

**Universität
Rostock**



Traditio et Innovatio

**Beitrag zur Analyse des elektrischen Verhaltens von hoch-
sperrenden rückwärts leitfähigen Insulated Gate Bipolar
Transistoren**

Dissertation zur

Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik

der Universität Rostock

vorgelegt von

Daniel Wigger, geboren am 07.03.1978 in Güstrow

Rostock, den 04.02.2015

Gutachter/in: 1. Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel, Universität Rostock

2. Prof. Dr.-Ing. Josef Lutz, TU Chemnitz

3. Dr.-Ing. Eberhard Ulrich Krafft, Siemens AG

Datum der Einreichung: 04.02.2015

Datum der Promotion: 26.06.2015

Danksagung

Die vorliegende Dissertation ist während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Universität Rostock am Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe entstanden. Mein erster Dank gilt Professor Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel für die fachliche Betreuung der Arbeit. Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Josef Lutz für das Zweitgutachten und bei Dr.-Ing. Eberhard Ulrich Krafft für die Erstellung des Drittgutachtens. Ferner gilt mein Dank der Siemens AG Nürnberg für die Möglichkeit, an diesem interessanten Themenkomplex forschen zu dürfen. Bei der Firma ABB bedanke ich mich für die fachliche Diskussion und die Bereitstellung der BIGT-Prototypen. Des Weiteren gilt mein Dank meinen Kollegen am Lehrstuhl für die fachlichen Diskussionen und die Unterstützung bei der Halbleitersimulation. Insbesondere bedanken möchte ich mich hierbei bei Herrn M.-Sc. David Weiß, Herrn Dipl.-Ing. Sidney Gierschner und Herrn Dr.-Ing. Jürgen Böhmer. Für die Unterstützung bei der Halbleitersimulation möchte ich mich bei Dr.-Ing. Jörg Schumann bedanken. Ferner gilt mein Dank meinen Freunden, die mich mental unterstützt haben. Auch möchte ich mich herzlich bei meinen Eltern Nordrun und Manfred bedanken, die mir vor allem während des Studiums Rückhalt gaben. Abschließend und besonders herzlich möchte ich mich bei meiner Ehefrau Susanne und meinen Kindern Helena und Annika bedanken, die durch ihre kreative, abwechslungsreiche und arrhythmische Gestaltung des Tagesablaufs und der Nacht, zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Abstrakt

Rückwärts leitfähige IGBTs bilden einen neuen Typ von Leistungshalbleitern, welche die Funktionalität von IGBT und antiparalleler Diode in einem Chip integrieren. Zur Prävention eines Snapback der Durchlassspannung besteht der Bi-mode Insulated Gate Bipolar Transistor aus einer Parallelschaltung eines konventionellen IGBTs und eines RC-IGBTs. Der Chipaufbau von rückwärts leitfähigen IGBT führt zu einer Verringerung der Stromdichte auf Modulebene im Vergleich zu einem konventionellem IGBT/Dioden-Modul, dies gilt sowohl im Dioden-Modus als auch im IGBT-Modus, da immer nahezu die gesamte Chipfläche aktiv ist. Die geringere Stromdichte führt zu einer Verringerung der Durchlassverluste und zu einer Zunahme der Reverse Recovery-Energie, infolge der Anhebung des anodenseitigen Emitterwirkungsgrades. Aufgrund der Struktur des BIGTs besteht die Möglichkeit die Schaltenergien zu verringern, durch eine Anhebung der Gate-Emitter-Spannung unmittelbar vor dem Reverse Recovery. Diese führt zu einer Verringerung der Ladungsträgerkonzentration an der P-Wanne, da die Elektronen durch den offenen Inversionskanal abfließen. Die Reduktion der Ladung im Bauelement führt gleichzeitig zu einem Anstieg der Durchlassspannung im Dioden-Modus. Zur Minimierung der Durchlassverluste im Dioden-Modus ist es erforderlich, dass die Ansteuerung die Gate-Emitter-Spannung unter die Threshold-Spannung absenkt. Die vergrößerte aktive Chipfläche des BIGTs wirkt sich ebenfalls auf das Schaltverhalten aus. Dieser Einfluss ist insbesondere bei der Skalierung von Parametern für Vergleichsmessungen mit einem konventionellen IGBT beziehungsweise einer konventionellen Diode zu berücksichtigen.

Die parallele Anordnung des Pilot-IGBTs und des RC-IGBTs führt zu einer inhomogenen Ladungsträgerverteilung im Bauelement. Diese wird durch die Stromdichte und die Zeit bestimmt, und hat wesentlichen Einfluss auf das elektrische Verhalten des Bauelementes. Die inhomogene Ladungsträgerverteilung ist die Ursache für das sanfte Abschaltverhalten im IGBT-Modus.

Abstract

The reverse-conducting IGBT includes the functionality of the IGBT and the anti-parallel diode in a chip. To prevent the snapback of the on-state voltage the Bi-mode Insulated Gate Bipolar Transistor consists of a conventional IGBT and a reverse-conducting IGBT. The chip design of the reverse-conducting IGBT leads to a lower current density on module-level in comparison to a conventional IGBT/diode-module in the IGBT-mode and the diode-mode as a reason of the higher active chip area. The lower current density leads to decreasing on-state losses and to an increase of the reverse recovery energy, because of the emitter efficiency of the anode. As a reason of the structure of the device it is possible to decrease the reverse recovery losses by an increase of the Gate-Emitter-Voltage before the reverse recovery occurs. The charge carrier density at the p-well decreases and so the on-state voltage in the diode-mode will be higher. To minimize the on-state losses the gate driver unit has to deepen the Gate-Emitter-Voltage below the threshold-voltage. The higher active chip area has an influence on the switching behavior of the BIGT. This influence has to be considered especially for the scaling of the parameters for the comparison of the switching behavior with a conventional module.

The parallel connection of the RC-IGBT and the pilot-IGBT leads to an inhomogeneous charge distribution in the device. The charge distribution will be influenced by the current density and time and has an important influence on the electrical behavior of the device. The inhomogeneous current distribution is the reason for the soft turn-off behavior of the BIGT in the IGBT-mode.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	- VIII -
Tabellenverzeichnis	- XVI -
Abkürzungsverzeichnis	- XVII -
1 Einleitung.....	- 1 -
2 Charakterisierung des elektrischen Verhaltens des BIGTs.....	- 4 -
2.1 Aufbau des BIGTs	- 4 -
2.2 Sperrverhalten des BIGTs.....	- 8 -
2.2.1 Verlauf des elektrischen Feldes	- 8 -
2.2.2 Einfluss der Kollektorshorts auf das Sperrverhalten	- 11 -
2.3 Durchlassverhalten des BIGTs	- 14 -
2.3.1 Durchlasscharakteristik im IGBT-Modus.....	- 14 -
2.3.1.1 Snapback der Kollektor-Emitter-Spannung im IGBT-Modus bei rückwärts leitfähigen IGBTs	- 15 -
2.3.1.2 Minimierung und Prävention des Snapback	- 17 -
2.3.1.2.1 RC-IGBT mit Superjunction-Struktur.....	- 18 -
2.3.1.2.2 BIGT-Prinzip.....	- 19 -
2.3.1.3 Einfluss der Geometrie der Kollektorshorts auf das Durchlassverhalten	- 20 -
2.3.1.4 Durchlasskennlinie im IGBT-Modus	- 21 -
2.3.2 Durchlasscharakteristik im Dioden-Modus	- 25 -
2.3.2.1 Einfluss der Gate-Emitter-Spannung auf das Durchlassverhalten im Dioden-Modus	- 28 -
2.3.2.2 Stoßstromfestigkeit	- 29 -
2.4 Verhalten des BIGTs bei Stromnulldurchgängen.....	- 31 -
2.5 Schaltverhalten des BIGTs	- 36 -
2.5.1 Reverse Recovery-Verhalten im Dioden-Modus.....	- 36 -
2.5.1.1 Dynamisches MOS-Control im Dioden-Modus.....	- 40 -
2.5.2 Schaltverhalten im IGBT-Modus.....	- 45 -
2.5.2.1 Einschalten im IGBT-Modus	- 45 -
2.5.2.2 Ausschalten im IGBT-Modus	- 46 -
2.5.2.2.1 Dynamischer Avalanche in Halbleiterbauelementen	- 49 -

2.5.2.3	Kurzschlussfestigkeit	- 52 -
3	Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens.....	- 57 -
3.1	Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus zwischen gleichen Bedingungen auf Chipebene und gleichen Bedingungen auf Modulebene-60 -	
3.2	Vergleich zwischen Chipebene und Modulebene im IGBT-Modus zwischen gleichen Bedingungen auf Chipebene und gleichen Bedingungen auf Modulebene	- 66 -
3.3	Fazit für die Skalierung von Messergebnissen des BIGTs	- 70 -
4	Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs	- 71 -
4.1	Wirkung der Ladungsträgerverteilung auf das Durchlassverhalten des BIGTs - 71 -	
4.2	Einfluss der Ladungsträgerverteilung auf das Ausschaltverhalten im IGBT-Modus.....	- 77 -
4.3	Vergleich des Abschaltverhaltens im IGBT-Modus mit einem konventionellen IGBT	- 82 -
4.3.1	Analyse der Ladungsträgerverteilung und des Verlaufs der elektrischen Feldstärke während des Abschaltens im IGBT-Modus	- 89 -
4.4	Plateau der Kollektor-Emitter-Spannung während des Abschaltens des BIGTs - 100 -	
5	Zusammenfassung und Ausblick.....	- 103 -
	Thesen.....	- 107 -
	Anhang.....	- 109 -
A1	Messtechnik und Simulation.....	- 109 -
A.1.1	Verwendete Messtopologien und -konzepte	- 109 -
A1.1.1	Aufbau für die Messung des Schaltverhaltens.....	- 109 -
A1.1.2	Aufbau für die Messung des Durchlassverhaltens.....	- 111 -
A1.1.3	Messtopologie zur Bestimmung des Verhaltens des BIGTs bei einem Stromnulldurchgang	- 113 -
A1.2	Simulation des Bauelementverhaltens	- 119 -
A1.3	Schaltung zur Bestimmung des Stromnulldurchganges	- 119 -
	Literaturverzeichnis	- 123 -

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Aufbau des BIGTs (nicht maßstäblich)	- 4 -
Abbildung 2: Ersatzschaltbild des BIGTs (nicht maßstäblich)	- 6 -
Abbildung 3: Verlauf des elektrischen Feldes im BIGT (nicht maßstäblich)...	- 10 -
Abbildung 4: Kennlinie $I_s=f(T)$ für verschiedene Bauelemente [STO12]	- 12 -
Abbildung 5: Kennlinie $I_s=f(T_j)$ für verschiedene BIGTs mit variabler Größe des Pilot-IGBT [STO12]	- 13 -
Abbildung 6: Durchlasskennlinie eines RC-IGBTs mit einer Sperrspannung $U_{CEmax}=600V$ mit einem Nennstrom $I_{NOM}=3A$ [GRI03]	- 14 -
Abbildung 7: Verlauf U-I-Kennlinien von RC-IGBT Chips (prinzipieller Verlauf) -	15 -
Abbildung 8: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines RC-IGBTs	- 17 -
Abbildung 9: Vergleich der Löcherverteilung bei variabler Stromdichte zwischen einem RC-IGBT und einem BIGT [STO10]	- 20 -
Abbildung 10: Streifen- und punktförmige Muster der Kollektorshorts [STO11] ...-	21 -
Abbildung 11: Durchlasskennlinien des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus mit variabler Gate-Emitter-Spannung U_{GE} , Bed. $T_j=125^\circ C$	- 23 -
Abbildung 12: Vergleich der Durchlasskennlinie eines SPT+-IGBTs und eines BIGTs im IGBT-Modus bei unterschiedlicherer Temperatur, Bed. $U_{GE}=15V$. -	24 -

Abbildung 13: Prinzipielle Verteilung der Ladungsträger im Durchlass im Dioden-Modus des BIGTs (nicht maßstäblich)	- 26 -
Abbildung 14: Vergleich der Durchlasskennlinien zwischen 2 BIGT (EYOG03, EZAN04) im Dioden-Modus und einer konventionellen Diode, Bed. $T_j=125^\circ\text{C}$, $U_{GE}=-15\text{V}$	- 27 -
Abbildung 15: Einfluss der Gate-Emitter-Spannung U_{GE} auf die Durchlasskennlinie des BIGTs im Dioden-Modus, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$	- 28 -
Abbildung 16: Stoßstromverhalten von 2 parallel geschalteten BIGT-Chips mit einem Nennstrom $I_{\text{NOM}}=62,5\text{A}$ pro Chip [RAH08]	- 30 -
Abbildung 17: Verhalten des BIGTs (EYOG03) bei Stromnulldurchgang, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$	- 32 -
Abbildung 18: Verhalten des BIGTs bei einem Stromnulldurchgang mit Absenken der Gate-Emitter-Spannung im Dioden-Modus, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$	- 33 -
Abbildung 19: Verhalten des BIGTs bei einem Stromnulldurchgang mit verzögerter Anhebung der Gate-Emitter-Spannung im IGBT-Modus, a) gesamtes Strommuster b) vergrößerte Darstellung der Spannungszillation, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$	- 35 -
Abbildung 20: Reverse Recovery des BIGTs im Dioden-Modus, Bed. $U_d=1800\text{V}$, $I_F=1500\text{A}$, $L_\sigma=100\text{nH}$, $T_j=125^\circ\text{C}$	- 36 -
Abbildung 21: Reverse Recovery mit dynamischen MOS-Control, Bed. $U_d=1800\text{V}$, $I=1500\text{A}$, $L_\sigma=218\text{nH}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $t_p=6\mu\text{s}$, $t_d=1,8\mu\text{s}$	- 40 -
Abbildung 22: Vergleich des Reverse Recovery mit/ohne dynamisches MOS-Control, Bed. $U_d=1800\text{V}$, $I=1500\text{A}$, $L_\sigma=100\text{nH}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $t_p=10\mu\text{s}$, $t_d=0,8\mu\text{s}$.	- 41 -

Abbildung 23: Relative Änderung des Reverse Recovery-Energie E_{rec} bei variabler Versatzzeit t_d , Bed. $U_d=1800V$, $L_\sigma=100nH$, $T_j=25^\circ C$, $R_{gon}=680m\Omega$, $R_{goff}=900m\Omega$, $t_p=10\mu s$ - 42 -

Abbildung 24: Relative Änderung des Reverse Recovery-Energie E_{rec} bei variabler Pulsdauer t_p , Bed. $U_d=1800V$, $L_\sigma=100nH$, $T_j=25^\circ C$, $R_{gon}=680m\Omega$, $R_{goff}=900 m\Omega$, $t_d=1,8\mu s$ - 43 -

Abbildung 25: Einschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus, Bed. $U_d=1800V$, $I=1500A$, $L_\sigma=100nH$, $T_j=25^\circ C$, $R_{gon}=1,5\Omega$ - 45 -

Abbildung 26: Abschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus, Bed. $U_d=1800V$, $I=1500A$, $L_\sigma=100nH$, $T_j=125^\circ C$, $R_{gon}=2,3\Omega$ - 47 -

Abbildung 27: Verhalten bei Kurzschlussfall 2 a) BIGT-Modul b) konventionelles IGBT/Dioden-Modul [[MAR13](#)] - 53 -

Abbildung 28: Verhalten bei Kurzschlussfall 3a a) BIGT-Modul b) konventionelles IGBT/Dioden-Modul [[MAR13](#)]..... - 56 -

Abbildung 29: Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus zwischen einem BIGT und einer konventionellen Diode auf Chip-Level [[RAH08](#)], [[RAH09b](#)]..... - 57 -

Abbildung 30: Vergleich der maximalen Kathoden-Anoden-Spannung $U_{KA,max}$ zwischen der konventionellen SPT+-Diode und BIGT-Prototypen, BIGT1 (EYOG03), BIGT2(EYOG01) - 59 -

Abbildung 31: Skalierungsschema für den Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus [[WIG11](#)] - 61 -

Abbildung 32: Vergleich des Reverse Recovery Verhaltens zwischen einer konventionellen SPT+-Diode und einem BIGT (EYOG01) im Dioden-Modus bei gleichen Parametern auf Chipebene, Bed. $U_d=2200V$, $T_j=25^\circ C$ [WIG11]..... - 62 -

Abbildung 33: Vergleich des Reverse Recovery Verhaltens zwischen einer konventionellen SPT+-Diode und einem BIGT (EYOG01) im Dioden-Modus bei gleichen Parametern auf Modulebene, Bed. $U_d=2200V$, $T_j=25^\circ C$ [WIG11].... - 63 -

Abbildung 34: Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus des BIGTs zwischen den unterschiedlichen Skalierungsschritten, BIGT gleiche Bedingungen auf Chip-Level, BIGT(di/dt) Absenkung des di/dt, BIGT(L) Erhöhung der Streuinduktivität, Bed. $U_d=2200V$, $T_j=25^\circ C$ - 64 -

Abbildung 35: Skalierungsschema für den Vergleich des Abschaltverhaltens im IGBT-Modus [WIG12] - 67 -

Abbildung 36: Vergleich des Abschaltverhaltens zwischen einem konventionellen SPT+-IGBT und einem BIGT (EYOG03) im IGBT-Modus bei gleichen Parametern auf Chipebene, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$ - 69 -

Abbildung 37: Vergleich des Reverse Recovery Verhaltens zwischen einem konventionellen IGBT und einem BIGT (EYOG03) im IGBT-Modus bei gleichen Parametern auf Modulebene, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$ - 69 -

Abbildung 38: Verlauf von Kollektorstrom und Kollektor-Emitter-Spannung zur Bestimmung des Einflusses der Ladungsträgerverteilung auf das Durchlassverhalten des BIGTs [WIG14]..... - 71 -

Abbildung 39: Durchlasskennlinie des BIGTs (EZAN03) im IGBT-Modus bei variablem, positivem Anstieg des Kollektorstroms, Bed. $T_j=25^\circ C$ [WIG14] .. - 72 -

Abbildung 40: Durchlasskennlinie des BIGTs (EZAN03) im IGBT-Modus bei unterschiedlichem Abfall des Kollektorstroms, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$ [WIG14]..... - 73 -

Abbildung 41: Dauer der konstanten Kollektor-Emitter-Spannung bei steigendem Strom bei variablem, positivem Kollektorstromanstieg des BIGTs (EZAN03) im IGBT-Modus, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$ - 75 -

Abbildung 42: Durchlasskennlinie des BIGTs (EZAN03) im IGBT-Modus bei unterschiedlichem, positivem Anstieg des Kollektorstroms, Bed. $T_j=125^\circ\text{C}$ [WIG14] - 76 -

Abbildung 43: Abschaltverhalten des BIGTs (EZAN03) bei identischem Kollektorstrom $I_C=500\text{A}$ und variablem Anstieg des Kollektorstroms, Bed. $U_d=2000\text{V}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$ [WIG14]..... - 77 -

Abbildung 44: Abschaltverhalten des BIGTs (EZAN03) bei gleichen $I_C=900\text{A}$ und variablem Anstieg des Kollektorstroms, Bed. $U_d=2000\text{V}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$ [WIG14] - 79 -

Abbildung 45: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EZAN03) zwischen einer Einzelpuls- und Doppelpulsmessung im gleichen Arbeitspunkt, Bed. $U_d=2000\text{V}$, $I_C=300\text{A}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$, zweites Einschalten in der Doppelpulsmessung bei $I=150\text{A}$ - 80 -

Abbildung 46: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EZAN03) zwischen einer Einzelpuls- und Doppelpulsmessung im gleichen Arbeitspunkt, Bed. $U_d=2000\text{V}$, $I_C=300\text{A}$, $T_j=125^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$, zweites Einschalten in der Doppelpulsmessung bei $I=150\text{A}$ [WIG14]..... - 81 -

Abbildung 47: Vergleich des Einschaltverhaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBT bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level, Bed. $U_d=1800\text{V}$, $T_j=25^\circ\text{C}$ - 82 -

Abbildung 48: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBTs bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level und niedriger Stromdichte, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$, $di_C/dt=1,8A/\mu s$ [WIG13] - 83 -

Abbildung 49: Vergleich des Abschaltverhalten des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBTs bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level und kleiner Stromdichte, BIGT(E) Einzelpulsmessung, BIGT(D) Doppelpulsmessung, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$, $di_C/dt=1,8A/\mu s$,..... - 85 -

Abbildung 50: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBT bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level und hoher Stromdichte, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$ - 86 -

Abbildung 51: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBTs bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level und hoher Stromdichte, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=125^\circ C$ - 87 -

Abbildung 52: Aufbau der Simulationsmodelle für den BIGT und den IGBT (nicht maßstäblich) - 89 -

Abbildung 53: Schaltplan für die FEM-Simulation des Abschaltverhaltens mit inhomogener Ladungsträgerverteilung..... - 90 -

Abbildung 54: Vergleich des Abschaltverhaltens (Simulation) eines 6,5kV BIGTs und IGBTs, Bed. $U_d=4500V$, $T_j=25^\circ C$ - 91 -

Abbildung 55: Löcherkonzentration während des Abschaltens der BIGT-Nachbildung in unterschiedlichen Arbeitspunkten: a) vor dem Abschalten, b) bei $U_{CE}=U_d/2=2250V$, c) bei $U_{CE}=U_d=4500V$, d) Maximalwert der U_{CE} , e) Innerhalb der Tailstromphase, Bed. $U_d=4500V$, $T_j=25^\circ C$, $J_C=5A/cm^2$ - 92 -

Abbildung 56: Löcherkonzentration während des Abschaltens der IGBT-Nachbildung in unterschiedlichen Arbeitspunkten: a) vor dem Abschalten, b) bei $U_{CE}=U_d/2=2250V$, c) bei $U_{CE}=U_d=4500V$, d) Maximalwert der U_{CE} , e) Innerhalb der Tailstromphase, Bed. $U_d=4500V$, $T_j=25^\circ C$, $J_C=5A/cm^2$ - 93 -

Abbildung 57: Vergleich des Verlaufs des elektrischen Feldes innerhalb der BIGT-Nachbildung und der IGBT-Nachbildung, b) bei $U_{CE}=U_d/2=2250V$, c) bei $U_{CE}=U_d=4500V$, e) Innerhalb der Tailstromphase, Bed. $U_d=4500V$, $T_j=25^\circ C$, $J_C=5A/cm^2$ - 96 -

Abbildung 58: Vergleich des Abschaltverhaltens (Simulation) der 6,5kV BIGT-Nachbildung bei unterschiedlicher Temperatur, Bed. $U_d=4500V$ - 97 -

Abbildung 59: Löcherkonzentration während des Abschaltens der BIGT-Nachbildung in unterschiedlichen Arbeitspunkten: a) vor dem Abschalten, b) bei $U_{CE}=U_d/2=2250V$, c) bei $U_{CE}=U_d=4500V$, d) Maximalwert von U_{CE} , e) Innerhalb der Tailstromphase, Bed. $U_d=4500V$, $T_j=125^\circ C$, $J_C=5A/cm^2$ - 99 -

Abbildung 60: Plateau der Kollektor-Emitter-Spannung während des Abschaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus bei variablem Abschaltgatevorwiderstand, Bed. $U_d=400V$, $T_j=25^\circ C$, $L_\sigma=100nH$ - 100 -

Abbildung 61: Trichterförmige Löcherverteilung im BIGT bei geringer Stromdichte und schematischer Verlauf der Ladungsträgerkonzentration im Pilot-IGBT (y_0) und im RC-IGBT (y_1) [STO10] - 101 -

Abbildung 62: Topologien und Pulsmuster für die Messung des Schaltverhaltens a) Schaltverhalten des IGBTs b) Reverse Recovery der Diode - 110 -

Abbildung 63: Messaufbau für die Charakterisierung des Durchlassverhaltens.....
..... - 112 -

- Abbildung 64: Aufbau eines 4-Quadrantenstellers und Pulsmuster zur Untersuchung des Verhaltens bei Stromnulldurchgängen - 115 -
- Abbildung 65: Aufbau eines Prüfplatzes mit 3-Level-NPC und Pulsmuster zur Untersuchung des Verhaltens bei Stromnulldurchgängen [WEI11] - 116 -
- Abbildung 66: Schematischer Aufbau der Schaltung zur Bestimmung des Stromnulldurchganges - 120 -

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Einschaltenergie und Reverse Recovery Energie des BIGTs und des konventionellen IGBT/Dioden-Modul, Bed. $U_d=1800V$, $I_F=I_C=1500A$, $L_\sigma=100nH$, $R_{gon}=1,5\Omega$ - 39 -

Tabelle 2: Komponenten für die Messung des Schaltverhaltens - 121 -

Tabelle 3: Komponenten für die Messung des Durchlassverhaltens - 122 -

Abkürzungsverzeichnis

A	Fläche
CIBH	Controlled Injection of Backside Holes
C_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
C_{CG}	Kollektor-Gate-Kapazität bzw. Millerkapazität
C_{GE}	Gate-Emitter-Spannung
CS	Carrier Storage
\vec{D}, D	Verschiebungsstromdichte
di_c/dt	zeitliche Ableitung des Kollektorstroms
di_F/dt	zeitliche Ableitung des Anodenstroms
di_{FC}/dt	zeitliche Ableitung des Anodenstroms pro Chip
dj_F/dt	zeitliche Ableitung der Anodenstromdichte
$dj_{F, \text{BIGT}}/dt$	zeitliche Ableitung der Anodenstromdichte des BIGTs
$dj_{F, \text{SPT+Diode}}/dt$	zeitliche Ableitung der Anodenstromdichte der SPT+- Diode
D_{pB}	Diffusionskonstante der Löcher in der Basis
D_{pC}	Diffusionskonstante der Löcher im Kollektor
E	Elektrische Feldstärke
E_{krit}	kritische Feldstärke
E_{max}	maximale Feldstärke
E_{off}	Abschaltenergie
E_{on}	Einschaltenergie
E_{oxid}	Elektrische Feldstärke am Oxid

E_{rec}	Reverse-Recovery-Energie
FCE	Field Charge Extraction
$\text{FOM}_{L\sigma}$	Bewertungsfaktor der Streuinduktivität
FS	Fieldstop
I_B	Basisstrom
I_C	Kollektorstrom
I_{CC}	Kollektorstrom pro Chip
I_{CG}	Strom durch die Kollektor-Gate-Kapazität
I_{CH}	Kanalstrom
I_{CS}	Kollektorstrom bei einsetzendem Snapback
I_{CSAT}	Sättigungsstrom
I_F	Anodenstrom
I_{FC}	Anodenstrom pro Chip
I_G	Gatestrom
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
I_{NOM}	Nennstrom
I_{PNP}	Strom durch den PNP-Transistor
I_R	Rückstrom
I_{RR}	Rückstromspitze
I_S	Sperrstrom
J	Stromdichte
J_C	Kollektorstromdichte
$J_{C, \text{BIGT}}$	Kollektorstromdichte des BIGTs
$J_{C, \text{SPT+IGBT}}$	Kollektorstromdichte des SPT+-IGBTs

Abkürzungsverzeichnis

J_F	Anodenstromdichte
$J_{F, \text{BIGT}}$	Anodenstromdichte im BIGT
$J_{F, \text{SPT+Diode}}$	Anodenstromdichte der SPT+-Diode
j_n	Elektronenstromdichte
j_p	Löcherstromdichte
L'_σ	flächenbezogene Streuinduktivität
$L'_{\sigma, \text{BIGT}}$	flächenbezogene Streuinduktivität des BIGTs
$L'_{\sigma, \text{SPT+Diode}}$	flächenbezogene Streuinduktivität der SPT+-Diode
$L'_{\sigma, \text{SPT+IGBT}}$	flächenbezogene Streuinduktivität des SPT+-IGBTs
L_{LAST}	Lastinduktivität
L_C	Diffusionslänge
l_n	Länge des kollektorseitigen n-Gebietes
l_p	Länge des kollektorseitigen p-Gebietes
L_σ	Streuinduktivität
$L_{\sigma C}$	Streuinduktivität pro Chip
$L_{\sigma \text{int}}$	modulinterne Streuinduktivität
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
n	Elektronenkonzentration
N_A	Akzeptorkonzentration
N_D	Donatorkonzentration
n_{ieB}	Elektronendichte in der Basis
n_{ieC}	Elektronendichte im Kollektor
N_{MC}	Skalierungsfaktor von Chipebene zu Modulebene
NPT	Non Punch Trough

Abkürzungsverzeichnis

p	Löcherkonzentration
q	Elementarladung
Q_{rec}	Reverse-Recovery-Ladung
r	Radius
R'_{goff}	flächenbezogener Abschaltgatevorwiderstand
$R'_{\text{goff, BIGT}}$	flächenbezogener Abschaltgatevorwiderstand des BIGTs
$R'_{\text{goff, SPT+IGBT}}$	flächenbezogener Abschaltgatevorwiderstand des SPT+IGBTs
R_{BUF}	Widerstand der Bufferschicht
R_{DSON}	Drain-Source –Widerstand
R_{G}	Interner Gatewiderstand
R_{goff}	Abschaltgatevorwiderstand
R_{goffC}	Abschaltgatevorwiderstand pro Chip
R_{gon}	Einschaltgatevorwiderstand
R_{JFET}	Widerstand der Verarmungsschicht
R_{MOS}	Kanalwiderstand
$R_{\text{N-}}$	Widerstand des n^- Gebietes
R_{S}	Widerstand der Zwischenkreisverschienung
R_{SH}	Widerstand der n-Shorts am Kollektor
R_{W}	Widerstand der P-Wanne
T	Zeit
t_{d}	Versatzzeit
T_{j}	Sperrschichttemperatur
t_{p}	Pulsdauer

U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_{CEmax}	maximale Kollektor-Emitter-Spannung
U_{CG}	Kollektor-Gate-Spannung
U_d	Zwischenkreisspannung
U_{DS}	Drain-Source-Spannung
U_F	Flussspannung
U_{FRM}	Forward-Recovery-Spannung
U_{GE}	Gate-Emitter-Spannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{KA}	Kathoden-Anoden-Spannung
$U_{KA,max}$	maximale Kathoden-Anoden-Spannung
U_{Loint}	Spannung an der modulinternen Streuinduktivität
U_S	Schwellspannung des pn-Überganges
U_{SB}	Snapback-Spannung
U_{TH}	Threshold-Spannung
v_{SATn}	Sättigungsgeschwindigkeit der Elektronen
v_{SATp}	Sättigungsgeschwindigkeit der Löcher
w_B	Weite der Bufferschicht
w_{RLZ}	Weite der Raumladungszone
α_{eff}	effektive Ionisationsrate
α_n	Ionisationsrate der Elektronen
α_p	Ionisationsrate der Löcher
B	Stromverstärkung
β_{PNP}	Stromverstärkung des PNP-Transistors

Abkürzungsverzeichnis

γ	Emitterwirkungsgrad
ε	Dielektrizitätskonstante
κ	Leitfähigkeit
κ_{CH}	Leitfähigkeit des Inversionskanals
μ_n	Elektronenbeweglichkeit
μ_p	Löcherbeweglichkeit

1 Einleitung

Der IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ist eines der weitestverbreiteten Bauelemente der Leistungselektronik. Dessen Anwendungsgebiet liegt vorwiegend in Umrichtern im Bereich mittlerer Schaltfrequenz und Leistung. Es sind Exemplare mit Sperrspannungen von einigen Hundert Volt bis zu 6,5kV verfügbar. Insbesondere bei Bauelementen mit mittlerem und hohem Nennstrom sind der IGBT und die antiparallele Freilaufdiode in einem Gehäuse integriert. In den zurückliegenden Jahren ist das Durchlass- und Schaltverhalten dieses Bauelementes enorm verbessert worden. Eine weitere Optimierung des elektrischen Verhaltens des IGBTs ist nur mit erheblichem Aufwand möglich. Eine Option, die Leistungsfähigkeit des Bauelementes weiter zu erhöhen, ist die Integration von IGBT und Diode in einem Chip, vergleichbar mit einem MOSFET und der Bodydiode. Dieses Bauelement wird als rückwärts leitfähiger IGBT (RC-IGBT) bezeichnet. Die erste Generation dieser Bauelemente wurde in soft schaltenden Applikationen bei einer Sperrspannung von 600V bis 1200V eingesetzt [GRI03], [VOS07]. Die Integration des IGBTs und der Diode auf einem Chip führte zu einer Reduktion der Kosten. Anschließend wurde das Anwendungsgebiet auch auf hart schaltende Anwendungen erweitert [RUT07]. Eine Eigenschaft dieser RC-IGBT ist eine sprungförmige Änderung der Durchlassspannung im IGBT-Modus, dieses Verhalten wird auch als Snapback bezeichnet [AKI90], [GRI03], [HUA12]. Das Snapback hat keinen nennenswerten Einfluss auf die Durchlassverluste, aber eine Parallelschaltung von RC-IGBTs ist nicht sinnvoll. Die Exemplarstreuung der Kollektor-Emitter-Spannung der einzelnen Chips führt zu einer Stromfehlverteilung. Im Bereich mittlerer und hoher Leistung ist die parallele Anordnung der Bauelemente weit verbreitet, die RC-IGBT konnten sich daher auf diesem Gebiet noch nicht durchsetzen.

Die parallele Anordnung aus einem konventionellen IGBT und RC-IGBT in einem Chip verhindert das Snapback der Durchlassspannung im IGBT-Modus [RAH08], [STO10], [STO14].

Dieses Bauelement wird als BIGT (Bi-mode Insulated Gate Bipolar Transistor) bezeichnet [RAH08]. Das Prinzip des rückwärts leitfähigen IGBTs ist demzufolge auf den Bereich mittlerer und hoher Leistung anwendbar. In einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul ist in Abhängigkeit von der Stromrichtung nur der IGBT oder die Diode aktiv. Im Gegensatz dazu wird in einem BIGT-Modul die gesamte integrierte Chipfläche unabhängig von der Stromrichtung genutzt. Infolgedessen unterscheidet sich das elektrische und thermische Verhalten deutlich von dem eines konventionellen IGBT/Dioden-Moduls. Die Verlustleistung der Halbleiter wird räumlich und zeitlich gleichmäßig im Modul verteilt. Dies ist besonders vorteilhaft in Applikationen, bei denen das Verhältnis der Verlustleistungen von IGBT und Diode von der Betriebsart bestimmt wird, wie beispielsweise in einem Baustein (Submodul) eines Modulare Multilevel-Umrichters (MMC) [ECK12]. Weitere Konsequenzen der homogenen Leistungsverteilung sind die Verringerung des Temperaturhubs [ECK11] und somit die Erhöhung der Lastwechselfestigkeit des BIGTs [WIG10a], [WEI12]. Untersuchungen haben gezeigt, dass der BIGT in Applikationen, bei denen die Lastwechselfestigkeit der Halbleiter die Ausgangsleistung des Umrichters begrenzt, einen deutlichen Vorteil gegenüber einem konventionellen Modul besitzt. Dies gilt sowohl für die Lebensdauer der Halbleiter als auch für den maximalen Ausgangsstrom des Umrichters [WEI13], [WEI14].

Für den Einsatz des BIGTs in leistungselektronischen Komponenten ist eine umfassende Kenntnis der Bauelementeigenschaften erforderlich. Inhalt und Zielsetzung dieser Arbeit ist daher eine umfassende Beschreibung des Bauelementes und dessen elektrischen Eigenschaften.

Im zweiten Kapitel erfolgt eine umfassende Beschreibung des elektrischen Verhaltens des BIGTs. Der bisher publizierte Stand der Technik wird durch eigene Mes-

sungen und Erkenntnisse ergänzt. Im Fokus stehen hierbei insbesondere das Verhalten bei Stromnulldurchgängen, das dynamische MOS-Control und das Snapback-Verhalten. Zur Beurteilung der Eigenschaften des BIGTs werden diese mit einer konventionellen IGBT/Dioden-Konstruktion (SPT+ Modul) verglichen, welche die technologische Ausgangsbasis für den BIGT bildet.

Im anschließenden Kapitel wird auf die Vergleichbarkeit von Messergebnissen zwischen diesen Bauelementen eingegangen. Ein wesentlicher Schwerpunkt bildet hierbei die Skalierung der Parameter auf Chipebene für die Messung des Reverse-Recovery-Verhaltens und des Abschaltverhaltens im IGBT-Modus. Insbesondere deren Bedeutung für die Applikation wird ausführlich beschrieben.

Im vierten Kapitel wird der Einfluss der Ladungsträgerverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT auf das elektrische Verhalten untersucht. Im Durchlasszustand wird deren Wirkung auf das Snapback-Verhalten bestimmt. Die unterschiedliche Ladungsträgerkonzentration im Pilot-IGBT und RC-IGBT ist ein maßgeblicher Faktor für das weiche Abschaltverhalten des BIGTs. Der Verlauf der Ladungsträgerkonzentration und der Verlauf der elektrischen Feldstärke während des Abschaltvorganges werden durch entsprechende Bauelementesimulationen dokumentiert. Die inhomogene Ladungsträgerverteilung ist ebenfalls die Ursache für die Ausbildung des Spannungsplateaus während des Abschaltens im IGBT-Modus.

2 Charakterisierung des elektrischen Verhaltens des BIGTs

Inhalt dieses Kapitels ist die Beschreibung der grundlegenden elektrischen Eigenschaften und Verhaltensweisen des BIGTs. Die auf diesem Gebiet vorhandenen Publikationen werden durch eigene Messungen und Erkenntnisse ergänzt. Die verwendeten Messmethoden und Messtopologien sind im Anhang dokumentiert. Das Verhalten des BIGTs wurde mit einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul verglichen. Die Sperrspannung der Bauelemente beträgt 3,3kV. Die Gehäuseabmessungen der verwendeten Bauteile betragen 130mm x 140mm. Für die Messungen wurden verschiedene BIGT-Prototypen verwendet, deren Bezeichnung in der Beschreibung der jeweiligen Abbildung angegeben wird.

2.1 Aufbau des BIGTs

Der BIGT ist ein Hybridbauelement, das sich aus einem konventionellen IGBT und einem rückwärts leitfähigen IGBT zusammensetzt [RAH08], [RAH09a], [STO10]. Der Aufbau des BIGTs ist in der Abbildung 1 ersichtlich.

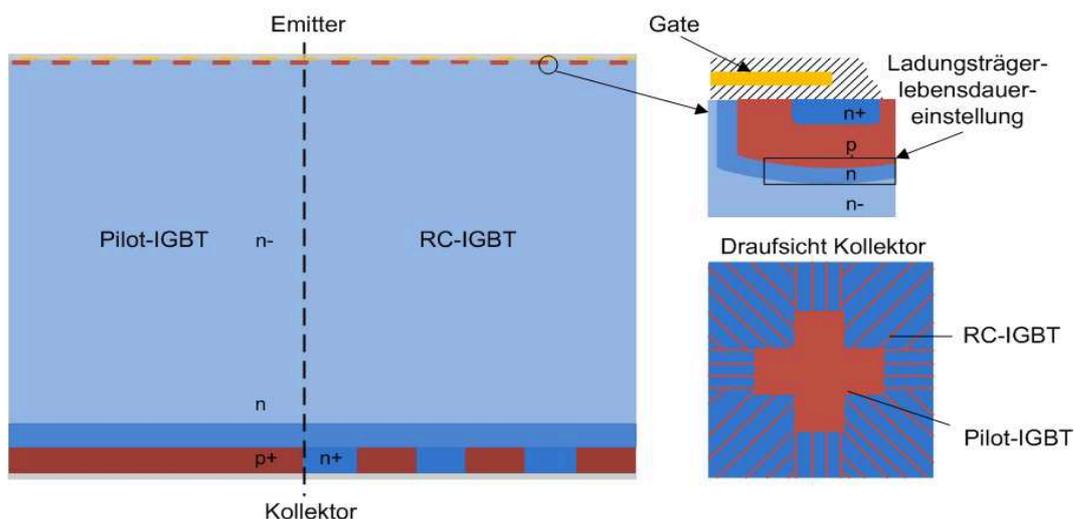


Abbildung 1: Aufbau des BIGTs (nicht maßstäblich)

Auf der linken Seite befindet sich der konventionelle IGBT, welcher im Folgenden auch Pilot-IGBT genannt wird. Seine Struktur entspricht der eines Carrier Storage Soft Punch Through IGBT (CS-SPT IGBT). Auf der Unterseite befindet sich die Kollektormetallisierung. Die darauffolgende p-Schicht bildet den Kollektor. Daran schließen sich die mäßig n-dotierte Bufferschicht und das schwach dotierte n⁻-Gebiet an. Die Dicke des n⁻-Gebietes wird bestimmt durch die Sperrspannung des Bauelements und ist maßgeblich für die Ausdehnung des Bauelements. Oberhalb des n⁻-Gebietes befindet sich die P-Wanne, in der sich ein hoch dotiertes n-Gebiet befindet, der Emitter. Zwischen P-Wanne und schwach dotiertem n-Gebiet befindet sich die mäßig n-dotierte Carrier-Storage-Schicht (CS-Schicht), die zu einer Anhebung der Ladungsträgerkonzentration führt. Auf der Oberseite des BIGTs befindet sich neben den Kontaktierungen für Gate und Emitter die Gatestruktur. Diese setzt sich aus dem eigentlichen Gate und dem Gateoxid zusammen. Als Gateoxid wird Siliziumdioxid SiO₂ verwendet und das Gate selbst besteht aus Polysilizium. Der Aufbau des RC-IGBTs unterscheidet sich lediglich durch eine veränderte Kollektorstruktur. Im Gegensatz zum Pilot-IGBT, der am Kollektor ein homogenes p-Gebiet besitzt, wechseln sich im RC-IGBT n- und p-dotierte Bereiche ab. Die n-Gebiete, welche auch als Kollektorshorts bezeichnet werden, ermöglichen einen Stromfluss in entgegengesetzter Richtung, vergleichbar mit der Body-Diode des MOSFETs. Im Dioden-Modus bildet die P-Wanne die Anode, das n⁻-Gebiet die intrinsische Schicht und die kollektorseitigen n-Gebiete sind die Kathode. Die Geometrie dieser Kollektorshorts und die Anordnung von Pilot- und RC-IGBT haben einen wesentlichen Einfluss auf das Verhalten des BIGTs. Aus der Abbildung 1 wird ersichtlich, dass sich der Pilot-IGBT in der Chipmitte und der RC-IGBT im Außenbereich des Chips befinden.

Ein weiteres Unterscheidungsmerkmal des BIGTs zum konventionellen IGBT ist die Ladungsträgerlebensdauereinstellung. Um die Durchlassverluste zu minimieren, besitzen IGBTs eine hohe Ladungsträgerlebensdauer. Diese würde zu hohen Schaltverlusten im Dioden-Modus führen, daher wurden eine Protonenbestrahlung

2. Charakterisierung des elektrischen Verhaltens des BIGTs

des gesamten Bauelementes sowie eine lokale Ladungsträgerlebensdauereinstellung an der P-Wanne vorgenommen. Diese Variante ermöglicht eine Absenkung der Plasmakonzentration an der Anode, bei nur möglichst minimalen Auswirkungen auf das Durchlassverhalten im IGBT-Modus [RAH08], [RAH09a], [RAH09b].

Die Abbildung 2 zeigt das Ersatzschaltbild des BIGTs. Wie schon der Aufbau des BIGTs nahezu dem eines konventionellen IGBTs entspricht, so sind auch ihre Ersatzschaltbilder nahezu identisch, d.h. das Ersatzschaltbild des konventionellen IGBTs wurde nur um einige Komponenten erweitert. Das Durchlassverhalten eines IGBTs kann durch den kollektorseitigen PNP-Transistor, dessen Basis von einem MOSFET gesteuert wird, beschrieben werden [NIC98]. Die Reihenschaltung, welche aus dem Widerstand der Verarmungsschicht R_{JFET} und dem Widerstand der n^- -Region R_{N^-} besteht, bilden den Basisvorwiderstand des PNP-Transistors.

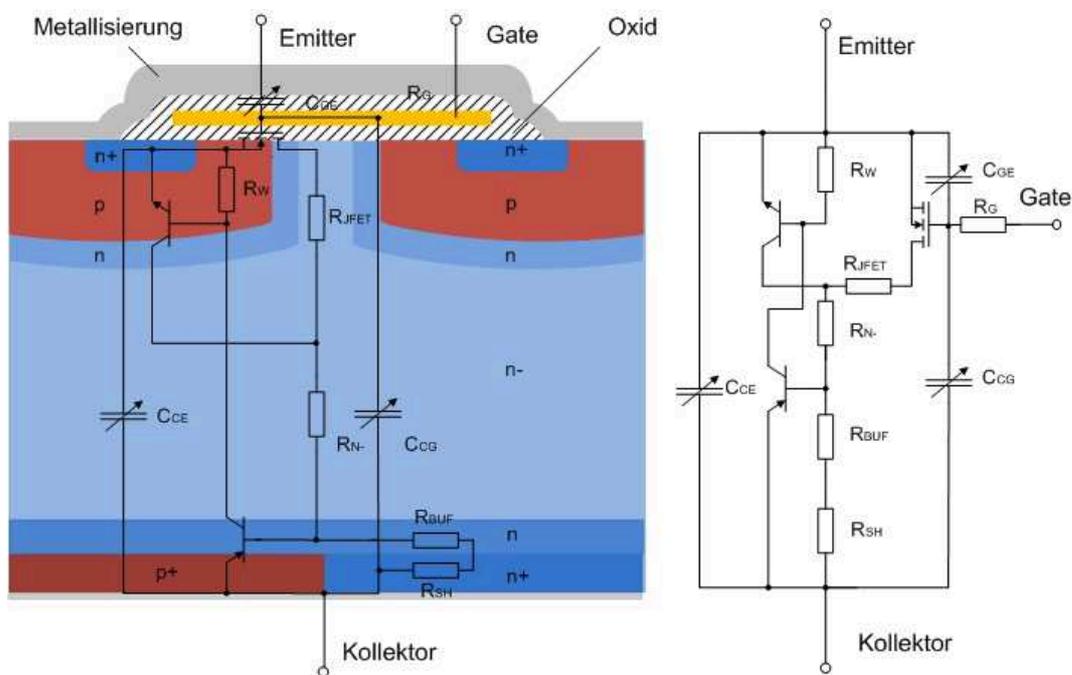


Abbildung 2: Ersatzschaltbild des BIGTs (nicht maßstäblich)

Parallel zu dieser Anordnung befindet sich der NPN-Transistor, welcher mit dem PNP-Transistor die parasitäre Thyristorstruktur bildet. Tritt ein sogenanntes „Latch Up“ oder auch Einrasten des Thyristors auf, verliert das Bauelement seine Steuerbarkeit, was üblicherweise die Zerstörung des Bauelements zur Folge hat. Zur Vermeidung dieses Verhalten ist ein geringer ohmscher Widerstand der P-Wanne R_w notwendig. Der NPN-Transistor wird erst leitend, wenn die Spannung am Widerstand der P-Wanne R_w die Schleusenspannung des Basis-Emitter-Überganges erreicht. Bei modernen IGBT tritt das Einrasten des Bauelementes als Ausfallursache nur noch selten auf. Das Schaltverhalten kann mit Hilfe der Kapazitäten beschrieben werden. Die C_{GE} ist die Kapazität zwischen Gate und Emitter. Die Größe dieser Kapazität ist stark von der angelegten Gate-Emitter-Spannung U_{GE} abhängig. Die beim Schalten notwendige Umladung der C_{GE} ruft einen Gatestrom I_G hervor, welcher durch den Widerstand der Gatemetallisierung R_G sowie den internen und externen Gatevorwiderständen begrenzt wird. Die Kapazität zwischen Gate und Kollektor wird auch als Millerkapazität bezeichnet, diese ermöglicht eine gute Steuerbarkeit des Verlaufs der Kollektor-Emitter-Spannung während des Abschaltens. Deren Wert ist indirekt proportional zur Ausdehnung der Raumladungszone und zur Gate-Kollektor-Spannung. Die Kollektor-Emitter-Kapazität ist ebenfalls spannungsabhängig und nimmt mit der Kollektor-Emitter-Spannung ab.

