

**Universität  
Rostock**



Traditio et Innovatio

**Rückwärts leitfähiger IGBT mit nahezu  
von der Gate-Emitter-Spannung  
unabhängiger Diodencharakteristik**

**Dissertation**

zur

Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik  
der Universität Rostock

vorgelegt von

M.Sc. Quang Tien Tran, geb. am 25.05.1984 in Nam Dinh

aus Rostock

Rostock, 2021



Dieses Werk ist lizenziert unter einer  
Creative Commons Namensnennung 4.0 International Lizenz.

1. Gutachter:

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

2. Gutachter:

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

3. Gutachter:

Dr.-Ing. Roman Baburske  
Infineon Technologies AG, Neubiberg

Datum der Einreichung: 08. Oktober 2020

Datum der Verteidigung: 24. Februar 2021

# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Universität Rostock am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe.

Ich möchte mich bei allen bedanken, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben. Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Professor Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel. Seiner auf Studenten zugehenden Art ist es zu verdanken, dass ich mich bereits während des Studiums für das Themengebiet der Leistungselektronik bzw. Leistungshalbleiter entschieden habe. Er unterstützte mich fachlich und sprachlich sehr gut und hat mit vielen kritischen Fragen und Ideen das Ergebnis der Arbeit beeinflusst.

Des Weiteren danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing Nando Kaminski für die Erstellung des Gutachtens.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Dr. Roman Baburske für die Erstellung des dritten Gutachtens. Er hat mir im Vorfeld umfangreiche Hinweise gegeben, um viele Sachverhalte klarer darzustellen.

Weiterhin möchte ich mich bei Dr. Frank Pfirsch, Dr. Franz-Josef Niedernostheide und Dr. Anton Mauder von der Infineon Technologies AG bedanken, die mich ideell und materiell hervorragend unterstützt und viele Simulationen erst ermöglicht haben. In vielen Fachgesprächen haben sie mich durch ihren großen Erfahrungsschatz auf offene Fragen hingewiesen und mich motiviert, in neue Sachverhalte einzuarbeiten. Sie waren mir stets eine große Unterstützung.

Darüber hinaus gilt mein Dank den Mitarbeitern des Lehrstuhls für die fachlichen Diskussionen und die Unterstützung bei den Simulationen. Hierbei möchte ich insbesondere Dipl.-Ing. Marten Müller danken, der meine Masterarbeit betreut hat. Danken möchte ich auch Dr.-Ing. Jörg Schumann, der mich am Anfang in die Bauelementsimulation eingeführt hat. Des Weiteren danke ich Dr.-Ing. Jan Fuhrmann, M. Sc. Alexander Knuths und die alle Kollegen am Institut für das Korrekturlesen.

Abschließend danke ich meiner Familie, insbesondere meiner Frau und meiner Tochter, die mich jeden Tag motivierten.

# Kurzfassung

In Spannungszwischenkreis-Umrichtern kommen IGBT und antiparallele Freilaufdioden als elektronische Schalter zum Einsatz. Der zulässige Ausgangsstrom des Umrichters ist durch die Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter begrenzt. Die thermische Belastung der IGBT und Dioden ist stark betriebspunktabhängig. In Leistungshalbleiter-Modulen sind IGBT und Dioden üblicherweise in einem Flächenverhältnis von zwei zu eins installiert. Im Wechselrichterbetrieb sind die IGBT thermisch stärker belastet und begrenzen den zulässigen Ausgangsstrom, im Gleichrichterbetrieb meist die Dioden. Im Wechselrichterbetrieb wird daher nur zwei Drittel der Gesamtchipfläche thermisch ausgenutzt, im Gleichrichterbetrieb lediglich ein Drittel.

Rückwärts leitfähige IGBT (RC-IGBT) vereinen die Funktionalität von IGBT und Diode in einem Chip. Unabhängig vom Betriebspunkt kann so die gesamte im Modul installierte Chipfläche thermisch voll ausgenutzt werden.

Bisherige RC-IGBT haben den Nachteil, dass ihre Diodencharakteristik stark von der Gate-Emitter-Spannung abhängig ist. Dies erfordert eine Ansteuerung des RC-IGBT in Abhängigkeit von der Polarität des Laststroms. Dieser Nachteil ist ein wesentlicher Grund, warum sich rückwärts leitfähige IGBT in hart schaltenden Spannungszwischenkreis-Umrichtern bislang nicht durchsetzen konnten.

In dieser Arbeit wird ein neuartiger rückwärts leitfähiger IGBT vorgestellt, dessen Diodencharakteristik nur noch so schwach von der Gate-Emitter-Spannung abhängig ist, dass eine Ansteuerung mit einem konventionellen IGBT-Treiber erfolgen kann. Mittels Bauelementsimulationen wird das Durchlass- und Schaltverhalten dieses RC-GID-IGBT analysiert und seine Robustheit unter extremen Schaltbelastungen abgeschätzt.

# Abstract

IGBTs and free-wheeling diodes are used as electronic switches in voltage source inverters. The maximum output current of the inverter is limited by the junction temperature of the power semiconductors. The thermal stress for IGBTs and diodes strongly depends on the operating point. In power semiconductor modules, IGBTs and diodes typically have a chip area ratio of 2:1. In inverter operation, the thermal load of the IGBTs is higher, so they limit the output current. In rectifier mode, the diodes are the bottleneck. Therefore, during inverter operation, only two-thirds of the total chip area is thermally fully utilized. Moreover, during the rectifier operation, the active chip area shrinks by two-thirds.

Reverse conducting IGBTs (RC-IGBT) include the IGBT and diode functionality in one chip. Thus, independent of the operation point, the total chip area of the module can be fully utilized.

State-of-the-art RC-IGBTs have the disadvantage that their diode characteristics strongly depend on the gate-emitter-voltage. Therefore, a load-current dependent gate-drive is necessary. This disadvantage is the reason why RC-IGBTs have not yet found economic success in voltage source inverters.

In this thesis, a new reverse conducting IGBT is presented, which shows diode characteristics with only a slight dependency on the gate-emitter-voltage. Hence, a conventional IGBT gate-drive circuit can be used. The conduction and switching behavior of this RC-GID-IGBT is investigated with device simulation. Its robustness under harsh switching conditions is estimated.

# Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	IX
Tabellenverzeichnis	XIV
Abkürzungsverzeichnis	XV
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Stand der Technik</b>	<b>5</b>
2.1. Reverse Conducting IGBT with Diode Control von Infineon . . . . .	5
2.2. Enhanced Trench Bimode Insulated Gate Transistor (ET-BIGT) 3,3 kV und Plug-In BIGT 6,5 kV von ABB . . . . .	11
2.3. 1,2 kV-RC-IGBT der 7. Generation der Fuji Electric . . . . .	16
<b>3. RC-GID-IGBT</b>	<b>17</b>
3.1. Funktionsweise des RC-GID-IGBTs . . . . .	17
3.2. Elektrische Eigenschaften des RC-GID-IGBT . . . . .	21
3.2.1. RC-GID-IGBT- IGBT-Betrieb . . . . .	22
3.2.2. RC-GID-IGBT- Diodenbetrieb . . . . .	28
3.2.3. Ansteuerung des RCDC-IGBT . . . . .	32
3.2.4. Ansteuerung des RC-GID-IGBT . . . . .	38
<b>4. Robustheit des RC-GID-IGBT</b>	<b>44</b>
4.1. Filamentierungsgrenze . . . . .	44
4.2. Abschaltverhalten bei sehr großen Stromdichte . . . . .	50
4.3. Filamentbildung . . . . .	54
<b>5. Einstellung des zusätzlichen Emitters</b>	<b>57</b>
5.1. Dotierungsprofile unter dem Schottky-Kontakt . . . . .	57
5.1.1. Dotierungsprofil des p-Wannen-Gebietes . . . . .	57
5.1.2. Dotierungsprofil der n-Schicht . . . . .	58

## *Inhaltsverzeichnis*

5.2. Effekte der Barriernhöhen des Schottky-Kontaktes . . . . .	62
5.2.1. Metall-Halbleiter-Übergang . . . . .	62
5.2.2. Statisches Verhalten des RC-GID-IGBTs durch die Variation der Barriernhöhe . . . . .	65
5.2.3. Teststruktur . . . . .	70
<b>6. Auslegung der Strukturgröße</b>	<b>80</b>
6.1. Elektrische Eigenschaften des RC-GID-IGBT bei Variation der Anzahl der Pilot-Dioden . . . . .	80
6.2. Thermische Eigenschaften des RC-GID-IGBT bei Variation der Anzahl der Pilot-Dioden . . . . .	85
<b>7. Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>92</b>
<b>A. Aufbau des RC-GID-IGBT</b>	<b>94</b>
<b>B. Schaltkreisentwürfe für die Simulationen</b>	<b>97</b>
B.1. Schaltkreisentwurf zur Untersuchung des Durchlassverhaltens . . . . .	97
B.2. Schaltkreisentwurf zur Untersuchung des Schaltverhaltens . . . . .	98
<b>C. Ergänzende Simulationsergebnisse</b>	<b>99</b>
C.1. Durchlassverhalten . . . . .	99
C.1.1. IGBT-Betrieb . . . . .	99
C.1.2. Diodenbetrieb . . . . .	102
C.2. Schaltverhalten . . . . .	107
C.2.1. Abschaltverhalten . . . . .	107
C.2.2. Reverse-Recovery-Verhalten . . . . .	108
C.3. RC-IGBT mit Pilot-Dioden . . . . .	111
C.3.1. Durchlassverhalten . . . . .	112
C.3.2. Reverse-Recovery-Verhalten . . . . .	115
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>117</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1.	RCDC-IGBT aus [41] . . . . .	5
2.2.	RCDC im Diodenbetrieb aus [41] . . . . .	6
2.3.	Ansteuerungsprinzip der Gate-Spannung des RCDCs im Diodenbetrieb . . .	7
2.4.	simulierte Plasmaabsenkung nach 100 $\mu$ s Entsättigungspuls ( $t_{\text{desat}}$ ) des 6,5 kV RCDCs bei $J_{\text{Nenn}} = 31\text{A}/\text{cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	8
2.5.	simulierte Plasmaänderung nach der Entsättigungs- und Verriegelungszeit des 6,5 kV RCDCs bei $J_{\text{Nenn}} = 31\text{A}/\text{cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ [42] . . . . .	9
2.6.	Schaltverluste des 6,5 kV RCDCs als Funktion von Verriegelungszeit mit der Entsättigungszeit $t_{\text{desat}} = 20\text{ }\mu\text{s}$ bei $U_{\text{ZK}} = 3600\text{V}$ , $I_{\text{Nenn}} = 1000\text{A}$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ [41] . . . . .	10
2.7.	relative Änderung der gesamten RR-Ladungen $Q_{\text{RR}}$ nach der Entsättigungszeit $t_{\text{D2}}$ und Verriegelungszeit $t_{\text{D3}}$ des 1,2 kV RCDCs aus [15] . . . . .	11
2.8.	Lokale Ladungsträgerlebensdauer Einstellung vom BIGT aus [22] . . . . .	12
2.9.	Durchlassverhalten vom 3,3 kV-BIGT in $150\text{ }^\circ\text{C}$ aus [22] . . . . .	13
2.10.	PI-BIGT 6,5 kV aus [21] . . . . .	14
2.11.	Querschnitt vom 7G 1,2 kV-RC-IGBT der Fuji Electric GmbH [35] . . . . .	16
3.1.	Aufbau des RC-GID-IGBT . . . . .	18
3.2.	MOS-Steuerkopf im Vergleich . . . . .	19
3.3.	MOS-Steuerkopf mit der direkt kontaktierten p-Wanne . . . . .	20
3.4.	Halbzelle des RC-GID-IGBT . . . . .	22
3.5.	RC-GID-IGBT 1,7 kV gegen RCDC 1,7 kV, $I_{\text{Nenn}} = 3600\text{ A}$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . .	23
3.6.	Sättigungsverhalten des RCDC und des RC-GID im Vergleich . . . . .	24
3.7.	Abschaltverhalten von RCDC und RC-GID im Vergleich, $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . .	25
3.8.	Abschaltverhalten des RC-GID-IGBT bei $125\text{ }^\circ\text{C}$ . $I_e$ : Elektronenstrom zum ohmschen Emitter, $I_p$ : Löcherstrom zum ohmschen Emitter, $I_p$ -Schottky: Löcherstrom zum Schottky-Emitter, $I_p$ -Anode: Löcherstrom zur Anode der Pilot-Diode . . . . .	26
3.9.	E-Feld im Metall-Halbleiter-Übergang des RC-GID-IGBT, $I_C = 3600\text{ A}$ . . .	27

## Abbildungsverzeichnis

3.10.	Durchlassverhalten des RCDC und des RC-GID im Diodenbetrieb, $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	28
3.11.	Plasmaverteilung vom RCDC im Diodenbetrieb bei Nennstromdichte von $66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	30
3.12.	Plasmaverteilung vom RC-GID im Diodenbetrieb bei Nennstromdichte von $66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	31
3.13.	Durchlassspannung nach Gatesteuerung vom RCDC bei Nennstromdichte von $66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	32
3.14.	Absenkung und Anhebung des Plasmas vom RCDC bei Nennstromdichte von $66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	33
3.15.	RR-Verhalten des $3\text{ cm}^2$ RCDC, $J_{\text{Nenn}} = 66,7\text{ A/cm}^2$ , $U_{\text{ZK}} = 900\text{ V}$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	34
3.16.	RR-Verhalten vom $3\text{ cm}^2$ RCDC, $J_{\text{Nenn}} = 66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ , $t_{\text{lock}} = 0\text{ }\mu\text{s}$ für $U_{\text{GE}} = +15\text{ V}$ , $U_{\text{ZK}} = 900\text{ V}$ . . . . .	35
3.17.	RR-Verhalten des $3\text{ cm}^2$ RCDC nach $t_{\text{desat}} = 6\text{ }\mu\text{s}$ ; $t_{\text{lock}} = 0\text{ }\mu\text{s}$ ; $-0,5\text{ }\mu\text{s}$ ; $-1\text{ }\mu\text{s}$ ; $-1,5\text{ }\mu\text{s}$ und $-1,9\text{ }\mu\text{s}$ , $J_{\text{Nenn}} = 66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ , $U_{\text{ZK}} = 900\text{ V}$ .	36
3.18.	RR-Verhalten des $3\text{ cm}^2$ RCDC nach $t_{\text{desat}} = 6\text{ }\mu\text{s}$ ; $t_{\text{lock}} = +2\text{ }\mu\text{s}$ ; $-1,9\text{ }\mu\text{s}$ ; $-2\text{ }\mu\text{s}$ ; $-2,5\text{ }\mu\text{s}$ ; $-3\text{ }\mu\text{s}$ und $t_{\text{lock}} < -4\text{ }\mu\text{s}$ , $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ , $U_{\text{ZK}} = 900\text{ V}$ . . . . .	37
3.19.	Plasmaanhebung vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb nach $t_{\text{lock}} = 0\text{ }\mu\text{s}$ , $1\text{ }\mu\text{s}$ , $2\text{ }\mu\text{s}$ und $5\text{ }\mu\text{s}$ , $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	39
3.20.	Steuerungsprinzip der Gate-Spannung vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb	40
3.21.	RR-Verhalten vom $3\text{ cm}^2$ RC-GID-IGBT nach verschiedenen Entsättigungspulsen, $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7\text{ A/cm}^2$ , $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ , $U_{\text{ZK}} = 900\text{ V}$ . . . . .	41
4.1.	Herleitung einer halben Double Emitter IGBT-Zelle mit Double Emitter MOS-Steuerkopf . . . . .	45
4.2.	Dotierungsprofile der modifizierten Einzelzustände. Um eine statische Simulation der transienten Zustände zu ermöglichen, die während des Abschaltens auftreten, wird das Plasma durch eine p-dotierte Region mit unterschiedlichen Ausdehnungen repräsentiert [29]. . . . .	46
4.3.	Vergleich des Abschaltverhaltens von Referenz-IGBT und DE-IGBT, $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$ , $L_\sigma = 50\text{ nH}$ . . . . .	47
4.4.	Filamentierungsgrenze vom IGBT und DE-IGBT beim Abschalten . . . . .	48
4.5.	Plasmaausräumung während des Abschaltvorganges von Referenz-IGBT und DE-IGBT . . . . .	49

## Abbildungsverzeichnis

4.6.	Abschaltverhalten vom $0,36 \text{ cm}^2$ Referenz-IGBT und $0,36 \text{ cm}^2$ DE-IGBT mit $J = 100 \cdot J_{\text{Nenn}} = 10 \text{ kA/cm}^2$ , $T = 400 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	51
4.7.	Elektrische Feldstärke vom $0,36 \text{ cm}^2$ Referenz-IGBT und $0,36 \text{ cm}^2$ DE-IGBT im Vergleich. $I_C = 3600 \text{ A}$ ( $J = 10 \text{ kA/cm}^2$ ), $U_{CE} = 900 \text{ V}$ , $U_{GE} = -15 \text{ V}$ , $T = 400 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	52
4.8.	Ionisationsrate vom $0,36 \text{ cm}^2$ Referenz-IGBT und $0,36 \text{ cm}^2$ DE-IGBT im Vergleich. $I_C = 3600 \text{ A}$ ( $J = 10 \text{ kA/cm}^2$ ), $U_{CE} = 900 \text{ V}$ , $U_{GE} = -15 \text{ V}$ , $T = 400 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	52
4.9.	Emitterseitige Stromdichte vom $0,36 \text{ cm}^2$ Referenz-IGBT und $0,36 \text{ cm}^2$ DE-IGBT beim Abschaltprozess im Vergleich. $I_C = 3600 \text{ A}$ ( $J = 10 \text{ kA/cm}^2$ ), $U_{CE} = 900 \text{ V}$ , $U_{GE} = -15 \text{ V}$ , $T = 400 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	53
4.10.	prinzipieller Schaltkreis zur Erzeugung der Filamentbildung. Der auf die Chipfläche normierte Abschaltwiderstand $R_{g1}$ ist minimal größer als $R_{g99}$ . .	55
4.11.	Filamentbildung im Vergleich zwischen Referenz-IGBT und DE-IGBT $R_{g99} = 1 \text{ } \Omega$ , $R_{g1} = 1,1 \text{ } \Omega$ , $U_{ZK} = 900 \text{ V}$ , $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	56
5.1.	Dotierungsprofil vom RC-GID-IGBT im Schottky-Emitter-Bereich im Vergleich zur Emcon-High-Speed . . . . .	58
5.2.	MOS-Steuerkopf mit Schottky-Kontakt . . . . .	59
5.3.	Sättigungsstrom vom RC-GID-IGBT $6,5 \text{ kV}$ mit verschiedenen Dotierungen für die n-Schicht . . . . .	60
5.4.	Einschaltverhalten vom RC-GID-IGBT $6,5 \text{ kV}$ mit verschiedenen Dotierungen für die n-Schicht . . . . .	61
5.5.	Schottky-Übergang aus [33] . . . . .	62
5.6.	Stromübertragung und qualitativer Tunnelstrom von einem Schottky-n-Halbleiter-Übergang aus [33] . . . . .	63
5.7.	Grenze der Barriere aus [30] . . . . .	65
5.8.	Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb mit verschiedenen Barrierenhöhen bei $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	66
5.9.	Sättigungsverhalten vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb mit verschiedenen Barrierenhöhen bei $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ , $U_{GE} = +15 \text{ V}$ . . . . .	67
5.10.	Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb mit verschiedenen Barrierenhöhen und Gate-Spannungen bei $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	68
5.11.	anodenseitige Löcherströme vom Schottky-Emitter beim Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb mit verschiedenen Barrierenhöhen und Gate-Spannungen bei $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	69

## Abbildungsverzeichnis

5.12.	Teststruktur für den RC-GID-IGBT mit Variation der Barrierenhöhen . . .	71
5.13.	Durchlassverhalten der 18 cm <sup>2</sup> Teststruktur mit den verschiedenen Barriere- renhöhen bei T = 125 °C . . . . .	72
5.14.	anodenseitige Löcherströme beim Durchlassverhalten der 18 cm <sup>2</sup> Teststruk- tur mit den verschiedenen Barrierenhöhen bei T = 125 °C . . . . .	73
5.15.	Reverse Recovery Verhalten der 18 cm <sup>2</sup> Teststruktur mit den verschiedenen Barrierenhöhen T = 125 °C . . . . .	75
5.16.	anodenseitig aufgebaute elektrische Feldstärke und die entsprechen- de Elektronenstromdichte beim Reverse Recovery der Teststruktur, J = 200 A/cm <sup>2</sup> , T = 125 °C, $\Phi_{Bn0} = 0,7$ eV, $I_{pA} \hat{=}$ Löcherstrom zur Schottky-Anode. . . . .	76
5.17.	Reverse Recovery Verhalten der 0,18 cm <sup>2</sup> Teststruktur mit den verschiede- nen Barrierenhöhen mit J = 20 kA/cm <sup>2</sup> , T = 300 °C, U <sub>ZK</sub> = 900 V . . . . .	78
6.1.	Übersicht der Oberfläche eines RC-GID-IGBT Chips . . . . .	81
6.2.	Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb mit der Variation der Strukturgröße, T = 125 °C . . . . .	82
6.3.	Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb mit Variation der Strukturgröße, T = 125 °C . . . . .	83
6.4.	Gesamte Ladungen vom 3 cm <sup>2</sup> RC-GID-IGBT vor dem RR-Verhalten in Abhängigkeit der Anzahl der Pilot-Dioden, J = 66,7 A/cm <sup>2</sup> . . . . .	84
6.5.	Standardmodul mit Grundplatte aus [2] . . . . .	86
6.6.	Thermische Simulation eines konventionellen Moduls mit einem Chip . . . . .	87
6.7.	Thermische Simulation eines Moduls mit einem Chip, RC-GID-Chip mit einer Pilot-Diode. Pv-auf-ganz-Chip $\hat{=}$ konventioneller RC-IGBT, Pv-auf- IGBT-Bereich $\hat{=}$ RC-GID-IGBT im IGBT-Modus, Pv-auf-Diodenbereich $\hat{=}$ RC-GID-IGBT im Diodenmodus . . . . .	88
6.8.	Thermische Simulation eines Moduls mit einem Chip, RC-GID-Chip mit 16 Pilot-Diode. Pv-auf-ganz-Chip $\hat{=}$ konventioneller RC-IGBT, Pv-auf-IGBT- Bereich $\hat{=}$ RC-GID-IGBT im IGBT-Modus, Pv-auf-Diodenbereich $\hat{=}$ RC- GID-IGBT im Diodenmodus . . . . .	90
6.9.	Thermische Widerstände eines konventionellen Moduls (R <sub>th</sub> -ganz-Chip) im Vergleich mit einem Modul des RC-GID-Chip in Abhängigkeit von der An- zahl der Pilot-Dioden (R <sub>th</sub> -IGBT-Bereich $\hat{=}$ thermischer Widerstand im IGBT-Modus, R <sub>th</sub> -Diodenbereich $\hat{=}$ thermischer Widerstand im Diodenmo- dus) . . . . .	91

## Abbildungsverzeichnis

A.1. eine Halbzelle eines IGBT mit dem zusätzlichen Emitter . . . . .	94
A.2. IGBT mit mehreren MOS-Steuerköpfe . . . . .	95
A.3. Diode mit mehreren MOS-Steuerköpfe ohne n-Source . . . . .	95
A.4. RC-GID-IGBT nach der Zusammenfügen und Netzgenerierung . . . . .	96
B.1. Schematischer Aufbau zur Untersuchung des Durchlassverhaltens . . . . .	97
B.2. Schematischer Aufbau zur Untersuchung des Schaltverhaltens . . . . .	98
C.1. Ladungsträgerkonzentration des RC-GID-IGBT im Durchlassbetrieb, J = $J_{Nenn} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ( $I_{Nenn} = 3600 \text{ A}$ ), $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	99
C.2. die zweidimensionale Stromverteilung des RC-GID-IGBT im Durchlassbe- trieb, $J = J_{Nenn} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ( $I_{Nenn} = 3600 \text{ A}$ ), $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	100
C.3. Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb mit der Variation der Strukturgröße, $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	101
C.4. Durchlassverhalten des RC-GID-IGBT mit 12,5 Pilot-Dioden im Diodenbe- trieb, $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	102
C.5. Anodenströme des RC-GID-IGBT mit 12,5 Pilot-Dioden im Diodenbetrieb, $U_{GE} = +15 \text{ V}$ , $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ , $I_e \hat{=}$ anodenseitiger Elektronenstrom, $I_p \hat{=}$ anodenseitiger Löcherstrom . . . . .	103
C.6. Anhebung der Ladungsträgerkonzentration des RC-GID-IGBT beim Durchlasszustand im Diodenbetrieb während der Verriegelungszeit, $J = J_{Nenn} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ( $I_{Nenn} = 3600 \text{ A}$ ), $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	104
C.7. Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb mit Variation der Strukturgröße, $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	106
C.8. Abschaltverhalten im Vergleich, $U_{ZK} = 900 \text{ V}$ , $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	107
C.9. RR-Verhalten im Vergleich, $A = 3 \text{ cm}^2$ , $J = 0,5 * J_{Nenn} = 33,35 \text{ A/cm}^2$ , $U_{ZK}$ $= 900 \text{ V}$ , $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	109
C.10. RR-Verhalten im Vergleich, $A = 3 \text{ cm}^2$ , $J = 2 * J_{Nenn} = 133,4 \text{ A/cm}^2$ , $U_{ZK} = 900 \text{ V}$ , $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	110
C.11. Strukturaufbau der RC-GID-IGBT und RCPD-IGBT im Vergleich . . . . .	112
C.12. Durchlassverhalten im Diodenbetrieb im Vergleich, $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	113
C.13. zweidimensionale Ladungsträgerkonzentration des RCPD-IGBT im Dioden- betrieb mit verschiedenen Gatespannungen, $J = J_{Nenn} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ , $T =$ $125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	114
C.14. RR-Verhalten des $3 \text{ cm}^2$ RC-GID-IGBT und $3 \text{ cm}^2$ RCPD-IGBT im Ver- gleich, $J = J_{Nenn} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ , $U_{ZK} = 900 \text{ V}$ , $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . . . . .	116

# Tabellenverzeichnis

2.1. elektrische Eigenschaften im Vergleich. Datenwerte des 6,5 kV-PI-BIGT aus [21], Werte des 6,5 kV-RCDC aus Messungen, Datenwerte des FZ750R65KE3 aus [1] . . . . .	15
3.1. Reverse-Recovery- und Einschaltverlustenergie des 3 cm <sup>2</sup> RCDC nach verschiedenen Verriegelungspulsen, U <sub>ZK</sub> = 900 V . . . . .	35
3.2. Reverse-Recovery- und Einschaltverlustenergie des 3 cm <sup>2</sup> RC-GID-IGBT nach verschiedenen Verriegelungspulsen, U <sub>ZK</sub> = 900 V . . . . .	41
3.3. Elektrische Eigenschaften im Vergleich . . . . .	42
5.1. Die Anforderung der Barrierenhöhe an verschiedene Betriebsarten des RC-GID-IGBTs . . . . .	79
6.1. statische Eigenschaften vom 3 cm <sup>2</sup> RC-GID-IGBT in Abhängigkeit der Anzahl der Pilot-Dioden, J = 66,7 A/cm <sup>2</sup> , t <sub>lock</sub> = 2 μs . . . . .	85
6.2. Schichtdicken und thermische Parameter im Modul . . . . .	86
B.1. die eingestellte Parameters zur Untersuchung des Durchlassverhaltens . . . . .	97
C.1. elektrische Eigenschaften im Vergleich . . . . .	108

# Abkürzungsverzeichnis

<b>IGBT</b>	Insulated-Gate Bipolar Transistor
<b>IGBT3</b>	Insulated-Gate Bipolar Transistor der dritten Generation von Infineon
<b>DE-IGBT</b>	Double Emitter Insulated-Gate Bipolar Transistor
<b>RC-IGBT</b>	Reverse Conducting Insulated-Gate Bipolar Transistor
<b>RCDC</b>	Reverse Conducting Diode Control Insulated-Gate Bipolar Transistor
<b>BIGT</b>	Bi-mode Insulated-Gate Transistor
<b>ET-BIGT</b>	Enhanced Trench Bi-mode Insulated-Gate Transistor
<b>PI-BIGT</b>	Plug-In Bi-mode Insulated-Gate Transistor
<b>7G RC-IGBT</b>	Reverse Conducting Insulated-Gate Bipolar Transistor der 7. Generation von Fuji Electric Europe GmbH
<b>RC-GID-IGBT</b>	Reverse Conducting Gate Independent Diode Insulated-Gate Bipolar Transistor
<b>RC<sub>1</sub> oder T<sub>1</sub></b>	RC-IGBT in der oberen Seite der Halbbrücke
<b>RC<sub>2</sub> oder T<sub>2</sub></b>	RC-IGBT in der unteren Seite der Halbbrücke
<b>Emcon3</b>	Emitter Controlled Diode der dritten Generation von Infineon
<b>E</b>	Elektrische Feldstärke
<b>E<sub>max</sub></b>	maximale elektrische Feldstärke
<b>E<sub>kritisch</sub></b>	kritische elektrische Feldstärke
<b>RR</b>	Reverse-Recovery
<b>Q<sub>RR</sub></b>	Reverse-Recovery-Ladung

## Abkürzungsverzeichnis

$t_{\text{desat}}$	Entsättigungszeit
$t_{\text{lock}}$	Verriegelungszeit
$t_{\text{ein}}$	Einschaltzeit
$I_C$	Kollektor-Strom
$I_F$	Dioden-Anoden-Strom
$L_\sigma$	Streuinduktivität
<b>MOSFET</b>	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
$n$	Elektronenkonzentration
$p$	Löcherkonzentration
$q$	Elementarladung $1,602\,18 \cdot 10^{-19} \text{ As}$
$R_{G,\text{off}}$	Ausschalt-Gate-Widerstand
$R_{G,\text{on}}$	Einschalt-Gate-Widerstand
$U_{CE}$	Kollektor-Emitter-Spannung
$U_{ZK}$	Zwischenkreisspannung
$U_F$	Durchlassspannung der Diode
$U_{GE}/V_G$	Gate-Emitter-Spannung
$U_{KA}$	Kathoden-Anoden-Spannung
$U_T$	Thresholdspannung vom Metall-Halbleiter-Übergang
$\mu_n$	Elektronenbeweglichkeit
$\mu_p$	Löcherbeweglichkeit
$\varepsilon$	dielektrische Leitfähigkeit
$N_D$	Donatoren
$v_{\text{sat},p}$	Sättigungsbeweglichkeit der Löcher
$j_e$	Elektronenstromdichte
$j_p$	Löcherstromdichte
$j_{pa}$	Löcherstromdichte zur Anodenseite
$j_{\text{Nenn}}$	Nennstromdichte

## Abkürzungsverzeichnis

$I_e$	Elektronenstrom zum ohmschen Emitter
$I_p$	Löcherstrom zum ohmschen Emitter
$I_{p\text{-Schottky}}$	Löcherstrom zum Schottky-Emitter
$I_{p\text{-Anode}}$	Löcherstrom zur Anode der Pilot-Diode
$I_{\text{Nenn}}$	Nennstrom
$U_{\text{Sperr}}$	Sperrspannung
$U_{\text{BD}}$	Durchbruchspannung
$U_{\text{MOS}}$	Spannungsabfall über n-Kanal
$\Phi_{\text{Bn0}}$	Barrierenhöhe
$E_C$	Leitungsband
$E_V$	Valenzband
$E_F$	Fermi-Niveau
$\Phi_M$	Austrittsarbeit des Metalls
$\chi$	Elektronen-Affinität des Halbleiters
<b>TE</b>	thermionic emission
<b>TFE</b>	thermionic field emission
<b>FE</b>	field emission
$R_{\text{th}}$	thermischer Widerstand
$Z_{\text{th}}$	thermische Impedanz
$E_{\text{on}}$	Einschaltverlustenergie
$E_{\text{off}}$	Abschaltverlustenergie
$E_{\text{RR}}$	Reverse-Recovery-Verlustenergie
<b>CS-Layer</b>	Carrier-Storage-Layer

# 1. Einleitung

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT) sind zusammen mit den dazugehörigen Freilaufdioden seit mehreren Jahrzehnten die wichtigsten Leistungshalbleiter für den Einsatz in Spannungszwischenkreis-Umrichtern bei einer Zwischenkreisspannung von 400 V und mehr.

Für Umrichterleistungen oberhalb von ca. 10 kW kommen dabei Module zum Einsatz, in denen für jede Schalterfunktion mehrere IGBT- und Diodenchips parallel geschaltet werden. Das Verhältnis zwischen der Fläche der IGBT- und der der Diodenchips beträgt dabei üblicherweise in etwa zwei zu eins [9]. Dies ist ungefähr auch das Verhältnis der Verlustleistungen zwischen IGBT und Diode im Zweipunktumrichter bei Wechselrichterbetrieb [8]. Wenn das Verhältnis der Chipflächen genau dem Verhältnis der Verlustleistungen entspricht und die Ausgangsfrequenz des Umrichters so groß ist, dass der grundfrequente Temperaturreißel vernachlässigt werden kann, sind IGBT- und Diodenchips gleich heiß. In diesem Fall ist das Modul optimal ausgenutzt.

Tatsächlich ist die Verteilung der Verlustleistung zwischen IGBT und Dioden jedoch sowohl vom Betriebspunkt als auch von der Schaltungstopologie abhängig:

- Da die meisten selbstgeführten Stromrichter Spannungszwischenkreis-Umrichter in Zweipunkttechnik sind und überwiegend im Wechselrichterbetrieb eingesetzt werden, wird das Verhältnis der Chipflächen üblicherweise auf diesen Einsatzfall angepasst. Dies führt zum oben erwähnten Flächenverhältnis von zwei zu eins zwischen IGBT- und Diodenchips. Meistens ist in diesen Anwendungen der IGBT an seiner thermischen Grenze, die Diode bleibt etwas kühler [9].
- Im Gleichrichterbetrieb des Zweipunktumrichters wird die Diode deutlich stärker belastet, so dass die Diode an der thermischen Grenze ist, während der IGBT noch Reserven hätte [9][39].
- Bei niedrigen Ausgangsfrequenzen, z.B. beim Anfahren von Drehstrommotoren unter hoher Last, ist der durch die Grundfrequenz hervorgerufene Temperaturreißel

## 1. Einleitung

nicht mehr vernachlässigbar. Phasen, in denen der IGBT heiß und die Diode kalt ist wechseln sich mit solchen ab, in denen die Diode heiß und der IGBT kalt ist [43].

- In Dreipunkt-Umrichtern und Modularen Multilevel-Umrichtern ist die Verlustleistung nicht nur vom Betriebspunkt, sondern auch vom Einbauplatz abhängig. Das führt dazu, dass der Anteil der Chips, die an der thermischen Grenze betrieben werden, noch kleiner ist [10][11].

Immer dann, wenn nicht alle Chips gleich heiß sind, begrenzt nur ein Teil der Chips die Ausgangsleistung des Umrichters. Ein anderes Flächenverhältnis zwischen IGBT- und Diodenchips könnte also bei gleicher Gesamtchipfläche und damit in etwa gleichen Gesamtkosten eine höhere Umrichterleistung ermöglichen. Wenn ein Umrichter in unterschiedlichen Betriebspunkten betrieben wird, ist eine Anpassung der Flächenverhältnisse für alle Betriebspunkte technisch nicht möglich. Selbst wenn ein Umrichter überwiegend in einem untypischen Betriebspunkt – z.B. Gleichrichterbetrieb – betrieben wird, widerspricht eine Anpassung der Flächenverhältnissen allen Standardisierungsbemühungen und ist deshalb kommerziell nicht sinnvoll [8].

An dieser Stelle setzt der rückwärts leitfähige IGBT (RC-IGBT) an [8]. Durch die monolithische Integration von IGBT- und Diodenfunktion in einem Chip kann immer die gesamte Chipfläche optimal ausgenutzt werden. Die Vorteile des RC-Konzeptes sind daher um so größer, je weniger gut das Standard-Flächenverhältnis zwischen IGBT- und Diodenchips zur Applikation passt [9][40].

Entsprechend ergibt sich nur ein geringer Vorteil für den Wechselrichterbetrieb des Zweipunktumrichter mit hoher Ausgangsfrequenz [43], während für den Gleichrichterbetrieb, für niedrigen Ausgangsfrequenzen [43], für Modulare Multilevel-Umrichter [10] und für Dreipunktumrichter [11][12] Mehrleistungen von über 40% bei gleicher Chipfläche ermittelt worden sind.

Grundgedanke des RC-IGBT ist die Integration von Emittershots im Rückseitenemitter. Dadurch entsteht – wie beim MOSFET – eine Bodydiode [8].

Technologisch besteht die erste Herausforderung in der Vermeidung eines negativen differentiellen Widerstands in der Durchlasskennlinie im IGBT-Betrieb. Ursache ist der Übergang vom unipolaren Betrieb bei sehr niedriger Stromdichte auf bipolaren Betrieb bei etwas höherer Stromdichte. Dieses Problem ist inzwischen gelöst, in dem nur ein Teil der Chipfläche mit Emittershots ausgestattet wird. Der verbleibende Teil – auch Pilot-IGBT genannt – wird bereits bei sehr niedriger Stromdichte bipolar [44][45].

## 1. Einleitung

Die nächste Herausforderung besteht durch die Abhängigkeit des Emitterwirkungsgrads der Anode im Diodenbetrieb von der Gate-Emitter-Spannung. Die Funktion der Anode wird von der p-Wanne im Steuerkopf wahrgenommen. Der leitfähige Elektronenkanal bei positiver Gate-Emitter-Spannung schließt diesen pn-Übergang kurz, wodurch die Anodeneffizienz massiv reduziert wird. Dies führt dazu, dass die Durchlassspannung im Diodenbetrieb bei eingeschaltetem IGBT erheblich höher ist als bei abgeschaltetem. RC-IGBT mit solch einer Steuerbarkeit der Durchlassspannung im Diodenbetrieb werden von Infineon als RCDC-IGBT bezeichnet [41]. Auch der BIGT von ABB hat diese Eigenschaft [25].

In der Stromrichtersteuerung wird üblicherweise der IGBT unabhängig von der Stromrichtung eingeschaltet, wenn die Schalterfunktion „ein“ ist. Kurz vor dem Wechsel des „Ein“ Zustands auf den gegenüberliegenden IGBT werden beide IGBT für die Verriegelungszeit ausgeschaltet. Wird dieses Steuerungskonzept für den RCDC-IGBT verwendet, so ist die Durchlassspannung im Diodenbetrieb hoch und kurz vor dem Reverse Recovery wird die Plasmakonzentration angehoben, so dass auch die gespeicherte Ladung hoch ist. Dieses Verhalten ist so ausgeprägt, dass der RCDC-IGBT so nicht einsetzbar ist. Stattdessen muss die Gate-Emitter-Spannung in Abhängigkeit von der Stromrichtung gesteuert werden. Wenn der RCDC-IGBT im Diodenbetrieb betrieben wird, wird die Gate-Emitter-Spannung unter die Threshold-Spannung abgesenkt. Direkt vor dem Reverse Recovery kann noch mit einem Ent sättigungspuls mit positiver Gate-Emitter-Spannung die gespeicherte Ladung etwas reduziert werden [7].

Auch wenn es verschiedene Realisierungsvorschläge für diese Art der Steuerung eines RCDC-IGBT gibt, so hat sich die komplexe Steuerung als ein Hemmnis für den industriellen Einsatz des RCDC-IGBT erwiesen.

In dieser Arbeit soll daher eine RC-IGBT Struktur erforscht werden, die die gleichen positiven thermischen Eigenschaften wie der RCDC-IGBT bzw. der BIGT besitzt, jedoch mit einer konventionellen Ansteuerung angesteuert werden kann.

Kapitel zwei legt den Stand der Technik dar, in dem die aktuellen RC-IGBTs vorgestellt sowie ihre Vor- und Nachteile diskutiert werden.

Im dritten Kapitel werden Aufbau und Funktionsweise des neuen RC-IGBTs gezeigt. Dieser neuartige RC-IGBT besitzt nur noch eine sehr geringe Abhängigkeit der Diodencharakteristik von der Gate-Spannung. Er wird deshalb als RC-GID-IGBT genannt (GID bedeutet gate independent diode-characteristics).

## 1. Einleitung

Im Kapitel vier wird die elektrische Robustheit der einzelnen RC-GID-IGBT-Zellen betrachtet. Mit Hilfe einer neuen Methode kann die Filamentierungsgrenze des RC-GID-IGBT statisch simuliert, sowie das Filament in nur einer RC-GID-IGBT-Zelle gebildet werden. Das Abschaltverhalten der neuen Struktur bei sehr großer Stromdichte wird simulativ abgeschätzt.

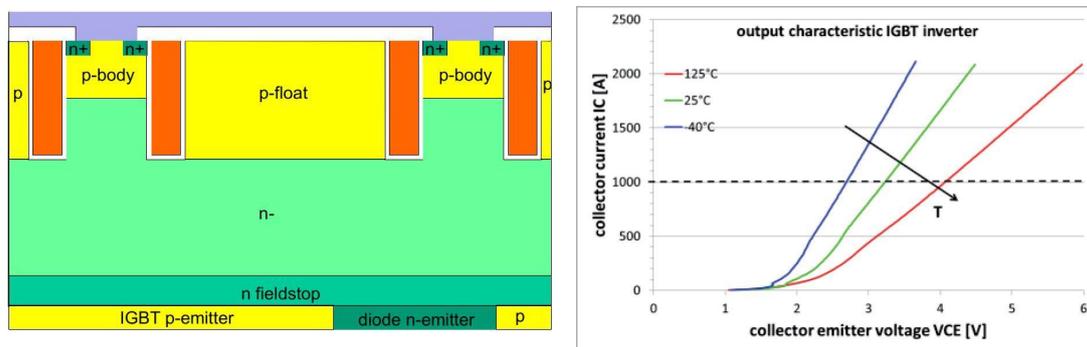
Kapitel fünf analysiert ausführlich den technologisch kritischen Schottky-Kontakt des RC-GID-IGBT. Die wichtigsten Parameter werden unter Beachtung der verfügbaren Technologie diskutiert sowie der Effekt der Barrierenhöhe des Schottky-Kontaktes auf das statische Verhalten vom RC-GID-IGBT untersucht. Zusätzlich wird die elektrische Robustheit einer einfachen Teststruktur, der diese kritische Stelle nachbildet, in Verbindung mit der Variation der Barrierenhöhe simuliert.

Im sechsten Kapitel wird ein ganzer RC-GID-IGBT-Chip elektrisch und thermisch analysiert, wobei die Größen der IGBT-Bereiche und der Pilot-Dioden-Bereiche variiert werden. Sehr viele kleine Pilot-Dioden sind für das thermische Verhalten günstig, sehr wenige große für das elektrische. Es wird sich herausstellen, dass es einen Kompromiss gibt, der sowohl zu elektrisch als auch zu thermisch guten Eigenschaften führt.

## 2. Stand der Technik

### 2.1. Reverse Conducting IGBT with Diode Control von Infineon

In den letzten Jahren hat das Unternehmen Infineon einen 6,5 kV RC-IGBT, auch RCDC genannt, vorgestellt. Der in [41] vorgestellte 6,5 kV RCDC basiert auf der IGBT3 Technologie. Im Rückseitenemitter werden zwischen den p-Gebieten  $n^+$ -Zonen als Anodenshort integriert. So bilden die rückseitigen n-Shorts und der oben gelegene p-Body eine Diode. Der Aufbau vom RCDC wird in der Abbildung 2.1(a) dargestellt. Der zusätzliche Pilot-IGBT zur Reduzierung des Snapback-Effekts wird in der Abbildung nicht gezeigt.



(a) Aufbau

(b) Ausgangskennlinie im IGBT-Betrieb

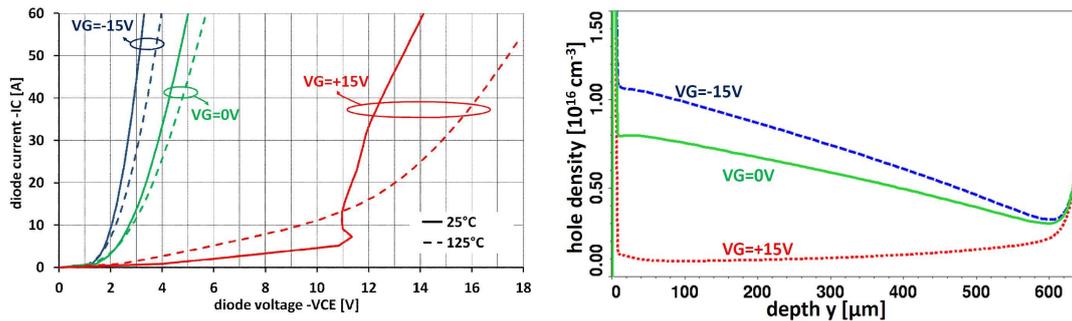
Abbildung 2.1.: RCDC-IGBT aus [41]

Die hochdotierte p-Anti-Latch Region, die in der Abbildung nicht gezeigt wird, wird so angepasst, dass die Abschaltfestigkeit vom RCDC wie die vom IGBT3 beibehalten wird und der anodenseitige Emittierwirkungsgrad im Diodenbetrieb, besonders bei der negativen Gate-Spannung, so niedrig wie möglich ist [41].

## 2. Stand der Technik

Die Ausgangskennlinie vom RCDC im IGBT-Betrieb [41] wird in der Abbildung 2.1(b) dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Durchlassspannung  $U_{CE}$  bei einem Nennstrom  $I_C$  von 1000 A und 125 °C ein wenig größer ist als 4 V. Diese Ausgangskennlinie sieht ähnlich wie die des IGBT3 aus [1] ( $U_{CE-IGBT3} = 4,2 \text{ V} @ I_C = 1000 \text{ A}$ ), obwohl der RCDC mehr Fläche (Faktor 3 zu 2) im Vergleich zum IGBT3 hat. Das lässt sich aufgrund der n-Shorts auf der Rückseite erklären. Der obere Emitterwirkungsgrad bleibt konstant, weil die niedriger dotierte p-Anti-Latch Region keine Wirkung auf den Emitterwirkungsgrad hat. Auf der einen Seite wird der kollektorseitige Emitterwirkungsgrad im IGBT-Betrieb wegen der n-Shorts niedriger und auf der andere Seite ist die rückseitige Ladungsträgerkonzentration inhomogen. Beides führt dazu, dass die Durchlassspannung des RCDCs mit einer größeren Fläche im IGBT-Betrieb ähnlich wie die von einem IGBT3 mit einer kleineren Fläche ist.

Die Ausgangskennlinien vom RCDC im Diodenbetrieb mit den verschiedenen Gate-Spannungen werden in der Abbildung 2.2 links dargestellt [41]. Die entsprechenden simulierten Plasmaverteilungen für die verschiedenen Gate-Spannungen bei 125 °C werden in der Abbildung 2.2 rechts dargestellt [41].



(a) Ausgangskennlinie im Diodenbetrieb, der Nennstrom pro Chip beträgt 28 A (b) Plasmaverteilungen für verschiedene Gate-Spannungen bei 125 °C

Abbildung 2.2.: RCDC im Diodenbetrieb aus [41]

In Abbildung 2.2 ist zu erkennen, dass bei einer positiven Gate-Spannung ( $V_G = +15 \text{ V}$ ), die größer als die Threshold-Spannung ist, sich ein n-Kanal im MOS-Steuerkopf bildet. Ist der Spannungsabfall entlang des Bodys kleiner als die Diffusionsspannung vom pn-Übergang (ca. 0,7 V bei Raumtemperatur), werden keine Löcher injiziert. Der gesamte Strom fließt in diesem Fall über den geöffneten n-Kanal. Das Bauelement arbeitet im unipolaren Zustand [5]. Ab einer bestimmten Stromdichte erreicht dieser Spannungsab-

## 2. Stand der Technik

fall die Diffusionsspannung und es werden Löcher vom p-Body in die intrinsische Zone injiziert. Der Snapback-Effekt vom RCDC resultiert aus dem Diodenbetrieb bei +15 V Gate-Spannung und 25 °C. Bei höherer Temperatur sinkt die Diffusionsspannung von einem pn-Übergang unter 0,7 V [5], dadurch ist der RCDC im Diodenbetrieb auch bei einer niedrigen Stromdichte im bipolaren Zustand und es gibt keinen Snapback-Effekt (siehe Abbildung 2.2(a)). Vor allem verringert der geöffnete n-Kanal den anodenseitigen p-Emitterwirkungsgrad signifikant. Die anodenseitige Ladungsträgerkonzentration ist in diesem Fall bei +15 V Gate-Spannung sehr gering (siehe Abbildung 2.2(b)). Die entsprechende Durchlassspannung ist über 14 V bei Nennstromdichte und 125 °C. Diese sehr schlechte Durchlassspannung führt zu erheblichen Verlusten und ist für typische Anwendungen ungeeignet.

Im Fall eines geschlossenen n-Kanals ( $V_G = 0$  V) erhöht sich der anodenseitige Emitterwirkungsgrad. Die Plasmaverteilung, in der das Plasma in der Anodenseite höher als in der Kathodenseite ist (grüne Kennlinie in der Abbildung 2.2(b)), ist umgekehrt im Vergleich zu der von einer konventionellen Freilaufdiode. Die Konsequenz ist, dass das Reverse Recovery Verhalten für typische Anwendungen sehr snappig ist [26].

Bei einer Gate-Spannung von -15 V sieht die Plasmaverteilung noch steiler aus (siehe blaue Kennlinie in der Abbildung 2.2(b)). Der gebildete p-Kanal im MOS-Steuerkopf

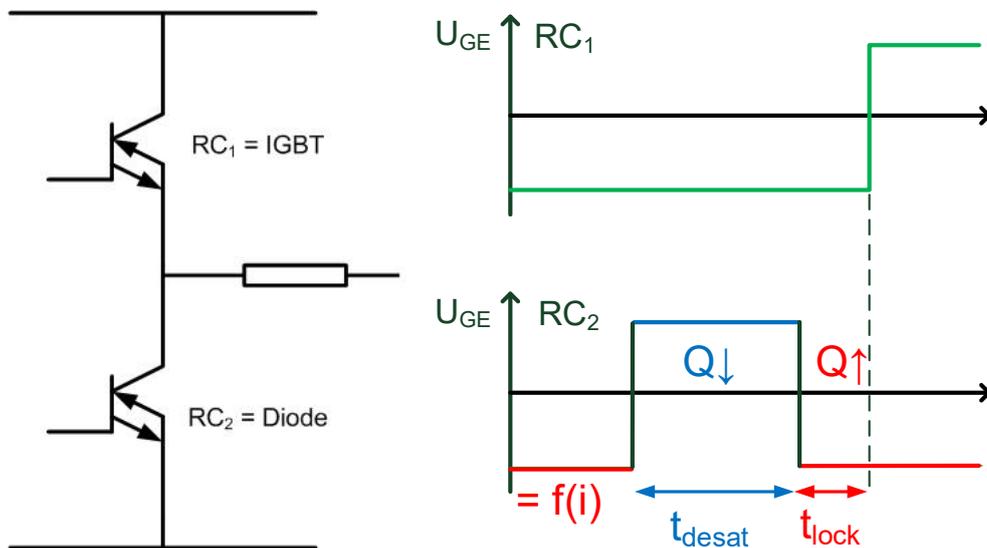


Abbildung 2.3.: Ansteuerungsprinzip der Gate-Spannung des RCDCs im Diodenbetrieb

## 2. Stand der Technik

erhöht den p-Emitterwirkungsgrad weiter. Es ergibt sich ein vorteilhafter low-sat- Zustand, aber das Reverse-Recovery-Verhalten ist noch snappiger. Neben der hohen Ladungsträgerkonzentration ist die aktive Fläche des RCDC im Diodenbetrieb viel größer als die einer konventionellen Diode, sodass die gesamte Ladungsmenge bei -15 V Gate-Emitter-Spannung viel höher ist. Die Reverse-Recovery-Energie im Dioden- sowie die Einschaltenergie im IGBT-Betrieb sind entsprechend groß.

Der große Unterschied der Plasmaverteilung zwischen low-sat-Zustand und high-speed-Zustand, ist ein Grund für das Ansteuerungsprinzip vom RCDC im Diodenbetrieb (siehe Abbildung 2.3, DC heißt Diode Control).

