



Ansteuerung von Hochvolt-IGBTs über optimierte Gatestromprofile

Vom Fachbereich
Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik
der Bergischen Universität Wuppertal
zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs
genehmigte Dissertation

verlegt von
Dipl.-Ing. Günter Schmitt
aus Euskirchen

Referent: Prof. Dr.-Ing. R. Kennel
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. A. Steimel

Tag der mündlichen Prüfung: 24.07.2009

Diese Dissertation kann wie folgt zitiert werden:

urn:nbn:de:hbz:468-20091017

[<http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=urn%3Anbn%3Ade%3Ahbz%3A468-20091017>]

Vorwort

Ich möchte mich bei allen bedanken, die einen wichtigen Teil zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. An erster Stelle gilt der Dank meinen Eltern und meiner Schwester Sandra, die immer für mich da sind und auf die ich mich immer verlassen kann. Genau so wichtig sind die Unterstützung und Rücksichtnahme meiner Freundin Anke, die mich insbesondere in der Endphase der Arbeit immer wieder motiviert hat. Dies war bestimmt nicht immer leicht.

Darüber hinaus muss ich mich bei all meinen Freunden bedanken, die immer daran glaubten, dass ich diese Arbeit erfolgreich abschließen würde. Besonderer Dank gilt dabei den Jungs: Arne, Harald, Martin, Thomas und Wolfgang.

Ich danke Herrn Prof. Ralph Kennel für die Betreuung und Unterstützung der Arbeit während meiner Zeit am Lehrstuhl für elektrische Maschinen und Antriebe (EMAD) in Wuppertal. Zum überwiegenden Teil wurde dabei die Arbeit durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) gefördert.

In diesem Zusammenhang muss ich mich auch bei Herrn Prof. Joachim Holtz bedanken, der diese Arbeit angestoßen und mit großem Interesse verfolgt hat. Ebenfalls danke ich Herrn Prof. Andreas Steimel, der bereitwillig das Korreferat übernommen und die Arbeit durch seine Ergänzungen bereichert hat.

Weiterhin möchte ich mich bei allen Mitarbeitern und Kollegen des Lehrstuhles für die Diskussionen und Anregungen, die oft auch über die fachliche Zusammenarbeit hinaus gingen, bedanken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Leistungshalbleiter	3
2.1	Grenzen moderner Hochleistungshalbleiter	3
2.2	Einsatzgebiete von Leistungshalbleitern	7
2.3	Leistungsdiode	9
2.4	GTO und IGCT	13
2.5	Leistungs-MOSFET	16
2.6	Gehäusetechnologie	18
3	IGBT	23
3.1	Aufbau und Funktionsweise	23
3.1.1	Einschaltvorgang	25
3.1.2	Durchlassverhalten	27
3.1.3	Ausschaltvorgang	27
3.2	Statisches Verhalten	29
3.3	Vollständiges Ersatzschaltbild	31
3.4	Latch-up	34
3.5	IGBT-Typen	36
3.5.1	Non-Punch-Through IGBT	38
3.5.2	Punch-Through IGBT	39
3.5.3	Field Stop und Trench IGBT	40
4	Schaltverhalten eines IGBTs	43
4.1	Standardtreiber	43
4.1.1	Potenzialtrennung	45
4.1.2	Kommerzielle Treiberstufen	46
4.2	Schaltverhalten bei induktiver Last	48
4.2.1	Einschaltvorgang	49
4.2.2	Ausschaltvorgang	54

5	Verluste im hartschaltenden Betrieb	59
5.1	Halbleiterverluste	59
5.1.1	Statische Verluste	60
5.1.2	Dynamische Verluste	60
5.2	Variation des Gatewiderstandes	64
5.3	Schädliche Randeﬀekte bei schnellen Schaltvorgängen . .	68
6	Optimierte Gatestromprofile	69
6.1	Aktive Treiber	69
6.1.1	„open-loop“ - Steuerung der Schaltﬂanken	70
6.1.2	„closed-loop“ - Regelung der Schaltﬂanken	71
6.1.3	Digitale Treiber	71
6.2	Ansteuerung über optimierte Steuerprofile	72
6.3	Aufbau der neu entwickelten Treiberstufe	75
6.3.1	Sollwertgenerator	75
6.3.2	Leistungs-Endstufe	76
6.3.3	Steuerschaltung	78
6.4	Bestimmung des optimalen Gatestromverlaufs	78
6.4.1	Einschaltstromproﬁl	79
6.4.2	Ausschaltstromproﬁl	84
6.4.3	Zeitablaufsteuerung	86
7	Ergebnisse	89
7.1	Strom- und Spannungssteilheiten bei konventioneller An- steuerung	89
7.1.1	Gradienten beim Einschalten über Widerstand . .	89
7.1.2	Gradienten beim Ausschalten über Widerstand . .	90
7.2	Verbesserung des Schaltverhaltens durch optimierte Ga- testromprofile	93
7.2.1	Einschalten	94
7.2.2	Ausschalten	97
7.3	Vergleich der Ansteuerverfahren bezüglich der Verluste . .	99
7.4	Zusammenfassung der Messergebnisse	102
8	Zusammenfassung	105

A	Prüfstand	109
	A.1 Konstruktion des Prüfstandes	109
	A.1.1 Niederinduktive Busbars	111
	A.2 Ansteuerung des Prüfstandes	114
B	Schädliche Randeffekte bei schnellen Schaltvorgängen	117
	B.1 Wanderwellen auf der Motorzuleitung	117
	B.2 Belastung der Wicklungsisolation	121
	B.3 Lagerströme	123
	B.4 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)	124
C	Nomenklatur	127
D	Literaturverzeichnis	133

1 Einleitung

In den letzten Jahren hat sich der Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) als Halbleiterschalter etabliert, was im Wesentlichen an seinen guten Ansteuereigenschaften und geringen Durchlassverlusten liegt. In modernen Stromrichtersystemen eingesetzt, kommen IGBTs daher in fast allen Industriezweigen zur Anwendung, wobei das Leistungsspektrum von wenigen kW bis in den MW-Bereich hineinreicht.

Unter Verwendung von 3,3-kV- und 6,5-kV-IGBTs können Mittelspannungsumrichter mit hohem Systemwirkungsgrad realisiert werden. Typische Anwendungsgebiete für Stromrichter im Mittelspannungsbereich sind Walzwerks-, Traktions- und Schiffsantriebe, Anlagen für die Elektrolyse und Flexible AC Transmission Systems (FACTS).

Wie in den ersten Kapiteln dieser Arbeit beschrieben wird, lässt sich das dynamische Verhalten des IGBTs aufgrund seiner steuerseitigen MOSFET-Struktur (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) über die zugeführte Gateladung beeinflussen. Der Gatetreiber stellt demnach nicht nur die benötigte Ansteuerleistung zur Verfügung, vielmehr bestimmt der durch den Treiber eingeprägte Steuerstrom das Schaltverhalten des Leistungshalbleiters.

Da im Bereich hoher Schaltleistungen die im Halbleiter anfallenden Verluste hauptsächlich von den Schaltverlusten abhängen, versucht man diese durch eine entsprechende Ansteuerung auf ein Minimum zu reduzieren. Dies wird im Wesentlichen durch eine Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit des IGBTs erreicht. Infolgedessen wird jedoch das Gesamtsystem Umrichter-Maschine verhältnismäßig stark belastet. Ursache dafür ist, dass durch die hohen Gradienten von Strom und Spannung Sekundäreffekte wie zum Beispiel die Ausbreitung von Wanderwellen auf der Motorzuleitung oder die Entwicklung von Lagerströmen begünstigt wird.

Im konventionellen Fall wird die Schaltgeschwindigkeit des IGBTs über einen Widerstand in der Gatezuleitung so eingestellt, dass die maximal zulässigen Grenzwerte für Strom- und Spannungsänderungen weder für die eingesetzten Schaltungselemente noch für die angeschlossene Last überschritten werden. Dabei wird jedoch die Schaltgeschwindigkeit für den gesamten Schaltvorgang reduziert, wodurch der Halbleiter unnötig lange im aktiven Bereich seiner Kennlinie betrieben wird. In der Folge steigen die Schaltverluste mehr als nötig.

Als Alternative zur herkömmlichen Begrenzung der Schaltgeschwindigkeit über einen Gatewiderstand wird in dieser Arbeit die Ansteuerung von Hochvolt-IGBTs über optimierte Gatestromprofile untersucht. Der eingeprägte Gatestrom wird dabei auf den dynamischen Zustand des IGBTs angepasst, mit dem Ziel, in jedem Betriebspunkt während der Kommutierung die maximal zulässigen Strom- und Spannungsgradienten auszunutzen und dadurch eine Minimierung der Schaltverluste zu erreichen.

Die praktischen Untersuchungen werden an 6,5-kV-IGBTs der Firma Eupec (*FZ600R65KF1_S2*) durchgeführt. Mit einem Prüfstand, der in Form einer Halbbrückenschaltung aufgebaut ist, wird dazu das Verhalten der HV-IGBTs im hartschaltenden Betrieb nachgebildet.

Innerhalb der Arbeit werden nach einer theoretischen Einführung in die grundsätzliche Struktur und Funktionsweise des IGBTs, zunächst das Schaltverhalten und die Schaltverlustleistung bei der Ansteuerung über verschiedene Gatewiderstände analysiert. Anschließend wird der Aufbau der Treiberstufe erläutert, mit dem ein vorgegebenes Gatestromprofil eingeprägt werden kann. Der optimale Gatestromverlauf wird dann anhand der Beziehungen zwischen dem Gatestrom und den jeweiligen Strom- und Spannungsgradienten und von Referenzmessungen sowohl für den Ein- als auch für den Ausschaltvorgang hergeleitet. Danach wird ebenfalls das Schaltverhalten des HV-IGBTs bei der Ansteuerung über optimierte Steuerprofile gemessen. Abschließend folgt ein Vergleich und eine Bewertung der Ansteuermethoden.

2 Leistungshalbleiter

Die Leistungselektronik ist eine der Schlüsseltechnologien in der Verteilung und Nutzung elektrischer Energie. Mit Hilfe von modernen Stromrichtersystemen lässt sich die Energie zwischen Netzen mit unterschiedlichen Parametern hochdynamisch und ohne große Verluste regeln. Dabei bestimmen das Einsatzgebiet und die Leistung nachhaltig sowohl die Konstruktion des Stromrichters als auch die Auswahl der eingesetzten Leistungshalbleiter.

Aufbauend auf diesem Grundgedanken soll in diesem Kapitel ein kurzer Überblick über die auf dem Markt verfügbaren Leistungshalbleiter und deren Anwendungsgebiete gegeben werden. Darüber hinaus wird der grundsätzliche Aufbau und die Funktionsweise der Leistungsdiode, des GTOs bzw. des IGCTs und des Leistungs-MOSFET erläutert. Eine Übersicht über die Eigenschaften des IGBTs erfolgt in Kapitel 3.

2.1 Grenzen moderner Hochleistungshalbleiter

Dioden als einfachste Halbleiter kommen in allen Leistungsklassen in den vielfältigsten Anwendungen zum Einsatz. So werden beispielsweise in Netzanwendungen langsame Dioden zur Gleichrichtung verwendet. Schnelle Dioden hingegen werden als Freilaufdioden in selbstgeführten Stromrichtersystemen oder Schaltnetzteilen eingesetzt. Auf dem Markt sind Dioden mit Sperrspannungen von wenigen Volt bis mehr als 10 kV und einer Stromtragfähigkeit über 5 kA erhältlich [1].

Als abschaltbare Halbleiter hoher Leistung haben sich im Wesentlichen der Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) und der Integrated Gate-Commutated Thyristor (IGCT), der eine Weiterentwicklung des Gate-Turn-Off Thyristors (GTO) ist, etabliert. Aus [47] wurde Abbildung 2.1,

2 Leistungshalbleiter

die einen Überblick über die Grenzdaten abschaltbarer Halbleiterventile gibt, übernommen und um aktuelle Neuentwicklungen – Stand Herbst 2008 – erweitert.

Im Bereich der höchsten Leistungen sind netzgeführte Thyristoren dominierend, was in den geringen Verlusten im durchgeschalteten Zustand und extrem hohen Sperrspannungen begründet ist. Erreichbare Sperrspannungen für einzelne Thyristorventile betragen zur Zeit 8 kV. Andere Typen können hingegen Lastströme bis zu 8,5 kA sicher führen. Standardmäßig werden Thyristoren durch einen eingepägten

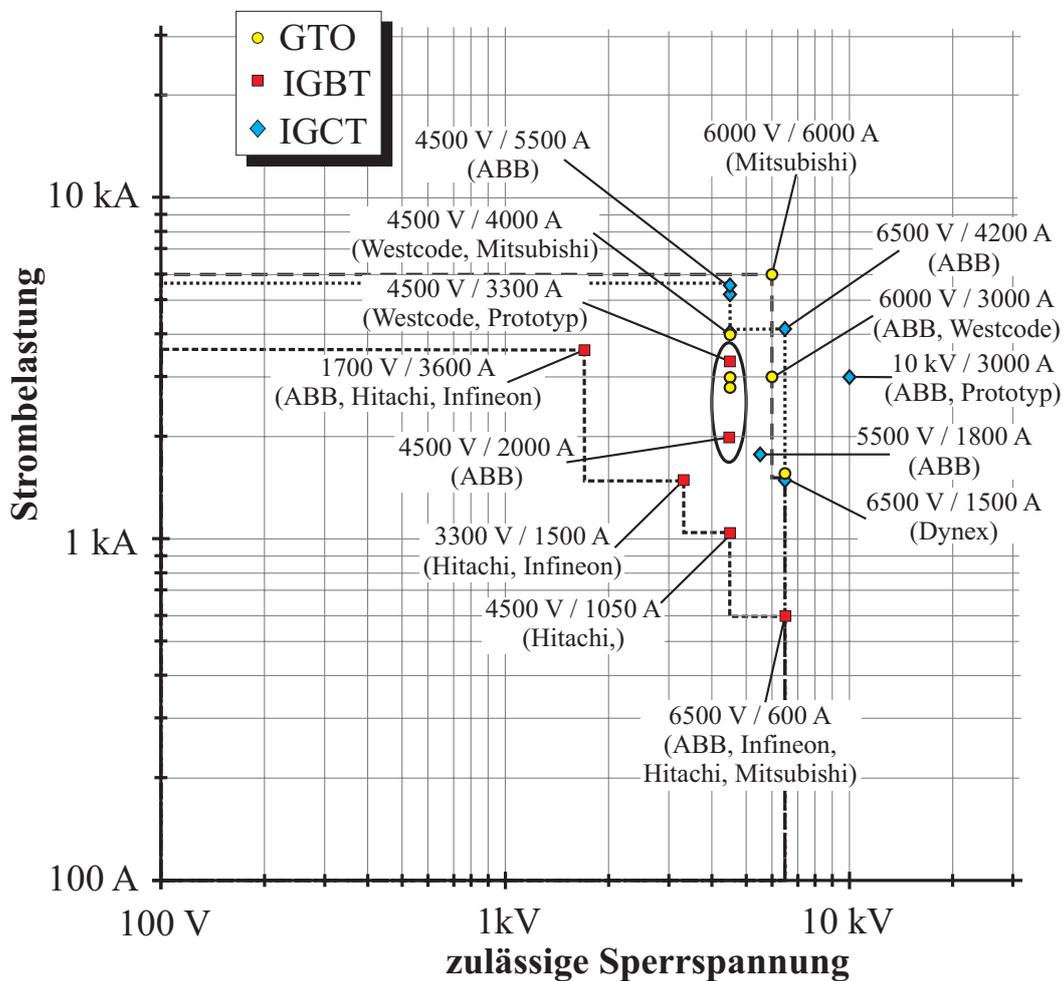


Abbildung 2.1: Grenzdaten abschaltbarer Leistungshalbleiter nach [47]

Steuerstrompuls gezündet und bleiben solange eingeschaltet, bis der Anodenstrom den Haltestromwert unterschreitet. Eine Weiterentwicklung stellt der lichtgesteuerte Thyristor (LTT Light Triggered Thyristor) dar. Das Einschaltsignal wird hierbei auf optischem Wege auf die Siliziumscheibe übertragen [32].

Aus der Aufstellung in Tabelle 2.1 ist ersichtlich, dass sowohl IGBTs als auch GTOs und IGCTs mit Sperrspannungen bis zu 6,5 kV erhältlich sind. Mittlerweile sind IGCT-Prototypen im Spannungsbereich bis zu 10 kV bereits untersucht und charakterisiert worden [47]. Die Markteinführung des 10-kV-IGCTs ist von *ABB* jedoch erst für 2012 geplant.

Im Vergleich der einzelnen Leistungshalbleiter ergeben sich wesentliche Unterschiede in der Strombelastbarkeit. Während IGBTs in der Lage sind, im Kurzschlussfall mehr als das Fünffache des Nennstromes sicher abzuschalten, ist der zulässige Dauerstrom bezogen auf die aktive Siliziumfläche deutlich geringer als bei GTOs oder IGCTs.

Bei gegebener Schaltungstopologie hängt die maximale Stromrichterausgangsleistung im Wesentlichen von der Schaltleistung der eingesetzten Halbleiter ab. Diese wird bei IGCTs und GTOs üblicherweise anhand der Spitzenblockierspannung U_{DRM} und dem maximal abschaltbaren Strom I_{TGQM} ermittelt. Bei IGBTs hingegen muss die maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung $U_{\text{CE,Max}}$ mit dem zulässigen Dauerstrom $I_{\text{C,Nom}}$ multipliziert werden, um die Schaltleistung zu erhalten.¹

$$S_{\text{IGCT}} = U_{\text{DRM}} \cdot I_{\text{TGQM}} \quad S_{\text{IGBT}} = U_{\text{CE,Max}} \cdot I_{\text{C,Nom}} \quad (2.1)$$

¹ Anhand der Grenzwerte des Halbleitermoduls lässt sich die Umrichterausgangsleistung bzw. die Leistung des Antriebs wie folgt grob abschätzen:

mittlere Strombelastung des Moduls: $I_{\text{C,N}} = 0,45 \cdot I_{\text{C,Nom}}$

Betriebsspannung (Spannungsreserve): $U_{\text{CE,Bet}} = 0,58 \cdot U_{\text{CE,Max}}$

Umrichterausgangsspannung (Modulation): $U_{\text{CE,N}} = 0,78 \cdot 0,9 \cdot U_{\text{CE,Bet}}$

Leistung des Antriebes: $P_{\text{Antrieb}} = \sqrt{3} \cdot U_{\text{CE,N}} \cdot I_{\text{C,N}} \cdot \cos\varphi$

2 Leistungshalbleiter

Halbleiter Typ	Hersteller	Sperrspannung U_{DRM} $U_{\text{CE,Max}}$	Stromtragfähigkeit I_{TGQM} $I_{\text{C,Nom}}$	Schaltleistung	Gehäusebauform
GTO	ABB	4500 V	4000 A	18 MVA	Press-Pack
		6000 V	3000 A	18 MVA	Press-Pack
	Dynex	4500 V	4000 A	18 MVA	Press-Pack
		6500 V	1500 A	9,75 MVA	Press-Pack
	Mitsubishi	4500 V	4000 A	18 MVA	Press-Pack
		6000 V	6000 A	36 MVA	Press-Pack
	Westcode	4500 V	4000 A	18 MVA	Press-Pack
		6000 V	3000 A	18 MVA	Press-Pack
IGBT	ABB	3300 V	1200 A	3,96 MVA	Modul
		4500 V	900 A	4,05 MVA	Modul
		6500 V	600 A	3,9 MVA	Modul
		4500 V	2000 A	9 MVA	Press-Pack
	Dynex	3300 V	1200 A	3,96 MVA	Modul
		4500 V	900 A	4,05 MVA	Modul
		6500 V	400 A	2,6 MVA	Modul
	Hitachi	3300 V	1500 A	4,95 MVA	Modul
		4500 V	1050 A	4,72 MVA	Modul
		6500 V	600 A	3,9 MVA	Modul
	Infineon	3300 V	1500 A	4,95 MVA	Modul
		6500 V	600 A	3,9 MVA	Modul
	Mitsubishi	3300 V	1200 A	3,96 MVA	Modul
		4500 V	900 A	4,05 MVA	Modul
		6500 V	600 A	3,9 MVA	Modul
	Toshiba / IEGT	3300 V	1200 A	3,96 MVA	Modul
		4500 V	2100 A	9,45 MVA	Press-Pack
	Westcode	4500 V	3300 A	14,85 MVA	Press-Pack
		5200 V	320 A	1,66 MVA	Press-Pack
	IGCT / GCT	ABB	4500 V	5500 A	24,75 MVA
6000 V			3000 A	18 MVA	Press-Pack
6500 V			4200 A	27,3 MVA	Press-Pack
4500 V			2200 A	9,9 MVA	Press-Pack
5500 V			1800 A	9,36 MVA	Press-Pack
4500 V			1500 A	6,75 MVA	Press-Pack
Mitsubishi		4500 V	4000 A	18 MVA	Press-Pack
		6000 V	6000 A	36 MVA	Press-Pack
		6500 V	1500 A	9,75 MVA	Press-Pack

Tabelle 2.1: Übersicht über die Grenzdaten abschaltbarer Leistungshalbleiter nach [47]

Die Halbleitertemperatur, die maßgeblich durch den Aufbau des Gehäuses beeinflusst wird, ist zusätzlich ein einschränkender Faktor für die Grenzleistung des Halbleiters. Die Gehäusetechnologie entscheidet, wie die im Halbleiter umgesetzte Verlustenergie an die Umgebung abgegeben werden kann. Die Dimensionierung der Kühleinrichtung und die mechanische Konstruktion des Stromrichters werden daher durch die Auswahl des Halbleitergehäuses bestimmt. Im Wesentlichen unterscheidet man hierbei zwischen Halbleitermodulen mit isolierter Bodenplatte mit nur einseitiger Wärmeabfuhr und druckkontaktierten Scheibenzellen mit im Allgemeinen beidseitiger Wärmeabfuhr.

2.2 Einsatzgebiete von Leistungshalbleitern

Bei selbstgeführten Stromrichtern im Niederspannungsbereich werden fast ausschließlich IGBT-Module verwendet. Neben Einzelschaltern, Halb- und Vollbrücken-Anordnungen kommen im Spannungsbereich bis 1700 V auch komplexere Module zum Einsatz. So sind z.B. in IPMs (Intelligent Power Module) die Ansteuerschaltungen der IGBTs sowie entsprechende Schutz- und Überwachungsfunktionen bereits integriert. Hierdurch werden der Schaltungsaufwand und die Herstellungskosten minimiert. Gleichzeitig wird durch eine Reduktion der Komponentenzahl die Betriebssicherheit erhöht.

Bei einem dreiphasigen Anschluss und Betriebsspannungen zwischen 200 V und 690 V reicht das Leistungsspektrum von wenigen Watt bis hin zu Leistungen von 5600 kVA [51]. Typische Anwendungsgebiete in diesem Leistungsbereich sind in der Prozessindustrie, im Bergbau, in chemischen Anlagen und in Systemen zur Öl- und Gasverarbeitung zu finden.

In Mittelspannungsumrichtern mit einer dreiphasigen Betriebsspannung zwischen 1 – 4,16 kV werden IGBT-Module mit Sperrspannungen von 1,7 kV bis 6,5 kV eingesetzt und decken damit den unteren Leistungsbereich mit Nennleistungen von kleiner als 10 MVA ab. In Traktionsantrieben sind GTO-Halbleiter durch IGBTs ersetzt worden [8]. Während IGBT-Stromrichter in Straßen- und Stadtbahnen seit langem Stand der Technik sind, ist dies im Fernverkehr jedoch erst mit der Einführung des

HV-IGBTs mit einer Sperrspannung von 6,5 kV geschehen. Bei einer Fahrdrachtspannung von 3 kVDC ist es nun möglich, eine 2-Punkt-Umrichtertopologie zu verwenden, wodurch der Schaltungsaufwand und das Gewicht im Verhältnis zur GTO-Variante deutlich reduziert werden [10].

Mittelspannungsumrichter mit hohen Schaltleistungen von 3 MVA bis 50 MVA und Spannungen bis 15 kV werden vorwiegend in der IGCT-Technologie ausgeführt. Einsatzgebiete für IGCT-Stromrichter sind Industrieantriebe, Anlagen zur Dämpfung von Spannungsschwankungen und Blindleistungskompensation sowie Energiesysteme zur Bahnnetz-kupplung.

Der stark wachsende Markt der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ) ist ein weiteres Anwendungsgebiet für Halbleiter hoher Leistung. Die elektrische Energie wird dabei über ein Gleichspannungskabel oder eine Gleichspannungsfreileitung übertragen, die die Zwischenkreise zweier Stromrichter verbindet. Die erreichbaren Leitungslängen liegen in diesem Falle weit über denen von Wechselspannungssystemen. Insbesondere bei See- und Erdkabeln ergibt sich der Vorteil, dass die Leitungskapazitäten nicht ständig umgeladen werden müssen, und sich so DC-Kabel schon ab 50 km als zweckmäßig erweisen. Dadurch nimmt die HGÜ-Technologie bei dem Anschluss von Off-Shore-Anlagen wie z.B. Windparks oder Bohrinseln eine Schlüsselstelle ein. Darüber hinaus kommt die Gleichstromübertragung zwischen Netzen mit unterschiedlicher Frequenz als Kurzkupplung zum Einsatz.

Um die bei der HGÜ verwendeten Gleichspannungen von bis zu 800 kV sperren zu können, müssen sowohl bei netzgeführten Anlagen die in Thyristor-Technologie ausgeführt sind, als auch bei selbstgeführten Anlagen, in denen IGBTs verwendet werden, eine entsprechende Anzahl an Halbleitern in Reihe geschaltet werden. Im Fall der netzgeführten Anlage wird eine gleichmäßige Spannungsverteilung über die Thyristoren durch zusätzliche Beschaltungselemente sichergestellt. Im Gegensatz dazu kann bei IGBTs eine Symmetrierung der Blockierspannung über die Ansteuerstufen erreicht werden, was einen deutlich geringeren Konstruktions- und Kostenaufwand mit sich bringt.

Aufgrund der Schaltleistungen der Halbleitertypen sind die übertragbaren Leistungen von netzgeführten HGÜ-Anlagen deutlich über denen von selbstgeführten Systemen. Mit einer Übertragungsleistung von 6,4 GW und einer Betriebsspannung von ± 800 kV wird zur Zeit die leistungsstärkste Anlage in Thyristor-Technologie in China errichtet. Bei HGÜ mit IGBTs liegt die heutige Grenzleistung bei 400 MW.

2.3 Leistungsdioden

Abbildung 2.2 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Leistungsdiode, die sich von Dioden, die in der Signalverarbeitung eingesetzt werden, unterscheidet. Um die nötige Spannungsfestigkeit des pn-Übergangs zu erreichen, wird eine neutrale oder schwach dotierte Schicht eingefügt. Die Struktur wird daher auch als PIN- oder PSN-Diode² bezeichnet.

Wie Abbildung 2.2 verdeutlicht ergibt sich wegen des niedrig dotierten Mittelgebiets der Diode ein trapezförmiger Feldverlauf. Durch diese spezielle Dimensionierung kann im Gegensatz zu einer Diode mit dreieckförmigen Feldverlauf die Ladungsträgerlebensdauer reduziert und so die Abschaltverluste auf ein Minimum gesenkt werden.

Ist die Diode in Flussrichtung geschaltet, wird durch die angelegte Spannung die Sperrschicht abgebaut. An der hochdotierten Kathodenschicht (p-Gebiet) kommt es zur Injektion von Ladungsträgern, wodurch die Driftzone mit Minoritätsladungsträgern überflutet wird. Die Anzahl der freien Ladungsträger im Mittelgebiet ist deutlich höher als die Grunddotierung, weshalb man hierbei auch von einem Elektronen-Loch-Plasma spricht. Demnach setzt sich die Flussspannung U_F der Diode aus der idealen Diffusions- oder Schleusenspannung U_0 und dem Spannungsfall über dem differentiellen Widerstand r_t des Mittelgebietes zusammen.

$$U_F = U_0 + r_t \cdot i_F \quad (2.2)$$

² I = intrinsic, S = soft

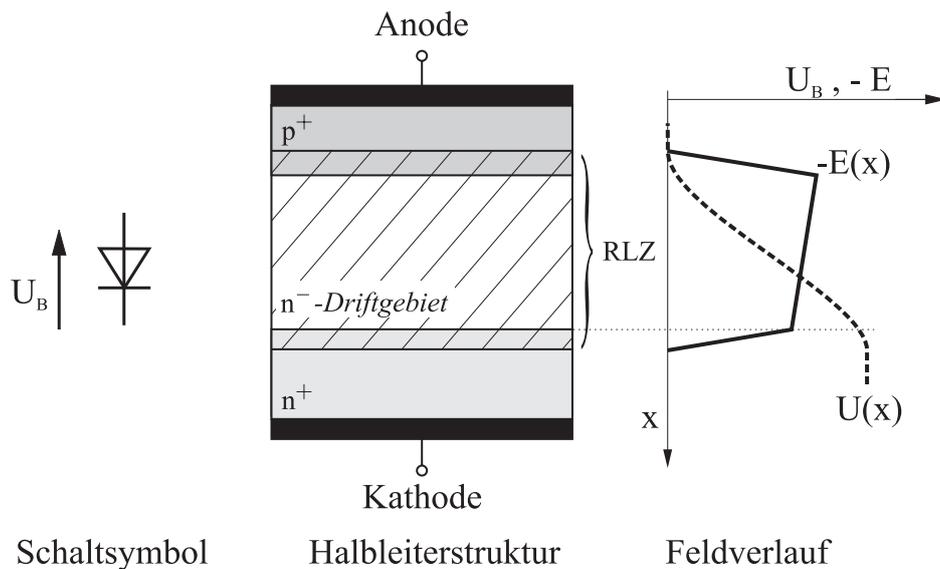


Abbildung 2.2: Struktur und Feldverlauf einer Leistungsdiode

Während des Abschaltens müssen allerdings die freien Ladungsträger, die das Driftgebiet überschwemmen, zuerst abgebaut werden. Erst dann kann sich die Sperrschicht in der Diode aufbauen, die dann den Stromfluss unterbricht. Die Abschaltzeit der Diode hängt wesentlich von der Lebensdauer und der Ladungsträgerdichte im Mittelgebiet ab. Folglich ist der Hersteller bei der Dimensionierung der Diode zu einem Kompromiss gezwungen, da sich eine hohe Ladungsträgerlebensdauer zwar positiv auf die Durchlassverluste aber negativ auf das Abschaltverluste auswirkt.

Einschalten einer Leistungsdiode

Kommutiert ein Strom mit hohem Gradienten di_F/dt auf eine sperrende Diode, kann es zu einer stark erhöhten Spannung in Flussrichtung $U_{F,Max}$ kommen. Ursache dafür ist, dass die Raumladungszone nicht schlagartig mit Ladungsträgern überschwemmt wird und der differentielle Widerstand nur langsam sinkt. Diese Verzögerung wird unter anderem durch die Kapazität der Raumladungszone selbst sowie die Induktivität der Anschlüsse beeinflusst. Bei 1700-V-Dioden können abhängig vom Laststrom Einschaltüberspannungen bis zu 300 V gemess-

sen werden [21]. Eine exakte Messung der tatsächlichen Diodenspannung ist aufgrund der Streuinduktivität der Anschlussleitung grundsätzlich nur an dem Halbleiterchip selber möglich.

Ausschalten einer Leistungsdiode

Wenn der Laststrom abkommutiert, geht die Diode nicht direkt in den Sperrzustand über, da zunächst die freien Ladungsträger abgebaut werden müssen. Die Stromsteilheit di_F/dt , mit der der Strom sinkt, wird hierbei durch die Induktivität und die Spannungen in der äußeren Beschaltung vorgegeben. Wie Abbildung 2.3 verdeutlicht, ergibt sich ein negativer Strom, durch den der überwiegende Anteil der Speicherladung Q_S aus der Diode abgeführt wird. Bis zum Erreichen des maximalen Rückwärtsstromes I_{RRM} leitet die Diode und die Spannung bleibt positiv. Erst dann können sich die Raumladungszonen aufbauen, die Sperrspannung steigt steil an und es kommt zum Stromabriss. Die in der Raumladungszone noch vorhandenen Ladungsträger werden dann nicht mehr aktiv abgeführt, sondern müssen im n^- -Gebiet rekombinieren. Der Stromverlauf wird zu diesem Zeitpunkt hauptsächlich durch die Eigenschaften der Diode bestimmt.

Die Zeit, in der der Strom in Sperrrichtung durch die Diode fließt, wird als Reverse-Recovery Time t_{RR} bezeichnet und stellt ein wichtiges Kriterium für die Ermittlung der Schaltverluste dar. Sie unterteilt sich in die Speicherzeit t_S , die das Intervall zwischen dem Stromnulldurchgang und dem maximalen Rückwärtsstrom beschreibt und die Fallzeit t_F , die sich anschließt und endet, wenn der Strom auf 20% des Maximalwertes gesunken ist. Ein Reststrom, der kleiner ist, kann jedoch noch länger fließen.

Abhängig vom Stromverlauf nach dem Erreichen des maximalen Rückwärtsstromes, spricht man im Falle eines weichen Übergangs von Dioden mit einem „soft recovery“-Verhalten. Ergibt sich jedoch ein steiler Stromabriss mit hohem di_F/dt , wird die Diode als „snappy“ bezeichnet. Während eine „soft recovery“-Diode relativ langsam abschaltet, einen langen Tailstrom vorweist und dadurch hohe Schaltverluste verursacht, kann es hingegen bei Dioden mit „Snappy“-Verhalten

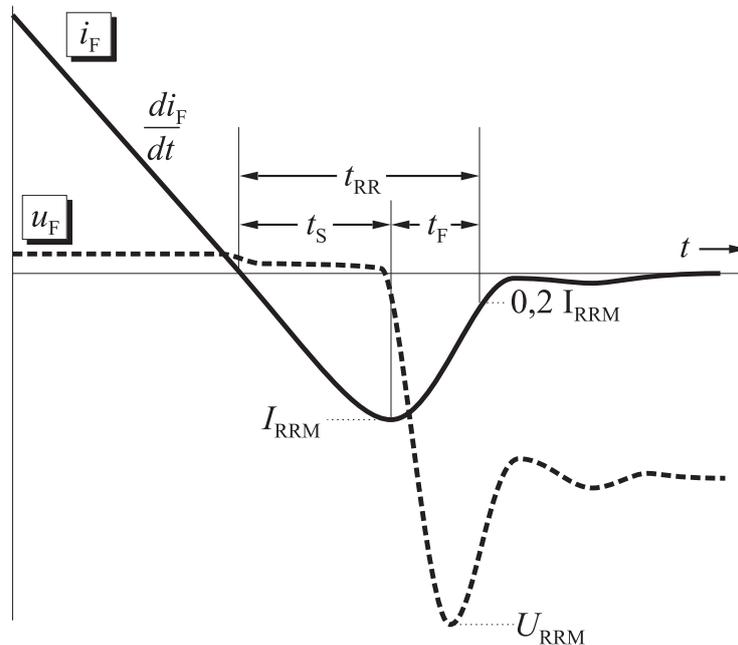


Abbildung 2.3: Abschaltvorgang einer Leistungsdiode

aufgrund von schnellen Stromänderungen in Verbindung mit den Induktivitäten des Kommutierungskreises zu gefährlichen Überspannungen und Oszillationen kommen [28][29].

In einer hartschaltenden Topologie übernimmt der Halbleiterschalter, auf den der Laststrom kommutiert, zusätzlich den Rückwärtsstrom der Freilaufdiode. Die Schaltverluste des aktiven Halbleiters werden daher durch das Verhalten der Freilaufdiode beeinflusst. Insbesondere die hohe Stromamplitude bei einem harten Stromabriss führt zu einer großen Verlustleistung im Halbleiter, da die transiente Schalterspannung zu diesem Zeitpunkt noch relativ hoch ist. Bei Dioden mit „soft recovery“-Verhalten besitzt die Rückwärtsstromspitze eine kleinere Amplitude, wodurch der Einfluss auf die Verlustleistung des korrespondierenden Schalters geringer ist. Gleichzeitig entstehen in der Diode jedoch hohe Verluste, da die Spannung während der langen Tailstromphase bereits annähernd der Zwischenkreisspannung entspricht. Auf das genaue Zusammenwirken von Diode und IGBT im hartschaltenden Betrieb wird in Kapitel 4.2 eingegangen.

2.4 GTO und IGCT

Die vierschichtige Thyristorstruktur kann, wie in Abbildung 2.4 gezeigt, als Zusammenschaltung zweier Transistoren verstanden werden. Durch eine entsprechende Ansteuerung der Gate-Kathoden-Strecke schaltet der Thyristor ein, lässt sich durch die Mitkopplung der Transistoren jedoch nicht mehr abschalten. Ein Abschalten des Thyristors erfolgt erst mit Erreichen des nächsten Stromnulldurchganges.

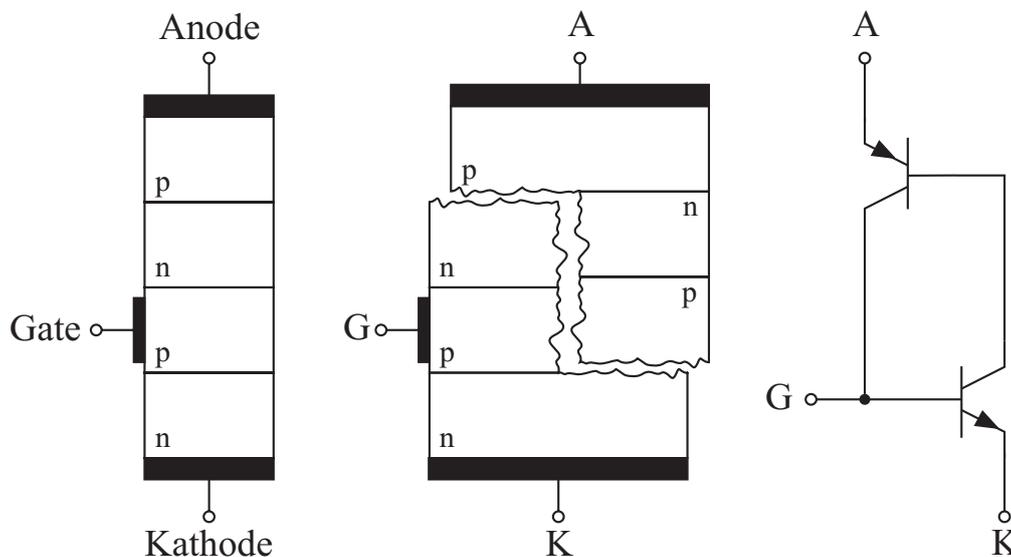


Abbildung 2.4: Vierschichtige Thyristorstruktur, die in zwei Transistoren unterteilt werden kann

Dem Wunsch nach einem abschaltbaren Halbleiter entsprechend ist der Gate Turn-Off Thyristor (GTO) auf der Basis einer Thyristorstruktur entstanden. Der Integrated Gate-Commutated Thyristor (IGCT) stellt seinerseits eine Weiterentwicklung des GTOs dar. Dabei wurden die Ansteuerstruktur optimiert und wesentliche Nachteile beseitigt.

Der GTO und der IGCT werden, wie auch der Thyristor, über einen Stromimpuls gezündet und bleiben zunächst durchgeschaltet. Bei einem GTO ist jedoch im Verhältnis zum Thyristor die Stromverstärkung vor allem des anodenseitigen pnp-Transistors soweit reduziert, dass die

Mitkopplung über das Gate aufgehoben werden kann [6]. Durch das Anlegen einer negativen Steuerspannung wird der Basisstrom des npn-Transistors umgeleitet und der GTO beginnt zu sperren. Um einen guten Durchgriff auf die Basis des npn-Transistors während des Abschaltens zu erhalten, sind die Kathodenanschlüsse sehr fein strukturiert, was hohe Anforderungen an die Produktionsprozesse stellt. So kann der Wafer eines GTOs als eine Vielzahl von parallel geschalteten GTO-Zellen betrachtet werden.

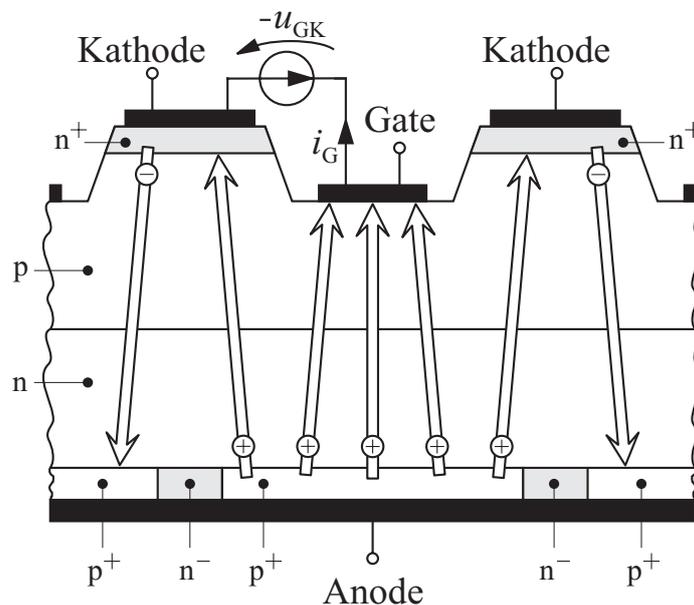


Abbildung 2.5: Abschaltvorgang eines GTOs [6]

Wie Abbildung 2.5 verdeutlicht, werden durch das Anlegen einer negativen Gate-Kathoden-Spannung U_{GK} die vom kathodenseitigen Emitter injizierten Löcher vom Gate „abgesaugt“. Ein Teil des Laststromes kommutiert demnach auf das Gate und führt zu einem negativen Gatestrom. Der laterale Widerstand des p-Gebietes führt dazu, dass der Strom unter dem Kathodenfinger von außen nach innen eingeschnürt wird. Dieser Vorgang wird auch als Filamentierung bezeichnet. Steigt die Spannung während des Einschnürvorganges auf zu hohe Werte, kann es lokal zur thermischen Überlastung, auch „Hot Spots“ genannt, und

letztlich zur Zerstörung des GTOs kommen. Da der Abschaltvorgang durch das Gate zwar eingeleitet, aber nicht kontrolliert werden kann, muss der Spannungsanstieg durch ein externes Netzwerk begrenzt werden, um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten. Eine du/dt -Begrenzung wird üblicherweise mit einer einfachen RCD-Schaltentlastung realisiert.

