



Mechanismen und Ursachen von Stromfehlverteilungen zwischen parallelen Hochvolt-IGBT

Dissertation
zur
Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)
der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik
der Universität Rostock

vorgelegt von
M.Sc. Robin Werner geb. Schrader
geb. am 30. April 1991 in Nienburg/Weser

Rostock, 2020

1. Gutachter:

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

2. Gutachter:

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Tobias Reimann
Institut für Elektrische Energie- und Steuerungstechnik, TU Ilmenau

3. Gutachter:

Dr.-Ing. Jan Weigel
Siemens Mobility GmbH, Nürnberg

Datum der Einreichung: 07. Januar 2020

Datum der Verteidigung: 24. Juni 2020

Danksagung

Mein herzlicher Dank gilt Allen, die mich beim Erstellen und während des Erstellens dieser Arbeit unterstützt haben. Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel möchte ich für die Betreuung und damit einhergehende fachliche Unterstützung danken, die diese Arbeit geprägt hat. Des Weiteren möchte ich Prof. Dr.-Ing. Tobias Reimann und Dr.-Ing. Jan Weigel für die Erstellung der weiteren Gutachten danken. Den Mitarbeitern der Siemens Mobility GmbH und der Infineon Technologies AG möchte ich für die Zusammenarbeit in den Projekten danken, deren Bearbeitung zu dieser Arbeit geführt haben.

Außerdem möchte ich meinen Kollegen am Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe der Universität Rostock danken, die durch das angenehme Arbeitsklima und die zahlreichen Auskünfte, Tipps und Denkanstöße zu meiner Forschung beigetragen haben. Im Besonderen möchte ich dabei Patrick Münster für die vielen Diskussionen bezüglich des Verhaltens von IGBT, Quang Tien Tran für die enorme Unterstützung bei meinen Simulationen, David Hammes und Florian Störmer für Diskussionen von Messergebnissen, Jan Fuhrmann und Julian da Cunha für die Unterstützung im Bereich Schaltungs- und Messtechnik und Jan Fuhrmann zusätzlich für das Korrekturlesen dieser Arbeit.

Besonderer Dank gilt meiner Familie: meinen Eltern für die viele Unterstützung, die mir das Studium und letztendlich die Promotion ermöglicht hat, meiner Schwester für das Korrekturlesen, meiner Frau für die Unterstützung und Geduld während des Erstellens dieser Arbeit und meinen Töchtern für die Motivation, die dafür notwendig war.

Kurzfassung

Zwischen parallelen IGBT treten Stromfehlverteilungen auf. Diese Fehlverteilungen haben einen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit der Parallelschaltung. In dieser Arbeit werden für verschiedene Situation Mechanismen beschrieben, die zu Stromfehlverteilungen führen. Die betrachteten Situationen sind der Durchlass bei statischem und veränderlichem Laststrom, das Ein- sowie Ausschalten der Halbleiter, die Kurzschlussfälle I und II und das Abschalten eines Kurzschlussstroms. Für diese Situationen werden, neben der detaillierten Beschreibung der Mechanismen, untersucht, wodurch diese ausgelöst werden. Dabei werden asymmetrische Gate- sowie Laststrompfade, Unterschiede in den Halbleitereigenschaften, Temperaturunterschiede und die gegenseitige Beeinflussung von Fehlverteilungen in den verschiedenen Situationen als Ursachen analysiert. Diese Ursachen werden auf die Vorgänge im Halbleiter hin untersucht, die zu den Unterschieden im Verhalten der Halbleiter führen. Außerdem werden mögliche Selektionskriterien für die Auswahl von IGBT zur Parallelschaltung auf deren Wirksamkeit hin untersucht. Des Weiteren wird erläutert, welche Einflüsse eine gemeinsame Hilfsemitterverbindung und Gatestromdrosseln auf die Fehlverteilungen während des Ein- und Ausschaltens haben.

Abstract

Current imbalances occur between paralleled IGBTs. Those imbalances affect the performance of the parallel operation. This thesis describes mechanisms which lead to such imbalances for different situations. The considered situations are ON-state with static and varying load currents, the turn-ON and -OFF of the semiconductors, short circuit types I and II and the turn-OFF of short circuit currents. In addition to the mechanisms which lead to current imbalances in those situations, their causes are described. The analysed causes are differences in gate- and load-current-paths, parameter deviations of the semiconductors, differences in temperature and the mutual influence of current imbalances in different situations. Those causes are analysed regarding the processes inside the IGBT, which lead to variations of their behaviour. Further, different promising selection criteria are investigated whether they are applicable to limit current imbalances. Moreover, the influences of a common auxiliary emitter connection and differential-mode-chokes in the gate-current-paths on dynamic current imbalances are explained.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	VIII
Tabellenverzeichnis	XV
Abkürzungsverzeichnis	XVI
1. Einleitung	1
2. Forschungsstand	4
3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT	20
3.1. Aufbau und statisches Verhalten	20
3.1.1. Durchlass	21
3.1.2. Sperrbetrieb	25
3.2. Einschaltverhalten	26
3.3. Ausschaltverhalten	31
3.4. Kurzschlussfälle	35
4. Statische Stromfehlverteilungen	36
4.1. Einfluss von Halbleiterparametern	36
4.2. Einfluss der Gate-Emitter Spannungen	40
4.3. Einfluss der Chiptemperaturen	43
4.4. Einfluss der Verschienung	46
4.5. Zusammenfassung der Einflüsse auf statische Stromfehlverteilungen	48
5. Quasistatische Stromfehlverteilungen	49
5.1. Fehlverteilungen während Laststromänderungen	49
5.2. Fehlverteilungen nach Kommutierungsvorgängen	53
5.3. Fehlverteilungen während des KS II und des hochinduktiven KS I	58
5.4. Zusammenfassung der Einflüsse auf quasistatische Stromfehlverteilungen	63
6. Einschalten	64
6.1. Abläufe von Einschaltstromfehlverteilungen	64

Inhaltsverzeichnis

6.2. Stromfehlverteilungen durch Unterschiede der Kommutierungskreise	69
6.3. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Halbleitereigenschaften	74
6.4. Stromfehlverteilungen durch Unterschiede im Gatestromkreis	88
6.5. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Ausgangssituationen	96
6.6. Stromfehlverteilungen während des KS I	103
6.7. Einfluss der Anbindung des Treibers auf Stromfehlverteilungen während des Einschaltens	107
6.8. Zusammenfassung Einflüsse auf Stromfehlverteilungen während des Einschaltens	115
7. Ausschalten	117
7.1. Stromfehlverteilungen während der Spannungsflanke	117
7.1.1. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Halbleitereigenschaften	126
7.1.2. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Gateströme	142
7.1.3. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Ausgangssituationen	147
7.2. Stromfehlverteilungen während der Stromkommutierung	155
7.2.1. Abkommutieren des Laststroms	155
7.2.2. Abschalten eines Kurzschlussstroms	158
7.3. Einfluss der Anbindung des Treibers auf Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens	160
7.4. Zusammenfassung der Einflüsse auf Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens	166
8. Zusammenfassung	167
A. Theoretische Betrachtungen	170
A.1. Quasistatische Stromfehlverteilungen	170
A.2. Eindimensionale Betrachtung zum Aufbau der Raumladungszone während des Ausschaltens	175
Literaturverzeichnis	178

Abbildungsverzeichnis

3.1. Schematische Darstellung einer Trench-Feldstopp IGBT-Zelle (blaue Gebiete: n-dotiert; rote Gebiete: p-dotiert; graue Gebiete: Siliziumdioxid; schwarze Gebiete: Kontakte)	21
3.2. Potential- und Plasmaverläufe innerhalb eines IGBT-Models während einer Durchlasssimulation	24
3.3. Feldstärken in einem 3,3 kV IGBT-Modell während einer Sperrsimulation	26
3.4. Messung des Einschaltens eines 3,3 kV IGBT-Moduls mit induktiver Last	27
3.5. Simulation des Einschaltens eines 3,3 kV IGBT-Modells mit induktiver Last und Verläufe des elektrischen Feldes im IGBT während dieser Simulation zu ausgewählten Zeitpunkten, die in den Schaltverläufen dargestellt sind	28
3.6. Schematische Darstellung von Löcherströmen im IGBT	29
3.7. Wirkungskette der Rückkopplung während des Spannungsabbaus des IGBT beim Einschalten	30
3.8. Messung des Ausschaltens eines 3,3 kV IGBT-Moduls mit induktiver Last	32
3.9. Simulation des Ausschaltens eines 3,3 kV IGBT-Moduls mit induktiver Last und Elektronen- sowie Löcherdichten an der Gateoxidoberfläche	33
4.1. Simulationen: Unterschiedliche Durchlasskennlinien und statische Stromfehlverteilungen durch Unterschiede in Halbleiterparametern der IGBT-Modelle .	37
4.2. Simulationen: Ausschnitt der Durchlasskennlinien von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen p-Dotierungen am Kollektor und unterschiedlichen Dicken des Gateoxids ($d_{ox2}/d_{ox1} = 90\%$, $N_{A,C2}/N_{A,C1} = 120\%$) sowie deren Differenzstrom $\Delta I_{C,stat}$ in einer Parallelschaltung bei der jeweiligen Kollektor-Emitter Spannung	39
4.3. Potential- und Plasmaverläufe innerhalb eines IGBT-Modells während Durchlasssimulationen mit verschiedenen Gate-Emitter Spannungen	40
4.4. Simulationen: Unterschiedliche Durchlasskennlinien und statische Stromfehlverteilungen durch Unterschiede der Gate-Emitter Spannungen	41
4.5. Potential- und Plasmaverläufe innerhalb eines IGBT-Modells während Durchlasssimulationen mit verschiedenen Temperaturen	43

Abbildungsverzeichnis

4.6. Simulationen: Unterschiedliche Durchlasskennlinien und statische Stromfehlverteilungen durch Temperaturunterschiede	45
4.7. Wirkungskette der thermischen Rückkopplung bei konstantem Laststrom	46
4.8. Simulationen von statischen Stromfehlverteilungen in Abhängigkeit der Verschienungswiderstände bei unterschiedlichen Lastströmen	47
5.1. Schaltbild zum Verständnis quasistatischer Stromfehlverteilungen während des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel L_L	50
5.2. Messung der Stromfehlverteilung zwischen zwei parallelen IGBT während des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel aufgrund von asymmetrischen Lastverschienungen	52
5.3. Simulation der Stromfehlverteilung zwischen zwei parallelen IGBT während einer Änderung des Laststroms aufgrund von unterschiedlichen Verschienungswiderständen	53
5.4. Messung quasistatischer Stromfehlverteilungen zwischen den IGBT während der Laststromänderung im Anschluss an das Einschaltens der IGBT	54
5.5. Messung quasistatischer Stromfehlverteilungen zwischen den Dioden während des Freilaufs aufgrund von Fehlverteilungen während des Ausschaltens der IGBT .	56
5.6. Simulationen der Nulldurchgänge des Laststroms und damit einhergehenden Kommutierungen	58
5.7. Simulationen eines KS II identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Induktivitäten in den Kurzschlussstrompfaden	59
5.8. Simulationen eines hochinduktiven KS I identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Induktivitäten in den Kurzschlussstrompfaden .	60
5.9. Simulationen eines KS II identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Kopplungen zwischen Gate- und Kollektorstrompfaden	62
6.1. Messung des Einschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Module	65
6.2. Simulation des Einschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Trenchtiefen	66
6.3. Simulation des Einschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Dicken des Gateoxids	67
6.4. Simulation des Einschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Dicken des Gateoxids und die Belastung der Freilaufdiode während des Abkommutierens	69
6.5. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Streuinduktivitäten ($\Delta L_\sigma = 40 \text{ nH}$)	71

Abbildungsverzeichnis

6.6. Simulationen des einzelnen Einschaltens zweier 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen ohne Kommutierungsinduktivitäten	73
6.7. Wirkungskette der Stromfehlverteilungen beim Einschalten durch unterschiedliche Kommutierungsinduktivitäten	74
6.8. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Emitterdotierungen ($N_{A,E2}/N_{A,E1} = 133\%$)	76
6.9. Transiente Transfercharakteristiken der IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Emitterdotierungen und Oxiddicken	77
6.10. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Oxiddicken ($d_{ox2}/d_{ox1} = 117\%$)	78
6.11. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Tiefen des Trench-gates ($L_{T2}/L_{T1} = 107\%$)	80
6.12. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Chipdicken ($d_{Chip2}/d_{Chip1} = 124\%$)	81
6.13. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Grunddotierungen ($N_{D,Drift2}/N_{D,Drift1} = 133\%$)	83
6.14. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Kollektordotierungen ($N_{A,C2}/N_{A,C1} = 150\%$)	84
6.15. Unterschiede der Einschaltverluste in parallelen Einschaltsimulationen von 1176 Paaren von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Halbleiterparametern in Abhängigkeit von verschiedenen möglichen Selektionskriterien	86
6.16. Unterschiede der Einschaltverluste in parallelen Einschaltsimulationen von 1176 Paaren von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Halbleiterparametern in Abhängigkeit der Differenzen der Einschaltverluste $E_{on,einzeln}$, die die jeweiligen IGBT-Modelle im einzelnen Einschalten aufweisen. Die Paare, die durch eine Selektion mittels $U_{CE,sat}$ oder t_{off1} aussortiert würden sind gesondert gekennzeichnet	88
6.17. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Gatewiderständen ($\Delta R_G = 1\Omega$)	89

Abbildungsverzeichnis

6.18. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Emitterinduktivitäten ($\Delta L_E = 2 \text{ nH}$)	91
6.19. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Gateinduktivitäten ($\Delta L_G = 250 \text{ nH}$)	93
6.20. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen positiven Treiberspannungen ($\Delta U_T = 5 \text{ V}$)	94
6.21. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Verzögerungszeiten der Treiber ($\Delta t_{ein} = 100 \text{ ns}$)	96
6.22. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen negativen Treiberspannungen ($\Delta U_T = 5 \text{ V}$)	97
6.23. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Chiptemperaturen ($\Delta \vartheta = 100 \text{ K}$)	99
6.24. Simulationen des einzelnen Einschaltens zweier 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Chiptemperaturen. Löcherstromdichte j_p sowie Löcherdichte in der Driftzone nahe des Feldstopps p_{fs} und Elektronendichte nahe des Steuerkopfs n_{SK}	101
6.25. Simulation des Einschaltens identischer paralleler IGBT-Modelle mit um 10 % unterschiedlichen aktiven Flächen der Modelle der Freilaufdioden	102
6.26. Schaltbild zu den Kurzschlussimulationen	103
6.27. Simulationen des Einschaltens und eines niederinduktiven KS I zweier identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Gatewiderständen. Beide Freilaufdioden sind für die Kurzschlussimulation kurzgeschlossen (KS-Positionen 1 und 2)	104
6.28. Simulationen des Einschaltens und eines KS I zweier identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Gatewiderständen. Die Freilaufdiode des IGBT T_1 ist für die Kurzschlussimulation kurzgeschlossen (KS-Position 1).	105
6.29. Simulationen des Einschaltens und eines KS I zweier identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Gatewiderständen. Der Kurzschluss befindet sich am Lastanschluss (KS-Position 3).	106
6.30. Schaltbilder zur Anbindung des Treibers an die parallelen IGBT	108

Abbildungsverzeichnis

6.31. Parallelle Einschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemitter. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Oxiddicke	109
6.32. Parallelle Einschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Oxiddicke	110
6.33. Parallelle Einschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemitter. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Emitterinduktivitäten .	112
6.34. Parallelle Einschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Emitterinduktivitäten	113
6.35. Parallelle Einschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemitter. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Gatewiderstände	114
6.36. Parallelle Einschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Gatewiderstände	115
7.1. Messung des Ausschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Module	118
7.2. Simulation des Ausschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle (Strom- und Spannungsverläufe eines IGBT dargestellt)	120
7.3. Wirkungskette der Stromfehlverteilungen während des Aufbaus der Raumladungszone beim Abschalten von parallelen IGBT	121
7.4. Simulationen des einzelnen und parallelen Ausschaltens von 3,3 kV IGBT-Modellen mit der Avalanche-Generationsrate in der Driftzone (Verläufe des parallelen IGBT-Modells nicht dargestellt)	122
7.5. Simulationen des einzelnen und parallelen Ausschaltens von 3,3 kV IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Induktivitäten zwischen den Kollektoran schlüssen (Verläufe des parallelen IGBT-Modells nicht dargestellt)	123
7.6. Simulationen des parallelen Ausschaltens von 3,3 kV IGBT-Modellen bei unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen (Verläufe des parallelen IGBT-Modells nicht dargestellt)	124
7.7. Vergleich der Ausschaltverluste des einzelnen und parallelen Ausschaltens von 3,3 kV IGBT-Modellen in Abhängigkeit des statischen Kollektorstroms	125
7.8. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Kollektordotierungen ($N_{A,C2}/N_{A,C1} = 150\%$)	127
7.9. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Emitterdotierungen ($N_{A,E2}/N_{A,E1} = 133\%$)	129
7.10. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlicher Dicke des Gateoxids ($d_{ox2}/d_{ox1} = 117\%$)	131

Abbildungsverzeichnis

7.11. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlicher Tiefe des Trenchgates ($L_{T2}/L_{T1} = 107\%$)	134
7.12. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Grunddotierungen ($N_{D,Drift2}/N_{D,Drift1} = 133\%$)	135
7.13. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Chipdicken ($d_{Chip2}/d_{Chip1} = 124\%$)	138
7.14. Maximal auftretende Stromfehlverteilungen von parallelen Ausschaltsimulationen von 1176 Paaren von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Halbleiterparametern in Abhängigkeit der Differenzen der Ausschaltverzögerungszeiten der Einzelausschaltsimulationen des jeweiligen Paares	139
7.15. Maximal auftretende Stromfehlverteilungen von parallelen Ausschaltmessungen von drei Paaren IGBT-Modulen bei unterschiedlichen Gatewiderständen in Abhängigkeit der Differenzen der Ausschaltverzögerungszeiten der Einzelausschaltmessungen des jeweiligen Paares	140
7.16. Schematische Darstellung der Feld- und Ladungsträgerverhältnisse im IGBT während des Ausschaltens	140
7.17. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Gatewiderständen ($\Delta R_G = 1\Omega$)	143
7.18. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Gateinduktivitäten ($\Delta L_G = 250\text{ nH}$)	145
7.19. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit und ohne Verzögerung ($\Delta t_{aus} = 100\text{ ns}$)	146
7.20. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen negativen Treiberspannungen ($\Delta U_T = 5\text{ V}$)	148
7.21. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen (quasi)statischen Kollektorströmen ($\Delta I_C = 100\text{ A}$)	150
7.22. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Chiptemperaturen ($\Delta \vartheta = 100\text{ K}$)	152

Abbildungsverzeichnis

7.23. Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen positiven Treiberspannungen ($\Delta U_T = 5$ V)	154
7.24. Schaltbild zum Verständnis von Stromfehlverteilungen während der Ausschaltstromflanke	156
7.25. Simulationen des parallelen Ausschaltens identischer 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten	157
7.26. Simulation des parallelen Abschaltens eines Kurzschlusses identischer 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten	159
7.27. Schaltbilder zur Anbindung des Treibers an die parallelen IGBT	161
7.28. Parallele Ausschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemittier. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Oxiddicken und Trenchtiefen, bei gleichzeitigem Unterschied der Emitterinduktivitäten	162
7.29. Parallele Ausschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Oxiddicken und Trenchtiefen, bei gleichzeitigem Unterschied der Emitterinduktivitäten	163
7.30. Parallele Ausschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemittier. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Gatewiderstände	164
7.31. Parallele Ausschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Gatewiderstände	165
A.1. Schaltbilder zum Verständnis quasistationärer Stromfehlverteilungen	171
A.2. Schematische Darstellung der Feld und Ladungsträgerverhältnisse im IGBT während des Ausschaltens	176

Tabellenverzeichnis

2.1. Einordnen von Literatur zu Stromfehlverteilungen nach Ursachen und Auftreten der Fehlverteilungen	5
2.2. Kurzzusammenfassungen der in Tabelle 2.1 eingeordneten Literatur zu Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT	7
4.1. Teildurchlassspannungen von verschiedenen Halbleitermodellen bei unterschiedlichen Strömen	38
4.2. Teildurchlassspannungen bei unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen . . .	39
4.3. Teildurchlassspannungen bei unterschiedlichen Temperaturen und Strömen . .	44
4.4. Zusammenfassung der Einflüsse auf statische Stromfehlverteilungen	48
5.1. Verlauf der quasistatischen Stromfehlverteilungen mit Formel 5.2	51
5.2. Zusammenfassung der Einflüsse auf quasistatische Stromfehlverteilungen . . .	63
6.1. Zusammenfassung der Einflüsse auf das Einschaltverhalten	116
7.1. Zusammenfassung der Einflüsse auf das Ausschaltverhalten	166
A.1. Verlauf der quasistatischen Stromfehlverteilungen mit Formel A.23	174

Abkürzungsverzeichnis

A_{akt}	Aktive Fläche
C	Kollektor
C_{GE}	Gate-Emitter Kapazität
d_{Chip}	Chipdicke
d_{Chipi}	Chipdicke des IGBT T_i
D_i	Diode der Nummer i
d_{ox}	Oxiddicke
d_{oxi}	Oxiddicke des IGBT T_i
E	Emitter
E_{max}	Maximale elektrische Feldstärke
E_{off}	Ausschaltvelustenergie
E_{on}	Einschaltvelustenergie
E_{RR}	Reverse-Recovery Verlustenergie
\vec{E}	elektrische Feldstärke
E_y	y-Komponente der elektrischen Feldstärke
FEM	Finite-Elemente-Methode
G	Gate
G_{AV}	Avalanchegenerationsrate
HE	Hilfsemitter
i	Strom
i_A	Anodenstrom
i_{Ai}	Anodenstrom der Diode D_i
$I_{\text{A,qs}}$	Quasistatischer Anodenstrom
$I_{\text{A,stat}}$	Statischer Anodenstrom
I_C	Kollektorstrom
i_C	Kollektorstrom (zeitveränderlich)
I_{Ci}	Kollektorstrom des IGBT T_i
i_{Ci}	Kollektorstrom des IGBT T_i (zeitveränderlich)
$I_{Ci,0}$	Anfänglicher Kollektorstrom des IGBT T_i

Abkürzungsverzeichnis

$I_{C,stat}$	statischer Kollektorstrom
$i_{E,n}$	Elektronenstrom am Emitter
$i_{E,p}$	Löcherstrom am Emitter
i_G	Gatestrom
i_{Gi}	Gatestrom des IGBT T_i
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
i_i	Strom durch die Induktivität L_{Li}
i_K	Kathodenstrom
I_L	Laststromstrom
i_L	Laststromstrom (zeitveränderlich)
i_{12}	Strom durch die Induktivität L_{12}
i_L	Laststromstrom (zeitveränderlich)
i_{12}	Strom durch die Induktivität L_{12}
j_p	Löcherstromdichte
k_{QS}	Gewichtungsfaktor für die Beschreibung von quasistatischen Stromfehlverteilungen
KS	Kurzschluss
K_1	Konstante zur Beschreibung des Spannungsaufbaus beim Ausschalten
K_v	Konstante zur Beschreibung des Spannungsaufbaus beim Ausschalten
L_{CC}	Induktivität zwischen den Kollektoranschlüssen der parallelen IGBT
L_{CLi}	Induktivität zwischen den Kollektoranschluss des IGBT T_i und der Lastinduktivität
L_{Ei}	Induktivität im Emitterstrompfad des IGBT T_i
L_{Gi}	Induktivität im Gatestrompfad des IGBT T_i
L_i	Verschienungsinduktivität im Strompfad des IGBT T_i
L_L	Lastinduktivität
L_{Li}	Transformierte Lastinduktivität im Kollektorstrompfad des IGBT T_i
L_T	Trenchtiefe
L_{Ti}	Trenchtiefe des IGBT T_i
L_{12}	Transformierte Induktivität zwischen den Kollektoranschlüssen der IGBT T_1 und T_2
L_σ	Streuinduktivität
$L_{\sigma i}$	Streuinduktivität im Kommutierungskreis des IGBT T_i
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor
N_A	Akzeptorendichte
$N_{A,C}$	Akzeptorendichte am Kollektor
$N_{A,Ci}$	Akzeptorendichte am Kollektor des IGBT T_i
$N_{A,E}$	Akzeptorendichte am Emitter
$N_{A,Ei}$	Akzeptorendichte am Emitter des IGBT T_i

Abkürzungsverzeichnis

N_D	Donatorenendichte
$N_{D,Drift}$	Donatorenendichte in der Driftzone (Grunddotierung)
$N_{D,Drifti}$	Grunddotierung des IGBT T_i
n	Elektronendichte
n_{pl}	Elektronendichte im Elektronen-Loch-Plasma
n_{RLZ}	Elektronendichte in der Raumladungszone
n_{SK}	Elektronendichte nahe des Steuerkopfs
p	Löcherdichte
PEEC	Partial Element Equivalent Circuit
p_{FS}	Löcherdichte nahe der Feldstoppschicht
p_{pl}	Löcherdichte im Elektronen-Loch-Plasma
p_{RLZ}	Löcherdichte in der Raumladungszone
p_S	Momentanleistung einer Diode
q	Elementarladung
r_d	Differentieller Widerstand für die Approximation einer Durchlasskennlinie
r_{di}	Differentieller Widerstand für die Approximation der Durchlasskennlinie des IGBT T_i
R_G	Gatewiderstand
R_{Gi}	Gatewiderstand des IGBT T_i
R_i	Verschienungswiderstand im Strompfad des IGBT T_i
RLZ	Raumladungszone
SOA	Safe Operating Area
t	Zeit
t_i	Zeitpunkt i
t_{off1}	Zeit zwischen dem Unterschreiten von 90 % der positiven Treiberspannung und dem Erreichen von 10 % der Zwischenkreisspannung beim Ausschalten
t_{on3}	Zeit zwischen dem Erreichen von 90 % des Einschaltspitzenstroms und dem Unterschreiten von 10 % der Zwischenkreisspannung beim Einschalten
T_i	IGBT mit der Nummer i
U_{CE}	Kollektor-Emitter Spannung
u_{CE}	Kollektor-Emitter Spannung (zeitveränderlich)
U_{CEi}	Kollektor-Emitter Spannung des IGBT T_i
$U_{CEi,sat}$	Kollektor-Emitter Spannung des IGBT T_i bei Nennstrom
$U_{CE,sat}$	Kollektor-Emitter Spannung bei Nennstrom
u_{CEO}	Schleusenspannung für die Approximation einer Durchlasskennlinie
$u_{CEO,i}$	Schleusenspannung für die Approximation einer Durchlasskennlinie des IGBT T_i

Abkürzungsverzeichnis

U_d	Zwischenkreisspannung
U_{Drift}	Spannungsabfall über demr Driftzone
U_{GE}	Gate-Emitter Spannung
u_{GE}	Gate-Emitter Spannung (zeitveränderlich)
U_{GEi}	Gate-Emitter Spannung des IGBT T_i
u_{GEi}	Gate-Emitter Spannung des IGBT T_i (zeitveränderlich)
u_{HEi}	Hilfsemitter Spannung des IGBT T_i
U_P	Pinch-off Spannung
U_{pn}	Spannungsabfall über dem pn-Übergang am Kollektor
u_{RLZ}	Spannungsabfall über der Raumladungszone
U_{SK}	Spannungsabfall über den Steuerkopf
U_T	Treiberspannung
u_T	Treiberspannung (zeitveränderlich)
U_{th}	Thresholdspannung
$v_{\text{Drift,n}}$	Driftgeschwindigkeit der Elektronen
$v_{\text{Drift,p}}$	Driftgeschwindigkeit der Löcher
W_{RLZ}	Weite der Raumladungszone
x	Koordinate eines karthesischen Koordinatensystems
y	Koordinate eines karthesischen Koordinatensystems
ΔC_{GE}	Differenz der Gate-Emitter Kapazitäten
$\Delta E_{\text{on,einzeln}}$	Differenz der Schaltverluste im einzelnen Einschalten
$\Delta E_{\text{on,parallel}}$	Differenz der Schaltverluste im parallelen Einschalten
Δi_A	Differenz der Anodenströme (zeitveränderlich)
ΔI_C	Differenz der Kollektorströme
Δi_C	Differenz der Kollektorströme (zeitveränderlich)
$\Delta I_{C,\text{max}}$	Maximale Differenz der Kollektorströme während des Ausschaltens
$\Delta I_{C,\text{stat}}$	Differenz der statischen Kollektorströme
$\Delta I_{C,0}$	Anfängliche Differenz der Kollektorströme
ΔI_{QS}	Differenz der quasistatischen Kollektorströme
ΔL_E	Differenz der Emitterinduktivitäten
ΔL_G	Differenz der Gateinduktivitäten
ΔL_σ	Differenz der Streuinduktivitäten
ΔR	Differenz der Verschienungswiderstände
ΔR_G	Differenz der Gatewiderstände
Δt_{aus}	Differenz der Ausschaltzeit
Δt_{ein}	Differenz der Einschaltzeit
Δt_{off1}	Differenz der Zeit t_{off1}
Δt_{on3}	Differenz der Zeit t_{on3}

Abkürzungsverzeichnis

$\Delta U_{CE,sat}$	Differenz der statischen Kollektor-Emitter Spannungen bei Nennstrom
ΔU_{GE}	Differenz der Gate-Emitter Spannungen
ΔU_P	Differenz der Pinch-off Spannungen
ΔU_T	Differenz der Treiberspannungen
$\Delta \vartheta$	Temperaturdifferenz
ϵ	Permitivität
ϵ_0	Elektrische Feldkonstante
ϵ_R	Relative Permittivität
ϑ	Temperatur
τ_{QS}	Zeitkonstante für die Beschreibung von quasistatischen Stromfehlverteilungen
$\Phi_{qF,e}$	Quasi-Fermipotential der Elektronen

1. Einleitung

Leistungshalbleiter werden immer dann parallel geschaltet, wenn die Stromtragfähigkeit eines einzelnen Halbleiters nicht ausreicht. Die Stromtragfähigkeit kann dabei durch den sicheren Arbeitsbereich (Safe Operating Area, SOA), durch zu hohe Verluste oder zu geringe erwartete Lebensdauern begrenzt sein. Das Ziel einer Parallelschaltung ist, dass die Stromtragfähigkeit der Parallelschaltung proportional zur Anzahl der Halbleiter in der Parallelschaltung skaliert. Um das zu gewährleisten, ist es notwendig, dass sich der Strom vollkommen gleichmäßig auf alle Halbleiter aufteilt. Jede ungleiche Verteilung des Stroms führt zu einer Asymmetrie der Belastungen der einzelnen Halbleiter und dadurch zu einer Verringerung der Stromtragfähigkeit des Gesamtsystems. Ein solches Derating zu minimieren ist die Intention bei der Entwicklung von Halbleitermodulen, in denen einzelne Chips parallel geschaltet sind, und Umrichtern, in denen Module parallel geschaltet sind.

In dieser Dissertation wird das Entstehen und der Verlauf von Stromfehlverteilungen in der Parallelschaltung von Silizium Insulated-Gate-Bipolar-Transistoren (IGBT) mit hoher Sperrspannung untersucht. Solche IGBT werden für selbstgeführte Umrichter mit Ausgangsleistungen im Bereich von Megawatt verwendet. Dabei kommt es sowohl zur Parallelschaltung von IGBT-Chips in Modulen als auch von Modulen in Umrichtern. Stromfehlverteilungen zwischen Halbleiterchips und -modulen unterscheiden sich in der Stärke der elektrischen und thermischen Kopplungen der Halbleiter. Zwischen Chips innerhalb eines Halbleitermoduls gibt es geringere parasitäre Induktivitäten und thermische Widerstände als zwischen unterschiedlichen Modulen. Die Ursachen und Wirkungsweisen der Fehlverteilungen sind jedoch ähnlich und es wird daher allgemein von der Parallelschaltung von IGBT gesprochen. IGBT-Module gibt es als Halbbrückenmodule sowie als Einzelschalter-Module. Die Parallelschaltung dieser verschiedenen Modultypen unterscheidet sich in den parasitären Elementen, aber nicht so elementar, dass eine grundlegende Unterscheidung in dieser Arbeit notwendig ist. Neben der direkten galvanischen Parallelschaltung über metallische Verschienungselemente, wie sie in dieser Arbeit untersucht wird, können IGBT auch über Transformatoren mit mehreren Primärwicklungen verschaltet werden, wie es zum Beispiel in [14] behandelt wird. Bei einer solchen Parallelschaltung kommen weitere Einflussfaktoren wie die galvanische Trennung der jeweiligen Zwischenkreise hinzu. Daher wird eine solche Verschaltung hier nicht betrachtet.

1. Einleitung

Neben denen zwischen Chips und Modulen kann es auch auf anderen Ebenen zu Stromfehlverteilungen kommen. Werden zum Beispiel aus Gründen der Redundanz mehrere Umrichter parallel geschaltet, ist nicht garantiert, dass sich die Ströme unter diesen gleich verteilen. Allerdings werden solche Parallelschaltungen mit Stromregelungen versehen und verhalten sich dadurch anders als die direkte Parallelschaltung von IGBT. Außerdem ist auch innerhalb eines IGBT-Chips keine homogene Stromdichte garantiert. Es kann zum Beispiel während eines Kurzschlusses zu Gebieten mit extrem hohen Stromdichten kommen [5], [30]. Diese Gebiete werden Filamente genannt. Da Filamente durch andere Mechanismen entstehen als Fehlverteilungen zwischen parallelen Chips und Modulen, sind sie nicht Teil dieser Untersuchungen.

Stromfehlverteilungen zwischen IGBT treten immer dann auf, wenn sich ein extern vorgegebener Gesamtstrom ungleich auf die Halbleiter aufteilt. Der Gesamtstrom kann zum Beispiel durch eine induktive Last vorgegeben sein. Wenn allerdings nicht der Strom der Halbleiter, sondern die Spannung über den Halbleitern vorgegeben ist, kann es ebenfalls zu unterschiedlichen Strömen kommen. In einer solchen Situation ist es für die Halbleiter allerdings unerheblich, ob sie einzeln oder parallel betrieben werden. So ist der Leckstrom eines IGBT zum Beispiel nicht davon abhängig, ob dieselbe Kollektor-Emitter Spannung an weiteren Halbleitern anliegt, sondern lediglich von seinem Zustand (zum Beispiel der Temperatur) und der Kollektor-Emitter Spannung. Daher kann in solchen Fällen nicht von einer Stromfehlverteilung gesprochen werden. Somit können Stromfehlverteilungen während des Durchlasses, der Schalttransienten und während der Stromflanken eines Kurzschlusses auftreten. Ebenso vielfältig sind mögliche Ursachen. Unterschiede der Halbleiterparameter, asymmetrische Last- sowie Gatestromkreise, Temperaturunterschiede und Fehlverteilungen während des vorherigen Schaltzustandes können zu Stromfehlverteilungen führen.

Die Vielzahl von möglichen Ursachen von Stromfehlverteilungen erschwert die Untersuchung der einzelnen Wirkungsketten in der Realität. Aufgrund von Bauteilstreuungen und der kaum erreichbaren Symmetrie von Messaufbauten, enthalten Messungen immer mehrere Ursachen für Stromfehlverteilungen. In Simulationen können Bauteilstreuungen bewusst eingefügt oder weggelassen werden und die Ersatzschaltbilder der Verschienungen können ebenso bewusst symmetrisch oder asymmetrisch gewählt werden. Um halbleiterinterne Effekte abzubilden, ist es notwendig Simulationsmodelle zu verwenden, die auf dem Halbleiteraufbau und nicht auf dem von außen beobachtbaren Verhalten der Halbleiter basieren. Daher werden in dieser Arbeit vorrangig Simulationen für die Analyse der verschiedenen Mechanismen von Stromfehlverteilungen und für diese Simulationen zweidimensionale IGBT-Modelle basierend auf der Finiten-Elemente-Methode (FEM) verwendet. An ausgewählten Stellen werden die Simulationen mit Messungen und analytischen

1. Einleitung

Betrachtungen ergänzt. Dabei sind die verwendeten Messungen mit 450 A 3,3 kV Halbbrückenmodulen durchgeführt (Datenblatt: siehe [26]).

Aufgrund der umfangreichen Literatur zu Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT beginnt die Arbeit mit einer Zusammenfassung des aktuellen Forschungsstandes in Kapitel 2. Anschließend, in Kapitel 3, werden die Grundlagen des IGBT-Verhaltens dargestellt. Die Mechanismen, mit denen Stromfehlverteilungen entstehen, unterscheiden sich stark zwischen Durchlasszustand und den verschiedenen Transienten, aber nur gering für unterschiedliche Ursachen bei demselben Schaltzustand. Aus diesem Grund ist diese Dissertation nach dem Auftreten der Fehlverteilungen gegliedert. In Kapitel 4 werden statische Fehlverteilungen beschrieben. Diese treten während des eingeschwungenen Zustandes im Durchlass der IGBT bei konstantem Laststrom auf. Quasistatische Fehlverteilungen treten ebenfalls während des Durchlasses auf, allerdings während Einschwingvorgängen oder während Änderungen des Laststroms. Solche Fehlverteilungen werden in Kapitel 5 beschrieben. Die dynamischen Stromfehlverteilungen während der Schalttransienten werden in den Kapiteln 6 (Einschalten) und 7 (Ausschalten) behandelt. Außerdem werden in diesen Kapiteln die Wirkung eines gemeinsamen Hilfsemitters sowie von Drosseln, die die Gateströme symmetrieren, auf die dynamischen Stromfehlverteilungen beschrieben. Stromfehlverteilungen während eines Kurzschlusses werden nicht in einem gesonderten Kapitel beschrieben, da die Wirkungsweisen sich nicht von quasistatischen bzw. dynamischen Fehlverteilungen unterscheiden. Es werden der niederinduktive KS I in Kapitel 6 und der hochinduktive KS I sowie der KS II in Kapitel 5 und das Abschalten von Kurzschlussströmen in Kapitel 7 behandelt.

Teile der hier zusammengefassten Ergebnisse wurden bereits veröffentlicht. In [67] wurde die Wirkungsweise von Fehlverteilungen während des Spannungsaufbaus beim Abschalten von IGBT erläutert und in [65] der Einfluss von Last- und Gatestrompfaden darauf näher untersucht. Der Einfluss der Spannungsabhängigkeit des Self Turn-ON auf das Einschalten von parallelen IGBT wurde in [66] beschrieben. Der Einfluss eines gemeinsamen Hilfsemitters und von Gatestromdrosseln auf dynamische Fehlverteilungen wurde in [78] beschrieben. In [77] wurden die Ergebnisse zu quasistatischen Stromfehlverteilungen dargestellt.

2. Forschungsstand

Die Literatur zu Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT ist zahlreich. In Tabelle 2.1 sind einige Quellen nach dem Schaltzustand, in dem die beschriebenen Fehlverteilungen auftreten, und deren Ursachen geordnet. Ebenso wie in den untersuchten Effekten variieren die einzelnen Untersuchungen in Detailtiefe, Methodik und Zielsetzung. Häufige Zielsetzungen sind dabei die Verbesserung von Verschienungen (zum Beispiel [9]), Modulen (zum Beispiel [3]) oder Treibern (zum Beispiel [76]), die Bestimmung von Kriterien zur Selektion von Bauteilen (zum Beispiel [41]) und das Quantifizieren der Auswirkungen von Stromfehlverteilungen (zum Beispiel [82]). Der Fokus dieser Untersuchung liegt auf den Ursachen und physikalischen Wirkungsweisen von Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT. Zusammenfassungen der in Tabelle 2.1 eingeordneten Untersuchungen von Stromfehlverteilungen sind in Tabelle 2.2 aufgelistet. Die Veröffentlichungen auf denen diese Arbeit direkt beruht ([65], [66], [67], [77] und [78]) sind nicht in Tabelle 2.2 aufgeführt.

Zur Untersuchung von Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT können Messungen (zum Beispiel in [6]), Simulationen und analytische Betrachtungen (zum Beispiel in [24]) verwendet werden. Alle drei Vorgehensweisen haben Vor- und Nachteile. Messungen haben den großen Vorteil, dass die Realität nicht nur nachgebildet ist, sondern tatsächlich beobachtet wird. Dafür ist natürlich geeignete Messtechnik notwendig. Der große Nachteil von Messungen liegt in der Überlagerung von verschiedenen Ursachen von Stromfehlverteilungen. In [64] soll der Einfluss der Lastverschienung auf dynamische Stromfehlverteilungen untersucht werden. Allerdings sind die Kollektorströme vor dem Ausschalten der verglichenen Messungen unterschiedlich verteilt. Somit kann nur eine Überlagerung von dem eigentlich untersuchten Effekt und einem Sekundäreffekt beobachtet werden. Eine solche Überlagerung verschiedener Einflüsse kann in Simulationen gänzlich vermieden werden. Der Nachteil von Simulationen ist die Güte der verwendeten Modelle. Sowohl die Modellbildung der Verschienung, als auch der Halbleiter kann sich der Realität nur annähern. Mit der Partial-Element-Equivalent-Circuit-Methode (PEEC-Methode) können elektromagnetische Ersatzschaltbilder für dreidimensionale Strukturen erstellt werden. Diese Methode wird zum Beispiel in [37] zur Untersuchung des Einflusses von Modulaufbauten oder Verschienungen auf Stromfehlverteilungen verwendet. Die so erstellten Ersatzschaltbilder sind

2. Forschungsstand

geeignet viele Effekte abzubilden, bestehen aber aus einzelnen linearen, frequenzunabhängigen Zweipolen und scheitern dadurch an der exakten Abbildung frequenzabhängiger Effekte wie dem Skin-Effekt oder nichtlinearer Materialparameter. Im Zuge dieser Untersuchung werden generische Ersatzschaltbilder der Verschienungen verwendet, da kein spezieller Aufbau untersucht wird, sondern allgemeine Einflüsse beschrieben werden und die Ersatzschaltbilder von realen Aufbauten mehrere Asymmetrien enthalten. Die Wahl der Halbleitermodelle ist ein besonders kritischer Punkt in der Erstellung von Simulationen. Einfachste Modelle, die den Durchlass der Halbleiter beschreiben, sind für Untersuchungen von (quasi-)statischen Fehlverteilungen geeignet. In [24] werden solche Modelle für eine analytische Betrachtung der Fehlverteilungen während des Durchlasszustands verwendet. Kompaktmodelle, die das Verhalten von Halbleitern beschreiben und in Spice-Simulationen verwendbar sind, können zum Beispiel dafür verwendet werden, den Einfluss von Asymmetrien der Ansteuerungen zu untersuchen, wie es in [2] beschrieben wird. Zur Untersuchung von Stromfehlverteilungen aufgrund von Unterschieden in den Halbleitern, ist es sinnvoll FEM-Modelle der untersuchten IGBT zu verwenden. In [27] werden solche Modelle zur Untersuchung von Ausschaltstromfehlverteilungen zwischen IGBT mit unterschiedlichen Chipparametern verwendet. Die Qualität solcher Modelle hängt davon ab, wie genau sie

Tabelle 2.1.: Einordnen von Literatur zu Stromfehlverteilungen nach Ursachen und Auftreten der Fehlverteilungen

Ursache der Fehlverteilungen				
Auftreten	Lastkreis	Halbleiter-parameter	Gatekreis	Ausgangssituation
statisch	[24]	[24], [28], [31], [41], [82], [87]	[24], [35]	[24], [31], [41], [52], [82]
quasistatisch	[8], [9], [24], [39], [52], [53], [57], [60], [64], [75], [76], [77]	[24], [43]	[24]	[24], [34], [40], [43], [52], [57], [77]
Einschalten	[7], [10], [16], [20], [29], [31], [32], [44], [49], [53], [62], [63], [64], [66], [70], [75], [76], [79], [80], [84]	[2], [3], [10], [11], [31], [32], [47], [61], [75], [79], [87]	[2], [3], [8], [10], [13], [16], [18], [20], [24], [29], [32], [34], [37], [38], [39], [40], [41], [44], [49], [61], [62], [63], [69], [70], [72], [73], [81], [85], [88]	[3], [13], [32], [41], [73]
Ausschalten	[38], [62]	[2], [3], [10], [12], [27], [28], [31], [32], [42], [58], [59], [65], [67], [75], [79], [87]	[1], [2], [3], [13], [18], [24], [27], [29], [32], [34], [40], [41], [58], [61], [72], [73], [74], [86]	[3], [13], [27], [32], [33], [41], [57], [60], [63], [74]
Kurzschluss	[51], [68], [79], [83]	[6], [15]	[6], [51], [50], [55], [56]	[15], [50]

2. Forschungsstand

den untersuchten Halbleiter abbilden. Die im Folgenden verwendeten Modelle sind zweidimensionale Modelle einer einzelnen IGBT-Zelle. Solche Modelle sind dazu geeignet, die Stromfehlverteilungen zwischen IGBT-Chips bzw. Modulen zu untersuchen. Die Betrachtung von Filamenten und anderen Phänomenen, die auf Inhomogenitäten innerhalb eines IGBT-Chips beruhen, ist hingegen nicht möglich.

Die Wirkungsweise von statischen Fehlverteilungen wurde bereits früh beschrieben. In [31] wurde erläutert, dass sich statische Stromfehlverteilungen aufgrund von unterschiedlichen Kennlinien anhand dieser und der Kirchhoffschen Gesetze erklären lassen und dass es dabei keinen Unterschied macht, ob die Ursache der Kennlinienunterschiede in den Halbleitern oder in deren Temperaturen liegt. Die Besonderheit der hier vorgestellten Untersuchung zu statischen Stromfehlverteilungen beruht neben der Vielzahl beschriebener Effekte darin, dass die Ursachen nicht auf Ebene der Kennlinien gesucht wird, sondern die Ursachen für die unterschiedlichen Kennlinien anhand von halbleiterinternen Vorgängen beschrieben werden.

Quasistatische Stromfehlverteilungen können mit dem in [24] beschriebenen analytischen Modell untersucht werden, ohne dass dabei die einzelnen Ursache-Wirkungs-Beziehungen genauer analysiert werden müssen. Außerdem werden quasistatische Stromfehlverteilungen aufgrund von Stromfehlverteilungen anderer Halbleiter lediglich als asymmetrische Anfangswerte berücksichtigt und es wird nicht betrachtet, wann solche Anfangswerte auftreten können. Diese Lücke wird in Kapitel 5 geschlossen und es wird eine anschaulichere Beschreibung der im Modell von [24] berücksichtigten Kausalitäten dargestellt. Zusätzlich werden Stromfehlverteilungen während der Kurzschlussfälle II und hochinduktiver KS I erläutert, da diese auf denselben Wirkungsweisen beruhen, wie quasistatische Fehlverteilungen, wie zum Beispiel in [68] dargestellt wird.

Die Literatur zu dynamischen Stromfehlverteilungen ist umfangreich, allerdings mangelt es häufig in Detailtiefe oder Umfang der beschriebenen Effekte. Zum Beispiel wird in [80] beschrieben, aufgrund welcher magnetischen Kopplungen zwischen den untersuchten parallelen Halbbrückenmodulen Stromfehlverteilungen auftreten. Die Erklärung, wie asymmetrische Lastkreise aber zu den gemessenen Fehlverteilungen während des Einschaltens führen, erfolgt nicht. Analysen der Stromfehlverteilungen aufgrund von unterschiedlichen Halbleiterparametern, die mit der Variation von Parametern von Kompaktmodellen erfolgen (zum Beispiel [87]), können die Realität nicht ausreichend abbilden. Eine Variation des Wertes der Thresholdspannung im Modell hat andere Auswirkungen als die Änderung der Thresholdspannung aufgrund von Variationen der Dotierungen oder Oxiddicken. In [27] sind die Einflüsse von Unterschieden in Halbleiterparametern auf Thresholdspannungen und letztendlich Ausschaltstromfehlverteilungen anhand von Simulationen mit FEM-Modellen der Halbleiter dargestellt. Aber auch dort erfolgt keine eingehende Analyse der

2. Forschungsstand

Vorgänge in den Halbleitern. In den vergangenen Jahren wurden die Wirkungsweisen einiger Spezialfälle von Stromfehlverteilungen detailliert beschrieben. So findet sich in [12] zum Beispiel eine ausführliche Beschreibung von Fehlverteilungen, die entstehen, wenn parallele IGBT beim Abschalten bei unterschiedlichen Kollektor-Emitter Spannungen von einem dreieckigen Feldverlauf in der Raumladungszone zu einem trapezförmigen Verlauf übergehen. Dies führt zu einer starken Fehlverteilung, die erst kurz vor dem Abkommunizieren des Laststroms entsteht. Eine ähnliche Tiefe bietet die vorliegende Arbeit für ein breites Spektrum an Ursachen für dynamische Stromfehlverteilungen. Bei der Beschreibung und Erläuterung von Fehlverteilungen aufgrund von Unterschieden der IGBT werden die Ursachen auf Halbleiterparametern und nicht auf Ersatzgrößen zurückgeführt. Dabei wird eine Vielzahl von relevanten Parametern betrachtet.

Tabelle 2.2.: Kurzzusammenfassungen der in Tabelle 2.1 eingeordneten Literatur zu Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT

[1]	C. Abbate	University of Cassino
Die Parallelschaltung von sechs diskreten IGBT wird auf instabile Ausschaltbedingungen hin untersucht. Solch ein Arbeitspunkt wird bei doppeltem Nennstrom der parallelen IGBT und stark unterschiedlichen Gatewiderständen gefunden. Des Weiteren wird der Einfluss einer Emitterinduktivität auf solche Stromfehlverteilungen dargestellt.		
[2]	R. Alvarez	TU Dresden
Für ein Ansteuerverfahren zur Reduzierung von dynamischen Stromfehlverteilungen wird der Einfluss unterschiedlicher Thresholdspannungen, interner Gatewiderstände sowie Verzögerungszeiten der Treiber auf die Fehlverteilungen untersucht. Dafür werden Ergebnisse von Simulationen mit Kompaktmodellen dargestellt in denen die Verzögerungszeit und ein weiterer Parameter variiert wurden. Außerdem wird anhand von Messungen gezeigt, dass unterschiedliches Schaltverhalten der parallelen IGBT durch unterschiedliche Verzögerungszeiten der Treiber kompensiert werden kann.		
[3]	R. Azar	SNC-Lavalin, Inc.
Ein frequenzabhängiges Ersatzschaltbild der parasitären Elemente von zwei verschiedenen Modulaufbauten wird vorgestellt und das Schaltverhalten von parallelen IGBT in diesen Modulen verglichen. Die Ersatzschaltbilder werden außerdem bei Vorhandensein von Spice-Modellen mit unterschiedlichen Parametern inklusive Temperaturen beim Ein- und Ausschalten verglichen.		

2. Forschungsstand

[6]	T. Basler	TU Chemnitz
Die Untersuchung von vier parallelen IGBT-Chips während der Kurzschlussfälle I und II, zeigt einen erheblichen Einfluss von Unterschieden der Chips auf die Kurzschlussströme während des KS I und von Impedanzen im Gatekreis auf das KS II-Verhalten. Die dafür durchgeführten Messungen wurden mit 4,5 kV-IGBT in einem Press-Pack ähnlichen Aufbau durchgeführt.		
[7]	R. Bayerer	Infineon Technologies AG
Als Teil einer umfangreichen Beschreibung des Einflusses von Streuinduktivitäten auf das IGBT-Schaltverhalten wird das Einschalten einer Parallelschaltung bei asymmetrischen Emitterinduktivitäten betrachtet. Daraus werden Schlüsse für die Entwicklung von Verschienungen gezogen.		
[8]	R. Bayerer	Infineon Technologies AG
Bei der Darlegung der Vorteile von Halbbrücken-Modulen wird eine ungünstige geometrische Anordnung von zwei IHM-Modulen zu einer Halbbrücke untersucht. Diese weist quasistatische Stromfehlverteilungen während des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel und Fehlverteilungen während des Einschaltens zwischen den Subsystemen auf. Die quasistatischen Fehlverteilungen werden mit dem induktiven Spannungsabfall über die Verbindungen zwischen den Systemen begründet und die Einschaltfehlverteilungen mit asymmetrischen Gate-Emitter Spannungen durch die Hilfsemitter-Impedanzen.		
[9]	M. Besacier	Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Eine auf PEEC-Simulationen basierende Methode zur Symmetrierung von parasitären Impedanzen wird vorgestellt und am Beispiel einer Zwischenkreisverschienung für sechs parallele IGBT erläutert.		
[10]	B. Bock	Ruhr-Universität Bochum
Es werden beispielhaft Schaltverläufe des Ein- und Ausschaltens von parallelen IGBT-Modulen beschrieben. Die Analyse der Stromfehlverteilungen erfolgt an einem Ersatzschaltbild und bleibt somit oberflächlich. Außerdem wird die Parallelschaltung von IGBT-Chips in einem Press-Pack untersucht. Für gemessene Stromfehlverteilungen werden entsprechende Spice-Simulationen mit ähnlichem Verhalten dargestellt. Für diese Simulationen wurde das verwendete IGBT-Modell variiert. Diese Variation erfolgte allerdings inkonsistent und die Verwendung von deskriptiven Modellen erlaubt keine genau Untersuchung des IGBT-Verhaltens.		

2. Forschungsstand

[11]	B. Bock	Ruhr-Universität Bochum
Es erfolgt eine tiefgreifendere Analyse der Fehlverteilungen während des Einschaltens von parallelen IGBT-Chips in einem Press-Pack, die auch in [10] beschrieben sind. Zusätzlich erfolgt eine Beschreibung des Effekts, der im Folgenden nach [46] als Self Turn-ON bezeichnet wird. Die Temperaturabhängigkeit dieses Effekts wird im Durchlass des IGBT untersucht.		
[12]	J. Böhmer	Universität Rostock
Stromfehlverteilungen, die beim Ausschalten von parallelen Feldstopp-IGBT auftreten, wenn die Raumladungszone eines IGBT bei einer geringeren Kollektor-Emitter Spannung die Feldstopp-Schicht erreicht, werden umfassend beschrieben. Die postulierte Wirkungsweise wird dabei mit Messungen und Simulationen untermauert.		
[13]	R. Bonyadi	University of Warwick
Für die Erstellung von Kompaktmodellen von IGBT werden Stromfehlverteilungen während des Ein- und Ausschaltens aufgrund von unterschiedlichen Temperaturen sowie Gatewiderständen anhand von Messungen beschrieben.		
[15]	A. Castellazzi	University of Nottingham
Die Auswirkungen von unterschiedlichen Thresholdspannungen sowie Anfangstemperaturen auf Stromfehlverteilungen während eines KS I werden anhand elektrothermischer Simulationen beschrieben.		
[16]	D. Cottet	ABB Switzerland Ltd.
Die Auswirkungen von modulinternen parasitären Induktivitäten auf Stromfehlverteilungen beim Einschalten werden detailliert untersucht. Im Fokus der Betrachtung liegen dabei die Hilfsemitterpfade.		
[18]	K. Fink	Power Integrations GmbH
Es wird dargestellt, dass eine Drossel zur Gegentaktunterdrückung der Gateströme von parallelen IGBT die Stromfehlverteilungen während des Ein- und Ausschaltens reduziert, wenn diese durch unterschiedliche Gatewiderstände hervorgerufen werden.		
[20]	B. Gutsmann	Universität Bremen
Anhand von Simulationen werden die unterschiedlich starken Einflüsse von asymmetrischen Kommutierungs- und Emitterinduktivitäten auf Stromfehlverteilungen während des Einschaltens dargestellt. Es wird anschließend von tatsächlichen Emitterinduktivitäten auf jegliche magnetische Kopplung von Leistungs- und Gatekreisen verallgemeinert.		

2. Forschungsstand

[24]	P. Hofer-Noser	ETH Zürich
<p>Es wird eine Methode zur Analyse von statischen und quasistatischen Stromfehlverteilungen dargestellt, die sowohl für Dioden als auch für IGBT verwendet werden kann. Diese beruht auf einer analytischen Beschreibung des Durchlassverhalten der Halbleiter und einer Netzwerkanalyse eines Ersatzschaltbildes der Laststrompfade ohne Berücksichtigung magnetischer Kopplungen. Dieses Verfahren bietet die Möglichkeit, statische und quasistatische Stromfehlverteilungen aufgrund von asymmetrischen Lastkreisen, Halbleitereigenschaften sowie -Temperaturen und Gate-Emitter Spannungen zu untersuchen. Außerdem können quasistatische Fehlverteilungen die vom vorhergehenden transienten Vorgang herühren als Anfangswerte berücksichtigt werden. Zusätzlich sind die Schaltverläufe fürs Ein- und Ausschalten bei unterschiedlichen Schaltzeitpunkten und die dynamischen Verluste in Abhängigkeit der Differenz der Schaltverzögerungszeiten der Treiber dargestellt.</p>		
[27]	J. Joyce	University of Cambridge
<p>Die Analyse der Ausschaltstromfehlverteilungen aufgrund von unterschiedlichen Gatewiderständen und Halbleitereigenschaften erfolgt mittels FEM-Simulationen der Halbleiter. Dabei werden Halbleitermodelle mit unterschiedlichen Gategeometrien sowie Dotierungsprofilen verwendet. Für die Untersuchung werden auch Simulationsergebnisse von halbleiterinternen Vorgängen herangezogen. Es fehlt allerdings die Verknüpfung von Strömen durch den IGBT mit dem Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung und eine detaillierte Betrachtung der halbleiterinternen Vorgänge.</p>		
[28]	C. Keller	AEG-Aktiengesellschaft
<p>Statische Stromfehlverteilungen aufgrund unterschiedlicher Halbleitereigenschaften und deren Rückkopplung über die Chiptemperatur werden anhand von Simulationen dargestellt. Außerdem werden Ausschaltmessungen von verschiedenen Paaren von IGBT mit unterschiedlichen Halbleitereigenschaften verglichen.</p>		
[29]	L. Kong	Chinese Academy of Sciences
<p>Drei Designs für IGBT-Module werden hinsichtlich der Stromfehlverteilungen während des Ein- und Ausschaltens mittels Simulationen verglichen. Es werden keine Hinweise zu verwendeten IGBT-Modellen gegeben.</p>		
[31]	R. Letor	SGS-Thomson
<p>In dieser frühen Beschreibung von Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT werden statische Fehlverteilungen aufgrund von Halbleitereigenschaften und Temperaturunterschieden erläutert. Außerdem werden einige Messungen von Ein- und Ausschaltfehlverteilungen dargestellt und die Auswirkung von asymmetrischen Emitterinduktivitäten auf das Einschalten von parallelen IGBT beschrieben.</p>		

2. Forschungsstand

[32]	T. Liu	Virginia Polytechnic Institute and State University
Es werden zwei Moduldesigns mittels Simulationen verglichen. Dabei werden Stromfehlverteilung aufgrund der parasitären Impedanzen, von Temperaturunterschieden und unterschiedlicher Thresholdspannungen dargestellt.		
[33]	I. Lizama	TU Dresden
Eine Methode zur Verringerung von Stromfehlverteilungen im Durchlass durch eine Absenkung der Gate-Emitter Spannung des IGBT mit größerem Kollektorstrom wird anhand von quasistatischen Fehlverteilungen erläutert. Als Ursache dieser Fehlverteilungen werden unterschiedliche Durchlassspannungen angegeben, ohne dies zu beweisen. Aufgrund des Auftretens während des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel sind auch asymmetrische Laststrompfade eine mögliche Ursache der Fehlverteilungen. Die Messungen mit und ohne die Methode zur Stromsymmetrierung im Durchlass zeigen erheblich unterschiedliche Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens. Dies wird jedoch nicht näher erläutert.		
[34]	Y. Lobsiger	ETH Zürich
Bei der Erläuterung der Vorteile einer aktiven Treiberschaltung zur Unterdrückung von Stromfehlverteilungen werden Messungen vom Schaltverhalten paralleler IGBT mit unterschiedlichen Verzögerungszeiten der Treibersignale Messungen ohne solche Verzögerungen gegenübergestellt. Zusätzlich zu den dynamischen Fehlverteilungen ist aus den Messungen ersichtlich, wie Einschaltfehlverteilungen zu quasistatischen Fehlverteilungen führen können.		
[35]	X. Longfei	CRRC Yongji Electric Co.
Es wird gezeigt, dass asymmetrische parasitäre Widerstände in den Emitterstrompfaden zu unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen im Durchlass und somit zu statischen Stromfehlverteilungen führen können.		
[37]	C. Martin	Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Eine Optimierung der modulinternen Verläufe von Gate- und Hilfsemitterstrompfaden wurde mit Hilfe von PEEC-Simulationen durchgeführt. Das Ziel dieser Optimierung sind identische Impedanzen in diesen Strompfaden für die drei parallelen IGBT-Chips im Modul. Mittels Simulationen wird dargestellt, dass das optimierte Layout geringere Einschaltstromfehlverteilungen aufweist als das ursprüngliche.		
[38]	C. Martin	Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Eine Vorgehensweise zur Analyse von Modullayouts im Hinblick auf Ein- und Ausschaltstromfehlverteilungen aufgrund von Impedanzunterschieden in Gate- und Laststrompfaden wird vorgestellt und mit thermischen Simulationen kombiniert, um die thermische Belastung von parallelen IGBT-Chips vorherzusagen.		

2. Forschungsstand

[39]	A. Matallana	University of the Basque Country
Es werden vier Verschienungen zur Parallelschaltung von vier diskreten IGBT mittels Simulationen verglichen. Die Layouts werden in den Impedanzen der verschiedenen Strompfade, Stromfehlverteilungen während des Schaltens und des Durchlasses und den Stromdichteverteilungen in den Verschienungsabschnitten verglichen.		
[40]	A. Mauder	Siemens AG
Diese Untersuchung zeigt anhand von Messungen an Non-Punch-Through IGBT-Modulen, dass unterschiedliche Gatewiderstände Stromfehlverteilungen während des Einschaltens und des Ausschaltens, aber nicht während des Stromanstiegs eines hochinduktiven KS I verursachen. Außerdem werden ebenfalls durch Messungen quasistatische Stromfehlverteilungen gezeigt, die durch unterschiedliche Chiptemperaturen sowie durch transiente Fehlverteilungen entstehen.		
[41]	D. Medaule	Mitsubishi EPHQ
Es wird gezeigt, welche statischen Stromfehlverteilungen zwischen parallelen Punch-Through IGBT aufgrund unterschiedlicher Durchlassspannungen bei Nennstrom auftreten und wie sich diese bei zusätzlicher Temperaturdifferenz verändern. Des Weiteren wird gezeigt, dass Temperaturdifferenzen, unterschiedliche Kabellängen zwischen den IGBT und dem Treiber sowie unterschiedliche zusätzliche Gate-Emitter Kapazitäten zur Verstärkung von transienten Stromfehlverteilungen führen. Es wird zusätzlich der Einfluss von asymmetrischen Kommutierungs- sowie Lastinduktivitäten erwähnt, ohne diesen mit Messungen, Simulationen oder Quellennachweisen zu belegen.		
[42]	D. S. Mitter	Virginia Polytechnic Institute and State University
Zum Test des vorgestellten Spice-Modells für IGBT wurden Messungen und Simulationen des Ausschaltens von parallelen IGBT mit unterschiedlichen Halbleiterparametern bei ohmsch-induktiver Last verglichen.		
[43]	H. Miyazaki	Hitachi Ltd.
Am Beispiel eines Neutral-Point-Clamped Umrichters werden verschiedene Einflüsse auf quasistatische Stromfehlverteilungen aufgrund von Einschaltfehlverteilungen sowie auf Ausschaltstromfehlverteilungen aufgrund quasistatischer Fehlverteilungen erläutert. Dabei werden die Einflüsse gleichmäßiger Änderungen von verschiedenen Halbleiterparameter, Induktivitäten, sowie eines Widerstands zwischen Chipemitter und Hilfsemitter untersucht.		

2. Forschungsstand

[44]	K. Morishita	Fulcuroyo Semicon Engineering Corporation
Es werden Simulationen eines Moduls zur Parallelschaltung von sechs IGBT-Chips mit und ohne modulinternen Gatestrompfaden dargestellt und daran beispielhaft gezeigt, dass alleine der Laststromkreis Stromfehlverteilungen während des Einschaltens verursachen kann, diese allerdings durch die Asymmetrie der Gatestromkreise qualitativ verändert werden.		
[47]	P. Münster	Universität Rostock
Anhand von Simulationen von parallelen IGBT mit unterschiedlichen Thresholdspannungen wird gezeigt, dass der Self Turn-ON Effekt während des Einschaltens eine Verstärkung der Stromfehlverteilungen verursachen kann, wenn die Gates über einzelne Widerstände mit dem Treiber verbunden sind. Der IGBT mit der geringeren Thresholdspannung erfährt einen früheren Anstieg des Kollektorstroms, wodurch der Self Turn-ON diesen IGBT stark aufsteuert, noch bevor die Thresholdspannung des anderen IGBT erreicht wird. Diese Ergebnisse konnten allerdings nicht in Messungen reproduziert werden.		
[49]	A. Müsing	ETH Zürich
Zur Analyse der modulinternen Stromfehlverteilungen eines Press-Pack Moduls werden Simulationen des Ein- sowie Ausschaltens bei ohmscher Last untersucht. Die verwendeten Ersatzschaltbilder basieren auf PEEC-Simulationen des Modul sowie der umgebenden Verschienung. Die auftretenden Stromfehlverteilungen werden auf asymmetrische Induktivitäten im Lastkreis sowie zum Hilfsemitteranschluss zurückgeführt. Außerdem wird eine Verschienung vorgestellt, welche in Simulationen erheblich geringere Fehlverteilungen der Schaltverluste aufweist.		
[51]	S. Musumeci	University of Catania
Stromfehlverteilungen während der Kurzschlussfälle I und II werden sowohl analytisch als auch anhand von Messungen analysiert. Für den KS I werden allerdings nur das Verhältnis der Sättigungsströme der IGBT und deren Temperaturabhängigkeit und die Stromfehlverteilungen beim Abschalten des Kurzschlussstroms aufgrund von asymmetrischen Kurzschlussinduktivitäten und Gatewiderständen beschrieben. Die Fehlverteilungen während des Anstiegs der Kurzschlussströme werden lediglich für den KS II bei denselben Asymmetrien untersucht.		
[50]	S. Musumeci	University of Catania
Die in [51] dargestellten Ergebnisse zum KS II werden erneut erläutert und um Untersuchungen zu Stromfehlverteilungen aufgrund von unterschiedlichen Temperaturen der IGBT während des KS II sowie Untersuchungen zum Verhalten einer Reihenschaltung aus IGBT während eines solchen Kurzschlusses ergänzt.		

2. Forschungsstand

[52]	J. Nelson	University of Wisconsin-Madison
Anhand von Simulationen und Messungen wird gezeigt, dass quasistatische Stromfehlverteilungen durch Fehlverteilungen während der Kommutierungsvorgänge und durch asymmetrische Induktivitäten zwischen IGBT und Last verursacht werden können. Außerdem wird für IGBT verschiedener Spannungsklassen sowie IGBT-Typen gezeigt, dass statische Stromfehlverteilungen durch Temperaturdifferenzen beeinflusst werden.		
[53]	T. Ohi	Mitsubishi Electric Co.
Zur Analyse modulinterner Stromfehlverteilungen aufgrund von Asymmetrien des Modulaufbaus wird ein Modul mit Kupferblöcken statt IGBT-Chips in Reihe mit einem schaltenden IGBT betrieben. Die Messungen zeigen sowohl Einschalt- als auch quasistatische Stromfehlverteilungen zwischen den Dummy-Chips. Zur Vermeidung solcher Fehlverteilungen wird ein mittels FEM-Simulationen optimiertes Modullayout dargestellt.		
[55]	I. Omura	Toshiba Corporation
Im Zuge der Beschreibung des Self Turn-ON Effekts, der hier als negative Gate-Kapazität bezeichnet wird, wird dargestellt, dass Gegentakt-Oszillationen der Gate-Emitter Spannungen zu Gegentakt-Oszillationen der Kollektorströme während des KS I führen können. Auf die Ursache für die Oszillationen der Gate-Emitter Spannungen wird nicht genauer eingegangen, eine Analyse der Ursachen der Oszillationen der Gate-Emitter Spannungen findet sich zum Beispiel in [54], allerdings ohne die Betrachtung der Stromfehlverteilungen, die damit einhergehen.		
[56]	I. Omura	Toshiba Corporation
Es wird erläutert, dass das Abklingverhalten der in [55] beschriebenen Oszillationen stark von der Chiptemperatur, dem Gatewiderstand sowie der Gateinduktivität abhängt. Außerdem wird für ein simples Ersatzschaltbild des Gatekreises eine Stabilitätsanalyse dargestellt.		
[57]	M. Paakinen	ABB Switzerland Ltd
Simulationen der Parallelschaltung von Submodulen mittels eines Ersatzschaltbildes für deren interne und externe Verschienung werden mit Messungen eines solchen Aufbaus verglichen. Es wird gezeigt, dass quasistatische Stromfehlverteilungen während des ersten Pulses eines Doppelpulsversuchs sowie das von diesen Fehlverteilungen beeinflusste Ausschalten gut nachgebildet werden können. Die Ursachen und Wirkungsweisen dieser Fehlverteilungen werden nicht thematisiert.		

2. Forschungsstand

[58]	P. Palmer	University of Cambridge
Anhand von Messungen und einer Stabilitätsanalyse wird das Auftreten von Stromumverteilungen während des Aufbaus der Kollektor-Emitter Spannungen beim Ausschalten erklärt. Die Messungen erfolgen mit und ohne unterschiedlichen Gatewiderständen. Die Stabilitätsanalyse erfolgt ohne sinnvoll nachgebildete Laststromkreise und ohne die Betrachtung der Rückwirkungen des Löcherstroms im IGBT auf die Gate-Emitter Spannung und kann den tatsächlichen Ursachen für das beschriebene Phänomen nicht nahekommen.		
[59]	T. Reimann	TU Ilmenau
Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens mit Active-Gate-Clamping werden beschrieben. Dafür werden Messungen an diskreten 1,2 kV-IGBT verwendet, deren Chippparameter bewusst ausgelenkt sind. Die Gates der IGBT sind in der verwendeten Testkonfiguration direkt miteinander verbunden.		
[60]	N. Sakurai	Hitachi Ltd.
Während der Optimierung der DC-Verschienungen für drei parallele 4,5 kV-Halbbrückenmodule werden Messungen und Simulationen von quasistatischen Stromfehlverteilungen während des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel beschrieben. Außerdem zeigen die dargestellten Doppelpulsmessungen stark unterschiedliche Ausschaltstromfehlverteilungen während der zwei Ausschaltvorgänge, die vermutlich auf die unterschiedlichen quasistatischen Fehlverteilungen vor den Schaltvorgängen zurückzuführen sind. Diese transienten Fehlverteilungen werden allerdings nur erwähnt und nicht weiter analysiert.		
[61]	M. Sasaki	Fuji Electric Co. Ltd.
Es wird eine Methode zur Reduzierung von Stromfehlverteilungen während Schaltvorgängen vorgestellt, die auf einer Messung der Emitterströme beruht und bei einer Variation der Gatewiderstände der parallelen IGBT erfolgt. Neben der Beschreibung möglicher Ursachen von Stromfehlverteilungen wird der Einfluss unterschiedlicher Gatewiderstände auf das Schaltverhalten der IGBT genauer betrachtet.		
[62]	J.-L. Schanen	Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Die Stromfehlverteilungen innerhalb von IGBT-Modulen werden auf Asymmetrien in Impedanzmatrizen zurückgeführt, welche mittels PEEC-Simulationen ermittelt wurden. Darauf aufbauend werden Symmetrieverbedingungen für diese Matrizen aufgestellt und mit Hilfe dieser eine Verbesserung eines Moduldesigns durchgeführt. Neben der Einflüsse der Impedanzen im Lastkreis werden auch induktive Einflüsse auf die Gate-Emitter Spannungen berücksichtigt.		

2. Forschungsstand

[63]	U. Schlapbach	ABB Switzerland Ltd
Im Zuge einer Zusammenfassung von verschiedenen Aspekten der Parallelschaltung von IGBT werden Stromfehlverteilungen während des Einschaltens aufgrund von asymmetrischen Emitterinduktivitäten und asymmetrischem Anschluss des Hilfsemitters sowie aufgrund von Temperaturunterschieden während des Ausschaltens dargestellt. Das Ausschalten erfolgt unter extremen Bedingungen: mit sehr hoher Zwischenkreisspannung ($U_d \approx 2,7 \text{ kV}$ bei $3,3 \text{ kV}$ -IGBT), dynamischem Avalanche und einer Temperaturdifferenz von 100 K in der verwendeten Messung.		
[64]	R. Schnell	ABB Switzerland Ltd
Spezielle Aspekte, die bei der Parallelschaltung der drei Halbbrücken von 3-Phasen-Modulen beachtet werden müssen, werden untersucht. Zum Einen werden zwei Möglichkeiten anhand von Messungen verglichen, wie die Halbbrücken lastseitig verbunden werden können. Dabei werden die Einflüsse des Betrags der Impedanzen zwischen den Lastanschlüssen und der Last fälschlicherweise deren Symmetrie zugeschrieben, da der symmetrische Lastanschluss etwa die siebenfache Impedanz des asymmetrischen aufweist. Zum Anderen wird empfohlen, Gleichtaktdrosseln zwischen Gate- und Hilfsemitteranschlüssen zu verwenden, um Stromfehlverteilungen zu reduzieren, die aufgrund asymmetrischer Induktivitäten der DC-Anschlüsse der Module entstehen.		
[69]	M. Spang	SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG
Oszillationen der Gate-Emitter Spannung und damit einhergehend der Kollektorströme von parallelen IGBT während des Einschaltens werden analysiert und es wird eine Stabilitätsanalyse für diese Oszillationen durchgeführt. Auf die IGBT-interne Rückwirkung des Kollektorstroms auf die Gate-Emitter Spannung wird nicht eingegangen.		
[68]	M. Spang	SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG
Quasistatische Stromfehlverteilungen während des Anstiegs der Kollektorströme durch einen hochinduktiven KS I aufgrund asymmetrischer Verschienungen werden beschrieben und anhand eines analytischen Modells erläutert. Es werden Verbesserungen an der Verschienung durchgeführt und ihre Wirkung nachgewiesen. Außerdem wird dargestellt, welchen Effekt unterschiedliche durch die Kurzschlussströme in die Gatekreise induzierte Spannungen auf die Stromfehlverteilungen haben können.		

2. Forschungsstand

[70]	M. Spang	SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG
Der Einfluss der magnetischen Kopplung zwischen Gate- und Kommutierungskreis auf das Einschaltverhalten wird untersucht. Für die Parallelschaltung wird dabei erläutert, dass eine Symmetrie der Kopplungen zwischen Kommutierungs- und Gatestrompfad der einzelnen IGBT nicht ausreichend ist, um Stromfehlverteilungen zu verhindern. Stattdessen müssen auch die Kopplungen zwischen den IGBT untereinander berücksichtigt werden. Dafür werden vier verschiedene Modullayouts, deren magnetische Kopplungen und die daraus resultierenden Einschaltverluste zwei paralleler IGBT-Chips verglichen.		
[72]	J. Thalheim	ETH Zürich
Für die Analyse von Regelstrategien zur Vermeidung von Strom- sowie Spannungsfehlverteilungen innerhalb von Reihen- und Parallelschaltungen von IGBT wird erklärt, welchen Einfluss unterschiedliche Verzögerungszeiten von separaten Treibern auf die transiente Stromverteilung einer Parallelschaltung von IGBT haben.		
[73]	J. Thalheim	CT-Concept Technologie AG
Um die Vorzüge des vorgestellten Gatetreibers hervorzuheben, werden transiente Stromfehlverteilungen in Abhängigkeit der Differenz der Verzögerungszeiten sowie der negativen Treiberspannungen quantifiziert.		
[74]	X. Wang	Tsinghua University
Der Einfluss von Unterschieden der Chiptemperatur auf Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens wird anhand von Messungen untersucht. Außerdem wird dargestellt, wie eine solche Stromfehlverteilung durch unterschiedliche Gatewiderstände kompensiert werden kann.		
[75]	J. Weigel	Siemens AG
Verschiedene Stromfehlverteilungen werden behandelt, die bei dem Umstieg von Einzelschalter- auf Halbbrücken-Modulen in Traktionsumrichtern eine Rolle spielen. Eine Analyse im Laplace-Bereich quasistatischer Stromfehlverteilungen aufgrund von asymmetrischer Lastverschienungen wird durchgeführt und anhand von Messungen verifiziert. Außerdem wird eine DC-Verschienung vorgestellt, mit der Einschaltstromfehlverteilungen aufgrund von Einkopplungen in die Hilfsemitterpfade vermieden werden. Für die Selektion von IGBT-Modulen werden Kriterien zur Vermeidung von transienten Stromfehlverteilungen aufgrund unterschiedlicher Halbleitereigenschaften vorgeschlagen und der Einfluss eines gemeinsamen Hilfsemitters auf solche Fehlverteilungen wird beschrieben.		

2. Forschungsstand

[76]	J. Weigel	Siemens AG
Ein Referenzaufbau zur Evaluierung von halbleiterbedingten Fehlverteilung für die neueste Generation Hochvolt-Halbbrücken-Module wird vorgestellt und verschiedene Designaspekte auf ihren Einfluss auf die Fehlverteilungen untersucht. Drei verschiedene DC-Verschienungen werden auf Einschaltstromfehlverteilungen untersucht, zwei verschiedene Lastverschienungen auf quasistatische und Treiber mit und ohne gemeinsamen Hilfsemittor sowie mit identischem Gatestrom auf transiente Stromfehlverteilungen.		
[79]	A. Wintrich	SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG
Stromfehlverteilungen während des Schaltens aufgrund von unterschiedlichen Chipparametern werden beschrieben. Die Analyse erfolgt allerdings mit der Fokussierung auf die Hilfsgröße Thresholdspannung und nicht auf tatsächlich ursächliche Unterschiede der Halbleiter. Außerdem wird der Einfluss einer asymmetrischen Lastverschienung auf Fehlverteilungen während des Einschaltens und eines hochinduktiven KS I dargestellt, aber nicht näher erläutert.		
[80]	M. Wissen	Infineon Technologies AG
Der elektromagnetische Effekt, durch den asymmetrische Kommutierungsinduktivitäten in identischen, parallelen, nebeneinander platzierten Modulen verursacht werden, wird analysiert. Die Motivation dieser Untersuchung sind bauplatzabhängige Stromfehlverteilungen während des Einschaltens dieser Module. Als Gegenmaßnahme wird eine asymmetrische DC-Verschienung vorgestellt, welche die Kommutierungsinduktivitäten symmetriert.		
[81]	M. Wissen	Infineon Technologies AG
Der in [80] analysierte Effekt wird für einen weiteren Modultyp dargestellt.		
[82]	C. Wong	Semikron Inc.
Ein Simulationsmodell zur Berechnung statischer Stromfehlverteilungen aufgrund von unterschiedlichen Halbleitereigenschaften in Kombination mit unterschiedlichen Temperaturen wird vorgestellt. Zur Vorbereitung dieses Modells erfolgt eine statistische Analyse der Streuung von Durchlassspannungen des verwendeten IGBT-Typs.		
[83]	R. Wu	Aalborg University
Die Stromfehlverteilungen während eines niederinduktiven KS I werden anhand von Messungen beschrieben und mittels Simulationen nachgebildet. Eine gute Übereinstimmung zwischen Simulationen und Messungen konnte dabei alleine durch Anpassung der jeweiligen Zweigimpdanzen der sechs parallelen Strompfade erreicht werden. Da keine Analyse der Gate-Emitter Spannungen der IGBT vorgenommen wird und während eines solchen Kurzschlusses die Ströme durch die einschaltenden IGBT vorgegeben sind, ist fraglich ob die postulierte Ursache die tatsächliche Ursache für die gemessenen Fehlverteilungen ist.		

2. Forschungsstand

[84]	R. Wu	Aalborg University
Stromfehlverteilungen während des Einschaltens werden auf unterschiedliche Impedanzen in den parallelen Pfaden der einzelnen IGBT zurückgeführt, ebenso wie es in [83] für den KS I der Fall war. Auch hier fehlt eine Analyse von Asymmetrien der Gatekreise.		
[85]	Y. Xiao	Zhejiang University
Der Einfluss von unterschiedlichen externen Gatewiderständen, Gate-Emitter Kapazitäten sowie Verzögerungszeiten der Treiber auf Einschaltstromfehlverteilungen wird quantitativ beschrieben. Außerdem wird dargestellt, wie sich die untersuchten Ursachen für Fehlverteilungen gegenseitig kompensieren können.		
[86]	J. Yamashita	Mitsubishi Electric Corporation
Im Zuge einer Untersuchung zum Abschaltversagen von IGBT durch inhomogene interne Gatewiderstände werden Messungen des Ausschaltens von parallelen IGBT mit unterschiedlichen Gatewiderständen dargestellt. Eine dieser Messungen ist destruktiv für den IGBT mit höherem Gatewiderstand und somit höherem Strom während des Spannungsaufbaus beim Ausschalten.		
[87]	C. Yang	Taiwan Power Company
Die Ursachen für gemessene statische sowie Ein- und Ausschalt-Stromfehlverteilungen wird in einer Variation von Halbleiterparametern gesucht. Dafür werden die Auswirkungen von Variationen in den Parametern eines IGBT-Kompaktmodells untersucht.		
[88]	H. Yang	Chinese Academy of Sciences
Einschaltstromfehlverteilungen bei ohmscher Last werden untersucht und es wird ein Vergleich zwischen einem und zwei Treibern mit identischen Gatewiderständen sowie zwei Treibern mit stark unterschiedlichen Gatewiderständen angestellt.		

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

In diesem Kapitel werden der Aufbau und die Funktionsweise von IGBT beschrieben. Der Durchlassbetrieb und die Ein- und Ausschalttransienten werden detailliert betrachtet, da während dieser Betriebspunkte Stromfehlverteilungen auftreten. Zusätzlich wird der Sperrzustand dargestellt. Währenddessen treten keine Stromfehlverteilung im eigentlichen Sinne auf. Durch die Eigenschaft als Ausgangszustand fürs Ein- und Endzustand fürs Ausschalten ist er trotzdem relevant. Außerdem wird das Kurzschlussverhalten von IGBT kurz beschrieben.

3.1. Aufbau und statisches Verhalten

Das statische Verhalten eines IGBT wird anhand des Aufbaus eines n-Kanal Trench-Feldstopp IGBT erläutert. Der Aufbau eines solchen IGBT ist in Abbildung 3.1 schematisch dargestellt. Dieser IGBT-Aufbau wird hier beschrieben, da n-Kanal IGBT erheblich häufiger in der Leistungselektronik eingesetzt werden als p-Kanal IGBT. Außerdem sind Trench-Feldstopp IGBT derzeit Stand der Technik für verschiedene Halbleiterhersteller für Hochvolt-IGBT. Eine Übersicht über verschiedene IGBT-Konzepte findet sich in [12].