Bei +15 V Gate-Emitter-Spannung kann der RCDC in beide Richtungen leiten. Wie schon erläutert, ist die Durchlassspannung im Diodenbetrieb bei  $U_{GE} = +15$  V sehr hoch. Deshalb ist eine Stromrichtungserkennung erforderlich, so dass der RCDC nur mit geschlossenem Kanal im Diodenbetrieb arbeitet (bei z.B.  $U_{GE} = -15$  V oder 0 V). Die +15 V Gate-Emitter-Spannung wird in der Entsättigungsphase verwendet, in der die anodenseitige Plasmakonzentration mit dem Entsättigungspuls verringert wird. Die Diode ändert ihren Betrieb vom low-sat- zum high-speed-Zustand. Nach einem ausreichend langem Entsättigungspuls wird die gesamte Ladungsmenge deutlich verringert [42]. Die Abbildung 2.4 zeigt die simulierte Absenkung der anodenseitigen Plasmakonzentration

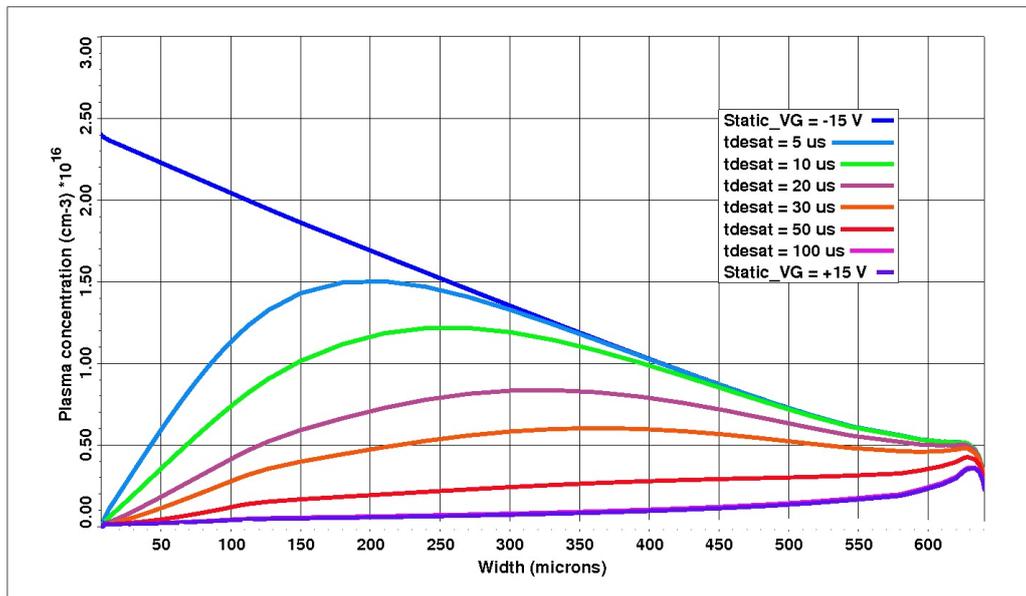


Abbildung 2.4.: simulierte Plasmaabsenkung nach 100  $\mu$ s Entsättigungspuls ( $t_{desat}$ ) des 6,5 kV RCDCs bei  $J_{Nem} = 31A/cm^2$ ,  $T = 125$  °C

## 2. Stand der Technik

nach dem Entsättigungspuls. Es ist zu erkennen, dass nach 100  $\mu\text{s}$  Entsättigungszeit ( $t_{\text{desat}} = 100 \mu\text{s}$ ) der RCDC als Diode vollständig vom low-sat- in den statischen high-speed-Zustand (bei  $U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}$ ) wechselt. Bevor der RCDC als Diode abgeschaltet wird, muss die Gate-Spannung wieder von +15 V auf -15 V herabgesetzt werden, um die Sperrfähigkeit zu gewährleisten. In dieser Verriegelungsphase wird die anodenseitige Plasmaverteilung unerwünschter Weise schnell wieder erhöht [42] (siehe die simulierte Plasmaanhebung nach der Verriegelungszeit  $t_{\text{lock}}$  in der Abbildung 2.5). Das erfordert eine so kleine Verriegelungszeit  $t_{\text{lock}}$  wie möglich.

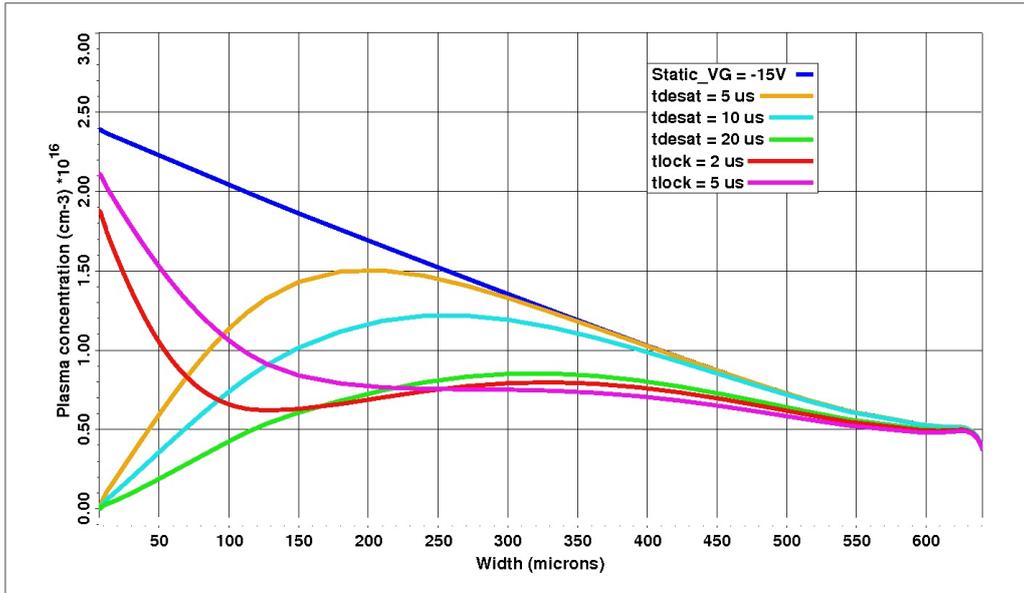


Abbildung 2.5.: simulierte Plasmaänderung nach der Entsättigungs- und Verriegelungszeit des 6,5 kV RCDCs bei  $J_{\text{Nenn}} = 31 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$  [42]

Die Abbildung 2.6 zeigt die Erhöhung der RR- und Einschaltenergie nach der Verriegelungszeit  $t_{\text{lock}}$  (die Entsättigungszeit  $t_{\text{desat}} = 20 \mu\text{s}$ ) [41]. Die Anhebung der gesamten Ladungsmenge durch die Verriegelungszeit, führt nicht nur zu einer Anhebung der RR-Energie, sondern führt auch zu einer Anhebung der entsprechenden Einschaltenergie.

Für kleinere Spannungsklassen des RCDCs (1,2 kV in diesem Beispiel) hat die gleiche Pulslänge einen größeren Effekt auf die Abnahme bzw. Zunahme der gesamten RR-Ladungsmenge. Die Plasmaänderung in der Abbildung 2.5 wird für 6,5 kV-RCDC mit der Zellendicke von 640  $\mu\text{m}$  simuliert. Eine grobe Abschätzung kann aus der Abbildung 2.5 so vorgenommen werden, dass nach  $t_{\text{desat}} = 5 \mu\text{s}$  die Plasmakonzentration eines 1,2 kV-RCDC mit der Zellendicke von ca. 120  $\mu\text{m}$  vollständig herabgesetzt würde. Aber

## 2. Stand der Technik

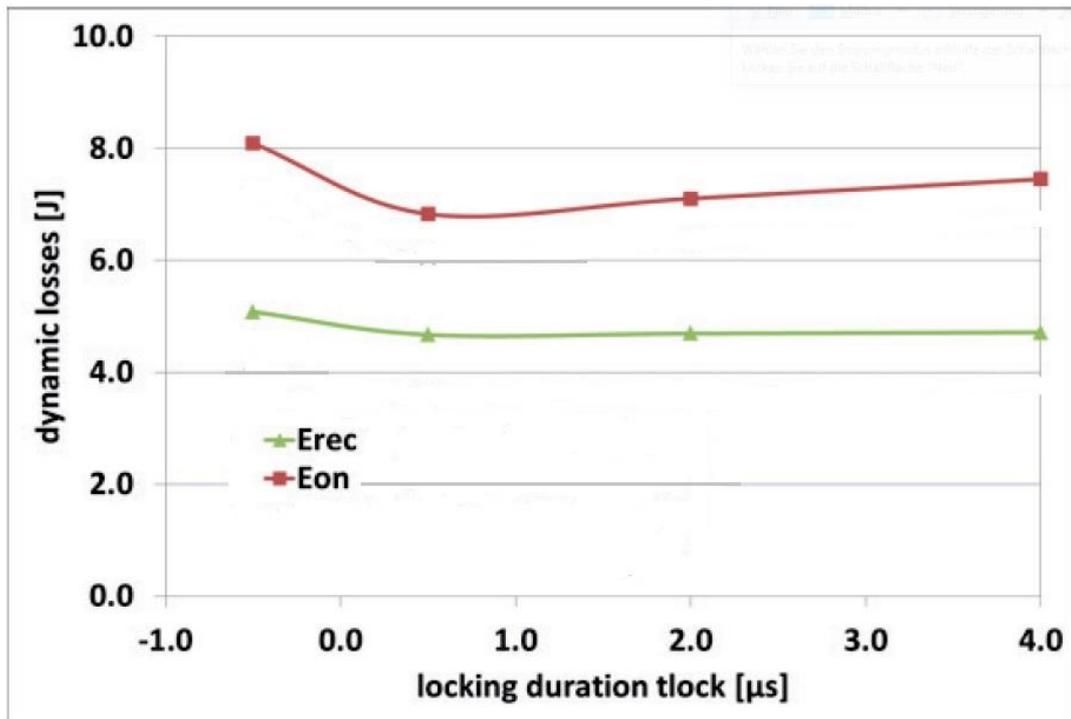


Abbildung 2.6.: Schaltverluste des 6,5 kV RCDCs als Funktion von Verriegelungszeit mit der Entsättigungszeit  $t_{\text{desat}} = 20 \mu\text{s}$  bei  $U_{\text{ZK}} = 3600\text{V}$ ,  $I_{\text{Nenn}} = 1000\text{A}$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$  [41]

nach  $t_{\text{lock}} = 2 \mu\text{s}$  würde seine Plamakonzentration wieder fast vollständig angehoben. [15] hat gezeigt, dass wegen der relativ dünnen Zelle 60% der gesamten RR-Ladungen vom 1,2 kV-RCDC nach nur  $3 \mu\text{s}$  Entsättigungszeit ausgeräumt werden. Aber im Gegensatz dazu, braucht dieser 1,2 kV-RCDC nur  $2 \mu\text{s}$  Verriegelungszeit, um 80% seiner gesamten Ladung wieder aufzubauen (siehe Abbildung 2.7) [15]. Das erfordert eine möglichst kurze Verriegelungszeit. Eine alternative Lösung dieser Problematik wurde auch in [15] vorgestellt, in der die Gate-Emitter-Spannung während der Verriegelungsphase auf 0 V anstelle von -15 V eingestellt wird. Daher steigt die Plasmakonzentration während der Verriegelungsphase nicht zu schnell an. Dieses Steuerprinzip wird als Neutral-Desat bezeichnet. Die Gate-Ansteuerung verursacht dadurch einen noch größeren Aufwand.

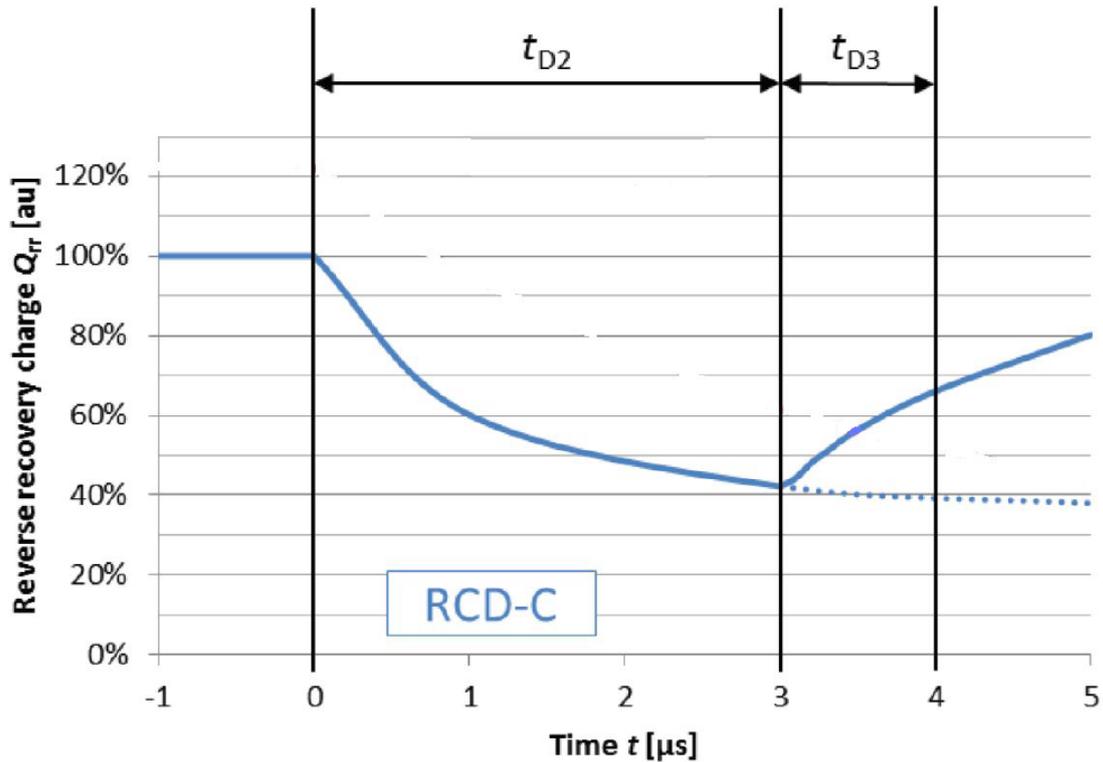


Abbildung 2.7.: relative Änderung der gesamten RR-Ladungen  $Q_{RR}$  nach der Entsättigungszeit  $t_{D2}$  und Verriegelungszeit  $t_{D3}$  des 1,2 kV RCDCs aus [15]

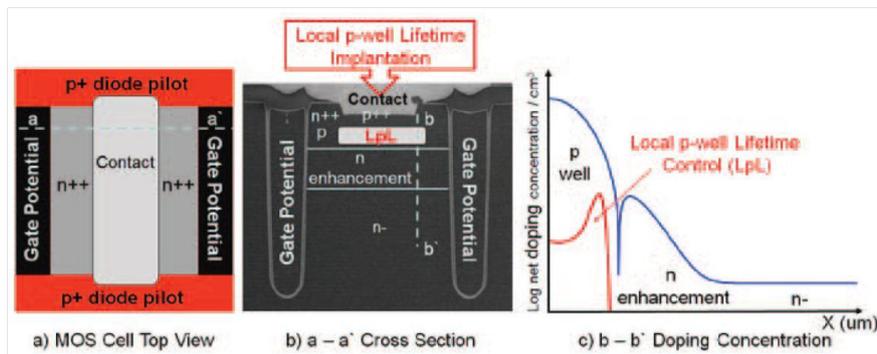
## 2.2. Enhanced Trench Bimode Insulated Gate Transistor (ET-BIGT) 3,3 kV und Plug-In BIGT 6,5 kV von ABB

Im letzten Unterkapitel wurden die charakteristischen Eigenschaften des RCDC im Diodenbetrieb für die Fälle eines geöffneten n-Kanals ( $U_{GE} = +15$  V) und eines geschlossenen n-Kanals (bei  $U_{GE} = -15$  V oder 0 V) erläutert. Der große Durchlassspannungsunterschied bzw. Plasmakonzentrationsunterschied in Abhängigkeit von der Gatespannung erfordert eine komplizierte Gate-Ansteuerung, welche einen erheblichen Mehraufwand nach sich zieht. Hierbei wären folgende Punkte zu nennen:

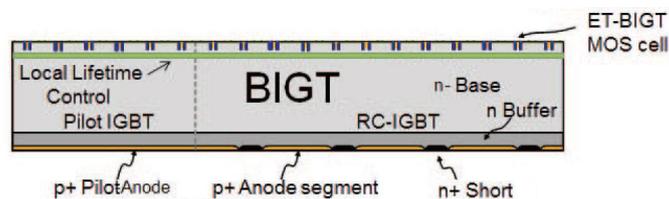
- Das Verhalten bei Stoßstromereignissen im Diodenmodus [16]
- Die Reaktion auf Oszillationen im Laststrom [17]
- Reaktion auf Laststromnulldurchgänge innerhalb eines Entsättigungspulses [18]

### ET-BIGT 3,3 kV

Das Unternehmen ABB hat in den letzten Jahren einen RC-IGBT vorgestellt, der ET-BIGT genannt wird. Dieser kann auch mit einer einfacheren Gate-Steuerung verwendet werden. Im MOS-Steuerkopf wurde eine Trench-Struktur verwendet, um den low-sat-Zustand im IGBT-Betrieb zu schaffen. Damit der BIGT im Diodenbetrieb bei geöffnetem n-Kanal nicht zu schlecht leitet, wird eine  $p^+$ -Pilot-Diodenbereich in der dritten Dimension hinzugefügt (siehe Abbildung 2.8(a)) [22]. Aufgrund der sehr hohen Dotierung der p-Anti-Latch-Region  $p^{++}$  sowie der relativ hohen Dotierung des p-Body im MOS-Steuerkopf wird eine lokale Lebensdauer-Einstellung für den p-Body (Local p-well Lifetime Control LPL) vorgenommen, um den Emitterwirkungsgrad im Diodenbetrieb bei geschlossenen n-Kanal herabzusetzen (siehe Abbildung 2.8(a)). Zusätzlich wird eine gleichmäßige lokale Ladungsträgerlebensdauer-Einstellung über den ganzen Chip unter der Trench-Struktur verwendet (siehe Abbildung 2.8(b)), damit die Reverse-Recovery-Ladung vom ET-BIGT bei geschlossenen n-Kanal noch weiter absinkt. Wegen dieser lokalen Lebensdauer-Einstellung sinkt der Emitterwirkungsgrad im IGBT-Betrieb und es muss ein günstiger Kompromiss zwischen low-sat-IGBT- und high-speed-Diode-Zustand gefunden werden [22].



(a) Mos-Steuerkopf mit Pilot-Diode und LPL-Einstellung aus [22]



(b) Lokale Ladungsträgerlebensdauer Einstellung aus [22]

Abbildung 2.8.: Lokale Ladungsträgerlebensdauer Einstellung vom BIGT aus [22]

## 2. Stand der Technik

Die Durchlassspannung des ET-BIGT bei  $U_{GE} = +15\text{ V}$  ist im Diodenbetrieb trotz Pilot-Diode immer noch schlecht (siehe Abbildung 2.9,  $U_F = 4,9\text{ V}$  @Nennstrom,  $T = 150\text{ °C}$ ). Deswegen wird der ET-BIGT als Diode im Durchlass mit  $0\text{ V}$  Gate-Spannung betrieben (siehe Abbildung 2.9,  $U_F = 3,1\text{ V}$  @Nennstrom,  $T = 150\text{ °C}$ ). Die Gate-Steuerung für den ET-BIGT erfordert dadurch eine Stromrichtungserkennung.

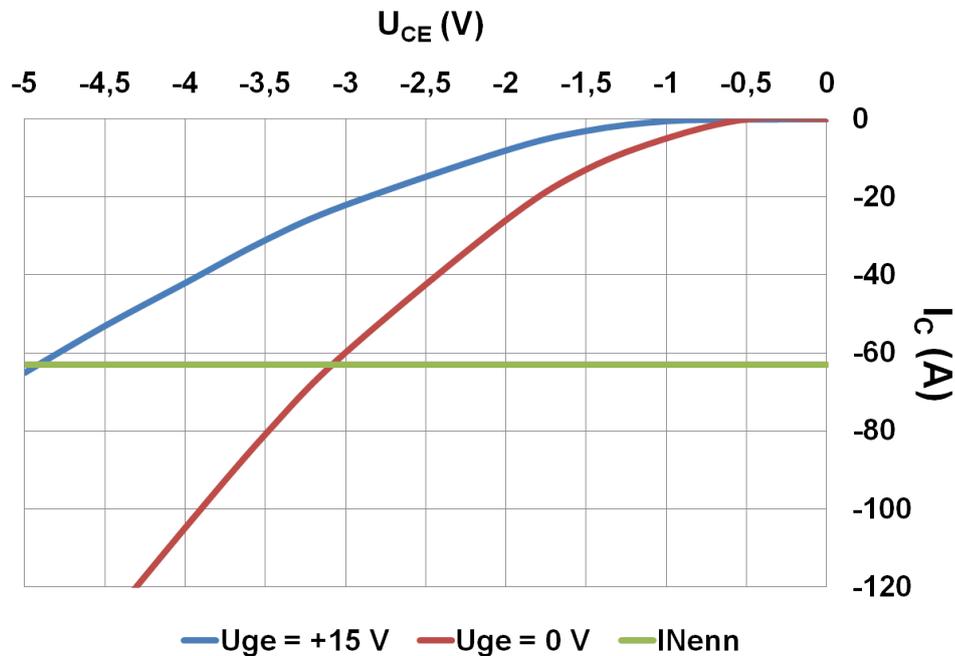
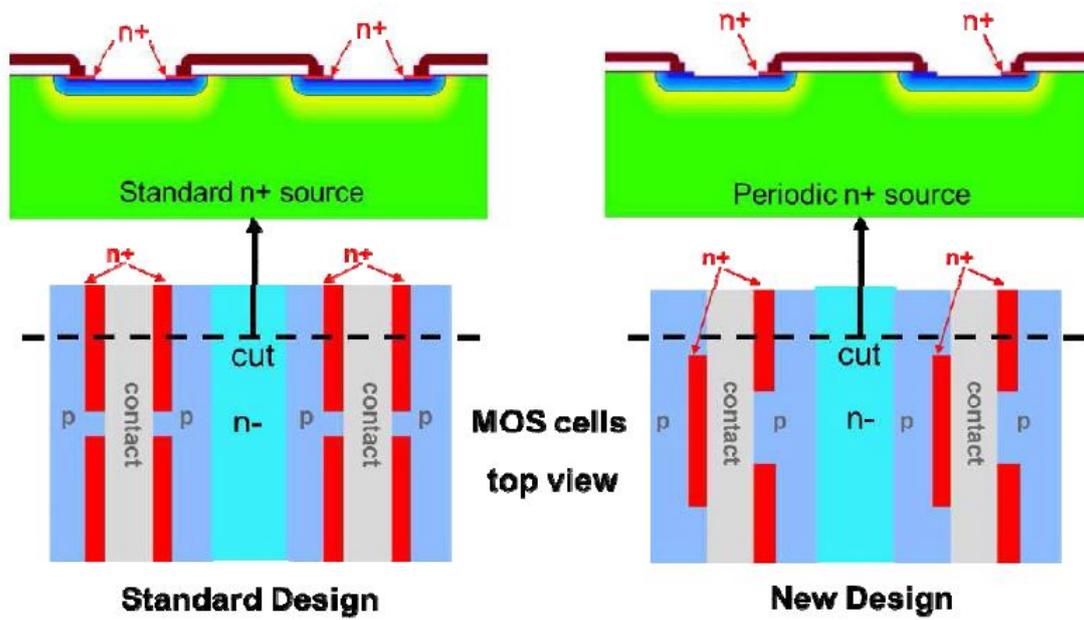


Abbildung 2.9.: Durchlassverhalten vom 3,3 kV-BIGT in  $150\text{ °C}$  aus [22]

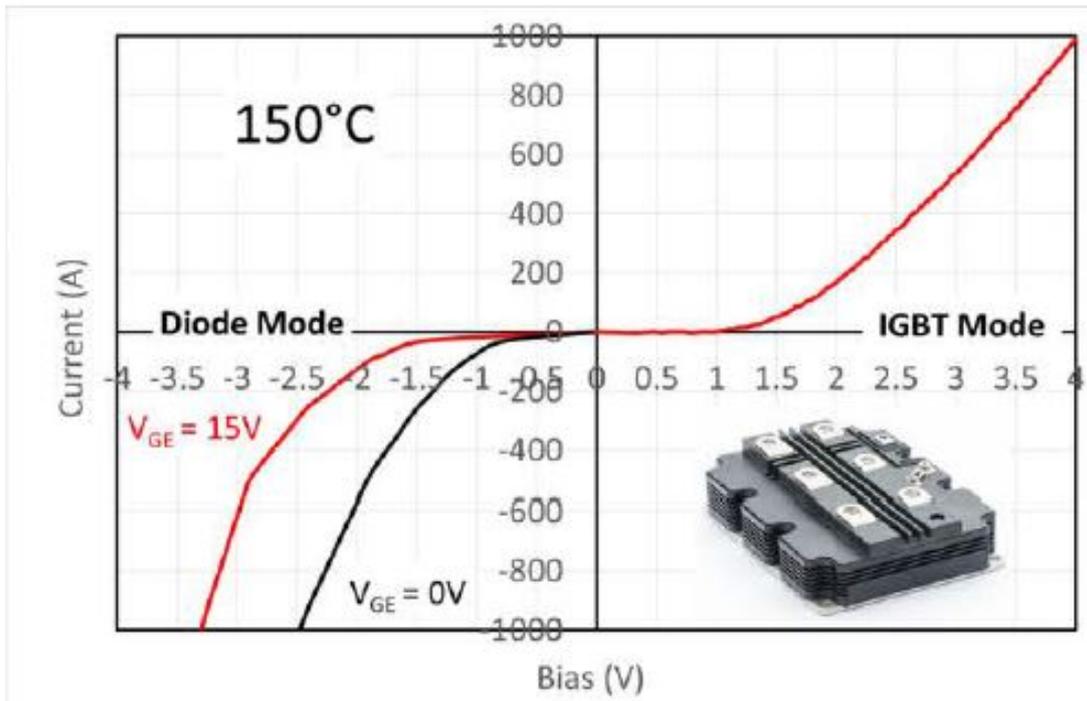
### Plug-In BIGT 6,5 kV

Damit weiterhin eine konventionelle Gate-Steuerung verwendet werden kann, hat das Unternehmen ABB den BIGT weiter entwickelt. Der neueste BIGT basiert auf einem planaren MOS-Steuerkopf und heißt Plug In BIGT (PI-BIGT). Durch die neue Anordnung von der  $n^+$ -Source im MOS-Steuerkopf wird der Pilot-Dioden-Bereich vergrößert, ohne Wirkung auf den IGBT-Betrieb (siehe Abbildung 2.10(a)) [24]. Zusätzlich wird die p-Dotierung für den Pilot-Dioden-Bereich und die n-Dotierung für den n-Short-Bereich erhöht. Durch diese Maßnahmen wird der Durchlasszustand des PI-BIGT im Diodenbetrieb auch bei geöffneten n-Kanal recht gut eingestellt (siehe Abbildung 2.10(b)) und erfordert deshalb keine weitere Anpassung der Gate-Steuerung. Die Durchlassspannung des PI-BIGT beträgt  $U_F = 3,3\text{ V}$  bei Nennstrom  $I_F = 1000\text{ A}$  mit  $U_{GE} = +15\text{ V}$

2. Stand der Technik



(a) die neue Anordnung des n<sup>+</sup>-Source zur Vergrößerung der Pilot-Dioden-Region aus [21]



(b) Durchlassverhalten vom PI-BIGT 6,5 kV im IGBT- und Diodenbetrieb bei 150°C aus [21]

Abbildung 2.10.: PI-BIGT 6,5 kV aus [21]

## 2. Stand der Technik

(siehe Abbildung 2.10(b)). Ein großer Nachteil vom PI-BIGT sind die relativ großen Schaltverlustenergien im RR- und Einschaltverhalten. Tabelle 2.1 veranschaulicht einen elektrischen Vergleich zwischen PI-BIGT Modul 6,5 kV (konventionelle Ansteuerung), RCDC Modul 6,5 kV (komplizierte Ansteuerung mit  $t_{\text{desat}} = 20 \mu\text{s}$ ,  $t_{\text{lock}} = 1 \mu\text{s}$ ) und einem FZ750R65KE3 Modul von Infineon (konventionelle Ansteuerung). Bei gleicher  $U_F = 3,3 \text{ V}$  ( $U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}$ ) hat der PI-BIGT  $E_{\text{rec}} = 7,7 \text{ J}$ ,  $E_{\text{on}} = 10,8 \text{ J}$  [21], während das konventionelle Modul FZ750R65KE3 nur  $E_{\text{rec}} = 3,5 \text{ J}$  und  $E_{\text{on}} = 9,4 \text{ J}$  aufweist [1]. Das Modul FZ750R65KE3 wird für den Nennstrom  $I_{\text{Nenn}} = 750 \text{ A}$  und nicht für  $I_{\text{Nenn}} = 1000 \text{ A}$  optimiert. Trotzdem ist der Unterschied der Schaltverlustenergie ( $E_{\text{on}} + E_{\text{rec}}$ ) zwischen PI-BIGT und FZ750R65KE3 relativ groß. Der RCDC mit der komplizierten Gate-Steuerung hat mit  $E_{\text{rec}} = 4,95 \text{ J}$  und  $E_{\text{on}} = 6,84 \text{ J}$  ähnliche Schaltverluste ( $E_{\text{on}} + E_{\text{rec}}$ ) wie der FZ750R65KE3 und wesentlich geringer als der PI-BIGT. Der RCDC hat die geringste Durchlassspannung im Diodenbetrieb mit  $U_F = 2,9 \text{ V}$  (bei  $U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}$ ).

<b>I = 1000 A</b> <b>V<sub>d</sub> = 3600 V</b>	<b>Unit</b>	<b>PI-BIGT 6,5 kV</b> <b>I<sub>Nenn</sub> = 1000 A</b> <b>@150 °C</b> <b>conventional</b> <b>control</b>	<b>RCDC 6,5 kV</b> <b>I<sub>Nenn</sub> = 1000 A</b> <b>@125 °C</b> <b>complicated control</b> <b>t<sub>desat</sub> = 20 μs, t<sub>lock</sub> = 1 μs</b>	<b>FZ750R65KE3</b> <b>I<sub>Nenn</sub> = 750 A</b> <b>@125 °C</b> <b>conventional</b> <b>control</b>
<b>V<sub>CE</sub></b>	<b>V</b>	<b>4</b>	<b>4</b>	<b>4,2</b>
<b>V<sub>F(VGE = -15 V)</sub></b>	<b>V</b>	<b>-</b>	<b>2,9</b>	<b>-</b>
<b>V<sub>F(VGE = 0 V)</sub></b>	<b>V</b>	<b>2,5</b>	<b>3,9</b>	<b>-</b>
<b>V<sub>F(VGE = +15 V)</sub></b>	<b>V</b>	<b>3,3</b>	<b>12,9</b>	<b>3,3</b>
<b>E<sub>off</sub></b>	<b>J</b>	<b>6,5</b>	<b>5,8</b>	<b>5,7</b>
<b>E<sub>on</sub></b>	<b>J</b>	<b>10,8</b>	<b>6,84</b>	<b>9,4</b>
<b>E<sub>rec</sub></b>	<b>J</b>	<b>7,7</b>	<b>4,95</b>	<b>3,5</b>

Tabelle 2.1.: elektrische Eigenschaften im Vergleich. Datenwerte des 6,5 kV-PI-BIGT aus [21], Werte des 6,5 kV-RCDC aus Messungen, Datenwerte des FZ750R65KE3 aus [1]

Der ET-BIGT 3,3 kV und der PI-BIGT 6,5 kV stehen wie erläutert immer in einen Konflikt zwischen Durchlassspannung und Gesamtladungen im Diodenbetrieb. Durch die große Abhängigkeit der Gate-Spannung hat der ET-BIGT 3,3 kV entweder eine relativ niedrige Gesamtladung aber eine schlechte Durchlassspannung (bei positiver Gatespannung) oder eine relativ „gute“ Durchlassspannung aber eine relativ große Gesamtladungen (bei nicht positiver Gate-Spannung). Der PI-BIGT 6,5 kV besitzt eine „relativ

gute“ Durchlassspannung auch bei positiver Gate-Spannung aber die dazu gehörige große Gesamtladungen, die sich negativ auf die Schaltenergie auswirkt.

### 2.3. 1,2 kV-RC-IGBT der 7. Generation der Fuji Electric

Der 1,2 kV-RC-IGBT der 7. Generation (7G RC-IGBT) von der Fuji Electric GmbH [35] kann wie ein konventionelles IGBT-Modul betrieben werden. Zur Vermeidung der sehr schlechten Durchlassspannung im Diodenbetrieb bei positiver Gate-Spannung verbaut Fuji eine zusätzliche p-Pilot-Dioden-Region [35]. Das heißt, dass die Trench-Strukturen gegenüber den n-Shorts keine n-Source-Gebiete besitzen (siehe Abbildung 2.11, FWD domain). Im Diodenmodus bei +15 V Gatespannung trägt dieser Pilot-Dioden-Bereich

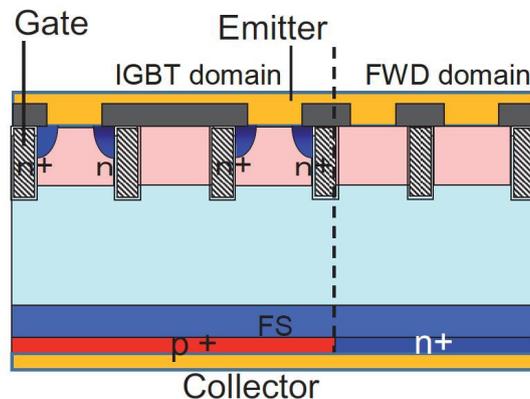


Abbildung 2.11.: Querschnitt vom 7G 1,2 kV-RC-IGBT der Fuji Electric GmbH [35]

(FWD Domain) den meisten Strom. Bei  $U_{GE} = -15$  V mit geschlossenem n-Kanal steigt der Emitterwirkungsgrad im IGBT-Gebiet (IGBT domain) wieder stark an. Die Absenkung der gesamten Ladung im Diodenbetrieb wird durch die Einstellung der Ladungsträgerlebensdauer erreicht. Trotzdem hat der emitterseitige Bereich im IGBT-Gebiet bei -15 V Gatespannung noch einen hohen Emitterwirkungsgrad. Der Strom bzw. die Ladungsträger des 7G RC-IGBT werden im Dioden-Modus im ganzen Chip verteilt und die Reverse-Recovery-Ladungen sind dadurch groß. Das primäre Problem von einem RC-IGBT, ist die relativ große Fläche für den Diodenbetrieb und wird mit der negativen Gatespannung vom 7G RC-IGBT nicht gelöst. Das Verhalten entspricht dem des PI-IGBT.

## 3. RC-GID-IGBT

Im letzten Kapitel wurde gezeigt, dass der aktuelle RC-IGBT wegen der großen aktiven Fläche eine große Ladungsmenge im Diodenbetrieb besitzt. Dies führt zu einem erheblichen Anstieg der Verlustenergie im Reverse-Recovery- und Einschaltverhalten. Durch den Entsättigungspuls wird die Ladung verringert, in der Verriegelungsphase allerdings wieder erhöht. Besonders schnell passiert der Effekt der Ladungsanhebung durch die Verriegelungsphase bei den dünneren Chips in niedrigeren Spannungsklassen. Zusätzlich ist eine unerwünschte Stromrichtungserkennung in der Ansteuerschaltung erforderlich.

Der in dieser Arbeit vorgestellte Reverse-Conducting-Gate-Independent-Diode-IGBT (RC-GID-IGBT) leitet auch bei eingeschaltetem Gate in beiden Richtungen gut und lässt sich deshalb wie ein konventioneller IGBT ansteuern. Dies macht eine besondere Entwicklung der Ansteuerung unnötig. Die elektrisch aktive Fläche des RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb wird sogar wenig kleiner als die Fläche der vergleichbaren Emitter-Controled-Diode (Eonmcon3) eingestellt und die Anodeneffizienz ist nahezu unabhängig von der Gate-Spannung. Damit bleibt seine gesamte Reverse-Recovery-Ladung nach der Verriegelungsphase relativ niedrig, ähnlich wie bei der Emcon3. Alle untersuchten Modelle sind ab diesem Kapitel 1,7 kV Bauelemente mit einem Nennstrom von 3600 A ( $J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ). Die Chipfläche entspricht der Gesamtchipfläche eines 1,7 kV IHM-Moduls mit den Abmaßen 190 mm x 140 mm.

### 3.1. Funktionsweise des RC-GID-IGBTs

Bei einem konventionellen IGBT Modul ist die Fläche für Freilaufdioden halb so groß wie die Fläche des IGBTs bzw. gleich ein Drittel der Gesamtfläche. Bei einem konventionellen RC-IGBT Modul wird das für die Gesamtfläche verwendete Halbleitermaterial Silizium nicht nur für den IGBT-, sondern auch für den Diodenbetrieb verwendet. Die aktive Fläche ist in diesem Fall für den Diodenmodus um Faktor drei größer im Vergleich zu der Fläche eines konventionellen IGBT Moduls. Das führt mit dem gleichen Ausgangs-

### 3. RC-GID-IGBT

strom zu einer ca. Faktor zwei höheren Reverse-Recovery-Ladung als bei konventionellen IGBT-Modulen. Zur Verringerung der Reverse-Recovery-Ladung wird primär die elektrisch aktive Fläche des RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb kleiner gehalten, indem die IGBT-Zelle und Dioden-Zelle örtlich und elektrisch quasi getrennt werden. Der Aufbau des RC-GID-IGBT wird in der Abbildung 3.1 veranschaulicht. Gegenüber den rückseitigen Anodenshorts sind die Pilot-Dioden angeordnet. Sie sind eine Reihe von Trench-Strukturen ohne  $n^+$ -Source, also ohne n-Kanäle. Die Anodeneffizienz von Pilot-Dioden ist deshalb nur von der dotierten p-Zone und kaum von der Gate-Spannung abhängig. Die Fläche der Pilot-Dioden wird auf ein Viertel der gesamten Fläche des RC-GID-IGBT eingestellt. Der Begriff Pilot-Diode wird für den Diodenbereich verwendet, nicht nur für eine kleine Stromdichte zur Vermeidung des Snap-Back-Phänomens, sondern auch für eine hohe Stromdichte, um die Diodeneigenschaften zu bestimmen.

Der RC-GID-IGBT leitet den Strom fast nur durch den aktiven Bereich, abhängig von der Betriebsart bzw. von der Stromrichtung. Im IGBT-Betrieb sind nur die eigentliche IGBT-Zellen aktiv, im Diodenmodus nur die Pilot-Dioden. Das Durchlassverhalten im IGBT-Betrieb ist etwas schlechter als beim konventionellen RC-IGBT, weil der aktive IGBT-Bereich ein Viertel kleiner ist. Im Gegensatz dazu ist das Reverse-Recovery-Verhalten, wegen der viel kleineren aktiven Fläche des Pilot-Bereichs besser.

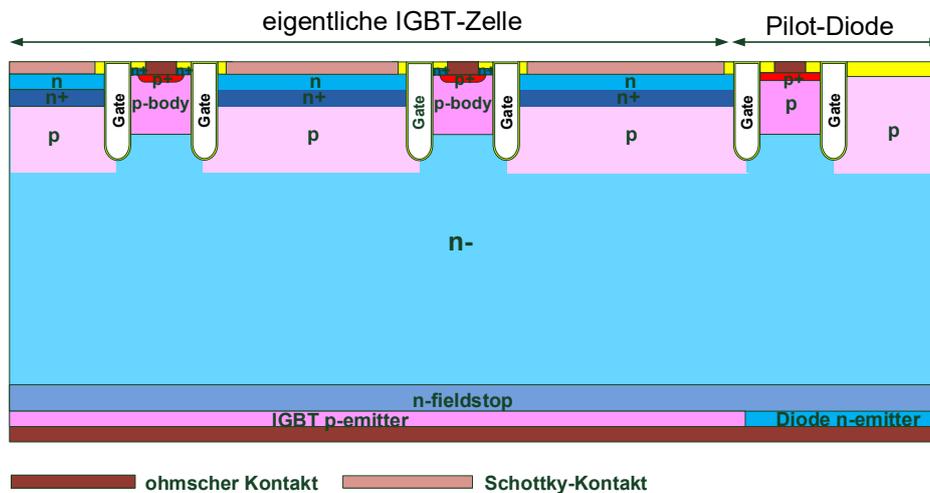


Abbildung 3.1.: Aufbau des RC-GID-IGBT

In der eigentlichen IGBT-Zelle wird ein Elektronenpfad durch einen zusätzlichen Emitter erzeugt. Dieser Elektronenpfad setzt die Anodeneffizienz im Diodenmodus auch bei geschlossenem n-Kanal deutlich herab. Die eigentlichen IGBT-Zellen gelten deswegen

### 3. RC-GID-IGBT

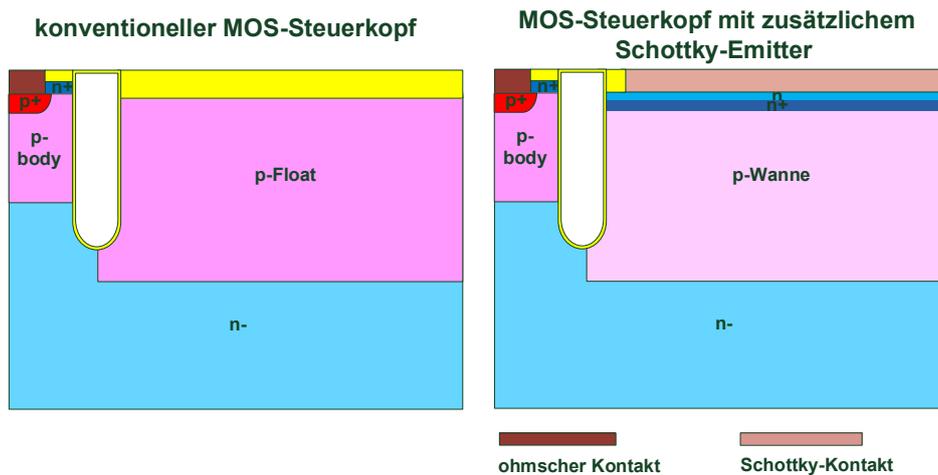


Abbildung 3.2.: MOS-Steuerkopf im Vergleich

als passive Fläche im Diodenmodus. Die Abbildung 3.2 zeigt den strukturellen Vergleich eines MOS-Steuerkopfes zwischen einem konventionellen RC-IGBT (linke Seite) und der eigentlichen IGBT-Zelle des RC-GID-IGBT (rechte Seite).

Im MOS-Steuerkopf eines konventionellen Trench-RC-IGBT (siehe Abbildung 3.2 links) wird die p-Wanne nicht mit dem Emitter kontaktiert (p-Float). Das erhöht den Emitterwirkungsgrad im IGBT-Betrieb, in dem die emitterseitige Plasmakonzentration höher ist. Für den IGBT-Betrieb hat diese unkontaktierte p-Schicht (p-Float) den Vorteil der niedrigeren Durchlassverluste [3]. Die p-Float und relativ hochdotierte p-Antilatch Region führen aber zu einer unerwünscht hohen Anodeneffizienz im Diodenbetrieb [28], dies ist ein großer Nachteil von integrierten Dioden in RC-IGBTs.

Mit dem Ziel einer sehr niedrigen Anodeneffizienz in dem eigentlichen IGBT-Bereich könnte ein permanenter aktiver Elektronenpfad erzeugt werden, indem die p-Wanne direkt mit dem Emitter kontaktiert wird (siehe Abbildung 3.3). Die Dotierung für diese p-Wanne würde so klein wie möglich realisiert, ohne die Sperrfähigkeit und Abschaltfestigkeit im Betrieb zu gefährden. Die Anodeneffizienz würde dadurch signifikant verringert, auch bei negativer Gate-Spannung. Die Anforderungen an den Diodenbetrieb würden mit dieser Kontaktierung der p-Wanne also erfüllt. Allerdings verringert die direkt kontaktierte p-Wanne auch die Emitter-Effizienz im IGBT-Betrieb deutlich, weil sich auch einen zusätzlicher Löcherpfad bildet. Die Plasmaverteilung des IGBTs wäre dann ähnlich zu der eines pnp-Transistors [19]. Die Durchlassverluste im IGBT-Betrieb würden in diesem Fall signifikant erhöht.

### 3. RC-GID-IGBT

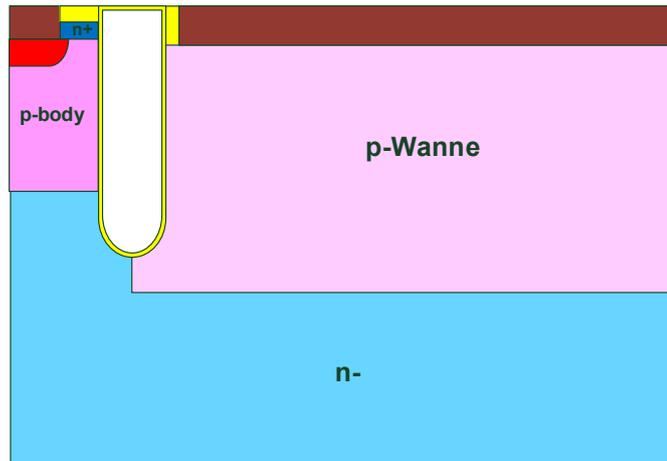


Abbildung 3.3.: MOS-Steuerkopf mit der direkt kontaktierten p-Wanne

Um die Emitter-Effizienz im IGBT-Betrieb, aufgrund der zusätzlichen Emitter, nicht zu stark zu verringern, könnte die Leitfähigkeit des zusätzlichen Löcherpfades herabgesetzt werden, indem zwischen der p-Wanne und der Emitter-Metallisierung eine zusätzliche, mit dem Emitter kontaktierte n-Schicht eingebracht wird (siehe Abbildung 3.2 rechts). Die p-Wanne wird nicht mehr direkt mit dem Emitter verbunden. Die Diffusionsspannung zwischen erzeugtem pn-Übergang (Barrienhöhe der n-Schicht) bremst den Löcherstrom in Richtung zum zusätzlichen Emitter. Die n-Schicht hat die Wirkung eines Carrier-Storage-Layers (CS-Layer) zur Verringerung des Löcherstromes [23][34] und kann höher als gewöhnliche CS-Layer dotiert werden, weil sie keine negative Wirkung auf die Sperrfähigkeit des RC-GID-IGBT hat. Die Emitter-Effizienz im IGBT-Betrieb wird damit gegenüber einem konventionellen RC-IGBT nur geringfügig abgesenkt. Auf der anderen Seite wird im Diodenbetrieb durch die n-Schicht die Anodeneffizienz noch weiter verringert. Im stationären Durchlassverhalten würden somit sowohl die Anforderungen im IGBT-Betrieb (kein/wenig Abfluss von Löchern über die zusätzliche Emitterkontaktierung) als auch im Diodenbetrieb (guter Abfluss der Elektronen über die zusätzliche Emitterkontaktierung) erfüllt.

Die mit der Emittermetallisierung ohmsch kontaktierte n-Schicht hätte aber den erheblichen Nachteil, dass beim Abschalten bzw. beim Reverse Recovery der Löcherstrom, wegen des dann höheren Potentials der p-Wanne gegenüber dem Emitter, über diese zusätzliche Kontaktierung abfließt und damit die n-Schicht Elektronen injiziert. Dies führt zu einer inakzeptablen Erhöhung der Abschalt- bzw. Reverse-Recovery-Verluste und im

### 3. RC-GID-IGBT

schlimmsten Fall zu einem Einrasten der parasitären Thyristorstruktur und damit zum Verlust der Abschaltfähigkeit.

Die Elektroneninjektion beim Abschalten vom RC-GID-IGBT resultiert aus der ohmschen Kontaktierung der n-Schicht. Sie kann vermieden werden, wenn die n-Schicht mit einem Schottky-Kontakt mit der Emittermetallisierung verbunden wird. Der Schottky-Kontakt zum n-Gebiet lässt nur Elektronen oder Löcher zum Schottky-Emitter abfließen, injiziert aber keine Elektronen sowie keine Löcher vom Schottky-Emitter. Das Problem der erhöhten Abschalt- bzw. Reverse-Recovery-Verluste und des Einrastens der Thyristorstruktur, wird durch den Schottkykontakt gelöst.

Die Gummelzahl [13] der p-Wanne sollte so gewählt werden, dass sie für den Abschalt- bzw. Reverse-Recovery-Vorgang gerade ausreichend ist. Die Dotierung der n<sup>-</sup>-Schicht hat Auswirkungen auf den Sättigungsstrom, dies wird in Kapitel 5 analysiert. Die n<sup>+</sup>-Schicht soll so hoch dotiert werden wie technologisch möglich.

Der Grundgedanke des RC-GID-IGBT ist also die Kontaktierung der sonst floatenden p-Wanne über eine mit einem Schottky-Kontakt an den Emitter angebundenen n-Schicht. Dies eröffnet einen zusätzlichen Weg zum Abfluss der Elektronen im Diodenbetrieb an der Anode vorbei, ohne die Plasmakonzentration im IGBT-Betrieb zu stark abzusenken und ohne die Robustheit beim Ausschalten bzw. beim Reverse-Recovery zu gefährden. Dadurch haben die IGBT-Zellen des RC-GID-IGBT immer eine sehr niedrige Anodeneffizienz, die für den Betrieb als Diode deutlich zu niedrig ist. Die für den Diodenbetrieb gewünschte höhere Anodeneffizienz kann durch eine Pilot-Diode ohne Gate Elektroden realisiert werden. Der eingeschaltete Kanal im MOS-Steuerkopf führt zu einer noch niedrigeren Anodeneffizienz im IGBT-Gebiet, beeinflusst die Gesamt-Anodeneffizienz aber nur noch geringfügig.

## 3.2. Elektrische Eigenschaften des RC-GID-IGBT

Eine Halbzelle des RC-GID-IGBTs wird in der Abbildung 3.4 dargestellt. Seine Oberseite umfasst 16 MOS-Steuerköpfe. Eine Halbzelle ist somit 400  $\mu\text{m}$  lang. Der eigentliche IGBT-Bereich einer Halbzelle ist 300  $\mu\text{m}$  lang und hat 12 MOS-Steuerköpfe mit zusätzlichem Schottky-Emitter. Die verbleibenden 4 MOS-Steuerköpfe ohne n<sup>+</sup>-Source sind der Pilot-Dioden-Bereich und sind 100  $\mu\text{m}$  lang.

### 3. RC-GID-IGBT

Zum Vergleich wird eine Halbzelle eines RCDC 1,7 kV aufgebaut. Die prinzipielle Struktur ist genauso wie beim RCDC 6,5 kV (siehe Abbildung 2.1 linke Seite). Die Dotierung des p-Anti-Latch, p-Bodys und des rückseitigen n-Short wurden so angepasst, dass die Durchlassspannung des RCDC im Diodenbetrieb bei einem Nennstrom von 3600 A, negativer Gate-Spannung ( $V_G = -15$  V) und 125 °C genau so hoch wie bei der vergleichbaren Emcon3 Diode ist.

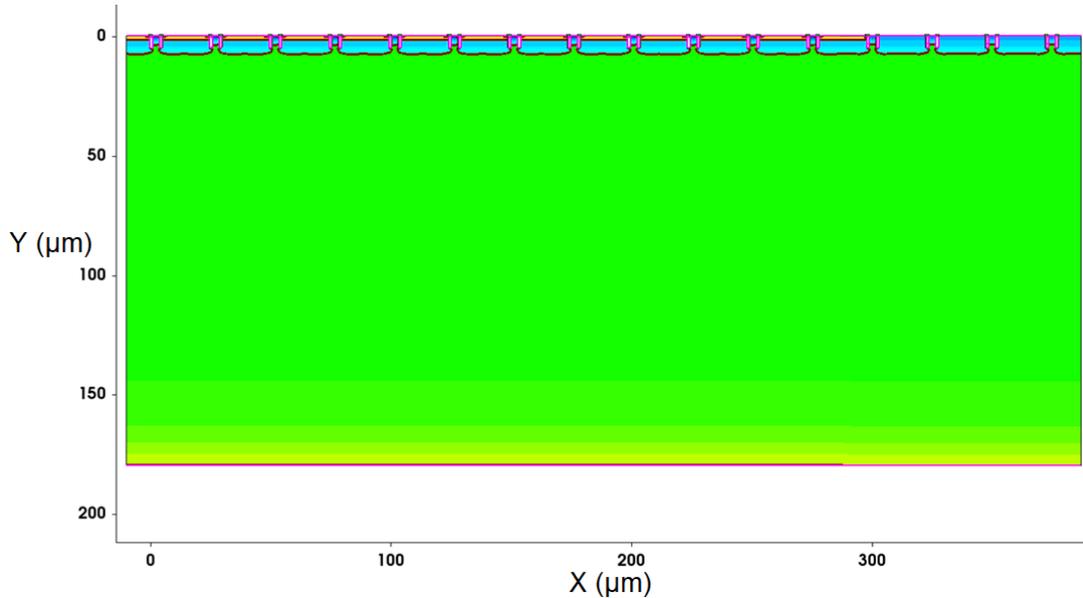


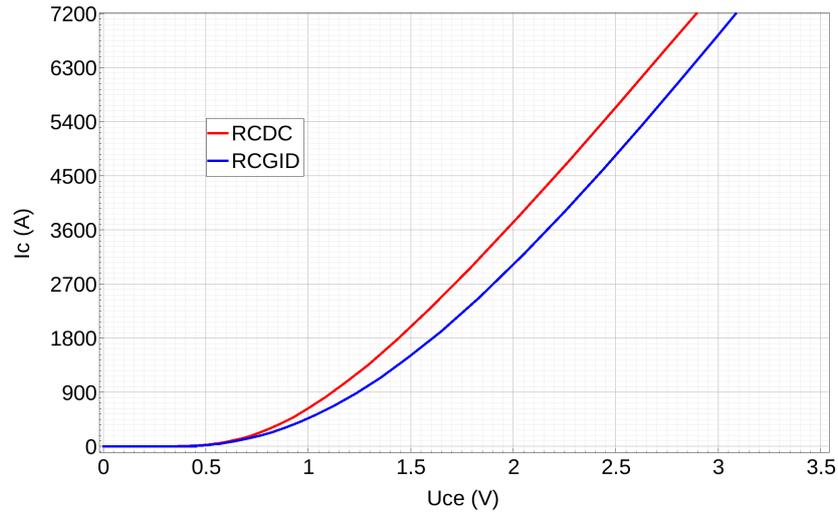
Abbildung 3.4.: Halbzelle des RC-GID-IGBT

#### 3.2.1. RC-GID-IGBT- IGBT-Betrieb

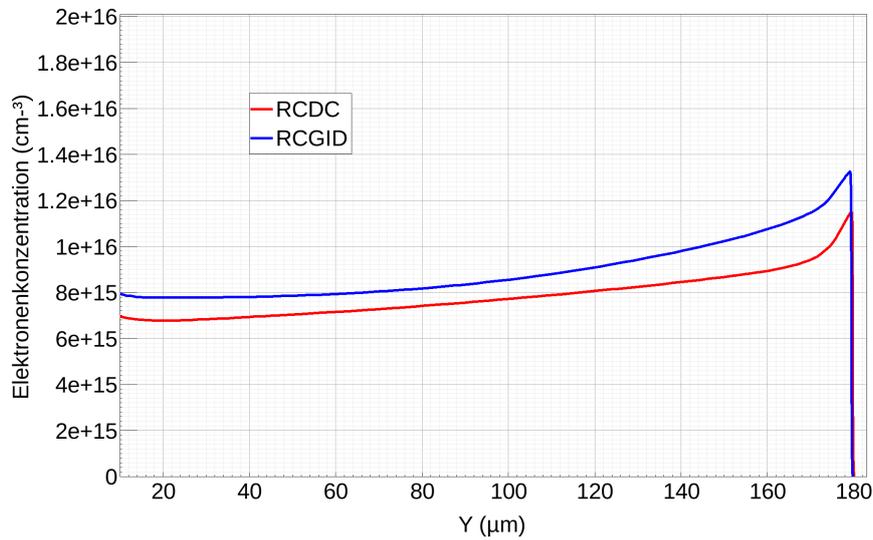
##### Statisches Verhalten

Die Abbildung 3.5(a) zeigt das Durchlassverhalten von der oben beschriebenen Halbzelle des RC-GID-IGBTs und des RCDC-IGBTs bei 125 °C. Aufgrund des zusätzlichen Schottky-Emitters und der Pilot-Diode fällt die Durchlassfähigkeit des RC-GIDs im Vergleich zum RCDC leicht ab (ca. 0,2 V größerer Spannungsabfall im Nennpunkt). Der eigentliche IGBT-Bereich (aktiver Bereich) des RC-GID beträgt 75% der gesamten Fläche, während der aktive Bereich des RCDC komplett 100% beträgt. Deshalb ist die Stromdichte des RC-GID bzw. seine Ladungsträgerkonzentration im aktiven Bereich bei gleichem Ausgangsstrom leicht höher als im Vergleich zum RCDC (siehe Abbildung 3.5(b)). Der zusätzliche Emitter verringert den Emitterwirkungsgrad des RC-GID nicht viel.