Zusammenfassend ergeben sich drei Schwachpunkte des GTOs:

- Eine geringe Abschaltverstärkung führt dazu, dass der Einschnürprozess relativ langsam ist.
- In der Folge muss die Ansteuereinheit in einem langen Zeitintervall den Laststrom übernehmen und eine große Leistung aufnehmen.
- Eine RCD-Schaltentlastung ist erforderlich, da der Schaltvorgang nicht steuerbar ist. Die zusätzlichen Verluste beim „Rücksetzen“ der Schaltentlastung reduzieren den Wirkungsgrad des gesamten Stromrichtersystems nachhaltig.

Bei einem IGCT versucht man, die Abschaltgeschwindigkeit so weit zu erhöhen, dass der Einschnürprozess bereits abgeschlossen ist, bevor sich die Sperrspannung aufbauen kann und kritische Betriebszustände erreicht werden. Durch Anlegen einer negativen Gate-Kathoden-Spannung wird während des Abschaltens ein negativer Gatestrom eingepreßt, der gleich dem Laststrom oder größer als dieser ist. Der gesamte Strom kommutiert sehr schnell, kleiner als $1 \mu\text{s}$ auf das Gate, so dass der Bereich unter der Kathode „schlagartig“ stromlos wird. Somit liegt die Abschaltzeit eines IGCTs deutlich unter der eines GTOs. Zudem ist die von der Treibereinheit aufzunehmende Energie geringer, auch wenn der Gatestrom eine größere Amplitude besitzt. Auf eine Ausschaltentlastung kann aus den genannten Gründen verzichtet werden.

Da die Gate-Kathoden-Spannung auf $\pm 20 \text{ V}$ begrenzt ist, darf der Ansteuerkreis nur eine geringe Streuinduktivität von wenigen nH aufweisen, um die notwendige Kommutierungsgeschwindigkeit des Laststromes zu erreichen. Die Ansteuerstruktur des IGCTs unterscheidet sich aus den dargestellten Gründen wesentlich von der eines GTOs. Der

IGCT verfügt über ein koaxial aufgebautes Ringgate. Zudem erfolgt der äußere Anschluss an die Treibereinheit an mehreren Punkten, die über den Umfang der Scheibenzelle verteilt sind, so dass sich die Streuinduktivität des Gatekreises bis auf 2,7 nH reduzieren lässt [6]. Die Treibereinheit ist somit fest mit dem Leistungshalbleiter verbunden und stellt eine Funktionseinheit dar.

Das Schaltverhalten eines GTOs oder IGCTs kann nicht ohne weiteres durch den Benutzer beeinflusst werden. Die transienten Strom- und Spannungsverläufe werden ausschließlich durch die Halbleiterparameter und die Schaltungstopologie bestimmt. Um dennoch die Betriebsgrenzen der verwendeten Komponenten nicht zu überschreiten, ist es oft notwendig, zusätzliche Bauelemente in den Lastkreis zu integrieren. So wird beispielsweise eine Einschalthilfe in Form einer Reiheninduktivität verwendet, um den für die Freilaufdioden kritischen Stromanstieg während des Schaltens zu begrenzen [3]. Die Elemente, die zusätzlich in dem Leistungskreis integriert werden müssen, führen zu weiteren Verlusten und überdies zu einer Reduktion der Betriebssicherheit.

2.5 Leistungs-MOSFET

Mit einer maximalen Sperrspannung von ca. 1000 V und einer Strombelastbarkeit von 200 A spielt der Leistungs-MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors) im Bereich höherer Schaltleistungen eine untergeordnete Rolle. Aufgrund seiner guten Ansteuer- und Schalteigenschaften wird der MOSFET hauptsächlich bei Anwendungen eingesetzt, in denen hohe Schaltfrequenzen erforderlich sind. Im Bereich der Schaltnetzteile mit geringen Ausgangsleistungen ist daher der MOSFET das dominierende Bauelement [20].

Abbildung 2.6 zeigt den Aufbau eines Vertikal-MOSFETs. In das schwach dotierte n^- -Gebiet, das die Sperrspannung aufnimmt, sind hoch dotierte p^+ -Zonen eingebettet. Dabei ist die Dotierung im Mittelbereich der p-Wanne relativ hoch, während sie zum Rand hin abnimmt. In diese

p-Wanne ist wiederum ein hochdotiertes n^+ -Gebiet integriert, das mit der Source-Elektrode verbunden ist. Oberhalb der n^- -Driftzone befindet sich das durch eine Siliziumoxid SiO_2 Schicht isolierte Gate.

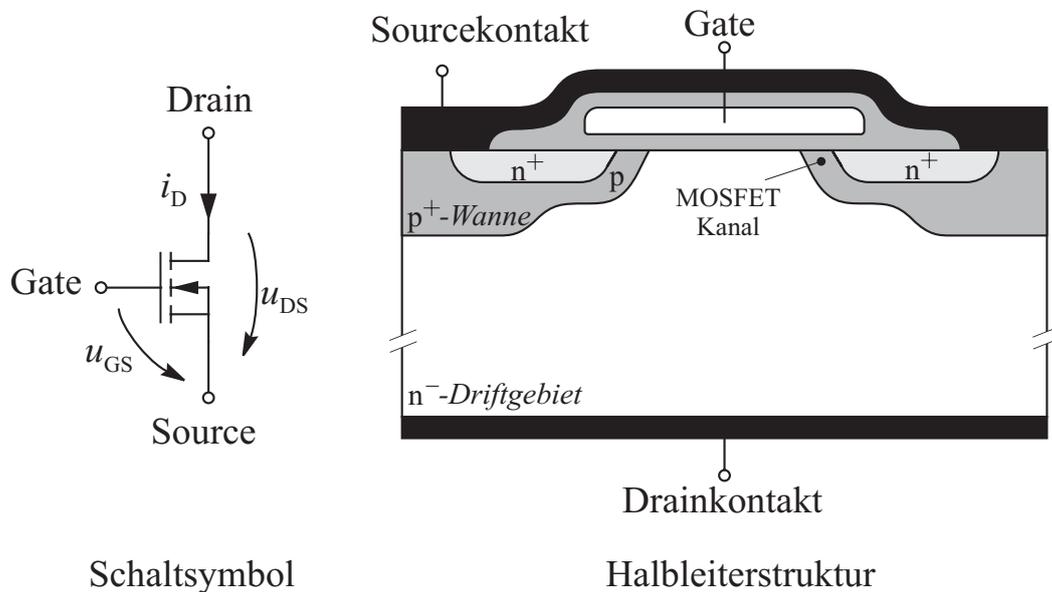


Abbildung 2.6: Schaltsymbol und Struktur eines Vertikal-MOSFETs

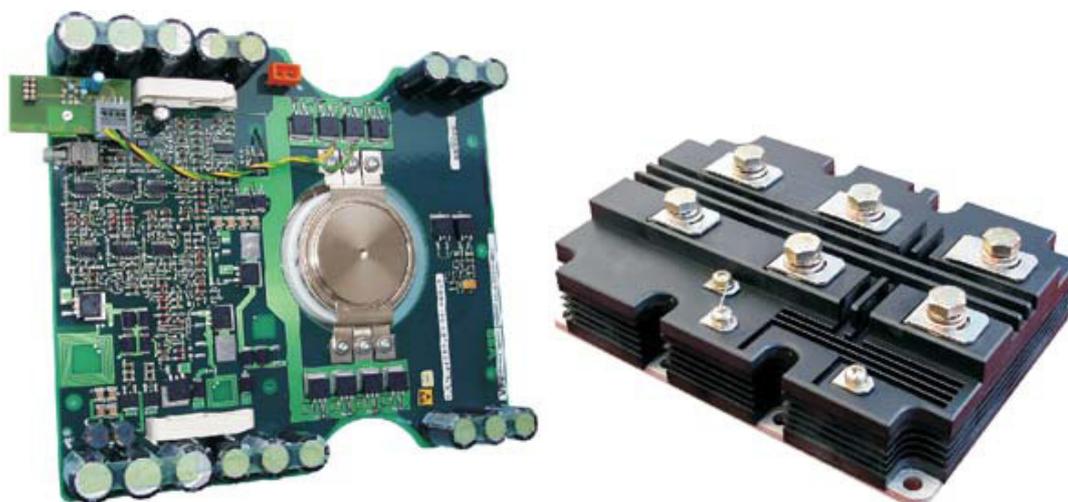
Durch das Anlegen einer positiven Gate-Source-Spannung, die über der Schwellenspannung $U_{GE(Th)}$ des MOSFETs liegt, bildet sich unterhalb des Gates innerhalb der p-Zone eine Inversionsschicht, der n-Kanal, aus. Die Elektronen können dann von der Sourceelektrode über den n-Kanal in das n^- -Driftgebiet fließen. Dort angekommen, werden sie durch das elektrische Feld in Richtung des Drainkontaktes des MOSFETs beschleunigt. Da nur Elektronen am Stromtransport beteiligt sind, ist der MOSFET ein unipolares Bauelement.

Um das Element abzuschalten, reicht es prinzipiell aus, die Gate-Source-Strecke kurzzuschließen. Dadurch wird der Kanal unter dem Gate eingeschnürt und der Stromfluss unterbrochen. Normalerweise wird jedoch eine negative Gate-Source-Spannung verwendet, wodurch der Abschaltvorgang beschleunigt und die Störfestigkeit im Sperrzustand erhöht werden kann.

Mit zunehmender Betriebsspannung muss die Dicke der n^- -Driftzone, in der sich die Raumladungszone ausbreitet, erhöht werden. Dabei steigt dabei jedoch der Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ mit der 2,6-fachen Potenz zur Sperrspannung, weshalb bei hochsperrenden MOSFETs bis zu 95% des $R_{DS,on}$ auf das schwach dotierte Gebiet entfallen. Wie der IGBT dieses Dilemma überwindet, wird in Kap. 3 dargestellt.

2.6 Gehäusetechnologie

Im Bereich der Leistungshalbleiter haben sich zwei Bauformen des Gehäuses etabliert. Man unterscheidet zwischen dem Modulgehäuse mit isolierter Bodenplatte und der druckkontaktierten Scheibenzelle (engl. Press-Pack). Beide Gehäuseformen sind in Abbildung 2.7 dargestellt. IGBTs werden vorwiegend als Modul in allen Leistungsklassen eingesetzt. Im Bereich hoher Schaltleistungen werden IGBTs auch im Press-Pack-Gehäuse allerdings nur von einem Hersteller angeboten. Im Gegensatz dazu sind IGCTs und GTOs ausschließlich als Scheibenzelle erhältlich.



a) IGCT-Scheibenzelle

ABB 5SHX 08F4502
(4500 V, 600 A)

b) IGBT-Modul

FZ 600 R 65 KF1
(6500 V, 600 A)

Abbildung 2.7: a) IGCT der Firma *ABB* als Scheibenzelle ausgeführt
b) 6,5 kV-IGBT-Modul der Firma *Infineon*

Halbleitermodul

Bei Halbleitermodulen werden ein oder mehrere Chips elektrisch isoliert auf einer Grundplatte angeordnet. Abbildung 2.8 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Halbleitermoduls. Die Isolation des Halbleiterchips gegen die Grundplatte wird durch das Einfügen einer Keramik erreicht. Diese ist beidseitig mit Kupfer beschichtet und wird auch als Substrat bezeichnet. Die Halbleiterchips werden rückseitig auf die metallisierte Oberfläche des Substrates gelötet oder geklebt. Die Kontaktierung des Halbleiters auf der Oberseite erfolgt durch Bonddrähte aus Aluminium. Der äußere Anschluss wird dann über Kupferfahnen hergestellt. Der verbleibende Freiraum im Halbleitergehäuse wird durch ein Isoliermaterial wie z.B. Silikongel aufgefüllt.

Bei der Erwärmung des Halbleiters kann es durch unterschiedliche Ausdehnungskoeffizienten der verwendeten Materialien zu mechanischen Spannungen kommen. Daher werden Werkstoffe mit ähnlichen Ausdehnungskoeffizienten eingesetzt. Standardmäßig wird eine Grundplatte aus Kupfer mit Aluminiumoxid Al_2O_3 als Keramik verwendet. In Traktionssmodulen wie dem hier untersuchten 6,5-kV-IGBT-Modul kommt hingegen Aluminiumnitrit AlN als Keramik mit verbesserten Isoliereigenschaften in einer Kombination mit einer Grundplatte aus AlSiC mit halbiertes Differenz der Ausdehnungskoeffizienten zum Einsatz [39].

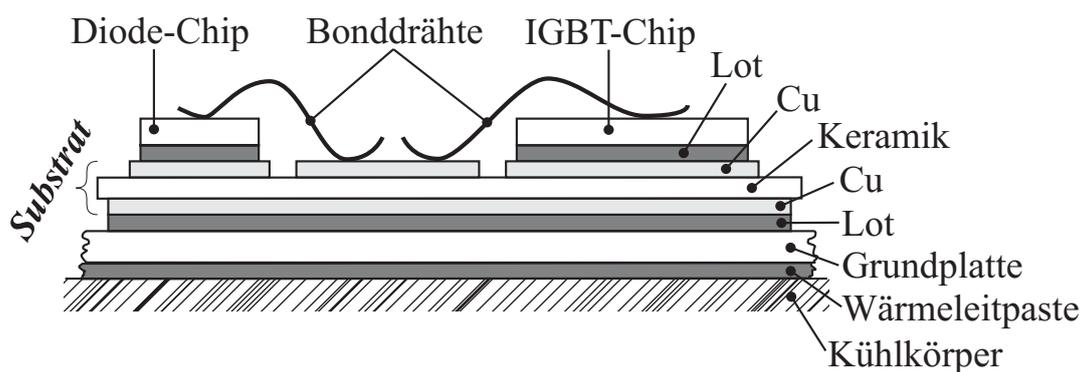


Abbildung 2.8: Anordnung der Komponenten in einem Modulgehäuse

Zusätzlich ist bei HV-IGBT-Modulen die Gehäuseoberfläche mit „Rillen“ durchzogen, um so die Normen bezüglich der Kriechstrecken zu erfüllen.

Während des Betriebs eines Stromrichters kommt es durch Lastwechsel zu einer thermischen Wechselbeanspruchung der Halbleitermodule und zu Ausfällen. Diese lassen sich auf Ermüdung der Lotverbindungen, Beschädigung und Aluminiummetallisierung sowie das Ablösen von Bonddrähten ³[5] zurückführen. Insbesondere das Abschalten hoher Ströme im Kurzschlussfall ist kritisch, da es durch die hohe Verlustleistung zum Verdampfen der Isoliermasse und zur Explosion des Halbleitermoduls kommt.

Scheibenzelle

Abbildung 2.9 zeigt den schematischen Aufbau eines IGBTs im Press-Pack-Gehäuse. Im Vergleich zu thyristorbasierten Bauelementen ist die Konstruktion wesentlich aufwendiger, da das Press-Pack mehrere parallel geschalteten Halbleiterchips beinhaltet. Ursache dafür ist, dass es im Moment nicht möglich ist, entsprechend große Wafer in der IGBT-Technologie wirtschaftlich herzustellen. Deshalb werden mehrere kleine IGBT-Halbleiterchips auf dem Grundträger aus Molybdän positioniert. Die Kontaktierung jedes Elements auf der gegenüberliegenden Seite erfolgt entweder über eine Molybdänscheibe mit einer säulenartigen Oberflächenstruktur oder über spezielle Druckkontakte [21][6]. Im Gegensatz dazu wird die Kontaktierung des Gates über die Zwischenräume mit Hilfe einer Platine durchgeführt. Insgesamt stellt dies hohe Anforderungen an die Fertigung des Press-Pack-IGBTs, da alle Halbleiterchips mit dem gleichen Druck eingespannt werden müssen, um eine gleichmäßige Stromverteilung zu erreichen.

Ein entscheidender Vorteil der Scheibenzelle gegenüber dem Modulgehäuse liegt darin, dass durch die beidseitige Kühlung des Halbleiters die Verlustleistung besser abgeführt werden kann. Darüber hinaus können sich die einzelnen Elemente im Gehäuse gegeneinander verschieben, womit thermisch bedingt keine Spannungen zwischen den Komponenten

³engl. Bond Wire Lift Off

entstehen können. Dies führt wiederum zu deutlich verbesserten Lastwechseleigenschaften des Halbleiters.

Nachteilig hingegen ist, dass der Halbleiter erst durch Einspannen elektrisch und thermisch kontaktiert wird. Da dabei die Druckflächen der Zelle den elektrischen Kontakten des IGBTs entsprechen und zusätzliche Maßnahmen zur Isolation getroffen werden müssen, ist der Montageaufwand deutlich größer als bei der Verwendung von Halbleitermodulen. Üblicherweise wird das Gehäuse mit einem Druck von $10 - 135 \text{ N/mm}^2$ eingespannt [21].

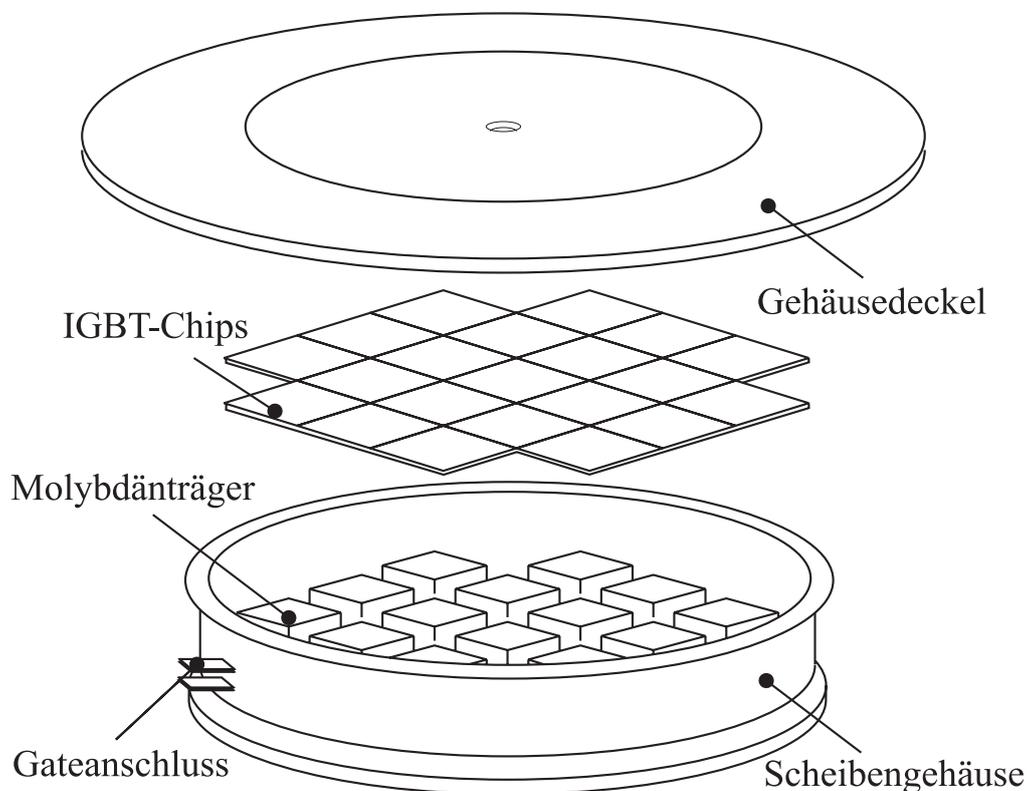


Abbildung 2.9: Schematischer Aufbau eines IGBT-Press-Pack-Elements

3 IGBT

Im folgenden Kapitel wird die Struktur des Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT) erläutert und die Funktionsweise so wie das statische Verhalten des IGBTs hergeleitet. Dazu wird ein einfaches Ersatzschaltbild (ESB) verwendet. Ebenfalls wird das vollständige IGBT-Ersatzschaltbild nach *Hefner* angegeben, mit dem auch die dynamischen Eigenschaften erfasst werden können. Darüber hinaus wird die Problematik des Latch-ups, also das Einrasten der parasitären Thyristorstruktur, beschrieben. Im Laufe der Entwicklung haben sich unterschiedliche IGBT-Arten entwickelt, deren Vor- und Nachteile abschließend gegenüber gestellt werden.

3.1 Aufbau und Funktionsweise

Abbildung 3.1 zeigt den elementaren Aufbau einer IGBT-Zelle ¹[13][16]. In einem realen Bauelement sind eine Vielzahl solcher Zellen parallel geschaltet. Dabei werden Zelldichten in der Größenordnung von mehr als $100.000/\text{cm}^2$ erreicht.

Der IGBT ist in seiner Struktur ähnlich der eines Vertikal-MOSFETs, lediglich das n^+ -Gebiet am Drainkontakt wird durch eine hochdotierte p^+ -Schicht ersetzt (vgl. Kap. 2.5). Dadurch bildet sich ein pnp-Transistor, der zusammen mit dem steuerseitigen MOSFET eine Art Darlington-Struktur bildet. Anhand der Schichtfolgen lässt sich das in Abbildung 3.2 dargestellte IGBT-Ersatzschaltbild herleiten. In der Kaskadenschaltung werden die guten Ansteuereigenschaften des MOSFETs mit dem niedrigen Durchlasswiderstand des bipolaren Transistors kombiniert.

¹ In Analogie zum Thyristor wird der IGBT-Kollektor als Anode und der IGBT-Emitter oft als Kathode Anode bezeichnet, um Verwechslungen mit dem Emitter und dem Kollektor der inneren bipolaren pnp-Struktur zu vermeiden. Hier werden diese als solche gekennzeichnet.

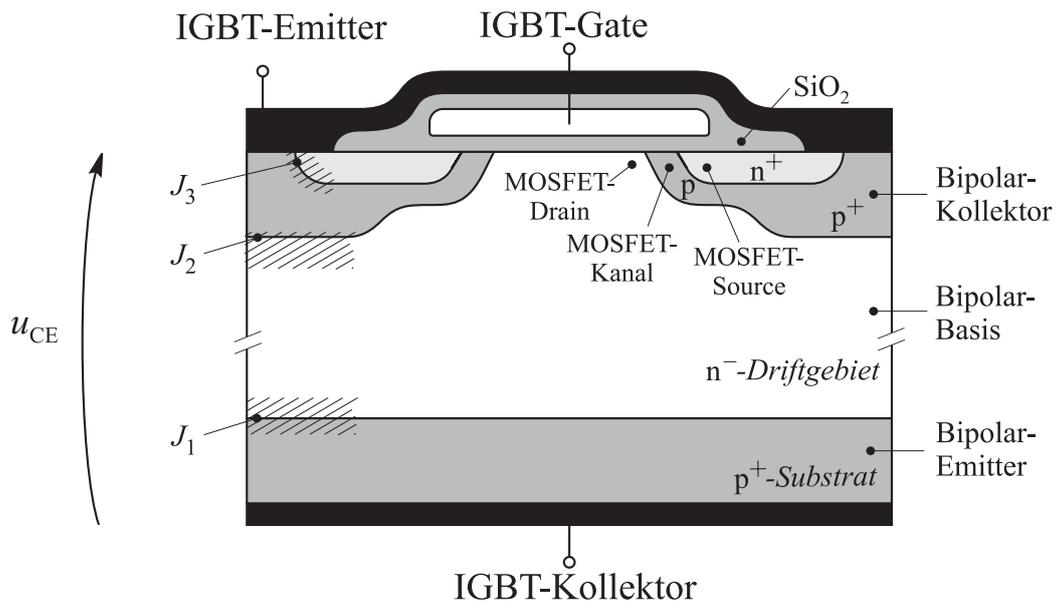


Abbildung 3.1: Grundstruktur eines IGBTs

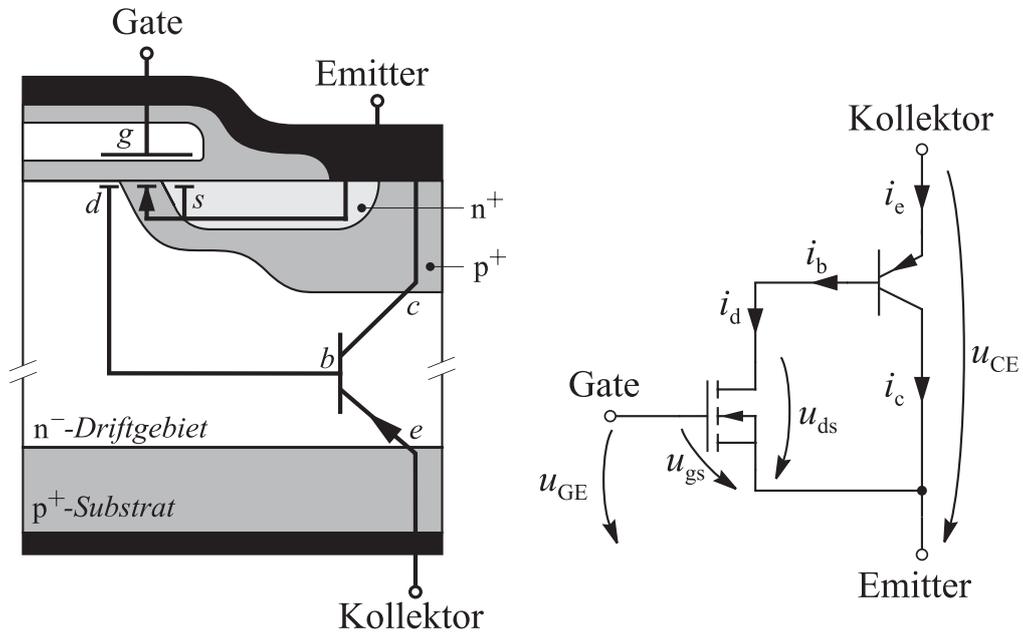


Abbildung 3.2: Stark vereinfachtes ESB des IGBTs

Im ausgeschalteten Zustand ergeben sich sowohl an dem Kollektor- als auch am emitterseitigen pn-Übergang der n^- -Driftzone Sperrschichten. Diese wirken wie zwei in Serie aber entgegengesetzt geschaltete Dioden, die den Stromfluss zwischen den Lastkontakten verhindern, weshalb der IGBT prinzipiell symmetrisch sperrend ist.

Die Struktur des Halbleiters ist jedoch so optimiert, dass eine möglichst große Kollektor-Emitter-Blockierspannung U_{CE} durch die Sperrschicht J_2 des internen pnp-Transistors aufgenommen werden kann. Diese breitet sich aufgrund der niedrigen Dotierung vorwiegend in dem n^- -Gebiet aus. Da das elektrische Feld nicht das hochdotierte p^+ -Gebiet am Bipolaremitter erreichen darf, ist die maximale Blockierspannung des IGBTs proportional zu der Dicke der n^- -Zone.

Die Raumladungszone J_1 zwischen dem p^+ -Substrat und der n^- -Zone verhindert bei Rückwärtsspannung einen Stromfluss vom IGBT-Emitter zum IGBT-Kollektor. Die maximal mögliche Sperrspannung in Rückwärtsrichtung ist jedoch wesentlich geringer als die in Vorwärtsrichtung. Daher wird oft die in einem Spannungszwischenkreisumrichter ohnehin benötigte antiparallel geschaltete Freilaufdiode ins Gehäuse des IGBTs integriert, die dann den Strom in Rückwärtsrichtung übernimmt und einen sicheren Betrieb garantiert.

Darüber hinaus ergibt sich zwischen dem hochdotierten n^+ -Source-Gebiet des MOSFETs und der p^+ -Wanne eine weitere Raumladungszone J_3 .

3.1.1 Einschaltvorgang

Mit Hilfe einer positiven Gate-Emitter-Spannung U_{GE} , die über der Schwellenspannung $U_{GE(Th)}$ des MOSFETs liegt, wird der IGBT eingeschaltet. Im p -Gebiet unterhalb des Gates bildet sich eine Inversionsschicht. Wie Abbildung 3.3 zeigt, fließt dann ein Elektronenstrom j_n über den n -Kanal in das n^- -Gebiet, wo die Elektronen e aufgrund des Feldes zur Anode beschleunigt werden. Durch die zusätzlichen Ladungsträger

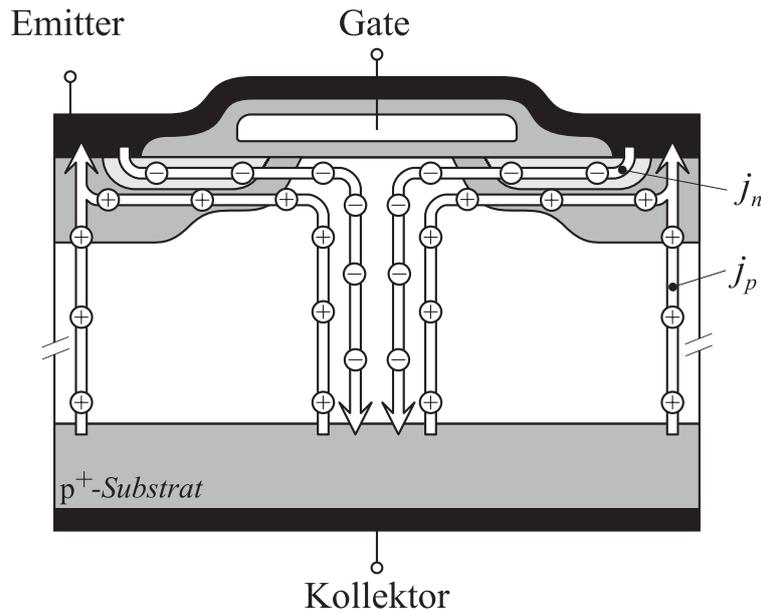


Abbildung 3.3: Bewegung der freien Ladungsträger im IGBT

sinkt das Potential der Mittelzone und die kollektorseitige pn-Diode (IGBT-Kollektor) wird in Flussrichtung gespannt. Infolgedessen kommt es zur Injektion von Minoritätsträgern (Löchern) in das Mittelgebiet. Der Anteil des injizierten Löcherstromes j_p zum gesamten Kollektorstrom j wird durch den Emitterwirkungsgrad γ_e beschrieben:

$$\gamma_e = \frac{j_p}{j} = \frac{j_p}{j_p + j_n} \quad (3.1)$$

Durch die Injektion von Löchern wird die schlecht leitende n^- -Zone sowohl von Elektronen e als auch von Löchern p überschwemmt. Im Vergleich zum Power-MOSFET erreicht man dadurch, bei vergleichbaren Stromdichten, einen geringeren Durchlasswiderstand und eine niedrigere Flussspannung. Mit zunehmendem Laststrom steigt ebenfalls die Ladungsträgerdichte im Driftgebiet. Dieser Prozess wird auch als Leitwertmodulation bezeichnet. Aufgrund des Konzentrationsgefälles in der Ladungsträgerverteilung werden die am Bipolaremitter injizierten Löcher in Richtung des pn-Übergangs J_2 auf der Seite des MOSFETS transportiert. Dabei teilt sich der Löcherstrom j_p auf. Während ein Teil

direkt zum IGBT Emitter fließt, bewegen sich die restlichen Ladungsträger unter das Gate und über die p-Wanne zum Emitterkontakt. Der IGBT kann daher in einen pnp-Transistorbereich unter der Kathode und einen PIN-Diodenbereich, der sich unter dem Gate befindet, unterteilt werden [21].

3.1.2 Durchlassverhalten

Bei IGBTs mit hohen Sperrspannungen entfällt lediglich ein Bruchteil des Durchlasswiderstandes auf den steuerseitigen MOSFET [28]. Vielmehr werden die Durchlassverluste durch die n^- -Zone bestimmt. Deren Leitfähigkeit ist im Wesentlichen von der Ladungsträgerlebensdauer und dem Emitterwirkungsgrad abhängig.

Mit einer Erhöhung der Ladungsträgerlebensdauer rekombinieren nicht so viele Ladungsträger auf dem Weg durch das n^- -Gebiet und man erhält einen geringeren Spannungsfall. Im Gegenzug erhöhen sich jedoch die Schaltverluste, da es länger dauert, bis die gespeicherte Ladung Q_S auf bzw. abgebaut und der IGBT in den Durchlass- oder Sperrzustand übergegangen ist.

Ein hoher Emitterwirkungsgrad wird durch eine hohe Dotierung der p^+ -Zone gegenüber der Driftzone erreicht. Da ein Abfließen der Elektronen erschwert wird, kommt es zu einem Ladungsträgerstau vor dem Bipolaremitter. Durch die erhöhte Ladungsträgerkonzentration wird der Spannungsfall in Flussrichtung vermindert.

3.1.3 Ausschaltvorgang

Um den IGBT abzuschalten, muss das Gate unter die Schwellenspannung $U_{GE(Th)}$ entladen werden. Üblicherweise wird dies durch Anlegen einer negativen Gate-Emitter-Spannung U_{GE} , die -5 V bis -15 V beträgt, realisiert. Die Reduktion der Gateladung führt dazu, dass der n-Kanal eingeschnürt und der Elektronenstrom unterbrochen wird. Zu diesem Zeitpunkt ist jedoch die Driftzone noch mit Ladungsträgern über-

schwemmt. Da nur ein geringer Teil der Speicherladung durch die externe Schaltung aufgenommen wird, muss der größte Teil durch Rekombination abgebaut werden. Erst wenn keine freien Ladungsträger mehr im Driftgebiet vorhanden sind, hat sich die Sperrschicht J_2 vollständig aufgebaut, so dass der Laststrom unterbrochen wird und der IGBT sicher sperrt. In Abhängigkeit von der Ladungsträgerlebensdauer kann es zu einem Stromschwanz, auch „Tail-Strom“ genannt, kommen, der dazu führt, dass der Abschaltvorgang mehrere μs dauern kann.

Beim Abschalten von induktiven Lasten steigt die Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} des IGBTs solange, bis der Strom abkommutieren kann. Das sich aufbauende Feld unterstützt in der Abschaltphase den Ausräumvorgang der Ladungsträger. Dadurch kommutiert der Kollektorstrom i_{C} im Schaltmoment sehr schnell auf die zugehörige Freilaufdiode (vgl. Kap. 4.2).

Rekombination der freien Ladungsträger

Der Abschaltvorgang wird wesentlich durch die im n^- -Gebiet gespeicherte Ladung Q_{S} bestimmt. Mit dem Ziel, die Abschaltzeit und somit die Abschaltverluste zu minimieren, muss die Speicherladung so gering wie möglich sein. Dies kann zum einen dadurch erreicht werden, dass das Volumen des n^- -Gebiet minimiert wird und zum anderen, dass man die Ladungsträgerkonzentration verringert. Beide Maßnahmen führen im Gegenzug zu einem Anstieg der Durchlassverluste. Die Hersteller von IGBTs sind daher gezwungen, einen Kompromiss zwischen den Durchlassverlusten und den Schaltverlusten einzugehen.

Um eine minimale Speicherladung zu erhalten, darf die Schicht der Mittelzone nur so dünn wie möglich, aber nicht dicker als nötig sein. Die Herstellung sehr dünner Halbleiterschichten stellt eine technologische Herausforderung dar. Im Spannungsbereich von 600 V lässt sich z.B. die Schichtdicke durch den Einsatz von „Ultra Thin Wafer“-Technologie deutlich verringern und die Speicherladung auf ein Minimum reduzieren [42][43].

Die Ladungsträgerkonzentration innerhalb der Driftzone wird durch den Emitterwirkungsgrad und die Ladungsträgerlebensdauer bestimmt. Durch eine Verringerung des Emitterwirkungsgrads wird die Anzahl der injizierten Ladungsträger und demnach auch die Speicherladung reduziert. Ist ein niedrigerer Emitterwirkungsgrad aus technologischer Sicht nicht mehr realisierbar, besteht die Möglichkeit, eine n^+ -Buffer-Schicht zwischen die n^- -Driftzone und den p^+ -Kollektor des IGBTs einzubauen. Auf diese Weise erhält man einen PT-IGBT, auf dessen Eigenschaften im Abschnitt 3.5.2 eingegangen wird.

Die Ladungsträgerdichte kann neben der Ladungsträgerlebensdauer durch den Einbau von zusätzlichen Rekombinationszentren eingestellt werden. Hierdurch werden die in der Driftzone vorhandenen Ladungsträger schneller abgebaut. Die Rekombinationszentren werden dabei entweder durch Diffusion von Gold oder Platin oder durch Protonen-Bestrahlung in die Struktur des Halbleiters eingefügt.

3.2 Statisches Verhalten

Wie das einfache IGBT-Ersatzschaltbild 3.2 veranschaulicht, entspricht der Drainstrom i_d des steuerseitigen MOSFETs dem Basisstrom i_b des lastseitigen pnp-Transistors. Daher wird das statische Verhalten des IGBTs durch die Eigenschaften des MOSFETs dominiert. Dementsprechend ist das in Abbildung 3.4 dargestellte Ausgangskennlinienfeld eines IGBTs ähnlich zu dem eines MOSFETs.

Das Übertragungsverhalten des MOSFETs lässt sich durch die folgenden Gleichungen beschreiben [2][38],(vgl. Abbildung 3.2):

$$\text{Sperrbereich : } \quad u_{gs} < U_{TH} \quad i_d = 0 \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \text{ohmscher Bereich : } \quad u_{gs} - U_{TH} \geq u_{ds} \quad i_d &= \frac{w \mu_n C_{GK}}{2 \cdot l} [2(u_{gs} - U_{TH})u_{ds} - u_{ds}^2] \\ (u_{ds} \gg u_{gs}) \quad i_d &\approx \frac{w \mu_n C_{GK}}{2 \cdot l} (u_{gs} - U_{TH})u_{ds} \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\text{Sättigungsbereich : } \quad u_{gs} - U_{TH} < u_{ds} \quad i_d = \frac{w \mu_n C_{GK}}{2 \cdot l} (u_{gs} - U_{TH})^2 \quad (3.4)$$

μ_n steht dabei für die Beweglichkeit der Elektronen, C_{GK} entspricht der Kapazität des MOS-Kanals unter dem Gate. Zusätzlich gehen die Länge l und Breite w als geometrische Parameter des Kanals mit in die Gleichungen ein.

Mit dem Überschreiten der Schwellenspannung $U_{GE(Th)}$ gelangt der Arbeitspunkt des MOSFETs zunächst in den ohmschen Bereich. Dort steigt bei einer konstanten Gate-Source-Spannung u_{gs} der Drainstrom i_d proportional zu der angelegten Drain-Source-Spannung u_{ds} (Gl.3.3). Die Steilheit der Kennlinie $\Delta i_d / \Delta u_{ds}$ wird dabei durch die Gatespannung bestimmt.

Gelangt der Arbeitspunkt bei hoher Drain-Source-Spannung in den Bereich der Sättigung, ändert sich die Ladungsträgerverteilung unter dem Gate, so dass der Kanal eingeschnürt wird. Die Kennlinie des MOSFETs ist nun unabhängig von u_{ds} und verläuft daher parallel zur x-Achse (Gl.3.4). Der Drainstrom i_d ist im Sättigungsbereich abhängig von der angelegten Gate-Source-Spannung.

Der Kollektorstrom des IGBTs setzt sich aus dem Basisstrom i_b , der dem Drainstrom i_d entspricht, und dem Kollektorstrom i_c des pnp-Transistors zusammen. Mit der Stromverstärkung ($\beta = i_c / i_b$) erhält man:

$$i_A = (1 + \beta) \cdot i_d \quad (3.5)$$

Die Stromverstärkung β ist dabei jedoch abhängig vom Arbeitspunkt des Transistors und wird beispielsweise durch die Basisweite und die angelegte Anoden-Kathoden Spannung beeinflusst.

Das in Abbildung 3.4 gezeigte Ausgangskennlinienfeld eines IGBTs ähnelt dem eines Leistungs-MOSFETs. Im Falle eines IGBTs führt lediglich der Spannungsfall am kollektorseitigen pn-Übergang dazu, dass sich das Kennlinienfeld nicht im Ursprung, sondern erst ab einer Kollektor-Emitter-Spannung von ca. 0,6 V auffächert.

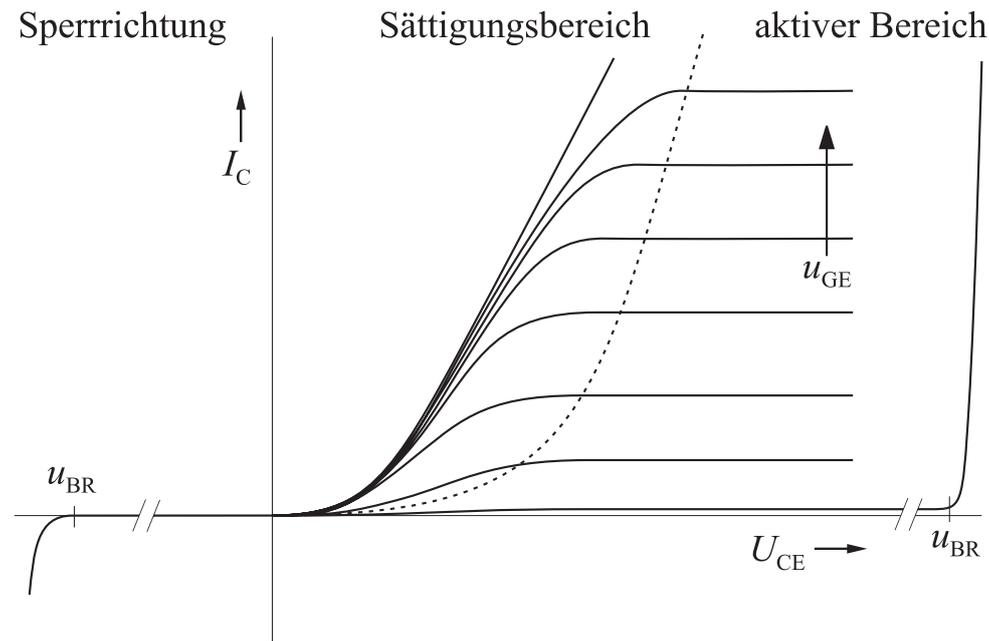


Abbildung 3.4: Ausgangskennlinie eines IGBTs

Ein weiterer Unterschied besteht in der Bezeichnung der Betriebsbereiche. Beim IGBT hat man sich dabei am Zustand des Transistors orientiert. Daher wird der ohmsche Bereich des MOSFET als Sättigungsbereich des IGBT bezeichnet, während der Sättigungsbereich des MOSFETs der aktiven Region des IGBTs entspricht.

