

Ein Beitrag zum Kurzschlussverhalten hochsperrender IGBTs und Dioden

Dissertation

zur

Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik

der Universität Rostock

vorgelegt von

Steffen Pierstorf, geb. am 22.05.1977 in Rostock

aus Nürnberg

Nürnberg, 01.04.2015

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner wissenschaftlichen Tätigkeit an der Universität Rostock am Lehrstuhl für „Leistungselektronik und Elektrische Antriebe“. Zusammen mit dem Projektchapterner, der Siemens AG, wurde ein längerfristiges Forschungsprojekt zur Untersuchung von IGBTs bei verschiedenen Kurzschluss-Situationen vereinbart.

Ich möchte mich ganz herzlich bei allen Personen bedanken, die mich während dieser Zeit unterstützt haben.

An erste Stelle möchte ich meinen Dank an meinen Doktorvater und Leiter des Fachgebietes für „Leistungselektronik und Elektrische Antriebe“, Herrn Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel, richten. Seine Anmerkungen und Ratschläge gaben wesentliche Impulse für die Verwirklichung dieser Arbeit. Das freundschaftliche und lebendige Verhältnis mit dem Chef sowie mit den Arbeitskollegen am Lehrstuhl gaben mir während der Arbeit die nötige Motivation. Hierbei möchte ich besonders Herrn Dipl.-Ing. Daniel Wigger und Herrn Dr.-Ing. Jürgen Böhmer meinen Dank aussprechen, die mit mir gemeinsam das Labor für Leistungselektronik am Lehrstuhl neu aufgebaut und zusammen die ersten Experimente mit IGBTs verwirklicht haben. Ihre Vorschläge und Ideen waren immer sehr hilfreich.

Weiterhin möchte ich meinem Projektchapterner, der Siemens AG, mit den Kollegen Herrn Dr.-Ing. Herbert Gambach, Herrn Dipl.-Ing. Andreas Zenkner, Herrn Dipl.-Ing. Frank Schremmer und Herrn Dipl.-Ing. Marcus Wahle danken. Ohne deren Hilfe und Materiallieferung für die verschiedenen Experimente wäre eine so umfassende Arbeit nicht möglich gewesen.

Zum Abschluss möchte ich mich natürlich bei meiner Familie und meinen Freunden bedanken. Ihre Hilfe und ihr Halt war für mich sehr wichtig in jeder Situation. Für eure Unterstützung während dieser Zeit, die sicherlich nicht selbstverständlich ist, vielen Dank.

Steffen Pierstorf

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit stellt einen ausführlichen Beitrag zum Kurzschlussverhalten von hochsperrenden IGBTs und Dioden dar. Dieses ist essentiell, um eine sehr hohe Sicherheit von Schaltanlagen bei Umrichtern für den Energietransport oder andere sehr wichtige Anlagen zu gewährleisten.

Zum Beginn wird auf mehreren Seiten ein Überblick über die aktuellen Publikationen und damit ein erster Einblick in das Schaltverhalten und die Fehlertypen des Kurzschlusses gegeben. Im weiteren Verlauf wird im Detail das Schaltverhalten vom IGBT sowie der Diode beschrieben. Mittels eines ausführlichen SOA (sicherer Arbeitsbereich)-Diagramms für den IGBT und die Diode werden die Grenzen im Einzelnen erklärt. Das Kurzschlussverhalten von hochsperrenden IGBTs und Dioden selbst wird mittels einer Umrichtertopologie für die verschiedenen Kurzschlussarten aufgezeigt. Durch das Auftreten der hohen Ströme, der Spannungen und der Verlustleistung beim Kurzschluss und durch die Gefahr einer Totalzerstörung der Anlage beim Kurzschlussereignis ist es umso wichtiger, eine Ansteuerung zu haben, die den Halbleiter kurzschlussfest macht. Hierbei werden bekannte sowie neuartige Kurzschlussarten beschrieben. Experimentelle Untersuchungen von Kurzschlüssen mit hochsperrenden Bauelementen zeigen das Verhalten sowie die Grenzen auf. Simulationen sollen hingegen den aktuellen Stand der theoretischen Analyse sowie die mögliche Grenze des Standhaltens im Inneren des Halbleiters widerspiegeln. Dieses wird ausführlich mit zwei verschiedenen Methoden beschrieben. Um die Sicherheit des Bauteils zu erhöhen, zeigt die Arbeit außerdem anhand mehrerer prinzipieller Aufbauten von Schutzschaltungen, wie die Grenzen des Standhaltens vergrößert werden können.

Abstract

The paper presented is a detailed contribution to the short-circuit behavior of high-blocking IGBTs and diodes. This is essential to ensure a very high degree of safety for switchgears in converters regarding the energy transport or for other very important installations.

At the beginning, a summary of the current publications is given on several pages and thus a first insight into the switching behavior and the types of error of the short circuit. In addition, the switching behavior of the IGBT and the diode is described in detail. By means of a detailed SOA (Safe Operating Area) diagram for the IGBT and the diode the boundaries are explained in depth. The short-circuit behavior of high-blocking IGBTs and diodes is shown by use of a converter topology for the different types of short circuit. By the appearance of high currents, voltages and the power loss in case of a short circuit and through the risk of a total destruction of the installation in the event of a short circuit it is even more important to have a control that makes the semi-conductor short-circuit-proof. Thus, established and also new types of short circuits will be described. Experimental investigations regarding short circuits with high-blocking components show the behavior and also the boundaries. By contrast, simulations are expected to reflect the current status of the theoretical analysis as well as the possible boundary of ruggedness inside the semi-conductor. Two different methods will be used to describe this in detail. To improve the safety of the component the paper also shows by means of several basic constructions of protective circuits how the boundaries of ruggedness can be enlarged.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	III
Abbildungsverzeichnis	VII
1 Einleitung	1
1.1 Problemstellung	3
1.2 Stand der Forschung	4
1.3 Gliederung der Arbeit	9
2 IGBT	10
2.1 Kennlinien	13
2.2 Schaltverhalten	15
2.3 Feldverlauf	22
2.4 Grenzwerte	25
2.4.1 Maximale Spannung	28
2.4.2 2. Durchbruch	29
2.4.3 Maximale Schaltleistung	30
2.4.4 Maximaler Kollektorstrom	30
2.4.5 Dynamisches Latch-Up	31
2.4.6 Maximale Gate-Spannung	32
2.4.7 Maximale Temperatur	33
2.4.8 Maximale Energie	33
3 Diode	35
3.1 Grenzwerte	40
3.1.1 Maximale Sperrspannung $U_{R(BR)}$	41
3.1.2 Maximale Schaltleistung	41
3.1.3 Maximale Verlustleistung P_{tot}	42
3.1.4 Maximaler Spitzenflussstrom $I_{F(SM)}$	42
3.1.5 Grenzlastintegral i^2t	43
3.1.6 Stromfilamentierung	44
4 Elektrische Belastung der Leistungshalbleiter in Fehlerfällen	45
4.1 Ausgangsseitiger Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite	46
4.2 Ausgangsseitiger Kurzschluss auf der Wechselspannungsseite	47
4.2.1 Kurzschlussstyp 1	48
4.2.2 Kurzschlussstyp 2	57
4.2.3 Kurzschlussstyp 2 Null-Strom	61

4.2.4	Kurzschlussstyp 3	63
4.2.5	Kurzschlussstyp 4	66
4.3	Kurzschluss im Umrichter	72
5	Schaltungstopologie	74
5.1	IGBT Zustandsermittlung	74
5.2	IGBT-Ansteuerung	78
5.3	Schutzmaßnahmen	79
5.3.1	Kollektor-Emitter-Spannung	79
5.3.2	Kollektorstrom	82
5.3.3	Dynamisches Latch-Up	86
5.3.4	Gate-Emitter-Spannung	86
5.3.5	Temperatur	86
5.3.6	Grenzlastintegral i^2t	87
6	Simulation	88
6.1	P Spice	88
6.1.1	Vergleich zwischen Simulation und Messung	89
6.1.2	Dynamische Betrachtung bei Variation des Gate-Widerstands	93
6.1.3	Variation der parasitären Elemente	97
6.2	Taurus Medici	104
6.2.1	Vergleich zwischen Simulation und Messung	106
6.2.2	Betrachtung der Feldverläufe und der Elektronenkonzentration	108
6.2.3	Thermischer Einfluss	112
7	Experimentelle Untersuchungen	116
7.1	Versuchsaufbau	116
7.2	Safe Operating Area (SOA)	118
7.3	Vergleich von Schutzmaßnahmen	126
8	Zusammenfassung	134
	Literatur	136
	Thesen	144

Abkürzungsverzeichnis

ΔU_{VG}	Gate-Treiberspannung, Differenz vom oberen zum unteren Spannungsniveau
μ_n	Beweglichkeit der Elektronen
μ_p	Beweglichkeit der Löcher
ρ	elektrische Ladungsdichte
ε	Dielektrizitätskonstante
ε_I	Dielektrizitätskonstante von Oxid
ε_{Si}	Dielektrizitätskonstante von Silizium
A_{mp}	Stromverstärkungsfaktor
C	Kapazität oder Fulop-Konstante
C'_I	normierte Isolator-Kapazität
C_{CDJ}	spannungsabhängige Verarmungszonen Kapazität zwischen Gate und Drain
C_{CE}	Kollektor-Emitter-Kapazität
C_{CG}	Kollektor-Gate-Kapazität
C_{GD}	Miller-Kapazität beim Mosfet zwischen Gate und Drain
C_{GE}	Kapazität zwischen Gate und Emitter
C_{GPE}	Kapazität zwischen Gate und Poweremitter
C_{GS}	Gate-Source-Kapazität
C_{ISS}	Eingangskapazität
C_M	konstante Kapazität zwischen Gate und Emitter mit einer isolierenden Siliziumoxidschicht als Dielektrikum
C_{OKD}	konstante Oxidkapazität zwischen Gate und Drain
C_{OXS}	konstante Oxidkapazität zwischen Gate und n^+ -Schicht
C_{OX}	Mosfet-Oxidkapazität
D_A	ambipolarer Diffusionskoeffizient
DUT	Untersuchungsobjekt (Englisch: device under test)
E	elektrische Feldstärke
e_0	Elementarladung $e_0 = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{As}$
g_m	Übertragungsteilheit als Faktor aus Kollektorstrom und Gate-Emitter-Spannung
i^2t	Grenzlastintegral
I_C	Kollektorstrom
I_F	Strom in Flussrichtung
I_R	Strom in Sperrrichtung
I_{AV}	arithmetischer Mittelwert des Schaltstroms
$I_{C(dyn,SC)}$	maximaler dynamischer Kollektorstrom beim Kurzschluss
$I_{C(SC)}$	stationärer Kollektorstrom beim Kurzschluss

Abkürzungsverzeichnis

I_{CE}	Kollektor-Emitter-Strom
$I_{F(SM)}$	maximaler Schaltstrom
$i_{G,max}$	maximaler Gate-Strom
$i_{G,min}$	minimaler Gate-Strom
I_{Last}	Last-Strom
I_{MOS}	Strom durch die Mos-Struktur
$I_{R(S)}$	Sperrstrom
$I_{R(SM)}$	maximaler Sperrstrom
I_{RMS}	Effektivwerte des Schaltstroms
$i_T(t)$	Durchlassstrom
j	Stromdichte
k	Boltzmann-Konstante
L_a	ambipolare Diffusionslänge
L_σ	parasitäre Streu-/Kommutierungsinduktivität
L_{Last}	Lastinduktivität
L_{MOS}	Länge des Mos-Kanals
n	Elektronendichte
n_i	Eigenleitungsträgerdichte
N_A	Dotierungsdichte bzw. Konzentration der Akzeptoren
N_D	Dotierungsdichte bzw. Konzentration der Donatorenrümpfe
p	Löcherdichte
P_{stat}	stationäre Schaltleistung
P_{tot}	maximale erlaubte Schaltleistung
R_S, R_W	lateraler Widerstand in der p-Wanne
R_F	Durchlasswiderstand in Flussrichtung
R_G	interner Gate-Widerstand
R_g	externer Gate-Widerstand
R_{thjc}	thermischer Übergangswiderstand vom Chip zum Gehäuse
S_{SC}	idealer Kurzschluss-Schalter
T	Temperatur oder Periodendauer
T_{case}	Gehäuse-Temperatur
T_{jmax}	maximale Chip-Temperatur
U_F	Spannung in Flussrichtung
U_R	Spannung in Sperrrichtung
$u_T(t)$	Durchlassspannung
U_{+VG}	obere Schaltspannung
U_{-VG}	untere Schaltspannung
$U_{CE(dyn,SC)}$	max. dynamische Kollektor-Emitter-Spannung bei Kurzschluss
$U_{CE,sat}$	unteres Kollektor-Emitter-Spannungsniveau im normalen Durch- lassbetrieb
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_{DS}	Drain-Source-Spannung
U_d	Zwischenkreisspannung
U_{GC}	Gate-Kollektor-Spannung
U_{GD}	Gate-Drain-Spannung

Abkürzungsverzeichnis

$U_{GE(dyn,SC)}$	Gate-Emitter-Spannung während des dynamischen Kurzschlusses
$U_{GE(th)}$	Gate-Emitter-Threshold-Spannung
$U_{GE,Miller}$	Gate-Emitter-Miller-Spannung
U_{GE}	Gate-Emitter-Spannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{Kanal}	Spannungsabfall über den Mos-Kanal
U_{N^+}	Spannungsabfall über die kathodenseitige Dotierung
$U_{R(BR)}$	Durchbruchspannung in Rückwärtsrichtung
U_{T0}	Threshold-Spannung
U_{VG}	Schaltspannung des Gates
V_P	inneres Potential im p-Gebiet
$V_{(BR)CES}$	Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung mit kurzgeschlossenem Gate
V_{CER}	Durchbruchspannung des pnp-Bipolartransistors in der IGBT-Struktur
$v_{d(n,p)}$	Driftgeschwindigkeit von Elektronen bzw. Löchern [cm/s]
$v_{n,p}$	Geschwindigkeit von Elektronen bzw. Löchern [cm/s]
v_{sat}	Sättigungs-Driftgeschwindigkeit bei hohen Feldern [cm/s]
w	Breite der Raumladungszone
w_B	Länge der intrinsischen n ⁻ Schicht
W_F	Fermi-Niveau [eV]
W_i	Eigenleitungsträgerdichte
w_R	Breite der PIN-Dioden-Struktur
w_v	Länge Raumladungszone bei der Diode
w_Z	Räumliche Ausdehnung in die Z-Richtung
w_{MOS}	Breite bzw. Tiefe des Mos-Kanals
Z_{th}	thermischer Übergangswiderstand
FBSOA	sicherer Arbeitsbereich in Vorwärtsrichtung (Englisch: forward bias safe operating area)
GTO	Leistungshalbleiter: gate turn-off thyristor
HVDC	Hochspannungs-Gleichspannung
IEC	Internationale Elektrotechnische Kommission (Englisch: International Electrotechnical Commission)
IGBT	Leistungshalbleiter: insulated-gate bipolar transistor
IGCT	Leistungshalbleiter: integrated gate-commutated thyristor
KS	Kurzschluss
MOS	Teilstruktur eines Halbleiters: metal oxyd semiconductor
Mosfet	Leistungshalbleiter: metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
pin-Diode	englisch: positive intrinsic negativ diode
RBSOA	sicherer Arbeitsbereich in Rückwärtsrichtung (Englisch: reverse bias safe operating area)
RRSOA	sicherer Ausschaltarbeitsbereich (Englisch: reverse recovery safe operating area)

Abkürzungsverzeichnis

SCSOA	sicherer Arbeitsbereich im Kurzschlussbetrieb (Englisch: short circuit safe operating area)
SOA	sicherer Arbeitsbereich, Englisch: safe operating area
Synopsys	Unternehmen im Bereich Halbleiter-Design-Software
Taurus Medici	.	Halbleitersimulationsprogramm der Firma Synopsys

Abbildungsverzeichnis

1.1	Überblick über Leistungshalbleiter	3
1.2	Schematische Darstellung der Fehlerarten beim Kurzschluss	4
2.1	IGBT-Konzepte	10
2.2	links: IGBT-Schaltzeichen nach der DIN EN 60617-5:1997; rechts: alternatives Schaltzeichen für einen normal leitenden n-Kanal-IGBT	12
2.3	IGBT-Unterteilung in Mosfet, Transistor und parasitärer Thyristor .	13
2.4	Ausgangskennlinienfeld eines IGBTs (n-Kanal-Anreicherungstyp .	14
2.5	Übertragungs-/ bzw. Transferkennlinie	15
2.6	IGBT-Struktur mit Ersatzschaltbild [20][33]	16
2.7	MOS-Struktur mit Kanalabschnürung; links: aktiver Bereich, $U_{CE} \ll U_{GE} - U_{GE(th)}$; mitte: Pinch-Off Bereich, $U_{CE} = U_{GE} - U_{GE(th)}$; rechts: Sättigungsbereich, $U_{CE} \gg U_{GE} - U_{GE(th)}$	16
2.8	schematisches Schaltverhalten vom IGBT	17
2.9	Gate-Ersatzschaltbild und Ersatzkapazität C_{ISS} eines IGBTs	17
2.10	schematisches Schaltverhalten des IGBTs	23
2.11	Simulation von Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf beim Einschaltvorgang	24
2.12	Simulation von Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf beim Ausschaltvorgang	25
2.13	FBSOA (oben) und RBSOA (unten) eines typischen IGBTs [51]	26
2.14	SOA eines typischen IGBTs	27
2.15	Schematische Darstellung eines IGBTs mit parasitären Elementen und verschiedenen Feldverläufen	28
3.1	Dioden-Schaltsymbol nach DIN EN 60617-5:1997 [30]	36
3.2	Unterscheidung zwischen Non-Punch-Through- (links) und Punch-Through-Verlauf (rechts) der Feldstärke bei Dioden [71][48]	36
3.3	Struktur der Leistungsdiode	36
3.4	Vierquadrantenkennlinie von Silizium-Dioden [77] [51]	37
3.5	Schaltverhalten der Diode	38
3.6	prinzipieller Elektronenkonzentrationsverlauf beim Einschaltvorgang [87]	39
3.7	prinzipieller Elektronenkonzentrationsverlauf beim Ausschaltvorgang [66][64]	39
3.8	prinzipieller Elektronenkonzentrationsverlauf beim snappigen Ausschaltvorgang [66]	39

3.9	RRSOA (reverse recovery safe operating area) einer typischen Diode [65] [64]	40
3.10	Feldverlauf bei sehr starkem dynamischen Avalanche - Typ 3	42
3.11	Maximaler Spitzenstrom in Abhängigkeit von den Schaltzyklen [83][67]	43
3.12	Strombelastung in Abhängigkeit von der Impulsdauer [83]	44
4.1	Spannungszwischenkreisumrichter	45
4.2	Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite am Beispiel eines einphasigen netzseitigen Umrichters	46
4.3	Verläufe beim Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite [72]	47
4.4	Verläufe beim Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite beim nachspeisenden Strom aus dem Netz (links: KS beim Maximum der Netzspannung, rechts: KS beim Minimum der Netzspannung [72]	47
4.5	Kurzschluss auf der Wechsellspannungsseite eines dreiphasigen Umrichters	48
4.6	Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines Typs 1	48
4.7	Pulsmuster für KS1	49
4.8	gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei KS1 mit großer Induktivität	50
4.9	gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei KS1 mit kleiner Induktivität	54
4.10	simulierter Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf bei KS1	56
4.11	simulierter Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf beim Abschalten eines Kurzschlusses	56
4.12	Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines Typs 2	57
4.13	Pulsmuster für einen Kurzschlussversuch eines Typs 2	57
4.14	gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei KS2	59
4.15	simulierter Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf bei KS2	60
4.16	Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines Null-Strom-Typs 2	61
4.17	Pulsmuster für einen Kurzschlussversuch eines Null-Strom-Typs 2	61
4.18	gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei Null-Strom KS2	62
4.19	simulierter Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf bei KS2 Null-Strom	63
4.20	Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines KS 3	64
4.21	Pulsmuster für einen Kurzschlussversuch eines KS 3	64
4.22	Simulierter Verlauf von Strom und Spannung bei KS3	65
4.23	gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei KS3	66
4.24	Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines KS 4	67
4.25	Pulsmuster für einen Kurzschlussversuch eines KS 4	67
4.26	gemessener Verlauf von Strom und Spannung beim typischen Dioden-Reverse-Recovery mit einschaltendem IGBT	69
4.27	gemessener Verlauf von Strom und Spannung beim Kurzschluss des Typs 4	70
4.28	Simulationsergebnis einer typischen Diode während des Reverse-Recovery-Verhaltens	71

4.29	Simulationsergebnis eines Kurzschlussstyps 4 Verhalten	72
5.1	Prinzipdarstellung einer Sigma-Delta-Strommessung [21]	76
5.2	Umrichter mit verschiedenen Strommesspunkten [24]	77
5.3	Strommessung mit einem zusätzlichen IGBT (links) [58] und mittels parasitärer Induktivität (rechts)	77
5.4	Prinzip einer Abkoppelschaltung (oben) und einer U_{CE} Messein- richtung per ohmschen-kapazitivem Spannungsteiler (unten)	78
5.5	Verfahren zur Gateansteuerung von IGBTs: Spannungssteuerung (links), Stromsteuerung (mittig) oder Widerstandssteuerung (rechts)	78
5.6	Grundprinzipien und Varianten des Aktiv-Clamping	81
5.7	Grundprinzip einer Regelung der Kollektor-Emitter-Spannung [57]	81
5.8	Übersicht über Prinzipdarstellungen von Gate-Klemmungen	83
5.9	Vergleich der Gate-Klemmung	85
5.10	gesteuerter sanfter Einschaltprozess [43]	85
6.1	Schaltplan der Simulation	90
6.2	Legende des Schaltplans	90
6.3	gemessener Stromverlauf beim KS2 eines 4500V/900A-IGBTs oben und eines simulierten CM600HA-24E PSpice-IGBT-Modells unten .	91
6.4	gemessener Spannungsverlauf beim KS2 eines 4500V/900A IGBT oben und eines simulierten CM600HA-24E PSpice-IGBT-Modell unten	92
6.5	simulierten Strom-Spannungsverlauf unter Variation des externen Gate-Widerstands	94
6.6	simulierte Gate-Emitter-Spannung unter Variation des externen Gate-Widerstands an den Hilfsanschlüssen (oben) und direkt am IGBT-Chip (unten)	95
6.7	simulierter externer (oben), interner (mitte) und Strom durch die Klemmung (unten) unter Variation des externen Gate-Widerstandes	96
6.8	simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der Kurzschluss- induktivität	98
6.9	simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der parasitär- en Kommutierungsinduktivität	99
6.10	simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der internen Gate-Induktivität	100
6.11	simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der externen Gate-Induktivität	101
6.12	simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der Indukti- vität im Klemmzweig	102
6.13	simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation des internen Gate-Widerstands	103
6.14	simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation des externen Gate-Widerstands	104
6.15	Schaltplan der Simulation	105
6.16	Legende des Schaltplans	106

6.17	IGBT-Zelle der Medici-Simulation (links: oberer Teil der IGBT-Zelle mit Gate und Emitter; rechts: unterer Teil der IGBT-Zelle mit Kollektor-Anschluss)	106
6.18	gemessener Stromverlauf beim KS2 eines 4500V/900A-IGBT links und eines simulierten FZ600R65KF1-Medici-IGBT-Modells rechts .	107
6.19	gemessener Spannungsverlauf beim KS2 eines 4500V/900A-IGBTs links und eines simulierten FZ600R65KF1-Medici-IGBT-Modells rechts	108
6.20	simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einem $di_{SC}/dt=1000A/\mu s$	110
6.21	simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einem $di_{SC}/dt=300A/\mu s$	111
6.22	simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einem $di_{SC}/dt=38A/\mu s$	112
6.23	simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einer Chip-Temperatur von 25°C	114
6.24	simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einer Chip-Temperatur von 125°C	115
7.1	Übersicht über den Teststand	117
7.2	Detailansicht des Teststands mit Kurzschließer	117
7.3	Ausschaltmessung eines 4500V/1200A-IGBTs bei $T_j=125^\circ C$	119
7.4	Einschaltmessung eines 4500V/1200A-IGBTs bei $T_j=125^\circ C$	119
7.5	Darstellung des Ein- und Ausschaltverhaltens inkl. RBSOA-Bereich bei einem 4500V/1200A-IGBT	119
7.6	gemessener typischer Strom-Spannungszeitverlauf eines 4500V/900A-IGBTs beim KS1 bei $T_j=125^\circ C$	120
7.7	gemessener Strom-Spannungszeitverlauf eines 4500V/1200A-IGBTs beim KS2 bei $T_j=125^\circ C$	121
7.8	gemessener Strom-Spannungszeitverlauf eines 4500V/1200A-IGBTs beim KS2 bei $T_j=125^\circ C$ mit Zerstörung	121
7.9	gemessener Strom-Spannungsdiagramm bei einem KS2 eines 4500V/900A-IGBTs	121
7.10	Vergleich von verschiedenen gemessenen Kurzschlussstypen bei einem 4500V/900A-IGBT	122
7.11	gemessener Einfluss der Temperatur beim KS2 eines 4500V/900A-IGBTs	123
7.12	Simulierter Verlauf von Strom und Spannung bei KS3	124
7.13	simulierter Strom-Spannungsverlauf eines 4500V/1200A-IGBTs beim Diodenkurzschluss (KS4) bei $T_j=125^\circ C$	124
7.14	oben: gemessener Diodenkurzschluss bei verschiedenen Kurzschlussinduktivitäten; unten: Diodenkurzschluss nach kurzer Leitdauer der 4500V/1200A-Diode, $U_d=2000V$ und bei $T_j=25^\circ C$	125
7.15	Ausschnitt der Schutzschaltung	127
7.16	Legende der Kurvenverläufe für die Abbildungen 7.17, 7.18, 7.19, 7.20, 7.21 und 7.22	127

7.17	messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=100nH$, $T_j=125^\circ C$)	128
7.18	messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim Einsatz eines C_{GPES} beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=100nH$, $T_j=125^\circ C$)	128
7.19	messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=500nH$, $T_j=125^\circ C$)	129
7.20	messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim Einsatz eines C_{GPES} beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=500nH$, $T_j=125^\circ C$)	129
7.21	messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=1000H$, $T_j=125^\circ C$)	130
7.22	messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim Einsatz eines C_{GPES} beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=1000H$, $T_j=125^\circ C$)	130
7.23	messtechnischer Vergleich KS-Typ 1 bei zwei verschiedenen Gate-Emitter-Spannungen ($U_d=1000V$, $L_{sc}=500nH$, $T_j=25^\circ C$)	132
7.24	gemessener KS-Typ 1 mit $L_{sc}=500nH$ bei $U_d=2000V$	132
7.25	messtechnischer Vergleich KS-Typ 4 bei verschiedenen C_{GPES} , $L_{sc}=100nH$, $U_d=1500V$ und $T_j=25^\circ C$	133

1 Einleitung

Der Markt für Leistungselektronik ist ein stark wachsender Bereich. Dieses ist besonders durch den zunehmenden Bedarf an Energie beim Verbraucher zu erklären. Durch den Bau von weiteren Energieerzeugern, wie zum Beispiel Windkraftanlagen, Kernfusionsreaktor, das Photovoltaik-Anlagenprojekt Desertec oder auch schadstoffarme fossile Kraftwerke, soll der Energiebedarf in Zukunft gedeckt werden. Diese Kraftwerke werden meistens an verbraucherfernen Orten errichtet. Zum Beispiel werden die meisten neuen Windkraftanlagen in Deutschland zukünftig offshore in der Nordsee oder in der Ostsee gebaut und der Schwerpunkt der Energieverbraucher befindet sich aktuell in Süddeutschland und in der Region Nordrhein-Westfalen. Diese Übertragung wird in naher Zukunft mithilfe der Hochspannungsgleichspannung stattfinden. Die Umformung der elektrischen Energie erfolgt mittels Leistungshalbleiter.

Die Abbildung (1.1) gibt einen Überblick über die aktuellen Leistungshalbleiter. Diesen kann man in mehrere Bereiche unterteilen. Silizium-Karbid-Halbleiter befinden sich für hohe Leistungen noch in der Entwicklung. Allerdings wird diesen ein hohes Potenzial für die Umsetzung hervorgesagt. Dieses Material könnte Siliziumbauteile für hohe Leistungen aus dem Markt verdrängen. Siliziumbauteile kann man weiterhin in 3 Gruppen gliedern. Dioden sind passive Bauelemente und damit nicht steuerbar. Bei der Schottky-Diode handelt es sich um ein unipolares Bauelement. Hier existiert nur eine Art der Dotierungsschicht in der Halbleiterstruktur in Flussrichtung und dadurch kommt es nur zum unipolaren Ladungsträgertransport. Bei den bipolaren Bauelementen tragen die Löcher und Elektronen gemeinsam den Strom. Außer bei der Schottky-Diode ist auch noch der MOSFET ein unipolares Bauelement. Dieser gehört zur Gruppe der Transistoren und ist im Gegensatz zu den Dioden steuerbar.

Thyristoren stellen die dritte Gruppe dar. Hierbei handelt es sich um einschaltbare Bauelemente, die nur bedingt gesteuert wieder ausgeschaltet werden können. Die Thyristoren haben einen wesentlichen Vorteil. Im leitenden Zustand besitzen sie einen kleinen Bahnwiderstand und erzeugen damit weniger Verluste. Der IGBT hingegen ist eine Kombination aus Bipolartransistor und Mosfet. Dieses Bauteil kann verlustarm ein- und ausschalten wie der Mosfet und im leitenden Zustand kommen die guten Durchlasseigenschaften des bipolaren Transistors zum Tragen. Für hohe Leistungen sind aktuell nur IGCTs und IGBTs verfügbar und diese werden in der HVDC-Übertragung oder bei elektrischen Zügen eingesetzt. Die Schaltverluste von Thyristoren und damit den IGCTs sind um ein Vielfaches höher als bei IGBTs und benötigen meistens ein Ausschaltentlastungsnetzwerk. Um Thyristoren abzuschalten, muss der Laststrom unterhalb des Haltestroms gere-

gelt werden. Dieser liegt meistens bei 30% des Laststroms und macht dadurch das Abschalten von hohen Strömen kompliziert. Bei IGBTs hingegen erfolgt das Abschalten nur durch das Umladen der Mos-Struktur. Dieses hat besonders bei hohen Schaltströmen Vorteile. Im Falle eines Kurzschlusses (Abkürzung: KS) beim Verbraucher steigt der Strom sehr schnell an und kann bei einem Thyristor durch die benötigte Schalteistung nicht mehr von selbst abschalten. Der IGBT begrenzt hingegen den Kurzschlussstrom und kann ihn auch aktiv abschalten.

Diese Eigenschaft ist bei IGBTs aber nicht immer gegeben. Besonders niederinduktive Kurzschlüsse führen derzeit zur Zerstörung. Die Robustheit des Bauelements ist elementar für den Einsatz von sicherheitsrelevanten Anlagen. Dem IGBT wird das größte Potenzial in der Leistungselektronik der Zukunft zugesprochen. Seine Qualitäten sind, außer dass er verlustarm mittels eines Gate-Kontakts ein- und ausschalten kann, seine guten Durchlasseigenschaften sowie seine Kurzschlussfestigkeit. In dieser Arbeit werden das Kurzschlussverhalten sowie die elektrischen und thermischen Grenzen betrachtet und mögliche Maßnahmen zur Steigerung der Robustheit von IGBTs im Kurzschlussfall aufgezeigt. Mittels einer Vollbrücke, einer typischen Umrichterstruktur, werden die verschiedenen Kurzschlussituationen untersucht. Kurzschlusszenarien bei anderen Umrichterstrukturen mit Zwischenkreisspannung, wie z.B. ein Multilevel-Umrichter oder ein 3-Punkt-Wechselrichter, können durch eine Vollbrücke bzw. teilweise auch durch eine Halbbrücke vollständig ersetzt werden. Hierdurch können die untersuchten Resultate auch auf andere Spannungswechselrichter mit IGBTs projiziert werden und sind dadurch für den Großteil der Umrichter anwendbar.

Ein großer Wirkungsgrad ist auch bei Umrichtern sehr wichtig. Um Schaltverluste und Durchlassverluste so klein wie möglich zu halten, werden hochsperrende Halbleiter für Umrichter von großen Leistungen eingesetzt. Derzeitig sind IGBTs mit einer Blockierspannung von bis zu 6,5kV und Dioden mit einer höheren Blockierspannung kommerziell erhältlich. Die Sperrspannung wird sich mit weiterer Entwicklung erhöhen, die Schaltverluste verringern und damit den Wirkungsgrad erhöhen.

IGBTs haben somit bei vielen Eigenschaften einen Vorteil gegenüber anderen Halbleiterschaltern. Dioden sind durch ihren strukturellen Aufbau sehr robust und leistungsstark. Die Dioden werden in Zukunft somit weiter als Gleichrichter oder als Freilaufzweig in Umrichtern eingesetzt. Diese Arbeit gibt einen Einblick in die Robustheit bzw. in das Verhalten bei einem Kurzschluss und führt die Möglichkeiten von Schutzfunktionen auf.

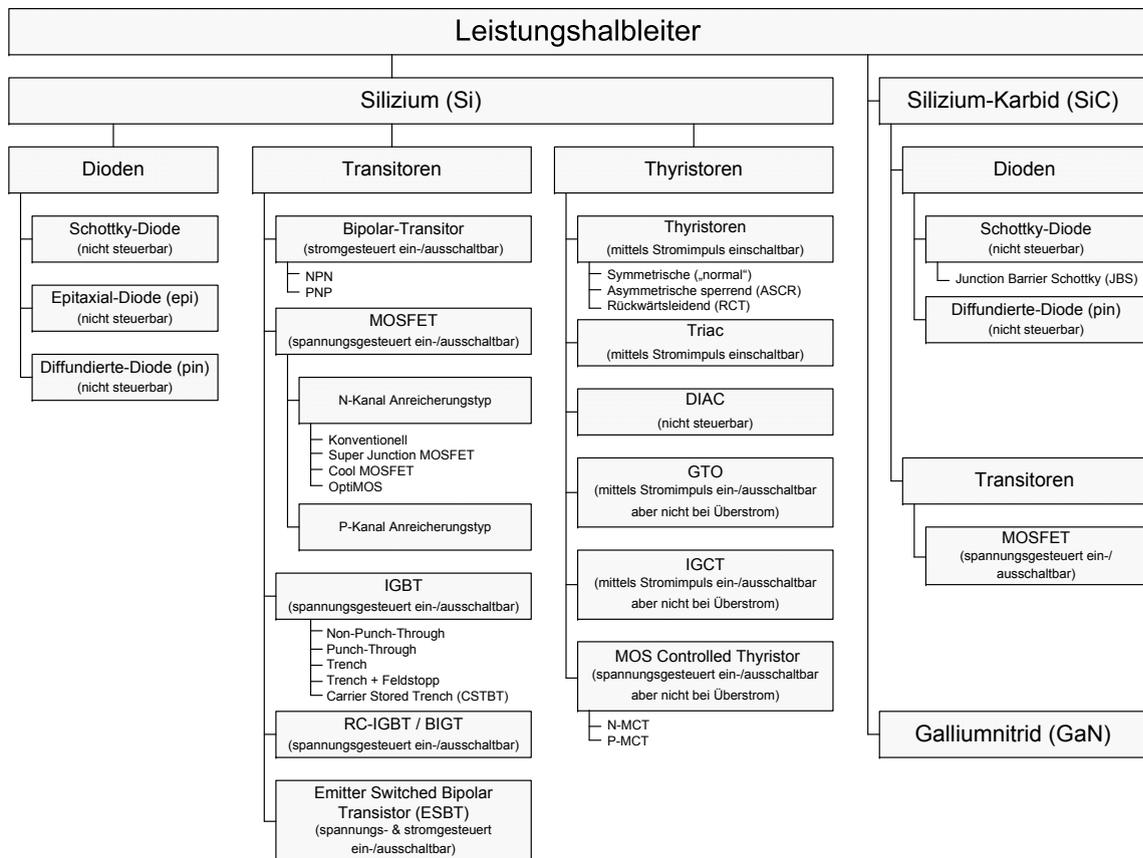


Abbildung 1.1: Überblick über Leistungshalbleiter

1.1 Problemstellung

Das Thema Kurzschlussfestigkeit bei IGBTs ist nicht neu. Dennoch wurde der Einsatz von IGBTs im hohen Leistungsbereich nur sehr spärlich betrachtet. Die einzige Kurzschlussuntersuchung beim IGBT vom Hersteller ist die Betrachtung des Schaltens auf eine niederinduktive Last. Dieses wird im Allgemeinen als Kurzschluss oder Typ 1 oder auch als „HSF“ (hard switched fault) bezeichnet. Bei einem Umrichter mit IGBTs als Leistungsschalter können verschiedene Schaltsituationen anhand des Pulsmusters und des Laststroms auftreten. Eine vollständige Untersuchung eines Kurzschlusses bei den verschiedenen Zuständen des Spannungsumrichters soll betrachtet werden. Für das Kurzschlussverhalten spielt außerdem die Temperatur, die Betriebsspannung und die Kurzschlussinduktivität eine entscheidende Rolle. Um eine Schutzmöglichkeit zu finden, soll anhand der untersuchten Belastungsgrenze eine Schutzmöglichkeit entwickelt werden, die nur einen geringen Einfluss auf das normale Schaltverhalten des Halbleiters hat und dennoch einen großen Schutz beim Kurzschluss führt. Bei der Ansteuerung von IGBTs handelt es sich meistens um kompakte Platinen, die keine großen Veränderungen zulassen und weil eine Schutzschaltung aus Prinzip das Schaltverhalten der Anlage nicht verändern soll, sollte die Möglichkeit einer Zusatzschaltung entwickelt

werden, die in Kombination mit der vorhandenen Ansteuerung verwendet wird. Damit werden auch die Grenzen für die Schutzschaltung vorgegeben. Der zur Verfügung gestellte IGBT vom Typ CM1200HC-90RA oder auch Typ CM900HB-90H ist ein langsam schaltendes Bauelement. Eine aktuelle Kurzschlusserkennung erfolgt derzeit über eine Abkoppelschaltung (Kapitel 5.1) und führt bei sehr langsam schaltenden Halbleitern zu einer Detektierung eines Kurzschlusses des Typs 1 außerhalb der zugesicherten Zeit des Standhaltens bei Kurzschlüssen. Dieses Problem muss für eine volle Kurzschlussfestigkeit eines IGBTs gelöst werden. Auch hier besteht die Aufgabe darin, ohne große Änderung des Treibers eine mögliche Detektionsschaltung zu entwickeln.

1.2 Stand der Forschung

Die Kurzschlussfestigkeit von IGBTs ist seit der Erfindung ein wichtiges Thema für den Anwender von Umrichtern. Durch Unvorsichtigkeit kann der Anwender sehr einfach einen Kurzschluss vom Typ 1 produzieren. Dieser Typ ist der Standardtyp und es wird vom Hersteller garantiert, dass der IGBT einem Kurzschluss standhält. Eine andere Bezeichnung für den Typ 1 ist auch „HSF“ (hard switched fault). Während des Betriebs eines IGBTs mit einer induktiven Last können ebenso Kurzschlüsse auftreten. Dieser wurde als Typ 2 oder auch als „FUL“ (fault under load) definiert [7][9][17][18][22][23][34][82]. Der Einsatz des IGBTs in einem Umrichter lässt aber auch noch andere Kurzschlussfälle zu. Diese wurden erst in den letzten Jahren erforscht und veröffentlicht (Typ 3, Typ 4, FUL-B, FUL-C) [10][46][47][60][61]. Eine detaillierte Unterteilung der Kurzschlusstypen wird später im Kapitel 4.2 erläutert. Hierbei sind maßgeblich der Schaltzyklus des Umrichters sowie die Richtung des vorhandenen Laststroms von Bedeutung.

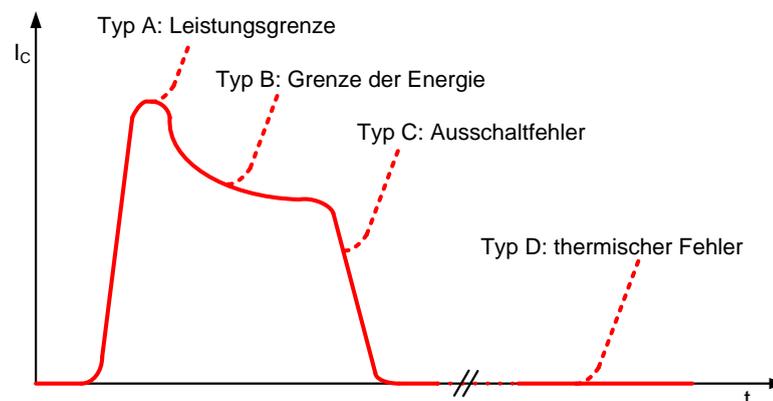


Abbildung 1.2: Schematische Darstellung der Fehlerarten beim Kurzschluss [41][56][87]

Der Kollektorstrom des IGBTs verhält sich während eines Kurzschlusses typischerweise wie in Abbildung 1.2 dargestellt. Abhängig vom Zustand des Kollektorstroms und der Zerstörung des IGBTs kann dieser einer bestimmten Fehlerart

zugeteilt werden. Typ A bedeutet, dass der IGBT seine Leistungsgrenze, also den maximalen Strom bei gleichzeitiger Kollektor-Emitter-Spannung auf dem Niveau der Zwischenkreisspannung erreicht hat. Typ B ist ein Fehlertyp, der im stationären eingeschwungenen Zustand durch das Erreichen der maximalen möglichen aufgenommenen Energie zerstört wird. Typ C ist altbekannt. Durch den Abschaltvorgang kommt es zur Überspannung, die durch die Stromänderung und die parasitäre Induktivität hervorgerufen wird. Teilweise wird dieses auch als inhomogenes Abschalten bezeichnet und bedeutet, dass kurzzeitig wenige IGBT-Chips einen größeren Strom führen müssen und es damit zu einer Stromfehlverteilung kommt. Ein weiterer Effekt ist nach erfolgreichem Abschalten des Kurzschlusses beim IGBT zu erkennen. Während des Kurzschlusses hat sich der IGBT so stark erwärmt, dass dieses nach dem Sperren zu einem erhöhten Sperrstrom führt. Unter dem Einfluss des erhöhten Sperrstroms und der vollen Kollektor-Emitter-Spannung kommt es zu einer weiteren Erwärmung, was zum sogenannten thermischen Weglaufen und zur Zerstörung führt [7][22][23][41][42][56][87]. Typ B sowie Typ D besitzen Kurzschlusseigenschaften, die nicht von außen zu beeinflussen sind. Diese Kurzschlussfestigkeit muss vom Hersteller durch eine gute thermische Anbindung oder andere Hilfsmittel erbracht werden. Typ C wird durch ein langsames Schalten beherrscht. Hierbei kommt es zu keiner großen Überspannung und das mögliche Schwingen zwischen den einzelnen IGBT-Chips auf dem Modul wird damit unterdrückt. Vorrangig kann der Anwender durch den gezielten Einfluss des Gates das Stromverhalten beeinflussen. Mögliche Schaltmechanismen zur Begrenzung von Überströmen werden im Kapitel 5.3.2 beschrieben, was einen essenziellen Einfluss auf den Typ A hat. Auf das Beherrschen dieses Typs der Zerstörung soll später in der Arbeit eingegangen werden. Die anderen Typen der Zerstörung sollen hier nur kurz erwähnt werden und sind nicht Bestandteil weiterer Untersuchungen.

Zur Minimierung der Schaltverluste werden hochsperrende IGBTs hart geschaltet. Dieses setzt einen niederinduktiven Kommutierungskreis voraus, um die Überspannung grundsätzlich zu minimieren. Die dennoch auftretenden Überspannungen werden durch ein bewusstes Ausschaltverhalten des IGBTs, also eine aktive Klemmschaltung, erzielt. Abgesehen von den Überspannungen muss auch eine Schutzschaltung vor Überströmen für den IGBT eingesetzt werden [15][22][23][76][82]. Diese werden hauptsächlich bei einem IGBT in Modulbauweise über die parasitäre Induktivität zwischen Hilfs- und Poweremitter detektiert [17][52][53]. Sollte dieses nicht vorhanden sein, gibt es Überlegungen, einen Hilfs-IGBT als Stromspiegelschaltung auf dem Leistungs-IGBT zu implementieren [31][75]. Diese Schutzschaltungen sollten minimal gehalten werden, um eine schnelle Reaktion und geringe Fehleranfälligkeit der Bauteile zu gewährleisten. Der Einsatz von Hilfs-IGBTs auf demselben Substrat des Leistungs-IGBTs führt wiederum zur Verringerung der zur Verfügung gestellten Fläche und ist deswegen bei großen Leistungshalbleitern keine Variante, die eingesetzt wird. Es wird die Verwendung der parasitären Induktivität zwischen Hilfs- und Poweremitter bei IGBTs in Modulbauweise forciert, um einen ausreichenden Schutz zu ge-

währleisten. Allgemeine Schutzvarianten, darunter auch die Verwendung eines Hilfs-IGBTs, werden ausführlich im Kapitel 5.3 erläutert.

Eine schaltungstechnische Überprüfung der Steuerung bzw. Schaltung wird mit einem Schaltungssimulationsprogramm, wie z.B. Simplorer, Saber oder PSpice, durchgeführt. Dabei unterliegen die IGBT-Modelle immer einer Modellbeschreibung, die auf einer physikalischen oder experimentellen Grundlage basiert. Umso detaillierter diese sind, desto genauer sind die Ergebnisse. Es gibt Bestrebungen, einfache Modelle zu erschaffen und dennoch exakte Ergebnisse damit zu erzeugen. Eine andere Simulationsmethode ist der Einsatz eines FEM-Programms (finite element method), z.B. Taurus Medici. Mit diesem Programm werden innere Strukturen des IGBTs betrachtet. Dieses beruht auf geometrischen Größen, mathematischen und elektrotechnischen Grundgleichungen. Als Ergebnisse werden Potential-, Feld-, Ladungsträger- und andere Verläufe dynamisch und stationär berechnet [18][11][38]. Die Simulationsergebnisse in dieser Arbeit wurden mittels PSpice und Taurus Medici erstellt. Jeder Halbleiter hat spezielle Eigenschaften und ohne ein perfektes Abbild als Modell für die Berechnung können die Ergebnisse nur einen Anhaltspunkt für die Realität darstellen. Ein Vergleich zwischen der Simulation der beiden Arten von Berechnungstypen ist im Kapitel 6 zu finden.

Mit einer Simulation nach FEM-Art kann bei besonderen Schaltzuständen eine inhomogene Ladungsträgerverteilung im Bauteil ermittelt werden. Dieses führt außerdem zu einer inhomogenen Feldverteilung, die sich auch in zweidimensionaler Richtung ausbilden kann. Eine solche Situation ist zum Beispiel unterhalb des Elektronenkanals in der p-Wanne zu erkennen. Die Elektronen fließen dabei in einem Bogen vom Emitter durch den n-Kanal in die Driftzone zum Kollektor. Unterhalb der p-Wanne ist durch die Flussrichtung kein Elektronenfluss vorhanden und es herrscht in horizontaler Ebene eine Ladungsträgerfehlverteilung. Dieses kann eine Filamentierung begünstigen. Eine weitere inhomogene Ladungsträgerverteilung existiert in vertikaler Stromrichtung bei großer Stromdichte. Bei allen bipolaren Bauelementen kommt es nach dem Ausräumen des Plasmaberges aus der Driftzone und nach der Aufnahme der Sperrspannung zum Entstehen der Feldstärke. Der Gradient der Feldstärke ist nach $\frac{dE}{dx} = \frac{\epsilon_0}{\epsilon} N_{eff} = \frac{\epsilon_0}{\epsilon} (N_D + p - n)$ definiert. Mit Erhöhung der Stromdichte, zum Beispiel durch eine höhere Sperrspannung oder die Generierung von Ladungsträgern, kommt es zu einer Erhöhung der Elektronen- und Löcherdichte, die einen Einfluss auf den Gradienten des Feldverlaufs hat. Die Löcher erhöhen den Feldstärkengradienten vor dem p-n⁻-Übergang und die Elektronen verringern den Feldstärkengradienten vor dem n⁻-n⁺-Übergang. Damit entstehen zwei Feldspitzen, zwischen denen der Feldverlauf eine hängemattenähnliche Form hat. Erhöht sich die Stromdichte weiter, wird dieser Zustand weiter verstärkt und die Feldstärkenspitzen an beiden Dotierungsübergängen des Halbleiters steigen weiter an. Beim weiteren Anstieg der Stromdichte kommt es zu einem sogenannten Oberflächen-Punch-Through der Raumladungszone. Hierbei breitet sich die Raumladungszone bis zum Halbleiter-Metall-Kontakt erst auf einer Seite des Halbleiters aus und bei noch größerer Stromdichte auch an der anderen Seite des Halbleiters. Im letzten Fall verhält sich

das Bauteil wie ein ohmscher Widerstand, kann keine Spannung mehr aufnehmen oder sperren und ist als Halbleiter nicht funktionsfähig. Diese inhomogene Ladungsträgerverteilung kommt bei allen bipolaren Bauteilen, wie einer Diode, einem Mosfet, einem Thyristor oder auch einem IGBT vor. Weitere Details werden in [2][41][48] beschrieben.

Zum nicht gewünschten „Einrasten“ beziehungsweise „Latch-Up“ des parasitären Thyristors innerhalb des IGBT-Halbleiters wurden schon sehr früh Untersuchungen unternommen [48]. Hierbei kommt es während des Ausschaltprozesses des IGBTs zu einem Verschiebestrom vom Emitter-Kontakt zum p-n⁻-Übergang. Dabei durchströmt es den lateralen Widerstand in der p-Wanne und es kommt zu einer möglichen Spannungsanhebung. Beim Überschreiten der Flussspannung von der parallelen Struktur des Emitter-n⁺-p-Übergangs wird dieses leitend und damit kommt es zum Einschalten des parasitären Thyristors. Ein Abschaltvorgang vom Gate-Kontakt des IGBTs ist nicht mehr möglich und dieser Vorgang kann nur durch einen sehr gut leitenden lateralen Widerstand in der p-Wanne unterbunden werden. Dieses Phänomen kann auch bei zu großen Kollektorströmen beobachtet werden. Dieses wird auch als statischer Latch-Up bezeichnet. Weitere Details werden im Kapitel 2.4.4 oder auch 2.4.5 beschrieben.

Der „zweite Durchbruch“ ist eine Besonderheit, die bei Mosfets und somit auch bei IGBTs auftritt. Bei diesem Ereignis wird die Sperrfähigkeit des Halbleiters durch einen großen Strom herabgesetzt. Untersuchungen diesbezüglich wurden schon sehr früh von Rossel [69] gezeigt. Durch das Anlegen einer negativen Gate-Emitter-Spannung kann die Grenze des zweiten Durchbruchs vergrößert werden. Bei der Betrachtung der SOA (Kapitel 2.4) wird näher auf diese Besonderheit eingegangen. Eine externe Schutzschaltung existiert für diesen Fall nicht. Der Anwender darf diesen Bereich des Halbleiters nicht durchlaufen. [2][41][71]

Für die dynamische Betrachtung eines IGBT-Moduls muss man auch die parasitären Elemente innerhalb des Moduls betrachten. Ein Modul besteht immer aus mehreren Chips, die parallel mit mehreren internen Dämpfungswiderständen geschaltet sind. Durch schnelles Schalten entsteht innerhalb des Moduls ein Schwingkreis, was mit der parasitären Induktivität in der Gate-Leitung, parasitären Kapazitäten im Chip und dem Dämpfungswiderstand einen Kreis bildet. Durch das mögliche Oszillieren im Gate-Kreis oder bei einer starken Entsättigung der Kollektor-Emitter-Strecke kann es zu chapteriellem oder vollständigem Sperren des Kollektorstroms im IGBT-Modul kommen [6][9][46][54]. Das Abschalten des kompletten Moduls wird auch als „self turn-off“ bezeichnet [8]. Eine Untersuchung dieses Phänomens wurde nicht weiter betrachtet, da für eine messtechnische Betrachtung ein offenes IGBT-Modul oder eine Parallelschaltung von einzelnen IGBTs zwingend notwendig ist. Weiterhin ist die Optimierung der internen Struktur des IGBT-Moduls die Aufgabe des Herstellers und von außen hat der Anwender keinen Einfluss auf das mögliche Entstehen der Oszillation.

Um Schaltverluste oder Durchlassverluste zu minimieren, gibt es Bestrebungen, den IGBT-Chip höher auszunutzen. Dieses geschieht durch den Wandel von NPT- oder PT-IGBTs zu IGBTs mit einer Trench-Technologie [42][18]. Durch die Herstellung neuer Halbleiter unter Verwendung neuer Technologien werde diese genauer und immer kleiner in der Fläche, aber auch in der Dicke. Ein kleiner geschichtlicher Überblick über die IGBTs mit den einzelnen IGBT-Typen wird am Anfang von 2 gegeben. Durch eine Reduzierung des Halbleitermaterials kommt es zu einer Veränderung der Kurzschlussfestigkeit, aber auch durch die Optimierung von Dotierungen können Verbesserungen bezüglich des Schaltverhaltens sowie der Kurzschlussfestigkeit erzielt werden [7]. Durch eine Optimierung kann ein sogenannter Selbstklemmeffekt (SSCM = switching self claming mode) vor Überspannungen erreicht werden [62]. Es gibt dabei Untersuchungen zu den inneren Feldverläufen des Chips. Die ersten Ergebnisse zeigen keine Nachteile beim Einsatz der sehr dünnen Trench-IGBTs. Die aufgenommenen Energien während des Kurzschlusses erzeugen einen Temperaturanstieg innerhalb des IGBTs, der beim Überschreiten der Grenzenergie zur Zerstörung führt [56][44]. Eine Abschaltung des Kurzschlusses innerhalb der typischen $10\mu\text{s}$ Kurzschlussdauer ist Aufgabe des Anwenders, aber eine vorherige Zerstörung des Halbleiters durch eine zu große Energieaufnahme aufgrund eines schlechten thermischen Übergangs zur Bodenplatte oder durch die geringe Wärmekapazität des Chips mittels der geringeren Dicke ist Aufgabe des Halbleiterherstellers.

Temperaturanstiege und Lastwechsel sind kritisch für alle Verbindungen, wie unter anderem zwischen dem Chip und den Bonddrähten. Aber auch durch hohe Spannungen und Temperaturwechsel können Strukturveränderungen im Chip herbeigeführt werden. Laufende Untersuchungen zeigen, dass ein IGBT weit mehr als den definierten 1000 Kurzschlüssen standhält und es kommt zu keiner starken Strukturänderung innerhalb des Chips. Diese Strukturänderungen sind bekannt und werden als unkritisch angesehen [1][32][42]. Das Ablösen der Bonddrähte durch Überlastung hingegen ist kritisch und führt zur Zerstörung. Der Einsatz eines Press-Pack-IGBTs umgeht das Problem mit Bonddrähten und lässt auch einen großen Laststrom durch eine größere Anzahl an IGBT-Chips innerhalb eines Packs bei beidseitiger Kühlung zu. Ein Press-Pack-IGBT hat den Vorteil, dass bei einer Zerstörung des IGBT-Chips das entstehende Plasma in dem Gehäuse eingekapselt bleibt, aber der technische Zustand danach ist nicht klar definiert. Für die Überbrückung eines IGBT-Press-Pack-Moduls sollen mögliche wärmeempfindliche Kontaktplatten eingesetzt werden. Diese sollen durch die Wärmeentwicklung des Kurzschlusses flüssig werden und damit die beiden Kontaktflächen zusammenlöten [63]. Auch bei der Modulbauweise muss man gegen das austretende Plasma bei der Zerstörung etwas tun. Eine mögliche Einkapselung dessen wäre möglich, aber auch hier ist der technische Zustand des Moduls nach der Zerstörung nicht klar definiert [13][28]. Temperaturanstiege bzw. Lastwechsel sind sekundäre Effekte beim Kurzschluss und werden deswegen nicht weiter betrachtet.

1.3 Gliederung der Arbeit

Zu Beginn werden die Grundlagen, die Struktur und die verschiedenen Schaltsituationen im Normalbetrieb des IGBTs näher betrachtet (Kapitel 2). Hier werden auch der Abschnürbereich des Mos-Kanals und seine Funktion beschrieben. Zu den Grundlagen des IGBTs gehören auch die verschiedenen Grenzen im Arbeitsbereich. Dieses ist ein wichtiger Punkt dieser Arbeit.

Ein weiteres Bauteil in einem Umrichter bzw. in einem IGBT-Modul ist die Freilaufdiode. Diese soll den IGBT vor hoher Sperrspannung schützen, weil die modernen IGBTs hierfür nicht ausgelegt sind. Sollte bei einem Kurzschluss die Diode zerstört werden, ist damit auch der IGBT bzw. der Umrichter unbrauchbar. Im Kapitel 3 werden die Grundlagen und die Grenzbedingungen der Diode theoretisch beschrieben. Eine messtechnische Erprobung dieser Grenze bei der Diode wurde nicht vorgenommen, weil bei allen Kurzschlussmessungen dieses Bauelement im Vergleich robuster als der IGBT war.

Das Kapitel 4.2 zeigt die verschiedenen Kurzschlussfälle. Hierbei werden auch neuartige Kurzschlussfälle gezeigt, die noch keine Betrachtung erfuhren (Kurzschlussstyp 2 Null-Strom sowie Kurzschlussstyp 4). Anhand einer Vollbrücke und des Pulsmusters werden die einzelnen Fälle quantifiziert. Mittels einer Halbleitersimulation werden hierbei der innere Feldverlauf und der Ladungsträger für die verschiedenen Fälle gezeigt. Im weiteren Verlauf soll ein Überblick über eine Auswahl von Schaltkonzepten gezeigt werden. Zuerst soll ein Blick auf die Zustandserkennung des IGBTs, dann auf die verschiedenen Möglichkeiten der IGBT-Ansteuerung und zuletzt auf die Konzepte der Schutzmaßnahmen geworfen werden. Eine experimentelle Betrachtung und eine Variation der Glieder der Schutzschaltung soll die Qualität einer Maßnahme widerspiegeln. Dieses wird ausgiebig im Kapitel 7.3 beleuchtet.

Eine weitere theoretische Betrachtung ist im folgenden Kapitel 6 bei der Simulation eines Kurzschlusses zu finden. Dabei wird ein Vergleich zwischen einem reinen Schaltungssimulator (P Spice) und einem Halbleitersimulator (Medici) dargestellt. Mit einer Variation der parasitären Elemente im Schaltkreis soll eine Quantifizierung der einzelnen Glieder im Kurzschlussfall betrachtet werden. Bei der Halbleitersimulation können außerdem die Feldstärke und die Ladungsträger unter Variation der parasitären Elemente gezeigt werden. Im letzten Kapitel erfolgt die messtechnische Überprüfung. Diese gilt als Grundlage dieser Arbeit, da eine Simulation immer nur eine theoretische Betrachtung ist und nur auf Formeln basiert. Die Ermittlung der Grenze im Kurzschlussfall und damit die Erstellung eines sicheren Arbeitsbereichs im Kurzschlussbetrieb ist ein weiterer wichtiger Punkt dieser Arbeit, welcher vorher nicht im Detail analysiert und ausgewertet wurde. Dieses wird an einem IGBT-Typ beispielhaft mit einem Kurzschlussfall 2 exzessiv ausgeführt. Ein zweiter IGBT-Typ dient zur Verifizierung der Erkenntnis. Alle messtechnischen Untersuchungen wurden über einen längeren Zeitraum an der Universität in Rostock realisiert. Kapitel 7.1 gibt einen Überblick über das eingesetzte Equipment. Zum Schluss sind eine Zusammenfassung und ein Ausblick zu finden.

2 IGBT

Der „Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)“ vereint die Vorteile eines Transistors und eines Mosfets. Geringe Durchlassverluste und kleinere Schaltenergien sind zwei der größten Vorteile dieses Bauteils. 1968 wurde das Prinzip eines MOS-gesteuerten Transistors als Patent [86] das erste Mal veröffentlicht. 1979 wurden die ersten praktischen Erfahrungen mit einem IGBT durch Baliga [4] veröffentlicht. Aktuell sind IGBTs bis zu einer Blockierspannung von 6500V [26] kommerziell verfügbar.

Während dieser Entwicklung hat das Bauteil verschiedene Namen erhalten. Da die innere Struktur des IGBTs aus 4 Schichten (npnp) aufgebaut ist, enthält diese eine Mosfet-Schicht, die eine Transistorstruktur schaltet, und einen Thyristor. In diesem Zusammenhang wurde es als ein „Vertical - Channel M.O.S. Gated Thyristor“, „Insulated Gate Rectifier (IGR)“, „Conductivity - modulated FET (COM-FET)“, „Gain - enhanced MOSFET (GEMFET)“, „Bipolar FET (BiFET)“ oder auch „Injector FET“ bezeichnet [26]. Anfang der 80er war der Fertigungsprozess nicht so genau und es konnten nur Strukturen bis zu einer Genauigkeit von $6\mu\text{m}$ in einem ebenflächigen Aufbau gefertigt werden. Die 6. Generation von IGBTs besitzt mittlerweile eine Struktur der Schichten unter $0,5\mu\text{m}$ Genauigkeit. Diese Eigenschaft und die bessere Qualität sind maßgeblich für die Entwicklung der mechanischen Herstellung und Qualitätsmerkmale des Bauteils.