### 3. RC-GID-IGBT



(a) Durchlassverhalten des RCDC und des RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb



(b) Plasmaverteilung des RCDC und des RC-GID-IGBT im Nennpunkt, cutline in  $x = 100$  μm

Abbildung 3.5.: RC-GID-IGBT 1,7 kV gegen RCDC 1,7 kV,  $I_{Nenn} = 3600$  A,  $T = 125$  °C

In der Sättigungsphase erhöht dieser Emmitter den Gradient  $\frac{di}{du}$  des RC-GID leicht, bei  $U_{CE} = 900$  V ist sein Sättigungsstrom wegen der niedrigeren aktiven Fläche aber gleich dem Sättigungsstrom des RCDC (siehe Abbildung 3.6).

### 3. RC-GID-IGBT

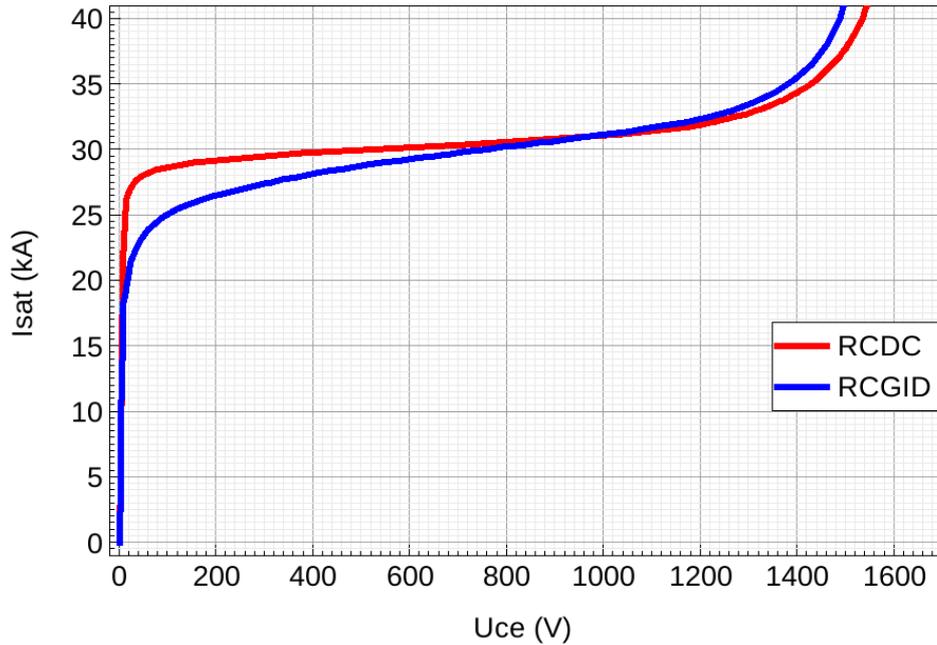


Abbildung 3.6.: Sättigungsverhalten des RCDC und des RC-GID im Vergleich

### Abschaltverhalten

Die kleinere Gesamtfläche hat keine große Wirkung auf die Abschaltverluste im IGBT-Modus. Weil der Schottky-Emitter den Emitterwirkungsgrad des RC-GID nur leicht reduziert, sind die auszuräumende Ladung bzw. die Abschaltverluste des RC-GID dadurch fast gleich wie beim RCDC. Das Abschaltverhalten beider RC-IGBTs wird in Abbildung 3.7 dargestellt. Die Abschaltzeit, die Strom- und Spannungsverläufe des RC-GID sind ähnlich wie die des RCDC. Bei den internen Größen gibt es aber folgende Unterschiede.

Beim Abschalten des RCDC, bei dem der n-Kanal voll abgeschnürt ist, fließt der Löcherstrom als Gesamtstrom zum einzigen Emitter. Aufgrund des nicht kontaktierten p-Float wird die lokale Löcherstromdichte im MOS-Steuerkopf bzw. direkt unter dem Trench-Oxid viel größer als die globale Löcherstromdichte in der Zelle. Dieser Vergrößerungsfaktor ist abhängig vom p-Body-Bereich, dessen Fläche standardmäßig ca. 10% der gesamten Zellenfläche beträgt. Die lokale Löcherstromdichte ist deshalb ca. Faktor 10 größer. Nach der Formel  $\frac{dE}{dx} = \frac{q}{\epsilon} * \left( N_d + \frac{j_p}{v_{\text{sat,p}} * q} \right)$  [19] (3.1) ergibt sich eine Feldaufsteilung. Der Gradient des E-Feldes im n-Gebiet ist im löcherstromführenden

### 3. RC-GID-IGBT

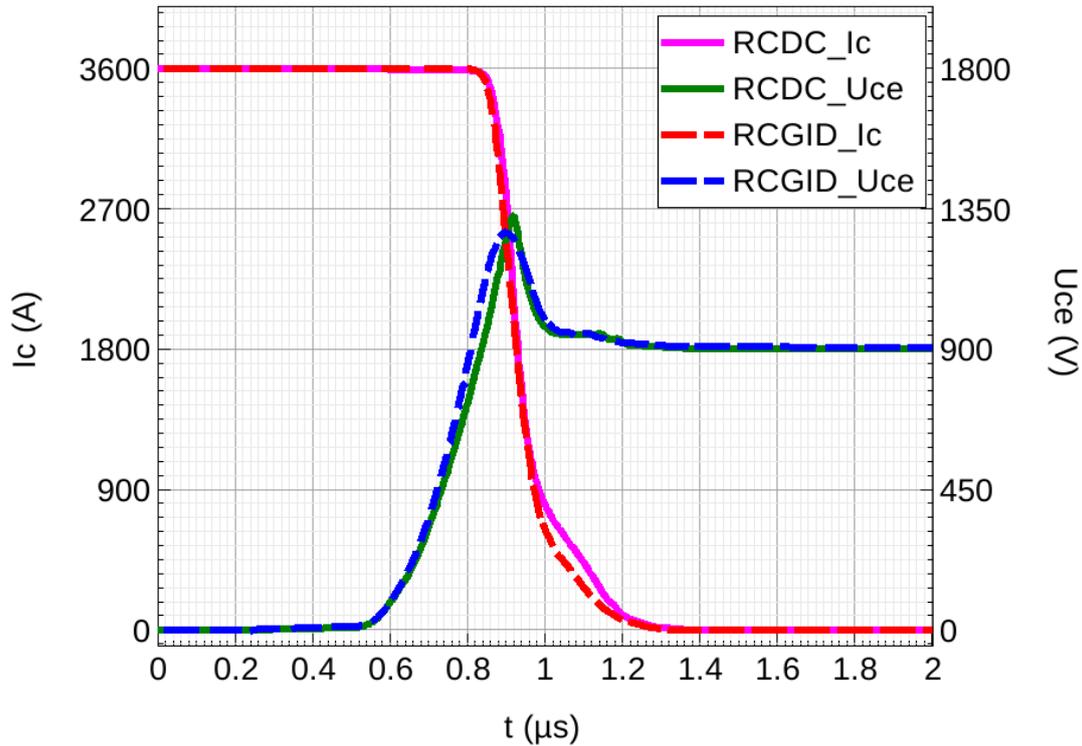


Abbildung 3.7.: Abschaltverhalten von RCDC und RC-GID im Vergleich,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Zustand steiler als im stromlosen Zustand. Beim Abschalten ist das maximale E-Feld direkt unter dem Trench-Oxid durch die Feldaufsteilung höher als im statischen Fall (bei gleicher Kollektor-Emitter-Spannung). Die Gefahr, dass Avalanche unter dem Trench-Oxid auftritt, wird verstärkt. Einerseits führen die zusätzlichen Elektronen-Loch-Paare zu höheren Abschaltverlusten. Andererseits wird der Trench-Oxid im MOS-Steuerkopf durch die häufigeren und stärkeren Avalanche-Vorgänge schneller degeneriert.

Der RC-GID-IGBT hat einen weiteren Schottky-Emitter, in dem eine Metall-n-Halbleiter-Übergang eine Schottky-Diode in Sperrrichtung in Bezug auf die Löcherstromrichtung bildet. Die Leitfähigkeit des durch den Schottky-Emitter erzeugten zusätzlichen Löcherpfades wird durch den Spannungsabfall über den n-Kanal  $U_{\text{MOS}}$  gesteuert. Die Abbildungen 3.8 und 3.9 veranschaulichen die Löcherströme zu den Emittern im Abschaltprozess. Am Anfang des Abschaltprozesses ( $t$  bis ca.  $0,4 \mu\text{s}$  in der Abbildung 3.8) bleibt der Spannungsabfall  $U_{\text{MOS}}$  kleiner als die Durchbruchspannung der gebildeten Schottky-Diode (entspricht der Abbildung 3.9(a),  $U_{\text{CE}} < 10 \text{ V}$  und  $(U_{\text{Sperr}} \sim U_{\text{MOS}}) < U_{\text{BD-Schottky Diode}}$ ), welche den Löcherstrom zum Schottky-Emitter

### 3. RC-GID-IGBT

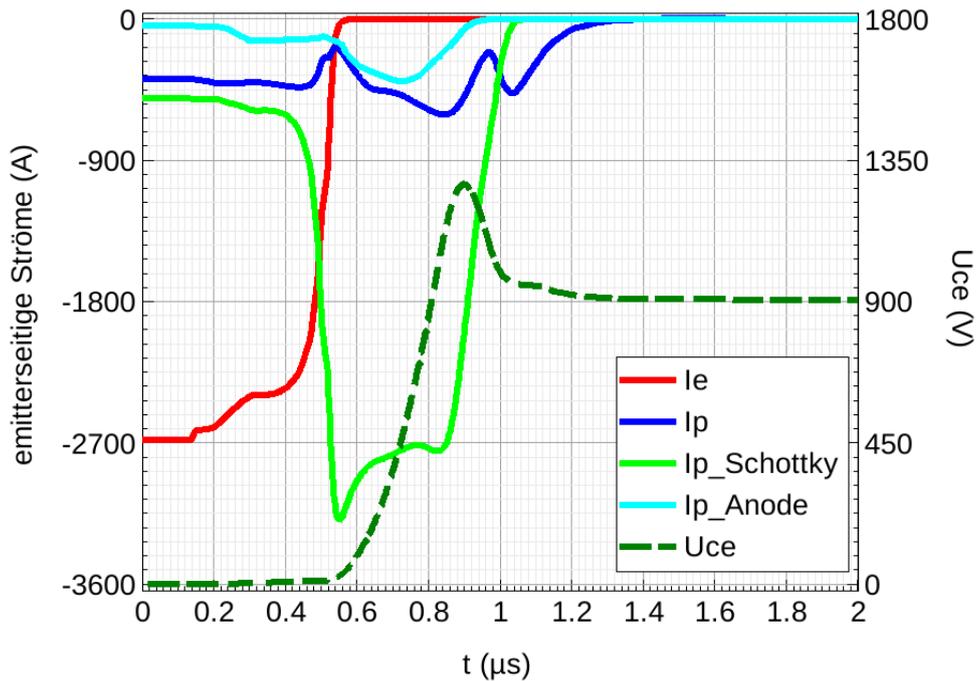
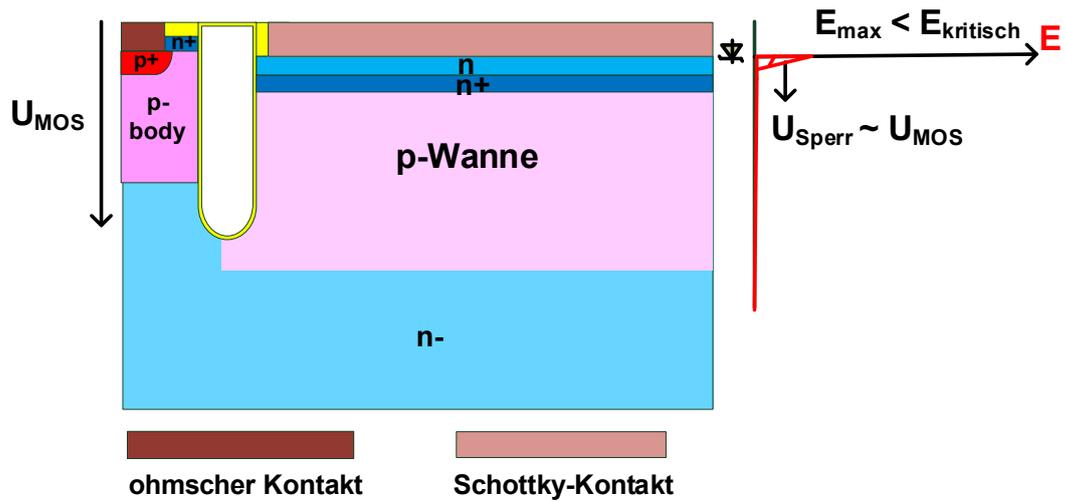


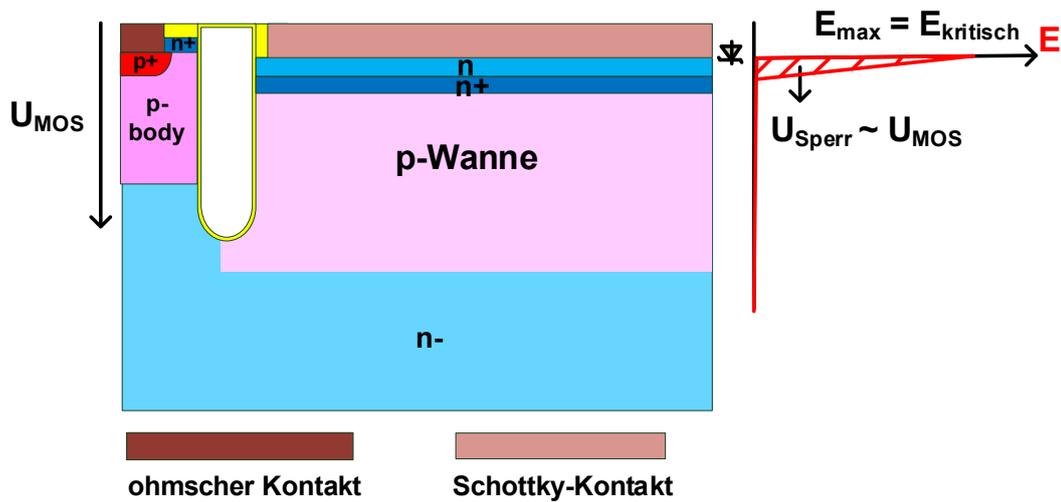
Abbildung 3.8.: Abschaltverhalten des RC-GID-IGBT bei 125 °C.  $I_e$ : Elektronenstrom zum ohmschen Emitter,  $I_p$ : Löcherstrom zum ohmschen Emitter,  $I_{p\_Schottky}$ : Löcherstrom zum Schottky-Emitter,  $I_{p\_Anode}$ : Löcherstrom zur Anode der Pilot-Diode

verhindert. Der Emitterwirkungsgrad des RC-GID bleibt damit fast so groß wie der des RCDC. Bis  $t = \text{ca. } 0,58 \mu\text{s}$  steigt die  $U_{CE}$  auf ca. 10 V bzw. die  $U_{MOS}$  bis zur Durchbruchspannung der Schottky-Diode und führt sie ab dieser Zeitpunkt vom Sperr- in den Durchbruch-Zustand (entspricht der Abbildung 3.9(b)). Die Leitfähigkeit des zusätzlichen Löcherpfades bzw. der Löcherstrom zum Schottky-Emitter erhöht sich danach signifikant und proportional mit seinem Flächenverhältnis. Abbildung 3.8 zeigt, dass der Löcherstrom zum Schottky-Emitter ( $I_{p\_Schottky}$ ) ab dem Zeitpunkt  $t = 0,58 \mu\text{s}$  (entspricht  $U_{CE} \geq 10 \text{ V}$  sowie  $(U_{Sperr} \sim U_{MOS}) = U_{BD}$ ) deutlich höher ist als der zum ohmschen Emitter ( $I_p$ ). Das bedeutet, dass die Feldaufteilung vom RC-GID nach der Gleichung (3.1) nicht so stark wie die des RCDC ist, weil die Löcherstromdichte  $J_p$  aufgrund der homogenen Verteilung viel kleiner ist. Die dazugehörige kleinere maximale elektrische Feldstärke reduziert den Avalanche und führt zu kleineren Abschaltverlusten. Außerdem bietet der RC-GID die Möglichkeit, schneller abzuschalten. Die Ausschaltverluste würden damit noch weiter reduziert, ohne dass die Gefahr einer Filamentbildung und dann eines Einrastens der Thyristorstruktur besteht.

### 3. RC-GID-IGBT



(a) Durchlasszustand ( $U_{CE} = 2,16 \text{ V}$  und  $(U_{Sperr} \sim U_{MOS}) < U_{BD\text{-Schottky Diode}}$ )



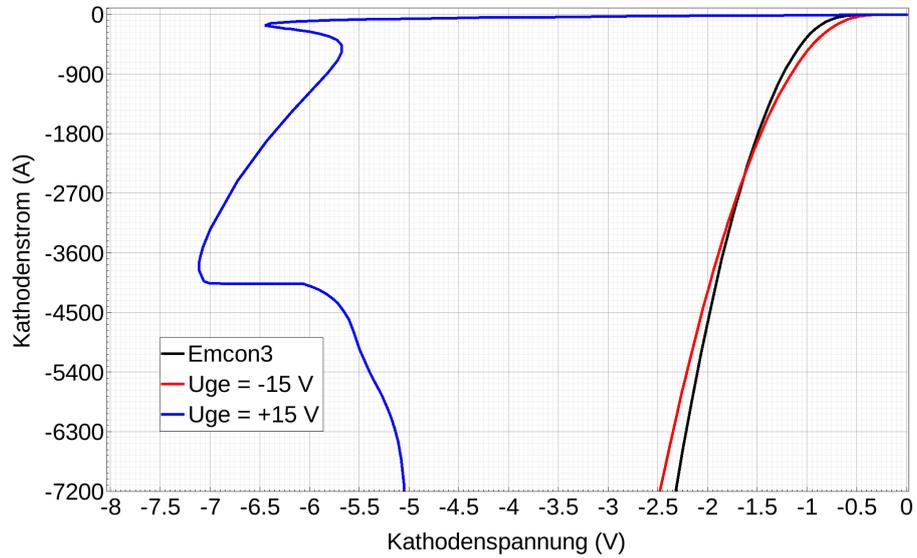
(b) Abschaltzustand ( $U_{CE} > \text{ca. } 10 \text{ V}$  und  $(U_{Sperr} \sim U_{MOS}) = U_{BD\text{-Schottky Diode}}$ )

Abbildung 3.9.: E-Feld im Metall-Halbleiter-Übergang des RC-GID-IGBT,  $I_C = 3600 \text{ A}$

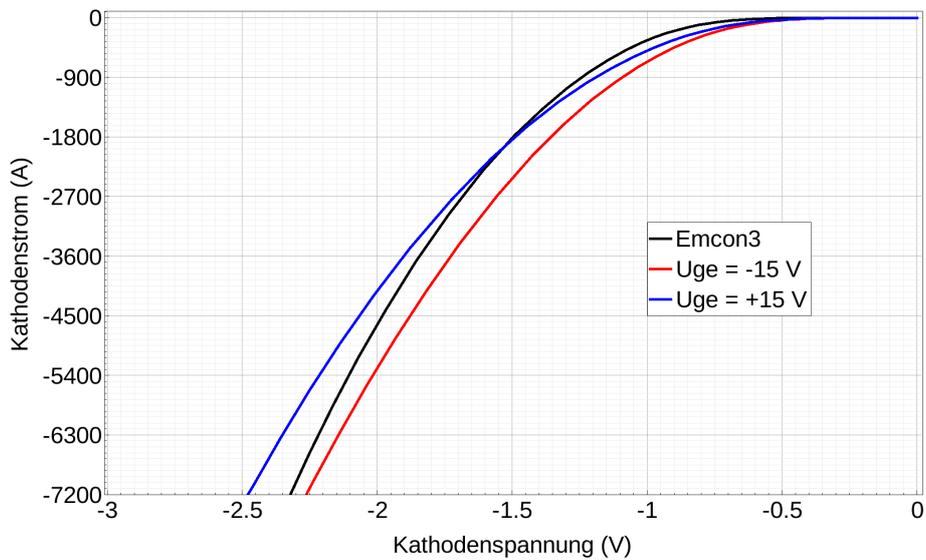
Die bessere elektrische Robustheit des RC-GID im Vergleich zu einem konventionellen Trench-IGBT aufgrund des zusätzlichen Emitters wird in Kapitel 4 vorgestellt.

### 3.2.2. RC-GID-IGBT- Diodenbetrieb

In diesem Unterkapitel wird der Diodenbetrieb des RCDC und des RC-GID-IGBT betrachtet.



(a) Durchlassverhalten des RCDC im Vergleich zur Emcon3



(b) Durchlassverhalten des RC-GID im Vergleich zur Emcon3

Abbildung 3.10.: Durchlassverhalten des RCDC und des RC-GID im Diodenbetrieb,  $T = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$

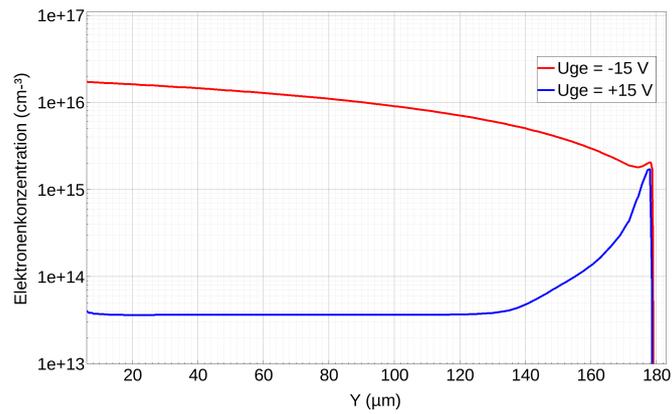
### 3. RC-GID-IGBT

Das Durchlassverhalten des RCDC sowie des RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb werden in der Abbildung 3.10 verglichen. Die Struktur und Dotierungen der beiden RC-IGBT wurden so angepasst, dass das Durchlassverhalten des RCDC bei einer Gate-Spannung von -15 V und das Durchlassverhalten des RC-GID-IGBT bei einer Gate-Spannung von +15 V ähnlich dem Durchlassverhalten der Emcon3 sind.

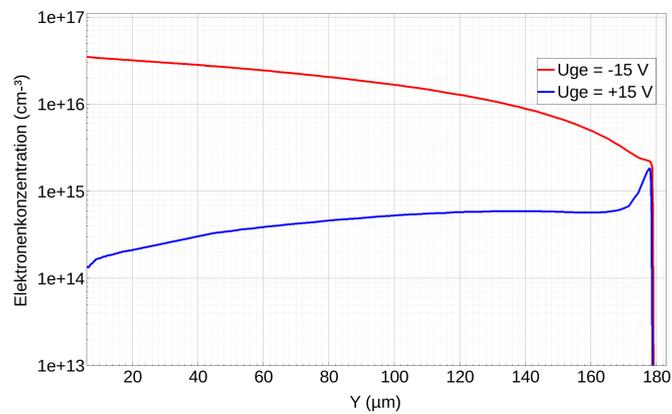
Der RCDC hat ein sehr schlechtes Durchlassverhalten bei einer Gate-Spannung von +15 V. Das bedeutet, dass die Durchlassverluste sehr groß sind. Der RCDC leitet im Diodenbetrieb nur bei nicht positiver Gate-Spannung (z.B.  $V_{GE} = -15$  V) mit geringen Durchlassverlusten, deshalb benötigt der RCDC eine Stromrichtungserkennung. Die entsprechenden Plasmaverteilungen zeigen einen großen Unterschied. Die emitterseitige Ladungsträgerkonzentration ist bei -15 V Gate-Spannung sehr hoch, weil der n-Kanal geschlossen ist. Im Gegensatz dazu ist sie bei +15 V Gate-Spannung wegen des geöffneten n-Kanals sehr niedrig (siehe Abbildung 3.11).

Der RC-GID leitet im Diodenmodus bei +15 V Gate-Spannung mit Hilfe der Pilot-Dioden so gut wie die Emcon3 Diode (siehe Abbildung 3.10(b)). Eine Stromrichtungserkennung ist deswegen nicht erforderlich. Der Durchlassspannungsunterschied zwischen geöffnetem und geschlossenem n-Kanal (bei +15 V und -15 V Gate-Spannung) ist relativ klein, z.B. bei  $I_{Nenn} = 3600$  A nur 0,17 V. Im Pilot-Dioden-Bereich befindet sich kein n-Source bzw. kein n-Kanal, daher ändert sich der Emitterwirkungsgrad sowie die Ladungsträgerkonzentration nahezu nicht mit der Änderung der Gate-Spannung. Die Abbildung 3.12(c) zeigt die unveränderte Plasmaverteilung von diesem Bereich in der Position  $x = 390$   $\mu\text{m}$ . Im eigentlichen IGBT-Bereich befindet sich ein permanent aktiver Elektronenpfad durch den Schottky-Emitter, welcher den Emitterwirkungsgrad drastisch reduziert, auch wenn sich bei negativer Gate-Spannung ein p-Kanal ausbildet. Die Ladungsträgerkonzentration in diesem Bereich ist viel niedriger als im aktiven Pilot-Dioden-Bereich (siehe Abbildung 3.12(a) und (b)). Der RC-GID bietet nicht nur einen geringen Durchlassunterschied, sondern auch einen geringen Unterschied der Gesamtladung, bei unterschiedlichen Gate-Spannungen im Diodenbetrieb.

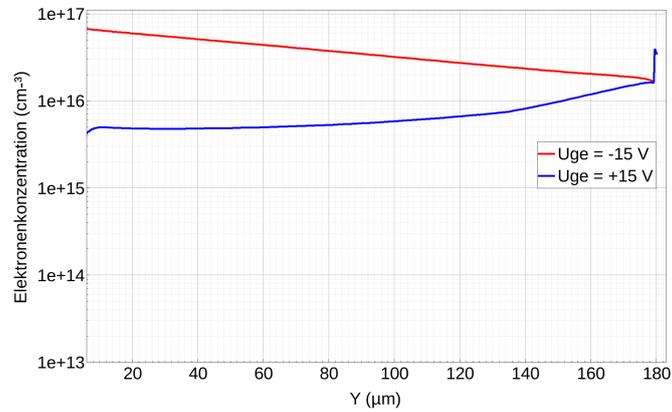
### 3. RC-GID-IGBT



(a) cutline in  $x = 10 \mu\text{m}$



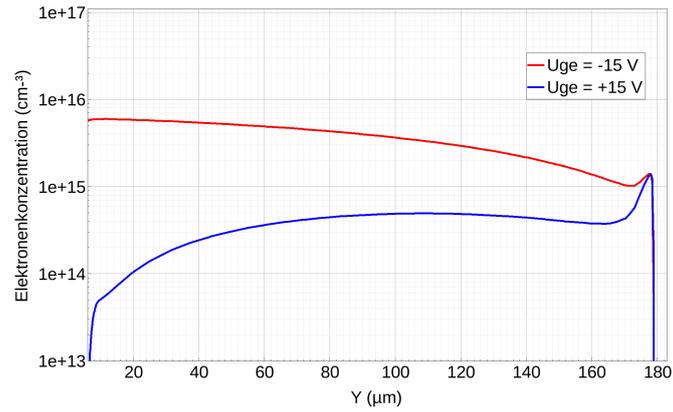
(b) cutline in  $x = 200 \mu\text{m}$



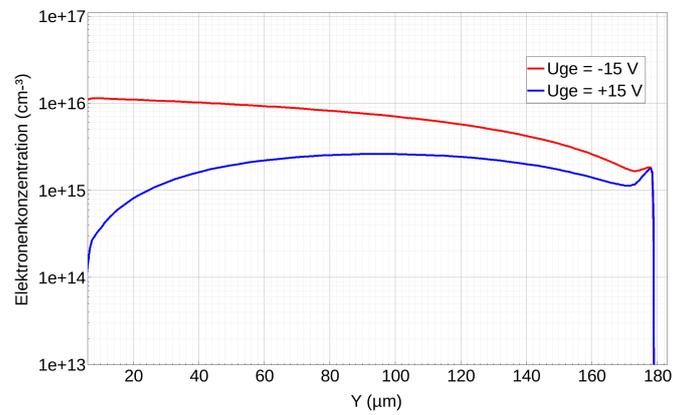
(c) cutline in  $x = 390 \mu\text{m}$

Abbildung 3.11.: Plasmapverteilung vom RCDC im Diodenbetrieb bei Nennstromdichte von  $66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

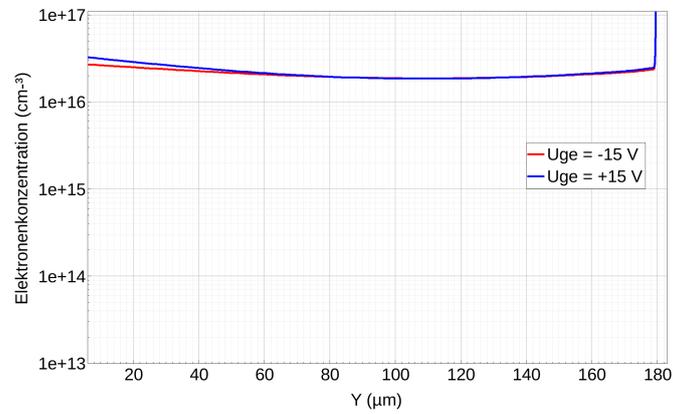
### 3. RC-GID-IGBT



(a) cutline in  $x = 10 \mu\text{m}$



(b) cutline in  $x = 200 \mu\text{m}$



(c) cutline in  $x = 390 \mu\text{m}$

Abbildung 3.12.: Plasmaverteilung vom RC-GID im Diodenbetrieb bei Nennstromdichte von  $66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

### 3.2.3. Ansteuerung des RCDC-IGBT

Durch die Abhängigkeit der Ladungsträgerkonzentration von der Gate-Spannung bietet der RCDC die Möglichkeit einer effektiven Plasmaabsenkung durch den Entsättigungspuls, welcher im letzten Kapitel behandelt wurde (siehe Abbildung 2.4). Je größer diese Abhängigkeit ist, desto mehr Ladung wird durch den Entsättigungspuls ausgeräumt. Die Dicke des RCDC-Chips der 1,7 kV Spannungsklasse ist viel geringer, als die der 6,5 kV aus dem letzten Kapitel. Der notwendige effektive Entsättigungspuls von 1,7 kV RCDCs ist deshalb viel kürzer. Die Erhöhung der Durchlassspannung sowie die entsprechende Plasmaabsenkung eines 1,7 kV RCDC nach 10  $\mu\text{s}$  Entsättigungspuls wird in der Abbildungen 3.13 und 3.14 veranschaulicht. Es ist zu erkennen, dass sich die Durchlassspannung des RCDC nach 10  $\mu\text{s}$  Entsättigungspuls auf die Sättigungsspannung bei einer +15 V Gate-Spannung ( $U_F = 7,1 \text{ V}$ ) einstellt und die Plasmakonzentration nach nur 6  $\mu\text{s}$  schon deutlich abgesunken ist.

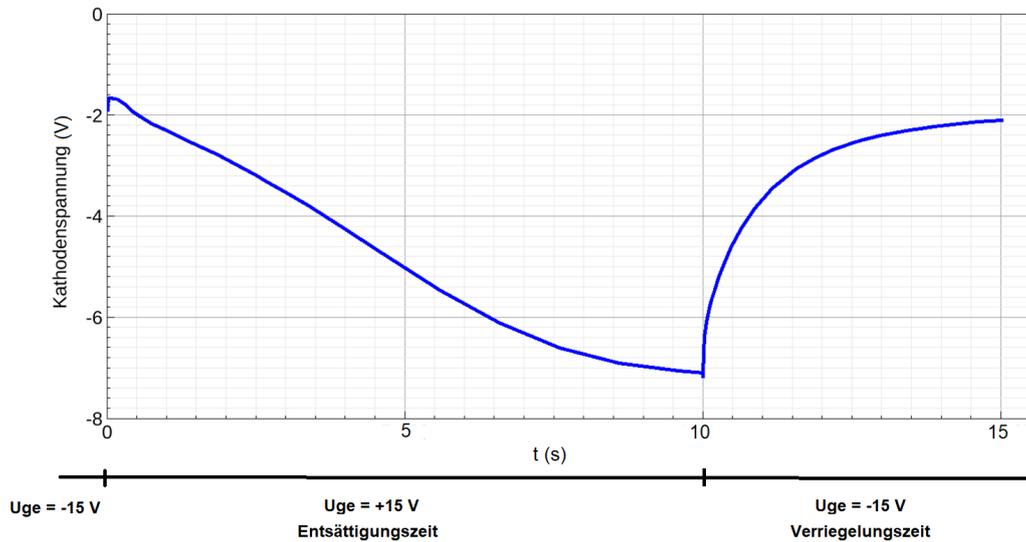
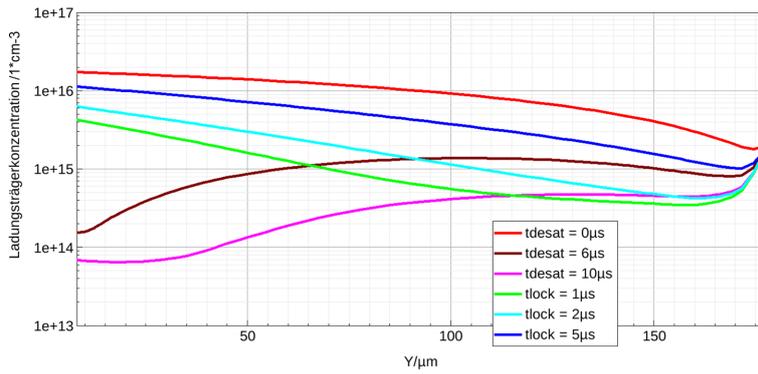


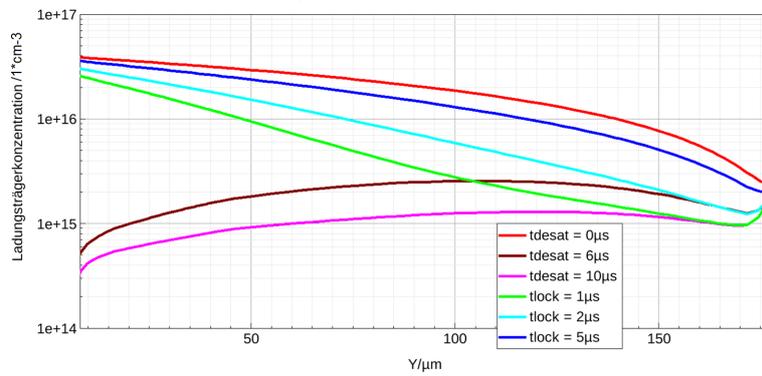
Abbildung 3.13.: Durchlassspannung nach Gatesteuerung vom RCDC bei Nennstromdichte von  $66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Allerdings führt die relative geringe Dicke von 1,7 kV RCDC Chips auch zu einer signifikanten Anhebung des Plasmas nach dem kurzen Verriegelungspuls. Wird die Gate-Spannung wieder auf -15 V gestellt, steigt die emitterseitige Ladungsträgerkonzentration sehr schnell an. Die Abbildung 3.13 zeigt, dass die Durchlassspannung von RCDC in der Verriegelungsphase sehr schnell auf einem stationären Zustand ( $U_F = 1,9 \text{ V}$ ) absinkt. Die entsprechenden Plasmaanhebungen werden in der Abbildung 3.14 gezeigt.

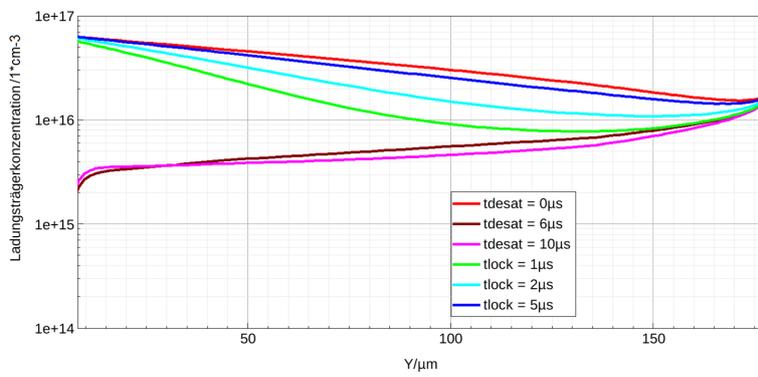
### 3. RC-GID-IGBT



(a) cutline in  $x = 10 \mu\text{m}$



(b) cutline in  $x = 200 \mu\text{m}$



(c) cutline in  $x = 390 \mu\text{m}$

Abbildung 3.14.: Absenkung und Anhebung des Plasmas vom RCDC bei Nennstromdichte von  $66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

### 3. RC-GID-IGBT

Nach nur  $2 \mu\text{s}$  Verriegelungszeit ( $t_{\text{lock}}$ ) steigt die Plasmakonzentration erheblich an. Der Vorteil des Entsättigungspulses geht dadurch fast vollständig verloren.

Das Reverse Recovery Verhalten des RCDC bei verschiedenen Verriegelungspulsen wird in Abbildung 3.15 gezeigt, die entsprechende Verlustenergien in Tabelle 3.1. Der Strom durch die  $3 \text{ cm}^2$  RCDC-Fläche beträgt  $200 \text{ A}$ . Die Stromdichte beträgt somit  $66,7 \text{ A/cm}^2$ . Der Entsättigungspuls hat eine Pulsweite von  $6 \mu\text{s}$ . Die dazu gehörigen Verriegelungspulse betragen  $0 \mu\text{s}$  bis  $10 \mu\text{s}$ . Der Einschaltwiderstand des RCDC-IGBT<sub>1</sub> (begrenzt die Einschaltgeschwindigkeit) ist größer als der Ausschaltwiderstand des RCDC-IGBT<sub>2</sub> (sehr klein, damit T<sub>2</sub> schnell sperrfähig wird). Deshalb kommutiert der Anodenstrom erst nach einigen Mikrosekunden in den gegenüber liegenden IGBT, obwohl  $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$  ist. Diese Verzögerungszeit, als ein Teil der tatsächlichen Verriegelungszeit, ist stark abhängig vom Einschaltwiderstand. In diesem Fall beträgt der Einschaltwiderstand für den  $3 \text{ cm}^2$  RCDC-IGBT<sub>1</sub>  $27 \Omega$ . In der Verzögerungsphase wird die Gate-Spannung vom RCDC-IGBT<sub>2</sub> schnell auf  $-15 \text{ V}$  gesteuert, dadurch erhöht sich wieder die Plasmakonzentration vom RCDC-IGBT<sub>2</sub> im Diodenbetrieb. Das heißt, dass die tatsächliche Ver-

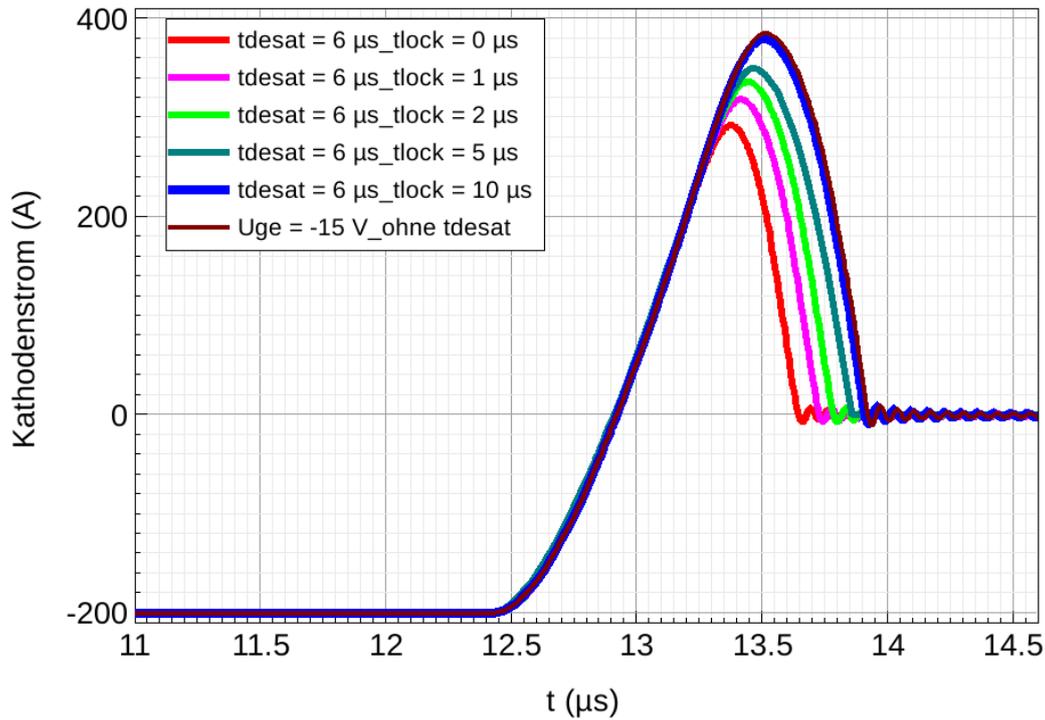


Abbildung 3.15.: RR-Verhalten des  $3 \text{ cm}^2$  RCDC,  $J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

### 3. RC-GID-IGBT

riegelungszeit die Summe von  $t_{\text{lock}}$  und der Verzögerungszeit ist. Tabelle 3.1 zeigt, dass die Reverse-Recovery-Ladung mit  $t_{\text{lock}} = 1 \mu\text{s}$  ca. 23% höher ist als die mit einer Zeit von  $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$ . Die Summe aus Reverse-Recovery- und Einschaltenergie ist deshalb um ca. 14% höher. Mit  $t_{\text{lock}} = 10 \mu\text{s}$  sind das Reverse-Recovery-Verhalten des RCDC und seine entsprechende Verlustenergien fast gleich wie die des RCDC mit einer permanenten Gate-Spannung  $U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}$ . Der Effekt des Entsättigungspulses wird in diesem Fall durch den langen Verriegelungspuls eliminiert.

$J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2, T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		$Q_{\text{RR}} (\mu\text{C})$	$W_{\text{RR}} (\text{mJ})$	$W_{\text{ON}} (\text{mJ})$	$W_{\text{ges}} (\text{mJ})$
$t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$	$t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$	122	74	120	194
$t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$	$t_{\text{lock}} = 1 \mu\text{s}$	150	92	130	222
$t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$	$t_{\text{lock}} = 2 \mu\text{s}$	170	105	135	240
$t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$	$t_{\text{lock}} = 5 \mu\text{s}$	197	112	151	263
$t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$	$t_{\text{lock}} = 10 \mu\text{s}$	224	139	154	293
$U_{\text{GE}} = -15 \text{ V, ohne } t_{\text{desat}}$		230	140	155	295

Tabelle 3.1.: Reverse-Recovery- und Einschaltverlustenergie des  $3 \text{ cm}^2$  RCDC nach verschiedenen Verriegelungspulsen,  $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$

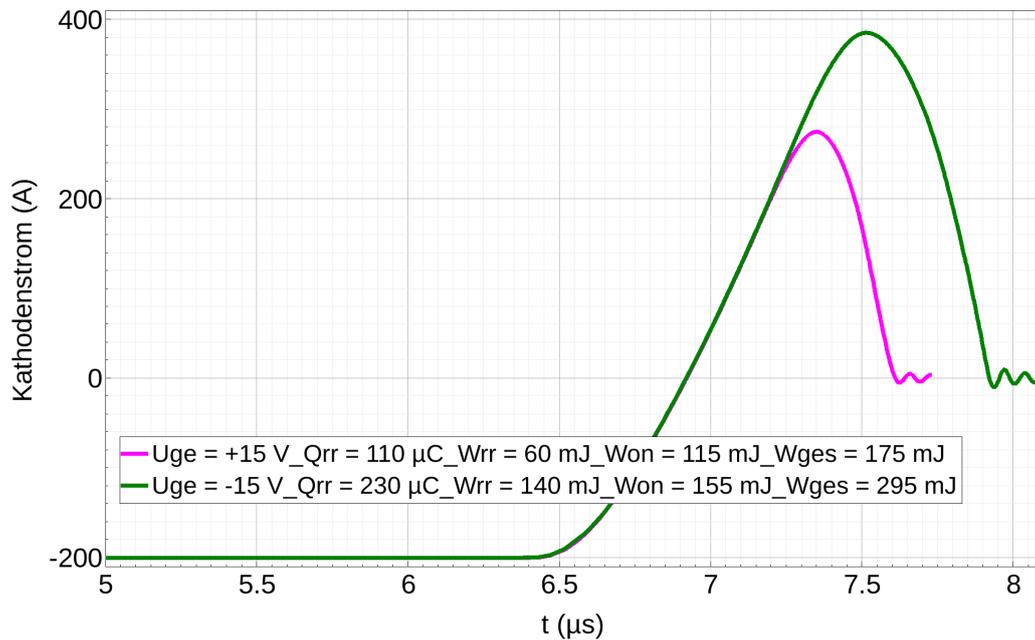


Abbildung 3.16.: RR-Verhalten vom  $3 \text{ cm}^2$  RCDC,  $J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2, T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$  für  $U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}$ ,  $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$

### 3. RC-GID-IGBT

Abbildung 3.16 zeigt das Reverse-Recovery-Verhalten, sowie die gesamte Reverse-Recovery- und Einschaltenergie des RCDC, mit einer statischen Gate-Emitter-Spannung von +15 V ( $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$ ) und von -15 V, im Vergleich. Es ist zu erkennen, dass die Reverse-Recovery-Ladung des RCDC bei +15 V Gate-Spannung auch bei  $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$  noch sehr groß ist und schon 48% der Reverse-Recovery-Ladung bei einer dauerhaften Gate-Spannung von -15 V erreicht. Der Grund ist hier die relativ geringe Chipdicke, durch die sich die Ladungsträgerkonzentration nach der Verzögerungszeit (entspricht der tatsächlichen Verriegelungszeit) sehr schnell erhöht. Zur Verringerung dieses unerwünschten Effektes muss die wirksame Verriegelungszeit so klein wie möglich sein. Die Verzögerungszeit ist abhängig von dem Einschaltwiderstand, der die begrenzte Belastungsanforderung bzw. die Abschaltgeschwindigkeit der Diode steuert. Deshalb darf der Einschaltwiderstand nicht zu klein sein. Die entsprechende Verzögerungszeit (praktisch einige Mikrosekunden) ist relativ groß in Bezug auf die günstige Verriegelungszeit. Zur Kompensation der unerwünschten Verzögerungszeit muss  $t_{\text{lock}}$  negativ sein. Die Abbildung 3.17 zeigt das Reverse-Recovery-Verhalten des RCDC mit den verschiedenen negativen Verriegelungszeiten, mit denen keine Querströme auftreten. Die

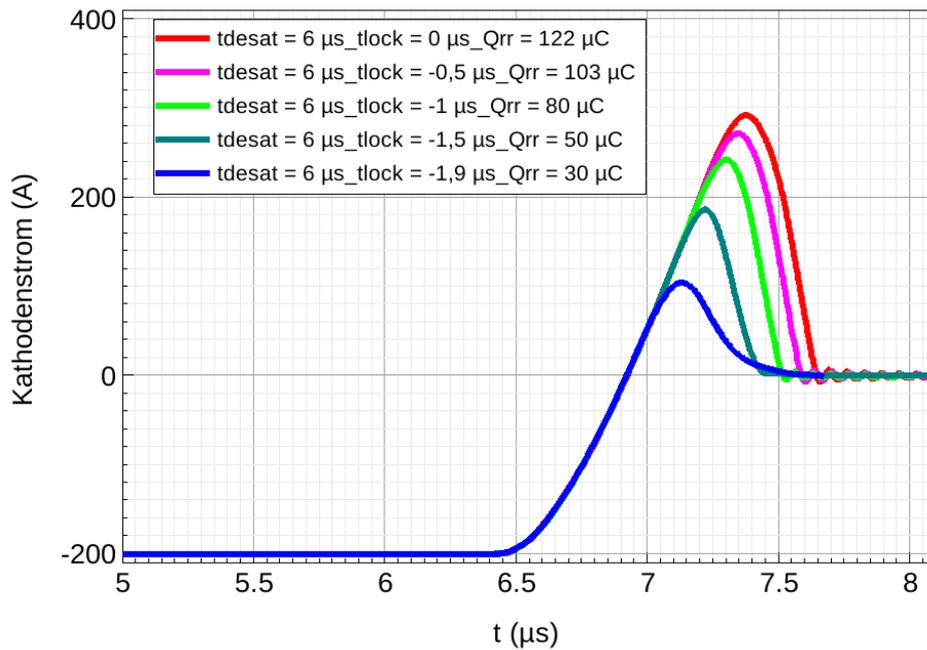


Abbildung 3.17.: RR-Verhalten des  $3 \text{ cm}^2$  RCDC nach  $t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$ ;  $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$ ;  $-0,5 \mu\text{s}$ ;  $-1 \mu\text{s}$ ;  $-1,5 \mu\text{s}$  und  $-1,9 \mu\text{s}$ ,  $J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$

### 3. RC-GID-IGBT

mögliche minimale negative Verriegelungszeit  $t_{\text{lock}}$  beträgt damit  $-1,9 \mu\text{s}$ . Wenn  $t_{\text{lock}} < -1,9 \mu\text{s}$  ist, sind die beide IGBTs  $\text{RC}_1$  und  $\text{RC}_2$  der Halbbrücke nach Abbildung 2.3 im Durchlasszustand. Der Strom, welcher durch beide IGBTs fließt, steigt signifikant an (siehe Abbildung 3.18). Mit  $t_{\text{lock}} = -1,9 \mu\text{s}$  nach Abbildung 3.17 ergibt sich, dass die tatsächliche Entsättigungszeit die Summe von  $6 \mu\text{s}$  und  $1,9 \mu\text{s}$  und damit gleich  $7,9 \mu\text{s}$  ist, während die tatsächliche wirksame Verriegelungszeit genau Null ist. Die entsprechende Reverse-Recovery-Ladung bzw. die mögliche minimale gesamte Ladung in diesem Fall beträgt nur  $30 \mu\text{C}$ . Im Vergleich mit der  $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$  nach Abbildung 3.17 ( $t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$ ,  $t_{\text{lock-tatsächlich}} = 1,9 \mu\text{s}$ ) beträgt die RR-Ladungen mit  $t_{\text{lock}} = -1,9 \mu\text{s}$  nur 25% davon ( $30 \mu\text{C}$  gegen  $122 \mu\text{C}$ ).

Eine leicht negative Verriegelungszeit  $t_{\text{lock}}$  wird teilweise mit der Einschaltzeit kompensiert und macht nicht nur die tatsächliche  $t_{\text{lock}}$  kürzer, sondern auch die tatsächliche  $t_{\text{desat}}$  länger. Die Reverse-Recovery-Ladung sinkt deshalb signifikant mit einer leicht negativen  $t_{\text{lock}}$  (siehe Abbildung 3.17). Aber wenn eine negative  $t_{\text{lock}}$  nur ein wenig den akzeptierten minimalen Betrag überschreitet (in diesem Falls  $t_{\text{lock-min}} = -1,9 \mu\text{s}$ ), steigt die Reverse-Recovery-Ladung wegen des Querstroms signifikant an (siehe Abbildung 3.18). Nach  $t_{\text{lock}} = -2,5 \mu\text{s}$  erreicht die  $Q_{\text{RR}}$   $220 \mu\text{C}$ , also größer als die mit positiver  $t_{\text{lock}} = 2,0 \mu\text{s}$ .

