

**Universität
Rostock**



Traditio et Innovatio

IGBT-Kurzschlussverhalten am Beispiel einer schnellen Fehlerstrombegrenzung für Hochvolt-Halbleiterversuchsplätze

Dissertation

zur

Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik
der Universität Rostock

vorgelegt von

M.Sc. Jan Fuhrmann

aus Rostock

Rostock, 2016

1. Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel,
Institut für Elektrische Energietechnik, Universität Rostock

2. Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Nando Kaminski
Institut für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Bauelemente,
Universität Bremen

3. Gutachter:

Dr.-Ing. Daniel Domes
Infineon Technologies AG, Warstein

Datum der Einreichung: 01. Februar 2016

Datum der Verteidigung: 01. Juli 2016

Danksagung

Hiermit möchte ich mich bei allen bedanken, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben. Mein besonderer Dank gilt hierbei Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel, der mich fachlich sehr gut unterstützte und mit vielen kritischen Fragen und Ideen das Ergebnis der Arbeit beeinflusst hat. Weiterhin möchte ich mich bei Sebastian Klauke und Hartwig Rückert von der Infineon Technologies AG bedanken, die mich ideell und materiell hervorragend unterstützt und viele Messungen erst ermöglicht haben.

Des Weiteren gilt mein Dank den aktuellen und ehemaligen Kollegen des Institutes für Elektrische Energietechnik der Universität Rostock. Hier zu nennen sind Dr.-Ing. Jürgen Böhmer und Dr.-Ing. Daniel Wigger, die mir die Grundlagen des IGBTs und der Messung unter hoher Spannung beibrachten. Dipl.-Ing. Marten Müller und M.Sc. Quang Tien Tran unterstützten mich bei der Erstellung der Simulationen. Mit Dipl.-Ing. Johannes Herrmann, Dr.-Ing. David Weiß und Dr.-Ing. Tobias Appel führte ich viele fachliche Diskussionen, die der Arbeit äußerst zuträglich waren. Den Kollegen und Freunden des Institutes für Gerätesysteme und Schaltungstechnik der Universität Rostock danke ich ebenfalls. Zu nennen sind Britta Wederka und Meister Michael Otto, die diverse Platinen gefertigt haben, und M.Sc. Arne Neiser und Dr.-Ing. Andreas Fink, die mich ebenfalls motiviert haben.

Ein weiterer Dank gilt den beiden Technikern Michael Müller und Michael Behrens, die beide kleine Wunder bei der Beschaffung und der Erstellung von Verschienenungen ermöglichten.

Mein besonderer Dank gilt meiner Familie, insbesondere meiner Frau und meines Sohnes, die mich jeden Tag motivierten und meine Arbeit Korrektur lasen.

Kurzfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Schutzkonzept für ein Hochvolt-Halbleiterversuchplatz vorgestellt, dessen zentrales Element ein serieller Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) ist, der den Zwischenkreis im Fehlerfall von der Fehlerstelle trennt und ein vollständiges Entladen des Kondensators verhindert. In diesem IGBT treten verschiedene Kurzschlussfälle auf, die experimentell und mit Hilfe eines Halbleitersimulators analysiert werden. Dabei kann der Verlauf des Kurzschlusses und das Zusammenspiel der Leistungshalbleiter mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes erklärt werden. Es wird deutlich, dass der Spannungsverlauf von dem Plasma im Halbleiter bestimmt und vom Gatetreiber des IGBTs beeinflusst wird. Es kann zum einen der intrinsische und zum anderen der Gatestrom-gesteuerte Spannungsanstieg auftreten. Die einzelnen Kurzschlussfallverläufe können anhand von Wirkungsketten dargestellt werden. Des Weiteren wird ein neuer Kurzschlussfall vorgestellt, der auftritt, wenn der IGBT abgeschaltet wird und keine Spannung aufnimmt. Dies kann sowohl in diesem Versuchplatz als auch in einem Dreipunktumrichter auftreten. Der Kurzschluss räumt das Plasma aus, führt zu hohen Spannungsanstiegen und kann eine Avalanche im IGBT hervorrufen. Der serielle IGBT beeinflusst den Prüfling nicht und ist in der Lage einen Kurzschluss jederzeit zu erkennen und abzuschalten. Die Wirksamkeit dieser Fehlerstrombegrenzung wird an einem echten Ausfall demonstriert.

Abstract

A protection system for a high-voltage test bench whose main feature is a series IGBT is presented in this thesis. The series IGBT disconnects in case of failure the DC link capacitor from the short-circuit to limit the energy in the fault and avoid a total discharge of the capacitor. In this series IGBT different short-circuit types can occur which are analyzed with the help of a semiconductor simulation and measurements. The interaction between the semiconductors and the short-circuit sequence can be explained with an equivalent circuit. The voltage slope is defined by the plasma inside the semiconductor and can be influenced by the gate drive. Two cases are possible. On the one hand an intrinsic voltage slope where the gate clamping is very well and on the other hand a gate current controlled voltage slope can occur. The different short-circuit sequences can be explained with cause-effect-chains. Moreover a new short-circuit type is presented which occurs when an IGBT is turned OFF but does not take blocking voltage and some charge is remaining in the space charge region. This can occur in this test bench or in three level inverters. A short-circuit clears the plasma, causes a very high voltage slope and makes an avalanche inside the IGBT possible. The series connected IGBT does not influence the device under test and can turn-off shorts at every time. The effectiveness of this protection is presented at real semiconductor breakdown.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	IX
Abkürzungsverzeichnis	XV
1. Einleitung	1
2. Aufbau des Prüfplatzes	5
2.1. Auftretende Fehlerfälle	12
2.2. Einsatz von 3,3 kV- und 6,5 kV-IGBTs	13
2.3. Aufbau des Treibers	14
2.3.1. Variable Gate-Emitter-Spannung	17
2.3.2. Gegenkopplung mit Hilfe des Lastemitters	18
2.3.3. Active-Clamping mit Transil-Dioden	19
3. Kurzschlussfall II	20
3.1. Verlauf Kurzschlussfall II	21
3.2. Einfluss verschiedener Parameter auf das Kurzschlussverhalten	23
3.3. Rückwirkung der Miller-Kapazität auf das Kurzschlussverhalten	26
3.4. Herleitung des Kurzschlussfall-II-Verlaufes	29
4. Kurzschlussfall III	36
4.1. Verlauf Kurzschlussfall III	36
4.2. Einfluss verschiedener Parameter auf das Kurzschlussverhalten	39
4.3. Einfluss der Streuinduktivität zwischen Diode und IGBT	40
4.3.1. Einfluss der Streuinduktivität auf die Messergebnisse	42
4.3.2. Bestimmung der Streuinduktivität auf Substratebene	44
4.3.3. Einfluss der Streuinduktivität auf das Kurzschlussverhalten	45
4.4. Herleitung des Kurzschlussfall-III-Verhaltens	52
4.4.1. Simulation des dynamischen Avalanches in der Diode	52
4.4.2. Stromquellenverhalten des IGBTs	59

Inhaltsverzeichnis

4.4.3. Simulation des IGBT-Verhaltens	61
4.4.4. Wirkungskette im Kurzschlussfall III	66
4.4.5. Detaillierter Kurzschlussfall-III-Verlauf	70
4.5. Kurzschlussfall III bei 6,5 kV-IGBTs	75
5. Kurzschlussfall V	80
5.1. Verlauf des Kurzschlussfalls V	80
5.2. Einfluss der Zwischenkreisspannung	81
5.3. Einfluss des Laststroms	82
5.4. Einfluss des Kurzschluss-Zeitpunktes	84
5.5. Herleitung des Kurzschlussfall-V-Verhaltens	88
6. Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBTs	93
6.1. Kurzschlussfall II	94
6.2. Kurzschlussfall III	96
6.3. Herleitung des Kurzschlussverhaltens in der Reihenschaltung	98
6.4. Versetztes Abschalten in der Reihenschaltung	100
7. Anwendung	104
7.1. Auswirkung auf das Schaltverhalten	104
7.2. Ausfall beim Abschalten eines IGBTs	113
8. Zusammenfassung	117
A. Weitere Messungen	119
A.1. Kurzschlussfall II	119
A.1.1. Einfluss des Laststroms	119
A.1.2. Einfluss der Zwischenkreisspannung	120
A.1.3. Einfluss der Gate-Emitter-Spannung des IGBTs	125
A.1.4. Einfluss der Kurzschluss- und Kommutierungskreisinduktivität	127
A.1.5. Einfluss der Temperatur	129
A.2. Kurzschlussfall III	132
A.2.1. Einfluss des Laststroms vor dem Kurzschluss	132
A.2.2. Einfluss der Zwischenkreisspannung	135
A.2.3. Einfluss der Temperatur	136
A.3. Forward-Recovery des IGBTs	142
A.4. Bestimmung der parasitären Induktivitäten zwischen den Modulen	143
A.5. Bestimmung parasitärer Induktivitäten auf Substratebene	144

Inhaltsverzeichnis

B. Simulationen	146
C. Prüfplatz	148
C.1. Prüfplatz	148
C.2. Gate-Treiber	148
C.3. Verschienung	148
C.4. Messmittel	151
Literaturverzeichnis	153

Abbildungsverzeichnis

2.1.	Erweiterter DC Schalter mit Thyristoren nach [38], der den Kurzschlussstrom begrenzt und die Überspannung verringert	6
2.2.	Hybrider Schalter in [39]	7
2.3.	Schutzsystem für Schaltversuche mit 3,3 kV-IGBTs aus [18]	8
2.4.	Serieller und paralleler Schutz eines IGBTs in [48]	9
2.5.	Links: Schutz einer Halbbrücke durch Serienschalter, rechts: Verwendung in einem 4QS	11
2.6.	Oben: Pulsmuster einer Halbbrücke mit Hilfsschalter, unten: erlaubter und realer Kollektor-Strom des Hilfs-IGBTs mit skizzierten Fehlerfällen	13
2.7.	Oben: Pulsmuster eines 4QS mit Hilfsschalter, unten: Lastdrosselstrom, erlaubter und realer Kollektor-Strom des Hilfs-IGBTs mit skizzierten Fehlerfällen	14
2.8.	Schematischer Aufbau des verwendeten Gate-Treibers mit Entsättigungsüberwachung und einstellbarer U_{GE}	16
2.9.	Messung: Transferkennlinie eines FZ1500R33HE3-IGBTs	17
2.10.	Schematischer Aufbau der Clamping-Platine, links: Gegenkopplung über einen ohmschen Spannungsteiler, rechts: Gegenkopplung mit einem induktiven Teiler	19
3.1.	Messung: Ausfall während Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HL3 bei $I_C=2\text{ kA}$, $U_D=2,3\text{ kV}$ und $U_{GE}=15\text{ V}$ mit üblichem Treiber und Gate-Klemmung, ohne Gegenkopplung	22
3.2.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3 bei $I_C=3\text{ kA}$, $U_D=2,7\text{ kV}$ und $U_{GE}=12\text{ V}$	24
3.3.	Aufbau IGBT-Modul mit parasitären Induktivitäten, internem Gate-Widerstand und Ersatzkapazitäten	26
3.4.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Rückwirkung der Miller-Kapazität bei teilweise entsättigtem IGBT vor dem Kurzschluss bei $U_{GE}=9\text{ V}$ und $L_\sigma=110\text{ nH}$	28

Abbildungsverzeichnis

3.5.	Ersatzschaltbild des IGBTs mit Ersatzkapazitäten und Stromquellen	29
3.6.	Simulation: Kurzschlussfall II bei konstanter Zwischenkreisspannung und Laststrom und variiertem Gate-Widerstand	31
3.7.	Simulation: Kurzschlussfall II bei konstanter Zwischenkreisspannung und variiertem Laststrom bei sehr guter Gate-Klemmung	32
3.8.	Simulation: Kurzschlussfall II bei konstanter Zwischenkreisspannung und variiertem Laststrom bei schwächerer Gate-Klemmung	33
3.9.	Zusammenhängende Größen im Kurzschlussfall II	34
4.1.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3 bei $I_C = -1,5 \text{ kA}$, $U_D = 2,9 \text{ kV}$ und $U_{GE} = 12 \text{ V}$	38
4.2.	Parasitäre Induktivitäten zwischen Diode und IGBT	41
4.3.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Einfluss der parasitären Induktivitäten, U_{CE} und U_{KA} über Hilfsanschlüsse gemessen bei $I_C = -2,4 \text{ kA}$, $U_D = 2,4 \text{ kV}$ und $U_{GE} = 12 \text{ V}$, Darstellung der Spannungsabfälle über den parasitären Induktivitäten und den auftretenden Stromanstiegen .	43
4.4.	Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit Kommutierungskreisinduktivität zwischen IGBT und Diode	44
4.5.	Erweitertes Ersatzschaltbild (ESB) mit gekoppelten Induktivitäten, um die Kommutierungskreisinduktivität zwischen den IGBTs und den Dioden und die normale Kommutierungskreisinduktivität im Schaltvorgang darzustellen	46
4.6.	Unterschiedlicher Anschluss der Parallelschaltung aus IGBT und Diode und daraus resultierende unterschiedliche Kurzschlussinduktivität für IGBT und Diode	47
4.7.	Unterschiedliche Chipanordnung auf dem Substrat, die die beiden Varianten in Abbildung 4.6 erzeugen	48
4.8.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, verschiedene parasitäre Induktivitäten im IGBT- und Diodenpfad, $L_{\sigma\text{-ges}} = 100 \text{ nH}$, $L_{\sigma\text{-a}}$: IGBT- $L_{\sigma} < \text{Diode-}L_{\sigma}$; $L_{\sigma\text{-b}}$: IGBT- $L_{\sigma} > \text{Diode-}L_{\sigma}$ bei $U_D = 2,4 \text{ kV}$, $I_C = 2,4 \text{ kA}$	50
4.9.	Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell, verschiedene parasitäre Induktivität im IGBT- und Diodenpfad, $L_{\sigma\text{-ges}} = 100 \text{ nH}$, $L_{\sigma\text{-a}}$: IGBT- $L_{\sigma} = 4 \text{ nH}$, Diode- $L_{\sigma} = 8 \text{ nH}$; $L_{\sigma\text{-b}}$: IGBT- $L_{\sigma} = 8 \text{ nH}$, Diode- $L_{\sigma} = 4 \text{ nH}$	51
4.10.	Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell, mit (a) und ohne (b) Avalanche	54
4.11.	Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell bei $U_D = 3,5 \text{ kV}$, $I_C = -750 \text{ A}$, Kennzeichnung der Schnitt-Zeitpunkte in Abbildung 4.12	55

Abbildungsverzeichnis

4.12.	Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell bei $U_D=3,5$ kV, $I_C=-750$ A, Feldstärke, Löcher- und Elektronenkonzentration (oben), Elektronen- und Löcherstromdichte (unten) zu verschiedenen Zeitpunkten des Kurzschlusses in der Diode	57
4.13.	Ersatzschaltbild für das Abkommutieren der Diode mit Plasmaersatzkapazität und Avalanche-Stromquelle	58
4.14.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation des Abschaltimpulses des IGBTs, oben: U_{CE} (durchgezogen), U_{KA} (gestrichelt), mitte: Diodenstrom (blau), IGBT-Strom (grün) und Gesamtstrom (rot), unten: U_{GE} bei $U_D=1,75$ kV und $I_C=-2$ kA	60
4.15.	Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell, oben: Feldstärke, Löcher- und Elektronenkonzentration, unten: Elektronen- und Löcherstromdichte zu verschiedenen Zeitpunkten des Kurzschlusses im IGBT	62
4.16.	Simulation: Kurzschlussfall III mit Stromquelle statt IGBT, Variation des Stromquellen-Stroms bei $U_D=3,5$ kV, $I_C=-750$ A und $L_\sigma=100$ nH	64
4.17.	Ersatzschaltbild für das Abkommutieren des IGBTs ohne Plasmaersatzkapazität	65
4.18.	Ersatzschaltbild mit IGBT und Diode für den Kurzschlussfall III	66
4.19.	Stromaufteilung zwischen IGBT und Diode in Abhängigkeit der Gate-Klemmung	67
4.20.	Simulation: Kurzschlussfall III, Variation des Laststroms vor dem Kurzschluss bei sehr guter Gate-Klemmung	69
4.21.	Simulation: Kurzschlussfall III, Variation des Gatewiderstands und damit der Gate-Klemmung	71
4.22.	Verlauf des Kurzschlussfalls III, Wirkungskette	72
4.23.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Detail der Abbildung 4.3	73
4.24.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ750R65KE3, Hinweis auf Filamentbildung in der Kathoden-Anoden-Spannung bei $U_D=3,5$ kV, $I_C=-750$ A und $U_{GE}=12$ V	76
4.25.	Messung: Ausfall beim Kurzschlussfall III mit FZ750R65KE3 bei $U_D=3,75$ kV, $I_C=-750$ A und $U_{GE}=12$ V	78
5.1.	Oben: Pulsmuster einer Halbbrücke mit Hilfsschalter, unten: erlaubter und realer Kollektor-Strom des Hilfs-IGBTs mit skizzierten Fehlerfällen	81
5.2.	Messung: Kurzschlussfall V mit passivem Abschalten eines FZ1500R33HE3 bei $t_{aus}=38$ μ s, $U_D=2,5$ kV und $I_C=1,5$ kA	82

Abbildungsverzeichnis

5.3.	Messung: Kurzschlussfall V mit FZ1500R33HE3, Einfluss der Zwischenkreis- spannung bei $t_{\text{aus}}=38\ \mu\text{s}$ und $I_C=1,5\ \text{kA}$	83
5.4.	Messung: Kurzschlussfall V mit FZ1500R33HE3, Einfluss des Laststroms bei $t_{\text{aus}}=38\ \mu\text{s}$ und $U_D=2,5\ \text{kV}$	85
5.5.	Messung: Kurzschlussfall V, Einfluss der Zeit bis zum Auftreten des Kurz- schlusses bei $U_D=2,1\ \text{kV}$ und $I_C=3\ \text{kA}$	86
5.6.	Messung: Kurzschlussfall V, Einfluss der Zeit bis zum Auftreten des Kurz- schlusses bei $U_D=2,1\ \text{kV}$ und $I_C=3\ \text{kA}$	87
5.7.	Ersatzschaltbild des IGBTs, Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquel- le inaktiv, Plasmaersatzkapazität dominiert das Kurzschlussverhalten	88
5.8.	Wirkungskette im Kurzschlussfall V mit geschlossenem Gatekanal und zu- sätzlichem Avalanchestrom	89
5.9.	Plasmaverteilung vor dem Kurzschlussfall II (durchgezogene Linien) und vor dem Kurzschlussfall V (gestrichelte Linien, $100\ \mu\text{s}$ nach dem Abschalten)	90
5.10.	Simulation: Kurzschlussfall V, Variation des Vorstroms und der Verzöge- rungszeit, Kollektor-Emitter-Spannungsanstieg abhängig von der Plasma- konzentration	91
6.1.	Messung: Reihenschaltung Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation U_D und I_C , oben: Gesamte Kollektor-Emitter-Spannung (blau), Kollektor- Strom (rot), mitte: Kollektor-Emitter-Spannung des oberen (blau gestri- chelt) und des unteren IGBTs (blau durchgezogen), unten: Gate-Emitter- Spannung des unteren IGBTs	95
6.2.	Messung: Reihenschaltung Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Va- riation U_D und I_C , oben: Gesamte Kollektor-Emitter-Spannung (blau), Kollektor-Strom (rot), mitte: Kollektor-Emitter-Spannung des oberen (blau gestrichelt) und des unteren IGBTs (blau durchgezogen), unten: Gate-Emitter-Spannung des unteren IGBTs	97
6.3.	Ersatzschaltbilder für die verschiedenen Kurzschlussfälle in der Reihenschal- tung von zwei Modulen	99
6.4.	Messung: Reihenschaltung FZ1500R33HE3 mit versetztem Abschalten nach dem Kurzschlussfall II bei $U_D=4\ \text{kV}$ und $I_C=1,5\ \text{kA}$	101
6.5.	Messung: Reihenschaltung FZ1500R33HE3 mit versetztem Abschalten nach dem Kurzschlussfall III bei $U_D=4\ \text{kV}$ und $I_C=-1,5\ \text{kA}$	103
7.1.	Pulsmuster und Kollektor-Strom des seriellen Hilfs-IGBTs beim Doppelpuls und mögliche Beeinflussung an den Stromflanken	105

Abbildungsverzeichnis

7.2.	Messung: Reverse-Recovery der Diode beim Einschalten des FZ1500R33HE3 mit (gestrichelt) und ohne (durchgezogen) seriellem Schutzschalter bei $U_D=2,0\text{ kV}$ und $I_C=1,9\text{ kA}$	107
7.3.	Messung: Ausschalten des FZ1500R33HE3 mit (gestrichelt) und ohne (durchgezogen) seriellem Schutzschalter bei $U_D=2,0\text{ kV}$ und $I_C=2,2\text{ kA}$. . .	108
7.4.	Messung: Kurzschlussverhalten des seriellen Hilfs-IGBTs bei nachgestelltem Reverse-Recovery-Versager bei $U_D=1,9\text{ kV}$ und $I_C=2\text{ kA}$	110
7.5.	Messung: Kurzschlussverhalten des seriellen Hilfs-IGBTs bei nachgestelltem Abschaltversager mit Ausfall bei der Stromflanke	111
7.6.	Messung: Kurzschlussverhalten des seriellen Hilfs-IGBTs bei nachgestelltem Sperrversager und abgeschaltetem Hilfs-IGBT	112
7.7.	Messung: Realer Abschaltversager von einem Drittel FZ1500R33HE3 bei einer Zwischenkreisspannung von $U_D=2,4\text{ kV}$ und dreifachem Nennstrom mit einem seriellen Hilfs-IGBT	114
7.8.	Abschaltversuch mit FZ1500R33HE3, Auswirkung eines Ausfalls ohne und mit seriellem Schutzschalter, Bilder (b) und (c) aus [30]	116
A.1.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation des Laststroms bei $U_D=2,7\text{ kV}$, $U_{GE}=12\text{ V}$ und $L_\sigma=110\text{ nH}$	121
A.2.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation des Laststroms bei $U_D=2,7\text{ kV}$, $U_{GE}=12\text{ V}$ und $L_\sigma=110\text{ nH}$	122
A.3.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Zwischenkreisspannung bei $I_C=1,5\text{ kA}$, $U_{GE}=12\text{ V}$ und $L_\sigma=110\text{ nH}$	123
A.4.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Zwischenkreisspannung bei $I_C=1,5\text{ kA}$, $U_{GE}=12\text{ V}$ und $L_\sigma=110\text{ nH}$	124
A.5.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Gate-Emitter-Spannung vor dem Kurzschluss bei $I_C=300\text{ A}$ und $U_D=2,7\text{ kV}$. . .	126
A.6.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Kurzschlussinduktivität von 110 nH auf 150 nH bei $I_C=3\text{ kA}$, $U_D=2,7\text{ kV}$ und $U_{GE}=12\text{ V}$	128
A.7.	Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Junction-Temperatur von 298 K auf 398 K bei $I_C=1,5\text{ kA}$, $U_D=2,5\text{ kV}$ und $U_{GE}=12\text{ V}$	131
A.8.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation des Laststroms bei $U_D=2,9\text{ kV}$, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung	133

Abbildungsverzeichnis

A.9.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation des Laststroms bei $U_D=2,9$ kV, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung	134
A.10.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation der Zwischenkreisspannung bei $I_C=-3$ kA, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung	137
A.11.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation der Zwischenkreisspannung bei $I_C=-3$ kA, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung	138
A.12.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3 bei $U_D=2,5$ kV und $I_C=-1,5$ kA, Variation der Sperrschicht-Temperatur, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung	139
A.13.	Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3 bei $U_D=2,5$ kV und $I_C=-1,5$ kA, Variation der Junction-Temperatur, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung	140
A.14.	Messung: Forward-Recovery FZ1500R33HE3	142
A.15.	Versuchsaufbau mit parasitären Induktivitäten	143
A.16.	Versuchsaufbau zur Bestimmung der parasitären Induktivitäten	144
A.17.	Messung: Spannungsabfall über parasitären Induktivitäten auf einem Substrat bei Kommutierung von der Diode auf den IGBT, zusätzlich Mittelwert der Spannungsmessung eingezeichnet	145
B.1.	Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell, Aufbau bei $U_D=3,5$ kV, $I_C=-750$ A	147
C.1.	Halbleiterversuchsplatz	149
C.2.	Verwendete Gate-Treiber	150
C.3.	Schaltplan der Verschienung, Erzeugung eines Kurzschlusses zu jedem Zeitpunkt möglich	151

Abkürzungsverzeichnis

4QS	Vierquadrantensteller
C_{CG}	Miller-Kapazität
C_{DC}	Zwischenkreiskondensator
C_{GE}	Gate-Emitter-Kapazität
CIBH	Controlled Injection of Backside Holes
di/dt	Stromanstieg
du/dt	Spannungsanstieg
DUT	Device Under Test
E	Elektrische Feldstärke
ESB	Ersatzschaltbild
FPGA	Field-Programmable Gate Array
HE	Hilfsemitter
I_C	Kollektor-Strom
I_{Diode}	Dioden-Kathoden-Strom
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristor
I_{GES}	Gesamter Modul-Strom
I_{IGBT}	IGBT-Kollektor-Strom
I_{LL}	Lastdrosselstrom
L_C	parasitäre Induktivität am Kollektoranschluss
L_E	parasitäre Induktivität am Emitteranschluss

Abkürzungsverzeichnis

LE	Lastemitter
L_G	parasitäre Induktivität am Gateanschluss
L_{HC}	parasitäre Induktivität am Hilfs-Kollektoranschluss
L_{HE}	parasitäre Induktivität am Hilfs-Emitteranschluss
L_L	Lastdrossel
L_{LC}	parasitäre Induktivität am Last-Kollektoranschluss
L_{LE}	parasitäre Induktivität am Last-Emitteranschluss
L_σ	Streuinduktivität
LWL	Lichtwellenleiter
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
n	Elektronenkonzentration
p	Löcherkonzentration
q	Elementarladung $1,602\,18 \cdot 10^{-19} \text{As}$
R_G	Interner Gate-Widerstand
R_{G,off}	Ausschalt-Gate-Widerstand
R_{G,on}	Einschalt-Gate-Widerstand
T_{S1}	Serieller Hilfs-IGBT
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_D	Zwischenkreisspannung
U_F	Flussspannung der Diode
U_{FR}	Forward-Recovery-Spannung
U_{GE}	Gate-Emitter-Spannung
U_{KA}	Kathoden-Anoden-Spannung
U_L	induktiver Spannungsabfall
μ_n	Elektronenbeweglichkeit
μ_p	Löcherbeweglichkeit

1. Einleitung

Während des Betriebes von Leistungshalbleitern kann es zu besonders hohen Belastungen durch Kurzschlüsse kommen. In der Literatur werden vier wesentliche Fälle beschrieben, die sich vom Zeitpunkt des Kurzschlusses und von den betroffenen Halbleitern unterscheiden. Dabei variieren die Erkenntnisse über die einzelnen Kurzschlussstypen deutlich. Ist der erste Kurzschlussfall, das Einschalten auf einen existierenden Kurzschluss, gut beschrieben und wird im Rahmen der Stückprüfung getestet, so ist zum Beispiel das Kurzschlussverhalten bei stromführender Diode weitestgehend unbekannt. Auch ist die Anzahl der in der Literatur beschriebenen Kurzschlussfälle noch nicht vollständig. Im Rahmen dieser Dissertation wird das Kurzschlussverhalten von Hochvolt-IGBTs, die den Fehlerstrom schnell begrenzen sollen, in einem Halbleiterversuchplatz näher untersucht. Dabei können drei verschiedene Kurzschlussfälle auftreten. Zum einen kann bei eingeschaltetem, stromführendem IGBT und zum anderen bei eingeschaltetem IGBT und stromführender Diode ein niederinduktiver Kurzschluss auftreten. In der Literatur sind diese Fälle als II und III beschrieben. Ein weiterer, noch nicht vorgestellter Kurzschluss kann im Rahmen der Fehlerstrombegrenzung gefunden und beschrieben werden (Kurzschlussfall V). Als wesentliche Neuerung in dieser Arbeit ist die detaillierte Analyse und Herleitung der Kurzschlussverläufe und deren Einflussparameter zu sehen. Dabei kann für die untersuchten Kurzschlussfälle eine Wirkungskette erstellt werden. Andere Kurzschlussfälle, wie der Fall I und IV, werden nicht untersucht, da sie bei der Fehlerstrombegrenzung nicht auftreten. Des Weiteren sind die untersuchten Kurzschlussfälle alle niederinduktiv, da sie aus Querschützern im Leistungsteil resultieren.

Die schnelle Fehlerstrombegrenzung ist bei der Messung an IGBTs und Dioden, gerade in der Forschung und bei der Stückprüfung bei anspruchsvollen Arbeitspunkten, notwendig, da ein Halbleiterausfall auftreten kann. Bei Zwischenkreisspannungen von einigen Kilovolt speichert der Zwischenkreiskondensator sehr viel Energie, die sich im Fehlerfall zusätzlich im defekten Halbleiter entlädt und zu einer kompletten Zerstörung des Leistungshalbleiters führt. Eine Analyse des ursprünglichen Fehlers ist damit nicht mehr möglich, könnte jedoch entscheidende Hinweise auf den Ausfallgrund liefern. Um die

1. Einleitung

Energie bei einem Ausfall zu begrenzen, kann ein serieller Schalter zwischen dem Zwischenkreiskondensator und den schaltenden Halbleitern installiert werden. Dieser muss innerhalb weniger Mikrosekunden den Kurzschluss erkennen und abschalten können. Für eine Spannungsklasse bis 3,3 kV existiert in der Literatur bereits eine Lösung, bei der jedoch keine umfangreiche Analyse der auftretenden Fehlerfälle erfolgt. Zusätzlich sind die Anforderungen an den verwendeten Treiber unklar und ein echter abgeschalteter Ausfall wird nicht gezeigt. Die Motivation dieser Arbeit liegt in der praktischen Gestaltung und der Erforschung der Kurzschlussfälle des seriellen Schalters.

Als serieller Schalter, im folgenden auch als Hilfs-IGBT bezeichnet, wird ebenfalls ein Leistungshalbleiter genutzt, der auf Grund seiner Beschaltung den Kurzschluss nach einem Halbleiterausfall abschalten kann. Der verwendete IGBT bietet die Möglichkeit den Kurzschluss schnell zu erkennen und abzuschalten. Mechanische Lösungen, wie zum Beispiel spezielle Sicherungen, sind um Faktor 10 langsamer und werden in dieser Arbeit nicht weiter untersucht. Die Erprobung des seriellen IGBTs erfolgt hauptsächlich in einer Spannungsklasse von 3,3 kV und kann in einer Reihenschaltung bis 6,5 kV genutzt werden. Neben der praktischen Erprobung erfolgen Simulationen mit einem Halbleitersimulator, die eine detaillierte Analyse der drei auftretenden Kurzschlussfälle ermöglichen. Dabei können auch unrealistische Bedingungen, zum Beispiel eine perfekte Klemmung ohne parasitäre Induktivitäten, angenommen werden. Hierbei kann der Einfluss der Gate-Klemmung und des Plasmas auf den Kurzschlussverlauf, was trotz der Dissertation [40] weiterhin unbekannt ist, gezeigt werden.

Das zweite Kapitel beschreibt den Aufbau des Schutzkonzeptes mit einem seriellen Hilfs-IGBT. Dabei kann eine Halbbrücke oder ein Vierquadrantensteller (4QS) genutzt werden, für die sich verschiedene Fehlerfälle ergeben, die der Hilfs-IGBT abschalten können muss. Es können drei verschiedene Kurzschlussfälle auftreten, die in den folgenden Kapiteln näher untersucht werden. Zusätzlich werden die Anforderungen an den Gate-Treiber des Schutzschalters definiert und ein Prinzipschaltbild gezeigt. Ein wesentlicher Schutzmechanismus liegt in der Gegenkopplung und dem Active-Clamping, deren jeweiliger Aufbau erläutert wird.

Es folgt Kapitel drei zum Kurzschlussfall II, der auftritt, wenn der Schutzschalter eingeschaltet ist. Zusätzlich zu dem grundsätzlichen Verlauf wird mit Hilfe von ausführlichen Messungen gezeigt, welche Parameter einen Einfluss auf das Kurzschlussverhalten haben. Der starke Einfluss der Miller-Kapazität auf das Kurzschlussverhalten wird ebenfalls gezeigt und als bedeutendster Einflussfaktor identifiziert. Die steigende Kollektor-

1. Einleitung

Emitter-Spannung führt über die Miller-Kapazität zu einem Anheben der Gate-Emitter-Spannung, welches auf Grund von parasitären Induktivitäten und dem internen Gate-Widerstand nur begrenzt verhindert werden kann. Es werden ein Ersatzschaltbild und eine Wirkungskette vorgestellt, mit denen der Kurzschlussverlauf inklusive des Einflusses der Miller-Kapazität erklärt werden kann. Mit Hilfe von Simulationen wird der Einfluss der Gate-Klemmung gezeigt, die ein intrinsisches oder Gatestrom-gesteuertes Entsättigen ermöglicht.

Das vierte Kapitel erläutert den Verlauf des dritten Kurzschlussfalls, bei dem Diode und IGBT innerhalb eines Moduls am Kurzschluss beteiligt sind. Ein Spezialmodul ermöglicht die getrennte Messung von Dioden- und IGBT-Strom und somit einen Erkenntnisgewinn über deren genauen Verlauf. Wie beim vorherigen Kurzschluss wird der Einfluss von verschiedenen Parametern auf das Kurzschlussverhalten experimentell ermittelt. Die Verknüpfung beider Halbleiter erfordert eine Betrachtung der parasitären Induktivitäten zwischen den beiden Elementen. Dazu wird die Induktivität zwischen dem Spezialmodul ohne Diode und dem Diodenmodul ermittelt. Die Induktivitäten im Kommutierungskreis zwischen Diode und IGBT sind höher als bei normalen Modulen und führen durch die hohen Stromanstiege zu erheblichen Spannungsunterschieden an den Halbleitern. Des Weiteren kann auf Substratebene eine unterschiedliche parasitäre Induktivität ermittelt werden, die zu einer unsymmetrischen Belastung führen kann. Die Auswirkung einer veränderten Induktivität wird im Experiment und in der Simulation gezeigt. Diese Ergebnisse sind in [27] dargestellt. Weiterhin enthält [26] die Analyse des dynamischen Avalanches in der Diode. Der IGBT agiert während des Kurzschlusses als Stromquelle und die Diode gibt den Spannungsanstieg vor. Dieses Ergebnis findet sich in [28] wieder. Simulationen und Messungen bestätigen das Verhalten des IGBTs, der nicht der dominierende Halbleiter im Kurzschlussfall III ist. Ebenfalls wird mit Hilfe des Ersatzschaltbildes eine Wirkungskette, die den Kurzschlussverlauf beschreibt, vorgestellt. Wie beim Kurzschlussfall II kann der Kurzschluss intrinsisch oder Gatestrom-gesteuert verlaufen.

Ein weiterer Kurzschlussfall, der noch nicht in der Literatur beschrieben ist, wird im fünften Kapitel vorgestellt. Dabei führt der besondere Zustand eines abgeschalteten IGBTs, der noch keine Spannung aufgenommen hat, zu einem ungesteuerten Ausräumen der Ladungsträger. Dies erfolgt aufgrund des hohen Stromanstieges mit einem sehr hohen Spannungsanstieg. Der Einfluss auf das Kurzschlussverhalten von Zwischenkreis-spannung und Kollektorstrom, der im Wesentlichen den Spannungsanstieg beeinflusst, wird untersucht. Die Dauer zwischen Abschaltvorgang und Kurzschluss hat einen großen

1. Einleitung

Einfluss auf den Kurzschlussverlauf und zeigt die Lebensdauer des Plasmas innerhalb des IGBTs. Das abgeschaltete Gate verhindert eine schnelle Überspannungsbegrenzung durch das Active-Clamping, da das Gate des IGBTs erst umgeladen werden muss. Des Weiteren begünstigt der fehlende Elektronenstrom durch das Gate eine Avalanche, der den IGBT zusätzlich belastet.

Im sechsten Kapitel wird die Reihenschaltung von zwei seriellen Schutzschaltern, mit der eine Zwischenkreisspannung für 6,5 kV-Module möglich ist, vorgestellt. Ein 6,5 kV-Modul kann durch die fehlende Kurzschlussfestigkeit im Fall III nicht verwendet werden. Die Reihenschaltung von zwei Modulen führt auch in den verschiedenen Kurzschlussfällen zu keiner Beeinflussung der Abschaltfähigkeit. Auch eine zeitliche Verzögerung zwischen den Gate-Treibern wird untersucht. Die gute Reihenschaltbarkeit kann aus dem kapazitiven Ersatzschaltbild abgeleitet werden. Bei intrinsischer Spannungsaufnahme erfolgt die Spannungsaufteilung über den Halbleitern über einen kapazitiven Spannungsteiler. Bei dem Gatestrom-gesteuerten Entsättigen wird die Spannungsaufnahme über den Gate-Treiber vorgegeben. Starke Abweichungen können über das Active-Clamping wirksam verhindert werden.

Im siebten Kapitel wird die Auswirkung der Schutzschaltung auf die Schaltversuche der zu schützenden Halbleiter untersucht. Dabei wird der Kurvenverlauf mit und ohne seriellen IGBT verglichen und keine Beeinflussung ermittelt. Mit Hilfe eines Kurzschliebers werden Kurzschlüsse zu wahrscheinlichen Ausfallzeitpunkten erzeugt und die Abschaltfähigkeit getestet. Der reale Test erfolgt an einem 3,3 kV-IGBT, der beim Abschaltvorgang des dreifachen Nennstroms zerstört wird. Der Hilfs-IGBT erkennt den Kurzschluss und schaltet diesen ab, so dass im Halbleiter nur der primäre Ausfall sichtbar ist. Eine Entladung des Zwischenkreiskondensators wird verhindert.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung, in der die wesentlichen Erkenntnisse der Arbeit beschrieben werden, und einem Ausblick.

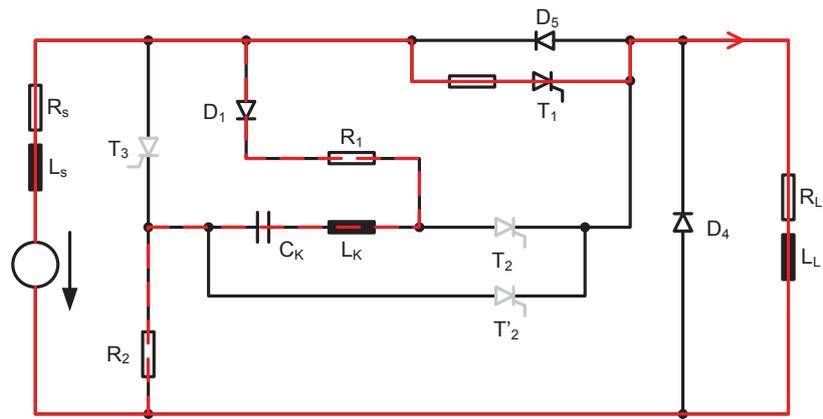
2. Aufbau des Prüfplatzes

Soll bei einem Leistungshalbleiterausfall die vollständige Zerstörung des Prüflings oder des Versuchsaufbaus vermieden werden, muss ein serieller Hilfsschalter in den Aufbau integriert werden. Dieser ist mit einem speziellen Treiber und einem Clamping ausgestattet, um den Stromfluss im Fehlerfall zu unterbrechen. Der Aufbau mit einem Serienschalter wird in diesem Kapitel beschrieben. Des Weiteren werden zwei Treibervarianten mit den entsprechenden Clamping-Platinen vorgestellt.

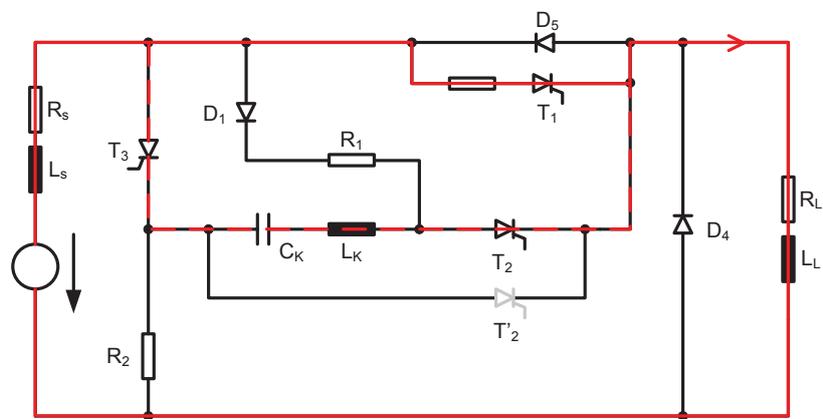
Der serielle Hilfsschalter ist im Idealfall vom gleichen Typ wie der zu untersuchende Leistungshalbleiter, so dass der Nennstrom und die Sperrspannung übereinstimmen. Diese Anforderung kann in allen Fehlerfällen in der Spannungsklasse von 3,3 kV vom Infineon-IGBT FZ1500R33HE3 erfüllt werden. In einem Bereich bis 6,5 kV ist dies nicht für alle Fehlerarten möglich, so dass hier eine Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBTs, siehe Kapitel 6, genutzt werden muss. Der Gate-Treiber des Serienschalters besitzt eine Entsättigungsüberwachung, eine abgesenkte Gate-Emitter-Spannung, eine Gegenkopplung über den Lastemitter und ein Active-Clamping zur Überspannungsbegrenzung.

Die Aufgabe des seriellen Hilfsschalters ist im Fehlerfall die Trennung von Gleichspannungszwischenkreis und Fehlerstelle. In der Literatur werden dazu einige Verfahren vorgestellt. In [38] wird eine zweistufige Thyristorschaltung verwendet, um im Fehlerfall den Strom zu begrenzen und abzuschalten. Dazu werden vier Thyristoren, zwei Dioden und Snubberbeschaltungen benötigt. Die Schaltung, getestet bei 250 V, erfordert erheblichen Bauraum und ist auf eine Kurzschlussdauer von 20 ms ausgelegt. Der Aufbau ist in Abbildung 2.1 dargestellt und besteht auf der linken Seite aus einer Quelle mit Innenwiderstand und parasitärer Induktivität, in der Mitte aus einem Gleichspannungsschalter und auf der rechten Seite aus einer RL-Last mit Freilaufdiode. Im Normalbetrieb, gezeigt in Abbildung 2.1a, führt T_1 den Strom. Der Kondensator C_K wird über D_1 , R_1 und R_2 auf die Quellspannung geladen. Tritt ein Kurzschluss auf, werden T_2 und T_3 gezündet, übernehmen den Kurzschlussstrom und entlasten T_1 , so dass dieser abschaltet. Ist C_K umgeladen, wird der Strom in T_3 zu null und schaltet ab. Der Kurzschlussstrom wird

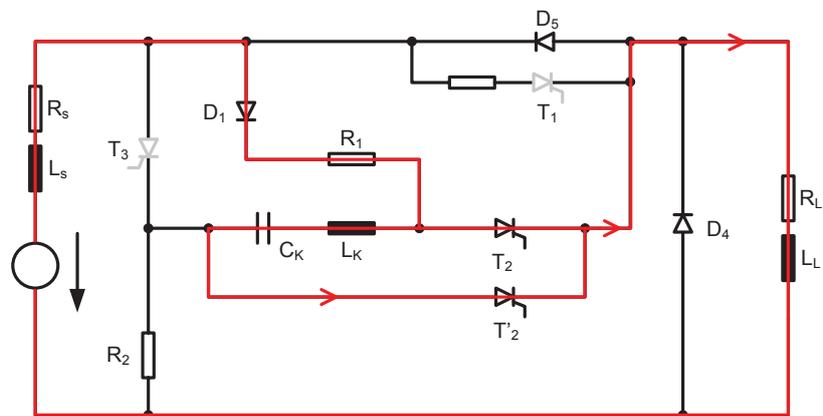
2. Aufbau des Prüfplatzes



(a) Normaler Betrieb, T_1 eingeschaltet, C_K geladen



(b) Kurzschluss abschalten, T_1 , T_2 , T_3 eingeschaltet, Umladen von C_K



(c) Kurzschluss abschalten, T_2 , T'_2 eingeschaltet, Umladen von C_K

Abbildung 2.1.: Erweiterter DC Schalter mit Thyristoren nach [38], der den Kurzschlussstrom begrenzt und die Überspannung verringert

2. Aufbau des Prüfplatzes

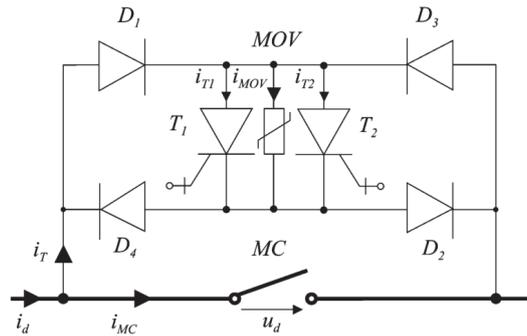


Abbildung 2.2.: Hybrider Schalter in [39]

über R_1 geführt und begrenzt. Anschließend wird T'_2 , dargestellt in Abbildung 2.1c, gezündet und der Kondensator C_K umgeladen. T_2 wird stromlos und schaltet ab. Ist C_K vollständig umgeladen, wird T'_2 stromlos und schaltet ab. Der Kurzschluss ist damit abgeschaltet.

Insgesamt benötigt diese Lösung viele Komponenten, ist sehr langsam und schwer niederinduktiv in einen Prüfplatz integrierbar. Des Weiteren kann mit der Verwendung von abschaltbaren Leistungshalbleitern der Aufwand deutlich reduziert werden, so dass diese Lösung grundsätzlich nicht geeignet ist.

Ein weiterer Ansatz, zu finden in [39], besteht aus einem hybriden DC-Schalter, der aus Integrated Gate-Commutated Thyristors (IGCTs) und einem mechanischen Schalter besteht, dargestellt in Abbildung 2.2. Im Normalbetrieb ist der mechanische Schalter geschlossen und die IGCTs abgeschaltet. Mit Auftreten des Kurzschlusses wird der mechanische Schalter MC geöffnet und die IGCTs eingeschaltet. Der Spannungsabfall über dem Lichtbogen am Schalter kommutiert den Strom in die parallelen Halbleiter und ermöglicht die stromlose Öffnung des mechanischen Schalters. Anschließend schalten die IGCTs ab und kommutieren den Strom in den Varistor MOV , der die Spannung begrenzt und die Energie der parasitären Induktivitäten aufnimmt. Durch die hybride Lösung können zum einen die Durchlassverluste der Halbleiter eingespart und zum anderen die Abschaltgeschwindigkeit erhöht werden. Die Abschaltzeit liegt bei der hybriden Variante bei circa $300 \mu\text{s}$ und ist deutlich schneller als bei herkömmlichen mechanischen Systemen. Dies ist dennoch zu langsam für den hier vorgestellten Prüfplatz.

Im verwendeten Aufbau, der in der vorliegenden Arbeit beschrieben wird, sind die Durchlassverluste des seriellen Schalters sekundär, weil der Strom während des Testens von Halbleitern mit Einzel- oder Multipulsen begrenzt werden soll. Entscheidend ist eine

2. Aufbau des Prüfplatzes

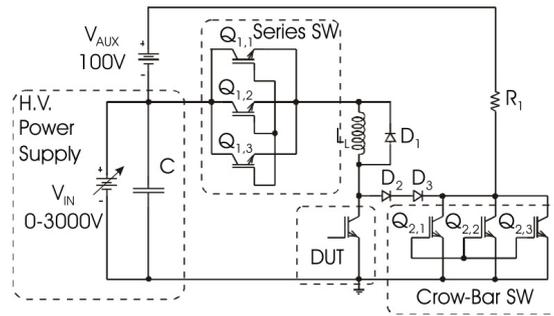


Abbildung 2.3.: Schutzsystem für Schaltversuche mit 3,3 kV-IGBTs aus [18]

hohe Abschaltgeschwindigkeit, so dass eine reine Halbleiterlösung verwendet wird. Die Verwendung eines seriellen Hilfs-IGBTs wird in [18, 16, 17] ausführlich vorgestellt. Mit Hilfe des Prüfplatzes können 3,3 kV- oder 6,5 kV-IGBTs beim Abschalten getestet werden. Dabei werden drei parallele IGBTs, zu sehen in Abbildung 2.3 als $Q_{1,1-3}$, in Reihe zum Prüfling verwendet. Die Lastdrossel L_L mit Freilaufdiode D_1 ist in Reihe zum Prüfling DUT. Über den Dioden sind parallel zum Prüfling drei IGBTs $Q_{2,1-3}$ geschaltet, deren Kollektor über einen Widerstand auf eine Spannung oberhalb der Zwischenkreisspannung angehoben wird. Dadurch soll die parallele parasitäre Kapazität verringert werden. Im Fehlerfall werden die parallelen IGBTs eingeschaltet, die den Fehlerstrom übernehmen, und die Serien-IGBTs abgeschaltet. Diese Lösung beschreibt eine gute Variante, um den Fehlerstrom beim Abschalten zu begrenzen, jedoch sind die seriellen IGBTs überdimensioniert und eine Optimierung für Querzünder, die den Kurzschlussfall II und III erzeugen, erfolgt nicht. Des Weiteren wird in der Literatur nicht gezeigt wie gut der serielle Schutzschalter den Kurzschluss abschalten kann und welche Anforderungen an den Treiber zu stellen sind. Ein abgeschalteter Ausfall wird nicht gezeigt.

Das zuvor beschriebene Prinzip wird in [48] aufgegriffen. Dabei wird die parallele Schutzschaltung verändert. Abbildung 2.4 zeigt den Versuchsaufbau mit dem seriellen und parallelen Schutz. Die Lastdrossel und die Freilaufdiode werden entfernt, da hauptsächlich der Kurzschlussfall I, das Einschalten auf einen Kurzschluss, getestet werden soll. Der parallele Schutz wird um Schottky-Dioden in Reihe zum Prüfling und einen Kondensator ergänzt. Im Fehlerfall werden die parallelen IGBTs eingeschaltet, so dass die Schottky-Dioden sperren und der Fehlerstrom durch den parallelen Zweig fließt. Mit diesem Aufbau wird der Energieeintrag im Fehlerfall weiter reduziert. Jedoch liegt in dieser Lösung ein konstruktiver Fehler. Wird die Lastdrossel parallel zum Serienschalter installiert, um den Kurzschlussfall II zu testen, besteht keine Schutzmöglichkeit mehr.

2. Aufbau des Prüfplatzes

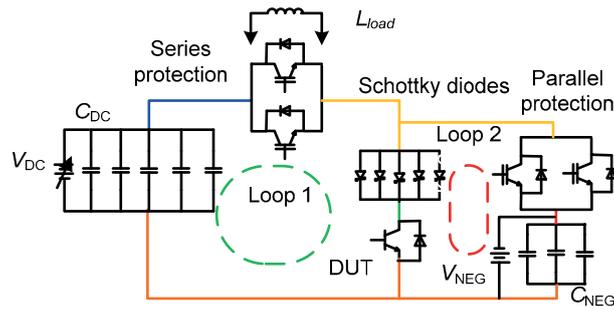


Abbildung 2.4.: Serieller und paralleler Schutz eines IGBTs in [48]

Die Lastdrossel wird über den Prüfling aufmagnetisiert, anschließend wird mit dem Serienschalter der Kurzschlussfall II eingeleitet. Der Serienschalter ist in der Lage den Kurzschluss abzuschalten, jedoch kann weiterhin ein Strom durch die Lastdrossel durch den defekten Prüfling fließen und den Zwischenkreis entladen. Es besteht in diesem Fall keine Schutzwirkung mehr, so dass der Tester nur für den Kurzschlussfall I geeignet ist.

Die vorherigen beiden Lösungen zeigen, dass ein serieller Halbleiterschalter den Kurzschluss sehr schnell und sicher abschalten kann. An dieser Stelle könnte statt eines IGBTs auch ein IGCT verwendet werden. Der IGCT kann sehr hohe Ströme führen ohne zerstört zu werden. Das Presspack-Gehäuse lässt sich ebenfalls gut in den Versuchsaufbau integrieren. Jedoch entsättigt der IGCT nicht und kann bei hohen Strömen nicht mehr abgeschaltet werden. Dies erfordert im Vergleich zu einer IGBT-Lösung eine sehr schnelle Strommessung, die den IGCT rechtzeitig abschaltet. Der erhöhte Aufwand einer zusätzlichen Strommessung inklusive schneller Auswertung und einer zusätzlichen Beschaltung zur Begrenzung des Spannungsanstieges führt dazu, dass diese Lösung im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht untersucht wird.

Die fünf Lösungen werden in der Tabelle 2.1 zusammengefasst dargestellt. Insgesamt ist die Lösung nach [18] eine sehr gute Grundlage, um einen Fehlerstromschalter in einem Prüfplatz zu integrieren. Im Rahmen dieser Arbeit wird nur ein serieller Schutzschalter verwendet, der zudem nicht überdimensioniert sein soll und bei bis zu doppeltem Nennstrom betrieben wird. Auf den parallelen Schutz wird verzichtet, um den Aufbau zu vereinfachen. Der Verzicht erhöht die Energie in der Fehlerstelle minimal, wobei diese Reduzierung nicht im Verhältnis zum Aufwand für die Integration des parallelen Schutzes steht.

Nachfolgend werden zwei mögliche Aufbauten vorgestellt. Die Integration des Hilfsschal-

2. Aufbau des Prüfplatzes

Lösung	Vorteile	Nachteile	Bewertung
McEwan [38]: DC-Schalter mit Thyristoren	-	Viele Komponenten, nicht niederinduktiv, sehr langsam	nicht geeignet
Meyer [39]: Hybrider DC- Schalter	-	Viele Komponenten, Varistor muss Energie aufnehmen und Spannung begrenzen, langsam	nicht geeignet
Busatto [18]: Fehlerstrom- begrenzung mit seriellen und parallelen Schaltern	Relativ einfacher Auf- bau, schnell, gute Ener- giebegrenzung	Schutzschalter überdi- mensioniert, Querschüt- terschutz nicht getestet	geeignet
Wu [48]: Er- weiterung der Fehlerstrombe- grenzung	Relativ einfacher Auf- bau, schnell	Schutzschalter überdi- mensioniert, Querschüt- terschutz nicht getes- tet, keinen Schutz beim Kurzschlussfall II	nicht geeignet
Serienschalter mit IGCT	sehr hohe Kurzschluss- ströme möglich	Entsättigt nicht, sehr schnelle Strommessung und Ansteuerung nötig	nicht geeignet

Tabelle 2.1.: Gegenüberstellung der verschiedenen Lösungen

2. Aufbau des Prüfplatzes

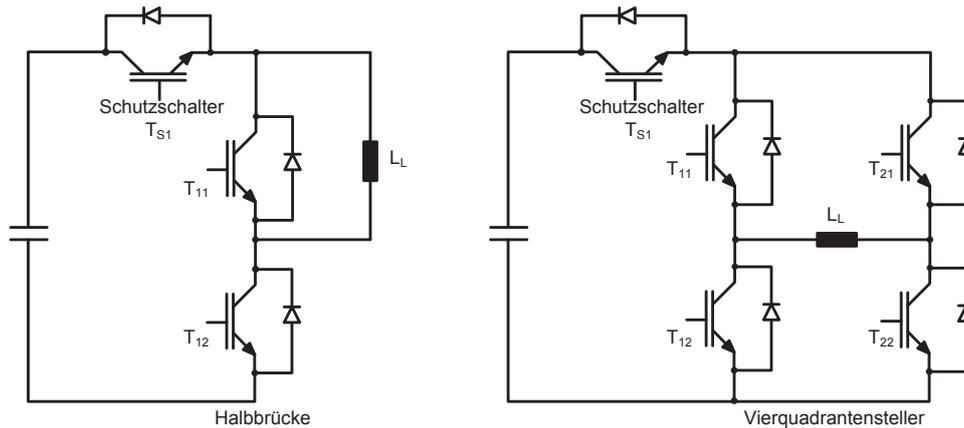


Abbildung 2.5.: Links: Schutz einer Halbbrücke durch Serienschalter, rechts: Verwendung in einem 4QS

ters in den Versuchsaufbau kann wie in Abbildung 2.5 erfolgen. Die linke Variante zeigt einen Einsatz in einer Halbbrücke. Die Nutzung einer Halbbrücke ist bei einfachen Schaltversuchen, insbesondere bei der Analyse des Reverse-Recovery-Verhaltens der Diode oder des Abschaltens des IGBTs, möglich. Bei komplexeren Anforderungen an das Schaltmuster kann ein 4QS genutzt werden. Dieser kann mit Hilfe zweier Halbbrücken jeden Spannungszeiger an der Lastdrossel einstellen und einen Frequenzbetrieb oder lange Leitauern bei konstantem Strom ermöglichen.

In beiden Fällen wird der Hilfsschalter direkt zwischen dem Kondensator und den Leistungshalbleitern platziert. Im Fehlerfall begrenzt dieser den Fehlerstrom und schaltet diesen schnellstmöglich ab. Im Vierquadrantensteller kann zudem eine Abmagnetisierung der Lastdrossel in der Fehlerstelle vermieden werden, indem nach Erkennen des Kurzschlusses alle Leistungshalbleiter des 4QS eingeschaltet werden. Dies ermöglicht einen Freilauf für die Lastdrossel, der die Fehlerstelle entlastet. Durch den höheren Spannungsabfall über der Fehlerstelle, der sonst zu einem Leistungseintrag führt, kommutiert der Strom in die verbleibenden Halbleiter. Durch beide Maßnahmen wird die Energie in der Fehlerstelle durch eine fehlende Entladung des Kondensators stark begrenzt. Ein Aufschmelzen der primären Fehlerstelle wird vermieden, so dass eine Analyse des Ausfallgrundes ermöglicht wird. Des Weiteren werden sekundäre Ausfälle verhindert. Die verschiedenen Fehlerfälle, die während des Versuches auftreten können, werden im nächsten Abschnitt genauer beschrieben.

2.1. Auftretende Fehlerfälle

Bei der Verwendung des Schutzschalters in einer Halbbrücke kann es zu drei verschiedenen Fehlerfällen kommen. Der typische Versuch mit einer Halbbrücke ist der Doppelpuls. Dabei wird in dem linken Aufbau der Abbildung 2.5 der untere IGBT T_{12} geschaltet. Damit ein Strom fließen kann, muss zusätzlich der Hilfsschalter T_{S1} eingeschaltet sein. Über der Lastdrossel fällt die Zwischenkreisspannung ab und magnetisiert die Lastdrossel auf. Wird der untere IGBT abgeschaltet, kommutiert der Strom in die obere Freilaufdiode. Beim wiederholten Einschalten des unteren IGBTs T_{12} wird die Diode abkommutiert und reagiert mit einem Reverse-Recovery-Vorgang.

Während dieses Doppelpulses können folgende Fehlerfälle auftreten:

1. Sperrversager des IGBTs T_{11} oder dessen anti-paralleler Diode
2. Abschaltversager des IGBTs T_{12}
3. Sperrversager des IGBTs T_{12} während T_{S1} abgeschaltet ist
4. Reverse-Recovery-Versager der oberen Freilaufdiode T_{11} .

Tritt einer dieser Fehlerfälle auf, verlässt der Strom den erwarteten Bereich in Abbildung 2.6. Der erwartete Bereich kann durch die Gate-Emitter-Spannung des Hilfs-IGBTs vorgegeben werden, der entsprechend seiner Transferkennlinie bei dem vorher eingestellten Strom entsättigt. Ein weiterer Stromanstieg wird durch die Spannungsaufnahme und das Abschalten des Hilfs-IGBTs verhindert. Im zweiten Fehlerfall erfolgt dies relativ langsam, da der Stromanstieg durch die Lastdrossel vorgegeben wird. Dieser Fehlerfall führt zu einem Entsättigen und automatischen Abschalten des Hilfsschalters. Der erste, dritte und vierte Fehlerfall führen zu einem deutlich höheren Stromanstieg, der nur durch die Zwischenkreisinduktivität, die im Bereich von 100 nH liegt, begrenzt wird. Für den Hilfs-IGBT führt dies im Fall eins und vier zum Kurzschlussfall II, der in Kapitel 3 beschrieben wird, und im dritten Fehlerfall zum Kurzschlussfall V, der in Kapitel 5 vorgestellt wird.

Bei der Verwendung eines 4QS kommen weitere Fehlerfälle hinzu, die zu einem Kurzschlussfall III im Hilfs-IGBT führen. Die Abbildung 2.7 zeigt das Pulsmuster eines 4QS mit diagonaler Taktung. Dabei werden zu Beginn die IGBTs T_{11} und T_{22} eingeschaltet. Die Lastdrossel wird aufmagnetisiert bis die beiden Leistungshalbleiter abgeschaltet werden. Nach einer kurzen Verriegelungszeit werden T_{12} und T_{21} eingeschaltet, die Lastdros-

2. Aufbau des Prüfplatzes

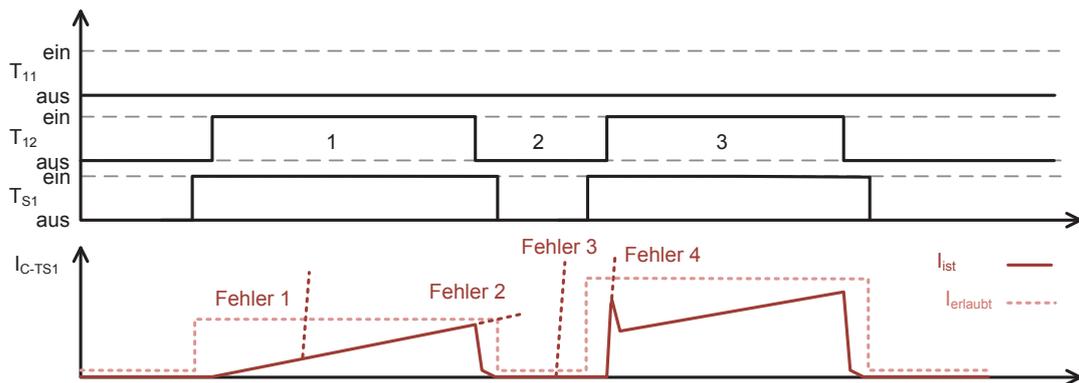


Abbildung 2.6.: Oben: Pulsmuster einer Halbbrücke mit Hilfsschalter, unten: erlaubter und realer Kollektor-Strom des Hilfs-IGBTs mit skizzierten Fehlerfällen

sel wird mit der negativen Zwischenkreisspannung abkommutiert und der Strom fließt durch die anti-parallele Freilaufdiode des Hilfs-IGBTs T_{S1} . Kommt es zu einem Halbleiterausfall während der Strom durch die anti-parallele Freilaufdiode von T_{S1} fließt, siehe Fehlerfall 3, liegt für den Hilfsschalter ein Kurzschlussfall III vor.

Die anderen Fehlerfälle, wie zum Beispiel ein Sperrversager bei Fließen des Stroms durch den IGBT T_{S1} , führen zu einem Kurzschlussfall II und sind identisch zu den Fehlerfällen bei der Halbbrücke. Die beiden kritischen Fehlerfälle, die der Hilfsschalter beherrschen muss, sind die Kurzschlussfälle II und III, die in den nachfolgenden Kapiteln näher untersucht werden. Der Fehlerfall eines langsam steigenden Laststroms bis der IGBT T_{S1} entsättigt ist eine Sonderform des Kurzschlussfalls II, der durch die geringe Dynamik keine Probleme bereitet.

2.2. Einsatz von 3,3 kV- und 6,5 kV-IGBTs

In einer Spannungsklasse von 3,3 kV können aktuelle IGBTs von Infineon die drei Kurzschlussfälle mit Hilfe des hier vorgestellten Treibers und dem Gate- und Active-Clamping beherrschen. Die IGBTs können den Kurzschlussfall II und III bis zu einem doppelten Nennstrom und einer Zwischenkreisspannung von 2,9 kV abschalten. Der untersuchte IGBT ist vom Typ FZ1500R33HE3 mit einem Trench/Feldstop-IGBT und einer Controlled Injection of Backside Holes (CIBH)-Diode. Der Nennstrom liegt bei 1,5 kA und die Sperrspannung bei 3,3 kV.

2. Aufbau des Prüfplatzes

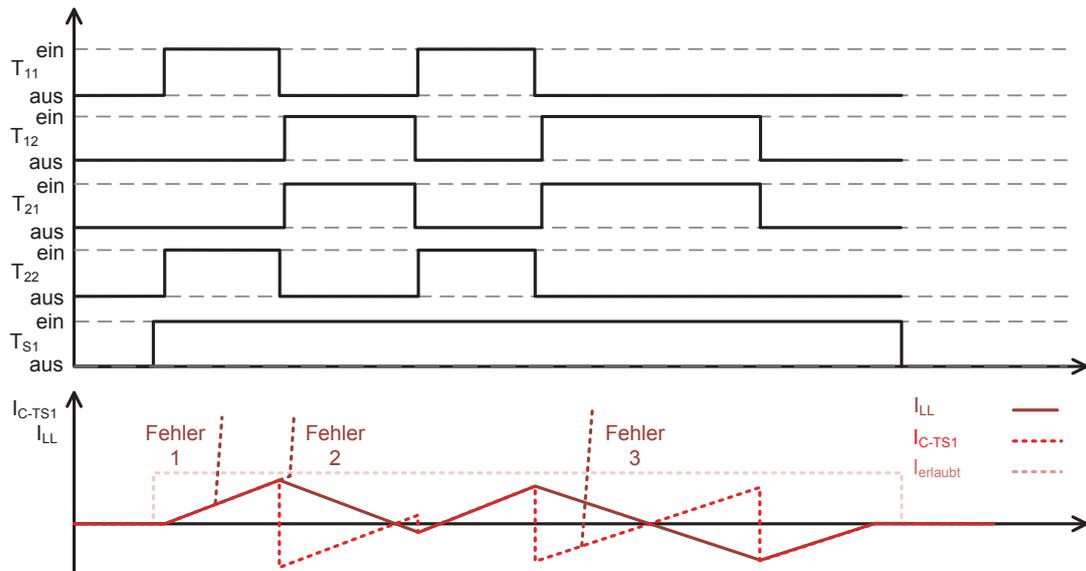


Abbildung 2.7.: Oben: Pulsmuster eines 4QS mit Hilfsschalter, unten: Lastdrosselstrom, erlaubter und realer Kollektor-Strom des Hilfs-IGBTs mit skizzierten Fehlerfällen

In der Spannungs-kategorie von 6,5 kV wird der FZ750R65KE3-IGBT von Infineon mit einem Nennstrom von 750 A und einer Sperrspannung von 6,5 kV untersucht. Den Kurzschlussfall II beherrscht dieser IGBT, wohingegen der Kurzschlussfall III bei einer Zwischenkreisspannung von 4 kV und einem Strom von 750 A zu einer Zerstörung der antiparallelen Diode führt. Um dennoch Versuche in dieser Spannungs-kategorie durchzuführen, kann eine Reihenschaltung aus zwei 3,3 kV-IGBTs verwendet werden. Dazu wird für jeden IGBT ein eigener bis 6,5 kV isolierender Treiber benötigt. Die Reihenschaltung kann bis zu einem doppelten Nennstrom von 3000 A und einer Zwischenkreisspannung von 5,5 kV genutzt werden.

2.3. Aufbau des Treibers

In diesem Abschnitt wird der Aufbau des Treibers für den Hilfs-IGBT beschrieben. Für den Einsatz als Strombegrenzung und zum Abschalten von den verschiedenen Kurzschlüssen muss der Treiber folgende Anforderungen erfüllen:

- Einstellbare Gate-Emitter-Spannung (U_{GE})

2. Aufbau des Prüfplatzes

- Entsättigungsüberwachung mit einer Ausblendzeit
- Überspannungsbegrenzung beim Überstromabschalten
- Niederinduktiver Gate-Anschluss
- Starke Klemmung der Gate-Emitter-Spannung am Modul
- Funktionelle Isolation von 6,5 kV
- Keine Beeinflussung der nachfolgenden Halbbrücke oder des 4QS.

