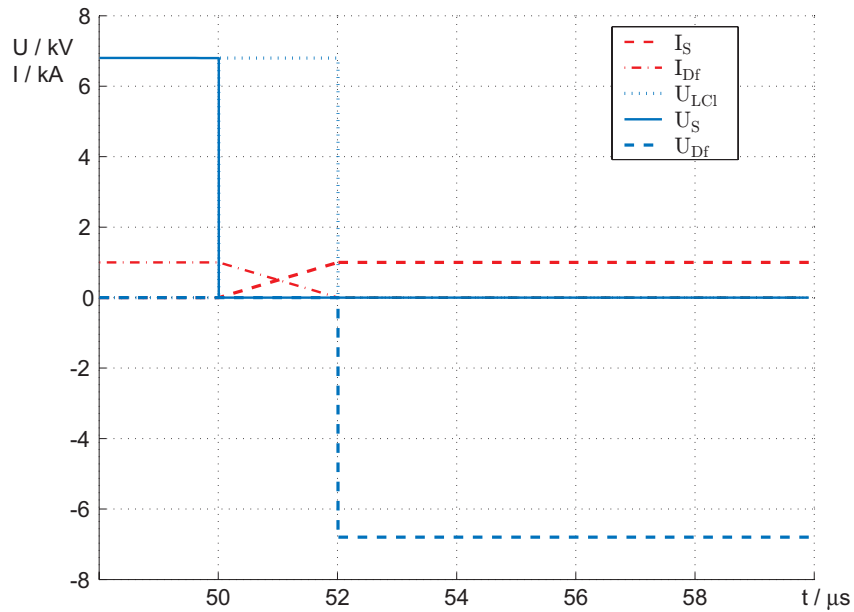


Abbildung A.2: Simulierter Verlauf der Spannungen u_S , u_{LCl} und u_{Df} sowie der Ströme i_S und i_{Df} beim Einschalten des IGCTs

($U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$, $I_L = 1 \text{ kA}$, $L_{Cl} = 13,6 \mu\text{H}$)

Als Zahlenbeispiel soll die folgende Betrachtung dienen: Wählt man die Stromanstiegsgeschwindigkeit di_S/dt zu $500 \text{ A}/\mu\text{s}$ bei einem fließenden Laststrom von $I_L = 1 \text{ kA}$ und einer Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 6800 \text{ V}$, so ergibt sich nach A.1 die Clampinduktivität zu $L_{Cl} = 13,6 \mu\text{H}$. Die Kommutierung ist nach einer Zeit von $t_E = 2 \mu\text{s}$ abgeschlossen, die entsprechenden Verläufe sind in der Abbildung A.2 dargestellt.

A.2 Ausschalten des IGCTs mit Clampbeschaltung

Bei leitendem IGCT führt die Clampinduktivität den vollen Laststrom I_L und ist aufmagnetisiert. Nach dem Abschalten des IGCTs muss die gespeicherte magnetische Energie abgebaut werden. Ohne eine weitere Maßnahme erzeugt die Spule eine sehr hohe Spannungsspitze, die den Sperrspannung übernehmenden IGCT sofort zerstören würde. Die Beschaltung aus Clampdiode D_{Cl} , Clampwiderstand R_{Cl} und Clampkondensator C_{Cl} dient dem Abbau der gespeicherten magnetischen Energie und der Begrenzung der Spannung.

Nach dem Ausschalten des IGCTs wird die Clampdiode leitend, da das Potenzial an ihrer Anode größer wird als die Spannung u_{CCl} des Clampkondensators, der auf den Wert der Zwischenkreisspannung U_{DC} aufgeladen ist. Der Strom durch Clamp-Diode und -Widerstand entmagnetisiert die Clampinduktivität. Der Clampkondensator C_{Cl} *klemmt* die entstehende Überspannung Δu_{CCl} auf zulässige Werte, indem er die abzubauen Energie über die Zeit verteilt.

Die entsprechenden Größen sind in den Strom- und Spannungsverläufen der Abbildung A.3 eingetragen.

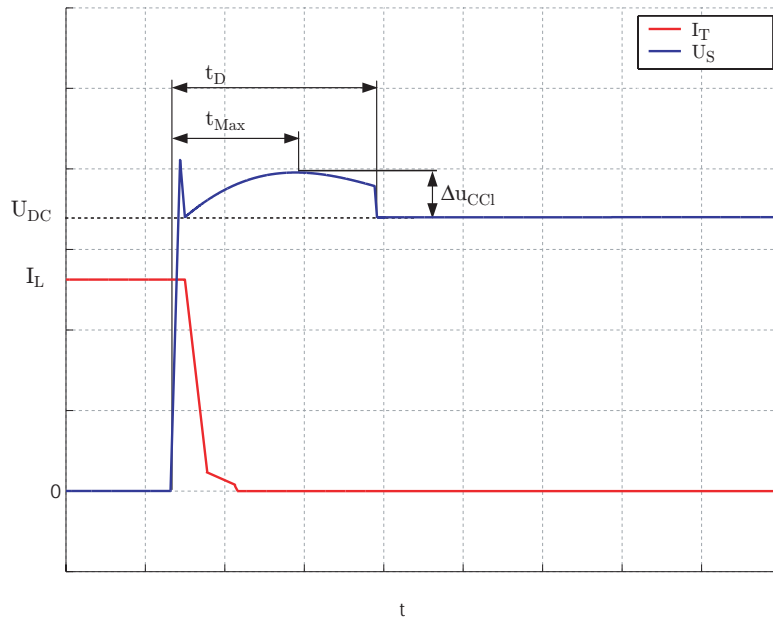


Abbildung A.3: Darstellung der in der analytischen Berechnung verwendeten Größen im simulierten Strom- und Spannungsverlauf

Nach der kapazitiven Kommutierung des Stromes vom IGCT auf die Freilaufdiode gilt weiterhin das Ersatzschaltbild nach Abbildung A.1. Mit den Beziehungen

$$i_{CCl} = C \frac{di_{CCl}}{dt} \quad i_{Cl} = \frac{U_{DC} - u_{CCl}}{R_{Cl}} \quad i_{LCl} = \frac{1}{L_{Cl}} \int u_{LCl} dt \quad (A.13)$$

werden die Knotengleichungen für Anode und Kathode der Clampdiode aufgestellt

$$i_{LCl} - i_{DCl} - \underbrace{i_S}_{=0} = 0 \quad i_{Cl} + i_{DCl} - i_{CCl} = 0. \quad (A.14)$$

Der Strom durch den IGCT ist nach dem Ausschalten Null. Die Zusammenfassung der Knotengleichungen (A.14) ergibt

$$i_{LC1} + i_{C1} - i_{CC1} = 0 \quad (\text{A.15})$$

Das Einsetzen der Gleichungen aus (A.13) liefert die Differenzialgleichung

$$L_{C1} \cdot C_{C1} \frac{d^2}{dt^2} u_{CC1} + \frac{L_{C1}}{R_{C1}} \frac{d}{dt} u_{CC1} + u_{CC1} - U_{DC} = 0 \quad (\text{A.16})$$

mit den Anfangsbedingungen

$$u_{CC1}(t=0) = 0 \quad i_{CC1}(t=0) = i_{LC1}. \quad (\text{A.17})$$

Homogene Lösung der Differenzialgleichung Zunächst wird die homogene Lösung berechnet. Die Differenzialgleichung ist

$$L_{C1} \cdot C_{C1} \frac{d^2}{dt^2} u_{CC1} + \frac{L_{C1}}{R_{C1}} \frac{d}{dt} u_{CC1} + u_{CC1} = 0. \quad (\text{A.18})$$

Der Lösungsansatz ist

$$u_{CC1} = e^{\lambda t} \quad (\text{A.19})$$

Einsetzen in (A.18) liefert

$$L_{C1} C_{C1} \lambda^2 e^{\lambda t} + \frac{L_{C1}}{R_{C1}} e^{\lambda t} + e^{\lambda t} = 0. \quad (\text{A.20})$$

Hieraus ergibt sich die charakteristische Gleichung mit

$$\lambda^2 + \frac{1}{R_{C1}C_{C1}}\lambda + \frac{1}{L_{C1}C_{C1}} = 0, \quad (\text{A.21})$$

deren komplexe Nullstellen errechnet man zu

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2R_{C1}C_{C1}} \pm \sqrt{\frac{1}{(2R_{C1}C_{C1})^2} - \frac{1}{L_{C1}C_{C1}}} \quad (\text{A.22})$$

$$= -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} \quad \text{mit} \quad \delta = \frac{1}{2R_{C1}C_{C1}} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{C1}C_{C1}}} \quad (\text{A.23})$$

Mit der Substitution $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ haben die konjugiert komplexen Nullstellen die Form

$$\lambda_{1,2} = -\delta \mp \omega_1 \quad (\text{A.24})$$

Die Relationen von δ und ω_0 zueinander geben die Form der Lösung der Differenzialgleichung an

- $\delta^2 < \omega_0^2$: Schwache Dämpfung, der Zeitverlauf hat die Form einer gedämpften Schwingung; die $\lambda_{1,2}$ sind konjugiert komplex
- $\delta^2 = \omega_0^2$: aperiodischer Grenzfall, schwingungsfähige Systeme kommen am schnellsten zur Ruhe, wenn dieser Fall vorliegt; es gilt $\lambda_1 = \lambda_2$

- $\delta^2 > \omega_0^2$: starke aperiodische Dämpfung; die $\lambda_{1,2}$ sind reell, negativ und verschieden von einander.

Mit einer Auslegung der Clampbeschaltung nach dem aperiodischen Grenzfall wird die Spannung u_{CCl} in der kürzesten Zeit auf den Wert der Zwischenkreisspannung absinken. Allerdings ist diese Auslegung nicht zwingend die Erstrebenswerteste, da so die Clampdiode nicht mit einer negativen Anoden-Kathoden-Spannung U_{AK} ausschalten kann. Die Folge sind freie Ladungsträger in der Raumladungszone der Clampdiode, die, wenn sie nicht bis zum nächsten Einschalten des IGBTs rekombiniert sind, eine Stromspitze verursachen, siehe Abschnitt 3.7. Wünschenswert ist daher die Auslegung für eine gedämpfte Schwingung. So tritt an der Clampdiode eine negative Spannung auf, mit der die Clampdiode stromfrei, aber mit einer Spannung in Sperrrichtung, ausschalten kann.

