

**René Sander**

**Untersuchung von Technologien zur  
Gleichstromunterbrechung in  
Hochspannungsapplikationen**





# Untersuchung von Technologien zur Gleichstromunterbrechung in Hochspannungsapplikationen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)  
genehmigte

DISSERTATION

von

M. Sc. *René Sander*  
geb. in: München, Deutschland

Tag der mündlichen Prüfung: 21. Juni 2018  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried  
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons  
Namensnennung 4.0 International Lizenz (CC BY 4.0):  
<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/deed.de>

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). An dieser Stelle möchte ich mich bei allen bedanken, die mich während dieser Zeit unterstützt haben.

Ein besonderer Dank gebührt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried für seine stetige Diskussionsbereitschaft, für die Freiheit bei der Ausrichtung und Durchführung dieser Forschungsarbeit und für den gewährten Rückhalt. Darüber hinaus möchte ich ihm für die hervorragenden Arbeitsbedingungen sowie die fachliche Förderung und Unterstützung danken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller danke ich für die Übernahme des Korreferats und sein großes Interesse an der Thematik dieser Arbeit.

Ich bedanke mich bei allen Kolleginnen und Kollegen des Instituts für das angenehme Arbeitsklima und die gute Zusammenarbeit. Für die zahlreichen Diskussionen fachlicher und nicht-fachlicher Natur und die wertvollen Anregungen möchte ich Herrn Tobias Maier, Herrn Benjamin Klaus und Herrn Dr.-Ing. habil. Martin Sack besonders danken. Hervorheben möchte ich an dieser Stelle insbesondere auch Herrn Simon Wenig der mich durch den regen Austausch, die gemeinsame Arbeit an Projekten und Veröffentlichungen sowie sein kontinuierliches Interesse unterstützt hat.

Für die geleistete Arbeit bedanke ich mich bei allen Studierenden, die mir im Rahmen von Abschlussarbeiten und als wissenschaftliche Hilfskräfte bei der Forschung behilflich waren. Allen voran möchte ich mich bedanken bei Herrn Daniel Gmeiner, Herrn Dominik Woll, Herrn Felix Kaiser und Herrn Johannes Stoß für ihr umfassendes Engagement bei der Umsetzung des Versuchsstands.

Mein Dank richtet sich weiterhin an die Mitarbeiterinnen des Sekretariats für die Unterstützung bei verwaltungstechnischen Angelegenheiten sowie an die Mit-

arbeiter der elektrischen und mechanischen Werkstätten. Besonderer Dank geht an Andreas Eisinger für das Einbringen seiner fachlichen Expertise und sein Engagement.

Ganz besonders danken möchte ich meiner Mutter Petra Emma Sander und meiner Frau Nadine Bianca Sander für ihr Verständnis und den familiären Rückhalt.

Allergrößter Dank gilt meinem Vater Dr. rer. nat. Michael Sander, der mir wertvolle Impulse gegeben hat und ohne den der Erfolg dieser Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Karlsruhe, im Juni 2018

René Sander

---

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Ausgangssituation	1
1.1.1	Einführung in die Fehlerklärung von HGÜ-Systemen	2
1.1.2	Anforderungen an HGÜ-Leistungsschalter	3
1.1.2.1	Begrenzung des Abschaltstroms	6
1.1.2.2	Aufbau einer Gegenspannung	7
1.1.2.3	Absorption magnetischer Feldenergie	7
1.2	Zielsetzung der Arbeit	8
1.3	Strukturierung der Arbeit	9
<b>2</b>	<b>Gleichstromschaltprinzipien und deren Umsetzung</b>	<b>11</b>
2.1	Allgemein	11
2.1.1	Mechanische Schalter	12
2.1.2	Leistungselektronische Schalter	12
2.2	Analyse bekannter Schalterkonzepte	14
2.2.1	Mechanischer Schalter mit Resonanzkreis	15
2.2.2	Mechanischer Schalter mit Saugkreis	22
2.2.3	Selbstgeführter Hybrid-Schalter	26
2.2.4	Fremdgeführter Hybrid-Schalter	29
2.3	Einführung der gegenstromgestützten GCT-Abschaltung	35
<b>3</b>	<b>Das Konzept des gegenstromgestützten HGÜ-Leistungsschalters</b>	<b>39</b>
3.1	Aufbau der Schaltertopologie	39
3.2	Charakterisierung des Schaltverhaltens	42
3.2.1	Verhalten auf Schaltzellen-Ebene	42
3.2.1.1	Abschaltfähigkeit	43
3.2.1.2	Gegenstromausnutzung	46
3.2.1.3	Stromtragfähigkeit	49
3.2.1.4	Spannungsbelastung	50
3.2.2	Verhalten auf Schalter-Ebene	55
3.2.3	Verhalten auf System-Ebene	63
3.3	Experimentelle Validierung des Schaltprinzips	65

3.3.1	Aufbau des Versuchsstands . . . . .	67
3.3.1.1	Konzept des Versuchskreises . . . . .	67
3.3.1.2	Komponenten der Prüfumgebung . . . . .	70
3.3.1.3	Gleichstromschalteinheit . . . . .	79
3.3.1.4	Steuerung des Versuchskreises . . . . .	86
3.3.2	Versuchsplanung . . . . .	88
3.3.3	Versuchsdurchführung . . . . .	89
3.3.4	Ergebnisdiskussion . . . . .	93
<b>4</b>	<b>Das Konzept des Sammelschienenschutzes . . . . .</b>	<b>99</b>
4.1	Aufbau und Analyse . . . . .	100
4.2	Funktionsverifikation . . . . .	103
<b>5</b>	<b>Einordnung der HGÜ-Leistungsschalter . . . . .</b>	<b>109</b>
5.1	Technologievergleich . . . . .	109
5.2	Entwicklung leistungselektronischer Lösungen . . . . .	113
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick . . . . .</b>	<b>115</b>
<b>A</b>	<b>Analytische Zusammenhänge . . . . .</b>	<b>117</b>
A.1	Stromkommutierung mit RCD Snubber (Kapitel 2.1.2) . . . . .	117
A.2	Auslegung des thyristorkommutierten Schalters (Kapitel 2.2.4) . . . . .	118
<b>B</b>	<b>Technische Versuchsbedingungen . . . . .</b>	<b>121</b>
<b>C</b>	<b>Literaturverzeichnis . . . . .</b>	<b>123</b>
C.1	Literaturverzeichnis . . . . .	123
C.2	Eigene Veröffentlichungen . . . . .	131
C.3	Betreute studentische Abschlussarbeiten . . . . .	133
	<b>Abkürzungen und Formelzeichen . . . . .</b>	<b>135</b>

# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Ausgangssituation

Im Zuge der Energiewende werden konventionelle Methoden der Energiegewinnung zunehmend verdrängt. Erneuerbare Energien als nachhaltige Resource sind jedoch starken Fluktuationen unterworfen und führen neben einer globalen Einspeisedynamik auch zu regional unterschiedlichen Versorgungsprofilen mit entsprechenden Lastgradienten. Diese Entkopplung von Erzeuger- und Verbraucherstandorten darf nicht zu Lasten der allgemeinen Versorgungssicherheit geschehen und muss folglich kompensiert werden.

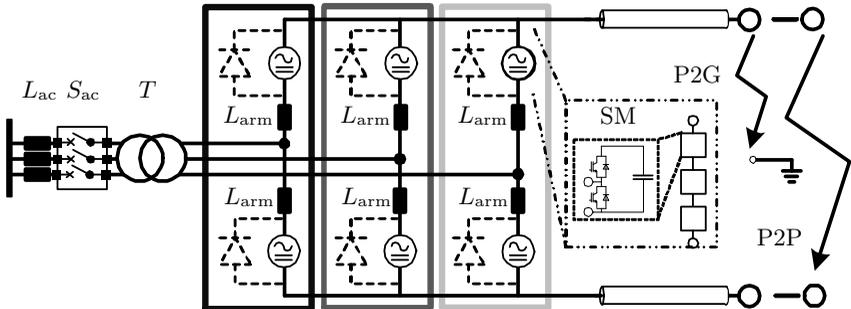
Die Reduktion einstellbarer Einspeiselastprofile einerseits und die Erhöhung volatiler Erzeuger mit Einspeisevorrang andererseits stellen neue Anforderungen an die Versorgung und steigern so die Notwendigkeit zur Flexibilisierung des Energieübertragungssystems. Damit einhergehend wird auch der Ausbau von Transportnetzkapazitäten vorangetrieben. Dies kann und soll neben dem konventionellen Transportnetzausbau in der Höchstspannungsebene auch mit der Einführung zusätzlicher Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) geschehen. Damit wird bezüglich Leistungselektronik-durchdrungener Knoten auf Höchstspannungsebene die weitestgehend alternativlose Anbindung von Offshore-Windkraftanlagen mittels HGÜ durch Onshore-Systeme ergänzt.

Den Zubau an leistungselektronisch durchdrungenen Versorgungsknoten gilt es neben neuartiger Problemschwerpunkte im Bereich der Stabilität auch unter ökonomischen Gesichtspunkten zu untersuchen. Bedingt durch die erheblichen Kosten eines Trassenneubaus und der geringen gesellschaftlichen Akzeptanz bei konkreten Umsetzungsvorhaben werden Übertragungskapazitäten sehr wahrscheinlich gebündelt. Dieses Bestreben findet sich beispielhaft auch im Netzentwicklungsplan für das Jahr 2017 wieder [2]. Darin sind unter anderem gesteigerte Gleichstromübertragungsleistungen für einzelne Korridore aufgezeigt. Resultieren

de Onshore Übertragungskapazitäten von bundesweit bis zu 20 GW und Einzeltrassenkapazitäten bis 4 GW werden in diesem Zusammenhang für möglich gehalten. Die Höhe dieser Übertragungsleistung kann allein aus Gründen der Redundanz kaum durch nur zwei Konverter realisiert werden. Gleichzeitig bestehen von reinen Punkt-zu-Punkt-Verbindungen abweichende Möglichkeiten zur flexibleren Verteilung der Offshore-Windenergie innerhalb von Europa [10]. Abseits der Frage, wie die unterschiedlichen Systemspannungen vereinheitlicht werden könnten, wird dabei die Vision einer vernetzten HGÜ-Systemarchitektur erwogen um Großbritannien, Deutschland und Europa bedarfsgerecht mit der Windparkenergie zu versorgen. Damit gewinnen Multi-Terminal-Systeme (MTS) bei der Diskussion um die Realisierung von Projekten für DC-Übertragungskapazitäten im Onshore, wie auch im Offshore-Bereich, zunehmend an Relevanz. Unter Berücksichtigung der gebündelten Leitungsführung und den erweiterten Möglichkeiten in Bezug auf die Verteilung könnten Teile der HGÜ perspektivisch in Strukturen jenseits reiner Punkt-zu-Punkt Verbindungen aufgebaut werden. Solche Systeme erfordern allerdings neben einer Reihe von Standardisierungsmaßnahmen und der Umsetzung betriebstechnischer Änderungen, auch ein allgemeines Schutzkonzept für die Gleichstromseite. Der HGÜ-Leistungsschalter stellt in diesem Zusammenhang für die Akzeptanz und Zuverlässigkeit mit einiger Wahrscheinlichkeit eine Schlüsselkomponente dar [25].

### 1.1.1 Einführung in die Fehlerklärung von HGÜ-Systemen

In Übertragungssystemen muss grundsätzlich mit Störeinflüssen gerechnet werden, die zu einem Kurzschluss der Pole untereinander (engl. *Pole-to-Pole*, P2P) oder eines Pols mit Erde (engl. *Pole-to-Ground*, P2G) führen können. Entsprechend [49] wird dabei zwischen gleichstromseitigen Fehlern in Kabeln und Freileitungen unterschieden. Während in Kabeln permanente Fehler auftreten und eine länger andauernde Reparaturmaßnahme folgen kann, ist dies für Freileitungen nicht grundsätzlich der Fall. In beiden Fällen muss jedoch eine Fehlerklärung stattfinden. Hierfür ist abhängig von der Umrichter-Topologie zunächst die Wahl zwischen zwei Strategien möglich. Einerseits kann das System durch Öffnen der drehstromseitigen Leistungsschalter  $S_{AC}$  vollständig vom Netz genommen werden, andererseits kann der Fehler gegebenenfalls auch aktiv ausgeregelt werden. Dies setzt in der Regel die Einstellbarkeit des Spannungssollwerts auf einen Bereich unterhalb der gleichgerichteten Netzspannung voraus, wie dies mit Modularen Multilevel Converters (engl. *Modular Multilevel Converter*, MMC) in Vollbrückenausführung der Fall ist. Bei Ausführung mit reinen Halbbrücken-Submodulen entsteht über deren Freilaufdioden entsprechend Abbildung 1.1 ein Diodengleichrichter, der den Fehler bis zur Klärung aus dem Drehstromsystem speist.



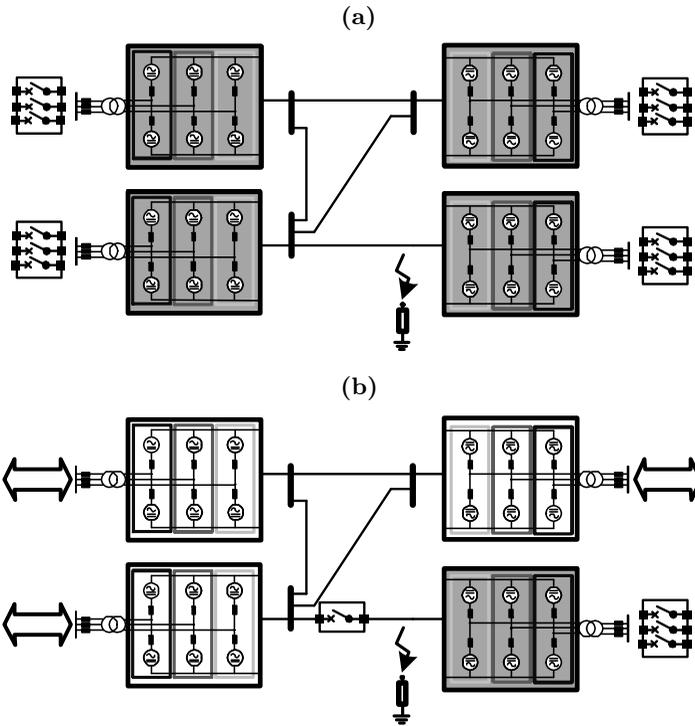
**Abbildung 1.1:** Darstellung von gleichstromseitigen Kurzschlüssen für einen symmetrischen Monopol in Halbbrückenausführung mit Pol-zu-Erde-Fehler (P2G) und Pol-zu-Pol-Fehler (P2P)

Diesem Vorgehen steht die Behandlung von Fehlern auf der Gleichstromseite als mögliche Alternative gegenüber. Um eine Kurzunterbrechung zu vermeiden und den Weiterbetrieb unbeteiligter Systembereiche zu ermöglichen werden zusätzliche Schutzeinrichtungen benötigt [3]. Das Schalten von Gleichströmen in HGÜ-Systemen ist im Normalbetrieb nicht notwendig. Es kann sogar kontraproduktiv sein. Konverter sind individuell geregelte Anlagen, die über konfigurierbare Betriebsführungsstrategien selbständig einen stationären Arbeitspunkt finden. Dieser kann wiederum so verändert werden, dass die reguläre Außerbetriebnahme einer Leitung bis auf einen residualen Leistungsfluss stromlos erfolgt. Somit ist zwar ein Trennschalter notwendig der etwaige Restströme unterbricht, aber kein Lastschalter.

Demgegenüber stehen transiente Ausgleichsvorgänge in Folge auftretender Fehler, die zur Aufrechterhaltung verbliebener Übertragungskapazitäten oder zur zeitnahen Wiederherstellung ausgefallener Übertragungskapazitäten eine schnelle Fehlerklärung motivieren. Reichen konventionelle Schutztechniken nicht aus um die Sicherheit im Verbundnetz zu garantieren, können daher HGÜ-Leistungsschalter eine mögliche Lösung darstellen.

### 1.1.2 Anforderungen an HGÜ-Leistungsschalter

Leistungselektronik reagiert im Allgemeinen sensibler auf Situationen im Grenzbereich als dies bei klassischen Betriebsmitteln, wie Transformatoren oder Generatoren, der Fall ist. Der Grund ist vereinfacht ausgedrückt, dass die Funktionalität innerhalb der sehr feinen festkörperphysikalisch-wirksamen Halbleiterstrukturen erbracht wird und Grenzen daher häufig sehr exakt bestimmbar Mechanismen zugeordnet werden können. Eine Grenzverletzung führt damit schnell zum Verlust



**Abbildung 1.2:** (a) Systemabschaltung durch Leistungsschalter auf der Drehstromseite  
 (b) lokale Fehlerklärung durch einen HGÜ-Leistungsschalter

der vorgesehenen Komponenteneigenschaften und nicht selten zur unmittelbaren Zerstörung. Die Sperrschicht, als ihr aktiver Bereich, verfügt dabei über eine ausgesprochen geringe thermische Kapazität. Damit werden schnelle Reaktionszeiten notwendig. In einem leistungselektronischen Betriebsmittel sind sehr unterschiedliche Komponenten enthalten und da diese jeweils eigene Spezifikationen mitbringen, kann in Bezug auf Alterung und Ausfallwahrscheinlichkeit eine Bewertung komplexen Korrelationseffekten unterliegen. Hier spielen Topologie, Betriebsweise oder auch eingesetzte Regelverfahren eine wichtige Rolle. Dieser Umstand ist bei selbstgeführten Umrichtern allgegenwärtig. Somit können HGÜ-Leistungsschalter nur dann einen Beitrag zur Verfügbarkeit des Systems leisten, wenn interne Schutzmechanismen der Konverter im Fehlerfall nicht auslösen. Andernfalls kommt es zum Blockieren oder zum Öffnen der nachgelagerten Schutzeinheit - dem konventionellen Leistungsschalter. Der Faktor Zeit spielt somit eine entscheidende Rolle.

Um Übertragungskapazitäten zu erhalten, muss die Klärung innerhalb einer adequate Zeit umgesetzt werden. Das umfasst primär die Erkennung und das Unterbrechen des Fehlers, aber auch die sich anschließende Abklingphase mit Blick auf den zunächst weiterhin hohen Fehlerstrom und, zeitlich zusammenhängend, das Wiederanfahren der fehlerbehafteten Abschnitte. Da sich die Dynamik gleichstromseitiger Fehler anders darstellt, als dies für Wechselstrom bekannt ist, muss mit strengeren Vorgaben gerechnet werden. Nach derzeitigem Verständnis sollte eine Zeitdauer bis zur Fehlerunterbrechung von ca. 5 ms im Allgemeinen nicht überschritten werden [5]. Die konkrete Bewertung obliegt dabei dem Einzelfall. Klar ist jedoch, dass Auslösezeiten konventioneller Leistungsschalter nicht ausreichen werden um einen wirkungsvollen Schutz zu etablieren.

Die sogenannten *Open-Close-Open*-Schalthandlungen (dt. Öffnen-Schließen-Öffnen, OCO), also ein Schaltspiel aus einer Öffnung, einem Schließen und einem erneuten Öffnen, kann unter gewissen Umständen ebenfalls sinnvoll sein. Aus dem Abkühlverhalten verschiedenartiger Lichtbögen, wird in [67] geschlossen, dass Wiederanfahrzeiten innerhalb weniger hundert Millisekunden nach Erlöschen des Lichtbogens denkbar sind. Damit sind die Vorgänge zeitlich nicht vollständig entkoppelt und müssen gegebenenfalls auch unter diesem Gesichtspunkt bewertet werden. Beeinflusst durch die Auswirkungen der Schaltzeit lässt sich ein Anforderungsprofil an das HGÜ-Schaltgerät formulieren, welches sich entsprechend Abbildung 1.3 grob gliedern lässt.

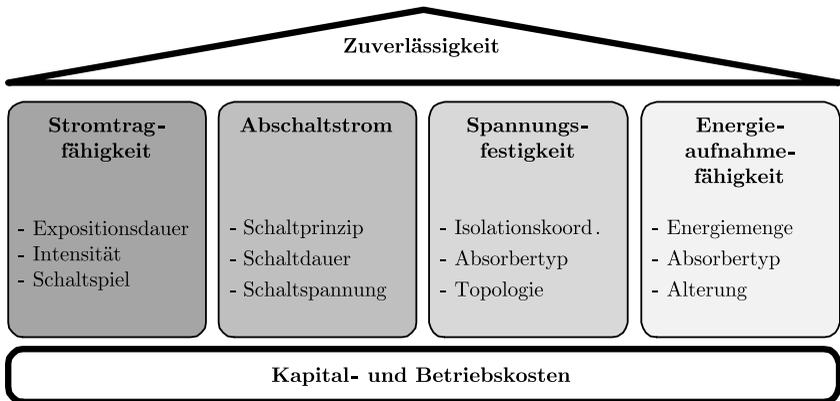


Abbildung 1.3: Anforderungen an HGÜ-Leistungsschalter

Zunächst muss der Schalter in der Lage sein, den Betriebsstrom permanent und den resultierenden Kurzschlussstrom bis zur vollständigen Abschaltung zu tragen. Damit einhergehende joulesche Erwärmung und Belastungen durch die Lorentz-

kraft müssen einkalkuliert werden. Weiterhin ist die Fähigkeit einen Abschaltstrom  $I_b$  unter Ausbildung einer Schaltspannung  $u_{TIV}$  (engl. *Transient Interruption Voltage*, TIV) zu unterbrechen bezüglich der eigentlichen Aufgabe eine zentrale Voraussetzung, wobei damit einhergehend auch eine ausreichende Energieaufnahmefähigkeit gegeben sein muss.

Weitere Aspekte, wie beispielsweise die Skalierbarkeit für unterschiedliche Systemspannungen, geringe Betriebs-, Wartungs- und Kapitalkosten, geringer Platzbedarf oder hohe Lebensdauer spielen wiederum für die Bewertung konkreter Ansätze eine Rolle und sind über die reine Funktionalität hinaus ebenso im Lastenheft verankert.

### 1.1.2.1 Begrenzung des Abschaltstroms

Wie sich in verschiedenen Untersuchungen gezeigt hat, sind die zu erwartenden Fehlerströme in HGÜ-Systemen mit selbstgeführten Anlagen mitunter beträchtlich [7, 9]. Indem er Schäden verhindern soll, kommt dem Komponentenschutz somit eine zentrale Bedeutung bei. Die Begrenzung des abzuschaltenden Stroms ist hierbei eine Grundvoraussetzung um den Erfolg des HGÜ-Leistungsschalters garantieren zu können. Dies spielt gerade im Fall leistungselektronischer Komponenten eine wichtige Rolle und verhindert bei entsprechender Berücksichtigung zusätzlich die Überschreitung von Blockierschwellwerten. Dies ist insbesondere bei ansonsten nicht kontrollierbaren halbbrückenbasierten Umrichtern von zentraler Bedeutung damit der STATCOM-Betrieb zur aktiven Netzstützung durch Bereitstellung von Blindleistung durch den Umrichter ermöglicht wird [22].

Eine Option besteht darin, Kurzschlussstrombegrenzer (engl. *Short Circuit Current Limiter*, SCCL) einzusetzen. Auch supraleitende Lösungen sind dabei denkbar [76, 77]. Diese besitzen eine veränderliche Impedanz. Inwiefern sich solche Betriebsmittel allerdings gegenüber reinen Luftdrosseln behaupten können, ist nicht abschließend geklärt. Unabhängig davon ist das Begrenzen des Maximalstroms, wie es etwa ein resistiver SCCL tun würde, nicht unmittelbar geboten. Die Reduktion der Stromanstiegsgeschwindigkeit ist sehr wahrscheinlich ausreichend um die Zeit bis zum Erreichen des spezifizierten Abschaltstroms auf umsetzbare Schaltzeiten zu verlängern. Damit steht dem SCCL die Drossel als deutlich einfachere Komponente als unmittelbarer Konkurrent gegenüber.