Eine einstellbare U_{GE} ermöglicht die Vorgabe des Stroms, bei dem der IGBT entsättigt. Mit Hilfe der Transfer-Kennlinie des verwendeten IGBTs kann zu dem gewünschten Strom eine Gate-Emitter-Spannung bestimmt und im Gate-Treiber eingestellt werden. Überschreitet der Strom den eingestellten Wert, verlässt der IGBT den gesättigten Bereich und wechselt in den linearen Betrieb, bei dem er langsam entsättigt. Die Entsättigungsüberwachung erkennt das Aufnehmen von Spannung und schaltet den IGBT ab. Damit die Entsättigungsüberwachung den Einschaltvorgang nicht als Fehler einordnet, benötigt diese eine Ausblendzeit von einigen Mikrosekunden. Beim Abschalten des Stroms im Fehlerfall muss ein schnelles Clamping die auftretende Überspannung an den parasitären Induktivitäten im Kommutierungskreis begrenzen. Dies ist umso wichtiger bei sehr hohen Zwischenkreisspannungen.

Ein niederinduktiver Gate-Anschluss verhindert während des Kurzschlusses ein Anheben der Gate-Emitter-Spannung durch die Rückwirkung der Miller-Kapazität. Das Entsättigen des IGBTs führt zu einem Strom durch die Miller-Kapazität, der die Gate-Emitter-Spannung anhebt und damit den Kurzschlussstrom vergrößert [20]. Bei einer niederinduktiven Anbindung kann der Strom durch die Miller-Kapazität in den Gate-Treiber fließen, ohne die Gate-Emitter-Spannung anzuheben.

Des Weiteren müssen die Treiber-Eingänge eine Isolation von 6,5 kV sicherstellen, damit der Treiber auch auf springendem Potential und nicht nur massebezogen verwendet werden kann. Diese Isolation muss bei der Spannungsversorgung und den Steuersignalen vorhanden sein. Für die Ein- und Ausgangssignale werden Lichtwellenleiter (LWL)-Empfänger und -Sender genutzt. Die Spannungsversorgung erfolgt über einen Zündimpulsübertrager, der eine hohe Isolationsfestigkeit bietet.

Eine weitere wichtige Anforderung ist, dass die gesamte Schutzschaltung das Schaltverhalten der nachfolgenden Leistungshalbleiter nicht beeinflusst. Der Hilfs-IGBT darf

2. Aufbau des Prüfplatzes

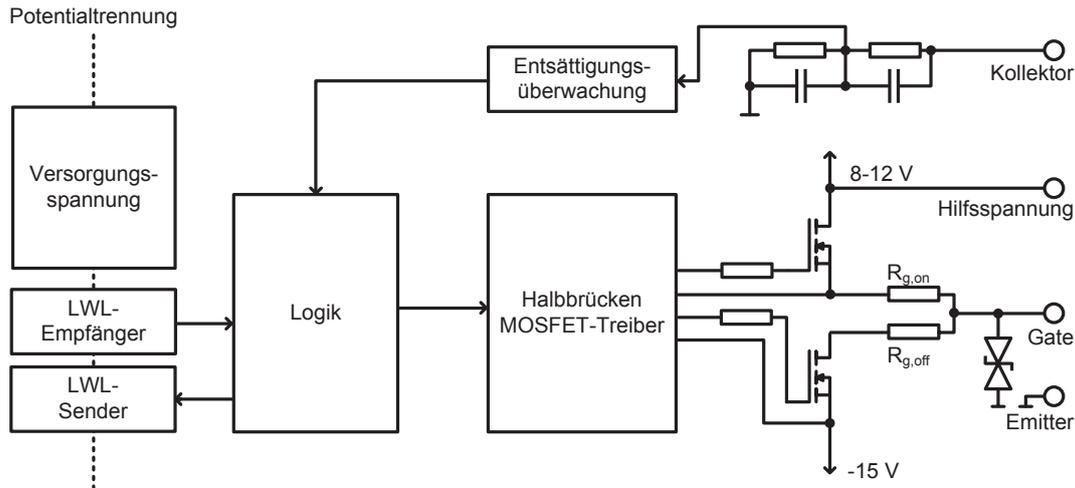


Abbildung 2.8.: Schematischer Aufbau des verwendeten Gate-Treibers mit Entsättigungsüberwachung und einstellbarer U_{GE}

nur im Fehlerfall Spannung aufnehmen und den Strom abschalten. Normale Schaltflanken, die in der Halbrücke und im 4QS auftreten, dürfen nicht beeinflusst werden. Eine Untersuchung dazu erfolgt in Kapitel 7.

Der schematische Aufbau des Gate-Treibers ist in der Abbildung 2.8 dargestellt. Die Potentialtrennung erfolgt auf der linken Seite mit Hilfe des Übertragers und den LWL-Signalen. Die Kurzschlusserkennung erfolgt über eine Entsättigungsüberwachung, die mit Hilfe eines ohmsch-kapazitiven Teilers erfolgt [46, 33]. Mit dem Spannungsteiler kann die Kollektor-Emitter-Spannung (U_{CE}) direkt gemessen werden und bietet im Vergleich zu einer Entsättigungsüberwachung über Dioden den Vorteil [20], dass die Abschaltchwelle frei eingestellt werden kann. Dies ist bei der sehr hohen Einschaltdauer von Hochvolt-IGBTs notwendig.

Die Gate-Emitter-Spannung wird über eine Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET)-Halbrücke zwischen -15 V und einer einstellbaren Einschaltspannung im Bereich von 8 V und 12 V geschaltet. Das Bezugspotential ist dabei im Normalfall der Hilfsemmitter. Im Kurzschlussfall verschiebt der auftretende Stromanstieg das Bezugspotential in Richtung Lastemitter. Der Aufbau dieser Gegenkopplung wird im übernächsten Abschnitt beschrieben. Die MOSFET-Halbrücke wird über einen Halbrückentreiber mit einer sehr kurzen Verzögerungszeit gesteuert. Die Versorgungsspannung des oberen MOSFET erfolgt über einen DC/DC-Wandler, so dass die MOSFET-Halbrücke und damit auch der IGBT dauerhaft eingeschaltet werden kann.

2. Aufbau des Prüfplatzes

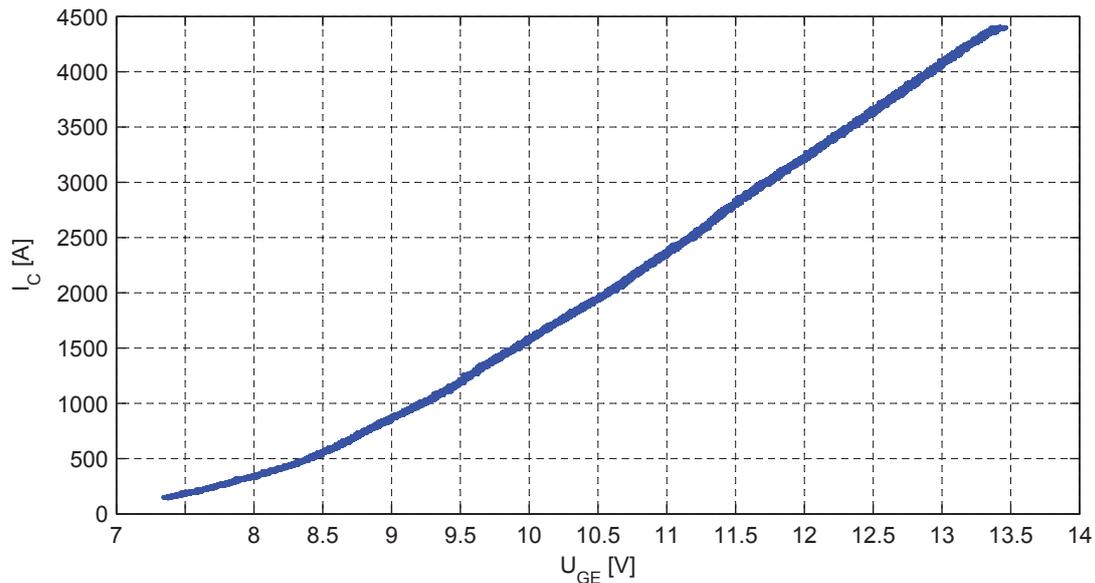


Abbildung 2.9.: Messung: Transferkennlinie eines FZ1500R33HE3-IGBTs

Die Gate-Widerstände befinden sich zwischen den beiden MOSFETs der Halbbrücke und ermöglichen so ein freies Einstellen des Einschalt-Gate-Widerstandes ($R_{G,on}$) und Ausschalt-Gate-Widerstandes ($R_{G,off}$) [2]. Die Signale für den Treiber werden mit Hilfe einer Logik erzeugt, die auch die Kurzschlussüberwachung übernimmt.

2.3.1. Variable Gate-Emitter-Spannung

Eine variable Gate-Emitter-Spannung ermöglicht das Einstellen des maximalen Stroms mit Hilfe der Transferkennlinie des Hilfs-IGBTs. Die Abbildung 2.9 zeigt den Kollektorstrom I_C über der Gate-Emitter-Spannung U_{GE} . Den Nennstrom kann dieser IGBT bereits bei einer Gate-Emitter-Spannung von knapp unter 10 V und den doppelten Nennstrom bei circa 11,7 V führen. Entsprechend dieser Kennlinie kann die Gate-Emitter-Spannung zum gewünschten Strom gewählt werden. Der verwendete Treiber besitzt den linearen Spannungsregler LM317 und ein Widerstandsnetzwerk, das eine Spannungseinstellung von 8 V bis 12 V in 0,5 V-Schritten ermöglicht. Eine feinere und dynamische Einstellung kann mit einem Digital-zu-Analog-Wandler erreicht werden.

2.3.2. Gegenkopplung mit Hilfe des Lastemitters

Beim Auftreten eines Kurzschlusses kommt es auf Grund der niedrigen Kurzschlussinduktivität und der hohen Zwischenkreisspannung zu einem sehr hohen Stromanstieg (di/dt) des Fehlerstroms. Um ein Anheben der Gate-Emitter-Spannung während des Kurzschlusses und damit einen sehr hohen Kurzschlussstrom zu verhindern, kann als eine Möglichkeit der induktive Spannungsabfall zwischen Hilfs- und Lastemitter für eine Gegenkopplung genutzt werden [25, 23]. Typischerweise wird zur Gate-Klemmung eine Transildiode, die bei einer bestimmten Spannung leitend wird und so die Spannung begrenzt, oder eine auf 15 V vorgeladene Kapazität, die über eine Schottky-Diode mit dem Gate-Anschluss verbunden ist, verwendet. Beide Varianten werden auf dem Treiber verbaut, der üblicherweise über Kabel mit dem Modul verbunden ist und nicht direkt auf diesem verbaut ist. Somit sind die Klemmungen relativ hochinduktiv angebunden. Eine Gegenkopplung über den Lastemitter kann über zusätzliche Logik und Treiberstufen auf die Gate-Emitter-Spannung wirken [29, 47]. Eine andere Möglichkeit ist ein Spannungsteiler zwischen Hilfs- und Lastemitter, der das Bezugspotential der Gate-Spannung verschiebt. Dabei zeigt die Abbildung 2.10 eine mögliche Umsetzung. Tritt ein Kurzschluss auf, fällt eine Spannung zwischen den beiden Emittern ab. Der Mittelpunkt des Spannungsteilers, der möglichst niederohmig sein muss, verschiebt das Bezugspotential der Spannung vom Gate-Treiber zum Lastemitter, so dass die Gate-Emitter-Spannung direkt am Modul verringert wird. Ein parasitäres Aufsteuern durch die Miller-Kapazität kann damit deutlich reduziert werden [25, 41].

Eine Reduktion der induktiven und ohmschen Komponenten im Gate-Emitter-Kreis verringert das Aufsteuern während des Kurzschlusses. Dies kann durch das Layout der Clamping-Platine unterstützt werden. Des Weiteren müssen die Gegenkopplung und die positive Gate-Emitter-Spannung niederinduktiv und niederohmig sein. Der verwendete Gate-Treiber befindet sich nicht direkt an dem Modul, so dass zusätzlich ein niederinduktiver Strompfad auf der Clamping-Platine über die Diode D1, siehe Abbildung 2.10, ermöglicht wird. Auch die Transildiode TVS1 reduziert das Anheben der Gate-Emitter-Spannung und ist niederinduktiv angebunden. Die modulinternen Induktivitäten und Gate-Vorwiderstände können nicht weiter reduziert werden, so dass ein sehr niederinduktiver und niederohmiger Gate-Kreis nicht möglich ist. Die Auswirkung der parasitären Elemente kann durch eine höhere, treibende Spannung reduziert werden. Wird der Widerstandsteiler in Richtung höherer Gegenkopplung verändert, verringert sich die Gate-Emitter-Spannung beim Kurzschluss stärker und entlädt das Gate stärker. Die Umsetzung einer niederohmigen Gegenkopplung kann auch mit Hilfe eines induktiven

2. Aufbau des Prüfplatzes

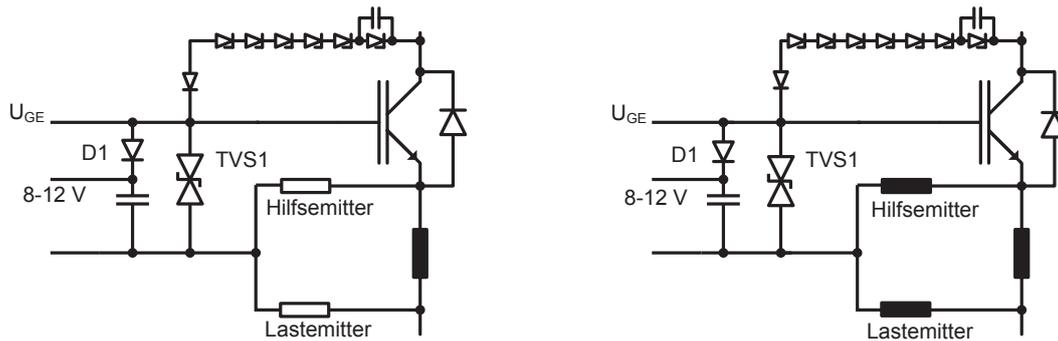


Abbildung 2.10.: Schematischer Aufbau der Clamping-Platine, links: Gegenkopplung über einen ohmschen Spannungsteiler, rechts: Gegenkopplung mit einem induktiven Teiler

Spannungsteilers erfolgen und ist in dem rechten Teil der Abbildung 2.10 dargestellt. Im Gegensatz zu dem ohmschen Spannungsteiler wird der Gate-Widerstand nicht verändert und muss bei dessen Auslegung nicht berücksichtigt werden. Jedoch darf der induktive Spannungsteiler nicht zu groß gewählt werden, da dieser die niederinduktive Anbindung der Gegenkopplung verschlechtert.

2.3.3. Active-Clamping mit Transil-Dioden

Ist der Kurzschlussstrom maximal und der IGBT entsättigt, muss der Überstrom abgeschaltet werden. Das negative di/dt führt zu einer Überspannung an dem IGBT und kann durch ein Active-Clamping begrenzt werden [43]. Die Transildioden zwischen dem Kollektor- und dem Gate-Anschluss des IGBTs brechen ab der eingestellten Spannung durch und führen zu einem Gate-Strom, der die Gate-Emitter-Spannung anhebt. Der Betrag des Stromanstieges verringert sich und die Überspannung wird begrenzt. Eine Begrenzung des Spannungsanstieges beim Entsättigen des IGBTs und beim Abschalten des Überstroms kann durch einen Kondensator parallel zu einer oder mehrerer Transildioden erreicht werden [44].

Zusammen mit dem Gate-Treiber, der Clamping-Platine mit der Gegenkopplung über den Lastemitter und dem Active-Clamping zur Überspannungsbegrenzung kann der Hilfs-IGBT die Kurzschlussfälle II, III und V überstehen und abschalten. Wird der Treiber direkt auf dem Modul installiert, können beide Platinen zusammengefasst werden.

3. Kurzschlussfall II

Einer der drei Fehlerfälle, der während des Versuches auftreten kann, ist der Kurzschlussfall II. Dabei ist der Hilfs-IGBT eingeschaltet und der Kurzschluss tritt auf. Die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs vor dem Kurzschluss entspricht der Sättigungsspannung und der Strom durch den IGBT kann beliebig hoch, auch 0 A, sein. Beim Auftreten des Kurzschlusses steigt der Kollektor-Strom mit einem di/dt , welches durch die Zwischenkreisspannung (U_D) und die Kurzschlussinduktivität (L_σ) vorgegeben wird. Die Formel 3.1 zeigt den Zusammenhang zwischen Zwischenkreisspannung, Stromanstieg und Kurzschlussinduktivität. Der IGBT nimmt Spannung auf, bis die Zwischenkreisspannung erreicht ist. Der Stromanstieg wird null und der Strom fällt auf den stationären Kurzschlussstrom [32, 24, 35]. Der Spannungsanstieg während des Entsättigens wird von den Ersatzkapazitäten im IGBT bestimmt. Dieses Verhalten wird in diesem Kapitel noch näher beschrieben.

$$\frac{U_D}{L_\sigma} = \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

Der maximale Kurzschlussstrom kann durch ein Aufsteuern des Gates durch die Miller-Kapazität und durch das Ausräumen des Plasmas deutlich höher ausfallen als der stationäre Kurzschluss-Strom. Der stationäre Strom wird durch ein Entladen der Gate-Emitter-Kapazität auf die ursprüngliche Gate-Emitter-Spannung erreicht. Das negative di/dt führt zu einer Überspannung, die nicht einfach durch ein sanftes Abschalten wie im Kurzschlussfall I reduziert werden kann. Der Effekt wird zusätzlich durch ein selbstständiges Abschalten nach dem Entsättigen, in [35, 14, 10] als **self turn-off** bezeichnet, verstärkt. Bei dem **self turn-off** führt eine Verringerung der maximalen elektrischen Feldstärke zu einem Strom durch die Miller-Kapazität, der das Gate entlädt. Die Gleichung 3.2, entnommen aus [13], zeigt diesen Zusammenhang. Mit Erreichen der Zwischenkreisspannung verringert sich der Kurzschlussstrom. Dies wiederum führt zu einer geringeren Feldaufteilung und einer reduziert maximalen elektrischen Feldstärke, wobei

3. Kurzschlussfall II

das Gate entladen wird.

$$j_{C,GC} = \epsilon * \frac{d\hat{E}_{RLZ}}{dt} \quad (3.2)$$

Die resultierende Überspannung durch das Entladen des Gates muss mit einem Active-Clamping begrenzt werden, um einen Ausfall auf Grund von Überspannung zu vermeiden. Eine Begrenzung der Überspannung durch das `dynamic self-clamping`, welches in [42, 12, 11] beschrieben wird, ist zusätzlich möglich. Beim `dynamic self-clamping` tritt ein Avalanche im IGBT auf, der zusätzliche Ladungsträger generiert und den negativen Stromanstieg verringert. Dies begrenzt die Überspannung. Hierbei variiert jedoch die Kollektor-Emitter-Spannung, bei der eine Begrenzung durch das `dynamic self-clamping` auftritt. In [42] liegt diese für einen 3,3 kV-IGBT beim Abschalten bei circa 3,8 kV und in [11] für einen 4,5 kV-IGBT beim Kurzschluss bei 4,5 kV.

3.1. Verlauf Kurzschlussfall II

Zu Beginn soll ein Kurzschlussfall II mit einem üblichen Treiber und normalem Gate-Clamping vorgestellt werden, um die Notwendigkeit der Gegenkopplung und des schnellen Active-Clampings zu zeigen. Die Abbildung 3.1 zeigt einen Ausfall beim Kurzschlussfall II, der bei einem Laststrom von 2 kA und einer Zwischenkreisspannung von 2,3 kV erfolgt. Mit Auftreten des Kurzschlusses zeigt der IGBT ein deutliches Forward-Recovery und ein Anheben der Gate-Emitter-Spannung auf 25 V, so dass der IGBT erst bei einem Kurzschlussstrom von 25 kA entsättigt. Der geringer werdende Kurzschlussstrom führt zu einem `self turn-off`, der die Gate-Emitter-Spannung absenkt und eine Kollektor-Emitter-Spannung von 3,8 kV hervorruft. Nach 2,5 μ s verliert der IGBT seine Sperrfähigkeit, der Kurzschlussstrom steigt abermals und führt zu einer vollständigen Zerstörung des Moduls. Dabei werden Kurzschlussströme von über 200 kA erreicht.

Der IGBT übersteht den Kurzschluss aus zwei Gründen nicht. Zum einen ist die Gate-Klemmung zu schwach, ermöglicht ein Anheben der Gate-Emitter-Spannung und führt zu einem sehr späten Entsättigen. Zum anderen ist die Kollektor-Emitter-Spannungsbegrenzung zu schwach, so dass die maximal zulässige Sperrspannung deutlich überschritten wird. Mit einem üblichen Treiber und Schutzmaßnahmen kann der IGBT den Kurzschlussfall II nur teilweise überstehen. Eine Kurzschlussfestigkeit, wie sie nachfolgend noch gezeigt wird, kann nur mit einer Gegenkopplung über den

3. Kurzschlussfall II

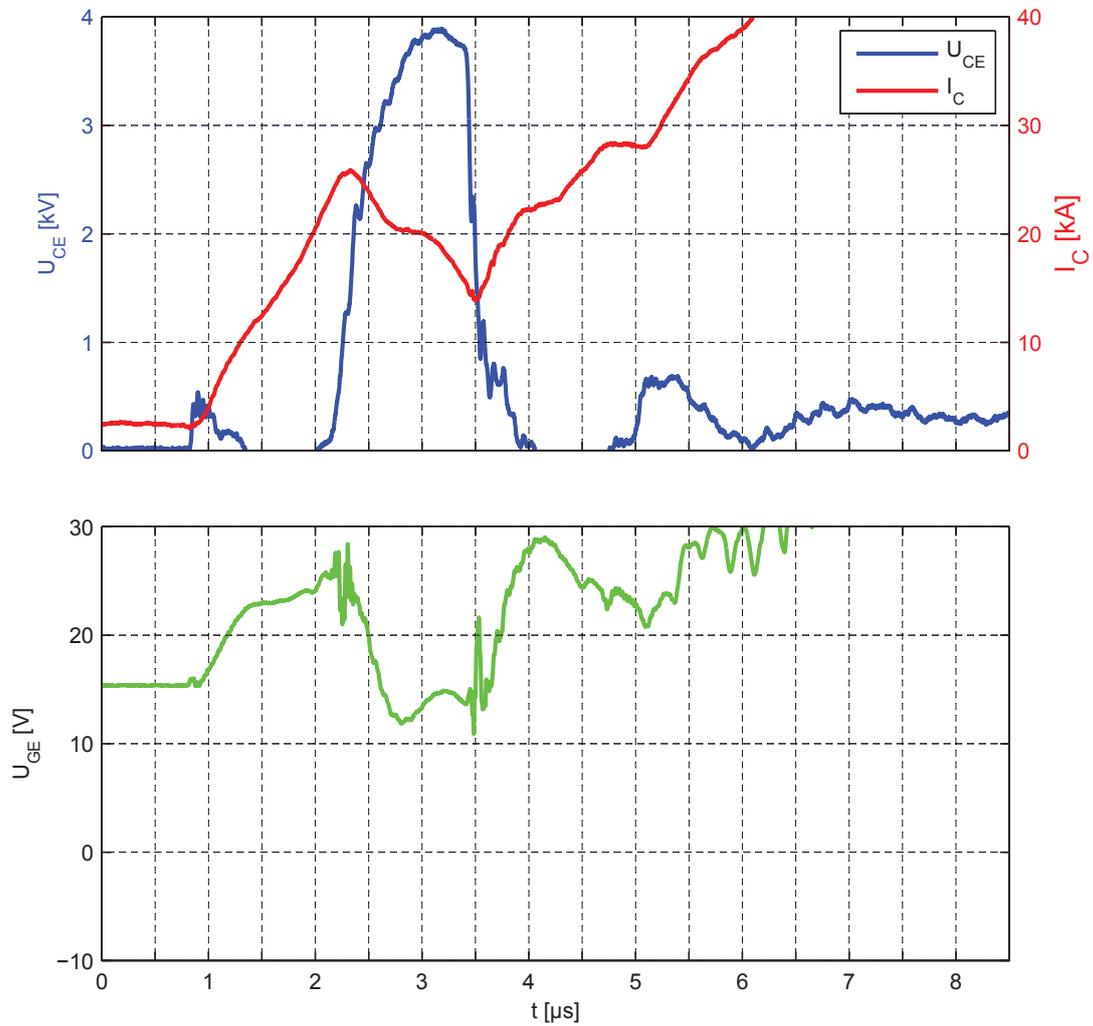


Abbildung 3.1.: Messung: Ausfall während Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HL3 bei $I_C=2\text{ kA}$, $U_D=2,3\text{ kV}$ und $U_{GE}=15\text{ V}$ mit üblichem Treiber und Gate-Klemmung, ohne Gegenkopplung

3. Kurzschlussfall II

Lastemitter und einem starken Active-Clamping erreicht werden.

Ein Kurzschlussfall II mit einem selbst entwickelten Treiber ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Im oberen Diagramm ist der Kollektor-Strom durch den Hilfs-IGBT in rot auf der rechten und die Kollektor-Emitter-Spannung in blau auf der linken Ordinate abgetragen. Das untere Diagramm zeigt die Gate-Emitter-Spannung während des Kurzschlusses. Zu Beginn führt der IGBT doppelten Nennstrom, bis bei $0,5\ \mu\text{s}$ ein niederinduktiver Kurzschluss auftritt. Der Stromanstieg liegt bei circa $22\ \text{kA}/\mu\text{s}$ und führt zu einem Forward-Recovery und einem parasitären Spannungsabfall von circa $110\ \text{V}$ über dem IGBT. Das hohe di/dt führt zu einer starken Gegenkopplung in der Gate-Emitter-Spannung, die bis auf $-10\ \text{V}$ am Modul gemessen absinkt. Bei $0,85\ \mu\text{s}$ entsättigt der IGBT und reduziert den Stromanstieg, bis bei $1,1\ \mu\text{s}$ die Zwischenkreisspannung von $2,7\ \text{kV}$ erreicht ist und der Stromanstieg zu null wird. Kurz vor Erreichen des maximalen Stroms geht der IGBT in den dynamischen Avalanche und reduziert den Spannungsanstieg der Kollektor-Emitter-Spannung. Der fallende Strom ruft im Folgenden eine Überspannung an den parasitären Induktivitäten hervor. Die hohe Kollektor-Emitter-Spannung führt über das Active-Clamping zu einem Anheben der Gate-Emitter-Spannung und zu einer Begrenzung des Stromanstieges. Bis $1,5\ \mu\text{s}$ führt die hohe Gate-Emitter-Spannung zu keiner Reduktion des di/dt s. Dieser Bereich wird durch den **self turn-off** und das **dynamic self-clamping** während des Kurzschlusses dominiert. Das Active-Clamping steuert das Gate auf, um den Stromanstieg kontrollieren zu können und den **self turn-off** zu verhindern. Ab $1,5\ \mu\text{s}$ gelingt dies und die Kollektor-Emitter-Spannung wird auf circa $3\ \text{kV}$ begrenzt. Der Kurzschluss wird nach circa $4\ \mu\text{s}$, in einem deutlich schwierigeren Arbeitspunkt als beim üblichen Treiber, erfolgreich abgeschaltet.

3.2. Einfluss verschiedener Parameter auf das Kurzschlussverhalten

Im Rahmen der Arbeit werden die Einflüsse von verschiedenen Parametern auf das Kurzschlussverhalten untersucht. Dazu zählen der Einfluss der Gate-Emitter-Spannung, der Zwischenkreisspannung, des Laststroms, der parasitären Induktivität und der Temperatur. Hier sollen nur die wesentlichen Erkenntnisse dargestellt werden, für Details sei auf den Anhang A.1 verwiesen. Ein Ausfall während des Kurzschlusses kann nicht beobachtet werden. Die hohen Kurzschlussströme führen weder zu einem **latch-up** noch zu einer thermischen Zerstörung, die in [34] als typische Ausfallmechanismen geschildert werden.

3. Kurzschlussfall II

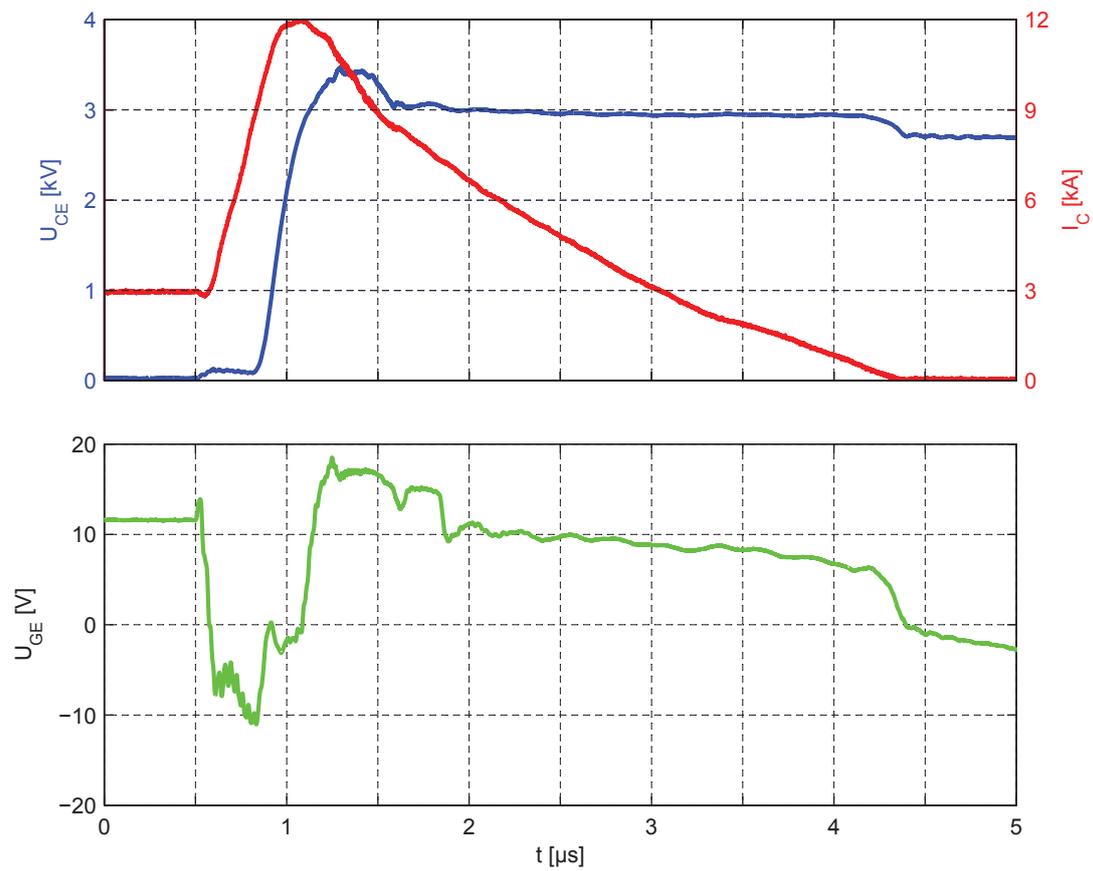


Abbildung 3.2.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3 bei $I_C=3\text{ kA}$, $U_D=2,7\text{ kV}$ und $U_{GE}=12\text{ V}$

3. Kurzschlussfall II

Ebenfalls können keine Anzeichen für ein Filament und ein daraus resultierender Ausfall, auch nicht bei niedrigen Spannungen, wie es in [31] beschrieben wird, beobachtet werden. Der verwendete IGBT ist dementsprechend sehr robust.

Der dominierende Parameter während des Kurzschlusses ist die interne Gate-Emitter-Spannung. Ein Aufsteuern des Gates durch die Miller-Kapazität führt zu einem erheblichen Überstrom, der nicht mit dem Ausräumen des Plasmas und der stationären Transferkennlinie erklärt werden kann. Die verwendete Gegenkopplung reduziert am Modul sehr schnell die Gate-Emitter-Spannung, um ein noch stärkeres Aufsteuern zu verhindern, was durch die parasitären Gate-Induktivitäten und dem internen Gate-Widerstand nur begrenzt funktioniert. Die starke Gegenkopplung reduziert den Einfluss der treiberseitigen Gate-Emitter-Spannung auf ein Minimum.

Ein weiterer wichtiger Parameter ist die Kurzschlussinduktivität, die identisch mit der Streuinduktivität ist. Eine hohe Induktivität führt zu einem geringeren Stromanstieg, einem geringeren Aufsteuern der Gate-Emitter-Spannung und einem niedrigeren Maximalstrom. Jedoch resultiert diese Induktivität bei gleichem negativen Stromanstieg in einer höheren Überspannung, so dass das Active-Clamping den Betrag des Stromanstieges reduzieren muss, um den IGBT vor Überspannung zu schützen. Dies erhöht die Kurzschlussdauer und kann zu einem thermischen Ausfall führen.

Eher untergeordnete Parameter sind die Zwischenkreisspannung und der Laststrom. Ein höherer Laststrom führt zu mehr Plasma im Bauteil, welches ausgeräumt werden muss. Das Plasma hat nur einen geringen Anteil am maximalen Kurzschlussstrom, so dass eine Verdopplung des Laststroms den maximalen Kurzschlussstrom um jeweils 1 kA erhöht. Eine hohe Zwischenkreisspannung erhöht den Stromanstieg und verlängert durch die geringe Überspannungsreserve die Kurzschlussdauer, allerdings ändert sich der wesentliche Kurzschlussverlauf nicht.

Die Änderung der Sperrschichttemperatur verändert den Verlauf des Kurzschlusses in geringem Maße, indem sich die maximale kritische Feldstärke im Bauteil erhöht. Der *self-turn off* führt zu einem *dynamic self-clamping*, welches bei einer höheren Kollektor-Emitter-Spannung einsetzt. Ein deutlicher Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung bei höheren Temperaturen legt die Vermutung nahe, dass die Belastungsgrenze bald erreicht ist. Hier müssen noch weitere Versuche erfolgen, um die Belastungsgrenze zu finden.

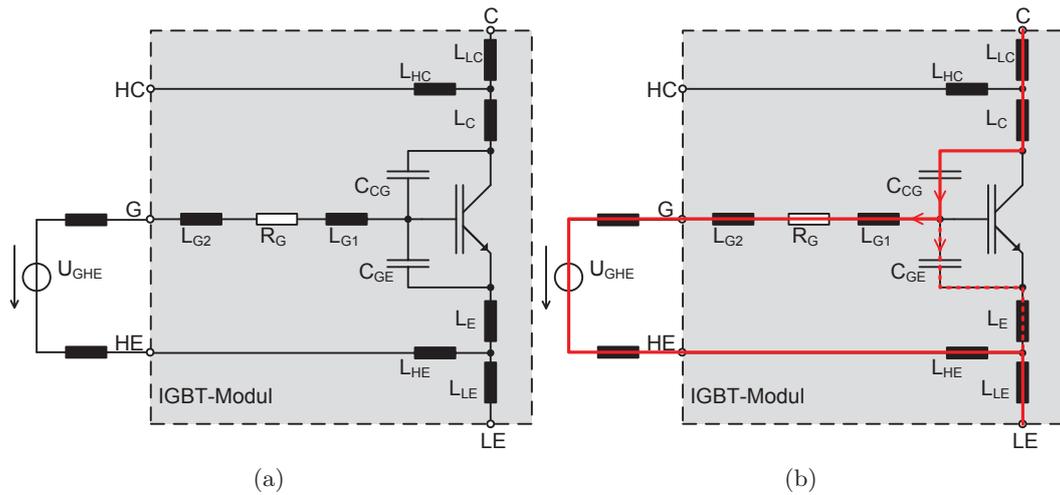


Abbildung 3.3.: Aufbau IGBT-Modul mit parasitären Induktivitäten, internem Gate-Widerstand und Ersatzkapazitäten

3.3. Rückwirkung der Miller-Kapazität auf das Kurzschlussverhalten

Die vorherigen Parameter zeigen einen Einfluss auf das Kurzschlussverhalten. Dabei kann kein Parameter identifiziert werden, der den erheblichen Überstrom zu Beginn des Kurzschlusses hervorruft. Der hohe Überstrom setzt sich hierbei aus zwei Komponenten zusammen. Zum einen aus dem parasitären Aufsteuern des Gates durch die Miller-Kapazität und zum anderen aus dem ausgeräumten Plasma. In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Miller-Kapazität gezeigt. Der Anteil des Plasmas am Überstrom wird im folgenden Abschnitt mit Hilfe von Simulationen dargestellt.

Ein Teil des Überstroms beim Kurzschluss wird durch ein Aufsteuern des Gates hervorgerufen. Dies erfolgt über die Miller-Kapazität zwischen Kollektor und Gate des IGBTs. Der Strom durch die Miller-Kapazität (C_{GG}) wird durch die Änderung der maximalen elektrischen Feldstärke hervorgerufen und ist während des Entsättigens in erster Näherung von der Kollektor-Emitter-Spannungsänderung abhängig [13]. In Abbildung 3.3a ist ein IGBT mit der Gate-Emitter-Kapazität (C_{GE}) und C_{GG} aufgetragen. Des Weiteren ist das Schaltbild um einige parasitäre Induktivitäten ergänzt.

Mit Auftreten des Kurzschlusses zeigt der IGBT durch den hohen Strom eine höhere Kollektor-Emitter-Spannung. Deren Änderung führt indirekt über die Änderung des

3. Kurzschlussfall II

Feldes zu einem Strom durch die Miller-Kapazität. Der Stromfluss ist in Abbildung 3.3b dargestellt. Soll die Gate-Emitter-Spannung konstant bleiben, muss der komplette Strom über den Gate-Treiber geführt werden. In dem Gate-Stromkreis sind parasitäre Induktivitäten und ein interner Gate-Widerstand vorhanden. Damit der Strom über den Gate-Treiber fließen kann, muss eine Spannungsdifferenz vorhanden sein. Die vorgestellte Gegenkopplung senkt die Gate-Hilfsemittter-Spannung ab und ermöglicht eine Änderung des Stromflusses durch die parasitären Bauelemente. Je höher die Spannungsdifferenz, desto besser kann ein Aufsteuern des Gates verhindert werden. Die interne Gate-Emitter-Spannung steigt durch den Ladestrom, in Abbildung 3.3b rot gestrichelt dargestellt, und ermöglicht ein Aufsteuern des Gates, so dass ein zusätzlicher Strom zum Plasmaausräumen hinzukommt. Eine Analyse der Zusammensetzung beider Komponenten ist im Experiment sehr schwierig, da eine perfekte Gate-Klemmung benötigt wird. Dies kann mit sehr hohen negativ, treibenden Spannungen erreicht werden, jedoch wird eine Schädigung des Gates riskiert. Des Weiteren würde eine hohe Gegenkopplung zu empfindlich auf das normale Schaltverhalten des Device Under Tests (DUTs) reagieren (siehe Kapitel 7.1).

Für den vorgestellten seriellen IGBT wäre eine Gate-Klemmung direkt auf dem Chip am besten, um den Einfluss der parasitären Induktivitäten zu minimieren. Dazu müsste ein Keramikkondensator direkt auf dem Chip zwischen Emitter- und Gateanschluss aufgebracht werden. Geschieht dies bei jedem IGBT-Chip ergäbe sich eine sehr niederinduktive Klemmung. Zusätzlich könnte eine integrierte Transildiode die Gate-Emitter-Spannung auf 15 V begrenzen und ein weiteres Aufsteuern verhindern.

Der kombinierte Einfluss von Plasma und Aufsteuern ist in den folgenden vier Messungen in Abbildung 3.4 zu sehen. Dabei entsättigt der IGBT vor dem Kurzschluss, nimmt Spannung auf und räumt bereits Plasma aus. Die starke Spannungsabhängigkeit der Miller-Kapazität reduziert das Aufsteuern des Gates. Liegt der maximale Kurzschlussstrom im gesättigten Zustand bei einer Zwischenkreisspannung von 2,7 kV und einem Strom von 750 A bei über 9 kA, reduziert sich der Strom bei einer Kollektor-Emitter-Spannung von 29 V auf circa 6 kA. Die zweite Messung zeigt den Kurzschlussverlauf bei einer Kollektor-Emitter-Spannung von 50 V. Diese reduziert den Überstrom auf 5 kA. Eine noch höhere Kollektor-Emitter-Spannung, siehe dritte und vierte Messung, verringert den maximalen Kurzschlussstrom auf 3,8 kA und 3,2 kA. Eine geringe Spannungserhöhung führt bereits zu einem deutlich geringeren Aufsteuern und zu einem kleineren maximalen Kurzschlussstrom. Ein Betrieb des IGBTs in dem leicht entsättigten Zustand ist durch die enorme Verlustleistung nicht möglich.

3. Kurzschlussfall II

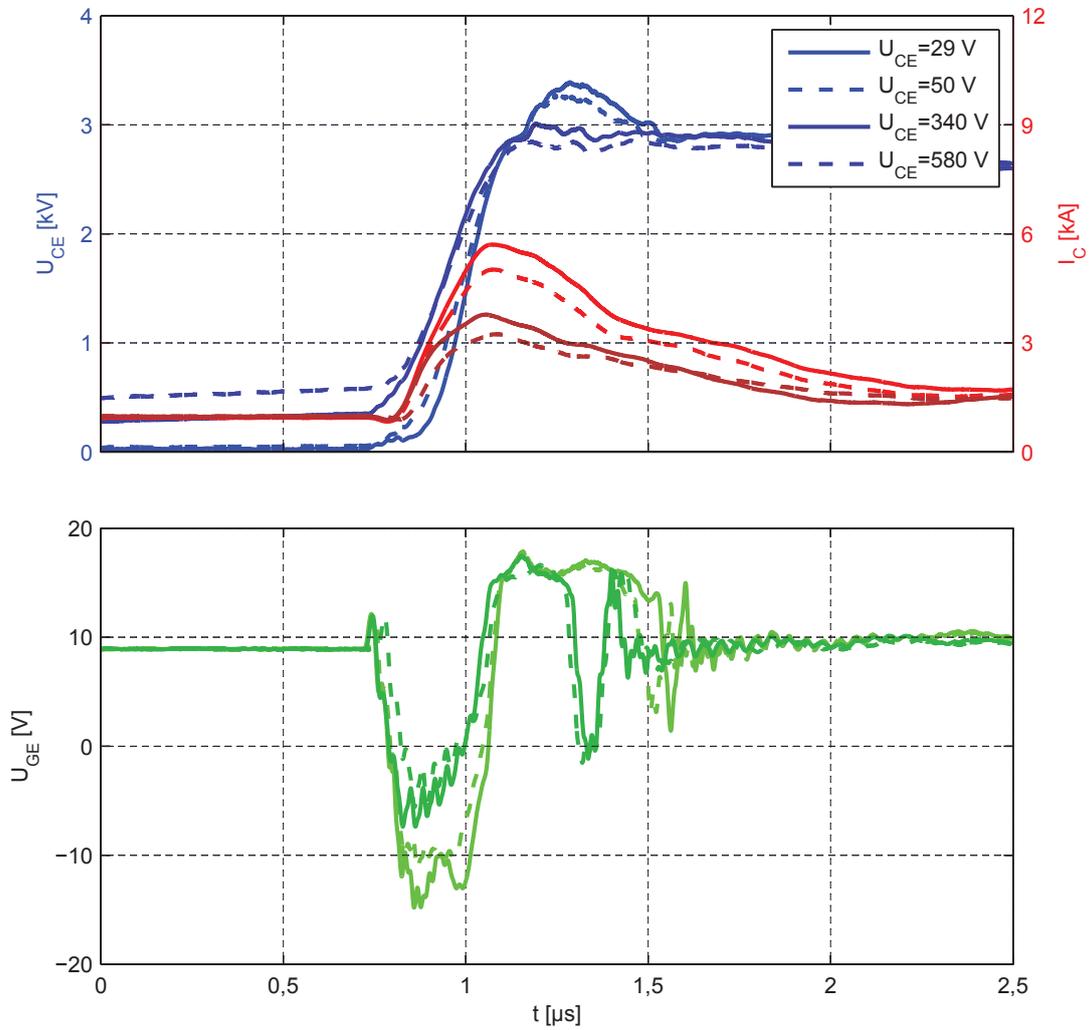


Abbildung 3.4.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Rückwirkung der Miller-Kapazität bei teilweise entsättigtem IGBT vor dem Kurzschluss bei $U_{GE}=9\text{ V}$ und $L_\sigma=110\text{ nH}$

3. Kurzschlussfall II

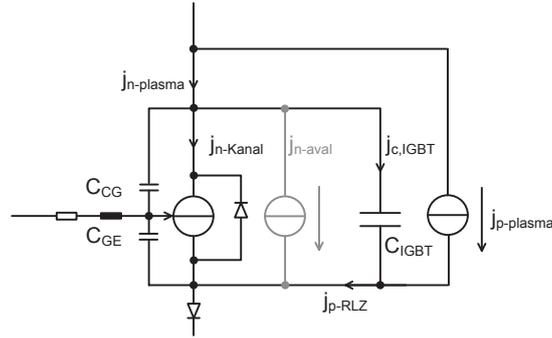


Abbildung 3.5.: Ersatzschaltbild des IGBTs mit Ersatzkapazitäten und Stromquellen

3.4. Herleitung des Kurzschlussfall-II-Verlaufes

Die vorherigen Messungen zeigen, dass die Gate-Klemmung und die Miller-Kapazität einen großen Einfluss auf das Kurzschlussverhalten haben. Dabei ist die Frage nach den wesentlichen Parametern, wie zum Beispiel dem Spannungsanstieg während des Entsättigens, für den Kurzschlussverlauf noch nicht geklärt. In diesem Abschnitt werden mit Hilfe des kapazitiven Ersatzschaltbildes des IGBTs die bestimmenden Effekte und ein Wirkungskreis während des Kurzschlusses herausgearbeitet.

Das kapazitive Ersatzschaltbild des IGBTs, zu finden in [23, 13], ist in Abbildung 3.5 dargestellt. Der Kollektorstrom setzt sich aus dem Löcher- und Elektronenstrom zusammen, wobei das Verhältnis der beiden Ströme durch die Ladungsträgerbeweglichkeit bestimmt wird. Im eingeschalteten Zustand wird der Elektronenstrom durch das Gate, hier die Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquelle, geführt. Der Löcherstrom durch das Plasma entspricht der zweiten Stromquelle. Die Ladung im Plasma wird als Kapazität C_{IGBT} dargestellt. Beim Abschalten wird der Kanal teilweise oder ganz geschlossen und der Elektronenstrom muss durch das Plasma gespeist werden. Die Kapazität C_{IGBT} wird umgeladen, was wiederum zu einem Spannungsanstieg führt. Ist das Gate noch nicht vollständig geschlossen, bestimmen der Verschiebungsstrom durch die Miller-Kapazität C_{CG} und der Gate-Strom den Spannungsanstieg. Bei intrinsischem Spannungsanstieg bestimmt die Kapazität C_{IGBT} den Spannungsanstieg. Zu beachten ist allerdings, dass alle Kapazitäten stark nichtlinear sind.

Dieses Ersatzschaltbild kann auch für die in dieser Arbeit untersuchten Kurzschlussfälle genutzt werden. Vor dem Kurzschlussfall II führt der IGBT Strom, so dass die Kapazität C_{IGBT} geladen ist. Auch der Kanal des Gates ist offen und führt den Elektronenstrom.

3. Kurzschlussfall II

Mit Auftreten des Kurzschlusses erhöht sich der Laststrom und führt zu einer höheren Kollektor-Emitter-Spannung. Durch die Miller-Kapazität, die besonders groß bei kleinen Kollektor-Emitter-Spannungen ist, fließt ein Strom, der das Gate aufladen kann. Der Einfluss über die Miller-Kapazität kann mit Hilfe der Simulation, deren Aufbau im Anhang B gezeigt wird, ohne parasitäre Induktivität im Gate-Kreis in Abbildung 3.6 gezeigt werden. Das obere Diagramm zeigt die Kollektor-Emitter-Spannung, das mittlere den Kollektorstrom und das untere die Gate-Emitter-Spannung. Ohne Gate-Widerstand kann der Verschiebestrom durch die Miller-Kapazität vom Treiber geführt werden. Dieser hebt die Gate-Emitter-Spannung nicht an und der IGBT entsättigt sehr früh. Auch die Überstromspitze fällt sehr gering aus und wird durch die fehlende Aufsteuerung nur durch das Plasma gespeist. Insgesamt ist eine Überstromspitze vorhanden und zeigt deutlich, dass selbst bei perfekter Gate-Klemmung ein Überstrom auftritt.

Eine Erhöhung des Gate-Widerstands verringert die Gate-Klemmung, erhöht die Gate-Emitter-Spannung und den maximalen Kurzschlussstrom. Bis zu einem Gate-Widerstand von $100\text{ m}\Omega$ bleibt der Spannungsanstieg konstant. Das heißt, bei sehr guter Gate-Klemmung ist der Spannungsanstieg der Kollektor-Emitter-Spannung nicht Gatestrom-gesteuert. Bei größeren Gate-Widerständen verringert sich der Spannungsanstieg und der maximale Strom steigt deutlich.

Abhängig von der Gate-Klemmung bestimmt demzufolge die Miller-Kapazität oder die Plasma-Ersatzkapazität den Spannungsanstieg. Dies wird bei den folgenden Simulationen deutlich, bei denen der Laststrom variiert wird. Bei sehr guter Gate-Klemmung, zu sehen in Abbildung 3.7, verringert ein höherer Laststrom den Spannungsanstieg. Der IGBT entsättigt intrinsisch, so dass nur die Kapazität C_{IGBT} den Spannungsanstieg vorgibt. Bei höherem Strom und mehr Plasma ist diese Kapazität größer, so dass sich bei gleichem Strom ein geringerer Spannungsanstieg ergibt.

Ist die Gate-Klemmung hingegen etwas schlechter, dargestellt in Abbildung 3.8, führt eine Erhöhung des Laststromes nicht mehr zu einem geringeren Spannungsanstieg. Auch die maximalen Kurzschlussströme unterscheiden sich nicht so stark wie bei der Simulation zuvor. Die Gate-Emitter-Spannung ist sehr ähnlich, was den ähnlichen Strom- und Spannungsverlauf erklärt. In diesem Fall entsättigt der IGBT Gatestrom-gesteuert.

Die Messungen in Abbildung A.2 des Anhangs, in der der Strom variiert wird, zeigen den Übergang von intrinsischem Spannungsanstieg zu Gatestrom-gesteuertem Entsättigen. Ein höherer Laststrom verringert den Spannungsanstieg etwas, jedoch nicht in dem Maße, wie in der Simulation. Die verwendete Gate-Klemmung ist trotz der hohen negativ,

3. Kurzschlussfall II

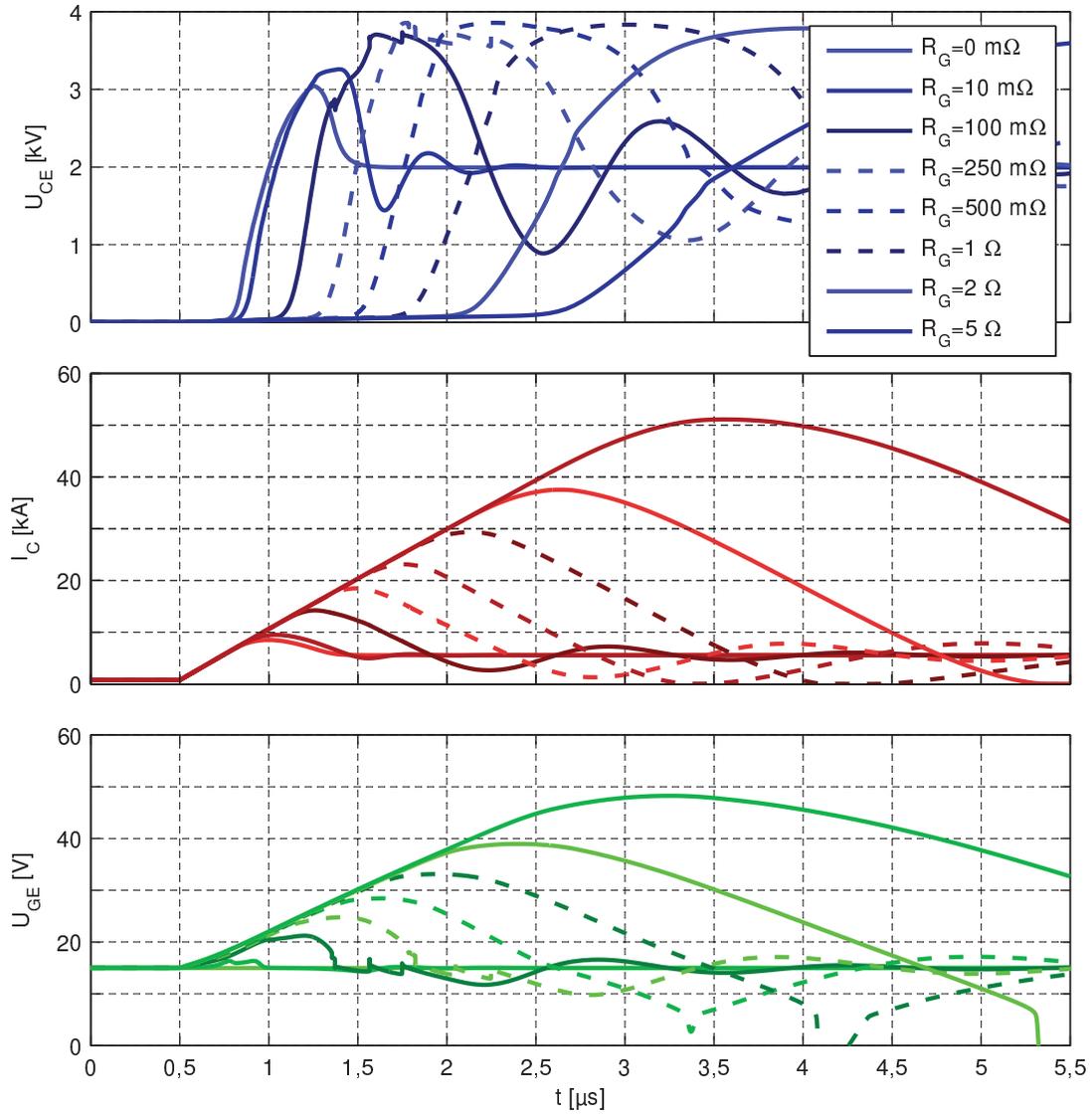


Abbildung 3.6.: Simulation: Kurzschlussfall II bei konstanter Zwischenkreisspannung und Laststrom und variiertem Gate-Widerstand

3. Kurzschlussfall II

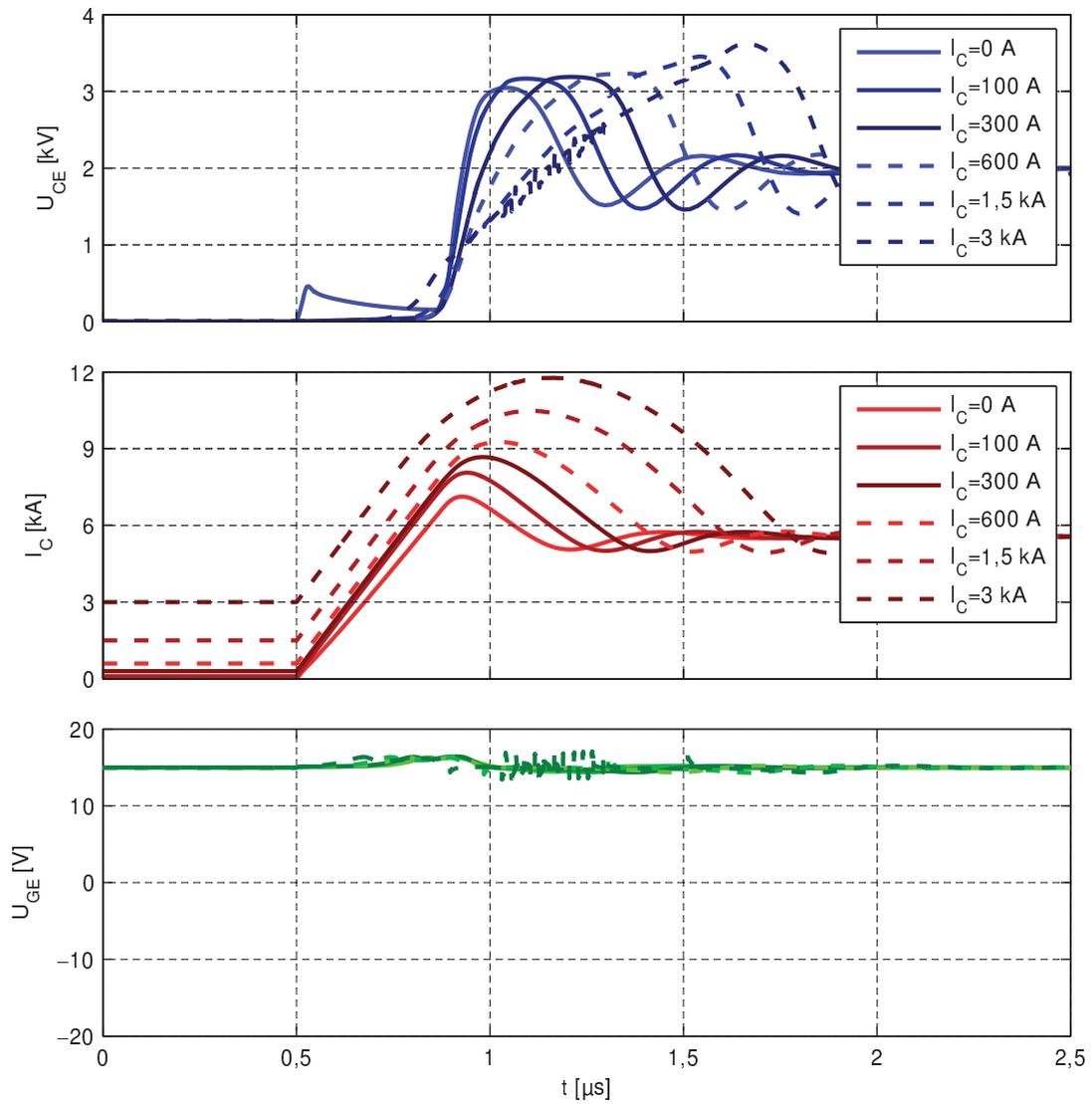


Abbildung 3.7.: Simulation: Kurzschlussfall II bei konstanter Zwischenkreisspannung und variiertem Laststrom bei sehr guter Gate-Klemmung

3. Kurzschlussfall II

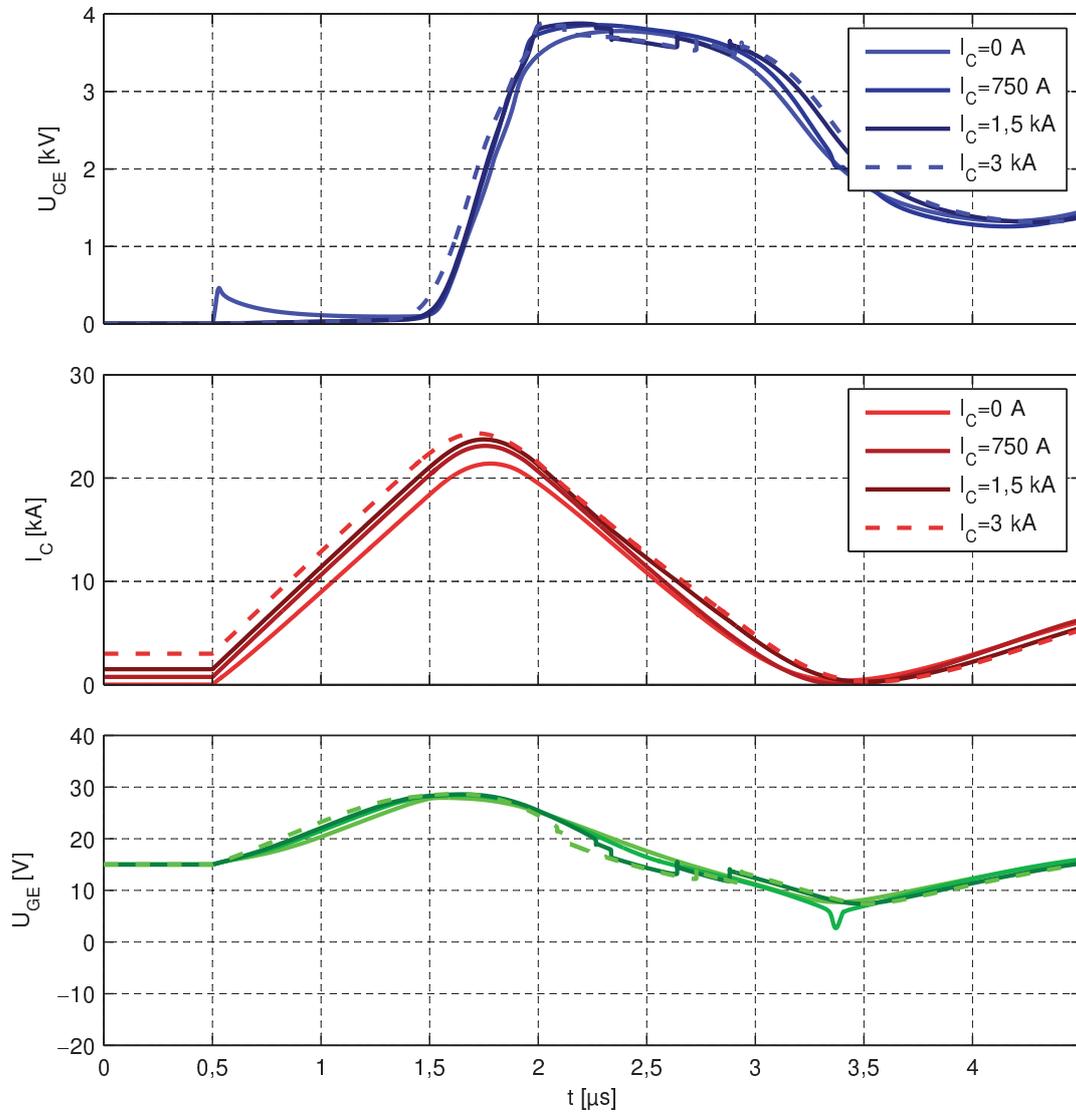


Abbildung 3.8.: Simulation: Kurzschlussfall II bei konstanter Zwischenkreisspannung und variiertem Laststrom bei schwächerer Gate-Klemmung

3. Kurzschlussfall II

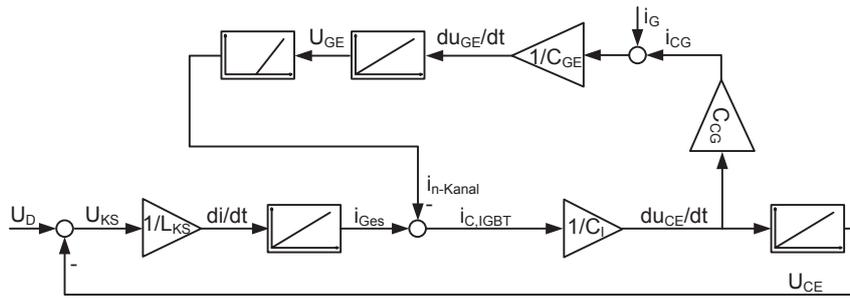


Abbildung 3.9.: Zusammenhängende Größen im Kurzschlussfall II

treibenden Spannung nicht ausreichend, um den IGBT rein intrinsisch entsättigen zu lassen.

Die Simulationen zeigen, dass der Spannungsanstieg während des Kurzschlusses von der Miller-Kapazität und der Ersatzkapazität abhängt. Bis zum Entsättigen des IGBTs erhöht sich die Kollektor-Emitter-Spannung entsprechend der Kennlinie im gesättigten Bereich. Der Spannungsanstieg ist hierbei unabhängig von der Gate-Klemmung und dem Strom vor dem Kurzschluss. Der Spannungsanstieg kann über die große Miller-Kapazität zu einem erheblichen Anheben der Gate-Emitter-Spannung führen und einen großen Kurzschlussstrom ermöglichen. Der Zeitpunkt des Entsättigens ergibt sich aus dem maximalen Kollektor-Strom des IGBTs bei der aktuellen internen Gate-Emitter-Spannung [31]. Dies führt dazu, dass ein Teil des Elektronenstroms aus dem Plasma gespeist werden muss, so dass sich ein Spannungsanstieg ergibt.

Der Verlauf des Kurzschlusses und der Zusammenhang zwischen den einzelnen elektrischen Größen kann mit einer Wirkungskette, dargestellt in Abbildung 3.9, erklärt werden. Der Kurzschluss beginnt mit einem Spannungsabfall U_{KS} über der Kurzschlussinduktivität. Dies führt zu einem Stromanstieg di/dt und zu einem Kurzschlussstrom. Der Elektronenstrom teilt sich im IGBT in zwei Komponenten, den Elektronenstrom durch den Gate-Kanal und den aus dem Plasma gespeisten Strom. Entscheidend für den Entsättigungsvorgang ist der Elektronenstrom, der aus dem Plasma gespeist wird und zu einem Spannungsanstieg führt. Der Zusammenhang kann mit Hilfe der Ersatzkapazität C_{IGBT} dargestellt werden. Der resultierende Spannungsanstieg führt zu einem Verschiebestrom durch die Miller-Kapazität und kann je nach Gate-Klemmung das Gate aufsteuern. Erfolgt eine Anhebung der Gate-Emitter-Spannung, erhöht sich der Elektronenstrom durch den Gate-Kanal und das Plasma wird langsamer ausgeräumt, wodurch der Spannungsanstieg sinkt. Ein Gleichgewicht stellt sich ein. In diesem Fall entsättigt

3. Kurzschlussfall II

der IGBT Gatestrom-gesteuert. Wird die Gate-Emitter-Spannung hingegen nicht angehoben, bleibt der Elektronenstrom aus dem Plasma konstant, so dass der Spannungsanstieg durch die Ersatzkapazität vorgegeben wird. Der IGBT entsättigt intrinsisch. Der resultierende Spannungsanstieg führt als Integral zu einer Kollektor-Emitter-Spannung, die die Spannung über dem Kurzschluss verringert und die Wirkungskette schließt.

In diesem Kapitel sind die Einflussgrößen auf das Kurzschlussverhalten mit Hilfe des IGBT-Ersatzschaltbildes dargestellt. Dominierend ist die Miller-Kapazität oder die Plasma-Ersatzkapazität, wobei eine von beiden je nach Gate-Klemmung den Spannungsanstieg während des Entsättigens bestimmt. Bei üblichen Gate-Treibern wird der Kurzschluss nur durch die Rückkopplung über die Miller-Kapazität bestimmt. Selbst der verwendete Gate-Treiber mit starker Gegenkopplung und hoher negativ, treibender Spannung schafft es nicht, den IGBT intrinsisch entsättigen zu lassen. Um den internen Gate-Widerstand und die parasitären Induktivitäten zu überwinden und den extrem hohen Strom durch die Miller-Kapazität zu führen, müsste eine noch höhere negativ, treibende Spannung verwendet werden. Zusätzlich wird mit Hilfe der Simulationen die Stromabhängigkeit der Ersatzkapazität gezeigt.

Um den Kurzschlussfall II bei sehr niedrigen Kurzschlussinduktivitäten sicher abschalten zu können, muss eine sehr gute Gate-Klemmung mit einer starken Gegenkopplung über den Lastemitter verwendet werden. Eine Zener-Diode zur Spannungsbegrenzung zwischen dem Gate- und Emitteranschluss ist nicht ausreichend.