Der wesentliche Unterschied des Ersatzschaltbildes des BIGTs zum Ersatzschaltbild des IGBTs sind die Widerstände der Bufferschicht R_{BUF} und der Kollektorshorts R_{SH} . Diese bilden mit dem R_{JFET} und dem R_N den Basisspannungsteiler für den PNP-Transistor. Das Verhältnis dieser Widerstände bestimmt maßgeblich das Verhalten des Bauelementes. Wird an den BIGT eine Gate-Emitter-Spannung angelegt, die größer als die Threshold-Spannung U_{TH} ist, bildet sich unter dem Gate ein Elektronenkanal aus. Die Elektronen fließen in Richtung des Kollektors und verursachen einen Spannungsabfall am Basisspannungsteiler. Ist die Spannung an der Reihenschaltung bestehend aus R_{SH} und R_{BUF} kleiner als die Schwellspannung

des PNP-Transistors, verhält sich das Bauelement wie ein MOSFET. Der BIGT ist in diesem Arbeitspunkt unipolar. Der Übergang in den bipolaren IGBT-Modus erfolgt, wenn der Spannungsabfall an R_{BUF} und R_{SH} oberhalb der Schwellspannung der Basis-Emitter-Strecke des PNP-Transistors liegt. Anschließend werden aus dem p+-dotierten Gebiet Löcher injiziert und das Bauelement ist somit bipolar.

2.2 Sperrverhalten des BIGTs

2.2.1 Verlauf des elektrischen Feldes

Ist die Gate-Emitter-Spannung unterhalb der Threshold-Spannung und die Bodydiode nicht in Durchlassrichtung gepolt, sperrt der BIGT. Die Kollektor-Emitter-Spannung lässt sich mit der elektrischen Feldstärke \vec{E} und der Weite der Raumladungszone w_{RLZ} mit der folgenden Gleichung (2.1) bestimmen.

$$U_{\text{CE}} = \int_0^{w_{\text{RLZ}}} E \cdot dx \quad (2.1)$$

Die Bestimmung der elektrischen Feldstärke kann aus einer Maxwell'schen Gleichung (2.2) hergeleitet werden [[SCH06](#)], [[LUT12a](#)].

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (2.2)$$

Die Beziehung zwischen der Verschiebungsstromdichte \vec{D} und der elektrischen Feldstärke \vec{E} kann mit Gleichung (2.3) beschrieben werden.

$$\vec{E} = \frac{\vec{D}}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} \quad (2.3)$$

Die Raumladungsdichte ρ ist abhängig von der Elementarladung q und der Dichte der vorhandenen Ladungsträger, wie in Gleichung (2.4) gezeigt ist. Hierzu gehören die Dichte der beweglichen Löcher p und Elektronen n , sowie die Konzentration der ortsfesten Dotieratome N_A und N_D .

$$\rho = q \cdot (p - n + N_D - N_A) \quad (2.4)$$

Mit den Gleichungen (2.3) und (2.4) ergibt sich bei richtungsunabhängiger (isotroper) relativer Dielektrizitätskonstante ϵ_r die Poisson-Gleichung (2.5). Für den eindimensionalen Fall vereinfacht sich diese zu Gleichung (2.6) [LUT12a].

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{q}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} (p - n + N_D - N_A) \quad (2.5)$$

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} (p - n + N_D - N_A) \quad (2.6)$$

Während des stationären Sperrens ist die Dichte der beweglichen Ladungsträger gering, somit bestimmt die Konzentration der Dotierungsatome N_D den Verlauf der elektrischen Feldstärke, dieser ist in Abbildung 3 dargestellt. Die angelegte Sperrspannung entspricht der Fläche unter dem Verlauf der elektrischen Feldstärke. Der Feldstärkeverlauf entspricht dem eines konventionellen CS-FS-IGBTs. Der maximal zulässige Betrag der elektrischen Feldstärke im Bauelement wird durch die kritische Feldstärke E_{krit} begrenzt. Ist diese erreicht, setzt die Stoßionisation ein. Die Ladungsträger werden durch das elektrische Feld so stark beschleunigt, dass sie beim Auftreffen auf andere Teilchen weitere Elektronen-Loch-Paare generieren, dies wird auch als Avalanche bzw. Lawineneffekt bezeichnet [LUT12a]. Hierbei geben die Ionisationsraten der Elektronen α_n und der Löcher α_p die Anzahl der Ladungsträgerpaare an, welche von den Primärteilchen generiert werden.

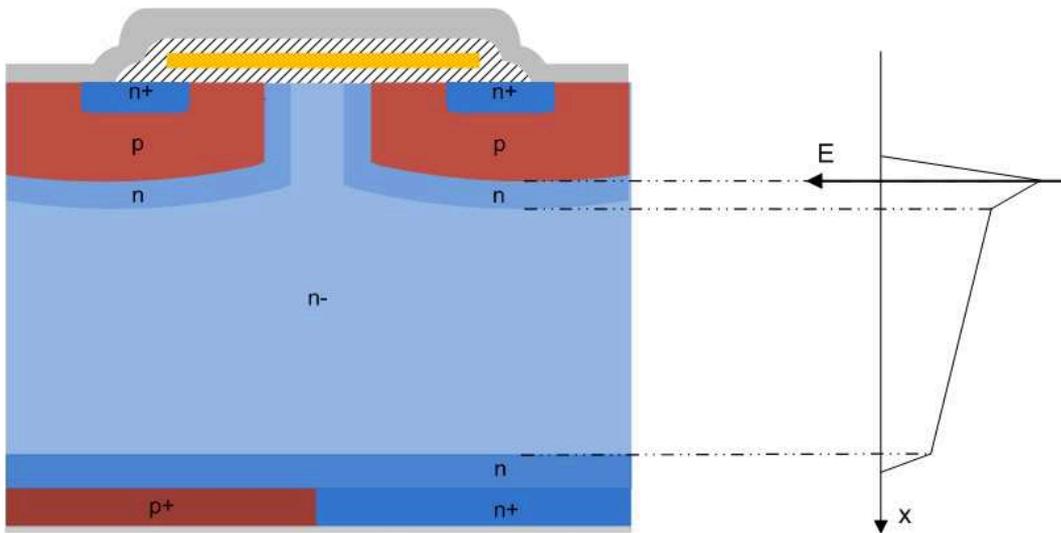


Abbildung 3: Verlauf des elektrischen Feldes im BIGT (nicht maßstäblich)

Nach dem Ansatz von Shields und Fulop werden α_n und α_p zu einer Ionisationsrate α_{eff} in Gleichung (2.7) zusammengefasst, mit $C' = 1,8 \cdot 10^{-35} \text{ cm}^6 \text{ V}^{-7}$ [SCH06], [LUT12a].

$$\alpha_{eff}(E) = C' \cdot |E(w)|^7 \quad (2.7)$$

Für die Ladungsträgergeneration durch Stoßionisation besitzt die Temperatur einen wesentlichen Einfluss. Bei höheren Temperaturen sind die Schwingungen der Gitteratome deutlich stärker ausgeprägt. Die freie Wegstrecke der Ladungsträger wird kleiner, und diese können somit nicht so stark beschleunigen. Unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit kann die effektive Ionisationsrate mit Gleichung (2.8) bestimmt werden [LUT12a].

$$\alpha_{eff}(E) = C' \cdot |E(w)|^b \quad (2.8)$$

Es gilt: $C' = 2 \cdot 10^{-28} \cdot e^{-\frac{16,22 \cdot T}{300K}}$ $b = 5,8 + 1,2 \cdot \frac{T}{300K}$

2.2.2 Einfluss der Kollektorshorts auf das Sperrverhalten

Der Sperrstrom eines Halbleiterbauelements wird durch den Randabschluss, die Passivierung, die Ladungsträgerlebensdauereinstellung und den pn-Übergang bestimmt [STO12]. Bei Bauelementen, die eine Transistorstruktur enthalten, bildet die Stromverstärkung β einen weiteren wichtigen Parameter. Wird in der Raumladungszone ein Elektron generiert, wird dies in Richtung des Kollektors beschleunigt. Trifft es auf den kollektorseitigen pn-Übergang, erzeugt es entsprechend der Stromverstärkung zusätzliche Ladungsträger. Die Stromverstärkung ist stark temperaturabhängig und nimmt mit der Temperatur exponentiell zu. Somit ist diese der limitierende Faktor für das Sperrverhalten. Die Stromverstärkung des internen PNP-Transistors eines SPT-IGBTs kann mit Gleichung (2.9) bestimmt werden [SCH11], [STO12]. Neben den Diffusionskonstanten der Minoritätsladungsträger in dem n⁻-Gebiet D_{pB} bzw. im Kollektor D_{nC} , der Diffusionslänge der Elektronen L_{Cn} wird die Stromverstärkung β_{PNP} von der Weite der Bufferschicht w_b , den Elektronendichten n_{ieB} , n_{ieC} und dessen Dotierungskonzentration N_D , sowie der Dotierungskonzentration des Kollektors N_A bestimmt. Um den Sperrstrom zu minimieren, ist die Stromverstärkung zu verringern.

$$\beta_{PNP} = \frac{D_{pB}}{D_{nC}} \cdot \frac{L_{Cn}}{w_b} \cdot \frac{N_A}{N_D} \left(\frac{n_{ieB}^2}{n_{ieC}^2} \right) \quad (2.9)$$

Das Diagramm in Abbildung 4 zeigt die Kennlinie des Sperrstroms I_S in Abhängigkeit von der Temperatur für den MOSFET, den IGBT und den BIGT. Es ist deutlich zu erkennen, dass der MOSFET als Bauelement ohne bipolare Transistorstruktur den geringsten Sperrstrom besitzt. Besonders bei hohen Temperaturen zeigt sich ein deutlicher Unterschied zum IGBT.

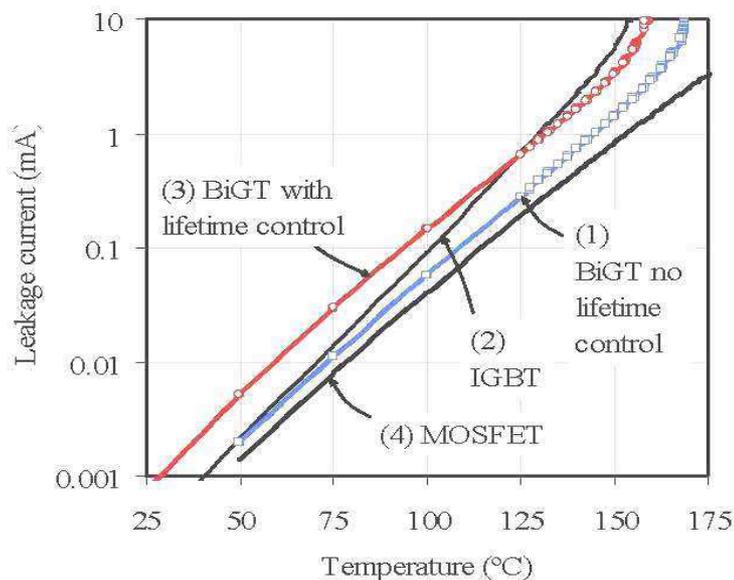


Abbildung 4: Kennlinie $I_S=f(T)$ für verschiedene Bauelemente [STO12]

Der Kennlinienverlauf des BIGTs ohne Ladungsträgerlebensdauereinstellung liegt zwischen diesen beiden Bauelementen. Die Ursache für dieses Verhalten ist der Einfluss der Kollektorshorts. Ein Teil des Sperrstroms fließt über diese ab und nicht durch den kollektorseitigen pn-Übergang. Infolgedessen nimmt die Stromverstärkung ab [STO12], [STO14]. Die Lebensdauereinstellung führt zu einer signifikanten Zunahme des Sperrstroms, der bei geringer Temperatur sogar größer ist als im IGBT. Der Schnittpunkt der beiden Kennlinien liegt bei einer Sperrschichttemperatur $T_j=125^\circ\text{C}$. Im Temperaturbereich von $T_j>125^\circ\text{C}$ ist der Sperrstrom im IGBT höher. Somit ist der Einfluss der höheren Stromverstärkung stärker als der Einfluss der Ladungsträgerlebensdauereinstellung. Dieser kann durch geeignete Positionierung im Bauelement minimiert werden, dies gilt lediglich für die lokale Lebensdauereinstellung. Die Generation von Ladungsträgern an den Störstellen wird durch die elektrische Feldstärke bestimmt. Wird die Lebensdauereinstellung dort vorgenommen, wo während des statischen Sperrens kein elektrisches Feld existiert, führt dies zu einer deutlichen Verringerung des Sperrstroms. Dieses Prinzip wird bei Leistungsdioden, die für Hochtemperaturanwendungen geeignet sind, angewendet. Die Lebensdauereinstellung wird in Bereichen der

Anode vorgenommen, in die das elektrische Feld nicht vordringt. Dieser Diodentyp wird auch als FSA-Diode (Field Shielded Anode) bezeichnet [COR11], [MAT11]. Die Lage der Lebensdauereinstellung ist ebenfalls für die Reduktion der Schaltverluste wesentlich und schränkt somit die Möglichkeiten zur Optimierung des Sperrverhaltens ein [RAH09a].

Wie bereits erwähnt, hat die Struktur des Kollektors einen wesentlichen Einfluss auf die Stromverstärkung und somit auch auf das Sperrverhalten. Dies gilt insbesondere für die Abmessung des Pilot-IGBT. Im Diagramm in Abbildung 5 ist der Verlauf des Sperrstroms bei unterschiedlicher Größe des Pilot-IGBT dargestellt. Dessen Abmessungen sind in Relation zu der Gesamtfläche des Kollektors angegeben. Es wird deutlich, dass der BIGT mit dem größten Pilot-IGBT den höchsten Sperrstrom besitzt. Durch die große Fläche ohne Kollektorshorts wird deren Wirkung auf die Stromverstärkung beträchtlich verringert [STO12].

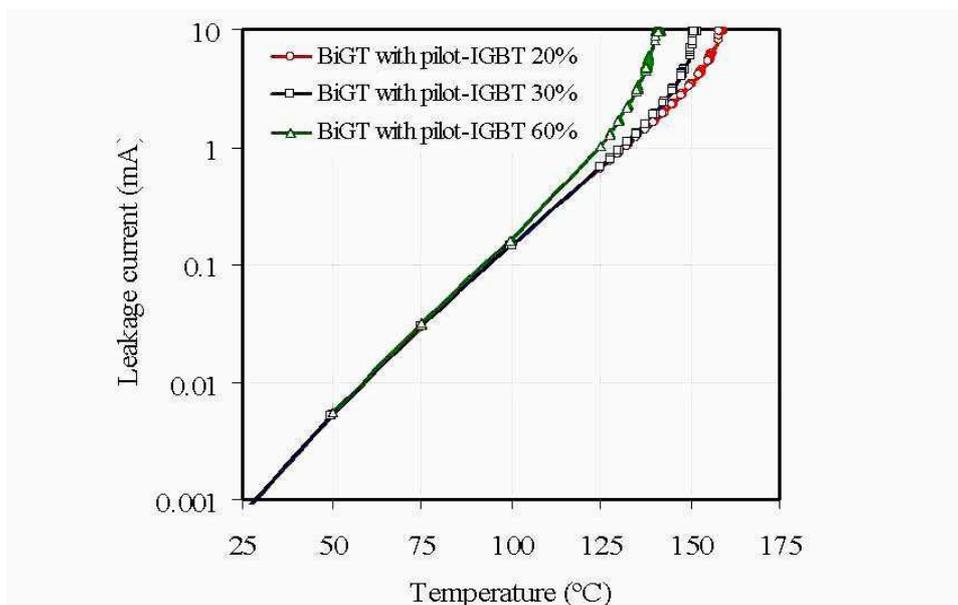


Abbildung 5: Kennlinie $I_s=f(T_j)$ für verschiedene BIGTs mit variabler Größe des Pilot-IGBT [STO12]

Die Ladungsträger, die in der Mitte des Pilot-IGBT generiert werden, haben einen deutlich längeren Weg zu den Kollektorshorts zurückzulegen. Der ohmsche Widerstand für diese Stromanteile ist somit deutlich erhöht. Das Sperrverhalten nähert sich mit zunehmender Fläche des Pilot-IGBTs dem Verhalten eines konventionellen IGBTs an. Für eine Optimierung des Sperrverhaltens ist die Fläche des Pilot-IGBTs zu begrenzen.

2.3 Durchlassverhalten des BIGTs

2.3.1 Durchlasscharakteristik im IGBT-Modus

Die Besonderheit im Durchlassverhalten eines rückwärts leitfähigen IGBTs ist der oben genannten Wechsel des Betriebsmodus im IGBT-Modus. Bei niedrigem Strom ist das Bauelement im MOSFET-Modus und wird erst mit steigendem Strom bipolar. Der Übergang vom unipolaren auf den bipolaren Betriebsmodus führt zu einer abrupten Absenkung der Kollektor-Emitter-Spannung, wie in der Durchlasskennlinie in Abbildung 6 deutlich wird.

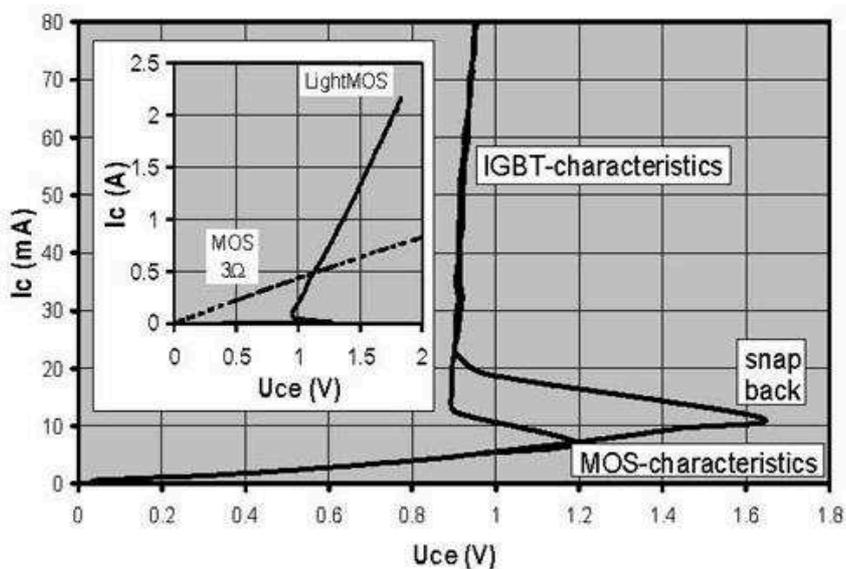


Abbildung 6: Durchlasskennlinie eines RC-IGBTs mit einer Sperrspannung $U_{CEmax}=600V$ mit einem Nennstrom $I_{NOM}=3A$ [GRI03]

2.3.1.1 Snapback der Kollektor-Emitter-Spannung im IGBT-Modus bei rückwärts leitfähigen IGBTs

Einerseits führt das Snapback zu deutlich höheren Durchlassverlusten bei kleiner Stromdichte im Vergleich zum IGBT. In diesem Arbeitspunkt ist das eher unproblematisch, da die Verluste aufgrund des niedrigen Stromes gering bleiben. Andererseits führt dies zu erheblichen Problemen bei der Parallelschaltung, da selbst geringfügige Exemplarstreuungen eine massive Stromfehlverteilung hervorrufen. Das Bauelement ist somit für Hochleistungsanwendungen nicht oder nur begrenzt nutzbar, da in diesem Bereich nahezu alle IGBT- und MOSFET-Module aus Parallelschaltungen bestehen. Die Ursache für die Stromfehlverteilung wird nun anhand eines Beispiels erläutert:

Gegeben sind 2 rückwärts leitfähige IGBTs in Parallelschaltung mit der Bezeichnung RC1 und RC2. Die Durchlasskennlinien dieser beiden Bauelemente sind in der Abbildung 7 ersichtlich. Es wird deutlich, dass der RC2 aufgrund von Fertigungstoleranzen eine etwas höhere Durchlassspannung besitzt und infolgedessen auch eine größere Snapback-Spannung $U_{SB1} < U_{SB2}$.

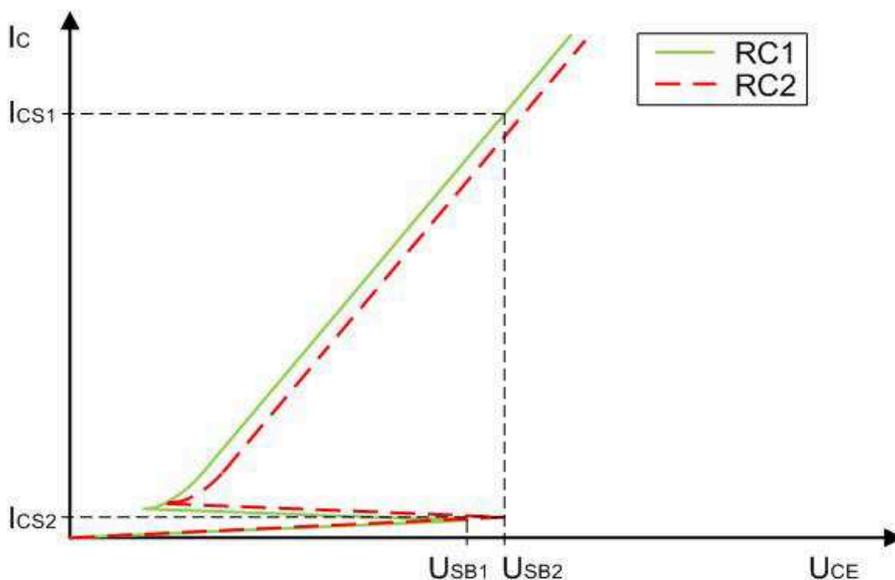


Abbildung 7: Verlauf U-I-Kennlinien von RC-IGBT Chips (prinzipieller Verlauf)

Bei kleinem Strom sind beide RC-IGBT im MOSFET-Modus. Da es sich um hochsperrende unipolare Bauelemente handelt, ist deren ohmscher Widerstand dementsprechend hoch. Der Strom verteilt sich nahezu gleichmäßig auf RC1 und RC2. Nach Erreichen der Snapback-Spannung U_{SB1} wird der RC1 bipolar und die Durchlassspannung sinkt signifikant ab. Der Strom fließt fast ausschließlich durch den RC1 und es kommt zu einer massiven Fehlverteilung. Steigt der Strom nun weiterhin an, nimmt die Spannung an den beiden Bauelementen entsprechend der Durchlasskennlinie von RC1 zu. Bei Erreichen der Snapback-Spannung von RC2 wird die Fehlverteilung maximal. Der Strom durch den RC1 ist um ein Vielfaches höher als der Strom durch den RC2. Die bestimmenden Faktoren sind hierbei die Snapback-Spannung von RC2 und der Anstieg der Durchlasskennlinie von RC2. Die ausgeprägte Stromfehlverteilung führt zu einer erhöhten Belastung beim Schalten und zu thermischen Stress des RC1. Erst nachdem beide Bauelemente den Wechsel in den bipolaren Betriebsmodus vollzogen haben, wird die Asymmetrie der Stromverteilung deutlich kleiner. Aufgrund der Differenzen in der Durchlasskennlinie bleibt eine kleine Stromfehlverteilung erhalten. Selbst bei sehr kleinen Exemplarstreuungen würden schon geringfügige Asymmetrien der Streuinduktivität und der ohmschen Widerstände im Modul bzw. in der Zwischenkreisverschaltung zu einer Stromfehlverteilung führen. Um eine Parallelschaltung mehrerer RC-IGBT Chips in einem Modul zu ermöglichen ist es erforderlich, die Snapback-Spannung deutlich abzusenken. Eine weitere Alternative ist ein flacherer Anstieg der Durchlasskennlinie, dieser ruft aber höhere Durchlassverluste hervor.

2.3.1.2 Minimierung und Prävention des Snapback

Wesentlich für die Prävention des Snapback ist, dass sich der Wechsel des Betriebsmodus bei geringem Strom vollzieht, somit bleibt auch die Spannungsspitze klein. Der RC-IGBT wird bipolar, wenn die Basis-Emitter-Spannung des kollektorseitigen PNP-Transistors ausreichend groß ist. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} des Transistors wird durch den Basisspannungsteiler bestimmt, der im vereinfachten Schaltplan in Abbildung 8 dargestellt ist [ANT10], [HUA12]. Sie lässt sich mit Gleichung (2.10) berechnen.

$$U_{BE} = - \frac{R_{BUF} + R_{SH}}{R_{BUF} + R_{SH} + R_{N-} + R_{JFET} + R_{MOS}} \cdot U_{CE} \quad (2.10)$$

Die Leitfähigkeit einer n-dotierten Siliziumschicht, in der alle Dotierungsatome ionisiert sind, kann mit Gleichung (2.11) beschrieben werden.

$$\kappa = q \cdot \mu_n \cdot N_D \quad (2.11)$$

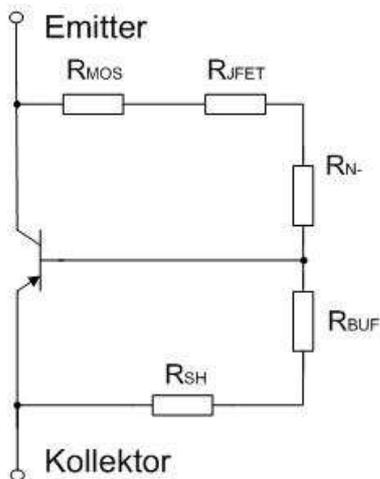


Abbildung 8: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines RC-IGBTs

Deren ohmscher Widerstand lässt sich somit mit Gleichung (2.12) bestimmen.

$$R = \frac{l}{q \cdot \mu_n \cdot N_D \cdot A} \quad (2.12)$$

Aufgrund der großen Ausdehnung und der niedrigen Dotierungskonzentration bei hochsperrenden Bauelementen ist der Widerstand des n^- -Gebietes am höchsten und bestimmt den Drain-Source-Widerstand $R_{\text{DS(on)}}$ im MOSFET-Modus. Mit steigender Sperrspannung nimmt die Länge des n^- -Gebietes zu und die Dotierungskonzentration ab, daher nimmt auch die Snapback-Spannung zu.

2.3.1.2.1 RC-IGBT mit Superjunction-Struktur

Das Superjunction-Prinzip wurde ursprünglich zur Verbesserung der Leitfähigkeit von hochsperrenden MOSFETs eingeführt. Dabei werden in die n^- -Schicht schwach dotierte p-Gebiete eingebracht. Das elektrische Feld ist nun nicht länger eindimensional, es setzt sich aus einer horizontalen und einer vertikalen Komponente zusammen. Der Verlauf des elektrischen Feldes entspricht einer Faltblattstruktur. Durch Verwendung dieses Prinzips besteht die Möglichkeit, die Donorkonzentration N_D im n^- -Gebietes um Größenordnungen zu erhöhen [FUJ98], [SAG00], [ANT10]. Der Widerstand R_N wird deutlich kleiner und entsprechend der Gleichung (2.10) wird die Basis-Emitter-Spannung des PNP-Transistors bei kleinerer Kollektor-Emitter-Spannung des RC-IGBTs erreicht. Die Snapback-Spannung wird reduziert [ANT10]. Diese Variante des RC-IGBT stellt hohe fertigungstechnische Anforderungen. Das Einbringen der p-dotierten Säulen in das schwach dotierte Mittelgebiet stellt eine besondere Herausforderung dar. Dies gilt insbesondere bei Bauelementen mit hoher Sperrspannung, da diese ein weites n^- -Gebiet besitzen. Aus diesem Grund sind RC-IGBTs dieser Bauart bisher nicht über den Entwicklungsstand von Prototypen hinausgelangt.

2.3.1.2.2 BIGT-Prinzip

Im Gegensatz zum RC-IGBT mit Superjunctionstruktur erhöht das BIGT-Prinzip nicht die Leitfähigkeit des n^- -Gebietes, sondern den Widerstand der Bufferschicht. Wie eingangs erwähnt, besteht der BIGT aus einer Hybridstruktur aus Pilot-IGBT und RC-IGBT. Aufgrund der fehlenden Kollektorshorts ist der Weg für die Anteile des Stromes in der Mitte des Pilot-IGBTs deutlich erhöht. Für diese Ladungsträger ist der Widerstand R_{BUF} somit signifikant höher. Im Zentrum des Pilot-IGBTs wird daher die laterale Spannung maximal und somit erfolgt dort der Wechsel in den IGBT-Modus zuerst. Die Vergrößerung des Pilot-IGBTs und die Absenkung der Bufferdotierung führen entsprechend Gleichung (2.12) zu einer Anhebung des Widerstandes der Bufferschicht. Daher wird der IGBT-Modus bei geringerer Stromdichte erreicht [RAH08], [RAH09a]. Gleichzeitig wird die Stromverstärkung des PNP-Transistors erhöht und dadurch das Sperrverhalten verschlechtert. Außerdem führt eine Vergrößerung des Pilot-IGBT zu einer Verringerung der aktiven Fläche im Dioden-Modus.

In Abbildung 9 ist der Vergleich der Löcherkonzentration bei variabler Stromdichte zwischen einem rückwärts leitfähigen IGBT ohne Pilot-IGBT (RC-IGBT) und einem BIGT dargestellt. Bei kleiner Stromdichte fließt im BIGT der Strom vornehmlich durch den Pilot-IGBT, im RC-IGBT teilt sich dieser unter den kollektorseitigen p-Gebieten auf. Der Wechsel in den IGBT-Modus erfolgt im BIGT bei kleinerer Stromstärke, welcher durch eine signifikante Anhebung der Löcherkonzentration ersichtlich wird. Die Änderung des Betriebsmodus erfolgt in beiden Bauelementen nicht im gesamten Bauelement gleichzeitig sondern nur lokal. Sie beginnt im Zentrum und breitet sich dann mit zunehmender Stromstärke in die Randbereiche aus. Die Ausbreitung erfolgt nicht kontinuierlich sondern schrittweise. Die Wechsel der einzelnen kollektorseitigen p-Gebiete in den bipolaren Betriebsmodus wird als Secondary Snapbacks bezeichnet [STO10].

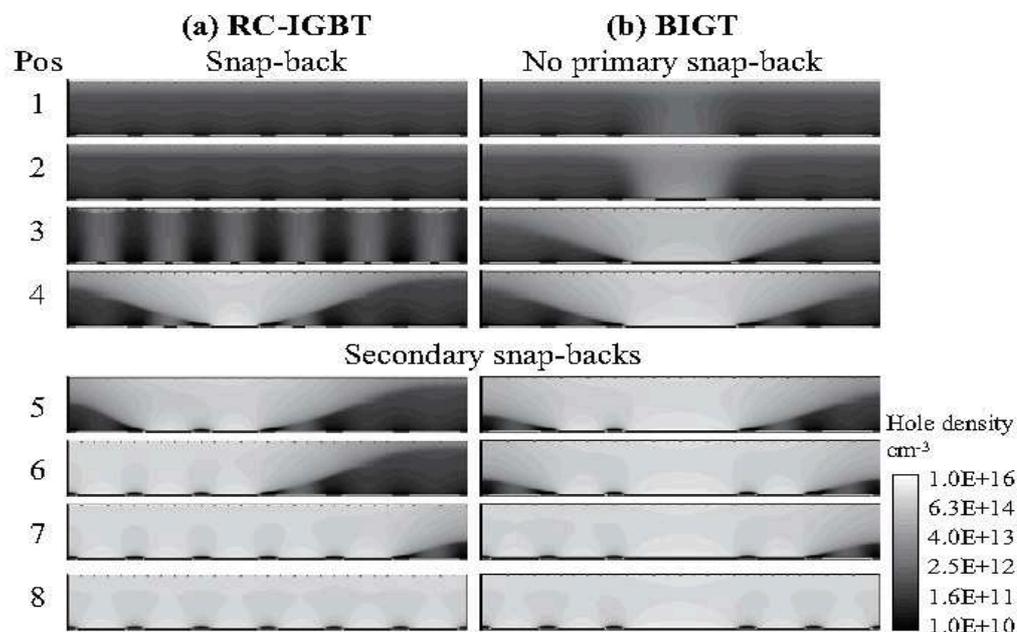


Abbildung 9: Vergleich der Löcherverteilung bei variabler Stromdichte zwischen einem RC-IGBT und einem BIGT [STO10]

2.3.1.3 Einfluss der Geometrie der Kollektorshorts auf das Durchlassverhalten

Neben dem Größenverhältnis zwischen RC-IGBT und Pilot-IGBT im BIGT haben auch die Form und die Abmessungen der Kollektorshorts Einfluss auf das Durchlassverhalten [STO10], [STO11].

In [STO11] wurden verschiedene punkt- und streifenförmige Muster der Kollektorshorts untersucht, diese sind in Abbildung 10 dargestellt. Ein wesentliches Vergleichskriterium ist das Verhalten bei der Ausbreitung des bipolaren Betriebsmodus vom Pilot-IGBT in den RC-IGBT. Das Streifenmuster S2 zeigt hierbei das beste Verhalten. Auch das Durchlass- und Schaltverhalten dieses Musters zeigte sich den anderen streifenförmigen Anordnungen überlegen. Lediglich das punktförmige Muster D1 zeigt ein etwas besseres Durchlassverhalten im IGBT-Modus, jedoch deutlich höhere Durchlassverluste im Vergleich zu S2 [STO11].

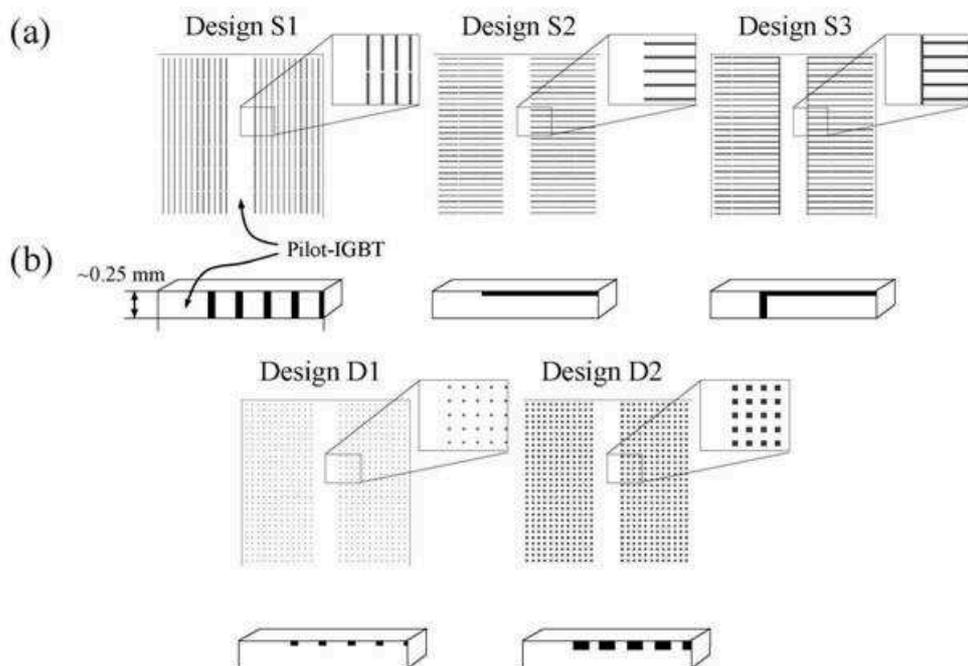


Abbildung 10: Streifen- und punktförmige Muster der Kollektorshorts [STO11]

Neben der Form der Kollektorshorts hat auch das Verhältnis der Länge des p-Gebietes l_p zur Länge des n-Gebietes l_n im RC-IGBT wesentlichen Einfluss auf das Bauelementverhalten [STO11], [VEM12]. Untersuchungen haben gezeigt, dass bei geeigneter Dimensionierung dieses Größenverhältnisses die Snapback-Spannung deutlich reduziert werden kann. Es ist daher möglich, einen RC-IGBT zu entwickeln, der keinen Pilot-IGBT besitzt und dessen Durchlasskennlinie kein Snapback aufweist [VEM12].

2.3.1.4 Durchlasskennlinie im IGBT-Modus

Wie bereits hinlänglich beschrieben, befindet sich der BIGT bei einer Gate-Emitter-Spannung oberhalb der U_{TH} bei sehr kleinem Strom im MOSFET-Modus. Mit zunehmendem Strom wechseln zuerst der Pilot-IGBT und anschließend der RC-IGBT in den bipolaren Betriebsmodus.

Der Verlauf der Durchlasskennlinie eines MOSFETs lässt sich mit Gleichung (2.13) beschreiben, hierbei entspricht κ_{CH} der Leitfähigkeit des MOS-Kanals. Wird das Bauelement im ohmschen Bereich betrieben, vereinfacht sich diese zu Gleichung (2.14) [LUT12a].

$$I_{CH} = \kappa_{CH} \cdot \left((U_{GS} - U_{TH}) \cdot U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right) \quad (2.13)$$

$$I_{CH} = \kappa_{CH} \cdot (U_{GS} - U_{TH}) \cdot U_{DS} \quad (2.14)$$

Diese Gleichung beschreibt nur einen näherungsweisen Verlauf, da der Widerstand des schwach dotierten Mittelgebietes vernachlässigt wird.

Im IGBT-Modus des BIGTs setzt sich der Strom, wie in einem konventionellen IGBT, aus dem Kanalstrom I_{CH} und dem Strom durch den PNP-Transistor I_{PNP} zusammen und kann mit Gleichung (2.15) beschrieben werden [LUT12a].

$$I_C = I_{PNP} + I_{CH} \quad (2.15)$$

Der Kollektorstrom eines bipolaren Transistors lässt sich mit Gleichung (2.16) beschreiben.

$$I_{pnp} = \beta_{pnp} \cdot I_B \quad (2.16)$$

Der Basisstrom I_B entspricht dem Kanalstrom I_{CH} . Mit der in Gleichung (2.17) gezeigten Beziehung zwischen der Stromverstärkung β_{pnp} und der Stromverstärkung in Basisschaltung α_{pnp} , kann der Strom durch den PNP-Transistor I_{PNP} mit Gl. (2.18) beschrieben werden [LUT12a].

$$\beta_{pnp} = \frac{\alpha_{pnp}}{1 - \alpha_{pnp}} \quad (2.17)$$

$$I_{pnp} = \frac{\alpha_{pnp}}{1 - \alpha_{pnp}} \cdot I_{CH} \quad (2.18)$$

Der Kollektorstrom I_C eines IGBTs ergibt sich somit zu Gleichung (2.19) [LUT12a].

$$I_C = \left(\frac{1}{1 - \alpha_{pnp}} \right) \cdot I_{CH} \quad (2.19)$$

Das in Abbildung 11 dargestellte Kennlinienfeld zeigt die Durchlasscharakteristik eines BIGTs mit variabler Gate-Emitter-Spannung und einer Sperrschichttemperatur $T_j=125^\circ\text{C}$. Es wird deutlich, dass der Übergang von unipolarer zu bipolarer Betriebsweise nicht ersichtlich ist.

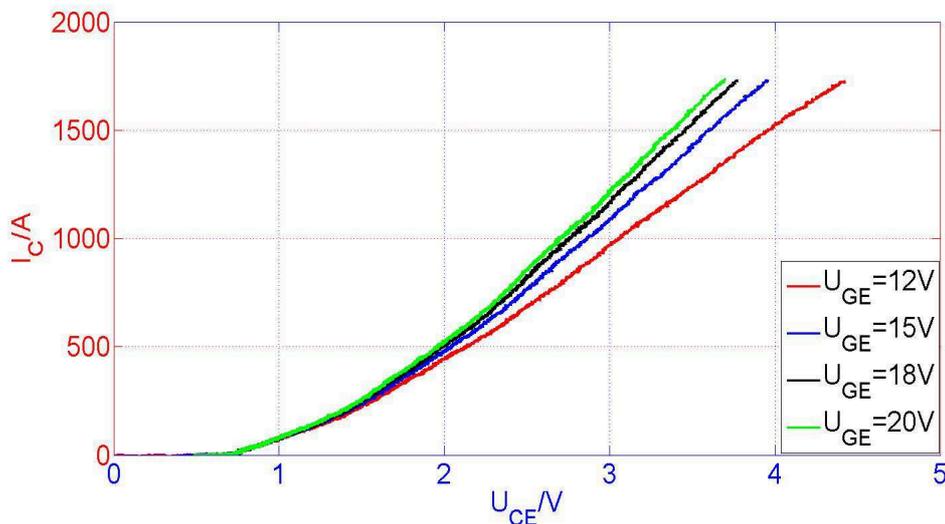


Abbildung 11: Durchlasskennlinien des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus mit variabler Gate-Emitter-Spannung U_{GE} , Bed. $T_j=125^\circ\text{C}$

Wie beim konventionellen IGBT nimmt die Durchlassspannung mit der Gate-Emitter-Spannung ab.

Die Abbildung 12 zeigt den Vergleich des Durchlassverhaltens zwischen einem konventionellen IGBT und einem BIGT. Bei einer Temperatur von $T_j=25^\circ\text{C}$ sind die Secondary Snapbacks des BIGTs anhand der nahezu konstanten Durchlassspannung bei zunehmendem Strom deutlich erkennbar. In diesem Abschnitt wechseln mit steigendem Strom immer mehr Bereiche des RC-IGBTs in den bipolaren Betriebsmodus, deren Leitfähigkeit nimmt demzufolge stark zu, und infolgedessen bleibt die Kollektor-Emitter-Spannung konstant. Diese steigt erst wieder an, wenn der Großteil des RC-IGBTs in den bipolaren Modus gewechselt ist. Einzelne Randbereiche wechseln erst bei einem Strom in der Größenordnung des Nennstroms in den IGBT-Modus [STO11], diese Änderungen haben jedoch keinen nennenswerten Einfluss auf die Durchlasskennlinie. Infolgedessen ist die Durchlassspannung des BIGTs im Vergleich zum konventionellen IGBT-Modul bei Raumtemperatur und kleinem Strom etwas höher.

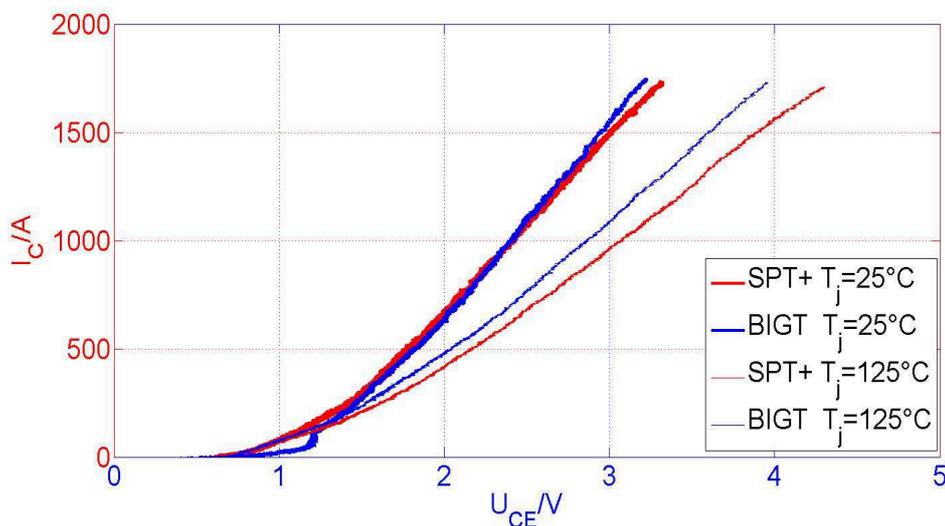


Abbildung 12: Vergleich der Durchlasskennlinie eines SPT+-IGBTs und eines BIGTs im IGBT-Modus bei unterschiedlicherer Temperatur, Bed. $U_{GE}=15\text{V}$

Erst bei großem Strom ist der BIGT nahezu komplett bipolar und somit ist die Kollektor-Emitter-Spannung geringer als im IGBT-Modul. Die Ursache für dieses Verhalten ist die kleinere Stromdichte im BIGT-Modul. In einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul mit den oben genannten Abmessungen befinden sich 16 IGBT-Chips und 8 Dioden-Chips. In einem BIGT-Modul sind sowohl im IGBT-Modus als auch im Dioden-Modus alle 24 enthaltenen Chips aktiv. Demzufolge ist die Stromdichte im IGBT-Modul bei identischem Strom auf Modulebene um 50% geringer, wenn von einer gleichen Fläche pro Chip ausgegangen wird. Im Vergleich zum deutlichen Unterschied der Stromdichte ist die Differenz der Durchlassspannungen verhältnismäßig niedrig. Die Ladungsträgerlebensdauereinstellungen kompensieren teilweise den Effekt der geringeren Stromdichte. Der Einfluss der lokalen Lebensdauereinstellung an der P-Wanne ist kleiner als der Einfluss der Protonenbestrahlung [RAH10]. Bei einer Temperatur von $T_j=125^\circ\text{C}$ ist der BIGT schon bei kleinem Strom bipolar. Aufgrund der verringerten Diffusionsspannung des kollektorseitigen pn-Überganges und des höheren ohmschen Widerstandes der Bufferschicht wechseln große Bereiche des RC-IGBTs schon bei sehr kleinen Stromdichten in den bipolaren Betriebsmodus. Daher ist die Durchlassspannung im BIGT nahezu im gesamten Bereich niedriger als im konventionellen IGBT.

2.3.2 Durchlasscharakteristik im Dioden-Modus

Ist die Kollektor-Emitter-Spannung negativ und größer als die Schleusenspannung des pn-Überganges an der P-Wanne, arbeitet der BIGT im Dioden-Modus. Die Anode bildet hierbei die P-Wanne, und die n-Shorts am Kollektor im RC-IGBT dienen als Kathode. Der Pilot-IGBT ist im Dioden-Modus weitgehend inaktiv. Wie bei einer konventionellen Diode tritt auch beim BIGT eine Ladungsträgermodulation auf. Das n^- -Gebiet wird von den hochdotierten Randgebieten mit Ladungsträgern überschwemmt. Die Ladungsträgerkonzentration im n^- -Gebiet ist somit im Durchlass deutlich höher als die Grunddotierung. Die prinzipielle Ladungsträgerverteilung zeigt die Abbildung 13.