Ein IGBT hat drei Kontakte. Auf der Vorderseite (links in Abbildung 3.1) befinden sich der Emitterkontakt (E) und der Gatekontakt (G). Der Gatekontakt kontaktiert das Trench-Gate, das vom Rest des IGBT durch eine Schicht Siliziumdioxid isoliert ist. Diese Schicht wird daher Gateoxid genannt. Der Emitterkontakt kontaktiert ein n^+ -Gebiet und ein p-Gebiet, welche dadurch kurzgeschlossen sind. Auf der dem Emitter abgewandten Seite des Gates befindet sich ein weiteres p-Gebiet, welches nicht von außen kontaktiert ist und aufgrund seines schwebenden Potentials als floatend bezeichnet wird. Die vorderseitigen Strukturen werden auch als Steuerkopf des IGBT bezeichnet. In der Mitte des IGBT befindet sich ein n^- -Gebiet, welches in der schematischen Abbildung 3.1 erheblich zu kurz dargestellt ist. In Hochvolt-IGBT haben die vorderseitigen Strukturen und rückseitigen Schichten Abmaße von einigen μm in vertikaler Richtung (y-Richtung) und eine Zelle eines IGBT hat ähnliche Abmaße in lateraler Richtung (x-Richtung). Im Gegensatz dazu hat das n^- -Gebiet vertikale Ausmaße von etwa $100\ \mu\text{m}$ pro kV Sperrfähigkeit. An der Rückseite

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

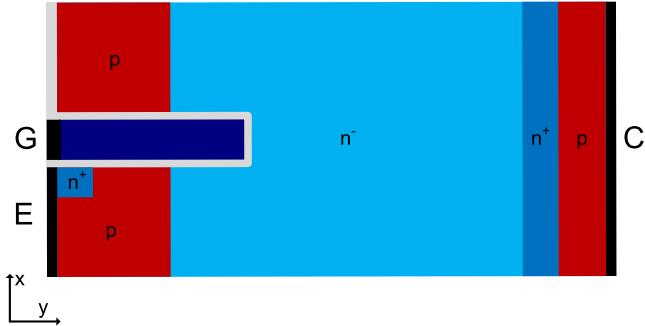


Abbildung 3.1.: Schematische Darstellung einer Trench-Feldstopp IGBT-Zelle (blaue Gebiete: n-dotiert; rote Gebiete: p-dotiert; graue Gebiete: Siliziumdioxid; schwarze Gebiete: Kontakte)

des Bauelements schließt sich eine n^+ -Schicht an. Diese wird aufgrund ihrer Funktion im Sperrbetrieb als Feldstopp-Schicht bezeichnet. Zwischen der Feldstopp-Schicht und dem Kollektorkontakt (C) befindet sich eine p-Schicht. Dieses Gebiet wird in historischer Anlehnung an den Bipolartransistor als Kollektor und in Bezug auf seine Funktion im Durchlassbetrieb als Rückseitenemitter bezeichnet.

3.1.1. Durchlass

Im Durchlassbetrieb fließt Strom durch den IGBT vom Kollektor zum Emitter bei einer positiven Kollektor-Emitter Spannung. Dies ist dadurch möglich, dass sich ein leitfähiger Kanal entlang des Gateoxids bildet, der den pn-Übergang am Steuerkopf überbrückt und so einen Elektronenstrom vom Emitter zum Kollektor ermöglicht. Durch diesen Elektronenstrom wird am kollektorseitigen pn-Übergang ein Löcherstrom emittiert. Dadurch ist die Driftzone mit Elektronen und Löchern überflutet. Die Kollektor-Emitter Spannung beträgt während des Durchlasses typischerweise wenige Volt und setzt sich hauptsächlich aus den Spannungsabfällen über dem Steuerkopf, dem pn-Übergang und der Driftzone zusammen, die mit dem Elektronen-Loch-Plasma geflutet ist. Im Folgenden wird der Durchlass detailliert betrachtet.

Die Gate-Emitter Spannung u_{GE} ist größer als die Thresholdspannung U_{th} und die Kollektor-Emitter Spannung u_{CE} ist positiv. Eine positive Gate-Emitter Spannung führt dazu, dass sich an der Grenzfläche zwischen Gateoxid und emitterseitigem p-Gebiet Elektronen ansammeln. Wenn die Gate-Emitter Spannung die Thresholdspannung erreicht oder überschreitet, bildet diese Ansammlung von Minoritätsladungsträgern einen leitfähigen Kanal. Durch diesen Kanal können Elektronen von der Emittermetallisierung über das n^+ -Gebiet in das n^- -Gebiet fließen. Der Spannungsabfall über den Elektronenkanal ist Teil des

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

Spannungsabfalls über den Steuerkopf und hängt von der Stromdichte der Elektronen und von der Differenz zwischen Gate-Emitter und Thresholdspannung ab. Daher haben Änderungen der Gate-Emitter Spannung oder der Thresholdspannung direkten Einfluss auf diesen Spannungsabfall. Im Durchlass des IGBT können Änderungen der Gate-Emitter Spannung durch einen externen Gatestrom und bei starken Änderungen des Kollektorstroms durch den Self Turn-ON verursacht werden [19]. Auf diesen Effekt wird bei der Beschreibung der Schalttransienten weiter eingegangen. Eine Änderung der Thresholdspannung kann durch eine Variation der Temperatur eines Halbleiters erfolgen. In einem dotierten Halbleiter im thermodynamischen Gleichgewicht bei Störstellenerschöpfung ist die Minoritätsladungsträgerdichte temperaturabhängig, da sie über das Massenwirkungsgesetz von der intrinsischen Ladungsträgerdichte abhängt und diese temperaturabhängig ist. Die Bildung des Kanals wird durch eine hohe Minoritätsladungsträgerdichte begünstigt. Daher ist die Thresholdspannung bei hohen Temperaturen und dadurch hohen Minoritätsladungsträgerdichten geringer.

Abgesehen von der Temperatur, ist die Thresholdspannung lediglich von Parametern abhängig, die nach der Herstellung des Halbleiters unveränderbar sind [71]. Die Gategeometrie und die Dotierung des p-Gebiets haben allerdings Einfluss auf die Thresholdspannung und somit unterscheidet sich diese von Halbleiter zu Halbleiter. Die Dotierung des p-Gebiets beeinflusst über das Massenwirkungsgesetz die Minoritätsladungsträgerdichte und somit die Thresholdspannung. Das elektrische Feld im Gateoxid wird durch die Elektronenansammlung an der Grenzschicht abgebaut. Der Zusammenhang von Feldstärkegradienten und Ladungsträgerdichten innerhalb von Halbleitern wird durch die Poissons-Gleichung beschrieben:

$$\nabla \vec{E} = \frac{q}{\epsilon_0 \epsilon_r} (p - n + N_D - N_A) \quad (3.1)$$

Somit hängt die Ladungsträgerkonzentration im Kanal von der Feldstärke ab, die durch ihn abgebaut wird. Die Feldstärke im Oxid hängt wiederum von dessen Dicke und der Gate-Emitter Spannung ab. Das hat zur Folge, dass bei einem dünneren Gateoxid schon eine geringere Gate-Emitter Spannung ausreicht, um die für den Kanal notwendige Feldstärke im Oxid zu erzeugen. Daher hängt die Thresholdspannung von der Dicke des Gateoxids ab.

Während des Durchlasses ist das n⁻-Gebiet oder die Driftzone mit einem Elektronen-Loch-Plasma überflutet. Das bedeutet, dass die Dichten der Elektronen und Löcher nahezu identisch sind. Die für diese Überflutung notwendigen Elektronen werden vom Emitter über den Elektronenkanal zugeführt. Durch den Elektronenstrom, der über den pn-Übergang

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

in Richtung Kollektor abfließt, wird ein Löcherstrom aus dem kollektorseitigen p-Gebiet in die Feldstopp-Schicht injiziert. Diese Löcher gelangen über die Driftzone zum emitterseitigen p-Gebiet und somit zum Emitter. Der Ladungsträgertransport in der Driftzone erfolgt über Driftbewegung und Diffusion. Zusätzlich zu diesen teilweise entgegengerichteten Anteilen des Ladungstransports haben die Rekombination in der Driftzone und die unterschiedlichen Beweglichkeiten von Elektronen und Löchern in Silizium einen Einfluss auf den Verlauf der Plasmakonzentration.

Der genaue Verlauf der Plasmakonzentration in der Driftzone hängt von diversen Faktoren ab. Die Ladungsträgerlebensdauer in der Driftzone ist entscheidend für die dortige Rekombination und beeinflusst somit den Verlauf des Plasmas. Die Lebensdauer kann einerseits durch bei der Prozessierung des Halbleiters eingebrachte Störstellen verringert werden, da solche Störstellen für die Shockley-Read-Hall Rekombination notwendig sind. Außerdem ist die Ladungsträgerlebensdauer temperaturabhängig und nimmt mit steigender Temperatur zu. Aufgrund der geringen Dotierung der Driftzone liegt an beiden Rändern hohe Injektion vor und somit sind die Plasmakonzentrationen an diesen Rändern abhängig von den Ladungsträgerkonzentrationen in den benachbarten Gebieten. Die Ladungsträgerkonzentration im kollektorseitigen p-Gebiet wird durch die Dotierung dieses Gebiets dominiert. Die Elektronenansammlung am Gate wirkt als n^+ -Gebiet und die dort vorherrschende Ladungsträgerkonzentration beeinflusst die emitterseitige Plasmakonzentration der Driftzone. Die Injektion von Ladungsträger wird an beiden Rändern der Driftzone von hohen Stromdichten begünstigt. Somit steigt die Plasmakonzentration mit steigender Stromdichte bzw. mit steigendem Kollektorstrom.

Im Ganzen ergibt sich eine Plasmaverteilung, die vom Steuerkopf zum Kollektor ansteigt. In Abbildung 3.2 sind die Plasmakonzentration und der Potentialverlauf innerhalb eines IGBT-Modells während einer Durchlasssimulation dargestellt. Diese Verläufe zeigen das Quasi-Fermipotential der Elektronen und die Ladungsträgerdichten entlang einer Linie in y-Richtung, die das emitterseitige p-Gebiet nahe der Grenzschicht zum Gateoxid schneidet. Die Zunahme der Elektronen- und die Abnahme der Löcherkonzentration für $y \geq 350 \mu\text{m}$ ist durch den Einfluss der Feldstopp-Dotierung zu erklären. Einen umgekehrten Einfluss hat die p-Dotierung am Kollektor, diese ist aufgrund der geringen Dicke allerdings in Abbildung 3.2 kaum zu erkennen. Das Quasi-Fermipotential der Elektronen wird zur Darstellung des Potentialverlaufs und der einzelnen Spannungsabfälle im IGBT verwendet, da es im Gegensatz zum elektrostatischen Potential die sich kompensierenden Metall-Halbleiter-Übergänge vernachlässigt. Da sich ein IGBT im Durchlass nicht im thermodynamischen Gleichgewicht befindet, sind die Quasi-Ferminiveaus der Elektronen und Löcher nicht identisch. Die Darstellung des Quasi-Fermipotentials der Elektronen lokalisiert die Spannungsabfälle der verschiedenen Halbleiterübergänge (n^-n^+ , n^+p) am

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

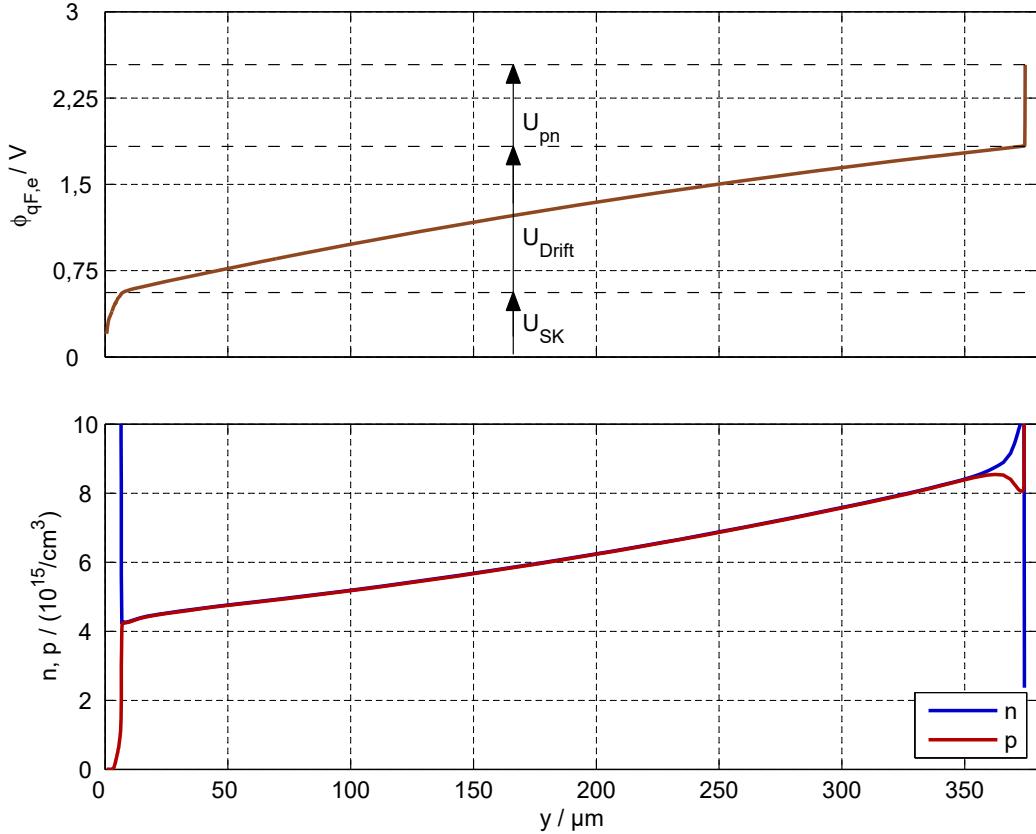


Abbildung 3.2.: Potential- und Plasmaverläufe innerhalb eines IGBT-Models während einer Durchlasssimulation

n^+ - p -Übergang nahe des Kollektors. Das Quasi-Fermipotential der Löcher würde diesen Spannungsabfall am pn^- -Übergang nahe des Emitters lokalisieren. Beides spiegelt nicht den Ort der tatsächlichen Spannungsabfälle wieder, allerdings wären diese Spannungsabfälle nahe des Emitters nicht klar von den Spannungsabfällen über dem Steuerkopf zu unterscheiden. Zur Wahrung der Übersichtlichkeit werden diese Spannungsabfälle im Weiteren als Spannung des pn -Übergangs U_{pn} zusammengefasst und nahe des Kollektors lokalisiert. Der Verlauf des Quasi-Fermipotentials für die ersten μm entspricht somit dem Spannungsabfall über dem Steuerkopf U_{SK} . Der weitere Verlauf entspricht der Spannung, die über die Driftzone abfällt U_{Drift} . Es ist zu erkennen, dass der Potentialgradient mit steigender Plasmakonzentration abnimmt. Die elektrische Feldstärke in der Driftzone ist indirekt proportional zur Ladungsträgerdichte. Somit haben alle oben genannten Einflussfaktoren auf die Plasmakonzentration auch einen Einfluss auf U_{Drift} . Zusätzlich zur Plasmakonzentration ist die Feldstärke auch indirekt proportional zur Beweglichkeit von Elektronen und Löchern. Diese nimmt mit steigender Temperatur ab. Daher hat die Temperatur einen zusätzlichen Einfluss auf die Spannung der Driftzone. Da sowohl Elektronen

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

als auch Löcher von der elektrischen Feldstärke in der Driftzone beschleunigt werden, entsprechen die jeweiligen Anteile am Gesamtdriftstrom dem Verhältnis der Beweglichkeiten. Für Silizium ist das Verhältnis etwa drei zu eins. Somit werden unter Vernachlässigung des Diffusionsstroms drei Viertel des Stroms in der Driftzone von Elektronen und ein Viertel von Löchern getragen. Die gesamte Durchlassspannung ergibt sich aus den Spannungen, die über dem Steuerkopf U_{SK} und der Driftzone U_{Drift} abfallen sowie U_{pn} . Letzter ist von der Temperatur und von den Ladungsträgerkonzentrationen an den jeweiligen Übergängen abhängig.

3.1.2. Sperrbetrieb

Während ein IGBT sperrt, ist die Gate-Emitter Spannung geringer als die Thresholdspannung. Typischerweise ist die Gate-Emitter Spannung negativ, um ein ungewolltes Einschalten durch kapazitive Verschiebeströme zu verhindern, die während des Einschaltens des anderen Transistors in derselben Halbbrücke und dem damit einhergehenden Abkommutierens der antiparallelen Diode auftreten. Durch die geringe Gate-Emitter Spannung existiert kein vollständiger Elektronenkanal, der den pn-Übergang zwischen emitterseitigem p- und n⁻-Gebiet überbrückt. Daher sperrt dieser pn-Übergang und die Raumladungszone nimmt nahezu die gesamte Kollektor-Emitter Spannung auf. In Abbildung 3.3 sind die elektrischen Feldstärken in einem IGBT-Modell während einer Sperrsimulation bei verschiedenen Kollektor-Emitter Spannungen dargestellt. Aufgrund der unterschiedlichen Dotierungen der Gebiete reicht die Raumladungszone weit in das n⁻-Gebiet aber nur gering in das p-Gebiet hinein. Bei geringen Spannungen ist das elektrische Feld somit dreieckförmig. Das ist zum Beispiel in Abbildung 3.3 bei $U_{CE} = 1200$ V der Fall. Wenn die Raumladungszone die gesamte Driftzone überbrückt und bis in die Feldstopp-Schicht eindringt, liegt ein trapezförmiger Feldverlauf vor, wie zum Beispiel bei $U_{CE} = 1800$ V und $U_{CE} = 2400$ V in Abbildung 3.3. Die genauen Feldverläufe hängen von der anliegenden Kollektor-Emitter Spannung und den Dotierungen der drei beteiligten Gebiete ab und können mit der Poissons-Gleichung (3.1) berechnet werden.

Im Sperrzustand fließt nur ein geringer Sperrstrom durch den IGBT und die Kollektor-Emitter Spannung wird von der externen Beschaltung vorgegeben. Daher kann auch bei unterschiedlichen Sperrströmen von parallelen IGBT nicht von einer Stromfehlverteilung gesprochen werden. Jeder IGBT würde in einer Einzelschaltung bei gleicher Temperatur und gleicher Spannung den gleichen Sperrstrom tragen wie in einer Parallelschaltung. Es gibt keine Wechselwirkungen der parallelen IGBT untereinander.

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

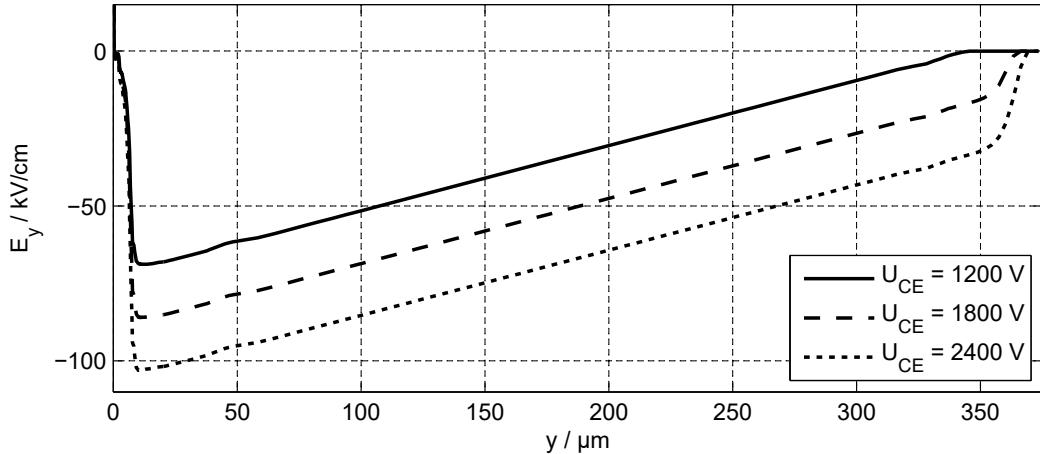


Abbildung 3.3.: Feldstärken in einem 3,3 kV IGBT-Modell während einer Sperrsimulation

3.2. Einschaltverhalten

Als Einschalten des IGBT wird der Übergang vom Sperr- in den Durchlasszustand bezeichnet. Dafür muss ein Stromfluss durch den Kanal ermöglicht werden, damit die Raumladungszone ab- und das Elektronen-Loch-Plasma in der Driftzone aufgebaut werden kann. Der transiente Vorgang beginnt damit, dass die Gate-Emitter Spannung angehoben wird. Im Folgenden wird von einem Treiber ausgegangen, der als gesteuerte Spannungsquelle fungiert, die über einen Gatewiderstand an das Gate des IGBT angeschlossen ist. In Abbildung 3.4 ist eine Messung eines Einschaltens mit einem solchen Treiber dargestellt. Zu Beginn sperrt der IGBT eine Spannung von etwa 1,8 kV und der Kollektorstrom ist vernachlässigbar gering. Die treibende Spannung u_T wird zum Zeitpunkt $t = 0$ von -15 V auf 15 V geschaltet. Dadurch wird die Gate-Emitter Kapazität geladen. Sobald u_{GE} positiv wird, bildet sich der Elektronenkanal am Gate und sobald die Thresholdspannung erreicht wird, überbrückt der Kanal das gesamte p-Gebiet. Das ist bei $t \approx 0,9 \mu\text{s}$ der Fall. Die dargestellte Gate-Emitter Spannung ist nicht die am Chip anliegende Spannung, sondern die zwischen den Modulklemmen für das Gate und den Hilfsemitter gemessene Spannung. Diese beiden Spannungen unterscheiden sich in zwei Aspekten. Während transienter Vorgänge bilden der externe und der modulinterne Gatewiderstand einen Spannungsteiler. Somit liegt die gemessene Gate-Emitter Spannung zwischen der Treiberspannung und der tatsächlichen Gate-Emitter Spannung. Induktivitäten innerhalb des Moduls, die vom gesamten Emitterstrom durchflossen werden, führen zu einer Spannung im Gatestromkreis, die durch Änderungen des Laststroms durch den Emitter verursacht wird. Zusätzlich kann es, je nach Aufbau des Moduls, zu magnetischen Einkopplungen des Kommutierungsstroms in den Gatestromkreis kommen. Diese Einkopplungen führen ebenfalls dazu, dass Stromän-

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

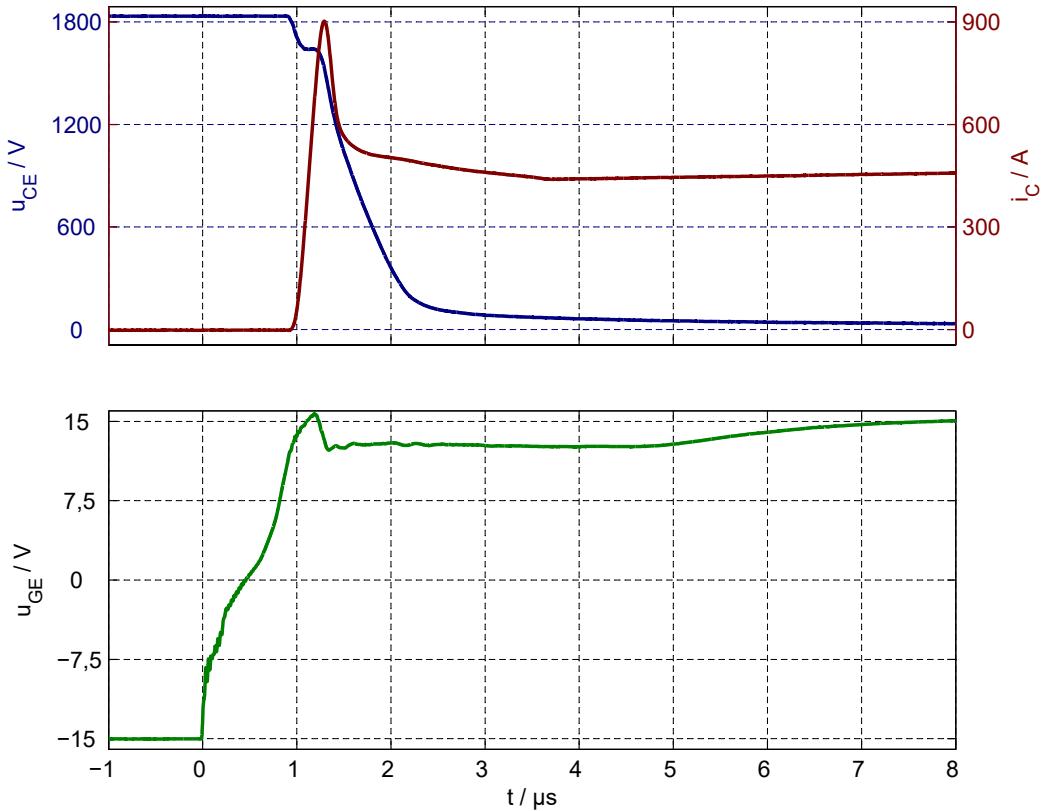


Abbildung 3.4.: Messung des Einschaltens eines 3,3 kV IGBT-Moduls mit induktiver Last

derungen im Kommutierungskreis Spannungsabfälle im Gatestromkreis verursachen. Die Richtung und Stärke der Spannungsabfälle hängt dabei von der Geometrie des Moduls ab.

Sobald die Thresholdspannung erreicht ist, beginnen Elektronen vom Emitter durch den Kanal in Richtung Kollektor zu fließen. Dabei durchqueren sie die Raumladungszone und das nahezu feldfreie Gebiet zwischen Raumladungszone und kollektorseitigem pn-Übergang. Dadurch, dass sie diesen pn-Übergang in Durchlassrichtung überqueren, werden Löcher in die Feldstopp-Schicht injiziert. Diese fließen wiederum Richtung Emitter ab. Während das Gate weiter geladen wird, steigt der Kollektorstrom durch den weiter geöffneten Kanal an. Es ergeben sich an den Induktivitäten des Kommutierungskreises Spannungsabfälle, die dafür sorgen, dass die Kollektor-Emitter Spannung sinkt. Das bewirkt zusammen mit den Strömen Veränderungen der Feldverhältnisse in der Raumladungszone. In Abbildung 3.5 ist eine Simulation des Einschaltens eines IGBT mit den Verläufen des elektrischen Feldes innerhalb des IGBT während dieser Simulation dargestellt. Die Farben der Feldverläufe entsprechen den Farben, in denen die Zeitpunkte in der Schaltsimulation dargestellt sind. Die extern vorgegebene reduzierte Kollektor-Emitter Spannung führt zu einer kürzeren Raumladungszone und somit auch einem Rückgang der Feldstärken

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

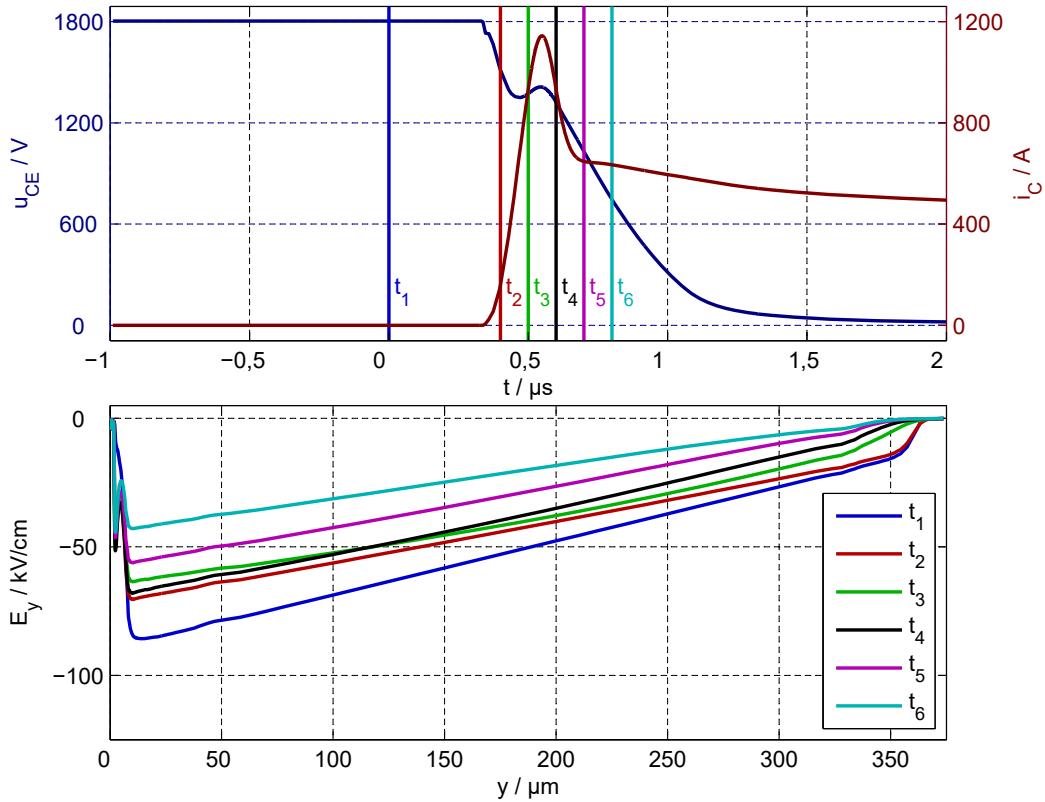


Abbildung 3.5.: Simulation des Einschaltens eines 3,3 kV IGBT-Modells mit induktiver Last und Verläufe des elektrischen Feldes im IGBT während dieser Simulation zu ausgewählten Zeitpunkten, die in den Schaltverläufen dargestellt sind

am emitterseitigen pn-Übergang (vgl. t_1 und t_2). Zusätzlich verursachen die Elektronen- und Löcherströme durch die Raumladungszone eine Veränderung des Feldgradienten. Der Großteil des Kollektorstroms wird von Elektronen getragen. Diese kompensieren die Ladung der Donatoren, welche im stromlosen Zustand das elektrische Feld im n⁻-Gebiet bestimmen. Dadurch nimmt der Betrag des Gradienten ab, die Weite der Raumladungszone wird erhöht und die Feldstärke am pn-Übergang sinkt zusätzlich. Bis der IGBT den vollständigen Laststrom trägt, kann die Freilaufdiode keine Spannung aufnehmen. Dies ist in der Messung bei $t \approx 1,1 \mu s$ und in der Simulation bei $t \approx 0,45 \mu s$ der Fall. Im Anschluss durchläuft die Diode ihr Reverse-Recovery und baut ihr Plasma ab und ihre Raumladungszone und damit die Kathoden-Anoden Spannung auf. Ab $t \approx 1,2 \mu s$ in der Messung bzw. $t \approx 0,55 \mu s$ in der Simulation beginnt dadurch die Kollektor-Emitter Spannung zu sinken. Währenddessen erreicht der Kollektorstrom ein Maximum und beginnt anschließend zu sinken. Zwischen t_3 und t_5 der Simulation sinkt der Betrag der elektrischen Feldstärke in y-Richtung nicht monoton, sondern steigt zwischen t_3 und t_4 an, obwohl die Kollektor-Emitter Spannung abnimmt und der Kollektorstrom etwa identisch

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

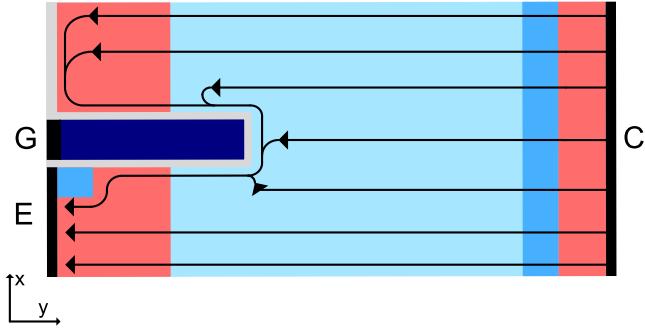


Abbildung 3.6.: Schematische Darstellung von Löcherströmen im IGBT

ist. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Anteile der Löcher- und Elektronenströme am Gesamtstrom verändert sind. Ein größerer Löcherstrom bei geringerem Elektronenstrom führt zu einer Zunahme des Betrags der Feldstärke. Zwischen t_4 und t_6 nimmt die Kollektor-Emitter Spannung so schnell ab, dass der Betrag der Feldstärke wieder abnimmt. Außerdem nimmt der Gesamtstrom während dieser Zeit ab.

Die Gate-Emitter Spannung wird während des Einschaltens nicht ausschließlich vom externen Gatestrom definiert, den der Treiber bereitstellt. Zusätzlich kommt es zu Verschiebeströmen durch das Gateoxid in relevanter Größe. Diese Verschiebeströme können nach ihren Ursachen in zwei Anteile aufgeteilt werden. Durch die beschriebenen Veränderungen der Feldverhältnisse in der Raumladungszone kommt es zu einem Verschiebestrom, der bei sinkender Feldstärke am Gate die Gate-Emitter Kapazität entlädt. Diese Wirkung der Raumladungszone auf das Gate wird als Miller-Effekt bezeichnet. Außerdem kommt es zu einer Wirkung des Löcherstroms auf das Gate. Während des Einschaltens bildet sich eine Löcheransammlung am Gate, die einen Verschiebestrom verursacht, der das Gate lädt [46]. Dieser Effekt wird als Self Turn-ON bezeichnet. Der Löcherstrom vom Kollektor wird in der Raumladungszone in Richtung Steuerkopf beschleunigt. Aufgrund des Spannungsabfalls der Raumladungszone in der unmittelbaren Nähe des pn-Übergangs ist das Potential des Gates geringer als das Potential des floatenden p-Gebiets. Somit werden Löcher vom Gate angezogen und fließen entlang des Gateoxids Richtung Emitter. In Abbildung 3.6 sind eine schematische Zeichnung des IGBT und entsprechende Wege des Löcherstroms vom Kollektor zum Emitter dargestellt. Durch den Anteil des Löcherstroms entlang des Gateoxids verhält sich die Löcherdichte an der Gateoxid-Oberfläche qualitativ entsprechend der Löcherstromdichte in der Raumladungszone. Änderungen dieser Löcherdichte verursachen Änderungen der elektrischen Feldstärke im Gateoxid und somit einen Verschiebestrom.

Der Einfluss der Verschiebeströme beginnt mit der Einschaltstromflanke. Der Miller-Effekt verursacht durch das Einbrechen der Kollektor-Emitter Spannung ein Entladen des Gates

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

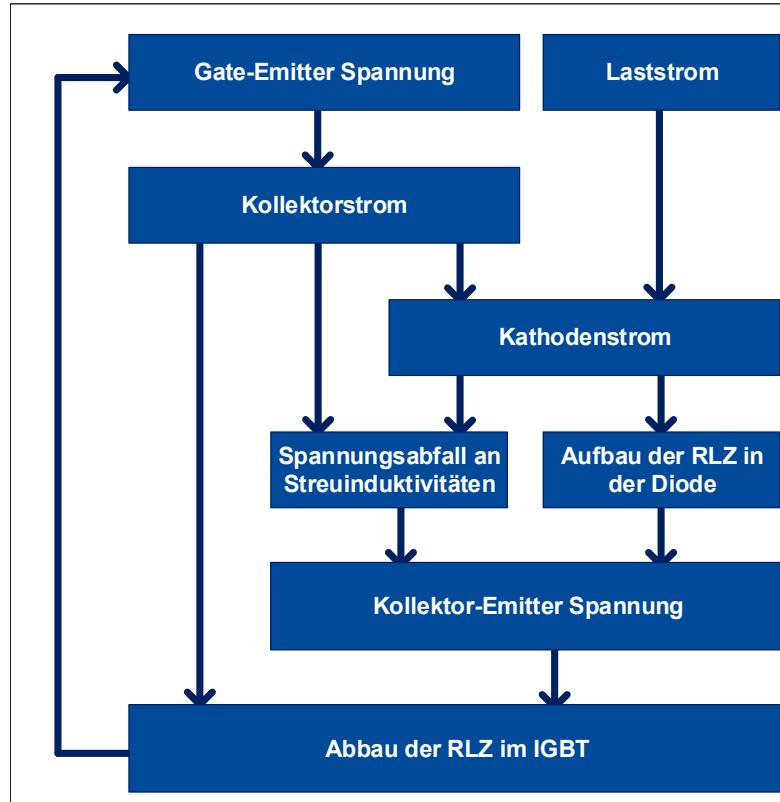


Abbildung 3.7.: Wirkungskette der Rückkopplung während des Spannungsabbaus des IGBT beim Einschalten

(zwischen t_1 und t_3 in Abbildung 3.5). Der Self Turn-ON verursacht währenddessen einen entgegengesetzten Verschiebemoment. Letzterer führt in der in Abbildung 3.4 dargestellten Messung zusammen mit den Induktivitäten im Gatekreis dazu, dass die Gate-Emitter Spannung über die treibende Spannung von 15 V ansteigt. Dies tritt gleichzeitig mit der Spitze des Reverse-Recovery Stroms auf. Im Anschluss sinkt u_{GE} wieder. Durch den Rückgang des Kollektorstroms verursacht der Self Turn-ON ein Entladen des Gates obwohl der Miller-Effekt aufgrund des wieder zunehmenden Betrages der elektrischen Feldstärke am emitterseitigen pn-Übergang (zwischen t_3 und t_4 in Abbildung 3.5) zu einem entgegengesetzten Verschiebemoment führt.

Die Spannungssteilheit im Anschluss an den Einschaltspitzenstrom ergibt sich durch das Zusammenspiel von Diode und IGBT. Die Summe aus Kathoden-Anoden, Kollektor-Emitter Spannung und dem Spannungsabfall über den Kommutierungsinduktivitäten muss die Zwischenkreisspannung ergeben. Wie die Spannungsaufteilung erfolgt, hängt dabei vom Aufbau der Raumladungszone der Diode ab. Da der IGBT eine etwa betragsgleiche Spannungssteilheit erfährt und diese über den Miller-Effekt die Gate-Emitter Spannung und somit auch den Kanalstrom beeinflusst, kommt es zu einer Rückkoppelschleife, die in Abbil-

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

dung 3.7 zusammengefasst ist. Ein steilerer Spannungsanstieg an der Diode führt zu einem steileren Rückgang der Kollektor-Emitter Spannung, zu einem größeren Verschiebestrom durch das Gateoxid aufgrund des Miller-Effekts, dadurch zu einer sinkenden Gate-Emitter Spannung, einem sinkenden Kanal- und dadurch Kollektorstrom. Ein geringerer Kollektorstrom führt wiederum zu einem geringeren Kathodenstrom und somit zu einem langsameren Aufbau der Raumladungszone in der Diode. Diese Rückkopplung führt zu einem Plateau der Gate-Emitter Spannung. Sobald die Kollektor-Emitter Spannung die Größe der Gate-Emitter Spannung erreicht, wird die Löcheransammlung am Gateoxid abgebaut und eine Elektronen-Schicht aufgebaut, da das höchste Potential im gesamten IGBT nun das Gate ist. Auch dies führt zu einem das Gate entladenden Verschiebestrom. Bei $t \approx 5 \mu\text{s}$ in der Messung sind diese Vorgänge abgeschlossen und die Gate-Emitter Kapazität wird auf ihren stationären Endwert von 15 V aufgeladen. Das Ende des Reverse-Recovery Stroms ist bei $t \approx 3,7 \mu\text{s}$ zu erkennen. Durch den Rückgang der Weite der Raumladungszone, der mit dem Rückgang der Kollektor-Emitter Spannung einhergeht, kann sich das Elektronen-Loch-Plasma ausgehend vom kollektorseitigen pn-Übergang ausbreiten. Sobald die Diode die gesamte Zwischenkreisspannung sperrt, kann die Raumladungszone im IGBT vollständig abgebaut werden und der Verlauf der Kollektor-Emitter Spannung hängt nur noch an der Bildung des Ladungsträgerplasmas.

3.3. Ausschaltverhalten

Das Ausschalten eines IGBT ist der Übergang vom Durchlass- in den Sperrzustand. Dabei muss das Elektronen-Loch-Plasma in der Driftzone ab- und eine Raumladungszone aufgebaut werden. Dafür muss das Gate entladen werden. Es wird wiederum von einem Treiber ausgegangen, der als gesteuerte Spannungsquelle fungiert und das Gate über einen Gatewiderstand entlädt. In Abbildung 3.8 ist eine Messung des Ausschaltens eines 3,3 kV IGBT-Moduls dargestellt. Zu Beginn beträgt der Kollektorstrom etwa 450 A und die Kollektor-Emitter Spannung wenige Volt Durchlassspannung. Das Ausschalten wird eingeleitet, indem der Treiber bei $t \approx 0$ von 15 V auf -15 V umschaltet.

Zuerst wird die Gate-Emitter Kapazität entladen. Dies hat keinen großen Einfluss auf das Durchlassverhalten des IGBT bis u_{GE} die Pinch-off-Spannung (U_P) unterschreitet. Diese ist die minimale Gate-Emitter Spannung, bei der der Elektronenkanal den Elektronenstrom tragen kann, der für das Aufrechterhalten des Elektronen-Loch-Plasmas notwendig ist. Dieser beträgt aufgrund der unterschiedlichen Beweglichkeiten von Elektronen und Löchern für Silizium etwa 75 % des gesamten Kollektorstroms. Wird die Pinch-off-Spannung unterschritten, ist der Elektronen-Kanal teilweise geschlossen. Aufgrund der induktiven Last kann sich der Kollektorstrom nicht entsprechend reduzieren, sondern bleibt nahezu

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

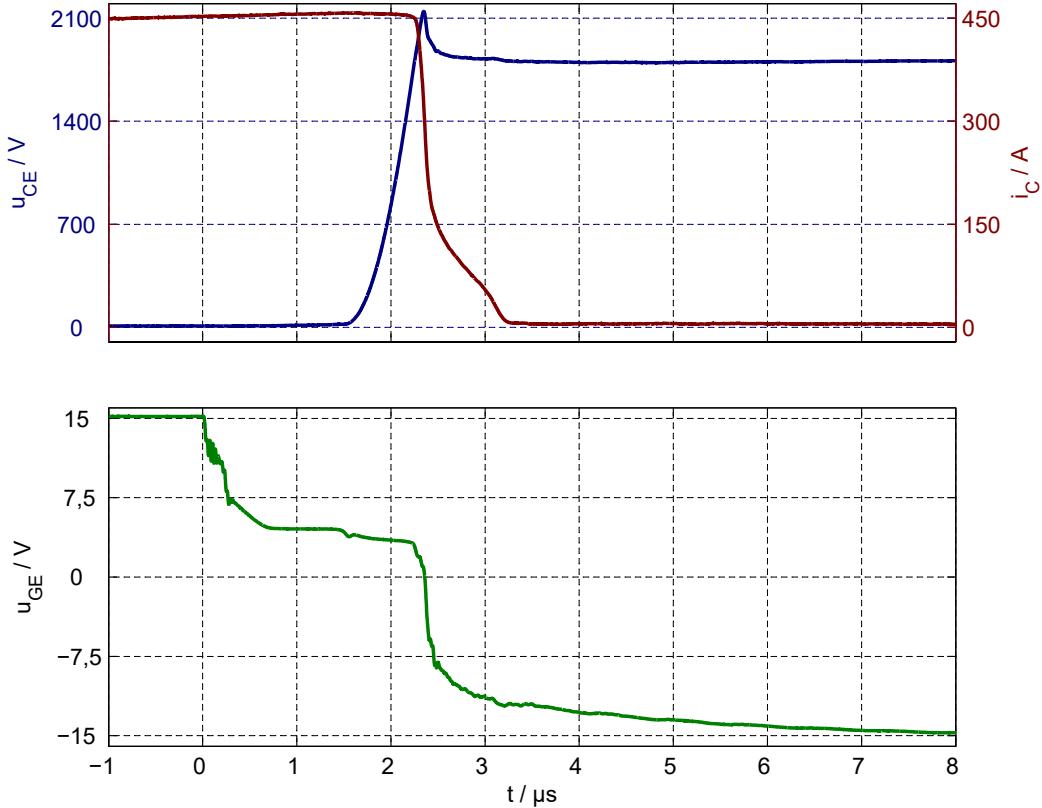


Abbildung 3.8.: Messung des Ausschaltens eines 3,3 kV IGBT-Moduls mit induktiver Last

konstant. Daher wird im Folgenden das Plasma ab- und eine Raumladungszone aufgebaut. Die steigende Spannung der Raumladungszone verursacht eine entsprechend steigende Kollektor-Emitter Spannung. Die Spannungssteilheit hängt dabei von den Verhältnissen in der Raumladungszone und somit den Verhältnissen am Gate ab. Aufgrund der induktiven Last und der Induktivitäten im Kommutierungskreis kann der Laststrom erst in die Freilaufdiode kommutieren, wenn die Kollektor-Emitter Spannung die Zwischenkreisspannung übersteigt. Die für die Kommutierung notwendige Stromänderung wird durch eine Überspannung zwischen Kollektor und Emitter verursacht. Die Steilheit dieser Stromänderung nimmt ab $i_c \approx 200$ A ab. Es folgt der Tailstrom, währenddessen wird das restliche Plasma im IGBT abgebaut und die Raumladungszone geht von dynamischen zu statischen Verhältnissen über. Dabei sinkt die Kollektor-Emitter Spannung etwa auf die Zwischenkreisspannung ab.

Während des beschriebenen Ausschaltvorgangs gibt es Wechselwirkungen zwischen dem Gate und dem restlichen Bauteil. Einerseits steuert die Gate-Emitter Spannung den Elektronenstrom durch den Kanal und somit die Feldverhältnisse in und den Aufbau der Raumladungszone. Andererseits gibt es wie bereits beim Einschalten Verschiebeströme durch

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

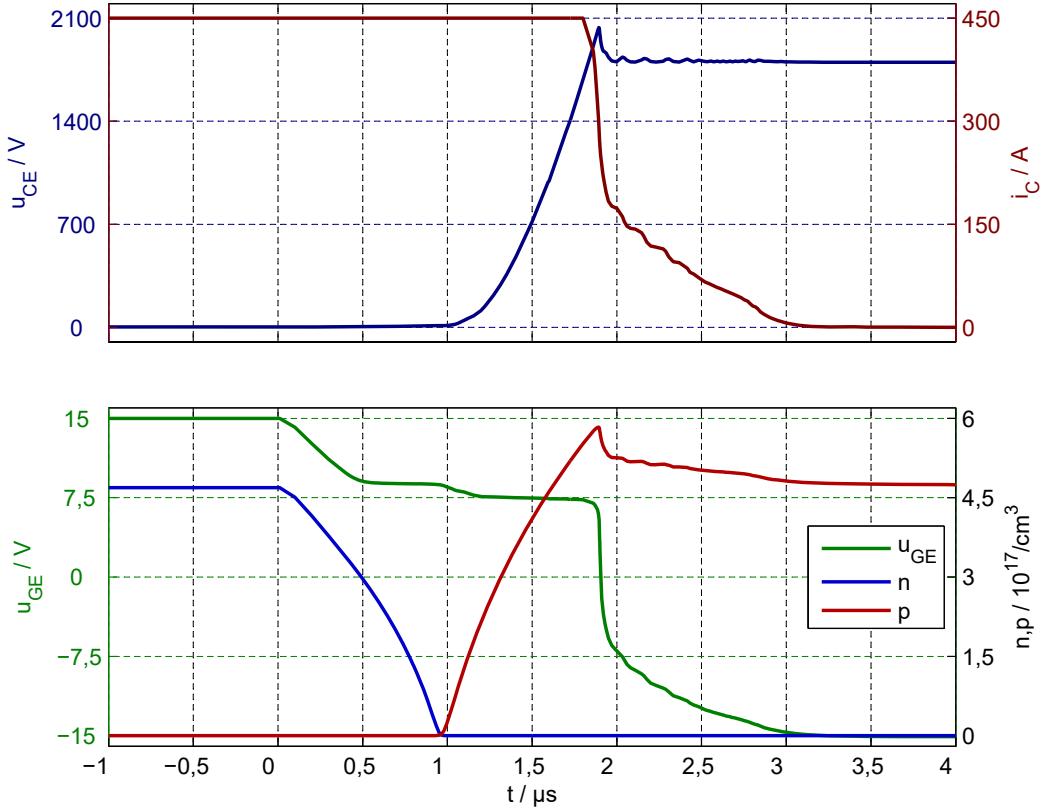


Abbildung 3.9.: Simulation des Ausschaltens eines 3,3 kV IGBT-Moduls mit induktiver Last und Elektronen- sowie Löcherdichten an der Gateoxidoberfläche

das Gateoxid, die die Gate-Emitter Spannung beeinflussen. Zu Beginn des Ausschaltens ist das Gatepotential das höchste Potential im gesamten IGBT. Daher gibt es nicht nur am Kanal sondern am gesamten Gateoxid eine Elektronenansammlung. Während die Raumladungszone anfänglich gebildet wird (etwa $0,7 \mu s < t < 1,5 \mu s$), wird die Potentialdifferenz zwischen Gate und Driftzone reduziert und somit auch die Elektronenansammlung. Das führt zu einem Verschiebestrom, der dem Entladen des Gates entgegenwirkt. Durch das Anwachsen der Raumladungszone steigt das Potential der Driftzone weiter und es bildet sich eine Löcheransammlung am Gateoxid. In Abbildung 3.9 ist eine Simulation des Ausschaltens eines IGBT mit den Elektronen- und Löcherdichten an einem Punkt der Gateoxidoberfläche dargestellt. Zuerst nimmt die Elektronendichte ab und anschließend die Löcherdichte zu. Beides verursacht einen Verschiebestrom, der das Gate lädt. Diese Löcheransammlung nimmt bei steigendem Löcherstrom in der Raumladungszone zu und kann bei sinkendem Löcherstrom auch wieder abnehmen. Somit entspricht diese Wirkung dem Self Turn-ON der bereits in Kapitel 3.2 beschrieben wurde. Bei $t \approx 1,5 \mu s$ in der Messung und $t \approx 1,1 \mu s$ in der Simulation gibt es Stufen innerhalb der Plateaus der Gate-Emitter Spannungen von einigen 100 mV. Der Übergang zwischen diesen Stufen korreliert

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

zeitlich mit dem Übergang von Elektronen- zu Löcheransammlung am Gateoxid in der Simulation. Zusätzlich verursacht das Ansteigen des elektrischen Felds am emitterseitigen pn-Übergang einen Verschiebemstrom durch das Gateoxid, der das Gate ebenfalls lädt. Diese Wirkung wird analog zum Einschalten als Miller-Effekt bezeichnet, ist aufgrund der steigenden Spannungsflanke allerdings dem Miller-Effekt beim Einschalten entgegengerichtet. Der Feldgradient in der Raumladungszone wird von dem Verhältnis von Elektronen- und Löcherstrom bestimmt. Entsprechend der Poissons-Gleichung (3.1) nimmt der Gradient mit größerem Löcherstrom zu. Außerdem ist der Aufbau der Raumladungszone abhängig vom Löcherstrom. Der Elektronenstrom vom Kanal fließt durch die Raumladungszone und durch das Plasma-Gebiet zum Rückseitenemitter, wo ein Teil des Löcherstroms emittiert wird. Während des Ausschaltens reicht der vom Kanal begrenzte Elektronenstrom mit dem durch ihn verursachten Löcherstrom nicht aus, um den gesamten Kollektorstrom zu tragen. Die für den zusätzlichen Strom notwendigen Ladungsträger werden dem Plasma entnommen. Die Löcher aus dem Plasma fließen durch die Raumladungszone in Richtung Emitter und die Elektronen durch das Plasma-Gebiet in Richtung Kollektor ab. Somit geht ein hoher Anteil des Löcherstrom in der Raumladungszone einher mit einem schnelleren Abbau des Plasmas und somit der Ausweitung der Raumladungszone. Allerdings kann ein hoher Löcherstrom auch zu einem dynamischen Avalanche führen. Durch wiederholten dynamischen Avalanche kann eine Veränderung des Schaltverhaltens von IGBT auftreten [48]. Daher sind solche Belastungen zu vermeiden.

Durch diese Zusammenhänge zwischen Löcher-, Elektronenstrom und Aufbau der Raumladungszone kann die Spannungssteilheit über das Gate gesteuert werden. Während des Großteils der Spannungsflanke ist die Gate-Emitter Spannung etwa konstant. Dies ist auf eine Rückkopplung mit den Verhältnissen in der Raumladungszone zu erklären. Während dieses Plateaus würde ein Rückgang der Gate-Emitter Spannung zu einem größeren Löcherstrom und in Folge dessen zu einer schnelleren Spannungsaufnahme des IGBT führen. Beides würde über den Self Turn-ON und den Miller-Effekt zu einem Anheben der Gate-Emitter Spannung führen. Durch diese Rückkopplung stellt sich ein solches Plateau der Gate-Emitter Spannung ein, dessen Höhe allerdings vom externen Gatestrom abhängig ist. Einen Sonderfall bildet dabei das intrinsische Abschalten, bei dem die Gate-Emitter Spannung unterhalb der Thresholdspannung abgesenkt wird und somit der Elektronenkanal geschlossen ist. Dadurch ist die beschriebene Rückkopplung unwirksam und der IGBT schaltet mit der maximalen, unter den gegebenen Randbedingungen wie Kollektorstrom, Zwischenkreisspannung und Temperatur möglichen, Spannungssteilheit aus. Während der steilen Änderung des Kollektorstroms bei $t \approx 2,4 \mu\text{s}$ in der Messung und $t \approx 1,9 \mu\text{s}$ in der Simulation enden die Plateaus der Gate-Emitter Spannungen und diese brechen ein. Dieses Verhalten wird als Self Turn-OFF bezeichnet [12]. Während des Abkommunizierens des Laststroms bricht die Löcherstromdichte ein. Dadurch nimmt die Feldsteilheit in der

3. Aufbau und Funktionsweise von IGBT

Raumladungszone ab und es kommt zu einem Verschiebestrom, der das Gate zusätzlich zum externen Gatestrom entlädt.

3.4. Kurzschlussfälle

Während des Betriebs von Umrichtern kann es zu verschiedenen Fehlerfällen kommen, welche wiederum zu Kurzschlussereignissen für die IGBT führen können. Je nach Schaltzustand und Laststrom werden verschiedene Kurzschlussfälle unterschieden. Bisher sind fünf verschiedene Kurzschlussfälle bekannt. Eine aktuelle Auflistung findet sich in [21]. Beim Kurzschlussfall I (KS I) schaltet der betroffene IGBT auf einen bestehenden Kurzschluss ein. Dabei wird zusätzlich zwischen niederinduktiven und hochinduktiven KS I unterschieden. Bei Erstem fällt die Zwischenkreisspannung fast ausschließlich am IGBT ab. Beim hochinduktiven Fall fällt der Großteil der Zwischenkreisspannung an den Induktivitäten im Kurzschlussstrompfad ab. Beim KS II, der auch als *fault under load* bezeichnet wird, entsteht der Kurzschluss während der IGBT den Laststrom leitet. Beim KS III ist der IGBT ebenfalls eingeschaltet, allerdings trägt die antiparallele Freilaufdiode den Laststrom. Bei selber Stromrichtung und ausgeschaltetem IGBT tritt KS IV auf. Wenn ein Kurzschluss auftritt nachdem ein IGBT ausgeschaltet wurde, aber noch keine Sperrspannung aufnehmen musste, wird das als KS V bezeichnet.

Die Kurzschlussverläufe der Fälle I bis III bestehen aus einer Phase, in der der Kollektorstrom des IGBT schnell ansteigt. Im Anschluss entsättigt der IGBT, die Kollektor-Emitter Spannung steigt auf die Zwischenkreisspannung an und der Kurzschlussstrom bleibt nahezu konstant. Die Gate-Emitter Spannung definiert über den Elektronenstrom am Emitter den stationären Kurzschlussstrom [30]. Daher kommt es während der stationären Kurzschlussströme nicht zu Stromfehlverteilungen im engeren Sinne. Ebenso wie im Sperrzustand hängen die Ströme von parallelen IGBT von dem jeweiligen IGBT und der Zwischenkreisspannung ab. Es kommt aber nicht zu Wechselwirkungen zwischen den IGBT. Während der Kurzschlussstromflanke kann es allerdings zu Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT kommen. Die Kurzschlussstromflanke eines niederinduktiven KS I wird durch das Einschaltverhalten des IGBT vorgegeben. Die Stromflanken von hochinduktiven KS I und dem Kurzschlussfall II werden durch die Induktivitäten im Kurzschlusspfad vorgegeben. Daher werden Fehlverteilungen während eines niederinduktiven KS I in Kapitel 6 und die anderen genannten Fälle in Kapitel 5 behandelt. Das Abschalten von Kurzschlussströmen wird in Kapitel 7 betrachtet.

4. Statische Stromfehlverteilungen

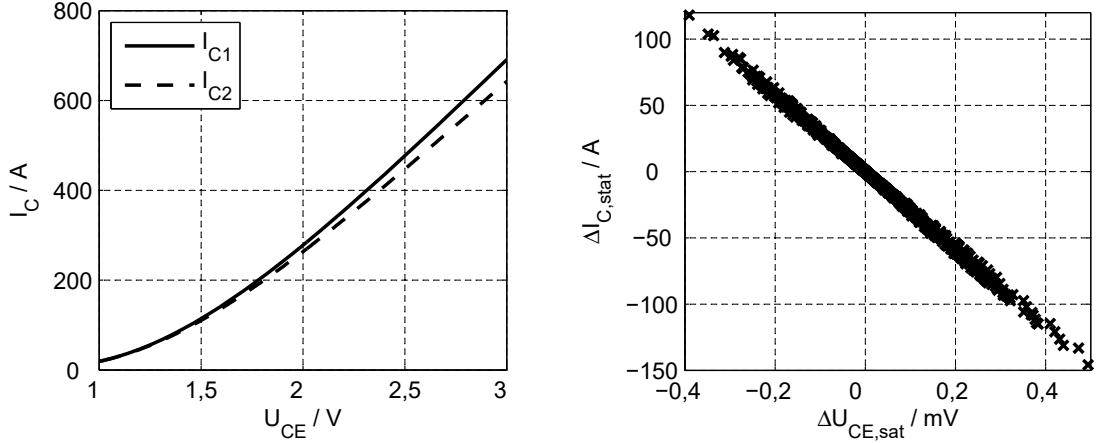
In diesem Kapitel werden statische Stromfehlverteilungen beschrieben. Diese treten im Durchlass der IGBT auf. Daher lassen sie sich mithilfe einfacher Ersatzschaltbilder eines IGBT nachvollziehen. Außerdem sind sie dadurch verlust- aber nicht robustheitsrelevant. Allerdings können sich statische Stromfehlverteilungen auf die Fehlverteilungen während des Ausschaltens auswirken und dadurch robustheitsrelevant werden. Dieser Einfluss wird in Kapitel 7 behandelt. Statische Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT treten immer dann auf, wenn ein konstanter Laststrom sich unsymmetrisch auf die IGBT verteilt.

Die Fehlverteilungen lassen sich durch zwei Randbedingungen beschreiben. Die Durchlassspannungen der IGBT sind gleich ($U_{CE1} = U_{CE2}$) und die Summe der Kollektorströme muss den Laststrom ergeben ($I_{C1} + I_{C2} = I_L$) [31]. Dies führt immer dann zu Stromfehlverteilungen, wenn sich die Kennlinien der IGBT unterscheiden. Solche Unterschiede können durch Variationen der Halbleiterparameter, unterschiedliche Gate-Emitter Spannungen und Temperaturdifferenzen verursacht werden. Diese Ursachen werden im Folgenden getrennt betrachtet, können aber gleichzeitig auftreten. Dabei können sich die Stromfehlverteilungen addieren oder gegenseitig aufheben. Die Unterschiede der Durchlassverluste, die sich durch eine solche Stromfehlverteilung ergeben, sind proportional zur Stromfehlverteilung, da die Durchlassspannungen identisch sind. Daher sind solche Fehlverteilungen zu vermeiden, solange die Durchlassverluste einen relevanten Beitrag zu den Gesamtverlusten leisten. Im Folgenden wird zuerst davon ausgegangen, dass die ohmschen Spannungsabfälle über die Verschienung für die Fehlverteilungen vernachlässigbar sind. Im Anschluss wird dargestellt, welche Änderungen sich ergeben, wenn diese Vereinfachung nicht zutrifft.

4.1. Einfluss von Halbleiterparametern

Diverse Halbleiterparameter haben Einfluss auf das Durchlassverhalten von IGBT. Der Kanalwiderstand des MOS-Kanals wird durch die p-Dotierung im Gebiet des Kanals, die Dicke des Gateoxids und die Geometrie des Gates beeinflusst. Andere Parameter haben Einfluss auf den Spannungsabfall über die Driftzone. Die Grunddotierung der Driftzone, die Dotierprofile an ihren Rändern und die Ladungsträgerlebensdauer beeinflussen die

4. Statische Stromfehlverteilungen



(a) Simulationen von Durchlasskennlinien zweier IGBT-Modelle mit unterschiedlichen p-Dotierungen am Emitter ($N_{A,E2}/N_{A,E1} = 95\%$) und unterschiedlichen Dicken des Gateoxids ($d_{ox2}/d_{ox1} = 110\%$)

(b) Korrelation von statischen Stromfehlverteilungen mit Differenz der Durchlassspannungen aus Simulationen mit variierter Halbleiterparametern

Abbildung 4.1.: Simulationen: Unterschiedliche Durchlasskennlinien und statische Stromfehlverteilungen durch Unterschiede in Halbleiterparametern der IGBT-Modelle

Plasmaverteilung dieses Gebiets und somit dessen Widerstand. Außerdem ist die Dicke des Chips entscheidend für die Dicke der Driftzone. Diese Aufzählung ist nicht vollständig, soll aber aufzeigen, wie vielfältig Einflüsse auf die Durchlassspannung von IGBT sind. Aufgrund von Schwankungen im Herstellungsprozess der IGBT kommt es zu Abweichungen von Halbleiterparametern und infolgedessen zu einer Streuung der Durchlasskennlinien von IGBT-Chips desselben Typs. So werden für das Modul FF450R33T3E3 zum Beispiel für die Durchlassspannung bei Nennstrom und $\vartheta = 25^\circ\text{C}$ ($U_{CE,sat}$) ein typischer Wert von 2,55 V und ein maximaler Wert von 3,1 V angegeben [26]. In Abbildung 4.1a sind beispielhaft die Durchlasskennlinien von zwei IGBT-Modellen dargestellt, die sich in der p-Dotierung am Emitter und der Dicke des Gateoxids unterscheiden. Aufgrund dieser Unterschiede der Halbleiterparameter unterscheiden sich die Kennlinien, sodass eine Parallelschaltung dieser Modelle eine Stromfehlverteilung von bis zu einigen 10 A im dargestellten Bereich der Kollektor-Emitter Spannungen aufweisen würde.

Zur Überprüfung des Einflusses von Halbleiterparametern auf Stromfehlverteilungen wurden 1176 Paare von IGBT-Modellen erstellt, die sich in bis zu zwei Parametern unterscheiden. Die varierten Parameter sind die Dotierungen der p-Gebiete am Kollektor und am Emitter sowie die Grunddotierung, die Trenchtiefe, die Dicke des Gateoxids und die Chipdicke. Für diese Paare wurden Simulationen der statischen Stromfehlverteilungen sowie des Verhaltens während Schalttransienten durchgeführt. In Abbildung 4.1b sind die statischen

4. Statische Stromfehlverteilungen

Stromfehlverteilungen der Parallel-Simulationen ($\Delta I_{C,stat} = I_{C1} - I_{C2}$) über der Differenz der Durchlassspannungen der Modelle ($\Delta U_{CE,sat} = U_{CE1,sat} - U_{CE2,sat}$) bei Nennstrom dargestellt. Der Laststrom während der Parallel-Simulationen betrug doppelten Nennstrom eines einzelnen Modells. Es ist zu erkennen, dass $\Delta I_{C,stat}$ und $\Delta U_{CE,sat}$ sehr gut korrelieren. Daher kann anhand des $\Delta U_{CE,sat}$ für Nennstrom abgeschätzt werden, welche statischen Stromfehlverteilungen bei einer Parallelschaltung dieser IGBT zu erwarten sind.

Diese Abschätzung kann allerdings nicht auf den gesamten Strombereich übertragen werden. Bei verschiedenen Lastströmen und somit verschiedenen Stromdichten können sich Veränderungen des Kanals und der Driftzone unterschiedlich stark auswirken. In Tabelle 4.1 sind die Teildurchlassspannungen von drei verschiedenen IGBT-Modellen bei 100 A und 500 A dargestellt. Neben dem Spannungsabfall über dem Steuerkopf U_{SK} und der Driftzone U_{Drift} wurden die Spannung über den Halbleiterübergängen U_{pn} und die gesamte Durchlassspannung U_{CE} angegeben. Die drei Modelle unterscheiden sich in der Dicke des Gateoxids d_{ox} und in der p-Dotierung am Kollektor $N_{A,C}$. Das erste Modell hat eine geringe Kollektordotierung und ein dickes Gateoxid, das zweite ein dünnes Gateoxid bei geringer Kollektordotierung und das dritte eine hohe Dotierung bei dickem Gateoxid. Das zweite und das dritte Modell haben sowohl für 100 A als auch für 500 A eine reduzierte Durchlassspannung gegenüber dem ersten. Bei dem Modell mit dünnem Gateoxid sind diese Unterschiede fast ausschließlich durch unterschiedliche Steuerkopfspannungen verursacht, bei dem Modell mit der hohen Kollektordotierung hauptsächlich durch eine geringere Spannung der Driftzone. Zusätzlich gibt es bei dem dritten Modell auch einen geringen Unterschied in U_{pn} . Das liegt daran, dass diese Spannung von den Ladungsträgerkonzentrationen an den Übergängen abhängt und diese mit der Kollektordotierung verändert werden. Beim Vergleich der Durchlassspannungen des Modells mit dünnem Gateoxid und des Modells mit hoher Kollektordotierung fällt auf, dass bei geringem Strom das Modell mit hoher Dotierung und bei großem Strom das Modell mit dünnem Gateoxid die geringste Durchlassspannung aufweisen. Bei Erhöhung der Stromdichte erhöhen sich U_{SK} und U_{Drift} nicht proportional.

Tabelle 4.1.: Teildurchlassspannungen von verschiedenen Halbleitermodellen bei unterschiedlichen Strömen

	Modell 1		Modell 2		Modell 3	
d_{ox} / d_{ox1}	100 %		90 %		100 %	
$N_{A,C} / N_{A,C1}$	100 %		100 %		120 %	
I_C	100 A	500 A	100 A	500 A	100 A	500 A
U_{SK}	119 mV	564 mV	107 mV	495 mV	117 mV	559 mV
U_{Drift}	663 mV	1270 mV	664 mV	1269 mV	632 mV	1223 mV
U_{pn}	663 mV	704 mV	662 mV	704 mV	666 mV	707 mV
U_{CE}	1445 mV	2538 mV	1433 mV	2468 mV	1415 mV	2489 mV

4. Statische Stromfehlverteilungen

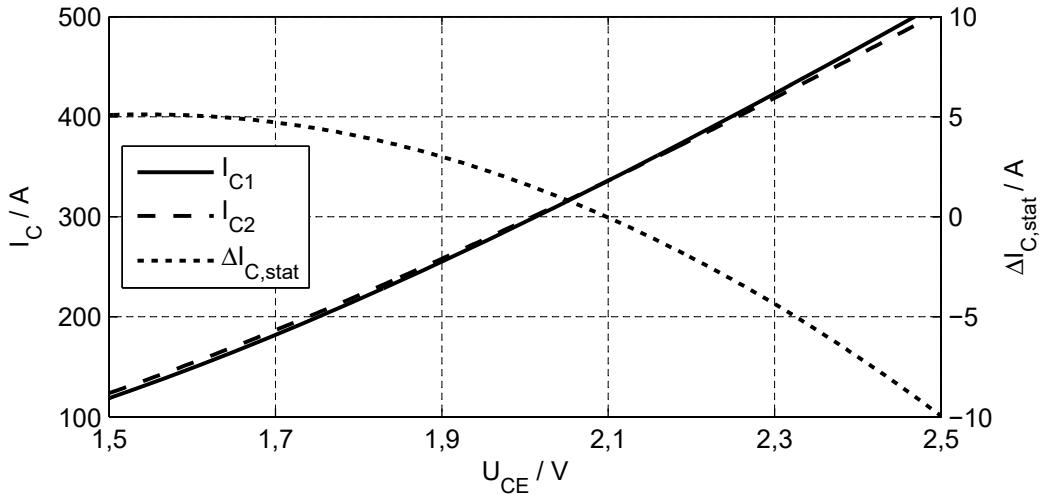


Abbildung 4.2.: Simulationen: Ausschnitt der Durchlasskennlinien von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen p-Dotierungen am Kollektor und unterschiedlichen Dicken des Gateoxids ($d_{ox2}/d_{ox1} = 90\%$, $N_{A,C2}/N_{A,C1} = 120\%$) sowie deren Differenzstrom $\Delta I_{C,stat}$ in einer Parallelschaltung bei der jeweiligen Kollektor-Emitter Spannung

Zwischen den in Tabelle 4.1 dargestellten Strömen erhöhen sich die Spannungen über der Driftzone um durchschnittlich 92 % und die Steuerkopfspannung um etwa 370 %. Dadurch steigt der Einfluss der Steuerkopfspannung auf die Durchlassspannung mit dem Strom. In Abbildung 4.2 sind die Kollektorströme für das zweite und dritte IGBT-Modell über der Durchlassspannung aufgetragen. Zusätzlich ist der Differenzstrom dargestellt, der sich bei einer Parallelschaltung dieser Modelle bei der jeweiligen Kollektor-Emitter Spannung ergibt. Bei geringen Durchlassspannungen und somit auch geringen Strömen ergibt sich eine Stromfehlverteilung zu Ungunsten des Modells mit höherer Kollektordotierung und bei hohen Strömen zu Ungunsten des Modells mit dünnem Gateoxid. Bei $U_{CE} \approx 2,1$ V und $I_C \approx 330$ A schneiden sich die Kennlinien und es kommt zu keiner Stromfehlverteilung. Würde 330 A als Nennstrom dieser Modelle definiert werden, wären statische Stromfehlverteilungen dieser IGBT somit nicht über $U_{CE,sat}$ erkennbar, obwohl diese auftreten, wenn der Laststrom pro Modell größer oder kleiner als der so definierte Nennstrom ist.

Tabelle 4.2.: Teildurchlassspannungen bei unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen

U_{GE}	10 V	15 V	20 V
U_{SK}	1242 mV	564 mV	415 mV
U_{Drift}	1390 mV	1269 mV	1220 mV
U_{pn}	705 mV	705 mV	705 mV
U_{CE}	3337 mV	2538 mV	2340 mV

4. Statische Stromfehlverteilungen

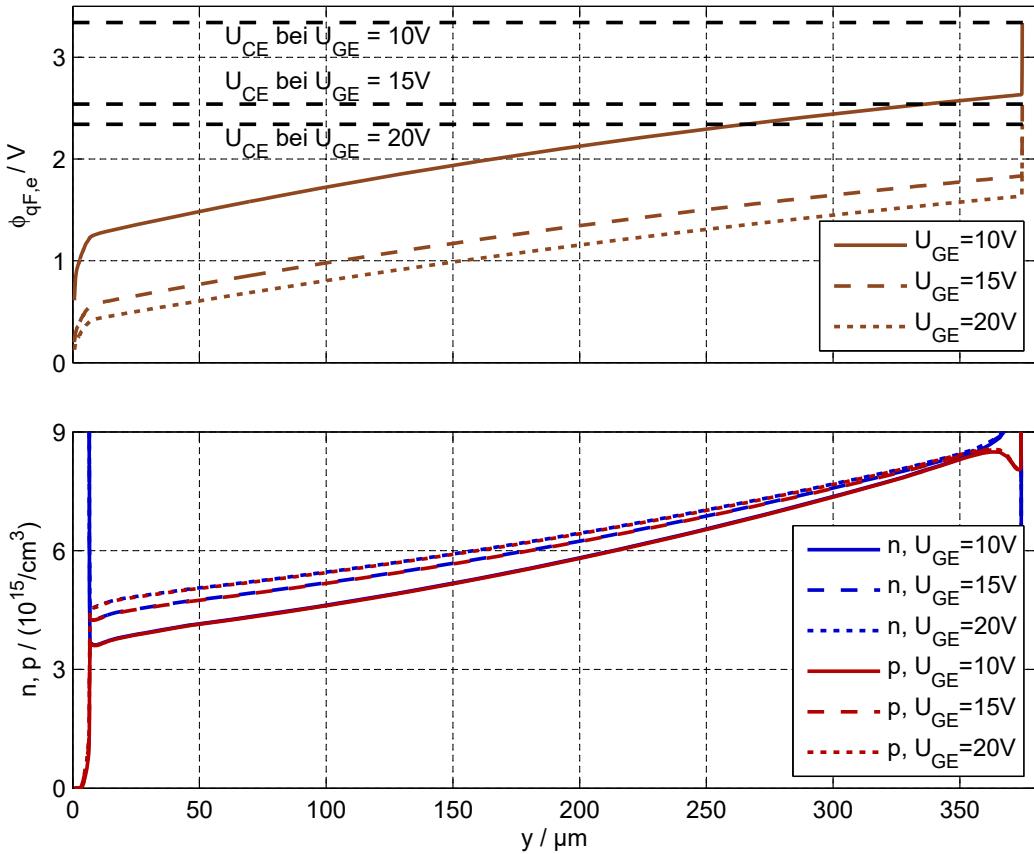


Abbildung 4.3.: Potential- und Plasmaverläufe innerhalb eines IGBT-Modells während Durchlasssimulationen mit verschiedenen Gate-Emitter Spannungen

4.2. Einfluss der Gate-Emitter Spannungen

Die Unterschiede in den Gate-Emitter Spannungen können im statischen Betrieb auftreten, wenn getrennte Treiber für die parallelen IGBT verwendet werden und sich diese Treiber in ihren treibenden Spannungen U_T unterscheiden. Außerdem können ohmsche Anteile der Verschienung zwischen Chipemitter und Hilfsemitter, die vom Emitterstrom durchflossen werden, zu unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen an den IGBT-Chips führen, obwohl die treibenden Spannungen identisch sind. Unabhängig von der Ursache führen Abweichungen der Gate-Emitter Spannungen zu unterschiedlichen Kennlinien der IGBT und somit zu Stromfehlverteilungen. In Abbildung 4.3 sind die Verläufe des Potentials sowie der Löcher- und Elektronenkonzentrationen eines IGBT-Modells für verschiedene Gate-Emitter Spannungen und identischen Kollektorstrom dargestellt. Zusätzlich sind die Teildurchlassspannungen dieser Simulationen in Tabelle 4.2 analog zu Tabelle 4.1 aufgelistet. In Abbildung 4.3 ist zu erkennen, dass sich der Spannungsabfall über den ersten μm des IGBT-Modells zwischen den unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen erheblich

4. Statische Stromfehlverteilungen

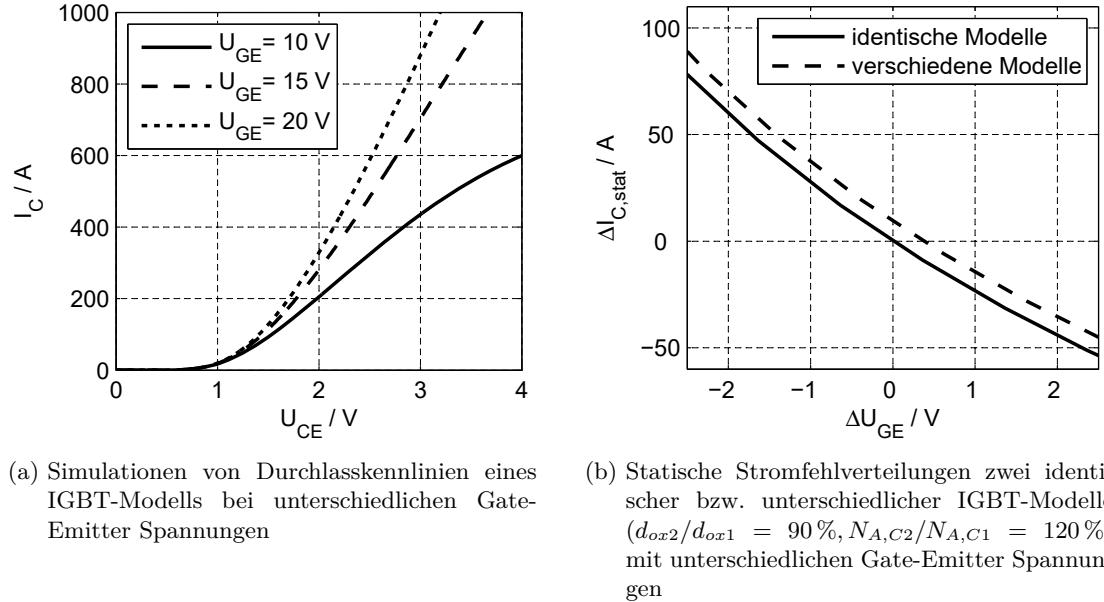


Abbildung 4.4.: Simulationen: Unterschiedliche Durchlasskennlinien und statische Stromfehlverteilungen durch Unterschiede der Gate-Emitter Spannungen

unterscheidet. Diese Unterschiede lassen sich in den Steuerkopfspannungen wiederfinden. Der Spannungsabfall über dem Kanal, der Teil der Steuerkopfspannung ist, ist abhängig von der Differenz zwischen Gate-Emitter Spannungen und Thresholdspannung und somit, bei unveränderter Thresholdspannung, von der Gate-Emitter Spannung. Die Unterschiede in U_{SK} erklären den Großteil der Unterschiede zwischen den Durchlassspannungen. Zusätzlich tritt aber ein Unterschied zwischen den Spannungsabfällen über der Driftzone auf. Die Elektronen- und Löcherkonzentrationen variieren mit der Gate-Emitter Spannung. Bei höherer U_{GE} erhöht sich der emitterseitige Aufhängepunkt des Elektronen-Loch-Plasmas. Der kollektorseitige Aufhängepunkt verändert sich nahezu nicht. Diese Veränderung führt zu einer Variation des Plasmas mit der Gate-Emitter Spannung. Dadurch sinkt U_{Drift} mit steigender Gate-Emitter Spannung zusätzlich zur sinkenden U_{SK} . Die Spannung über den Übergangen verändert sich dabei nicht. Die Ursache für die Variation des emitterseitigen Aufhängepunkts des Plasmas ist eine Variation der Elektronenkonzentration im MOS-Kanal. Eine erhöhte Gate-Emitter Spannung führt zu einer erhöhten Elektronenansammlung am Gateoxid und somit zu einem erhöhten Plasma-Aufhängepunkt. Dadurch ist die Plasmakonzentration in der Driftzone erhöht und der Spannungsabfall über der Zone reduziert. Neben dieser Auswirkung auf die Durchlassspannung des IGBT hat diese Erhöhung der Plasmakonzentration Einfluss auf das Ausschalten und das Kurzschlussverhalten.

4. Statische Stromfehlverteilungen

Diese Auswirkungen der Gate-Emitter Spannung auf das Durchlassverhalten des IGBT lassen sich auch in den entsprechenden Kennlinien wiederfinden. In Abbildung 4.4a sind die Kennlinien des IGBT-Modells für die drei Gate-Emitter Spannungen dargestellt. Zu erkennen sind erhebliche Unterschiede des Anstiegs der Kennlinie für $U_{CE} > 1,2$ V. Durch diese Unterschiede in den Kennlinien wird deutlich, dass sich bei parallelen IGBT Stromfehlverteilungen ergeben können, wenn die Gate-Emitter Spannungen nicht identisch sind. In Abbildung 4.4b sind Stromfehlverteilungen zwischen identischen IGBT-Modellen abhängig von deren Unterschieden in den Gate-Emitter Spannungen dargestellt. Wenn die IGBT allerdings bereits Stromfehlverteilungen bei identischen Gate-Emitter Spannungen aufweisen, können diese durch Unterschiede in den Gate-Emitter Spannungen verstärkt, aber auch reduziert werden. In Abbildung 4.4b ist zusätzlich ein Beispiel von Stromfehlverteilungen zwischen IGBT-Modellen mit um 10 % unterschiedlichen Oxiddicken und Kollektordotierungen in Abhängigkeit ihrer Gate-Emitter Spannungen dargestellt. Diese Modelle weisen bei identischen Gate-Emitter Spannungen eine Stromfehlverteilung von etwa 20 A und keine Stromfehlverteilung bei $\Delta U_{GE} = 0,9$ V auf.

Diese Einflussmöglichkeit auf die statischen Stromfehlverteilungen kann dafür genutzt werden, diese zu minimieren. In [33] wird zum Beispiel vorgestellt, dass statische und quasi-statische Stromfehlverteilungen reduziert werden können, indem der IGBT mit höherem Kollektorstrom während des Durchlasses mit einer reduzierten Gate-Emitter Spannung betrieben wird. Die reduzierte Gate-Emitter Spannung muss dabei dynamisch angepasst werden. Diese Anpassung erfolgt über eine Puls-Weiten-Modulation der Gate-Emitter Spannung. Diese und ähnliche Methoden haben zwei Nachteile. Erstens sind die Treiber für solche Methoden erheblich komplexer als Treiber ohne dynamische Anpassmöglichkeiten. Als besonders kritisch muss dabei die Notwendigkeit der Messung der einzelnen IGBT-Ströme betrachtet werden. Zweitens führt diese Methode zu einer Erhöhung der gesamten Durchlassverluste. Eine statische Stromfehlverteilung wird genau dann verhindert, wenn die gesamte Durchlassspannung der Durchlassspannung des schlechter leitfähigen IGBT bei halbem Laststrom entspricht. Diese ist höher als die gesamte Durchlassspannung, wenn sich der Strom nach den Kennlinien der IGBT bei identischen Gate-Emitter Spannungen aufteilt. Somit können solche Methoden sinnvoll sein, wenn die Fehlverteilung der Verluste relevanter ist als die gesamten Durchlassverluste. Eine Erhöhung der Gate-Emitter Spannung des IGBT mit geringerem Kollektorstrom würde das zweite Problem nur formal lösen. Wenn eine solche Erhöhung bei gegebenen Anforderungen an die Kurzschlussfestigkeit und die Langzeitstabilität des Gateoxids möglich ist, werden die IGBT nicht mit der für Durchlassverluste optimalen Gate-Emitter Spannung betrieben.

4. Statische Stromfehlverteilungen

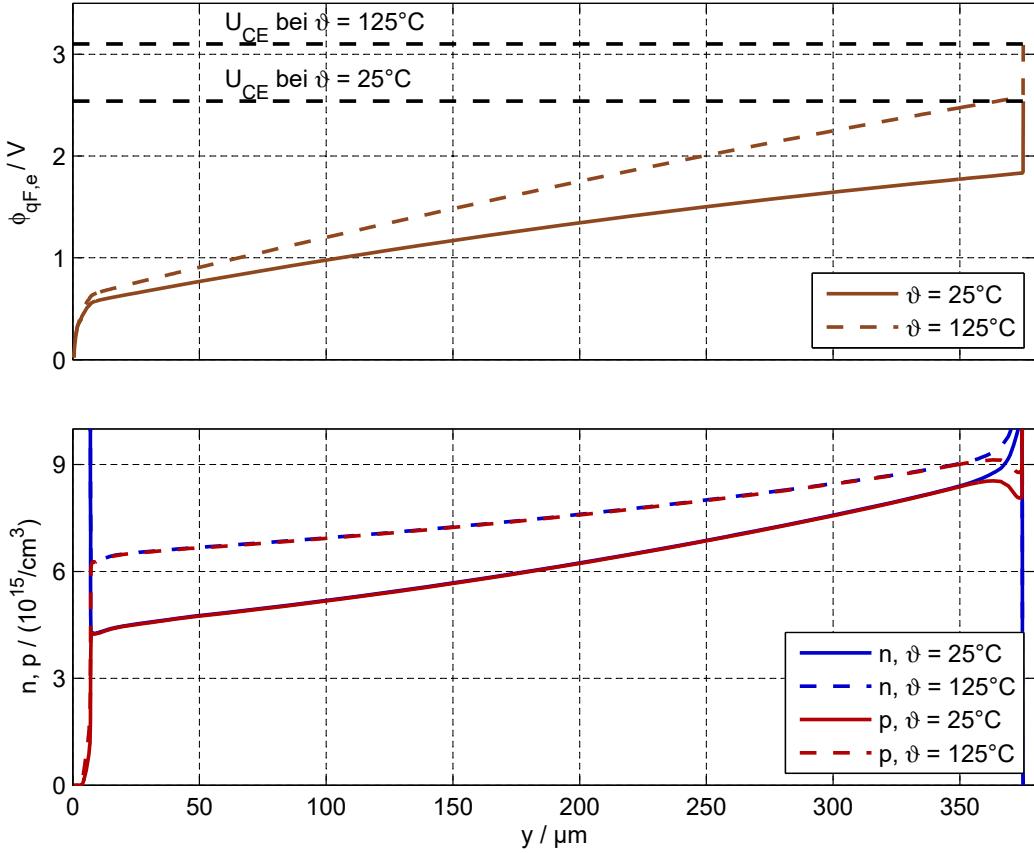


Abbildung 4.5.: Potential- und Plasmaverläufe innerhalb eines IGBT-Modells während Durchlasssimulationen mit verschiedenen Temperaturen

4.3. Einfluss der Chiptemperaturen

Die Durchlasskennlinien von IGBT sind temperaturabhängig. Daher können Unterschiede in den Temperaturen der IGBT zu Stromfehlverteilungen führen. Solche Unterschiede können durch unterschiedliche thermische Anbindung der Halbleiter an die Kühlung oder durch unterschiedliche Verluste der Halbleiter verursacht werden. Zur Bestimmung des Einflusses der Temperatur auf die Durchlassspannung werden die Teildurchlassspannungen eines IGBT-Modells betrachtet. Diese sind in Tabelle 4.3 für zwei verschiedene Temperaturen aufgelistet. In Abbildung 4.5 sind die Potential- und Plasmaverläufe für dasselbe IGBT-Modell und dieselben Temperaturen dargestellt.