4. Kurzschlussfall III

Der zweite Fehlerfall, der Kurzschlussfall III, gehört zu den kritischen Fehlerfällen und führt zu einer sehr hohen Diodenbelastung. Dieser Kurzschluss tritt auf, wenn der IGBT eingeschaltet ist und der Strom durch die antiparallele Freilaufdiode fließt. Während des Kurzschlusses kommutiert der Strom von der antiparallelen Diode auf den IGBT. Im Umrichterbetrieb ist dieser Kurzschlussfall beim regenerativen Bremsen wahrscheinlicher als der Kurzschlussfall II [36]. In dem in dieser Arbeit vorgestellten Versuchsplatz kann der Fehler beim 4QS auftreten, wenn die Lastdrossel abmagnetisiert wird. Der Kurzschluss führt zu einem harten Abkommutieren der Diode und einem hohen Spannungsanstieg. Der antiparallele IGBT fungiert dabei als Stromquelle und kann den Strom in die Diode zwingen, worauf die Diode mit einem Avalanche reagiert. Der hohe Strom durch die Diode kann insbesondere bei 6,5 kV-IGBTs zu einer kathodenseitigen Filamentbildung und zu einer Zerstörung führen.

In diesem Kapitel wird der Verlauf des Kurzschlusses und der Einfluss von verschiedenen Parametern auf das Kurzschlussverhalten gezeigt. Des Weiteren wird der Einfluss der parasitären Induktivität zwischen Diode und IGBT untersucht. Diese führt mit Einsetzen des Kurzschlusses zu einem sofortigen IGBT-Strom und nicht erst mit Beginn des Reverse-Recoverys der Diode. Zusätzlich haben diese Induktivitäten einen Einfluss auf die Messungen, jedoch nur einen geringen Einfluss auf den Kurzschlussverlauf an sich. Dies führt zu einer Betrachtung des Zusammenspiels von Diode und IGBT im Kurzschluss und einer Analyse des Kurzschlussverlaufs. Ebenso erfolgt eine Herleitung des Spannungsanstieges und damit des gesamten Kurzschlussverlaufs während des Kurzschlusses. Abschließend wird der Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modulen gezeigt.

4.1. Verlauf Kurzschlussfall III

Auf eine Kurzschlussfall-III-Messung mit typischem Gate-Treiber ohne Gegenkopplung und mit einfacher Gate-Klemmung wird verzichtet, da auch hier der IGBT mit großer

4. Kurzschlussfall III

Wahrscheinlichkeit frühzeitig ausfallen wird. Das Spezialmodul ohne Dioden, speziell für diese Arbeit angefertigt, soll bei diesem Versuch nicht unnötig riskiert werden. Zusätzlich ist eine Messung ohne Aufteilung in Dioden- und IGBT-Strom wenig aufschlussreich.

Der Verlauf des Kurzschlusses wird mit Hilfe der Messung in Abbildung 4.1 erläutert. Der Kurzschluss erfolgt bei einer Zwischenkreisspannung von $U_D=2,9\text{ kV}$ und einem Strom von $I_C=-1,5\text{ kA}$. Das Active-Clamping ist auf $3,05\text{ kV}$ eingestellt und mit parallelen Kondensatoren versehen. In dem Diagramm zeigt der obere Verlauf die Kathoden-Anoden-Spannung, die mittleren Graphen zeigen die drei Ströme und der untere Graph stellt die Gate-Emitter-Spannung des IGBTs dar. Die drei Ströme können mit Hilfe eines Spezialmoduls gemessen werden. Dabei wird eine Parallelschaltung eines reinen IGBT-Moduls und eines Diodenmoduls verwendet. Vor dem Kurzschluss führt die Diode den kompletten Strom, der in blau dargestellt ist. Der IGBT führt keinen Strom (grün), so dass sich der Modulstrom aus dem negativen Diodenstrom (rot) ergibt. Beim Auftreten des Kurzschlusses kommutiert der Strom von der Diode auf den Kurzschluss. Der Stromanstieg wird durch die Kurzschlussinduktivität und die Zwischenkreisspannung vorgegeben und ergibt in diesem Fall ein di/dt von $21\text{ kA}/\mu\text{s}$. Der induktive Spannungsabfall zwischen Diode und IGBT führt zu einer positiven Kollektor-Emitter-Spannung, so dass der IGBT trotz des positiven Diodenstroms bereits Strom führen kann. Das Zusammenspiel wird in Abschnitt 4.3 genauer untersucht.

Der Diodenstrom verringert sich weiter, bis er negativ wird. Ab diesem Zeitpunkt beginnt das Reverse-Recovery der Diode, so dass diese Spannung aufnehmen kann. Die Gate-Emitter-Spannung des IGBTs wird durch die Rückwirkung der Miller-Kapazität leicht angehoben, bis das Clamping die Spannung auf 16 V begrenzt. Im Anschluss führt der Stromanstieg im IGBT zu einem Spannungsabfall zwischen Hilfs- und Lastemitter, der über die Gegenkopplung die Gate-Emitter-Spannung auf -20 V reduziert. Der Reverse-Recovery-Strom der Diode verringert sich ab $0,8\mu\text{s}$ und der Strom kommutiert in den IGBT, weil der Gesamtstrom weiterhin durch den Kurzschluss vorgegeben wird. Die abgesenkte Gate-Emitter-Spannung führt zu einer Begrenzung des IGBT-Stroms ab $1,0\mu\text{s}$, so dass mehr Strom in die Diode eingepreßt wird und die Diode mit einer Spannungsaufnahme reagiert. Dies führt zu einer Avalanche in der Diode, der den Spannungsanstieg deutlich begrenzt. Dabei ist der Avalanche von verschiedenen Parametern abhängig, was im Anhang A.2 gezeigt wird. In den folgenden Simulationen kann der Avalanche zusätzlich deaktiviert werden.

Mit Erreichen der Zwischenkreisspannung steigt der Kurzschlussstrom nicht weiter und

4. Kurzschlussfall III

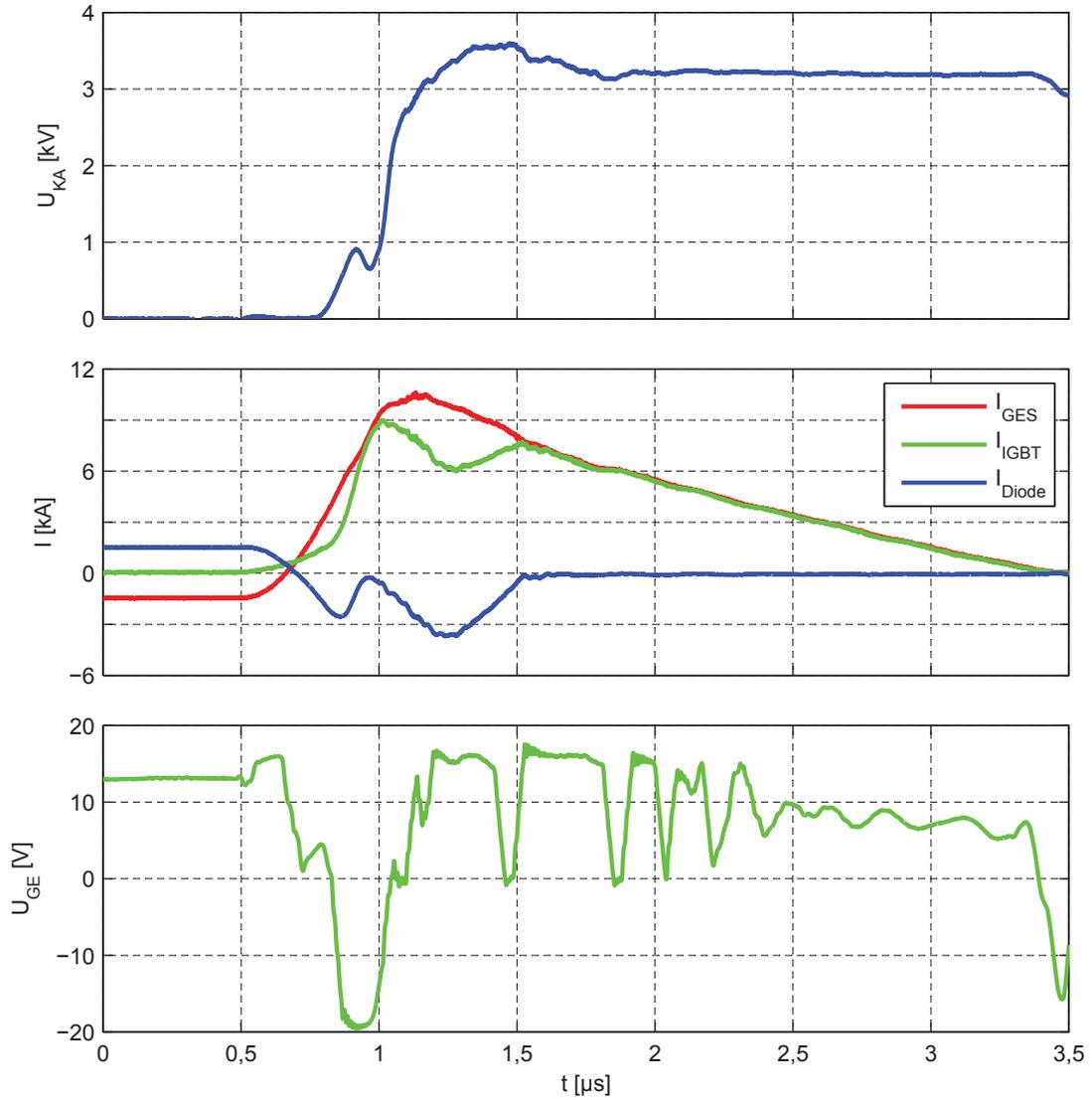


Abbildung 4.1.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3 bei $I_C = -1,5 \text{ kA}$, $U_D = 2,9 \text{ kV}$ und $U_{GE} = 12 \text{ V}$

4. Kurzschlussfall III

das negative di/dt führt zu einer Überspannung. Das Active-Clamping des IGBTs hebt durch die Transildioden und die kapazitive Kopplung das Gate ab $1,0\ \mu\text{s}$ an, damit mehr Strom durch den IGBT fließen kann. Der negative Stromanstieg und damit die Überspannung werden ab $1,25\ \mu\text{s}$ begrenzt. Der Avalanche in der Diode reduziert sich und der IGBT führt den gesamten Kurzschlussstrom, der mit Hilfe eines großen Ausschalt-Gate-Widerstand ($R_{G,\text{off}}$) und dem Active-Clamping abgeschaltet wird. Der Kurzschluss ist $3\ \mu\text{s}$ nach dem Auftreten abgeschaltet.

Der Einbruch der Kathoden-Anoden-Spannung kurz vor dem Spannungsaufnehmen bei $1\ \mu\text{s}$ ist vom Vorstrom der Diode abhängig, was an den Messungen im Anhang A.2.1 ersichtlich ist. Je höher der Vorstrom ist, desto geringer fällt der Einbruch aus. Ein Zusammenhang mit der Zwischenkreisspannung ist nicht ersichtlich. Der Einbruch tritt immer auf, wenn der Diodenstrom auf $0\ \text{A}$ absinkt. In den folgenden Abschnitten wird gezeigt, dass der IGBT ein Stromquellenverhalten zeigt und die Spannung über dem Modul nicht vorgibt. Muss die Diode keinen Strom führen, wird kein Plasma ausgeräumt und die Diode nimmt keine weitere Spannung auf. Hierbei kann es zu einem Rückgang der Kathoden-Anoden-Spannung kommen.

In den folgenden Abschnitten soll der Einfluss von verschiedenen Parametern auf das Kurzschlussverhalten vorgestellt werden. Des Weiteren wird der Einfluss der parasitären Streuinduktivität zwischen Diode und IGBT auf die Messungen und auf das Kurzschlussverhalten untersucht. Dazu wird die Streuinduktivität mit Hilfe von Experimenten im Versuchsaufbau und am Substrat bestimmt. Anschließend wird die Interaktion zwischen Diode und IGBT betrachtet und der Kurzschlussfall-III-Verlauf hergeleitet.

4.2. Einfluss verschiedener Parameter auf das Kurzschlussverhalten

Im Rahmen dieser Arbeit werden folgende Parameter auf das Kurzschlussverhalten untersucht: der Diodenstrom vor dem Kurzschluss, die Zwischenkreisspannung und die Sperrschichttemperatur. Die Messungen dazu sind im Anhang A.2 zu finden. Der Diodenstrom vor dem Kurzschluss beeinflusst den Verlauf des Kurzschlusses sehr deutlich. Hierbei führt ein geringer Diodenstrom zu einem geringeren Avalanche in der Diode und zu einem höheren Spannungsanstieg beim Spannungsaufnehmen. Ein höherer Strom erhöht den Avalanche in der Diode, die Einsetzspannung und die Dauer des Avalanches, so dass bei doppeltem Nennstrom der maximale Diodenstrom im Avalanche bei $-6\ \text{kA}$

4. Kurzschlussfall III

liegt und doppelt so hoch ist wie beim Reverse-Recovery. Die Verlustleistung der Diode erreicht 18 MW, die jedoch nicht zu einem Ausfall führt.

Eine veränderte Zwischenkreisspannung beeinflusst zum einen den Stromanstieg im Kurzschluss und zum anderen die Belastung der Diode durch eine längere Kurzschlussdauer. Liegt bei allen getesteten Zwischenkreisspannungen die Einsetzspannung des Avalanches in der Diode auf ähnlichem Niveau, führt eine höhere Zwischenkreisspannung zu einem höheren und längeren Avalanche in der Diode. Dies kann durch die geringere Überspannungsreserve beim Abschalten des Kurzschlusses erklärt werden.

Die Temperaturerhöhung um 100 K senkt die Spannung, bei der der Avalanche in der Diode einsetzt, und erhöht den maximalen Avalanche-Strom. Gleichzeitig wird die Dauer des Avalanches um 400 ns vergrößert, so dass die thermische Belastung der Diode im Kurzschlussfall III bei gleichzeitig höherer Sperrschichttemperatur vor dem Kurzschlussbeginn deutlich steigt. Die Ausfallwahrscheinlichkeit steigt hierdurch. Des Weiteren liefert der Stromverlauf des IGBTs einen Hinweis auf das Stromquellenverhalten. Ein ähnlicher Gate-Emitter-Spannungsverlauf führt zu einem geringeren Strom, was durch die temperaturabhängige Transfer-Kennlinie zu erwarten ist. Dieser geringere Strom verändert hingegen nicht den Gesamtstrom und den Kollektor-Emitter-Spannungsverlauf während des Kurzschlusses.

Mit Hilfe der Versuche kann gezeigt werden, dass das Modul den doppelten Nennstrom bis zu einer Zwischenkreisspannung von 2,9 kV und einer Sperrschichttemperatur von 125 °C abschalten kann. Dazu ist eine sehr gute Gate-Klemmung und ein Active-Clamping notwendig. Im Folgenden wird der Einfluss der parasitären Streuinduktivität zwischen Diode und IGBT auf deren Kurzschlussverhalten untersucht.

4.3. Einfluss der Streuinduktivität zwischen Diode und IGBT

Der Verlauf des Kurzschlusses zeigt, dass die parasitären Elemente einen großen Einfluss auf das Verhalten von Diode und IGBT haben. Ohne parasitäre Induktivitäten kann der IGBT erst dann Strom führen, wenn die Diode die Speicherladung ausräumt und Spannung aufnimmt. Bis zum Aufnehmen von Spannung ist die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs negativ, so dass kein Strom fließen kann. Mit den parasitären Induktivitäten führt das hohe di/dt zu Beginn des Kurzschlusses zu einer positiven Spannung am

4. Kurzschlussfall III

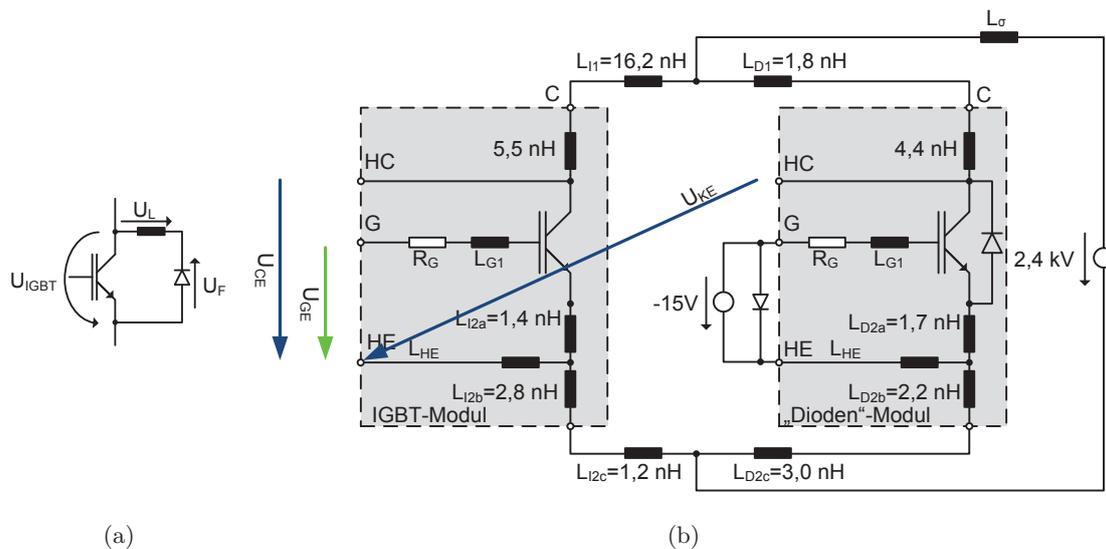


Abbildung 4.2.: Parasitäre Induktivitäten zwischen Diode und IGBT

IGBT. Dieser Strom verringert den Diodenstrom und das di/dt , mit dem die Diode abkommutiert wird. Somit entlastet der IGBT die Diode. Die Abbildung 4.2a zeigt die vereinfachte Induktivität zwischen Diode und IGBT. Der induktive Spannungsabfall U_L kompensiert die Flussspannung U_F der Diode und führt zu einer positiven Kollektor-Emitter-Spannung am IGBT.

Der Diodenstrom wird in den in diesem Kapitel enthaltenen Versuchen gemessen, indem ein Spezialmodul ohne Dioden verwendet wird. Zu diesem Modul wird ein Diodenmodul parallel geschaltet. Hierbei kann ein reines Diodenmodul oder auch ein normales IGBT-Modul verwendet werden. Bei der Verwendung von IGBT-Modulen muss eine negative Gate-Emitter-Spannung angeschlossen werden, um ein parasitäres Aufsteuern des parallelen IGBTs zu verhindern. In den Messungen ist zusätzlich noch eine Diode zwischen Gate- und Emitter-Anschluss verbaut. Die Induktivitäten in dem Versuchsaufbau sind in der Abbildung 4.2b skizziert. Mit Hilfe eines 5 kA-Sägezahngenerators können die Spannungsabfälle zwischen den Modulanschlüssen und damit die parasitären Induktivitäten ermittelt werden. Die in Abbildung 4.2b enthaltenen Werte gelten für das verwendete FZ1500R33HE3-Modul. Die Induktivitäten zwischen den Modulen können mit Hilfe eines Gleichungssystems, welches im Anhang zu finden ist, bestimmt werden.

4.3.1. Einfluss der Streuinduktivität auf die Messergebnisse

Die parasitären Induktivitäten erschweren auch das Messen der Kathoden-Anoden- und der Kollektor-Emitter-Spannung. Bei Verwendung des Hilfs-Emitters des IGBTs als Mess-Masse, kann die Kollektor-Emitter-Spannung mit relativ geringem Fehler gemessen werden. Die Messung der Kathoden-Anoden-Spannung kann nur zusammen mit dem Spannungsabfall zwischen Anode und Hilfs-Emitter erfolgen. Die drei Spannungen sind ebenfalls in der Abbildung 4.2b dargestellt und zeigen, dass die Kathoden-Emitter-Spannung einige induktive Anteile umfasst. Um die Kathoden-Anoden-Spannung korrekt zu messen, müsste die Messmasse auf den Hilfsemmitter des Diodenmoduls geändert werden, so dass die anderen beiden Spannungen verfälscht sind. Die Wiederholung der Messung ist nicht immer im selben Arbeitspunkt möglich, so dass hier eine Kompensation aller Induktivitäten mit Hilfe der Strommessung vorgestellt werden soll.

Die Abbildung 4.3 zeigt einen Kurzschluss bei einer Zwischenkreisspannung von $U_D=2,4\text{ kV}$ und einem Modulstrom von $I_C=-2,4\text{ kA}$. Die Kathoden-Anoden- und die Kollektor-Emitter-Spannung werden mit Hilfe der jeweiligen Hilfs-Anschlüsse gemessen und eine Kompensation der verbleibenden parasitären Induktivität erfolgt mit den ermittelten Stromanstiegen. Das obere linke Diagramm zeigt die IGBT- und die Dioden-Spannung. Rechts daneben sind die Spannungsabfälle über den parasitären Induktivitäten dargestellt, um die Ursache zwischen der Kathoden-Anoden- und der Kollektor-Emitter-Spannung zu zeigen. Die Spannungsabfälle werden mit Hilfe des Stromanstieges und der zuvor bestimmten parasitären Induktivitäten berechnet. Im linken unteren Diagramm sind der IGBT-, der Dioden- und der Gesamtstrom dargestellt und im rechten unteren Diagramm die Stromanstiege des Dioden- und IGBT-Stroms.

Die deutlichen Unterschiede zwischen Kathoden-Anoden- und Kollektor-Emitter-Spannung werden durch die parasitären Induktivitäten im Aufbau und der Verhalten der Halbleiter im Kurzschluss hervorgerufen. Durch die Strommessung in der Diode ist die Induktivität deutlich größer als innerhalb eines Moduls, so dass die schnellen Kommutierungsvorgänge hier zu induktiven Spannungsabfällen von bis zu 650 V führen. Gerade bei der zerstörenden Messung ist es nicht möglich, den Versuch bei dem gleichen Arbeitspunkt und einer veränderten Oszilloskop-Masse zu wiederholen. Sollen die Gate-Emitter-Spannung und die Kathoden-Anoden-Spannung gemessen werden, ist dies nur mit einem zusätzlichen Spannungsabfall über den parasitären Induktivitäten möglich. Das Problem kann gelöst werden, indem der Aufbau vorher vermessen und die parasitären Induktivitäten wie in Abbildung 4.2 ermittelt werden. Mit Hilfe der drei

4. Kurzschlussfall III

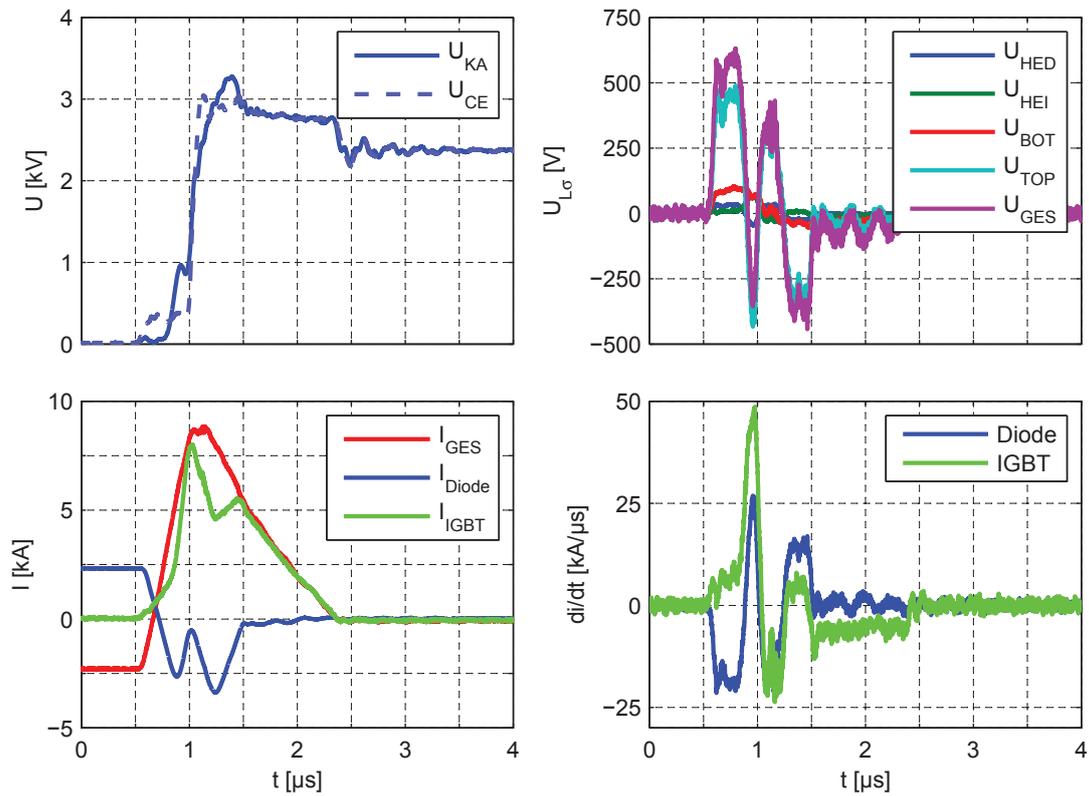


Abbildung 4.3.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Einfluss der parasitären Induktivitäten, U_{CE} und U_{KA} über Hilfsanschlüsse gemessen bei $I_C = -2,4 \text{ kA}$, $U_D = 2,4 \text{ kV}$ und $U_{GE} = 12 \text{ V}$, Darstellung der Spannungsabfälle über den parasitären Induktivitäten und den auftretenden Stromanstiegen

4. Kurzschlussfall III

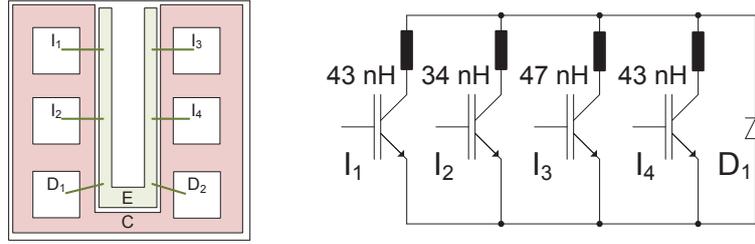


Abbildung 4.4.: Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit Kommutierungskreisinduktivität zwischen IGBT und Diode

Ströme und der Kathoden-Emitter-Spannung kann die Kathoden-Anoden-Spannung über die Gleichung 4.1 bestimmt werden.

$$U_{KA} = U_{CE} + (L_{I2b} + L_{I2c}) \cdot \frac{dI_{IGBT}}{dt} + (L_{D2a} + L_{D2b} + L_{D2c}) \cdot \frac{dI_{Diode}}{dt} \quad (4.1)$$

$$U_{KA} = U_{CE} + 4 \text{ nH} \cdot \frac{dI_{IGBT}}{dt} + 6,9 \text{ nH} \cdot \frac{dI_{Diode}}{dt}$$

4.3.2. Bestimmung der Streuinduktivität auf Substratebene

Der spezielle Versuchsaufbau mit der Diodenstrommessung erhöht die Induktivität zwischen IGBT und Diode. Ohne die Strommessung verringert sich die parasitäre Induktivität, wobei diese nicht vernachlässigbar klein wird. Die Halbleiter sind auf Substraten angeordnet, auf denen sich typischerweise zwei Dioden und vier IGBTs befinden, die über Bond-Drähte und dem Substrat miteinander verbunden sind. Der linke Bereich der Abbildung 4.4 zeigt den Aufbau eines Substrates. Dabei sind die IGBTs mit ihrem Kollektor und die Dioden mit der Kathode auf das u-förmige Substrat gelötet. Der Emitter- und Anodenanschluss erfolgt über Bond-Drähte, die auf den ebenfalls u-förmigen Emitter gehen. Die Induktivitäten zwischen den IGBTs können im Fehlerfall zu einer unsymmetrischen Belastung und anschließend zu einem Ausfall führen [9].

Während des Kurzschlussfalls III sind zusätzlich die parasitären Induktivitäten zwischen Diode und IGBT entscheidend. Diese können zu einem höheren Stromfluss durch den IGBT zu Beginn des Kurzschlusses und zu einer höheren Diodenbelastung beim Kommutierungsvorgang von IGBT und Diode führen. Der rechte Teil der Abbildung 4.4 zeigt die gemessene parasitäre Induktivität im Kommutierungskreis von der Diode D1 auf die vier IGBTs T1 bis T4. Die Messung der parasitären Induktivität und der dafür erforderliche Versuchsaufbau wird im Anhang A.5 näher beschrieben. Für das komplette Substrat

4. Kurzschlussfall III

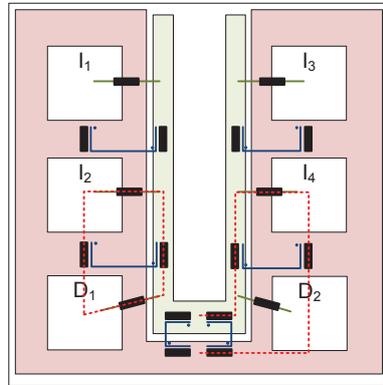
müssen die Induktivitäten zwischen den vier IGBTs und der Diode D2 ergänzt werden.

Das ESB, gezeigt in Abbildung 4.4, ist nur für den Kurzschluss während der Kommutierung zwischen Diode und IGBT gültig. Außerhalb des Kommutierungsvorgangs, bei normalem Schalten, ergeben sich andere Induktivitäten. Um alle Fälle abzudecken kann das ESB um gegenseitig gekoppelte Induktivitäten, siehe Abbildung 4.5, ergänzt werden. Mit Hilfe der gekoppelten Induktivitäten pro Halbleiterpfad kann die normale Kommutierungskreisinduktivität dargestellt werden. Hierbei ergibt die Differenz beider Werte die übliche Induktivität. Für die Kommutierung zwischen IGBT und Diode werden die Mittelpunkte der gekoppelten Induktivitäten verbunden. Die parasitäre Induktivität ergibt sich in diesem Fall aus der Summe der beiden unteren Induktivitäten. Die Darstellung der gekoppelten parasitären Induktivitäten kann im Aufbau auf dem Substrat ebenfalls gefunden werden. Die Abbildung 4.5a zeigt ein Substrat mit den vier IGBTs und den zwei Dioden. Die parasitären Induktivitäten der Leiterbahnen haben durch ihren parallelen Aufbau eine gute gegenseitige Kopplung und verringern die Induktivität im Gegensatz zu den Bonddrähten, die eine geringere Kopplung aufweisen. In der Darstellung sind zwei verschiedene Kommutierungskreise zu finden. Dies ist zum einen eine normale Kommutierung des IGBTs auf der rechten Seite und zum anderen eine Kurzschlusskommutierung auf der linken Seite. Im Gegensatz zu der üblichen Kommutierung umfasst die Kurzschlusskommutierung zwei Bonddrahtverbindungen, die nicht stark gekoppelt sind und eine höhere Induktivität aufweisen. Um den Aufbau des ESB in Abbildung 4.5b etwas zu vereinfachen, sind die Kopplungen zwischen den unteren respektive den oberen Induktivitäten nicht dargestellt. Eine Kopplung zwischen den Zweigen ist somit nicht dargestellt, jedoch in der Realität vorhanden.

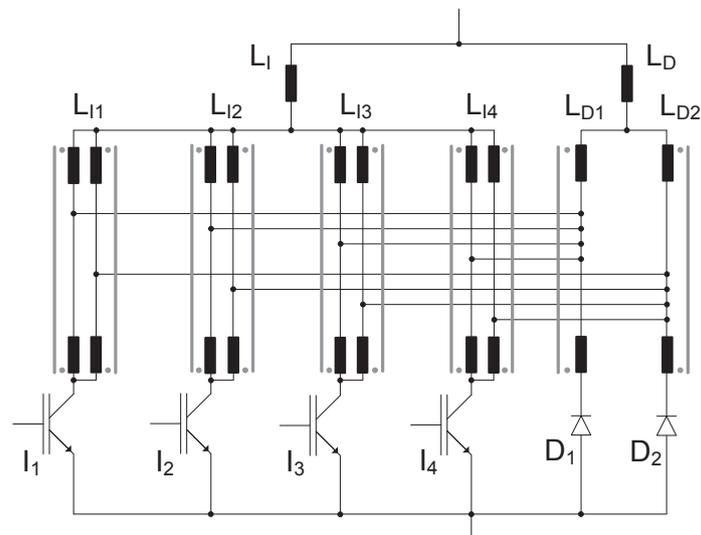
4.3.3. Einfluss der Streuinduktivität auf das Kurzschlussverhalten

Die ermittelten Induktivitäten zwischen den einzelnen Halbleitern auf dem Substrat können das Kurzschlussverhalten des gesamten Moduls beeinflussen. Der erste Einfluss liegt in einer Stromfehlverteilung, die durch unterschiedliche Induktivitäten hervorgerufen wird. Bei gleichem Spannungsabfall ergibt sich für den Halbleiter mit der höheren Induktivität ein geringerer Stromanstieg und somit eine geringere Belastung. Gleichzeitig erhöht eine größere Induktivität auch die Überspannung bei negativen Stromanstiegen und die Belastung. Dieser Effekt tritt verstärkt bei Stromabrissen auf. Wird das Plasma in der Diode während des Kurzschlussfalls III komplett ausgeräumt, kann ein Stromabriss mit erheblichen Überspannungen auftreten. Ein weiterer Effekt auf das

4. Kurzschlussfall III



(a) Substrat mit gekoppelten Induktivitäten und unterschiedlichen Kommutierungskreisen



(b) ESB mit gekoppelten Induktivitäten

Abbildung 4.5.: Erweitertes ESB mit gekoppelten Induktivitäten, um die Kommutierungskreisinduktivität zwischen den IGBTs und den Dioden und die normale Kommutierungskreisinduktivität im Schaltvorgang darzustellen

4. Kurzschlussfall III

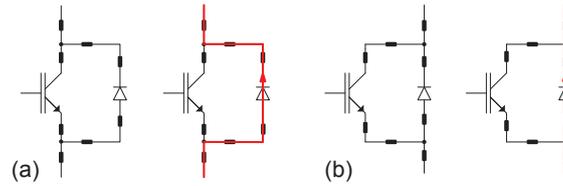


Abbildung 4.6.: Unterschiedlicher Anschluss der Parallelschaltung aus IGBT und Diode und daraus resultierende unterschiedliche Kurzschlussinduktivität für IGBT und Diode

Kurzschlussverhalten ist der parasitäre Spannungsabfall zu Beginn des Kurzschlusses, der die Flussspannung der Diode kompensiert und dem IGBT einen sofortigen Stromfluss ermöglicht.

Die parasitären Induktivitäten können ebenso das Schaltverhalten des IGBTs beeinflussen. In [9] werden vermehrte Halbleiterausfälle bei Kurzschlussfall-I-artigen Belastungen beobachtet. Eine Analyse der Induktivitäten zeigt, dass hauptsächlich die Gate-Induktivität und die Kopplung mit den Lastanschlüssen eine Stromfehlverteilung und ein Ausfall hervorrufen kann. Eine Lösung für die beobachteten Ausfälle ist die Veränderung der Halbleiteranordnung und der Lastanschlüsse.

Deshalb soll in diesem Abschnitt der Einfluss der Induktivitäten auf das Kurzschlussverhalten mit Hilfe von Messungen und Simulationen gezeigt werden. Die Abbildung 4.4 zeigt eine mögliche Anordnung von vier IGBTs und zwei Dioden auf einem Substrat. Die Dioden sind niederinduktiv an die Lastanschlüsse angebunden, die mit E für Emitter und C für den Kollektor gekennzeichnet sind. Die niederinduktive Anbindung der Dioden führt zu einem geringen parasitären Spannungsabfall, der Einfluss auf den Stromfluss des IGBTs haben kann. Diese Anbindung ist in einem ESB in Abbildung 4.6b dargestellt. Ist der IGBT niederinduktiver angebunden, siehe Abbildung 4.6a, führt das Abkommutieren der Diode zu einem höheren Spannungsabfall über dem IGBT.

Eine niederinduktive Anbindung der IGBTs kann durch eine andere Anordnung der Halbleiter auf dem Substrat erfolgen. Die Abbildung 4.7a zeigt die ursprüngliche Anordnung mit einem Stromfluss durch die Diode und dem Kommutierungskreis (blau gestrichelt). Der Kommutierungskreis kann verändert werden, wenn die Dioden nicht niederinduktiv angebunden sind, wie in Abbildung 4.7b dargestellt. Kommutiert der Strom von den Dioden auf die IGBTs, so sind die gleichen parasitären Induktivitäten im Kommutierungskreis enthalten. Diese führen jedoch durch die veränderte Startbedingung zu unterschiedlichen Ergebnissen.

4. Kurzschlussfall III

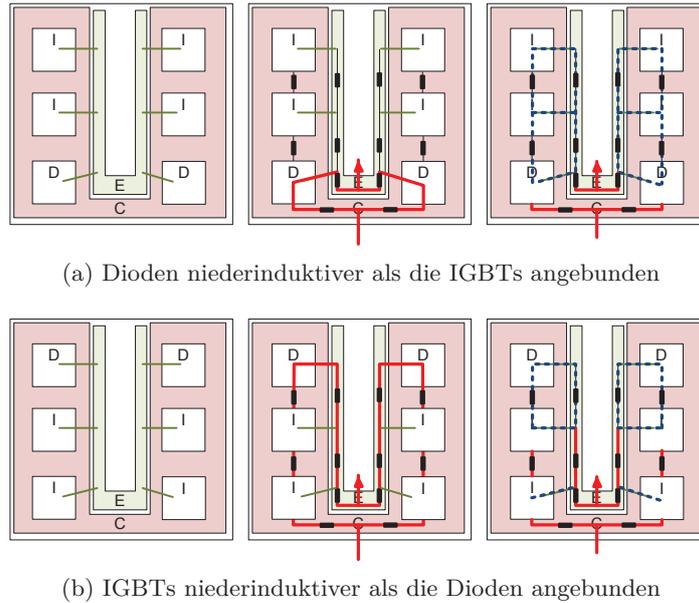


Abbildung 4.7.: Unterschiedliche Chipanordnungen auf dem Substrat, die die beiden Varianten in Abbildung 4.6 erzeugen

Eine Variation der Halbleiterpositionen auf dem Substrat ist dem Verfasser nicht möglich und würde eine getrennte Strommessung in den IGBTs und den Dioden erschweren. Jedoch können die beiden Anbindungsarten über die Einbauposition des Kurzschließers nachgestellt werden. Für die Messungen wird eine Halbbrücken-Verschaltung mit je zwei parallelen Modulen verwendet. Die unteren parallelen Module umfassen ein IGBT-Modul ohne Diode und ein Diodenmodul. Der obere IGBT der Halbbrücke erzeugt den Kurzschluss. Je nach Einbauort ist der IGBT oder die Diode niedriger induktiv angebunden. Die Abbildung 4.8 zeigt zwei Messungen mit verändertem Einbauort des Kurzschließers. Im oberen Diagramm ist die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBT-Moduls, im mittleren die Kathoden-Anoden-Spannung des Diodenmoduls und im unteren Diagramm sind die drei Ströme dargestellt. Der Gesamtstrom ist in rot, der IGBT-Strom in blau und der Diodenstrom in grün aufgetragen. Die durchgezogenen Linien zeigen eine niedriger induktive IGBT-Anbindung, wie in Abbildung 4.6a dargestellt, und die gestrichelten Linien eine niedriger induktive Diodenanordnung. Die Zwischenkreisspannung liegt bei 2,4 kV und der Strom vor dem Kurzschluss bei 2,4 kA.

Zu Beginn des Kurzschlusses zwischen $0,5 \mu\text{s}$ und $0,95 \mu\text{s}$ ergeben sich für die beiden Anbindungsarten kaum Unterschiede. Die Kollektor-Emitter-Spannung verläuft bei einer höheren IGBT-Induktivität ($L_{\sigma-b}$) um circa 40 V niedriger, während die Kathoden-

4. Kurzschlussfall III

Anoden-Spannung nahezu identisch ist. Der Dioden- und der IGBT-Strom verlaufen identisch, was an dem Stromquellenverhalten des IGBTs liegt. Anschließend übernimmt der IGBT den Kurzschlussstrom und die Diode verringert das Reverse-Recovery. Im Anschluss unterscheiden sich die beiden Messungen voneinander. Bei dem direkt angebundenen IGBT verringert sich die Kathoden-Anoden-Spannung der Diode (durchgezogene Linie) weiter auf 670 V im Gegensatz zu dem anderen Fall, bei dem es zum Absinken auf lediglich 810 V kommt und die Spannungsflanke 30 ns eher erfolgt. Die Verschiebung des Spannungsanstieges wird vom IGBT hervorgerufen, da dieser einen Strom in die Diode einprägen kann. Wird der IGBT-Strom reduziert, muss die Diode den Kurzschlussstrom übernehmen und das Plasma ausräumen. Dieses Verhalten wird im nachfolgenden Kapitel näher beschrieben.

Die Ursache für das vorzeitige Kommutieren des IGBT-Stroms könnte in der Gate-Emitter-Spannung, die auf Grund der begrenzten Oszilloskopkanäle nicht aufgenommen wurde, gesehen werden. Der Effekt könnte von der Rückwirkung der Miller-Kapazität kommen. Das Plateau der Kollektor-Emitter-Spannung ist bei der direkt angebundenen Diode etwas geringer, so dass hier das Gate etwas weniger stark aufgeladen wird. Die Gegenkopplung und der Treiber schaffen es zeitlich eher die Gate-Emitter-Spannung am IGBT zu verringern, so dass der IGBT den Strom etwas eher in die Diode kommutiert und diese mit der Spannungsaufnahme reagiert. Dies verringert den maximalen Kurzschlussstrom, verändert jedoch nicht den wesentlichen Verlauf.

Ein wesentlicher Nachteil der Messung ist die deutlich höhere parasitäre Induktivität zwischen dem IGBT und der Diode. Diese führen zu einem deutlich höheren Spannungsabfall und zu einem höheren IGBT-Strom zu Beginn des Kurzschlusses. Mit Hilfe einer Simulation können realitätsnähere parasitäre Induktivitäten, jedoch keine gekoppelten Induktivitäten, wie in Abbildung 4.5 gezeigt, angenommen werden. Die Variation der parasitären Induktivitäten zeigt jedoch auch hier bereits Auswirkungen auf das Schaltverhalten. Die Simulation in Abbildung 4.9 zeigt im oberen Diagramm die Kollektor-Emitter-Spannung, im zweiten die Kathoden-Anoden-Spannung, im dritten Diagramm die drei Ströme und im unteren Diagramm die Gate-Emitter-Spannung. Die durchgezogenen Graphen stellen einen niederinduktiv angebundenen IGBT und die gestrichelten Kurven die niederinduktiv angebundene Diode dar.

Der simulierte Kurvenverlauf ist ähnlich zu den Kurzschluss-Messungen. Im Gegensatz zu der Messung ist hier eine Auswertung der Gate-Emitter-Spannung möglich und zeigt, dass diese bei der niederinduktiv angebundenen Diode eher sinkt und den Strom von

4. Kurzschlussfall III

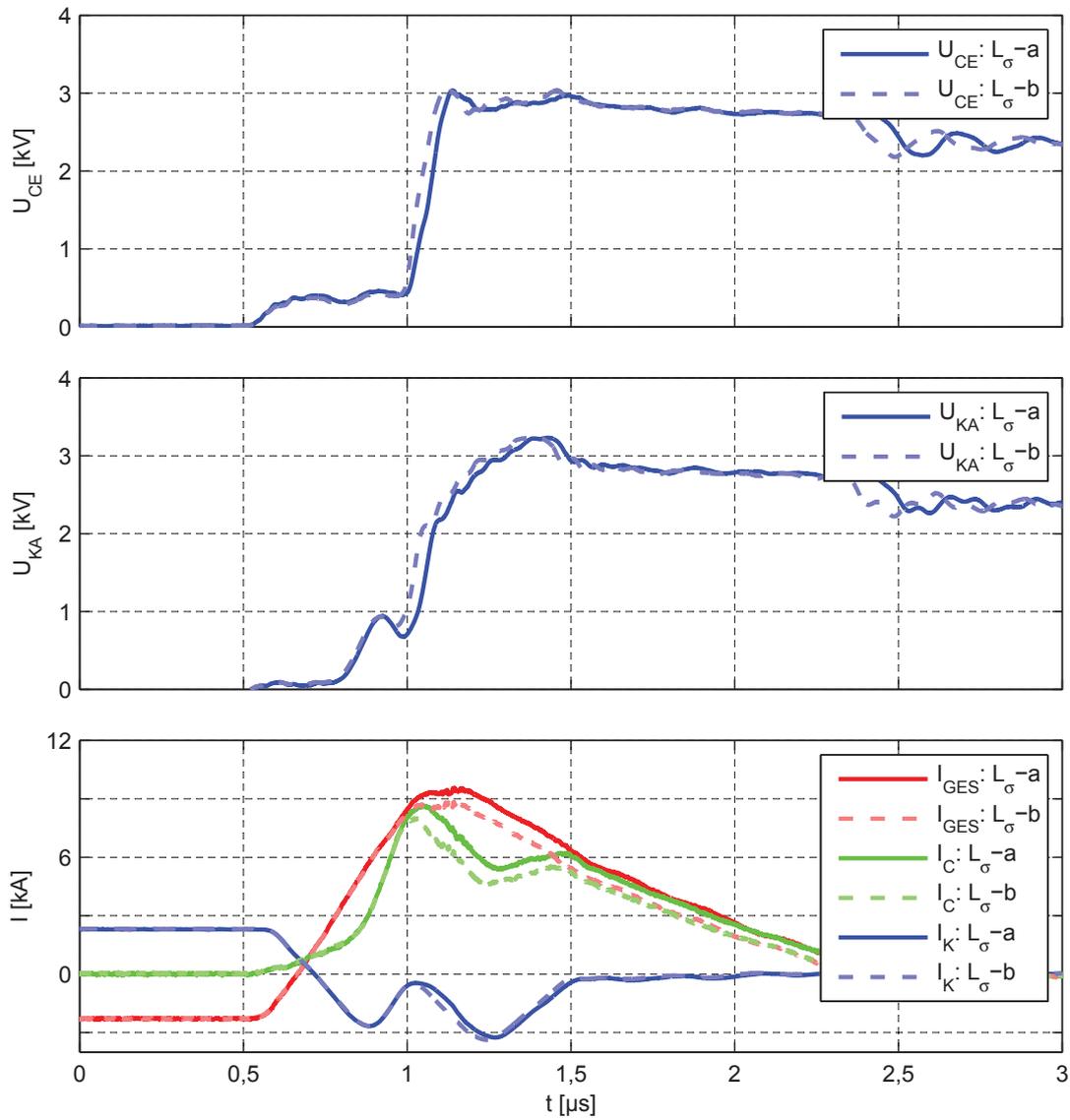


Abbildung 4.8.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, verschiedene parasitäre Induktivitäten im IGBT- und Diodenpfad, $L_{\sigma\text{-ges}}=100\text{ nH}$, $L_{\sigma\text{-a}}$: IGBT- $L_\sigma <$ Diode- L_σ ; $L_{\sigma\text{-b}}$: IGBT- $L_\sigma >$ Diode- L_σ bei $U_D=2,4\text{ kV}$, $I_C=2,4\text{ kA}$

4. Kurzschlussfall III

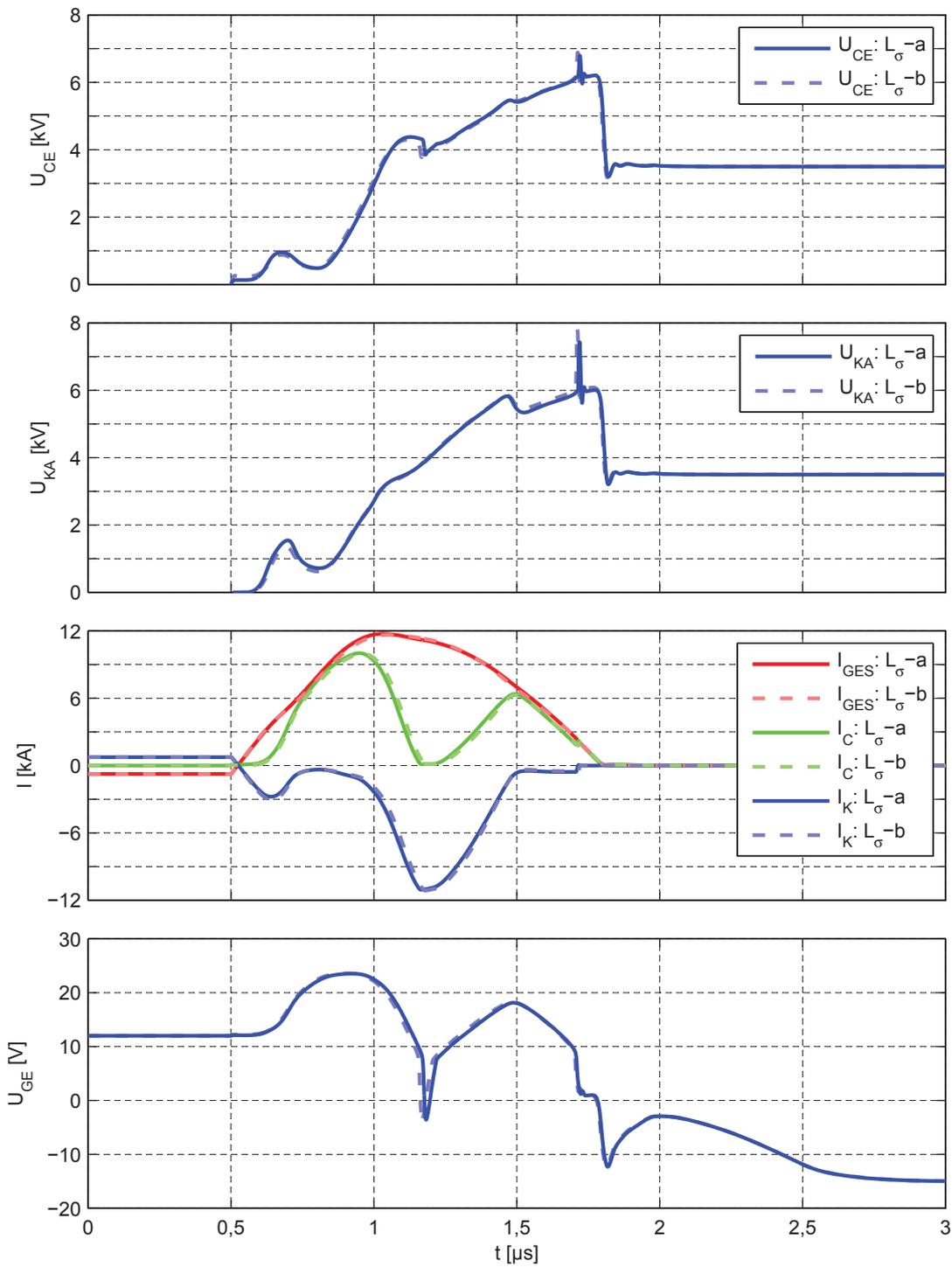


Abbildung 4.9.: Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell, verschiedene parasitäre Induktivität im IGBT- und Diodenpfad, $L_{\sigma\text{-ges}}=100$ nH, $L_{\sigma\text{-a}}$: IGBT- $L_{\sigma}=4$ nH, Diode- $L_{\sigma}=8$ nH; $L_{\sigma\text{-b}}$: IGBT- $L_{\sigma}=8$ nH, Diode- $L_{\sigma}=4$ nH

4. Kurzschlussfall III

dem IGBT in die Diode kommutieren lässt. Jedoch lässt sich kein Unterschied bei der Höhe der Gate-Emitter-Spannung vor dem Kommutierungsvorgang feststellen, so dass der Grund für die zeitlich veränderte Entladung des Gates nicht ersichtlich ist. Hier können weitere Messungen helfen, um den Effekt zu verstehen.

Insgesamt ist der Einfluss der Streuinduktivität relativ gering. Eine Entlastung der Diode durch eine andere Anordnung der Halbleiter auf dem Substrat ist nicht möglich. Der größte Effekt der parasitären Induktivitäten auf das Kurzschlussverhalten liegt in dem sofortigen IGBT-Strom, einer möglichen Stromfehlverteilung und unterschiedlichen Halbleiter-Belastung während des Kommutierungsvorganges zwischen IGBT und Diode. Diese Belastung kann zu einer Zerstörung führen und sollte näher untersucht werden.

4.4. Herleitung des Kurzschlussfall-III-Verhaltens

Die Erkenntnisse die bei der Untersuchung der parasitären Induktivität gewonnen werden und die Messungen bei veränderter Sperrschichttemperatur zeigen, dass der IGBT ein Stromquellenverhalten zeigt. Dies soll in diesem Abschnitt näher untersucht werden. Dazu wird mit der Simulation des Avalanches in der Diode begonnen. Anschließend werden Messungen vorgestellt, in denen der IGBT während des Kurzschlusses abgeschaltet wird und den Strom in die Diode zwingt. Dies führt zu den bereits beobachteten Avalanche in der Diode, da die Diode den hohen Kurzschlussstrom nicht führen kann. Schnitte durch den IGBT während des Kurzschlusses zeigen, dass der IGBT nicht in der Lage ist ein Plasma aufzubauen. Dies ermöglicht es dem IGBT eine beliebige Spannung zu sperren ohne Plasma ausräumen zu müssen und als Stromquelle zu agieren.

Mit Hilfe des kapazitiven Ersatzschaltbildes kann das Verhalten der Diode und des IGBTs erklärt werden. Begonnen wird mit dem dynamischen Avalanche in der Diode.

4.4.1. Simulation des dynamischen Avalanches in der Diode

Die vorherigen Messungen zeigen, dass in der Diode während des Kurzschlusses ein dynamischer Avalanche auftritt. Abhängig vom Laststrom und von der Zwischenkreisspannung wird eine maximale Schaltleistung von 18 MW bei einem 3,3 kV-Modul erreicht. Dieses Verhalten kann qualitativ mit Hilfe eines Halbleiter-Simulators bestätigt werden. Erst kurz vor Ende dieser Arbeit lag ein 3,3 kV-Modell von Diode und IGBT vor, so

4. Kurzschlussfall III

dass einige Simulationen mit einem 6,5kV-Modell durchgeführt werden. Eine Umstellung auf ein einheitliches Simulationsmodell scheiterte an dem Avalanche in der Diode, der auch bei sehr hohen Zwischenkreisspannungen nicht einsetzt. Hier ist das Modell noch fehlerhaft und wird nicht verwendet. Die restlichen Simulationen sind auch ohne den Avalanche in der Diode aussagekräftig.

Die Abbildung 4.10 zeigt die Ergebnisse der Kurzschluss-Simulation. Im oberen Diagramm sind die Kollektor-Emitter-Spannung und die Kathoden-Anoden-Spannung aufgetragen. Das untere Diagramm zeigt den Gesamt- (rot), den IGBT- (grün) und den Diodenstrom (blau). Die obere Abbildung 4.10a zeigt eine Simulation mit aktiviertem `impact`-Parameter und die untere Abbildung 4.10b zeigt diese ohne `impact`. Die Simulation mit den durch den Avalanche generierten Ladungsträgern zeigt einen ähnlichen Verlauf wie die vorherigen Messungen. Mit Beginn des Kurzschlusses wird die Diode abkommutiert und auf das Reverse-Recovery erfolgt ein Entsättigen mit anschließendem Avalanche. Der Spannungsanstieg im Avalanche wird ebenso begrenzt wie in der Messung.

Der größte Unterschied zur Messung ist das IGBT-Verhalten zu Beginn des Kurzschlusses. Die in Abbildung 4.3 dargestellte Messung zeigt, dass der IGBT bereits mit Beginn des Kurzschlusses Strom führt. In der Simulation erfolgt dies erst während des Reverse-Recoverys der Diode. Diese Abweichung liegt zum einen an den geringeren parasitären Induktivitäten zwischen IGBT und Diode und zum anderen an den verwendeten 6,5kV-Modellen von IGBT und Diode. Die Forward-Recovery-Spannung fällt auf Grund seiner Halbleiterdicke höher aus. Dies führt zu einem später einsetzenden IGBT-Strom im Vergleich zu den vorherigen Messungen. Die Spannungsunterschiede der Kathoden-Anoden- und Kollektor-Emitter-Spannung fallen im Vergleich zu den Messungen durch die geringeren Induktivitäten zwischen den Halbleitern niedriger aus. Bei den niedrigen parasitären Induktivitäten kann angenommen werden, dass der Unterschied der beiden Spannungen vernachlässigbar ist. Insgesamt ist der wesentliche Verlauf der qualitativen Simulation mit den vorherigen Messungen identisch.

Wird der `impact`-Parameter deaktiviert, verändert sich der Kurvenverlauf deutlich, wie in Abbildung 4.10b zu sehen ist. Bis zur Spannungsaufnahme bei circa $1\ \mu\text{s}$ sind die Verläufe identisch, danach fehlt die zweite Stromspitze des Diodenstroms. Die Spannungsaufnahme führt zu einem Ausräumen der restlichen Ladungsträger. Der IGBT muss fast den gesamten Kurzschlussstrom führen und schaltet diesen ab circa $1,1\ \mu\text{s}$ ohne Überspannungsbegrenzung ab. Dies führt zu einer Überspannung von 7,5 kV. Dabei ist

4. Kurzschlussfall III

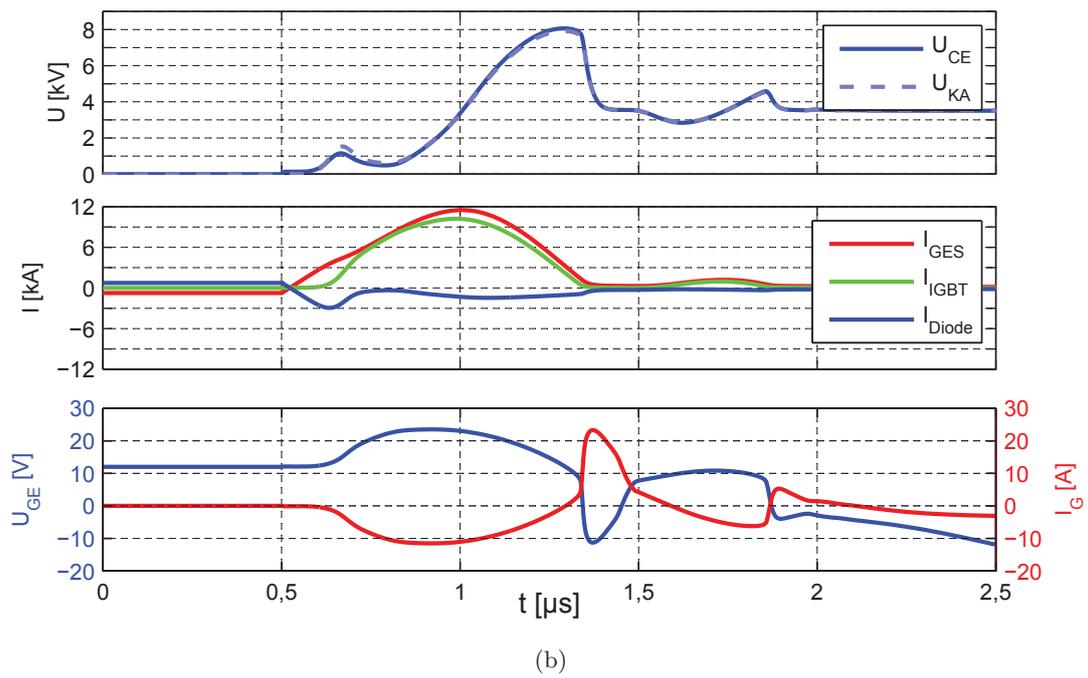
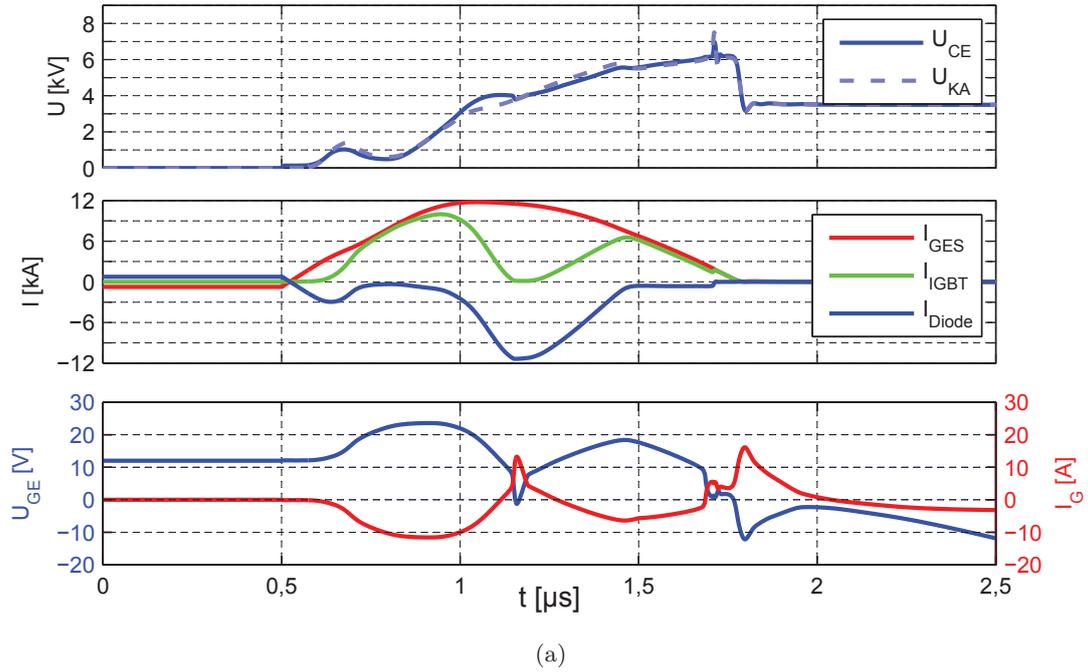


Abbildung 4.10.: Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell, mit (a) und ohne (b) Avalanche

4. Kurzschlussfall III

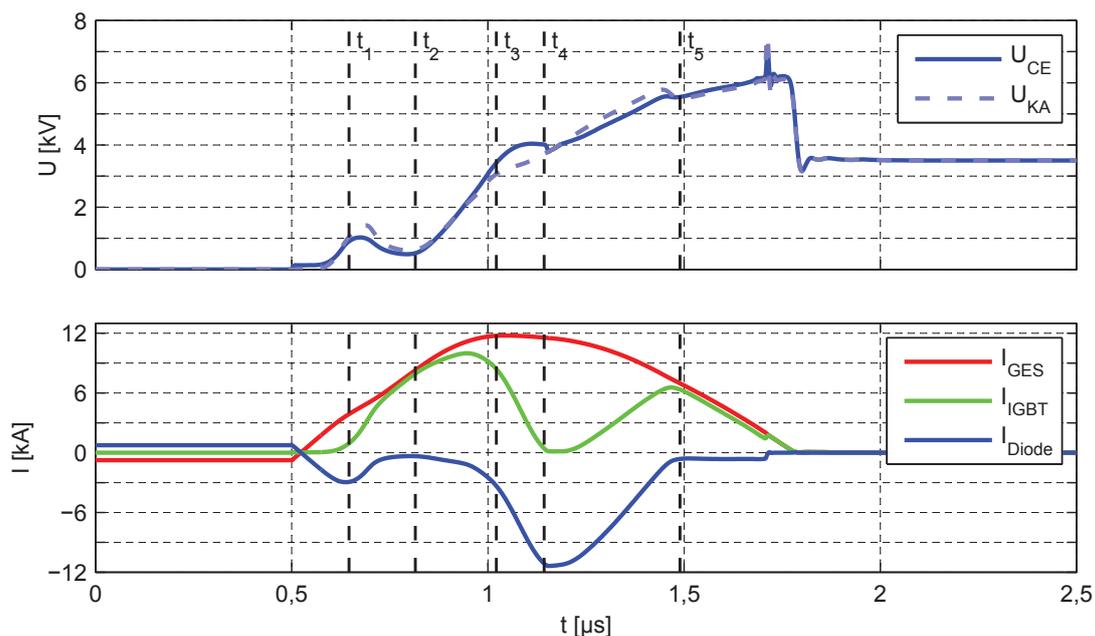


Abbildung 4.11.: Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell bei $U_D=3,5$ kV, $I_C=-750$ A, Kennzeichnung der Schnitt-Zeitpunkte in Abbildung 4.12

deutlich der Einfluss des Avalanches auf den Spannungsanstieg der Kathoden-Anoden-Spannung zu sehen, was mit Hilfe des ESBs, welches nach den Schnitten durch die Diode zu finden ist, erklärt werden kann.

Die Simulation ermöglicht zu verschiedenen Zeitpunkten eine Ausgabe von elektrischen Größen innerhalb der Diode und des IGBTs. Dazu kann die vorherige Simulation, dargestellt in Abbildung 4.11, in fünf Bereiche unterteilt werden. Der erste Schnitt liegt im Maximum des Dioden-Reverse-Recovery. Die Diode räumt das Plasma aus und nimmt Spannung auf. Der zweite Schnitt erfolgt bei konstanter Kathoden-Anoden-Spannung, bei der der IGBT den kompletten Kurzschlussstrom führt, bis der IGBT zum Zeitpunkt t_3 den Strom in die Diode kommutiert und die Diode zur Spannungsaufnahme und zum Avalanche zwingt. Zum Zeitpunkt t_4 führt der IGBT keinen Strom mehr, die Zwischenkreisspannung ist erreicht und die Diode führt den maximalen Kurzschlussstrom. Bei $1,5 \mu\text{s}$, zum Zeitpunkt t_5 , führt der IGBT den meisten Kurzschlussstrom und entlastet die Diode, die den Avalanche beendet.

In der Abbildung 4.12 sind fünf Querschnitte zu den gezeigten Zeitpunkten aufgetragen. In dem oberen Diagramm sind der Betrag der elektrischen Feldstärke sowie die Löcher- und Elektronenkonzentration aufgetragen. Das untere Diagramm zeigt die Elektronen-

4. Kurzschlussfall III

und Löcherstromdichte. Bei allen Diagrammen liegt die Anode bei $x=0$ und die Kathode bei $x=1$. Die Verläufe zeigen nur einen qualitativen Zusammenhang, so dass alle Größen auf den Maximalwert normiert sind. Die lineare Verteilung der Plasmakonzentration deutet auf eine geringe Ladungsträgerlebensdauereinstellung hin. Dies widerspricht den Erwartungen an eine Hochvolt-Diode und sollte von Simulationsspezialisten überprüft werden. Für diese Arbeit ergeben sich daraus keine Nachteile.

Zum Zeitpunkt t_1 erreicht die Diode den maximalen Reverse-Recovery-Strom und nimmt Spannung auf. In der Mitte des Bauteils befindet sich das Plasma, welches durch das elektrische Feld (grün) von der Anode und von der Kathode ausgeräumt wird. Der Elektronen- und Löcherstrom im Plasma bestimmt sich, bei Vernachlässigung des Diffusionsstroms, aus der Ladungsträgerbeweglichkeit [22]. Anodenseitig ist nur ein Löcherstrom und kathodenseitig ein Elektronenstrom vorhanden. Der Löcherstrom führt zu einer Feldaufteilung, die eine höheren maximalen elektrischen Feldstärke ergibt.

Zum Zeitpunkt t_2 ist der Diodenstrom nahezu null und die Kathoden-Anoden-Spannung konstant. Der Anstieg des elektrischen Feldes ist aufgrund der fehlenden Feldaufteilung geringer als zum Zeitpunkt t_1 . Der Löcher- und Elektronenstrom ist durch den geringen Gesamtstrom ebenfalls sehr gering. In der Diode ist noch sehr viel Plasma vorhanden, welches bei weiterer Spannungsaufnahme ausgeräumt werden muss. Ab t_3 kommutiert der Strom von dem IGBT in die Diode. Der Strom führt zu einem Ausräumen des Plasmas und zum Aufnehmen von Spannung. Die anodenseitige Feldaufteilung führt zu einer Avalanche, der den dreieckigen Feldverlauf durch einen Elektronenstrom verändert. An der Kathode tritt zusätzlich ein Löcherstrom auf, der auf einen weiteren Avalanche hindeutet.