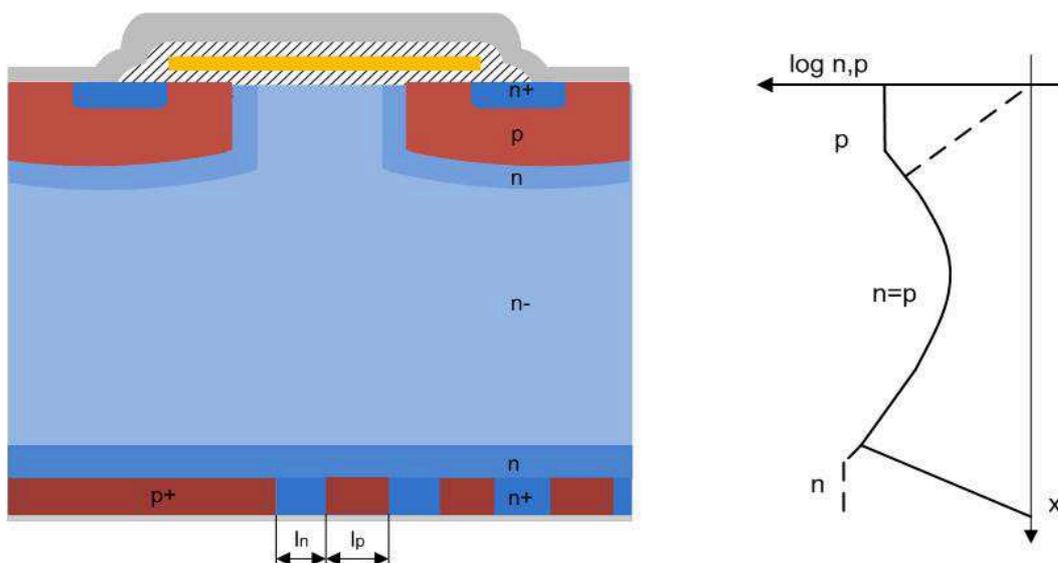


Abbildung 13: Prinzipielle Verteilung der Ladungsträger im Durchlass im Dioden-Modus des BIGTs (nicht maßstäblich)

Neben der Dotierungskonzentration der n-Shorts haben auch das Verhältnis der Längen der p- und n-Gebiete auf der Kollektorseite Einfluss auf die Ladungsträgerverteilung und somit auch auf die Durchlassspannung [STO10]. Die Länge l_p entspricht der Ausdehnung der p-Gebiete und l_n der Länge der n-Gebiete. Die Durchlassspannung U_F sinkt mit steigendem Verhältnis l_n/l_p ab. Auch die Summe l_p+l_n wirkt sich auf die Durchlassspannung aus. Wird diese kleiner wird die Durchlassspannung geringer [STO10]. Die geringeren Abmessungen von l_n und l_p führen zu einer verbesserten lateralen Ladungsträgerverteilung am Kollektor.

Die Abbildung 14 zeigt den Vergleich der Durchlasskennlinien einer konventionellen Diode und zweier BIGT-Prototypen, welche jeweils die gleichen Gehäuseabmessungen besitzen. Die Durchlasskennlinie dieser Bauelemente lässt sich mit Gleichung (2.20) beschreiben.

$$U_F = U_S + U_{Drift} \quad (2.20)$$

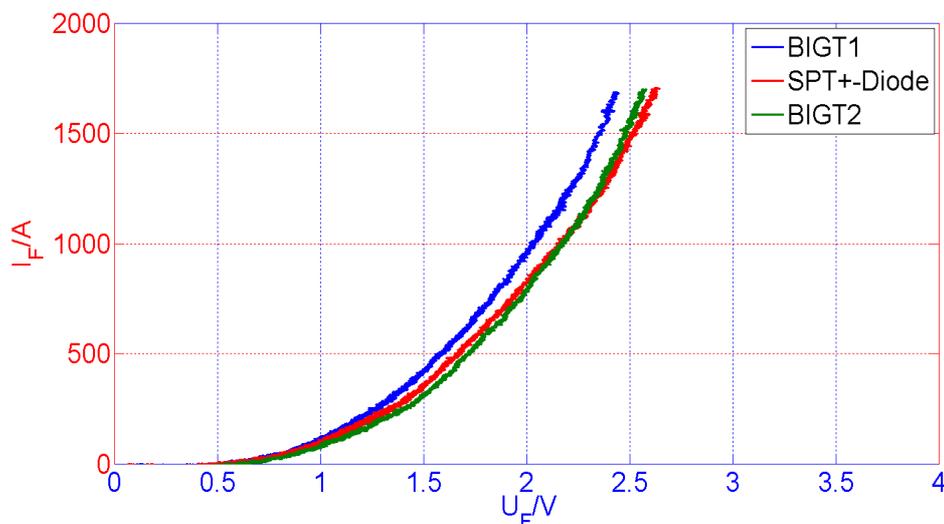


Abbildung 14: Vergleich der Durchlasskennlinien zwischen 2 BIGT (EYOG03, EZAN04) im Dioden-Modus und einer konventionellen Diode, Bed. $T_j=125^\circ\text{C}$, $U_{GE}=-15\text{V}$

Die U_{Drift} entspricht dem ohmschen Spannungsabfall an der n^- -Schicht und die U_S ist die Schwellspannung des pn-Überganges. Wie im IGBT-Modus gibt es auch im Dioden-Modus einen signifikanten Unterschied der Stromdichte zum konventionellen Bauelement. Das verwendete IGBT/Dioden-Modul enthält 8 Dioden-Chips, im BIGT sind alle 24 BIGT-Chips im Dioden-Modus aktiv. Wird lediglich von der Anzahl der verwendeten Chips ausgegangen, beträgt die Stromdichte im BIGT ein Drittel der Stromdichte der Diode. Wie bereits erwähnt, bleibt die Fläche des Pilot-IGBT im Dioden-Modus aufgrund der fehlenden n -Gebiete auf der Kathodenseite inaktiv. Die Stromdichte im BIGT ist daher größer als ein Drittel der Stromdichte in der konventionellen Diode. Es bleibt ein signifikanter Unterschied bestehen. Trotz dieser großen Unterschiede sind die Differenzen in den Durchlasskennlinien verhältnismäßig gering. Die Ladungsträgerlebensdauereinstellung führt zu einer deutlichen Anhebung der Durchlassspannung. Bei dem BIGT2 ist deren Wirkung so stark, dass die Durchlassspannung bei gleichem Strom größer ist, als die Flussspannung der Diode. Die zur Reduktion der Schaltverluste vorgenommene Ladungsträgerlebensdauer führt zum Anstieg der Durchlassverluste.

2.3.2.1 Einfluss der Gate-Emitter-Spannung auf das Durchlassverhalten im Dioden-Modus

In einem IGBT/Dioden-Modul hat die Gate-Emitter-Spannung keinerlei Einfluss auf das Durchlassverhalten der Diode. Dieses Verhalten ändert sich im BIGT nun grundlegend und entspricht somit einem MOSFET mit seiner Bodydiode [PAP13]. Wie im IGBT-Modus bildet sich bei einer Gate-Emitter-Spannung, die größer als die Threshold-Spannung ist, ein Inversionskanal aus. Ein Teil der Elektronen fließt nicht länger durch die Anode sondern entlang des dazu parallel befindlichen MOS-Kanals. Die Elektronendichte n und infolgedessen auch die Plasmakonzentration sinken ab. Die Durchlassspannung nimmt zu [STO13], [PAP13], wie aus Abbildung 15 hervorgeht. Zudem besteht auch hier die Möglichkeit eines Snapback der Durchlassspannung. Bei kleinen Strömen wird die Anode kurzgeschlossen und somit bleibt das Bauelement unipolar. Der BIGT wechselt erst in den Dioden-Modus, wenn der Spannungsabfall an dem anodenseitigen pn-Übergang hinreichend groß ist.

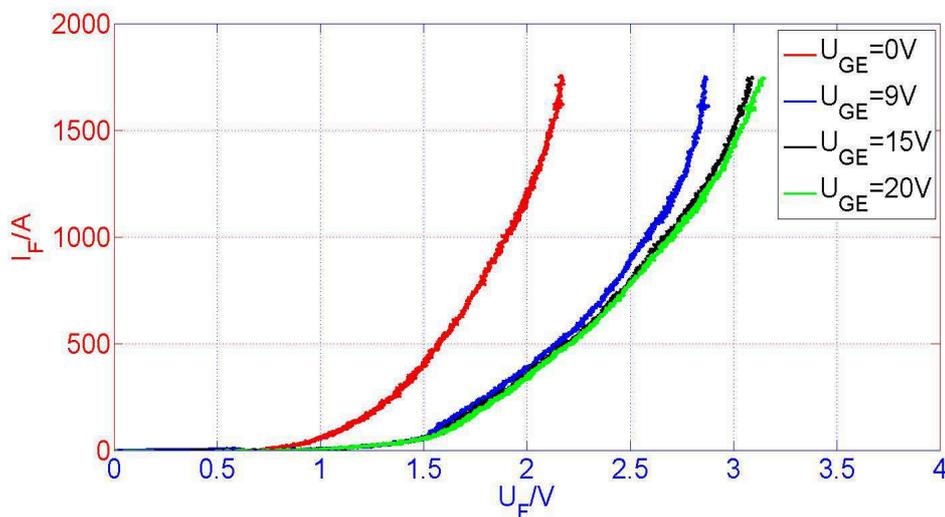


Abbildung 15: Einfluss der Gate-Emitter-Spannung U_{GE} auf die Durchlasskennlinie des BIGTs im Dioden-Modus, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$

Im Verlauf der Durchlasskennlinie mit einer Gate-Emitter-Spannung $U_{GE}=9V$ ist bei zunehmendem Strom ein kleiner Bereich erkennbar, in dem die Durchlassspannung konstant bleibt. Dieser Secondary Snapback ist deutlich schwächer ausgeprägt als im IGBT-Modus, da sich anodenseitig noch weitere p-Gebiete befinden. Diese werden auch bei offenem MOS-Kanal nicht kurzgeschlossen. Die Durchlasskennlinie wird mit steigender Gate-Emitter-Spannung nach rechts verschoben, wie aus Abbildung 15 hervorgeht. Die Ursache ist der abnehmende Kanalwiderstand, der eine stärkere Absenkung der Ladungsträgerkonzentration an der P-Wanne zur Folge hat, resultierend nimmt die Durchlassspannung zu. Liegt der Wert der Gate-Emitter-Spannung unterhalb der Threshold-Spannung, führt deren weitere Verringerung zu keinen wesentlichen Änderungen des Durchlassverhaltens.

2.3.2.2 Stoßstromfestigkeit

Im Fehlerfall im Umrichter und beim Aufladen von Zwischenkreiskapazitäten in Spannungszwischenkreisumrichtern treten erhebliche Stromspitzen auf. Um einen Ausfall des Umrichters zu vermeiden, ist daher eine ausreichende Stoßstromfestigkeit der Dioden bzw. des BIGTs im Dioden-Modus erforderlich.

Das Verhalten bei einem Stoßstrom wird durch Ladungsträgermodulation bestimmt. Um den Anstieg der Durchlassspannung im Bauelement zu begrenzen, ist eine entsprechend hohe Plasmakonzentration in der n⁻-Zone notwendig. Diese wird im Wesentlichen von den hochdotierten Randgebieten bestimmt. Aufgrund der Absenkung der Ladungsträgerkonzentration an der Anode bestimmt vor allem die Injektion an der P-Wanne das Verhalten beim Eintreten des Stoßstroms. Ein Maß für die Effizienz eines p-Emitters ist der Emitterwirkungsgrad γ , dieser kann mit Gleichung (2.21) beschrieben werden.

$$\gamma = \frac{j_p}{j_p + j_n} \quad (2.21)$$

Der Emitterwirkungsgrad ist stromdichteabhängig und nimmt mit zunehmender Stromdichte ab, da eine verstärkte Auger-Rekombination im hochdotierten p-Gebiet auftritt [LUT12a].

Im BIGT wird die Anode durch die P-Wanne gebildet. Diese Struktur ist für ein gutes Stoßstromverhalten nicht geeignet, da sie einen geringen Emitterwirkungsgrad besitzt [RAH08], [STO13]. Dieser Effekt wird durch die größere aktive Fläche im Vergleich zur Diode in einem konventionellen Modul kompensiert. Die Abbildung 16 zeigt den Verlauf der Flussspannung und des Anodenstroms bei einem Stoßstrom.

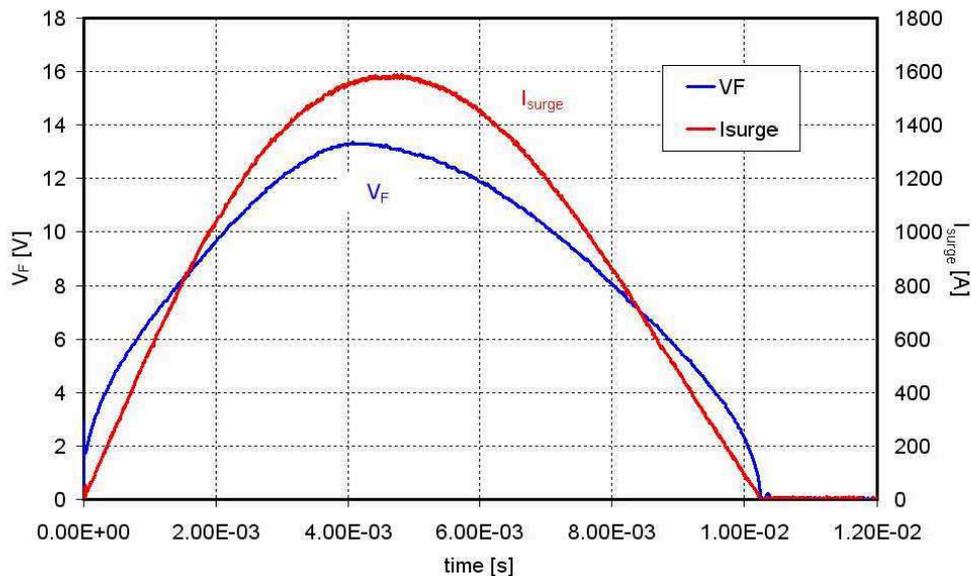


Abbildung 16: Stoßstromverhalten von 2 parallel geschalteten BIGT-Chips mit einem Nennstrom $I_{\text{NOM}}=62,5\text{A}$ pro Chip [RAH08]

2.4 Verhalten des BIGTs bei Stromnulldurchgängen

Ein weiteres wesentliches Kriterium für den BIGT ist das Verhalten bei Stromnulldurchgängen. In einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul findet in einem solchen Fall eine Kommutierung zwischen dem IGBT und der Diode statt, wogegen in einem BIGT lediglich eine Änderung der Ladungsträgerverteilung im Bauelement auftritt. Ein weiterer Unterschied zum konventionellen Modul ist der Einfluss der Gate-Emitter-Spannung auf das Durchlassverhalten, wie bereits im Abschnitt 2.3.2.1 veranschaulicht wurde. Tritt ein Übergang vom IGBT-Modus in den Dioden-Modus auf, und die Gate-Emitter-Spannung ist oberhalb der Threshold-Spannung, führt dies zu einer deutlich erhöhten Durchlassspannung. Um den damit verbundenen Anstieg der Durchlassverluste zu vermeiden, ist es erforderlich, dass die Steuerung des BIGTs den Stromnulldurchgang erfasst und die Gate-Emitter-Spannung absenkt. Beim Übergang vom Dioden-Modus in den IGBT-Modus ist die Gate-Emitter-Spannung wiederum anzuheben, um ein Ansteigen der Kollektor-Emitter-Spannung zu vermeiden. Die Bestimmung der Stromrichtung ist daher ein wesentliches Kriterium für die Steuerung des BIGTs [WEI11], [STO13]. In Abbildung 17 ist das Verhalten des BIGTs bei Stromnulldurchgängen dargestellt. Der verwendete Messaufbau und das verwendete Messverfahren werden im Anhang A1.1.3 ausführlich erläutert.

Im Verlauf der Durchlassspannung des BIGTs wird ersichtlich, dass beim Umschalten der Spannungszeiger an der Hilfsphase kleinere Spannungsspitzen auftreten. Die Ursache sind elektromagnetische Einkopplungen in den Messaufbau. Beim Einschalten des BIGTs und bei den Stromnulldurchgängen treten Forward-Recovery-Spannungsspitzen auf. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung ist beim Wechsel vom IGBT-Modus geringer als die Forward-Recovery-Spannung im Einschaltmoment, nichtsdestotrotz ist eine Spannungsspitze vorhanden, obwohl der BIGT bereits mit Ladungsträgern geflutet ist. Die Ursache ist die Ladungsträgerverteilung im BIGT. Im IGBT-Modus ist die Stromdichte im Pilot-IGBT größer als im RC-IGBT, dies gilt insbesondere bei kleinem Strom.

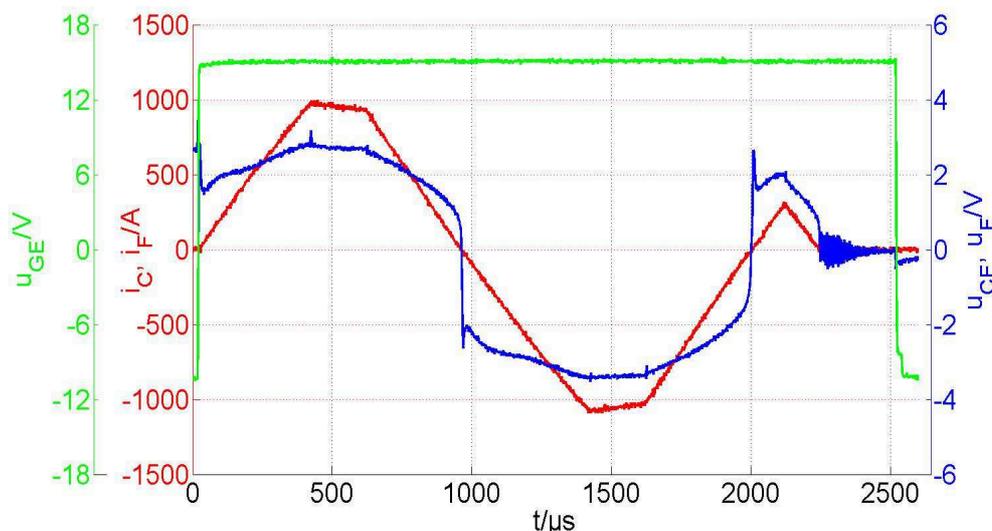


Abbildung 17: Verhalten des BIGTs (EYOG03) bei Stromnulldurchgang, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$

Aufgrund der geringen Stromdichte ist beim Wechsel in den Dioden-Modus im RC-IGBT nur wenig Ladung vorhanden. Der Pilot-IGBT ist im Dioden-Modus nicht aktiv. Es tritt daher eine Forward-Recovery-Spannung auf, die aber kleiner als bei einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul ist. Ähnliches gilt für den Übergang vom Dioden- in den IGBT-Modus. Die im Bauelement vorhandene Ladung befindet sich nahezu komplett im RC-IGBT, während im Pilot-IGBT nahezu keine Ladung vorhanden ist. Bei kleiner Stromdichte fließt der Strom aber vorwiegend durch diesen Bereich des BIGTs, daher tritt eine Forward-Recovery-Spannungsspitze auf.

Aus Abbildung 17 geht ebenfalls hervor, dass die Durchlassspannung von dem Anstieg des Laststroms beeinflusst wird. Während der steigenden Flanke ist die Durchlassspannung bei gleicher Stromstärke höher als während der fallenden Flanke. Ein Teil dieser Spannungsdifferenz wird durch den Stromanstieg an der modulinternen Streuinduktivität hervorgerufen. Ein weiterer Anteil wird durch eine unterschiedliche Ladungsträgerverteilung im Bauelement verursacht. Dieser Sachverhalt wird in Abschnitt 4.1 ausführlich beschrieben.

Während der gesamten Messung ist das Bauelement eingeschaltet, und die Durchlassspannung im Dioden-Modus demzufolge erhöht. Das Verhalten des BIGTs bei Umschalten der Gate-Emitter-Spannung im Dioden-Modus zeigt die Abbildung 18. Sinkt die Gate-Emitter-Spannung unter die Threshold-Spannung, bildet sich der MOS-Kanal zurück. Die Ladungsträgerkonzentration an der Anode steigt an. Die Durchlassspannung nimmt ab und erreicht nach einer Zeit von $t=20\mu\text{s}$ ihren stationären Wert. Die Änderung der Ladungsträgerverteilung im BIGT ist demzufolge ebenfalls abgeschlossen. Anschließend erfolgt die Anhebung der Gate-Emitter-Spannung und der Inversionskanal wird wieder geöffnet. Die Ladungsträgerkonzentration sinkt ab und die Durchlassspannung nimmt zu. Allgemein lässt sich feststellen, dass die Übergänge zwischen offenem und geschlossenem Inversionskanal des BIGTs im Dioden-Modus sanft verlaufen. Es treten nur geringfügige vernachlässigbare Spannungsspitzen auf. Des Weiteren wurde das Verhalten des BIGTs bei einem Wechsel vom IGBT-Modus in den Dioden-Modus und einem verzögerten Anhebung der Gate-Emitter-Spannung des BIGTs bestimmt.

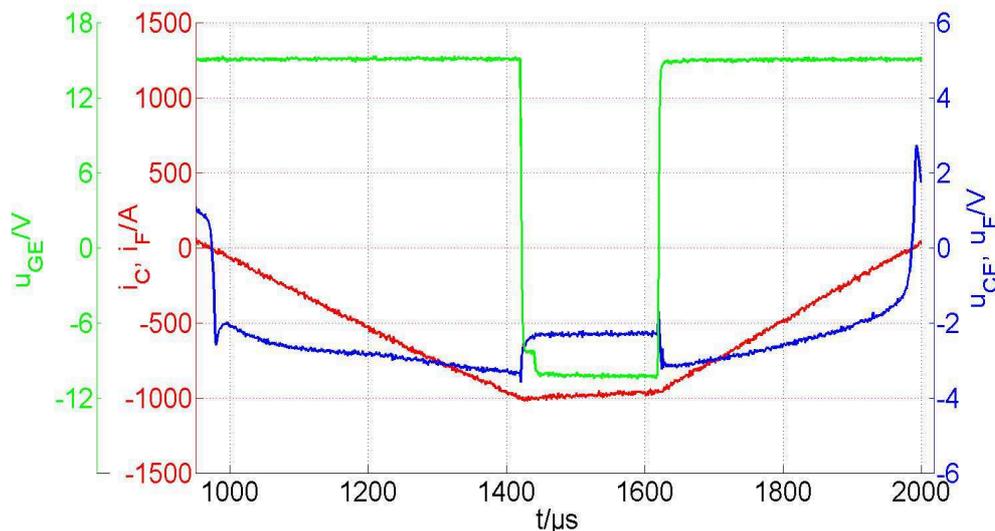


Abbildung 18: Verhalten des BIGTs bei einem Stromnulldurchgang mit Absenken der Gate-Emitter-Spannung im Dioden-Modus, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$

Dieses Szenario tritt auf, wenn die Steuerung diesen Stromnulldurchgang zu spät detektiert hat. Die Abbildung 19 zeigt das Verhalten des BIGTs in diesem Betriebspunkt. Es treten starke Oszillationen der Kollektor-Emitter-Spannung auf. Diese werden durch den Schwingkreis verursacht, welcher aus der Lastinduktivität und der Kollektor-Emitter-Kapazität gebildet wird. Die Amplitude der Oszillation wird maßgeblich vom Stromanstieg bestimmt. Der Maximalwert der Kollektor-Emitter-Spannung wird, wie aus Abbildung 19a hervorgeht, durch die Zwischenkreisspannung der Halbbrücke begrenzt. Die Amplitude der Oszillation nimmt mit der Zeit ab und konvergiert gegen den Wert $U_d/2$. Wird der BIGT eingeschaltet, sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung ab und der Strom steigt an.

Zusammenfassend wird deutlich, dass eine Erfassung des Übergangs vom IGBT-Modus in den Dioden-Modus zeitlich eher unkritisch ist. Die Durchlassverluste bleiben aufgrund der geringen Stromstärke auch bei offenem MOS-Kanal klein. Im Gegensatz hierzu ist eine frühzeitige Erfassung des Übergangs vom Dioden-Modus in den IGBT-Modus notwendig. Die starken Oszillationen sind ausschließlich durch ein rechtzeitiges Einschalten des BIGTs zu vermeiden. Es besteht die Möglichkeit, die Gate-Emitter-Spannung schon vor dem Stromnulldurchgang anzuheben.

Die Notwendigkeit zur Erfassung des Stromnulldurchganges durch die Steuerung des BIGTs ist hinlänglich beschrieben worden. Eine Schaltung die in der Lage ist, den Betriebsmodus des BIGTs zu bestimmen, wird im Anhang A1.3 erläutert.

2. Charakterisierung des elektrischen Verhaltens des BIGTs

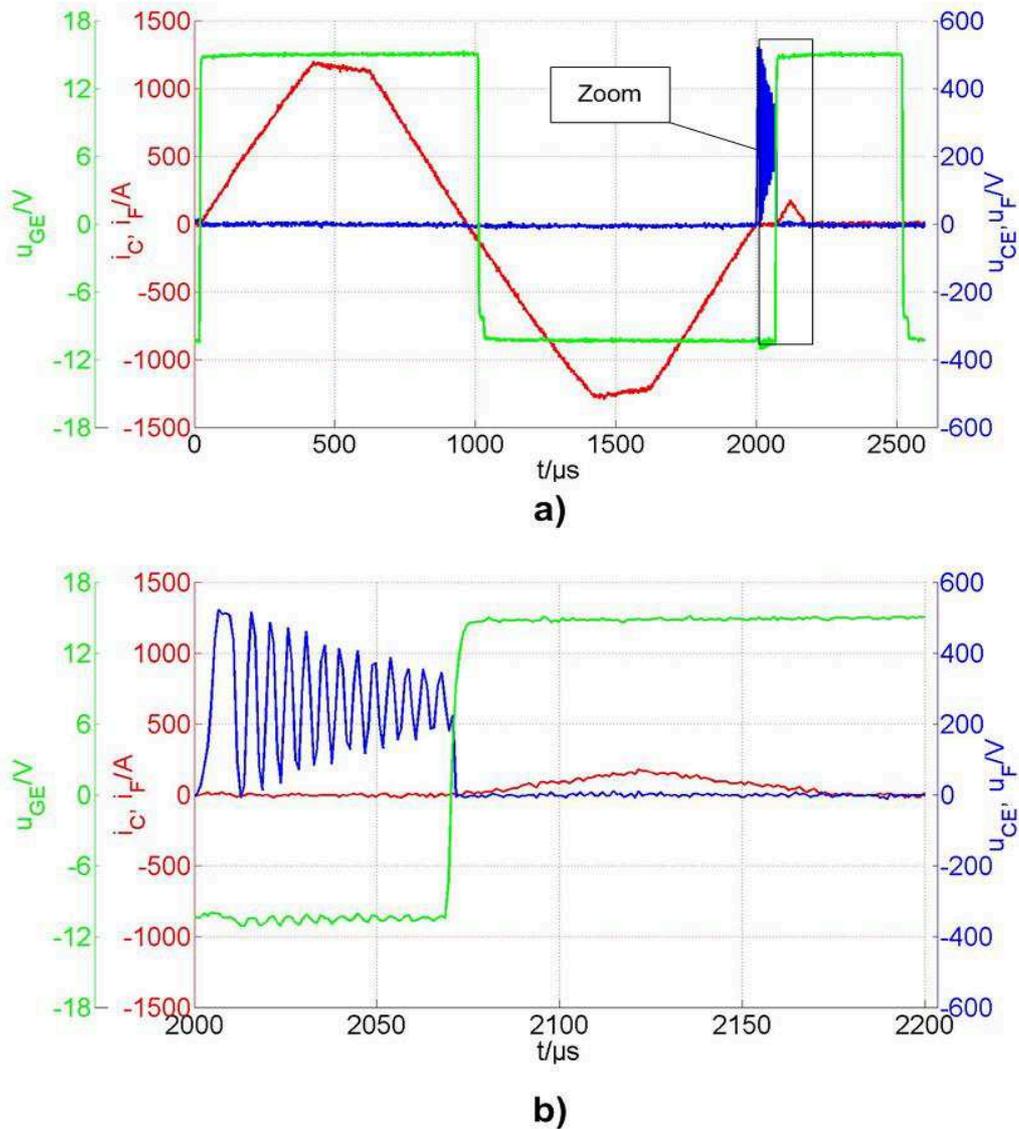


Abbildung 19: Verhalten des BIGTs bei einem Stromnulldurchgang mit verzögerter Anhebung der Gate-Emitter-Spannung im IGBT-Modus, **a)** gesamtes Strommuster **b)** vergrößerte Darstellung der Spannungszosillation, Bed. $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$

2.5 Schaltverhalten des BIGTs

2.5.1 Reverse Recovery-Verhalten im Dioden-Modus

Das Ausschalten im Dioden-Modus des BIGTs in einem Spannungszwischenkreisumrichter wird durch das Einschalten des gegenüberliegenden Bauelementes eingeleitet. Den Verlauf der Kathoden-Anoden-Spannung u_{KA} und des Anodenstroms i_F während des Reverse Recovery zeigt die Abbildung 20. Die zeitliche Ableitung des Stromes di_F/dt zu Beginn des Abschaltvorganges wird ebenfalls vom einschaltenden Bauelement, beispielsweise einem BIGT, vorgegeben. Hat der Strom den Nullpunkt erreicht, beginnt der Abbau der im Bauelement gespeicherten Reverse Recovery-Ladung, welche während der Durchlassphase von den hochdotierten Randgebieten in das n^- -Gebiet eingebracht wurde. Bei konventionellen Dioden beginnt die Absenkung der Ladungsträgerkonzentration an den Rändern der niedrig dotierten Mittelschicht. Die Löcher fließen in Richtung der Anode und die Elektronen zur Kathode.

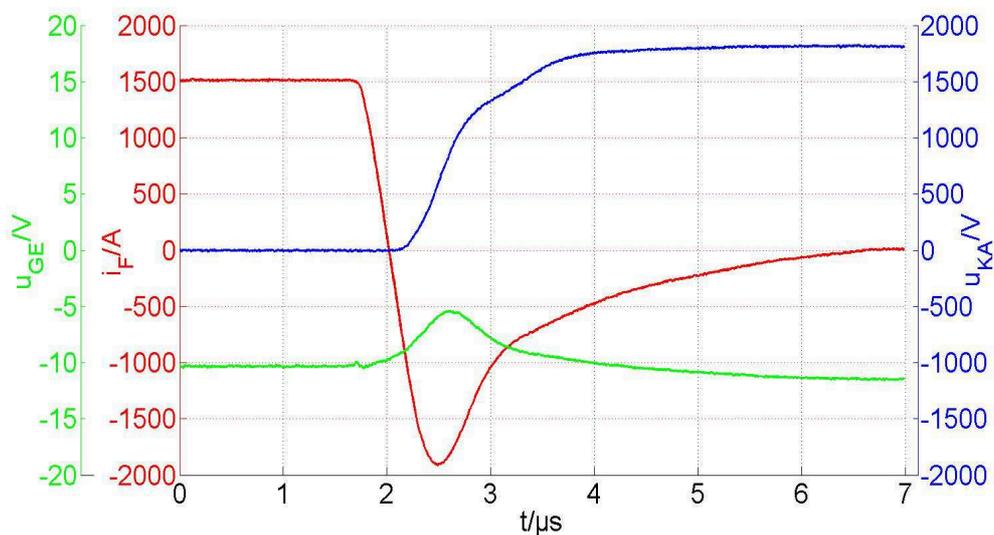


Abbildung 20: Reverse Recovery des BIGTs im Dioden-Modus, Bed. $U_d=1800V$, $I_F=1500A$, $L_\sigma=100nH$, $T_j=125^\circ C$

Die Geschwindigkeit für den Abbau der Ladungsträger ist an der Anode höher als kathodenseitig. Die Ursache ist die gegenüber der Löcherbeweglichkeit μ_p deutlich höhere Beweglichkeit der Elektronen μ_n . Diese ist im Vergleich zur Löcherbeweglichkeit μ_p in Silizium näherungsweise um Faktor 3 höher [LUT12a]. In den Bereichen, in denen die Ladungsträger ausgeräumt wurden, baut sich die Raumladungszone auf. Infolgedessen steigt die Kathoden-Anoden-Spannung an der Diode an und lässt sich mit Gleichung (2.22) beschreiben.

$$u_{KA}(t) = U_d + L_\sigma \cdot \frac{di_r}{dt} - u_{CE}(t) \quad (2.22)$$

Der Gradient der elektrischen Feldstärke im niedrig dotierten Mittelgebiet lässt sich anodenseitig mit Gleichung (2.23) und kathodenseitig mit Gleichung (2.24) bestimmen.

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon} \cdot (N_D + p) \quad (2.23)$$

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon} \cdot (N_D - n) \quad (2.24)$$

Die Löcher führen auf der Seite der Anode zu einer Erhöhung des Anstiegs der elektrischen Feldstärke, während die Elektronen zu einem flacheren Verlauf des kathodenseitigen Feldes führen. Die Löcherkonzentration und die Elektronenkonzentration lassen sich aus der Löcherstromdichte j_p bzw. der Elektronenstromdichte j_n mit den Gleichungen (2.25) und (2.26) bestimmen [KHA09], [LUT12a].

$$p = \frac{j_p}{q \cdot v_{SATp}} \quad (2.25)$$

$$n = \frac{j_n}{q \cdot v_{SATn}} \quad (2.26)$$

Die aufgenommene Spannung ist am pn⁻-Übergang höher als am n⁻n-Übergang. Im Gegensatz dazu erfolgt der Ladungsträgerabbau im BIGT im Dioden-Modus vorwiegend an der Anode. Die Ursache ist der sogenannte FCE-Effekt (Field Charge Extraction). Die zurückfließenden Elektronen führen zu einer lateralen Spannung an den kathodenseitigen p-Gebieten. Erreicht diese wiederum die Schwellspannung des pn-Überganges, werden Löcher in das n⁻-Gebiet injiziert [KOP05], [KOP06], [RAH09a]. Der Ladungsträgerberg bleibt daher kathodenseitig erhalten. Nach dem Erreichen der Rückstromspitze I_{RR}, nimmt der Betrag der Stromstärke wieder ab. Aufgrund der geänderten Stromrichtung induziert die im Kommutierungskreis enthaltene Streuinduktivität eine Spannung, welche sich zur angelegten Zwischenkreisspannung addiert. Die Höhe der induzierten Spannung wird vom Anstieg des Rückstroms di_r/dt bestimmt. Wird die gesamte Ladung aus dem Bauelement entfernt, während der Betrag des Stromes deutlich größer als null ist, tritt ein Abriss des Stromes auf. Die hohe zeitliche Ableitung des Stromes führt zu einer hohen Überspannungsspitze, die zur Zerstörung des Bauelementes führen kann. Dies wird auch als *snappiges Verhalten* bezeichnet und tritt vor allem bei kleiner Stromstärke sowie hoher Zwischenkreisspannung auf. Durch ein Absenken der Ladungsträgerkonzentration an der Anode bzw. eine Verschiebung des Ladungsträgerbergs in Richtung Kathode ist es möglich, den Stromabriss in Richtung höherer Zwischenkreisspannung zu verschieben [KHA09].

Bei modernen Konzepten für konventionelle Dioden wie beispielsweise CIBH (Controlled Injection of Backside Holes) und FCE (Field Charge Extraction) wird ebenfalls während des Abschaltvorganges Ladung kathodenseitig generiert, um ein *snappiges Verhalten* zu verhindern. Wie bereits erwähnt, tritt aufgrund der Struktur des BIGTs der FCE-Effekt beim Reverse Recovery im Dioden-Modus auf. Die zusätzlich eingebrachten Ladungsträger verhindern den Stromabriss, das

Bauelement zeigt daher ein deutlich softeres Schaltverhalten. Der Nachteil des FCE-Effekts ist ein leichter Anstieg der Reverse Recovery-Energie E_{rec} . Das sanftere Schaltverhalten ermöglicht allerdings eine Verringerung der Breite des niedrig dotierten Mittelgebietes, was zu einer Reduktion der Schalt- und Durchlassverluste führt.

Im Vergleich zu einer konventionellen Diode ist, wie aus Tabelle 1 hervorgeht, die Reverse Recovery-Energie des BIGTs signifikant höher. Eine weitere Ursache ist, neben dem FCE-Effekt, die deutlich geringere Stromdichte, welche bei gleichem Strom aufgrund der größeren aktiven Chipfläche im BIGT auf Modulebene kleiner ist. Die geringere Stromdichte führt zu einem höheren Emitterwirkungsgrad im BIGT. Infolgedessen ist bei gleichem Strom deutlich mehr Ladung im BIGT vorhanden. Die Tabelle 1 zeigt die Reverse Recovery-Energie und die Einschaltenergie für ein konventionelles SPT+-Modul und ein BIGT-Modul bei unterschiedlicher Temperatur im Nennpunkt des BIGTs.

Tabelle 1: Einschaltenergie und Reverse Recovery Energie des BIGTs und des konventionellen IGBT/Dioden-Moduls, Bed. $U_d=1800V$, $I_F=I_C=1500A$, $L_\sigma=100nH$, $R_{gon}=1,5\Omega$

	SPT+		BIGT	
	E_{rec}/J	E_{on}/J	E_{rec}/J	E_{on}/J
$T_j=25^\circ C$	0,55	2,7	1,58	3,0
$T_j=125^\circ C$	1,05	3,2	2,32	3,79

2.5.1.1 Dynamisches MOS-Control im Dioden-Modus

Wie bereits erwähnt, lässt sich die Plasmakonzentration im Bauelement durch die Gate-Emitter-Spannung beeinflussen. Liegt diese oberhalb der Threshold-Spannung, wird die Elektronenkonzentration und somit auch die Ladungsträgerkonzentration abgesenkt [RAH08], [HER13], [PAP13]. Das Verringern der Ladung im BIGT führt zu einer Reduktion der Reverse Recovery-Energie. In Abbildung 21 ist ein Reverse Recovery mit dynamischem MOS-Control dargestellt. Wesentlichen Einfluss auf dessen Wirksamkeit haben die Pulsdauer t_p und die Versatzzeit t_d , welche auch als Ausblendzeit bezeichnet wird [RAH08], [HER13], [PAP13], [STO13]. Diese umfasst den Zeitraum vom Absenken der Gate-Emitter-Spannung bis zur fallenden Flanke des Anodenstroms. Bei der Bemessung der Versatzzeit ist zu beachten, dass bei zu geringer Versatzzeit die Möglichkeit eines auftretenden Kurzschlusses besteht. Die Länge der Pulsdauer wird durch die erhöhten Durchlassverluste begrenzt. Den Vergleich eines Reverse Recovery mit und ohne dynamisches MOS-Control ist in Abbildung 22 veranschaulicht.

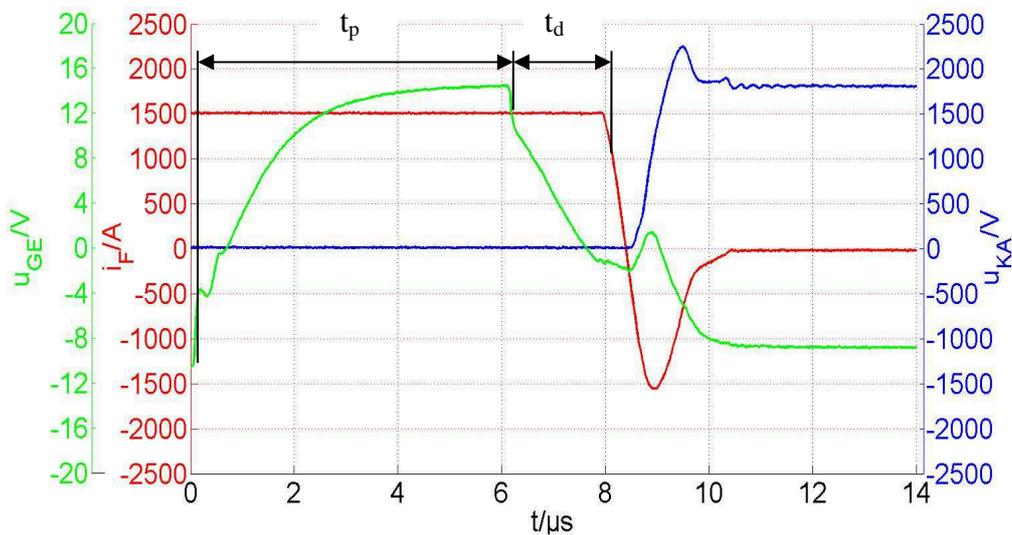


Abbildung 21: Reverse Recovery mit dynamischen MOS-Control, Bed. $U_d=1800\text{V}$, $I=1500\text{A}$, $L_\sigma=218\text{nH}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $t_p=6\mu\text{s}$, $t_d=1,8\mu\text{s}$

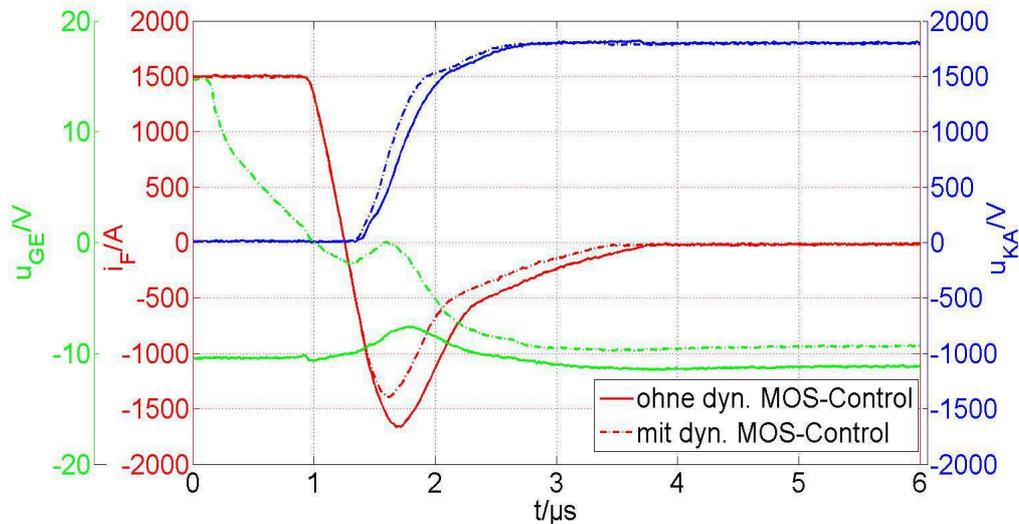


Abbildung 22: Vergleich des Reverse Recovery mit/ohne dynamisches MOS-Control, Bed. $U_d=1800V$, $I=1500A$, $L_\sigma=100nH$, $T_j=25^\circ C$, $t_p=10\mu s$, $t_d=0,8\mu s$

Es wird deutlich, dass sowohl die Rückstromspitze I_{RR} als auch die gespeicherte Ladung Q_{rec} im Vergleich zu einem Reverse Recovery ohne dynamisches MOS-Control deutlich geringer sind.

Aufgrund der anodenseitigen Absenkung der Ladungsträgerkonzentration erfolgt der Anstieg der Kathoden-Anoden-Spannung zu einem früheren Zeitpunkt, außerdem ist deren Verlauf ebenfalls deutlich steiler. Dies führt zu einem Strom durch den kapazitiven Spannungsteiler, welcher aus der Millerkapazität und der Gate-Kapazität besteht. Die Gate-Emitter-Spannung wird angehoben. Für den Fall, dass diese die Threshold-Spannung erreicht, wird durch den Inversionskanal zusätzlich Ladung in das Bauelement eingebracht. Die Schaltenergie nimmt deutlich zu und gegebenenfalls ist diese sogar höher als bei einem Reverse Recovery ohne dynamisches MOS-Control. Um die Anhebung der Gate-Emitter-Spannung zu minimieren, ist der Abschaltgatewiderstand zu verringern. Der Strom fließt somit während des Spannungsanstiegs nicht durch die Gatekapazität, sondern durch den Widerstand. Zudem ist die Versatzzeit so zu wählen, dass die Gate-Emitter-Spannung schon hinreichend klein ist, wenn der Spannungsanstieg erfolgt.

Dieses Wiederaufsteuern tritt vor allem bei geringer Stromstärke auf, weil die zeitliche Ableitung der Kathoden-Anoden-Spannung in diesem Fall höher als bei großem Strom ist. Die Gate-Emitter-Spannung wird daher stärker angehoben.

Die relative Änderung der Reverse-Recovery-Energie E_{rec} in Abhängigkeit von der Versatzzeit t_d bei gleicher Pulsdauer t_p für verschiedene Ströme ist in Abbildung 23 dargestellt. Der dargestellte Bereich ist so gewählt, dass kein Aufsteuern des BIGTs auftritt. Mit zunehmender Versatzzeit sinkt die Wirksamkeit des dynamischen MOS-Controls linear ab [PAP13], [STO13]. Der Inversionskanal ist in dieser Zeitspanne geschlossen und daher steigt die Ladungsträgerkonzentration wieder an. Bei kleiner Stromstärke ist der Abfall der Kennlinie etwas steiler, da die Reverse Recovery-Ladung im BIGT geringer ist. Die Ladungsträgerkonzentration erreicht daher schneller ihren Ausgangswert. Bei hohen Versatzzeiten verliert das dynamische MOS-Control jegliche Wirksamkeit. Die Pulsdauer ist ebenfalls ein wesentlicher Parameter für das dynamische MOS-Control [HER13], [PAP13], [STO13]. Deren Einfluss wird in Abbildung 24 veranschaulicht. Mit steigender Pulsdauer nimmt die relative Änderung der Reverse Recovery logarithmisch zu.

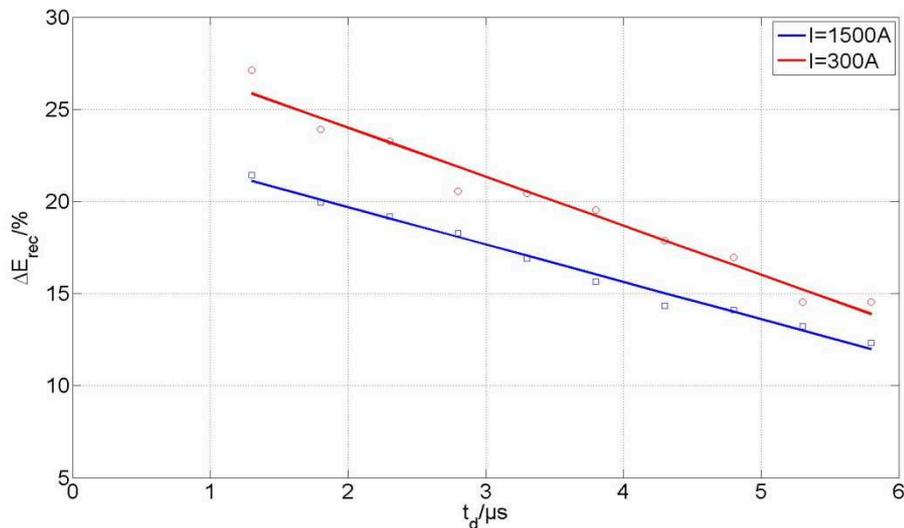


Abbildung 23: Relative Änderung des Reverse Recovery-Energie E_{rec} bei variabler Versatzzeit t_d ,
 Bed. $U_d=1800V$, $L_\sigma=100nH$, $T_j=25^\circ C$, $R_{gon}=680m\Omega$, $R_{goff}=900m\Omega$, $t_p=10\mu s$

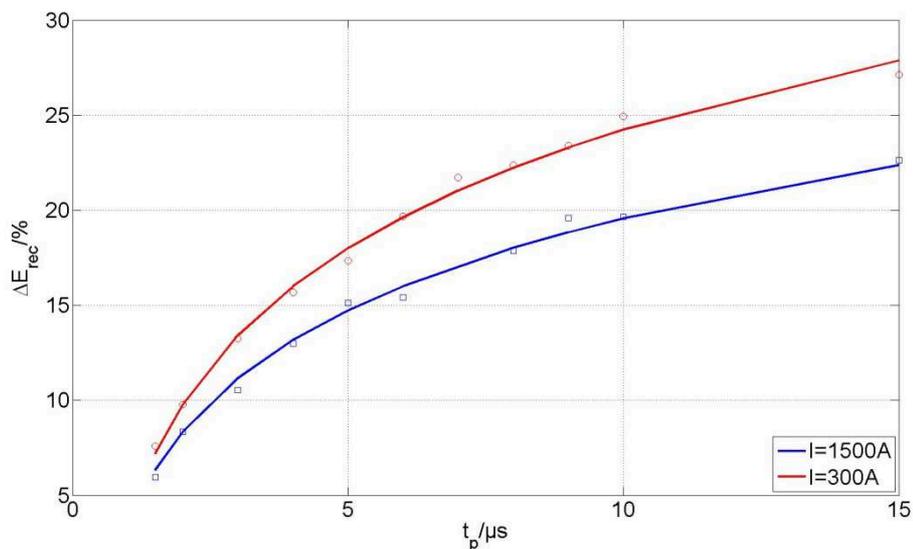


Abbildung 24: Relative Änderung des Reverse Recovery-Energie E_{rec} bei variabler Pulsdauer t_p , Bed. $U_d=1800\text{V}$, $L_\sigma=100\text{nH}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=680\text{m}\Omega$, $R_{\text{goff}}=900\text{m}\Omega$, $t_d=1,8\mu\text{s}$

Auch hier zeigt sich eine bessere Wirksamkeit des dynamischen MOS-Controls bei geringerer Stromstärke. Deren Ursache ist, dass der Widerstand des Inversionskanals das Abfließen der Ladung begrenzt. Die relative Ladungsreduktion und somit auch die relative Reduktion der Schaltenergie sind daher bei großem Strom geringer.