Die Nullstellen $\lambda_{1,2}$ sind somit konjugiert komplex mit $\lambda_{1,2} = \sigma \pm j\tau$. Einsetzen in die homogene Lösung liefert

$$u_{CCl} = c_1 e^{\sigma t} e^{j\tau t} + c_2 e^{\sigma t} e^{-j\tau t}, \quad (A.25)$$

Mit $\sigma = -\delta$ und $\tau = \omega_1$ hat die Lösung die Form

$$u_{CCl} = c_1 e^{-\delta t} \cos(\omega_1 t) + c_2 e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t) \quad (A.26)$$

Partikuläre Lösung und Auswerten der Anfangsbedingungen Der Ansatz $p(t) = k_0$, $\frac{d}{dt} p(t) = 0$, $\frac{d^2}{dt^2} p(t) = 0$ wird eingesetzt in die Differenzialgleichung (A.18) und liefert $k_0 = U_{DC}$. Die Gleichung aus (A.26) hat dann die Form

$$u_{CCl} = c_1 e^{-\delta t} \cos(\omega_1 t) + c_2 e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t) + U_{DC} \quad (A.27)$$

Die Anfangsbedingung $u_{CCl}(0) = 0$ wird in diese Lösung (A.27) eingesetzt

$$u_{CCl}(0) = c_1 + U_{DC} \quad (A.28)$$

und liefert $c_1 = 0$.

Die Anfangsbedingung $i_{CCl}(0) = i_{LCl}(0)$ wird mit den Gleichungen (A.13) umgeschrieben für $t = 0$ zu

$$\frac{du_{CCl}(0)}{dt} = \frac{I_L}{C_{Cl}}, \quad (A.29)$$

unter Berücksichtigung von (A.28) wird gemäß dieser Anfangsbedingung in (A.27) nach der Zeit abgeleitet. Man erhält

$$\frac{du_{CCl}(0)}{dt} = c_2 \left[\underbrace{-\delta e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t)}_{=0} + \underbrace{\omega_1 e^{-\delta t}}_{=1} \underbrace{\cos(\omega_1 t)}_{=1} \right] \bigg|_{t=0} \quad (A.30)$$

und hieraus schließlich die Konstante c_2 zu

$$c_2 = \frac{i_{LCl}(0)}{\omega_1 C_{Cl}} \quad (A.31)$$

Somit ist die gesamte Lösung für die Spannung über dem Clampkondensator C_{Cl}

$$u_{CCl}(t) = \frac{I_L}{\omega_1 C_{Cl}} e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t) + U_{DC} \quad (A.32)$$

mit

$$\delta = \frac{1}{2R_{Cl}C_{Cl}} \quad \omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{Cl}C_{Cl}}} \quad (A.33)$$

Berechnung von t_{Max} Ein wichtiger Parameter bei der Dimensionierung der Clampbeschaltung ist die maximale Spannung über dem Clampkondensator, mit der der ausgeschaltete IGCT während der Entmagnetisierung der Clampinduktivität beansprucht wird.

Allgemein wird diese Spannungsüberhöhung beschrieben durch

$$\Delta u_{\text{CCl}} = u_{\text{CCl}}(t) - U_{\text{DC}} = \frac{I_{\text{L}}}{\omega_1 C_{\text{Cl}}} e^{-\delta t} \sin(\omega_1 t). \quad (\text{A.34})$$

Zum Zeitpunkt t_{Max} wird diese Spannungsüberhöhung maximal. Zur Bestimmung von t_{Max} wird die erste Nullstelle der zeitlichen Ableitung von (A.34) gesucht. Es ist

$$\frac{d}{dt} \Delta u_{\text{CCl}}(t) = \frac{I_{\text{L}}}{\omega_1 C_{\text{Cl}}} e^{-\delta t} (-\delta) \sin(\omega_1 t) - \frac{I_{\text{L}}}{\omega_1 C_{\text{Cl}}} e^{-\delta t} (-\omega_1) \cos(\omega_1 t) \quad (\text{A.35})$$

und man erhält t_{Max} aus

$$0 = -\delta \sin(\omega_1 t_{\text{Max}}) + \omega_1 \cos(\omega_1 t_{\text{Max}}) \quad (\text{A.36})$$

die Zeit t_{Max} der maximalen Spannungsüberhöhung Δu_{CCl} zu

$$t_{\text{Max}} = \frac{1}{\omega_1} \arctan\left(\frac{\omega_1}{\delta}\right) \quad (\text{A.37})$$

Berechnung von t_{D} Die Zeit t_{D} markiert das Ende des Ausschaltvorganges. Hier ist die Clampinduktivität entmagnetisiert und die Clampdiode schaltet aus.

$$U_{\text{DC}} - u_{\text{LCl}} = L_{\text{Cl}} \frac{di_{\text{LCl}}}{d\tau} \quad (\text{A.38})$$

$$\int_0^t (U_{\text{DC}} - u_{\text{LCl}}) d\tau = L_{\text{Cl}} \int_0^t di_{\text{LCl}} \quad (\text{A.39})$$

$$\int_0^t (U_{\text{DC}} - u_{\text{LCl}}) d\tau = L_{\text{Cl}} (i_{\text{LCl}}(t) - i_{\text{LCl}}(0)) \quad (\text{A.40})$$

$$(\text{A.41})$$

Der Zeitverlauf des Stromes i_{LCl} wird berechnet zu

$$\begin{aligned} i_{\text{LCl}} - i_{\text{LCl}}(0) &= \frac{1}{L_{\text{Cl}}} \int_0^t U_{\text{DC}} - u_{\text{LCl}} d\tau \\ &= \frac{1}{L_{\text{Cl}}} \int_0^t U_{\text{DC}} - \frac{I_{\text{L}}}{\omega_1 C} e^{-\delta \tau} \sin(\omega_1 \tau) - U_{\text{DC}} d\tau \\ &= -\frac{1}{L_{\text{Cl}}} \int_0^t \frac{I_{\text{L}}}{\omega_1 C} e^{-\delta \tau} \sin(\omega_1 \tau) d\tau \end{aligned} \quad (\text{A.42})$$

Mit [Bronstein und Semendajev 1989, Br459] wird daraus

$$\begin{aligned} i_{\text{LCl}} = -\frac{I_{\text{L}}}{\omega_1 L_{\text{Cl}} C_{\text{Cl}}} \left[\frac{e^{-\delta t}}{\omega_1^2 + \delta^2} (-\delta \sin(\omega_1 t) - \omega_1 \cos(\omega_1 t)) - \right. \\ \left. \frac{e^{-\delta 0}}{\omega_1^2 + \delta^2} (-\delta \sin(\omega_1 0) - \omega_1 \cos(\omega_1 0)) \right] + i_{\text{LCl}}(0) \end{aligned} \quad (\text{A.43})$$

$$i_{\text{LCI}} = -\frac{I_L}{\omega_1 L_{\text{Cl}} C_{\text{Cl}} (\omega_1^2 + \delta^2)} \left[e^{-\delta t} (-\delta \sin(\omega_1 t) - \omega_1 \cos(\omega_1 t) + \omega_1) \right] \quad (\text{A.44})$$

Mit der Zwischenbetrachtung

$$\frac{1}{L_{\text{Cl}} C_{\text{Cl}} (\omega_1^2 + \delta^2)} = \frac{1}{L_{\text{Cl}} C_{\text{Cl}} (\omega_0^2 - \delta^2 + \delta^2)} = \frac{1}{L_{\text{Cl}} C_{\text{Cl}} \omega_0^2} = \frac{1}{L_{\text{Cl}} C_{\text{Cl}} \frac{1}{\sqrt{L_{\text{Cl}} C_{\text{Cl}}}}} = 1 \quad (\text{A.45})$$

kann (A.44) umgeschrieben werden zu

$$i_{\text{LCI}} = I_L - \frac{I_L}{\omega_1} \left[e^{-\delta t} (-\delta \sin(\omega_1 t) - \omega_1 \cos(\omega_1 t) + \omega_1) \right] \quad (\text{A.46})$$

Normiert auf den Strom I_L erhält man

$$\frac{i_{\text{LCI}}}{I_L} = 1 - \frac{1}{\omega_1} \left[e^{-\delta t} (-\delta \sin(\omega_1 t) - \omega_1 \cos(\omega_1 t) + \omega_1) \right] \quad (\text{A.47})$$

Die Zeit t_D ist die erste Nullstelle für $t > 0$ aus (A.47). Die Exponentialfunktion liefert keinen Beitrag zur Ermittlung der Nullstelle und kann damit o. B. d. A. entfallen. Man errechnet t_D mit

$$0 = -\frac{1}{\omega_1} [-\delta \sin(\omega_1 t_D) - \omega_1 \cos(\omega_1 t_D) + \omega_1] + 1 \quad (\text{A.48})$$

$$= \frac{\delta}{\omega_1} \sin(\omega_1 t_D) + \cos(\omega_1 t_D) \quad (\text{A.49})$$

$$\frac{\delta}{\omega_1} \sin(\omega_1 t_D) = -\cos(\omega_1 t_D) \quad (\text{A.50})$$

$$\frac{\delta \sin(\omega_1 t_D)}{\omega_1 \cos(\omega_1 t_D)} = -1 \quad (\text{A.51})$$

$$\tan(\omega_1 t_D) = -\frac{\omega_1}{\delta} \quad (\text{A.52})$$

$$t_D = \frac{1}{\omega_1} \arctan\left(-\frac{\omega_1}{\delta}\right) \quad (\text{A.53})$$

Für diese Nullstelle gilt $t_D < 0$, das Ergebnis ist so nicht sinnvoll. Der Zusammenhang in (A.48) hat die Form $a \sin x + \cos x = a \sin x + \sin(x + \frac{\pi}{2})$ und ist somit periodisch mit der Periode π . Die auf der Zeitachse folgende Nullstelle von (A.48) ist somit

$$t_D = \frac{1}{\omega_1} \left(\pi + \arctan\left(-\frac{\omega_1}{\delta}\right) \right) \quad (\text{A.54})$$

und mit $\arctan x = -\arctan -x$ erhält man

$$t_D = \frac{1}{\omega_1} \left(\pi - \arctan\left(\frac{\omega_1}{\delta}\right) \right) \quad (\text{A.55})$$

Die Abbildung A.4 zeigt den simulierten Verlauf der Spannungen über dem Clampkondensator u_{CCl} und dem IGCT u_S sowie die Ströme durch Clampediode i_{DCI} und IGCT i_S . Die schaltenden Elemente werden ideal angenommen, die Streuinduktivität L_σ wird vernachlässigbar klein angenommen. Der Clamp wird dimensioniert mit $L_{\text{Cl}} = 13,6 \mu\text{H}$, $C_{\text{Cl}} = 4 \mu\text{F}$ und $R_{\text{Cl}} = 2,3 \Omega$ bei einer Zwischenkreis-Spannung von $U_{\text{DC}} = 6,8 \text{ kV}$ und einem Laststrom $I_L = 1 \text{ kA}$. Es ergibt sich eine Zeit $t_{\text{Max}} = 9,3 \mu\text{s}$ bis zum Auftreten der maximalen Spannungsüberhöhung von $\Delta u_{\text{CCl}} = 1110 \text{ V}$. Die Clampediode schaltet nach einer Zeit von $t_D = 16 \mu\text{s}$ ab.