Der maximale Kurzschlussstrom fließt zum Zeitpunkt t_4 durch die Diode. Der IGBT hat den kompletten Strom auf die Diode kommutiert. Dies führt zu einer sehr hohen Stromdichte und einem kathoden- und anodenseitigen Avalanche. Zu diesem Zeitpunkt ist die Zwischenkreisspannung erreicht und der negative Stromanstieg führt zu einer Überspannung. Der Kurzschlussstrom verringert sich. Zusätzlich erhöht sich die Belastung durch die höhere Kathoden-Anoden-Spannung. Zu diesem Zeitpunkt kann es zu Ausfällen kommen, die in Abschnitt 4.5 gezeigt werden.

Das Aufsteuern des IGBTs führt zu einer Kommutierung von der Diode zum IGBT, der die Diode entlastet. Zum Zeitpunkt t_5 führt die Diode nur noch einen kleinen Teil des Kurzschlussstroms und die Feldaufteilung verringert sich, bis das restliche Plasma ausgeräumt ist. Anodenseitig tritt noch ein leichter Avalanche auf, der zu einem Elek-

4. Kurzschlussfall III

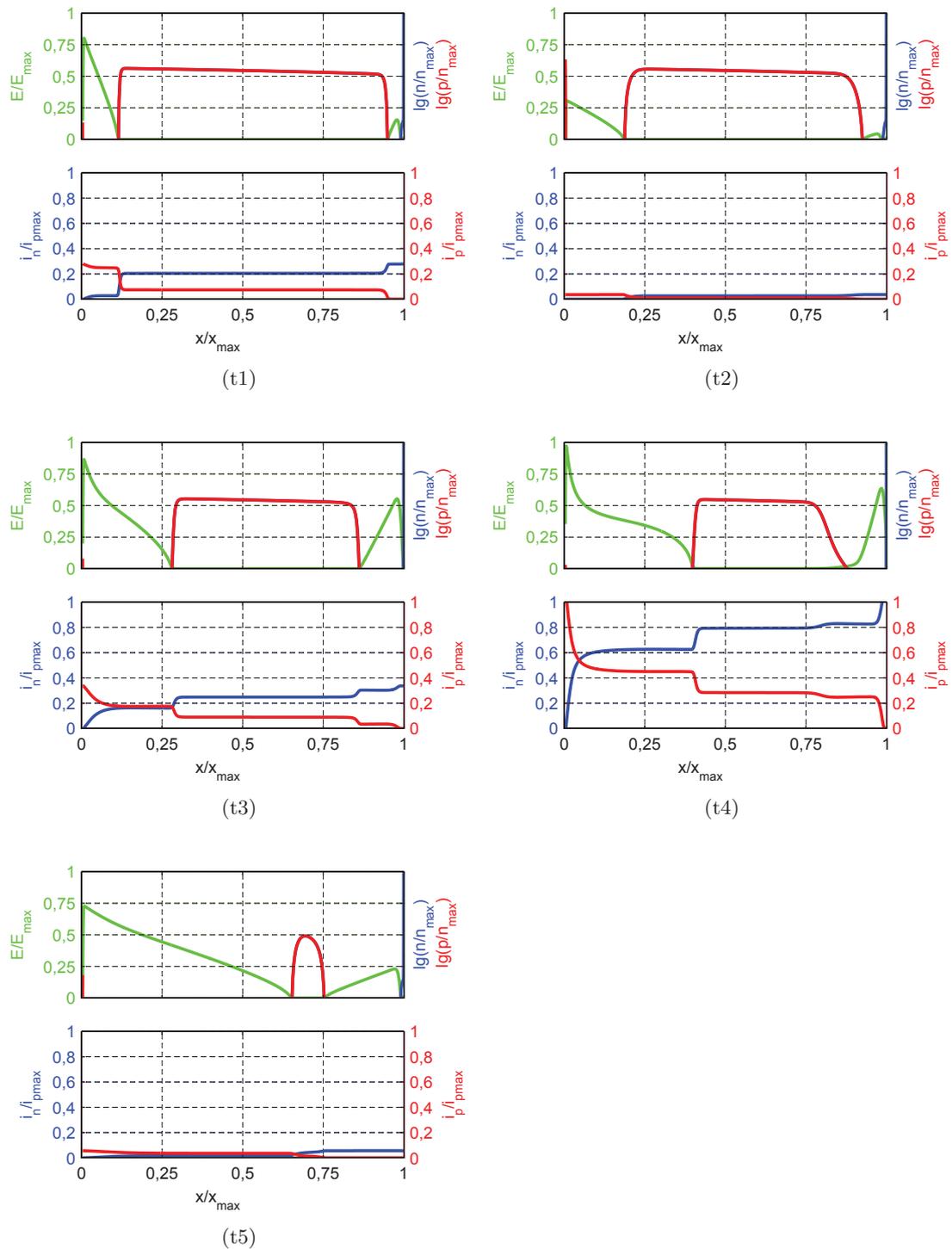


Abbildung 4.12.: Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5kV-Modell bei $U_D=3,5$ kV, $I_C=-750$ A, Feldstärke, Löcher- und Elektronenkonzentration (oben), Elektronen- und Löcherstromdichte (unten) zu verschiedenen Zeitpunkten des Kurzschlusses in der Diode

4. Kurzschlussfall III

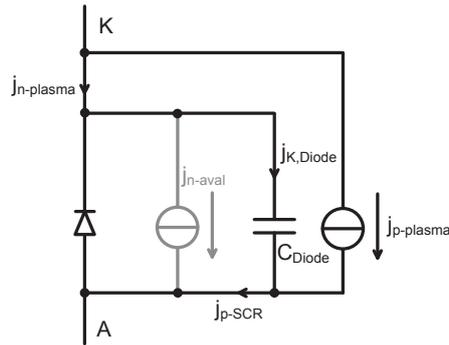


Abbildung 4.13.: Ersatzschaltbild für das Abkommutieren der Diode mit Plasmaersatzkapazität und Avalanche-Stromquelle

tronenstrom in der Raumladungszone führt. An der Kathode ist nur noch ein Elektronenstrom vorhanden. Dies bedeutet, dass kein Avalanche mehr an der Kathode auftritt. Der IGBT schaltet den restlichen Kurzschlussstrom ab. Ein Ausfall auf Grund von thermischer Überhitzung ist in dieser Simulation nicht möglich und soll auch nicht näher untersucht werden. Diese Simulation zeigt nur den prinzipiellen Verlauf und gibt einen Hinweis auf die Vorgänge innerhalb der Diode.

Der in der Simulation festgestellte kathodenseitige Avalanche tritt in den Messungen mit den 3,3kV-Dioden nicht auf. In verwendeten Modulen sind CIBH-Dioden verbaut, die ein Feld und ein Avalanche an der Kathode verhindern.

Die beiden Simulationen mit und ohne Avalanche zeigen deutlich, dass der Avalanche den Spannungsanstieg verringert. Wird das kapazitive Ersatzschaltbild der Diode, dargestellt in Abbildung 4.13, verwendet, ergibt sich sofort der Zusammenhang. Während des Abkommutierens der Diode gibt es idealerweise zwei Bereiche in der Diode: zum einen die Raumladungszone, in der der gesamte Strom als Löcherstrom fließt, und zum anderen das Plasmagebiet, in dem sich der Strom entsprechend der Ladungsträgerbeweglichkeit in Elektronen- und Löcherstrom aufteilt. Der Löcherstrom, der durch beide Bereiche fließt, ist als Stromquelle $j_{p,plasma}$ dargestellt. Der restliche Strom teilt sich am Ende des Plasmas auf. In der Raumladungszone ist nur ein Löcherstrom vorhanden und im Plasma zusätzlich ein Elektronenstrom. Dieser Elektronenstrom fließt im Ersatzschaltbild von der Kathode in die Ersatzkapazität, die das Plasma darstellt, und verlässt die Kapazität als Löcherstrom. Die verwendete Kapazität ist stark spannungsabhängig und nichtlinear. Tritt ein Avalanche in der Diode auf, führt dies an der Anode zu einem Löcherstrom in Richtung Anode und zu einem Elektronenstrom in Richtung Kathode. Dies verringert den Elektronenstrom durch die Ersatzkapazität und demzufolge auch

4. Kurzschlussfall III

den Spannungsanstieg beim Abkommutieren. Wie beim Kurzschlussfall II bestimmt der Strom durch die Ersatzkapazität den Spannungsanstieg im Kurzschlussfall.

Nachdem das Ersatzschaltbild für die Diode dargestellt wurde, kann das bereits bekannte Ersatzschaltbild des IGBTs angepasst werden. Dafür werden zunächst das Stromquellenverhalten des IGBTs und der Plasmaverlauf im IGBT gezeigt.

4.4.2. Stromquellenverhalten des IGBTs

Während des Kurzschlusses verhält sich der IGBT wie eine Gate-Emitter-Spannungsgesteuerte Stromquelle, was mit Hilfe von Simulationen und Messungen gezeigt werden kann. Begonnen wird hier mit einer Messung, in der die Gate-Emitter-Spannung während des Kurzschlusses variiert wird. Dazu wird ein selbstgebauter spezieller Gate-Treiber verwendet, der direkt auf dem IGBT verbaut ist und mit einem Field-Programmable Gate Array (FPGA) ausgestattet ist. Der FPGA steuert verschiedene Treiber-Stufen, um die Gate-Emitter-Spannung einzustellen und die Gegenkopplung zu aktivieren. Während des Versuches ist die Gegenkopplung deaktiviert und das Verhalten wird über die Treiber-Stufe nachgestellt, um den Strom durch den IGBT besser einstellen zu können.

Mit Beginn des Kurzschlusses wird die Gate-Emitter-Spannung für verschiedene Zeiten von 12 V auf -15 V geschaltet. Damit wird das Verhalten der Gegenkopplung nachgestellt und ein Aufsteuern des IGBTs begrenzt. Im Anschluss wird die Gate-Emitter-Spannung auf 12 V angehoben, damit das Active-Clamping die Überspannung begrenzen kann. Die Abbildung 4.14 zeigt zwei Messungen mit unterschiedlichen Gegenkopplungszeiten, wobei der obere Kurvenverlauf die Messung der Kollektor-Emitter-Spannung direkt über den Hilfsanschlüssen am IGBT und der Kathoden-Anoden-Spannung direkt an der Diode zeigt. Im mittleren Kurvenverlauf ist der Dioden- (blau), der IGBT- (grün) sowie der Gesamtstrom (rot) und im unteren die Gate-Emitter-Spannung dargestellt. Beide Messungen erfolgen bei einer Zwischenkreisspannung von $U_D=1,75$ kV und einem Vorstrom in der Diode von $I_C=-2$ kA.

In beiden Fällen wird die Diode mit dem gleichen Stromanstieg abkommutiert und reagiert mit einem identischen ersten Reverse-Recovery-Strom. Auch der IGBT-Strom ist bis $0,85$ μ s identisch. Erst danach wirkt die Absenkung der Gate-Emitter-Spannung und verändert den Stromverlauf des IGBTs. Bei der kürzesten Gegenkopplungsdauer von $t=100$ ns, dargestellt in Abbildung 4.14a, steigt der IGBT-Strom auf einen Maximalwert von $6,8$ kA bei $0,95$ μ s. Zu diesem Zeitpunkt beginnt das Aufnehmen von Spannung und

4. Kurzschlussfall III

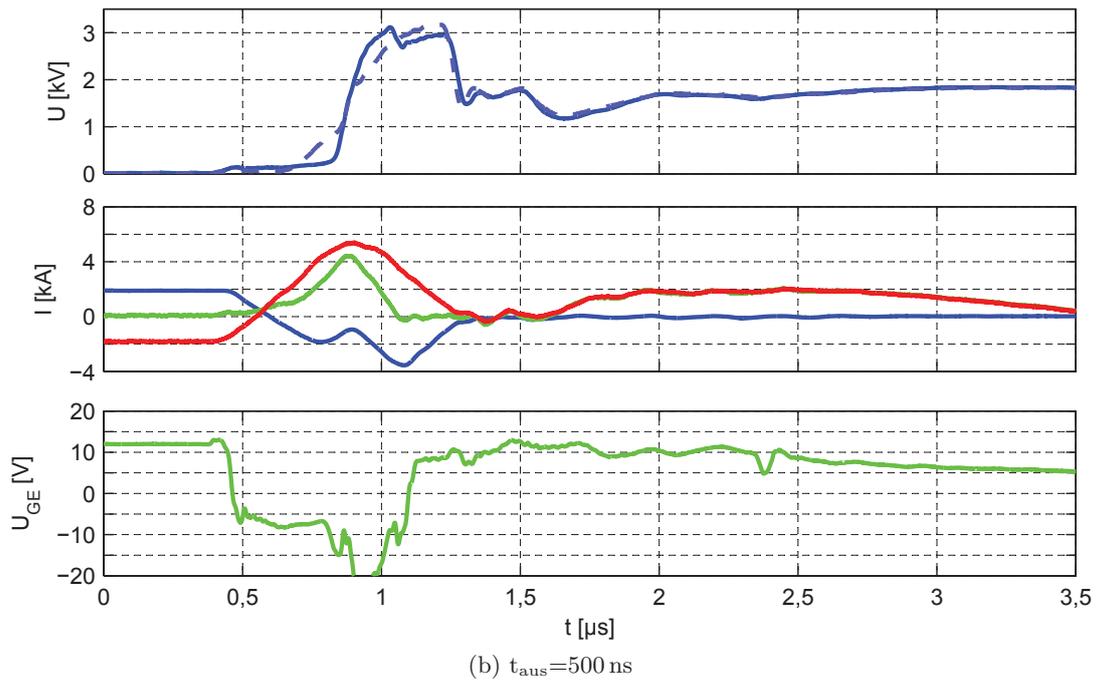
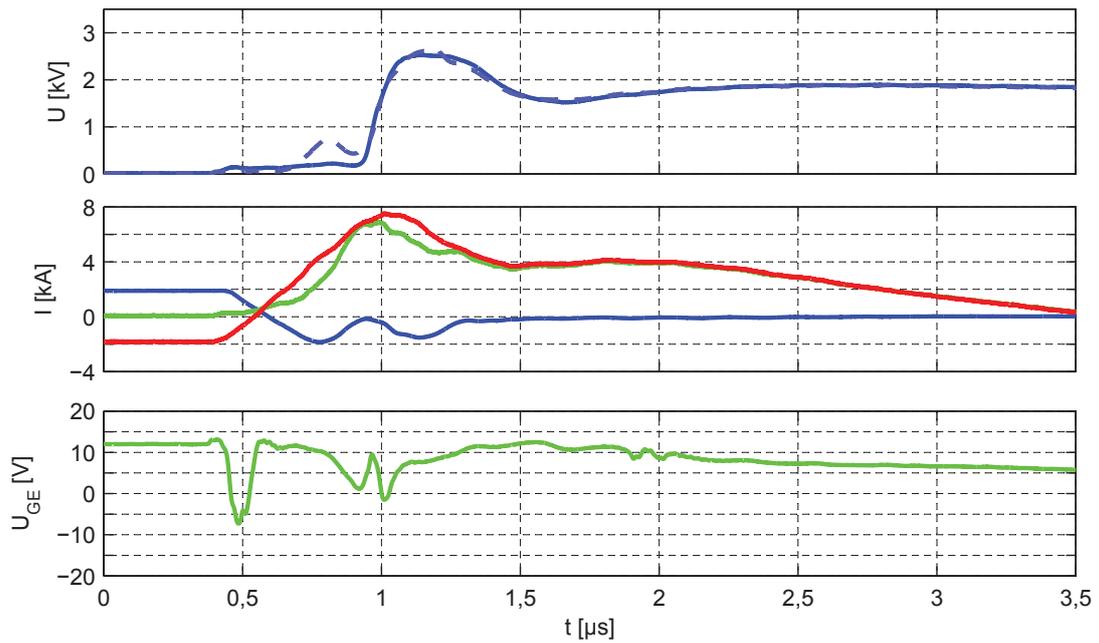


Abbildung 4.14.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation des Abschaltimpulses des IGBTs, oben: U_{CE} (durchgezogen), U_{KA} (gestrichelt), mitte: Diodenstrom (blau), IGBT-Strom (grün) und Gesamtstrom (rot), unten: U_{GE} bei $U_{\text{D}}=1,75 \text{ kV}$ und $I_{\text{C}}=-2 \text{ kA}$

4. Kurzschlussfall III

die Diode führt fast keinen Strom. Der Strom kommutiert in die Diode und zwingt diese zum Ausräumen des Plasmas und zur Spannungsaufnahme. Der maximale Diodenstrom während des Avalanches liegt bei $-1,5\text{ kA}$ und der IGBT-Strom zu diesem Zeitpunkt bei $5,2\text{ kA}$.

Wird die Gegenkopplungsdauer auf $t=500\text{ ns}$ erhöht, wie in Abbildung 4.14b gezeigt, verringert sich der maximale IGBT-Strom auf etwas mehr als 4 kA . Das Entsättigen erfolgt bei $0,8\text{ }\mu\text{s}$ und kurz danach kommutiert der Strom in die Diode. Der maximale Avalanche-Strom fällt 2 kA höher aus. Außerdem kommutiert der IGBT in diesem Fall seinen kompletten Strom in die Diode und ruft einen höheren Avalanche hervor, wobei die Diode den Kurzschluss selbstständig ohne IGBT-Entlastung abschalten muss. Die Abweichung zwischen Kathoden-Anoden- und Kollektor-Emitter-Spannung wird durch den höheren Stromanstieg an den parasitären Induktivitäten hervorgerufen.

4.4.3. Simulation des IGBT-Verhaltens

Mit Hilfe der Simulation in Abbildung 4.11 können während des Kurzschlusses ebenfalls elektrische Größen innerhalb des IGBTs extrahiert werden. Die Schnitte durch die Diode und durch den IGBT erfolgen zu den gleichen Zeitpunkten. Die Abbildung 4.15 zeigt die fünf verschiedenen Schnitte. Im oberen Diagramm sind der Betrag der normierten Feldstärke und die normierte Elektronen- und Löcherkonzentration aufgetragen. Das untere Diagramm zeigt die Elektronen- und Löcherstromdichte. Zum Zeitpunkt t_1 beginnt der IGBT Strom zu führen und reagiert mit einer Forward-Recovery-Spannung auf das eingeprägte di/dt . Das elektrische Feld reicht durch das komplette n'-Gebiet und es ist kein Plasma innerhalb des IGBTs vorhanden.

Kommutiert der Strom zum Zeitpunkt t_2 in den IGBT, führt der höhere Strom zu einer höheren Elektronen- und Löcherstromdichte. Das elektrische Feld reicht weiterhin weit in das Bauteil hinein und am Kollektor bildet sich ein Plasma aus. Ab dem Zeitpunkt t_3 wirkt die Gegenkopplung, reduziert die Gate-Emitter-Spannung und verringert den IGBT-Strom. Der Strom kommutiert in die Diode und bewirkt eine Spannungsaufnahme. Der Elektronenstrom im IGBT ist im Vergleich zum vorherigen Schnitt geringer und die Fläche unter der elektrischen Feldstärke ist aufgrund der höheren Spannung größer. Das gebildete Plasma wird ausgeräumt.

Zum Zeitpunkt t_4 führt der IGBT kaum Strom, so dass die Löcher- und Elektronenstromdichte sehr gering ist. Der Feldverlauf ist dreieckförmig und kollektorseitig ist noch

4. Kurzschlussfall III

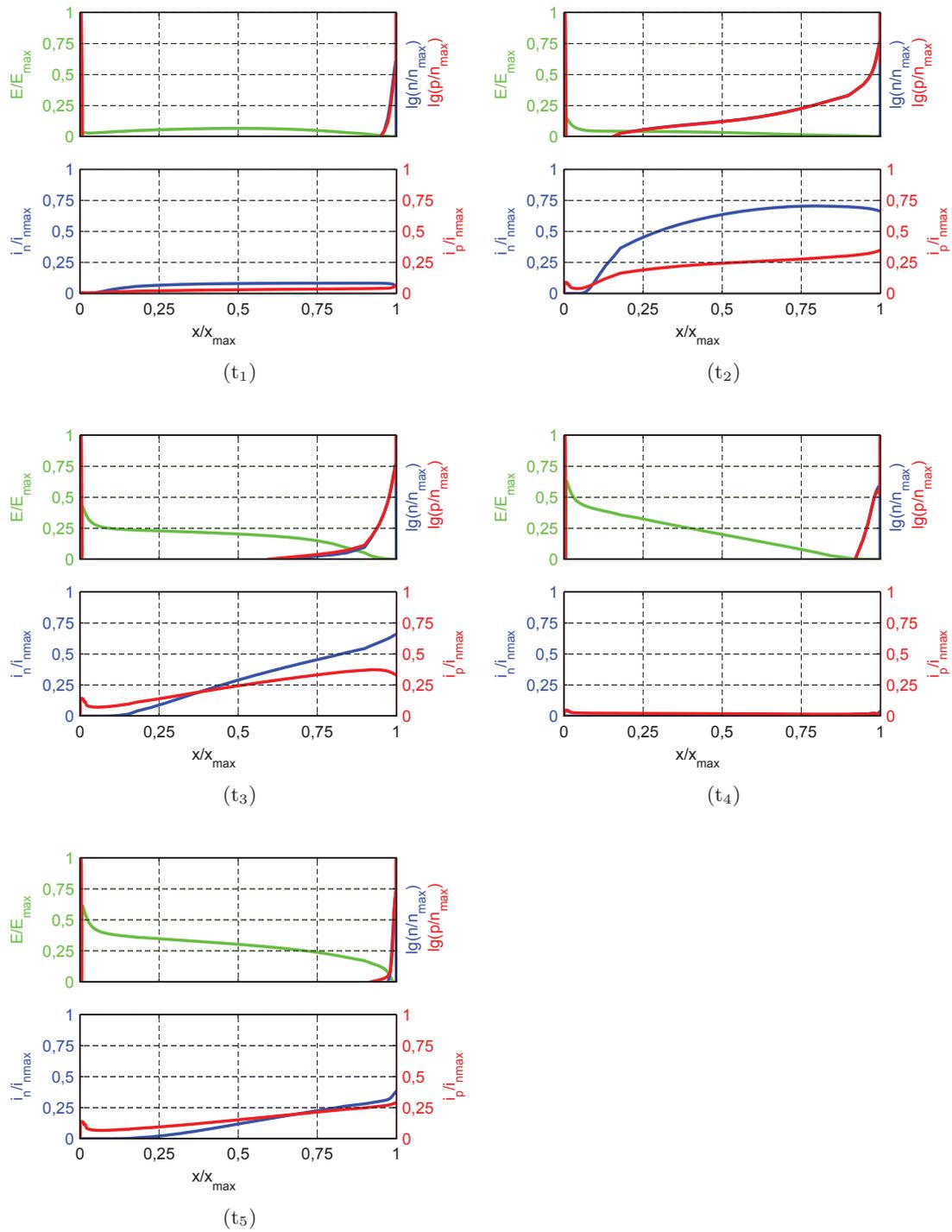


Abbildung 4.15.: Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5kV-Modell, oben: Feldstärke, Löcher- und Elektronenkonzentration, unten: Elektronen- und Löcherstromdichte zu verschiedenen Zeitpunkten des Kurzschlusses im IGBT

4. Kurzschlussfall III

etwas Plasma vorhanden. Mit Anheben der Gate-Emitter-Spannung zum Zeitpunkt t_5 führt der IGBT Strom, so dass die Stromdichte steigt. Das Feld ist weiterhin komplett ausgebreitet, so dass kein Plasma vorhanden ist. Der IGBT ist entsättigt und verhält sich wie eine Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquelle. Während des gesamten Kurzschlusses kann der IGBT kein Plasma aufbauen und das Feld reicht durch das komplette n^- -Gebiet.

Die vorherige Simulation und die Messungen in Abbildung 4.14 zeigen, dass sich der IGBT während des Kurzschlusses wie eine Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquelle verhält. Das Stromquellen-Verhalten kann in der Messung durch unterschiedliche Gate-Ansteuerung dargestellt werden. Durch die parasitären Induktivitäten und den internen Gate-Widerstand kann das Aufsteuern zu Beginn des Kurzschlusses nicht komplett unterbunden werden. Der IGBT-Strom lässt sich nur in gewissen Grenzen einstellen. In der Simulation ohne die parasitären Elemente kann der Strom beliebig eingestellt und das Aufsteuern vermieden werden. Des Weiteren kann in der Simulation der IGBT durch eine Stromquelle ersetzt werden. Eine Stromquelle, die durch einen vorher festgelegten Kurvenverlauf gesteuert wird, kann in dem Halbleiter-Simulator nicht simuliert werden. Der IGBT-Stromverlauf kann nur mit Hilfe von einfachen, schaltbaren Stromquellen, deren Anstiegszeit einstellbar ist, nachgebildet werden. Ein Stromverlauf wie in den vorherigen Simulationen kann nicht erreicht werden.

Die Abbildung 4.16 zeigt zwei Simulationen mit einer Stromquelle statt einem IGBT, jedoch mit einer Diode als Bauelement. Im oberen Diagramm sind die Kollektor-Emitter- und die Kathoden-Anoden-Spannung aufgetragen. Das untere Diagramm zeigt die drei Ströme, den Gesamtstrom (rot), den Diodenstrom (blau) und den der Stromquelle (grün). Der Kurzschluss setzt bei $0,5 \mu\text{s}$ ein und führt zu einem Abkommutieren der Diode. Die Stromquelle führt ab $0,6 \mu\text{s}$ Strom und übernimmt einen Teil des Diodenstroms. Die Diode reagiert mit einer Spannungsaufnahme, die den vorherigen Messungen und Simulationen ähnlich ist. Eine Abweichung ergibt sich aus veränderten Stromanstiegen und einem anderen Diodenstrom. In den Messungen übernimmt der IGBT fast den kompletten Kurzschlussstrom und beginnt mit einem höheren Stromanstieg. Die Nachbildung mit der Stromquelle zeigt in diesem Bereich Abweichung, als dass der Diodenstrom höher ist und die Diode mehr Plasma ausräumen muss und mehr Spannung aufnimmt.

Bei $0,8 \mu\text{s}$ verringert sich der Strom durch die Stromquelle und zwingt den Strom in die Diode. Die Diode reagiert ab $0,9 \mu\text{s}$ mit einem Avalanche und führt ab $1 \mu\text{s}$ den kompletten Kurzschlussstrom. In der Simulation in Abbildung 4.16a führt die Strom-

4. Kurzschlussfall III

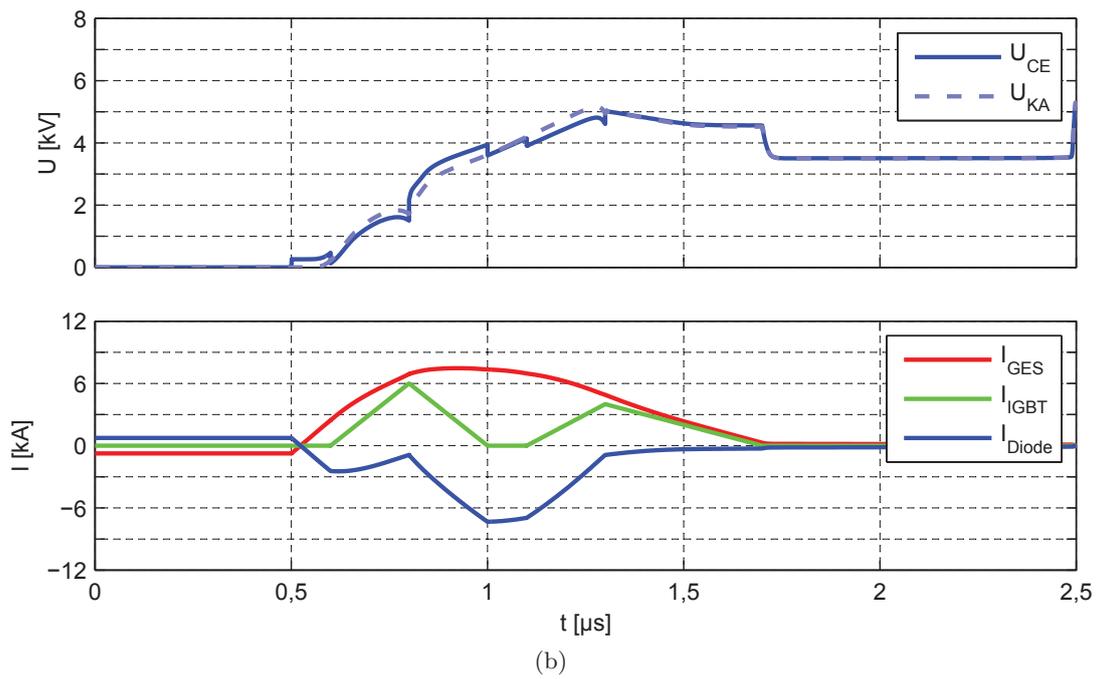
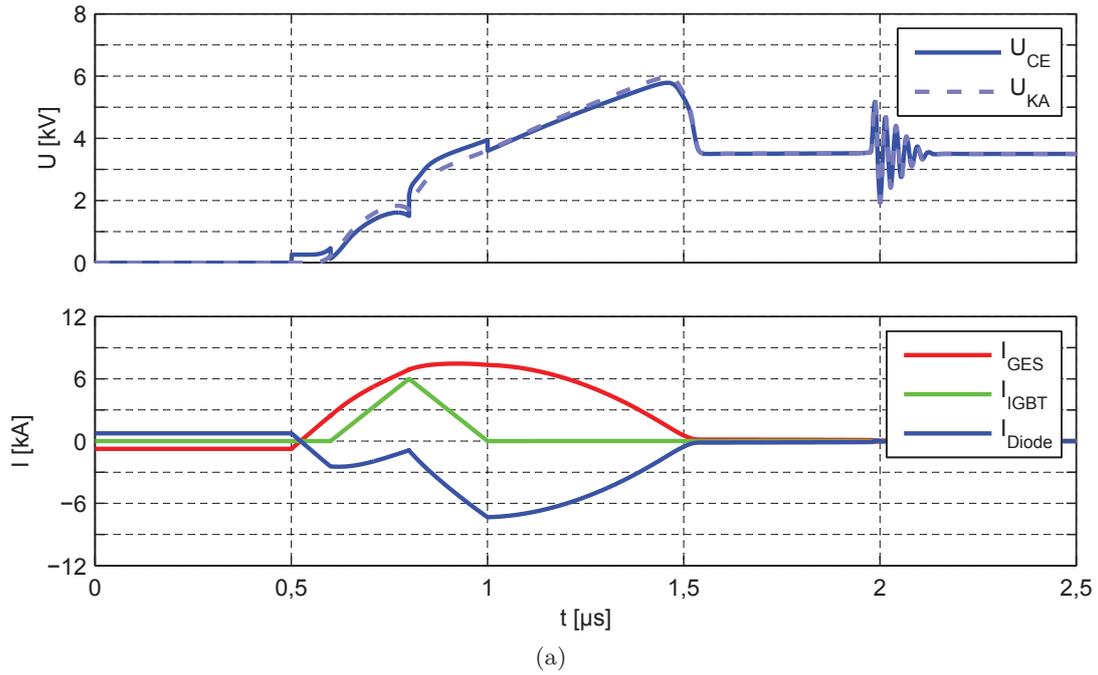


Abbildung 4.16.: Simulation: Kurzschlussfall III mit Stromquelle statt IGBT, Variation des Stromquellen-Stroms bei $U_D=3,5$ kV, $I_C=-750$ A und $L_\sigma=100$ nH

4. Kurzschlussfall III

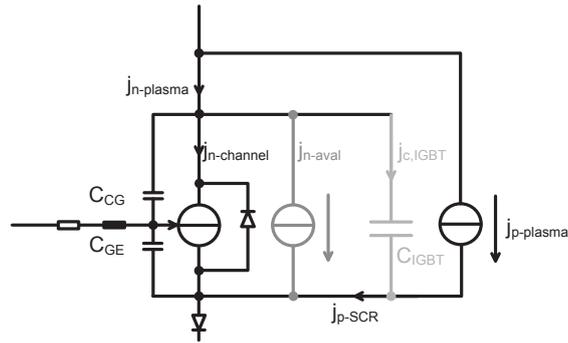


Abbildung 4.17.: Ersatzschaltbild für das Abkommutieren des IGBTs ohne Plasmaersatzkapazität

quelle keinen weiteren Strom und die Diode muss den Kurzschlussstrom abschalten. Dieses Verhalten entspricht der Messung in Abbildung 4.14b. Steuert der IGBT durch das Active-Clamping hingegen nochmals auf, übernimmt er einen Teil des Kurzschlussstroms und entlastet die Diode. Die Simulation in Abbildung 4.16b zeigt das mit der Stromquelle nachgebildete Verhalten. Der Strom durch die Stromquelle steigt ab $1,1 \mu\text{s}$. Ab $1,3 \mu\text{s}$ wird nur noch ein kleiner Teil des Kurzschlussstroms durch die Diode geführt. Der Avalanche in der Diode endet deutlich eher als in der Simulation ohne wiederholtes Aufsteuern des IGBTs.

Insgesamt ist das Kurzschlussverhalten in der Simulation mit einer Diode und einer Stromquelle sehr ähnlich zu den vorherigen Simulationen mit IGBT und Diode. Auch sind die Verläufe sehr ähnlich zu den bereits gezeigten Messungen, so dass eine Stromquelle das Verhalten des IGBTs sehr gut beschreibt. Im Kurzschlussfall III kann der IGBT kein Plasma aufbauen, so dass er jede Spannung sperren kann ohne Plasma auszuräumen. Das Ersatzschaltbild des Kurzschlussfalls II zeigt den Stromverlauf im IGBT, insbesondere im Plasma. Dieses Plasma ist im Kurzschlussfall III nicht vorhanden, so dass die Ersatzkapazität nur noch der Sperrschichtkapazität entspricht und vernachlässigt werden kann. Die Abbildung 4.17 zeigt das Ersatzschaltbild ohne Plasma. Der Strom durch den IGBT wird durch die Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquelle, die das Gate darstellt, entsprechend der Kennlinie vorgegeben. Der Strom durch den IGBT lädt keine Kapazität um, so dass sich kein Spannungsanstieg wie bei der Diode oder im Kurzschlussfall II ergibt.

4. Kurzschlussfall III

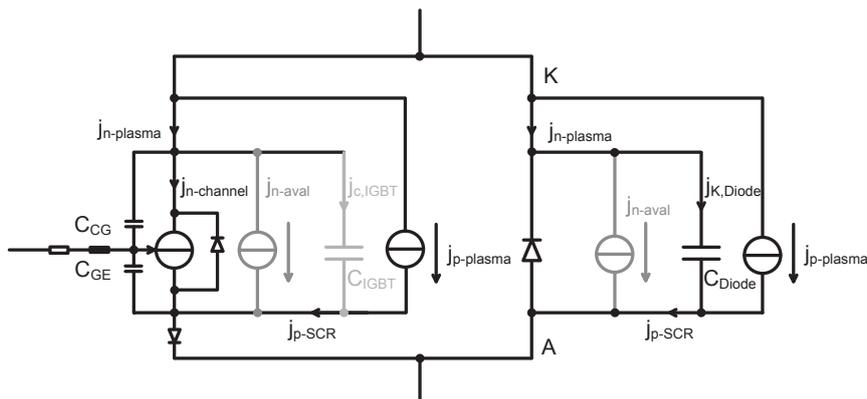


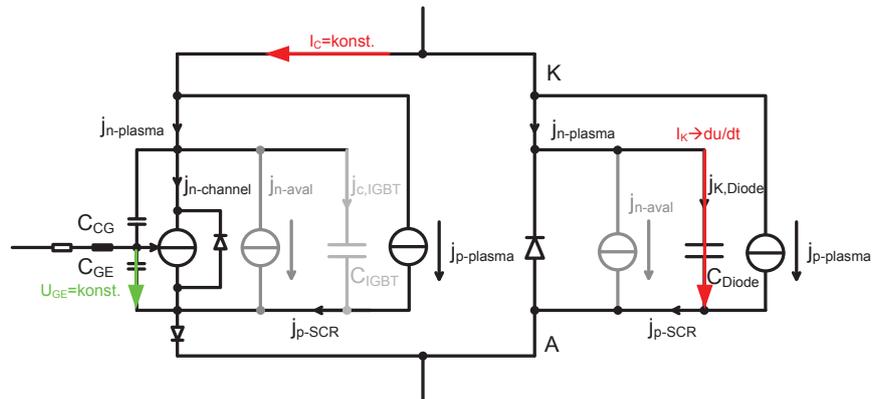
Abbildung 4.18.: Ersatzschaltbild mit IGBT und Diode für den Kurzschlussfall III

4.4.4. Wirkungskette im Kurzschlussfall III

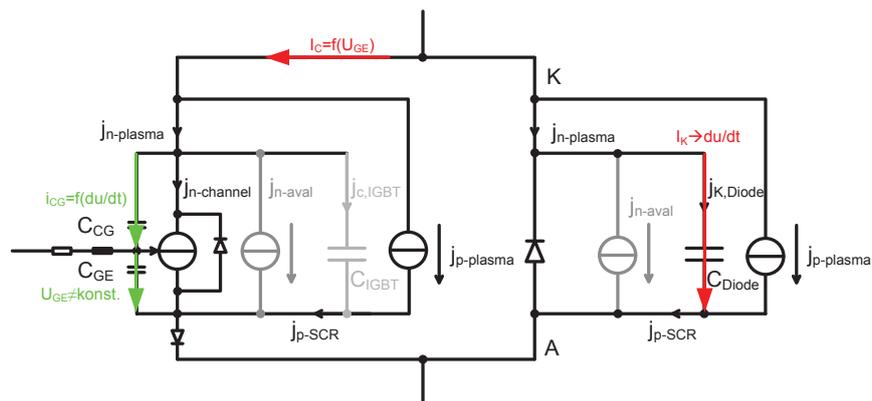
Für den Kurzschlussfall III müssen die Ersatzschaltbilder der Diode und des IGBTs zusammen verwendet werden, um dessen Verhalten beschreiben zu können. Die Abbildung 4.18 zeigt das Ersatzschaltbild des IGBTs ohne Plasma und der antiparallelen Dioden. Für den Verlauf des Kurzschlusses müssen zwei Fälle unterschieden werden: zum einen der intrinsische Spannungsanstieg der Diode im Kurzschluss und zum anderen der Gatestrom-gesteuerte Spannungsanstieg. Während des Kurzschlusses teilt sich der Kurzschlussstrom im Modul zwischen Diode und IGBT auf, wobei der Gesamtstrom durch die Kurzschlussinduktivität und die treibende Spannung vorgegeben wird. Der IGBT-Strom hängt von der Gate-Klemmung ab, so dass sich der Diodenstrom aus dem Gesamtstrom und dem IGBT-Strom ergibt. Beim ersten Fall, dargestellt in Abbildung 4.19a, ist die Gate-Klemmung sehr gut, so dass durch den Gate-Treiber ein beliebiger Strom geführt werden kann und die Gate-Emitter-Spannung konstant bleibt. Dies ist insbesondere für den Strom durch die Miller-Kapazität wichtig, der über den Spannungsanstieg der Kollektor-Emitter-Spannung die Gate-Emitter-Spannung anhebt. Durch die konstante Gate-Emitter-Spannung kann der IGBT nur einen konstanten Kollektorstrom führen. Dies führt dazu, dass die Diode den größer werdenden Kurzschluss alleine führen muss und damit deren Plasmaersatzkapazität umlädt. Der IGBT hat dabei keinen Einfluss auf den Kurzschlussverlauf und die Diode nimmt mit einem intrinsischen Spannungsanstieg Spannung auf.

Der zweite Fall tritt auf, wenn die Gate-Klemmung nicht hinreichend ist und der Strom durch die Miller-Kapazität nicht über den Treiber geführt werden kann und zu einem Anheben der Gate-Emitter-Spannung führt. Hierbei ergibt sich eine Rückkopplung über

4. Kurzschlussfall III



(a) IGBT-Strom durch sehr gute Gate-Klemmung konstant, intrinsischer Spannungsanstieg



(b) IGBT-Strom variabel, Gatestrom-gesteuerter Spannungsanstieg

Abbildung 4.19.: Stromaufteilung zwischen IGBT und Diode in Abhängigkeit der Gate-Klemmung

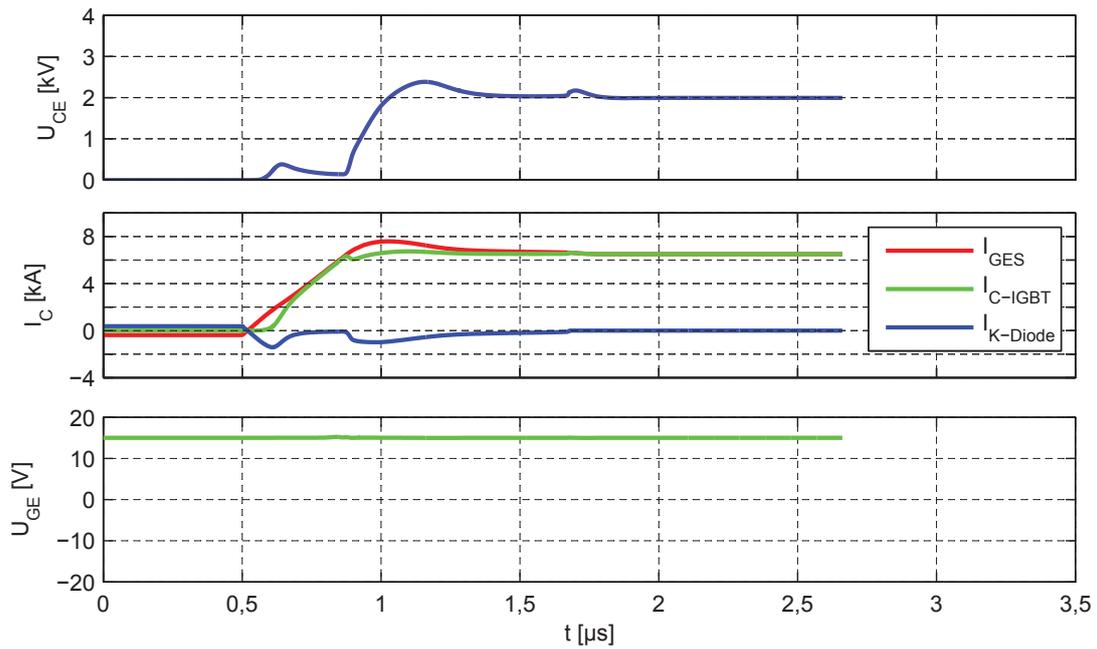
4. Kurzschlussfall III

die Miller-Kapazität und ein Gatestrom-gesteuerter Spannungsanstieg. Dieser Fall ist in Abbildung 4.19b dargestellt und zeigt die Rückwirkung über die Miller-Kapazität. Der Kurzschlussstrom, der von außen eingepreßt wird, teilt sich wie gehabt zwischen Diode und IGBT auf. Der Strom durch den IGBT ist in diesem Fall jedoch nicht konstant und der Diodenstrom, der die Ersatzkapazität umlädt, führt zu einem Spannungsanstieg der Kathoden-Anoden-Spannung. Dieser Spannungsanstieg führt zu einem Strom durch die Miller-Kapazität, der die Gate-Emitter-Spannung anhebt. Der IGBT führt mehr Strom und verringert den Diodenstrom und den Spannungsanstieg. Der Gatestrom bestimmt dabei den Spannungsanstieg, indem ein Strom in die Diode eingepreßt wird. Die Verteilung des Kurzschlussstroms zwischen Diode und IGBT ist bereits im vorherigen Abschnitt beschrieben. Mit Hilfe der folgenden Simulationen soll zum einen der intrinsische und Gatestrom-gesteuerte Spannungsanstieg und zum anderen im intrinsischen Fall die Abhängigkeit des Spannungsanstieges von der Ersatzkapazität gezeigt werden.

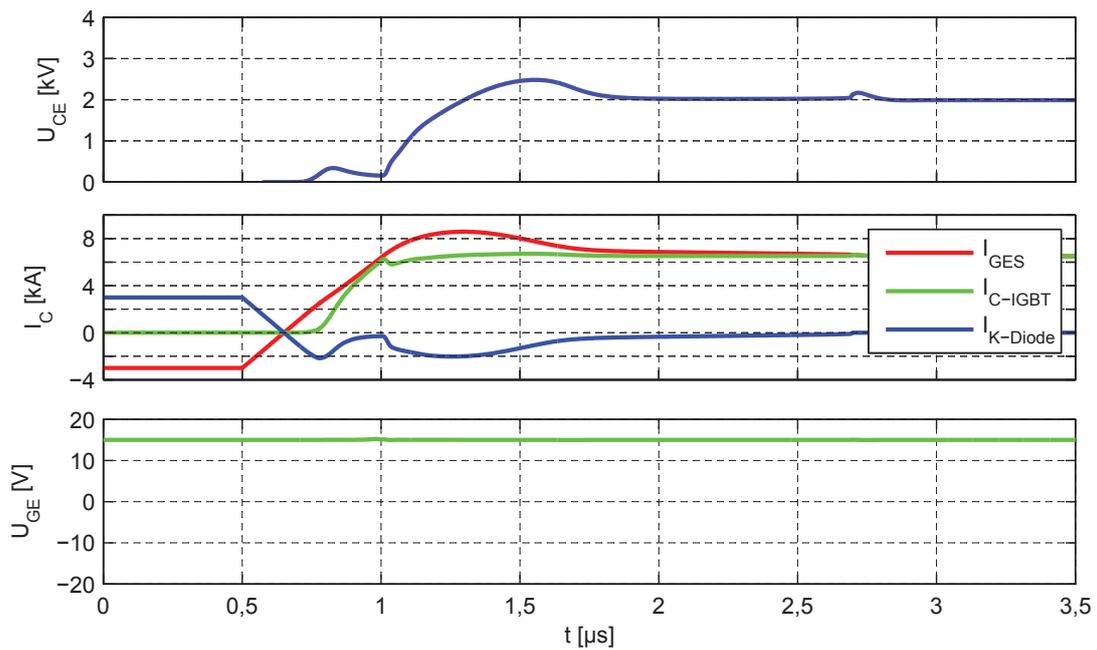
Die Simulationen in Abbildung 4.20 zeigen eine Variation des Diodenstroms vor dem Kurzschluss bei sehr guter Gate-Klemmung. Bei solch einer sehr guten Gate-Klemmung bestimmt die Ersatzkapazität der Diode den Spannungsanstieg. Diese Kapazität ist stark nichtlinear und vom Laststrom vor dem Kurzschluss abhängig. In den vorherigen Messungen konnte bereits gezeigt werden, dass mit höherem Strom der Spannungsanstieg geringer wird, jedoch ist der Bereich bis der Avalanche einsetzt und den Spannungsanstieg begrenzt nur sehr kurz. In der Simulation wird deutlich, dass bei sehr guter Gate-Klemmung der IGBT-Strom den gleichen Verlauf zeigt und der Spannungsanstieg der Kathoden-Anoden-Spannung mit höherem Strom abnimmt. Dies betrifft den ersten Spannungsanstieg beim Reverse-Recovery als auch den Anstieg vor dem Avalanche.

Wird bei konstantem Vorstrom und gleicher Zwischenkreisspannung der Gatewiderstand und damit die Gate-Klemmung verändert, erfolgt ein Übergang vom intrinsischen Spannungsanstieg zu einem Gatestrom-gesteuerten Spannungsanstieg. Die Abbildung 4.21 zeigt den Kurzschlussfall III bei unterschiedlicher Gate-Klemmung, die mit höherem Widerstand schlechter wird. Die erste Simulation zeigt eine sehr gute Klemmung mit intrinsischem Spannungsanstieg während des Kurzschlusses. Eine Erhöhung des Widerstandes auf $50\text{ m}\Omega$ führt zu einem leichten Aufsteuern des IGBTs und zu einem späteren Spannungsaufnehmen. Bei höheren Gatewiderständen steuert der IGBT stärker auf, übernimmt mehr Strom, so dass weniger Strom durch die Diode fließt. Die schwächste Gate-Klemmung mit $2\ \Omega$ reduziert den Spannungsanstieg weiter. Dabei steuert der IGBT sehr stark auf und führt extrem hohe Ströme. Der Spannungsanstieg ist in den letzten drei Fällen ($500\text{ m}\Omega$, $1\ \Omega$, $2\ \Omega$) Gatestrom-gesteuert. Die sehr hohen IGBT-Ströme und

4. Kurzschlussfall III



(a) $I_K = 375 \text{ A}$



(b) $I_K = 3,0 \text{ kA}$

Abbildung 4.20.: Simulation: Kurzschlussfall III, Variation des Laststroms vor dem Kurzschluss bei sehr guter Gate-Klemmung

4. Kurzschlussfall III

geringen Spannungsanstiege verringern den Avalanche in der Diode deutlich, so dass nur der IGBT den Spannungsanstieg steuert.

Diese Simulationen zeigen den Übergang vom intrinsischen zum Gatestrom-gesteuerten Spannungsanstieg und zu den jeweiligen dominanten Ersatzkapazitäten. Eine Messung dieses Übergangs ist durch das starke Aufsteuern des IGBTs und dem damit verbundenen Ausfall nicht möglich. Lediglich die Stromaufteilung zwischen Diode und IGBT kann mit Hilfe der vorherigen Messungen gezeigt werden. Diese Erkenntnisse können in einer Wirkungskette, dargestellt in Abbildung 4.22, zusammengefasst werden.

Der Stromanstieg im Kurzschluss resultiert aus einem Spannungsabfall, der Differenz aus Zwischenkreisspannung und Kathoden-Anoden-Spannung, über der Kurzschlussinduktivität. Der integrierte Stromanstieg ergibt den gesamten Kurzschlussstrom, von dem der IGBT-Strom abgezogen wird. Der verbleibende Strom muss von der Diode geführt werden und führt zu einem Umladen der Ersatzkapazität C_D , so dass sich ein Spannungsanstieg ergibt. Die Integration des Spannungsanstieges führt zu der Kathoden-Anoden-Spannung, die wiederum die treibende Kurzschlussspannung reduziert. Hier schließt sich der erste Rückkopplungsweig. Zusätzlich führt der Spannungsanstieg der Kathoden-Anoden-Spannung zu einem Strom durch die Miller-Kapazität. Kann dieser Strom durch den Gate-Treiber komplett geführt werden, verändert sich die Gate-Emitter-Spannung und damit der IGBT-Strom nicht. Kann der Strom durch die Miller-Kapazität nicht komplett durch den Gate-Treiber geführt werden, führt dieser Strom an der Gate-Emitter-Kapazität zu einer Spannungsänderung, aus der sich durch Integration die Gate-Emitter-Spannung ergibt. Über die Kennlinie des IGBTs ergibt sich ein IGBT-Strom, der den Diodenstrom und damit den Spannungsanstieg verringert. Dabei stellt sich ein Gleichgewicht ein, bis der Spannungsanstieg zu einem Strom durch die Miller-Kapazität führt, der vom Gate-Treiber getragen werden kann. Es ergibt sich ein Gatestrom-gesteuerter Spannungsanstieg.

4.4.5. Detaillierter Kurzschlussfall-III-Verlauf

In den vorherigen Abschnitten der Arbeit wurde das Verhalten der Diode und des IGBTs dargestellt und eine Wirkungskette erstellt. Dabei zeigt der IGBT Stromquellen-Verhalten und der Strom durch die Diode ruft einen Spannungsanstieg hervor, dessen Integral die Modulspannung ergibt. Mit Hilfe dieser Erkenntnisse wird noch einmal ein Kurzschlussfall-III-Verlauf mit Hilfe der Abbildung 4.23 detailliert betrachtet und in einzelne Zeitbereiche eingeteilt. Dazu ist im oberen Diagramm die Spannung über der

4. Kurzschlussfall III

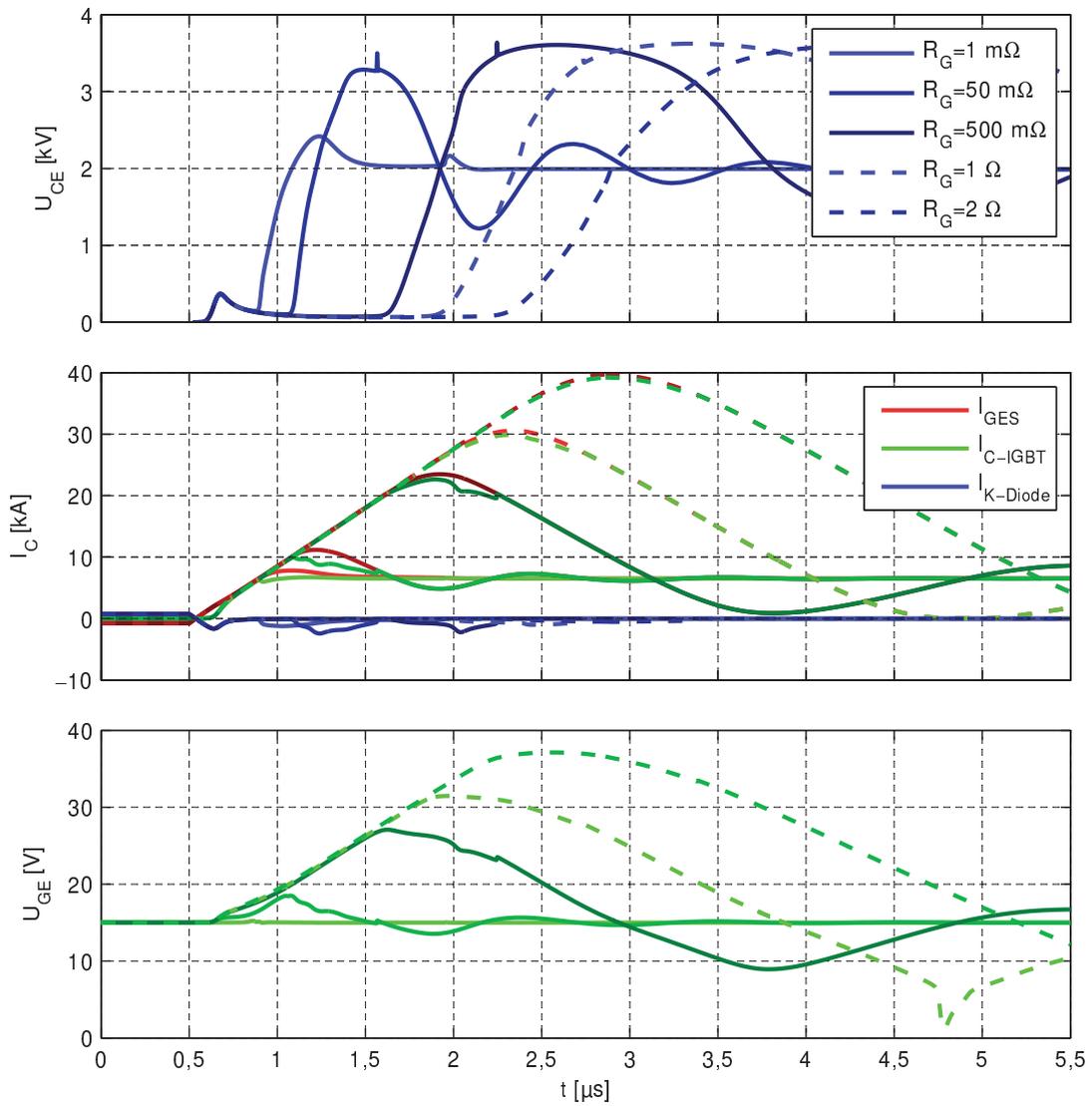


Abbildung 4.21.: Simulation: Kurzschlussfall III, Variation des Gatewiderstands und damit der Gate-Klemmung

4. Kurzschlussfall III

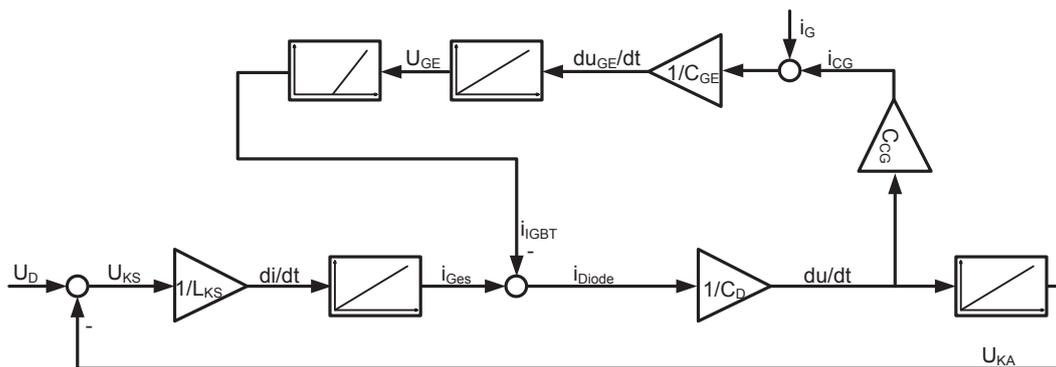


Abbildung 4.22.: Verlauf des Kurzschlussfalls III, Wirkungskette

Diode und über dem IGBT dargestellt. Im mittleren Diagramm sind der IGBT- (grün), der Dioden- (blau) und der Gesamtstrom (rot) aufgetragen. Das untere Diagramm zeigt die Stromanstiege des Dioden-, des IGBT- und des gesamten Stroms. In dem Diagramm sind vier Zeitpunkte eingetragen, in denen sich das Verhalten der Diode oder des IGBTs deutlich ändert.

Zu Beginn des Kurzschlusses bei $0,5\mu\text{s}$ bis zum Zeitpunkt t_1 muss die Diode fast den kompletten Kurzschlussstrom-Anstieg und damit den Kurzschlussstrom führen. Dieser Strom kommutiert die Diode ab und räumt mit Beginn des Reverse-Recovery-Vorgangs das Plasma in der Diode aus. Im Ersatzschaltbild entspricht dies dem Umladen der Ersatzkapazität. Der Strom durch die Kapazität führt zu einem Spannungsanstieg. Der IGBT kann als Stromquelle einen gewissen Kurzschlussstrom führen und damit die Diode entlasten. Der IGBT ist eingeschaltet und besitzt kein Plasma, so dass ein hoher Stromanstieg zu einem Spannungsabfall führt. Das Verhalten des Forward-Recovery wird in [4] im Zusammenhang mit Matrix-Umrichtern beschrieben, bei denen ein passives Einschalten des IGBTs erfolgt. Ein Ergebnis ist, dass die Forward-Recovery-Spannung mit höherem Stromanstieg zunimmt. Eine Messung, zu finden in der Abbildung A.14 im Anhang, zeigt den Spannungsabfall des IGBTs im stromlosen Kurzschlussfall II. Dabei ist die Kollektor-Emitter-Spannung von dem Stromanstieg abhängig. Wäre die Kollektor-Emitter-Spannung bis zum Zeitpunkt t_1 bei dem Stromanstieg des IGBT-Stroms ähnlich hoch wie in der Forward-Recovery-Messung, würde der IGBT die Spannung vorgeben. Die Kollektor-Emitter-Spannung ist jedoch höher als bei den zugehörigen Stromanstiegen.

Ab dem Zeitpunkt t_1 übernimmt der IGBT durch seine angehobene Gate-Emitter-

4. Kurzschlussfall III

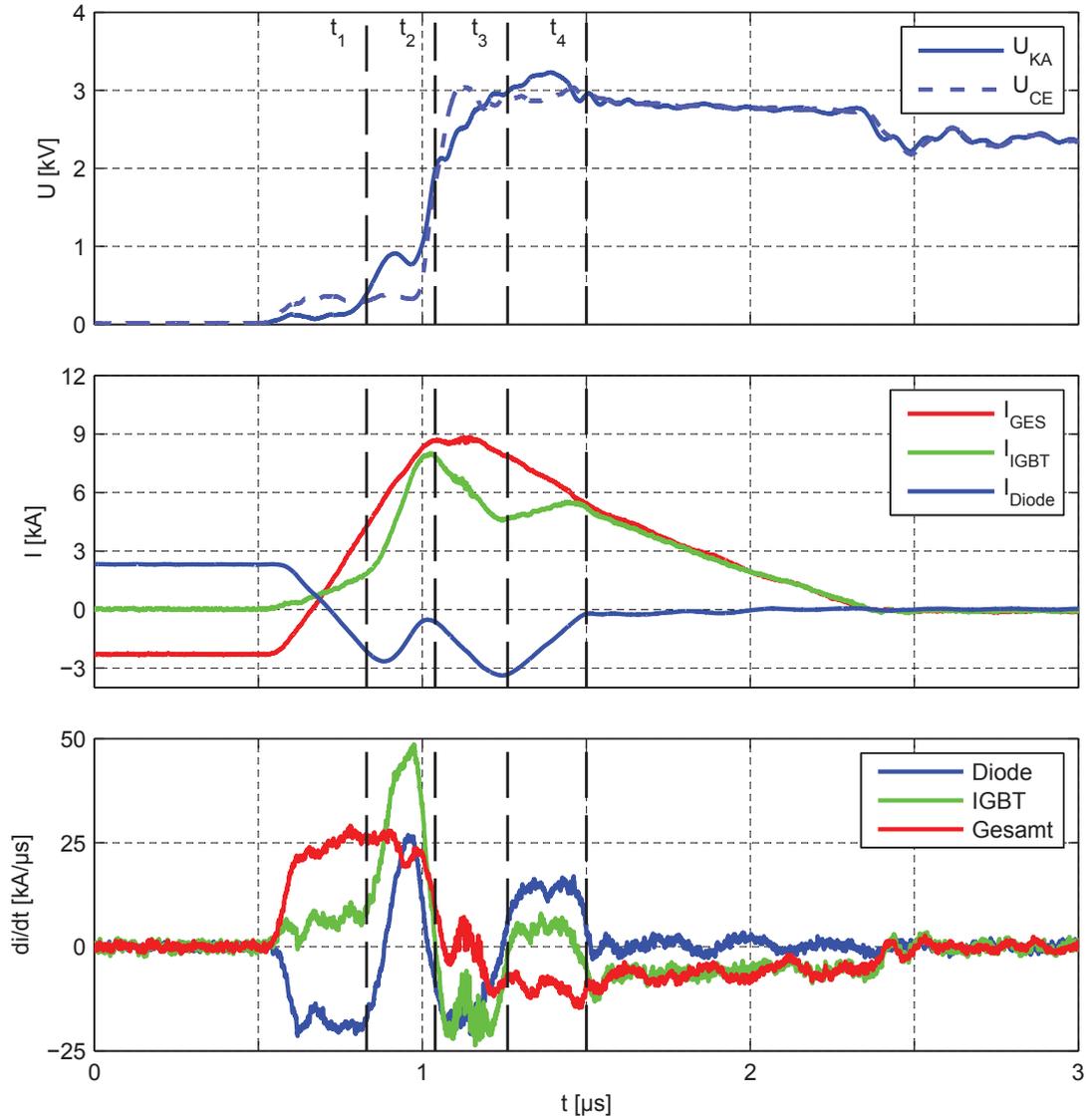


Abbildung 4.23.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Detail der Abbildung 4.3

4. Kurzschlussfall III

Spannung den Kurzschlussstrom. Die Rückwirkung der Miller-Kapazität erhöht die interne Gate-Emitter-Spannung, so dass der IGBT mehr Strom führen kann und das Ausräumen der Ladungsträger aus der Diode verringert wird. Die Gegenkopplung und die niedrigere Gate-Treiber-Spannung führen zu einem Entladen des Gates, das jedoch anfänglich durch die parasitären Induktivitäten und den internen Gatewiderstand verzögert wird. Zum Zeitpunkt t_2 ist der maximale Kurzschlussstrom des IGBTs erreicht. Der IGBT verringert weiter seinen Strom und zwingt den Kurzschlussstrom in die Diode, die darauf mit einem Spannungsanstieg und einer Avalanche reagiert. Der Avalanche-Strom, im Ersatzschaltbild eine weitere Stromquelle, verringert den Strom durch die Ersatzkapazität und reduziert den Spannungsanstieg der Kathoden-Anoden-Spannung.

Mit Überschreiten der Zwischenkreisspannung wird auch der maximale Gesamtstrom erreicht. Der IGBT reduziert weiter seinen Strom und erhöht dadurch den Diodenstrom. Der fallende Kurzschlussstrom führt zu einer Überspannung, so dass die Kathoden-Anoden-Spannung weiter steigen muss. Der maximale Avalanche und die maximale Leistung in der Diode werden zum Zeitpunkt t_3 erreicht.

Der Spannungsanstieg und die hohe Kollektor-Emitter-Spannung führen über das Active-Clamping zu einer Anhebung der Gate-Emitter-Spannung, so dass das Entladen des Gates gestoppt wird. Ab dem Zeitpunkt t_3 übernimmt der IGBT abermals den Kurzschlussstrom von der Diode und beendet damit die Avalanche in der Diode. Ab dem Zeitpunkt t_4 führt der IGBT den kompletten Kurzschlussstrom und schaltet diesen ab. Dabei wird der negative Stromanstieg vom Active-Clamping begrenzt, um eine Überspannung zu vermeiden. Ab diesem Zeitpunkt bestimmt der IGBT den Spannungsverlauf direkt.

Mit Hilfe des zuvor gezeigten kapazitiven Ersatzschaltbildes, dem Stromquellenverhalten des IGBTs und den beiden Fällen, die den Spannungsanstieg bestimmen, kann der Verlauf des Kurzschlussfalls III detailliert erklärt werden. Dabei wird deutlich, dass der IGBT eine Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquelle ist und der Spannungsanstieg durch den Strom, der durch die Diode fließt, hervorgerufen wird.

Für die Anwendung ist das Stromquellenverhalten des IGBTs wichtig, denn durch die Aufteilung des Kurzschlussstroms in Dioden- und IGBT-Strom kann der IGBT die Diode stark belasten oder auch entlasten. Wird im Kurzschlussfall III eine starke Gegenkopplung über den Lastemitter genutzt, kommutiert der IGBT den kompletten Kurzschlussstrom in die Diode und löst dort eine Avalanche aus. Dieser kann zu einer Zerstörung führen. Im ungünstigsten Falle kommutiert der komplette Strom sehr früh in die Diode

4. Kurzschlussfall III

und nicht wieder in den IGBT zurück, so dass die Diode den Kurzschluss alleine abschalten muss. Dann wird aus dem Kurzschlussfall III ein Kurzschlussfall IV, der die Diode besonders stark belastet. Ist die Diode nicht extrem robust, im Gegensatz zu der vorgestellten 3,3 kV-Diode, kann eine gewisse Entlastung über den IGBT erfolgen. Dabei darf die Gegenkopplung nicht sehr stark wirken, so dass die Gate-Klemmung weicher ist. Zum einen verhindert dies das Kommutieren des Stroms vom IGBT in die Diode und zum anderen erfolgt die Spannungsaufnahme Gatestrom-gesteuert. Hier kann ein sanfterer Kurzschlussverlauf eingestellt werden. Jedoch führt dieses Verhalten zu einem extrem hohen Kurzschluss- und IGBT-Strom, der zu einer Zerstörung des IGBTs führen kann. Die Entlastung der Diode ist somit nur in gewissem Maße möglich und muss aufwändig experimentell ermittelt werden. Grundsätzlich sollte bedacht werden, dass eine hohe Gegenkopplung nicht immer förderlich ist und zu einer zusätzlichen Belastung der Diode führt.