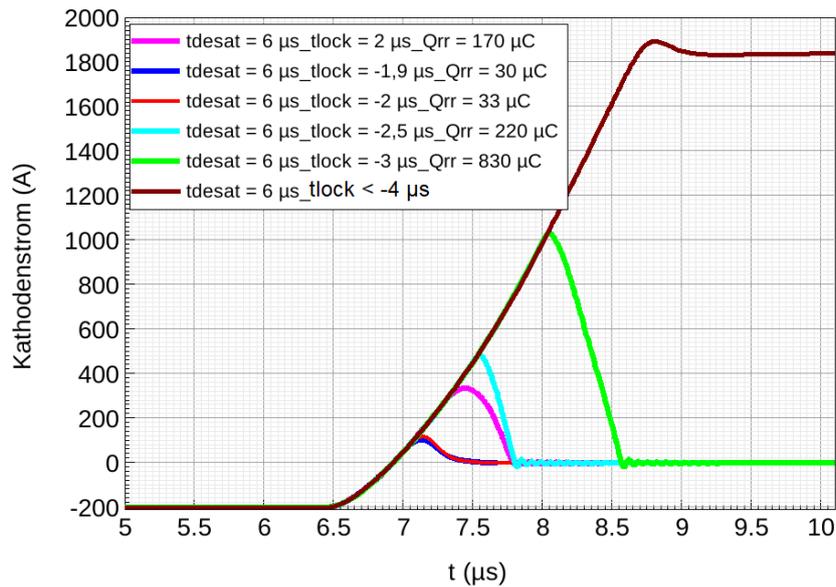


Abbildung 3.18.: RR-Verhalten des  $3 \text{ cm}^2$  RCDC nach  $t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$ ;  $t_{\text{lock}} = +2 \mu\text{s}$ ;  $-1,9 \mu\text{s}$ ;  $-2 \mu\text{s}$ ;  $-2,5 \mu\text{s}$ ;  $-3 \mu\text{s}$  und  $t_{\text{lock}} < -4 \mu\text{s}$ ,  $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$

### 3. RC-GID-IGBT

Bei  $t_{\text{lock}} = -3 \mu\text{s}$  ist die  $Q_{\text{RR}} = 830 \mu\text{C}$  groß, was zu erheblichen Zusatzverlusten führt. Falls der negative Verriegelungspuls länger als  $4 \mu\text{s}$  dauert, steigt der Reverse-Recovery-Strom zum Sättigungsstrom des RCDC im IGBT-Modus (siehe Abbildung 3.18).

Die wirksame Verriegelungszeit ergibt sich aus der in der Steuerung eingestellten  $t_{\text{lock}}$ , der Signallaufzeit von der Steuerung über die Potentialtrennung zum Treiber, der Signallaufzeit im Treiber und der Zeit zum Umladen der Gates des oberen und unteren IGBT bis zur jeweiligen Threshold-Spannung. Durch die Toleranzen der Bauelementparameter sowohl der IGBT als auch der Treiber wird es eine deutliche Exemplarstreuung der wirksamen Verriegelungszeit geben. Da diese, wie oben erläutert, nicht negativ werden darf, muss ihr Nominalwert so eingestellt werden, dass auch bei ungünstigster Parameterpaarung keine negative wirksame Verriegelungszeit auftritt. Die niedrige Speicherladung bei einer wirksamen Verriegelungszeit von  $0 \mu\text{s}$  lässt sich daher praktisch nicht erreichen.

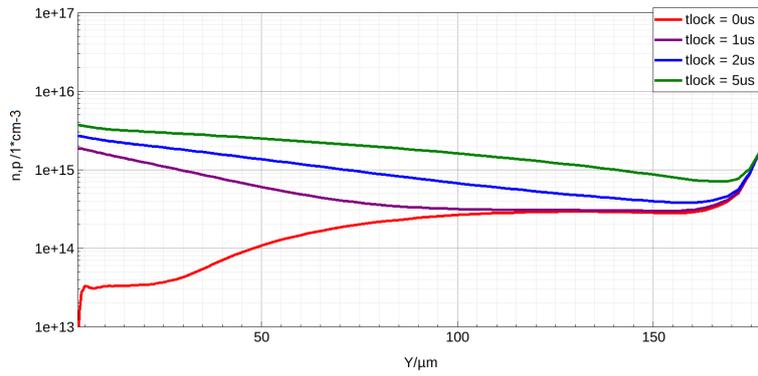
Je dünner der RCDC-IGBT ist, das heißt je niedriger die Spannungsklasse ist, desto schneller erfolgt die Wiederanhebung des Plasmas nach dem Entsättigungspuls und desto empfindlicher reagiert der RCDC-IGBT daher auf die nicht ideale wirksame Verriegelungszeit. Bei einer Sperrspannung von  $1,7 \text{ kV}$  ist daher die Umsetzbarkeit eines wirksamen Entsättigungspulses deutlich schwieriger als bei einer Sperrspannung von  $6,5 \text{ kV}$ .

#### 3.2.4. Ansteuerung des RC-GID-IGBT

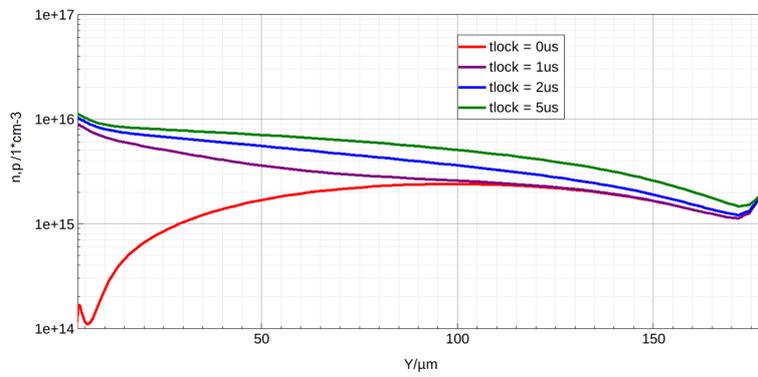
Wie beim RCDC steigt auch beim RC-GID die anodenseitige Plasmakonzentration während der Verriegelungszeit sehr schnell an und erreicht ihren Sättigungszustand. Da der RC-GID wie erläutert nur eine geringe Abhängigkeit der Ladung von der Gate-Spannung hat, ist dieser Anstieg auf die wenig höhere Plasmakonzentration nicht störend. Abbildung 3.19 zeigt die Anhebung der Plasmakonzentration während der Verriegelungszeit. Im IGBT Bereich (Schnittlinie  $x = 10 \mu\text{m}$  und Schnittlinie  $x = 200 \mu\text{m}$ ) wird die Plasmakonzentration angehoben, ist aber viel niedriger als im Diodenbereich (Schnittlinie  $x = 390 \mu\text{m}$ ), wo sie unabhängig von der Gate-Spannung ist.

Die Nachteile des RCDC sind damit behoben, es ist keine Stromrichtungserkennung erforderlich und eine längere Verriegelungszeit kann akzeptiert werden. Die Ansteuerung des RC-GID entspricht damit der eines konventionellen IGBT (siehe Abbildung 3.20).

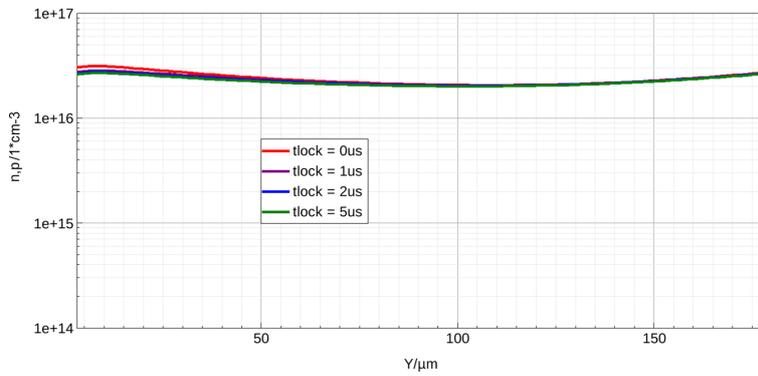
### 3. RC-GID-IGBT



(a) cutline in  $x = 10 \mu\text{m}$



(b) cutline in  $x = 200 \mu\text{m}$



(c) cutline in  $x = 390 \mu\text{m}$

Abbildung 3.19.: Plasmaanhebung vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb nach  $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}, 1 \mu\text{s}, 2 \mu\text{s}$  und  $5 \mu\text{s}$ ,  $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7\text{A}/\text{cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

### 3. RC-GID-IGBT

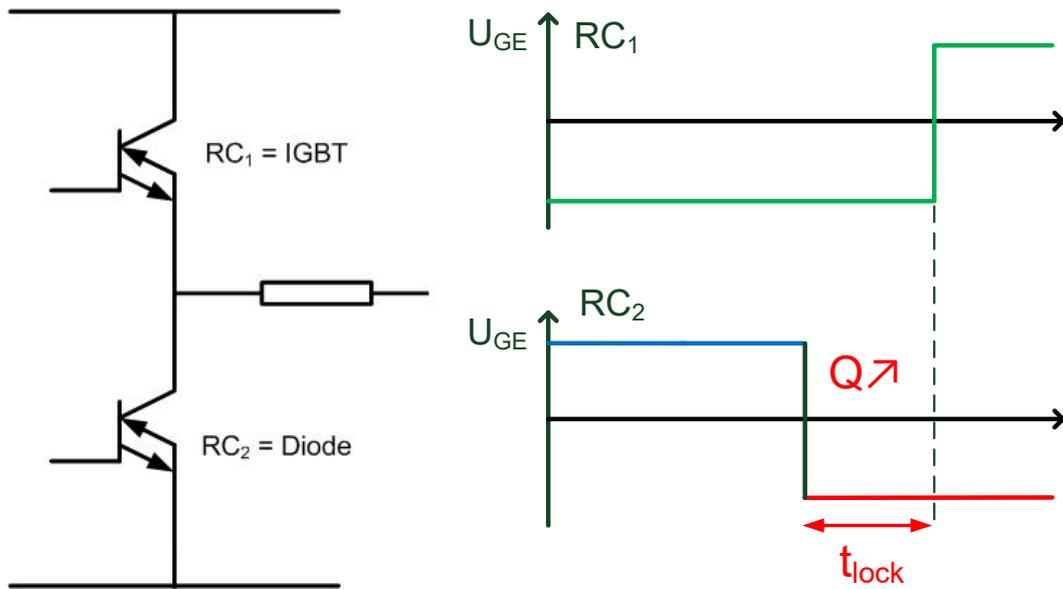


Abbildung 3.20.: Steuerungsprinzip der Gate-Spannung vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb

Die Abbildung 3.21 veranschaulicht das Reverse-Recovery-Verhalten und die Anhebung der Ladung des RC-GID-IGBT bei verschiedenen Verriegelungszeiten. Die entsprechenden Verlustenergien werden in Tabelle 3.2 dargestellt. Nach der längeren Verriegelungsphase von  $10 \mu\text{s}$  steigt die Gesamtladung nur um 18% (beim RCDC um 84%) und die gesamte Schaltverlustenergie nur um 13% (beim RCDC um 34%), im Vergleich mit  $t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$ . Die Verriegelungszeit  $t_{\text{lock}} = -1,5 \mu\text{s}$  führt zu einer wirksamen Verriegelungszeit nach dem in Abbildung 3.20 erklärten Steuerungsprinzip von genau  $0 \mu\text{s}$ . Die Gate-Spannung des RC-GID-IGBT<sub>2</sub> wird genau im Zeitpunkt des Stromnulldurchganges auf  $-15 \text{ V}$  herabgesetzt. Die Reverse-Recovery-Ladung ist in diesem Fall minimal (ohne Anhebung des Plasmas) und gleicht der gesamten Ladung des RC-GID-IGBT im Durchlass bei  $+15 \text{ V}$  Gate-Spannung. Die minimale RR-Ladung sowie die minimale gesamte Verlustenergie ( $W_{\text{RR}}+W_{\text{ON}}$ ), welche der RC-GID-IGBT in diesem Kapitel im Nennpunkt theoretisch erreichen kann, beträgt  $70 \mu\text{C}$  bzw.  $103 \text{ mJ}$ . Die Gate-Spannung  $U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}$  stellt den Grenzfall mit maximaler Plasmakonzentration dar. In Tabelle 3.2 ist zu erkennen, dass die maximale gesamte RR-Ladung sowie die entsprechende maximale gesamte Verlustenergie ( $W_{\text{RR}}+W_{\text{ON}}$ ) des RC-GID-IGBT ab  $t_{\text{lock}} = 10 \mu\text{s}$  erreicht wird.

### 3. RC-GID-IGBT

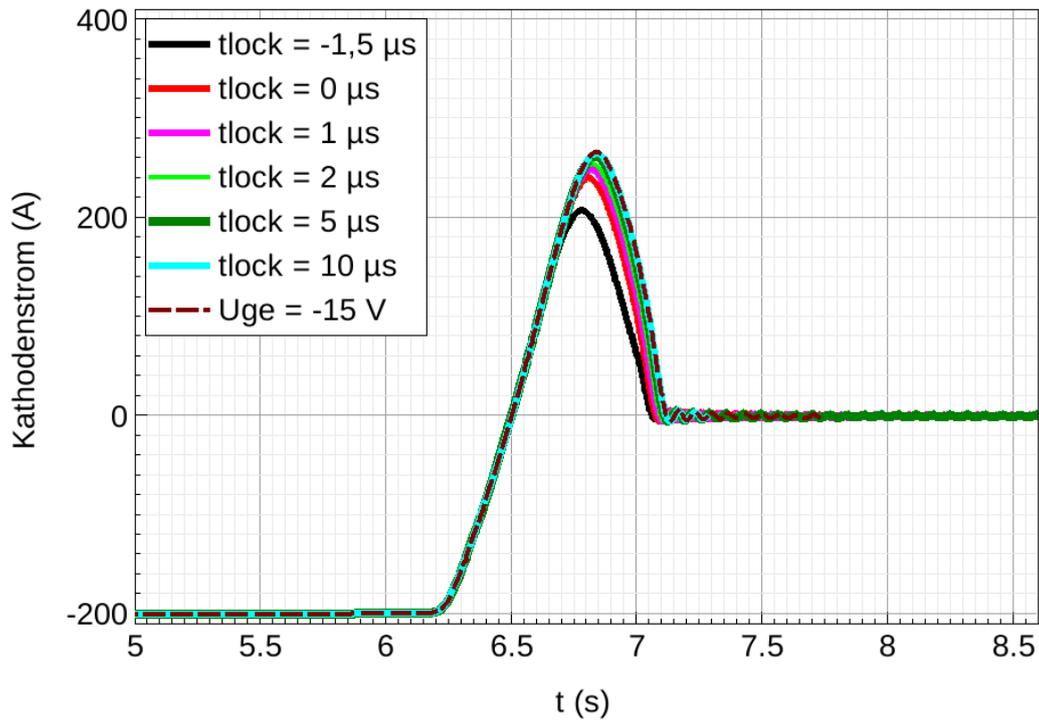


Abbildung 3.21.: RR-Verhalten vom  $3 \text{ cm}^2$  RC-GID-IGBT nach verschiedenen Entsättigungspulsen,  $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$

$J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ , $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	$Q_{\text{RR}} (\mu\text{C})$	$W_{\text{RR}} (\text{mJ})$	$W_{\text{ON}} (\text{mJ})$	$W_{\text{ges}} (\text{mJ})$
$t_{\text{lock}} = -1,5 \mu\text{s}$	70	50	53	103
$t_{\text{lock}} = 0 \mu\text{s}$	83	59	57	116
$t_{\text{lock}} = 1 \mu\text{s}$	87	62	58	120
$t_{\text{lock}} = 2 \mu\text{s}$	89	64	59	123
$t_{\text{lock}} = 5 \mu\text{s}$	95	68	60	128
$t_{\text{lock}} = 10 \mu\text{s}$	98	70	61	131
$U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}$	99	70	61	131

Tabelle 3.2.: Reverse-Recovery- und Einschaltverlustenergie des  $3 \text{ cm}^2$  RC-GID-IGBT nach verschiedenen Verriegelungspulsen,  $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$

Tabelle 3.3 zeigt die simulierten elektrischen Eigenschaften eines konventionellen IGBT Moduls (24 Chips IGBT3 und 12 Chips Emcon3), eines RCDC Moduls (36 Chips RCDC) und eines RC-GID Modul (36 Chips RC-GID) im Vergleich. Jeder Chip

### 3. RC-GID-IGBT

nutzt  $1,5 \text{ cm}^2$  aktive Fläche. Der Entsättigungspuls für den RCDC beträgt  $6 \mu\text{s}$ , der Verriegelungspuls  $1 \mu\text{s}$ . Der Verriegelungspuls für den RC-GID beträgt  $10 \mu\text{s}$  (konventionelle Gate-Steuerung). Der untersuchte Betriebspunkt hat einen Strom von  $3600 \text{ A}$ ,  $900 \text{ V}$  Zwischenkreisspannung und  $125 \text{ }^\circ\text{C}$  Sperrschichttemperatur. Die Durchlassspannung im IGBT-Betrieb ist beim RCDC am kleinsten, weil der RCDC die gleiche Struktur wie ein IGBT3, aber mehr Fläche besitzt. Der RC-GID hat trotz des zusätzlichen Emitters aber eine im Vergleich zum IGBT3 leicht niedrigere Durchlassspannung ( $2,16 \text{ V}$  gegen  $2,2 \text{ V}$ ), weil er mehr aktive Fläche besitzt. Die Abschaltverluste der drei Varianten sind ähnlich.

$I_{\text{Nenn}} = 3600 \text{ A}$ $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$ $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	IGBT & Emcon konventionelle Steuerung	RCDC komplizierte Steuerung $t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$ , $t_{\text{lock}} = 1 \mu\text{s}$	RC-GID-IGBT konventionelle Steuerung $t_{\text{lock}} = 10 \mu\text{s}$
$U_{\text{CE}} \text{ (V)}$	2,2	1,95	2,16
$U_{\text{F}} \text{ (V)}$	1,87	7,1 @ $U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}$ 1,9 @ $U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}$	1,9 @ $U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}$ 1,73 @ $U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}$
$W_{\text{OFF}} \text{ (mJ)}$	1490	1500	1460
$W_{\text{ON}} \text{ (mJ)}$	1350	2340	1098
$W_{\text{RR}} \text{ (mJ)}$	850	1656	1260
$W_{\text{ON}} + W_{\text{RR}} \text{ (mJ)}$	2200	3996	2358

Tabelle 3.3.: Elektrische Eigenschaften im Vergleich

Die Durchlassspannung im Diodenbetrieb hat für alle drei Varianten beim Nennstrom von  $3600 \text{ A}$  (RCDC bei  $-15 \text{ V}$  Gate-Spannung, RC-GID bei  $+15 \text{ V}$  Gate-Spannung und Emcon3) den ähnlichen Wert ( $1,9 \text{ V}$  gegen  $1,87 \text{ V}$ ). Beim konventionellen IGBT Modul als Referenz ergibt sich eine Summe von Einschalt- und RR-Energie von  $2200 \text{ mJ}$ . Die gesamten beobachteten Energieverluste des RC-GID nach  $t_{\text{lock}} = 10 \mu\text{s}$  sind fast so hoch wie die der Referenz. Die gesamten Schaltverluste des RCDC nach  $t_{\text{lock}} = 1 \mu\text{s}$  betragen  $3996 \text{ mJ}$ , also ca. Faktor zwei mehr als die der Referenz. Der Effekt des Entsättigungspulses  $t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$  würde durch den  $1 \mu\text{s}$  Verriegelungspuls kompensiert. In erster Näherung hängt die RR-Ladungen einer Diode mit gleicher Durchlassspannung von ihrer aktiven Gesamtfläche ab. Die Pilot-Dioden des RC-GID haben eine ähnliche Fläche wie die Emcon3, daher ergibt sich eine ähnliche RR-Ladungen. Der RCDC hat im Diodenmodus eine ca. Faktor drei größere aktive Fläche als die Emcon Diode, die gesamte RR-Ladungen erhöht sich um ca. Faktor zwei. Die gesamten Schaltverlustenergien ( $W_{\text{RR}} + W_{\text{ON}}$ ) des RCDC sind in diesem Fall proportional zu der größeren aktiven Fläche und zu dem höheren emitterseitigen Emitterwirkungsgrad.

### 3. RC-GID-IGBT

Zum Schluss kann im Vergleich mit dem IGBT Modul als Referenz festgelegt werden, dass der RCDC nur gut im IGBT-Modus betrieben werden kann. Im Diodenmodus hat der RCDC die größte Einschalt- und RR-Verlustenergie trotz der Hilfe des Entsättigungspulses. Außerdem erfordert der RCDC eine Stromrichtungserkennung. Die Gate-Ansteuerung für den RCDC ist damit sehr kompliziert und erfordert einen großen Aufwand. Der RC-GID kann mit einer konventionellen Ansteuerung betrieben werden und hat ein günstiges Verhalten sowohl im IGBT- als auch im Diodenmodus. Im IGBT-Modus hat der RC-GID durch den zusätzlichen Löcherpfad sogar eine bessere Abschaltfestigkeit. Diese Eigenschaften werden im folgenden Kapitel verdeutlicht. Im Diodenmodus hat der RC-GID ein ähnliches Verhalten und ähnliche Verluste wie das konventionelle IGBT-Modul und deutlich bessere Verluste als der RCDC.

Neben einer möglichst hohen Leistungsfähigkeit im Normalbetrieb soll ein Leistungshalbleiter in kritischen Betriebspunkten kein Schaden nehmen. Im Diodenbetrieb ist solch ein kritischer Betriebsfall eine Stoßstrombelastung. In diesem Fall wird der RC-GID-IGBT mit  $U_{GE} = -15 \text{ V}$  angesteuert. Die Leitfähigkeit des eigentlichen IGBT-Bereichs verbessert sich dadurch, was im Normalbetrieb unerwünscht, im Stoßstromfall aber hilfreich ist. Zur Quantifizierung dieses Effektes kann die Reverse Recovery Ladung bei einer wirksamen Verriegelungszeit von  $0 \mu\text{s}$  (Tabelle 3.2,  $70 \mu\text{C}$ ) mit der bei einer Ansteuerung mit dauerhaft  $-15 \text{ V}$  ( $99 \mu\text{C}$ ) verglichen werden. Wenn die Plasmaanhebung in eine virtuelle Flächenvergrößerung umgerechnet wird, entspricht dies einer um 40% größeren wirksamen Diodenfläche. Im konventionellen IGBT Modul hat die Diode ein Drittel der Gesamtchipfläche, im RC-GID-IGBT hat die Pilotdiode 25% der Chipfläche. Unter Berücksichtigung der virtuellen Flächenvergrößerung ergibt sich eine wirksame Diodenfläche von 35% der Chipfläche, also recht genau der Anteil der Diode an der Gesamtchipfläche im konventionellen Modul. Es kann daher auch mit einer ähnlichen Durchlasscharakteristik des RC-GID-IGBT im Diodenstoßstromfall wie beim konventionellen Modul gerechnet werden. In Kombination mit dem günstigeren thermischen Verhalten sollte sich eine deutlich bessere Stoßstromfestigkeit ergeben.

Die Abschaltfestigkeit des RC-GID im IGBT-Betrieb insbesondere bei Filamentbildung wird im folgenden Kapitel untersucht.

## 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

Ein kritischer Punkt bezüglich der Robustheit aller IGBTs ist die Abschaltfestigkeit. Es besteht die Gefahr, dass die parasitäre Thyristorstruktur einrastet. Dies bedeutet, dass der parasitäre Thyristor gezündet wird, sobald der Spannungsabfall durch den Löcherstrom über die n-Source größer als die Diffusionsspannung des pn-Übergangs wird. Wenn der parasitäre Thyristor einrastet, hat dies zur Folge, dass der IGBT seine Abschaltfähigkeit verliert [20][38].

Der Double Emitter MOS-Steuerkopf des RC-GID-IGBT verfügt neben dem parasitären strukturellen Thyristor, wie es bei einem konventionellen MOS-Steuerkopf der Fall ist, weiterhin über eine andere noch unbekannt kritische parasitäre Struktur unterhalb der Schottky-Kontakte. Die Abschaltfestigkeit unter Stress in Bezug auf die Filamentierungsgrenze wird in diesem Kapitel untersucht. Da eine Halbzelle des RC-GID-IGBT, wie im vorherigen Kapitel erläutert, 16 MOS-Steuerköpfe besitzt, erfordert dies einen erheblichen zeitlichen Aufwand zur simulativen Untersuchung der Abschaltfestigkeit. Aus diesem Grund wird die Simulation auf eine halbe Double Emitter IGBT-Zelle bzw. einen halben Double Emitter MOS-Steuerkopf beschränkt. Innerhalb dieser liegen sowohl ein parasitärer Thyristor als auch ein zu untersuchender kritischer Schottky-Emitter (siehe Abbildung 4.1).

Die Abschaltfestigkeit für die Halbzelle eines konventionellen 1,7 kV Referenz-IGBT mit Trench-Gate [1] wird mit einer halben Double Emitter IGBT-Zelle verglichen. Eine halbe IGBT-Zelle wird im folgenden als IGBT bezeichnet. Für die halbe Double Emitter IGBT-Zelle wird die Abkürzung DE-IGBT verwendet.

### 4.1. Filamentierungsgrenze

Primäre Ursache für den Verlust der Abschaltfähigkeit eines realen IGBT ist die lokale Avalanche-Generation aufgrund einer zu hohen lokalen elektrischen Feldstärke. Diese

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

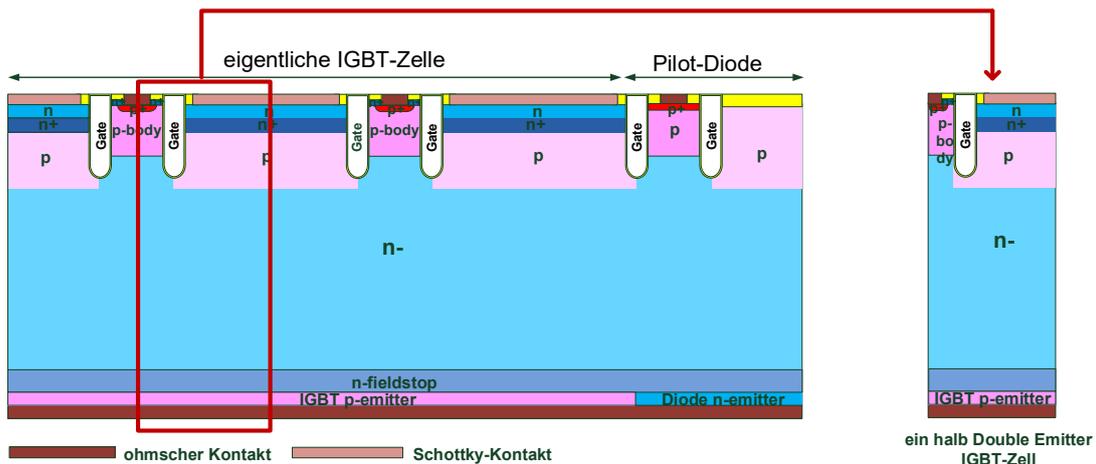


Abbildung 4.1.: Herleitung einer halben Double Emitter IGBT-Zelle mit Double Emitter MOS-Steuerkopf

lokale Avalanche-Generation führt zu einer inhomogenen Stromverteilung, welche sich dadurch äußert, dass sich in den lokal relativ kleinen IGBT-Zellen eine sehr große Stromdichte in Form von Filamenten bildet. Durch die Filamentbildung besteht die Gefahr der Elektroneninjektion am vorderseitigen pn-Übergang. Dadurch kann die Filamentbildung weiter verstärkt werden und der IGBT letztendlich seine Abschaltfähigkeit verlieren [32][27]. Die Gefahr der Elektroneninjektion kann entweder durch einen geeigneten strukturierten MOS-Steuerkopf mit einem größeren Trench-Abstand, oder durch einen geringen Abstand zwischen p-Anti-Latch und dem Trench-Oxid eines Trench-IGBT (geringe n-Source-Breite) [20] vermindert werden.

In [29] wird ein Verfahren beschrieben, mit dem die Filamentneigung während des Abschaltvorgangs durch eine Reihe statischer Simulationen untersucht wird. Dazu wird der Abschaltvorgang in eine Folge einzelner Zustände zerlegt. Jeder Einzelzustand ist durch seine Gate-Emitter-Spannung und die Weite der Raumladungszone gekennzeichnet. Für jeden Einzelzustand wird jetzt ein IGBT definiert, dessen Driftzone genau die Dicke hat, die dieser Weite der Raumladungszone entspricht. Für diesen IGBT wird für die zutreffende Gate-Emitter-Spannung die Ausgangskennlinie berechnet. Auf der Ausgangskennlinie wird jetzt der Punkt betrachtet, bei dem der Kollektorstrom gleich dem Kollektorstrom des Einzelzustands ist. Wenn die Ausgangskennlinie in diesem Punkt einen negativen differentiellen Widerstand hat, besteht die Gefahr der Filamentbildung. Die Dotierungsprofile der drei in [29] beschriebene Einzelzustände werden noch mal in Abbildung 4.2 als ein Beispiel dargestellt.

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

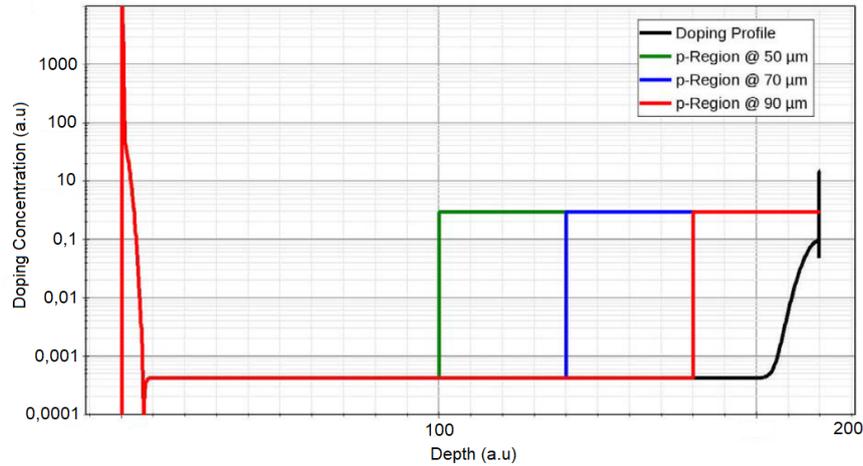
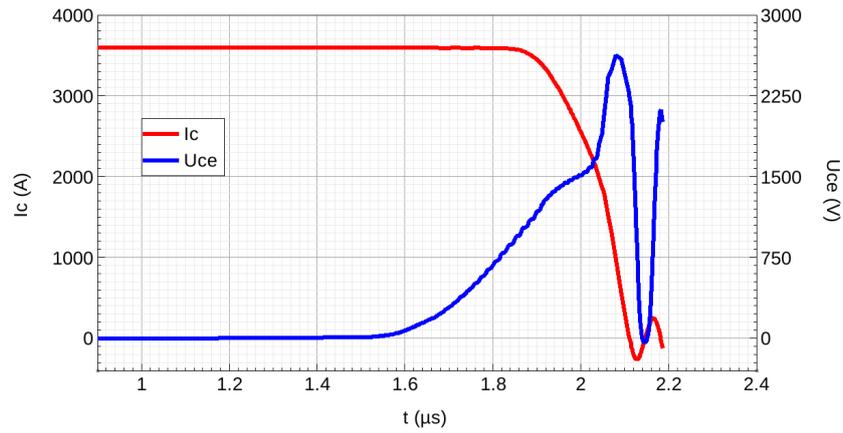


Abbildung 4.2.: Dotierungsprofile der modifizierten Einzelzustände. Um eine statische Simulation der transienten Zustände zu ermöglichen, die während des Abschaltens auftreten, wird das Plasma durch eine p-dotierte Region mit unterschiedlichen Ausdehnungen repräsentiert [29].

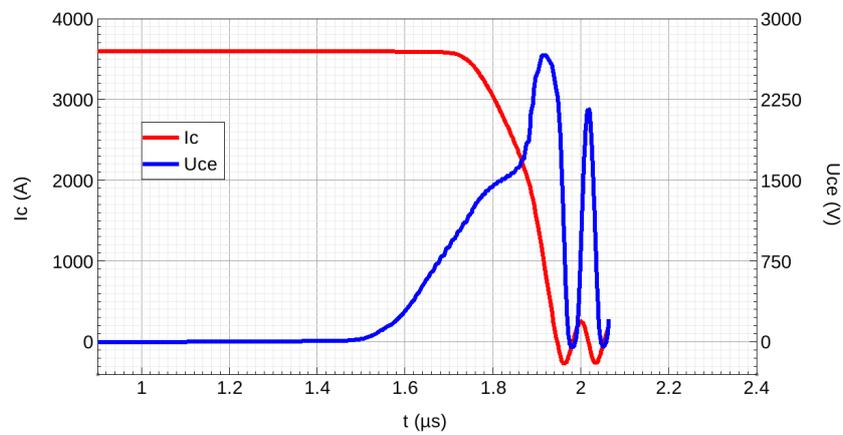
Die Abbildung 4.3 zeigt den Vergleich des Abschaltverhaltens ( $R_{\text{goff}} = 1 \Omega$ ) bei Nennstromdichte zwischen einem Referenz-IGBT und einem DE-IGBT. Die resultierenden hohen Überspannungen wurden in Kauf genommen, um die starke elektrische Belastung für das mögliche Einsetzen des Latch-up zu erreichen. Die simulierte Filamentierungsgrenze von beiden Modelle wird nach dem Verfahren aus [29] in Abbildung 4.4 verglichen.

Um die in [29] verwendete Methode zu veranschaulichen, wird ein Einzelzustand  $I_C = 3600 \text{ A}$  und  $U_{CE} = 990 \text{ V}$  für beide IGBT-Modelle betrachtet (siehe Abbildung 4.4). In diesem Punkt hat der Referenz-IGBT eine Gate-Spannung von  $4 \text{ V}$  (entspricht  $t = 1,86 \mu\text{s}$ ) und der DE-IGBT eine Gate-Spannung von  $2 \text{ V}$  (entspricht  $t = 1,72 \mu\text{s}$ , aus der Abbildungen 4.3 abgeleitet). Der Vorgang des Plasma-Ausräumens während des Abschaltens des Referenz-, sowie DE-IGBT wird in Abbildung 4.5 dargestellt. Die untersuchten Punkte ( $I_C = 3600 \text{ A}$ ,  $U_{CE} = 990 \text{ V}$ ,  $U_{GE} = 4 \text{ V}$  des Referenz-IGBTs und  $I_C = 3600 \text{ A}$ ,  $U_{CE} = 990 \text{ V}$ ,  $U_{GE} = 2 \text{ V}$  des DE-IGBTs) weisen die gleiche Weite der Raumladungszone von  $80 \mu\text{m}$  auf. Ab  $80 \mu\text{m}$  beginnt das verbleibende Plasma. Der in Bezug auf seine Driftzonendicke modifizierte IGBT/DE-IGBT hat eine ähnliche Struktur wie der Referenz IGBT/DE-IGBT, aber mit der Basisweite der n<sup>-</sup>-Region von  $80 \mu\text{m}$  und weiterhin ohne Feld-Stop-Schicht. Die statischen Durchlasskennlinien beider modifizierter IGBTs mit den entsprechenden Basisweiten und Gate-Spannungen werden simuliert. In der Abbildung 4.4 ist die quasi-statische Durchlasskennlinien

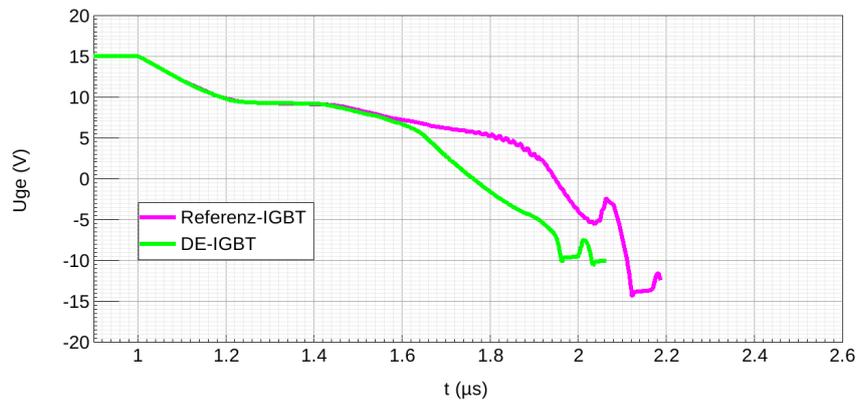
#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT



(a) Kollektorstrom- und Kollektorspannungsverlauf des Referenz-IGBT



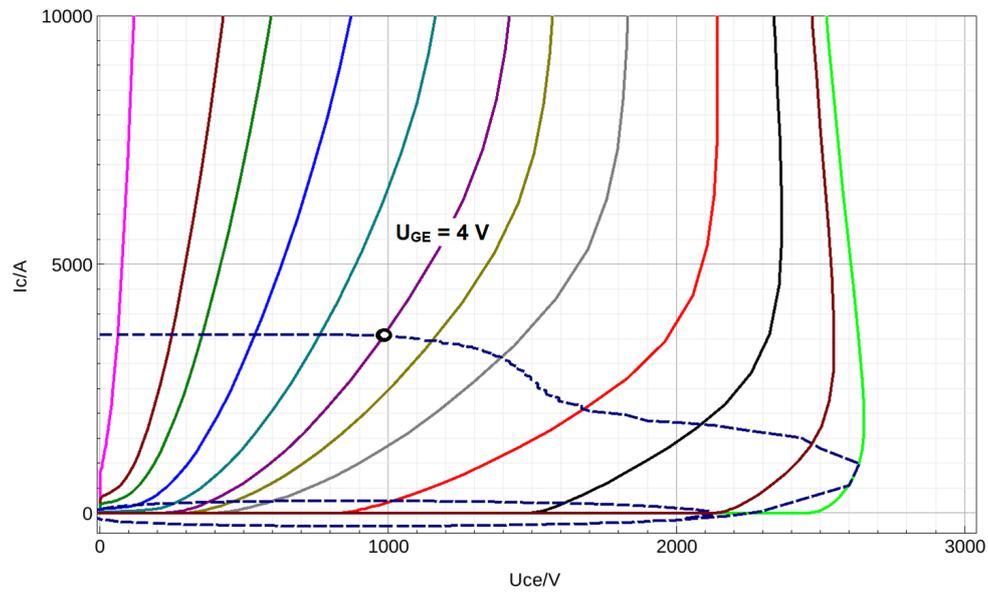
(b) Kollektorstrom- und Kollektorspannungsverlauf des DE-IGBT



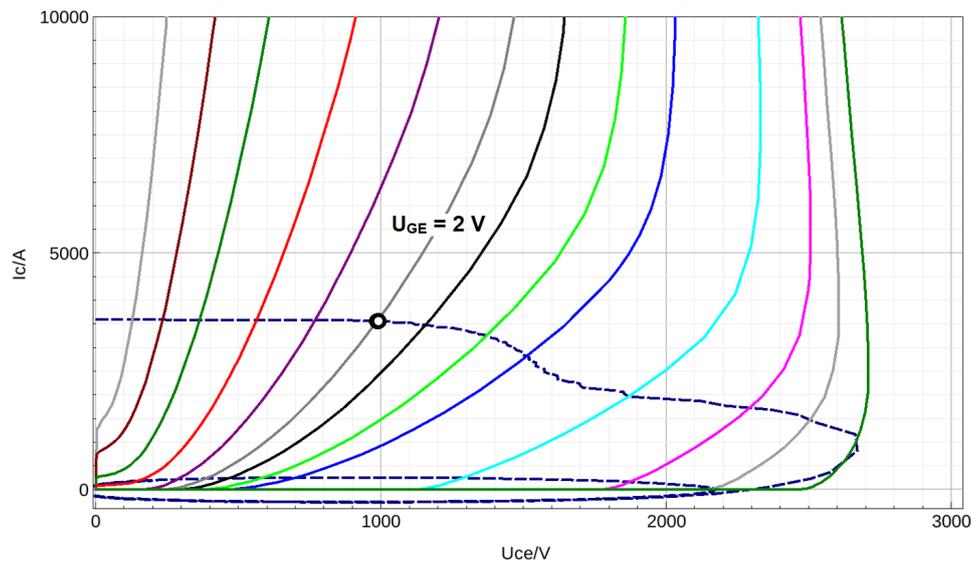
(c) Gate-Spannungsverläufe von Referenz- und DE-IGBT im Abschaltmoment

Abbildung 4.3.: Vergleich des Abschaltverhaltens von Referenz-IGBT und DE-IGBT,  
 $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $L_\sigma = 50 \text{ nH}$

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT



(a) Überlagerung der transienten Kollektorstrom  $I_C$  (gestrichelte Linie) des Referenz-IGBT und der quasi-statischen Kennlinien seiner Einzelzustände mit der entsprechenden unterschiedlichen  $U_{GE}$  (durchgehende Linien)

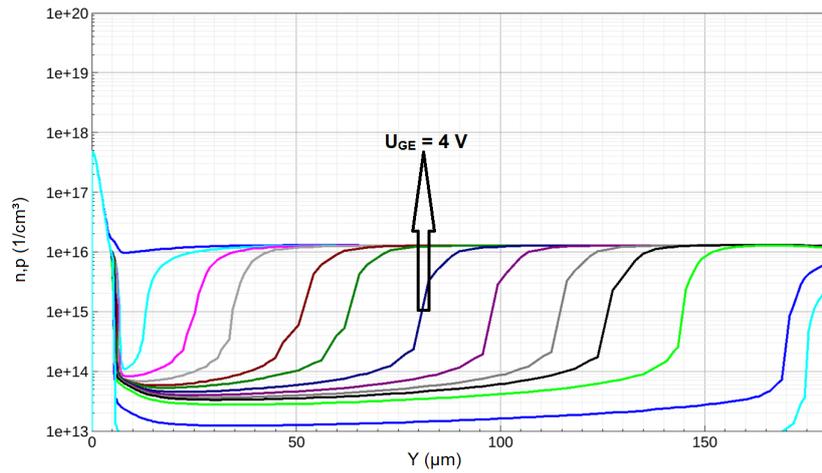


(b) Überlagerung der transienten Kollektorstrom  $I_C$  (gestrichelte Linie) des DE-IGBT und der quasi-statischen Kennlinien seiner Einzelzustände mit der entsprechenden unterschiedlichen  $U_{GE}$  (durchgehende Linien)

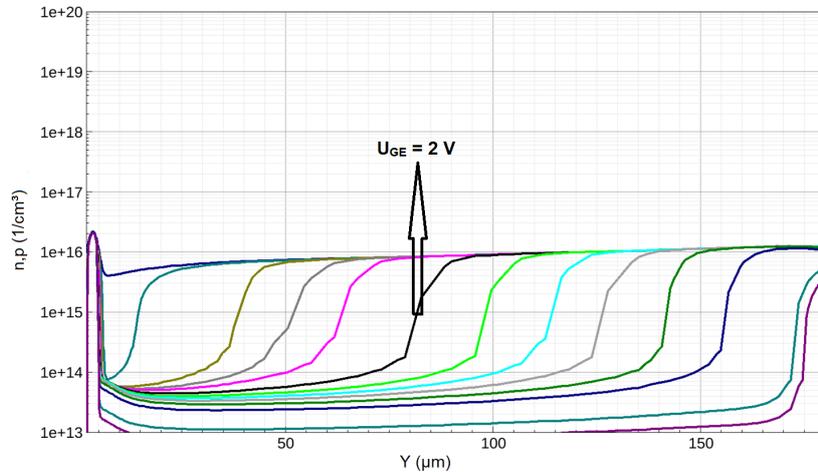
Abbildung 4.4.: Filamentierungsgrenze vom IGBT und DE-IGBT beim Abschalten

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

$U_{GE} = 4 \text{ V}$  des Referenz-IGBTs und  $U_{GE} = 2 \text{ V}$  des DE-IGBT zu sehen, die sich mit der transienten gestrichelten Kennlinien im Punkt (3600 A, 990 V) schneiden. Der Gradient der statischen Durchlasskennlinie ergibt den differentiellen Widerstand des IGBT in diesem bestimmten untersuchten Punkt. In diesem Fall sind die differentiellen Widerstände positiv, es gibt keine Gefahr der Filamentbildung. Wenn der Gradient und damit der differentielle Widerstand negativ wären, kommt es zur Filamentbildung.



(a) Referenz-IGBT



(b) DE-IGBT

Abbildung 4.5.: Plasmaausräumung während des Abschaltvorganges von Referenz-IGBT und DE-IGBT

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

Die Abbildung 4.4 zeigt mehr als 10 solcher Einzelzustände (bis zur maximalen Kollektor-Emitter-Spannung) beim Abschalten beider IGBTs. Es ist zu erkennen, dass alle entsprechenden differentiellen Widerstände für beide IGBTs positiv sind. Deshalb haben beide IGBTs die volle Abschaltfestigkeit bzw. keine Gefahr der Filamentbildung sowie des Latch-ups. Der DE-IGBT mit dem zusätzlichen Schottky-Emitter besitzt eine ähnlich gute Abschaltfestigkeit wie der Referenz-IGBT und dies für den Fall des Abschaltens bei Nennstromdichte.

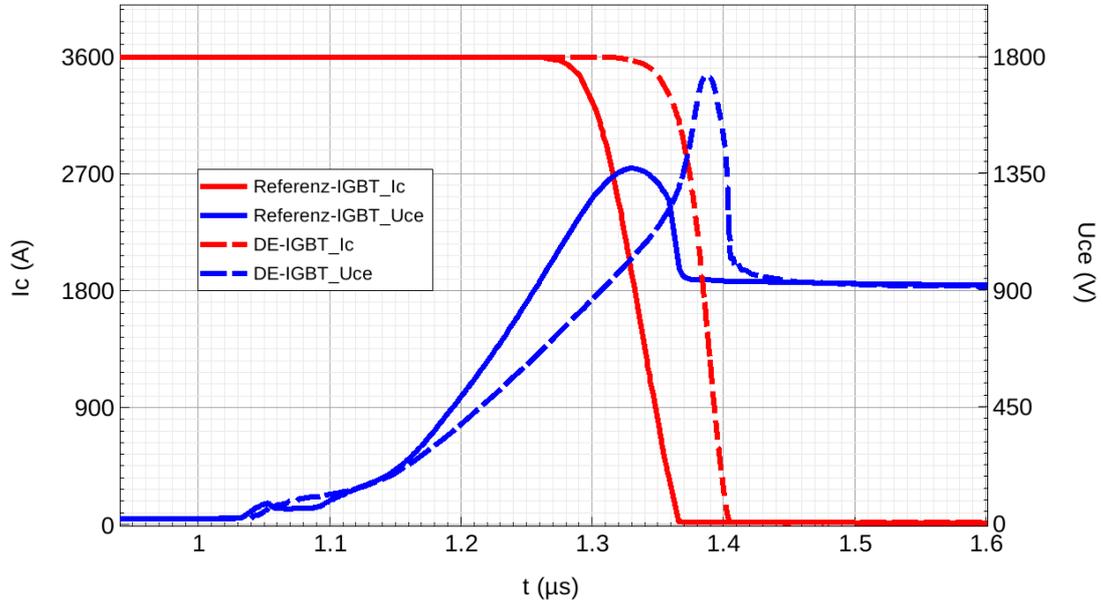
### 4.2. Abschaltverhalten bei sehr großen Stromdichte

Das Abschaltverhalten von Referenz-IGBT und DE-IGBT im Nennbetriebspunkt wurde im letzten Unterkapitel erläutert. Damit eine extreme elektrische Belastung im MOS-Steuerkopf verglichen werden kann, wird im weiteren das Abschaltverhalten des Referenz-IGBTs sowie des DE-IGBTs unter gleichen kritischen Bedingungen bei hundertfachem Nennstrom und 400 °C untersucht (siehe Abbildung 4.6). Es ist zu beachten, dass die Simulationen nur elektrisch durchgeführt werden. Nachdem der n-Kanal des DE-IGBT geschlossen wurde, fließt kein weiterer Elektronenstrom vom ohmschen Emitter. Durch die große Löcherstromdichte, welche zum zusätzlichen Schottky-Emitter fließt, kann es zu einem zusätzlichen ionisierten Elektronenstrom kommen (siehe Abbildung 4.9). Im Gegensatz dazu fließt ein relativer großer Elektronenstrom beim Referenz-IGBT, auch nachdem der n-Kanal vollständig geschlossen wurde (siehe Abbildungen 4.6 und 4.9,  $U_{CE} = -15 \text{ V}$  ab  $t = 1,07 \mu\text{s}$ ). Der parasitäre Thyristor des Referenz-IGBTs wird bei einer sehr großen Löcherstromdichte (aus Abbildung 4.6, bei  $J_p \sim \frac{2000\text{A}}{3600\text{A}} * 100 * J_{\text{Nenn}} \sim 56 \text{ kA/cm}^2$ ) und höheren Temperatur ( $T = 400 \text{ °C}$ ) teilweise gezündet.

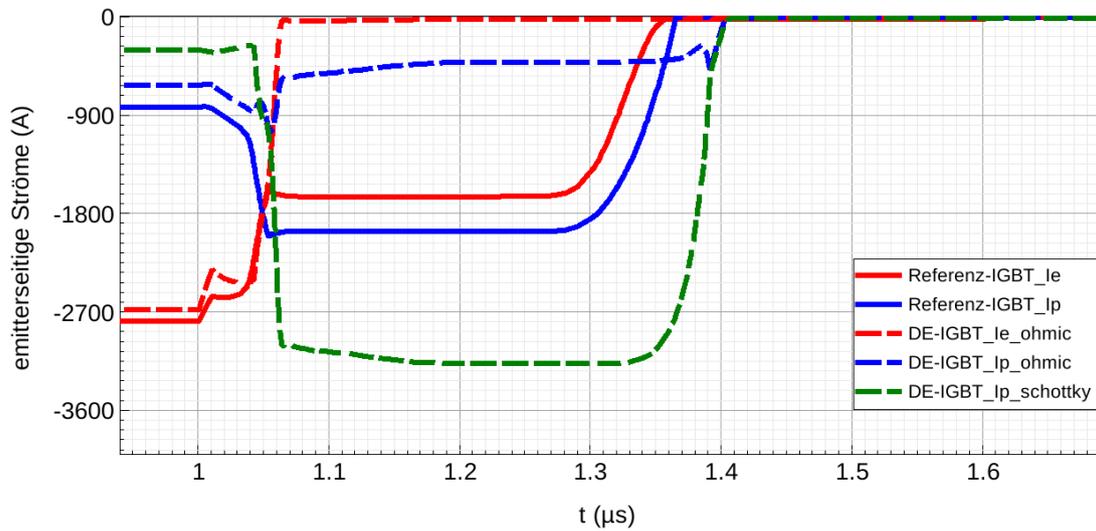
Beide IGBTs werden im beschriebenen Arbeitspunkt bei hoher Belastung ( $I_C = 3600 \text{ A}$ ,  $U_{CE} = 900 \text{ V}$ ) elektrisch zweidimensional untersucht. Abbildung 4.7 zeigt die Verteilung der elektrischen Feldstärke beider IGBTs während der durchgeführten Simulation hoher Abschaltbelastung. Der Punkt höchster elektrischer Feldstärke innerhalb des Referenz-IGBT befindet sich unterhalb des Trench-Gates, wo die Löcherstromdichte maximal ist (Abbildung 4.7 links). Beim DE-IGBTs liegt die maximale elektrische Feldstärke unter dem Metall-Halbleiter Schottky-Übergang (Abbildung 4.7 rechts), weil die integrierte Schottky-Diode in Sperrrichtung liegt (siehe Abbildung 3.9 im dritten Kapitel). Die entsprechenden ionisierten Stellen der beiden IGBTs werden in der Abbildung 4.8 dargestellt. Das untere Ende des Trench-Gate des Referenz-IGBTs ist ganz klar eine

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

kritische Stelle, da dort beim Abschaltprozess eine hohe elektrische Feldstärke und ein entsprechend starker Avalanche entstehen. Bei DE-IGBTs liegt die kritische Stelle nicht im schwachen Oxid-Bereich, sondern im Schottky-Halbleiter-Übergang.