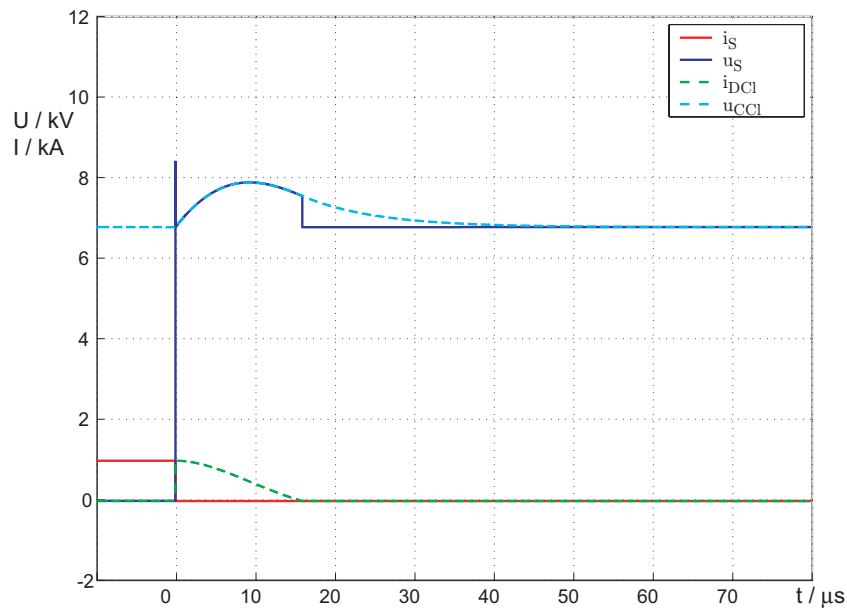


Abbildung A.4: Simulierter Verlauf der Spannungen u_S und u_{CCl} sowie der Ströme i_S und i_{DCl} beim Ausschalten des IGCTs

($U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$, $I_L = 1 \text{ kA}$, $L_{Cl} = 13,6 \text{ µH}$, $R_{Cl} = 2,3 \text{ Ω}$, $C_{Cl} = 4 \text{ µF}$)

A.3 Einschalten des IGCTs mit in Reihe geschalteten Dioden

In Stromrichteranwendungen können Reihenschaltungen von Leistungshalbleitern eingesetzt werden, um die Ausgangsspannung zu Erhöhen [Nagel et al. 2000, Nagel et al. 2001]. Abweichend von den Betrachtungen in Abschnitt A.1, die den idealisierten Einschaltverlauf beschreiben, sind nun auch die Beschaltungselemente zur statischen und dynamischen Symmetrierung zu berücksichtigen. Die Widerstände der statischen Symmetrierung stellen die gleichmäßige Spannungsaufteilung im stationären Zustand sicher. Die RC-Snubber der dynamischen Symmetrierung beeinflussen die Schaltvorgänge, wie in Abbildung A.5(a) (siehe auch Abschnitt 5.1.2.5) dargestellt ist.

Der folgende Abschnitt beschreibt die Wirkung der dynamischen Symmetrierung von Clamp- und Freilaufdiode in einer Tiefsetzstellerschaltung. Als Grundlage der Berechnung wird das Ersatzschaltbild nach Abbildung A.5(c) verwendet [Tschirley und Bernet 2005a].

Der in der Abbildung A.5(a) dargestellte Strom durch den IGCT kann in zwei Teilströme zerlegt werden, wie in Abbildung A.5(b) dargestellt. Der Teilstrom A entsteht nach dem Einschalten des IGCTs durch eine schnelle Kommutierung des Laststromes I_L von der Freilaufdiode auf den IGCT mit dem Clampkondensator als Energiespeicher. Der Stromanstieg wird nur durch die Streuinduktivität begrenzt. Der Strom erreicht einen ersten Maximalwert und klingt dann ab. Die Intervalle I und II beschreiben den Anteil von Teilstrom A am Gesamtstrom durch den IGCT. Der Teilstrom B beginnt langsamer zu steigen, sein Anstieg wird durch die Clampinduktivität begrenzt. Der Teilstrom B ruft den zweiten Maximalwert des Stromes durch den IGCT hervor, das Verhalten wird in Intervall III und IV beschrieben.

Die Berechnung geschieht für beide Teilströme unabhängig. Diese Näherung ist zulässig, da die den

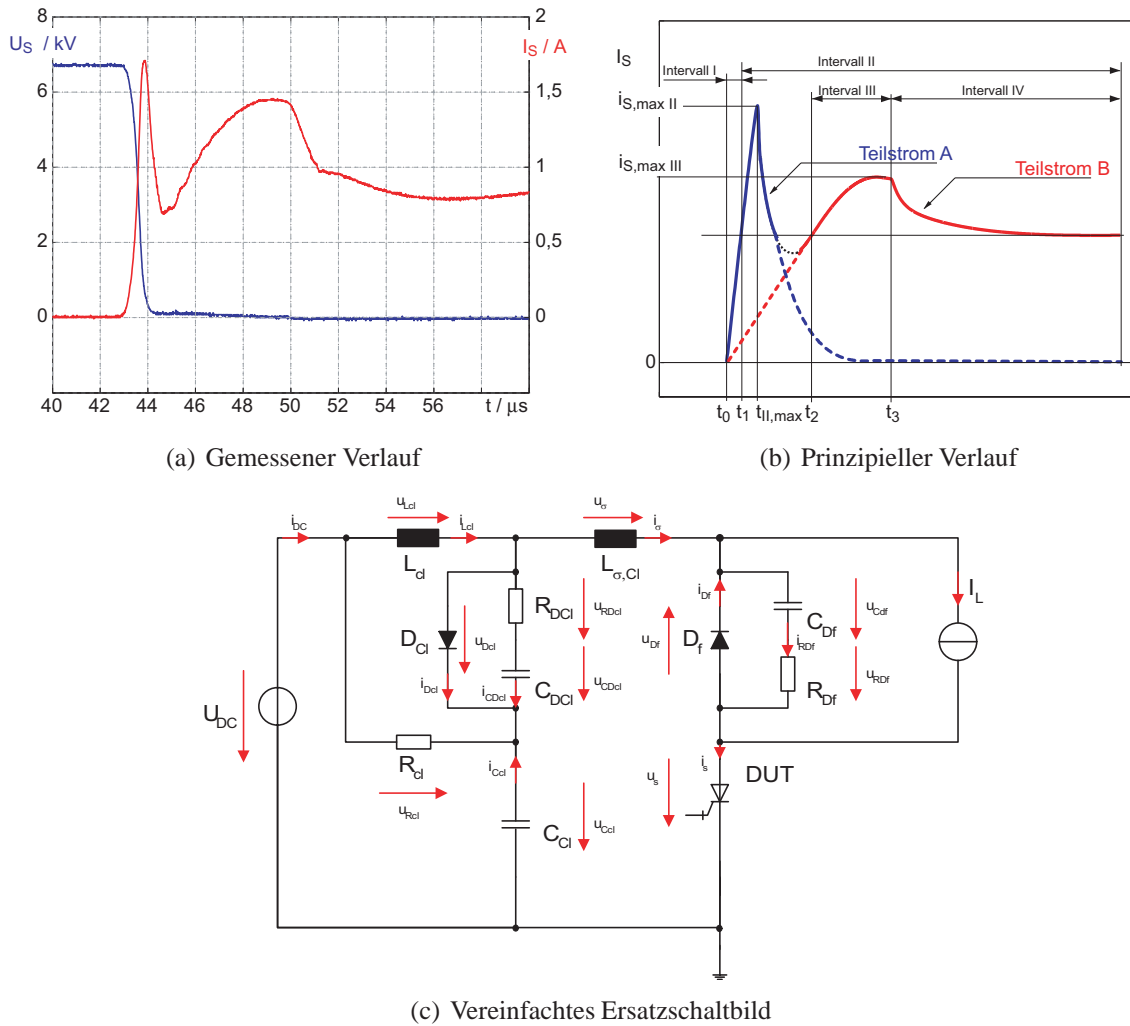


Abbildung A.5: Einschaltverlauf von eines 10kV IGCTs (a) Einschaltverlauf des 10kV IGCTs IL231.31 bei $U_{DC} = 6,8 \text{ kV}$ und $I_S = 800 \text{ A}$ mit in Reihe geschalteten Dioden mit identischen Symmetrierungselementen in allen Positionen $R_{DF,x}, R_{DCI,x} = 1 \Omega$ sowie der Clamp-Beschaltung $L_{Cl} = 13,6 \mu\text{H}$, $R_{Cl} = 2,3 \Omega$, $C_{Cl} = 1 \mu\text{F}$ und (b) prinzipieller Verlauf des Stromes durch den IGCT sowie (c) Ersatzschaltbild für die Beschreibung des Einschaltstromes durch den IGCT mit zusammengefassten in Reihe geschalteten Elementen

Teilstrom A begrenzende Induktivität L_σ wesentlich kleiner ist als die Clampinduktivität L_{Cl} . Somit ist der Teilstrom B zum Zeitpunkt der Bestimmung des ersten Maximalwertes noch vernachlässigbar klein. Beim Erreichen des zweiten Maximalwertes durch Teilstrom B ist der Teilstrom A bereits abgeklungen und kann hier vernachlässigt werden.

Intervall I Vor dem Einschalten des IGCTs fließt der Strom I_L im Freilaufkreis. Die Freilaufdiode leitet, der Clampkondensator ist auf den Wert der Zwischenkreisspannung aufgeladen, es ist $u_{CCl} = U_{DC}$

Unmittelbar nach dem Einschalten des IGCTs zum Zeitpunkt t_0 gilt das Ersatzschaltbild in Abbildung A.6(a). Die Freilaufdiode ist noch leitend und schließt ihren RC-Snubber kurz. Durch das Einschalten des IGCTs beginnt der Strom i_S zu fließen, der Stromanstieg wird nur durch die Streuinduktivität im

Clamp-Kreis L_σ begrenzt. Die Ströme i_S und i_{Df} sind gegeben durch

$$i_{\text{S}}(t) = \frac{U_{\text{DC}}}{L_{\sigma, \text{Cl}}} \cdot t \quad (\text{A.56})$$

$$i_{\text{Df}}(t) = i_{\text{L}} - \frac{U_{\text{DC}}}{L_{\sigma}} \cdot t \quad (\text{A.57})$$

Erreicht der Schalterstrom i_S den Wert des Laststromes I_L , so ist die Kommutierung des Stromes von der Freilaufdiode auf den IGCT abgeschlossen.