Die Realisierung der Abschaltstrombegrenzung durch Einbringen einer Induktivität ermöglicht das Entkoppeln der während des Abschaltvorgangs intern ablaufenden Kommutierungen von Störeinflüssen des Systems und umgekehrt. Die Auslegung erfolgt im einfachsten Fall entsprechend des erwarteten Betriebsstroms, des zulässigen Abschaltstroms und der Systemspannung [22, 29]. Davon abweichend ist gegebenenfalls auch eine andere Auslegung möglich, wenn genauere Informationen zur Kurzschlussstromdynamik und den konkreten Anforderungen vorliegen.

### 1.1.2.2 Aufbau einer Gegenspannung

Beim Schalten von Wechselstrom wird der systembedingt vorhandene Stromnulldurchgang genutzt um bei ausreichendem Kontaktabstand der Elektroden eine anhaltende Unterbrechung herbeizuführen. Der Stromnulldurchgang impliziert gleichzeitig, dass keine Energie in der Kreisinduktivität gespeichert ist. Beim Schalten von Gleichströmen stellt sich dies anders dar. Hier ist eine über die Gleichspannung  $u_{dc}$  (Gleichstrom, engl. *direct current*, dc) hinausgehende Gegenspannung  $u_{TIV}$  notwendig um den Kreis zu öffnen. Dieser Spannung muss der Hauptschalter (engl. *Main Breaker*, MB) standhalten, wobei die Erzeugung der Spannung unterschiedlichen Grundprinzipien unterliegen kann [53]. Dabei bestimmt die Differenz  $u_{TIV} - u_{dc}$  die systemische Stromabnahme. Für die Charakterisierung des Schaltvorganges werden die Größen  $\Delta t_r$  für die Anstiegszeit der Gegenspannung und  $\Delta t_{clr}$  für die Klärungsdauer eingeführt. Darüber hinaus muss im Falle eines Fehlers ergänzend mit einer Fehlererkennungszeit und einer Schaltverzögerung gerechnet werden. Letztere resultiert aus internen Kommutierungsvorgängen und bei Schaltern mit mechanischen Komponenten durch Verfahren beweglicher Teile. Beides läuft vor dem zentralen Abschaltvorgang ab, der die Stromreduktion einleitet.

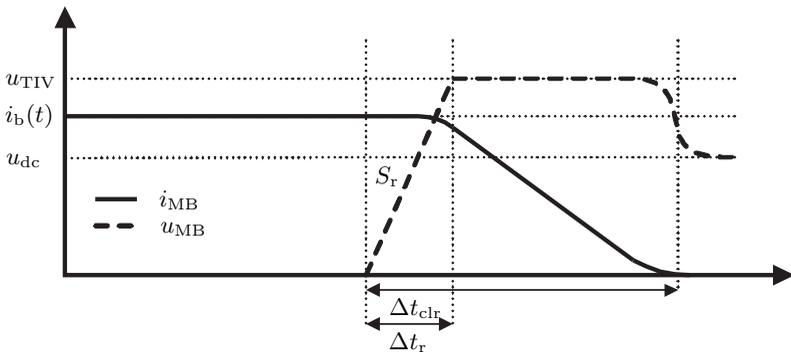


Abbildung 1.4: Charakteristische Größen eines Gleichstromschaltvorganges

### 1.1.2.3 Absorption magnetischer Feldenergie

Durch den Aufbau der Schaltspannung  $u_{TIV}$  beginnt die den Schaltvorgang abschließende Stromreduktion. Die Absorption der induktiv gespeicherten Energie erfolgt durch Umsetzung in joulische Wärme. Dazu kommen grundsätzlich Varistoren und ohmsche Widerstände in Frage. Beide Absorbertypen sind als hochspannungstechnisch erprobte Komponenten verfügbar.

Ohmsche Widerstände können je nach Leistung, Spannungsfestigkeit und Widerstandswert aus einer Vielzahl von Materialien gefertigt werden, was eine insgesamt sehr robuste Auslegung erwarten lässt. Allerdings sind sie bedingt durch ihre lineare Strom-/Spannungscharakteristik nicht in der Lage eine Begrenzung der Schaltspannung auf stromunabhängige Werte festzulegen.

Dieser Nachteil wird durch das nichtlineare Ansprechverhalten von Metall-Oxid-Ableitern ausgeräumt. Dabei kommen inhomogene Materialien zum Einsatz, deren Körnung durch Wechselwirkungen zwischen Korngrenzen das geforderte Verhalten erreicht. Ihre Auslegung ist allerdings bedingt durch das Materialverhalten hinsichtlich Alterung und Lebensdauer komplexeren Zusammenhängen unterworfen [55, 56]. So stellen statistische Unregelmäßigkeiten im Material [31, 46] und belastungsabhängige Ausfallmechanismen [6] zu berücksichtigende Kriterien dar. Hierbei kommt es nicht allein auf den Energieeintrag für sich genommen an, sondern ebenso auf: Stromamplitude, Pulskurve und Pulsdauer. Aufgrund des Ansprechverhaltens wird der Schutzpegel in dieser Arbeit vereinfachend auf allgemein 1,5 p.u. gesetzt. So soll die thermische Stabilität der Ableiter im Dauerbetrieb nicht gefährdet werden.

## 1.2 Zielsetzung der Arbeit

In der Literatur finden sich verschiedene Konzepte und Herangehensweisen um das Problem des Gleichstromschaltens auf Hochspannungsebene zu lösen. Dabei werden in dieser Arbeit aufgrund der Vielzahl der Ansätze einschränkend nur solche untersucht, welche durch eine experimentelle (Teil-)Verifikation ihre grundlegende Funktion unter Laborbedingungen nachweisen konnten. Schalter, die auf diese Weise eine erhebliche Bedeutung erlangt haben, sollen nach ihrer Wirkungsweise kategorisiert behandelt werden. Die für einen Vergleich notwendige analytische Auseinandersetzung mit konkreten Komponentenspezifikationen ist bei bisherigen Untersuchungen nicht immer berücksichtigt worden. In Abgrenzung zu bestehenden Arbeiten, die sich verstärkt grundlegender Funktion oder Interaktion mit dem System gewidmet haben, sollen in dieser Arbeit notwendige Auslegungszusammenhänge gängiger Ansätze erarbeitet werden.

Weiterhin soll die Untersuchung eines potenten Gleichstromschaltprinzips mit 50 kA Abschaltvermögen aufgegriffen werden [52]. Dazu wird eine modelltheoretische Neubewertung hinsichtlich der Einsatzfähigkeit in einer hochspannungstechnischen Applikation im Rahmen einer neuartigen Topologie vorgenommen. Diese wird ebenfalls hinsichtlich zentraler Auslegungskriterien analysiert und durch eine experimentelle Verifikation des Abschaltvorgangs im veränderten Belastungsumfeld gestützt.

Ergänzend soll ein zentraler Ansatz zur Kostenoptimierung diskutiert werden, welcher sich auf eine Restrukturierung der Schaltanlagen beruft und damit grundsätzlichen Einfluss auf die Umsetzung eines auf HGÜ-Leistungsschalter basierenden

Schutzkonzeptes nehmen würde.

Zuletzt kommt der Bewertung einsetzbarer Technologien eine die Erkenntnisse einordnende Rolle bei.

### 1.3 Strukturierung der Arbeit

Die Arbeit strukturiert sich in vier Bereiche:

- *Beschreibung bekannter Umsetzungsmöglichkeiten:* Bekannte Konzepte für HGÜ-Leistungsschalter werden vorgestellt und wesentliche Auslegungszusammenhänge beschrieben.
- *Analyse und Validierung eines Schalterkonzepts basierend auf dem Gate-Commutated Thyristor (GCT):* Das Schaltprinzip der gegenstromgestützten GCT-Abschaltung wird durch eine modulare Topologie mit hochfrequenter Stromeinprägung für Hochspannungsanwendungen angepasst. Dazu soll die Umsetzungsmöglichkeit zunächst modell-theoretisch untersucht und im Anschluss einer experimentellen Validierung unterzogen werden. Die Komponenten der erforderlichen Versuchsumgebung werden vorgestellt und resultierende Ergebnisse diskutiert.
- *Untersuchung des Ansatzes Sammelschienenenschutz:* Der Sammelschienen-schalter als potentielle Weiterentwicklung des Einzelleitungsschutzes wird hinsichtlich seiner Eigenschaften evaluiert.
- *Vergleich der Schutzkonzepte:* Auf Basis zuvor erarbeiteter Erkenntnisse soll eine Einordnung der Technologien stattfinden.



## Kapitel 2

# Gleichstromschaltprinzipien und deren Umsetzung

Die Schwierigkeiten bei der Handhabung von Gleichstrom haben dessen Einsatz zur Übertragung und Verteilung elektrischer Energie früh Grenzen gesetzt. Trotz einiger wichtiger Anwendungsbereiche, wie etwa dem Schienenverkehr, konnte sich die Technik jenseits der Endkundenseite historisch kaum etablieren. Das Aufkommen der HGÜ-Technologie hat hier erstmals eine technologisch wie ökonomisch sinnvolle Erweiterungsmöglichkeit für den konventionellen Netzbetrieb geschaffen. Zur elektrischen Übertragung hoher Leistungen über weite Entfernungen ist sie wegen der geringen Verluste im Vergleich zur Drehstromübertragung alternativlos. Das bei netzgeführten Umrichtern meist ausreichende Abregeln des Stromes gilt es in selbstgeführten Systemen gegebenenfalls durch dynamische Schutzkonzepte zu ersetzen oder zu ergänzen. Dabei stellt gerade das Schalten von Gleichströmen, also die Unterbrechung des Stromes durch Aufbau einer Kommutierungsspannung, in der Hochspannungstechnik immernoch eine zentrale Problemstellung dar. Wesentliche Zusammenhänge und Umsetzungsansätze sollen daher im Folgenden beleuchtet werden<sup>1</sup>.

### 2.1 Allgemein

Gleichstromschalter können in mechanische und leistungselektronische Schalter unterteilt werden. Sowohl zwischen als auch innerhalb der Gruppen werden verschiedene Schaltprinzipien genutzt. Um wesentliche Unterschiede darstellen zu

---

<sup>1</sup>Für die Erstellung dieses Kapitels sind neben den angegebenen Quellen auch Arbeitsteile eingeflossen, welche in vorab publizierten Eigenveröffentlichungen genutzt wurden. Insbesondere ist hier die Quelle [78] zu nennen.

**Tabelle 2.1:** Referenzszenario für den Abschaltvorgang

Parameter	Wert	Parameter	Wert
$U_{dc}$	500 kV	$I_0$	2 kA
$u_{TIV}$	750 kV	$I_b$	15 kA

können soll ein Referenzszenario anhand der Eckdaten in Tabelle 2.1 geschaffen werden.

### 2.1.1 Mechanische Schalter

Das Unterbrechen von Gleichströmen auf Basis mechanischer Komponenten kann grundsätzlich auf zwei Arten realisiert werden. Der Schalter arbeitet entweder mit der selbsterzeugten Lichtbogenspannung oder mit einem künstlichen Stromnulldurchgang. Die Stromunterbrechung über die Lichtbogenspannung wird, wie in [48] beschrieben, durch die Erhöhung der Lichtbogenlänge oder je nach konstruktiver Umsetzung mit dem Aufteilen des Lichtbogens in mehrere Teillichtbögen erreicht. Einflüsse wie resultierende Kühlung, Materialwahl oder die Lichtbogenlänge selbst begünstigen eine hohe Lichtbogenspannung. Die Unterbrechung gelingt wenn diese Lichtbogenspannung über die Systemspannung hinaus anwächst. Die induktiv gespeicherte Energie wird dabei im Schalter umgesetzt und führt schließlich zur Öffnung des Kreises. Diese Variante des Gleichstromschaltens spielt für HGÜ-Anwendungen jedoch keine konkrete Rolle, da das Prinzip nicht für Kommutierungsspannungen im Bereich mehrerer hunderttausend Volt geeignet ist. Die räumlichen Ausmaße einer solchen Anlage wären beträchtlich. Somit bleibt unter den mechanischen Schaltern nur die Erzeugung eines künstlichen Stromnulldurchgangs als zentrale Umsetzungsmöglichkeit bestehen.

### 2.1.2 Leistungselektronische Schalter

Leistungselektronische Schalter nutzen ihre Eigenschaften als Halbleiter um eine Unterbrechung des Gleichstroms herbeizuführen. Allgemein sind Leistungshalbleiter in unterschiedlichen Leistungsklassen erhältlich und dabei auch offenkundig für den Einsatz in HGÜ-Systemen verfügbar. Das Abschalten für sich genommen kann selbstkommutiert oder zwangskommutiert erfolgen. Bauteile wie der Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT), der Gate Turn-off Thyristor (GTO) oder der Integrated Gate-Commutated Thyristor (IGCT) sind in der Lage Ströme selbständig zu unterbrechen [40]. Thyristoren ihrerseits sind dazu nicht in der Lage. In diesem Fall kann eine Zwangskommutierung durch äußere Beschaltung genutzt werden um den Strom kurzfristig auf einen Bypass umzulenken. Dem

Thyristor wird so die Zeit geben seine Sperrfähigkeit zurückzuerlangen. Dieses Prinzip wurde insbesondere vor der Entwicklung abschaltbarer Elemente in Form des Gleichstromstellers umfassend eingesetzt [45]. Dabei sind auch hohe Abschaltströme möglich, wie für Pulsapplikationen in [21] exemplarisch gezeigt wurde. Allgemein nachteilig sind bei leistungselektronischen Schaltern die hohen Verluste. Um die erforderliche Spannungsfestigkeit zu erreichen, werden Einzelkomponenten in Serie geschaltet. Um zu erwartende Belastungssituationen, Ausfällen einzelner Komponenten und Inhomogenitäten in der Spannungsverteilung bei mehreren in Serie geschalteten Elementen auszugleichen werden zusätzliche Sicherheitsmargen notwendig. Bei einer Anlage mit 500 kV Systemspannung und einem Betriebsstrom von 2 kA kann auf diese Weise eine Verlustleistung von mehreren 100 kW auftreten. Diese muss durch ein Kühlsystem permanent abgeführt werden und sorgt über die notwendige Kühlleistung im Betrieb für zusätzlichen Energieverbrauch.

Zur Kostenreduktion wurde daher der in [35, 37, 64] beschriebene Ansatz des hybriden Leistungsschalters entwickelt und in [29] mit einem auf IGBTs basierenden Schalter für HGÜ-Anwendungen vorgeschlagen. Generelles Hauptmerkmal ist die Parallelschaltung eines niederimpedanten Hilfsschalters  $S_{AB}$  (engl. *Auxiliary Breaker*, AB) geringer Schaltleistung und eines Hauptschalters  $S_{MB}$  für den eigentlichen Unterbrechungsvorgang, wie in Abbildung 2.1 gezeigt. Der Darstellung in Abbildung 2.2 ist die Anordnung des Lastpfads zu entnehmen. Dieser im Normalbetrieb aktive Kreis besteht in der Regel aus einem mechanischen Schaltelement  $S_{FD}$  (engl. *Fast Disconnecter*, FD) und bedarfsweise einer klein gehaltenen Kommutierungseinrichtung  $S_{LCS}$  (engl. *Load Commutation Switch*, LCS), die halbleiterbasiert ausgeführt sein kann. Der Schalter  $S_{LCS}$  ist nicht auf die Belastungen des Systems ausgelegt, sondern lediglich auf die Betriebs- und Kurzschlussströme sowie die erforderliche Kommutierungsspannung, welche zur Umleitung des Stromes in  $S_{MB}$  notwendig ist. Die daraus resultierenden Verluste sind gegenüber einer Auslegung auf die Systemspannung sehr gering. Die Anordnung erfordert im Gegensatz zu einem rein leistungselektronischen Schalter die Einhaltung einer gewissen Schaltverzögerung, da die mechanische Komponente nicht beliebig schnell arbeitet. Ein für HGÜ-Anwendungen bis 320 kV Systemspannung spezifizierter schneller Trenner erreicht hierbei unter Laborbedingungen entsprechend [62] Öffnungszeiten von weniger als 2 ms. Möglich wird dies durch einen Thomson-Antrieb. Dabei bringt die Entladung einer Kondensatorbank in die Thomson-Spule die notwendige Antriebskraft auf um die Kontakte in der gebotenen Zeit auseinanderzutreiben [44]. Eine Kaskadierung mehrerer Einheiten für höhere Bemessungsspannungen soll im vorliegenden Fall bauartbedingt möglich sein. Somit ließen sich die Betriebskosten gegenüber einem rein leistungselektronischen Schalter insgesamt deutlich senken und die strengen Anforderungen an die Schaltzeit dennoch einhalten.

Die Kommutierungseinrichtung kann in unterschiedlichen Varianten ausgeführt sein. Wesentliches Kriterium ist dabei der Aufbau einer ausreichenden Kommutie-

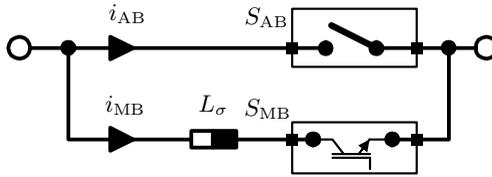


Abbildung 2.1: Prinzipschaltbild des hybriden Ansatzes

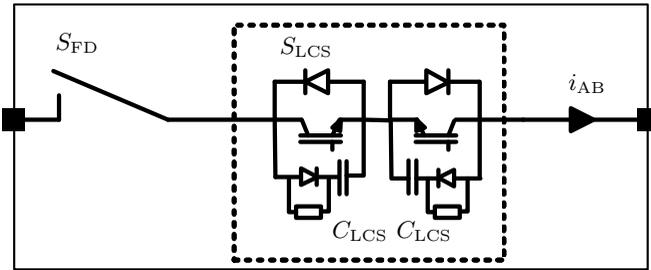


Abbildung 2.2: Prinzipschaltbild des Hilfsschalters  $S_{AB}$  bestehend aus schnellem Trenner  $S_{FD}$  und Kommutierungseinrichtung  $S_{LCS}$

nungsspannung. Diese wird beispielsweise durch den vorgeschlagenen Einsatz einer IGBT-Matrix realisiert [29]. Zur Spannungssteuerung kommen hierbei entweder RCD-Snubber oder, wie in [30] beschrieben, für OCO-Schalthandlungen vorteilhafte Abwandlungen zum Einsatz. Alternativ können aber auch Metall-Oxid-Ableiter mit passender Ansprechspannung in Betracht gezogen werden [28]. Für Leistungshalbleiter begrenzter Einschaltgeschwindigkeit, wie etwa Thyristoren oder IGCTs, ist die Berücksichtigung der maximal zulässigen Stromanstiegssteilheit  $(di_T/dt)_{cr}$  notwendig. Daher muss bei Hauptschaltern mit entsprechenden Komponenten eine Steuerung über die Höhe der Kommutierungsspannung und der bekannten Kommutierungsinduktivität  $L_\sigma$  berücksichtigt werden. Bei Einsatz eines RCD-Snubbers gilt, wie Anhang A.1 zu entnehmen ist, für die wirksame Kapazität

$$C_{LCS, \min} = \left( \frac{i_{AB}}{\sqrt{L_\sigma} \cdot (di_T/dt)_{cr}} \right)^2. \quad (2.1)$$

## 2.2 Analyse bekannter Schalterkonzepte

Im folgenden Unterkapitel soll eine Auswahl zum Zeitpunkt dieser Arbeit bekannter Konzepte für HGÜ-Leistungsschalter vorgestellt werden. Dabei werden analytische Zusammenhänge geklärt, die für die Auslegung der Komponenten und damit

für die Realisierung der funktionellen Bestimmung wesentlich sind. Die zugrunde liegenden Schaltprinzipien werden im Verlauf des Kapitels um die gegenstromgestützte GCT-Abschaltung erweitert.

### 2.2.1 Mechanischer Schalter mit Resonanzkreis

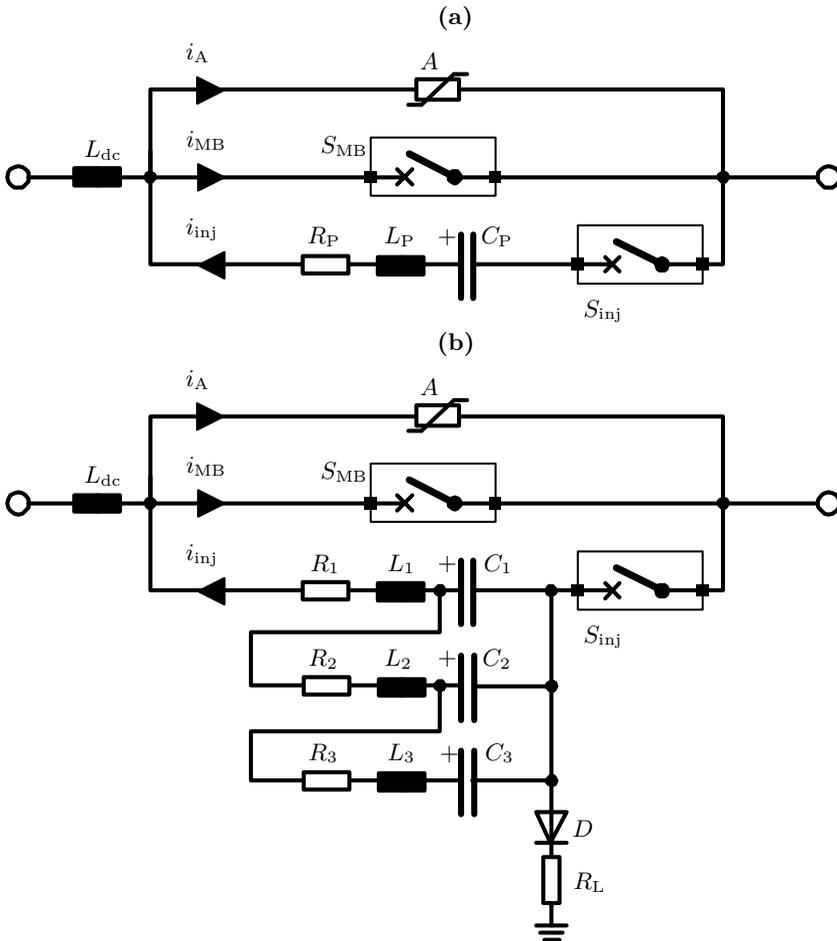
Mechanische Schalter, die über einen Resonanzkreis verfügen, unterbrechen den Strom im Nulldurchgang. Zu diesem Zeitpunkt wird der Gleichstrom vollständig über den assoziierten Kondensator getragen. Dieser lädt sich auf bis ein parallel angeordneter Überspannungsableiter die Kreisenergie aufzunehmen beginnt. Eine Absorption im Schaltlichtbogen findet in diesem Fall nicht statt. Wie bei anderen Ansätzen auch, soll zudem eine Begrenzung der Stromsteilheit als Kontrollfunktion für den maximalen Abschaltstrom durch Einsetzen einer Gleichstromdrossel  $L_{dc}$  in Serie zur Schalterkonfiguration Verwendung finden.