(a) Kollektorstrom- und Kollektorspannungsverlauf



(b) emitterseitige Ströme

Abbildung 4.6.: Abschaltverhalten vom  $0,36 \text{ cm}^2$  Referenz-IGBT und  $0,36 \text{ cm}^2$  DE-IGBT mit  $J = 100 \cdot J_{\text{Nenn}} = 10 \text{ kA/cm}^2$ ,  $T = 400 \text{ }^\circ\text{C}$

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

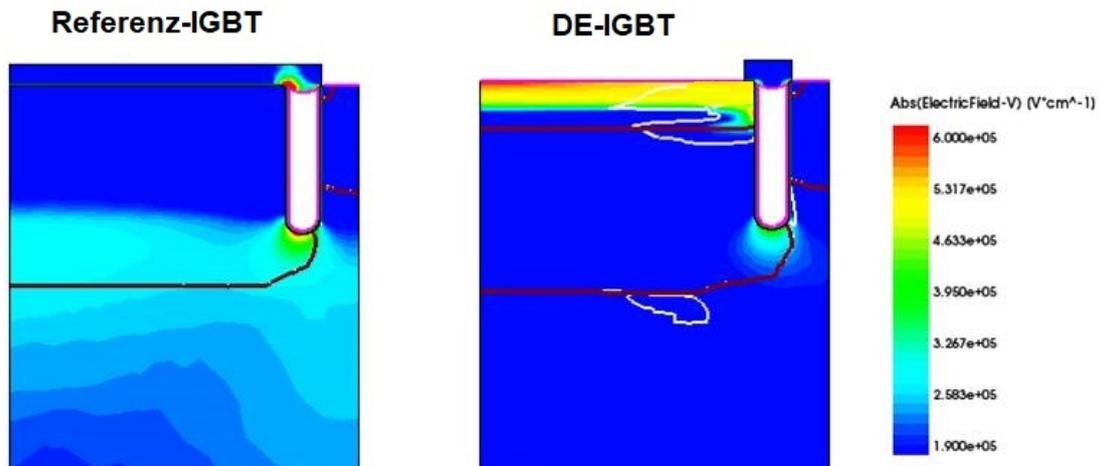


Abbildung 4.7.: Elektrische Feldstärke von  $0,36 \text{ cm}^2$  Referenz-IGBT und  $0,36 \text{ cm}^2$  DE-IGBT im Vergleich.  $I_C = 3600 \text{ A}$  ( $J = 10 \text{ kA/cm}^2$ ),  $U_{CE} = 900 \text{ V}$ ,  $U_{GE} = -15 \text{ V}$ ,  $T = 400 \text{ }^\circ\text{C}$

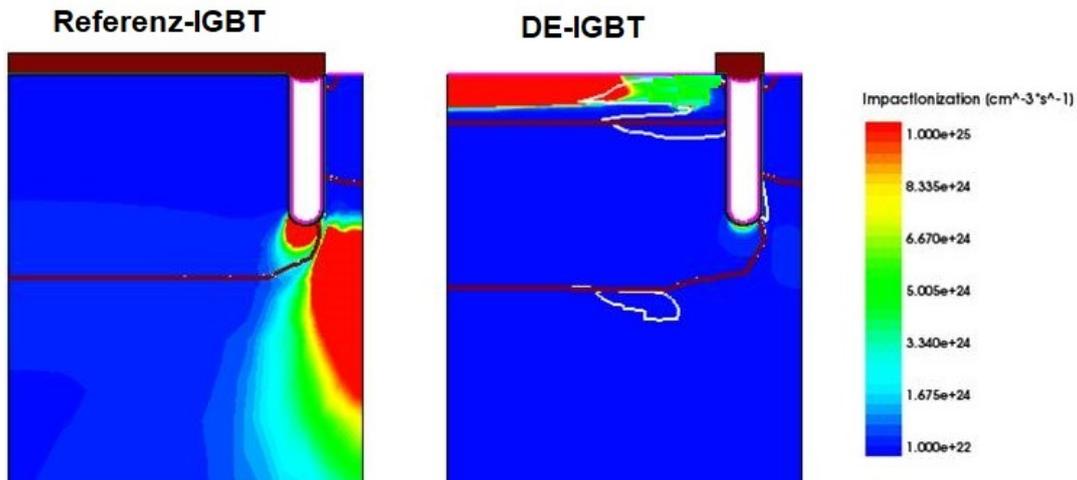


Abbildung 4.8.: Ionisationsrate von  $0,36 \text{ cm}^2$  Referenz-IGBT und  $0,36 \text{ cm}^2$  DE-IGBT im Vergleich.  $I_C = 3600 \text{ A}$  ( $J = 10 \text{ kA/cm}^2$ ),  $U_{CE} = 900 \text{ V}$ ,  $U_{GE} = -15 \text{ V}$ ,  $T = 400 \text{ }^\circ\text{C}$

Die Abbildung 4.9(a) stellt die emitterseitige Löcherstromdichte vergleichend dar. Anders als beim Referenz-IGBT (Abbildung 4.9(a), linke Seite), kann eine große Menge des Löcherstromes bei DE-IGBTs aufgrund der relativ großen Fläche zu diesem

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

zweiten Schottky-Emitter abfließen (Abbildung 4.9(a), rechte Seite oder Abbildung 4.6(b)). Die Gefahr der Zündung der parasitären Thyristoren des DE-IGBT kann deshalb deutlich verringert werden, während beim Referenz-IGBT ein große Menge der Elektronen vom n-Source injiziert werden (Abbildung 4.9(b), linke Seite). Trotz-

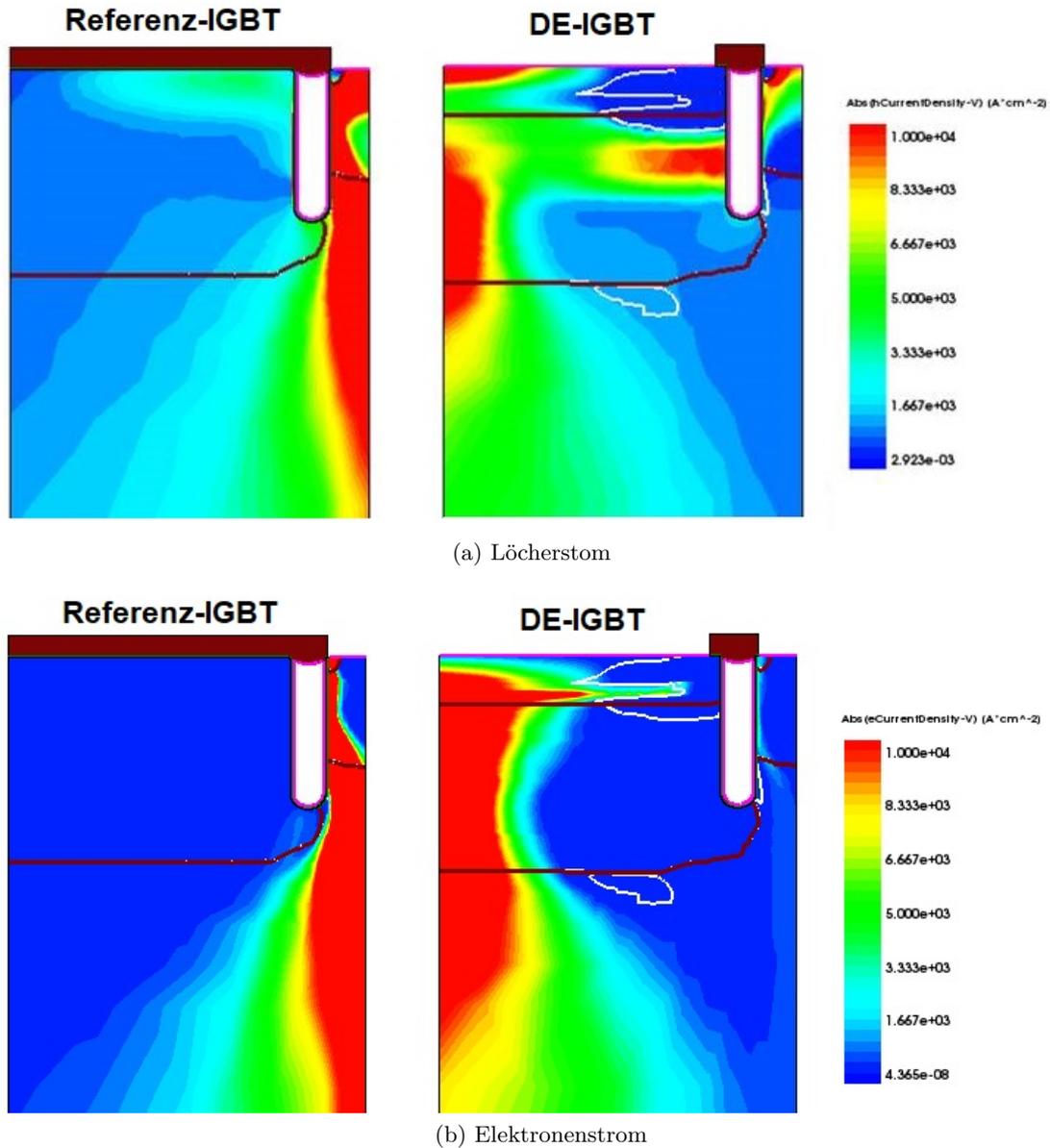


Abbildung 4.9.: Emittenseitige Stromdichte vom  $0,36 \text{ cm}^2$  Referenz-IGBT und  $0,36 \text{ cm}^2$  DE-IGBT beim Abschaltprozess im Vergleich.  $I_C = 3600 \text{ A}$  ( $J = 10 \text{ kA/cm}^2$ ),  $U_{CE} = 900 \text{ V}$ ,  $U_{GE} = -15 \text{ V}$ ,  $T = 400 \text{ }^\circ\text{C}$

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

dem fließt ein großer ionisierter Elektronenstrom aufgrund des starken Avalanches beim Schottky-Metall-Halbleiter-Übergang des DE-IGBT in Richtung der Basis (Abbildung 4.9(b), rechte Seite). Die Gefahr des Latch-up des DE-IGBT durch den zusätzlichen Emitter wird deshalb in dem nächsten Kapitel tiefergehend untersucht.

Abschließend kann festgestellt werden, dass bei sehr extremen Bedingungen (100 mal Nennstromdichte, 400 °C) beide IGBTs trotz der einsetzenden Elektroneninjektion abgeschaltet werden können. Beim Referenz-IGBT tritt die Elektroneninjektion durch die sehr hohe lokale Löcherstromdichte auf, beim DE-IGBT wegen des Schottky-Emitters.

### 4.3. Filamentbildung

Eine Filamentbildung beim Abschalten führt zu einer ganz erheblichen Belastung des IGBT. Im Unterschied zu dem im vorigen Unterkapitel beschriebenen Abschaltverhalten bei hundertfachem Nennstrom, fokussiert sich der Strom während einer Filamentbildung auf einen sehr kleinen Bereich des Halbleiters, in welchem ein negativer differentieller Widerstand entsteht [36]. Im schlimmsten Fall führt der Filament-Strom zu einer positiven Rückkopplung auf den differentiellen Widerstand, sodass die Stromdichte auf den z.B. einhundertfachen Wert im relativ kleinen Filament-Bereich ansteigen kann. Der IGBT verliert dann seine Abschaltfähigkeit und wird danach aufgrund der thermischen und mechanischen Belastungen zerstört.

Im vorherigen Unterkapitel wurde gezeigt, dass es keine Gefahr der Filamentbildung sowie eines Latch-ups in einer halben Zelle des Referenz- und DE-IGBT bei Abschalten im Nennpunkt gibt. In der Realität hat ein IGBT-Chip ca. eintausend solcher Zelle, in welchen die Dotierungsprofile oder Abmessungen der MOS-Steuerköpfe inhomogen sind. Weiterhin können sich in kleinen Bereichen des Chips Störstellen befinden. Alle diese Gründe führen zu einer inhomogenen Abschaltstromverteilung bzw. einem inhomogenen Avalanche, wodurch es zu einer initialen Filamentbildung in einer Zelle oder einigen Zellen kommen kann. Aufgrund eines solchen initialen Filamentes können einzelne Zellen die Abschaltfähigkeit ganzer Chips gefährden.

In der Simulation wird das Filament nachgebildet, indem zwei gleiche IGBTs mit unterschiedlichen Flächen und Abschaltwiderständen parallel geschaltet werden (siehe Abbildung 4.10).  $T_{99\%}$  ist ein IGBT mit 99% der Gesamtfläche und  $T_{1\%}$  ist ein IGBT mit 1% der Gesamtfläche, also Faktor 99 kleiner. Im Durchlasszustand haben beide IGBTs

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

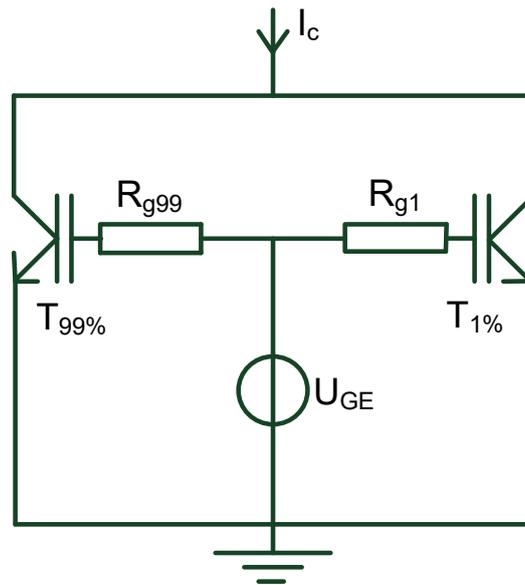


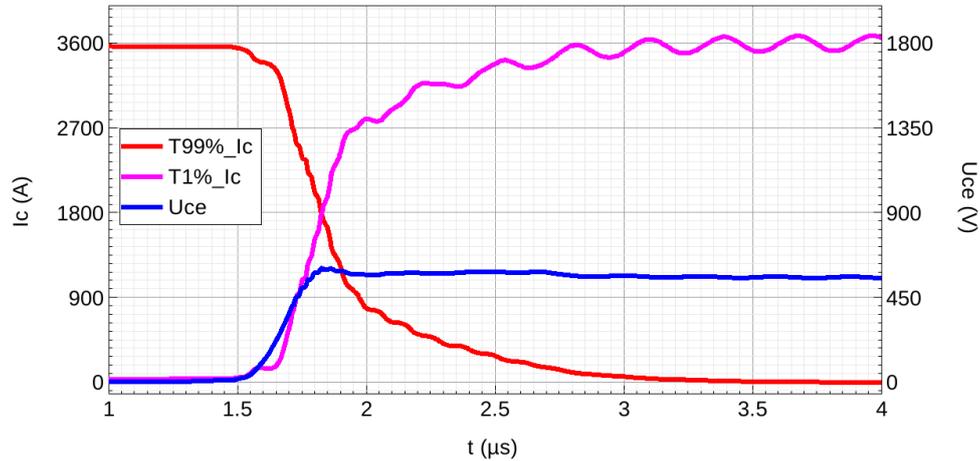
Abbildung 4.10.: prinzipieller Schaltkreis zur Erzeugung der Filamentbildung. Der auf die Chipfläche normierte Abschaltwiderstand  $R_{g1}$  ist minimal größer als  $R_{g99}$

die gleiche Stromdichte bzw. gleiche Ladungsträgerkonzentration. Der auf die Chipfläche normierte Abschaltwiderstand  $R_{g1}$  von  $T_{1\%}$  ist minimal größer als der von  $T_{99\%}$ . Das bedeutet, dass die Abschaltgeschwindigkeit von  $T_{1\%}$  geringer ist. Beim Abschalten kommutiert deswegen der Kollektorstrom in  $T_{1\%}$ . Die Stromdichte steigt nach der Kommutierung des Kollektorstromes sehr stark an, weil die Fläche von  $T_{1\%}$  sehr klein ist. Das Filament wird deswegen im IGBT  $T_{1\%}$  während des parallelen Abschaltprozesses gebildet. In der Simulation wird die Löcher-Beweglichkeit in der Nähe des Trench-Gates für beide, sowohl  $T_{99\%}$  als auch  $T_{1\%}$ , reduziert, damit der Spannungsabfall über dem n-Source-Gebiet beim Abschaltprozess größer ist. Das führt zu einer höheren Wahrscheinlichkeit, dass sich eine starke Elektroneninjektion nach dem erzeugten Filament für  $T_{1\%}$  ausbildet.

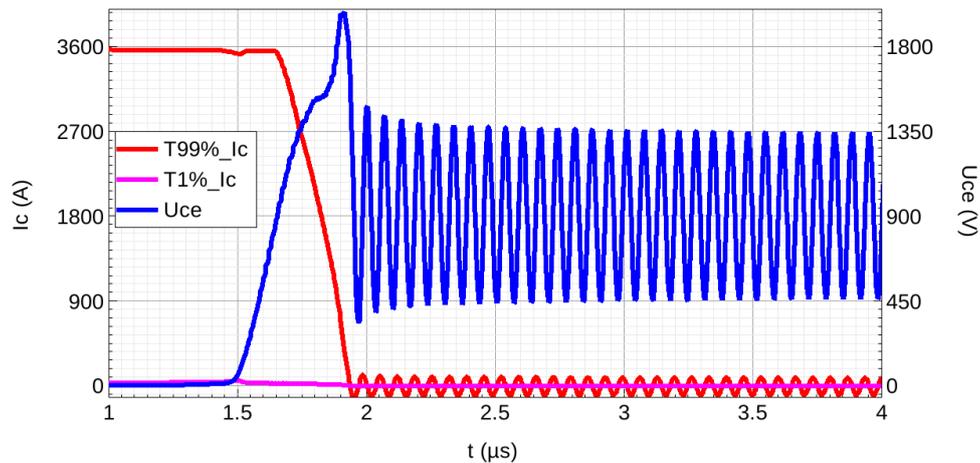
Die Filamentbildung wird im Vergleich zwischen Referenz-IGBT und DE-IGBT unter den genannten Bedingungen in der Abbildung 4.11 gezeigt. Es ist zu erkennen, dass der Kollektorstrom  $I_{C-T1\%}$  (Stromanteil, der von  $T_{1\%}$  übernommen wird) vom DE-IGBT bei dem Abschaltprozess sehr leicht ansteigt und dann wieder absinkt. In  $T_{1\%}$  gibt es keine Elektroneninjektion nach der Filamentbildung. Der  $T_{1\%}$  vom DE-IGBT kann deshalb neben  $T_{99\%}$  vollständig abgeschaltet werden (siehe Abbildung 4.11(b)). Der  $T_{1\%}$  vom

#### 4. Robustheit des RC-GID-IGBT

Referenz-IGBT verliert im Gegensatz dazu, wie in der Abbildung 4.11(a) gezeigt, seine Abschaltfähigkeit. Nach der Filamentbildung während des Abschaltvorganges steigt der Kollektorstrom  $I_{C-T1\%}$  vom Referenz-IGBT immer weiter an, während seine Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE-T1\%}$  nicht die Zwischenkreisspannung  $U_{ZK} = 900 \text{ V}$  erreichen kann.



(a) Referenz-IGBT



(b) DE-IGBT

Abbildung 4.11.: Filamentbildung im Vergleich zwischen Referenz-IGBT und DE-IGBT  
 $R_{g99} = 1 \Omega$ ,  $R_{g1} = 1,1 \Omega$ ,  $U_{ZK} = 900 \text{ V}$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Abschließend kann festgestellt werden, dass die Abschaltfestigkeit des DE-IGBT bei Filamentbildung nach den sogenannten Randbedingungen besser ist als die des Referenz-IGBT.

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

Eine kritische Stelle beim RC-GID-IGBT ist das Gebiet zum Bilden des zusätzlichen Emitters im MOS-Steuerkopf. Bei einem konventionellen IGBT bzw. RC-DC-IGBT befindet sich in diesem Gebiet eine nicht kontaktierte p-Schicht zur Schirmung des Trench-Gate-Oxides [14]. Die Dotierung des p-Schicht-Gebiets spielt eine untergeordnete Rolle und ist deshalb günstig herzustellen. Im Gegensatz dazu hat das Gebiet des RC-GID-IGBT zwischen zwei MOS-Steuerköpfen, mit seinem zusätzlichen Emitter eine übergeordnete Bedeutung. Die Dotierungen für das p-Gebiet, für die n-Schicht sowie die Barrierenhöhe des Schottky-Kontakts werden deshalb untersucht.

### 5.1. Dotierungsprofile unter dem Schottky-Kontakt

In diesem Unterkapitel werden die Dotierungsprofile der n-Schicht und der p-Wanne zwischen beiden MOS-Steuerköpfen untersucht.

#### 5.1.1. Dotierungsprofil des p-Wannen-Gebietes

Die p-Wanne unter dem Schottky-Kontakt wird über die n-Schicht kontaktiert und spielt eine große Rolle für die Sperrfähigkeit und Abschaltfestigkeit des RC-GID-IGBT, sowie bei der Bildung eines Widerstands, um dem Elektronenstrom im Diodenbetrieb entgegenzuwirken. Je höher dotiert die p-Wanne ist, desto besser sind die Sperrfähigkeit und die Abschaltfestigkeit, aber es fließt im Diodenbetrieb weniger Elektronenstrom zum Schottky-Emitter, was im Durchlass während des Diodenbetriebes zu einer stärkeren Abhängigkeit von der Gate-Spannung führt. Ein optimales bzw. minimales Dotierungsprofil der p-Wanne mit der geforderten Robustheit muss untersucht werden. Das Dotierungsprofil dieser p-Wanne vom RC-GID-IGBT, wird ähnlich wie das des p-Emitters einer Emcon-Diode konstruiert, welche die niedrigste Anodeneffizienz aufweist (Emcon-High-Speed). Die Abbildung 5.1 zeigt einen Vergleich der p-Dotierungsprofile zwischen

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

dem untersuchten p-Gebiet des RC-GID-IGBT und der Emcon-Diode.

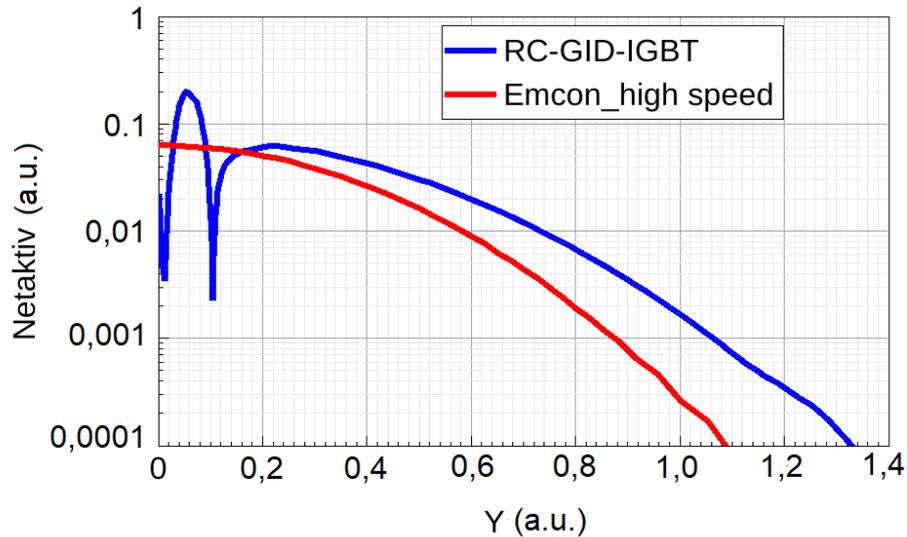


Abbildung 5.1.: Dotierungsprofil vom RC-GID-IGBT im Schottky-Emitter-Bereich im Vergleich zur Emcon-High-Speed

### 5.1.2. Dotierungsprofil der n-Schicht

In dem Unterkapitel 3.1 (Funktionsweise des RC-GID-IGBT) wurde die Bedeutung der n-Schicht schon teilweise erklärt. Die n-Schicht wirkt als CS-Layer und bremst den Löcherstrom zum Schottky-Emitter im IGBT-Durchlassbetrieb. Die Emitter-Effizienz vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb ist dadurch erhöht. Das Dotierungsprofil der n-Schicht soll deshalb unter dieser Anforderung so hoch wie möglich eingestellt werden. Aufgrund der notwendigen anderen Anforderungen, wie der Kurzschlussfestigkeit, der Abschaltfestigkeit und der Einschaltfähigkeit sowie der Herstellbarkeit muss das Dotierungsprofil der n-Schicht weiter untersucht werden.

Die n-Schicht bildet zusammen mit dem Schottky-Kontakt und der p-Wanne den Schottky-Halbleiter-Übergang  $J_1$  und den pn-Übergang  $J_2$  (siehe die Abbildung 5.2). Im Durchlassbetrieb vom RC-GID-IGBT als IGBT, wenn das Potential in der p-Wanne (gleich dem Spannungsabfall über dem n-Kanal bzw.  $U_{MOS}$ ) nicht größer als die Summe der Diffusionsspannung des Übergangs  $J_2$  ( $U_{Diff}$ ) und von der Durchbruchspannung des Übergangs  $J_1$  ( $U_{BD}$ ) ist, fließt der Großteil des Löcherstroms zum ohmschen Emitter



## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

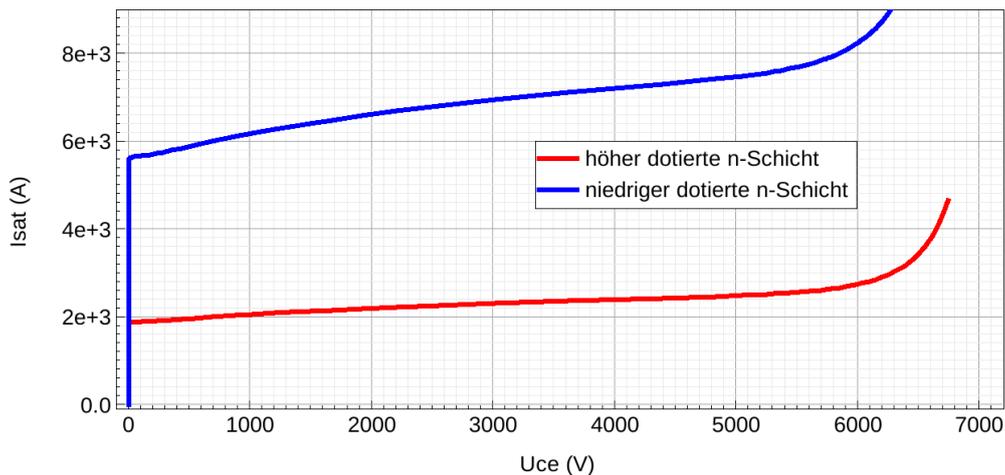
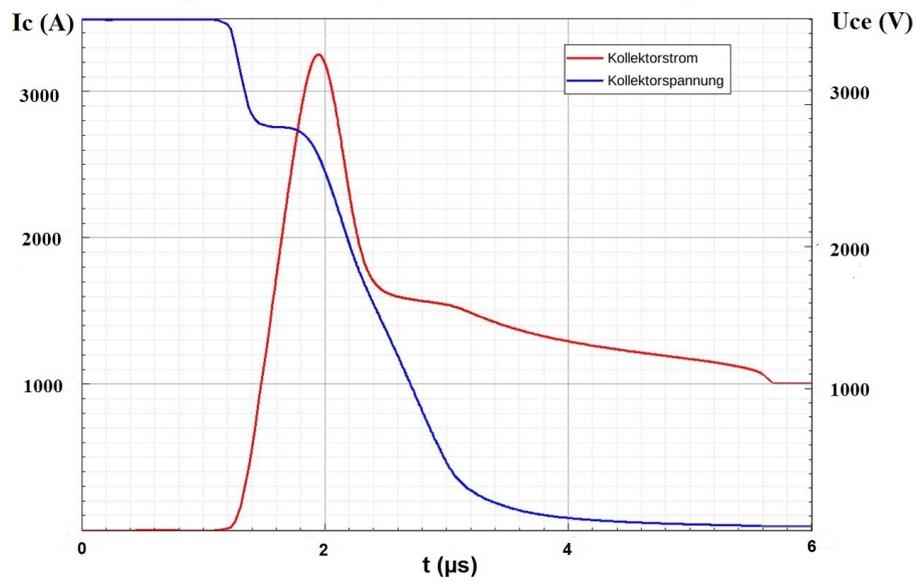


Abbildung 5.3.: Sättigungsstrom vom RC-GID-IGBT 6,5 kV mit verschiedenen Dotierungen für die n-Schicht

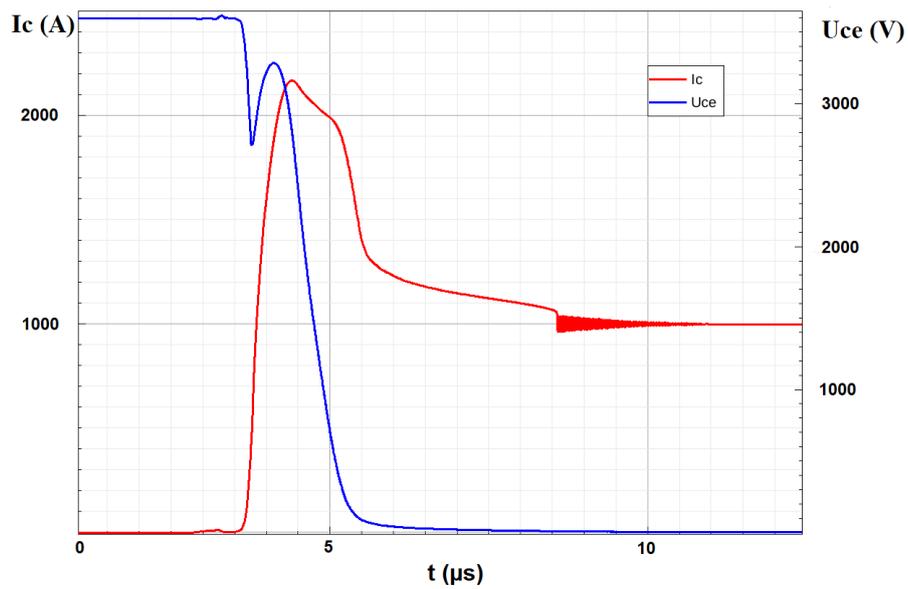
vom Modell mit 2,4 kA zu niedrig. Im Einschaltvorgang kommt die Sättigungsphase eines RC-GIDs mit dem 2,4 kA Sättigungsstrom zu früh (siehe Abbildung 5.4(b)). Die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  steigt während des Einschaltprozesses sogar wieder an. Dadurch erhöhen sich die Einschaltverluste. Der RC-GID-IGBT mit 7,1 kA Sättigungsstrom hat dagegen einen normalen Einschaltvorgang (siehe Abbildung 5.4(a)).

Die gezeigte negative Wirkung auf den Einschaltvorgang erfordert einen höheren Sättigungsstrom des RC-GID-IGBTs, ca. Faktor 5 bis 10 des Nennstromes. Die Durchbruchspannung des Schottky-Halbleiter-Übergangs  $J_1$  darf damit nicht zu klein sein. Das heißt, dass die Dotierung für die n-Schicht zum Übergang  $J_1$  nicht zu hoch sein darf. Ein "guter" Schottky-Kontakt erfordert eine n-Dotierung im Bereich von ca.  $1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  bis  $1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  [33] und ist für die n-Schicht unter der Anforderung der effektiven Einschaltfähigkeit geeignet. Wie im Kapitel 3 erläutert, hat die n-Schicht eine genauso hohe Bedeutung wie der Carrier Storage Layer. Für den IGBT-Modus im Durchlassbetrieb soll die n-Schicht hoch dotiert werden. Das Dotierungsprofil der n-Schicht wird unter den oben genannten Anforderungen angepasst und hat die Form einer tiefer gelegenen Gauss-Verteilung. Im Grenzbereich, mit dem Metall als Schottky-Kontakt, wird die Dotierung der n-Schicht im Bereich von  $1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  bis  $1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  eingestellt (siehe Abbildung 5.1 blaue Kennlinie). Die maximale n-Schicht-Dotierung soll so groß und tief wie möglich sein. Die Abbildung 5.1 zeigt das beste Dotierungsprofil der n-Schicht mit der aktuellen Technologie, in der die Dosis und Energie von Phosphor angepasst wird, ohne zur Zerstörung des Silizium-Kristalls zu führen.

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters



(a) RC-GID-IGBT mit der niedrigeren n-Schicht



(b) RC-GID-IGBT mit der höheren n-Schicht

Abbildung 5.4.: Einschaltverhalten vom RC-GID-IGBT 6,5 kV mit verschiedenen Dotierungen für die n-Schicht

## 5.2. Effekte der Barrienhöhen des Schottky-Kontaktes

### 5.2.1. Metall-Halbleiter-Übergang

In der Abbildung 5.2 wird ein Schottky-Übergang  $J_1$  gezeigt, in dem die Elektronen oder Löcher nur in die Richtung des Schottky-Kontakts abfließen können. In umgekehrter Richtung können die Elektronen und Löcher nicht vom Schottky-Kontakt über die p-Wanne in das n-Gebiet injiziert werden. Dieser Ladungsträgertransport wird durch die Barrienhöhe des Metalls eingestellt.

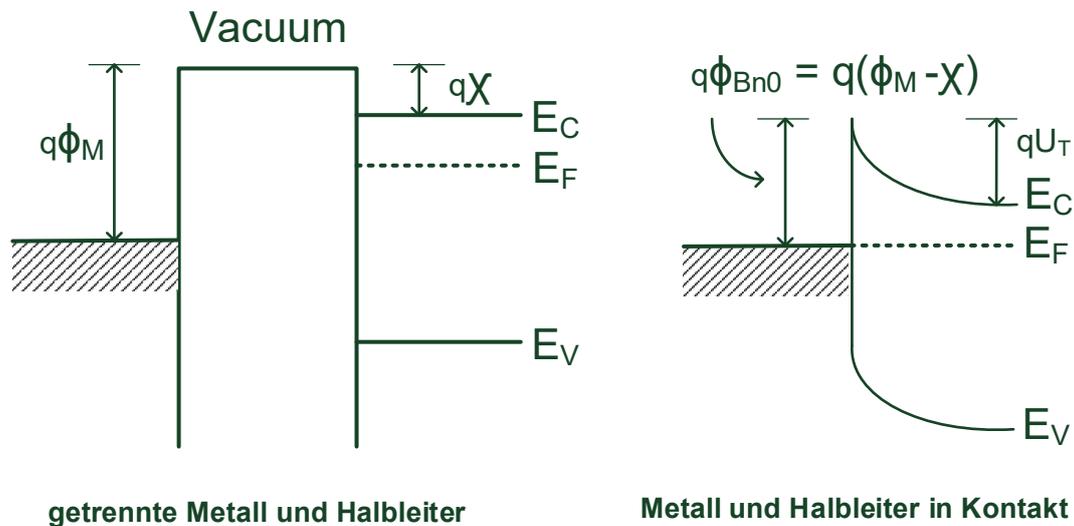
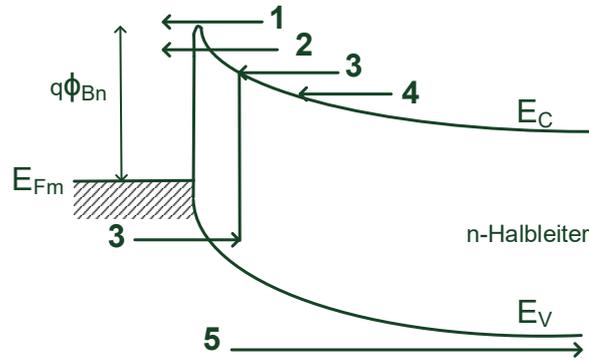


Abbildung 5.5.: Schottky-Übergang aus [33]

Abbildung 5.5 zeigt die Bandstruktur eines idealen Metall-Halbleiter-Kontaktes. In der linken Seite der Abbildung 5.5 wird die Austrittsarbeit des Metalls  $\Phi_M$  und die Elektronen-Affinität des Halbleiters  $\chi$  gezeigt. Die Austrittsarbeit des Metalls  $\Phi_M$  beschreibt eine minimal notwendige Energie eines Elektrons, um den Festkörper vom Leitungsband verlassen zu können. Die Elektronen-Affinität des Halbleiters  $\chi$  beschreibt die minimal notwendige Energie eines Elektrons, welches sich an der Unterkante des Leitungsband befindet, um den Halbleiter verlassen zu können. In der rechten Seite der Abbildung 5.5 wird die Bandstruktur des Metalls und des Halbleiters beschrieben, wenn sie in Kontakt gebracht wurden. Solange die Bedingung des thermodynamischen Gleichgewichts (in diesem Fall  $\Phi_M > \chi$ ) noch nicht erfüllt ist, verlassen die Elektronen den Halbleiter in Richtung des Metalls. Dadurch wird eine Raumladungszone im Halblei-

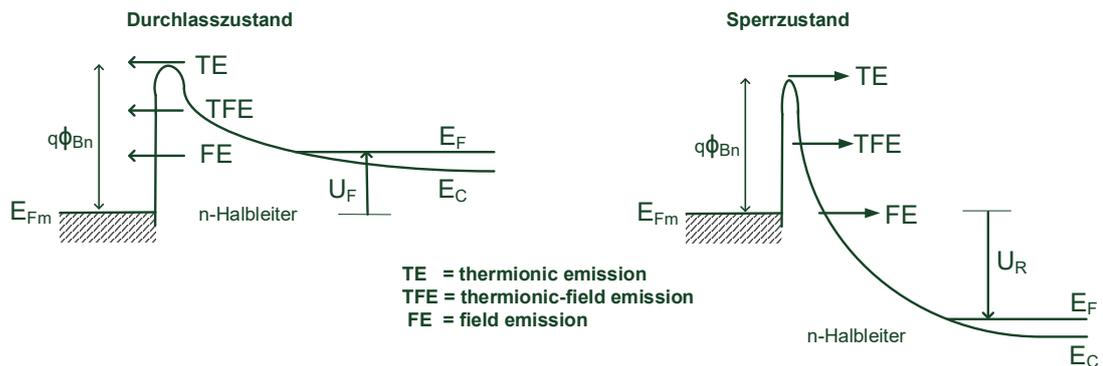
### 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

ter gebildet. Die Kontaktspannung vom Metall-Halbleiter-Übergang ist  $U_T$  und wird durch die Formel  $qU_T = q(\Phi_M - \chi) - (E_C - E_F)$  beschrieben. Auf der Seite des Metalls wird eine Barrierenhöhe  $\Phi_{Bn0}$  mit  $\Phi_{Bn0} = (\Phi_M - \chi)$  gebildet [33]. Die Barrierenhöhe  $\Phi_{Bn0}$  verhindert den Fluss der Ladungsträger (Elektronen oder Löcher) vom Metall zum Halbleiter. Die Ladungsträger können nur vom Halbleiter zum Metall abfließen.



(1) Thermionic emission. (2) Tunneling. (3) Recombination.  
(4) Diffusion of electrons. (5) Diffusion of holes.

(a) Stromübertragung aus [33]



(b) qualitativer Tunnelstrom von einem Schottky-n-Halbleiter-Übergang im Durchlass- und Sperrzustand aus [33]

Abbildung 5.6.: Stromübertragung und qualitativer Tunnelstrom von einem Schottky-n-Halbleiter-Übergang aus [33]

Bei der Stromübertragung des Metall-Halbleiter-Übergangs ergeben sich fünf darauf basierende Transportprozesse, die in Abbildung 5.6(a) dargestellt werden [33]. Ein Metall und in diesem Fall ein n-Halbleiter werden in Kontakt gebracht und es wird eine positive Spannung am Metall gegenüber dem n-Halbleiter angelegt. Dadurch wird ein Durchlass-

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

zustand erzeugt. Der erste dominante Übertragungsprozess ist der Edison-Richardson-Effekt (thermionic emission), bei dem die thermisch angeregten Elektronen über die Barriere in das Metall eindringen können. Der zweite Übertragungsprozess heißt Tunneleffekt (field emission), bei dem die Elektronen durch die Barriere in das Metall übergehen. Die Rekombination der Elektronen und Löcher ist der dritte Übertragungsprozess. Die Diffusion von Elektronen und Löchern ist der vierte und fünfte Übertragungsprozess.

Eine Schottky-Diode (mit n-Typ) leitet den Strom nur in einer Richtung. Wenn eine positive Spannung  $U_F$  am Metall gegenüber dem Halbleiter angelegt wird, wird die durch das thermodynamische Gleichgewicht erzeugte Raumladungszone abgebaut, die Schottky-Diode ist im Durchlasszustand (siehe Abbildung 5.6(b), links). Ein großer Anteil der thermisch angeregten Elektronen können über die Barriere zum Metall eindringen (TE  $\hat{=}$  thermionic emission). Ein kleinerer Teil der thermisch angeregten Elektronen durchtunnelt die dünnere Barriere (TFE  $\hat{=}$  thermionic field emission). Ein sehr kleiner Teil der Elektronen durchtunnelt die dicke Barriere zum Metall (FE  $\hat{=}$  field emission). Der Rekombinationsstrom und der Diffusionsstrom können vernachlässigt werden. Wird eine negative Spannung am Metall gegenüber dem Halbleiter angelegt, so wird die Raumladungszone verbreitert und die Schottky-Diode ist im Sperrzustand (siehe Abbildung 5.6(b), rechte Seite). Die Übertragung der Elektronen vom Metall zum n-Halbleiter wird wieder durch TE, TFE und FE ermöglicht, ist aber aufgrund der Barrierenhöhe  $\Phi_{Bn}$  mit sehr geringen Stromdichten. Je größer die Sperrspannung  $U_R$  ist, desto dünner und tiefer ist die Barriere. Die Elektronen können einfacher durch die tiefere (durch TE oder TFE) oder dünnere (durch FE) Barriere zum Halbleiter abfließen. Falls die Sperrspannung  $U_R$  zu hoch ist und damit die entsprechende Barriere zu dünn und zu tief, können die Elektronen vom Metall ohne Hinderung zum Halbleiter durchfließen und es kommt zum Durchbruch [33].

Für einen Schottky-Kontakt mit gleichrichtenden Eigenschaften muss die Barrierenhöhe  $\Phi_{Bn0} = (\Phi_M - \chi) > 0$  sein, damit die Ladungsträger nur vom Halbleiter ins Metall eindringen können und nicht in umgekehrter Richtung vom Metall in den Halbleiter. Dieser Effekt eignet sich für den zusätzlichen Schottky-Emitter vom RC-GID-IGBT. Wenn aber die Barrierenhöhe zu klein oder zu groß ist, können Elektronen oder Löcher vom Metall in den Halbleiter injiziert werden [30]. In der Abbildung 5.7 auf der linken Seite ist ein Metall-Halbleiterübergang (n-Typ) mit einer relativ niedrigen Barrierenhöhe dargestellt. Dadurch können die thermisch angeregten Elektronen vom Metall in den n-Halbleiter eindringen. Die Abbildung 5.7 in der rechten Seite zeigt den Metall-Halbleiterübergang (n-Typ) mit einer relativ großen Barrierenhöhe (fast so hoch wie die Bandlücke vom

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

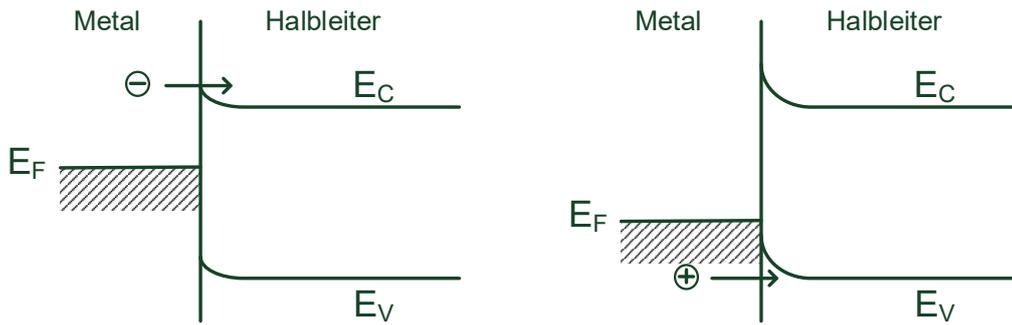


Abbildung 5.7.: Grenze der Barriere aus [30]

Halbleiter), durch die die Löcher im Durchlassbetrieb vom Metall in den Halbleiter injiziert werden können (Injektion der Löcher in das Valenzband des Halbleiters) [30]. Der Kontakt mit der sehr niedrigen Barrierenhöhe verhält sich wie ein ohmscher Kontakt zwischen Metall und n-Halbleiter. Der Kontakt mit der sehr großen Barrierenhöhe verhält sich wie ein ohmscher Kontakt zwischen Metall und p-Halbleiter.

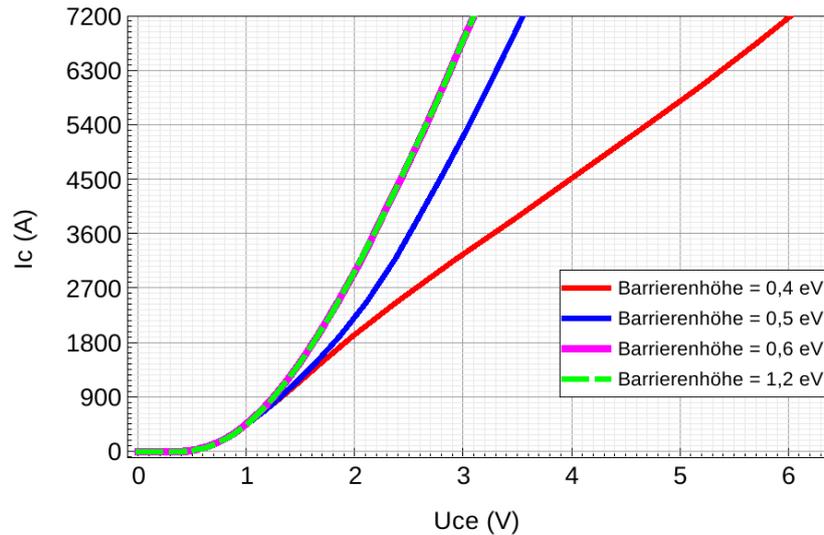
### 5.2.2. Statisches Verhalten des RC-GID-IGBTs durch die Variation der Barrierenhöhe

Der Effekt der Minoritätsträgerinjektion wird durch die Barrierenhöhe vom Schottky-Emitter bestimmt. Die Barrierenhöhe hat deshalb eine relativ große Bedeutung in Bezug auf das elektrische Verhalten des RC-GID-IGBT. Das statische Verhalten des RC-GID-IGBT als Funktion der Barrierenhöhe wird im IGBT- und Diodenbetrieb untersucht. Das Schaltverhalten, mit der Änderung der Barrierenhöhe, wird im nächsten Unterkapitel mit Hilfe einer Ersatzstruktur tiefer untersucht.

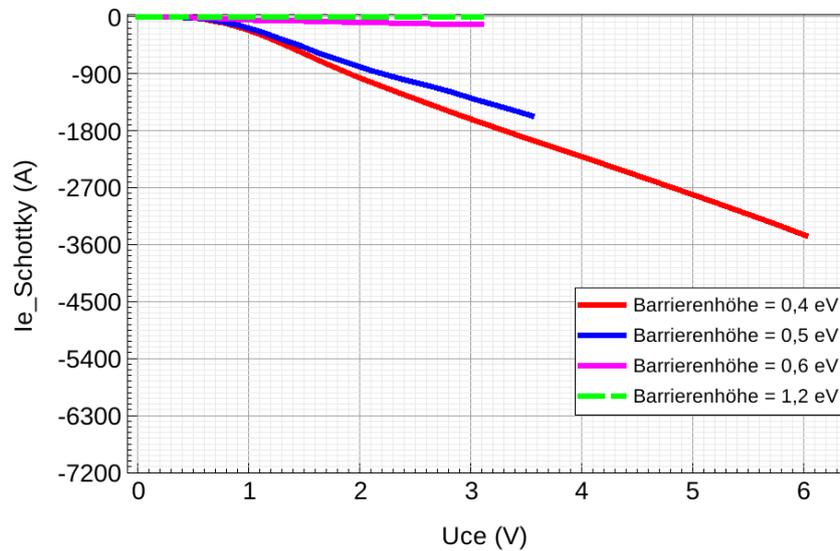
### RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb

Abbildung 5.8(a) zeigt das Durchlassverhalten des RC-GID-IGBT im IGBT-Modus bei Variation der Barrierenhöhe des Schottky-Emitters bei einer Betriebstemperatur von  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . Sind die Barrierenhöhen größer oder gleich  $0,6 \text{ eV}$ , werden vom Schottky-Emitter gar keine oder nur sehr wenige Elektronen injiziert. Deshalb bleibt der Emitterwirkungsgrad konstant und es ändert sich das Durchlassverhalten nicht. Sind die Barrierenhöhen kleiner als  $0,6 \text{ eV}$ , verhält sich der Schottky-Emitter wie ein ohmscher

### 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters



(a) Durchlassverhalten mit verschiedenen Barrierenhöhen



(b) Schottky-emitterseitige Elektronenströme

Abbildung 5.8.: Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb mit verschiedenen Barrierenhöhen bei  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

Kontakt mit einem n-Halbleiter. Deswegen wird eine relativ große Menge Elektronen vom Schottky-Emitter injiziert. Die Löcher aus der Basiszone können zum Schottky-Emitter abfließen, dadurch verringert sich die Löcherstromdichte unter den MOS-Steuerköpfen und damit auch die Löcher- sowie Ladungsträgerkonzentration in der Driftzone, der

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

Spannungsabfall über der Basiszone steigt an. Damit die Leitfähigkeit des RC-GID-IGBT im IGBT-Modus nicht schlechter wird, muss die Barrierenhöhe nach Abbildung 5.8 größer oder gleich 0,6 eV sein.

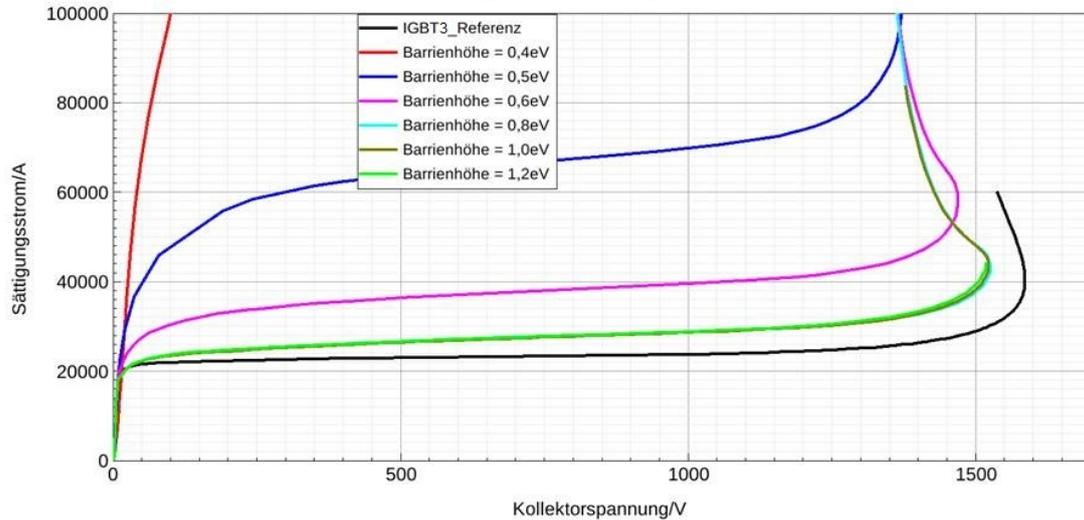
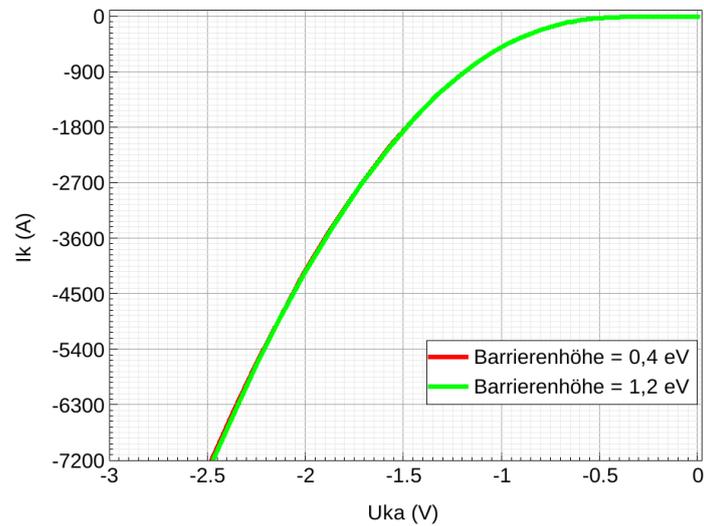


Abbildung 5.9.: Sättigungsverhalten vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb mit verschiedenen Barrierenhöhen bei  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $U_{GE} = +15 \text{ V}$

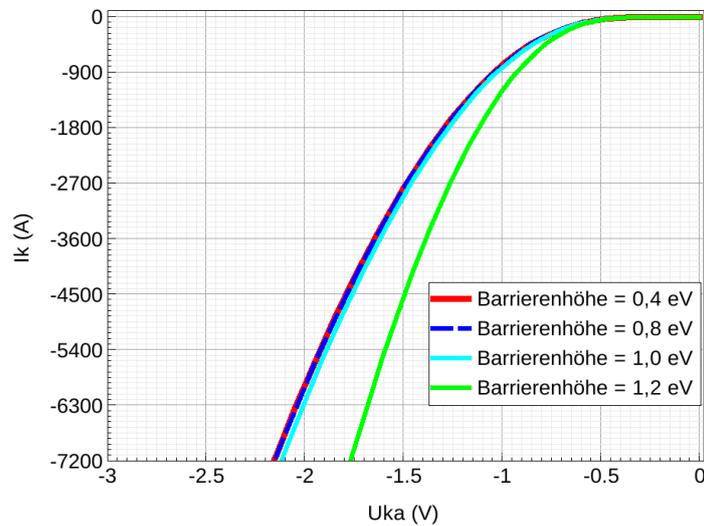
Das Sättigungsverhalten des RC-GID-IGBT im IGBT-Modus in Abhängigkeit der Barrierenhöhe wird in Abbildung 5.9 dargestellt. Mit der Zunahme der Barrierenhöhe größer oder gleich 0,8 eV, werden gar keine Elektronen vom Schottky-Emitter zur Basiszone injiziert. Das Sättigungsverhalten ändert sich nicht und ähnelt dem Sättigungsverhalten vom Referenz-IGBT3. Ist die Barrierenhöhe z.B. gleich 0,6 eV, werden wenig Elektronen vom Schottky-Emitter injiziert und dadurch wird der Sättigungsstrom im Vergleich zum Referenz-IGBT3 nur leicht erhöht. Wenn die Barrierenhöhe 0,5 eV beträgt, wird relativ viele Elektronen vom zusätzlichen Schottky-Emitter injiziert. Dadurch ist der Sättigungsstrom um einen Faktor drei größer. Ist die Barrierenhöhe weit niedriger als 0,5 eV, verliert der RC-GID-IGBT sogar die Kurzschlussfestigkeit (siehe Abbildung 5.9). Die Barrierenhöhe für den Schottky-Kontakt darf deshalb für eine gute Kurzschlussfestigkeit nicht kleiner als 0,6 eV sein.

### RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb

Das Durchlassverhalten des RC-GID-IGBT im Dioden-Modus mit verschiedenen Barrierenhöhen und Gate-Spannungen wird in Abbildung 5.10 dargestellt. Bei  $U_{GE} = +15\text{ V}$  ändert sich das Durchlassverhalten nicht mit der Variation der Barrierenhöhe (siehe Ab-



(a)  $U_{GE} = +15\text{ V}$

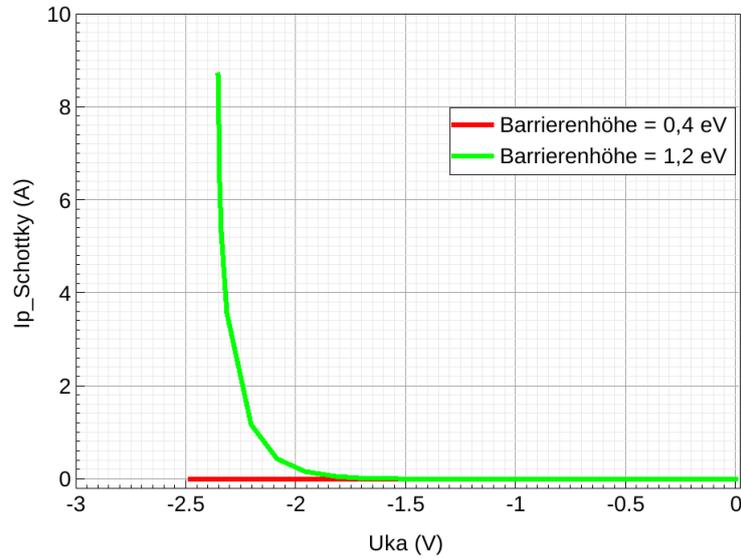


(b)  $U_{GE} = -15\text{ V}$

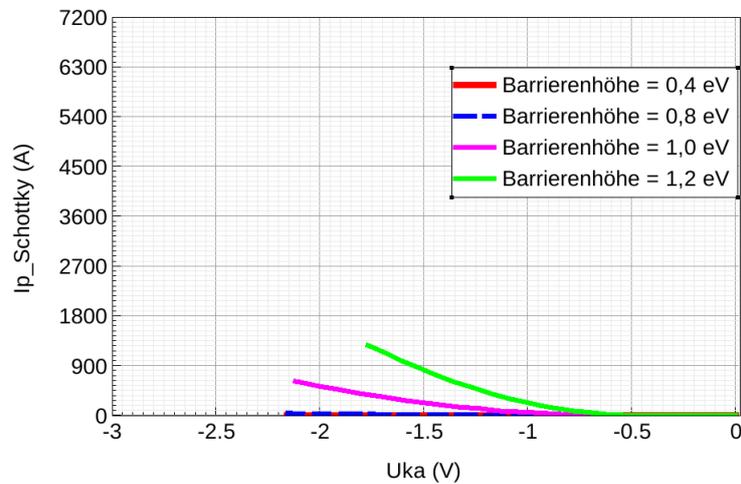
Abbildung 5.10.: Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb mit verschiedenen Barrierenhöhen und Gate-Spannungen bei  $T = 125\text{ }^\circ\text{C}$

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

bildung 5.10(a)). Das kann dadurch erklärt werden, dass der Elektronenstrom im IGBT-Bereich fast nur durch den geöffneten n-Kanal ( $U_{GE} = +15 \text{ V}$ ) fließt und damit fast keine Löcher vom Schottky-Emitter injiziert werden (siehe Abbildung 5.11(a)). Dadurch bleibt der Emitterwirkungsgrad bzw. die Leitfähigkeit des RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb gleich. Falls der n-Kanal geschlossen wird ( $U_{GE} = -15 \text{ V}$ ), fließt der Elektronenstrom im



(a)  $U_{GE} = +15 \text{ V}$



(b)  $U_{GE} = -15 \text{ V}$

Abbildung 5.11.: anodenseitige Löcherströme vom Schottky-Emitter beim Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb mit verschiedenen Barrierenhöhen und Gate-Spannungen bei  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

IGBT-Bereich überwiegend zum zusätzlichen Schottky-Emitter. Wenn die Barrierenhöhe in diesem Fall kleiner oder gleich 0,8 eV ist, werden gar keine oder sehr wenig Löcher vom Schottky-Emitter in die Basiszone injiziert (siehe Abbildung 5.11(b)) und es ändert sich das Durchlassverhalten nicht (siehe Abbildung 5.10(b)). Wenn die Barrierenhöhe größer als 0,8 eV ist, verhält sich der Schottky-Kontakt wie ein ohmscher Kontakt auf p-Halbleiter und es wird eine relativ große Menge Löcher vom zusätzlichen Emitter injiziert. Dadurch wird der Emitterwirkungsgrad vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb größer. Je größer die Barrierenhöhe ab 0,8 eV ist (im Fall vom geschlossenen n-Kanal), desto mehr Löcher werden im IGBT-Bereich in die Basiszone injiziert (siehe Abbildung 5.11(b)) und desto größer ist Ladungsträgerkonzentration des RC-GID-IGBT im Durchlasszustand bzw. desto kleiner ist die Durchlassspannung  $U_F$  (siehe Abbildung 5.10(b)). Die Barrierenhöhe soll deshalb nicht größer als 0,8 eV sein, damit die Abhängigkeit der Durchlassspannung bzw. der gesamten Ladung des RC-GID-IGBT im Dioden-Modus von der Gate-Spannung nicht groß ist.

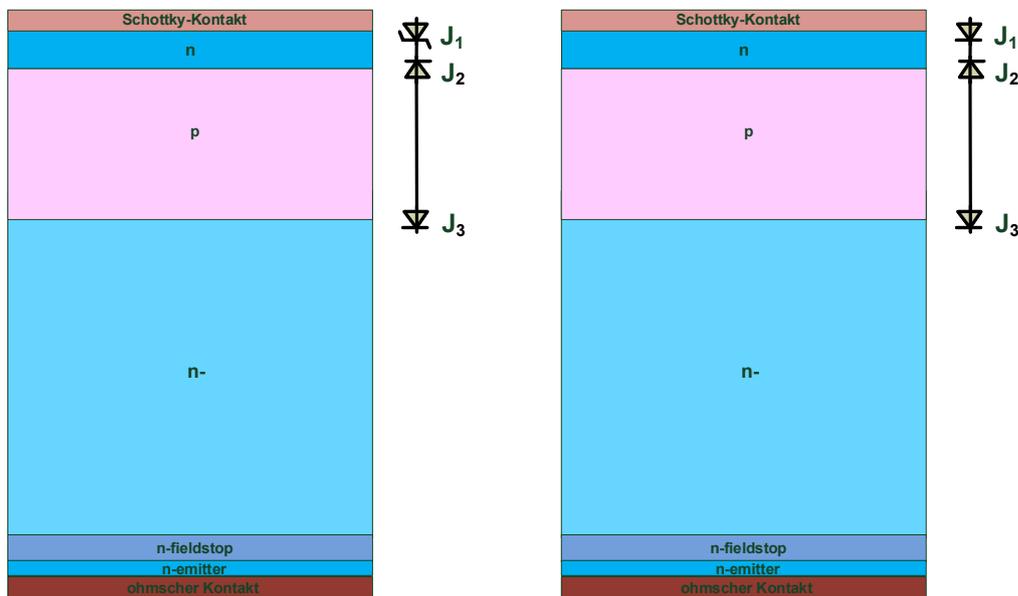
Wegen der Minoritätsträgerinjektion muss die Barrierenhöhe des Schottky-Kontakts des zusätzlichen Emitters größer oder gleich 0,6 eV (für ein gutes statisches Durchlass- und Sättigungsverhalten des RC-GID-IGBT im IGBT-Modus) und kleiner oder gleich 0,8 eV (für eine geringe Abhängigkeit der Durchlassspannung bzw. der gesamten Ladung im Dioden-Modus von der Gate-Emitter Spannung) sein.

### 5.2.3. Teststruktur

Die kritischen elektrischen Belastungen treten bei einem konventionellen IGBT-Modul beim Abschalten des IGBTs und beim Reverse-Recovery der Diode auf. Der Löcherstrom muss dann zum Vorderseitenemitter bzw. zur Anode fließen, um das Plasma auszuräumen und Sperrspannung aufzunehmen. Die Feldaufteilung aufgrund des Löcherstroms kann dabei einen dynamischen Avalanche bewirken. Es könnte durch den dynamischen Avalanche zu einer Filamentbildung kommen. Im schlimmsten Fall verliert der IGBT dadurch seine Abschaltfähigkeit oder ein anodenseitiger Kurzschluss tritt durch die sehr starke Feldaufteilung in der Diode auf. Beim RC-GID-IGBT fließt der Löcherstrom beim Reverse-Recovery-Verhalten im Dioden-Modus meist zur Pilot-Anode. Beim Abschalten im IGBT-Modus fließt jedoch eine große Menge des Löcherstromes zum zusätzlichen Schottky-Emitter und somit ergibt sich eine kritische Stelle in diesem Bereich. Um diese Stelle zu qualifizieren, wird eine Teststruktur untersucht, die den zusätzlichen Emitter mit Schottky-Kontakt als kritische Stelle besitzt.

## Aufbau

Die Struktur einer halben Zelle des RC-GID-IGBT wurde in Abbildung 3.1 dargestellt. Die Teststruktur ist ein Teil davon und besteht aus einem Schottky-Kontakt auf n-Halbleiter-Basis und weiterhin aus einer p-Wanne, einer Basiszone, einer Feld-Stopp-Schicht und aus einem n-Emitter mit ohmscher Metallisierung. Abbildung 5.12 zeigt den Aufbau dieser Teststruktur, welche drei Übergänge umfasst. Der Schottky-Übergang  $J_1$  (falls  $\Phi_{Bn0} \leq 0,8$  eV, siehe Abbildung 5.12 links), die pn-Übergänge  $J_2$  und  $J_3$ . Wenn die Barrierenhöhe  $\Phi_{Bn0} > 0,8$  eV ist, verhält sich der Schottky-Kontakt wie ein ohmscher Kontakt auf p-Halbleiter-Basis, sodass sich der Übergang  $J_1$  wie ein pn-Übergang verhält (siehe Abbildung 5.12 rechts). Die Teststruktur mit den drei Übergängen wird deshalb auch als Ersatz-Diode bezeichnet, in der der Schottky-Kontakt als Anode und der ohmscher Kontakt als Kathode arbeitet.



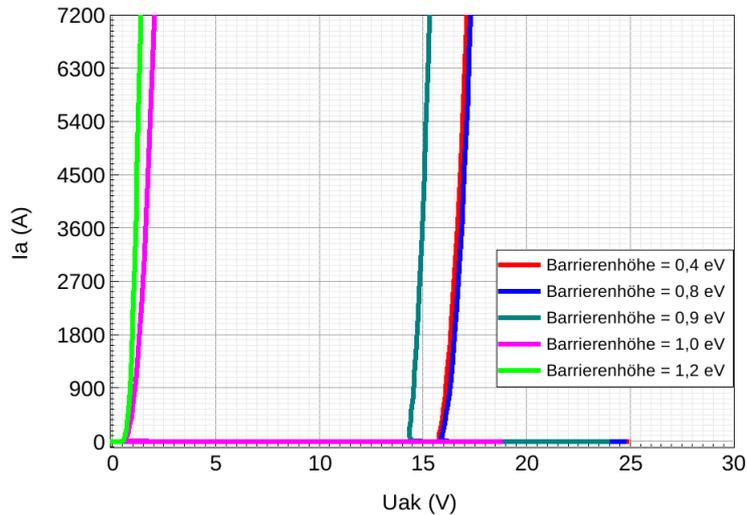
(a)  $\Phi_{Bn0} \leq 0,8$  eV,  $J_1$  verhält sich wie ein Schottky-Übergang (b)  $\Phi_{Bn0} > 0,8$  eV,  $J_1$  verhält sich wie ein pn-Übergang

Abbildung 5.12.: Teststruktur für den RC-GID-IGBT mit Variation der Barrierenhöhen

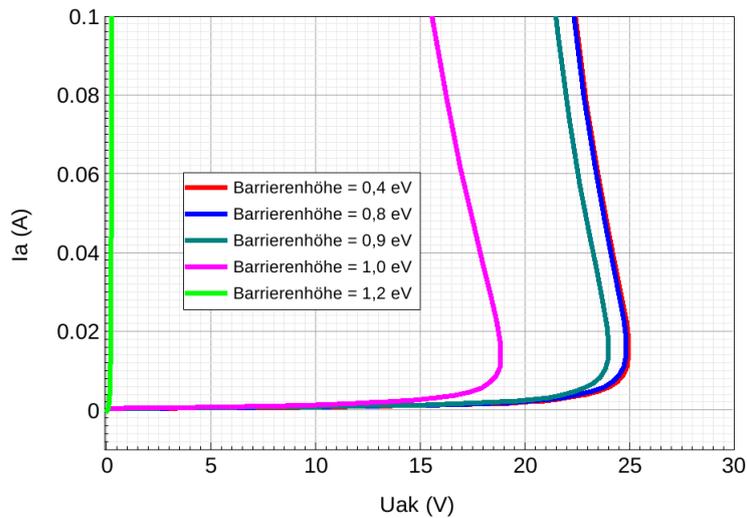
## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

### Durchlassverhalten

Ist ein positives Potential am Schottky-Kontakt (Anode) und ein negatives Potential am ohmschen Kontakt (Kathode) angelegt, verhalten sich die Übergänge  $J_1$  und  $J_3$  in Durchlassrichtung. Der Übergang  $J_2$  liegt umgekehrt also in Sperrrichtung. Im



(a) Durchlassverhalten

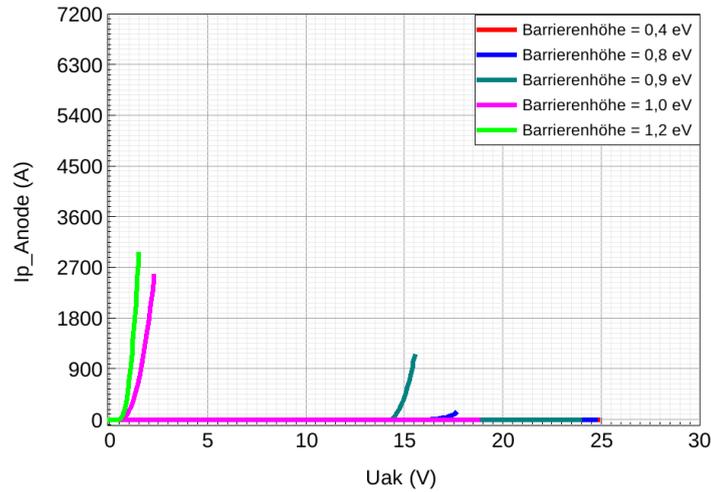


(b) Vergrößerung des Durchlassverhaltens (entspricht Sperrverhalten des  $J_2$ )

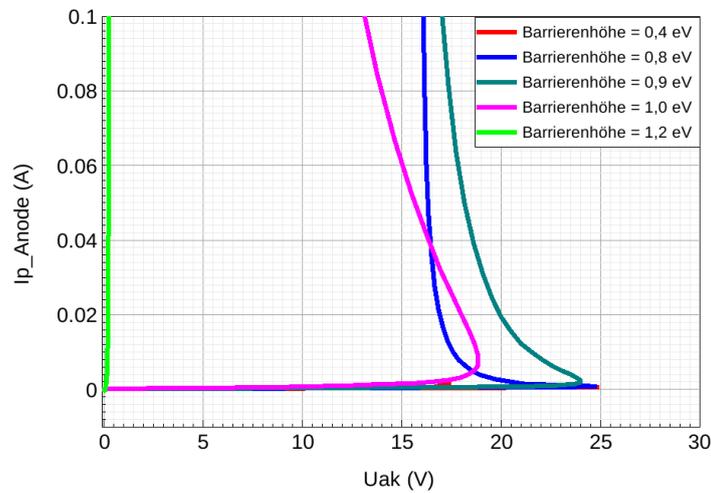
Abbildung 5.13.: Durchlassverhalten der  $18 \text{ cm}^2$  Teststruktur mit den verschiedenen Barrierenhöhen bei  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

Fall  $\Phi_{\text{Bn0}} \leq 0,8 \text{ eV}$  nimmt der Übergang  $J_2$  erst die Sperrspannung auf und sein Anodenstrom liegt erst noch im Sperrstrombereich. Wenn die Spannung  $U_{\text{AK}}$  die Durchbruchspannung des Übergangs  $J_2$  übersteigt, kommt es am Übergang  $J_2$  zum Durchbruch (siehe Abbildung 5.13(b)). Das Plasma wird durch den Avalanche an dem Übergang  $J_2$  aufgebaut und hängt nur von seinem Avalanche-Effekt ab, während die Löcherinjektion vom Schottky-Kontakt sehr klein ist (siehe Abbildung 5.14(a und b) mit



(a) injizierter Löcherstrom vom Schottky-Kontakt



(b) Vergrößerung des injizierten Löcherstromes vom Schottky-Kontakt (beim Sperrverhalten des  $J_2$ )

Abbildung 5.14.: anodenseitige Löcherströme beim Durchlassverhalten der  $18 \text{ cm}^2$  Teststruktur mit den verschiedenen Barrierenhöhen bei  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

$\Phi_{\text{Bn0}} = 0,4 \text{ eV}$  oder  $\Phi_{\text{Bn0}} = 0,8 \text{ eV}$ ). An diesem Punkt verhält sich die Teststruktur wie eine pin-Diode mit einer sehr hohen Thresholdspannung (siehe Abbildung 5.13(a und b)).

Im Falle  $\Phi_{\text{Bn0}} > 0,8 \text{ eV}$  verhält sich die Teststruktur quasi wie einen Thyristor (siehe Ersatzschaltbild in Abbildung 5.12(b)). Mit z.B.  $\Phi_{\text{Bn0}} = 1,0 \text{ eV}$  hat die Teststruktur eine Kippspannung von ca. 19 V. Die Teststruktur ändert sich von dem Vorwärtssperrbereich zum Vorwärtsdurchlassbereich (siehe Abbildung 5.13(a und b)). In diesem Fall wirkt der Löcherstrom von der Avalanche-Stelle (Avalanche am  $J_2$ ) quasi wie ein Einraststrom eines Thyristor. Der initiale ionisierte Löcherstrom fließt zur Kathode und dadurch werden dann die Elektronen von der Kathode injiziert. Der injizierte Elektronenstrom fließt danach über das p-Gebiet zum Schottky-Kontakt, welcher sich wie ein p-Halbleiter-Gebiet (Falls  $\Phi_{\text{Bn0}} > 0,8 \text{ eV}$ ) verhält. Der anodenseitige injizierte Löcherstrom vom Schottky-Kontakt wird in Abbildung 5.14(a und b) dargestellt.

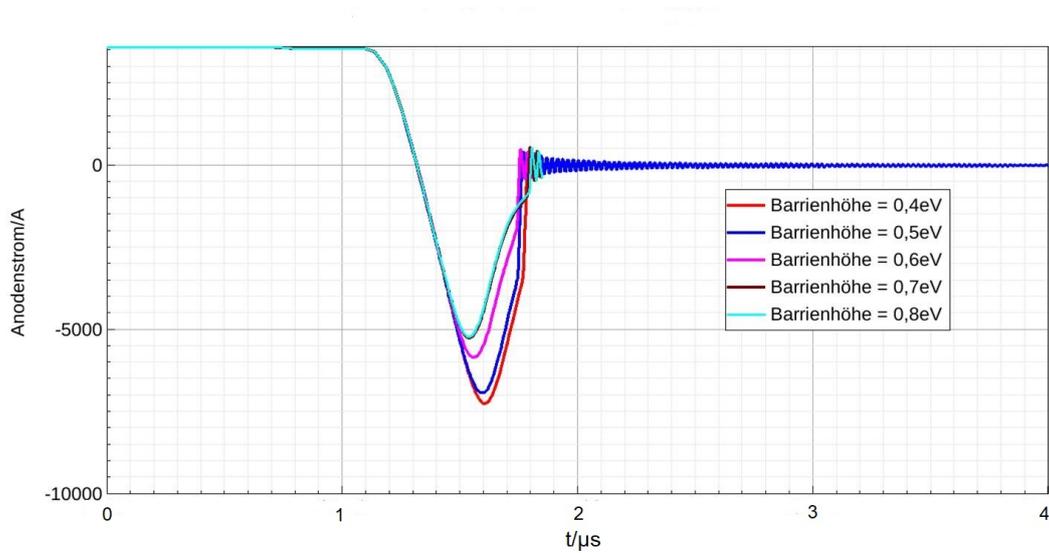
Das zentrale Ziel vom RC-GID-IGBT ist, dass gar keine oder nur sehr wenig Löcherinjektion vom Schottky-Kontakt ausgeht, damit der passive Bereich vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb einen sehr schlechten Emitterwirkungsgrad besitzt. Abbildung 5.14(a) zeigt, dass mit  $\Phi_{\text{Bn0}} \leq 0,8 \text{ eV}$  die Voraussetzung der sehr niedrigen Löcherinjektion erfüllt werden kann. Zur transienten Untersuchung der Teststruktur wird deswegen die Barrierenhöhe in den Bereich 0,4 eV- 0,8 eV gelegt.

### Reverse-Recovery-Verhalten

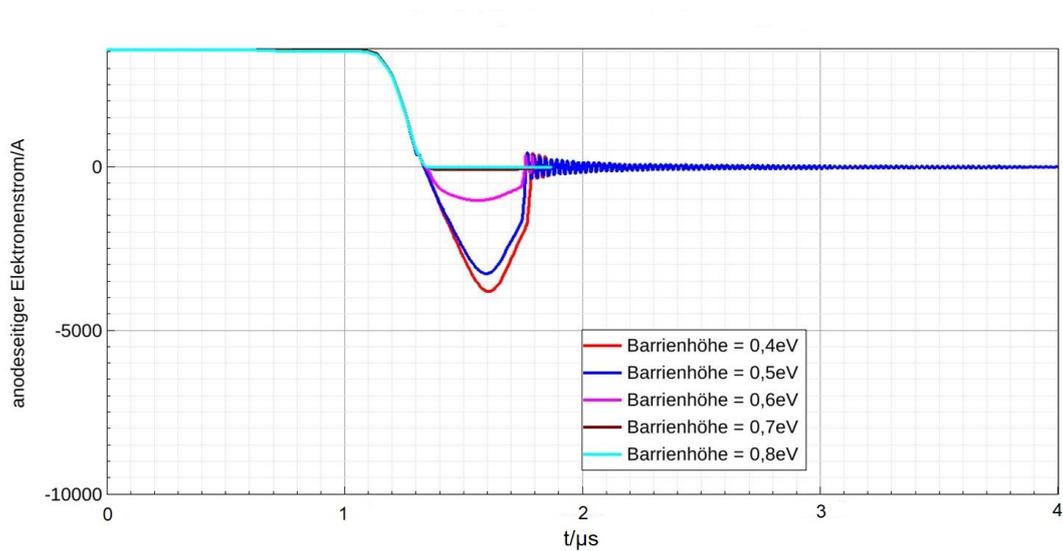
Beim Reverse-Recovery-Prozess der Teststruktur (Ersatz-Diode) wird die Anodenseite umgepolt. Die Übergänge  $J_1$  und  $J_3$  liegen jetzt in Sperrichtung und es fließen die Löcher zur Anode (Schottky-Kontakt) ab. Die Abbildung 5.15 zeigt die verschiedenen Rückströme von der Teststruktur mit den verschiedenen Barrierenhöhen. Der anodenseitige Rückstrom besteht nicht nur aus dem Löcherstrom, sondern auch aus dem injizierten Elektronenstrom, solange die Barrierenhöhe kleiner als 0,7 eV ist (siehe Abbildung 5.15(b)). Die Barrierenhöhe sollte deswegen größer oder gleich 0,7 eV sein, damit keine oder nur sehr wenige unnötige Elektronen vom Schottky-Kontakt beim RR-Verhalten bzw. beim Abschalten vom RC-GID-IGBT injiziert werden. Die Schaltverlustenergie wird so nicht vergrößert bzw. die Gefahr vom Latch-up wird verringert.

Beim Reverse-Recovery-Verhalten der Teststruktur ergibt sich neben dem vom Schottky-Kontakt injizierten Elektronenstrom noch die Möglichkeit der Erzeugung von Elektro-

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters



(a) Anodenstrom

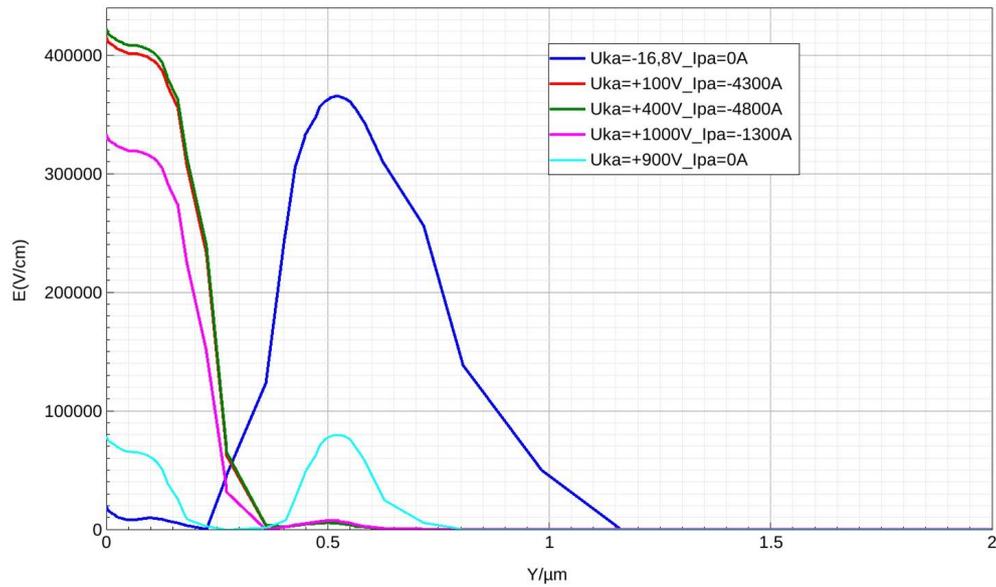


(b) vom Schottky-Kontakt injizierten Elektronenstrom

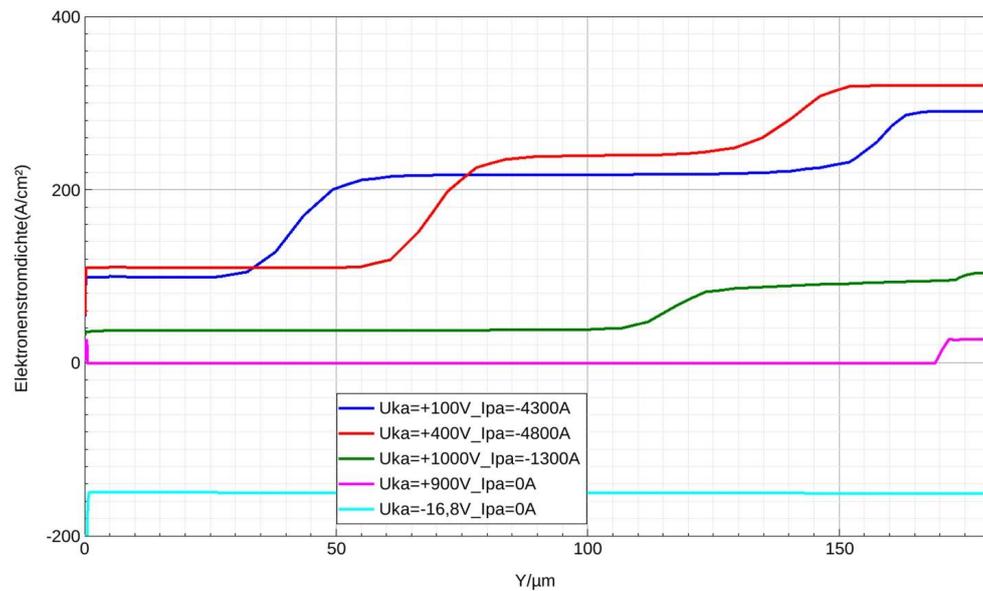
Abbildung 5.15.: Reverse Recovery Verhalten der  $18 \text{ cm}^2$  Teststruktur mit den verschiedenen Barrierenhöhen  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

nenstrom durch Avalanche. Dies wird in Abbildung 5.16 erläutert (für  $\Phi_{Bn0} = 0,7 \text{ eV}$ ). Gezeigt werden für fünf unterschiedliche Fälle die anodenseitig aufgebaute elektrische Feldstärke sowie die entsprechende Elektronenstromdichte. Wenn die Durchlassspannung  $U_{KA} = -16,8 \text{ V}$  ist, ist der pn-Übergang  $J_2$ , wie erläutert in Sperrrichtung gepolt, und

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters



(a) anodenseitig aufgebaute elektrische Feldstärke



(b) Elektronenstromdichte

Abbildung 5.16.: anodenseitig aufgebaute elektrische Feldstärke und die entsprechende Elektronenstromdichte beim Reverse Recovery der Teststruktur,  $J = 200 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $\Phi_{Bn0} = 0,7 \text{ eV}$ ,  $I_{pA} \hat{=}$  Löcherstrom zur Schottky-Anode.

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

in diesem Fall im Durchbruchzustand. Die elektrische Feldstärke am Übergang  $J_2$  wird aufgebaut. Die maximale Feldstärke erreicht bei  $U_{KA} = -16,8$  V die kritische Feldstärke, dadurch wirkt der am Übergang  $J_2$  ionisierte Löcherstrom als der anodenseitige Löcherstrom. Bei der in diesem Fall verwendeten Barrierenhöhe  $\Phi_{Bn0} = 0,7$  eV werden gar keine Löcher von der Schottky-Anode injiziert, sodass der Löcherstrom vom Schottky-Anode-Kontakt  $I_{pA} = 0$  A ist.

Wird beim Reverse-Recovery-Verhalten  $U_{KA}$  positiv, fließt der Löcherstrom  $I_{pa}$  zur Schottky-Anode. Die Raumladungszone bzw. die Spannung  $U_{KA}$  wird damit gleichzeitig aufgebaut. Der Übergang  $J_2$  wird in Durchlassrichtung umgepolt, während  $J_1$  und  $J_3$  in Sperrrichtung sind. Am Übergang  $J_1$ , nach der Formel (3.1), ergibt sich eine Feldaufteilung, die vom Löcherstrom  $I_{pA}$  abhängt. Je größer  $I_{pA}$  ist, desto stärker ist die Feldaufteilung bzw. desto höher ist die maximale Feldstärke am Übergang  $J_1$  (siehe Abbildung 5.16(a)). Für  $I_{pA} = -4300$  A,  $I_{pA} = -4800$  A und  $I_{pA} = -1300$  A erreicht die maximale elektrische Feldstärke am  $J_1$  die kritische elektrische Feldstärke. In diesen Fällen tritt Avalanche auf, die generierten Elektronen fließen zum Kathoden-Kontakt (siehe Abbildung 5.16(b)). Für  $U_{KA} = +100$  V und  $I_{pA} = -4300$  A (entspricht der blauen Kennlinie in Abbildung 5.16(b)) verhält sich die Elektronenstromdichte  $J_e$  entlang des Chips dreistufig. Von  $Y = 0$   $\mu\text{m}$  bis  $35$   $\mu\text{m}$  (erster Bereich) beträgt  $J_e = 100$  A/cm<sup>2</sup>,  $J_e = 220$  A/cm<sup>2</sup> für den zweiten Bereich ( $Y = 50$   $\mu\text{m}$  bis  $150$   $\mu\text{m}$ ) und  $J_e = 290$  A/cm<sup>2</sup> für den dritten Bereich ( $Y = 165$   $\mu\text{m}$  bis  $180$   $\mu\text{m}$ ). Beim Reverse-Recovery ohne Avalanche wird nur der Löcherstrom durch den ersten Bereich fließen [4], aber aufgrund des Avalanche im  $J_1$  fließt in diesem Fall noch der zusätzlich generierte Elektronenstrom. Im dritten Bereich fließt nur der Elektronenstrom, deshalb ist die Elektronenstromdichte in diesem Bereich am höchsten. Ein ähnliches Verhalten ist bei anderen Löcherströmen  $I_{pA}$  zu erkennen.

Der generierte Elektronenstrom bzw. die Stärke des Avalanche beim Reverse-Recovery-Verhalten ist nach Abbildung 5.16(b) proportional zum Löcherrückstrom zur Schottky-Anode ( $I_{pA}$ ). In der RC-GID-IGBT-Zelle beim Reverse-Recovery-Verhalten fließt der Löcherrückstrom größtenteils zur Anode der aktiven Pilot-Diode, fast nicht zum Schottky-Emitter im eigentlichen IGBT-Bereich. Die Menge der anodenseitigen generierten Elektronen beim Reverse-Recovery-Verhalten des RC-GID-IGBT kann deshalb vernachlässigt werden. Beim Abschalten im IGBT-Betrieb fließt ein großer Teil des Löcherstroms zum Schottky-Emitter, sodass durch Avalanche viel Elektronen erzeugt werden. Trotzdem hat der zusätzliche generierte Elektronenstrom am Schottky-Emitter-n-Halbleiter-Übergang eine untergeordnete Rolle für die Abschaltverlustenergie im IGBT-Modus. Er

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

wirkt ähnlich wie ein leicht geöffneter n-Kanal beim Abschalten. Dieser zusätzliche generierte Elektronenstrom kann mit einem kleineren Abschaltwiderstand kompensiert werden. Der Vorteil der homogenen Löcherstromdichte beim Abschalten des RC-GID-IGBT, der im dritten und vierten Kapitel vorgestellt wurde, bleibt weiterhin erhalten.

Im schlimmsten Fall, wenn sich ein Filament bildet, konzentriert sich der Gesamtstrom auf den Filamentbereich. Durch die Filamentbildung steigt die Temperatur. Um zu überprüfen ob die Teststruktur auch beim Auftreten eines Filamentes sicher abschaltet, wird sie mit einem Strom von  $20 \text{ kA/cm}^2$  bei einer Temperatur von  $T = 300 \text{ °C}$  abgeschaltet. Bei der Barrierenhöhe  $\Phi_{Bn0} \leq 0,4 \text{ eV}$  kann die Teststruktur nicht abgeschaltet werden (siehe Abbildung 5.17). Der injizierte Elektronenstrom vom Schottky-Kontakt bei der zu niedrigen Barrierenhöhe ist so groß, dass die Teststruktur ihre Abschaltfähigkeit verliert. Die Barrierenhöhe muss wegen der Abschaltfestigkeit größer oder gleich  $0,5 \text{ eV}$  sein. Die Belastung der Teststruktur und ihre daraus resultierenden Konsequenzen können auf die Belastung der kritischen Stelle vom RC-GID-IGBT übertragen werden. Die Anforderung an die Barrierenhöhe der Teststruktur ist gleich der Anforderung an den RC-GID-IGBT.

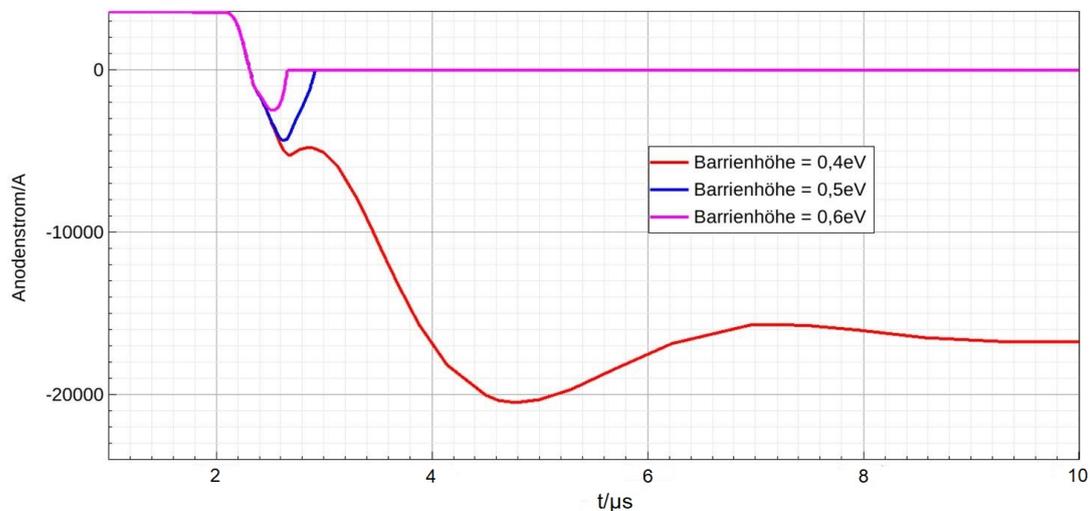


Abbildung 5.17.: Reverse Recovery Verhalten der  $0,18 \text{ cm}^2$  Teststruktur mit den verschiedenen Barrierenhöhen mit  $J = 20 \text{ kA/cm}^2$ ,  $T = 300 \text{ °C}$ ,  $U_{ZK} = 900 \text{ V}$

## 5. Einstellung des zusätzlichen Emitters

Abschließend kann festgehalten werden, dass die Barrierenhöhe die Minoritätsträgerinjektion aus dem Schottky-Kontakt definiert. Diese Minoritätsträgerinjektion ergibt einen negativen Effekt für den RC-GID-IGBT im Betrieb und soll so klein wie möglich gehalten werden. Die Tabelle 5.1 zeigt die Anforderung an die Barrierenhöhe bei verschiedenen Betriebsarten des RC-GID-IGBT. Die Barrierenhöhe muss größer oder gleich 0,5 eV und soll im Bereich 0,7 eV bis 0,8 eV sein.

	<b>Barrierenhöhe</b>
<b>IGBT-Betrieb</b>	<b><math>\geq 0,6\text{eV}</math> (soll)</b>
<b>Diodenbetrieb</b>	<b><math>\leq 0,8\text{eV}</math> (soll)</b>
<b>Sättigungsverhalten</b>	<b><math>\geq 0,6\text{eV}</math> (soll)</b>
<b>Abschaltverhalten/RR-Verhalten</b>	<b><math>\geq 0,7\text{eV}</math> (soll)</b>
<b>Abschaltfestigkeit</b>	<b><math>\geq 0,5\text{eV}</math> (muss)</b>

Tabelle 5.1.: Die Anforderung der Barrierenhöhe an verschiedene Betriebsarten des RC-GID-IGBTs

## 6. Auslegung der Strukturgröße

Im dritten Kapitel wurde eine Halbzelle des RC-GID-IGBT vorgestellt, welche aus 16 MOS-Steuerköpfen besteht und ca.  $400\ \mu\text{m}$  breit ist. Dabei ist die eigentliche IGBT-Zelle  $300\ \mu\text{m}$  und die Pilot-Diode ist  $100\ \mu\text{m}$  breit. Die Fläche der eigentlichen IGBT-Zelle beträgt somit drei viertel und die Fläche der Pilot-Diode ein viertel der gesamten Fläche. Ein typischer quadratischer konventioneller Chip eines Hochleistungsmoduls hat eine aktive Gesamtfläche von  $1\ \text{cm}^2$ , das entspricht  $1\ \text{cm}$  oder  $10^4\ \mu\text{m}$  Kantenlänge. Der in dritten Kapitel vorgestellte aktive RC-GID-IGBT Chip hat insgesamt 25 Halbzellen, also 12,5 vollständige Zellen. Die Anzahl 12,5 wurde für die Simulation verwendet, um die gesamte aktive Fläche zu skalieren. In der Realität könnte die Anzahl der Pilot-Dioden für diesem Fall 12 oder 13 betragen. Dies ist abhängig von der aktiven Fläche des eigentlichen RC-GID-IGBT-Chips (siehe Abbildung 6.1).

Die absolute Fläche der eigentlichen IGBT-Zelle und der Pilot-Diode werden nicht geändert. Die Fläche der Pilot-Diode beträgt konstant 25 % der gesamten Chipfläche. Die restlichen 75 % der Fläche sind für die eigentliche IGBT-Zelle vorgesehen, unabhängig von der Anzahl der Pilot-Dioden. Die Anzahl der Pilot-Dioden beeinflusst aber nicht nur die elektrischen sondern auch die thermischen Eigenschaften des RC-GID-IGBT Chips. Deshalb werden die elektrischen und thermischen Eigenschaften des  $1\ \text{cm}^2$  RC-GID-IGBT Chip durch die Variation der Anzahl der Pilot-Dioden simulativ untersucht.

### 6.1. Elektrische Eigenschaften des RC-GID-IGBT bei Variation der Anzahl der Pilot-Dioden

Die Breite einer quadratischen Halbzelle des RC-GID-IGBT wird für die elektrische Simulation mit  $100\ \mu\text{m}$ ,  $400\ \mu\text{m}$  und  $1600\ \mu\text{m}$  eingestellt. Die Anzahl der Pilot-Dioden von einem  $1\ \text{cm}^2$  Chip beziffern sich auf 50, 12,5 und 3,125. Diese Anzahl wird wie erläutert nur zur simulativen Skalierung verwendet.

## 6. Auslegung der Strukturgröße

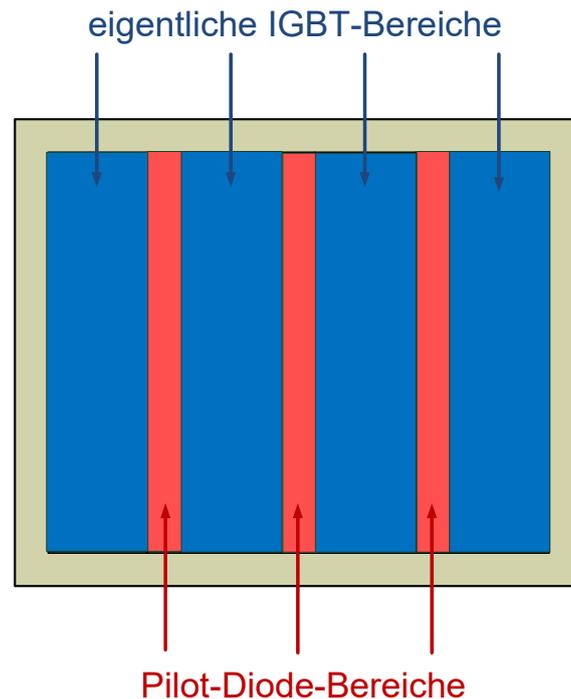


Abbildung 6.1.: Übersicht der Oberfläche eines RC-GID-IGBT Chips

### IGBT-Betrieb

Ein Problem des RC-IGBT ist das Snapback-Phänomen. Im Durchlassverhalten mit einer relativ kleinen Stromdichte ist der Spannungsabfall über den rückseitigen p-Emitter kleiner als die Diffusionsspannung des p-Emitter-n-Feldstopp-Überganges. Hier werden noch keine Löcher injiziert und der RC-IGBT bleibt im unipolaren Zustand. Falls dieser Spannungsabfall bei einer ausreichend großen Stromdichte gleich der Diffusionsspannung ist, werden Löcher injiziert. Der RC-IGBT geht vom unipolaren zum bipolaren Zustand über und gleichzeitig tritt das Snapback-Phänomen auf [37]. Das Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT mit der Breite einer Halbzelle von  $100\ \mu\text{m}$  (entspricht 50 Pilot-Dioden) zeigt das sogenannte Snapback-Phänomen (siehe Abbildung 6.2). Falls die Breite des p-Emitters groß genug ist, sodass der Spannungsabfall über dem p-Emitter auch bei kleinen Stromdichten gleich der Diffusionsspannung des rückseitigen pn-Überganges ist, leitet der RC-GID-IGBT immer im bipolaren Zustand. Das Durchlassverhalten des RC-GID-IGBT mit der Breite einer Halbzelle von  $400\ \mu\text{m}$  (entspricht 12,5 Pilot-Dioden) und  $1600\ \mu\text{m}$  (entspricht 3,125 Pilot-Dioden) zeigt kein Snapback-Phänomen (siehe Abbildung 6.2).

## 6. Auslegung der Strukturgröße

Die Durchlassspannung des RC-GID-IGBT mit der Breite einer Halbzelle von  $100\ \mu\text{m}$  ist am größten. Das resultiert aus der hohen Anzahl der Pilot-Dioden. Im Durchlassbetrieb fließen die Löcher nicht nur zum Emittor von der eigentlichen IGBT-Zelle, sondern auch zur Anode im Pilot-Diode-Bereich. Je mehr Pilot-Dioden vorhanden sind, desto mehr Löcher fließen zur Anode. Der Emittorwirkungsgrad wird dadurch kleiner. Die Durchlassspannung des RC-GID-IGBTs mit der Breite einer Halbzelle von  $1600\ \mu\text{m}$  ist am kleinsten, weil die Anzahl der Löcherpfade zu den Anoden im Pilot-Diode-Bereich am kleinsten sind (siehe Abbildung 6.2).

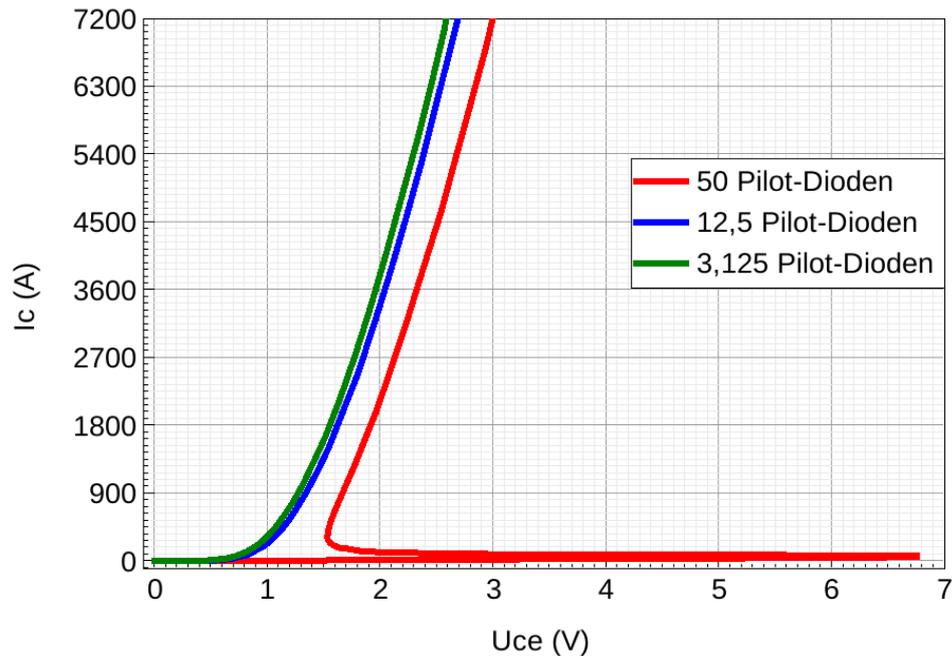
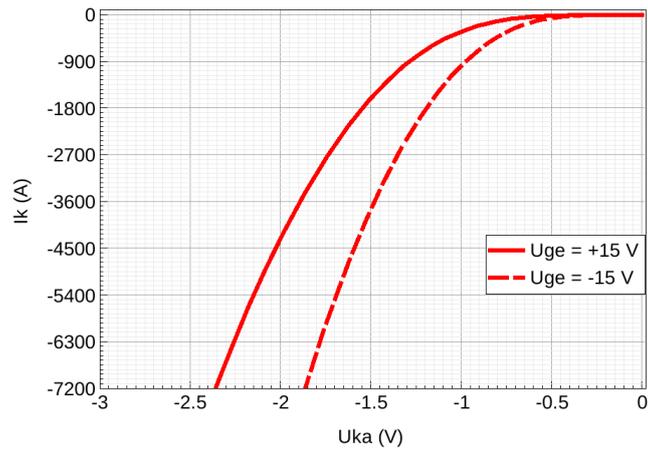


Abbildung 6.2.: Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb mit der Variation der Strukturgröße,  $T = 125\ ^\circ\text{C}$

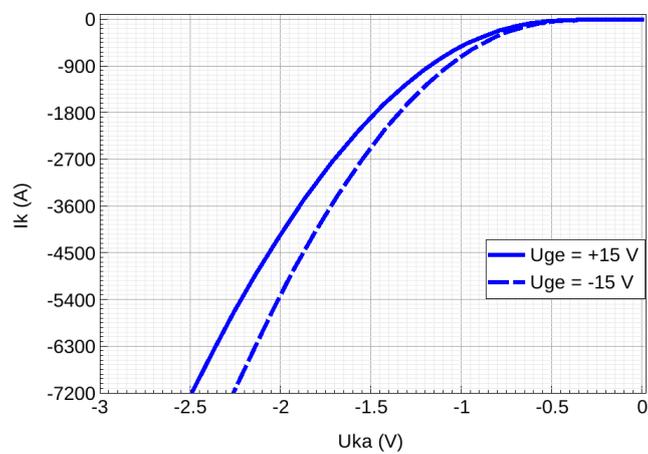
### Diodenbetrieb

Im Diodenbetrieb fließt ein Teil des Stroms durch die eigentliche IGBT-Zelle, insbesondere bei  $-15\text{V}$  Gate-Emitter Spannung. Je größer die Anzahl der IGBT-Bereiche ist, desto mehr Strom fließt in diesen Bereichen. Der Durchlassspannungsunterschied vom RC-GID-IGBT zwischen  $+15\text{ V}$  und  $-15\text{ V}$  Gate-Spannung ist damit größer (siehe Abbildung 6.3). Bei  $+15\text{ V}$  Gate-Spannung und Nennstrom  $I_{\text{Nenn}} = 3600\text{ A}$  hat der RC-GID-IGBT im Diodenmodus eine Durchlassspannung von  $U_{\text{F}} = 1,9\text{ V}$ . Der

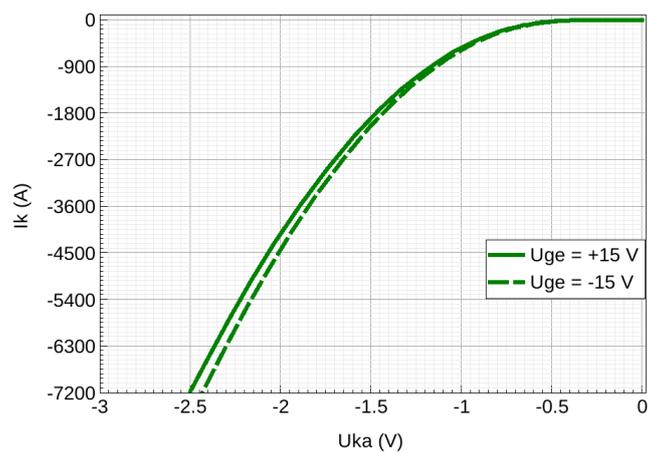
## 6. Auslegung der Strukturgröße



(a) 50 Pilot-Dioden



(b) 12,5 Pilot-Dioden



(c) 3,125 Pilot-Dioden

Abbildung 6.3.: Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb mit Variation der Strukturgröße,  $T = 125$  °C

## 6. Auslegung der Strukturgröße

Spannungsunterschied im Nennpunkt zwischen +15 V und -15 V Gate-Spannung des RC-GID-IGBT mit der Breite einer Halbzelle von  $100\ \mu\text{m}$  (entspricht 50 Pilot-Dioden) beträgt 0,4 V, während der von einem RC-GID-IGBT mit der Breite einer Halbzelle von  $1600\ \mu\text{m}$  (entspricht 3,125 Pilot-Dioden) 0,05 V beträgt. Das heißt, die Menge der gespeicherten Ladung nach der Verriegelungszeit vor dem Reverse Recovery einer  $100\ \mu\text{m}$  großen Halbzelle eines RC-GID-IGBT ist am größten. Sie beträgt  $101\ \mu\text{C}$ , die des RC-GID-IGBT mit 12,5 bzw. 3,125 Pilot-Dioden entsprechend nur  $89\ \mu\text{C}$  bzw.  $64\ \mu\text{C}$  (jeweils für eine Verriegelungszeit  $t_{\text{lock}} = 2\ \mu\text{s}$ , siehe Abbildung 6.4).