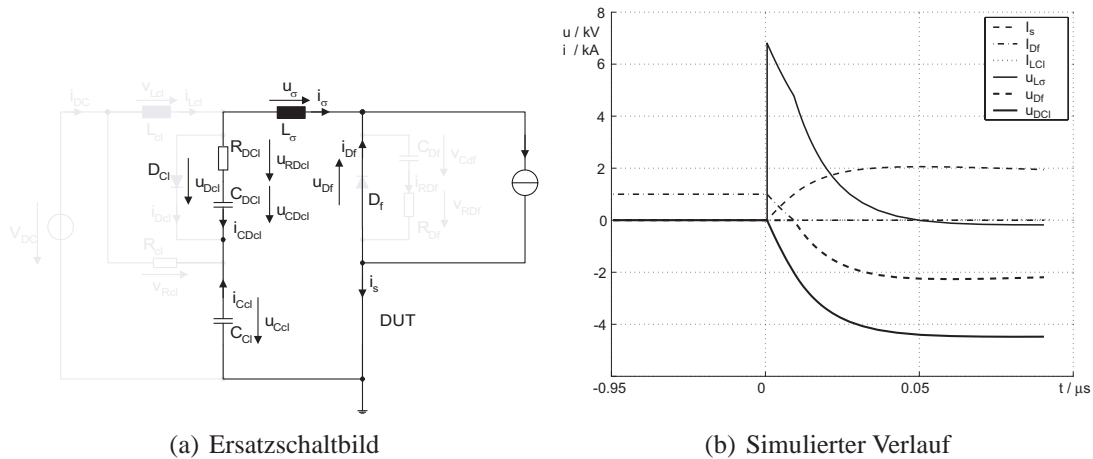


Abbildung A.6: Intervall I – Kommutierung des Laststromes von der Diode auf den IGCT (a) Ersatzschaltbild und (b) simulierter Verlauf

Intervall II Nach der Kommutierung des Laststromes I_L beginnt die Freilaufdiode, Blockierspannung zu übernehmen. Die Spannung u_{Df} beginnt zu steigen, es gilt das Ersatzschaltbild A.7(a)

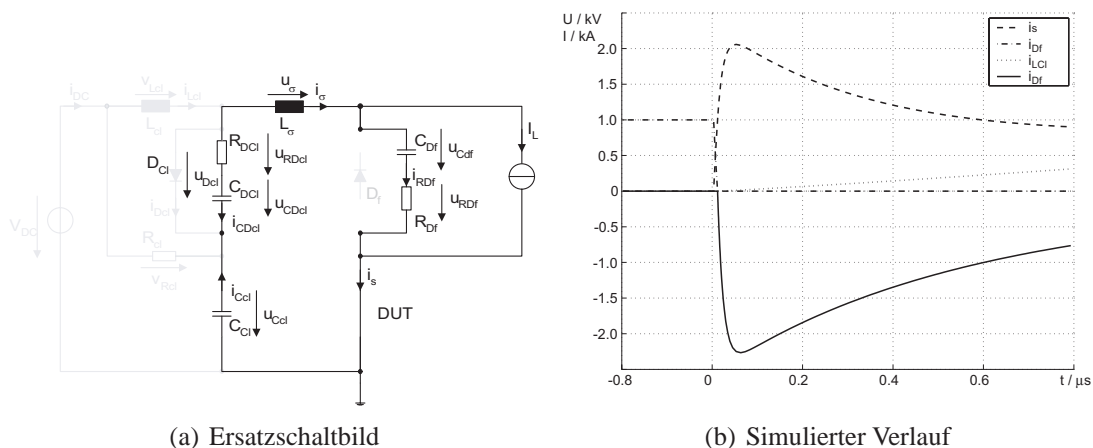


Abbildung A.7: Intervall II – Clampkondensator C_{Cl} wirkt als Quelle (a) Ersatzschaltbild und (b) simulierter Verlauf

Der Strom i_S besteht aus einem konstanten Teil I_L und einem zeitveränderlichen Teil i_{RDF} :

$$i_{\text{S}} = i_{\text{BDf}} + i_{\text{L}} \quad (\text{A.58})$$

Für den zeitabhängigen Teil gilt die Differenzialgleichung

$$\frac{d^2}{dt^2} i_{\text{RDf}} + \frac{R_{\text{Df}} + R_{\text{DCI}}}{L_\sigma} \frac{d}{dt} i_{\text{RDf}} + \frac{1}{L_\sigma \cdot \left(\frac{C_{\text{Df}} C_{\text{DCI}}}{C_{\text{Df}} + C_{\text{DCI}}} \right)} i_{\text{RDf}} = 0 \quad (\text{A.59})$$

Mit der Dämpfungskonstante δ_{II} und der Eigenfrequenz $\omega_{\text{II},0}$

$$\delta_{\text{II}} = \frac{R_{\text{Df}} + R_{\text{DCI}}}{2 \cdot L_\sigma} \quad \omega_{\text{II},0} = \frac{1}{\sqrt{L_\sigma \cdot \left(\frac{C_{\text{Df}} C_{\text{DCI}}}{C_{\text{Df}} + C_{\text{DCI}}} \right)}} \quad (\text{A.60})$$

kann die Differenzialgleichung umgeschrieben werden zu

$$\frac{d^2}{dt^2} i_{\text{RDf}} + 2\delta_{\text{II}} \frac{d}{dt} i_{\text{RDf}} + \omega_{\text{II},0}^2 i_{\text{RDf}} = 0. \quad (\text{A.61})$$

Mit $\delta_{\text{II}} > \omega_{\text{II},0}$ liegt der Fall der starken Dämpfung vor [Merziger und Wirth 1991, Hambley 2002]. Die Nullstellen des charakteristischen Polynoms sind reell und voneinander verschieden

$$\lambda_{1,2} = -\delta_{\text{II}} \pm \omega_{\text{II}} \quad (\text{A.62})$$

mit

$$\omega_{\text{II}} = \sqrt{\delta_{\text{II}}^2 - \omega_{\text{II},0}^2} \quad (\text{A.63})$$

Die Lösung für den zeitabhängigen Teil i_{RDf} des Stromes i_{S} ist

$$\begin{aligned} i_{\text{RDf}} &= c_1 e^{-\delta_{\text{II}} t} (e^{\omega_{\text{II}} t} - e^{-\omega_{\text{II}} t}) \\ i_{\text{RDf}} &= 2 c_1 e^{-\delta_{\text{II}} t} \sinh(\omega_{\text{II}} t) \end{aligned} \quad (\text{A.64})$$

Mit den Anfangsbedingungen $i_{\text{RDf}}(t = t_1) = 0$ und $i_{\text{RDf}}(t \rightarrow \infty) = 0$ kann die Konstante c_1 bestimmt werden aus dem Zusammenhang:

$$\begin{aligned} U_{\text{DC}} &= L_\sigma \frac{d}{dt} i_{\text{RDf}} \Big|_{t=t_1} \\ &= 2 L_\sigma c_1 \left(-\delta_{\text{II}} e^{-\delta_{\text{II}} t} \sinh(\omega_{\text{II}} t) \right. \\ &\quad \left. + \omega_{\text{II}} e^{-\delta_{\text{II}} t} \cosh(\omega_{\text{II}} t) \right) \Big|_{t=t_1} \end{aligned} \quad (\text{A.65})$$

$$= 2 \omega_{\text{II}} L_\sigma c_1 \quad (\text{A.66})$$

Der Strom i_{RDf} kann somit beschreiben werden durch

$$\begin{aligned} i_{\text{RDf}} &= \frac{U_{\text{DC}}}{\omega_{\text{II}} L_\sigma} e^{-\delta_{\text{II}} t} \frac{1}{2} (e^{\omega_{\text{II}} t} - e^{-\omega_{\text{II}} t}) \\ &= \frac{U_{\text{DC}}}{\omega_{\text{II}} L_\sigma} e^{-\delta_{\text{II}} t} \sinh(\omega_{\text{II}} t) \end{aligned} \quad (\text{A.67})$$

Mit den Zeitkonstanten $\tau_{\text{II},1,2}$ kann der Strom i_{RDf} beschrieben werden durch

$$i_{\text{RDf}} = \frac{U_{\text{DC}}}{2 \omega_{\text{II}} L_\sigma} (e^{-t/\tau_{\text{II},1}} - e^{-t/\tau_{\text{II},2}}) \quad (\text{A.68})$$

mit den Zeitkonstanten

$$\frac{1}{\tau_{\text{II},1}} = \delta_{\text{II}} - \omega_{\text{II}} \quad \frac{1}{\tau_{\text{II},2}} = \delta_{\text{II}} + \omega_{\text{II}} \quad (\text{A.69})$$

Die Gleichung (A.68) wird Null für große Werte der Zeit t . Die Lösung für den Strom durch den IGCT in diesem Intervall ist

$$i_{\text{S}} = i_{\text{L}} + \frac{U_{\text{DC}}}{2\omega_{\text{II}}L_{\sigma}} (e^{-t/\tau_{\text{II},1}} - e^{-t/\tau_{\text{II},2}}) \quad (\text{A.70})$$

Der simulierte Verlauf ist in der Abbildung A.7 dargestellt.

Die Zeit $t_{\text{II},\text{max}}$, zu der i_{S} in diesem Intervall maximal wird, wird bestimmt durch die zeitliche Ableitung der Gleichung (A.67)

$$\frac{d}{dt} i_{\text{S}} = \frac{U_{\text{DC}}}{\omega_{\text{II}}L_{\sigma}} (-\delta_{\text{II}} e^{-\delta_{\text{II}}t} \sinh(\omega_{\text{II}}t) + \omega_{\text{II}} e^{-\delta_{\text{II}}t} \cosh(\omega_{\text{II}}t)) \quad (\text{A.71})$$

Für $t = t_{\text{II},\text{max}}$, muss die Ableitung bei einer Zeit $t_{\text{II},\text{max}} > 0$ zu Null werden. Dies ist der Fall, wenn der Term in der Klammer von Gleichung (A.71) gleich Null ist. Man errechnet die Zeit $t_{\text{II},\text{max}}$ zu

$$t_{\text{II},\text{max}} = \frac{1}{\omega_{\text{II}}} \operatorname{artanh} \left(\frac{\omega_{\text{II}}}{\delta_{\text{II}}} \right) \quad (\text{A.72})$$

Durch Einsetzen dieser Zeit in die Gleichung (A.70) wird der Maximalwert des Stromes i_{S} in diesem Intervall bestimmt zu

$$i_{\text{S,max,II}} = i_{\text{L}} + \frac{U_{\text{DC}}}{\omega_{\text{II}}L_{\sigma}} e^{-\frac{\delta_{\text{II}}}{\omega_{\text{II}}} \operatorname{artanh} \frac{\omega_{\text{II}}}{\delta_{\text{II}}}} \sinh \left(\operatorname{artanh} \frac{\omega_{\text{II}}}{\delta_{\text{II}}} \right) \quad (\text{A.73})$$

Nach Erreichen des Maximums $i_{\text{S,max,II}}$ klingt der Teilstrom A exponentiell ab. Wie in Abbildung A.5(b) erkennbar, beginnt der Stromanstieg durch die Clampinduktivität mit dem in der Dimensionierung festgelegten $didt$ ebenfalls zum Zeitpunkt t_0 . Allerdings ist der Anteil dieses Stromes am gesamten Strom durch den IGCT zu diesem Zeitpunkt gering und wird durch den zuvor beschriebenen Teilstrom A überlagert. In den nun folgenden Zeitabschnitte überwiegt der Stromanteil B, der durch die Clampinduktivität L_{Cl} zu fließen beginnt.