Neben den zeitlichen Faktoren beeinflussen weitere Parameter die Wirksamkeit des dynamischen MOS-Controls, wie beispielsweise die Threshold-Spannung. Bei geringer Spannung bildet sich der Inversionskanal schon bei niedrigerer Gate-Emitter-Spannung aus, wodurch sich die wirksame Pulsdauer erhöht. Außerdem führt eine kleinere Threshold-Spannung zu einer Verringerung des ohmschen Widerstandes des Inversionskanals und die Ladungsträgerkonzentration wird stärker abgesenkt. Eine vergleichbare Wirkung lässt sich durch eine Anhebung der positiven Ausgangsspannung der BIGT-Ansteuerung erzielen. Ein weiterer Faktor ist die Ladungsträgerverteilung im BIGT. Eine anodenseitige Anhebung der Ladungsträgerkonzentration führt zu einer Verbesserung der Wirksamkeit des dyna-

mischen MOS-Controls. Die Ladungsträgerkonzentration und die Threshold-Spannung sind temperaturabhängig, infolgedessen hat die Temperatur ebenfalls Einfluss auf das dynamische MOS-Control. Die im Bauelement vorhandene Ladung nimmt zu. Die Threshold-Spannung steigt ebenfalls an und somit nimmt der ohmsche Widerstand des Inversionskanals zu. Die höhere Temperatur führt zu einer Verringerung der Diffusionsspannung des pn-Überganges der P-Wanne. Die Wirksamkeit des dynamischen MOS-Controls ist bei hoher Temperatur geringer. Die Streuinduktivität beeinflusst das MOS-Control ebenfalls. Weiterführende Messungen haben nachgewiesen, dass bei einer Streuinduktivität von $L_{\sigma}=218\text{nH}$ die Reverse Recovery-Energie stärker abgesenkt wird als bei einer Streuinduktivität von $L_{\sigma}=100\text{nH}$. Die Reduktion der Ladung im BIGT durch das dynamische MOS-Control führt zu einer Verringerung der Löcherkonzentration während des Reverse Recovery. Infolgedessen sind der Gradient der elektrischen Feldstärke und deren Maximum geringer. Der dynamische Avalanche tritt daher erst bei höherer Kathoden-Anoden-Spannung auf. Bei einer Streuinduktivität von $L_{\sigma}=218\text{nH}$ führt das dynamische MOS-Control nicht nur zur Reduktion der Ladung im Bauelement, sondern verhindert eine zusätzliche Generation von Ladungsträgern durch den dynamischen Avalanche. Bei geringerer Streuinduktivität $L_{\sigma}=100\text{nH}$ tritt dieser Effekt nicht in Erscheinung.

Neben dem Reverse Recovery wird auch das Einschaltverhalten vom dynamischen MOS-Control beeinflusst. Die Reduktion der Rückstromspitze I_{RR} hat die Verringerung der Einschaltstromspitze des einschaltenden Bauelementes zur Folge. Aufgrund der Ladungsreduktion in der Diode wird auch die Einschaltenergie geringer. Der Einfluss der Versatzzeit und der Pulsdauer auf die Wirksamkeit des dynamischen MOS-Controls beim Einschalten ist ähnlich wie beim Reverse Recovery im Dioden-Modus. Die Reduktion der Einschaltenergie ist geringer als die Verringerung der Reverse Recovery-Energie.

2.5.2 Schaltverhalten im IGBT-Modus

2.5.2.1 Einschalten im IGBT-Modus

Das Einschalten des BIGTs beginnt mit dem Anlegen der oberen Spannung der Ansteuerung, üblicherweise beträgt diese 15V. Der Anstieg der Gate-Emitter-Spannung wird durch die Gatewiderstände, die Eingangskapazität und die Spannung der Ansteuerung bestimmt. Das Einschalten eines BIGTs zeigt die Abbildung 25. Erreicht die Gate-Emitter-Spannung die Threshold-Spannung, bildet sich der Inversionskanal aus und es werden Elektronen in das Mittelgebiet injiziert, welche in Richtung Kollektor abfließen. Anfangs ist das Bauelement noch unipolar, wechselt aber schon bei sehr kleiner Stromdichte in den bipolaren Betriebsmodus. Entsprechend der Transferkennlinie des Bauelementes steigt der Kollektorstrom an.

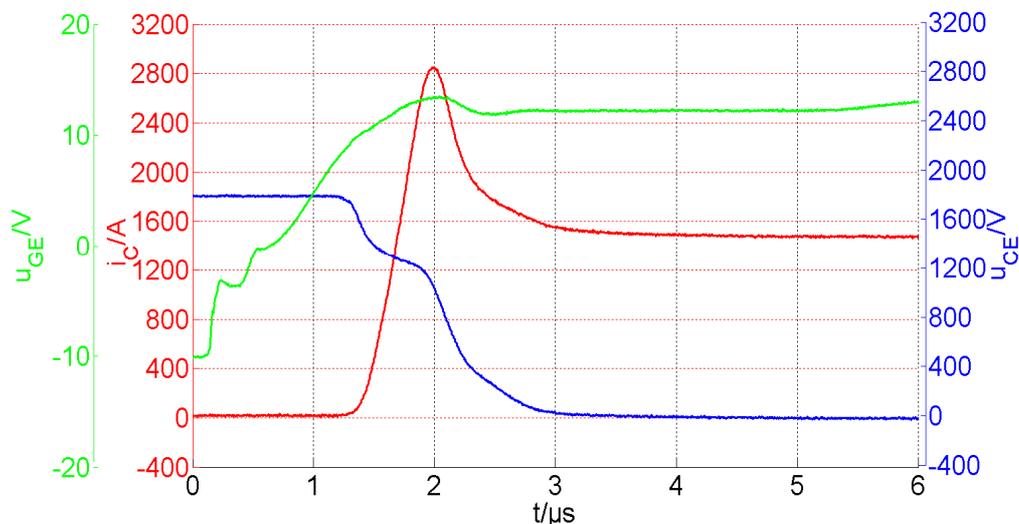


Abbildung 25: Einschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus, Bed. $U_d=1800V$, $I=1500A$, $L_\sigma=100nH$, $T_j=25^\circ C$, $R_{gon}=1,5\Omega$

Der Stromanstieg führt zu einem Spannungsabfall an der Streuinduktivität, infolgedessen sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung leicht ab, deren Verlauf wird durch Gleichung (2.27) beschrieben.

$$u_{CE}(t) = U_d - L_\sigma \cdot \frac{di_C(t)}{dt} \quad (2.27)$$

Ist der Kollektorstrom größer als der Laststrom, wird die Reserve Recovery-Ladung der Diode abgebaut. Dies führt zu einer signifikanten Stromspitze im einschaltenden Bauelement. Die Kathoden-Anoden-Spannung der Diode steigt an und demzufolge sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung weiter ab. Der Abfall der Kollektor-Gate-Spannung führt zu einem Strom durch die Miller-Kapazität. Deren Größe ist indirekt proportional zu der Gate-Kollektor-Spannung. Insbesondere bei kleiner Spannung fließt daher ein hoher Strom durch die Millerkapazität und die Gate-Emitter-Spannung bleibt konstant. Dieser Bereich wird als Millerplateau bezeichnet. Nachdem die Kapazität umgeladen wurde, steigt die Gate-Emitter-Spannung auf die obere Spannung der Steuerung an und der Einschaltvorgang ist abgeschlossen.

Die Einschaltenergie E_{on} des BIGTs ist in seinem Nennpunkt mit $E_{on} = 3,79J$ größer als die des SPT+-IGBTs mit $E_{on} = 3,2J$, wie aus Tabelle 1 hervorgeht. Die große Reverse Recovery-Ladung im Dioden-Modus führt zu einem Anstieg der Einschaltstromspitze und der Einschaltenergie. Der Unterschied der Einschaltenergie ist aber geringer als bei der Reverse Recovery-Energie, da die Einschaltgeschwindigkeit des BIGTs etwas größer als die des SPT+-IGBTs ist.

2.5.2.2 Ausschalten im IGBT-Modus

Das Abschalten des BIGTs wird durch das Anlegen der unteren Treiberspannung, welche üblicherweise zwischen 0V und -15V liegt, eingeleitet. Das Abschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus zeigt die Abbildung 26.

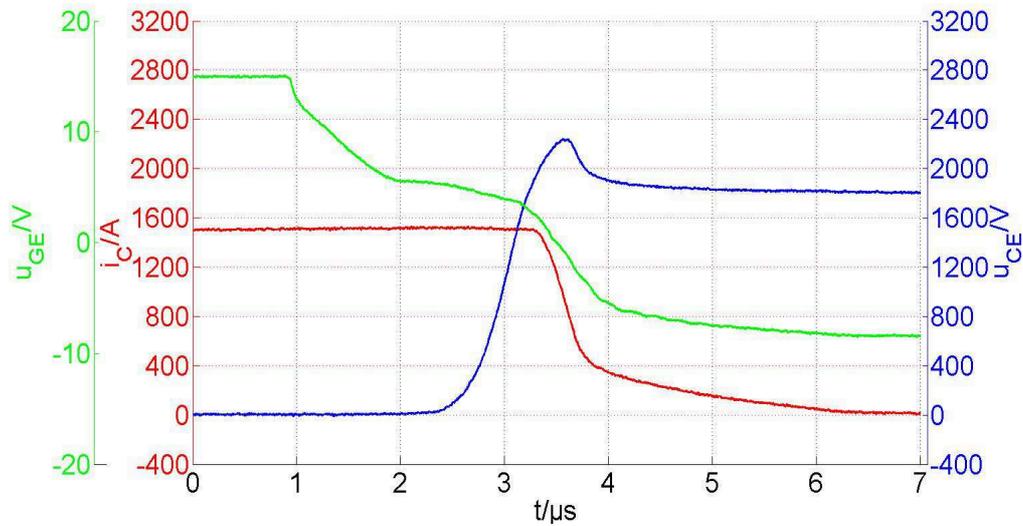


Abbildung 26: Abschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus, Bed. $U_d=1800\text{V}$, $I=1500\text{A}$, $L_\sigma=100\text{nH}$, $T_j=125^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=2,3\Omega$

Der Verlauf der absinkenden Gate-Emitter-Spannung wird durch die Eingangskapazität und die Gatevorwiderstände bestimmt. Die abnehmende Gate-Emitter-Spannung führt zu einer Rückbildung des Inversionskanals. Es werden zu wenige Elektronen in das n^- -Gebiet injiziert, um den Kollektorstrom weiterhin führen zu können. Daher wird der Laststrom aus der im Bauelement vorhandenen Ladung gespeist. Der Abbau beginnt an der P-Wanne und setzt sich in Richtung des Kollektors fort. Es kommt zur Ausbildung der Raumladungszone am pn^- -Übergang zwischen P-Wanne und niedrig dotiertem Mittelgebiet. Der Verlauf der elektrischen Feldstärke lässt sich mit Gleichung (2.28) beschreiben.

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\varepsilon} (N_D + p - n) \quad (2.28)$$

Der Anstieg der elektrischen Feldstärke wird durch die Grunddotierung N_D bzw. die Löcher- und Elektronenkonzentration bestimmt. Ist der Kanal während der Spannungsflanke bereits komplett geschlossen, was vor allem bei einem Abschalt-

ten mit niedrigem Abschaltgatevorwiderstand R_{goff} auftritt, vereinfacht sich die Gleichung (2.28) zu Gleichung (2.29).

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon} (N_D + p) \quad (2.29)$$

Die Ausbreitung der Raumladungszone führt zum Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung. Parallel zu diesem Anstieg ändert sich die Polarität der Gate-Kollektor-Spannung, welche anschließend ebenfalls ansteigt. Die Millerkapazität wird umgeladen und es bildet sich das Millerplateau in der Gate-Emitter-Spannung aus. Der Gatestrom fließt nun nahezu ausschließlich durch die Millerkapazität. Diese begrenzt somit den Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung. Mit zunehmender Kollektor-Emitter-Spannung nimmt die Weite der Raumladungszone w_{RLZ} zu. Die Kollektor-Gate-Kapazität wird geringer, daher nimmt deren Einfluss mit zunehmender Kollektor-Emitter-Spannung ab. Der Verlauf des Kollektorstroms und der Kollektor-Emitter-Spannung wird durch den Abbau des Plasmas im Bauelement bestimmt. Das Verhalten in dieser Phase des Abschaltvorganges lässt sich durch eine nichtlineare Ersatzkapazität beschreiben [SCH12], [BOE13]. Wie bei einer Kapazität führt ein Strom durch das Bauelement zu einem Spannungsanstieg. Erreicht die Kollektor-Emitter-Spannung den Wert der Zwischenkreisspannung U_d , kommutiert der Strom in der Diode. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE\text{max}}$ lässt sich mit Gleichung (2.30) beschreiben.

$$U_{CE\text{max}} = U_d + U_{FRM} + L_\sigma \cdot \frac{di_C}{dt} \quad (2.30)$$

Hat die Weite der Raumladungszone nahezu die Ausdehnung wie beim statischen Sperren erreicht, wird eine deutliche Verringerung der zeitlichen Ableitung des Kollektorstroms erkennbar. Zu diesem Zeitpunkt beginnt die Tailstromphase. An deren Ende stößt die Raumladungszone an die Bufferschicht an, der Kollektorstrom sinkt stark ab. Der Verlauf der elektrischen Feldstärke wechselt von drei-

eckförmig auf trapezförmig. Die Kollektor-Emitter-Spannung sinkt auf den Wert der Zwischenkreisspannung ab und der Abschaltvorgang ist abgeschlossen.

2.5.2.2.1 Dynamischer Avalanche in Halbleiterbauelementen

Während des in Abbildung 26 gezeigten Abschaltvorgangs tritt der dynamische Avalanche auf. Der Einsetzzeitpunkt dieses Effektes zeigt sich durch eine Abflachung des Anstiegs der Kollektor-Emitter-Spannung noch vor dem Erreichen der Zwischenkreisspannung. Wie aus Gleichung (2.29) deutlich wird, führen die Löcher, welche durch die Raumladung in Richtung der P-Wanne fließen, zu einem steileren Feldverlauf. Überschreitet die maximale Feldstärke E_{\max} den Wert der Avalanche-feldstärke, setzt der Generationsmechanismus der Stoßionisation ein. Für einen dreieckigen Feldverlauf kann die Avalanche-feldstärke E_{AV} mit Gleichung (2.31) angegeben werden [LUT12a].

$$E_{AV} = -\left(\frac{8}{C'}\right)^{\frac{1}{8}} \cdot \left(\frac{q \cdot (N_D + p)}{\epsilon}\right)^{\frac{7}{8}} \quad (2.31)$$

Demzufolge ergibt sich die Kollektor-Emitter-Spannung bei der die Stoßionisation einsetzt U_{AV} zu Gleichung (2.32) [LUT12a].

$$U_{AV} = \frac{1}{2} \left(\frac{8}{C'}\right)^{\frac{1}{4}} \cdot \left(\frac{q \cdot (N_D + p)}{\epsilon}\right)^{\frac{3}{4}} \quad (2.32)$$

Bei diesen Gleichungen wird davon ausgegangen, dass von den Grenzen der Raumladungszone nur die Minoritätsladungsträgerströme neutraler Zonen eindringen [LUT12a]. Beim dynamischen Avalanche bildet der Ladungsträgerberg eine Grenze der Raumladungszone. Die Spannung U_{AVdyn} , bei welcher der dynamische Avalanche einsetzt, ist daher geringer und lässt sich mit Gleichung (2.33) bestimmen [LUT12a].

$$U_{AVdyn} = \frac{1}{2} \left(\frac{8}{C'} \right)^{\frac{1}{4}} \cdot \left(\frac{q \cdot (N_D + p)}{\epsilon} \right)^{\frac{3}{4}} \left(\frac{\mu_n}{\mu_n + \mu_p} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (2.33)$$

Es werden drei Arten des dynamischen Avalanche in Dioden unterschieden [LUT03], [LUT12a]. Der Avalanche 1. Art tritt an der Anode auf und gilt als eher unkritisch. Die zusätzlich erzeugten Elektronen führen zu einer Kompensation der Feldaufteilung wie die Gleichung (2.34) zeigt.

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q \cdot (N_D + p - n_{AV})}{\epsilon} \quad (2.34)$$

Der Avalanche 1. Art kann daher als selbst stabilisierend betrachtet werden [LUT03], [LUT12a]. Wird die Löcherkonzentration weiterhin erhöht, tritt eine verstärkte Filamentbildung im Bauelement auf. In diesen Bereichen ist der differentielle Widerstand negativ und die Stromdichte steigt dementsprechend an. Im dynamischen Avalanche 2. Art kann nicht mehr von einer gleichmäßigen Stromverteilung im Bauelement ausgegangen werden. Auch bei dieser Art gibt es Effekte, die einem Ausfall des Halbleiters entgegenwirken [LUT12a]:

- Hohe Stromdichte führt zu Erwärmung des Halbleiters, wodurch die Avalanchefeldstärke steigt.
- Der Widerstand im Filament steigt bei sehr hoher Stromdichte wieder an, somit wird der Stromfehlverteilung entgegengewirkt.
- Sehr hohe Stromstärke im Filament baut den Ladungsträgerberg in dem Bereich sehr schnell ab.

Steigt die Belastung im Bauelement so stark an, dass auch am n-n-Übergang ein elektrisches Feld entsteht und auch dort der dynamischen Avalanche auftritt, entspricht dies dem Avalanche 3. Art. Dieser Fall ist instabil und führt in der Regel zum Ausfall des Bauelementes [DOM03], [LUT12a]. In Dioden mit kathodensei-

tigen p-Gebieten wie FCE- und CBIH-Dioden, tritt diese Art des dynamischen Avalanche nicht in Erscheinung. In beiden Dioden werden während des Abschaltvorgangs Löcher injiziert, die den Abbau des Ladungsträgerbergs an der Kathode verhindern [KOP05], [BAB08], [LUT12a]. Diese Löcherinjektion erfolgt ebenfalls im Dioden-Modus des BIGTs. Demzufolge lässt sich schlussfolgern, dass der dynamische Avalanche 3. Art im Dioden-Modus des BIGTs nicht auftritt.

Wie bereits erwähnt, tritt der dynamische Avalanche beim Abschalten des IGBTs auf, dies gilt insbesondere bei hohem Kollektorstrom. Das Verhalten bei einem dynamischen Avalanche 1. Art und 2. Art entspricht im Wesentlichen dem einer konventionellen Diode. Bei NPT-IGBTs (Non Punch Through) tritt der dynamische Avalanche 3. Art nicht auf. Die Löcherinjektion des in Durchlassrichtung gepolten kollektorseitigen pn-Überganges verhindert die Lösung des Ladungsträgerbergs vom Kollektor [LUT12a]. Bei modernen IGBT-Typen, welche eine Bufferschicht besitzen, führt diese zu einer Verringerung des Emitterwirkungsgrades des kollektorseitigen pn-Überganges. Bei sehr hohem Strom werden nicht ausreichend Löcher injiziert, die Elektronenkonzentration am Kollektor steigt an und ist größer als die Löcherkonzentration. Die Elektronenkonzentration liegt deutlich oberhalb der Grunddotierung und es entsteht ein elektrisches Feld am kollektorseitigen pn-Übergang. Dies ist vergleichbar mit dem 2. Durchbruch im Transistor und führt zur Zerstörung des Bauelementes [RAH04], [RAH05], [LUT12a].

In der bisherigen Betrachtung sind die langfristigen Folgen des dynamischen Avalanche nicht berücksichtigt worden. Insbesondere bei hochsperrenden Bauelementen mit einer MOS-Struktur, wie z.B. IGBT und BIGT, kann es zur Schädigung des Oxids kommen. Untersuchungen in [LAS07] haben gezeigt, dass es beim Abschalten mit hoher elektrischer Feldstärke zu einer Anhebung der Abschaltverzögerungszeit und zu einer Erhöhung des Strom- und Spannungsanstiegs während des Einschaltens kommt.

2.5.2.3 Kurzschlussfestigkeit

Ein weiteres wesentliches Kriterium zur Beurteilung eines Leistungshalbleiters ist das Verhalten bei einem Lastkurzschluss. Es werden 3 Fälle unterschieden. Als Unterscheidungsmerkmal dient der Zeitpunkt, an dem der Kurzschluss auftritt [ECK93], [LUT12b], [MAR13]:

- Kurzschlussfall 1: Das Bauelement schaltet auf einen bestehenden Lastkurzschluss ein.
- Kurzschlussfall 2: Der Kurzschluss tritt auf, wenn das Bauelement im IGBT-Modus eingeschaltet ist.
- Kurzschlussfall 3: Das Bauelement ist im Dioden-Modus, wenn der Lastkurzschluss auftritt. Außerdem wird noch unterschieden, ob 3a) in diesem Fall gilt $U_{GE} > U_{TH}$ und 3b) hier gilt $U_{GE} < U_{TH}$.

In [MAR13] wurde ein Vergleich des Kurzschlussverhaltens eines 3,3kV BIGTs und eines 2,5kV IGBT/Dioden-Moduls durchgeführt. Untersucht wurden die Kurzschlussfälle 2 und 3. Neben der Sperrspannung unterscheiden sich die Bauelemente noch im Nennstrom (BIGT: $I_{NOM}=1500A$, SPT: $I_{NOM}=1200A$) und bei den Gehäuseabmessungen (BIGT: 140mmx130mm SPT: 190mmx140mm). Ein 190mmx140mm Gehäuse enthält 24 IGBT-Chips und 12 Dioden-Chips. Die Anzahl der Chips, die im IGBT-Modus aktiv sind, ist somit gleich. Im Dioden-Modus ist die Chipanzahl unterschiedlich, im BIGT sind es 24 und im konventionellen Modul 12. Das größere Gehäuse besitzt außerdem eine niedrigere interne Streuinduktivität und ein anderes thermisches Verhalten. Aufgrund der elektrischen und thermischen Unterschiede wird deutlich, dass das konventionelle Modul nur bedingt als Vergleichsobjekt geeignet ist. Die Abbildung 27 zeigt das Verhalten der Bauelemente für den Kurzschlussfall 2.

2. Charakterisierung des elektrischen Verhaltens des BIGTs

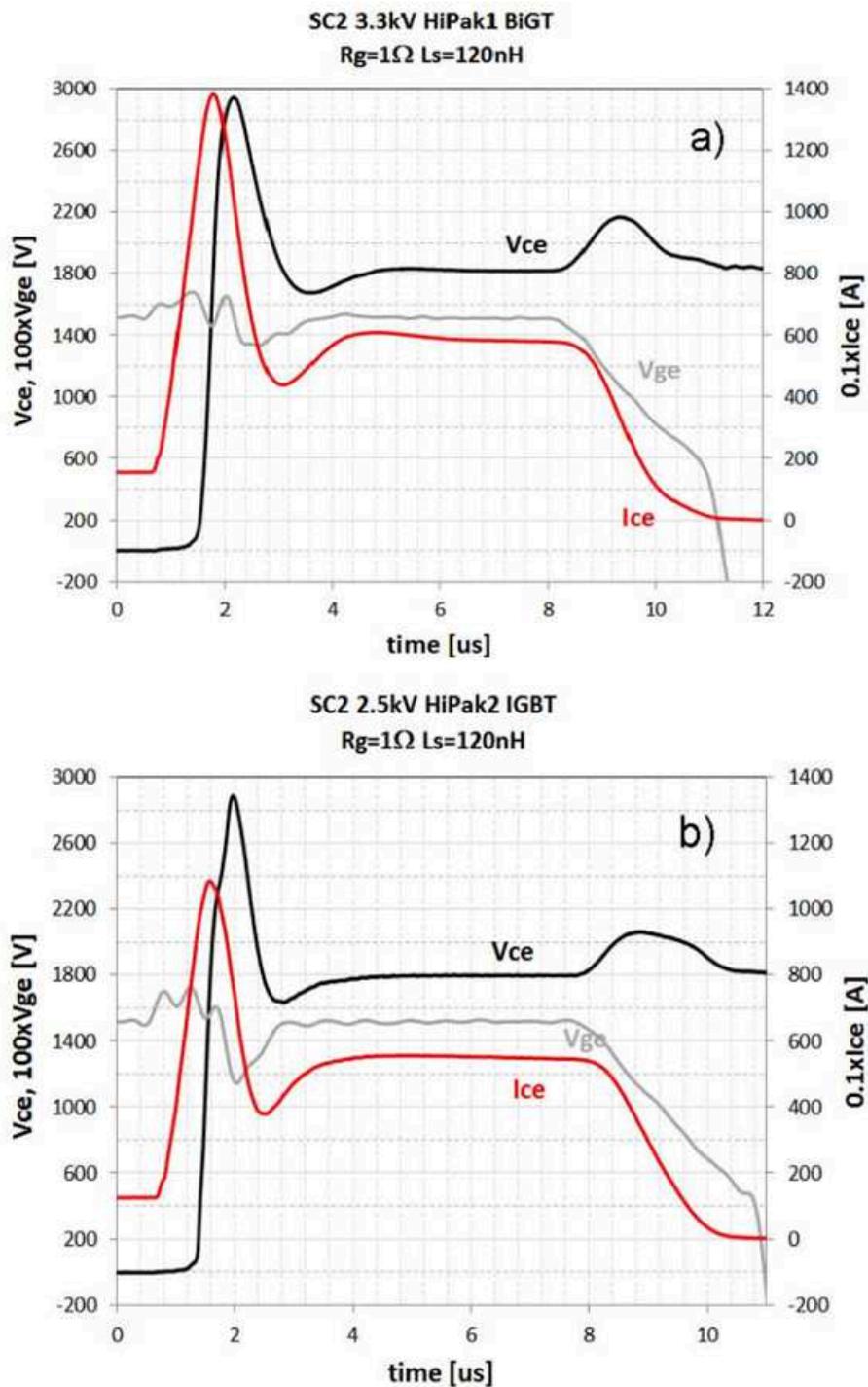


Abbildung 27: Verhalten bei Kurzschlussfall 2 a) BIGT-Modul b) konventionelles IGBT/Dioden-Modul [MAR13]

In beiden Bauelementen fließt der Nennstrom, bevor der Kurzschluss eintritt. Nach dem Lastkurzschluss steigt der Strom an, dessen Anstieg di/dt wird durch die Zwischenkreisspannung und die Kurzschlussinduktivität bestimmt. Ist der Sättigungsstrom des Bauelementes erreicht, steigt die Kollektor-Emitter-Spannung an. Der positive Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung führt zu einem Strom durch die Millerkapazität und die Gate-Emitter-Kapazität, die Gate-Emitter-Spannung wird daher angehoben. Aufgrund der höheren Gate-Emitter-Spannung steigt der Strom weiter an. Der Kurzschlussfall 2 ist daher problematischer für das Bauelement als der Kurzschlussfall 1. Der Anstieg der Stromstärke wird durch ein Absenken der Gate-Emitter-Spannung durch die Ansteuerung begrenzt. Im Vergleich zum konventionellen Modul ist die Stromspitze im BIGT deutlich höher. Dies ist insofern bemerkenswert, weil Bauelemente mit niedriger Sperrspannung auch einen höheren Kurzschlussstrom besitzen, da deren MOS-Kanal einen geringeren ohmschen Widerstand besitzt. Das Bauelement entsättigt somit erst bei höheren Stromdichten. Es kann daher davon ausgegangen werden, dass bei einem Vergleich mit einem 3,3kV Bauelement der Unterschied noch deutlicher ausfallen würde. Aufgrund der Verringerung der Gate-Emitter-Spannung sinkt der Strom ab, die negative zeitliche Ableitung des Kollektorstroms führt zu einer hohen Spannungsspitze. Anschließend stellt sich der stationäre Kurzschlussstrom ein und kann mit Gleichung (2.35) bestimmt werden.

$$I_{CSAT} = \frac{1}{1 - \alpha_{PNP}} \cdot \frac{\kappa}{2} \cdot (U_{GE} - U_{TH})^2 \quad (2.35)$$

Dieser ist im BIGT nur geringfügig höher als im konventionellen IGBT. Nach ca. 9µs schaltet die Steuerung den Kurzschluss ab, wobei die Spannungsspitze im BIGT etwas höher ist. Beide Bauelemente beherrschen diesen Kurzschlussfall.

Die Abbildung 28 zeigt den Vergleich der beiden Bauelemente im Kurzschlussfall 3a, mit einer Gate-Emitter-Spannung $U_{GE}=15V$. Tritt der Kurzschluss auf, kommutiert der Strom von der Diode in den IGBT bzw. der BIGT wechselt vom Dioden-Modus in den IGBT-Modus. Im konventionellen Modul ist ein deutlicher Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung erkennbar. Der IGBT ist zum Kommutierungszeitpunkt schon eingeschaltet, aber noch nicht mit Ladungsträgern geflutet. Die Ladungsträgermodulation erfolgt während des Stromanstiegs und somit sinkt die Spannung wieder ab. Im Gegensatz dazu ist der BIGT bereits mit Ladungsträgern geflutet, wobei, wie in Abschnitt 2.4 bereits beschrieben, die Forward Recovery-Spannung schwächer ausgeprägt ist. Somit tritt keine Kommutierung auf, das Bauteil wechselt lediglich den Betriebsmodus. Wie schon bei Kurzschlussfall 2 ist die Stromspitze im BIGT höher. Bei der Entsättigung des IGBTs wird vor allem die Diode stark belastet, da sowohl der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung du_{CE}/dt als auch der Stromanstieg sehr hoch sind. Oft ist dieses belastende Reverse Recovery der Diode die Ursache für einen Ausfall bei Kurzschlussfall 3. Der BIGT hat somit einen klaren Vorteil, da aufgrund des Wechsels des Betriebsmodus kein Reverse Recovery auftritt. Allerdings ist hinzu-zufügen, dass der Kurzschlussfall 3a beim BIGT nur eine untergeordnete Rolle spielt. Im Dioden-Modus ist es erforderlich, die Gate-Emitter-Spannung unter die Threshold-Spannung abzusenken, um die Durchlassverluste zu minimieren. Die Gate-Emitter-Spannung wird lediglich beim dynamischen MOS-Control kurzzeitig angehoben, d.h. der Kurzschlussfall 3b mit abgesenkter Gate-Emitter-Spannung tritt deutlich häufiger auf. Sofern also die Gate-Emitter-Spannung unterhalb der Threshold-Spannung liegt, führt der Lastkurzschluss nur zum Reverse Recovery der Diode. Auch in diesem Fall kann der hohe Stromanstieg zu einer enormen Belastung während des Reverse Recovery der Diode führen. Die Rückstromspitze ist im BIGT signifikant größer [MAR13].

2. Charakterisierung des elektrischen Verhaltens des BIGTs

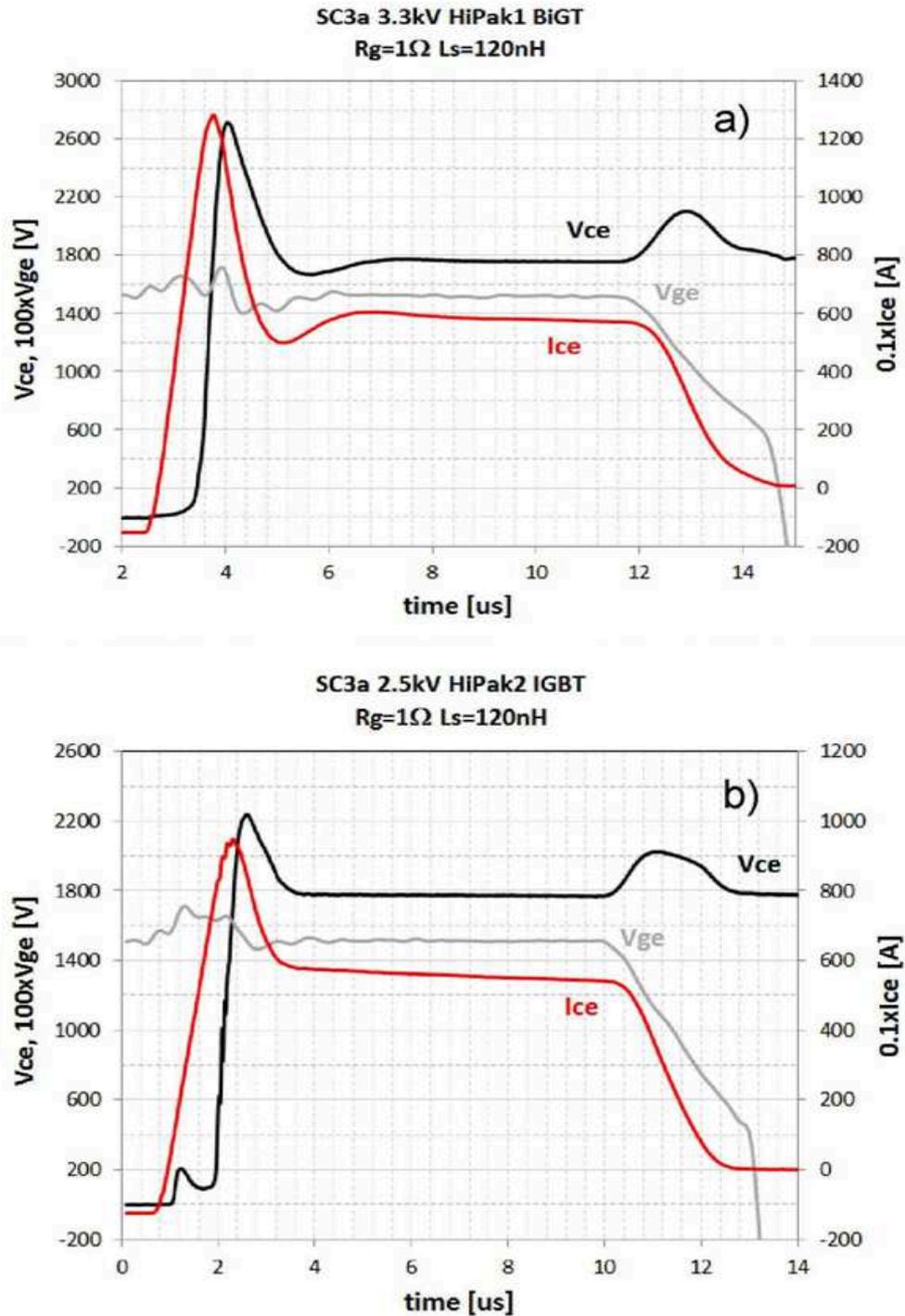


Abbildung 28: Verhalten bei Kurzschlussfall 3a a) BIGT-Modul b) konventionelles IGBT/Dioden-Modul [MAR13]

3 Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

In der Entwicklungsphase von Leistungshalbleitern werden die ersten Messungen in der Regel an einzelnen Halbleiterchips durchgeführt. In der Applikation, vor allem im hohen Leistungsbereich, sind mehrere Chips in einem Modul parallel geschaltet. Um aussagekräftige Resultate zu erzielen, sind alle wesentlichen Parameter entsprechend zu skalieren, wie zum Beispiel die Streuinduktivität, der Gatevorwiderstand und die Stromstärke. Eine geeignete Skalierung ist besonders bei einem Vergleich von einem konventionellen IGBT bzw. einer konventionellen Diode mit einem BIGT wichtig. Dies wurde bereits in [WIG11], [WIG12] beschrieben.

Die Abbildung 29 zeigt den Vergleich des Reverse Recovery zwischen einem BIGT im Dioden-Modus und einer konventionellen Diode. In dem dargestellten Arbeitspunkt zeigt die Diode ein schnappiges Verhalten, es kommt zum Abriss des Rückstroms I_r .

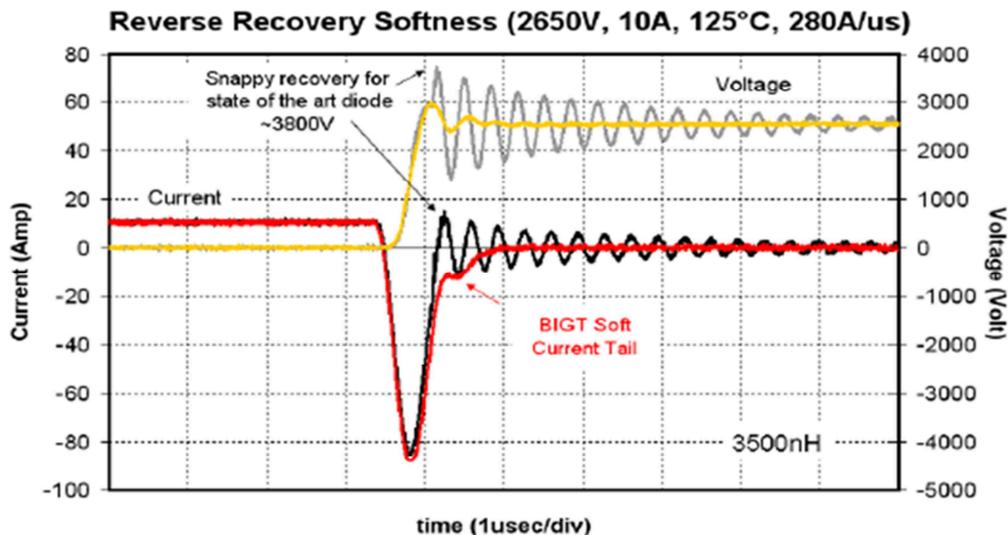


Abbildung 29: Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus zwischen einem BIGT und einer konventionellen Diode auf Chip-Level [RAH08], [RAH09b]

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

Dies führt aufgrund der hohen zeitlichen Ableitung des Stromes zu einer hohen Kathoden-Anoden-Spannung U_{KA} der Diode. Die Höhe der Kollektor-Emitter-Spannung des einschaltenden IGBT ist zu vernachlässigen. Die Kathoden-Anoden-Spannung wird demzufolge von der Zwischenkreisspannung U_d und der von der Streuinduktivität L_σ hervorgerufenen Spannung bestimmt. Neben der hohen Spannungsspitze treten an der SPT+-Diode starke Oszillationen von Strom und Spannung auf. Diese werden durch den Schwingkreis hervorgerufen, welcher aus der Streuinduktivität L_σ und der Sperrschichtkapazität der Diode gebildet wird. Im Gegensatz zur konventionellen Diode zeigt der BIGT im Dioden-Modus im gleichen Arbeitspunkt ein deutlich sanfteres Abschaltverhalten. Die Ursache ist der bereits beschriebene FCE-Effekt. Dieser generiert zusätzlich Ladungsträger und verhindert somit das Lösen des Ladungsträgerbergs von der Kathode. Die maximale Kathoden-Anoden-Spannung ist bei einer nur geringfügig höheren Reverse Recovery-Ladung Q_{rec} deutlich geringer.

In Abbildung 30 ist der Vergleich der maximalen Kathoden-Anoden-Spannung zwischen einer konventionellen Diode und verschiedenen BIGT-Prototypen im Dioden-Modus bei variabler Stromstärke dargestellt. Die Differenz der maximalen Kathoden-Anoden-Spannung ist deutlich kleiner als in der Abbildung 29. Die potentielle Ursache für diese deutliche Diskrepanz ist, dass in Abbildung 29 der Vergleich auf Chipebene und die Messungen in Abbildung 30 auf Modulebene durchgeführt wurden. Wie bereits erwähnt, befinden sich einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul mit den o.g. Abmessungen 8 Dioden-Chips und 16 IGBT-Chips. Im BIGT-Modul sind alle 24 BIGT Chips im Dioden- und IGBT-Modus aktiv. Die Anzahl der Chips ist im BIGT-Modul im Dioden-Modus um Faktor 3 und im IGBT-Modus um Faktor 1,5 höher. Dies gilt unter der Voraussetzung, dass die Fläche pro Chip in beiden Modulen gleich ist.

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

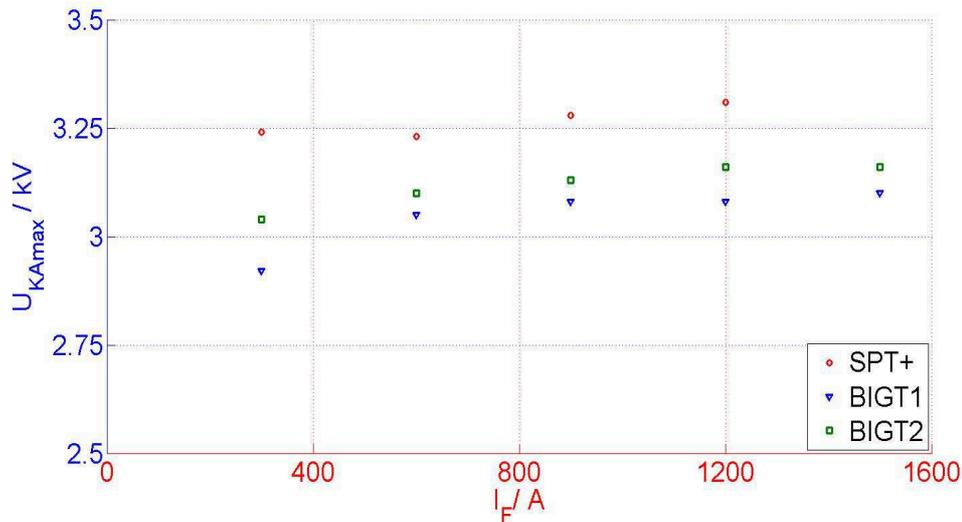


Abbildung 30: Vergleich der maximalen Kathoden-Anoden-Spannung $U_{KA,max}$ zwischen der konventionellen SPT+-Diode und BIGT-Prototypen, BIGT1 (EYOG03), BIGT2(EYOG01)

Der Arbeitspunkt des BIGT-Chips unterscheidet sich somit deutlich von dem Arbeitspunkt der konventionellen Dioden- bzw. IGBT-Chips bei gleichen Bedingungen auf Modulebene. Die für das Reverse Recovery Verhalten wesentlichen Parameter, wie die Stromdichte J_F , deren zeitliche Ableitung während der fallenden Stromflanke dj_F/dt und die flächenbezogene Streuinduktivität L'_σ unterscheiden sich somit, bei gleichem Arbeitspunkt auf Modulebene deutlich. Das Verhältnis dieser Größen für den BIGT und für die SPT+-Diode kann mit den folgenden Gleichungen (3.1), (3.2) und (3.3) beschrieben werden.

$$J_{F,BIGT} = \frac{1}{3} \cdot J_{F,SPT+Diode} \quad (3.1)$$

$$L'_{\sigma,BIGT} = 3 \cdot L'_{\sigma,SPT+Diode} \quad (3.2)$$

$$\frac{dj_{F,BIGT}}{dt} = \frac{1}{3} \frac{dj_{F,SPT+Diode}}{dt} \quad (3.3)$$

Ähnliches gilt bei einem Vergleich des Abschaltverhaltens auf Chipebene im IGBT-Modus. Auch in diesem Fall unterscheidet sich der Arbeitspunkt bei gleichen Parametern auf Modulebene von dem bei gleichen Parametern auf Chipebene zwischen BIGT und dem SPT+-IGBT. Ein wesentlicher Parameter für das Abschaltverhalten ist neben der Stromdichte und dem flächenbezogenem Abschaltgatevorwiderstand R'_{goff} die flächenbezogene Streuinduktivität L'_{σ} [SCH12]. Das Verhältnis dieser Größen im BIGT und dem SPT+-IGBT bei gleichem Arbeitspunkt auf Modulebene lässt sich mit den Gleichungen (3.4), (3.5) und (3.6) beschreiben.

$$J_{\text{BIGT}} = \frac{2}{3} J_{\text{SPT+IGBT}} \quad (3.4)$$

$$L'_{\sigma, \text{BIGT}} = \frac{3}{2} \cdot L'_{\sigma, \text{SPT+IGBT}} \quad (3.5)$$

$$R'_{\text{goff}, \text{BIGT}} = \frac{3}{2} R'_{\text{goff}, \text{SPT+IGBT}} \quad (3.6)$$

3.1 Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus zwischen gleichen Bedingungen auf Chipebene und gleichen Bedingungen auf Modulebene

Das Skalierungsschema für diesen Vergleich zeigt die Abbildung 31. Für eine bessere Übersichtlichkeit wurden nicht die flächenbezogenen Größen angeführt, sondern die Werte der Parameter Anodenstrom I_F , dessen zeitliche Ableitung di_F/dt sowie die Streuinduktivität L_{σ} auf Chipebene (gelb) und auf Modulebene (grün) dargestellt. Die Messungen wurden auf Modulebene durchgeführt.