Die Entstehung der resonanten Schwingung kann je nach Vorgehen aktiv oder passiv erfolgen. Demnach ist die Topologie in Abbildung 2.3 mit oder ohne Ladeschaltung für  $C_P$  ausgeführt. In letzterem Fall wird der Kreis über die Lichtbogenspannung  $u_{arc}$  angeregt. Dabei kommt dem Sachverhalt zu Gute, dass der Lichtbogen eine negative  $du_{arc}/di_{MB}$  - Korrelation aufweist. Der damit korrespondierende Widerstand wäre negativ. Der Lichtbogen führt so für eine ansonsten hohe Schwingkreisgüte zu einer ganzheitlich betrachtet negativen Dämpfung - die resultierende Schwingung ist aufklingelnd. Sie endet nach einer charakteristischen Zeit in einem Stromnulldurchgang im Schalter und erzwingt damit eine vorübergehende Lichtbogenlöschung. Dabei gilt nach [50]:

$$i_{MB} = i_b \cdot \left[ 1 + \exp \left( -\frac{1}{2L_P} \cdot \left( R_P + \frac{du_{arc}}{di_{MB}} \right) t \right) \right] \cdot \sin(\omega_0 \cdot t). \quad (2.2)$$

Derartige Systeme sind gerade in den 1980er Jahren untersucht und durch entsprechende Prototypen beispielhaft in [50, 69] funktional bestätigt worden. Zum Einsatz kommen hier  $SF_6$ -Schalter, weil die Lichtbogenspannung von Vakuumschaltröhren in der Regel nicht hoch genug ist für eine ausreichende Resonanzanregung. Als technische Herausforderung angesehen werden muss bei dem Verfahren die Aufklingzeit der Schwingung. Diese hat in den experimentellen Untersuchungen bis zu circa 30 ms betragen und stellt in Anbetracht der hohen Dynamik selbstgeführter Umrichtersysteme somit eine ausgesprochen lange Latenz dar.

Der langen Schaltdauer in passiven Resonanzkreisen stehen Schalter mit einem aktivem Resonanzkreis gegenüber. In diesem Fall können auch Vakuumschaltröhren eingesetzt werden, wobei generell keine Aufklingphase abgewartet werden muss. Sie können aufgrund der vorgeladene Kapazität und der damit verfügbaren Energie einen zeitnahen Stromnulldurchgang erzeugen [27]. Über den Schalter  $S_{inj}$



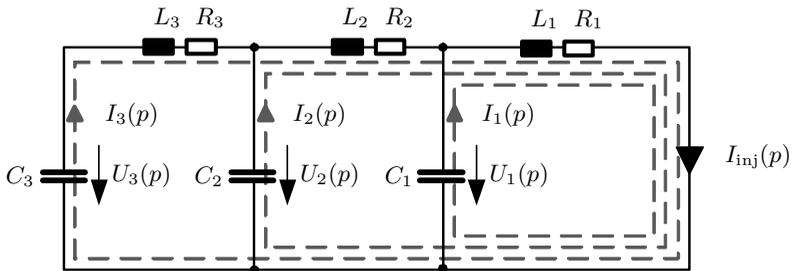
**Abbildung 2.3:** Topologie des mechanischen Schalters mit  
 (a) Resonanzkreis [27]  
 (b) Kettenleiter [32]

wird dazu ein Gegenstrom in  $S_{MB}$  eingepreßt. In Abbildung 2.3 sind die Kondensatoren der jeweiligen Resonanzkreisausführung gerade so vorgeladen, dass sich für einen positiven Wert für  $i_{MB}$  zunächst eine konstruktive Stromüberlagerung ergibt. Die Unterbrechung erfolgt dann in der destruktiven Überlagerungsphase. Beim Schließen von  $S_{inj}$  sollte allgemein ein Pellen vermieden werden und eine

hohe Stromsteilheit zulässig sein. Inwiefern sich zur Einhaltung der exakten zeitlichen Abfolge und der klar definierten Einschaltung noch mechanische Schalter für die Umsetzung von  $S_{inj}$  eignen, ist fraglich. Es ist denkbar, dass der Einsatz von kaskadierten Schaltfunkenstrecken oder sogar Pulsthyristoren sinnvoller ist.

Um eine erfolgreiche Abschaltung herbeizuführen, darf die Steilheit  $S_r$  der transient wiederkehrenden Spannung nicht zu groß werden. Die sich typischerweise noch auseinander bewegendenden Kontakte mit zunächst noch ionisiertem Zwischenraum erlauben nur eine eingeschränkte Belastung. Dadurch ergibt sich gerade bei hochfrequenten Pulsreisen ein Problem für niedrige Abschaltströme. Die Spannungsbelastung kann in solchen Fällen zum (repetitierenden) Wiederzünden des Lichtbogens führen - wie unter anderem in [68] beobachtet wurde. Dadurch wird das Öffnen verzögert oder misslingt möglicherweise vollständig. Die auftretenden Spannungsbelastungen lassen außerdem einen störenden Einfluss auf das Übertragungssystem erwarten.

Als möglichen Lösungsansatz für das Problem wird daher ein Strompuls konstanter Steilheit diskutiert [32]. Die daraus resultierenden Belastungen sind unabhängig vom Abschaltstrom und lassen sich besser auf den Schalter anpassen. So kann ein insgesamt besseres Ergebnis angenommen werden. Die These wird durch empirische Untersuchungen in [32] untermauert. Demnach offenbart sich bereits für dreigliedrige Kettenleiter gemäß Abbildung 2.3b eine deutliche Verbesserung gegenüber der sinusförmigen Einprägung.



**Abbildung 2.4:** Ersatzschaltbild des Kettenleiters als Basis zur Aufstellung des linearen Gleichungssystems

Die Auslegung eines solchen Kettenleiters ergibt sich nicht unmittelbar aus dem Zusammenhang und soll daher an dieser Stelle formuliert werden. Das Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.4 zeigt die aus Abbildung 2.3 isolierte Anordnung für

den Gegenstrom. Nach dem Superpositionsprinzip setzt sich dieser aus den drei einzelnen Maschenströmen entsprechend

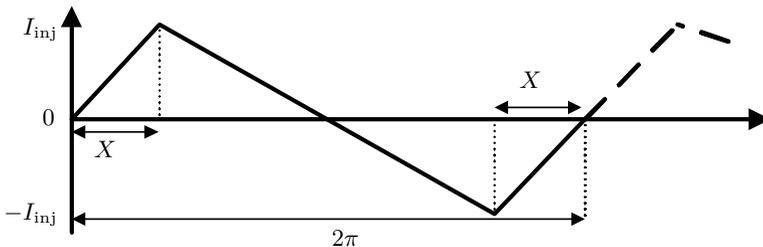
$$I_1(p) + I_2(p) + I_3(p) = I_{inj}(p) \quad (2.3)$$

zusammen. Jede der Maschen bildet einen eigenen Resonanzkreis mit individuellen Eigenschaften. Die Dämpfung der Anordnung kann für die Bestimmung der Kapazitäten und Induktivitäten zunächst vernachlässigt werden, sie sollte ohnehin klein gehalten werden um eine polaritätsunabhängige, hohe Ausnutzung zu gewährleisten. Unter Zuhilfenahme der im Laplace-Bereich gültigen Zusammenhänge zwischen passiven Bauelementen, Strömen und Spannungen kann das Impedanznetzwerk über

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{pC_3} + p(L_3 + L_2 + L_1) & p(L_2 + L_1) & pL_1 \\ p(L_2 + L_1) & \frac{1}{pC_2} + p(L_2 + L_1) & pL_1 \\ pL_1 & pL_1 & \frac{1}{pC_1} + pL_1 \end{pmatrix} \cdot \underline{I}(p) = \underline{U}(p) \quad (2.4)$$

beschrieben werden. Die zu erzielende Stromkurvenform soll dabei gemäß Abbildung 2.5 eine modifizierte Sägezahnkurve mit endlichen Steilheiten annähern. Für  $X = \pi/2$  entspräche die Kurve einer typischen Dreiecksfunktion und für  $X = 0$  einem klassischen Sägezahn.

Der Kurvenverlauf kann nun mit Gleichung 2.5 in Form einer stetigen Funktion beschrieben werden und folglich mit Hilfe der Fourierreihenentwicklung, wie in



**Abbildung 2.5:** Anzunähernde Sägezahnfunktion für Gegenstrompuls

[34] beispielhaft dargestellt, in eine Summe aus Sinus- und Kosinustermen entsprechend Gleichung 2.6 umgewandelt werden.

$$i_{inj}(t) = \begin{cases} \frac{t}{X} & t \in [0, X] \\ 1 - 2 \cdot \frac{t - X}{2 - 2X} & t \in (X, 2\pi - X) \\ -1 + \frac{t - (2\pi - X)}{X} & t \in [2\pi - X, 2\pi] \end{cases} \quad (2.5)$$

$$i_{inj}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot \cos(n \cdot \omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin(n \cdot \omega_0 t) \quad (2.6)$$

Dank der Punktsymmetrie im Ursprung verschwinden die Koeffizienten  $a_n$  der Kosinusterm vollständig. Die Koeffizienten  $b_n$  lassen sich auf bekannte Art bestimmen. Da der Referenzkurvenverlauf mit einer endlichen Zahl an Sinustermen zwar gut aber nicht exakt nachgebildet werden kann, wird zusätzlich ein Korrekturfaktor  $k_I$  eingeführt. Dieser hat die Aufgabe die Diskrepanz zwischen der Referenzamplitude und der tatsächlich resultierenden Amplitude auszugleichen. Ziel ist nun die Resonanzkreise der Maschen aus Abbildung 2.4 mit der Fourierreihenentwicklung in Einklang zu bringen. Es werden somit die ersten drei von null verschiedenen Koeffizienten benötigt. Für  $X \approx \pi/4$  entspricht dies den Koeffizienten  $b_1$ ,  $b_2$  und  $b_3$ , welche in Tabelle 2.2 angegeben sind.

**Tabelle 2.2:** Koeffizienten der Fourierreihenentwicklung für  $X \approx \pi/4$

Parameter	Wert	Parameter	Wert
$a_1$	0	$b_1$	$2,4001 \cdot \frac{k_I I_{inj}}{\pi}$
$a_2$	0	$b_2$	$0,8494 \cdot \frac{k_I I_{inj}}{\pi}$
$a_3$	0	$b_3$	$0,2676 \cdot \frac{k_I I_{inj}}{\pi}$

Zur Gegenüberstellung mit dem bereits aufgestellten Gleichungssystem wird die entwickelte Reihe über die Korrespondenzen für Sinus und Kosinus entsprechend [8] in den Laplacebereich transformiert. Damit ergibt sich:

$$I_{inj}(p) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot \frac{p}{p^2 + n^2 \omega_0^2} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \frac{n \cdot \omega_0}{p^2 + n^2 \omega_0^2} \approx \sum_{n=1}^3 b_n \cdot \frac{n \cdot \omega_0}{p^2 + n^2 \omega_0^2}. \quad (2.7)$$

Nun lässt sich mit Hilfe eines Koeffizientenvergleichs der beiden Übertragungsfunktionen eine einfache Abhängigkeit zwischen Bauteilparametern und Kondensatorladespannung  $U_{C,0}$ , Stromamplitude  $I_{inj}$ , sowie der gewünschten Frequenz  $\omega_0$  identifizieren. Für das zu Grunde gelegte Referenzszenario wurde der Korrekturfaktor im Vorfeld zu

$$k_I = 1,1 \tag{2.8}$$

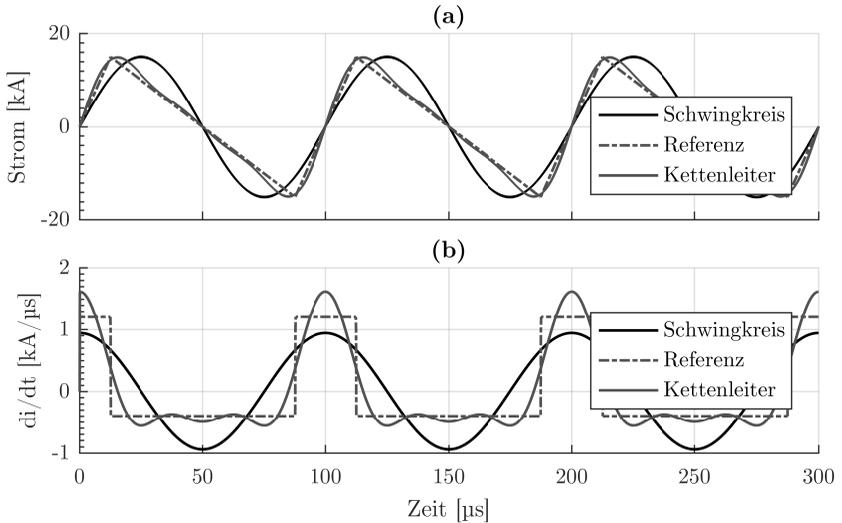
bestimmt. Entsprechend Tabelle 2.3 lässt sich der Kettenleiter nun passend auslegen.

In Abbildung 2.6a ist die Gegenüberstellung der Stromkurven für den konventionellen LC-Schwingkreis, die ideale Referenzkurve und den ausgelegten Kettenleiter dargestellt. Die Strommaxima und Minima erreichen betragsmäßig die gewünschten 15 kA. Wie sich nun anhand der Ableitung des Stromes in Abbildung 2.6b zeigt, weisen Referenzkurve und angenäherter Kettenleiter gegenüber dem sinusförmigen Strom eine deutlich reduzierte negative Steilheit auf. Der vorgesehene Effekt ist demnach eingetreten.

**Tabelle 2.3:** Über Koeffizientenvergleich berechenbare Bauteilparameter für  $X \approx \pi/4$  in allgemeiner Form und für das Referenzszenario mit  $I_{inj} = 15 \text{ kA}$ ,  $U_{C,0} = 500 \text{ kV}$  und  $f_0 = 10 \text{ kHz}$

Parameter Berechnung		Wert	Parameter Berechnung		Wert
$L_1$	$0,6409 \cdot \frac{U_{C,0}}{k_I \cdot I_{inj} \cdot \omega_0}$	309 $\mu\text{H}$	$C_1$	$0,4658 \cdot \frac{k_I \cdot I_{inj}}{U_{C,0} \cdot \omega_0}$	245 nF
$L_2$	$0,8901 \cdot \frac{U_{C,0}}{k_I \cdot I_{inj} \cdot \omega_0}$	429 $\mu\text{H}$	$C_2$	$0,2941 \cdot \frac{k_I \cdot I_{inj}}{U_{C,0} \cdot \omega_0}$	155 nF
$L_3$	$2,1184 \cdot \frac{U_{C,0}}{k_I \cdot I_{inj} \cdot \omega_0}$	1 mH	$C_3$	$0,1678 \cdot \frac{k_I \cdot I_{inj}}{U_{C,0} \cdot \omega_0}$	88 nF

Es sollen weiterhin die auftretenden Spannungen über den Kondensatoren betrachtet werden. Aufgrund der Überlagerungen ist ein ebenfalls nicht sinusförmiger Verlauf zu erwarten. Dies wird in Abbildung 2.7 bestätigt. Es fällt darüber hinaus auf, dass insbesondere die Spannung  $u_3$  eine deutlich erhöhte Spannungsfestigkeit für den Kondensator  $C_3$  erforderlich machen wird. Die betragsmäßig höchste Spannung liegt hier bei 1,1 MV und damit deutlich oberhalb der Systemspannung. Es ist weiterhin festzuhalten, dass die Kondensatoren im Moment der Entladung am negativen Pol auf Systemspannung angehoben werden. Durch die gegebene Anordnung und das Vorzeichen der Spannung  $u_3$  findet eine destruktive Überlagerung statt. Somit muss der positive Kondensatorpol gegenüber Erde mindestens auf  $-0,6 \text{ MV}$  bis  $+1 \text{ MV}$  isoliert werden - die durch Schalthandlungen zustandekommenden Störer nicht eingerechnet. Setzt man  $C_3$  ergänzend einen Ableiter



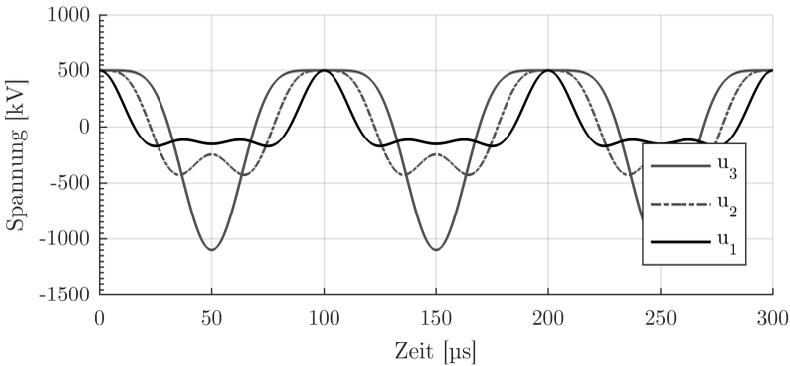
**Abbildung 2.6:** Simulationsergebnisse für Schwingkreis, Referenzkurve und Kettenleiter  
 (a) eingepprägter Strom  
 (b) Steilheit des eingepprägten Stromes

parallel um für definierte Verhältnisse zu sorgen, so ist dessen Schutzpegel bei ca. 1,65 MV anzusetzen. Bedingt durch die kurze Belastung kann unter Umständen der Schutzpegel auch geringer gewählt werden. Da die Gefahr des thermischen Davonlaufens nicht gegeben ist, muss hier vielmehr sichergestellt werden, dass die Sägezahnstromeinprägung weiter gewährleistet bleibt. Für die Kondensatoren zu den Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  kann der Schutzpegel des Ableiters  $A$  herangezogen werden, da deren Spannungsverläufe bei freiem Durchschwingen unterhalb von dessen Ansprechspannung liegen.

Zuletzt soll die in den Kondensatoren speicherbare Energie nach unten abgeschätzt werden. Über die Spannungsbelastungen ist dies entsprechend Gleichung 2.9 möglich.

$$W_{C\Sigma, \min} = \frac{1}{2} \cdot (C_1 A^2 + C_2 A^2 + C_3 \max(1,5 \cdot |u_3|)^2) \quad (2.9)$$

Die theoretisch speicherbare Energie  $W_{C\Sigma, \min}$  des Kettenleiters beträgt somit für das gewählte Szenario gerade 232 kJ.



**Abbildung 2.7:** Simulationsergebnis der Kondensatorsspannung für den Kettenleiter bei einer Ladespannung  $U_{C,0} = 500 \text{ kV}$

## 2.2.2 Mechanischer Schalter mit Saugkreis

Eine Variante zur Erzeugung des Stromnulldurchgangs in mechanischen Schaltern ist mit einem leistungselektronisch aktivierbaren Saugkreis gegeben [57]. Es wird ein mit der Realisierung in Kapitel 2.2.1 vergleichbarer Resonanzkreis aufgebaut. Hierbei wird jedoch ein Ansatz gewählt der mit festem Erdbezug arbeitet. Während die Resonanzkreise bisher über hochohmige Ladewiderstände vom Erdpotential entkoppelt wurden, ist dies nun nicht mehr der Fall. Der Leistungsschalter wird hierfür aus insgesamt fünf Funktionsteilen zusammengesetzt: dem Stromimpulsgenerator (PG), den zwei Dämpfungsgliedern (DG) und den hybriden Schalteinheiten bestehend aus Diode und parallelem mechanischem Schalter. Bei letzteren kann wie auch für den aktiven Resonanzkreis mit Vakuumschaltröhren gearbeitet werden.

Soll eine Schalthandlung durchgeführt werden, dienen die Drosseln  $L_{dc1}$  und  $L_{dc2}$  sowohl der Begrenzung der Stromsteilheit, als auch der Entkopplung des Saugkreises gegenüber der Umgebung. Die Abschaltung beginnt mit dem Öffnen von  $S_{MB1}$  und  $S_{MB2}$ . Nachdem deren Kontakte unter Ausbildung eines Lichtbogens ausreichend weit auseinander gefahren sind, wird der Thyristorschalter  $S_{PG}$  geschlossen. Der Zeitpunkt korreliert mit der Fähigkeit des Schalters, die wiederkehrende Spannung zu beherrschen. Der über  $D_{PG}$  und  $R_{PG}$  zuvor passiv geladene Kondensator  $C_{PG}$  beginnt daraufhin sich in  $L_{PG}$  zu entladen. Ist der Kondensator vollständig entladen, werden zwei weitere Pfade wirksam. Diese werden über die Masseverbindung und die Dioden  $D_{DG1}$  und  $D_{DG2}$  geschlossen. Sobald  $C_{PG}$  vollständig umgeladen worden ist, wird die Energie in den Dämpfern  $A_{DG1}$  und

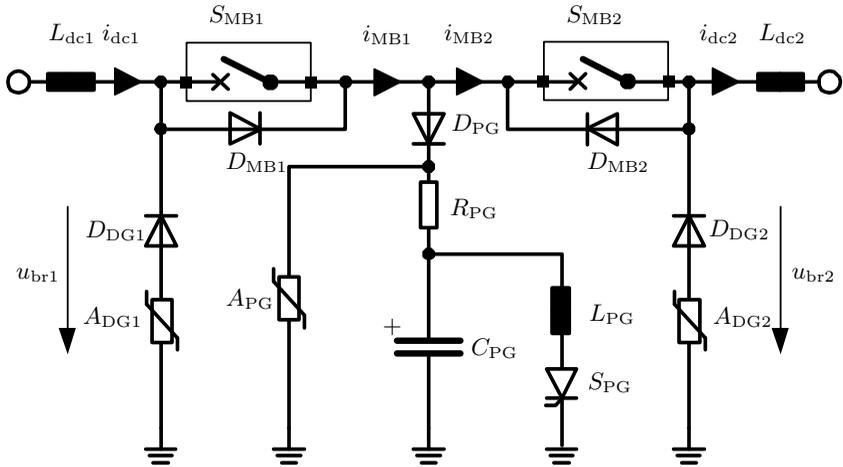
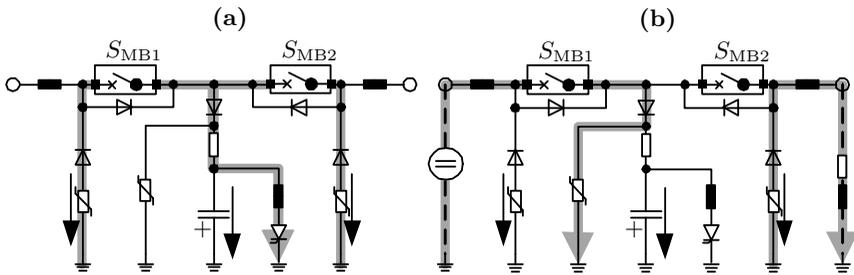


Abbildung 2.8: Topologie des mechanischen Schalters mit Saugkreis

$A_{DG2}$  umgesetzt. Teilt sich deren Strom gleichmäßig auf, kann der abzuschaltende Strom richtungsunabhängig in gleichem Maße geschaltet werden. Für einen positiven Strom  $i_{dc1}$  wirkt der Strom über  $D_{PG}$ ,  $R_{PG}$ ,  $L_{PG}$ ,  $S_{PG}$ ,  $A_{PG2}$  und  $D_{DG2}$  entsprechend Abbildung 2.9a dem Strom  $i_{dc1}$  entgegen und erzeugt in  $S_{MB2}$  einen Stromnulldurchgang. Für einen negativen Strom  $i_{dc1}$  erfolgt die Erzeugung des Stromnulldurchgangs in  $S_{MB1}$ . Die belastungsfreie Zeit des Schalters wird dabei über die parallelen Dioden zusätzlich verlängert. Die Aufnahme der Kreisenergie erfolgt nach dem Öffnen für  $i_{dc1}$  und  $i_{dc2}$  getrennt und ebenfalls in Abhängigkeit von der Stromrichtung. Ein positiver Strom  $i_{dc1}$  wird demnach über Absorber  $A_{PG}$  geführt. In diesem Fall schließt sich der Kreis für  $i_{dc2}$  über  $D_{DG2}$  und  $A_{DG2}$  mit Masse. Dieser Fall ist in Abbildung 2.9b dargestellt. Für einen negativen Strom  $i_{dc1}$  sind die wirksamen Absorberkreise entsprechend vertauscht. Bis zum Ansprechen von  $A_{PG}$  erfolgt eine Umladung von  $C_{PG}$ , danach wird der Strom durch  $A_{PG}$  geführt und  $u_{C,PG}$  wird begrenzt.