3.3 Vollständiges Ersatzschaltbild

Für eine Beschreibung des dynamischen Verhaltens eines IGBTs reicht das in Abbildung 3.2 dargestellte Ersatzschaltbild nicht aus. Vielmehr müssen die Kapazitäten, die sich innerhalb der Halbleiterstruktur ergeben, berücksichtigt werden, da diese das Schaltverhalten maßgeblich beeinflussen. Es ergibt sich daher das in Abbildung 3.5 dargestellte IGBT-Ersatzschaltbild nach *Hefner*[13].

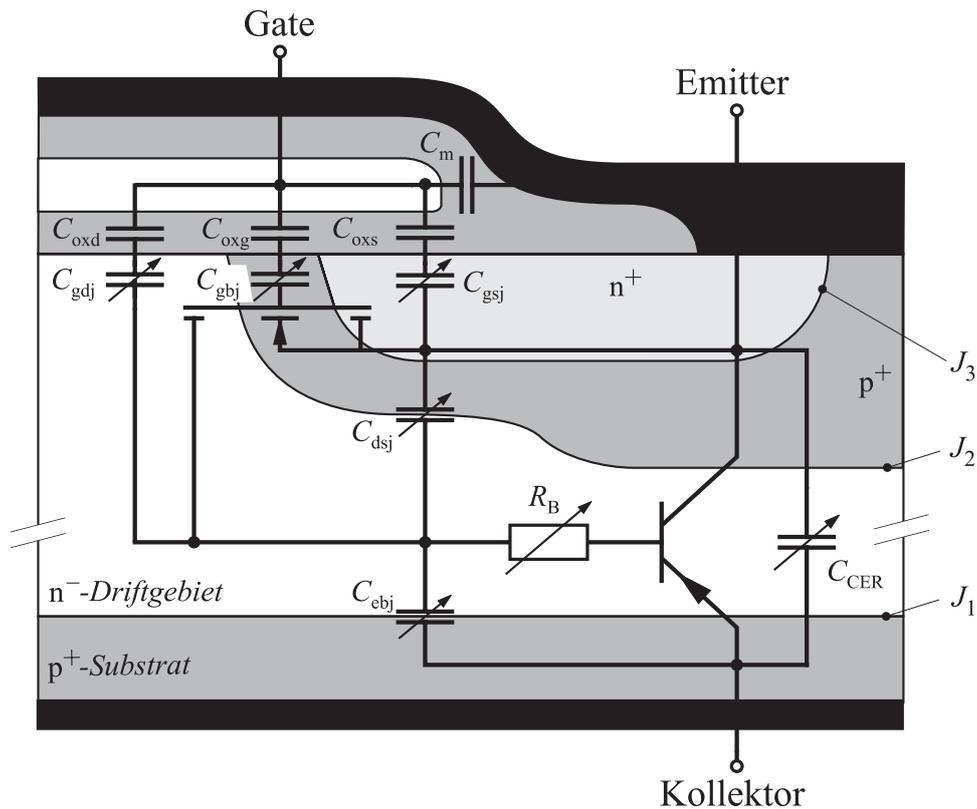


Abbildung 3.5: Vollständiges ESB eines IGBTs nach [13]

Innerhalb der IGBT-Struktur sind folgende Kapazitäten berücksichtigt:

- C_m : Zwischen dem Gate- und Source-Kontakt wirkt das isolierende Siliziumoxid als Dielektrikum, wodurch sich die Kapazität C_m ergibt. Der Kapazitätswert von C_m wird durch geometrische Parameter bestimmt und ist daher konstant.
- C_{oxd} , C_{oxb} und C_{oxs} : Mit C_{ox} sind die konstanten Kapazitäten bezeichnet, die sich zwischen dem Gate und der jeweiligen Halbleiteroberfläche der Drain-, Bulk- oder Source-Region des MOSFETs ausbilden.
- C_{gdj} : C_{gdj} beschreibt die Kapazität der Raumladungszone, die sich unterhalb des Gatekontaktes ausbildet. Die Weite der Raumladungszone verändert sich mit der Sperrspannung des IGBTs, weshalb auch die Kapazität C_{gdj} spannungsabhängig ist.

- C_{gbj} : C_{gbj} bezeichnet die Sperrschichtkapazität im Bereich des MOS-Kanals an der Oberfläche des p-Gebietes.
- C_{gsj} : An der Oberseite des Sourcegebietes bildet sich eine Sperrschicht aus, die jedoch durch das hohe Dotierungsniveau der p-Schicht nur eine geringe Kapazität besitzt.
- C_{dsj} : Die Kapazität der Sperrschicht J_2 wird wegen der niederohmigen Verbindung des Bulks mit dem Sourcekontakt auch als C_{dsj} bezeichnet. Wie C_{gdj} ist auch C_{dsj} von der Weite der Raumladungszone und sogleich von der Sperrspannung des IGBTs abhängig. Gleichermaßen entspricht C_{dsj} der Basis-Kollektor-Kapazität des pnp-Transistors.
- C_{ebj} : C_{ebj} stellt die Sperrschichtkapazität des Basis-Emitter-Übergangs J_1 dar, die wirksam ist, wenn der IGBT Spannung in Rückwärtsrichtung aufnimmt.
- C_{cer} : Die Kollektor-Emitter-Kapazität des pnp-Transistors ist abhängig von der Sperrspannung des IGBTs. Insbesondere während des Abschaltprozesses muss C_{CER} beachtet werden, da die Kapazität ungewollt einen Schwingkreis mit der parasitären Induktivität der Zuleitung bilden kann.

Weiterhin ist der Widerstand R_b des Basis-Gebiets eingezeichnet. Der Widerstand beeinflusst die Verstärkung des pnp-Transistors und ist abhängig vom Emitterwirkungsgrad und der Weite des Basisgebietes.

Einige der Kapazitäten lassen sich aufgrund ihrer Wirkungsweise während des Schaltens zusammenfassen. Die Kapazitäten C_m , C_{oxb} , C_{gbj} , C_{oxs} und C_{gsj} bilden zusammen die Gate-Source-Kapazität C_{GS} . Die in Serie geschalteten Kapazitäten C_{oxd} und C_{gdj} entsprechen der Rückwirkkapazität C_{GD} . Weil der IGBT im Regelfall keine Spannung in Rückwärtsrichtung aufnimmt, kann die Sperrschichtkapazität C_{ebj} vernachlässigt werden. Für eine Beschreibung des dynamischen Schaltverhalten ergibt sich das in Abbildung 3.6 gezeigte IGBT-Ersatzschaltbild.

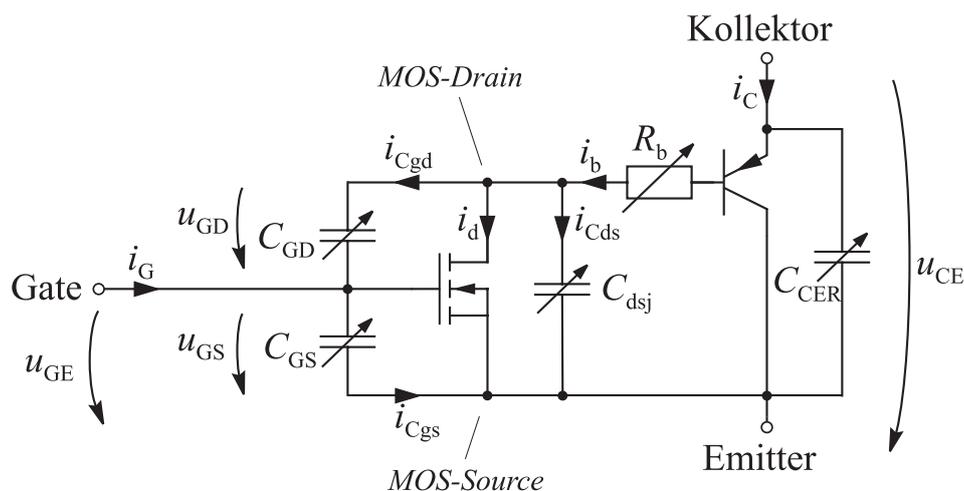


Abbildung 3.6: IGBT-ESB mit zusammengefassten Kapazitäten

3.4 Latch-up

Neben dem pnp-Transistor befindet sich innerhalb der IGBT-Struktur noch ein npn-Transistor. Wie Abbildung 3.7 verdeutlicht, bilden die Transistoren eine Thyristorstruktur. Wird nun der Spannungsfall über dem lateralen Widerstand unterhalb des Gates zu groß, kommt es zur Injektion von Ladungsträgern in das Gebiet der p-Wanne. In der Folge schaltet der npn-Transistor durch und der Thyristor rastet ein (Latch-up). Der IGBT ist nun nicht mehr über den steuerseitigen MOSFET abschaltbar. Man unterscheidet zwischen dem *statischen* und dem *dynamischen* Latch-up.

- *statischer Latch-up*

Beim statischen Latch-up geht man vom eingeschalteten IGBT aus. Steigt nun der Laststrom i_C z.B. bei einem Kurzschluss, kommt es zu einer Erhöhung des Löcherstromes, der lateral in der p-Wanne fließt, was zu einem Latch-up führen kann. Um dieses Risiko zu verringern, wird der Mittelbereich der p-Wanne hoch dotiert und so der Widerstandswert minimiert. Darüber hinaus kann der Anteil des Löcherstromes am Gesamtstrom über den Emitterwirkungsgrad γ_e und die Ladungsträgerlebensdauer eingestellt

werden. Beide Parameter steigen jedoch mit der Temperatur, so dass die Auslegung für die maximalen Betriebstemperatur erfolgen muss.

- *dynamischer Latch-up*

Zum dynamischen Latch-up kann es während des Abschaltens von induktiven Lasten kommen. In diesem Fall steigt zunächst die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs auf das Niveau der Zwischenkreisspannung an, bevor der Laststrom abkommutieren kann. Da in diesem Zeitraum der Kanal geöffnet und der Elektronenfluss bereits unterbrochen ist, kann der Stromtransport ausschließlich durch positive Ladungsträger zu Stande kommen. Infolge dessen kommt es zu einer erhöhten Injektion von Löchern am kollektorseitigen pn-Übergang des IGBTs. Zusätzlich bildet sich am emitterseitigen pn-Übergang eine Verarmungsschicht, die sich mit steigender Sperrspannung zunehmend im n^- -Driftgebiet ausbreitet. Die Reduktion der Basisweite führt zu einer größeren Stromverstärkung des pnp-Transistors. Dadurch entsättigt der Transistor erst bei höheren Stromwerten.

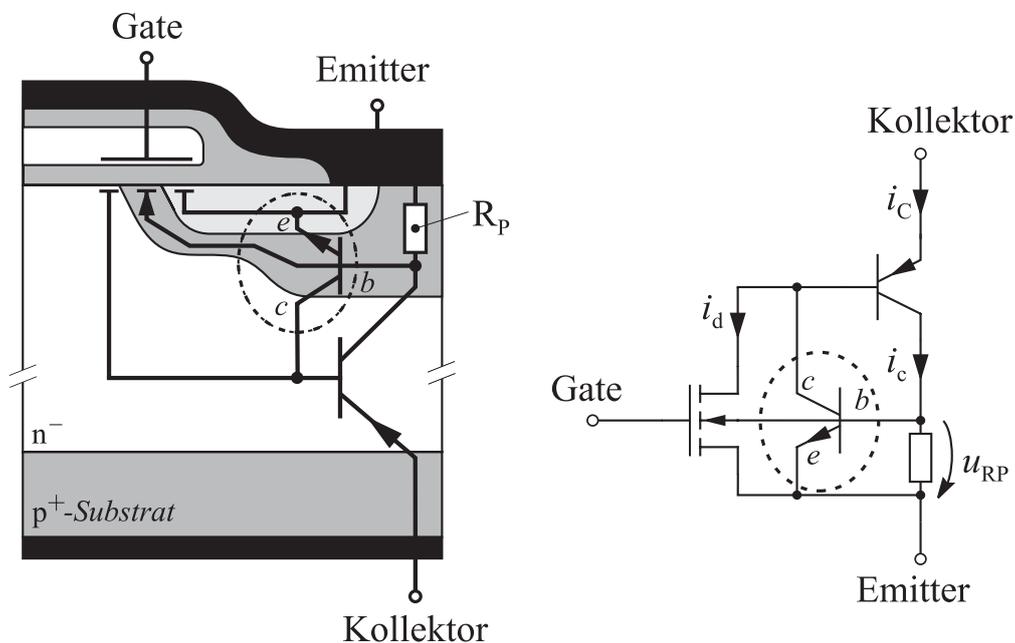


Abbildung 3.7: Parasitäre Thyristorstruktur des IGBTs

Wie Abbildung 3.8 verdeutlicht, bewirkt die Dichteverteilung der Löcher während des Abschaltvorganges, dass das elektrische Feld in der Nähe des pn-Übergangs verzerrt wird. Bei hohen Gradienten kann es zum dynamischen Avalanche und zur Generation von Elektronen-Loch-Paaren kommen. Dies ist ein kritischer Zustand, da die erzeugten Löcher dann ebenfalls über den Widerstand der P-Wanne abfließen [21].

Eine Verbesserung gegen den dynamischen Latch-up kann durch eine Reduzierung der Stromverstärkung sowohl des npn- als auch des pnp-Transistors erreicht werden [16].

Aufgrund der beschriebenen Effekte steigt der Löcherstrom in der p-Wanne stark an. Der Laststrom, der zum Einrasten des IGBTs führt, ist im dynamischen Fall deutlich geringer als im statischen Fall.

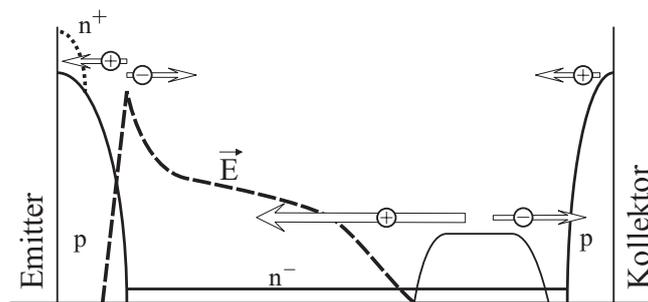


Abbildung 3.8: S förmiger Feldstärkeverlauf während des Abschaltens

3.5 IGBT-Typen

Die grundsätzliche Funktionsweise wurde bisher anhand eines Non-Punch-Through IGBTs (NPT-IGBT) erläutert. Diese IGBT-Struktur neigt jedoch zum Latch-up, was durch das Einbringen einer n^+ -Bufferschicht zwischen das n^- -Driftgebiet und die p^+ -Zone des Kollektors vermindert werden kann. Wie Abbildung 3.9 verdeutlicht, ist der Feldverlauf nun

nicht mehr dreieckförmig, wie dies beim NPT-IGBT der Fall ist, sondern bildet sich trapezförmig aus. Da das Feld im Sperrzustand die Buffer-Schicht erreicht, wird die Struktur als Punch-Through IGBT (PT-IGBT) bezeichnet.

Während bei einem NPT-IGBT das elektrische Feld innerhalb des n^- -Driftgebiets abgebaut werden muss und es in keinem Betriebszustand den Kollektor erreichen darf, wird der Feldabbau beim PT-IGBT hauptsächlich durch die hochdotierte n^+ -Buffer-Schicht übernommen. Das bedeutet, dass in derselben Spannungsklasse die n^- -Schicht bei einem PT-IGBT ungefähr halb so dick sein kann wie bei gleichwertigen NPT-Typen. Bei einem 600-V-NPT-IGBT kann durch Einbringen einer Bufferschicht die Schichtdicke von $100\ \mu\text{m}$ auf $45 - 65\ \mu\text{m}$ reduziert werden [42].

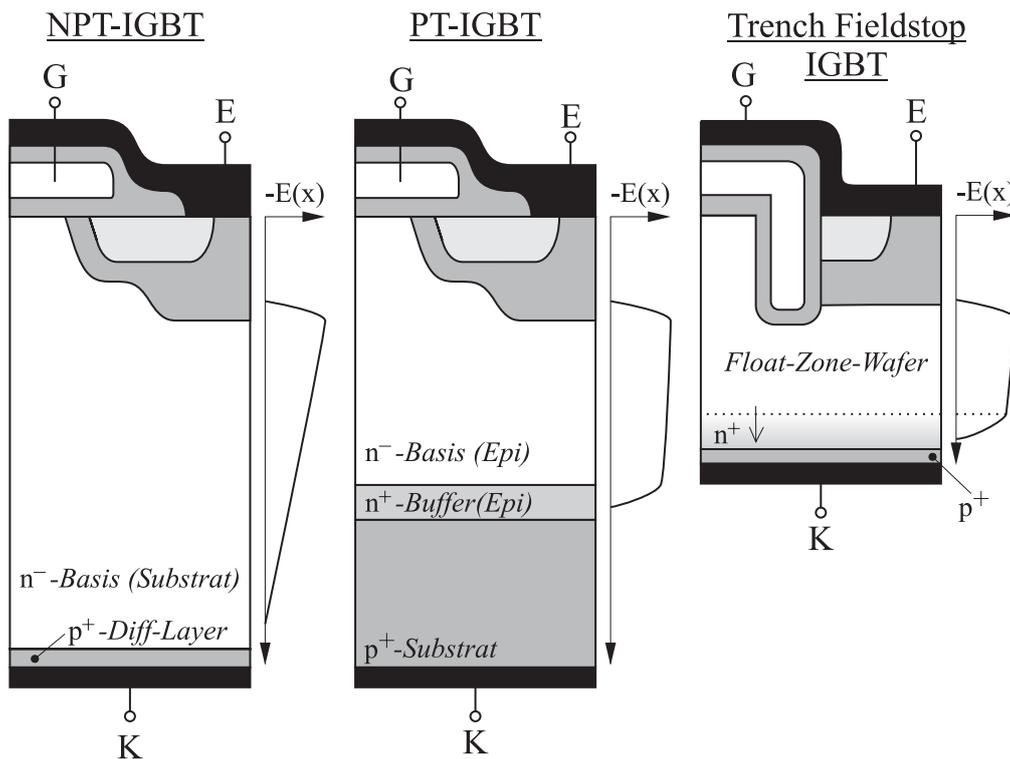


Abbildung 3.9: Aufbau verschiedener IGBT-Arten

3.5.1 Non-Punch-Through IGBT

Die Herstellung eines NPT-IGBTs erfolgt auf der Grundlage eines n^- -Wafers, der durch Rückseitendiffusion sein kollektorseitiges p^+ -Gebiet erhält. Um das Latch-up-Risiko gering zu halten, wird das p-Gebiet nur schwach dotiert und somit der Emitterwirkungsgrad klein eingestellt, z.B. auf $\gamma_{\text{pnp}}=0,5$ [28]. Dies führt zu einer geringen Injektion von Löchern in die Mittelschicht, so dass lediglich 20–25% des Laststromes durch den Anteil der Löcher getragen werden.

Da die Struktur an die Grundwaferdicke gebunden ist, ergibt sich eine relativ dicke n^- -Schicht. NPT-IGBT-Typen werden deshalb vorwiegend in der Spannungsklasse > 1200 V eingesetzt. Um dennoch akzeptable Durchlassverluste zu erhalten, wird die Ladungsträgerlebensdauer relativ groß gewählt. Dies führt zu einer hohen Speicherladung Q_S und einem langen „Tail-Strom“ während des Abschaltens, der im Bereich von $5 \mu\text{s}$ liegen kann [16]. Die Abschaltverluste sind trotzdem geringer als bei einem PT-IGBT. Dies ist zum einen auf die höhere Schaltgeschwindigkeit, also auf ein kleineres t_{off} zurückzuführen und zum anderen darauf, dass der Tail-Strom nur 5–10% des Nennstromes beträgt [50].

Durch die Dicke der n^- -Schicht wird die Verstärkung des pnp-Transistors herabgesetzt. Dies wirkt sich in Verbindung mit dem niedrigen Emitterwirkungsgrad günstig auf das Verhalten im Kurzschlussfall aus, als der Kurzschlussstrom auf den ca. sechsfachen Wert des Nennstromes begrenzt wird.

Das Verhalten des IGBTs bei verschiedenen Betriebstemperaturen wird maßgeblich durch die Ladungsträger in der Driftzone bestimmt. Da sich mit steigender Temperatur die Geschwindigkeit der Ladungsträger reduziert, ergibt sich ein positiver Temperaturkoeffizient. Eine Parallelschaltung von NPT-IGBTs ist somit ohne Weiteres möglich.

3.5.2 Punch-Through IGBT

PT-IGBTs werden mit dem Epitaxieverfahren hergestellt, wodurch sich die Schichtdicken präzise einstellen lassen. Die n^- -Driftzone kann aus den genannten Gründen sehr dünn ausgeführt werden, was im Vergleich zu einem NPT-IGBT zu geringeren Durchlassverlusten führt. Hinzu kommt, dass der Emitterwirkungsgrad durch die eingeschobene Bufferschicht hoch eingestellt werden kann ($\gamma \approx 1$) und so der Anteil der am Stromtransport beteiligten Löcher ungefähr bei 40–45% liegt. Allerdings kann im Kurzschlussfall durch den hohen Emitterwirkungsgrad der Kollektorstrom bis auf das Zehnfache des Nennstromes ansteigen, bevor der IGBT entsättigt und diesen begrenzt.

Bei einem PT-IGBT wird die Grundladungsträgerlebensdauer kleiner als beim NPT-IGBT eingestellt. Dies führt in Verbindung mit Rekombinationszentren zu einer Verkürzung der Tailstromphase auf z.B. $1,5 \mu\text{s}$ [16]. Hierbei vermindert die Bufferschicht jedoch die Emitterrekombination, so dass der Tail-Strom eine höhere Amplitude von ca. 30–50% des Nennwertes besitzt. Die Abschaltzeit t_{off} verlängert sich ebenfalls. In der Summe sind die Schaltverluste größer als bei einem NPT-IGBT-Typ der gleichen Leistungsklasse.

Der Temperaturkoeffizient ist aufgrund der geringeren Schichtdicken nicht mehr nur von den Ladungsträgern in der n^- -Schicht abhängig. Da zusätzlich der Einfluss des MOS-Kanals sowie des emitterseitigen pn-Übergangs berücksichtigt werden muss, ergibt sich ein negativer oder allenfalls leicht positiver Temperaturkoeffizient. Eine Parallelschaltung von mehreren IGBTs ist so nicht mehr ohne Weiteres möglich.

In der Tabelle 3.1 sind die Eigenschaften von NPT- und PT-IGBTs nochmals kurz zusammengefasst.

Tabelle 3.1: Vergleich NPT und PT

Non-Punch-Through (NPT)	Punch-Through (PT)
Diffusionsverfahren, einfach	Epitaxiverfahren, genau
Sperrspannung > 1200 V, Ultra Thin Wafer bis 600 V	Sperrspannung < 1200 V
geringer Emitterwirkungsgrad	hoher Emitterwirkungsgrad
hohe Ladungsträgerlebensdauer	geringe Ladungsträgerlebensdauer
hohe Durchlassverluste	geringe Durchlassverluste
geringe Schaltverluste langer Tail-Strom $5 \mu\text{s}$ Tail-Strom 5–10 % $I_{C,\text{Nom}}$	hohe Schaltverluste kurzer Tail-Strom $1,5 \mu\text{s}$ Tail-Strom 30–50 % $I_{C,\text{Nom}}$
$I_{C,\text{Kurz}} \approx 6 \times I_{C,\text{Nom}}$	$I_{C,\text{Kurz}} \approx 10 \times I_{C,\text{Nom}}$
pos. Temperaturkoeffizient	neg. Temperaturkoeffizient

3.5.3 Field Stop und Trench IGBT

Wie Abbildung 3.9 verdeutlicht, ist ein Field-Stop-IGBT (FS-IGBT) ähnlich wie ein PT-IGBT aufgebaut. Der FS-IGBT wird auf der Grundlage eines „Float Zone Wafers“ hergestellt, bei dem die Dotierung der n^- -Zone auf der Kollektorseite angehoben wird. Das Dotierungsprofil verhindert wie bei einem PT-IGBT den Durchgriff des elektrischen Feldes, jedoch ohne sich auf den Emitterwirkungsgrad auszuwirken. Der Emitterwirkungsgrad kann wie bei einem NPT-IGBT eingestellt werden, was sich positiv auf Durchlass- und Schaltverluste auswirkt. Der schwach dotierte Bereich der n^- -Zone bestimmt auch weiterhin das Temperaturverhalten, so dass sich ein positiver Temperaturkoeffizient ergibt [2].

Unter normalen Betriebsbedingungen bildet sich bei einem IGBT in der FS-Technologie ein dreieckförmiger Feldverlauf innerhalb der n^- -Schicht aus. Steigt die Kollektor-Emitter-Spannung z.B. während eines Abschaltvorganges an, erreicht das Feld den höher dotierten Bereich und wird trapezförmig. Aufgrund des Dotierungsprofils ergibt

sich dabei ein weicher Übergang des Feldes („Soft-Punch-Trough“). In der hoch dotierten Schicht werden die freien Ladungsträger schneller abgeführt, was einen verkürzten Tail-Strom und geringere Schaltverluste zur Folge hat [21]. Mit steigender Spannung reduziert sich der Tail-Strom soweit, dass bei Spannungen nahe der Betriebsgrenze fast kein Tail-Strom mehr auftritt [21] [39].

Durch ein entsprechendes Dotierungsprofil kann die n^- -Driftzone des FS-IGBTs in ihrer Dicke optimal sowohl auf die normale Betriebsspannung als auch auf die maximal zulässige Sperrspannung eingestellt werden. Im Verhältnis zu einem NPT-IGBT Typ der gleichen Spannungs-kategorie kann der Grundwafer in der FS-Technologie um 30% dünner gefertigt werden, womit die Speicherladung und die Schaltverluste drastisch reduziert werden [19][22].

Bei einem Trench-IGBT ist die Gatestruktur nicht mehr horizontal, sondern vertikal angeordnet, wie Abbildung 3.9 verdeutlicht. Im Falle der horizontalen Anordnung bildet sich unterhalb des Gateanschlusses eine negativ geladene Akkumulationsschicht. Der Löcherstrom wird über die p-Wanne abgeleitet, so dass es zu einer Trennung zwischen Elektronen- und Löcherstrom kommt (vgl. Abb.3.3). Folglich ist im Bereich unter dem Gate keine Leitwertmodulation mehr möglich. Bei einem Trench-IGBT mit vertikaler Gatestruktur hingegen beschränkt sich die Separation der Ladungsträger ausschließlich auf den Bereich des Kanals. Folglich kommt es im gesamten n^- -Gebiet auch unterhalb des Kanals zur Leitwertmodulation, die zu einer wesentlichen Reduktion der Flussspannung beiträgt.

Durch eine Optimierung der Struktur kann zusätzlich bei einem Trench-Gate IGBT die Ladungsträgerverteilung im IGBT-Volumen verbessert werden. Während am Kollektor eine hohe Anzahl von Ladungsträger für den Stromtransport zur Verfügung steht, nimmt die Anzahl in Richtung Emitter durch Rekombinationsprozesse ab. Wird das Abfließen der Löcher am emitterseitigen pn-Übergang erschwert, steigt das Potential im n^- -Driftgebiet, was zu einer erhöhten Injektion führt. Eine ausge-

gleichene Verteilung der Ladungsträger führt zu einem geringeren Durchlasswiderstand. Der Übergangswiderstand am Emitter kann anhand der Abmessungen des Gates und der Zwischenräume beeinflusst werden. So ist es zum Beispiel möglich, die Durchlassverluste zu reduzieren, obwohl einzelne Gates nicht kontaktiert werden.

Nicht zu vernachlässigen ist, dass die für das Gate benötigte Oberfläche durch die Drehung des MOS-Kanals um 90° um bis zu 30% reduziert wird. Somit sind höhere Zell- und damit Stromdichten erreichbar. Zusätzlich führt dies zu einer Reduktion des wirksamen Kanalwiderstandes, wodurch in Verbindung mit einem geringeren Spannungsfall über der p-Wanne das Latch-up-Risiko reduziert wird.

4 Schaltverhalten eines IGBTs

Im folgenden Kapitel wird das Verhalten eines HV-IGBTs im hartschaltenden Betrieb beschrieben. Dazu wird zunächst der Aufbau eines Standardtreibers erläutert. Anschließend sind die Zusammenhänge zwischen den Ansteuersignalen und den Strom und Spannungsverläufen auf der Lastseite des IGBTs anhand von Messungen dargestellt. Gleichzeitig wird die Rückwirkung der Freilaufdiode auf die Größen während der Kommutierung diskutiert.

4.1 Standardtreiber

Die Ansteuerstufe, der so genannte Treiber, ist das Bindeglied zwischen der Steuerelektronik und dem Hochleistungsschalter, dem IGBT. Die Treiberstufe stellt die Leistung zur Verfügung, die benötigt wird, um die Eingangskapazitäten des IGBTs während des Schaltprozesses schnell umladen zu können. In Abbildung 4.1 ist schematisch der Aufbau einer dreiphasigen IGBT-Endstufe, wie sie in einem Zweipunktwechselrichter verwendet wird, dargestellt. Der Übersicht halber sind hier nur die Ansteuerkomponenten des ersten Brückenweigepaares eingezeichnet.

Die Ansteuerung des Halbleiters erfolgt über eine Spannungsquelle, die im Fall einer konventionellen Gatebeschaltung niederohmig über einen Widerstand R_G mit dem Gatekontakt des IGBTs verbunden ist. Das Potenzial der Treiberstufe bezieht sich dabei auf den Emitter des zugehörigen IGBTs.

Um den IGBT einzuschalten, wird standardmäßig eine positive Gate-Emitter-Spannung U_{GE} von 15 V verwendet. Dadurch bleibt man zum einen deutlich unter der maximal zulässigen Gatespannung, die in den

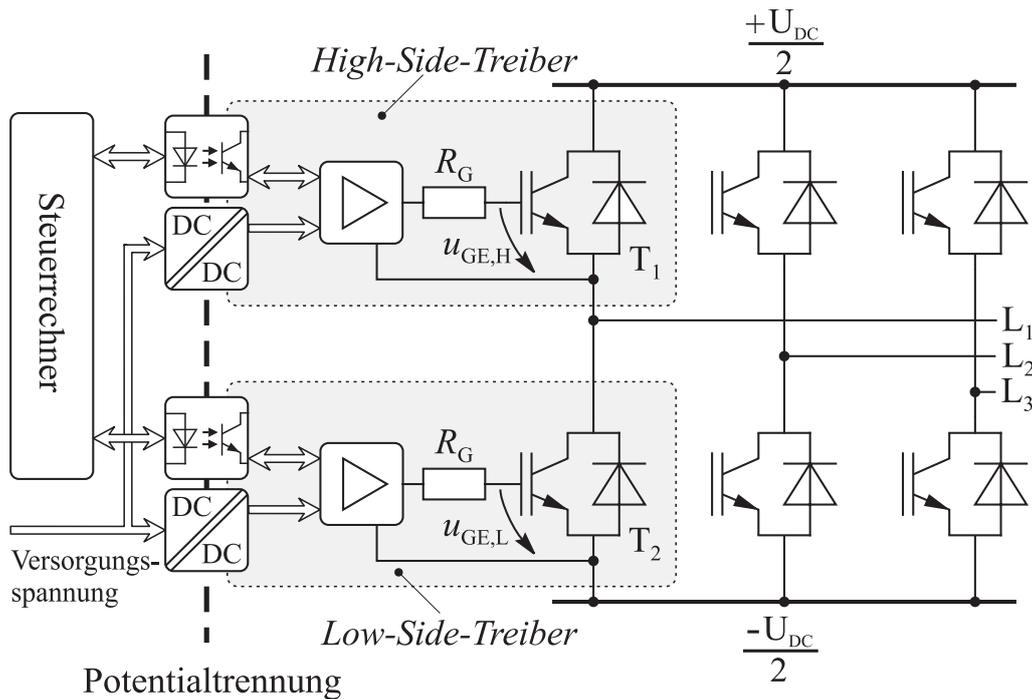


Abbildung 4.1: Ansteuerung eines Brückenweiganpaars in einer dreiphasigen IGBT-Leistungsendstufe

meisten Fällen ± 20 V beträgt; andererseits liegt die Ansteuerspannung deutlich über der Schwellenspannung $U_{GE(Th)}$ des eingangsseitigen MOSFETs, die sich in der Regel zwischen 5 V und 10 V befindet. Eine höhere Gate-Emitter-Spannung U_{GE} würde im eingeschalteten Zustand zwar zu einer geringen Reduktion der Leitungsverluste führen, jedoch würde der Kollektorstrom I_C im Falle eines Kurzschlusses erst bei höheren Werten begrenzt.

Während des ausgeschalteten Zustands wird bei IGBTs höherer Leistungsklassen das Gate mit einer Spannung im Bereich zwischen -5 V und -15 V negativ vorgespannt. Dadurch erhöht sich die Störfestigkeit und ein parasitäres Einschalten des IGBTs wird verhindert.

Zum ungewollten Einschalten kann es kommen, wenn sich durch den Schaltvorgang eines anderen Halbleiters die Kollektor-Emitter-Spannung

des sperrenden Halbleiters schnell ändert. In der Folge bildet sich dann ein Verschiebestrom aus, der über die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} fließt (vgl. Abbildung 3.6). Ist der Gatewiderstand zu hochohmig ausgeführt, lädt sich die Gate-Source-Kapazität C_{GS} auf. Erreicht u_{GE} dabei die Schwellenspannung $U_{GE(Th)}$ des IGBTs, schaltet dieser ein, was einen Brückenkurzschluss zur Folge haben kann.

4.1.1 Potenzialtrennung

Wie Abbildung 4.1 verdeutlicht, ist das Bezugspotenzial der oberen Treiberstufe, des High-Side-Treibers, nicht konstant, sondern hängt vom Schaltzustand des unteren IGBTs T_2 ab. Deshalb ist eine Potenzialtrennung sowohl für die Steuersignale als auch für die Versorgung der Treiberstufe des oberen Leistungsschalters zwingend erforderlich.

Ideell betrachtet besitzen alle Low-Side-IGBTs ein identisches Bezugspotenzial. Bei großen Aufbauten kann es jedoch aufgrund von parasitären Induktivitäten im Hauptkreis zu unterschiedlichen Emitterpotenzialen kommen, so dass dort ebenfalls eine Potenzialtrennung zur Entkopplung eingesetzt wird.

Um diese Potenzialtrennung zu realisieren, werden die Steuersignale üblicherweise auf optischem Wege mit der Hilfe von Optokopplern oder Lichtwellenleiter-Verbindungen übertragen. Zur Energieübertragung werden Transformatoren und Gleichrichter oder DC/DC-Wandler mit einer entsprechenden Isolationsspannung eingesetzt. Neben der Isolationsspannung sind die durch die Treiber aufgenommene Leistung und die Koppelkapazität entscheidende Kriterien bei der Auswahl des Wandlers.

Die Leistung, die vom DC/DC-Wandler übertragen werden muss, kann anhand der Eingangskapazität C_{in} des IGBTs abgeschätzt werden. Da die im Datenblatt angegebene Eingangskapazität C_{ISS} mit einer geringen Kollektor-Emitter-Spannung ermittelt wird, kann diese nur als Hilfsgröße verwendet werden. Die tatsächliche Eingangskapazität C_{in} ist etwa fünfmal so groß wie C_{ISS} . Da die Eingangskapazität bei jedem Schaltvorgang

komplett umgeladen werden muss, kann die aufgenommene Ansteuerleistung mit folgender Gleichung berechnet werden [35].

$$P = f_S \cdot C_{in} \cdot \Delta U_{GE}^2 \quad (4.1)$$

Zusätzlich muss der Leistungsbedarf für die Elektronik der Treiberstufe und die Kommunikation berücksichtigt werden.

Alternativ zu der Variante mit DC/DC-Wandler und Optokoppler ist man mit Impulsübertragern in der Lage, sowohl Steuersignale als auch Ansteuerenergie gleichzeitig zu übertragen. Die Störanfälligkeit durch steile Schaltflanken der Leistungshalbleiter ist beim Impulstransformator geringer als bei der getrennten Lösung. Je nach Anwendung ist der schaltungstechnische Aufwand jedoch deutlich größer.

4.1.2 Kommerzielle Treiberstufen

Für den Niederspannungsbereich bis 1200 V ist eine große Auswahl an IGBT- und MOSFET-Treibern auf dem Markt erhältlich. Einige der Treiber-ICs für Einzelschalter stellen bereits einfache Schutz- und Überwachungsfunktionen zur Verfügung. Andere Varianten bieten zudem eine optische Schnittstelle für die Steuersignale und eine integrierte Potentialtrennung für die Versorgungsspannung, so dass ebenfalls der High-Side-IGBT ohne größeren Aufwand angesteuert werden kann.

Treiberstufen, die in der Lage sind, zwei IGBTs eines Brückenweigepaars anzusteuern, überwachen zusätzlich die Verriegelungszeit zwischen den IGBT-Schaltsignalen. Die Steuersignale für den auf hohem Potenzial liegenden Halbleiter werden dabei mit Hilfe einer internen Level-Shift-Funktion übertragen[28].

Für die dreiphasige Endstufe eines Zweipunktumrichters werden Treibermodule mit sechs Ansteuerstufen angeboten. Neben dem Schutz- und Sicherheitskonzept sind die Treiberstufen oft auch in der Bauform den Halbleitermodulen angepasst, so dass sie direkt auf den Steueranschlüssen montiert werden können und so eine Einheit mit dem Halbleitermo-

dul bilden. Insbesondere wird durch die kurze Gatezuleitung die Möglichkeit einer Störung der Ansteuersignale auf ein Minimum reduziert.

Einzelne Hersteller wie z.B. Mitsubishi-Electric-Corp (MELCO) und Semikron bieten „Intelligent Power Modules“ (IPM) mit integrierten Ansteuerstufen als Komplettlösung an [53] [54]. Die Steuereingänge des Halbleiters sind TTL-kompatibel und können direkt mit dem Prozessrechner verbunden werden. Die Potenzialtrennung für die Ansteuersignale der High-Side-IGBTs ist bereits integriert. Bei dem von Mitsubishi angebotenen IPM muss der Anwender lediglich die Versorgung des High-Side Treibers, z.B. über die im Datenblatt vorgeschlagene Bootstrap-Schaltung, sicherstellen. Das SKiiP-Modul von Semikron hingegen beinhaltet schon die Versorgung der auf hohem Potenzial liegenden Treiberstufen. Die Potenzialtrennung wird dabei durch die Verwendung von HF-Transformatoren mit einer entsprechenden Isolationsspannung erreicht.

Für den Spannungsbereich über 1200 V bieten Concept, Infineon und Semikron Treiber in diskreter Bauform oder als Komplettsystem an.

Bei der diskreten Lösung bildet ein Treibermodul den Kern der Ansteuerplatine, der durch externe Beschaltung dem verwendeten IGBT-Typ angepasst wird. Das Schaltverhalten des Halbleiters sowie Sicherheits- und Schutzfunktionen können unter Beachtung der Grenzwerte des Treibers durch den Benutzer eingestellt werden.

Im Gegensatz dazu liefert Concept Treiber für IGBTs im höchsten Spannungsbereich als „Plug and Play“-Varianten. Diese Komplettsysteme sind speziell auf die jeweiligen Eigenschaften des zugehörigen IGBTs abgestimmt. Eine Adaption des Schaltverhaltens an die einzelne Anwendung ist nur in Zusammenarbeit mit dem Hersteller möglich [26][36].

4.2 Schaltverhalten bei induktiver Last

Das Schaltverhalten eines IGBTs in einem Zweipunktwechselrichter kann mit Hilfe der in Abbildung 4.2 dargestellten unsymmetrischen Halbbrückenschaltung bzw. Tiefsetzstellertopologie nachgebildet werden (vgl. Anhang Kap. A).

Die parasitären Streuinduktivitäten des Hauptstromkreises sind bis auf die im IGBT-Modul enthaltene Induktivität in $L_{\sigma,1}$ zusammengefasst und als konzentriertes Bauelement dargestellt. Die Induktivität des IGBT-Moduls ist als $L_{\sigma,\text{IGBT}}$ bezeichnet und kann nur dann losgelöst von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} betrachtet werden, wenn man diese direkt am Halbleiterchip erfasst. Die gesamte Streuinduktivität des Laststromkreises L_{σ} ergibt sich dann aus der Summe der Teilinduktivitäten $L_{\sigma} = L_{\sigma,1} + L_{\sigma,\text{IGBT}}$.

Als Last wird üblicherweise eine Drosselspule verwendet, die eine wesentlich größere Induktivität als L_{σ} besitzt. Folglich kann der Laststrom I_0 im Verlauf des Schaltvorganges als konstant angesehen werden. Bei einer idealisierten Betrachtung ist die Zwischenkreisspannung U_{DC} während der Kommutierung ebenfalls konstant.