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

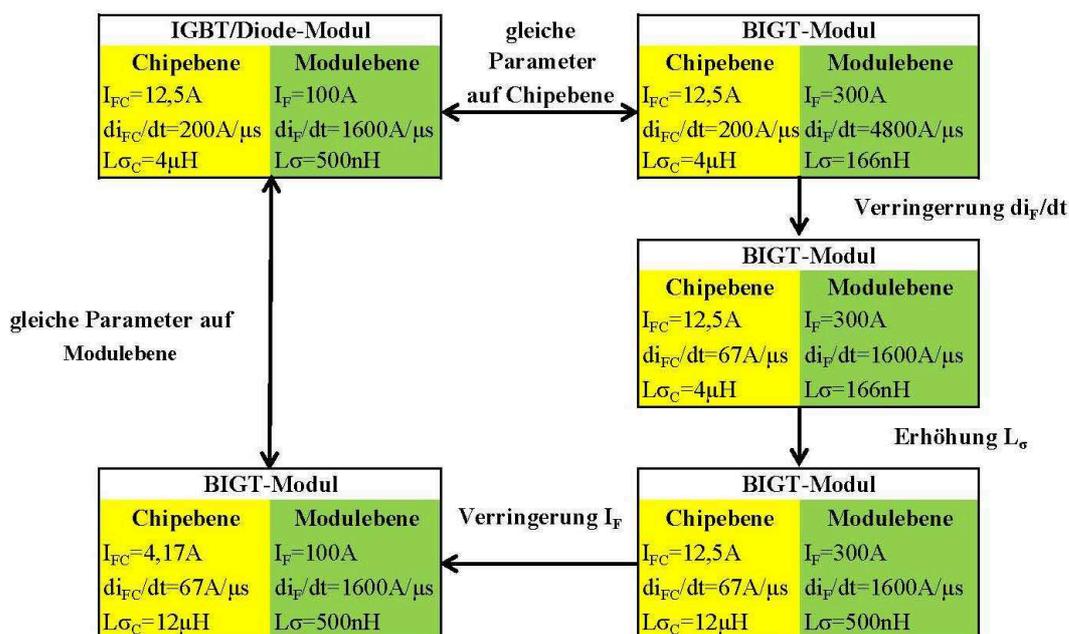


Abbildung 31: Skalierungsschema für den Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus [WIG11]

Für den Vergleich auf Chipebene wurden die Parameter mit Hilfe der Gleichungen (3.7), (3.8) und (3.9) berechnet. Der Skalierungsfaktor von Modul- zu Chipebene N_{MC} ergibt sich aus der Anzahl der im Betriebsmodus aktiven Chips, $N_{MC}=8$ für die SPT+-Diode und $N_{MC}=24$ für den BIGT.

$$I_{FC} = \frac{I_F}{N_{MC}} \quad (3.7)$$

$$\frac{di_{FC}}{dt} = \frac{di_F}{dt} \cdot \frac{1}{N_{MC}} \quad (3.8)$$

$$L_{\sigma C} = N_{MC} \cdot L_\sigma \quad (3.9)$$

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

Der Vergleich beginnt mit gleichen Bedingungen auf Chipebene. Die Änderung der Parameter erfolgt schrittweise, bis identische Bedingungen auf Modulebene erreicht sind. Die Abbildung 32 zeigt den Vergleich des Reverse Recovery bei gleichen Parametern auf Chipebene. Ähnlich wie in der Abbildung 29 zeigt auch in diesem Fall die konventionelle Diode ein snappiges Verhalten. Es kommt zum Stromabriss und demzufolge zu einer hohen Spannungsspitze $U_{KAmax}=3,1kV$, welche nur knapp unterhalb der zulässigen Sperrspannung von $3,3kV$ liegt. Im Gegensatz zur konventionellen Diode bleibt auch in diesem Vergleich das Verhalten des BIGTs sanft. Die maximale Kathoden-Anoden-Spannung ist signifikant geringer als bei der konventionellen Diode. Im BIGT tritt während des Reverse Recovery der dynamische Avalanche auf. Dies wird anhand der Verringerung des Anstiegs der Kathoden-Anoden-Spannung du_{KA}/dt deutlich. Die Ursache ist die höhere maximale Feldstärke im RC-IGBT. Der Pilot-IGBT ist im Dioden-Modus nahezu inaktiv, die aktive Fläche ist im BIGT kleiner. Die lokale Stromdichte im RC-IGBT ist höher als in der konventionellen Diode.

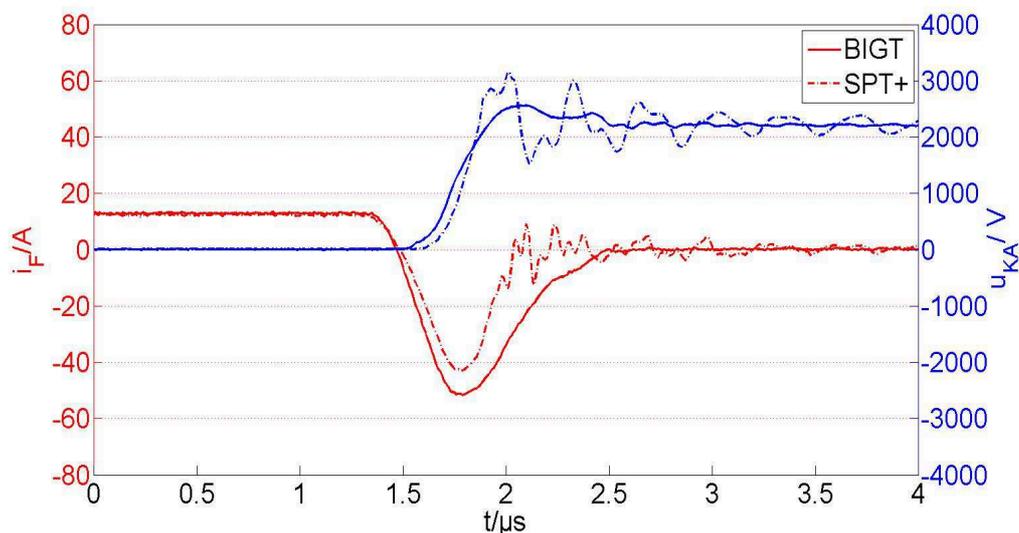


Abbildung 32: Vergleich des Reverse Recovery Verhaltens zwischen einer konventionellen SPT+-Diode und einem BIGT (EYOG01) im Dioden-Modus bei gleichen Parametern auf Chipebene, Bed. $U_d=2200V$, $T_j=25^\circ C$ [WIG11]

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

Infolgedessen verläuft der Anstieg des elektrischen Feldes steiler. Wenn die maximale Feldstärke den Wert der Avalanche­feldstärke erreicht hat, werden zusätzlich Ladungsträger generiert. Diese führen zu einem Anstieg der Reverse Recovery Ladung, welche wiederum im Vergleich zur Ladung in der SPT+-Diode deutlich höher ausfällt. In diesem Punkt weicht das Verhalten von dem Vergleich auf Chipebene aus Abbildung 29 ab. Die Ursache dieser Diskrepanz ist die unterschiedliche Sperrschichttemperatur. Die Messungen aus Abbildung 29 wurden bei einer Temperatur von $T_j=125^\circ\text{C}$ durchgeführt. Bei einer höheren Temperatur ist die Avalanche­feldstärke des Halbleitermaterials höher und der dynamische Avalanche tritt erst bei deutlich höheren Feldstärken auf. Es wird somit bei geringerer Temperatur mehr zusätzliche Ladung generiert. Im Gegensatz zu dem soften Reverse Recovery auf Chipebene zeigt der BIGT wie in Abbildung 33 ersichtlich bei gleichen Bedingungen auf Modulebene ein deutlich anderes Verhalten. Die maximale Kathoden-Anoden-Spannung U_{KAmax} des BIGTs ist deutlich höher und entspricht annähernd der Kathoden-Anoden-Spannung der SPT+-Diode.

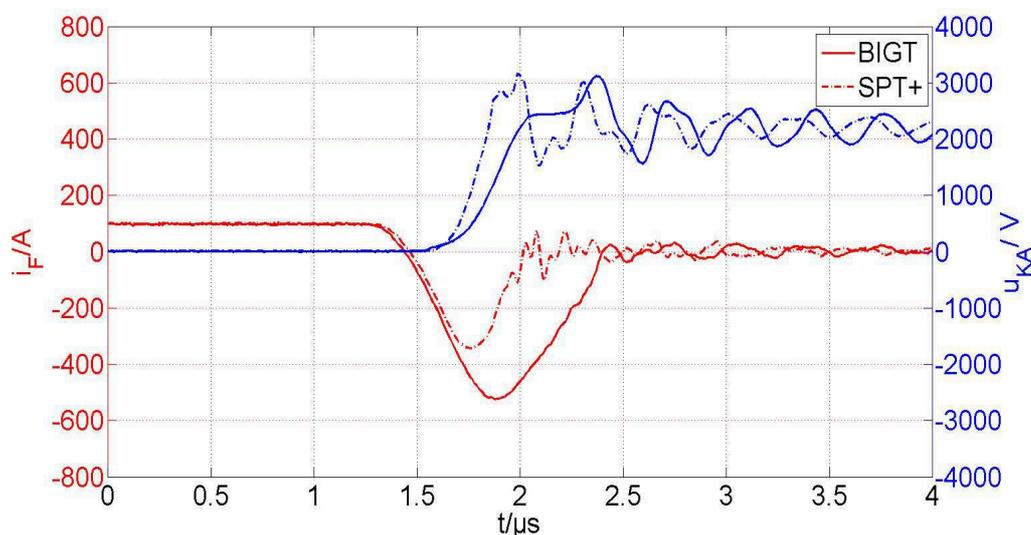


Abbildung 33: Vergleich des Reverse Recovery Verhaltens zwischen einer konventionellen SPT+-Diode und einem BIGT (EYOG01) im Dioden-Modus bei gleichen Parametern auf Modulebene, Bed. $U_d=2200\text{V}$, $T_j=25^\circ\text{C}$ [WIG11]

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

Der Einfluss der im Vergleich zur Chipebene höheren Streuinduktivität und der kleineren Stromstärke kann nicht durch die Verringerung des Stromanstiegs kompensiert werden. Des Weiteren ist der dynamische Avalanche stärker ausgeprägt. Die zeitliche Ableitung der Kathoden-Anoden-Spannung u_{KA}/dt ist, unmittelbar bevor diese ihr Maximum erreicht, stark abgesenkt. Die Generation von Ladungsträgern führt zu einem Anstieg der Ladung im BIGT bis auf den 3fachen Wert der Ladung der SPT+-Diode. Der Anstieg des Rückstroms di_r/dt wird bis zu dem Zeitpunkt begrenzt, wenn das elektrische Feld die Bufferschicht erreicht. Anschließend erfolgt ein deutlicher Anstieg der zeitlichen Ableitung des Rückstroms di_r/dt . Infolgedessen steigt die Kathoden-Anoden-Spannung stark an. Der kathodenseitig auftretende FCE-Effekt ist nicht in der Lage, den Anstieg des Rückstroms di_r/dt zu begrenzen. Um den Einfluss der einzelnen Parameter zu bestimmen, sind in Abbildung 34 die Messergebnisse der Zwischenschritte des Skalierungsalgorithmus dargestellt.

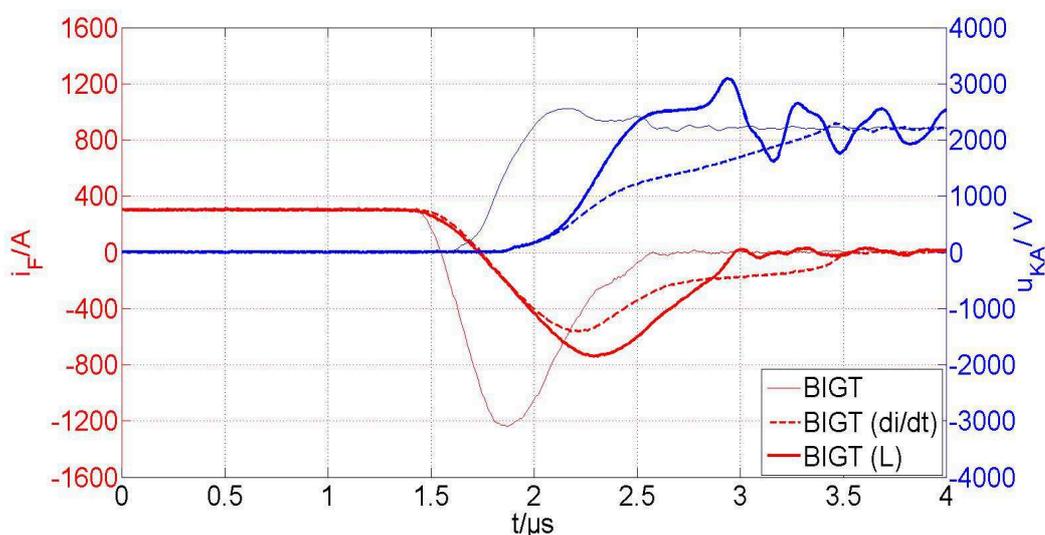


Abbildung 34: Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus des BIGTs zwischen den unterschiedlichen Skalierungsschritten, **BIGT** gleiche Bedingungen auf Chip-Level, **BIGT(di/dt)** Absenkung des di/dt , **BIGT(L)** Erhöhung der Streuinduktivität, Bed. $U_d=2200V$, $T_j=25^\circ C$

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

Die gestrichelte Linie zeigt das Reverse Recovery Verhalten nach dem Absenken der zeitlichen Ableitung des Stromes, während die durchgezogene dicke Linie den Einfluss der Anhebung der Streuinduktivität repräsentiert. Die Absenkung der zeitlichen Ableitung des Stroms di_F/dt wird durch eine Anhebung des Einschaltgatorwiderstandes R_{gon} des einschaltenden IGBTs erreicht. Dies führt zu einer deutlichen Verringerung der Rückstromspitze I_{RR} . Die Feldaufsteilung im Bauelement ist sehr gering und der dynamische Avalanche tritt nicht auf. Der Tailstrom ist deutlich ausgeprägt. Die Weite der Raumladungszone w_{RLZ} ist bei gleicher Kathoden-Anoden-Spannung größer. Aufgrund des sich weit in das n^- -Gebiet erstreckenden Feldes ist bei Erreichen der Zwischenkreisspannung U_d nahezu keine Ladung im Bauelement vorhanden. Im anschließenden Skalierungsschritt wurde die Streuinduktivität erhöht. Dies führt zu einem langsameren Einschalten des IGBTs, um dies zu kompensieren wurde der R_{gon} des IGBTs verringert. Aus der Abbildung 34 wird deutlich, dass die Rückstromspitze I_{RR} wieder zunimmt. Im Vergleich zu den Parametern bei gleichen Bedingungen auf Chipebene bleibt diese aber geringer. Der verringerte Rückstrom führt zu einer Reduktion der Feldaufsteilung. Der dynamische Avalanche tritt erst bei deutlich höherer Kathoden-Anoden-Spannung auf als bei gleichen Bedingungen auf Chipebene und demzufolge wird der Anstieg des Rückstroms erst zu einem späteren Zeitpunkt begrenzt. Der dynamische Avalanche ist aber im Vergleich zum Reverse Recovery auf Chipebene deutlich stärker ausgeprägt. Einbrüche der Kathoden-Anoden-Spannung, wie sie aufgrund der Filamentbildung in konventionellen Dioden auftreten [OET00], [BAB13], sind beim BIGT im Dioden-Modus nicht erkennbar. Außerdem nimmt die Weite der Raumladungszone aufgrund der geringeren Feldaufsteilung bei gleicher Spannung zu. Die erhöhte Streuinduktivität führt während des Anstiegs des Rückstroms di_r/dt zu einer deutlich höheren Kathoden-Anoden-Spannung. Im Gegensatz zu dem Verhalten bei gleichen Bedingungen auf Chip-ebene erreicht das elektrische Feld die Bufferschicht. Zu diesem Zeitpunkt wird der Anstieg des Rückstroms signifikant steiler und infolgedessen nimmt auch die Kathoden-Anoden-Spannung deutlich zu. Der dynamische Avalanche ist nicht in

der Lage, diesen Effekt zu kompensieren, da dieser, aufgrund der abnehmenden Stromdichte, nur noch schwach ausgeprägt ist. Die Erhöhung der Streuinduktivität kompensiert nicht nur den entlastenden Effekt des flacheren Stromanstiegs di_F/dt , sondern führt zu einer signifikanten Zunahme der maximalen Anoden-Kathoden-Spannung. Die Unterschiede zwischen dem Arbeitspunkt mit gleichen Bedingungen auf Chipebene und dem Arbeitspunkt nach der Anhebung der Streuinduktivität sind bemerkenswert, da in beiden Punkten das Produkt aus Streuinduktivität und zeitlicher Ableitung des Stroms gleich ist. Die anschließende Absenkung der Stromstärke führt zu einer weiteren Absenkung der Feldaufsteilung. Durch die Verringerung der Stromdichte sinkt der laterale Spannungsabfall an den kollektorseitigen p-Gebieten. Der FCE-Effekt ist daher schwächer ausgeprägt. Diese Faktoren führen zu einem weiteren Anstieg der maximalen Kathoden-Anoden-Spannung. Die Streuinduktivität ist somit der bestimmende Faktor für den Unterschied zwischen dem Reverse Recovery Verhalten bei gleichen Parametern auf Modulebene und auf Chipebene.

3.2 Vergleich zwischen Chipebene und Modulebene im IGBT-Modus zwischen gleichen Bedingungen auf Chipebene und gleichen Bedingungen auf Modulebene

Die Abbildung 35 zeigt das Skalierungsschema für diesen Vergleich zwischen Chipebene und Modulebene für das Abschaltverhalten im IGBT-Modus. Wie im vorangegangenen Abschnitt wurden auch in diesem Fall nicht die flächenbezogenen Größen angeführt, sondern die Werte der Parameter: Strom I_C , Abschaltgatewiderstand R_{goff} sowie die Streuinduktivität L_σ auf Chipebene (gelb) und auf Modulebene (grün) dargestellt.

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

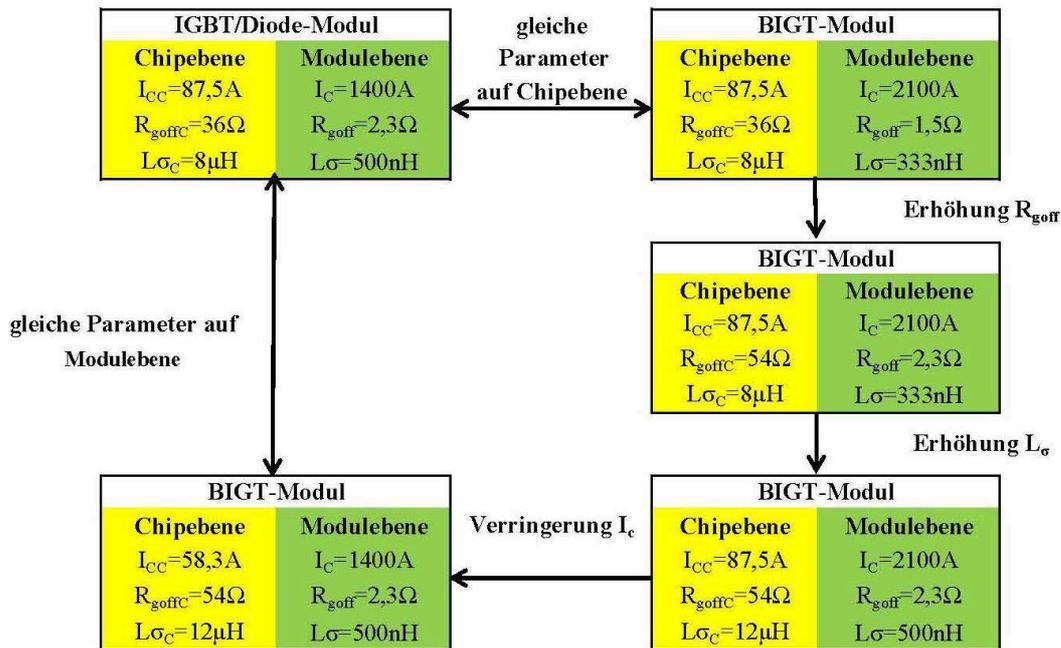


Abbildung 35: Skalierungsschema für den Vergleich des Abschaltverhaltens im IGBT-Modus [WIG12]

Die Messungen wurden ebenfalls auf Modulebene durchgeführt und die Werte für den Vergleich auf Chipebene mit den Gleichungen (3.10), (3.11) und (3.12) ermittelt. Der Skalierungsfaktor von Modul- auf Chipebene N_{MC} ergibt sich für den SPT+-IGBT $N_{MC}=16$ und $N_{MC}=24$ für den BIGT.

$$I_{CC} = \frac{I_C}{N_{MC}} \quad (3.10)$$

$$L_{\sigma C} = N_{MC} \cdot L_{\sigma} \quad (3.11)$$

$$R_{goffC} = N_{MC} \cdot R_{goff} \quad (3.12)$$

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

Der Vergleich auf Chipebene im IGBT-Modus in Abbildung 36 zeigt, dass wie im Dioden-Modus der BIGT ein deutlich sanfteres Schaltverhalten als der SPT+-IGBT besitzt. Der konventionelle IGBT stößt während der fallenden Stromflanke an der Bufferschicht an und der Abfall des Kollektorstroms di_C/dt wird steiler. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung ist daher sehr hoch und erreicht das Niveau der Sperrspannung des Bauelementes. Außerdem treten starke Oszillationen der Kollektor-Emitter-Spannung und des Kollektor-Stroms auf. Diese führen zu starken Schwingungen und einer deutlichen Anhebung der Gate-Emitter-Spannung. Die Ansteuerung ist nicht in der Lage, diesen Anstieg der Gate-Emitter-Spannung zu verhindern. Im Gegensatz dazu ist das Schaltverhalten des BIGTs soft. Der dynamische Avalanche ist stark ausgeprägt und setzt bei niedriger Kollektor-Emitter-Spannung ein. Die zusätzlich generierten Ladungsträger begrenzen das Abfallen des Stromes. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung bleibt deutlich unterhalb der maximal zulässigen Sperrspannung.

Dieses Verhalten ändert sich auch bei gleichen Bedingungen auf Modulebene nur unwesentlich, wie in Abbildung 37 ersichtlich. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung ist nahezu unverändert. Lediglich die Ausschaltverzögerungszeit und die Länge des Millerplateaus sind aufgrund des höheren Abschaltgatevorwiderstandes R_{goff} beim Vergleich auf Modulebene angestiegen. Die Änderung des Abschaltgatevorwiderstandes hat nur einen geringfügigen Einfluss. Die Erhöhung der Streuinduktivität im Vergleich zur Chipebene wird durch den kleineren Kollektorstrom kompensiert. Bemerkenswert ist die Tatsache, dass beim Abschalten des BIGTs der dynamische Avalanche stärker als im konventionellen IGBT ausgeprägt ist. Auch dessen Startpunkt liegt bei kleinerer Kollektor-Emitter-Spannung. Beim Vergleich auf Modulebene ist die Stromdichte im BIGT kleiner. Demzufolge sind die Feldaufteilung und die maximale Feldstärke ebenfalls geringer. Aus diesem Grund sollte der dynamische Avalanche im BIGT schwächer als im konventionellen IGBT ausgeprägt sein. Die Ursache für das Auftreten dieses Verhaltens wird in Abschnitt 4.3 ausführlich beschrieben.

3. Vergleichbarkeit der Messungen des Schaltverhaltens

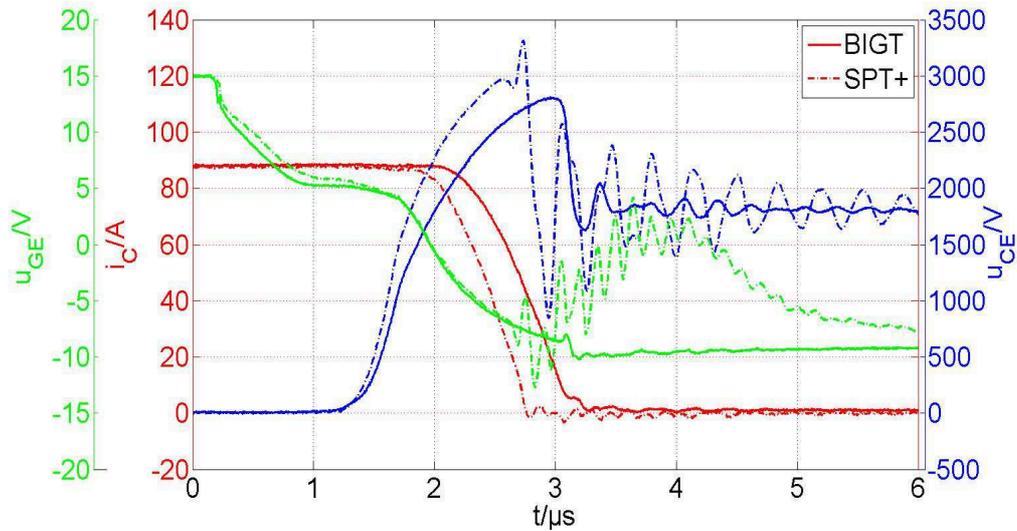


Abbildung 36: Vergleich des Abschaltverhaltens zwischen einem konventionellen SPT+-IGBT und einem BIGHT (EYOG03) im IGBT-Modus bei gleichen Parametern auf Chipenebene, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$

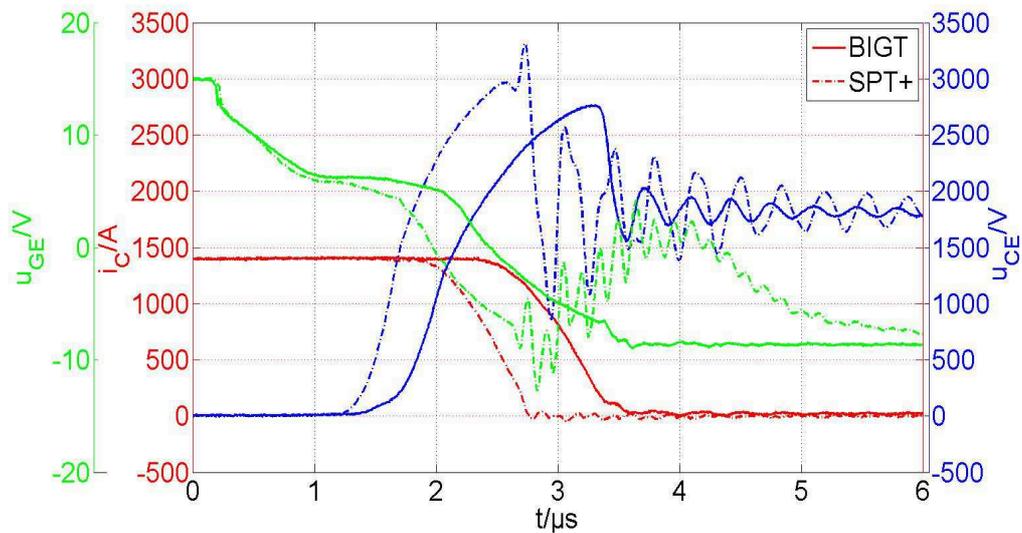


Abbildung 37: Vergleich des Reverse Recovery Verhaltens zwischen einem konventionellen IGBT und einem BIGHT (EYOG03) im IGBT-Modus bei gleichen Parametern auf Modulebene, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$

3.3 Fazit für die Skalierung von Messergebnissen des BIGTs

Der Vergleich des Reverse Recovery im Dioden-Modus und des Abschaltverhalten im IGBT-Modus bei gleichen Bedingungen auf Chip- bzw. Modulebene hat deutliche Unterschiede aufgezeigt. Besonders für das Reverse Recovery im Dioden-Modus sind enorme Unterschiede vorhanden. Der deutliche Vorteil auf Chipenebene im Dioden-Modus wurde nahezu komplett durch die geänderten Parameter auf Modulebene kompensiert. Diese Parameterkonfiguration entspricht dem Betriebspunkt, in welchem das Bauelement im Umrichter betrieben wird. Ein Vergleich zwischen einem BIGT-Chip und einem konventionellen Dioden-Chip bzw. IGBT-Chip führt daher zu irreführenden Ergebnissen. Eine Ausnahme bilden lediglich Anwendungen mit Einzelchipmodulen bzw. -gehäusen. Um auf Chipebene aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, sind die Parameter entsprechend den Flächenverhältnissen im Modul zu skalieren.

In [BAY10] wird eine Skalierung entsprechend des Nennstroms I_{NOM} des Bauelementes vorgenommen. Für die Skalierung der Streuinduktivität zwischen verschiedenen Leistungsklassen wird ein Bewertungsfaktor $FOM_{L\sigma}$ verwendet, welcher sich mit der Gleichung (3.13) bestimmen lässt [BAY10].

$$FOM_{L\sigma} = L_{\sigma} \cdot I_{NOM} \quad (3.13)$$

Wie eingangs erwähnt, wurden für den Vergleich ein SPT+-Modul und ein BIGT-Modul im gleichen Gehäuse verwendet, jedoch ist der Nennstrom der beiden Bauelemente unterschiedlich. Das konventionelle Modul besitzt einen Nennstrom $I_{NOM}=1000A$, für den BIGT beträgt dieser $I_{NOM}=1500A$. Der Bewertungsfaktor beträgt somit 1,5. Werden die Parameter nach diesem Verfahren skaliert, führt das für den Vergleich des Abschaltverhaltens im IGBT-Modus zu aussagekräftigen Ergebnissen. Für den Dioden-Modus führt diese Art der Skalierung ebenfalls zu irreführenden Ergebnissen, da sie nicht dem Verhalten auf Modulebene entspricht.

4 Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

In diesem Kapitel wird die Wirkung der inhomogenen Ladungsträgerverteilung zwischen Pilot- und RC-IGBT auf das Durchlass- und Schaltverhalten beschrieben. Dies wurde teilweise bereits in [WIG13] und [WIG14] vorgestellt.

4.1 Wirkung der Ladungsträgerverteilung auf das Durchlassverhalten des BIGTs

Wie bereits in Abschnitt 2.3.1 beschrieben wird die Verteilung der Ladungsträger im IGBT-Modus des BIGTs wesentlich von der Stromdichte bestimmt. Die Messungen in Abschnitt 2.4 weisen darauf hin, dass die zeitliche Ableitung der Stromstärke ebenfalls einen Einfluss auf die Durchlassspannung und auf die Ladungsträgerverteilung im Bauelement hat. Zur qualitativen Bestimmung dieses Einflusses wurden Durchlassmessungen mit einem Strommuster in Form eines gleichschenkligen Dreiecks durchgeführt, wie es in Abbildung 38 dargestellt ist.

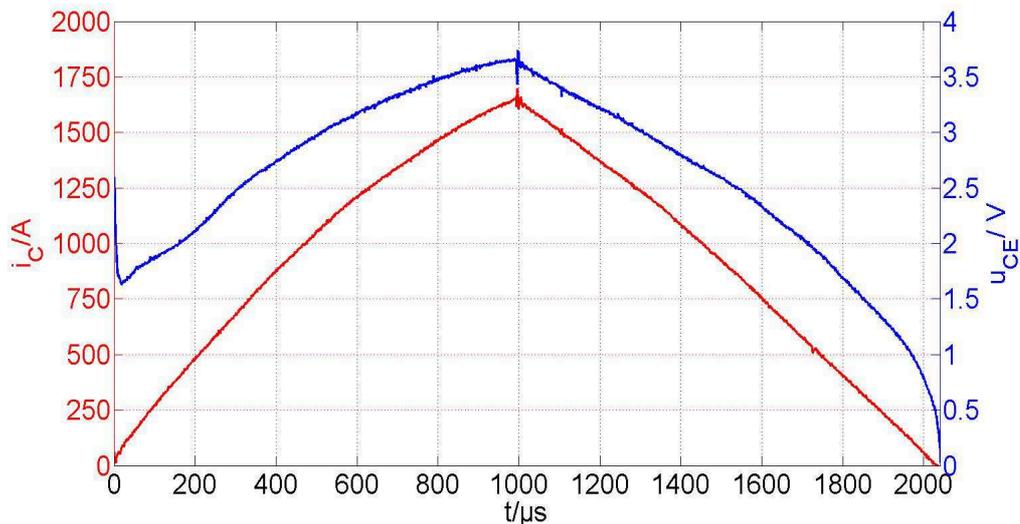


Abbildung 38: Verlauf von Kollektorstrom und Kollektor-Emitter-Spannung zur Bestimmung des Einflusses der Ladungsträgerverteilung auf das Durchlassverhalten des BIGTs [WIG14]

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Es treten Oszillationen im Einschalt- und Umschaltzeitpunkt auf. Diese Bereiche werden daher bei der Auswertung nicht berücksichtigt. Im Gegensatz zu dem bisher verwendeten Strommuster, bei welchen die Durchlasskennlinie nur während der fallenden Stromflanke gemessen wurde, wird in diesem Fall während der positiven und negativen zeitlichen Ableitung des Stromes gemessen.

Die Durchlasskennlinien des BIGTs im IGBT-Modus bei variabler zeitlicher Ableitung des Stromes sind für die steigende Flanke in Abbildung 39 und für die fallende Flanke in Abbildung 40 dargestellt.

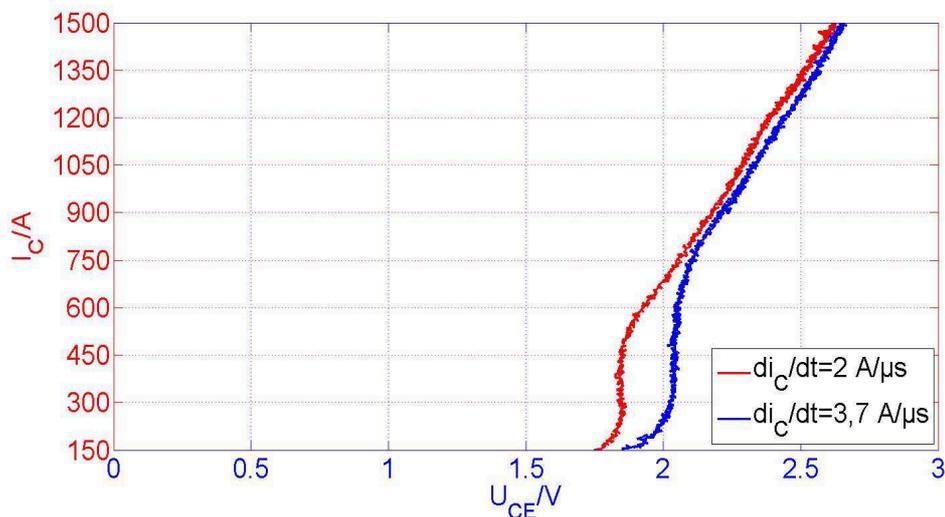


Abbildung 39: Durchlasskennlinie des BIGTs (EZAN03) im IGBT-Modus bei variablem, positivem Anstieg des Kollektorstroms, Bed. $T_j=25^\circ C$ [WIG14]

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

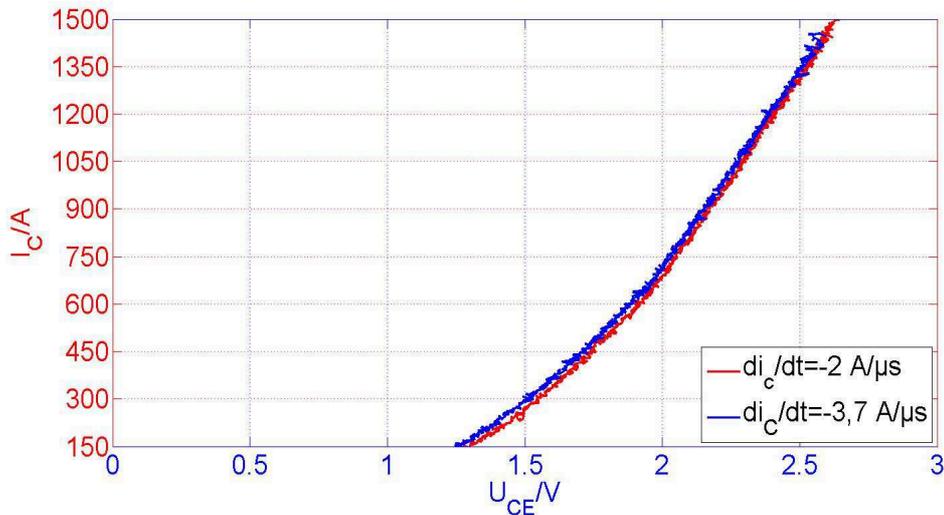


Abbildung 40: Durchlasskennlinie des BIGTs (EZAN03) im IGBT-Modus bei unterschiedlichem Abfall des Kollektorstroms, Bed. $T_j=25^\circ C$ [WIG14]

Es sind deutliche Unterschiede im Durchlassverhalten zwischen positiver und negativer zeitlicher Ableitung der Stromstärke erkennbar. Wie die Abbildung 39 zeigt, sind die Secondary Snapbacks des BIGTs im IGBT-Modus signifikant stärker ausgeprägt als bei den Durchlassmessungen mit dem bisher verwendeten Stromverlauf. Der Bereich mit konstanter Kollektor-Emitter-Spannung ist größer und nimmt mit höherem Stromanstieg di_c/dt zu. Außerdem wird deutlich, dass die Durchlassspannung in diesem Abschnitt mit zunehmendem Stromanstieg ebenfalls größer ist. Die Ursache für diesen Verlauf ist die starke Stromfehlverteilung im BIGT. Wie bereits erläutert, sind bei kleiner Stromdichte große Teile des RC-IGBTs noch unipolar. Der Strom fließt daher hauptsächlich durch den Pilot-IGBT. Die hohe Stromdichte in diesem Bereich führt zu einem steilen Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung. Aufgrund des Wechsels einzelner Bereiche des RC-IGBTs in den bipolaren Operationsmodus steigt die Stromdichte im Pilot-IGBT nicht weiter an. Infolgedessen bleibt die Kollektor-Emitter-Spannung konstant. Aus den Kennlinien in Abbildung 39 wird ersichtlich, dass diese Ausbreitung der bipolar operierenden Chipfläche neben der Stromdichte auch von der Zeit bestimmt wird. Der Bereich mit konstanter Kollektor-Emitter-Spannung ist bei klei-

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des IGBTs

ner Stromstärke deutlicher ausgeprägt und bei hohem Stromanstieg größer, da weniger Bereiche des RC-IGBTs bipolar sind. Aus diesem Grund befindet sich weniger Ladung im Bauelement als bei geringem Stromanstieg. Ist der Großteil der Chipfläche des RC-IGBT in den bipolaren Betriebsmodus gewechselt, sind die Kennlinien nahezu gleich. Die verbleibende Diskrepanz ist auf den induktiven Spannungsabfall an der modulinternen Streuinduktivität zurückzuführen. Das verwendete Gehäuse besitzt eine modulinterne Streuinduktivität von $L_{\sigma\text{int}}=12\text{nH}$ [ABB14]. Der modulinterne induktive Spannungsabfall beträgt $U_{L\sigma\text{int}}=24\text{mV}$ für den Stromanstieg $di_C/dt=2\text{ A}/\mu\text{s}$ beziehungsweise $U_{L\sigma\text{int}}=44,4\text{mV}$ für den Stromanstieg $di_C/dt=3,7\text{ A}/\mu\text{s}$. Die von der Modulinduktivität hervorgerufene Spannungsdifferenz beträgt demzufolge $\Delta U=20,4\text{mV}$.

In den Durchlasskennlinien, welche während der fallenden Stromflanke bestimmt wurden, sind keine Secondary Snapbacks erkennbar. Dies steht im Widerspruch zu dem Verlauf der Durchlassspannung in Abbildung 12. Es wird deutlich, dass auch der Wechsel vom bipolaren in den unipolaren Betriebsmodus innerhalb des RC-IGBTs von der Zeit beeinflusst wird. Zu Beginn der fallenden Flanke des Stroms hat dieser seinen Maximalwert erreicht. Es befindet sich viel Ladung im Bauelement. Während der fallenden Stromflanke ist das Verhältnis von Ladung zu Kollektorstrom deutlich höher als im Zeitintervall der steigenden Stromflanke. Die Kollektor-Emitter-Spannung ist daher geringer. Ist die fallende Flanke des Stroms sehr steil, bleibt der RC-IGBT bipolar. Die Ursache ist die gegenüber der Fallzeit des Stromes hohe Ladungsträgerlebensdauer.

Die Abbildung 41 zeigt die Abhängigkeit der Dauer der Secondary Snapbacks t_s während des positiven Stromanstiegs an. Mit zunehmender zeitlicher Ableitung des Stromes erfolgt der Wechsel des RC-IGBT in den bipolaren Betriebsmodus schneller, da die Stromdichte im Bauelement zu diesem Zeitpunkt deutlich größer ist.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

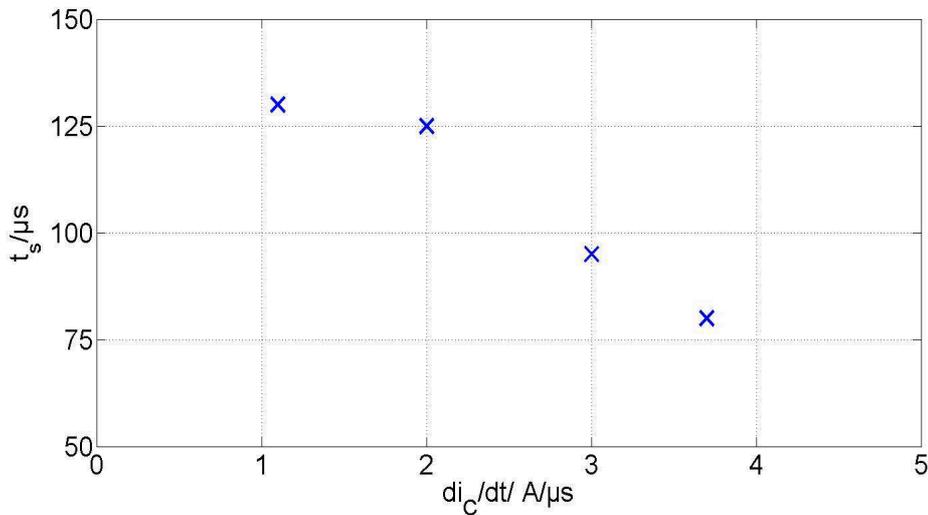


Abbildung 41: Dauer der konstanten Kollektor-Emitter-Spannung bei steigendem Strom bei variablem, positivem Kollektorstromanstieg des BIGTs (EZAN03) im IGBT-Modus, Bed. $T_j=25^\circ C$

Wie bereits im Abschnitt 2.3 erläutert, zeigt der BIGT im Dioden-Modus und einer Gate-Emitter-Spannung oberhalb der Threshold-Spannung ähnliches Snapback-Verhalten wie im IGBT-Modus. Auch in diesem Fall wird dieses Verhalten sowohl von der Stromdichte, als auch der Zeit bestimmt. Dies ist aber nur von untergeordneter Bedeutung. Der Zustand, dass der MOS-Kanal im Dioden-Modus des BIGTs geöffnet ist, wird durch die Ansteuerung des BIGTs vermieden.

Bei höherer Temperatur erfolgt der Wechsel von unipolarer zu bipolarer Betriebsweise schon bei deutlich geringerer Stromdichte, wie bereits in Abschnitt 2.3 beschrieben. Die Ursachen sind die verringerte Diffusionsspannungen des kollektorseitigen pn-Überganges und die Erhöhung des ohmschen Widerstandes der n-Shorts aufgrund der herabgesetzten Ladungsträgerbeweglichkeit. Die Unterschiede im Durchlassverhalten bei variabler zeitlicher Ableitung des Kollektorstroms sind bei einer Sperrschichttemperatur $T_j=125^\circ C$ deutlich schwächer ausgeprägt. Die Differenz der Durchlassspannung während der positiven Stromflanke ist bei geringer Stromstärke kleiner, wie aus Abbildung 42 hervorgeht. Ein Bereich mit konstanter Kollektor-Emitter-Spannung bei zunehmender Stromstärke, wie er bei

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

einer Temperatur $T_j=25^\circ\text{C}$ vorhanden war, ist nicht mehr ersichtlich. Der Treffpunkt der beiden Kennlinien liegt bei einem geringeren Kollektorstrom. Zu diesem Arbeitspunkt ist davon auszugehen, dass die gesamte Chipfläche des BIGTs bipolar ist.

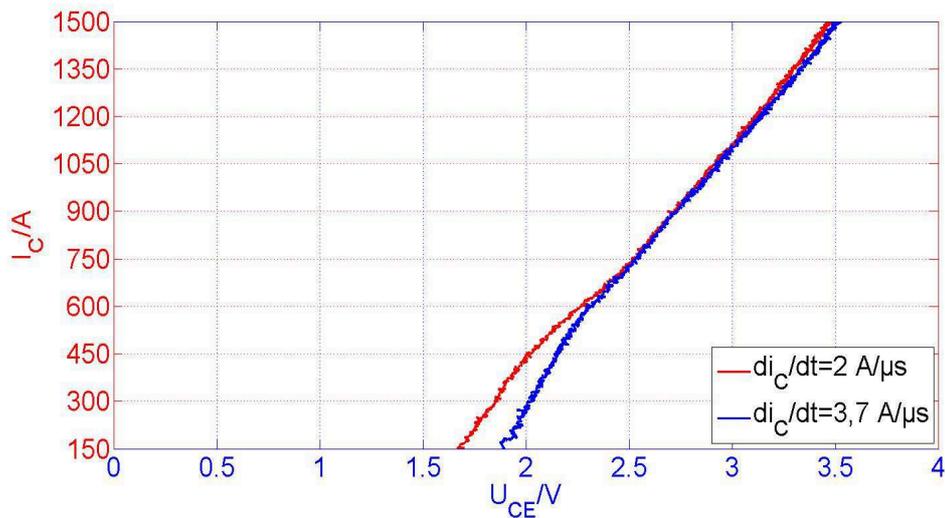


Abbildung 42: Durchlasskennlinie des BIGTs (EZAN03) im IGBT-Modus bei unterschiedlichem, positivem Anstieg des Kollektorstroms, Bed. $T_j=125^\circ\text{C}$ [WIG14]

4.2 Einfluss der Ladungsträgerverteilung auf das Ausschaltverhalten im IGBT-Modus

Nach dem Durchlassverhalten wird nun der Einfluss der zeitlichen Ableitung des Kollektorstroms beim Stromaufbau auf das Abschaltverhalten im IGBT-Modus beschrieben. Für den in Abbildung 43 dargestellten Vergleich wurde der Arbeitspunkt so gewählt, dass für den Stromanstieg von $di_C/dt=2A/\mu s$ der BIGT nahezu komplett mit Ladungsträger geflutet ist, während bei einem Stromanstieg von $di_C/dt=3,7A/\mu s$ noch Bereiche im RC-IGBT unipolar sind. Die für das Abschaltverhalten wesentlichen Parameter sind bei diesen Messungen identisch. Es wurde ein geringer Abschaltgatevorwiderstand verwendet, der Inversionskanal ist daher während der steigenden Flanke der Kollektor-Emitter-Spannung bereits abgeschwächt. Das Abschaltverhalten wird von der Ersatzkapazität des BIGTs bestimmt. Diese ist bei einem Stromanstieg von $di_C/dt=3,7A/\mu s$ geringer, daher beginnt der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} zu einem früheren Zeitpunkt als bei einem Stromanstieg von $di_C/dt=2A/\mu s$.

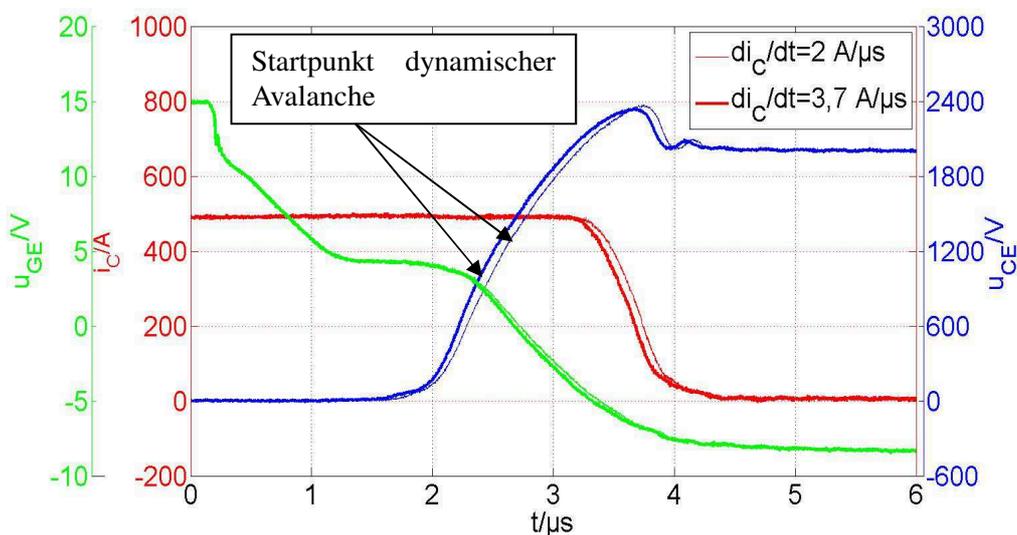


Abbildung 43: Abschaltverhalten des BIGTs (EZAN03) bei identischem Kollektorstrom $I_C=500A$ und variablem Anstieg des Kollektorstroms, Bed. $U_d=2000V$, $T_j=25^\circ C$, $R_{gon}=1,5\Omega$, $R_{goff}=2,3\Omega$ [WIG14]

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Im Stromverlauf zeigen sich ebenfalls kleine Unterschiede, welche auf die unterschiedliche Ladung im Bauelement zurückzuführen sind. Ist die zeitliche Ableitung des Kollektorstromes di_C/dt kleiner, befindet sich mehr Ladung im BIGT, da die gesamte Chipfläche des BIGTs bipolar ist. Die Ladungsdifferenz wird teilweise durch den dynamischen Avalanche kompensiert. Dieser ist bei hohem Stromanstieg stärker ausgeprägt, es werden somit zusätzliche Ladungsträger generiert. Die Ursache für dieses Verhalten ist die starke Feldaufteilung im Pilot-IGBT. Bei hohem Stromanstieg ist die gesamte Ladungsmenge im BIGT geringer, aber aufgrund der größeren Durchlassspannung ist die Ladungsträgerdichte im Pilot-IGBT höher als bei einem Stromanstieg $di_C/dt=2A/\mu s$. Dies führt zu einer höheren Stromdichte im Pilot-IGBT. Der Rückstrom, der während des Abschaltvorgangs fließt, ist ein reiner Löcherstrom, da der MOS-Kanal geschlossen ist. Wie aus Gleichung (2.29) hervorgeht, führt die hohe Löcherkonzentration im Pilot-IGBT zu einem Anstieg des Gradienten der Feldstärke. Der dynamische Avalanche setzt daher bei einem Anstieg des Kollektorstroms von $di_C/dt=3,7A/\mu s$ schon bei einer niedrigeren Kollektor-Emitter-Spannung ein. Eine ausführliche Beschreibung der Ladungsträgerverteilung und des Verlaufs der elektrischen Feldstärke im Bauelement erfolgt in Abschnitt 4.3.1.