4.5. Kurzschlussfall III bei 6,5 kV-IGBTs

Die vorherigen Abschnitte zeigen das Kurzschlussverhalten eines 3,3 kV-IGBTs. Der IGBT kann den Kurzschluss mit doppeltem Nennstrom und einer Zwischenkreisspannung von 2,9 kV abschalten. Erfolgt der Kurzschluss bei einem 6,5 kV-IGBT, übersteht die Diode den Kurzschluss mit hoher Zwischenkreisspannung und hohem Diodenvorstrom nicht. Während des Kurzschlusses kommt es zu kathodenseitigen Filamenten und einer Überhitzung in der Diode. Bei Nennstrom und 3,75 kV Zwischenkreisspannung wird die Diode zerstört, was jedoch keine Schwäche der Diode darstellt, da diese weit außerhalb des zulässigen Arbeitsbereiches betrieben wird. Es zeigt umso deutlicher, dass die 3,3 kV-Diode extrem robust ist.

Die Abbildung 4.24 zeigt eine Messung bei $U_D=3,5$ kV und einem Diodenvorstrom von $I_C=-750$ A. Direkt an dem IGBT ist eine Gegenkopplung installiert, die die Gate-Emitter-Spannung während des Kurzschlusses auf unter -40 V absenkt. Das Active-Clamping ist auf 6 kV eingestellt und mit parallelen Kondensatoren gebrückt. Im oberen Diagramm ist die Kathoden-Anoden-Spannung der Diode und im mittleren der IGBT- (grün), der Dioden- (blau) und der Gesamtstrom (rot) dargestellt. Das untere Diagramm zeigt den Verlauf der Gate-Emitter-Spannung, die an den Anschlüssen des Moduls gemessen wird. Die starken Schwankungen in der Gate-Emitter-Spannung werden durch die starke Gegenkopplung hervorgerufen und entsprechen durch die parasitären Induktivitäten und internen Gatewiderstände im Modul nicht der realen internen Gate-Emitter-

4. Kurzschlussfall III

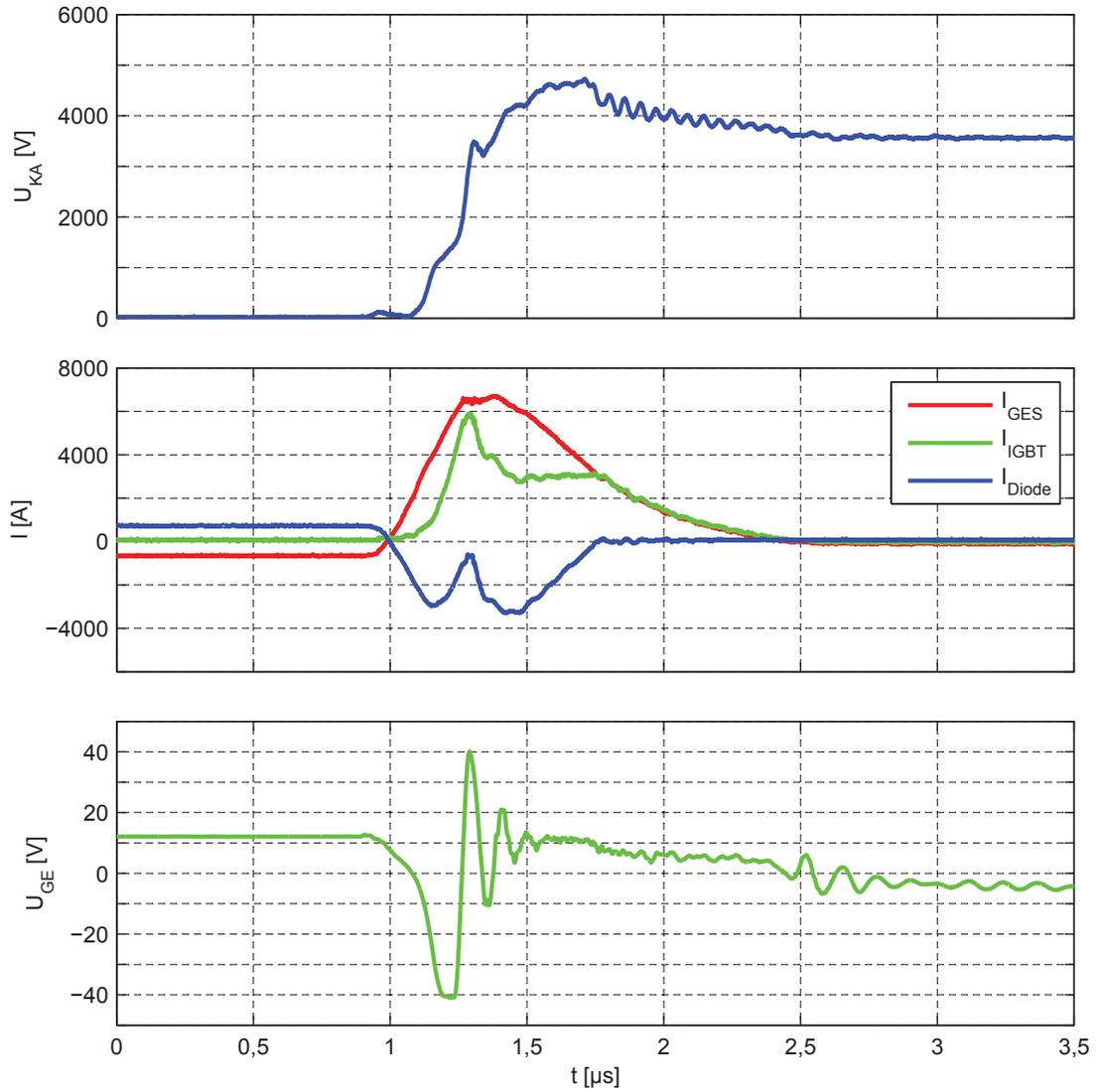


Abbildung 4.24.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ750R65KE3, Hinweis auf Filamentbildung in der Kathoden-Anoden-Spannung bei $U_D=3,5 \text{ kV}$, $I_C=-750 \text{ A}$ und $U_{GE}=12 \text{ V}$

4. Kurzschlussfall III

Spannung. Des Weiteren ist die Gate-Emitter-Spannung aufgrund des Messbereiches des Oszilloskops auf Werte zwischen -40 V und 40 V begrenzt.

Der grundsätzliche Verlauf stimmt mit den vorherigen Messungen vom $3,3\text{ kV}$ -IGBT überein. Der hohe Stromanstieg während des Kurzschlusses führt zu einem positiven Spannungsabfall über dem IGBT, so dass dieser vorzeitig Strom führt. Der IGBT-Strom ist jedoch deutlich geringer im Vergleich zu den $3,3\text{ kV}$ -Messungen, da die Gegenkopplung stärker wirkt. Im Anschluss an das Reverse-Recovery der Diode kommutiert der Strom von dem IGBT in die Diode und löst eine Avalanche aus. Dabei zeigt die Kathoden-Anoden-Spannung einen wesentlichen Unterschied zu den vorherigen Messungen. Im Spannungsverlauf sind ab der Zwischenkreisspannung Spannungsplateaus vorhanden. Diese Bereiche mit deutlich reduziertem Spannungsanstieg deuten auf eine kathodenseitige Filamentbildung hin, die in [5, 3, 45] näher beschrieben ist. Hierbei bildet sich zusätzlich zu dem elektrischen Feld am $p\text{-}n^-$ -Übergang eine Raumladungszone am n^- - n -Übergang aus [21]. Der hohe Strom führt zu einer Avalanche dritter Art [34], die selbstverstärkend ist und in einem Filament resultiert. Die hohe Stromdichte im Filament bewirkt in [5] eine Temperatur deutlich oberhalb der Schmelztemperatur von Silizium, allerdings setzt die thermische Ladungsträgergeneration, die zu einem thermischen Weglauf auch nach der Beendigung des Avalanches führt, bereits bei deutlich niedrigeren Temperaturen ein. Eine physikalisch-mathematische Herleitung des kathodenseitigen Filaments erfolgt in [7] und soll hier nicht weiter ausgeführt werden.

Wird die Zwischenkreisspannung auf $3,75\text{ kV}$ erhöht, wird die Diode beim Kurzschluss zerstört. Die Abbildung 4.25 zeigt die Messung des Ausfalls. Im Verlauf des Kurzschlusses zeigt die Kollektor-Emitter-Spannung zunächst Spannungsplateaus auf. Kurz vor dem Ausfall steigt die Spannung deutlich auf $5,5\text{ kV}$ an, bevor diese danach auf $4,5\text{ kV}$ absinkt und schließlich komplett einbricht. Der Diodenstrom zeigt zu Beginn das Reverse-Recovery und anschließend den Avalanche-Strom. Nach dem Avalanche führt die Diode keinen Strom, bis diese 100 ns später durchbricht und der Kurzschlussstrom auf die Diode kommutiert. Die Messungen erfolgen mit einem großen Zwischenkreiskondensator, so dass eine anschließende Analyse der Diode nicht mehr möglich ist. Die Quellen [6, 45] zeigen Diodenausfälle mit ähnlichem Kurvenverlauf. Zudem ist in den vorgestellten Simulationen eine kathodenseitige Filamentbildung dargestellt. Diese führt zu den beobachteten Spannungseinbrüchen und zu einer thermischen Zerstörung innerhalb eines ähnlichen Zeitfensters.

Der Kurzschlussfall III kann von einer aktuellen $6,5\text{ kV}$ -Diode nicht beherrscht werden.

4. Kurzschlussfall III

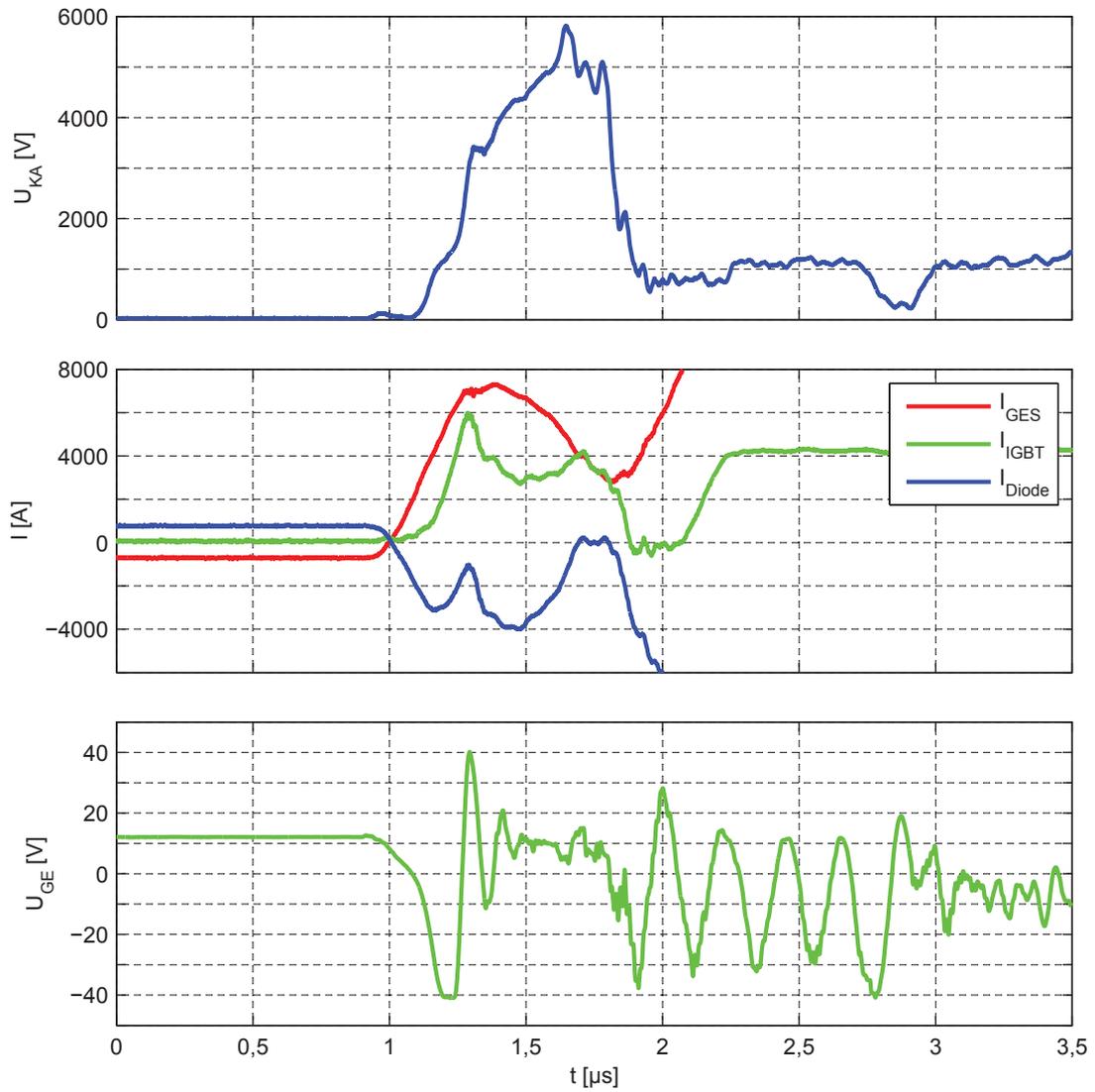


Abbildung 4.25.: Messung: Ausfall beim Kurzschlussfall III mit FZ750R65KE3 bei $U_D=3,75 \text{ kV}$, $I_C=-750 \text{ A}$ und $U_{GE}=12 \text{ V}$

4. Kurzschlussfall III

Der Grund für die Zerstörung der Diode liegt vermutlich in einer Filamentbildung. Eine weniger starke Gegenkopplung des IGBTs könnte die Diode etwas entlasten. Eine extreme Robustheit, wie sie bei den 3,3 kV-Dioden erreicht wird, ist nicht zu erwarten. Um den Kurzschluss auch in dieser Spannungsklasse abzuschalten, können zwei 3,3 kV-Module in Reihe geschaltet werden. Das Verhalten dieser Reihenschaltung im Kurzschlussfall II und III und die Auswirkung der Parameterstreuung des Treibers werden in Kapitel 6 beschrieben. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Verwendung von rückwärtsleitfähigen IGBTs, bei denen Diode und IGBT im selben Halbleiter integriert sind. Wie sich aus [37] ergibt, muss während des Kurzschlusses die Diode kein Plasma ausräumen und der IGBT ist durch das vorhandene Plasma bereits geflutet. Der Verlauf ist ähnlich zu dem des Kurzschlussfalls II. Diese Lösung kann durch die schlechte Verfügbarkeit von rückwärtsleitfähigen IGBTs zum Zeitpunkt dieser Arbeit nicht untersucht werden, bietet jedoch eine hohe Erfolgswahrscheinlichkeit.

5. Kurzschlussfall V

Einen weiteren Kurzschlussfall neben den bereits vorgestellten Fällen II und III stellt der Kurzschlussfall IV dar. Bei diesem wird die Diode ohne eingeschaltetem IGBT abkommutiert. Die Diode bestimmt wie im vorherigen Fall den Spannungsanstieg durch das Ausräumen der Ladungsträger. Mit abgeschaltetem IGBT findet keine Entlastung der Diode statt. Dieser Kurzschlussfall kann im Umrichterbetrieb während der Verriegelungszeit der Leistungshalbleiter auftreten, wenn der Strom durch die Diode fließt, der antiparallele IGBT abgeschaltet wird und der gegenüberliegende IGBT noch nicht eingeschaltet ist. Bei dem seriellen Schutzschalter kommt dieser Kurzschlussfall durch den eingeschalteten IGBT nicht vor. Dafür kann ein weiterer Fall auftreten, der im Folgenden als Kurzschlussfall V beschrieben wird.

Kommt es in der Halbbrücke während der zweiten Phase in Abbildung 5.1 zu einem Sperrversager des IGBTs T_{12} und zu einem anschließenden Ausfall der gegenüberliegenden Freilaufdiode, muss der serielle Schutzschalter Spannung aufnehmen. Dieser Fall ist als dritter Fehler in der Abbildung 5.1 eingetragen. Zum zweiten Zeitpunkt ist der IGBT T_{12} abgeschaltet und der Strom ist in die Freilaufdiode kommutiert. T_{12} sperrt die Zwischenkreisspannung und der serielle IGBT ist abgeschaltet. Bei einem Kurzschluss zu diesem Zeitpunkt muss der serielle Schutzschalter die Spannung aufnehmen, jedoch kann dies durch das abgeschaltete Gate nicht gesteuert erfolgen. Dabei wird der IGBT passiv abgeschaltet, wodurch es zu sehr hohen Spannungsanstiegen kommt.

In den folgenden Abschnitten wird der allgemeine Kurzschlussverlauf sowie der Einfluss der Zwischenkreisspannung, des Laststroms und des Kurzschlusszeitpunktes vorgestellt.

5.1. Verlauf des Kurzschlussfalls V

Eine Messung des Kurzschlussfalls V ist in der Abbildung 5.2 dargestellt. Der serielle IGBT ist zum Zeitpunkt des Kurzschlusses bereits seit $38\ \mu\text{s}$ ausgeschaltet. Die Zwi-

5. Kurzschlussfall V

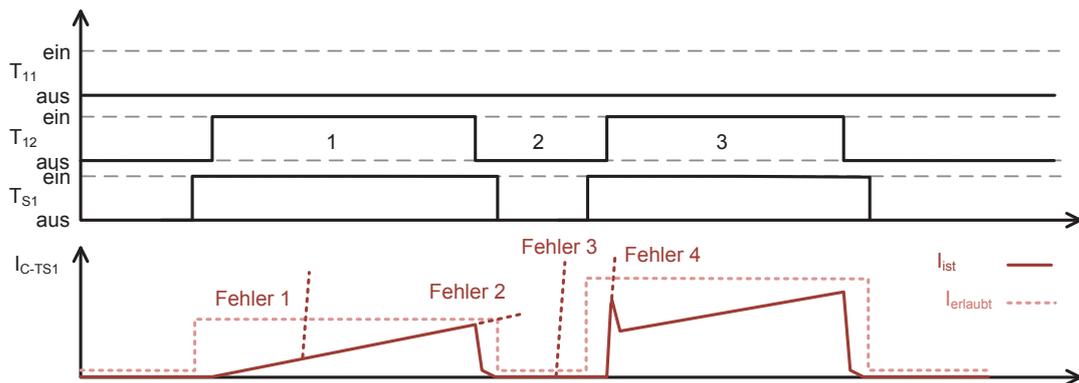


Abbildung 5.1.: Oben: Pulsmuster einer Halbbrücke mit Hilfsschalter, unten: erlaubter und realer Kollektor-Strom des Hilfs-IGBTs mit skizzierten Fehlerfällen

schienkreisspannung von 2,5 kV wird von T_{12} gesperrt. Das obere Diagramm zeigt in rot den Kollektorstrom und in blau die Kollektor-Emitter-Spannung. Im unteren Diagramm ist die Gate-Emitter-Spannung dargestellt. Der Kurzschluss tritt bei 0,9 μ s auf und führt im Gegensatz zu den anderen Kurzschlussfällen zu keinem Forward-Recovery des IGBTs, sondern zu einer sofortigen Spannungsaufnahme. Dies führt zu einem Anheben der Gate-Emitter-Spannung, die vor dem Kurzschluss bei -7 V lag. Der Kurzschlussstrom, dessen Anstieg durch die Zwischenkreisinduktivität vorgegeben ist, wird aus dem restlichen Plasma im IGBT gespeist. Der dafür notwendige Spannungsanstieg liegt bei maximal 28,5 kV/ μ s. Der hohe Spannungsanstieg und die hohe Kollektor-Emitter-Spannung heben über das Active-Clamping die Gate-Emitter-Spannung für 130 ns auf 17,7 V an, um die Überspannung zu reduzieren. Der sehr schnelle Kurzschlussverlauf und die negative Gate-Emitter-Spannung zu Beginn des Kurzschlusses verhindern ein wirksames Eingreifen des Active-Clampings. Hierbei erreicht die Kollektor-Emitter-Spannung jedoch keine kritischen Werte. Circa 400 ns nach Auftreten des Kurzschlusses sperrt der serielle IGBT die Zwischenkreisspannung.

5.2. Einfluss der Zwischenkreisspannung

In den folgenden zwei Abschnitten wird der Einfluss der Zwischenkreisspannung und des Laststroms auf das Kurzschlussverhalten vorgestellt. Die Abbildung 5.3 zeigt den Kurzschluss bei vier verschiedenen Zwischenkreisspannungen, 38 μ s nachdem der IGBT T_{12} Spannung aufgenommen hat. Im oberen Diagramm sind die Kollektor-Emitter-Spannung

5. Kurzschlussfall V

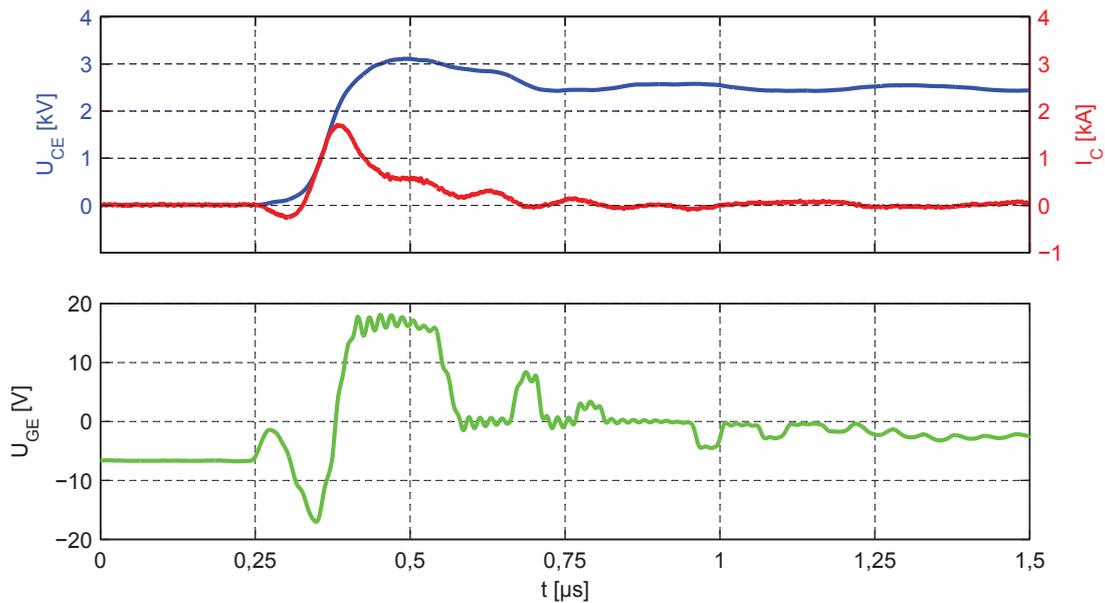


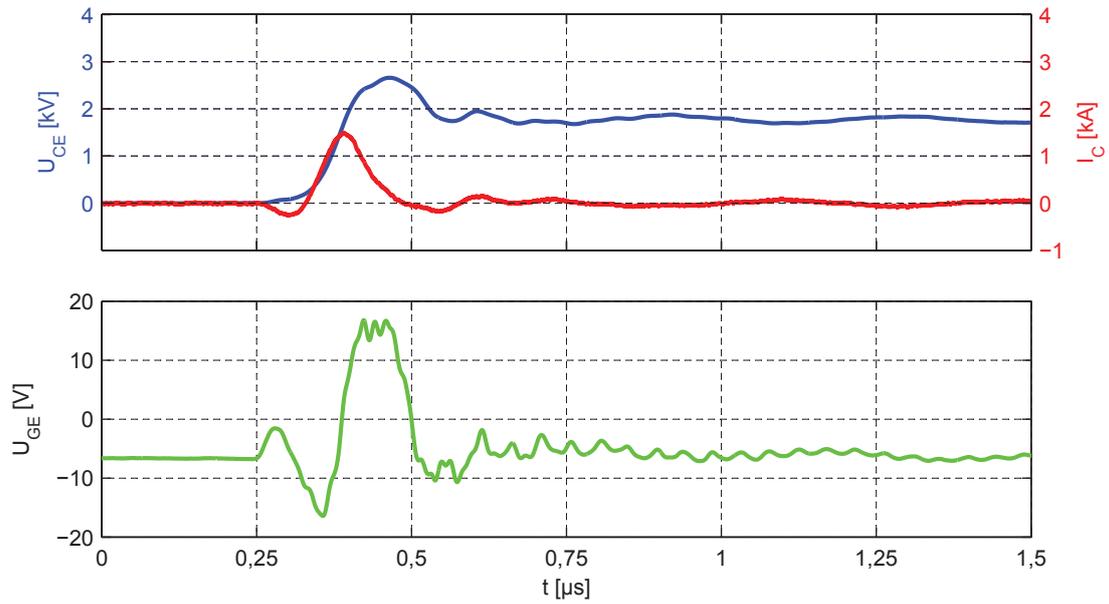
Abbildung 5.2.: Messung: Kurzschlussfall V mit passivem Abschalten eines FZ1500R33HE3 bei $t_{\text{aus}}=38 \mu\text{s}$, $U_D=2,5 \text{ kV}$ und $I_C=1,5 \text{ kA}$

(blau) und der Kollektorstrom (rot) dargestellt. Das untere Diagramm zeigt den Gate-Emitter-Spannungsverlauf. Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_D=1,8 \text{ kV}$, dargestellt in Abbildung 5.3a, dauert der Kurzschluss 150 ns und erreicht einen maximalen Kurzschlussstrom von $1,5 \text{ kA}$. Die Gate-Emitter-Spannung wird kurzzeitig angehoben, ein Einfluss auf den Kollektor-Strom ist noch nicht sichtbar. Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_D=2,7 \text{ kV}$, gezeigt in Abbildung 5.3b, erhöht sich sowohl der Kurzschlussstrom als auch die Dauer der Gate-Emitter-Spannungsanhebung in geringem Maße und das Active-Clamping verlängert die Kurzschlussdauer auf 500 ns . Bei allen Messungen ist eine Oszillation in der Kollektor-Emitter-Spannung und im Kollektor-Strom sichtbar, die durch den hohen Spannungsanstieg angeregt wird.

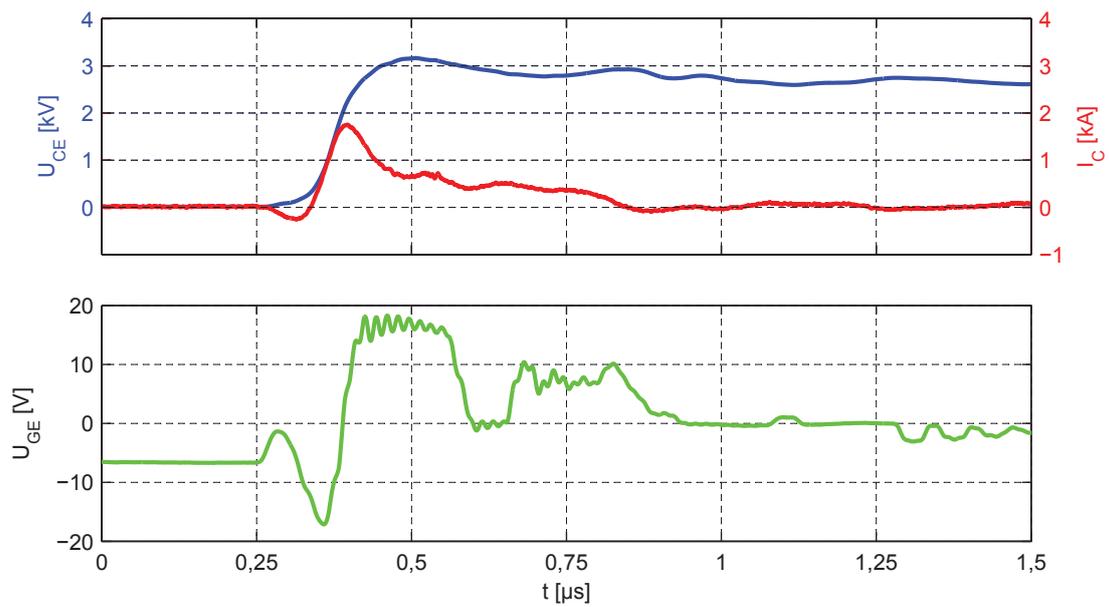
5.3. Einfluss des Laststroms

Der Laststrom vor dem Kurzschluss hat einen geringen Einfluss auf den Verlauf des Kurzschlusses. Die Abbildung 5.4 zeigt den Kurzschluss bei einem Laststrom von 750 A , $1,5 \text{ kA}$ und $3,0 \text{ kA}$ und einer Zwischenkreisspannung von $2,5 \text{ kV}$. Die Zeit zwischen dem Abschalten von T_{12} und dem Kurzschluss liegt ebenfalls bei $38 \mu\text{s}$. Mit höherem Strom erhöht sich der Kurzschlussstrom minimal von $1,6 \text{ kA}$ auf $1,7 \text{ kA}$. Das Stromplateau ab

5. Kurzschlussfall V



(a) $U_D=1,8$ kV



(b) $U_D=2,7$ kV

Abbildung 5.3.: Messung: Kurzschlussfall V mit FZ1500R33HE3, Einfluss der Zwischenkreisspannung bei $t_{aus}=38 \mu$ s und $I_C=1,5$ kA

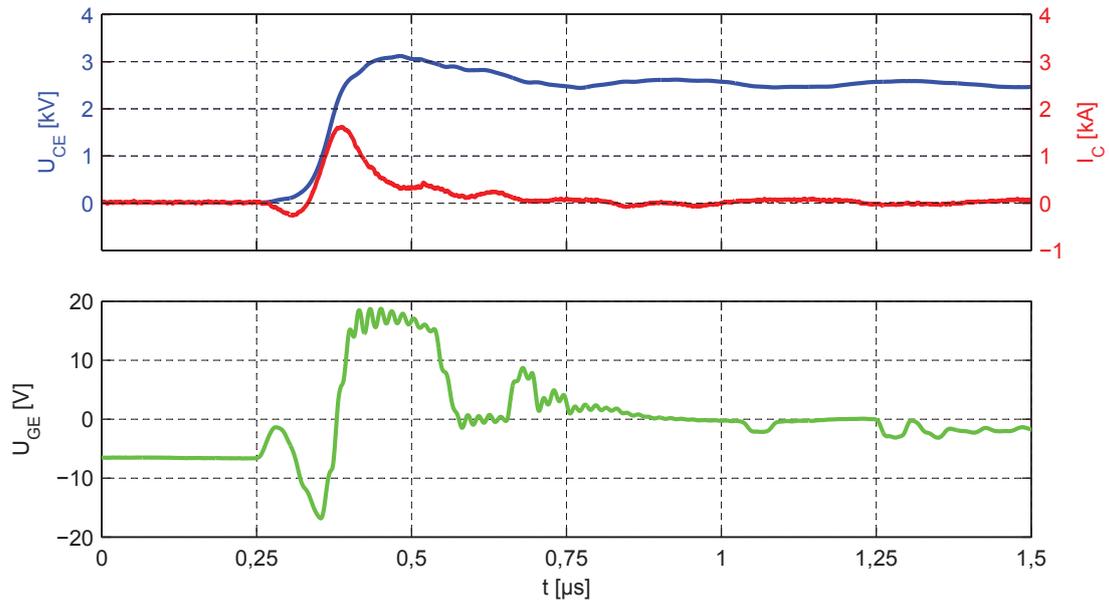
5. Kurzschlussfall V

$1,1\mu\text{s}$ erhöht sich ebenfalls mit höherem Strom, gleichzeitig verringert sich der Spannungsanstieg mit größerem Strom. Durch den höheren Strom vor dem Kurzschluss ist mehr Plasma im IGBT, so dass der Kurzschlussstrom, der durch die Kurzschlussinduktivität vorgegeben wird, mit einer geringeren Spannungsänderung geführt werden kann. Der Spannungsanstieg reduziert sich von $38\text{ kV}/\mu\text{s}$ bei 750 A auf $26\text{ kV}/\mu\text{s}$ bei 3 kA .

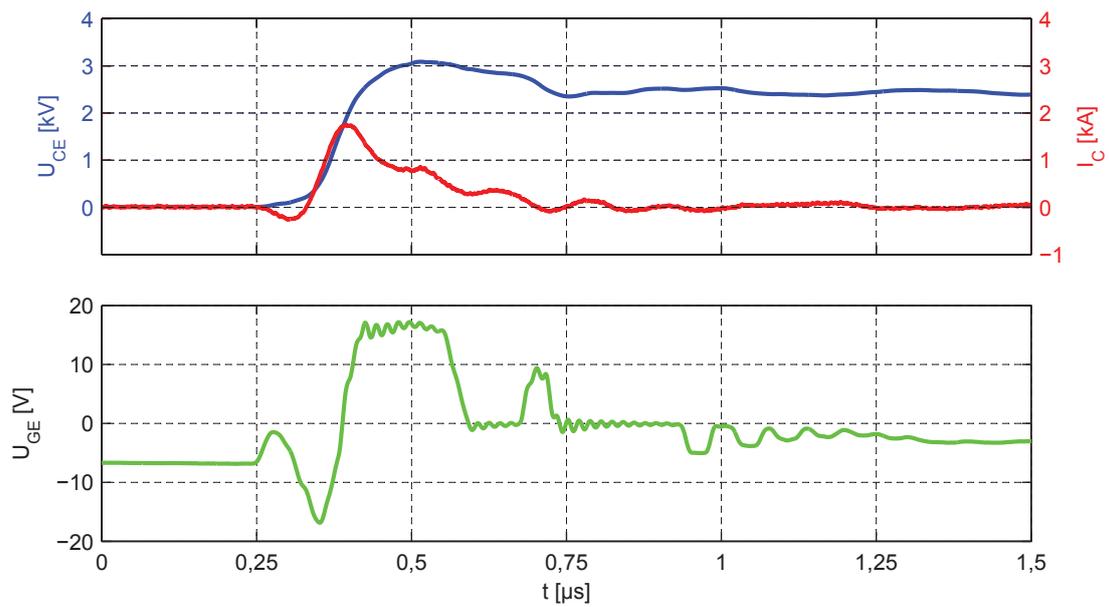
5.4. Einfluss des Kurzschluss-Zeitpunktes

Eine weitere wesentliche Einflussgröße auf den Kurzschlussverlauf ist die Zeit zwischen dem Abschalten des Laststroms und dem Auftreten des Kurzschlusses. Diese Dauer hat einen Einfluss auf das Plasma innerhalb des seriellen Schutzschalters, das langsam recombiniert und weniger wird. Hinzu kommt, dass bei einer geringen Dauer zwischen dem Abschalten des seriellen Hilfsschalters und dem Kurzschluss die Gate-Emitter-Spannung den stationären Wert der Abschaltspannung nicht erreicht und durch das Active-Clamping aufsteuert. Der Einfluss des Kurzschlusszeitpunktes ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Das obere Diagramm zeigt den Kollektorstrom (rot) und die Kollektor-Emitter-Spannung (blau). Das untere Diagramm zeigt die Gate-Emitter-Spannung. Bei einer Zeitverzögerung von $8\mu\text{s}$, dargestellt in Abbildung 5.5a, hat die Gate-Emitter-Spannung zum Zeitpunkt des Kurzschlusses 0 V erreicht, so dass es aufgrund der Spannungsaufnahme beim Kurzschluss zu einem Aufsteuern und zu einem höheren Kurzschlussstrom kommt. Das Active-Clamping begrenzt den negativen Stromanstieg und die auftretende Überspannung. Tritt der Kurzschluss später auf, zum Beispiel $38\mu\text{s}$ nach dem Abschalten, liegt die Gate-Emitter-Spannung bei -10 V und ein deutliches Aufsteuern tritt nicht auf. Der maximale Kurzschlussstrom sinkt auf $1,7\text{ kA}$ und die Gate-Emitter-Spannung wird nur kurzzeitig auf über 15 V angehoben. Eine noch größere Zeit zwischen Abschalten und Kurzschluss erhöht den Spannungsanstieg der Kollektor-Emitter-Spannung und führt zu einem geringeren maximalen Kurzschlussstrom. Der Stromanstieg, und daraus folgend der Strom, ist durch die Zwischenkreisspannung und die Kurzschlussinduktivität vorgegeben. Der serielle IGBT muss sein Plasma ausräumen, um den Strom zu führen. Dies bestimmt den Spannungsanstieg und gibt einen Hinweis auf die Plasmakonzentration im IGBT. Bei einem Abstand von $388\mu\text{s}$, aufgezeigt in Abbildung 5.6b, erreicht der maximale Kurzschlussstrom nur noch 750 A und die gemessene Gate-Emitter-Spannung wird auf -9 V angehoben. Tritt der Kurzschluss mit solch einer hohen Verzögerung auf, kann der serielle IGBT die Kollektor-Emitter-Spannung sehr schnell aufnehmen und muss kaum noch Ladung ausräumen.

5. Kurzschlussfall V



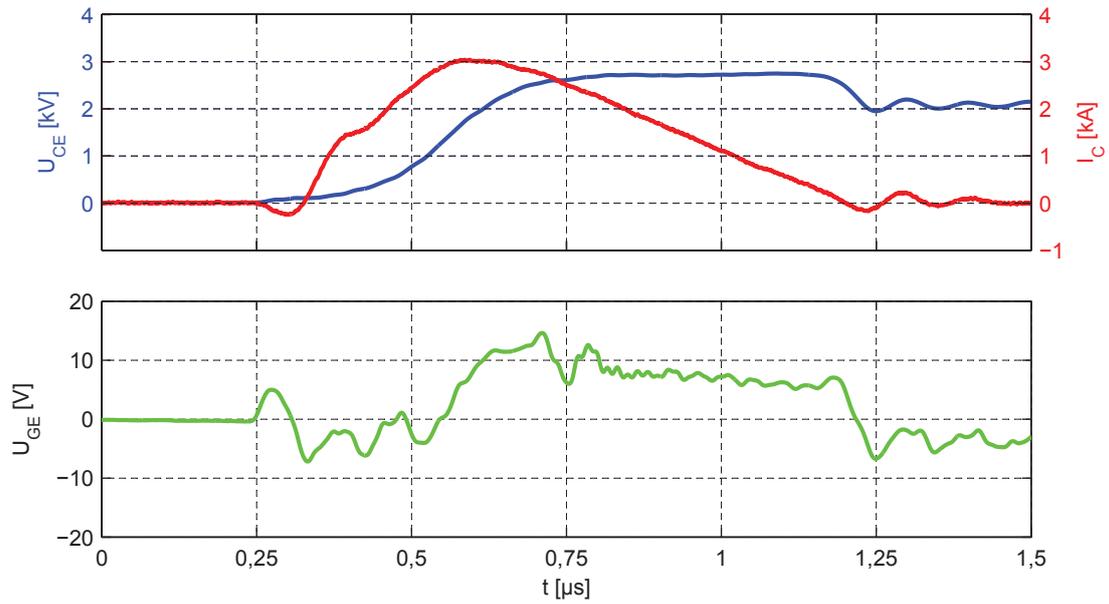
(a) $I_C = 750$ A



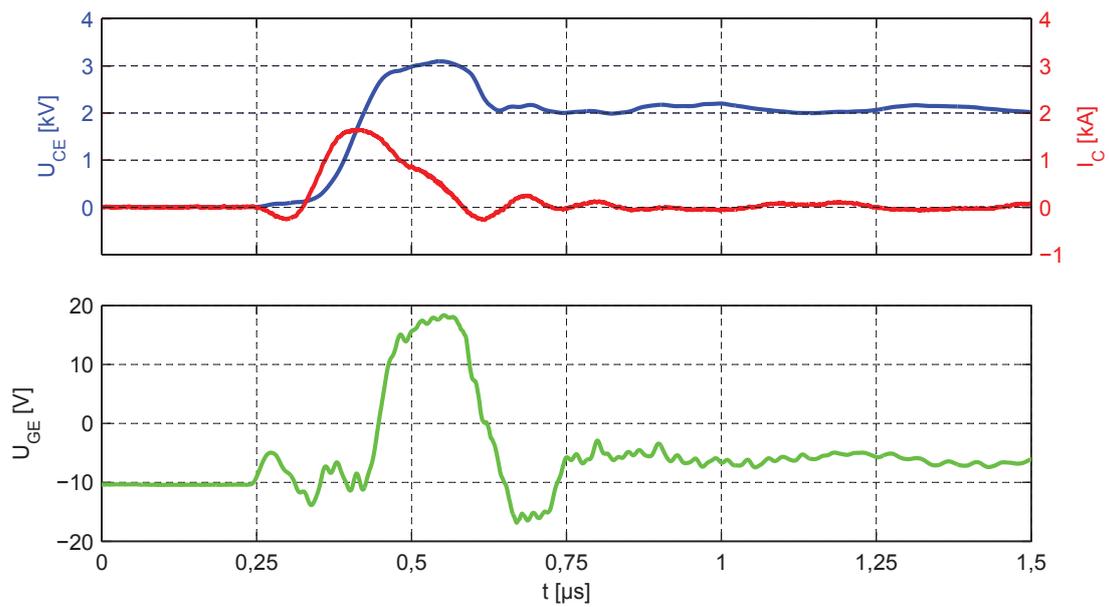
(b) $I_C = 3$ kA

Abbildung 5.4.: Messung: Kurzschlussfall V mit FZ1500R33HE3, Einfluss des Laststroms bei $t_{aus} = 38 \mu$ s und $U_D = 2,5$ kV

5. Kurzschlussfall V



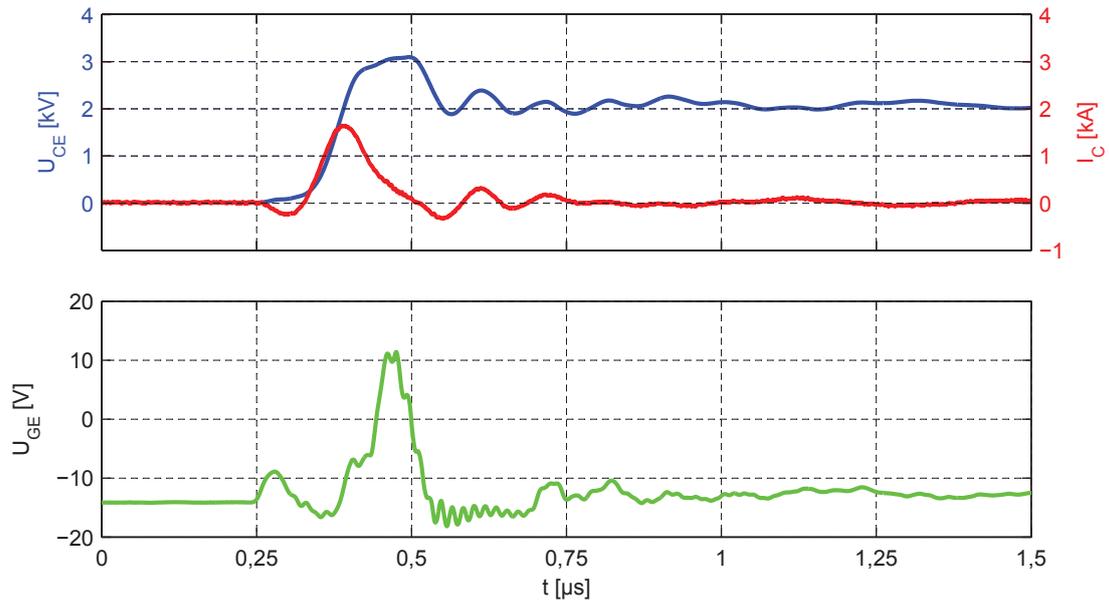
(a) $t = 8 \mu\text{s}$



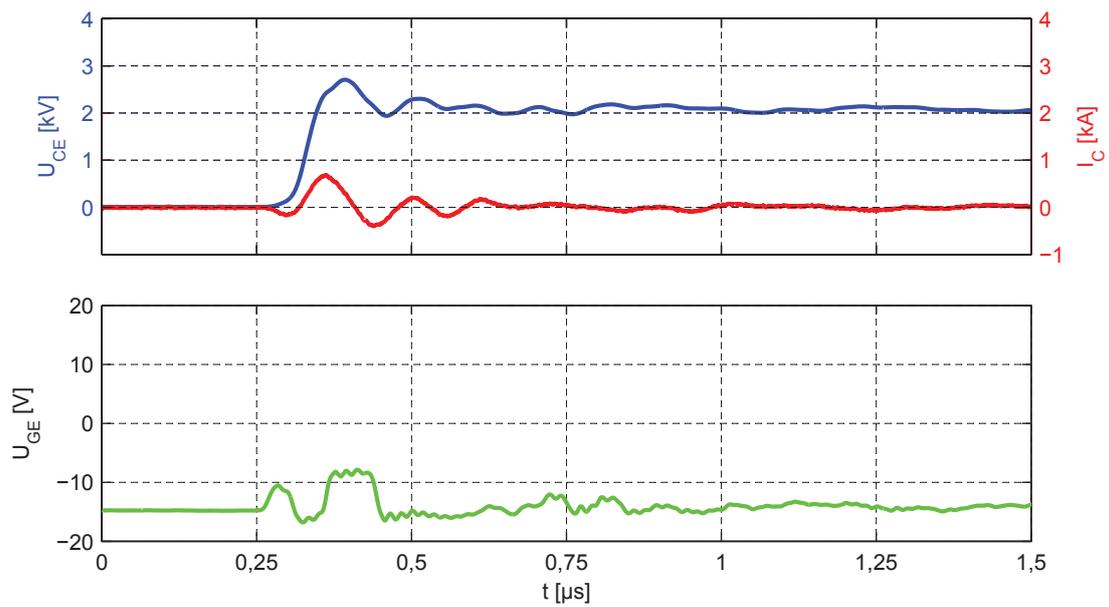
(b) $t = 38 \mu\text{s}$

Abbildung 5.5.: Messung: Kurzschlussfall V, Einfluss der Zeit bis zum Auftreten des Kurzschlusses bei $U_D = 2,1 \text{ kV}$ und $I_C = 3 \text{ kA}$

5. Kurzschlussfall V



(a) $t=68 \mu$ s



(b) $t=388 \mu$ s

Abbildung 5.6.: Messung: Kurzschlussfall V, Einfluss der Zeit bis zum Auftreten des Kurzschlusses bei $U_D=2,1$ kV und $I_C=3$ kA

5. Kurzschlussfall V

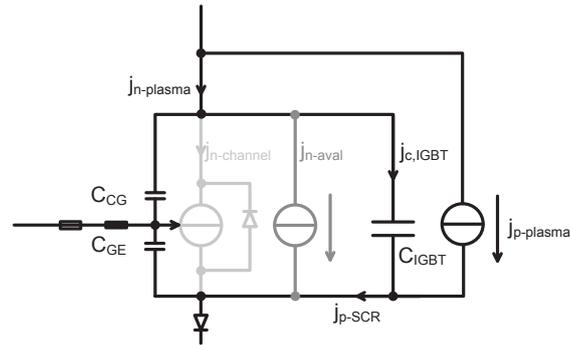


Abbildung 5.7.: Ersatzschaltbild des IGBTs, Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquelle inaktiv, Plasmaersatzkapazität dominiert das Kurzschlussverhalten

Der Kurzschlussfall V stellt eine sehr spezielle Kurzschlussfallsituation dar, die bei einer Reihenschaltung von zwei IGBTs, wenn nur ein IGBT Spannung aufnimmt, oder in einem Active Neutral-Point-Clamped Dreipunktumrichter, wenn der Strom von einem Nullzeiger in den anderen Nullzeiger kommutiert, auftreten kann. Dabei nehmen die abschaltenden IGBTs keine Spannung auf und behalten das Plasma. Sind beide IGBTs abgeschaltet und ein Sperrversager tritt auf, muss der verbleibende IGBT die Zwischenkreisspannung sperren. Dazu muss er sein Plasma ausräumen. Dabei haben der Zeitpunkt des Kurzschlusses, der vorherige Strom und die Zwischenkreisspannung einen wesentlichen Einfluss auf den Kurzschlussverlauf.

5.5. Herleitung des Kurzschlussfall-V-Verhaltens

Die vorherigen Messungen zeigen, dass der Kurzschlussverlauf maßgeblich vom verbleibenden Plasma im IGBT bestimmt wird. Dabei führt viel Plasma zu einem geringeren Stromanstieg und weniger Plasma erhöht diesen. Ist die Gate-Emitter-Spannung noch nicht weit genug abgesunken, kann der IGBT aufsteuern und zusätzlich einen Strom durch das Gate führen. Wie in den vorherigen Kurzschlussfällen kann das Verhalten des IGBTs mit Hilfe des Ersatzschaltbildes, dargestellt in Abbildung 5.7, erklärt werden. Dabei ist die Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquelle durch die negative Spannung inaktiv, so dass beim Ausräumen des Plasmas der komplette Elektronenstrom aus dem Plasma gespeist wird und dieses Ausräumen zu einem Spannungsanstieg führt.

Mit Hilfe von Halbleitersimulationen kann dieser Effekt unter Ausschluss anderer Effekte

5. Kurzschlussfall V

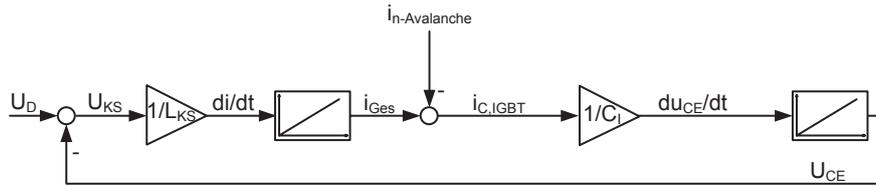


Abbildung 5.8.: Wirkungskette im Kurzschlussfall V mit geschlossenem Gatekanal und zusätzlichem Avalanche Strom

gezeigt werden. Dazu werden Simulationen ohne Active-Clamping und mit guter Gate-Klemmung durchgeführt, bei denen der Vorstrom und die Verzögerungszeit zwischen Abschalten und Kurzschluss variiert werden. Die Abbildung 5.10 zeigt die Ergebnisse der Simulation, wobei auch hieraus deutlich der Zusammenhang zwischen Plasmakonzentration und Spannungsanstieg hervorgeht. Je mehr Plasma im Bauteil ist, desto geringer fällt der Spannungsanstieg aus. Gleichzeitig führt der hohe Löcherstrom, der nicht durch einen Elektronenstrom kompensiert wird, zu einem Avalanche im IGBT. Zusätzlich tritt beim fallenden Strom eine Begrenzung der Kollektor-Emitter-Spannung auf. Hier ist die Spannung des `dynamic self-clamping` deutlich niedriger als im Kurzschlussfall II. Der fehlende Elektronenstrom führt zu einer größeren Feldaufteilung, die einen Avalanche bereits bei niedrigerer Kollektor-Emitter-Spannung auslöst. Im direkten Vergleich mit dem Kurzschlussfall II wird deutlich, dass es sich hier um einen eigenständigen Kurzschlussfall handelt und nicht um einen Kurzschlussfall II ohne Elektronenstrom aus dem Gate.

Im Gegensatz zu dem Kurzschlussfall II verändert sich die Plasmakonzentration im Bauteil vor dem Kurzschluss. Beim Kurzschlussfall II fließt vor dem Kurzschluss ein Kollektorstrom, so dass sich eine übliche Plasmaverteilung ausbildet. Diese Verteilung ist in der Abbildung 5.9 in Form der durchgezogenen Linien dargestellt. Die Plasmakonzentration verringert sich vom Kollektor zum Emitter. Im Kurzschlussfall V fließt kein Strom durch den IGBT, so dass sich die Plasmaverteilung durch Diffusion und Rekombination der Ladungsträger verändert. Die zweite Plasmaverteilung zum Zeitpunkt $100\ \mu\text{s}$ nach dem Abschalten, in Abbildung 5.9 mit gestrichelten Linien dargestellt, unterscheidet sich deutlich von der normalen Plasmaverteilung. Es bildet sich ein Ladungsträgerberg in der Mitte des Bauteils. Somit ergibt sich neben dem fehlenden Elektronenstrom aus dem Gate eine komplett andere Startbedingung.

Für den Kurzschlussverlauf ergibt sich hieraus eine Wirkungskette, dargestellt in Abbildung 5.8, die dem Kurzschlussfall II ähnlich ist. Dabei führt ein Spannungsabfall über

5. Kurzschlussfall V

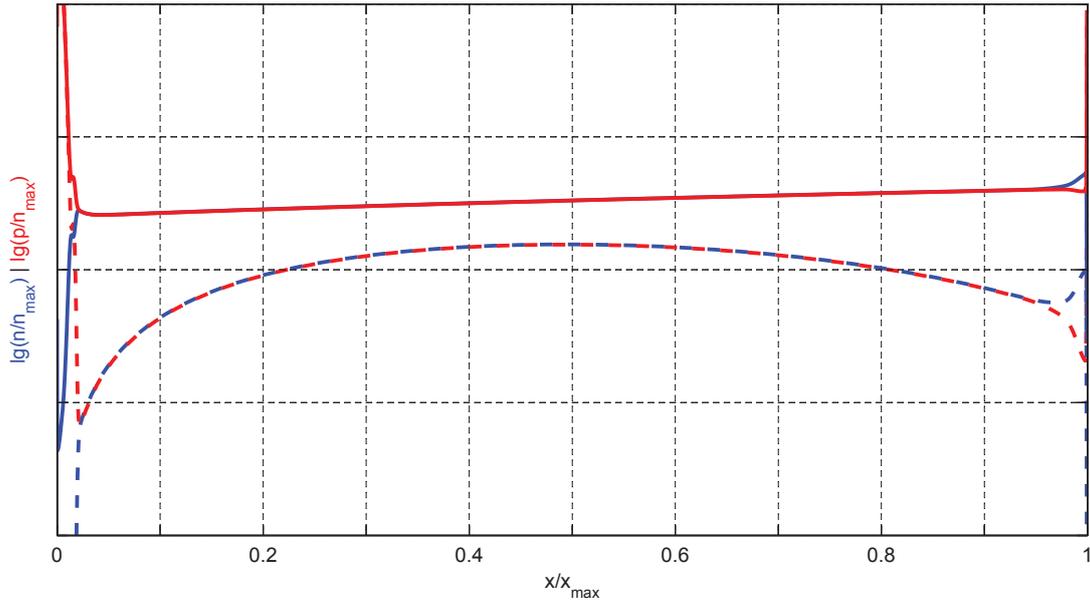


Abbildung 5.9.: Plasmaverteilung vor dem Kurzschlussfall II (durchgezogene Linien) und vor dem Kurzschlussfall V (gestrichelte Linien, 100 μ s nach dem Abschalten)

der Kurzschlussinduktivität zu einem Stromanstieg, der integriert den Kurzschlussstrom ergibt. Durch den geschlossenen Gatekanal führt der Kurzschlussstrom zu einem Umladen der Ersatzkapazität, was dem Ausräumen des Plasmas entspricht. Der resultierende Spannungsanstieg der Kollektor-Emitter-Spannung führt integriert zu der Kollektor-Emitter-Spannung, die die treibende Kurzschlussspannung verringert. Gerade bei hohen Plasmakonzentrationen im IGBT steigt die Wahrscheinlichkeit für einen Avalanche im Bauteil. Weiterhin führt die hohe Plasmakonzentration zu einem geringeren Spannungsanstieg und einem höheren Kurzschlussstrom, der in der Raumladungszone als reiner Löcherstrom geführt wird. Der fehlende Elektronenstrom aus dem Gatekanal kann den Anstieg des elektrischen Feldes nicht reduzieren, so dass sich ein steileres elektrisches Feld ergibt. Eine Überschreitung der kritischen Feldstärke ist hierbei wahrscheinlicher, so dass es zu einem Avalanche kommen kann. Der dabei zusätzlich entstehende Strom reduziert den Spannungsanstieg, indem weniger Strom durch die Ersatzkapazität fließt und diese langsamer umgeladen wird. Dieser Effekt kann auch in der Simulation beobachtet werden und äußert sich als Begrenzung der Kollektor-Emitter-Spannung. Dies entspricht dem `dynamic self-clamping` aus dem Kurzschlussfall II. In der Messung lässt sich der Effekt auch beobachten, welcher jedoch durch den Eingriff des Active-Clampings überlagert wird.

5. Kurzschlussfall V

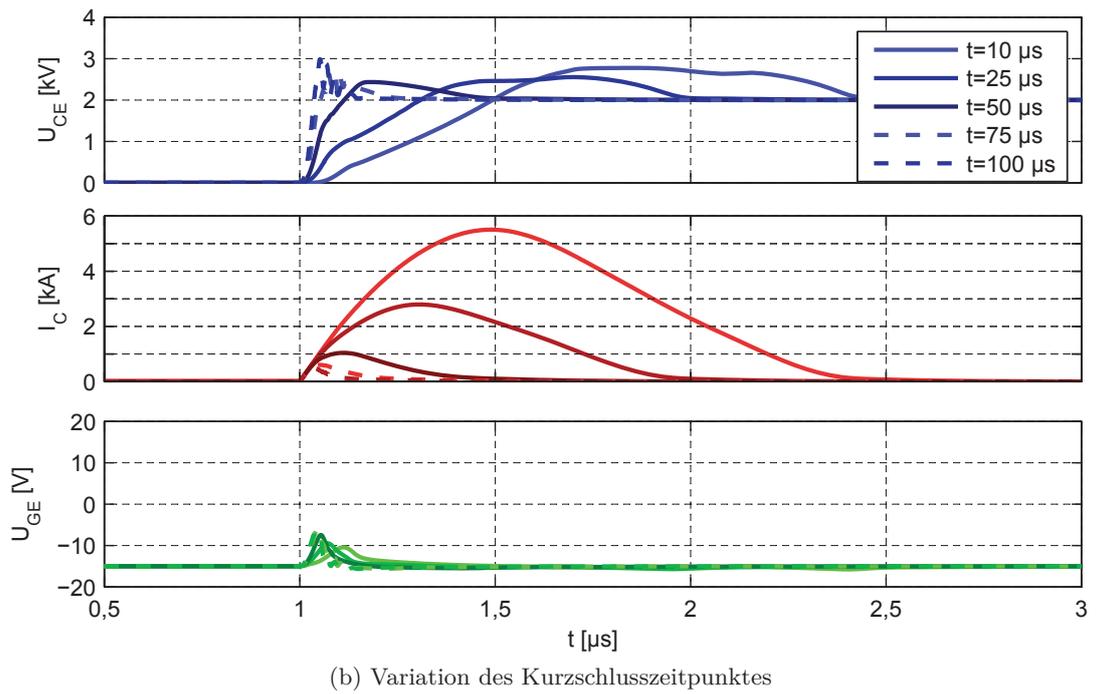
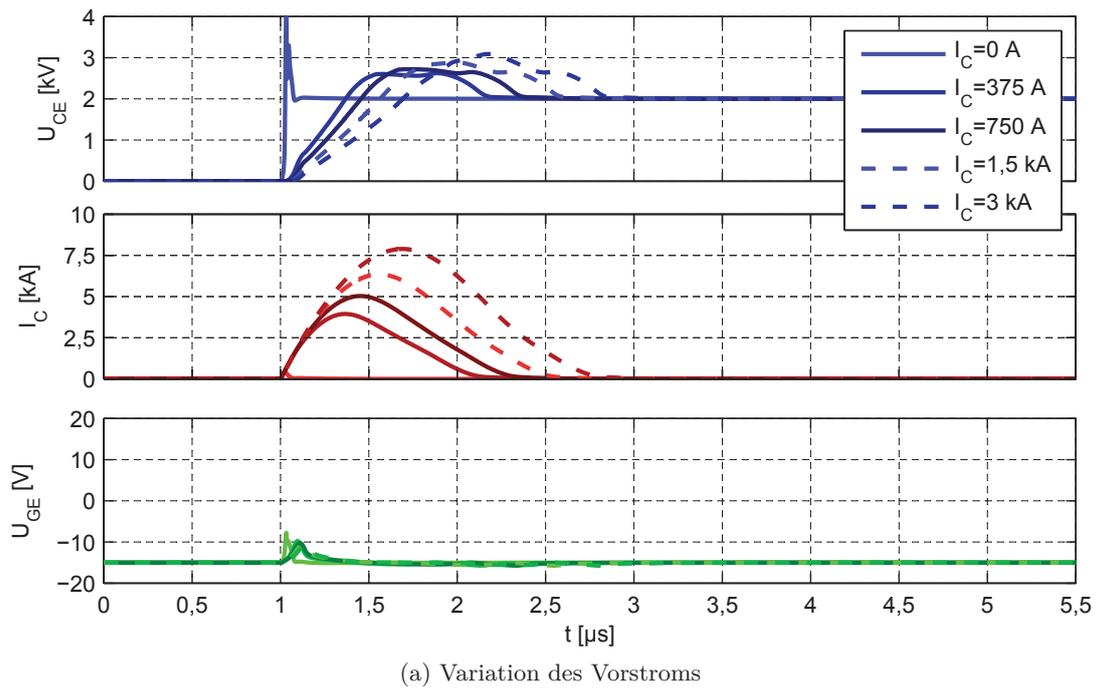


Abbildung 5.10.: Simulation: Kurzschlussfall V, Variation des Vorstroms und der Verzögerungszeit, Kollektor-Emitter-Spannungsanstieg abhängig von der Plasmakonzentration

5. Kurzschlussfall V

Dieser spezielle Kurzschlussfall lässt sich zusätzlich für eine Charakterisierung des IGBTs nutzen. Dabei wird ein Arbeitspunkt gewählt, bei dem der IGBT noch nicht in den Avalanche geht und das Active-Clamping nicht aktiv wird. Ein möglicher Arbeitspunkt ergibt sich bei niedriger Zwischenkreisspannung und geringem Vorstrom. Gleichzeitig muss der IGBT sicher abgeschaltet sein, was mit Hilfe eines niederohmigen Ausschaltwiderstandes erfolgen kann. Anschließend wird der Kurzschluss zu verschiedenen Zeitpunkten erzeugt. Mit der Ladung, die im Kurzschluss ausgeräumt wird, ist ein Rückschluss auf die Ladungsträgerlebensdauer möglich. Der Kurzschlussfall V kann somit für die Bauteilcharakterisierung genutzt werden. Ein Vergleich der hier vorgestellten Simulationen mit den Messungen zeigt deutlich, dass beide Ladungsträgerlebensdauern nicht übereinstimmen. In der Messung ist die Zeit bis zur Rekombination des Plasmas viel größer als in der Simulation. Auch fällt der Avalanche im IGBT in den Messungen geringer aus, so dass die Kurzschlussströme kleiner sind und die Spannungsanstiege nicht so stark begrenzt werden.

6. Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBTs

Der Kurzschlussfall III belastet die 6,5 kV-Diode stark und führt bereits bei niedriger Zwischenkreisspannung zu einem Ausfall. Um Versuche auch in einer Spannungs-klasse von 6,5 kV abzusichern, können verschiedene Maßnahmen ergriffen werden. Eine kapazitive Entlastung parallel zur Diode ist möglich, führt hingegen zur Oszillation und zu höheren Kurzschlussströmen. Des Weiteren reagiert diese Lösung sehr empfindlich auf veränderte Parameter. Ein weiterer Ansatz ist eine Reihenschaltung von Leistungshalbleitern. Werden zwei 6,5 kV-Module in Reihe geschaltet, halbiert sich die Belastung für jede Diode und ermöglicht eine höhere Zwischenkreisspannung. Eine Reihenschaltung aus 6,5 kV-Dioden mit einem einzelnen 6,5 kV-IGBT ist möglich, verhindert hingegen eine Spannungssymmetrierung durch die antiparallelen IGBTs.

Eine geeignete Möglichkeit ist die Reihenschaltung von 3,3 kV-Modulen. Diese besitzen sehr gute Kurzschlusseigenschaften bis hin zu einer sehr hohen Zwischenkreisspannung. Zudem führt der Avalanche in der Freilaufdiode während des Kurzschlussfalls III zu keinem Ausfall. Bei der Reihenschaltung von Modulen, die nicht die gesamte Zwischenkreisspannung sperren können, ist eine Spannungssymmetrierung und die Reaktion auf versetzte Abschalt-signale wichtig [19]. Für das statische Sperren kann ein paralleler Widerstand, der die unterschiedlichen Sperrströme kompensiert, genutzt werden. Dies kann zu einer hohen thermischen Belastung der Widerstände führen [8].

Für die dynamische Symmetrierung können Snubber genutzt werden, die ebenfalls eine hohe Verlustleistung aufweisen. Die in [8, 1] vorgestellte Variante beinhaltet einen parallelen Widerstand für das statische Symmetrieren und gleichzeitig eine Rückkopplung auf das Gate, um die Gate-Emitter-Spannung anzuheben, wenn die Kollektor-Emitter-Spannung zu groß wird. Mit dieser Variante kann eine Reihenschaltung von 16 IGBTs mit einer gesamten Sperrspannung von 20 kV [8] und eine Reihenschaltung von zwei 3,3 kV-IGBTs [1] erreicht werden. Eine reine Rückkopplung über eine Spannungsmessung auf die Gate-Emitter-Spannung, die in [15] vorgestellt wird, erscheint durch die hohe Dynamik während der Kurzschlüsse und die Gefahr von Oszillationen aufgrund

6. Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBTs

der Rückkopplung ungeeignet zu sein.

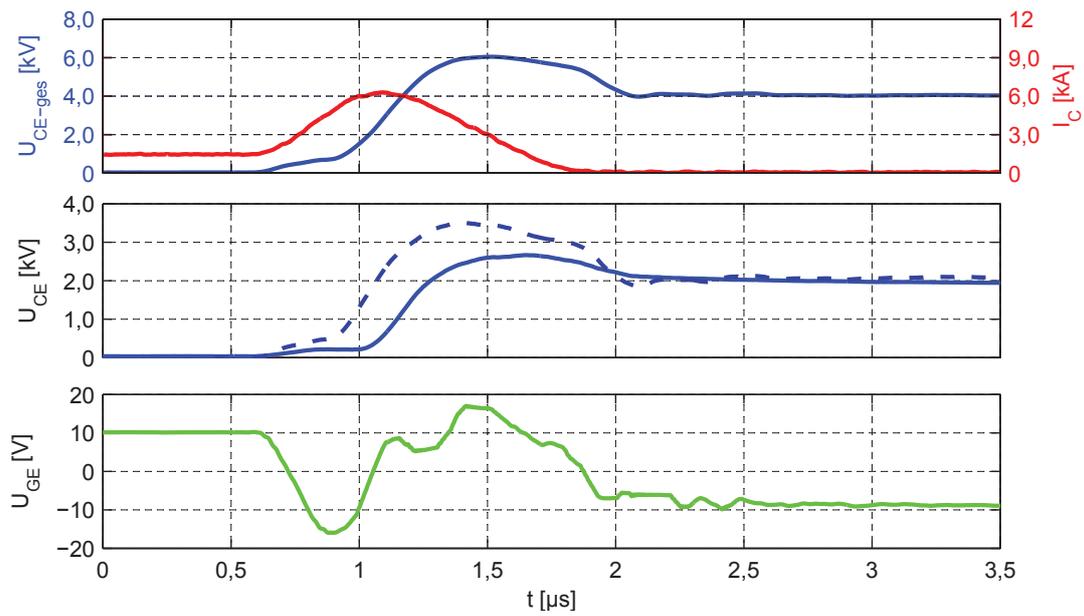
Der Hilfsschalter besitzt bereits ein Active-Clamping, das bei zu hoher Kollektor-Emitter-Spannung die Gate-Emitter-Spannung anhebt und eine Zerstörung vermeidet. In der Reihenschaltung wird jedes Modul mit einem Active-Clamping versehen, um eine dynamische Überspannung zu verhindern. Die statische Symmetrierung kann ebenfalls, wenn auch nur eingeschränkt, über dieses Clamping erfolgen. Nimmt ein IGBT im abgeschalteten Zustand zu viel Spannung auf, wird die Transildioden-Kette leitend und führt den höheren Sperrstrom des zweiten IGBTs. Eine weitere Spannungsaufnahme ist damit verhindert. Mit dieser Methode kann die Zwischenkreisspannung nicht gleichmäßig auf beide IGBTs verteilt werden, was hingegen nicht zwingend erforderlich ist, wenn dieser Zustand nur einen kurzen Zeitraum anhält. Wird die Reihenschaltung mit asymmetrischer Spannungsbelastung dauerhaft betrieben, kann ein Höhenstrahlungsausfall erfolgen. Wenn der Schutzschalter Spannung aufnehmen muss, ist der Prüfling ausgefallen und der Versuch beendet, so dass eine baldige Entladung des Kondensators erfolgt. Somit reicht die Begrenzung auf die maximale Kollektor-Emitter-Spannung.