Intervall III Das zweite Maximum im Strom i_{S} durch den IGCT wird durch den Teilstrom B bestimmt. Der Strom i_{S} ist zu Zeitpunkt t_1 (Siehe Bild A.5(b)) bereits auf den IGCT kommutiert, die Freilaufdiode D_{f} sperrt. Der Anteil des Teilstromes B erreicht den Wert des Laststromes I_{L} erst zum Zeitpunkt t_2 , es gilt das Ersatzschaltbild nach Abbildung A.8(a). Der Strom nach Erreichen der Höhe des Laststromes I_{L} weiter an, bis der Kondensator C_{Df} auf den Wert der Zwischenkreisspannung geladen ist. Auch hier ergibt sich ein schwingungsfähiges System durch die Reihenschaltung von L_{Cl} , R_{Df} und C_{Df} . Der Strom i_{S} durch den IGCT wird wiederum zerlegt in einen zeitabhängigen und einen stationären Anteil,

$$i_{\text{S}} = I_{\text{L}} + i_{\text{RDf}} \quad (\text{A.74})$$

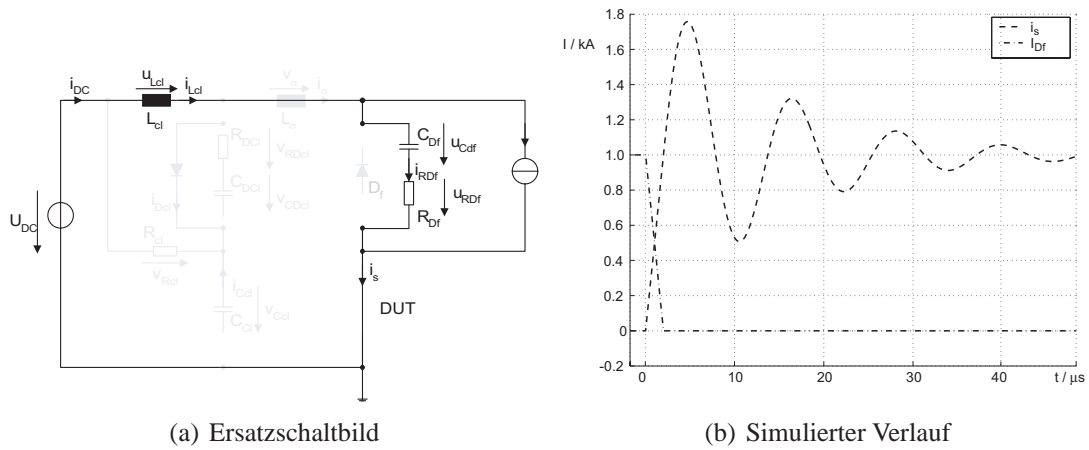


Abbildung A.8: Intervall III – Gedämpfte Schwingung durch die Reihenschaltung von L_{CI} , R_{DF} und C_{DF} (a) Ersatzschaltbild und (b) simulierter Verlauf

Für den zeitabhängigen Anteil i_{RDF} kann die folgende Differenzialgleichung aufgestellt werden

$$\frac{d^2}{dt^2} i_{RDF} + \frac{R_{DF}}{L_{CI}} \frac{d}{dt} i_{RDF} + \frac{1}{C_{DF} L_{CI}} i_{RDF} = 0 \quad (A.75)$$

Mit dem Dämpfungskoeffizient δ_{III} und der Eigenfrequenz $\omega_{III,0}$

$$\delta_{III} = \frac{R_{DF}}{2 \cdot L_{CI}} \quad \omega_{III,0} = \frac{1}{\sqrt{L_{CI} \cdot C_{DF}}} \quad (A.76)$$

kann die Gleichung (A.75) umgeschrieben werden zu

$$\frac{d^2}{dt^2} i_{RDF} + 2\delta_{III} \frac{d}{dt} i_{RDF} + \omega_{III,0}^2 i_{RDF} = 0. \quad (A.77)$$

In diesem Fall ist $\delta_{III} < \omega_{III,0}$, es liegt der Fall einer gedämpften Schwingung vor. Die Lösung für den Strom i_S ist

$$i_S = i_L + \frac{U_{DC}}{\omega_{III} L_{CI}} e^{-\delta_{III} t} \sin(\omega_{III} t) \quad (A.78)$$

Die Kreisfrequenz ω_{III} wird berechnet mit

$$\omega_{III}^2 = \omega_{III,0}^2 - \delta_{III}^2 \quad (A.79)$$

Die Zeit $t_{III,max}$, zu der i_S maximal wird, wird berechnet wie in Gleichung (A.72) mit

$$t_{III,max} = \frac{1}{\omega_{III}} \arctan\left(\frac{\omega_{III}}{\delta_{III}}\right) \quad (A.80)$$

Einsetzen von $t = t_{III,max}$ in Gleichung (A.78) liefert den zweiten Maximalwert des Stromes $i_{S,max,III}$ in Intervall III:

$$i_{S,max,III} = i_L + \frac{U_{DC}}{\omega_{III} L_{CI}} e^{-\frac{\delta_{III}}{\omega_{III}} \arctan\left(\frac{\omega_{III}}{\delta_{III}}\right)} \sin\left(\arctan\left(\frac{\omega_{III}}{\delta_{III}}\right)\right) \quad (A.81)$$

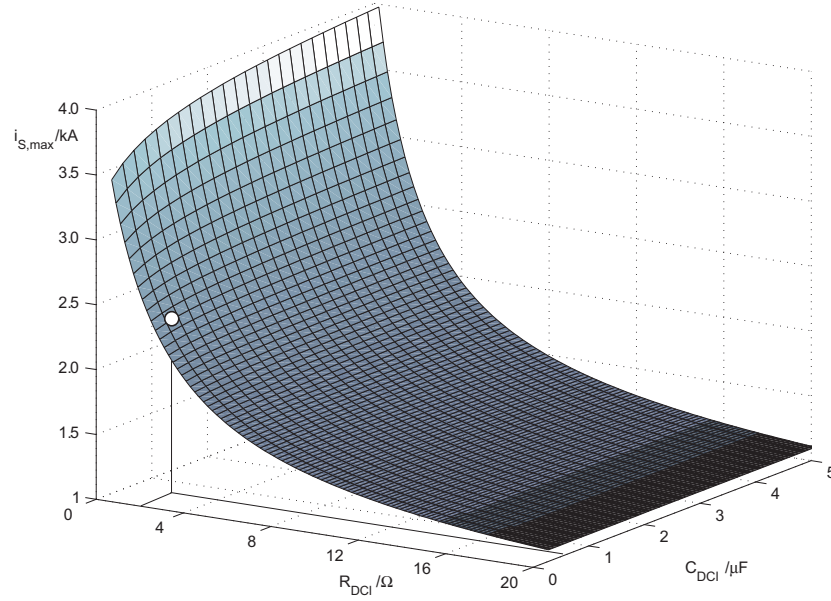
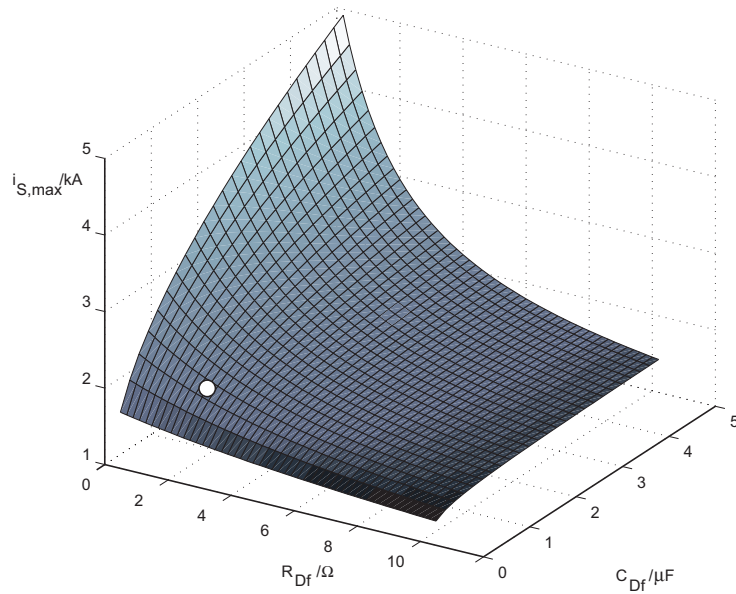
(a) Maximalwert $i_{S,max,II}$ (b) Maximalwert $i_{S,max,III}$

Abbildung A.10: Darstellung der Abhängigkeiten der Maximalwerte des Stromes i_S in (a) Intervall II, Variation von R_{DCl} im Bereich von $0 \dots 20 \Omega$ und C_{DCl} von $0.2 \dots 5 \mu F$ und in (b) Intervall II, Variation von R_{Df} im Bereich von $0 \dots 10 \Omega$ und C_{Df} von $0.2 \dots 5 \mu F$

hat nur geringen Einfluss. Die Erhöhung von R_{Df} hat die selbe Wirkung auf das Maximum $i_{S,max,II}$, da in der Gleichung (A.60) die Summen der Widerstände R_{Df} und R_{DCl} sowie der Kapazitäten C_{Df} und C_{DCl} zur Lösung herangezogen werden.

In Intervall III wird $i_{S,\max,III}$ durch die Wahl von R_{Df} und C_{Df} beeinflusst, wie in Abbildung A.10(b) dargestellt wird. Es ist ersichtlich, dass ein Vergrößern von C_{Df} bei kleinen Widerstandswerten R_{Df} einen höheren maximalwert bewirkt als bei höheren Werten von R_{Df} .