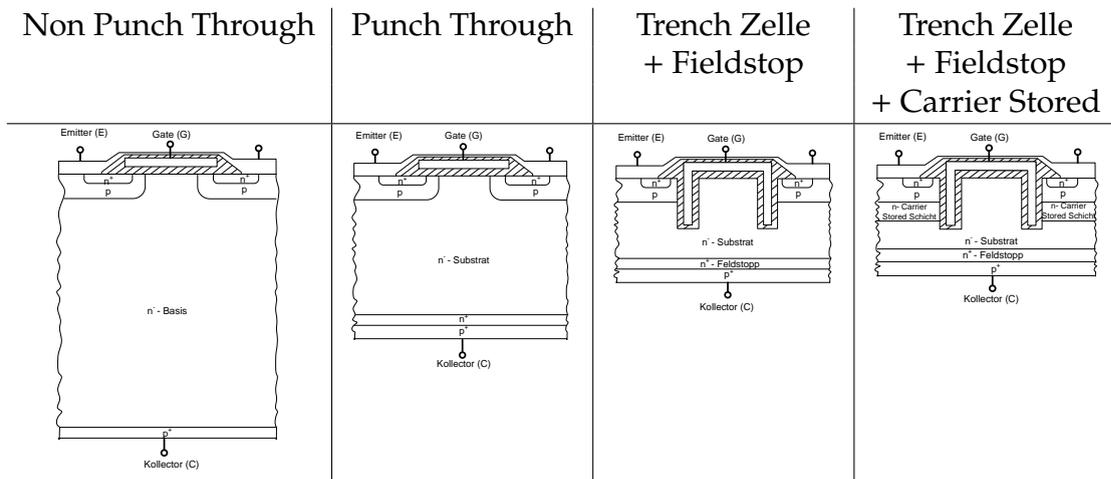


Abbildung 2.1: IGBT-Konzepte

Die Abbildung 2.1 gibt einen Überblick über die Entwicklung des IGBT-Aufbaus. Wurde zum Anfang noch ein Non-Punch-Through-IGBT mit einer Chipdicke von

etwa $300\mu\text{m}$ [39] verwendet, wird die 6. Generation mit Dicken von $130\mu\text{m}$ [50] und einer Flächenverkleinerung [73] von 75% produziert. Durch die Einführung einer Feldstoppschicht konnte die Chipdicke bedeutend verkleinert und damit die Durchlassverluste verringert werden. Die weiteren Entwicklungen haben folgende Ziele: die Erhöhung der Schalteleistungen, die Verringerung der Verluste, die Erweiterung der Betriebstemperatur, zum Beispiel durch die Verwendung anderer Materialien, die Erhöhung der Lebensdauer und die Verringerung des Ansteuerungsbedarfs [85].

Auf Grundlage des PT-IGBTs wurde der erste Typ des IGBTs hergestellt. Hierbei wurden mittels Epitaxie die einzelnen Schichten auf einen relativ dicken hochdotierten Wafer aufgetragen. Durch die relativ dicke p-Schicht am Kollektoranschluss kommt es infolge des internen pnp-Transistors zu einem großen Emitterwirkungsgrad. Ein großer Emitterwirkungsgrad steigert das Risiko der Latch-Up-Anfälligkeit des parasitären Thyristors. Mittels möglicher Golddotierung oder Elektronenbestrahlung wird eine Senkung der Ladungsträgerlebensdauer in der Driftzone mit teilweise anhängendem n^+ -Buffer eingestellt, was zum Einstellen des pnp-Stromverstärkungsfaktors führt. Der Löcherstrom ist mit 40...45% am Gesamtstrom beteiligt und es existiert ein negativer Temperaturkoeffizient infolge der steigenden Anzahl von freien Ladungsträgern bei höherer Temperatur. Durch den Einfluss der Temperatur wird eine Parallelschaltung von mehreren IGBT-Chips erschwert und die Schaltzeiten verändern sich stark, sodass die Schaltverluste stark abhängig von der Temperatur sind.

Der NPT-IGBT wird auf einem homogenen dünneren schwach dotierten n^- -Wafer hergestellt. Die p^+ -Schicht am Kollektoranschluss wird mittels Rückseitenimplantation aufgebaut, was durch den technologischen Prozess umständlich ist und den IGBT teuer macht. Diese Schicht wird nur sehr dünn induziert, was zu einem geringen Emitterwirkungsgrad des pnp-Transistors führt. Eine zusätzliche Bestrahlung der Driftzone zum Einstellen des Basistransportfaktors ist nicht mehr nötig. Der Löcherstrom beträgt zum Gesamtstrom 20..25%, was zu einer größeren statischen Durchlassspannung im Vergleich zum PT-IGBT führt. Außerdem existiert ein positiver Temperaturkoeffizient, was eine Parallelschaltung vereinfacht und die Robustheit steigert. Durch die höhere Temperatur wird die Beweglichkeit stärker herabgesetzt als der Anstieg der freien Ladungsträger und somit sinkt die Leitfähigkeit des Halbleiters. Weiterhin sind die Schaltzeiten geringer temperaturabhängig als bei PT-IGBTs, was zu einem besseren und kontrollierten Schaltverhalten führt.

Bei Trench-IGBTs wird im Gegensatz zu planaren IGBTs das Gate nicht nur waagrecht auf die Mosfet-Struktur aufgebracht, sondern das Gate taucht senkrecht in die n^- Schicht ein. Hierdurch kommt es zu einer Anreicherung von Ladungsträgern in der Driftzone, was eine niedrigere Durchlassspannung nach sich zieht. Die Chipfläche kann infolge einer höheren Stromdichte reduziert werden. Die Gate-Kapazitäten der Trench-Struktur sind bei vergleichbarer planarer Struktur

größer. Dieses führt zu größeren Schaltverlusten, aber durch die geringere Chipdicke entstehen weniger Durchlassverluste.

Mittels Fieldstop oder auch Carrier Stored kann der IGBT-Chip weiter dünner hergestellt werden. Bei Fieldstop wird eine zusätzliche n^+ -Bufferzone vor der p^+ -Zone am Kollektor eingebaut, was zu einem trapezförmigen Feldverlauf im Sperrzustand führt. Durch diese Bufferzone hat das Bauelement im Vergleich zu PT-IGBTs, wo eine Bestrahlung der Driftzone nötig war, keine unerwünschte starke Temperaturabhängigkeit mehr. Durch eine Carrier Stored-Schicht zwischen p -Schicht am Emittterkontakt und der n^- Driftzone wird die Ladungsträgerkonzentration auf der Emittterseite angehoben. Mit beiden Varianten werden die statischen Durchlassverluste minimiert.

Das verwendete Gehäuse vom Chip hängt hauptsächlich vom Schaltstrom ab. In ein TO220-Gehäuse werden IGBTs mit einem Schaltstrom von 100A eingesetzt. Press-Pack-IGBTs werden vorrangig für sehr hohe Schaltströme verwendet, weil sie teurer in der Produktion und komplizierter in der Montage sind. Darüber hinaus gibt es IGBTs in Modulbauweise. Diese Gehäuseform wird vorrangig für alle normalen höheren Leistungsbereiche eingesetzt.

Beim Bauelement gibt es für jeden Typ ein unterschiedliches Symbol [30] (Abbildung 2.2). Dabei unterscheidet es sich in der Dotierung des Grundmaterials. Wie beim Mosfet gibt es damit einen „n-“ oder „p-“Kanal-IGBT. Der normal leitende n-Kanal-IGBT hat sich durch seine Eigenschaft durchgesetzt. Zusätzlich zu den Schaltzeichen aus der IEC hat sich noch ein älteres Symbol durchgesetzt. In dieser Arbeit wird dieses alternative Zeichen verwendet.

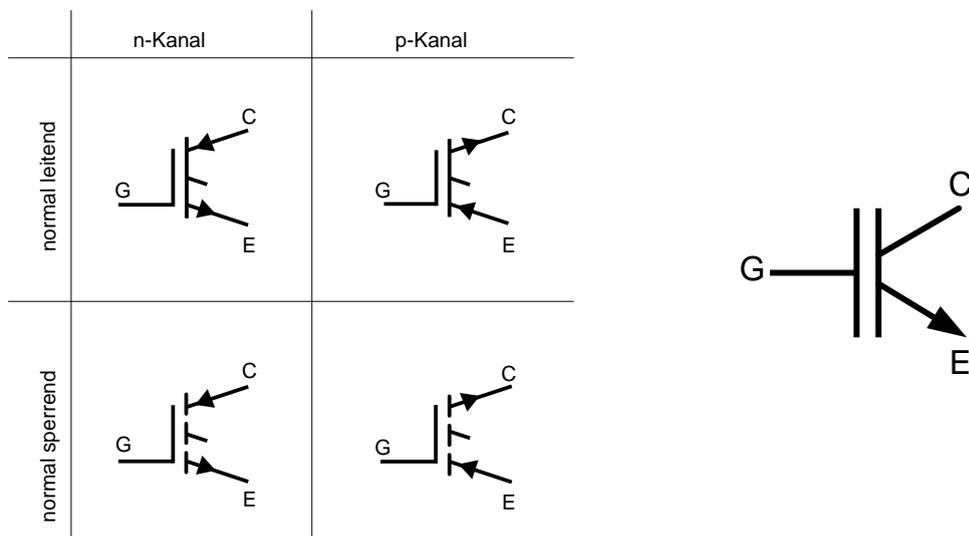


Abbildung 2.2: links: IGBT-Schaltzeichen nach der DIN EN 60617-5:1997;
rechts: alternatives Schaltzeichen für einen normal leitenden n-Kanal-IGBT

2.1 Kennlinien

Durch seine 4 Dotierungsschichten (npnp) (Abbildung 2.3) enthält jeder IGBT einen parasitären Thyristor. Bei der Herstellung muss dafür gesorgt werden, dass der laterale Widerstand R_S (in mancher Literatur auch R_W genannt) der p-Wanne sehr niederohmig ist, weil bei großen Kollektorströmen über diesen Widerstand ein so großer Spannungsabfall entsteht, sodass der npn-Transistor und damit der parasitäre Thyristor leitfähig werden. Dieser Vorgang wird auch als „Latch-Up“ oder als „Einrasten“ bezeichnet und der Halbleiter wird damit unkontrollierbar. Bei den aktuellen IGBTs ist die Gefahr des Einrastens sehr gering.

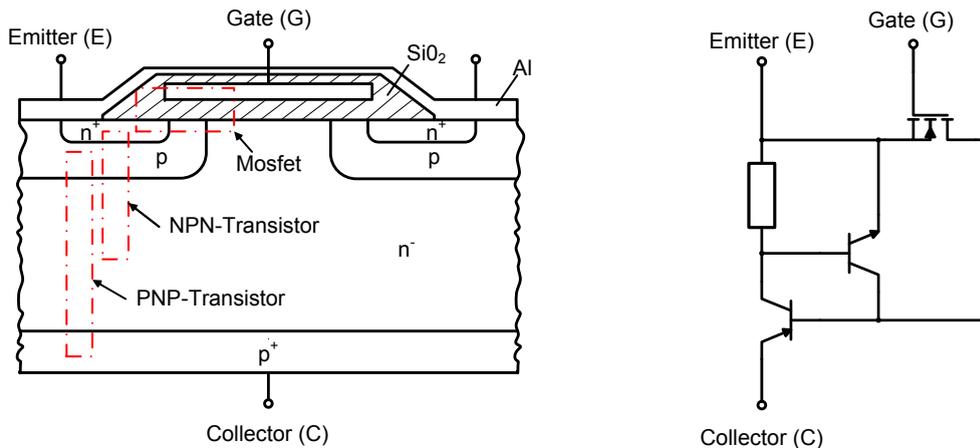


Abbildung 2.3: IGBT-Unterteilung in Mosfet, Transistor und parasitärer Thyristor

Die Abbildung 2.4 zeigt das Ausgangskennlinienfeld eines IGBTs. Der Verlauf im Quadrant 1 kann in 4 Bereiche unterteilt werden. Um den Null-Punkt existiert nur ein Stromfluss durch die Mosfet-Struktur und über einen pn-Übergang. Dieser Bereich wird auch als Schwellenbereich bezeichnet. Der nächste Abschnitt ist der Sättigungsbereich. Dieser Schaltzustand im Durchlassbereich wird im normalen stationären Einzustand bevorzugt, um geringe Durchlassverluste zu produzieren. Der Mosfet und der npn-Transistor sind leitend und der Kollektorstrom stellt sich über die Last ein. Der aktive Bereich ist der Bereich, wo der Mosfet den Kanal abschnürt und damit wird dieses auch als Abschnürbereich bezeichnet. Der npn-Transistor begrenzt hierbei den Strom in Abhängigkeit des vom Mosfet gelieferten Drain-Stroms. Dieser Drain-Strom wird wiederum über die Gate-Emitter-Spannung gesteuert. In diesem Bereich entstehen die größten Schaltverluste und dieser darf nur kurz beim Schalten durchfahren werden. Bei zu großer Kollektor-Emitter-Spannung im stationären Sperrbetrieb erfolgt ein Avalanche-Durchbruch bei kurzgeschlossenen Gate-Emitter-Anschlüssen, der als $V_{(BR)CES}$ bezeichnet wird und dieses entspricht physikalisch etwa der Durchbruchspannung V_{CER} des npn-Bipolartransistors in der IGBT-Struktur. Ein Avalanche-Durchbruch ist vom Kollektorstrom abhängig und setzt bei größeren Strömen bei kleinerer Kollektor-Emitter-Spannung ein.

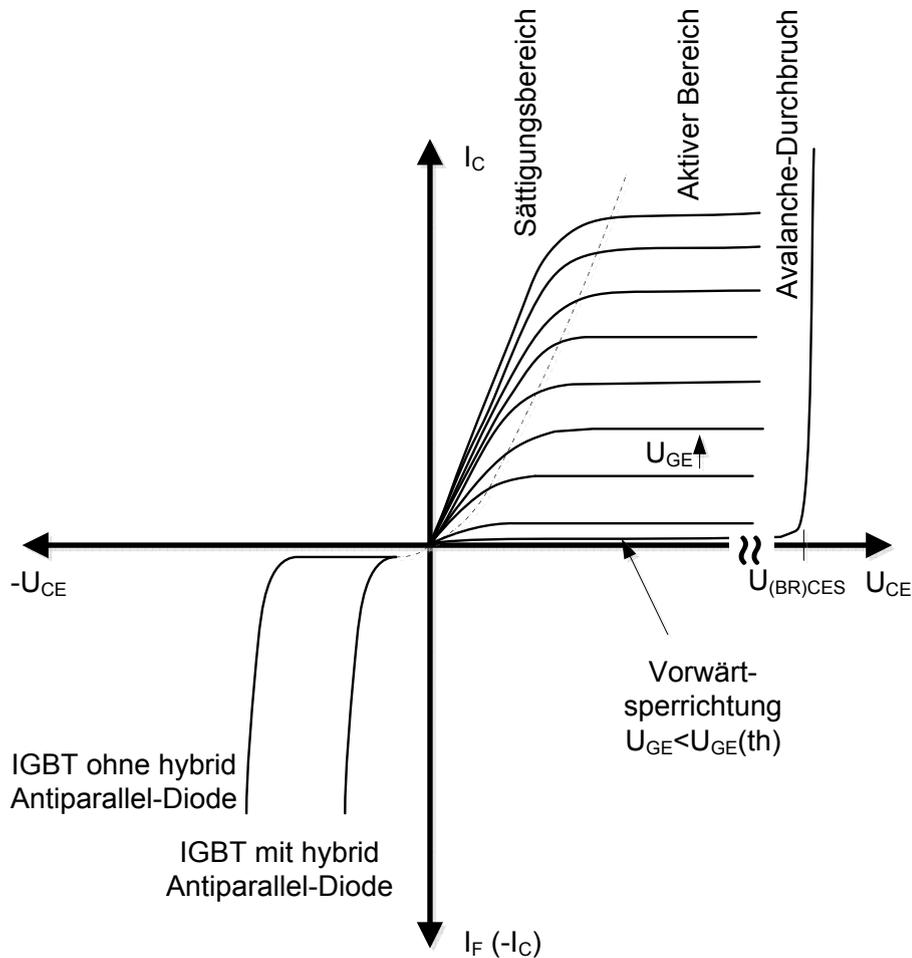


Abbildung 2.4: Ausgangskennlinienfeld eines IGBTs (n-Kanal-Anreicherungsstyp)

Der Verlauf im Quadrant 3 wird als Rückwärtsbetrieb bezeichnet. Durch den vorhandenen kollektorseitigen pn-Übergang ist der IGBT in Sperrrichtung gepolt und es kann kein Strom fließen. Die antiparallele Diode, die in den meisten IGBT-Modulen vorhanden ist, bestimmt hierbei den Strom-Spannungsverlauf. Bei NPT-IGBTs mit einer dicken und niedrig dotierten p-Schicht am Kollektoranschluss und bei gleichzeitigem entsprechendem Randabschluss ist ein IGBT voll rückwärtssperrfähig, aber durch den Wunsch, geringe Durchlassverluste zu generieren, wurde die Aufnahme der Blockierspannung stark herabgesetzt und es bedarf einer Freilaufdiode zum Schutz des IGBTs.

Mittels der Transferkennlinie (Abbildung 2.5) und des Ausgangskennlinienfelds (Abbildung 2.4) kann die Übertragungsteilheit g_m bestimmt werden. Die Steilheit im Abschnürbereich steigt mit I_{CE} Strom und U_{CE} Spannung. Mit höherer Chiptemperatur wird die Steilheit kleiner. Sie ist definiert als

$$g_m = \frac{dI_C}{dU_{GE}} = \frac{I_C}{U_{GE} - U_{GE(th)}} \quad (2.1)$$

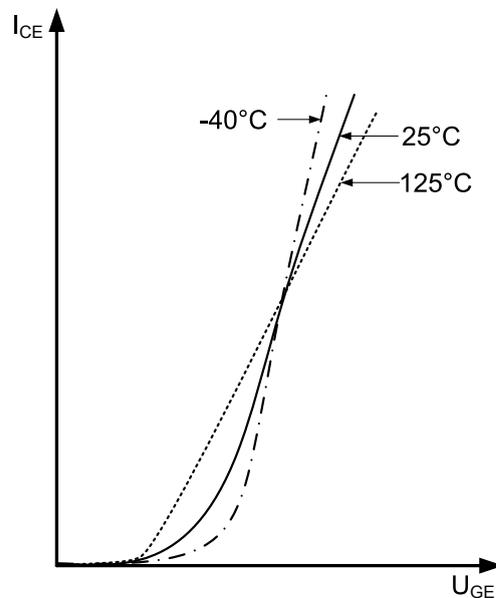


Abbildung 2.5: Übertragungs- bzw. Transferkennlinie

2.2 Schaltverhalten

In der Abbildung 2.6 ist der IGBT-Chip mit seinem vollständigen Ersatzschaltbild zu sehen. Die einzelnen Elemente kommen durch die verschiedenen Dotierungen und Strukturen zustande. Eine vollständige Berechnung des IGBTs beim Schalten ist nur rechenstechnisch möglich. Die nachfolgenden Feldverläufe wurden per Halbleitersimulationsprogramm „Taurus Medici“ der Firma „Synopsys“ erstellt. Im Sperrzustand des IGBTs nimmt der Halbleiter die volle Zwischenkreisspannung auf. Dieses geschieht, indem eine Raumladungszone entsteht und diese kann wie bei einer Diode mit einem PN-Übergang als Kondensator betrachtet werden. Die dadurch resultierenden Kapazitäten sind dementsprechend schaltzustandsabhängig.

Das Schaltverhalten des IGBTs hängt unter anderem von der MOS-Struktur ab. Im Einschaltmoment befindet sich der IGBT im aktiven Bereich. Dabei ist die Kollektor-Emitter-Spannung im Vergleich zur Gate-Emitter-Spannung groß. Die Gate-Emitter-Spannung wird aufgeladen und über der Threshold-Spannung baut sich ein Kanal unterhalb der MOS-Struktur auf. Solange der Kanal klein ist, kann nur ein geringer Löcher-Strom bei einer n-Kanal-MOS-Struktur fließen, was zu einer Begrenzung des Kollektor-Strom führt. Mit zunehmendem Löcher-Strom entsteht über den Kanal ein Spannungsabfall welcher den Kanal verengt. Eine höhere Gate-Spannung führt zu einem größeren Kanal und bei einer ausreichender hoher Gate-Spannung hat der Kanal keinen Einfluss auf das Schaltverhalten des IGBTs; er befindet sich nun im Sättigungsbereich des Halbleiters. Der Übergang wird durch den Pinch-Off, d.h. wo der Kanal anfängt abzuschmälern, bestimmt.

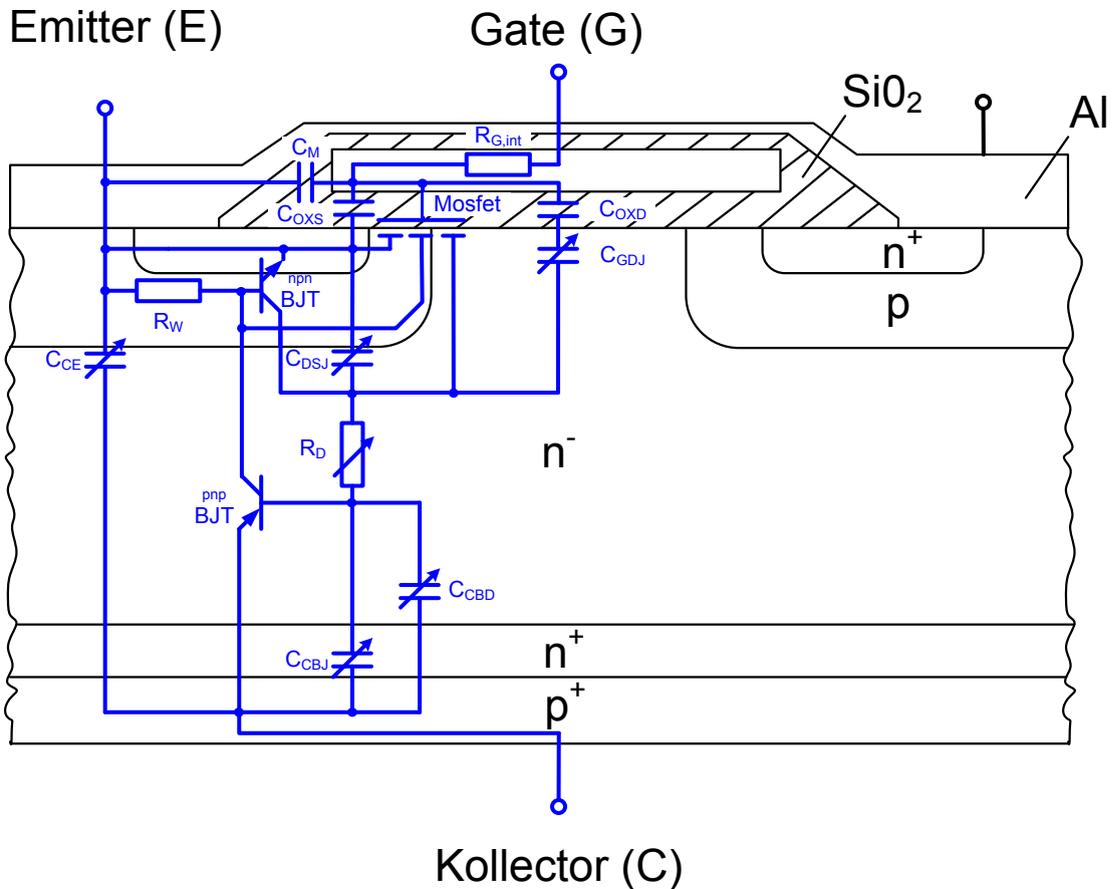


Abbildung 2.6: IGBT-Struktur mit Ersatzschaltbild [20][33]

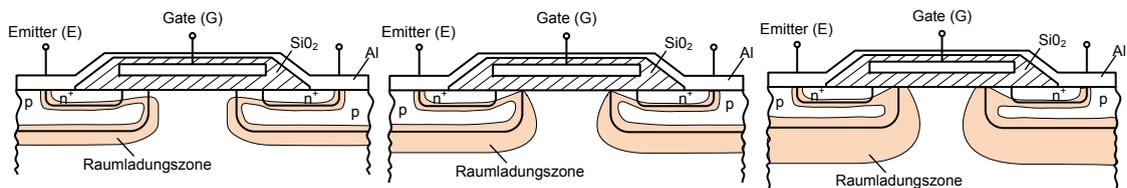


Abbildung 2.7: MOS-Struktur mit Kanalabschnürung; links: aktiver Bereich, $U_{CE} \ll U_{GE} - U_{GE(th)}$; mitte: Pinch-Off Bereich, $U_{CE} = U_{GE} - U_{GE(th)}$; rechts: Sättigungsbereich, $U_{CE} \gg U_{GE} - U_{GE(th)}$

Nun soll das Schaltverhalten in den einzelnen Zeitabschnitten betrachtet werden.

$t_0 < t < t_1$

Der Einschaltprozess erfolgt durch das Anlegen der Gate-Emitter-Spannung. Die Gate-Elektrode des IGBTs bildet eine Eingangskapazität C_{ISS} . Dieser Wert ist meistens in den Datenblättern der Bauelemente wiederzufinden. Sie wird bestimmt durch die Formel 2.2. Bei diesem Ladevorgang muss zum Einschalten des IGBTs

der C_{CG} entladen werden und durch die fallende Kollektor-Emitter-Spannung wird gleichzeitig diese Kapazität größer.

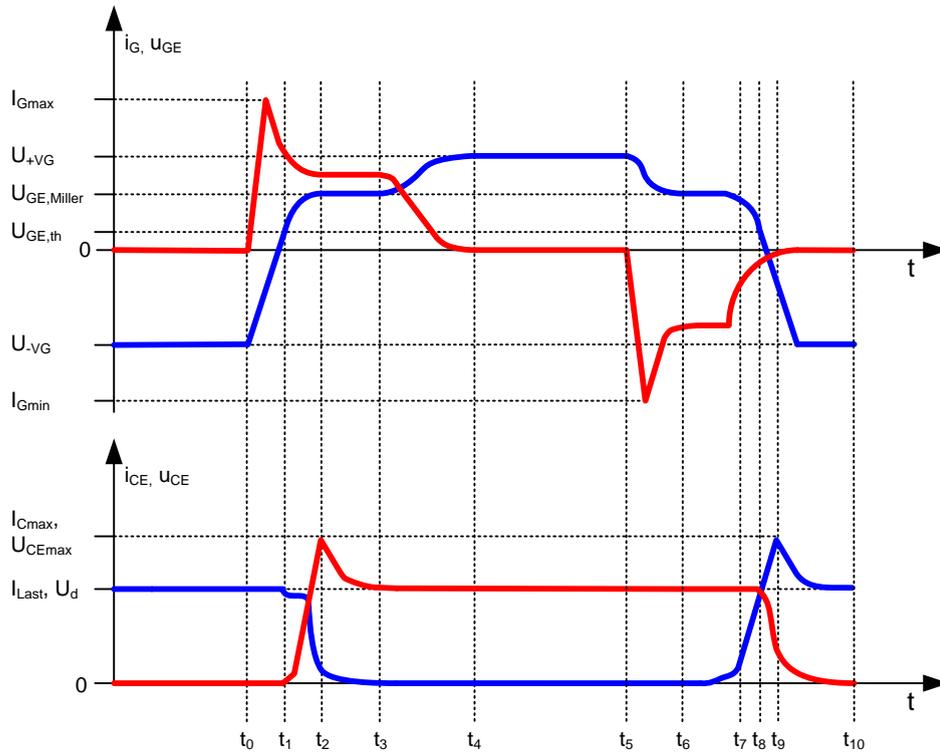


Abbildung 2.8: schematisches Schaltverhalten vom IGBT

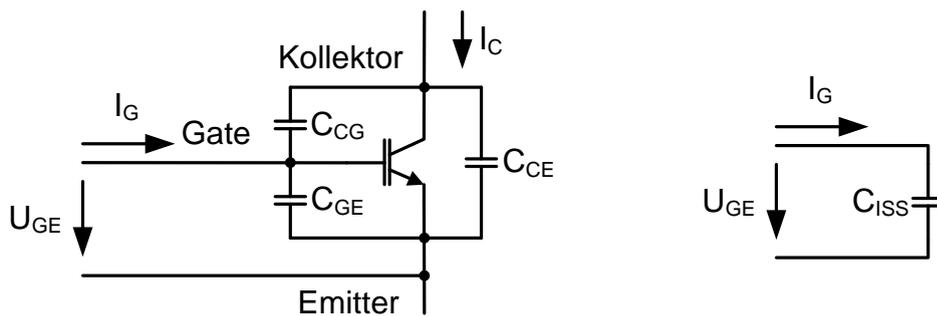


Abbildung 2.9: Gate-Ersatzschaltbild und Ersatzkapazität C_{ISS} eines IGBTs

In dieser Schaltphase bleibt die Kollektor-Emitter-Spannung auf einem konstant hohen Niveau und kann durch das Umladen der C_{GE} angenähert werden. Die resultierende Zeitkonstante ist $\tau = (R_G + R_g) \cdot C_{GE}$.

$$C_{ISS} = C_{GE} + C_{GD} \quad (2.2)$$

$$C_{GD} = \frac{C_{OKD} \cdot C_{CDJ}}{C_{OKD} + C_{CDJ}} = f(U_{GC}) \quad (2.3)$$

$$C_{GE} = C_{OXS} + C_M \approx const. \quad (2.4)$$

$$U_{GE}(t) = \Delta U_{VG} \cdot \left(1 - e^{-\frac{(t-t_0)}{\tau_1}}\right) \quad (2.5)$$

Der Gate-Strom kann mit der Formel 2.6 berechnet werden. Er setzt sich aus dem Umladen des C_{GE} , C_{GD} und des Mosfet-Stroms zusammen. Der Gate-Strom, der durch den Mosfet fließt, ist im Idealfall null, aber real existiert ein Ladungsträgertransport durch das Material (Formel 2.7 [71]). Mittels der Maschenregel des Gate-Kreises mit den einzelnen Gliedern kann eine Abschätzung des Stroms erfolgen (siehe Formel 2.8). $U_{R_G+R_g}$ stellt den Spannungsabfall über die internen und externen Gate-Widerstände, $U_{L_G+L_g}$ über die Summe der parasitären Gate-Induktivitäten und $U_{C_{ISS}}$ von der Eingangskapazität des IGBTs dar. Durch die Näherung, dass die Kollektor-Gate-Kapazität sehr klein ist, durch die Vernachlässigung des sehr kleinen Mosfet-Stroms und bei der Betrachtung, dass die Gate-Emitter-Kapazität im Schaltzustand eine niederohmige Verbindung darstellt, sowie bei sehr kleinen Gate-Induktivitäten, ergibt sich nach der Formel 2.9 der maximale Gate-Strom. Der nicht sprunghafte Gate-Stromanstieg in der Abbildung 2.8 soll den Einfluss der Gate-Induktivität darstellen.

$$i_G = C_{GE} \cdot \frac{du_{GE}}{dt} - (u_{CE} - u_{GE}) \cdot \frac{d(C_{GC})}{dt} - C_{GC} \cdot \frac{d(u_{CE} - u_{GE})}{dt} + I_{MOS} \quad (2.6)$$

$$i_{MOS} \approx \frac{w_{MOS}}{L_{MOS}} \cdot \mu_n C'_{ox} \left[(U_{GS} - U_{th}) U_{CE} - \left(\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{\varepsilon_{Si} \ell_0 N_A / V_P}}{4C'_{ox}} \right) U_{DS}^2 \right] \quad (2.7)$$

$$\Delta U_{VG} = U_{R_G+R_g} + U_{L_G+L_g} + U_{C_{ISS}} \quad (2.8)$$

$$i_{G,max} \leq \frac{\Delta U_{VG}}{R_G + R_g} \quad (2.9)$$

$$t_1 < t < t_2$$

Nach Erreichen der Threshold-Spannung $U_{GE(th)}$ fängt der IGBT an zu leiten. Hierbei bildet sich im Steuerkopf des Mosfets ein Kanal, der anfängt, Elektronen zu leiten. Durch diesen Ladungstransport beginnt der pnp-Transistor zu leiten. Der Kollektorstrom steigt in Abhängigkeit der U_{GE} an. In dieser Phase

begrenzt der Mosfet durch die Höhe der Gate-Emitter-Spannung den Kollektorstrom (2.10). Durch die Stromänderung im Kommutierungskreis nehmen die Induktivitäten nach $U = -L \cdot \frac{dI_C}{dt}$ -Spannung auf. Dieses führt zu einem kleinen Spannungseinbruch bei der U_{CE} . Unter Vernachlässigung dieser kleinen U_{CE} -Spannungsänderung gibt es keine gravierende Situationsänderung für die Gate-Emitter-Spannung. Die resultierende Zeitkonstante bleibt mit $\tau = (R_G + R_g) \cdot C_{GE}$ bestehen. Durch das Einsetzen der Gleichung 2.6 in die Gleichung 2.11 kann der Stromanstieg über den Gate-Strom (2.12) bestimmt werden.

$$I_C(t) = g_{m,sat} \cdot (U_{GE}(t) - U_{GE(th)}) \quad (2.10)$$

$$g_{m,sat} = \frac{dI_{C,sat}}{dU_{GE}} = \frac{1}{1 - A_{ppp}} \cdot \mu \cdot C'_1 \cdot \frac{w_z}{L} \cdot (U_{GE} - U_{GE(th)}) \quad (2.11)$$

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{g_{m,sat}}{C_{GE}} \cdot i_G \quad (2.12)$$

$$t_2 < t < t_3$$

Mit Erreichen des maximalen Kollektorstroms nimmt der IGBT Spannung auf. Die Überstromspitze entsteht durch das Reverse-Recovery-Verhalten der Freilaufdiode und ist abhängig von der Menge der Ladungsträger, die die Diode ausräumen muss. Daraufhin fällt der Kollektorstrom auf einen stationären Laststrom I_{Last} und U_{CE} sinkt entsprechend.

Die Gate-Emitter-Spannung verläuft in dieser Phase konstant und wird umgangssprachlich auch als Miller-Plateau bezeichnet. Durch die fallende Kollektor-Emitter-Spannung wird die vorher vernachlässigte Gate-Kollektor-Kapazität immer größer und der Gate-Strom muss nunmehr C_{GC} entladen und C_{GE} aufladen. Dieses führt zu diesem eben genannten Plateau. Während dieser Zeit gilt weiter nach [71][26]:

$$U_{GE,Miller} = U_{GE(th)} + \frac{I_{Last}}{g_{m,sat}} = const. \quad (2.13)$$

$$i_G = -C_{GC} \frac{du_{CE}}{dt} - u_{CE} \frac{dC_{GC}}{dt} \quad (2.14)$$

$$U_{CE}(t) \approx U_d - \frac{1}{(R_G + R_g) \cdot (C_{ge} + C_{gd})} \cdot \left[U_{+VG} - \left(U_{GE(th)} + \frac{I_{Last}}{g_{m,sat}} \right) \right] \cdot (t - t_2) \quad (2.15)$$

$$t_3 < t < t_4$$

Am Ende des Miller-Plateaus ist die Gate-Kollektor-Kapazität auf einen konstanten Wert gestiegen und die Spannungsabhängigkeit verschwindet. Der weitere Gate-Emitter-Verlauf ist nunmehr durch die Parallelschaltung der C_{GE} und C_{GD} charakterisiert. Die Zeitkonstante lautet jetzt $\tau = (R_G + R_g) \cdot (C_{GE} + C_{GD})$. U_{GE} kann über die Gleichung 2.5 bestimmt werden. Mit Erreichen der Gate-Emitter-Spannung auf U_{+VG} -Niveau beträgt der Gate-Strom null und die Kollektor-Emitter-Spannung fällt auf die Durchlassspannung $U_{CE,sat}$. Der IGBT befindet sich nun im eingeschalteten Zustand.

$$t_4 < t < t_5$$

Wenn alle dynamischen Vorgänge abgeschlossen sind, befindet sich der IGBT im stationären Durchlassbetrieb. Der Laststrom stellt sich in Abhängigkeit von der Belastung ein. Der Einsatz eines Spannungswechselrichters erfolgt meistens bei einer ohmschen-induktiven Belastung. Der ohmsche Anteil ist verhältnismäßig klein gegenüber dem induktiven Anteil, weil dieser zu thermischen Verlusten beiträgt. Der Strom kann über das Induktionsgesetz (2.16) und unter der Betrachtung, dass die Last sich während des Schaltzyklus nicht ändert, wie folgt berechnet werden (2.17):

$$U = -L \frac{d(Li)}{dt} = -L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (2.16)$$

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{U_d - U_{CE} - U_{Last}}{L_{Last} + L_\sigma} \quad (2.17)$$

$$F\left(\frac{w}{L_a}\right) = \frac{w}{L_a} \tanh\left(\frac{w}{L_a}\right) \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4} \tanh^4\left(\frac{w}{L_a}\right)}} e^{-\frac{e_0 U_{N^+}}{2kT}} \quad (2.18)$$

$$U_{CE} = \frac{kT}{e_0} \cdot \ln \left[\frac{(1 - A_{pnp}) I_C w}{2e_0 w_R w_z D_A n_i F\left(\frac{w}{L_a}\right)} \right] + \frac{(1 - A_{pnp}) I_C L}{\mu_n C_{OX} w_z (U_{GE} - U_{GE(th)})} \quad (2.19)$$

Die Durchlassspannung kann wie in Gleichung ([26][71][39]) 2.19 mit 2.18 berechnet werden. k ist dabei die Boltzmann-Konstante, T ist die Temperatur in Kelvin, e_0 ist die Elementarladung, w ist die Größe der Driftzone in der n-Zone, D_A ist der ambipolare Diffusionskoeffizient, L_a ist die ambipolare Diffusionslänge, U_{N^+} ist der Spannungsabfall über die kathodenseitige Dotierung, w_z ist das Maß für die räumliche Ausdehnung in die Z-Richtung, w_R beinhaltet das Maß der Breite der PIN-Dioden-Struktur, n_i ist die Eigenleitungsträgerdichte, μ_n ist die Beweglichkeit der Elektronen und C_{OX} ist die Mosfet-Oxidkapazität. Eine Erhöhung der U_{GE} führt einerseits zu einer Verringerung der U_{CE} -Spannung und gleichzeitig zu einer Steigerung des Stromverstärkungsfaktors A_{pnp} .

$$t_5 < t < t_6$$

Dieser Zeitabschnitt beschreibt das Wiedersperren des IGBTs. Dieses erfolgt durch das Anlegen einer negativen U_{VG} -Spannung an das Gate. Der Verlauf der Gate-Emitter-Spannung ist durch das Umladen der Eingangskapazität C_{ISS} bestimmt und erfolgt bei den gleichen Näherungseigenschaften wie im Abschnitt $t_3 < t < t_4$ mit $\tau = (R_G + R_g) \cdot (C_{GE} + C_{GD})$.

$$t_6 < t < t_7$$

Mit Erreichen des Miller-Plateaus beim Abschaltvorgang bleibt die Gate-Emitter-Spannung (Gleichung 2.13) auf einem konstanten Wert. Der Gate-Strom (Gleichung 2.14) entlädt die C_{GD} -Kapazität und hat Einfluss auf die Kollektor-Emitter-Spannungsänderung $\frac{dU_{CE}}{dt}$ (Gleichung 2.20 [71]).

$$U_{CE(t)} = U_{CE,sat} + \frac{1}{(R_G + R_g) \cdot C_{GD}} \cdot \left(\frac{I_0}{g_{m,sat}} + U_{GE(th)} \right) \cdot (t - t_7) \quad (2.20)$$

$$(2.21)$$

$$t_7 < t < t_8$$

Wird ein kleiner Gate-Widerstand zum Abschalten verwendet, bestimmt die nicht konstante Kollektor-Emitter-Kapazität die Spannungsänderung $\frac{dU_{CE}}{dt}$. In diesem Fall gilt $\frac{I_G}{C_{GS}} > \frac{I_{Last}}{C_{CG} \parallel C_{GE}}$ [71]. Ansonsten ist die Spannungsänderung über das Entladen der Gate-Emitter-Kapazität festgelegt (Gleichung 2.22). Der IGBT befindet sich im aktiven Bereich bzw. im Abschnürbereich.

$$\frac{dU_{CE}}{dt} \approx \frac{I_G}{C_{GD}} \quad (2.22)$$

$$t_8 < t < t_9$$

Sobald der IGBT die vollständige Spannung U_D über U_{CE} aufgenommen hat, übernimmt die Freilaufdiode den Stromfluss. Wegen der hohen U_{CE} -Spannung hat die Kollektor-Gate-Kapazität einen kleinen Wert angenommen und die Gate-Emitter-Spannung fällt mit $\tau = (R_G + R_g) \cdot C_{GE}$. Oberhalb der Threshold-Spannung hat das Gate Einfluss auf den Kollektorstrom-Gradienten. Sobald die Gate-Emitter-Spannung diesen Punkt unterschritten hat, ist der Mos-Kanal abgeschnürt und das Ausräumen der Ladungsträger wird durch die inneren Eigenschaften des Halbleiters bestimmt. Durch die fallende Stromflanke entsteht über Streuinduktiven L_σ Spannung, die beim IGBT als Spannungsspitze bei der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} gesehen werden kann. Diese Spannungsspitze muss klein gehalten werden, weil sie zu einer steigenden Feldstärke und gegebenenfalls an die maximale Grenze im Halbleiter führt.

$$t_9 < t$$

Es beginnt nun die sogenannte Schweifstromphase. In dieser Phase werden alle restlichen Ladungsträger aus dem Plasma durch eine Injektion in die Endgebiete transportiert. Die Minoritätsladungsträger rekombinieren dort, sodass mit der resultierenden Diffusion ein exponentieller Tailstrom entsteht. Dieser Vorgang und die Dauer ist abhängig von der Bauart des IGBTs, der effektiven Laufzeit von Ladungsträgern, der Temperatur und unter Umständen auch vom Gate-Widerstand [71]. Die Schweifstromphase kann mehrere μs andauern. Der Gate und der Kollektorstrom werden null und die Gate-Spannung erreicht die untere Schaltspannung U_{VG} . Der IGBT befindet sich danach im stationären Blockier-Zustand.

2.3 Feldverlauf

Im letzten Kapitel wurde das Schaltverhalten des IGBTs aufgezeigt. Mittels des Halbleitersimulationsprogramms „Taurus Medici“ der Firma „Synopsys“ können die inneren Vorgänge in Bezug auf Feldstärken, Ladungsträger und andere Eigenschaften sichtbar gemacht werden. Für diese Simulation wurde ein 3,3kV-IGBT-Modul von Infineon [25] verwendet. Es soll rein prinzipiell der Verlauf beim Ein- und Ausschaltprozess des IGBTs in Bezug auf Feldstärken und Ladungsträger gezeigt werden.

Nachfolgend wird das schematische Schaltverhalten des IGBTs aus dem Kapitel 2.2 (Abbildung 2.8) gezeigt. Jeder einzelne Zeitschritt wurde schon ausgiebig im vorherigen Kapitel erläutert.

Die Abbildung 2.11 zeigt das Einschaltverhalten eines IGBTs. Auf der linken Seite befinden sich der Emitter und der Gate-Anschluss und auf der rechten Seite der Kollektor. Weil die n^- -Schicht im Verhältnis zu den anderen Schichten relativ groß ist, erkennt man nur andeutungsweise die anderen Schichten. Im stationären Sperrzustand des IGBTs existiert ein Feld, das in Trapezform über die komplette n^- -Schicht aufgebaut ist und dementsprechend existieren keine Ladungsträger im Bauteil. Im stationären Durchlasszustand des IGBTs gilt aufgrund der Neutralität bei bipolaren Bauelementen $n \approx p$ und somit besitzt die Löcherkonzentration in der n^- -Schicht einen nahezu identischen Verlauf wie die Elektronenkonzentration. Im Diagramm sind die Feldstärken und die Elektronenkonzentrationen bei verschiedenen Zeiten dargestellt. Der Einschaltprozess beginnt durch das Umladen der Eingangskapazität C_{ISS} (siehe Abbildung 2.9). In der ersten Phase ist die Kollektor-Gate-Kapazität sehr klein und es fließen nur Elektronen durch die Raumladungszone zur Kollektorseite. Dieses Resultat führt zu einer Abflachung der Feldstärke nach der folgenden Formel:

$$\frac{dE}{dw} = \frac{e_0}{\epsilon} \cdot (N_D - n) \quad (2.23)$$

Nach dem Erreichen der Threshold-Spannung wird der Mos-Kanal leitend. Die durch das n^- -Driftgebiet geflossenen Elektronen verursachen beim Eintreten in das

p^+ -Gebiet beim Kollektor eine Injektion von positiven Ladungsträgern (Löchern) aus dem p^+ -Gebiet in die n^- -Zone. Die injizierte Löcher fließen sowohl vom Driftgebiet in den Emitter- p -Kontakt als auch durch den MOS- n -Kanal. Dieses führt zum sehr schnellen Abbau des Felds und zu einer Überschwemmung der Driftzone mit Ladungsträgern [85].

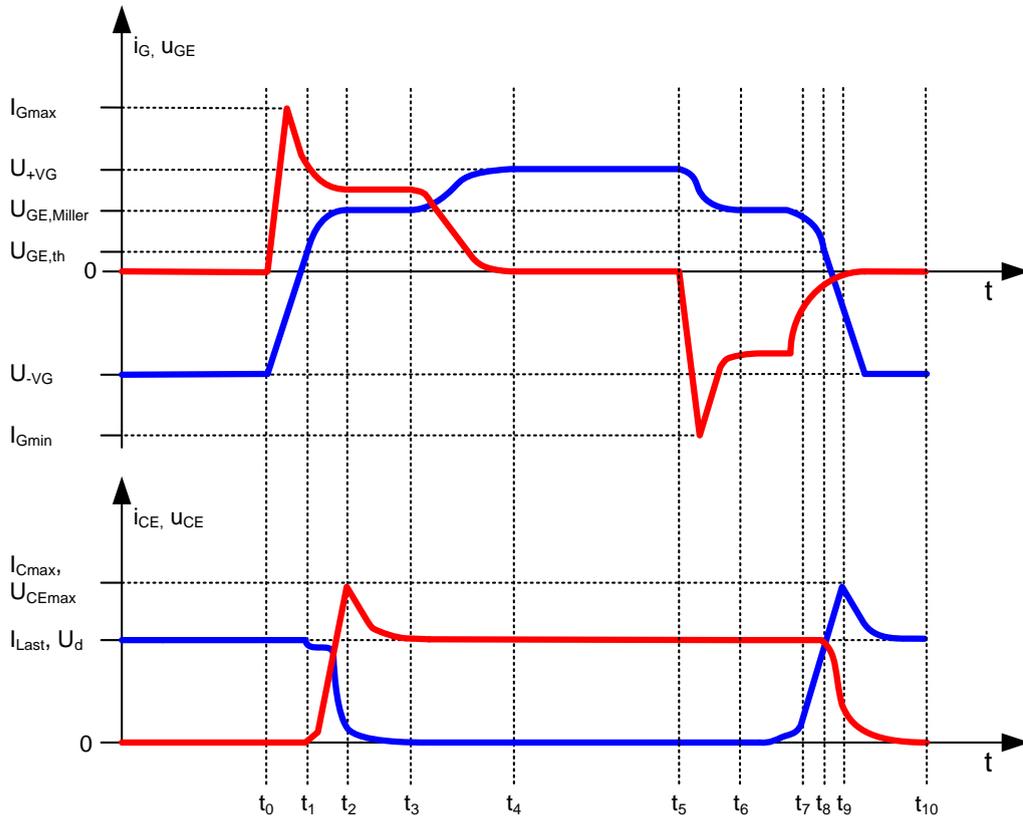


Abbildung 2.10: schematisches Schaltverhalten des IGBTs

Beim Abschaltvorgang (Abbildung 2.12) mit induktiver Last muss das Bauelement zuerst die Spannung aufnehmen, während der Strom noch unverändert fließt. Durch das Anlegen einer negativen Gate-Emitter-Spannung wird der n -Kanal abgeschnürt und es können nur noch Löcher aus der Driftzone weiter zum Emitter fließen. Der Kollektorstrom besteht in diesem Zeitraum nur noch aus Löchern und wird bei einer zu großen Stromdichte unter dem Einfluss eines hohen Felds mittels Avalanche-Elektron-Loch-Paaren ($p_{avalanche}, n_{avalanche}$) generiert. Direkt am pn -Übergang kommt nur der Einfluss der generierten Löcher zum Feldstärkenanstieg dazu und dieses führt zu einem höheren Maximum, was die kritischste Situation beim Ausschalten des IGBTs darstellt. Weiter entfernt vom pn -Übergang gilt die Gleichung 2.24 und diese führt zum Abflachen des Feldstärkenverlaufs [48]. Nach der vollständigen Aufnahme der Spannung fließen die restlichen Löcher durch die Raumladungszone zum Emitter und verursachen einen Tailstrom.

$$\frac{dE}{dw} = \frac{e_0}{\epsilon} \cdot (N_D + p + p_{avalanche} - n_{avalanche}) \quad (2.24)$$

Die Kennlinie zum Zeitpunkt t_8 zeigt ein leichtes Abflachen der Feldstärke. Dieses kann durch eine Generierung von Ladungsträgern beim dynamischen Avalanche-Typ 1, durch eine Verschiebung der Löcherkonzentration durch das Ausräumen beim Abschaltvorgang oder durch andere weitere Vorgänge entstehen. Nach dem Ausräumen der restlichen Ladungsträger nimmt der Feldverlauf bei einem pt-IGBT wieder einen trapezförmigen Verlauf auf. Das Bauteil befindet sich nunmehr im stationären Sperrzustand.

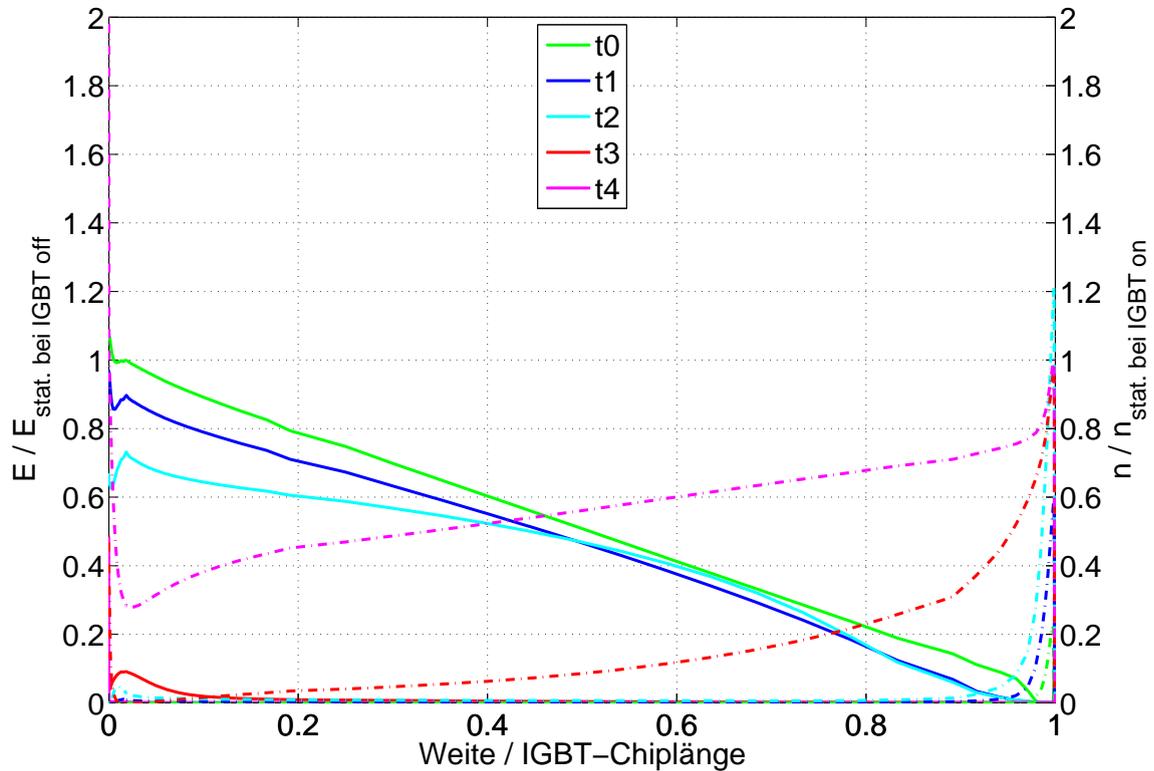


Abbildung 2.11: Simulation von Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf beim Einschaltvorgang

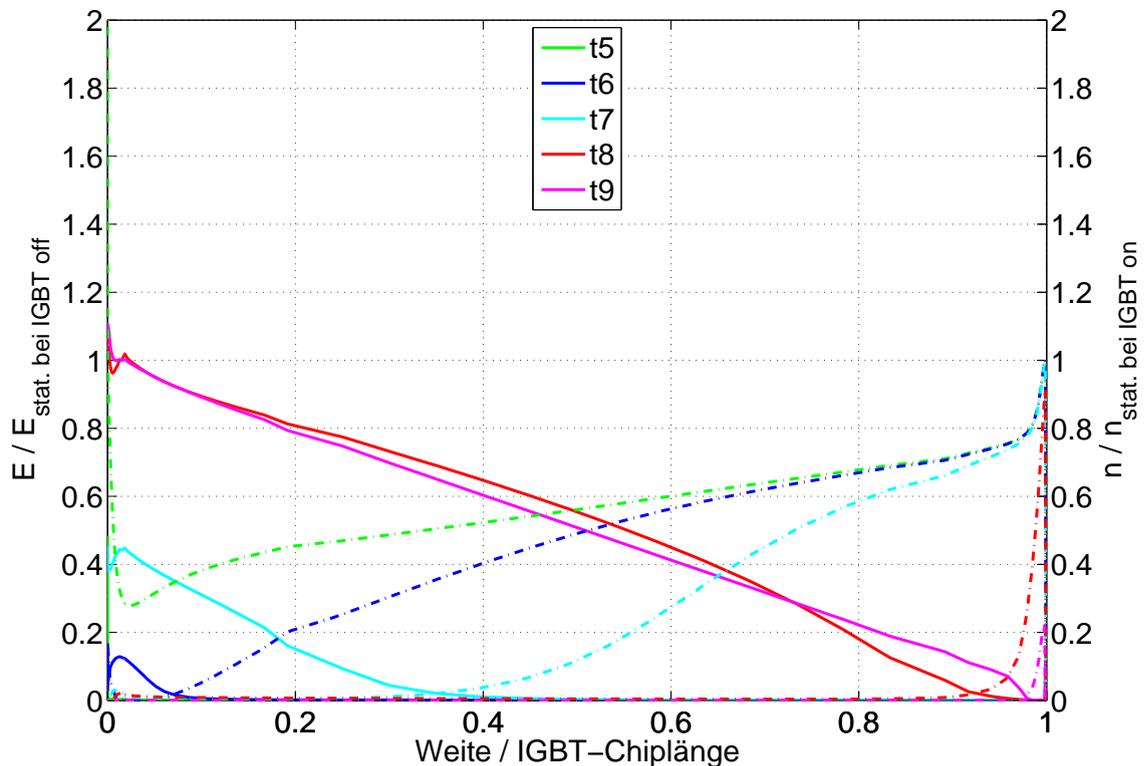


Abbildung 2.12: Simulation von Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf beim Ausschaltvorgang

2.4 Grenzwerte

Ein IGBT hat durch die Vielzahl von verschiedenen Schichten mehrere Eigenschaften, die den Arbeitsbereich stark einschränken. „Latch-Up“ ist einer der bekanntesten Gründe dafür. Das nachfolgende Kapitel stellt einen kleinen Überblick dar. Da der IGBT prinzipiell eine Kombination aus einem MOSFET und einem Transistor ist, ist der sichere Arbeitsbereich ebenso zu kombinieren [69][39]. Die Abbildungen 2.14 und 2.13 zeigen schematisch den sicheren Arbeitsbereich (Englisch: safe operating area, Abkürzung: SOA). Grundsätzlich unterscheidet sich der sichere Arbeitsbereich bei Überlast bzw. bei Kurzschluss nicht vom normalen Schaltverhalten. Da aufgrund des höheren Laststroms höhere Verluste im Bauelement auftreten, muss zur Einhaltung der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur der Überlastbereich eingeschränkt werden [85].

Der SOA-Bereich wird von 6 Markierungen eingeschlossen. Markierungen wie der Sperrbereich und der Sättigungsbereich sind dabei keine kritischen Bereiche, weil diese eher technologische Grenzen sind. Der Sperrbereich (Englisch: cut-off region) ist der Bereich, wo kein Kollektorstrom fließt. Die Gate-Emitter-Spannung befindet sich hierbei unterhalb der Threshold-Spannung. Der Sättigungsbereich ist der Bereich, wo die Gate-Emitter-Spannung ihre maximale Spannungshöhe hat

und die Spannung über den IGBT linear mit dem Strom ansteigt. Dieser setzt sich aus den verschiedenen pn-Übergängen und den ohmschen Spannungsabfällen in der Durchflussrichtung des Halbleiters zusammen. Kleiner kann der Spannungsabfall über den IGBT bei einem bestimmten Stromfluss im Sättigungsbereich nicht werden, weil dieses die Struktur mit ihren pn-Übergängen oder das Durchlassverhalten des Materials nicht zulässt. Die Markierung des Bereichs des Lawinendurchbruchs, des 2. Durchbruchs, der Spitzenleistung oder der Stromspitze ist hingegen kritisch und kann unter dem Einfluss bestimmter Schaltzustände überschritten werden. Diese einzelnen Bereiche werden im folgenden Unterkapitel näher beschrieben. Außer der typischen Betrachtung des Kollektorstroms und der Kollektor-Emitter-Spannung im Hinblick auf den sicheren Arbeitsbereich müssen auch die thermischen Eigenschaften und die Eigenschaften der Gate-Emitter-Strecke betrachtet werden. Zusammen mit der Betrachtung des dynamischen Latch-Up und der Betrachtung mittels eines Grenzlastintegrals werden diese ebenfalls im folgenden Unterkapitel näher betrachtet.

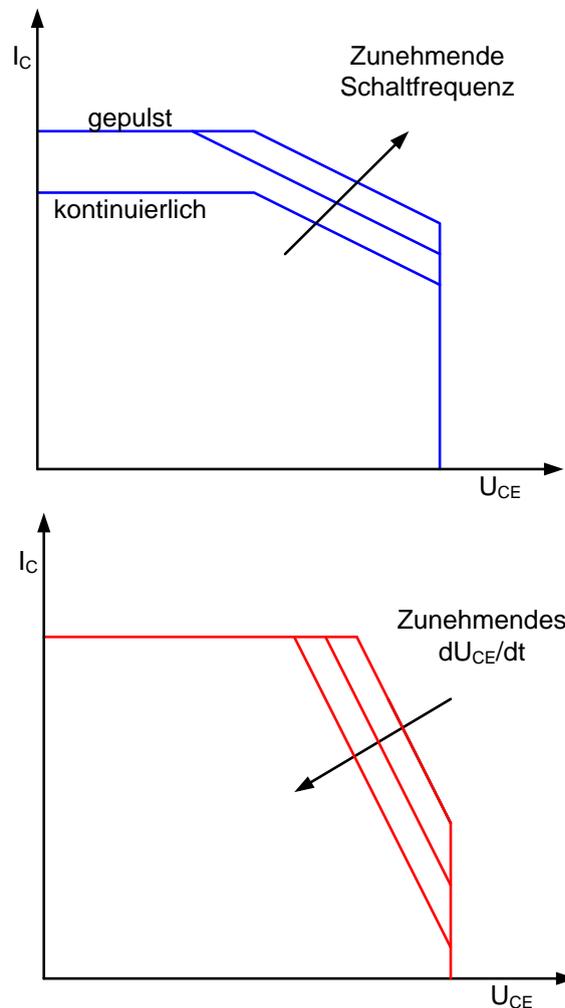


Abbildung 2.13: FBSOA (oben) und RBSOA (unten) eines typischen IGBTs [51]

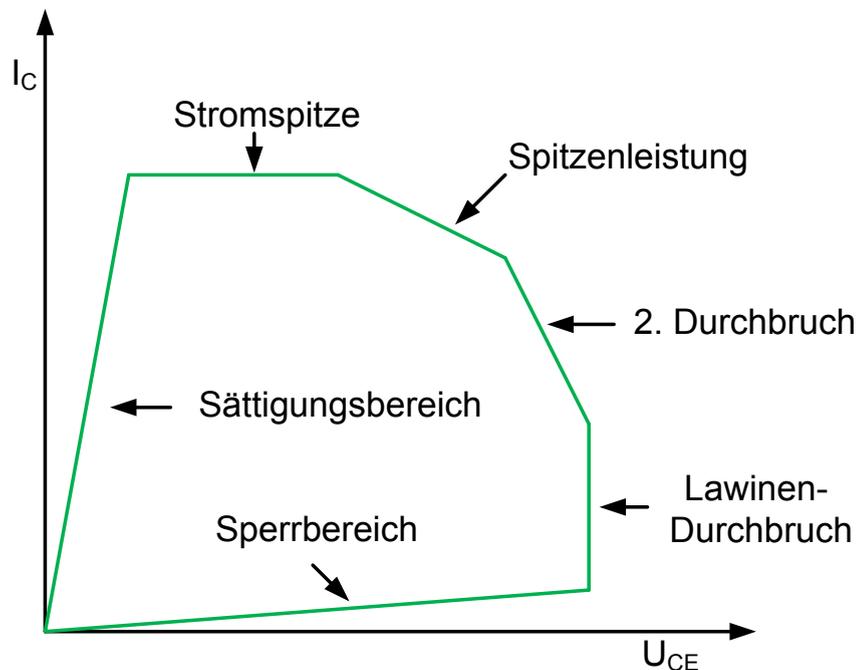


Abbildung 2.14: SOA eines typischen IGBTs

Ein „snap-back“-Mechanismus ist ebenfalls nicht im SOA-Diagramm dargestellt, aber auch dieser ist bei einem IGBT möglich [47][69] und kann kritisch werden. Beim Einschaltvorgang des IGBTs fließt zu Beginn nur ein Elektronenstrom vom Emitter durch den n-Kanal zum Kollektor und führt zu einem unipolaren Stromfluss. Nach dem Einsetzen des pnp-Transistors trägt auch der Löcherstrom einen Teil zum Laststrom bei und bei diesem Übergang vom unipolaren Bauelement in den bipolaren Zustand wird der IGBT besser leitend und der Spannungsabfall verringert sich. Dieses ist bei einem Chip nicht kritisch, aber bei einer Parallelschaltung von mehreren nicht idealen Chips kommt es zu einer Stromfehlverteilung zwischen diesen. Hierbei kann es sein, dass einer, der sich schon im bipolaren Zustand befindet, den größten Anteil am Laststrom führt, während die anderen parallel geschalteten IGBT-Chips nur einen geringen Teil des Stroms führen. Dieses Phänomen kann aber auch bei einer Parallelschaltung mit idealen Chips wie bei einer Modulbauweise von HV-IGBTs auftreten. Hierbei muss die Ansteuerung der einzelnen IGBT-Chips genauer betrachtet werden. Jeder Chip hat in der Ansteuerung seinen eigenen Gate-Widerstand, welcher durch parasitäre Elemente, wie Leitungswiderstand, Kapazität oder auch Induktivität, dynamisch beeinflusst wird. Dieses verursacht unterschiedliche Schaltzeiten bei den verschiedenen IGBT-Chips, was wiederum eine Stromfehlverteilung begünstigt. Die Möglichkeit einer Stromfehlverteilung zwischen mehreren IGBT-Chips wird nicht betrachtet, weil die nachfolgenden Eigenschaften immer für einen IGBT-Chip gelten.