Die Auslegung der Schaltertopologie erfolgt schrittweise beginnend mit dem gewünschten Stromimpuls. Zentrale Kriterien sind die Einhaltung der Schonzeit des Thyristorschalters  $S_{PG}$  sowie die ausreichend hohe und ausreichend lange Einprägung des Gegenstroms in  $S_{MB1}$  und  $S_{MB2}$ . Eine detaillierte Darstellung der Zusammenhänge ist in [57] gegeben. Zusammenfassend angemerkt sei an dieser Stelle, dass die Auslegung der Drossel  $L_{PG}$  wesentlich mit der zulässigen Stromanstiegssteilheit des Schalters  $S_{PG}$  zusammenhängt, sofern es sich nicht um spezielle Pulsthyristoren handelt.  $R_{PG}$  dient im Wesentlichen der Dämpfung des Schwing-

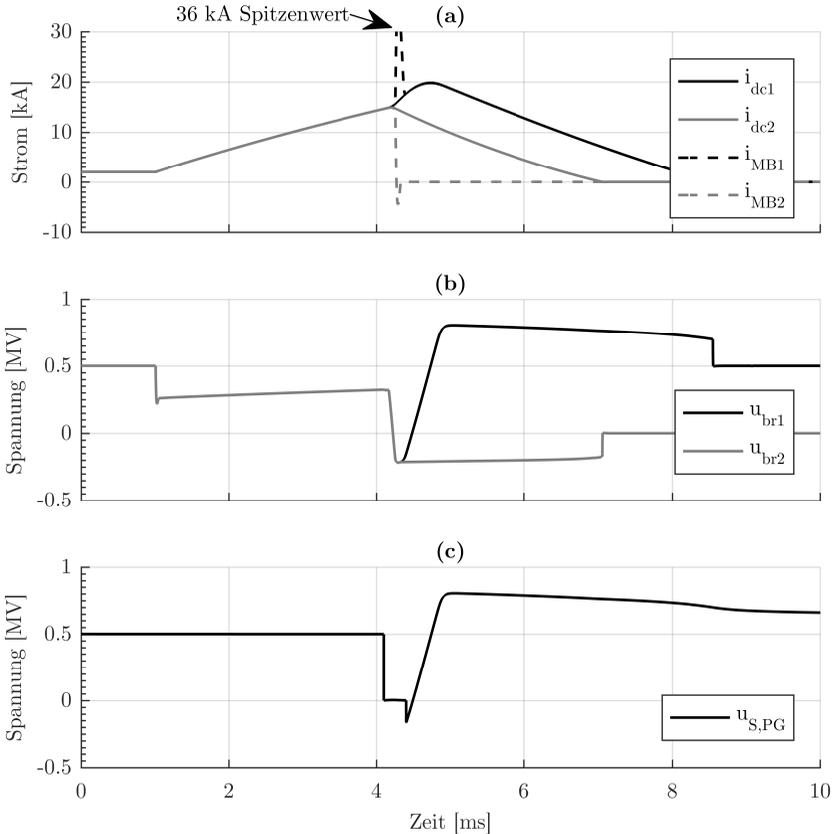


**Abbildung 2.9:** Abschaltung des mechanischen Schalters mit Saugkreis  
 (a) Pulsstromeinprägung in  $S_{MB1}$  und  $S_{MB2}$   
 (b) Stromreduktion über separierte Absorber exemplarisch für positiven Strom  $i_{dc1}$

kreises, hat allerdings einen negativen Einfluss auf die Schonzeit der Thyristoren. Setzt man die genannten Parameter als notwendigerweise gegeben an, wird die Einhaltung der Schonzeit des Thyristorschalters  $\Delta t_c$  damit über den Kondensator  $C_{PG}$  eingestellt.

Die in 2.2.1 beschriebenen Schwierigkeiten in Hinblick auf das resonante Schalten bei niedrigen Abschaltströmen können verringert werden, da sich über die Dioden  $D_{MB1}$  und  $D_{MB2}$  ein Freilauf ausbildet. Es ist festzuhalten, dass die wiederkehrende Spannung am mechanischen Schalter erst mit dem Abklingen des Pulsstromes zurückkehrt und dann in ihrer Anstiegssteilheit weiterhin durch  $C_{PG}$  begrenzt wird. Die Konfiguration sorgt somit für eine den Abschaltvorgang begünstigende Reduktion der Belastung, wobei die Konfiguration des Dämpfungskreises von den Abschaltpezifikationen des mechanischen Schalters abhängen werden und gegebenenfalls auch Auswirkungen auf die Auslegung des Impulsgenerators möglich sind. Auf den Einsatz eines Kettenleiters mit Sägezahnstromeinprägung kann in der vorliegenden Konfiguration mit Freilaufdioden hingegen sehr wahrscheinlich verzichtet werden.

Für die zuverlässige Abschaltung wird eine Stromeinprägung in Höhe des maximal abzuschaltenden Stroms benötigt. Der Stromimpuls des Saugkreises teilt sich dabei auf die beiden Schalter auf. Während er in einem der beiden Schalter zu einer konstruktiven Überlagerung führt, soll er im anderen einen Stromnulldurchgang erzeugen. Idealerweise wird der Stromimpuls hälftig aufgeteilt um für beide Stromrichtungen vergleichbare Resultate zu erzielen. Allerdings ist hierfür ein kritischer Blick auf die Dämpfer notwendig. Diese können als nichtlineare Metalloxidableiter wie in [57] vorgeschlagen oder als lineare Widerstände entsprechend [72] aufgebaut werden. Sollte die Stromaufteilung inhomogen erfolgen und ein Dämpferkreis geringer belastet werden als der andere, ist die Abschaltfähigkeit



**Abbildung 2.10:** Abschaltvorgang eines mechanischen Schalters mit Saugkreis  
 (a) Fehlerströme und Ströme der Hauptschalter  
 (b) Schaltspannungen gegenüber Erdpotential  
 (c) Spannung des Pulsschalters  $S_{PG}$

aufgrund des verringerten Gegenstroms in dem entsprechenden Schalter eventuell nicht mehr gegeben. Ausschlaggebend sind das Größenverhältnis von  $R_{PG}$  zu  $A_{DG1}$  beziehungsweise  $A_{DG2}$  und die Abweichung zwischen  $A_{DG1}$  und  $A_{DG2}$  entsprechend des resultierenden Stromteilers. Der Ersatz der Metalloxidableiter durch ohmsche Widerstände kann zu einer deutlichen Erhöhung von  $C_{PG}$  führen um die Schonzeit einzuhalten, da dessen erneute Umladung sich beschleunigt.

Die zu den Simulationsparametern in Tabelle 2.4 durchgeführte Simulation ist in

**Tabelle 2.4:** Schalterdesign für das Referenzszenario aus Tabelle 2.1

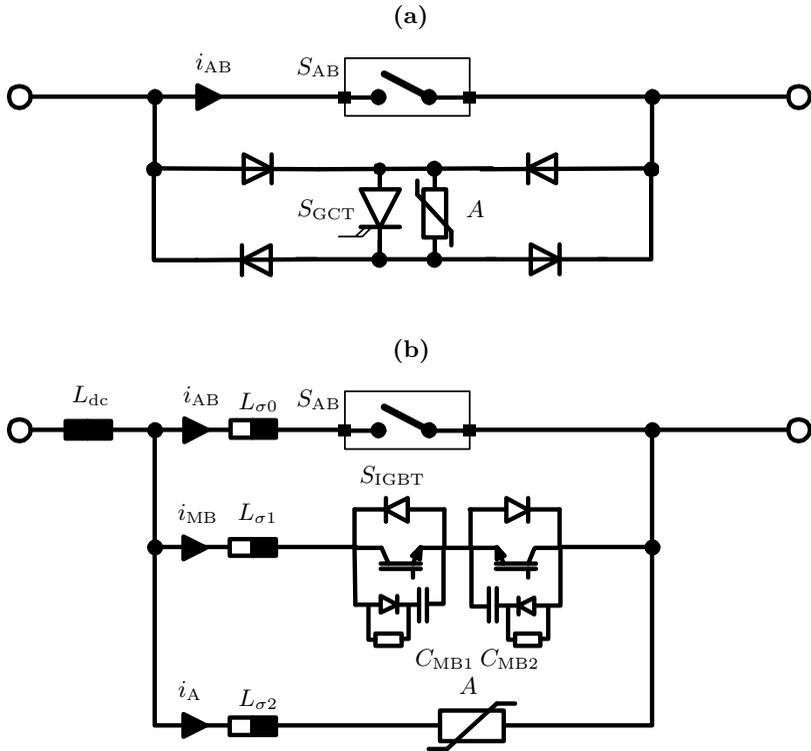
Parameter	Wert	Parameter	Wert
$A_{PG}$	750 kV	$A_{DG1} = A_{DG2}$	200 kV
$L_{PG}$	625 $\mu$ H	$L_{dc} = L_{dc1} = L_{dc2}$	50,0 mH
$R_{PG}$	1 $\Omega$	$C_{PG}$	9,68 $\mu$ F
$\Delta t_c$	90 $\mu$ s	$W_{C,min}$	2,73 MJ

Abbildung 2.10 dargestellt. Im vorliegenden Fall sind die Dämpfungsglieder ideal gleich ausgelegt. Es zeigt sich, dass die Drossel  $L_{dc1}$  im vorliegenden Fall durch die Pulsstromeinprägung zusätzlich aufgeladen wird. Diese Energie muss bei der Auslegung der Energieabsorber berücksichtigt werden. Um sicherzustellen, dass die Schonzeit des Schalters  $S_{PG}$  eingehalten wird, kann anhand des Spannungsverlaufs die Zeit mit anliegender negativer Anoden-Kathoden-Spannung kontrolliert werden. Im vorliegenden Fall liegt diese den Vorgaben entsprechend bei exakt 90  $\mu$ s. Der Abschaltvorgang ist insgesamt erfolgreich und benötigt im vorliegenden Fall eine Pulskapazität von 9,68  $\mu$ F. Abhängig von den Spezifikationen der mechanischen Schalter kann aus erwähnten Gründen eine Anpassung notwendig werden. Dies schließt dann auch die Parameter  $L_{PG}$ ,  $R_{PG}$  und gegebenenfalls  $A_{DG}$  mit ein. Darüberhinaus wäre aufgrund der zu erwartenden Unsymmetrie in den Dämpfungsgliedern weiterhin ein Sicherheitsfaktor erforderlich.

### 2.2.3 Selbstgeführter Hybrid-Schalter

Die häufigste Anwendung finden gleichstromschaltende Elemente derzeit in selbstgeführten Umrichtersystemen. Für Hochstromapplikationen kamen lange Zeit im Wesentlichen die aus Thyristoren entwickelten GTOs und später auch GCTs als abschaltbare Varianten in Frage. Ein früherer Ansatz des selbstgeführten Hybrid-Schalters nutzte daher die Abschaltung durch IGBTs [44]. Zur Umsetzung des hybriden Ansatzes wurde damals ebenfalls eine mechanische Öffnungsvorrichtung mit Thomson-Antrieb in der Anordnung nach Abbildung 2.11a genutzt. Für den Einsatzbereich als schnelle Mittelspannungsschalter existieren zudem einige weitere leistungselektronische Ansätze, wie in [43] diskutiert.

Heute weisen IGBTs eine gute Verfügbarkeit am Markt auf und sind gleichzeitig für ein breites Leistungsspektrum erhältlich. In [29] wird daher auch eine IGBT-basierte Abschaltung des Fehlerstroms vorgeschlagen. Der Ansatz setzt auf die in Abbildung 2.11b skizzierte Topologie. Dabei ist der Hauptschalter aus einer anti-seriellen Verkettung von Einzelementen aufgebaut um so einen bidirektionalen Betrieb zu ermöglichen. Zur transienten Spannungssteuerung werden weiterhin RCD-Snubber vorgesehen. Der obligatorische Energieabsorber ist in Form eines Metall-Oxid-Ableiters gegeben, die Strombegrenzung durch eine Drossel. Letztere

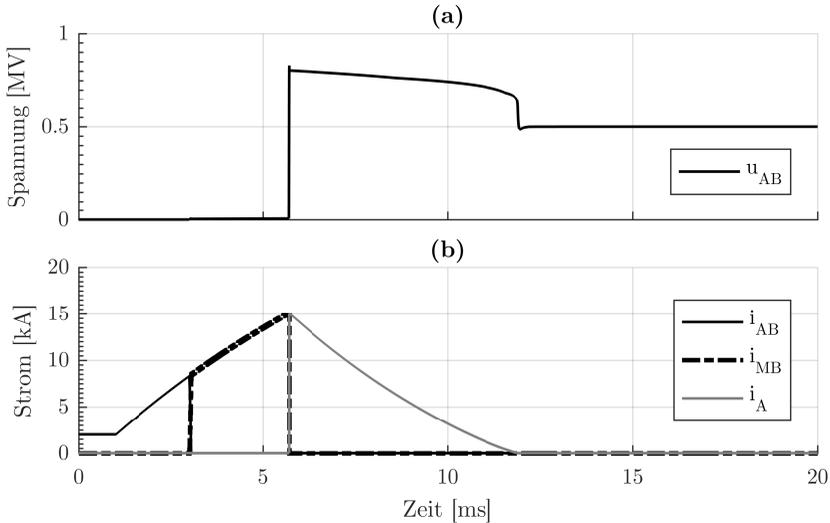


**Abbildung 2.11:** Selbstgeführte Schaltertopologien

- (a) IGCT Schalter für Mittelspannungsapplikationen [44]  
 (b) IGBT basierter HGÜ-Leistungsschalter [29]

richtet sich nach der Schaltleistung des Hauptschalters und der Verzögerung des im Hilfsschalter  $S_{AB}$  befindlichen schnellen Trenners.

Die Leistungsgrenzen des IGBT werden neben thermischen Restriktionen vor allem durch Sättigungseffekte und das daran gekoppelte Abschaltvermögen bestimmt. Üblicherweise sind IGBTs in der Lage das zweifache ihres Nennstroms innerhalb einer Überlastsituation zu tragen und zu schalten. Erreicht der Strom den Sättigungswert  $I_{SC}$  steigt die Durchlassspannung stark an und führt so zu einer thermischen Belastung, der das Bauteil nur eine sehr begrenzte Zeit standhalten kann. Üblicherweise liegt diese im Bereich von  $10\ \mu\text{s}$  oder darunter [40]. Mit Blick auf die notwendigerweise mehrere Millisekunden dauernde Stromführung des Hauptschalters ist dies ein Betriebszustand den es zu vermeiden gilt.



**Abbildung 2.12:** Abschaltvorgang des IGBT basierten HGÜ-Leistungsschalters  
 (a) Spannung über dem Hilfsschalter  $S_{AB}$   
 (b) Ströme der aktiven Pfade während der Unterbrechung

Die Schaltleistung wird bei diesem Ansatz über das Parallelschalten von IGBTs erhöht. Hierfür ist eine homogene Stromaufteilung erforderlich. Der positive Temperaturkoeffizient sorgt bei Erwärmung für eine Erhöhung des Durchlasswiderstands und so zu einer gewissen Selbstregulierung. Um auch während der Abschaltung lokal unzulässige Überströme zu vermeiden, kann allgemein die Schaltzeit durch Anpassen des Gate-Widerstands verlängert werden. Gleichzeitig führt der vorhandene RCD-Snubber zum homogenen, spannungslosen Schalten (engl. *zero voltage switching*). Die experimentell qualifizierten Abschaltströme erreichen hierbei 9 kA in einem bidirektionalen IGBT - Schalter [29]. Ein zwischenzeitlich im chinesischen Zhoushan in Betrieb gegangener HGÜ-Leistungsschalter dieses Typs erreicht nach Angaben in [33] Abschaltströme von bis zu 15 kA. Die Systemspannung beträgt 200 kV und der Schalter ist gemäß Abbildung 2.13 mit Vollbrückenmodulen aufgebaut, deren Zwischenkreiskondensatoren vergleichbar dem RCD-Snubber eine Spannungssteuerung bewirken sollen.

Bedingt durch die unidirektionale Sperrfähigkeit des IGBT muss allgemein mindestens die doppelte Schaltleistung installiert werden um einen bidirektionalen Schalter aufzubauen. Gleichzeitig werden Rückwärtsdioden erforderlich, die gleichermaßen den Fehlerstrom tragen und die Schaltspannung sperren können. Als

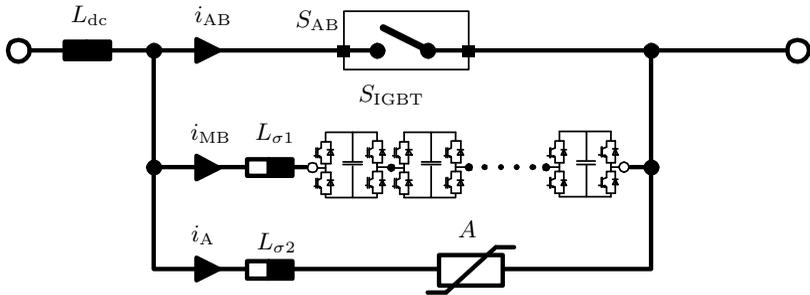


Abbildung 2.13: Vollbrückenbasierter Hauptschalter nach [33]

mögliche Weiterentwicklung ist daher der Aufbau des Schalters mit *Bi-mode Insulated Gate Transistor* (BIGT) vorgeschlagen worden [54, 66]. Dieser neuartige Leistungshalbleiter verbindet die Funktionalität von zwei antiseriell geschalteten IGBTs und deren Rückwärtsdioden. Dadurch lässt sich Diodenfläche einsparen und folglich die Integrationsdichte erhöhen. Der erfolgreich getestete Abschaltstrom soll im vorliegenden Fall auf 19,1 kA gesteigert worden sein [54, 66].

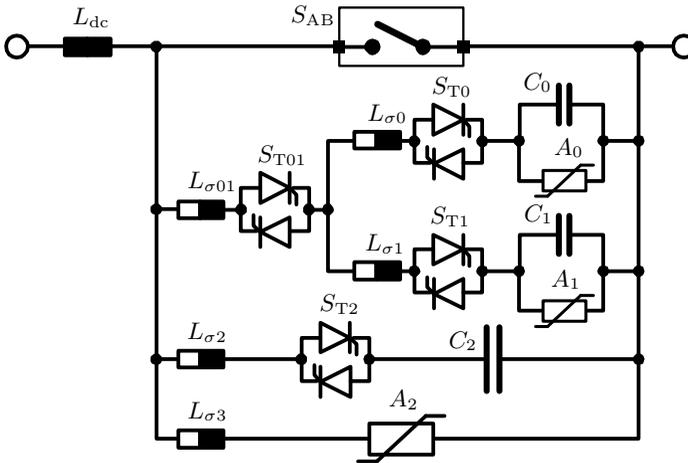
Um eine Serienschaltung von Leistungshalbleitern zu ermöglichen muss für den Fall eines Defekts der betreffende Halbleiter in einen sicheren Fehlerzustand übergehen. Hier ist im Allgemeinen ein Kurzschluss notwendig um die Funktionalität nicht zu gefährden und eine zerstörerische Wärmeentwicklung zu verhindern. Zu diesem Zweck existieren neben IGBTs in konventioneller Modulbauform, die bauartbedingt zunächst keinen zuverlässigen Kurzschluss bilden, auch sogenannte Presspack IGBTs [23, 26]. Im Falle eines Fehlers reagiert der Presspack IGBT, dem IGCT vergleichbar, indem er einen permanenten Kurzschluss bildet. Die fehlerhafte Komponente kann dann während der regulären Wartungsarbeiten getauscht werden [63]. Darüber hinaus ergeben sich weitere Vorteile gegenüber konventionell bedrahteten Modulen in Hinsicht auf die Lebensdauer [61]. Diese Presspack IGBTs sind dabei von unterschiedlichen Bezugsquellen mit einem  $I_{SC}$  von bis zu ungefähr 12 kA zum Zeitpunkt der Entstehung dieser Arbeit offiziell verfügbar [16, 17].

## 2.2.4 Fremdgeführter Hybrid-Schalter

Eine Variante des hybriden HGÜ-Leistungsschalters nutzt statt der abschaltbaren IGBTs zwangskommutierte Thyristoren nach der in [28] beschriebenen Topologie. Diese ist in Abbildung 2.14 dargestellt. Das hybride Konzept ist durch einen schnellen Trenner mit serielltem Hilfsschalter, sowie einem dazu parallel angeordneten, leistungsstarken Hauptschalter grundsätzlich gegeben. Der eigentliche Abschalt-

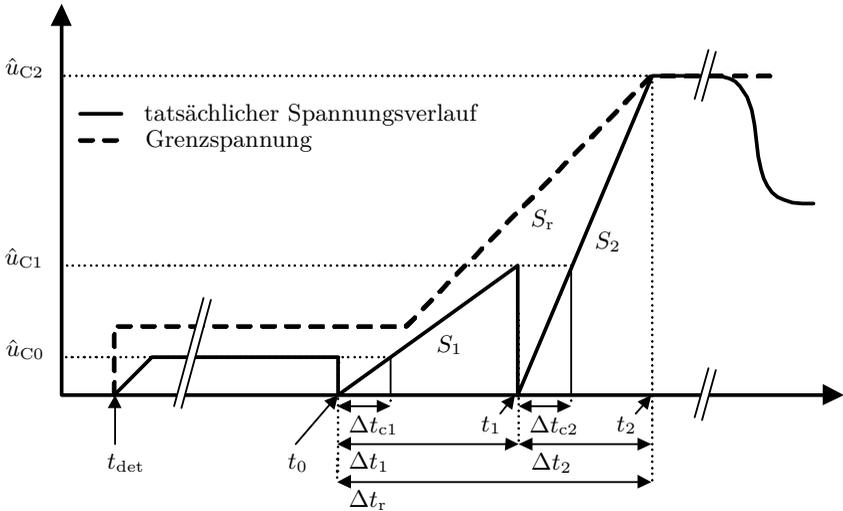
vorgang erfolgt stufenweise über mehrere Kommutierungsvorgänge. Dabei steigt das Spannungsniveau im idealisierten Fall entsprechend Abbildung 2.15 zunehmend an, bis letztlich die volle Gegenspannung erreicht wird.

Zu Beginn wird der Strom des Lastkreises zunächst über die eingeschalteten Thyristoren  $S_{T01}$  und  $S_{T0}$  in den Kondensator  $C_0$  kommutiert. Aufgrund der geringen Ansprechspannung  $\hat{u}_{C0}$  des Varistor  $A_0$  ist der Spannungsanstieg begrenzt. Der Ableiter trägt den Strom bis die finale Unterbrechung des Hauptschalters eingeleitet wird. Mit Einschalten von  $S_{T1}$  beginnt Kondensator  $C_1$  geladen zu werden und übernimmt den Strom von  $A_0$ . Daraufhin liegt für die Dauer  $\Delta t_{C1}$  eine negative Anoden-Kathoden-Spannung über  $S_{T0}$  an. Sofern diese länger als die thyristorspezifische Freiwerdezeit ist, kann  $C_1$  wegen des nun sperrenden  $S_{T0}$  über die Ansprechspannung von  $A_0$  hinaus geladen werden. Mit Erreichen von  $\hat{u}_{C1}$  wird für den Ladevorgang von  $C_2$  analog verfahren. Dieser lädt nun auf die volle Schaltspannung  $u_{TIV} = \hat{u}_{C2}$ , das heißt auf die Begrenzungsspannung von  $A_2$  zur Überleitung in die Stromreduktionsphase.