In Abbildung 44 ist der Vergleich des Abschaltverhaltens bei einem Strom $I=900A$ dargestellt. Bei dieser Stromstärke sind keine signifikanten Unterschiede des Durchlassverhaltens vorhanden, es ist daher davon auszugehen, dass die Ladung deutlich homogener verteilt und die gesamte Chipfläche des BIGTs bipolar ist. Aus der Abbildung 44 wird deutlich, dass in diesem Fall bei unterschiedlichem Anstieg des Kollektorstroms das Abschaltverhalten identisch ist.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische

Verhalten des BIGTs

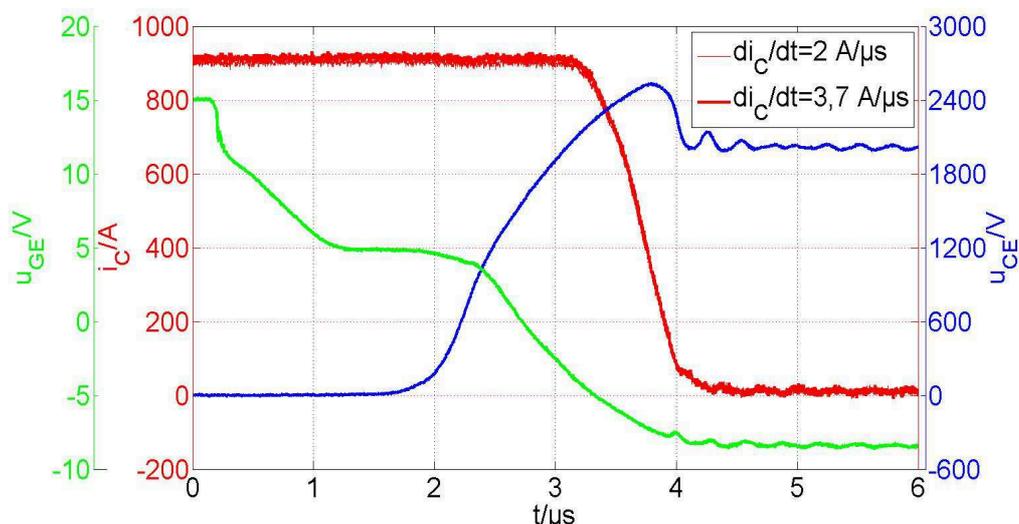


Abbildung 44: Abschaltverhalten des BIGTs (EZAN03) bei gleichem $I_C=900\text{A}$ und variablem Anstieg des Kollektorstroms, Bed. $U_d=2000\text{V}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$ [WIG14]

Ein weiterer wesentlicher Faktor für die Ladungsträgerverteilung im BIGT ist die Einschaltstromspitze. Diese besteht aus dem Laststrom und der Rückstromspitze der Diode. In Abhängigkeit von Einschaltgeschwindigkeit und Ladungsträgerverteilung der Diode kann die Einschaltstromspitze signifikant größer sein als der Laststrom. Aufgrund der kurzzeitig erhöhten Stromdichte wechseln Bereiche des RC-IGBT in den bipolaren Betriebsmodus. Bei einem Vergleich des Abschaltverhaltens zwischen einer Einzelpulsmessung und einer Doppelpulsmessung zeigen sich daher deutliche Unterschiede, wie die Abbildung 45 veranschaulicht. Aus dem Verlauf des Kollektorstroms ist ersichtlich, dass bei einer Doppelpulsmessung signifikant mehr Ladung im Bauelement vorhanden ist.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

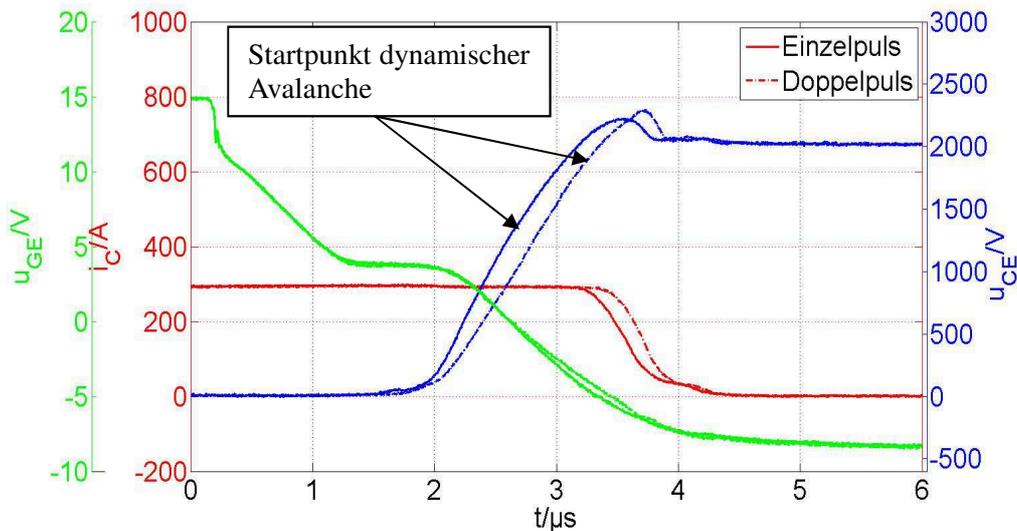


Abbildung 45: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EZAN03) zwischen einer Einzelpuls- und Doppelpulsmessung im gleichen Arbeitspunkt, Bed. $U_d=2000\text{V}$, $I_C=300\text{A}$, $T_J=25^\circ\text{C}$, $R_{\text{gon}}=1,5\Omega$, $R_{\text{goff}}=2,3\Omega$, zweites Einschalten in der Doppelpulsmessung bei $I=150\text{A}$

Der bei der Einzelpulsmessung ausgeprägte dynamische Avalanche weist auf eine stark inhomogene Strom- und Ladungsträgerverteilung im BIGT hin. Der Strom fließt hauptsächlich durch den Pilot-IGBT. Wie bereits beschrieben, führt dies beim Abschalten zu einer Anhebung des Gradienten der elektrischen Feldstärke im Pilot-IGBT und die Avalanche-feldstärke wird schon bei geringer Kollektor-Emitter-Spannung erreicht. Der dynamische Avalanche begrenzt ebenfalls die maximale Kollektor-Emitter-Spannung. Die Einschaltstromspitze führt zu einer homogenen Ladungsträgerverteilung zwischen Pilot- und RC-IGBT. Die Löcherkonzentration im Pilot-IGBT ist geringer und somit sind auch der Gradient sowie das Maximum der elektrischen Feldstärke kleiner. Der Startpunkt des dynamischen Avalanche liegt bei höherer Kollektor-Emitter-Spannung als bei der Einzelpulsmessung. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung ist ebenfalls höher. Abschließend lässt sich feststellen, dass die Unterschiede im Abschaltverhalten des BIGTs bei variablem Stromanstieg geringer sind als bei einem Vergleich zwischen Einzel- und Doppelpulsmessung.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Eine weitere Besonderheit im Abschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus ist die Ausbildung eines Spannungsplateaus der Kollektor-Emitter-Spannung. Das Plateau tritt vor allem bei inhomogener Ladungsträgerverteilung auf, wie sie beispielsweise bei einer Einzelpulsmessung auftritt. Dieses Verhalten wird in Abschnitt 4.4 ausführlich beschrieben.

Wie bereits erwähnt, führt eine Erhöhung der Sperrschichttemperatur zu einer homogenen Ladungsträgerverteilung im Bauelement. Bei einem Vergleich des Abschaltverhaltens zwischen Einzelpuls- und Doppelpulsmessung bei $T_j=125^\circ\text{C}$ sind nahezu keine Unterschiede ersichtlich, wie die Abbildung 46 zeigt.

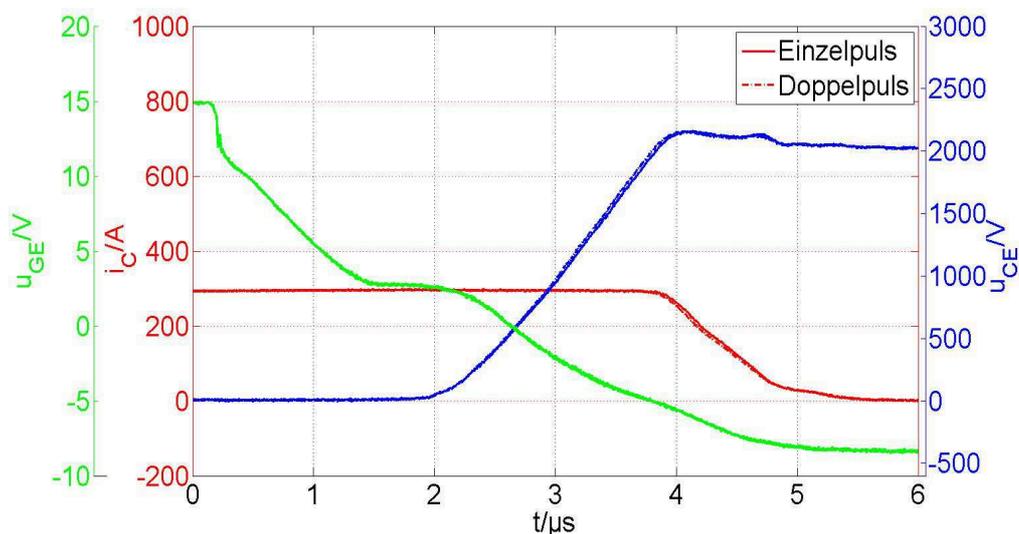


Abbildung 46: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EZAN03) zwischen einer Einzelpuls- und Doppelpulsmessung im gleichen Arbeitspunkt, Bed. $U_d=2000\text{V}$, $I_C=300\text{A}$, $T_j=125^\circ\text{C}$, $R_{gon}=1,5\Omega$, $R_{goff}=2,3\Omega$, zweites Einschalten in der Doppelpulsmessung bei $I=150\text{A}$ [WIG14]

4.3 Vergleich des Abschaltverhaltens im IGBT-Modus mit einem konventionellen IGBT

Um den Einfluss der Ladungsträgerverteilung des BIGTs im IGBT-Modus auf das Schaltverhalten zu beurteilen, wurde es mit dem Schaltverhalten des konventionellen IGBTs verglichen. Die Vergleichsmessungen wurden bei identischen Bedingungen auf Chipenebene durchgeführt.

Der Vergleich des Einschaltverhaltens ist in Abbildung 47 dargestellt. Es wird deutlich, dass die Eingangskapazität des SPT+-IGBTs geringer ist. Die Gate-Emitter-Spannung erreicht daher zu einem früheren Zeitpunkt die Threshold-Spannung. Der Kollektorstrom beginnt im SPT+-IGBT früher zu fließen, als im BIGT. Der Anstieg des Kollektorstroms des konventionellen IGBTs ist ebenfalls steiler. Die Ursache ist die, aufgrund der kleinen Stromdichte im BIGT, verringerte bipolare Chipfläche. Die Stromföhlverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT föhrt zu keinerlei Restriktionen hinsichtlich der Einschaltgeschwindigkeit des Bauelementes, wie sie bei Thyristoren vorhanden sind.

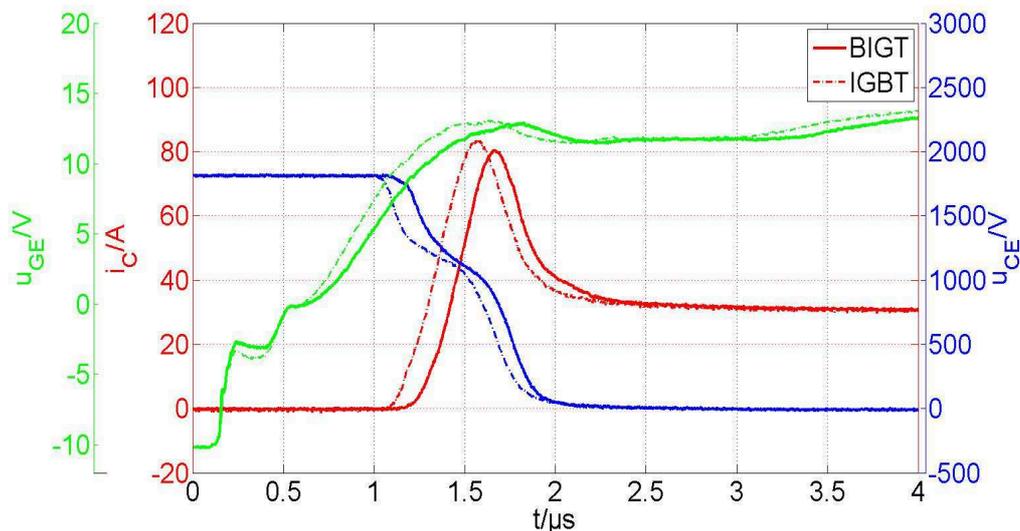


Abbildung 47: Vergleich des Einschaltverhaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBT bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$

Bei einem Vergleich des intrinsischen Abschaltverhaltens im IGBT-Modus zwischen einem BIGT und einem konventionellen Modul bei kleinem Strom wird der Einfluss der Ladungsträgerverteilung besonders deutlich, wie in Abbildung 48 veranschaulicht. Der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung des SPT+-IGBTs ist flach. Aufgrund der geringen Stromdichte von 5A pro Chip erfolgt der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung verhältnismäßig langsam. Beim Erreichen der Zwischenkreisspannung sinkt der Kollektorstrom steil ab, da nur wenig Ladung im Bauelement verblieben ist. Die steil fallende Flanke des Kollektorstroms führt zu einer hohen Kollektor-Emitter-Spannung. Außerdem treten Oszillationen von Strom und Spannung auf. Im gleichen Arbeitspunkt hat der BIGT ein sanfteres Schaltverhalten. Die geringe Stromdichte führt zu einer stark inhomogenen Ladungsträgerverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT. In der Chipfläche des RC-IGBTs ist nur wenig Ladung vorhanden, daher ist die Ersatzkapazität des BIGTs geringer als die Ersatzkapazität des SPT+-IGBT. Der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung du_{CE}/dt des BIGTs ist demzufolge steiler.

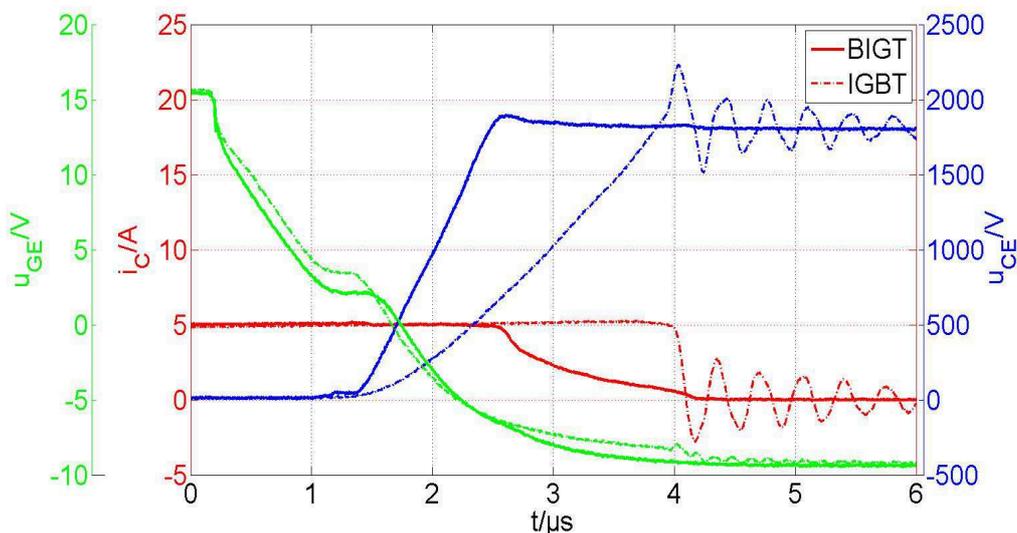


Abbildung 48: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBTs bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level und niedriger Stromdichte, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $di_C/dt=1,8A/\mu\text{s}$ [WIG13]

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Das Maximum der Kollektor-Emitter-Spannung hingegen ist, aufgrund der flacheren fallenden Flanke des Kollektorstroms und des frühzeitig beginnenden Tailstroms deutlich kleiner. Das Verhältnis des Stroms zu Beginn des Tailstromphase zum Laststrom bzw. Kollektorstrom ist hoch [WIG13]. Dieser stark ausgeprägte Tailstrom ist ein wesentlicher Unterschied innerhalb des Schaltverhaltens im Vergleich zum SPT+-IGBT. In [RAH08] wird als Ursache für dieses Verhalten der FCE-Effekt angegeben. Ein wesentlicher Faktor ist die Ladungsträgerverteilung im BIGT. Die hohe Ladungsträgerkonzentration im Pilot-IGBT führt zu einem hohen Gradienten der elektrischen Feldstärke. Bei Erreichen der Zwischenkreisspannung ist die Weite der Raumladungszone daher deutlich kleiner. Es verbleibt somit kollektorseitig mehr Ladung im Bauelement und der Tailstrom ist dementsprechend hoch.

Der Vergleich in Abbildung 48 wurde mit einer Einzelpulsmessung durchgeführt. Wie bereits beschrieben, ist in diesem Arbeitspunkt die Ladungsträgerverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT stark unsymmetrisch. Bei einer Verwendung in einem Spannungszwischenkreisumrichter ist der Strom beim Einschalten des Bauelementes in der Regel ungleich null. Es tritt eine Einschaltstromspitze auf, die zu einer Homogenisierung der Ladungsträgerverteilung führt. Um deren Einfluss auf das Abschaltverhalten zu bestimmen, wurde der Vergleich mit einer Doppelpulsmessung wiederholt. Der Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung und des Kollektorstroms ist in Abbildung 49 dargestellt. Die homogenere Strom- und Ladungsträgerverteilung führt zu einer Anhebung der bipolaren Chipfläche. Die Ersatzkapazität ist größer als bei der Einzelpulsmessung. Demzufolge ist der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung flacher als bei der Einzelpulsmessung, aber noch steiler als der Spannungsanstieg des SPT+-IGBTs. Somit wird deutlich, dass nach der Einschaltstromspitze nicht die gesamte RC-IGBT Chipfläche bipolar ist, einige Bereiche bleiben unipolar. Der Wert der maximalen Kollektor-Emitter-Spannung liegt ebenfalls zwischen dem Wert der BIGT Einzelmessung und der maximalen Kollektor-Emitter-Spannung des konventionellen IGBTs.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

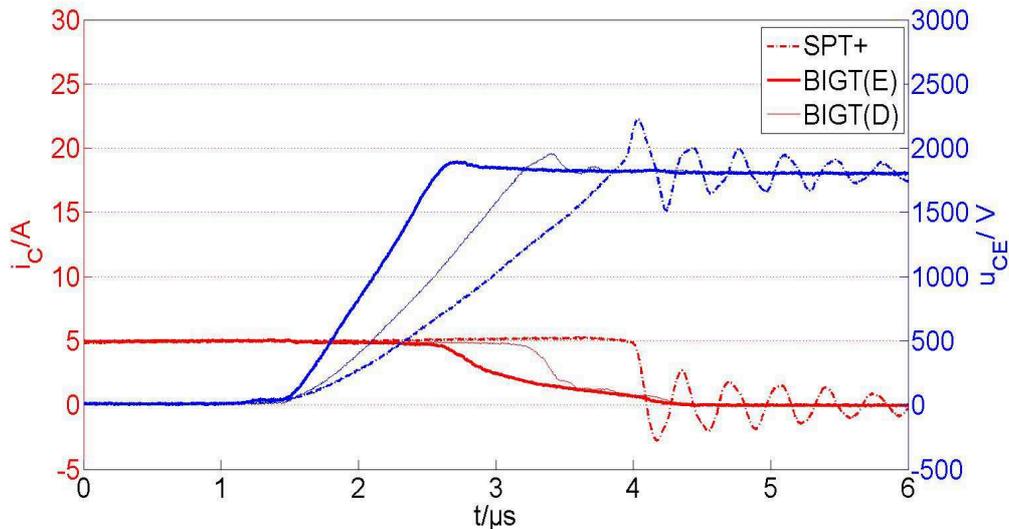


Abbildung 49: Vergleich des Abschaltverhalten des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBTs bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level und kleiner Stromdichte, **BIGT(E)** Einzelpulsmessung, **BIGT(D)** Doppelpulsmessung, Bed. $U_d=1800\text{V}$, $T_j=25^\circ\text{C}$, $di_c/dt=1,8\text{A}/\mu\text{s}$,

Die Tailstromphase beginnt bei einer Doppelpulsmessung bei kleinerer Stromstärke. Aufgrund der homogeneren Ladungsverteilung ist die Ladungsträgerkonzentration im Pilot-IGBT abgesenkt. Die geringere Feldaufsteilung führt zu einer Anhebung der Weite der Raumladungszone. Es verbleibt somit weniger Ladung im Bauelement. Abschließend wird deutlich, dass die Ladungsverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT bestimmend ist für das softere Abschaltverhalten des BIGTs gegenüber dem konventionellen IGBT bei geringer Stromdichte.

Der Vergleich des Abschaltverhaltens bei hoher Stromdichte zwischen BIGT und SPT+-IGBT ist in Abbildung 50 dargestellt. Ein Vergleich in einem ähnlichen Arbeitspunkt wurde bereits in Abschnitt 3.2 beschrieben. Wie bereits erwähnt, kommt es während der fallenden Flanke des Kollektorstroms beim SPT+-IGBT zum Anstoßen der Raumladungszone an die Bufferschicht.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

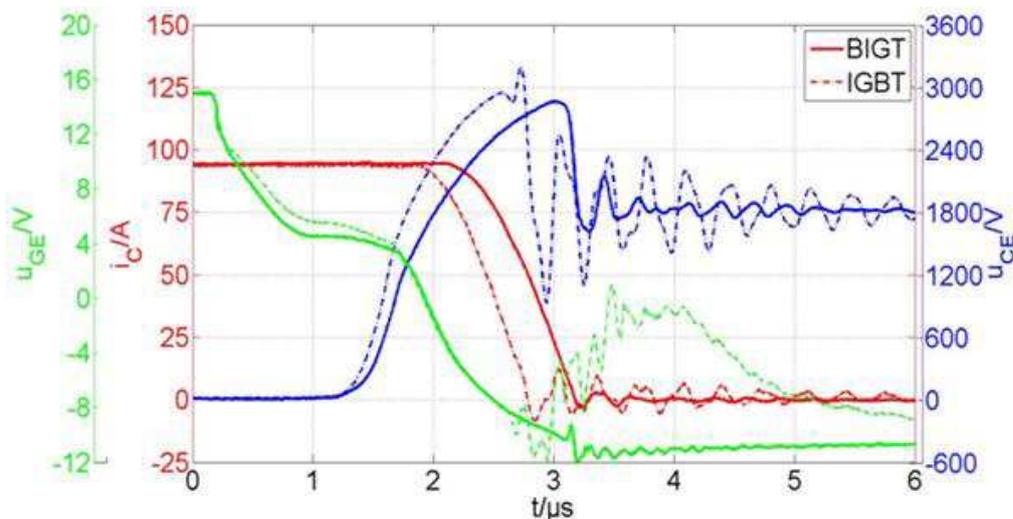


Abbildung 50: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBT bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level und hoher Stromdichte, Bed. $U_d=1800V$, $T_j=25^\circ C$

Der Betrag der zeitlichen Ableitung des Kollektorstroms wird sehr hoch und die resultierende Spannungsspitze ist deutlich höher als die maximale Kollektor-Emitter-Spannung des BIGTs. Aufgrund der hohen Stromdichte ist in diesem Arbeitspunkt die gesamte Chipfläche des BIGTs bipolar. Im Gegensatz zum Verhalten bei geringer Stromdichte steigt die Kollektor-Emitter-Spannung des SPT+-IGBTs daher steiler als die Kollektor-Emitter-Spannung des BIGTs an. Die Ersatzkapazität des BIGTs ist größer, wenn die gesamte Chipfläche bipolar ist. Trotzdem bleibt die Inhomogenität der Ladungsträgerverteilung erhalten. Aufgrund der fehlenden n-Shorts ist der Emitterwirkungsgrad des Pilot-IGBTs höher und daher ist die Ladungsträgerkonzentration größer als im RC-IGBT. Demzufolge ist die Löcherkonzentration in diesem Bereich während des Abschaltens hoch. Infolgedessen ist der Verlauf der elektrischen Feldstärke steiler und die Avalanche-feldstärke wird bei geringerer Kollektor-Emitter-Spannung erreicht. Dieses Verhalten ist die Ursache für die deutliche Spannungsdifferenz im Startpunkt des dynamischen Avalanche und die stärkere Begrenzung des Anstiegs der Kollektor-Emitter-Spannung gegenüber dem konventionellen IGBT.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische

Verhalten des BIGTs

Wird der Vergleich des Abschaltverhalten in dem Arbeitspunkt bei einer Sperrschichttemperatur $T_j=125^\circ\text{C}$ durchgeführt, werden, wie die Abbildung 51 veranschaulicht, deutliche Unterschiede ersichtlich. Das Schaltverhalten des SPT+-IGBTs ist im Vergleich zum Verhalten bei Raumtemperatur sanfter, ein Abreißen des Kollektorstroms und die hohe Spannungsspitze treten nicht auf. Im Bauteil ist deutlich mehr Ladung vorhanden als bei einer Temperatur von $T_j=25^\circ\text{C}$. Beim Abschalten führt die erhöhte Löcherkonzentration zu einem steileren Gradienten der elektrischen Feldstärke und zu einer Verringerung der Weite der Raumladungszone. Ein Anstoßen des elektrischen Feldes an die Bufferschicht wird daher vermieden. Der dynamische Avalanche tritt in diesem Arbeitspunkt ebenfalls auf. Die Kollektor-Emitter-Spannung, bei der dieser Effekt auftritt, ist nur geringfügig höher als bei Raumtemperatur. Die höhere Avalanche-feldstärke bei einer Temperatur von $T_j=125^\circ\text{C}$ wird durch eine höhere maximale Feldstärke bei gleicher Kollektor-Emitter-Spannung kompensiert. Deren Ursache ist die aufgrund der geringeren Beweglichkeit der Ladungsträger und gleichem Strom angestiegene Löcherkonzentration im Bauelement.

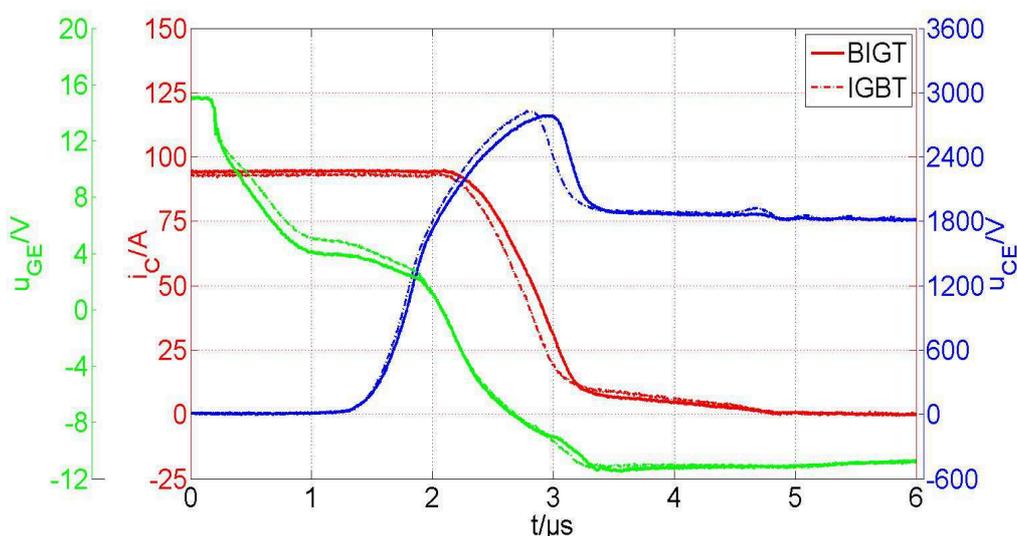


Abbildung 51: Vergleich des Abschaltverhaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus und eines konventionellen IGBTs bei gleichen Bedingungen auf Chip-Level und hoher Stromdichte, Bed. $U_d=1800\text{V}$, $T_j=125^\circ\text{C}$

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Der Startpunkt des dynamischen Avalanche liegt im BIGT bei deutlich höherer Kollektor-Emitter-Spannung als bei Raumtemperatur und nur knapp unter dem Startpunkt des dynamischen Avalanche im SPT+-IGBT. Neben der Avalanche-feldstärke und der im Bauelement vorhandenen Ladung hat die Temperaturabhängigkeit der Ladungsträgerverteilung einen wesentlichen Einfluss. Die Wirksamkeit der n-Shorts ist aufgrund der geringeren Ladungsträgerbeweglichkeit und der niedrigen Schwellspannung des kollektorseitigen pn-Überganges stark herabgesetzt. Die Ladungsträgerverteilung ist in diesem Arbeitspunkt sehr homogen. Wie im SPT+-IGBT führt die hohe Temperatur zu einem Anstieg der Ladung im BIGT. Diese zusätzliche Ladung befindet sich in erster Linie im RC-IGBT, die Ladungsträgerkonzentration im Pilot-IGBT ändert sich nur geringfügig. Die Löcherkonzentration ist beim Abschalten im Pilot-IGBT nur unwesentlich höher als bei einer Temperatur von $T_j=25^\circ\text{C}$. Die maximale Feldstärke ändert sich daher ebenfalls nur unwesentlich. Der durch die höhere Temperatur hervorgerufene Anstieg der Avalanche-feldstärke wird im Pilot-IGBT nicht durch eine höhere maximale Feldstärke kompensiert. Der Startpunkt des dynamischen Avalanche wird aus diesem Grund in Richtung der höheren Kollektor-Emitter-Spannung verschoben.

Aus Abbildung 51 geht hervor, dass im Abschaltverhalten bei hoher Temperatur nur geringfügige Unterschiede vorhanden sind. Dies steht im Widerspruch zu der These, dass der FCE-Effekt die Ursache des sanften Abschaltens im IGBT-Modus ist. Die Wirksamkeit dieses Effektes nimmt mit der Temperatur zu [VOB13]. Bei kleiner Temperatur sollten die Unterschiede im Schaltverhalten kleiner sein, als bei einer Temperatur von $T_j=125^\circ\text{C}$. Die Messungen zeigen allerdings ein entgegen gesetztes Verhalten. Somit wird deutlich, dass der FCE-Effekt keinen signifikanten Einfluss auf das Abschaltverhalten im IGBT-Modus hat. Die Ursache für das sanfte Abschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus hingegen ist die inhomogene Ladungsträgerverteilung im Bauelement.

4.3.1 Analyse der Ladungsträgerverteilung und des Verlaufs der elektrischen Feldstärke während des Abschaltens im IGBT-Modus

Die Nachbildung der inhomogenen Ladungsträgerverteilung im BIGT erfordert eine großflächige Struktur. Komplexe Gebilde mit kleinen Abmessungen, wie zum Beispiel eine MOS-Struktur, erfordern eine große Anzahl an Gitterpunkten. Es ist daher notwendig, die MOS-Strukturen zu ersetzen, um die zulässige Anzahl von Gitterpunkten nicht zu überschreiten. Den Aufbau der Simulationsmodelle für den BIGT und den IGBT zeigt die Abbildung 52. Es wurde eine zylindersymmetrische Struktur mit einem Radius $r=5\text{mm}$ verwendet. Die MOS-Struktur des Gates wurde durch hochdotierte n- und p-Gebiete ersetzt. Die n^+ -Gebiete sind die Emitter für die Elektronen. Die emitterseitigen p^+ -Gebiete bilden den Ersatz für die p-Wanne, durch welche der Löcherstrom fließt. Die Bauelemente unterscheiden sich nur an der Kollektorseite durch ihre Struktur. Beim konventionellen IGBT-Modell befindet sich dort ein hochdotiertes p-Gebiet. Der Kollektor der BIGT-Nachbildung wird durch den Pilot-IGBT links und den RC-IGBT mit seinen n-Shorts auf der rechten Seite gebildet.

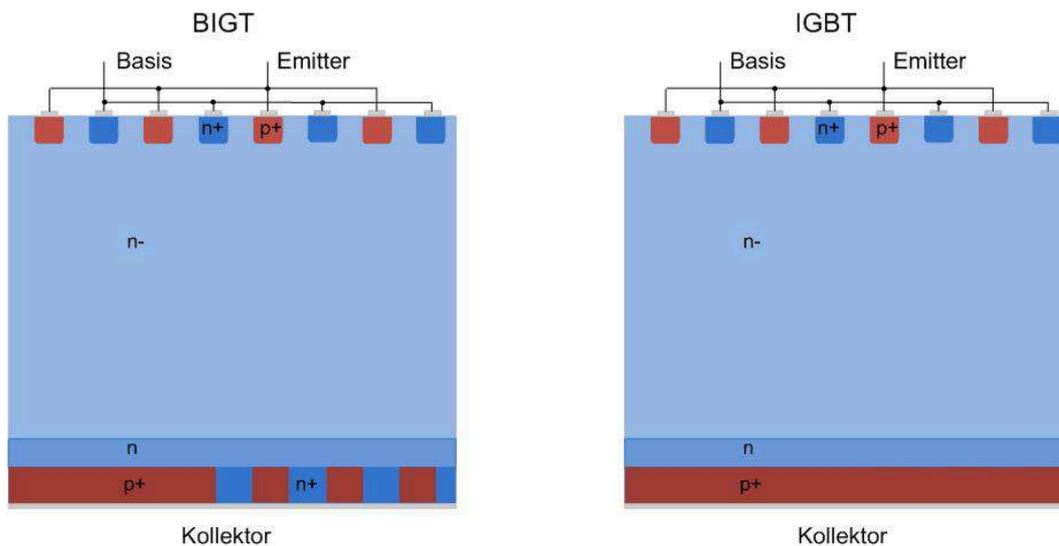


Abbildung 52: Aufbau der Simulationsmodelle für den BIGT und den IGBT (nicht maßstäblich)

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Den in der Simulation verwendeten Schaltplan zeigt die Abbildung 53. Die passiven Komponenten $C1$ und L_{σ} entsprechen dem Zwischenkreiskondensator und der Streuinduktivität. Die Stromquelle $I1$ generiert den Laststrom. Parallel zu der Stromquelle befindet sich die Freilaufdiode $D1$. In Reihenschaltung zu dieser Anordnung liegt das Simulationsobjekt. Dessen Steuerung wird mit den Stromquellen $I2$, $I3$ und der Diode $D2$ realisiert, diese sind verbunden mit den emitterseitigen n^+ -Gebieten. Die Stromquellen $I2$, $I3$ haben den gleichen Wert wie $I1$. Im Durchlasszustand sind die Stromquellen $I1$, $I2$ aktiv. Der Abschaltvorgang wird durch das Einschalten der Quelle $I3$ eingeleitet. In der Steuerung fließt ein Kreisstrom durch die Quellen $I2$ und $I3$. Im Messobjekt werden emitterseitig keine Elektronen injiziert. Um den Laststrom weiterhin zu führen, wird Plasma im Bauelement abgebaut.

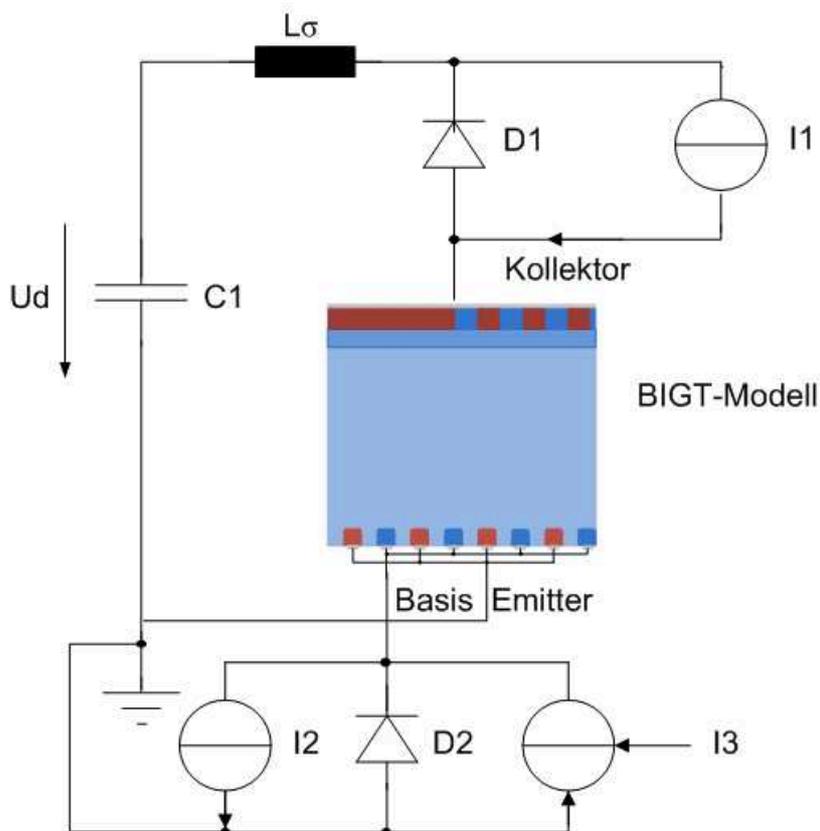


Abbildung 53: Schaltplan für die FEM-Simulation des Abschaltverhaltens mit inhomogener Ladungsträgerverteilung

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische

Verhalten des BIGTs

Es handelt sich daher um ein intrinsisches Abschalten. Der Abbau des Plasmas erfolgt vom Emitter in Richtung des Kollektors. Den Vergleich des Abschaltverhaltens der beiden Bauelemente zeigt die Abbildung 54. Wie bereits bei dem gemessenen Vergleich in Abbildung 48 verläuft der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung im BIGT-Modell steiler. In der IGBT-Nachbildung ist mehr Ladung als im BIGT-Modell vorhanden. Nach Erreichen der Zwischenkreisspannung sinkt der Kollektorstrom des IGBT-Modells steil ab. Die hohe zeitliche Ableitung des Kollektorstroms führt aufgrund der vorhandenen Streuinduktivität zu einer hohen Kollektor-Emitter-Spannung. Ähnlich wie in Abbildung 48 weist der Stromverlauf der BIGT-Nachbildung im gleichen Arbeitspunkt einen ausgeprägten Tailstrom auf. Infolgedessen ist die zeitliche Ableitung des Kollektorstroms geringer. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung ist daher kleiner als bei der IGBT-Nachbildung. Für beide Bauelemente wurde die identische Basis-Emitter-Struktur verwendet, die aufgetretenen Differenzen im Schaltverhalten wurden von der unterschiedlichen Ladungsträgerverteilung verursacht. Die Abbildungen 55 und 56 zeigen die Löcherkonzentration im BIGT- bzw. IGBT-Modell während des Abschaltens in verschiedenen Arbeitspunkten.

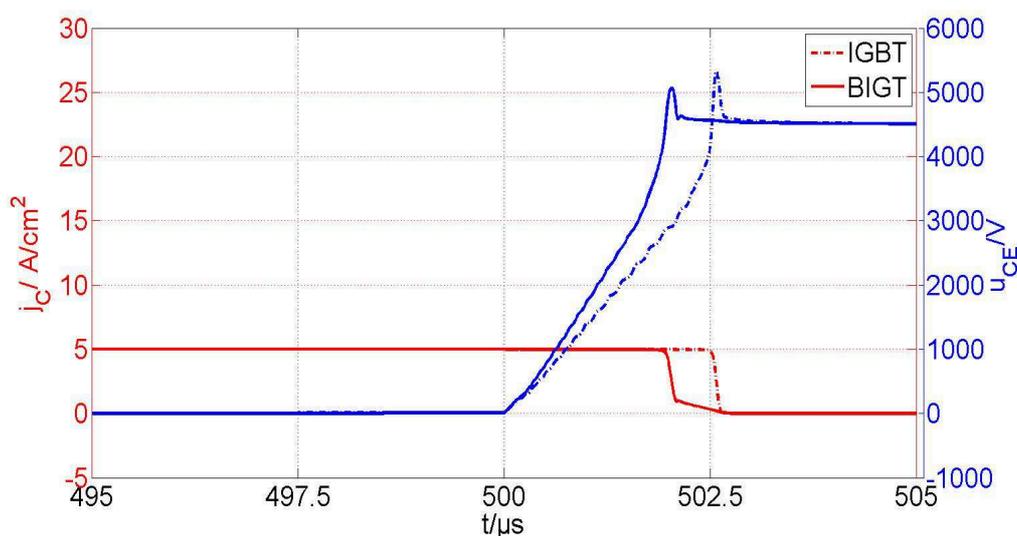


Abbildung 54: Vergleich des Abschaltverhaltens (Simulation) eines 6,5kV BIGTs und IGBTs, Bed. $U_d=4500V$, $T_j=25^\circ C$

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

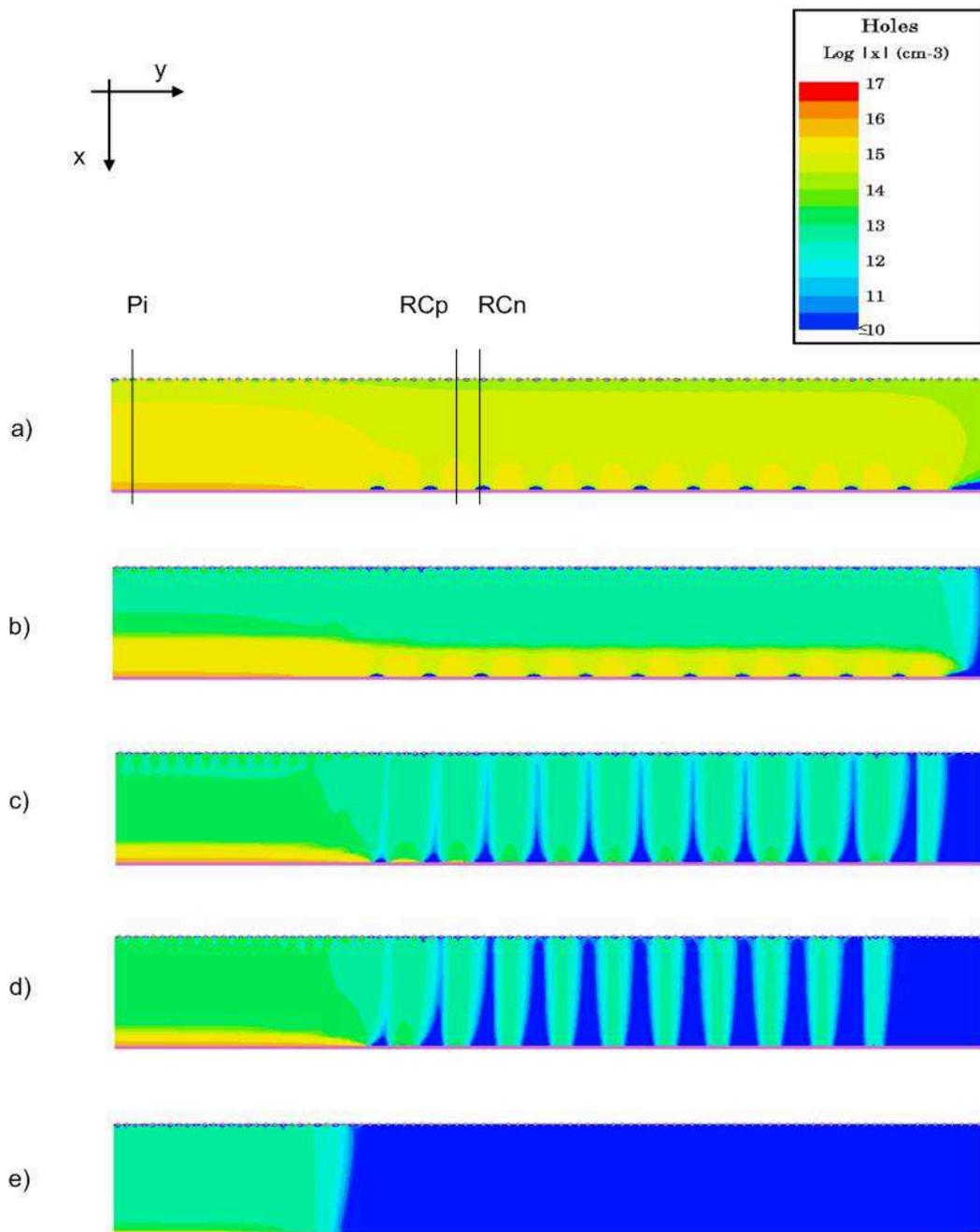


Abbildung 55: Löcherkonzentration während des Abschaltens der BIGT-Nachbildung in unterschiedlichen Arbeitspunkten: a) vor dem Abschalten, b) bei $U_{CE} = U_d/2 = 2250V$, c) bei $U_{CE} = U_d = 4500V$, d) Maximalwert der U_{CE} , e) Innerhalb der Tailstromphase, Bed. $U_d = 4500V$, $T_j = 25^\circ C$, $J_C = 5A/cm^2$

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des IGBTs

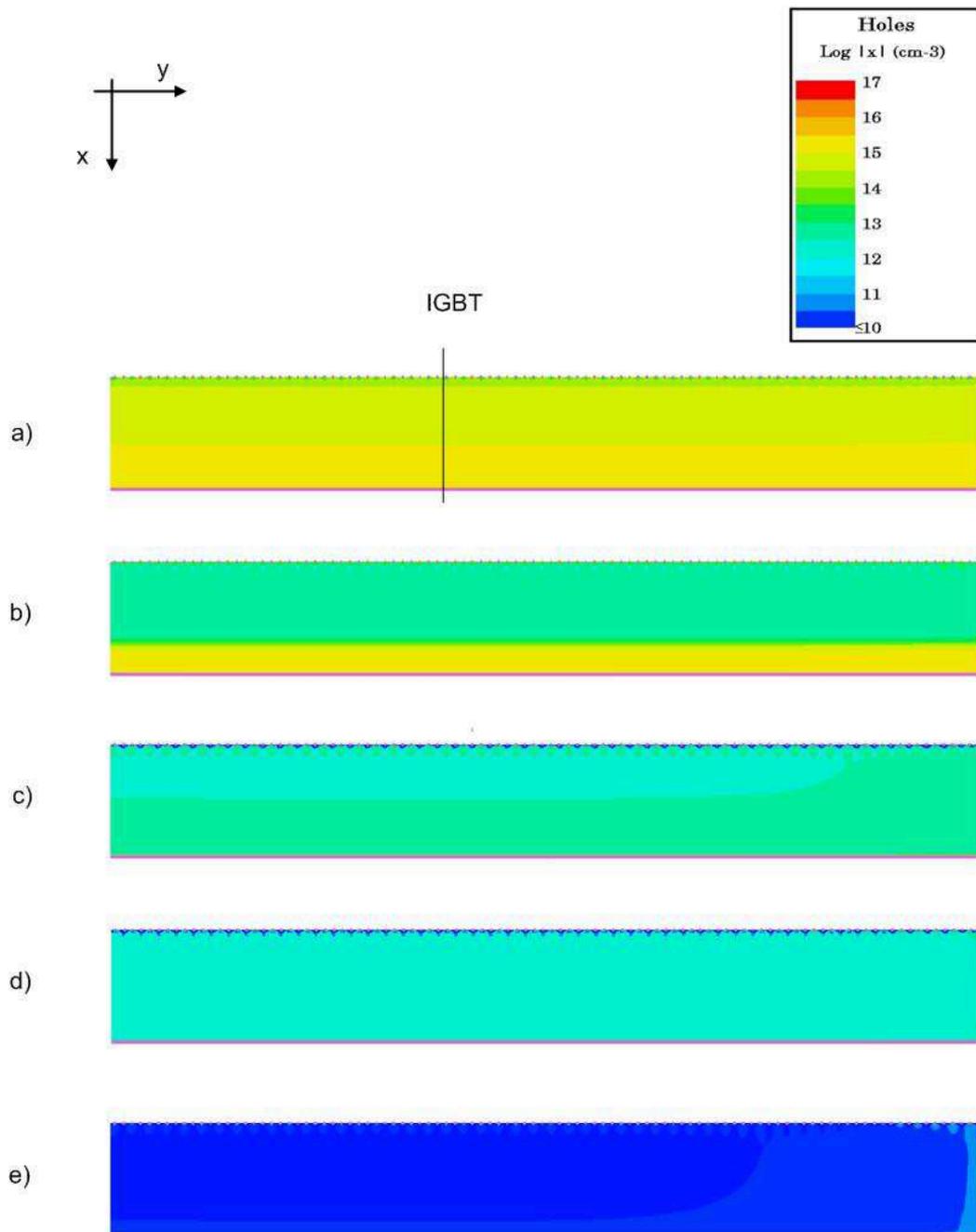


Abbildung 56: Lächerkonzentration während des Abschaltens der IGBT-Nachbildung in unterschiedlichen Arbeitspunkten: a) vor dem Abschalten, b) bei $U_{CE}=U_d/2=2250V$, c) bei $U_{CE}=U_d=4500V$, d) Maximalwert der U_{CE} , e) Innerhalb der Tailstromphase, Bed. $U_d=4500V$, $T_j=25^\circ C$, $J_C=5A/cm^2$

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Aus Abbildung 55a) wird deutlich, dass die Löcherkonzentration in der BIGT-Nachbildung im Durchlasszustand signifikante Inhomogenitäten aufweist. Wie zu erwarten war, ist die Löcherdichte im Pilot-IGBT höher als im RC-IGBT. Aber auch innerhalb des RC-IGBTs zeigen sich deutliche Unterschiede in der Löcherkonzentration. Einerseits nimmt diese vom Pilot-IGBT in Richtung des Randbereichs ab, andererseits bilden sich deutliche lokale Unterschiede zwischen benachbarten p- und n-Gebieten an der Kollektorseite aus. Anhand der Abbildungen 55b)-d) wird deutlich, dass diese inhomogene Lösserverteilung während des Anstiegs der Kollektor-Emitter-Spannung erhalten bleibt. In der Tailstromphase sind nur noch im Pilot-IGBT Lösser vorhanden, wie aus Abbildung 55e) hervorgeht. Der Tailstrom wird aus den im Pilot-IGBT verbliebenen Ladungsträgern gespeist.