Die folgenden beiden Abschnitte zeigen Kurzschlussversuche mit zwei in Reihe geschalteten 3,3 kV-IGBTs mit je einem Active-Clamping und einer induktiven Gegenkopplung. Die Kurzschlussfestigkeit wird bis zu einer Zwischenkreisspannung von 5,5 kV und dem doppelten Nennstrom untersucht.

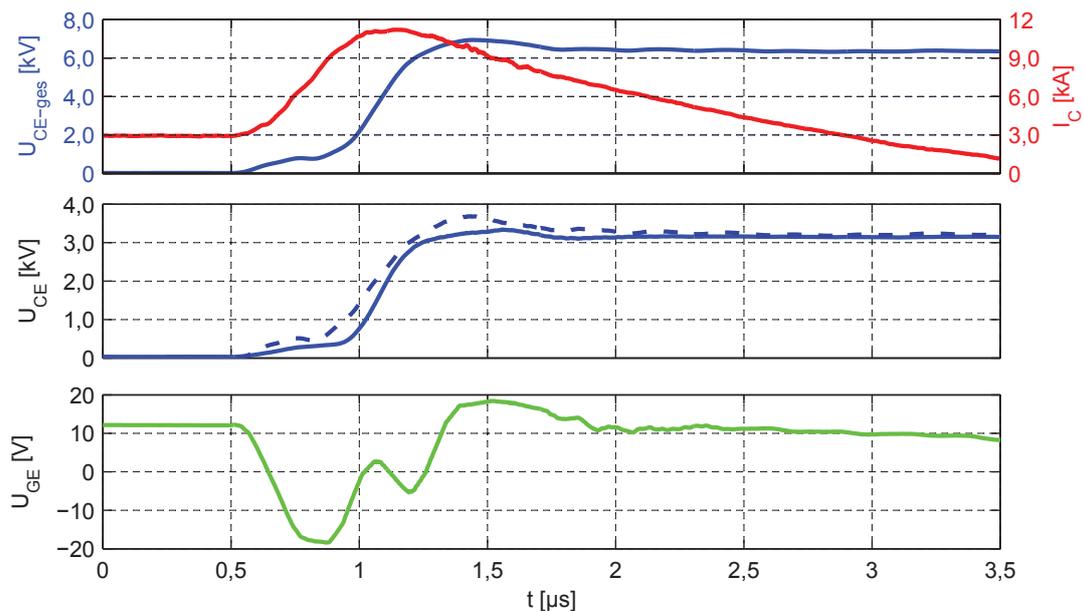
6.1. Kurzschlussfall II

Die Abbildung 6.1 zeigt den Kurzschlussfall II bei einer Zwischenkreisspannung von 4 kV und 5,5 kV sowie einfachem (1,5 kA) und doppeltem Nennstrom (3 kA). Die maximale Zwischenkreisspannung für den einzelnen IGBT ist etwas geringer als in den vorherigen Versuchen, der Kurzschluss wiederum ist durch den höheren Stromanstieg belastender. Das obere Diagramm zeigt die gesamte Kollektor-Emitter-Spannung über der Reihenschaltung und den Kollektorstrom. Im mittleren Diagramm sind die beiden Spannungen über den einzelnen IGBTs aufgetragen. Die Spannung über dem oberen IGBT beinhaltet die parasitären Spannungsabfälle über den Induktivitäten zwischen den beiden IGBTs. Eine Messung an den Hilfskontakten ist bei dem oberen IGBT durch das springende Potential nur eingeschränkt möglich. Hier wird diese nicht durchgeführt und ein Messfehler durch die zusätzlichen parasitären Induktivitäten akzeptiert. Im unteren Diagramm ist die Gate-Emitter-Spannung des unteren IGBTs aufgetragen.

6. Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBTs



(a) $U_D=4,0$ kV, $I_C=1,5$ kA



(b) $U_D=5,5$ kV, $I_C=3,0$ kA

Abbildung 6.1.: Messung: Reihenschaltung Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation U_D und I_C , oben: Gesamte Kollektor-Emitter-Spannung (blau), Kollektor-Strom (rot), mitte: Kollektor-Emitter-Spannung des oberen (blau gestrichelt) und des unteren IGBTs (blau durchgezogen), unten: Gate-Emitter-Spannung des unteren IGBTs

6. Reihenschaltung von 3,3kV-IGBTs

Obwohl beide IGBTs zufällig ausgewählt wurden, ist das Kurzschlussverhalten der beiden IGBTs ähnlich. Bei einer Zwischenkreisspannung von 4 kV, dargestellt in Abbildung 6.1a, entsättigt der obere IGBT zuerst und erreicht mit parasitären Induktivitäten eine maximale Spannung von 3,5 kV. Der untere IGBT nimmt ebenfalls Spannung auf und das Active-Clamping begrenzt die maximale Kollektor-Emitter-Spannung. Nach dem Kurzschluss haben beide IGBTs die gleiche Sperrspannung. Ein Weglaufen der Sperrspannung kann ebenfalls durch das Clamping verhindert werden, indem dieses den höheren Sperrstrom des anderen IGBTs führt.

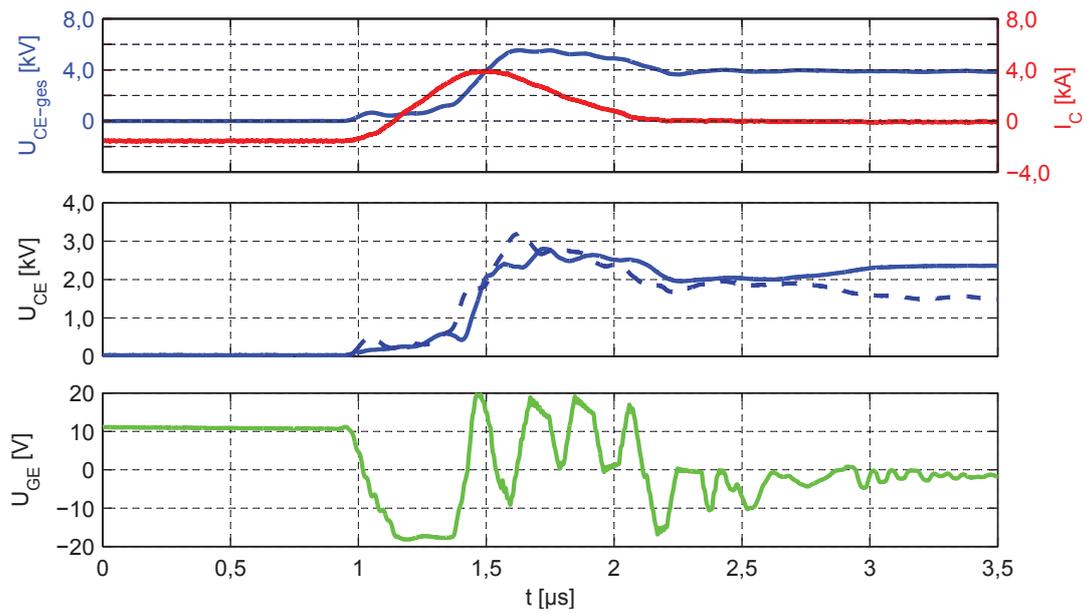
Eine höhere Zwischenkreisspannung von 5,5 kV erhöht durch die geringere Überspannungsreserve die Kurzschlussdauer. Der negative Stromanstieg muss stärker begrenzt werden, um die maximale Sperrspannung nicht zu überschreiten. Der Unterschied zwischen den beiden Kollektor-Emitter-Spannungen ist bei höherer Zwischenkreisspannung geringer. Des Weiteren verringert sich ab $U_{CE}=3\text{ kV}$ bei $t=1,25\text{ }\mu\text{s}$ der Spannungsanstieg. Dies kann zwei Ursachen haben. Zum einen kann der IGBT aufsteuern, obwohl die gemessene Gate-Emitter-Spannung unterhalb der Schwellspannung liegt. Zum anderen kann der IGBT in den Avalanche gehen. Bei doppeltem Nennstrom reduziert sich der Spannungsanstieg, dauert im Vergleich zu der Messung bei Nennstrom jedoch länger. Der maximale Kurzschlussstrom erhöht sich und führt bei gleichem negativen Stromanstieg zu einer längeren Kurzschlussdauer.

6.2. Kurzschlussfall III

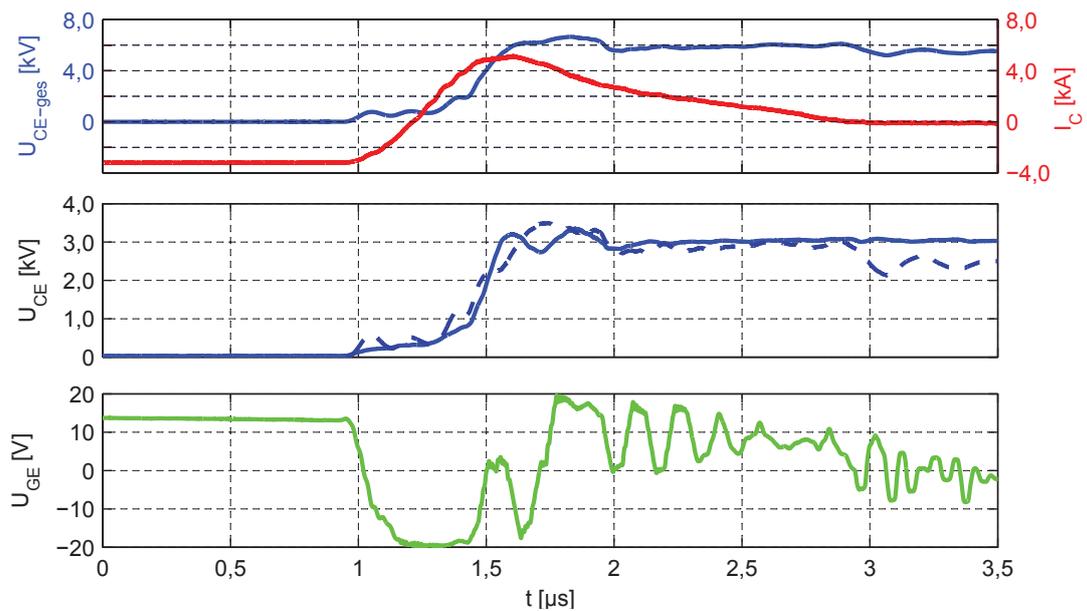
Der Kurzschluss bei stromführender Diode ist in der Reihenschaltung kritischer, denn das Diodenverhalten kann nur indirekt durch den antiparallelen IGBT beeinflusst werden. Die Spannungssymmetrierung während des Kurzschlusses muss durch die Diode und deren Avalanche erfolgen. Das Active-Clamping am IGBT kann den Strom durch den IGBT erhöhen, womit sich hingegen nicht die Kollektor-Emitter-Spannung des Moduls begrenzen lässt.

Die Abbildung 6.2 zeigt den Kurzschlussfall III bei zwei verschiedenen Zwischenkreisspannungen und Diodenvorströmen. Der Diodenstrom kann auf Grund des Versuchsaufbaus nicht in der Reihenschaltung gemessen werden. In dem oberen Diagramm wird die gesamte Kollektor-Emitter-Spannung (blau) und der Modulstrom (rot) dargestellt. Das mittlere Diagramm zeigt jeweils die Spannung über den Modulen (oberes Modul: blau gestrichelt, unteres Modul: blau durchgezogen) und im unteren Diagramm ist die

6. Reihenschaltung von 3,3kV-IGBTs



(a) $U_D = 4,0 \text{ kV}$, $I_C = -1,5 \text{ kA}$



(b) $U_D = 5,5 \text{ kV}$, $I_C = -3,0 \text{ kA}$

Abbildung 6.2.: Messung: Reihenschaltung Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation U_D und I_C , oben: Gesamte Kollektor-Emitter-Spannung (blau), Kollektor-Strom (rot), mitte: Kollektor-Emitter-Spannung des oberen (blau gestrichelt) und des unteren IGBTs (blau durchgezogen), unten: Gate-Emitter-Spannung des unteren IGBTs

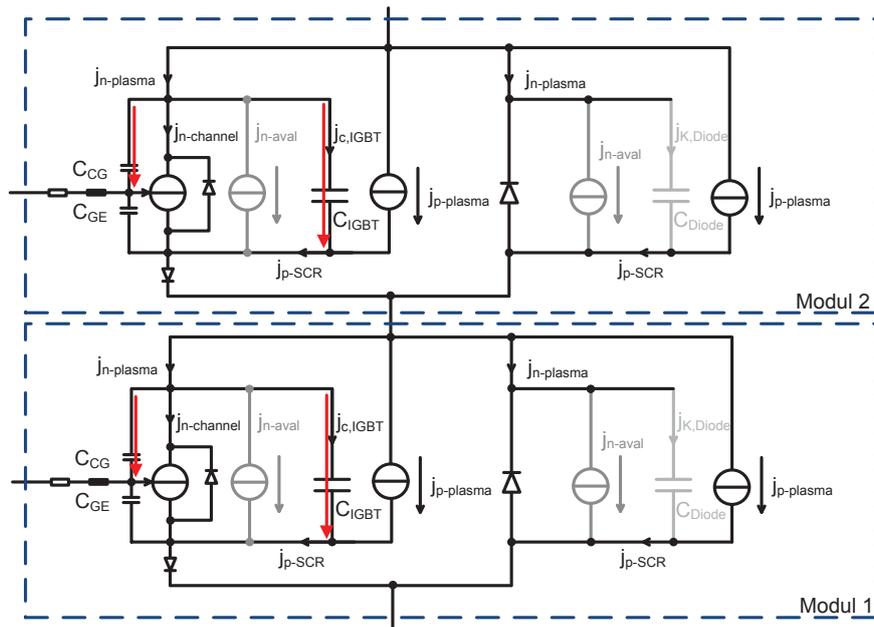
Gate-Emitter-Spannung (grün) des unteren Moduls aufgetragen. Die Messung in Abbildung 6.2a zeigt den Kurzschluss bei einer niedrigen Zwischenkreisspannung. Das Aufnehmen von Spannung erfolgt nahezu zeitgleich und oszilliert anschließend zwischen den beiden Modulen. Die Oszillation wird von der Gate-Emitter-Spannung ausgelöst. Wie auch bei den Kurzschlüssen mit stromführender Diode mit einem einzelnen Modul oszilliert die Gate-Emitter-Spannung nach dem Entsättigen des IGBTs. Diese Oszillationen beeinflussen die Kollektor-Emitter-Spannungen der beiden IGBTs. Bei höherer Zwischenkreisspannung und höherem Vorstrom verändern sich die Kurvenverläufe nicht. Die Oszillation tritt weiterhin auf, beeinflusst das Kurzschlussverhalten hingegen nicht negativ.

6.3. Herleitung des Kurzschlussverhaltens in der Reihenschaltung

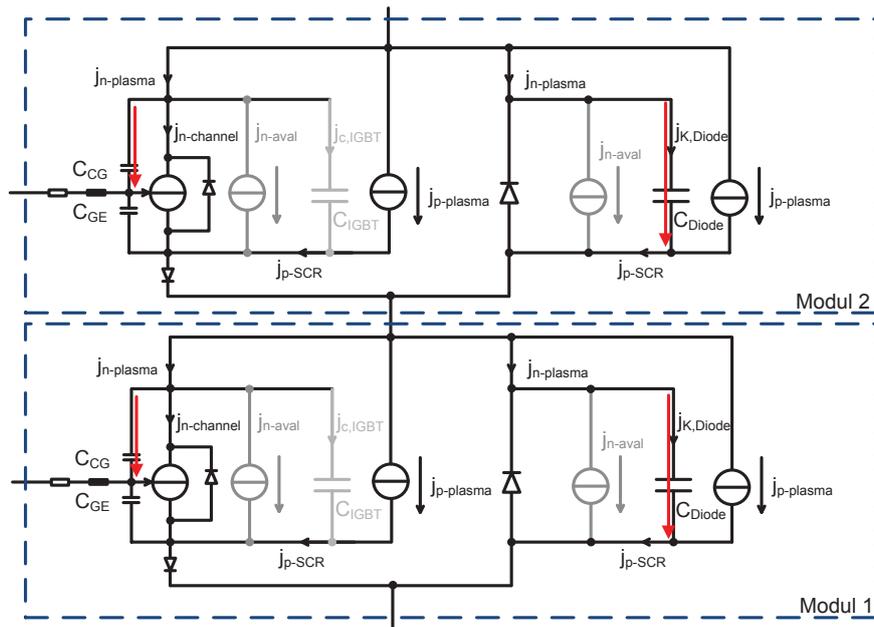
Die vorherigen Messungen zeigen, dass die Spannungsaufnahme relativ gleichmäßig erfolgt, so dass eine dynamische Spannungssymmetrierung stattfindet. Dies wird durch zwei Faktoren hervorgerufen. Zum einen durch das Active-Clamping, welches die maximale Kollektor-Emitter-Spannung durch Eingriff in die Gate-Emitter-Spannung begrenzt und unterschiedliche Entsättigungszeitpunkte der Module kompensiert. Zum anderen bestimmen die Ersatzkapazitäten, die eine geringe Streuung aufweisen, den Kurzschlussverlauf jedes einzelnen Moduls. Das Ersatzschaltbild für die Reihenschaltung aus zwei Modulen im Kurzschlussfall II ist in Abbildung 6.3a dargestellt. Die Diode führt vor dem Kurzschluss keinen Strom, so dass die Ersatzkapazität der Sperrschichtkapazität entspricht. Diese ist deutlich kleiner und kann vernachlässigt werden. Auch hier wird das Plasma als Kapazität und der Kanal als Gate-Emitter-Spannung-gesteuerte Stromquelle dargestellt. Die vorherigen Untersuchungen haben gezeigt, dass der Kurzschlussfall II von zwei Kapazitäten, der Miller-Kapazität und der Plasmakapazität, dominiert werden kann. Gelingt dem Treiber die intrinsische Entsättigung der IGBTs, teilt sich die Spannung im Kurzschluss über einen kapazitiven Spannungsteiler auf. Entsättigt der IGBT nicht intrinsisch, wird die Spannungsaufteilung durch die Miller-Kapazität und somit über den Treiber und dessen Aufbau bestimmt. Hier kann es durch Bauteiltoleranzen besonders in der Gegenkopplung zu einer Asymmetrie kommen.

Im Kurzschlussfall III, dessen Ersatzschaltbild in Abbildung 4.18 gezeigt wird, treten ebenfalls zwei dominierende Kapazitäten auf. Die Entsättigung kann entweder über

6. Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBTs



(a) Ersatzschaltbild für die Reihenschaltung im Kurzschlussfall II mit Kennzeichnung der dominierenden Kapazitäten



(b) Ersatzschaltbild für die Reihenschaltung im Kurzschlussfall III mit Kennzeichnung der dominierenden Kapazitäten

Abbildung 6.3.: Ersatzschaltbilder für die verschiedenen Kurzschlussfälle in der Reihenschaltung von zwei Modulen

6. Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBTs

die Miller-Kapazität gesteuert oder intrinsisch über die Plasmakapazität in der Diode erfolgen. Der IGBT hat kein Plasma, so dass seine Kapazität den Spannungsanstieg nicht vorgeben kann. Wieder kann die Diode intrinsisch bei guter Gate-Klemmung oder Gatestrom-gesteuert über die Miller-Kapazität Spannung aufnehmen.

Für die Reihenschaltung ist es demzufolge vorteilhaft, wenn das Spannungsaufnehmen intrinsisch erfolgt. Dabei spielt die Bauteiltoleranz des Treibers und der Gegenkoppelung eine untergeordnete Rolle. Zusätzlich verhindert das Active-Clamping, welches für alle Kurzschlussfälle unverzichtbar ist, eine zu hohe Sperrspannung, indem es die Gate-Emitter-Spannung anhebt und den IGBT oder die Diode gesteuert Spannung aufnehmen lässt. Des Weiteren verhindert das Active-Clamping nach dem Kurzschluss ein Überschreiten der zulässigen Sperrspannung.

6.4. Versetztes Abschalten in der Reihenschaltung

Die beiden Kurzschlussfälle können von der IGBT-Reihenschaltung beherrscht werden. Während des Kurzschlusses erfolgt eine selbstständige Spannungssymmetrierung ohne Treibereingriff. Für die Reihenschaltung kann ein zeitlicher Versatz des Abschaltsignals während und nach dem Kurzschluss kritisch werden. Schaltet ein IGBT zu früh ab, nimmt dieser Spannung auf. Die Kollektor-Emitter-Spannung kann nicht die Zwischenkreisspannung erreichen, so dass der Strom weiter steigt und ebendieser IGBT den Strom nicht abschalten kann. An dieser Stelle verhindert das Active-Clamping ein weiteres Abschalten des IGBTs und steuert das Gate auf, um die Spannung über dem Modul zu begrenzen. Der IGBT wird im entsättigten Bereich betrieben, bis der zweite IGBT mit dem Abschalten beginnt und Spannung aufnimmt.

Die Abbildung 6.4 zeigt verschiedene Messungen mit versetzten Ausschaltensignalen für die beiden IGBTs. In den oberen beiden Diagrammen ist die Kollektor-Emitter-Spannung dargestellt. Die Spannung über dem oberen IGBT umfasst auch den parasitären Spannungsabfall über den Induktivitäten. Im linken unteren Diagramm ist der Strom durch die IGBTs und im rechten unteren Diagramm die Gate-Emitter-Spannung des unteren IGBTs aufgetragen. Der untere IGBT der Reihenschaltung wird $4\ \mu\text{s}$ nach dem Kurzschluss abgeschaltet und der obere IGBT mit einem zeitlichen Versatz von $0\ \mu\text{s}$ bis $3\ \mu\text{s}$.

Der Kurzschluss erfolgt bei einer Zwischenkreisspannung von $4\ \text{kV}$ und einem Vorstrom von $1,5\ \text{kA}$. Der untere IGBT nimmt beim Kurzschluss so viel Spannung auf, dass das Active-Clamping eingreift und die Spannung auf $3\ \text{kV}$ begrenzt. Der Abschaltvorgang

6. Reihenschaltung von 3,3kV-IGBTs

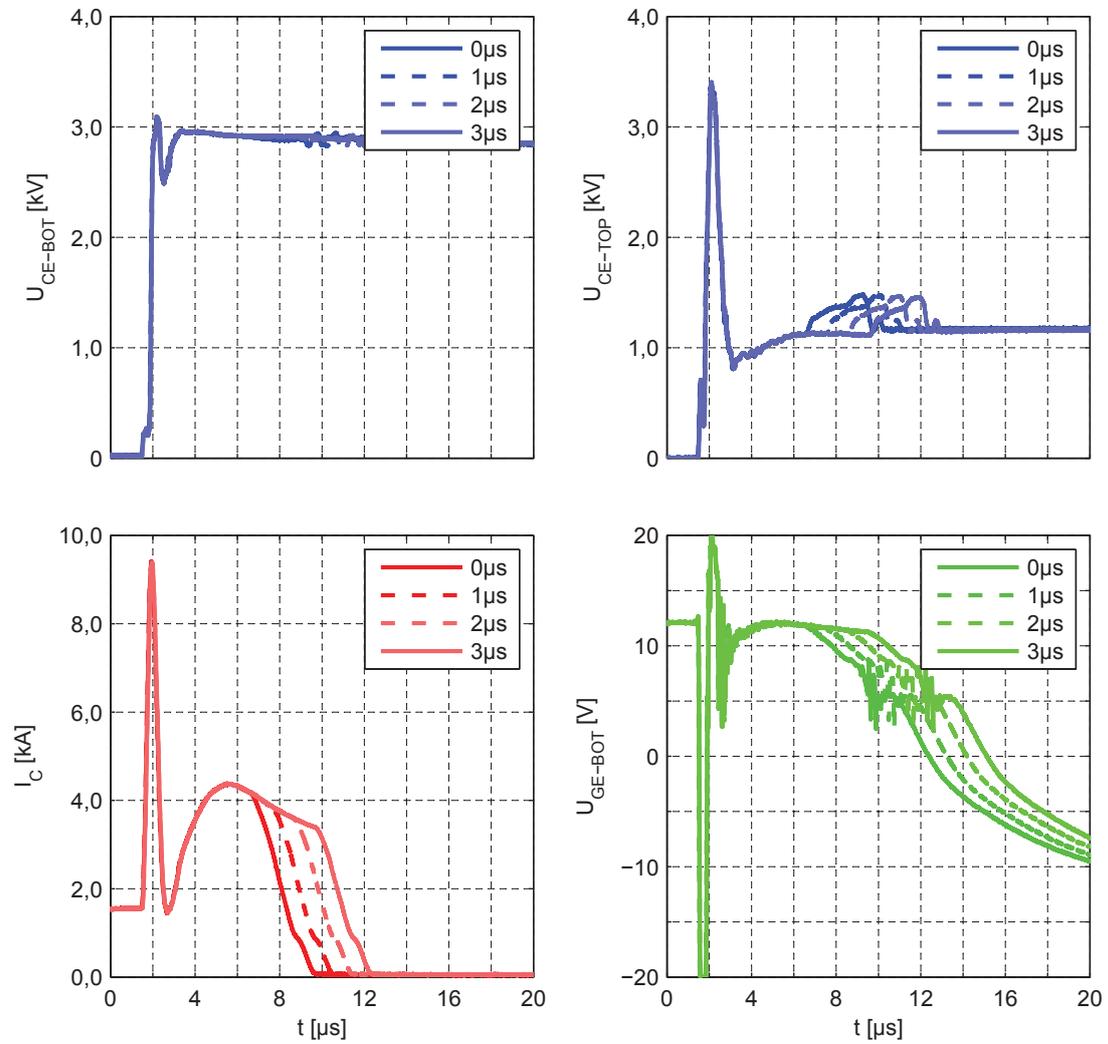


Abbildung 6.4.: Messung: Reihenschaltung FZ1500R33HE3 mit versetztem Abschalten nach dem Kurzschlussfall II bei $U_{\text{D}}=4\text{ kV}$ und $I_{\text{C}}=1,5\text{ kA}$

6. Reihenschaltung von 3,3kV-IGBTs

wird vom Active-Clamping so lange verhindert bis der obere IGBT abschaltet. Durch die hohe Kollektor-Emitter-Spannung des unteren IGBTs muss der obere IGBT die Überspannung beim Abschalten zusätzlich sperren. Die niedrige Zwischenkreisspannung führt zu einer sehr hohen Spannungsreserve und das Active-Clamping muss das Abschalten nicht ausbremsen.

Die Verzögerung im Abschaltensignal wirkt sich nur auf den Abschaltzeitpunkt aus. Der Verlauf des Kurzschlusses wird nicht beeinflusst. Die maximale Verzögerung wird durch drei Faktoren begrenzt. Dazu zählt eine hohe Belastung des Active-Clampings, das fast die komplette Kollektor-Emitter-Spannung sperren und dabei den Gatestrom führen muss. Die Verlustleistung der Transil-Dioden liegt bei circa 3kW. Des Weiteren führt der $R_{G,off}$ den kompletten Gate-Strom bei maximalem Spannungsabfall. Zudem wird der IGBT im entsättigten Bereich betrieben und es werden hohe Verlustleistungen erzeugt. Bei zu hohem Energieeintrag in den IGBT kann eine Zerstörung erfolgen, jedoch liegt die kritische Zeit wie beim Kurzschlussfall I bei deutlich über 10 μ s. Üblicherweise ist der zeitliche Versatz in der Ansteuerung kleiner als eine Mikrosekunde, so dass dieser Effekt unkritisch ist.

Die vorgestellte Messung kann auch beim Kurzschlussfall III wiederholt werden. Die Abbildung 6.5 zeigt einen versetzten Abschaltvorgang bei einer Zwischenkreisspannung von 4kV und einem Vorstrom von $I_C = -1,5$ kA. Die Kollektor-Emitter-Spannung des unteren IGBTs wird ebenfalls durch das Active-Clamping begrenzt, bis beide IGBTs während des stationären Kurzschlusses abschalten.

Die beiden Kurzschlussfälle können von der Reihenschaltung beherrscht werden. Die Spannung über dem einzelnen Modul wird durch den auftretenden Avalanche und das Active-Clamping begrenzt. Die Parameterstreuung der Bauteile auf dem Treiber und der Gegenkopplung behindern nicht die Reihenschaltung der zwei Module. Auch ein Versatz des Abschaltensignals der beiden Treiber kann durch das Active-Clamping ausgeglichen werden und verhindert ein Überschreiten der maximalen Sperrspannung. Eine Limitierung des Versatzes erfolgt nur durch die Verlustleistung des Active-Clampings und des $R_{G,off}$ s sowie durch die maximale Kurzschlussdauer des IGBTs. Der Einsatz von zwei 3,3kV-IGBTs in der Reihenschaltung als kurzschlussfester Hilfsschalter ist ohne besondere Anpassung der Gate-Treiber und des Active-Clampings möglich. Dies ermöglicht eine Absicherung der Versuche mit 6,5kV-IGBTs .

6. Reihenschaltung von 3,3kV-IGBTs

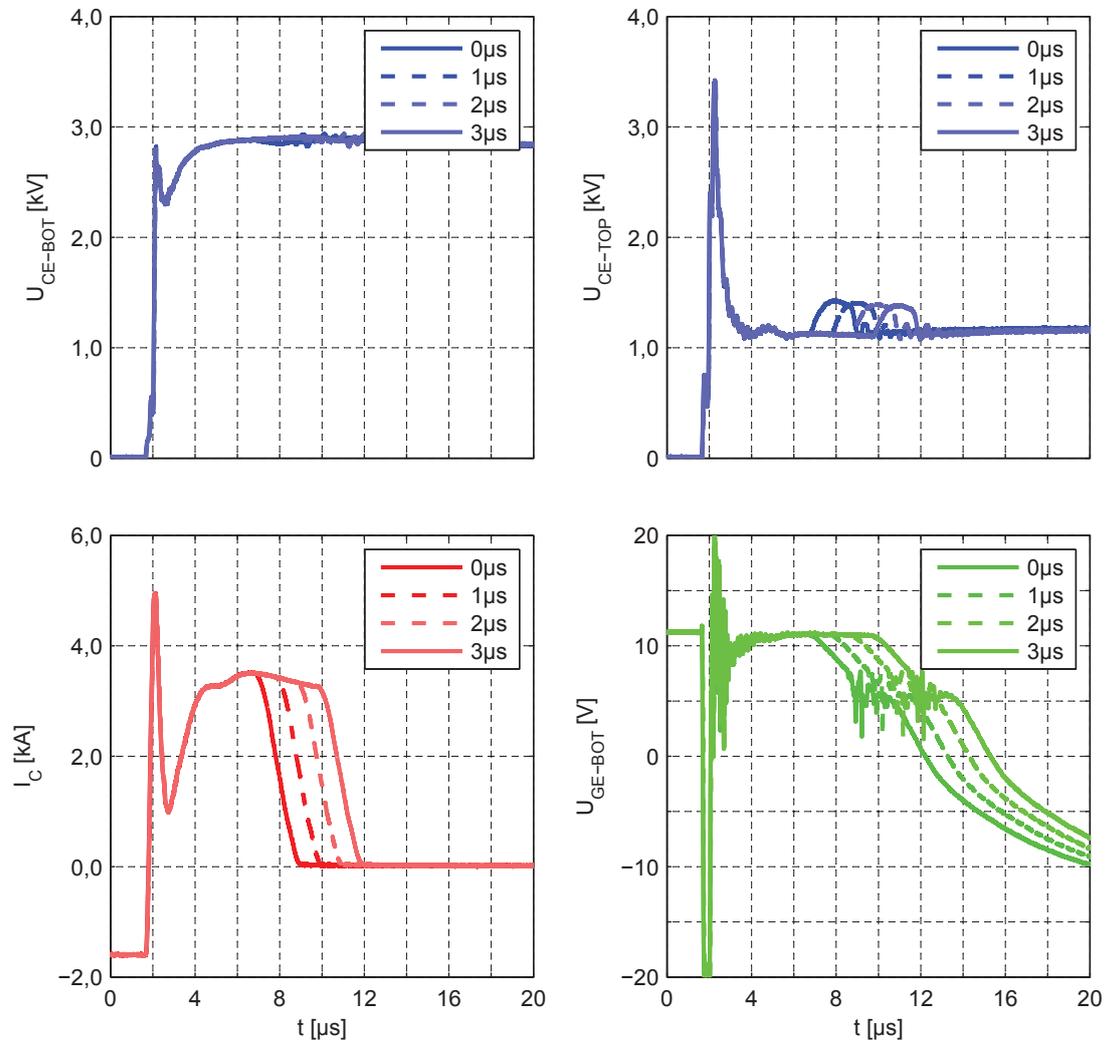


Abbildung 6.5.: Messung: Reihenschaltung FZ1500R33HE3 mit versetztem Abschalten nach dem Kurzschlussfall III bei $U_D=4\text{ kV}$ und $I_C=-1,5\text{ kA}$

7. Anwendung

Die vorherigen Kapitel zeigen die möglichen Kurzschlussfälle für den seriellen Hilfs-IGBT. Dabei wurde das Zusammenspiel von Diode, IGBT und deren Ansteuerung in den einzelnen Kurzschlussfällen analysiert. In diesem Kapitel steht die Anwendung des seriellen Hilfs-IGBTs im Vordergrund. Begonnen wird mit einer Beeinflussung des Schaltverhaltens des Prüflings durch die Verwendung des zusätzlichen Hilfs-IGBTs. Insbesondere kann eine Beeinflussung während der Schaltvorgänge der Halbbrücke oder des Vierquadrantenstellers erfolgen. Dabei kann einerseits der Schaltvorgang des DUTs und andererseits der serielle IGBT beeinflusst werden. Der Stromanstieg des Schaltens führt zu einer Anhebung oder Absenkung der Gate-Emitter-Spannung des seriellen IGBTs und zu einem veränderten Schutz der Schaltung. Anschließend werden Kurzschlüsse während des IGBT-Abschaltens und Reverse-Recoverys der Diode sowie im abgeschalteten Zustand erzeugt und das Verhalten des seriellen IGBTs gezeigt.

Ein echter Ausfall eines 3,3kV-IGBTs mit serielltem IGBT liefert den praktischen Beweis für eine schnelle Fehlerstrombegrenzung. Dabei werden die Messung vom Ausfall und zwei Fotografien von einem Abschaltversager ohne und mit serielltem IGBT gezeigt. Mit der Schutzschaltung wird eine vollständige Entladung des Zwischenkreiskondensators in die Fehlerstelle vermieden, so dass der primäre Fehler des Abschaltversagers sichtbar bleibt.

7.1. Auswirkung auf das Schaltverhalten

Der vorgestellte serielle Hilfs-IGBT darf das Schaltverhalten der nachfolgenden Halbbrücke oder des Vierquadrantenstellers nicht beeinflussen. Insbesondere kann bereits die Gegenkopplung die Gate-Emitter-Spannung des Hilfs-IGBTs bei normalen Schaltvorgängen verändern, so dass eine Beeinflussung möglich ist. Die Abbildung 7.1 zeigt den Stromverlauf eines Doppelpulses einer Halbbrücke. Das obere Diagramm zeigt die Ansteuersignale der drei IGBTs. Der obere IGBT T_{11} ist den gesamten Versuch über

7. Anwendung

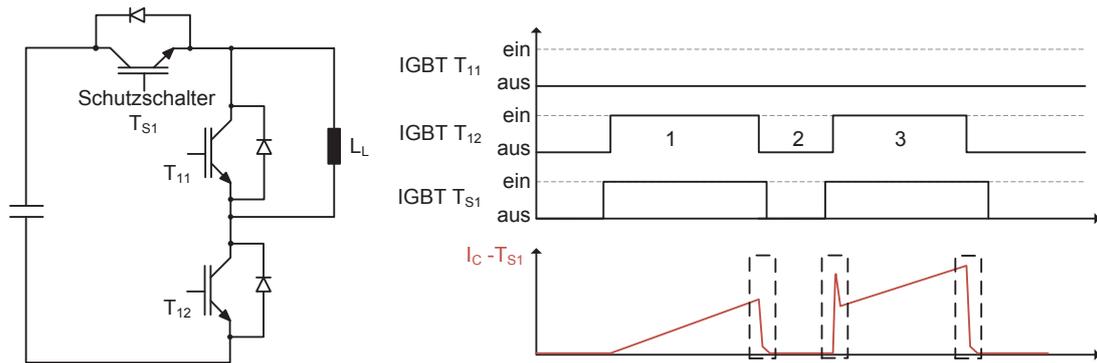


Abbildung 7.1.: Pulsmuster und Kollektor-Strom des seriellen Hilfs-IGBTs beim Doppelpuls und mögliche Beeinflussung an den Stromflanken

ausgeschaltet und nur die antiparallele Freilaufdiode wird genutzt. Der untere IGBT T_{12} schaltet den Doppelpuls. Der serielle IGBT schaltet etwas vor T_{12} ein und nach T_{12} aus. Das untere Diagramm zeigt den Stromverlauf durch den seriellen Schutzschalter und eine mögliche Beeinflussung in den markierten Bereichen. Beim Abschalten des IGBTs T_{12} führt der negative Stromanstieg zu einer Mitkopplung am seriellen Schutzschalter, der die Gate-Emitter-Spannung anhebt und die Schutzwirkung reduzieren könnte. Beim Dioden-Reverse-Recovery führt der positive Stromanstieg zu einer Absenkung der Gate-Emitter-Spannung und im schlimmsten Fall zu einer Spannungsaufnahme des seriellen IGBTs.

Die beiden vorgestellten kritischen Bereiche werden in den folgenden Abbildungen näher betrachtet. Begonnen wird mit dem Reverse-Recovery der Diode, dargestellt in Abbildung 7.2. Das linke obere Diagramm zeigt die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs T_{12} (blau) und den Kollektor-Strom (rot). Rechts daneben ist die Kollektor-Emitter-Spannung des Hilfs-IGBTs (blau) und ebenfalls der Kollektor-Strom (rot) aufgetragen. Die unteren Diagramme zeigen die Gate-Emitter-Spannungen der beiden IGBTs. Für den Versuch ohne seriellen Hilfs-IGBT wird dieser mit einem Kupferblech überbrückt. Der weitere Versuchsaufbau und die Ansteuerung sind identisch. Die Ergebnisse mit serielltem IGBT sind in gestrichelten und die ohne seriellen Schalter in durchgezogenen Linien dargestellt. Beide Messungen zeigen eine hohe Übereinstimmung. Bei der Messung mit dem seriellen IGBT steigt die Gate-Emitter-Spannung von T_{12} etwas eher, dafür etwas flacher, an. T_{12} übernimmt den Strom ein wenig eher mit einem geringeren Stromanstieg. Ab dem maximalen Reverse-Recovery-Strom und der Spannungsaufnahme der Diode bei $2,6 \mu\text{s}$ verlaufen die Messungen nahezu identisch.

7. Anwendung

Auch bei kurzgeschlossenem Hilfs-IGBT ist eine Anhebung der Kollektor-Emitter-Spannung im rechten oberen Diagramm sowie eine Absenkung der Gate-Emitter-Spannung zu beobachten. Hierbei handelt es sich um parasitäre Einkopplungen in die Spannungsmessung. Diese Messungen können im Folgenden als Null-Messung verwendet werden. Beim Versuch mit dem seriellen IGBT führt der positive Stromanstieg zu einer Absenkung der Gate-Emitter-Spannung auf 5,6 V und zu einer Anhebung der Kollektor-Emitter-Spannung auf 52 V. Die niedrige Kollektor-Emitter-Spannung hat einerseits keinen nennenswerten Einfluss auf das Schaltverhalten der Halbbrücke und ist andererseits so gering, dass sie innerhalb der Messtoleranz liegt und keine verlässliche Aussage über die genaue Größe ermöglicht. Der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung des Hilfs-IGBTs könnte das Forward-Recovery des IGBTs sein, während der IGBT erstmalig ein Plasma aufbaut.

Ein weiterer Fall, bei dem es zu einer Beeinflussung des Schaltverhaltens kommen kann, tritt während des Abschaltens des IGBTs T_{12} auf. Dabei führt der negative Stromanstieg zu einer Mitkopplung über den Lastemitter und hebt die Gate-Emitter-Spannung an. Eine Spannungsaufnahme des seriellen IGBTs ist durch das Anheben der Gate-Emitter-Spannung und die Ladungsträger im seriellen IGBT unwahrscheinlich. Die Abbildung 7.3 zeigt den Vergleich eines Abschaltvorgangs mit und ohne seriellen IGBT. Die durchgezogenen Graphen stellen den Strom- und Spannungsverlauf mit kurzgeschlossenem IGBT T_{S1} dar und die gestrichelten Kurven geben die Verläufe mit dem IGBT T_{S1} wieder. Beide Messungen verlaufen nahezu identisch mit Ausnahme der maximalen Kollektor-Emitter-Spannung von T_{12} , die ohne seriellen IGBT minimal höher ist. Ursache können leicht veränderte Startbedingungen sein, die zu einem unterschiedlichen Stromanstieg und daraus resultierender Überspannung führen.

Die Gate-Emitter- und Kollektor-Emitter-Spannung des seriellen IGBTs zeigen wie in der vorherigen Messung bei einem kurzgeschlossenem IGBT T_{S1} Einkopplungen in die Messung. Mit seriellen IGBT führt die fallende Stromflanke zu einem Anheben der Gate-Emitter-Spannung, die nach drei Mikrosekunden den ursprünglichen Wert erreicht. In dieser Zeit kommt es durch die höhere Gate-Emitter-Spannung zu keiner Einschränkung der Kurzschlussabschaltfähigkeit. Die Gegenkopplung im Kurzschlussfall ist dominant, wie in den vorherigen Kapiteln dargestellt, so dass die Gate-Emitter-Spannung nur einen geringen Einfluss auf das Kurzschlussverhalten hat. Dies wird mit Hilfe den folgenden Messungen gezeigt, die Halbleiterausfälle während der Stromflanke und im abgeschalteten Zustand beinhalten.

7. Anwendung

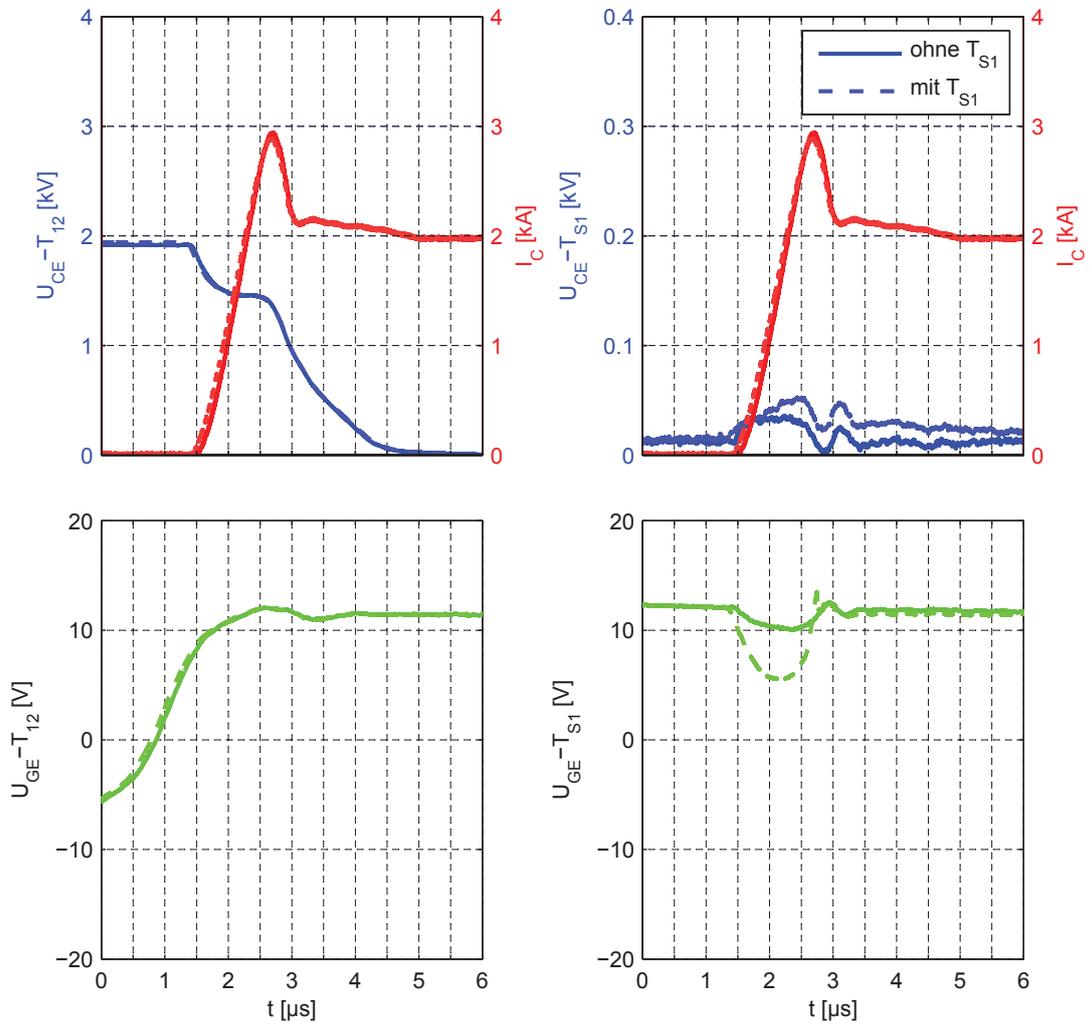


Abbildung 7.2.: Messung: Reverse-Recovery der Diode beim Einschalten des FZ1500R33HE3 mit (gestrichelt) und ohne (durchgezogen) seriellen Schutzschalter bei $U_D=2,0$ kV und $I_C=1,9$ kA

7. Anwendung

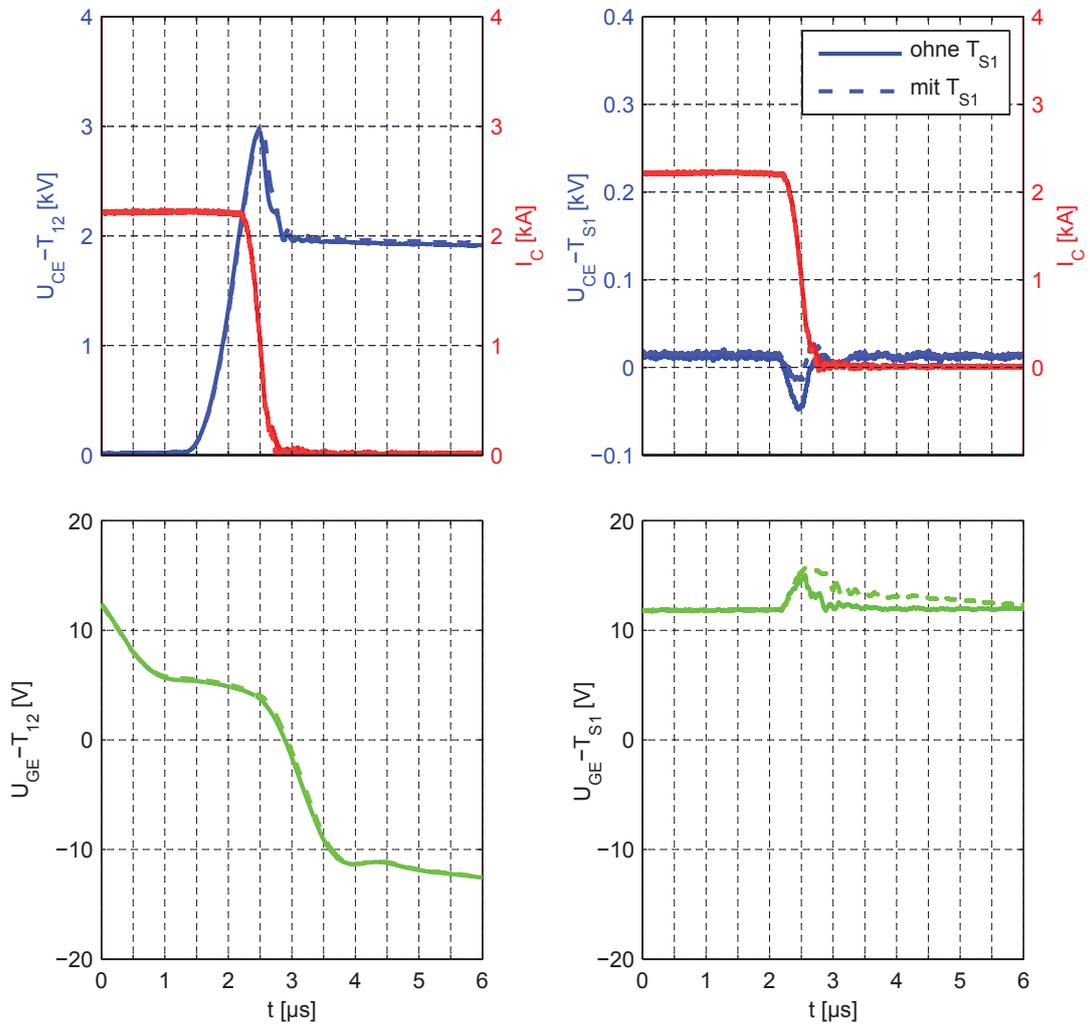


Abbildung 7.3.: Messung: Ausschalten des FZ1500R33HE3 mit (gestrichelt) und ohne (durchgezogen) seriellen Schutzschalter bei $U_D=2,0$ kV und $I_C=2,2$ kA

7. Anwendung

Um die Wirksamkeit des seriellen Schutzschalters bei der Verwendung in einer Halbbrücke zu zeigen, wird mit Hilfe eines weiteren IGBTs, der parallel zur Halbbrücke angeordnet ist, ein Kurzschluss erzeugt. Dazu wird der Kurzschließer ohne Gate-Widerstand und mit einer Gate-Emitter-Spannung von 30 V eingeschaltet. Dieser wird während des Einschaltvorgangs des IGBTs T_{12} geschaltet. Die Abbildung 7.4 zeigt in den linken Diagrammen den Strom- und Spannungsverlauf am IGBT T_{12} und in dem rechten die Verläufe des seriellen IGBTs T_{S1} . Die Zwischenkreisspannung liegt in diesem Versuch bei 1,9 kV und der Laststrom bei 2 kA. Der Schaltvorgang beginnt bei 1,5 μ s und die Kollektor-Emitter-Spannung von T_{12} sinkt durch den induktiven Spannungsabfall. Mit Erreichen des Laststroms bei 2,4 μ s beginnt das Reverse-Recovery und die Spannungsaufnahme der Diode. Der einsetzende Kurzschluss bei 2,6 μ s führt zu einem höheren Stromanstieg bis bei 2,8 μ s der serielle IGBT entsättigt und den Kurzschluss abschaltet. Die reduzierte Gate-Emitter-Spannung unterstützt in diesem Fall den seriellen Hilfsschalter und ermöglicht ein Abschalten des Diodenausfalls nach 1,7 μ s.

Ein weiterer Ausfallzeitpunkt ist während des Abschaltens des IGBTs T_{12} . In der Abbildung 7.5 wird ein Kurzschluss beim Abschalten von 2,2 kA und einer Zwischenkreisspannung von 1,9 kV erzeugt. Das linke obere Diagramm zeigt den Kollektorstrom- (rot) und den Kollektor-Emitter-Spannungsverlauf (blau) des IGBTs T_{12} . Daneben sind die Verläufe für den seriellen IGBT T_{S1} aufgetragen. Unter den beiden Messungen sind die jeweiligen Gate-Emitter-Spannungen dargestellt. Der Kurzschluss tritt bei 1,6 μ s auf, während T_{12} fast den kompletten Laststrom in die Diode kommutiert. Die Kollektor-Emitter-Spannung erreicht den höchsten Wert von circa 3 kV. Zu diesem Zeitpunkt ist die Gate-Emitter-Spannung des seriellen IGBTs auf 16 V angehoben, wird jedoch durch den Kurzschluss innerhalb von 40 ns auf 0 V und nach weiteren 360 ns auf -14 V abgesenkt. Bei 2 μ s entsättigt der serielle IGBT und schaltet ab 2,25 μ s den Kurzschluss ab. Ein Eingriff des Active-Clampings ist nicht notwendig, ein Anheben der Gate-Emitter-Spannung über die kapazitiv gebrückten Transil-Dioden ist ausreichend. Der Kurzschluss ist ebenfalls nach 1,7 μ s abgeschaltet. Das Anheben der Gate-Emitter-Spannung führt im Vergleich zu der abgesenkten Spannung in dem vorherigen Fall zu einem deutlich höheren Kurzschlussstrom, der jedoch keine Auswirkung auf das Abschaltverhalten des Schutzschalters hat.

Ein dritter Kurzschlussfall kann Auftreten, wenn in der gesamten Halbbrücke ein Sperrversager auftritt. Führt die antiparallele Diode des IGBTs T_{11} den Strom und kommt es zu einem Sperrversager von T_{12} , wird die Diode hart abkommutiert. Ist die Belastung zu groß, wird diese zerstört. Ein kompletter Sperrversager der Halbbrücke ist in der Mes-

7. Anwendung

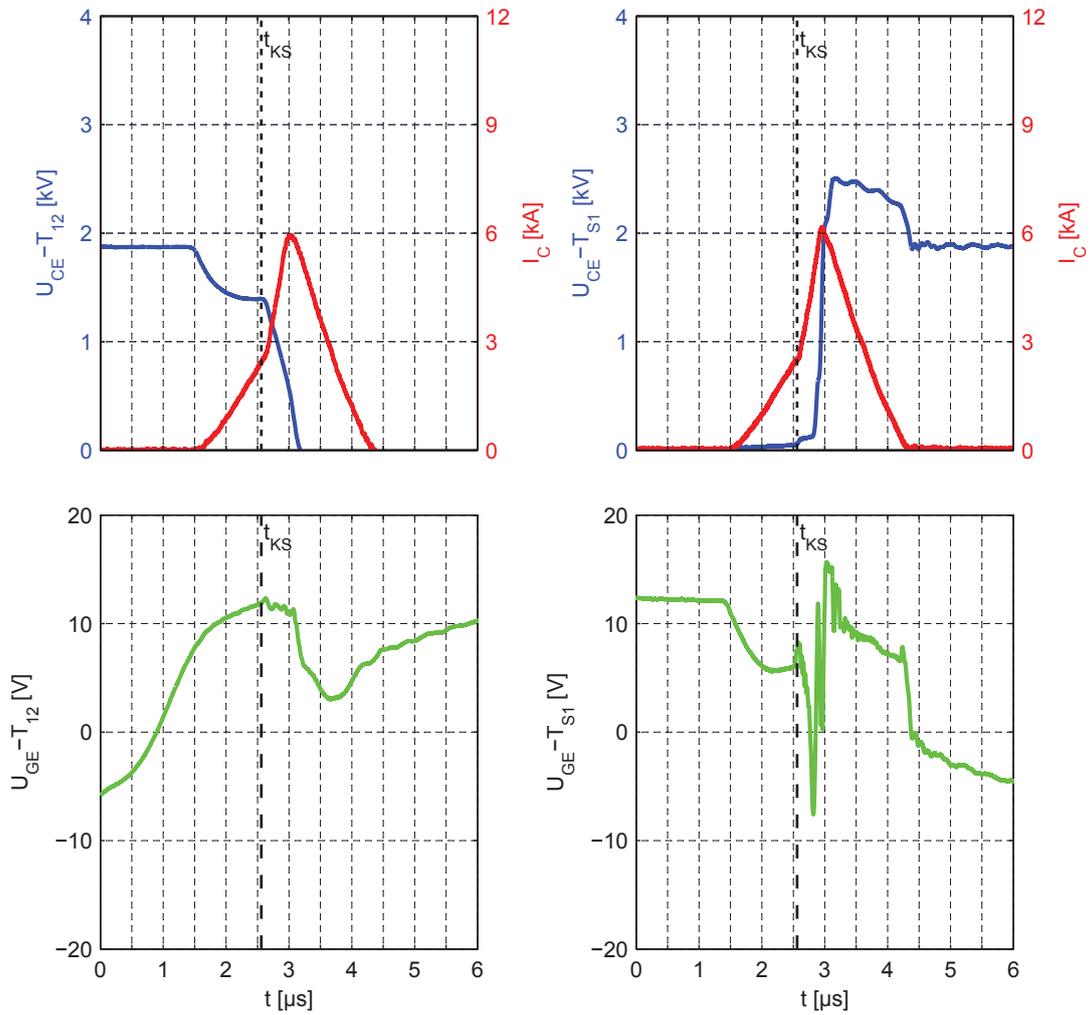


Abbildung 7.4.: Messung: Kurzschlussverhalten des seriellen Hilfs-IGBTs bei nachgestelltem Reverse-Recovery-Versager bei $U_D=1,9\text{ kV}$ und $I_C=2\text{ kA}$

7. Anwendung

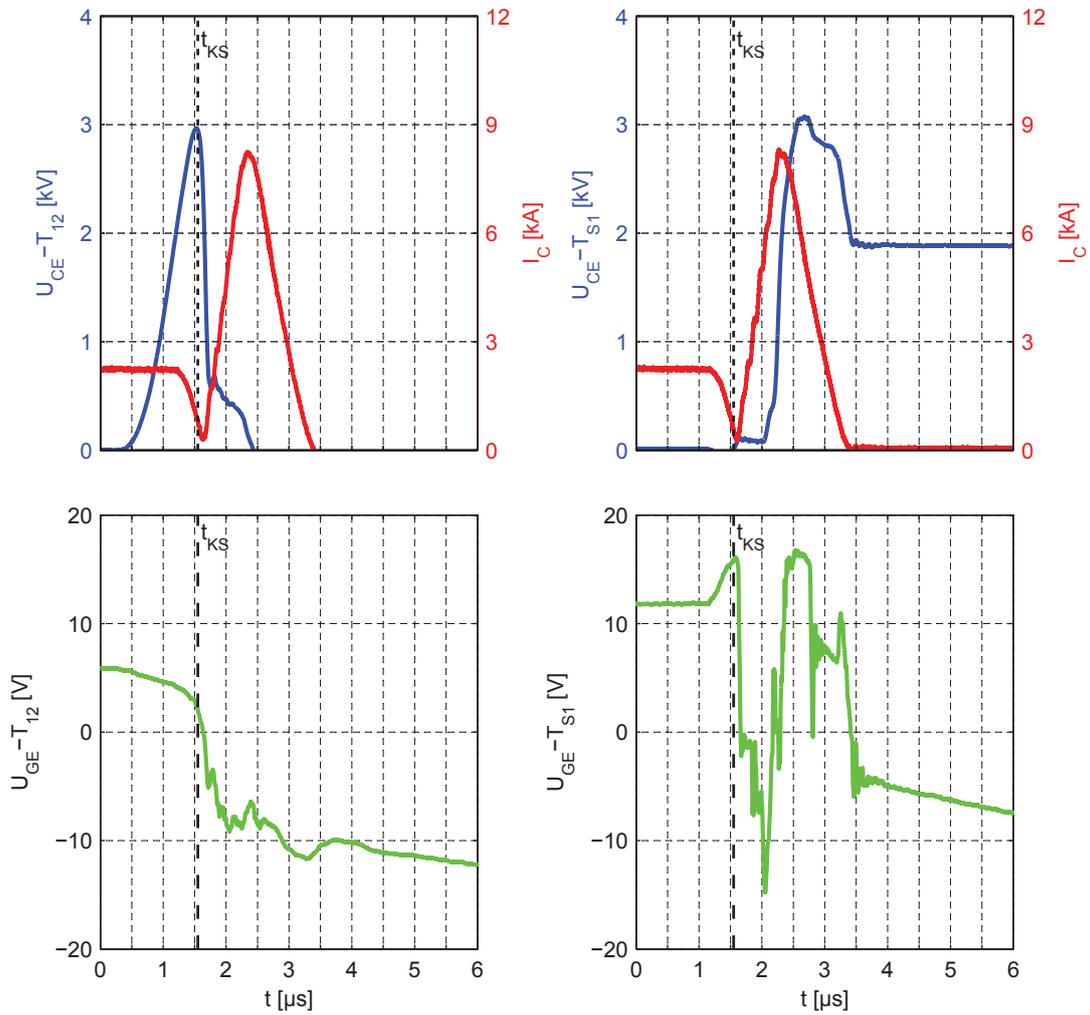


Abbildung 7.5.: Messung: Kurzschlussverhalten des seriellen Hilfs-IGBTs bei nachgestelltem Abschaltversager mit Ausfall bei der Stromflanke

7. Anwendung

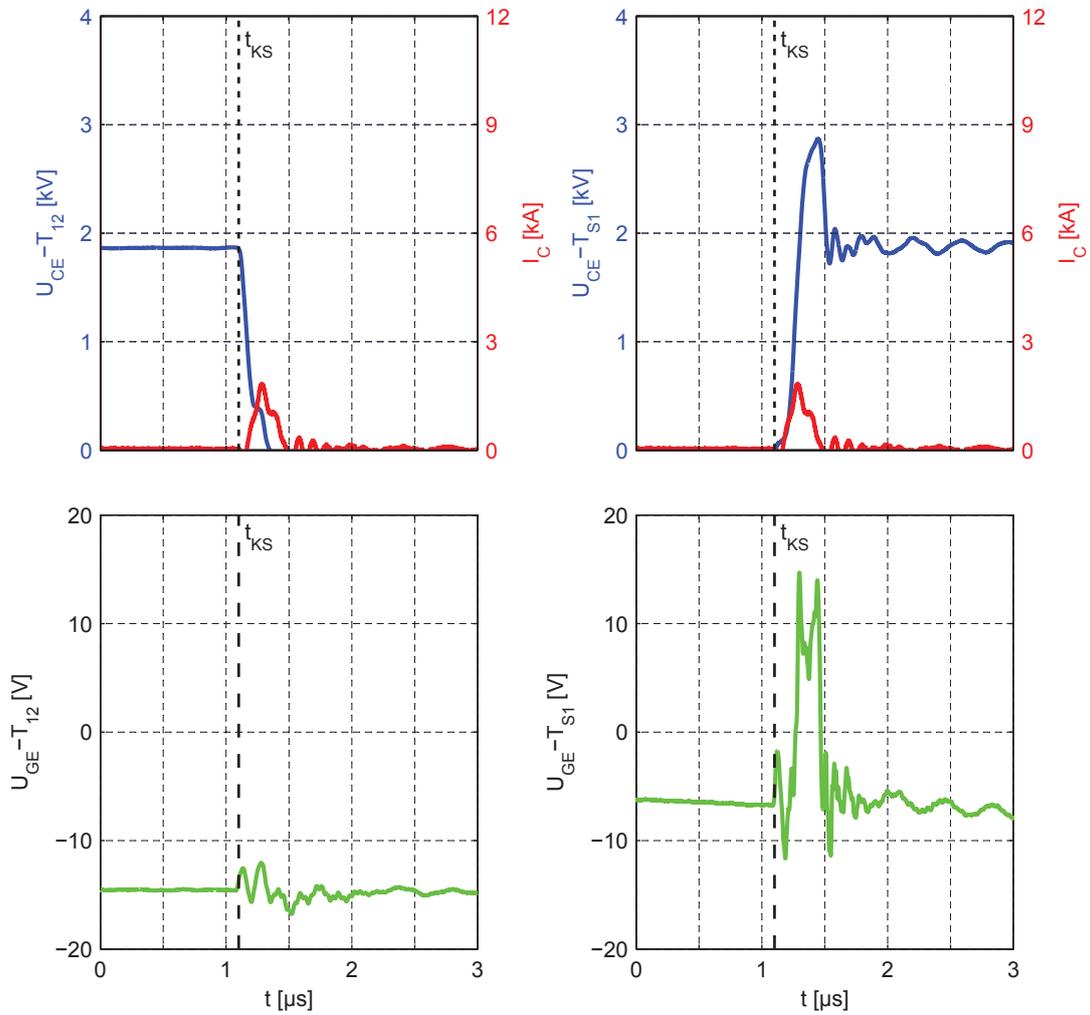


Abbildung 7.6.: Messung: Kurzschlussverhalten des seriellen Hilfs-IGBTs bei nachgestelltem Sperrversager und abgeschaltetem Hilfs-IGBT

7. Anwendung

sung, die in der Abbildung 7.6 zu sehen ist, nachgestellt. Der Kurzschluss tritt während der zweiten Phase in Abbildung 7.1 auf. Der serielle IGBT ist bereits abgeschaltet, ist jedoch mit Ladungsträgern durch eine fehlende Spannungsaufnahme geflutet. Die Zwischenkreisspannung wird von T_{12} gesperrt. Der Kurzschluss bei $1,2\ \mu\text{s}$ führt zu einem Spannungseinbruch über T_{12} , was dem nachgestellten Sperrversager entspricht. Der serielle Schutzschalter muss die Spannung aufnehmen und die verbleibenden Ladungsträger ausräumen. Dabei wird ein maximaler Strom von $1,8\ \text{kA}$ erreicht und der IGBT geht bei $1,35\ \mu\text{s}$ in den Avalanche. Die Gate-Emitter-Spannung wird kurzzeitig auf $8\ \text{V}$ bis $14\ \text{V}$ angehoben.

Die vorherigen Messungen zeigen, dass der serielle Hilfs-IGBT das Schaltverhalten der nachgeschalteten Halbbrücke nur minimal beeinflusst. Die minimalen Abweichungen können zum einen von dem seriellen IGBT kommen und zum anderen von der nicht uneingeschränkten Wiederholbarkeit des Versuches, insbesondere der Zwischenkreisspannungseinstellung. Sowohl beim Abschalten des IGBTs als auch beim Dioden Reverse-Recovery werden ähnliche Kurvenverläufe erreicht. Die Rückwirkung auf die Gate-Emitter-Spannung während der Stromflanken führt zu keiner Beeinflussung der Halbbrücke oder zu einer verschlechterten Kurzschlussabschaltfähigkeit. Zu jedem Zeitpunkt kann der serielle IGBT den Kurzschluss abschalten.

7.2. Ausfall beim Abschalten eines IGBTs

Alle vorherig vorgestellten Kurzschlüsse wurden mit Hilfe eines weiteren Kurzschluss-IGBTs erzeugt, um die Funktionalität des seriellen Schutzschalters zu testen. Dabei wird der Kurzschließer ohne Gate-Widerstand mit einer Gate-Emitter-Spannung von $30\ \text{V}$ eingeschaltet, so dass ein möglichst niederohmiger Kurzschluss entsteht. Durch die hohe Gate-Emitter-Spannung wird sichergestellt, dass der Kurzschließer einen hohen Strom führen kann ohne zu entsättigen. Der endgültige Test des seriellen IGBTs kann nur mit Hilfe eines realen Ausfalls, der die Vorteile der Schutzschaltung sichtbar macht, erfolgen. Daher wird in diesem Abschnitt ein realer Ausfall eines $3,3\ \text{kV}$ -IGBTs mit und ohne seriellen IGBT gezeigt. In dem Versuch wird die Abschaltrobustheit von IGBTs untersucht. Dazu wird ein System eines $190\ \text{mm}$ -Moduls genutzt. Die Ansteuerung erfolgt mit einem Gate-Treiber, der die Gate-Emitter-Spannung zwischen $-15\ \text{V}$ und $15\ \text{V}$ schaltet. Ein Active-Clamping zur Begrenzung der maximalen Kollektor-Emitter-Spannung wird nicht verwendet.