Die Steuerkopfspannung nimmt mit steigender Temperatur leicht zu. Dies ist auf zwei entgegengesetzte Effekte zurückzuführen. Zum Einen sinkt die Thresholdspannung mit steigender Temperatur. Das führt zu einem Anstieg der Differenz zwischen Gate-Emitter und Thresholdspannung, wodurch die Kanalspannung sinkt. Zum Anderen sinkt die Be-

4. Statische Stromfehlverteilungen

weglichkeit der Ladungsträger mit steigender Temperatur, was eine Erhöhung der Kanalspannung und dadurch der Steuerkopfspannung zur Folge hat. Die Spannung über der Driftzone nimmt mit steigender Temperatur zu, obwohl die Plasmakonzentration steigt. Die Ursache dafür ist die geringere Ladungsträgerbeweglichkeit bei hohen Temperaturen. Die höhere Plasmakonzentration ist auf die höhere Lebensdauer der Ladungsträger und die höhere Elektronenkonzentration am Kanal zurückzuführen. Diese Kombination führt aber trotz des Einflusses der Ladungsträgerlebensdauer zu einem deutlich positiven Temperaturkoeffizienten von U_{Drift} . Die Spannung über den Übergängen hat einen negativen Temperaturkoeffizienten. Dies liegt einerseits am Einfluss der Temperatur auf den Abstand der Bandkanten zum Fermi-Niveau und andererseits am Einfluss der Ladungsträgerkonzentrationen an den Übergängen auf den Spannungsabfall. In Abbildung 4.6a sind die Durchlasskennlinien des IGBT-Modells für unterschiedliche Temperaturen dargestellt. In Summe ergeben die dargestellten Einflüsse der Temperatur auf die Teildurchlassspannungen einen positiven Temperaturkoeffizienten der gesamten Durchlassspannung. Dies gilt für dieses IGBT-Modell, aber nicht allgemein für jeden IGBT. Bei einer anderen Zusammensetzung der Teildurchlassspannungen kann sich das Temperaturverhalten unterscheiden.

In Abbildung 4.6b sind Stromfehlverteilungen zwischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Temperaturen dargestellt. Diese Simulationen wurden für identische Modelle und einem Paar unterschiedlicher Modelle durchgeführt. Für beide Simulationen ist ein starker Einfluss der Temperaturdifferenz erkennbar. Für die identischen Modelle sind die Stromfehlverteilungen symmetrisch um $\Delta\vartheta = 0 \text{ K}$ und $\Delta I_C = 0 \text{ A}$ verteilt, da die einzige vorhandene Ursache für Stromfehlverteilungen die Temperaturdifferenz ist. Bei unterschiedlichen IGBT-Modellen besteht bei $\Delta\vartheta = 0 \text{ K}$ bereits eine Stromfehlverteilung, die durch eine Temperaturdifferenz verstärkt oder reduziert werden kann.

Die einzige Rückkopplung der Fehlverteilung auf das IGBT-Verhalten, die bei konstanten Lastströmen zu erwarten ist, ist eine thermische. Die Strom- und Spannungsänderungen sind zu gering, um Einkopplungen in die Gatestromkreise oder IGBT-interne Wirkungen auf die Gate-Emitter Spannung zu verursachen. Da statische Stromfehlverteilungen unterschiedliche Durchlassverluste verursachen, kann das zu unterschiedlichen Chiptemperaturen führen, welche wiederum die Kennlinien der IGBT und somit die Fehlverteilungen

Tabelle 4.3.: Teildurchlassspannungen bei unterschiedlichen Temperaturen und Strömen

ϑ	25 °C	125 °C
U_{SK}	564 mV	637 mV
U_{Drift}	1269 mV	1942 mV
U_{pn}	705 mV	511 mV
U_{CE}	2538 mV	3090 mV

4. Statische Stromfehlverteilungen

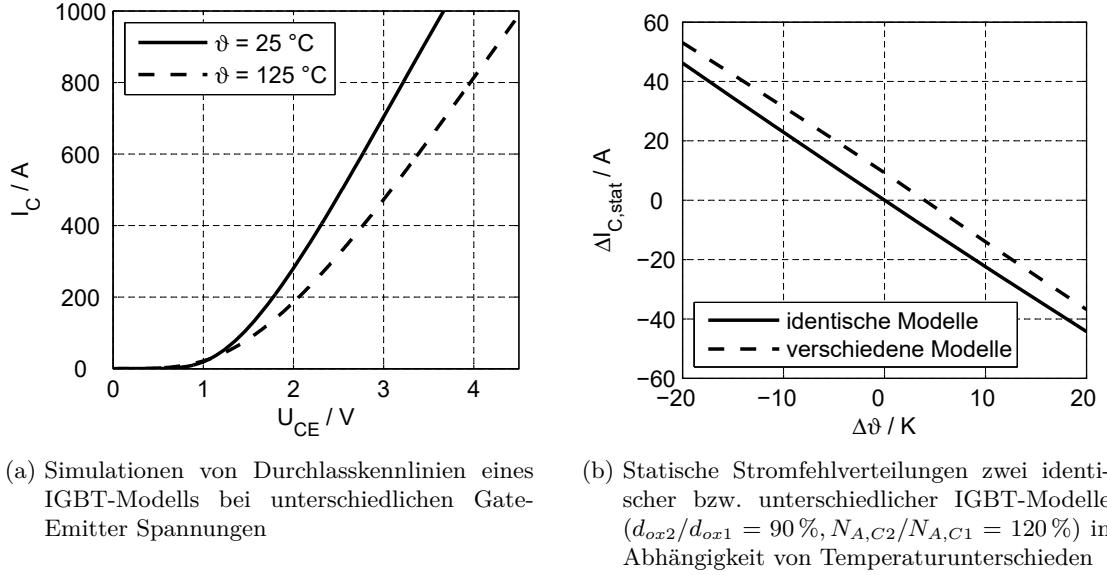


Abbildung 4.6.: Simulationen: Unterschiedliche Durchlasskennlinien und statische Stromfehlverteilungen durch Temperaturunterschiede

beeinflussen. Ob diese Rückkopplung symmetrierend oder entsymmetrierend wirkt, hängt vom Temperaturkoeffizienten der Durchlasskennlinien ab. Ein negativer Temperaturkoeffizient bedeutet das Absinken der Durchlassspannung bei höherer Temperatur und somit eine Verstärkung der Fehlverteilung. Ein positiver Temperaturkoeffizient verringert die Fehlverteilung, da die Durchlassspannung des IGBT mit dem höheren Strom steigt. Dadurch ergibt sich ein neues Gleichgewicht bei einer höheren Durchlassspannung und somit geringerer Fehlverteilung. In frühen Untersuchungen zur Parallelschaltung wurden negative Temperaturkoeffizienten für geringe und positive Temperaturkoeffizienten für hohe Kollektorströme festgestellt [31]. Heutige IGBT (zum Beispiel [26]) haben teilweise über den Großteil der Kennlinie einen positiven Temperaturkoeffizienten, wie bereits anhand der Abbildung 4.5 und 4.6a und Tabelle 4.3 diskutiert.

In Abbildung 4.7 ist die thermische Rückkopplung zusammengefasst. Unterschiedliche Kennlinien führen zu einer Verteilung des Laststroms, die wiederum zu Temperaturunterschieden führt. Diese Unterschiede beeinflussen die Kennlinien der IGBT und somit die Ursache der Fehlverteilungen. Die genaue Wirkung der thermischen Rückkopplung hängt stark von der Anbindung der Halbleiter an die Kühlung ab. Besonders sind thermische Querkopplungen der IGBT zu berücksichtigen. Solche Kopplungen reduzieren die Temperaturdifferenzen zwischen den IGBT und somit auch die Rückkopplung von Verlustfehlverteilungen auf die Stromfehlverteilungen. In Abbildung 4.6b sind die Stromfehlverteilungen für IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Durchlasskennlinien und Tempera-

4. Statische Stromfehlverteilungen

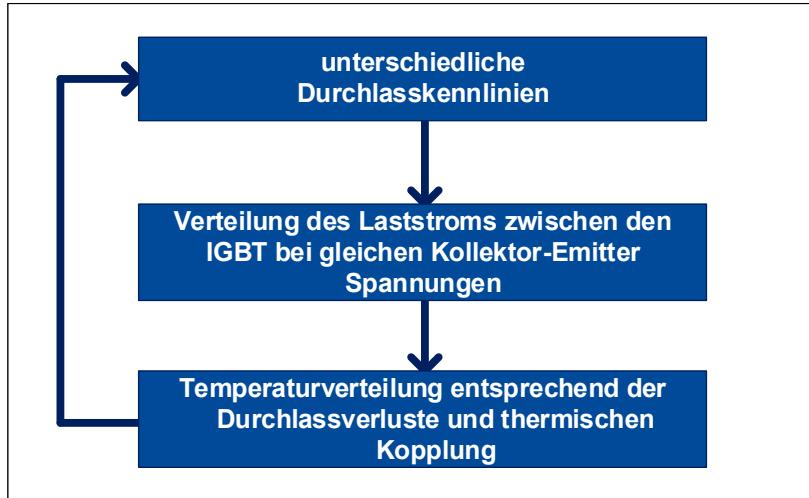


Abbildung 4.7.: Wirkungskette der thermischen Rückkopplung bei konstantem Laststrom

turdifferenz dargestellt. Bei $\Delta\vartheta = 0$ K tritt eine Stromfehlverteilung von $\Delta I_C \approx 10$ A und bei $\Delta\vartheta = 4$ K tritt keine Stromfehlverteilung auf. Diese beiden Punkte setzen die beiden Extrempunkte dieser Rückkopplung ohne die Berücksichtigung zusätzlicher Wärmequellen und Asymmetrien der Kühlung. Bei idealer thermischer Anbindung an eine Kühlung, die identische Chiptemperaturen verursacht, wirkt die Rückkopplung nicht und ΔI_C beträgt 10 A. Bei einer Kühlung, die eine exakte Wärmeleistung pro IGBT abführt, würde die Rückkopplung die Stromfehlverteilung bei $\Delta\vartheta = 4$ K ausgleichen. Beide beschriebene Verhalten der Kühlung sind technisch kaum umzusetzen und auch nicht praktikabel. Bei realer Kühlung würde die Fehlverteilung zwischen diesen Extremen liegen. Der genau Wert der Fehlverteilung hängt aber von der jeweiligen Kühlung und den thermischen Kopplungen ab.

4.4. Einfluss der Verschienung

Sind die Spannungsabfälle über den Widerständen in den Kollektor- und Emitterstrompfaden nicht vernachlässigbar, kann dies sowohl einen symmetrierenden als auch einen asymmetrierenden Einfluss auf die statischen Stromfehlverteilungen haben. Zur Unterscheidung dieser Einflüsse werden Verschienungswiderstände R_1 und R_2 in den Strompfaden der parallelen IGBT zuerst als identisch angenommen, anschließend der asymmetrierende Einfluss von Unterschieden der Widerstände ($\Delta R = R_2 - R_1$) betrachtet. Die Bezeichnung Verschienungswiderstände bezieht sich auf alle Widerstände in den Strompfaden der Kollektor- und Emitterströme und bezieht auch die modulinternen Widerstände von Bonddrähten und Substraten mit ein.

4. Statische Stromfehlverteilungen

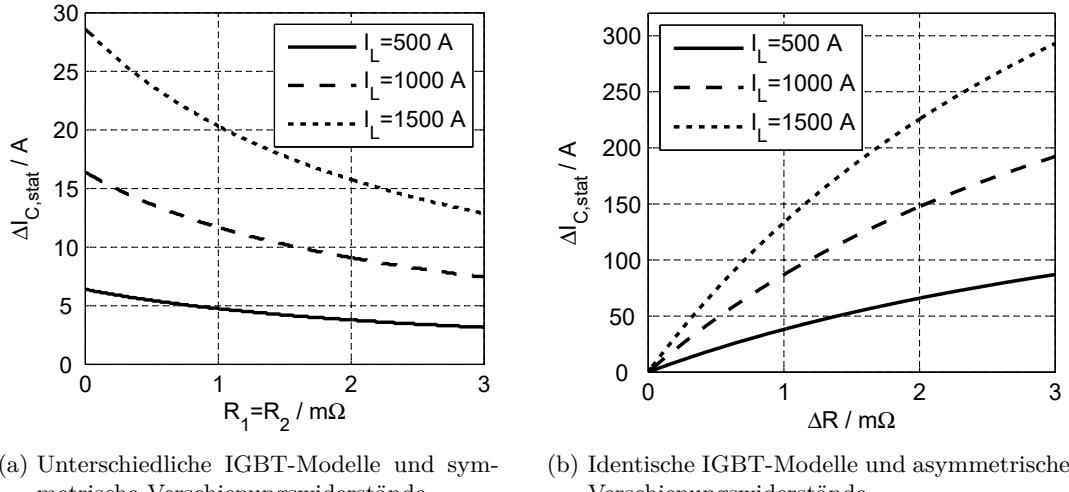


Abbildung 4.8.: Simulationen von statischen Stromfehlverteilungen in Abhängigkeit der Verschienungswiderstände bei unterschiedlichen Lastströmen

In Abbildung 4.8a sind die statischen Stromfehlverteilungen zwischen zwei unterschiedlichen IGBT-Modellen in Abhängigkeit der Verschienungswiderstände $R_1 = R_2$ bei drei verschiedenen Lastströmen dargestellt. Ohne Verschienungswiderstände gibt es bei allen drei Lastströmen Stromfehlverteilungen, die mit steigenden Widerständen abnehmen. Dies ist damit zu begründen, dass der Unterschied zwischen den Kennlinien nur noch zum Teil durch die Kennlinien selber ausgeglichen wird. Stattdessen wird ein Teil des Spannungsunterschieds vom unterschiedlichen Spannungsabfall über die identischen Widerstände kompensiert. Dieser symmetrierende Einfluss kann allerdings immer nur bei Anwesenheit einer Stromfehlverteilung wirken. Daher nehmen die Stromfehlverteilungen in 4.8a asymptotisch ab. Die Verschienungswiderstände können durch die Symmetrierung der Kollektorströme auch die Durchlassverluste symmetrieren. Allerdings führen sie zu einer Zunahme der Gesamtverluste des Umrichters.

Asymmetrien der Verschienungswiderstände können die Ursachen für statische Stromfehlverteilungen sein. In Abbildung 4.8b sind die Stromfehlverteilungen zwischen identischen IGBT-Modellen aufgrund eines Unterschieds der Verschienungswiderstände für verschiedene Lastströme dargestellt. Die Stromfehlverteilungen nehmen mit steigender Asymmetrie der Widerstände zu. Zusätzlich nehmen die Stromfehlverteilungen überproportional mit dem Laststrom zu. Die Ursachen dafür sind einerseits die Nichtlinearität der IGBT-Kennlinie und andererseits der mit dem Laststrom steigende Spannungsunterschied über den Widerständen.

4. Statische Stromfehlverteilungen

Zusätzlich zu den genannten Einflüssen der Verschienungswiderstände, gibt es einen Einfluss eines Teils der Verschienungswiderstände auf die Gate-Emitter Spannung. Die ohmschen Anteile der Verschienung zwischen Chipemitter und Hilfsemitter, die vom Emitterstrom durchflossen werden, haben zum Einen den Einfluss eines Verschienungswiderstands wie in jedem anderen Teil der parallelen Strompfade. Außerdem reduzieren diese Widerstände die Gate-Emitter Spannung der IGBT. Dies ist besonders bei modulinternen Stromfehlverteilungen zu beachten. In [35] betragen die Differenzen der Gate-Emitter Spannungen innerhalb des untersuchten Modul-Ersatzschaltbilds aufgrund solcher Widerstände etwa 200 mV. Da solche Fehlverteilungen eine Zusammensetzung aus den in diesem Abschnitt beschriebenen Einflüssen und den Einflüssen der Gate-Emitter Spannung sind, die in Abschnitt 4.2 beschrieben sind, werden sie nicht weiter erläutert.

4.5. Zusammenfassung der Einflüsse auf statische Stromfehlverteilungen

Die statische Stromfehlverteilung zwischen IGBT wird durch die Spannungsabfälle über den parallelen Strompfaden bestimmt. Dabei sind sowohl die Durchlassspannungen der IGBT und die ohmschen Spannungsabfälle über die Verschienungen zwischen den IGBT entscheidend. In Tabelle 4.4 sind die in diesem Kapitel beschriebenen Einflüsse auf statische Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT zusammengefasst.

Tabelle 4.4.: Zusammenfassung der Einflüsse auf statische Stromfehlverteilungen

Ursache für Fehlverteilung	Auswirkung auf den Kollektorstrom
höhere $U_{CE,sat}$	↓
höhere U_{GE}	↑
höhere Temperatur	↓
höherer Verschienungswiderstand	↓

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

Stromfehlverteilungen, die im Durchlass der IGBT auftreten, aber nicht den statischen Fehlverteilungen entsprechen, werden als quasistatisch bezeichnet. Diese treten während Änderungen des Laststroms auf, wenn neben ohmschen auch induktive Spannungsabfälle in den parallelen Strompfaden relevant werden. Außerdem treten sie nach Kommutierungen auf, bevor sich statische Stromfehlverteilungen einstellen können. Stromfehlverteilungen während der Stromtransienten des Kurzschlussfalls II und des hochinduktiven KS I werden von denselben Mechanismen verursacht und werden daher am Ende dieses Kapitels beschrieben.

Ebenso wie statische Stromfehlverteilungen führen quasistatische Stromfehlverteilungen zu Verlustfehlverteilung. Allerdings treten diese Fehlverteilungen nicht bei identischen Kollektor-Emitter Spannungen auf und Strom- und Verlustfehlverteilungen sind somit im Allgemeinen nicht proportional. Neben den Verlusten beeinflussen quasistatische Fehlverteilungen die anschließenden dynamischen Vorgänge, was in den Kapiteln 6 und 7 behandelt wird.

5.1. Fehlverteilungen während Laststromänderungen

Während Laststromänderungen treten Stromfehlverteilungen auf, die sich von statischen Stromfehlverteilungen durch den Einfluss der Verschienungsinduktivitäten unterscheiden. Alle möglichen Ursachen für statische Stromfehlverteilungen können auch quasistatische Fehlverteilungen auslösen. Allerdings können quasistatische Stromfehlverteilungen zusätzlich auch von unterschiedlichen Induktivitäten bzw. induktiven Kopplungen in den parallelen Strompfaden verursacht werden. Laststromänderungen führen zu Spannungsabfällen an diesen parasitären Induktivitäten. Durch die steilen Durchlasskennlinien von Leistungs-halbleitern führen geringe Unterschiede dieser Spannungsabfälle zu Stromfehlverteilungen [8]. In [75] und [76] wurden anschauliche Beispiele für quasistatische Fehlverteilungen durch induktive Einflüsse dargestellt. Die Verlegung des Kabels zwischen der Lastverschienung von parallelen Halbbrücken und der Lastdrossel beeinflusste die Fehlverteilungen während Laststromänderungen erheblich. Als Lösung für solche Probleme wurde eine möglichst flä-

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

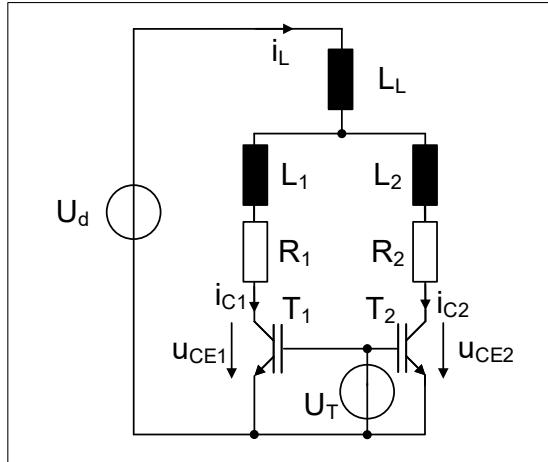


Abbildung 5.1.: Schaltbild zum Verständnis quasistatischer Stromfehlverteilungen während des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel L_L

chige Lastverschienung in der Nähe der Module gefunden. Außerdem wurde zum Beispiel in [24] eine ähnliche Analyse der Fehlverteilungen durchgeführt wie die folgende, allerdings im Laplace- und nicht im Zeitbereich. Die Analyse im Zeitbereich lehnt sich an die Analyse in [68] an. Bei dieser wurden allerdings Fehlverteilungen im hochinduktiven KS I betrachtet, was in Abschnitt 5.3 genauer betrachtet wird.

Für die Analyse von Fehlverteilungen in Verschienungen kann die PEEC-Methode verwendet werden. In [9] wird gezeigt, dass mit der PEEC-Methode Stromfehlverteilungen untersucht werden können. Außerdem wird erläutert, dass Verschienungen mit dieser Methode optimiert werden können. Als Beispiel wurde dabei eine Lastverschienung für die Parallelschaltung von IGBT verwendet, deren Impedanzen durch das Einfügen eines Schlitzes optimiert werden können, um quasistatische Stromfehlverteilungen dadurch zu beeinflussen. Um die Betrachtung allgemein zu halten, werden im Folgenden quasistatische Fehlverteilungen während des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel L_L anhand eines simplen Ersatzschaltbildes analysiert. In Abbildung 5.1 ist der entsprechende Schaltplan dargestellt. Das hier verwendete simple Ersatzschaltbild beinhaltet zusätzlich zu L_L die Verschienungsininduktivitäten L_1 und L_2 , Verschienungswiderstände R_1 und R_2 , sowie die IGBT T_1 und T_2 . Die Kopplungen zwischen den Induktivitäten des Ersatzschaltbilds werden nicht betrachtet. Eine Asymmetrie dieser Kopplungen verhält sich ähnlich wie Unterschiede der Eigeninduktivitäten. In beiden Fällen führen identische Änderungen der Kollektorströme zu unterschiedlichen Spannungsabfällen über L_1 und L_2 . Für die Analyse wird davon ausgegangen, dass $L_L \gg L_1, L_2$ und die IGBT durch ihre Kennlinien beschrieben werden können. Diese werden durch eine Schleusenspannung u_{CE0} und einen differentiellen Widerstand r_d approximiert.

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

$$u_{CE} = u_{CE0} + r_d \cdot i_C \quad (5.1)$$

Auf Ursachen für unterschiedliche Kennlinien wird hier nicht genauer eingegangen, da diese in Kapitel 4 bereits umfangreich beschrieben wurden. Es wird davon ausgegangen, dass die Stromänderungen langsam genug sind, sodass die Plasmadynamik innerhalb der IGBT vernachlässigbar ist. Außerdem wird der Einfluss der Verschienungswiderstände R_1 und R_2 zusammen mit den differentiellen Widerständen betrachtet. Aus dem Ersatzschaltbild ergibt sich ein System von Differentialgleichungen. Für die drei Fälle unterschiedlicher Induktivitäten, unterschiedlicher Schleusenspannungen und unterschiedlicher Widerstände wurden partikuläre Lösungen dieser Differentialgleichungen für die Anfangswerte $i_{C1}(t=0) = i_{C2}(t=0) = 0$ ermittelt. Im Allgemeinen setzen sich die Kollektorströme aus einem Anteil des Laststroms $i_L(t) \approx \frac{U_d \cdot t}{L_L}$ und einer endlichen Stromfehlverteilung ΔI_{QS} zusammen, welche mit einer Zeitkonstante τ_{QS} anwächst.¹

$$i_{C1,2}(t) \approx \frac{U_d \cdot t}{L_L} \frac{1 \pm k_{QS}}{2} \pm \Delta I_{QS} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{QS}}} \right) \quad (5.2)$$

Die Werte k_{QS} , ΔI_{QS} und τ_{QS} hängen von der jeweiligen Ursache der Fehlverteilung ab. In Tabelle 5.1 sind die Werte für asymmetrische induktive und ohmsche Anteile sowie für unterschiedliche Schleusenspannungen aufgelistet. Die Existenz eines stationären Endwertes der Fehlverteilung lässt sich dadurch erklären, dass bei $\Delta i_C(t \gg \tau_{QS}) = 2 \cdot \Delta I_{QS}$ die Ursache der Fehlverteilung durch die Unterschiede der ohmschen Spannungsabfälle ausgeglichen wird. Dies ist allerdings nur der Fall, wenn die ohmschen Anteile identisch sind. Andernfalls gibt es einen dauerhaft ansteigenden Anteil der Stromfehlverteilung, der durch den Gewichtungsfaktor k_{QS} berücksichtigt wird.

In Abbildung 5.2 sind die Kollektorströme zweier paralleler IGBT und deren Differenz während einer Messung des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel bei asymmetrisch angeschlossener Last dargestellt. Während der Laststrom auf etwa 1,4 kA zunimmt, zeigen die

¹Die Herleitung dieser Ergebnisse wird im Anhang A.1 dargestellt.

Tabelle 5.1.: Verlauf der quasistatischen Stromfehlverteilungen mit Formel 5.2

Ursache	ΔI_{QS}	k_{QS}	τ_{QS}
$L_1 \neq L_2$	$\frac{U_d}{2L_L} \frac{L_2 - L_1}{2(r_d + R)}$	0	$\frac{L_1 + L_2}{2(r_d + R)}$
$R_1 + r_{d1} \neq R_2 + r_{d2}$	$\frac{U_d}{2L_L} \frac{R_1 + r_{d1} - R_2 - r_{d2}}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}} \tau_{QS}$	$\frac{R_2 + r_{d2} - R_1 - r_{d1}}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}}$	$\frac{L_1 + L_2}{(r_{d1} + R_1 + r_{d2} + R_2)}$
$u_{CE0,1} \neq u_{CE0,2}$	$\frac{u_{CE0,2} - u_{CE0,1}}{2(r_d + R)}$	0	$\frac{L_1 + L_2}{2(r_d + R)}$

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

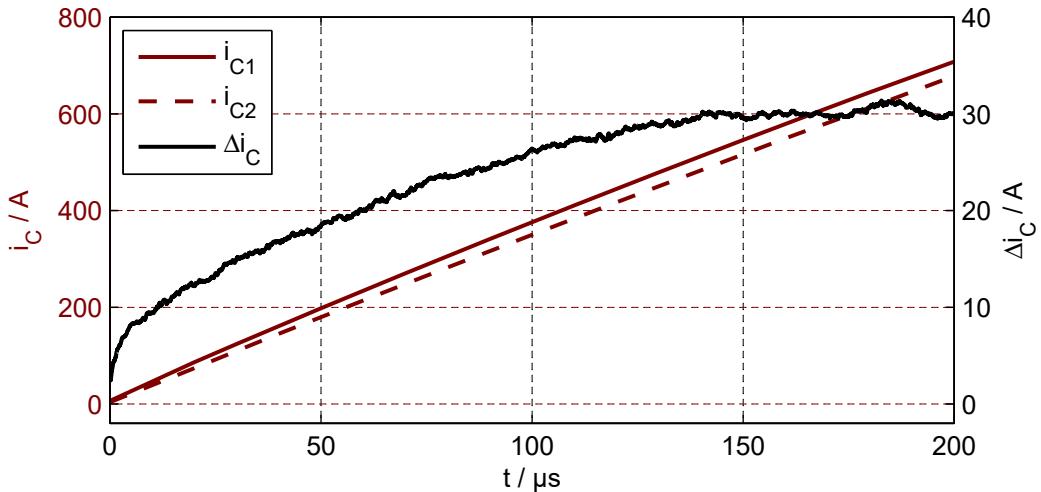


Abbildung 5.2.: Messung der Stromfehlverteilung zwischen zwei parallelen IGBT während des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel aufgrund von asymmetrischen Lastverschiebungen

Kollektorströme eine Fehlverteilung, die bis $t \approx 140 \mu\text{s}$ auf etwa 30 A steigt und anschließend nahezu konstant bleibt. Dieser Verlauf bestätigt die Ergebnisse der theoretischen Betrachtung. Der Anstieg der Stromfehlverteilung entspricht jedoch nicht einer einfachen Zeitkonstante. Der initiale Anstieg des Differenzstroms lässt auf eine Zeitkonstante im Bereich von 20 μs schließen, während das Erreichen des statischen Werts auf eine Zeitkonstante von etwa 40 μs schließen lässt. Dieser Unterschied kann durch die zum Anfang der Betrachtung getroffenen Annahmen erklärt werden. Die für die IGBT angesetzte Kennlinie (Gleichung 5.1) ist besonders für kleine Ströme ungenau. Der differentielle Widerstand sinkt mit steigendem Strom. Ein größerer differentieller Widerstand führt zu einer kleineren Zeitkonstante. Außerdem wurde vernachlässigt, dass das Elektronen-Loch-Plasma nach dem Einschalten der IGBT erst gebildet werden muss, um die entsprechende statische Durchlasskennlinie zu erreichen. Auch dies führt zu einem anfänglich höheren differentiellen Widerstand und somit einer geringeren Zeitkonstante. In der Messung, die in Abbildung 5.2 dargestellt ist, wurden die IGBT zum Zeitpunkt $t = 0$ eingeschaltet.

Bei quasistatischen Stromfehlverteilungen aufgrund von unterschiedlichen Widerständen in den Laststrompfaden setzen sich die Fehlverteilungen aus zwei Anteilen zusammen. Ebenso wie bei den anderen untersuchten Varianten existiert eine Stromdifferenz ΔI_{QS} , die mit der Zeitkonstanten τ_{QS} anwächst. Zusätzlich wird der anwachsende Laststrom ungleich verteilt. Dies wird in der Gleichung 5.2 durch k_{QS} abgebildet. Dabei ist zu beachten, dass ΔI_{QS} und k_{QS} unterschiedliche Vorzeichen haben. Für $R_1 + r_{d1} < R_2 + r_{d2}$ ist k_{QS} positiv und ΔI_{QS} negativ. Somit kommt es zu einer destruktiven Überlagerung dieser Effekte. In Abbildung 5.3 sind Simulationen des Aufmagnetisierens einer Lastdrossel

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

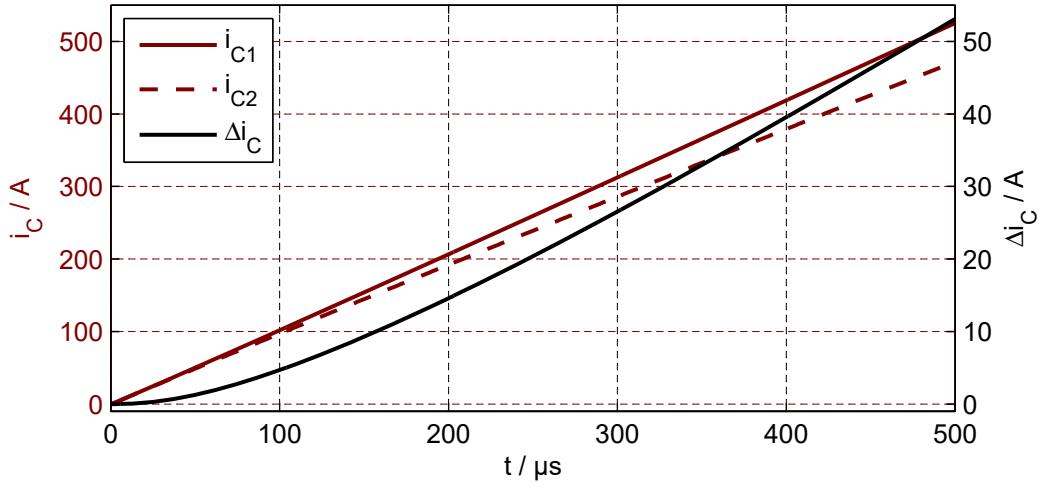


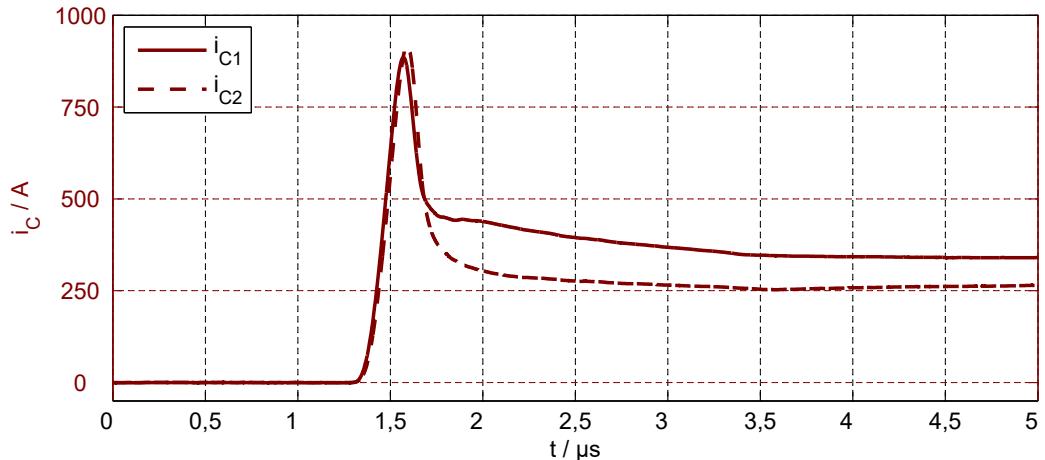
Abbildung 5.3.: Simulation der Stromfehlverteilung zwischen zwei parallelen IGBT während einer Änderung des Laststroms aufgrund von unterschiedlichen Verschienungswiderständen

mit zwei identischen parallelen IGBT mit unterschiedlichen Verschienungswiderständen ($R_1 < R_2$) dargestellt. Durch die asymmetrischen Widerstände ist k_{QS} positiv und für $t \gg \tau_{QS}$ ist die Stromfehlverteilung linear ansteigend. Zu Beginn des Aufmagnetisierens ist der Anstieg der Fehlverteilung allerdings noch deutlich langsamer. In Abbildung 5.3 beginnen die Kollektorströme der IGBT mit einem identischen Anstieg, da noch keine Ströme ohmsche Spannungsabfälle verursachen. Mit steigenden Kollektorströmen steigen auch die ohmschen Spannungsabfälle und dadurch deren Differenz. Diese werden teilweise mit unterschiedlichen induktiven Spannungsabfällen kompensiert, welche zu unterschiedlichen Stromanstiegen und letztendlich Stromfehlverteilungen führen. Somit sind quasistatische Fehlverteilungen aufgrund von asymmetrischen ohmschen Anteilen weniger kritisch für kurze und kritischer für lange Änderungen des Laststroms, als Fehlverteilungen aufgrund von Induktivitätsunterschieden.

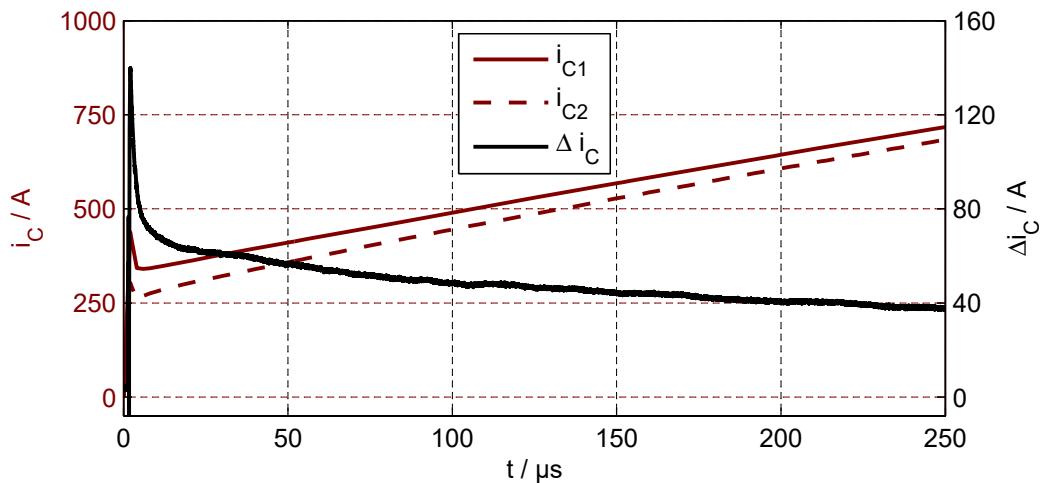
5.2. Fehlverteilungen nach Kommutierungsvorgängen

Quasistatische Fehlverteilungen während Laststromänderungen entstehen über eine lange Zeit aufgrund von geringen Spannungsunterschieden in den parallelen Pfaden. Ebenso können Fehlverteilungen in kurzer Zeit aufgrund von großen Spannungsunterschieden entstehen. Diese Bedingungen können während des Ein- und Ausschaltens von IGBT auftreten. Verschiedene Quellen zeigen Messungen solcher Fehlverteilungen ohne diese genauer zu betrachten. Quasistatische Stromfehlverteilungen nach dem Einschalten sind zum Beispiel in [53] und Fehlverteilungen zwischen den Dioden nach dem Ausschalten in [52] zu

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen



(a) Stromverläufe während des Einschaltens



(b) Quasistatische Stromfehlverteilung zwischen den IGBT im Anschluss an das Einschalten

Abbildung 5.4.: Messung quasistatischer Stromfehlverteilungen zwischen den IGBT während der Laststromänderung im Anschluss an das Einschalten der IGBT

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

erkennen. Die Gründe für Spannungs- und somit Stromunterschiede während der Schalttransienten werden in den Kapiteln 6 und 7 analysiert. Im Folgenden werden quasistatische Fehlverteilungen aufgrund von Fehlverteilungen beim Ein- bzw. Ausschalten betrachtet.

Während des Spannungsabbaus beim Einschalten von parallelen IGBT kann es zu erheblichen Stromfehlverteilungen kommen, die in der anschließenden Leitphase der IGBT fortgesetzt werden. In Abbildung 5.4 ist das Einschalten von zwei parallelen IGBT mit einer solchen Fehlverteilung dargestellt. Abbildung 5.4a zeigt die Entstehung der Fehlverteilung während des Einschaltens und Abbildung 5.4b zeigt die Kollektorströme und deren Differenz während des anschließenden Anstiegs des Laststroms. Zwischen $t = 1,7 \mu\text{s}$ und $t = 2,0 \mu\text{s}$ entsteht eine Stromfehlverteilung von etwa 140 A, die bis zum Ende des Reverse-Recovery bei $t \approx 3,5 \mu\text{s}$ auf 100 A zurückgeht. Im Anschluss an dieses Einschalten der parallelen IGBT folgt das weitere Aufmagnetisieren der Lastdrossel von etwa 600 A auf 1400 A Laststrom. Währenddessen sinkt die Fehlverteilung der Kollektorströme auf etwa 40 A ab.

Gleichung 5.2 wurde für identische Anfangswerte der Kollektorströme von 0 A ermittelt. Für Anfangswerte von $i_{C1}(t = 0) = I_{C2,0} + \Delta I_{C,0}$ und $i_{C2}(t = 0) = I_{C2,0}$ ergibt sich folgender Verlauf der Kollektorströme:²

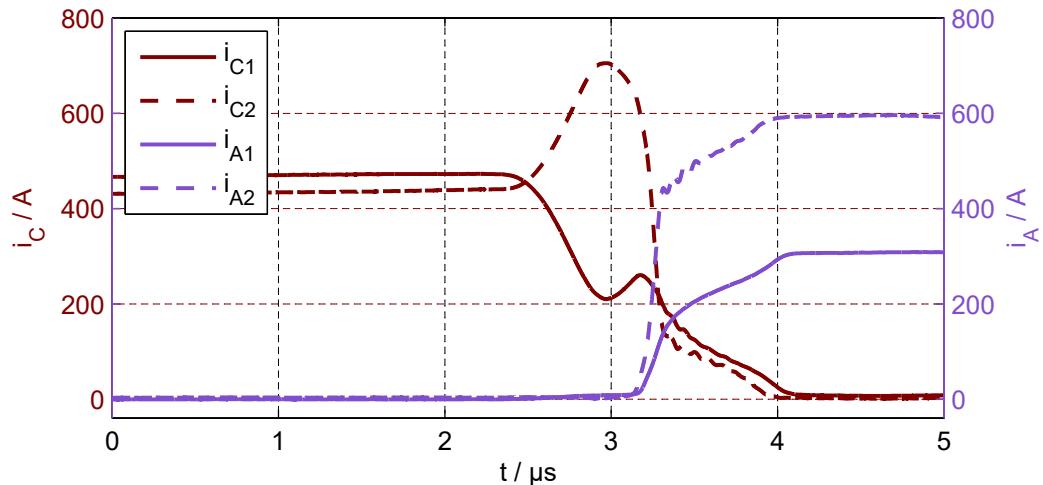
$$i_{C1,2}(t) \approx I_{C2,0} + \frac{U_d \cdot t}{L_L} \frac{1 \pm k_{QS}}{2} \pm \Delta I_{QS} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{QS}}} \right) + \frac{\Delta I_{C,0}}{2} \left(1 \pm e^{-\frac{t}{\tau_{QS}}} \right) \quad (5.3)$$

Demnach müsste die anfängliche Stromfehlverteilung mit derselben Zeitkonstante abnehmen, wie Fehlverteilungen aufgrund der unterschiedlichen Induktivitäten entstehen. Die Reduzierung der Fehlverteilung erfolgt in der Messung allerdings mit stark abnehmender Steilheit. Der anfängliche Rückgang deutet auf eine Zeitkonstante kleiner 10 μs hin und das Annähern an den stationären Endwert deutet auf eine Zeitkonstante größer 70 μs hin. Dieser Unterschied ist erheblich größer als der bei einem initialen Aufmagnetisieren einer Induktivität (vgl. Abbildung 5.2). Dies könnte darin begründet sein, dass die Phase des Aufbaus des Elektronen-Loch-Plasmas nicht bei kleinem Laststrom und geringer Stromfehlverteilung erfolgt, sondern bei großer Fehlverteilung und Kollektorströmen von bereits einigen 100 A. Da dieser Unterschied zu einer schnelleren Abnahme der Stromfehlverteilung führt, ist das gemessene Verhalten günstiger als das erwartete.

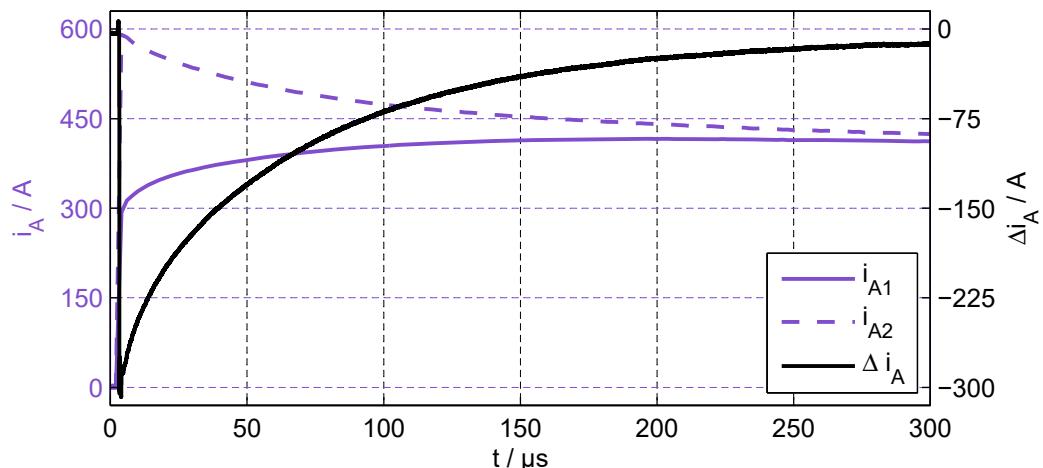
Während des Ausschaltens von parallelen IGBT können große Stromfehlverteilungen entstehen. Wenn solche Fehlverteilungen beim Erreichen der Zwischenkreisspannungen vorhanden sind, können sie in die Dioden kommutiert werden. Dies ist besonders bei der Par-

²Die Herleitung dieser Ergebnisse wird im Anhang A.1 dargestellt.

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen



(a) Stromverläufe während des Ausschaltens und der Kommutierung in die Freilaufdioden



(b) Quasistatische Stromfehlverteilung zwischen den Dioden im Anschluss an das Ausschalten

Abbildung 5.5.: Messung quasistatischer Stromfehlverteilungen zwischen den Dioden während des Freilaufs aufgrund von Fehlverteilungen während des Ausschaltens der IGBT

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

allelschaltung von Halbbrückenkonfigurationen der Fall. In Abbildung 5.5 sind Messungen der Kollektor- und Anodenströme während des Ausschaltens von zwei parallelen Halbbrückenmodulen (Abbildung 5.5a), sowie der Anodenströme und deren Differenz während des anschließenden Freilaufs (Abbildung 5.5b) dargestellt. Der Freilauf ohne Gegenspannung der Last stellt dabei den Grenzfall mit der geringsten möglichen Änderungsrate des Laststroms dar. Etwa bei $t = 2,5 \mu\text{s}$ beginnt eine starke Umverteilung des Laststroms zwischen den ausschaltenden IGBT und bei $t = 3,2 \mu\text{s}$ kommutiert der Laststrom in die Dioden. Während der Kommutierung beträgt die Fehlverteilung der Kollektorströme etwa 400 A. Die Kollektorströme jedes IGBT können in beide Dioden kommutieren. Da der modulinterne Kommutierungspfad aber wesentlich niederinduktiver ist als der zur Freilaufdiode eines benachbarten Moduls, bleiben die Modulströme während der Kommutierung etwa gleich und die Fehlverteilung der Kollektorströme wird von den Freilaufdioden weitergeleitet. Nach dem Ende des Tailstroms der IGBT ($t = 4,2 \mu\text{s}$) beträgt die Differenz der Anodenströme etwa 300 A.

Diese Fehlverteilungen geht während des Freilaufs, der die anschließenden 300 μs anhält, auf etwa 10 A zurück. Diese Abnahme erfolgt mit einer Zeitkonstante, die einige 10 μs beträgt, und somit ähnlich der Zeitkonstante bei der Entstehung von quasistatischen Fehlverteilungen während der Laststromänderungen ist. Hier ist ein Unterschied zu den zuvor bestimmten Zeitkonstanten zu erwarten. Die Dioden haben aufgrund ihrer Durchlasskennlinien andere differentielle Widerstände und in den parallelen Strompfaden sind andere parasitäre Elemente enthalten. Der Wert der Fehlverteilung am Ende des Freilaufs ist deutlich geringer als die Fehlverteilung nach ähnlicher Zeit zwischen den IGBT in Abbildung 5.4. Die Ursache dafür ist die geringere Änderung des Laststroms während des Freilaufs ohne Gegenspannung der Last im Vergleich zum Aufmagnetisieren der Lastinduktivität. Es ist allerdings zu beachten, dass die analytischen Betrachtungen aufgrund der getroffenen Vereinfachungen für diesen Spezialfall nicht gelten.

Neben den Kommutierungen des Laststroms durch schaltende Halbleiter kann auch der Vorzeichenwechsel des Laststroms zu dessen Kommutierung führen. Diese Kommutierung durch einen Nulldurchgang des Laststroms erfolgt allerdings von einem Halbleiter in den antiparallelen Halbleiter und nicht in den antiseriellen. In Abbildung 5.6 sind Simulationen solcher Kommutierungen mit asymmetrischen Induktivitäten in den parallelen Pfaden dargestellt. In der Simulation, dargestellt in Abbildung 5.6a, führt ein ansteigender Laststrom zu einer Kommutierung von den Dioden in die IGBT und in 5.6b ein abnehmender Laststrom zu einer Kommutierung von den IGBT in die Dioden. Beide Simulationen zeigen quasistatische Stromfehlverteilungen vor dem Nulldurchgang des Laststroms aufgrund der induktiven Asymmetrien. Die Halbleiter, die vor dem Nulldurchgang Strom führen, erreichen aufgrund der Stromfehlverteilungen zu unterschiedlichen Zeitpunkten 0 A. Nach

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

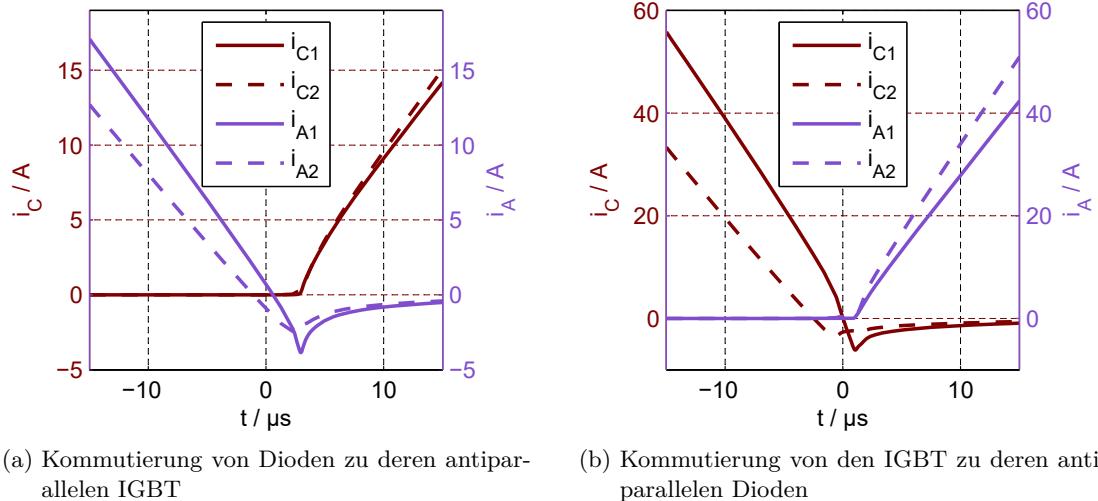


Abbildung 5.6.: Simulationen der Nulldurchgänge des Laststroms und damit einhergehenden Kommutierungen

dem Nulldurchgang des Laststrom, führen diese Halbleiter einen Rückstrom, wodurch die anderen Halbleiter erst wenige Mikrosekunden nach dem Nulldurchgang des Laststroms gleichzeitig beginnen, Strom zu leiten. Anschließend divergieren die Ströme dieser Halbleiter aufgrund derselben Asymmetrien der Induktivitäten. Aufgrund der bei geringen Strömen stark nichtlinearen Durchlasskennlinien der Halbleiter kommt es allerdings nicht zu einer Übertragung der Stromfehlverteilungen während einer solchen Kommutierung. Durch die sinkenden Ströme nehmen die differentiellen Widerstände zu, wodurch die unterschiedlichen induktiven Spannungsabfälle bei geringeren Stromfehlverteilungen kompensiert werden. Außerdem überlagern sich Forward- und Reverse-Recovery Verhalten der Bauelementen, die anfangen bzw. aufhören den Strom zu leiten.

5.3. Fehlverteilungen während des KS II und des hochinduktiven KS I

Zu Beginn eines Kurzschlussfalls II fällt nahezu die gesamte Zwischenkreisspannung über den Kurzschlussinduktivitäten ab. Dadurch werden die Anstiege der Kollektorströme durch die Impedanzen in den Kurzschlusspfaden vorgegeben und es treten somit ähnliche Stromfehlverteilungen auf, wie bei Laststromänderungen. Dasselbe ist der Fall für den hochinduktiven Kurzschlussfall I. Während eines niederinduktiven KS I werden die Kollektorströme durch die einschaltenden IGBT vorgegeben, daher werden Fehlverteilungen während solcher Kurzschlüsse in Kapitel 6 betrachtet.

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

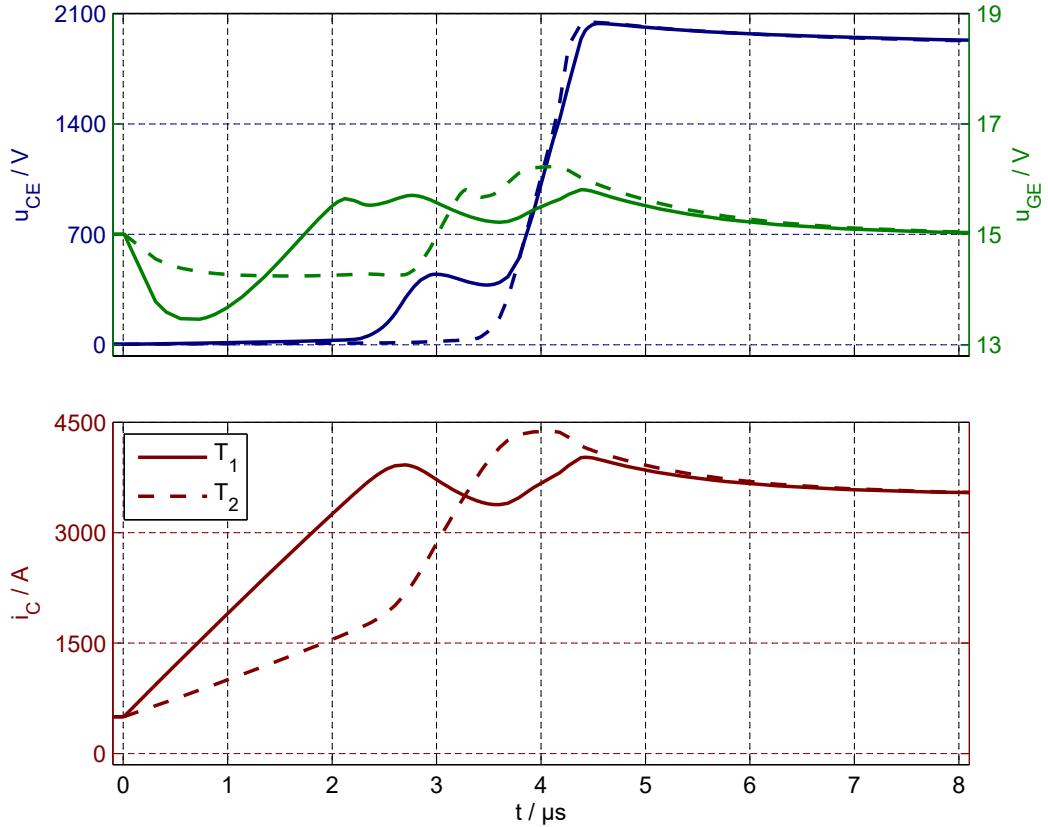


Abbildung 5.7.: Simulationen eines KS II identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Induktivitäten in den Kurzschlussstrompfaden

In Abbildung 5.7 ist die Simulation eines KS II zweier paralleler IGBT mit unterschiedlichen Induktivitäten in den Kurzschlussstrompfaden dargestellt. Zum Zeitpunkt $t = 0$ tritt der Kurzschluss ein und die Kollektorströme beginnen zu steigen. Vor dem Kurzschluss hatten beide IGBT Kollektorströme von 500 A. Aufgrund der unterschiedlichen Induktivitäten steigen die Kollektorströme unterschiedlich schnell an. Währenddessen werden die Gate-Emitter Spannungen durch den externen Gatestrom und die Verschiebeströme durch das Gateoxid bestimmt. Sobald die Kollektorströme ansteigen, fallen Spannungen über den Emitterinduktivitäten ab, die zu Gateströmen führen, die die Gates entladen. Außerdem führen die Anstiege der Kollektorströme zu ansteigenden Löcherströmen und somit zu Verschiebeströmen, die die Gates aufgrund des Self Turn-ON Effekts laden. Durch diese entgegengesetzten Einflüsse sinken die Gate-Emitter Spannungen zuerst und steigen anschließend wieder an, um bei $t \approx 1,7 \mu s$ bzw. $t \approx 3,0 \mu s$ den statischen Wert von 15 V zu überschreiten. Bei $t \approx 2,5 \mu s$ erreicht T_1 den Kollektorstrom, der bei der aktuellen Gate-Emitter Spannung zum Entzünden des IGBT führt. Dadurch steigt die Kollektor-Emitter Spannung dieses IGBT an. Das führt zu einer Verschiebung der Verhältnisse des Strom-

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

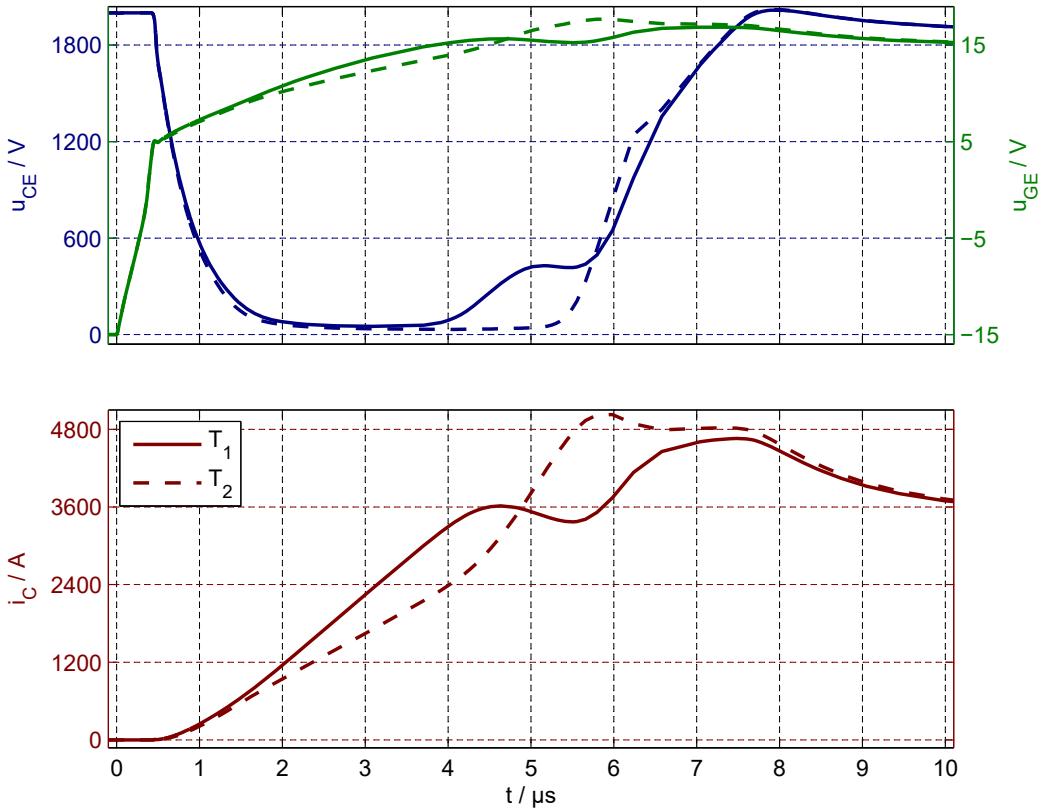


Abbildung 5.8.: Simulationen eines hochinduktiven KS I identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Induktivitäten in den Kurzschlussstrompfaden

teilers, der sich aus dem Kurzschluss und den parallelen Strompfaden ergibt. Dies führt zu einer Abnahme von i_{C1} und der Beschleunigung des Anstiegs von i_{C2} . Dadurch werden wiederum die Gate-Emitter Spannungen durch die bereits beschriebenen Effekte beeinflusst. Bei $t \approx 3,5\mu s$ beginnt T_2 ebenfalls zu entsättigen. Dadurch steigen beide Kollektor-Emitter Spannungen an und es kommt zu einer erneuten Umverteilung des Kurzschlussstroms. Bei $t \approx 4,5\mu s$ sind beide Kollektorströme nahezu identisch und nehmen im Anschluss langsam ab, während die Gate-Emitter Spannungen auf den statischen Wert zurückgehen. Ähnliche Abläufe von unterschiedlichen Kurzschlussstromanstiegen und zeitversetztem Entsättigen während paralleler KS II sind in [22] beschrieben. Die dabei betrachteten parallelen Pfade sind allerdings keine direkt parallelgeschalteten IGBT, sondern parallele Strompfade innerhalb eines Active-Neutral-Point-Clamped-Umrichters und neben den beiden IGBT befindet sich zusätzlich eine Diode in einem der Strompfade.

Während eines hochinduktiven KS I treten ähnliche Mechanismen auf. In Abbildung 5.8 ist die Simulation eines solchen Kurzschlusses für zwei parallele IGBT mit unterschiedlichen Induktivitäten in den Kurzschlussstrompfaden dargestellt. Zum Zeitpunkt $t = 0$

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

beginnt das Einschalten der IGBT und bei $t \approx 0,4\mu\text{s}$ erreichen die Gate-Emitter Spannungen die Thresholdspannung. Daraufhin beginnen die Kollektorströme zu steigen und die Kollektor-Emitter Spannungen zu sinken. Bereits bei $t \approx 1,8\mu\text{s}$ sind diese Spannungen auf unter 100 V gesunken und der Großteil der Zwischenkreisspannung fällt über den Induktivitäten in den Kurzschlussstrompfaden ab. Aufgrund der Asymmetrie dieser Induktivitäten kommt es zu unterschiedlichen Anstiegen der Kollektorströme. Dies führt zu unterschiedlich starken Verschiebeströmen aufgrund des Self Turn-ON, sodass die Gate-Emitter Spannung von T_1 schneller ansteigt als die des anderen IGBT. Außerdem entsättigt T_1 früher aufgrund des schnelleren Anstiegs des Kollektorstroms. Daher sinkt i_{C1} nach $t \approx 4,5\mu\text{s}$ und der Anstieg von i_{C2} ist im Anschluss schneller, bis T_2 bei $t \approx 5,5\mu\text{s}$ ebenfalls entsättigt.

In [79] wird der Einfluss der Induktivitäten in den Kurzschlusspfaden für den hochinduktiven KS I dargestellt. Die IGBT wurden dabei allerdings durch eine Entspannungsüberwachung abgeschaltet, wodurch die Stromverläufe nicht durch unterschiedliche Entspannungszeitpunkte beeinflusst wurden. Fehlverteilung zwischen drei parallelen IGBT aufgrund von unterschiedlichen Induktivitäten während eines hochinduktiven KS I wurden in [68] beschrieben. Ebenso wie bei den in Abbildung 5.8 dargestellten Simulationen kam es zu unterschiedlichen Anstiegen der Kollektorströme, entsprechenden Gate-Emitter Spannungen und dadurch zu unterschiedlichen Zeitpunkten, an denen die IGBT entsättigen. Außerdem werden in dieser Veröffentlichung verschiedene Einflüsse des Kurzschlussstroms auf die Gate-Emitter Spannungen dargestellt. Diese Einflüsse können sowohl aufgrund von Spannungsabfällen der Kurzschlussströme an parasitären Widerständen als auch aufgrund von parasitären Induktivitäten oder Gegeninduktivitäten auftreten. Durch die hohen Stromteilheiten und die großen Ströme, die während eines Kurzschlusses auftreten können, ist ein Einfluss der parasitären Elemente auf die Gate-Emitter Spannungen möglich, auch wenn ein solcher Einfluss während gewöhnlicher Laststromänderungen nicht in relevanter Höhe auftritt. Im Folgenden wird beispielhaft der Einfluss unterschiedlicher Kopplungen zwischen Kollektor- und Gatestromkreisen erläutert.

Asymmetrische Einflüsse auf die Gate-Emitter Spannungen können zu Stromfehlverteilungen während der bereits behandelten Kurzschlussfälle führen, selbst wenn keine Stromfehlverteilung durch eine andere Ursache vorliegt. In Abbildung 5.9 sind Simulationen eines KS II mit symmetrischen Kurzschlusspfaden und dadurch identischen Anstiegen der Kollektorströme dargestellt. Aufgrund unterschiedlicher induktiver Kopplungen zwischen Gate- und Kollektorstromkreisen steigt die Gate-Emitter Spannung von T_2 früher an und liegt wenige 100 mV über u_{GE1} . Aufgrund der unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen beginnt T_1 bei $t \approx 4\mu\text{s}$ und damit früher als T_2 zu entsättigen. Durch den Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung von T_1 wird der Anstieg des Kollektorstroms von T_2

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

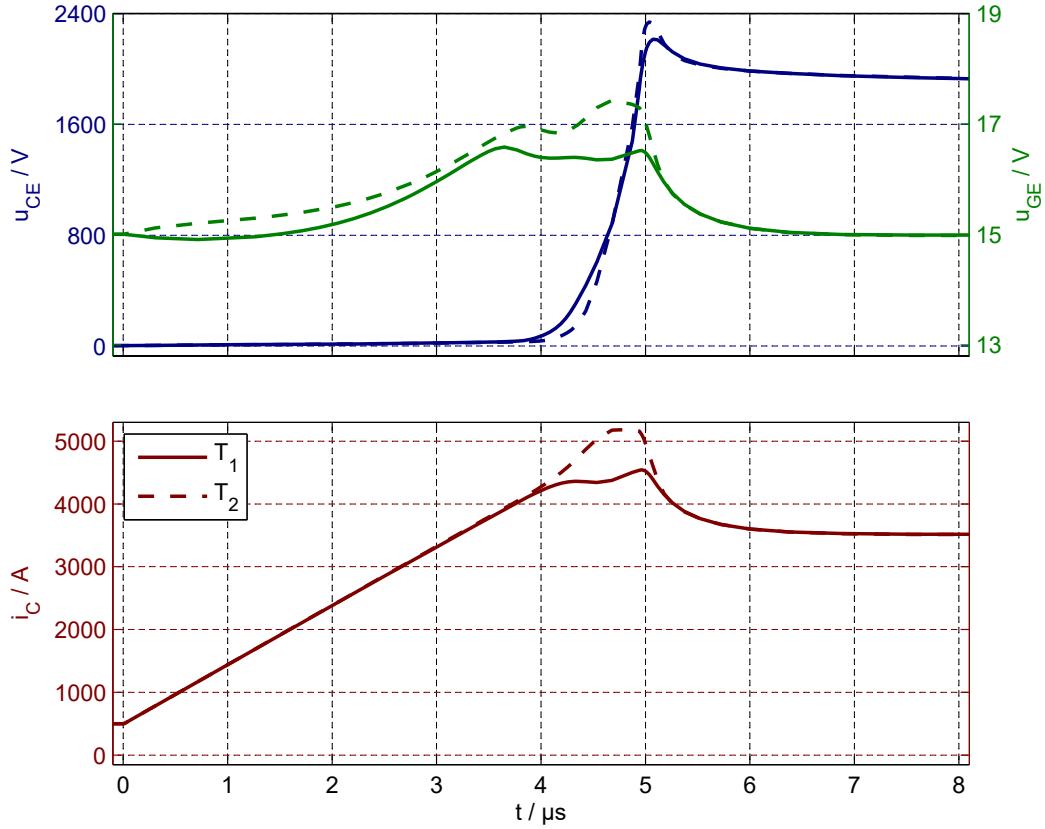


Abbildung 5.9.: Simulationen eines KS II identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Kopplungen zwischen Gate- und Kollektorstrompfaden

beschleunigt. Dadurch steigt u_{GE2} aufgrund des verstärkten Self Turn-ON weiter an und der Unterschied der Gate-Emitter Spannungen beträgt zeitweise 1 V. T_2 entsättigt einige 100 ns später. Durch diese Unterschiede der Gate-Emitter Spannungen kommt es zu einem um etwa 650 A höheren maximalen Kollektorstrom von T_2 . Ein ähnliches Verhalten ergibt sich auch bei unterschiedlichen Induktivitäten am Emitter, die sowohl im Last- als auch im Gatestromkreis sind.

Die in diesem Abschnitt behandelten Simulationen zeigen, dass Unterschiede der Induktivitäten in den parallelen Strompfaden, die bei Laststromänderungen zu quasistatischen Stromfehlverteilungen führen, auch zu Fehlverteilungen während verschiedener Kurzschlussfälle führen. Bei diesen Kurzschlussfällen müssen allerdings Wirkungen auf das Gate betrachtet werden, die bei normalen Laststromänderungen unerheblich sind.

5. Quasistatische Stromfehlverteilungen

5.4. Zusammenfassung der Einflüsse auf quasistatische Stromfehlverteilungen

Quasistatische Stromfehlverteilungen können während Laststromänderungen und im Anschluss an Schalttransienten auftreten. Sowohl die Fehlverteilungen während Laststromänderungen als auch die nach Transienten verändern sich mit Zeitkonstanten von einigen 10 μ s. In Tabelle 5.2 sind die in diesem Kapitel beschriebenen Einflüsse auf quasistatische Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT zusammengefasst.

Tabelle 5.2.: Zusammenfassung der Einflüsse auf quasistatische Stromfehlverteilungen

Ursache für Fehlverteilung	Ansteigende Fehlverteilung durch Laststromänderungen	Unterschiedliche Aufteilung von Laststromänderungen	Abklingende Stromfehlverteilung
unterschiedliche Verschienungs-induktivitäten	X		
unterschiedliche Verschienungs-widerstände	X	X	
unterschiedliche IGBT-Kennlinien	X	X	
Fehlverteilungen während Schalt-transienten			X

6. Einschalten

In einer Parallelschaltung kann es zu Unterschieden in verschiedenen Phasen des Einschaltens kommen, die zu Stromfehlverteilungen führen. Solche Unterschiede des Einschaltverhaltens können diverse Ursachen haben. Sie können durch Unterschiede in den Lastkreisen, den Gatekreisen oder durch Halbleiterunterschiede verursacht werden. Diese Ursachen werden im Anschluss an die Beschreibung der Abläufe solcher Fehlverteilungen betrachtet. Dabei dienen die dargestellten Simulationen dem qualitativen und weniger dem quantitativen Vergleich der verschiedenen Auslösern von Fehlverteilungen beim Einschalten. Abschließend wird darauf eingegangen, wodurch Stromfehlverteilungen während des niederinduktiven KS I verursacht werden und welche Einflüsse ein gemeinsamer Hilfsemitter und Gegentaktdrosseln in den Gatestrompfaden auf die dynamischen Stromfehlverteilungen beim Einschalten haben.

6.1. Abläufe von Einschaltstromfehlverteilungen

Der Verlauf von Stromfehlverteilungen während des Einschaltens wird vom Einschaltverhalten der einzelnen IGBT dominiert. Diese können sich in drei verschiedenen Phasen unterscheiden. Die Anstiege der Kollektorströme können sich ebenso unterscheiden wie der Rückgang der Kollektor-Emitter Spannungen. Außerdem kann der Beginn der Stromanstiege zu unterschiedlichen Zeitpunkten stattfinden.

In Abbildung 6.1 ist eine Messung des parallelen Einschaltens zweier IGBT-Module mit unterschiedlichen Anstiegen der Kollektorströme dargestellt. Zum Zeitpunkt $t = 0$ wird der Treiber von -15 V auf 15 V geschaltet und die Gate-Emitter Kapazitäten werden geladen. Die Kollektorströme beginnen zu fließen, sobald die Gate-Emitter Spannungen die Thresholdspannungen erreichen ($t \approx 1,1\text{ }\mu\text{s}$). Zu beachten ist, dass die gemessenen Gate-Emitter Spannungen von den am Chip anliegenden Spannungen abweichen, da die Spannungsabfälle über den internen Gatewiderständen und mögliche induktive Kopplungen der Gate- und Laststromkreise mit gemessen werden. Die Stromflanken der IGBT ergeben sich aus dem Laden der Gates durch die externen Gateströme, die IGBT-internen Verschiebeströme und die transiente Transfercharakteristik der IGBT. Diese Transfercha-

6. Einschalten

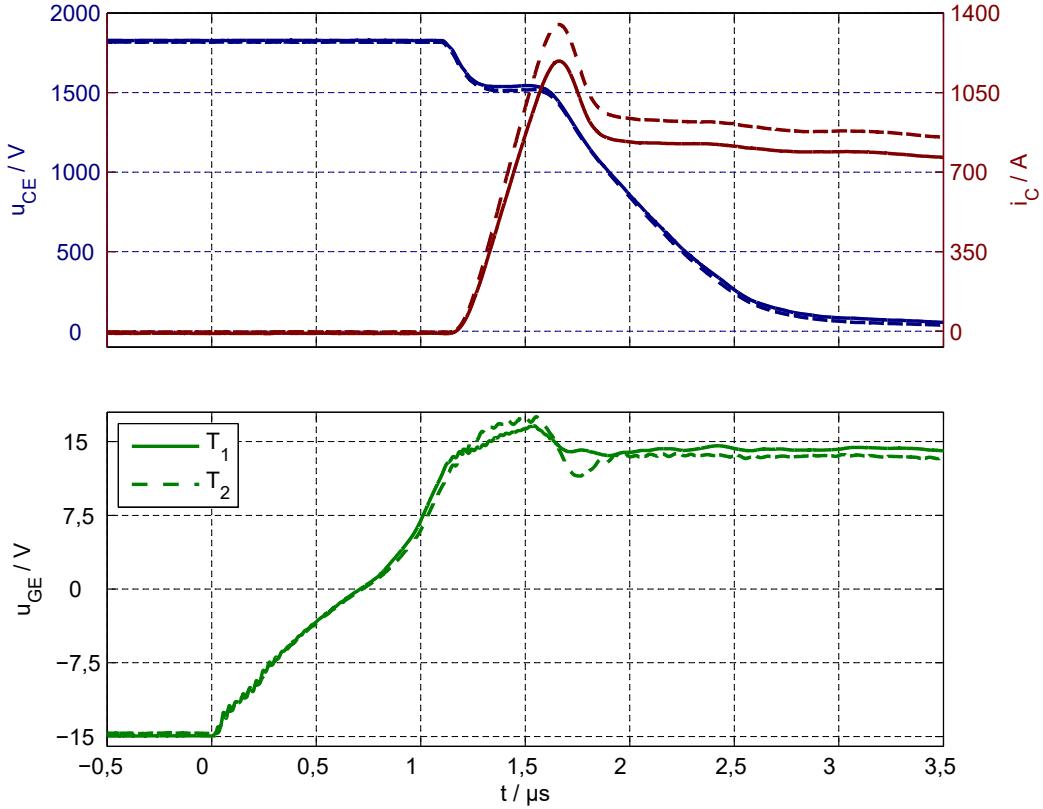


Abbildung 6.1.: Messung des Einschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Module

Charakteristik unterscheidet sich von der Transferkennlinie darin, dass die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Gate-Emitter Spannung nicht bei vollständig aufgebautem Ladungsträgerplasma sondern bei Vorhandensein einer Raumladungszone dargestellt wird. Sie kann aus Simulationen des Einschaltens bestimmt werden. Aufgrund der beschriebenen Abweichungen der gemessenen von der tatsächlichen Gate-Emitter Spannung ist das Ermitteln dieser Charakteristik aus Messungen schwierig. In diesem Beispiel steigt der Kollektorstrom von T_2 etwa 15 % schneller an als der Kollektorstrom von T_1 . Diese unterschiedlichen Stromanderungsarten gehen mit einer höheren Gate-Emitter Spannung von T_2 während dieser Phase einher. Außerdem ist die Kollektor-Emitter Spannung von diesem IGBT während der Stromflanke geringer als die von T_1 , da die stärkere Andung des Kollektorstroms einen höheren Spannungsabfall an den Kommutierungsinduktivitäten verursacht. Beide IGBT erreichen bei $t \approx 1,7 \mu s$ die jeweilige Spitze des Einschaltstroms, welche sich ebenfalls um etwa 15 % unterscheiden.

Im Anschluss an die Stromspitzen gehen die beiden Kollektorströme ähnlich stark zurück, sodass die Stromfehlverteilung von 160 A auf etwa 100 A sinkt. Da der Aufbau der Ladungstragerplasmen und dem damit einhergehenden Abbau der Raumladungszenen und

6. Einschalten

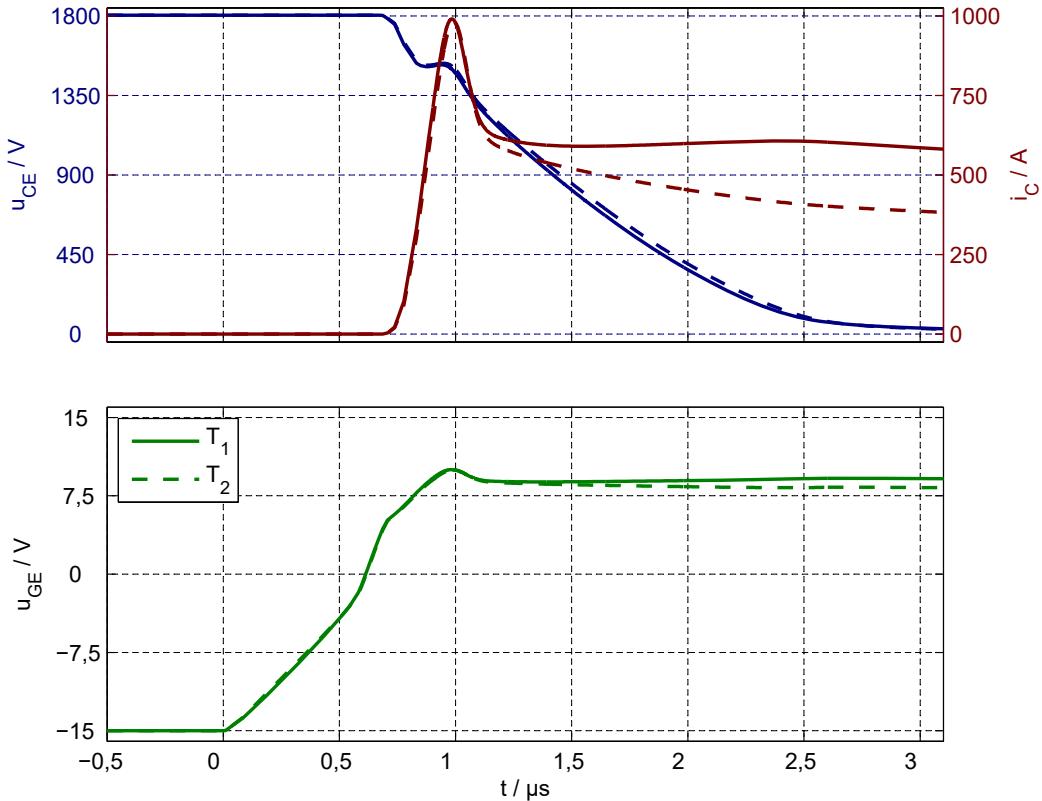


Abbildung 6.2.: Simulation des Einschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Trenchtiefen

der Rückgang der Kollektor-Emitter Spannungen ähnlich schnell abläuft, kommt es währenddessen zu keinen Veränderungen der Stromfehlverteilung. Die am Ende des Einschaltvorgangs bestehende Stromfehlverteilung bildet die Anfangsstromfehlverteilung für die anschließende Durchlassphase, in der diese Fehlverteilung dann quasistatisch fortgesetzt wird (siehe Abschnitt 5.2).

Ein Beispiel für eine Stromfehlverteilung während der Spannungsflanke beim Einschalten ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Diese Simulation des parallelen Einschaltens wurde mit IGBT-Modellen durchgeführt, die sich in der Trenchtiefe unterscheiden. Die Anstiege der Kollektorströme finden nahezu zeitgleich und mit ähnlichen Raten statt. Die Kollektorströme unterscheiden sich in der Einschaltstromspitze um nur 9 A. Im Anschluss sinkt die Kollektor-Emitter Spannung von T_1 schneller als die von T_2 . Dadurch kommt es zu einer Umverteilung des Reverse-Recovery Tailstroms der Dioden und aufgrund der induktiven Verbindung der IGBT übernimmt T_1 einen größeren Teil des Gesamtstroms. Durch die Stromumverteilung wird der Unterschied der Kollektor-Emitter Spannungen teilweise ausgeglichen. In dieser Phase des Einschaltens kann es zusätzlich zu den beschriebenen Stromfehlverteilungen zu Oszillationen kommen. In [69] wurden solche Oszillationen be-

6. Einschalten

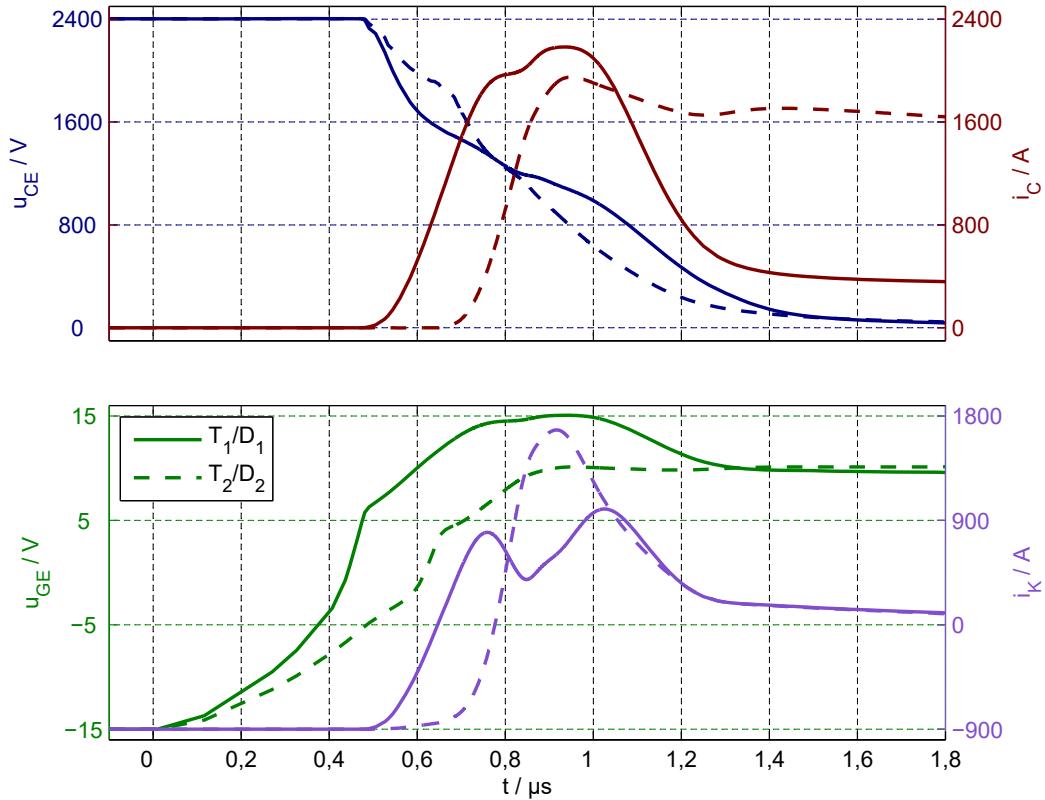


Abbildung 6.3.: Simulation des Einschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Dicken des Gateoxids

schrieben, die zwischen den Gate-Emitter Spannungen und dem Treiber auftreten. Durch die Schwankungen der Gate-Emitter Spannungen kommt es auch zu Schwankungen der Kollektorströme.