Basierend auf den oben angeführten Berechnungen kann das erste Maximum im Stromverlauf von i_S durch eine Vergrößerung des Widerstandswertes R_{DCI} verringert werden. Mit der Dimensionierung von $R_{DCI} = 10 \Omega$ für jeden der Symmetrierungswiderstände kann in Abbildung A.11(a) dargestellten Simulation der Teilstrom A, der das Maximum $i_{S,\max,II}$ erzeugt, nahezu unterdrückt werden. Die Freilaufdiode schaltet mit dem durch die Clampinduktivität eingestellten di/dt aus. Die Clampedioden werden im Einschaltmoment in Sperrrichtung betrieben, müssen aber keinen Strom abschalten, da der Clamp zu diesem Zeitpunkt entmagnetisiert ist.

Das zweite Maximum des Schalterstromes ist davon unbeeinflusst. Allerdings trägt dieses Maximum $i_{S,\max,III}$ im Gegensatz zu dem Maximum $i_{S,\max,II}$ nicht zu den Schaltverlusten bei. Die Spannung über dem IGCT ist bereits zu Null geworden, wenn der Strom i_S das zweite Maximum durchläuft.

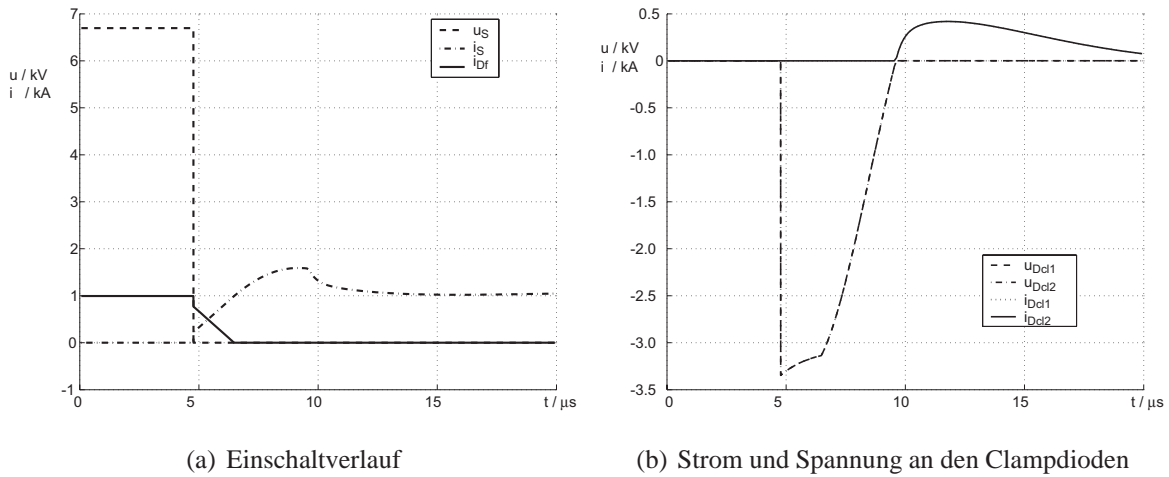


Abbildung A.11: Simulierter Verlauf des Einschaltens eines 10-kV-IGCTs mit modifiziertem Snubber $R_{DCI} = 10 \Omega$, $C_{DCI} = 1 \mu F$ für die Clampedioden: (a) Einschaltverlauf des IGCTs und (b) Ströme und Spannungen an den Clampedioden

($U_{DC} V_{AC} = 6.8 \text{ kV}$, $I_L = 1000 \text{ A}$, $T_j = 25^\circ \text{C}$, $L_{CI} = 13,6 \mu \text{H}$, $C_{CI} = 1 \mu \text{F}$, $R_{CI} = 2,3 \Omega$)

Literatur- und Quellenverzeichnis

Buchveröffentlichungen

- [Anke 2000] Anke, D., *Leistungselektronik*. Oldenbourg Verlag München, 2. Auflage. ISBN 3-486-22634-7.
- [Baliga 1987] Baliga, B. J., *Modern Power Devices*. John Wiley & Sons, New York, 1st Auflage. ISBN 0-471-63781-5.
- [Beck 2000] Beck, K., *Extreme Programming – Das Manifest*. Addison-Wesley München. ISBN 3-8273-2139-5.
- [Beck 2003] Beck, K., *Test-Driven Development by Example*. Addison-Wesley Boston. ISBN 0-321-14653-0.
- [Bell et al. 1997] Bell, D., Morrey, I., und Pugh, J., *The Essence of Program Design*. Prentice Hall Europe. ISBN 0-13-367806-7.
- [Blicher 1976] Blicher, A., *Thyristor Physics*, Volume 12 of *Applied physics and engineering*. Springer Verlag Berlin.
- [Bronstein und Semendajev 1989] Bronstein, I. und Semendajev, K., *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 24 Auflage. ISBN 3-87144-492-8.
- [DeMarco 1997] DeMarco, T., *Warum ist Software so teuer? Und andere Rätsel des Informationszeitalters*. Carl Hanser Verlage München Wien. ISBN 3-446-18902-5.
- [DeMarco und Lister 2003] DeMarco, T. und Lister, T., *Waltzing With Bears: Managing Risk on Software Projects*, Volume März. B&T. ISBN 0932633609.
- [Dimitrijevic 2000] Dimitrijevic, S., *Understandig Semiconductor Devices*. Oxford University Press, 1. Auflage. ISBN 0-19-513186-X.
- [Gerlach 1979] Gerlach, W., *Thyristoren*. Halbleiter-Elektronik Band12. Springer-Verlag Berlin. ISBN 3-540-09438-5.
- [Getreu 1974] Getreu, I. E., *Modeling the Bipolar Transistor*. Elsevier Scientific Publishing Company, Amsterdam.
- [Ghandi 1977] Ghandi, S. K., *Semiconductor Power Devices*. Jon Wiley and Sons, New York, London. ISBN - 0-471-022999-8.
-

- [Hambley 2002] Hambley, A. R., *Electrical Engineering – Principles and Applications*. Prentice Hall Inc., 2. Auflage. ISBN 02-13-0294349-5.
- [Jamal und Hagestedt 2001] Jamal, R. und Hagestedt, A., *LabVIEW – Das Grundlagenbuch*. Addison-Wesley, München, 3. Auflage. ISBN 2-8273-1714-2.
- [Jamal und Pichlik 2000] Jamal, R. und Pichlik, H., *LabVIEW – Das Anwenderbuch*. Prentice Hall, München, 2. Auflage. ISBN 3-8272-586-0.
- [Kubát 1984] Kubát, M., *Power Semiconductors*. Springer Verlag berlin. ISBN 3-540-12569-8.
- [Lappe und Fischer 1993] Lappe, R. und Fischer, F., *Leistungselektronik Messtechnik*. Verlag Technik, Berlin, München, 2. Auflage. ISBN 3-341-01068-8.
- [Lutz 2006] Lutz, J., *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. Springer Verlag Bberlin. ISBN 3-540-342206-0.
- [Merziger und Wirth 1991] Merziger, G. und Wirth, T., *Repititorium der Ingenieursmathematik*. Verlag Feldmann, Hannover, 1. Auflage. ISBN 3-923 923-33-3.
- [Mohan et al. 1995] Mohan, N., Undeland, T. M., und Robbins, W. P., *Power Electronics – Converters, Applications and Design*. Jon Wiley & Sons, Inc., 2. Auflage.
- [Paul 1977] Paul, R., *Transistoren und Thyristoren*. Dr. Alfred Hüttig Verlag Heidelberg. ISBN 3-7785-0428-2.
- [Porst 1979] Porst, A., *Bipolare Halbleiter*. Hüthig und Pflaum Verlag München/Heidelberg, 2. Auflage. ISBN 3-8101-0051-X.
- [Schröder 2006] Schröder, D., *Leistungselektronische Bauelemente*. Springer Verlag Berlin. ISBN 3-540-28728-0.
- [Siedersleben 2002] Siedersleben, J., *Softwaretechnik – Praxiswissen für Softwareingenieure*. Hanser Fachbuchverlag. ISBN 3-4462-1843-2.
- [Stearns und Hush 1994] Stearns, S. D. und Hush, D. R., *Digitale Verarbeitung analoger Signale*. R. Oldenbourg Verlag, München, 6. Auflage. ISBN 3-486-22027-6.
- [Thaller 1997] Thaller, G. E., *Der individuelle Software-Prozess*. bhv Verlags GmbH. ISBN 3-89360-957-1.
- [Tursky et al. 2001] Tursky, C., Gordon, R., und Cowie, S., *Test System Design: A Systematic Approach*. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ 07458. ISBN 0-13-027260-4.
- [Weinberg 1994] Weinberg, G. M., *Systemdenken und Softwarequalität*. Carl Hanser Verlag München Wien. ISBN 2-446-17713-2.
-

Dissertationen und Abschlussarbeiten

- [Bhalerao 2007] Bhalerao, P., *Characterization of Gate Controlled Diode for IGCT Applications*. Dissertation, Technische Universität Berlin.
- [Gaedke 2001] Gaedke, A., Entwicklung, Aufbau und Inbetriebnahme eines flexiblen Mittelspannungshalbleiterprüfstandes. Diplomarbeit, Fachhochschule Fulda.
- [Gollnick 2003] Gollnick, M., Sicherheitskonzept für einen Halbleiterteststand. Diplomarbeit, Technische Universität Berlin.
- [Krafft 2004] Krafft, E. U., *Messtechnische Untersuchung von Schaltvorgängen an Hochleistungshalbleitern mit Multikathodenstruktur*. Dissertation, Ruhr-Universität Bochum.
- [Marquardt 1982] Marquardt, R., *Untersuchungen von Stromrichterschaltungen mit GTO-Thyristoren*. Dissertation, Universität Hannover.
- [Oetjen 1999] Oetjen, J., *Hybride GTO-Kaskode*. Dissertation, Technische Universität Braunschweig. ISBN 3-18-329209-2.
- [Rohner 2005] Rohner, S., Aufbau und Inbetriebnahme eines IGBT-Modul-Teststands. Diplomarbeit, Technische Universität Berlin.
- [Wintrich 1997] Wintrich, A., *Verhaltensmodellierung von Leistungshalbleitern für den rechnergestützten Entwurf leistungselektronischer Schaltungen*. Dissertation, Technische Universität Chemnitz.