**Abbildung 2.14:** Topologie des fremdgeführten HGÜ-Leistungsschalters auf Thyristorbasis

Bei Betrachtung des Spannungsverlaufs in Abbildung 2.15 fällt zunächst auf, dass eine höhere Ladespannung  $\hat{u}_{C0}$  einen begünstigenden Einfluss auf die Wiedererlangung der Sperrfähigkeit von  $S_{T0}$  haben muss. Die Auslegungsvorschrift der Einzelkomponenten bleibt damit aber weiter unklar. Zur genaueren Charakterisie-



**Abbildung 2.15:** Schematischer Spannungsverlauf eines Abschaltvorganges

Die Vereinfachung des Abschaltvorganges soll daher zunächst vereinfachend davon ausgegangen werden, dass der abzuschaltende Strom  $i_b(t)$  für die Dauer  $\Delta t_r$  vom Zeitpunkt  $t_0$  aus gesehen linear ansteigt. Damit können für die präsentierte Topologie folgende Rahmenbedingungen festgehalten werden:

- *Schonzeit:* Die Kondensatorspannung der aktiven Stufe darf die Ladespannung der vorigen  $\hat{u}_{C,x}$  ( $x \in \{0,1\}$ ) für die Dauer der Schonzeit  $\Delta t_c$  der Thyristoren nicht überschreiten. Vereinfachend wird für diese vergleichsweise kurzen Zeiträume von einem Konstantstrom ausgegangen. Es muss also mit  $\Delta t_c \leq \Delta t_{c1}$  und  $\Delta t_c \leq \Delta t_{c2}$  gelten:

$$Q_{c,C(x+1)} = C_{(x+1)} \cdot \hat{u}_{C,x} \geq \Delta t_c \cdot i_b(t_x); x \in \{0,1\} \quad (2.10)$$

- *Steilheit:* Kritische Spannungsanstiege müssen durch entsprechende Kondensatorsteuerung verhindert werden. Dabei gilt es sowohl das Überkopfzünden der Thyristoren zu unterbinden, als auch äußere Faktoren der Spannungssteuerung zu berücksichtigen. Bedingt durch die bereits eingepreiste Schonzeit und die vergleichsweise hohen zulässigen Spannungssteilheiten für Thyristoren (z.B.  $1000 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$  [15]), kann davon ausgegangen werden, dass im Wesentlichen die allgemeine Spannungssteuerung im Sinne einer einhüllenden  $S_r$  berücksichtigt werden muss. Neben einer oberen Grenze kann hier

auch eine minimale Steilheit zur Berücksichtigung der maximal zulässigen Schaltdauer einfließen. Eine Abschätzung ergibt:

$$S_{r,\min} \leq S_r \leq S_{r,\max} \text{ und } S_y < \left( \frac{dU_{\text{Thyristor}}}{dt} \right)_{\text{krit}} \quad (2.11)$$

$$\text{mit } S_r = \frac{\hat{u}_{C2}}{\Delta t_r}, S_y = \frac{i_b(t_y)}{C_y} \text{ und } y \in \{1,2\}$$

- *Ökonomie:* Nach Festlegung des Thyristors gründen sich Einflussmöglichkeiten auf die Materialkosten nun vordergründig auf der Größe verbauter Kondensatoren. Lediglich die Thyristorkaskade von  $S_{T0}$  kann durch ihre Abhängigkeit von der Spannung  $\hat{u}_{C1}$  noch einen größeren Beitrag zu den ansonsten bereits festgelegten Positionen darstellen. Als der Kondensatorbank proportionales Kostenkriterium gilt es daher die kapazitiv speicherbare Energie minimal zu halten:

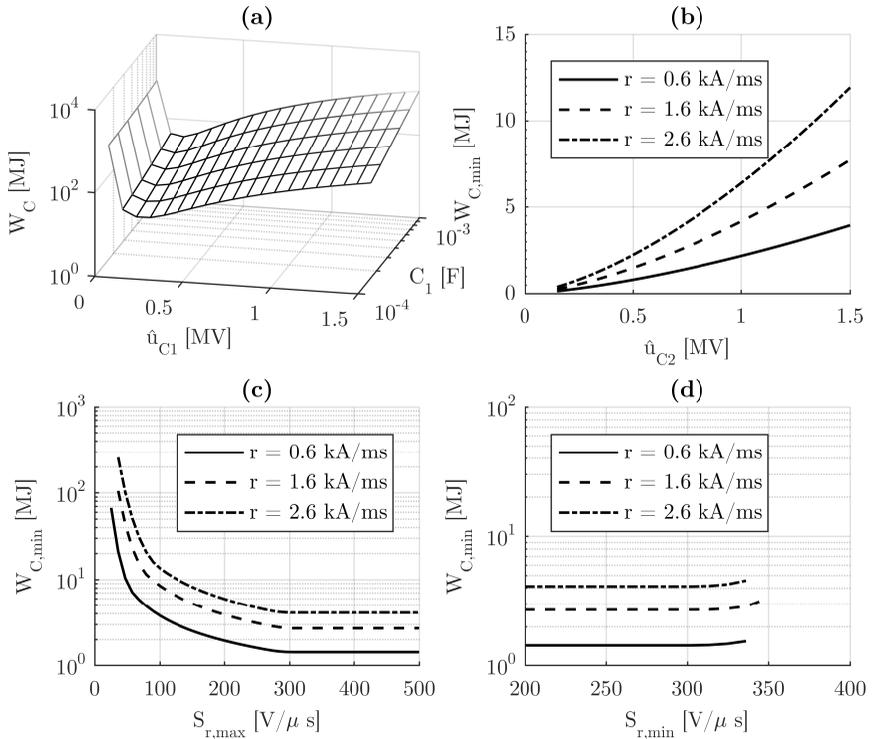
$$W_{C,\min} = \min \left( \frac{1}{2} C_1 \hat{u}_{C1}^2 + \frac{1}{2} C_2 \hat{u}_{C2}^2 \right) \quad (2.12)$$

In der Betrachtung bisher unberücksichtigt blieb der Einfluss notwendiger Kommutierungsinduktivitäten. Diese sind zur Begrenzung der Stromanstiegssteilheit der eingesetzten Thyristoren essentiell und werden entsprechend der zu erwartenden Kommutierungsdauer zur Schonzeit  $\Delta t_c$  hinzugerechnet. Im vorliegenden Fall orientieren sich die gewählten Induktivitäten an einer optimalen Kommutierung. Das heißt sie sind auf die maximal zulässige Stromanstiegssteilheit der Thyristoren ausgelegt worden. Die Werte können aber in einem realen System möglicherweise deutlich größer ausfallen und so zu Lasten einer geringen Kapazität gehen.

Durch Anwendung der Systembeschreibung lässt sich nun der in Anhang A.2 beschriebene Ansatz formulieren. Hierzu ist die beispielhafte Realisierung eines

**Tabelle 2.5:** Schalterdesign einer optimierten Lösung für das Referenzszenario aus Tabelle 2.1 und  $\hat{u}_{C0} = 5 \text{ kV}$ ,  $S_{r,\max} \rightarrow \infty$  und  $r = 2,6 \text{ kA ms}^{-1}$  (resultiert in  $I_b = 15 \text{ kA}$ )

Parameter	Wert	Parameter	Wert
$\Delta t_{c1} = \Delta t_{c2} = \Delta t_c$	90,0 $\mu\text{s}$	$L_{\sigma 01}$	10,0 $\mu\text{H}$
$\hat{u}_{C1}$	124 kV	$L_{\sigma 0}$	2,00 $\mu\text{H}$
$C_1$	170 $\mu\text{F}$	$L_{\sigma 1}$	10,0 $\mu\text{H}$
$C_2$	11,9 $\mu\text{F}$	$L_{\sigma 2}$	150 $\mu\text{H}$
$W_C$	4,65 MJ	$L_{\sigma 3}$	5,00 $\mu\text{H}$



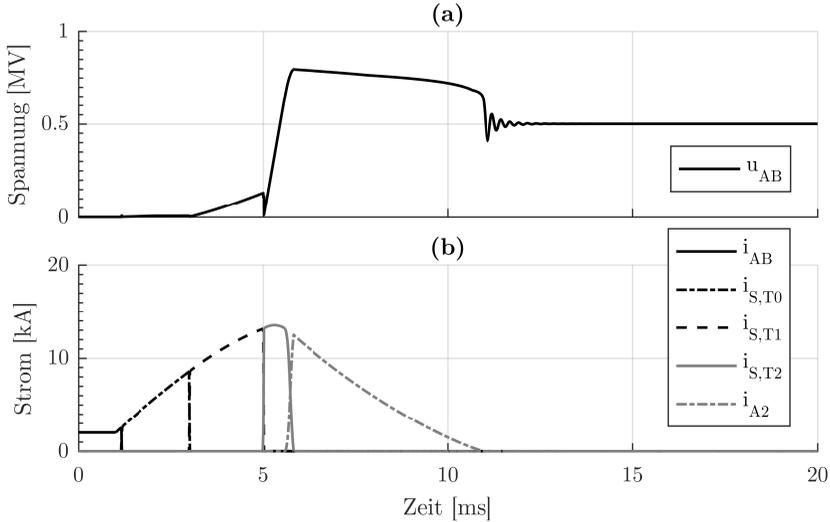
**Abbildung 2.16:** Abhängigkeiten bei der Schalterauslegung auf  $W_{C,min}$  für unterschiedliche Anstiegsraten  $r$  des Kurzschlussstroms

- Darstellung von  $W_C$  für variable  $C_1$  und  $\hat{u}_{C1}$
- Einfluss der Schaltspannung auf  $W_{C,min}$
- Einfluss der max. Spannungssteilheit  $S_{r,max}$  auf  $W_{C,min}$
- Einfluss der min. Spannungssteilheit  $S_{r,min}$  auf  $W_{C,min}$

HGÜ-Leistungsschalters für 500 kV Systemspannung in Tabelle 2.5 angegeben. Die daraus abgeleiteten Kondensatorgrößen entsprechen der Minimalanforderung für das beschriebene System und enthalten abgesehen von der Schonzeit keine zusätzlichen Sicherheitsmargen. Abbildung 2.16a zeigt die dafür aus Einzellösungen aufgespannte Fläche, deren Talsohle die gesuchte Lösung darstellt.

Zur Verifikation des beschriebenen Auslegungsvorgangs ist die zur Lösung aus Tabelle 2.5 gehörige Simulation der Abschaltung in Abbildung 2.17 gegeben. Sie

zeigt die aufeinanderfolgenden Kommutierungsschritte unter Einhaltung der vorgeschriebenen Schonzeit. Nach der finalen Kommutierung in den Ableiter verringert sich der Strom kontinuierlich bis er vollständig erloschen ist. Die sich anschließende, rasch abklingende Oszillation ist dabei auf die Wechselwirkung von Strombegrenzungs-drossel und spannungssteuernden RC-Snubber-Elementen der Thyristoren zurückzuführen.



**Abbildung 2.17:** Abschaltvorgang des nach Tabelle 2.5 ausgelegten fremdgeführten Schalters  
 (a) Spannung über dem Hilfsschalter  
 (b) Ströme der aktiven Pfade während der Unterbrechung

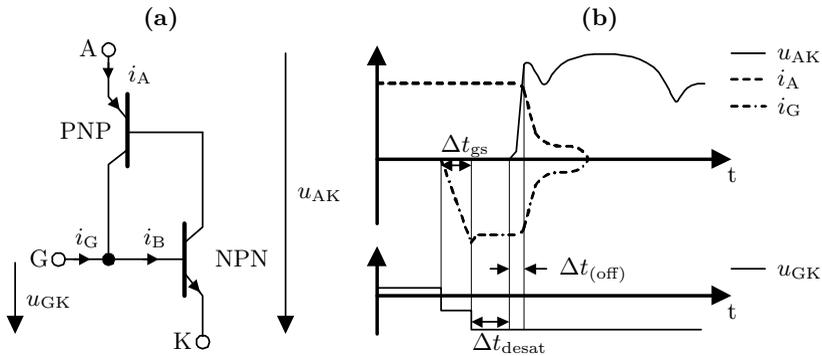
Eine genauere Analyse der Auslegungsvorschriften zeigt die verschiedenen Abhängigkeiten der Designmerkmale. Erwartungsgemäß ist der Anstieg von  $W_{C,\min}$  in Abbildung 2.16b sowohl von  $\hat{u}_{c2}$  als auch von der Dynamik des Fehlerstroms  $r$  abhängig. Es wird klar, dass gerade für hohe Stromsteilheiten ein signifikanter Mehraufwand notwendig würde. Eine wesentliche Auslegungsgrenze lässt sich weiterhin Abbildungen 2.16c und 2.16d entnehmen. Die optimale Lösung für das gewählte 500 kV Szenario liegt stromunabhängig stets bei einer Gesamtsteilheit  $S_r$  von ungefähr  $300 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$ . Eine Begrenzung von  $S_{r,\max}$ , wie auch  $S_{r,\min}$ , ginge zulasten von  $W_{C,\min}$ . Andererseits zeigt das Fehlen gültiger Lösungen jenseits von  $S_{r,\min} \approx 330 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$  in Abbildung 2.16d, dass die Schaltzeit  $\Delta t_r$  als Reziprok zu  $S_r$  durch  $S_{r,\min}$  nicht beliebig verkürzt werden kann. Eine Auslegung abseits

der optimalen Lösung ist aus ökonomischen Gründen daher kaum möglich. Es gilt für das exemplarische Szenario eine kaum beeinflussbare Abschaltverzögerung von insgesamt 5 ms (bei einer Öffnungszeit des schnellen Trenners von 2 ms). Es sei außerdem anzumerken, dass sich die in dem beispielhaft ausgelegten Design berücksichtigten Induktivitäten sehr nahe an den optimalen Kommutierungsinduktivitäten hinsichtlich der zulässigen Stromsteilheit des Thyristors orientieren. Das kann bei einer konkreten Umsetzung und damit verbundenen Sicherheitsmargen durchaus zu einer weiteren Erhöhung von  $W_{C,\min}$  führen.

## 2.3 Einführung der gegenstromgestützten GCT-Abschaltung

Es ist festzustellen, dass Bemessungsströme und Bemessungsspannungen einzelner Leistungshalbleiter alleine als Kriterium zur Bestimmung des Abschaltvermögens eines HGÜ-Leistungsschalters nicht zielführend sind. Aufgrund der ausgesprochen kurzen Belastungszeiträume spielt der für den thermisch stationär betrachteten Zustand angegebene Strom nur eine mittelbare Rolle. Relevant sind in erster Linie die thermische (Ersatz-)Impedanz und der kontrollierbare Strom - meist in Form der Abschaltspezifikationen (engl. *Safe Operating Area*, SOA) angegeben. Dabei kann davon ausgegangen werden, dass aufgrund der sehr kurzen Belastungszeiträume im Bereich weniger Millisekunden elementabhängig deutlich höhere Stromtragfähigkeiten möglich sind. Die Abschaltfähigkeit bleibt davon jedoch unberührt. Während eine Spannungsskalierbarkeit durch entsprechende Serienschaltung innerhalb gewisser Grenzen als technisch gut lösbar angesehen wird, stellt die Skalierbarkeit des Stromes durch Parallelschalten, also eine Stromaufteilung, eine besondere Herausforderung dar. Das liegt nicht zuletzt daran, dass sowohl stationär als auch dynamisch feste Stromteilverhältnisse vorherrschen müssen. Durch Maßnahmen wie symmetrischen Aufbau, Erreichung eines hohen Gleichzeitigkeitsfaktors der Schaltvorgänge, Erhöhung der Kapazität des Snubbers oder Reduktion der Schaltgeschwindigkeit kann die Problematik gemindert werden. Eine Verdoppelung des Abschaltstromes bei Parallelschalten zweier Module ist mit Blick auf eine verbleibende Restinhomogenität dennoch unwahrscheinlich. Dabei ist der Schritt zu einer Parallelschaltung mehrerer externer Module mit einiger Wahrscheinlichkeit anspruchsvoller als die Parallelschaltung mehrerer Halbleiter innerhalb eines Gehäuses. Daher ist als Alternative zu erwägen, ob nicht bei ausreichender thermischer Reserve auch Schalter genutzt werden können, die in Kombination mit einer Gegenstromeinprägung eine Erhöhung des Abschaltstromes erreichen ohne zusätzliches Parallelschalten mehrerer Halbleiter notwendig zu machen.

Zwangskommutierte Thyristoren sind eine bereits diskutierte Alternative. Diese stellen eine in Pulsanwendungen regelmäßig eingesetzte Komponente dar. Dabei sind Fälle bekannt in denen Gleichströme von 28 kA experimentell abgeschaltet



**Abbildung 2.18:** Funktionalität der GCT Abschaltung

(a) Ersatzschaltbild des GCT [40]

(b) Schematische Darstellung des harten Abschaltvorgangs eines GCT [65]

wurden [21]. Der in Kapitel 2.2.4 behandelte Schalter repräsentiert hierzu ein Konzept des zu Grunde liegenden Prinzips. Allerdings ergibt sich die benötigte Energiemenge aus der spezifischen Freierweidezeit des Thyristors und wird üblicherweise in Kapazitäten vorgehalten. Entsprechend muss in jedem Fall das Minimalkriterium für die Ausräumung erfüllt sein. Die daraus resultierenden Kondensatorgrößen können dabei durchaus ein relevantes Kostenkriterium darstellen.

In Thyristoren mit besonders optimierten Dotierungen wird die zuverlässige Ausräumung von Ladungsträgern innerhalb von Zeiträumen im Bereich einstelliger Mikrosekunden erreicht. Dies geschieht zwar zu Lasten der Leitfähigkeit und erhöht somit die Verluste, aber dafür entstehen abschaltbare Elemente. Klassische Vertreter dieser Familie sind der GTO und der GCT, letzterer oft mit vormontierter Gate Ansteuerung geliefert und dann als IGCT bezeichnet. Ein Vertreter dieses Typs ist in einer Gleichstromschalterapplikation mittels niederfrequenter Gegenstromeinprägung bereits zur Abschaltung von etwa 50 kA gebracht worden [52]. Dabei lag die Dauer der Stromeinprägung mit insgesamt ca. 100  $\mu$ s im Bereich der Freierweidezeit von Mittelspannungsthyristoren und brächte somit zunächst keine konkrete Kapazitätsreduktion. Fraglich ist aber, ob die Erhöhung der Abschaltfähigkeit auch durch eine hochfrequenter Einprägung möglich ist - die dann eine geringere Ladung benötigen würde und zu einer tatsächlichen Einsparung der Kondensatorkapazität führen könnte.

Der GCT ist auf Basis des Thyristors entstanden. Damit lässt sich das Verhalten anhand des Ersatzschaltbilds nach Abbildung 2.18a beschreiben. Wesentlicher Unterschied zwischen dem GCT und einem normalen Thyristor ist nach [40] die

Abschaltverstärkung  $\beta_{\text{off}}$ , welche zur Erzielung der gewünschten Abschaltfähigkeit gerade eins ist. Bei einer regulären IGCT - Abschaltung beginnt der Blockiervorgang also, sobald der Basisstrom  $i_B$  des internen NPN - Transistors vollständig abkommutiert wurde. Dabei muss entsprechend Abbildung 2.18b eine charakteristische Ausräumphase der Zeitdauer  $\Delta t_{\text{desat}}$  abgewartet werden ehe die Anoden - Kathoden - Spannung  $u_{\text{AK}}$  wieder ansteigen darf. Der für den Abschaltvorgang notwendige negative Gatestrom wird über eine Kondensatorentladung in der Ansteuereinheit erreicht und beschreibt über deren maximalen Entladestrom die Abschaltfähigkeit der Komponente. Die Zeit zum Aufbau dieses Stromes wird mit  $\Delta t_{\text{gs}}$  bezeichnet. Dabei ist, wie in [39] beschrieben, die Komponente in mehrere GCT - Einheiten unterteilt. Es tritt eine kaum vermeidbare Inhomogenität auf, welche in die Spezifikationen eingepreist wird.

Die Gegenstromeinprägung stellt also eine mögliche Alternative für das Parallelschalten von abschaltbaren Elementen dar. Dabei sind Thyristoren unterschiedlicher Bauart bereits zur Kontrolle teils signifikanter Abschaltströme in der Lage gewesen. Mit Blick auf die hohen Kapazitätswerte besteht allerdings der begründete Verdacht eine weitere Optimierung mit Hilfe von IGCTs in einem hochfrequenten Schwingkreis vornehmen zu können. Dies soll näher untersucht werden.



## Kapitel 3

# Das Konzept des gegenstromgestützten HGÜ-Leistungsschalters

Das zuvor eingeführte Konzept der gegenstromgestützten Gleichstromabschaltung soll in diesem Kapitel näher dahingehend untersucht werden, ob eine Eignung für HGÜ Applikationen allgemein vorliegen kann. Die für eine Kaskadierung in Hochspannungsanwendungen ausgelegte Schaltertopologie wird in diesem Kapitel vorgestellt und auf geeigneten Abstraktionsebenen analysiert. Darüber hinaus findet eine experimentelle Untersuchung des zugrunde liegenden Schaltprinzips auf Basis eines hochfrequenten Schwingkreises statt<sup>1</sup>.

### 3.1 Aufbau der Schaltertopologie

Der Einsatz des vorgestellten Schaltprinzips setzt eine unidirektionale Umsetzung des Hauptschalters  $S_{MB}$  voraus. Zu diesem Zweck wurde ein äußerer Aufbau entsprechend Abbildung 3.1 gewählt. Die Topologie nutzt einen Gleichrichter um die Stromrichtung an den Hauptschalter anzupassen. Weiterhin dient sie der Umsetzung des hybriden Konzepts, wobei durch das Öffnen des Schalters  $S_{AB}$  der Strom gleichzeitig durch die Dioden und den unidirektionalen Hauptschalter fließt. Das Konzept lässt sich allgemein auf unterschiedliche Realisierungen für den Hauptschalter  $S_{MB}$  anwenden und vermeidet seinen bipolaren Aufbau.

Den Hilfsschalter betreffend, kommen auch hier unterschiedliche Kommutierungseinrichtungen in Frage, wobei für die vorliegenden Betrachtungen Einfachheitshal-

---

<sup>1</sup>Für die Erstellung dieses Kapitels sind neben den angegebenen Quellen auch Arbeitsteile eingeflossen, welche in vorab publizierten Eigenveröffentlichungen genutzt wurden. Insbesondere sind hier die Quellen [78, 79, 84, 85, 90] zu nennen.

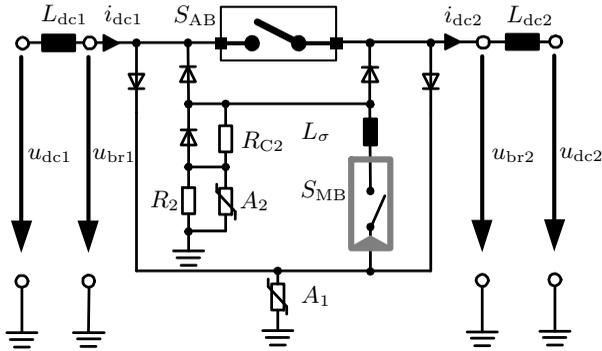


Abbildung 3.1: Umsetzung des hybriden Ansatzes für unidirektionale Leistungsschalter

ber abermals die Basis-Variante mit IGBT-Matrix und RCD-Snubber Elementen gewählt wurde.