In Abbildung 6.3 ist das parallele Einschalten von zwei IGBT-Modellen dargestellt, die in allen drei Phasen Unterschiede aufweisen. Die Modelle unterscheiden sich in den Dicken des Gateoxids. T_1 erreicht etwa 170 ns früher seine Thresholdspannung und dadurch beginnt dessen Kollektorstrom früher zu steigen. Aufgrund des Anstieges von i_{C1} kommt es an der gemeinsamen Streuinduktivität zu einem Spannungsabfall, der die Kollektor-Emitter Spannungen bereits reduziert, bevor T_2 die Thresholdspannung erreicht. Dadurch kommt es während des ersten Ladens der Gate-Emitter Kapazität zu einem Verschiebestrom durch das Gateoxid und das Laden der Gate-Emitter Kapazität von T_2 wird weiter verzögert. Dieses IGBT-Modell hat allerdings eine geringere Thresholdspannung und eine steilere transiente Transfercharakteristik. Dadurch ist der Stromanstieg dieses Modells schneller. Zusätzlich hat der Anstieg von i_{C2} einen Einfluss auf den Anstieg von i_{C1} . Dieser Anstieg wird langsamer, sobald T_2 auch Strom führt. Dies liegt an dem Miller-Verschiebestrom durch den zusätzlichen Spannungsabfall an den gemeinsamen Kommutierungsinduktivitä-

6. Einschalten

ten, wodurch das Laden des Gates von T_1 verlangsamt wird. Außerdem sind die Reverse-Recovery Ströme der Dioden stark unterschiedlich, da T_1 aufgrund der unterschiedlichen Kommutierungspfade zuerst nur den Strom von D_1 übernimmt. In Summe ergibt sich eine Stromfehlverteilung in der Einschaltstromspitze von etwa 90 A. Im Anschluss wird i_{C1} stärker reduziert als i_{C2} . Damit einher geht ein starker Rückgang der Gate-Emitter Spannung von T_1 . Dieses IGBT-Modell baut erheblich langsamer Kollektor-Emitter Spannung ab, wodurch es zu einer erheblichen Stromfehlverteilung für $t \geq 1,1 \mu\text{s}$ kommt. Diese Verteilung des Laststroms erfolgt anhand der Induktivitäten in der Masche, die aus den beiden IGBT, den Last- und den Zwischenkreisverschienungen gebildet wird. Die zu diesem Zeitpunkt entstehenden Stromfehlverteilungen sind, wie bereits bei der Simulation in den Abbildungen 6.1 und 6.2, die Ausgangsfehlverteilungen für die anschließende Phase, in der die IGBT leiten. Der Übergang zwischen Einschaltstromfehlverteilung und anschließender quasistatischer Stromfehlverteilung ist aufgrund des langsamen Aufbaus des Elektronen-Loch-Plasmas in der Driftzone der IGBT fließend.

Die Relevanz von Stromfehlverteilungen beim Einschalten beruht einerseits auf den verschiedenen Einschaltverlusten der parallelen IGBT und andererseits auf der Robustheit der abkommunizierten Freilaufdiode. In der Simulation, die in Abbildung 6.3 dargestellt ist, trägt T_1 mehr als 60 % der gesamten Einschaltverluste. Solche Unterschiede sind in einem Umrichter mit einem relevanten Anteil Schaltverluste auslegungsrelevant. Bei der Beurteilung der Auswirkung von Einschaltstromfehlverteilungen der IGBT auf die Robustheit von Dioden muss der sichere Arbeitsbereich der jeweiligen Diode berücksichtigt werden, der häufig über eine Spitzenverlustleistung angegeben wird. Nach [4] ist der Mechanismus, der zur Zerstörung während des Reverse-Recovery von hochsperrenden Dioden führt, katodenseitige Filamente. Solche Filamente sind stationär, sobald ein Punch-Through zur Kathodenmetallisierung oder die Speisung des Filaments durch Auger-generation erfolgt, oder sie bewegen sich nur thermisch. Dadurch kommt es zu einer starken sowie örtlich stark begrenzten Erwärmung der Diode. Solche Filamente lassen sich in Simulationen von großen Diodenstrukturen bei harten Schaltbedingungen nachweisen. Harte Schaltbedingungen sind dabei hohe Zwischenkreisspannungen und hohe Stromdichten und somit solche mit hohen Schaltleistungen. Da Diodenrobustheit nicht der Fokus dieser Arbeit ist, wurden für die Simulationen Diodenmodelle mit geringer lateraler Ausdehnung verwendet, die sich nicht zur Simulation von Filamenten eignen. Daher wird im Weiteren die Schaltleistung als Bewertungskriterium der Belastung der Dioden verwendet, obwohl sich dieses Kriterium als nicht ausreichend herausgestellt hat [36].

Durch Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT beim Einschalten kann es zu erheblichen Unterschieden der Schaltleistung der Freilaufdiode kommen, die währenddessen abkommuniziert werden. In Abbildung 6.4 ist die Simulation aus Abbildung 6.3 erneut

6. Einschalten

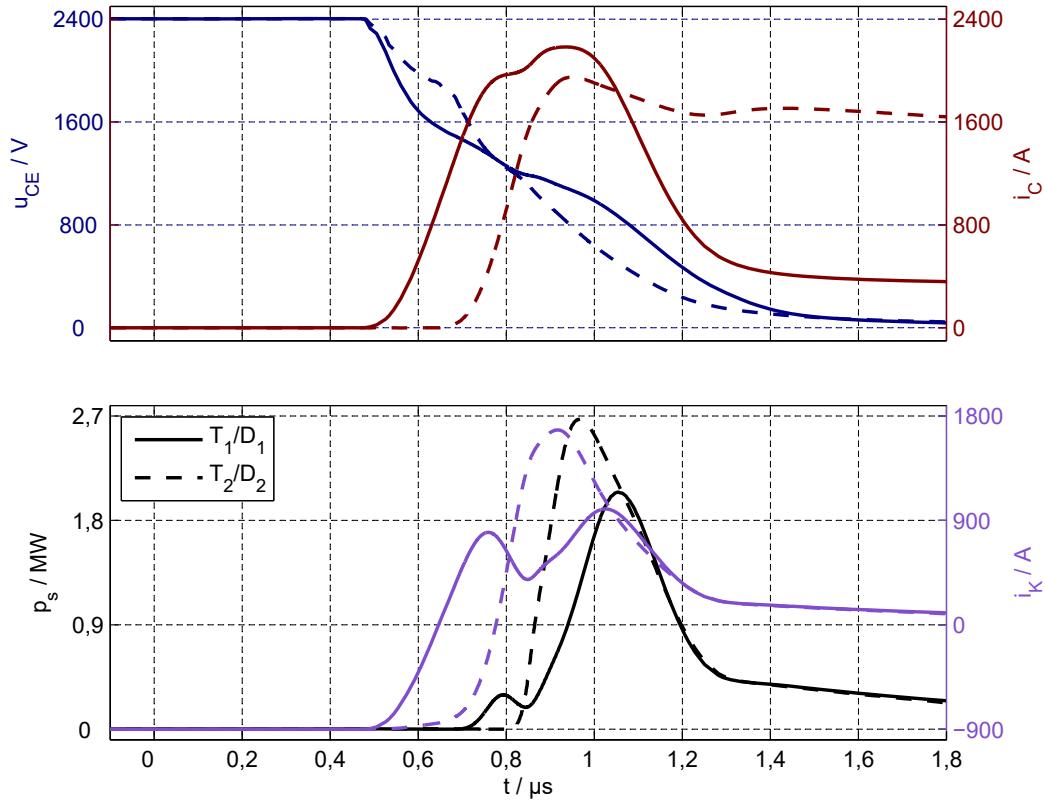


Abbildung 6.4.: Simulation des Einschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Dicken des Gateoxids und die Belastung der Freilaufdioden während des Abkommutierens

dargestellt. Zusätzlich zum Kathodenstrom i_K ist die Momentanleistung der Dioden p_s dargestellt. Die maximal auftretende Schaltleistung von D_2 ist um etwa 30 % größer als die von D_1 . Dies ist darin begründet, dass D_1 bereits am Anfang des Reverse-Recovery eine Raumladungszone und somit Spannung aufbaut und D_2 dadurch zeitweise erheblich höhere Stromdichten trägt. Diese höhere Schaltleistung von D_2 ist ein Indiz dafür, dass Stromfehlverteilungen beim Einschalten von IGBT einen Einfluss auf die Robustheit ihrer Freilaufdioden haben können.

6.2. Stromfehlverteilungen durch Unterschiede der Kommutierungskreise

Unterschiede der Kommutierungskreise sind mögliche Ursachen für unterschiedliches Einschaltverhalten von IGBT und somit von Stromfehlverteilungen während des Einschaltens. Die relevanten Unterschiede im Kommutierungskreis sind Unterschiede in Induktivitäten. Zum Einen kann ein allgemeiner Unterschied der Kommutierungsinduktivitäten zu einer

6. Einschalten

Stromfehlverteilung führen und zum Anderen hat ein Unterschied der Streuinduktivitäten zwischen Chipemitter und Anschluss der Hilfsemitter einen erheblichen Einfluss auf das Laden der Gates und somit auf das Einschaltverhalten. Die unterschiedlichen Einflüsse wurden in [16] herausgestellt. Dabei wurden verschiedene simulativ ermittelte Ersatzschaltbilder eines IGBT-Moduls mit drei parallelen Chips verglichen. Diese Ersatzschaltbilder unterscheiden sich in den Gatestrompfaden, wodurch die Einflüsse der allgemeinen Streuinduktivität und des Hilfsemitteranschlusses gezeigt werden konnten. Der Einfluss der Emitterinduktivität wurde vorher bereits in [31] beschrieben, wo Messungen mit und ohne bewusst ausgelenkter Emitterinduktivität von zwei parallelen IGBT-Modulen an einem gemeinsamen Treiber dargestellt wurden und sich eine erhebliche Stromfehlverteilung während des Einschaltens ergab. Da diese Induktivität nicht nur im Laststrom- sondern auch im Gatestromkreis liegt, verursacht der Spannungsabfall des Kommutierungsstroms eine Änderung des Gatestroms. Daher wird die Asymmetrie dieser Induktivitäten in Kapitel 6.4 behandelt.

Bei einem allgemeinen Unterschied der Streuinduktivitäten kommt es zu unterschiedlichen induktiven Spannungsabfällen und somit zu unterschiedlichen Reduktionen der Kollektor-Emitter Spannungen während der Einschaltstromflanke. Solche Unterschiede der Induktivitäten können sowohl durch Asymmetrien von Verschienungen als auch durch magnetische Kopplungen zwischen parallelgeschalteten Modulen bewirkt werden. Ein Beispiel für erstere wurde in [16] gegeben. In [80] wurde untersucht, wie es zu magnetischen Kopplungen der Kommutierungspfade zwischen parallelen Halbbrückenmodulen kommt. Durch diese Kopplungen sind die effektiven Streuinduktivitäten teilweise reduziert, was wiederum zu Stromfehlverteilungen beim Einschalten führt.

In Abbildung 6.5 sind einzelne sowie parallele Einschaltsimulationen von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten dargestellt. Bis zum Erreichen der Thresholdspannung ($t = 0,7 \mu\text{s}$) unterscheiden sich die Verläufe der beiden Einzelsimulationen nicht. Sobald der Anstieg der Kollektorströme beginnt, werden die Kollektor-Emitter Spannungen um den Spannungsabfall über den Streuinduktivitäten reduziert. Diese unterschiedlichen Rückgänge der Kollektor-Emitter Spannungen und somit auch Feldstärken in den Raumladungszonen führen zu unterschiedlich starken Verschiebeströmen durch das Gateoxid aufgrund des Miller-Effekts. Dadurch wird das Laden des Gates bei der Simulation mit hoher Kommutierungsinduktivität stärker verlangsamt und es kommt zu einem langsameren Anstieg des Kollektorstroms. Zusätzlich zu den Kollektorströmen sind die Löcherströme durch den Emitter dargestellt, die Hinweise auf die Stärke des Self Turn-ON geben können. Durch die unterschiedlichen Anstiege der Kollektorströme kommt es zu unterschiedlichen Verläufen der Reverse-Recovery Ströme der Dioden und somit auch der Kollektorströme, nachdem der Laststrom vollständig von dem IGBT

6. Einschalten

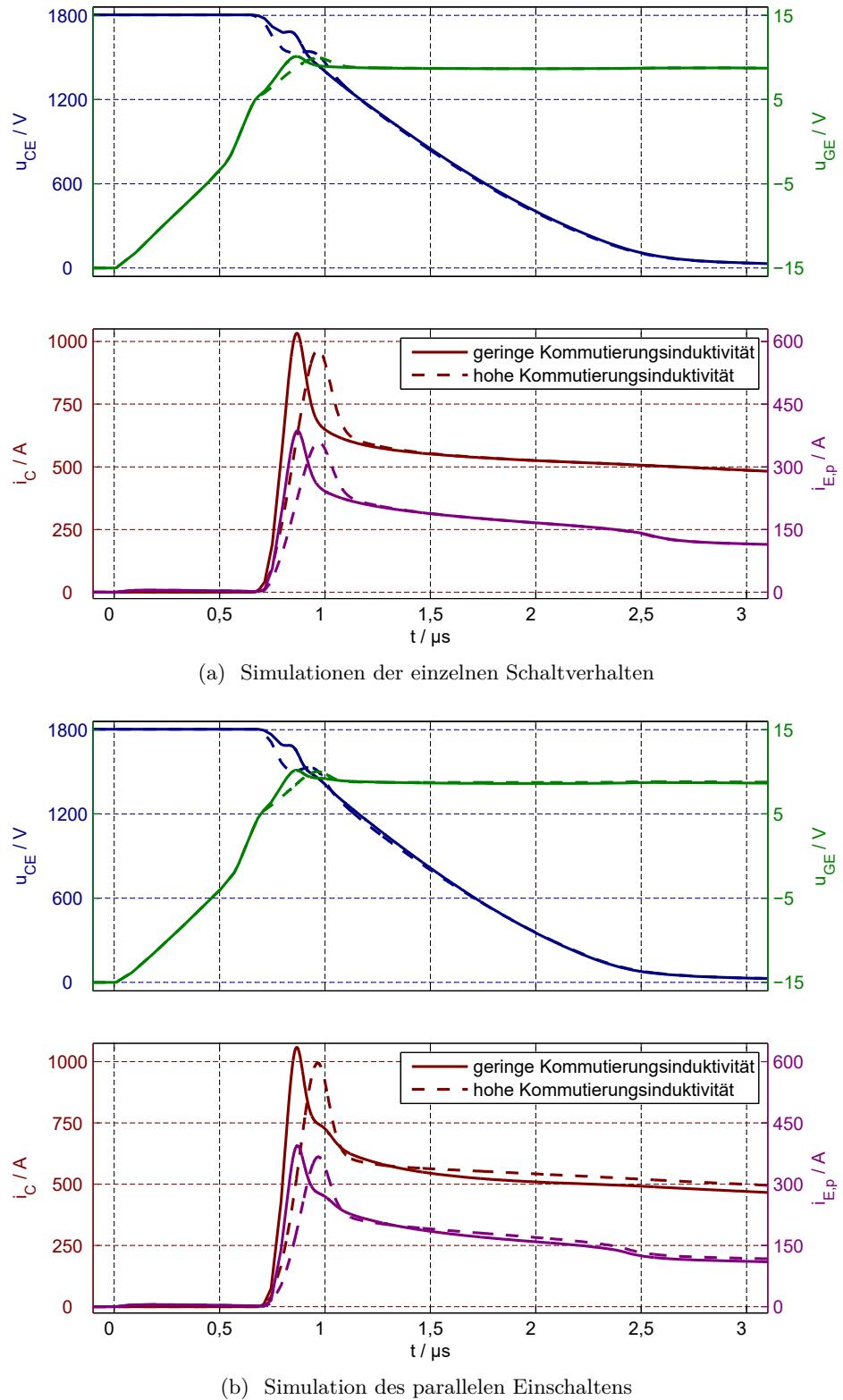


Abbildung 6.5.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Streuinduktivitäten ($\Delta L_\sigma = 40 \text{ nH}$)

6. Einschalten

übernommen wurde. Aufgrund dieser unterschiedlichen Kollektorströme kommt es zu geringfügig anderen Verläufen der Kollektor-Emitter Spannungen während des Abbaus der Raumladungszone. Diese Spannungsunterschiede führen in der Parallelschaltung zu einem Unterschied der Kollektorströme während des Abbaus der Raumladungszonen der IGBT.

Die unterschiedliche Stärke des Miller-Effekts ist an sich ausreichend, um die Fehlverteilungen zwischen parallelen IGBT mit unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten zu erklären. Allerdings ist der zweite Effekt, der einen Verschiebestrom durch das Gateoxid verursacht, abhängig von der Kollektor-Emitter Spannung. In [45] wurde die Abhängigkeit des vom Self Turn-ON verursachten Verschiebestroms durch das Gateoxid von der Kollektor-Emitter Spannung untersucht. Dabei wurde festgestellt, dass die Ausdehnung der Raumladungszone und somit auch die Kollektor-Emitter Spannung einen Einfluss darauf haben, welcher Anteil des am kollektorseitigen pn-Übergang emittierten Löcherstroms den Steuerkopf erreicht. Der Löcherstrom, der den Steuerkopf erreicht, verursacht den Verschiebestrom durch das Gateoxid. Je höher die Kollektor-Emitter Spannung während des Einschaltens ist, desto größer ist der Verschiebestrom, der das Gate lädt und desto schneller steigt die Gate-Emitter Spannung und letztendlich auch der Kollektorstrom an.

Die Einflüsse der Verschiebeströme durch den Self Turn-ON und den Miller-Effekt sind schwer voneinander zu trennen. In Abbildung 6.6 sind zwei Simulationen des Einschaltens eines IGBT-Modells ohne Kommutierungsinduktivitäten bei zwei verschiedenen Zwischenkreisspannungen dargestellt. In einer solchen Simulation ist der Einfluss des Miller-Effekts stark reduziert gegenüber einer Simulation mit Kommutierungsinduktivität, da die Kollektor-Emitter Spannung sich erst ändert, wenn die Freilaufdiode anfängt, eine Raumladungszone aufzubauen. Der Einfluss ist allerdings nicht vollständig eliminiert, da es während des Einschaltens aufgrund der steigenden Stromdichten zu einer Veränderung des Gradienten der elektrischen Feldstärke und dadurch zu einem Verschiebestrom durch das Gateoxid kommt. In der Abbildung ist zu erkennen, dass eine hohe Kollektor-Emitter Spannung das Laden der Gate-Emitter Kapazität begünstigt. Dies hat jedoch keinen Einfluss auf eine Stromfehlverteilung, da in einer Parallelschaltung vor dem Beginn der Anstiege der Kollektorströme dieselbe Spannung an beiden IGBT anliegt. Der Anstieg des Kollektorstroms ist bei höherer Zwischenkreisspannung stärker. Dies ist auf den stärkeren Self Turn-ON zurückzuführen, da bei höherer Kollektor-Emitter Spannung der Miller-Effekt ebenfalls stärker sein müsste und dieser das Laden des Gates verlangsamt. Der Miller-Effekt ist stärker, da bei einer höheren Kollektor-Emitter Spannung eine größere Weite der Raumladungszone vorliegt. Während des Einschaltens dominieren Elektronen die Stromdichten in der Raumladungszone. Dadurch sinkt der Gradient der Feldstärke während des Einschaltens. Bei gleichmäßig sinkendem Feldgradienten ist die Änderung der Feldstärke am Steuerkopf abhängig von der Weite der Raumladungszone.

6. Einschalten

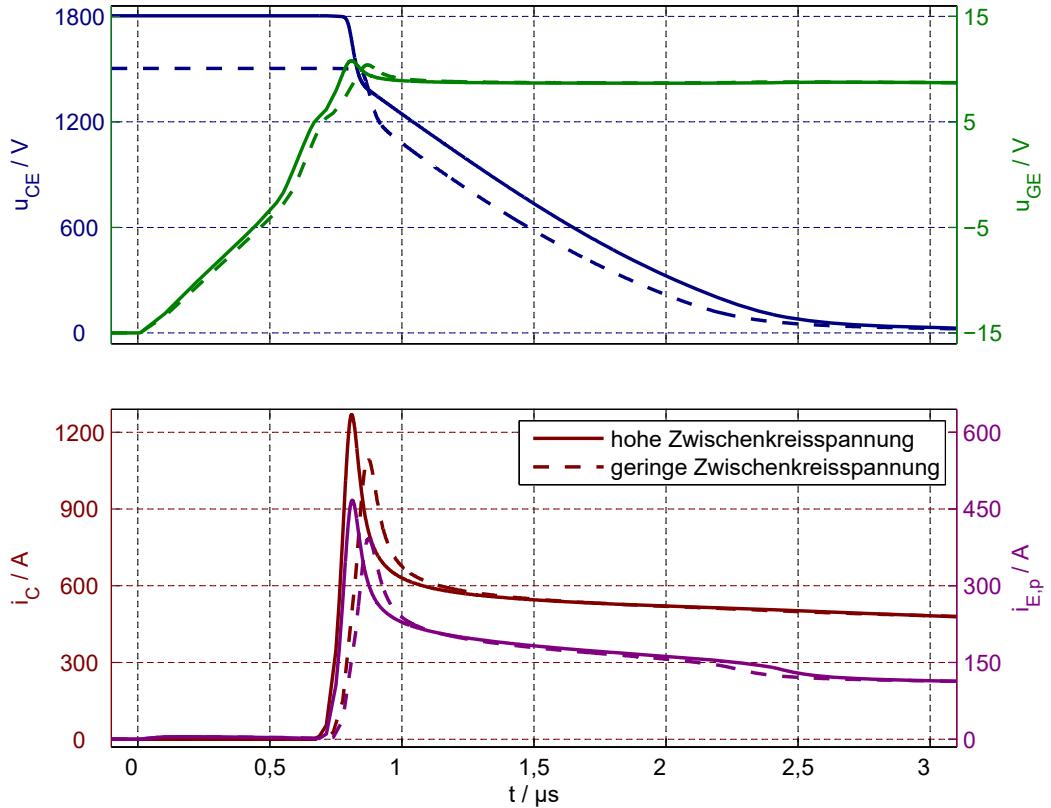


Abbildung 6.6.: Simulationen des einzelnen Einschaltens zweier 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen ohne Kommutierungsinduktivitäten

Aufgrund des erläuterten Zusammenhangs zwischen Kollektor-Emitter Spannung und Self Turn-ON muss die Erklärung, wie die Kommutierungsinduktivität einen Einfluss auf die Einschaltstromflanke hat, erweitert werden. Während der Einschaltstromflanken in Abbildung 6.5 haben die Kollektor-Emitter Spannungen einen Unterschied von etwa 150 V. Diese Spannungsdifferenz verursacht unterschiedlich starke Verschiebeströme durch den Self Turn-ON und die unterschiedlichen Spannungsänderungen, die zu dieser Differenz geführt haben, verursachen unterschiedlich starke Verschiebeströme durch den Miller-Effekt. Diese beiden Wirkungen auf die Verschiebeströme überlagern sich konstruktiv. Der IGBT mit der geringeren Kommutierungsinduktivität erfährt einen geringeren Verschiebestrom durch den Miller-Effekt (der das Gate entlädt) und einen stärkeren Verschiebestrom durch den Self Turn-ON (der das Gate lädt). Somit kommt es durch die Kombination dieser beiden Effekte zu einem schnelleren Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung dieser IGBT und zu Stromfehlverteilungen in Parallelschaltungen mit unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten. In Abbildung 6.7 ist die Wirkungskette der Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Kommutierungsinduktivitäten zusammengefasst. Die Induktivitätsunter-

6. Einschalten

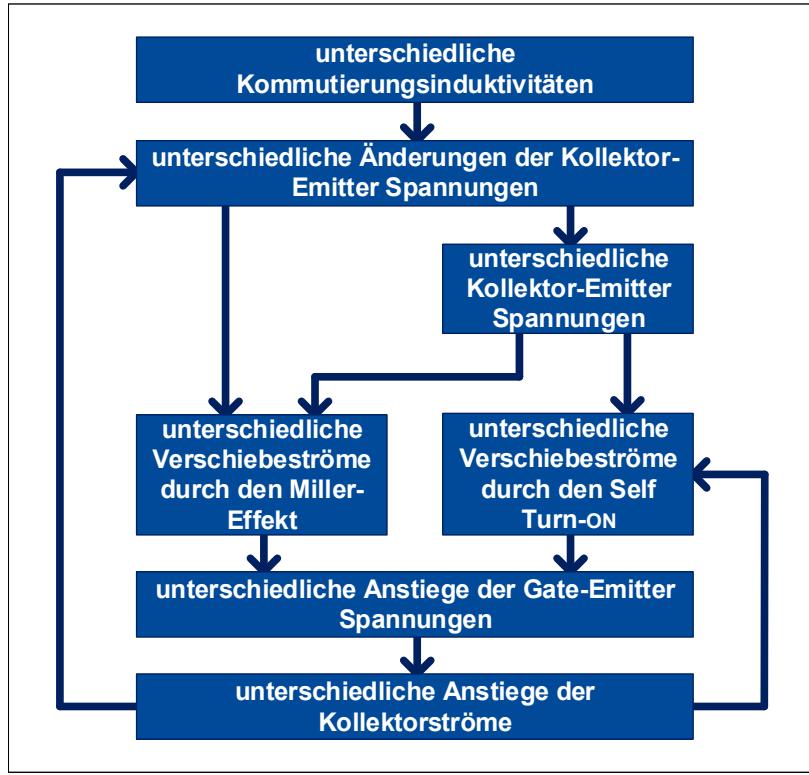


Abbildung 6.7.: Wirkungskette der Stromfehlverteilungen beim Einschalten durch unterschiedliche Kommutierungsinduktivitäten

schiede führen zu unterschiedlichen Spannungsabfällen und somit zu unterschiedlichen Änderungen der Kollektor-Emitter Spannungen. Dadurch werden erstens unterschiedlich starke Verschiebeströme aufgrund des Miller-Effekts ausgelöst. Zweitens führt das auch zu unterschiedlichen Kollektor-Emitter Spannungen, die wiederum die Stärke des Miller-Effekts und zusätzlich des Self Turn-ON beeinflussen. Die Unterschiede der Verschiebeströme verursachen unterschiedliche Anstiege der Gate-Emitter Spannungen und letztendlich unterschiedliche Anstiege der Kollektorströme. Die Stromfehlverteilungen haben einen Einfluss auf die Änderungen der Kollektor-Emitter Spannungen und auf die Stärke des Self Turn-ON.

6.3. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Halbleitereigenschaften

Ebenso wie beim Durchlassverhalten haben die Geometrie und die Dotierungen der Halbleiter einen großen Einfluss auf das Einschaltverhalten. Im Folgenden werden die Einflüsse der p-Dotierungen am Emitter und am Kollektor sowie die Grunddotierung, der Dicke des Gateoxids, der Tiefe des Trenchgates und der Chipdicke betrachtet. Dabei werden

6. Einschalten

Simulationen des einzelnen Einschaltens von Modellen verglichen, die in genau dem betrachteten Parameter ausgelenkt sind, und Simulationen des parallelen Einschaltens der selben Modelle betrachtet.

In Abbildung 6.8 sind solche Simulationen von IGBT-Modellen mit unterschiedlicher p-Dotierung am Emitter dargestellt. Diese Dotierung beeinflusst die Bildung des Elektronenkanals und somit die Thresholdspannung. Daher beginnt das Modell mit der geringeren Dotierung bei einer geringeren Gate-Emitter Spannung und somit früher mit dem Anstieg des Kollektorstroms. Dieser Anstieg ist zusätzlich schneller als der Anstieg des anderen Kollektorstroms. Dies ist an den unterschiedlichen induktiven Spannungseinbrüchen der Kollektor-Emitter Spannungen erkennbar. Allerdings ist der Anstieg der Gate-Emitter Spannung des IGBT mit höherer Dotierung schneller. Die Verhältnisse der Kollektorströme sind daher nur durch eine flachere transiente Transfercharakteristik des IGBT mit der höheren Dotierung zu erklären. Die transienten Transfercharakteristiken der Modelle mit unterschiedlicher Emitterdotierung sind in Abbildung 6.9a dargestellt. Bei geringer Emitterdotierung ist die Thresholdspannung nahezu 1 V geringer als bei dem Modell mit höherer Dotierung. Außerdem steigt die Charakteristik des Modells mit geringer Dotierung steiler an. Daher wird bei höherer Emitterdotierung während des Einschaltens ein größerer Anstieg der Gate-Emitter Spannung für denselben Anstieg des Kollektorstroms benötigt. Die Unterschiede in den Gate-Emitter Spannungen sind in erster Linie durch die unterschiedlichen Verschiebeströme aufgrund des Miller-Effekts zu erklären. Aufgrund des geringeren Anstiegs des Kollektorstroms kommt es zu einem geringeren Spannungsabfall über der Kommutierungsinduktivität, geringeren Änderungen der Feldstärke in der Raumladungszone und somit zu einem geringeren Verschiebestrom, der das Gate entlädt. Der Verschiebestrom durch den Self Turn-ON und der externe Gatestrom sind aufgrund des geringeren Anstiegs des Löcherstroms bzw. durch die höhere Gate-Emitter Spannung ebenfalls geringer. Diese beiden Ströme laden das Gate und ihre Verringerung führt somit zu einem langsameren Anstieg der Gate-Emitter Spannung. Aufgrund des langsameren Anstiegs des Kollektorstroms tritt die Einschaltstromspitze später ein. Diese zeitliche Verschiebung setzt sich im Abbau der Raumladungszone und dem damit einhergehenden Abbau der Kollektor-Emitter Spannung fort. In der Parallelschaltung sind die Stromansteige der Modelle entsprechend der Einzelsimulationen. Durch die erheblichen Unterschiede der Kollektor-Emitter Spannungen während des Abbaus der Raumladungszone der IGBT kommt es währenddessen zu einer erheblichen Stromfehlverteilung. Die induktive Verbindung der parallelen IGBT führt bei einem Unterschied der Kollektor-Emitter Spannungen zu einer dies ausgleichenden Stromumverteilung. In der Simulation des parallelen Einschaltens sind die Kollektor-Emitter Spannungen ähnlicher als in den Simulationen des einzelnen Einschaltens. Dies geht aber mit einem Unterschied der Kollektorströme von fast 300 A einher.

6. Einschalten

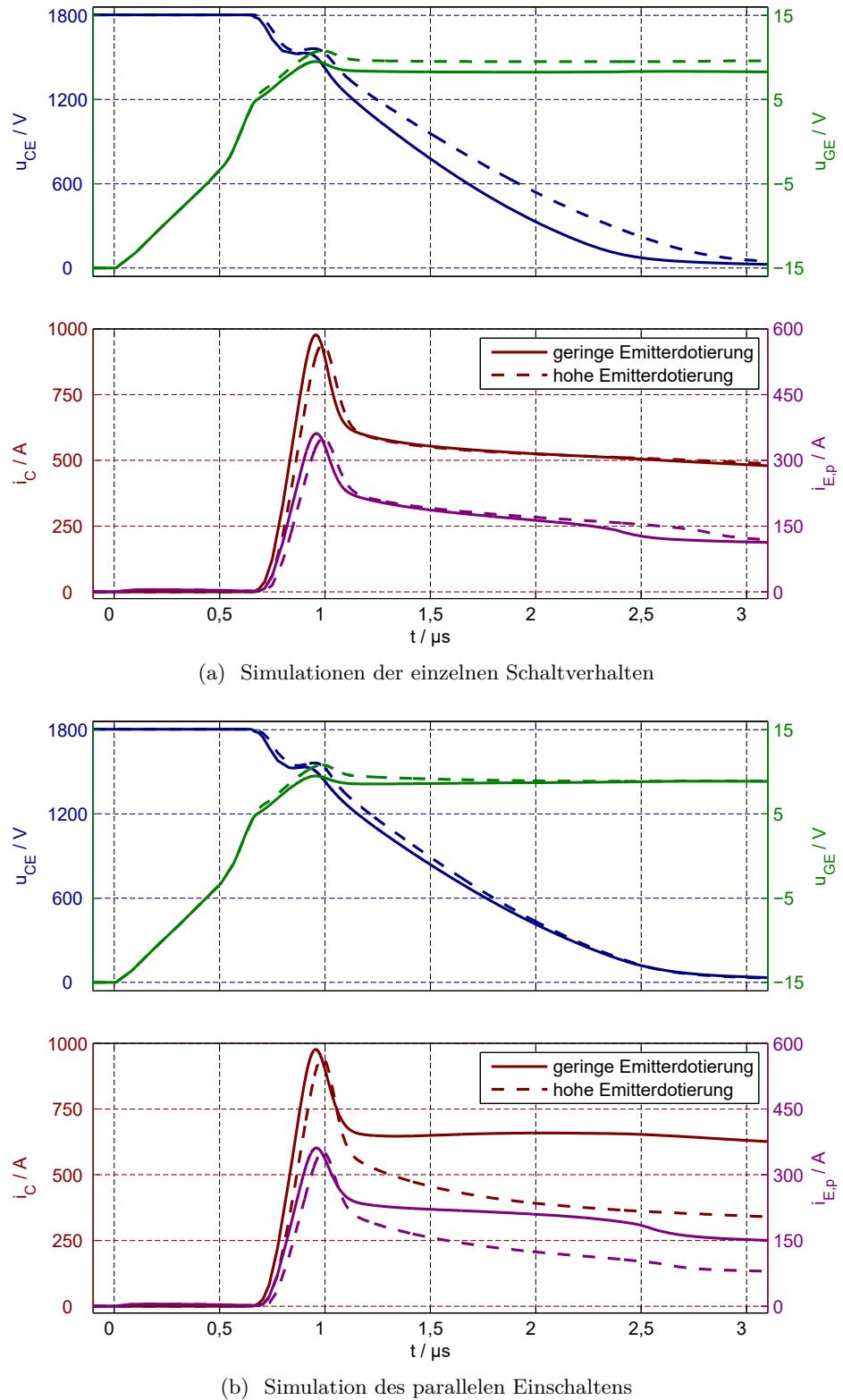


Abbildung 6.8.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Emitterdottierungen ($N_{A,E2}/N_{A,E1} = 133\%$)

6. Einschalten

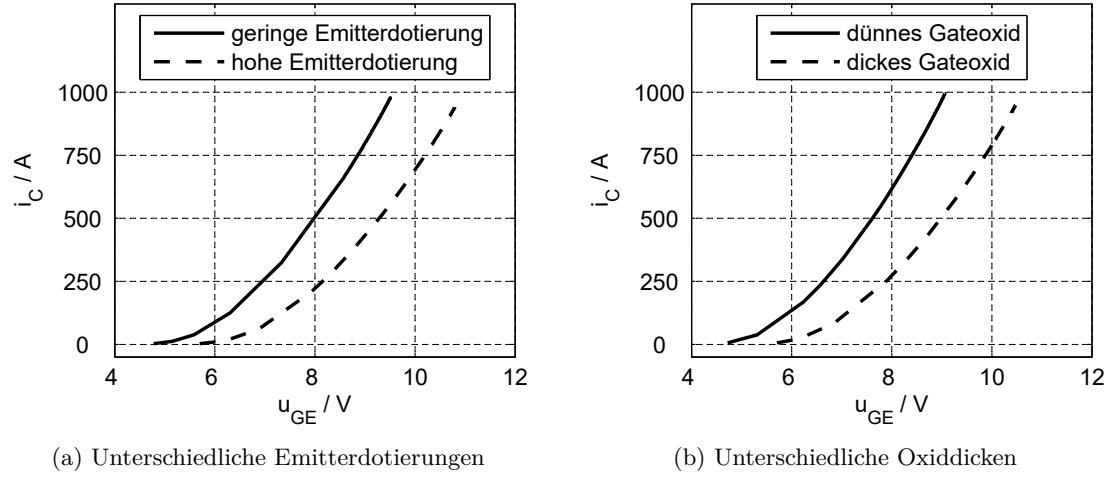


Abbildung 6.9.: Transiente Transfercharakteristiken der IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Emitterdotierungen und Oxiddicken

Die Dicke des Gateoxids hat ebenfalls Einfluss auf die transiente Transfercharakteristik des IGBT, wodurch eine Stromfehlverteilung während des Einschaltens ausgelöst werden kann. In Abbildung 6.10 sind Einschaltsimulationen von IGBT-Modellen dargestellt, die sich in diesem Parameter unterscheiden. Die transienten Transfercharakteristiken der beiden Modelle mit unterschiedlichen Oxiddicken sind in Abbildung 6.9b dargestellt. Bei dünnerem Gateoxid ist sowohl die Thresholdspannung geringer als auch der Anstieg der Charakteristik steiler. Die Oxiddicke hat allerdings auch auf andere Phasen des Einschaltens einen erheblichen Einfluss. Die Gate-Emitter Kapazität ist bei geringerer Oxiddicke größer und daher dauert das Laden dieser Kapazität bis zum Erreichen der Thresholdspannung länger. Diese Spannung liegt jedoch bei dickerem Gateoxid höher. Trotzdem beginnt das Modell mit dem dickeren Gateoxid früher mit dem Anstieg des Kollektorstroms. Dieser Anstieg ist aufgrund der flacheren transienten Transfercharakteristik langsamer als der des Modells mit dünnerem Oxid. Im Gegensatz zu den Simulationen mit unterschiedlichen Emitterdotierungen sind die Anstiege der Gate-Emitter Spannungen während der Einschaltstromflanken ähnlich. Das zeigt, dass der stärkere Verschiebestrom aufgrund des Miller-Effekts bei dünnerem Gateoxid durch den ebenso stärkeren Verschiebestrom aufgrund des Self Turn-ON ausgeglichen wird. Die Einschaltstromspitze ist, aufgrund des langsameren Stromanstiegs, bei dem Modell mit dickerem Gateoxid niedriger. Außerdem wird die Kollektor-Emitter Spannung dieses Modells langsamer abgebaut. Das dynamische Gleichgewicht, das sich zwischen Kollektor- und Kathodenstrom der Diode sowie Spannungsänderungen an Diode und IGBT ergibt, liegt bei dickerem Gateoxid bei einer höheren Gate-Emitter Spannung aber bei einem geringeren Kollektorstrom. Dadurch ist der Gatestrom reduziert und es kann ein geringerer Verschiebestrom durch das Gateoxid

6. Einschalten

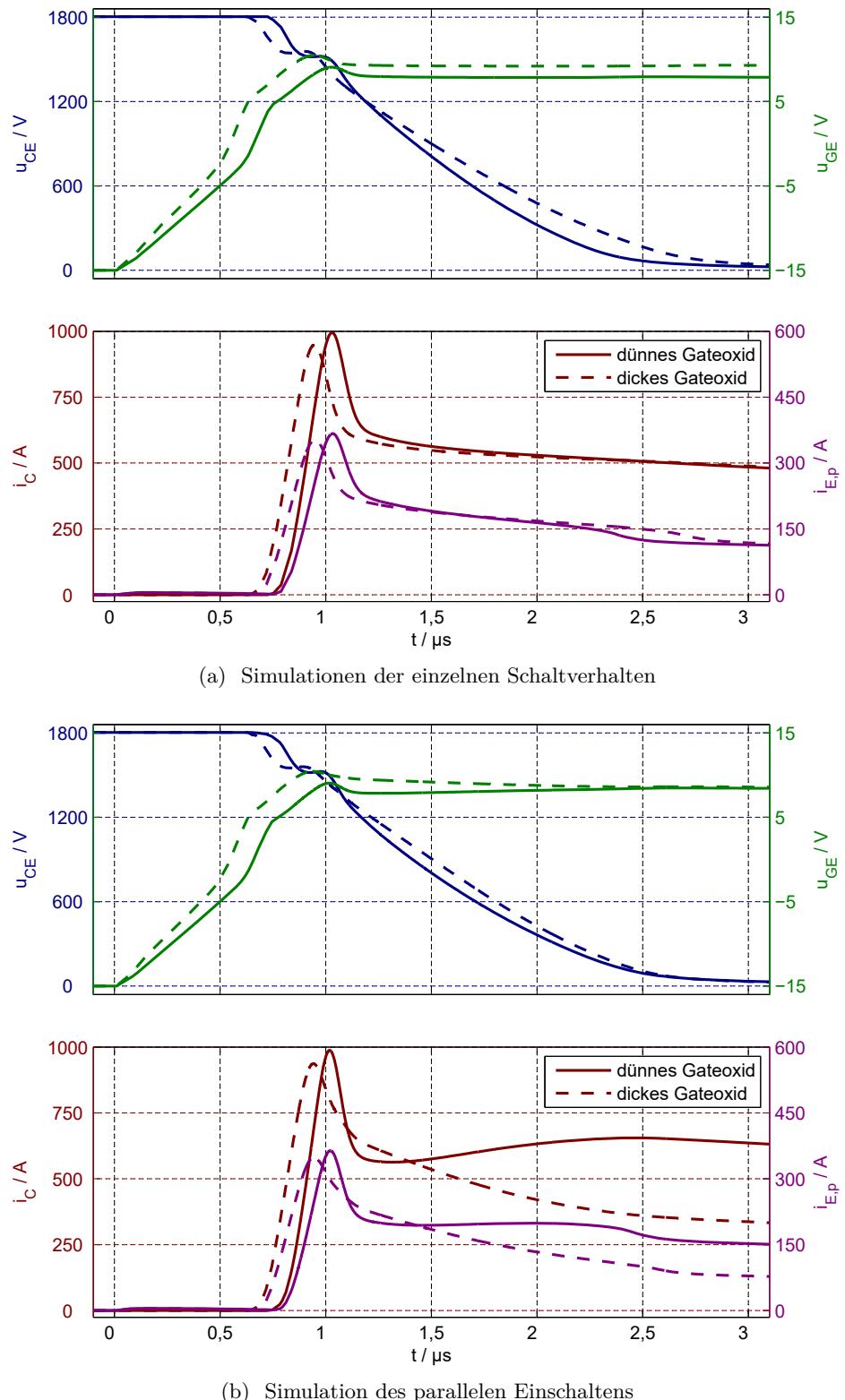


Abbildung 6.10.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Oxiddicken ($d_{ox2}/d_{ox1} = 117\%$)

6. Einschalten

kompensiert werden. Dadurch ist der Abbau der Kollektor-Emitter Spannung langsamer. Dieser Unterschied im Abbau der Kollektor-Emitter Spannungen hat in der Parallelschaltung starke Stromfehlverteilungen während dieses Abbaus zur Folge.

Der unterschiedliche Abbau der Raumladungszone und somit der Kollektor-Emitter Spannung ist der Hauptunterschied zwischen den Simulationen in Abbildung 6.11. Diese wurden mit IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Tiefen des Trenchgates durchgeführt. Eine Simulation der Parallelschaltung dieser Modelle ist zusätzlich in Abbildung 6.2 dargestellt. Während des anfänglichen Ladens der Gate-Emitter Kapazität und während des Anstiegs des Kollektorstroms kommt es zu geringfügigen Unterschieden der beiden Simulationen. Die Gate-Emitter Spannung des Modells mit geringerer Trenchtiefe erreicht die Thresholdspannung etwa 10 ns früher und dieses Modell hat eine etwa 20 A höhere Einschaltstromspitze. Die Gate-Emitter Spannung dieses Modells ist währenddessen um etwa 50 mV höher. Aufgrund der unterschiedlichen Trenchtiefen, ist die Oberfläche der Gates und somit auch die Fläche, durch die ein Verschiebestrom fließen kann, unterschiedlich. Bei geringerer Trenchtiefe führt die geringere Oberfläche zu einem geringeren Verschiebestrom aufgrund des Miller-Effekts, der das Gate während des Einschaltens entlädt. Zusätzlich ist die Fläche, durch die Verschiebeströme aufgrund des Self Turn-ON wirken können, ebenso reduziert. Diese Verschiebeströme sind bis zur Einschaltstromspitze entgegengerichtet. Dass ein schnellerer Anstieg der Gate-Emitter Spannung bei kleinerer Oberfläche des Gates auftritt, zeigt, dass der reduzierte Miller-Effekt hier einen etwas größeren Einfluss hat. Der Miller-Effekt ist auch ausschlaggebend für die unterschiedlichen Spannungen während des Abbaus der Raumladungszonen. Nachdem die Diode beginnt Spannung aufzubauen, kommt es zu relevanten Unterschieden zwischen den Kollektor-Emitter Spannungen. Aufgrund der größeren Oberfläche des Gates bei einem tieferen Trench führen schon geringere Änderungen des elektrischen Feldes in der Raumladungszone zu einem Verschiebestrom durch den Miller-Effekt, der den externen Gatestrom ausgleicht. Dies geschieht bei einer geringeren Gate-Emitter Spannung und somit geringerem Kollektor- und Kathodenstrom. Durch die geringeren Ströme wird die Raumladungszone der Dioden langsamer aufgebaut und diese übernimmt langsamer Spannung. Dadurch kann die Kollektor-Emitter Spannung nur langsamer abgegeben und die Raumladungszone des IGBT langsamer abgebaut werden. Während des parallelen Einschaltens der Modelle mit unterschiedlicher Trenchtiefe ergibt sich eine geringe Stromfehlverteilung während des anfänglichen Anstiegs der Kollektor-Emitter Spannung und eine starke Stromfehlverteilung während des Abbaus der Raumladungszonen, die wie bereits bei den Simulationen zuvor die Unterschiede der Kollektor-Emitter Spannungen nahezu ausgleichen. Außerdem werden die Unterschiede der Gate-Emitter Spannungen durch die Stromfehlverteilung während des Abbaus der Raumladungszonen verstärkt.

6. Einschalten

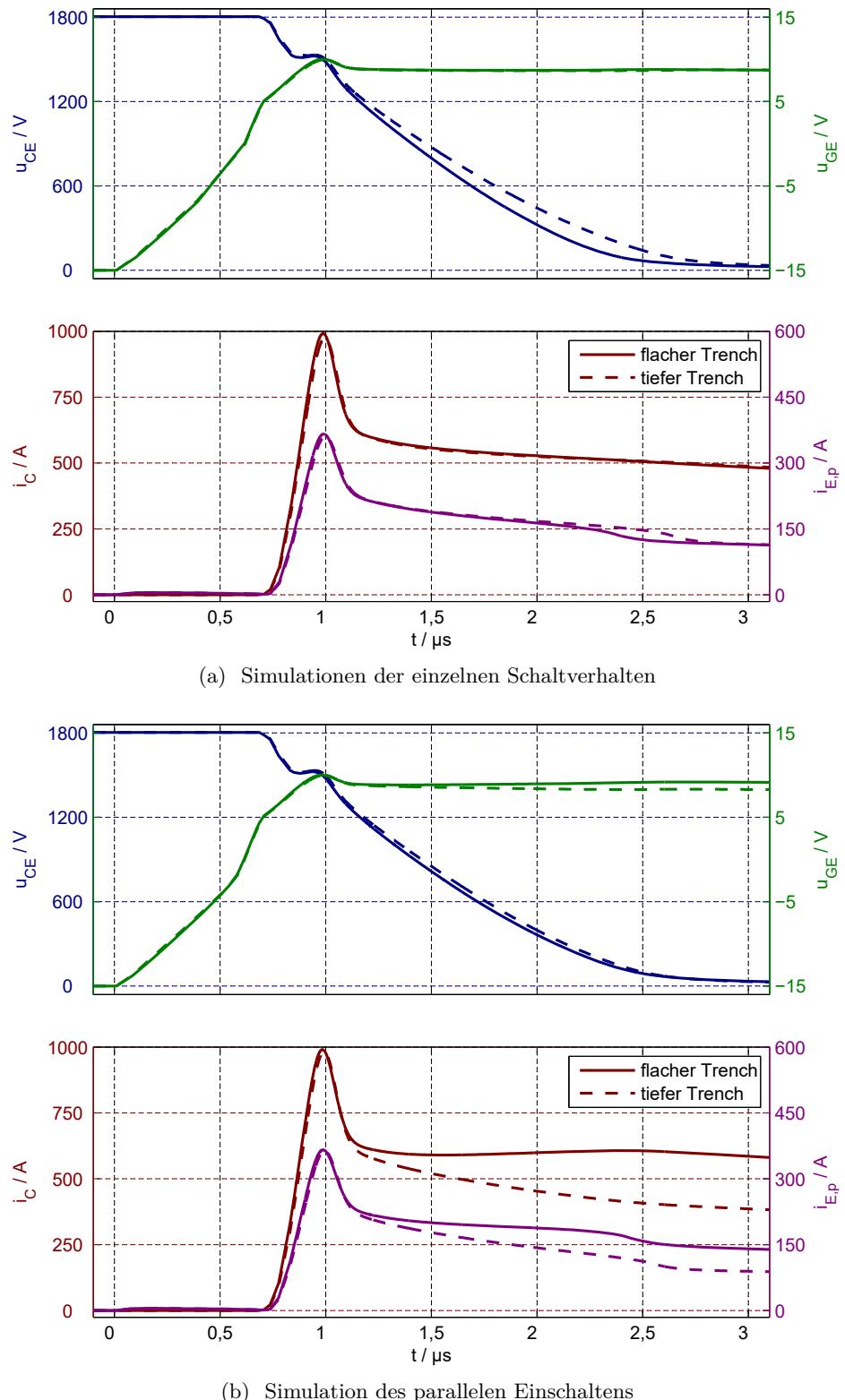


Abbildung 6.11.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Tiefen des Trenchgates ($L_{T2}/L_{T1} = 107\%$)

6. Einschalten

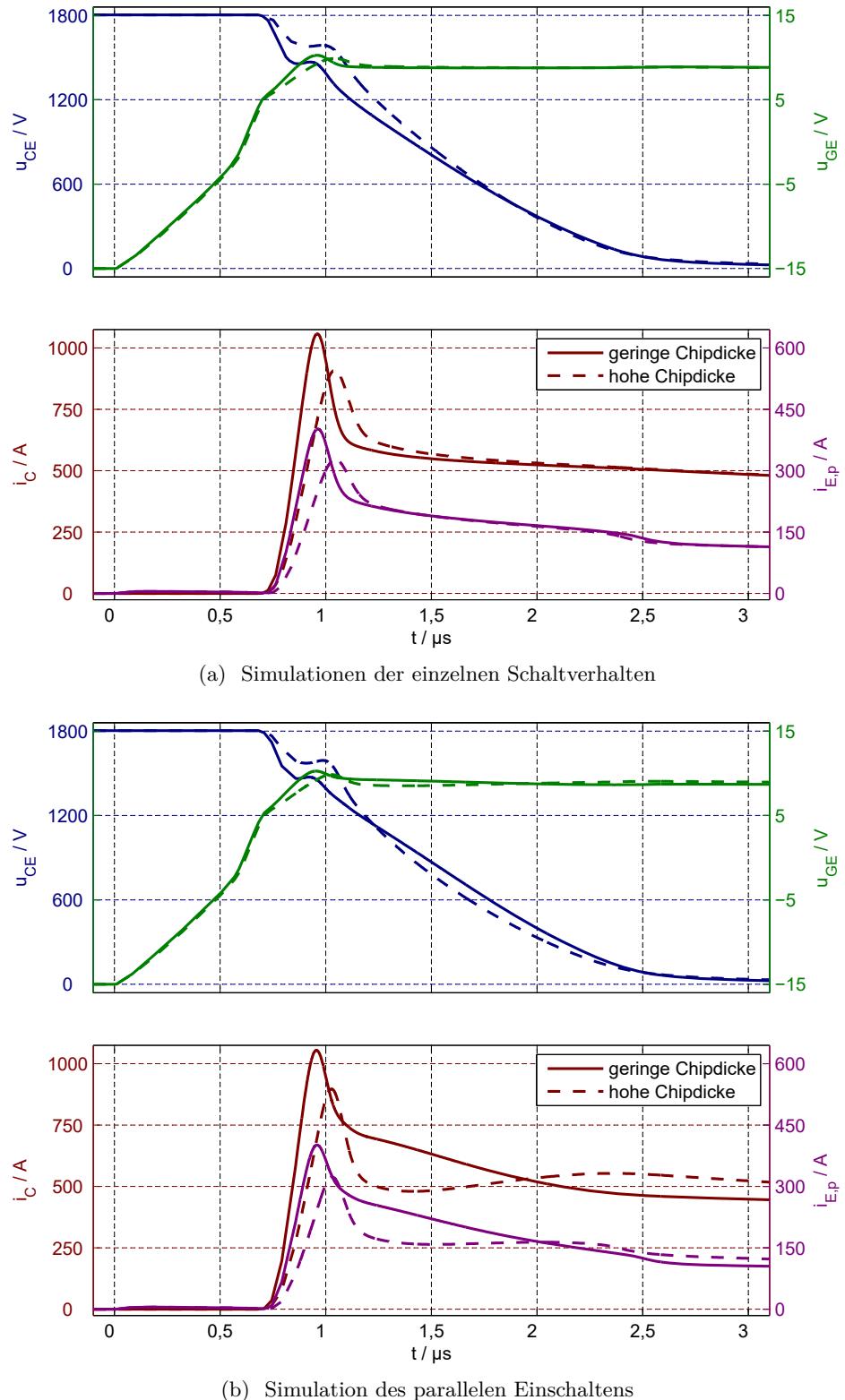


Abbildung 6.12.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Chipdicken ($d_{Chip2}/d_{Chip1} = 124\%$)

6. Einschalten

Der Einfluss der Chipdicke auf das Einschaltverhalten hängt mit der Spannungsabhängigkeit des Self Turn-ON zusammen, die bereits in Kapitel 6.2 erläutert wurde. In [45] wird beschrieben, dass diese Abhängigkeit des Self Turn-ON dadurch verursacht wird, dass mit der Kollektor-Emitter Spannung der Abstand zwischen Raumladungszone und kollektorseitigem pn-Übergang variiert. Durch die Veränderung dieses Abstands wird beeinflusst, wie viele Löcher, die an diesem Übergang emittiert werden, den Steuerkopf erreichen und zum Self Turn-ON beitragen. Der Abstand zwischen Raumladungszone und pn-Übergang steigt bei gleicher Kollektor-Emitter Spannung mit steigender Chipdicke. Daher ist bei größerer Chipdicke ein geringerer Self Turn-ON zu erwarten.

In Abbildung 6.12 sind Einschaltsimulationen mit zwei IGBT-Modellen unterschiedlicher Chipdicke dargestellt. Die Modelle unterscheiden sich erheblich im Anstieg der Kollektorströme. Das Modell mit geringerer Chipdicke hat einen schnelleren Anstieg der Gate-Emitter Spannung nach dem Erreichen der Thresholdspannung und damit einhergehend einen deutlich schnelleren Anstieg des Kollektorstroms. Daraus resultieren unterschiedliche Kollektor-Emitter Spannungen und Einschaltstromspitzen. Der stärkere Self Turn-ON des Modells mit geringerer Chipdicke geht auch mit einem größeren Löcherstrom am Emitter einher. Der Anteil des Löcherstroms am gesamten Emitterstrom ist bei diesem Modell während des Anstiegs des Kollektorstroms höher. Durch die Unterschiede in der Kollektor-Emitter Spannung während der Einschaltstromflanke wird der stärkere Self Turn-ON bei geringerer Chipdicke teilweise kompensiert. Der schnellere Anstieg des Kollektorstroms verursacht einen größeren Spannungsabfall an den Kommutierungsinduktivitäten und somit größere Verschiebeströme aufgrund des Miller-Effekts und eine Reduzierung des Self Turn-ON durch den Rückgang der Raumladungszone. In der Parallelschaltung dieser Modelle ergibt sich ein ähnliches Bild während des Anstiegs der Kollektorströme. Nach der Einschaltstromspitze geht der Strom des Modells mit großer Chipdicke deutlich stärker zurück als in der Einzelsimulation, da dieses Modell eine deutlich höhere Kollektor-Emitter Spannung aufweist. Bei $t \approx 1,2 \mu\text{s}$ sinkt die Kollektor-Emitter Spannung des dickeren IGBT unter die des dünneren, wodurch es zu einem Angleichen der Kollektorströme und letztendlich zu einem höheren Kollektorstrom für den dickeren IGBT kommt.

Einen zusätzlichen Einfluss auf die Raumladungszone im Sperrzustand und somit auf die Verschiebeströme während des Einschaltens hat die Grunddotierung $N_{D,\text{Drift}}$ des IGBT. In Abbildung 6.13 sind Einschaltsimulationen von IGBT-Modellen dargestellt, die sich in dieser Dotierung unterscheiden. In den Simulationen ist zu erkennen, dass bei höherer Grunddotierung die Gate-Emitter Spannung bis zur Thresholdspannung schneller ansteigt. Dadurch beginnt das Modell mit höherer Grunddotierung früher mit dem Anstieg des Kollektorstroms. Nach dem Erreichen der Thresholdspannung ist der Anstieg der Gate-Emitter Spannung bei höherer Grunddotierung langsamer, was auf veränderte Ver-

6. Einschalten

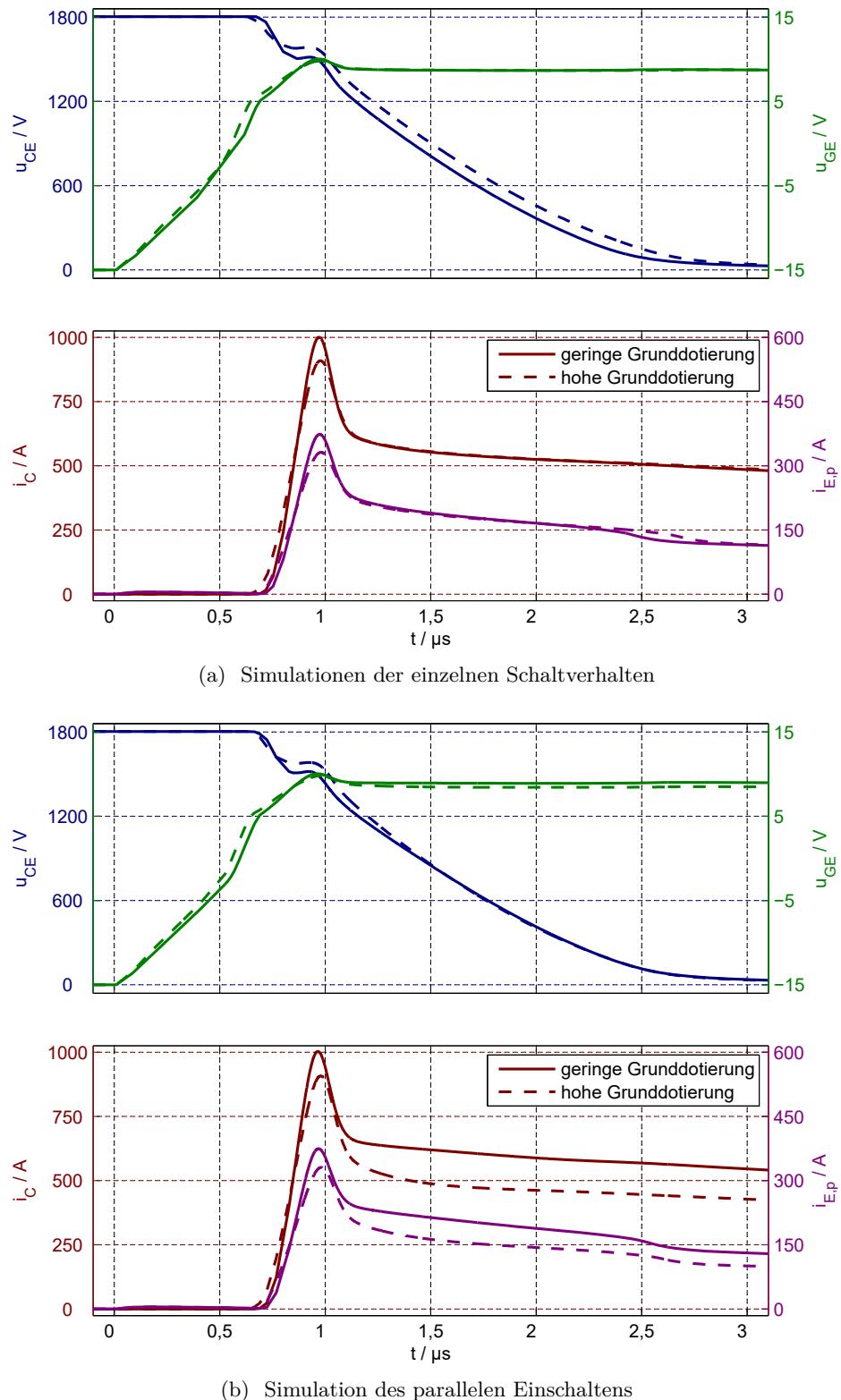


Abbildung 6.13.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Grunddotierungen ($N_{D,Drift2}/N_{D,Drift1} = 133\%$)

6. Einschalten

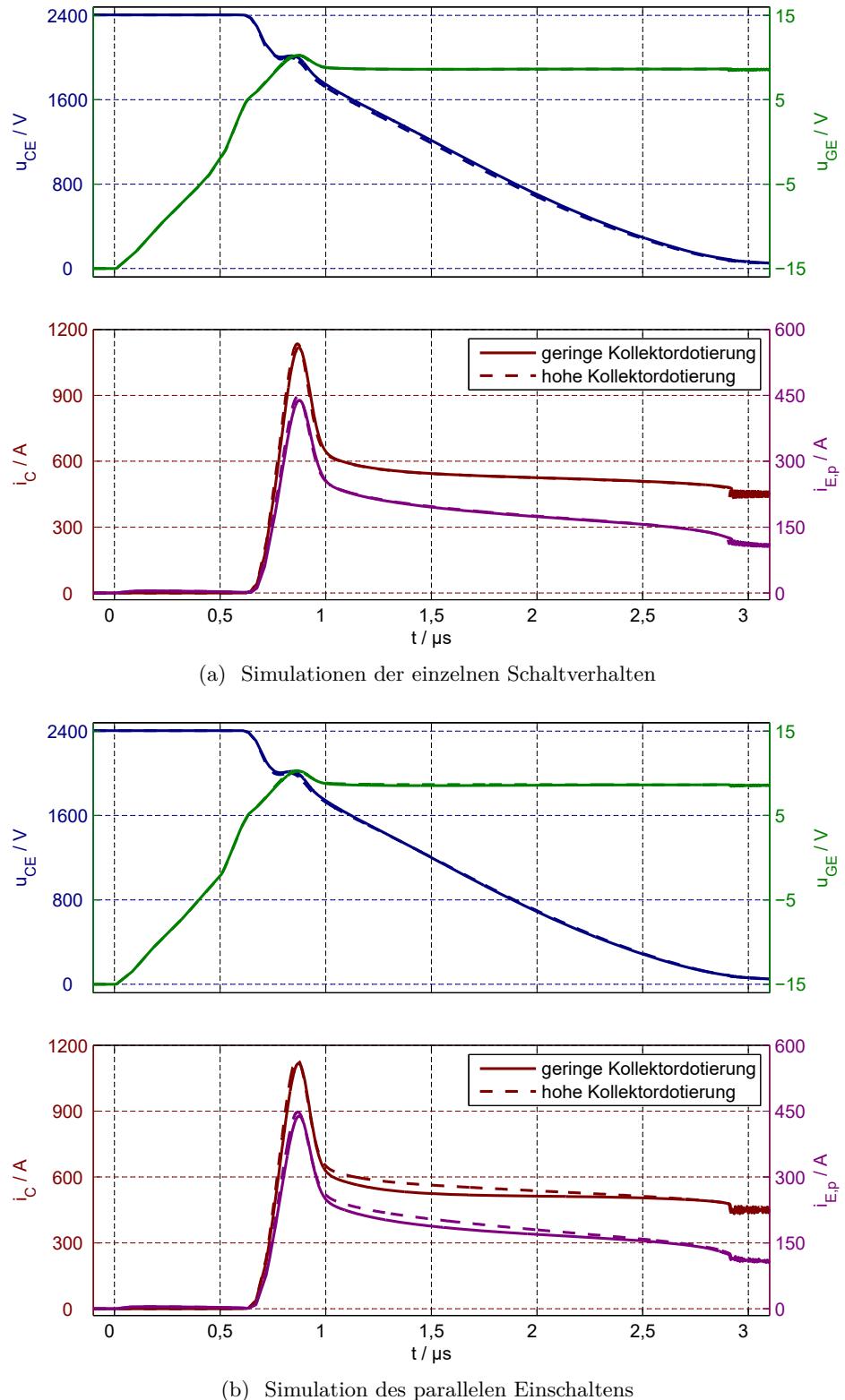


Abbildung 6.14.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Kollektordotierungen ($N_{A,C2}/N_{A,C1} = 150\%$)

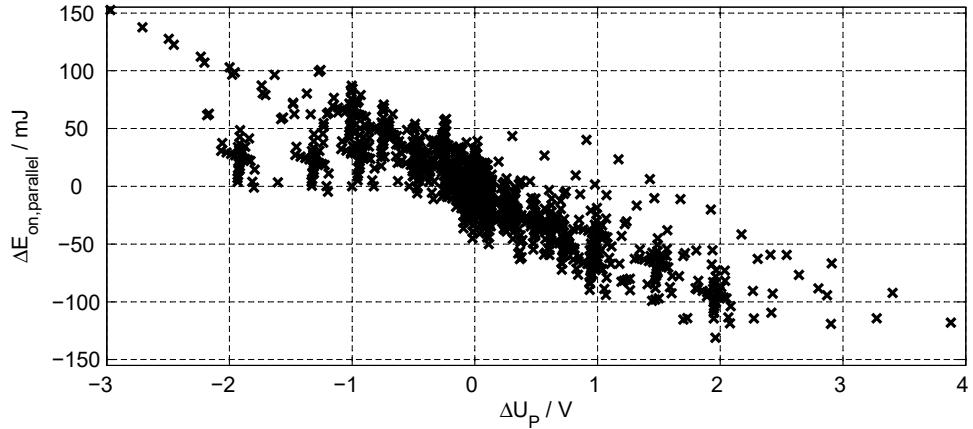
6. Einschalten

schiebeströme hindeutet. Die Grunddotierung bestimmt im stromlosen Zustand den Gradienten der elektrischen Feldstärke in der Driftzone. Bei erhöhtem Feldgradienten in der Raumladungszone und identischer Spannung, reicht die Raumladungszone nicht so weit in die Feldstopp-Schicht hinein. Ebenso wie bei der Veränderung der Chipdicke führt eine Erhöhung der Grunddotierung somit zu einem größeren Abstand zwischen Raumladungszone und pn-Übergang und letztendlich zu einem schwächeren Self Turn-ON. Daher ist der Anstieg des Kollektorstroms für das Modell mit der geringeren Dotierung schneller. Dadurch sind auch die Kollektor-Emitter Spannungen unterschiedlich und das Modell mit höherer Grunddotierung erfährt einen schwächeren Verschiebestrom aufgrund des Miller-Effekts, wodurch der schwächere Self Turn-ON teilweise ausgeglichen wird. Die Kollektor-Emitter Spannung des Modells mit geringer Grunddotierung sinkt während des Abbaus der Raumladungszone schneller als die des anderen Modells, wodurch es in der Parallelschaltung zu einer entsprechenden Stromfehlverteilung kommt. Durch die größere Grunddotierung und den damit einhergehenden größeren Feldgradienten in der Raumladungszone kommt es bei gleichem Rückgang der Weite der Raumladungszone zu einem geringeren Rückgang der Kollektor-Emitter Spannung.

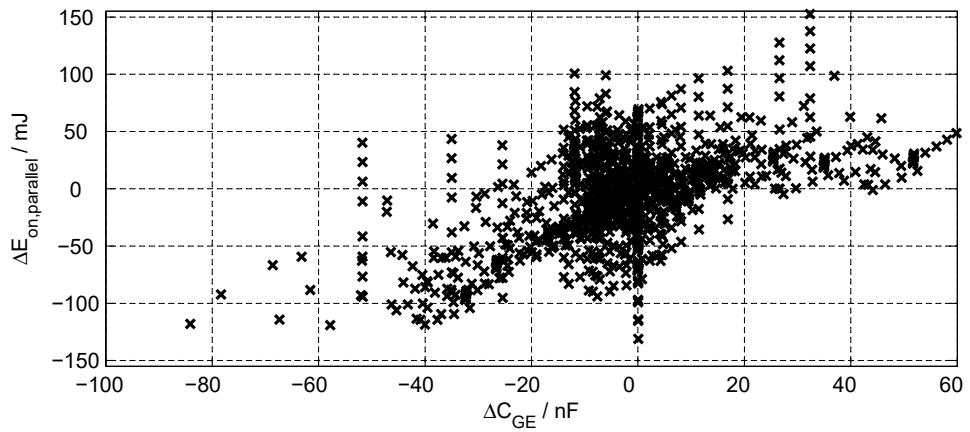
Neben der Weite der Raumladungszone hat auch die Emittereffizienz des Rückseitenemitters einen Einfluss auf den Self Turn-ON. In Abbildung 6.14 sind Simulationen des Einschaltens von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Kollektordotierungen dargestellt. Durch eine höhere Kollektordotierung werden bei gleichem Elektronenstrom mehr Löcher am kollektorseitigen pn-Übergang emittiert. Wenn diese den Steuerkopf erreichen, kommt es zu einem stärkeren Self Turn-ON, das Laden des Gates und der Anstieg des Kollektorstroms werden beschleunigt. Außerdem führt der höhere Emitterwirkungsgrad zu einem geringfügig schnelleren Aufbau des Elektronen-Loch-Plasmas und dadurch Abbaus der Raumladungszone. Währenddessen kommt es zu einer Stromfehlverteilung von wenigen 10 A. Der Einfluss einer Streuung der Kollektordotierung auf Stromfehlverteilungen ist im Vergleich zu den anderen betrachteten Dotierungen gering. Bei einer starken Auslenkung der Kollektordotierung kommt es nur zu geringen Stromfehlverteilungen während des Einschaltens.

Da Unterschiede der Halbleiterparameter durch Streuungen in Produktionsprozessen auftreten können, ist die Selektion von IGBT für die Parallelschaltung notwendig, um Stromfehlverteilungen zu begrenzen. Für die Suche nach Kriterien für eine solche Selektion wurden 1176 Paare von IGBT-Modellen erstellt, die sich in bis zu zwei Halbleiterparametern unterscheiden. Dabei wurden die p-Dotierungen am Emitter sowie am Kollektor, die Grunddotierung, die Chipdicke, Dicke des Gateoxids und die Tiefe des Trenchs variiert. In Abbildung 6.15 sind die Unterschiede der Einschaltverluste ($\Delta E_{on,parallel}$) der beiden IGBT-Modelle dieser Simulationen über drei möglichen Selektionskriterien aufgetragen.

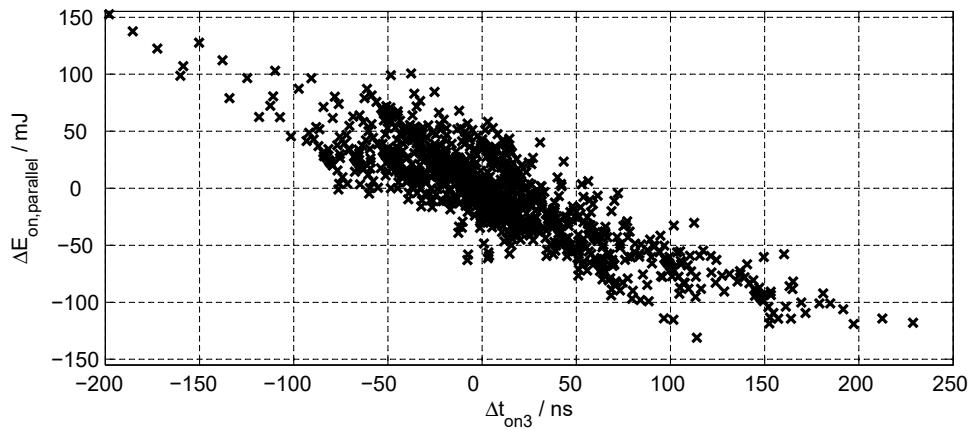
6. Einschalten



(a) Abhängigkeit von der Differenz der Pinch-off-Spannungen des jeweiligen Paars



(b) Abhängigkeit von der Differenz der Gate-Emitter Kapazitäten des jeweiligen Paars



(c) Abhängigkeit der Differenz der Zeit t_{on3} , die die jeweiligen IGBT-Modelle benötigen, um die Kollektor-Emitter Spannung abzubauen

Abbildung 6.15.: Unterschiede der Einschaltverluste in parallelen Einschaltsimulationen von 1176 Paaren von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Halbleiterparametern in Abhängigkeit von verschiedenen möglichen Selektionskriterien

6. Einschalten

Aufgrund der drei Phasen, in denen die Ursache für Stromfehlverteilungen während des Einschaltens auftreten kann, ist die Existenz eines einzelnes Selektionskriteriums unwahrscheinlich, das alle Ursachen für Stromfehlverteilungen abbildet. Die Pinch-off-Spannung ist ein Kriterium, das Unterschiede der Transferkennlinien und somit der Stromanstiege abbildet. Die Gate-Emitter Kapazität C_{GE} bildet Unterschiede des Beginns der Stromanstiege und t_{on3} Unterschiede im Rückgang der Kollektor-Emitter Spannungen ab. t_{on3} ist die Zeit vom Erreichen von 90 % des Einschaltspitzenstroms bis zum Unterschreiten von 10 % der Zwischenkreisspannung mit der Kollektor-Emitter Spannung, wie es in [75] definiert wurde, und bildet somit den Abbau der Raumladungszone ab. Über ein gutes Selektionskriterium sollten alle möglichen Paare, die eine möglichst frei wählbare Schwelle an Einschaltverlusten überschreiten, ausgeschlossen werden können, ohne dabei Paare auszuschließen, die diese Schwelle nicht überschreiten. Keines der drei untersuchten Kriterien zeigt eine besonders gute Korrelation mit den Verlustunterschieden. Die maximalen Verlustunterschiede treten bei großen Unterschieden der Pinch-off-Spannung auf. Allerdings treten bei Unterschieden der Pinch-off-Spannung von ± 2 V teilweise keine Verlustunterschiede und bei $\Delta U_P \approx 0$ V treten Verlustfehlverteilungen von bis zu ± 50 mJ (± 10 %) auf. Somit eignet sich eine Übereinstimmung der Pinch-off-Spannungen weder als notwendiges noch als hinreichendes Kriterium für Verlustfehlverteilungen. Dies gilt auch für die Gate-Emitter Kapazität. Die maximalen Verlustunterschiede treten bei $\Delta C_{GE} \approx 0$ nF bzw. $\Delta C_{GE} \approx 30$ nF auf und bei ± 50 nF treten teilweise keine Unterschiede der Verluste auf. Ein großer Unterschied in t_{on3} kann jedoch als hinreichende Bedingung für Energiefehlverteilungen verwendet werden. Für $|\Delta t_{on3}| > 75$ ns treten Verlustunterschiede in relevanter Höhe auf. Als notwendiges Kriterium eignet sich t_{on3} allerdings ebenfalls nicht.

Diese Betrachtung der Selektionskriterien zeigt, dass sich keines der untersuchten Kriterien aufgrund eines physikalischen Mechanismus für die Begrenzung von Fehlverteilungen der Einschaltverluste eignet. Allerdings sind die verwendeten Auslenkungen der Halbleiterparameter generisch. Eine entsprechende Analyse von Variationen von Halbleiterparametern mit in Produktionsprozessen realistischen Streubereichen könnte ein geeignetes Kriterium identifizieren. Außerdem können Selektionen, die aufgrund anderer Fehlverteilungen vorgenommen werden, die Selektion für Einschaltstromfehlverteilungen vereinfachen. In Abbildung 6.16 ist die Differenz der Einschaltverluste in der Parallelschaltung über der Differenz der Verluste des einzelnen Einschaltens dargestellt. Als alleiniges Selektionskriterium eignet sich $E_{on,einzeln}$ nicht. Der erlaubte Bereich des Kriteriums müsste sehr eng gewählt werden, um die Verlustdifferenzen in der Parallelschaltung zu begrenzen. Eine Einschränkung auf $|\Delta E_{on,parallel}| \leq 50$ mJ müsste durch eine Einschränkung auf $|\Delta E_{on,einzeln}| \leq 13$ mJ erfolgen. Dadurch würden etwa 58 % der Paare aussortiert, statt der 22 %, die aussortiert werden müssten. Wenn die Selektion zusätzlich über die Durch-

6. Einschalten

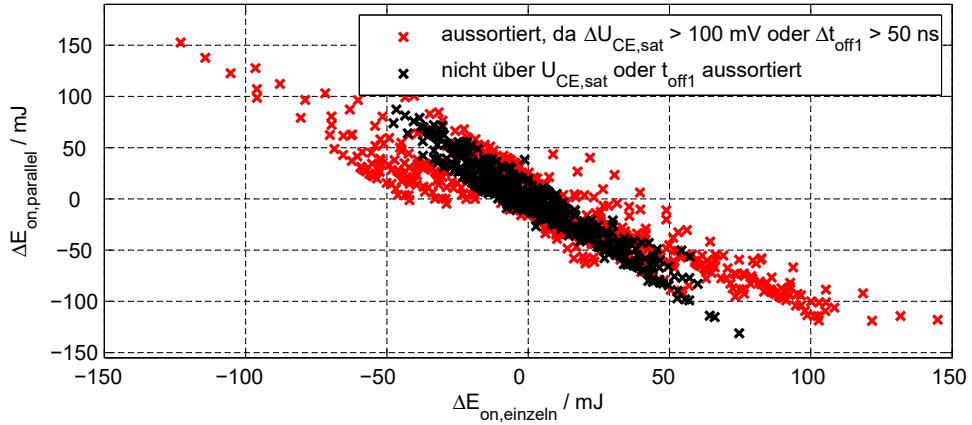


Abbildung 6.16.: Unterschiede der Einschaltverluste in parallelen Einschaltsimulationen von 1176 Paaren von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Halbleiterparametern in Abhängigkeit der Differenzen der Einschaltverluste $E_{on,einzel}$, die die jeweiligen IGBT-Modelle im einzelnen Einschalten aufweisen. Die Paare, die durch eine Selektion mittels $U_{CE,sat}$ oder t_{off1} aussortiert würden sind gesondert gekennzeichnet

lassspannung bei Nennstrom und die Ausschaltverzögerungszeit t_{off1} ¹ zum Beispiel bereits in den Grenzen $|\Delta U_{CE,sat}| \leq 100 \text{ mV}$ und $|\Delta t_{off1}| \leq 50 \text{ ns}$ erfolgt, ist $E_{on,einzel}$ besser als Selektionskriterium geeignet. Die Verlustunterschiede der Paare, die die ersten beiden Selektionskriterien erfüllen, sind in Abbildung 6.16 in schwarz dargestellt. Unter diesen Bedingungen muss der Selektionsbereich $|\Delta E_{on,einzel}| \leq 20 \text{ mJ}$ gewählt werden, um eine Eingrenzung auf $|\Delta E_{on,parallel}| \leq 50 \text{ mJ}$ zu ermöglichen. Dadurch würden 30 % der Paare, die die ersten beiden Selektionskriterien erfüllen, aussortiert, statt der notwendigen 15 %.

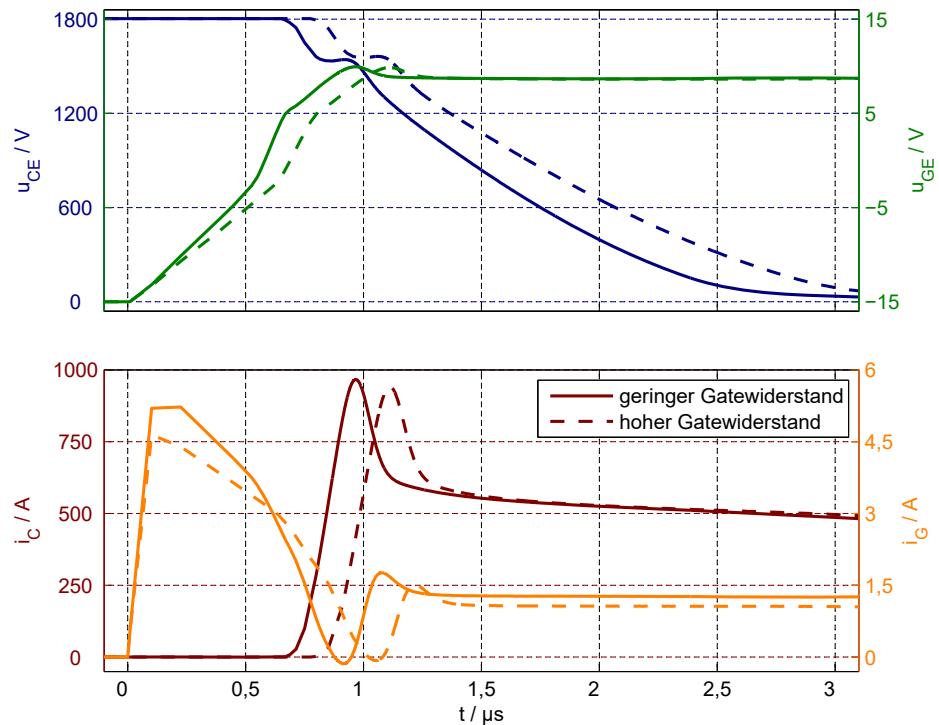
6.4. Stromfehlverteilungen durch Unterschiede im Gatestromkreis

Da das Einschalten eines IGBT über den Gatestrom gesteuert wird, haben Treiber und deren Verbindungen zu den IGBT einen erheblichen Einfluss auf transiente Stromfehlverteilungen. Im Folgenden wird erläutert, welche Unterschiede in den Gatestromkreisen zu Unterschieden im Einschaltverhalten führen.

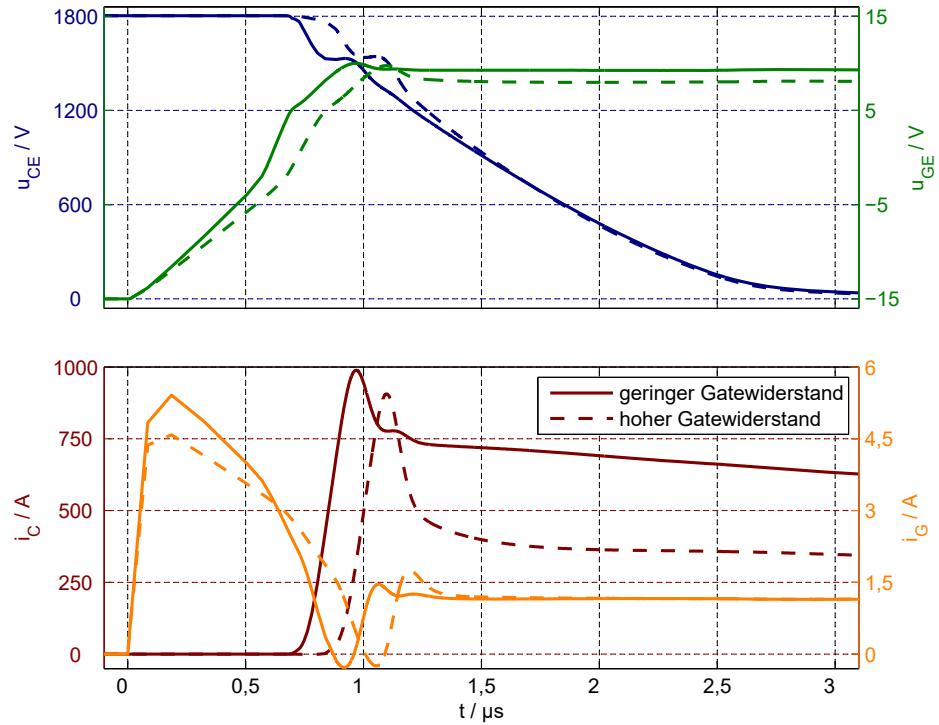
In Abbildung 6.17 sind Simulationen des Einschaltens identischer IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Gatewiderständen dargestellt. Für das Schaltverhalten der IGBT macht es dabei keinen Unterschied, ob sich die internen oder externen Gatewiderstände unterscheiden. Durch den größeren Widerstand folgt ein geringerer externer Gatestrom bei identi-

¹Genaueres zum Selektionskriterium t_{off1} in Kapitel 7.1

6. Einschalten



(a) Simulationen der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Einschaltens

Abbildung 6.17.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Gatewiderständen ($\Delta R_G = 1 \Omega$)

6. Einschalten

scher Differenz zwischen Gate-Emitter und treibender Spannung. Die erste Auswirkung der Variation des Gatewiderstands ist ein langsameres Aufladen der Gate-Emitter Kapazität und dadurch ein späteres Erreichen der Thresholdspannung des IGBT mit größerem Widerstand. Nach diesem ersten Laden des Gates beginnen zusätzlich zum externen Gatestrom Verschiebeströme aufgrund des Miller-Effekts und des Self Turn-ON auf das Gate zu wirken. Dadurch sinkt der Einfluss des Gatewiderstands. Außerdem sind die Unterschiede zwischen Gate-Emitter Spannungen und treibender Spannung gering und die Emitterinduktivität senkt diesen Unterschied zusätzlich. Somit sind die Gateströme gering. Dadurch ist der Anstieg des Kollektorstroms bei hohem Gatewiderstand in diesem Beispiel nur um etwa 12 % geringer bei 20 % höherem Widerstand. Aufgrund des geringeren Gatestroms liegt das Miller-Plateau der Simulation mit größerem Gatewiderstand einige 10 mV niedriger und der Abbau der Kollektor-Emitter Spannung ist langsamer. In Summe ergibt sich ein verzögertes und langsameres Einschalten des IGBT mit höherem Gatewiderstand. Dadurch kommt es in der Parallelschaltung zu einer höheren Einschaltstromspitze und einer Stromfehlverteilung von über 300 A.