Die Abbildung 2.15 stellt einen Überblick über 3 verschiedene Feldverläufe dar. Der Anstieg der Feldstärke ist hierbei vom Strom abhängig und die Fläche unter der Kurve ist von der Spannung abhängig.

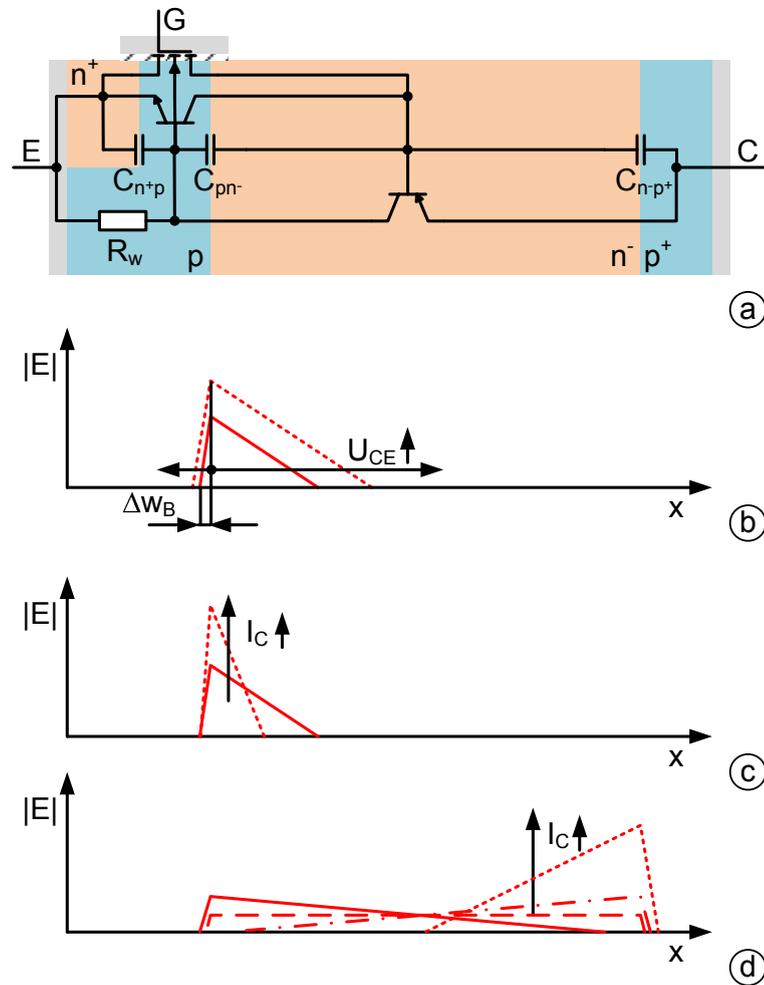


Abbildung 2.15: Schematische Darstellung eines IGBTs mit parasitären Elementen und verschiedenen Feldverläufen

2.4.1 Maximale Spannung

Die Durchbruchspannung beschreibt die maximale Kollektor-Emitter-Spannung, bei der der IGBT die maximale Feldstärke an der pn^- -Schicht (Abbildung 2.15,c) erreicht. Beim Überschreiten der Grenze kommt es zum Lawinendurchbruch und zur Generation von Ladungsträgern (siehe Kennlinien-Abbildung 2.4). Durch die sprunghafte Generierung von neuen Ladungsträgern fließen nun schnell Elektronen vom n^+p -Übergang in die Driftzone und über den Bahnwiderstand R_w kommt es zur Spannungsanhebung und damit zum Leitendwerden des npn-Transistors bzw. zum sogenannten Einrasten des Bauelements. Eine Unterbrechung des Stromflusses ist nun nicht per Gate-Anschluss möglich. Die Spannung kann für einen dreieckigen Feldverlauf mit einer maximalen Feldstärke für Silizium von $2,5 \cdot 10^5 V/cm$ und einer Driftzone der Länge w_B bestimmt werden. Dabei ist E_{max} die maximale Feldstärke am pn^- -Übergang und der Feldverlauf sinkt in Abhängigkeit von der Dotierung, der Materialeigenschaft und der Länge der Raumladungszone.

$$E(x) = E_{max} - \frac{e_0 N_D}{\varepsilon} \cdot x$$

$$U_{(BR)CE} = \int_0^{w_B} E(x) dx = E_{max} \cdot w_B - \frac{e_0 N_D}{2\varepsilon} \cdot w_B^2$$

Die als „Early-Effekt“ oder auch als „Basisweiten-Modulation“ bezeichnete Verkleinerung der Basiszone beim Bipolar-Transistor hat einen Einfluss auf die Länge des Mos-Kanals. Beim Anlegen einer hohen Kollektor-Emitter-Spannung breitet sich eine Raumladungszone zum größten Teil in der n^- -Schicht, die um 10^2 Potenz kleiner dotiert ist als die p -Schicht, auch in die p -Schicht aus. Durch das Anlegen einer Spannung an das Gate wird die p -Schicht durch den aufgebauten n -Kanal verkleinert und die Sperrfähigkeit weiter herabgesetzt. Eine negative Spannung am Gate führt zu einer Verminderung der Ladungsdichte in der p -Schicht und bietet damit die höchste Sperrfähigkeit. Anhand der maximalen Feldstärke und der Ladungsdichte kann das maximale Hineingreifen des Feldes in die p -Schicht berechnet werden. Für den stromlosen Zustand kann für die Dichte (ρ) die Grunddotierung (N_D) und deren Elementarladung ($e_0 = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{As}$) angenommen werden. Bei einer zu schwach dotierten p -Schicht kann Δw_B so groß werden, dass diese an den n -Kanal anstößt und dieses führt zu einem Durchbruch.

$$\frac{dE(x)}{dx} = \frac{\rho}{\varepsilon}$$

$$\rho = e_0 \cdot N_D$$

$$\Delta w_B = \frac{E_{max} \varepsilon}{e_0 N_D}$$

2.4.2 2. Durchbruch

Der IGBT befindet sich in diesem Moment im aktiven Bereich. Das Feld hat normalerweise am pn^- -Übergang sein Maximum (Abbildung 2.15,d), aber durch die Erhöhung des Stroms und der Elektronenkonzentration ($n = \frac{j_n}{e_0 v_n}$) in der Driftzone wandert das Feld $\left(\frac{dE}{dx} = \frac{e_0}{\varepsilon} (N_D + p - n) \stackrel{N_D + p \ll n}{\approx} -\frac{e_0 n}{\varepsilon} \right)$ zum n^-p^+ -Übergang. Dieses führt zur Aufsteuerung des pnp-Transistors, ein größerer Kollektorstrom fließt und es kommt beim Erreichen der maximalen Feldstärke zum Lawinendurchbruch. Dieser Prozess führt zu einer Mitkopplung und schnell zur thermischen Zerstörung. [47][69]

2.4.3 Maximale Schalteistung

Die maximale Schalteistung kann nur bedingt als Grenze für den IGBT angesehen werden. Vorrangig ist die Schalteistung durch die entstehende Verlustwärme begrenzt. Diese muss abgeführt werden und die Temperatur darf durch die Verlustwärme nicht die kritische Chip-Temperatur übersteigen. Das Thema der Temperatur wird im Kapitel 2.4.7 weiter behandelt.

Unter der Betrachtung, dass während des Ausschaltzyklus mit einem niederohmigen Gate-Widerstand abgeschaltet wird, kommt ein reiner Löcherstrom im IGBT der Driftzone vor. In dieser Situation kann eine Abhängigkeit der Schalteistung hinsichtlich der elektrischen Feldstärke angenommen werden. Folgende Berechnung soll dieses verdeutlichen. Unter Annahme eines dreieckförmigen Feldes, der vorhandenen Spannung (Formel 2.25) mit der Geradengleichung (Formel 2.26) kann dieses zur Formel 2.27 zusammengefasst und zur maximalen Feldstärke (Formel 2.28) umgestellt werden. Nunmehr werden verschiedene Vereinfachungen vorgenommen. Während eines schnellen Abschaltprozesses mit gesperrtem n-Kanal in der p-Wanne unterhalb des Gates können keine Elektronen zum Stromfluss beitragen und dadurch ist der Elektronenstrom gleich null und der Gesamtstrom wird allein durch die Löcher getragen. Durch eine weitere Vereinfachung bei hoher Schalteistung kann eine quadratische Abhängigkeit der Feldstärke hinsichtlich der Schalteistung angenähert werden (Formel 2.29). Dieses besagt, dass bei höherer Schalteistung die maximale Feldstärke ansteigt und die obere Grenze die kritische Feldstärke des Halbleiters ist.

$$U = \frac{1}{2} E_{max} w \quad (2.25)$$

$$E_{max} = \frac{dE}{dx} w \quad (2.26)$$

$$U = \frac{1}{2} E_{max}^2 \frac{1}{\frac{dE}{dx}} \quad (2.27)$$

$$E_{max} = \sqrt{2U \frac{dE}{dx}} = \sqrt{2U \frac{e_0}{\epsilon} (N_D + p - n)} \quad (2.28)$$

$$E_{max} \stackrel{n=0; p=\frac{j}{e_0 v_p}}{\approx} \sqrt{\frac{2U e_0 N_D}{\epsilon} + \frac{2U j}{\epsilon v_p}} \stackrel{\frac{2U e_0 N_D}{\epsilon} \ll \frac{2U j}{\epsilon v_p}}{\approx} \sqrt{\frac{2U j}{\epsilon v_p}} \stackrel{P=U_i=U_j A}{=} \sqrt{\frac{2}{\epsilon v_p A}} \cdot P \quad (2.29)$$

2.4.4 Maximaler Kollektorstrom

Ein zu großer Kollektorstrom kann einen IGBT zum Einrasten verleiten und damit zerstören. Der Löcherstrom fließt im eingeschalteten Zustand unter anderem

vom Kollektor über den parasitären pnp-Transistor und dann durch die niederohmige p-Wanne zum Emitter. Diese niederohmige Verbindung ist als R_W in Abbildung 2.15 dargestellt. Bei einem großen Kollektorstrom fällt dennoch eine Spannung über diese Schicht ab und beim Überschreiten der Schaltschwelle des pn^+ -Übergangs wird der parasitäre npn-Transistor leitend und damit auch die parasitäre Thyristorstruktur. Dieser Vorgang wird auch als „Latch-Up“ bezeichnet und ist ein unerwünschter Zustand des IGBTs. In diesem Zustand ist der IGBT nicht mehr steuerbar und es kommt nach kurzer Zeit zur thermischen Zerstörung. Um dieses zu verhindern, wird durch eine niederohmige Verbindung des R_W -Widerstands und durch eine höhere Dotierung das Einschalten des npn-Transistors verhindert. Dennoch kann es bei einem großen Kollektorstrom zu einem ausreichenden Spannungsabfall und damit zum Einschalten des npn-Transistors bzw. des Thyristors kommen. Sollte im normal leitenden Zustand des IGBTs der parasitäre Thyristor bei mindestens einem Chip aktiv leitend sein, so wird dieser niederohmiger als die weiteren Chip-Module und es kommt im laufenden Betrieb zu einer Überlastung des einzelnen IGBT-Chips. Außerdem ist dieser nicht mehr abschaltbar über das Gate und erfährt nach der Überlastung eine thermische Zerstörung. Die Gate-Emitter-Spannung kann durch das Steuern des MOS-Kanals und des parasitären pnp-Transistors den Kollektorstrom und damit das Einrasten ebenso begrenzen. Die Gate-Emitter-Spannung kann zur Begrenzung des Kollektorstroms kurzzeitig eingesetzt werden.

2.4.5 Dynamisches Latch-Up

Ein dynamisches Latch-Up ist bei einer sprunghaften Änderung der Spannung über den IGBT festzustellen. Durch die verschiedenen Schichten existieren mehrere parasitäre Kapazitäten, die durch Raumladungszonen spannungsabhängig sind. Beim eingeschalteten IGBT ist die Kollektor-Basis- und die Kollektor-Emitter-Kapazität klein bei konstanter Gate-Emitter-Kapazität. Eine sprunghafte Spannungsänderung der U_{CE} bewirkt eine Spannungsanhebung über der Sperrschichtkapazität $C_{n^+p^+}$ und damit über den Bahnwiderstand (R_W) (Abbildung 2.15,a). Dieses führt zum Einschalten des parasitären npn-Transistors bzw. der Thyristorstruktur.

Durch das Abschnüren des Elektronenstroms mittels des n-Kanals in der p-Wanne beim Ausschaltprozess müssen die restlichen Ladungsträger aus der Driftzone fließen. Die restlichen Elektronen wandern noch zum pn-Übergang am Kollektoranschluss und verursachen dort noch eine Injektion positiver Ladungsträger aus dem p-Gebiet in die Driftzone. Die restlichen Löcher aus der Driftzone müssen nunmehr komplett über den pn-Übergang am Emitteranschluss abfließen. Im Normalzustand fließt ein Teil lateral unterhalb des MOS-Kanals und der n-Wanne seitlich zum Emitter und entlastet damit den Stromfluss über den Bahnwiderstand R_W . Bei einem zu großen Löcherstrom kann es während des Ausräumens der Ladungsträger zum Einschalten des npn-Transistors kommen, während der pnp-Transistor noch leitend ist [71].

Ein weiteres Ereignis, das zum dynamischen Latch-Up führt, wäre ein abrupter Ausschaltprozess und ein relativ großer Bahnwiderstand R_W . Durch das Umladen der Polarität am Gate-Kontakt kommt es zu einem Stromfluss über der Reihenschaltung der Gate-Widerstände, der Gate-Oxid-Kapazität und der Parallelschaltung aus dem Bahnwiderstand R_W und des n^+p -Übergangs zwischen Gate- und Emitter-Kontakt. Wenn der IGBT im leitenden Zustand war und nun ein schneller Ausschaltprozess mit einem sehr kleinen Gate-Widerstand veranlasst wird, kommt durch den Gate-Strom über den Bahnwiderstand ein Spannungsabfall zustande, der den npn-Transistor und damit den Thyristor einschaltet [27]. Die Gate-Oxid-Kapazität wirkt im ersten Moment wie eine niederohmige Verbindung. Dasselbe Ereignis funktioniert theoretisch auch beim abrupten Einschalten des IGBTs. Hier ist der n^+p -Übergang in Flussrichtung geschaltet und bei gleichzeitigem n-Kanal-Aufbau in der p-Wanne kommt es zum Einschalten des pnp-Transistors über den n-Kanal und Einschalten des npn-Transistors. Da aber der Stromfluss über den n^+p -Übergang nur sehr kurz ist, kann es sein, dass der n-Kanal in der p-Wanne noch nicht ausgebildet und leitend ist. In diesem Fall ist der npn-Transistor wieder im Sperrzustand, bevor der pnp-Transistor leitend wird. Dynamisches Latch-Up kann somit vorrangig nur beim Sperrvorgang des IGBTs auftreten.

2.4.6 Maximale Gate-Spannung

Die Gate-Emitter-Spannung hat Einfluss auf die Kanalbildung. Die Größe des Kanals ist beliebig; diese wird nur von den Dotierungsschichten begrenzt. Durch den Halbleiter und die Oxid-Schicht herrscht eine MIS-Struktur und in dieser wird beim Anlegen einer Spannung eine Raumladungszone mit einer Feldstärke aufgebaut. Je dicker die Oxid-Schicht ist bzw. je höher die kritische Feldstärke des Dielektrikums ist, desto größer darf die angelegte Spannung sein. Eine Vergrößerung des Gates ist nicht unbedingt erwünscht, da dieses zu einer Anhebung der gespeicherten Ladung und dementsprechend zu einem größeren Gate-Strom bei gleichbleibenden Schaltzeiten des Bauteils führt. Außerdem benötigt dieser Platzbedarf im Halbleiter, was zu höheren Kosten führt. Die aktuellen IGBTs sind für eine maximale Gate-Emitter-Spannung von +/- 20V verifiziert, obwohl diese auch eine höhere Spannung bis zu 100V [59] [39] beherrschen. Bei höherer Spannung besteht das Problem, dass es mit der Zeit durch die höhere Feldstärke zur Generation heißer Ladungsträger mit kinetischer Energie kommt. Das generiert Defekte in der MIS-Struktur und führt zur Herabsetzung der Lebensdauer des Gate-Anschlusses und damit des IGBTs. Dieses wird auch als Elektromigration oder auch Degradation bei Halbleitern bezeichnet. Weiterhin ist eine zu hohe Gate-Emitter-Spannung zur Beherrschung von Kurzschlüssen nachteilig.

2.4.7 Maximale Temperatur

Unter der Annahme einer Grunddotierung von $N_D \approx 10^{14} \text{cm}^{-3}$ für einen 1000V-Silizium-IGBT übersteigt die intrinsische Ladungsträgerdichte ab einer Temperatur von 200°C die Grunddotierung [48]. Das bewirkt, dass die Eigenleitung des Bauteils den Stromfluss bestimmt und den Strom weiter erhöht. Der Bandabstand zwischen dem Valenz- und dem Leitungsband des Halbleiters hat sich durch die höhere Temperatur angenähert und mit einer kleineren kinetischen Energie bewirkt dies, dass sich weitere Elektronen aus dem Valenzband lösen. Die Anzahl der freien Ladungsträger erhöht sich mit steigender Temperatur.

Die kritische Feldstärke, bei der der Avalanche-Prozess eintritt, wird bei höherer Temperatur immer unkritischer. Infolge der wärmebedingten und dabei verstärkten Schwirrbewegung der Atomrümpfe nimmt die freie Weglänge der bewegten Ladungsträger ab. Folglich muss bei höherer Temperatur eine größere Feldstärke aufgebracht werden, um den Avalanche-Effekt zu erreichen. [12][48]

Eine weitere Grenze liegt im technischen Aufbau und in der Verbindungstechnik des Systems. Die Kontakte, Bonddrähte, Lötsschichten oder auch das Gehäuse müssen temperaturbeständig und stabil sein. Mit dem Einsatz von SiC-Halbleitern sind die Probleme der Eigenleitung überwunden und es werden Verbindungssysteme zum Einsatz bei hoher Temperatur erforscht.

Der Aufbau des IGBT-Moduls mit seinen Lötungen, Temperaturübergängen und Bonddrähten ist ein weiterer Schwachpunkt. Eine Chip-Lötung kann als Temperatursperre [36] wirken, sodass eine schnelle Kühlung durch die Bodenplatte unwirksam ist, aber auch die Bonddrähte mit den verschiedenen Stromstoßbelastungen sind leicht anfällig. Mit der allgemeinen Formel

$$P_{tot} = \frac{T_{jmax} - T_{case}}{R_{thjc}}$$

kann die maximale Verlustleistung des Halbleiters berechnet werden. Jedes Material besitzt einen thermischen Übergangswiderstand R_{th} . Je kleiner dieser ist, desto größer darf die Schaltleistung P_{tot} sein, bis dieser seinen thermischen Durchbruch [48] erfährt. Durch die Absenkung der Gehäusetemperatur (T_{case}), z.B. durch den Einsatz eines Wasserkühlkörpers, kann die maximale Schaltleistung vergrößert werden.

2.4.8 Maximale Energie

Energie ist eine fundamentale physikalische Größe, die aufgrund der Zeitinvarianz der Naturgesetze erhalten bleibt. Energie ist dabei das Produkt aus Leistung über die Zeit. Bei einem konstanten Durchlasswiderstand kann dieses umgestellt werden und als i^2t , was auch als Grenzlastintegral bezeichnet wird, dargestellt werden.

$$E_{\text{allgemein}} = U_d \cdot I_c \cdot t$$

$$E_{R_{\text{Kollektor-Emitter}}=\text{konstant}} = R_{\text{CE-on}} \cdot i_c^2 \cdot t$$

Der IGBT hat im entsättigten Zustand, wo die Gate-Emitter-Spannung einen direkten Einfluss auf den Kollektorstrom hat, keinen konstanten Durchlasswiderstand und im typischen Ein-Zustand ergibt sich ein konstanter Durchlasswiderstand über die verschiedenen Metallkontaktierungen, die pn-Übergänge und die einzelnen Bahnwiderstände der einzelnen Schichten. Normalerweise ist das Grenzlastintegral i^2t ein Maß für die Strombelastbarkeit bei Dioden oder anderen Bauelementen mit konstantem Widerstand. Aber dieses kann auch für das Standhalten des IGBTs angewendet werden. Bei kurzer Leitdauer ist entweder der Kollektorstrom beim konstanten Durchlasswiderstand oder das Produkt aus Kollektor-Emitter-Spannung und Kollektorstrom groß oder bei langer Dauer entsprechend klein. Der Halbleiter hat durch sein Volumen eine Wärmekapazität. Durch den Stromfluss erwärmt sich der Halbleiter erst lokal und wegen der verschiedenen Übergangswiderstände ist eine gewisse Zeit nötig, bis sich die Temperatur und der Strom homogen im Halbleiter verteilt hat. Eine Filamentierung des Stromflusses kann durch diesen Vorgang begünstigt werden.

Beim IGBT wurde bisher diese Grenze nicht betrachtet. Einzelne Messungen zum Standhalten beim Kurzschlussfall vom Typ 1 mit der Energiebetrachtung werden in der Veröffentlichung von Gutschmann [32] und Otsuki [56] gezeigt. Bei den anderen Kurzschlussstypen kann diese Grenze ebenso betrachtet werden, mit Ausnahme von Typ 4.

3 Diode

Die Diode ist ein Halbleiterbauelement, das den Strom nur in eine Richtung passieren lässt und in die andere Richtung wie ein Isolator wirkt. Daher gibt es eine Unterscheidung zwischen Durchlassrichtung und Sperrrichtung. Das Prinzip des richtungsabhängigen Stromflusses beruht auf der Entdeckung von Ferdinand Braun im Jahr 1874. Braun kannte damals noch nicht die physikalischen Gesetze für diesen Prozess. Die Wirkungsweise der bipolaren elektrischen Halbleiterbauelemente beruht im Wesentlichen auf den Eigenschaften der Grenzschicht zwischen n- und p-dotiertem Material.

In der Leistungselektronik hat sich die Silizium-pin-Diode durchgesetzt [5]. Sie besteht aus einer p-dotierten und sehr niedrigen n-dotierten Schicht, die auch als intrinsische Schicht bezeichnet wird, und einem hoch n-dotierten Bereich. Durch die sehr niedrig dotierte Schicht kann das Bauelement eine höhere Spannung aufnehmen und sperren, was besonders bei der Leistungselektronik zwingend notwendig ist. Für eine pin-Diode gibt es kein spezielles Symbol; es wird das allgemein gültige Diodensymbol verwendet, das in Abbildung 3.1 dargestellt ist. Wie auch schon beim IGBT (siehe Abbildung 2.1), gibt es eine grobe Unterteilung der Dioden bezüglich des auftretenden Felds in Non-Punch-Through (NPT) und Punch-Through (PT) (Abbildung 3.2). Dabei wird versucht, die Dicke der Diode so dünn wie möglich zu halten, was nur bei einer sehr niedrig dotierten intrinsischen Schicht möglich ist, um so geringere Durchlassverluste zu produzieren. Die Abbildung 3.3 gibt den Aufbau einer Leistungsdiode wieder. Im Vergleich zu einer Signaldiode sind zusätzliche Schutzringe als Potentialbegrenzung zum Rand vorhanden. Es gibt auch unter anderem die Möglichkeit, mit zusätzlichen Feldplatten eine Schutzisolierung vom Anschlusspunkt zum Rand des Halbleiters herzustellen [51]. Anhand der Geometrie und der Dotierung kann die mögliche Sperrspannung $U_{R(BR)}$ der PT-Diode mit der Formel 3.1 berechnet werden [71][48]. N_D ist die Dotierungsdichte, C ist die Fulop-Konstante mit $C = 2 \cdot 10^{-28} \cdot e^{-16,22 \cdot (T/300K)} \text{ cm}^{b-1} \text{ V}^{-b}$ mit $b = 5,8 + 1,2 \cdot \frac{T}{300K}$, w_v ist die Breite der Raumladungszone, e_0 ist die Elementarladung und ε ist die Dielektrizitätskonstante. Beim Überschreiten der maximalen Sperrspannung $U_{R(BR)}$ kommt es durch die auftretende hohe Feldstärke zu einem Lawinendurchbruch, der einen Stromfluss zur Folge hat. Die maximale Sperrspannung, die maximale Feldstärke und damit auch der zulässige Sperrstrom sind jeweils temperaturabhängig.

$$U_{R(BR)} = \left(\frac{8e_0 N_D}{\varepsilon C} \right)^{1/8} \cdot w_v - \frac{1}{2} \frac{e_0 N_D}{\varepsilon} w_v^2 \quad (3.1)$$

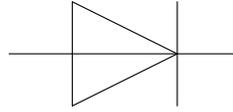


Abbildung 3.1: Dioden-Schaltsymbol nach DIN EN 60617-5:1997 [30]

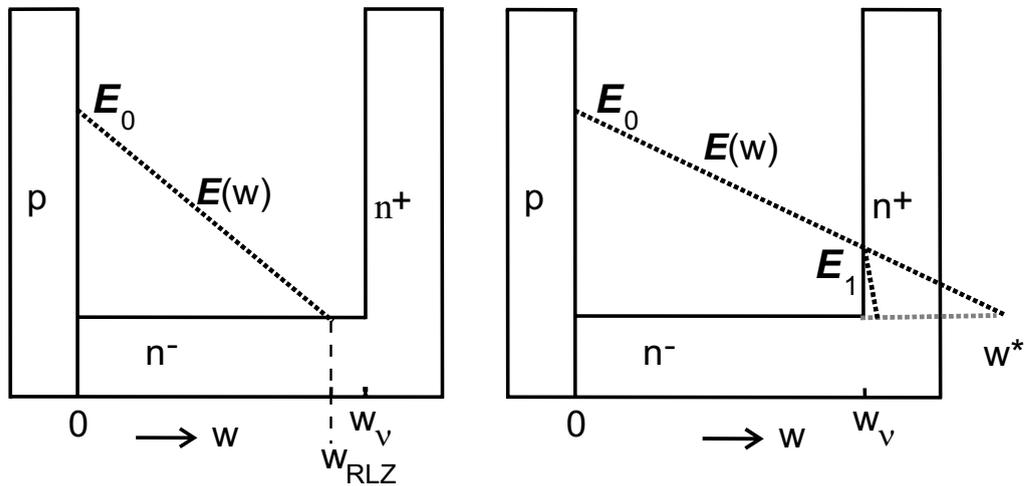


Abbildung 3.2: Unterscheidung zwischen Non-Punch-Through- (links) und Punch-Through-Verlauf (rechts) der Feldstärke bei Dioden [71][48]

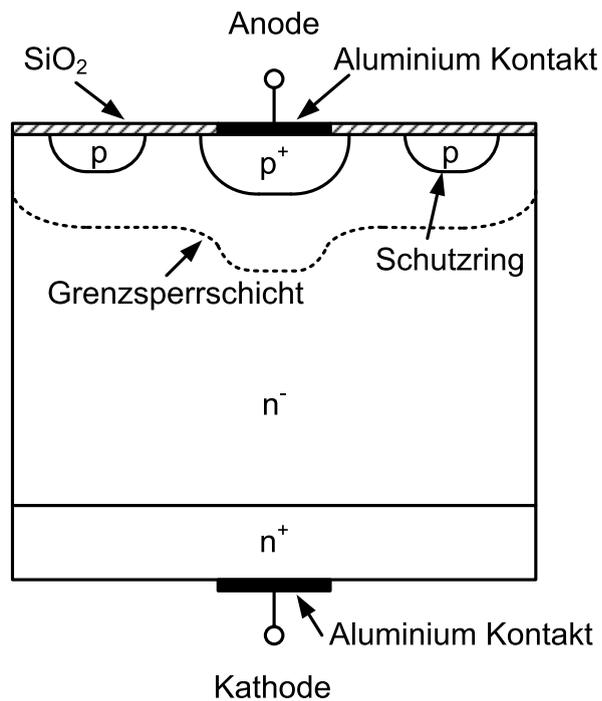


Abbildung 3.3: Struktur der Leistungsdiode

Im Durchlassbetrieb wird bei einem bipolaren Bauelement das niedrig dotierte Gebiet ausgehend von den hochdotierten Außenzonen überschwemmt. Die Konzentration freier Ladungsträger ist gegenüber der Grunddotierung um die Zehnerpotenz angehoben. Der Spannungsabfall in Durchlassrichtung über der Diode setzt sich aus den beiden Halbleiterübergängen (pn- und n-n⁺), dem Übergang vom Halbleiter-Metall-Kontakt für die Anode und für die Kathode sowie aus dem Mittelgebiet (Driftzone) zusammen. Beim Überschreiten der pn-Schicht wird die Diode leitend und der Strom steigt steil an. Dieses wird als Schwellspannung oder auch als Threshold-Spannung mit $U_{(TO)}$ bezeichnet. Die komplette Kennlinie ist nachfolgend dargestellt.

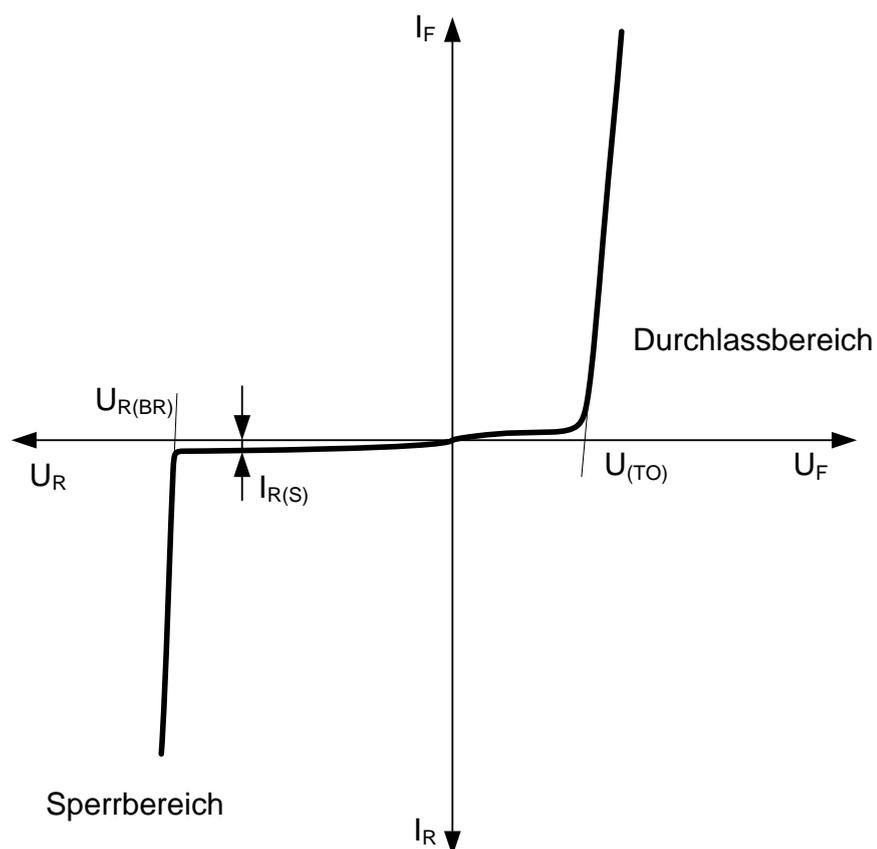


Abbildung 3.4: Vierquadrantenkennlinie von Silizium-Dioden [77] [51]

Nunmehr soll das dynamische Schaltverhalten der Diode betrachtet werden [66]. Die Abbildung 3.5 gibt einen schematischen Verlauf eines Ein- und Ausschaltvorgangs einer Diode wieder. Die internen Vorgänge der Diode sind in einzelnen Zeitschritten in der Abbildung 3.6 für das Einschalten und in der Abbildung 3.7 für das Ausschalten dargestellt. Wie schon erwähnt, kommt es beim Einschalten zu einer Überschwemmung von Ladungsträgern aus dem hochdotierten Gebiet in das Mittelgebiet und beim Ausschalten dreht sich der Prozess um. Beim Übergang vom gesperrten Zustand in den leitenden kommt es infolge der noch nicht

vollständig gefluteten Mittelzone zu einer Einschaltüberspannungsspitze U_{FRM} . Diese wird meistens durch die hohe Stromsteilheit und die parasitäre Induktivität im Schaltkreis überlagert und kann einen kritischen Wert übersteigen. Im gefluteten stationären Zustand fällt nur noch eine Flussspannung U_F , die klein ist, ab. Beim Ausschaltprozess ($t > t_3$ in Abbildung 3.5) kann die Diode erst sperren, wenn sie in Sperrrichtung gepolt ist. Dieses erfolgt zum Zeitpunkt des maximalen Rückwärtsstroms I_{RSM} . Die Stromsteilheit, mit der die Diode abkommutiert wird, wird von außen, also vom IGBT in unserem Fall, vorgegeben. Die Größe der Rückstromspitze ist von der Menge der gespeicherten Ladungsträger der Diode abhängig. Mit dem Sperren der Diode kommt es zum Ausräumen der restlichen Ladungsträger. Dieses stellt sich beim soften Verhalten als ein typischer Schweifstrom dar. Die Spannung über der Diode wird aufgeprägt und kann anhand des Maschensatzes ($U_d = U_{IGBT} + U_{Diode} + L_\sigma \frac{di}{dt}$) bestimmt werden. Der IGBT benötigt eine gewisse Zeit, bis dieser niederohmig wird und einen Teil der Spannung aufnimmt. Über der parasitären Induktivität im Modul entsteht eine Spannungsspitze. Nach dem Abbau der Spannung über dem IGBT übernimmt die Diode dieses vollständig. Jenes soll den Spannungsverlauf im Zeitbereich von t_6 bis t_9 verdeutlichen. Die Abbildung 3.7 zum Ausschaltverhalten zeigt, dass der Ladungsträgerberg bis zum vollständigen Ausräumen an der $n-n^+$ -Schicht liegt. Dieses ist wichtig, um für den Aufbau der Raumladungszone und den benötigten Strom noch genügend Ladungsträger zu liefern. Wenn aber die aufzunehmende Spannung mehr Platz benötigt oder der Ladungsträgerberg erschöpft ist (siehe Abbildung 3.8), breitet sich die Raumladungszone sprunghaft über die komplette Driftzone aus und das Feld kann sich trapezförmig ausbilden [71]. Diese sprunghafte Änderung zeigt sich im oszillieren Strom-Spannungsverlauf wieder, was auch als „snappig“ bezeichnet wird. Durch das Abreißen des Stroms kann es infolge der parasitären Induktivitäten im Kommutierungskreis zur Überspannung kommen.

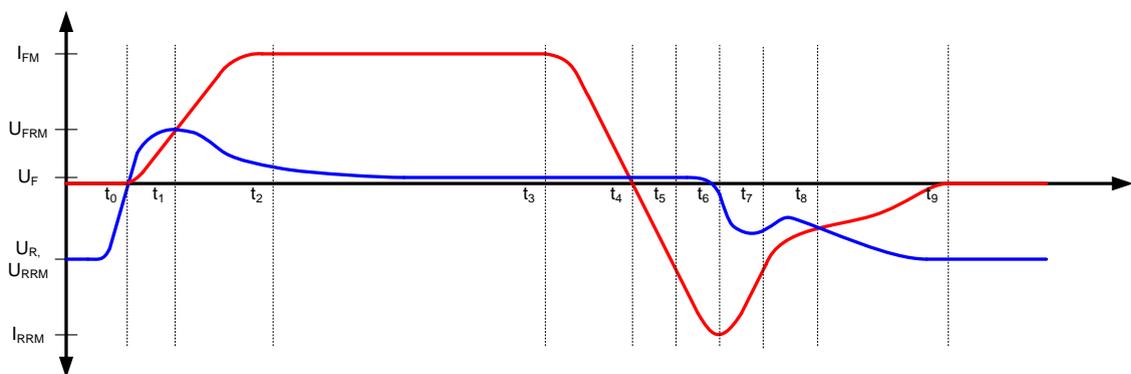


Abbildung 3.5: Schaltverhalten der Diode

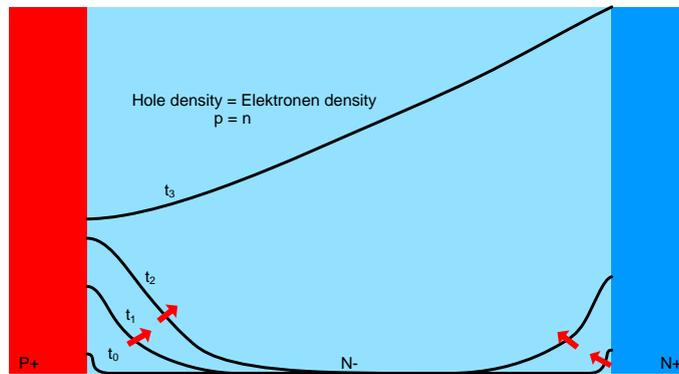


Abbildung 3.6: prinzipieller Elektronenkonzentrationsverlauf beim Einschaltvorgang [87]

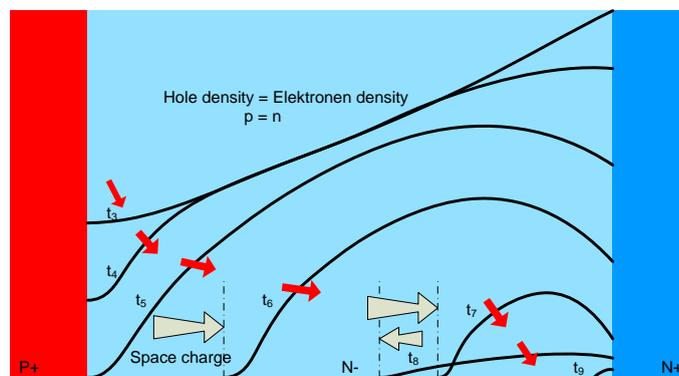


Abbildung 3.7: prinzipieller Elektronenkonzentrationsverlauf beim Ausschaltvorgang [66][64]

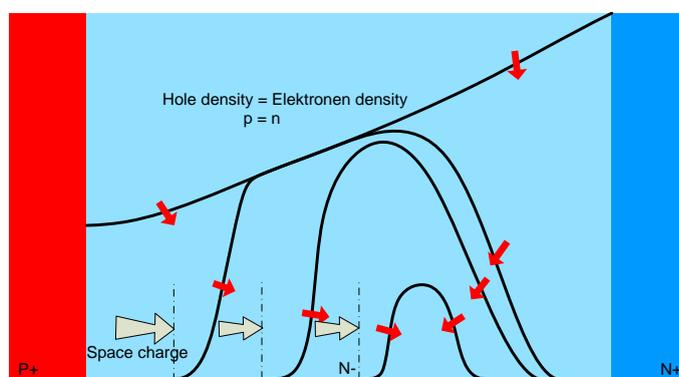


Abbildung 3.8: prinzipieller Elektronenkonzentrationsverlauf beim snappigen Ausschaltvorgang [66]

3.1 Grenzwerte

Eine Diode besitzt die Funktion, den Strom in Abhängigkeit von der Polarität in einer Richtung zu leiten und in der anderen zu sperren. In einem Umrichter wird dieses als Freilaufdiode zum Schutz vor Überspannung oder als Gleichrichter eingesetzt. Beide Funktionen sind essentiell und es ist zwingend dafür zu sorgen, dass die Diode innerhalb des sicheren Arbeitsbereichs (Englisch: safe operating area; Abkürzung: SOA) betrieben wird.

Die Abbildung 3.9 gibt eine typische Darstellung des sicheren Ausschaltarbeitsbereichs (Englisch: reverse recovery safe operating area; Abkürzung: RRSOA) einer Diode wieder. Dabei gibt es wesentliche Grenzen. Die maximale Spannung, die auch als Durchbruchspannung bezeichnet wird (Englisch: breakdown voltage; Abkürzung: $U_{R(BR)}$) und zu einem Lawinendurchbruch führt, die maximale Schaltleistung (P_{tot}) und die maximale Sperrschichttemperatur. Die Durchbruchspannung und die Schaltleistung sind temperaturabhängig; somit gilt die Darstellung in Abbildung 3.9 nur für einen bestimmten Temperaturzustand. Mit zunehmender Stromfilamentierung werden die Grenzen kleiner. Es entstehen dabei sogenannte Hot Spots, die ein dynamisches Avalanche begünstigen [64]. In Flussrichtung der Diode gibt es weitere Einschränkungen. Eine maximale Verlustleistung P_{tot} , die zu einem thermischen Problem führt, aber auch die Stromhöhe oder die zyklischen Belastungen der Diode gehören dazu. Die einzelnen Grenzen werden in den folgenden Unterkapiteln näher betrachtet.

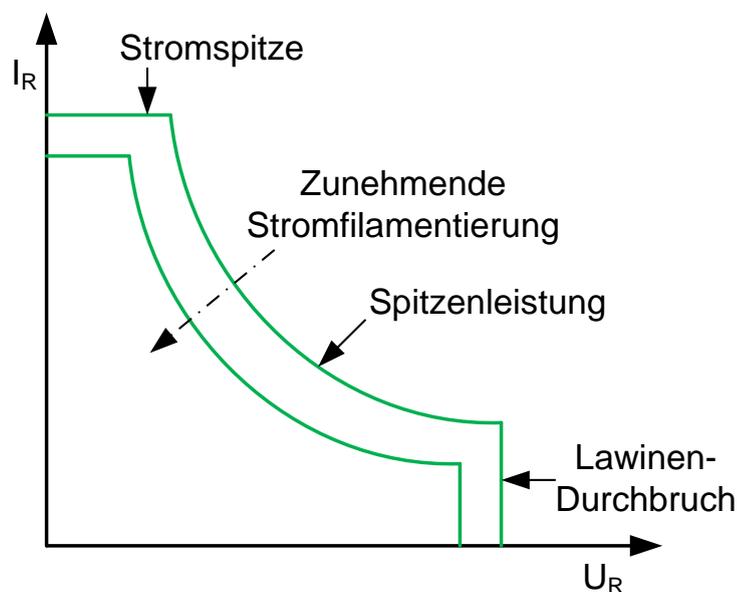


Abbildung 3.9: RRSOA (reverse recovery safe operating area) einer typischen Diode [65] [64]

3.1.1 Maximale Sperrspannung $U_{R(BR)}$

Dieser Bereich wird in verschiedenen Literaturen auch als „statischer Lawinendurchbruch“ bezeichnet [71]. Hierbei kommt es bei der Erhöhung der Sperrspannung am pn-Übergang ab einer gewissen kritischen Feldstärke zu einer Stoßionisation von Ladungsträgern. Durch die hohe Feldstärke im Halbleiter können die freien Ladungsträger genügend hohe Energie aufnehmen, um bei Stößen mit dem Gitter neue Elektronen-Loch-Paare zu erzeugen. Es kommt zu einer Kettenreaktion und zu einem Lawinendurchbruch. Der Sperrsättigungsstrom $I_{R(S)}$ wird durch den Lawineneffekt vervielfacht und somit ergibt sich bei der Durchbruchspannung $U_{R(BR)}$ ein beliebig großer Strom.

Die maximale Sperrspannung ist von der kritischen Feldstärke sowie der Größe der Raumladungszone abhängig. Einerseits gibt es den Zusammenhang $dE/dx = e_0 N_D / \epsilon$, dass mit steigender Grunddotierung N_D die Feldstärke ansteigt und andererseits kann es nach $U_{R(BR)} = \frac{1}{2} \cdot E_{BR} \cdot w_{RLZ}$ mit $w_{RLZ} = \left(\frac{8}{C}\right)^{1/8} \cdot \left(\frac{e_0 N_D}{\epsilon}\right)^{-7/8}$ schon bei einer kleinen ausgeprägten Raumladungszone zu einem Durchbruch kommen [71]. C ist in diesem Fall die Fulop-Konstante und hat den Wert von $C = 1,8 \cdot 10^{-35} \text{cm}^6 \text{V}^{-7}$. Eine niedrige N_D -Dotierung führt außerdem zu einer niedrigeren kritischen Feldstärke, da der Gradient der elektrischen Feldstärke kleiner ist und sich somit eine Zone mit einer hohen elektrischen Feldstärke weiter ausdehnt.

3.1.2 Maximale Schaltleistung

Die maximale Schaltleistung gibt ein Maß der maximalen Feldstärke in Sperrrichtung wieder. Während des Ausräumens der Ladungsträger beim „reverse recovery“ kommt es infolge der Spannungsaufnahme und eines großen Stroms zu einer Feldaufsteilung, die an die kritische Feldstärke des Bauteils gelangen kann. Für den pn-Übergang bei einem dreieckförmigen Feldverlauf gilt annähernd die Formel 2.29 (v_p ist die Geschwindigkeit der Löcher, ϵ ist die Dielektrizitätskonstante, A ist die Fläche der Diode):

$$E_{max} \approx \sqrt{\frac{2}{\epsilon v_p A} \cdot P}$$

Bei einem größeren Strom wandert das Feld vom pn-Übergang zum n⁺n⁺-Übergang oder es entstehen an beiden Dotierungsübergängen Feldstärkenüberhöhungen, die zur Zerstörung des Halbleiters führen. Eine dynamische Avalanche der dritten Art mit Feldstärkenüberhöhung an beiden Dotierungsübergängen zeigt das nächste Bild.

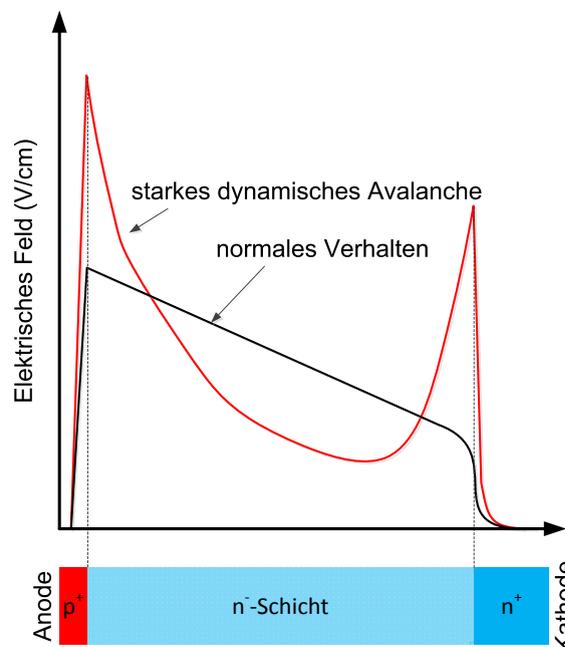


Abbildung 3.10: Feldverlauf bei sehr starkem dynamischen Avalanche - Typ 3

3.1.3 Maximale Verlustleistung P_{tot}

Die maximale Verlustleistung ist durch das thermische Abführen der Wärme begrenzt. Durch den gegebenen Bandlückenabstand beim Halbleitermaterial kommt es bei höherer Temperatur zu einer Loslösung der Elektronen-Loch-Paar-Bindung und damit ebenfalls zu einem Lawinendurchbruch. Es muss mittels Kühlung dafür gesorgt werden, dass die kritische Temperatur nicht überschritten wird. Der Einsatz von Siliziumkarbid (SiC) kann durch den höheren Bandlückenabstand bei einer höheren Temperatur und damit höheren Verlustleistung betrieben werden. Die Verlustleistung der Diode, die sich aus dem Laststrom und der Flussspannung der Diode zusammensetzt, muss kleiner sein als die thermische Verlustleistung P_{tot} , die sich anhand der Temperaturunterschiede und des Wärmeübergangswiderstands berechnen lässt.

$$P_{Verlust} = U_{Diodenflussspannung} \cdot I_{Laststrom}$$

$$P_{tot} = \frac{T_{jmax} - T_{case}}{R_{thjc}}$$

3.1.4 Maximaler Spitzenflussstrom $I_{F(SM)}$

$I_{F(SM)}$ ist der maximal erlaubte Spitzenstrom der Diode. Diesen Wert kann die Diode mindestens 100-mal in ihrer Lebenszeit führen, bis es zu einer Zerstörung dieser kommt. Eine kurzzeitige Überbelastung des Halbleiters und der Bonddrähte ist bis zu einem Maximum möglich. Beim Überschreiten dieses Werts kann es

zu einer Stromverdrängung, zur Ablösung der Bonddrähte durch die Erwärmung oder Änderung der Eigenschaften des Materials [45] oder zum Diffundieren der Metallisierung (typisch ist Aluminium) von der p-Schicht in die Dotierung kommen, sodass die Herabsetzung der Sperrfähigkeit der Diode die Folge ist. Die Dauer der Strombelastungen, die Höhe, der Abstand und die Anzahl sind entscheidend für die Lebensdauer (siehe Abbildung 3.11 und 3.12).

[37] gibt eine Formel zur Berechnung von beliebigen Impulslängen wieder, unter der Voraussetzung, dass die Temperaturänderung im Verhältnis zur Stromhöhe und zum Übergangswiderstand proportional ist. Die Formel lautet:

$$\frac{I_{F(SM)}(t_p)}{I_{F(SM)}(10ms)} = \sqrt{\frac{Z_{th}(10ms)}{Z_{th}(t_p)}} \quad (3.2)$$

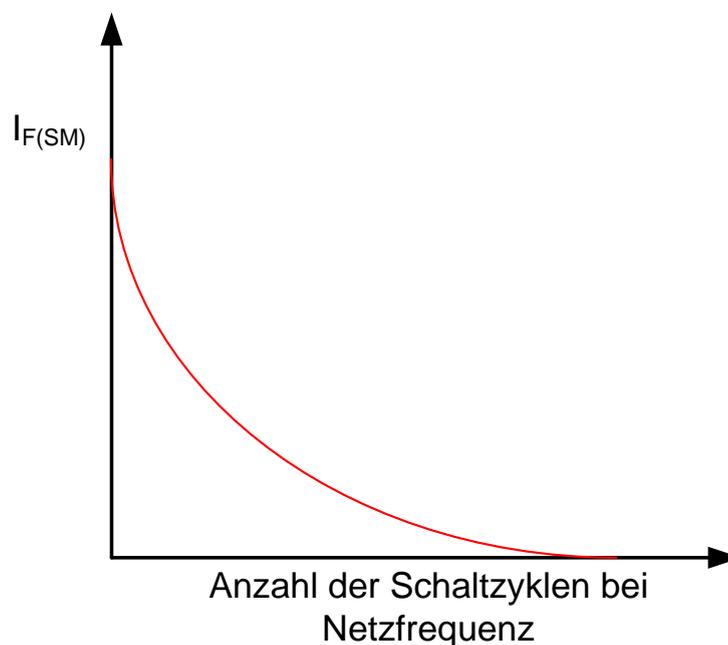


Abbildung 3.11: Maximaler Spitzenstrom in Abhängigkeit von den Schaltzyklen [83][67]

3.1.5 Grenzlastintegral i^2t

Dieses folgt aus der Integration des Durchlassstroms [77]. Beim Erreichen des zulässigen Grenzwerts, z.B. infolge einer Überlast, muss der Strom abgeschaltet werden (Abkühlungspause). Dieser Wert wird auch verwendet, um eine entsprechende Absicherung zu wählen. Ein Überstrom kann zum Beispiel bei einem Kurzschluss auftreten und sollte dann die Schutzeinrichtung nicht schnell genug auslösen, müssen dementsprechend alle Stromimpulse zusammengezählt

werden, weil es zu keiner ausreichenden Abkühlung zwischen zwei Impulsen kommt [3]. In den Datenblättern der Diode werden meistens nur für 2 Zeitwerte (0,1ms und 10ms) die Grenzwerte angegeben. Die Zeitwerte liegen aber weit über der Kurzschlussfestigkeit des IGBTs und dementsprechend fehlen für einen Kurzschluss von $t_p = 10\mu\text{s}$ Grenzwerte. Die Abbildung 3.12 gibt einen typischen Verlauf des Grenzlastintegrals wieder. Die Ausfallmechanismen sind dieselben wie im vorherigen Kapitel 3.1.4.

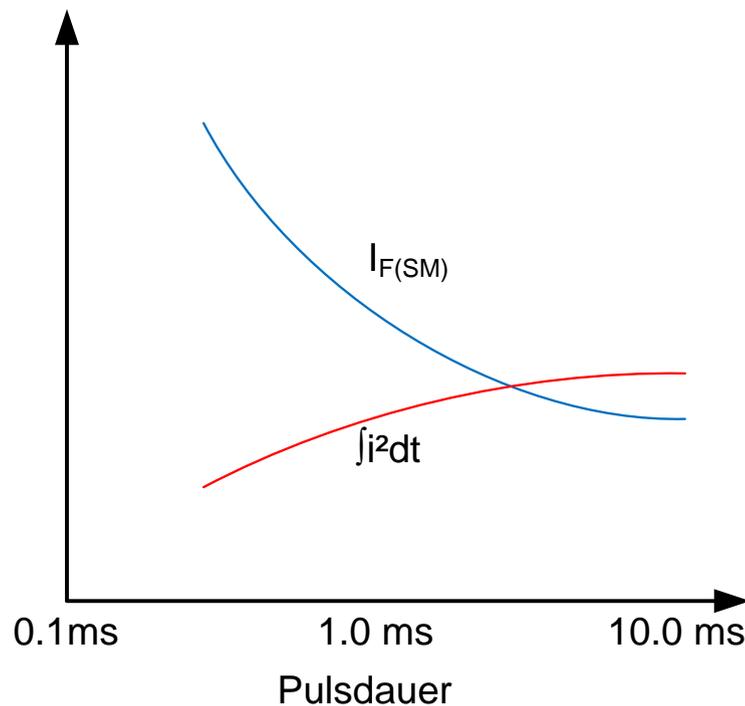


Abbildung 3.12: Strombelastung in Abhängigkeit von der Impulsdauer [83]

3.1.6 Stromfilamentierung

Eine Stromfilamentierung ist ein Vorgang, bei dem der Strom nicht mehr durch alle Diodenchips gleichmäßig fließt, sondern nur noch kanal- oder chipweise. Eine Filamentierung des Dioden-Modul-Stroms auf wenige Chips oder einen Chip kann durch eine unsymmetrische Kopplung der Dioden an den Stromkreis erfolgen. Innerhalb eines Diodenchips kann dieses durch eine Fehlstelle im Siliziummaterial hervorgerufen werden. Ein großer Diodenstrom führt durch die Filamentierung zu einer Erwärmung eines Kanals und es kann zu einer Zerstörung kommen. Eine unsymmetrische Kopplung der Diodenchips kann durch die Parallelschaltung mehrerer Dioden mit Bonddrähten, wie sie auch bei einem IGBT-Modul vorhanden sind, zustande kommen. Die Bonddrähte besitzen dabei einen ohmschen und induktiven parasitären Effekt. Eine schnelle Stromänderung begünstigt eine Filamentierung.

4 Elektrische Belastung der Leistungshalbleiter in Fehlerfällen

Das Verhalten der Leistungshalbleiter bei Umrichterfehlern ist abhängig von der eingesetzten Topologie. Hierbei gibt es eine Vielzahl von Umrichtertopologien oder auch Fehlermöglichkeiten. Die weitere Betrachtung erfolgt anhand des Spannungszwischenkreisumrichters (Abbildung 4.1), da dieser die größte Verbreitung aufweist. Ein Fehlerfall bei diesem Umrichtertyp kann unter anderem durch eine fehlerhafte Kühlung, eine fehlerhafte Umrichterregelung und -steuerung, eine fehlerhafte Ansteuerschaltung oder auch durch ein mögliches Isolationsversagen eines Bauteils vorliegen. Jeder Fehlerfall führt zu einer Strom- und Spannungsänderung im Umrichter, wodurch weitere Bauteile betroffen sind. Prinzipiell kann bei einem Spannungszwischenkreisumrichter zwischen einem ausgangsseitigen Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite oder auf der Wechselspannungsseite unterschieden werden.

Ein Kurzschluss ist laut dem Internationalen Elektrotechnischen Wörterbuch der International Electrotechnical Commission (IEC) mit der Nummer IEC 826-14-10 ein „zufällig oder absichtlich entstandener Strompfad zwischen zwei oder mehr leitfähigen Teilen, durch den die elektrischen Potentialdifferenzen zwischen diesen leitfähigen Teilen auf einen Wert gleich Null oder nahezu Null abfallen“. Die abfallende Spannung am Verbraucher macht sich als Entsättigung des IGBTs und damit als eine Spannungsaufnahme bemerkbar.

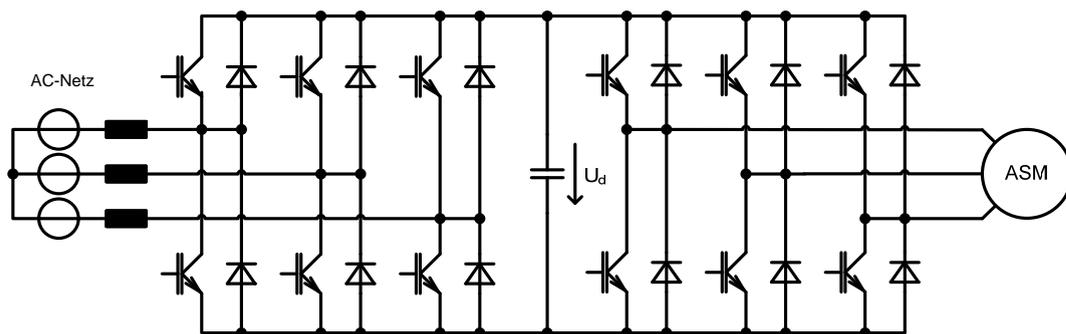


Abbildung 4.1: Spannungszwischenkreisumrichter

4.1 Ausgangsseitiger Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite

Ein Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite (Abbildung 4.2) führt als Erstes zum Entladen des Zwischenkreiskondensators in die Kurzschlussstelle. Der Kurzschlussstrom steigt in Abhängigkeit von der Kurzschlussinduktivität, der Lichtbogenspannung, des sehr geringen ohmschen Widerstands sowie der Spannung über den Kondensator an. Typischerweise erreicht der Strom schnell einen sehr großen Wert. Hierbei können Schäden durch die elektromagnetischen Kräfte oder durch den Lichtbogen entstehen. Die Leistungshalbleiter im Umrichter sind vom Kurzschluss zunächst unbeeinflusst. Nach dem vollständigen Entladen des Kondensators hat der Kurzschlussstrom sein Maximum erreicht und es kommt über dem Umrichter zu einem Freilaufpfad des Kurzschlussstroms. Die Dioden erfahren einen Stromstoß, der in seiner Höhe und Länge über dem typischen Wert liegt. Die Abklingzeit des Kurzschlussstroms und damit die Dauer der Diodenbelastung ergibt sich vor allem aus der Lichtbogenspannung und dem sehr kleinen ohmschen Spannungsabfall im Stromkreis. Je kleiner der Spannungsabfall im Kurzschlusskreis ist, desto länger fließt ein Kurzschlussstrom. Diese Stoßstrombelastung der Dioden unterscheidet sich deutlich von der in den Datenblättern üblichen Angabe einer 10ms Sinus-Halbperiode. Eine Schutzmöglichkeit wäre der Einsatz einer Ausgangsdrossel an der Gleichspannungsseite. Dieses führt zu einem niedrigeren Kurzschlussstrom, aber im Umkehrschluss zu einer längeren Abklingzeit. Die Abbildung 4.3 zeigt ein Simulationsergebnis des Kurzschlussverhaltens. Dabei ist die rechte Darstellung ein Ausschnitt aus dem linken Verlauf.

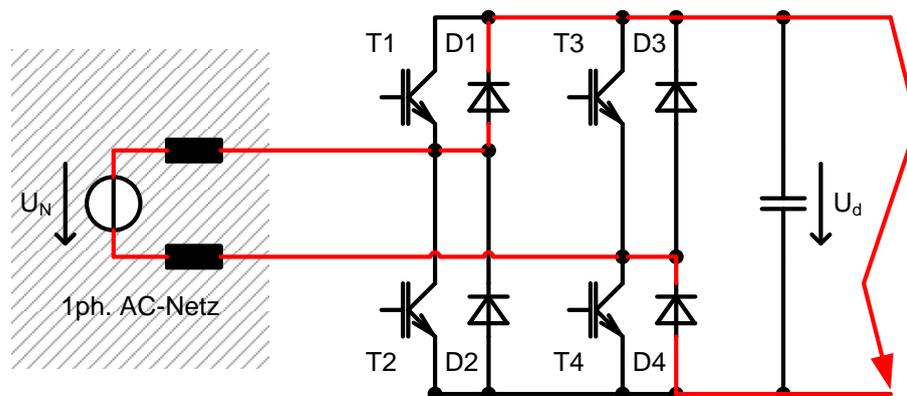


Abbildung 4.2: Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite am Beispiel eines einphasigen netzseitigen Umrichters

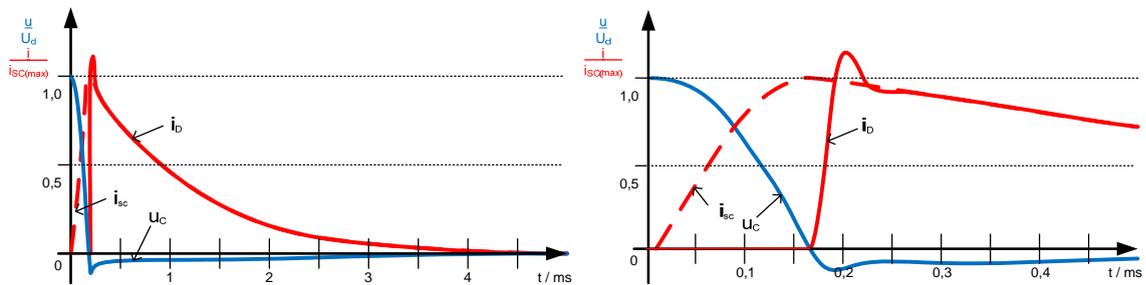


Abbildung 4.3: Verläufe beim Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite [72]

Zusätzlich zu dem Strom, der durch die Kurzschlussinduktivität getrieben wird, kommt es zu einer Überlagerung durch die Stromeinprägung aus der AC-Seite (siehe Abbildung 4.4). Die Stromamplitude hängt vom Eintritt des Kurzschlusses ab. Die günstigsten Verhältnisse ergeben sich, wenn das Ereignis zum Zeitpunkt der maximalen Netzspannung eintritt. Hierbei erreicht der Strom direkt seinen stationären Wert. Die maximale Stromamplitude wird transient erreicht, wenn sich die Netzspannung im Nulldurchgang befindet. Der Strom erreicht dabei das Doppelte und sinkt mit der Abklingzeitkonstante auf den stationären Kurzschlussstrom. Die Konstante wird durch die ohmsche Belastung im Kreis bestimmt.