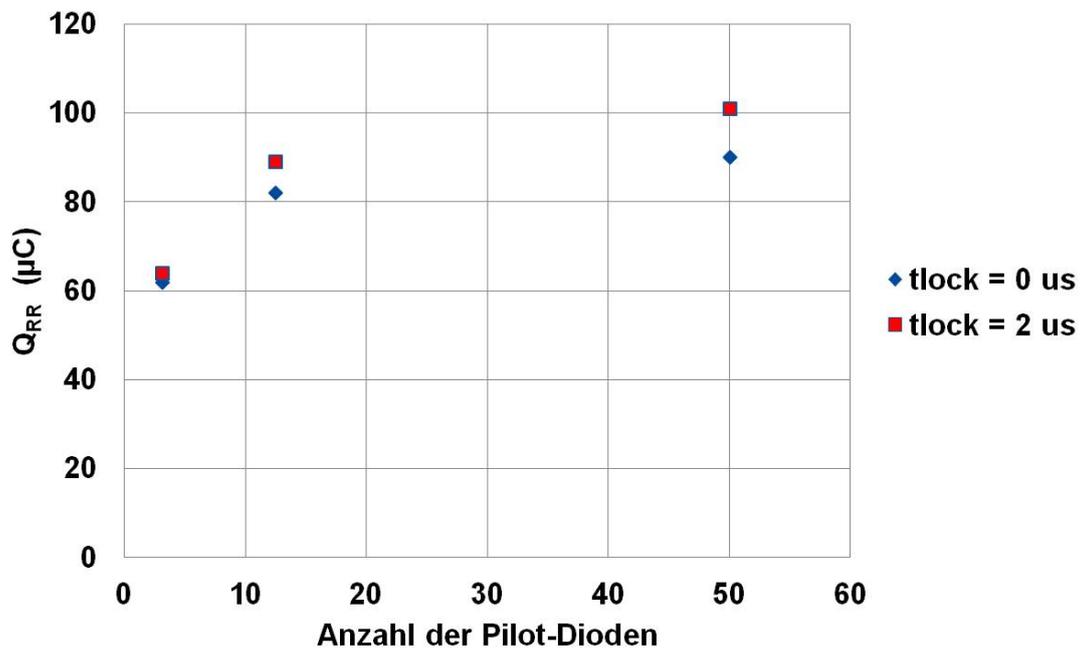


Abbildung 6.4.: Gesamte Ladungen vom  $3\ \text{cm}^2$  RC-GID-IGBT vor dem RR-Verhalten in Abhängigkeit der Anzahl der Pilot-Dioden,  $J = 66,7\ \text{A}/\text{cm}^2$

Tabelle 6.1 zeigt, dass alle statischen elektrischen Eigenschaften des RC-GID-IGBTs mit der kleineren Anzahl Pilot-Dioden besser sind. Im IGBT-Betrieb kann der RC-GID-IGBT nicht nur das Snapback-Phänomen verhindern, sondern hat auch eine bessere Durchlasseigenschaft. Im Diodenbetrieb führt die kleinere Anzahl der Pilot-Dioden zum kleineren Spannungsabfallunterschied, das heißt eine kleinere Ladung bei -15 V Gate-Spannung.

## 6. Auslegung der Strukturgröße

$U_{F\_VG} = +15V = 1,9 V$ $I = I_{Nenn} = 3600 A$	50* Pilot-Dioden	12,5* Pilot-Dioden	3,125* Pilot-Dioden
$U_{CE}/V$	2,32	2,03	1,95
$\Delta U_F/V$	0,42	0,17	0,05
$Q_{RR\_ges}/\mu C$	101	89	64

Tabelle 6.1.: statische Eigenschaften vom 3 cm<sup>2</sup> RC-GID-IGBT in Abhängigkeit der Anzahl der Pilot-Dioden,  $J = 66,7 A/cm^2$ ,  $t_{lock} = 2 \mu s$

In Bezug auf die elektrischen Eigenschaften sollte der RC-GID-IGBT so wenig Pilot-Dioden wie möglich besitzen. Im Idealfall soll der RC-GID-IGBT nur eine IGBT-Zelle und eine Pilot-Diode haben, damit der negative elektrische Effekt des passiven Bereiches auf ein Minimum reduziert wird und der positive elektrische Effekt des aktiven Bereiches maximiert wird. Welche Wirkung die Anzahl der Pilot-Dioden auf die thermischen Eigenschaften, wird deshalb in folgenden Kapitel untersucht.

### 6.2. Thermische Eigenschaften des RC-GID-IGBT bei Variation der Anzahl der Pilot-Dioden

Zur thermischen Modellierung des RC-GID-IGBT wird ein Standardmodul mit Kupfer-Grundplatte simuliert (siehe Abbildung 6.5). Als Keramik wird Aluminiumoxid verwendet. Die notwendigen Parameter für das simulierte Modul sind in Tabelle 6.2 angegeben. Die Schichtdicken beziehen sich dabei auf ein typisches Hochleistungsmodul [19]. Die thermischen Parameter der Schichten werden in Abhängigkeit der entsprechenden Temperaturen eingestellt, die bei einer Chiptemperatur von  $T = 125 \text{ }^\circ C$  auftreten. Die thermische Simulationen werden mit Ansys durchgeführt.

Als Referenz wurde erst ein Teil eines konventionellen Moduls mit einer aktiven Chipfläche von 1cm<sup>2</sup> thermisch simuliert (siehe Abbildung 6.6(a)). Das Modul wurde ohne Kühlkörper und Wärmeleitpaste zur Verringerung des Simulationsaufwandes aufgebaut.

## 6. Auslegung der Strukturgröße

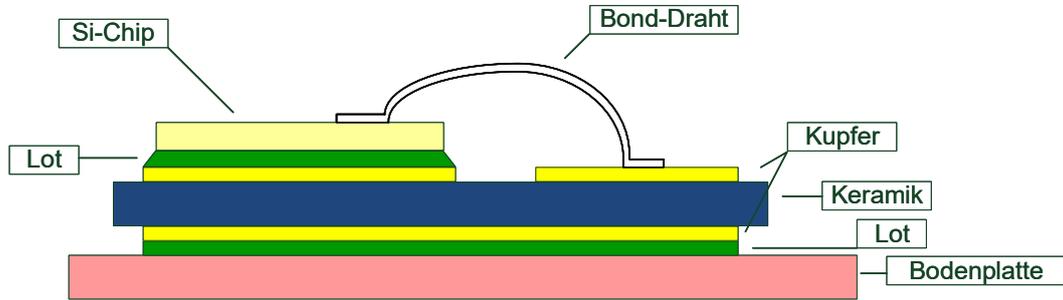


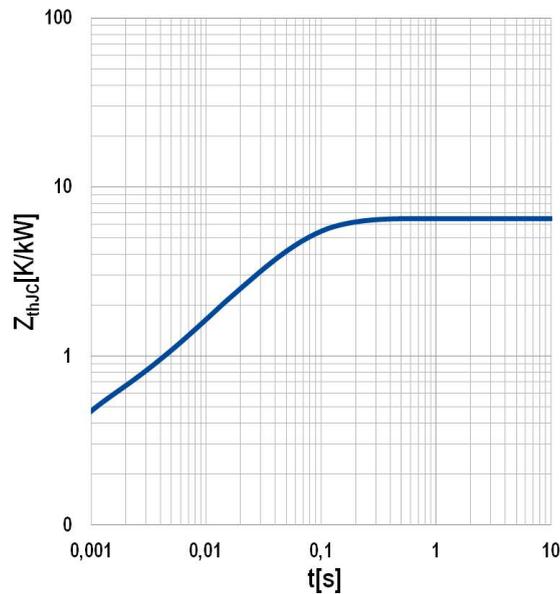
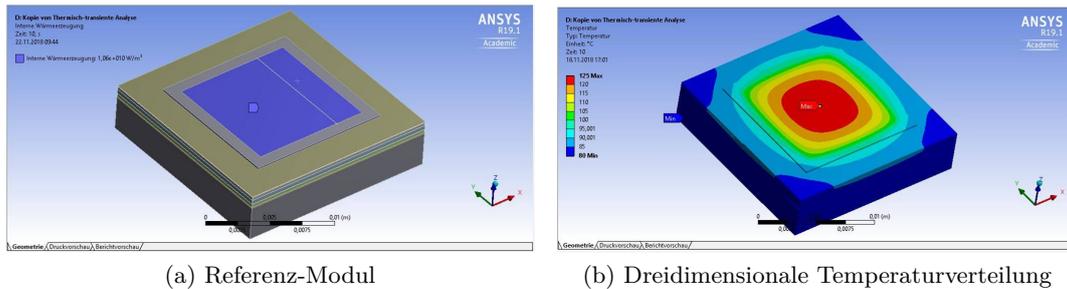
Abbildung 6.5.: Standardmodul mit Grundplatte aus [2]

	Schicht- dicken ( $\mu\text{m}$ )	Dichte ( $\text{kg}/\text{m}^3$ )	spezifische Wärmekapazität ( $\text{J}/\text{kg}^{\circ}\text{K}$ )	Wärmeleitfähigkeit ( $\text{W}/\text{m}^{\circ}\text{K}$ )
Si	180	2327@125°C	785@125°C	97@125°C
Lot	50	3000	1614	60
Cu	300	8837@120°C	385	388@120°C
$\text{Al}_2\text{O}_3_{96\%}$	381	3800	880	25
Cu	300	8850@105°C	385	389@105°C
Lot	100	3000	1614	60
Boden_Cu	3000	8864@80°C	385	391@80°C

Tabelle 6.2.: Schichtdicken und thermische Parameter im Modul

## 6. Auslegung der Strukturgröße

Die Temperatur auf der unteren Fläche der Grundplatte wird konstant auf 80 °C definiert. Die Leistung wird dem ganzen Volumen der aktiven Silizium-Schicht so zugeführt, dass die maximale Temperatur auf der Oberfläche der Silizium-Schicht 125 °C beträgt (siehe Abbildung 6.6(b)). Nach ca. 0,2 s erreicht die thermische Impedanz einen konstanten Wert, der als thermische Widerstand des Moduls definiert wird und 6,5 K/kW beträgt (siehe Abbildung 6.6(c)).

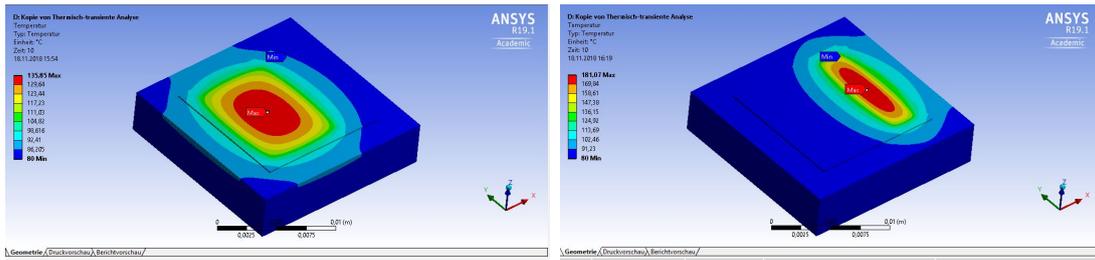


(c) Transienter Wärmewiderstand

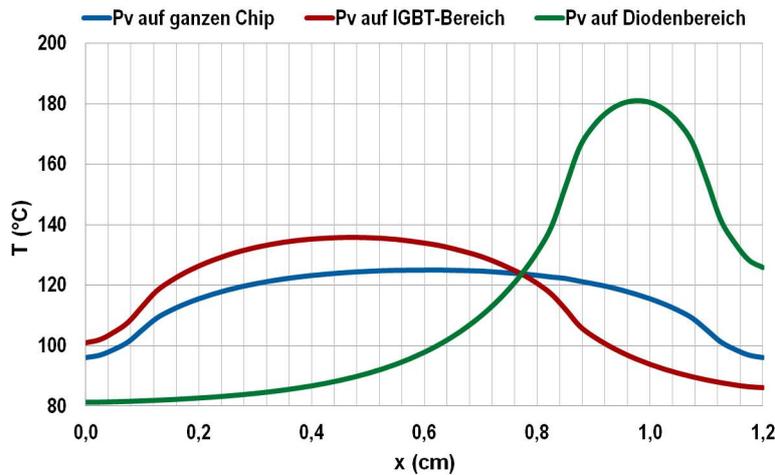
Abbildung 6.6.: Thermische Simulation eines konventionellen Moduls mit einem Chip

Die thermischen Eigenschaften des RC-IGBT sind im Prinzip gleich denen eines konventionellen IGBT-Moduls. Der einzige Unterschied ist die Art und Weise der erzeugten Verlustleistung. In einem konventionellen IGBT-Modul wird die Verlustleistung abwechselnd in den separaten IGBT-Chips und Dioden-Chips erzeugt, während in einem

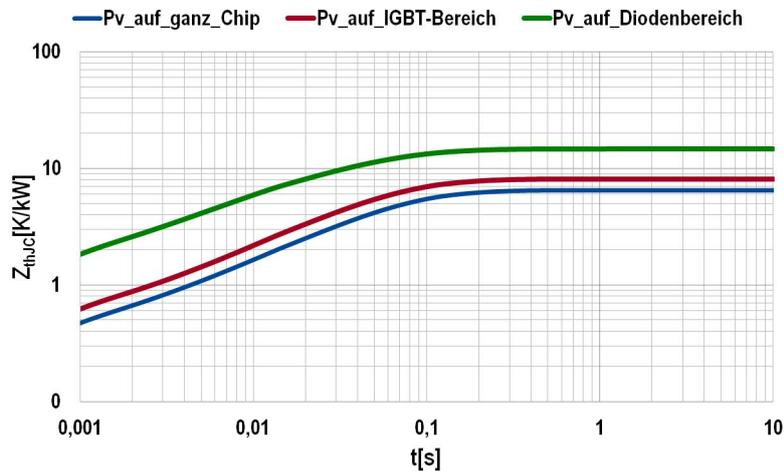
## 6. Auslegung der Strukturgröße



(a) Dreidimensionale Temperaturverteilung des Moduls mit einer Pilot-Diode im IGBT-Modus (b) Dreidimensionale Temperaturverteilung des Moduls mit einer Pilot-Diode im Diodenmodus



(c) Eindimensionaler Temperaturverlauf auf die Chip-Oberfläche mit einer Pilot-Diode



(d) Transienter Wärmewiderstand

Abbildung 6.7.: Thermische Simulation eines Moduls mit einem Chip, RC-GID-Chip mit einer Pilot-Diode.  $P_v$ -auf-ganz-Chip  $\hat{=}$  konventioneller RC-IGBT,  $P_v$ -auf-IGBT-Bereich  $\hat{=}$  RC-GID-IGBT im IGBT-Modus,  $P_v$ -auf-Diodenbereich  $\hat{=}$  RC-GID-IGBT im Diodenmodus

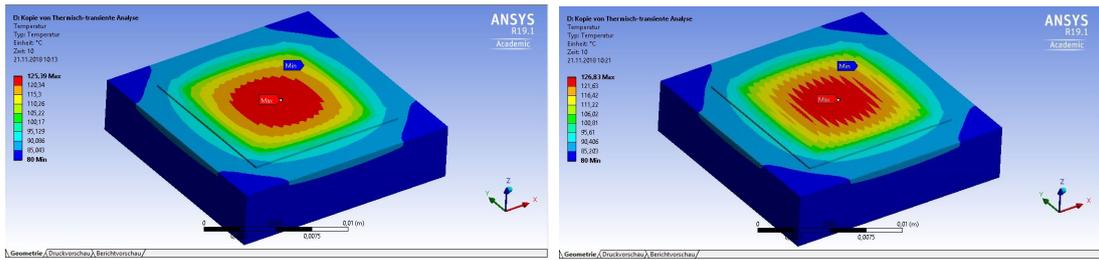
## 6. Auslegung der Strukturgröße

RC-IGBT-Modul die Verlustleistung immer in allen Chips erzeugt wird. Die Verlustleistungsdichte sowie die Temperaturhöhe des konventionellen RC-IGBT-Moduls sind gegenüber dem konventionellen IGBT-Modul deutlich reduziert [39]. Im RC-GID-IGBT sind die IGBT- und Diodenfunktion auch in einem Chip integriert, aber die entsprechend aktive Fläche wird separat aufgebaut. Im IGBT-Betrieb werden die Verluste in der eigentlichen IGBT-Zelle, während im Diodenbetrieb die Verluste in den Pilot-Dioden erzeugt werden. Die lokal erzeugte Verlustleistungsdichte ist deshalb größer als bei einem konventionellen RC-IGBT-Modul, besonders im Diodenbetrieb, weil der aktive Bereich für Pilot-Dioden nur 25 % der gesamten Chip-Fläche beträgt. Die Verlustleistungsdichte in den IGBT-Zellen eines RC-GID-IGBT-Chip ist im IGBT-Betrieb 33 % höher im Vergleich zu einem RCDC Chip. Die Verlustleistungsdichte in den Pilot-Dioden ist im Diodenbetrieb 300 % höher. Die Abbildung 6.7 zeigt neben der dreidimensionalen Temperaturverteilung (Abbildung 6.7(a und b)), die eindimensionalen Temperaturverläufe auf der Oberfläche des gesamten Siliziums (einschließlich des Randes) (Abbildung 6.7(c)) und die thermische Impedanz des RC-GID-IGBT-Modul mit nur einer Pilot-Diode (Abbildung 6.7(d)) im Vergleich zum Referenz-Modul. Die maximale Temperatur (125 °C) des Referenz-Moduls liegt im Mittelpunkt der Silizium-Schicht, weil die Leistung homogen auf der ganzen aktiven Silizium-Schicht zugeführt wird [31]. Die maximale Temperatur des RC-GID-IGBT-Modul im IGBT-Betrieb liegt im Mittelpunkt des entsprechenden aktiven Bereiches und ist wegen der höheren Leistungsdichte größer als 125 °C. Im Diodenbetrieb ist sie am größten. Die entsprechende thermische Impedanz zeigt einen kleinen Unterschied zwischen dem Referenz-Modul und dem RC-GID-IGBT-Modul im IGBT-Betrieb. Der thermische Widerstand des RC-GID-IGBT-Modul beträgt im IGBT-Betrieb  $R_{th} = 8,1 \text{ K/kW}$ , im Diodenbetrieb  $R_{th} = 14,7 \text{ K/kW}$ , der des Referenz-Moduls nur  $R_{th} = 6,5 \text{ K/kW}$ . Nach ca. 0,2 s erreichen alle Impedanzen ihre statischen thermischen Widerstände.

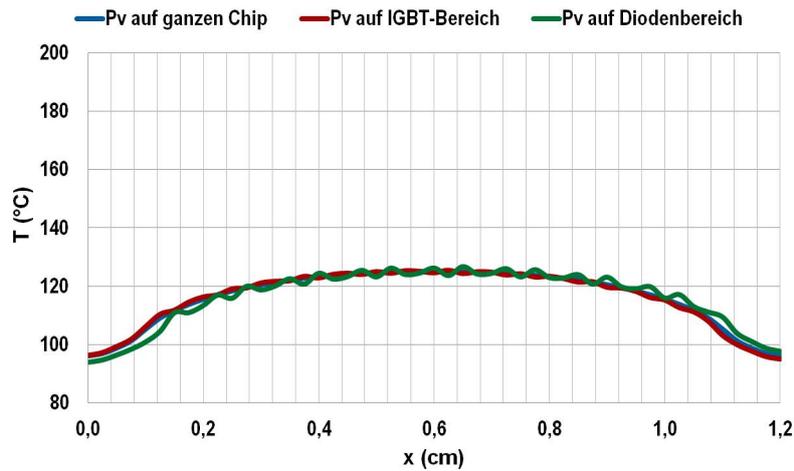
Im Fall des RC-GID-IGBT-Moduls mit 16 Pilot Dioden ist die Temperatur auf der Oberfläche der Silizium-Schicht im IGBT- und Diodenbetrieb aufgrund des thermischen Kopplung fast homogen verteilt (siehe Abbildung 6.8(a und b)). Hier sind die Temperaturverläufe ähnlich wie die des Referenz-RC-IGBT-Moduls (siehe Abbildung 6.8(c)). Die entsprechenden thermischen Widerstände sind nahezu identisch (siehe Abbildung 6.8(d)).

Durch die Variation der Anzahl der Pilot-Dioden ändert sich der thermische Widerstand vom RC-GID-IGBT-Modul (siehe Abbildung 6.9). Der thermische Widerstand des RC-GID-IGBT-Modul im IGBT-Betrieb erreicht den thermischen Widerstand des Referenz-

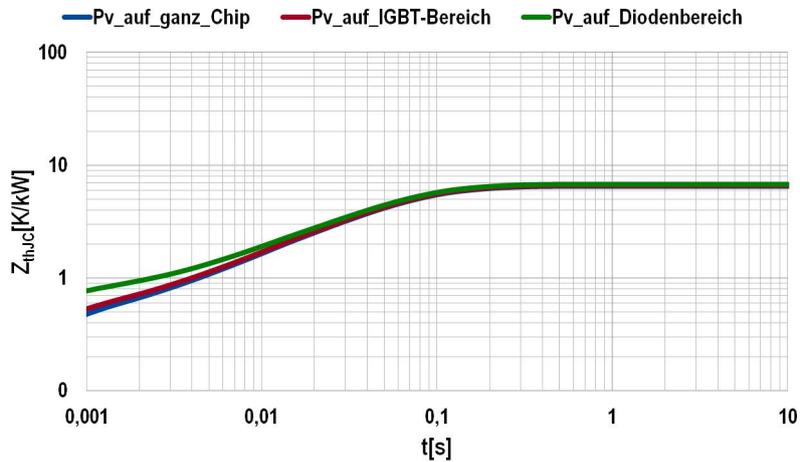
## 6. Auslegung der Strukturgröße



(a) Dreidimensionale Temperaturverteilung des Moduls mit 16 Pilot-Diode im IGBT-Modus (b) Dreidimensionale Temperaturverteilung des Moduls mit 16 Pilot-Diode im Diodenmodus



(c) Eindimensionale Temperaturverlauf auf die Chip-Oberfläche mit 16 Pilot-Diode



(d) Transienter Wärmewiderstand

Abbildung 6.8.: Thermische Simulation eines Moduls mit einem Chip, RC-GID-Chip mit 16 Pilot-Diode. Pv-auf-ganz-Chip  $\hat{=}$  konventioneller RC-IGBT, Pv-auf-IGBT-Bereich  $\hat{=}$  RC-GID-IGBT im IGBT-Modus, Pv-auf-Diodenbereich  $\hat{=}$  RC-GID-IGBT im Diodenmodus

## 6. Auslegung der Strukturgröße

Moduls ab einer Anzahl von ca. vier Pilot-Dioden und im Diodenbetriebs ab ca. 16 Pilot-Dioden.

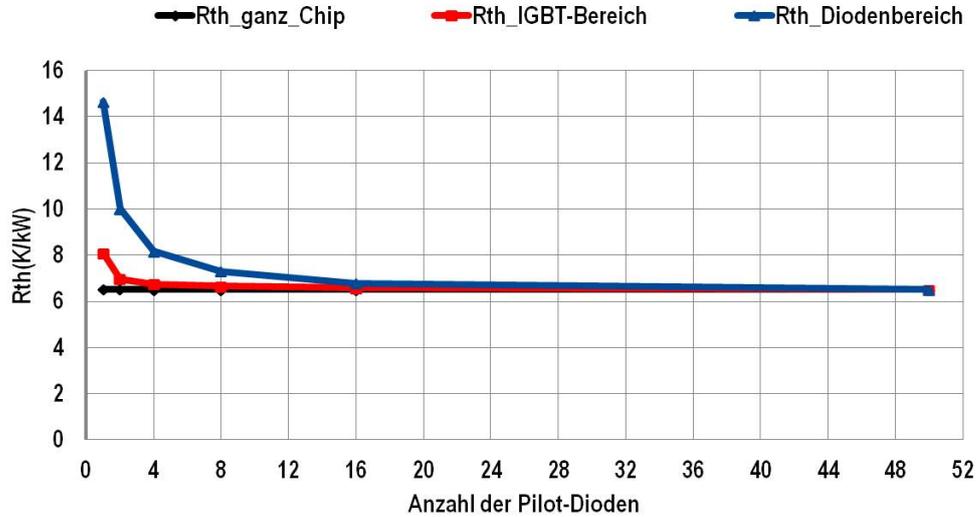


Abbildung 6.9.: Thermische Widerstände eines konventionellen Moduls (Rth-ganz-Chip) im Vergleich mit einem Modul des RC-GID-Chip in Abhängigkeit von der Anzahl der Pilot-Dioden (Rth-IGBT-Bereich  $\hat{=}$  thermischer Widerstand im IGBT-Modus, Rth-Diodenbereich  $\hat{=}$  thermischer Widerstand im Diodenmodus)

Zusammen mit den elektrischen Eigenschaften des RC-GID-IGBT, welchen im letzten Unterkapitel vorgestellt wurden, ergibt sich ein Kompromiss zur Auslegung der Anzahl der Pilot-Dioden. Mit einer größeren Anzahl der Pilot-Dioden werden die thermische Eigenschaften des RC-GID-IGBT-Moduls verbessert (siehe Abbildung 6.9), die elektrische Eigenschaften aber schlechter (siehe Tabelle 6.1). Mit 50 Pilot-Dioden hat der RC-GID-IGBT die besten thermischen Eigenschaften, aber seine elektrische Eigenschaften sind relativ schlecht ( $Q_{RR} = 101 \mu\text{C}$ ,  $U_{CE@3600\text{A}} = 2,32 \text{ V}$ ). Mit 12,5 Pilot-Dioden besitzt der RC-GID-IGBT ähnlich gute thermische Eigenschaften wie mit 50 Pilot-Dioden (minimal schlechter im Diodenbetrieb), aber seine elektrische Eigenschaften sind besser ( $Q_{RR} = 89 \mu\text{C}$ ,  $U_{CE@3600\text{A}} = 2,03 \text{ V}$ ). Mit 3,125 Pilot-Dioden hat der RC-GID-IGBT einen schlechteren  $R_{th}$  im Dioden-Modus, aber deutlich bessere elektrische Eigenschaften ( $Q_{RR} = 64 \mu\text{C}$ ,  $U_{CE@3600\text{A}} = 1,95 \text{ V}$ ). Die niedrigeren Verluste des RC-GID-IGBT mit 3,125 Pilot-Dioden könnten den etwas schlechteren thermischen Widerstand in der Anwendungen kompensieren, sodass sich die gleiche maximale Ausgangsleistung wie die mit 12,5 oder 50 Pilot-Dioden ergeben würde.

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit beinhaltet einen innovativen rückwärtsleitfähigen IGBT, dessen Diodencharakteristik nahezu unabhängig von der Gate-Emitter-Spannung (RC-GID-IGBT) ist. Das Grundprinzip ist – wie bei den bisherigen RC-IGBTs – die monolithische Integration von IGBT und Freilaufdiode in einem Chip. Im Gegensatz zu den heute bekannten RC-IGBTs wird aber die Anodeneffizienz der IGBT-Zellen im Diodenbetrieb stark abgesenkt. Dadurch liefern die IGBT-Zellen unabhängig von der Gate-Emitter-Spannung keinen wesentlichen Beitrag mehr zum im Chip insgesamt im Diodenbetrieb vorhandenen Ladungsträgerplasma. Das elektrische Verhalten im IGBT-Betrieb wird von den vorderseitigen IGBT-Zellen und dem rückseitigen p-Emitter, das im Diodenbetrieb von den vorderseitigen Dioden-Zellen und der rückseitigen n-Kathode bestimmt. Im Idealfall ist damit eine weitgehende Entkopplung der elektrischen Eigenschaften zwischen IGBT- und Diodenbetrieb möglich.

Bei den aktuellen RC-IGBTs ergibt sich hingegen eine gemeinsame Ausnutzung nahezu der gesamten Halbleiterfläche für IGBT- und Diodenbetrieb, was keine unabhängige Optimierung der elektrischen Eigenschaften im IGBT- und Diodenmodus erlaubt. Damit muss entweder eine aufwändige Ansteuerung zum Einsatz kommen, die die Abhängigkeit der Diodencharakteristik von der Gate-Emitter Spannung gezielt ausnutzt (Infineon RCDC-IGBT), oder es wird eine hohe Speicherladung beim Abkommutieren in Kauf genommen (ABB und Fuji RC-IGBT mit Pilot-Dioden).

Die Deaktivierung der IGBT-Zellen im Diodenbetrieb wird erreicht, in dem ein zusätzlicher Pfad für das Abfließen der Elektronen parallel zum MOS-Kanal geschaffen wird. In dieser Arbeit wird die dafür erforderliche Struktur detailliert vorgestellt, die Auslegungsgrenzen werden beschrieben und die Robustheit unter extremen Schaltbedingungen wird analysiert. Alle Untersuchungen erfolgen dabei durch Bauelementsimulationen.

Während das elektrische Verhalten von Diode und IGBT so gut wie möglich entkoppelt werden soll, wird beim thermischen Verhalten eine möglichst gute Verkopplung angestrebt. So steht weiterhin die gesamte Chipfläche zur Abführung der Verlustleis-

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

tung zur Verfügung – unabhängig von der Verteilung der Verluste zwischen IGBT- und Diodenfunktion. Durch die richtige Wahl der Strukturgrößen ist eine gute elektrische Entkopplung und thermische Verkopplung erreichbar.

Letztendlich kann gezeigt werden, dass der hier vorgestellte RC-GID-IGBT die gleichen elektrischen Eigenschaften wie ein konventionelles IGBT/Diodenmodul gleicher Chiptechnologie erreicht, dabei die günstigen thermischen Eigenschaften eines RC-IGBT behält und mit einer Standard-IGBT-Ansteuerung betrieben werden kann. Die Robustheit gegenüber Avalanche und dem Einrasten der parasitären Thyristorstruktur sollte dabei eher besser als bei einem konventionellen IGBT sein.

Damit sind die simulativen Vorarbeiten so weit erfolgt, dass in einem nächsten Schritt eine Umsetzung in ein reales Bauelement erfolgen kann, um so festzustellen, ob die simulierten Eigenschaften auch tatsächlich erreicht werden können und wie hoch der prozesstechnische Aufwand dafür ist.

## A. Aufbau des RC-GID-IGBT

Eine Halbzelle eines RC-IGBT umfasst mehrere MOS-Steuerköpfe auf der Emitter-/Anodenseite und p- und n-Emitter auf der Kollektor-/Kathodenseite. Der direkte Aufbau solcher relativ großer Halbzellen erfordert einen großen Aufwand. Durch die Spiegelung können die separate Teile der Halbzelle aufgrund ihrer Symmetrie schneller hergestellt werden. Eine komplette Halbzelle eines RC-GID-IGBT wird folgende Schritt für Schritt mit S-Process aufgebaut.

### Aufbau eines IGBT-Modells

Zuerst wird eine Halbzelle eines IGBT mit dem zusätzlichen Emitter aufgebaut (siehe Abbildung A.1). Dann wird ein IGBT mit mehreren MOS-Steuerköpfe durch Spiegelungen erzeugt (siehe Abbildung A.2). Die Breite dieses IGBT gleicht der gewünschten Breite der Halbzelle des RC-GID-IGBT und bestimmt die Anzahl der MOS-Steuerköpfe bzw. die Anzahl der Spiegelungen. Von dieser Struktur wird der Teil abgeschnitten, der später die Pilot-Diode werden soll, in diesem 25% von der rechten Kante aus gesehen. Die verbleibenden linken 75% werden später der IGBT-Teil.

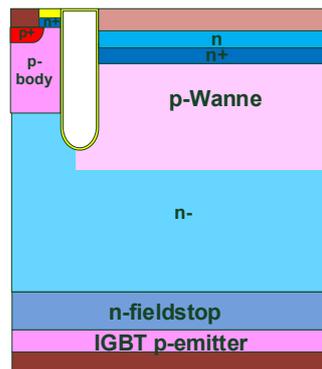


Abbildung A.1.: eine Halbzelle eines IGBT mit dem zusätzlichen Emitter

### A. Aufbau des RC-GID-IGBT

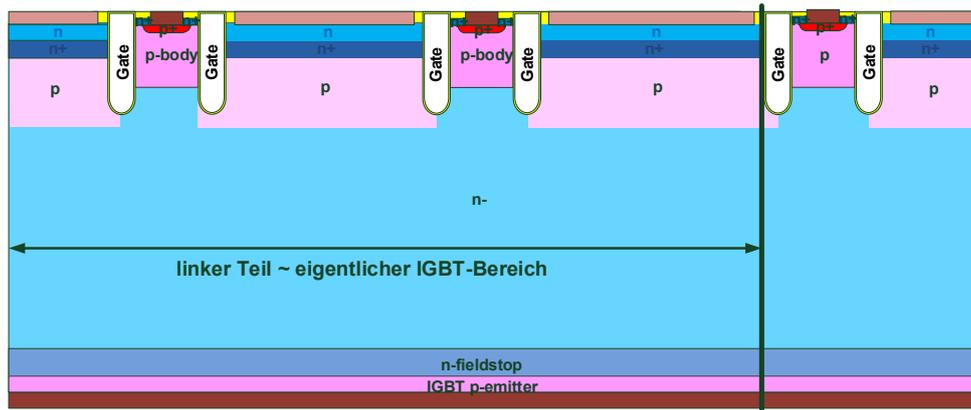


Abbildung A.2.: IGBT mit mehreren MOS-Steuerköpfe

### Aufbau eines Dioden-Modells

Zuerst wird eine Halbzelle einer Diode aufgebaut, Ihre Struktur ist ähnlich wie die des oben vorgestellten IGBT, sie hat aber keine n-Source und keinen zusätzlicher Emitter im MOS-Steuerkopf. Statt des p-Emitters befindet sich ein n-Emitter auf der Rückseite. Durch Spiegelungen wird dann die gewünschte Breite der RC-IGBT-Halbzelle erreicht. Von dieser Diodenstruktur wird wiederum der Teil abgeschnitten, der später IGBT werden soll, in diesem Beispiel 75% von der linken Kante aus gesehen. Die verbleibenden rechten 25% werden später der Dioden-Teil (siehe Abbildung A.3).

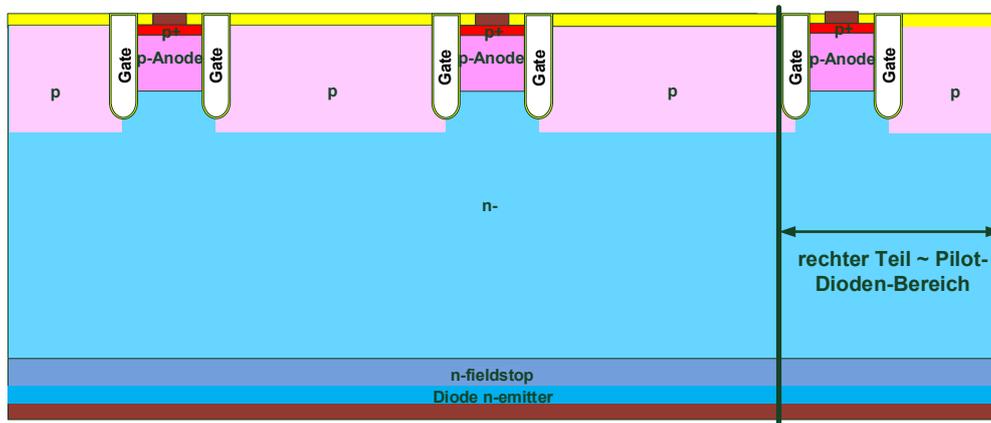


Abbildung A.3.: Diode mit mehreren MOS-Steuerköpfe ohne n-Source

## Zusammenfügen und Netzgenerierung

Das auf in diesem Beispiel 75% verkürzte IGBT-Teil und der in diesem Beispiel auf 25% verkürzte Diodenteil werden nun zusammengefügt und bilden den RC-GID-IGBT (siehe Abbildung A.4). Durch das Abschneiden und Zusammenfügen verändert sich das Simulationsnetz, deshalb soll am Ende das Netz der RC-GID-IGBT-Struktur noch mal mit Hilfe vom S-Process generiert werden.

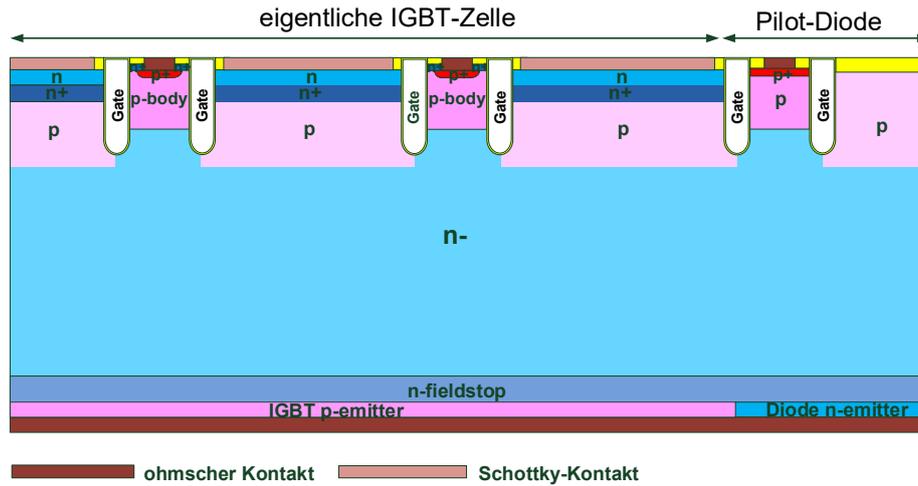


Abbildung A.4.: RC-GID-IGBT nach der Zusammenfügen und Netzgenerierung

## B. Schaltkreisentwürfe für die Simulationen

### B.1. Schaltkreisentwurf zur Untersuchung des Durchlassverhaltens

Der in der Abbildung B.1 schematisch dargestellte Schaltkreis wurde zur Untersuchung des Durchlassverhaltens des RC-IGBT im IGBT- und im Diodenbetrieb verwendet. Abhängig von den Betriebsarten werden die Gate-Spannungsquelle  $U_{GE}$  und Stromquelle  $I_t$  eingestellt (siehe Tabelle B.1).

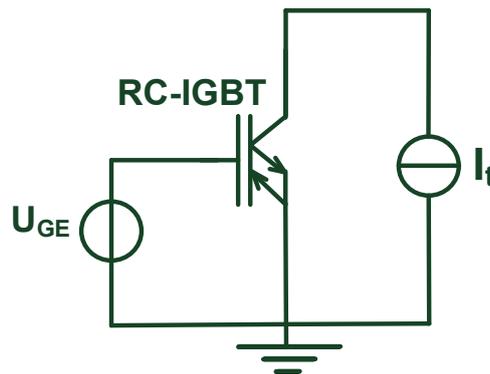


Abbildung B.1.: Schematischer Aufbau zur Untersuchung des Durchlassverhaltens

$T = 25\text{ °C} - 125\text{ °C}$	IGBT-Betrieb	Diodenbetrieb
$U_{GE}$	+15 V	+15 V oder -15 V
$I_t$	0 A bis z.B. 7200 A	0 A bis z.B. -7200 A

Tabelle B.1.: die eingestellte Parameters zur Untersuchung des Durchlassverhaltens

## B.2. Schaltkreisentwurf zur Untersuchung des Schaltverhaltens

Zur Untersuchung des Schaltverhaltens des RC-IGBT wurde eine Phase eines Zweipunktumrichters verwendet (siehe Abbildung B.2). Zuerst wird die Spannungsquelle  $U_{ZK}$  bis zur gewünschten Zwischenkreisspannung und dann die Stromquelle  $I_t$  zum gewünschten Laststrom hochgefahren. Die Spannungsquellen  $U_{GE1}$  und  $U_{GE2}$  werden für das Einschalten oder Abschalten des RC-IGBT gesteuert.

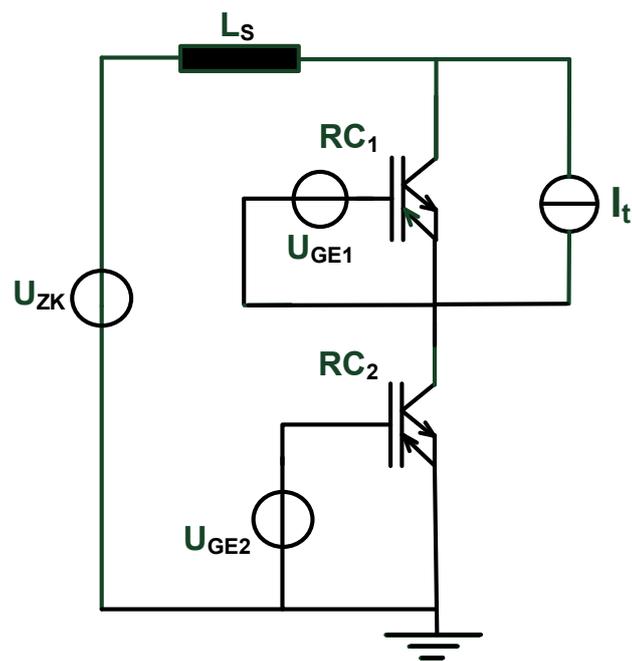


Abbildung B.2.: Schematischer Aufbau zur Untersuchung des Schaltverhaltens

# C. Ergänzende Simulationsergebnisse

## C.1. Durchlassverhalten

### C.1.1. IGBT-Betrieb

Für  $T = 125 \text{ °C}$

Die zweidimensionale Ladungsträgerkonzentration des RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb wird in Abbildung C.1 und die entsprechende zweidimensionale Elektronen- und Löcherstromverteilungen werden in Abbildung C.2 dargestellt.

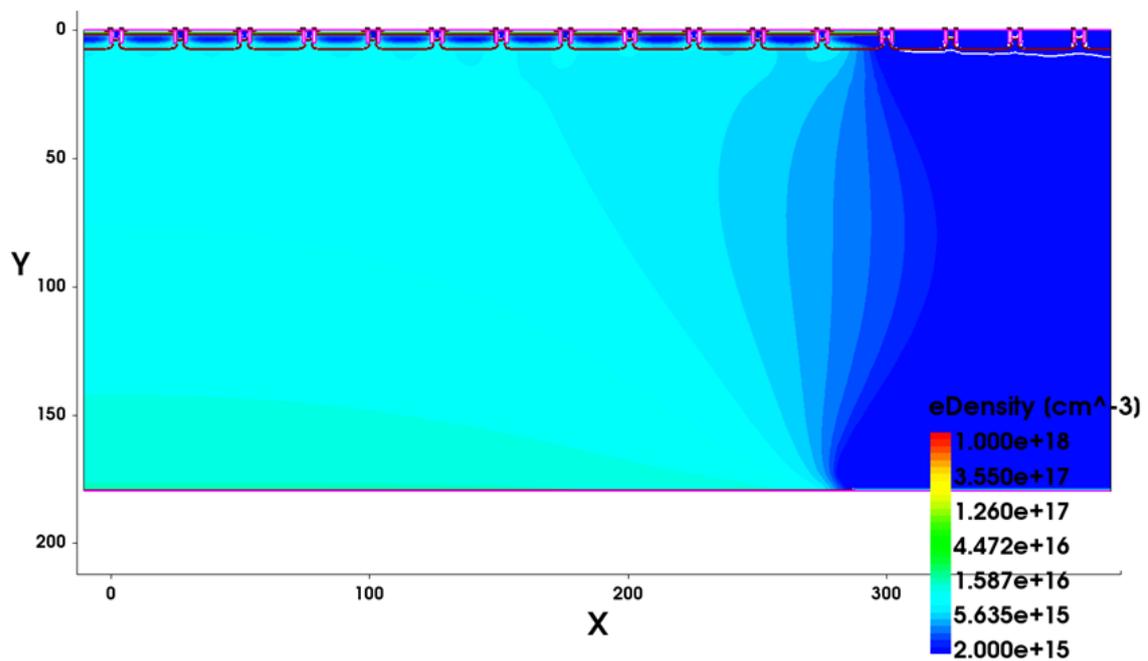
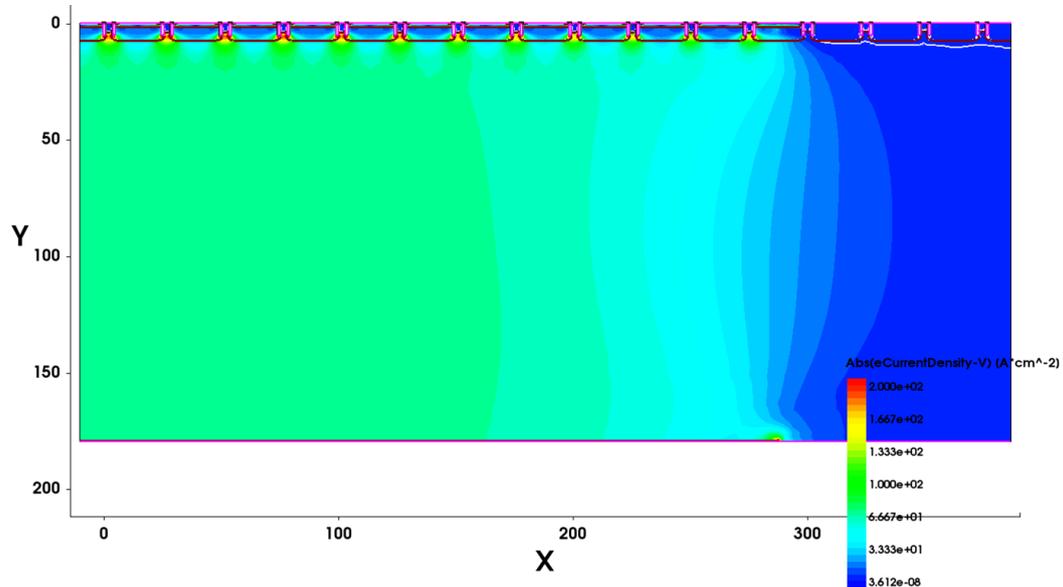


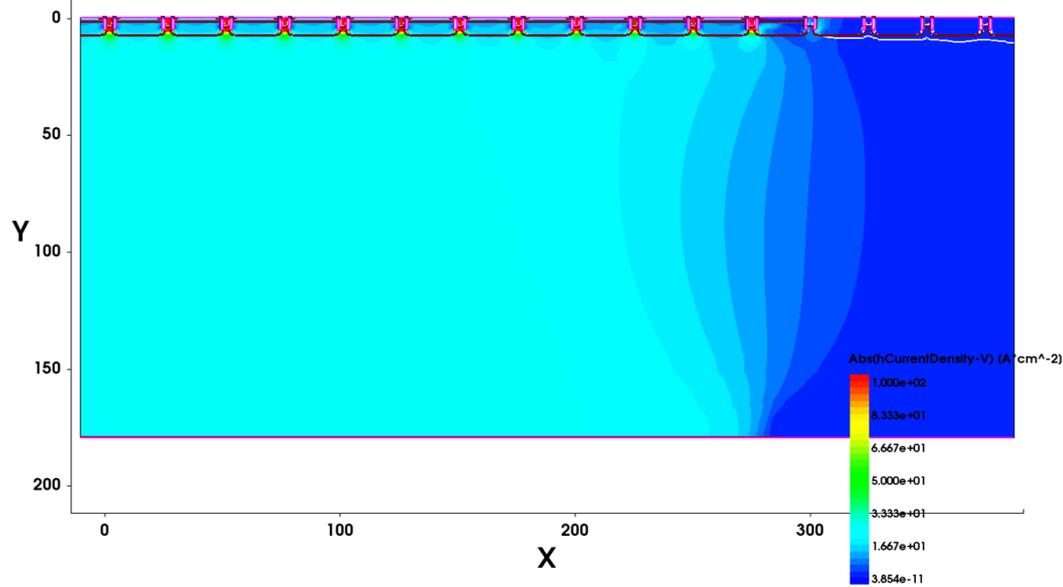
Abbildung C.1.: Ladungsträgerkonzentration des RC-GID-IGBT im Durchlassbetrieb,  $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$  ( $I_{\text{Nenn}} = 3600 \text{ A}$ ),  $T = 125 \text{ °C}$

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse

Die Ladungsträgerdichte und die Stromdichte im eigentlichen IGBT-Bereich sind inhomogen verteilt, die höchsten Werte werden in der Mitte, die kleinsten an der Grenze zum Pilot-Dioden-Bereich erreicht.



(a) Elektronenstrom



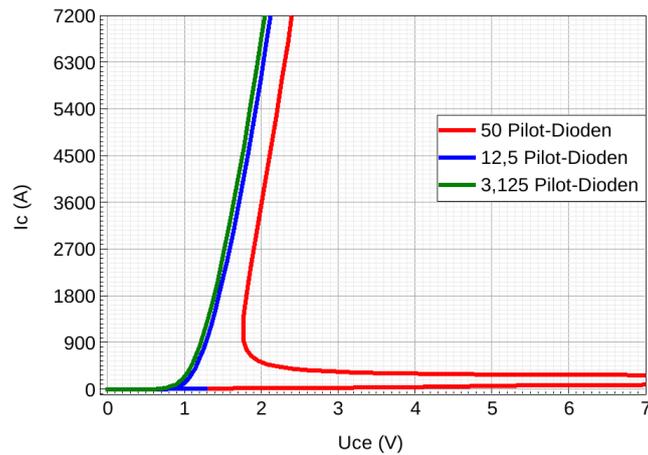
(b) Löcherstrom

Abbildung C.2.: die zweidimensionale Stromverteilung des RC-GID-IGBT im Durchlassbetrieb,  $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$  ( $I_{\text{Nenn}} = 3600 \text{ A}$ ),  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

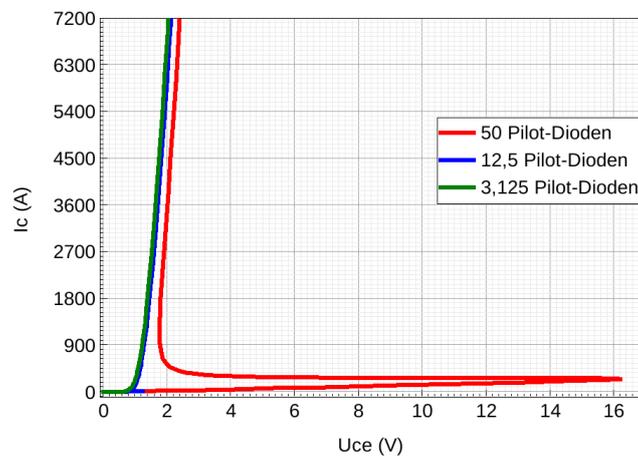
### C. Ergänzende Simulationsergebnisse

Für  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

Das Durchlassverhalten des RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb wird in Abbildung C.3 dargestellt. Wenn der rückseitige p-Emitter des eigentlichen IGBT-Bereichs nicht breit genug ist, tritt besonders bei niedriger Temperaturen der Snapback-Effekt ein (RC-GID-IGBT mit 50 Pilot-Dioden). Umgekehrt gibt es gar keinen Snapback-Effekt, wenn ein RC-GID-IGBT einen ausreichend breiten rückseitigen p-Emitter besitzt (RC-GID-IGBT mit 3,125 Pilot-Dioden).



(a) die Skalierung der x-Achse und y-Achse gleicht der in Abbildung 6.2 zum besseren Vergleich



(b) andere Skalierung der x-Achse zur Erkennung der Snapback-Spannung

Abbildung C.3.: Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im IGBT-Betrieb mit der Variation der Strukturgröße,  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

### C.1.2. Diodenbetrieb

Für  $T = 125 \text{ °C}$

Das Durchlassverhalten des RC-GID-IGBT mit 12,5 Pilot-Dioden im Diodenbetrieb bis zum zwanzigfachen Nennstrom wird in Abbildung C.4 dargestellt ( $I_{Nenn} = 3600 \text{ A}$ ). Im Fehlerfall (Stoßstrom) wird die Gatespannung auf -15 V herabgesetzt, der RC-GID-IGBT besitzt in diesem Fall eine gute Leitfähigkeit ( $U_F = 4,5 \text{ V}$  bei  $I = 10 \cdot I_{Nenn} = 36 \text{ kA}$ ).

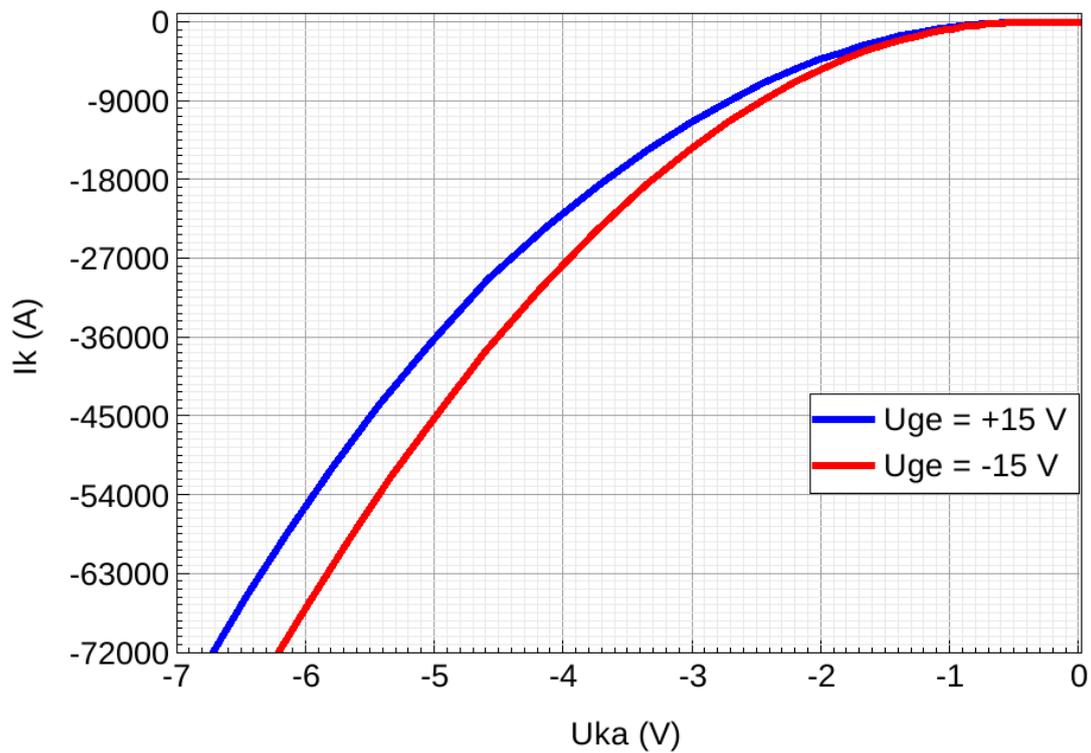


Abbildung C.4.: Durchlassverhalten des RC-GID-IGBT mit 12,5 Pilot-Dioden im Diodenbetrieb,  $T = 125 \text{ °C}$

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse

Die anodenseitige Ströme des RC-GID-IGBT mit 12,5 Pilot-Dioden im Diodenbetrieb werden in Abbildung C.5 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der zusätzliche Emitter (Schottky-Kontakt) fast keinen Strom im Durchlasszustand trägt. Im MOS-Steuerkopf (Trench p-Wannen) bei +15 V Gatespannung wird aufgrund des geöffneten n-Kanal auch fast kein Löcherstrom injiziert, während der Elektronenstrom proportional zum Laststrom ist. Der Pilot-Dioden-Bereich trägt einen großen Teil des Laststromes, besonders bei großer Laststrom. Bei sehr kleiner Laststrom dominiert der Elektronenstrom über n-Kanal zum Emitter im MOS-Steuerkopf, so dass ein Snapback eintreten könnte, besonders bei niedriger Temperaturen, wenn der Pilot-Dioden-Bereich nicht breit genug ist (große Zahl von Pilot-Dioden).