Eine Asymmetrie der Induktivitäten an den Emittoren der IGBT, die sowohl vom Emitter, als auch vom Gatestrom durchflossen werden, beeinflusst die Gateströme während des Einschaltens und somit das Schaltverhalten der IGBT und die Stromfehlverteilungen zwischen den IGBT. Der Spannungsabfall an der Emitterinduktivität ist beim Einschalten der Treiberspannung entgegengesetzt, daher verursacht eine solche Induktivität ein verlangsamtes Einschalten. In Abbildung 6.18 sind Simulationen des einzelnen sowie parallelen Einschaltens eines IGBT-Modells mit unterschiedlichen Emitterinduktivitäten dargestellt. Es ist ein Unterschied der Einschaltstromflanken zu erkennen, der mit einem entsprechenden Unterschied zwischen den Gate-Emitter Spannungen einhergeht. Dies ist auf die unterschiedlichen Gateströme während der schnellen Veränderungen der Kollektorströme zurückzuführen. Die höhere Emitterinduktivität führt zu einem höheren Spannungsabfall im Gatestromkreis und führt in diesem Fall sogar zu einem negativen Gatestrom, der das Einschalten verlangsamt und durch die Verschiebeströme durch das Gateoxid ausgeglichen werden muss. Während des Miller-Plateaus hat die Emitterinduktivität nur einen geringen Einfluss auf die Gateströme, da sich die Kollektorströme nur langsam ändern. Durch die geringere Einschaltstromspitze und den langsameren Anstieg des Kollektorstroms bei größerer Emitterinduktivität ist der Abbau der Raumladungszone jedoch verzögert, was in der Parallelschaltung zu einer vergleichsweise schnell abklingenden Stromfehlverteilung führt.

Der Einfluss dieser Induktivität auf das Einschaltverhalten ist deutlich größer als der der übrigen Kommutierungsinduktivität. Die in Abbildung 6.18 verglichenen Simulationen wurden mit einem Unterschied von 2 nH der Emitterinduktivitäten erstellt. Die Un-

6. Einschalten

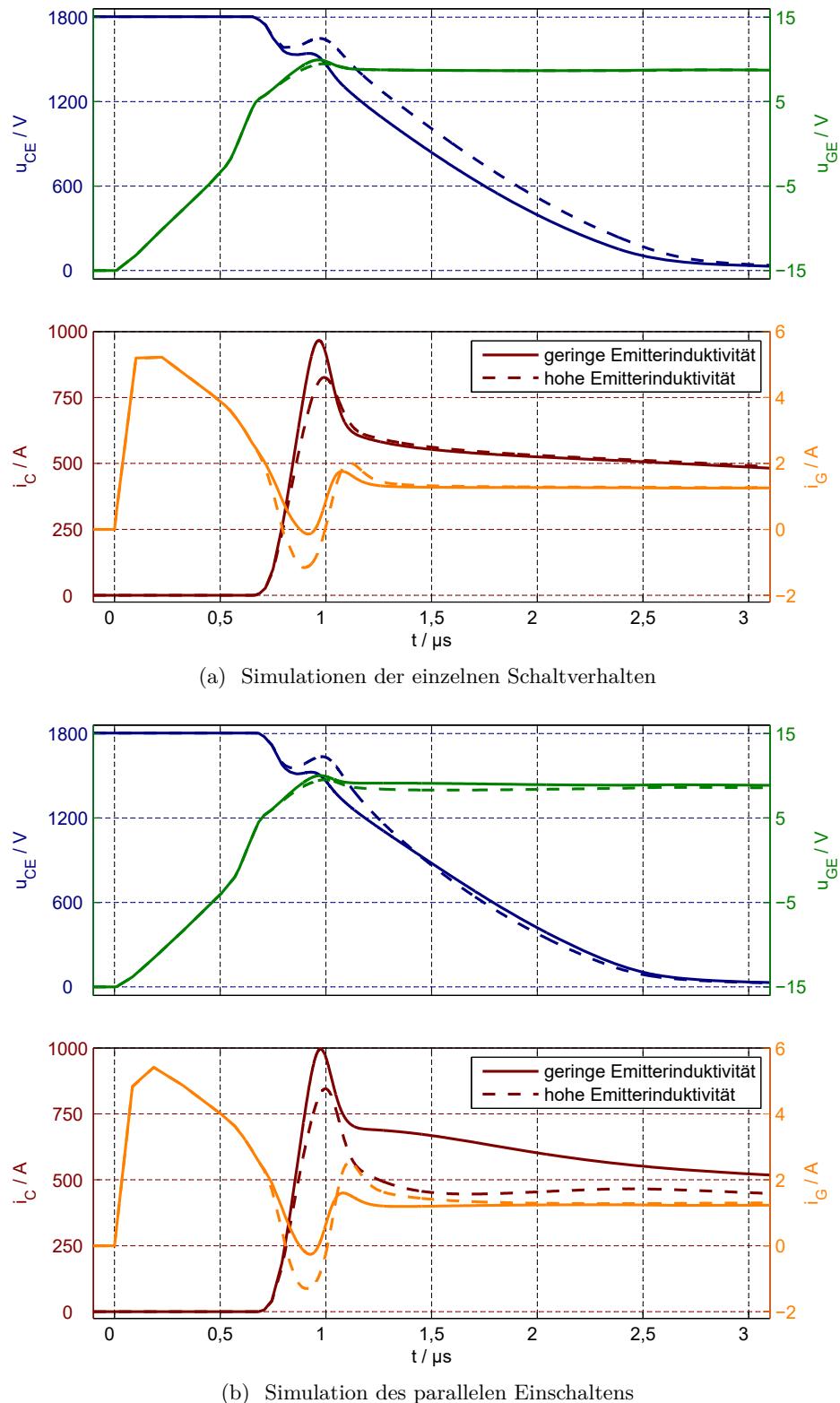


Abbildung 6.18.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Emitterinduktivitäten ($\Delta L_E = 2 \text{ nH}$)

6. Einschalten

terschiede der Kommutierungsinduktivitäten der Simulationen in Abbildung 6.5 beträgt 40 nH. Dieser starke Einfluss der Emitterinduktivität wurde bereits früh erkannt. In [31] sind Messungen dargestellt, bei denen diese Induktivität bewusst ausgelenkt wurde und bei denen es dann zu erheblichen Stromfehlverteilungen während der Einschaltstromflanke und -spitze kommt. Zusätzlich schwingen die Kollektorströme der IGBT im Anschluss im Gegentakt. Dieses Verhalten ist allerdings auf die direkte Kopplung der Gates der dort gemessenen IGBT zurückzuführen.

Einen identischen Einfluss hat eine magnetische Einkopplung des Kommutierungs- in den Gatestromkreis: Eine Stromänderung des Kommutierungskreises verursacht einen Spannungsabfall im Gatestromkreis, der den Gatestrom beeinflusst. Die Besonderheit gegenüber der tatsächlichen Überlappung von Emitter- und Gatestrompfad ist, dass eine Einkopplung auch den Effekt einer negativen Emitterinduktivität haben kann, die das Einschalten beschleunigt. Nichtsdestotrotz verursacht eine Asymmetrie einer solchen magnetischen Einkopplung in den Gatekreis einen entsprechenden Unterschied der Einschaltverhalten und somit eine Stromfehlverteilung in einer Parallelschaltung.

Durch höhere Induktivitäten im Gatestromkreis kommt es ebenfalls zu einer Verzögerung des Einschaltens. In Abbildung 6.19 sind Simulationen des Einschaltens identischer IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Gateinduktivitäten dargestellt. Die größere Induktivität verhindert schnelle Änderungen des Gatestroms und verringert diesen im anfänglichen Aufladen der Gate-Emitter Kapazität. Dadurch erreicht der IGBT mit größerer Induktivität erst etwa 20 ns später die Thresholdspannung. Da die zusätzliche Induktivität aber auch einen schnellen Rückgang des Gatestroms verhindert, wird das Gate dieses IGBT beim Durchlaufen der transienten Transfercharakteristik schneller und auf einen höheren Spitzenwert geladen. Dadurch hat dieser IGBT auch einen schnelleren Anstieg des Kollektorstroms und eine höhere Spitze des Einschaltstroms. In Folge dessen beginnt die Diode mit einem schnelleren Spannungsaufbau. Obwohl die Gateströme während der Plateaus nahezu identisch sind, baut der IGBT mit höherer Gateinduktivität schneller Spannung ab, was in der Parallelschaltung durch eine Stromfehlverteilung ausgeglichen wird.

Bei der Verwendung unterschiedlicher Spannungsquellen auf einem Treiber oder unterschiedlicher Treiber für die parallelen IGBT kann es zu unterschiedlichen treibenden Spannungen beim Einschalten kommen. Dabei können sich sowohl die negativen als auch die positiven treibenden Spannungen unterscheiden. Im Folgenden werden die Auswirkungen unterschiedlicher positiver treibender Spannungen betrachtet. Unterschiedliche negative treibende Spannungen und somit unterschiedliche Gate-Emitter Spannungen vor dem Einschalten werden in Kapitel 6.5 behandelt.

6. Einschalten

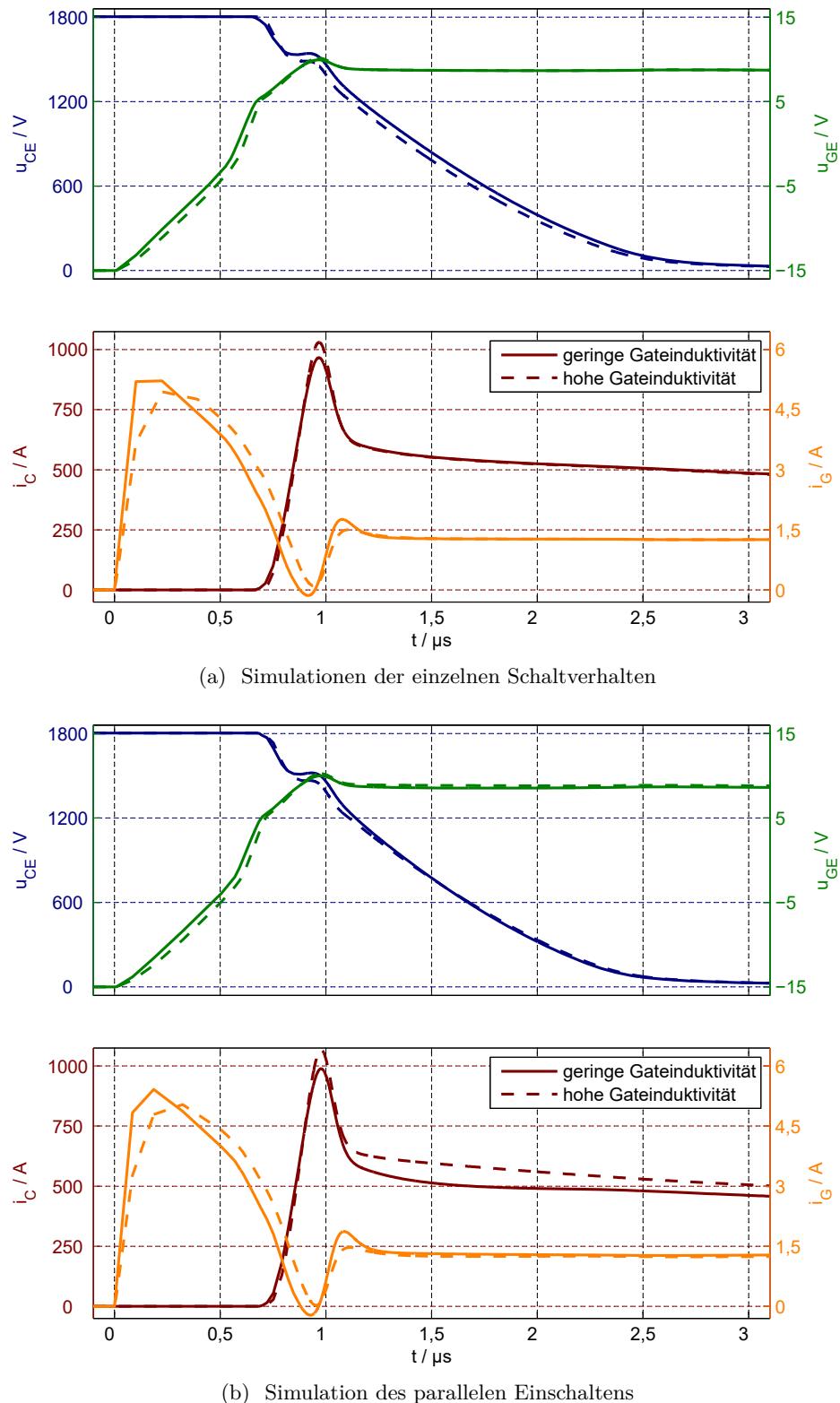


Abbildung 6.19.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Gateinduktivitäten ($\Delta L_G = 250 \text{ nH}$)

6. Einschalten

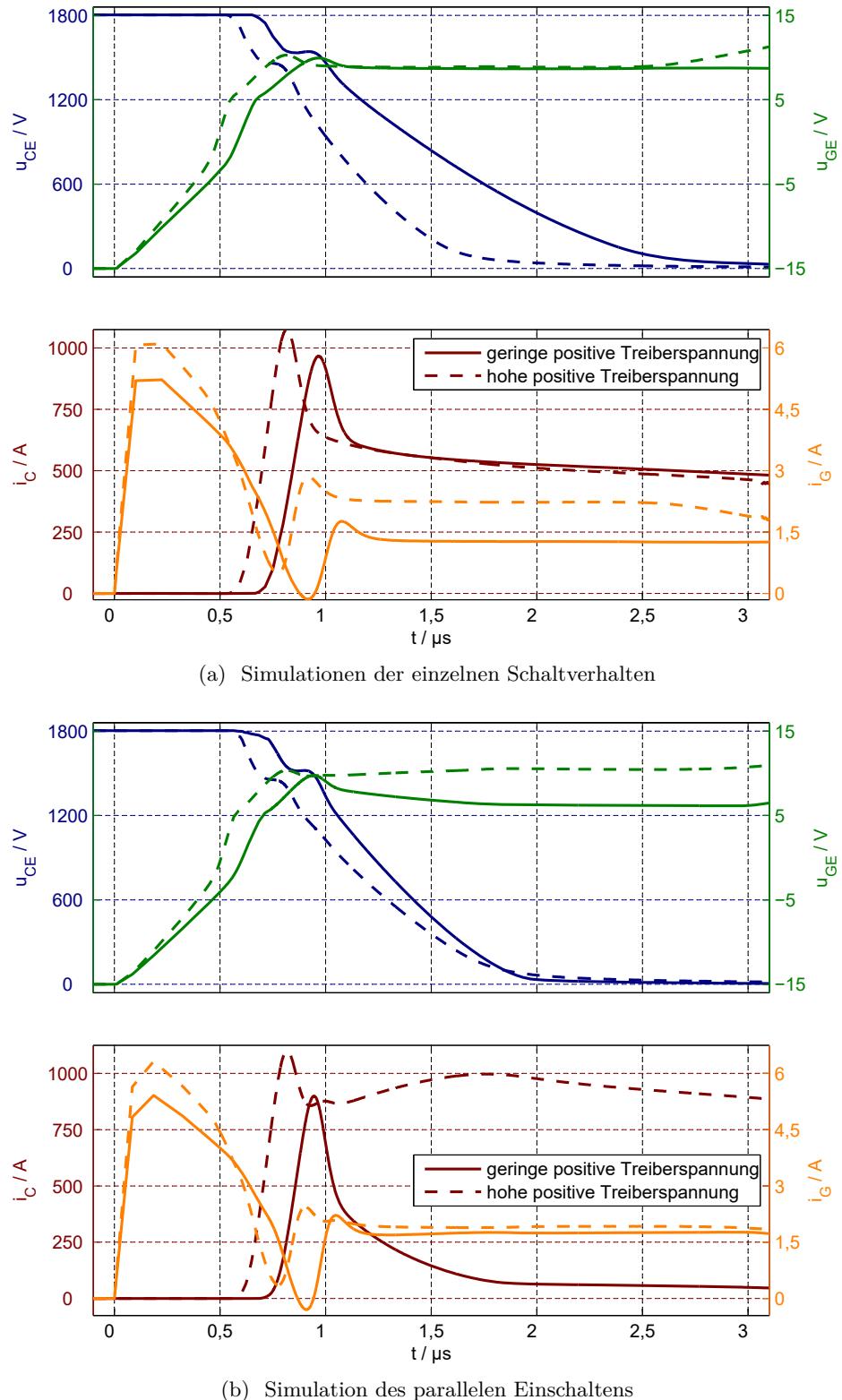


Abbildung 6.20.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen positiven Treiberspannungen ($\Delta U_T = 5 \text{ V}$)

6. Einschalten

In Abbildung 6.20 sind Simulationen des Einschaltens identischer IGBT-Modelle mit unterschiedlichen positiven Treiberspannungen dargestellt. Durch den größeren Spannungsabfall über den Gatewiderstand und die Gateinduktivität ist der Gatestrom bei größerer treibender Spannung anfänglich größer. Dadurch wird die Gate-Emitter Kapazität schneller aufgeladen und der Anstieg des Kollektorstroms beginnt früher. Dieser Anstieg ist zusätzlich schneller als bei der Simulation mit geringerer treibender Spannung. Der höhere Spannungsabfall über die Emitterinduktivität, der mit dem schnelleren Anstieg des Kollektorstroms einhergeht, wird durch die höhere treibende Spannung überkompensiert und der Gatestrom ist höher als während der Simulation mit geringerer treibender Spannung in der selben Phase des Einschaltens. Durch den schnelleren Anstieg des Kollektorstroms kommt es zu einer höheren Einschaltstromspitze und dadurch zu einem schnelleren Spannungsaufbau der Diode. Das führt wiederum zu einem schnelleren Abbau der Raumladungszone im IGBT. Während des Miller-Plateaus ist der Unterschied der treibenden Spannungen besonders stark, da die Spannungsdifferenz zwischen Gate-Emitter und treibender Spannung hier nur wenige Volt beträgt. In den Einzelsimulationen ist der Unterschied der Gateströme in dieser Phase daher besonders groß im Verhältnis zum Gatestrom der Simulation mit geringerer treibender Spannung. Der IGBT mit höherer treibender Spannung hat dadurch einen schnelleren Rückgang der Kollektor-Emitter Spannung und ein kürzeres Miller-Plateau. In der Parallelschaltung werden diese Unterschiede durch eine Stromfehlverteilung von etwa 94 % des Laststroms teilweise ausgeglichen. Der IGBT mit höherer treibender Spannung hat einen deutlich höheren Kollektorstrom und damit einhergehend eine deutlich höhere Gate-Emitter Spannung während des Miller-Plateaus.

Ein weitere potentielle Ursache von Stromfehlverteilungen bei der Verwendung von unterschiedlichen Treibern für die parallelen IGBT sind unterschiedliche Verzögerungszeiten der Treiber. In Abbildung 6.21 ist die Simulation der Parallelschaltung von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Verzögerungszeiten der Treiber dargestellt. Die Unterschiede der Einzelsimulationen sind trivial und daher sind diese Simulationen nicht dargestellt. Aufgrund der unterschiedlichen Anfangszeiten der Einschaltvorgänge hat das Modell ohne zusätzliche Verzögerung einen früheren Anstieg der Gate-Emitter Spannung und dadurch des Kollektorstroms. Die Anstiege der Kollektorströme und die Einschaltstromspitzen sind aber identisch. Der Abbau der Raumladungszone und der Rückgang der Kollektor-Emitter Spannung des IGBT ohne zusätzliche Verzögerung beginnt früher und somit hat dieser IGBT währenddessen den höheren Kollektorstrom. Diese Stromfehlverteilung geht aber deutlich schneller zurück, als es bei den Simulationen mit Unterschieden im Gatekreis der Fall ist, die auch während des Miller-Plateaus einen Einfluss haben. Bei einer stärkeren zeitlichen Verzögerung kann es zusätzlich zu einer Beeinflussung der Anstiege der Kollektorströme und der Einschaltstromspitze kommen, siehe dafür die Diskussion der Simulationen in Abbildung 6.22.

6. Einschalten

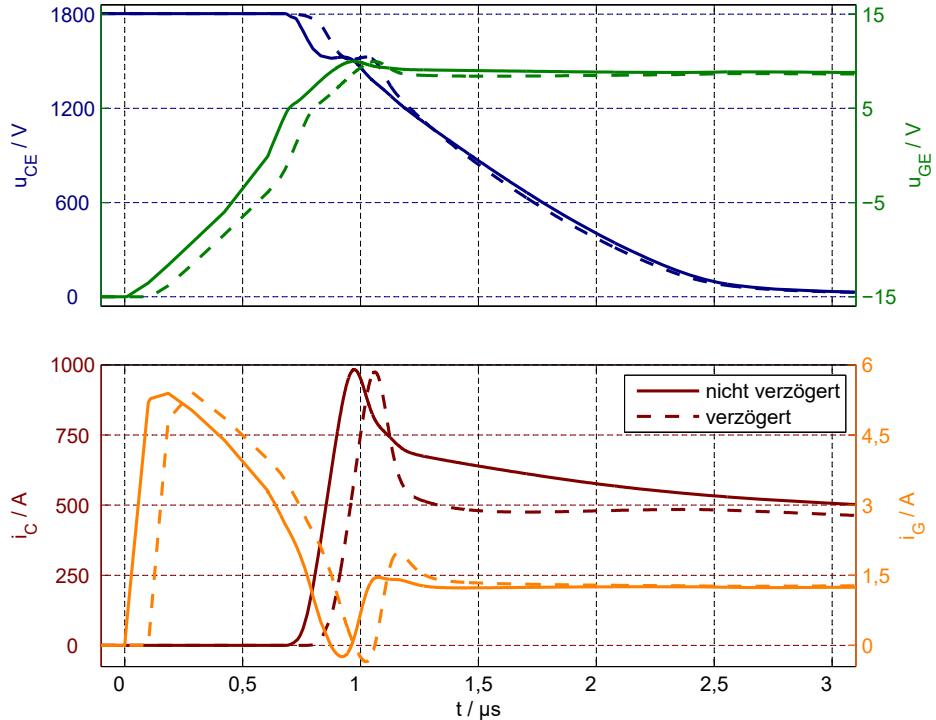


Abbildung 6.21.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Verzögerungszeiten der Treiber ($\Delta t_{ein} = 100$ ns)

6.5. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Ausgangssituationen

Zusätzlich zu Asymmetrien der Kommutierungs- und Gatestromkreise und Unterschieden der Halbleiterparameter kann es auch durch asymmetrische Ausgangssituationen zu Stromfehlverteilungen während des Einschaltens kommen. Im Folgenden werden unterschiedliche Gate-Emitter Spannungen während des Sperrens, unterschiedliche Chiptemperaturen und Stromfehlverteilungen der Freilaufdioden als Ursachen für Stromfehlverteilungen während des Einschaltens untersucht.

In Abbildung 6.22 sind Simulationen des Einschaltens identischer IGBT-Modelle dargestellt, die sich in der negativen treibenden Spannung und somit in der Gate-Emitter Spannung während des Sperrzustands unterscheiden. Die Verläufe der Kollektorströme und Kollektor-Emitter Spannungen in den Einzelsimulationen haben lediglich eine Verzögerung von etwa 250 ns. Dies entspricht der Zeit, die die Gate-Emitter Spannung des IGBT mit größerer negativer Treiberspannung benötigt, um auf -15 V anzusteigen. Unterschiedliche Gate-Emitter Spannungen während des Sperrens führen somit nur zu einer zeitlichen Verschiebung des Ausschaltens und haben keinen Einfluss auf den restlichen Verlauf der

6. Einschalten

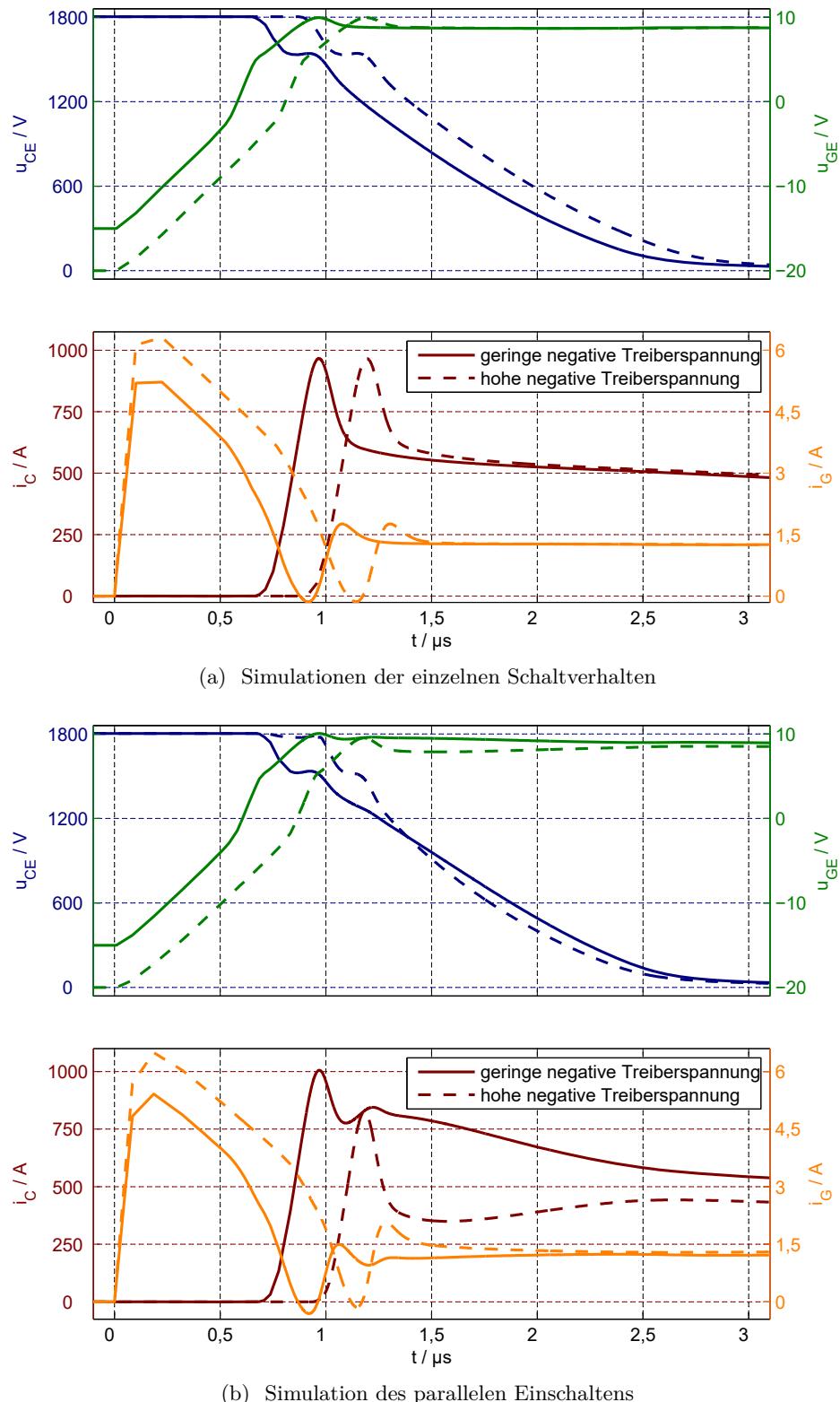


Abbildung 6.22.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen negativen Treiberspannungen ($\Delta U_T = 5 \text{ V}$)

6. Einschalten

Transiente. In einer Parallelschaltung hätte dieser Unterschied ohne zeitliche Kompensation jedoch Auswirkungen aufgrund der Kopplung der Lastkreise. Aufgrund der starken Verzögerung beginnt der IGBT mit geringerer negativer Treiberspannung bereits mit dem Abbau der Raumladungszone, bevor der Anstieg des Kollektorstroms des anderen IGBT beginnt. Dadurch ist der Anstieg dessen Kollektorstroms langsamer und dessen Einschaltstromspitze deutlich geringer. Der IGBT mit geringerer negativer Treiberspannung hat aufgrund des früheren Abbaus der Raumladungszone einen deutlich höheren Strom während des Miller-Plateaus. Bei geringeren Unterschieden der Gate-Emitter Spannungen im Sperren würde es zu geringeren Verzögerungen und dadurch zu geringeren gegenseitigen Beeinflussungen der Kollektorstromflanken kommen, wie es zum Beispiel in Abbildung 6.21 dargestellt ist.

Wie bereits in Kapitel 3.1 dargestellt, hat die Temperatur des Chips einen erheblichen Einfluss auf das Verhalten des Halbleiters. Bei Untersuchungen der Temperaturabhängigkeit des Einschaltens von IGBT müssen die Einflüsse der IGBT-Chips, der Dioden und der internen Gatewiderstände voneinander getrennt werden. Wenn die Temperaturunterschiede über das Heizen der Bodenplatte erzeugt werden, wie es zum Beispiel in [13] beschrieben wurde, werden dabei Gatewiderstände, Dioden und IGBT im gleichen Maße erhitzt. Im Betrieb werden sich Temperaturunterschiede nach den thermischen Kopplungen und nach den unterschiedlichen Verlusten einstellen. Für das Temperaturverhalten des internen Gatewiderstands ist die Position im Modul sowie das Material des Widerstands entscheidend. In [23] ist das Temperaturverhalten des internen Gatewiderstands eines 4,5 kV-Moduls dargestellt. Dieser Widerstand setzt sich aus Widerständen auf den einzelnen Chips und den Substraten zusammen. Zusätzlich haben die dort verwendeten Widerstände auf dem Substrat für $\vartheta < 55^\circ\text{C}$ einen negativen und für höhere Temperaturen einen positiven Temperaturkoeffizienten. Die in [17] untersuchten Module haben hingegen die internen Gatewiderstände in der Chipmitte und diese Widerstände haben einen nahezu konstant positiven Temperaturkoeffizienten. Allgemeingültige Aussagen über das Temperaturverhalten von internen Widerständen lassen sich somit nicht treffen und daher werden im Folgenden ausschließlich unterschiedliche IGBT-Temperaturen untersucht. Der Einfluss unterschiedlicher Gatewiderstände wird im Abschnitt 6.4 und unterschiedliches Diodenverhalten wird am Ende dieses Abschnittes behandelt.

In Abbildung 6.23 sind Simulationen des Einschaltens identischer IGBT-Modelle bei unterschiedlichen Chiptemperaturen dargestellt. Die Temperaturen der Freilaufdioden sowie die Gatewiderstände wurden zwischen den beiden Simulationen nicht variiert, um alleine den Unterschied des Halbleiters herauszustellen. Der Beginn der Anstiege der Kollektorströme erfolgt fast zeitgleich. Außerdem steigen die Kollektorströme mit ähnlichen Raten an. Dies geschieht durch eine Kombination aus mehreren Effekten. Die Gate-Emitter

6. Einschalten

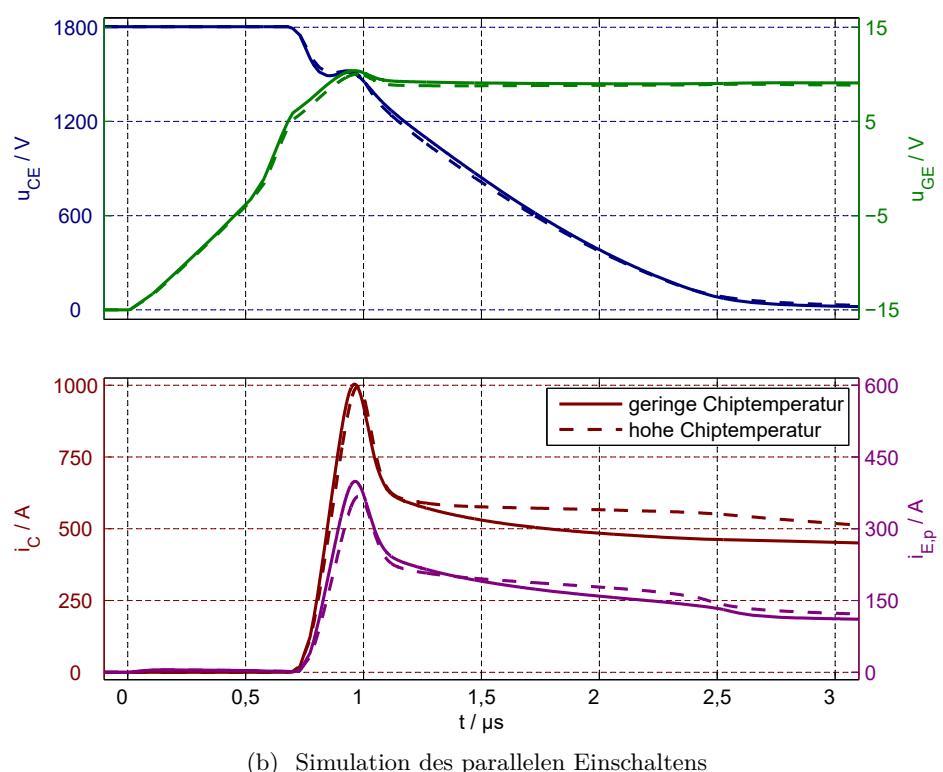
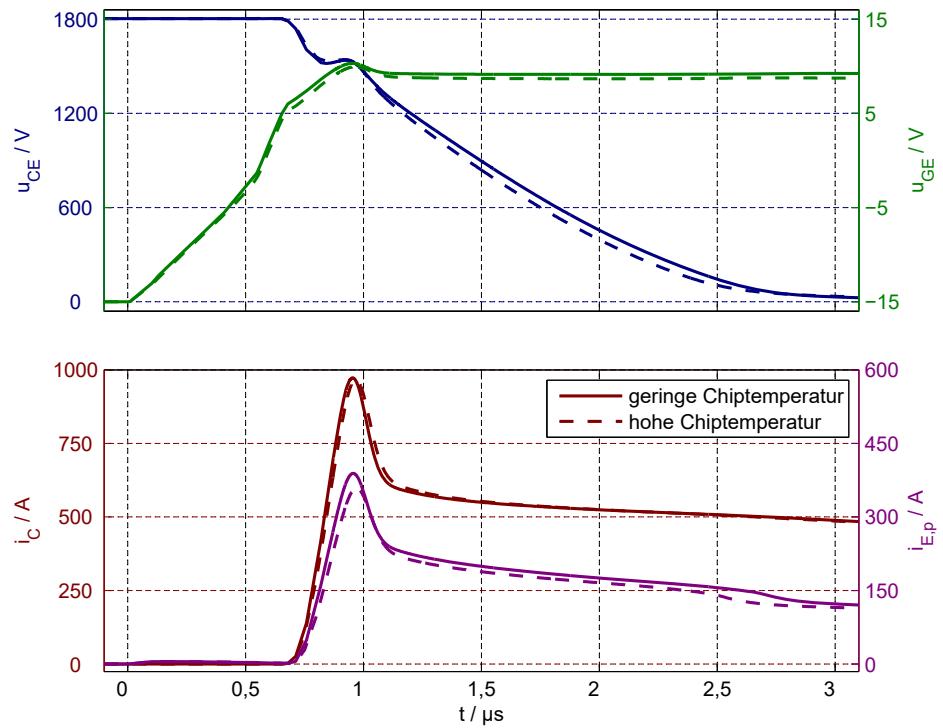


Abbildung 6.23.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Einschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Chiptemperaturen ($\Delta\vartheta = 100\text{ K}$)

6. Einschalten

Kapazität des kälteren IGBT wird wenige ns schneller geladen. Die höhere Temperatur senkt die Thresholdspannung ab und beeinflusst die gesamte Transfercharakteristik des IGBT-Modells. Das ist in der geringeren Gate-Emitter Spannung während des Anstiegs des Kollektorstroms zu erkennen. Außerdem findet der Anstieg bei höheren Temperaturen mit einem geringeren Anteil Löcherstrom am Emitter statt. Dies führt zu einem geringeren Self Turn-ON. Durch die unterschiedlichen Stromanteile kommt es zusätzlich zu einem unterschiedlichen Miller-Effekt. Diese Effekte kompensieren sich großteils, sodass ein ähnlicher Anstieg der Kollektorströme mit minimalem zeitlichen Versatz resultiert. Die Einschaltstromspitze ist für die höhere Temperatur durch einen geringfügig schnelleren Stromanstieg wenige Ampere höher. Trotz der späteren Einschaltstromspitze sinkt die Kollektor-Emitter Spannung des IGBT-Modells mit höherer Chiptemperatur schneller ab. Dies erfolgt bei geringerer Gate-Emitter Spannung und somit höherem Gatestrom während des Miller-Plateaus.

Bisher wurde davon ausgegangen, dass der Self Turn-ON mit steigender Temperatur zunimmt. Dies beruht auf den Ergebnissen, die in [56] und [11] veröffentlicht wurden. In [56] wird dieser Effekt als negative differentielle Kapazität bezeichnet. Es wird dargestellt, dass der Effekt bei Gate-Emitter Spannungen bis 10 V nur bei hohen Temperaturen auftritt. Dass der Self Turn-ON aber auch bei Raumtemperatur beobachtet werden kann, deutet darauf hin, dass in [56] die Temperaturabhängigkeit der Thresholdspannung und nicht die des Self Turn-ON beobachtet wurde und die verwendete Gate-Emitter Spannung nicht ausreicht, um den Effekt bei niedrigen Temperaturen auszulösen. In [11] wird der Effekt während des Durchlasses des untersuchten IGBT bei extern vorgegebenen Veränderungen des Kollektorstroms beobachtet. Unter diesen Bedingungen wird ebenfalls ein zunehmender Effekt bei steigender Temperatur beobachtet. Es gibt mehrere Einflüsse auf die Temperaturabhängigkeit des Self Turn-ON. Am rückseitigen pn-Übergang werden durch die höhere Ladungsträgerlebensdauer bei höheren Temperaturen mehr Löcher emittiert. Dies kann das in [11] beobachtete Verhalten erklären. Allerdings sinkt die Sättigungsgeschwindigkeit der Ladungsträger mit steigender Temperatur, was während des Durchlasses des IGBT keine Rolle spielt. In Abbildung 6.24 sind die Kollektorströme, Löcherstromdichte sowie Löcherdichte in der Driftzone nahe der Feldstopp-Dotierung und die Elektronendichte nahe des Steuerkopfs der Simulationen aus Abbildung 6.23 dargestellt. Die Löcherkonzentration nahe des Feldstopps p_{fs} und somit auch nahe des pn-Übergangs ist bei hoher Temperatur größer. Allerdings ist die Löcherstromdichte geringer aufgrund der geringeren Driftgeschwindigkeiten der Löcher. Das führt zu einem geringeren Löcherstrom nahe des Steuerkopfes und letztendlich zu einem geringeren Self Turn-ON.

Außerdem sind nicht nur die Geschwindigkeiten der Löcher temperaturabhängig, sondern auch die der Elektronen. Durch die geringere Löcherstromdichte muss für denselben

6. Einschalten

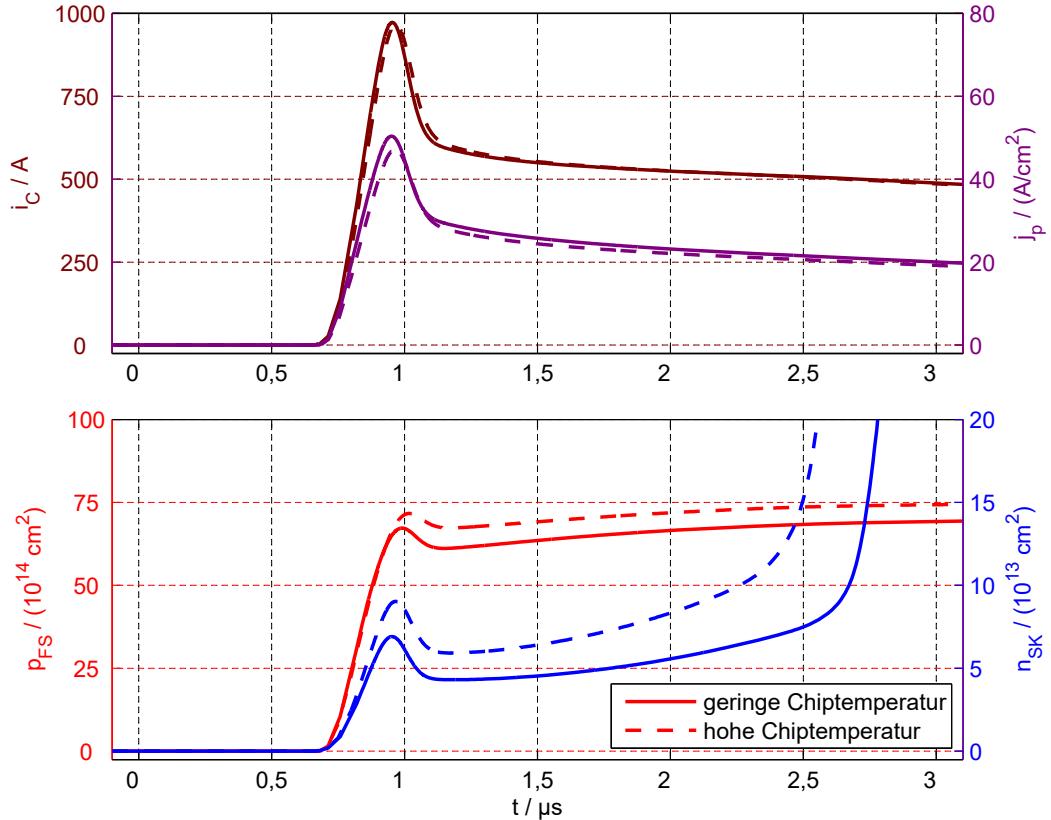


Abbildung 6.24.: Simulationen des einzelnen Einschaltens zweier 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Chiptemperaturen. Löcherstromdichte j_p sowie Löcherdichte in der Driftzone nahe des Feldstopps p_{FS} und Elektronendichte nahe des Steuerkopfs n_{SK} .

Kollektorstrom eine höhere Elektronenstromdichte vorhanden sein. Zusätzlich müssen bei höherer Temperatur für dieselben Stromdichten höhere Ladungsträgerdichten vorhanden sein. Beides verursacht höhere Elektronendichten in der Raumladungszone. Beispielsweise ist in Abbildung 6.24 die Elektronendichte nahe des Steuerkopfes n_{SK} dargestellt. Die höheren Ladungsträgerdichten haben über die Poissons-Gleichung Einfluss auf den Gradienten der Feldstärke der Raumladungszone. Die dynamischen Veränderungen der Feldstärke in der Raumladungszone sind ein Auslöser für den Miller-Effekt. Durch eine höhere Elektronenstromdichte sinkt der Gradient der Feldstärke und somit auch die Feldstärke am Steuerkopf. Dies führt zu einem stärkeren Miller-Effekt, dessen Verschiebestrom durch das Gateoxid dem Laden des Gates entgegenwirkt. Somit gibt es drei Einflüsse der Temperatur auf die Stromverläufe während des Einschaltens von IGBT: Die geringere Transferkennlinie, den schwächeren Self Turn-ON und den stärkeren Miller-Effekt. In Summe ergeben diese drei Effekte für das untersuchte IGBT-Modell einen nahezu unveränderten Anstieg des Kollektorstroms.

6. Einschalten

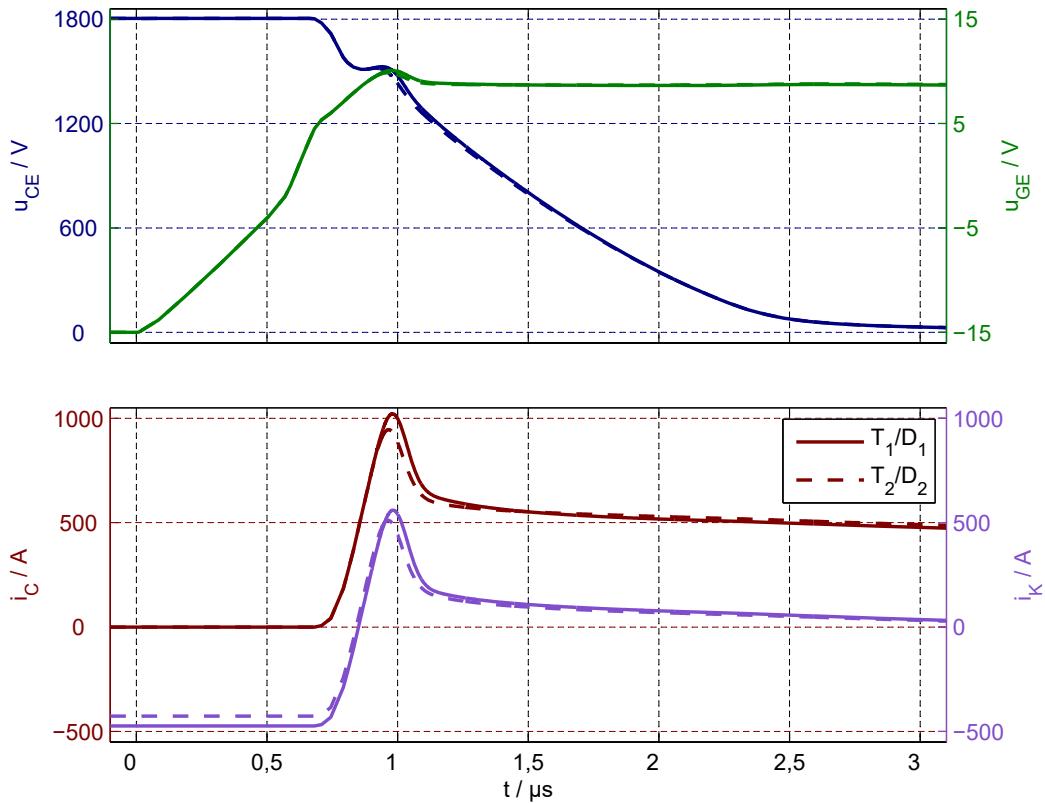


Abbildung 6.25.: Simulation des Einschaltens identischer paralleler IGBT-Modelle mit um 10 % unterschiedlichen aktiven Flächen der Modelle der Freilaufdioden

Eine weitere Asymmetrie der Anfangsbedingungen eines parallelen Einschaltens kann ein Unterschied zwischen den Freilaufdioden sein. In Abbildung 6.25 ist die Simulation eines parallelen Einschaltens identischer IGBT-Modelle mit symmetrischen Last- und Gatekreisen und Freilaufdioden unterschiedlicher Größe dargestellt. Die Freilaufdiode von T_2 hat dabei eine um 10 % reduzierte Fläche. Dadurch beginnt das Einschalten mit einer statischen Stromfehlverteilung zwischen den Dioden. Aufgrund der identischen Last- und Gatestromkreise werden die Gate-Emitter Kapazitäten identisch geladen. Da keine Ursachen für Unterschiede der Verschiebeströme durch das Gateoxid existieren, steigen die Gate-Emitter Spannungen und dadurch auch die Kollektorströme identisch an. Während des größten Teils des Anstiegs der Kollektorströme bleibt die Stromfehlverteilung zwischen den Dioden bestehen. Diese geht erst zurück, wenn D_2 beginnt Spannung aufzunehmen und den Stromanstieg von T_2 dadurch reduziert. Dies geschieht früher als bei D_1 und T_1 , da aus D_2 aufgrund der geringeren Fläche weniger Plasma ausgeräumt werden muss, damit eine Raumladungszone entstehen kann. Im Gegensatz zu den Anstiegen der Kollektorströme findet das Reverse-Recovery der Diode und der Abbau der Raumladungszenen der IGBT mit einer Rückkopplung der Verhalten der Bauelemente statt. Die Kollektor-Emitter Span-

6. Einschalten

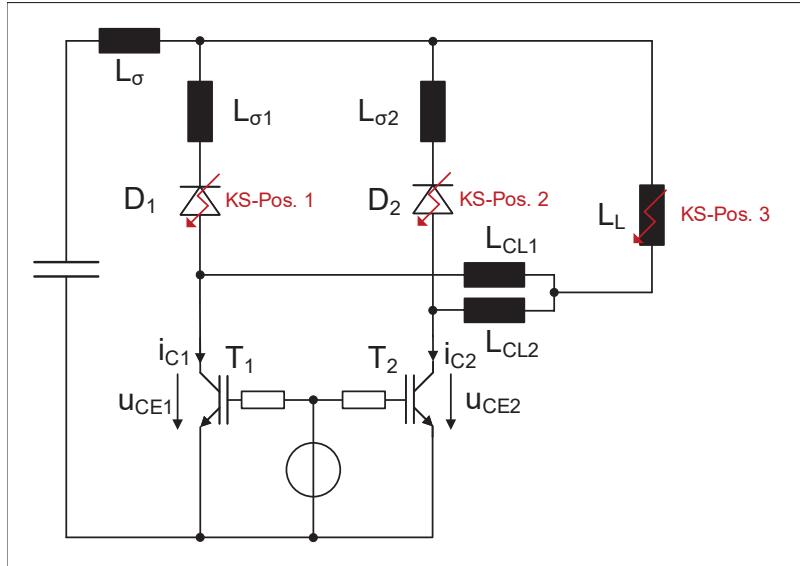


Abbildung 6.26.: Schaltbild zu den Kurzschlussimulationen

nung des IGBT kann nicht schneller abgebaut werden, als die Kathoden-Anoden Spannung der Diode aufgebaut wird. Somit hat die Stromfehlverteilung der Dioden nur indirekt über deren Reverse-Recovery Verhalten einen Einfluss auf das Einschaltverhalten der IGBT. Neben statischen Fehlverteilungen können auch quasistatische Fehlverteilungen zwischen den Dioden zu unterschiedlichen Einschalt- und Reverse-Recovery-Verhalten führen.

6.6. Stromfehlverteilungen während des KS I

Das Verhalten von IGBT während des KS I wird maßgeblich von deren Einschaltverhalten bestimmt. Ebenso verhält es sich in einer Parallelschaltung von mehreren IGBT. Sowohl asymmetrische Gate- als auch Kurzschlussimpedanzen können Ursache für Stromfehlverteilungen während des KS I sein. Unterschiedliche Gateimpedanzen wurden in [6] untersucht. Ihr Einfluss wurde aber als vernachlässigbar klein eingeschätzt, um modulinterne Fehlverteilungen zu beeinflussen. Die Untersuchung des Einflusses der Kurzschlussimpedanzen auf einen niederinduktiven KS I, wie sie in [83] erfolgte, kann aber nicht als ausreichend erachtet werden.

Im Folgenden werden Simulationen des KS I an verschiedenen Positionen mit Einschaltsimulationen verglichen. Das Ersatzschaltbild für diese Simulationen mit den verwendeten Positionen des Kurzschlusses ist in Abbildung 6.26 dargestellt. In Abbildung 6.27 sind Simulationen des normalen Einschaltens und des Einschaltens auf einen niederinduktiven Kurzschluss einer Parallelschaltung aus zwei identischen IGBT-Modellen gegenübergestellt. Die unterschiedlichen Verhalten der parallelen IGBT resultiert aus einem Unter-

6. Einschalten

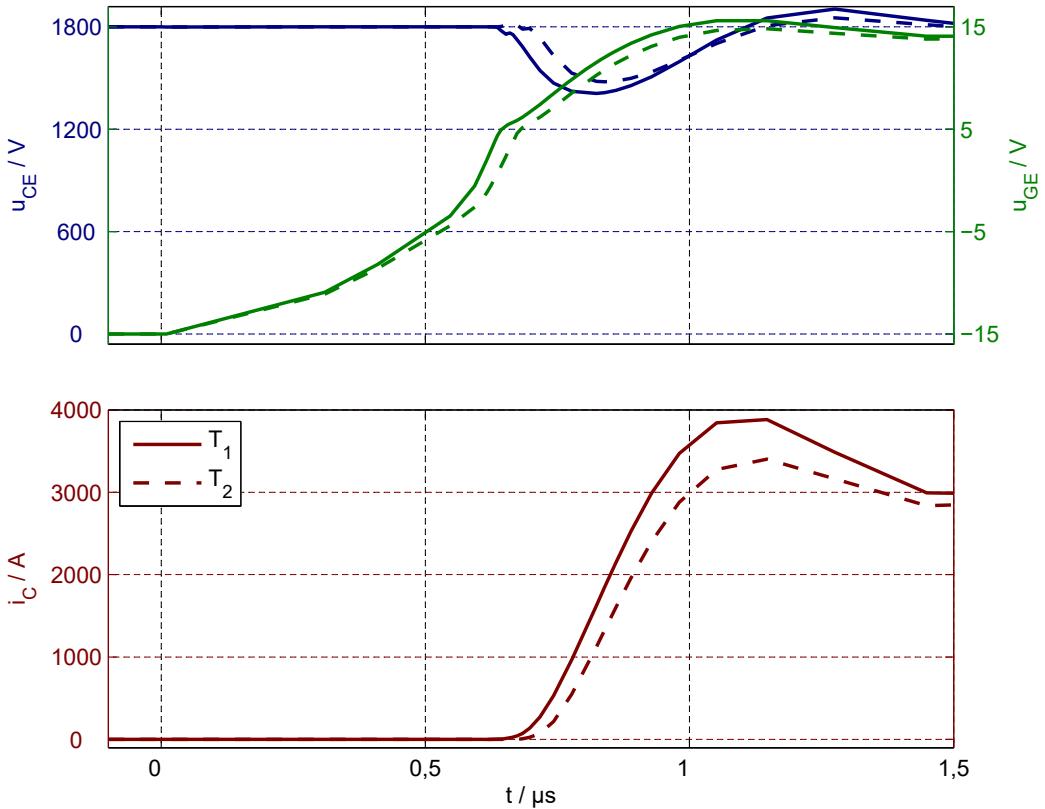


Abbildung 6.27.: Simulationen des Einschaltens und eines niederinduktiven KS I zweier identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Gatewiderständen. Beide Freilaufdioden sind für die Kurzschlussimulation (KS-Positionen 1 und 2)

schied der Gatewiderstände. Es ist zu erkennen, dass die Verläufe der Kollektorströme, Gate-Emitter sowie Kollektor-Emitter Spannungen nahezu identisch sind, bis die normal einschaltenden IGBT ihre Einschaltstromspitze erreichen und die Freilaufdioden beginnen Spannung aufzubauen. Die IGBT, die auf einen Kurzschluss einschalten, erfahren keinen entsprechenden Rückgang der Kollektor-Emitter Spannung und der Anstieg der Kollektorströme wird fortgesetzt. Ein solcher identischer Verlauf der Ströme und Spannungen ist jedoch nur zu erwarten, wenn die Kurzschlussstrompfade und Kommutierungspfade identisch sind. Für die Kurzschlussimulation in Abbildung 6.27 wurden beide Freilaufdioden kurzgeschlossen (KS-Positionen 1 und 2). Dadurch sind die Kurzschluss- und Kommutierungsstrompfade identisch. Ein solches Verhalten ist zum Beispiel zu erwarten, wenn ein Fehler der Steuerung die Ursache des Kurzschlusses ist und die Lowside-IGBT eingeschaltet werden bevor die Highside-IGBT abgeschaltet wurden oder umgekehrt. In einem solchen Fall kann jede bereits beschriebene Ursache für Einschaltstromfehlverteilungen zu Stromfehlverteilungen während des Stromanstiegs des KS I führen.

6. Einschalten

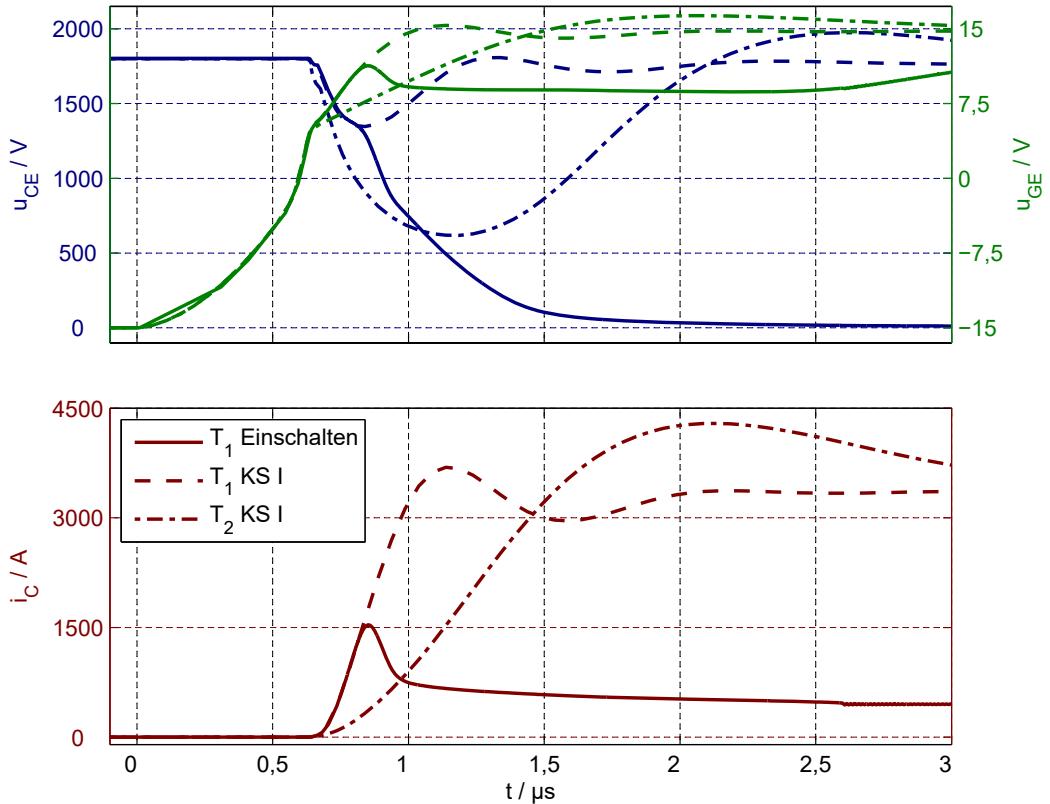


Abbildung 6.28.: Simulationen des Einschaltens und eines KS I zweier identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Gatewiderständen. Die Freilaufdiode des IGBT T_1 ist für die Kurzschlussimulation kurzgeschlossen (KS-Position 1).

Eine weitere mögliche Ursache für einen KS I ist die Zerstörung eines IGBT während des Abschaltens. Ein solcher Fehler wirkt sich nicht auf beide IGBT, die darauffolgend eingeschaltet werden, gleich aus. In Abbildung 6.28 ist die Simulation eines solchen asymmetrischen Fehlers (KS-Position 1) der eines normalen Einschaltens gegenübergestellt. Im Gegensatz zu Abbildung 6.27 wurden identische Gatewiderstände verwendet und da es somit keine Einschaltstromfehlverteilungen gibt, sind die Strom und Spannungsverläufe von T_2 nur für den Kurzschluss dargestellt. Der Verlauf des Kurzschlusses von T_1 ist anfänglich wieder nicht von dem Einschalten dieses IGBT zu unterscheiden, da bei dieser Simulation nur die Freilaufdiode D_1 kurzgeschlossen wurde und sich der Kommutierungs- und Kurzschlussstrompfad für T_1 nicht unterscheiden. T_2 hat während des Kurzschlusses einen erheblich geringeren Stromanstieg als während des Einschaltens. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der Kurzschlussstrompfad über die Lastverschienung der beiden Halbbrücken verläuft und somit deutlich größere Induktivitäten enthält als der Kommutierungsstrompfad. Dadurch wird ein stärkerer Miller-Effekt und ein schwächerer Self Turn-ON ausgelöst, wie

6. Einschalten

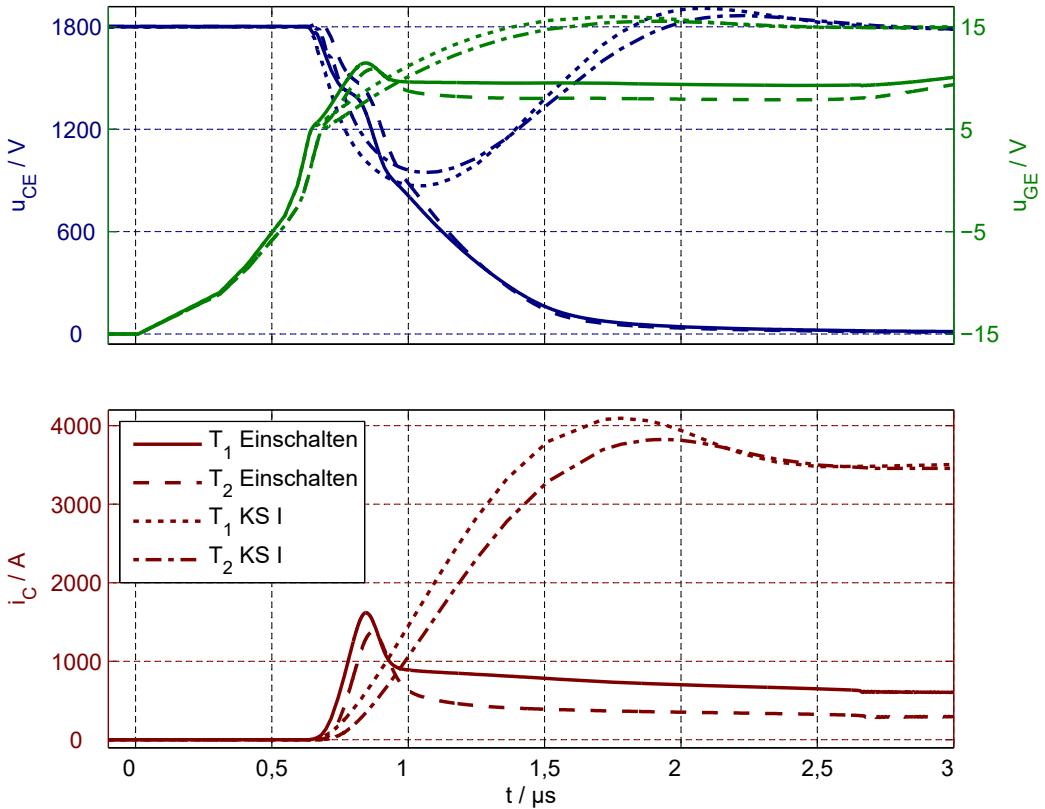


Abbildung 6.29.: Simulationen des Einschaltens und eines KS I zweier identischer paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Gatewiderständen. Der Kurzschluss befindet sich am Lastanschluss (KS-Position 3).

es bereits in Abschnitt 6.2 erläutert wurde. Außerdem steigt die Gate-Emitter Spannung von T_2 auf größere Werte an und dieser IGBT entsättigt dadurch bei einem höheren Kollektorstrom.

Unterscheiden sich beide Kurzschlussstrompfade von den Kommutierungsstrompfaden (KS-Position 3), sind beide Anstiege des Kollektorstroms von denen während des Einschaltens unterschiedlich. In Abbildung 6.29 sind Simulationen eines symmetrischen Kurzschlusses am Lastanschluss zusammen mit dem bereits bekannten Verlauf des normalen Einschaltens dargestellt. Ein solcher Kurzschluss könnte zum Beispiel durch ein Versagen der Isolation des Lastanschlusses verursacht werden. Da die Kurzschlussstrompfade beider IGBT nicht so niederinduktiv sind wie deren Kommutierungsstrompfade, haben beide IGBT einen geringeren Anstieg der Kollektorströme. Aufgrund der Unterschiede der Gate-Widerstände kommt es zu Unterschieden der Anstiege der Kurzschlussströme. Somit überlagern sich während des niederinduktiven KS I die Ursachen für Stromfehlverteilungen, die bereits im normalen Einschalten vorhanden sind, mit möglichen Asymmetrien der Kurzschlussstrompfade. Im Gegensatz zum hochinduktiven KS I sind die asymmetri-

6. Einschalten

ischen Kommutierungspfade aber nicht direkt für die unterschiedlichen Kurzschlussströme verantwortlich. Stattdessen sind diese Unterschiede auf die Rückwirkung der Kollektor-Emitter Spannung auf die Verschiebeströme durch das Gateoxid zurückzuführen.

6.7. Einfluss der Anbindung des Treibers auf Stromfehlverteilungen während des Einschaltens

Die Anbindung von Treibern an parallele IGBT-Module beeinflusst den Verlauf von dynamischen Stromfehlverteilungen. Einerseits können wie zum Beispiel in [25] galvanisch getrennte Treiber für die parallelen IGBT verwendet werden, wodurch eine gegenseitige Beeinflussung verhindert wird. Bei der Verwendung eines einzelnen Treibers für die parallelen IGBT kann es zu einer solchen Beeinflussung kommen. Diese kann durch die Verwendung von Gleichtaktdrosseln zwischen den Pfaden der Gate- und Hilfsemitterströme unterdrückt werden [64]. Die Beeinflussung erfolgt über den Spannungsabfall zwischen den Hilfsemitteranschlüssen der parallelen Module und wird im Folgenden genauer erläutert. Innerhalb eines Moduls, in dem IGBT-Chips parallelgeschaltet sind, tritt diese Beeinflussung immer auf, da am Modul nicht für jeden Chip ein Gate- und Hilfsemitteranschluss vorhanden ist. Außerdem können durch die Verwendung von Gegentaktdrosseln zwischen den einzelnen Gatestrompfaden identische Gateströme erzwungen werden [18]. Im Folgenden wird die Wirkung des gemeinsamen Hilfsemitters beschrieben und anhand von Simulationen beispielhaft gezeigt, welchen Einfluss ein gemeinsamer Hilfsemitter und Gatestromdrosseln auf Stromfehlverteilungen verschiedener Ursachen haben.

Die Wirkung des gemeinsamen Hilfsemitters kann anhand des Schaltbildes in Abbildung 6.30a analysiert werden. Während des Einschaltens der parallelen IGBT stellen sich abhängig von den IGBT-Charakteristiken und den Gateströmen Anstiege der Kollektorströme ein. Diese verursachen Spannungsabfälle über den Emitterinduktivitäten L_{E1} und L_{E2} . Durch den Spannungsteiler, der sich durch die Verbindung zwischen den Hilfsemittern und dem Treiber ergibt, wirken diese auf den Spannungsabfall über dem Gatewiderstand und somit auf den Gatestrom. So ergibt sich für T_1 folgender Gatestrom:

$$R_{G1} \cdot i_{G1} = u_T - u_{GE1} - u_{HE1} \quad (6.1)$$

Dabei ist u_{HE1} abhängig von den Anstiegen beider Kollektorströme:

$$u_{HE1} \approx \frac{L_{G1}}{L_{G1} + L_{G2}} \left(L_{E1} \frac{di_{C1}}{dt} - L_{E2} \frac{di_{C2}}{dt} \right) \quad (6.2)$$

6. Einschalten

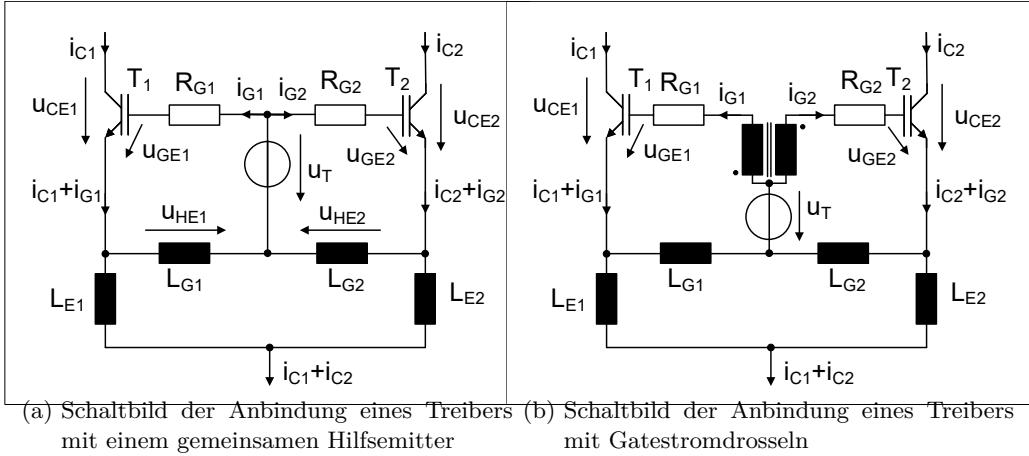


Abbildung 6.30.: Schaltbilder zur Anbindung des Treibers an die parallelen IGBT

Dabei wird angenommen, dass $L_{G1} + L_{G2} \gg L_{E1} + L_{E2}$ und dass der Spannungsabfall über L_{G1} aufgrund des Gatestroms vernachlässigt werden kann.

Somit setzt die Wirkung des gemeinsamen Hilfsemitters ein, wenn $u_{HE1} \neq 0$, da $L_{E1} \frac{di_{C1}}{dt} \neq L_{E2} \frac{di_{C2}}{dt}$. Wenn T_1 schneller einschaltet und somit $L_{E1} \frac{di_{C1}}{dt} > L_{E2} \frac{di_{C2}}{dt}$, dann führt dies zu einem geringeren Spannungsabfall über dem Gatewiderstand R_{G1} und zu einem Rückgang des Gatestroms i_{G1} . Dadurch wird das Einschalten dieses IGBTs verlangsamt. Schaltet T_1 jedoch langsamer ein ($L_{E1} \frac{di_{C1}}{dt} < L_{E2} \frac{di_{C2}}{dt}$), führt dies zu einem größeren Gatestrom und zu einem beschleunigten Einschalten des langsameren IGBT.

Die Wirkung der Gatestromdrosseln liegt darin, dass eine stromkompensierte Drossel in die beiden Gatestrompfade eingefügt wird. Dies ist in Abbildung 6.30b dargestellt. Diese Drossel führt zu einem Spannungsabfall, sobald die Gateströme unterschiedliche Änderungsraten haben, und somit zu einer Symmetrierung der Gateströme.

In Abbildung 6.31 sind Simulationen des parallelen Einschaltens von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Oxiddicken mit getrennten Treibern (Abbildung 6.31a) und mit gemeinsamem Hilfsemitter (Abbildung 6.31b) dargestellt. Die Simulationen mit getrennten Treibern wurde bereits in Abbildung 6.3 dargestellt. Bis zum Anfang des Stromanstiegs von T_1 bei $t \approx 0,7 \mu s$ unterscheiden sich die Simulationen nur geringfügig. Sobald dieser Stromanstieg jedoch beginnt, unterscheiden sich die Gateströme signifikant. i_{G1} geht bei Verwendung des gemeinsamen Hilfsemitters deutlich zurück und wird ab $t \approx 0,8 \mu s$ negativ. Dadurch wird der Stromanstieg von T_1 verlangsamt. Gleichzeitig steigt i_{G2} an und der Stromanstieg von T_2 wird beschleunigt und beginnt früher. In Summe ergibt sich mit gemeinsamem Hilfsemitter eine deutlich geringere Stromfehlverteilung während des

6. Einschalten

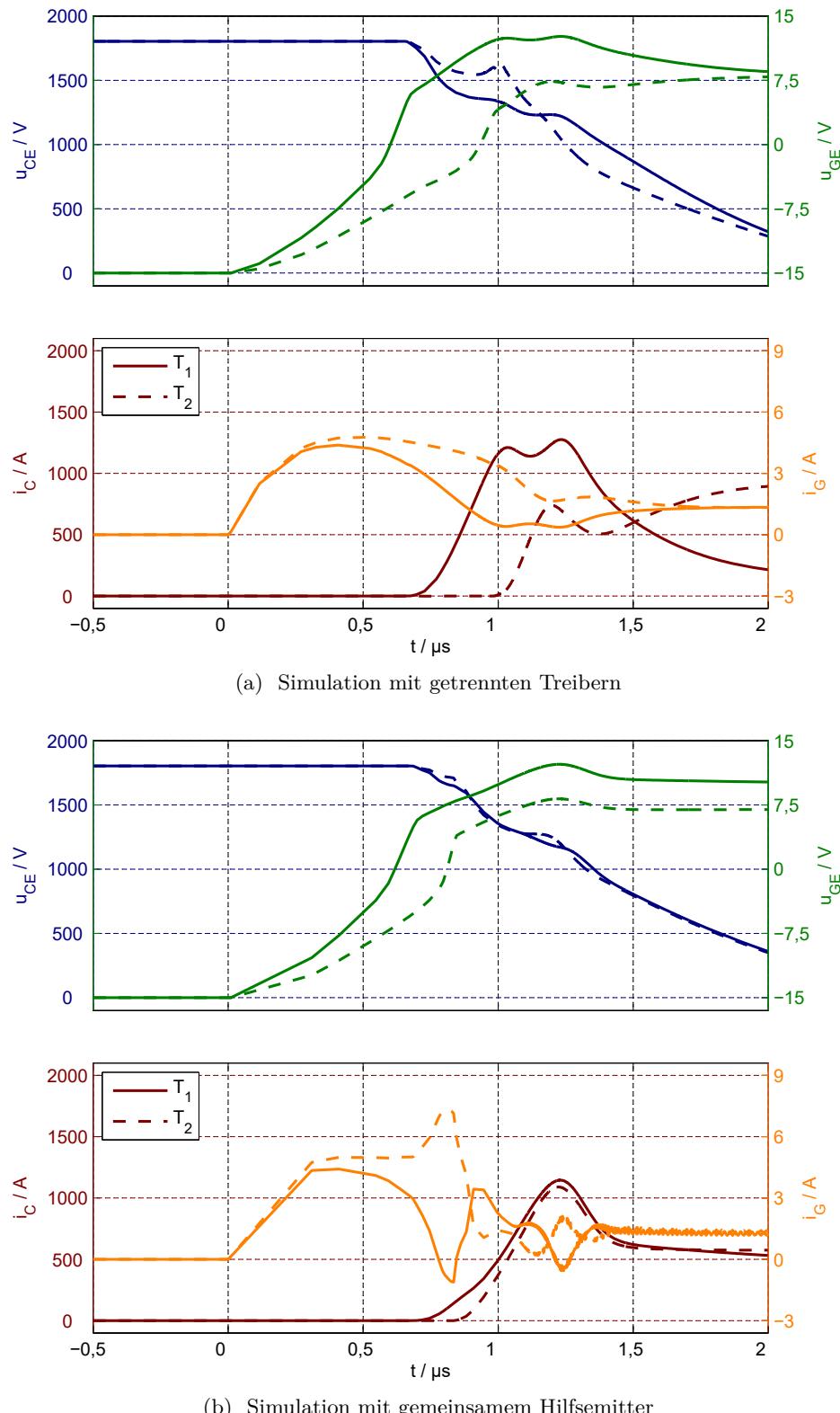


Abbildung 6.31.: Parallel Einschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemitter. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Oxiddicke

6. Einschalten

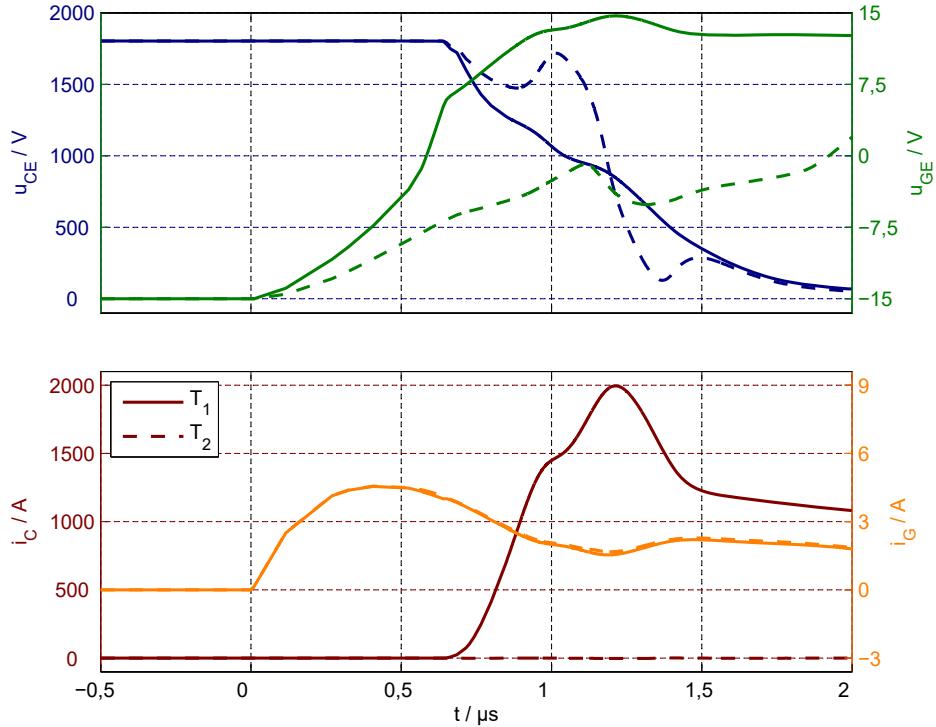


Abbildung 6.32.: Parallele Einschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Oxiddicke

Stromanstiegs, der Einschaltstromspitzen und während des Abbaus der Raumladungszonen in den IGBT.

Die Gatestromdrosseln haben einen anderen Einfluss auf die Stromfehlverteilungen aufgrund unterschiedlicher Oxiddicken. In Abbildung 6.32 sind Simulationen derselben IGBT-Modelle wie in Abbildung 6.31 mit Gatestromdrosseln in den Gatestrompfaden dargestellt. Die Gatestromdrosseln sorgen für annähernd identische Gateströme und somit höhere Werte für i_{G1} und geringere für i_{G2} . Dies führt zu noch stärkeren Fehlverteilungen als bei getrennten Treibern. Das Einschalten von T_2 wird durch den geringeren Gatestrom sogar bis nach dem Reverse-Recovery der Dioden verzögert.

Ein anderes Bild ergibt sich allerdings, wenn $L_{E1} \neq L_{E2}$. Dann ist bei Verwendung des gemeinsamen Hilfsemitters $u_{HE1} = u_{HE2} = 0$ nicht für gleiche Anstiege der Kollektorströme, sondern für:

$$\frac{\frac{di_{C1}}{dt}}{\frac{di_{C2}}{dt}} = \frac{L_{E2}}{L_{E1}} \quad (6.3)$$

6. Einschalten

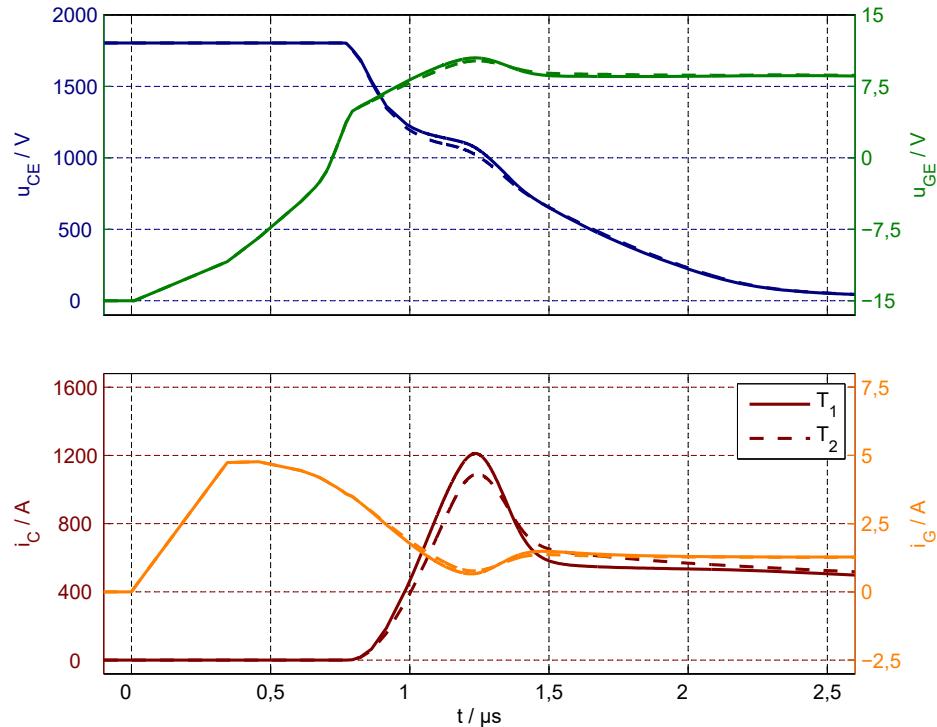
Es kann durch einen gemeinsamen Hilfsemittor zu einer Verstärkung von Stromfehlverteilungen kommen. In Abbildung 6.33 sind Simulationen des parallelen Einschaltens identischer IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Emitterinduktivitäten mit getrennten Treibern (Abbildung 6.33a) und gemeinsamem Hilfsemittor (Abbildung 6.33b) dargestellt. Die Stromfehlverteilungen bei getrennten Treibern werden durch unterschiedliche Verschiebeströme durch das Gateoxid verursacht, wie bereits in Kapitel 6.2 erläutert. Bis zum Erreichen der Thresholdspannungen bei $t \approx 0,75 \mu\text{s}$ unterscheiden sich die Strom- und Spannungsverläufe nicht. Sobald die Kollektorströme ansteigen, setzt die Wirkung des gemeinsamen Hilfsemittors ein und der Gatestrom von T_1 wird erhöht und der Gatestrom von T_2 sinkt stärker als in der Vergleichssimulation. Dies führt zu einem schnelleren Anstieg der Gate-Emitter Spannung und dadurch des Kollektorstroms von T_1 , während das Einschalten von T_2 verlangsamt wird. Dadurch wird die Stromfehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Kommutierungsinduktivitäten am Emitter verstärkt.

Die Stromanstiege mit getrennten Treibern sind um etwa 10 % unterschiedlich und bei gemeinsamem Hilfsemittor beträgt dieser Unterschied etwa 150 %. Somit sind die Verhältnisse von Stromanstiegen (2,5 zu 1) nicht invers zum Verhältnis der Emitterinduktivitäten (1 zu 3) und die Spannungen u_{HE1} sowie u_{HE2} nicht null. Das kann darauf zurückgeführt werden, dass die unterschiedlichen Spannungsabfälle über den restlichen Kommutierungsinduktivitäten eine Gegenkopplung verursachen. Während der Stromanstiege unterscheiden sich die Kollektor-Emitter Spannungen von T_1 und T_2 um einige 100 V. Dadurch unterscheiden sich die Verschiebeströme durch die Gateoxide. T_1 erfährt aufgrund des stärkeren Rückgangs der Kollektor-Emitter Spannung einen stärkeren Miller-Effekt und einen schwächeren Self Turn-ON. Beides verlangsamt das Laden des Gates und wirkt somit der Wirkung des gemeinsamen Hilfsemittors entgegen.