Veröffentlichungen

- [Bernet 2000] Bernet, S., Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications. *Transactions on Power Electronics*, 15(6):1102–1117.
- [Bernet 2004] Bernet, S., State-of-the-art and Trends of High Voltage Power Devices and Medium Voltage Converters for Industry and Transportation. In *Proc. of 5th Industrial Workshop: Future Of Electronic Power Devices*, Salina, Italien. IEEE-FEPPCON.
- [Bernet 2005] Bernet, S., State of the Art and Developments of Medium Voltage Converters - An Overview. In *PELINCEC Conference Record*, Warsaw University Of Technology. Institute of Control and Industrial Electronics.
- [Bernet et al. 2002] Bernet, S., Apeldoorn, O., und Steimer, P., Technologische Entwicklungen und Applikationen von IGCTs. In *ETG Fachbericht 40 Bauelement der Leistungselektronik und deren Anwendung*, Seiten 143–154, Bad Nauheim. VDE.
- [Bernet et al. 2003a] Bernet, S., Carroll, E., Streit, P., Apeldoorn, O., Steimer, P., und Tschirley, S., Design and Characteristics of 10-kV-IGCTs. In *Proceedings of the European Power Electronics and Applications Conference (EPE)*, Toulouse.

-
- [Bernet et al. 2003b] Bernet, S., Carroll, E., Streit, P., Apeldoorn, O., Steimer, P., und Tschirley, S., Design, Test And Characteristics of 10-kV-IGCTs.
- [Blaabjerg et al. 1996] Blaabjerg, F., Pedersen, J., Sigurónsson, S., und Elkjær, A., An extended model of power losses in hard-switched igbt-inverters. In *IAS Annual Meeting Conference Record*, Volume 3, Seiten 1454–1463, San Diego. IEEE.
- [Cailin und Yong 2004] Cailin, W. und Yong, G., Characteristics and Analysis of Transparent Anode GTO. In *4th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Volume 1, Seiten 338–341. IPEMC.
- [Cailin et al. 2004] Cailin, W., Yong, G., und Tao, A., Design Concept for 2800V/200A GCT. Volume 2, Seiten 847–850. IEEE.
- [Carroll et al. 1997] Carroll, E., Klaka, S., und Linder, S., Intergrated Gate-Commutated Thyristors: A New Approach to High Power Devices. In *Proceedings of the IEMDC*.
- [Eicher et al. 1996] Eicher, S., Bauer, F., Zeller, H., Weber, A., und W.Fichtner, Design Considerations for a 7kV/3kA GTO with Transparent Anode and Buffer Layer. In *27th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Volume 1, Seiten 29–34, Baveno. IEEE.
- [Eicher und Bernet 2000] Eicher, S. und Bernet, S., The 10 kV IGCT - A New Device for Medium Voltage Drives. In *IAS Conference Record*, Rome. IAS, IEEE.
- [Eicher et al. 2004] Eicher, S., Rahimo, M., Tsyplakov, E., Schneider, D., Kopta, A., Schlapbach, U., und Carroll, E., 4.5kV Press Pack IGBT Designed for Ruggedness and Reliability.
- [Fazel et al. 2005] Fazel, S., Krug, D., Taleb, T., und Bernet, S., Comparison of Power Semiconductor Utilization, Losses and Harmonic. In *Proceedings of the 9th European Power Electronics and Applications Conference (EPE)*, Dresden. EPE.
- [Grüning 1998] Grüning, H., Der GCT - Stärken und GTO- und IGBT-Technologie in einer Einheit. In *ETG Fachbericht 72*, Seiten 75–99, Bad Nauheim. VDE/ETG.
- [Grüning und Koyanagi 2005] Grüning, H. und Koyanagi, K., A modern low loss high turn-off capability GCT gate drive concept. In *11th European Conference on Power Electronics and Applications*, Seiten 1–10, Dresden.
- [Grüning und Ødegård 1997] Grüning, H. und Ødegård, B., High performance Low Cost MVA Inverters Realised With Integrated Gate Commutated Thyristors. In *European Conference on Power Electronics and Applications*, Trondheim.
- [Grüning et al. 1996] Grüning, H., Ødegård, B., Rees, J., Weber, A., Carroll, E., und Eicher, S., High-Power Hard-Driven GTO Module for 4.5 kV/3 kA Snubberless Operation. In *Conference Record of the PCIM Conference*, Seiten 169–183, Nürnberg.
- [Hanson und Sandeberg 2005] Hanson, J. und Sandeberg, P., Selbstgeführte Umrichter im elektrischen Versorgungsnetz. In *ETG Fachkongress 2005*, Dresden. ETG Energietechnische Gesellschaft im VDE, ETG.
-

-
- [Hewson et al. 2006] Hewson, C. R., Ray, W. F., und Davis, R. M., Verification of Rogowski Current Transducer's Ability to measure fast switching Transients. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Seite 7ff. IEEE APEC.
- [Holtz und Rösner 1999] Holtz, J. und Rösner, R., Gate drive power recovery and regenerative snubber scheme for series-connected GTOs in high voltage inverters. In *Conference Record of the 34th IAS Annual Meeting*, Volume 3, Seiten 1535–1540, Phoenix. IEEE.
- [Jimenez-Martinez et al. 2005] Jimenez-Martinez, J. M., Soto, F., de Jodar, E., A. Villarejo, J., und Roca-Dorda, J., A New Approach for Teaching Power Electronics Converter Experiments. *Transactions on Education*, 48(3):513–519.
- [Klaka et al. 1997a] Klaka, S., Frecker, M., und Grüning, H., The Integrated Gate-Commutated Thyristor: A New High-Efficiency, High-Power Switch for Series or Snubberless Operation. In *Proceedings of Power Conversion*, Nürnberg. PCIM.
- [Klaka et al. 1997b] Klaka, S., Linder, S., und Frecker, M., A Family of Reverse Conducting gate Commutated Thyristors for Medium Voltage Drive Applications. In *Proceedings of Power Conversion*, Hong Kong. PCIM.
- [Klingbeil et al. 2001] Klingbeil, L., Kalkner, W., und Heinrich, C., Fast acting solid-state circuit breaker using state-of-the-art power electronic devices. In *European Conference on Power Electronics and Applications*, Graz.
- [Köllensperger und DeDoncker 2005] Köllensperger, P. und DeDoncker, R., The Internally Commutated Thyristor - A new GCT with integrated turn-off unit. In *Proceedings of the Conference on Integrated Power Systems*, Neapel. VdE.
- [Köllensperger und DeDoncker 2006] Köllensperger, P. und DeDoncker, R., The Internally Commutated Thyristor (ICT) - A new GCT with integrated turn-off unit. *Bodos Power Systems*, 11:56–59.
- [Krug et al. 2004] Krug, D., Malinowski, M., und Bernet, S., Design And Comparison of Medium Voltage Multilevel Converters for Industry Applications. In *Conference Record of the 2004 IEEE IAS Annual Meeting*, Volume Vol. 2, Seiten 781–790. IAS, IAS.
- [Kuhn und Schröder 2000] Kuhn, H. und Schröder, D., A New Validated Physically Based IGCT Model for Circuit Simulation of Snubberless and Series Connection. *Transactions on Industrial Applications*, 38(6):1606–1612.
- [Ladoux et al. 2004] Ladoux, P., Blaquiere, J., Alvarz, S., Carroll, E., und Streit, P., Testbench for the Characterisation of Experimental Low Voltage IGCTs. In *35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Aachen.
- [Li et al. 1998] Li, Y., Huang, A. Q., und Lee, F. C., Introducing The Emitter Turn-Off Thyristor (ETO). Volume Vol.2, Seiten 860–864. IEEE.
- [Li et al. 2000] Li, Y., Huang, A. Q., und Motto, K., Experimental and Numerical Study of the Emitter Turn-Off Thyristor (ETO). In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 15 No.3, Seiten 561–574. IEEE.
-

-
- [Li et al. 2002] Li, Y., Huang, A. Q., und Motto, K., Series and Parallel Operation of the Emitter Turn-off (ETO) Thyristor. *Transactions on Industrial Electronics*, Vol.38:706–712.
- [Linder et al. 1997] Linder, S., Klaka, S., Frecker, M., Carroll, E., und Zeller, H., A New Range of Reverse Conducting Gate-Commutated Thyristors for High-Voltage, Medium Power Applications. In *Conference Proceedings of the European Power Electronics*, Trondheim.
- [Liqiang et al. 2003b] Liqiang, Y., Zhengming, Z., Hua, B., Chongjian, L., und Yaohua, L., The IGCT Test Platform for Voltage Source Converters. In *Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Volume 2, Seiten 1291–1294. IEEE.
- [Nagel et al. 2000] Nagel, A., Bernet, S., Brückner, T., Steimer, P., und Apeldoorn, O., Characterisation of IGCTs for series connected operation. In *IAS*, Seite IAS Annual Meeting, Rome. IAS, IEEE.
- [Nagel et al. 2001] Nagel, A., Bernet, S., Steimer, P., und Apeldoorn, O., A 24 MVA Inverter using IGCT Series Connection for Medium Voltage Applications. In *Industry Applications Conference*, Chicago. IAS, IAS.
- [Oetjen 1997] Oetjen, J., Hybrid 3000 A-MOSFET for GTO cascode switches. In *Power Semiconductor Devices and IC's, 1997. ISPSD '97., 1997 IEEE International Symposium on*, Seiten 241–244, Weimar.
- [Papadopoulos et al. 2005] Papadopoulos, C., Papageorgiou, P., Stendius, L., Åhrström, J., Hyttinen, M., und Johansson, S., Interconnection of Greek islands with dispersed generation via HVDC Light Technology. In *Power Systems with dispersed generation*, Athen.
- [Ray und Hewson 2000] Ray, W. F. und Hewson, C. R., High Performance Rogowski Current Transducers. In *Conference Record on the Industry Application Conference*, Volume 5, Seiten 3083–3090. IEEE.
- [Steimer et al. 2005] Steimer, P., Apeldoorn, O., Ødegård, B., Bernet, S., und Brückner, T., Very High Power PEBB Technology. In *Proceedings of the 11th European Power Electronics and Applications Conference (EPE)*, Dresden.
- [Steimer et al. 1997] Steimer, P., Grüning, H., Werninger, J., Carroll, E., Klaka, S., und Linder, S., IGCT - a New Emerging Technology for High Power, Low Cost Inverters. In *Conference Record of the 32nd IAS Annual Meeting*, Volume 2, Seiten 1592–1599, New Orleans. IEEE/IAS.
- [Steimer et al. 1999] Steimer, P., Steinke, J., und Grüning, H., A reliable, Interface friendly Medium Voltage Drive based on the robust IGCT and DTC technologies. In *IAS Annual Meeting*, Seiten 1505–1512, Phoenix. IEEE IAS.
- [Stiasny et al. 2001] Stiasny, T., Ødegård, B., und Carroll, E., Lifetime Engineering for the Next Generation of Application-Specific IGCTs. In *Control And Drives*.
- [Strandman et al. 2002] Strandman, J. O., Berntzen, R., Fjeldly, T. A., Ytterdahl, T., und Shur, M. S., LAB-on-WEB: Performing Device Characterization via Internet Using Modern Web Technology. In *Proceedings of the 4th IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems*, Seiten 1022–1–1022–6, Aruba. IEEE.
-