Im Gegensatz zum BIGT-Modell ist die Lösserkonzentration innerhalb der IGBT-Nachbildung im Durchlasszustand deutlich homogener. Abbildung 56a) verdeutlicht diesen Umstand. Lediglich am Rand ist die Lösserdichte erhöht. Die Ursache liegt im Aufbau der IGBT-Nachbildung. An dessen Rand befindet sich ein n-Gebiet (Basis). Für die im Rand des Kollektors generierten Lösser ist der Weg deutlich länger, wodurch eine Anhebung der Lösserkonzentration am Rand resultiert. Die Abbildungen 56b)-e) veranschaulichen, dass die leichte Inhomogenität der Lösserkonzentration auch während des Anstiegs der Kollektor-Emitter-Spannung erhalten bleibt und höchstwahrscheinlich die Ursache für den schwach ausgeprägten Tailstrom ist. In der BIGT-Nachbildung hat der Rand kaum Auswirkungen, da sich am Kollektor ein n-Gebiet befindet und deswegen keine Lösserinjektion erfolgt. Die Unterschiede im Abschaltverhalten zwischen beiden Bauelementen wären wahrscheinlich ohne diese strukturbedingte Anhebung der Lösserkonzentration noch deutlicher ausgefallen. Die exakte Beschreibung dieses Phänomens kann Gegenstand weiterer Untersuchungen sein.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Um den Verlauf des elektrischen Feldes im Bauelement bestimmen zu können, wurden Schnitte an verschiedenen Punkten vorgenommen. Für die BIGT-Nachbildung sind diese in Abbildung 55a) dargestellt. Ein Schnitt wurde durch den Pilot-IGBT (Pi) vorgenommen. Durch den RC-IGBT verlaufen der Längsschnitt (RCp) durch ein p-Gebiet am Kollektor und der Schnitt (RCn) durch ein kollektorseitiges n-Gebiet. Die Abbildung 56a) zeigt den Längsschnitt (IGBT) durch die IGBT-Nachbildung, welche an der gleichen Position wie der Schnitt (RCp) verläuft. Der Verlauf des elektrischen Feldes während des Abschaltens an den genannten Punkten ist in Abbildung 57 dargestellt. Wie aus Abb. 57b) hervorgeht, sind bei halber Zwischenkreisspannung die Kurvenverläufe der elektrischen Feldstärke an den Punkten RCp, RCn und im IGBT nahezu identisch. Lediglich im Pilot-IGBT ist der Gradient der Feldstärke, infolge der höheren Löcherkonzentration in diesem Bereich, deutlich steiler. Bei gleicher Kollektor-Emitter-Spannung ist die Weite der Raumladungszone im RC-IGBT größer als im Pilot-IGBT. Auch bei Erreichen der Zwischenkreisspannung zeigen sich deutliche Unterschiede zwischen den einzelnen Kurvenverläufen, wie aus Abbildung 57c) hervorgeht. In der IGBT-Nachbildung ist der Gradient der Feldstärke am geringsten, da aufgrund der homogenen Ladungsträgerverteilung die Löcherdichte gering ist. Im RC-IGBT werden im Feldverlauf an den Positionen RCp und RCn ebenfalls Unterschiede sichtbar. Die abgesenkte Löcherkonzentration unterhalb des kollektorseitigen n-Gebietes führt zu einer geringeren Feldaufsteilung als im Punkt RCn. Im Punkt RCp erreicht die Raumladungszone die Bufferschicht und der Feldverlauf wird trapezförmig, während es bei RCn bereits trapezförmig ist. Im Pilot-IGBT sind der Gradient der elektrischen Feldstärke und deren Maximalwert deutlich höher. Demzufolge ist die Weite der Raumladungszone in diesem Bereich geringer. Das Anstoßen des elektrischen Feldes an die Bufferschicht erfolgt innerhalb der BIGT-Nachbildung zuerst im Randbereich des RC-IGBTs und setzt sich in Richtung des Pilot-IGBT fort. Somit lässt sich feststellen, dass im BIGT ein partielles Anstoßen des elektrischen Feldes erfolgt. Die maximale Kollektor-Emitter-Spannung ist in diesem Arbeitspunkt im BIGT kleiner als im IGBT.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

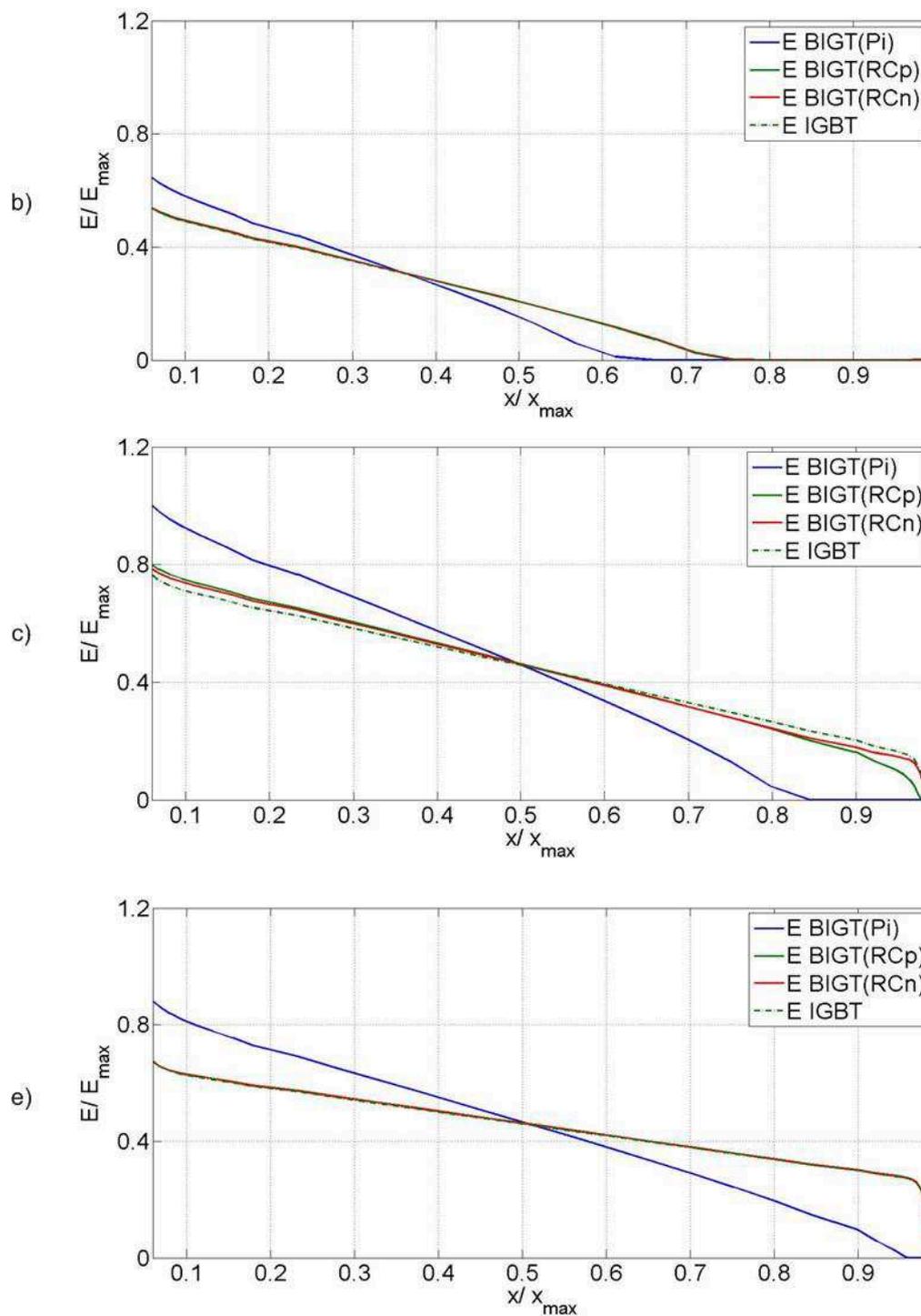


Abbildung 57: Vergleich des Verlaufs des elektrischen Feldes innerhalb der BIGT-Nachbildung und der IGBT-Nachbildung, b) bei $U_{CE} = U_d/2 = 2250V$, c) bei $U_{CE} = U_d = 4500V$, e) Innerhalb der Tailstromphase, Bed. $U_d = 4500V$, $T_j = 25^\circ C$, $J_C = 5A/cm^2$

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Außerdem wird der Zeitpunkt des Anstoßens im RC-IGBT von der Art der Dotierung des Kollektorgebietes bestimmt. Wie aus Abbildung 57c) hervorgeht, erreicht die Raumladungszone zuerst die Bufferschicht oberhalb des n-Gebietes und dann oberhalb des p-Gebietes. Das partielle Anstoßen der Raumladungszone tritt daher auch in rückwärts leitfähigen IGBTs auf, die keinen Pilot-IGBT besitzen. In der Tailstromphase hat das elektrische Feld an den Punkten RCp, RCn und im IGBT bereits den identischen Verlauf wie beim statischen Sperrverhalten. Lediglich im Pilot-IGBT ist der Feldverlauf noch dreiecksförmig, wie aus Abbildung 57e) hervorgeht.

Den Vergleich des Abschaltverhaltens der BIGT-Nachbildung bei $T_j=25^\circ\text{C}$ und $T_j=125^\circ\text{C}$ zeigt die Abbildung 58. Wie bereits beschrieben, befindet sich aufgrund der verringerten Beweglichkeit bei hoher Temperatur mehr Ladung im Bauelement. Infolgedessen ist der Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung flacher und deren Maximalwert kleiner als bei einer Temperatur von $T_j=25^\circ\text{C}$.

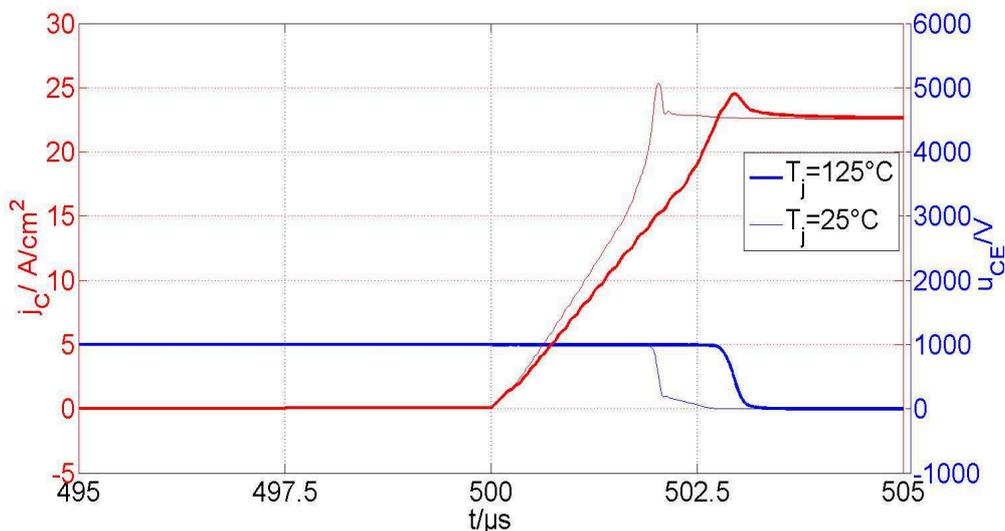


Abbildung 58: Vergleich des Abschaltverhaltens (Simulation) der 6,5kV BIGT-Nachbildung bei unterschiedlicher Temperatur, Bed. $U_d=4500\text{V}$

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Obwohl bei geringer Temperatur weniger Ladung im Bauelement vorhanden ist, ist der Tailstrom deutlich stärker ausgeprägt. Die Ursache ist die deutlich homogenere Löcherverteilung bei hoher Temperatur, wie aus Abbildung 59 hervorgeht. Die Unterschiede der Löcherkonzentration zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT während des Abschaltens sind nicht so deutlich wie bei einer Temperatur von $T_j=25^\circ\text{C}$.

Weiterführende Untersuchungen, bei denen die kollektorseitigen n-Shorts durch schwach dotierte p-Gebiete ersetzt wurden, zeigen, dass auch in diesem Fall eine inhomogene Ladungsträgerverteilung auftritt. Die unterschiedliche Feldaufsteilung führt dann ebenfalls zu einem partiellen Anstoßen an die Bufferschicht. Das Bauelement zeigt ein sanfteres Abschaltverhalten als ein IGBT mit homogener Kollektorstruktur. Dies steht im Widerspruch zu der These, dass die Ursache des soften Abschaltverhaltens des BIGTs der FCE-Effekt ist. Der FCE-Effekt tritt aufgrund der fehlenden n-Shorts in einem IGBT nicht auf.

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

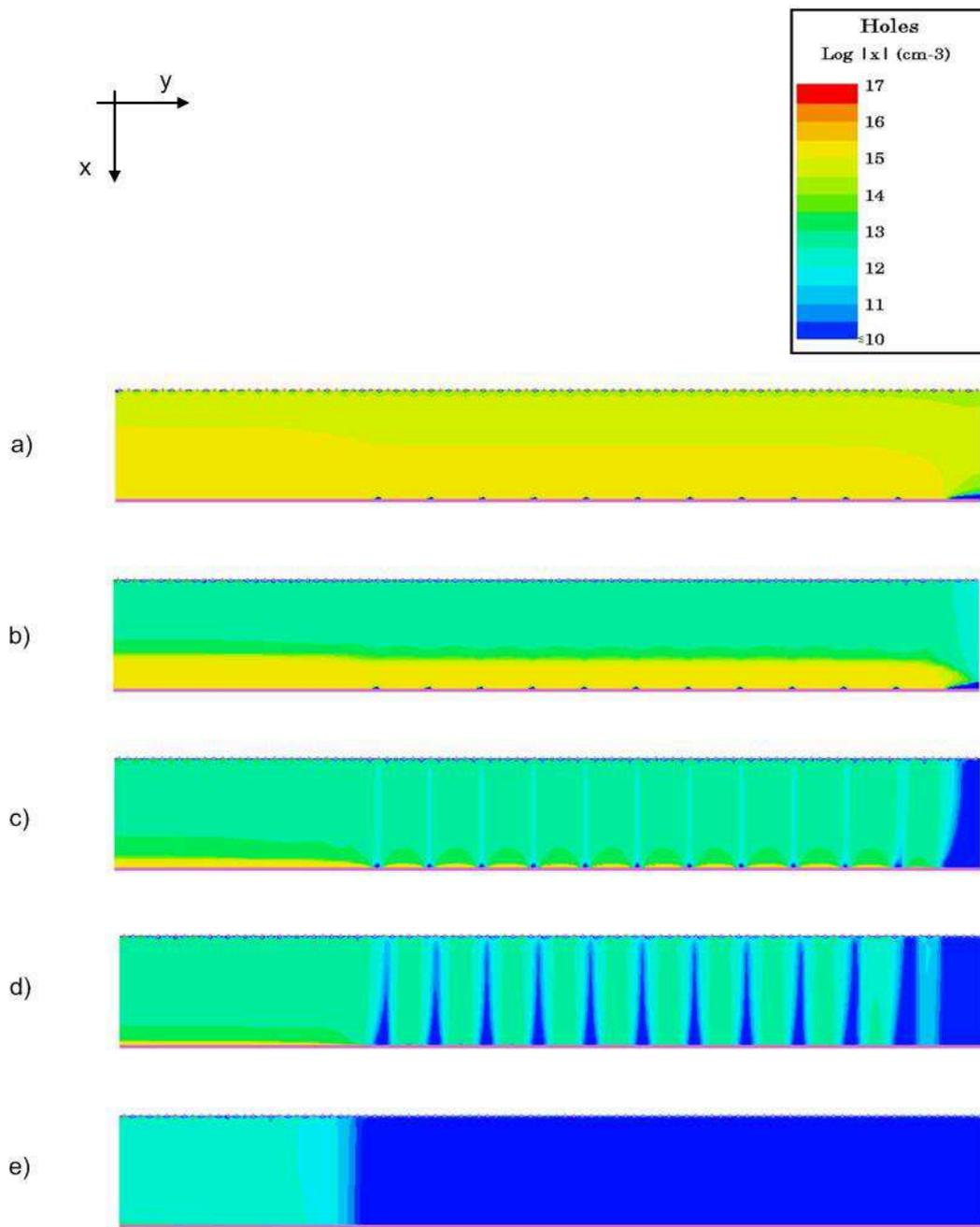


Abbildung 59: Löcherkonzentration während des Abschaltens der BIGT-Nachbildung in unterschiedlichen Arbeitspunkten: a) vor dem Abschalten, b) bei $U_{CE}=U_d/2=2250V$, c) bei $U_{CE}=U_d=4500V$, d) Maximalwert von U_{CE} , e) Innerhalb der Tailstromphase, Bed. $U_d=4500V$, $T_j=125^\circ C$, $J_C=5A/cm^2$

4.4 Plateau der Kollektor-Emitter-Spannung während des Abschaltens des BIGTs

Eine weitere Besonderheit des BIGTs während des Abschaltens im IGBT-Modus ist die Ausbildung eines Plateaus der Kollektor-Emitter-Spannung. Dieser Effekt tritt vor allem bei Messungen mit inhomogener Ladungsverteilung in Erscheinung. Alle Einflüsse, die zur Homogenisierung der Ladungsträgerverteilung beitragen, wie eine große Stromdichte, eine hohe Temperatur und eine Doppelpuls-messung, führen zu einer Abschwächung dieses Effektes. Ein weiterer wesentlicher Parameter, der dieses Spannungsplateau beeinflusst, ist der Abschaltgatevorwiderstand, wie die Abbildung 60 verdeutlicht. Diese Messung wurde bei stark abgesenkter Zwischenkreisspannung durchgeführt, um das Plateau deutlich sichtbar zu machen. Mit steigendem Gatevorwiderstand nimmt die Höhe des Plateaus ab, aber die zeitliche Ausdehnung wird größer. Dieses Verhalten wird demzufolge nicht nur von der kollektorseitigen Ladungsträgerverteilung beeinflusst, sondern auch von der Ansteuerung des Bauelementes.

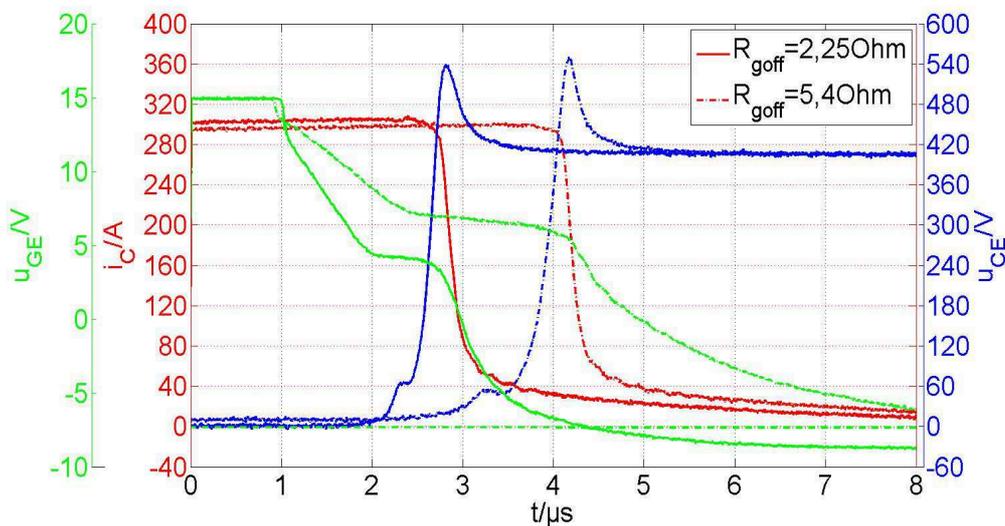


Abbildung 60: Plateau der Kollektor-Emitter-Spannung während des Abschaltens des BIGTs (EYOG03) im IGBT-Modus bei variablem Abschaltgatevorwiderstand, Bed. $U_d=400V$, $T_j=25^\circ C$, $L_\sigma=100nH$

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

In Abbildung 61 ist die Löcherkonzentration bei kleiner Stromdichte im BIGT im IGBT-Modus dargestellt. Im Bauelement bildet sich eine trichterförmige Ladungsträgerverteilung aus, die anhand der Schnitte y_0 bzw. y_1 erläutert wird. Bei y_0 ergibt sich die Ladungsträgerverteilung, welche der eines konventionellen IGBTs entspricht. Im Punkt y_1 zeigt sich ein deutlich anderer Verlauf. Aufgrund des offenen Inversionskanals sind die Löcherkonzentration und infolgedessen auch die Ladungsträgerkonzentration emitterseitig hoch. Im Gegensatz zu einem IGBT nimmt diese jedoch in Richtung Kollektor stark ab. Während des Abschaltens erfolgt der Abbau des Plasmas von der P-Wanne in Richtung des Kollektors. Bei einem intrinsischen Abschalten wird der Laststrom ausschließlich aus den im Bauelement vorhandenen Ladungsträgern gespeist. Mit zunehmender Weite der Raumladungszone verringert sich die Ladungsträgerkonzentration im Punkt y_1 . Ist das Plasma dort komplett abgebaut, ist die Stromdichte annähernd null. Infolgedessen verringert sich der Gradient der elektrischen Feldstärke, dieser wird nun lediglich von der Grunddotierung N_D bestimmt. Aufgrund des konstanten Laststromes steigt die Stromdichte in den Bereichen mit hoher Ladungsträgerkonzentration an.

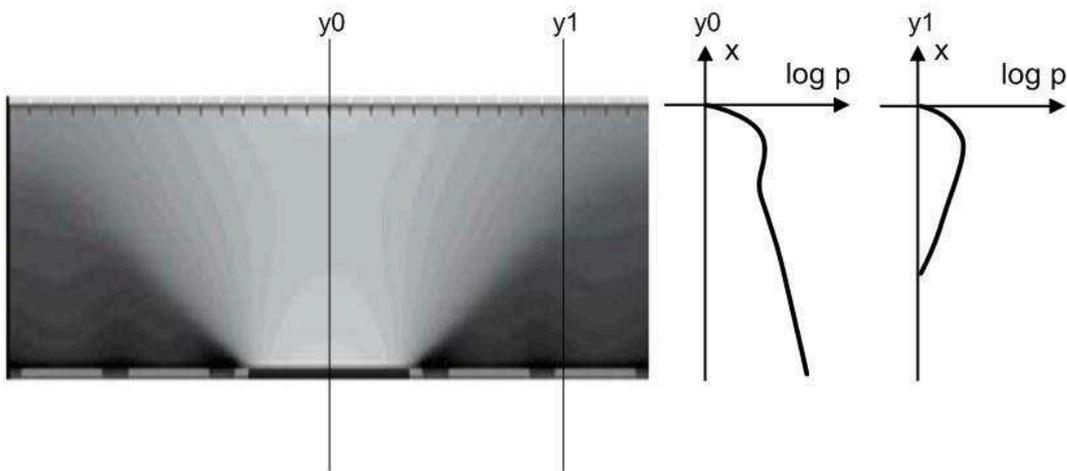


Abbildung 61: Trichterförmige Löcherverteilung im BIGT bei geringer Stromdichte und schematischer Verlauf der Ladungsträgerkonzentration im Pilot-IGBT (y_0) und im RC-IGBT (y_1) [STO10]

4. Einfluss der Ladungsträgerverteilung im IGBT-Modus auf das elektrische Verhalten des BIGTs

Der Strom verengt sich mit zunehmender Ausdehnung der Raumladungszone auf den Pilot-IGBT. Die Zunahme der Stromdichte führt zu einem Anstieg der maximalen elektrischen Feldstärke und deren zeitlicher Ableitung dE_{\max}/dt . Dieser Anstieg führt zu einer Zunahme des Stroms durch die Millerkapazität, da die Feldstärke an der Raumladungszone der am Gateoxid entspricht. Der Strom durch die Millerkapazität i_{CG} lässt sich mit Gleichung (4.1) beschreiben.

$$i_{CG} = \frac{\epsilon \cdot \frac{dE_{oxid}}{dt}}{dA} = \frac{\epsilon \cdot \frac{dE_{max}}{dt}}{dA} \quad (4.1)$$

Dieser Strom wird durch den Abschaltgatevorwiderstand begrenzt. Mit zunehmendem Abschaltgatevorwiderstand wird demzufolge der Anstieg der zeitlichen Ableitung der maximalen Feldstärke stärker limitiert. Der Anstieg der maximalen elektrischen Feldstärke während des Abschaltvorgangs führt beim konventionellen IGBT zu einer Zunahme der Kollektor-Emitter-Spannung, während hingegen dieser Umstand im BIGT durch den Anstieg des Gradienten der elektrischen Feldstärke kompensiert wird. Das Maximum der elektrischen Feldstärke nimmt zu, aber gleichzeitig nimmt die Weite der Raumladungszone ab, so dass das Flächenintegral der Feldstärke konstant bleibt und demzufolge bildet sich das Spannungsplateau aus.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Der BIGT (Bi-mode Insulated Gate Bipolar Transistor) ist der erste rückwärts leitfähige IGBT im Bereich hoher Sperrspannung und Leistung, der die Serienreife nahezu erreicht hat. Die parallele Anordnung des Pilot-IGBTs und des RC-IGBTs führt zur deutlichen Reduktion des Snapback der Durchlassspannung im IGBT-Modus. Im BIGT ist im Dioden- und IGBT-Modus nahezu die gesamte Chipfläche aktiv, die Stromdichte ist somit geringer als in einem konventionellen Modul. Die Differenzen der Durchlassspannung zum konventionellen Modul sind in beiden Betriebsmodi kleiner als erwartet. Die Ladungsträgerlebensdauereinstellung kompensiert die geringere Stromdichte. Im Gegensatz zu einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul beeinflusst die Gate-Emitter-Spannung des BIGTs das Durchlassverhalten im Dioden-Modus. Ist diese größer als die Threshold-Spannung, wird die Ladungsträgerkonzentration an der P-Wanne abgesenkt. Infolgedessen steigt die Durchlassspannung im Dioden-Modus an. Um die Durchlassverluste zu begrenzen, ist eine Absenkung der Gate-Emitter-Spannung erforderlich. Die Erfassung des Betriebsmodus des BIGTs ist für den optimalen Betrieb des Bauelementes wesentlich. Eine solche Änderung des Betriebsmodus erfolgt bei einem Stromnulldurchgang im Bauelement. Das Verhalten des BIGTs im Stromnulldurchgang ist daher von besonderer Bedeutung. Mit den bisher verbreiteten Messtopologien besteht keine Möglichkeit, die Wechsel der Betriebsmodi zu generieren. Es wurde eine neuartige Messtopologie entwickelt. Durch Anlegen des entsprechenden Spannungszeigers mittels einer Hilfsphase wird die Stromrichtung im Messobjekt bestimmt. Die Wechsel des Betriebsmodus verlaufen sanft, lediglich beim Wechsel vom Dioden-Modus in den IGBT-Modus treten Oszillationen auf, wenn der BIGT nicht rechtzeitig eingeschaltet wird. Die Einschaltenergie und die Reverse-Recovery-Energie sind im BIGT signifikant höher als im konventionellen Modul, trotz der starken Ladungsträgerlebensdauereinstellung. Eine Möglichkeit der Reduktion der Schaltenergien ist das dynamische MOS-Control. Dessen Wirksamkeit wird stark von der Pulsdauer und der Versatzzeit des

Entsättigungspulses bestimmt. Mit dem dynamischen MOS-Control lassen sich eine Reduktion der Reverse-Recovery-Energie von ca. 25% und eine Verringerung der Einschaltenergie von ca. 15% erreichen.

Bei einem Vergleich des Schaltverhaltens zwischen BIGT und konventionellem IGBT bzw. konventioneller Diode auf Chipebene ist eine geeignete Skalierung der Parameter erforderlich. Identische Parameter auf Chipebene bei einer Messung des Schaltverhaltens entsprechen nicht gleichen Parametern auf Modulebene, da ein BIGT-Chip in beiden Betriebsmodi aktiv ist. Insbesondere beim Vergleich des Reverse Recovery zeigen sich deutliche Unterschiede. Auf Chipebene hat der BIGT das deutlich sanftere Schaltverhalten und nur geringfügig mehr Reverse Recovery-Ladung. Der FCE-Effekt verhindert ein Abreißen des Rückstroms. Wird der Vergleich mit gleichen Bedingungen auf Modulebene wiederholt, ist die maximale Kathoden-Anoden-Spannung annähernd gleich und die gespeicherte Ladung im BIGT um Faktor drei höher. Die Veränderung der Parameter kompensiert den Einfluss des FCE-Effektes. Bei einem Vergleich des Abschaltverhaltens im IGBT-Modus ist das Verhalten des BIGTs softer, dies gilt bei gleichen Bedingungen auf Chip- und Modulebene.

Das elektrische Verhalten im IGBT-Modus wird durch die Ladungsträgerverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT beeinflusst. Die Ladungsträgerverteilung wird neben der Stromdichte auch von der Zeit bestimmt. Ein steiler Anstieg des Kollektorstroms führt zu einer Anhebung der Durchlassspannung, da Bereiche des RC-IGBT weiterhin unipolar sind. Bei einer Sperrschichttemperatur von $T_j=125^\circ\text{C}$ ist der Einfluss des Stromanstiegs auf das Durchlassverhalten geringer. Die Ladungsträgerverteilung beeinflusst das Abschaltverhalten des Bauelementes ebenfalls. Infolge der hohen Ladungsträgerkonzentration im Pilot-IGBT ist die Löcherdichte in diesem Bereich sehr hoch, dies führt zum Anstieg des Gradienten der elektrischen Feldstärke und zu einer höheren maximalen Feldstärke. Der dynamische Avalanche ist daher im BIGT deutlich stärker ausgeprägt als im konventionellen IGBT. Dieser begrenzt den Abfall des Kollektorstroms und somit auch

den Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung beim Abschalten. Der dynamische Avalanche ist eine Ursache für das sanfte Abschalten im IGBT-Modus bei mittlerer und hoher Stromdichte. Bei kleiner Stromdichte sind weite Bereiche des RC-IGBT noch unipolar. Der Strom fließt vorwiegend durch den Pilot-IGBT, der steile Gradient der elektrischen Feldstärke führt zu einer geringen Ausdehnung der Raumladungszone. Es verbleibt noch Ladung im Bauelement, wenn die Zwischenkreisspannung erreicht wird und die Tailstromphase ist deutlich ausgeprägt.

Die Bauelemente-Simulation bestätigt den positiven Einfluss der inhomogenen Ladungsträgerverteilung auf das Schaltverhalten. In der Simulation wird deutlich, dass ein partielles Anstoßen an die Bufferschicht erfolgt. Während das Feld die Bufferschicht im RC-IGBT erreicht, ist im Pilot-IGBT noch Ladung vorhanden. Ein Abriss des Kollektorstroms, wie er beim konventionellen IGBT auftritt, wird beim BIGT vermieden. Der FCE-Effekt hat keinen wesentlichen Einfluss auf das Abschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus.

Ein weiteres Phänomen, dessen Ursache die inhomogene Ladungsträgerverteilung ist, ist die Ausbildung eines Plateaus der Kollektor-Emitter-Spannung beim Abschalten im IGBT-Modus. Aufgrund der trichterförmigen Ladungsträgerverteilung steigt die Stromdichte im Pilot-IGBT während des Plasmaabbaus an. Infolgedessen ist der Verlauf der elektrischen Feldstärke steiler. Die zeitliche Ableitung der maximalen Feldstärke wird durch den Gatestrom begrenzt. Während die maximale Feldstärke ansteigt, führt deren steilerer Gradient zur Verkürzung der Raumladungszone. Das Integral der Feldstärke bzw. die Kollektor-Emitter-Spannung bleibt konstant.

Ein wesentliches Kriterium für die Leistungsfähigkeit des BIGTs ist die Verringerung der Durchlass- und Schaltverluste. Dies gilt insbesondere für die Schaltverluste im Dioden-Modus. Die Ladungsträgerlebensdauereinstellung führt aber zu einer signifikanten Anhebung der Durchlassverluste im Dioden-Modus. Eine wichtige Zielstellung bei der Optimierung ist daher das Absenken des Emitterwir-

kungsgrades der P-Wanne ohne Auswirkungen auf das übrige elektrische Verhalten. Eine weitere Möglichkeit zur Reduktion der Schaltverluste ist die Verbesserung des dynamischen MOS-Controls. Als Qualitätsmerkmal dient hierbei neben der Reduktion der Reverse Recovery-Energie auch die Pulsdauer. Ist diese zu lang, steigen die Verriegelungszeiten in einer Halbbrücke an. Dies führt zur Verringerung der Ausgangsspannung und erschwert die Regelung des Umrichters. Möglichkeiten zur Optimierung des dynamischen MOS-Controls gibt es sowohl im BIGT selbst als auch in der Ansteuerung des Bauelements. So bieten die Anhebung der Gate-Emitter-Spannung und die Verringerung des Gatevorwiderstandes die Möglichkeit, die Wirksamkeit des dynamischen MOS-Controls mit der Ansteuerung zu verbessern. Im Bauelement existiert Potential zur Optimierung im Bereich der Ladungsträgerverteilung, Lebensdauereinstellung und beim Design der P-Wanne.

Die inhomogene Ladungsträgerverteilung im BIGT ist die Ursache für das sanfte Abschaltverhalten im IGBT-Modus. Weiterführende Untersuchungen in diesem Bereich könnten zu einer weiteren Verbesserung des Schaltverhaltens führen und die Grenzen dieses Prinzips bestimmen. Außerdem besteht die Möglichkeit, auch in IGBTs und Dioden eine inhomogene Ladungsträgerverteilung zu generieren und dadurch ein sanfteres Schaltverhalten zu erreichen. Eine Folge der inhomogenen Ladungsträgerverteilung ist der stark ausgeprägte dynamische Avalanche. In der Einzelmessung ist dieses Verhalten unproblematisch. Bei Dioden und IGCTs ist der dynamische Avalanche auch im Dauerbetrieb zulässig. Bei hochsperrenden Bauelementen mit einer MOS-Struktur, wie IGBTs und BIGTs ist dies bisher noch nicht nachgewiesen. Die bisherigen Untersuchungen beschränken sich auf Bauelementen mit niedriger Sperrspannung und einem Trench-Gate.

Thesen

- Der rückwärts leitfähige IGBT (RC-IGBT) ist bisher im Bereich hoher Sperrspannung nicht zur Anwendung gekommen, aufgrund der sprungförmigen Änderung der Kollektor-Emitter-Spannung, welche beim Wechsel vom unipolaren zum bipolaren Betriebsmodus auftritt.
- Die parallele Anordnung eines konventionellen IGBTs (Pilot-IGBT) und eines rückwärts leitfähigen IGBTs in einem Chip vermindert die abrupte Änderung der Kollektor-Emitter-Spannung.
- Im Gegensatz zu einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul ist im BIGT sowohl im IGBT-Modus als auch im Dioden-Modus die gesamte Chipfläche aktiv. Dies führt zu einer homogeneren Strom- und Temperaturverteilung im Bauelement.
- Die verringerte Stromdichte führt zu einer Anhebung des anodenseitigen Emitterwirkungsgrades, infolgedessen nehmen die Reverse Recovery-Ladung und die Reverse Recovery-Energie zu.
- Die Verringerung der Reverse Recovery-Ladung erfolgt durch Ladungsträgerlebensdauereinstellung, welche zu einem Anstieg der Durchlassspannung in beiden Betriebsmodi führt, und kompensiert den Effekt der verringerten Stromdichte.
- Durch eine Anhebung der Gate-Emitter-Spannung unmittelbar vor dem Reverse Recovery lässt sich die Ladungsträgerkonzentration anodenseitig absenken, dies wird auch als dynamisches MOS-Control bezeichnet. Wesentliche Parameter für die Wirksamkeit des dynamischen MOS-Controls sind die Versatzzeit und die Pulsdauer.
- Bei einem Vergleich des Reverse Recovery auf Chipebene zwischen einer konventionellen Diode und einem BIGT im Dioden-Modus zeigt dieser das deutlich sanftere Verhalten. Dessen Ursache ist der im BIGT auftretende FCE-Effekt.
- Die Wirkung des FCE-Effektes wird bei einem Vergleich des Reverse Recovery-Verhaltens auf Modulebene durch die geringere Stromdichte im BIGT kompensiert.

- Das Abschaltverhalten des BIGTs im IGBT-Modus ist sanfter als das eines konventionellen IGBTs. Die Kollektor-Emitter-Spannung, bei welcher der dynamische Avalanche auftritt, ist niedriger. Dies gilt insbesondere bei geringer Sperrschichttemperatur.
- Eine Gegenüberstellung des Schaltverhaltens auf Chipebene zwischen konventionellem IGBT beziehungsweise konventioneller Diode und einem BIGT führt nicht zu Ergebnissen, die für die Applikation relevant sind.
- Ursache für das sanfte Abschaltverhalten ist die inhomogene Strom- und Ladungsträgerverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT, infolge des höheren kollektorseitigen Emitterwirkungsgrades im Pilot-IGBT.
- Die höhere Stromdichte im Pilot-IGBT führt zu einer Anhebung des Löcherstroms beim Abschalten. Infolgedessen verläuft der Gradient des elektrischen Feldes in diesem Bereich des BIGTs steiler als im RC-IGBT.
- Das Maximum der elektrischen Feldstärke ist somit ebenfalls höher, daher tritt der dynamische Avalanche schon bei kleiner Kollektor-Emitter-Spannung auf. Des Weiteren ist die Weite der Raumladungszone im Pilot-IGBT geringer.
- Das Anstoßen der Raumladungszone an die Bufferschicht erfolgt im RC-IGBT zu einem früheren Zeitpunkt. Es verbleibt daher auch Ladung im Pilot-IGBT. Diese ist die Ursache für den stärker ausgeprägten Tailstrom des BIGTs.
- Der FCE-Effekt hat keinen nennenswerten Einfluss auf das Abschaltverhalten im IGBT-Modus.
- Neben der Stromdichte wird die Ladungsverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT auch von der Zeit, der Temperatur und der Einschaltstromspitze beeinflusst.
- Während des Abschaltens des BIGTs im IGBT-Modus tritt ein Plateau der Kollektor-Emitter-Spannung auf, deren Ursache ebenfalls die inhomogene Ladungsträgerverteilung zwischen Pilot-IGBT und RC-IGBT ist.

Anhang

A1 Messtechnik und Simulation

A.1.1 Verwendete Messtopologien und -konzepte

Für die Charakterisierung des elektrischen Verhaltens des BIGTs wurden das Schaltverhalten und das Durchlassverhalten untersucht und dem Verhalten einer konventionellen IGBT/Dioden-Konstruktion gegenübergestellt. Für diesen Vergleich wurden Bauelemente mit einer Sperrspannung von 3,3kV in einem Gehäuse mit den Abmessungen 130mm x 140mm verwendet. Für diese Untersuchung wurden unterschiedliche BIGT-Prototypen verwendet, welche sich in erster Linie durch ihr Verhalten im Dioden-Modus unterscheiden. Die dafür verwendeten Messtopologien entsprechen zum Teil dem Stand der Technik und werden im Folgenden beschrieben.

A1.1.1 Aufbau für die Messung des Schaltverhaltens

Der prinzipielle Aufbau und das Pulsmuster für die Messung des Schaltverhaltens sind in Abbildung 62 veranschaulicht, a) für die Messung des Schaltverhaltens im IGBT-Modus und in b) für das Reverse Recovery Verhalten im Dioden-Modus. Die gleichen Topologien bzw. Verfahren wurden auch für Vergleichsmessungen an konventionellen IGBT und Dioden verwendet. Die Messungen wurden mit dem Doppelpulsverfahren durchgeführt. Das Messobjekt ist der Transistor S2 für die Untersuchung des Schaltverhaltens des IGBTs bzw. des BIGTs im IGBT-Modus. Die Bestimmung des Reverse Recovery Verhaltens an der Diode bzw. im Dioden-Modus wurde an der Diode D2 vorgenommen. Wird der IGBT S2 eingeschaltet, baut sich der Strom auf, dessen Anstieg von der Zwischenkreisspannung und der Lastinduktivität bestimmt wird.

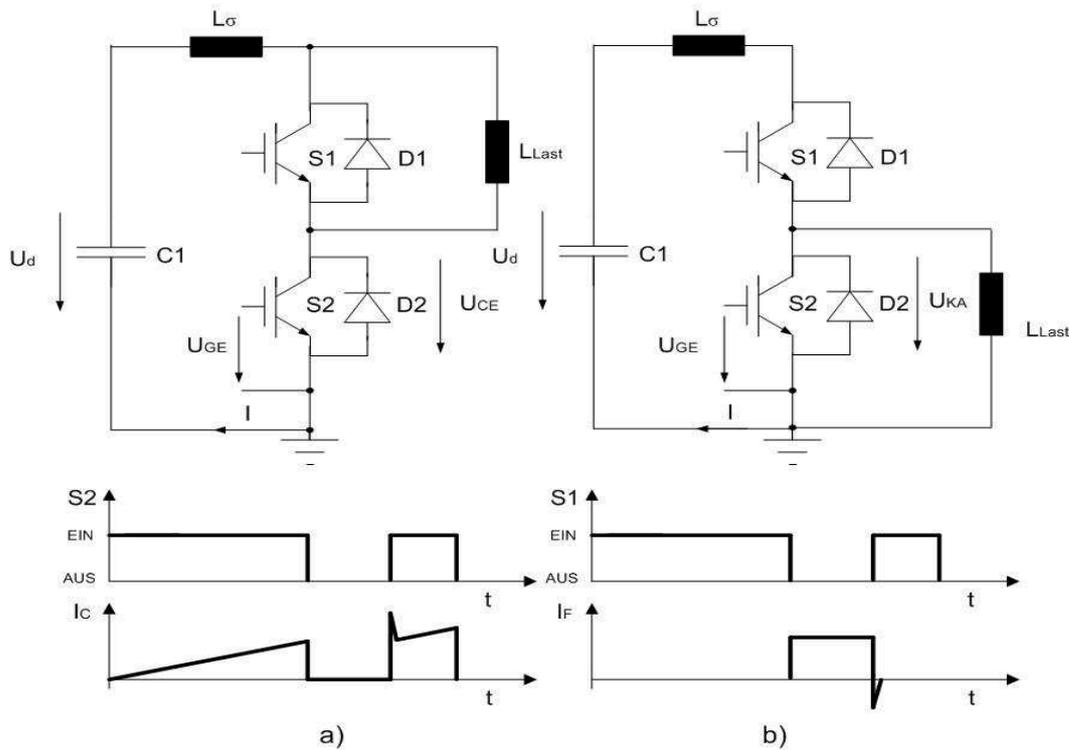


Abbildung 62: Topologien und Pulsmuster für die Messung des Schaltverhaltens a) Schaltverhalten des IGBTs b) Reverse Recovery der Diode

Der Strom wird somit durch die Einschaltzeit des Bauelementes bestimmt. Für die Bestimmung des Reverse-Recovery-Verhaltens erfolgt der Stromaufbau durch das Einschalten des IGBTs S1. Der Stromanstieg di/dt wird von der Zwischenkreisspannung U_d und der Lastinduktivität bestimmt. Eine hohe Zwischenkreisspannung und ein kleinen Laststrom kann zu unzulässig kurzen Einschaltzeiten des Bauelements führen, welche dessen Schaltverhalten beeinflussen. Dies ist insbesondere bei Bauelementen mit hoher Sperrspannung problematisch, da diese auch nur einen kleinen Nennstrom I_{NOM} besitzen. Für die Bestimmung des Abschaltverhaltens wurde sowohl der erste als auch der zweite Abschaltvorgang des Doppelpulses verwendet. Das Einschaltverhalten und das Reverse-Recovery-Verhalten sind beim 2. Einschalten gemessen worden. Als Messgrößen für das Schaltverhalten im IGBT-Modus wurden festgelegt: die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} , der Kollektorstrom I_C und die Gate-Emitter-Spannung U_{GE} .