7. Anwendung

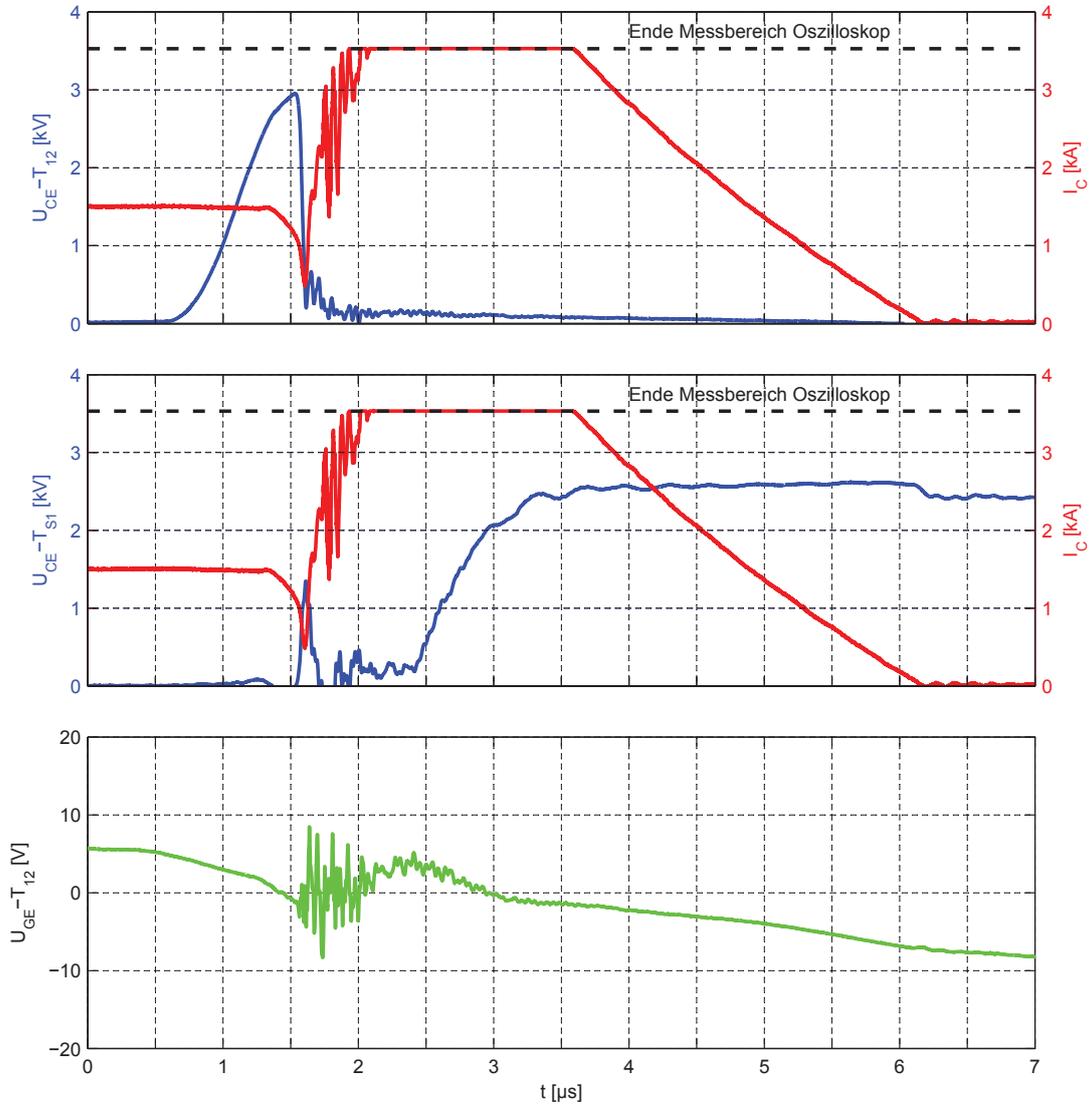


Abbildung 7.7.: Messung: Realer Abschaltversager von einem Drittel FZ1500R33HE3 bei einer Zwischenkreisspannung von $U_D=2,4$ kV und dreifachem Nennstrom mit einem seriellen Hilfs-IGBT

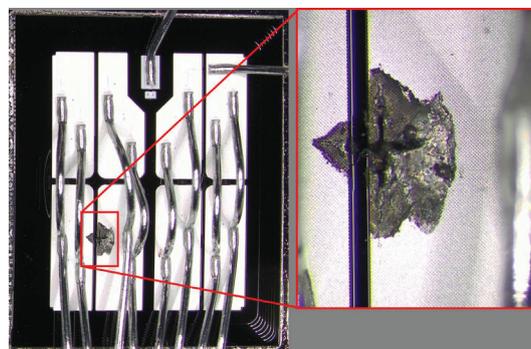
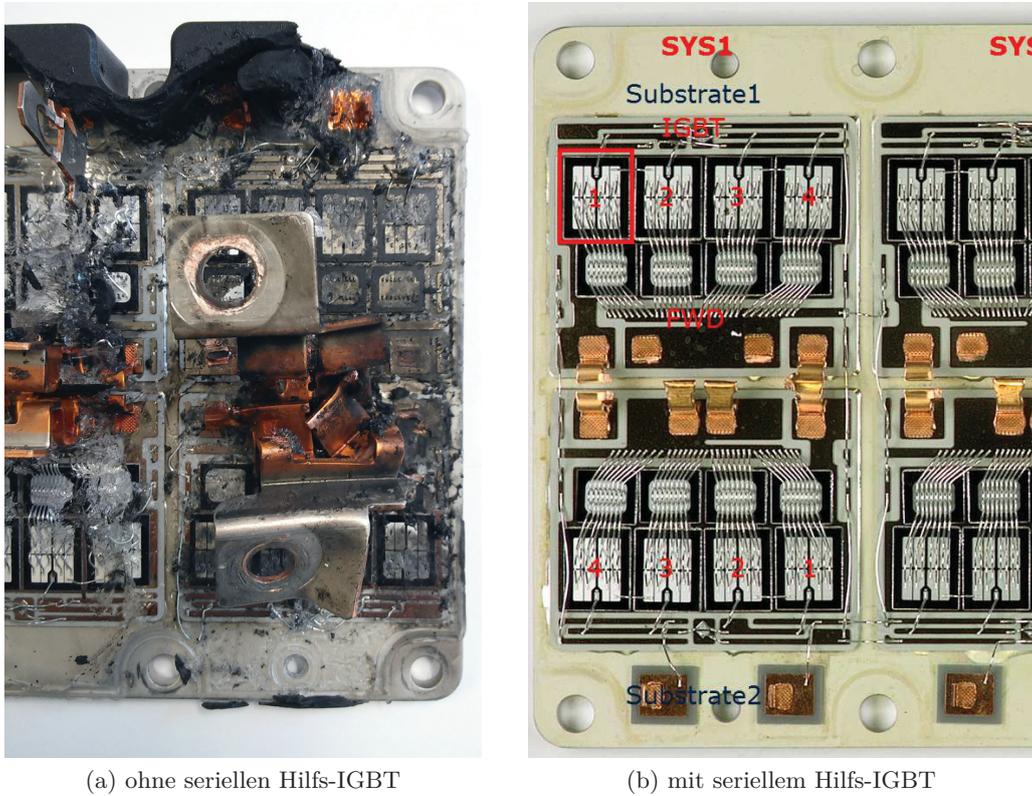
7. Anwendung

Die Messung in Abbildung 7.7 zeigt einen Abschalt-Ausfall bei dreifachem Nennstrom, einer Zwischenkreisspannung von 2,4 kV und einem seriellen Schutzschalter. Das obere Diagramm zeigt die Kollektor-Emitter-Spannung (blau) und den Kollektor-Strom (rot) des IGBTs T_{12} . Die dazugehörige Gate-Emitter-Spannung ist im untersten Diagramm aufgetragen. Das mittlere Diagramm zeigt die Kollektor-Emitter-Spannung (blau) und den Kollektor-Strom (rot) des seriellen IGBTs T_{S1} . Der IGBT T_{12} nimmt ab $0,6 \mu\text{s}$ Spannung auf, bis bei $1,4 \mu\text{s}$ der Strom in die Diode kommutiert. Gleichzeitig geht T_{12} in den Avalanche, begrenzt den Spannungsanstieg der Kollektor-Emitter-Spannung und erreicht einen maximalen Wert von 3 kV. Im Anschluss bricht die Spannung bei $1,55 \mu\text{s}$ ein und der Strom steigt mit $7,7 \text{ kA}/\mu\text{s}$ an. Ohne seriellen Schutzschalter würde sich die komplette Energie des Kondensators in die Fehlerstelle entladen und zu sekundären Ausfällen führen. Die primäre Ausfallursache ist nicht mehr ermittelbar. Der serielle IGBT hingegen entsättigt bei $2,4 \mu\text{s}$ und schaltet den Kurzschluss bis $6,2 \mu\text{s}$ ab. Der Kollektor-Strom ist durch einen zu klein gewählten Messbereich nicht komplett darstellbar, der maximale Strom dürfte jedoch bei circa 6 kA bis 7 kA liegen. Die von $0 \mu\text{s}$ bis $6,5 \mu\text{s}$ aufgenommene Energie des IGBTs T_{12} liegt bei circa 3 J. Die Fehlerstelle nimmt im Zeitraum von $1,5 \mu\text{s}$ bis $6,5 \mu\text{s}$ circa 1,5 J auf. Die wahre Energie im IGBT T_{12} ist durch die begrenzte Strommessung etwas höher, jedoch bleiben die Größenordnungen identisch.

Die geringe Energie in der Fehlerstelle bei dem Versuch mit dem seriellen Hilfsschalter wird in den beiden Fotografien von den zerstörten IGBTs, siehe Abbildung 7.8, deutlich. Ohne seriellen IGBT, aufgezeigt in Abbildung 7.8a, ist deutlich sichtbar, dass die Entladung des Zwischenkreiskondensators eine komplette Zerstörung des Moduls hervorruft. Die IGBTs und die Bond-Drähte sind aufgeschmolzen. Auch die Metallisierung des Substrats ist verdampft und die primäre Fehlerursache ist nicht mehr sichtbar. Im Gegensatz dazu zeigt die Abbildung 7.8b einen Ausfall in dem selben Arbeitspunkt mit seriellen Schutzschalter. Ein rechtzeitiges Abschalten begrenzt die Energie in der Fehlerstelle stark, so dass nur ein IGBT-Chip zerstört wird. Im ersten System auf dem ersten Substrat ist der dritte IGBT zerstört. Eine kleine Aufschmelzung ist deutlich im Detail im Bild 7.8c zu erkennen. Hierbei handelt es sich um die primäre Fehlerstelle, die weiterhin erkennbar und analysierbar ist.

Der praktische Beweis an einem echten Abschaltversager zeigt deutlich die Vorteile des seriellen Schutzschalters. Bei einem Ausfall wird die vollständige Zerstörung des Prüflings vermieden und dieser bleibt analysierbar. Des Weiteren wird die mechanische Belastung des Prüfplatzes reduziert.

7. Anwendung



(c) Detail, mit seriellem Hilfs-IGBT

Abbildung 7.8.: Abschaltversuch mit FZ1500R33HE3, Auswirkung eines Ausfalls ohne und mit seriellem Schutzschalter, Bilder (b) und (c) aus [30]

8. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein schnelles Schutzkonzept für einen Hochvolt-Hochstrom-Halbleiterversuchplatz vorgestellt, das bei einem Halbleiterausfall die Energie in der Fehlerstelle begrenzt. Das zentrale Element ist ein serieller Schutzschalter zwischen Zwischenkreiskondensator und Prüfling, der als IGBT realisiert ist. In diesem IGBT treten verschiedene Kurzschlussfälle auf, die in dieser Arbeit experimentell und mit Hilfe eines Halbleitersimulators analysiert werden. Zu diesen Kurzschlussfällen zählen die bekannten Kurzschlussfälle II und III und ein neuartiger Kurzschlussfall V, der hier erstmals vorgestellt wird.

Die drei Kurzschlussarten umfassen entweder nur den IGBT oder den IGBT und die Diode in einem Modul. Für die Erklärung des Zusammenspiels der Halbleiter als auch für das eigentliche Kurzschlussverhalten wird ein Ersatzschaltbild mit einer spannungsgesteuerten Stromquelle und mit Ersatzkapazitäten entwickelt. Mit Hilfe dieses Ersatzschaltbildes lassen sich je nach Gate-Treiber und Kurzschlussfall unterschiedliche Kurzschlussverläufe erklären, wobei ein Umladen der Plasmaersatzkapazität zu einem Spannungsanstieg führt. Der Spannungsanstieg kann intrinsisch erfolgen, wenn die Gate-Klemmung des IGBTs sehr gut ist und der komplette Kurzschlussstrom die Ersatzkapazität umlädt. Im Kurzschlussfall II wird der Spannungsanstieg vom Plasma des IGBTs und im Kurzschlussfall III vom Plasma der Diode bestimmt. Ist die Gate-Klemmung schlechter erfolgt die Spannungsaufnahme Gatestrom-gesteuert. Der Spannungsanstieg führt zu einem Verschiebestrom durch die Miller-Kapazität, der vom Gate-Treiber geführt werden muss, damit die Gate-Emitter-Spannung nicht angehoben wird. Kann der Gate-Treiber den Strom nicht führen, steuert der IGBT auf und verlangsamt das Ausräumen des Plasmas sowie die Spannungsaufnahme. Für jeden der drei Kurzschlussfälle wird eine Wirkungskette, die das Zusammenspiel der einzelnen Komponenten im Ersatzschaltbild zeigt, vorgestellt.

Das Stromquellen-Verhalten des IGBTs im Kurzschlussfall III, welches im Ersatzschaltbild zu finden ist, kann mit Hilfe von Simulationen und Messungen gezeigt werden. Dieses

8. Zusammenfassung

Verhalten ermöglicht dem IGBT, den Diodenstrom und damit die Belastung der Diode einzustellen. Kommutiert der IGBT den kompletten Kurzschlussstrom in die Diode, reagiert diese mit einem hohen Spannungsanstieg und einem Avalanche. Übernimmt der IGBT jedoch den Großteil des Kurzschlussstroms, reduziert sich der Spannungsanstieg und die Diode wird weniger stark belastet.

Im Rahmen der Fehlerfallanalyse kann ein neuer Kurzschlussfall definiert werden, der beim seriellen IGBT auftritt, wenn der Prüfling und der serielle IGBT abgeschaltet werden. Der Prüfling sperrt die Zwischenkreisspannung, so dass der serielle IGBT zwar abgeschaltet wird, jedoch keine Spannung aufnimmt. Es verbleibt Plasma im IGBT, welches im Fehlerfall schlagartig ausgeräumt werden muss. Der vorgegebene Kurzschlussstrom bestimmt den Spannungsanstieg der Kollektor-Emitter-Spannung, welcher sehr hohe Werte annehmen kann. Dieses Verhalten wird mit Hilfe des Ersatzschaltbildes analysiert und zeigt abermals, dass der Spannungsanstieg von dem Plasma bestimmt wird. In dem Kurzschluss tritt der Sonderfall auf, dass das Gate abgeschaltet ist und kein Elektronenstrom das Ausräumen des Plasmas verringert. Gleichzeitig führt der fehlende Elektronenstrom zu einer hohen Feldaufteilung und zu einem Avalanche.

Für die Anwendung des seriellen IGBTs als Schutzelement wird der Einfluss auf das Schaltverhalten des Prüflings und des Schaltvorgangs auf den seriellen Hilfs-IGBT analysiert. In beiden Fällen kommt es zu keiner Beeinflussung, so dass der Schutz zu jedem Zeitpunkt gewährleistet ist und das Schaltverhalten des Prüflings nicht verändert wird. Der Fehlerstrom eines realen Ausfalls kann mit Hilfe des Schutzkonzeptes erfolgreich abgeschaltet werden und ermöglicht eine Analyse des zerstörten Halbleiters.

Im Rahmen weiterer Untersuchungen kann der Temperatureinfluss auf den seriellen Schutzschalter näher untersucht werden. Dabei ist besonders eine Erwärmung des Halbleiters durch seine Verluste entscheidend, da diese zu unterschiedlichen Sperrschichttemperaturen von Diode und IGBT führen, die die Kurzschlussrobustheit beeinflussen können. Mit einer externen Aufheizung des Moduls lässt sich dies nicht erzeugen, so dass ein Dauerversuch notwendig ist. Des Weiteren kann das Kurzschlussverhalten, insbesondere das intrinsische und Gatestrom-gesteuerte Entsättigen, mit Einzelchip-Modulen noch näher untersucht werden. Die Einzelchip-Module ermöglichen eine niederinduktive und niederohmige Gate-Klemmung, so dass hier die Simulationen zum Entsättigungsverhalten mit Messungen ergänzt werden können.

A. Weitere Messungen

A.1. Kurzschlussfall II

In diesem Abschnitt wird der Einfluss auf das Kurzschlussfall II-Verhalten näher untersucht. Dazu werden verschiedene Parameter, insbesondere der Laststrom vor dem Kurzschluss, die Zwischenkreisspannung, die Gate-Emitter-Spannung, die Junction-Temperatur und die Kurzschlussinduktivität, variiert.

A.1.1. Einfluss des Laststroms

Die Abbildung A.2 zeigt vier Kurzschlüsse bei unterschiedlichen Strömen vor dem Kurzschluss und einer Zwischenkreisspannung von 2,7 kV. Die Streuinduktivität liegt bei 110 nH und die Gate-Emitter-Spannung ist auf 12 V eingestellt. Das obere Diagramm zeigt den Kollektor-Strom (rot) und die Kollektor-Emitter-Spannung (blau). Das untere Diagramm zeigt den Verlauf der Gate-Emitter-Spannung. Die Abbildung A.1a zeigt das Kurzschlussverhalten bei einem Vorstrom von 375 A, was einem Viertel des Nennstromes entspricht. Der ab 0,5 μ s auftretende Kurzschluss führt zu einem maximalen Strom von 8,8 kA. Eine Erhöhung des Vorstroms auf den halben Nennstrom, wie in Abbildung A.1b ersichtlich, führt zu einer Stromspitze von 9,8 kA. Bei Nennstrom, dargestellt in Abbildung A.2a, und doppeltem Nennstrom, wie in Abbildung A.2b gezeigt, ergeben sich 11 kA und 12 kA. Der Verlauf des Kurzschlusses in den vier Messungen entspricht der im Hauptkapitel vorgestellten Messung. Dabei führt eine Verdopplung der Ströme vor dem Kurzschluss nicht zu einer Verdopplung der maximalen Kurzschlussströme. In allen vier Fällen erhöht sich der Strom um circa 1 kA pro Verdopplung des Laststroms. Ein höherer Laststrom vor dem Kurzschluss führt zu mehr Plasma innerhalb des IGBTs [34], welches ausgeräumt werden muss und einen Teil der Überstromspitze ausmacht. In [34] werden die Formeln A.1 gegeben, die den Zusammenhang zwischen Elektronen- und Löcherkonzentration, elektrischem Feld und Ladungsträgerbeweglichkeit zeigt. Der

A. Weitere Messungen

Elektronen- und Löcherstrom ergibt zusammen den Kollektorstrom. Ein höherer Kollektorstrom führt jedoch nicht nur zu einer höheren Plasmakonzentration, sondern auch zu einer höheren Durchlassspannung und einer geringeren Ladungsträgerbeweglichkeit, so dass die Formel nur einen Hinweis auf den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Plasmakonzentration liefert. Die Konzentration ist insgesamt nicht direkt proportional.

$$\begin{aligned}j_n &= q \cdot n \cdot \mu_n \cdot E \\j_p &= q \cdot p \cdot \mu_p \cdot E\end{aligned}\tag{A.1}$$

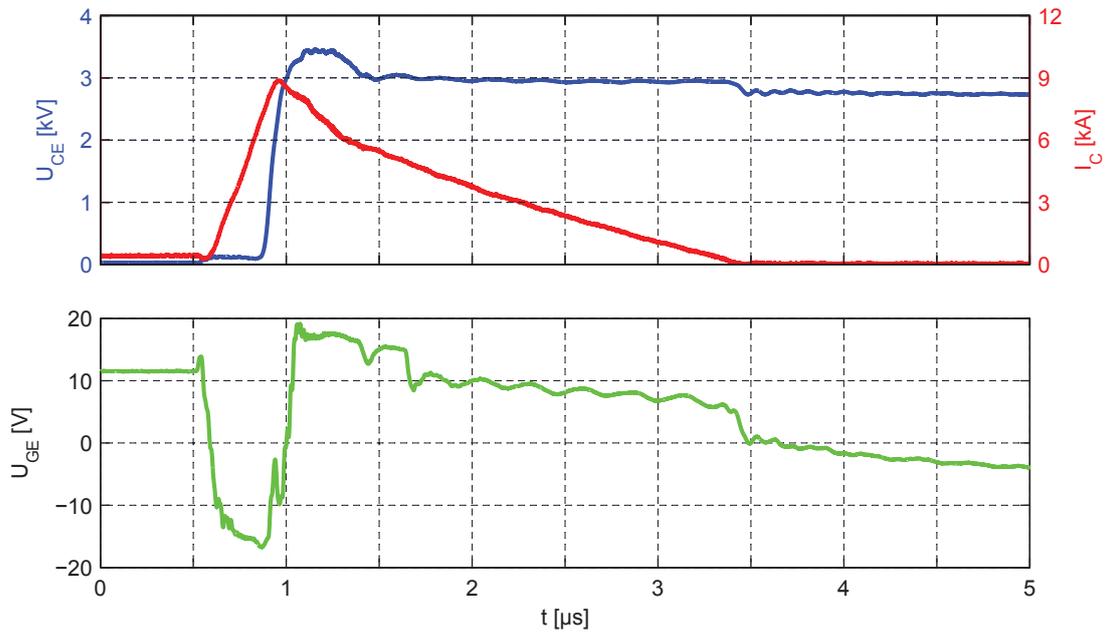
A.1.2. Einfluss der Zwischenkreisspannung

Eine veränderte Zwischenkreisspannung hat direkte und indirekte Auswirkungen auf das Kurzschlussverhalten. Der direkte Einfluss liegt in einer geringen Überspannungsreserve und einer höheren Belastung des IGBTs. Als indirekter Einfluss ist der Stromanstieg zu sehen. Eine geringere Zwischenkreisspannung führt an der gleichbleibenden Kurzschlussinduktivität zu einem geringeren Stromanstieg. Die Abbildung A.4 zeigt vier Messungen bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen mit gleichem Strom vor dem Kurzschluss, gleicher Gate-Emitter-Spannung sowie gleicher Kurzschlussinduktivität. Im oberen Diagramm sind die Kollektor-Emitter-Spannung (blau) und der Kollektor-Strom (rot) und im unteren Diagramm die Gate-Emitter-Spannung aufgetragen. Der Kurzschluss tritt bei $0,6 \mu\text{s}$ auf.

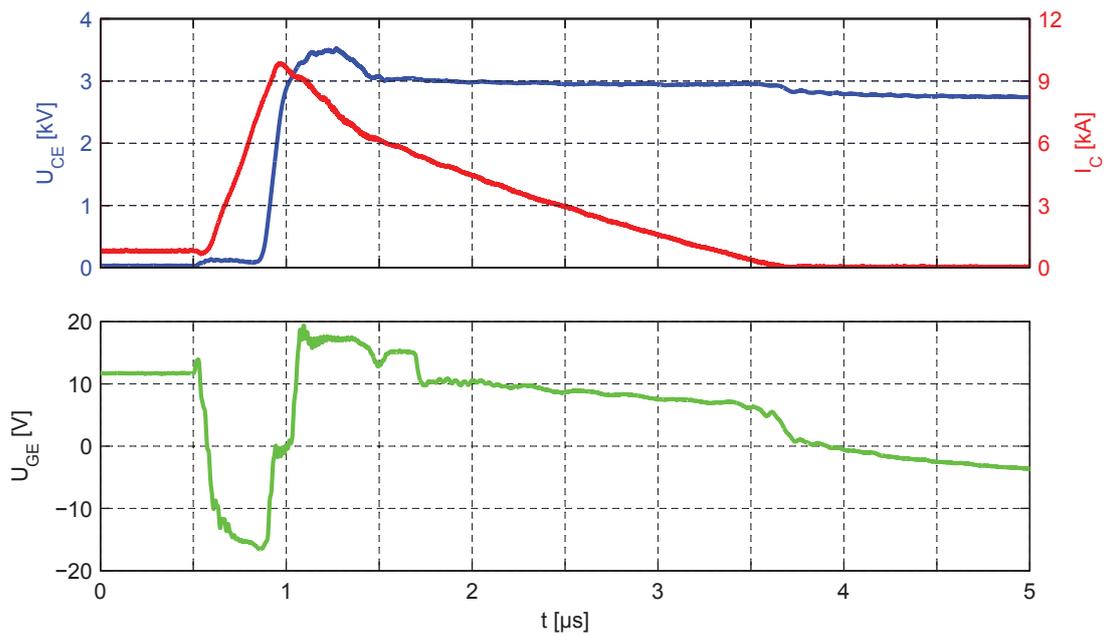
Eine höhere Zwischenkreisspannung führt zu einem höheren maximalen Kurzschlussstrom. Der Spannungsanstieg beim Entsättigen vergrößert sich mit höherer Zwischenkreisspannung, so dass die Zeit zwischen Kurzschlussbeginn und Erreichen der Zwischenkreisspannung nach wie vor bei circa $0,4 \mu\text{s}$ liegt. Der größere Stromanstieg führt trotz einer höheren Gegenkopplung zu einem höheren maximalen Kurzschlussstrom. Bei einer Zwischenkreisspannung von $1,8 \text{ kV}$, dargestellt in Abbildung A.3a, liegt die maximale Kollektor-Emitter-Spannung bei weniger als 3 kV . Das Active-Clamping muss nicht eingreifen und den negativen Stromanstieg begrenzen. Die kapazitiv gebrückten Transil-Dioden und die Mitkopplung über den Lastemitter heben die Gate-Emitter-Spannung nach dem Entsättigen an und wirken dem **self turn-off** entgegen. Eine erste Überspannungsspitze ist trotzdem sichtbar. Durch die hohe Überspannungsreserve und den geringeren Überstrom kann der Kurzschluss sehr schnell abgeschaltet werden.

Mit höherer Zwischenkreisspannung, zum Beispiel $2,1 \text{ kV}$, verändert sich, wie in Abbil-

A. Weitere Messungen



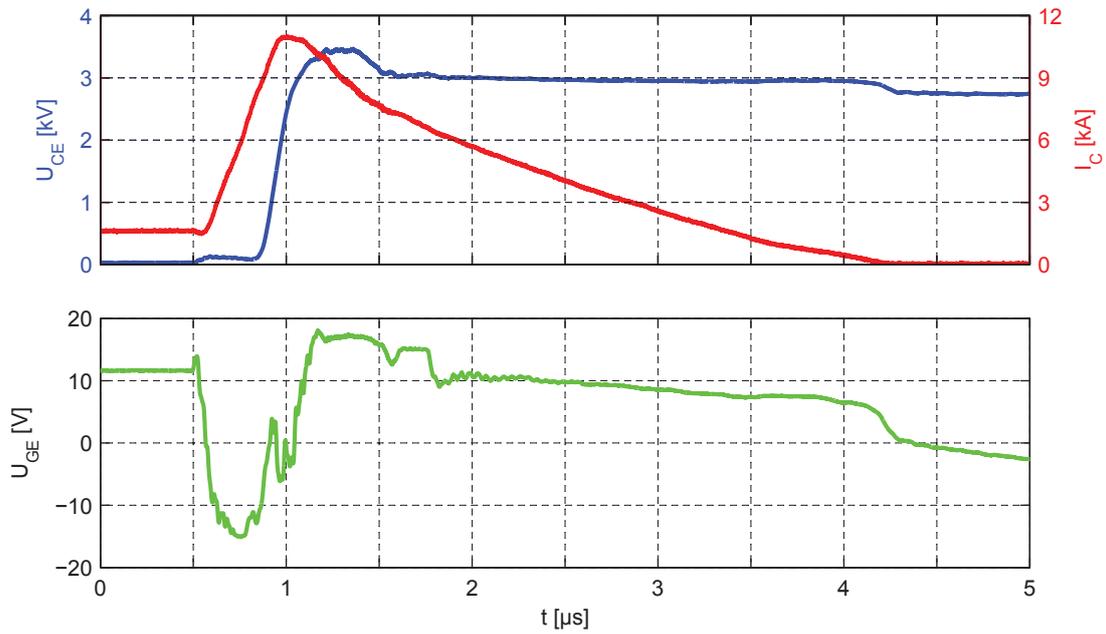
(a) $I_C = 375 \text{ A}$



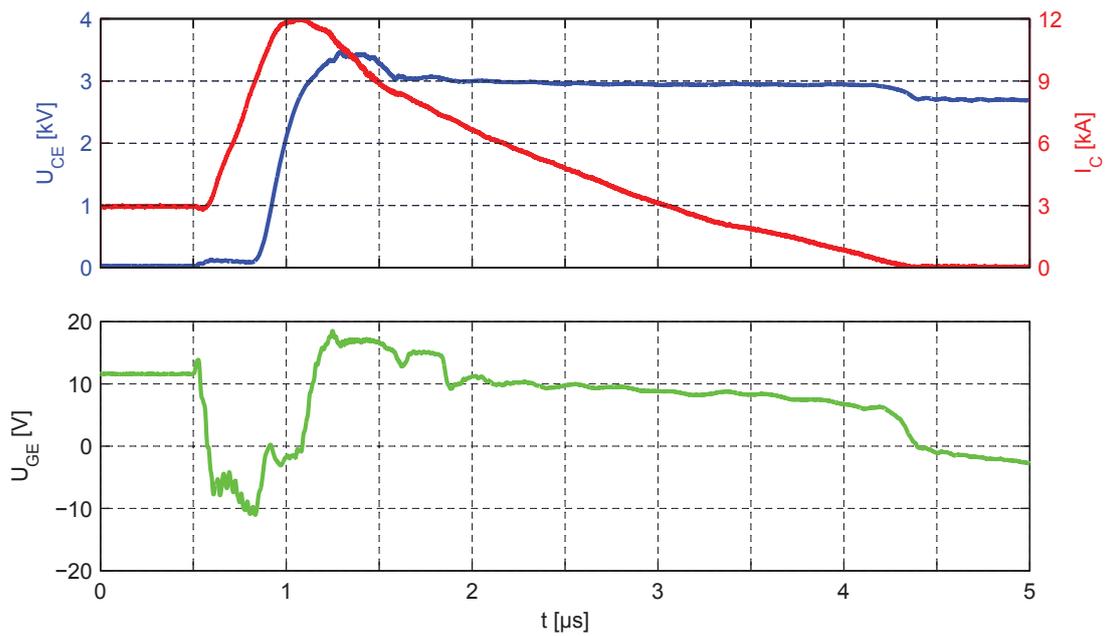
(b) $I_C = 750 \text{ A}$

Abbildung A.1.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation des Laststroms bei $U_D = 2,7 \text{ kV}$, $U_{GE} = 12 \text{ V}$ und $L_\sigma = 110 \text{ nH}$

A. Weitere Messungen



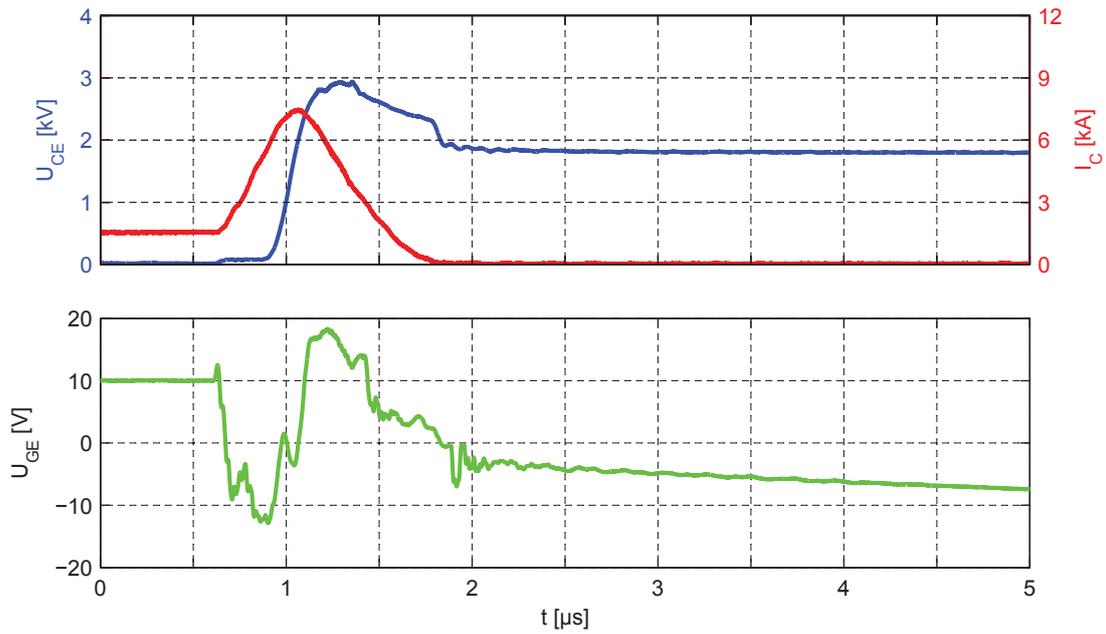
(a) $I_C=1,5 \text{ kA}$



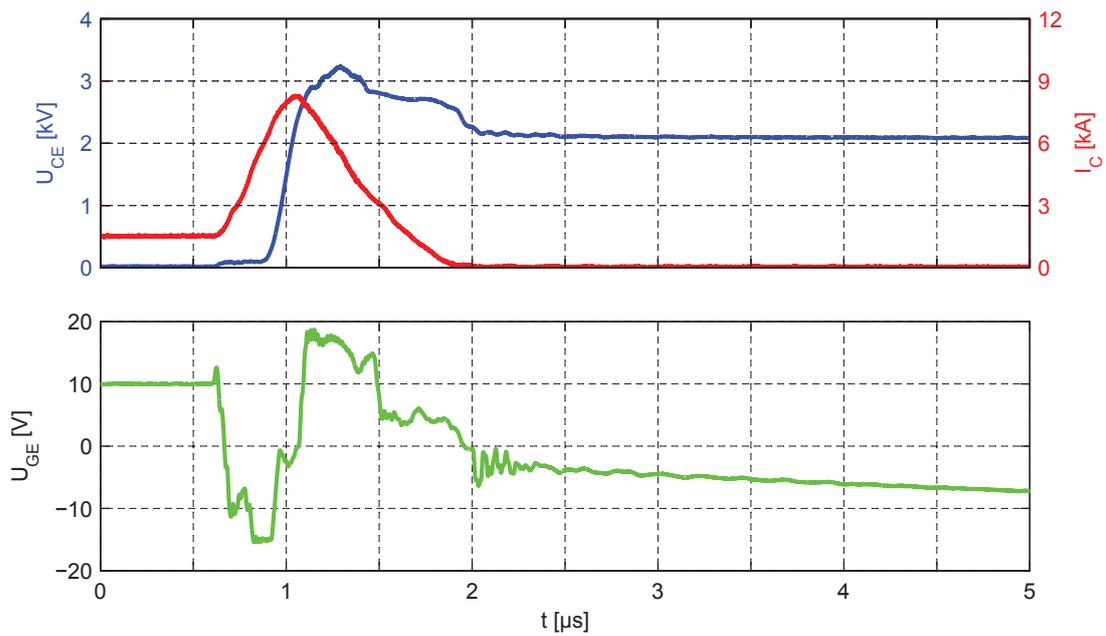
(b) $I_C=3,0 \text{ kA}$

Abbildung A.2.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation des Laststroms bei $U_D=2,7 \text{ kV}$, $U_{GE}=12 \text{ V}$ und $L_\sigma=110 \text{ nH}$

A. Weitere Messungen



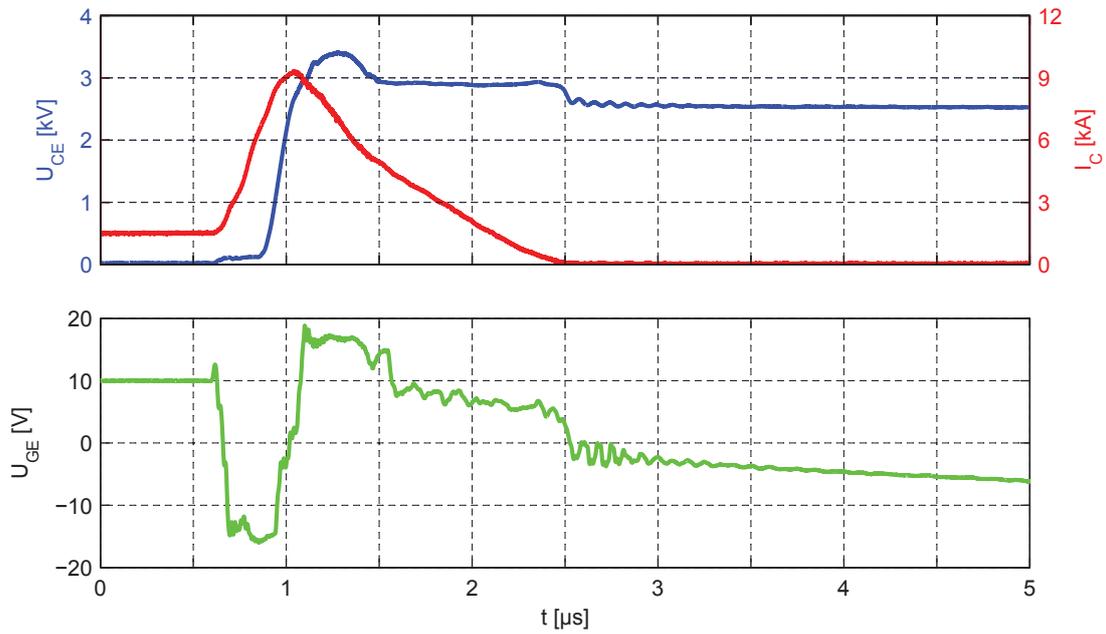
(a) $U_D = 1,8 \text{ kV}$



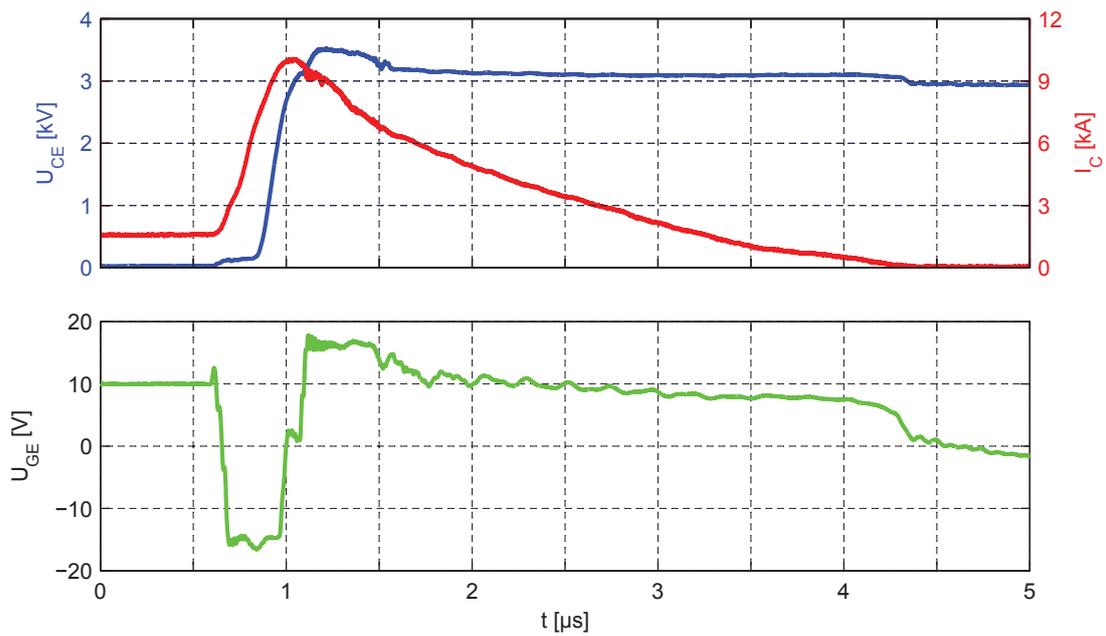
(b) $U_D = 2,1 \text{ kV}$

Abbildung A.3.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Zwischenkreisspannung bei $I_C = 1,5 \text{ kA}$, $U_{GE} = 12 \text{ V}$ und $L_\sigma = 110 \text{ nH}$

A. Weitere Messungen



(a) $U_D=2,5 \text{ kV}$



(b) $U_D=2,9 \text{ kV}$

Abbildung A.4.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Zwischenkreisspannung bei $I_C=1,5 \text{ kA}$, $U_{GE}=12 \text{ V}$ und $L_\sigma=110 \text{ nH}$

A. Weitere Messungen

dung A.3b ersichtlich, die Kurzschlussdauer trotz des höheren Stroms nur um 100 ns. Die Überspannungsschwelle des Active-Clampings wird nur während des `self turn-offs` beim Abschalten überschritten. Die Gate-Emitter-Spannung wird auf 18 V begrenzt, so dass eine wirkungsvolle Übersteuerung des `self turn-offs` nicht möglich ist. Eine Zwischenkreisspannung von 2,5 kV, dargestellt in Abbildung A.4a, führt zu einem Eingriff des Active-Clampings und einer Begrenzung des Stromanstiegs. Nach der ersten Überspannungsspitze wird der negative Stromanstieg sichtbar reduziert und die Kollektor-Emitter-Spannung begrenzt. Der Kurzschluss dauert durch den Eingriff und den höheren Kurzschlussstrom 0,5 μ s länger als bei einer Zwischenkreisspannung von 2,1 kV. Eine noch höhere Zwischenkreisspannung von 2,9 kV, aufgezeigt in Abbildung A.4b, verlängert die Kurzschlussdauer durch den deutlich geringeren Stromanstieg auf 3,5 μ s. Insgesamt erhöht die Zwischenkreisspannung die Kurzschlussdauer und den Kurzschlussstrom durch das höhere di/dt beim Kurzschluss.

A.1.3. Einfluss der Gate-Emitter-Spannung des IGBTs

Eine weitere Einflussgröße, die im Folgenden vorgestellt wird, ist die Gate-Emitter-Spannung vor dem Kurzschluss. Die Abbildung A.5 zeigt den Kurzschluss bei vier verschiedenen Gate-Emitter-Spannungen, einer Zwischenkreisspannung von 2,7 kV und einem Laststrom von 300 A. Ein höherer Laststrom ist durch die niedrigste Gate-Emitter-Spannung von 9 V nicht möglich. Das obere Diagramm zeigt die Kollektor-Emitter-Spannung (blau) und den Kollektorstrom (rot). Das untere Diagramm zeigt den Verlauf der Gate-Emitter-Spannung (grün). Die vier Messungen bei $U_{GE}=9$ V, $U_{GE}=10$ V, $U_{GE}=11$ V und $U_{GE}=12$ V sind in dem Diagramm überlagert dargestellt. Diese Messungen sind zum gleichen Entsättigungszeitpunkt übereinander gelegt, so dass der Einsatzpunkt des Kurzschlusses leicht variiert.

Die Kollektor-Emitter-Spannung ist in den vier Fällen sehr ähnlich. Nur der höhere Kollektor-Strom führt zu einem länger andauernden Kurzschluss und ändert sich mit der Gate-Emitter-Spannung. Jedoch bleiben die Anstiege identisch. Der Gate-Emitter-Spannungsverlauf ist bei den vier Messungen bis auf die unterschiedlichen Startwerte beim Kurzschluss nahezu identisch. Bei höherer Gate-Emitter-Spannung entsättigt der IGBT etwas später, so dass der Kurzschluss in den Diagrammen eher beginnt. Die Mitkopplung des Lastemitters nach dem Entsättigen und das Active-Clamping heben die Gate-Emitter-Spannung in allen vier Fällen ähnlich an und bestimmen einen ähnlichen Spannungsverlauf bis der Kurzschluss abgeschaltet ist.

A. Weitere Messungen

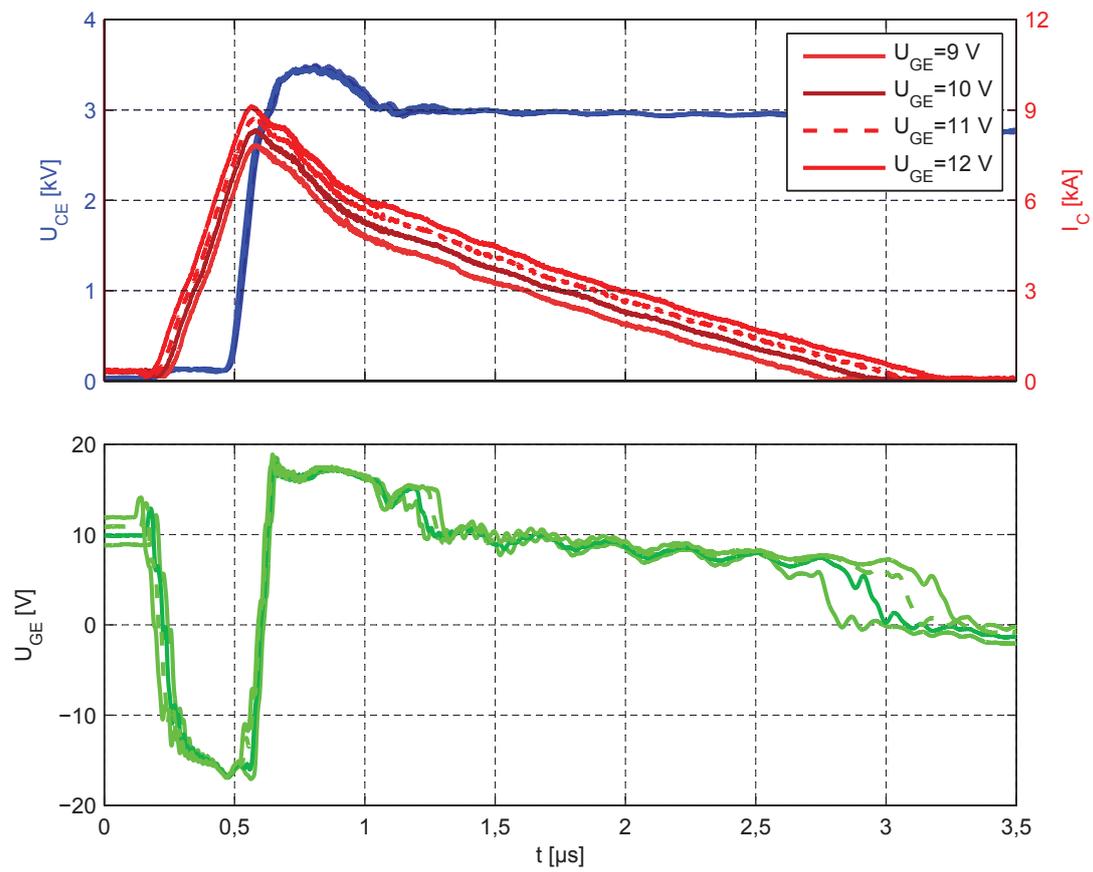


Abbildung A.5.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Gate-Emitter-Spannung vor dem Kurzschluss bei $I_{\text{C}}=300 \text{ A}$ und $U_{\text{D}}=2,7 \text{ kV}$

A. Weitere Messungen

Eine hohe Gate-Emitter-Spannung führt einerseits durch die höhere Plasmakonzentration im IGBT und andererseits durch eine besser wirkende Aufsteuerung über die Miller-Kapazität zu einem größeren maximalen und länger andauernden Kurzschlussstrom. Insgesamt ist die Gegenkopplung über den Lastemitter dominierender als der Startwert der Gate-Emitter-Spannung, so dass der Kurzschluss auch bei Gate-Emitter-Spannungen bis 15 V abschaltbar sein müsste.

A.1.4. Einfluss der Kurzschluss- und Kommutierungskreisinduktivität

In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Kurzschlussinduktivität auf den Kurzschlussverlauf vorgestellt. Im Allgemeinen gilt, dass eine hohe Kurzschlussinduktivität im Gegensatz zu der Kommutierungskreisinduktivität den Kurzschluss weniger kritisch macht. Hier tritt ein Sonderfall auf, bei der die Kurzschluss- und die Kommutierungskreisinduktivität identisch sind. Bei dem hier vorgestellten seriellen Hilfsschalter müssen Querschützen beherrscht werden, so dass die Kommutierungs- und Kurzschlussinduktivität identisch sind. Die Abbildung A.6 zeigt drei Messungen bei einer Zwischenkreisspannung von 2,7 kV, einem Vorstrom von 3 kA und einer Gate-Emitter-Spannung von 12 V. Im oberen Diagramm sind die Kollektor-Emitter-Spannung (blau) und der Kollektor-Strom (rot) dargestellt. Das untere Diagramm zeigt den Gate-Emitter-Spannungsverlauf (grün). Der Kurzschluss tritt bei 0,5 μ s auf und führt durch die unterschiedliche Kurzschlussinduktivität zu verschiedenen Stromanstiegen. Der geringere Stromanstieg bei 150 nH führt zu einer geringeren Gegenkopplung der Gate-Emitter-Spannung und zu einem etwas späteren Entsättigen des IGBTs bei niedrigerem Strom. Die Zeit bis zum Erreichen der Zwischenkreisspannung erhöht sich um 100 ns. Die längere Entsättigungsdauer kann den geringeren Stromanstieg nicht kompensieren, so dass sich ein geringerer maximaler Kurzschlussstrom bei höherer Induktivität ergibt.

Mit Erreichen der Zwischenkreisspannung wird der Stromanstieg negativ und erzeugt eine Überspannung. Das `dynamic self-clamping` begrenzt in den drei Fällen den Stromanstieg und die Kollektor-Emitter-Spannung während des `self turn-offs`. Anschließend kann das `Active-Clamping` den `self turn-off` übersteuern und die Kollektor-Emitter-Spannung auf ein niedrigeres Niveau begrenzen. Die höhere Kurzschlussinduktivität erzeugt bei gleichem Stromanstieg eine höhere Überspannung, so dass der Stromanstieg stärker begrenzt werden muss. Der Abschaltvorgang des Kurzschlusses verlängert sich. Eine Vergrößerung der Kurzschlussinduktivität von 110 nH auf 150 nH führt zu einer Verringerung des maximalen Überstroms von 12 kA

A. Weitere Messungen

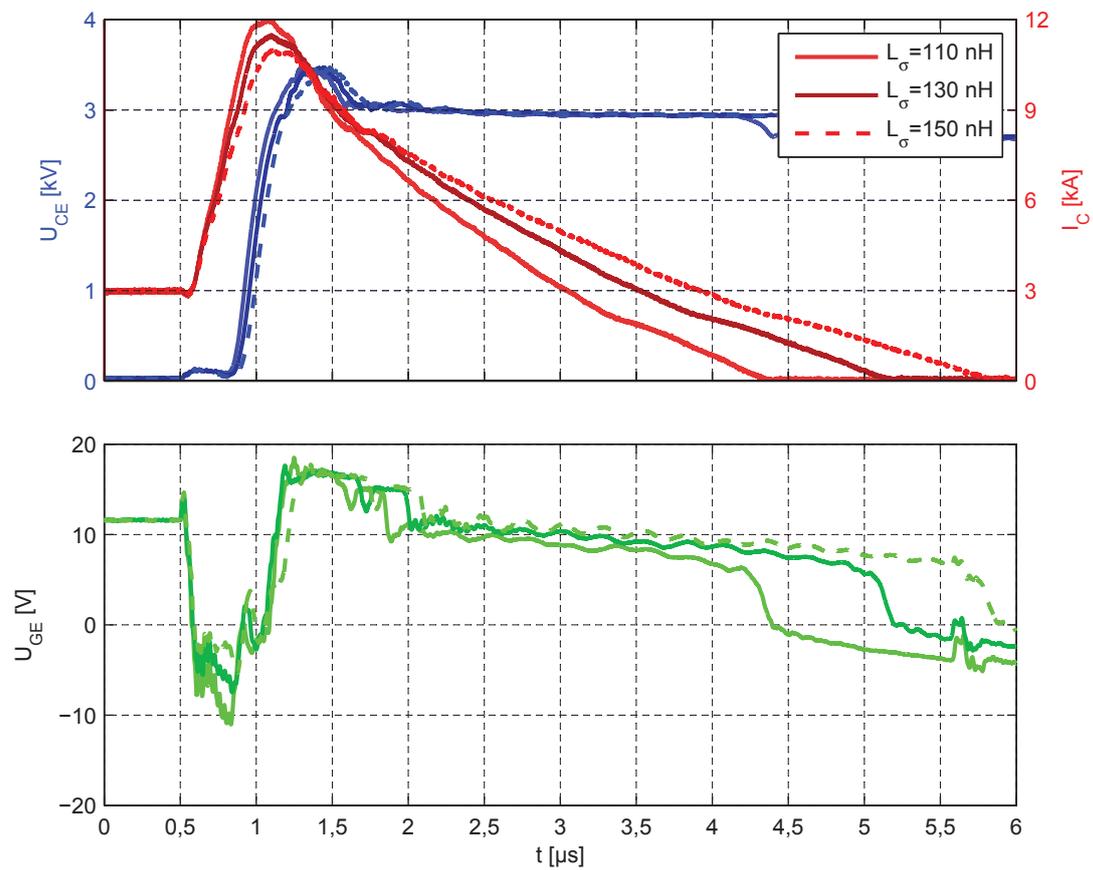


Abbildung A.6.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Kurzschlussinduktivität von 110 nH auf 150 nH bei $I_C=3 \text{ kA}$, $U_D=2,7 \text{ kV}$ und $U_{GE}=12 \text{ V}$

A. Weitere Messungen

auf 11 kA und zu einer Erhöhung der Kurzschlussdauer von 3,9 μs auf 5,3 μs . Die maximale Kurzschlussdauer und die Verlustleistung begrenzen die Höhe der verwendeten Zwischenkreisspannung bei einer gegebenen Kurzschlussinduktivität.

Die Kurzschlussinduktivität hat einen großen Einfluss auf das Kurzschlussverhalten. Einerseits kann eine geringe Induktivität aufgrund des hohen Stromanstieges Ausfälle durch ein Latch-up hervorrufen, andererseits verlängert eine hohe Kurzschlussinduktivität bei hohen Zwischenkreisspannungen die Kurzschlussdauer und kann eine thermische Zerstörung des IGBTs herbeiführen.

A.1.5. Einfluss der Temperatur

Soll der serielle IGBT im 4QS auch aufwändigere Pulsmuster, wie zum Beispiel dauerhaften Vierquadrantenbetrieb, absichern, muss der Hilfsschalter auch bei einer höheren Junction-Temperatur die Kurzschlüsse sicher abschalten. Durch die abgesenkte Gate-Emitter-Spannung und damit die höhere Sättigungsspannung sind die Durchlassverluste deutlich höher als im normalen Betrieb. Hier muss auf eine ausreichende Kühlung geachtet werden.

Der Einfluss der Junction-Temperatur auf das Kurzschlussverhalten soll bei einer Zwischenkreisspannung von 2,5 kV und bei einem Strom von 1,5 kA dargestellt werden. Die Abbildung A.7 zeigt das Verhalten bei drei verschiedenen Temperaturen. Das obere Diagramm zeigt den Kollektorstrom (rot) und die Kollektor-Emitter-Spannung (blau). Das untere Diagramm zeigt den Verlauf der Gate-Emitter-Spannung (grün). Die Messung bei 25 °C stellt die Referenz bei Raumtemperatur dar und ist mit den vorherigen Verläufen identisch. Bei einer Temperatur von 75 °C verläuft die Gate-Emitter-Spannung und der Kollektorstrom bis circa 1,8 μs identisch zu der Raumtemperatur. Danach ist der negative Anstieg des Stroms geringer. Der größte Unterschied zeigt sich in der Kollektor-Emitter-Spannung. Die erste Überspannungsspitze, die durch den **self-turn off** hervorgerufen wird, verändert bei höherer Temperatur ihren Verlauf. Bei 1,6 μs erhöht sich der Anstieg der Spannung deutlich, bis das Active-Clamping die Überspannung begrenzt.

Bei einer Sperrschicht-Temperatur von 125 °C verändert sich der Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung weiter. Der Spannungsanstieg reduziert sich etwas auf Grund der höheren Plasmakonzentration. Die erste Überspannungsspitze erhöht sich weiter und erreicht einen maximalen Wert von 3,8 kV. Dies wird durch die höhere kritische Feldstärke im Silizium hervorgerufen, so dass das **dynamic self-clamping** erst bei einer höheren

A. Weitere Messungen

Spannung einsetzt. Hier kann es bei einer weiter ansteigenden Überspannung zu einer Zerstörung des Moduls kommen. Wenn sich der IGBT durch die Durchlassverluste aufheizt, ist die antiparallele Diode kälter und besitzt eine geringere kritische Feldstärke als der IGBT. Wenn der IGBT im Kurzschluss eine hohe Kollektor-Emitter-Spannung erreicht, kann dadurch die Diode zerstört werden. Hier kann es sinnvoll sein, eine höher sperrende Diode einzusetzen. Dazu muss jedoch das Kurzschlussverhalten des Moduls im Betrieb untersucht werden und nicht nach externem Aufheizen.

Eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung verändert das Kurzschlussverhalten nur an dem Punkt, an dem das `dynamic self-clamping` dominant ist. Das Entsättigen wird von der Ersatzkapazität geprägt, die bei höherer Temperatur mehr Plasma speichert, jedoch führt dies nur zu einem deutlich geringeren Spannungsanstieg. Nach Erreichen der Schwelle des Active-Clampings dauert es eine gewisse Zeit, bis ein Eingriff im Kollektorstrom erfolgt. Bis dahin dominiert das `dynamic self-clamping` den Spannungsverlauf und verdeutlicht die höhere kritische Feldstärke bei höheren Temperaturen. Eine selbstständige Klemmung erfolgt erst bei höheren Spannungen. Wenn das Active-Clamping wirkt, wird die Kollektor-Emitter-Spannung auf einen ähnlichen Wert begrenzt.

Eine ausführliche Analyse des Kurzschlussverhaltens mit der Strom-, Zwischenkreisspannungs-, Induktivitäts- und Gate-Emitter-Spannungs-Variation bei einer höheren Junction-Temperatur kann im Rahmen einer weiterführenden Arbeit durchgeführt werden. Die vorgestellten Messungen zeigen nur den zu erwartenden Verlauf und ermöglichen eine erste Abschätzung.

A. Weitere Messungen

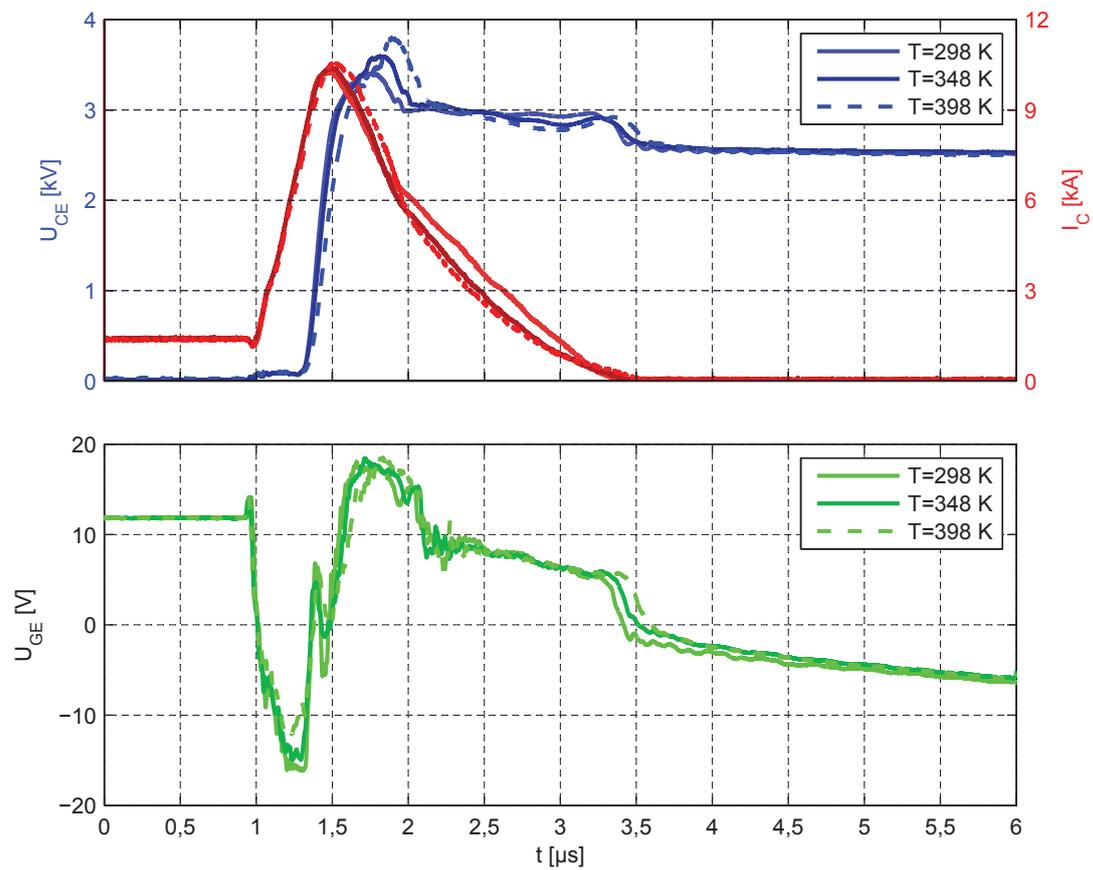


Abbildung A.7.: Messung: Kurzschlussfall II mit FZ1500R33HE3, Variation der Junction-Temperatur von 298 K auf 398 K bei $I_C=1,5\text{ kA}$, $U_D=2,5\text{ kV}$ und $U_{GE}=12\text{ V}$

A.2. Kurzschlussfall III

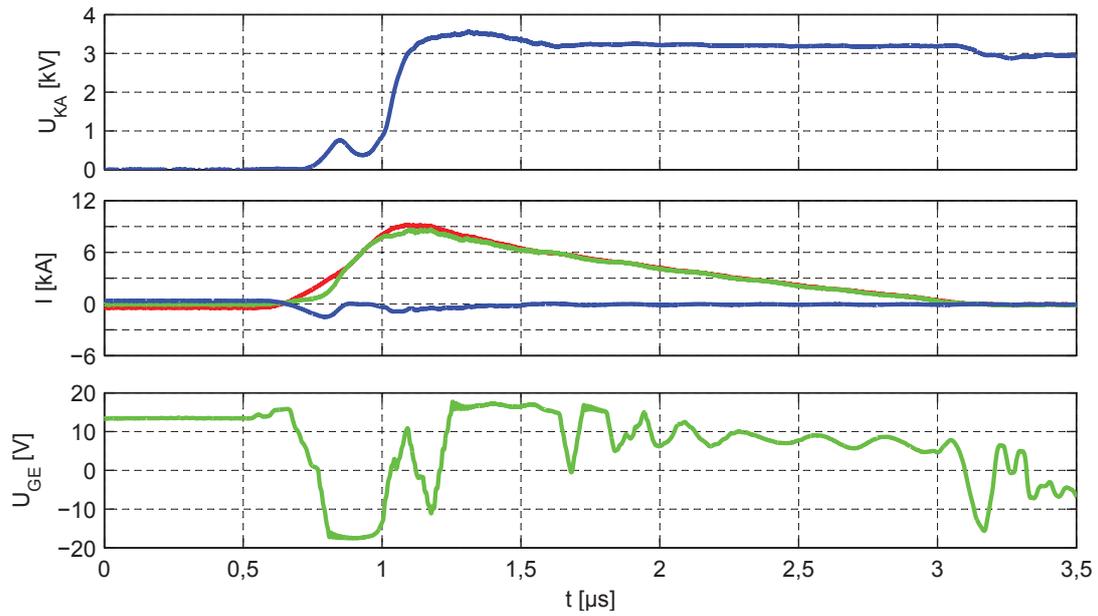
In diesem Abschnitt werden die Messungen mit veränderten Startbedingungen gezeigt. Dabei werden der Strom in der Diode vor dem Kurzschluss, die Zwischenkreisspannung und die Sperrschichttemperatur variiert. In den folgenden Messungen ist, wenn nicht anders beschrieben, die Kathoden-Anoden-Spannung dargestellt. Diese unterscheidet sich von der Kollektor-Emitter-Spannung, da zwischen den beiden Modulen, die die getrennte Strommessung ermöglichen, ein induktiver Spannungsabfall vorhanden ist. Der Einfluss ist im Hauptteil der Arbeit näher dargestellt.

A.2.1. Einfluss des Laststroms vor dem Kurzschluss

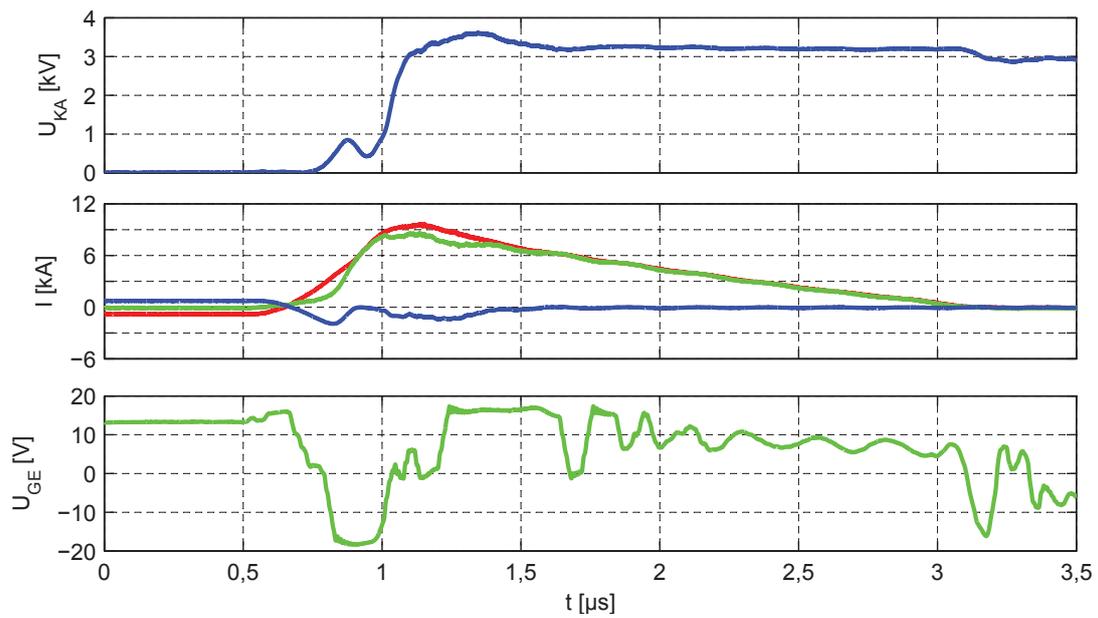
Der Strom, der vor dem Kurzschluss durch die Diode fließt, hat einen großen Einfluss auf den Strom, der durch den Avalanche erzeugt wird. Die Abbildung A.9 zeigt vier verschiedene Ströme vor dem Kurzschluss. Bei $I_C = -350$ A, dargestellt in Abbildung A.8a, folgt auf den Reverse-Recovery-Strom ein kurzes Ausräumen von den restlichen Ladungsträgern. Ein Avalanche mit dem Begrenzen des Spannungsanstieges findet nicht statt. Die Zwischenkreisspannung wird schneller erreicht, so dass der maximale Kurzschlussstrom geringer ausfällt. Die zwischen $1,1 \mu\text{s}$ und $1,6 \mu\text{s}$ auftretende Überspannung liegt über dem eingestellten Wert des Active-Clampings und ist auf den `self turn-off` während des Kurzschlusses zurückzuführen [35]. Die starke Gegenkopplung verhindert ein schnelleres Eingreifen des Active-Clampings.