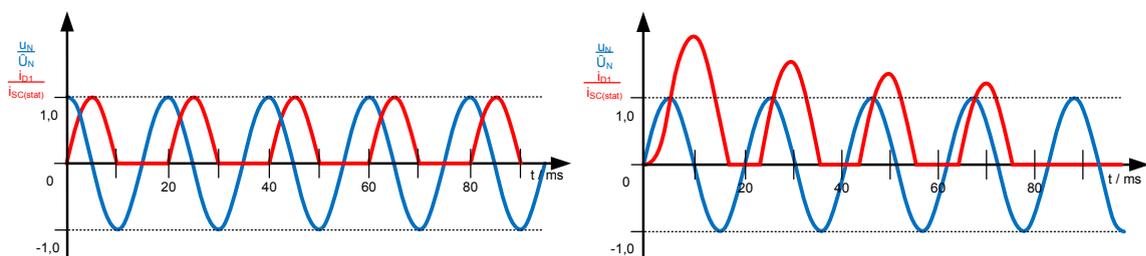


Abbildung 4.4: Verläufe beim Kurzschluss auf der Gleichspannungsseite beim nachspeisenden Strom aus dem Netz (links: KS beim Maximum der Netzspannung, rechts: KS beim Minimum der Netzspannung [72])

4.2 Ausgangsseitiger Kurzschluss auf der Wechselspannungsseite

Bei einem Kurzschluss auf der Wechselspannungsseite können diese zwischen zwei Phasen oder auch zwischen einer Phase und einem Massepunkt auftreten. Die Abbildung 4.5 zeigt einen Spannungswechselrichter, wo beim Verbraucher auf der Wechelseite ein Erdschluss vorhanden ist. Die stromdurchflossenen Halbleiter haben hierbei Einfluss auf das Kurzschlussverhalten. Die Gleichrichterdiode hat, wie im vorherigen Kapitel beschriebenen, einen möglichen zu großen und zu langen Kurzschlussstrom. Der IGBT hingegen hat die Möglichkeit, den Strom

zu begrenzen und diesen auch aktiv abzuschalten. Dieses Ereignis wird als Kurzschlussverhalten vom IGBT, der sich im Lastkreis befindet, bezeichnet. Abhängig vom Zeitpunkt des Kurzschlusses, vom Zustand des IGBTs und der Stromrichtung ergeben sich verschiedene Situationen für die im Kommutierungskreis befindlichen Halbleiter. Die nachfolgenden Kurzschlussstypen sind evolutionär entstanden.

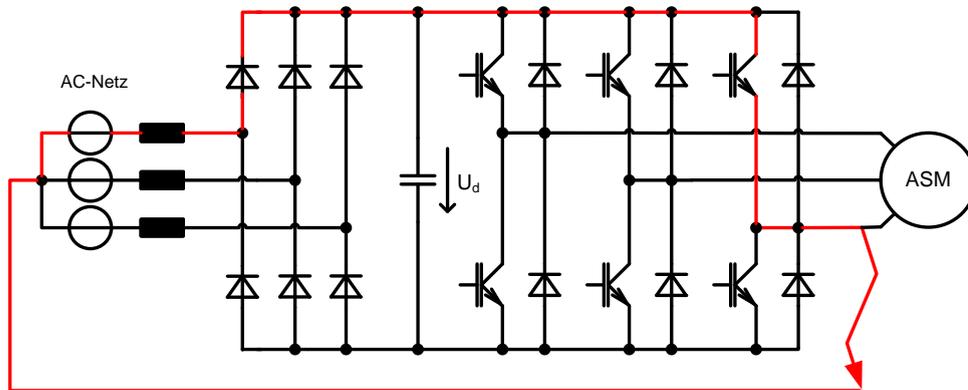


Abbildung 4.5: Kurzschluss auf der Wechselspannungsseite eines dreiphasigen Umrichters

4.2.1 Kurzschlussstyp 1

Dieser Kurzschlussstyp ist der Standard-Typ unter den Kurzschlüssen. Damit ist das direkte Einschalten eines IGBTs auf einen vorhandenen Kurzschluss gemeint. Da dieser Fehlerfall sehr einfach experimentell umzusetzen ist und er in der Realität sehr oft auftritt, wird meistens nur dieser Typ aller Fehlerfälle betrachtet. Dabei wurde früher davon ausgegangen, dass dieser die schlimmste Situation für den IGBT wäre. Dieses ist mittlerweile nicht mehr gültig und kann meistens beherrscht werden.

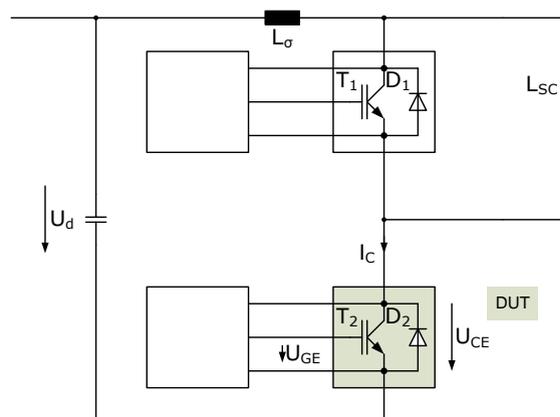


Abbildung 4.6: Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines Typs 1

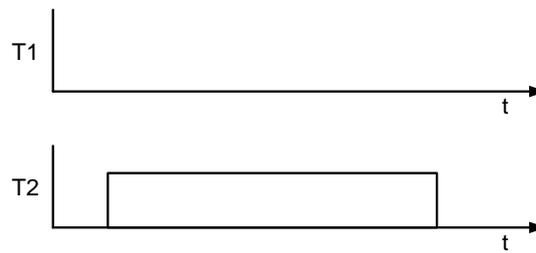


Abbildung 4.7: Pulsmuster für KS1

Für die experimentelle Untersuchung dieses Fehlerfalls kann eine Schaltung wie in Abbildung 4.6 mit dem Pulsmuster in Abbildung 4.7 eingesetzt werden. Für die Betrachtung des Schaltverhaltens des IGBTs muss nunmehr die Intensität der Kurzschluss-Verbindung bzw. L_{SC} unterschieden werden.

Beim Kurzschlussstyp 1 existieren 2 elementare Unterschiede. Zum einen ist das resultierende di/dt vom Kurzschluss abhängig und zum anderen vom einschaltenden IGBT. Bei einem niederinduktiven Kurzschluss fällt in Folge des relativ langsamen Einschaltens des IGBTs über der Kollektor-Emitter-Strecke keine Spannung ab und damit bleibt die Miller-Kapazität während des Schaltzyklus klein. Die Kollektor-Emitter-Spannung kann näherungsweise nach $U_{CE} = U_d - U_{L_\sigma} - U_{L_{SC}} = U_d - (L_\sigma + L_{SC}) \left(\frac{di_C}{dt} \right)_{IGBT} \approx U_d$ bestimmt werden. Im zweiten Fall, also bei einem Kurzschluss mit einem größeren induktiven Kurzschluss, fällt die Spannung über dem IGBT und das di/dt wird durch die Gleichung $\frac{di_C}{dt} = \frac{U_d - U_{CE}}{L_\sigma + L_{SC}}$ bestimmt. Damit haben wir eine Unterscheidung zwischen einem niederinduktiven und hochinduktiven Kurzschluss gefunden (4.1).

$$\left(\frac{di_C}{dt} \right)_{IGBT} \begin{matrix} \text{niederinduktiver Kurzschluss} \\ > \\ \text{hochinduktiver Kurzschluss} \end{matrix} \left(\frac{di_C}{dt} \right)_{L_\sigma + L_{SC}} \quad (4.1)$$

Hochinduktiver Kurzschlussstyp 1

In der Abbildung 4.8 ist ein Verlauf eines Kurzschlussstyps 1 dargestellt. Im Vergleich zum normalen Schalten des IGBTs nimmt der IGBT auch während des Einzustands die volle Zwischenkreisspannung auf. Dieses geschieht automatisch durch das Ausräumen der Ladungsträger durch den hohen Strom aus der Driftzone. Der Kollektorstrom erreicht dabei das 5-10-fache des Nennstroms.

KAPITEL 4. ELEKTRISCHE BELASTUNG DER LEISTUNGSHALBLEITER IN FEHLERFÄLLEN

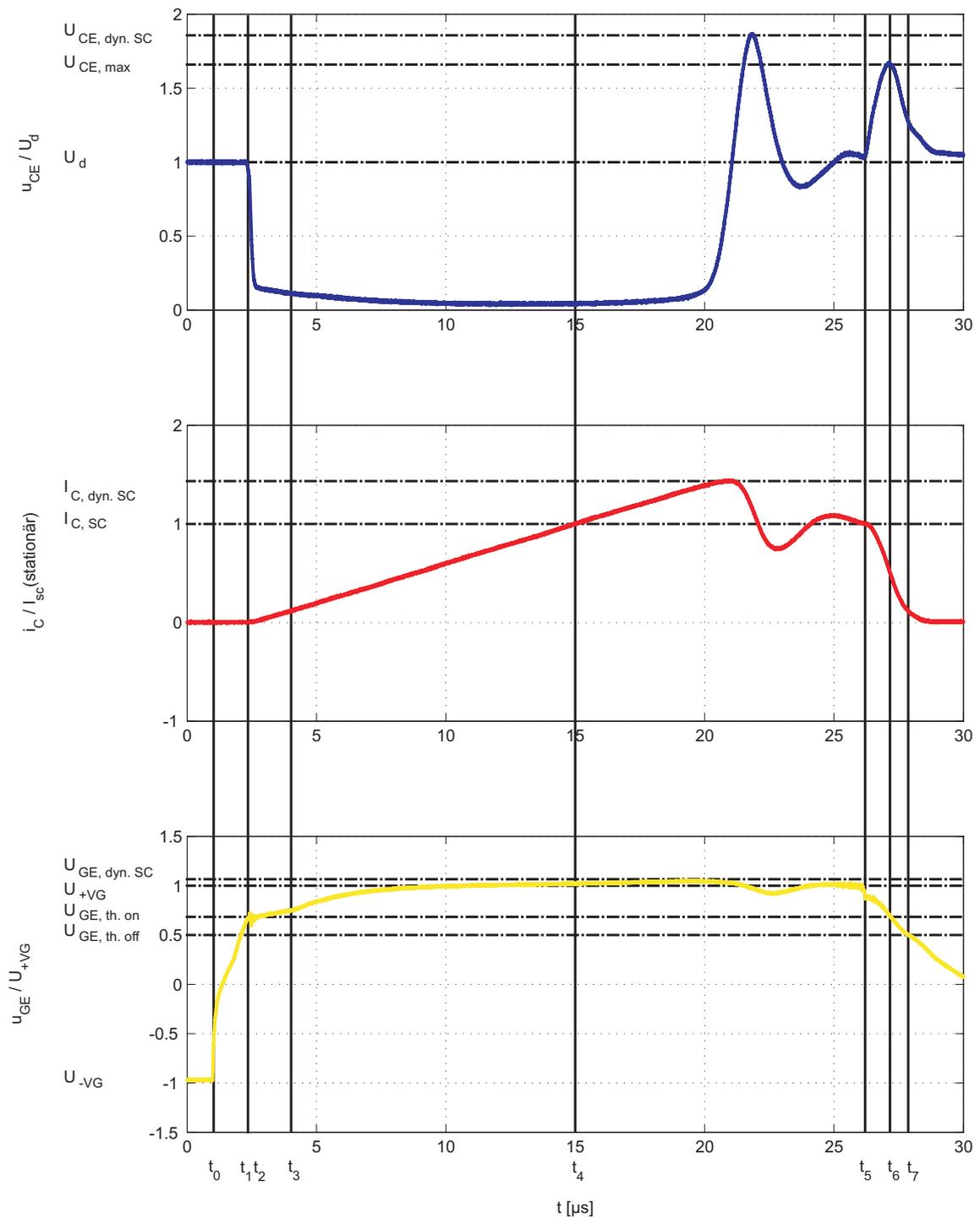


Abbildung 4.8: gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei KS1 mit großer Induktivität

Nunmehr soll das Einschaltverhalten des IGBTs auf einen Kurzschluss erläutert werden.

$$t_0 < t < t_1$$

Der IGBT ist noch gesperrt und die Gate-Emitter-Kapazität wird durch Anlegen

einer positiven Gate-Emitter-Spannung umgeladen. Damit gibt es keinen Unterschied zum normalen Schalten des IGBTs und es gelten die Formeln aus dem Kapitel 2.2.

$$t_1 < t < t_2$$

Mit dem Erreichen der Threshold-Spannung $U_{GE,th}$ fängt der IGBT an zu leiten. Der Kollektorstrom beginnt in Abhängigkeit von der Gate-Emitter-Spannung an zu fließen. Es kommt zu einem kleinen Spannungseinbruch über der U_{CE} -Strecke infolge des steigenden Stroms über die Induktivitäten im Kommutierungskreis. Unter Vernachlässigung des kleinen Spannungseinbruchs ergibt sich keine Veränderung bei der Aufladefunktion der Gate-Emitter-Spannung.

$$i_C(t) = g_{m,sat} \cdot (U_{GE}(t) - U_{GE,th}) \quad (4.2)$$

$$U_{GE}(t) = \Delta U_{VG} \cdot \left(1 - e^{\frac{-(t-t_0)}{(R_G+R_g) \cdot C_{GE}}} \right) \quad (4.3)$$

$$\frac{di_C(t)}{dt} = g_{m,sat} \frac{dU_{GE}(t)}{dt} = g_{m,sat} \frac{\Delta U_{VG}}{(R_G + R_g) \cdot C_{GE}} \cdot e^{\frac{-(t-t_0)}{(R_G+R_g) \cdot C_{GE}}} \quad (4.4)$$

$$t_2 < t < t_3$$

Mit dem Erreichen des Miller-Plateaus ist der MOS-Kanal offen, die Spannungsabhängigkeit verschwindet und der Kollektorstrom kann ungehindert fließen. Die Kollektor-Emitter-Spannung ist infolge des Spannungsabfalls über der Induktivität im Lastkreis nahezu null und es stellt sich ein di_C/dt nach der Formel 4.5 ein. Die angelegte Gate-Emitter-Spannung bleibt konstant und entlädt die Millerkapazität.

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{U_d}{L_\sigma + L_{SC}} \quad (4.5)$$

$$t_3 < t < t_4$$

Am Ende dieser Phase ist der Gate-Strom null, die Gate-Emitter-Spannung wurde nach der Formel 4.6 aufgeladen und der IGBT befindet sich im stationären Einzustand bzw. im Sättigungsbereich.

$$U_{GE}(t) = \Delta U_{VG} \cdot \left(1 - e^{\frac{-(t-t_0)}{(R_G+R_g) \cdot (C_{ge}+C_{gd})}} \right) \quad (4.6)$$

$$t_4 < t < t_5$$

Der Kurzschlussstrom steigt über $\frac{di_C}{dt} = \frac{U_d}{L_\sigma + L_{SC}}$ weiter an. Wenn der Kollektorstrom das Niveau des stationären Kurzschlussstroms erreicht hat, geht der MOS-Kanal in den Pinch-Off-Bereich über. Hierdurch wird der MOS-Kanal abgeschnürt, es

kommt zum Ausräumen der überschüssigen Ladungsträger aus der Driftzone und es wird im ladungsfreien Bereich in der Driftzone ein Feld aufgebaut. Es kommt über die internen parasitären Kapazitäten des IGBTs zu einem Verschiebungsstrom, der zu einem Anheben der Gate-Emitter Spannung führt und dieses öffnet den MOS-Kanal weiter (Gleichung 4.2). Die IGBT-Ansteuerung besitzt typischerweise einen Überspannungsschutz für die Gate-Emitter-Strecke und begrenzt die Anhebung der Gate-Emitter-Spannung und des Kollektorstroms des IGBTs. Der Verschiebestrom und damit die Spannungsanhebung am Gate hat mit der Geschwindigkeit des Aufbaus der Raumladungszone und mit dem Kollektorstrom zu tun. Bei einem hohen Kollektorstrom fällt über die Driftzone eine höhere Spannung infolge des Driftwiderstands ab. Dieses führt zu einem größeren elektrischen Feld und die Ladungsträger fließen in Abhängigkeit von der Feldstärke mit der Drift- bzw. der Sättigungsgeschwindigkeit durch.

$t = t_5$

Zum Zeitpunkt t_5 befindet sich der IGBT im stationären Kurzschluss-Betrieb. Der Kollektorstrom fließt in Abhängigkeit von der stationären Gate-Emitter-Spannung auf hohem Niveau weiter. Die Spannung über dem IGBT stellt sich im Verhältnis zu den ohmschen Verlusten im Stromkreis ein. Durch das Ausräumen der Ladungsträger aus der Driftzone befindet sich der IGBT im aktiven Bereich und die Millerkapazität ist klein.

$t_5 < t < t_7$

Zum Abschalten des IGBTs wird eine Spannung unterhalb der Threshold-Schwelle an das Gate angelegt. Durch die vorangegangene Entsättigung ist die Millerkapazität klein und damit ist die Gate-Kapazität das bestimmende Glied. Während der fallenden Stromflanke kommt es zu einer Spannungsüberhöhung ($t=t_6$) über der Kollektor-Emitter-Strecke. Die Höhe darf unter keinen Umständen die Blockierspannung des Halbleiters überschreiten. Mittels eines größeren Gate-Widerstands wird diese begrenzt. Es gelten folgende Gleichungen.

$$U_{GE}(t) = \Delta U_{VG} \cdot e^{\frac{-(t-t_5)}{(R_G+R_g) \cdot C_{GE}}} \quad (4.7)$$

$$\frac{di_C(t)}{dt} = g_{m,sat} \frac{\Delta U_{VG}}{(R_G + R_g) \cdot C_{GE}} \cdot e^{\frac{-(t-t_5)}{(R_G+R_g) \cdot C_{GE}}} \quad (4.8)$$

$$U_{CE} = U_d - L_\sigma \frac{di_C}{dt} \quad (4.9)$$

$t_7 < t$

Mit dem Unterschreiten der Threshold-Spannung ist der MOS-Kanal komplett abgeschnürt und es kommt zu einem Schweifstrom infolge der Ausräumung von Ladungsträgern aus der Driftzone. Die benötigte Zeit ist sehr kurz, da durch die Entsättigung der Großteil der Ladungsträger im Vorfeld ausgeräumt wurde. Der

Anstieg des elektrischen Felds wird durch das Fehlen der freien Ladungsträger flacher und das Feld breitet sich über die komplette Driftzone aus und erreicht seinen Endzustand (dreiecksförmig beim NPT-IGBT oder trapezförmig beim PT-IGBT). Der Gate- und Kollektorstrom werden null und die Gate-Spannung erreicht die untere Schaltspannung. Der IGBT befindet sich danach im stationären Blockierzustand.

Niederinduktiver Kurzschlussstyp 1

Der niederinduktive Kurzschlussstyp 1 zeichnet sich dadurch aus, dass während der kompletten Schaltphase die Kollektor-Emitter-Spannung weit oberhalb des stationären Niveaus des stationären Durchlassverhaltens bleibt und der Kollektorstrom hingegen verhält sich in Relation zur Gate-Emitter-Spannung. Ein Verlauf ist in Abbildung 4.9 dargestellt.

Bei einem Kurzschluss mit einer kleinen Induktivität im Stromkreis ist die Stromänderung vom Einschaltverhalten des IGBTs abhängig. Im Zeitbereich $t_0 < t < t_1$ fließt ein Gate-Strom, um die Gate-Emitter-Kapazität des IGBTs umzuladen. Mit dem Erreichen der Threshold-Spannung zum Zeitpunkt t_1 wird der MOS-Kanal leitend. Danach steigt der Kollektorstrom nach der Gleichung 4.11 an und die Kollektor-Emitter-Spannung sinkt hingegen leicht. Die effektive Millerkapazität bleibt während des Vorgangs klein. Eine geringe Induktivität im Kommutierungskreis bewirkt nur einen kleinen Spannungseinbruch, während der Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Gate-Emitter-Spannung steigt. Nach dem Erreichen der Treiberspannung über die Gate-Emitter-Strecke kommt es zur Begrenzung des Kollektorstroms und dieses führt durch die Stromänderung über die parasitären Induktivitäten zu einer Spannungsanhebung über den IGBT. Das führt wiederum beim Halbleiter zu einem Verschiebungsstrom durch die Millerkapazität und lässt einen größeren Kollektorstrom fließen. Der Gate-Treiber mit seiner Gate-Klemmung sowie der nur kleinen Millerkapazität unterbinden ein großes Ansteigen der Gate-Emitter-Spannung und der Kollektorstrom erreicht kurzzeitig ein Maximum zum Zeitpunkt t_2 . Durch die Klemmung der Gate-Spannung fällt der Kollektorstrom auf den stationären Kurzschlussstrom und es baut sich eine Überspannung auf. Ab dem Zeitpunkt t_3 sind alle Ausgleichsvorgänge abgeschlossen. Die Driftzone wurde nicht mit Ladungsträgern überschwemmt, die Millerkapazität ist groß und solange befindet sich der IGBT im aktiven Bereich bzw. im stationären Kurzschlussbetrieb. Die Spannung über dem IGBT stellt sich abhängig von den ohmschen Verbrauchern im Stromkreis ein. Typischerweise sind die Leitungswiderstände sehr klein, somit fällt fast die komplette Spannung über dem Halbleiter ab.

KAPITEL 4. ELEKTRISCHE BELASTUNG DER LEISTUNGSHALBLEITER IN FEHLERFÄLLEN

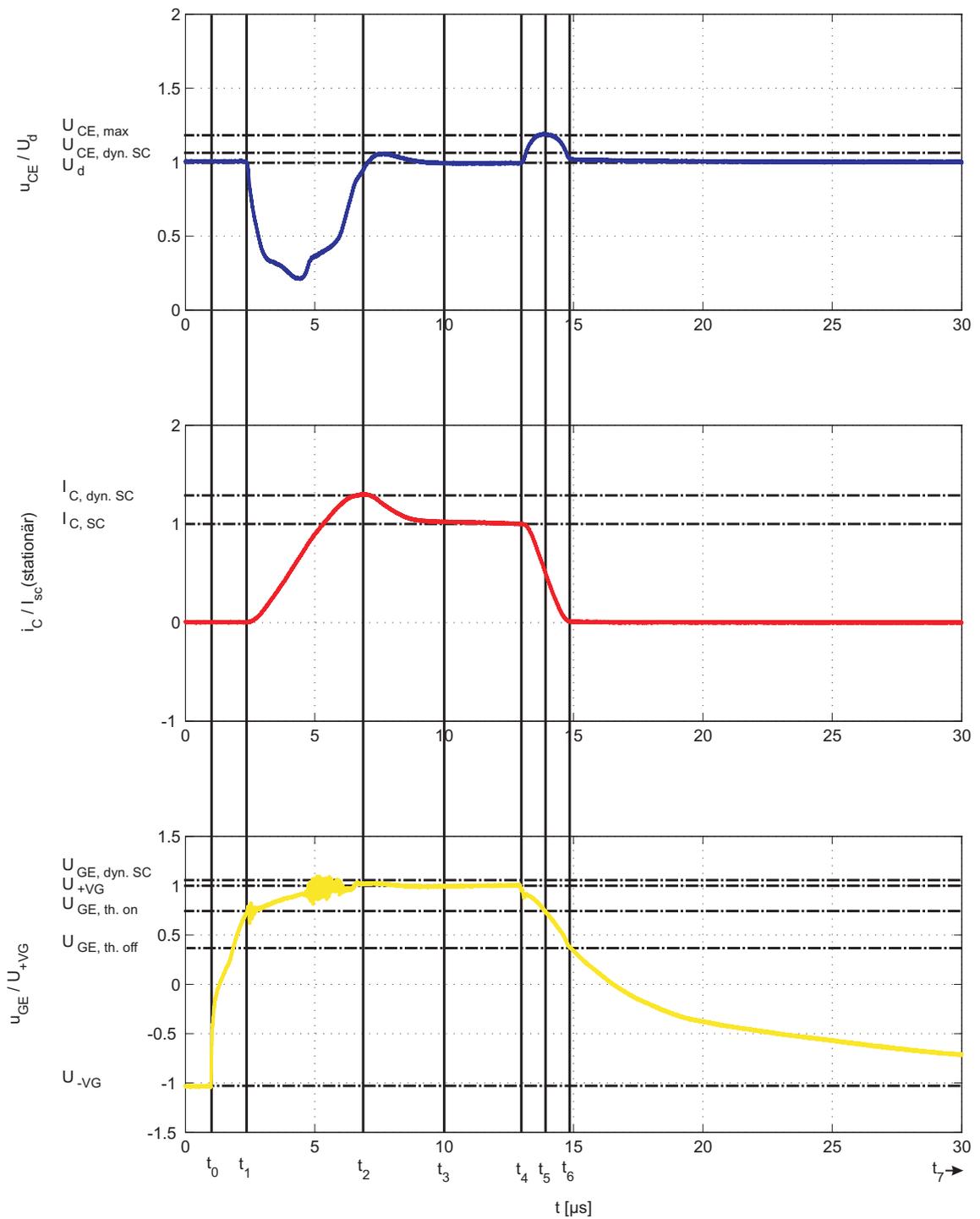


Abbildung 4.9: gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei KS1 mit kleiner Induktivität

$$U_{GE}(t) = \Delta U_{VG} \cdot \left(1 - e^{\frac{-(t-t_0)}{(R_G+R_g)C_{GE}}} \right) \quad (4.10)$$

$$I_C(t) = g_{m,sat} \cdot (U_{GE}(t) - U_{GE(th)}) \quad (4.11)$$

$$U_{CE_{Einschalten}} = U_d - \cancel{(L_\sigma + L_{SC})} \cdot \overset{0}{\frac{di_C}{dt}} \approx U_d \quad (4.12)$$

$$U_{CE_{Ausschalten}} = U_d - L_\sigma \cdot \frac{di_C}{dt} \quad (4.13)$$

Der Abschaltprozess ($t_4 < t$) des IGBTs aus dem stationären Bereich ist unabhängig von der Kurzschlussinduktivität und damit gibt es keine Änderung gegenüber einem Kurzschlussstyp 1 mit einer großen Induktivität.

Eine Betrachtung der inneren Feldverläufe beim Kurzschlussereignis zeigt, dass über die gesamte Zeit das Feld über das komplette Bauteil ausgebreitet ist. Die Verläufe zum Zeitpunkt t_0 und t_1 sind in der n⁻-Zone identisch, weil der Vorgang ausschließlich im Steuerkopf des IGBTs, also bei der Bildung des Elektronenkanals, abläuft. Danach steigt der Kollektorstrom und das Feld verändert sich in Abhängigkeit von der Elektronenkonzentration. In dieser Phase ist die Kollektor-Gate-Kapazität sehr klein und es fließen nur Elektronen durch die Raumladungszone zur Kollektorseite. Dieses Resultat führt zu einer Abflachung der Feldstärke nach der Gleichung 4.14. Zum Zeitpunkt t_3 hat der IGBT sein stationäres Verhalten während des Kurzschlusses erreicht. Die maximale Feldstärke blieb während dieses Vorgangs unterhalb der stationären Feldstärke im Sperrzustand, solange es zu keiner großen Überspannung kommt und diese flacht durch den Stromfluss sogar ab.

Beim Sperrvorgang aus dem stationären Kurzschlusszustand kommt es zu einer Feldstärkenanhebung. Nachdem der Elektronenkanal im Steuerkopf abgeschnürt ist, können nur noch Löcher aus der Driftzone weiter zum Emitter fließen. Der Kollektorstrom besteht in diesem Zeitraum nur noch aus Löchern und wird bei einer zu großen Stromdichte unter dem Einfluss eines hohen Felds mittels Avalanche-Elektron-Loch-Paaren ($p_{avalanche} n_{avalanche}$) generiert. Direkt am pn-Übergang kommt nur der Einfluss der generierten Löcher zum Feldstärkenanstieg dazu und dieses führt zu einem höheren Maximum, was die kritischste Situation beim Ausschalten des IGBTs darstellt. Weiter entfernt vom pn-Übergang gilt die Gleichung 4.15. Während der IGBT seine Überspannung aufnehmen muss, kommt es zu einer Feldanhebung und die kritische Feldstärke darf niemals überstiegen werden. Zum Zeitpunkt t_6 sperrt der IGBT den Kollektorstrom und durch das Ausräumen der restlichen Ladungsträger mittels eines Tailstroms erreicht der IGBT zum Zeitpunkt t_7 seinen stationären Sperrzustand.

$$\frac{dE}{dw} = \frac{e_0}{\varepsilon} \cdot (N_D - n) \quad (4.14)$$

$$\frac{dE}{dw} = \frac{e_0}{\varepsilon} \cdot (N_D + p + p_{avalanche} - n_{avalanche}) \quad (4.15)$$

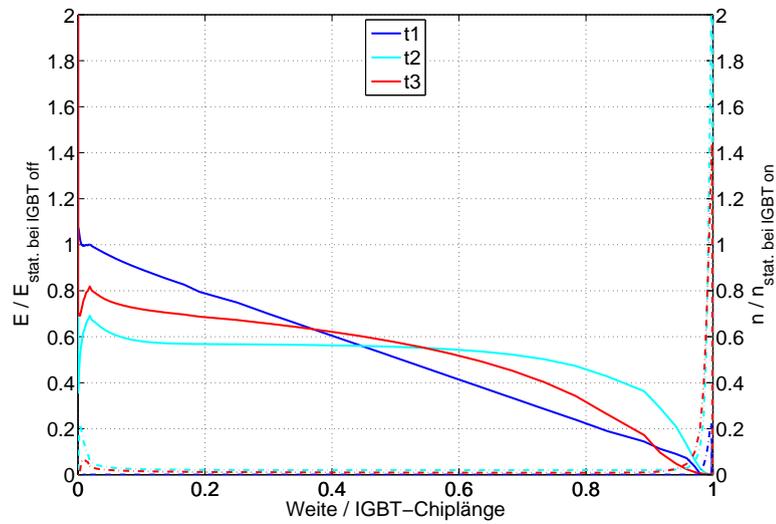


Abbildung 4.10: simulierter Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf bei KS1

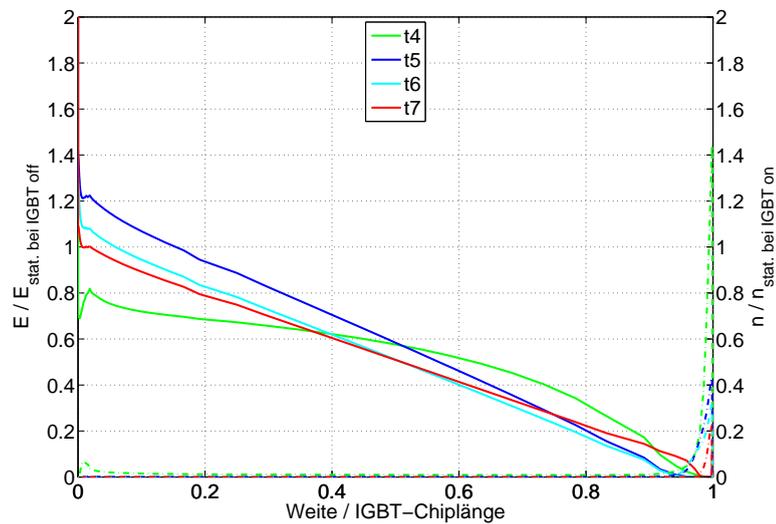


Abbildung 4.11: simulierter Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf beim Abschalten eines Kurzschlusses

4.2.2 Kurzschluss Typ 2

Bei einem Kurzschluss des Typs 2 ist der IGBT vor dem Eintreten des Kurzschlusses im Sättigungsbereich (siehe Kennlinie Abbildung 2.4). Das heißt, dass die Kollektor-Emitter-Spannung auf dem Niveau von $U_{CE,sat}$ ist, der Kollektor-Emitter-Strom wird nicht von der Gate-Emitter-Spannung begrenzt und der Gate-Strom ist gleich null. Dieses wird auch als stationärer Einzustand beim normalen Schalten bezeichnet. Tritt dann in diesem Moment ein Kurzschluss auf, steigt der Kollektorstrom steil an. Die Abbildung 4.12 gibt einen Testaufbau unter Verwendung des Pulsmusters in der Abbildung 4.13 zur Demonstration eines Kurzschlusses des Typs 2 wieder.

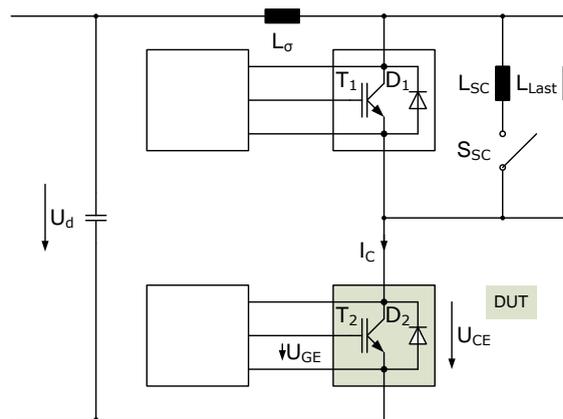


Abbildung 4.12: Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines Typs 2

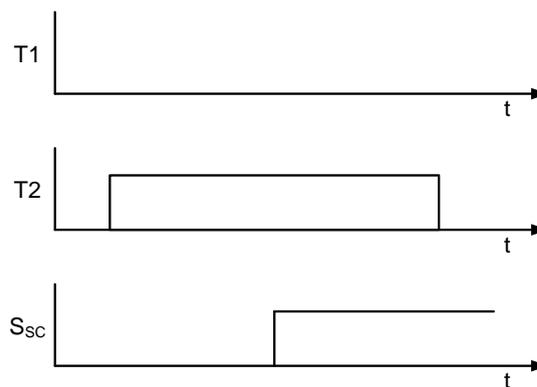


Abbildung 4.13: Pulsmuster für einen Kurzschlussversuch eines Typs 2

Das Schaltverhalten bei einem Kurzschluss Typ 2 ist fast identisch mit dem beschriebenen Verhalten bei einem hochinduktiven Kurzschluss Typ 1. Bevor der Kurzschluss auftritt, ist der IGBT beim Typ 2 vollständig mit Ladungsträgern überschwemmt. Beim Typ 1 mit einer großen Kurzschlussinduktivität ist dieses nur bedingt möglich und somit sind die resultierenden parasitären Kapazitäten des IGBTs unterschiedlich im Vergleich zu diesem Kurzschluss Typ. Die Abbildung

4.14 gibt einen Verlauf eines IGBTs im Kurzschlussfall des Typs 2 wieder. Nunmehr soll das Schaltverhalten kurz erläutert werden. Im Zeitraum $t_0 < t < t_4$ existiert noch kein Kurzschluss und damit gelten die genannten Bedingungen des normalen Schaltens aus dem Kapitel 2.2. Zum Zeitpunkt t_4 befindet sich der IGBT im Sättigungsbereich und es tritt ein Kurzschluss auf. Damit steigt der Kollektor-Emitter-Strom mit einem $\frac{di_C}{dt} = \frac{U_{DC} - U_{CE}}{L_{SC} + L_{\sigma}}$, bis der IGBT entsättigt. Die Spannung über dem IGBT stellt sich in Abhängigkeit von den ohmschen Verbrauchern im Stromkreis ein. Der IGBT befindet sich nun im aktiven Bereich. Der Kollektorstrom wird jetzt durch die Höhe der Gate-Emitter-Spannung bestimmt. Durch die Entsättigung beeinflusst der Verschiebungsstrom das Gate-Potential. Der hohe Verschiebungsstrom kommt durch die Spannungsänderung über dem Halbleiter und somit über die Millerkapazität zustande. Wie schon beim Kurzschlussstyp 1 beschrieben, führt ein großer Kollektorstrom zu einer schnelleren Entsättigung infolge der hohen Feldstärke, hebt das Potential währenddessen das Gate an und lässt einen höheren Kollektorstrom fließen. Durch die parasitären Elemente im Gate-Kreis können die dynamischen Gate-Emitter-Spannungsanhebungen nur gedämpft an den Anschlussklemmen des Moduls gemessen und damit geklemmt werden. Der Gate-Treiber begrenzt die Gate-Emitter-Spannung. Zum Zeitpunkt t_5 ist der Kollektorstrom im Maximum und er fällt durch die Begrenzung der Gate-Emitter-Spannung des Treibers. Die durch die fallende Stromflanke entstehende Spannungsüberhöhung ($t = t_6$) über der Kollektor-Emitter Strecke hat wiederum einen Einfluss auf den Verschiebungsstrom und hebt das Gate an und steuert gegen das Entladen durch den Treiber. Ab dem Zeitpunkt $t = t_7$ befindet sich der IGBT im stationären Kurzschlussbetrieb. Der Gate-Strom ist nunmehr null, die Gate-Emitter-Spannung hat die obere Schaltspannung U_{+VG} erreicht, die Kollektor-Emitter-Spannung ist gleich der Zwischenkreisspannung abzüglich der ohmschen Verluste der Last und der Kollektorstrom ist 5-10-fach höher als der Nennstrom. Alle dynamischen Vorgänge sind abgeschlossen. Um nun den IGBT abzuschalten ($t > t_8$), wird eine Gate-Emitter-Spannung unterhalb der Threshold-Spannung geschaltet. Da dieser Vorgang sich nicht von den anderen Kurzschluss-typen unterscheidet, wird auf dieses hier nicht näher eingegangen und auf den Kurzschlussstyp 1 mit induktiver Belastung verwiesen.

KAPITEL 4. ELEKTRISCHE BELASTUNG DER LEISTUNGSHALBLEITER IN FEHLERFÄLLEN

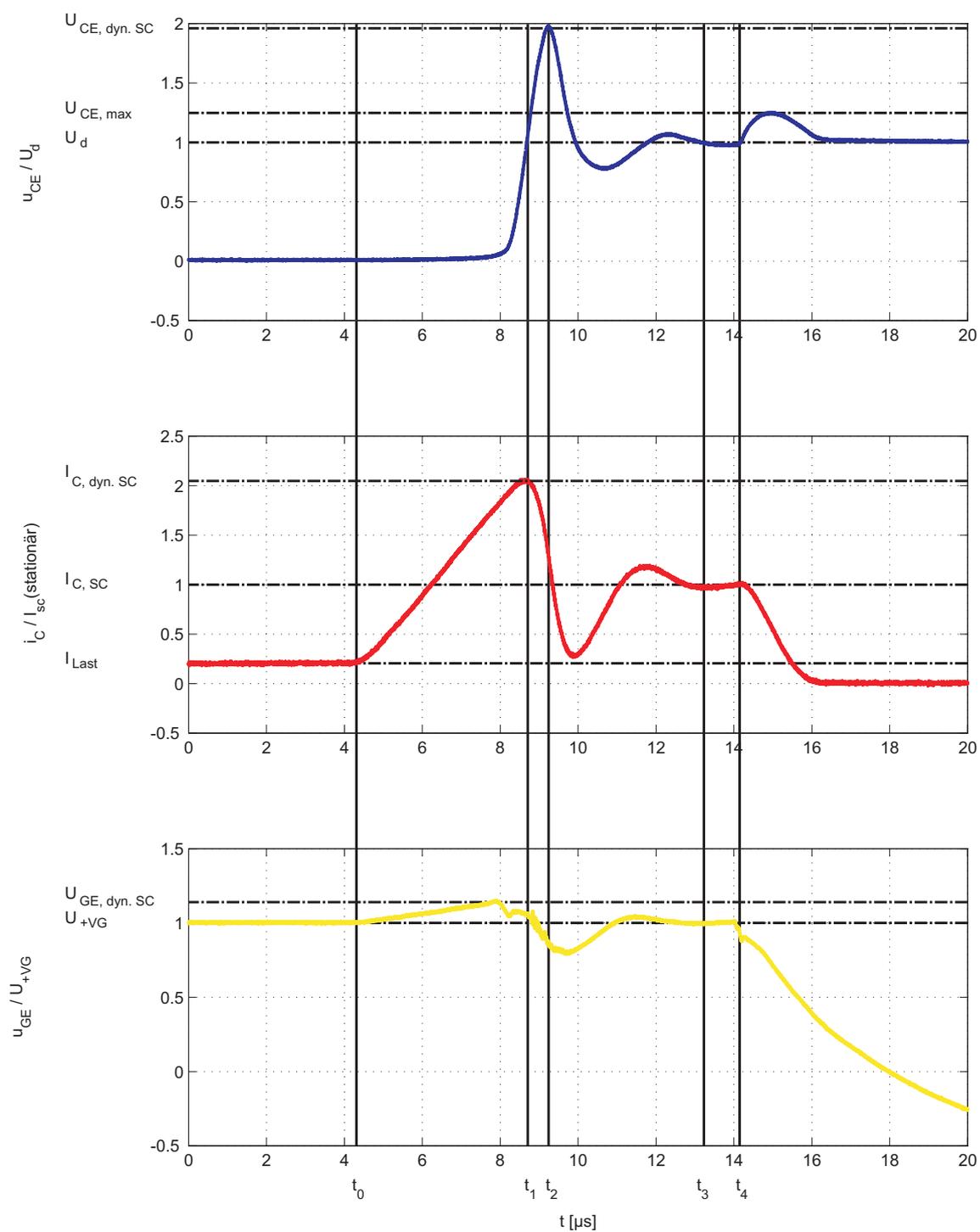


Abbildung 4.14: gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei KS2

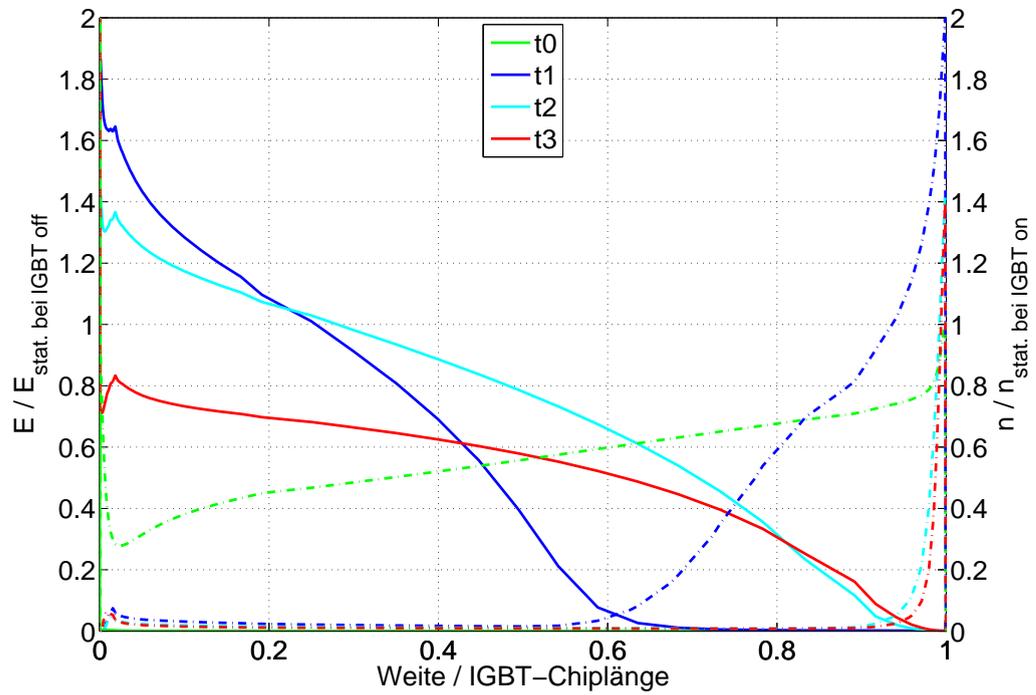


Abbildung 4.15: simulierter Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf bei KS2

4.2.3 Kurzschlussstyp 2 Null-Strom

Bei einem „Null-Strom Kurzschlussstyp 2“ handelt es sich, wenn zum Zeitpunkt des Eintreffens des Ereignisses der IGBT eingeschaltet ist, aber kein Laststrom fließt [74]. Dieses kann bei einem Umrichter im Leerlauf, also ohne Belastung, vorkommen. Einen Testaufbau zur Untersuchung des Schaltverhaltens gibt die Abbildung 4.16 zusammen mit dem Pulsmuster in Abbildung 4.17 wieder. Dabei wird vor dem Kurzschlussereignis der IGBT T2 eingeschaltet und durch den nicht vorhandenen Kollektorstrom erreicht der IGBT schnell einen stationären Zustand. Durch das Kurzschlussereignis wird der Stromkreis geschlossen und es entsteht schnell ein hoher Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Induktivität.

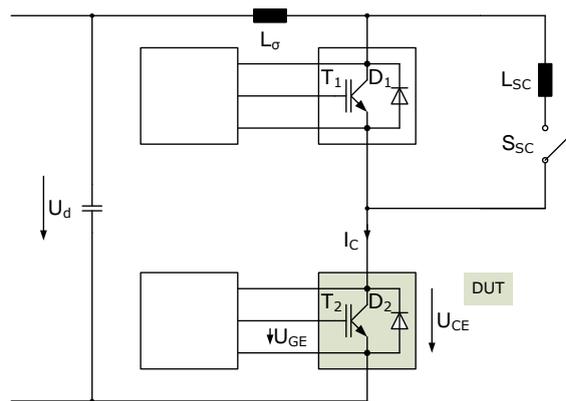


Abbildung 4.16: Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines Null-Strom-Typs 2

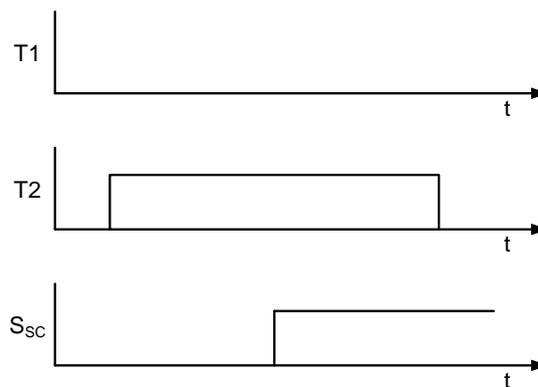


Abbildung 4.17: Pulsmuster für einen Kurzschlussversuch eines Null-Strom-Typs 2

Bei einem Vergleich zwischen dem typischen Kurzschlussstyp 2 und dem Null-Strom-Kurzschlussstyp 2 konnte kein höheres Risiko für den Halbleiter ermittelt werden. Aufgrund des Testaufbaus ist der dynamische Kurzschlussstrom bei diesem Kurzschlussstyp niedriger. Eine Kopplung des Laststroms mit dem

Kurzschlusspfad ist hier nicht möglich. Dennoch soll nunmehr das Schaltverhalten betrachtet werden. Ein Strom- und Spannungsverlauf des Null-Strom-Kurzschlussstyps 2 ist in Abbildung 4.18 zu sehen.

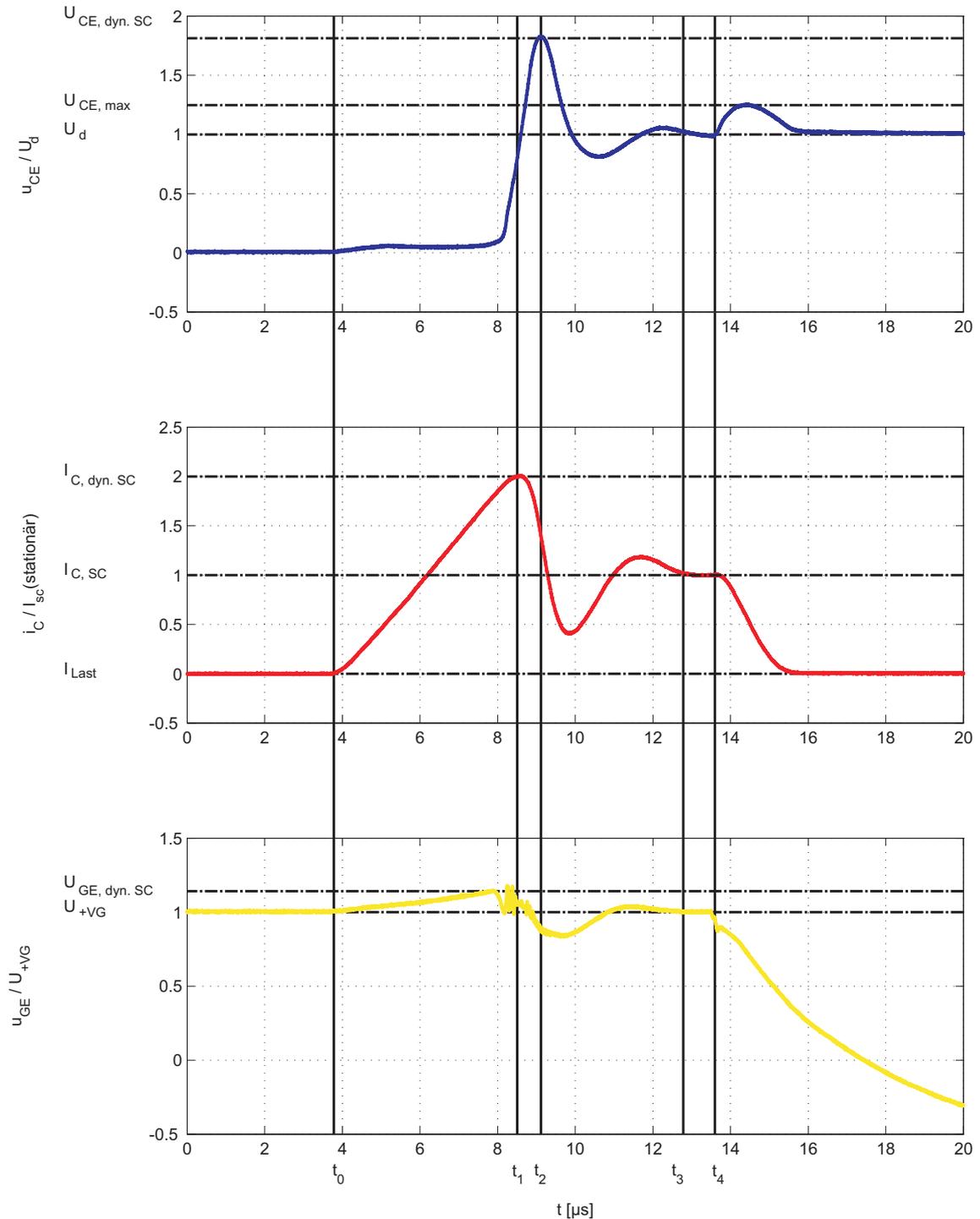


Abbildung 4.18: gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei Null-Strom KS2

Zum Anfang ($t = t_0$) ist der IGBT gesperrt. Die Kollektor-Emitter-Spannung stellt sich in Abhängigkeit von den Sperrströmen aller Bauteile ein. In unserem Beispiel liegt dieser auf dem Potential der Zwischenkreisspannung. Durch das Anlegen ($t_0 < t < t_1$) der U_{+VG} -Spannung an den IGBT wird die Gate-Emitter-Kapazität aufgeladen. Mit dem Erreichen der Threshold-Spannung ($t > t_1$) wird der MOS-Kanal leitend und es fließen Elektronen in die Driftzone und diese bauen die restliche Raumladungszone ab. Die U_{CE} -Spannung und die Gate-Kollektor-Kapazität werden bzw. sind klein. Nachdem der Gate-Strom null geworden ist, befindet sich der IGBT im Sättigungsbereich und im stationären Einzustand ($t_2 < t < t_3$). Da dennoch kein Kollektorstrom fließt, weil die Last fehlt, sind keine Ladungsträger in der Driftzone enthalten. Zum Zeitpunkt t_3 tritt ein Kurzschluss auf und es gelten die schon beim Kurzschluss Typ 2 oder Typ 1 bei großer induktiver Belastung genannten Regeln. Wie man anhand des Feld- und Ladungsträgerverlaufs erkennen kann, fließen durch das Eintreten des Kurzschlusses schnell Ladungsträger in die Driftzone und führen auch hier zu einem Verschiebungsstrom bei der Wiederausräumung durch das Entsättigen.

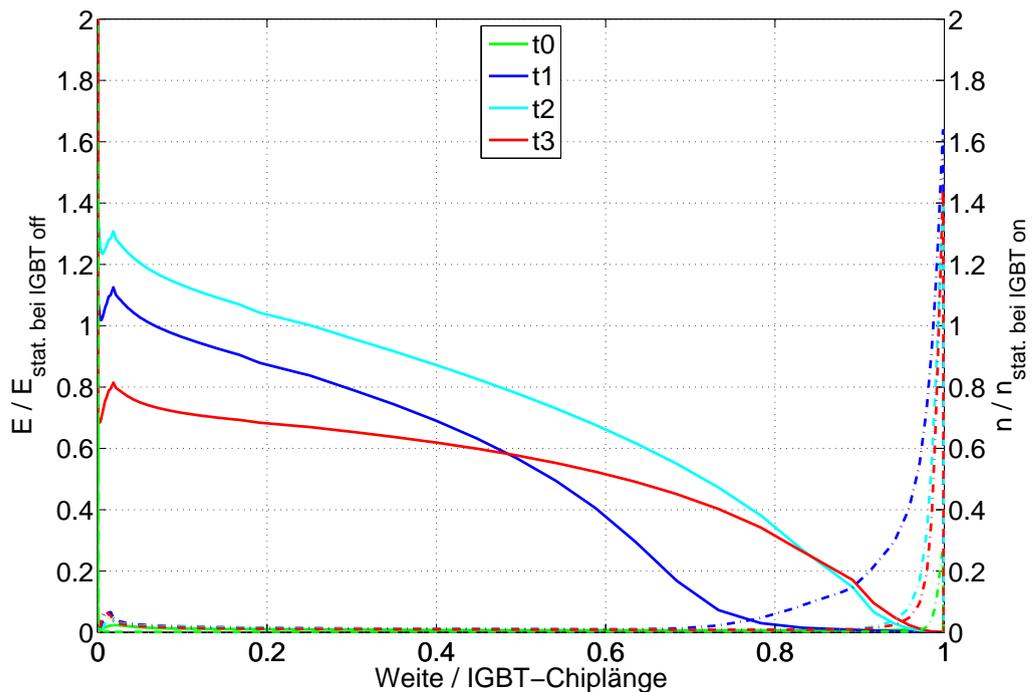


Abbildung 4.19: simulierter Feld- und Elektronenkonzentrationsverlauf bei KS2 Null-Strom

4.2.4 Kurzschluss Typ 3

Der Kurzschluss Typ 3 wurde das erste Mal auf der EPE 2009 [47] vorgestellt. Hierbei ist der IGBT eingeschaltet, der Strom fließt durch die antiparallele Diode und

durch das Kurzschlussereignis kommt es zu einer Kommutierung von der Diode auf den IGBT [34]. Vor dem Kurzschluss befindet sich die Anlage in der Freilaufphase. Eine mögliche Schaltungsvariante stellt der Testaufbau in Abbildung 4.20 zusammen mit dem Pulsmuster 4.21 dar.

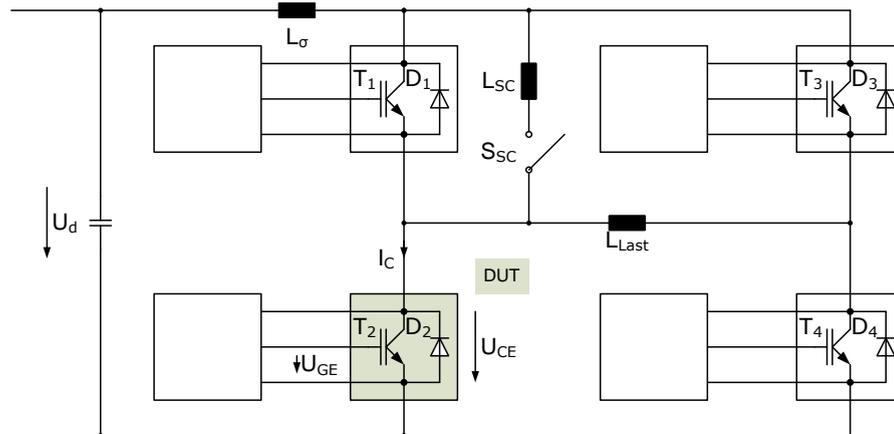


Abbildung 4.20: Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines KS 3

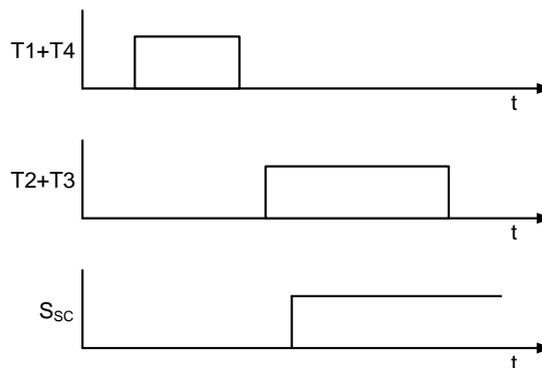


Abbildung 4.21: Pulsmuster für einen Kurzschlussversuch eines KS 3

Anhand des Verlaufs von Strom und Spannung in Abbildung 4.23 ist zu erkennen, dass die Ausgangssituation für den IGBT identisch ist mit der beim Null-Strom des Typs 2; d.h. beim Eintritt des Kurzschlusses ist der IGBT eingeschaltet, die Kollektor-Emitter-Spannung ist auf Sättigungspotential, es fließt aber kein Kollektorstrom und demzufolge ist der Halbleiter nicht mit Ladungsträgern überschwemmt. Aus diesem Grunde gilt für den IGBT die Regel des vorher beschriebenen Kapitels „Null-Strom Kurzschluss typ 2“ in Kapitel 4.2.3.

Etwas Interessantes ist bei der Diode zu beobachten. Vor dem Kurzschlussereignis fällt eine geringe Durchlassspannung über der Diode ab, führt den kompletten Laststrom und ist somit komplett geflutet mit Ladungsträgern. Zum Zeitpunkt t_3 in Abbildung 4.23 sinkt der Strom nach dem Kurzchlusseintritt in Abhängigkeit von der Induktivität nach der Formel $\frac{di}{dt} = \frac{U_d - U_{S_{SC}} - U_{D_2}}{L_\sigma + L_{S_{SC}}}$ für die Diode. Durch

den eingeschalteten IGBT kann der Strom weiter sinken bzw. ab dem Stromnulldurchgang $I_C > 0$ kommt es zu einer Kommutierung und die Diode geht in den Sperrzugang. Im ersten Augenblick, bis der IGBT entsättigt, fällt hierüber die Durchlassspannung, die mit der Sperrspannung der Diode gleichzusetzen ist, ab. Dieser Vorgang ist für die Diode im Umrichterbetrieb typisch. Es werden bei diesem Reverse-Recovery-Vorgang anteilig Ladungsträger ausgeräumt, bis dieser eine Raumladungszone für eine kleine Sperrspannung aufgebaut hat. Durch den steigenden Kollektorstrom kommt es zu einem geringen Anstieg der Durchlassspannung und dieses führt wiederum zu einem geringen Reverse-Recovery-Diodenstrom. Sobald aber der IGBT den Strom begrenzt (Zeitpunkt t_4) und es zu einer raschen Entsättigung kommt, muss die Diode ebenso schnell die Sperrspannung aufnehmen. Dieses macht sich in Folge eines höheren Reverse-Recovery-Stroms, der gleichzeitig bei hoher Sperrspannung erfolgt, bemerkbar. Bei diesem Vorgang müssen weitere Ladungsträger von der vorher durchfluteten Diode ausgeräumt werden. In dieser Zeit tritt somit eine untypische hohe Schaltleistung auf und die Diode kann dabei zerstört werden [47][74][60][61].

Eine messtechnische Untersuchung ist nur an einem offenen IGBT-Modul möglich. Ein Simulationsergebnis ist in Abbildung 4.22 zu sehen. Die magentafarbene Kurve zeigt den Diodenstrom. Das Produkt aus Strom und Spannung führt zu einer Schaltleistung, die durch das Simulationsergebnis für die Diode erkennbar wird. Zum Zeitpunkt $t = 5\mu\text{s}$ kommt es zum Reverse-Recovery mit geringer Schaltleistung und bei $t = 13\mu\text{s}$ mit hoher Schaltleistung.