Für das Schaltverhalten im Dioden-Modus sind die Kathoden-Anoden-Spannung U_{KA} , der Anodenstrom I_F und die Gate-Emitter-Spannung U_{GE} dokumentiert worden. In der Tabelle 2 im Anhang sind die verwendeten Messgeräte und Sensoren dargestellt.

A1.1.2 Aufbau für die Messung des Durchlassverhaltens

Für die Untersuchung des Durchlassverhaltens wurde der in Abbildung 63 dargestellte Messaufbau verwendet. Der Schaltzustand des IGBTs S1 und Stromverlauf sind ebenfalls dort abgebildet. Das Messobjekt S2 bleibt während der Messung eingeschaltet, dessen Gate-Emitter-Spannung kann mit Hilfe der Spannungsquelle variiert werden. Ist der IGBT S1 eingeschaltet, steigt der Strom an. Nach dem Abschalten von S1 kommutiert dieser in die Diode D3.

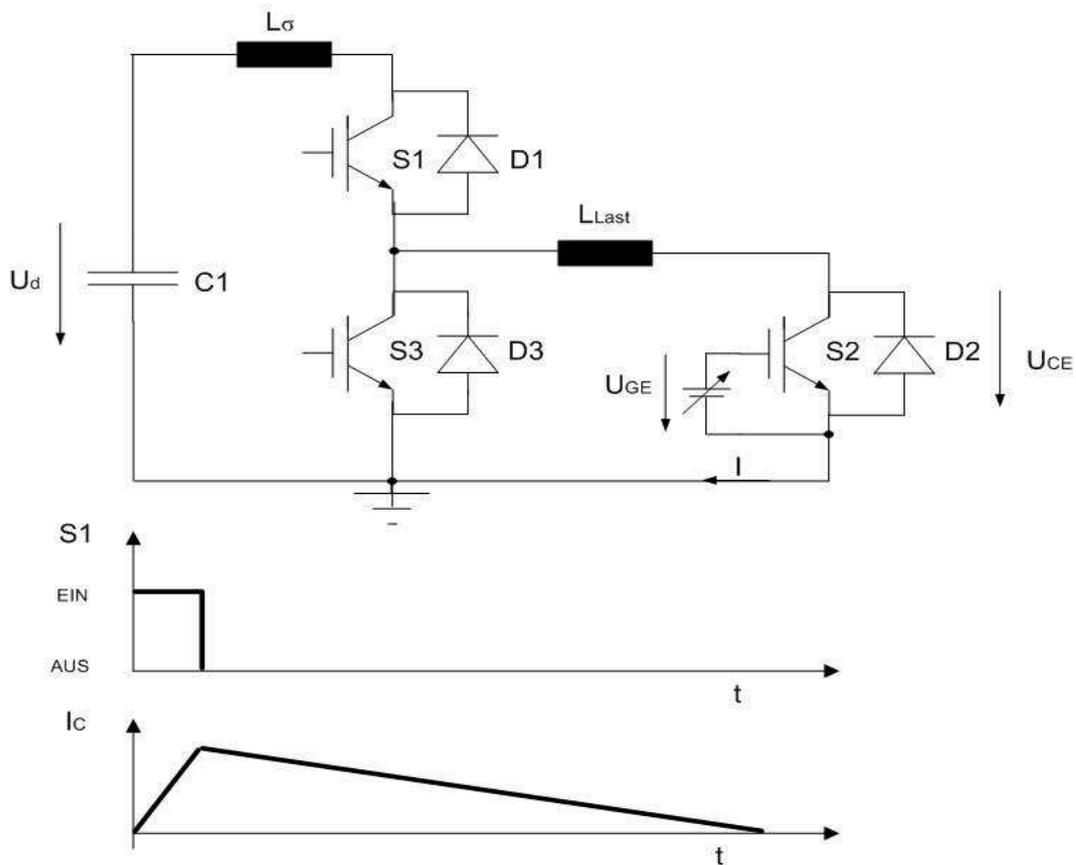


Abbildung 63: Messaufbau für die Charakterisierung des Durchlassverhaltens

Der Strom fließt somit weiterhin durch das Messobjekt. Die Messung erfolgt während der fallenden Stromflanke, das di_C/dt lässt sich Gleichung (6.1) bestimmen.

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{U_{FD3} + U_{CES2} + R_s \cdot i_C}{L_{LAST}} \quad (6.1)$$

Die U_{FD3} entspricht hierbei der Flussspannung der Diode D3, der ohmsche Anteil wird durch den Widerstand der Leitungen und Zwischenkreisverschienung R_s hervorgerufen und die zu messende Größe ist die U_{CES2} . Diese Spannungen sind in der Regel deutlich kleiner als die Zwischenkreisspannung U_d , demzufolge verläuft das di/dt während der fallenden Stromflanke deutlich flacher. Wesentlichen Einfluss auf die Qualität der Messung hat die Pulsdauer. Ist diese zu hoch, wird das

Bauelement durch die auftretenden Verluste unzulässig stark erwärmt. Die Änderung der Sperrschichttemperatur T_j führt zu einer Verzerrung der Kennlinie. Bei zu geringer Pulsdauer ist die stationäre Ladungsträgerverteilung im Bauelement noch nicht erreicht.

A1.1.3 Messtopologie zur Bestimmung des Verhaltens des BIGTs bei einem Stromnulldurchgang

Während des Betriebes eines Hochleistungshalbleiters treten Änderungen der Stromrichtung auf. In einem konventionellen IGBT/Dioden-Modul kommutiert der Strom entweder vom IGBT in die Diode oder entgegengesetzt von der Diode in den IGBT, je nachdem in welcher Richtung sich die Stromrichtungsänderung vollzieht. Der BIGT realisiert die Funktionalität von IGBT und Diode in einem Chip, daher tritt im Bauelement keine Kommutierung auf. Es ändert sich lediglich die Plasmaverteilung im Bauelement. Ein weiterer Effekt der Integration beider Funktionalitäten auf einen Chip ist der Einfluss der Gate-Emitter-Spannung auf das Durchlassverhalten im Dioden-Modus. Ist die Gate-Emitter-Spannung oberhalb der Threshold-Spannung U_{TH} , steigt die Durchlassspannung deutlich an, die Ursache für dieses Verhalten wird in Abschnitt 2.3.2 beschrieben.

Für eine optimale Ansteuerung des BIGTs ist es daher erforderlich, die Stromrichtung zu erfassen und gegebenenfalls die Gate-Emitter-Spannung abzusenken. Der Wechsel der Stromrichtung im Messobjekt kann mit keiner der bisher beschriebenen, klassischen Topologien generiert werden. Auszüge dieses Abschnitts wurden bereits in [WEI11] beschrieben.

Ein verbreiteter Messplatzaufbau ist der 4-Quadranten-Steller, wie er in Abbildung 64 dargestellt ist. Er besteht aus 2 Halbbrücken zwischen deren Ausgängen sich die Lastinduktivität befindet. Das in der Abbildung 64 dargestellte Pulsmuster zeigt den Laststromverlauf bei einem Wechsel von Dioden-Modus zu IGBT-Modus. Die IGBTs S1 und S4 sind eingeschaltet und der Laststrom nimmt ab. In

diesem Arbeitspunkt fließt der Strom lediglich durch die beiden Hilfsschalter und nicht durch das Messobjekt. Nach dem Abschalten der beiden Bauelemente kommutiert der Strom in die Diode D3 und den BIGT1, der im Dioden-Modus ist. Der Anstieg des Laststroms während des Abschnitts t_2 entspricht dem Anstieg im Abschnitt t_1 . Unter der Voraussetzung, dass der S3 und der BIGT eingeschaltet sind, erfolgt der Stromnulldurchgang. Im Zeitraum t_3 ist der BIGT im IGBT-Modus. Es besteht aber keine Möglichkeit, im IGBT-Modus den Stromanstieg im BIGT umzukehren, und demzufolge erfolgt auch kein Wechsel von IGBT-Modus zu Dioden-Modus. Im Intervall t_4 ist eine Umkehrung des Laststromanstiegs ersichtlich, aber in diesem Fall fließt der Strom durch die IGBTs S1 und S4 und nicht durch das Messobjekt. Es wird deutlich, dass mit einem 4-Quadrantensteller nur Stromnulldurchgänge in eine Richtung erzeugt werden können.

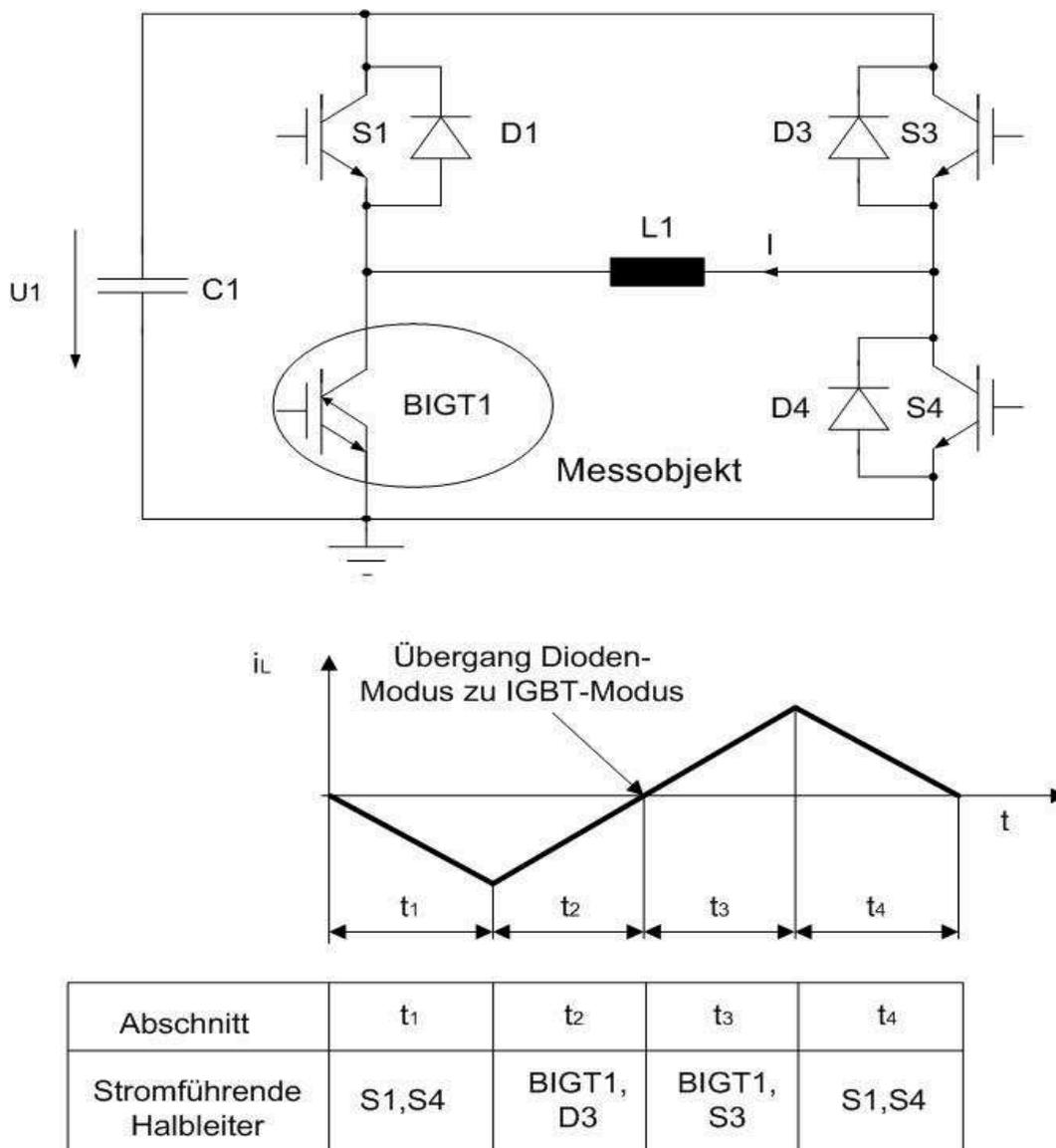


Abbildung 64: Aufbau eines 4-Quadrantenstellers und Pulsmuster zur Untersuchung des Verhaltens bei Stromnulldurchgängen

Es besteht daher die Notwendigkeit zur Entwicklung eines neuartigen Messaufbaus [WEI11], [HER13], dieser ist in der Abbildung 65 veranschaulicht. Auf der linken Seite befindet sich eine Halbbrücke mit dem Messobjekt. Auf der gegenüberliegenden Seite ist eine Phase eines 3-Level NPC angeordnet, diese wird im Folgenden auch Hilfsphase bezeichnet. Zwischen diesen beiden Baugruppen liegt die Lastdrossel.

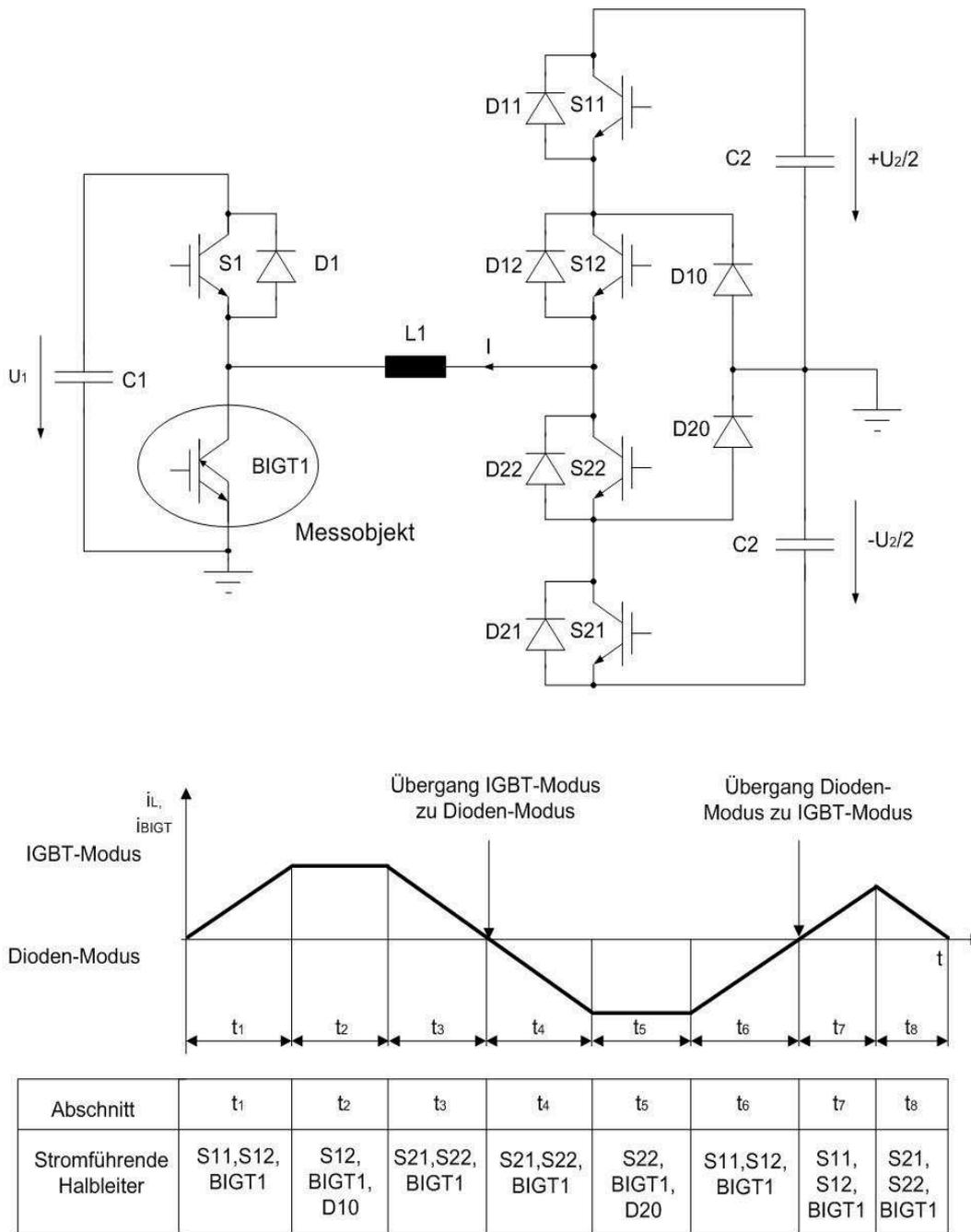


Abbildung 65: Aufbau eines Prüfplatzes mit 3-Level-NPC und Pulsmuster zur Untersuchung des Verhaltens bei Stromnulldurchgängen [WEI11]

Die Funktionsweise dieser Anordnung wird nun anhand des in Abbildung 65 gezeigten Pulsmusters erläutert werden. Im Gegensatz zum 4-Quadrantensteller entspricht der Laststromverlauf dem Verlauf des Stroms durch das Messobjekt. Das Messobjekt bleibt während des gesamten Pulsmusters eingeschaltet. Im Zeitintervall t_1 sind die Hilfsschalter S11 und S12 eingeschaltet, am Ausgang liegt daher die positive Spannung $U_2/2$ an. Der Stromanstieg ist demzufolge positiv und der BIGT1 ist im IGBT-Modus. Ist der Sollwert des Stroms erreicht, wird der Nullspannungszeiger angelegt. Der Strom fließt durch das Messobjekt, den IGBT S12 und die Mittelpunktsdiode D10. In diesem Abschnitt t_2 bleibt der Strom nahezu konstant. Im Intervall t_3 wird durch Anlegen von $-U_2/2$ die zeitliche Ableitung des Stromes negativ, der BIGT1 ist noch im IGBT-Modus. Der Wechsel in den Dioden-Modus erfolgt zwischen den Zeitintervallen t_3 und t_4 . In diesen Zeitintervallen sind die Halbleiter S12, S22 und der BIGT1 stromführend. Ist der Minimalwert des Stroms erreicht, wird wiederum der Nullspannungszeiger am Ausgang der Hilfsphase angelegt. Der Stromanstieg ist im Zeitraum t_5 annähernd null. Der Strom fließt entlang durch den BIGT1, den IGBT S22 und die Mittelpunktsdiode D20. In den Zeitintervallen t_6 und t_7 wird wiederum der positive Spannungszeiger angelegt, die zeitliche Ableitung des Stromes ist somit positiv. Der Übergang vom Dioden-Modus in den IGBT-Modus erfolgt an der Grenze der beiden Zeitintervalle. Der Strom fließt durch S11, S12 und den BIGT1. Abschliessend wird in t_8 der Strom auf den Wert null abgesenkt. Dies erfolgt durch das Anlegen des negativen Spannungszeigers, wie aus Abbildung 65 hervorgeht. Eine weitere Möglichkeit ist, dass alle Hilfsschalter ausgeschaltet werden, der Strom fließt somit durch die Dioden D11 und D12. Während der Messung vollzieht der BIGT sowohl den Wechsel vom IGBT-Modus, in den Dioden-Modus als auch den Übergang vom Dioden-Modus in den IGBT-Modus.

Im Gegensatz zu den vorhergehenden Topologien besitzt dieser Messaufbau mehrere Zwischenkreiskapazitäten. Entsprechend dem verwendeten Pulsmuster wird die Energie und Ladung zwischen den Kondensatoren transferiert.

Die Zwischenkreisspannung verändert sich demzufolge während eines Pulsmusters. Dies gilt insbesondere dann, wenn sich die Spannungen an den Kondensatoren deutlich unterscheiden. Als Hilfsphase wurden Halbleiter-Bauelemente mit einer Sperrspannung von 1,7kV verwendet. Einerseits ermöglicht dies einen hohen Ausgangsstrom, andererseits wird im Gegensatz zu hochsperrenden Bauelementen der Aufwand für die Isolation deutlich herabgesenkt. Die Zwischenkreisspannung in der Hilfsphase liegt daher im Bereich bis zu 1kV. Die Halbbrücke mit dem Messobjekt wurde so ausgelegt, dass Bauelemente bis zu einer Sperrspannung von 6,5kV verwendet werden können. Die Zwischenkreisspannung ist daher deutlich größer als in der Hilfsphase. Tritt ein Fehler in Form eines Sperrversagens des IGBTs S1 auf, besteht die Möglichkeit, dass die in der Zwischenkreiskapazität C1 gespeicherte Energie in die Kondensatoren der Hilfsphase transferiert wird. Bei positivem Spannungszeiger an der Hilfsphase wird der Kondensator C2 aufgeladen, und bei negativem Spannungszeiger wird der Kondensator C3 entladen bzw. umgeladen. Ist der Nullspannungszeiger aktiv, fließt der Strom durch die Mittelpunktsdiode D20. Dies führt zur Überlastung der Diode. Im Fehlerfall wird daher der positive Spannungszeiger an der Hilfsphase angelegt, um den Fehlerstrom zu begrenzen. Der Kondensator C2 wird aufgeladen und bei Erreichen der Nennspannung wird der Bremssteller, welcher parallel zum Kondensator liegt, eingeschaltet. Die Spannung wird begrenzt. Es ist zu beachten, dass der Widerstand des Bremsstellers in der Lage ist, die im Kondensator C1 gespeicherte Energie in Wärme umzusetzen.

Parallel zu den Kondensatoren C1 und C2 befinden sich ebenfalls Bremssteller, deren Widerstände mit einer deutlich geringeren Verlustleistung dienen lediglich zur Entladung der Zwischenkreisspannung nach einem Pulsmuster.

Eine weitere Variante eines Messaufbaus zur Detektion der Stromnulldurchgänge ist in [HER13] beschrieben.

A1.2 Simulation des Bauelementverhaltens

Um die in der Messung gewonnenen Erkenntnisse besser nachzuvollziehen, wurden entsprechende Simulationen durchgeführt. Die Zielstellung ist nicht, das exakte Verhalten des Bauelementes nachzubilden, sondern die zugrunde liegenden physikalischen Effekte zu dokumentieren. Als Simulationssoftware wird Medici verwendet. Es handelt sich bei dem Programm um ein 2D-FEM-Simulationsprogramm. Dieses ermöglicht neben der Visualisierung der Verläufe der Schalttransienten auch eine Darstellung der Feld- und Ladungsträgerverläufe im Bauelement. Die Grundlage bildet ein IGBT-Modell, welches entsprechend modifiziert wurde.

A1.3 Schaltung zur Bestimmung des Stromnulldurchganges

In Abschnitt 2.4 wurde ausführlich beschrieben, dass die Steuerung des BIGTs in der Lage sein sollte, die Stromrichtung im BIGT zu erkennen. Eine Variante für die Bestimmung der Stromrichtung ist die Messung des Stroms durch das Bauelement. Dies ist allerdings sehr kostenintensiv und würde die Abmessungen der Steuerung des BIGTs deutlich erhöhen. In [BAK10] sind verschiedene Konzepte vorgestellt, die Stromrichtung durch eine Messung der Kollektor-Emitter-Spannung zu bestimmen. Diese Konzepte entsprechen im Wesentlichen den Schaltungen, die auch zur Erkennung eines Lastkurzschlusses verwendet werden. Eine Variante stellen hierbei Schaltungen, die einen Spannungsteiler zur Messung der Kollektor-Emitter-Spannung verwenden, dar. Realisiert wird dies durch eine Reihenschaltung von ohmsch beziehungsweise ohmsch-kapazitiven Bauelementen. Diese Methode stellt hohe Ansprüche an die Genauigkeit und die Auflösung dieser Messung. Deren Ursache ist die deutliche Diskrepanz zwischen der maximalen Kollektor-Emitter-Spannung und der Spannungsdifferenz zwischen der Durchlassspannung im IGBT-Modus und der Durchlassspannung im Dioden-Modus. Die maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung liegt bei 3,3kV, die Spannungsdifferenz der Durchlassspannungen liegt im Bereich von einigen Volt.

Um diese kleine Differenz zu messen, sind Bauelemente mit hoher Genauigkeit erforderlich. Eine weitere verbreitete Schaltungsvariante ist die sogenannte Abkoppelschaltung. Ein solches Schaltungsprinzip ist für die Erkennung der Stromrichtung verwendet worden und deren schematischer Aufbau ist in Abbildung 66 dargestellt. Die Schaltung besteht aus den folgenden Baugruppen: der Konstantstromquelle, der Abkoppelschaltung, dem invertierenden Schmitt-Trigger und einem Verzögerungsglied. Die Abkoppelschaltung besteht aus einer Reihenschaltung von Dioden mit hoher Sperrspannung, deren Anzahl von der maximal zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung und der Sperrspannung der Dioden bestimmt wird. Ist der BIGT ausgeschaltet, ist die Kollektor-Emitter-Spannung dementsprechend hoch. Die Abkoppeldioden sind in Sperrrichtung gepolt. Ist der BIGT eingeschaltet oder das Bauelement im Dioden-Modus, ist die Kollektor-Emitter-Spannung unterhalb der Spannung der Konstantstromquelle.

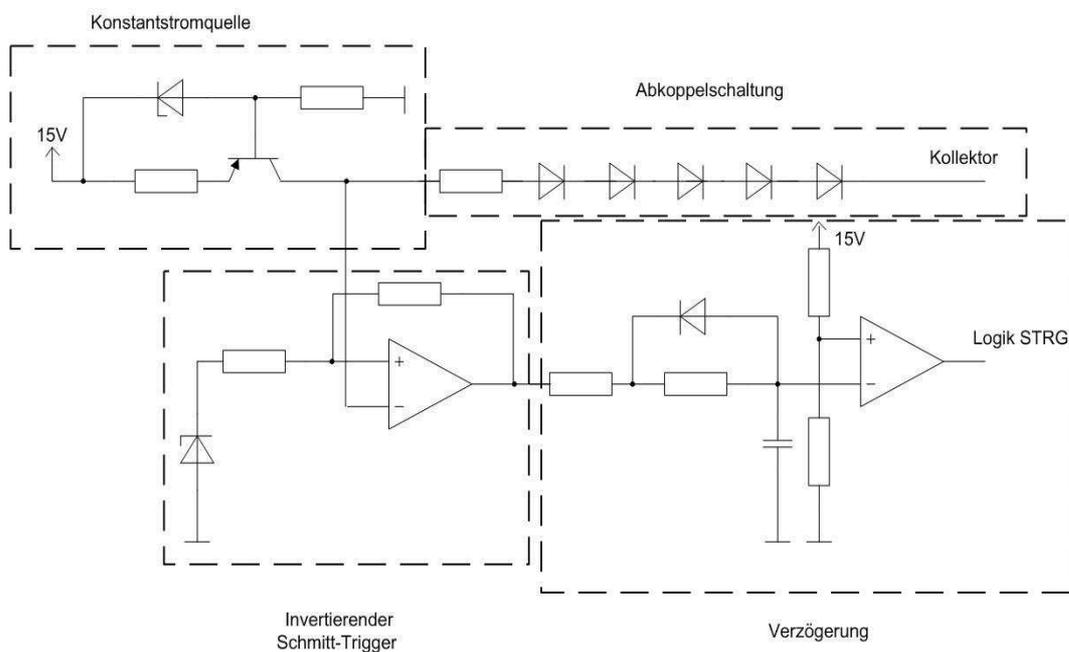


Abbildung 66: Schematischer Aufbau der Schaltung zur Bestimmung des Stromnulldurchganges

Die Abkoppeldioden sind in Durchlassrichtung gepolt. Für den Fall, dass die Schwellspannung der Dioden überschritten wird, fließt ein Strom durch die Dio-

den und den BIGT., dessen Höhe von der Konstantstromquelle bestimmt wird. Die Erfassung des Betriebsmodus erfolgt durch die Messung der Spannung zwischen Knotenpunkt vor den Abkoppeldioden und dem Emitter. Diese Spannung wird auf den Eingang des invertierenden Schmitt-Triggers geführt. Die untere Umschaltsschwelle des Schmitt-Triggers liegt bei einer Spannung von 4V und die obere Umschaltsschwelle liegt bei einer Spannung von 11V. Die untere Schaltschwelle dient zur Detektion des Dioden-Modus und die obere Schaltschwelle zur Erkennung des IGBT-Modus. Bei der Bestimmung der Umschaltsschwellen ist zu beachten, dass sich die gemessene Spannung aus der Kollektor-Emitter-Spannung und der Durchlassspannung der Abkoppeldioden zusammensetzt. Bei dem eingestellten Strom beträgt die Durchlassspannung der Abkoppelschaltung $U_F=5V$. Beim Erreichen der unteren Schaltschwelle liegt die Kollektor-Emitter-Spannung daher bei $U_{CE}=1V$. Die obere Schaltschwelle wird erreicht, wenn die Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE}=6V$ beträgt. Am Ausgang des invertierenden Schmitt-Triggers liegt ein Verzögerungsglied. Das Ausgangssignal des Schmitt-Triggers wird erst nach einer Verzögerungszeit an die Steuerung des BIGTs weitergegeben. Diese beträgt $t=3\mu s$ für den Wechsel vom IGBT-Modus in den Dioden-Modus und $t=1,5\mu s$ für den Wechsel vom Dioden-Modus in den IGBT-Modus. Die Verzögerungszeit für den Übergang in den Dioden-Modus ist größer, da die Verluste bei den geringen Strömen direkt nach dem Nulldurchgang klein sind. Die Verzögerung ist notwendig, um die Ausgangsstufe der Steuerung zu schützen. Abschließend ist zu erwähnen, dass die beschriebene Schaltung nur aktiv ist, wenn der Einschaltbefehl von der übergeordneten Steuerung anliegt. Für den Fall, dass der IGBT sperrt, ist die Detektionsschaltung nicht aktiv.

Tabelle 2: Komponenten für die Messung des Schaltverhaltens

Anhang

Messgerät/ Messmittel	Typ
Tastkopf Gate-Emitter-Spannung	PP008
Tastkopf Kollektor-Emitter-Spannung, Kathoden-Anoden-Spannung	PHVS662-L
Rogowskispule Kollektorstrom, Anodenstrom	CWT 60B
Oszilloskop	Lecroy Wavesurfer 44Xs-A Lecroy Wavesurfer 64Xs-A
Kondensatorladegerät	CCR-7.5P4000

Tabelle 3: Komponenten für die Messung des Durchlassverhaltens

Messgerät/ Messmittel	Typ
Tastkopf Gate-Emitter-Spannung	PP008
Tastkopf Kollektor-Emitter-Spannung, Kathoden-Anoden-Spannung	PP008
Stromsensor/ Rogowskispule Kollektorstrom, Anodenstrom	LT1005-S/SP37
Oszilloskop	Lecroy Wavesurfer 64Xs-A Lecroy Wavesurfer 104Xs-A
Kondensatorladegerät	CCR-1F4000

Literaturverzeichnis

ABB14 ABB Switzerland Ltd: Data Sheet, Doc. No.5SYA 1418-0304-2014.

Hrsg.: ABB Switzerland Ltd.: Lenzburg, 2014,

AKI90 Akiyama, H.; Minato, T.; Harada, M.; Pan, H.; Kondoh, H.; Akasaka, Y.:

Effects of Shorted Collector on Characteristics of IGBTs. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 1990.

ISPSD '90: Tokio, 1990, S.131-136, DOI: 10.1109/ISPSD.1990.991073.

ANT10 Antoniou, M.; Udrea, F.; Bauer, F.; Nistor, I.: A new way to alleviate the

RC IGBT snapback phenomenon: The Super Junction Solution. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's ISPSD:

Hiroshima, 2010, S.153-156, ISBN: 978-4-88686-069-9.

BAB08 Baburske, R.; Heinze, B.; Lutz, J.; Niedernostheide, F.: Charge-Carrier

Plasma Dynamics During the Reverse-Recovery Period in p+- n- - n+ Diodes. Hrsg.: IEEE Transactions on Electron Devices: 2008, S.2164-2172,

DOI: 10.1109/TED.2008.926748.

BAB13 Baburske, R.; Niedernostheide, F.; Lutz, J.; Schulze, H.; Falck, E.; Bauer,

J.C.; Cathode-Side Current Filaments in High-Voltage Power Diodes Beyond the SOA Limit. IEEE Transactions on Electron Devices. 2013, 7,

S.2308-2317,

BAK10 Bakran, Mark-Mathias; Eckel, Hans-Günter: Patent Nr.

DE102009030739A1 Verfahren zur Ansteuerung eines rückwärts leitfähigen IGBT. 2010

BAY10 Bayerer, R.; Domes, D.: Power circuit design for clean switching. Hrsg.:

Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS): Nürnberg,

2010, ISBN: 978-1-61284-814-3.

- BOE13 Böhmer, Jürgen Walter: Wirkung des Ladungsträgerplasmas auf das Abschaltverhalten von Insulated Gate Bipolar Transistoren. Hrsg.: Universitätsbibliothek Rostock: Rostock, 2013
- COR11 Corvasce, C.; Kopta, A.; Rahimo, M.; Baschnagel, A.; Geissmann, S.; Schnell, R.: 1700V SPT+ IGBT and Diode Chip Set with High Temperature Operation Capability. Hrsg.: PCIM; Power electronics, intelligent motion and power quality: Nürnberg, 2011, S.307-312, ISBN: 9781618390615.
- DOM03 Domeij, M.; Lutz, J.; Silber, D.: On the destruction limit of Si power diodes during reverse recovery with dynamic avalanche. IEEE Transaction on Electron Devices. 2003, S.486-493
- ECK09 Eckel, Hans-Günter: Potential of Reverse Conducting IGBTs in Voltage Source Inverters. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2009, S.334-339, ISBN: 978-3-8007-3158-9.
- ECK11 Eckel, H.-G.; Wigger, D.: Comparison of the Output Power of RC-IGBT and IGBT / Diode Inverters. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2011, S.38-43, ISBN: 9781618390615.
- ECK12 Eckel, H.-G.; Wigger, D.: Modular Multilevel Converters with Reverse-Conducting IGBTs. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2012, S.648-655, ISBN: 978-3-8007-3431-3.
- ECK93 Eckel, H.-G.; Sack, L.: Optimization of the turn-off performance of IGBT at overcurrent and short-circuit current. Hrsg.: European Conference on Power Electronics and Applications EPE: Brighton, 1993, S.317-322,

- FUJ98 Fujihira, T.; Miyasaka, Y.: Simulated superior performances of semiconductor superjunction devices. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs ISPSD 98: Kyoto, 1998 S.423-426, DOI: 10.1109/ISPSD.1998.702736.
- GRI03 Griehl, E.; Lorenz, L.; Purschel, M.: LightMOS a new power semiconductor concept dedicated for lamp ballast application. Hrsg.: Industry Applications Conference IAS: Salt Lake City, 2003, S.768-772, DOI: 10.1109/IAS2003.1257610.
- HER13 Hermann, R.; Krafft, E. U.; Maerz, A.: Reverse-conducting-IGBTs - A new IGBT technology setting new benchmarks in traction converters. Hrsg.: European Conference on Power Electronics and Applications (EPE): Lille, 2013, S.1-8, DOI: 10.1109/EPE.2013.6631806.
- HUA12 Huaping Jiang; Bo Zhang; Wanjun Chen; Chuang Liu; Zugang Rao; Bin Dong.: A Snapback Suppressed Reverse Conducting IGBT with Oxide Trench Collector. Hrsg.: Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2012 Asia-Pacific: Schanghai, 2012, S.27-29, DOI: 10.1109/APPEEC.2012.6307221.
- KHA09 Khanna, Vinod Kumar Hrsg.: Wiley-Interscience: Insulated Gate bipolar transistor (IGBT). Piscataway, NJ, Hoboken, NJ, 2009, ISBN: 0-471-23845-7
- KOP05 Kopta, A.; Rahimo, M.: The field charge extraction (FCE) diode: a novel technology for soft recovery high voltage diodes. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices an IC`s ISPSD 05: Santa Barbara , 2005, S.83-86, DOI: 10.1109/ISPSD.2005.1487956.

- KOP06 Kopta, A.; Rahimo, M.; Eicher, S.; Schlapbach, U.: A Landmark in Electrical Performance of IGBT Modules Utilizing Next Generation Chip Technologies. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductors and IC`s ISPSD 2006: Neapel, 2006, S.1-4, DOI: 10.1109/ISPSD.2006.16666060.
- KOP10 Kopta Arnost: Short-Circuit Ruggedness of High-Voltage IGBTs Aachen, Shaker Verlag, 2010, ISBN: 978-3-8322-9383-3.
- LAS07 Laska, T.; Hille, F.; Pfirsch, F.; Jereb, R.; Bassler, M.: Long Term Stability and Drift Phenomena of different Trench IGBT Structures under Repetitive Switching Tests Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductors and IC`s ISPSD 2007: Jeju, 2007, S.1-4, DOI: 10.1109/ISPSD.2007.4294917.
- LUT03 Lutz J.; Domeij, M.: Dynamic avalanche and reliability of high voltage diodes Microelectronics Reliability, 2003, S.529-536, 0026-2714.
- LUT12a Lutz Josef Hrsg.: Springer Vieweg : Halbleiter-Leistungsbaulemente. 2. Auflage Berlin Heidelberg, 2012, ISBN: 978-3-642-29795-3.
- LUT12b Lutz, J.; Basler, T.: Short-circuit ruggedness of high-voltage IGBTs. Hrsg.: International Conference on Microelectronics (MIEL): Nis, 2012, S.243-250, DOI: 10.1109/MIEL.2012.6222845.
- MAR13 Mari, J.; Corvasce, C; Rahimo, M.; Kopta, A.; Storasta, L.: Short circuit behavior of the Bi-mode Insulated Gate Transistor (BIGT). Hrsg.: Power Electronics and Applications(EPE): Lille, 2013, S.1-9, DOI: 10.1109/EPE 2013.6631996.

- MAT11 Matthias, S.; Vobecky, J.; Corvasce, C.; Kopta, A.; Cammarata, M.: Field Shielded Anode (FSA) concept enabling higher temperature operation of fast recovery diodes. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD): San Diego, 2011, S.88-91, DOI: 10.1109/ISPSD.2011.5980797.
- NIC98 Nicolai, Ulrich; Reimann, Tobias; Petzoldt, Jürgen; Lutz, Josef: Hrsg.: Martin Peter R. W.: Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule. Ilmenau, Verlag Steuerungstechnik und Leistungselektronik, 1998, ISBN: 3-932633-24-5.
- OET00 Oetjen, J.; Jungblut, R.; Kuhlmann, U.; Arkenau, J.; Sittig, R.: Current Filamentation in bipolar power devices during dynamic avalanche breakdown. Solid-State-Electronics. 2000, 44, S.117-123
- PAP13 Papadopoulos, C.; Storasta, L.; Le Gallo M.; Rahimo, M.; Schnell, R.; Baschnagel, A.: IGBT control optimisation for overall loss reduction. Hrsg.: Power Electronics and Application (EPE): Lille, 2013, S.1-10, DOI: 10.1109/EPE.2013.6634372.
- RAH04 Rahimo, M.; Kopta, A.; Eicher, S.; Schlapbach, U.; Linder, S.: Switching-self-clamping-mode "SSCM", a breakthrough in SOA performance for high voltage IGBTs and diodes. Hrsg.: International Symposium on Semiconductor Devices and ICs: Santa Barbara, 2004, S.437-440, DOI: 10.1109/ISPSD.2004.1332970.
- RAH05 Rahimo, M.; Kopta, A.; Eicher, S.; Schlapbach, U.; Linder, S.: A study of switching-self-clamping-mode "SSCM" as an over-voltage protection feature in high voltage IGBTs. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs ISPSD04: Grenoble, 2005, S.67-70, DOI: 10.1109/ISPSD.2005.1487952.

- RAH08 Rahimo, M.; Schlapbach, U.; Kopta, A.; Vobecky, J.; Schneider, D.; Baschnagel, A.: A High Current 3300V Module Employing Reverse Conducting IGBTs Setting a New Benchmark in Output Power Capability. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's ISPSD 08: Orlando, 2008, S.68-71, DOI: 10.1109/ISPSD2008.4538899.
- RAH09a Rahimo, M.; Kopta, A.; Schlapbach, U.; Vobecky, J.; Schnell, R.; Klaka, S.: The Bi-mode Insulated Gate Transistor (BIGT) a potential technology for higher power applications. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's ISPSD 2009, Barcelona, 2009, S.283-286, ISBN: 978-1-4244-3525-8.
- RAH09b Rahimo, M.; Schlapbach, U.; Schnell, R.; Kopta, A.; Vobecky, J.; Baschnagel, A.: Realization of higher output power capability with the Bi-mode Insulated Gate Transistor (BIGT) . Hrsg.: Power Electronics and Applications EPE 2009: Barcelona, 2009, S.1-10, E-ISBN: 978-90-75815-13-9.
- RAH10 Rahimo, Munaf; Vobecky, Jan; Corvasce, Chiara; Kopta, Arnost: 1700V Bi-Mode Insulated Gate Transistor (BIGT) on Thin Wafer Technology. Hrsg.: International Seminar on Power Semiconductors ISPS: Prag, 2010
- RUT07 Ruthing, H.; Hille, F.; Niedernostheide, F-J.; Schulze, H-J.; Brunner, B.: 600V Reverse Conducting (RC-)IGBT for Drives Applications in Ultra-Thin Wafer Technology. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's ISPSD: Jeju, 2007, S.89-92, DOI: 10.1109/ISPSD.2007.4294939.

- SAG00 Saggio, M.; Fagone, D.; Musumeci, A.: MDmesh: innovative technology for high voltage Power MOSFETs. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs: Toulouse, 2000, S.65-68, DOI: 10.1109/ISPSD.2000.856774.
- SCH06 Schröder, Dierk Hrsg.: Springer-Verlag Berlin Heidelberg: Leistungselektronische Bauelemente. 2. Auflage Berlin, Heidelberg, 2006, ISBN: 978-3-540-31735-7.
- SCH11 Schulze, H.-J.; Voss, S.; Huesken, H.; Niedernostheide, F.-J.: Reduction of the temperature dependence of leakage current of IGBTs by field stop design. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD): San Diego, 2011, S.120-123, DOI: 10.1109/ISPSD.2011.5890805.
- SCH12 Schröder, Dierk: Hrsg.: Springer Vieweg: Leistungselektronische Schaltungen. 3. Auflage Berlin Heidelberg, Springer Verlag, 2012, ISBN: 978-3-642-30103-9.
- STO10 Storasta, L.; Kopta, A.; Rahimo, M.: A comparison of charge dynamics in the reverse-conducting RC-IGBT and Bi-mode Insulated Gate Transistor BiGT . Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC`s (ISPSD), 2010: Hiroshima, 2010, S.391-394, ISBN: 978-4-4244-7718-0.
- STO11 Storasta, L.; Rahimo, M.; Bellini, M.; Kopta, A.; Vemulapati, U.R.; Kaminski, N.: The radial layout design design concept for the BI-mode insulated gate transistor. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD) 2011: San Diego, 2011, S.56-59, ISBN: 978-1-4244-8425-6.

- STO12 Storasta, L.; Matthias, S.; Kopta, A.; Rahimo, M.: Bipolar transistor gain influence on the high temperature thermal stability of HV-BiGTs. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC`s (ISPSD): Brügge, 2012, S.157-160, E-ISBN:978-4577-1596-9.
- STO13 Storasta L.; Kopta, A.; Rahimo, M.; Papadopoulos, C.; Geissmann, S.; Schnell, R.: The Next Generation 6500V BIGT HiPak Modules. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2013, S.337-344, ISBN: 97816229833085.
- STO14 Storasta, Liutauras; Rahimo, Munaf; Corvasce, Chiara: Resolving Design Trade-offs with the BIGT Concept. Hrsg.: Conference on Power Electronic, Intelligent Motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2014, S.354-360, ISBN: 978162993085.
- TAK04 Takahashi, H.; Yamamoto, A.; Aono, S; Minato, T.: 1200V reverse conducting IGBT. Hrsg.: International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC`s (ISPSD): Kitakyushu, 2004, S.133-136, DOI: 10.1109/ISPSD.2004.1332880.
- VEM12 Vemulapati U. R.; Kaminski, N.; Silber, D.; Storasta, L.; Rahimo, M.: Analytical Model for the internal Snapback Phenomenom in RC-IGBTs. Hrsg.: International Seminar on Power Semiconductors ISPS: Prag, 2012
- VOB13 Vobecky, J.; Pina, L.: Large Area 6.5kV Fast Recovery Diode with Cathode Shorts for Very High Current Handling Capability. Hrsg.: International Conference, Power Electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management, PCIM: Nürnberg, 2013, S.607-612, ISBN: 9781629933085.

- VOS07 Voss, S.; Hellmund, O.; Frank, W.: New IGBT Concepts for Consumer Power Electronics. Hrsg.: Industry Application Conference: New Orleans, 2007, S.1038-1043, DOI: 10.1109/07IAS.2007.160.
- WEI11 Weiss, D.; Wigger, D.; Eckel, H.-G.: New Test Bench Concept for RC-IGBT. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2011, S.673-678, ISBN: 9781618390615.
- WEI12 Weiss, David; Wigger, Daniel; Eckel, Hans-Günter: Comparison of output power and power cycling capability of BIGT and IGBT/diode inverters dependent on modulation degree and fundamental frequency. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2012, S.873-880, ISBN: 978-3-8007-3431-3.
- WEI13 Weiss, D.; Wigger, D.; Eckel H.-G.: Potential of RC-IGBT in the Rotor Side Converter of DFIG for Wind Energy Application. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2013, S.852-859, ISBN: 9781629933085.
- WEI14 Weiss, D.; Eckel, H.-G.: Potential of RC-IGBT in Full Size Converters for Wind Energy Application. Hrsg.: International Conference for Power Electronics, Intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2014, S.849-856, ISBN: 978-3-8007-3603-4.
- WIG10a Wigger, D.; Eckel, H.-G.: Comparison of the Power Cycling Stress between IGBT and BIGT Inverters. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2010, S.338-343, ISBN: 978-3-8007-3229-6.

WIG10b Wigger, D.; Eckel, H.-G.: Comparison of the conducting and switching behavior of a BIGT and a conventional IGBT. Hrsg.: 13. Symposium Maritime Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik: Rostock, 2010

WIG11 Wigger, D.; Eckel, H.-G.: Comparison of chip- and module-measurements with high power IGBTs and RC-IGBTs. Hrsg.: Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011): Birmingham, 2011, S.1-8, ISBN: 978-90-75815-15-3.

WIG12 Wigger, Daniel; Weiss, David; Eckel, Hans-Günter: Scaling of chip-level to module-level for RC-IGBTs and conventional IGBTs. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2012, S.914-920, ISBN: 978-3-8007-3431-3.

WIG13 Wigger, D.; Weiss, D.; Eckel, H.-G.: Impact of Inhomogeneous Current Distribution on the Turn-off Behavior of BIGTs. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2013, S.860-867, ISBN: 9781629933085.

WIG14 Wigger, D.; Eckel, H.-G.: Influence of the charge distribution on the electrical behavior of the BIGT. Hrsg.: International Conference, Power electronics, intelligent motion, renewable energy and energy management PCIM: Nürnberg, 2014, S.857-864, ISBN: 978-3-8007-3603-4.

Erklärung

Hiermit versichere ich durch Unterschrift, dass die vorliegende Dissertation selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst, andere als die von mir angegebenen Quellen und Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Werken wörtlich oder inhaltlich entnommenen Stellen, als solche kenntlich gemacht habe.

Ort, Datum

Unterschrift