Die das Abschaltvermögen zentral bestimmende Komponente ist der Hauptschalter. Er erzeugt die Schaltspannung, die den Strom in die Energieabsorber kommutiert, und definiert über seinen maximalen Abschaltstrom die Spezifikationen der Systemkomponente HGÜ-Leistungsschalter. Die dazugehörige Topologie ist in Abbildung 3.2 angegeben und enthält IGCT-Schalter, welche seriell geschaltet zum Aufbau der geforderten Systemspannung eingesetzt werden. Der abschaltbare Strom jedes IGCT  $S_x$  mit  $x \in [2, N]$  soll nun durch Einprägung eines Gegenstroms erhöht werden. Hierfür vorgesehen ist die verschachtelte Anordnung der einzelnen Resonanzkreise bestehend aus einem Pulscondensator  $C_P$  und einer ohmsch-induktiven Impedanz  $Z_P(\omega)$ . Letztere sollte vergleichsweise klein ausfallen und kann daher je nach Auslegung sogar als verteilter Leitungsparameter realisiert werden. Dem Prinzip des Marx-Generators folgend, werden Lade- und Entladepfade durch hochohmige Widerstände  $R_C$  und Pulsschalter  $S_P$  entkoppelt - obgleich die Wirkung hier gerade invertiert ist indem Stufen seriell geladen und parallel entladen werden. Diese Stufen bilden die Voraussetzung für den modularen Ansatz mit freier Spannungskalierbarkeit.

Eine Schaltzelle kann entsprechend Abbildung 3.3a mit je vier Anschlüssen gebildet werden. Dabei konnektieren Anschlüsse  $A^+$  und  $A^-$ , sowie  $B^+$  und  $B^-$  untereinander. Die Schalter  $S_P$  können unterschiedlich realisiert sein. Hier kommen im Wesentlichen triggerbare Schaltfunkenstrecken oder Pulsthyristoren in Frage. Beide lassen hohe Stromsteilheiten zu und ermöglichen gleichzeitig die notwendige

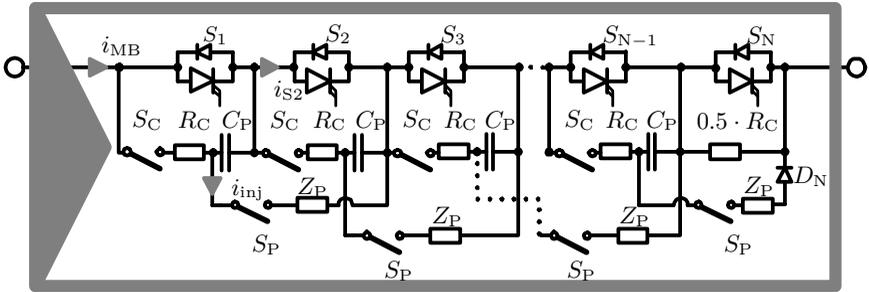


Abbildung 3.2: Prinzipschaltbild des Hauptschalters

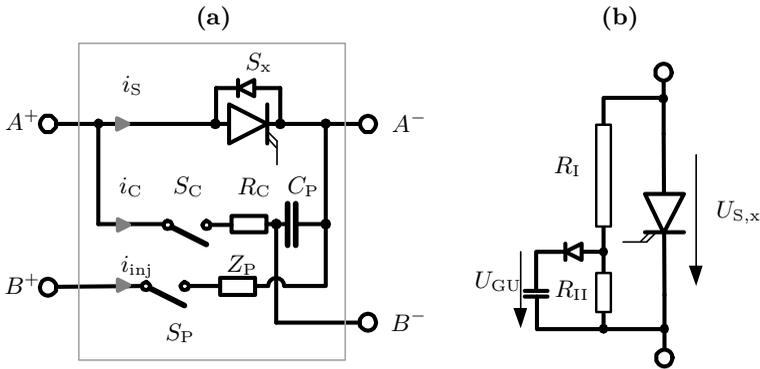


Abbildung 3.3: Umsetzungsansätze für den Hauptschalter

- (a) Modularität durch Strukturierung als Schaltzellen
- (b) Möglichkeit zur Versorgung der Ansteeereinheiten

Spannungsfestigkeit. Im Ladepfad finden sich weiterhin die Schalter  $S_C$ , welche als IGBTs mit moderater Schaltleistung ausgeführt sein können. Ihre Aufgabe ist die Steuerung des Ladevorgangs und könnte bei entsprechender Auslegung der Anordnung möglicherweise auch extern in Form eines Trenners realisiert sein oder bei selbsttätiger Öffnung von  $S_P$  ganz entfallen.

Weiterhin muss die Versorgung der einzelnen Halbleiterschalter berücksichtigt werden. Da jedes Element auf einem individuellen Potential arbeitet, ist eine aktive Versorgung von außen mit erheblichem Aufwand verbunden. Vorteilhaft ist hier daher der Umstand, dass sich die Steuerleistung durch den weitestgehend passiven Charakter des HGÜ-Leistungsschalters gegenüber derjenigen in Umrichtersyste-

men mit permanenter Taktung erheblich unterscheidet. Die Zahl der zeitlich noch als zusammenhängend zu betrachtenden Schalthandlungen ist beschränkt. Somit benötigt die Versorgung des Systems zwar eine ausreichende Peak-Leistung, bereitstellbar zum Beispiel über Pufferkondensatoren, die Dauerleistung hingegen muss kaum mehr als die passiven Verluste der Steuerungselektronik decken. Damit sollte sich die mittlere Leistungsaufnahme auf wenige Watt pro Schalter reduzieren lassen. Ein Ansatz zur Deckung der Versorgungsleistung ist der Abgriff an einem Spannungsteiler gemäß Abbildung 3.3b. Der ohnehin notwendige Widerstand zur stationären Spannungssteuerung könnte so zur Versorgung der Schalterelemente beitragen. Ebenso denkbar wäre der Einsatz von Batteriesystemen, welche während der üblichen Wartungsintervalle aufgeladen werden, oder die Nutzung des geladenen Puls-kondensators  $C_P$ , da dieser für niedrige Entnahmeleistungen als starre Spannungsquelle angesehen werden kann. Letztere Variante wäre aus Kostengründen allerdings auf Schaltzellen niedriger Spannungsspezifikation beschränkt.

## 3.2 Charakterisierung des Schaltverhaltens

Die vorgestellte Topologie zum Schalten hoher Gleichströme ist ein komplexes Zusammenspiel aus idealerweise entkoppelten Lade- und Entladungspfadern. Zur Verständnisbildung und Verifikation des Funktionsprinzips soll in diesem Kapitel eine detaillierte Charakterisierung anhand erwarteter Parameter vorgenommen werden. Zur besseren Einordnung werden die relevanten Abstraktionsebenen weitestgehend gesondert betrachtet.

### 3.2.1 Verhalten auf Schaltzellen-Ebene

Die Abschaltung eines IGCT mit Hilfe einer gegenstrombasierten Stromreduktion ist in ihrer Art neu und kann nicht unmittelbar mit dem bekannten und erprobten Prinzip des Gleichstromstellers gleichgesetzt werden. Die Grundideen sind zwar vergleichbar, ihre technische Realisierung unterscheidet sich jedoch in einigen Punkten sehr deutlich. So ist allem voran die Kondensatorentladung verschiedenartig. Während sie beim Gleichstromsteller dem quasi-konstanten Abschaltstrom gleichsetzbar ist, wird bei der IGCT-Abschaltung ein mittels Rückwärtsdiode frei durchschwingender Resonanzkreis genutzt. Die Geschwindigkeit der Kondensatorentladung wird also mit einer Impedanz charakterisiert - nicht mit dem durch das Schalterelement fließenden Strom. Ein weiterer grundlegender Unterschied ist die hohe Resonanzfrequenz, die bei der Gegenstromeinprägung erzielt werden soll. Je niederfrequenter diese ausfällt, desto größer werden die Kondensatorbänke für einen gleichbleibenden Pulsstrom - zusammen mit eingesetzten IGCTs und Pulschaltern ein zentraler Kostenfaktor. Die zugrundeliegende Impedanz wird bei hohen Resonanzfrequenzen und wünschenswerterweise gering gehaltener Puls-kreisenergie im Wesentlichen aus der verteilten Leitungsinduktivität und dem ohm-

schen Leitungsbelag zusammengesetzt - beides jeweils frequenzabhängige Parameter, die ihren Ursprung wesentlich in der geometrischen Anordnung haben. Die daraus resultierenden Schwierigkeiten bei Aufbau und Auslegung des Kreises werden ergänzt durch spezifische Halbleitereffekte. Einerseits fordert die intrinsische GCT-Abschaltung eine obere Grenze für die Resonanzfrequenz und andererseits bestimmt der Forward-Recovery-Effekt zunehmend das Verhalten der antiparallelen Diode mit Auswirkungen auf die Rückwärtsspannungsbelastung des GCT. Die Frage ist also wie genau die Parameter zur Funktionserfüllung eingestellt beziehungsweise abgebildet werden können und ob dabei kritische Beanspruchungen in den eingesetzten Halbleitern ausreichend begrenzt werden.

Zentrale Eigenschaft des Kreises ist die Resonanzfrequenz. Diese soll zu Beginn eingegrenzt werden. Im Anschluss wird die analytische Beschreibung des Pulskreises vorgenommen um wesentliche Parameter für die Stromreduktion zu identifizieren. Zuletzt wird untersucht ob kritische Belastungen auftreten können und wie diese gegebenenfalls zu bewerten sind.

### 3.2.1.1 Abschaltfähigkeit

Zunächst ist zu prüfen, wie der Gegenstrom und damit der Resonanzkreis beschaffen sein müssen, damit der IGCT tatsächlich unterstützt wird. Wie in Kapitel 2.3 beschrieben, setzt sich die IGCT-Abschaltung aus der Kommutierungsphase auf den Bypasspfad und die sich anschließende Entsättigung zusammen. Die charakteristischen Zeiten zusammengenommen ergeben die erforderliche Abschaltverzögerung.

Abbildung 3.4 zeigt das vereinfachte Ersatzschaltbild des Pulskreises und den schematischen Verlauf der Gegenstromeinprägung mit dem spezifizierten Abschaltstrom des IGCT  $I_{\text{TGQM}}$ , der Gegenstromamplitude  $\max(\tilde{i}_{\text{P}})$ , sowie der Periodendauer  $T_0$ . Weiterhin ist die Zeitdauer  $\Delta t_{(\text{SOA})}$  gegeben, innerhalb derer der durch den GCT geführte Strom geringer als  $I_{\text{TGQM}}$  ist. Wie in [65] für den Anwendungsfall des harten Abschaltens beschrieben, beginnt die Anoden-Kathoden-Spannung  $u_{\text{AK}}$  zu steigen, sofern die Kommutierungszeit  $\Delta t_{\text{gs}}$  und die Entsättigung, repräsentiert durch  $\Delta t_{\text{desat}}$ , abgelaufen sind. Zur Sicherstellung einer korrekten Abschaltung muss davon ausgegangen werden, dass sofern  $u_{\text{AK}}$  nicht bereits voll wiederhergestellt ist, der Anodenstrom mit Abklingen des Gegenstroms erneut zu steigen beginnen wird. Erst mit Erreichen der in Kapitel 2.3 eingeführten Spannungswiederengewinnungszeit  $\Delta t_{(\text{off})}$  darf der ungeschaltete Strom  $i_{\text{b}}$  den Grenzwert  $I_{\text{TGQM}}$  gedanklich schneiden. Damit muss

$$\Delta t_{(\text{SOA})} > \Delta t_{\text{gs}} + \Delta t_{\text{desat}} + \Delta t_{(\text{off})} \quad (3.1)$$

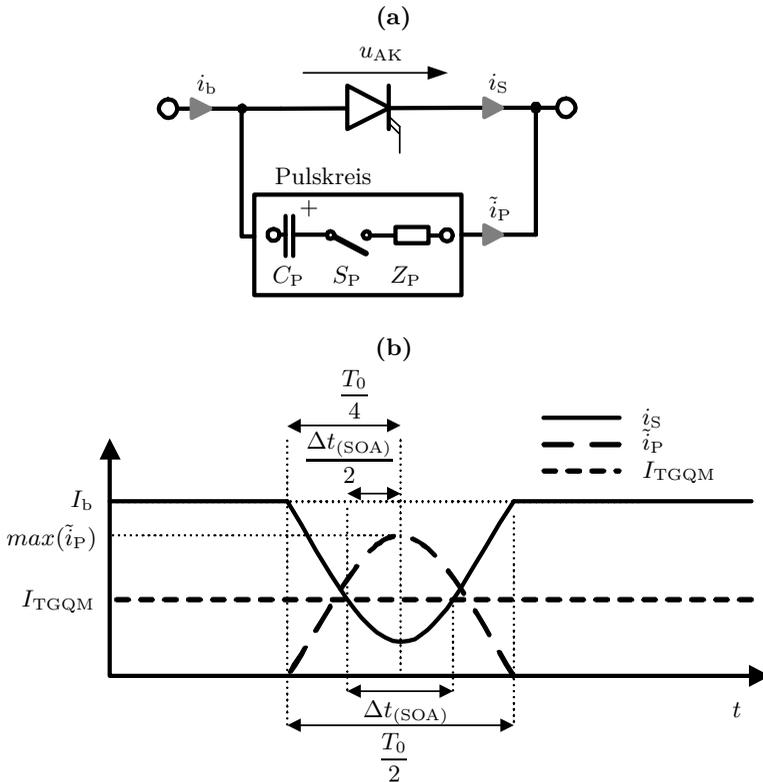
gelten. Bei einer regulären Abschaltung kann angenommen werden das entsprechend [40] für

$$\Delta t_{\text{gs}} \leq 1 \mu\text{s} \quad (3.2)$$

und nach [65] für

$$\Delta t_{\text{desat}} \approx 1 \mu\text{s} - 2 \mu\text{s} \quad (3.3)$$

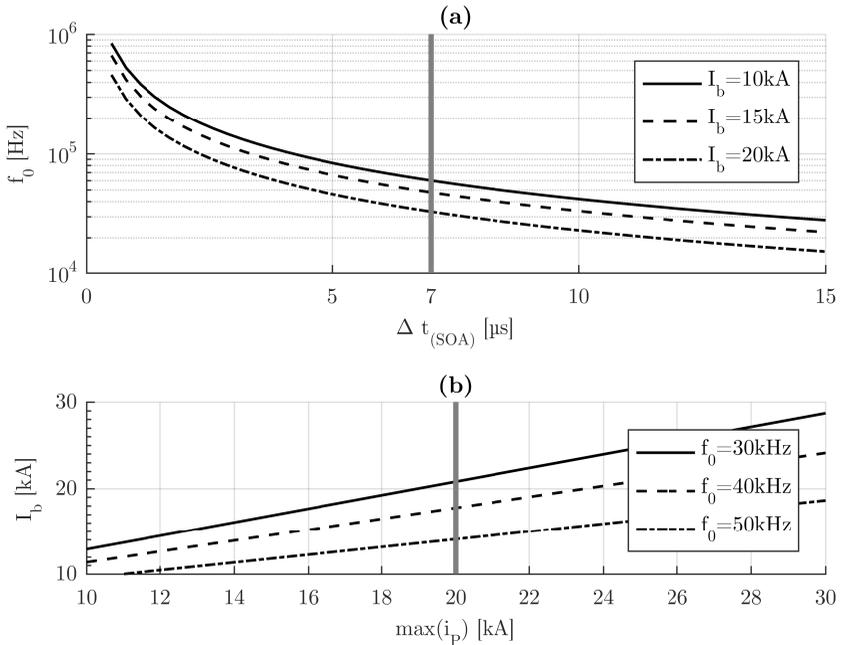
eingehalten wird. Da für  $\Delta t_{\text{gs}}$  gerade der Anodenstrom  $i_A$  ausschlaggebend ist, wird sich dessen zeitliche Obergrenze solange nicht verschieben, sofern  $i_A < I_{\text{TGQM}}$  gilt. Eine vorhandene Temperaturabhängigkeit ist bereits berücksichtigt. Damit kann Gleichung 3.3 als hinreichend genau betrachtet werden. Die Entsättigung wiederum ist stark von festkörperphysikalischen Effekten bestimmt und zeigt ebenfalls deutlich ausgeprägte Abhängigkeiten. Sowohl die Temperatur als auch die vorhandene Ladungsträgerdichte spielen eine große Rolle. Gerade letztere kann durch den Strom  $i_b$  oberhalb der Normalbedingungen liegen und möglicherweise zu einer erheblichen Verlängerung der Entsättigungszeit führen.



**Abbildung 3.4:** Darstellung der gegenstromgestützten Abschaltung  
 (a) Ersatzschaltbild des Pulskreises  
 (b) Schematischer Verlauf der Gegenstromeinprägung

**Tabelle 3.1:** Annahmen für die in Abbildung 3.5 dargestellten Diagramme

Werte zu (a)		Werte zu (b)	
Parameter	Wert	Parameter	Wert
$I_b$	15 kA	$f_0$	40 kHz
$I_{TGQM}$	5 kA	$I_{TGQM}$	5 kA
$\max(\tilde{i}_P)$	20 kA	$\max(\tilde{i}_P)$	10 kA-30 kA
$\Delta t_{SOA}$	0,5 $\mu$ s-20 $\mu$ s	$\Delta t_{SOA}$	6 $\mu$ s


**Abbildung 3.5:** Resonanzkreisauslegung

(a) höchstzulässige Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von  $\Delta t_{(SOA)}$  für einen gegebenen Wert  $\max(\tilde{i}_P) = 20$  kA

(b) resultierender Abschaltstrom in Abhängigkeit von  $\max(\tilde{i}_P)$  für einen Wert von  $\Delta t_{(SOA)} = 7 \mu$ s

Die Bestimmung einer Obergrenze für die Resonanzfrequenz ergibt sich nach obigen Ausführungen allgemein durch die Zeitdauer  $\Delta t_{(\text{SOA})}$ . Diese wird unter Annahme einer idealen Sinusschwingung analytisch durch Gleichung 3.4 beschrieben.

$$I_b - I_{\text{TGQM}} = \max(\tilde{i}_P) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{T_0} \cdot \left[ \frac{T_0}{4} - \frac{\Delta t_{(\text{SOA})}}{2} \right] \right) \quad (3.4)$$

Die kleinste zulässige Periodendauer kann dann durch

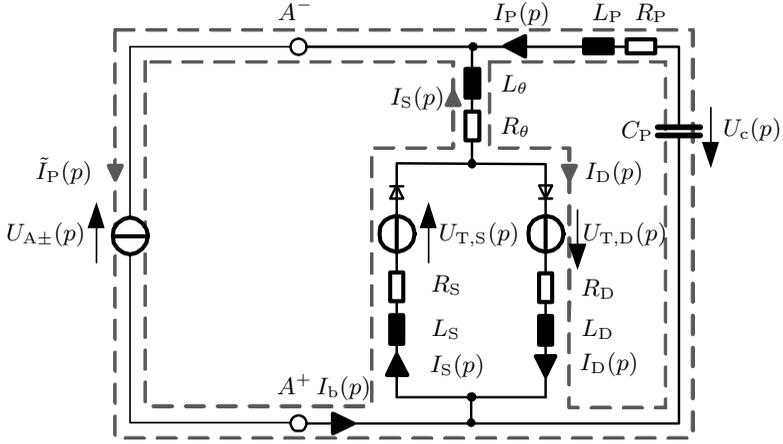
$$T_0 = \frac{\Delta t_{(\text{SOA})}}{\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \cdot \arcsin \left( \frac{I_b - I_{\text{TGQM}}}{\max(\tilde{i}_P)} \right)} \quad (3.5)$$

abgeschätzt werden. Mit den in Tabelle 3.1 gegebenen Parametern lässt sich die in Abbildung 3.5a beschriebene Maximalfrequenz für ein gültiges  $\Delta t_{(\text{SOA})}$  entnehmen. In der vorliegenden Arbeit wurde unter Berücksichtigung zuvor genannter Aspekte als Bedingung  $\Delta t_{(\text{SOA})} \geq 7 \mu\text{s}$  gewählt. Diese wurde der maximalen Ausschaltverzögerung  $t_{\text{d(off)}}$  des IGCT *5SHY55L4500* [13] mit einem  $I_{\text{TGQM}} = 5 \text{ kA}$  nachempfunden. Der Wert kann komponentenabhängig variieren. In diesem Fall ergeben sich nach Abbildung 3.5b unterschiedliche Möglichkeiten die gewünschte Abschaltfähigkeit auszulagen. Zum Abschalten eines Stromes von 15 kA kann unter idealen Bedingungen eine Pulsstromamplitude von 15 kA bei 40 kHz oder eine Pulsstromamplitude von 13 kA bei 30 kHz eingestellt werden. Innerhalb gewisser Grenzen erlauben die technischen Rahmenbedingungen somit eine Anpassung der Auslegung des Resonanzkreises.

### 3.2.1.2 Gegenstromausnutzung

Nach Eingrenzung der Resonanzfrequenz soll nun der Pulskreis genauer modelliert werden. Dazu gehört der auf  $U_{C,0}$  vorgeladene Pulscondensator in Form einer Kapazität  $C_P$ , sowie die bereits erwähnte Pulskreisimpedanz  $Z(p) = pL_P(p) + R_P(p)$ . Hinzu kommt, wie Abbildung 3.6 zu entnehmen ist, ein Verbindungsstück in dem sich Abschaltstrom und Pulsstrom konstruktiv überlagern, sowie die sich anschließende Parallelschaltung aus GCT und Rückwärtsdiode. Jeweils modelliert mit idealer Diode, Schleusenspannung  $U_{T,s}(p)$ , beziehungsweise  $U_{T,D}(p)$ , und Halbleiterwiderstand. Die Impedanz der sich aufteilenden Strompfade wird noch durch Induktivitäten beschrieben. An den Klemmen der Schaltzelle liegt eine variable Spannung  $U_{A\pm}(p)$  an, welche durch den Kreis so bestimmt ist, dass ein konstanter Strom  $I_b(p) = I_b/p$  mit  $I_b = i_b(t_0)$  gilt. Diese vereinfachende Annahme ist hinnehmbar, da durch die Begrenzungsdrosseln  $L_{\text{dc}1}$  und  $L_{\text{dc}2}$  für den hierbei relevanten Zeitraum der Gegenstromeinprägung ein kaum veränderlicher Strom fließt. Der Zeitpunkt  $t_0$  stellt dabei den Beginn der Gegenstromeinprägung dar.