- [Suter et al. 2005] Suter, O., Buschmann, M., Linhofer, G., und Maibach, P., Voltage Source Converter based Power Quality Solutions. In *Asia Pacific Regional Power Quality Seminar Conference Record*. ABB.
- [Teigelkötter und Steimel 1995] Teigelkötter, J. und Steimel, A., A New Test Bench for High Power Turn-Off Semiconductor Devices. Seiten 1631–1636, Sevilla.
- [Tschorley und Bernet 2005a] Tschorley, S. und Bernet, S., Analysis of IGCT Turn-On Transients in Circuit Configurations With Series Connected Diodes. In *PELINCEC Conference Record*, Warsaw University of Technology. Institute of Control and Industrial Electronics.
- [Tschorley et al. 2004a] Tschorley, S., Bernet, S., Carroll, E., Streit, P., und Steimer, P., Design and Characteristics of Low On-State and Fast Switching 10 kV IGCTs. In *PCIM Conference Record*, Volume 1, Seiten 281–287. Mesago.
- [Tschorley et al. 2004b] Tschorley, S., Bernet, S., Carroll, E., Streit, P., und Steimer, P., Design, Test und Funktion von 10 kV IGCTs. In *ETG Fachtagungsberichte*, Seiten 373–378. VDE ETG, VdE.
- [Undeland et al. 1984] Undeland, T., Jensen, A., und Steinbak, A., A snubber configuration for both power transistors and GTO PWM inverters. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 42–53.
- [Wang et al. 2004b] Wang, X., Hudgins, J., Santi, E., und Palmer, P., Destruction-free Parameter Extraction for a Physics-based Circuit Simulator IGCT Model. In *Proceedings of the 39th IAS Annual Meeting*, Volume 4, Seiten 2542–2549. IEEE.
- [Weber et al. 2000] Weber, A., Dalibor, T., Kern, P., Ødegård, B., Waldmeyer, J., und Carroll, E., Reverse Blocking IGCTs for Current Source Inverters. In *Proceedings of Power Conversion*, Nürnberg.
- [Weber et al. 1997] Weber, A., Galster, N., und Tsyplakov, E., A New Generation of Asymmetric and Reverse Conducting GTOs and their Snubber Diodes. In *Conference Record of the PCIM Conference*, Volume 1, Nürnberg.
- [Wolley 1966] Wolley, E. D., Gate Turn-Off in p-n-p-n- Devices. In *IEEE Transactions on Electron Devices*, Volume 13, Issue 7, Seiten 590–597. IEEE.
- [Zeller 1994] Zeller, H., Cosmic Ray Induced Breakdown in High Voltage Semiconductor Devices, Microscopic Model and Phenomenological Lifetime Prediction. *Proceedings of the 6th International Symposium on Power Semiconductor Devices*, Seiten 339–340.
- [Zeller 1995] Zeller, H. R., Cosmic Ray Induced Failures in High Power Semiconductor Devices. *Solid-State Electronics*, 38(12):2041–2046.

Interne Dokumente

- [Nagel 2000] Nagel, A., Konzeption eines Mittelspannungshalbleitertestplatzes. Interner Technischer Bericht, ABB Forschungszentrum Ladenburg.

- [Streit und Carroll 2002] Streit, P. und Carroll, E., 10kV IGCT Turn-Off Measurements – Proposed testsequence for experimental devices. Interner Technischer Bericht, ABB Semiconductors, Lenzburg.
- [Tschirley 2004] Tschirley, S., 10kV IGCT Measurements. Interner Technischer Bericht, Technische Universität Berlin, Berlin.
- [Tschirley 2005a] Tschirley, S., Bedienungs- und Sicherheitsanleitung für den IGCT Teststand. Interner Technischer Bericht, Technische Universität Berlin, Berlin.
- [Tschirley 2005b] Tschirley, S., Lasten- und Pflichtenheft für ein Softwaremodul zur Fernsteuerung von digitalen Speicheroszilloskopen. Interner Technischer Bericht, Technische Universität Berlin, Berlin.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [ABB HVDC Light] ABB HVDC, It's time to connect - Technical Description of HVDC Light Technology. ABB Publikation Rev.2, ABB Power Technologies AB, Grid Systems HVDC.
- [ABB 5SDF08H6005] ABB Semiconductor, Diode 5SDF08H6005. Datenblatt, ABB Semiconductors.
- [ABB ACS 1000 Kat.] ABB Medium Voltage Drives, ACS 1000 Medium Voltage AC Drives. Produktkatalog.
- [ABB ACS 5000 Kat.] ABB Medium Voltage Drives, ACS 5000 Medium Voltage AC Drive. Produktkatalog.
- [ABB ACS 6000 Kat.] ABB Medium Voltage Drives, ACS 6000 Medium Voltage AC Drive. Produktkatalog.
- [ABB ACS 8000 Kat.] ABB Motors and Drives, ACS 800 Frequenzumrichter. Produktkatalog.
- [ABB GTO Book] Carroll, E., Galster, N., Klaka, S., Weber, A., und Schweizer, A., The GTO Book. Technischer Bericht, ABB Semiconductors, Lenzburg, Schweiz.
- [ABB HVDC Light Ref.] ABB HVDC, HVDC & SVC Light - Reference List.
- [ABB IGCT 5SHX 35 L 4503] ABB Semiconductor, 5SHX 35 L 4504. Datenblatt, ABB Semiconductors.
- [ABB IGCT 5SHY 35 L 4512] ABB Semiconductors, IGCT 5SHY 35 L 4512. Datenblatt, ABB Semiconductors.
- [ABB StakPak] ABB Switzerland, StakPak IGBT Press-packs: A new Packaging Concept for High Power Electronics. ABB Publikation 5SYA2041-01, ABB Semiconductors, Switzerland.
- [FuG Handbuch] F.u.G.Rosenheim GmbH, Technisches Handbuch HCK 1000M - 15000. Technisches Produkthandbuch.
-

-
- [Fuller 2001a] Fuller, K., Die Entwicklung vernetzter Überwachungs-, Steuer- und Regelsysteme mit LabVIEW. Technischer Bericht 342236A-01, National Instruments Corporation.
- [Fuller 2001b] Fuller, K., LabVIEW: Messen im Netzwerk. Applikation Note 342235A-01, National Instruments Corporation.
- [GPIB Manual] Motorola, Inc., MC68488 User's Guide. Application note and user's guide, Motorola, Inc.
- [HVDC MurrayLink] ABB HVDC, Murraylink HVDC Light Interconnection – Victoria - South Australia. Applikationsbericht POW-0035, ABB HVDC.
- [HVDC Tjæreborg] ABB Power Systems HVDC, Tjæreborg HVDC Light Project. ABB Publikation POW-0022, ABB Power Systems.
- [Ingenieurbüro Nagel 1999] Ingenieurbüro Nagel, Kalibriergenerator bedienhandbuch.
- [Kaminski und Stiasny 2005] Kaminski, N. und Stiasny, T., Failure Rates of IGCTs Due to Cosmic Rays. Technischer Bericht 5SYA2046-01, ABB Switzerland Ltd., Semiconductors, Lenzburg, Schweiz.
- [MATLAB MatFileFormat] The MathWorks, MAT-File Format. Application Note MATLAB 7.0, (Release 14), The MathWorks.
- [Mitsubishi GCU15A-130] Mitsubishi Electric Corporation. Datenblatt, Mitsubishi Electric Corporation.
- [NI 1998 Internet Toolkit] National Instruments Corporation, BridgeVIEW and LabVIEW – Internet Developers Toolkit for G. Application handbook, National Instruments Corporation.
- [NI 2003 ExpressVI] National Instruments Corporation, LabVIEW Express VI Development Toolkit User Guide. Application note, National Instruments.
- [NI 2006 Diadem] National Instruments Corporation, Produktivitätssteigerung in Testabteilungen durch neue Technologien zur Testdatenverwaltung und-recherche. Application note, National Instruments.
- [NI PCI-5124] National Instruments Corporation, NI PCI-5124 12-bit Digitizers. Technischer Bericht, National Instruments Corporation.
- [NI Report Generation Toolkit] National Instruments Corporation, LabVIEW Report Generation Toolkit for Microsoft Office User Guide. Application Note 323805A-01, National Instruments Corporation.
- [NI VI Analyzer Toolkit] National Instruments Corporation, LabVIEW VI Analyzer Toolkit. Technischer Bericht 373631B-01, National Instruments Corporation.
- [Ødegård und Ernst 2002] Ødegård, B. und Ernst, R., Applying igct gate units. Application Note 5SYA 2031-01, ABB Semiconductors Switzerland Ltd.
- [PEM Rogowski Transducers] Power Electronic Measurement Ltd., Rogowski Current Transducer – Application Note. Application note, Power Electronic Measurement Ltd.
-

- [PMK PHV4002] PMK GmbH, PHV 4002 Hochspannungstastkopf. Technischer Bericht, PMK Mess- und Kommunikationstechnik GmbH, Heusenstamm.
- [PulseBlaster Handbuch] SpinCore Technologies, PulseBlaster – PCI Board Owner's Manual. Technisches Produkthandbuch Rev. 01, SpinCore Technologies Inc.
- [Schnell 2005] Schnell, R., Thermal Runaway During Blocking. Application Note 5SYA 2045-01, ABB Switzerland Ltd. Semiconductors.
- [Setz und Lüscher 2006] Setz, T. und Lüscher, M., Applying igcts. Application Note 5SYA 2032-02, ABB Semiconductors Switzerland Ltd.
- [Siemens robicon 2005] Siemens, Robicon Perfect Harmony. Produktkatalog.
- [Siemens sinamics 2006] Siemens, Sinamics Mittelspannungsstromrichter. Produktkatalog D12.
- [Tektronix ABC of Probes] Tektronix, Inc., ABC of Probes – primer. Application Note 01/04 FLG/WOW 60W-6063-8, Tektronix, Inc.
- [TMEIC TMDrives] TMEIC, TM Drives Product Overview. Produktkatalog.
- [TransZorb Diode 1.5KE] National Semiconductor, 1.5KE6.8 THRU 1.5KE440CA – transzorb transient voltage supressor. Datenblatt, National Semiconductor.
- [Zirrgiebel ISM100] Zirrgiebel, G. H., Bedienungsanleitung zur Impulsstrommesseinrichtung ISM100. Bedienungsanleitung, IGZ Zirrgiebel, Darmstadt.
-