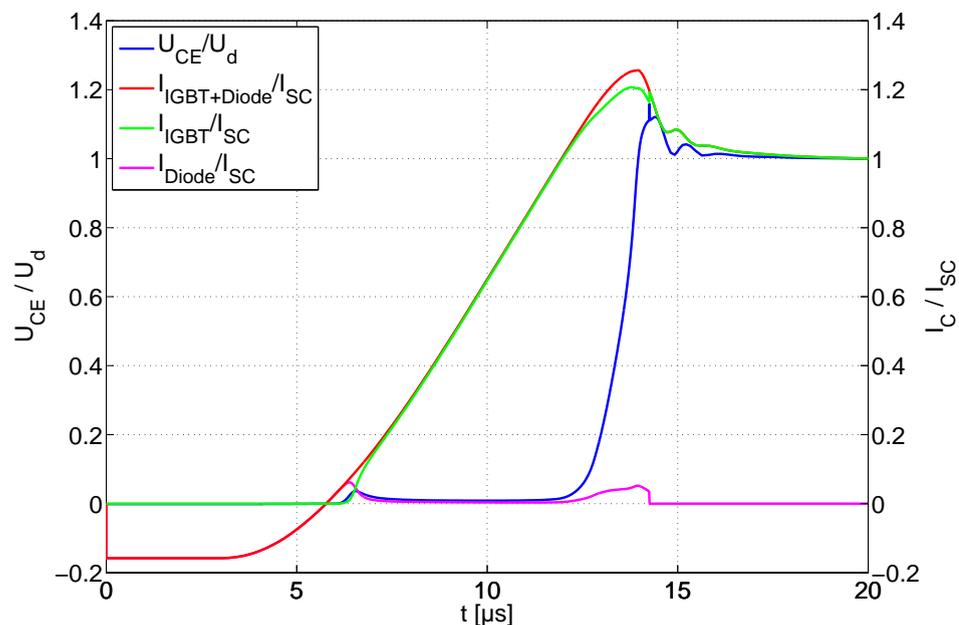


Abbildung 4.22: Simulierter Verlauf von Strom und Spannung bei KS3

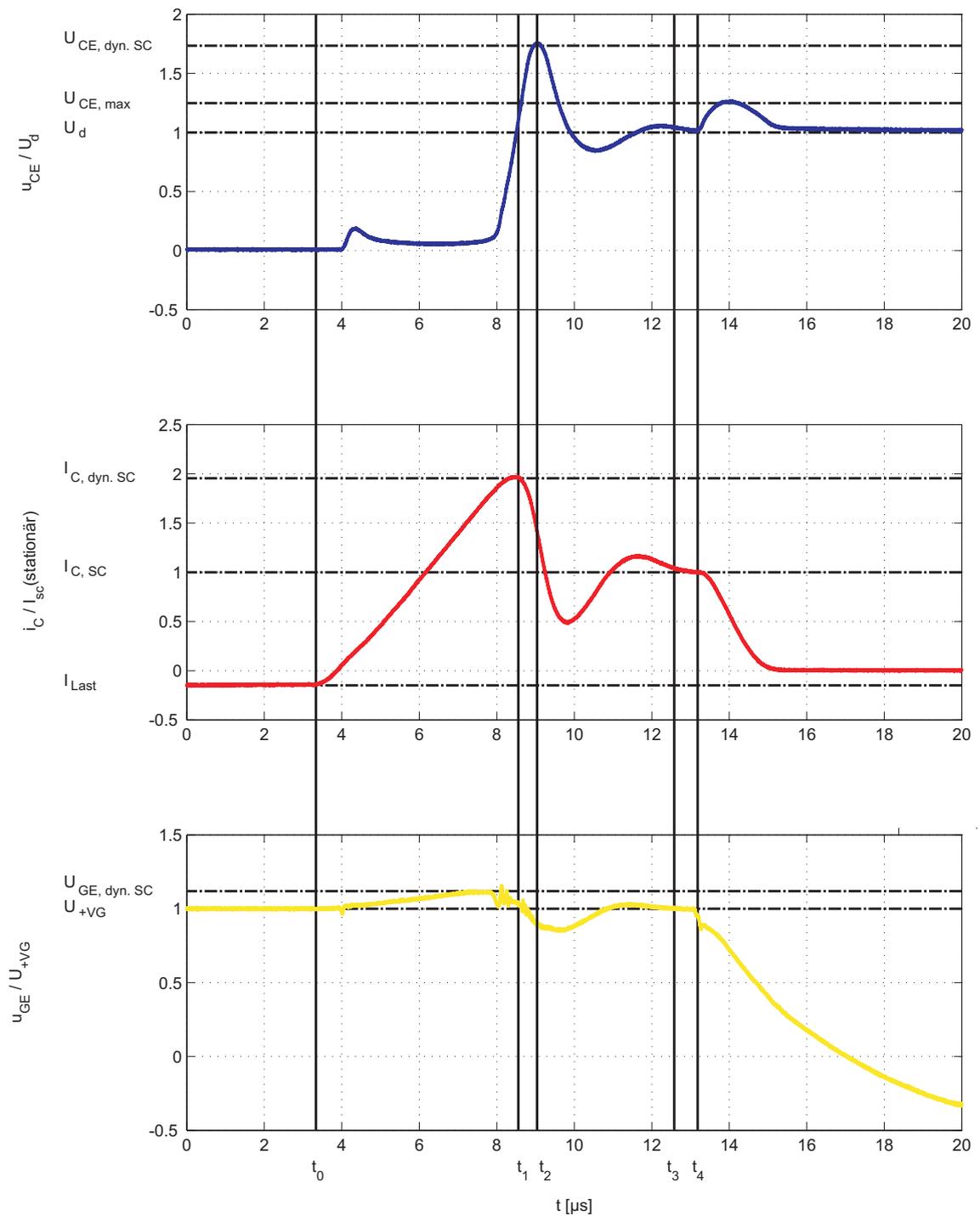


Abbildung 4.23: gemessener Verlauf von Strom und Spannung bei KS3

4.2.5 Kurzschluss typ 4

Bei diesem Fehlertyp handelt es sich um ein abruptes Abkommutieren und Sperren der Diode (reverse recovery). Während der Umschaltphase des Umrichters sind für eine kurze Zeit beide IGBTs einer Halbbrücke im Sperrzustand und

der Laststrom fließt durch die Diode weiter. Dieser Schaltzustand ist notwendig, damit es während der Umschaltung nicht zu einem Brückenkurzschluss durch die eigenen Halbleiter kommt. Diese interne Verriegelung der Halbbrücke wird zeitlich so dimensioniert, dass erst der eine IGBT eingeschaltet wird, wenn sich der andere IGBT komplett im stationären Sperrzustand befindet. Dieses kann bei HV-IGBTs mehrere Mikrosekunden dauern. Sollte in dieser Zeit ein Kurzschluss auftreten, kommt es zu einem abrupten Sperren der Diode. Während des Sperrens muss die Diode die komplette Zwischenkreisspannung aufnehmen. Beim typischen Sperren übernimmt der einschaltende IGBT einen Teil der Spannung während der Schaltdauer und dieses führt zu einer Begrenzung der Schaltleistung der Diode. Eine experimentelle Untersuchung kann mittels der Schaltung in Abbildung 4.24 zusammen mit dem Pulsmuster in Abbildung 4.25 erfolgen.

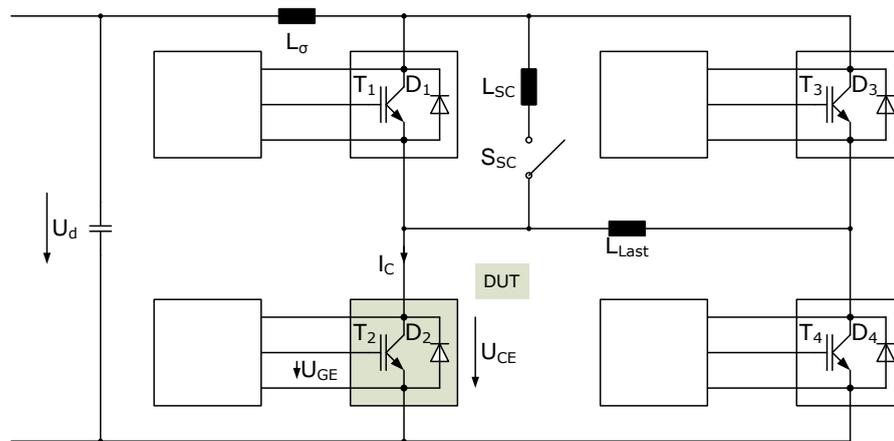


Abbildung 4.24: Testaufbau für einen Kurzschlussversuch eines KS 4

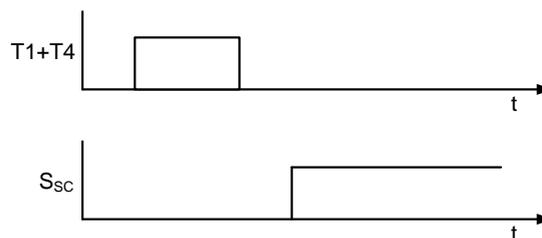


Abbildung 4.25: Pulsmuster für einen Kurzschlussversuch eines KS 4

Die Abbildung 4.27 zeigt den Strom- und Spannungsverlauf während des Ereignisses. Vor dem Eintritt des Kurzschlusses ($t < t_0$) fließt der Strom in dieser Phase durch die Diode, da sich die IGBTs in der Halbbrücke im Sperrzustand befinden. Zum Zeitpunkt t_0 tritt ein induktiver Kurzschluss auf und es steigt der Diodenstrom in Abhängigkeit von der Induktivität, bis die Diode die Zwischenkreisspannung (t_3) aufgenommen hat, an. Der Stromgradient im Zeitbereich von $t_0 < t < t_1$ kann nach $\frac{di}{dt} = \frac{U_d - U_{S_{SC}} - U_{D2}}{L_\sigma + L_{SC}} \approx \frac{U_d}{L_{SC}}$ bestimmt werden. Ab dem Stromnulldurchgang bleibt der Gradient durch die Kommutierungsinduktivität annähernd bis t_2 konstant. Zu diesem Zeitpunkt wird der pn-Übergang

frei von Ladungsträgern, die Diode beginnt, Spannung aufzunehmen und der Stromgradient wird flacher. Durch das Aufnehmen von Spannung ($t_2 < t < t_4$) kommt es zu einer Ladungsträgerverschiebung in der Diode und dieses wird als kapazitiver Effekt bezeichnet. Der Strom steigt weiter zusammen mit dem kapazitiven Verschiebungsstrom an und erreicht sein Maximum beim Erreichen der Diodenspannung vom Niveau der Zwischenkreisspannung t_3 . Der Stromgradient ändert das Vorzeichen, dieses führt zur Verringerung des Diodenstroms, aber gleichzeitig zu einer Spannungserhöhung über die Kommutierungsinduktivität. Der kapazitive Effekt der Diode endet mit dem Erreichen der maximalen Dioden-Reverse-Recovery-Spannung zum Zeitpunkt t_4 . Ab diesem Zeitpunkt beginnt der reine Reverse-Recovery-Prozess. Das Feld wandert innerhalb der Diode und breitet sich über die komplette Chipweite aus. Das führt zum weiteren Ausräumen des Diodenstroms. Der Vorgang ist ein diodentypischer Prozess und dieser kann mit verschiedenen internen Schichten und Dotierungen eingestellt werden. Im ungünstigsten Fall können ein abruptes Sperren der Diode und ein Mangel an Ladungsträgern zu einem snappigen Strom- und Spannungsverlauf führen. Hierbei muss die maximale Blockierspannung (t_4) des Moduls beachtet werden. Ein weiteres Kriterium für die Sicherheit des Moduls ist die maximale Schaltleistung der Diode (siehe Kapitel 3.1.2). Beim normalen Schaltzyklus übernimmt der einzuschaltende IGBT einen Teil der Spannung; das ist in diesem Fall nicht gegeben. Damit muss die Diode die volle Zwischenkreisspannung und die auftretende Überspannung durch das Recovery-Verhalten der Diode bei einem Recovery-Strom tragen. Eine vollständig geflutete Diode mit Ladungsträgern produziert bei einem Kurzschluss eine höhere Schaltleistung als eine, die sich noch im Einschaltprozess befindet. Eine experimentelle Untersuchung bestätigt diese Aussage. Die Abbildung 4.26 zeigt das Diodenverhalten bei einem normalen Schaltverhalten mit einem IGBT als Kommutierung und die Abbildung 4.27 zeigt einen induktiven Kurzschluss. Dabei ist sehr gut zu erkennen, dass eine viel höhere Überspannung bei gleichzeitig großem Rückstrom auftritt, was kritisch sein könnte [66].

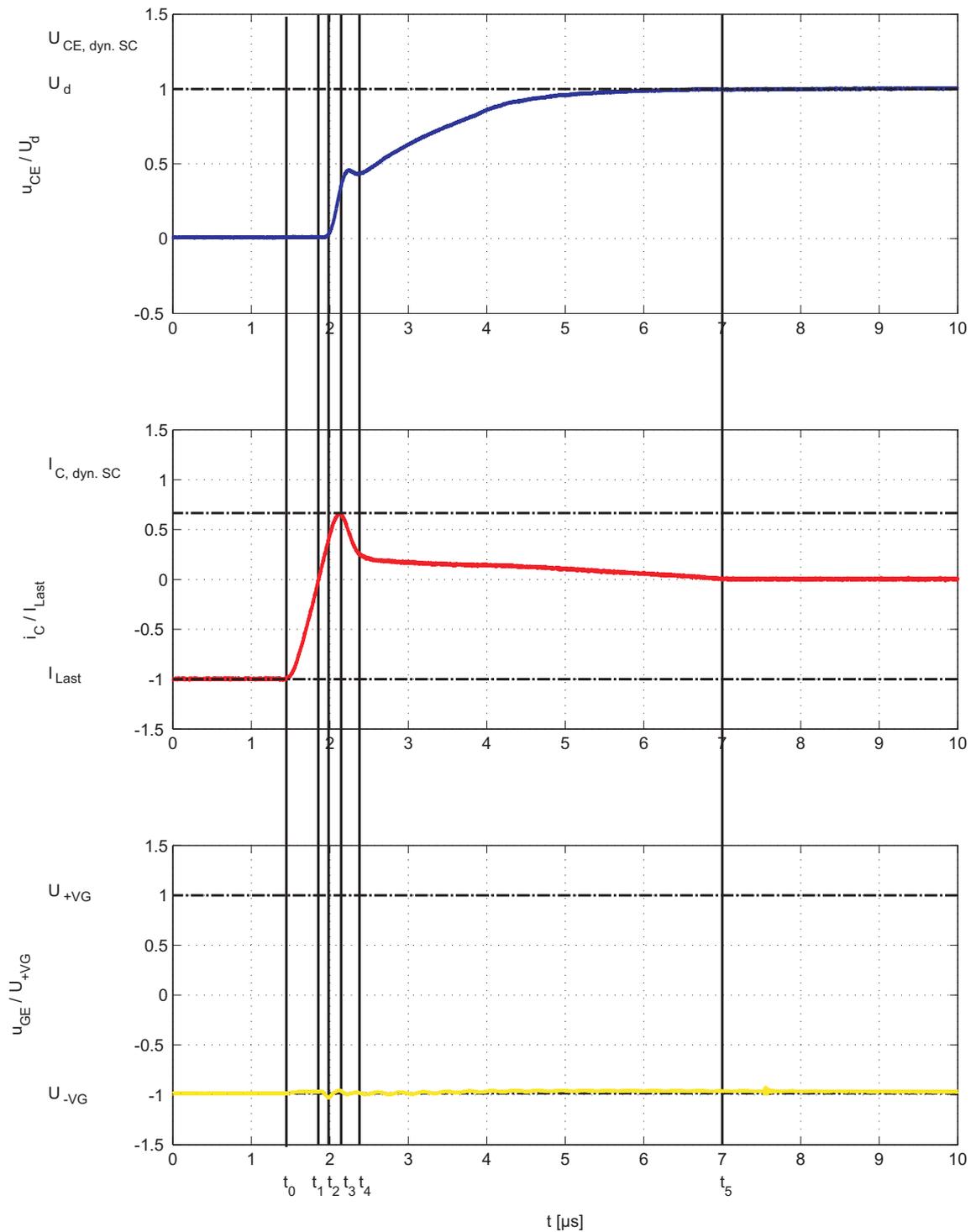


Abbildung 4.26: gemessener Verlauf von Strom und Spannung beim typischen Dioden-Reverse-Recovery mit einschaltendem IGBT

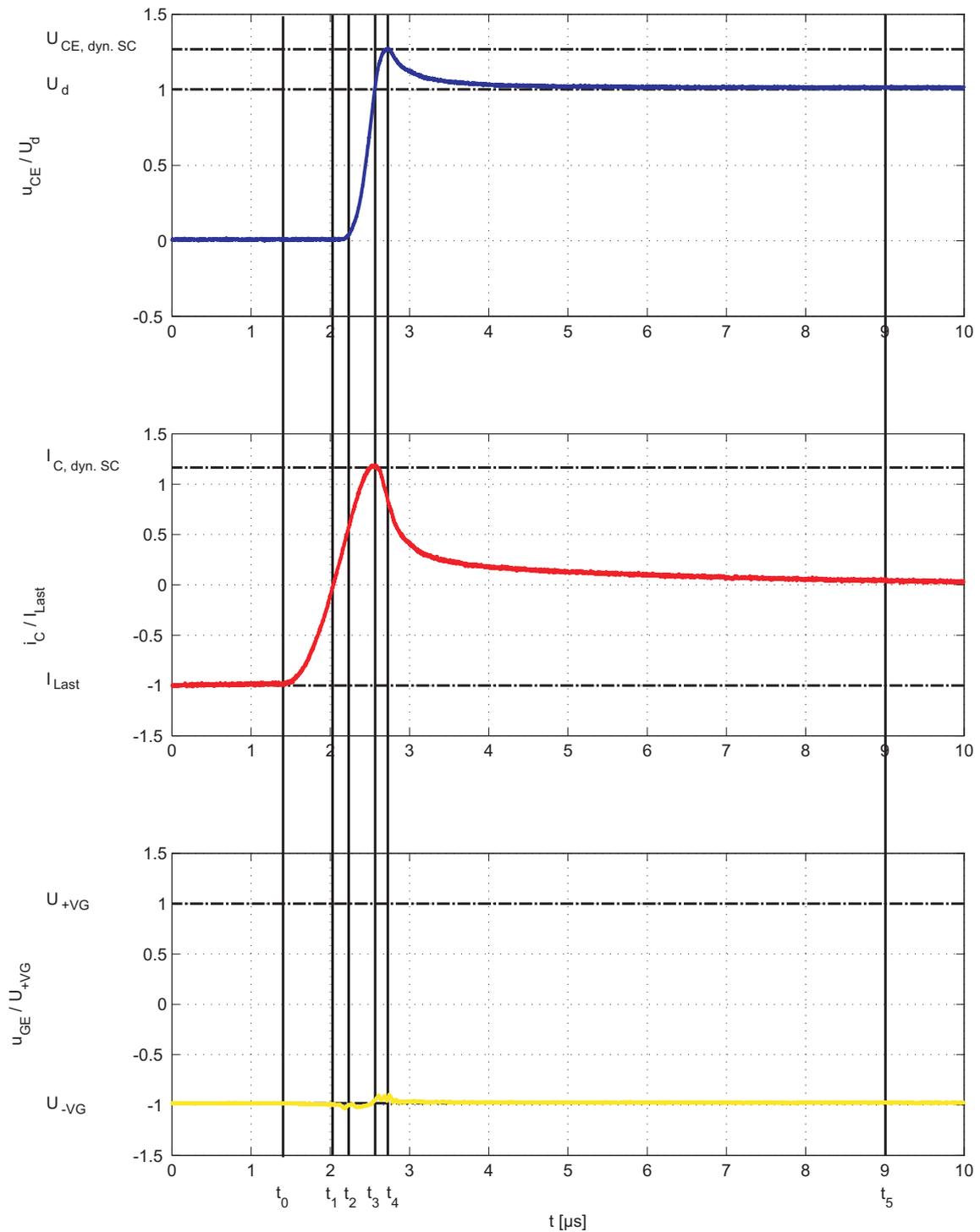


Abbildung 4.27: gemessener Verlauf von Strom und Spannung beim Kurzschluss des Typs 4

Die Abbildungen 4.28 und 4.29 zeigen die Simulationsergebnisse des Diodenschaltverhaltens beim typischen Dioden-Reverse-Recovery und beim Kurzschlussfall. Bis zum Zeitpunkt t_2 gibt es simulationsmäßig keine Unterschiede zwischen den beiden Fällen. Bei t_2 nimmt die Diode im Kurzschlussfall schon einen Teil

der Spannung auf und beim Zeitpunkt t_4 hat die Diode die volle Zwischenkreisspannung im Kurzschlussfall aufgenommen. Diese ist wie zu erkennen beim normalen Recovery-Verhalten nur einen Bruchteil der Zwischenkreisspannung hoch. Das elektrische Feld ist zum Zeitpunkt der Rückstromspitze am größten. Bei dem Simulationsergebnis ist noch ein dynamisches Avalanche zu erkennen. Dieses wird als dynamisches Avalanche der dritten Art mit Feldstärkenüberhöhung an beiden Dotierungsübergängen bezeichnet (siehe Kapitel 3.1.2). Durch die hohe Spannung infolge des Ausräumens der Ladungsträger bei hohem Strom und unter dem Einfluss des Avalanche-Verhaltens kann die Diode durch die hohe Feldstärke zerstört werden.

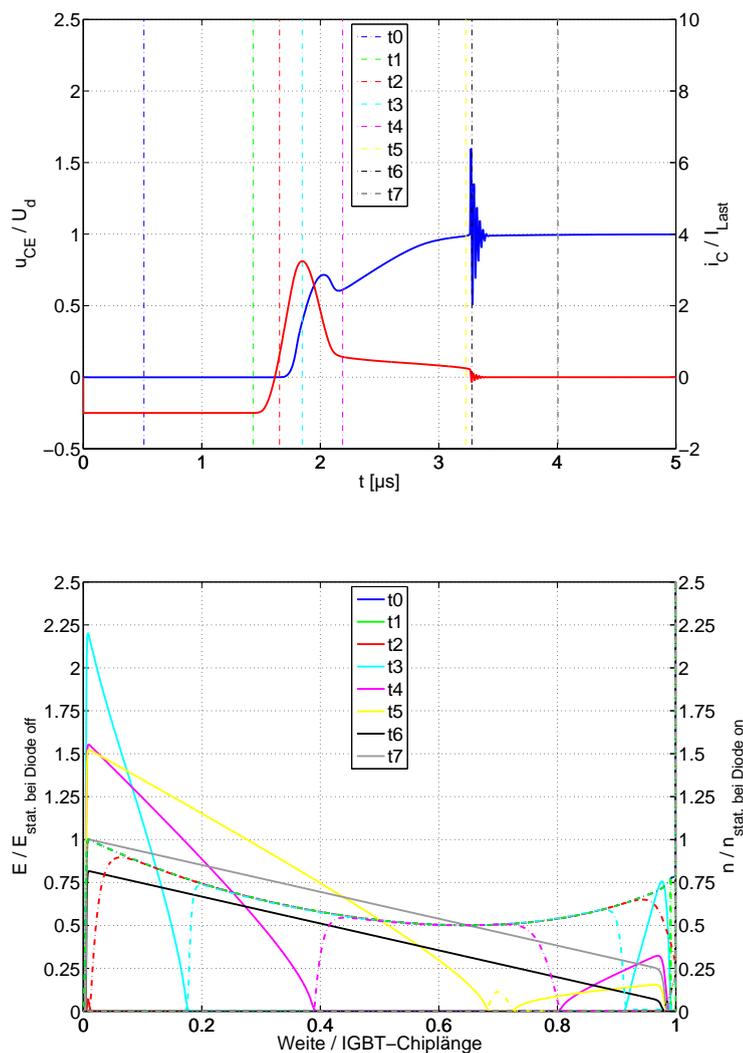


Abbildung 4.28: Simulationsergebnis einer typischen Diode während des Reverse-Recovery-Verhaltens

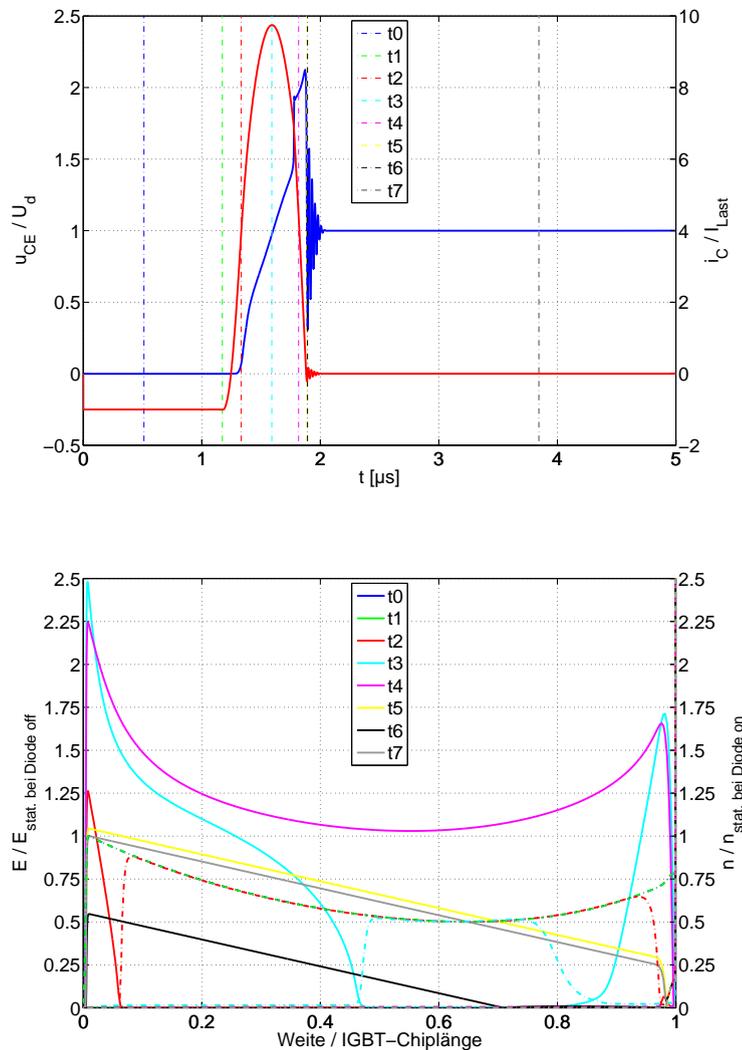


Abbildung 4.29: Simulationsergebnis eines Kurzschlussstyps 4 Verhalten

4.3 Kurzschluss im Umrichter

In den vorherigen Kapiteln wurde ein Kurzschluss am Umrichterausgang betrachtet. Aber auch ein Kurzschluss im Umrichter kann vorkommen, was verschiedene Ursachen haben kann. In der Literatur „Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegung und Anwendung“ [72] wurde dieser Punkt näher betrachtet, was im Folgenden beschrieben wird.

Bei einem klassischen Fehlerszenarium handelt es sich um eine fehlerhafte Ansteuerung des Umrichters. Hierbei wird der eine IGBT einer Halbbrücke angesteuert, obwohl der gegenüberliegende IGBT noch aktiv leitend ist. Im Normalfall besitzt eine Halbbrücke aus zwei IGBTs eine Verriegelungszeit, sodass erst ein IGBT

der Halbbrücke eingeschaltet werden darf, wenn der andere komplett gesperrt ist. Der zuschaltende IGBT erfährt einen Kurzschluss Typ 1 und der andere, der aktiv leitend ist, erfährt einen Kurzschluss Typ 2, Typ 2 Null-Strom oder Typ 3. Der Stromgradient beim Kurzschlusseintritt ist sehr hoch. Die begrenzende Induktivität ist bei Kurzschlüssen im Umrichter die Kommutierungsinduktivität, die vernachlässigbar klein ist, und der einschaltende IGBT ist das begrenzende Element für den Kurzschlussstrom. Das Kurzschlussereignis kann an beiden IGBTs der Halbbrücke erkannt werden. Mögliche Methoden zur Detektierung, wie zum Beispiel eine Entsättigungsüberwachung, werden im Kapitel 5.1 beschrieben.

Ein weiteres Fehlerszenarium ist, wenn der IGBT in der Halbbrücke leitend ist und dann durch Halbleiterversagen der aktiv sperrende IGBT durchlegiert oder wenn es zu einem Versagen der Isolationsstrecke kommt. Hierbei erfährt der IGBT einen Kurzschluss vom Typ 2, Typ 2 Null-Strom oder Typ 3 mit hoher Intensität. Der resultierende Kurzschlussstromgradient wird vorrangig von der Kommutierungs- bzw. Kurzschlussinduktivität begrenzt. Diese ist sehr klein und führt bei hochsperrenden IGBTs zu sehr hohen dynamischen Kurzschlussströmen, die zur Zerstörung des IGBTs führen können. Sollte der IGBT durch den Kurzschluss zerstört worden sein, entlädt sich die gesamte Energie des Zwischenkreiskondensators in der nicht mehr sperrfähigen Halbbrücke. Es kommt dabei zu hohen elektromagnetischen Kräften, die für einen weiteren Schaden im Umrichter sorgen.

Der Ausfall eines IGBTs während der Verriegelungszeit oder während eines Ausschaltvorgangs führt beim Zuschalten des gegenüberliegenden IGBTs zu einem Kurzschluss. Dieser IGBT erfährt den Typ 1, begrenzt den Kurzschlussstrom und kann sicher auch bei sehr kleinen Kurzschlussinduktivitäten beherrscht werden.

Auch der Kurzschluss Typ 4 kann im Umrichter vorkommen. Während der Freilaufphase und der Verriegelungszeit des IGBTs fließt der komplette Laststrom über die Freilaufdiode und sollte es in dieser Zeit beim gegenüberliegenden IGBT zu einem Halbleiterversagen bzw. zu einem Isolationsversagen kommen, sieht die Diode den Kurzschluss. Der Stromgradient wird auch in diesem Fall von der Kommutierungsinduktivität begrenzt und das führt zu einem sehr steilen Abkommutieren der Diode. Dieses ist untypisch und kann die Diode zerstören. Das Kommutieren der Diode auf eine induktive Last führt hierbei zu einem Spannungssprung über der Diode bei gleichzeitigem möglichen sehr hohen Reverse-Recovery-Strom. Ein Schutzmechanismus existiert für die Diode nicht und der Hersteller muss sicherstellen, dass die Diode diesem Kurzschluss Typ 4 standhält. Im Falle der Zerstörung dieser kommt es zur vollständigen Entladung der Energie des Zwischenkreiskondensators in der Halbbrücke und dies führt durch die hohen elektromagnetischen Kräfte zu weiteren Schäden im Umrichter.

5 Schaltungstopologie

Bei einem IGBT kann durch eine richtige Beschaltung die Robustheit vergrößert werden. Dieses wird mittels einer ausgeklügelten Ansteuerung bewerkstelligt, die eine Zustandsermittlung von Strom und Spannung des IGBTs beinhaltet. Einen Ausblick hinsichtlich der Möglichkeiten soll dieses Kapitel vermitteln. Hierbei wurde es in 3 Teile gegliedert. Der erste Teil zeigt die grundsätzlichen Möglichkeiten, wie man den Zustand eines IGBTs erkennt, der nachfolgende Punkt beschreibt die Ansteuerung und danach folgen prinzipielle Schaltungstopologien, die zum Schutz des IGBTs angewendet werden.

5.1 IGBT Zustandsermittlung

Um einen IGBT zu klassifizieren, in welchem Zustand sich dieser befindet, gibt es verschiedene Möglichkeiten. Eine Unterscheidung zwischen Sperr- und Durchlassbetrieb bzw. Fehlerfall kann durch einen Vergleich des Ansteuerungssignals und den Ist-Werten des IGBTs erfolgen. Für die sogenannten Ist-Werte kann eine messtechnische Analyse herangezogen werden. Die einfachsten Messgrößen sind Strom und Spannung. Dagegen sind andere Größen, wie z.B. Feldverläufe oder die Filamentierung des Stroms, im Halbleiter nur sehr schwer bzw. nicht messbar. Die Abbildung 2.8 zum Schaltverhalten des IGBTs stellt die wichtigsten Größen, wie den Gatestrom, die Gate-Emitter-Spannung, die Kollektor-Emitter-Spannung sowie den Kollektorstrom, dar.

Die **Gate-Emitter-Spannung** am Modul ist einfach zu messen. An den Kontaktanschlüssen des IGBT-Moduls ist durch die Abkopplung der Treiberspannung mittels eines externen Gate-Widerstands oder der Stromquelle eine Zustandsmessung möglich. Dieser Wert alleine lässt dennoch keinen eindeutigen Rückschluss auf den Zustand des IGBTs zu. Eine Gate-Emitter-Spannung unterhalb der Threshold-Schwelle sollte den Kollektor-Emitter-Stromkreis sperren und oberhalb dieses ermöglichen zu leiten. Das Gate des IGBTs wird vom Treiber nur soweit aufgeladen, wie dieser es zulässt. Ein Spannungswert oberhalb der Treiberspannung kommt im eingeschalteten Zustand während eines Fehlerfalls durch das Entsättigen des IGBTs zustande.

Der **Gate-Strom** kann durch die bekannten Prinzipien ermittelt werden. Dieser kann als Indiz für den Zustand des IGBTs herangezogen werden. Das Einschalten des IGBTs sorgt für einen Stromfluss in der Gate-Emitter Richtung, das Ausschalten in die andere Richtung und während des stationären Sperr- oder Durchlasszustands gibt es außer einem geringen Driftstrom keinen Stromfluss.

Das Entsättigen des IGBTs im Fehlerfall führt über die Millerkapazität zu einer Gate-Spannungsanhebung, was wiederum zu einem Stromfluss führt.

Der **Kollektorstrom** kann mittels Messshunt, Rogowski-Spule oder Stromwandler bestimmt werden. Ein Strom oberhalb des thermischen und schaltbaren zulässigen Werts muss verhindert werden. In Abhängigkeit von den Messorten können verschiedene Fehlertypen erkannt werden. Die Abbildung 5.2 stellt eine Vielzahl dieser dar. Die Auswahl des Messinstruments ist vom jeweiligen Stromverlauf abhängig. In den Zweigen und im Kondensator fließt ein nicht sinusförmiger Strom und hierfür müssen alternative Messinstrumente verwendet werden. Der typischste, einfachste und die geringsten Verluste hervorrufende Stromwandler ist der, der auf Basis des Transformators funktioniert. Aus diesem Grund erfolgt nur eine Messung beim Umrichter mittels AC-Stromwandler. Bei einem Multilevel-Umrichter müssen zusätzlich die Zweigströme auf DC-Basis gemessen werden, da in diesem Fall die Spannungsquellen in den Zweigen verteilt sind.

Eine weitere Herausforderung bei der Messung ist die Potentialanbindung, die z.B. bei einer Messung mittels Messshunt entsteht. Der Einsatz eines Sigma-Delta-Wandlers kann diesen Nachteil beseitigen. Eine Prinzipdarstellung des Wandlers ist in der Abbildung 5.1 dargestellt und hier zeigt sich, dass die Messung mittels eines Shunts erfolgt, was wiederum zu zusätzlichen Verlusten führt. Der Einbau einer Rogowski-Spule für die Strommessung ist sehr teuer und benötigt meistens sehr viel Platz. Bei IGBTs in Modulbauweise kann über die parasitäre Induktivität zwischen dem Hilfs- und Power-Emitter eine Spannung bei einer Stromänderung ermittelt werden. Mittels eines Integrators über der Zeit ist auch hierüber eine Strommessung möglich (Abbildung 5.3 rechts). Bei dieser Variante entstehen keine zusätzlichen Durchlassverluste im Lastkreis und es muss eine effektive Rauschunterdrückung eingesetzt werden, um keine Störungen einzukoppeln, die den Stromwert verfälschen. Eine weitere Möglichkeit ist der Einsatz eines Sense-IGBTs oder der Aufbau eines parallelen Stromkreises zum Lastkreis, der viel hochohmiger ist und nur zu Messzwecken dient. So ein Aufbau ist in der Abbildung 5.3 links dargestellt. Der Einsatz dieser Schaltung ist eher untypisch, weil eine Strommessung darüber unpräzise und dafür zu aufwändig ist.

Die **Kollektor-Emitter-Spannung** kann mit verschiedenen Methoden gemessen bzw. detektiert werden. Durch einen Vergleich der Kollektor-Emitter-Spannung mit dem Zustand des Gates, d.h., ob der IGBT leitend ist oder nicht, können die Zustände zwischen Block-, Durchlass- oder auch Kurzschlusszustand ermittelt werden. Zwei wesentliche Schaltungstopologien werden zur Messung eingesetzt. Eine Abkoppelschaltung, wie sie in der Abbildung 5.4 oben zu sehen ist, stellt eine Erkennung zwischen hoher und kleiner Spannung dar. Eine genaue Messung ist hiermit nicht möglich. Das Prinzip ist, dass mittels einer Diodenkette die hohe Spannung im Sperrzustand des IGBTs abgeblockt wird und im Durchlassbetrieb fließt ein Messstrom über die Kette von Dioden und den eingeschalteten IGBT.

Die Spannungsschwelle, die der Treiber ermitteln kann, liegt im unteren Spannungsbereich des IGBTs. Da die meisten Treiber mit +15V betrieben werden, wird diese Spannung auch verwendet, um den Zustand zu ermitteln. Bei hochsperrenden IGBTs ist das Einschaltverhalten sehr langsam und das führt dazu, dass eine Kurzschlusserkennung in der nötigen Zeit ($t < 10\mu$) nicht möglich ist. Eine höhere Treiberspannung für die Einschalterkennung wäre möglich, um eine schnellere Erkennung zu gewähren. Dieses ist aber nur bedingt realisierbar; alternativ wäre die Zeit der aktiven Kurzschlusserkennung zu verlängern, um dem IGBT die notwendige Zeit zu gewähren, damit die Kollektor-Emitter-Spannung nach dem Umladen der Gate-Emitter-Spannung die Schwelle erreicht.

Eine andere Methode zur Ermittlung der Kollektor-Emitter-Spannung ist der Einsatz eines ohmschen-kapazitiven Spannungsteilers, wie er in der Abbildung 5.4 unten zu sehen ist. Mit dieser Schaltung ist eine direkte Messung der Spannungshöhe des IGBTs möglich. Die kritischen Rahmenbedingungen an dem Spannungsteiler sind die du/dt -Festigkeit, die Hochspannung und die Temperaturbeständigkeit. Die benötigte Fläche und der Preis machen den Einsatz dieser Messmethode nur bei einer Regelung akzeptabel.

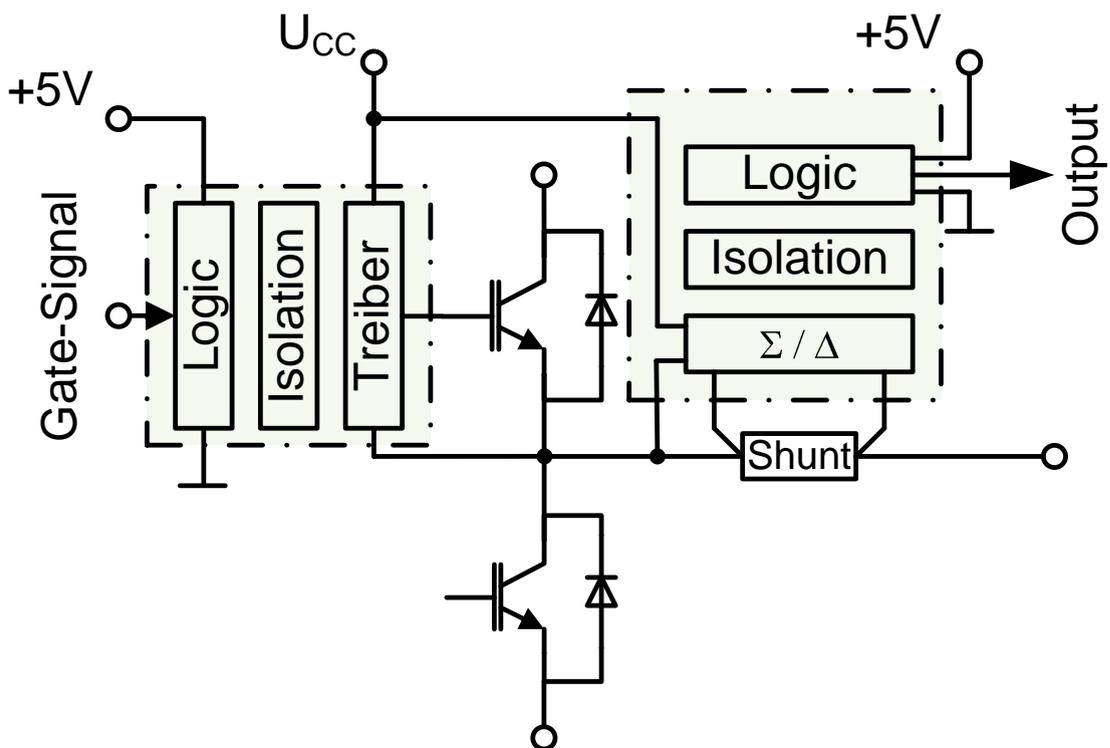
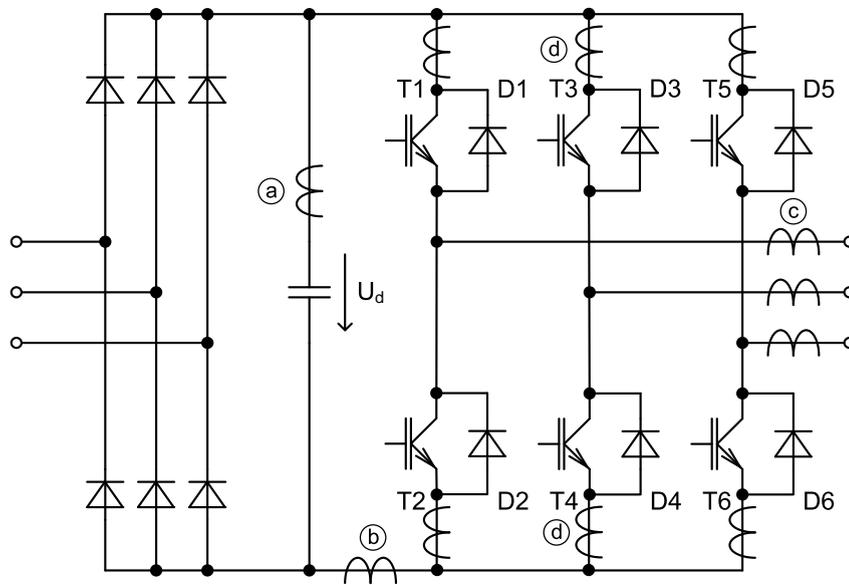


Abbildung 5.1: Prinzipdarstellung einer Sigma-Delta-Strommessung [21]



Messstelle	a	b	c	d
Fehlerstromdetektion				
Phasenkurzschluss	X	X	-	X
Zweigkurzschluss	X	X	-	X
Verbraucherkurzschluss	X	X	X	X
Erdkurzschluss	X	X	X	X
Messinstrument und Detektion				
Transformator	DC	AC	AC	DC
Messshunt	X	X	X	X
Genauigkeit	+	+	++	++

Abbildung 5.2: Umrichter mit verschiedenen Strommesspunkten [24]

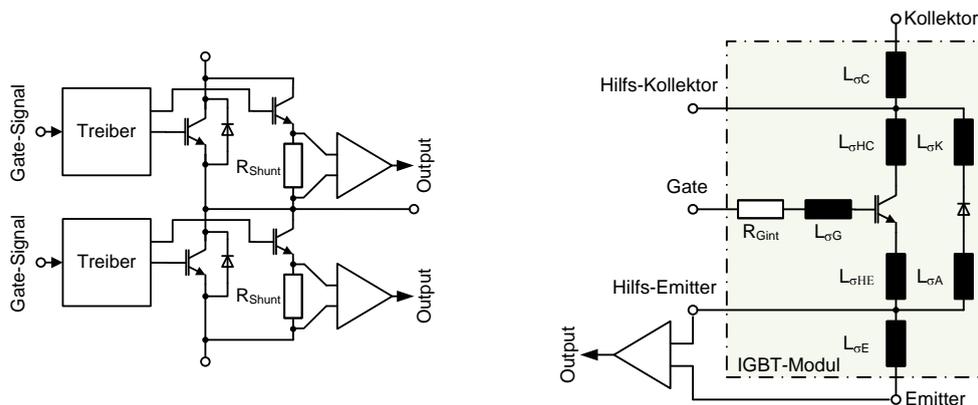


Abbildung 5.3: Strommessung mit einem zusätzlichen IGBT (links) [58] und mittels parasitärer Induktivität (rechts)

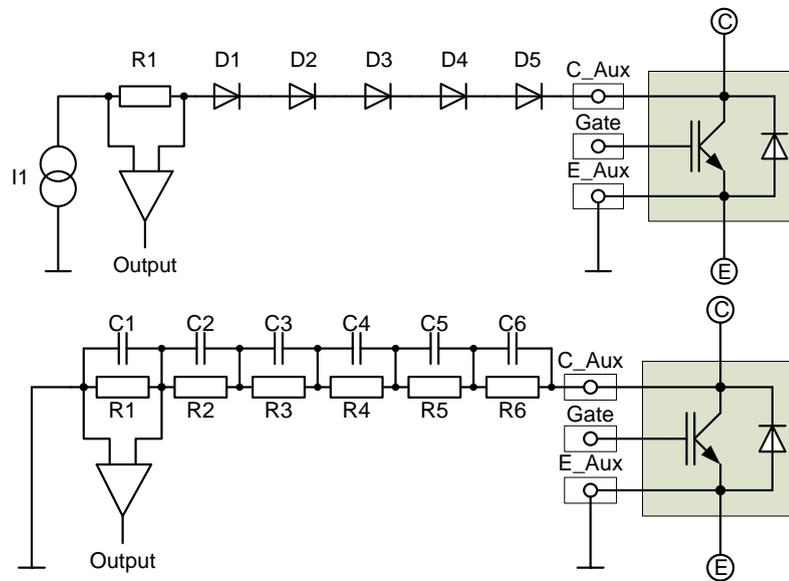


Abbildung 5.4: Prinzip einer Abkoppelschaltung (oben) und einer U_{CE} Messeinrichtung per ohmschen-kapazitivem Spannungsteiler (unten)

5.2 IGBT-Ansteuerung

Wie im Kapitel 2.2 dargestellt, kann das Schaltverhalten des IGBTs in weiten Grenzen über die Umladegeschwindigkeit der Gatekapazität beeinflusst werden. Das Umladen der Gatekapazität kann durch die Widerstandssteuerung, die Spannungssteuerung oder die Stromsteuerung erfolgen (Abbildung 5.5).

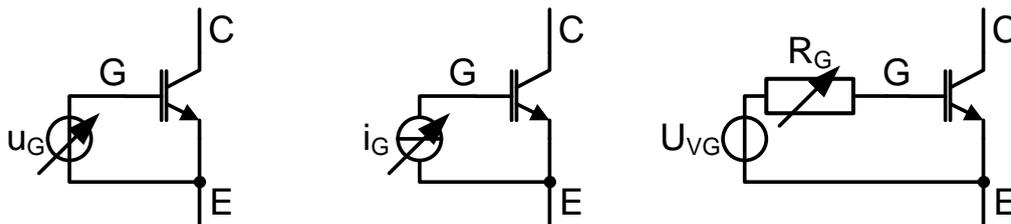


Abbildung 5.5: Verfahren zur Gateansteuerung von IGBTs: Spannungssteuerung (links), Stromsteuerung (mittig) oder Widerstandssteuerung (rechts)

Die Ansteuerung über einen Gatewiderstand gemäß Abbildung 5.5 rechts ist die am häufigsten angewandte Variante. Ein charakteristisches Merkmal ist die Ausbildung des Millerplateaus in der Gate-Emitter-Spannung (Abbildung 2.8). Die Schaltgeschwindigkeit wird bei konstanter Spannung U_{VG} durch R_G eingestellt. Je kleiner R_G , umso kürzer sind die Schaltzeiten. Ein Nachteil der Widerstandssteuerung ist der unmittelbare Einfluss von Toleranzen der Gatekapazität und der Threshold-Spannung des IGBTs auf Schaltzeiten und Schaltverluste.

Mittels einer Spannungssteuerung am Gate des anzusteuernenden IGBTs ist der Einfluss der Toleranzen der Gatekapazität, aber nicht der Threshold-Spannung eliminiert. Die Schaltgeschwindigkeit des IGBTs wird unmittelbar durch den Gate-spannungsanstieg festgelegt. Aufgrund der Spannungseinprägung existiert kein Millerplateau im Gatespannungsverlauf und bei einer vergleichbaren Einschaltgeschwindigkeit zu einer Gateansteuerung mit Widerstand erfolgt nach der Einschaltstromspitze ein steileres Absinken der Kollektor-Emitter-Spannung. Dieses senkt die Schaltleistung für den IGBT, aber erhöht diese für die kommutierende Diode. Eine Stromsteuerung hingegen, wie sie in der Abbildung 5.5 mittig dargestellt ist, kann ohne eine Spannung nicht funktionieren. Der Gateladestrom führt dazu, dass der IGBT ein- bzw. ausgeschaltet wird. Mittels einer Zustandsmessung vom Gate, von der Kollektor-Emitter-Spannung oder auch vom Kollektorstrom kann eine Regelung vorgenommen werden. Eine Stromsteuerung ohne Rückkopplung würde das Gate mit seiner Kapazität überladen und zerstören. Bei den vorherigen Gateansteuerungsarten ist keine Rückkopplung der Gate-Spannung notwendig.

Die Ansteuerung des IGBTs kann unregelt und somit gesteuert oder geregelt erfolgen. Durch die Kombination aus einer Zustandsermittlung und einer Ansteuerung des IGBTs kann eine Regelung aufgebaut werden. Mit dieser Regelung kann die Überspannung beim Sperren des IGBTs oder auch Schaltverluste optimiert werden. Die Regelung kann sehr vielseitig sein. Der Algorithmus kann einen PID-Regler beinhalten und durch einen FPGA erfolgen. Weiterhin kann die Ansteuerung ereignis- oder zeitgesteuert sein. Ein Kurzschlusschutz für einen IGBT muss in sehr kurzer Zeit aktiv sein und deswegen sind Regelungen meistens zu langsam. Eine Regelung sollte aus diesem Grund in Hardware, also mit analogen Bauelementen, erfolgen, damit eine unmittelbare Reaktion auf den Schaltvorgang eintreten kann.

5.3 Schutzmaßnahmen

Im Kapitel 2.4 wurde eine Vielzahl der möglichen Grenzen des sicheren Arbeitsbereichs beschrieben. Die Grenze der maximalen Schaltleistung und des 2. Durchbruchs resultiert aus der Kombination aus einer hohen Kollektor-Emitter-Spannung und eines hohen Kollektorstroms. Durch die Begrenzung eines dieser Elemente wird gleichzeitig die Gefahr des Überschreitens der anderen Grenzen reduziert.

5.3.1 Kollektor-Emitter-Spannung

Die Kollektor-Emitter-Spannung muss zum Schutz gegen eine überhöhte Feldstärke begrenzt werden. Eine typische Überspannungsbegrenzung wird auch als „Active Clamping“ bezeichnet. Hierbei wird steuerungsseitig die Gate-Emitter-Spannung so beeinflusst, dass der Gradient vom Kollektorstrom verringert wird

und damit die Kollektor-Emitter-Spannung unterhalb eines kritischen Werts bleibt. Solch eine Schutzschaltung kann sehr einfach aufgebaut sein und wird dadurch in sehr vielen Systemen verwendet. Diese Maßnahme ist umso wichtiger, je höher die Zwischenkreisspannung ist. Während eines Abschaltvorgangs des IGBTs baut sich über den parasitären Induktivitäten im Kommutierungskreis eine Spannung auf, die der IGBT zusätzlich zu der Zwischenkreisspannung sieht. Eine Verringerung der parasitären Induktivitäten ist nur begrenzt möglich, sodass eine Active-Clamping-Schaltung für eine höhere Ausnutzung des Halbleiters sorgt.

In der Vergangenheit wurden verschiedene Methoden vorgestellt [85] [26] [40] [29]. Die einfachste Form ist der Einsatz einer Zener-Diode oder einer Avalanche-Diode zusammen mit einer Diode zwischen Gate- und Kollektoranschluss. Beim Überschreiten der Durchbruchspannung des Zener-Elements fließt ein Strom über eine Rückkopplung in das Gate des IGBTs und hebt dessen Potential an. Der IGBT arbeitet in dieser Phase im aktiven Bereich seines Kennlinienverlaufs und kann damit direkt über die Gate-Emitter-Spannung gesteuert werden. Die gespeicherte Energie der Kommutierungsinduktivität wird dabei über den IGBT in Wärme umgesetzt. Diese darf nicht den sicheren Arbeitsbereich des IGBTs überschreiten. Der Einfluss des „Active Clamping“ kann mittels Variation der Bauelemente intensiviert werden. Die Variante a in der Abbildung 5.6, die nur aus Zener-Elementen, ggf. mit Widerständen, bestückt ist, besitzt eine geringere Steilheit der Durchbruchskennlinie. Der Mosfet hat hingegen im Avalanche-Betrieb eine höhere Steilheit der Zenercharakteristik. Bei derselben Durchbruchspannung kann folglich ein höherer Strom fließen und dieser kann damit stärker auf das Gate eingreifen. Hier wirkt der Mosfet als Verstärker für den Zener-Strom. Die Variante b hat im Vergleich zur Variante c den Nachteil, dass die Threshold-Spannung des Mosfets eine große Toleranz beinhaltet, die durch die zusätzliche Zener-Diode beseitigt wird. Anhand des zusätzlichen Schutzes besitzt diese eine höhere Robustheit [85].

Die Kombination mit einem Kondensator [70] im Active-Clamping-Kreis, wie sie in der Variante d dargestellt ist, bewirkt eine schnellere Reaktion der Gate-Emitter-Spannung auf eine Kollektor-Emitter-Spannungsänderung. Mit einem separaten Kondensator zwischen Gate- und Kollektor-Anschluss kommt es zur Begrenzung der U_{CE} -Änderung, aber eine Begrenzung der Höhe ist damit nicht möglich [29]. Dieses übernimmt in diesem Fall die parallele Zener-Diode. Der Einsatz des Kondensators in dieser Topologie wird auch als „active snubbing“ bezeichnet [14].

Eine andere Methode (Abbildung 5.7) ist die Messung der Kollektor-Emitter-Spannung mittels eines ohmschen-kapazitiven Spannungsteilers und mit einer kombinierten Logik- und Verstärkerschaltung wird der IGBT entsprechend gesteuert [26]. Diese Methode wird durch den Einsatz eines aufwendigen Spannungsteilers, der verarbeitet und auf die Gate-Emitter-Strecke rückgekoppelt werden muss, beschränkt, um einen Kurzschlusschutz zu gewähren. Die Signalverarbeitung ist während eines niederinduktiven Kurzschlusses meistens nicht mehr möglich.

Alternativ ist die Verwendung einer Abkoppelschaltung, wie sie prinzipiell in der Abbildung 5.4 oben dargestellt ist, für die U_{CE} -Erfassung. Eine nachfolgende Verstärkung und eine Endstufe wirken wie in der Abbildung 5.7 auf den IGBT ein. Auch diese Methode ist von der Geschwindigkeit der Strecke abhängig. Eine Abhängigkeit des Abschaltverhaltens vom Zustand des IGBTs kann hingegen mit beiden Spannungserfassungsmethoden erfolgen. Dieser Abschaltvorgang ist zeitlich nicht stark begrenzt und kann im Falle eines Kurzschlusses nach der Entsättigung des IGBTs mit einem vergrößerten Widerstand den IGBT abschalten. Hierdurch wird der Gradient des Kollektorstroms stärker begrenzt, was zu einer geringeren Überspannung bei hoher U_{CE} -Spannung führt. Die maximale Blockierspannung des Halbleiters muss eingehalten werden. Dieses letzte Prinzip wird sehr oft auch zum Sperren von IGBTs aus dem stationären Kurzschlussbetrieb verwendet.

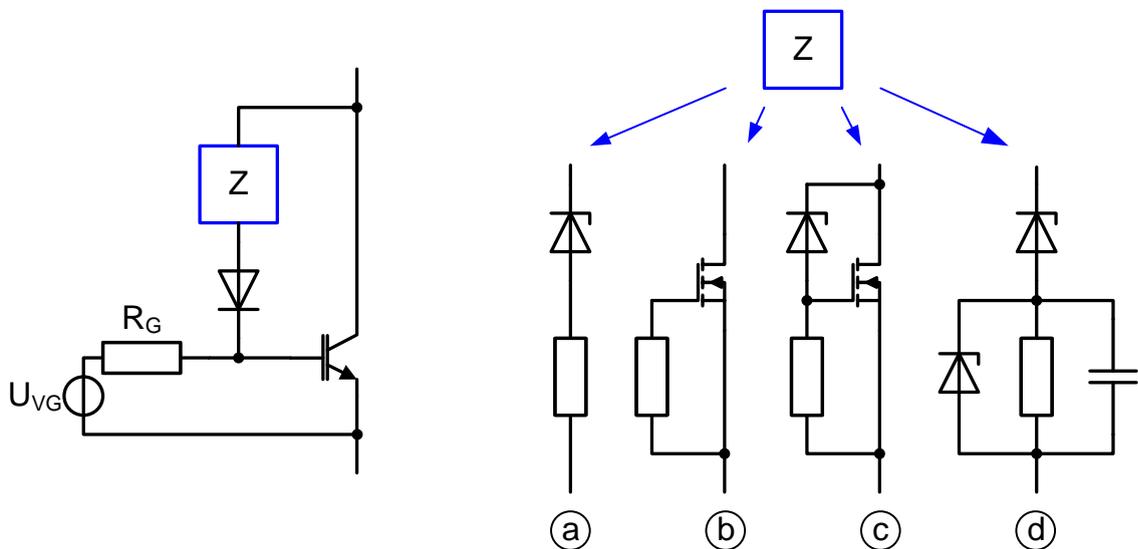


Abbildung 5.6: Grundprinzipien und Varianten des Aktiv-Clamping

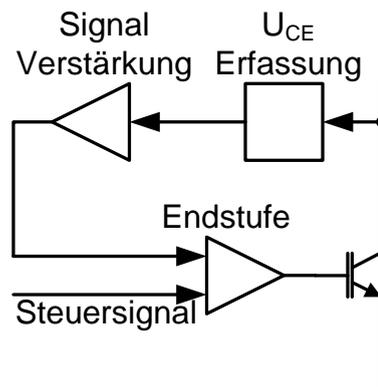


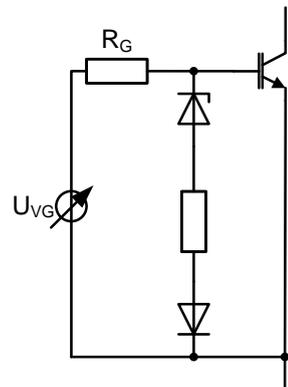
Abbildung 5.7: Grundprinzip einer Regelung der Kollektor-Emitter-Spannung [57]

5.3.2 Kollektorstrom

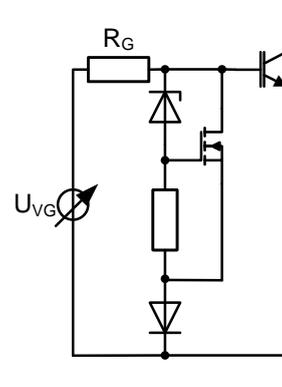
Der Kollektorstrom hat einen wesentlichen Einfluss auf das Schaltverhalten des IGBTs und muss innerhalb des sicheren Arbeitsbereichs liegen. Eine Überstromspitze kann für kurze Momente sehr hoch liegen. Der Kollektorstrom ist im aktiven Bereich des IGBTs von der Höhe der Gate-Spannung und im Sättigungsbereich vom Laststrom abhängig. Im Sättigungsbereich gibt es keine zeitliche Beschränkung, aber im aktiven Bereich für den Kollektorstrom. In diesem Zustand produziert der IGBT hohe Schaltverluste, der bis zu einer maximalen Energie ohne einen Schaden standhält.

Eine Schutzschaltung für den IGBT bezüglich des Kollektorstroms muss im entsättigten Zustand aktiv sein. Eine Absenkung der Gate-Emitter-Spannung im eingeschalteten Zustand als Schutz ist nicht von Vorteil, da dieses im normalen Einschaltzustand zu höheren Durchlassverlusten führt. Einen anderen Einfluss auf die Höhe des Kollektorstroms gibt es nicht.

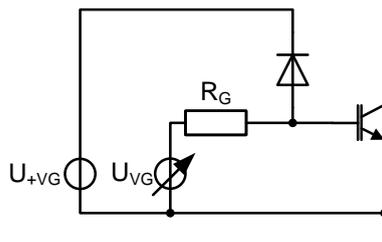
Eine Regelung der Änderung des Kollektorstroms hat Vorteile. Im Einschaltprozess des IGBTs kann die Stromänderung gedämpft werden, was sich auf das Reverse-Recovery-Verhalten der Diode auswirkt, und folglich können hohe Strompeaks beim IGBT gedämpft werden. Die Gate-Klemmung ist einer der ältesten Schutzmechanismen des IGBTs. Im einfachsten Fall besteht diese aus einer Zener-Diode und einer Standard-Diode zwischen dem Gate- und Emitter-Anschluss (Abbildung 5.8 oben-links). Bei der Verbindung zwischen dem IGBT-Chip und dem Anschlusspunkt vom Emitter-Kontakt sowie zum Hilfsanschluss innerhalb eines Moduls existieren parasitäre Induktivitäten. Diese kann wie in der Abbildung 5.3 rechts, außer für eine Strommessung, auch als Bezugspunkt für einen Kurzschlussschutz fungieren. Während des Einschaltens des IGBTs oder beim Eintreten eines Kurzschlusses steigt der Kollektorstrom und das Potential am Hilfsemmitter-Anschluss fällt im Vergleich zum Emitter-Kontakt am IGBT-Chip. Mit dem fallenden Potential am Emitter-Kontakt, während der Strom steigt, zieht die Klemmung die Gate-Emitter-Spannung herunter und begrenzt damit den steigenden Kollektorstrom. Ein Kollektorstrom mit einem größeren Gradienten oder eine größere Induktivität führt zu einer stärkeren Absenkung der Gate-Emitter-Spannung nach dieser Methode. Ein weiteres Phänomen kommt durch den Entsättigungsvorgang zustande. Durch das Steigen der Kollektor-Emitter-Spannung während eines Kurzschlusszenarios führt dieses über die Millerkapazität ebenfalls zu einer Gate-Emitter-Spannungsanhebung. Diese muss auch zu diesem Zeitpunkt begrenzt werden, da sonst der Kurzschlussstrom weiter steigt. Wenn der Kollektorstrom und die Kollektor-Emitter-Spannung den stationären Wert erreicht haben, muss eine Gate-Klemmung nicht mehr auf den IGBT einwirken. Diese soll nur zum Schutz wie auch beim Kurzschluss des IGBTs dienen.