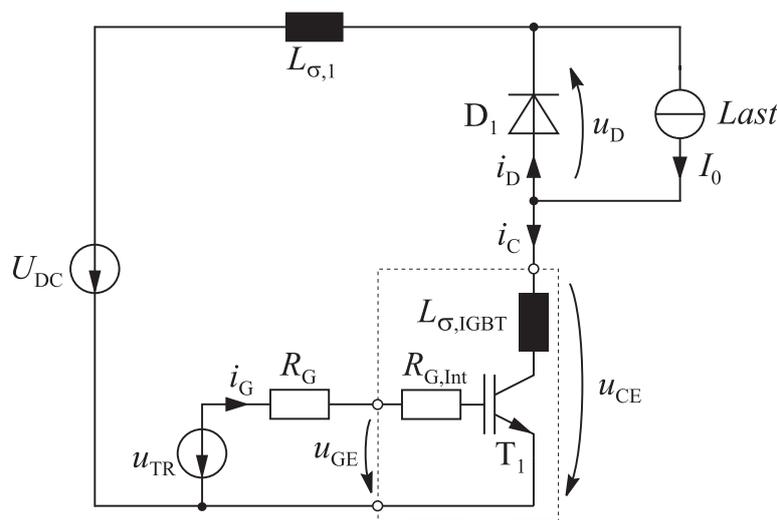


Abbildung 4.2: Tiefsetzstellertopologie des Prüfstandes

Die maximale Ausgangsspannung des hier verwendeten Gatetreibers U_{TR} beträgt $+16,3\text{ V}$ und $-10,2\text{ V}$ und weicht damit leicht von den üblicherweise verwendeten $\pm 15\text{ V}$ bzw. $+15/-5\text{ V}$ ab. Der Gatestrom I_G wird über einen externen Gatewiderstand R_G begrenzt. Zusätzlich sind bei Hochstrom-IGBTs weitere Widerstände vom Hersteller in die Gatestromkreise eingefügt, um ungewollte Schwingungen zwischen den parallel geschalteten IGBT-Chips zu dämpfen [2]. Sie werden hier als $R_{G,Int}$ zusammengefasst. Die an den Kontakten messbare Gate-Emitter-Spannung, wird durch $R_{G,Int}$ verfälscht und entspricht daher nicht genau der an den Halbleiterchips vorliegenden Gatespannung.

Die Streuinduktivität im Gatestromkreis wird durch eine möglichst kurze Anschlussleitung oder eine direkte Montage der Treiberplatine auf die Steuerkontakte des Halbleiterventils auf ein Minimum reduziert. Da sich die Streuung im Gatestromkreis erst bei sehr schnellen Änderungen des Gatestromes bemerkbar macht, kann diese hier vernachlässigt werden.

4.2.1 Einschaltvorgang

Abbildung 4.3 zeigt die gemessenen Strom- und Spannungsverläufe während des Einschaltens eines Hochvolt-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*) mit induktiver Last bei Raumtemperatur $\vartheta = 20\text{ °C}$. Um das Einschaltverhalten des IGBTs untersuchen zu können, wird üblicherweise das „Doppelpulsverfahren“ verwendet (vgl. Anhang Kap. A). Dabei wird zunächst die Lastinduktivität durch kurzes Einschalten des IGBTs aufmagnetisiert. Vor dem erneuten Einschalten des IGBTs ergibt sich daher folgender Zustand:

- Ein Laststrom I_0 von 600 A fließt bereits über die in Flussrichtung geschaltete Freilaufdiode.
- Die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} des IGBTs entspricht im Wesentlichen der Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 3600\text{ V}$.
- Die Eingangskapazität des IGBTs ist auf die negative Ausgangsspannung des Treibers von $U_{TR,off} = -10,2\text{ V}$ aufgeladen. Der Gatestrom I_G entspricht dem Leckstrom des Gates und ist deshalb nahezu Null.

$t_0 - t_1$: *Einschaltverzugszeit „delay time“*

Mit dem Einschaltsignal der Steuerelektronik ändert sich die Ausgangsspannung der Treiberstufe auf den positiven Wert $U_{\text{TR,on}}$. Der Verlauf der Gate-Emitter-Spannung u_{GE} wird durch den Aufladevorgang der Eingangskapazität des IGBTs bestimmt. Diese setzt sich aus der Gate-Source-Kapazität C_{GS} und der Gate-Drain-Kapazität C_{GD} zusammen, wobei C_{GD} aufgrund der hohen Drainspannung einige Größenordnungen unter C_{GS} liegt und zunächst eine untergeordnete Rolle spielt. Die Zeitkonstante τ_1 , mit der die Gatespannung steigt, ergibt sich aus:

$$\tau_1 = (R_{\text{G}} + R_{\text{G,Int}}) \cdot (C_{\text{GS}} + C_{\text{GD}}) \quad (4.2)$$

Der Gatestrom ist proportional zur Spannungsdifferenz zwischen der angelegten Treiberspannung U_{TR} und der Spannung am Gate-Emitter-Kontakt des IGBTs. Dabei begrenzen sowohl der externe als auch der interne Widerstand den Maximalwert des Ladestromes. Der Gatestromverlauf kann mit der folgenden Gleichung beschrieben werden:

$$i_{\text{G}}(t) = \frac{U_{\text{TR,on}} - u_{\text{GE}}(t)}{R_{\text{G}}} \quad (4.3)$$

In der ersten Schaltphase wird der Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} und des Kollektorstromes i_{C} durch die Vorgänge auf der Steuerseite des IGBTs nicht beeinflusst, weshalb dies auch als Einschaltverzugszeit oder „delay time“ bezeichnet wird.

$t_1 - t_3$: *Stromflanke*

Erreicht u_{GE} die Schwellenspannung $U_{\text{GE(Th)}}$ des IGBTs, bildet sich unterhalb des Gates eine Inversionsschicht. Durch den nun fließenden Drainstrom i_{d} wird die Drain-Source-Kapazität C_{ds} des MOSFETs langsam entladen. Der pnp-Transistor beginnt zu leiten und der Laststrom kommutiert von der Freilaufdiode auf den IGBT. Der Gradient di_{C}/dt , mit dem der Kollektorstrom steigt, wird sowohl durch den Gatestrom als auch durch die Steilheit $g_{\text{m}}(i_{\text{C}})$ des IGBTs bestimmt.

Weil der Laststrom I_0 während der Kommutierung konstant ist, ändert sich der Diodenstrom i_{D} mit der gleichen Geschwindigkeit wie i_{C} , aber

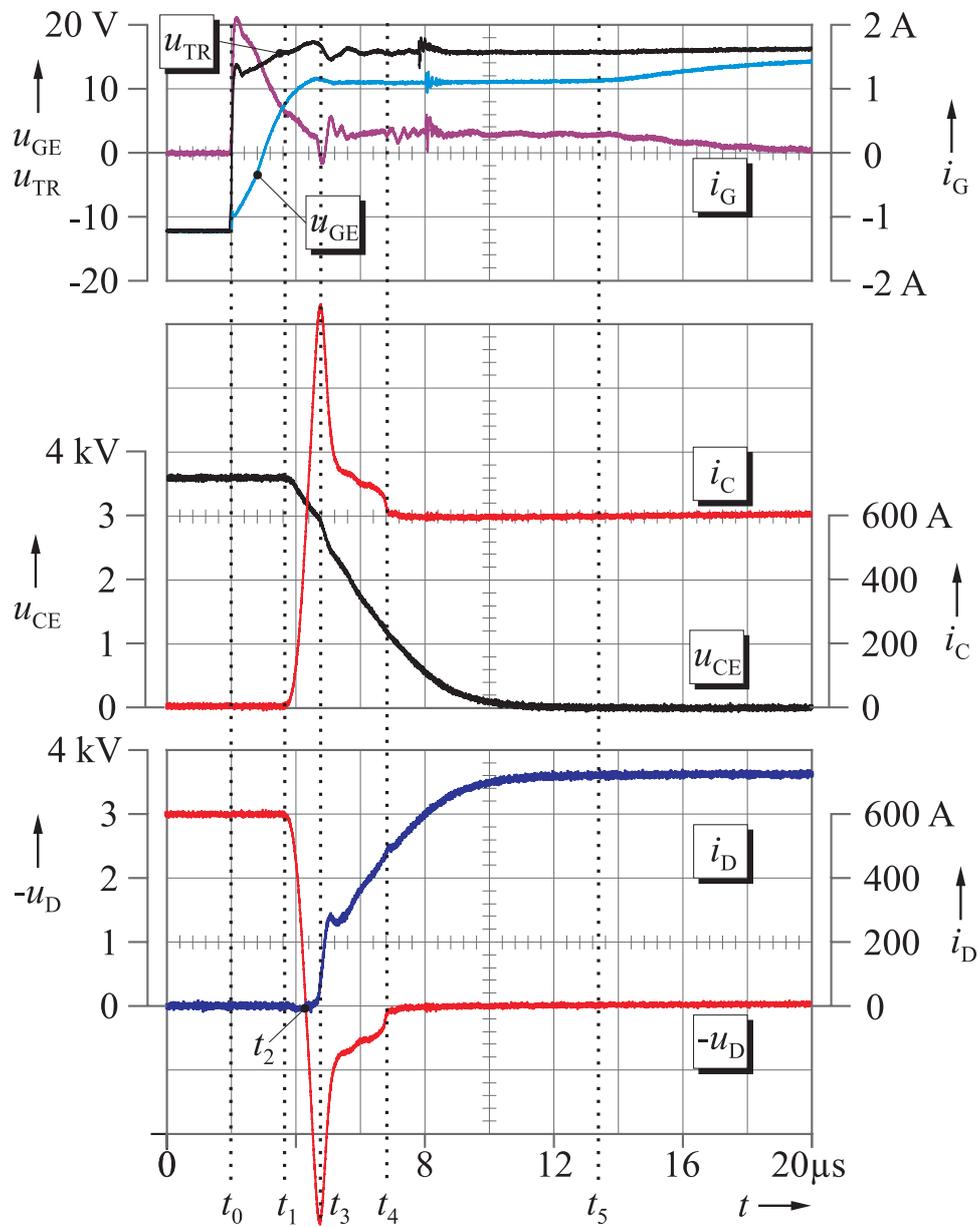


Abbildung 4.3: Einschaltvorgang eines HV-IGBTs mit konventioneller Gatebeschaltung ($FZ600R65KF1_S2$, $R_{G,on} = 27 \Omega$, $U_{DC} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

mit umgekehrten Vorzeichen. In Abhängigkeit von der Kommutierungsgeschwindigkeit kommt es zu einer Reduktion von u_{CE} um den Spannungsfall an der Streuinduktivität $L_{\sigma,1}$. Daher gilt:

$$\frac{di_C}{dt} = -\frac{di_D}{dt} = \frac{\Delta U}{L_{\sigma,1}} = \frac{U_{DC} - u_{CE}}{L_{\sigma,1}} \quad (4.4)$$

Ab dem Zeitpunkt t_2 wird der Diodenstrom i_D negativ. Dadurch werden die Ladungsträger aktiv aus der Freilaufdiode abgeführt, bis zum Zeitpunkt t_3 die Speicherladung abgebaut ist und die Diode Sperrspannung aufnehmen kann. Der über den IGBT fließende Kollektorstrom i_C setzt sich in dieser Schaltphase aus dem Rückwärtstrom der Freilaufdiode $-i_D$ und dem Laststrom I_0 zusammen.

Ein Ausgleichstrom, der durch die schnelle Änderung der Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} hervorgerufen wird, fließt über die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} und lädt die Gate-Source-Kapazität C_{GS} zusätzlich auf. Da dies zu einer geringeren Spannungsdifferenz zwischen U_{TR} und u_{GE} führt, kommt es zu einem Einbruch im Gatestromverlauf. In dem hier gezeigten Fall stellt sich sogar kurzfristig ein negativer Gatestrom i_G ein. Grundsätzlich folgt u_{GE} weiterhin dem Aufladeverhalten der Eingangskapazität mit der Zeitkonstanten τ_1 .

$t_3 - t_5$: Spannungsflanke

Mit dem Erreichen der Rückwärtsstromspitze I_{RRM} nimmt die Freilaufdiode schlagartig Sperrspannung auf, was zuerst ein schnelles Absinken der Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} auf die transiente Spannung des IGBTs verursacht. Um die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $U_{CE,Sat}$ des IGBTs zu erreichen, muss im weiteren Schaltverlauf die Drain-Source-Kapazität C_{ds} des internen MOSFETs komplett entladen werden.

Der zugeführte Gatestrom fließt als Verschiebestrom über die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} und bestimmt, wie schnell C_{ds} entladen werden kann bzw. mit welchem Gradienten die Kollektor-Emitter-Spannung du_{CE}/dt fällt. Sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung, wird mehr als der zugeführte Gatestrom über C_{GS} abgeführt. Dadurch wird gleichzeitig

die Gate-Source-Kapazität C_{GS} entladen und der Stromfluss über den MOS-Kanal reduziert. In der Folge kann die Drain-Source-Kapazität nicht mehr so schnell entladen werden, so dass sich ein geringerer Gradient der Kollektor-Emitter-Spannung einstellt. Wegen der Rückkopplung zwischen der Spannungsänderung auf der Lastseite und dem Steuerstrom, der über C_{GD} fließt, wird diese auch als Rückwirkkapazität oder Millerkapazität bezeichnet. Die Kollektor-Emitter-Spannung kann demnach nicht schneller sinken, als es das Verhältnis i_G/C_{GD} zulässt.

Während dieses Intervalls bleibt die Gate-Emitter-Spannung U_{GE} konstant. Die Amplitude des so genannten Millerplateaus ergibt sich aus der Schwellenspannung und einer laststromabhängigen Komponente [38]. Dies kann durch folgende Gleichung beschrieben werden:

$$U_{GE} = U_{GE,Th} + \frac{I_0}{g_m(i_C)} \quad (4.5)$$

Mit fallender Kollektorspannung ändert sich die Ladungsverteilung unterhalb des Gatekontaktes, was eine starke Erhöhung der Rückwirkkapazität zu Folge hat. Dies führt wiederum dazu, dass u_{CE} nicht mit konstanter Steilheit, sondern exponentiell abklingt. Zum Zeitpunkt t_5 ist die Millerkapazität vollständig umgeladen und die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $U_{CE,Sat}$ erreicht.

Im Vergleich zu Dioden kleinerer Leistungsklassen besitzt die verwendete 6,5-kV-Diode ein ausgeprägtes Verhalten in Rückwärtsrichtung. Der Strom fließt mit hoher Amplitude in einem ausgedehnten Zeitintervall ($t_2 - t_4$). Da sich die Stromänderung di_C/dt über die Streuinduktivität auch auf den Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung auswirkt, können die Strom- und Spannungsänderungen nicht unabhängig voneinander betrachtet werden.

ab t_5 : Nachladen

Nachdem die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} entladen ist, werden die Eingangskapazitäten des IGBTs auf die positive Ausgangsspannung der Treiberstufe $U_{TR,on}$ aufgeladen. Dabei steigt die Gatespannung mit der

Zeitkonstante τ_2 auf den stationären Endwert. Durch die veränderte Ladungsträgerverteilung im Halbleiter hat sich insbesondere der Wert der Gate-Drain-Kapazität vergrößert, so dass gilt: $\tau_2 > \tau_1$.

4.2.2 Ausschaltvorgang

In Abbildung 4.4 sind die Strom- und Spannungsverläufe des Hochvolt-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*) während des Abschaltvorganges dargestellt. Wie beim Einschaltvorgang wird die Kommutierung bei einem Laststrom von 600 A und einer Temperatur von $\vartheta = 20^\circ\text{C}$ betrachtet. Der IGBT befindet sich vor dem Abschalten in folgendem Betriebszustand:

- Der IGBT ist voll durchgeschaltet und die Flussspannung entspricht der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $U_{\text{CE,Sat}}$.
- Die Eingangskapazitäten des steuerseitigen MOSFETs sind auf die positive Treiberspannung $U_{\text{TR,on}}$ aufgeladen. Bis auf einen zu vernachlässigenden Leckstrom fließt daher kein Gatestrom.
- Bis auf die Flussspannung des IGBTs fällt die gesamte Zwischenkreisspannung U_{DC} an der gesperrten Freilaufdiode ab.

$t_0 - t_1$: *Ausschaltverzugszeit „delay time“*

Der Abschaltvorgang wird durch das Anlegen einer negativen Spannung $U_{\text{TR,off}}$ am Gate eingeleitet. Es stellt sich wiederum eine Schaltverzugszeit ein, in der die Eingangskapazität C_{GS} des IGBTs entladen wird, ohne dass es zu einer Beeinflussung der Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} oder des Laststromes i_{C} durch die Steuerseite kommt. Die Gate-Emitter-Spannung u_{GE} sinkt mit der Zeitkonstante τ_2 . Für den Stromverlauf i_{G} mit dem das Gate entladen wird gilt:

$$i_{\text{G}}(t) = \frac{U_{\text{TR,aus}} - u_{\text{GE}}(t)}{R_{\text{G}}} \quad (4.6)$$

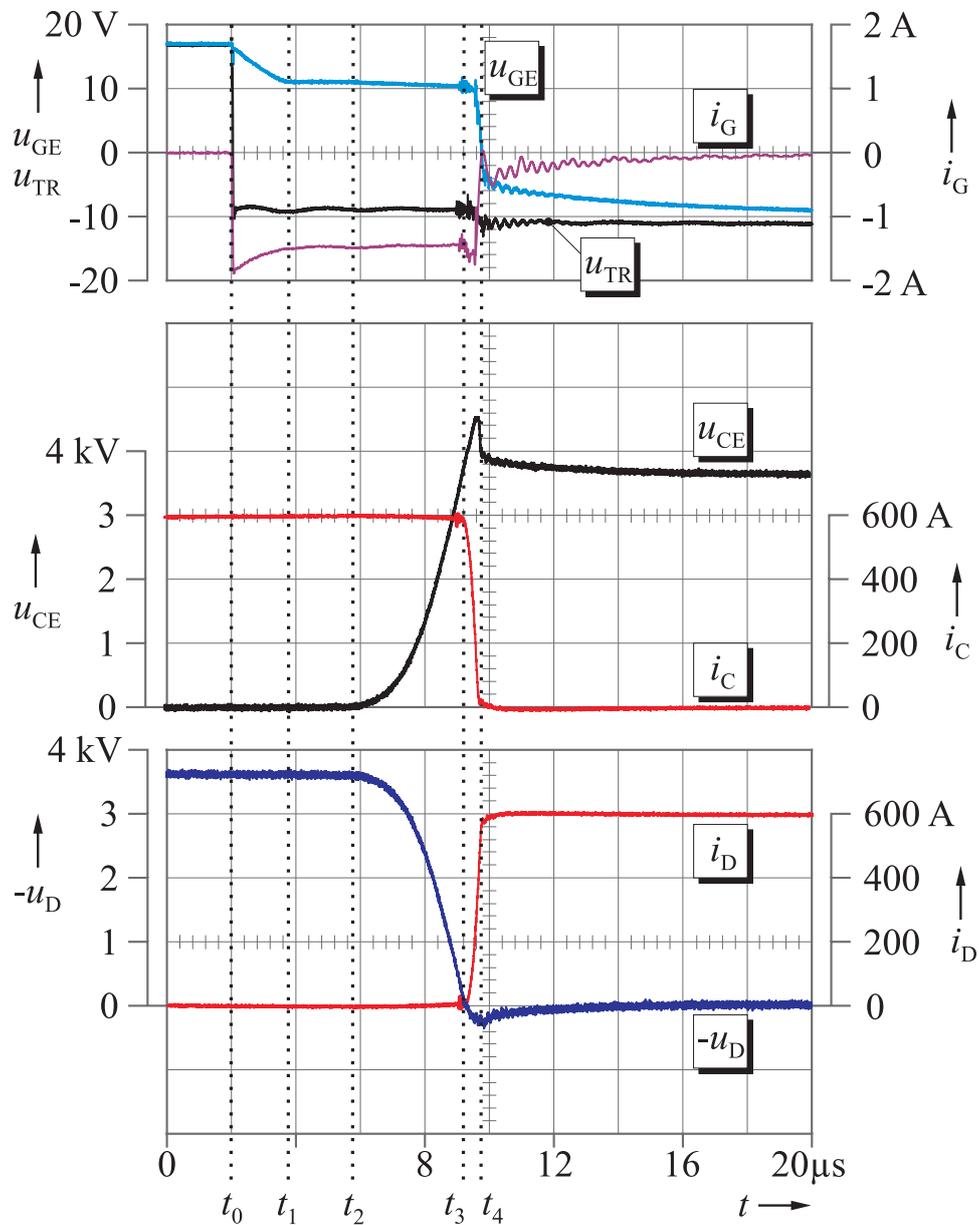


Abbildung 4.4: Ausschaltvorgang eines HV-IGBTs mit konventioneller Gatebeschaltung ($FZ600R65KF1_S2$, $R_{G,off} = 10 \Omega$, $U_{DC} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

$t_1 - t_2$: *Spannungsflanke I.*

Zum Zeitpunkt t_1 ist die Gatespannung des IGBTs unter den Wert des „Millerplateaus“ gefallen, dass der Arbeitspunkt des MOSFETs in den Bereich der Sättigung verschoben wird. Infolgedessen kommt es zum „Pinch-off“, also zum Einschnüren des n^- -Kanals unter dem Gate.

Der Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} wird nun von dem Aufladevorgang der Drain-Source-Kapazität C_{ds} bestimmt. Dabei setzt sich der Ladestrom für C_{ds} aus dem Basisstrom des pnp-Transistors i_b , dem abfließenden Drainstrom i_d und dem Verschiebestrom der Millerkapazität i_{Cgd} zusammen (vgl. Abb. 3.6). Ähnlich wie beim Einschaltvorgang kommt es zu einer Rückkopplung über die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} auf die Gatespannung, so dass u_{CE} im Verhältnis i_G/C_{GD} steigt. Es gilt daher:

$$\frac{du_{CE}}{dt} \approx \frac{du_{DS}}{dt} \approx \frac{i_G}{C_{GD}} \quad (4.7)$$

Weil die Millerkapazität bei geringen Drain-Source-Spannungen einen hohen Wert besitzt, steigt die Kollektor-Emitter-Spannung sehr langsam an. Da während dieser Schaltphase nahezu der gesamte Gatestrom i_G über C_{ds} fließt, bleibt die Gate-Emitter-Spannung vorerst konstant.

$t_2 - t_3$: *Spannungsflanke II.*

Ist zum Zeitpunkt t_2 die Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} auf den Wert der Gate-Drain-Spannung gestiegen, sinkt die Millerkapazität C_{GD} stark ab. Dies führt zu einem schnelleren Anstieg von u_{CE} . Gleichzeitig wird jedoch die Gate-Source-Kapazität C_{GS} entladen, wodurch auch die Gate-Emitter-Spannung u_{GE} sehr langsam absinkt. In der Folge stellt sich ebenfalls ein reduzierter Drainstrom ein.

Mit dem Einschnüren des Kanals werden weniger Elektronen in das Driftgebiet injiziert, als am Emitter abgeführt werden. Da der Laststrom zu diesem Zeitpunkt noch komplett über den IGBT fließt, wird der Stromtransport durch die Löcher übernommen, und es kommt zu einer stark verzerrten Ladungsträgerkonzentration. Am Sourcekontakt

beginnend werden die freien Ladungsträger abgeführt, so dass sich die Raumladungszone J_2 aufbauen kann. Der Kollektorstrom fließt dabei als Feldstrom über die Raumladungszone und bestimmt das Ladeverhalten der Drain-Source-Kapazität C_{ds} .

Hierbei muss zwischen zwei Mechanismen unterschieden werden, die das Umladeverhalten von C_{ds} bestimmen:

- Ist der Gatestrom gering, wird der Elektronenfluss im MOS-Kanal langsam verringert (vgl. Abb. 4.4). Demzufolge wird der Anstieg der Drain-Source-Spannung durch den Verschiebestrom der Millerkapazität bestimmt. Da nahezu der gesamte Gatestrom über die Gate-Drain-Kapazität fließt, bleibt u_{GE} annähernd konstant. Es gilt:

$$\frac{i_G}{C_{GD}} < \frac{I_0}{C_{ds}}$$

Der MOSFET wird während des gesamten Spannungsanstieges im aktiven Bereich betrieben, wodurch es möglich ist, den Gradienten der Kollektor-Emitter-Spannung über das Gate zu beeinflussen.

- Bei einem hohen Gatestrom hingegen werden die Eingangskapazitäten sehr schnell entladen, so dass der Kanal unterhalb des Gates schlagartig unterbrochen und der Elektronenfluss auf Null reduziert wird. Die Geschwindigkeit, mit der u_{CE} steigt, wird nun durch den Aufbau der Sperrschichtkapazität, also durch das Verhältnis von Kollektorstrom zu Drain-Source-Kapazität C_{ds} , bestimmt. Da zu diesem Zeitpunkt keine Elektronen mehr am Ladungsträgertransport beteiligt sind, ist der Strom ein reiner Löcherstrom. In diesem Fall gilt:

$$\frac{I_0}{C_{ds}} < \frac{i_G}{C_{GD}}$$

Durch den hohen Gatestrom sinkt Gate-Emitter-Spannung u_{GE} hierbei sehr schnell auf einen Wert, der deutlich unterhalb der Schwellenspannung liegt, so dass keine Beeinflussung des Schaltverhaltens über das Gate mehr möglich ist.

$t_3 - t_4$: Stromflanke

Entspricht die Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs der Zwischenkreisspannung U_{DC} , wird die Freilaufdiode in Flussrichtung geschaltet. Der Laststrom kommutiert auf die Freilaufdiode, wobei die maximale Kommutierungsgeschwindigkeit durch die Streuinduktivität L_σ im Hauptstromkreis begrenzt wird. Der fallende Strom führt wegen der Streuinduktivität zu einer transienten Überspannung am Kollektor des IGBTs. Zusätzlich überlagert sich zu diesem Zeitpunkt die Einschaltüberspannung der Diode. Dies stellt den kritischsten Punkt bezüglich der maximal zulässigen Sperrspannung des Halbleiters dar.

Eine Beeinflussung des Stromgradienten ist nur dann möglich, wenn die Gate-Source-Spannung über der Schwellenspannung liegt, so wie dies im ersten Fall gegeben ist. Im zweiten Fall hingegen wird der Gradient des Kollektorstromes durch den Ausräumvorgang der freien Ladungsträger, also durch den Halbleiter selbst, bestimmt.

ab t_4 : Nachladen

In der letzten Schaltphase ist der Kollektorstrom bereits auf einen geringen Wert abgesunken. Die in der Raumladungszone noch verbleibenden Ladungsträger werden nun nicht mehr aktiv durch den Laststrom abgebaut, sondern müssen durch Rekombinationprozesse aus der Driftzone entfernt werden. In Abhängigkeit von der Struktur des IGBTs ergibt sich ein Tail-Strom, der mehrere μs andauern kann.

Die Gate-Emitter-Spannung sinkt, falls sie den negativen Endwert $U_{TR,off}$ noch nicht erreicht hat, auf ca. -10 V und entlädt die Eingangskapazität des IGBTs vollständig. Proportional zur Spannungsdifferenz zwischen Treiberspannung und Gate-Emitter-Spannung klingt auch der Gatestrom ab.

5 Verluste im hartschaltenden Betrieb

Das folgende Kapitel beschäftigt sich schwerpunktmäßig mit den Auswirkungen des Gatewiderstandswerts auf das Schaltverhalten und die Schaltverluste des IGBTs. In diesem Zusammenhang werden unerwünschte Randeffekte diskutiert, die bei schnellen Schaltvorgängen auftreten.

5.1 Halbleiterverluste

Die in einem IGBT umgesetzte Verlustleistung führt zur Erwärmung des Halbleiters und ist ein begrenzender Faktor bei der Umrichterauslegung, da zu keinem Zeitpunkt die maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{J,Max}$ des Halbleiters überschritten werden darf. Diese beträgt im Fall von Siliziumbauelementen (Si) bisher 125 °C. Bei neueren Halbleiterelementen sind oft auch Sperrschichttemperaturen bis zu 150 °C zugelassen.

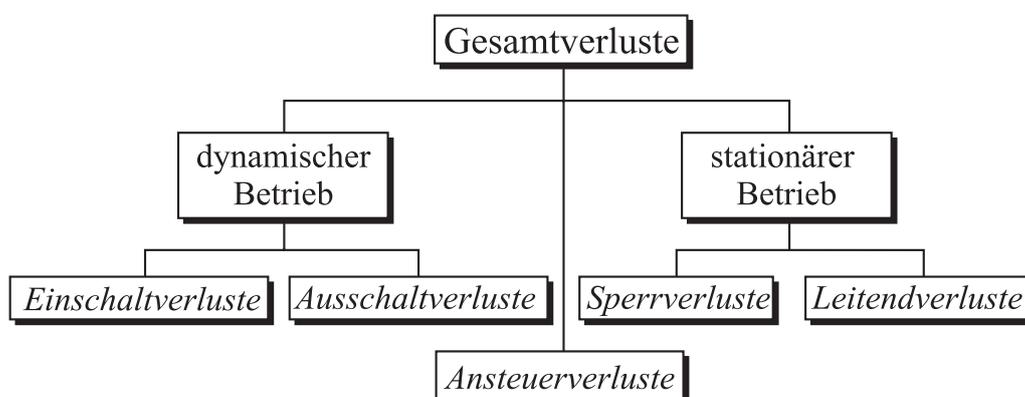


Abbildung 5.1: Aufteilung der Gesamtverluste beim IGBT

Wie Abbildung 5.1 verdeutlicht, lassen sich die Gesamtverluste P_{Total} des IGBTs in Einzelverluste aufteilen. Dabei unterscheidet man zwischen statischen Verlusten und den Schaltverlusten, die im dynamischen Betrieb

des Halbleiters entstehen. Darüber hinaus sind die Ansteuerungsverluste aufgeführt, die bei einem IGBT jedoch sehr gering sind und nur eine untergeordnete Rolle spielen.

5.1.1 Statische Verluste

Im durchgeschalteten Zustand stellt sich die Fluss- bzw. Sättigungsspannung $U_{CE,Sat}$ des IGBTs anhand des Ausgangskennlinienfeldes ein (vgl. Kap. 3.2). Neben der Gate-Emitter-Spannung U_{GE} hängt die Flussspannung vom Kollektorstrom I_C und der Temperatur des Halbleiters ab. Die Leitendverluste P_{Cond} können mit der folgenden Gleichung bestimmt werden:

$$P_{Cond} = \frac{1}{T} \int_{T_{On}} U_{CE}(U_{GE}, i_C, \vartheta) \cdot i_C dt \quad (5.1)$$

T_{On} steht für das Zeitintervall, in dem der IGBTs durchgeschaltet ist. T beschreibt die Periodendauer.

Die Sperrverluste sind im Verhältnis zu den Leitendverlusten sehr gering und können vernachlässigt werden.

5.1.2 Dynamische Verluste

Bei der Kommutierung im hartschaltenden Betrieb liegt eine hohe Spannung am Kollektor des IGBTs an, während gleichzeitig ein hoher Strom i_C über den Halbleiter fließt. Dies führt dazu, dass die Schaltverluste P_S deutlich höher sind als die Verluste im stationären Zustand. Die Schaltverluste lassen sich jedoch nicht so einfach wie die Leitendverluste berechnen, da der genaue Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung und des Kollektorstromes dazu benötigt wird. Das transiente Verhalten des Halbleiters wird seinerseits wiederum durch den Aufbau selber, z.B. durch die Streuinduktivität L_σ und die Ansteuerung des IGBTs bestimmt und kann daher nicht allgemein gültig beschrieben werden.

Die Schaltverlustleistung P_S wird daher durch Messung der Augenblicksverlustleistung $p(t)$ ermittelt. Diese berechnet sich aus dem Produkt der Augenblickswerte von Kollektor-Emitter-Spannung und Kollektorstrom:

$$p(t) = u_{CE}(t) \cdot i_C(t) \quad (5.2)$$

Durch Integration der Verlustleistung über das Schaltintervall erhält man die im IGBT umgesetzte Energie E_S .

$$E_S = \int_{T_S} p(t) dt = \int_{T_S} u_{CE}(t) \cdot i_C(t) dt \quad (5.3)$$

Die Schaltenergie lässt sich so durch eine relativ einfache Messung für einen Einschalt- (E_{on}) oder Ausschaltvorgang (E_{off}) ermitteln. Um die Schaltverluste möglichst genau zu bestimmen, ist es wichtig, die Laufzeitunterschiede der einzelnen Messgeräte wie z.B. Tastkopf und Strommesszangen auszugleichen, und so eine korrekte zeitliche Beziehung der eingehenden Signale herzustellen.

Da bei jedem Schaltvorgang diese Energie im Halbleiter umgesetzt wird, steigen die Schaltverluste proportional mit der Schaltfrequenz und es gilt:

$$P_S = E_S \cdot f_S \quad (5.4)$$

Einschaltverluste

In Abbildung 5.2 ist der Einschaltvorgang eines HV-IGBTs mit induktiver Last dargestellt. Neben dem Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} und des Kollektorstromes i_C sind zusätzlich die Augenblicksverlustleistung $p(t)$ und das Integral der Verlustleistung, die Einschaltenergie $e_{on}(t)$, aufgezeichnet.

In der ersten Phase des Schaltvorganges ist U_{CE} bis auf den Spannungsfall an der Streuinduktivität L_σ konstant. Die Schaltverluste $p(t)$ steigen daher proportional zum Kollektorstrom I_C stark an.

Mit dem Erreichen des maximalen Rückwärtsstromes nimmt die Diode Sperrspannung auf, und die Spannung am IGBT fällt auf den Wert der dynamischen Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung. Nachdem der Rückwärtsstrom in der Diode auf einen geringen Wert abgeklungen ist, beginnt die zweite Phase. Da der Kollektorstrom annähernd konstant ist, fallen nun die Schaltverluste proportional zum Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung.

Die maximale Verlustleistung ergibt sich zum Zeitpunkt, in dem die Rückwärtsstromspitze erreicht wird und beträgt hier ca. 3,5 MW. Im Vergleich dazu ergibt sich im durchgeschalteten Zustand mit einem Laststrom von 600 A und bei Raumtemperatur eine Augenblicksverlustleistung von weniger als 3 kW.

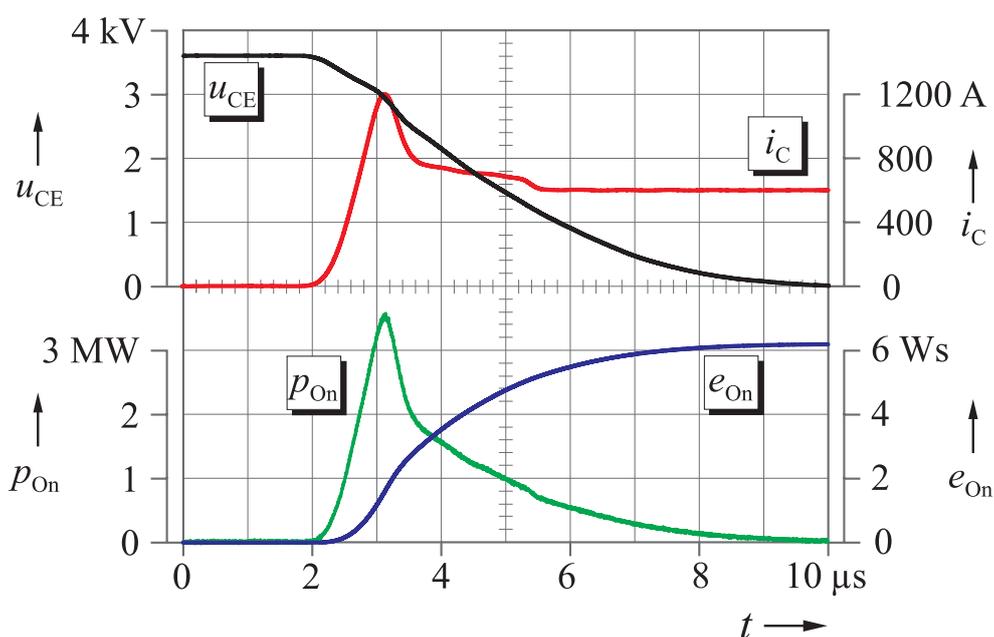


Abbildung 5.2: Verlustleistung und Verlustenergie beim Einschalten des HV-IGBTs ($FZ600R65KF1_S2$, $R_{\text{G,on}} = 15 \Omega$, $U_{\text{DC}} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

Ausschaltverluste

Während des Ausschaltvorgangs, der in Abbildung 5.3 dargestellt ist, steigt zunächst die Kollektor-Emitter-Spannung an. Der Laststrom entspricht dem Nennstrom von 600 A und ist in der ersten Schaltphase konstant. Der Augenblickswert der Verlustleistung steigt daher proportional zu u_{CE} an.

Erreicht u_{CE} den Wert der Zwischenkreisspannung U_{DC} , beginnt die zweite Phase, in der der Laststrom auf den Freilaufzweig kommutiert. Die Schaltverluste sind dabei proportional zum Strom im Halbleiterventil. Zusätzlich führt die Stromänderung zusammen mit der Streuinduktivität zu einer transienten Überspannung am Kollektor.

Die maximale Augenblicksleistung beträgt etwa 2,2 MW und stellt sich kurz vor der Kommutierung des Laststromes ein.

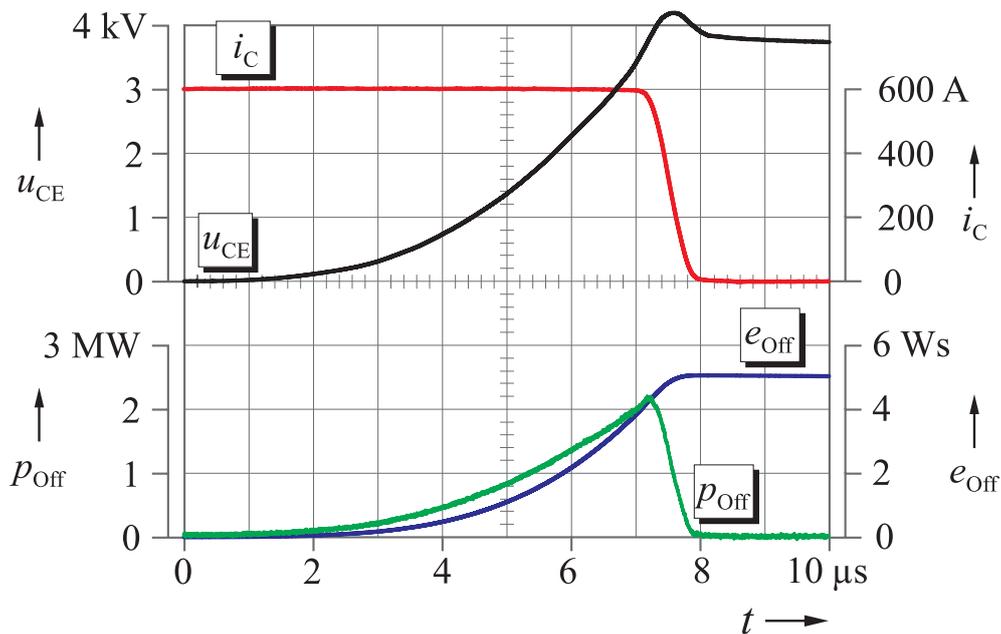


Abbildung 5.3: Verlustleistung und Verlustenergie beim Ausschalten des HV-IGBTs ($FZ600R65KF1_S2$, $R_{G,off} = 56 \Omega$, $U_{DC} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

Damit liegt die Spitzenverlustleistung unter der des Einschaltens. Die Ursache dafür ist, dass sich beim Einschalten der Rückwärtsstrom der Diode I_{RRM} dem Laststrom I_0 überlagert und so eine wesentlich größere Amplitude des Kollektorstromes erreicht wird, während der Spannungswert etwa gleich ist.

5.2 Variation des Gatewiderstandes

Bei Hochleistungshalbleitern wie dem verwendeten IGBT sind die dynamischen Verluste deutlich größer als die statischen Verluste und sind daher ausschlaggebend für die Gesamtverluste. Um die thermische Grenze des Halbleiters auch bei maximaler Ausgangsleistung nicht zu überschreiten, liegt die Schaltfrequenz im hart schaltenden Betrieb deutlich unter 1 kHz.

Die Schaltverlustenergien hängen in besonderem Maße von der Schaltgeschwindigkeit ab, also von der Zeit, in der der Halbleiter im aktiven Bereich seiner Kennlinie betrieben wird. Bei einem IGBT lässt sich dies anhand des Steuerstromes einstellen. Im Falle einer konventionellen Ansteuerung bestimmt der Gatewiderstand, wie schnell die Eingangskapazitäten des IGBTs umgeladen werden und welche Verlustenergien in dieser Zeit im Halbleiter entstehen. Tendenziell versucht man, die Schaltzeiten und dadurch die Schaltverluste so gering wie möglich zu halten. Da dies jedoch zu unerwünschten Sekundäreffekten wie z.B. Schaltüberspannungen oder elektromagnetischen Störstrahlung führt, muss bei der Auswahl von R_G ein anwendungsbezogener Kompromiss gesucht werden.

In Abbildung 5.4 ist exemplarisch der Einschaltvorgang eines Hochvolt-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*) bei der Ansteuerung über drei unterschiedliche Gatewiderstände dargestellt. Durch die Reduktion des Gatewiderstandes von 15Ω auf $4,6 \Omega$ steigt der Spitzenwert des Kollektorstromes von ca. 1200 A auf 1500 A. Da jedoch das Zeitintervall im aktiven Bereich verkleinert wird und die Schaltleistung konstant ist, werden die Schaltverluste von 6,3 Ws auf 3,1 Ws etwa halbiert.