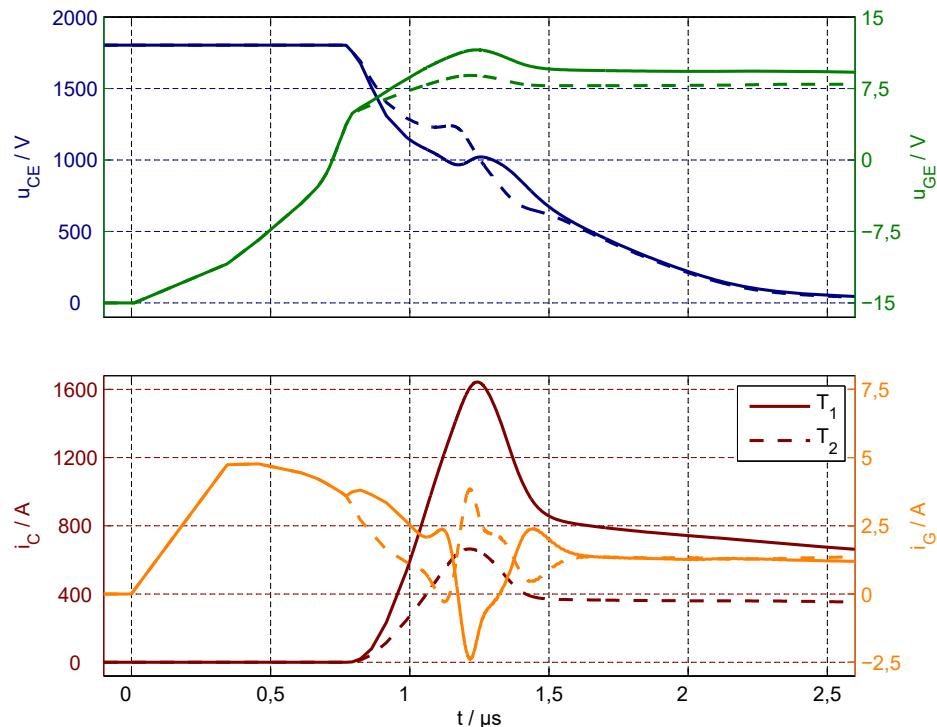
Da während der Simulationen mit getrennten Treibern kein Unterschied der Gateströme besteht, ändert eine Gatestromdrossel nichts an den Stromfehlverteilungen. In Abbildung 6.34 ist eine solche Simulation dargestellt. Die Verläufe ähneln den Verläufen in Abbildung 6.33a. Die geringfügig erhöhten Stromfehlverteilungen sind darauf zurückzuführen, dass bei getrennten Treibern die unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen zu leicht unterschiedlichen Gateströmen führen. Dadurch gleichen sich die Stromanstiege der beiden IGBT etwas an. Diese ausgleichende Wirkung ist bei identischen Gateströmen natürlich nicht möglich.

Ein gemeinsamer Hilfsemittor kann auch bei Stromfehlverteilungen aufgrund von Asymmetrien innerhalb der Gatestromkreise Stromfehlverteilungen reduzieren. In Abbildung 6.35 sind Simulationen von Stromfehlverteilungen mit unterschiedlichen Gatewiderständen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemittor gegenübergestellt. In der Simulation mit getrennten Treibern erreicht der IGBT mit geringerem Gatewiderstand etwa 250 ns

6. Einschalten



(a) Simulation mit getrennten Treibern



(b) Simulation mit gemeinsamem Hilfemitter

Abbildung 6.33.: Parallele Einschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfemitter. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Emitterinduktivitäten

6. Einschalten

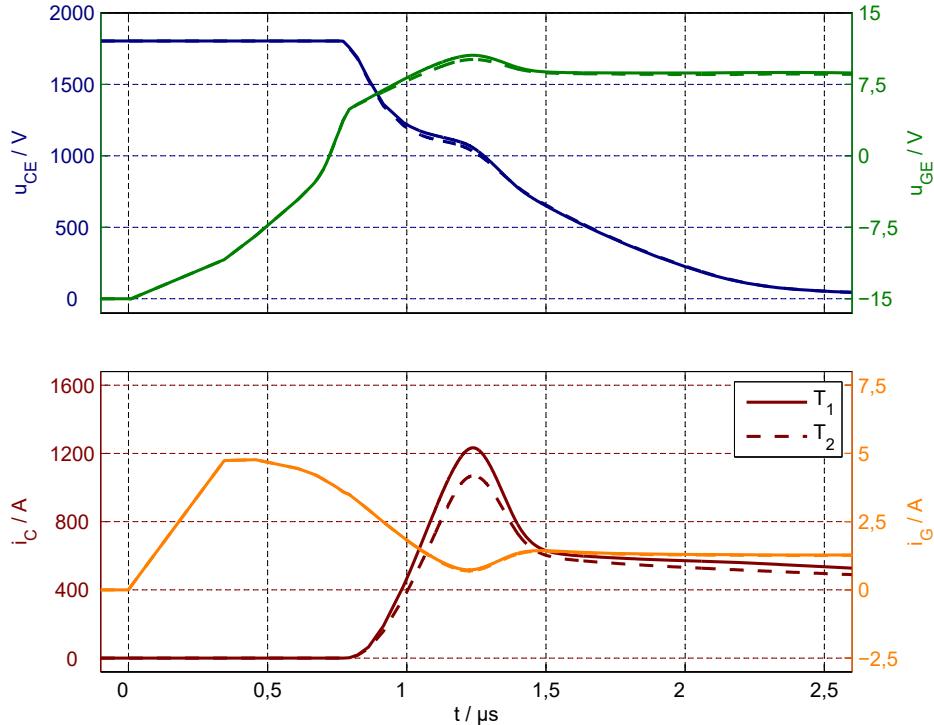


Abbildung 6.34.: Parallele Einschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Emitterinduktivitäten

früher die Thresholdspannung, wodurch es zu erheblichen Stromfehlverteilungen kommt. Die Ursache für die Unterschiede der Anstiege der Gate-Emitter Spannungen sind die Unterschiede in den Gateströmen. Bis T_1 die Thresholdspannung erreicht, sind die Verläufe für den gemeinsamen Hilfsemitter ähnlich. Sobald der Anstieg des Kollektorstroms von T_1 beginnt, sinkt dessen Gatestrom erheblich und der Gatestrom von T_2 steigt entsprechend an. Dies ist auf die zusätzlichen Spannungsabfälle u_{HE1} bzw. u_{HE2} in den Gatestromkreisen zurückzuführen. Diese Gegenkopplung sorgt für einen geringeren Anstieg des Kollektorstroms von T_1 und dafür, dass T_2 früher die Thresholdspannung erreicht. Dadurch wird die Stromfehlverteilung erheblich reduziert.

Bei einer solchen Ursache für Stromfehlverteilungen sind Gatestromdrosseln ideal zur Vermeidung von Stromfehlverteilungen. In Abbildung 6.36 ist eine Simulation vom parallelen Einschalten unter denselben Bedingungen wie in Abbildung 6.35 mit der Verwendung einer Gatestromdrossel dargestellt. Die Drossel verhindert unterschiedliche Gateströme und verhindert so das Entstehen der Stromfehlverteilungen.

Durch den gemeinsamen Hilfsemitter ergibt sich ein direkter Einfluss der Stromanstiege und somit der Stromfehlverteilungen während der Einschaltstromflanke auf die Gateströme. Dieser Einfluss hat das Potential, die Fehlverteilungen erheblich zu verringern. Die

6. Einschalten

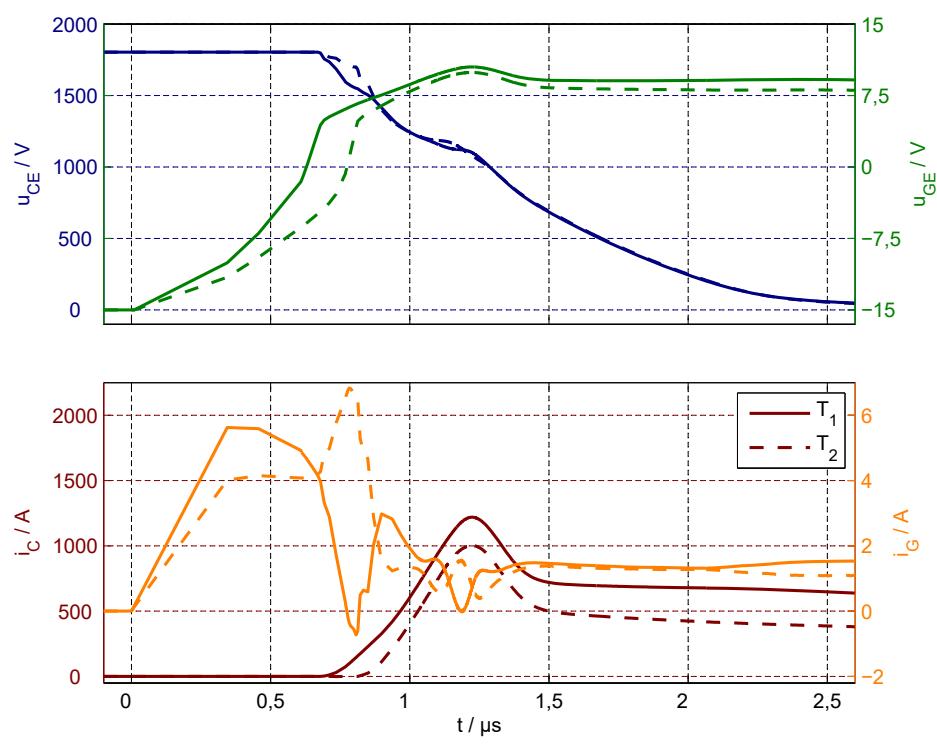
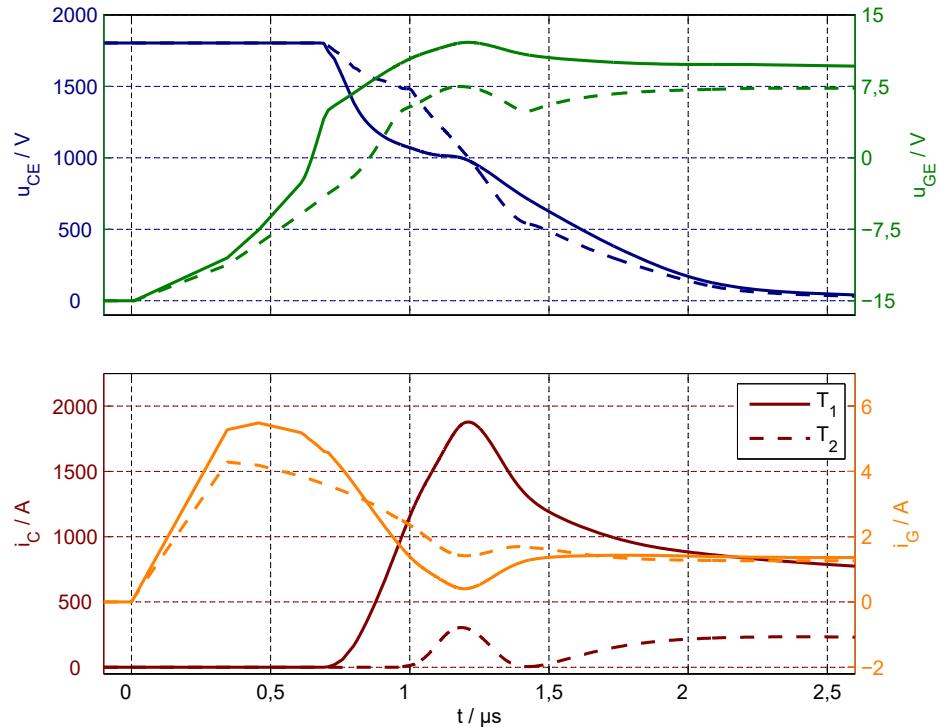


Abbildung 6.35.: Parallele Einschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemitter. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Gatewiderstände

6. Einschalten

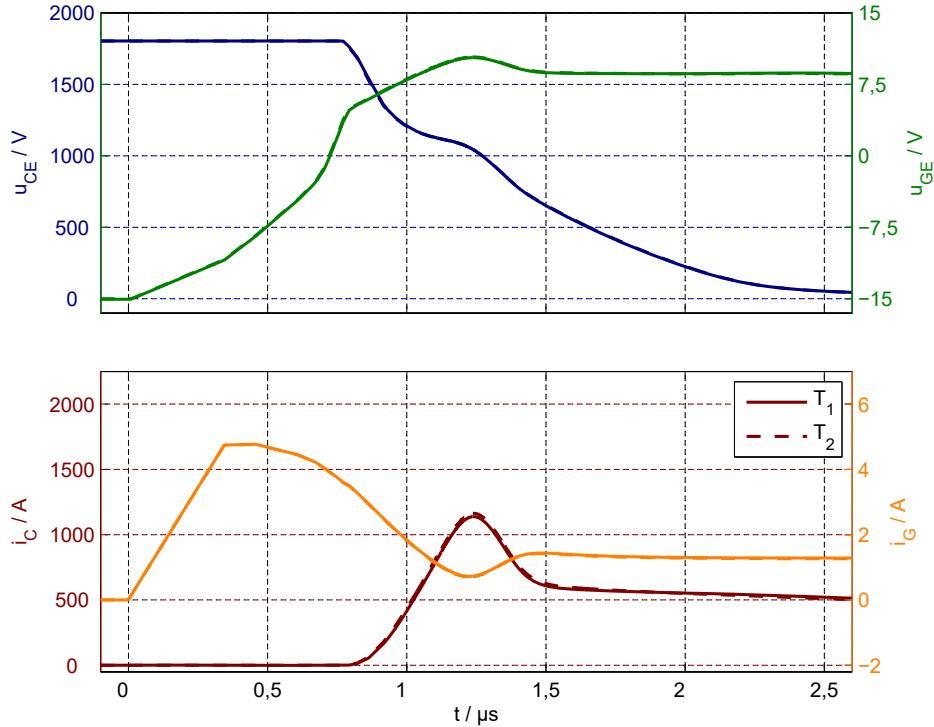


Abbildung 6.36.: Parallele Einschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Gatewiderstände

Stärke dieses Einflusses hängt dabei von den vorliegenden Induktivitäten ab. Wenn ein Unterschied der Emitterinduktivitäten vorliegt, kann der gemeinsame Hilfsemitter jedoch eine Verstärkung der Fehlverteilungen verursachen. Gatestromdrosseln reduzieren Stromfehlverteilungen, die aufgrund von unterschiedlichen Gateströmen auftreten. Wenn die Ursache für die Stromfehlverteilungen in unterschiedlichen Eigenschaften der IGBT liegen, kann eine solche Drossel zu einer Verstärkung der Fehlverteilung führen. Die Wirkungen eines gemeinsamen Hilfsemitters und einer Gatestromdrossel beim Ausschalten werden in Kapitel 7.3 erläutert.

6.8. Zusammenfassung Einflüsse auf Stromfehlverteilungen während des Einschaltens

Stromfehlverteilungen zwischen IGBT während des Einschaltens können in drei verschiedenen Phasen entstehen. Unterschiede des initialen Ladens der Gate-Emitter Kapazität bis zum Erreichen der Thresholdspannung verursachen eine Verzögerung des Beginns des Anstiegs des Kollektorstroms. Während dieses Anstiegs wird das Verhalten der IGBT durch die transiente Transfercharakteristik und die Verschiebeströme durch das Gateoxid

6. Einschalten

bestimmt. Nach dem Erreichen des Laststroms und somit während des Reverse-Recovery der Dioden wird das Schaltverhalten wiederum durch die Transfercharakteristik und die Verschiebebeströme beeinflusst. In Tabelle 6.1 sind die in diesem Kapitel beschriebenen Einflüsse auf die verschiedenen Phasen des Einschaltens zusammengefasst. Durch einen gemeinsamen Hilfsemitter können Stromfehlverteilungen während des Einschaltens reduziert werden, sofern die Emitterinduktivitäten symmetrisch sind. Wenn Unterschiede der Gateströme die Ursachen für Stromfehlverteilungen sind, können diese nahezu vollständig vermieden werden, wenn Gegentaktdrosseln in den Gatestrompfaden verwendet werden. Außerdem wurde untersucht, dass das Verhalten während des niederinduktiven KS I dem Einschaltverhalten ähnelt. Somit können Stromfehlverteilungen während solcher Kurzschlüsse aufgrund derselben Ursachen entstehen, wie Fehlverteilungen während des Einschaltens.

Tabelle 6.1.: Zusammenfassung der Einflüsse auf das Einschaltverhalten

Ursache	Auswirkung auf das Einschaltverhalten		
	Zeit bis zum Erreichen von U_{th}	Stromanstieg	Zeit zum Abbau der RLZ
größere Kommutierungsinduktivität	→	↓	→
höhere Emitterdotierung	↑	↓	↑
größere Oxiddicke	↓	↓	↑
größere Trenchtiefe	→	→	↑
größere Chipdicke	→	↓	↑
höhere Grunddotierung	↓	↓	↑
höhere Kollektordotierung	→	↑	↓
größerer Gatewiderstand	↑	↓	↑
größere Emitterinduktivität	→	↓	↑
größere Gateinduktivität	↑	↑	↓
höhere positive Treiberspannung	↓	↑	↓
höhere Verzögerungszeit des Treibers	↑	→	↑
höhere negative Treiberspannung	↑	→	↑
höhere Temperatur	→	→	↓

7. Ausschalten

Während des Ausschaltens von parallelen IGBT mit induktiver Last teilen sich die IGBT bis zum Erreichen der Zwischenkreisspannung den gesamten Laststrom. Dabei kommt es während der Spannungsflanke immer dann zu Stromfehlverteilungen, wenn die IGBT unterschiedliche Kollektor-Emitter Spannungen aufweisen. Solche Unterschiede während des Aufbaus der Raumladungszone können in Unterschieden der Halbleiter, der Ausgangssituation oder in unterschiedlichen Gateströmen begründet sein und werden in Abschnitt 7.1 betrachtet. Während des Kommutierens kann es zu unterschiedlichen Stromflanken kommen, die ebenfalls eine Stromfehlverteilung darstellen (Abschnitt 7.2). Außerdem wird das Abschalten von Kurzschlussströmen betrachtet. In Abschnitt 7.3 wird die Wirkung einer gemeinsamen Hilfsemitterverbindung und von Gegentaktdrosseln zwischen den Gatestrompfaden auf die Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens erläutert.

7.1. Stromfehlverteilungen während der Spannungsflanke

Das Aufbauen der Raumladungszone in IGBT während des Ausschaltens ist von vielen Faktoren abhängig. Daher können diverse Unterschiede in Halbleiter- sowie Ansteuerparametern oder der Ausgangssituation der Halbleiter zu Stromfehlverteilungen führen. Der Mechanismus, wie solche Fehlverteilungen entstehen und ablaufen, ist hingegen immer derselbe. In Abbildung 7.1 ist die Messung einer Stromfehlverteilung während der Ausschaltstromflanke dargestellt. Bei $t = 0$ schaltet der Treiber von 15 V auf -15 V. Ab $t \approx 1,5 \mu s$ beginnt die Spannungsflanke von T_2 , während bei T_1 noch kein Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung erkennbar ist. Da beide IGBT über die Zwischenkreis- und Lastverschienung gekoppelt sind, beginnt mit dieser Spannungsdifferenz eine Umverteilung des Laststroms. Die Impedanz dieser Verschienungsteile ist in erster Näherung induktiv. Daher führt eine Differenz der Kollektor-Emitter Spannungen zu einem $\frac{di_{C1}}{dt} = -\frac{di_{C2}}{dt}$. Dadurch wird der Kollektorstrom von T_1 bis $t \approx 2,15 \mu s$ erhöht und der Strom von T_2 entsprechend reduziert. Zu diesem Zeitpunkt sind die Kollektor-Emitter Spannungen der IGBT identisch. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Stromfehlverteilung den Spannungsaufbau der IGBT beeinflusst. T_1 hat durch den erhöhten Kollektorstrom einen erhöhten Löcherstrom in der Raumladungszone und somit einen schnelleren Abbau des Plasmas

7. Ausschalten

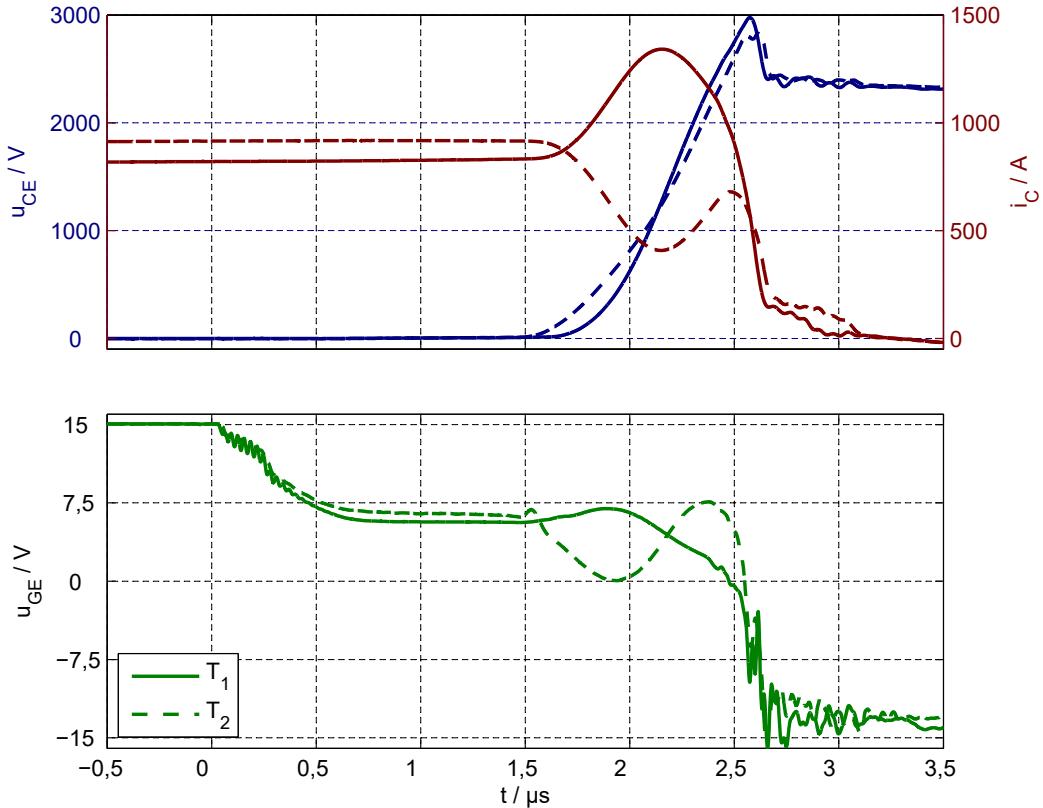


Abbildung 7.1.: Messung des Ausschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Module

und einen höheren Gradienten des elektrischen Feldes. Beides führt zu einem steileren Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung. T_2 hat hingegen einen reduzierten Kollektor- und somit einen reduzierten Löcherstrom in der Raumladungszone. Dies führt wiederum über den Abbau des Plasmas und den Feldgradienten zu einem flacheren Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung. Diese Rückwirkungen der Fehlverteilung auf die Spannungsdifferenz führen zu dem Ausgleich der Kollektor-Emitter Spannungen zum Zeitpunkt $t \approx 2,15 \mu s$. Die Stromfehlverteilung besteht aufgrund der induktiven Verschienung jedoch über diesen Zeitpunkt hinaus. Dadurch werden die Anstiege der Kollektor-Emitter Spannungen auch weiterhin wie beschrieben beeinflusst. Es kommt erneut zu einer Differenz der Kollektor-Emitter Spannung sowie zu Veränderungen der Kollektorströme, die denen für $t < 2,15 \mu s$ entgegengerichtet sind. Zu den Zeitpunkten $t \approx 2,4 \mu s$ und $t \approx 2,45 \mu s$ erreichen beide IGBT nacheinander die Zwischenkreisspannung und beginnen den Laststrom abzukommutieren. Die Tailströme der IGBT unterscheiden sich in ihrer Höhe und Länge. Das ist darauf zurückzuführen, dass T_1 aufgrund von quasistatischen Stromfehlverteilungen zu Beginn des Ausschaltens einen geringeren Kollektorstrom und somit eine geringere Plasmakonzentration hatte. Außerdem haben die beiden IGBT durch die Stromfehlverteilungen unterschiedlich viel Plasma abgebaut.

7. Ausschalten

Während der beschriebenen Wechselwirkungen zwischen Kollektorströmen und Kollektor-Emitter Spannungen kommt es zu Rückwirkungen auf die Gates der IGBT und von den Gates auf den Aufbau der Raumladungszonen. Die unterschiedlichen Höhen des Plateaus der Gate-Emitter Spannungen für $0,6 \mu\text{s} \leq t \leq 1,5 \mu\text{s}$ haben zur Folge, dass $|i_{G2}| > |i_{G1}|$. Dadurch können unterschiedlich hohe Verschiebeströme aufgrund des Self Turn-ON und des Miller-Effekts kompensiert werden. In dieser Phase wird der Self Turn-ON durch den Abbau der Elektronenansammlung am Gateoxid verursacht. Solche Unterschiede können zur Entstehung der Stromfehlverteilungen beitragen. Sobald die Umverteilung des Laststroms beginnt, wird die Gate-Emitter Spannung von T_2 um einige Volt reduziert und die Gate-Emitter Spannung von T_1 um etwas mehr als ein Volt angehoben. Dieses Verhalten wird im Folgenden anhand einer Simulation einer solchen Stromfehlverteilung erklärt. Die Wirkung dieser Veränderungen der Gate-Emitter Spannungen ist, dass der Spannungsaufbau von T_2 dadurch begünstigt wird, dass der IGBT nun intrinsisch, also ohne Elektronenstrom in der Raumladungszone Spannung aufbaut. Der Kanal von T_1 wird hingegen wieder etwas geöffnet und der Spannungsaufbau somit verlangsamt. Mit dem Maximum der Stromfehlverteilung bei $t \approx 2,15 \mu\text{s}$ wird die Gate-Emitter Spannung von T_2 erhöht und die von T_1 reduziert. Dadurch wird der Kanal von T_2 wieder geöffnet und dessen Spannungsaufbau verlangsamt und T_1 schaltet nun intrinsisch aus. Während der Kommutierung ($t \geq 2,4 \mu\text{s}$) kommt es bei beiden IGBT zum Self Turn-OFF und die Gate-Emitter Spannungen brechen ein.

Die Verläufe der Gate-Emitter Spannungen können mit den Verläufen der Elektronen- und Löcherströme erklärt werden. In Abbildung 7.2 sind der Kollektorstrom und die Gate-Emitter Spannung sowie der Elektronen- ($i_{E,n}$) und Löcherstrom am Emitter ($i_{E,p}$) eines IGBT-Modells einer Simulation des parallelen Ausschaltens dargestellt. Die Elektronen- und Löcherströme am Emitter entsprechen in etwa den Strömen durch die Raumladungszone. Das nicht dargestellte IGBT-Modell trägt bis zur Kommutierung bei $t \approx 1,05 \mu\text{s}$ den Laststrom von 1000 A abzüglich des dargestellten Kollektorstroms. Während des Beginns der Stromfehlverteilung ($0,4 \mu\text{s} \leq t \leq 0,7 \mu\text{s}$) sinkt die Gate-Emitter Spannung leicht und der Löcherstrom nimmt zu, während der Elektronenstrom abnimmt. Bei $t \approx 0,7 \mu\text{s}$ wird der Rückgang der Gate-Emitter Spannung beschleunigt. Gleichzeitig nimmt die Löcherstromdichte dadurch ab, dass der Kollektorstrom aufgrund der fortschreitenden Stromfehlverteilung zurückgeht und der Elektronenkanal bereits vollständig geschlossen ist. Sobald der Löcherstrom wieder steigt ($t \geq 0,75 \mu\text{s}$), steigt die Gate-Emitter Spannung ähnlich schnell wieder an, bis der Elektronenkanal wieder geöffnet ist. Für $t \geq 0,85 \mu\text{s}$ steigt der Elektronenstrom wieder und der Anstieg der Gate-Emitter Spannung wird verlangsamt. Diese Entwicklungen sind auf Verschiebeströme durch das Gateoxid zurückzuführen. Durch den anfänglichen Rückgang des Kollektorstroms ($0,4 \mu\text{s} \leq t \leq 0,7 \mu\text{s}$) steigt der Löcherstrom weniger stark an als beim Ausschalten ohne Fehlverteilung, dadurch kommt es zu einem

7. Ausschalten

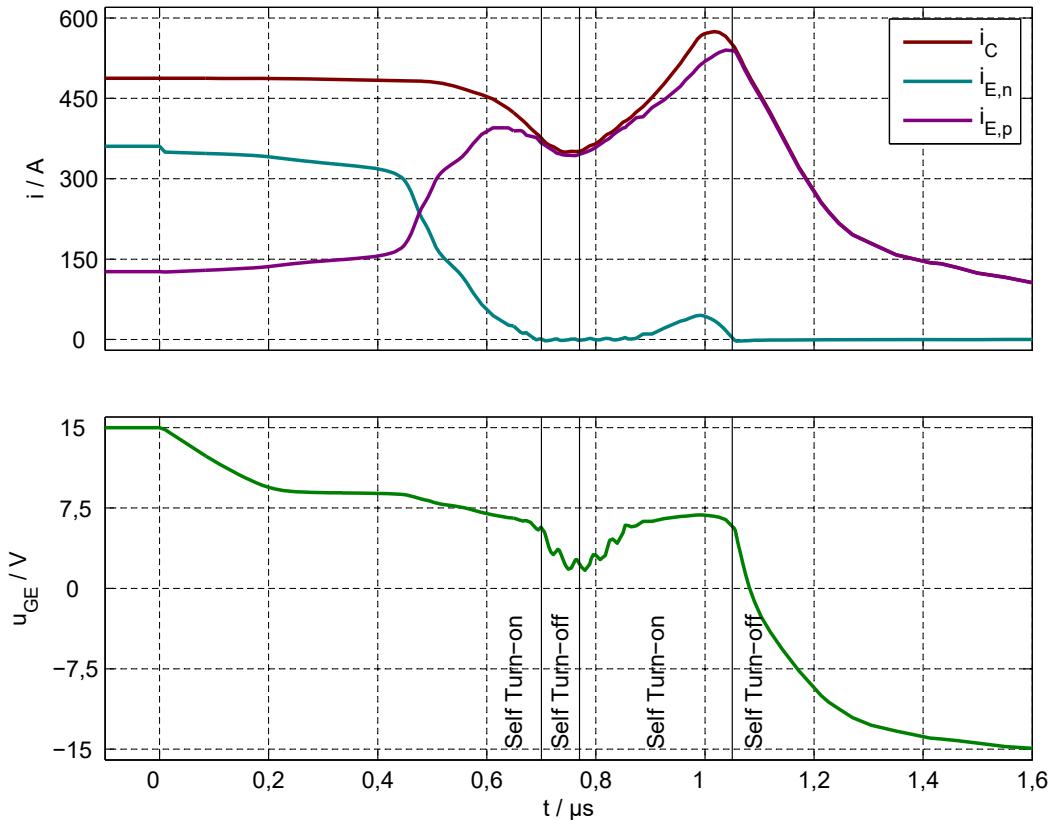


Abbildung 7.2.: Simulation des Ausschaltens zweier paralleler 3,3 kV IGBT-Modelle (Strom- und Spannungsverläufe eines IGBT dargestellt)

schwächeren Self Turn-on und die Gate-Emitter-Spannung geht zurück. Sobald der Elektronenkanal geschlossen ist, bedeutet jede Änderung des Kollektorstroms eine identische Änderung des Löcherstroms, was zu einem Self Turn-off und einem anschließenden Self Turn-on führt ($0,7 \mu s \leq t \leq 1,05 \mu s$). Sobald der Elektronenkanal durch den Verschiebestrom wieder geöffnet wurde, wird die Zunahme des Löcherstroms bei Zunahme des Kollektorstroms durch das Aufsteuern des Gates und die damit einhergehende Zunahme des Elektronenstroms gebremst. Dadurch wird der weitere Anstieg der Gate-Emitter Spannung bei weiter zunehmendem Kollektorstrom verlangsamt. Mit dem Abkommunizieren des Laststroms ($t \approx 1,05 \mu s$) beginnt erneut der Self Turn-off, der das Gate entlädt.

Die Wirkungskette der Stromfehlverteilungen während der Spannungsflanke beim Ausschalten ist in Abbildung 7.3 zusammengefasst. Unterschiede der Kollektor-Emitter Spannungen führen zu einer Umverteilung des Laststroms aufgrund der induktiven Kopplung der IGBT. Diese Umverteilung beeinflusst über den Kollektorstrom und somit den Aufbau der Raumladungszone die weiteren Verläufe der Kollektor-Emitter Spannungen. Außerdem kommt es durch die Veränderungen der Löcherströme zu Rückwirkungen auf das Gate,

7. Ausschalten

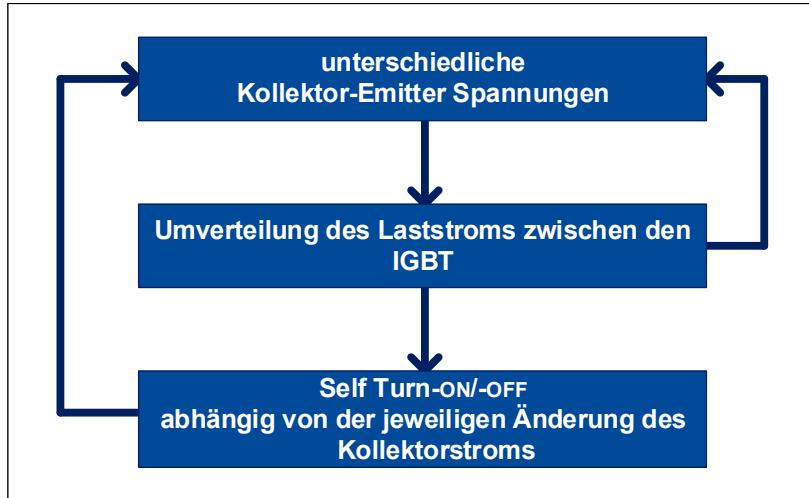


Abbildung 7.3.: Wirkungskette der Stromfehlverteilungen während des Aufbaus der Raumladungszone beim Ausschalten von parallelen IGBT

welche wiederum den Aufbau der Raumladungszonen beeinflussen. Diese Wirkungskette beschreibt das Verhalten bei Ausschaltvorgängen mit induktiver Last und ohne direkten Einfluss der Lastkreise auf die Gatekreise. Falls ein solcher Einfluss vorliegt, muss die Wirkungskette entsprechend ergänzt werden.

Anhand der beschriebenen Wirkung der Kopplungen von Kollektorströmen sowie Gate- und Kollektor-Emitter Spannungen kann erklärt werden, warum solche Stromfehlverteilungen die Robustheit von IGBT beeinflussen. Während der Umverteilung des Laststroms beim Ausschalten treten große Momentanwerte der Kollektorströme auf. Während der Laststrom in Abbildung 7.1 etwa dem vierfachen Nennstrom eines Moduls entspricht, beträgt der Kollektorstrom von T_1 zum Zeitpunkt $t \approx 2,15 \mu s$ dem dreifachen Nennstrom des Moduls. Dieser Wert liegt weit außerhalb des sicheren Arbeitsbereichs des Moduls und könnte zum dynamischen Avalanche führen. Einen solchen beim parallelen Abschalten zu erkennen, ist allerdings schwierig, da der Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung durch eine Abnahme des Kollektorstroms reduziert werden kann (wie zum Beispiel in Abbildung 7.1). Ein solcher Rückgang der Spannungszunahme ist im einzelnen Abschalten ein Zeichen für den dynamischen Avalanche. In Abbildung 7.4 sind die Kollektorströme und Kollektor-Emitter Spannungen eines IGBT-Modells für das einzelne Ausschalten sowie für das parallele Ausschalten mit einem IGBT-Modell mit geringerer Emitter-Dotierung dargestellt. Die Verläufe des zweiten Modells sind nicht dargestellt. Zusätzlich sind die mittleren Avalanche-Generationsraten in der Driftzone (G_{AV}) für beide Simulationen dargestellt. Der maximal auftretende Wert von G_{AV} ist in der Parallelschaltung um 46 % höher als im einzelnen Ausschalten. Somit kann die Stromfehlverteilung während des Abschaltens in einem Arbeitspunkt zum Avalanche führen, in dem im einzelnen Ausschalten kein Avalanche auftreten würde. Wenn die Stromfehlverteilung beim Abschalten von par-

7. Ausschalten

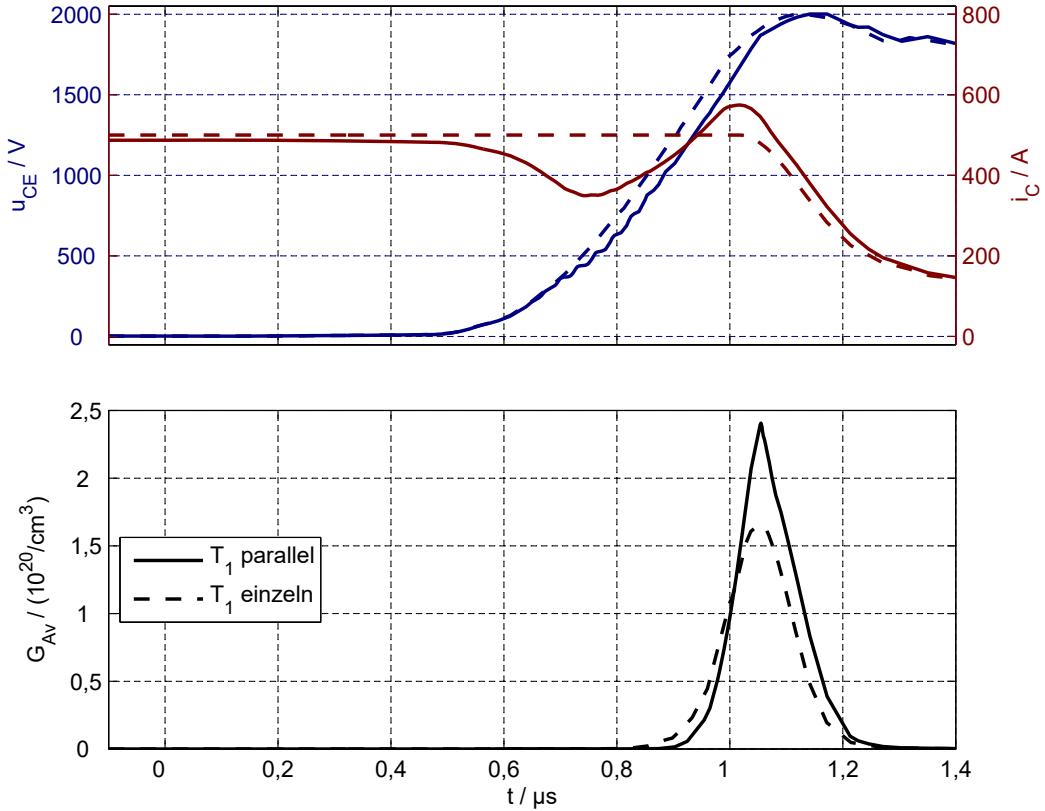


Abbildung 7.4.: Simulationen des einzelnen und parallelen Ausschaltens von 3,3 kV IGBT-Modellen mit der Avalanche-Generationsrate in der Driftzone (Verläufe des parallelen IGBT-Modells nicht dargestellt)

allelen IGBT zum dynamischen Avalanche führt, könnte dies zu einer Degradierung des stärker belasteten IGBT führen (siehe [48]). Somit sind solche Stromfehlverteilungen als robustheitsrelevant zu betrachten.

Der genaue Verlauf der Stromfehlverteilungen beim Ausschalten und somit auch die Avalanche-Belastung währenddessen hängt neben dem Verhalten der Halbleiter auch von den Induktivitäten zwischen den Emitter- bzw. Kollektor-Kontakten der parallelen Halbleiter ab. In Abbildung 7.5 sind die Verläufe der Kollektorströme eines IGBT-Modells in der Parallelschaltung mit unterschiedlichen Induktivitäten zwischen den Kollektoranschlüssen (LCC) sowie im einzelnen Ausschalten dargestellt. Beide Parallelschaltungen wurden mit denselben Modellen durchgeführt. Trotzdem unterscheiden sich die Stromverläufe erheblich. Während der Strom bei geringerer Induktivität ein Maximum bei $t \approx 0,75 \mu s$ und ein Minimum bei $t \approx 1 \mu s$ aufweist, gibt es bei großer Induktivität bis zum Erreichen der Kollektor-Emitter Spannung nur ein Maximum bei $t \approx 0,95 \mu s$. Durch die höhere Induktivität führt derselbe Unterschied der Kollektor-Emitter Spannungen zu geringen

7. Ausschalten

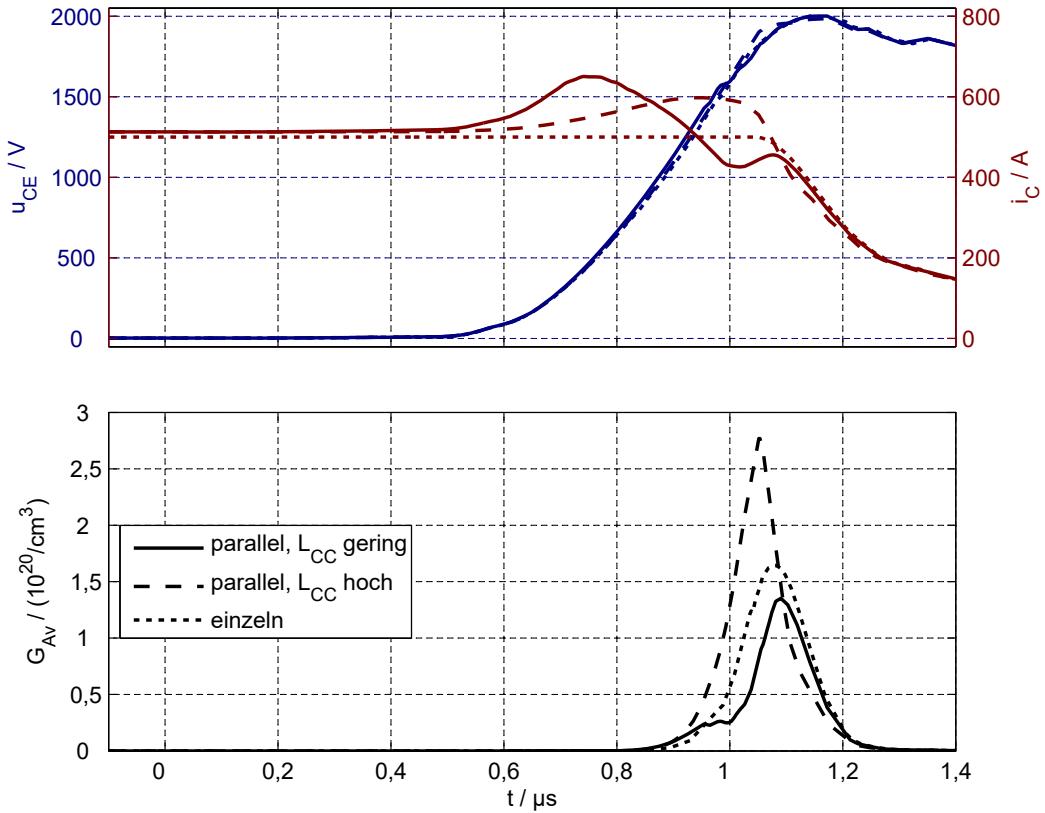


Abbildung 7.5.: Simulationen des einzelnen und parallelen Ausschaltens von 3,3 kV IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Induktivitäten zwischen den Kollektoranschlüssen (Verläufe des parallelen IGBT-Modells nicht dargestellt)

Änderungsraten der Kollektorströme und somit zu einem langsameren Verlauf der Stromfehlverteilungen. Dadurch unterscheiden sich auch die Kollektorströme direkt vor dem Beginn des Kommutierungsvorgangs. Der Kollektorstrom bei hoher Induktivität ist um fast 100 A höher und der Kollektorstrom mit geringerer Induktivität etwa 50 A geringer als der halbe Laststrom. Dadurch unterscheiden sich die beiden parallelen Simulationen auch in den maximal auftretenden Avalanche-Generationsraten. Bei geringerem Strom während des Kommutierens tritt auch eine geringere Generationsrate im Vergleich mit der einzelnen Simulation auf. Bei erhöhtem Kollektorstrom tritt eine stark erhöhte Generationsrate auf.

Neben dem beschriebenen Einfluss der Induktivitäten hat die Zwischenkreisspannung einen erheblichen Einfluss auf die Stromfehlverteilung während des Kommutierens. In Abbildung 7.6 sind die Verläufe von Ausschaltsimulationen eines IGBT-Modells bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen dargestellt. Die Ursache der Stromfehlverteilung ist ein Unterschied der Emitterdotierungen der parallelgeschalteten Modelle. Die Verläufe der Kollektor-Emitter Spannungen und der Kollektorströme sind identisch, bis bei $t \approx 1,45$ μs

7. Ausschalten

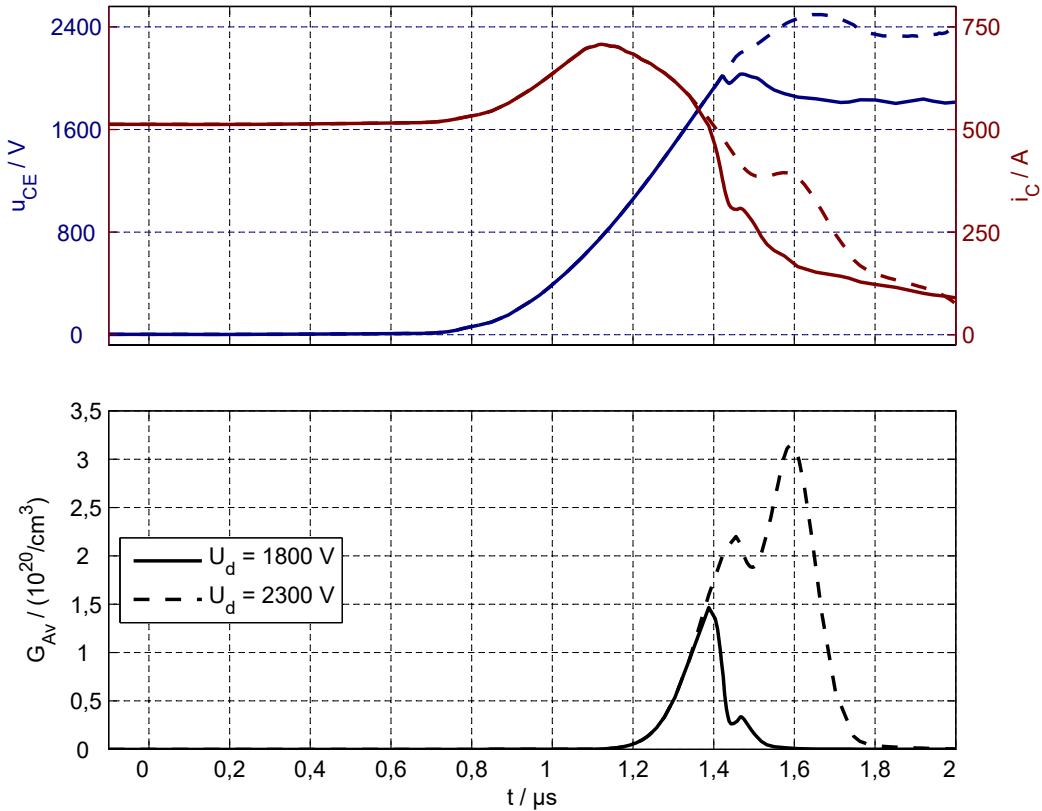


Abbildung 7.6.: Simulationen des parallelen Ausschaltens von 3,3kV IGBT-Modellen bei unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen (Verläufe des parallelen IGBT-Modells nicht dargestellt)

die Kollektor-Emitter Spannung 1,8 kV und somit die erste Zwischenkreisspannung erreicht. Dann beginnt der IGBT bei geringerer Zwischenkreisspannung den Strom abzukommunizieren, während in der anderen Simulation weiter Spannung aufgebaut wird und die Stromfehlverteilung fortgesetzt wird. Bei dieser Simulation beginnt das Kommutieren des Laststroms erst bei $t \approx 1,5 \mu\text{s}$. Die Zwischenkreisspannung hat somit keinen Einfluss auf den Verlauf der Stromfehlverteilung, beeinflusst aber durch den Kommutierungszeitpunkt, wann die Fehlverteilung endet. Während beider Simulationen hat G_{AV} das jeweilige Maximum beim Erreichen der Zwischenkreisspannung, obwohl der dargestellte IGBT bei 2,3 kV weniger als 80 % des statischen Kollektorstroms trägt. Daher ist bei einer Bewertung der Robustheit einer Parallelschaltung die Fehlverteilung relevant, die bei maximaler Zwischenkreisspannung auftritt. Die Simulationen mit unterschiedlichen Induktivitäten (Abbildung 7.5) zeigen jedoch, dass dieser Wert abhängig von der Verschienung ist.

Der Einfluss dieser Umverteilung des Laststroms während des Ausschaltens auf die Verluste ist allerdings gering. In Abbildung 7.7 sind die Ausschaltverluste eines IGBT-Modells in Abhängigkeit des statischen Kollektorstroms aus einzelnen und parallelen Ausschalt-

7. Ausschalten

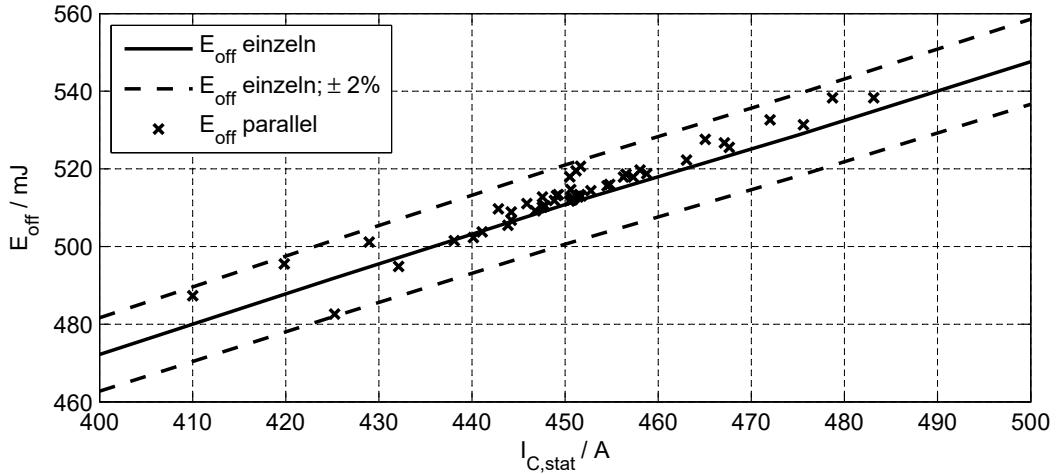


Abbildung 7.7.: Vergleich der Ausschaltverluste des einzelnen und parallelen Ausschaltens von 3,3 kV IGBT-Modellen in Abhängigkeit des statischen Kollektorstroms

mulationen dargestellt. Die Einzelsimulationen wurden mit variiertem Laststrom durchgeführt und die parallelen Simulationen mit 48 verschiedenen IGBT-Modellen parallel zu dem ersten IGBT-Modell, wodurch die Ausschaltverluste und statischen Kollektorströme des ersten IGBT beeinflusst wurden. Die Modelle unterscheiden sich in der p-Dotierung am Emitter, am Kollektor, der Grunddotierung, der Chipdicke oder der Gategeometrie. Der statische Kollektorstrom hat einen starken Einfluss auf die Ausschaltverluste, da die Plasmakonzentration innerhalb der Driftzone mit dem Kollektorstrom zunimmt. Während des Ausschaltens muss das Plasma abgebaut werden, um die Raumladungszone aufzubauen. Innerhalb des durch die parallelen Simulationen abgedeckten Bereichs ($410 \text{ A} < I_{C,stat} < 490 \text{ A}$) ist die Variation durch den statischen Kollektorstrom etwa $\pm 30 \text{ mJ}$ und die Variation durch die Umverteilungen während des Aufbaus der Raumladungszone nur $\pm 10 \text{ mJ}$, was $\pm 2\%$ der Ausschaltverluste pro IGBT entspricht. Daher sind statische bzw. quasistatische Stromfehlverteilungen bei der Abschätzung der Ausschaltverluste zu berücksichtigen und die Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens sind aus Gründen der Robustheit zu vermeiden. Allerdings wurde in Kapitel 5 gezeigt, dass Stromfehlverteilungen der IGBT während des Kommutierens zu quasistatischen Stromfehlverteilungen zwischen den Freilaufdioden nach dem Kommutieren führt. Dadurch sind solche Fehlverteilungen verlustrelevant für die Dioden.

7. Ausschalten

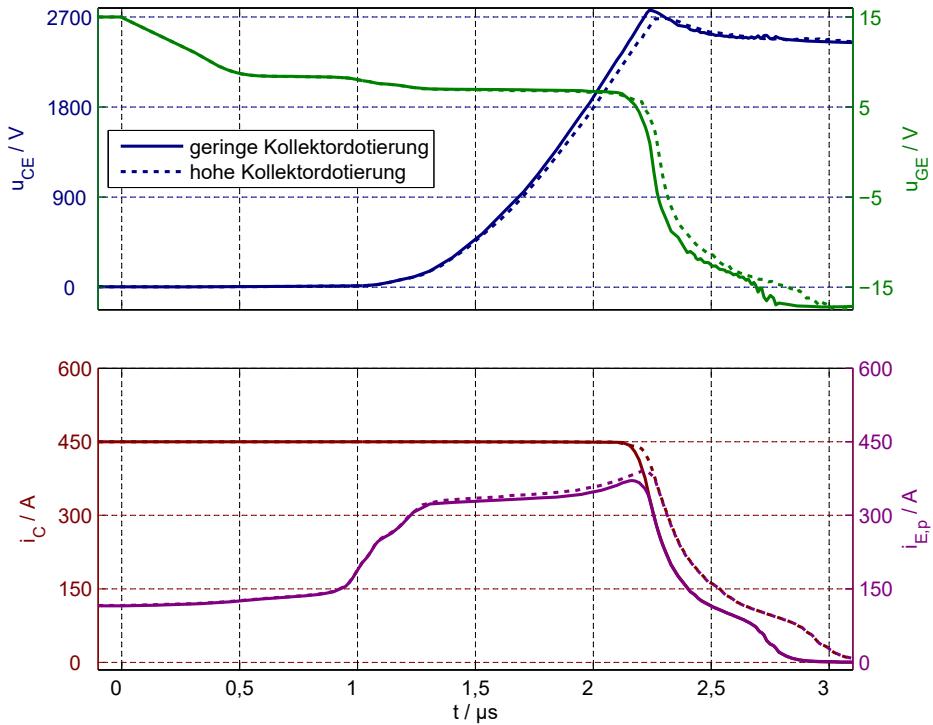
7.1.1. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Halbleitereigenschaften

Eine mögliche Ursache für Stromfehlverteilungen während der Spannungsflanke beim Ausschalten sind Unterschiede zwischen Halbleiterparametern. Dabei sind alle Parameter relevant, die den Spannungsaufbau während des Ausschaltens beeinflussen. Im Folgenden sind die Einflüsse einiger Parameter dargestellt. Ein weiterer Parameter, der das Ausschalten beeinflusst, ist der interne Gatewiderstand. Dessen Wirkung auf das Ausschaltverhalten unterscheidet sich aber nicht vom Einfluss des externen Gatewiderstands und wird daher in Kapitel 7.1.2 behandelt. Da sich während der Plateaus der Gate-Emitter Spannungen Gleichgewichte zwischen Strömen am Gate und dem Aufbau der Raumladungszone ergeben, die wiederum durch die Gate-Emitter Spannungen beeinflusst werden und die Verschiebeströme durch das Gateoxid beeinflusst, können verschiedene Wirkungsketten angegeben werden. Eine höhere Gate-Emitter Spannung kann als Ursache für einen höheren Gatestrom und somit höhere Verschiebeströme angesehen werden, die wiederum einen schnelleren Spannungsaufbau erlauben. Genauso kann aber auch der schnellere Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung als Ursache für höhere Verschiebeströme, höhere Gateströme und somit eine höhere Gate-Emitter Spannung betrachtet werden. Da aber weder der Gatestrom noch der Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung von außen vorgegeben werden, sind beide Sichtweisen nicht vollständig. Nichtsdestotrotz wird im Folgenden je eine dieser Kausalitäten für die Beschreibungen der Veränderungen durch die Parametervariationen herangezogen, um zu zeigen, dass die Unterschiede der Schaltverhalten konsistent sind.

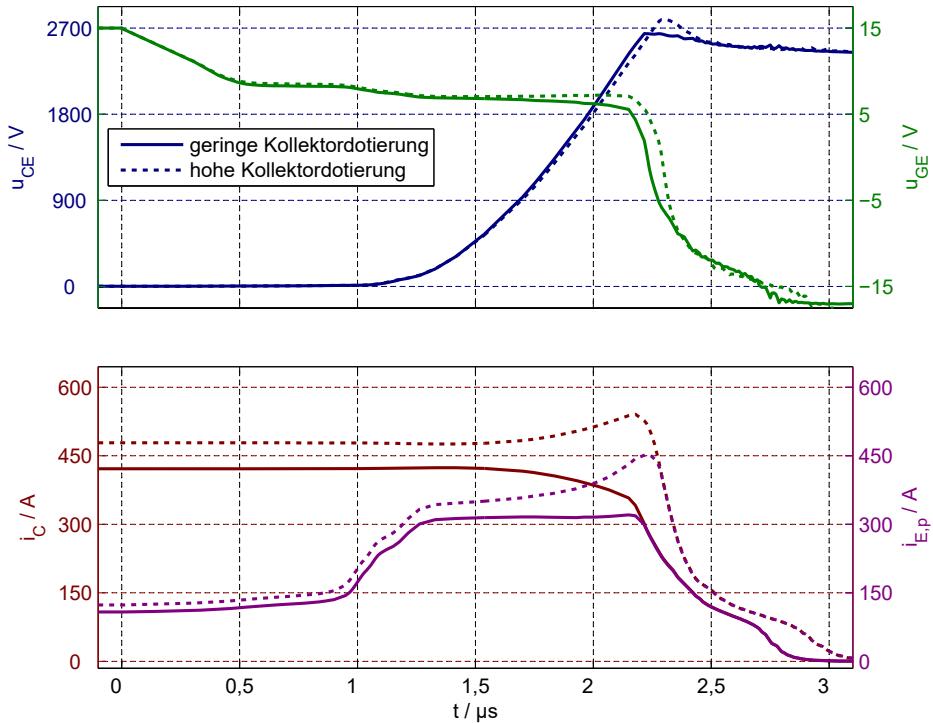
Bereits in den Kapiteln 3 und 4 wurde der Einfluss der p-Dotierung am Kollektor auf den Plasmaverlauf des IGBT im Durchlasszustand erläutert. Eine hohe Kollektordotierung hat eine hohe Konzentration des Elektronen-Loch-Plasmas in der Nähe des Kollektors zur Folge. Da sich aufgrund von Diffusion eine stetige Plasmakonzentration einstellt, wird durch eine rückseitig angehobene Konzentration auch der weitere Verlauf der Konzentration beeinflusst. Der Einfluss der Kollektordotierung auf das Plasma nimmt aber mit Entfernung zum Kollektor ab. Über den Einfluss auf die Plasmakonzentration im Durchlass beeinflusst die Kollektordotierung auch den Spannungsaufbau während des Ausschaltens.

In Abbildung 7.8 sind die Kollektor-Emitter sowie Gate-Emitter Spannungen, Kollektorströme sowie Löcherströme am Emitter für Simulationen des einzelnen und parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen dargestellt. Die Modelle unterscheiden sich ausschließlich in ihrer Kollektordotierung. Da sich die IGBT nicht in Parametern unterscheiden, die das Gate beeinflussen, sind die Verläufe für Gate-Emitter Spannungen während des einzelnen Ausschaltens nahezu identisch. Das führt auch zu nahezu identischen Verläufen der Löcherströme am Emitter. Das bedeutet, dass der Feldgradient in der Raumladungszone ähnlich ist und somit unterschiedliche Weiten der Raumladungszonen gleichbedeutend sind

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

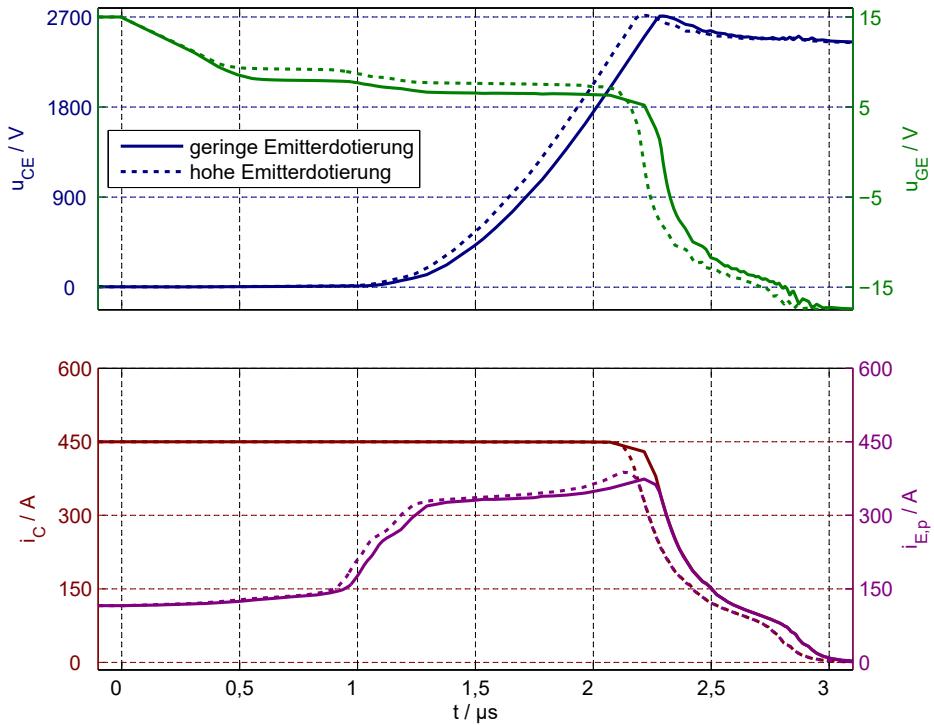
Abbildung 7.8.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Kollektordotierungen ($N_{A,C2}/N_{A,C1} = 150\%$)

7. Ausschalten

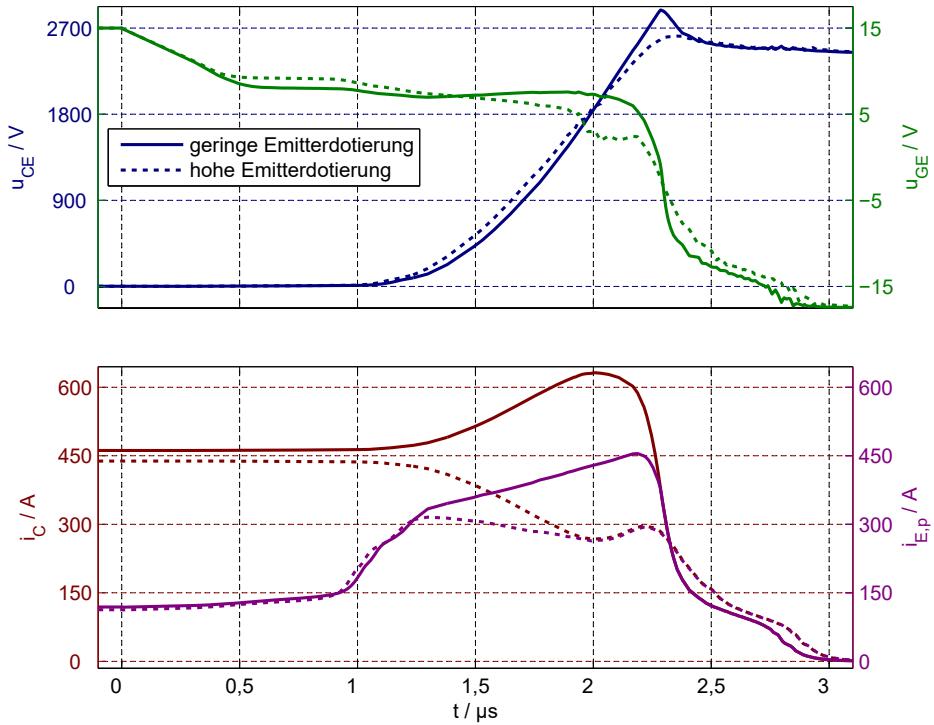
mit unterschiedlichen Spannungen über den Raumladungszonen. Für $t > 1,5 \mu\text{s}$ sind leicht unterschiedliche Kollektor-Emitter Spannungen erkennbar. Der Löcherstrom am Emitter des IGBT-Modells mit dem geringeren Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung ist höher als der Löcherstrom des anderen Modells. Somit wird in dieser Phase die Raumladungszone unterschiedlich schnell auf- und das Plasma abgebaut. Die Unterschiede in den Spannungen können bei den vorliegenden Löcherströmen nur durch unterschiedliche Plasmakonzentrationen hervorgerufen werden. Dass diese Unterschiede erst für hohe Kollektor-Emitter Spannungen ansteigen, zeigt, dass die Plasmakonzentrationen nahe des Steuerkopfes ähnlich sind und sich erst in der Nähe der Feldstopp-Schicht unterscheiden. Somit führt eine hohe Kollektordotierung zu einer hohen Plasmakonzentration und dadurch zum langsamen Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung während des Ausschaltens. Bei kleineren Löcherströmen können diese Unterschiede auch bei geringeren Spannungen auftreten, da ein geringerer Feldgradient bei geringeren Spannungen zu entsprechenden Weiten der Raumladungszone führt. In der Parallelschaltung kommt es zusätzlich zu den Unterschieden des einzelnen Schaltverhaltens zu einer statischen Stromfehlverteilung. Durch die Unterschiede der Kennlinien, die durch die Kollektordotierungsunterschiede verursacht werden, hat der IGBT mit höherer Dotierung einen höheren Kollektorstrom vor dem Ausschalten. Die statische Stromfehlverteilung verstärkt die Unterschiede der Plasmakonzentrationen der Modelle, da die Plasmakonzentration mit steigendem Kollektorstrom zunimmt. Die Gate-Emitter Spannungen unterscheiden sich durch die statische Fehlverteilung um etwa 200 mV bis zum Beginn der dynamischen Fehlverteilung bei $t \approx 1,5 \mu\text{s}$. Zu diesem Zeitpunkt beginnt ein Unterschied der Kollektor-Emitter Spannungen, der eine Umverteilung des Laststroms verursacht, sodass das Modell mit höherer Kollektordotierung eine Zunahme des Kollektorstroms erfährt. Das führt zu einer Angleichung im Aufbau der Kollektor-Emitter Spannungen. Die dynamische Stromfehlverteilung führt zu einer Zunahme des Löcherstroms im IGBT mit höherer Dotierung, was durch den Self Turn-ON zu einer Zunahme der Gate-Emitter Spannung führt, bis zum Abkommunizieren des Laststroms bei $t \approx 2,2 \mu\text{s}$ und dem damit einhergehenden Einbruch der Gate-Emitter Spannung durch den Self Turn-OFF.

Die Unterschiede in den Kollektor-Emitter Spannungen beginnen erheblich früher, wenn Parameter am Gate variieren. In Abbildung 7.9 sind Simulationen des Ausschaltens von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen p-Dotierungen am Emitter dargestellt. Die Emitterdotierung hat über ihren Einfluss auf die Minoritätsladungsträgerdichte in der Nähe des Gates einen Einfluss auf die Transferkennlinie des IGBT. Bei geringerer Emitterdotierung befinden sich mehr Elektronen im entsprechenden Gebiet und die Bildung eines Elektronenkanals an der Grenzfläche zum Gateoxid wird somit begünstigt. Unterschiede in der Transferkennlinie führen von Beginn an zu unterschiedlichen Anstiegen der Kollektor-Emitter Spannungen. Noch bevor ein Anstieg dieser Spannungen erkennbar

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

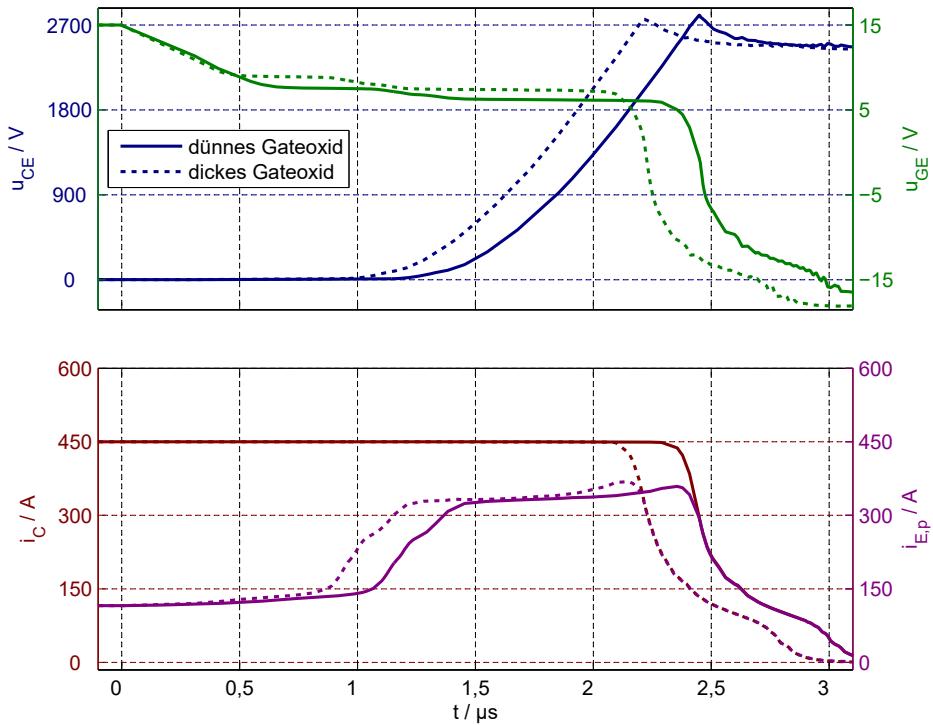
Abbildung 7.9.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Emitterdottierungen ($N_{A,E2}/N_{A,E1} = 133\%$)

7. Ausschalten

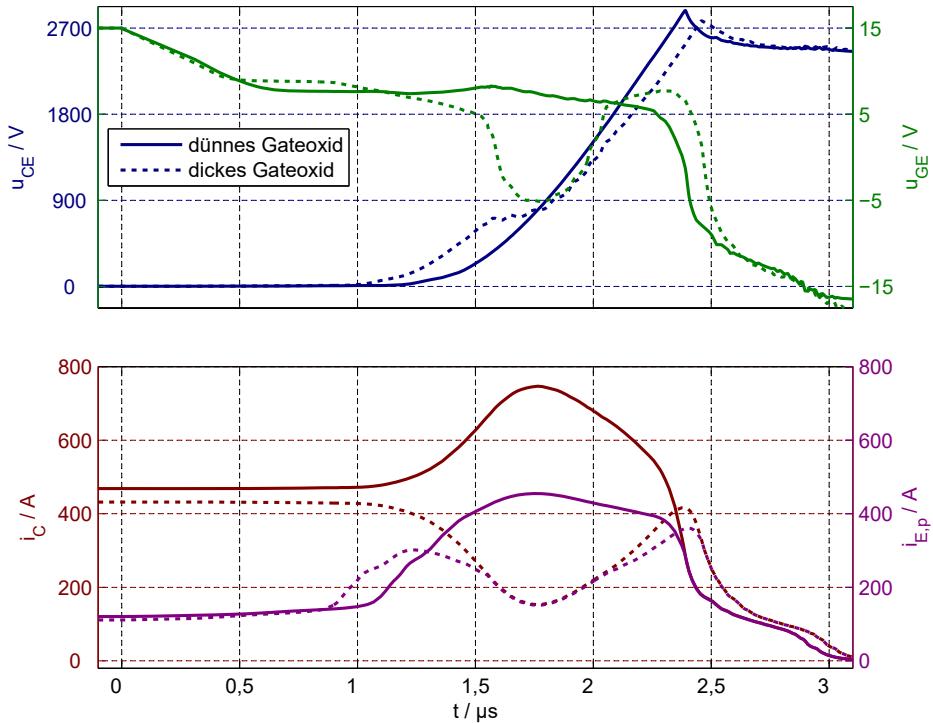
wird, unterscheiden sich die Gate-Emitter Spannungen bei nahezu identischen Löcherströmen ($0,4 \mu\text{s} \leq t \leq 0,9 \mu\text{s}$). Durch die unterschiedlichen Transferkennlinien ergeben sich unterschiedliche Gleichgewichte zwischen Verschiebeströmen durch das Gateoxid und externen Gateströmen während der Plateaus der Gate-Emitter Spannungen. Das IGBT-Modell mit hoher Emitterdotierung hat höhere Gate-Emitter Spannungen während der Plateaus. Dadurch ergibt sich ein höherer Gatestrom. Da die Gate-Emitter Spannung nahezu konstant bleibt, muss dieser höhere Gatestrom von einem entsprechend höheren Verschiebestrom durch das Gateoxid kompensiert werden. Der höhere Verschiebestrom durch das Oxid wird während des ersten Plateaus durch einen schnelleren Abbau der Elektronenansammlung am Gate verursacht. Dadurch endet das erste Plateau früher. Während des zweiten Plateaus wird der größere Verschiebestrom durch einen stärkeren Self Turn-ON sowie Miller-Effekt verursacht, da der Löcherstrom schneller ansteigt und die Raumladungszone schneller aufgebaut wird. Der höhere Löcherstrom führt zu einem höheren Gradienten der elektrischen Feldstärke in der Raumladungszone und zusätzlich zu einem schnelleren Abbau des Plasmas und somit zu einem schnelleren Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung. Durch die Unterschiede der Dotierung haben die Modelle unterschiedliche Kennlinien und es kommt in der Parallelschaltung zu einer statischen Stromfehlverteilung. Außerdem kommt es zu einer Umverteilung des Laststroms, sobald sich die Kollektor-Emitter Spannungen unterscheiden. Diese Umverteilung beschleunigt den Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung vom Modell mit geringer Dotierung und verlangsamt den Spannungsaufbau des anderen Modells. Dadurch schneiden sich die Kollektor-Emitter Spannungen bei $t \approx 2 \mu\text{s}$ und es kommt zu einem Maximum der dynamischen Stromfehlverteilung. Durch die Abnahme des Kollektorstroms des Modells mit höherer Dotierung kommt es zu einem Self Turn-OFF und bei $t \approx 1,9 \mu\text{s}$ wird dieser noch durch das Unterschreiten der Thresholdspannung beschleunigt. Der Emitterstrom wird zu diesem Zeitpunkt ausschließlich von Löchern getragen und dadurch spiegelt sich eine Änderung des Kollektorstroms in einer entsprechenden Änderung des Löcherstroms am Emitter wieder. Dadurch bricht die Gate-Emitter Spannung zu diesem Zeitpunkt etwa 3 V ein.

Neben der Emitterdotierung beeinflusst auch die Dicke des Gateoxids die Transferkennlinie eines IGBT. Zusätzlich werden aber auch die Gate-Emitter Kapazität und die Verschiebeströme beeinflusst, die dem Entladen des Gates entgegenwirken. In Abbildung 7.10 sind Simulationen des Ausschaltens von IGBT-Modellen mit verschiedenen Dicken des Gateoxids dargestellt. Bereits bevor das erste Plateau der Gate-Emitter Spannung erreicht wird ($t < 0,4 \mu\text{s}$), gibt es Unterschiede dieser Spannungen. Dies ist auf die verschiedenen Gate-Emitter Kapazitäten zurückzuführen. Die ersten Plateaus sind zusätzlich unterschiedlich hoch und unterschiedlich lang. Ersteres kann auf die unterschiedlichen Transferkennlinien zurückgeführt werden. Trotz der deutlich höheren Gate-Emitter Spannung während der Plateaus bei dickerem Gateoxid kann der Kanal weniger Elektronenstrom tragen und der

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.10.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlicher Dicke des Gateoxids ($d_{ox2}/d_{ox1} = 117\%$)

7. Ausschalten

Löcherstrom ist erhöht. Der höhere Löcherstrom verursacht einen höheren Gradienten der elektrischen Feldstärke in der Raumladungszone und deren schnellere Ausbreitung. Damit gehen größere Verschiebeströme des Gateoxids einher, die den höheren Gatestrom aufgrund der höheren Gate-Emitter Spannung kompensieren. Die unterschiedliche Länge des ersten Plateaus ist zum Einen in dem beschriebenen schnelleren Aufbau der Raumladungszone begründet. Zum Anderen hat die Dicke des Gateoxids auch einen Einfluss auf die Elektronenansammlung am Gate außerhalb des Kanals, die während dieser Phase abgebaut wird. Ein dünnes Gateoxid führt bei gleicher Spannungsdifferenz zwischen Gate und restlichem IGBT zu einer höheren Feldstärke im Oxid, die durch eine größere Ladungsträgeransammlung in der Grenzfläche Oxid-Halbleiter abgebaut werden muss. Dadurch verlängert sich das Plateau der Gate-Emitter Spannung. Die unterschiedlich langen Plateaus führen dazu, dass die Löcherstromdichte unterschiedlich früh ansteigt und der Aufbau der Raumladungszenen somit unterschiedlich früh beschleunigt wird. Dies führt zusammen mit der Wirkung der Transferkennlinien zu einem erheblichen Unterschied der Anstiege der Kollektor-Emitter Spannungen. Geringe Dicken des Gateoxids führen zu einem späten und langsamem Anstieg der Kollektor-Emitter Spannungen im einzelnen Ausschalten und dadurch zu einer dynamischen Stromfehlverteilung in der Parallelschaltung. Durch den erheblich früheren Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung des Modells mit dickerem Gateoxid wird der Laststrom ab $t \approx 1 \mu\text{s}$ umverteilt, sodass die Kollektor-Emitter Spannungen angeglichen werden. Der Anstieg der Kollektor-Emitter Spannungen des Modells mit dickem Oxid wird ab $t \approx 1,55 \mu\text{s}$ so stark reduziert, dass die Stromfehlverteilung ein Maximum erreicht und anschließend wieder abnimmt. Dieser starke Rückgang der Spannungssteilheit ist auf den starken Rückgang des Kollektorstroms bei bereits geschlossenem MOS-Kanal zurückzuführen. Solange der Kanal offen ist, führt eine Reduzierung des Kollektorstroms zu einer Reduzierung des Elektronenstroms durch die Raumladungszone. Dies erhöht den Feldgradienten in dieser und erhöht geringfügig die Geschwindigkeit, mit der das Elektronen-Loch-Plasma abgebaut wird. Letzteres geschieht über die am pn-Übergang emittierten Löcher, die den Löcherstrom in der Raumladungszone speisen, ohne Löcher aus dem Plasma abzuziehen. Dadurch wird der Spannungsaufbau in der Raumladungszone beschleunigt. Eine Verlangsamung des Spannungsaufbaus erfolgt nur, wenn der Löcherstrom in der Raumladungszone abnimmt. Zum Einen reduziert das den Gradienten des elektrischen Feldes. Zum Anderen wird der Abbau des Plasmas und damit das Anwachsen der Raumladungszone verlangsamt. Dies geschieht in der Simulation der Parallelschaltung ab $t \approx 1,55 \mu\text{s}$. Der Löcherstrom des Modells mit dickerem Gateoxid geht zurück, da der Kanal geschlossen ist und der Kollektorstrom zurückgeht. Der zurückgehende Löcherstrom verursacht einen Self Turn-OFF, wodurch die Gate-Emitter Spannung des Modells mit dickerem Gateoxid stark einbricht. Durch den ab $t \approx 1,75 \mu\text{s}$ wieder ansteigenden Kollektorstrom

7. Ausschalten

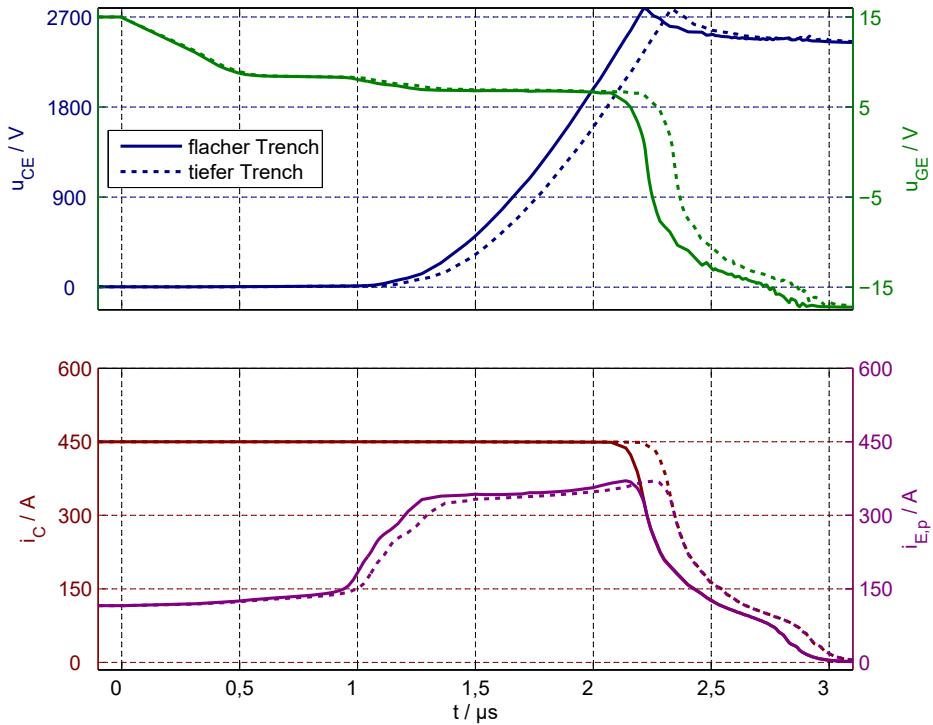
kommt es zu einem Self Turn-ON und durch den wieder ansteigenden Löcherstrom zu einem wieder deutlich schnelleren Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung.

In [27] wurde mit ähnlichen Simulationen gezeigt, dass Abweichungen der Oxiddicke und der Emitterdotierung zu Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens führen. Dabei wurde darauf eingegangen, dass es durch solche Veränderungen zu unterschiedlichen Threshold- und Durchlassspannungen kommt. Der Einfluss dieser Faktoren auf den Aufbau der Raumladungszone wurde allerdings nicht im Detail betrachtet.