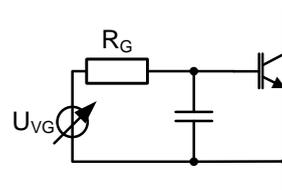
Zener-Diode [40]



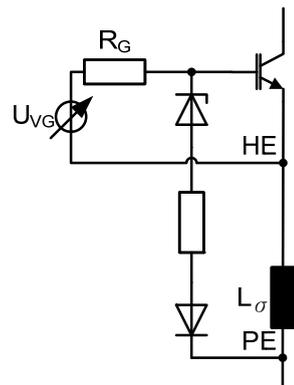
Mosfet [40]



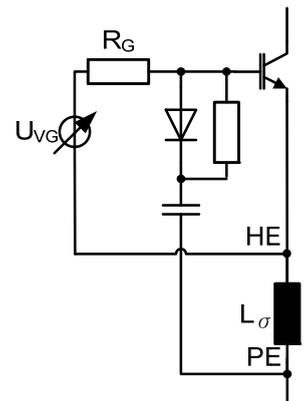
Schottky-Diode [40]



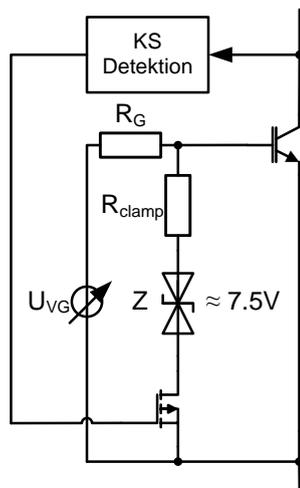
Kondensator [35]



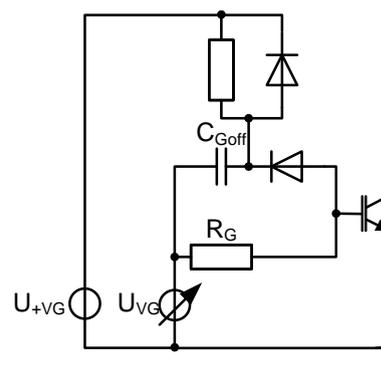
Zener-Diode zum Poweremitter
[29][26]



Gate-Poweremitter-Kondensator
[53]



2-stufige
Gate-Spannung-Klemmung [34]



transiente Gate-Entladung [22]

Abbildung 5.8: Übersicht über Prinzipdarstellungen von Gate-Klemmungen

Die Übersicht über die verschiedenen passiven Gate-Klemmungen in der Abbildung 5.8 zeigt einfache Steuerungsmöglichkeiten der Kollektorstrom-Änderung zum Schutz. Der Unterschied zwischen diesen Varianten ist die Intensität der Klemmung. Die einfachste Schaltung besteht aus einer Zener-Diode sowie einer normalen Diode und kann bei niedrigen umzusetzenden Energien eingesetzt werden. Eine Klemmschaltung mit einem Mosfet im Avalanche-Betrieb hat den Vorteil, dass dieser eine größere Stromsteilheit in der Zenercharakteristik besitzt und damit schneller und intensiver auf das Gate einwirken kann. Die zusätzliche Z-Diode beim Mosfet dient zum Schutz des Bauelements und steigert die Robustheit. Der Einsatz einer Schottky-Diode und einer Treiberspannung sorgt für eine Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung auf die Treiberspannung plus Durchlassspannung der Diode. Diese hat ein ähnliches Verhalten wie die Klemmung mit der Zener-Diode, mit dem Unterschied, dass hier ein Rückleiter zur Treiberspannung niederinduktiv und niederohmig aufgebaut sein muss. Dieses macht die Schaltung kompliziert. Bei allen Klemmschaltungen ist ein modulnaher Einbau vorzuziehen, um einen effektiven Schutz zu erzielen. Der Einsatz eines zusätzlichen Kondensators dagegen puffert die Spannungsanhebung während des Entsättigens ab und begrenzt damit den Kollektorstrom. Der Nachteil ist, dass dieser Vorgang das Schaltverhalten verändert und die Umladezeiten bei gleichem Gate-Widerstand verlängert und dass die Stromänderung im Lastkreis begrenzt wird. Eine Verbesserung dieser Schaltung zeigt die Kombination mit einem Gate-Poweremitter-Kondensator. Bei dieser Schaltung ist das Einschalt- und Ausschaltverhalten mittels der Diode unterschiedlich. Beim Einschaltvorgang sowie beim Kurzschluss wirkt die zusätzliche Kapazität und begrenzt die Spannungsanhebung sowie die Stromsteilheit des Kollektorstroms. Der Ausschaltvorgang bleibt hingegen etwa gleich, da der parallele Widerstand zur Diode zusammen mit dem Kondensator größer gewählt wird als der Gate-Widerstand. Dieser Widerstand dient nur zum Um- und Entladen der Kapazität. Ein weiterer Vorteil ist die Anbindung des Poweremitteranschlusses. Wie in der Abbildung 5.8 zu sehen ist, befindet sich zwischen dem Hilfs- und Poweremitter eine zusätzliche parasitäre Induktivität. Dieses verursacht bei einer Stromänderung ein Potential, was bei einem Stromanstieg die Gate-Klemmung intensiver begrenzt. Mit einem Kurzschlusseintritt steigt der Kollektorstrom; dieses bewirkt einen Spannungsfall über die parasitäre Induktivität und zusammen mit der Rückkopplung über die Kapazität die Gate-Emitter-Spannung. Dieses begrenzt wiederum den Kollektor- bzw. den Kurzschlussstrom. Das gleiche Schema zeigt die Schaltung der Zener-Diode zum Poweremitter. Eine Besonderheit in der Klemmung stellt die 2-stufige Gate-Spannung-Klemmung dar. Nach einer Kurzschlussdetektion wird die Gate-Klemmung zugeschaltet und begrenzt diese etwa auf Höhe der Zener-Diodenspannung. Diese liegt leicht oberhalb der Threshold-Spannung, um den IGBT während des Kurzschlussereignisses nicht zu stark abzuschalten. Weiterhin fließt dann nur noch ein geringer Kurzschlussstrom, was zu einem längeren Standhalten bei hoher Kollektor-Emitter-Spannung führt. Die Herausforderung bei dieser Schaltung zeigt sich in der Geschwindigkeit der Detektion und beim Einschaltprozess des Mosfets.

Bezeichnung	Vorteile	Nachteile
Zener-Diode	einfach und robust	für geringe umzusetzende Energie
Mosfet	höhere Stromsteilheit bei der Zenercharakteristik als bei einer typischen Z-Diode im Avalanche-Betrieb	viele Bauteile und Avalanche-Verhalten, was die Ausfallrate erhöht
Schottky-Diode	einfache Bauweise	Begrenzung auf Treiberspannung plus Diodendurchlassspannung; niederohmige und niederinduktive Anbindung an die Treiberspannung notwendig
Kondensator C_{GE}	einfache Bauweise und unmittelbarer Kurzschlusschutz	Veränderung des Schaltverhaltens
Zener-Diode zum Poweremitter	einfach, robust und intensive Klemmung	für geringe umzusetzende Energie
Kondensator C_{GPE} zum Poweremitter	einfache Bauweise, unmittelbarer Kurzschlusschutz und intensive Klemmung	Veränderung des Einschaltverhaltens
2-stufige Gate-Spannung-Klemmung	Kurzschlussstrombegrenzung und damit längeres Standhalten während des Kurzschlusses	U_{CE} Detektion und hohe Einschaltdauer
transiente Gate-Entladung	sehr schnelles Abschalten möglich, transiente Begrenzung auf Treiberspannung plus Diodendurchlassspannung	niederohmige und niederinduktive Anbindung an die Treiberspannung notwendig und verändertes Abschaltverhalten

Abbildung 5.9: Vergleich der Gate-Klemmung

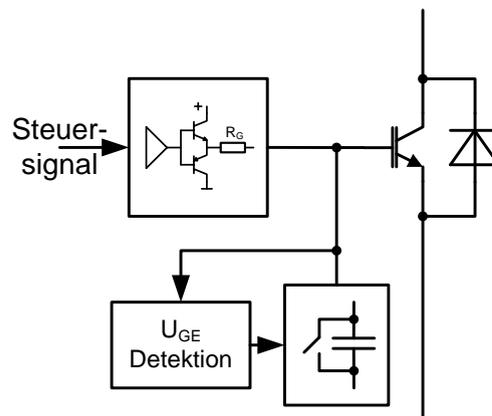


Abbildung 5.10: gesteuerter sanfter Einschaltprozess [43]

Eine Möglichkeit, das Schaltverhalten optimal zu regeln, ist, dieses zeitgesteuert oder situationsabhängig zu steuern. Eine Variante zeigt die Abbildung 5.10. Hierbei wird der zusätzliche Kondensator durch eine Gate-Emitter-Detektionsschaltung beim Einschaltvorgang des IGBTs nach dem Erreichen der Threshold-Spannung dazu geschaltet. Dieses verhindert eine Verlängerung der Verzögerungszeit, führt aber zu einem langsameren Stromanstieg [35].

5.3.3 Dynamisches Latch-Up

Ein dynamisches Latch-Up führt zur Zerstörung des IGBTs, weil dieser nicht mehr den Kollektor-Stromkreis sperren kann. Dieses kann einerseits bei zu hoher dU_{CE}/dt , aber auch bei einem abrupten Entladen der Gate-Emitter-Spannung, also bei einem dU_{GE}/dt , erfolgen. Ein dynamisches Latch-Up kommt zustande, wenn die parasitäre Thyristorstruktur leitend wird. Bei einer Spannungsänderung von U_{GE} oder U_{CE} kommt es über die parasitären Kapazitäten zu einem Verschiebestrom, der einen Spannungsabfall über den Bahnwiderstand bewirken kann. Bei einer leitenden pnp-Transistorstruktur führt dieser Spannungsabfall zum Einschalten und damit zum Einrasten der Thyristorstruktur. Das Einrasten bei einer Spannungsänderung über den IGBT wurde durch höher dotierte Schichten im Bauteil fast ausgeschlossen. Auch eine abrupte Änderung der Gate-Emitter-Spannung ist bei HV-IGBTs durch den eingebauten internen Gate-Widerstand so gut wie nicht möglich. Eine zusätzliche externe Schutzbeschaltung gegen das dynamische Latch-Up wird nicht benötigt, weil die Gate-Ansteuerung, begrenzt von der Geschwindigkeit, umschaltet, und die Kollektor-Emitter-Spannungsänderungen durch die Zwischenkreiskapazität ausreichend gepuffert sind.

5.3.4 Gate-Emitter-Spannung

Eine zu hohe oder eine zu kleine Gate-Emitter-Spannung kann das Dielektrikum der Oxidschicht beim IGBT durch eine zu hohe Feldstärke zerstören. Mittels der Materialeigenschaften und der Größe der Schichten wäre theoretisch eine Gate-Emitter-Spannung von bis zu 70V möglich [59][39]. Ein höheres Spannungsniveau führt zu geringen Durchlassverlusten, was ein Vorteil ist, aber eine kürzere Lebensdauer durch Elektromigration [59] und eine schlechtere Kurzschlussfestigkeit sind Gründe, warum die Gate-Emitter-Kapazität mit maximal 20V und typischerweise mit 15V betrieben wird. Eine Gate-Klemmung zur Begrenzung des Kollektorstroms, wie im Kapitel 5.3.2 beschrieben ist, führt gleichzeitig zum Schutz des Gates vom IGBT.

5.3.5 Temperatur

Wie im Kapitel 2.4.7 beschrieben, übersteigt unter Annahme einer Grunddotierung von $N_D \approx 10^{14} \text{cm}^{-3}$ für einen 1000V-Silizium-IGBT die intrinsische Ladungsträgerdichte ab einer Temperatur von 200°C die Grunddotierung [48]. Dieses bewirkt, dass die Eigenleitung des Bauteils den Stromfluss bestimmt und den

Strom weiter erhöht.

Damit ist eine Abführung der Verlustwärme unersetzlich. Beim Kurzschluss oder Überstrom kommt es zu einer starken Erwärmung des Halbleiters. Eine unmittelbare Temperaturmessung ist aufgrund der vorhandenen Übergangswiderstände sowie der Wärmekapazitäten nur für langsame bzw. statische Vorgänge möglich. Aus demselben Grund ist eine thermische Schutzschaltung für ein Kurzschluss-Szenarium unmöglich.

5.3.6 Grenzlastintegral i^2t

Das Grenzlastintegral i^2t ist bei der Verwendung von Dioden bekannt. Dieses drückt aus, wie groß die maximale Strom-Zeit-Fläche sein darf, bis es zu einem sogenannten Durchbruch kommt und die Diode durch den eintretenden Lawineneffekt zerstört wird. Dieses kann auch auf den IGBT angewendet werden. Durch einen Kurzschlussstromimpuls entsteht Wärme, der der Halbleiter nur für eine gewisse Zeit standhält. Sicherungselemente werden anhand eines Grenzlastintegrals ausgelegt und liegen unterhalb des Werts des Halbleiters. Der Einsatz von Sicherungen wird vereinzelt in Umrichtern vorgenommen. Dadurch, dass die Sicherungselemente zusätzliche Kosten und Verluste verursachen, wird auf den Einsatz eines Sicherungselements verzichtet und auf die Kurzschlussfestigkeit sowie auf eine effiziente Kurzschlussabschaltung des IGBTs vertraut. Der Hersteller des IGBTs muss das Standhalten eines Kurzschlusses für die üblichen $10\mu\text{s}$ bei einer typischen IGBT-Ansteuerung garantieren und damit ist eine Schutzschaltung bezüglich des Grenzlastintegrals nicht notwendig.

6 Simulation

Die Simulation oder Simulierung ist eine Vorgehensweise zur Analyse von Systemen, die für die theoretische oder formelmäßige Behandlung zu kompliziert sind. Dies ist überwiegend beim dynamischen Systemverhalten gegeben. Der Simulator benötigt für die Simulation Berechnungsformeln sowie konkrete Werte, die auch als Parameter bezeichnet werden. Der erste Schritt für die Simulation ist die Modellfindung bzw. eine Modellierung. In einem weiteren Schritt müssen für diese Modelle Kennwerte gefunden werden, die über messtechnische Experimente bzw. physikalische Grundlagen parametrisiert werden. Das simulierende System stellt nunmehr die Struktur, die Funktion und das Verhalten des eingestellten Modells dar. Dessen Ergebnisse können dann interpretiert und auf das zu simulierende System übertragen werden [38].

In dieser Arbeit werden zwei verschiedene Simulationssoftwares verwendet. Zum einen wird „P Spice“ (Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) von der Firma „Cadence Design Systems, Inc.“ und zum anderen „Taurus Medici“ der Firma „Synopsys, Inc.“ verwendet. Der Unterschied zwischen diesen beiden Softwares ist die Bestimmung in der Tiefe. Spice Software, wozu auch P Spice gehört, ist eine Schaltungssimulation die mit dem algorithmischen Finden von Näherungslösungen für systembeschreibende Differentialgleichungen einfache und schnelle Berechnungen durchführt. Taurus Medici arbeitet hingegen nach einer „Finite-Elemente-Methode (FEM)“ also mit differenz kleinen Elementen und deren algorithmischen Formeln bzw. Näherungsgleichungen. Dadurch, dass die Berechnung von Modellen mit Spice durch wenige Formeln erfolgt, ist eine höhere Fehlerquote zu erwarten als mit einem FEM-System.

Es gibt mehrere Literaturen, die sich mit der Modellfindung von IGBTs in Spice Softwares beschäftigen. Dabei werden messtechnische Experimente als Parameterfindung eingesetzt. In [19], [78], [81] oder in [80] werden einfache Methoden beschrieben, um diese Kennwerte zu erhalten. Untersuchungen haben auch gezeigt, dass weder die Temperaturabhängigkeit noch die Feldstärke innerhalb des Halbleiters berücksichtigt werden und damit erfolgt nur die elektrostatische Bestimmung für einfache Modelle. Es werden ebenso Untersuchungen gemacht, die diese fehlenden Einflüsse mittels Gleichungen beseitigen.

6.1 P Spice

Die Grundfunktion der Schaltungssimulation mit SPICE ist das algorithmische Finden von Näherungslösungen für die systembeschreibenden Differentialgleichungen. Das Programmpaket „P Spice“ (Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) ist ein Werkzeug für die rechnergestützte Simulation und

Analyse analoger, digitaler und hybrider elektrischer Schaltungen. Anhand von einfachen Modellen berechnet das Simulationsprogramm statische sowie dynamische Vorgänge. Die Bauelemente werden durch Modelle beschrieben, die teils physikalisch orientiert sind, aber auch vollkommen abstrakt formuliert sein können. Im letzteren Fall wird ein Subsystem nur durch Ein-/Ausgänge und verknüpfende Gleichungen beschrieben, statt aus Einzelkomponenten zu beschreiben. Das führt zu rascheren und zugleich exakteren Simulationsergebnissen, da sich die Modellungenauigkeiten der Einzelkomponenten nicht hoch addieren können. Allerdings bleibt dann das interne Verhalten des Blocks unbekannt. Durch die abstrakten Beschreibungsmöglichkeiten von Modellen kann es sein, dass das Modell, in unserem Fall ein IGBT, in einem Arbeitspunkt sehr genau übereinstimmt mit der Realität und in einem anderen Punkt dieses nicht mehr übereinstimmt. Je genauer die Modelle beschrieben sind, desto genauer sind die Ergebnisse und diese können mit denen einer FEM-Simulation verglichen werden [38].

6.1.1 Vergleich zwischen Simulation und Messung

In PSpice wurde eine Testschaltung für Kurzschlussversuche erstellt. Diese ist in der Abbildung 6.1 als Prinzipbild dargestellt und ist vergleichbar mit dem Versuchsaufbau der Experimente. Unter Verwendung von PSpice wurden alle parasitären, aber auch andere Einflussfaktoren, wie der Gate-Widerstand, auf das Kurzschlussverhalten analysiert.

Inwiefern PSpice über ein realistisches IGBT-Modell für Kurzschlussversuche verfügt, soll durch einen Vergleich von Messungen und Simulationen unter Variation der Kurzschlussinduktivität erfolgen. Die Abbildungen 6.3 und 6.4 zeigen den Vergleich. Hierfür wurden die Simulations- sowie die Messergebnisse für einen besseren Vergleich auf die Zwischenkreisspannung sowie den stationären Kurzschlussstrom normiert. Dabei ist zu sehen, dass der Verlauf der Simulation prinzipiell gut mit den Messungen übereinstimmt. Weil es sich um unterschiedliche Modelle von IGBTs mit anderen Nennströmen handelt, war eine Anpassung der Kurzschluss-Stromintensität notwendig, um das gleiche Verhalten zu bewirken. Es ist zu erkennen, dass bei der Simulation sowie bei der Messung bei einer höheren Kurzschlussintensität eine größere dynamische Stromspitze, aber auch eine höhere Überspannung während der Entsättigung zum Tragen kommt. Die höhere Überspannung oder auch die größere dynamische Kurzschlussstromspitze hängen vom Modell bzw. vom Bauelement des IGBTs sowie von der Ansteuerung ab. Der Vergleich zeigt somit, dass mittels eines angepassten algorithmischen Gleichungssystems das Kurzschlussverhalten eines IGBTs mit PSpice simuliert werden kann.

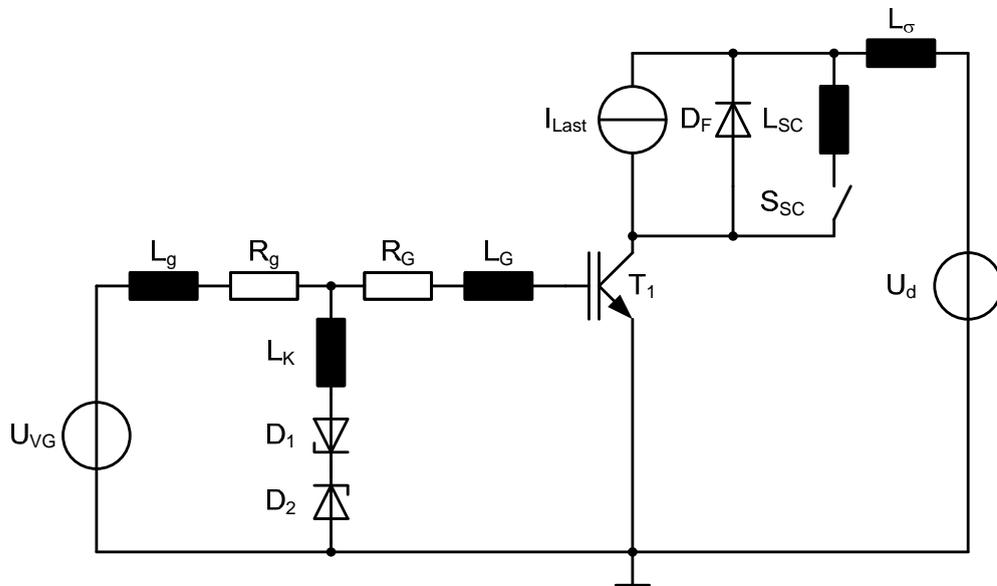


Abbildung 6.1: Schaltplan der Simulation

Zeichen	Beschreibung
D_1, D_2	SMDJ15A [16]
D_F	Freilaufdiode
I_{Last}	Laststrom ($1/4=I_{Last}/I_{Nenn}$)
L_g	externe Gate-Induktivität (default=50nH)
L_G	interne Gate-Induktivität (default=10nH)
L_K	Induktivität im Klemmzweig (default=1nH)
L_σ	parasitäre Kommutierungsinduktivität (default=15nH)
L_{SC}	Kurzschlussinduktivität (default=80nH)
R_g	Gate-Widerstand (default=4Ohm)
R_G	interner Gate-Widerstand (default=0.5Ohm)
S_{SC}	idealer Kurzschließer
T_1	IGBT (CM600HA-24E) [55]
U_d	Zwischenkreisspannung ($1/2=U_d/U_{(BR)CES}$)
U_{VG}	Treiberspannung (konstant 15V)

Abbildung 6.2: Legende des Schaltplans

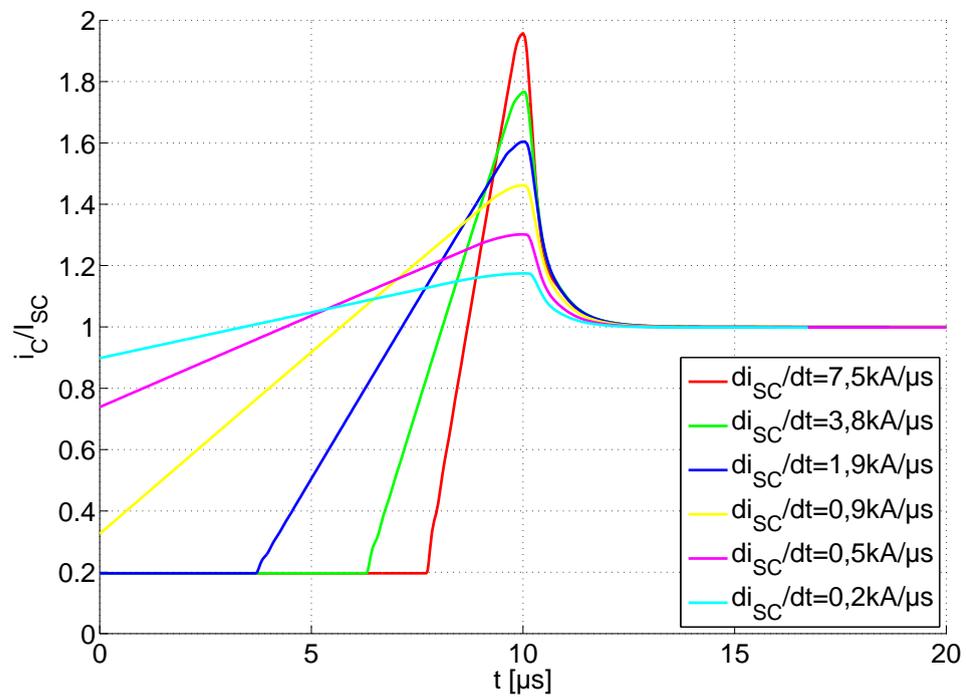
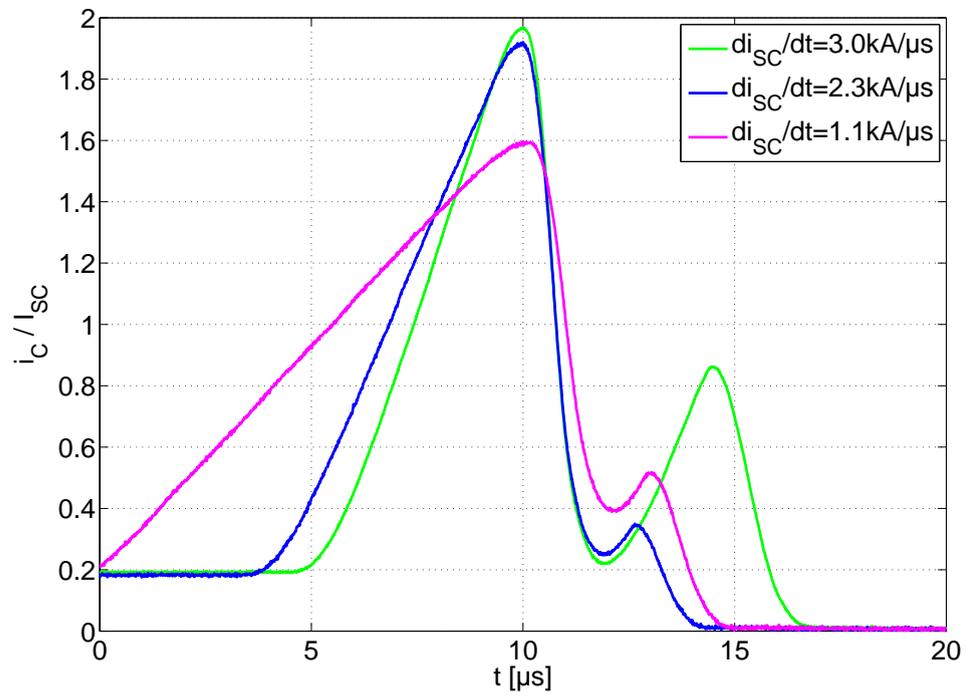


Abbildung 6.3: gemessener Stromverlauf beim KS2 eines 4500V/900A-IGBTs oben und eines simulierten CM600HA-24E PSpice-IGBT-Modells unten

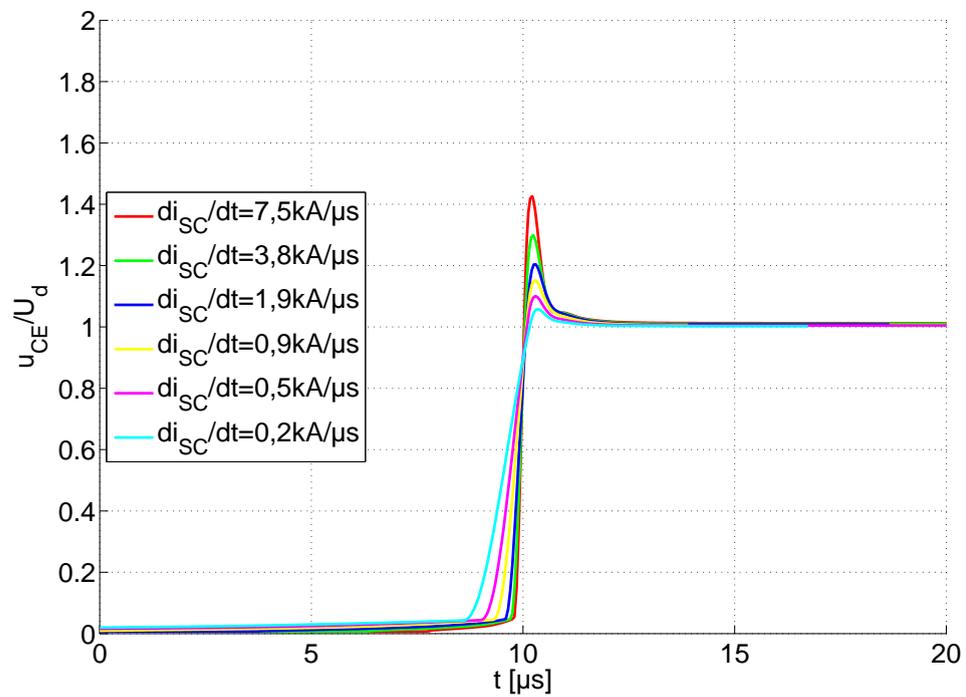
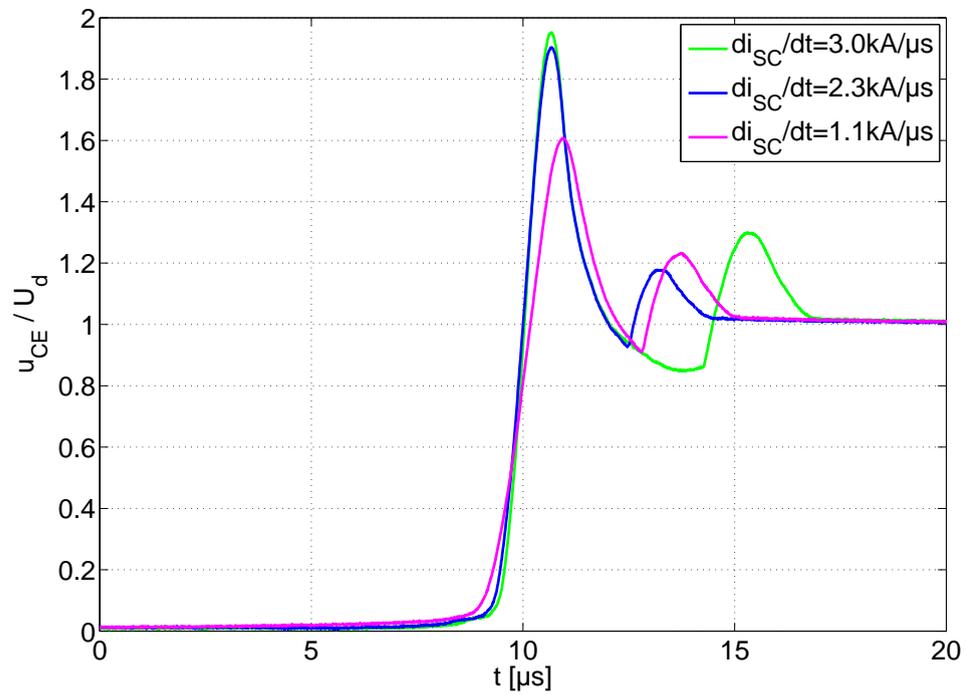


Abbildung 6.4: gemessener Spannungsverlauf beim KS2 eines 4500V/900A IGBT oben und eines simulierten CM600HA-24E PSpice-IGBT-Modell unten

6.1.2 Dynamische Betrachtung bei Variation des Gate-Widerstands

Eine schnelle und einfache Betrachtung des dynamischen Schaltverhaltens im Ansteuerungs- sowie im Leistungskreis unter Variation von einzelnen Komponenten ist ein Vorteil bei PSpice gegenüber einer messtechnischen Untersuchung. In diesem Kapitel wird der Einfluss des externen Gate-Widerstands auf das Kurzschlussverhalten untersucht. Beim Eintritt eines Kurzschlusses kommt es infolge der größeren Durchlassspannung zu einer Spannungsanhebung am Gate-Anschluss. Diese Anhebung muss mittels eines Klemmkreises begrenzt werden, um einen effektiven Schutz zu gewährleisten. Die verwendete Ansteuerung (Abbildung 6.1) besitzt einen konventionellen Kurzschlussschutz mittels einer Transildiode, aber auch die Treiberspannung mit ihrem Gate-Widerstand übernimmt einen Teil der Spannungsbegrenzung. Die Abbildung 6.5 zeigt das Resultat auf den Leistungskreis. Hierbei ist zu erkennen, dass ein großer Gate-Widerstand zu einem größeren dynamischen Kurzschlussstrom führt und ab einer bestimmten Größe ändert sich das Verhalten nicht weiter. Der konventionelle Kurzschlussschutz mittels einer Transildiode übernimmt bei einem zu großen Ansteuerungskreis, der sich aus einer Treiberspannung, einem externen Gate-Widerstand sowie der parasitären Gate-Induktivität zusammensetzt, die Schutzfunktion und begrenzt den Kollektorstrom. Eine Klemmung der Gate-Emitter-Spannung kann bei einem physikalischen Bauelement nur an den Anschlusspunkten kontaktiert und vorgenommen werden. Das Aufsteuern des Gates vom IGBT kann bei einer konventionellen Klemmschaltung nur durch den Treiber selbst erfolgen. Ein weiterer Vorteil bei einer Simulation ist das Betrachten der Gate-Spannung direkt am IGBT-Chip oder an schwer zugänglichen Stellen. In der Realität ist dieses nur bedingt möglich. Geschlossene bzw. vergossene IGBT-Module verhindern dieses. Ein interner Gate-Widerstand und eine Induktivität sollen die Verbindungseigenschaften widerspiegeln.

In den folgenden Abbildungen (6.5, 6.7, 6.6) ist eine Variation des externen Gate-Widerstands mit einer idealen Klemmung auf ein festes Gate-Potential zu sehen. Bei der idealen Klemmung des PSpice-IGBT-Modells kommt es auch beim Entsättigungsvorgang zu einer dynamischen Stromspitze, was nach der Formel 2.1 nicht möglich ist. Dieses lässt rückschließen, dass das Modell auch innere Strukturen, wie einen möglichen Gate-Widerstand, beinhaltet.

Das obere Diagramm in der Abbildung 6.5 zeigt den Kollektorstrom in Abhängigkeit vom Gate-Widerstand. Eine Änderung des Gate-Widerstands im Bereich von 0 Ohm bis zu 4 Ohm hat einen großen Einfluss auf die dynamische Kurzschlussstromspitze. Große Gate-Widerstände hingegen hat keinen entscheidenden Einfluss mehr. Ab diesem Wert übernimmt die Transildiodenstrecke die Schutzfunktion. Im unteren Diagramm ist der Einfluss der Gate-Widerstände bei der Kollektor-Emitter-Spannung dargestellt. Ein kleiner Gate-Widerstand führt zu einer stärkeren Entladung des Gates und damit zu einer intensiveren Begrenzung des Kollektorstroms, was wiederum zu einer höheren Überspannung führt. Ein kleiner Gate-Widerstand ist vorteilhaft für die Begrenzung der dynamischen

Kurzschlussstromspitze, aber nachteilig für die nachfolgend entstehende Überspannungsspitze.

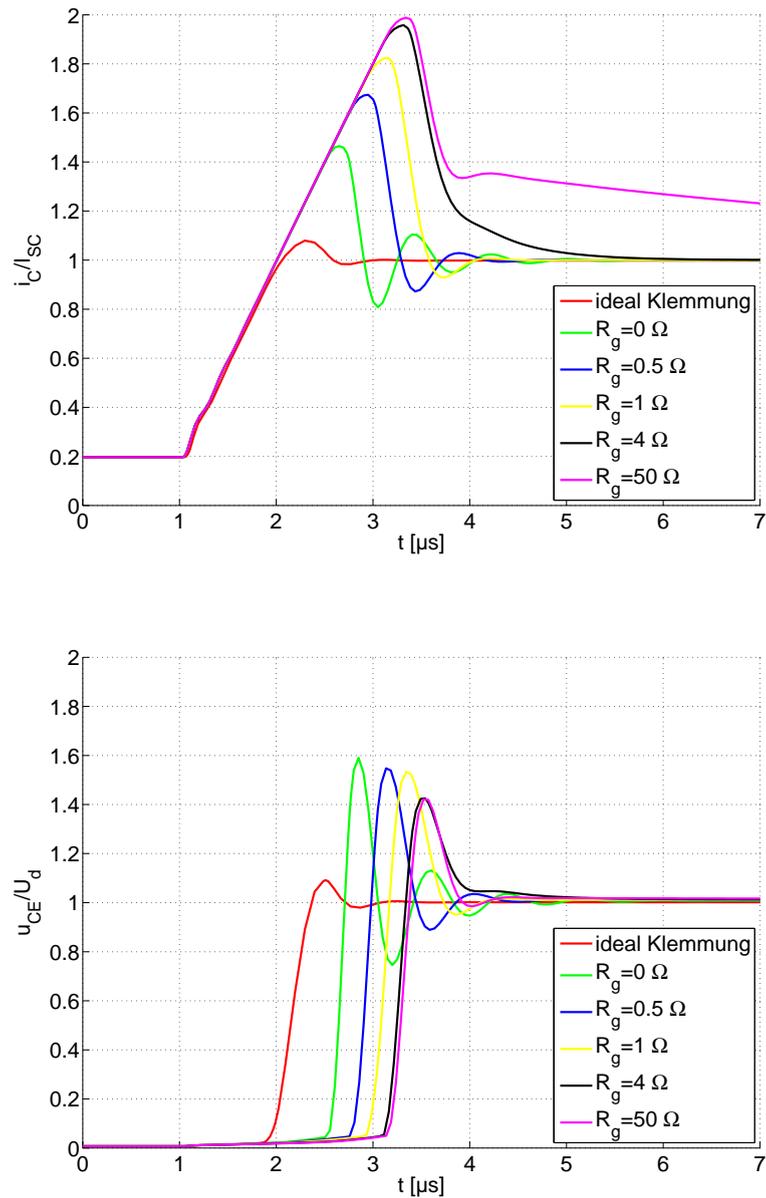


Abbildung 6.5: Strom-Spannungsverlauf unter Variation des externen Gate-Widerstands

In der folgenden Abbildung 6.7 sind die Ströme im Ansteuerungskreis des IGBTs gegenübergestellt. Die obere Abbildung zeigt den externen und darunter den internen Gate-Strom und bei der folgenden Abbildung den Strom durch die Transildiode, die auch als Klemmkreis bezeichnet wird. Ein kleiner externer Gate-Widerstand führt zu einem großen Stromfluss vom Gate des IGBTs zum Treiber

zur Begrenzung der Spannungsanhebung am Gate während des Kurzschlusses. Je größer der externe Gate-Widerstand ist, desto kleiner ist der Stromfluss zum Treiber. Dieses bedeutet wiederum, dass mit größerem Gate-Widerstand ein größerer Strom über die Transildiode fließt und diese übernimmt bei zu großem Widerstand den vollen Stromfluss. Nach der Begrenzung der Gate-Spannung kommt es folglich zu einer Kollektor-Emitter-Spannungsabsenkung und damit zu einer Gate-Emitter-Spannungsverminderung, die über den Gate-Treiber nachgeladen werden muss. Ein kleiner Gate-Widerstand begünstigt ein schnelles Nachladen, was durch einen positiven Stromfluss zu erkennen ist. Eine Unterstützung über den Klemmkreis ist hierbei nicht möglich, da nur ein Stromfluss in eine Richtung möglich ist.

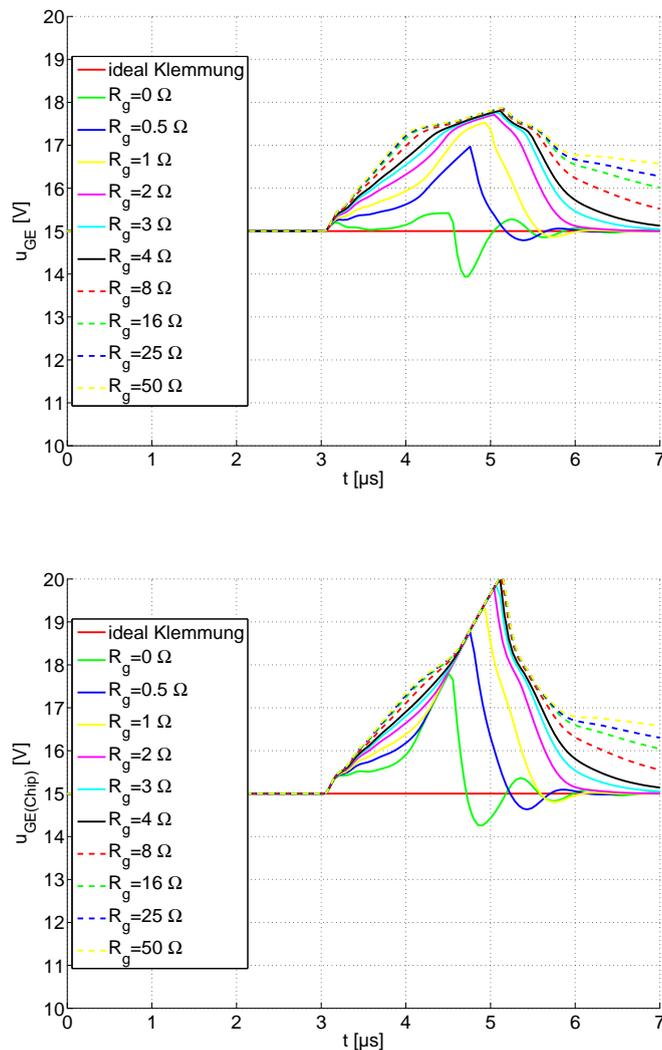


Abbildung 6.6: simulierte Gate-Emitter-Spannung unter Variation des externen Gate-Widerstands an den Hilfsanschlüssen (oben) und direkt am IGBT-Chip (unten)

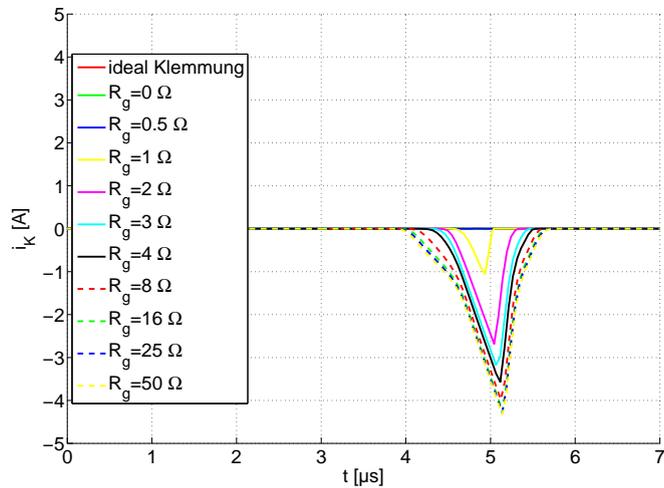
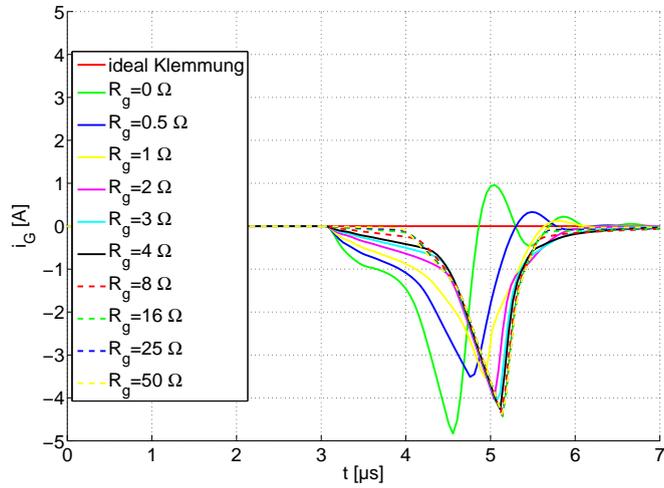
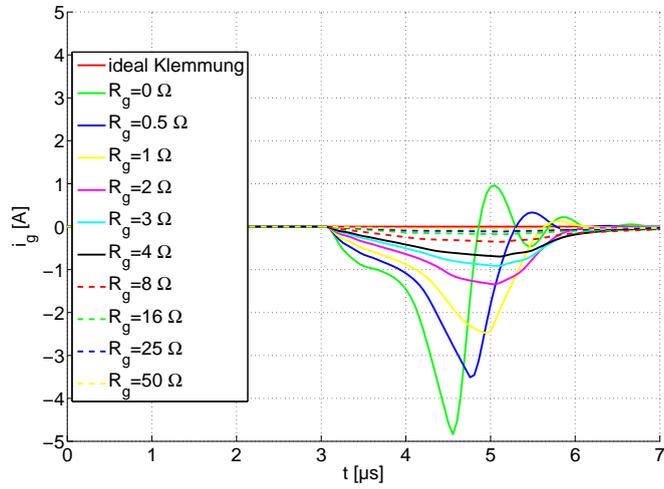


Abbildung 6.7: simulierter externer (oben), interner (mitte) und Strom durch die Klemmung (unten) unter Variation des externen Gate-Widerstandes

Die obere Abbildung 6.6 zeigt die Spannung an den Knotenpunkten der Gate-Ansteuerung. Durch die Simulation ist es auch möglich, die Spannung direkt am IGBT-Chip darzustellen. Die Spannung über der Gate-Emitter-Strecke am Chip liegt vor dem Entsättigen des IGBTs abgekoppelt über den internen Gate-Widerstand und der parasitären Gate-Induktivität höher als über die typische Gate-Emitter-Strecke, die sich an den Anschlusspunkten des physikalischen IGBTs befindet. Nach dem Entsättigen kommt es in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung zu einer Unterschreitung der stationären Treiber, der schnell mittels eines kleinen externen Gate-Widerstands gegengesteuert wird. Das Potential über der Gate-Emitter-Strecke am Chip bestimmt nach der Formel 2.1 den Kollektor-Emitter-Strom, der in der Abbildung 6.5 dargestellt ist.

6.1.3 Variation der parasitären Elemente

Außer dem Gate-Widerstand haben die anderen Elemente auch parasitär einen Einfluss auf das Kurzschlussverhalten. Nachfolgend wird unter Variation eines Faktors dieses näher betrachtet. Alle weiteren Faktoren werden konstant auf ihren Standardwerten gehalten. Die verwendete Schaltung mit den Werten ist in der Abbildung 6.1 und in der Tabelle 6.2 zu finden.

Eine Variation der Kurzschlussinduktivität zeigen die Verläufe in Abbildung 6.8. Bei höheren Stromsteilheiten, die durch einen niederinduktiven Kurzschluss zustande kommen, entstehen höhere dynamische Strom- und Spannungsniveaus über den IGBT beim Entsättigen. Dieses ist negativ für den physikalischen IGBT, aber nicht für die Simulation. Ebenso haben die parasitären Kommutierungsinduktivitäten einen negativen Einfluss. Sie erzeugen nach der dyn. Kurzschlussstromspitze eine Überspannung. Den Einfluss der Induktivität zeigen die nachfolgenden Verläufe.

Die Abbildung 6.10 zeigt das Verhalten des IGBTs im Lastkreis unter Variation der internen Gate-Induktivität. Diese Induktivität verhindert zunächst, dass das Gate vom IGBT ausreichend begrenzt wird, und nach der Entsättigung führt das dazu, dass dieses weiter entladen wird. Eine kleine dyn. Kurzschlussstromspitze sowie eine geringe Kollektor-Emitter-Spannung ist bei einer kleinen Induktivität wiederzufinden.

Der Einfluss der sogenannten externen Gate-Induktivität auf den Lastkreis ist nur gering (Abbildung 6.11). Die Klemmung, die niederinduktiv angeschlossen ist, übernimmt den Hauptteil des Schutzes. Mit größerer Induktivität führt das zu einem längeren Einschwingvorgang auf den stationären Wert.

Die größere Induktivität im Klemmzweig (Abbildung 6.12) zeigt dasselbe Verhalten wie bei größerer parasitärer Induktivität im internen Gate-Kreis (siehe Abbildung 6.10). Eine größere Induktivität sorgt dafür, dass der IGBT später den Strom und nach der Entsättigung stärker begrenzt. Dieses ist nachteilig, weil ein

großer Kurzschlussstrom nachteilig auf den IGBT wirkt.

Die nachfolgenden beiden Variationen (Abbildung 6.13 und Abbildung 6.14) zeigen, dass ein größerer Gate-Widerstand im externen sowie im internen Kreis den Einfluss auf den Kurzschlussstrom herabsetzt. Mit größeren Widerständen werden die Aufladevorgänge des Gates nach dem Entsättigen langsamer und dieses führt zu geringen Überspannungsspitzen. Hohe dynamische Kollektor-Stromspitzen und eine hohe dynamische Kollektor-Emitter-Spannung sind gefährlich für den IGBT, sodass eine Abwägung beim Gate-Widerstand notwendig ist.

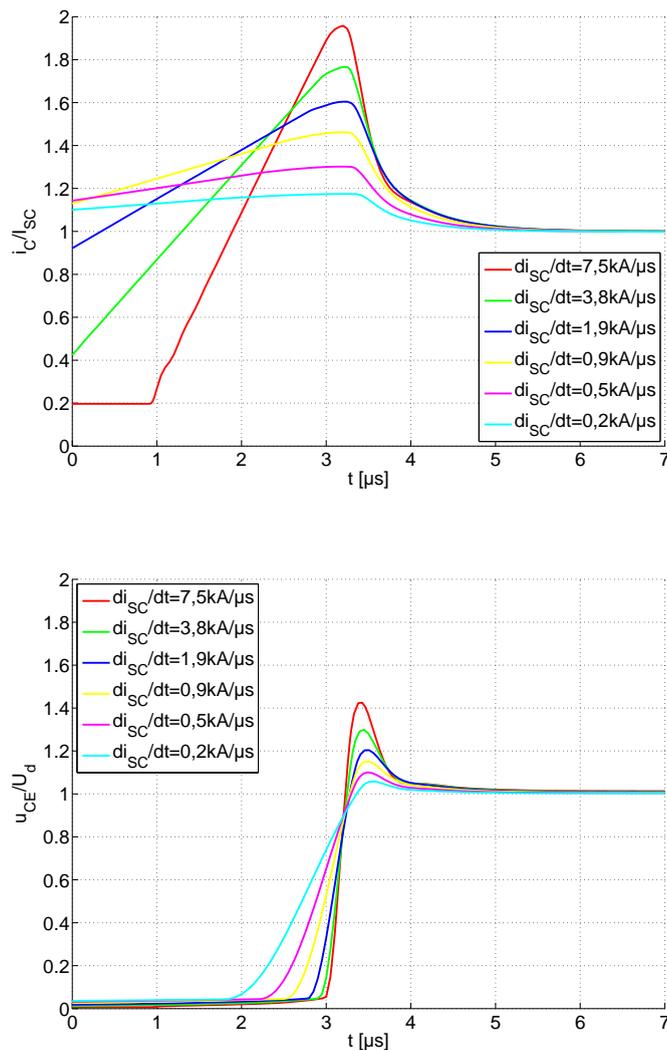


Abbildung 6.8: simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der Kurzschlussinduktivität

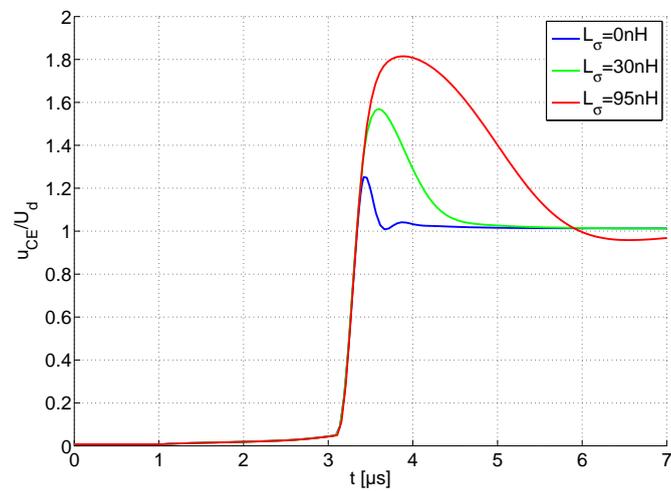
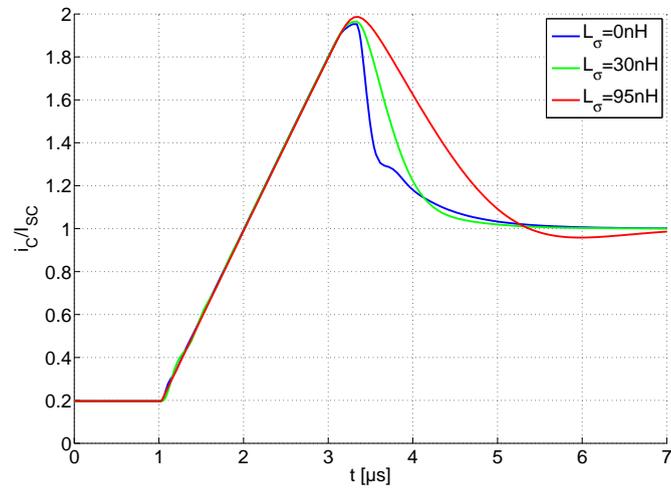


Abbildung 6.9: simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der parasitären Kommutierungsinduktivität

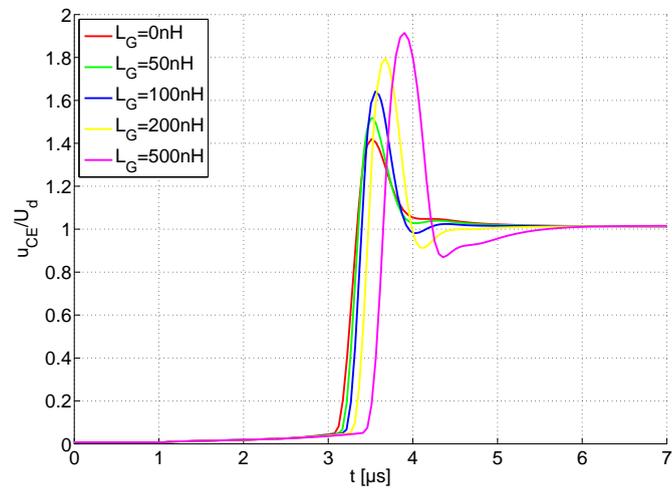
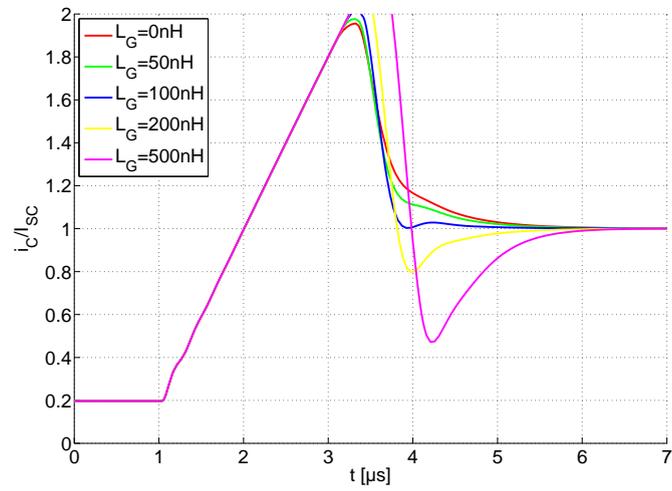


Abbildung 6.10: simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der internen Gate-Induktivität

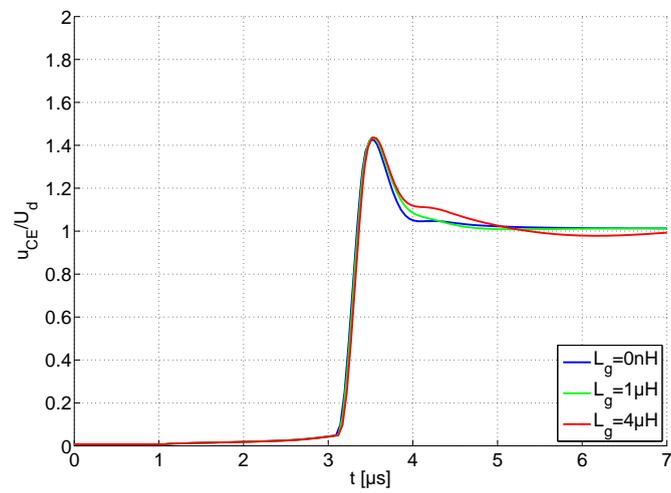
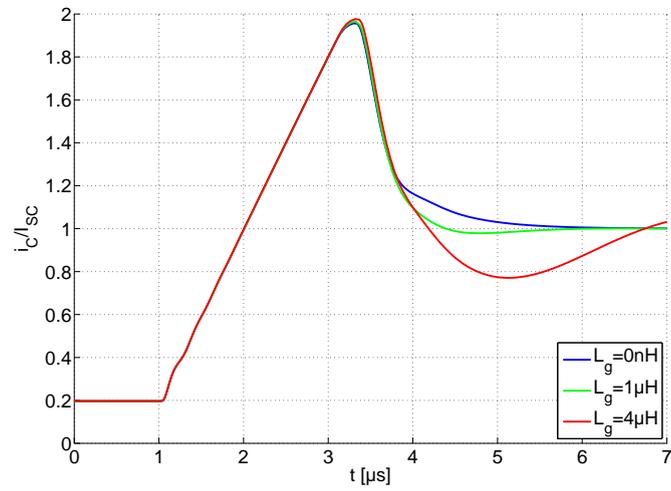


Abbildung 6.11: simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der externen Gate-Induktivität

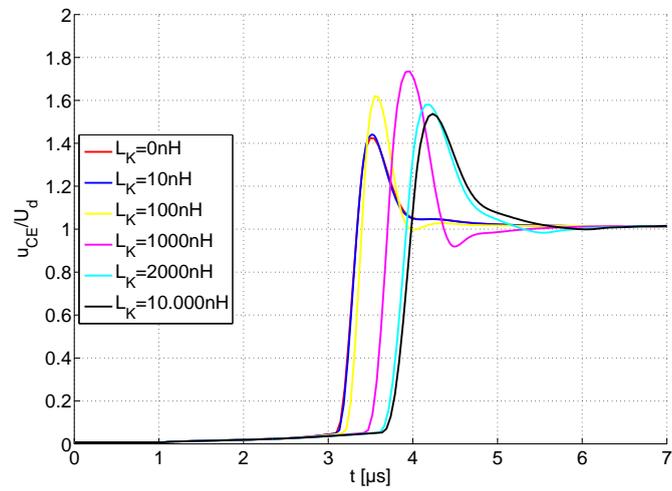
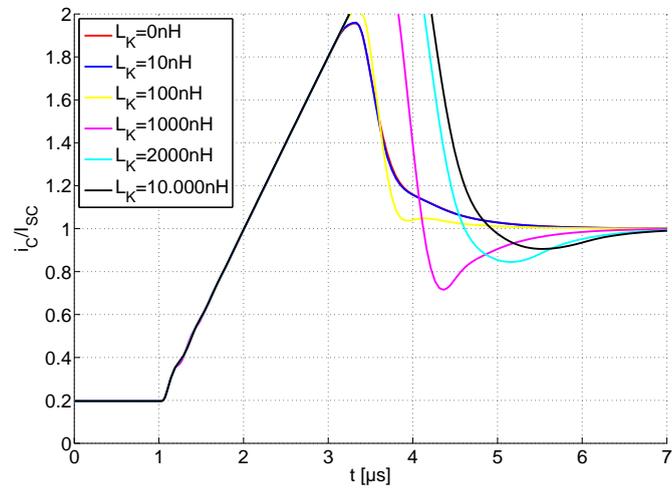


Abbildung 6.12: simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation der Induktivität im Klemmzweig

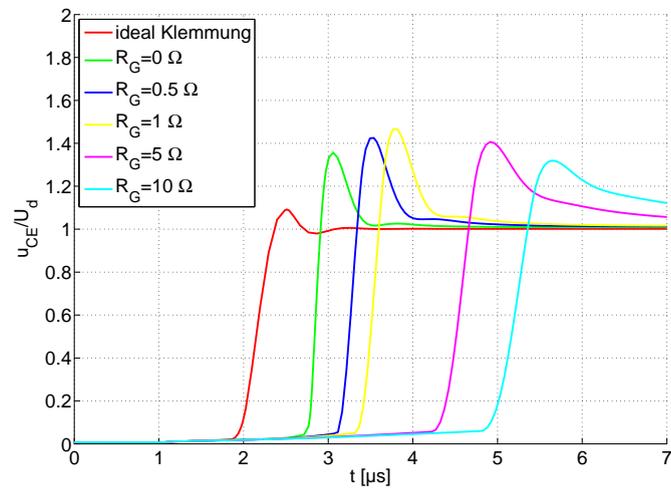
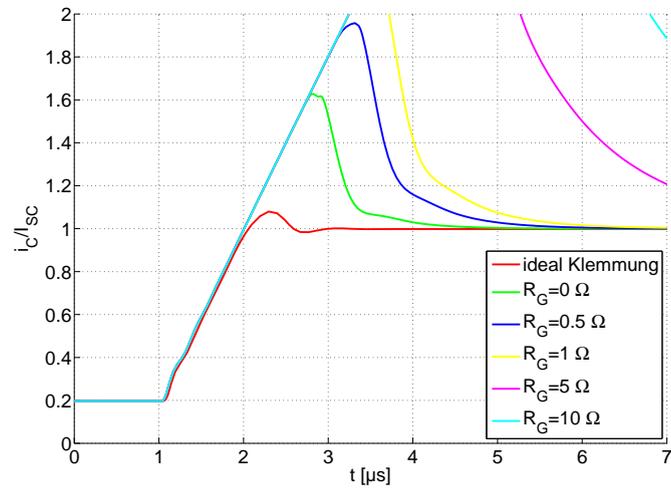


Abbildung 6.13: simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation des internen Gate-Widerstands

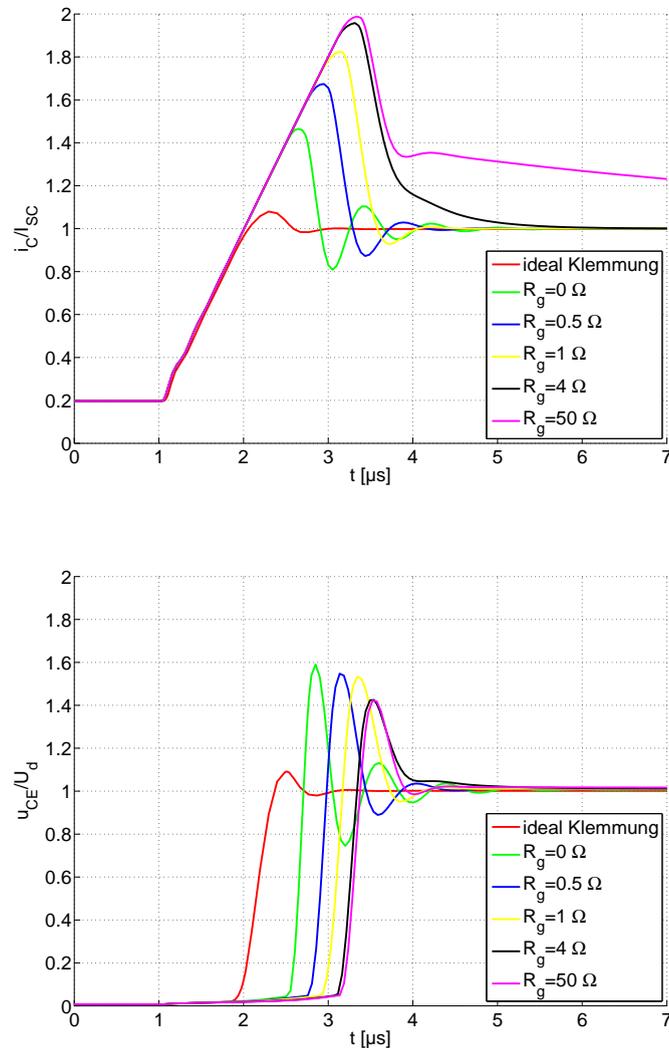


Abbildung 6.14: simulierter Strom-Spannungsverlauf unter Variation des externen Gate-Widerstands

6.2 Taurus Medici

Taurus Medici ist ein Halbleitersimulationsprogramm der Firma Synopsys für 1- und 2-dimensionale Strukturen. Die erzeugten Strukturen können als Eingangsdaten an Medici übergeben und dann elektrisch simuliert werden. Das Programm erstellt ein Raster, was auch als Mesh bezeichnet wird, und berechnet für jeden Gitterpunkt eine Reihe von analytischen physikalischen Gleichungen. Hierbei werden für jeden Punkt Parameter wie Ladungsdichte, elektrisches Feld, elektrisches Potential, Ladungsträgerbeweglichkeit, Stromdichte und weitere Faktoren bestimmt.