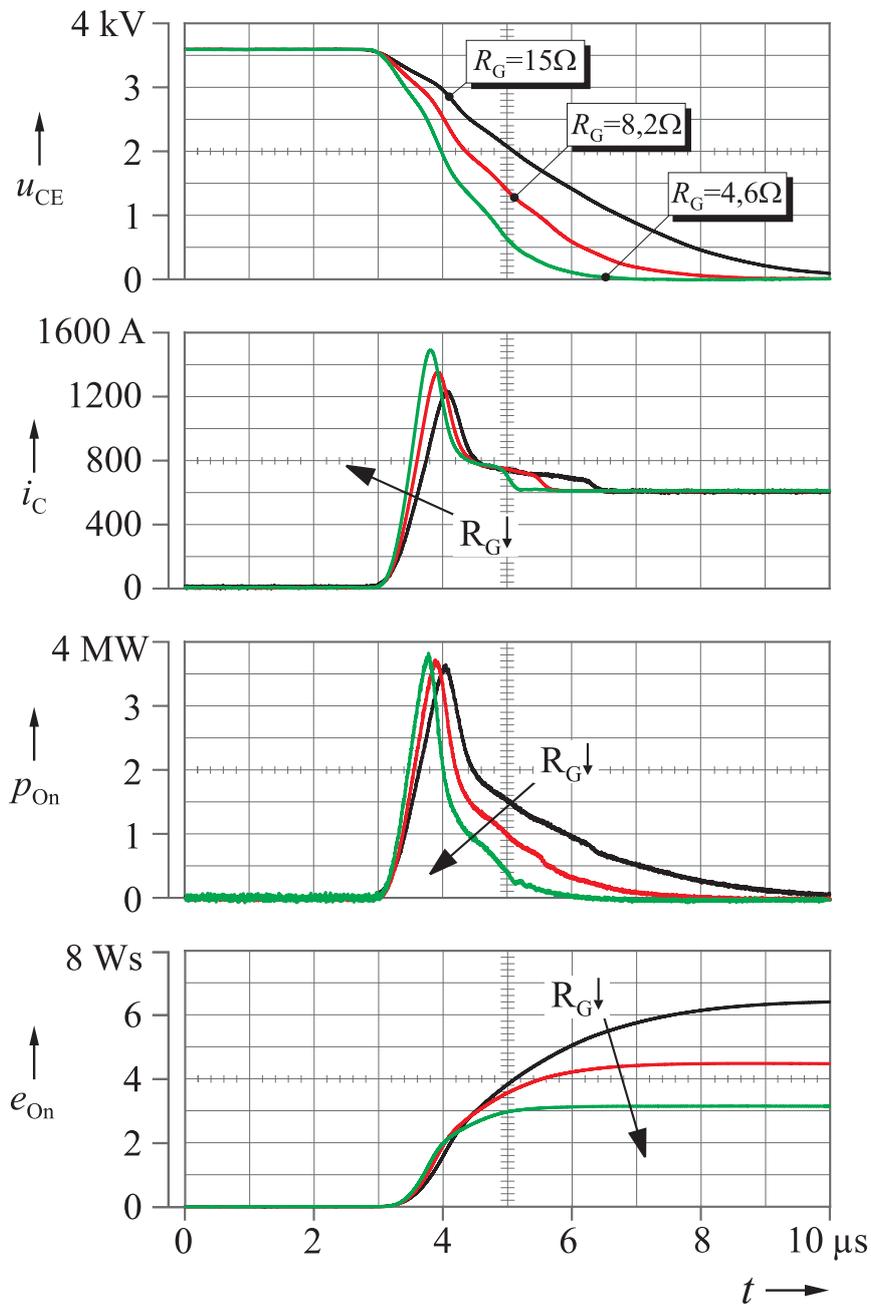


Abbildung 5.4: Einschaltvorgang bei unterschiedlichen Gatewiderständen ($FZ600R65KF1_S2$, $R_{G,on} = 15/8,2/4,6\ \Omega$, $U_{DC} = 3600\ \text{V}$, $I_0 = 600\ \text{A}$ bei $\vartheta = 20\ \text{°C}$)

Gleichzeitig ergeben sich durch die Reduktion des Gatewiderstandes größere Gradienten für den Laststrom di_C/dt und die Kollektor-Emitter-Spannung du_{CE}/dt . Die Gradienten der in Abbildung 5.4 gezeigten Strom- und Spannungsverläufe werden in Kapitel 6.2 näher behandelt.

Die Auswirkungen verschiedener Gatewiderstände (56 Ω , 22 Ω und 6,8 Ω) auf den Ausschaltvorgang sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Eine Reduktion des Gatewiderstandes führt wie auch beim Einschalten dazu, dass der Halbleiter schneller schaltet und sich die Schaltverlustenergien verringern. Die Abschaltenergie kann so von ca. 5,11 Ws auf 2,2 Ws vermindert werden.

Der Gradient der Kollektor-Emitter-Spannung du_{CE}/dt steigt sichtbar bei einer Verminderung des Gatewiderstandes. Der Stromgradient di_C/dt hingegen kann nur begrenzt durch die Ansteuerung beeinflusst werden. In den Untersuchungen stellt sich bei Gatewiderständen von kleiner als 10 Ω ein zweistufiges Absinken des Kollektorstromes ein [11].

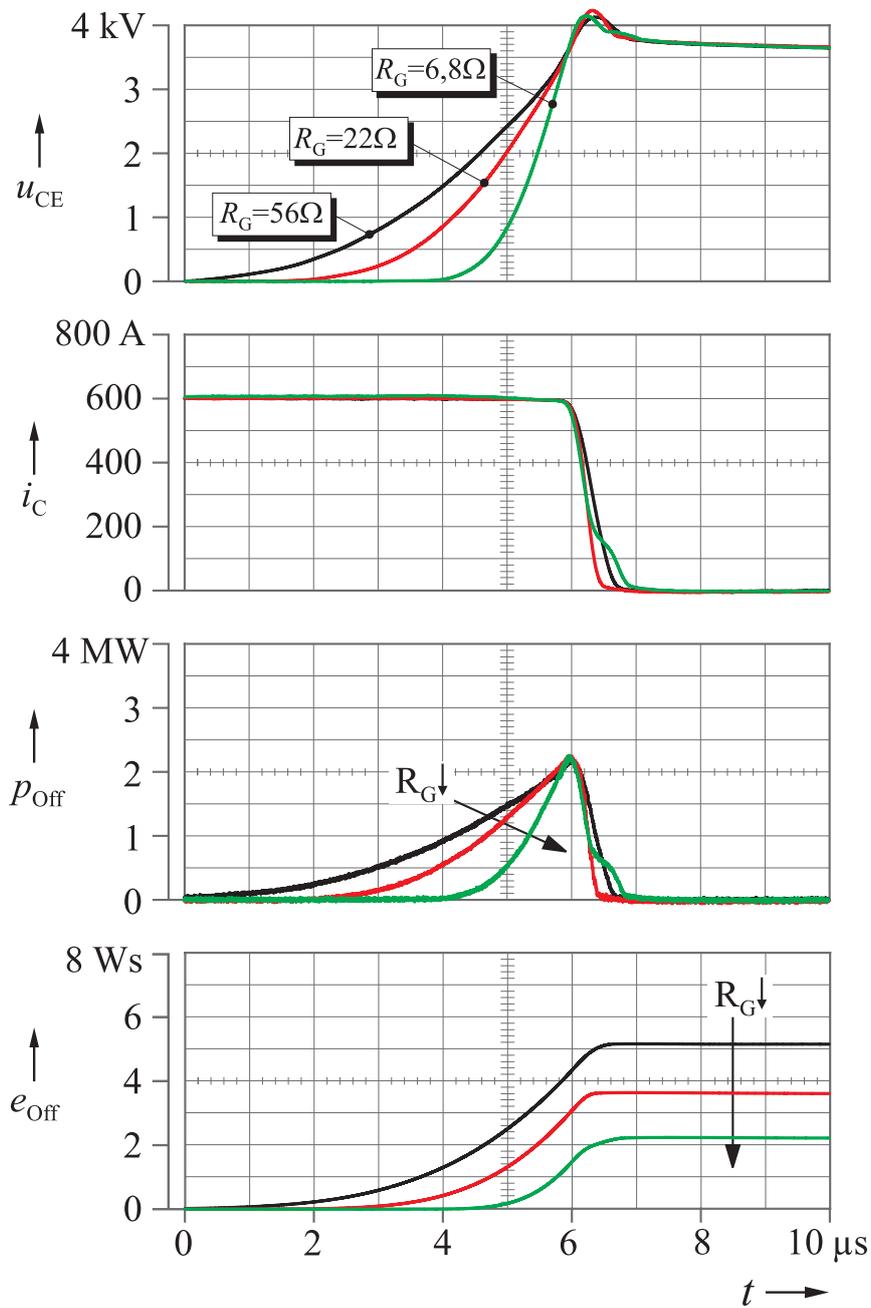


Abbildung 5.5: Ausschaltvorgang bei unterschiedlichen Gatewiderständen ($FZ600R65KF1_S2$, $R_{G,\text{off}} = 56/22/8,2\ \Omega$, $U_{\text{DC}} = 3600\ \text{V}$, $I_0 = 600\ \text{A}$ bei $\vartheta = 20\ \text{°C}$)

5.3 Schädliche Randeffekte bei schnellen Schaltvorgängen

Mit der Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit des IGBTs ist gleichzeitig ein Anstieg der Strom- di_C/dt und Spannungsgradienten du_{CE}/dt verbunden. Dieses führt zu einer Reihe unerwünschter Nebeneffekte, die im Folgenden kurz diskutiert werden. Eine ausführliche Beschreibung befindet sich im Anhang (vgl. Anhang B).

Die vom Umrichter erzeugten Spannungsblöcke breiten sich auf der Motorzuleitung in der Form von Wanderwellen aus. Aufgrund der Fehlanpassung der Impedanzen kommt es sowohl am motorseitigen Kabelende als auch auf der Seite des Umrichters zu mehrfachen Reflektionen. In Abhängigkeit von der Laufzeit der elektrischen Welle und der Kabellänge können dabei Klemmenspannungen von mehr als der doppelten Höhe der Zwischenkreisspannung entstehen [14][23][45].

Die hohen Klemmenspannungen, die durch die Reflektion der Wanderwellen entstehen, führen zu einer erhöhten Belastung der Wicklungsisolation. Darüber hinaus wird die Spannungsverteilung in Längsrichtung des Wicklungsdrahtes durch induktive und kapazitive Kopplungen zwischen den einzelnen Windungen untereinander und dem Statorblechpaket beeinflusst. In Grenzfällen fällt dadurch bis zu 70% der angelegten Klemmenspannung über die erste Windung ab [14][15].

Bei einer Veränderung der Gleichtaktkomponente werden durch die internen Kapazitäten der Maschine Verschiebestrome hervorgerufen. Diese Ströme werden über die Wälzlager abgeleitet, was zu einer Reduktion der Lebensdauer führt [24][25].

6 Optimierte Gatestromprofile

Neben der konventionellen Ansteuerung des IGBTs existieren mehrere Verfahren, die durch eine Veränderung der Steuerparameter während des Schaltens eine Verbesserung des Schaltverhaltens erreichen. Am Anfang dieses Kapitels wird daher ein kurzer Überblick über diese Ansteuerungsverfahren gegeben. Im Weiteren wird dann speziell auf die in dieser Arbeit untersuchte Ansteuerung von IGBTs über optimierte Gatestromprofile eingegangen. In diesem Zusammenhang wird ebenfalls der Aufbau der dazu entwickelten Treiberstufe beschrieben.

Um den Gatestromverlauf zu optimieren, wird der Schaltvorgang jeweils in vier Phasen unterteilt. Anhand von Referenzmessungen kann man dann die jeweiligen Zusammenhänge zwischen dem Gatestrom und den Strom- bzw. Spannungsgradienten ermitteln und so ein Profil einstellen, mit dem das gewünschte Schaltverhalten des IGBTs erreicht wird. Abschließend wird beispielhaft ein optimierter Gatestromverlauf für den Ein- und Ausschaltvorgang präsentiert.

6.1 Aktive Treiber

Wie im Unterkapitel 5.2 beschrieben, hängen im Fall einer konventionellen Ansteuerung die Schaltverluste bei gegebener Treiberleerlaufspannung von der Auswahl des Gatewiderstandes ab. Dieser wird mittels der kritischsten Größe bzw. Komponente bestimmt. Damit legt man gleichzeitig die maximale Schaltgeschwindigkeit für den gesamten Schaltvorgang des IGBTs fest.

Prinzipbedingt sind bei der konventionellen Ansteuerung über den Widerstand die Gradienten von Strom und Spannung voneinander ab-

hängig. Wird z.B. der Stromanstieg di_C/dt während des Einschaltvorgangs begrenzt, wird auch der maximale Gradient der Kollektor-Emitter-Spannung du_{CE}/dt limitiert, obwohl dies nicht notwendig ist. Da der Halbleiter in weiten Teilen des Schaltvorganges unterhalb der transienten Grenzen betrieben wird, steigen die Schaltverluste mehr als nötig und der Halbleiter wird schlecht ausgenutzt.

Aus diesem Grunde sind mehrere Ansteuerverfahren entstanden, die aktiv in den Schaltprozess des IGBTs eingreifen, um dadurch eine Verbesserung des Schaltverhaltens zu erreichen. Grundsätzlich kann man dabei zwischen Ansteuerverfahren unterscheiden, die durch eine gesteuerte Vorgabe der Ansteuergrößen (open-loop) das gewünschte Schaltverhalten erreichen und solchen, die direkt die Schaltflanken regeln (closed-loop).

Neben den bisherigen Ansteuerstrukturen, die hauptsächlich in analoger Schaltungstechnik realisiert sind, etablieren sich zunehmend Treiber, die um einen digitalen Signalverarbeitungsteil erweitert sind. Durch eine Anpassung der Steuerparameter können digitale Treiber relativ einfach auf unterschiedliche IGBT-Typen abgestimmt werden. Im Folgenden sind einige der bekannten Verfahren, die zur Einstellung des Schaltverhaltens von IGBTs verwendet werden, aufgeführt.

6.1.1 „open-loop“ - Steuerung der Schaltflanken

In den Untersuchungen von [45] wird eine Entkopplung von Strom- und Spannungsgradient durch einen zweigeteilten Anstieg der Steuerungsspannung erreicht. In den unterschiedlichen Zeitabschnitten des Schaltvorganges wird durch die Spannungssteilheit indirekt der eingepreßte Gatestrom beeinflusst. Dadurch ändert sich je nach Betriebszustand des IGBTs die Schaltgeschwindigkeit, so dass die Gradienten unabhängig voneinander begrenzt werden (vgl. Kap.6.2). Die Ansteuerung mit verschiedenen Gatespannungssteilheiten wurde ebenfalls von der RWTH Aachen für den Bereich der Hochvolt-IGBTs vorgestellt [41].

In ähnlicher Weise unterteilt ein Ansteuerungsverfahren, das an der Universität von Wisconsin entwickelt wurde, den Schaltprozess in drei Phasen. In jeder Schaltphase wird vom Treiber, der über zwei parallel geschaltete Endstufen verfügt, ein angepasster Gatestrom eingeprägt. Dadurch können die Schaltgeschwindigkeiten in jeder Schaltphase separat eingestellt und die Gradienten von Strom und Spannung unabhängig voneinander begrenzt werden [48][49].

6.1.2 „closed-loop“ - Regelung der Schaltflanken

Bei anderen Ansteuerungsverfahren wird die Flankensteilheit während der Kommutierung direkt geregelt. Dazu werden entweder die Absolutwerte [29] oder die Gradienten [9][12][30] der Kollektor-Emitter-Spannung und des Kollektorstromes über zusätzliche Netzwerke erfasst und auf den Treiber zurückgeführt. Dort werden die Steuergrößen mit Hilfe eines sehr schnellen Reglers so eingestellt, dass immer mit den vorgegebenen Spannungs- und Stromsteilheiten geschaltet wird. Da die dynamischen Vorgänge während des Schaltens eines IGBT sehr schnell ablaufen, wird ein Regelkreis mit hoher Bandbreite benötigt. Dies stellt besondere Anforderungen an die Messwerterfassung so wie die Leistungsendstufe auf dem Treiber.

Bei der „closed-loop“ Regelung ist das Zeitintervall, in dem der Halbleiter im aktiven Bereich seiner Kennlinie betrieben wird auf, ein Minimum reduziert. Dadurch ergeben sich bei dieser Ansteueremethode auch minimale Schaltverluste.

6.1.3 Digitale Treiber

Digitale Treiber besitzen einen „intelligente Kern“ und lassen sich in ihrem Betriebsverhalten durch einfaches Umprogrammieren auf unterschiedliche IGBTs einstellen.

Der von der Firma *InPower System GmbH* entwickelte Treiber ist in der Lage, zwischen mehreren Gatewiderständen auszuwählen und dadurch

alle 50 ns den Steuerstrom auf den dynamischen Zustand des IGBTs anzupassen. Zusätzlich wird der Laststrom durch den Treiber erfasst und von der Steuerung ausgewertet. Im Kurzschlussfall werden die Ansteuersignale durch die digitale Einheit so modifiziert, dass ein sicheres Abschalten des IGBTs ohne gefährliche Überspannungen gewährleistet ist [18].

Ein weiteres Konzept für einen digitalen Treiber ist von der Universität Hannover vorgestellt worden. Anhand mehrerer Parameter wird mit Hilfe eines FPGA-Chips der aktuelle Zustand des IGBTs „on-line“ ermittelt und ausgewertet. Anschließend soll ein Ansteuersignal generiert werden, mit dem das gewünschte Schaltverhalten erreicht wird. Bisher sind jedoch nur Ergebnisse zur Erfassung des Stromgradienten veröffentlicht. Eine Aussage über die Ansteuersignale am Gate wurde nicht gemacht [17][37].

6.2 Ansteuerung über optimierte Steuerprofile

Ein in [45] untersuchtes Ansterverfahren unterteilt den Schaltvorgang in jeweils zwei Abschnitte. Durch einen zeitabschnittsweise einstellbaren Verlauf der Gate-Emitter-Spannung u_{GE} werden Strom- und Spannungsflanken entkoppelt, so dass die maximal auftretenden Gradienten unabhängig voneinander eingestellt werden können. Die Ansteuerung über Gatespannungsprofile soll durch die Simulationsergebnisse in Abbildung 6.1 verdeutlicht werden.

In der ersten Phase des Einschaltprozesses wird durch eine schnell ansteigende Gate-Emitter-Spannung u_{GE} ein hoher Gatestrom i_G eingeprägt. Infolgedessen baut sich der Kollektorstrom i_C schnell und mit geringen Verlusten auf. Sobald i_C den stationären Wert des Laststromes annähernd erreicht hat, beginnt die zweite Phase, in der der Gatestrom und somit die Schaltgeschwindigkeit durch eine reduzierte Steigung der Gate-Emitter-Spannung verringert wird. Aufgrund des sich langsamer aufbauenden Rückwärtserholstroms erlangt die Diode ihre Sperrfähigkeit weniger abrupt. Der Übergang der Sperrspannung vom IGBT auf die

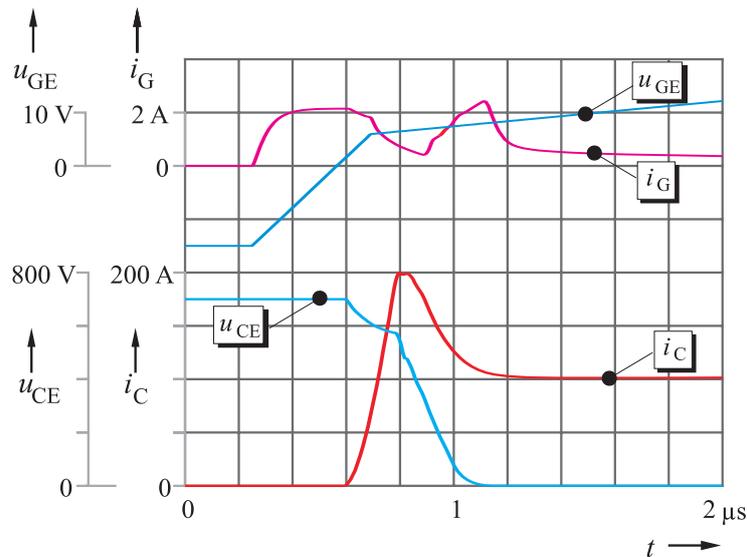


Abbildung 6.1: Einschaltverhalten eines 1200-V-IGBTs bei der Ansteuerung über ein zweistufiges Gatespannungsprofil (Simulation mit dem Modell nach Abb. 3.5)

Diode lässt sich dabei anhand der Steilheit der Gate-Emitter-Spannung beeinflussen.

In Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung des IGBT ändert sich während des Schaltens die Weite der Raumladungszone in der n^- -Schicht. Dies ruft einen Verschiebestrom hervor, der über die Millerkapazität in den Treiber fließt. Ist der Steuerstrom, der durch das Gatespannungsprofil eingeprägt wird, zu gering, kann der Verschiebestrom dazu führen, dass sich während der zweiten Phase des Einschaltvorganges ein negativer Gatestrom ausbildet. Im Grenzfall schaltet der bereits leitende IGBT kurzzeitig wieder aus. Die zusätzlichen Schaltverluste und eine ungleichmäßige Stromverteilung über den Halbleiterchip können dabei zur Zerstörung des Ventils führen.

Das Schaltverhalten wird demnach weniger von der Gate-Emitter-Spannung als von den Umladevorgängen im IGBT selbst gesteuert. Daher ist die Ansteuerung über ein zweistufiges Gatespannungsprofil nicht immer optimal.

Durch eine direkte Regelung des Steuerstromes i_G kann der Ladungstransfer in das Gate und somit der dynamische Schaltzustand des IGBTs unmittelbar und unabhängig von inneren Ausgleichströmen des IGBTs kontrolliert werden. Im Vergleich zur spannungsgeführten Variante lässt sich wegen der verbesserten Steuereigenschaften der Schaltvorgang in kleinere Einzelschritte unterteilen, was insgesamt ein verbesserten Durchgriff auf das Schaltverhalten erlaubt.

Wie die Simulationsergebnisse in Abbildung 6.1 verdeutlichen, wird bei der Ansteuerung über optimierte Gatestromprofile ein zeitabhängiger Steuerstrom i_G in das Gate des IGBTs eingepreßt. Unter Entkopplung der Strom- und Spannungsgradienten können durch einen entsprechenden Gatestromverlauf die Flanken für den Schaltvorgang linearisiert werden. Der IGBT schaltet demnach zu jedem Zeitpunkt mit der maximal zulässigen Schaltgeschwindigkeit, wodurch die im Halbleiter umgesetzten Verluste auf ein Minimum reduziert werden.

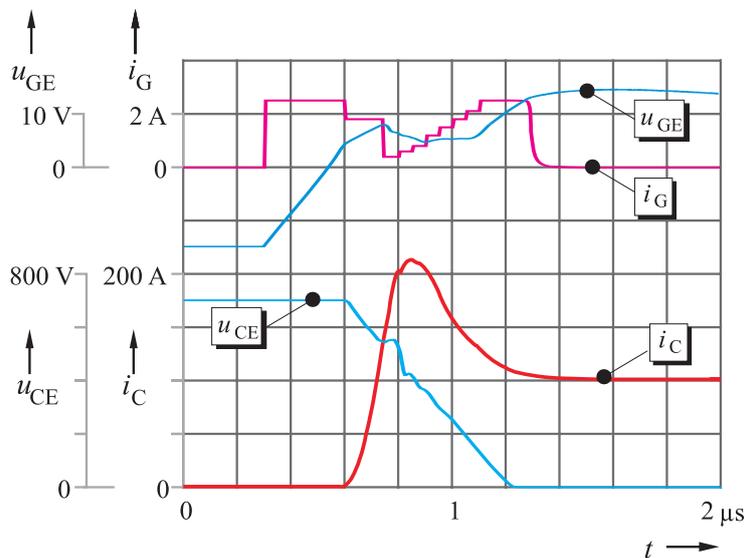


Abbildung 6.2: Einschaltverhalten eines 1200-V-IGBTs bei der Ansteuerung mit einem optimierten Gatestromverlauf (Simulation mit dem Modell nach Abb. 3.5)

6.3 Aufbau der neu entwickelten Treiberstufe

Die Treiberstufe, die die Ansteuerung von IGBTs mit vorgebbaren Strom-Zeit-Profilen ermöglicht, besteht im Wesentlichen aus drei Funktionsgruppen: dem Sollwertgenerator, der Leistungsendstufe und einer übergeordneten Steuerung [40].

Die Treiberstufe wird über eine möglichst kurze Anschlussleitung mit den Steueranschlüssen des untersuchten 6,5-kV-IGBT-Moduls (*FZ600R65 KF1_S2 Eupec*) verbunden. Dadurch lässt sich sowohl der Einfluss der parasitären Induktivität im Gatestromkreis als auch die Einkoppelmöglichkeit von Störsignalen auf ein Minimum reduzieren.

6.3.1 Sollwertgenerator

Da die dynamischen Vorgänge im IGBT während des Schaltens im Bereich von wenigen μs ablaufen, können die Steuerprofile nicht in Echtzeit mit einem Mikrokontroller erzeugt werden. Die Profile werden daher in einem auf der Treiberstufe integrierten Speicher abgelegt. Mit dem Schaltsignal der übergeordneten Steuerung wird im Sollwertgenerator ein Adresszähler gestartet. Die im Speicher abgelegten Werte werden so mit einem Systemtakt von 20 MHz seriell ausgelesen und man erhält eine entsprechend hohe Auflösung des Signal-Zeitverlaufs. Wegen der 8-Bit-Struktur des Speichers können die Profile in ihrem Wert in 128 Einzelstufen auf den dynamischen Zustand des IGBT abgestimmt werden.

Die in digitaler Form gespeicherten Werte werden durch einen schnellen Digital-Analog-Umsetzer in ein analoges Sollwertsignal mit geringem Spannungspegel von $\pm 0.5\text{ V}$ umgewandelt. Die „response-time“ des Wandlers beträgt dabei weniger als 20 ns. Anschließend wird das Signal durch einen Operationsverstärker (OP) mit hoher Bandbreite (200 MHz) und hoher Anstiegsgeschwindigkeit ($2500\text{ V}/\mu\text{s}$) verstärkt. Das auf diese Weise erzeugte Signal dient als Referenzwert für die Leistungsendstufe, die die Steuerprofile in den Halbleiter einprägt.

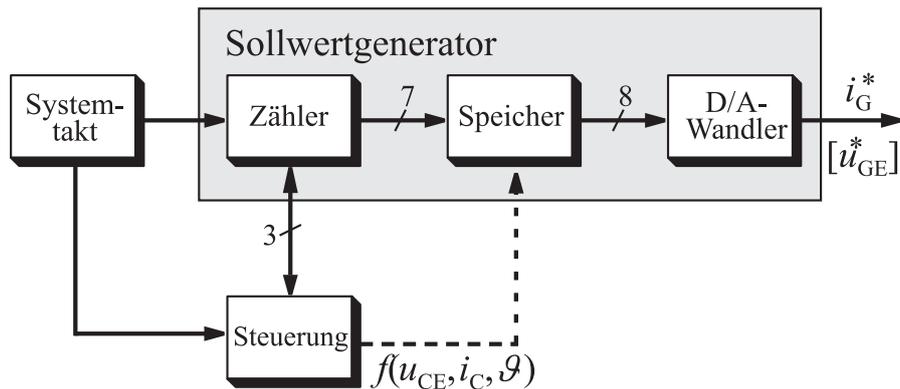


Abbildung 6.3: Struktur des Sollwertgenerators

6.3.2 Leistungs-Endstufe

Die Leistungsstufe, die in Abbildung 6.4 dargestellt ist, setzt sich aus einer Kombination von bipolaren Transistoren und einem Operationsverstärker (OP) zusammen. Die Schaltung bietet die Möglichkeit der Ansteuerung über:

- optimierte Gatestromprofile,
- optimierte Gatespannungsprofile oder
- einen Vorwiderstand in der Gatezuleitung.

In Abhängigkeit vom Signal, das auf den OP zurückgeführt wird, verhält sich die Treiberstufe wie eine geregelte Spannungs- oder Stromquelle. Dabei wird auf einen Gatewiderstand verzichtet, so dass die Quelle hart mit dem Gate des IGBTs verbunden ist. Wird weder die Gatespannung noch der Gatestrom zurückgekoppelt, kann das Schaltverhalten des IGBTs auf konventionelle Weise über einen Gatewiderstand gesteuert werden. Wodurch die Ansteuermethoden relativ einfach miteinander verglichen werden können.

Aufgrund der sich dynamisch ändernden Eingangskapazität des Leistungshalbleiters benötigt man einen sehr schnell reagierenden Stromregelkreis. Als Regler wird ein durch eine Transistorhalbbrücke

erweiterter schneller OP eingesetzt. In den ersten Untersuchungen zum Schaltverhalten der 6,5-kV-IGBTs hat sich herausgestellt, dass sich das „Millerplateau“ erst bei einer Gatespannung von mehr als 10 V einstellt. Da die maximale Ausgangsspannung des OPs bei einer standardmäßigen Versorgung auf ca. $\pm 12,5$ V begrenzt ist, kann in dieser Schaltphase nicht immer der gewünschte Steuerstrom eingepreßt werden. Um die Stellreserve des OPs in der Phase des Millerplateaus zu erhöhen, wird daher der OP asymmetrisch mit +18 V und -12 V versorgt. Die maximale erreichbare Ausgangsspannung, die vom Treiber an das Gate angelegt werden kann, beträgt somit +16,3 V und -10,2 V. Dadurch kann jetzt auch in der Zeit des Millerplateaus ein ausreichend hoher Gatestrom eingepreßt und das gewünschte Schaltverhalten erreicht werden.

Die Beschaltungselemente der Endstufe wurden experimentell auf das verwendete IGBT-Modul angepasst. Während der Kondensator C_1 (10 – 168 pF) durch seine differenzierende Wirkungsweise eine ausreichende Flankensteilheit der eingepreßten Signale ermöglicht, wirkt der Kondensator C_2 (47 – 470 pF) hingegen integrativ, minimiert Schwingungen und stabilisiert den Regelkreis, führt aber zu einer Reduktion der Regelbandbreite im Stromregelkreis.

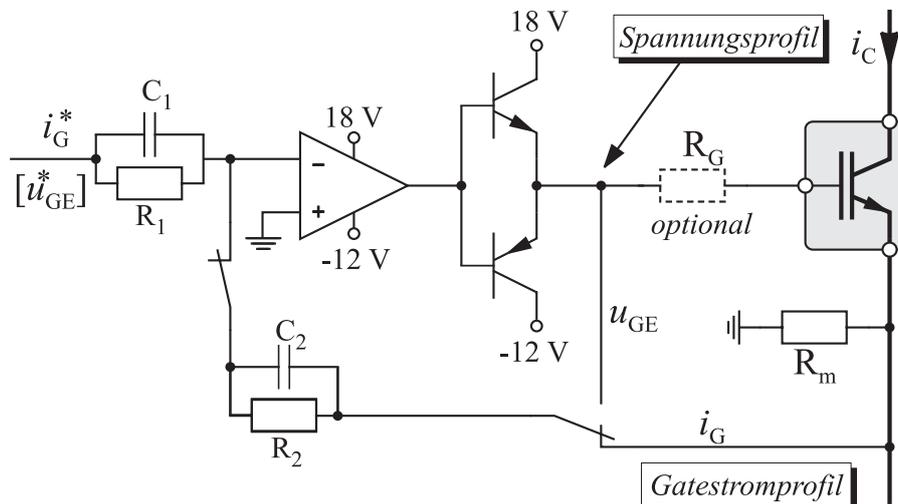


Abbildung 6.4: Schaltungstopologie der Leistungsstufe

Durch die hohe Änderungsgeschwindigkeit des Gatestromes von $150 \text{ A}/\mu\text{s}$ ist es möglich, ein scharfkantiges Steuerprofil mit Stromwerten bis zu 5 A einzuprägen. Eine zweite Transistorendstufe, die bereits auf dem Treiber vorhanden ist, kann parallel zur ersten geschaltet werden, um den Ausgangsstrom zu erhöhen.

6.3.3 Steuerschaltung

Die Steuerschaltung besteht zur Zeit aus einfachen GALs (Generic Array Logic) des Typs 22V10D (Lattice). Diese starten mit dem Wechsel des Schaltsignals den Adresszähler des Sollwertgenerators. Dabei überwacht die Steuerung, dass das Steuerprofil für den Schaltvorgang vollständig abgelaufen ist. Dies verhindert, dass ein Fehlimpuls während des Schaltens das Steuerprofil unterbricht und sich ein unbestimmter Betriebszustand einstellt. Im Rahmen der weiteren Entwicklung soll die Steuerschaltung abhängig von den Betriebsparametern (Laststrom, Zwischenkreisspannung und Halbleitertemperatur) das zugehörige Steuerprofil auswählen, um so den jeweils optimalen Stromverlauf in das Gate einprägen zu können.

6.4 Bestimmung des optimalen Gatestromverlaufs

Um das gewünschte Schaltverhalten zu erreichen, muss das eingeprägte Steuerprofil auf die dynamischen Eigenschaften des IGBTs abgestimmt werden. Die Schaltvorgänge lassen sich dazu prinzipiell in vier Abschnitte unterteilen (vgl. Kap. 4.2). Für jeden Abschnitt kann anhand von Referenzmessungen der Zusammenhang zwischen dem eingepprägten Steuerstrom und dem Strom- bzw. Spannungsgradienten ermittelt werden [9].

6.4.1 Einschaltstromprofil

Der Einschaltvorgang gliedert sich in die verschiedenen Schaltabschnitte, die sich wie folgt aneinander reihen:

- Einschaltverzugszeit „delay time“
- Stromflanke di_C/dt
- Spannungsflanke du_{CE}/dt
- Nachladen

Einschaltverzugszeit „delay time“

Da vor dem Einschalten das Gate negativ vorgespannt ist, müssen zunächst die Eingangskapazitäten des IGBTs aufgeladen werden. Überschreitet die Gatespannung den Wert der Schwellenspannung, beginnt erst der eigentliche Schaltvorgang des Halbleiters. Diese Einschaltverzugszeit stellt für die übergeordnete Steuerung des Umrichters regelungstechnisch eine Totzeit dar. Damit die Einschaltverzugszeit möglichst klein gehalten wird, wird in dieser Schaltphase ein Gatestrom mit hoher Amplitude eingeprägt.

Stromflanke di_C/dt

Mit dem Erreichen der Schwellenspannung $U_{GE(Th)}$ beginnt die zweite Schaltphase, in der der Laststrom von der Diode auf den IGBT kommutiert. Der Verlauf der Gatespannung wird durch das Ladeverhalten der Eingangskapazitäten des IGBTs bestimmt. Wie das IGBT-Ersatzschaltbild in Abbildung 3.6 verdeutlicht, setzt sich die Eingangskapazität aus der Gate-Source-Kapazität C_{GS} und der Gate-Drain-Kapazität C_{GD} zusammen. Aufgrund der hohen Kollektor-Emitter-Spannung ist jedoch C_{GD} sehr gering und gegenüber zu C_{GS} zu vernachlässigen, so dass für die Gate-Emitter-Spannung gilt:

$$\frac{du_{GE}(t)}{dt} \approx \frac{i_G(t)}{C_{GS}} \quad (6.1)$$

Das Verhältnis zwischen der angelegten Gate-Emitter-Spannung u_{GE} und dem Drainstrom i_{D} , der dem Elektronenstrom im Kanal des steu-erseitigen MOSFET entspricht, wird analog zu Gl. 3.4 beschrieben:

$$i_{\text{D}}(t) = \frac{w \mu_{\text{n}} C_{\text{GK}}}{2 \cdot l} \cdot (u_{\text{GE}}(t) - U_{\text{TH}})^2 \quad (6.2)$$

Der Basisstrom i_{b} des lastseitigen pnp-Transistors setzt sich aus dem Drainstrom i_{d} des MOSFETs sowie den Verschiebeströmen über die Gate-Drain-Kapazität C_{GD} und die Drain-Source-Kapazität C_{ds} zusammen. Da die Kollektor-Emitter-Spannung während dieser Schaltphase bis auf den Spannungsfall über der Streuinduktivität L_{σ} konstant ist, kann der Verschiebestrom über die Kapazitäten vernachlässigt werden. Der Drainstrom entspricht daher im Wesentlichen dem Basisstrom des Transistors.

$$i_{\text{b}}(t) \approx i_{\text{d}}(t) \quad (6.3)$$

Vorausgesetzt, dass die Stromverstärkung β des pnp-Transistors für den Schaltbereich konstant bleibt, kann mit Gleichung 6.2 der Stromgradient di_{C}/dt berechnet werden.

$$\begin{aligned} i_{\text{C}} &= (1 + \beta) \cdot \frac{w \mu_{\text{n}} C_{\text{GK}}}{2 \cdot l} \cdot (u_{\text{GE}}(t) - U_{\text{TH}})^2 \\ \frac{di_{\text{C}}}{dt} &= (1 + \beta) \cdot \frac{w \mu_{\text{n}} C_{\text{GK}}}{l} \cdot (u_{\text{GE}}(t) - U_{\text{TH}}) \cdot \frac{du_{\text{GE}}(t)}{dt} \\ &= \sqrt{2 \cdot (1 + \beta) \cdot \frac{w \mu_{\text{n}} C_{\text{GK}}}{l}} \cdot \sqrt{i_{\text{C}}(t)} \cdot \frac{du_{\text{GE}}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Mit Gleichung 6.1 ergibt sich:

$$\frac{di_{\text{C}}}{dt} = \sqrt{2 \cdot (1 + \beta) \frac{w \mu_{\text{n}} C_{\text{GK}}}{l}} \cdot \sqrt{i_{\text{C}}(t)} \cdot \frac{i_{\text{G}}(t)}{C_{\text{GE}}} \quad (6.5)$$

Die ersten beiden Produktterme beschreiben das Schaltverhalten des IGBTs und können mit C_{GE} bzw. C_{GS} als Funktion $g_{\text{m}}(i_{\text{C}})$ zusammengefasst werden. Damit ist:

$$\frac{di_{\text{C}}}{dt} = \frac{g_{\text{m}}(i_{\text{C}})}{C_{\text{GS}}} \cdot i_{\text{G}}(t) \quad (6.6)$$

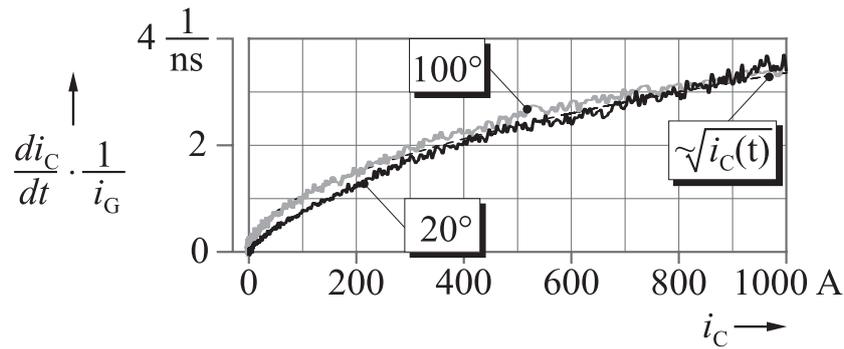


Abbildung 6.5: Auf den Kollektorstrom bezogene Stromsteilheit beim Einschalten des HV-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*, $I_G = 1$ A, $U_{DC} = 3600$ V, $I_0 = 600$ A bei $\vartheta = 20$ °C/100 °C)

Die Kennlinien in Abbildung 6.5 beschreiben das Übertragungsverhalten $g_m(i_C)/C_{GS}$ des 6,5-kV-IGBTs. Um diese Kennlinie zu erhalten, wird in einer Referenzmessung ein konstanter Gatestrom von 1 A eingeprägt. Anschließend wird der Gradient des Kollektorstromes ermittelt durch den Gatestrom dividiert und über dem Kollektorstrom aufgetragen.

In einer weiteren Messung wird die Halbleitertemperatur von 20 °C auf 100 °C erhöht. Abbildung 6.5 zeigt, dass die Kennlinien sich nur geringfügig mit der Temperatur verändern.

Aus den Messungen ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\frac{di_C}{dt} \propto \sqrt{i_C(t)} \cdot i_G(t)$$

Um einen möglichst über den gesamten Schaltvorgang gleich bleibenden Stromgradienten zu erhalten, muss der eingeprägte Steuerstrom das Eigenverhalten des IGBTs kompensieren. Daher wird in dieser Schaltphase ein Gatestromprofil verwendet, das sich umgekehrt proportional zur Wurzel des gewünschten Stromverlaufs des IGBTs verhält:

$$i_G(t) \propto \frac{1}{\sqrt{i_C(t)}}$$

Spannungsflanke du_{CE}/dt

In der dritten Schaltphase wird, ähnlich zur Steuerung des Stromgradienten, das Übertragungsverhalten zwischen dem eingepprägten Steuerstrom i_G und dem Gradienten der Kollektor-Emitter-Spannung du_{CE}/dt durch eine Referenzmessung ermittelt.

In diesem Zeitintervall fließt der Gatestrom im Wesentlichen als Verschiebestrom über die Millerkapazität C_{GD} . Dieser Strom bestimmt aufgrund des „Selbstregeleffektes“, wie schnell die Drain-Source-Kapazität entladen wird. Demnach legen der eingepprägte Gatestrom und die Millerkapazität fest, mit welchem Gradienten die Drain-Source-Spannung fällt (vgl. Kap. 4.2). Wie das Ersatzschaltbild 3.6 verdeutlicht, entspricht u_{ds} bis auf den Spannungsfall über der Basis-Emitter-Strecke des pnp-Transistors der Kollektor-Emitter-Spannung des IGBTs und es gilt:

$$\frac{du_{CE}(t)}{dt} \approx \frac{du_{ds}(t)}{dt} = -\frac{i_G(t)}{C_{GD}} \quad (6.7)$$

Die Millerkapazität C_{GD} ist jedoch nicht konstant, sondern sinkt mit steigender Gate-Drain-Spannung u_{GD} des MOSFETs. Sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung u_{CE} – die ungefähr der Drain-Source-Spannung u_{ds} entspricht – während des Schaltens, ändert sich die Ausdehnung der Raumladungszone unterhalb des Gatekontaktes, was zu einer starken Erhöhung der Kapazität C_{GD} führt. In der Folge reduziert sich mit fallender Kollektor-Emitter-Spannung die Steilheit du_{CE}/dt . Es ergibt sich ein exponentiell abklingender Spannungsverlauf.