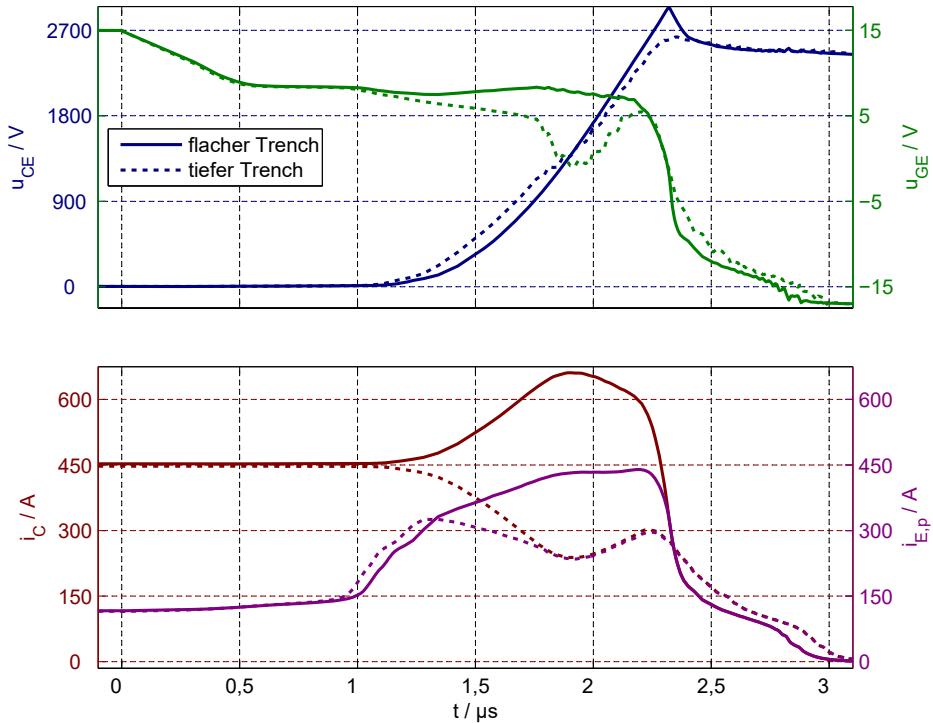
Die Tiefe des Trenchgates hat einen zusätzlichen Einfluss auf das Ausschaltverhalten des IGBT. Durch diesen Parameter wird die Transferkennlinie nicht beeinflusst, sondern die Kapazität des Gates gegenüber dem n⁻-Gebiet nahe des Gates und die Verschiebeströme durch das Gateoxid. In Abbildung 7.11 sind Simulationen des einzelnen Ausschaltens von IGBT-Modellen mit verschiedenen Trenchtiefen dargestellt. Aufgrund der unterschiedlichen Kapazitäten der Gates zu den n⁻-Gebieten gibt es geringe Unterschiede der Entladekurve des Gates bis zum Erreichen des Plateaus der Gate-Emitter Spannung. Während dieses Entladens hat das n⁻-Gebiet ein Potential zwischen Emitter- und Kollektorpotential. Aufgrund der unveränderten Transferkennlinie sind die Höhen der ersten Plateaus nahezu identisch. Durch die veränderte Fläche, durch die die Verschiebeströme fließen können, sind die Längen der Plateaus unterschiedlich. Dadurch fangen die zweiten Plateaus der Gate-Emitter Spannung mit Zeitdifferenzen von einigen 10 ns an. Durch diese Verzögerung sind auch die Kollektor-Emitter Spannungsflanken ähnlich stark verzögert. Zusätzlich kommt es durch die unterschiedlichen Verschiebeströme zu Unterschieden der Höhen der zweiten Plateaus von bis zu 100 mV, was wiederum zu geringfügig anderen Löcherströmen führt. Zusätzlich zu dem verzögerten Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung des Modells mit größerer Trenchtiefe ist dieser daher auch langsamer. Das parallele Ausschalten der Modelle mit unterschiedlicher Trenchtiefe ist durch den verzögerten und langsameren Spannungsaufbau des Modells mit tiefem Trench mit dynamischen Stromfehlverteilungen verbunden. Die Auswirkungen der Unterschiede der Modelle auf deren Durchlasskennlinien ist gering. Dadurch besteht nahezu keine statische Fehlverteilung vor dem Ausschalten. Wie bereits an den Simulationen des parallelen Ausschaltens von IGBT-Modellen mit anderen Parametervariationen im Detail beschrieben, kommt es zu einer Umverteilung des Laststroms ab $t \approx 1,2 \mu\text{s}$, sobald der Kanal des Modells mit tieferem Trench schließt, kommt es zum Self Turn-OFF dieses IGBT und, da sich die Spannungssteilheit dieses Modells vorübergehend deutlich reduziert, zu einem Maximum der Stromfehlverteilung.

Der Einfluss der Grunddotierung auf den Spannungsaufbau während des Ausschaltens ist besonders gut bei niedrigen Strömen erkennbar. In Abbildung 7.12 sind Ausschaltsimulationen von IGBT-Modellen unterschiedlicher Grunddotierung dargestellt, die mit geringem Laststrom durchgeführt wurden. Anfänglich gibt es keine Unterschiede zwischen den

7. Ausschalten



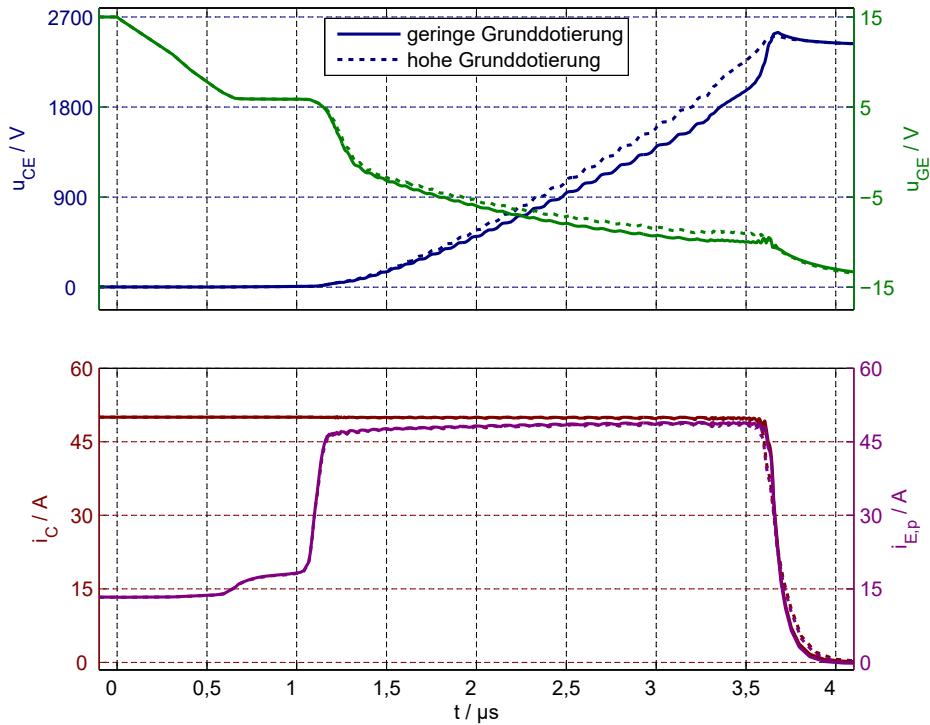
(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



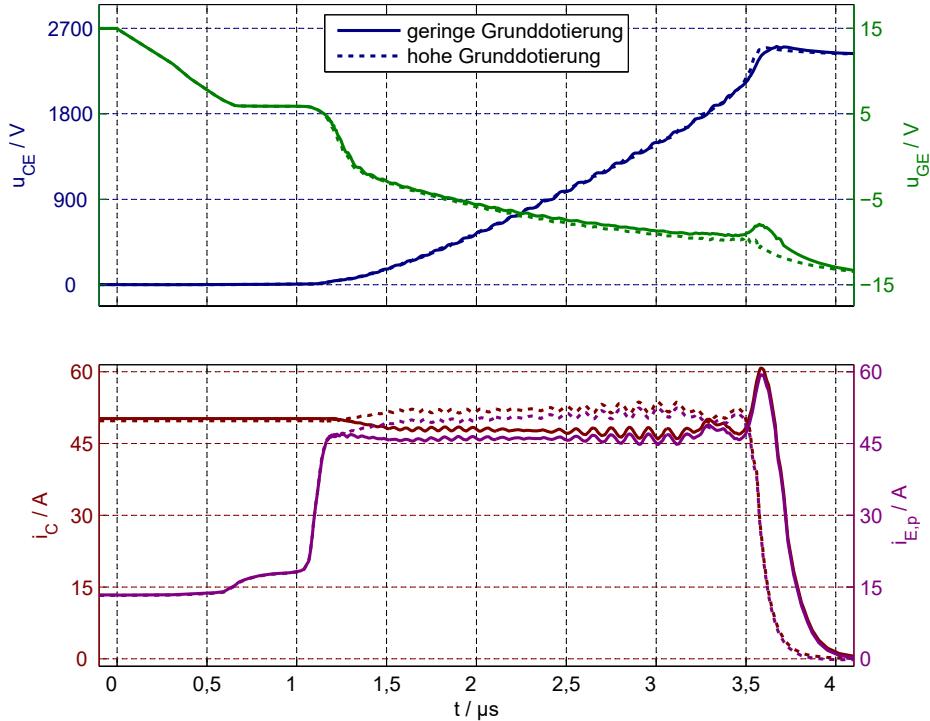
(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.11.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlicher Tiefe des Trenchgates ($L_{T2}/L_{T1} = 107\%$)

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.12.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Grunddotierungen ($N_{D,Drift2}/N_{D,Drift1} = 133\%$)

7. Ausschalten

Modellen, da sie sich nicht in ihren Gatestrukturen unterscheiden. Auffällig ist, dass die Gate-Emitter Spannung bereits bei $t = 1,2 \mu\text{s}$ und somit bereits nach dem ersten Plateau unter die Thresholdspannung sinkt und die IGBT dadurch intrinsisch abschalten. Das führt zu nahezu identischen Löcherströmen während des Spannungsaufbaus. Der Gatestrom ist bei so geringen Lastströmen als Differenz zwischen Löcherstrom am Emitter und Kollektorströmen erkennbar. Trotz der identischen Löcherströme in der Raumladungszone sind die Anstiege der Kollektor-Emitter Spannung unterschiedlich. Die Ursache dafür könnte entweder eine höhere Plasmakonzentration des Bauelements mit geringerer Grunddotierung oder unterschiedliche Gradienten des elektrischen Feldes sein. Dass das IGBT-Modell mit geringerer Grunddotierung für $t \approx 3,6 \mu\text{s}$ einen erheblich schnelleren Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung zeigt und das andere Modell ein solches Verhalten nicht, deutet auf unterschiedliche Weiten der Raumladungszonen hin. Diese starke Veränderung der Spannungsflanke wird dadurch verursacht, dass das Feld die komplette Driftzone überspannt und das Plasma in der Feldstopp-Schicht abgebaut wird. Dadurch geht das Feld von einem dreieckigen in einen trapezförmigen Verlauf über und geringe Ausweitungen der Raumladungszone führen zu starken Anstiegen der Spannung über die Raumladungszone. Unterschiedliche Weiten der Raumladungszone bedeuten bei gleicher Geometrie der Modelle, dass unterschiedliche Feldgradienten vorliegen. Da durch den geringen Laststrom die Löcherströme und somit Löcherkonzentrationen in der Raumladungszone gering sind, hat die Dotierung der Raumladungszone, die Grunddotierung, einen relevanten Einfluss auf den Feldgradienten (siehe Gleichung 3.1). Das oben beschriebene Anstoßen der Raumladungszone an die Feldstopp-Schicht und die damit einhergehende starke Änderung der Kollektor-Emitter Spannung kann auch zu einer besonderen Form von Stromfehlverteilungen aufgrund unterschiedlichen Spannungsaufbaus führen. Aufgrund der unterschiedlichen Feldgradienten gibt es in der Parallelschaltung dieser beiden Modelle eine leichte dynamische Stromfehlverteilung für $1,2 \mu\text{s} < t < 3,5 \mu\text{s}$, die den Unterschied der Kollektor-Emitter Spannungen großteils ausgleicht. Durch die rapide Änderung der Spannungssteilheit des Modells mit geringerer Grunddotierung beim Anstoßen an die Feldstopp-Schicht kommt es zu einer schnellen Umverteilung des Laststroms und somit einer deutlich höheren dynamischen Stromfehlverteilung ab $t \approx 3,5 \mu\text{s}$. Außerdem geht diese Fehlverteilung in das Abkommunizieren des Laststroms in die Freilaufdioden über.

Solche Stromfehlverteilungen wurden bereits in [12] beschrieben und durch Messungen und Simulationen belegt. Sowohl Messungen als auch Simulationen wurden mit 6,5 kV-IGBT-(Modellen), mit hohen Zwischenkreisspannungen und Lastströmen in Höhe von einem Drittel der Nennströme der untersuchten Module durchgeführt. Für die Simulationen wurden IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Grunddotierungen gewählt. Außerdem wurden die Messungen mit 140 % des Nenngatewiderstands und bei geringer Chiptemperatur durchgeführt, um einen geringen Gradienten des elektrischen Feldes zu erzeugen. Durch

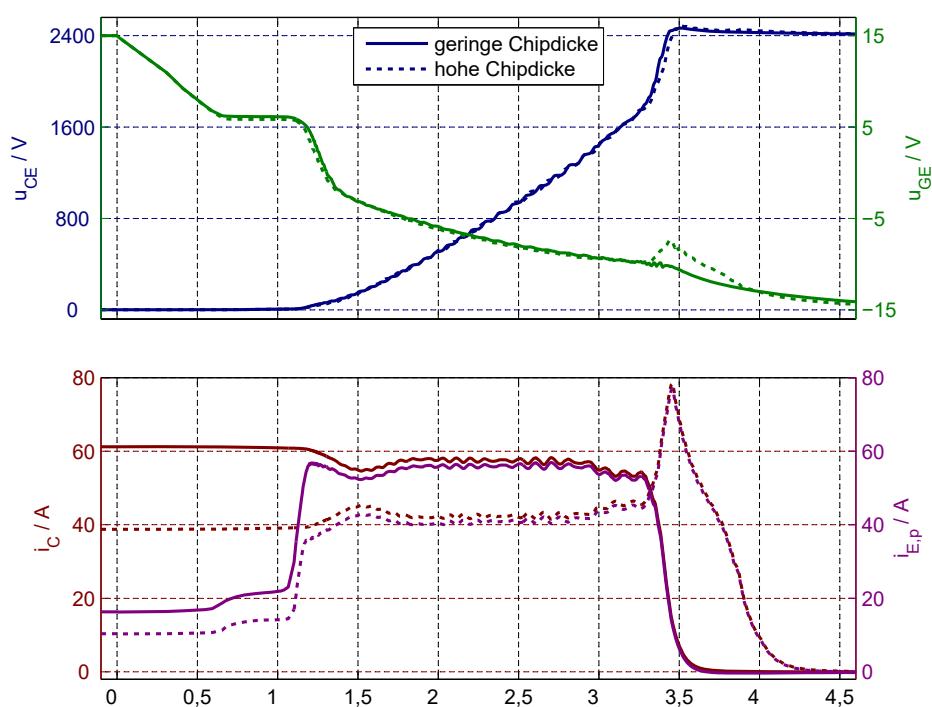
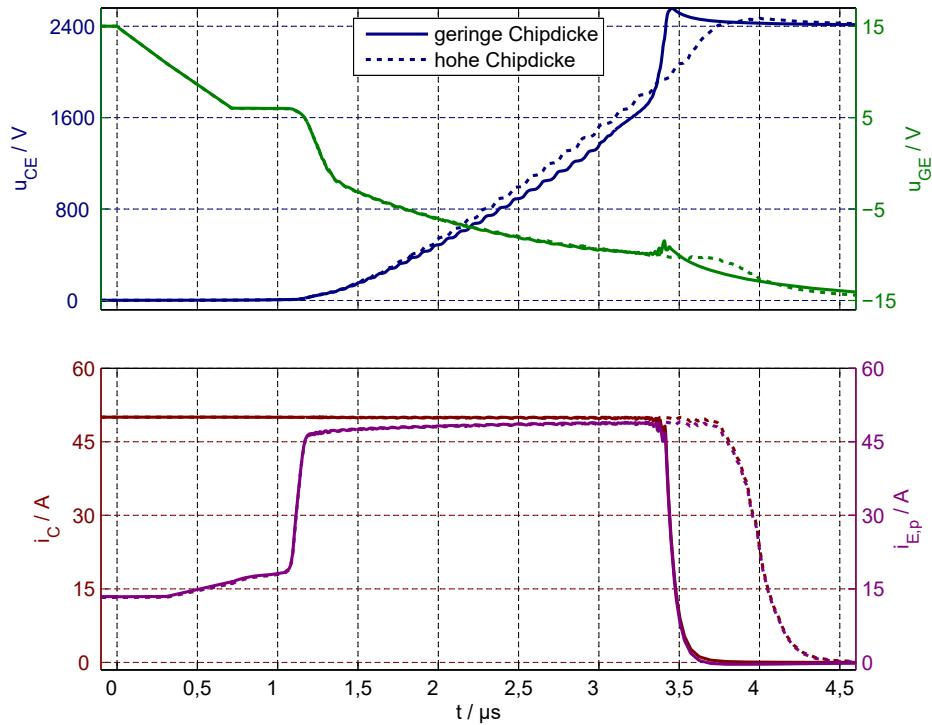
7. Ausschalten

den hohen Gatewiderstand schalten die IGBT nicht intrinsisch aus und es kommt zu einem Self Turn-OFF des IGBT, dessen Raumladungszone an die Feldstopp-Schicht anstößt.

In Abbildung 7.13 sind die Ausschaltsimulationen zweier Modelle dargestellt, die sich in der vertikalen Chipdicke unterscheiden. Wie bereits in Abbildung 7.12 wurden diese Simulationen bei geringem Laststrom durchgeführt. Die Simulationen des einzelnen Ausschaltens zeigen anfänglich keine Unterschiede. Aufgrund des vertikalen Plasmaverlaufs von einer hohen rückseitigen und einer geringen Konzentration am Steuerkopf weist der IGBT mit der geringeren Chipdicke eine etwas geringere Steilheit der Kollektor-Emitter Spannung auf. Bei $t = 3,3 \mu\text{s}$ kommt es bei diesem Modell aber zu einem Anstoßen der Raumladungszone an die Feldstopp-Schicht. Der Spannungsaufbau wird erheblich beschleunigt und der Strom dadurch etwa 400 ns früher abkommt. Zusätzlich ist der Tailstrom des dickeren IGBT größer, da die Gesamtmenge des Plasmas trotz des flacheren Plasmaverlaufs höher ist. Aufgrund des unterschiedlichen Durchlassverhaltens der Modelle beginnt die Simulation des parallelen Ausschaltens mit einer statischen Stromfehlverteilung. Daher haben die Modelle zusätzlich Unterschiede in den Plasmakonzentrationen und Ausschaltströmen. Während der ersten Phase des Spannungsaufbaus gibt es Umverteilungen des Laststroms, die aber klein sind im Vergleich zur statischen Stromfehlverteilung. Dabei stellen sich die Kollektorströme so ein, dass nur geringe Unterschiede der Kollektor-Emitter Spannungen auftreten. Bei etwa $u_{CE} = 1,8 \text{ kV}$ kommt es zu einer drastischen Erhöhung des Anstiegs der Kollektor-Emitter Spannungen. Gleichzeitig sinkt der Kollektorstrom des IGBT mit geringer Chipdicke stark und der des anderen IGBT übernimmt entsprechend mehr Laststrom. Kurze Zeit später wird die Zwischenkreisspannung erreicht und der Laststrom kommutiert in die Freilaufdiode. Dieses Verhalten ist auch auf ein Anstoßen der Raumladungszone des dünneren IGBT an dessen Feldstopp-Schicht zurückzuführen. Der dickere IGBT kann nur durch einen höheren Löcherstrom einen ähnlich schnellen Aufbau der Spannung der Raumladungszone erreichen.

Da die behandelten Chipparameter kaum messbar sind ohne den Chip zu zerstören, ist eine aus Einzelschaltuntersuchungen ableitbare Größe notwendig, um Stromfehlverteilungen beim Ausschalten durch eine Selektion von Chips bzw. Modulen zu begrenzen. Für die Auswahl eines solchen Selektionskriteriums wurden 49 IGBT-Modelle erstellt und ihr einzelnes Ausschalten simuliert und für alle 1176 verschiedene Paare dieser IGBT-Modelle das parallele Ausschalten simuliert. Die Paare unterscheiden sich dabei in bis zu zwei der oben genannten Parametern. In diesen Simulationen hat sich gezeigt, dass die Ausschaltverzögerungszeit (t_{off1}) ein geeignetes Selektionskriterium ist. In [75] ist t_{off1} definiert als Zeit zwischen dem Unterschreiten von 90 % der Gate-Emitter Spannung im eingeschalteten Zustand und dem Erreichen von 10 % der Zwischenkreisspannung mit der Kollektor-Emitter Spannung. In Abbildung 7.14 ist die maximal auftretende Stromfehlverteilung der paral-

7. Ausschalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.13.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von zwei IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Chipdicken ($d_{Chip2}/d_{Chip1} = 124\%$)

7. Ausschalten

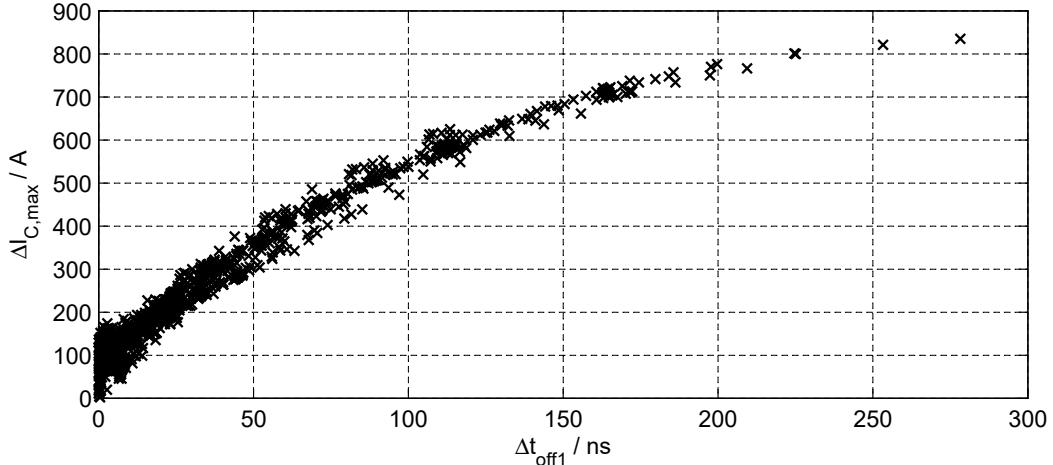


Abbildung 7.14.: Maximal auftretende Stromfehlverteilungen von parallelen Ausschaltsimulationen von 1176 Paaren von IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Halbleiterparametern in Abhängigkeit der Differenzen der Ausschaltverzögerungszeiten der Einzelausschaltsimulationen des jeweiligen Paars

lelen Simulationen ($\Delta I_{C,max}$) über den Differenzen der Ausschaltverzögerungszeiten der Simulationen des einzelnen Ausschaltens (Δt_{off1}) dargestellt. Es ist eine gute Korrelation dieser Werte zu erkennen. Damit kann die Ausschaltverzögerungszeit als Selektionskriterium für IGBT verwendet werden, um die Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens aufgrund von unterschiedlichen Halbleiterparametern zu begrenzen.

Diese Korrelation von Stromfehlverteilungen und unterschiedlicher Ausschaltverzögerungszeit kann auch in Messungen nachgewiesen werden. In Abbildung 7.15 sind die Ergebnisse entsprechender Messungen dargestellt. Aufgrund der begrenzten Streuung der Ausschaltverzögerungszeiten der IGBT-Module, die für diese Messungen zur Verfügung standen, wurden die Verzögerungszeiten und damit auch deren Unterschiede durch die gleichmäßige Erhöhung der Gatewiderstände vergrößert. Die Abbildung zeigt die Ergebnisse von drei verschiedenen Paaren von IGBT-Modulen mit jeweils drei verschiedenen Gatewiderständen. Die Ergebnisse dieser Messungen bestätigen die Eignung von Δt_{off1} als Selektionskriterium für Ausschaltstromfehlverteilungen aufgrund von unterschiedlichen Halbleiterparametern.

Im Gegensatz zu t_{off1} zeigen Werte, die die gesamte Spannungsflanke der IGBT abbilden, keine entsprechende Korrelation mit den Stromfehlverteilungen. Das zeigt, dass die erste Phase der Spannungsflanke entscheidend ist für die Entwicklung der Stromfehlverteilung. Die Ursache dafür kann anhand einer eindimensionalen Betrachtung des Aufbaus der Raumladungszone gefunden werden. Es wird ein dreieckförmiger Feldverlauf, konstante Driftgeschwindigkeiten der Ladungsträger in der Raumladungszone, eine konstante

7. Ausschalten

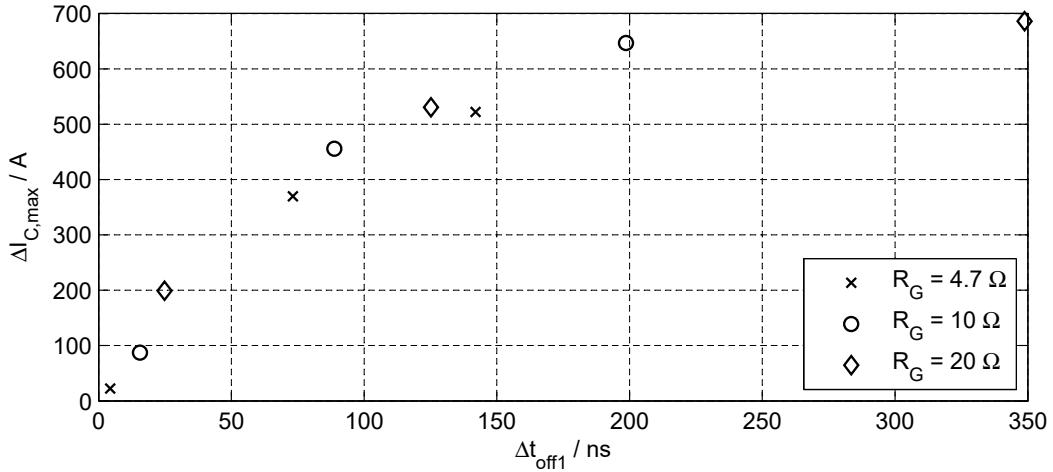


Abbildung 7.15.: Maximal auftretende Stromfehlverteilungen von parallelen Ausschaltmessungen von drei Paaren IGBT-Modulen bei unterschiedlichen Gatewiderständen in Abhängigkeit der Differenzen der Ausschaltverzögerungszeiten der Einzelausschaltmessungen des jeweiligen Paars

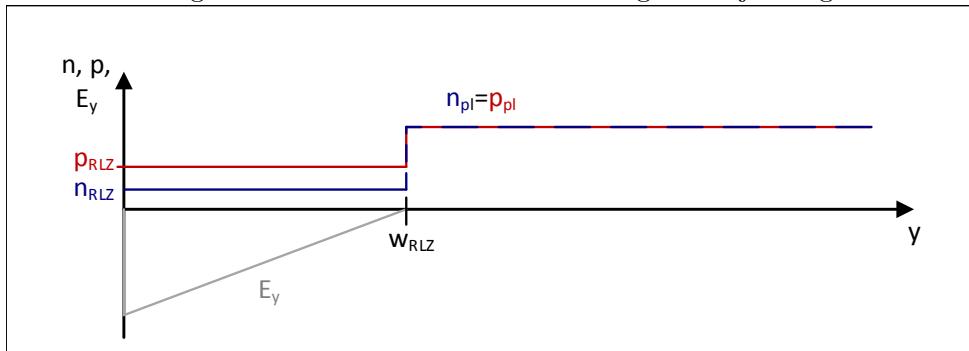


Abbildung 7.16.: Schematische Darstellung der Feld- und Ladungsträgerverhältnisse im IGBT während des Ausschaltens

Gate-Emitter Spannung sowie ein konstanter Plasmaverlauf angenommen und der Spannungsabfall innerhalb des p-Gebiets am Emitter sowie die n⁻-Dotierung vernachlässigt. In Abbildung 7.16 sind die Ladungsträgerkonzentrationen und die Feldstärke dieses Modells in der Driftzone dargestellt. Es ergibt sich ein zeitlicher Verlauf der Spannung über der Raumladungszone (u_{RLZ}):¹

$$\frac{du_{RLZ}}{dt} = K_1 \left[\frac{w_{RLZ}}{p_{pl} \cdot q \cdot A_{akt}} \left(i_C^2 - i_C \cdot i_{E,n} (K_v + 1) + i_{E,n}^2 K_v \right) + \frac{w_{RLZ}^2}{2} \frac{di_C}{dt} \right] \quad (7.1)$$

¹Eine Herleitung der Gleichung 7.1 findet sich im Anhang A.2.

7. Ausschalten

mit

$$K_1 = \frac{1}{\epsilon \cdot A_{akt} \cdot v_{Drift,p}} \quad (7.2)$$

und

$$K_v = 1 + \frac{v_{Drift,p}}{v_{Drift,n}} \quad (7.3)$$

Die Gleichung 7.1 soll der Analyse dienen, welchen Einfluss eine Änderung des Kollektorstroms während des Ausschaltvorgangs auf den Aufbau der Spannung der Raumladungszone bei einer bestimmten Weite der Raumladungszone hat. Der Aufbau der Spannung hat dabei zwei Anteile: Ein Anteil, der proportional zur aktuellen Weite der Raumladungszone ist. Dieser Anteil bildet die zusätzliche Spannung aufgrund der Ausweitung der Raumladungszone ab. Der Kollektorstrom hat einen quadratischen Einfluss auf diesen Anteil, da der Löcher- und der Elektronenstrom in der Raumladungszone den Gradienten der Feldstärke bestimmen. Dieser Gradient definiert den Spannungszuwachs bei einer Änderung der Weite der Raumladungszone. Außerdem bestimmt der Löcherstrom wie schnell das Ladungsträgerplasma abgebaut und dadurch die Raumladungszone aufgebaut wird. Ein höherer Kollektorstrom beschleunigt bei konstantem Elektronenstrom das Anwachsen der Raumladungszone und erhöht dabei die zusätzliche Spannung, die durch dieses Anwachsen verursacht wird. Der zweite Anteil ist proportional zum Quadrat der Weite der Raumladungszone und zur zeitlichen Ableitung des Kollektorstroms. Dieser Anteil beschreibt die direkte Änderung der Spannung durch eine Änderung des Gradienten der Feldstärke. Bei konstanter Weite der Raumladungszone wird durch eine Änderung des Kollektorstroms und dadurch des Feldgradienten eine Änderung der Feldstärke an jedem Punkt der Raumladungszone verursacht. Je größer die Weite der Raumladungszone, desto stärker wirkt sich eine Änderung des Gradienten auf die maximale Feldstärke aus. Die quadratische Abhängigkeit von der Weite der Raumladungszone ergibt sich durch die Integration der Feldstärke.

Beide Anteile wachsen mit steigender Weite an. Das Anwachsen des ersten Anteils spiegelt sich im einzelnen Ausschalten darin wieder, dass der Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung mit der Zeit beschleunigt wird. Da bis zum Abkommunieren des Laststroms keine Änderung des Kollektorstroms im einzelnen Ausschalten erfolgt, kann der zweite Anteil nicht beobachtet werden. Während Stromfehlverteilungen beim parallelen Ausschalten sind beide Anteile wirksam. Die Ursache für eine solche Stromfehlverteilung ist, wie bereits erläutert, eine Differenz der Kollektor-Emitter Spannungen. Dadurch wird der Kollektor-

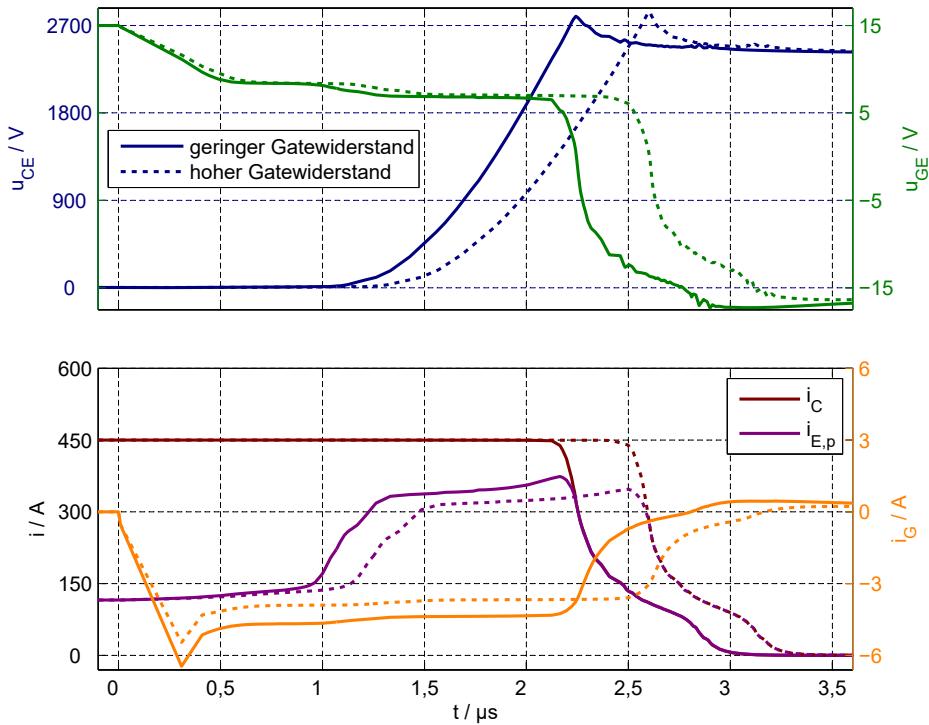
7. Ausschalten

strom des IGBT mit der geringeren Kollektor-Emitter Spannung erhöht. Die Änderung des Kollektorstroms beschleunigt aber den Aufbau der Raumladungszone über beide Anteile. Der IGBT mit höherer Kollektor-Emitter Spannung erfährt eine Reduzierung des Spannungsaufbaus der Raumladungszone, da dessen Kollektorstrom sinkt. Die Änderungen des Kollektorstroms wirken somit ihrer Ursache entgegen. Diese Gegenkopplung ist aber während der Spannungsflanke nicht konstant. Stattdessen nimmt ihr Einfluss mit der Weite der Raumladungszone und somit mit der Zeit zu. Sie wirkt daher Stromfehlverteilungen bei geringen Weiten der Raumladungszone erheblich weniger entgegen als Fehlverteilungen während hoher Kollektor-Emitter Spannungen. Dies gilt im Besonderen für die direkte Abhängigkeit des Spannungsaufbaus von einer Änderung des Kollektorstroms über die Feldsteilheit in der Raumladungszone. Dieser Anteil der Gegenkopplung hängt quadratisch von der Weite der Raumladungszone ab und steigt somit überproportional mit dem Aufbau der Raumladungszone an. Daher können unterschiedliche Spannungsanstiege bei großen Weiten der Raumladungszone erheblich besser ausgeglichen werden als bei geringen Weiten der Raumladungszone. Aufgrund dieser mit der Zeit verbesserten Gegenkopplung sind unterschiedliche Kollektor-Emitter Spannungen am Anfang des Ausschaltens maßgeblich für die auftretenden Stromfehlverteilungen und Unterschiede von t_{off1} korrelieren mit deren Höhe.

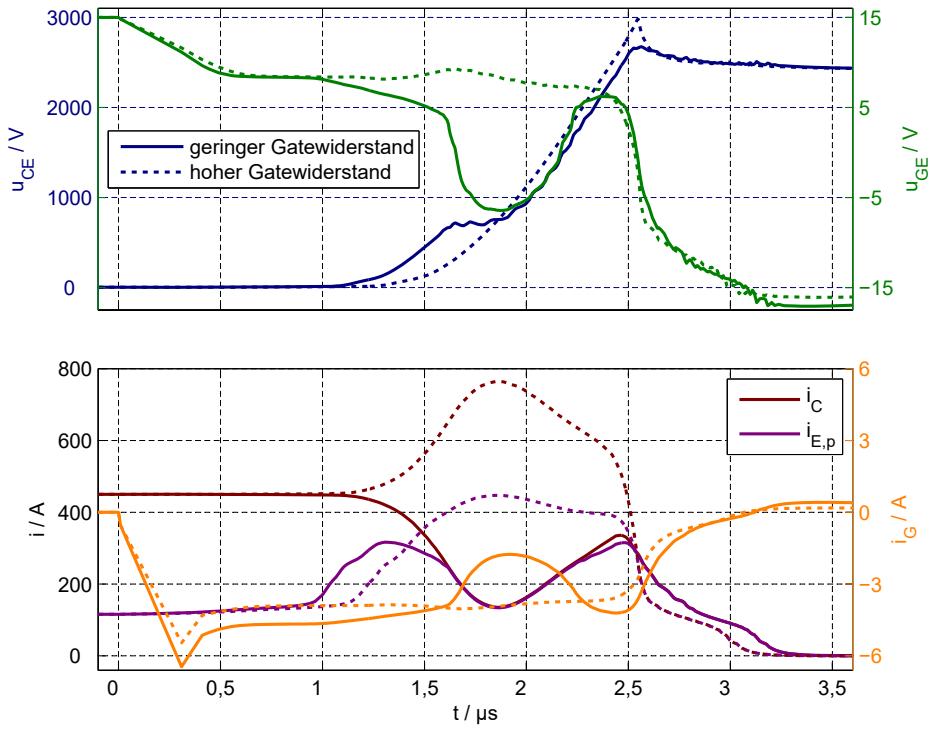
7.1.2. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Gateströme

Die Höhe des Gatestroms beeinflusst das Gleichgewicht, das sich während des Plateaus der Gate-Emitter Spannung einstellt. Das Plateau hat dabei eine Höhe, bei der der Gatestrom den Verschiebestrom aufgrund des Aufbaus der Kollektor-Emitter Spannung ausgleicht. Der Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung wird außerdem durch den Elektronenstrom durch den Kanal beeinflusst, der von der Gate-Emitter Spannung abhängt. Daher können durch unterschiedliche Gateströme Spannungsdifferenzen und letztendlich auch Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens verursacht werden. Ebenso wie beim Einschalten bewirken Unterschiede in Gateinduktivitäten, -widerständen und Treiberspannungen unterschiedliche Gateströme und unterschiedliche Verzögerungszeiten der Treiber einen zeitlichen Versatz der Gateströme. Allerdings können beim Ausschalten induktive Kopplungen der Last- und Gateströme keine Ursache von Fehlverteilungen darstellen, da relevante Änderungen der Kollektorströme entweder durch Fehlverteilungen oder erst während des Abkommunierens entstehen. Solche Kopplungen können aber beim Auftreten von Fehlverteilungen diese beeinflussen. Im Folgenden werden die Einflüsse von unterschiedlichen Gatewiderständen, -induktivitäten, Spannungen sowie Verzögerungen der Treiber beschrieben.

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.17.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Gatewiderständen ($\Delta R_G = 1 \Omega$)

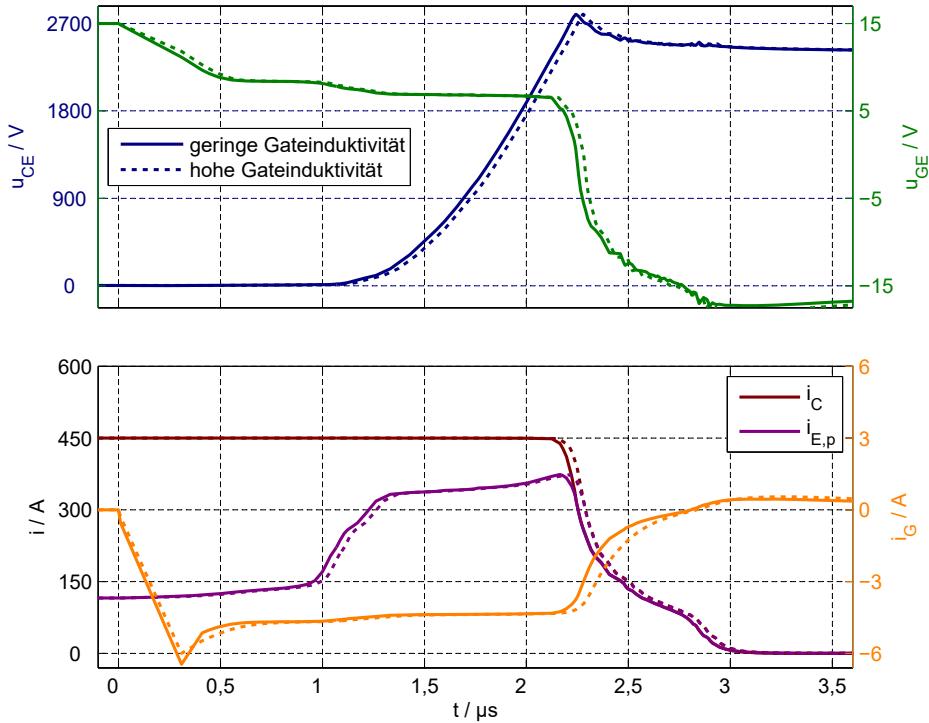
7. Ausschalten

Durch Bauteilstreuungen der modulinternen sowie externen Gatewiderstände können Unterschiede dieser zwischen parallelen Modulen und Chips auftreten. Dadurch kommt es zu Unterschieden im Ausschaltverhalten. In Abbildung 7.17 sind Ausschaltsimulationen eines IGBT-Modells mit unterschiedlichen Gatewiderständen dargestellt. Bereits das Absinken der Gate-Emitter Spannung ist mit höherem Gatewiderstand und somit geringerem Gatestrom langsamer. Zusätzlich stellt sich ein um etwa 50 mV höheres erstes Plateau der Gate-Emitter Spannung ein, wodurch der Unterschied der Gateströme reduziert aber nicht ausgeglichen wird. Dadurch kommt es zu einer erheblichen Zeitverzögerung des Übergangs von erstem zu zweitem Plateau. Diese beträgt bei den vorliegenden Simulationen etwa 200 ns, wodurch die Löcherströme am Emitter entsprechend später stark ansteigen. Außerdem führen die unterschiedlichen Gateströme während des zweiten Plateaus zu unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen, somit zu unterschiedlichen Löcherströmen in der Raumladungszone und letztendlich zu unterschiedlichen Anstiegen der Kollektor-Emitter Spannungen. In der Parallelschaltung ergibt sich durch diesen verzögerten und verlangsamten Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung des IGBT mit größerem Gatewiderstand eine starke dynamische Stromfehlverteilung. Diese beginnt, sobald die Gate-Emitter Spannung des IGBT mit geringerem Gatewiderstand vom ersten zum zweiten Plateau übergeht. Da das Maximum der Stromfehlverteilung in dieser Simulation bereits bei weniger als 1000 V Kollektor-Emitter Spannung erreicht wird, geht die Fehlverteilung bis zum Erreichen der Zwischenkreisspannung deutlich zurück.

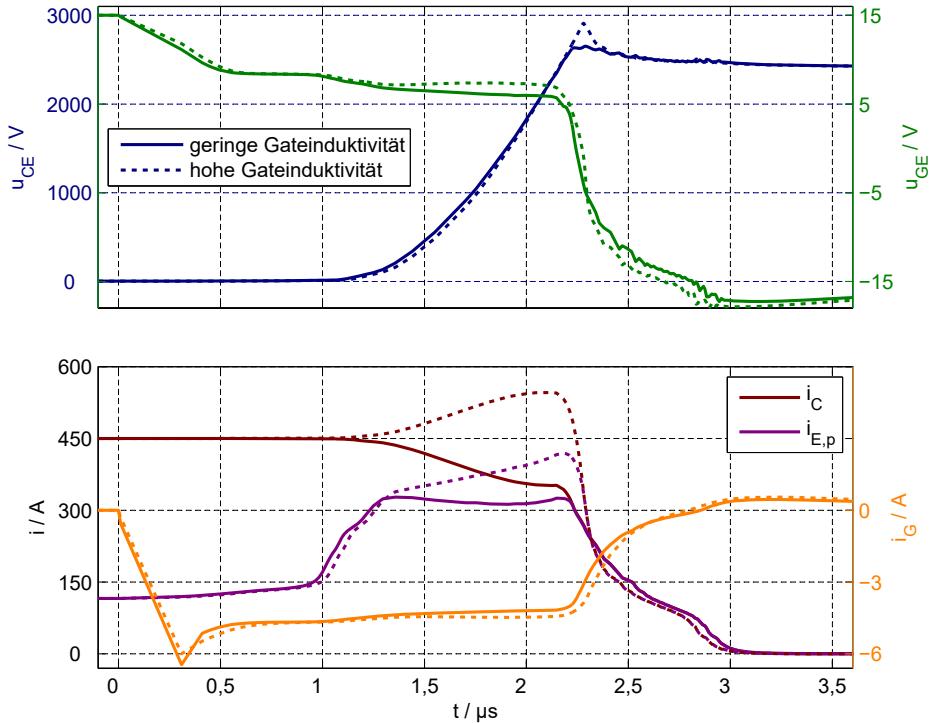
In [2] wird erläutert, dass unterschiedliche interne Gatewiderstände die gleiche Auswirkung haben wie eine verzögerte Ansteuerung des IGBT mit höherem Gatewiderstand. Bei dieser Untersuchung wurde allerdings der Einfluss der Gatewiderstände nach dem Erreichen der Miller-Plateaus vernachlässigt. Auf Basis dieser postulierten Äquivalenz wird dann ein Verfahren erläutert, bei dem die parallelen IGBT bewusst verzögert angesteuert werden, um die Unterschiede der Halbleiter und internen Gatewiderstände zu kompensieren.

Ebenso wie unterschiedliche ohmsche Anteile des Gatekreises können dessen induktive Anteile zu unterschiedlichen Gateströmen führen. Dies kann zum Beispiel durch unterschiedliche Längen der Verkabelung zwischen Treiber und IGBT-Modulen oder durch ein asymmetrisches Layout einer gemeinsamen Treiberplatine hervorgerufen werden. In Abbildung 7.18 sind Ausschaltsimulationen eines IGBT-Modells mit unterschiedlichen Induktivitäten im Gatekreis dargestellt. Durch die unterschiedlichen Impedanzen des Gatekreises kommt es zu einigen 10 ns Verzögerung des ersten Plateaus der Gate-Emitter Spannungen. Diese Verzögerung setzt sich auch für den Übergang zwischen erstem und zweitem Plateau fort. Während der Plateaus ändert sich der Gatestrom nur sehr langsam, wodurch die Induktivitäten einen vernachlässigbaren Einfluss haben. Dies ist zum Beispiel an den identischen Löcherströmen am Emitter während des zweiten Plateaus zu erkennen. Somit

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.18.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Gateinduktivitäten ($\Delta L_G = 250 \text{ nH}$)

7. Ausschalten

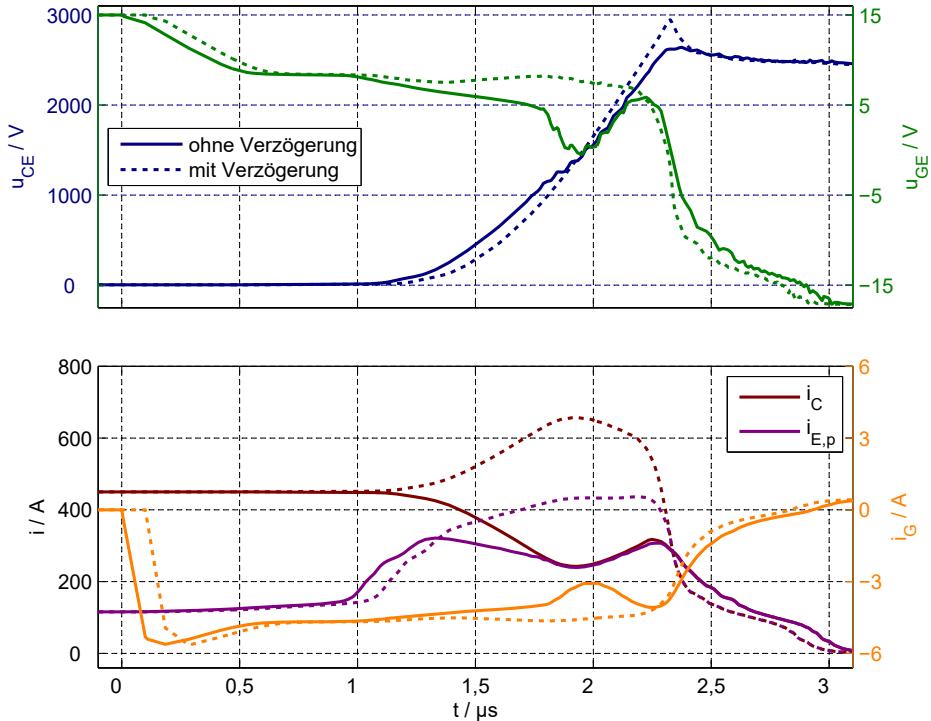


Abbildung 7.19.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit und ohne Verzögerung ($\Delta t_{aus} = 100$ ns)

verursacht ein Unterschied der Gateinduktivitäten in erster Näherung eine Zeitverzögerung der Anstiege der Kollektor-Emitter Spannungen. Aufgrund der bei der gewählten Auslenkung geringen Verzögerung kommt es zu einer langsamen Stromfehlverteilung, sobald das Modell mit geringer Induktivität vom ersten zum zweiten Plateau der Gate-Emitter Spannung übergeht. Durch den zunehmenden Löcherstrom am Emitter des IGBT mit größerer Induktivität kommt es zu einem leichten Self Turn-ON dieses IGBT und es ergeben sich um etwa 1,3 V unterschiedliche Gate-Emitter Spannungen. Die Unterschiede der Kollektorströme vor der Kommutierung verursachen unterschiedliche Überspannungen von über 250 V.

Zum Beispiel durch unterschiedliche Signallaufzeiten kann es bei Verwendung von separaten Treibern zu unterschiedlichen Zeitpunkten kommen, zu denen die treibende Spannung umgeschaltet wird. Solche unterschiedlichen Verzögerungszeiten verursachen zeitliche Verschiebungen der Verläufe der Gate- sowie Kollektor-Emitter Spannungen und können dadurch in der Parallelschaltung Stromfehlverteilungen verursachen. In Abbildung 7.19 ist eine Simulation eines solchen parallelen Ausschaltens dargestellt. Sobald der IGBT ohne zusätzliche Verzögerung zum zweiten Plateau der Gate-Emitter Spannung übergeht und

7. Ausschalten

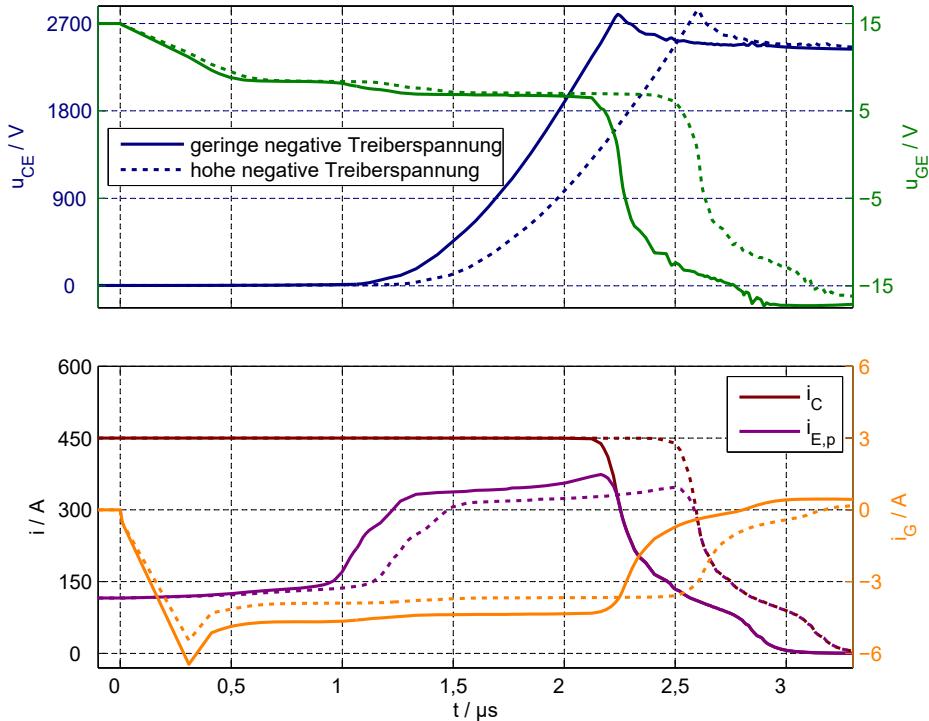
dadurch der Aufbau der Raumladungszone beschleunigt wird, beginnt eine dynamische Stromfehlverteilung. Diese hat bei $u_{CE} \approx 1300$ V ihr Maximum und geht im Anschluss bis zum Abkommunizieren des Laststroms wieder zurück. Die Fehlverteilung geht mit den bereits beschriebenen Rückwirkungen des Kollektorstroms sowie Löcherstroms am Emitter auf die Gate- und Kollektor-Emitter Spannung einher.

Bei der Verwendung von separaten Treibern für die parallelen IGBT kann es außerdem zum Beispiel durch Bauteilschwankungen in deren Spannungsstabilisierung zu Unterschieden der treibenden Spannungen kommen. Im Folgenden wird ein Unterschied der negativen Versorgungsspannung der Treiber betrachtet. Ein Unterschied der positiven Versorgungsspannung wird in Kapitel 7.1.3 betrachtet. In Abbildung 7.20 sind Simulationen des Ausschaltens eines IGBT-Modells bei unterschiedlichen negativen Treiberspannungen dargestellt. Die unterschiedlichen Treiberspannungen führen bei gleichen Gate-Emitter Spannungen und gleichen Gatewiderständen zu unterschiedlichen Gateströmen. Dies führt zu einigen 10 ns Verzögerung des ersten Plateaus und einigen 10 mV Unterschied in der Höhe der Plateaus der Gate-Emitter Spannungen. Das führt wiederum zu einem verzögerten Übergang von erstem zu zweitem Plateau. Außerdem führen die unterschiedlichen Gateströme während des zweiten Plateaus zu unterschiedlichen Löcherströmen. Somit ergibt sich ebenso wie bei unterschiedlichen Gatewiderständen ein zeitverzögerter, langsamerer Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung bei geringerem Gatestrom durch einen Unterschied in der negativen Treiberspannung. In der Parallelschaltung kommt es aufgrund dieser Unterschiede der Anstiege der Kollektor-Emitter Spannungen zu dynamischen Stromfehlverteilungen. Die Gate-Emitter Spannung des IGBT mit hoher negativer Treiberspannung bricht besonders stark ein, sobald der Löcherstrom am Emitter zurückgeht. Dies ist darauf zurückzuführen, dass neben dem Self Turn-OFF noch ein in diesem Fall besonders hoher externer Gatestrom das Gate entlädt.

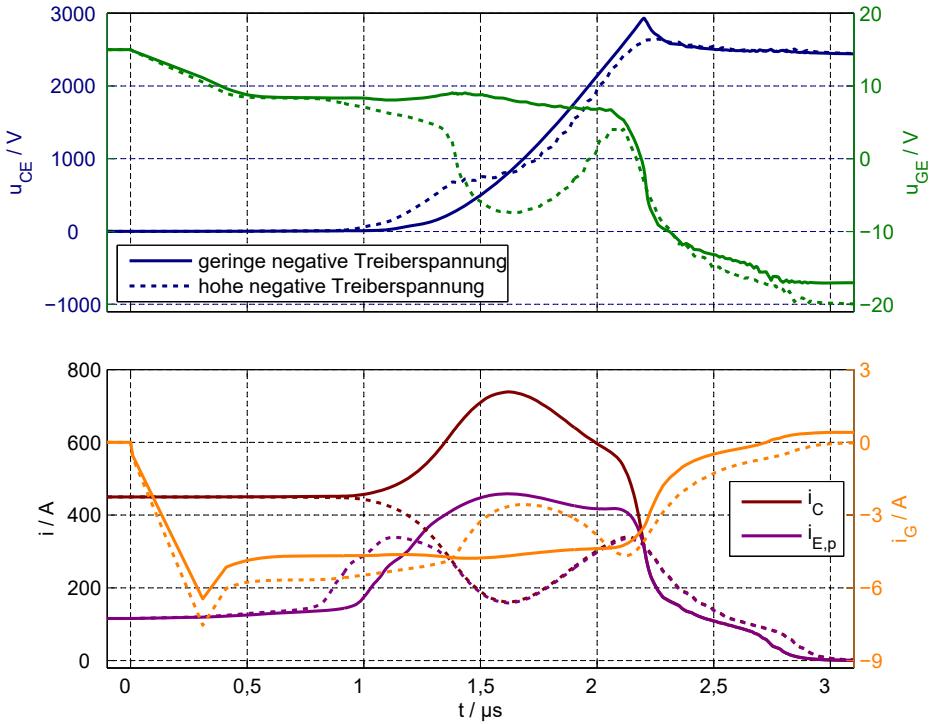
7.1.3. Stromfehlverteilungen durch unterschiedliche Ausgangssituationen

Neben Streuungen der Halbleiterparameter und Abweichungen der Gateströme können auch unterschiedliche Ausgangssituationen zu Unterschieden der Kollektor-Emitter Spannungen und somit Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens führen. Die Temperatur hat einen Einfluss auf das Ausschaltverhalten von IGBT und kann daher auch Stromfehlverteilungen verursachen. Außerdem können statische und quasistatische Stromfehlverteilungen während des Durchlasses zu unterschiedlichen Strömen zu Beginn des Ausschaltens führen, was wiederum die Ausschaltstromfehlverteilungen beeinflusst. Zusätzlich hat die Gate-Emitter Spannung während des Durchlasses einen Einfluss auf das Ausschaltverhalten. Unterschiede dieser Spannungen werden allerdings immer mit anderen Ursachen

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.20.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen negativen Treiberspannungen ($\Delta U_T = 5 \text{ V}$)

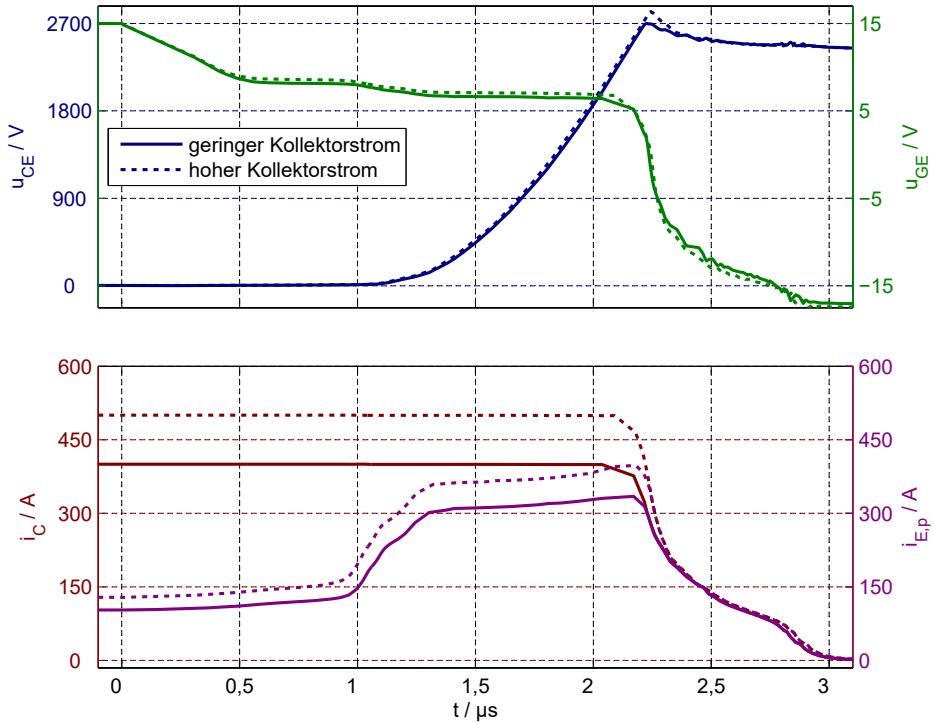
7. Ausschalten

für Stromfehlverteilungen einhergehen. Bei identischen Halbleiterparametern führen solche Unterschiede zu statischen Stromfehlverteilungen. Sie können bei unterschiedlichen Halbleiterparametern auch zur Reduzierung von statischen Fehlverteilungen verwendet werden (siehe Kapitel 4.2). Die unterschiedlichen Halbleiterparameter führen dann wiederum zu unterschiedlichem Ausschaltverhalten. Zusätzlich können unterschiedliche Ausgangsspannungen des Gates auch zu unterschiedlichen Gateströmen führen.

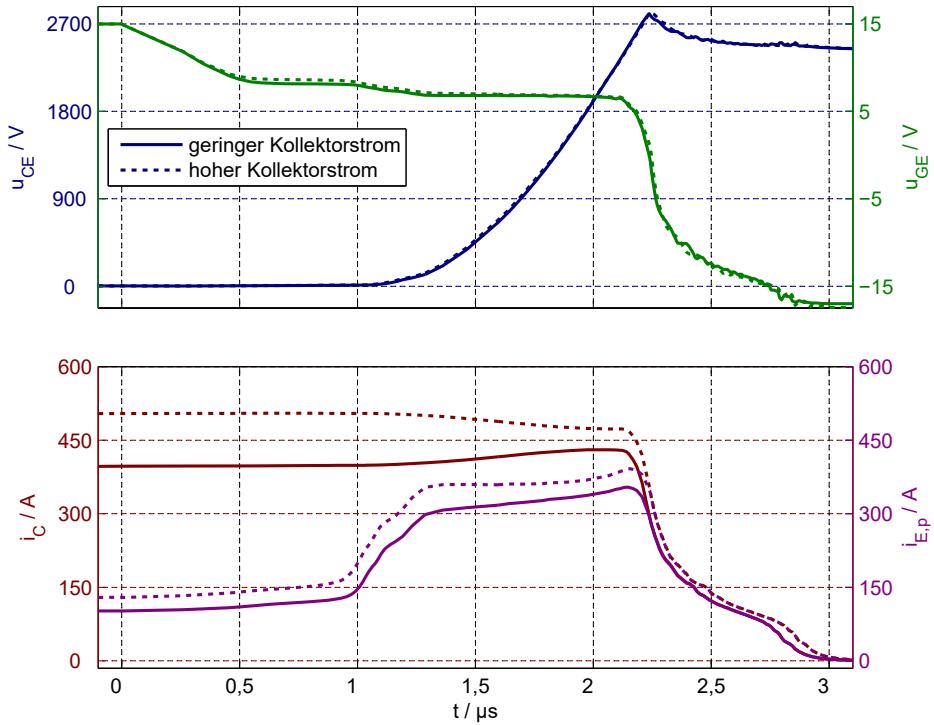
Der Kollektorstrom hat Einfluss auf verschiedene Aspekte des Ausschaltens. Er hat einen unmittelbaren Einfluss auf die Ströme in der Raumladungszone und somit deren Aufbau. Außerdem hat er über die Potentialverhältnisse vor dem Ausschalten und über die Verschiebeströme durch das Gateoxid einen Einfluss auf die Gate-Emitter Spannung und somit auf den Elektronenkanal. Die eigentlichen Unterschiede der Ausgangssituation sind eine erhöhte Plasmakonzentration und eine andere Potentialdifferenz zwischen Driftzone und Gate. Dieser Unterschied liegt an der Stromabhängigkeit des Spannungsabfalls über dem Kanal. Durch einen höheren Kollektorstrom und die damit einhergehende geringere Potentialdifferenz zwischen Gate und Driftzone ist die Elektronenansammlung am Gate geringer. Dass Stromfehlverteilungen im Durchlass einen Einfluss auf die Stromfehlverteilungen während der Spannungsflanke haben, wurde in [60] gezeigt. Die dort verwendeten Doppel-pulsmessungen, die zur Untersuchung von quasistatischen Stromfehlverteilungen erfolgten, zeigen Unterschiede der quasistatischen Stromfehlverteilungen vor dem Ausschalten und erhebliche Unterschiede der transienten Fehlverteilungen der beiden Ausschaltvorgänge. Eine Analyse der Unterschiede der Transienten erfolgt aber nicht.

In Abbildung 7.21 sind Ausschaltsimulationen eines IGBT-Modells mit unterschiedlichen Kollektorströmen dargestellt. In den einzelnen Ausschaltsimulationen sind die unterschiedlichen Kollektorströme durch unterschiedliche Lastströme vorgegeben und in der Simulation der Parallelschaltung kommen die unterschiedlichen Kollektorströme durch quasistatische Fehlverteilungen beim Aufmagnetisieren einer Lastdrossel und asymmetrischer Lastverschienung zustande. Die Plateaus der Gate-Emitter Spannung der Simulation mit hohem Kollektorstrom sind um einige 100 mV höher als bei der Vergleichssimulation. Dies führt zu höheren Gateströmen, welche höhere Verschiebeströme kompensieren können. Dadurch steigt der Löcherstrom stärker an und es treten höhere Feldstärken in der Raumladungszone auf. Der Unterschied der Kollektor-Emitter Spannungen beträgt allerdings nur einige 10 V. Dies ist darin begründet, dass die Plasmakonzentration aufgrund des höheren statischen Stroms höher ist und die Raumladungszone trotz höheren Löcherstroms langsamer aufgebaut wird. Die Umverteilung des Laststroms während des parallelen Ausschaltens bei unterschiedlichen (quasi)statischen Strömen ist symmetrierend. In der Simulation der Parallelschaltung baut der IGBT mit dem höheren Kollektorstrom schneller

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.21.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen (quasi)statischen Kollektorströmen ($\Delta I_C = 100 \text{ A}$)

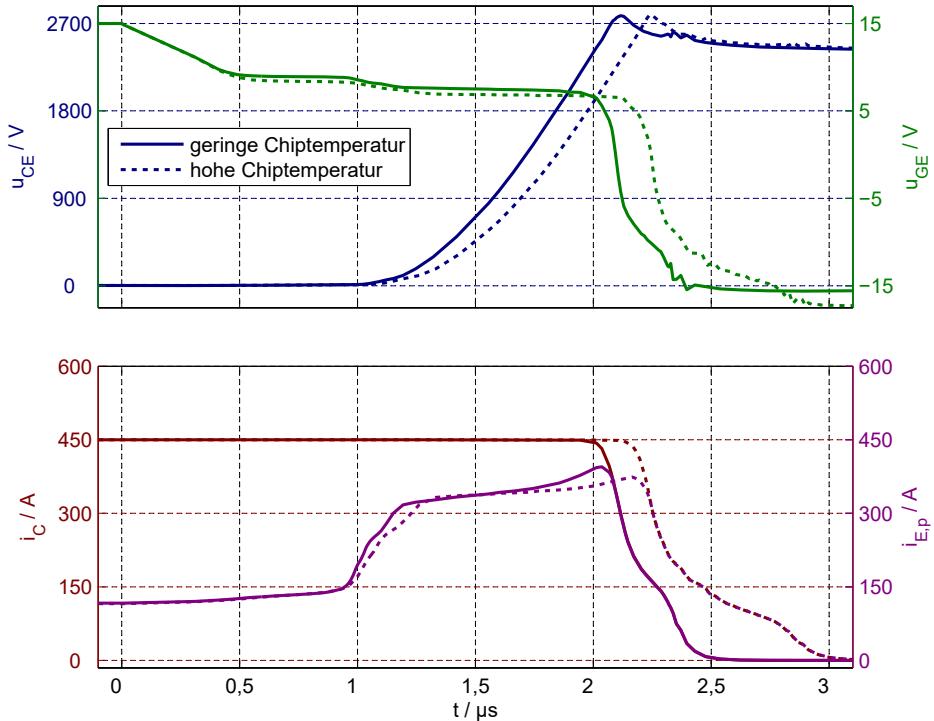
7. Ausschalten

Spannung auf als der mit dem geringeren Kollektorstrom und gibt somit einen Teil seines Kollektorstroms an den anderen IGBT ab.

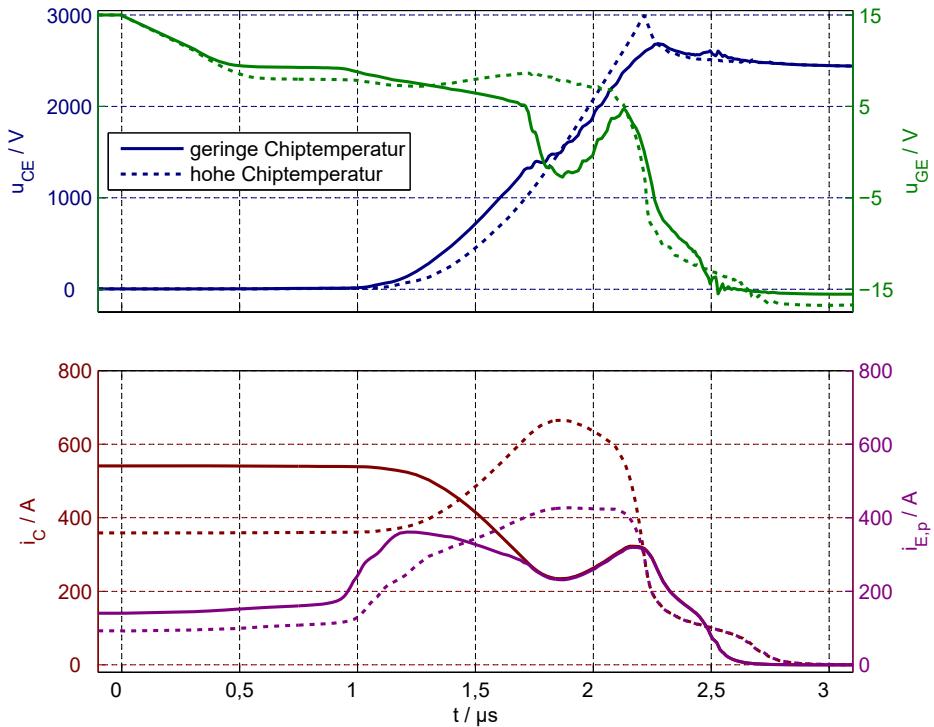
Beim parallelen Ausschalten von IGBT mit unterschiedlichen Chiptemperaturen kommen zwei Effekte zu tragen, die bereits in Kapitel 4.3 erläutert wurden. Die Thresholdspannung nimmt aufgrund der steigenden Minoritätssladungsträgerdichte mit steigender Temperatur ab. Dies gilt nicht nur für die Thresholdspannung, sondern für die gesamte Transferkennlinie, da diese von der Differenz zwischen Gate-Emitter und Thresholdspannung abhängig ist. Außerdem nimmt die Konzentration des Ladungsträgerplasmas in der Driftzone zu. Ebenso wie bei den Stromfehlverteilungen während des Einschaltens ist nicht nur die beschriebene Temperaturabhängigkeit des IGBT-Chips zu beachten, sondern auch die Temperaturabhängigkeit des internen Gatewiderstands. Wie bereits in Kapitel 6.5 beschrieben, kann dieser von Modul zu Modul variieren. Daher wird im Folgenden nur ein Unterschied der Chiptemperaturen mit identischen Werten der Gatewiderstände betrachtet. Untersuchungen bei denen die Temperaturunterschiede zwischen den IGBT mittels einer externen Wärmequelle über die Bodenplatte eingestellt werden, wie es zum Beispiel in [13] erfolgte, sind daher nur begrenzt aussagekräftig. Es können damit nur Fehlverteilungen zwischen IGBT mit geringer thermischer Kopplung untereinander, aber hoher thermischer Kopplung zum jeweiligen internen Gatewiderstand abgebildet werden.

Ein Vergleich von einzelnen Abschaltsimulationen eines IGBT-Modells mit unterschiedlichen Chiptemperaturen sowie der Simulation der Parallelschaltung mit unterschiedlichen Temperaturen ist in Abbildung 7.22 dargestellt. In den Einzelsimulationen führt die geringere Thresholdspannung zu einem Unterschied der Höhen der Plateaus der Gate-Emitter Spannung. Dies hat einen höheren Gatestrom für den kalten IGBT zur Folge, wodurch dieser früher von erstem zu zweitem Plateau übergeht. Daher steigt der Löcherstrom dieses IGBT früher stark an. Die Löcherströme während des zweiten Plateaus sind in etwa gleich und trotzdem steigt die Kollektor-Emitter Spannung des kalten IGBT schneller an. Dies ist auf die geringere Plasmakonzentration und dem damit einhergehenden schnelleren Aufbau der Raumladungszone zurückzuführen. Ein weiterer Unterschied des Ausschaltverhaltens von kaltem und heißem IGBT besteht nach dem Kommutieren des Laststroms. Aufgrund der höheren Plasmakonzentration muss der IGBT mit höherer Temperatur während der Tailphase mehr Ladung abbauen und hat daher einen längeren und höheren Tailstrom. Aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Durchlasskennlinie des IGBT-Modells beginnt die Simulation der Parallelschaltung mit einer statischen Stromfehlverteilung. Daraus ergibt sich ein höherer Gatestrom während der Plateaus der Gate-Emitter Spannung und ein höherer Löcherstrom am Emitter für den kälteren IGBT. Das hat zur Folge, dass der Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung des IGBT, der bereits schneller Spannung aufbaut, weiter beschleunigt wird. Der Unterschied der Plasmakonzentrationen, der sich aus

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

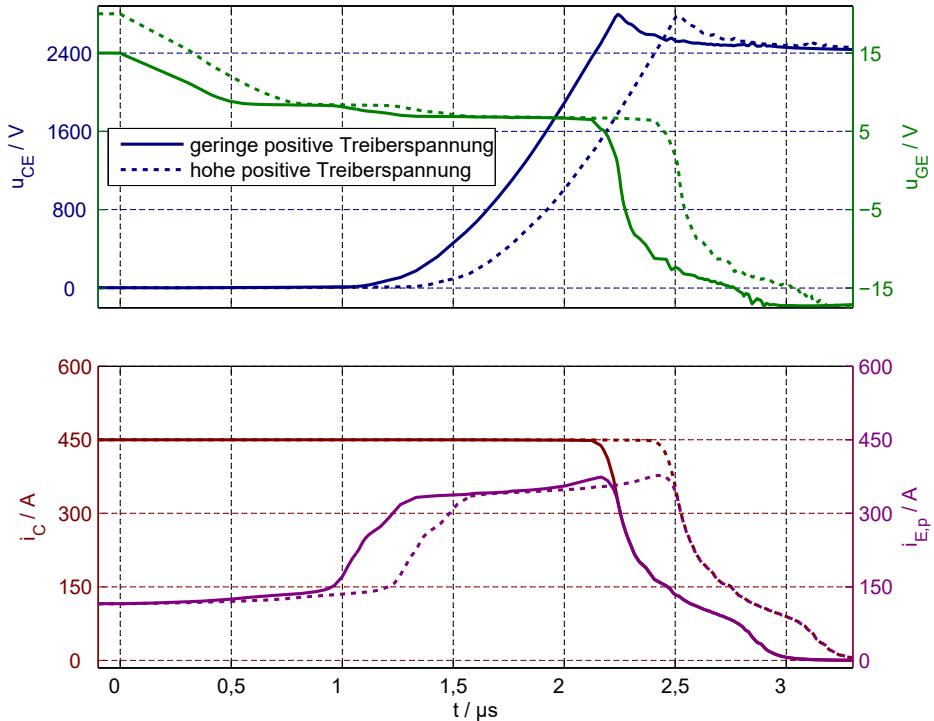
Abbildung 7.22.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen Chiptemperaturen ($\Delta\vartheta = 100$ K)

7. Ausschalten

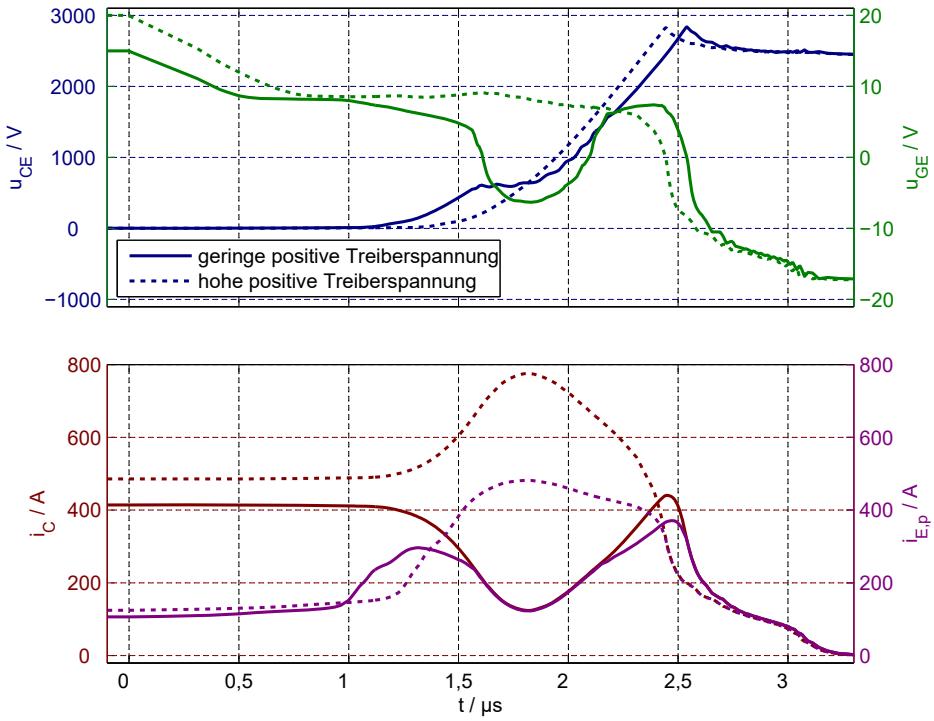
der statischen Fehlverteilung ergibt, wirkt dem jedoch entgegen. Wie in der Diskussion zu Abbildung 7.21 bereits festgestellt, überwiegen aber leicht die Effekte, die den Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung beschleunigen. Der IGBT mit der geringeren Chiptemperatur beginnt etwa 150 ns mit dem zweiten Plateau der Gate-Emitter Spannung, dem dadurch erhöhten Löcherstrom sowie dem schnellen Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung. Dadurch wird eine Umverteilung des Laststroms ausgelöst, die die Kollektorströme anfänglich symmetriert. Bei $t \approx 1,4 \mu\text{s}$ haben sich statische und dynamische Stromfehlverteilung ausgeglichen. Da die dynamische Fehlverteilung fortschreitet, kommt es im Anschluss wieder zu ungleichen Kollektorströmen. Wie bereits bei den anderen Simulationen der Parallelschaltung, bei denen die einzelnen Simulationen einen verzögerten und langsameren Aufbau der Kollektor-Emitter Spannungen zeigen, kommt es bei der Parallelschaltung dieser IGBT-Modelle zu einer dynamischen Stromfehlverteilung, deren Maximum durch den Rückgang des Löcherstroms des IGBT mit höherer Kollektor-Emitter Spannung verursacht wird.

Die Ausgangszustände von parallelgeschalteten IGBT können sich auch in der Gate-Emitter Spannung im eingeschalteten Zustand unterscheiden. Dabei treten Unterschiede im Halbleiter auf und es unterscheiden sich die Gateströme der IGBT. Die Unterschiede im Halbleiter wurden bereits in Kapitel 4.2 erläutert. Der Halbleiter mit der höheren Gate-Emitter Spannung hat einen geringeren Spannungsabfall über den Kanal und somit ein geringeres Potential der Driftzone in der Nähe des Gates. Dies bewirkt zusätzlich zum höheren Gatepotential eine größere Potentialdifferenz über das Gateoxid und somit eine höhere Feldstärke im Oxid. Dadurch ergibt sich eine stärkere Elektronenansammlung an der Grenzfläche zwischen Gateoxid und Halbleiter. Außerdem ist die Plasmakonzentration nahe des Steuerkopfes angehoben. All diese Unterschiede führen zu einer Verzögerung des Aufbaus der Kollektor-Emitter Spannung beim Ausschalten. In Abbildung 7.23 sind Ausschaltsimulationen eines IGBT-Modells mit unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen im eingeschalteten Zustand dargestellt. Aufgrund des höheren Gatepotentials wird das erste Plateau der Gate-Emitter Spannung später erreicht. Diese Verzögerung setzt sich über den Verlauf des Ausschaltens fort und wird durch die höhere Elektronenansammlung und die höhere Plasmakonzentration verstärkt. Erstere verursacht ein um etwa 10 ns längeres erstes Plateau der Gate-Emitter Spannungen. Die höhere Konzentration des Ladungsträgerplasmas in der Nähe des Steuerkopfes verursacht einen langsameren Spannungsaufbau für geringe Kollektor-Emitter Spannungen. Die statische Stromfehlverteilung, die aufgrund der unterschiedlichen Gate-Emitter Spannungen im eingeschalteten Zustand in der Parallelschaltung entsteht, reduziert die Unterschiede im Aufbau der Kollektor-Emitter Spannungen, da der Aufbau der Spannungen durch hohe Kollektorströme begünstigt wird. Dennoch kommt es zu einer hohen dynamischen Stromfehlverteilung, die mit den bereits beschriebenen Rückwirkungen auf die Kollektor- sowie Gate-Emitter Spannung einhergeht.

7. Ausschalten



(a) Simulation der einzelnen Schaltverhalten



(b) Simulation des parallelen Ausschaltens

Abbildung 7.23.: Vergleich des einzelnen Schaltverhaltens und Simulation des parallelen Ausschaltens von identischen IGBT-Modellen mit unterschiedlichen positiven Treiberspannungen ($\Delta U_T = 5 \text{ V}$)

7.2. Stromfehlverteilungen während der Stromkommutierung

Während des Abkommutierens des Laststroms kann es ebenso wie während des Aufbaus der Kollektor-Emitter Spannungen zu Stromfehlverteilungen kommen. Diese können durch unterschiedliche Kommutierungsinduktivitäten und durch Fehlverteilungen während des Spannungsaufbaus entstehen. Letztere Fehlverteilungen wurden bereits im vorherigen Abschnitt betrachtet. Eine weitere Situation, bei der Stromfehlverteilungen während der Stromflanke auftreten können, ist das Abschalten eines Kurzschlussstroms.

Um die Überspannung während der Stromflanken zu begrenzen, wird häufig eine Rückkopplung der Kollektor-Gate auf die Gate-Emitter Spannung verwendet. Dieses Active-Clamping erfolgt meist über ein spannungsbegrenzendes Element (zum Beispiel eine Kette aus Z-Dioden), über das das Gate wieder aufgeladen wird, wenn die Kollektor-Gate Spannung einen über das Element definierten Wert übersteigt. Dadurch wird der Kanal wieder geöffnet und somit der Aufbau der Raumladungszone verlangsamt und der Gradient der Feldstärke in der Raumladungszone abgesenkt. Das Ziel dieses Eingriffs ist die Begrenzung der Kollektor-Emitter Spannung und dadurch der Schutz des IGBT vor Zerstörung. Durch die Begrenzung der Kollektor-Emitter Spannung erfolgt allerdings auch eine Begrenzung der Flankensteilheit des Kollektorstroms.

In [59] werden Untersuchungen vorgestellt, ob es während eines solchen Überspannungseingriffs zu Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT kommt. Die Untersuchungen wurden an 1200 V-IGBT mit direkt gekoppelten Gates durchgeführt. Außerdem wurden IGBT mit unterschiedlichen Kanallängen und somit unterschiedlichen Durchlass- und Transferkennlinien verwendet. Durch den identischen Überspannungseingriff auf unterschiedliche IGBT kommt es zu erheblichen Stromfehlverteilungen während der Stromflanken und durch die verwendete Kombination aus Streuinduktivität und zugelassenen Überspannungen zu langsamem Stromänderungen und letztendlich zu großen Unterschieden der Ausschaltverluste. Daraus wird geschlussfolgert, dass ein solcher Überspannungseingriff bei regelmäßigerem Auftreten zu einer Reduzierung des maximalen Ausgangstroms führen muss. Es wurde allerdings weder untersucht, welche Fehlverteilungen auftreten, wenn der Eingriff vor den internen Gatewiderständen erfolgt, noch welchen Einfluss Abweichungen zwischen mehreren spannungsbegrenzenden Elementen haben.

7.2.1. Abkommutieren des Laststroms

Dass der Laststrom während des Ausschaltens von den IGBT in ihre Freilaufdioden kommutiert, kann nur durch eine Überspannung am IGBT erfolgen. Dadurch liegen über den

7. Ausschalten

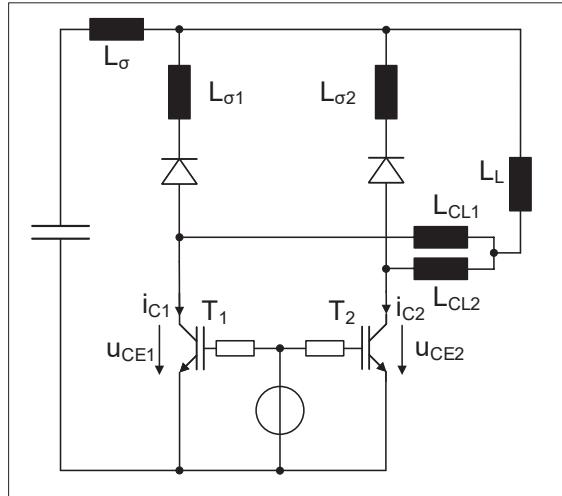


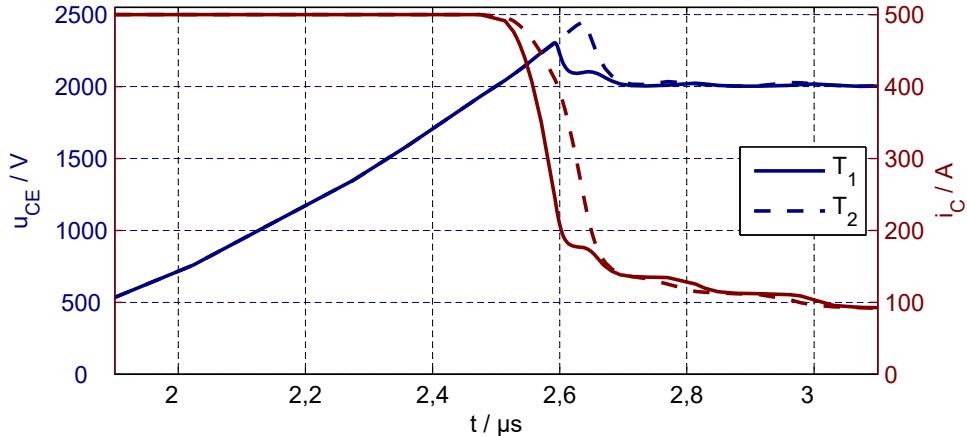
Abbildung 7.24.: Schaltbild zum Verständnis von Stromfehlverteilungen während der Ausschaltstromflanke

parasitären Kommutierungsinduktivitäten Spannungen an, die zu den für die Kommutierung notwendigen Stromänderungen führen. Somit sind die Stromänderungen von dem Spannungsaufbau der IGBT und den parasitären Induktivitäten abhängig. Im Folgenden wird der Einfluss der Induktivitäten genauer betrachtet.