Für eine komplette Strom-Spannungs-Kennlinie muss diese Lösung für jede Span-

nung einzeln bestimmt werden. Dabei muss die gesamte Matrix lösbar sein, da jeder Gitterpunkt die Parameter seiner umliegenden Gitterpunkte beeinflusst. Die Ergebnisse der Simulation sind mit steigender Anzahl an Rasterpunkten, höherer Genauigkeit des Modells sowie Rechnungen mit mathematischen Formeln ohne Vereinfachungen genauer. Dieses schlägt sich aber auf die Berechnungsdauer und Datenmenge nieder.

Für die nachfolgenden Berechnungen wurde ein FZ600R65KF1-IGBT-Modell von Infineon (Abbildung 6.17 [25]) mit 60.000 Gitterpunkten bei einer Temperatur von 25°C verwendet. Dieses Modell wurde zusammen mit anderen idealen Bauelementen und einer Emcon-Diode aus der Bibliothek von Taurus Medici mit der nachfolgenden Schaltung betrachtet. Hierbei wurde auf eine einheitliche Ansteuerung zu dem PSpice-Modell (Kapitel 6.1) geachtet.

Abbildung 6.17 zeigt das verwendete IGBT-Modell im Querschnitt. Die unterschiedlichen Farben beschreiben das Dotierungsniveau. Dabei stellt die „blaue“ Farbe ein hohes Level der Akzeptoren von $N_A < 1e^{20} \text{cm}^{-3}$ welche die p-Zone unterhalb des Emitters und beim Kollektor sich befindet und Farbe „grün“ welche über „gelb“ ins „rot“ geht zeigt das Level an Donatorenrümpfe von $N_D < 1e^{20} \text{cm}^{-3}$ Ladungsträgerdichte da. Die hochdotierte n^+ -Schicht ist bei unserem Modell nicht erkennbar, was durch seine geringe Größe zu erklären ist wäre als „rot“ dargestellt. Die Breite einer Zelle wurde dem Nennstrom entsprechend erweitert unter Beibehaltung der gegebenen Zellenlänge für die 6,5kV-Sperrspannung. Die Farbe „lila“ im Modell steht für die Metallisierung vom Emitter-, Gate- sowie dem Kollektoranschluss und „Gelb“ zeigt die Gate-Oxid-Schicht.

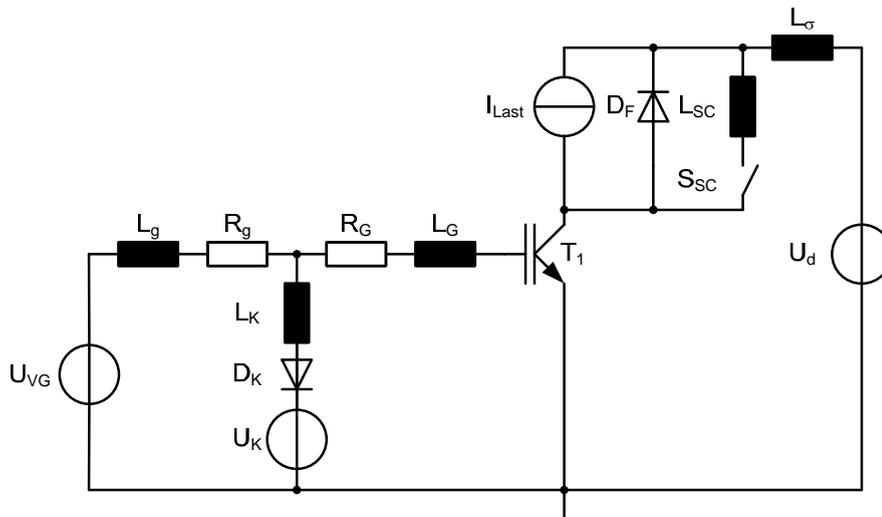


Abbildung 6.15: Schaltplan der Simulation

Zeichen	Beschreibung
D_F	Freilaufdiode
D_K	Klemmspannung (Standard-Emcon-Diode)
I_{Last}	Laststrom ($2=I_{Last}/I_{Nenn}$)
L_g	externe Gate-Induktivität (default=50nH)
L_G	interne Gate-Induktivität (default=10nH)
L_K	Induktivität im Klemmzweig (default=1nH)
L_σ	parasitäre Kommutierungsinduktivität (default=80nH)
L_{SC}	Kurzschlussinduktivität (default=21587nH)
R_g	Gate-Widerstand (default=4Ohm)
R_G	interner Gate-Widerstand (default=0.5Ohm)
S_{SC}	idealer Kurzschließer
T_1	IGBT (FZ600R65KF1-Modell von Infineon)
U_d	Zwischenkreisspannung ($1/2=U_d/U_{(BR)CES}$)
U_K	Klemmspannung (konstant 15V)
U_{VG}	Treiberspannung (konstant 15V)

Abbildung 6.16: Legende des Schaltplans

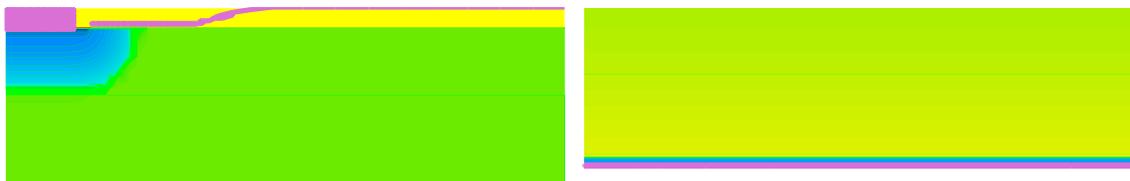


Abbildung 6.17: IGBT-Zelle der Medici-Simulation (links: oberer Teil der IGBT-Zelle mit Gate und Emitter; rechts: unterer Teil der IGBT-Zelle mit Kollektor-Anschluss)

6.2.1 Vergleich zwischen Simulation und Messung

Um die Simulationsergebnisse zu beurteilen, soll ein Vergleich des dynamischen Verhaltens bei einem Kurzschluss des Typs 2 hinsichtlich der Plausibilität erfolgen. In der Abbildung 6.18 sowie in der Abbildung 6.19 ist der 4,5kV/900A-IGBT und ein 6,5kV/600A-IGBT bei unterschiedlicher Kurzschlussinduktivität dargestellt. Dabei zeigt sich, dass sich der 6,5kV/600A-IGBT mit höherer Stromsteilheit ähnlich den 3 Verläufen des 4,5kV/900A-IGBTs verhält. Ein Unterschied ist in der Höhe des Kurzschlussstroms im Vergleich zum Laststrom bzw. Nennstrom des Bauelements zu sehen. Die beiden Diagramme zeigen einen normierten Strom, der sich an seinem stationären Kurzschlussstrom orientiert. Bei der Simulation floss vor dem Eintritt des Kurzschlusses ein höherer Laststrom als bei dem gemessenen IGBT. Die Höhe des stationären Kurzschlussstroms ist unter anderem von der Temperatur, der Kanalbreite und der Gate-Spannung abhängig (siehe

Formel 2.1). Hingegen ist die Stromsteilheit vorrangig von der Länge und der Dotierung der Driftzone des IGBTs abhängig. Ein höherer Strom führt zu mehr Ladungsträgern, die ausgeräumt werden müssen, und dieser Prozess ist wiederum von der Feldstärke abhängig (siehe Formel 4.15). Dennoch zeigt der Vergleich zwischen einem experimentellen Kurzschlussversuch und einer Simulation ein gleiches Verhalten.

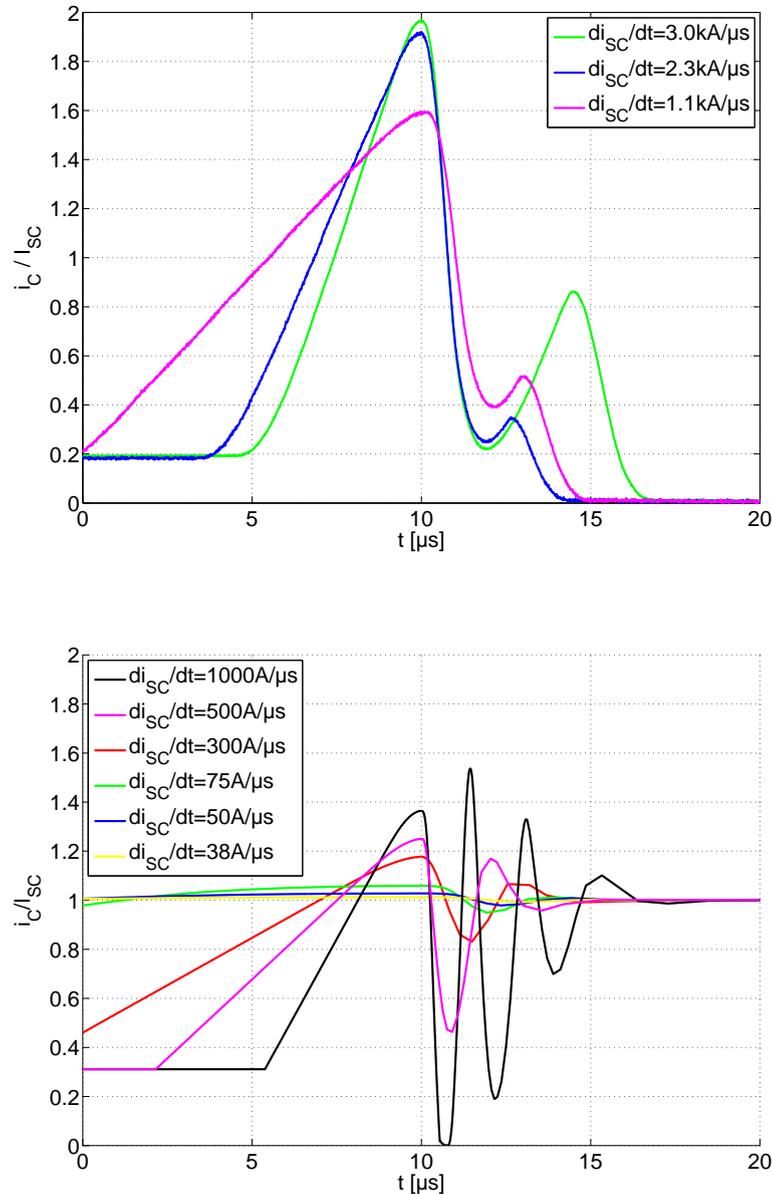


Abbildung 6.18: gemessener Stromverlauf beim KS2 eines 4500V/900A-IGBT links und eines simulierten FZ600R65KF1-Medici-IGBT-Modells rechts

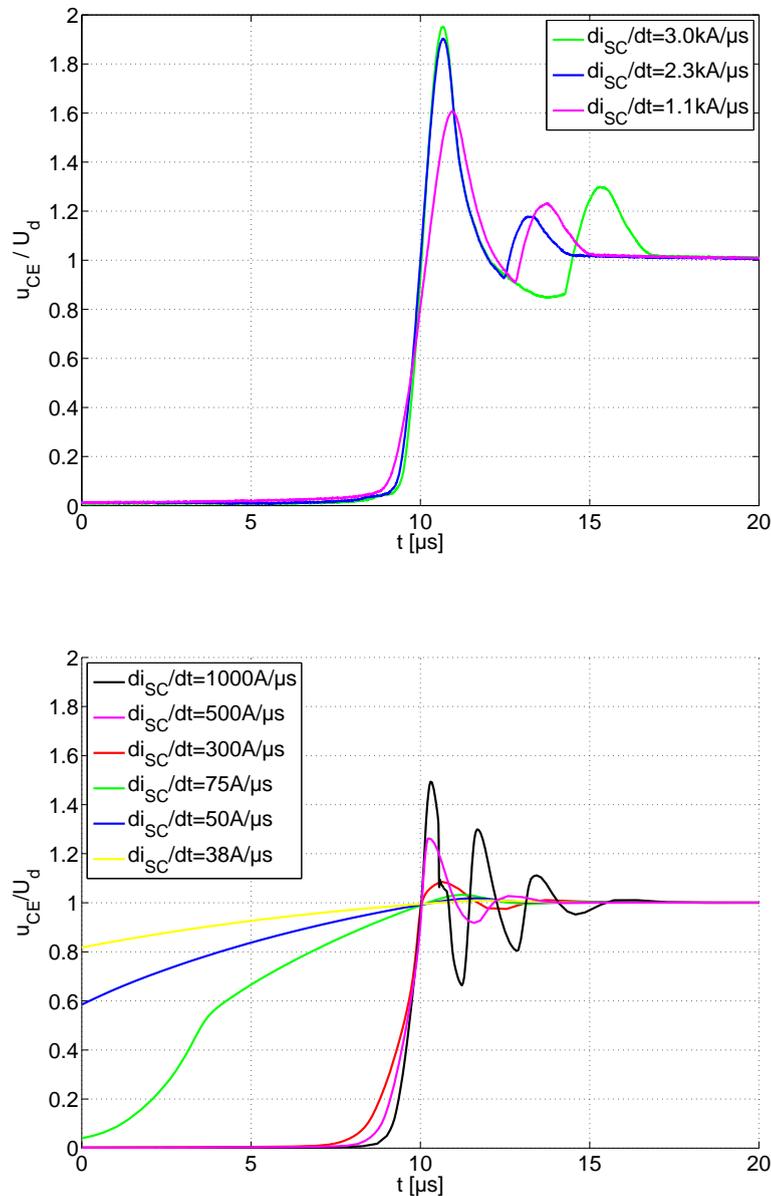


Abbildung 6.19: gemessener Spannungsverlauf beim KS2 eines 4500V/900A-IGBTs links und eines simulierten FZ600R65KF1-Medici-IGBT-Modells rechts

6.2.2 Betrachtung der Feldverläufe und der Elektronenkonzentration

Nachfolgend sind 3 verschiedene Abbildungen bei unterschiedlichen Stromsteilheiten zu sehen. Zusätzlich zu den Strom-Spannungsverläufen sind auch die Verläufe der Feldstärke und der Ladungsträger innerhalb des Halbleiters dargestellt. Diese Verläufe zeigen unterschiedliche Schaltzustände mittels verschiedener Far-

be. Die Punktlinie zeigt die Elektronenkonzentration und die Strichlinie zeigt die Feldstärke. Die Farbe Blau soll die statische Ausgangssituation zeigen, wo $i_C=2xI_{Nenn}$ ist. Grün steht für $i_C=3xI_{Nenn}$, Rot für $i_C=4xI_{Nenn}$, Türkis für $i_C=5xI_{Nenn}$, Magenta für $i_C=6xI_{Nenn}$, Gelb für maximal i_C , Schwarz für maximal u_{CE} , Blau für die erste Stromsenke, Grün für die 2. Stromspitze und Rot steht für den statischen Endzustand im Kurzschluss.

Bei den 3 Abbildungen kann man sehr gut das Ansteigen des Stroms und die Entsättigung des Halbleiters erkennen. Vor dem Eintreten des Kurzschlusses ist die Feldstärke sehr klein und die Elektronenkonzentration auf normal hohem Niveau. Nach dem Eintritt steigt der Strom sehr steil an, was das Anheben des Ladungsträgerbergs auf der Kollektorseite des Bauteils bewirkt. Dieses ist sehr gut in der Abbildung 6.22, die als Punktlinie dargestellt ist, zu erkennen. Während dieser Zeit bleibt die Feldstärke klein, da der Halbleiter bisher keine Spannung aufgenommen hat. Mit steigendem Strom geht der IGBT in den abgeschnürten Bereich über und dieses führt zur Ausbildung einer Raumladungszone. Der Anstieg der Feldstärke ist wiederum stromabhängig (siehe Formel 2.24). Beim Erreichen des maximalen Kollektorstroms (in Gelb dargestellt) hat der IGBT die Zwischenkreisspannung voll aufgenommen und hat währenddessen einen Großteil der Ladungsträger ausgeräumt. Es kommt durch die parasitäre Kopplung nunmehr zum Absenken des Kollektorstroms und gleichzeitig zum weiteren Ausräumen der restlichen Ladungsträger. Bei diesem Phänomen erfährt der IGBT eine Überspannung, die durch parasitäre Induktivitäten hervorgerufen wird. Die Fläche unterhalb der Feldstärke wird vergrößert und die maximale Feldstärke steigt.

Im Vergleich zur Abbildung 6.20 und Abbildung 6.21 ist zu erkennen, dass ein großer Strom nicht unbedingt zu einer höheren Ladungsträgerkonzentration führt, aber eine höhere Überspannung nach einem steileren Kurzschlussstrom führt zu einer sehr hohen Feldstärke. Eine hohe Feldstärke ist ein Kriterium für eine Grenze des Standhaltens eines IGBTs. Durch hohe Feldstärken kommt es zu einem Avalanche-Effekt, der weitere Ladungsträger generiert und ihn damit thermisch ohne Kontrolle zerstört. Die Feldstärke ist von außen mit normalen Instrumenten nicht messbar, aber die Spannung und der Strom können als Indiz gewertet werden. Eine Grenzbetrachtung der Feldstärke auf den sicheren Arbeitsbereich wurde im Kapitel 2.4 beschrieben.

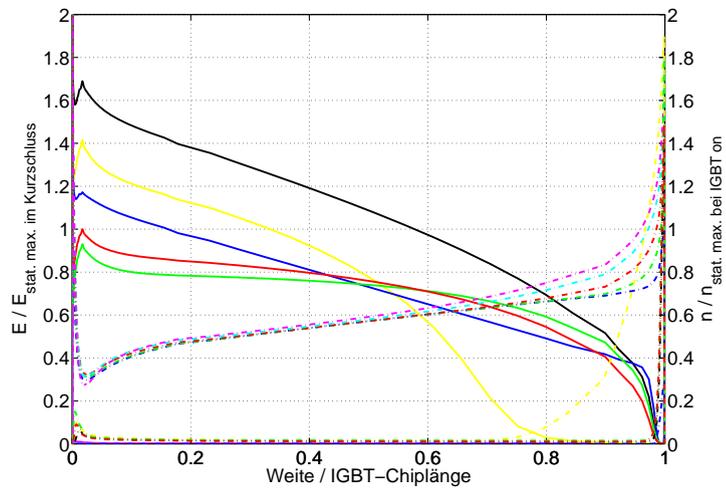
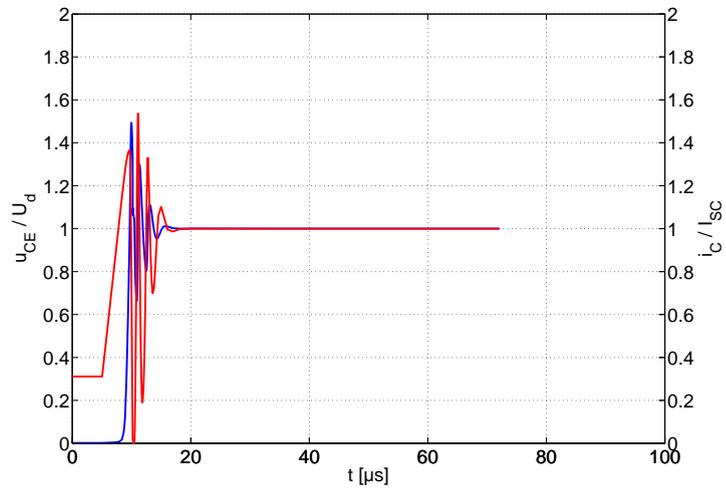


Abbildung 6.20: simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einem $di_{SC}/dt=1000A/\mu s$

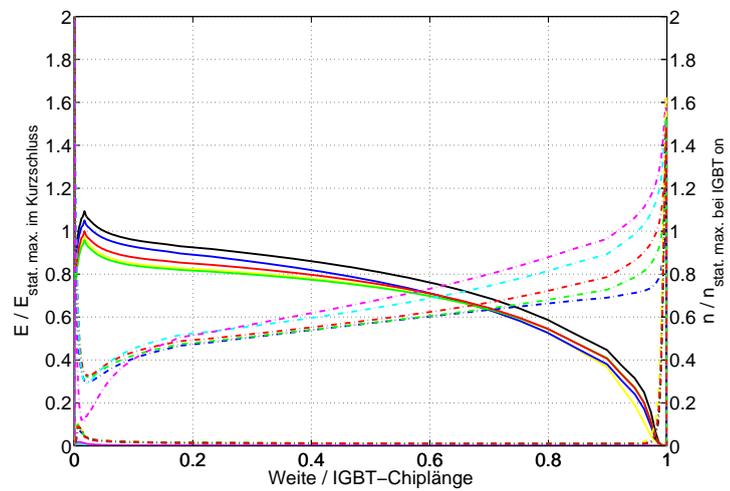
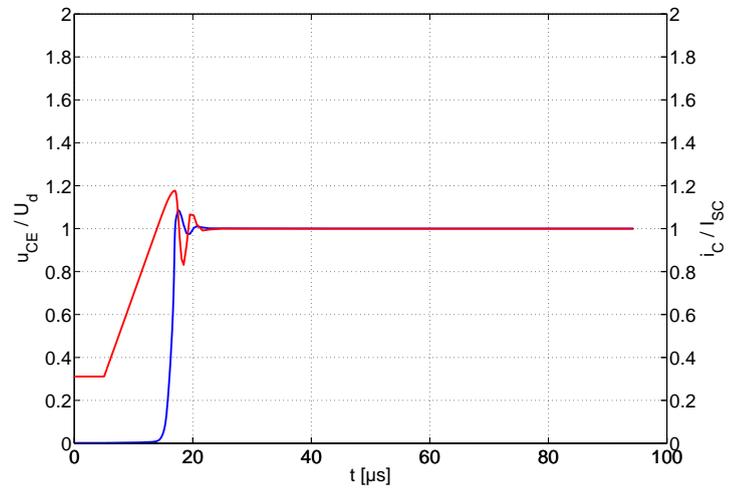


Abbildung 6.21: simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einem $di_{SC}/dt=300A/\mu s$

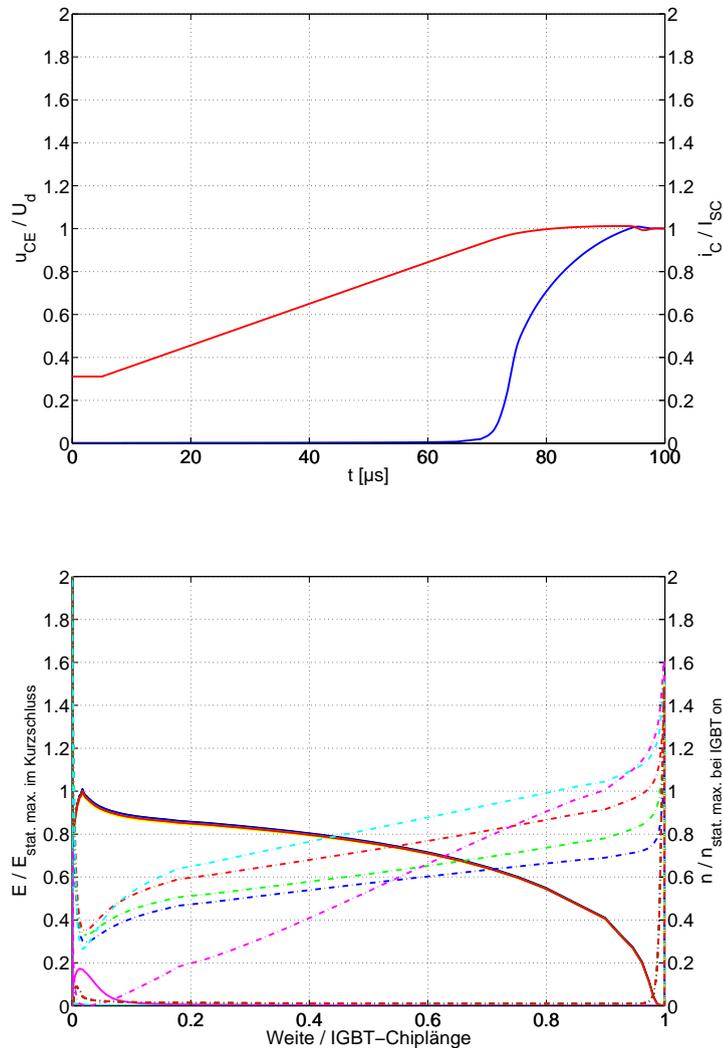


Abbildung 6.22: simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einem $di_{SC}/dt=38A/\mu s$

6.2.3 Thermischer Einfluss

Mittels eines Halbleitersimulationsprogramms wie „Taurus Medici“ ist es auch möglich, die Abhängigkeit von der Temperatur darzustellen. Der typische Feldverlauf und die Ladungsträger wurden im Kapitel 2.3 beschrieben. Die allgemeine Gleichung für den Anstieg der Feldstärke lautet wie folgt:

$$\frac{dE}{dw} = \frac{e_0}{\epsilon} \cdot (N_D + p + p_{avalanche} - n_{avalanche}) \quad (6.1)$$

Dabei sind die Ladungsträger (Gleichung 6.2 und 6.3) selbst temperaturabhängig wie auch die Beweglichkeit. Diese kann nach der Gleichung 6.4 berechnet

werden. n_i ist dabei die intrinsische Ladungsträgerkonzentration, W_i die Eigenleitungsträgerdichte und W_F das Fermi-Niveau des Halbleiters. Diese sind ebenfalls temperaturabhängig, da der Bandabstand, also der Abstand zwischen dem Valenzband und dem Leitungsband, sich verändert. Weiterhin besitzen Elektronen und Löcher eine unterschiedliche Beweglichkeit, die sich unter dem Einfluss einer hohen Feldstärke der Sättigungs-Driftgeschwindigkeit $v_{sat} = 1 \cdot 10^7 \text{ cm/s}$ annähert. Dieses kann nach der Formel 6.5 bestimmt werden. Für die Elektronen gilt $E_m = 1 \cdot 10^3 \text{ V/cm}$ und $\gamma = 2$ und für die Löcher $E_m = 2 \cdot 10^4 \text{ V/cm}$ und $\gamma = 1$ [48][72].

$$p = n_i \cdot e^{\frac{W_i - W_F}{kT}} \quad (6.2)$$

$$n = n_i \cdot e^{\frac{W_F - W_i}{kT}} \quad (6.3)$$

$$\mu_{n,p} = \frac{v_{n,p}}{E} \quad (6.4)$$

$$v_{d(n,p)} = \frac{v_{sat}}{\left(1 + \left(\frac{E_m}{E}\right)^\gamma\right)^{\frac{1}{\gamma}}} \quad (6.5)$$

Es gibt weitere temperaturabhängige Einflussfaktoren (z.B. Stoßionisation), die hier nicht weiter betrachtet werden. In den Abbildungen 6.23 und 6.24 sind Kurzschlüsse dargestellt, die unter den gleichen äußeren Faktoren simuliert worden sind. Der einzige Unterschied in der Simulation ist die vorgegebene Temperatur. Der Verlauf von „t4“ in den beiden Abbildungen zeigt den stationären Einzustand des IGBTs, „t5“ zum Zeitpunkt der dynamischen Kurzschlussstromspitze, „t6“ während der dynamischen Überspannungsspitze und „t7“ zeigt den stationären Kurzschluss. Dabei ist zu erkennen, dass entweder sich das Feld geringer weit bzw. sich eine höhere Ladungsträgerkonzentration bei einer höheren Temperatur im Bauteil ausbildet. Weiterhin ist zu erkennen, dass der stationäre Kurzschlussstrom bei einem kalten IGBT höher ist sowie beim Zeitraum (t6), wo der IGBT die höchste Spannung aufgenommen hat, dass das elektrische Feld weiter in die n^- -Schicht ausgeprägt ist und dass sich damit die maximale Feldstärke verringert. Die maximale Feldstärke ist bei beiden Abbildungen etwa gleich, dennoch ist sie bei der hohen Temperatur kritischer, weil die Grenze durch die höhere Temperatur sinkt 2.4.7.

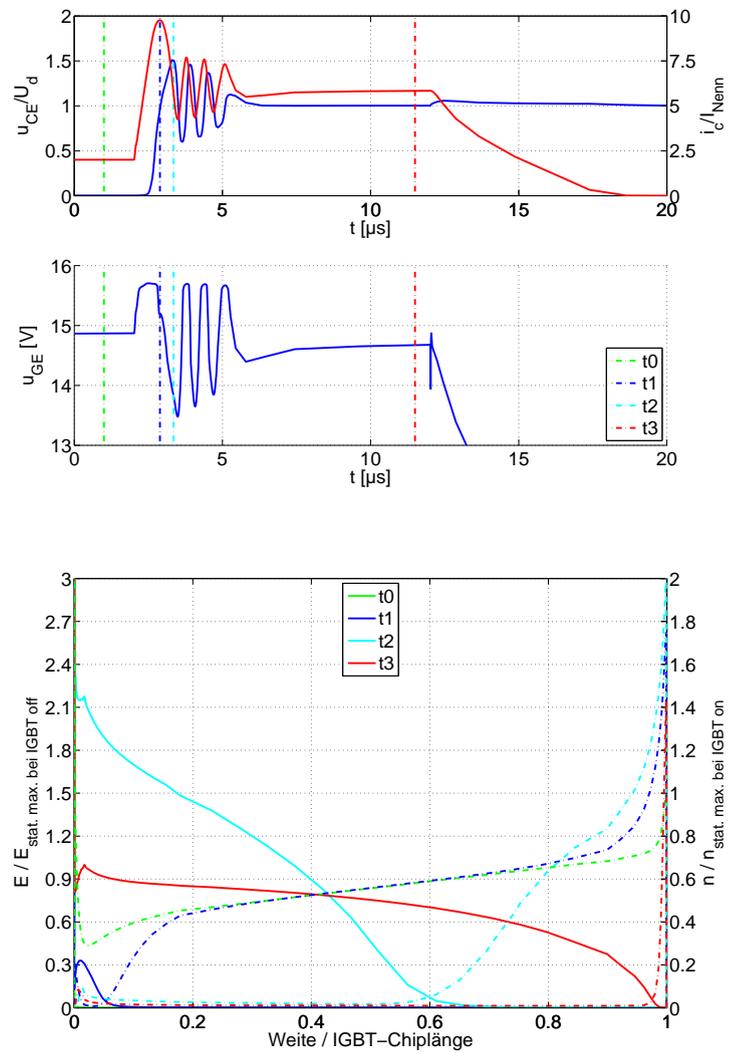


Abbildung 6.23: simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einer Chip-Temperatur von 25°C

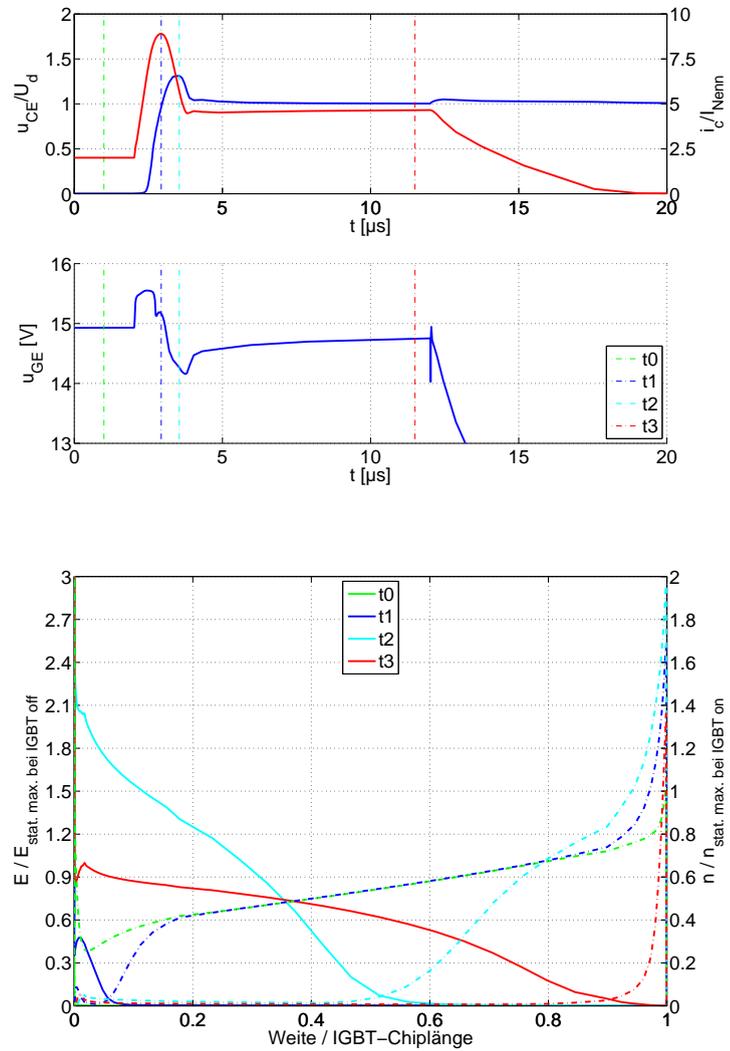


Abbildung 6.24: simulierten Strom-, Spannungs-, Feld- und Konzentrationsverlauf bei einer Chip-Temperatur von 125°C

7 Experimentelle Untersuchungen

7.1 Versuchsaufbau

Für die experimentellen Untersuchungen wurde ein Versuchsaufbau an der Universität Rostock durchgeführt. Anhand der untersuchten Kurzschlussarten sind verschiedene schaltungstechnische Aufbauten notwendig. Die einzelnen Testaufbauten wurden im entsprechenden Kapitel 4.2 dargeboten. In diesem Kapitel soll ein Überblick über die Peripherie präsentiert werden. Tschirley [79], Weiß [84], Stier [78] oder auch Rohner [68] beschreiben sehr ausführlich die Aspekte des Aufbaus eines Teststands für Hochspannungshalbleiter. Die größte Herausforderung liegt in der Verwendung der richtigen Messtechnik. Für die Strommessung im Lastkreis wurden ausschließlich Rogowski-Spulen mit interner Schirmung verwendet. Durch eine 0,1MHz bis zu 16MHz Bandbreite, einen maximalen Stromanstieg von bis zu $40kA/\mu s$ und eine geringe Störempfindlichkeit zeichnen sich die Messinstrumente der Firma Pemuk Ltd. aus. Eine Gate-Strom-Messung mit einer kleinen Rogowski-Spule vom Typ CWT Mini derselben Firma konnte durch die fehlende bzw. schlechte Schirmung nicht durchgeführt werden. Der Einsatz eines Messshunts für die Strommessung wurde ausgeschlossen, um eine Potentialtrennung zu erzielen. Mittels der Messung der Spannung am Gate-Anschluss und einer Berechnung mittels des eingesetzten Gate-Widerstands kann der Strom ermittelt werden. Hierfür wurde ein Spannungstastkopf mit einem Teilungsfaktor von 1:10 und für die Kollektor-Emitter-Spannung mit einem Teilungsfaktor von 1:1000 der Firma PMK vom Typ PHV 1000 eingesetzt. Die verwendeten Spannungstastköpfe haben eine Bandbreite von 400MHz. Als Aufzeichnungsgerät wurde ein Digitalspeicheroszilloskop vom Typ LeCroy WaveRunner 44Xi mit einer Bandbreite von ebenfalls 400MHz sowie einer Abtastrate von 5GS/sec verwendet und für die Auswertung aller Messungen wurde eine Matlab-Software genutzt. Mit dieser Konfiguration können bei einer Bandbreite von 16MHz Messpunkte alle 200ps mit einer maximalen Anstiegszeit von etwa 100ns (bei einem Sprung von 10% bis 90% des Endwerts) oder bis zu einer Anstiegszeit von 4ns bei einer Bandbreite von 400MHz die Strom- und Spannungsverläufe gemessen werden. Es gilt die Faustformel $t_{Anstieg} = \frac{0,35 \cdot 5}{f_{Grenz}}$, die mithilfe einer Sprungantwort ermittelt wurde. Die Zahl 5 in der Formel spiegelt den Sicherheitsfaktor wieder, sodass das Messinstrument eine 5-fach höhere Grenzfrequenz als das Messobjekt besitzt und damit der Verlauf besser dargestellt werden kann. Die 0,35 kann über $\frac{\ln(90\%) - \ln(10\%)}{2 \cdot \pi} = 0,3497$ bestimmt werden und gibt die 3db-Grenzfrequenz wieder.

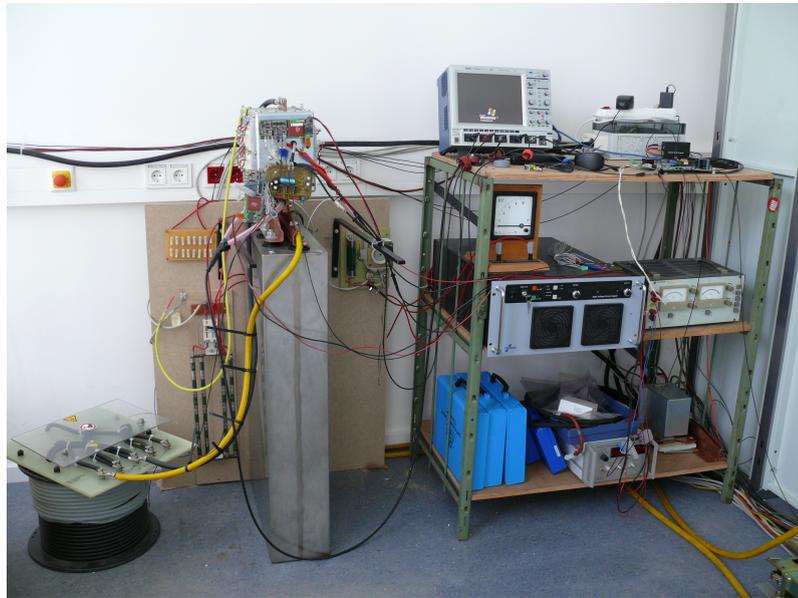


Abbildung 7.1: Übersicht über den Teststand



Abbildung 7.2: Detailansicht des Teststands mit Kurzschließer

Die Abbildung 7.1 zeigt einen Ausschnitt des verwendeten Versuchsaufbaus. Als Energiequelle für die Schaltversuche wurde ein Kondensator, der mittels eines Kondensatorladegeräts geladen wurde, verwendet. Das zu untersuchende Testobjekt selbst wurde in einer Halbbrücke niederinduktiv mit dem Zwischenkreiskondensator angebunden. Entsprechend der notwendigen Beschaltung für die einzelnen Kurzschlussfälle, die näher im Kapitel 4.2 dargestellt sind, wurde eine entsprechende Luftdrossel als Last mit der Halbbrücke verbunden. Der Kurzschluss selbst wurde ebenfalls mit einer Luftdrossel, die schaltbar mit mehreren parallelen IGBTs verbunden ist, realisiert. Die Abbildung 7.2 zeigt einen Versuchsaufbau für einen niederinduktiven Kurzschluss mit zwei parallelen IGBTs als Schalter. Der Kurzschließer muss schnell schalten können und keine begrenzende Spannung während des Schaltvorgangs aufweisen. Aus diesem Grund bedarf es einer Parallelschaltung aus mehreren Schaltgliedern. Weitere Peripherie, die aber nicht essentiell für die Messung ist, wie unter anderem eine Rückschwingdiode zum Schutz des Kondensatorladegeräts, Entladewiderstände, Dauerentladevorrichtung sowie eine Schutzeinrichtung mittels Leistungsschalter, wurde ebenfalls implementiert.

7.2 Safe Operating Area (SOA)

Mithilfe verschiedener Experimente mit mehreren Ergebnissen kann ein Diagramm für den sicheren Arbeitsbereich (SOA) des IGBTs erstellt werden. Dabei ist es äußerst wichtig, dass die Umgebungseigenschaften konstant gehalten werden. Um dieses zu gewährleisten, wird mit derselben Ansteuerung, demselben Testaufbau, identischer Kühlung und nur der Einzelpuls von Kurzschlüssen gemessen. Mittels der Impulsmessung wird angenommen, dass sich das IGBT-Modul vor dem Experiment im stationären Zustand befindet und keine Temperaturdifferenzen vorherrschen. Im Kapitel 2.4 wurde beschrieben, dass sich ein SOA für das normale Schalten nicht sonderlich von einem Kurzschluss unterscheidet [85]. Die größten Unterschiede sind außer dem hohen Strom auch die Dauer, bei der der IGBT den hohen Strom trägt. Aus diesem Grund bedarf es einer detaillierten Darstellung des sicheren Arbeitsbereichs. Zum Erstellen dieses werden mehrere IGBTs bis an ihre Grenze und darüber betrieben und unter Variation eines Faktors, wie der Temperatur oder der dynamischen Gegenkopplung, kann ein sicherer Arbeitsbereich welcher auch den Kurzschlussbetrieb (Englisch: short circuit safe operating area, Abkürzung: SCSOA) beinhaltet erstellt werden. Durch diese messtechnische Ermittlung werden mehrere IGBTs bewusst zerstört. Diese SOA gilt für den IGBT-Typ nur mit dieser Ansteuerungsmethode.

Die Abbildung 7.3, die Abbildung 7.4 und die Abbildung 7.5 zeigen die Messergebnisse für das normale Schalten. Eine FBSOA-Darstellung vom Hersteller gibt es für diesen Typ nicht, sodass dieser nicht dargestellt werden konnte. Alle Verläufe zeigen ein normales Verhalten und liegen innerhalb der Spezifikationen.

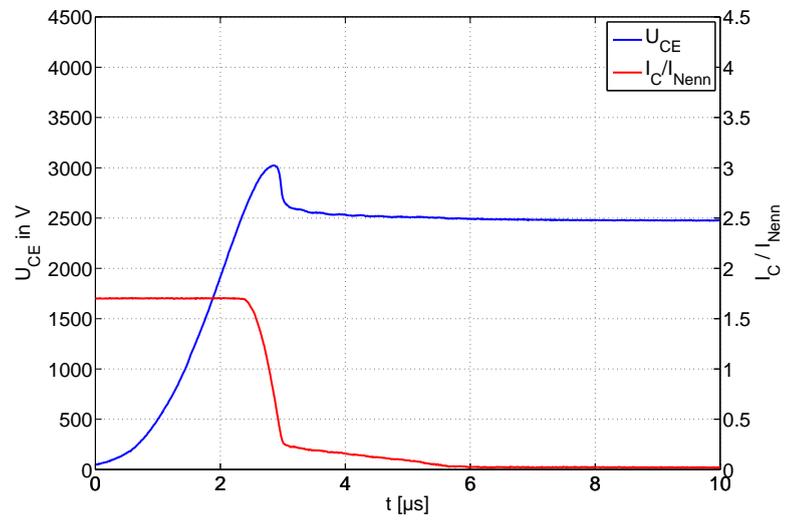


Abbildung 7.3: Ausschaltmessung eines 4500V/1200A-IGBTs bei $T_j=125^\circ\text{C}$

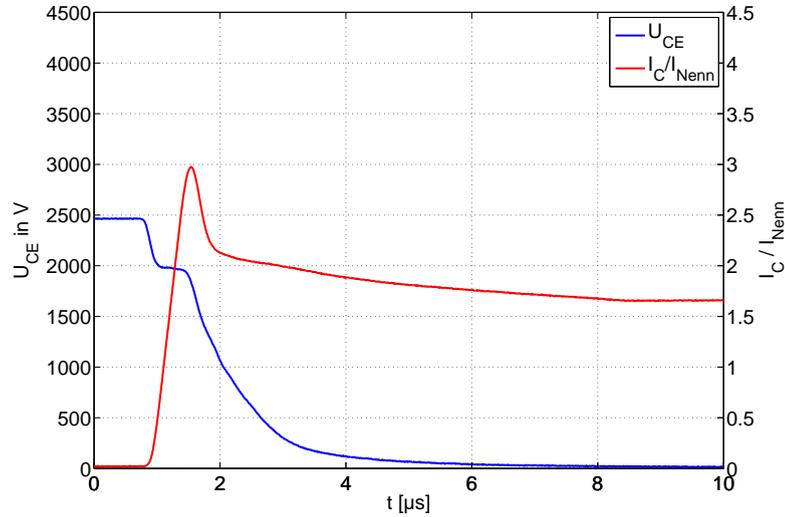


Abbildung 7.4: Einschaltmessung eines 4500V/1200A-IGBTs bei $T_j=125^\circ\text{C}$

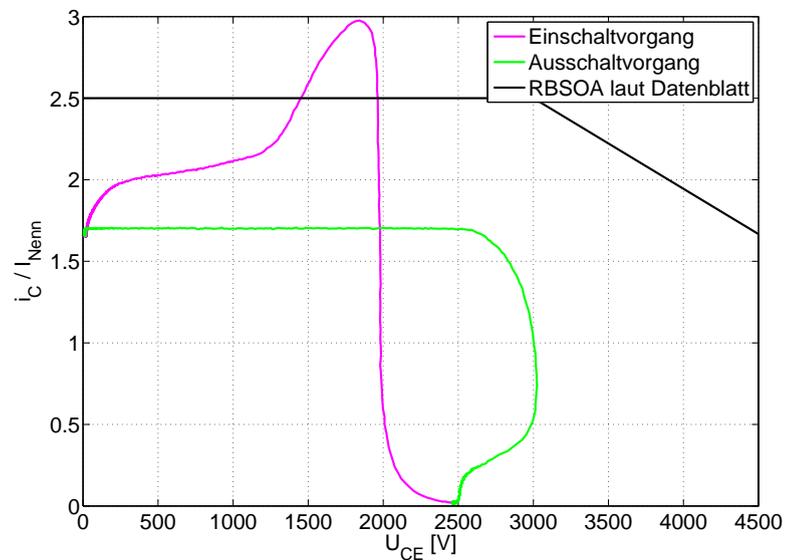


Abbildung 7.5: Darstellung des Ein- und Ausschaltverhaltens inkl. RBSOA-Bereich bei einem 4500V/1200A-IGBT

Um einen sichereren Arbeitsbereich für einen IGBT im Kurzschluss zu ermitteln, müssen unter einer Variation von Strom, Spannung, Stromgradienten, Temperatur und weiteren Einflussfaktoren viele Messungen vorgenommen werden. Der Kurzschlussfall des Typs 1 ist verhältnismäßig harmlos, weil es zu keinem großen Kurzschlussstrom kommt. Die Abbildung 7.6 zeigt einen typischen Verlauf eines KS1. Unter Einhaltung der Schaltbedingung (z.B. Kurzschlussdauer unter $10\mu\text{s}$) blieb dieser IGBT-Typ im Kurzschlussfall 1 robust, sodass kein Ausfall bei den Experimenten auftrat. Dieses ist auch verständlich, wenn man den Kurzschlussfall 2 mit seinen höheren Stressanforderungen betrachtet.

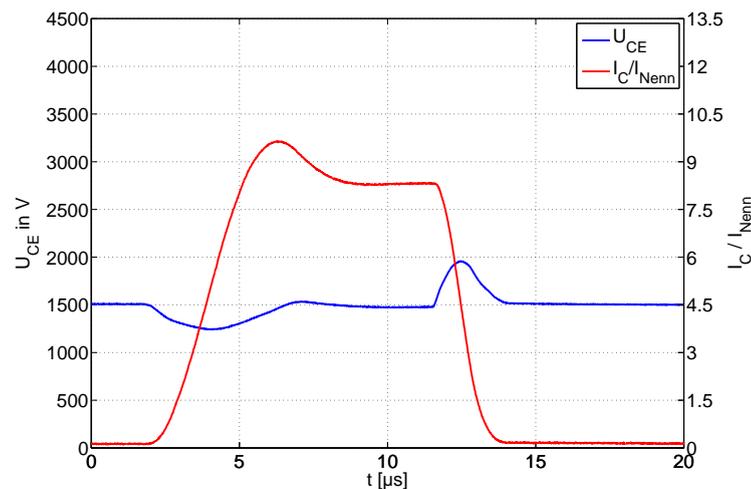


Abbildung 7.6: gemessener typischer Strom-Spannungszeitverlauf eines 4500V/900A-IGBTs beim KS1 bei $T_j=125^\circ\text{C}$

Die Abbildung 7.7 zeigt einen typischen Verlauf und die Abbildung 7.8 eine Zerstörung beim Kurzschlussfall 2. Mittels einer Variation der äußeren Schaltbedingung, wie Gate-Emitter-Spannung, Stromanstieg und Temperatur, kann eine Grenze der U_{CE} -Spannung für den Kurzschlussfall 2 ermittelt werden. Für den 4500V/900A ist dieses in Abbildung 7.9 zu sehen. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung vor der Zerstörung wurde mittels einer roten Linie visuell verbunden. Dieses gibt die Grenze des IGBTs mit dieser Ansteuerung bei 125°C und bei einer Variation der Kurzschlussinduktivität wieder. Eine 4. Messung, die bei 100°C durchgeführt wurde, zeigt, dass der IGBT kurzzeitig einen höheren Strom führen kann und damit robuster ist. Dieses ist damit zu erklären, dass mit höherer Temperatur eine Loslösung der Elektronen-Loch-Paar-Bindung einfacher zustande kommt und die thermische Grenze des Chips mit seinen Bonddrähten und deren Kühlung schneller erreicht ist. Während eines Kurzschlusses entstehen Schaltverluste, die das Bauteil erwärmen und bei geringerer Ausgangstemperatur kann das Bauteil kurzzeitig einen höheren Strom tragen (siehe Kapitel 2.4.7).

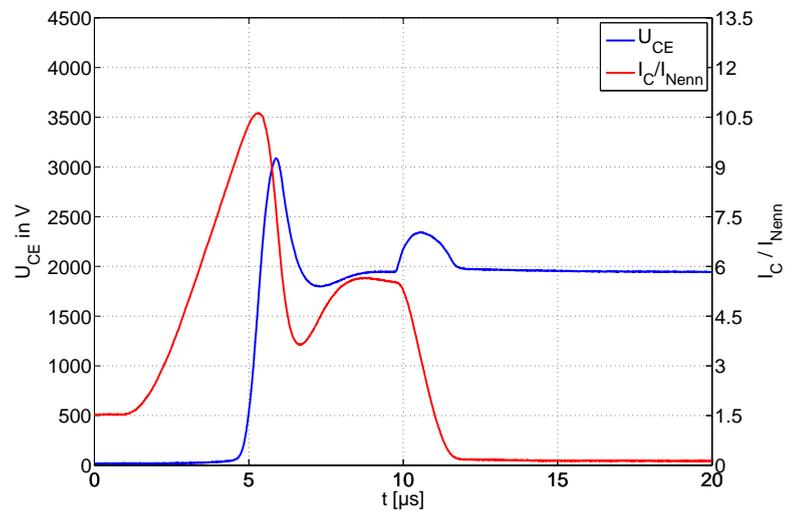


Abbildung 7.7: gemessener Strom-Spannungszeitverlauf eines 4500V/1200A-IGBTs beim KS2 bei $T_j=125^\circ\text{C}$

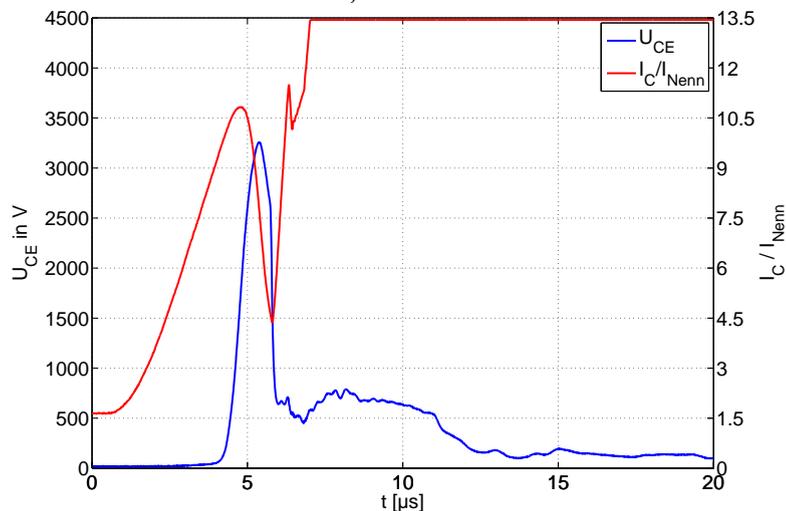


Abbildung 7.8: gemessener Strom-Spannungszeitverlauf eines 4500V/1200A-IGBTs beim KS2 bei $T_j=125^\circ\text{C}$ mit Zerstörung

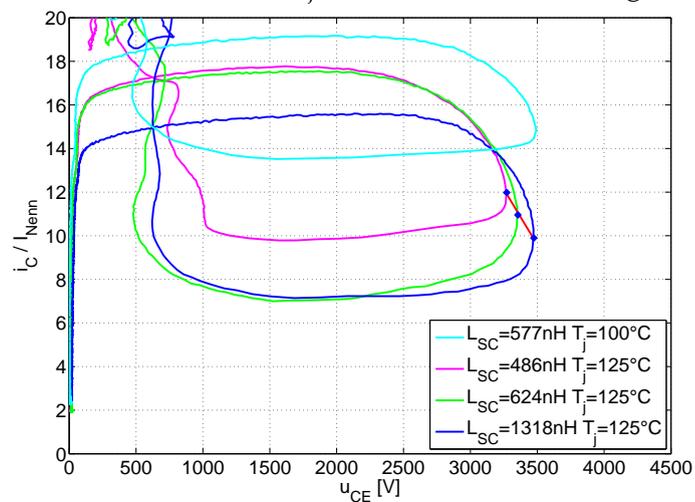


Abbildung 7.9: gemessener Strom-Spannungsdiagramm bei einem KS2 eines 4500V/900A-IGBTs

Weitere Kurzschlussfälle für den IGBT sind der Null-Strom-Kurzschlussfall 2 und der Kurzschlussfall 3. Die Abbildung 7.10 zeigt einen Vergleich der Kurzschlussstypen bei gleicher Kurzschlussintensität. Der prinzipielle Verlauf der Kennlinien unterscheidet sich nach Kommutieren des Kurzschlussstroms auf den IGBT nicht essentiell. Die Abweichung kommt durch den zusätzlichen Dioden- oder Laststrom zum Kurzschluss und durch das manuelle Abschalten zustande. Beim Kurzschlussfall 3 ist die Stromspitze durch das Reverse-Recovery-Verhalten der Diode kleiner als beim Typ 2 sowie beim Typ 2 Null-Strom. Hingegen erfährt der IGBT beim Kurzschlussfall 2 zusätzlich zum eingepprägten Laststrom den Kurzschlussstrom und ist auf das Begrenzen des Gate-Kanals angewiesen. Da außer diesen signifikanten Unterschieden der Verlauf der Spannung und des Stroms bis auf die Ausgangssituation gleich ist, kann dieselbe SOA-Grenze für diese Fehlertypen angenommen werden. Der Einfluss der Temperatur auf die Robustheit wurde in der Abbildung 7.9 dargestellt. Die Abbildung 7.11 zeigt einen Zeitverlauf bei unterschiedlichen Temperaturen. Durch die höhere Temperatur des Halbleiters ist die Leitfähigkeit eingeschränkt und es kann nur ein verminderter stationärer Kollektorstrom fließen. Zu erklären ist dieses in Folge der größeren Schwingung der Atome und damit kommt es zu mehr Stößen der Elektronen mit den Gitteratomen und damit zu geringerer Beweglichkeit der Elektronen. Der Stromverlauf ist bei kleiner Temperatur im Vergleich zu höherer größer. Dieses ist auch während des stationären Kurzschlusses zu erkennen.

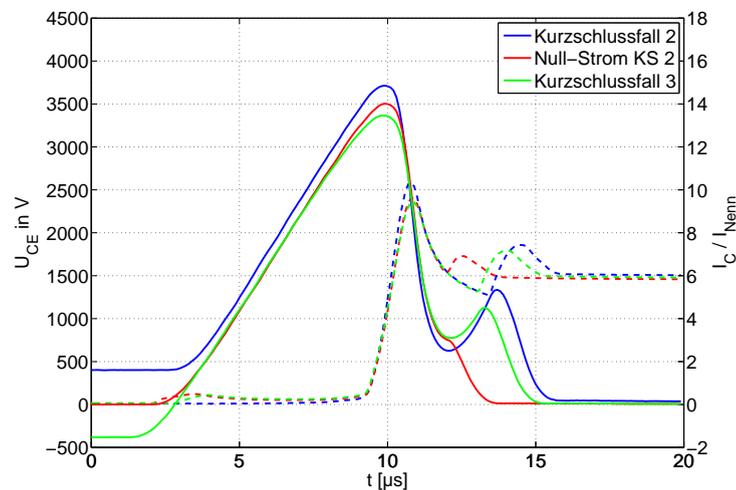


Abbildung 7.10: Vergleich von verschiedenen gemessenen Kurzschlussstypen bei einem 4500V/900A-IGBT

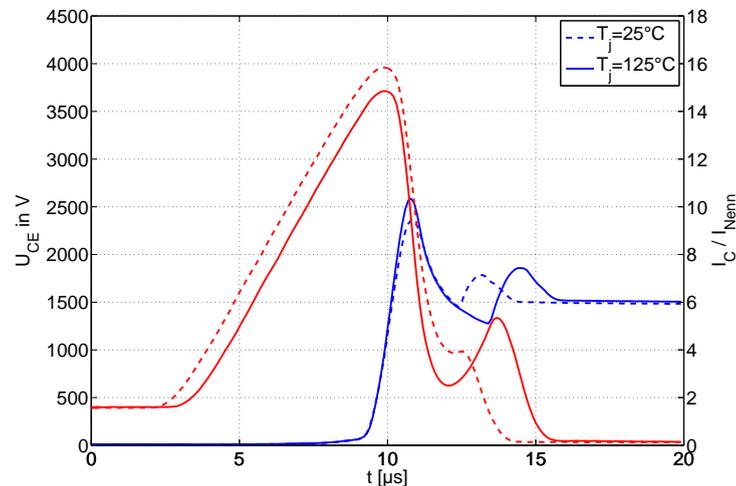


Abbildung 7.11: gemessener Einfluss der Temperatur beim KS2 eines 4500V/900A-IGBTs

Die Freilaufdiode wird bei allen Kurzschlussfällen beansprucht. Beim Entsättigungsvorgang und beim Abschalten des Kurzschlusses kommt es in Folge einer Spannungsanhebung der Kollektor-Emitter-Strecke bzw. der Kathoden-Anoden-Strecke der Diode zu einem Recovery-Strom. Diese Vorgänge treten bei allen Fällen auf. Eine messtechnische Darstellung kann durch die interne Verschaltung mit dem IGBT nur bedingt erfolgen. KS1, KS2 und Null-Strom-KS2 sind für die Diode weniger kritisch, weil das Bauteil vor dem Kurzschluss nicht stromführend war, keine Ladungsträger gespeichert hat und damit kann sich die Raumladungszone frei ausbilden. Bei den anderen Kurzschlussarten ist die Spannung über der Kathoden-Anoden-Strecke vor dem Eintritt des Kurzschlusses klein und während des Entsättigens des IGBTs muss auch die antiparallele Diode die komplette Spannung aufnehmen. Beim Kommutierungsvorgang von der Diode auf den IGBT in Folge des Kurzschlussfalls 3 tritt ebenfalls ein Recovery-Strom der antiparallelen Diode auf. Die Spannung über der Diode bleibt im ersten Moment gering, da der IGBT noch nicht die Zwischenkreisspannung aufgenommen hat und ist deswegen weniger kritisch. Beim Entsättigungsvorgang des IGBTs beim KS3 hingegen führt diese bei der antiparallelen Diode zu einem weiteren Verschiebungsstrom bei gleichzeitig hoher Kathoden-Anoden-Spannung. Dieses entsteht durch den Aufbau einer größeren Raumladungszone im Bauteil. Eine Simulation des zeitlichen Verlaufs ist in der Abbildung 7.12 dargestellt. Eine messtechnische Überprüfung ist in Folge der geschlossenen Modul-Bauweise nicht möglich. Der Diodenstrom ist in Pink abgebildet und zeigt den beschriebenen Vorgang des Reverse-Recovery-Prozesses.

Ein Diodenkurzschluss, der auch als Kurzschlussstyp 4 bezeichnet wird (Abbildung 7.13), zeigt das Ausschaltverhalten der Diode auf einen induktiven Verbraucher jener Kurzschlussinduktivität. Diese stellt die Stromsteilheit für den Kommutierungsvorgang dar. Um die Diode zu sperren, muss diese entsprechend

der Zwischenkreisspannung U_d eine Raumladungszone aufbauen und dieses geschieht mittels Ausräumen von Ladungsträgern, was sich als Diodenstrom bemerkbar macht. Beim Vergleich des Kurzschlussfalls 3 und des Diodenkurzschlusses besitzt die Diode beim Spannungsanstieg auf Zwischenkreisspannung im Diodenkurzschluss mehr Ladungsträger, was zu einem größeren Reverse-Recovery-Strom, zu größeren Schaltleistungen und dementsprechend zu einem kritischeren Fall für die Diode führt.