Aus Gleichung 6.7 lässt sich ableiten:

$$C_{GD} \approx \frac{i_G(t)}{du_{CE}(t)/dt} \quad (6.8)$$

Die Kennlinien in Abbildung 6.6 beschreiben den spannungsabhängigen Verlauf der Millerkapazität. In Messungen wurde dazu der Schaltvorgang des IGBTs mit einem Gatestrom von 1 A bei 20 °C und 100 °C aufgenommen.

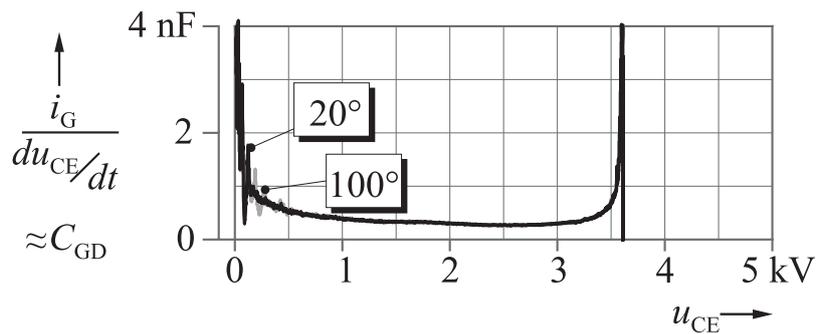


Abbildung 6.6: Auf die Kollektor-Emitter-Spannung bezogene Spannungsgradientkennlinie beim Einschalten des HV-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*, $I_G = 1$ A, $U_{DC} = 3600$ V, $I_0 = 600$ A bei $\vartheta = 20$ °C/100 °C)

Wie der Vergleich der Kennlinien zeigt, hat die Erhöhung der Halbleitertemperatur keine wesentlichen Auswirkungen auf das Schaltverhalten des IGBTs bzw. auf den sich einstellenden Spannungsgradienten.

Um einen gleich bleibenden Spannungsgradienten zu erhalten, muss das spannungsabhängige Verhalten der Millerkapazität kompensiert werden. Daher wird mit abnehmender Kollektor-Emitter-Spannung der eingepreßte Gatestrom annähernd proportional zum Anstieg der Kapazität gesteuert.

Nachladen

Ist die Kollektor-Emitter-Spannung auf den Wert der Sättigungsspannung abgesunken und die Millerkapazität vollständig entladen, ist der Schaltprozess auf der Lastseite des IGBTs abgeschlossen. Lediglich die Eingangskapazität des Halbleiters, die sich in der letzten Schaltphase aus den parallel geschalteten Gate-Source- und Gate-Drain-Kapazität zusammensetzt, wird noch auf das Potential der angelegten Treiberspannung aufgeladen.

6.4.2 Ausschaltstromprofil

Die Zusammenhänge, die für das Einschaltverhalten des IGBTs hergeleitet sind, werden ebenfalls für die Optimierung des Ausschaltvorganges verwendet. Lediglich die Reihenfolge von Strom- und Spannungsflanke sind schaltungsbedingt vertauscht, so dass sich die folgende Reihenfolge ergibt:

- Ausschaltverzugszeit „delay time“
- Spannungsflanke du_{CE}/dt
- Stromflanke di_C/dt
- Nachladen

Ausschaltverzugszeit „delay time“

Bevor der eigentliche Ausschaltvorgang des IGBTs einsetzt, muss zunächst die Gate-Emitter-Spannung bis auf das Niveau der Schwellenspannung reduziert werden. Wie auch beim Einschalten, wird deshalb ein Gatestrom mit hoher Amplitude eingepreßt, wodurch die Ausschaltverzugszeit minimiert wird.

Spannungsflanke du/dt

Um die Auswirkungen der Millerkapazität auf den Spannungsgradienten während des Ausschaltens zu ermitteln, wurden Referenzmessungen mit einem Gatestrom von -1 A bei unterschiedlichen Halbleitertemperaturen durchgeführt. Abbildung 6.7 zeigt die gemessenen Kennlinien bei 20 °C und 100 °C, die ähnlich zu denen des Einschaltvorganges sind. Der Kapazitätswert verläuft auch hier propotional zum Kehrwert der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} , jedoch mit etwas größerer Amplitude. Weiterhin ist zu erkennen, dass die Erhöhung der Betriebstemperatur nur einen sehr geringen Einfluß auf das Ausschaltverhalten des IGBTs hat.

Stromflanke di/dt

Abbildung 6.8 präsentiert den Zusammenhang zwischen dem Kollektorstromgradienten und dem Augenblickswert des Kollektorstromes beim Ausschalten für eine Halbleitertemperatur von 20 °C und 100 °C. Im

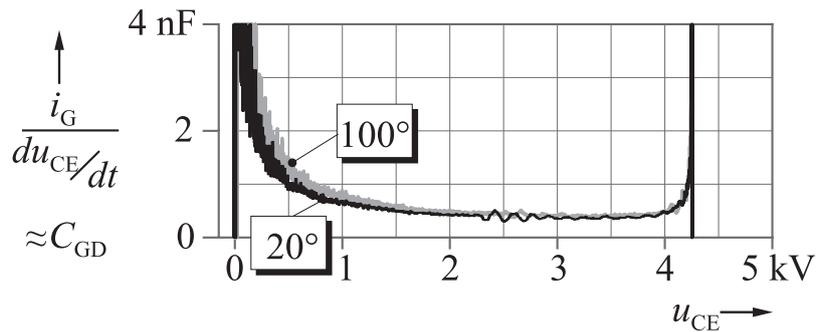


Abbildung 6.7: Auf die Kollektor-Emitter-Spannung bezogene Spannungsgradientkennlinie beim Ausschalten des HV-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*, $I_G = -1$ A, $U_{DC} = 3600$ V, $I_0 = 600$ A bei $\vartheta = 20$ °C/100 °C

Bereich kleiner Stromwerte weichen die Kennlinien stark von einander ab. Ursache dafür ist, dass die Gate-Emitter-Spannung bei der Abkommutierung des Laststromes vom IGBT schnell absinkt. Dadurch fällt der Gatestrom i_G auf Null, so dass die Auswertung der Gradienten für kleine Stromwerte schwierig ist (vgl. Abb. 4.3). Dies wird besonders bei der erhöhten Halbleitertemperatur deutlich, da der Abschaltvorgang des IGBTs durch einen stark ausgeprägten Tailstrom charakterisiert ist. Für Stromwerte über 100 A ist der Verlauf der Kennlinien annähernd gleich.

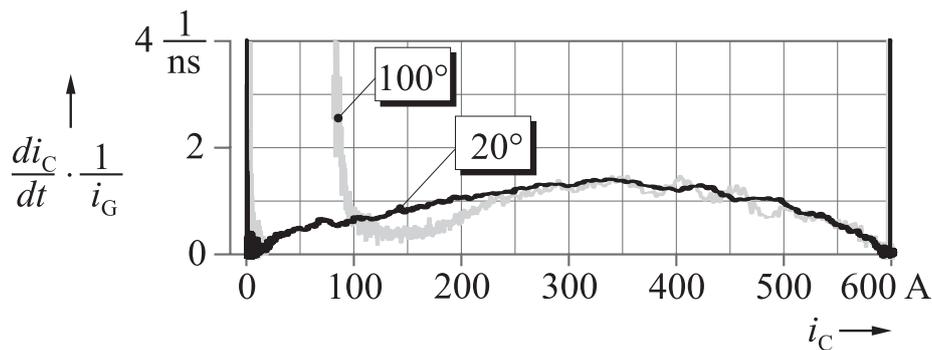


Abbildung 6.8: Auf den Kollektorstrom bezogene Stromsteilheit beim Ausschalten des HV-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*, $I_G = 1$ A, $U_{DC} = 3600$ V, $I_0 = 600$ A bei $\vartheta = 20$ °C/100 °C)

Nachladen

Ist die Gate-Emitter-Spannung u_{GE} noch nicht auf den Wert der Treiberleerlaufspannung $U_{TR,off}$ abgesunken, wird die Eingangskapazität mit einem hohen Gatestrom entladen, um einen stationären Betriebspunkt zu erreichen.

6.4.3 Zeitablaufsteuerung

Aus diesen Zusammenhängen ergibt sich für jede der vier Phasen ein optimaler Gatestromverlauf sowohl für den Ein- als auch Ausschaltvorgang. Diese Teilabschnitte müssen in ihrem zeitlichen Ablauf auf das Schaltverhalten des IGBTs abgestimmt werden.

In Abbildung 6.9 ist beispielhaft am Einschaltvorgang des IGBTs dargestellt, wie das Gatestromprofil auf dessen Eigenschaften abgestimmt wird.

Mit Hilfe einer Referenzmessung kann man bestimmen, wie hoch die Gateladung Q_G beim Erreichen der Schwellenspannung $U_{GE(Th)}$ ist. Im Umkehrschluss kann man aus der Gateladung und für jede beliebigen Gatestromwert die Verzugszeit Δt_1 bestimmen.

Das zweite Zeitintervall Δt_2 des Kollektorstromanstieges kann anhand des Spitzenwertes I_{CMax} des Kollektorstromes und der gewünschte Stromsteilheit bestimmt werden. Dabei wird der maximale Wert des Kollektorstromes sowohl von der Halbleitertemperatur als auch von dem Wert des Laststromes beeinflusst.

In der sich anschließenden Übergangsphase des Rückstromfalls wird der eingepreßte Gatestrom auf ein Minimum reduziert, um eine extrem schnelles Absinken der Kollektor-Emitter-Spannung zu vermeiden. Dennoch wird der Verlauf von Strom und Spannung maßgeblich durch das Verhalten der Freilaufdiode beeinflusst.

6.4 Bestimmung des optimalen Gatestromverlaufs

Das Zeitintervall Δt_3 , in der die Spannungsflanke eingestellt werden kann, lässt sich anhand der Spannung U_{Start} nach dem Absinken des Diodenrückstromes und der Spannungsteilheit berechnen.

In der verbleibenden Zeitdauer des Stromprofils werden die Eingangskapazitäten des IGBTs vollständig geladen.

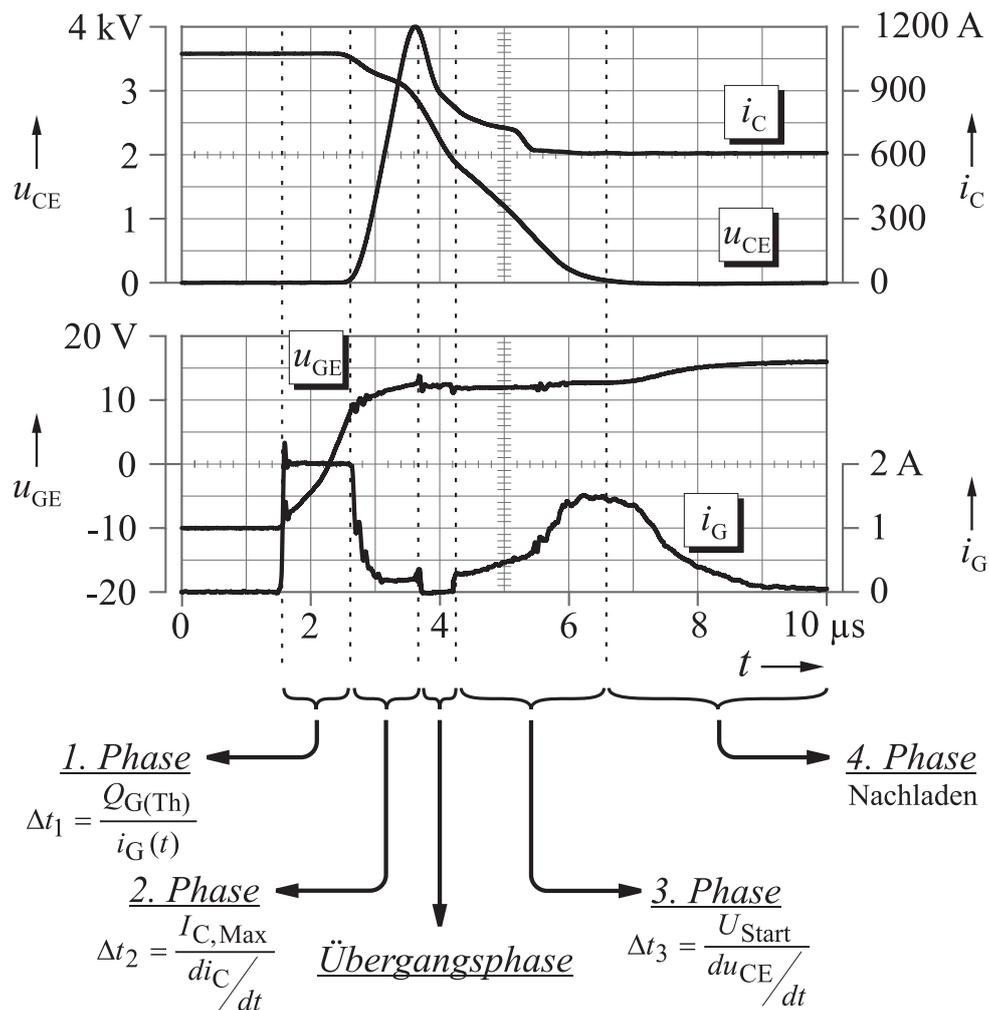


Abbildung 6.9: Abstimmen des Gatestromprofils auf den Einschaltvorgang des HV-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*, $U_{\text{DC}}=3600$ V, $I_0=600$ A bei $\vartheta = 20$ °C)

In Abbildung 6.10 sind der optimierte Gatestromverlauf und die Gate-Emitter-Spannung während des Ausschaltvorganges dargestellt.

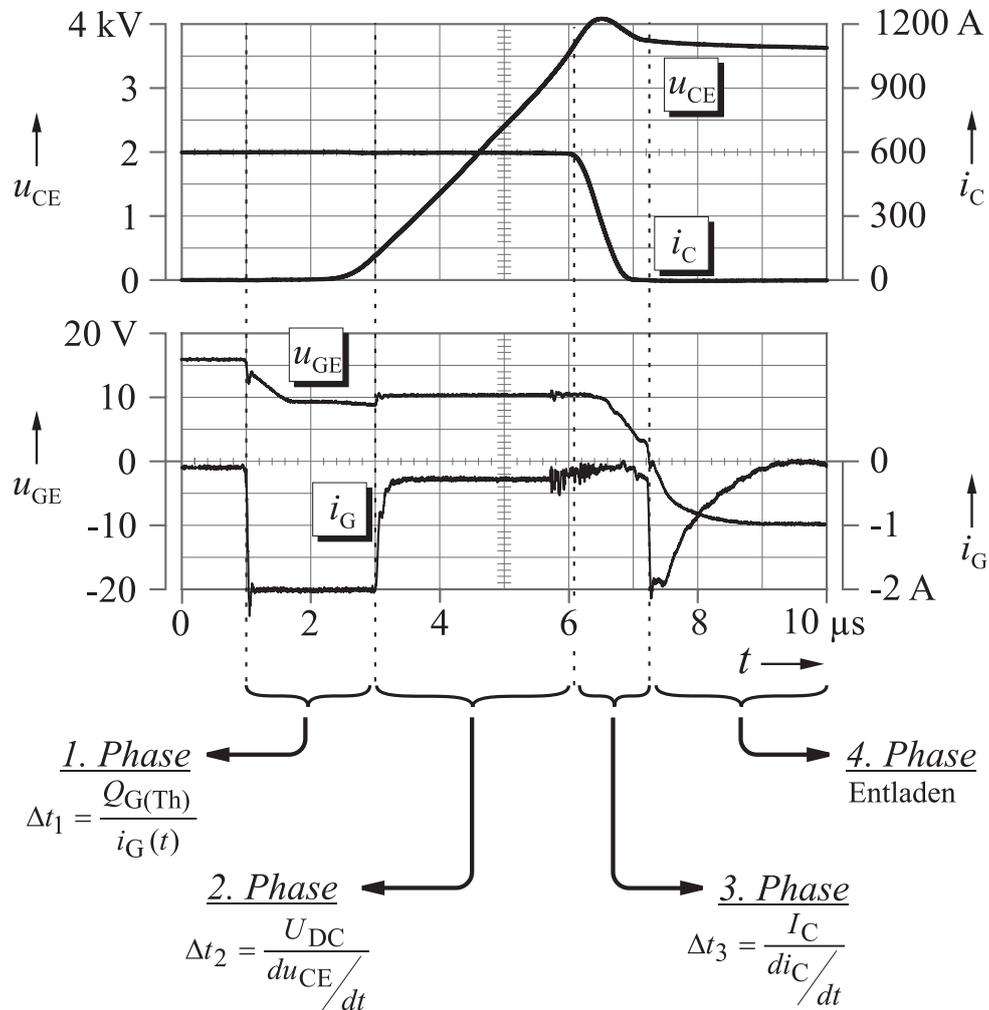


Abbildung 6.10: Abstimmen des Gatestromprofils auf den Ausschaltvorgang des HV-IGBTs (*FZ600R65KF1_S2*, $U_{DC} = 3600$ V, $I_0 = 600$ A bei $\vartheta = 20$ °C)

7 Ergebnisse

Im folgenden Kapitel wird die Ansteuerung über optimierte Gatestromprofile der Ansteuerung über einen festen Gatewiderstand gegenüber gestellt. Dabei dienen die Strom- und Spannungsgradienten, die während des Schaltens erreicht werden, und die im Halbleiter anfallenden Schaltverluste als Vergleichskriterium.

7.1 Strom- und Spannungssteilheiten bei konventioneller Ansteuerung

Wie in Kapitel 5.2 beschrieben, legt man bei fester Treiberleerlaufspannung durch die Auswahl des Gatewiderstandes die Schaltgeschwindigkeit für den gesamten Schaltvorgang fest. Da die Strom- und Spannungsflanke von einander abhängig sind, bedeutet das, dass man entweder nur den maximal auftretenden Stromgradienten di_C/dt oder den Gradienten der Kollektor-Emitter-Spannung du_{CE}/dt optimal begrenzen kann. Zusammen mit dem nichtlinearen Verhalten des IGBTs führt dies zu einer unnötigen Erhöhung der Schaltverlustenergie.

7.1.1 Gradienten beim Einschalten über Widerstand

Abbildung 7.1 zeigt den bereits in 5.4 dargestellten Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung und des Kollektorstromes während des Einschaltvorganges bei der Ansteuerung über verschiedene Gatewiderstände (15Ω , 8Ω , 2Ω und $4, 6 \Omega$)¹. Anstelle der Schaltverluste und der Schaltenergie sind hier die Gradienten des Kollektorstromes und der Kollektor-Emitter-Spannung dargestellt.

¹ Da der Schwerpunkt dieser Arbeit auf der Auswertung der Schaltflanken und Schaltverluste liegt, spielt die Ein- bzw. Ausschaltverzugszeit (delay time) nur eine untergeordnete Rolle. Um den Vergleich der gemessenen Zeitverläufe zu vereinfachen, sind diese gegeneinander verschoben, so dass unterschiedliche Verzugszeiten ausgeglichen werden und die Kommutierung zum selben Zeitpunkt beginnt.

Mit einem Gatewiderstand von $4,6 \Omega$ stellt sich ein maximaler Stromgradient von ca. $2,8 \text{ kA}/\mu\text{s}$ ein. Durch das Recovery-Verhalten der Freilaufdiode bilden sich zwei weitere Spitzen mit $-2,4 \text{ kA}/\mu\text{s}$ und $-1,2 \text{ kA}/\mu\text{s}$ im Verlauf des Stromgradienten in negativer Richtung aus.

Der Gradient der Kollektor-Emitter-Spannung wird maßgeblich durch das Verhalten der Freilaufdiode bestimmt. In der Phase, in der der Kollektorstrom ansteigt, bricht die Ventilspannung um den Spannungsfall über der Streuinduktivität ein und bestimmt dabei auch den Gradienten der Kollektor-Emitter-Spannung, der hier in etwa $1,7 \text{ kV}/\mu\text{s}$ beträgt. Im Bereich des maximalen Rückwärtsstroms nimmt die Freilaufdiode schlagartig Sperrspannung auf. Gleichzeitig ändert sich durch den Vorzeichenwechsel des Stromgradienten die Spannung über der Streuinduktivität. Zu diesem Zeitpunkt wird das Schaltverhalten des IGBTs, dessen Kollektor-Emitter-Spannung relativ schnell fällt, weniger von der Ansteuerung als durch die Eigenschaften der Freilaufdiode bestimmt. Dies hat zur Folge, dass der Gradient der Kollektor-Emitter-Spannung kurzzeitig einen hohen Wert bis zu $2,8 \text{ kV}/\mu\text{s}$ erreicht. Danach sinkt die transiente Kollektor-Emitter-Spannung zunächst mit einem Gradienten von $1,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Da die Spannung jedoch exponentiell abklingt, verringert sich der Spannungsgradient im weiteren Schaltverlauf.

Durch eine Erhöhung des Gatewiderstandswerts auf 15Ω kann der Stromgradient auf ca. $1,6 \text{ kA}/\mu\text{s}$ begrenzt werden. Der Spannungsgradient wird während des Stromabbrisses der Diode auf $1,2 \text{ kV}/\mu\text{s}$ und anschließend auf $0,8 \text{ kV}/\mu\text{s}$ reduziert. Gleichzeitig steigen jedoch die Schaltverluste stark an, wie Abb. 5.4 zeigt.

7.1.2 Gradienten beim Ausschalten über Widerstand

Die Gradienten von Strom und Spannung beim Ausschalten des IGBTs über verschiedene Gatewiderstände (56Ω , 22Ω und $6,8 \Omega$) sind in Abbildung 7.2 dargestellt, vgl. dazu 5.5.

7.1 Strom- und Spannungssteilheiten bei konventioneller Ansteuerung

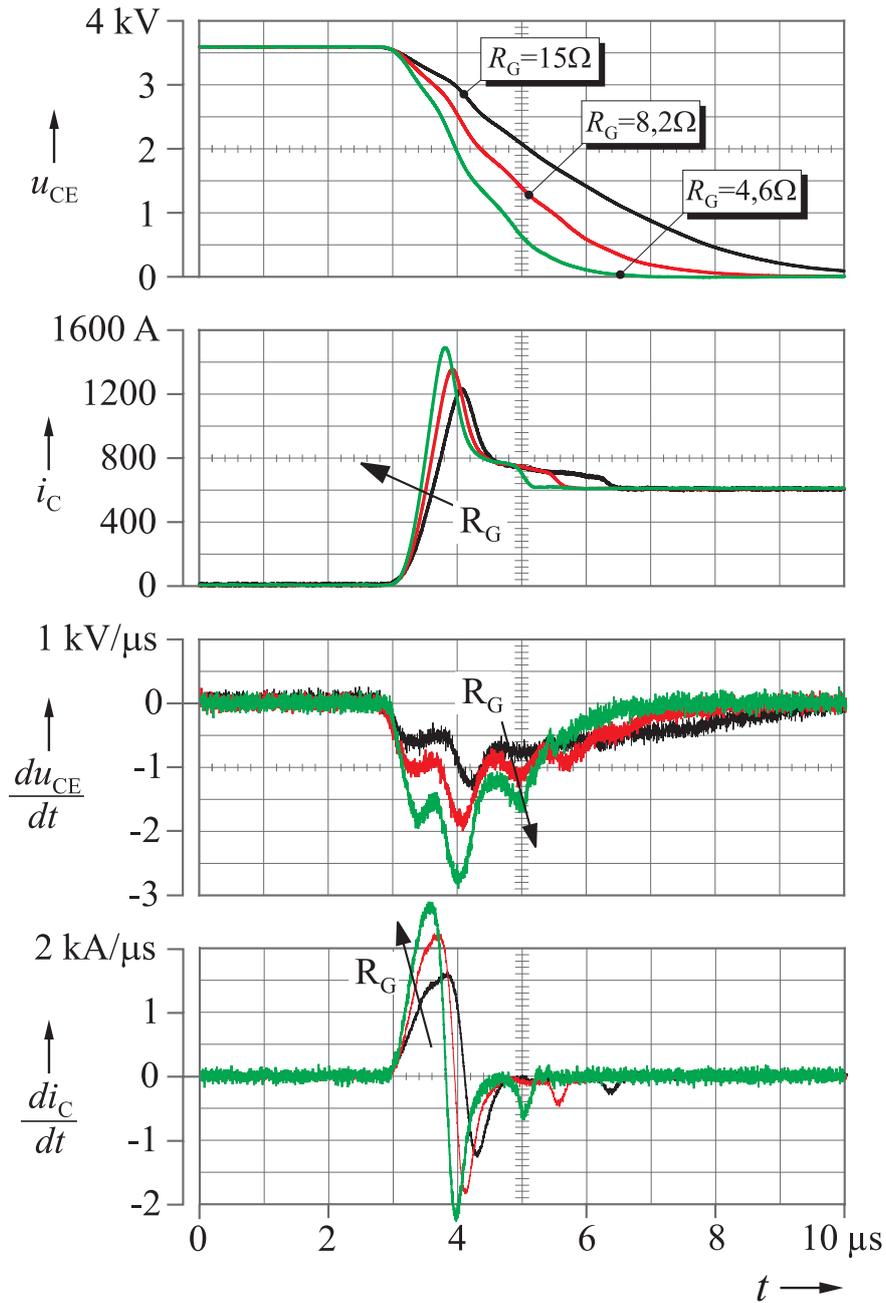


Abbildung 7.1: Strom- und Spannungsgradienten beim Einschalten mit unterschiedlichen Gatewiderständen ($FZ600R65KF1_S2$, $U_{\text{TR,on}} = 18\ \text{V}$, $R_{\text{G,on}} = 15/8,2/4,6\ \Omega$, $U_{\text{DC}} = 3600\ \text{V}$, $I_0 = 600\ \text{A}$ bei $\vartheta = 20\ \text{°C}$)

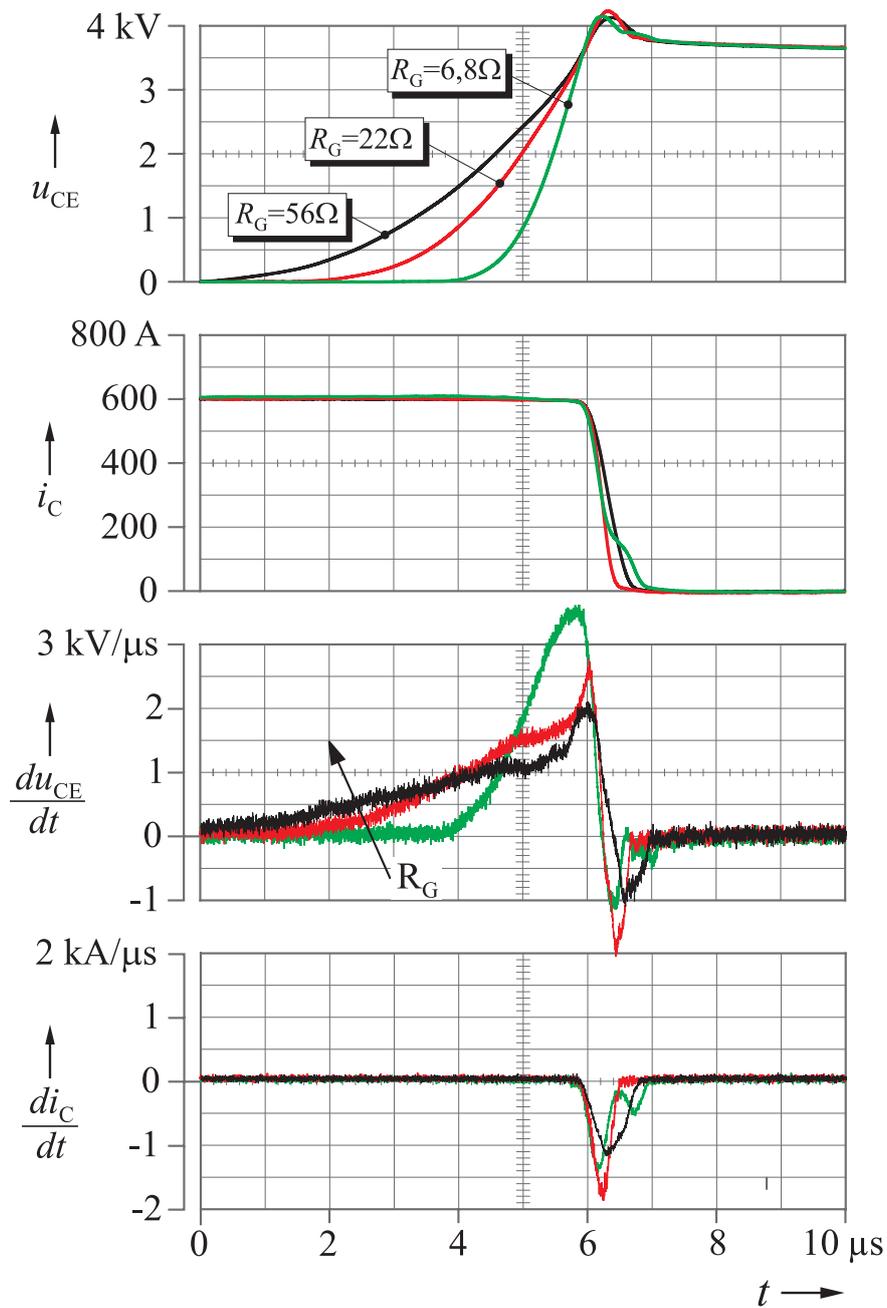


Abbildung 7.2: Strom- und Spannungsgradienten beim Ausschalten mit unterschiedlichen Gatewiderständen ($FZ600R65KF1_S2$, $U_{\text{TR,off}} = -12\ \text{V}$, $R_{\text{G,off}} = 56/22/6,8\ \Omega$, $U_{\text{DC}} = 3600\ \text{V}$, $I_0 = 600\ \text{A}$ bei $\vartheta = 20\ ^\circ\text{C}$)

Wird ein Gatewiderstand von $6,8 \Omega$ verwendet, steigt die Spannung mit einem Gradienten von bis zu $3,6 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Durch größere Gatewiderstände wird der Spannungsgradient auf $1,7 \text{ kV}/\mu\text{s}$ bei 22Ω bzw. $1,2 \text{ kV}/\mu\text{s}$ bei 56Ω herabgesetzt.

Steigt die Kollektor-Emitter-Spannung auf Werte, die über der Zwischenkreisspannung von 3600 V liegen, kommutiert der Laststrom von dem IGBT auf die Freilaufdiode. Nach dem Induktionsgesetz ist die Überspannung am IGBT abhängig von der Steilheit, mit der der Kollektorstrom abkommutiert. Dies kann dazu führen, dass die Kollektor-Emitter-Spannung auch schneller als bisher ansteigt und sich eine Spitze im Spannungsgradienten ausbildet (56Ω und 22Ω).

Mit einer Reduktion des Gatewiderstands steigt der Stromgradient von $1,1 \text{ kA}/\mu\text{s}$ bei 56Ω auf $1,9 \text{ kA}/\mu\text{s}$ mit 22Ω . Bei Gatewiderständen, die kleiner als 10Ω sind, bildet sich eine Art Tailstrom aus. Dadurch kommt es zu einem zweistufigen Absinken des Kollektorstromes und es bildet sich eine zweite Spitze in der Ableitung des Kollektorstromes aus. Im dargestellten Fall bleiben beide deutlich unter $1,5 \text{ kA}/\mu\text{s}$, also kleiner als beim Einsatz von 22Ω .

7.2 Verbesserung des Schaltverhaltens durch optimierte Gatestromprofile

Bei der Ansteuerung des IGBTs über die entwickelten Gatestromprofile werden die Gradienten von Strom und Spannung entkoppelt und lassen sich unabhängig voneinander einstellen. Der optimierte Gatestromverlauf gleicht das nichtlineare Schaltverhalten des IGBTs aus, so dass sich der Kollektorstrom und auch die Kollektorspannung mit den maximal zulässigen Flankengeschwindigkeiten ändern. Im Gegensatz zur konventionellen Ansteuerung wird der IGBT nur so lange wie nötig im aktiven Bereich seiner Kennlinie betrieben und die Schaltverlustenergie dadurch auf ein Minimum reduziert.

7.2.1 Einschalten

In den Abbildungen 7.3 und 7.4 sind die Spannungen, Ströme sowie deren Gradienten während des Einschaltvorganges mit verschiedenen Gatestromprofilen abgebildet. Wie bei den Messungen mit Gatewiderstand entspricht der Laststrom I_0 vor dem Einschalten dem Nennwert von 600 A, und die Zwischenkreisspannung U_{DC} ist auf 3600 V eingestellt.

Bei den Messungen, die in Abbildung 7.3 dargestellt sind, wurde das Gatestromprofil so angepasst, dass der Kollektorstrom mit $2 \text{ kA}/\mu\text{s}$, $1,5 \text{ kA}/\mu\text{s}$ oder $1 \text{ kA}/\mu\text{s}$ ansteigt. Der Gradient der Kollektor-Emitter-Spannung hingegen wurde in den drei Fällen auf einen Wert von ca. $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ eingestellt.

Wie bei der Ansteuerung über den festen Gatewiderstand, ist im Bereich des maximalen Diodenrückwärtsstromes der Einfluss der Freilaufdiode auf den Schaltvorgang des IGBTs deutlich zu erkennen. Dadurch werden zu diesem Zeitpunkt Spannungsgradienten mit einem Wert von bis zu $2,5 \text{ kA}/\mu\text{s}$ erreicht.

Steigt der Kollektorstrom jedoch langsamer an, sinkt ebenfalls der Wert der Rückwärtsstromspitze in der Freilaufdiode. In der Folge werden die Rückwirkungen der Diode und der Streuinduktivität auf den Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung verringert, so dass kein sehr schnelles Absinken der Spannung zustande kommt.

In Abbildung 7.4 sind drei Messungen mit unterschiedlichen Spannungsgradienten dargestellt. In allen drei Fällen wird durch das eingeprägte Gatestromprofil der Stromanstieg auf einen Gradienten von $2 \text{ kA}/\mu\text{s}$ begrenzt. Der IGBT wird dabei so lange wie möglich mit konstanter Flankengeschwindigkeit betrieben. Nachdem der Rückwärtserholstrom der Diode auf einen geringen Wert abgesunken ist, wird der Gradient der Kollektor-Emitter-Spannung in Abhängigkeit vom eingepprägten Steuerstrom I_G , auf $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$, $1,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ oder $2 \text{ kV}/\mu\text{s}$ eingestellt.

7.2 Verbesserung des Schaltverhaltens durch optimierte Gatestromprofile

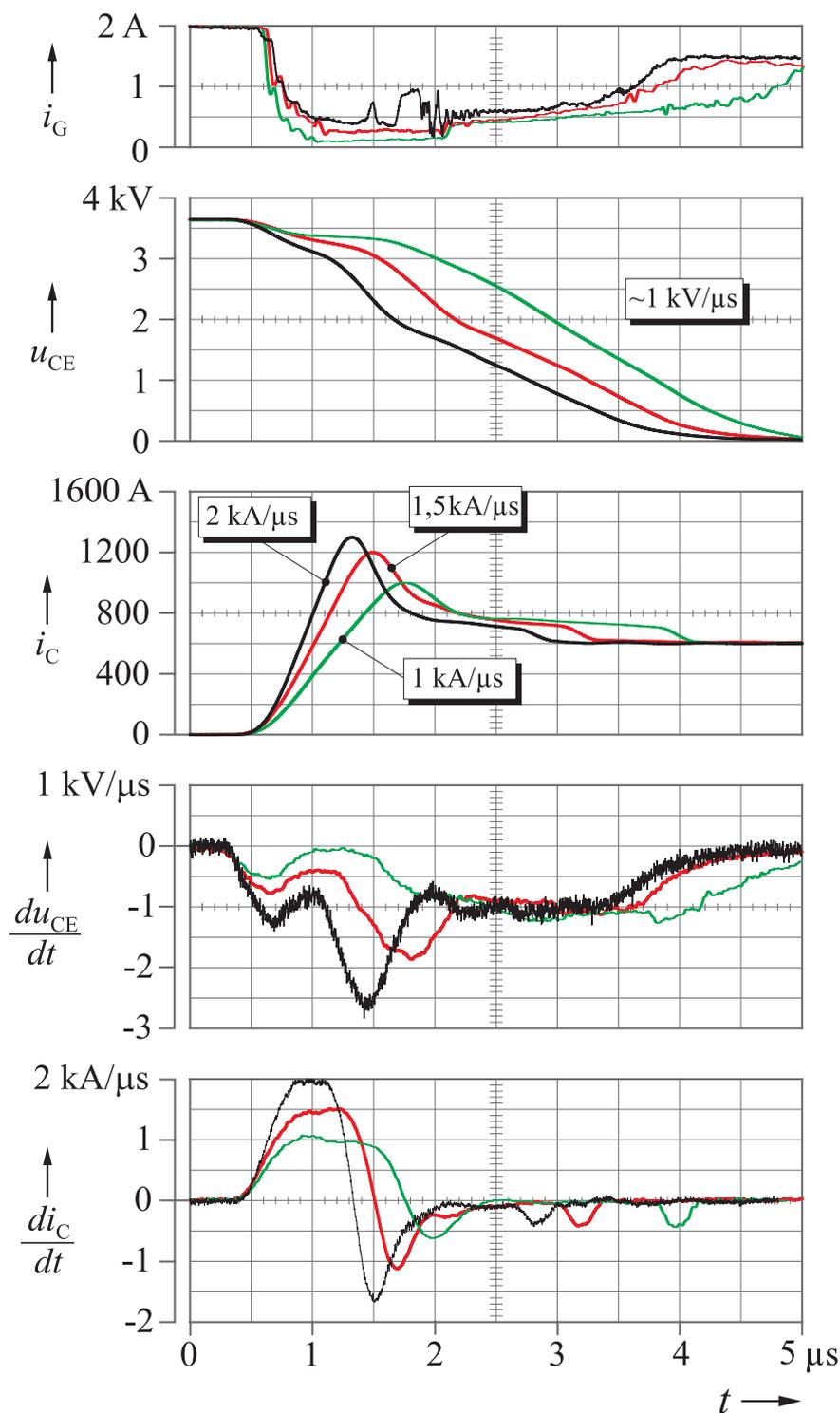


Abbildung 7.3: Einschaltvorgang mit optimierten Gatestromverlauf; Begrenzung auf $di_C/dt = 2 \text{ kA}/\mu\text{s}$, $du_{CE}/dt = 2/1,5/1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ (FZ600R65KF1_S2, $U_{DC} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

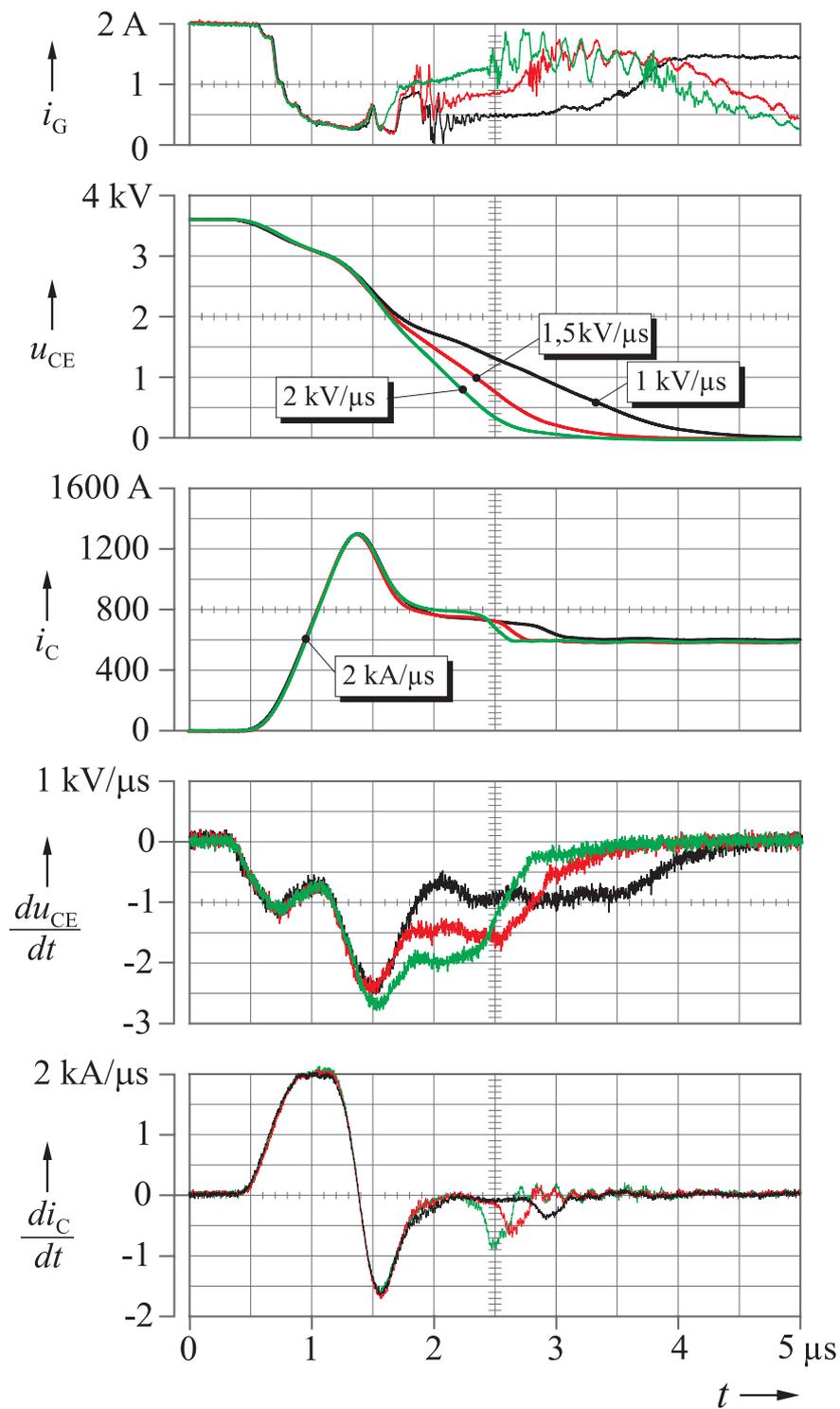


Abbildung 7.4: Einschaltvorgang mit optimierten Gatestromverlauf; Begrenzung auf $di_C/dt = 2 \text{ kA}/\mu\text{s}$, $du_{CE}/dt = 1/1,5/1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ (FZ600R65KF1_S2, $U_{DC} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

7.2.2 Ausschalten

Der Abschaltvorgang des 6,5-kV-IGBTs bei der Ansteuerung über optimierte Gatestromprofile ist in Abbildung 7.5 dargestellt. In den gezeigten Messungen wurde die Spannungssteilheit durch den jeweilige Gatestromverlauf auf konstante Werte von $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$, $1,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ oder $3 \text{ kV}/\mu\text{s}$ eingestellt.