Wie in Kapitel 2.3 beschrieben, wird der Abschaltvorgang des GCT durch Abkommutieren des Basisstroms im NPN - Transistor ausgelöst. Durch Schließen der



**Abbildung 3.6:** Ersatzschaltbild zur Charakterisierung des Pulskreises während der Gegenstromeinprägung

Pulsschalter und Einprägung des Gegenstroms soll dieser bereits vorab unterstützend reduziert werden um so die gewünschte Abschaltfähigkeit zu erhalten. In Abbildung 3.6 ist neben den messbaren Strömen, zu denen auch  $I_b(p)$  gehört, ein weiterer Maschenstrom durch  $\tilde{I}_P(p)$  gegeben. Entsprechend den Kirchhoffschen Gleichungen kann dieser Strom durch Gleichung 3.6 ausgedrückt werden. Er beschreibt dabei den Teil des Pulsstromes der tatsächlich zur Verringerung der Belastung des GCT beiträgt, also nicht durch die Diode fließt.

$$I_S(p) = I_b(p) - \tilde{I}_P(p) \quad (3.6)$$

Mit diesem wirksamen Pulsstrom  $\tilde{I}_P(p)$  lässt sich ein auf die Gesamtpulsstromamplitude  $\hat{I}_P$  normierter Ausnutzungsfaktor zu

$$u = \frac{\max(\tilde{i}_P(t))}{\hat{I}_P} \quad (3.7)$$

darstellen. Das Ersatzschaltbild lässt sich wiederum überführen in  $Z(p) =$

$$\begin{pmatrix} Z_S(p) + Z_\theta(p) & -Z_\theta(p) & 0 & -1 \\ -Z_\theta(p) & \frac{1}{pC_P} + Z_P(p) + Z_D(p) + Z_\theta(p) & \frac{1}{pC_P} + Z_P(p) & 0 \\ 0 & \frac{1}{pC_P} + Z_P(p) & \frac{1}{pC_P} + Z_P(p) & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

und zusammen mit

$$Z(p) \cdot \begin{pmatrix} I_S(p) \\ I_D(p) \\ \tilde{I}_P(p) \\ U_{A\pm}(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p(L_S + L_\theta) \frac{I_b}{p} - U_{T,S}(p) \\ pL_\theta \frac{I_b}{p} + \frac{U_{C,0}}{p} - U_{T,D}(p) \\ \frac{U_{C,0}}{p} \\ I_b(p) \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

analytisch beschreiben. Über das Lösen des Gleichungssystems und die Rücktransformation in den Zeitbereich, können die Ströme  $i_S(t)$ ,  $i_D(t)$ ,  $i_P(t)$  und der wesentliche Strom  $\tilde{i}_P(t)$  bestimmt werden. Die Umsetzung der Schleusenspannungen des GCT durch  $u_{T,S}(t)$  und der Diode durch  $u_{T,D}(t)$  ist in der Realität vom Verhalten der Halbleiter abhängig und kann für dynamische Vorgänge nicht immer durchgängig als Gleichspannung modelliert werden. Die allgemeine Beschreibung des Gleichungssystems erlaubt hier weitere Effekte wie den *Forward-Recovery-Effekt* zu berücksichtigen, worauf aber in einem ersten Schritt verzichtet worden ist.

Das Verhalten des Resonanzkreises ist in einem weiten Auslegungsbereich durch induktive Impedanzen bestimmt, sofern die Dämpfung gegenüber der wirksamen Reaktanz gemäß Gleichung 3.10 gering ausfällt.

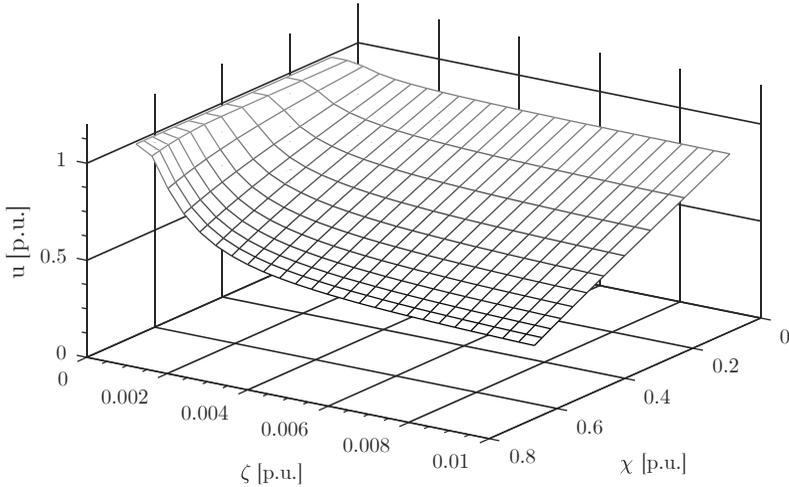
$$R \ll \omega_0 L_P = \sqrt{\frac{L_P}{C_P}} \approx 250 \text{ m}\Omega \text{ mit } f_0 = 40 \text{ kHz und } L_P = 1 \text{ }\mu\text{H} \quad (3.10)$$

Für die Höhe des Ausnutzungsfaktors  $u$  existiert bei Vernachlässigung von den Schleusenspannungen, sowie den ohmschen Impedanzanteile ein rein induktives Stromteilerverhältnis mit  $\chi$  nach Gleichung 3.11. Werden diese Faktoren allerdings berücksichtigt, ergibt sich ein analytisch nur noch schwer abzubildender Term und ein weiterer wesentlicher Einflussfaktor neben dem induktiven Stromteilerverhältnis  $\chi$  kommt hinzu. Dieser lässt sich durch das induktive Spannungsteilerverhältnis  $\zeta$  entsprechend Gleichung 3.12 darstellen und drückt den Einfluss, nicht aber die Höhe, der nicht-induktiven Parameter aus. Zum Zweck der Anschaulichkeit wird hierzu weiterhin die Ersatzimpedanz  $L_{||}$  eingeführt. Diese entspricht der Parallelschaltung aus  $L_S$  und  $L_D$ .

$$\chi = \frac{L_S}{L_D + L_S} \quad (3.11)$$

$$\zeta = \frac{L_{||}}{L_{||} + L_P + L_\theta} \text{ mit } L_{||} = L_S || L_D = \frac{L_S \cdot L_D}{L_S + L_D} \quad (3.12)$$

Abbildung 3.7 kann der Ausnutzungsfaktor in Abhängigkeit von  $\chi$  und  $\zeta$  entnommen werden. Die zugrunde liegende Simulation wurde in MATLAB Simulink unter Verwendung des nach Abbildung 3.6 gezeigten Abstraktionslevels unter Berücksichtigung von Schleusenspannungen und ohmschen Leitungsbelägen durchgeführt. Sie ist mit der analytischen Beschreibung aus Gleichung 3.8 und Gleichung 3.9



**Abbildung 3.7:** Ausnutzungsfaktor  $u$  in Abhängigkeit von  $\zeta$  und  $\chi$  bei  $f_0 = 40$  kHz (simuliert mit MATLAB Simulink)

übereinstimmend verglichen worden. Es zeigt sich, dass für sehr kleine Spannungsteilverhältnisse der Einfluss des Stromteilers stark abnimmt. Das kann auf die Verminderung des Einflusses der Induktivitäten auf die Stromverteilung zurückgeführt werden. Für Spannungsteiler, deren Ersatzimpedanz  $L_{||}$  weniger als 1% der gesamten Pulskreisinduktivität ausmacht, dominieren die ohmschen Teilverhältnisse und die Schleusenspannungen der Halbleiter hingegen zunehmend. Aufgrund der sich durch die Gleichstrombelastung gegensätzlich verhaltenden Spannungsgradienten zwischen Dioden-Zweig und GCT-Zweig führt dies allgemein zu einer Erhöhung des Ausnutzungsfaktors. Dies sollte demnach gerade rückwärtsleitende RC-IGCTs begünstigen, die sich aufgrund ihrer Kompaktheit durch sehr kleine Induktivitätswerte gegenüber extern angeschlossenen Dioden auszeichnen. Generell ist festzuhalten, dass ein geringer Wert für  $\chi$  und  $\zeta$  gleichermaßen günstig für einen hohen Ausnutzungsfaktor ist.

### 3.2.1.3 Stromtragfähigkeit

Nachdem wesentliche Einflussfaktoren zur Erfüllung der gegenstromgestützten Abschaltung behandelt wurden, ist weiterhin zu klären, welches Potential das Prinzip

unter Einsatz heute verfügbarer Komponenten aufweist. Als elementar kann hierbei die zulässige Sperrschichttemperatur gesehen werden. Diese darf beim IGCT 125 °C nicht übersteigen. Somit ist diese ein notwendiges Kriterium für die Charakterisierung des maximalen Abschaltvermögens.

**Tabelle 3.2:** Szenarien für die in Abbildung 3.8 dargestellten Kurven

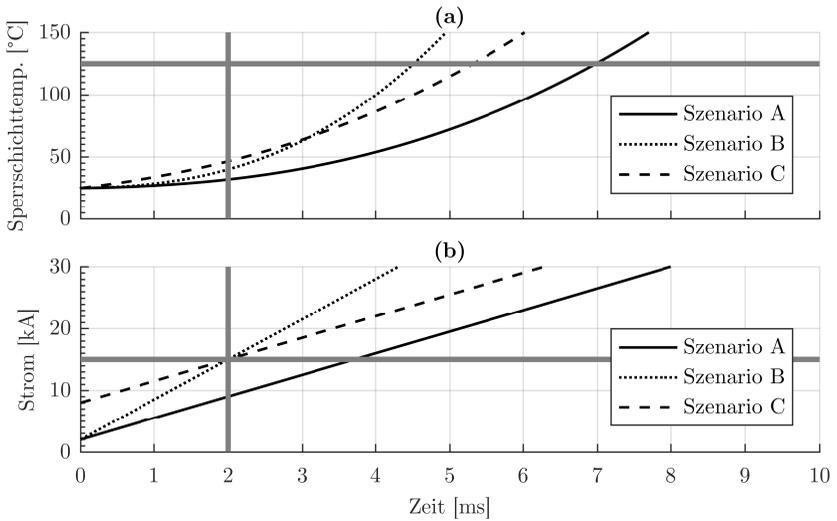
Parameter	Szenario A	Szenario B	Szenario C
$\theta_{\text{amb}}$	25 °C	25 °C	25 °C
$I_0$	2 kA	2 kA	8 kA
$di/dt$	3,5 kA ms <sup>-1</sup>	6,5 kA ms <sup>-1</sup>	3,5 kA ms <sup>-1</sup>

Zur Modellierung der Sperrschichttemperatur im transienten Belastungsfall ist das Foster-Modell auf Basis der im Datenblatt angegebenen thermischen Ersatzimpedanz normalerweise ungeeignet. Dies hängt mit dem unberücksichtigten Antwortverhalten der an die Umgebung abgegebenen Wärmeleistung zusammen. Allerdings kann mit der in [41] beschriebenen Methode dieses Problem umgangen und gemäß der darin durchgeführten Verifikation eine hinreichend genaue Nachbildung des Verhaltens erzeugt werden. Mit den in Tabelle 3.2 gegebenen Szenarien wurde die Sperrschichttemperatur des IGCT *5SHY55L4500* entsprechend den Angaben in dessen Datenblatt [13] simuliert.

Die Ergebnisse in Abbildung 3.8 zeigen, dass für keines der drei Szenarien ein Temperaturhub von mehr als 20 K innerhalb der ersten 2 ms erzeugt wird. Szenario A, welches in seiner Art mit der in [29] exemplarisch dargelegten Stromkurve übereinstimmt, zeigt erwartungsgemäß den moderatesten Temperaturanstieg. Die anderen beiden Kurven beschreiben mögliche Abwandlungen, die beispielsweise durch einen höheren, initialen Lastfluss oder kleinere Strombegrenzungsdrosseln zu Stande kämen. Beide lassen trotz der deutlich ausgeprägteren Stresssituation die Zulässigkeit einer als typisch ansehbaren Belastungsdauer erwarten. Die dabei zu Grunde gelegten Stromkurven stellen eine Abschätzung nach oben dar und dürften in einem konkreten System im statistischen Mittel teils deutlich geringer ausfallen und so einen begünstigenden Effekt auf die Lebensdauer haben.

### 3.2.1.4 Spannungsbelastung

Zuletzt soll untersucht werden, welche Spannungsbelastungen an den Komponenten aufgrund des hochfrequenten Stroms allgemein zu erwarten sind und wie sich gegebenenfalls eine Serienschaltung im Falle einer Spannungskaskadierung verhalten würde. Hierfür wird das Modell aus Abbildung 3.6 erweitert. Die Anordnung

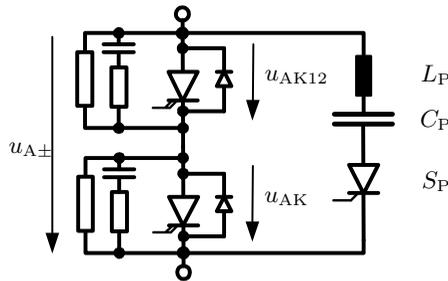


**Abbildung 3.8:** Untersuchung der Stromtragfähigkeit durch Abbildung des thermischen Halbleiterverhaltens

- (a) Simulation der Sperrschichttemperatur des GCT  
*5SHY55L4500* mit erweitertem Foster-Modell [41]  
 (b) zugrunde gelegte Stromverläufe

wird nach Abbildung 3.9 mit RC-Snubber ( $C = 200 \text{ nF}$ ,  $R = 1 \Omega$ ) und ohmschen Steuerungselementen ausgestattet. Bezüglich der Isolationskoordination wird bei einer  $25 \text{ kV}$ -Zelle eine transiente Schaltspannungsbelastung von  $40 \text{ kV}$  angenommen. Um eine vergleichbare Sicherheitsmarge wie in [29] zu erzielen wird diese zur Auslegung mit dem Faktor  $k = 4/3$  multipliziert. Dies resultiert in einer Stückzahl von 13 Halbleitern. Ein mögliches Optimierungspotential bleibt an dieser Stelle unberücksichtigt, da konkrete Einflüsse in der Schaltungssimulation nicht mehr aussagekräftig abgebildet werden können. Hier spielt neben Signallaufzeiten mit resultierendem Jitter in der Abschaltung vor allem die Grenze zur Nachbildung eines Abschaltvorgangs eine wesentliche Rolle.

Bisher wurde beschrieben, wie sich der Ausnutzungsfaktor zusammensetzt. Dazu ist das Halbleiterverhalten durch seine stationär gültige Durchlasskennlinie über Schleusenspannung und ohmschen Widerstand angenähert worden. Dies ist nicht nur für die Auslegung des Pulskreises hilfreich, sondern erlaubt gleichzeitig die Bestimmung einer unteren Grenze für die Spannungsbelastung des GCT in Rückwärtsrichtung. Tatsächlich wird dabei jedoch ein den Gegenstrom wesent-

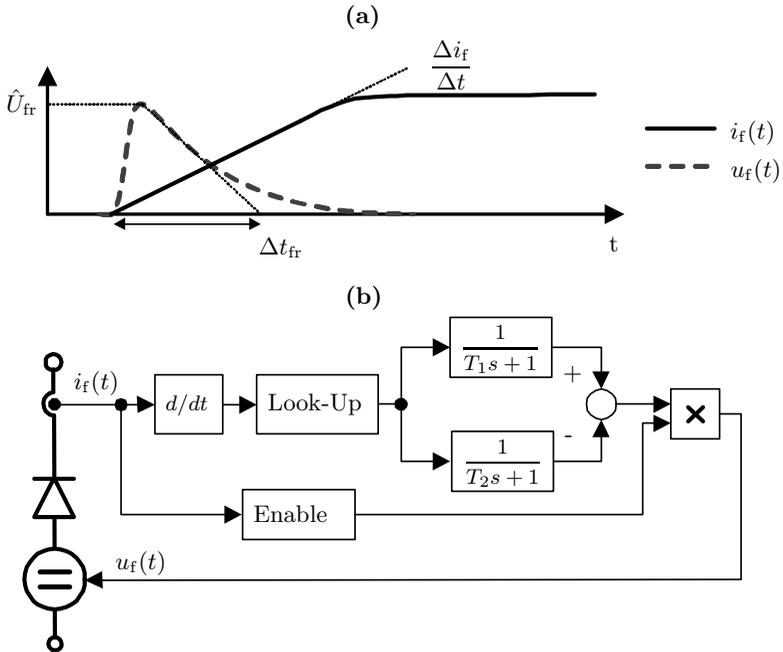


**Abbildung 3.9:** Modell der 25 kV-Schaltzelle mit 40 kV Schaltspannungsbelastung

lich beeinflussender Halbleitereffekt vernachlässigt. Der bereits erwähnte *Forward-Recovery-Effekt* der antiparallel zum GCT angeordneten Siliziumdiode erzeugt eine vom Stromanstieg abhängige Spannung [58]. Vergleichbar einer Induktivität wird beim Aufbau des Stromes eine Spannung über der Diode generiert. Diese wiederum korrekt nachzubilden erfordert genaue Kenntnisse über halbleiterphysikalische Prozesse und führt schnell zu den bereits angeführten Schwierigkeiten in Bezug auf die Modellierung des Schaltverhaltens innerhalb einer Simulationsumgebung.

Ein in [11] beschriebener Ansatz nutzt für den *Reverse-Recovery-Effekt* und den *Forward-Recovery-Effekt* gleichermaßen eine Parameterextraktion auf Basis zugänglicher Daten. Während die Modellierung des Reverse-Recovery-Effekts zuverlässig funktioniert und auch Eingang in kommerzielle Software gefunden hat, konnte der Forward-Recovery-Effekt im Rahmen dieser Arbeit nicht mit gängigen Solvern stabilisiert werden. Um dennoch eine qualitative Einschätzung zu dessen Auswirkungen zu erhalten, wurde die in Abbildung 3.10a dargestellte vereinfachte Kurvenform gewählt. Diese kann in einem Modell entsprechend Abbildung 3.10b durch zwei unterschiedlich besetzte Tiefpass-Glieder erster Ordnung nachgebildet werden und erfasst so in groben Zügen die Auswirkungen des Einschaltvorgangs der Diode. Aus Gründen der numerischen Stabilität wurde das Modell in Abbildung 3.9 nur durch zwei Schalteinheiten wie dargestellt nachgebildet. Dazu wurden Impedanz- und Komponentenparameter so eingestellt, dass sich bezogen auf die Pulsstromeinprägung eine Serienschaltung aus den genannten 13 Halbleiterschaltern ergibt, wobei der obere Schalter zwölf Einheiten entspricht und der darunter liegende genau einer. Die entsprechenden Spannungen und Ströme wurden daraufhin am unteren Schalter betrachtet.

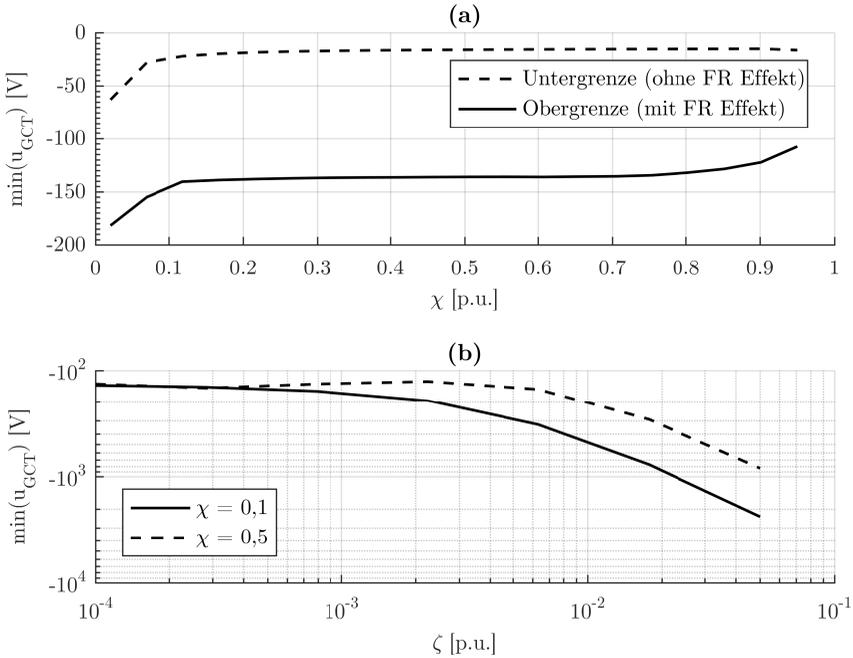
So wird eine qualitative Einschätzung der Problematik ermöglicht, wobei die Genauigkeit wesentlich von der zur Verfügung stehenden Datenlage abhängt. Für eine erste Annäherung an die Problematik wurde auf Parameter aus [12] zurückge-



**Abbildung 3.10:** Modellierung des Forward-Recovery Effekts der Diode zum antiparallelen GCT  
 (a) Schematischer Kurvenverlauf [58]  
 (b) Implementierungsansatz für die Schaltungssimulation

griffen. Diese sind für eine Sperrschichttemperatur von  $125^\circ\text{C}$  angegeben, welche deutlich höher ist als in der Praxis zu vermuten. Da eine geringere Temperatur den *Forward-Recovery-Effekt* nach [58] abschwächt, stellen die simulierten Belastungen eine Orientierungshilfe für die Obergrenze dar.

Als besonders kritischen Fall anzusehen ist die gegenstromgestützte Abschaltung wenig oberhalb der natürlichen Abschaltgrenze des GCT, das heißt der abzuschaltende Strom ist nur wenig größer als  $I_{TGQM}$ . In diesem Fall kann auf die Gegenstromeinprägung nicht mehr verzichtet werden, andererseits kann die Pulsstromamplitude durch den gegebenen Aufbau des Pulskreises mit  $C_P$  und  $L_P$  nicht verringert werden. Damit fließt ein Großteil des Pulsstromes durch die Diode. Die sich ergebenden negativen Spannungen am GCT sind in Abbildung 3.11 für variierende  $\chi$  und  $\zeta$  dargestellt. Als akzeptable (transiente) Rückwärtsbelastung kann die übliche Kommutierung innerhalb eines Umrichters für die Beurteilung



**Abbildung 3.11:** Spannungsbelastung eines einzelnen GCT innerhalb einer 25 kV Schaltzelle bei fester Resonanzfrequenz ( $i_b(t_0) = 4,5 \text{ kA}$ ,  $f_0 = 40 \text{ kHz}$ ,  $L_P \approx 3,1 \text{ }\mu\text{H}$  und  $C_P = 5,1 \text{ }\mu\text{F}$ )  
 (a) variables  $\chi$  ( $\zeta = 2,5 \cdot 10^{-4}$ )  
 (b) variables  $\zeta$  ( $\chi = 0,1$  und  $\chi = 0,5$ )

heran gezogen werden. Dabei treten durch die GCT Abschaltung im Diodenteil des RC-IGCT laststromabhängige Stromsteilheiten auf. Durch die Abschaltzeit von circa einer Mikrosekunde dürfte eine Stromanstiegssteilheit von  $3 \text{ kA } \mu\text{s}^{-1}$  im üblichen Betriebsbereich des Umrichters liegen. Dies entspricht für den rückwärtsleitenden RC-IGCT *5SHX 26L4520* gemäß dem Datenblatt bei angegebener Sperrschichttemperatur von  $125 \text{ }^\circ\text{C}$  gerade  $250 \text{ V}$ . Dieser Umstand wird in der vorliegenden Simulation über einen weiten Bereich hinweg eingehalten. Dennoch ist die vorliegende Kurzzeitbelastung gemessen an der statischen Durchbruchspannung in Rückwärtsrichtung erheblich. Dabei bleibt die Frage offen, welchen Einfluss die wiederkehrenden transienten Belastungen durch Rückwärtsspannungsspitzen konkret auf die Lebensdauer des GCT haben.

### 3.2.2 Verhalten auf Schalter-Ebene

Der Abschaltvorgang kann unterteilt werden in die Kommutierung zwischen dem Hilfsschalter  $S_{AB}$  und dem Hauptschalter  $S_{MB}$  unter Berücksichtigung der kritischen Stromanstiegssteilheit  $(di_T/dt)_{cr}$  mit Hilfe von Gleichung 2.1, sowie den Kommutierungsvorgang zwischen Hauptschalter  $S_{MB}$  und den Ableitern. Letzterer führt zur eigentlichen Abschaltung mit sich anschließender Klärungsphase, also der Stromreduktion mit einhergehendem Abbau magnetischer Feldenergie. Dazu muss die Spannung über dem Hauptschalter die Ansprechspannung der Absorber erreichen. Dies ist nur durch eine ausreichende Sperrspannung der in Reihe geschalteten IGCTs und eine notwendigerweise homogene Spannungsaufteilung auf die einzelnen Elemente möglich. Zur Realisierung von Abschaltströmen jenseits der konventionellen IGCT-Spezifikation  $I_{T_{GQM}}$  ist außerdem die integrierte Gegenstromeinprägung notwendig.