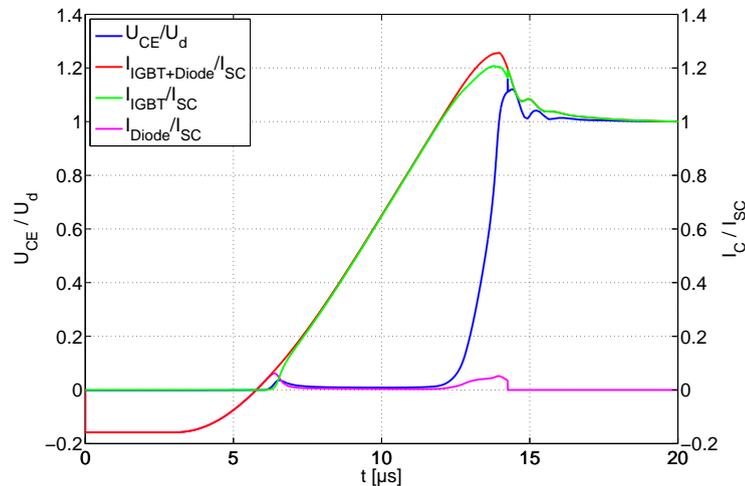


Abbildung 7.12: Simulierter Verlauf von Strom und Spannung bei KS3

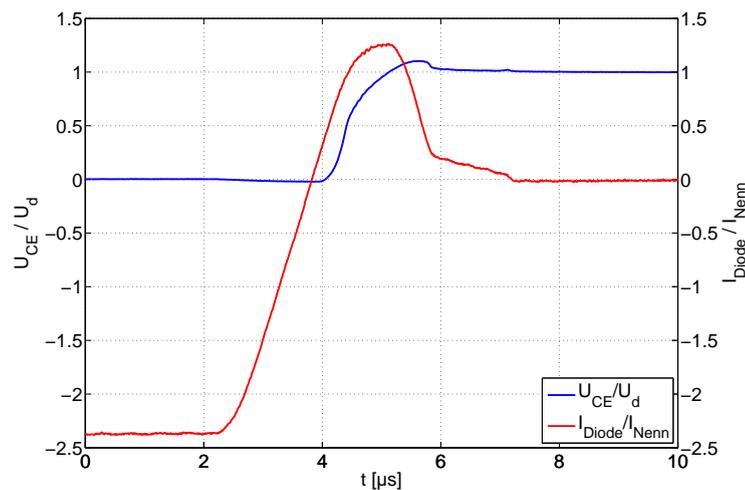


Abbildung 7.13: simulierter Strom-Spannungsverlauf eines 4500V/1200A-IGBTs beim Diodenkurzschluss (KS4) bei $T_j=125^\circ\text{C}$

Die Erstellung eines „Safe Operating Area (SOA)“ für die Diode mit seinen Grenzen kann in unserem Fall nicht experimentell durchgeführt werden. Bei allen

Kurzschlussversuchen mit einem 4500V/900A- oder 4500V/1200A-IGBT-Modul wurden bisher keine Ausfälle der Diode realisiert. Dabei sind Kurzschlüsse nach einer kurzen Leitdauer der Diode oder einem Kurzschluss mit einer kleinen Induktivität L_{SC} besonders kritisch. Wie in der Abbildung 7.14 zu sehen, ist die Diode „snappig“, wenn nicht genügend Ladungsträger für ein softes Sperren zur Verfügung stehen oder bei maximalem Reverse-Recovery-Strom mit steigender Kurzschlussintensität wird dieser größer. Die äußeren messbaren Grenzen sind hierbei die Überspannung, der Recovery-Strom und die Schaltleistung. Die Grenzen der Kollektor-Emitter-Spannung sowie die Diodenschaltleistung der Datenblätter wurden erreicht, aber es kam dennoch nicht zu einer Zerstörung. Eine Ermittlung der Grenze für die Diode wurde nicht vorgenommen.

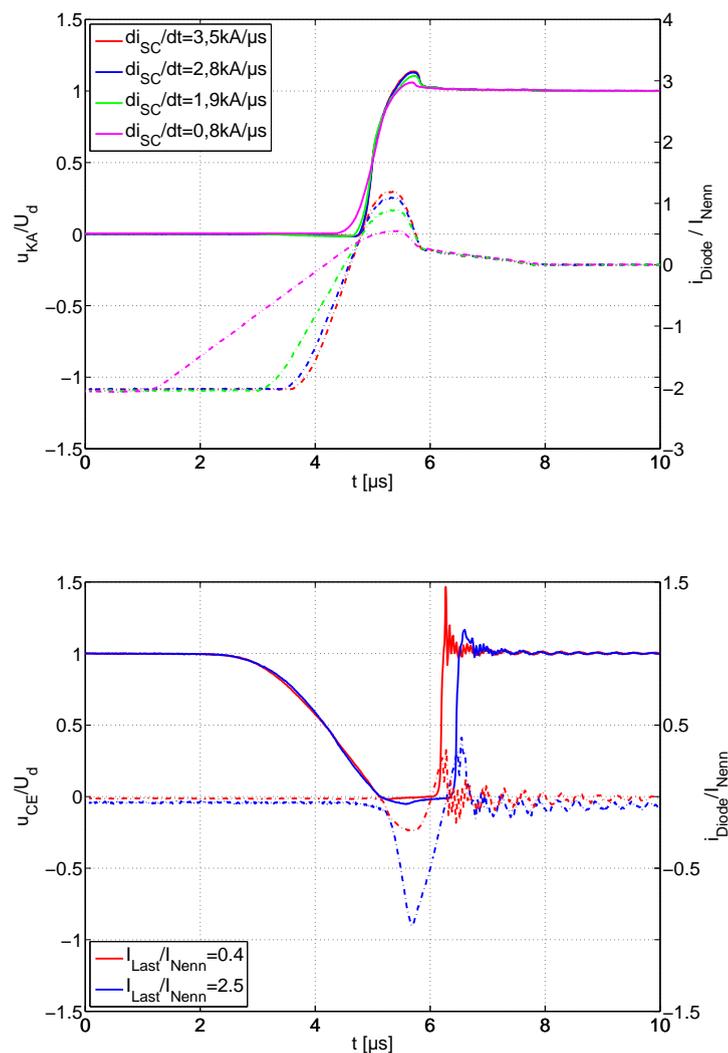


Abbildung 7.14: oben: gemessener Diodenkurzschluss bei verschiedenen Kurzschlussinduktivitäten; unten: Diodenkurzschluss nach kurzer Leitdauer der 4500V/1200A-Diode, $U_d=2000\text{V}$ und bei $T_j=25^\circ\text{C}$

7.3 Vergleich von Schutzmaßnahmen

Im Kapitel 5.3 wurden verschiedene Schutzmechanismen bzw. Konzepte gezeigt. Welche Schutzmaßnahme erforderlich ist, muss individuell für den einzelnen IGBT-Typ und situationsabhängig bestimmt werden. Die Abbildung 7.8 und die Abbildung 7.9 zeigen, dass bei beiden getesteten IGBT-Typen einerseits der Kurzschlussstrom schnell auf ein hohes Level steigt und andererseits während des Einschwingvorgangs auf einen stationären Kurzschlussstrom hohe Überspannungen auftreten.

Welche Schutzmaßnahme ist erforderlich? Eine Begrenzung der maximalen Kollektor-Emitter-Spannung durch eine Zusatzschaltung, wie sie vorher gezeigt wurde (siehe Kapitel 5.3.1), greift beim Einsetzen des Kurzschlusses nicht in die Ansteuerung ein und erhöht damit nicht die Robustheit. Das Überschreiten des Kollektorstroms kann durch eine Messung, Auswertung und Abschaltung des IGBTs verhindert werden, aber bei sehr steilen Stromanstiegen ist dieses meistens nicht möglich. Ein sehr konservatives oder auch typisches Konzept ist der Einsatz einer Suppressordiode zwischen dem Gate und dem Emitteranschluss des IGBTs (siehe Kapitel 5.3.2). Diese begrenzt die Spannungsanhebung der Gate-Emitter-Spannung und damit den Kollektorstrom. Schutzschaltungen gegen ein dynamisches Latch-Up oder Temperaturüberhöhung werden hier nicht weiter betrachtet, weil sie bei den Untersuchungen nicht zur Zerstörung beigetragen haben.

Durch die Vorbetrachtung im Kapitel 5.3 und 7.2 wurde gezeigt, dass nur durch einen Einfluss auf die Gate-Emitter-Spannung und damit auf den Kollektorstrom, sowie auf den Einschwingvorgang des Stroms, eine Kollektor-Emitter-Spannungsbegrenzung nach der Entsättigung erfolgen kann. Anhand der eingesetzten Schutzschaltung, die in der Abbildung 7.15 dargestellt ist, soll der IGBT des Typs CM1200HC-90RA [49] bei verschiedenen Kurzschlussintensitäten sowie bei unterschiedlichen Intensitäten und Schutzkonzepten erprobt werden. Mittels der Resultate kann ein Vergleich erfolgen. Die Abbildungen 7.17 und 7.18 zeigen einen KS-Typ 2 bei extrem kleiner Kurzschlussinduktivität, die Abbildungen 7.19 und 7.20 zeigen denselben KS-Typ bei mittlerer Kurzschlussinduktivität und die Abbildungen 7.21 und 7.22 bei einer relativ großen Kurzschlussinduktivität mit der Farblegende aus Tabelle 7.16.

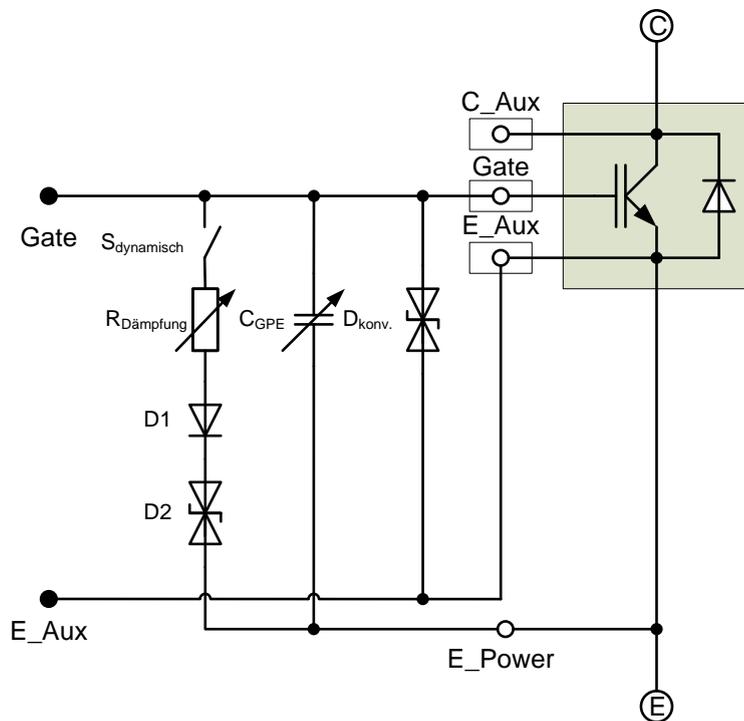


Abbildung 7.15: Ausschnitt der Schutzschaltung

Farbe	konv. Klemmung	dyn. Klemmung	C_{GPE}
„blau“	✓	-	-
„rot“	✓	$R_{Dämpf.} \gg 0$	-
„grün“	✓	$R_{Dämpf.} > 0$	-
„magenta“	✓	$R_{Dämpf.} \approx 0$	-
„gelb“	✓	$R_{Dämpf.} \approx 0$	$C_{GPE} > 0$
„schwarz“	✓	$R_{Dämpf.} \approx 0$	$C_{GPE} \gg 0$
„türkis“	✓	-	$C_{GPE} > 0$
„grau“	✓	-	$C_{GPE} \gg 0$

Abbildung 7.16: Legende der Kurvenverläufe für die Abbildungen 7.17, 7.18, 7.19, 7.20, 7.21 und 7.22

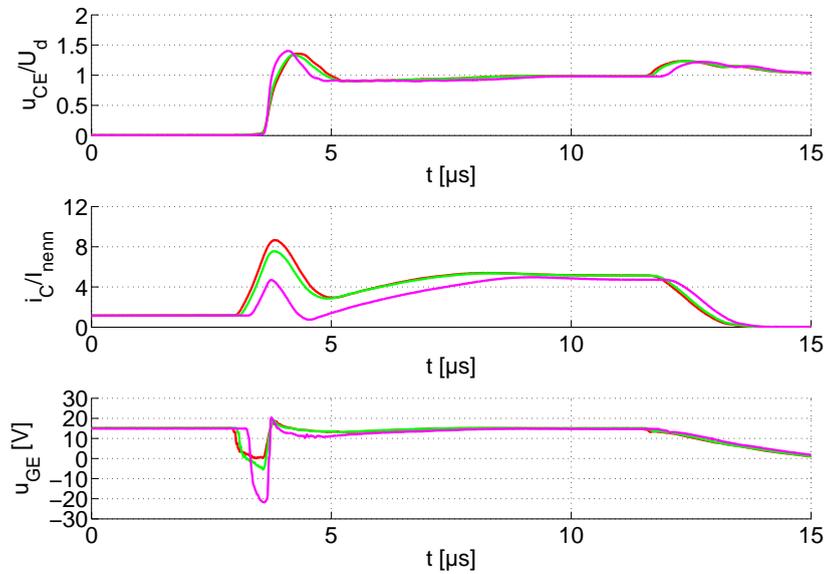


Abbildung 7.17: messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=100nH$, $T_j=125^\circ C$)

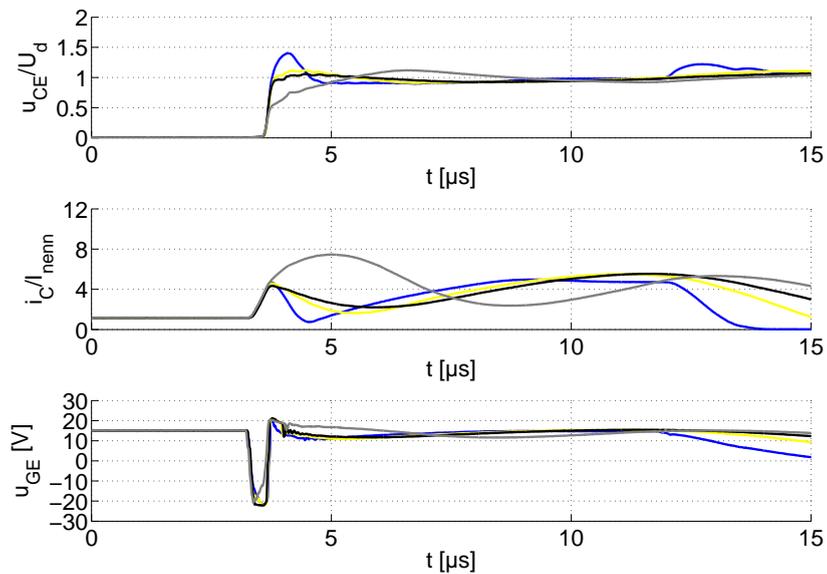


Abbildung 7.18: messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim Einsatz eines C_{GPEs} beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=100nH$, $T_j=125^\circ C$)

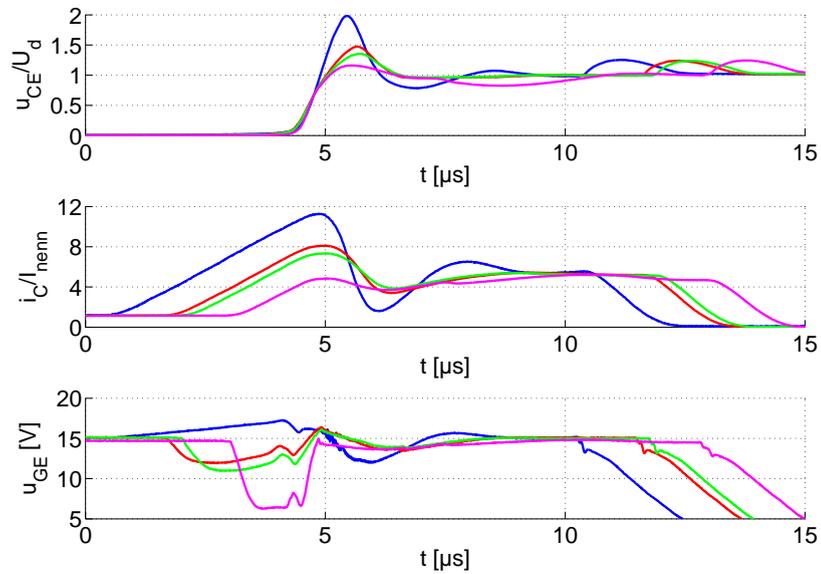


Abbildung 7.19: messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=500nH$, $T_j=125^\circ C$)

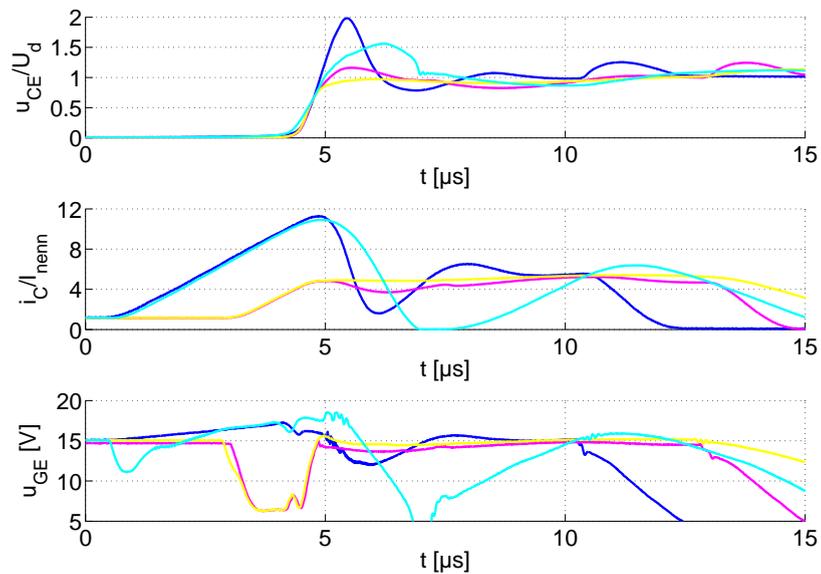


Abbildung 7.20: messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim Einsatz eines C_{GPEs} beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=500nH$, $T_j=125^\circ C$)

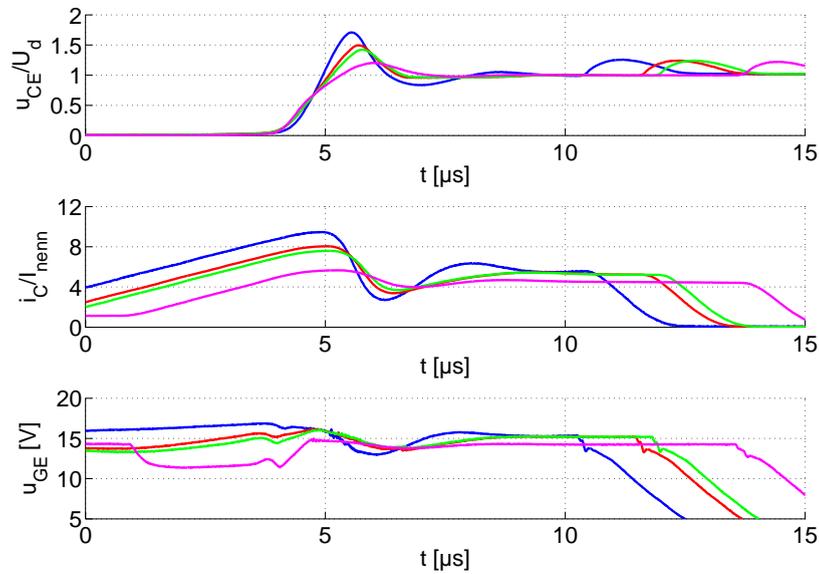


Abbildung 7.21: messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=1000H$, $T_j=125^\circ C$)

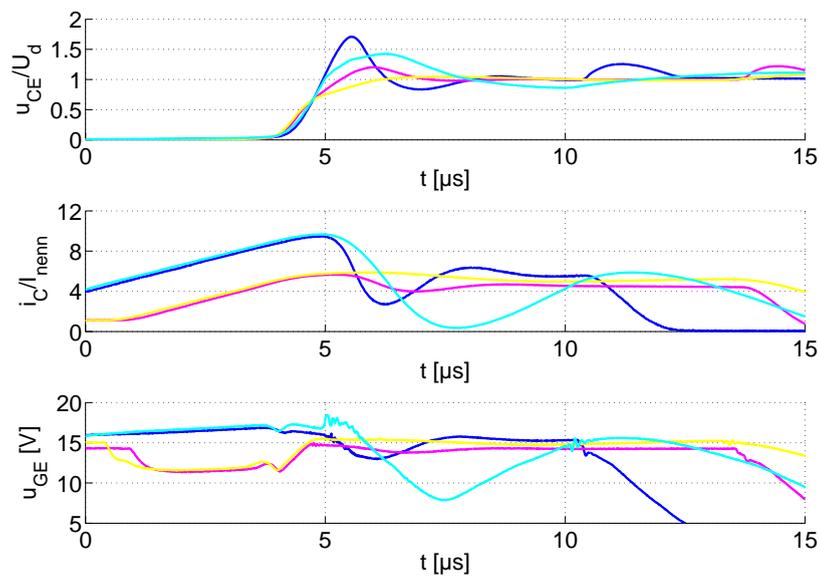


Abbildung 7.22: messtechnischer Vergleich der dynamischen Gate-Emitter-Spannungsbegrenzung beim Einsatz eines C_{GPEs} beim KS2 ($U_d=1500V$, $L_{sc}=1000H$, $T_j=125^\circ C$)

Anhand der vorherigen Diagramme ist zu erkennen, dass der konventionelle Schutz nicht ausreichend ist. Zu Beginn entsteht beim konventionellen Schutz beim Eintritt des Kurzschlusses eine große dynamische Überstrom- und damit eine große dynamische Überspannungsspitze. Eine dynamische Klemmung, die sich dicht am Potential des Gates und des Poweremitters befindet, begrenzt sehr gut die Höhe der Stromspitze. Durch die Klemmung des Gates an den Poweremitteranschluss kommt es zu einer schnellen Entladung der Gate-Emitter-Kapazität während des Eintretens des Kurzschlusses. Mittels der parasitären Induktivität im Gate-Kreis wird diese auch nach der Entsättigung des IGBTs weiter entladen. Dieses ist bei sehr niederinduktiven Kurzschlüssen problematisch, weil es zum kompletten Abschnüren des Elektronenkanals mit unkontrollierter Geschwindigkeit im IGBT führt. Ein Wiederaufsteuern des Elektronenkanals wird durch den Einsatz des Kondensators zwischen Gate und Poweremitter erzielt. Zu beachten ist, dass die Gate-Poweremitter-Kapazität während des Reverse-Recovery-Vorgangs der Diode D1 eine Rückwirkung auf den IGBT hat. Dieses müsste separat gesteuert werden.

Eine spezielle Schutzeinrichtung, um den IGBT vor dem Kurzschlussstyp 1 zu schützen, ist nicht notwendig. Dieses setzt eine konventionelle Ansteuerung des IGBTs voraus, die auch die verschiedenen Hersteller verwenden. Typischerweise wird die Gate-Emitter-Kapazität mit +15V aufgeladen und der stationäre Kurzschlussstrom stellt sich anhand der Stromverstärkung (Formel 2.1) ein. Die Abbildung 7.23 zeigt den KS-Typ 1 bei leichter Variation der Gate-Emitter-Spannung. Der Unterschied zwischen den beiden Gate-Verläufen beträgt etwa $\Delta U_{GE}=300\text{mV}$, was eine Änderung des Kollektorstroms von etwa $\Delta I_C=300\text{A}$ mit sich bringt. Diese Differenz der Gate-Spannung liegt innerhalb der Toleranzen der verwendeten Bauelemente.

Der Einsatz eines Kondensators zwischen Gate und Emitter-Anschluss (siehe Abbildung 5.8) ist nicht untypisch, aber die Verwendung eines Kondensators zwischen Gate und Poweremitter ist dagegen nicht trivial. In der Abbildung 7.24 ist zu erkennen, dass sich durch den Einsatz einer Kapazität das Schaltverhalten unter Beibehaltung des Gate-Widerstands (R_g) verlangsamt.

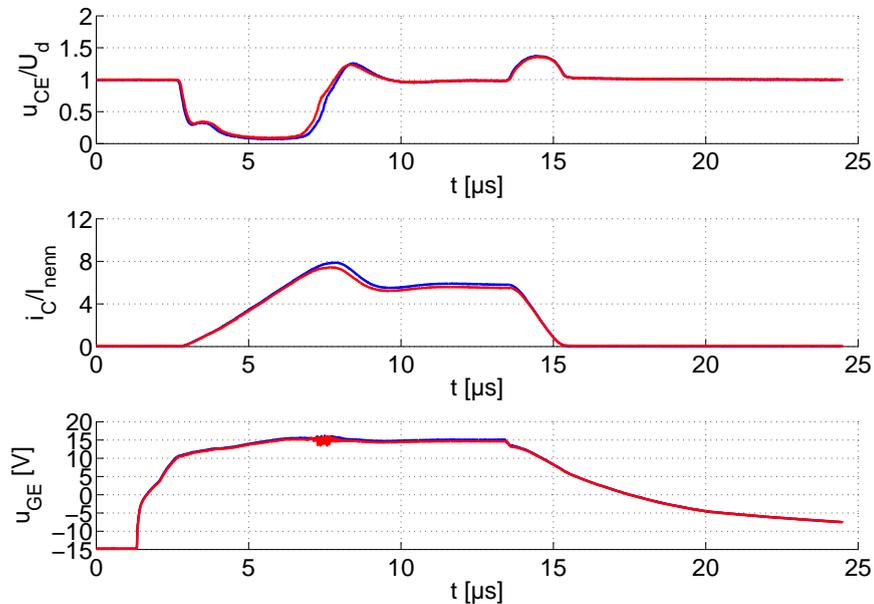


Abbildung 7.23: messtechnischer Vergleich KS-Typ 1 bei zwei verschiedenen Gate-Emitter-Spannungen ($U_d=1000\text{V}$, $L_{sc}=500\text{nH}$, $T_j=25^\circ\text{C}$)

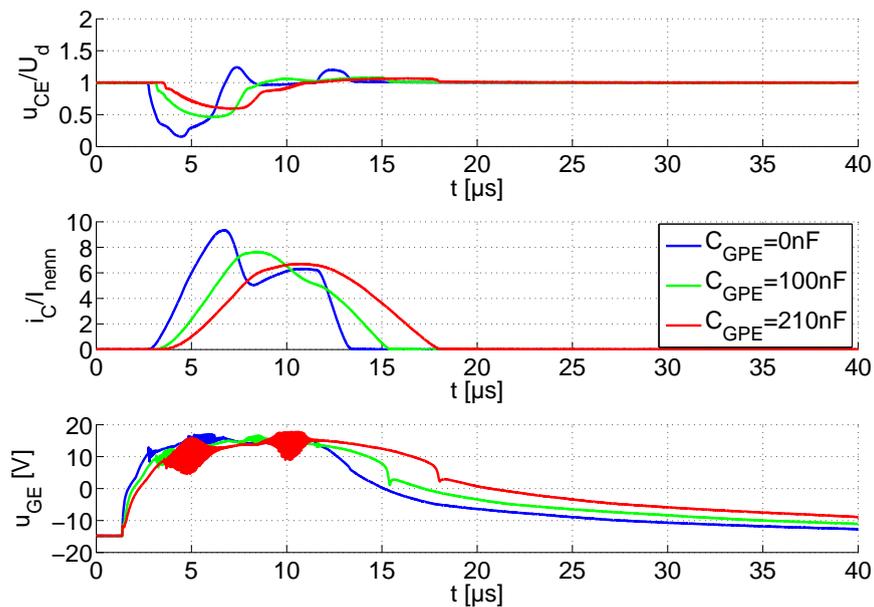


Abbildung 7.24: gemessener KS-Typ 1 mit $L_{sc}=500\text{nH}$ bei $U_d=2000\text{V}$

Bei einem KS-Typ 4 ist der IGBT sperrend und soll nicht aufgesteuert werden.

Dementsprechend ist eine zeitgesteuerte dynamische Klemmung außer Funktion. Durch die Kontaktierung zum Poweremitter und die Verwendung von ungesteuerten Kapazitäten zum Gate-Anschluss kommt es durch die Stromänderung des Diodenstroms zu einer Rückkopplung zum Gate (Abbildung 7.25). Ein steiles di_{Diode}/dt führt zu einer hohen Gate-Emitter-Spannung. Durch das schnelle Sperren, also das Reverse-Recovery der Diode, ist die Spannungsanhebung am Gate nur sehr kurz. Eine Klemmung mit einem Gate-Widerstand mit NULL Ohm hat durch die parasitäre Gate-Induktivität zwischen Treiber und Anschlusspunkt keinen Einfluss auf die Höhe der Spannung. Weiterhin ist in der Abbildung keine Änderung des Kollektor- bzw. Diodenstroms zu erkennen. Dieses schließt ein Aufsteuern des IGBTs aus, was durch den internen Gate-Widerstand und die innere parasitäre Gate-Induktivität verhindert wird. Eine Unterscheidung zwischen der Klemmung ist, wie oben genannt, nicht nötig.

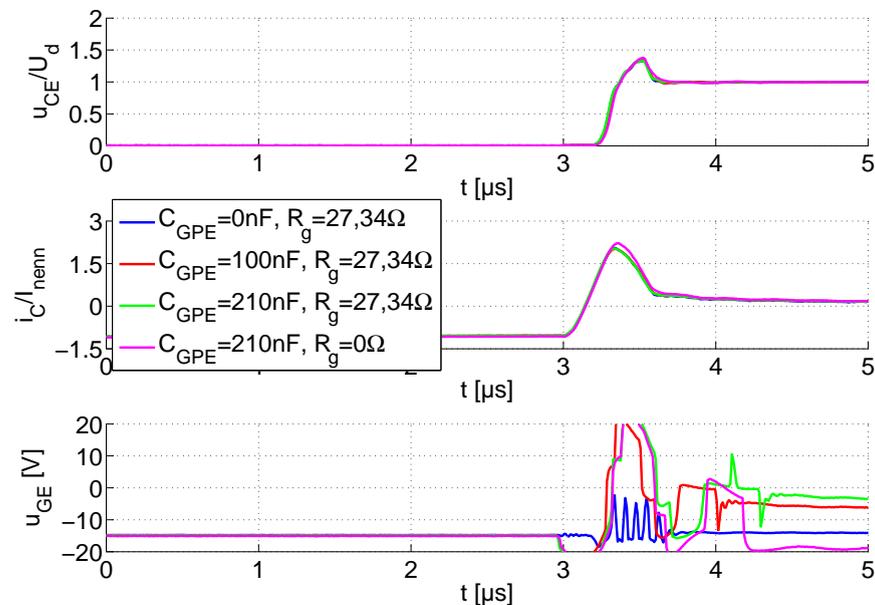


Abbildung 7.25: messtechnischer Vergleich KS-Typ 4 bei verschiedenen C_{GPES} , $L_{\text{sc}}=100\text{nH}$, $U_{\text{d}}=1500\text{V}$ und $T_{\text{j}}=25^{\circ}\text{C}$

8 Zusammenfassung

Ein IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ist ein Halbleiter, der sich durch die hohe Schaltspannung, den Strom und die geringen Schaltverluste in verschiedenen Schalttopologien durchsetzt. Dieses kann zum Beispiel ein Zwei-Level-Umrichter, aber auch ein Drei-Level-, Fünf-Level- oder Multi-Level-Umrichter sein, welcher in der Vergangenheit von GTOs, Thyristor oder von Leistungstransistoren beherrscht wurde. Die Zuverlässigkeit einer Anlage und damit des einzelnen Bauteils ist essentiell und hierzu zählt auch die Kurzschlussfestigkeit. Der IGBT ist prinzipiell kurzschlussfest. Dennoch gibt es verschiedene Fehlerarten, bei denen ein IGBT an die Grenze des Standhaltens und zur Zerstörung bei einem Kurzschluss kommen kann. Diese wären Typ A, der als Leistungsgrenze, Typ B, der als Grenze des Standhaltens der aufgenommenen Energie, Typ C, der als Ausschaltfehler, oder Typ D, der als thermischer Fehler bezeichnet wird. Weiterhin wurden in dieser Arbeit die verschiedenen Fälle von Kurzschlussstypen ausführlich beschreiben. Ein Kurzschlussstyp 1 ist hierbei der Standardkurzschlussstyp. Bei diesem schaltet der IGBT auf einem Kurzschluss ein, der auch als niederinduktive Last angesehen werden kann. Beim Typ 2 ist der IGBT eingeschaltet, der Laststrom fließt und währenddessen tritt ein Kurzschluss auf. Ein weiterer Fall ist der Typ 2 ohne Laststrom. Sollte ein Kurzschluss bei einem Umrichter, wo der Laststrom über die antiparallele Freilaufdiode beim eingeschalteten IGBT floss, eintreten, handelt es sich um den Typ 3. Dieser kann kritisch für die Diode wie auch Typ 4 sein. Hierbei tritt ein Kurzschluss während der Totzeit, die auch als Verriegelungszeit oder auch als Umschaltzeit bezeichnet wird, des Umrichters auf. Während dieser Zeit war die Diode stromdurchflossen und alle IGBTs waren im Sperrzustand. Nachdem der Kurzschlussstyp 1 von den meisten IGBT-Herstellern beherrscht wird, ist der Typ 2 für den IGBT kritisch und bei Typ 3 bzw. 4 ist das Verhalten für die Diode noch relativ unbekannt.

In dieser Arbeit gibt es einen ausführlichen Überblick über den sicheren Arbeitsbereich und das Schaltverhalten des IGBTs sowie der Diode. Maximale Schaltspannung, maximale Schaltleistung, maximaler Kollektorstrom, dynamisches Latch-Up und maximale Gate-Spannung, aber auch maximale Temperatur und Grenzlastintegral sind Faktoren für den sicheren Arbeitsbereich. Mittels verschiedener Kurzschlussmessungen wurde bei zwei verschiedenen IGBTs die Zerstörungsgrenze für eine Ansteuerungsart ermittelt. Eine experimentelle Ermittlung aller Grenzen ist zu kostenintensiv und deswegen beschränkt sich diese Arbeit auf das Beherrschen eines Kurzschlussstyps.

Mittels Gate-Ansteuerung wird der Laststrom bzw. der Kurzschlussstrom und auch die Schaltgeschwindigkeit gesteuert. Eine Kollektorstrom- bzw. Kurzschlussstrombegrenzung ist damit auch realisierbar. Eine Gate-Steuerung zum Schutz des

IGBTs wird auch als Klemmung bezeichnet und jenes prinzipielle Verhalten und der Aufbau der Klemmschaltung werden anhand von mehreren Grundstrukturen im Kapitel „Schaltungstopologie“ im Detail beschrieben. Experimentelle Untersuchungen verschiedener Klemmungen bezüglich des Schaltverhaltens von IGBTs auf Kurzschlüsse werden ebenfalls gezeigt.

Eine kurzschlussfeste Ansteuerung für jede Situation kann durch die Wechselwirkung des Gate-Kreises und des Lastkreises mit dem IGBT-Chip nicht gezeigt werden. Außer, dass der IGBT-Chip parasitäre Kapazitäten besitzt, die spannungsabhängig sind, hat der IGBT auch durch die induktive Kopplung der Bonddrähte, Lastanschlüsse sowie der Bodenplatte zueinander ein induktives Verhalten. Dieses erschwert das Erstellen einer kurzschlussfesten Ansteuerung. Um diese gegebenenfalls mathematisch zu bestimmen, ist ein FEM-Programm erforderlich, das den technischen Aufbau eines Moduls mit seinen verschiedenen Leitungsführungen und das Schaltverhalten des IGBTs sowie das Diodenverhalten beinhaltet. Skineffekte und Materialeigenschaften von Kontaktierungen sind nur einige Faktoren, die bisher komplett vernachlässigt wurden.

Mittels zwei verschiedener Simulationsprogramme wurden Untersuchungen vorgenommen, die messtechnisch nicht oder nur mit großem Aufwand durchgeführt werden können. „Taurus Medici“ ist ein Simulationsprogramm, das mit vielen endlich kleinen Elementen aus mathematischen Gleichungen (Abkürzung: FEM, Englisch: finite elemente methode) das Schaltverhalten des IGBTs dynamisch und statisch berechnen kann. Mit dieser Methode kann auch das innere Verhalten, wie Elektronenkonzentration oder Feldstärke, des Halbleiters ermittelt werden. Als zweites verwendetes Programm wurde ein Schaltungssimulationsprogramm namens „Pspice“ gewählt. Bei diesem Programm wird der IGBT mit vereinfachten mathematischen Gleichungen dargestellt. Je ausführlicher das mathematische Modell ist, desto genauer kommt es der Eigenschaft des realen Halbleiters näher. Eine simulative Untersuchung mit Variation der Gate-Ansteuerung/Klemmung oder der Temperatur wurde durchgeführt. Weiterhin wird eine Betrachtung des Verlaufs der Feldstärke und der Ladungsträgerkonzentration innerhalb des IGBT-Chips während des Kurzschlussereignisses gezeigt. Hierbei ist zu erkennen, dass bei einem Kurzschluss Typ 2 die maximale Feldstärke viel höher steigt als beim normalen Schaltverhalten. Eine hohe Feldstärke kann für eine Grenzbetrachtung herangezogen werden.

Die Arbeit gibt zusammenfassend einen Überblick über neuartige und bekannte Fehlertypen sowie experimentelle und simulative Untersuchungen interner und externer Vorgänge während einer Kurzschlussituation wieder. Weiterhin werden viele Möglichkeiten aufgezeigt, wie solch ein Kurzschlussfall beherrscht werden kann. Der Typ 2 eines Kurzschlusses ist hierbei der gefährlichste für den IGBT. Dieser wird in aller Ausführlichkeit untersucht und stellt einen großen Beitrag zur Funktionssicherheit des Halbleiters dar. Hingegen kann derzeit keine belegbare Grenze für den Kurzschlussfall 3 oder 4 genannt werden. Dieses ist noch ein offenes Thema, welches weiter zu untersuchen wäre.

Literatur

- [1] Arab, M.; Lefebvre, S.; Khatir, Z.; Bontemps S. „Investigations on ageing of IGBT transistors under repetitive short-circuits operations“. Englisch. In: PCIM Europa. 2008. ISBN: 978-3-89838-605-0.
- [2] Roman Baburske. „Dynamik des Ladungsträgerplasmas während des Ausschaltens bipolarer Leistungsdioden“. Deutsch. Diss. Chemnitz: Technischen Universität Chemnitz, 2011. ISBN: 9783941003330.
- [3] Bakran, M.M.; Eckel, H.-G.; Helsper, M.; Nagel, A. „Next generation of IGBT-modules applied to high power traction“. Englisch. In: 2007 European Conference on Power Electronics und Applications. 2007. ISBN: 978-92-75815-10-8.
- [4] B. Jayant Baliga. „Enhancement and Depletion Mode Vertical Channel MOS Gated Thyristors“. Englisch. In: *Electronics Letters* (1979), S. 645 –647. ISSN: 0013-5194.
- [5] B. Jayant Baliga. *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. 1. Aufl. Springer, Sep. 2008. ISBN: 9780387473130.
- [6] Barnes, M.J.; Blackmore, E. ; Wait, G.D. ; Lemire-Elmore, J. ; Rablah, B. ; Leyh, G. ; Nguyen, M.N. ; Pappas, C. „Analysis of High-Power IGBT Short Circuit Failures“. Englisch. In: *IEEE Transactions on Plasma Science, Volume: 33 , Issue: 4* (2005), S. 1252 –1261. ISSN: 0093-3813.
- [7] Barnes, M.J.; Blackmore, E. ; Wait, G.D. ; Lemire-Elmore, J. ; Rablah, B. ; Leyh, G. ; Nguyen, M.N. ; Pappas, C. „Short Circuit Behaviour of IGBT³ 600 V“. Englisch. In: AN-2005-03 (2005). URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2005_03_Short_circuit_behaviour_IGBT3_600V-AN-v1.0-en.pdf?fileId=db3a304412b407950112b40eda2012a6.
- [8] Basler, Thomas; Lutz, Josef; Brückner, Thomas; Jakob, Roland. „IGBT Self-Turn-Off under Short-Circuit Condition“. Englisch. In: PCIM Europe 2010. Berlin Offenbach: VDE-Verl, 2010. ISBN: 9783800732296.
- [9] Basler, Thomas; Lutz, Josef; Brückner, Thomas; Jakob, Roland. „The Influence of Asymmetries on the Parallel Connection of IGBT Chips under Short-Circuit Condition“. Englisch. In: Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics und Applications. 2011, S. 1–8. ISBN: 978-1-61284-167-0.
- [10] Thomas Basler. „Ruggedness of High-Voltage IGBTs and Protection Solutions“. Deutsch. Diss. Chemnitz: Technischen Universität Chemnitz, 2014. ISBN: 978-3-944640-21-1.

- [11] Benmansour A. ; Azzopardi S.; Martin JC.; Woirgard E. „Failure mechanism of Trench IGBT under short-circuit after turn-off“. Englisch. In: *Microelectronics Reliability vol.46* (2006), S. 1700–1705.
- [12] Herbert Bernstein. *Werkbuch Mechatronik*. Franzis Verlag GmbH, Juni 2007. ISBN: 9783772343193.
- [13] Billmann, Markus; Malipaard Dirk; Dr. Gambach Herbert. „Explosion proof housings for IGBT module based high power inverters in HVDC transmission application“. Englisch. In: PCIM Europa 2009. 2009. ISBN: 978-3-8007-3158-9.
- [14] Burkhard Bock. „Switching IGBTs in parallel connection or with enlarged commutation inductance“. Englisch. Diss. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik an der Ruhr-Universität Bochum, 2005.
- [15] Cassel, R.L.; Nguyen, M.N. „A new type short circuit failures of high power IGBT's“. Englisch. In: Digest of Technical Papers Pulsed Power Plasma Science. 2001, 322 –324 vol.1. ISBN: 0-7803-7120-8.
- [16] T. Chenoski. *TVS Diode SPICE Models*. Littelfuse. URL: www.littelfuse.com/TVS-zener-diode-spice-models.html (besucht am 28.02.2012).
- [17] Chimento, F.; Hermansson, W.; Jonsson, T. „Robustness Evaluation of High-Voltage Press-Pack IGBT Modules in Enhanced Short-Circuit Test“. Englisch. In: (2012), S. 1046 –1053. ISSN: 0093-9994.
- [18] Cotorogea, M. ; Claudio, A. ; Aguayo, J. „Study of Homogeneous and Non-Homogeneous IGBTs under Different Short-Circuit Conditions“. Englisch. In: PCIM Europa. 2000.
- [19] Cotorogea, M.; Claudio, A.; Rodriguez, M.A. *Parameter extraction method for the Pspice model of the PT- and NPT-IGBT's by electrical measurements*. VIII IEEE International Power Electronics Congress, 2002. Technical Proceedings. CIEP 2002, 2002.
- [20] Günter Dipl. Ing. Schmitt. „Ansteuerung von Hochvolt-IGBTs über optimierte Gatestromprofile“. Deutsch. Diss. Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik der Bergischen Universität Wuppertal, 2009. URL: <http://elpub.bib.uni-wuppertal.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-1097/de0905.pdf>.
- [21] Martin Dr.-Ing. Schulz. „A Progressive Way to Integrate Current Measurement into Modern Power Electronic Systems“. Englisch. In: PCIM. 2008, S. 605 –609. ISBN: 978-3-89838-605-0.
- [22] Eckel, H.-G.; Sack, L. „Experimental investigation on the behaviour of IGBT at short-circuit during the on-state“. Englisch. In: 20th International Conference on Industrial Electronics, Control und Instrumentation (IECON). 1994, 118 –123 vol.1. ISBN: 0-7803-1328-3.

- [23] Eckel, H.-G.; Sack, L. „Optimization of the turn-off performance of IGBT at overcurrent and short-circuit current“. Englisch. In: Fifth European Conference on Power Electronics und Applications (EPE). Inst. for Electr. Drives, Erlangen Univ., 1993, 317 –322 vol.2. ISBN: 0-7803-1328-3.
- [24] FUJI. *FUJI IGBT Modules Application Manual*. Englisch. REH984. 2004.
- [25] *FZ600R65KF1 - IGBT Modell in Medici*. Infineon.
- [26] Karsten Fink. „Untersuchung neuartiger Konzepte zur geregelten Ansteuerung von IGBTs“. Deutsch. Diss. Technischen Universität Berlin, 2010. ISBN: 9783838121116.
- [27] Fossum, J.G.; Yeong-Seuk Kim. „Static and dynamic latchup in the LIGBT“. Englisch. In: *IEEE Transactions on Electron Devices, Volume: 35 , Issue: 11, Part: 2* (1988), S. 1977 –1985. ISSN: 0018-9383.
- [28] Gekenidis, S.; Ramezani, E. ; Zeller, H. „Explosion tests on IGBT high voltage modules“. Englisch. In: The 11th International Symposium on Power Semiconductor Devices und ICs (ISPSD). 1999, S. 129 –132. ISBN: 0-7803-5290-4.
- [29] Gerster, Christian; Hofer, Patrick. „Gate-controlled dv/dt- and di/dt-limitation in high power IGBT converters“. Englisch. In: *EPE Journal, Vol. 5, no 3/4, January 1996, page 11-16* (1996).
- [30] *Grafische Symbole für Schaltpläne. Teil 5: Schaltzeichen für Halbleiter und Elektronenröhren*. DIN EN 60617-5 (1997-08-00), IEC 60617-DB (2001-11-00), CEI 60617-DB (2001-11-00). 1997, 2001.
- [31] P.J. Grbovic. „Gate driver with feed forward control of turn off performances of an IGBT in short circuit conditions“. Englisch. In: 2007 European Conference on Power Electronics und Applications. 2007, S. 1 –10. ISBN: 978-92-75815-10-8.
- [32] Gutschmann, B.; Kanschat, P.; Münzer, M.; Pfaffenlehner, M.; Laska, T. „Repetitive Short Circuit Behaviour of Trench-/Field-Stop IGBTs“. Englisch. In: PCIM Europa. 2004. ISBN: 9783928643399.
- [33] Jr. Hefner A.R. „Device Models, Circuit Simulation, And Computer-controlled Measurements For The IGBT“. Englisch. In: 1990 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics : 2nd Annual IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Bucknell University. New York: Institute of Electrical und Electronics Engineers, 1990, S. 233 –243. ISBN: 0879425711.
- [34] Hermansson, W.; Chimento, F. ; Jonsson, T. „Robustness evaluation of high voltage Press Pack IGBT modules in enhanced short circuit test“. Englisch. In: 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). ABB Corp. Res., Vasteras, Sweden, 2010, S. 92 –99. ISBN: 978-1-4244-5286-6.
- [35] Hierholzer; Porst, A.; Laska, Th.; Brunner, H. „Application and Characteristics of High Voltage IGBT Modules“. Englisch. In: (1996).

- [36] Hille, Frank. „Simulation der thermischen Kurzschlusszerstörung des IGBTs: Ausfallmechanismus und Verbesserungspotential“. Deutsch. In: 34. Halbleiter - Kolloquium im Freiburg am 24. - 25. Oktober 2005. Freiburg, Breisgau, 2005.
- [37] Hunger, Thomas; Schilling, Oliver; Wolter, Frank. „Numerical and experimental study on surge current limitations of wire-bonded power diodes“. Englisch. In: PCIM. 2007. ISBN: 978-1604231816.
- [38] Iannuzzo, F.; Busatto, G. „Physical CAD model for high-voltage IGBTs based on lumped-charge approach“. Englisch. In: *IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 19 , Issue: 4* (2005), S. 885 –893. ISSN: 0885-8993.
- [39] Vinod Kumar Khanna. *The Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT - Theory and Design*. Englisch. 1. Aufl. Wiley Interscience, 2003. ISBN: 978-0-471-23845-4.
- [40] Sven Konrad. *Ein Beitrag zur Auslegung und Integration von spannungsgespeisten IGBT-Wechselrichtern*. ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik, 1997. ISBN: 978-3932633096.
- [41] Arnost Kopta. *Short-circuit Ruggedness of High-voltage IGBTs (Berichte aus der Electrotechnik)*. Englisch. Shaker Verlag GmbH, Germany, Sep. 2010. ISBN: 9783832293833.
- [42] Laska, T.; Miller, G.; Pfaffenlehner, M.; Turkes, P.; Berger, D.; Gutschmann, B.; Kanschat, P.; Munzer, M. „Short Circuit III in High Power IGBTs“. Englisch. In: ISPSD '03. 2003 IEEE 15th International Symposium on Power Semiconductor Devices und ICs. Infineon Technol., Munich, Germany, 2003, S. 152 –155. ISBN: 0-7803-7876-8.
- [43] Lee, Hwang-Geol; Lee, Yo-Han; Suh, Bum-Seok; Hyun, Dong-Seek. „An improved gate control scheme for snubberless operation of high power IGBTs“. In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE* (1997).
- [44] Lefebvre, S.; Khatir, Z. ; Saint-Eve, F. „Experimental behavior of single-chip IGBT and COOLMOS devices under repetitive short-circuit conditions“. Englisch. In: *IEEE Transactions on Electron Devices, Volume: 52 , Issue: 2* (2005), S. 276 –283. ISSN: 0018-9383.
- [45] Lenniger, Andreas; Auerbach, Franz; Lammers, Christian; Schwarzbauer, Herbert; Sommer, Karl-Heinz. „Zuverlässigkeit von Al-Dickdraht Bondverbindungen in IGBT Modulen“. Deutsch. In: (1998). URL: http://http://server.elektro.dtu.dk/ftp/database/Data_CDs/Component_data/Eupec_2001/editorials/PDF/AlBonddraht.PDF.
- [46] Lutz, Josef; Basler T. „Short-Circuit Ruggedness of High-Voltage IGBTs“. Englisch. In: 28th International Conference on Microelectronics (MIEL). 2012, S. 43 –250. ISBN: 978-1-4673-0237-1.

- [47] Lutz, Josef; Döbler, Ralf; Mari, Jorge; Menzel, Matthias. „Short Circuit III in High Power IGBTs“. Englisch. In: 2009. EPE '09. 13th European Conference on Power Electronics and Applications. Power Electron. and EMC, Chemnitz Univ. of Technol., Chemnitz, 2009, S. 1–8. ISBN: 978-1-4244-4432-8.
- [48] Josef Lutz. *Halbleiter-Leistungsbauelemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*. 1. Aufl. Springer, Juni 2006. ISBN: 9783540342069.
- [49] Mitsubishi. „HIGH VOLTAGE IGBT MODULE SPECIFICATION“. Englisch. In: CM1200HC-90RA, HVM-1057-E (2012). URL: <http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/content/product/powermod/powmod/hvigtmod/hvigt/cm1200hc-90r-e.pdf>.
- [50] Mitsubishi. „Mitsubishi Power Semiconductor Devices“. Englisch. In: PCIM. 2009. ISBN: 978-3-8007-3158-9.
- [51] Mohan, Ned; Undeland, Tore M.; Robbins, William P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 2nd Edition*. 2. Aufl. Wiley, Jan. 1995. ISBN: 9780471584087.
- [52] Nguyen, M.N.; Cassel, R.L.; deLamare, J.E.; Pappas, G.C. „Gate drive for high speed, high power IGBTs“. Englisch. In: *Digest of Technical Papers Pulsed Power Plasma Science* (2001), 1039–1042 vol.2.
- [53] M.N. Nguyen. „Short circuit protection of high speed, high power IGBT modules“. In: *14th IEEE International Pulsed Power Conference, 2003. Digest of Technical Papers. PPC-2003*. (2003).
- [54] Ohi, T.; Iwata, A.; Arai, K. „Investigation of gate voltage oscillations in an IGBT module under short circuit conditions“. Englisch. In: 2002, S. 1758–1763. ISBN: 0-7803-7262-X.
- [55] *OrCAD Capture mit PSpice*. Cadence Design Systems, Inc.
- [56] Otsuki, M.; Onozawa, Y.; Kanemaru, H.; Seki, Y.; Matsumoto, T. „A Study on the Short-Circuit Capability of Field-Stop IGBTs“. Englisch. In: *IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 50, Issue: 6* (2003), S. 1525–1531. ISSN: 0018-9383.
- [57] *Patent einer Überspannung-Schutzeinrichtung*. Deutsch. WO 91/07013. Siemens AG. 1991.
- [58] *Patent einer Überstrom-Erfassungseinrichtung*. Deutsch. EP 1 213 827 A2. Bombardier Transpotation GmbH. 2002.
- [59] Robert Perret. *Power Electronics Semiconductor Devices*. Wiley-ISTE, Apr. 2009. ISBN: 9781848210646.
- [60] Pierstorf, Steffen; Eckel, Hans-Günter. „Different Short Circuit Types of IGBT Voltage Source Inverters“. Englisch. In: *PCIM Europe 2011*. Berlin Offenbach: VDE-Verl, 2011. ISBN: 9783800733446.
- [61] Pierstorf, Steffen; Eckel, Hans-Günter. „Short-circuit behavior of diodes in voltage source inverters“. Englisch. In: *PCIM Europe 2012*. Berlin Offenbach: VDE-Verl, 2012. ISBN: 9783800734313.

- [62] Rahimo, M.; Kopta, A.; Eicher, S.; Schlapbach, U.; Linder, S. „A study of switching-self-clamping-mode „SSCM“ as an over-voltage protection feature in high voltage IGBTs“. Englisch. In: The 17th International Symposium on Power Semiconductor Devices und ICs, 2005. Proceedings. ISPSD '05. 2005, S. 67 –70. ISBN: 0-7803-8890-9.
- [63] Rahimo, M.; Tsyplakov, E.; Schneider, D.; Kopta, A.; Schlapbach, U.; Carroll, E. „4.5kV Press Pack IGBT Designed for Ruggedness and Reliability“. Englisch. In: Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE. 2004, 1534 –1539 vol.3. ISBN: 0-7803-8486-5.
- [64] Rahimo, M.T.; Shammas, N.Y.A. „Freewheeling diode reverse-recovery failure modes in IGBT applications“. Englisch. In: *IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 37* (2001), S. 661 –670. ISSN: 0093-9994.
- [65] Rahimo, M.T.; Shammas, N.Y.A. „Reverse recovery failure modes in modern fast recovery diodes“. Englisch. In: 22nd International Conference on Microelectronics, Page(s):659 - 662 vol.2. 2000. ISBN: 0-7803-5235-1.
- [66] Rahimo, M.T. „A comprehensive study of failure mode in IGBT applications due to freewheeling diode snappy recovery“. Englisch. In: Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE Industry Applications Conference. 1998, S. 840 –847. ISBN: 0-7803-4943-1.
- [67] *Rectifier Applications Handbook*. Englisch. HB214D Rev. 2, Nov 2001. ON Semiconductor, 2001.
- [68] Steffen Rohner. *Aufbau und Inbetriebnahme eines IGBT-Modul Teststandes*. Studienarbeit. TU Berlin, Institut für Energie- und Automatisierungstechnik FG Leistungselektronik, 2005.
- [69] Rossel, P.; Tranduc, H.; Montcoquit, D.; Charitat, G.; Pages, I. „Avalanche characteristics of MOS transistors“. Englisch. In: Proceedings 21st International Conference on Microelectronics MIEL, Volume 1, Page(s):371 - 381. 1997.
- [70] Saiz, J.; Mermet, M.; Frey, D.; Jeannin, P.O.; Schanen, J.L.; Muszicki, P. „Optimisation and integration of an active clamping circuit for IGBT series association“. Englisch. In: Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE. 2001. ISBN: 9780780371149.
- [71] Dierk Schröder. *Leistungselektronische Bauelemente*. 2. Aufl. Springer, März 2006. ISBN: 978-3-540-28728-5.
- [72] Dierk Schröder. *Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegung und Anwendung*. 3. Aufl. Heidelberg: Springer-Verlag GmbH, 2012. ISBN: 978-3-642-30103-2.
- [73] Dr. Schütze. „Der IGBT in der Traktion - Anwendungen u. Anforderunge, Technologie u. Zuverlässigkeit“. In: 38. Tagung Moderne Schienenfahrzeuge. 2008.

- [74] Schumann, Jörg; Pierstorf, Steffen; Eckel, Hans-Günter. „Influence of the Gate Drive on the Short-Circuit Type II and Type III Behaviour of HV-IGBT“. Englisch. In: *PCIM Europe 2010*. Berlin Offenbach: VDE-Verl, 2010. ISBN: 9783800732296.
- [75] Seki, Y.; Harada, Y. ; Iwamuro, N. ; Kumagai, N. „A new IGBT with a monolithic over-current protection circuit“. Englisch. In: *Proceedings of the 6th International Symposium on Power Semiconductor Devices und ICs (ISPSD)*. 1994, S. 31 –35. ISBN: 0-7803-1494-8.
- [76] Shekhawat, Sampat; Brockway, Bob. „IGBT Behavior under Short Circuit and Fault Protection“. Englisch. In: *Bodo's Power Systems (2008)*, S. 34 –36. ISSN: 1863-5598.
- [77] Joachim Specovius. *Grundkurs Leistungselektronik Bauelemente, Schaltungen und Systeme ; mit 33 Tabellen ; [mit Online-Service*. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2010. ISBN: 9783834813077.
- [78] Sven Harri Stier. „IGBT-Schwingkreiswechselrichter hoher Leistung und hoher Frequenz in modularer Bauweise“. Dissertationsschrift. Darmstadt, Germany: Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Darmstadt, Okt. 2009.
- [79] Sven Tschirley. „Automatisierte messtechnische Charakterisierung von 10kV Integrierten Gate-kommutierten Thyristoren (IGCTs)“. Dissertationsschrift. Berlin, Germany: Technische Universität Berlin, März 2007. URL: http://opus.kobv.de/tuberlin/volltexte/2007/1643/pdf/tschirley_sven.pdf.
- [80] JAMES A. VANGORDON. „Characterization of power IGBTs under pulsed power conditions“. In: *IEEE conference record, PPC 2009, Pulsed Power Conference 2009 the 17th IEEE International Pulsed Power Conference*. Piscataway, NJ: IEEE, 2009, S. 280 –282. ISBN: 9781424440641.
- [81] JAMES A. VANGORDON. „Hefner model parameters for power IGBT under pulsed power conditions“. Englisch. Diss. Faculty of the Graduate School at the University of Missouri, 2010.
- [82] Vinod, John; Bum-Seok Suh ; Lipo, T.A. „Fast-Clamped Short-Circuit Protection of IGBT's“. In: (1999), S. 477 –486. ISSN: 0093-9994.
- [83] *Vorlesungsskript, Power Semiconductor Devices, Constructional Features, Operating Principle, Characteristics and Specification of Power Semiconductor Diode*. Englisch. Version 2 EE IIT. Indian Institute of Technology Kharagpur. 2006. URL: [http://nptel.iitm.ac.in/courses/Webcourse-contents/IITKharagpur/PowerElectronics/PDF/L-2\(DK\)\(PE\)\(\(EE\)NPTEL\).pdf](http://nptel.iitm.ac.in/courses/Webcourse-contents/IITKharagpur/PowerElectronics/PDF/L-2(DK)(PE)((EE)NPTEL).pdf) (besucht am 05. 12. 2011).
- [84] David Weiß. „Entwicklung eines Prüfplatzes für hochsperrende IGBT“. Deutsch. Magisterarb. Hochschule für Technik und Wirtschaft des Saarlandes, 2010.

- [85] Wintrich; Nicolai; Reimann; Tursky. *Semikron Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. Deutsch. Isle Verlag, 2010. ISBN: 978-3-938843-56-7.
- [86] Yamagami. *Japanisches Patent vom IGBT*. Japanisch. B / S47-21739. National Center for Industrial Property Information und Training. 1968.
- [87] Yamashita, J. ; Uenishi, A. ; Tomomatsu, Y. ; Haruguchi, H. ; Takahashi, H. ; Takata, I. ; Hagino, H. „A study on the short circuit destruction of IGBTs“. Englisch. In: Proceedings of the 5th International Symposium on Power Semiconductor Devices und ICs (ISPSD). 1993, S. 35 –40. ISBN: 0-7803-1313-5.

Thesen

1. Um eine hohe Verfügbarkeit eines Umrichters zu gewähren, ist das Beherrschen von Kurzschlussfällen erforderlich.
2. Bei einem Spannungswechselrichter existieren 4 verschiedene Kurzschlusstypen sowie ein spezieller Typ, der als Kurzschlusstyp 2 Null-Strom bezeichnet wird.
3. Ein Kurzschluss bei einem Spannungswechselrichter ist für den IGBT sowie für die Diode kritisch, welche dabei zerstört werden kann.
4. Mithilfe von mehreren messtechnischen Experimenten kann ein sicherer Arbeitsbereich für einen IGBT und dessen Ansteuerung für den Kurzschlussfall ermittelt werden.
5. Eine Darstellung des SOA (sicherer Arbeitsbereich, Englisch: safe operating area) zeigt weitere Zerstörungspunkte des IGBTs und der Diode.
6. Es gibt viele schaltungstechnische Faktoren bezüglich der Robustheit des IGBTs während eines Kurzschlusses. Ein Überblick zeigt verschiedene Möglichkeiten von Schutzbeschaltungen. Experimentelle sowie simulative Versuche zeigen die Intensität des Schutzes auf den IGBT während eines Kurzschlusses. Aufgrund der internen Beschaltung im Modul und der hohen Dynamik kann keine Zusatzbeschaltung zur typischen Ansteuerung als 100 % Schutz erstellt werden.
7. Simulationsprogramme, die Berechnungen mit finiten Elementen (Abkürzung: FEM, Englisch: finite element methode) oder mittels Modellbeschreibung durchführen, können bei entsprechender Genauigkeit das Kurzschluss-szenarium berechnen.
8. Die Kurzschlusstypen 1, 2 und 3 haben einen typischen Stromverlauf für den IGBT und können prinzipiell gleichgesetzt werden. Beim Typ 4 wird der IGBT nicht belastet.
9. Aufgrund der kapazitiven Kopplung innerhalb des IGBTs durch die Millerkapazität und die mit Ladungsträgern geflutete Drift-Zone (n^- -Zone) ist der Kurzschlusstyp 2 der kritischste Typ für den IGBT.
10. Die Kurzschlusstypen 3 und 4 sind kritisch für die antiparallele Diode. Eine Schutzbeschaltung in der Ansteuerung des IGBT-Moduls existiert nicht.

-
11. Der Kurzschluss Typ 2 Null-Strom und der Typ 4 sind Kurzschlussarten, die in dieser Anwendung, besonders bei einem Spannungswechselrichter, bisher keine Beachtung fanden und für die Verfügbarkeit der Schaltung essentiell sind.
 12. Eine Zerstörung des IGBTs beim Kurzschluss Typ 2 kommt aufgrund der Felddaufteilung und einer daraus resultierenden Überschreitung der kritischen Feldstärke zustande.

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere hiermit durch eigenhändige Unterschrift, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne die Nutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus Veröffentlichungen entnommen wurden, habe ich als solche kenntlich gemacht.

Ort, Datum

Unterschrift