Im Bereich der fallenden Stromflanke wurde in den dargestellten Fällen derselbe Gatestromverlauf eingepägt. Es ergeben sich nur geringe Unterschiede im Verhalten, wie der Strom auf die Freilaufdiode kommutiert. Weitere Untersuchungen haben ergeben, dass die fallende Stromflanke kaum durch das Gatestromprofil beeinflusst werden kann. Daher wird hier auf die Wiedergabe von Werten verzichtet.

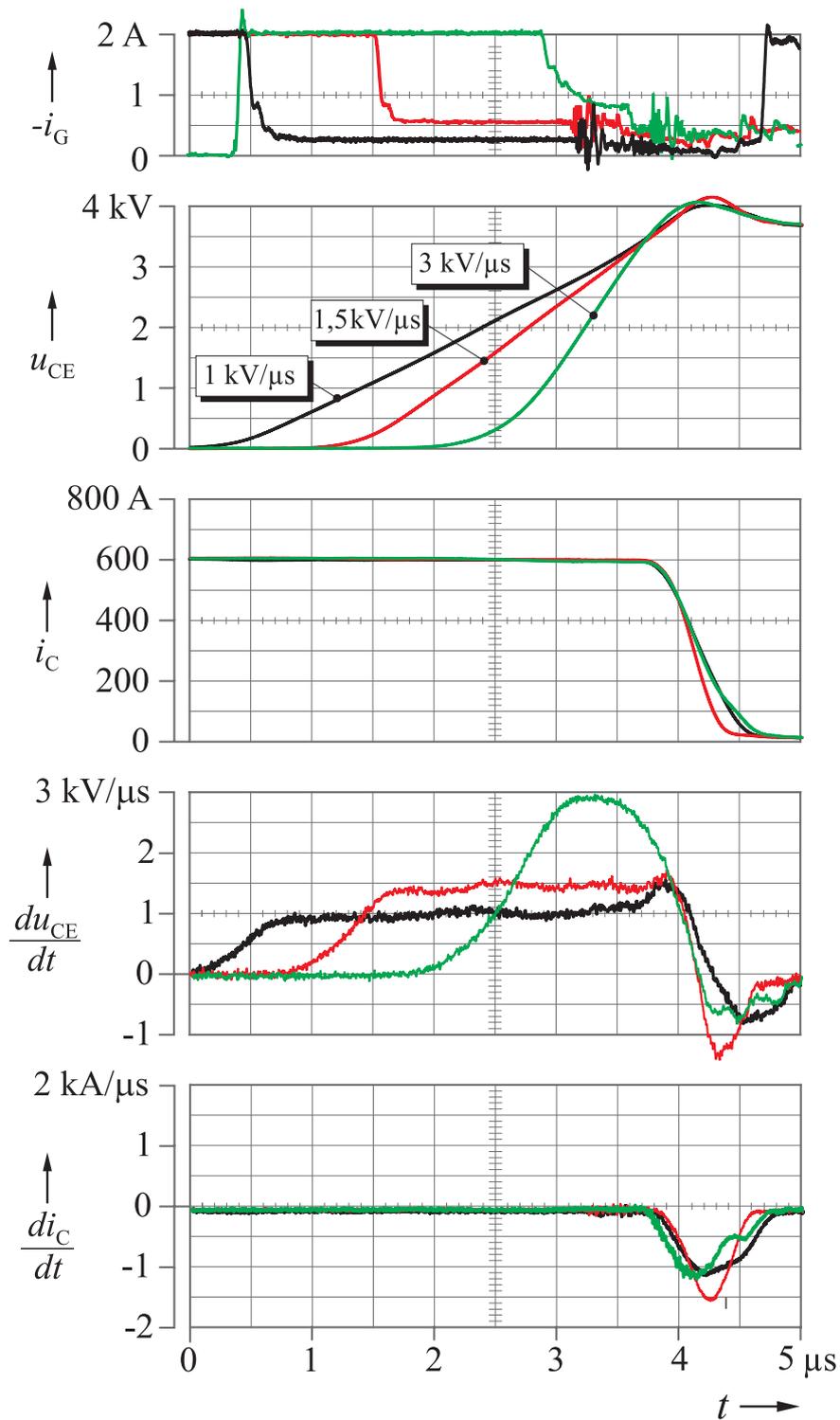


Abbildung 7.5: Ausschaltvorgang mit optimierten Gatestromverlauf; Begrenzung auf $du_{CE}/dt = 2/1,5/1 \text{ kV}/\mu\text{s}$, $di_C/dt = 1 - 1,5 \text{ kA}/\mu\text{s}$ (FZ600R65KF1_S2, $U_{DC} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

7.3 Vergleich der Ansteuerverfahren bezüglich der Verluste

Neben den Gradienten wurden die Schaltverluste bei der Ansteuerung über optimierte Steuerprofile bestimmt. Diese lassen sich nun unter Beachtung der Gradienten von Strom und Spannung mit den Ergebnissen bei der konventionellen Ansteuerung über Gatewiderstand vergleichen.

Bei einem Vergleich der Ansteuermethoden während des Einschaltens muss neben dem Spannungsgradienten ebenfalls der Stromgradient betrachtet werden, da dieser maßgeblich die Schaltverluste mitbestimmt. In Abbildung 7.6 sind die Schaltkurven beim Einschalten über Gatewiderstand und optimierten Gatestromprofil im direkten Vergleich abgebildet. Der maximal auftretende Stromgradient beträgt in beiden Fällen $2 \text{ kA}/\mu\text{s}$. Mit dem dafür benötigten Gatewiderstand von 10Ω ergibt sich dabei automatisch ein Spannungsgradient bis zu $1,8 \text{ kV}/\mu\text{s}$.

Bei der Ansteuerung über Profile hingegen kann nach dem Rückstromabriss der Freilaufdiode der Spannungsgradient unabhängig von der Stromflanke eingestellt werden. Während der Stromgradient wie bei der Ansteuerung über Gatewiderstand auf $2 \text{ kA}/\mu\text{s}$ eingestellt ist, sinkt in dem gezeigten Beispiel die Spannung konstant mit $2 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Die Schaltenergie bei der Ansteuerung über Profil beträgt $3,1 \text{ Ws}$ und ist deutlich unter $4,9 \text{ Ws}$, die sich bei der Widerstandssteuerung ergeben.

Das Schaltverhalten des IGBTs kann allerdings nur dann wie im gezeigten Beispiel eingestellt werden, wenn die Gradient der Spannung frei wählbar ist. Ist es hingegen notwendig, einen geringeren Spannungsgradienten über das Steuerprofil einzustellen, können die Schaltverluste durchaus größer als bei der Ansteuerung über Widerstand werden. In diesem Fall müsste man jedoch auch bei der Ansteuerung über Gatewiderstand diesen erhöhen, um die du/dt Grenzwerte einzuhalten. Gleichzeitig reduziert sich dadurch auch der Gradient des Kollektorstromes, was insgesamt zu höheren Schaltverlusten führt.

Ein Vergleich der Strom- und Spannungskurven während des Abschaltvorganges des IGBTs sind in Abbildung 7.7 dargestellt. Der maximal auftretende Spannungsgradient beträgt bei beiden Ansteuermethoden

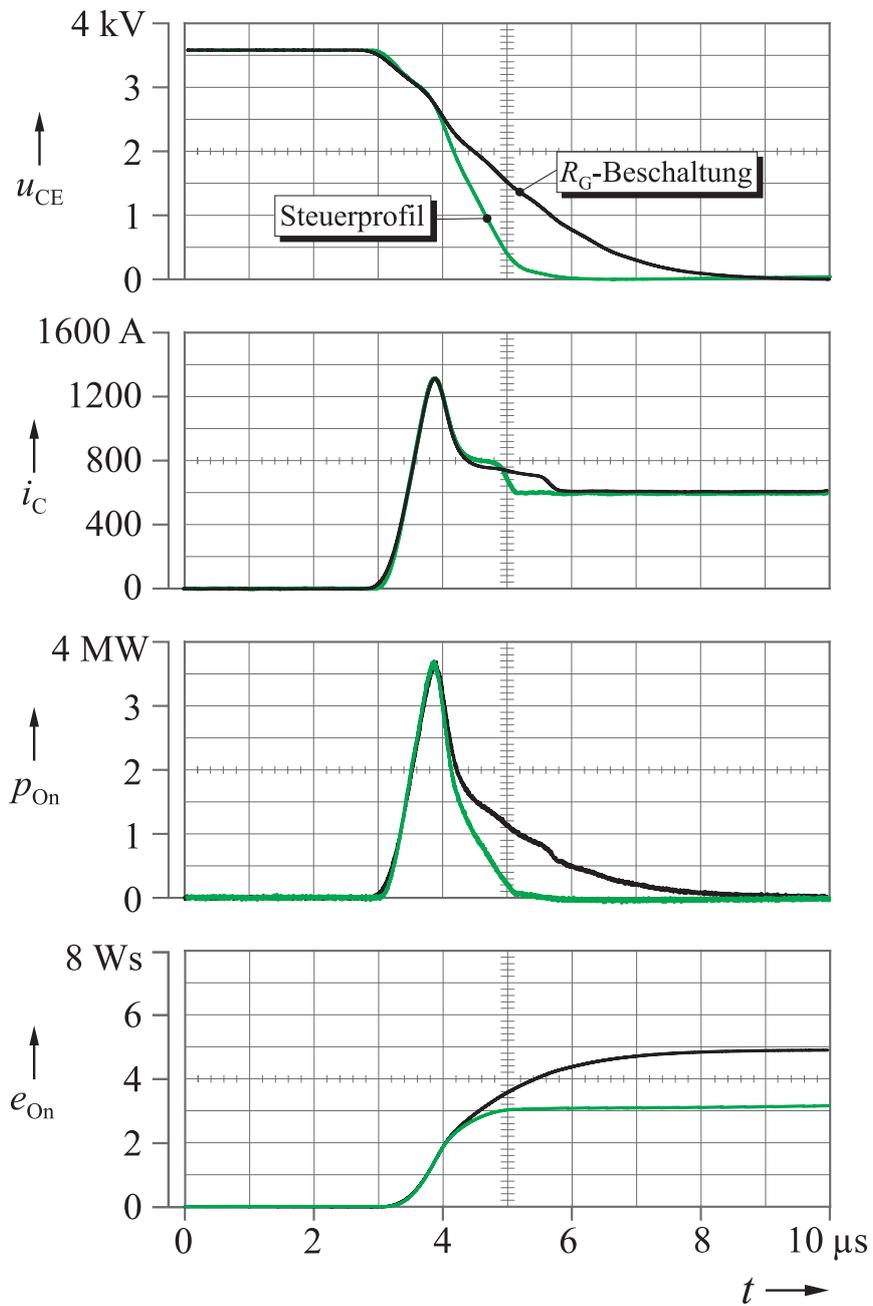


Abbildung 7.6: Vergleich der Ansteuerverfahren beim Einschalten; Begrenzung auf $di_C/dt = 2 \text{ kA}/\mu\text{s}$ (FZ600R65KF1_S2, $U_{DC} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

7.3 Vergleich der Ansteuerverfahren bezüglich der Verluste

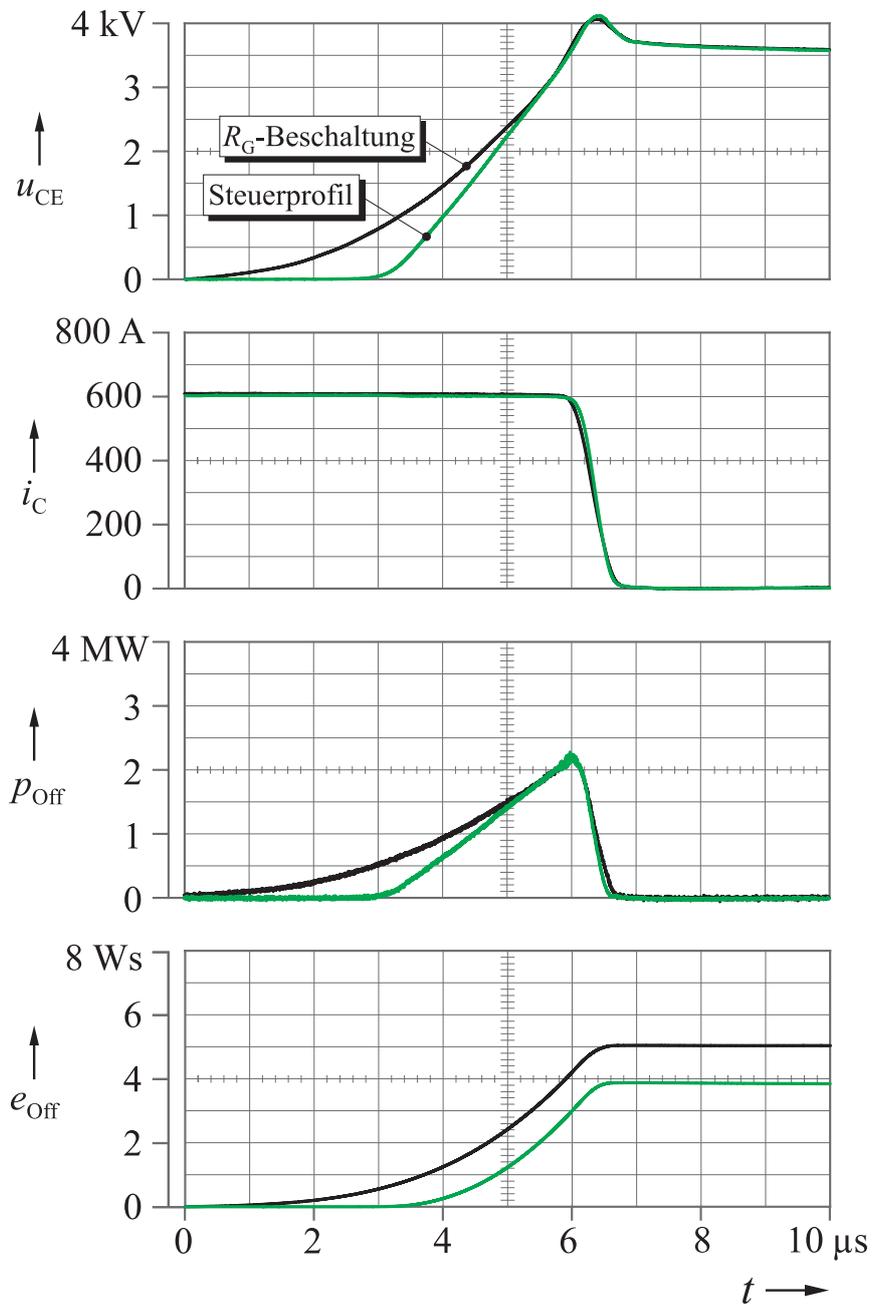


Abbildung 7.7: Vergleich der Ansteuerverfahren beim Ausschalten Begrenzung auf $du_{CE}/dt = 1,25 \text{ kv}/\mu\text{s}$ (FZ600R65KF1_S2, $U_{DC} = 3600 \text{ V}$, $I_0 = 600 \text{ A}$ bei $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)

in etwa $1,25 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Bei der Ansteuerung über optimierte Gatestromprofile sieht man deutlich, dass der Spannungsgradient über den ganzen Schaltvorgang konstant gehalten werden kann. Im Fall der Widerstandsbeschaltung steigt die Spannung exponentiell an. Die Kommutierung des Laststromes hingegen ist bei beiden Ansteuerungsverfahren annähernd identisch, hier ist mit Gatestromprofilen wenig zu gewinnen.

Auch beim Ausschalten mit Gatestromprofilen durchläuft der Arbeitspunkt den aktiven Bereich seiner Kennlinie wesentlich schneller, was im Vergleich zur konventionellen Ansteuerung eine deutlich reduzierte Verlustleistung hervorruft.

Abbildung 7.8 zeigt die Einschaltverluste in Abhängigkeit vom Spannungsgradienten. Da beim Einschalten auch der Stromgradient einen entscheidenden Einfluss auf die anfallenden Verluste hat, sind ebenfalls die Kollektorstromgradienten di_C/dt für die Werte bei der Ansteuerung über Gatestromprofile eingetragen. Es wird deutlich, dass insbesondere dann die Ansteuerung über Gatestromprofile vorteilhaft ist, wenn nur der maximal zugelassene Stromgradient begrenzt ist. Bei einem Gradienten von $2 \text{ kA}/\mu\text{s}$ lassen sich durch die Erhöhung der Spannungsflanke die Einschaltverluste um 30% reduzieren.

In Abbildung 7.9 sind die Abschaltverluste bezogen auf den Spannungsgradienten aufgetragen. Es wird deutlich, dass das Verfahren der Steuerprofile bei der Begrenzung auf kleine Gradienten besonders wirksam ist. Bei einem Gradienten von $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ können die Abschaltverluste um mehr als 20 % reduziert werden. Sind höhere Spannungsgradienten zugelassen, gleichen sich die Leistungskurven immer mehr an, so dass der Vorteil einer Ansteuerung über vorgegebene Stromprofile geringer ausfällt.

7.4 Zusammenfassung der Messergebnisse

Das Schaltverhalten des IGBTs kann dank seiner steuerseitigen MOSFET-Struktur so eingestellt werden, dass die Gradienten von Strom und Spannung im Ventil selbst begrenzt werden. Die einfachste und am

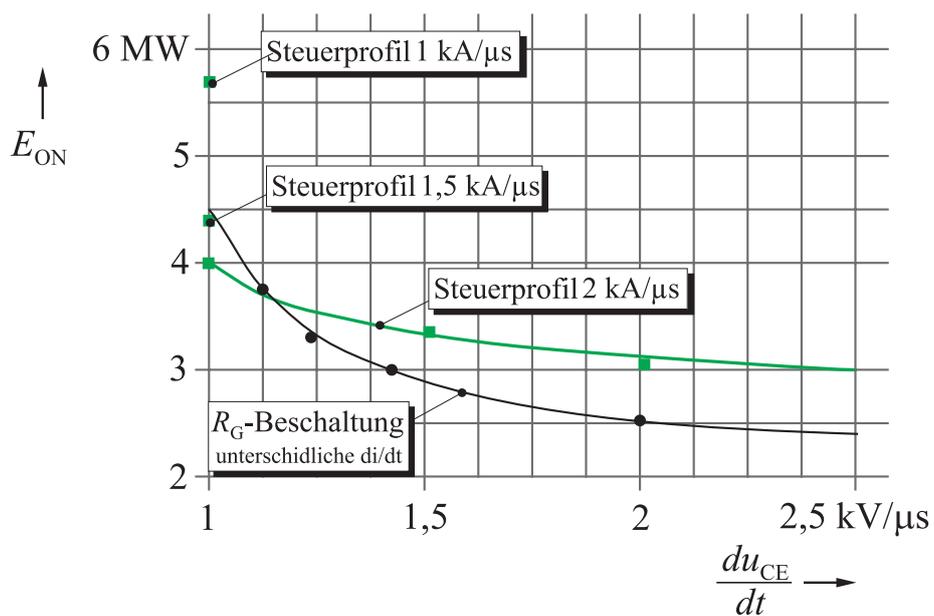


Abbildung 7.8: Einschaltverluste über den Spannungsgradienten

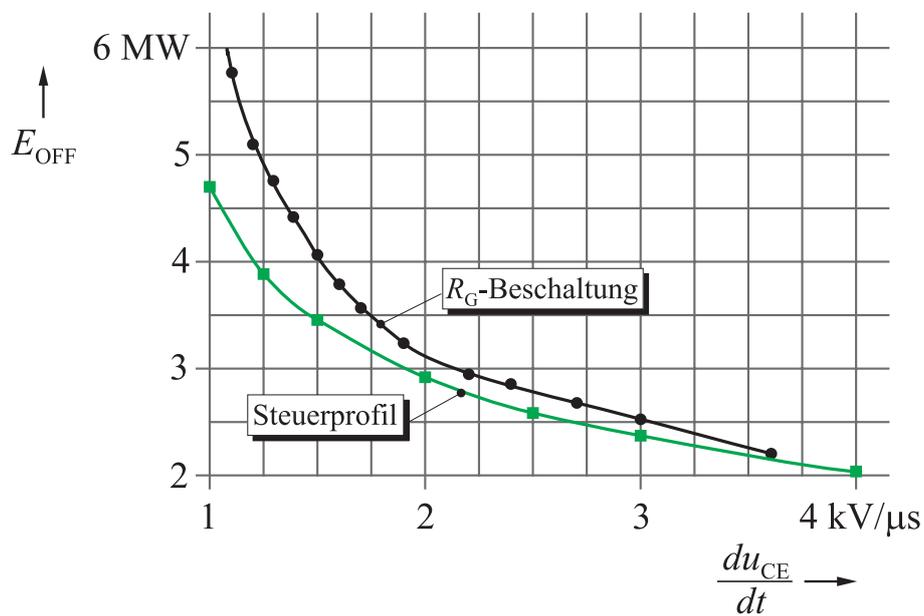


Abbildung 7.9: Abschaltverluste über den Spannungsgradienten

meisten angewandte Methode, die Schaltgeschwindigkeit des Ventils und damit die Gradienten der Kollektor-Emitter-Spannung und des Kollektorstromes zu begrenzen, ist die Ansteuerung über einen Vorwiderstand in der Gate-Zuleitung bei festen positiven und negativen Treiberspannungswerten. Durch die verminderte Schaltgeschwindigkeit wird der Halbleiter allerdings länger im aktiven Bereich betrieben und ruft so deutliche höhere Schaltverluste hervor.

Um die daraus resultierenden Probleme der Wärmeabführung zu beherrschen, müssen die Betriebsspannung und die Schaltfrequenz des Stromrichters vermindert werden. Die eingesetzten Halbleiter werden in beiden Fällen schlecht ausgenutzt und die elektrischen Eigenschaften des Antriebs verschlechtert.

Als Alternative zur Ansteuerung über Widerstand lässt sich das Schaltverhalten auch von HV-IGBTs über optimierte Gatestromprofile einstellen. Dabei werden die Gradienten von Strom und Spannung entkoppelt und lassen sich unabhängig voneinander einstellen. Dazu wurde anhand von Referenzmessungen ein Gatestrom-Steuerfeld ermittelt, mit dem es möglich ist, den IGBT so anzusteuern, dass sich Schaltflanken mit jeweils konstanten Gradienten ergeben.

Die Begrenzung der Strom- und Spannungsgradienten führt bei der Ansteuerung über optimierte Steuerprofile zu einer Erhöhung der Schaltverluste. Diese Erhöhung ist jedoch wesentlich geringer, als es bei der Ansteuerung über konstante Treiberspannung und einen Vorwiderstand in der Gate-Zuleitung der Fall ist.

Im Vergleich der Ansteuerverfahren können die Einschaltverluste um mehr als 30% und die Ausschaltverluste um etwa 20% reduziert werden. Bei einem gegebenen Stromrichtersystem kann die gewonnene Verlustleistungsreserve entweder dazu genutzt werden um die Umrich-terausgangsleistung oder die Schaltfrequenz zu erhöhen. Dadurch werden entweder der Systemwirkungsgrad oder die dynamischen Eigenschaften eines pulsweitenmodulierten Stromrichters verbessert.

8 Zusammenfassung

Aufgrund der geringen Schaltzeiten von modernen Hochleistungshalbleitern kommt es zu sehr schnellen Potentialänderungen an den Ausgangsklemmen des Stromrichters. Dies wiederum führt zu einer erhöhten Belastung des Gesamtsystems Umrichter-Maschine, wodurch es zu einer Reduzierung der Lebensdauer und zum vorzeitigen Ausfall des Antriebssystems kommen kann. Um diese zu vermeiden und die von den Motorenherstellern vorgegebenen Grenzwerte für Strom- und Spannungsänderungen einhalten zu können, werden oft zusätzliche Beschaltungselemente wie Filter oder Entlastungsnetzwerke (Snubber) in den Lastkreis integriert. Da die Bauelemente einen Teil oder den gesamten Laststrom übernehmen müssen, besitzen sie ein entsprechendes Bauvolumen und führen zu einer nicht zu vernachlässigenden Erhöhung der Systemkosten. Darüber hinaus sind bei einer Teilbelastung die Beschaltungselemente oft überdimensioniert und führen während Umladevorgängen zu unnötigen Verlusten. In der Folge werden der Stromrichter und die Halbleiterventile schlecht ausgenutzt und es kommt zu einer Verringerung des Gesamtwirkungsgrades.

Alternativ lassen sich speziell bei MOS-gesteuerten Leistungshalbleitern wie dem IGBT die Gradienten des Kollektorstromes und der Kollektor-Emitter-Spannung über eine geeignete Ansteuerungen des Halbleiters im Ventile selbst begrenzen. Externe Entlastungsschaltungen können dann minimiert oder im Grenzfall ganz entfallen.

Im einfachsten Fall kann eine Begrenzung der Flankensteilheit dadurch erreicht werden, dass man einen Widerstand in der Gatezuleitung integriert. Dementsprechend wird der Gatestrom und somit auch die Schaltgeschwindigkeit des IGBTs beschränkt. Bei der Ansteuerung über Widerstand wird jedoch die Schaltgeschwindigkeit „global“ begrenzt. Innere Ausgleichsvorgänge, die zu einem nichtlinearen Schaltverhalten des

IGBTs führen, werden dabei nicht berücksichtigt. Dadurch wird der Halbleiter in weiten Teilen des Schaltvorganges unterhalb der zulässigen Grenzwerte betrieben und schlecht ausgenutzt.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde schwerpunkttäßig die Begrenzung der transienten Strom- und Spannungsverläufe von Hochvolt-IGBTs bei der Ansteuerung über optimierte Gatestromprofile untersucht.

Dazu wurde eine Treiberstufe entwickelt, die die Ansteuerung von HV-IGBTs (Eupec FZ600R65KF1_S2) über spezielle Gatestromprofile ermöglicht. Diese sind dabei wegen der hohen zeitlichen Anforderungen in einem Speicher abgelegt, der sich auf der Ansteuerkarte befindet. Im Verlauf des Schaltvorganges werden dann die im Speicher abgelegten Werte mit einem Systemtakt von bis zu 20 MHz ausgelesen und in ein entsprechendes Gatestromprofil gewandelt. Dadurch kann der eingeprägte Steuerstrom alle 50 ns auf den dynamischen Zustand des IGBTs abgestimmt werden.

Die praktischen Untersuchungen zum Schaltverhalten der 6,5-kV-IGBTs wurden an einem Prüfstand durchgeführt, der in Form einer Halbbrückenschaltung aufgebaut ist. Um die Streuinduktivität und die damit verbundenen Überspannungen während der Kommutierung so gering wie möglich zu halten, sind innerhalb des Prüfstandes die Elemente des Hauptstromkreises mit niederinduktiven Busbars verbunden.

Wie die in dieser Arbeit dargestellten Messungen zeigen, finden im hart-schaltenden Betrieb die Veränderungen von Strom und Spannungen in unterschiedlichen Zeitabschnitten statt. Da sich der Gatestrom bei der Ansteuerung mit Gatestromprofilen zeitabhängig einstellen lässt, können die Gradienten von Strom und Spannung entkoppelt und unabhängig voneinander begrenzt werden.

Darüber hinaus wird sowohl der Ein- als auch der Ausschaltvorgang in vier Schaltphase unterteilt. Anhand von Referenzmessungen lässt sich dann in jeder Schaltphasen ein Zusammenhang zwischen dem eingeppräg-

ten Gatestrom und dem Schaltverhalten ermitteln, mit dem man in der Lage ist, ein Steuerprofil zu generieren, das die Nichtlinearitäten des IGBTs kompensiert und sich so Schaltflanken mit konstanten Gradienten ergeben.

Wie die Untersuchungen zeigen, führt die Begrenzung der Gradienten sowohl bei der Ansteuerung über einen Widerstand in der Gatezuleitung als auch bei der Ansteuerung über Gatestromprofile zu einer Erhöhung der Schaltverluste. Da bei der Verwendung von optimalen Steuerprofilen der IGBT jedoch zu jedem Zeitpunkt mit dem maximal zulässigen Spannungs- oder Stromgradient schaltet, sind die zusätzlichen Verluste wesentlich geringer, als es bei der weichen Ansteuerung über einen Gatewiderstand der Fall ist.

Im vorliegenden Fall können bei einer Begrenzung des Spannungsgradienten auf $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$ die Einschaltverluste um mehr als 30% und die Ausschaltverluste um etwa 20% reduziert werden. Bei gleichen Kühlbedingungen können die eingesparten Verluste dazu genutzt werden, um die Umrichterausgangsleistung oder Schaltfrequenz zu erhöhen, wodurch entweder die dynamischen Eigenschaften des Stromrichter-Maschine-Systems oder der Systemwirkungsgrad verbessert werden können.

A Prüfstand

A.1 Konstruktion des Prüfstandes

Bei den Untersuchungen zum Schaltverhalten der 6,5-kV-IGBTs wird das Betriebsverhalten in einem Spannungszwischenkreisumrichter mit Hilfe eines Prüfstandes nachgebildet. Der Prüfstand ist in der Form einer Halbbrückenschaltung aufgebaut, wobei die Elemente des Hauptstromkreises wie in Abbildung A.1 gezeigt miteinander verschaltet sind.

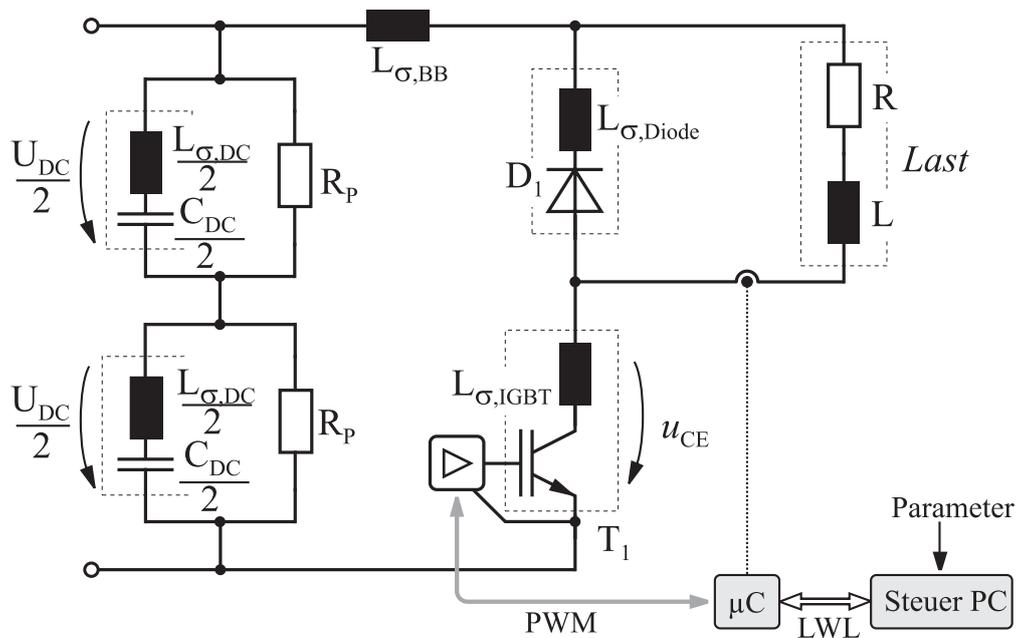


Abbildung A.1: Tiefsetzstellertopologie des Prüfstandes, mit den wichtigsten Parametern

Mit Hilfe der verwendeten Tiefsetzstellertopologie kann das Betriebsverhalten der Leistungshalbleiter in einem Zweipunktumrichter nachgebildet werden. Während der untere IGBT aktiv geschaltet wird, wird im

oberen Modul lediglich die Diode als Freilaufpfad genutzt. Die einzelnen Halbleitermodule und die Zwischenkreiskondensatoren sind durch gegeneinander isolierte großflächige Aluminiumplatten in minimalen Abstand, so genannte *Busbars*, miteinander verbunden. Dadurch wird die parasitäre Induktivität $L_{\sigma,G}$ des Hauptkreises und die damit verbundenen Spannungsspitzen während der Kommutierung auf ein Minimum reduziert, wie es dem Stand der Umrichtertechnik entspricht.

Die Leistungshalbleiter sind auf beheizbaren Aluminiumblöcken montiert, so dass der Einfluss verschiedener Betriebstemperaturen auf das Schaltverhalten untersucht werden kann. Die Halbleitertemperatur lässt sich dabei separat für die Diode und den IGBT über ein Thermostat einstellen.

Um die Leistungshalbleiter mit Spannungen bis zu 6,5 kV belasten zu können, sind im Gleichspannungszwischenkreis zwei Kondensatoren (MKP) mit einer maximalen Betriebsspannung von je 3,2 kV in Reihe geschaltet. Die eingesetzten Kondensatoren besitzen eine geringe Eigeninduktivität $L_{\sigma,DC}$ von ca. 40 nH und unterscheiden sich durch die interne Konstruktion von Standardkondensatoren, die in dieser Leistungsklasse üblicherweise mehr als 200 nH Eigeninduktivität aufweisen. Parallel geschaltete Widerstände R_P sorgen für eine gleichmäßige Spannungsaufteilung zwischen den beiden Zwischenkreiskondensatoren.

Der Gleichspannungszwischenkreis wird über einen Hochspannungstrafo und einen Gleichrichter geladen. Die Zwischenkreisspannung wird dabei über die Primärspannung des Trafos eingestellt. Die in den Kondensatoren gespeicherte Energie ist ausreichend, um die Zwischenkreisspannung trotz der für die Aufmagnetisierung der Lastdrossel benötigte Energie über mehrere Pulse ausreichend hoch zu halten. Ein Dauerbetrieb ist jedoch nicht möglich. Ein alternatives, aber sehr viel aufwändigeres Verfahren wird in [46] beschrieben.

Als Last werden vier in Serie geschaltete Drosseln mit einem Induktivitätswert von je 1,5 mH und ein Hochleistungswiderstand von 0,31 Ω verwendet.

A.1.1 Niederinduktive Busbars

Die Streuinduktivität $L_{\sigma,G}$ beeinträchtigt nachhaltig die Strom- und Spannungsverläufe während des Schaltvorganges der Hochleistungshalbleiter. Die Kommutierungsinduktivität setzt sich aus der Eigeninduktivität der Halbleitermodule $L_{\sigma,IGBT}$, der Zwischenkreiskondensatoren $L_{\sigma,DC}$ und der parasitären Induktivität der Busbars $L_{\sigma,BB}$ zusammen. Während die Induktivität der Halbleitermodule und Kondensatoren gewöhnlich als Parameter im Datenblatt angegeben werden, muss die Busbar-Induktivität aus der Geometrie der verwendeten Platten abgeschätzt werden.

In der Literatur werden verschiedene Berechnungsmethoden diskutiert [4][44]. Als praktikabel hat sich der Ansatz in [7] erwiesen. Die Induktivität des Busbars $L_{\sigma,BB}$ wird hierbei in eine interne Induktivität $L_{\sigma,i}$ und eine externe Induktivität $L_{\sigma,e}$ unterteilt. Mit den folgenden Gleichungen lässt sich die parasitäre Induktivität anhand der Dimensionen des Busbars grob abschätzen:

$$L_i = \frac{\mu_0 \mu_r}{8\pi} l \quad (\text{A.1})$$

$$L_e = 2\mu_0 \mu_r \frac{d \cdot l}{\pi(d + b)} \quad (\text{A.2})$$

Während l und b der Länge und Breite des Busbars entsprechen, bezeichnet d die Dicke der Aluminiumplatten.

Nach Gleichungen A.1 und A.2 besitzt der im Prüfstand eingesetzte Busbar bei einer Gesamtlänge von mehr als 1 m eine Induktivität von nur 82 nH. In der Summe ergibt sich daher eine berechnete Streuinduktivität $L_{\sigma,G}$ von ca. 200 nH.

Der berechnete Wert der Streuinduktivität $L_{\sigma,G}$ kann ebenfalls durch zwei verschiedene Messmethoden erfasst werden:

- Bestimmung der Streuinduktivität aus der Resonanzfrequenz
- Auswirkungen der Stromänderung di_C/dt auf den Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung beim Ein- oder Ausschalten

Messung der Resonanzfrequenz

Die Zwischenkreiskapazität bildet zusammen mit der Streuinduktivität einen Serienschwingkreis. Mit Hilfe des Kapazitätswertes und der Resonanzfrequenz kann man die Streuinduktivität berechnen. Die Resonanzfrequenz ergibt sich aus:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\sigma,1}C_{DC}}} \quad (\text{A.3})$$

Daher gilt:

$$L_{\sigma,1} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C_{DC}} \quad (\text{A.4})$$

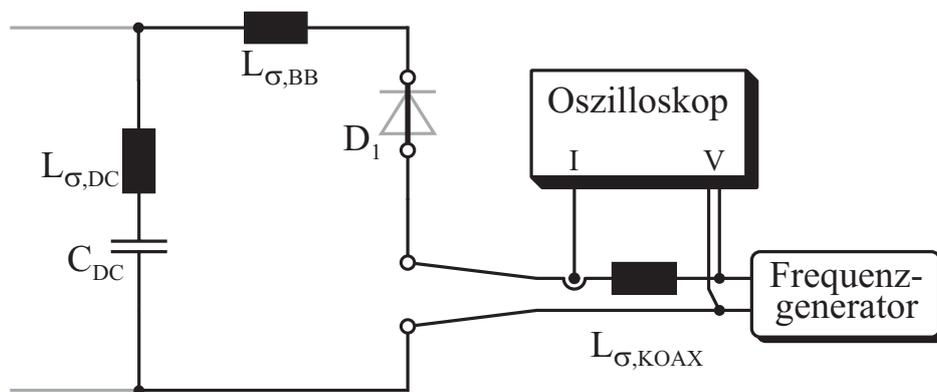


Abbildung A.2: Messung der Resonanzfrequenz

Abbildung A.2 verdeutlicht die Vorgehensweise bei der Ermittlung der Resonanzfrequenz. Die Anschlussstellen der Freilaufdiode D_1 werden kurzgeschlossen. An der Kontaktstelle des IGBTs regt man nun das System mit einem Frequenzgenerator an und kann anhand der Phasenlage des Stromes die Resonanzfrequenz bestimmen. Da die Streuinduktivität des Aufbaus sehr gering ist, muss ebenfalls die Induktivität der Anschlussleitung berücksichtigt werden. Deshalb wurde eine kurze Koaxialleitung verwendet, deren Induktivitätswert bekannt ist und bei der Berechnung berücksichtigt werden kann.

Mit einer Zwischenkreiskapazität von $717 \mu\text{F}$ und einer Resonanzfrequenz von 8900 Hz kann anhand von Gleichung A.4 ein Induktivitätswert von 446 nH ermittelt werden. Die Induktivität der Anschlussleitung beträgt in diesem Fall 340 nH . Somit erhält man eine Streuinduktivität der Busbars von 116 nH .

Messungen im Schaltbetrieb

Die Streuinduktivität kann ebenfalls durch Messung der transienten Strom- und Spannungskurven ermittelt werden. Dazu eignet sich sowohl der Ein- als auch Ausschaltvorgang des IGBTs. In beiden Fällen führt die Änderung des Kollektorstromes zu einem Spannungsfall über den parasitären Induktivitäten des Kommutierungskreises. Die Streuinduktivität kann aus der Differenz zwischen der Kondensatorspannung, die im Schaltmoment als konstant angesehen werden kann, der Kollektor-Emitter-Spannung und der Stromsteilheit berechnet werden. Nach dem Induktionsgesetz gilt:

$$L_{\sigma,2} = \frac{U_{\text{DC}} - u_{\text{CE}}}{di_C/dt} \quad (\text{A.5})$$

Abbildung A.3 zeigt den Kommutierungsvorgang während des Einschaltens eines $6,5\text{-kV}$ -IGBTs bei einer Zwischenkreisspannung von 3600 V und einem Laststrom von 600 A . Im rechten Ausschnitt ist ein Teil des Kommutierungsvorganges vergrößert. Mit Hilfe der Gleichung A.5 lässt sich eine Streuinduktivität von 210 nH ermitteln. Dabei werden der mittlere Stromgradient und die gemittelte Spannungsdifferenz verwendet.

Da bei dieser Messung die Kollektor-Emitter-Spannung an den Kontakten des HV-IGBTs gemessen wird, muss man noch die parasitäre Induktivität des IGBT-Moduls addieren, um eine gesamte Streuinduktivität von 228 nH zu erhalten.