Bei höherem Vorstrom tritt in der Diode ein Avalanche während des Kurzschlusses auf. Fließt durch die Diode der halbe Nennstrom $I_C = -750$ A, dargestellt in Abbildung A.8b, vergrößert sich wie erwartet der Reverse-Recovery-Strom und ein zweiter Strom-Peak bildet sich. Der Spannungsanstieg über der Diode wird ab circa $1,1 \mu\text{s}$ durch einen Avalanche begrenzt. Sind vor dem Kurzschluss mehr Ladungsträger in der Diode vorhanden, erhöht sich die Feldaufteilung in der Diode und der Avalanche wird stärker. Das Verhalten der Feldaufteilung kann mit Hilfe der Poisson-Gleichung in A.2a erklärt werden. Während das Plasma ausgeräumt wird, ist in der Raumladungszone nur ein Löcherstrom vorhanden, so dass sich die Gleichung zu A.2b vereinfacht. Ein höherer Löcherstrom führt zu einem größeren Anstieg des elektrischen Feldes und zu einem stärkeren Avalanche. Führt die Diode vor dem Kurzschluss ihren Nennstrom, siehe Abbildung A.9a, erhöht sich der Avalanche in der Diode deutlich und resultiert in einem zweiten Strompeak, der größer als der Reverse-Recovery-Strom ist. Bei dem doppelten Nennstrom, siehe Abbil-

A. Weitere Messungen



(a) $I_C = -350 \text{ A}$



(b) $I_C = -750 \text{ A}$

Abbildung A.8.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation des Laststroms bei $U_D = 2,9 \text{ kV}$, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung

A. Weitere Messungen

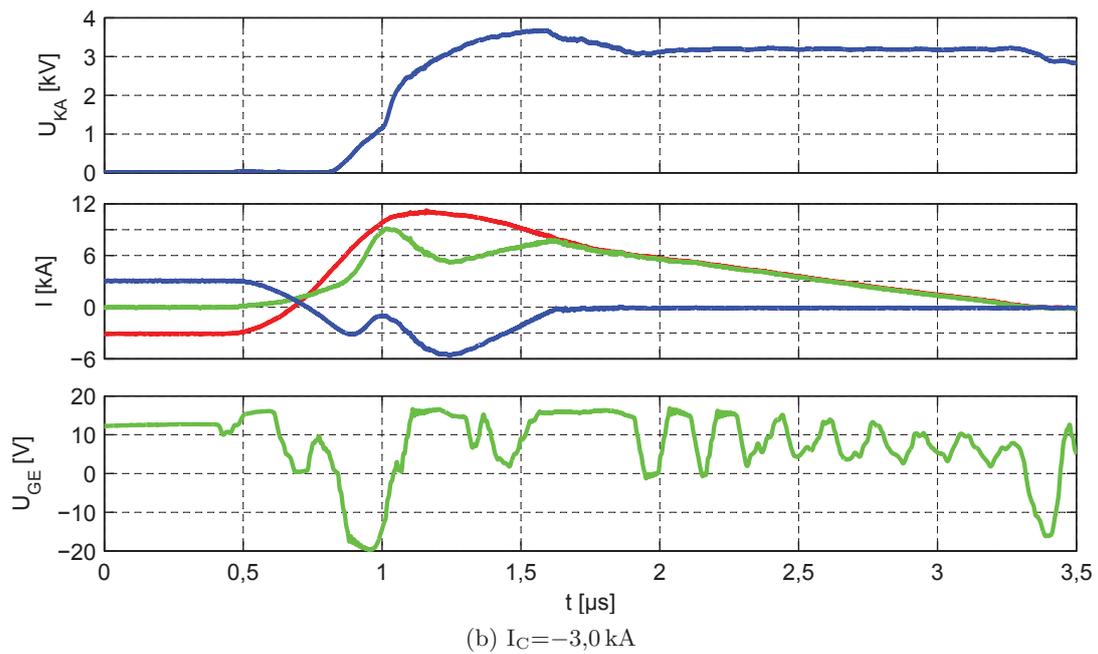
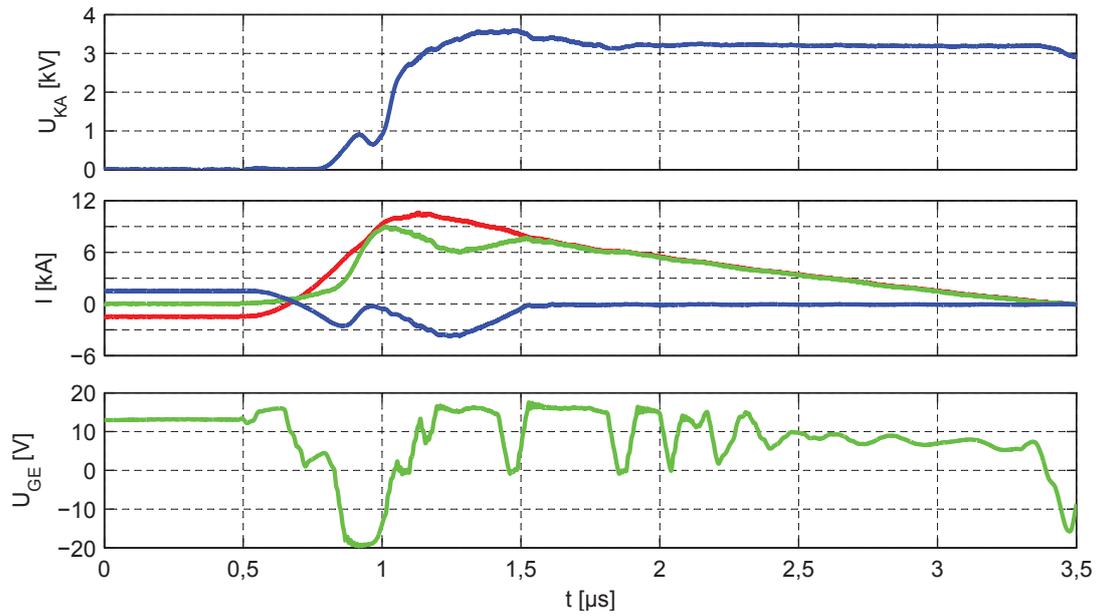


Abbildung A.9.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation des Laststroms bei $U_D = 2,9 \text{ kV}$, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung

A. Weitere Messungen

dung A.9b, erreicht der Avalanche-Strom 6 kA. Dieser Avalanche dauert circa 500 ns und führt zu einer maximalen Schaltleistung von 18 MW. Der Avalanche wird in Abschnitt 4.4.1 näher betrachtet.

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon} \cdot (N_D - N_A + p - n) \quad (\text{A.2a})$$

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon} \cdot (N_D + p) \quad (\text{A.2b})$$

Im Vergleich zu der Messung mit einfachem Nennstrom verschwindet der Spannungseinbruch bei circa 1 μ s und die Kathoden-Anoden-Spannung steigt kontinuierlich an. Dies lässt sich aus dem Stromverlauf ableiten, der bei den vorherigen Messungen vor dem Einsetzen des Avalanches immer auf null Ampere zurückging. Bei dem doppelten Nennstrom kommutiert der Strom vom IGBT während des Reverse-Recoverys auf die Diode und führt zu einem kontinuierlichen Strom durch die Diode und damit zu einer kontinuierlichen Spannungsaufnahme.

A.2.2. Einfluss der Zwischenkreisspannung

Eine Variation der Zwischenkreisspannung beeinflusst das Kurzschlussverhalten direkt und indirekt. Zum einen führt eine geringere Zwischenkreisspannung bei konstanter Zwischenkreisinduktivität zu einem niedrigeren Kurzschlussstrom und zu einem niedrigeren Stromanstieg und zum anderen verringert dies den Avalanche durch eine niedrigere Überspannung. Die Abbildung A.11 zeigt bei doppeltem Nennstrom den Kurzschluss bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen zwischen 1,8 kV und 2,9 kV. Bereits bei doppeltem Nennstrom und einer Zwischenkreisspannung von 1,8 kV, aufgezeigt in Abbildung A.10a, tritt ein Avalanche in der Diode auf. Eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung verändert den wesentlichen Kurvenverlauf nicht. Der Reverse-Recovery-Strom bleibt nahezu konstant, der Kurzschlussstrom ist durch das spätere Erreichen der Zwischenkreisspannung höher.

Der Verlauf der Kathoden-Anoden-Spannung ist bei allen Zwischenkreisspannungen ähnlich. Zu Beginn des Kurzschlusses führt der induktive Spannungsabfall zu einer positiven Spannung und einem Forward-Recovery des IGBTs. Die Spannungsaufnahme der Diode führt ab circa 2,4 kV zu einem Avalanche, der den Spannungsanstieg begrenzt. Bei höherer Zwischenkreisspannung verlängert sich die Avalanche-Dauer von 400 ns auf 600 ns und

A. Weitere Messungen

der maximale Strom erhöht sich von 2,8 kA auf 6 kA. Eine höhere Zwischenkreisspannung verringert die Überspannungsreserve, so dass das Active-Clamping stärker eingreifen und der IGBT langsamer abgeschaltet werden muss. Die Kurzschlussdauer und die Verluste erhöhen sich entsprechend, so dass die Gefahr einer thermischen Zerstörung steigt.

In dem Versuchsaufbau bewirkt eine veränderte Zwischenkreisspannung auch immer ein verändertes di/dt , so dass der reine Einfluss der Zwischenkreisspannung schwer ermittelbar ist. Um das di/dt konstant zu halten, kann die Kurzschlussinduktivität entsprechend der Zwischenkreisspannungsänderung variiert werden. Jedoch führt eine veränderte Induktivität zu einer veränderten Überspannung und zu einer veränderten gespeicherten Energie, so dass eine isolierte Untersuchung des Effekts der Zwischenkreisspannung nicht möglich ist.

A.2.3. Einfluss der Temperatur

Der dritte Parameter, der für den Kurzschlussfall III untersucht werden soll, ist die Temperatur. In diesem Fall hat die Temperatur einen geringeren Einfluss auf das Kurzschlussverhalten als beim Kurzschlussfall II. In Abbildung A.13 sind vier Messungen bei einer Zwischenkreisspannung von 2,5 kV und einem Kollektorstrom von $-1,5$ kA dargestellt.

Die Temperaturerhöhung um 100 K senkt die Spannung, bei der der Avalanche in der Diode einsetzt, und erhöht den maximalen Avalanche-Strom. Gleichzeitig wird die Dauer des Avalanches um 400 ns verlängert, so dass die thermische Belastung der Diode im Kurzschlussfall III bei gleichzeitig höherer Junction-Temperatur vor dem Kurzschlussbeginn deutlich steigt. Zudem steigt hierdurch die Ausfallwahrscheinlichkeit. Des Weiteren liefert der Stromverlauf des IGBTs einen Hinweis auf das Stromquellenverhalten. Ein ähnlicher Gate-Emitter-Spannungsverlauf führt zu einem geringeren Strom, was durch die temperaturabhängige Transfer-Kennlinie zu erwarten ist. Dieser geringere Strom verändert hingegen nicht den Gesamtstrom und den Kollektor-Emitter-Spannungsverlauf während des Kurzschlusses. Das Stromquellenverhalten des IGBTs ist in Abschnitt 4.4.2 zu finden.

Das obere Diagramm in Abbildung A.13 zeigt die Kathoden-Anoden-Spannung (blau) und das mittlere den Gesamtstrom (rot), den IGBT-Strom (grün) sowie den Diodenstrom (blau). Das untere Diagramm stellt den Verlauf der Gate-Emitter-Spannung (grün) des IGBTs dar. Für die Messung wird ein Active-Clamping mit einer Schwel-

A. Weitere Messungen

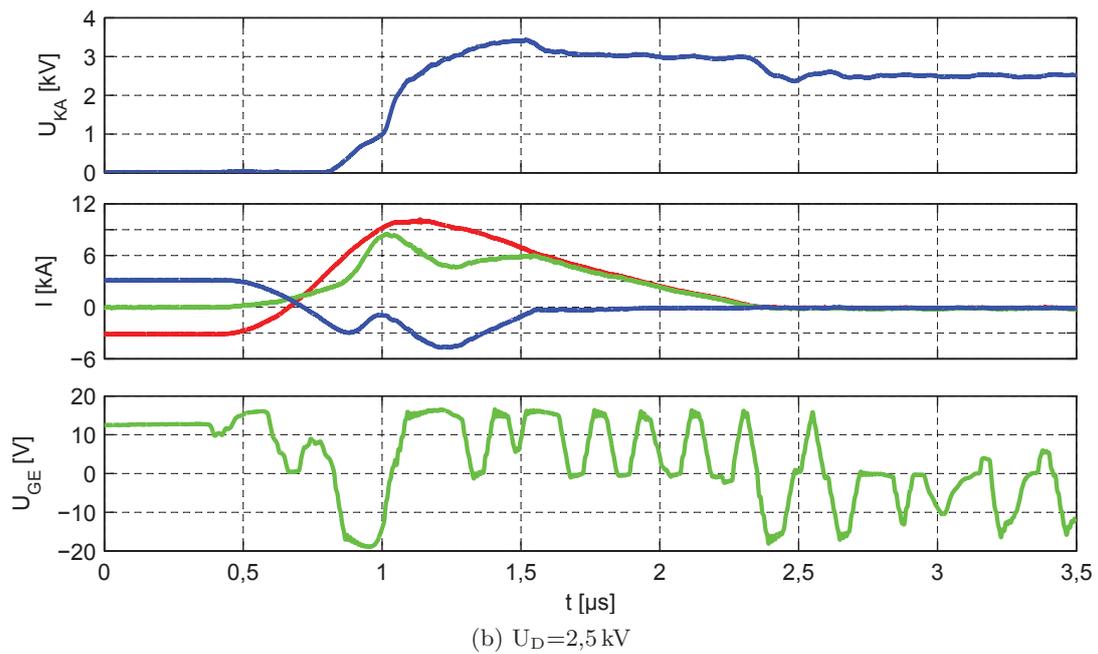
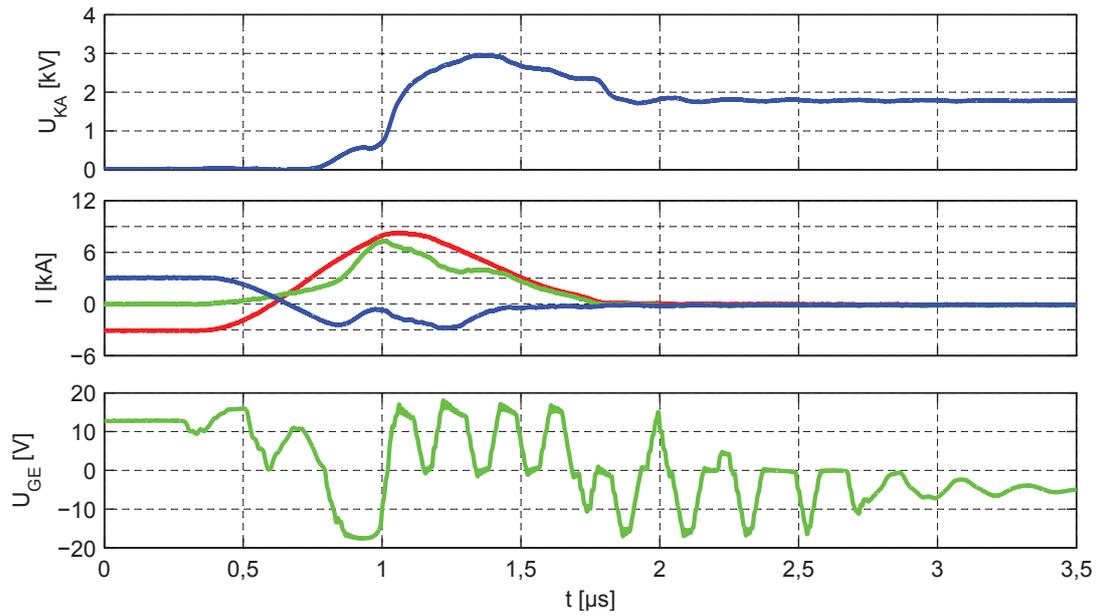


Abbildung A.10.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation der Zwischenkreisspannung bei $I_C=-3 \text{ kA}$, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung

A. Weitere Messungen

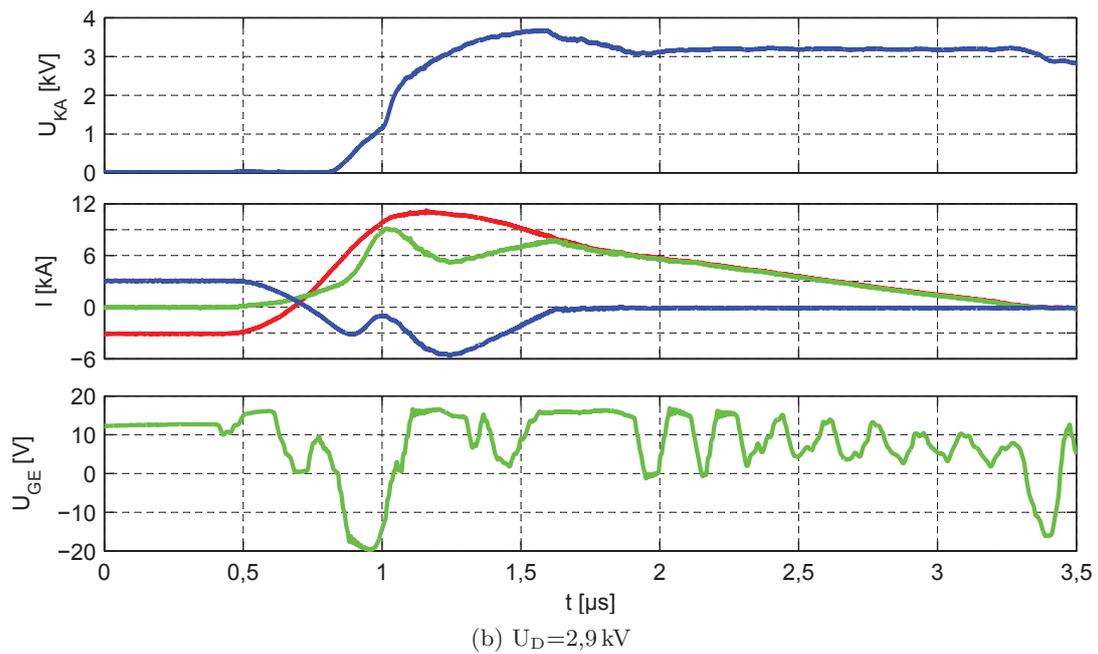
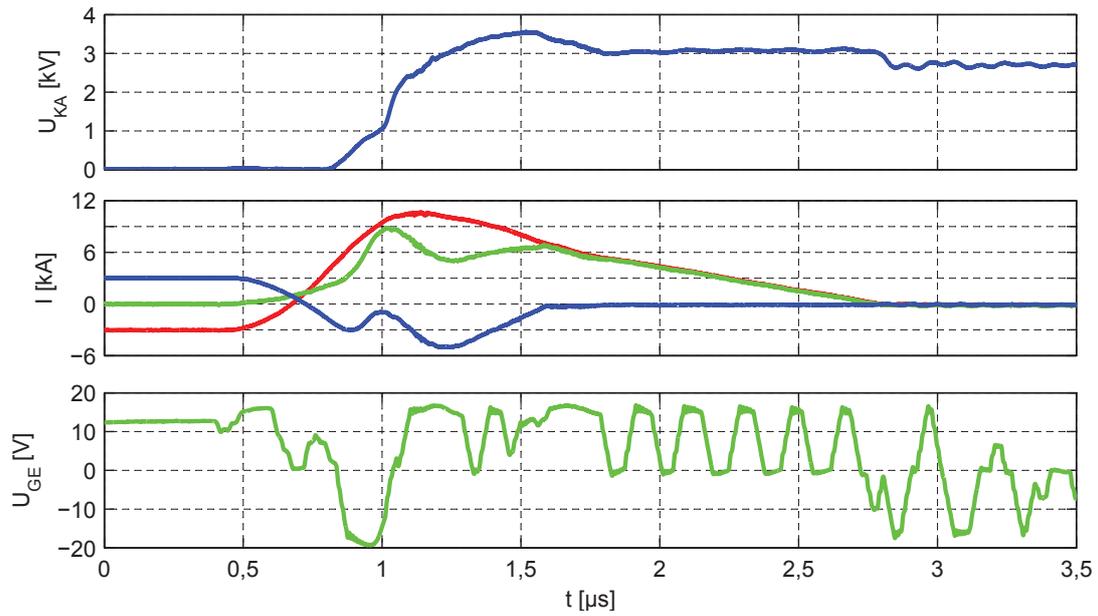


Abbildung A.11.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3, Variation der Zwischenkreisspannung bei $I_C = -3 \text{ kA}$, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung

A. Weitere Messungen

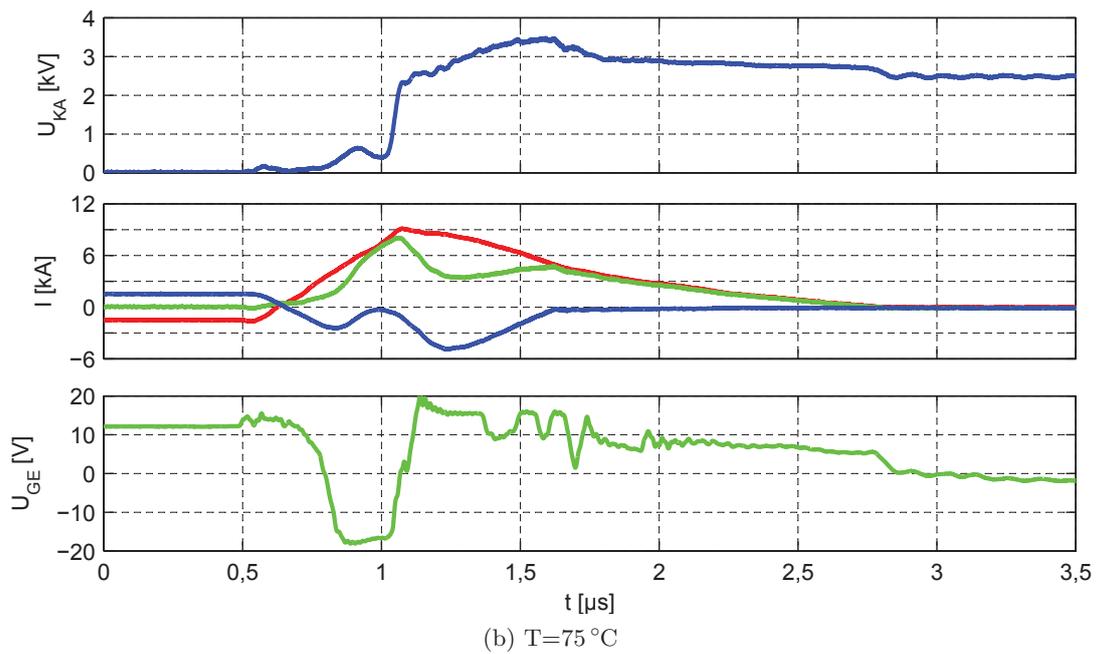
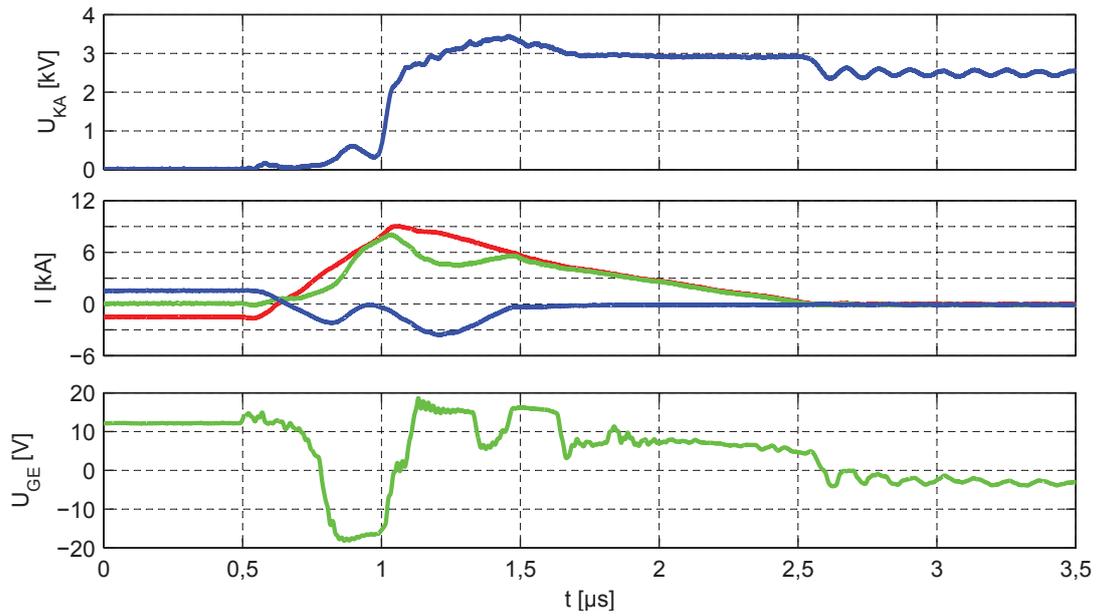


Abbildung A.12.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3 bei $U_D=2,5\text{ kV}$ und $I_C=-1,5\text{ kA}$, Variation der Sperrschicht-Temperatur, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung

A. Weitere Messungen

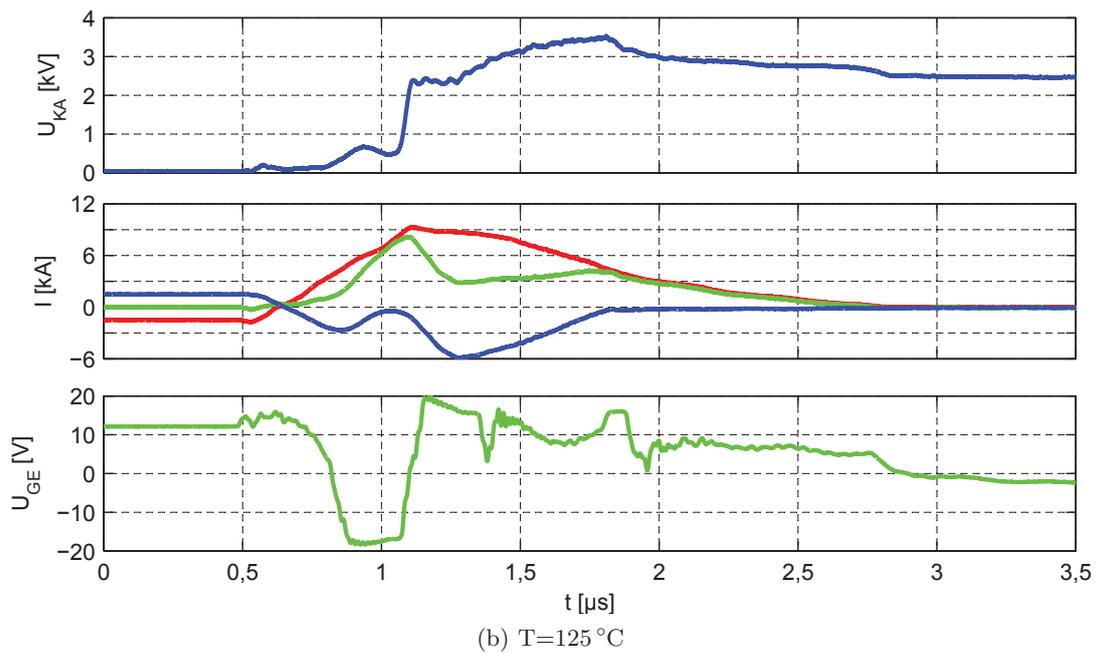
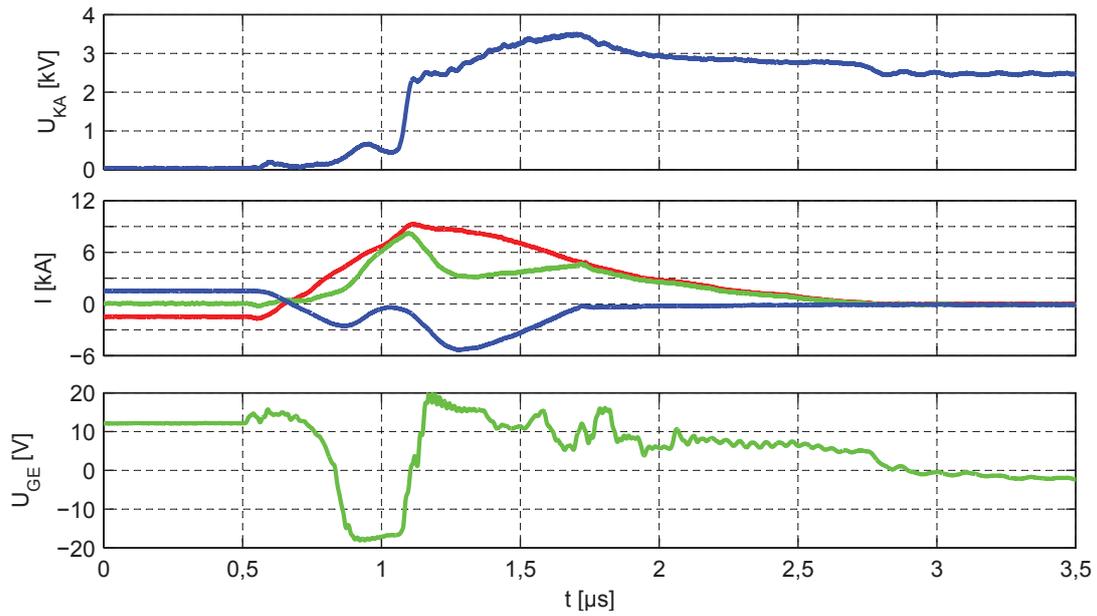


Abbildung A.13.: Messung: Kurzschlussfall III mit FZ1500R33HE3 bei $U_D=2,5\text{ kV}$ und $I_C=-1,5\text{ kA}$, Variation der Junction-Temperatur, oben: Kathoden-Anoden-Spannung, mitte: Gesamtstrom (rot), IGBT-Strom (grün), Diodenstrom (blau), unten: Gate-Emitter-Spannung

A. Weitere Messungen

le von 3,05 kV verwendet, bei dem eine Diode kapazitiv gebrückt ist.

Die Messung in Abbildung A.12a stellt die Referenz bei Raumtemperatur dar, bei der der maximale Gesamtstrom 9 kA und der Avalanche-Strom 3 kA erreicht. Bei einer Temperaturerhöhung auf 75 °C, dargestellt in Abbildung A.12b, verändert sich der Verlauf der Gate-Emitter-Spannung nicht. Der Spannungsanstieg der Kollektor-Emitter-Spannung wird ab 1,2 µs bei einer niedrigeren Spannung schwächer begrenzt. Die maximale Kathoden-Anoden-Spannung bleibt jedoch identisch. Der größte Unterschied tritt in der Stromverteilung zwischen IGBT und Diode auf. Bei 75 °C wird der Stromanstieg etwas geringer und die höhere Temperatur führt zu einem größeren Reverse-Recovery-Strom. Der maximale IGBT-Strom bleibt identisch, jedoch kommutiert nach dem Maximum bei circa 1,1 µs mehr Strom in die Diode, so dass der IGBT-Strom auf 3 kA sinkt. Die Diode reagiert auf den größeren Strom mit einem höheren Spannungsanstieg, der zu einer höheren Kathoden-Anoden-Spannung und zu einer stärkeren Avalanche führt.

Eine weitere Temperaturerhöhung auf 100 °C, siehe Abbildung A.13a, führt zu einer geringeren Einsetzspannung des Avalanches und einer höheren Kathoden-Anoden-Spannung. Mit höherer Sperrschicht-Temperatur müsste die Spannung, bei der der Avalanche einsetzt, steigen und nicht sinken. Hier führt die höhere Temperatur durch die geringere Beweglichkeit zu mehr Löcherstrom, so dass die Feldaufteilung stärker ist. Die kritische Feldstärke wird zeitlich eher überschritten und der Avalanche wird hervorgerufen. Der IGBT-Strom sinkt nach dem Maximum weiter ab und führt in der Diode zu einer höheren Avalanche. Bei 125 °C, dargestellt in Abbildung A.13b, verringert sich die Spannung weiter, bei der der Avalanche einsetzt. Die maximale Kathoden-Anoden-Spannung erhöht sich ebenfalls. Der IGBT-Strom fällt weiter ab und führt zu einem maximalen Avalanche-Strom von 6 kA.

A.3. Forward-Recovery des IGBTs

Die Abbildung A.14 zeigt die Forward-Recovery-Spannung an einem FZ1500R33HE3 in Abhängigkeit von dem Stromanstieg. Die Messung erfolgt im Kurzschlussfall II und zeigt den Bereich bis zum Entsättigen des IGBTs. Die Variation des Stromanstiegs erfolgt über eine Veränderung der Zwischenkreisspannung bei konstanter Kurzschlussinduktivität. Der Spannungsabfall über der parasitären Induktivität zwischen Hilfs-Emitter und -Kollektor ist in der abgebildeten Messung zusätzlich zur eigentlichen Forward-Recovery-Spannung vorhanden. Mit den Ergebnissen aus der Induktivitätsbestimmung in Kapitel 4.2 könnte dieser Spannungsabfall korrigiert werden.

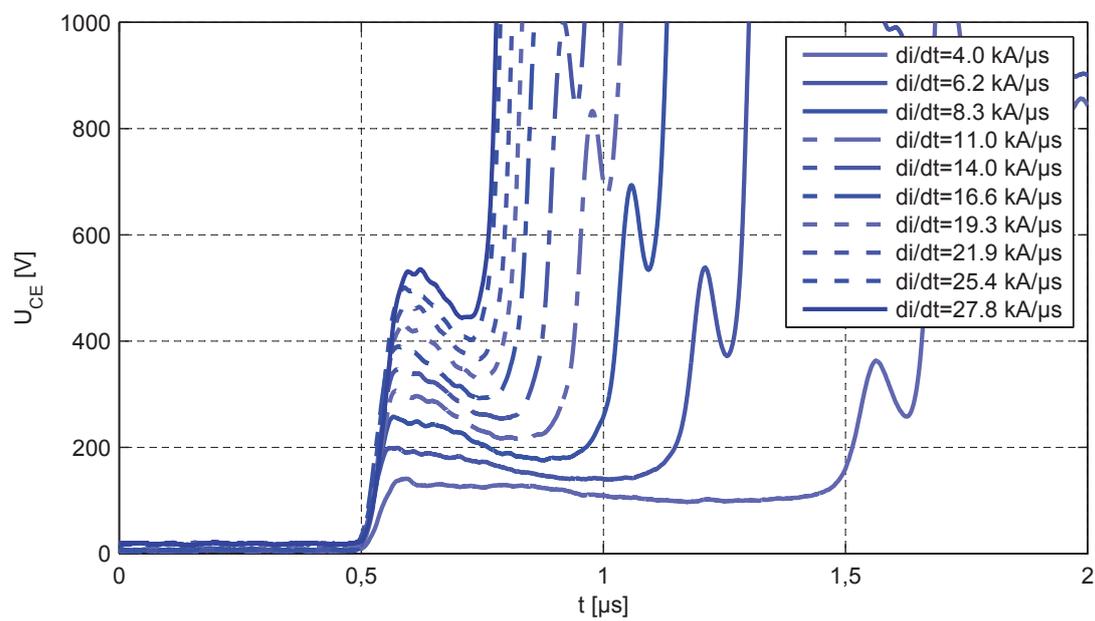


Abbildung A.14.: Messung: Forward-Recovery FZ1500R33HE3

A.4. Bestimmung der parasitären Induktivitäten zwischen den Modulen

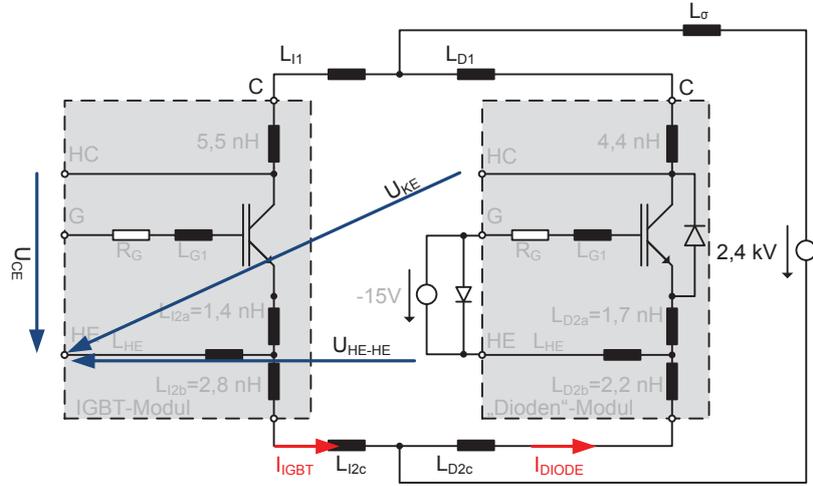


Abbildung A.15.: Versuchsaufbau mit parasitären Induktivitäten

Für die Bestimmung der parasitären Induktivitäten zwischen den Modulen im Kurzschlussfall III müssen drei Spannungen und zwei Ströme, dargestellt in Abbildung A.15 gemessen werden. Die parasitären Induktivitäten im Modul werden mit Hilfe des Sägezahngenerators ermittelt. Deren Werte sind in Abbildung A.15 enthalten.

Zur Bestimmung der parasitären Induktivitäten werden die folgenden Gleichungen verwendet:

$$\begin{aligned}
 -U_{HE-HE} &= (L_{I2c} + 2,8 \text{ nH}) \cdot \frac{dI_{IGBT}}{dt} + (L_{D2c} + 2,2 \text{ nH}) \cdot \frac{dI_{Diode}}{dt} \\
 U_{KE} - U_{CE} &= (L_{I1} + 5,5 \text{ nH}) \cdot \frac{dI_{IGBT}}{dt} + (L_{D1} + 4,4 \text{ nH}) \cdot \frac{dI_{Diode}}{dt}
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

Werden in jede Gleichung zwei Punkte eingesetzt, ergeben sich vier Gleichungen, die eine Bestimmung der vier parasitären Induktivitäten ermöglichen.

A.5. Bestimmung parasitärer Induktivitäten auf Substratebene

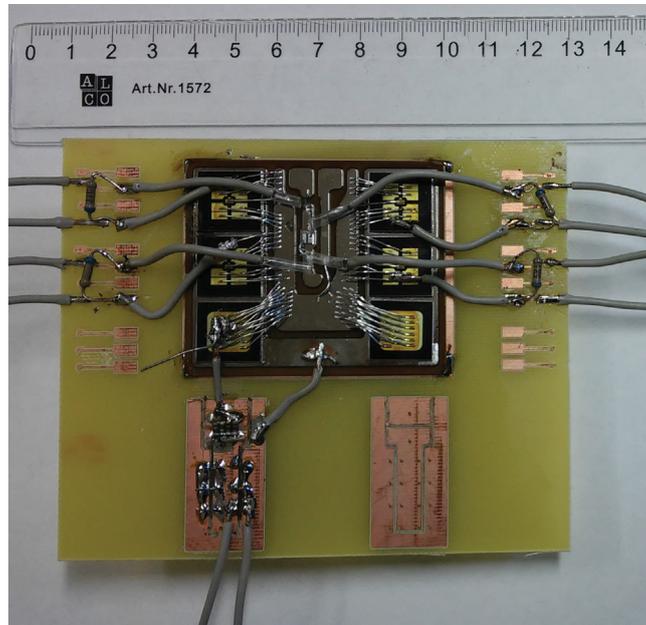


Abbildung A.16.: Versuchsaufbau zur Bestimmung der parasitären Induktivitäten

Um die Induktivität im Kommutierungskreis zwischen Diode und IGBT zu messen, wird ein bestücktes Substrat mit Hilfsanschlüssen versehen. Dazu wird ein Kondensator parallel zur Diode angeschlossen und der jeweilige IGBT eingeschaltet. Aus der Differenz der Kathoden-Anoden- und der Kollektor-Emitter-Spannung ergibt sich der Spannungsabfall über der parasitären Induktivität. Der Aufbau ist in der Abbildung A.16 dargestellt.

Die Abbildung A.17 zeigt den Spannungsabfall über den vier parasitären Induktivitäten zwischen der Diode und den jeweiligen IGBTs. Dazu wird ein konstanter Stromanstieg in den Kommutierungskreis eingepreßt und der Spannungsabfall gemessen. Aus den vier Spannungsabfällen können die parasitären Induktivitäten errechnet werden.

A. Weitere Messungen

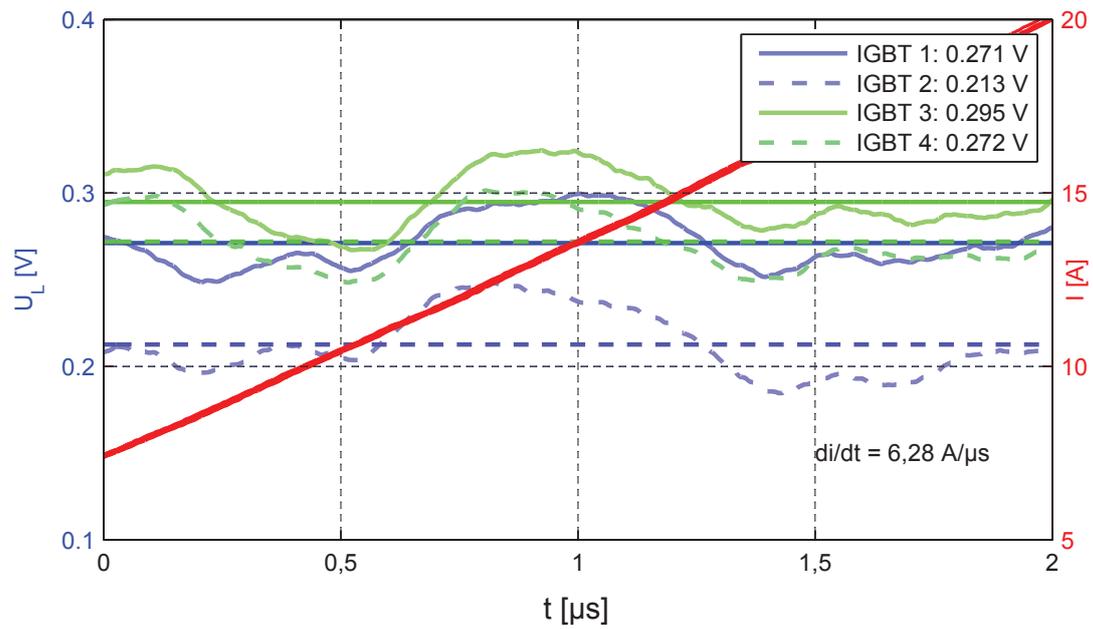


Abbildung A.17.: Messung: Spannungsabfall über parasitären Induktivitäten auf einem Substrat bei Kommutierung von der Diode auf den IGBT, zusätzlich Mittelwert der Spannungsmessung eingezeichnet

B. Simulationen

Die Simulationen erfolgen mit **Taurus Medici** von **Synopsys**, für das ein 3,3kV und 6,5kV Dioden- und IGBT-Modell zur Verfügung stehen. Der Aufbau ist in der Abbildung B.1 dargestellt. Dieser Aufbau ist für alle Kurzschlussfälle geeignet, lediglich die Stromrichtung der Laststromquelle und die Gate-Emitter-Spannungen müssen angepasst werden. Für die Untersuchungen des dynamischen Avalanches und des Einflusses der parasitären Induktivitäten werden Induktivitäten zwischen IGBT und Diode hinzugefügt. Die parasitären Induktivitäten werden anhand eines Substrates aus einem 3,3kV-Modul abgeschätzt und angenommen. Dabei ist die Diode niederinduktiver an die Lastanschlüsse angebunden als der IGBT. Die restlichen Simulationen erfolgen ohne Induktivitäten zwischen den Halbleitern.

Im Kurzschlussfall III sind die Diode und der IGBT über Induktivitäten verbunden, deren Werte angenommen wurden. Zu Beginn der Simulation fließt durch die Diode ein Strom von 750 A und der IGBT ist mit 12 V und einem Vorwiderstand von $1\ \Omega$ eingeschaltet. Der $1\ \text{M}\Omega$ -Widerstand ist für eine stabile Simulation notwendig. Der Kurzschluss wird durch die Spannungsquelle ausgelöst, indem ein Spannungssprung von 0 kV auf 3,5 kV erfolgt. Kurz vorher wird der serielle Widerstand auf $1\ \text{m}\Omega$ verringert. Der Parameter `impact`, mit dem der Avalanche erlaubt wird, wird zum Vergleich ein- und ausgeschaltet.

B. Simulationen

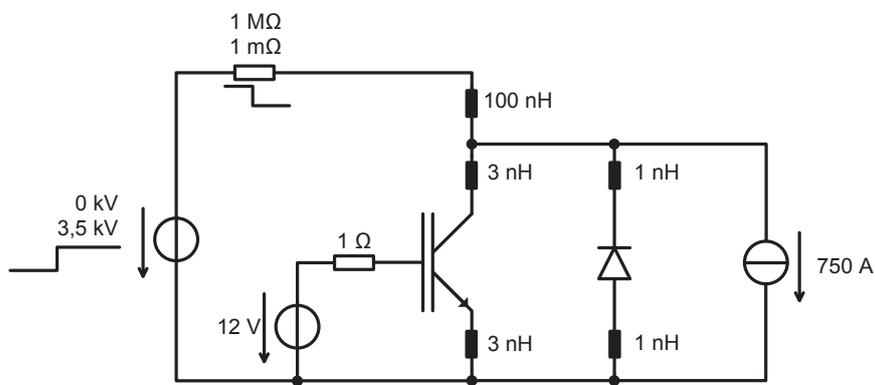


Abbildung B.1.: Simulation: Kurzschlussfall III mit 6,5 kV-Modell, Aufbau bei $U_D=3,5 \text{ kV}$, $I_C=-750 \text{ A}$

C. Prüfplatz

In diesem Kapitel werden der verwendete Prüfplatz, die selbst entwickelten Treiber mit der Gate-Klemmung und dem Active-Clamping, die selbst entworfene Verschienung und die Messmittel vorgestellt.

C.1. Prüfplatz

Die Kurzschlussmessungen an den Hochvolt-IGBTs erfolgt in einem Hochspannungsprüfplatz, siehe Abbildung C.1, bei dem die Energie mit Hilfe eines Impulskondensators zur Verfügung gestellt wird. Dies ermöglicht Einzel- und Multipulse, jedoch keinen Dauerbetrieb.

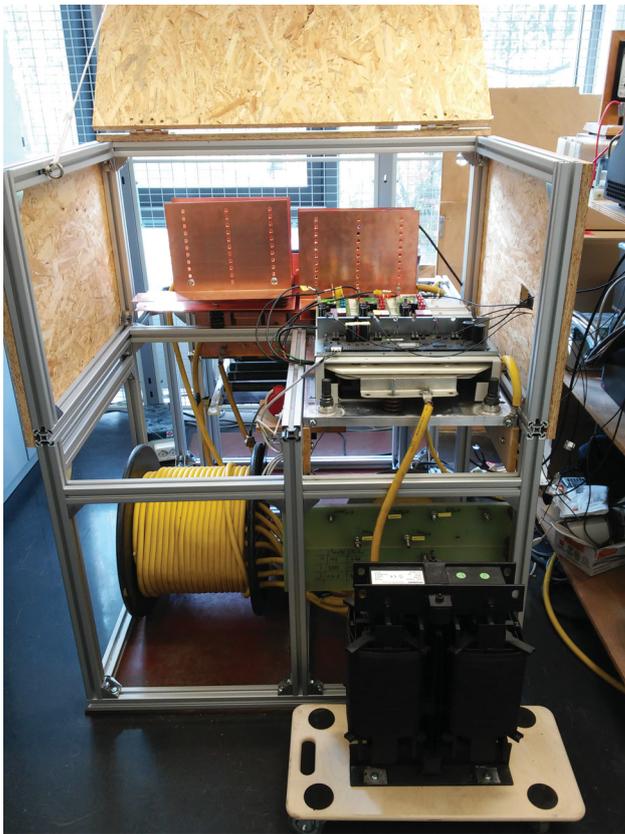
C.2. Gate-Treiber

Für die Messungen an den IGBTs werden zwei verschiedene Treiber verwendet. Der hauptsächlich genutzte Treiber, in Abbildung C.2 oben dargestellt, und der Treiber für die direkte Modulmontage, in Abbildung C.2 unten dargestellt, sind selbst entworfen worden, um den Anforderungen zu genügen.

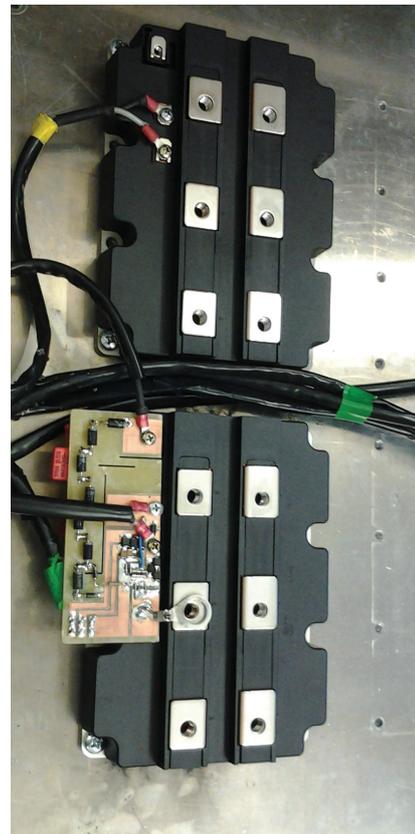
C.3. Verschienung

Für die Messungen werden zwei verschiedene Verschienungen benötigt. Für Kurzschlussfall-II- und -III-Messungen kann eine Halbbrückenverschienung mit jeweils zwei parallelen Modulen genutzt werden. Der obere IGBT wird als Kurzschließer und für den Kurzschlussfall III zusätzlich zum Aufmagnetisieren der Lastdrossel verwendet. Für den Kurzschlussfall V und die Reihenschaltung wird eine spezielle

C. Prüfplatz



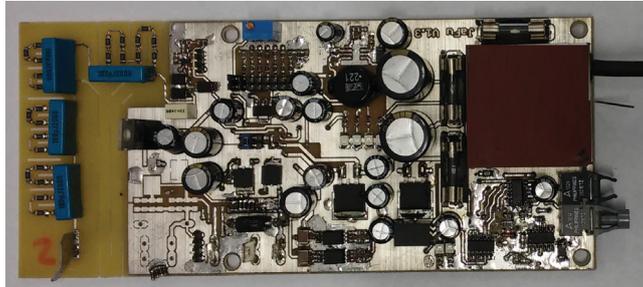
(a) Prüfplatz mit Zwischenkreiskondensator, einstellbarer Lastdrossel und L_σ



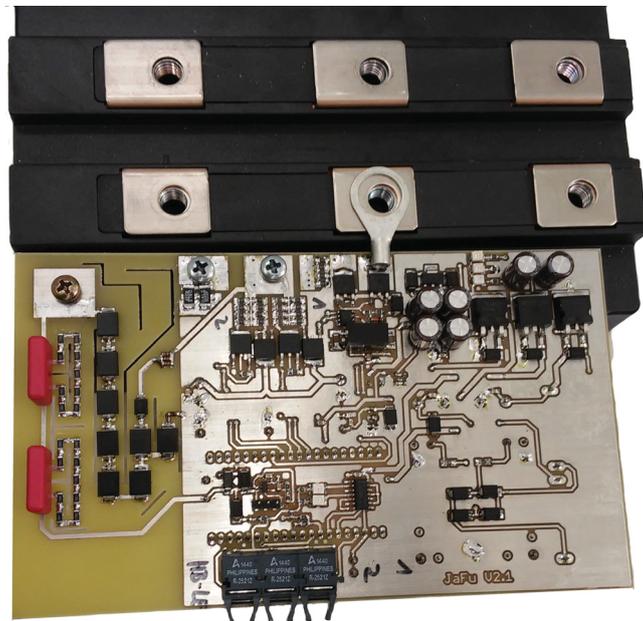
(b) Halbbrücke mit Kurzschließer (oben) und Prüfling mit Active-Clamping und Gegenkopplung über den Lastemitter (unten)

Abbildung C.1.: Halbleiterversuchsplatz

C. Prüfplatz



(a) Externer Treiber mit zusätzlicher Clamping-Platine auf dem Modul



(b) Treiber mit integriertem Clamping für die direkte Modulmontage

Abbildung C.2.: Verwendete Gate-Treiber

C. Prüfplatz

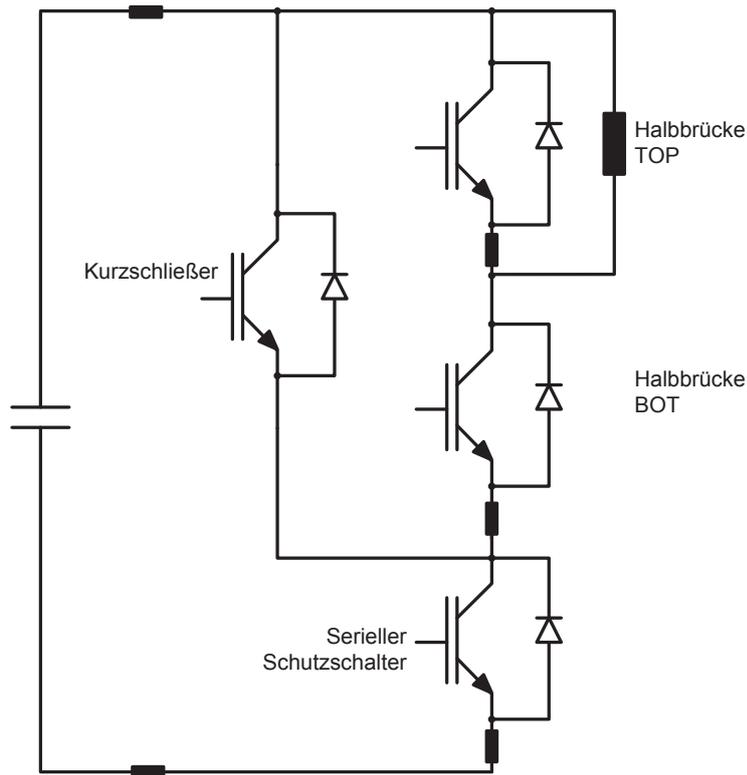


Abbildung C.3.: Schaltplan der Verschienung, Erzeugung eines Kurzschlusses zu jedem Zeitpunkt möglich

Verschienung benötigt, die im Rahmen dieser Arbeit angefertigt wurde. Die Abbildung C.3 zeigt den Aufbau, mit dem zu jedem Zeitpunkt ein Kurzschluss erzeugt und der Einfluss auf das Schaltverhalten untersucht werden kann.

C.4. Messmittel

Für die Messungen an den IGBTs und Dioden werden folgende Messmittel genutzt:

- Oszilloskop: LeCroy Wavesurfer 64Xs-A
- Kollektor-Emitter-Spannungsmessung: PMK-PHVS0662-L 1000:1 Tastkopf
- Kathoden-Anoden-Spannungsmessung: PMK-PHVS0662-L 1000:1 Tastkopf
- Gate-Emitter-Spannungsmessung: LeCroy PP008 10:1 Tastkopf

C. Prüfplatz

- Modulstrom: PEM CWT 60B Rogowskispule
- Kathodenstrom: PEM CWT 60B Rogowskispule
- FPGA-Funktionsgenerator (Lehrstuhl-Eigenbau).

Literaturverzeichnis

- [1] C. Abbate, G. Busatto, und F. Iannuzzo. High-voltage, high-performance switch using series-connected IGBTs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(9):2450–2459, 2010.
- [2] L. Abraham, G. Bramm, und M. Reddig. Investigation on IGBT switching process with variable gate charge current. In *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 323–327, 1993.
- [3] R. Baburske. *Dynamik des Ladungsträgerplasmas während des Ausschaltens bipolarer Leistungsdioden*. PhD thesis, TU Chmenitz, 2010.
- [4] R. Baburske, D. Domes, J. Lutz, und W. Hofmann. Passive turn-on process of IGBTs in Matrix converter applications. In *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 5–11, 2009.
- [5] R. Baburske, B. Heinze, F. J. Niedernostheide, J. Lutz, und D. Silber. On the formation of stationary destructive cathode-side filaments in p +n–n+ diodes. In *21st International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, S. 41–44, 2009.
- [6] R. Baburske, F. J. Niedernostheide, E. Falck, J. Lutz, H. J. Schulze, und J. Bauer. Destruction behavior of power diodes beyond the SOA limit. In *24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, S. 365–368, 2012.
- [7] R. Baburske, F. J. Niedernostheide, J. Lutz, H. J. Schulze, E. Falck, und J. G. Bauer. Cathode-side current filaments in high-voltage power diodes beyond the SOA limit. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 60(7):2308–2317, 2013.
- [8] J. W. Baek, D. W. Yoo, und H. G. Kim. High-voltage switch using series-connected IGBTs with simple auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(6):1832–1839, 2001.

- [9] M. Barnes, E. Blackmore, G. Wait, J. Lemire-Elmore, B. Rablah, G. Leyh, M. Nguyen, und C. Pappas. Analysis of High-Power IGBT Short Circuit Failures. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 33(4):1252–1261, 2005.
- [10] T. Basler. *Ruggedness of High-Voltage IGBTs and Protection Solutions*. PhD thesis, Technische Universität Chemnitz, 2014.
- [11] T. Basler, R. Bhojani, J. Lutz, und R. Jakob. Dynamic self-clamping at short-circuit turn-off of high-voltage IGBTs. In *25th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, S. 277–280, 2013.
- [12] T. Basler, J. Lutz, R. Jakob, und T. Bruckner. The influence of asymmetries on the parallel connection of IGBT chips under short-circuit condition. In *14th European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 1–8, 2011.
- [13] J. Böhmer. *Wirkung des Ladungsträgerplasmas auf das Abschaltverhalten von Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT)*. PhD thesis, Universität Rostock, 2014.
- [14] J. Böhmer, J. Schumann, und H.-G. Eckel. Negative differential miller capacitance during switching transients of IGBTs. In *14th European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 1–9, 2011.
- [15] M. Bruckmann, R. Sommer, M. Fasching, und J. Sigg. Series connection of high voltage IGBT modules. In *IEEE Industry Applications Conference*, S. 1067–1072, 1998.
- [16] G. Busatto, C. Abbate, B. Abbate, und F. Iannuzzo. Non-Destructive Experimental Investigation about RBSOA in High Power IGBT Modules. In *5th International Conference on Integrated Power Systems*, S. 1–5, 2008.
- [17] G. Busatto, C. Abbate, und F. Iannuzzo. Non destructive SOA testing of power modules. In *6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, S. 1–6, 2010.
- [18] G. Busatto, B. Cascone, L. Fratelli, M. Balsamo, F. Iannuzzo, und F. Velardi. Non-destructive high temperature characterisation of high-voltage IGBTs. *Microelectronics Reliability*, 42:1635–1640, 2002.
- [19] G. Busatto, B. Cascone, L. Fratelli, und A. Luciano. Series connection of IGBTs in hard-switching applications. In *IEEE Industry Applications Conference*, S. 825–830, 1998.

- [20] R. Chokhawala, J. Catt, und L. Kiraly. A discussion on IGBT short circuit behavior and fault protection schemes. In *Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, S. 393–401, 1993.
- [21] M. Domeij, J. Lutz, und D. Silber. Stable and unstable dynamic avalanche in fast Silicon Power Diodes. In *31st European Solid-State Device Research Conference*, S. 263–266, 2001.
- [22] M. Domeij, J. Lutz, und D. Silber. On the destruction limit of Si power diodes during reverse recovery with dynamic avalanche. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 50(2):486–493, 2003.
- [23] H.-G. Eckel, J. Böhmer, und S. Pierstorff. Elektrische Belastung der Leistungshalbleiter beim Schalten. In *Leistungselektronische Schaltungen*, S. 873–913. 3rd edition, 2012.
- [24] H.-G. Eckel und L. Sack. Experimental investigation on the behaviour of IGBT at short-circuit during the on-state. In *20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, S. 118–123, 1994.
- [25] H.-G. Eckel und L. Sack. Optimization of the Short-Circuit Behaviour of NPT-IGBT by the Gate Drive. In *6th European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 2.213–2.218, 1995.
- [26] J. Fuhrmann und H.-G. Eckel. Dynamic Avalanche in High Voltage Diodes during Short Circuit III. In *PCIM Europe 2015. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality*, S. 891–898, 2015.
- [27] J. Fuhrmann und H.-G. Eckel. Interaction between IGBT, diode and parasitic Inductances during Short-Circuit Type 3. In *17th European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 1–8, 2015.
- [28] J. Fuhrmann, S. Klauke, und H.-G. Eckel. IGBT and Diode Behavior During Short-Circuit Type 3. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 62(11):3786 – 3791, 2015.
- [29] F. Huang und F. Flett. IGBT fault protection based on di/dt feedback control. In *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, S. 1478–1484, 2007.
- [30] Infineon Technologies AG. Failure Analysis. 2015.

- [31] A. Kopta. *Short-Circuit Ruggedness of High-Voltage IGBTs*. PhD thesis, Universität Bremen, 2010.
- [32] R. Letor und C. Aniceto. Short circuit behaviour of IGBTs correlated to the intrinsic device structure and on the application circuit. In *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, S. 1179–1185, 1992.
- [33] R. Locher. Short circuit proof IGBTs simplify overcurrent protection. In *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, S. 1497–1500, 1991.
- [34] J. Lutz. *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. 2nd edition, 2012.
- [35] J. Lutz und T. Basler. Short-circuit ruggedness of high-voltage IGBTs. In *28th International Conference on Microelectronics*, S. 243–250, 2012.
- [36] J. Lutz, R. Dobler, J. Mari, und M. Menzel. Short circuit III in high power IGBTs. In *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 1–8, 2009.
- [37] J. Mari, C. Corvasce, M. Rahimo, A. Kopta, und L. Storasta. Short circuit behavior of the Bi-mode Insulated Gate Transistor (BIGT). In *15th European Conference on Power Electronics and Applications*, S. 1–9, 2013.
- [38] P. M. McEwan und S. B. Tennakoon. A Two-stage DC Thyristor Circuit Breaker. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(4):597–607, 1997.
- [39] J.-M. Meyer und A. Rufer. A DC Hybrid Circuit Breaker With Ultra-Fast Contact Opening and Integrated. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 21(2):646–651, 2006.
- [40] S. Pierstorf. *Ein Beitrag zum Kurzschlussverhalten hochsperrender IGBTs und Dioden*. PhD thesis, Universität Rostock, 2015.
- [41] S. Pierstorf und H.-G. Eckel. Different Short Circuit Types of IGBT Voltage Source Inverters. In *PCIM Europe 2011. International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality*, S. 592–597, 2011.
- [42] M. Rahimo, A. Kopta, S. Eicher, U. Schlapbach, und S. Linder. Switching-self-clamping-mode 'SSCM', a breakthrough in SOA performance for high voltage IGBTs and diodes. In *16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, S. 437–440, 2004.
- [43] H. Rueedi und P. Koehli. Driver Solutions for High-voltage IGBTs. In *PCIM Europe*

2002. *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality*, S. 1–11, 2002.

- [44] J. Saiz, M. Mermet, D. Frey, P. Jeannin, J. Schanen, und P. Muszicki. Optimisation and integration of an active clamping circuit for IGBT series association. In *IEEE Industry Applications Conference*, S. 1046–1051, 2001.
- [45] H. J. Schulze, F. J. Niedernostheide, F. Pfirsch, und R. Baburske. Limiting factors of the safe operating area for power devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 60(2):551–562, 2013.
- [46] Y. Wang, M. A. Khaizaran, und P. Palmer. Controlled switching of high voltage IGBTs in series. In *IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits*, S. 297–300, 2003.
- [47] Z. Wang, X. Shi, L. M. Tolbert, B. J. Blalock, und M. Chinthavali. A fast overcurrent protection scheme for IGBT modules through dynamic fault current evaluation. In *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, S. 577–583, 2013.
- [48] R. Wu, L. Smirnova, F. Iannuzzo, H. Wang, und F. Blaabjerg. Investigation on the Short-circuit Behavior of an Aged IGBT Module Through a 6 kA / 1 . 1 kV Non-Destructive Testing Equipment. In *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, S. 3367–3373, 2014.

Thesen

1. Ein Halbleiterversuchsplatz bis 6,5 kV kann mit einer schnellen, reversiblen Fehlerstrombegrenzung, die die Energie in der Fehlerstelle bei einem Halbleiterausfall in einer Halbbrücke oder in einem Vierquadrantensteller reduzieren kann, versehen werden.
2. Für die Fehlerstrombegrenzung muss ein serieller Hilfs-IGBT verwendet werden, der einen speziellen Gate-Treiber besitzt.
3. Die dabei auftretenden Fehlerfälle erzeugen hoch dynamische Kurzschlüsse im Hilfs-IGBT, deren Auswirkungen mit Hilfe eines Active-Clampings und einer Gegenkopplung reduziert werden können. Übliche Treiber mit Gate-Klemmung sind nicht ausreichend und führen zu einer Zerstörung des Schutzschalters.
4. Eine detaillierte Beschreibung der Kurzschlussfälle II, III und V erfolgt erstmals mit Hilfe von Ersatzschaltbildern und Wirkungsketten.
5. Im Kurzschlussfall III, bei dem die Diode und der antiparallele IGBT beteiligt sind, gibt der IGBT nicht den Verlauf des Kurzschlusses vor. Die Diode bestimmt den Spannungsanstieg über das Ausräumen des Plasmas. Der IGBT zeigt ein Stromquellenverhalten und kann der Diode den Kurzschlussstrom einprägen.
6. Das Kurzschlussverhalten, insbesondere der Spannungsanstieg, kann mit Hilfe des kapazitiven Ersatzschaltbildes erklärt werden. Hierbei ist die Miller-Kapazität und die Ersatzkapazität, die das Plasma repräsentiert, dominant. Die Spannungsaufnahme kann im Kurzschluss Gatestrom-gesteuert oder intrinsisch erfolgen.
7. Die Streuinduktivität im Kommutierungskreis zwischen Diode und IGBT hat einen Einfluss auf den Zeitpunkt, ab dem der IGBT Strom führen kann, und auf die Überspannung bei der Kommutierung zwischen Diode und IGBT. Des Weiteren kann die unterschiedliche Induktivität zu einer Stromfehlverteilung führen.

8. Der Kurzschlussfall III führt bei 6,5 kV-IGBTs zu einer Zerstörung der Diode im Avalanche. Hierbei sind Anzeichen für eine kathodenseitige Filamentbildung zu beobachten.
9. Eine Absicherung von 6,5 kV-IGBTs kann mit Hilfe einer Reihenschaltung von 3,3 kV-IGBTs erfolgen. Die Spannungssymmetrierung, die auch bei versetztem Abschalten eine Zerstörung verhindert, erfolgt über das Active-Clamping.
10. Neben den bereits bekannten Kurzschlussfällen gibt es einen weiteren neuen Kurzschlussfall V, der bei einem abgeschalteten IGBT, der noch keine Spannung aufgenommen hat, auftreten kann und zu einem hohen Spannungsanstieg führt. Ein Eingriff über das Active-Clamping ist durch das entladene Gate nicht möglich.
11. Der Spannungsanstieg im Kurzschlussfall V wird durch das Plasma, das vom Vorstrom und dem Kurzschlusszeitpunkt abhängt, vorgegeben und kann mit Hilfe des kapazitiven Ersatzschaltbildes erklärt werden. Hierbei führt ein Strom durch die Kapazität zu einem Spannungsanstieg.
12. Im Kurzschlussfall V begünstigt der fehlende Elektronenstrom in der Raumladungszone die Feldaufteilung und den Avalanche.
13. Der serielle Hilfs-IGBT beeinflusst das Schaltverhalten der nachgeschalteten Halbbrücke nicht. Die auftretenden Stromanstiege beeinflussen die Gate-Emitter-Spannung, haben jedoch keinen Einfluss auf die Schutzwirkung.
14. Ein realer Ausfall kann mit Hilfe des seriellen IGBTs abgeschaltet werden, wodurch die Energie in der Fehlerstelle deutlich begrenzt wird. Ein Vergleich mit einem ungeschützten Ausfall zeigt den Vorteil deutlich.