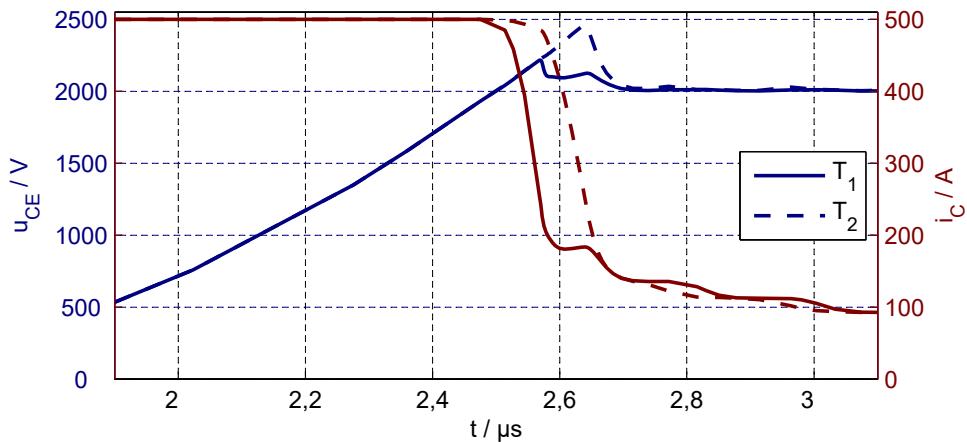
In Abbildung 7.24 ist ein Schaltbild von zwei parallelen Halbbrücken dargestellt, mit einzelnen Streuinduktivitäten ($L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$) in den Halbbrücken sowie mit einer gemeinsamen Streuinduktivität L_{σ} . Durch asymmetrische Streuinduktivitäten in den Halbbrücken ($L_{\sigma 1} \neq L_{\sigma 2}$) kann es zu Stromfehlverteilungen während der Stromflanken des Abschaltens kommen. In Abbildung 7.25 sind Simulationen des Ausschaltens zweier identischer, paralleler IGBT-Modelle dargestellt, mit dem Schaltbild aus Abbildung 7.24 und $L_{\sigma 2} - L_{\sigma 1} = 100 \text{ nH}$. Die Simulationen unterscheiden sich im Wert für L_{σ} , bei Abbildung 7.25a ist $L_{\sigma} = 0$ und bei Abbildung 7.25b ist $L_{\sigma} \neq 0$. Bei beiden Simulationen zeigen die IGBT unterschiedliche Stromflanken aber nahezu identische Tailströme.

Bei unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten aber keiner gemeinsamen Streuinduktivität (Abbildung 7.25a) zeigt sich, dass der Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung aufgrund der identischen IGBT-Modelle gleich ist. Dies gilt auch während der Stromflanken. Erst wenn T_1 von der Stromflanke zum Tailstrom übergeht, unterscheiden sich die Kollektor-Emitter Spannungen, da T_1 bereits von den dynamischen zu den statischen Verhältnissen in der Raumladungszone übergeht. Dafür ist keine so große Überspannung notwendig, wie sie die Stromflanke von T_2 erfordert. Die Stromflanken der beiden IGBT unterscheiden sich in Abbildung 7.25a in der maximal auftretenden Änderungsrate nur um etwa 10 %, allerdings um etwa 40 % in der Zeit zwischen Beginn der Stromflanke und dem Erreichen des Tailstroms. Dies ist darauf zurückzuführen, dass für gleiche Strom-

7. Ausschalten



(a) Simulation ohne gemeinsame Streuinduktivität $L_\sigma = 0$



(b) Simulation mit gemeinsamer Streuinduktivität $L_\sigma \neq 0$

Abbildung 7.25.: Simulationen des parallelen Ausschaltens identischer 3,3kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten

änderungsraten bei einer größeren Kommutierungsinduktivität eine entsprechend größere Überspannung erforderlich ist. Der Aufbau der Überspannung unterliegt denselben Mechanismen wie der Aufbau der Kollektor-Emitter Spannung vor dem Erreichen der Zwi-schenkreisspannung. Eine solche Stromfehlverteilung führt zu unterschiedlichen Längen der Phase mit der höchsten Momentanleistung während des Ausschaltens und kann daher zu unterschiedlichen Ausschaltverlusten führen. In der in Abbildung 7.25a dargestellten Simulation beträgt der Unterschied etwa 3 % der gesamten Ausschaltverluste.

In Abbildung 7.25b ist eine Simulation mit unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten und einer gemeinsamen Streuinduktivität dargestellt. Es sind wiederum ein lang-samerer Anstieg der Stromänderungsrate und, bis zum Erreichen des Tailstroms von T₁, identische Kollektor-Emitter Spannungen zu erkennen. Allerdings ist die Stromänderungs-

7. Ausschalten

rate von T_2 sehr gering, bis T_1 den Tailstrom erreicht. Dies ist darauf zurückzuführen, dass ein Teil der Überspannung an L_σ abfällt und dort eine entsprechende Stromänderung hervorruft. An $L_{\sigma 1}$ und $L_{\sigma 2}$ fällt dabei der andere Teil der Überspannung ab und ruft unterschiedliche Änderungsraten von i_{C1} und i_{C2} hervor. Ein Teil der Überspannung von T_2 wird somit dafür benötigt, an L_σ die Änderungsrate von i_{C1} zu erzeugen. Dadurch gibt es drei Phasen der Stromänderungsraten von T_2 . Bis die Stromänderungsrate von T_1 zurückgeht, wenn der Tailstrom erreicht wird ($t \approx 2,6 \mu\text{s}$), ist die Stromänderungsrate von T_2 sehr gering. Im Anschluss nimmt die Stromänderungsrate von T_2 zu, bis auch dieser IGBT seinen Tailstrom erreicht. Ebenso wie die Stromfehlverteilungen während der Stromflanke ohne gemeinsame Streuinduktivität, führt eine solche Stromfehlverteilung zu Unterschieden während der Phase der höchsten Momentanleistung und somit zu unterschiedlichen Ausschaltverlusten. In der in Abbildung 7.25b dargestellten Simulation beträgt der Unterschied etwa 5 % der gesamten Ausschaltverluste. Außerdem führt die anfänglich sehr geringe Stromänderungsrate von T_2 dazu, dass der Gradient der elektrischen Feldstärke in dessen Raumladungszone erst abnimmt, wenn die Zwischenkreisspannung bereits um mehr als 200 V überschritten ist. Dadurch treten in T_2 um etwa 5 % größere maximale elektrische Feldstärken auf, wodurch das Risiko eines dynamischen Avalanche erhöht ist.

Ähnliche Simulationen wurden in [38] mit einem Ersatzschaltbild eines Moduls für drei Chips pro Halbbrücke betrachtet. Aufgrund der stark unterschiedlichen Streuinduktivitäten kam es zu Stromfehlverteilungen während der Stromflanken. Der Unterschied zwischen gemeinsamen und einzelnen Streuinduktivitäten wurde dabei allerdings nicht thematisiert.

7.2.2. Abschalten eines Kurzschlussstroms

Das Abschalten eines Kurzschlusses verläuft anders als das Abkommunizieren eines Laststroms, da die Ausgangssituationen stark unterschiedlich sind. Während eines statio-nären Kurzschlusses fällt die Zwischenkreisspannung über den IGBT ab, bei gleichzei-tig hohen Kollektorströmen. Die Höhen dieser Kurzschlusströme sind von den jeweiligen Gate-Emitter Spannungen der IGBT abhängig [30]. Diese Spannung gibt den maximalen Elektronenstrom vor, den der Kanal leiten kann. Während des Kurzschlusses ist dieser Strom voll ausgeschöpft. Außerdem befindet sich nicht in der gesamten Driftzone ein Elektronen-Loch-Plasma. Stattdessen gibt es eine Raumladungszone, die die Zwischenkreisspannung aufnimmt. Der Löcherstrom ist durch die Emitterwirkung des kollektorsei-tenen pn-Übergangs vorgegeben und die Weite der Raumladungszone durch das Verhältnis aus Löcher- und Elektronenstromdichte und die Zwischenkreisspannung.

Durch diese Voraussetzungen ergibt sich ein anderes Abschaltverhalten. Bereits die erste Reduzierung der Gate-Emitter Spannung verursacht einen Rückgang des Elektronenstroms

7. Ausschalten

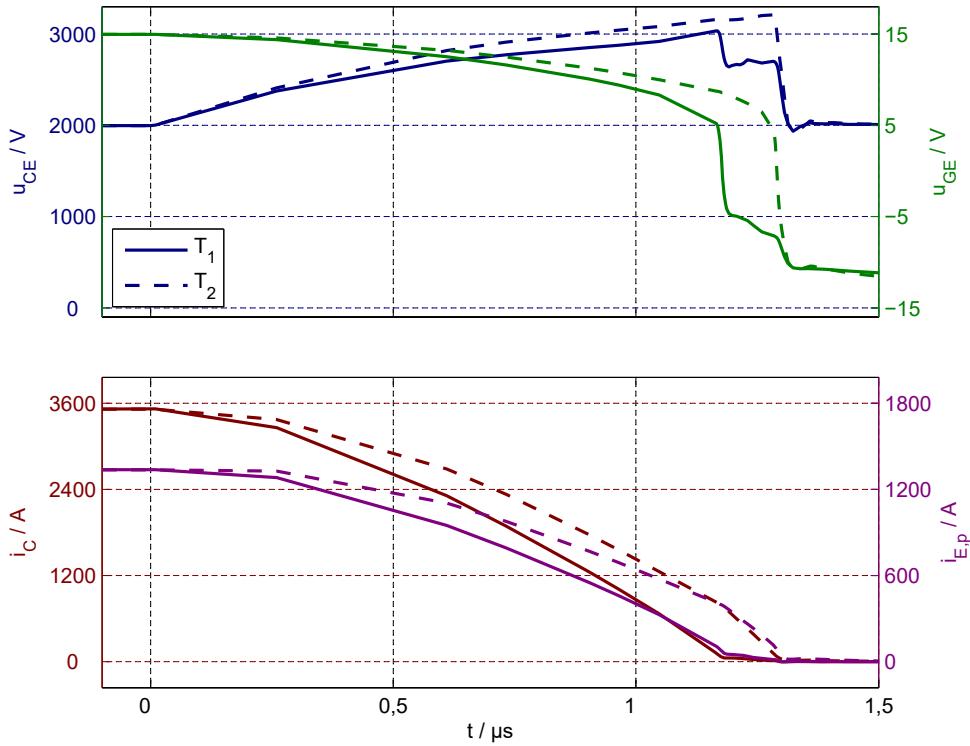


Abbildung 7.26.: Simulation des parallelen Abschaltens eines Kurzschlusses identischer 3,3 kV IGBT-Modelle mit unterschiedlichen Kommutierungsinduktivitäten

durch den Kanal, dadurch einen höheren Feldgradienten in und somit eine höhere Spannung über der Raumladungszone. Dies führt zu einer Überspannung am IGBT, die eine Reduzierung des Kollektorstroms zur Folge hat. In Abbildung 7.26 ist eine Simulation des Abschaltens eines Kurzschlussstroms zweier paralleler IGBT-Modelle dargestellt. Die IGBT sind lediglich über die Kurzschlussstrompfade und nicht über die Gatestrompfade gekoppelt und T_2 hat dabei eine höhere Kommutierungsinduktivität. Aufgrund der höheren Induktivität verursacht dieselbe Überspannung eine geringere Abnahme des Kollektorstroms. Dies führt aber bei gleichen Gate-Emitter Spannungen zu einem entsprechend höheren Löcherstrom in der Raumladungszone, somit zu einem höheren Feldgradienten und einer höheren Überspannung. Dadurch hat der IGBT mit höherer Kommutierungsinduktivität eine größere Überspannung bei langsamerem Rückgang des Kollektorstroms. Da ein Kurzschluss kein planmäßiger Arbeitspunkt eines IGBT ist, ist dieser nicht verlustrelevant. Er ist allerdings robustheitsrelevant. Es gibt dabei verschiedene Zerstörungsmechanismen. Es könnte aufgrund der hohen Überspannung, einer Filamentbildung [5] oder aufgrund von thermischer Überlastung zum Ausfall eines der IGBT kommen. Dabei ist T_2 für die thermische Zerstörung und die Zerstörung durch Überspannung anfälliger, da er die größere

7. Ausschalten

re Spannung und die höheren Verluste erfährt. Ebenso wie beim normalen Abschalten mit gemeinsamer Streuinduktivität führt eine gemeinsame Kommutierungsinduktivität dazu, dass ein Teil der Überspannung notwendig ist, um die Stromänderung des anderen IGBT zu ermöglichen. Nachdem der Strom von T_1 bereits nahezu 0 ist ($t > 1,2 \mu\text{s}$), hat dieser IGBT weiterhin eine Überspannung von ca. 700 V.

Im Gegensatz zum Abkommutieren eines Laststroms kommt es beim Abschalten eines Kurzschlussstroms nicht zu einer Umverteilung des Gesamtstroms, da beide IGBT bereits den maximalen Kollektorstrom tragen, der bei der jeweiligen Gate- und Kollektor-Emitter Spannung möglich ist. Daher ist ein synchrones Ausschalten aller parallelen IGBT für diesen Fall nicht notwendig. In [73] wurde zum Beispiel gezeigt, dass es beim um $2 \mu\text{s}$ asynchronen Abschalten eines Kurzschlusses nicht zu erheblichen Steigerungen des Kollektorstroms des später ausgeschalteten IGBT kommt. Während des Abschaltens des ersten IGBT sieht der zweite IGBT allerdings eine leicht erhöhte Kollektor-Emitter Spannung aufgrund des induktiven Spannungsabfalls an den gemeinsamen Kommutierungsinduktivitäten. Dadurch steigt dessen Kollektorstrom auch vorübergehend an. Diese zusätzliche Belastung ist aber nicht kritisch und ein solches asynchrones Schalten kann somit genutzt werden, um Kurzschlussströme abzuschalten und dabei die Überspannungen an den IGBT zu verringern.

7.3. Einfluss der Anbindung des Treibers auf Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens

Wie bereits in Kapitel 6.7 für das Einschalten, wird im Folgenden die Wirkung eines gemeinsamen Hilfsemitters und von Gatestromdrosseln auf Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens erläutert. Ebenso wie beim Einschalten verhindert eine Gatestromdrossel, wie sie im Ersatzschaltbild in Abbildung 7.27b dargestellt ist, unterschiedliche Gateströme beim Ausschalten. Die Wirkungsweise des gemeinsamen Hilfsemitters kann wiederum anhand des Ersatzschaltbilds in Abbildung 7.27a erläutert werden. Im Gegensatz zum Einschalten sind die Änderungen der Kollektorströme während der Spannungsflanke nicht unabhängig. Der Laststrom wird nur umverteilt und somit gilt:

$$\frac{di_{C1}}{dt} = -\frac{di_{C2}}{dt} \quad (7.4)$$

7. Ausschalten

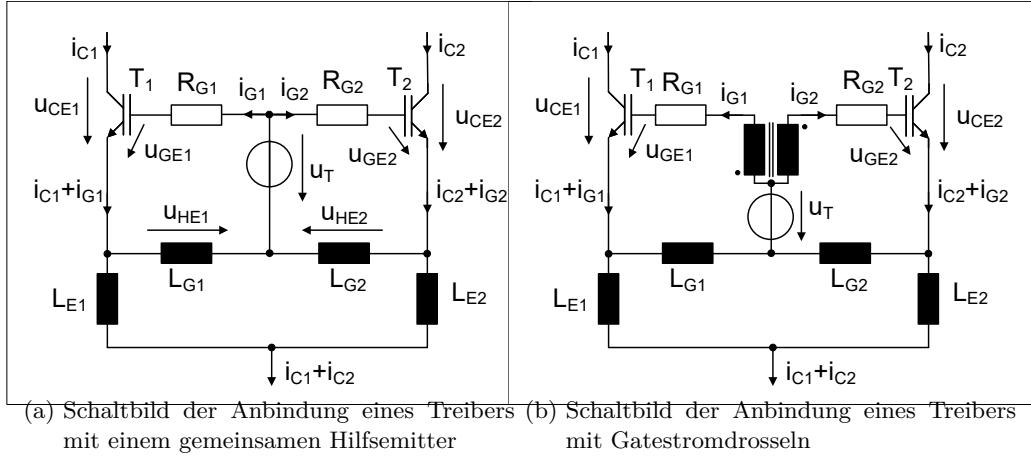


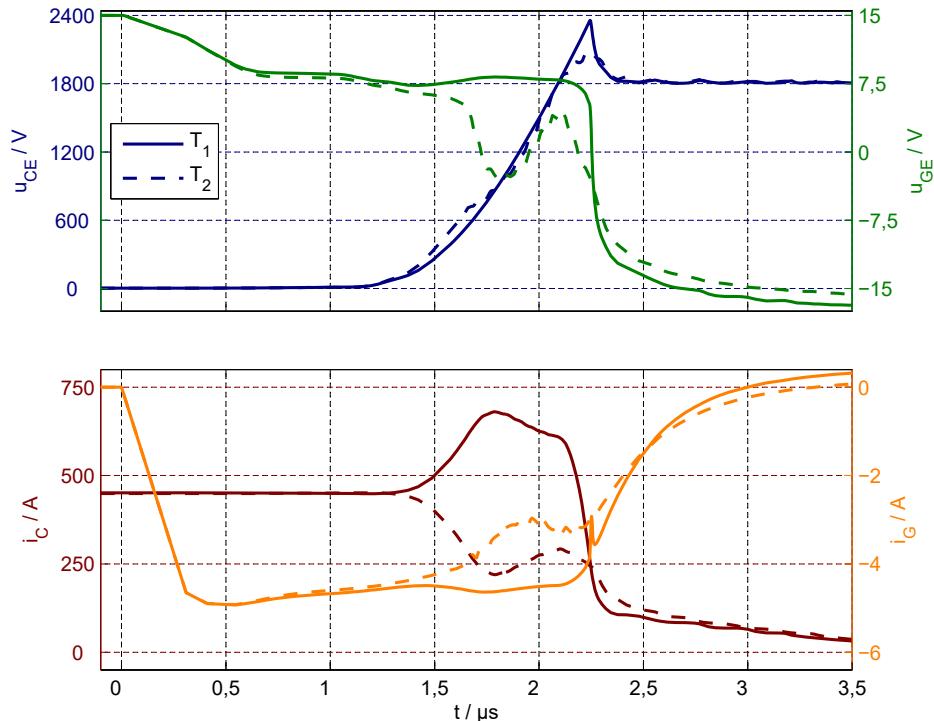
Abbildung 7.27.: Schaltbilder zur Anbindung des Treibers an die parallelen IGBT

Dadurch ergibt sich für u_{HE1} eine direkte Abhängigkeit von der Umverteilung des Laststroms:

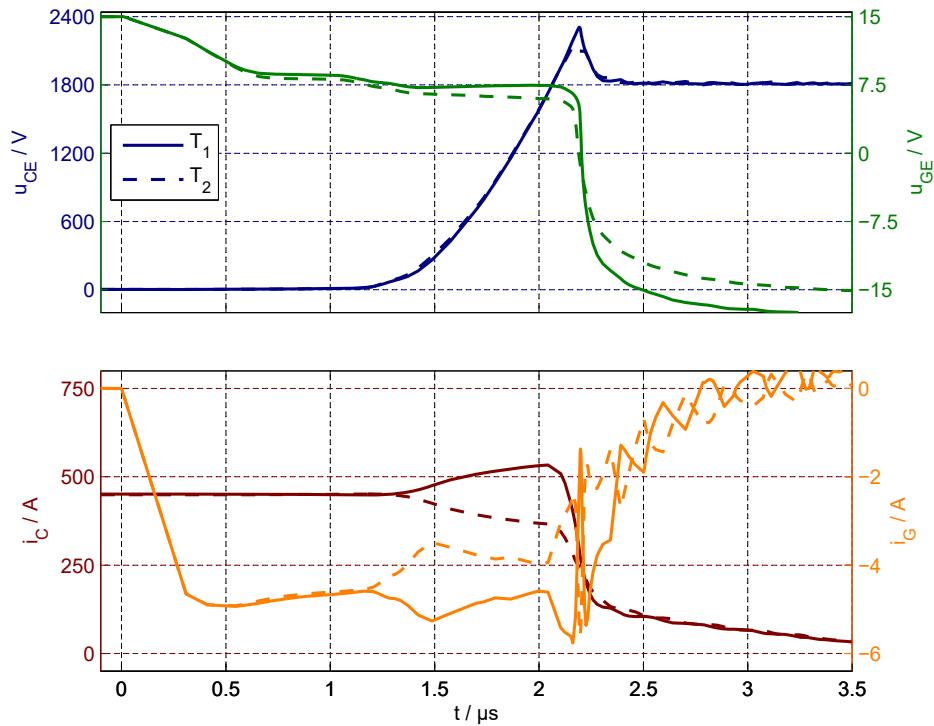
$$u_{HE1} \approx \frac{L_{G1}}{L_{G1} + L_{G2}} (L_{E1} + L_{E2}) \frac{di_{C1}}{dt} \quad (7.5)$$

Während des Entladens des Gates beim Ausschalten sind die Gateströme negativ und somit verursacht ein Anstieg des Kollektorstroms einen positiven Wert für u_{HE1} und dadurch eine Beschleunigung des Entladens des Gates. Ebenso führt ein Rückgang des Kollektorstroms zum verlangsamten Entladen des Gates. In Abbildung 7.28 sind Simulationen des parallelen Abschaltens von 3,3 kV-IGBT-Modellen, die sich in ihrer Gategeometrie unterscheiden, mit getrennten Treibern (Abbildung 7.28a) und gemeinsamem Hilfsemitter (Abbildung 7.28b) dargestellt. Die Wirkung des gemeinsamen Hilfsemitters setzt mit dem Beginn der Umverteilung des Laststroms bei $t \approx 1,25 \mu\text{s}$ ein. Durch die Zunahme von i_{C1} wird das Entladen des Gates von T_1 beschleunigt und des Gates von T_2 verlangsamt. Dadurch wird die maximale Stromfehlverteilung von etwa 360 A auf unter 70 A reduziert. Sobald das Abkommunizieren des Laststroms zum Self Turn-OFF führt ($t \approx 2,2 \mu\text{s}$), sind die Unterschiede der Gateströme nicht mehr relevant für das weitere Verhalten. Im Gegensatz zum Einschalten ist die Wirkung des gemeinsamen Hilfsemitters beim Ausschalten nicht auf symmetrische Emitterinduktivitäten angewiesen. Die in Abbildung 7.28 dargestellten Simulationen wurden mit asymmetrischen Emitterinduktivitäten durchgeführt. Wie gut durch einen gemeinsamen Hilfsemitter Fehlverteilungen reduziert werden können, hängt nur von der Summe der Induktivitäten zwischen den Emittern ab.

7. Ausschalten



(a) Simulation mit getrennten Treibern



(b) Simulation mit gemeinsamem Hilfsemitter

Abbildung 7.28.: Parallele Ausschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemitter. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Oxiddicken und Trenchtiefen, bei gleichzeitigem Unterschied der Emitterinduktivitäten

7. Ausschalten

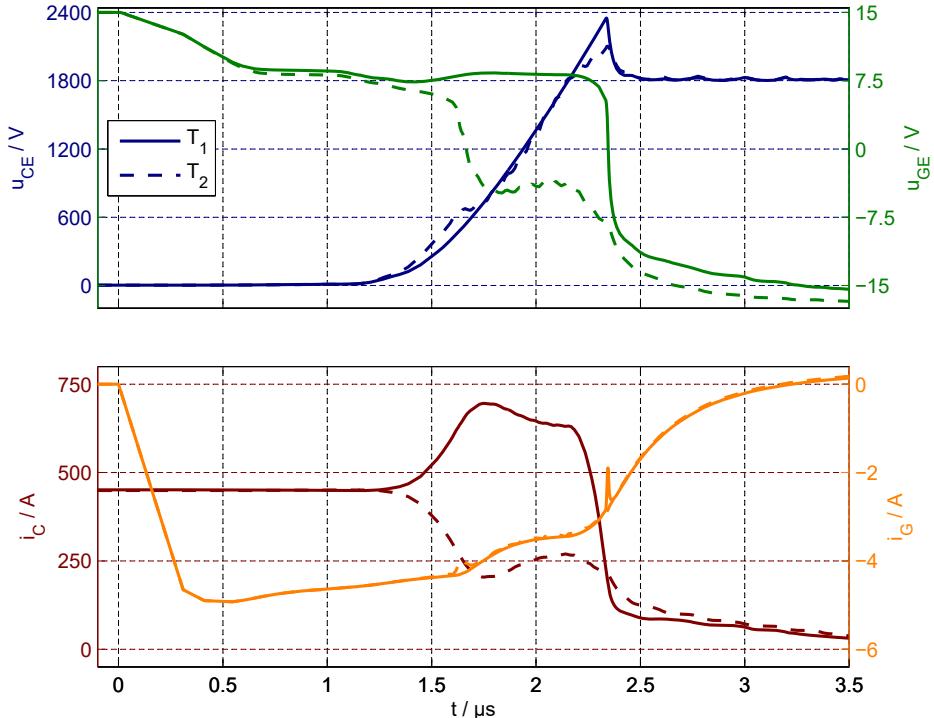


Abbildung 7.29.: Parallele Ausschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Oxiddicken und Trenchtiefen, bei gleichzeitigem Unterschied der Emitterinduktivitäten

In Abbildung 7.29 sind Simulationen des parallelen Ausschaltens mit Gatestromdrosseln und ansonsten identischen Bedingungen zu den Simulationen in Abbildung 7.28 dargestellt. Ebenso wie bei getrennten Treibern beginnen mit dem Anstieg der Kollektor-Emitter Spannung von T_2 bei $t \approx 1,25 \mu s$ die Stromfehlverteilungen und bei $t \approx 1,6 \mu s$ kommt es zum Einbruch der Gate-Emitter Spannungen von T_2 aufgrund des Self Turn-OFF. Bei der Simulation der getrennten Treiber sorgt der reduzierte Gatestrom aufgrund der geringeren Gate-Emitter Spannung von T_2 zusammen mit dem Self Turn-ON dafür, dass die Gate-Emitter Spannung wieder angehoben wird und der MOS-Kanal sich wieder etwas öffnet. Dadurch wird der Spannungsanstieg von T_2 und letztendlich die Stromfehlverteilung reduziert. Ein solches Aufsteuern von T_2 wird durch die Gatestromdrosseln verhindert. Die Gatestromdrosseln verstimmt die in Abbildung 7.3 dargestellte Rückkopplung der Gate-Emitter Spannung auf den Anstieg der Kollektorspannungen und kann dabei die Stromfehlverteilungen verstärken.

Wenn ein Unterschied der Gatekreise die Ursache für die Stromfehlverteilungen ist, wirkt ein gemeinsamer Hilfsemittier beim Ausschalten den Stromfehlverteilungen entgegen, ebenso

7. Ausschalten

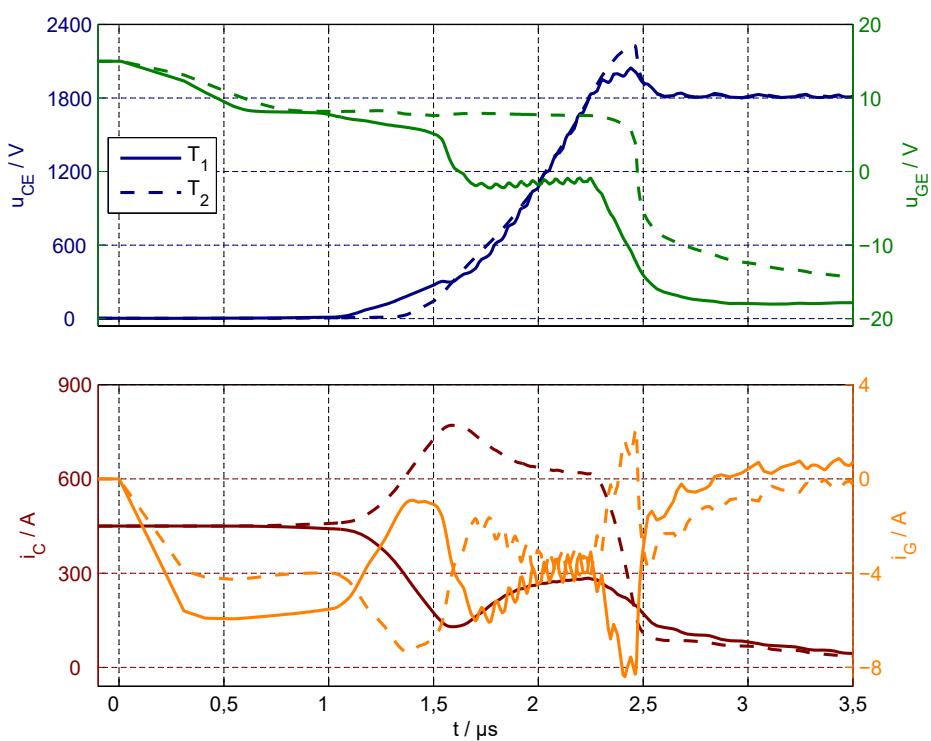
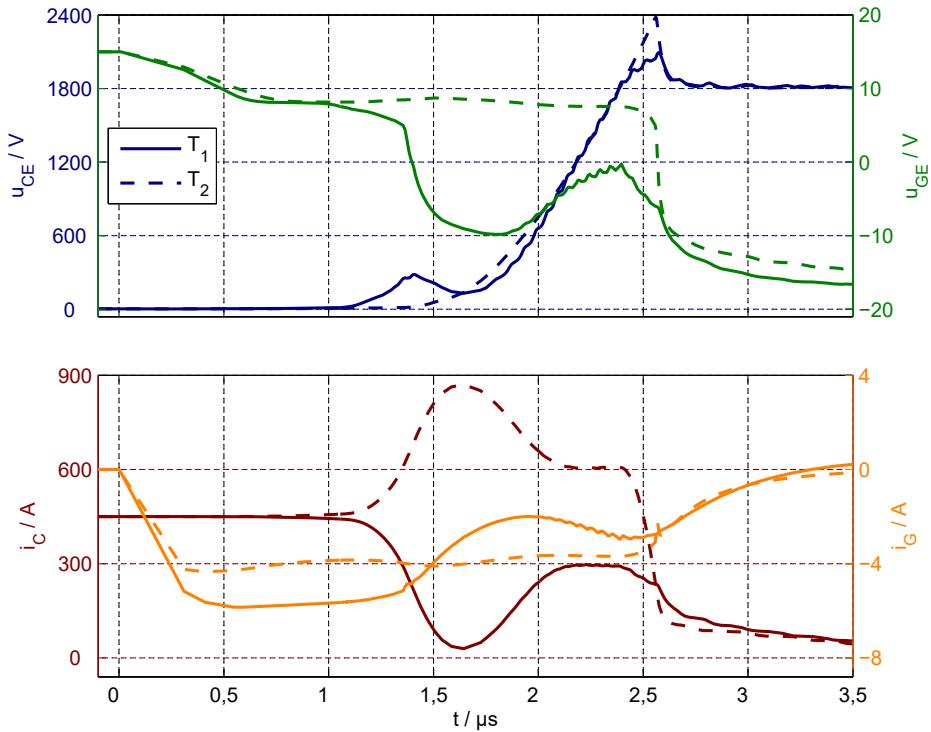


Abbildung 7.30.: Parallelle Ausschaltsimulationen mit getrennten Treibern und gemeinsamem Hilfsemitter. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Gatewiderstände

7. Ausschalten

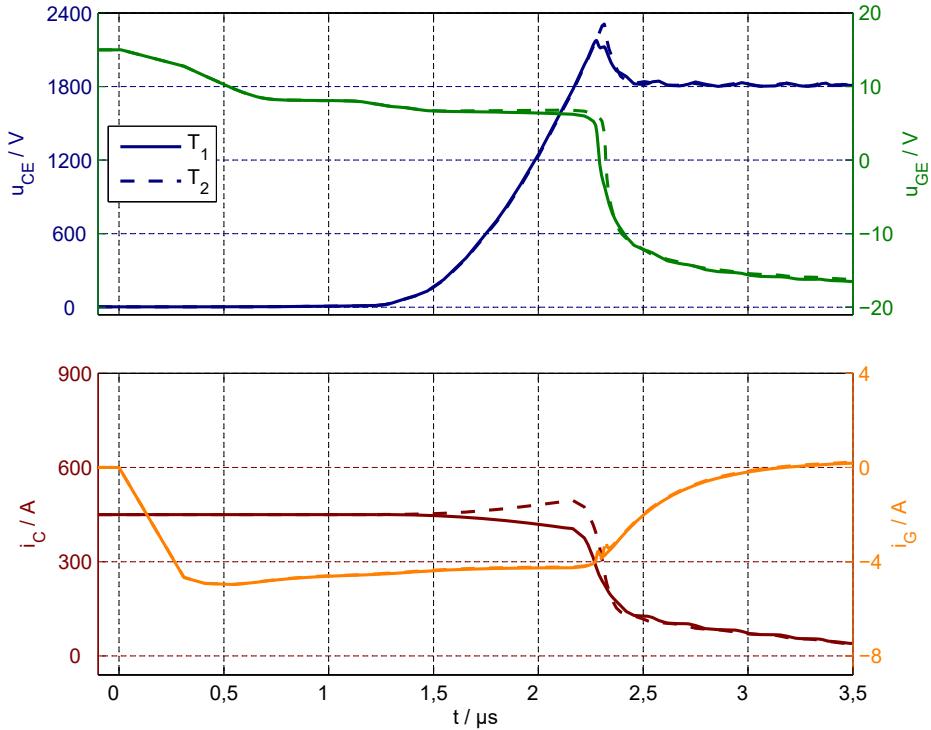


Abbildung 7.31.: Parallele Ausschaltsimulationen mit Gatestromdrosseln. Fehlverteilung aufgrund unterschiedlicher Gatewiderstände

wie beim Einschalten. In Abbildung 7.30 sind Simulationen des parallelen Ausschaltens mit unterschiedlichen Gatewiderständen mit getrennten Treibern und mit gemeinsamem Hilfsemittor dargestellt. Die Wirkung des gemeinsamen Hilfsemittors setzt mit dem Entstehen der Stromfehlverteilung bei $t \approx 1 \mu\text{s}$ ein. Der Betrag des Gatestroms von T_1 wird reduziert, wodurch dieser langsamer Kollektor-Emitter Spannung aufbaut. Gleichzeitig wird der Betrag des Gatestroms von T_2 erhöht, wodurch dessen Kollektor-Emitter Spannung etwas früher ansteigt. Dieser Einfluss auf beide Anstiege der Kollektor-Emitter Spannungen hört bei $t \approx 1,6 \mu\text{s}$ auf, da T_1 aufgrund des Self Turn-OFF im Weiteren intrinsisch ausschaltet. Bei diesem drastischen Beispiel konnte aber die auftretende Stromfehlverteilung um etwa 24 % reduziert werden.

Eine Gatestromdrossel kann solche Stromfehlverteilungen nahezu vollständig verhindern. In Abbildung 7.31 ist eine entsprechende Simulation mit Gatestromdrosseln und ansonsten zu den Simulationen in der Abbildung 7.30 identischen Bedingungen dargestellt. Die Drossel sorgt für nahezu identische Gateströme, wodurch die Entstehung der Fehlverteilungen deutlich verzögert und deren Steilheit reduziert wird. Die ab $t \approx 1,5 \mu\text{s}$ entstehende Fehlverteilung wird durch die um wenige 10 mA unterschiedlichen Gateströme verursacht. Dieser Unterschied ist auf die endliche Induktivität der simulierten Gegentaktdrossel zu-

7. Ausschalten

rückzuführen. Die dadurch entstehende Stromfehlverteilung entspricht aber nur etwa 12 % der maximalen Stromfehlverteilung, die bei getrennten Treibern entsteht.

Somit können Gatestromdrosseln, wie bereits beim Einschalten, Stromfehlverteilungen aufgrund von Unterschieden der Gatekreise reduzieren, die aufgrund von unterschiedlichem IGBT-Verhalten aber verstärken. Ein gemeinsame Hilfsemitter kann Stromfehlverteilungen während der Spannungsflanke beim Ausschalten unabhängig von der Ursache und sogar bei asymmetrischen Emitterinduktivitäten reduzieren.

7.4. Zusammenfassung der Einflüsse auf Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens

Während des Ausschaltens von parallelen IGBT können Stromfehlverteilungen während der Kommutierung und während des Spannungsaufbaus entstehen. Asymmetrische Kommutierungsinduktivitäten verursachen Fehlverteilungen während des Kommutierens. Der Spannungsaufbau während des Ausschaltens wird durch Halbleiterparameter, die Gatekreise und die Ausgangssituationen der Halbleiter beeinflusst. In Tabelle 7.1 sind die in diesem Kapitel beschriebenen Einflüsse auf den Spannungsaufbau zusammengefasst. Durch einen gemeinsamen Hilfsemitter können Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens reduziert werden, unabhängig von der Symmetrie der Emitterinduktivitäten. Gatestromdrosseln können Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens reduzieren, wenn unterschiedliche Gateströme deren Ursache sind, und Fehlverteilungen verstärken, die aufgrund von Unterschieden der Halbleiter entstehen.

Tabelle 7.1.: Zusammenfassung der Einflüsse auf das Ausschaltverhalten

Ursache	Auswirkung auf den Spannungsaufbau während des Ausschaltens
höhere Kollektordotierung	↓
höhere Emitterdotierung	↑
gößere Oxiddicke	↑
größere Trenchtiefe	↓
höhere Grunddotierung	↑
größere Chipdicke	↑
größerer Gatewiderstand	↓
größere Gateinduktivität	↓
Verzögerung des Treibersignals	↓
höhere negative Treiberspannung	↑
höhere positive Treiberspannung	↓
höherer Kollektorstrom	↑
höhere Temperatur	↓

8. Zusammenfassung

IGBT werden als Chips in Modulen und als Module in Umrichtern in direkter, galvanischer Parallelschaltung verwendet. Dabei können während des Durchlasses, der Schalt- und Kurzschlusstransienten Stromfehlverteilungen auftreten. In dieser Arbeit werden die Mechanismen und die Ursachen solcher Fehlverteilungen analysiert und deren Relevanz für die Verteilung der Verluste sowie für die Robustheit sowohl der IGBT und als auch deren Freilaufdioden erläutert. Dabei werden Messungen, Simulationen sowie theoretische Analysen verwendet. Außerdem wird der Einfluss eines gemeinsamen Hilfsemitters und gatestromsymmetrierender Drosseln auf Stromfehlverteilungen während der Schalttransienten beschrieben.

Während des Durchlasses wird die Verteilung des Laststroms durch parallele IGBT durch das Durchlassverhalten der IGBT und die ohmschen und induktiven Spannungsabfälle zwischen den IGBT bestimmt. Das Durchlassverhalten von IGBT hängt einerseits von den Fertigungsparametern der Halbleiter ab. Andererseits wird es auch durch die Gate-Emitter Spannung sowie die Chiptemperatur beeinflusst. Dadurch haben Treiber und Gatestromkreise sowie die thermische Anbindung und Verlustunterschiede Auswirkungen auf die statischen und quasistatischen Stromfehlverteilungen. Sowohl die Einflüsse von verschiedenen Halbleiterparametern als auch der Temperatur und der Gate-Emitter Spannung auf die Plasma- und Potentialverläufe im IGBT werden erläutert. Die parasitären Elemente in den parallelen Strompfaden beeinflussen die Fehlverteilungen und bestimmen die Zeitkonstanten, mit denen die Fehlverteilungen während Laststromänderungen variieren. Asymmetrien dieser Elemente können dabei auch die Ursache für Fehlverteilungen sein. Außerdem können Stromfehlverteilungen, die während Schalttransienten auftreten, in der anschließenden Durchlassphase fortbestehen und nur langsam abklingen. Dabei ist das Abklingverhalten durch die ohmschen und induktiven Anteile der parallelen Strompfade und die Durchlassverhalten der IGBT bestimmt. Da die Stromverläufe während des KS II und des hochinduktiven KS I durch die Induktivitäten in den Kurzschlusspfaden bestimmt werden, können, wie bei Änderungen des Laststroms, asymmetrische Induktivitäten die Ursache für Fehlverteilungen während dieser Transienten sein.

8. Zusammenfassung

Beim Einschalten können Stromfehlverteilungen während verschiedener Phasen auftreten. Während des ersten Anstiegs der Kollektorströme bestimmen die Anstiege der Gate-Emitter Spannungen und die transienten Transfercharakteristiken der IGBT die Stromfehlverteilungen. Während der Reverse-Recovery Spitze der Dioden haben diese einen zusätzlichen Einfluss auf die Fehlverteilungen. Während des abklingenden Reverse-Recovery Stroms bestimmt die Rückkopplung zwischen dem Abbau der Raumladungszonen in den IGBT und dem Aufbau der Raumladungszonen in den Dioden den weiteren Verlauf der Fehlverteilungen. Der Einfluss von verschiedenen Halbleiter- und Schaltungsparametern auf die Fehlverteilungen beim Einschalten wird detailliert anhand von Simulationen dargestellt. Aufgrund der hohen Änderungsraten während des Anstiegs der Kollektorströme sind die Induktivitäten im Kommutierungspfad dabei von besonderer Bedeutung. Die Spannungsabfälle an allen Induktivitäten im Kommutierungskreis beeinflussen die Verschiebeströme aufgrund des Miller- und Self Turn-ON Effekts. Gemeinsame Induktivitäten des Kommutierungs- und Gatestrompfades beeinflussen den externen Gatestrom. Aufgrund der verschiedenen Phasen der Einschaltfehlverteilungen konnte kein Kriterium gefunden werden, mit dem anhand von Einzelsimulationen die Verlustverteilung in der Parallelschaltung vorhergesagt werden kann. Bei der Verwendung von zusätzlichen Kriterien zur Beschränkung anderer Fehlverteilungen, können die Verlustunterschiede in der Parallelschaltung durch die Begrenzung der Verlustunterschiede im einzelnen Einschalten beschränkt werden. Da das Verhalten von IGBT während eines niederinduktiven KS I wie beim Einschalten von der transienten Transfercharakteristik und dem Anstieg der Gate-Emitter Spannung bestimmt ist, können alle Ursachen für Einschaltstromfehlverteilungen zu Fehlverteilungen während eines solchen Kurzschlusses führen. Durch eine gemeinsame Hilfsemitterverbindung können die Stromfehlverteilungen während des Einschaltens reduziert werden. Wenn die Emitterinduktivitäten jedoch unterschiedlich sind, können Stromfehlverteilungen durch einen gemeinsamen Hilfsemitter auch verstärkt werden. Eine Gegentaktdrossel in den Gatestrompfaden kann Stromfehlverteilungen, die zum Beispiel aufgrund von Unterschieden in den Gatestrompfaden auftreten, reduzieren. Wenn Unterschiede im IGBT-Verhalten aber die Ursache der Fehlverteilungen sind, kann eine solche Maßnahme zur Verstärkung der Fehlverteilungen führen.

Stromfehlverteilungen während des Ausschaltens können aufgrund von Unterschieden im Spannungsaufbau der parallelen IGBT und während des eigentlichen Kommutierungsvorgangs aufgrund von unterschiedlichen Induktivitäten in den Kommutierungspfaden auftreten. Durch die Umverteilung des Laststroms während des Anstiegs der Kollektor-Emitter Spannung und dem damit einhergehenden Aufbau der Raumladungszone kommt es zu zwei Rückkopplungen auf diesen Aufbau. Zum Einen beeinflusst der Kollektorstrom, wie schnell das Elektronen-Loch-Plasma abgebaut werden kann und zum Anderen kommt es über den Self Turn-OFF Effekt zu einem Einfluss des Kollektorstroms auf die Gate-Emitter

8. Zusammenfassung

Spannung und dadurch auf die Feldverhältnisse in der Raumladungszone. Der Einfluss von diversen Halbleiterparametern, der Elemente im Gatekreis sowie der Chiptemperatur und des Durchlassstroms auf den Aufbau der Raumladungszone wird detailliert mit Hilfe von Simulationen beschrieben. Dabei wird erläutert, dass die Höhe der Stromfehlverteilungen während des Spannungsaufbaus mit der Ausschaltverzögerungszeit korrelieren, da anfängliche Spannungsunterschiede weniger wirksam durch die genannten Rückkopplungen ausgeglichen werden können als Spannungsunterschiede bei hohen Weiten der Raumladungszone. Die Unterschiede der Ausschaltverluste sind allerdings hauptsächlich durch die Stromfehlverteilung vor dem Abschalten und die dadurch resultierenden unterschiedlichen Plasmakonzentrationen in den IGBT beeinflusst. Einen Sonderfall der Stromfehlverteilungen während einer Ausschaltstromflanke stellt das Abschalten eines Kurzschlusses dar. Beim gleichzeitigen Abschalten der Kurzschlussströme von parallelen IGBT addieren sich die Stromänderungsraten in Teilen der Induktivitäten im Kurzschlussstrompfad und somit treten höhere Überspannungen auf als beim einzelnen Abschalten. Eine gemeinsame Hilfsemitterverbindung kann die Fehlverteilungen während des Ausschaltens reduzieren, unabhängig von der Symmetrie der Emitterinduktivitäten. Ebenso wie beim Einschalten kann eine Gatestromdrossel Stromfehlverteilungen aufgrund von Unterschieden in den Gatestrompfaden reduzieren, kann aber Fehlverteilungen aufgrund von unterschiedlicher Chipparameter verstärken.

Die in dieser Arbeit untersuchten IGBT sind Trench-Feldstopp IGBT. Daher beschränken sich die untersuchten Halbleiterparameter auf diejenigen, die in diesem Typ IGBT auftreten. Werden stattdessen zum Beispiel Carrier-Storage IGBT parallelgeschaltet, muss zusätzlich der Einfluss unterschiedlicher Carrier-Storage-Dotierungen auf die Stromfehlverteilungen untersucht werden. Somit machen Weiterentwicklungen von IGBT weitere Untersuchungen zu Stromfehlverteilungen zwischen parallelen IGBT notwendig.

A. Theoretische Betrachtungen

A.1. Quasistatische Stromfehlverteilungen

Für die Berechnung quasistatische Stromfehlverteilungen ist es vorteilhaft die Lastinduktivitäten nicht als Sternschaltung (Abbildung A.1a) sondern als Dreieckschaltung (Abbildung A.1b) zu betrachten. Die Umrechnungsformeln für die Induktivitäten sind:

$$L_{L1} = L_1 + L_L \left(1 + \frac{L_1}{L_2} \right) \quad (\text{A.1})$$

$$L_{L2} = L_2 + L_L \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right) \quad (\text{A.2})$$

$$L_{12} = L_1 + L_2 + \frac{L_1 L_2}{L_L} \quad (\text{A.3})$$

Es ergeben sich drei Maschenströme (i_1 , i_2 und i_{12}) die sich wie folgt zu den Kollektorströmen überlagern:

$$i_{C1} = i_1 - i_{12} \quad (\text{A.4})$$

$$i_{C2} = i_2 + i_{12} \quad (\text{A.5})$$

Es wird außerdem davon ausgegangen, dass die IGBT vollständig eingeschaltet sind und ihr Verhalten sich wie folgt beschreiben lässt:

$$u_{CE} = u_{CE,0} + r_d \cdot i_C \quad (\text{A.6})$$

A. Theoretische Betrachtungen

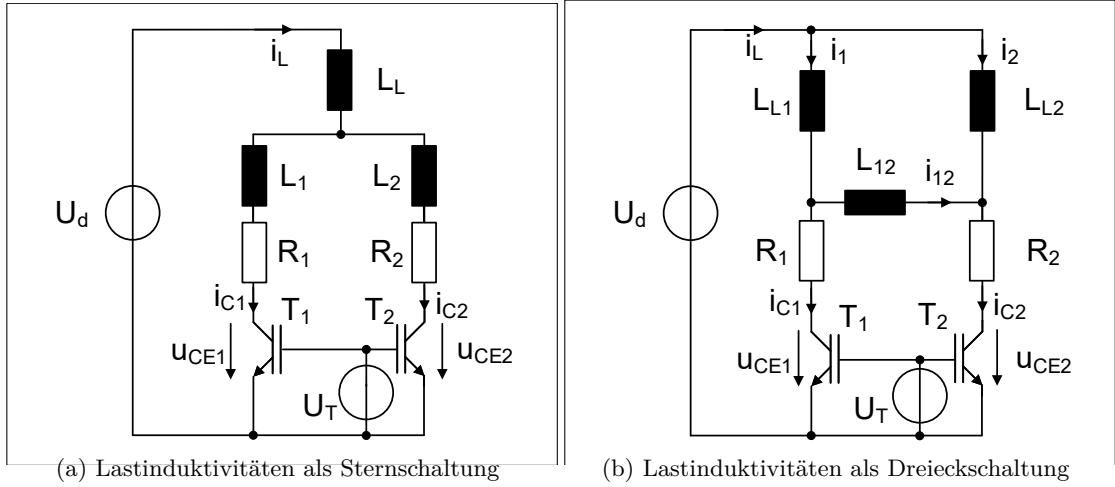


Abbildung A.1.: Schaltbilder zum Verständnis quasistationärer Stromfehlverteilungen

Für die ersten beiden Maschenströme kann davon ausgegangen werden, dass der Spannungsabfall über die IGBT im Vergleich zur Zwischenkreisspannung vernachlässigbar ist. Dadurch ergibt sich:

$$\frac{di_1}{dt} \approx \frac{U_d}{L_{L1}} \quad (A.7)$$

$$\frac{di_2}{dt} \approx \frac{U_d}{L_{L2}} \quad (A.8)$$

Die Spannungsabfälle innerhalb der Masche, die L_{12} und die beiden IGBT beinhaltet, ergeben sich wie folgt:

$$0 = u_{CE2} - u_{CE1} + L_{12} \frac{di_{12}}{dt} - R_1 i_{C1} + R_2 i_{C2} \quad (A.9)$$

Mit der Abschätzung für die Kollektor-Emitter Spannungen ergibt sich:

$$0 = u_{CE2,0} - u_{CE1,0} + L_{12} \frac{di_{12}}{dt} - (R_1 + r_{d1}) i_{C1} + (R_2 + r_{d2}) i_{C2} \quad (A.10)$$

Ab hier müssen drei Fälle unterschieden werden. Die Ursachen der Fehlverteilungen können unterschiedliche Induktivitäten ($L_1 \neq L_2$), unterschiedliche Schleusenspannungen ($u_{CE1,0} \neq u_{CE2,0}$) oder unterschiedliche resistive Anteile der Verschienung oder differenzielle Widerstände der IGBT-Kennlinien ($R_1 + r_{d1} \neq R_2 + r_{d2}$) sein. Außerdem können die Laststromänderungen mit und ohne anfänglicher Stromfehlverteilung auftreten. Im

A. Theoretische Betrachtungen

Folgenden werden Stromverläufe zuerst mit dem Anfangswert $i_{C1} = i_{C2} = 0$ für $t = 0$ analysiert und im Anschluss wird der Fall $L_1 \neq L_2$ für allgemeine Anfangswerte analysiert.

Unterschiedliche Induktivitäten ($L_1 \neq L_2$) Mit dieser Einschränkung ergibt sich Gleichung A.10 zu:

$$0 = (r_d + R) (i_2 - i_1 + 2i_{12}) + L_{12} \frac{di_{12}}{dt} \quad (\text{A.11})$$

Diese Differentialgleichung hat folgende partikuläre Lösungen für die Anfangswerte $i_{12}(t = 0) = i_{C1}(t = 0) = i_{C2}(t = 0) = 0$:

$$i_{12}(t) = \frac{U_d \left(\frac{1}{L_{L1}} - \frac{1}{L_{L2}} \right)}{2} \left(\frac{L_{12}}{2(r_d + R)} \left(e^{-\frac{2(r_d + R)}{L_{12}} t} - 1 \right) + t \right) \quad (\text{A.12})$$

Dadurch ergeben sich unter der Annahme $L_L \gg L_1, L_2$ folgende Kollektorströme:

$$i_{C1}(t) \approx \frac{U_d}{2L_L} t + \frac{U_d}{4(r_d + R)} \frac{L_2 - L_1}{L_L} \left(1 - e^{-\frac{2(r_d + R)}{L_1 + L_2} t} \right) \quad (\text{A.13})$$

$$i_{C2}(t) \approx \frac{U_d}{2L_L} t + \frac{U_d}{4(r_d + R)} \frac{L_1 - L_2}{L_L} \left(1 - e^{-\frac{2(r_d + R)}{L_1 + L_2} t} \right) \quad (\text{A.14})$$

Unterschiedliche Widerstände ($R_1 + r_{d1} \neq R_2 + r_{d2}$) Mit dieser Einschränkung ergibt sich Gleichung A.10 zu:

$$0 = i_{12} (R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}) + L_{12} \frac{di_{12}}{dt} - i_1 (R_1 + r_{d1}) + i_2 (R_2 + r_{d2}) \quad (\text{A.15})$$

Diese Differentialgleichung hat folgende partikuläre Lösungen für die Anfangswerte $i_{12}(t = 0) = i_{C1}(t = 0) = i_{C2}(t = 0) = 0$:

$$i_{12}(t) = \frac{U_d}{2L_L} \frac{R_1 + r_{d1} - R_2 - r_{d2}}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}} \left(t - \frac{L_{12} \left(e^{-\frac{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}}{L_{12}} t} - 1 \right)}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}} \right) \quad (\text{A.16})$$

A. Theoretische Betrachtungen

Danach ergeben sich folgende Kollektorströme:

$$i_{C1}(t) \approx \frac{U_d}{2L_L} \left(t + \frac{R_2 + r_{d2} - R_1 - r_{d1}}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}} \left(t + \frac{(L_1 + L_2) \left(e^{-t \frac{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}}{L_{12}}} - 1 \right)}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}} \right) \right) \quad (\text{A.17})$$

$$i_{C2}(t) \approx \frac{U_d}{2L_L} \left(t - \frac{R_2 + r_{d2} - R_1 - r_{d1}}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}} \left(t + \frac{(L_1 + L_2) \left(e^{-t \frac{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}}{L_{12}}} - 1 \right)}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}} \right) \right) \quad (\text{A.18})$$

Unterschiedliche Schwellspannungen ($u_{CE1,0} \neq u_{CE2,0}$) Mit dieser Einschränkung ergibt sich Gleichung A.10 zu:

$$0 = (r_d + R) (i_2 - i_1 + 2i_{12}) + L_{12} \frac{di_{12}}{dt} + u_{CE2,0} - u_{CE1,0} \quad (\text{A.19})$$

Diese Differentialgleichung hat folgende partikuläre Lösungen für die Anfangswerte $i_{12}(t = 0) = i_{C1}(t = 0) = i_{C2}(t = 0) = 0$:

$$i_{12}(t) = \frac{u_{CE2,0} - u_{CE1,0}}{2(R + r_d)} \left(1 - e^{-t \frac{L_{12}}{2(R + r_d)}} \right) \quad (\text{A.20})$$

Danach ergeben sich folgende Kollektorströme:

$$i_{C1}(t) \approx \frac{U_d}{2L_L} t + \frac{u_{CE2,0} - u_{CE1,0}}{2(R + r_d)} \left(1 - e^{-t \frac{L_{12}}{2(R + r_d)}} \right) \quad (\text{A.21})$$

$$i_{C2}(t) \approx \frac{U_d}{2L_L} t - \frac{u_{CE2,0} - u_{CE1,0}}{2(R + r_d)} \left(1 - e^{-t \frac{L_{12}}{2(R + r_d)}} \right) \quad (\text{A.22})$$

Zusammenfassend können quasistatische Stromfehlverteilungen über folgende Formel beschrieben werden.

$$i_{C1,2}(t) \approx \frac{U_d}{2L_L} t (1 \pm k_{QS}) \pm \Delta I_{QS} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{QS}}} \right) \quad (\text{A.23})$$

A. Theoretische Betrachtungen

Die jeweiligen Werte für k_{QS} , ΔI_{QS} und τ_{QS} sind in Tabelle A.1 aufgelistet.

Unterschiedliche Induktivitäten mit allgemeinen Anfangswerten Im Folgenden wird der Fall $L_1 \neq L_2$ für eine anfängliche Stromfehlverteilung von $\Delta I_{C,0}$ betrachtet. Durch diese Fehlverteilung ergeben sich folgende Anfangswerte der Kollektorströme:

$$i_{C1}(t=0) = I_{C2,0} + \Delta I_{C,0} \quad (\text{A.24})$$

$$i_{C2}(t=0) = I_{C2,0} \quad (\text{A.25})$$

Der Anfangswert $i_{12}(t=0) = 0$ wird weiterhin verwendet, da ein Gleichstrom, der in der Masche aus L_{L1} , L_{L2} und L_{12} fließt, keinen Einfluss auf die Kollektorströme hat. Damit ergibt sich folgend Lösung der Differentialgleichung A.11 wiederum unter der Annahme $L_L \gg L_1, L_2$:

$$i_{12}(t) = \left(\frac{\Delta I_{C,0}}{2} + \frac{U_d}{L_L} \frac{L_2 - L_1}{4(r_d + R)} \right) \left(1 - e^{-\frac{2(r_d+R)}{L_1+L_2}t} \right) + \frac{U_d}{2L_L} \frac{L_2 - L_1}{L_1 + L_2} t \quad (\text{A.26})$$

Daraus ergeben sich die folgende Abwandlung der Gleichung A.23:

$$i_{C1,2}(t) \approx I_{C2,0} + \frac{U_d}{2L_L} t (1 \pm k_{QS}) \pm \Delta I_{QS} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{QS}}} \right) + \frac{\Delta I_{C,0}}{2} \left(1 \pm e^{-\frac{t}{\tau_{QS}}} \right) \quad (\text{A.27})$$

Tabelle A.1.: Verlauf der quasistatischen Stromfehlverteilungen mit Formel A.23

Ursache	ΔI_{QS}	k_{QS}	τ_{QS}
$L_1 \neq L_2$	$\frac{U_d}{2L_L} \frac{L_2 - L_1}{2(r_d + R)}$	0	$\frac{L_1 + L_2}{2(r_d + R)}$
$R_1 + r_{d1} \neq R_2 + r_{d2}$	$\frac{U_d}{2L_L} \frac{R_1 + r_{d1} - R_2 - r_{d2}}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}} \tau_{QS}$	$\frac{R_2 + r_{d2} - R_1 - r_{d1}}{R_1 + r_{d1} + R_2 + r_{d2}}$	$\frac{L_1 + L_2}{(r_{d1} + R_1 + r_{d2} + R_2)}$
$u_{CE0,1} \neq u_{CE0,2}$	$\frac{u_{CE0,2} - u_{CE0,1}}{2(r_d + R)}$	0	$\frac{L_1 + L_2}{2(r_d + R)}$

A. Theoretische Betrachtungen

A.2. Eindimensionale Betrachtung zum Aufbau der Raumladungszone während des Ausschaltens

Zur Erläuterung der Wirksamkeit des Selektionskriteriums t_{off1} für halbleiterbedingte Stromfehlverteilungen beim Ausschalten wird im Folgenden eine eindimensionale Betrachtung des Aufbaus der Raumladungszone vorgenommen. Es wird von einem dreieckigen Feld in der Raumladungszone und einem konstanten Plasmaverlauf ausgegangen. Außerdem wird das Feld im p-Gebiet am Emitter vernachlässigt. In Abbildung A.2 ist die angenommenen Feld und Plasmaverläufe dargestellt. Durch den dreieckigen Feldverlauf ergibt sich die Spannung über die Raumladungszone zu:

$$u_{RLZ} = \frac{E_{max} \cdot w_{RLZ}}{2} \quad (\text{A.28})$$

Die maximale elektrische Feldstärke kann mit der Poissons-Gleichung (Gleichung 3.1) unter der Vernachlässigung der Grunddotierung angegeben werden als:

$$E_{max} = \frac{q \cdot w_{RLZ} (p_{RLZ} - n_{RLZ})}{\epsilon} \quad (\text{A.29})$$

Die Löcher- und Elektronendichten in der Raumladungszone können unter der Annahme einer konstanten Driftgeschwindigkeit angenommen werden als:

$$n_{RLZ} = \frac{i_{E,n}}{q \cdot A_{akt} \cdot v_{Drift,n}} \quad (\text{A.30})$$

sowie

$$p_{RLZ} = \frac{i_{E,p}}{q \cdot A_{akt} \cdot v_{Drift,p}} \quad (\text{A.31})$$

mit der aktiven Fläche A_{akt} und den Löcher- und Elektronenströmen am Emitter ($i_{E,p}$ und $i_{E,n}$). Da $i_{E,n}$ beim Abschalten durch die Gate-Emitter Spannung vorgegeben ist und sich $i_{E,p}$ je nach bestehenden Kollektorstrom einstellt wird $i_{E,p}$ unter Vernachlässigung des Gatestroms wie folgt substituiert:

$$i_{E,p} = i_C - i_{E,n} \quad (\text{A.32})$$

A. Theoretische Betrachtungen

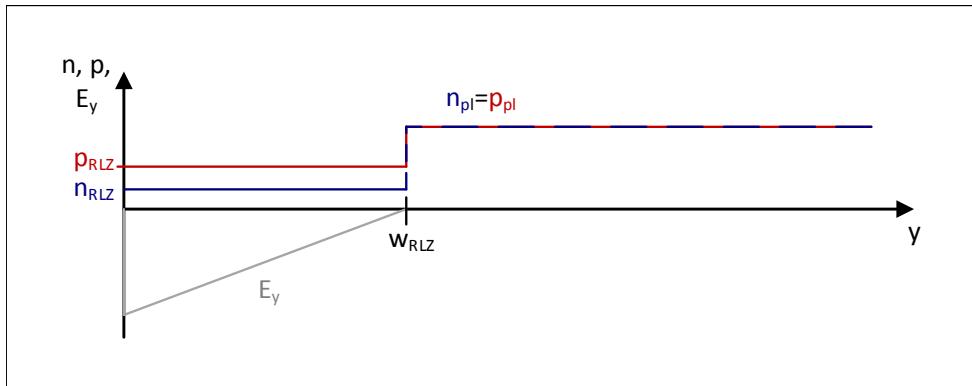


Abbildung A.2.: Schematische Darstellung der Feld und Ladungsträgerverhältnisse im IGBT während des Ausschaltens

Dadurch ergibt sich eine Gleichung für die Spannung der Raumladungszone von:

$$u_{RLZ} = \frac{w_{RLZ}^2}{2\epsilon \cdot A_{akt} \cdot v_{Drift,p}} \left(i_C - i_{E,n} \left(1 + \frac{v_{Drift,p}}{v_{Drift,n}} \right) \right) \quad (\text{A.33})$$

Im Weiteren werden folgende Abkürzungen eingeführt:

$$K_1 = \frac{1}{\epsilon \cdot A_{akt} \cdot v_{Drift,p}} \quad (\text{A.34})$$

und

$$K_v = 1 + \frac{v_{Drift,p}}{v_{Drift,n}} \quad (\text{A.35})$$

Zusätzlich wird angenommen, dass die Gate-Emitter Spannung und somit auch der Elektronenstrom am Emitter konstant ist. Dadurch sind nur die Weite der Raumladungszone und der Kollektorstrom zeitabhängig und es kann die zeitliche Ableitung von u_{RLZ} ermittelt werden:

$$\frac{du_{RLZ}}{dt} = K_1 \left[\frac{dw_{RLZ}}{dt} w_{RLZ} (i_C - i_{E,n} \cdot K_v) + \frac{w_{RLZ}^2}{2} \frac{di_C}{dt} \right] \quad (\text{A.36})$$

Die Ausweitung der Raumladungszone bei vernachlässigter Emitterwirkung des rückseitigen pn-Übergangs kann wie folgt beschrieben werden:

$$\frac{dw_{RLZ}}{dt} = \frac{i_C - i_{E,n}}{p_{pl} \cdot A_{akt} \cdot q} \quad (\text{A.37})$$

A. Theoretische Betrachtungen

Dadurch ergibt sich:

$$\frac{du_{RLZ}}{dt} = K_1 \left[\frac{w_{RLZ}}{p_{pl} \cdot q \cdot A_{akt}} \left(i_C^2 - i_C \cdot i_{E,n} (K_v + 1) + i_{E,n}^2 K_v \right) + \frac{w_{RLZ}^2}{2} \frac{di_C}{dt} \right] \quad (\text{A.38})$$

Literaturverzeichnis

- [1] C. Abbate, G. Busatto und F. Iannuzzo, The Effects of the Stray Elements on the Failure of Parallel Connected IGBTs during Turn-Off, in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona: IEEE, 2009.
- [2] R. Alvarez, Characterization of New Pree-Pack IGBTs and Automated Delay Time Compensation of Parallel Connected IGBTs, Dissertation, Technische Universität Dresden, 2012.
- [3] R. Azar, F. Udrea, W. T. Ng, F. Dawson, W. Findlay und P. Waind, The Current Sharing Optimization of Paralleled IGBTs in a Power Module Tile Using a PSpice Frequency Dependent Impedance Model, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 23, Nr. 1, S. 206–217, 2008.
- [4] R. Baburske, Dynamik des Ladungsträgerplasmas während des Ausschaltens bipolärer Leistungsdioden, Dissertation, Technische Universität Chemnitz, 2011.
- [5] T. Basler, Ruggedness of High-Voltage IGBTs and Protection Solutions, Dissertation, Technische Universität Chemnitz, 2014.
- [6] T. Basler, J. Lutz, R. Jakob und T. Brückner, The Influence of Asymmetries on the Parallel Connection of IGBT Chips under Short-Circuit Condition, in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham: IEEE, 2011.
- [7] R. Bayerer, Parasitic inductance hindering utilization of power devices, in *CIPS 2016 - 9th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Nuremberg: VDE, 2016.
- [8] R. Bayerer und D. Domes, Power Circuit design for clean switching, in *2010 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Nuremberg: IEEE, 2010.
- [9] M. Besacier, J. Schanen und J. Roudet, Role of Busbar as Interconnection: Study of Current Sharing, in *9th European Conference on Power Electronics and Applications*, Graz, 2001.
- [10] B. Bock, Switching IGBTs in parallel connection or with enlarged commutation inductance, Dissertation, Ruhr-University, Bochum, 2005.

Literaturverzeichnis

- [11] B. Bock und A. Steimel, Impact of the Anode Current of an IGBT on the Gate Voltage, in *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, S. 2930–2936.
- [12] J. Böhmer, Wirkung des Ladungsträgerplasmas auf das Abschaltverhalten von Insulated Gate Bipolar Transistoren, Dissertation, University of Rostock, 2014.
- [13] R. Bonyadi, O. Alatise, J. Hu, Z. Davletzhanova, Y. Bonyadi, J. Ortiz-Gonzalez, L. Ran und P. Mawby, Compact Electrothermal Models for Unbalanced Parallel Conducting Si-IGBTs, in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach: IEEE, 2016, S. 253–260.
- [14] D. Bortis, J. Biela und J. W. Kolar, Active Gate Control for Current Balancing of Parallel-Connected IGBT Modules in Solid-State Modulators, *IEEE Transactions on Plasma Science*, Jg. 36, Nr. 5, S. 2632–2637, 2008.
- [15] A. Castellazzi, M. Johnson, M. Piton und M. Mermet-Guyennet, Experimental Analysis and Modeling of Multi-Chip IGBT Modules Short-Circuit Behavior, in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan: IEEE, 2009, S. 285–290.
- [16] D. Cottet und A. Hamidi, Numerical Comparison of Packaging Technologies for Power Electronics Modules, in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Recife: IEEE, 2005, S. 2187–2193.
- [17] M. Denk und M. M. Bakran, IGBT gate driver with accurate measurement of junction temperature and inverter output current, in *PCIM Europe 2017 - International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017.
- [18] K. Fink, C. Dustert und A. Volke, An Approach to Balancing the Switching Behavior of Paralleled IGBT-Modules using a Differential-Mode Choke in a Gate-Control Loop, in *PCIM Asia 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Shanghai: VDE, 2015, S. 347–354.
- [19] J. Fuhrmann, D. Hammes, P. Muenster, D. Lexow und H.-G. Eckel, Short-circuit detection based on gate-emitter voltage of high-voltage IGBTs, in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '17 ECCE Europe)*, Warsaw: IEEE, 2017.
- [20] B. Gutzmann, Charakterisierung und Einfluß parasitärer elektromagnetischer Effekte in leistungselektronischen Systemen, Dissertation, Universität Bremen, 2007.
- [21] D. Hammes, J. Fuhrmann, R. Schrader, S. Gierschner, D. Krug und H.-G. Eckel, Plasma-induced Diode Short-Circuit in Neutral-Point-Clamped Converters, in *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg: VDE, 2018.

Literaturverzeichnis

- [22] D. Hammes, R. Werner, D. Krug und H.-G. Eckel, Parallel Short-Circuits in three-level ANPC converters, in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg: VDE, 2019.
- [23] M. Hoeer, F. Filsecker, M. Wagner und S. Bernet, Application issues of an online temperature estimation method in a high-power 4.5 kV IGBT module based on the gate-emitter threshold voltage, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2016 ECCE Europe*, Jointly owned by IEEE-PELS und EPE Association, 2016.
- [24] P. Hofer-Noser, Parallelschaltung von Leistungshalbleitern mit steuerseitig geregelter Stromverteilung, Dissertation, ETH Zürich, 1997.
- [25] P. Hofer-Noser und N. Karrer, Monitoring of Paralleled IGBT/Diode Modules, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 14, Nr. 3, S. 438–444, 1999.
- [26] Infineon Technologies AG, FF450R33T3E3, 2018.
- [27] J. Joyce, Current Sharing and Redistribution in High Power IGBT Modules, Dissertation, University of Cambridge, 2001.
- [28] C. Keller und Y. Tadros, Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice? In *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, Brighton: IET, 1993.
- [29] L. Kong, Z. Jin, Z. Qiu und M. Jinlei, Research and measurement of chip current imbalance in IGBT module with multiple chips in parallel, in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Busan: IEEE, 2013, S. 1851–1856.
- [30] A. Kopta, Short-Circuit Ruggedness of High-Voltage IGBTs, Dissertation, Universität Bremen, 2010.
- [31] R. Letor, Static and dynamic behavior of paralleled IGBT's, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 28, Nr. 2, S. 395–402, 1992.
- [32] T. Liu, K. D. T. Ngo, G. Q. Lu, R. Burgos, F. Wang und D. Boroyevich, Comparison of current sharing among paralleled devices in wire-bonded and planar power modules, in *2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, Baltimore: IEEE, 2009, S. 406–411.
- [33] I. Lizama, R. Alvarez, S. Bernet und M. Wagner, Static balancing of the collector current of IGBTs connected in parallel, in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas: IEEE, 2014, S. 1827–1833.
- [34] Y. Lobsiger, D. Bortis und J. W. Kolar, Decentralized Active Gate Control for Current Balancing of Parallel Connected IGBT Modules, in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Birmingham: IEEE, 2011.

Literaturverzeichnis

- [35] X. Longfei, Y. Na, C. Lin und Y. Kai, Influence of parasitic resistance on current sharing of IGBT module, in *PCIM Asia 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Shanghai: VDE, 2017, S. 58–61.
- [36] J. Lutz, Fast Recovery Diodes - Reverse Recovery Behaviour and Dynamic Avalanche, in *2004 24th International Conference on Microelectronics*, Nis: IEEE, 2004.
- [37] C. Martin, J. M. Guichon, J. L. Schanen und R. Pasterczyk, Gate circuit layout optimization of power module regarding transient current imbalance, in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Recife: IEEE, 2005, S. 541–546.
- [38] C. Martin, J.-L. Schanen, J.-M. Guichon und R. Pasterczyk, Analysis of Electromagnetic Coupling and Current Distribution Inside a Power Module, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 43, Nr. 4, S. 893–901, 2007.
- [39] A. Matallana, J. Andreu, J. I. Garate, I. M. De Alegria und I. Kortabarria, Analysis of impedance and current distributions in parallel IGBT design, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Nr. 4, S. 616–621, 2017.
- [40] A. Mauder und W. Scholz, Investigation of the static and dynamic current distribution in paralleled IGBT modules, in *Official proceedings of the Thirty-Fourth International Power Conversion Conference*, Nürnberg, 1997, S. 275–284.
- [41] D. Medaule und Y. Yu, Parallel operation of high power IGBTs, in *IEE Colloquium on IGBT Propulsion Drives*, London: IET, 1995.
- [42] C. S. Mitter, A. R. Hefner, D. Y. Chen und F. C. Lee, Insulated gate bipolar transistor (IGBT) modeling using IG-SPICE, in *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn: IEEE, 1991, S. 1515–1521.
- [43] H. Miyazaki, H. Fukumoto, S. Sugiyama, M. Tachikawa und N. Azusawa, Neutral-Point-Clamped Inverter with Parallel Driving of IGBT's for Industrial Applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 36, Nr. 1, S. 146–151, 2000.
- [44] K. Morishita, S. Kitamura, Y. Yamaguchi, H. Yamaguchi, Y. Nakayama, O. Usui, T. Ohi und E. Thal, Investigations of parallel connected IGBT's using Electromagnetic field analysis, in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden: IEEE, 2005.
- [45] P. Muenster, R. Schrader, J. Fuhrmann und H.-G. Eckel, Voltage dependency of HV-IGBT turn-on caused by Self Turn-on, in *14th INTERNATIONAL SEMINAR ON POWER SEMICONDUCTORS*, Prag, 2018, S. 173–178.
- [46] P. Münster, D. Lexow und H.-G. Eckel, Effect of Self Turn- ON during turn- ON of HV-IGBTs, in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg: VDE, 2016, S. 924–931.

Literaturverzeichnis

- [47] P. Münster, Q. Tran, D. Lexow und H.-G. Eckel, Current Imbalance affected by Self Turn-on during Turn-on of paralleled HV-IGBTs, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe: IEEE, 2016.
- [48] P. Münster, D. Wigger und H.-G. Eckel, Impact of the dynamic avalanche on the electrical behavior of HV-IGBTs, in *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg: VDE, 2015.
- [49] A. Müsing, G. Ortiz und J. W. Kolar, Optimization of the Current Distribution in Press-Pack High Power IGBT Modules, in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, Sapporo: IEEE, 2010, S. 1139–1146.
- [50] S. Musumeci, R. Pagano, A. Raciti, F. Frisina und M. Melito, Transient Behavior of IGBTs Submitted to Fault Under Load Conditions, in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting*, Pittsburgh: IEEE, 2002, S. 2182–2189.
- [51] S. Musumeci, R. Pagano, A. Raciti, F. Frisina und M. Melito, Parallel Strings of IGBTs in Short Circuit Transients: Analysis of the Parameter Influence and Experimental Behavior, in *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, Sevilla: IEEE, 2002, S. 555–560.
- [52] J. J. Nelson, G. Venkataramana und B. C. Beihoff, Investigation of Parallel Operation of IGBTs, in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting*, Pittsburgh: IEEE, 2002, S. 2585–2591.
- [53] T. Ohi, T. Horiguchi, T. Okuda, T. Kikunaga und H. Matsumoto, Analysis and Measurement of Chip Current Imbalances Caused by the Structure of Bus Bars in an IGBT Module, in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting*, Phoenix: IEEE, 1999, S. 1775–1779.
- [54] T. Ohi, A. Iwata und K. Arai, Investigation of Gate Voltage Oscillations in an IGBT Module under Short Circuit Conditions, in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings*, Cairns: IEEE, 2002, S. 1758–1763.
- [55] I. Omura, H. Ohashi und W. Fichtner, IGBT Negative Gate Capacitance and Related Instability Effects, *IEEE Electron Device Letters*, Jg. 18, Nr. 12, S. 622–624, 1997.
- [56] I. Omura, W. Fichtner und H. Ohashi, Oscillation Effects in IGBT's Related to Negative Capacitance Phenomena, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Jg. 46, Nr. 1, S. 237–244, 1999.
- [57] M. Paakkinnen und D. Cottet, Simulation of the Non-Idealities in Current Sharing in Parallel IGBT Subsystem, in *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Austin: IEEE, 2008, S. 211–215.

Literaturverzeichnis

- [58] P. Palmer und J. Joyce, Cause of Parasitic Current Oscillation in IGBT Modules during Turn-Off, in *8th European Conference on Power Electronics and Applications*, Lausanne, 1999.
- [59] T. Reimann, R. Krümmer und J. Petzoldt, INVESTIGATION OF CURRENT BALANCE AND POWER LOSS DISTRIBUTION OF PARALLEL CONNECTED IGBTs DURING ACTIVE VOLTAGE CLAMPING, in *Official proceedings of the International Conferences Power Conversion, Intelligent Motion, Power Quality: international conferences*, Nürnberg, 2000.
- [60] N. Sakurai, M. Konishide und Y. Kohno, New Bus-bar Topology to Suppress the Current Imbalance of Parallel-connected IGBT Modules for High Power Railway, in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nu: VDE, 2016, S. 280–287.
- [61] M. Sasaki, H. Nishio und W. T. Ng, Dynamic Gate Resistance Control for Current Balancing in Parallel Connected IGBTs, in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach: IEEE, 2013, S. 244–249.
- [62] J.-L. Schanen, C. Martin, D. Frey und R.-J. Pasterczyk, Impedance Criterion for Power Modules Comparison, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 21, Nr. 1, S. 18–26, 2006.
- [63] U. Schlapbach, Dynamic Paralleling Problems in IGBT Module Construction and Application, in *2010 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Nuremberg: IEEE, 2010.
- [64] R. Schnell, U. Schlapbach, K. Haas und G. Debled, Parallel Operation of LoPak Modules, in *10th European Conference on Power Electronics and Applications*, Toulouse, 2003.
- [65] R. Schrader, D. Cordt, P. Münster und H.-G. Eckel, Influences of gate-circuit and parasitic inductances on turn- OFF current imbalances of paralleled IGBTs due to differences in their switching behaviour, in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Riga: IEEE, 2018.
- [66] R. Schrader, D. Hammes und H.-G. Eckel, Influence of Self Turn-ON effect on current imbalances due to inductance asymmetries during parallel turn-ON of IGBTs, in *14th INTERNATIONAL SEMINAR ON POWER SEMICONDUCTORS*, Prag, 2018.
- [67] R. Schrader, P. Muenster und H.-G. Eckel, Dynamic Current Sharing and Gate Feedback During Turn-OFF of Paralleled IGBTs, in *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg: VDE, 2018.

Literaturverzeichnis

- [68] M. Spang und G. Katzenberger, Current sharing between parallel IGBTs in power modules during short circuit with unsymmetrically connected load, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe: IEEE, 2016.
- [69] M. Spang, S. Buetow und G. Katzenberger, Differential-Mode Oscillations between parallel IGBTs in Power Modules, in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva: IEEE, 2015.
- [70] M. Spang, Experiences with Coupling Inductances between Commutation Loop and Gate Circuit in Power Modules, in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Riga: IEEE, 2018.
- [71] B. Strauss und A. Lindemann, Measuring the junction temperature of an IGBT using its threshold voltage as a temperature sensitive electrical parameter (TSEP), in *2016 13th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, Leipzig: IEEE, S. 459–467.
- [72] J. Thalheim, Control strategies for balancing of series and parallel connected IGBT /diode modules, Dissertation, ETH Zürich, 2003.
- [73] J. Thalheim, O. Garcia und S. Pawel, Fast Gate Drivers Simplify Parallel Operation of IGBTs, in *PCIM Europe 2009 - Proceedings: Power Electronics Intelligent Motion Power Quality*, Nuremberg: VDE, 2009, S. 540–545.
- [74] X. Wang, Z. Zhao und L. Yuan, Current Sharing of IGBT Modules in Parallel with Thermal Imbalance, in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta: IEEE, 2010, S. 2101–2108.
- [75] J. Weigel, J. Boehmer, A. Nagel und R. Kleffel, Paralleling High Power Dual Modules: A Challenge for Application Engineers and Power Device Manufacturers, in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Warsaw: IEEE, 2017.
- [76] J. Weigel, J. Boehmer, E. Wahl, A. Nagel und E. U. Krafft, Paralleling of High Power Dual Modules: Standard Building Block Design for Evaluation of Module Related Current Mismatch, in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Riga: IEEE, 2018.
- [77] R. Werner, J. da Cunha und H.-G. Eckel, Mutual influence of quasistatic and dynamic current imbalances of paralleled IGBTs, in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genova: IEEE, 2019.
- [78] R. Werner, J. Weigel, J. Böhmer und H.-G. Eckel, Potential of passive feedbacks to reduce dynamic current imbalances of paralleled IGBTs, in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg: VDE, 2019.

- [79] A. Wintrich, J. Nascimento und M. Leipenat, Influence of parameter distribution and mechanical construction on switching behaviour of parallel IGBT, in *PCIM Europe 2006 - Official Proceedings of the International Conference*, Nuremberg, 2006.
- [80] M. Wissen, D. Domes, W. Brekel, T. Holtij und A. Groove, Effects of influencing the individual leg inductance in case of paralleling modules on basis of XHP 3 and EconoDUAL, in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg: VDE, 2017, S. 359–364.
- [81] M. Wissen, D. Domes, W. Brekel und K. Yilmaz, How asymmetric busbar design causes symmetric switching behavior of paralleled IGBT modules, in *CIPS 2018; 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Stuttgart: VDE, 2018, S. 227–229.
- [82] C. Wong und K. Priest, Current Sharing for Paralleled IGBT's Using Statistics Method, in *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, San Diego: IEEE, 1996, S. 1418–1424.
- [83] R. Wu, P. Diaz Reigosa, F. Iannuzzo, H. Wang und F. Blaabjerg, A Comprehensive Investigation on the Short Circuit Performance of MW-level IGBT Power Modules, in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva: IEEE, 2015.
- [84] R. Wu, L. Smirnova, H. Wang, F. Iannuzzo und F. Blaabjerg, Comprehensive Investigation on Current Imbalance among Parallel Chips inside MW-Scale IGBT Power Modules, in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Seoul: IEEE, 2015, S. 850–856.
- [85] Y. Xiao, Q. Liu, Y. Tang, L. Du und H. Ma, Current Sharing Model of Parallel Connected IGBTs during Turn-On, in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas: IEEE, 2014, S. 1350–1355.
- [86] J. Yamasahita, H. Haruguchi und H. Hagino, A Study on the IGBT's Turn-off Failure and Inhomogeneous Operation, in *Proceedings of the 6th International Symposium on Power Semiconductor Devices and Ics*, Davos: IEEE, 1994, S. 45–50.
- [87] C. H. Yang und Y. C. Liang, Investigation on Parallel Operations of IGBTs, in *Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, Taipei: IEEE, 1996, S. 1005–1010.
- [88] H. Yang, W. Xuhui, G. Lingyun, W. Li und Z. Feng, Investigation of Parallel Connection of IGBTs, in *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Nanjing: IEEE, 2005, S. 833–835.