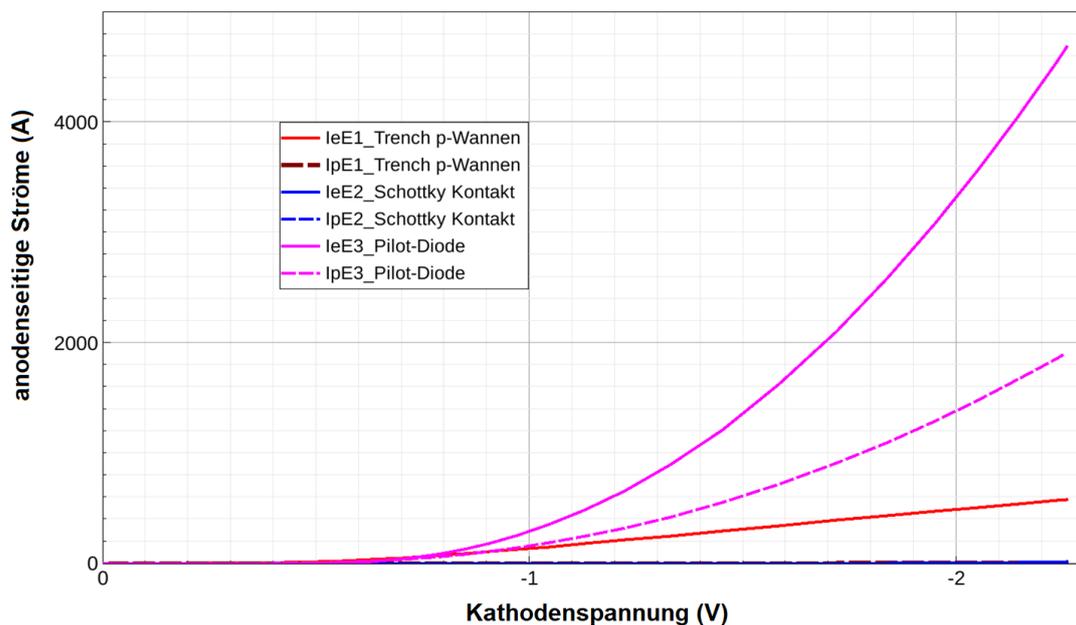


Abbildung C.5.: Anodenströme des RC-GID-IGBT mit 12,5 Pilot-Dioden im Diodenbetrieb,  $U_{GE} = +15\text{ V}$ ,  $T = 125\text{ °C}$ ,  $I_e \hat{=}$  anodenseitiger Elektronenstrom,  $I_p \hat{=}$  anodenseitiger Löcherstrom

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse

Die Anhebung der zweidimensionalen Ladungsträgerkonzentration des RC-GID-IGBT während der Verriegelungszeit wird in Abbildung C.6 dargestellt.

Während der Verriegelungsphase breitet sich das Plasma schnell im eigentlichen IGBT-Bereich bis zum statischen Zustand bei einer Gate-Emitter-Spannung von -15 V. Trotz-

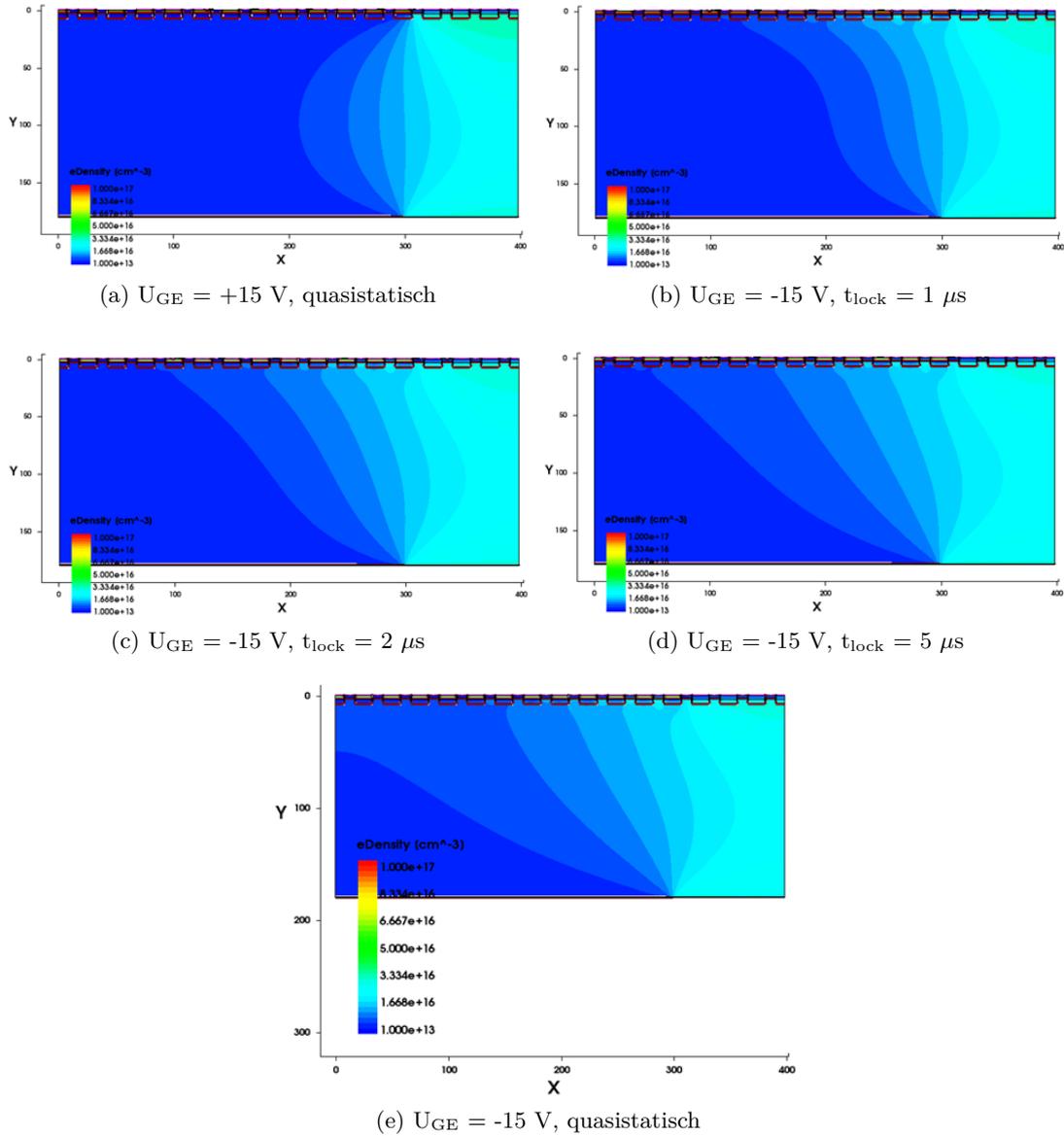


Abbildung C.6.: Anhebung der Ladungsträgerkonzentration des RC-GID-IGBT beim Durchlasszustand im Diodenbetrieb während der Verriegelungszeit,  $J = J_{Nenn} = 66,7 \text{ A/cm}^2$  ( $I_{Nenn} = 3600 \text{ A}$ ),  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

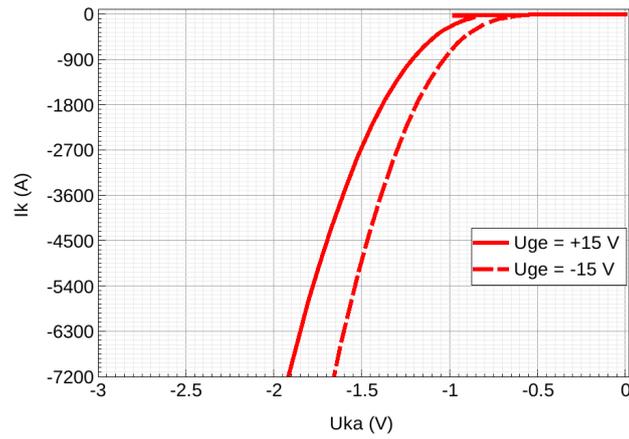
### C. Ergänzende Simulationsergebnisse

dem konzentriert sich die Ladungsträgerdichte im Pilot-Dioden-Bereich, die Ladungsträgerdichte im IGBT-Bereich ist deutlich geringer. Der Ladungsträgerunterschied zwischen beiden statischen Zuständen (mit einer Gate-Emitter-Spannung von +15 V und -15 V) ist relativ klein.

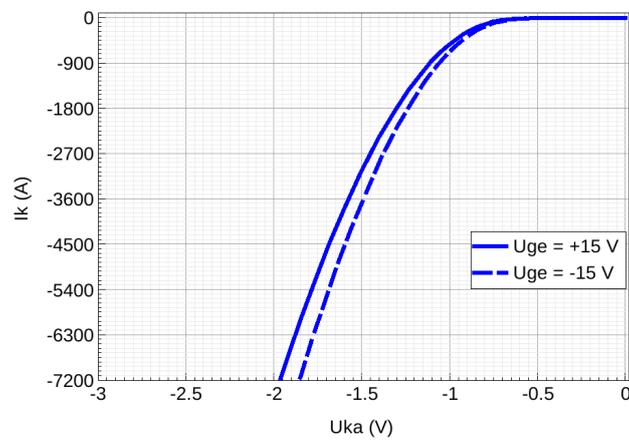
#### **Für $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$**

Bei sehr kleinem Strom und  $U_{GE} = +15 \text{ V}$  fließt ein großer Anteil als Elektronenstrom über den n-Kanal im MOS-Steuerkopf des eigentlichen IGBT, besonders in der Nähe der Grenze zwischen IGBT-Bereich und Pilot-Dioden-Bereich. Wenn der Pilot-Diodenbereich recht schmal ist, werden keine Löcher vom Pilot-Dioden-Bereich injiziert. Das führt zu einem Snapback in der Durchlasskennlinie (siehe Abbildung C.7(a)). Dieser Snapback tritt nicht auf, wenn der Pilot-Dioden-Bereich so breit ist, dass immer Löcher injiziert werden können (siehe Abbildung C.7(b) und (c)).

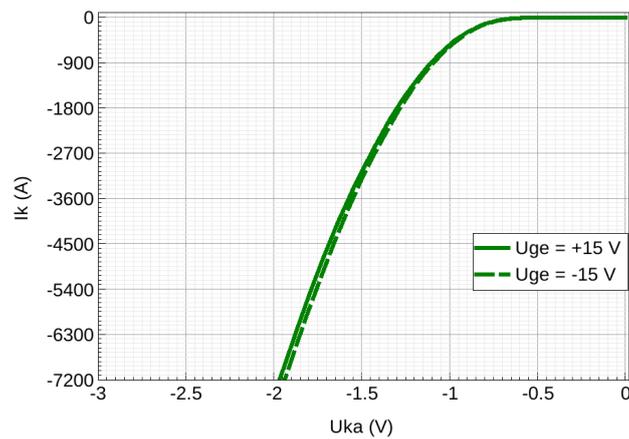
### C. Ergänzende Simulationsergebnisse



(a) 50 Pilot-Dioden, Länge einer Pilot-Diode = 50  $\mu\text{m}$



(b) 12,5 Pilot-Dioden, Länge einer Pilot-Diode = 200  $\mu\text{m}$



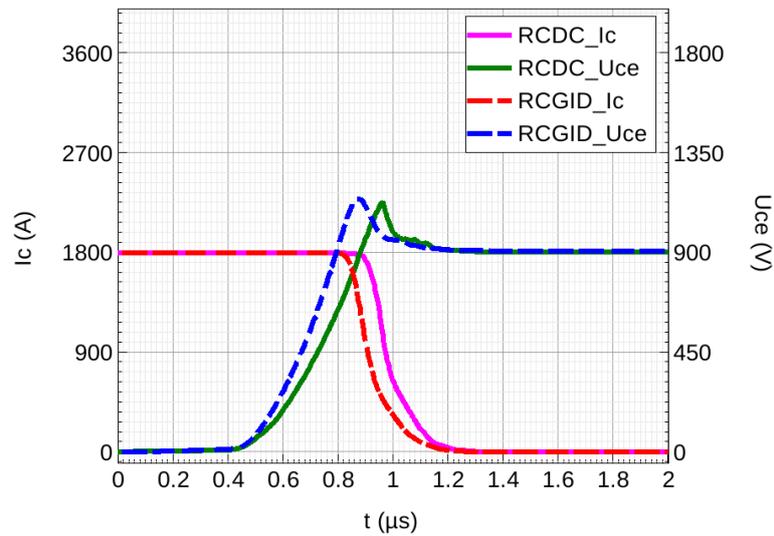
(c) 3,125 Pilot-Dioden, Länge einer Pilot-Diode = 800  $\mu\text{m}$

Abbildung C.7.: Durchlassverhalten vom RC-GID-IGBT im Diodenbetrieb mit Variation der Strukturgröße,  $T = 25$  °C

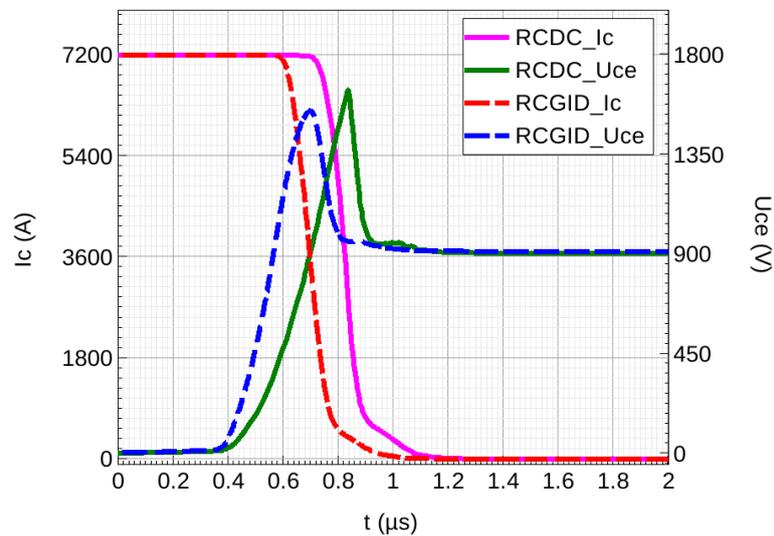
## C.2. Schaltverhalten

### C.2.1. Abschaltverhalten

Das Abschaltverhalten des RCDC-IGBT und des RC-GID-IGBT bei halben und doppelten Nennstrom wird in Abbildung C.8 dargestellt.



(a)  $I = 0,5 \cdot I_{Nenn} = 1800 \text{ A}$ ,  $E_{\text{off-RCDC}} = 730 \text{ mJ}$ ,  $E_{\text{off-RCGID}} = 710 \text{ mJ}$



(b)  $I = 2 \cdot I_{Nenn} = 7200 \text{ A}$ ,  $E_{\text{off-RCDC}} = 3010 \text{ mJ}$ ,  $E_{\text{off-RCGID}} = 2930 \text{ mJ}$

Abbildung C.8.: Abschaltverhalten im Vergleich,  $U_{ZK} = 900 \text{ V}$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

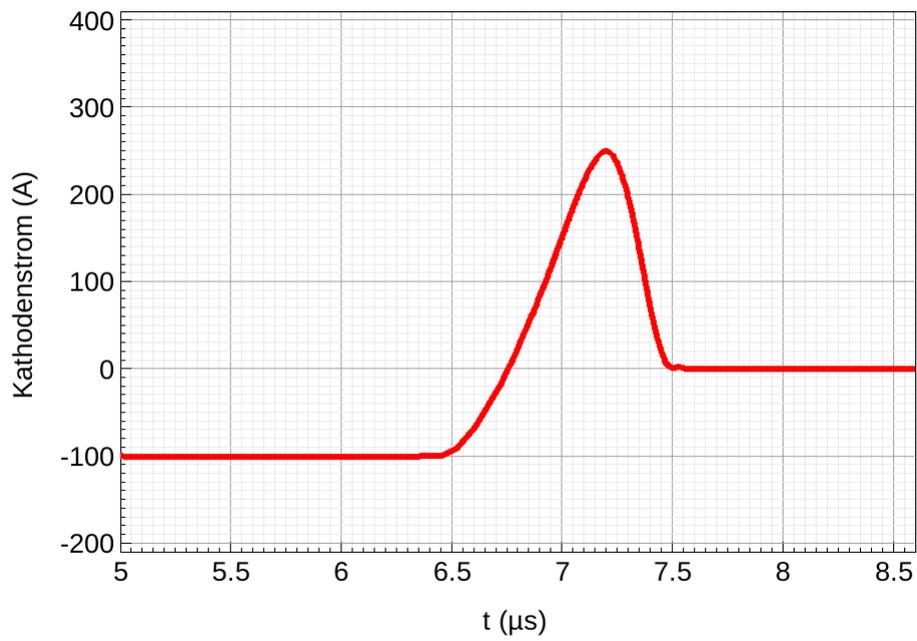
### C.2.2. Reverse-Recovery-Verhalten

Die Abbildungen C.9 und C.10 zeigen das Reverse-Recovery-Verhalten der RCDC-IGBT und RC-GID-IGBT mit  $3 \text{ cm}^2$  Chipfläche mit dem halben und doppelten Nennstrom. Ihre elektrische Eigenschaften bei unterschiedlichen Lastströmen werden in Tabelle C.1 dargestellt. Bei gleicher Leitfähigkeit im Durchlassbetrieb (RCDC-IGBT mit  $-15 \text{ V}$  und RC-GID-IGBT mit  $+15 \text{ V}$  Gatespannung) hat der RCDC-IGBT, trotz eines Entsättigungspulses ( $t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}$ ) und einer relativ kurzen Verriegelungszeit ( $t_{\text{lock}} = 1 \mu\text{s}$ ), bis zu 83% mehr Gesamtschaltverlustenergie ( $W_{\text{ON}} + W_{\text{RR}}$ ) als der RC-GID-IGBT, welcher mit einer relativ langen Verriegelungszeit ( $t_{\text{lock}} = 10 \mu\text{s}$ ) abgeschaltet wird.

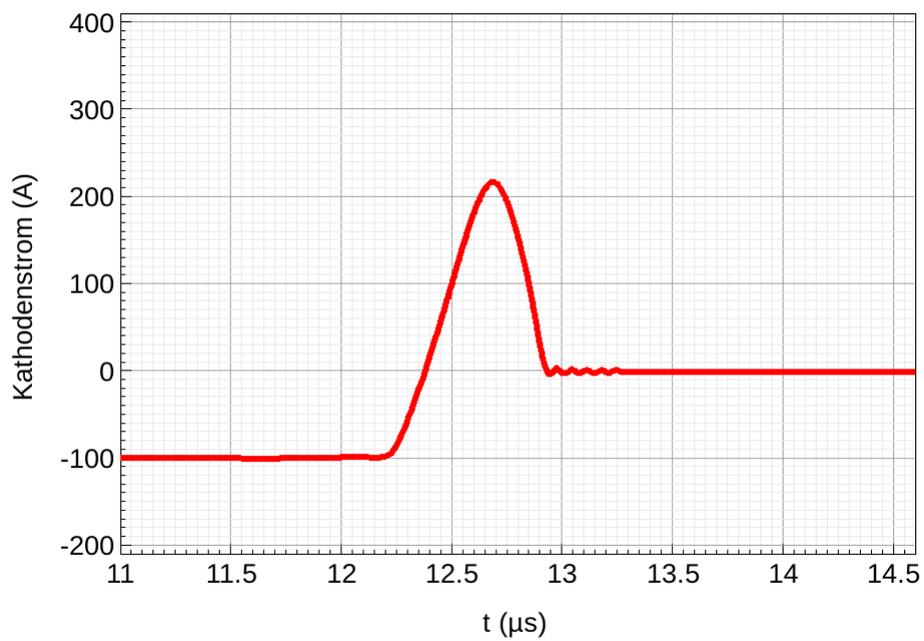
<b><math>U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}</math> <math>T = 125 \text{ °C}</math> <math>54 \text{ cm}^2 \text{ RC-IGBT}</math></b>	<b>RCDC komplizierte Steuerung <math>t_{\text{desat}} = 6 \mu\text{s}, t_{\text{lock}} = 1 \mu\text{s}</math></b>	<b>RC-GID-IGBT konventionelle Steuerung <math>t_{\text{lock}} = 10 \mu\text{s}</math></b>
<b><math>I = 0,5 \cdot I_{\text{Nenn}} = 1800 \text{ A}</math></b>		
<b><math>U_{\text{F}}</math> (V)</b>	<b>6,4 @<math>U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}</math> 1,46 @<math>U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}</math></b>	<b>1,47 @<math>U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}</math> 1,34 @<math>U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}</math></b>
<b><math>Q_{\text{RR}}</math> (<math>\mu\text{C}</math>)</b>	<b>1800</b>	<b>1260</b>
<b><math>W_{\text{ON}}</math> (mJ)</b>	<b>1440</b>	<b>666</b>
<b><math>W_{\text{RR}}</math> (mJ)</b>	<b>954</b>	<b>846</b>
<b><math>W_{\text{ON}} + W_{\text{RR}}</math> (mJ)</b>	<b>2394</b>	<b>1512</b>
<b><math>I = I_{\text{Nenn}} = 3600 \text{ A}</math></b>		
<b><math>U_{\text{F}}</math> (V)</b>	<b>7,1 @<math>U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}</math> 1,9 @<math>U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}</math></b>	<b>1,9 @<math>U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}</math> 1,73 @<math>U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}</math></b>
<b><math>Q_{\text{RR}}</math> (<math>\mu\text{C}</math>)</b>	<b>2700</b>	<b>1764</b>
<b><math>W_{\text{ON}}</math> (mJ)</b>	<b>2340</b>	<b>1098</b>
<b><math>W_{\text{RR}}</math> (mJ)</b>	<b>1656</b>	<b>1260</b>
<b><math>W_{\text{ON}} + W_{\text{RR}}</math> (mJ)</b>	<b>3996</b>	<b>2358</b>
<b><math>I = 2 \cdot I_{\text{Nenn}} = 7200 \text{ A}</math></b>		
<b><math>U_{\text{F}}</math> (V)</b>	<b>5,05 @<math>U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}</math> 2,49 @<math>U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}</math></b>	<b>2,49 @<math>U_{\text{GE}} = +15 \text{ V}</math> 2,26 @<math>U_{\text{GE}} = -15 \text{ V}</math></b>
<b><math>Q_{\text{RR}}</math> (<math>\mu\text{C}</math>)</b>	<b>4446</b>	<b>2556</b>
<b><math>W_{\text{ON}}</math> (mJ)</b>	<b>3852</b>	<b>1764</b>
<b><math>W_{\text{RR}}</math> (mJ)</b>	<b>3330</b>	<b>2160</b>
<b><math>W_{\text{ON}} + W_{\text{RR}}</math> (mJ)</b>	<b>7182</b>	<b>3924</b>

Tabelle C.1.: elektrische Eigenschaften im Vergleich

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse



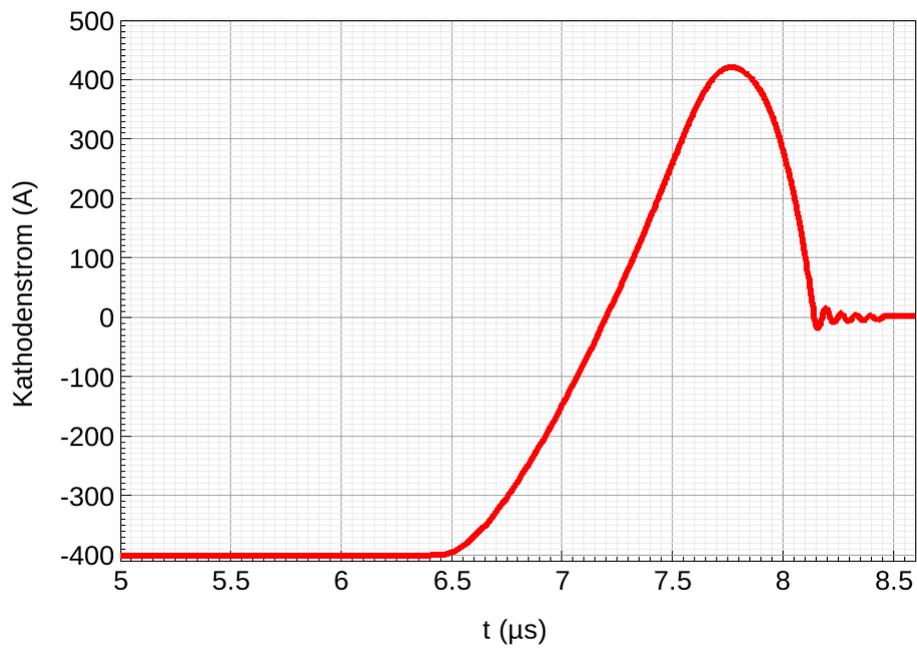
(a) RCDC-IGBT



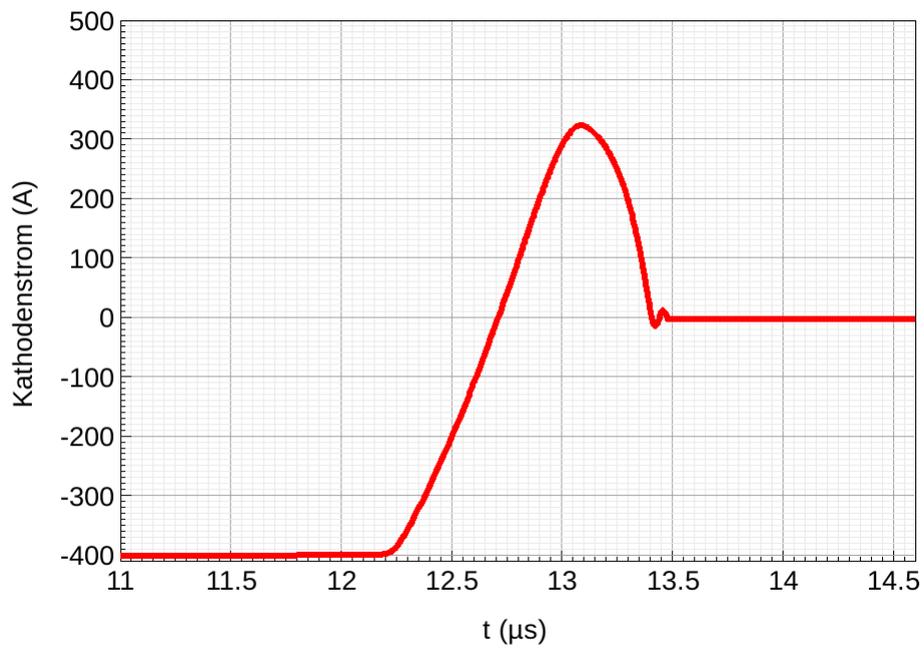
(b) RCGID-IGBT

Abbildung C.9.: RR-Verhalten im Vergleich,  $A = 3 \text{ cm}^2$ ,  $J = 0,5 \cdot J_{\text{Nenn}} = 33,35 \text{ A/cm}^2$ ,  
 $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse



(a) RCDC-IGBT



(b) RCGID-IGBT

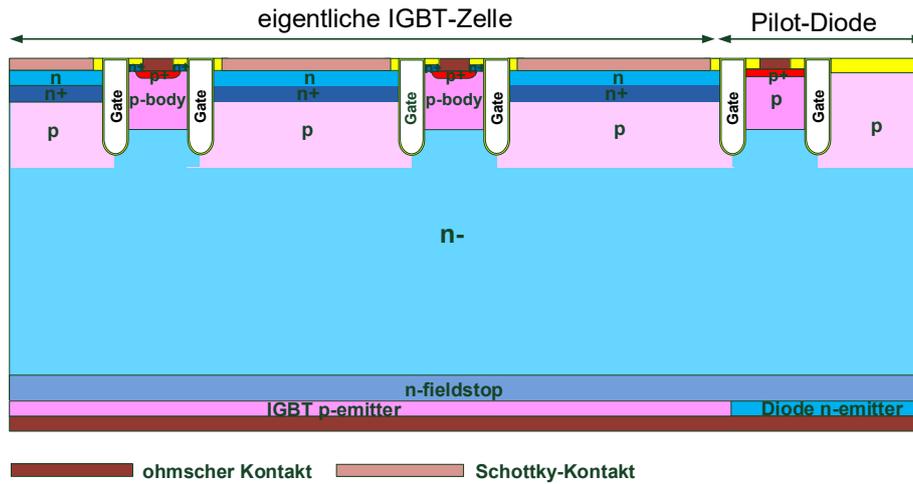
Abbildung C.10.: RR-Verhalten im Vergleich,  $A = 3 \text{ cm}^2$ ,  $J = 2 \cdot J_{\text{Nenn}} = 133,4 \text{ A/cm}^2$ ,  
 $U_{\text{ZK}} = 900 \text{ V}$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

### C.3. RC-IGBT mit Pilot-Dioden

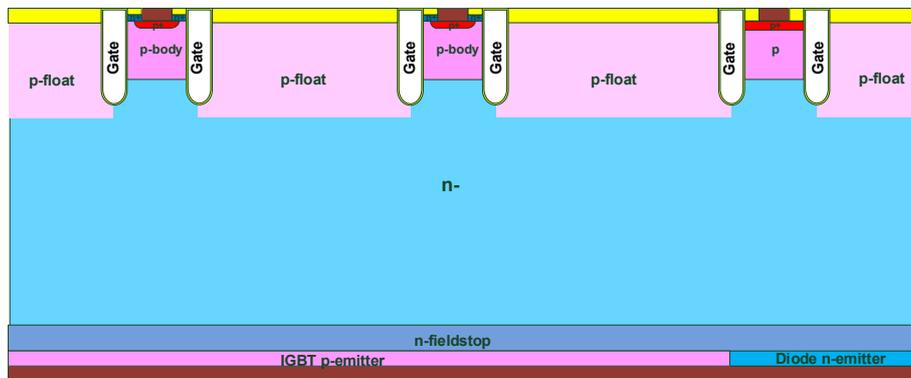
Um den Effekt des zusätzlichen Emitters des RC-GID-IGBT zur Verringerung der Reverse-Recovery-Ladung noch weiter zu verdeutlichen, wird ein Vergleichsmodell aufgebaut und RCPD-IGBT genannt (siehe Abbildung C.11). Der RCPD-IGBT besitzt wie der RC-GID-IGBT einen integrierten Pilot-Dioden-Bereich, aber keine zusätzliche Emitter im IGBT-Bereich. Der RCPD-IGBT hat also eine ähnliche Struktur wie der RCDC-IGBT, aber noch eine zusätzliche Pilot-Diode. Die Struktur des RCPD-IGBT ist auch ähnlich zu der des BIGT von ABB oder des RC-IGBT von Fuji, welche in Kapitel zwei vorgestellt wurden. Der Unterschied ist hier, dass der BIGT von ABB oder der RC-IGBT von Fuji eine Einstellung der Ladungsträgerlebensdauer besitzt, während RCPD-IGBT dies nicht hat.

Im IGBT-Betrieb hat der RCPD-IGBT deshalb ein ähnliches elektrisches Verhalten wie die der RCDC-IGBT oder der RC-GID-IGBT, daher wird das IGBT-Verhalten hier nicht verglichen. Der Unterschied liegt im Diodenbetrieb, dieser wird im Folgenden mit der Struktur von  $400 \mu\text{m}$  Halbzelle vorgestellt.

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse



(a) RC-GID-IGBT



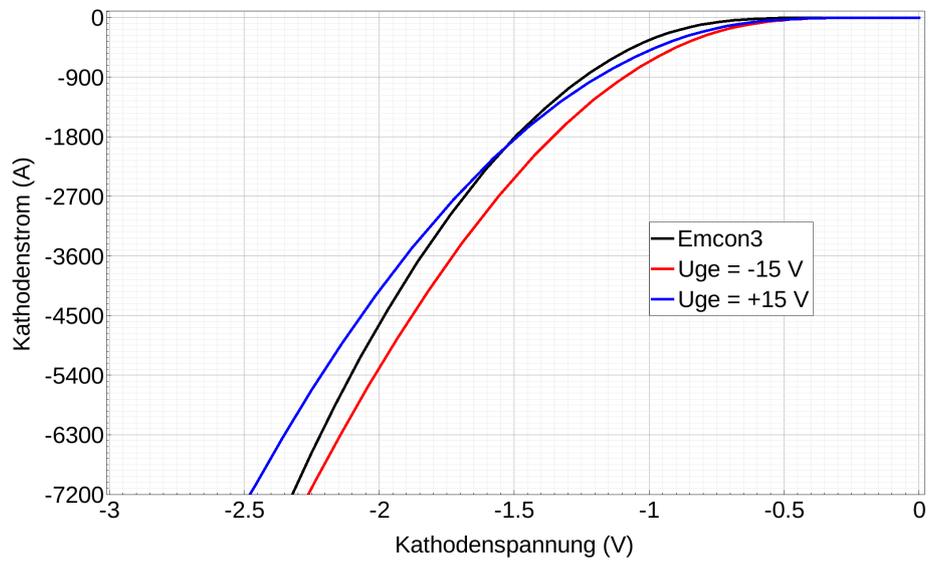
(b) RCPD-IGBT

Abbildung C.11.: Strukturaufbau der RC-GID-IGBT und RCPD-IGBT im Vergleich

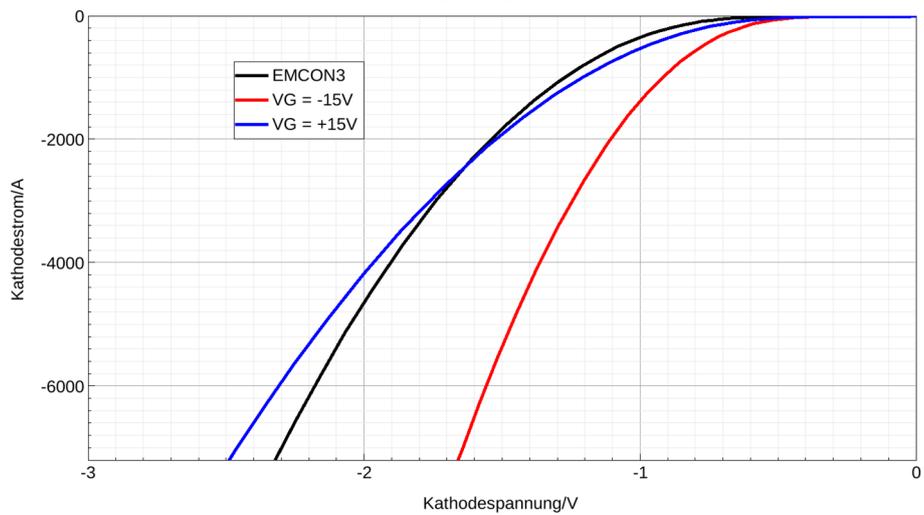
#### C.3.1. Durchlassverhalten

Bei  $U_{GE} = +15 \text{ V}$  hat der RCPD-IGBT wegen der gleichen Pilot-Diode ein ähnliches Durchlassverhalten wie der des RC-GID-IGBT (siehe Abbildung C.12). Bei  $U_{GE} = -15 \text{ V}$  ist die Leitfähigkeit des RCPD-IGBT durch die durch den geschlossenen n-Kanal hervorgerufene signifikante Anhebung der Ladungsträger im IGBT-Bereich viel besser (siehe Abbildung C.13). Der Unterschied in der Durchlassspannung des RCPD-IGBT zwischen  $+15 \text{ V}$  und  $-15 \text{ V}$  Gatespannung ist deshalb viel größer als der des RC-GID-IGBT (siehe Abbildung C.12).

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse



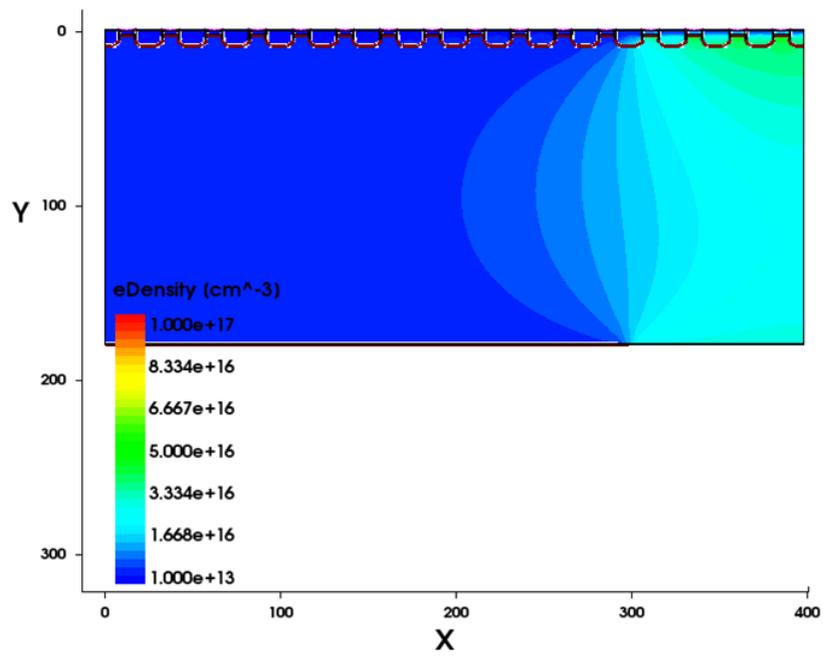
(a) RC-GID-IGBT, 400  $\mu\text{m}$  Halbzelle



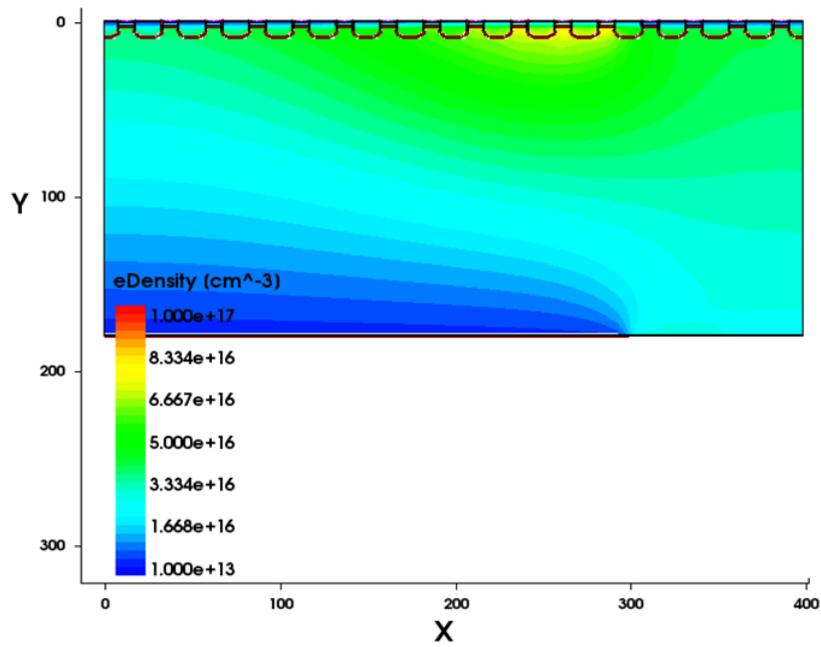
(b) RCPD-IGBT, 400  $\mu\text{m}$  Halbzelle

Abbildung C.12.: Durchlassverhalten im Diodenbetrieb im Vergleich,  $T = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse



(a)  $U_{GE} = +15 \text{ V}$



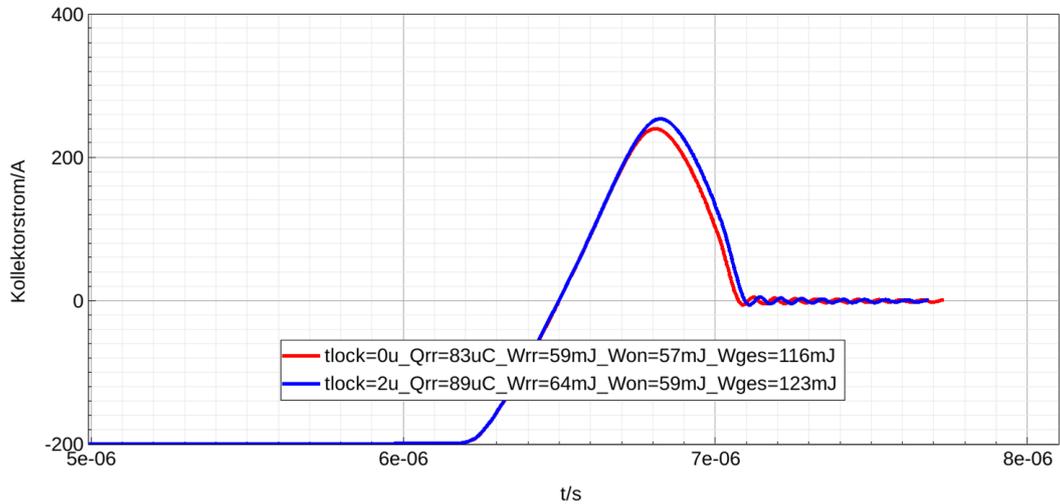
(b)  $U_{GE} = -15 \text{ V}$

Abbildung C.13.: zweidimensionale Ladungsträgerkonzentration des RCPD-IGBT im Diodenbetrieb mit verschiedenen Gatespannungen,  $J = J_{\text{Nenn}} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

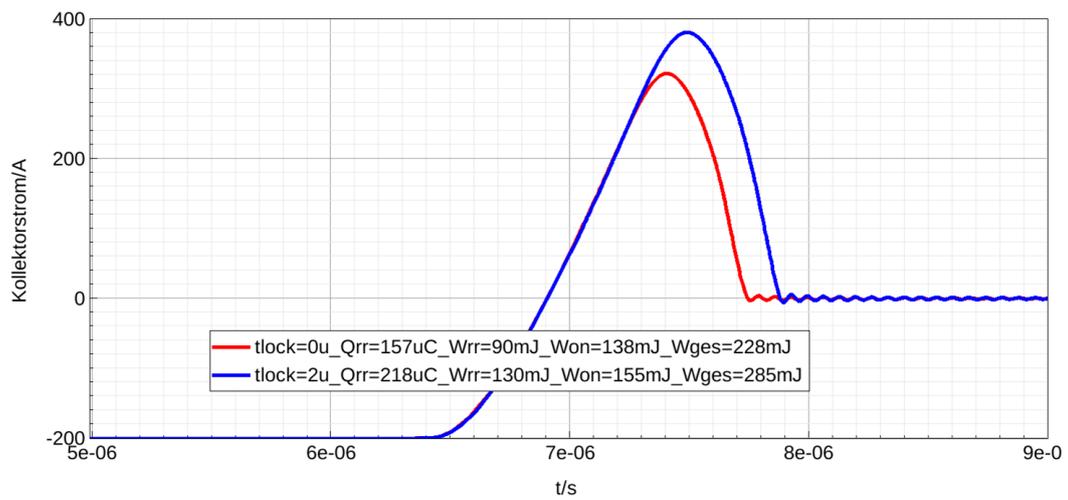
### C.3.2. Reverse-Recovery-Verhalten

Wegen der Pilot-Dioden könnte der Gate-Treiber des RCPD-IGBT bzw. des RC-GID-IGBT gleich der eines konventionellen IGBT-Modules sein. Aber ohne einen Entsättigungspuls oder einen zusätzlichen Emitter ist die Reverse-Recovery-Ladung sowie die gesamte Verlustenergien ( $W_{ON} + W_{RR}$ ) des RCPD-IGBT sehr groß. Das Reverse-Recovery-Verhalten des RC-GID-IGBT und des RCPD-IGBT werden in Abbildung C.14 verglichen. Mit  $t_{lock} = 0 \mu s$  ist ( $W_{ON} + W_{RR}$ ) des RCPD-IGBT 97% größer als beim RC-GID-IGBT, mit  $t_{lock} = 2 \mu s$  sogar 132% größer.

### C. Ergänzende Simulationsergebnisse



(a) RCGID-IGBT



(b) RCPD-IGBT

Abbildung C.14.: RR-Verhalten des 3 cm<sup>2</sup> RC-GID-IGBT und 3 cm<sup>2</sup> RCPD-IGBT im Vergleich,  $J = J_{Nenn} = 66,7 \text{ A/cm}^2$ ,  $U_{ZK} = 900 \text{ V}$ ,  $T = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

# Literaturverzeichnis

- [1] Infineon Datasheet FZ750R65KE3 IGBT-Module.
- [2] Script zur Vorlesung „ Leistungshalbleiter “ von Herrn Prof. Dr.-Ing. H.-G. Eckel, Themenfeld „ IGBT “ Version 4. S. 1–55.
- [3] T. Arai, S. Watanabe, K. Ishibashi, Y. Toyoda, T. Oda, K. Saito, und M. Mori. The Advanced Trench HiGT with Separate Floating p-Layer for Easy Controllability and Robustness. *PCIM Eur.*, S. 313–319, 2011.
- [4] R. Baburske. Dynamik des Ladungsträgerplasmas während des Ausschaltens bipolarer Leistungsdioden, PhD Thesis, TU Chemnitz. 2010.
- [5] B. J. Baliga. Fundamentals of Power Semiconductor Devices, second Edition, Springer.
- [6] R. Constapel, J. Korec, und B. J. Baliga. Trench-IGBTs with Integrated Diverter Structures. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 201–206, 1995.
- [7] D. Domes. Control Method for a Reverse Conducting IGBT. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, (May):19–21, 2015.
- [8] H.-G. Eckel. Potential of Reverse Conducting IGBTs in Voltage Source Inverters. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, S. 334–339, 2009.
- [9] H. G. Eckel und D. Wigger. Comparison of the Output Power of RC-IGBT and IGBT/Diode Inverters. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, (May):38–43, 2011.
- [10] H. G. Eckel und D. Wigger. Modular multilevel converters with reverse-conducting IGBT. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, (May):648–655, 2012.
- [11] S. Gierschner, H. G. Eckel, und M. Hiller. Potential of RC-IGBTs in three phase three level converters. *PCIM Eur.*, (May), 2015.

- [12] S. Gierschner, D. Weiss, H. G. Eckel, und M. Hiller. Potential of RC-IGBTs in three level converters for wind energy application. *7th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE-ECCE Eur.*, 2015.
- [13] H. K. Gummel und D. L. Scharfetter. Avalanche Region of Impatt Diodes. *Bell Syst. Tech. J.*, S. 1797–1828, 1966.
- [14] T. Laska, F. Hille, F. Pfirsch, R. Jereb, und M. Bässler. Long term stability and drift phenomena of different trench IGBT structures under repetitive switching tests. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 1–4, 2007.
- [15] J. G. Laven, R. Baburske, A. Philippou, H. Itani, und M. Dainese. RCDC-IGBT Study for low-Voltage Applications. *28th Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 347–350, 2016.
- [16] D. Lexow und H.-G. Eckel. Impacts of Diode Surge Currents on Reverse Conducting IGBT Controlled by Optimized Gate-Drive Unit. *Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2018.
- [17] D. Lexow, H. Wiencke, und H. G. Eckel. Improved gate-drive unit for RC-IGBT to Overcome Load Current Disturbance in Static Mos-control. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, S. 1570–1576, 2018.
- [18] D. Lexow, H. Wiencke, K. Fleisch, D. Domes, und H.-G. Eckel. Optimized Control Method for Reverse Conducting IGBTs. *Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2017.
- [19] J. Lutz, H. Schlangenotto, U. Scheuermann, und R. D. Doncker. *Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability*. Springer, second edition, 2017.
- [20] A. Müller, F. Pfirsch, und D. Silber. Trench IGBT behaviour near to latch-up conditions. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 255–258, 2005.
- [21] M. Rahimo. An Optimized Plug-In BIGT with No Requirements for Gate Control Adaptations. *PCIM2017*, (May):16–18, 2017.
- [22] M. Rahimo, M. Andenna, L. Storasta, C. Corvasce, und A. Kopta. Demonstration of an enhanced trench Bimode Insulated Gate Transistor ET-BIGT. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, 2016-July:151–154, 2016.
- [23] M. Rahimo, A. Kopta, und S. Linder. Novel Enhanced-Planar IGBT Technology

- Rated up to 6.5 kV for Lower Losses and Higher SOA Capability. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 18–21, 2006.
- [24] M. Rahimo, C. Papadopoulos, C. Corvasce, und A. Kopta. An Advanced Bimode Insulated Gate Transistor BIGT with Low Diode Conduction Losses under a Positive Gate Bias. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 7–10, 2017.
- [25] M. Rahimo, U. Schlapbach, A. Kopta, J. Vobecky, D. Schneider, und A. Baschnagel. A high current 3300V module employing reverse conducting IGBTs setting a new benchmark in output power capability. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 68–71, 2008.
- [26] M. T. Rahimo. A Comprehensive Study of Failure Mode in IGBT Applications due to Freewheeling Diode Snappy Recovery. *Conf. Rec. 1998 IEEE Ind. Appl. Conf. Thirty-Third IAS Annu. Meet.*, S. 840–847, 1998.
- [27] T. Raker, H. P. Felsl, F. J. Niedernostheide, F. Pfirsch, und H. J. Schulze. Limits of strongly punch-through designed IGBTs. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 100–103, 2011.
- [28] H. Rütting, F. Hille, F. J. Niedernostheide, H. J. Schulze, und B. Brunner. 600 v reverse conducting (RC-)IGBT for drives applications in ultra-thin wafer technology. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 89–92, 2007.
- [29] C. Sandow, R. Baburske, V. Van Treek, F. J. Niedernostheide, H. P. Felsl, und M. Cotorogea. Predictive half-cell simulations of filament formation during IGBT turn-off. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, 2015-June:97–100, 2015.
- [30] D. L. Scharfetter. Minority carrier injection and charge storage in epitaxial schottky barrier diodes. *Solid. State. Electron.*, 8:299–311, 1965.
- [31] U. Scheuermann. Aufbau- und Verbindungstechnik in der Leistungselektronik In: D. Schröder, Leistungselektronische Bauelemente, Springer, Berlin. 2015.
- [32] H. J. Schulze, F. J. Niedernostheide, F. Pfirsch, und R. Baburske. Limiting factors of the safe operating area for power devices. *IEEE Trans. Electron Devices*, 60(2):551–562, 2013.
- [33] S. M. Sze und K. N. Kwok. Physics of Semiconductor Devices, 3rd Edition.
- [34] H. Takahashi, H. Haruguchi, H. Hagino, und T. Yamada. Carrier stored trench-gate

- bipolar transistor (CSTBT) - a novel power device for high voltage application. *8th Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 349–352, 1996.
- [35] M. Takahashi, D. Hofmann, S. Yoshida, A. Tamenori, Y. Kobayashi, und O. Ikawa. Extended Power Rating of 1200V IGBT Module with 7G RC-IGBT Chip Technologies. *PCIM Eur.*, (May):10–12, 2016.
- [36] C. Toechterle, F. Pfirsch, C. Sandow, und G. Wachutka. Influence of quasi-3D filament geometry on the latch-up threshold of high-voltage trench-IGBTs. *Int. Conf. Simul. Semicond. Process. Devices, SISPAD*, S. 177–180, 2016.
- [37] U. Vemulapati, N. Kaminski, D. Silber, L. Storasta, und M. Rahimo. Reverse conducting-IGBTs initial snapback phenomenon and its analytical modelling. *IET Comput. Digit. Tech.*, S. 168–175, 2014.
- [38] Vinod Kumar Khanna. *The Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theorie and Design*. Wiley, 2003.
- [39] D. Weiss und H. G. Eckel. Potential of RC-IGBT in full size converters for wind energy application. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, (May):849–856, 2014.
- [40] D. Weiss, D. Wigger, und H. G. Eckel. Comparison of output power and power cycling capability of BIGT and IGBT/diode inverters dependent on modulation degree and fundamental frequency. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, (May):873–880, 2012.
- [41] D. Werber, F. Pfirsch, T. Gutt, V. Komarnitsky, C. Schaeffer, T. Hunger, und D. Domes. 6.5kV RCDC: For increased power density in IGBT-modules. *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, S. 35–38, 2014.
- [42] H. Wiencke, D. Lexow, Q. T. Tran, E. Krafft, und H.-G. Eckel. Plasma Dynamic of RC-IGBT during Desaturation Pulses. *18th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2016 ECCE Eur.*, 2016.
- [43] D. Wigger und H.-G. Eckel. Comparison of the Power Cycling Stress between IGBT and BIGT Inverters. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, (May):338–343, 2010.
- [44] D. Wigger und H. G. Eckel. Influence of the charge distribution on the electrical behavior of the BIGT. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, (May), 2014.
- [45] D. Wigger, D. Weiss, und H. G. Eckel. Impact of inhomogeneous current distribution on the turn-off behaviour of BIGT. *PCIM Eur. Conf. Proc.*, S. 860–867, 2013.

# Eidesstattliche Erklärung

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

Ort, Datum

Unterschrift