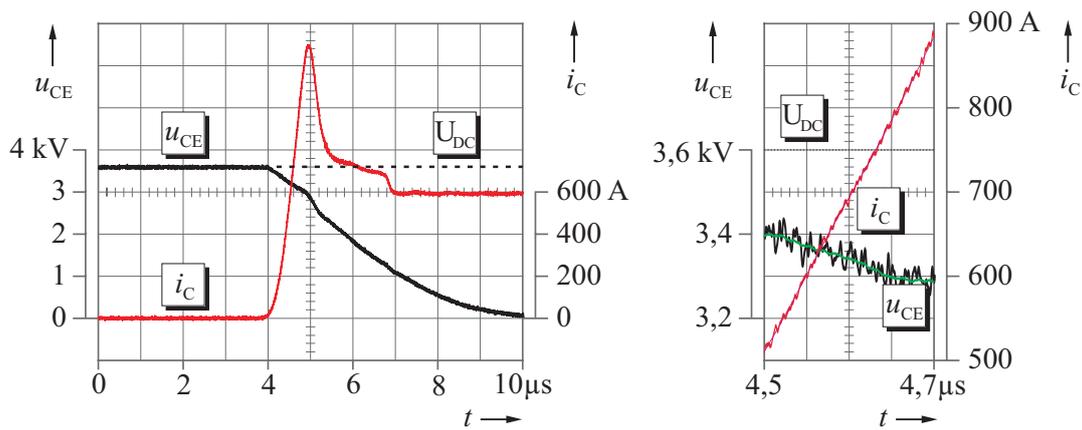


Abbildung A.3: Einschaltvorgang

In der folgenden Tabelle sind die ermittelten Streuinduktivitäten nochmals zusammengefasst.

Tabelle A.1: Verteilung der parasitären Steuinduktivität

Schaltungselement	parasitäre Induktivität		
	Berechnung	Resonanzmessung	Messung im Schaltbetrieb
Busbars	82 nH	116 nH	112 nH
Zwischenkreiskondensatoren je 40 nH	80 nH	80 nH	80 nH
IGBT und Freilaufdiode je 18 nH	36 nH	36 nH	36 nH
Summe	198 nH	232 nH	228 nH

A.2 Ansteuerung des Prüfstandes

Um das Schaltverhalten von Leistungshalbleitern mit induktiver Last zu untersuchen, wird üblicherweise das Doppelpulsverfahren verwendet. Dabei wird zunächst die Lastinduktivität durch kurzes Einschalten des IGBTs aufmagnetisiert. Vor dem erneuten Einschalten fließt dadurch bereits ein Laststrom I_0 über die in Flussrichtung geschaltete Freilaufdiode, so dass der Einschaltvorgang mit Nennbedingungen nachgebildet wird.

Die Schaltsignale für den Halbleiter werden dabei mit einem Mikrokontroller (MSP430ff130) in Abhängigkeit vom gemessenen Laststrom vorgegeben. Parameter wie Stromgrenzen und Pulsanzahl können „online“ mit Hilfe eines Labor-PCs über Lichtwellenleiter (LWL), also potentialfrei, an den Mikrokontroller übertragen werden.

Abbildung A.4 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe beim Doppelpulsverfahren. Der IGBT wird eingeschaltet, bis die eingestellte Stromgrenze von 650 A erreicht ist. Durch die im Freilaufpfad umgesetzten Verluste sinkt der Laststrom. Mit dem Erreichen der Einschaltsschwelle, die hier auf 600 A steht, wird der IGBT erneut eingeschaltet, bis der obere Grenzwert erreicht ist. Man erkennt deutlich die Verringerung der Kondensatorspannung durch die beim Aufmagnetisieren benötigte Energie. Gemäß :

$$\frac{1}{2} L_{\text{Last}} \cdot I_{\text{C,Max}}^2 = \frac{1}{2} C_{\text{DC}} \cdot (U_{\text{CE},0}^2 - U_{\text{CE},1,6\text{ms}}^2) \quad (\text{A.6})$$

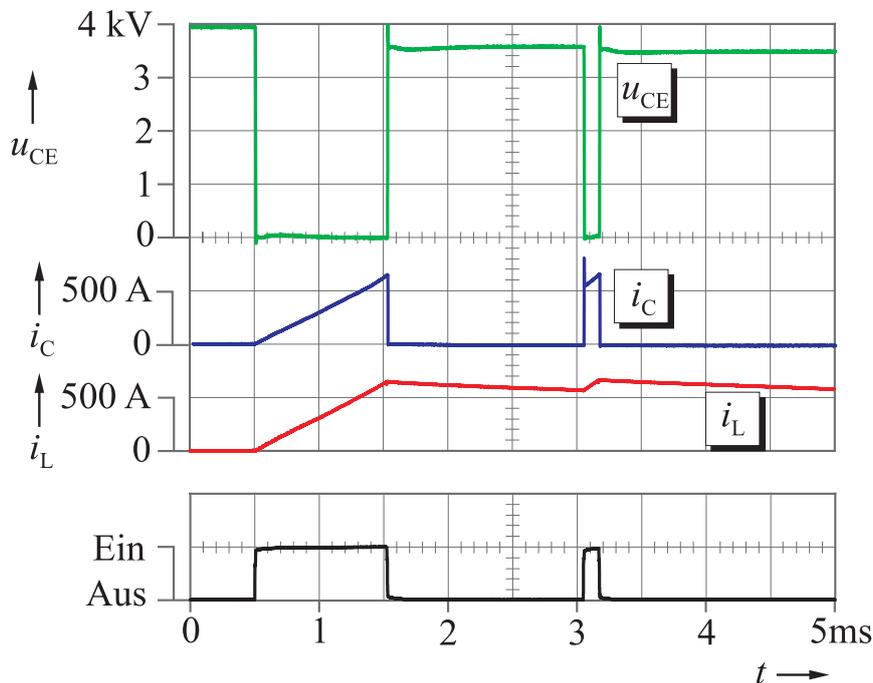


Abbildung A.4: Doppelpulsverfahren

B Schädliche Randeffekte bei schnellen Schaltvorgängen

Die Reduktion der Schaltzeiten moderner Leistungshalbleiter führt zu einer Verringerung der Schaltverluste. Dadurch bedingt erhöht sich während der Kommutierung aber auch gleichzeitig der Stromgradient di_C/dt und der Gradient der Ventilspannung du_{CE}/dt , so dass sich ungewollte Sekundäreffekte einstellen. Durch steile Schaltflanken werden unter anderem die Entwicklung von Wanderwellen auf der Motorzuleitung und die Generation von Lagerströmen begünstigt. Zudem ergeben sich in der Folge von transienten Überspannungen zum einen Probleme bei der Isolation der Motorwicklung, zum anderen kommt es zu einer erhöhten Störabstrahlung des Frequenzumrichters.

Der Anwender ist demnach gezwungen, einen Kompromiss zwischen der Schaltgeschwindigkeit bzw. den Schaltverlusten und den unerwünschten Sekundäreffekten zu finden.

B.1 Wanderwellen auf der Motorzuleitung

Die vom Umrichter erzeugten Spannungsblöcke breiten sich auf der Motorzuleitung in der Form von Wanderwellen aus. In Abhängigkeit von den Kabeleigenschaften werden dabei durch mehrfache Reflexionen an den Leitungsenden Klemmenspannungen mit mehr als der doppelten Höhe der Zwischenkreisspannung erzeugt [14][23][45].

Da die Geschwindigkeit, mit der sich die elektrische Welle auf der Leitung ausbreitet, endlich ist, kann es bei steilen Schaltflanken vorkommen, dass bereits die volle Ausgangsspannung am Umrichterausgang anliegt, während die Spannung am Leitungsende, der Motorseite, noch bei Null

ist. Je nach Verhältnis zwischen der Laufzeit der Welle t_l und der Anstiegszeit der Spannungspulse τ_a lassen sich anhand der Charakteristika zwei Arten von Leitungen unterscheiden:

- *elektrisch „kurze“ Leitung*

Die Anstiegszeit der Spannungsflanke ist wesentlich größer als die Laufzeit der elektrischen Welle, so dass sich keine relevanten Unterschiede im Spannungspotential auf der Motorzuleitung ergeben.

- *elektrisch „lange“ Leitung*

Die Laufzeit der elektrischen Welle ist größer als die Anstiegszeit der Umrichterausgangsspannung. Dadurch ergibt sich eine nicht konstante Spannungsverteilung in Längsrichtung auf der Motorzuleitung.

Die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle kann bei einer „langen“ Leitung, bei der $\tau_a \ll t_l$ gilt, durch das Modell der homogenen verlustfreien Leitung beschrieben werden. Die Spannung auf der Leitung setzt sich demnach aus einer vorlaufenden Welle (U_v) und einer Spannungswelle, die in die entgegengesetzte Richtung (U_r) läuft, zusammen.

$$U = U_v + U_r \quad (\text{B.1})$$

Die Spannungen sind über den Wellenwiderstand Z mit dem Strom verknüpft. Dabei gibt das Vorzeichen die Richtung an, in die sich die Stromwelle ausbreitet.

$$I_v = \frac{U_v}{Z} \quad \text{und} \quad -I_r = \frac{U_r}{Z} \quad (\text{B.2})$$

Für den Wellenwiderstand und die Geschwindigkeit, mit der sich die Welle auf der Leitung ausbreitet, gilt:

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (\text{B.3})$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{L' C'}} \quad (\text{B.4})$$

Wie das Ersatzschaltbild der Leitung in Abbildung B.1 verdeutlicht, bezeichnet L' den längenbezogenen Induktivitätswert und C' die längenbezogene Kapazität gegen Erde. Im Falle einer homogenen verlustfreien Leitung sind R' und G' zu vernachlässigen.

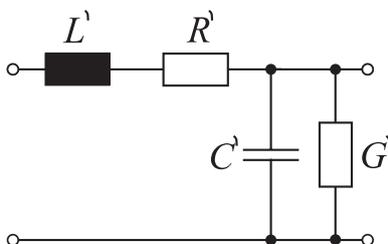


Abbildung B.1: Ersatzschaltbild der Motorzuleitung

Üblicherweise beträgt der Wellenwiderstand bei Motorkabeln 40 – 150 Ohm und die Ausbreitungsgeschwindigkeit liegt mit 100 – 160 m/ μ s etwa bei der halben Lichtgeschwindigkeit[14].

Während des Betriebs einer Maschine über einen Frequenzumrichter liegt an beiden Leitungsenden eine Fehlanpassung der Impedanzen vor. Weil der Motor eine wesentlich höhere Eingangsimpedanz als die Zuleitung besitzt, wird die einlaufende Spannungswelle reflektiert. Die Überlagerung der vorwärts und rückwärts laufenden Spannungswellen führt dazu, dass sich an den Motorklemmen eine Spannung mit der doppelten Amplitude der Zwischenkreisspannung einstellt.

Da der Umrichter als Spannungsquelle wie ein Kurzschluss auf die Leitung wirkt, wird die ankommende Spannungswelle wiederum reflektiert, jedoch mit umgekehrten Vorzeichen.

Hat die Spannungsflanke die Leitung viermal durchlaufen, ergibt sich der Zustand wie vor dem ersten Schaltvorgang. Die Klemmenspannung nimmt im Falle einer verlustfreien Leitung periodisch Werte zwischen Null und $2 U_{DC}$ an. Die charakteristische Eigenfrequenz f_{Kab} der Schwingung kann mit Hilfe der Kabellänge l und der Wellengeschwindigkeit

bestimmt werden:

$$f_{\text{Kab}} = \frac{v}{4 \cdot l} = \frac{1}{4 \cdot l \cdot \sqrt{L' C'}} \quad (\text{B.5})$$

Bei einer verlustbehafteten Leitung hingegen wird durch den Widerstand R' die Schwingung gedämpft, so dass die Amplitude exponentiell abklingt und sich der stationäre Endwert, der dem Wert der Zwischenkreisspannung entspricht, einstellt. Der Widerstand ist hierbei jedoch nicht konstant, sondern frequenzabhängig. Ursachen dafür sind z.B. der Skineffekt oder die Kopplungen zwischen den einzelnen Phasen.

Die Dämpfung hoher Frequenzanteile führt dazu, dass der Wellenkopf verschliffen wird. Erreicht nun die rücklaufende Welle das umrichterseitige Kabelende, bevor die komplette Zwischenkreisspannung anliegt, bleibt die Spannung am Motor deutlich unter $2 U_{\text{DC}}$.

In Abbildung B.2 sind die blockförmige Umrichterausgangsspannung und der Spannungsverlauf an den Maschinenklemmen abgebildet. Während die Spannung am Umrichter eine Amplitude von 530 V besitzt, führen die Reflektionen auf der langen Leitung zu einer Überspannung von bis zu 50%. Die Wicklungsisolation wird also mit Spannungen von ca. 800 V belastet.

Bis zu der kritischen Leitungslänge l_{krit} , bei der die Anstiegszeit kleiner ist als das Zweifache der Laufzeit ($\tau_a \leq 2t_l$), können theoretisch Spannungsamplituden mit dem doppelten des Nennwertes erzeugt werden. In Abhängigkeit von den Kabeleigenschaften lässt sich l_{krit} wie folgt berechnen:

$$l_{\text{krit}} = \frac{v \cdot \tau_a}{2} \quad (\text{B.6})$$

Ein Sonderfall stellt das „Multiple Switching“ dar. Dabei wird innerhalb eines Einschwingvorganges erneut geschaltet, so dass es zur Überlagerung von zwei Schwingvorgängen kommt. In der Folge können Klemmenspannungen bis zum Dreifachen der Zwischenkreisspannung generiert werden. Dies lässt sich jedoch durch eine Optimierung der PWM-Signale ohne zusätzlichen Hardware-Aufwand vermeiden [15].

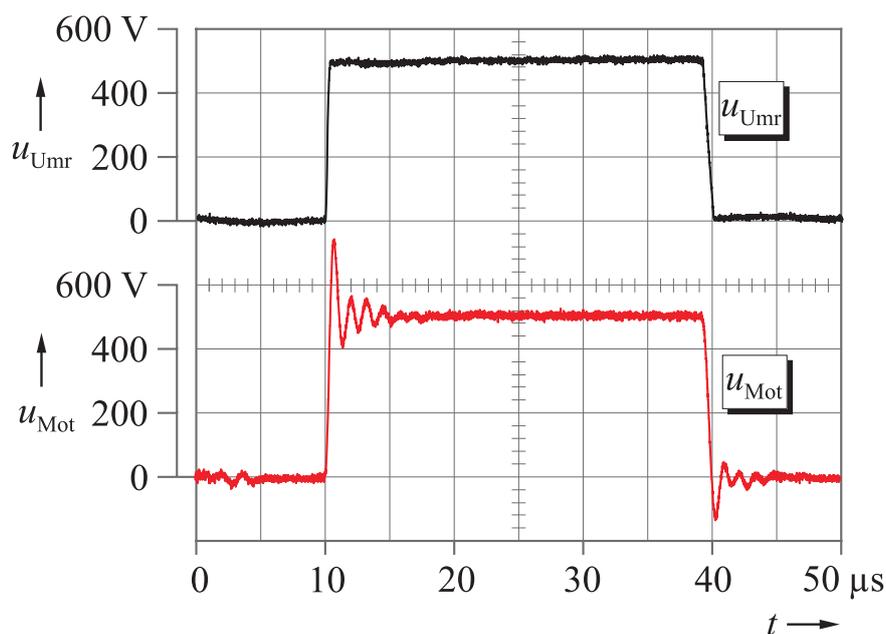


Abbildung B.2: Spannungsreflexionen auf der Motorleitung

B.2 Belastung der Wicklungsisolation

Am motorseitigen Kabelende kommt es wegen der Impedanzunterschiede zur Reflexion der aufgeschalteten Spannungsimpulse. Dadurch können sich Klemmenspannungen mit mehr als dem Doppelten der Zwischenkreisspannung ergeben. Da nach Kirchhoff der Strom und die Spannung vor und hinter der Stoßstelle zwischen Kabel und Motor identisch sind, wirkt sich die Überspannung durch die Wanderwellen ebenfalls auf die Wicklung aus. Die vom Umrichter erzeugten Spannungsimpulse belasten durch die hohe Amplitude die Isolation der Wicklung um bis zum Faktor 10 stärker als bei einer Speisung mit sinusförmigen Größen.

Insbesondere die Isolation der ersten oder der letzten Windung werden durch die Spannungsimpulse stärker belastet als die der innen liegenden Spulenwindungen. Ursache dafür ist, dass die Spannungsverteilung in Längsrichtung des Wicklungsdrahtes nicht konstant ist [14][31]. Die Spannung ist abhängig von den induktiven und kapazitiven Kopplungen zwischen den einzelnen Windungen untereinander und zum

Statorblechpaket sowie den Anstiegszeiten der eingepprägten Spannungsimpulse. Ändert sich die Spannung an den Motorklemmen relativ langsam im Bereich von mehreren μs , wird die Spannung auf den einzelnen Windungsabschnitten nur durch die Serieninduktivität beeinflusst. Bei schnellen Änderungen hingegen wird die Spannungsverteilung hauptsächlich durch die Anordnung der parasitären Kapazitäten innerhalb der Maschine bestimmt. Im Extremfall fallen dadurch bis zu 70% der angelegten Klemmenspannung über die erste Windung ab [15]. Bei Maschinen im Mittelspannungs- oder Hochspannungsbereich, die Formspulen verwenden, werden daher die äußeren Windungen zusätzlich isoliert.

Während des Betriebes einer Maschine über einen Frequenzumrichter treten neben thermischen auch elektrisch bedingte Alterungsprozesse auf. Hohe Spannungsgradienten du/dt beschleunigen die Alterung und führen zum vorzeitigen Ausfall des Antriebssystems. Man unterscheidet zwischen der Feldalterung und der Teilentladungsalterung.

Bei dem Prozess der Feldalterung werden Ladungsträger im Isolierstoff durch die in der Maschine vorhandenen elektrischen Felder stark beschleunigt. Treffen die beschleunigten Ladungsträger auf andere Atome oder Moleküle, können in Folge des Stoßprozesses die chemischen Verbindungen des Isolationswerkstoffes aufgebrochen werden, wodurch dessen Durchschlagsfestigkeit deutlich reduziert wird.

Im Falle von Teilentladung kommt es als Folge von Inhomogenitäten im Isolierstoff, wie z.B. eingeschlossene Lunker, Fremdpartikel oder Risse, zu einer lokalen Überhöhung der Feldstärke. Wird dadurch die maximale Durchschlagsfestigkeit des Isolationsmaterials überschritten, bilden sich verästelte Kanäle (treeing), die sich immer weiter ausdehnen und schließlich zur Zerstörung des Isoliermaterials führen.

B.3 Lagerströme

Während des Betriebs einer Drehfeldmaschine über einen Frequenzumrichter kommt es zu Änderungen in der Gleichtaktkomponente der Umrichterausgangsspannung. Die hohen Frequenzanteile der Gleichtaktspannung führen in ihrer Wechselwirkung mit den parasitären Kapazitäten des Motors zu Ausgleichströmen, die über die Maschinenlager abgeleitet werden. Dies beschleunigt die Alterung der Lager und begrenzt deren Lebensdauer.

In den Untersuchungen von *Mütze* und *Binder* werden die Ursachen für Lagerströme in verschiedene Kategorien eingeteilt [24][25]:

- Die Rotor-Stator-Kapazität und die Kapazität der Maschinenlager müssen bei einer Veränderung der Gleichtaktspannung umgeladen werden. Dadurch wird ein Ausgleichstrom generiert, der über die Lager fließt. Da die Amplitude in den meisten Fällen jedoch sehr gering ist, kann dieser Effekt im Vergleich zu den anderen Mechanismen vernachlässigt werden.
- Ist der Schmierfilm zwischen den Kugeln und den inneren bzw. äußeren Laufflächen des Maschinenlagers intakt, kann das Lager als kapazitiver Spannungsteiler beschrieben werden. Die Lagerspannung ist in diesem Fall proportional zur Gleichtaktkomponente der Umrichterausgangsspannung. Wird die Spannung über dem Lager zu groß (5 – 30 V), kommt es zum Durchschlag des Schmierfilms und es fließt ein Endladestrom mit einer Amplitude von 0,5 – 3 A. Da der Strom über einen sehr kleinen Querschnitt abgeleitet wird, werden relativ hohe Stromdichten erreicht, was zu Schäden an den gehärteten Laufflächen führen kann.
- Schnelle Potentialänderungen verursachen einen zusätzlichen Erdstrom, der über die Kapazität zwischen den Motorwicklungen und dem Statorblechpaket fließt. Durch den erzeugten magnetischen Fluss wird zusätzlich eine Spannung in die Motorwelle induziert, so dass sich bei ausreichender Amplitude ein Kreisstrom über dem Pfad „Motorwelle – Maschinenlager – Stator und das zweite Lager“ ausbildet.

- Ist die Erdimpedanz über die an der Welle angeschlossene Last deutlich unter der Impedanz, mit der der Motor selber geerdet ist, wird ein Teil des Erdstroms über die Last abgeleitet. Dabei fließen die Erdströme des Stators „rückwärts“ über die Lager zur Motorwelle, die dann die Verbindung mit der Last herstellen.

Um die Generation von Lagerströmen zu vermindern, bieten sich mehrere Möglichkeiten an. Üblicherweise versucht man die Spannungsteilheit du/dt an den Motorklemmen zu begrenzen und dadurch die Amplitude des Störstromes zu reduzieren. Eine Begrenzung wird üblicherweise durch den Einsatz von Filterschaltungen oder eine geeignete Ansteuerung der verwendeten Leistungshalbleiter erreicht. Dabei entstehen jedoch zusätzliche Kosten und Verluste. Als Alternative bieten sich isolierende Lager aus Keramik an, die ebenfalls zusätzliche Kosten verursachen.

B.4 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)

Unter dem Begriff EMV werden die Eigenschaften eines elektrischen Gerätes bezüglich der abgestrahlten Störemission und der Störfestigkeit zusammengefasst. Durch die in Normen festgehaltenen Grenzwerte soll die Funktionsfähigkeit elektrischer Betriebsmittel sichergestellt werden, ohne die Umgebung und andere Geräte elektromagnetisch unzulässig zu beeinflussen [33].

Die Ausgangsspannung eines Spannungszwischenkreisumrichters ist durch das Verfahren der PWM nicht mehr sinusförmig, sondern besteht aus einzelnen Spannungsimpulsen. Im Spektrum der rechteckförmigen Ausgangsspannung sind theoretisch unendlich viele harmonische Frequenzen enthalten, die entweder als leitungsgebundene Störungen oder durch Abstrahlung andere elektrische Geräte beeinflussen können.

Ein ähnliches Verhalten findet man auf der Netzanschlussseite des Umrichters wieder. Hier führt ebenfalls eine nicht sinusförmige Stromaufnahme zur Ausbildung von Oberschwingungen, die unterhalb der gegebenen Richtlinien liegen müssen.

Die durch elektromagnetische Beeinflussung verursachten Störungen hängen stark von der Kopplung zwischen der Störquelle und der Senke ab [45]. Man unterscheidet daher:

- *kapazitive Kopplung*
Einzelne Bauteile und ganze Schaltungsgruppen sind über parasitäre Kapazitäten, die sich allein durch die räumliche Anordnung ergeben, miteinander verbunden. Spannungs- oder Feldänderungen in einem Schaltungsteil rufen einen Ausgleichstrom hervor, der sich über die Koppelkapazität auf andere Schaltkreise auswirkt.
- *magnetische Kopplung*
Jeden stromdurchflossenen Leiter umgibt ein magnetisches Feld. Nach dem Induktionsgesetz wird dadurch bei einer Stromänderung im Leiter in benachbarte Leiterschleifen eine zusätzliche Spannung induziert.
- *galvanische Kopplung*
Wird ein Leiterabschnitt oder Schaltungsteil von zwei oder mehr Schaltkreisen benutzt, stehen diese Schaltungsteile über die Impedanz des gemeinsamen Teilstücks in Wechselwirkung. Die galvanische Kopplung von mehreren Schaltkreisen lässt sich durch ein optimiertes Design minimieren. Aus diesem Grund werden oft digitale und analoge Schaltungsteile, die sich auf einer gedruckten Platine befinden, mit getrennten Masseflächen ausgestattet.

Die Störungen können durch verschiedene Gegenmaßnahmen reduziert werden. Durch ein optimiertes Layout lassen sich die kapazitive und die galvanische Kopplung minimieren. Gleichzeitig können induzierte Spannungen durch eine verbesserte Ausnutzung der Fläche vermindert werden. Eine weitere Möglichkeit, das EMV-Verhalten zu verbessern, besteht darin, den Pegel der Störquelle zu reduzieren. Dies kann beispielsweise durch eine Reduktion der Schaltgeschwindigkeit und der damit verbundenen Verminderung der Strom- und Spannungsgradienten erreicht werden.

C Nomenklatur

Abkürzungen

FS	Field-Stop
GAL	Generic Array Logic
GCT	Gate-Commutated Thyristors
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
HV	Hochvolt
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristors
MOSFET	Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effekt-Transistor
NPT	Non-Punch-Through
OP	Operationsverstärker
PT	Punch-Through

Bauelemente und Komponenten

C'	längenbezogen Kapazität gegen Erde
C_{CER}	Ausgangskapazität
C_{DC}	Zwischenkreiskapazität
C_{ds}	Drain-Source-Kapazität
C_{dsj}	Drain-Source-Sperrschichtkapazität
C_{ebj}	Emitter-Basis-Sperrschichtkapazität
C_{gbj}	Gate-Basis-Sperrschichtkapazität
C_{GD}	Gate-Drain-Kapazität (Millerkapazität)
C_{gdj}	Gate-Drain-Sperrschichtkapazität
C_{GE}	Gate-Emitter-Kapazität
C_{GK}	Kapazität des MOS-Kanals
C_{GS}	Gate-Source-Kapazität

C_{gsj}	Gate-Source-Sperrschichtkapazität
C_{in}	„tatsächliche“ Eingangskapazität des IGBTs
C_{ISS}	Eingangskapazität des IGBTs
C_m	Beitrag der Source-Metallisierung zu C_{GE}
C_{ox}	Oxidkapazität
C_{oxb}	Oxidkapazität zwischen dem Gate und p-Wanne
C_{oxd}	Oxidkapazität zwischen Gate und Drainkontakt
C_{oxs}	Oxidkapazität zwischen Gate und Sourcekontakt
G'	längenbezogen Leitwert gegen Erde
L'	längenbezogen Leitungsinduktivität
L_σ	Streuinduktivität
$L_{\sigma,BB}$	Streuinduktivität der Plattenverdrahtung (Busbars)
$L_{\sigma,DC}$	Streuinduktivität der Zwischenkreiskondensatoren
$L_{\sigma,Diode}$	interne Streuinduktivität des Dioden-Moduls
$L_{\sigma,1}$	$= L_{\sigma,BB} + L_{\sigma,DC} + L_{\sigma,Koax}$
$L_{\sigma,2}$	$= L_{\sigma,BB} + L_{\sigma,DC} + L_{\sigma,Diode}$
$L_{\sigma,e}$	externe Induktivität
$L_{\sigma,Koax}$	Induktivität der Messleitung
$L_{\sigma,G}$	gesamte Streuinduktivität im Hauptstromkreis
$L_{\sigma,i}$	interne Induktivität
$L_{\sigma,IGBT}$	Streuinduktivität des IGBT-Moduls
R'	längenbezogen Leitungswiderstand
R_b	Basiswiderstand
$R_{DS,on}$	Durchlasswiderstand
R_G	Gatewiderstand
$R_{G,Int}$	Modulinterner Gatewiderstand
$R_{G,off}$	Gatewiderstand beim Ausschalten
$R_{G,on}$	Gatewiderstand beim Einschalten
r_t	differentieller Widerstand

elektrische Größen

di_C/dt	Gradient des Kollektorstromes
du_{CE}/dt	Gradient der Kollektor-Emitter-Spannung
$E_{\text{off}}, e_{\text{off}}$	Ausschaltverlustenergie
$E_{\text{on}}, e_{\text{on}}$	Einschaltverlustenergie
E_S	Schaltverlustenergie
f_0	Resonanzfrequenz
i_b	Basisstrom
I_C, i_C	Kollektorstrom (IGBT)
i_c	Kollektorstrom (pnp-Transistor)
i_{Cgd}	Verschiebestrom der Millerkapazität
$I_{C,\text{Max}}$	Maximal auftretender Kollektorstrom
$I_{C,\text{Nom}}$	Nennstrom beim IGBT
I_D, i_D	Diodenstrom
i_d	Drainstrom (MOSFET)
i_F	Diodenstrom in Flussrichtung
I_G, i_G	Gatestrom (IGBT)
$I_{G,\text{Max}}$	maximaler Gatestrom
I_0	Laststrom im Schaltaugenblick
I_R	Rückwärtslaufende Stromwelle
I_{RRM}	maximaler Rückwärtserhohlstrom der Diode
I_{TGQM}	maximaler Abschaltstrom eines GCTs/IGCTs
I_V	Vorwärtslaufende Stromwelle
P_{Cond}	Leitendverluste
P_{ges}	Gesamtverluste
P_{off}	Ausschaltverluste
P_{on}	Einschaltverluste
P_S	Schaltverluste
Q_S	Speicherladung
U_{CE}, u_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
$U_{CE,\text{Max}}$	Maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung

$U_{CE,Sat}$	Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
U_D	Diodenspannung
U_{DC}	Zwischenkreisspannung
U_{DRM}	Maximale Blockierspannung beim IGCT / GTO
u_{ds}	Drain-Source-Spannung
u_F	Flussspannung einer Diode
$U_{F,Max}$	maximale Flussspannung
u_{GD}	Gate-Drain-Spannung
U_{GE}, u_{GE}	Gate-Emitter-Spannung
$U_{GE,Int}$	interne Gate-Emitter-Spannung
U_{GK}	Gate-Kathoden-Spannung
u_{gs}	Gate-Source-Spannung
U_0	Schleusenspannung
$U_{GE(Th)}$	Gate-Emitter-Schwellenspannung
U_R	Rückwärtslaufende Spannungswelle
U_{TR}	Ausgangsspannung des Gatetreibers
$U_{TR,off}$	Treiberspannung im ausgeschalteten Zustand
$U_{TR,on}$	Treiberspannung im eingeschalteten Zustand
U_V	Vorwärtslaufende Spannungswelle

weitere Symbole

β	Stromverstärkung
b	Breite der Busbars
d	Plattendicke
J	Sperrschicht (Junction)
l	Länge (MOS-Kanal, Kabel, Busbar)
τ_a	Anstiegszeit der Spannungsflanke
t_F	Fallzeit
$T_{J,Max}$	maximal zulässige Sperrschichttemperatur
t_l	Laufzeit der Leitung
T_{On}	Zeitdauer im durchgeschalteten Zustand

t_{RR}	Rückwärtserholzeit
T_S, t_S	Schaltzeit, Speicherzeit
μ_0	Permeabilität
μ_n	Beweglichkeit der Elektronen
v	Ausbreitungsgeschwindigkeit von Wanderwellen

D Literaturverzeichnis

- [1] S. Bernet: „Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications“, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, November 2000, pp. 1102-1117
- [2] B. Bock: *Switching IGBTs in parallel connection or with enlarged commutation inductance*, Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 2003
- [3] T. Boller, G. Schmitt, R. Kennel: „Modular Regenerative Switching Cell with integrated Voltage-Clamp“, *Power Electronics Specialists Conference PESC'08*, Rhodos, Greece, 2008, CD-ROM
- [4] D. Braun, R. Lukaszewski, D. Pixler, G. Skibinski: „Use of Co-axial CT and Planar Bus to Improve IGBT Device Characterization“, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS'96*, San Diego, USA, 1996, pp. 1507-1516
- [5] H.P. Budek: *Untersuchung an Insulated-Gate-Bipolartransistoren zur Definition von Ausfallindikatoren*, Dissertation, Gesamthochschule Wuppertal, 1998
- [6] E. Carroll, N. Galster, S. Klaka, A. Weber, A. Schweizer, R. Schlegel: *ABB GTO-Databook*, <http://www.abb.ch/product/ge/9AAC30301124.aspx>, ABB-Semiconductors AG, 2008
- [7] M.C. Caponet, F. Profumo, R.W. De Doncker, A. Tenconi: „Low Stray Inductance Bus Bar Design and Construction for Good EMC Performance in Power Electronic Circuits“, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 17, No. 2, March 2002, pp. 225-231
- [8] B. Cascone, L. Fratelli, G. Giannini, G. Bocchetti: „High Power Traction Converter in IEGT/IGBT Press-Pack Technology“, *PCIM-Europe*, Nürnberg, Germany, 2002, CD-ROM

- [9] C. Dörlemann, *Geregelte Ansteuerung von Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) -Anwendung in Frequenzumrichter-*, Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 2002
- [10] H.G. Eckel: „Grenzenloser Verkehr / Stromrichterkonzepte für Mehrsystemlokomotiven und -triebzüge“, *Antriebstechnik*, März 2007, Seite 26-33
- [11] H.G. Eckel, K. Fleisch: „Turn-off behaviour of high voltage NPT- and FS-IGBT“, European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE-PEMC 08), Poznan, Polen, 2008, CD-Rom
- [12] C. Gerster, P. Hofer: „Gate-controlled dv/dt- and di/dt-limitation in high power IGBT converters“, *EPE Journal*, Vol. 5, no 3/4, January 1996, pp. 11-16
- [13] A.R. Hefner: „An Investigation of the Drive Circuit Requirements for the Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)“, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, April 1991, pp. 208-219
- [14] S. Hilfert: *Die Beanspruchung der Wicklung von Niederspannungs-Asynchronmotoren durch Frequenzumrichter und ihr Nachweis*, Dissertation, Universität Gesamthochschule Essen, VDI-Verlag 1999
- [15] M. Kaufhold: „Electrical stress and failure mechanism of winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors“, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 2, April 2000, pp. 396-402
- [16] V.K. Khanna: *IGBT - Theory and Design*, Wiley-IEEE Press, September 2003, ISBN 0471238457
- [17] H. Kuhn, T. Köneke, A. Mertens: „Considerations for a Digital Gate Unit in High Power Applications“, *Power Electronics Specialists Conference PESC'08*, Rhodos, Greece, 2008, CD-ROM
- [18] P. Kviz, R. Hemmer, M. Wendt: “Digital Drivers with Exceptional Protection“ *Bodo's Power Systems*, Januar 2009, pp. 28-29

- [19] T. Laska, L. Lorenz, A. Mauder: „The New IGBT Generation - A Great Improvement Potential for IGBT Motor Drive Systems“, *IEEE Industry Applications Conference 2000*, Rome Italy, 2000, Vol. 5, pp. 2885-2889
- [20] R. Lappe: *Handbuch - Leistungselektronik*, 5. Auflage, München, Verlag-Technik GmbH Berlin, 1994, ISBN 3-341-00974-4
- [21] J. Lutz: *Halbleiter-Leistungselemente*, Springer Berlin Heidelberg New York, 2006, ISBN 10 3-540-34206-0
- [22] A. Mauder, T. Laska, L. Lorenz: „Dynamic Behaviour and Ruggedness of Advanced Fast Switching IGBTs and Diodes“, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'03)*, Salt Lake City USA, 2003, Vol. 2, pp. 995-999
- [23] A.F. Moreira, T.A. Lipo, G. Venkataramanan, S. Bernet: „Modeling and evaluation of dv/dt filters for AC drives with high switching speed“, *European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE'01)*, Graz, Austria, 2001, CD-ROM
- [24] A. Muetze, A. Binder: „Experimental evaluation of mitigation techniques for bearing currents in inverter-supplied drive systems - investigations on induction motors up to 500 kW“, *Electrical Machines and Drives Conference (IEMDC'03)*, Madison-Wisconsin, USA, 2003, CD-ROM
- [25] A. Muetze, A. Binder: „Practical Rules for Assessment of Inverter-Induced Bearing Currents in Inverter-Fed AC Motors up to 500 kW“, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 3, June 2007, pp. 1614-1622
- [26] G. Näf, S. Pawel: „One for All - Plug & Play Drivers for High-Power IGBTs“, *Bodo's Power Systems*, Oktober 2006, pp. 16-20
- [27] M. Netzel, R. Lerner, R. Siemieniec, J. Lutz: „PT-IGBT and Freewheeling Diode for 3.3 kV using Lifetime Control Technics and Low-Efficiency Emitters“ *International Conference on Microelectronics (MIEL'02)*, Nis Yugoslavia, May 2002, pp. 167-170

- [28] U. Nicolai, Hrsg. P. R. W. Martin: *Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule / SEMIKRON International*, Illmenau: ISLE, 1998, ISBN 3-932633-24-5
- [29] P.R. Palmer, J.C. Joyce: „Causes of Parasitic Current Oscillation in IGBT Modules During Turn-Off“ *European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE'97)*, Trondheim, Norway, 1997, pp.1406-1411
- [30] S. Park, T. M. Jahns: „Flexible dv/dt and di/dt Control Method for Insulated Gate Power Switches“ *IEEE Trans. on Industry Application*, VOL. 39, NO. 3, MAY/JUNE 2003, pp. 657-664
- [31] E. Persson: „Transient effects in application of PWM inverters at inductionmotors“, *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 28, No. 5, September/October 1992, pp. 1095-1101
- [32] J. Przybilla, R. Keller, C. Schneider, H.-J. Schulze, F.-J. Niedernostheide: „Advantages in Application-Design ba using Direct-Light-Triggered Thyristors“, *Power Electronics Inteligent Motion Conference (PCIM'03)*, Shanghai China, CD-Rom
- [33] J. Riatsch, R. Schmidt: “Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Ein Puzzle“, http://www.educ.ethz.ch/lehrpersonen/itet/unterrichtsmaterialien_ie/elektrotechnik/emv/EMV_puzzle.pdf, 2008
- [34] R. Rösner: *Autarke Schaltzellen mit regenerativer Entlastung für die Anwendung in Hochspannungs-Stromrichtern*, Dissertation, Universität-Gesamthochschule Wuppertal, VDI-Verlag 2002
- [35] H. Rüedi, P. Köhler: *AN-9701 IGBT drivers correctly calculated*, <http://www.igbt-driver.com/deutsch/unterstuetzung/appnotes.html>, Concept, 2008
- [36] H. Rüedi, P. Köhler: „The SCALE IGBT-Driver“, *Power Electronics Inteligent Motion Conference (PCIM'98)*, <http://www.igbt-driver.com>, 2008

- [37] N. E. Rueger, H. Kuhn, A. Mertens: "Harmonic Distortion of Multicarrier PWM Strategies in Cascaded Multilevel Converters with Unequal DC Sources" *European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'07)*, Aalborg, Denmark, 2007, CD-ROM
- [38] D. Schröder: *Leistungselektronische Bauelemente*, 2 Auflage, München, Springer Berlin Heidelberg New York, 2006, ISBN-10 3-540-28728-0
- [39] T. Schütze, H. Berg, O. Schilling: „The new 6.5 kV IGBT module: a reliable device for medium voltage applications“, *Power Electronics Intelligent Motion Conference (PCIM'01)*, 2001
- [40] G. Schmitt, R. Kennel, J. Holtz: „Voltage Gradient Limitation of IGBTs by optimised Gate-Current Profiles“, *Power Electronics Specialists Conference PESC'08*, Rhodos, Greece, 2008, CD-ROM
- [41] U. Schwarzer, R. W. de Doncker, R. Sommer, G. Zaiser.: „Snubberless Operation of Series Connected 6.5 kV IGBTs for High-Power and High-Voltage Applications“, *European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE'03)*, Toulouse, France, 2003, CD-ROM
- [42] R. Siemieniec, M. Netzel, R. Herzer: „Comparison of PT and NPT Cell Concept for 600V IGBTs“, *European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'97)*, Trondheim, Norway, 1997
- [43] K. Sheng, F. Udrea, S. Huang, t. Trajkovic, G.A.J. Amaratunga, P.Waind: „PT and NPT IGBTs up to 1.2kV: Which is Optimum?“, *International Power Electronics and Motion Control Conf. (EPE-PEMC'00)*, Kosice, Slovak Republic, 2000, pp. 204-208
- [44] G. Skibinski, D. M. Divan: „Design Methodologie and Modeling of Low Inductance Planar Bus Structures“, *European Conf.on Power Electronics and Applications (EPE)*, Brighton, England, 1993, pp. 98-105
- [45] A. Taoufik, *Maßnahmen zur Verbesserung der Schalteigenschaften von Insulated-Gate-Bipolar-Transistoren*, Dissertation, Universität-Gesamthochschule Wuppertal, 1994

- [46] J. Teigelkötter, A. Steimel: „A new test bench for high power turn-off semiconductor devices“, *European Conf. Power Electronics and Applications (EPE'95)*, Sevilla, Spain, 1995
- [47] S. Tschirley, *Automatisierte messtechnische Charakterisierung von 10kV Integrierten Gate-kommutierten Thyristoren*, Dissertation, Berlin, Technische Universität Berlin, 2007
- [48] J. Vinod, B.S. Suh, T.A. Lipo: „Fast clamped short circuit protection of IGBTs“, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.35 , No. 2, March/April 1999, pp. 477-486
- [49] J. Vinod, B.S. Suh, T.A. Lipo: „An Active Gate Drive with Three-Stage Control and Fast Protection for High Power IGBTs“, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'99)*, Phoenix Arizona, 1999, pp. 1871-1878
- [50] A. Wintrich: *Verhaltensmodellierung von Leistungshalbleitern für den rechnergestützten Entwurf leistungselektronischer Schaltungen*, Dissertation, Chemnitz, Technische Universität Chemnitz, 1998

Referenzen im Internet:

- [51] ABB Antriebstechnik: *Die Frequenzumrichter im Überblick*, <http://www.indel.at/downloads/uebersicht.pdf>, 2008
- [52] Datasheet:FZ600R65KF1, <http://www.infineon.com/cms/en/product/channel.html?channel=ff80808112ab681d0112ab69f9290398&parentChannelRef=>
- [53] Mitsubishi Electric: *Mitsubishi Electric, Power Devices General Catalog*, <http://www.mitsubishichips.com/Global/products/powermod/catalog/index.html>, 2008
- [54] Semikron, *MiniSKiiP IPM, Solder-free assembly*, http://www.ppi-uk.com/pdfs/flyer_miniskiip_IPM.pdf, 2008