**Tabelle 3.3:** Annahmen für die Simulation der Unterbrechung durch den Hauptschalter

Parameter	Wert	Beschreibung
$N$	21	Zahl der kaskadierten Schaltzellen
$U_{dc}$	500 kV	Bemessungsspannung des Systems
$A_1$	750 kV	positiver Schutzpegel
$A_2$	40 kV	negativer Schutzpegel
$L_{dc1}, L_{dc2}$	50 mH	Drossel
$R_2$	4 $\Omega$	Pulswiderstand ausgelegt zu $A_2$ bei $I_b$
$L_\sigma$	15 $\mu$ H	Kommutierungsinduktivität
$C_{LCS}$	10 $\mu$ F	Snubberkapazität der Kommutierungseinheit
$\Delta t_{FD}$	< 2 ms [62]	Öffnungszeit des schnellen Trenners
$C_P$	5,1 $\mu$ F	Kapazität des Pulskreises
$R_P$	1,3 $\Omega$	Widerstand des Pulskreises
$L_P$	3,1 $\mu$ H	Induktivität des Pulskreises
$max(di_P/dt)$	$\approx 7,5 \text{ kA } \mu\text{s}^{-1}$	Maximales $di/dt$ des Pulsstroms
$\Delta t_c$	90 $\mu$ s	Schonzeit des Pulsschalters $S_P$
$\Delta t_{Sp(off)}$	$0,6 \cdot \Delta t_c$	Freiwerdezeit des Pulsschalters $S_P$
$R_C$	5 k $\Omega$	Ladewiderstand in der Schaltzelle
$R_{C2}$	10 k $\Omega$	Ladewiderstand auf $U_{dc}$ ausgelegt

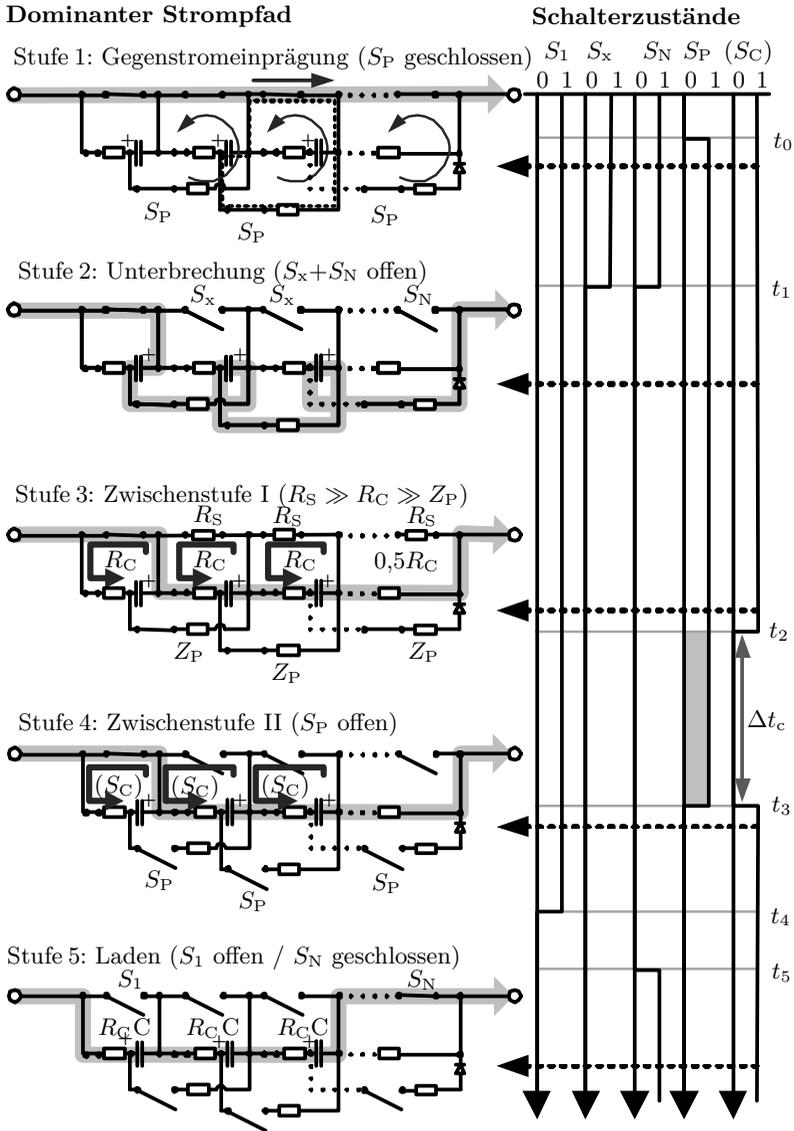
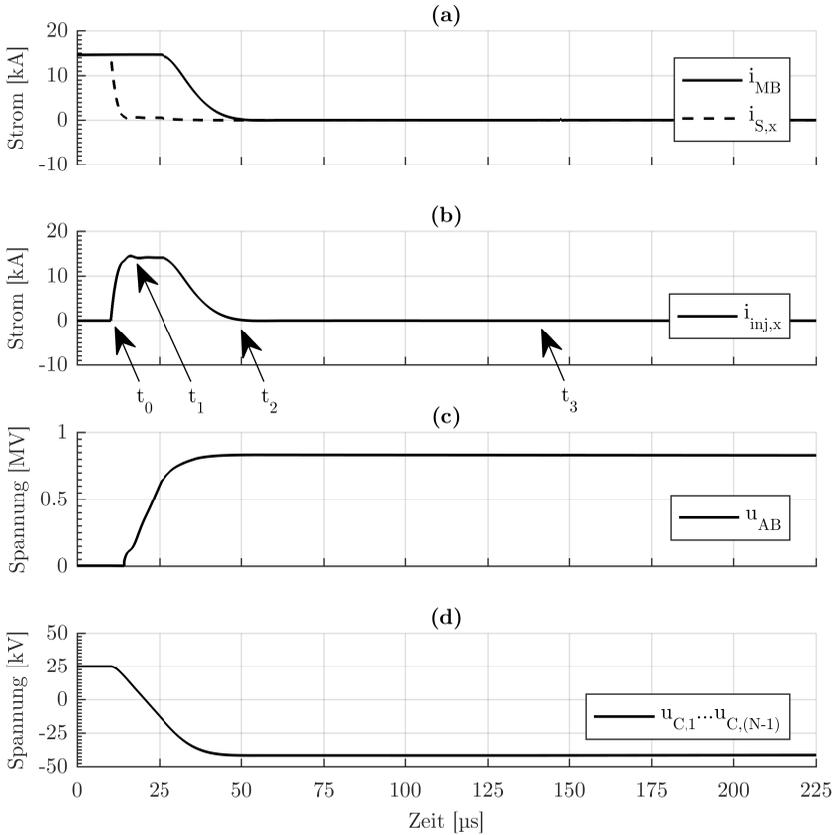


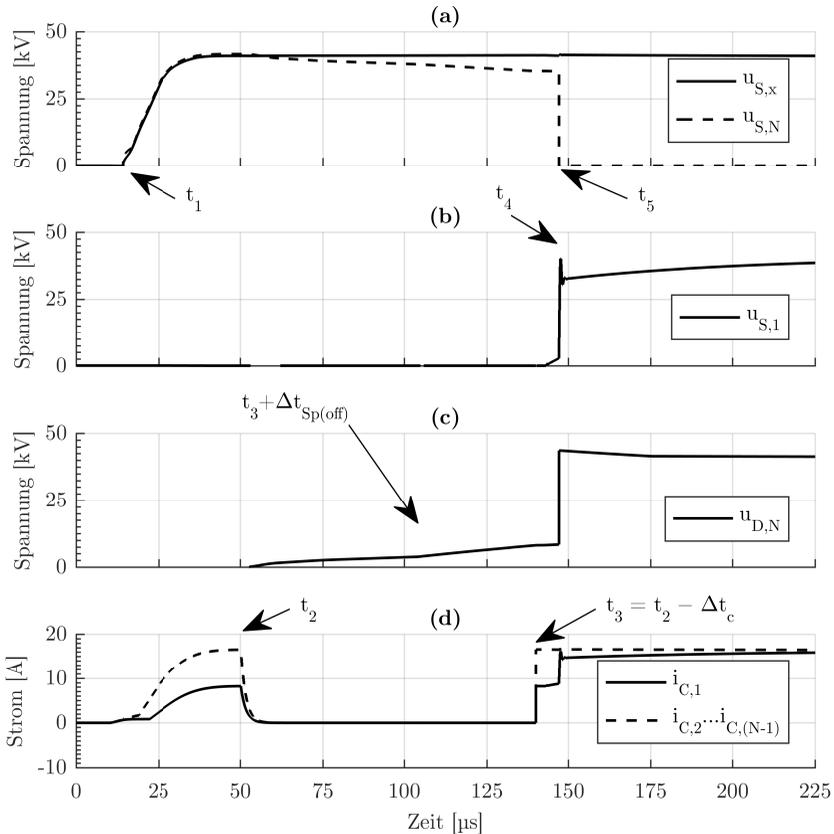
Abbildung 3.12: Schaltsequenz des Hauptschalters



**Abbildung 3.13:** Simulation einer Schaltsequenz des Hauptschalters (Teil 1)

- (a) Strom in  $S_{MB}$  und Schaltzellenschaltern  $S_x$
- (b) Strom  $i_{inj}$  durch Einschalter  $S_P$
- (c) Spannung über dem Hilfsschalter  $S_{AB}$
- (d) Spannung der Pulscondensatoren

Der gegenstromgestützte Abschaltvorgang der Topologie gemäß Abbildung 3.2 unterteilt sich dabei in fünf Schaltphasen, deren dominante Strompfade innerhalb des Schalters, sowie die dazugehörigen Steuersignale in Abbildung 3.12 in chronologischer Reihenfolge dargestellt sind. Für die dazugehörige Simulation in Abbildung 3.13 und Abbildung 3.14 sind die Parameter in Tabelle 3.3 angenommen worden. Die Schaltphasen ergeben sich dabei wie folgt:



**Abbildung 3.14:** Simulation einer Schaltsequenz des Hauptschalters (Teil 2)

- (a) Spannung der Schaltzellenschalter  $S_x$  mit  $x \in [2, N]$
- (b) Spannung des ersten Schaltzellenschalters  $S_1$
- (c) Spannung über dem Diode  $D_N$
- (d) Ladeströme der Pulscondensatoren

- *Stufe 1:* Die Bedingung zur Einleitung des Abschaltvorganges ist die Wiedererlangung der vollen Spannungsfestigkeit des schnellen Trenners  $S_{FD}$  nach dem Öffnen. Sobald dieses Kriterium erfüllt ist, beginnt der Unterbrechungsvorgang mit dem Schließen der Schalter  $S_P$ . Dadurch wird der Resonanzkreis gebildet, welcher den notwendigen Gegenstrom erzeugt. Er ist charakterisierbar durch die dominierende Impedanz  $Z_P$  bestehend aus einem ohmschen

Anteil  $R_P$  und einem induktiven Anteil  $L_P$ . Die Energie zur Erzeugung des Gegenstromes wird durch den vorgeladenen Pulscondensator  $C_P$  bereitgestellt. Der quasi-sinusförmige Pulsstrom reduziert durch Superposition temporär den Abschaltstrom und damit die Belastung des IGCT, sodass ein Öffnen möglich wird. Dies ist den Abbildungen 3.13a und 3.13b zu entnehmen. Während eines engen Zeitfensters innerhalb dessen der Strom in den Schaltern  $S_x$  mit  $x \in [2, N]$  auf Werte innerhalb der SOA reduziert bleibt, muss die Abschaltung stattfinden. Gegebenenfalls kann zur Erreichung des optimalen Schaltzeitpunkts eine Vorsteuerung des GCT Treibers notwendig sein. Das zulässige Zeitfenster ergibt sich dabei aus abzuschaltendem Strom, Pulsstrom und Resonanzfrequenz des Pulskreises wie in Kapitel 3.2.1.1 beschrieben.

- *Stufe 2:* Nach erfolgter Abschaltung kommutiert ein gegebenenfalls vorhandener Reststrom aus den IGCT-Schaltern  $S_x$  mit  $x \in [2, N]$  in die Pulscondensatoren, wie in Abbildung 3.12 gezeigt. Dabei muss die wirksame Induktivität beachtet werden um eine Zerstörung des IGCT in Folge einer Spannungsüberhöhung zu vermeiden. Im einfachsten Fall entspricht diese Induktivität gerade  $L_P$ . Grund für den definierten Strompfad ist ein Steuerungseffekt, der auf unterschiedlichen Leitfähigkeiten in der Anordnung zurückzuführen ist. Der Widerstand  $R_C$  ist deutlich größer als die Pulskreisimpedanz und kann hier als Unterbrechung betrachtet werden. So wird der Pulscondensator weiter in Rückwärtsrichtung geladen. Er definiert über seinen linearen Spannungsanstieg eine homogene Spannungsverteilung über die einzelnen Stufen und trägt so zum kontrollierten Aufbau der Schaltspannung bei. Im gewählten Beispiel sinkt die Spannung über den Kondensatoren auf ca.  $-40\text{ kV}$  wie in Abbildung 3.13d gezeigt. Die Steilheit der resultierenden Schaltspannung, gezeigt in Form von  $u_{AB}$  in Abbildung 3.13c, kann mit Gleichung 3.13 als die summierte Spannungssteilheit der Einzelkondensatoren abgeschätzt werden.

$$\sum_{n=2}^N (du_{C,n}/dt) = \sum_{n=2}^N -\frac{i_b(t_1)}{C_{P,n}} = -(N-1) \frac{i_b(t_1)}{C_P} \quad (3.13)$$

Sobald die Summenspannung der Kondensatoren die Ableiterschutzspannung erreicht, kommutiert der Strom erneut und wird nun entsprechend der erzeugten Gegenspannung reduziert, das heißt die Stromreduktionsphase im Übertragungssystem beginnt. Im vorliegenden Beispiel ist der Kommutierungsvorgang nach etwa  $25\ \mu\text{s}$  abgeschlossen und ist ebenfalls von der Streuinduktivität  $L_\sigma$ , sowie dem nahezu unveränderten Strom  $i_b$  und der Gesamtkapazität der Kondensatoren abhängig. Der Schalter  $S_1$  selbst nimmt nicht an dem Unterbrechungsvorgang teil, da dieser nicht über den nötigen Resonanzkreis verfügt, er wird erst während des Ladevorganges benötigt und kann bei der Dimensionierung entsprechend angepasst werden.

- *Stufe 3:* Im Übergang zu Stufe 3, also mit der Kommutierung des Abschaltstroms in die Ableiter, wechselt der dominante Strompfad und die im Vergleich zu  $i_b$  sehr geringen Umladevorgänge gewinnen an Relevanz. Im Verlauf des Übergangs beginnt ein unausgeglichener Ladestrom gemäß Abbildung 3.14d über die Ladewiderstände  $R_C$  zu fließen. Dieser umgeht den Kondensator der ersten Schaltzelle. Ergänzend findet eine Entladung aller Kondensatoren über die Rückwärtsdioden der IGCT-Schalter  $S_x$  mit  $x \in [1, N - 1]$  statt. Der Strom  $i_{C,1}$ , der in der in Abbildung 3.12 markierten Masche der ersten Stufe fließt, wird durch die Ladespannung des Kondensators und den Ladewiderstand  $R_C$  bestimmt. Die übrigen Ströme  $i_{C,y} \in [2, N]$  ergeben sich neben der Kondensatorentladung ergänzend aus dem parasitären Ladekreis. Sofern unter Berücksichtigung des Blockierwiderstands  $R_S$  des IGCT der Zusammenhang entsprechend Gleichung 3.14 gilt, können diese nach Gleichung 3.15 abgeschätzt werden.

$$Z_P \ll R_C \ll R_S \quad (3.14)$$

$$i_{C,y} \approx \frac{\max(|u_{AB}|) + (N - 2) \cdot \max(|u_{C,n}|)}{(N - 1,5) \cdot R_C}; n \in [2, N - 1] \quad (3.15)$$

Sofern der Schalter  $S_P$  durch einen Thyristor oder eine Schaltfunkenstrecke realisiert wird, erfordert dieser die Einhaltung der Schonzeit zur Rückgewinnung seiner Sperrfähigkeit. Hierfür kann der Schalter  $S_C$  genutzt werden. Er verfügt über einen vergleichsweise geringen Bemessungsstrom und dient ausschließlich dem Unterbrechen von Streuströmen wie sie durch Parameterstreuungen möglicherweise entstehen können. Für die Dauer der Schonzeit, also die Freiwerdezeit mit einem Sicherheitsfaktor beaufschlagt, bleibt  $S_C$  offen und kann anschließend wieder geschlossen werden. Damit geht der Schalter  $S_P$  in den Sperrzustand über. Im vorliegenden Szenario sind die Ladeströme zu jedem Zeitpunkt deutlich geringer als 20 A. Damit kann der Schalter  $S_C$  vergleichsweise klein gehalten werden.

- *Stufe 4:* Mit Übergang zu Stufe 4 ist der Strom  $i_b$  vollständig in die Ableiter kommutiert und die Pulsschalter  $S_P$  haben ihre Vorwärtssperrfähigkeit zurückerlangt. Als letzter Schritt ist nun ein Übergang in den finalen und dauerhaft vorliegenden Ladezustand notwendig. Zwar wird mit dem Ladevorgang bereits zuvor begonnen, allerdings ohne den Kondensator der ersten Stufe zu berücksichtigen. Dieser ist noch gebrückt und könnte bei einem erneuten Abschaltvorgang zunächst nicht eingesetzt werden. Die  $N$ -te Schaltzelle verfügt über eine zusätzliche Diode  $D_N$  und einen Ladewiderstand der gerade halb so groß ist wie die übrigen. Durch die invers geladenen Kondensatoren entspricht die treibende Spannung etwa der doppelten Systemspannung. Daher ist der Ladestrom erhöht. Wegen des Fehlens eines Kondensators in der  $N$ -ten Schaltzelle würde sich die Spannungsbelastung über  $S_N$  gegenüber den anderen Schaltern verdoppeln. Um eine

aufwändige Anpassung der Bemessungsspannung zu vermeiden, wird stattdessen der Widerstand halbiert. Die zusätzliche Diode verhindert wiederum eine unkontrollierte Entladung des Kondensators der vorletzten Stufe, wenn  $S_N$  geschlossen wird. Dies geschieht nach dem stromlosen Öffnen von  $S_1$  und führt zur Herstellung des (ruhenden) Ausgangsschaltzustands in Form der fünften Stufe.

- *Stufe 5:* Die fünfte Stufe entspricht gleichzeitig dem Ausgangszustand vor Einleitung eines Abschaltvorganges. Der Schalter ist offen und die Kondensatoren werden über den dominanten Strompfad passiv geladen. Durch den äußeren Aufbau wird der Hauptschalter, wie Abbildung 3.15 zu entnehmen ist, vom System versorgt. Innerhalb des Hauptschalters wird ein Ladepfad über die Widerstände  $R_C$  und die Pulskondensatoren hergestellt. Nach außen ergibt sich über die Gleichrichterdioden und die Drosseln hinweg eine Verbindung zur Systemspannung als Quelle. Deren Kreis schließt sich wieder über Erde oder metallischem Rückleiter, sowie über die Widerstände  $R_2$  und  $R_{C2}$ .

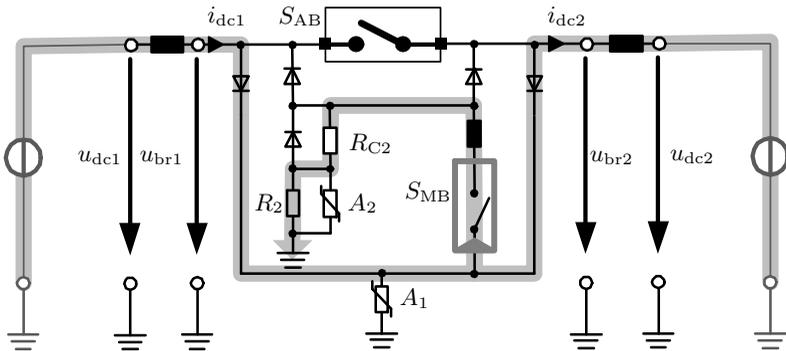


Abbildung 3.15: Passiver Ladekreis über  $u_{dc1}$  und/oder  $u_{dc2}$  durch das System versorgt

Der kommutierte Ladewiderstand  $R_{C1}$  des Hauptschalters ergibt sich nach Gleichung 3.16.

$$R_{C1} = \sum_{n=1}^N R_{C,n} = (N - 1) \cdot R_C + 0,5 \cdot R_C = (N - 0,5) \cdot R_C \quad (3.16)$$

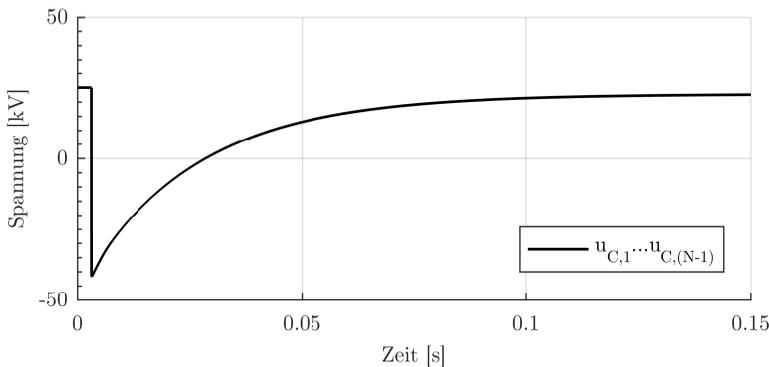
Das resultierende Ladeverhalten kann dann durch einen RC-Tiefpass angenähert werden und resultiert in einer Ladedauer  $\Delta t_C$  entsprechend Gleichung 3.17.

$$\Delta t_C (95\%) = 3 \cdot \tau_C = 3 \cdot \frac{C_P}{N-1} (R_{C1} + R_{C2} + R_2) \quad (3.17)$$

Wesentlich bei der Auslegung des kommutierten Ladewiderstands  $R_{C1}$  ist der Kompromiss aus einer akkuraten Entkopplung von Lade- und Entladungspfad und gleichzeitig geringer Ladedauer  $\Delta t_C$  für eine schnelle Wiederherstellung der Einsatzbereitschaft nach einem Auslösevorgang. Die Ladedauer im vorgestellten Szenario beträgt, wie Abbildung 3.16 zu entnehmen ist, circa 80 ms. Diese kann mit Rücksicht auf die bereits in Kapitel 1.1.2 diskutierte Regenerationsdauer bei Luftstreckenisolierung sehr wahrscheinlich als akzeptabel angenommen werden.

Als Teil des Entkopplungsproblems zu betrachten ist weiterhin eine Entladung der Pulscondensatoren, die auftritt wenn der Hauptschalter leitet. In dieser Zeit bildet sich ein Stromkreis über die Kapazitäten  $C_P$  und Ladewiderstände  $R_C$  sowie über den geschlossenen Schalter der jeweiligen Stufe aus. Diese vergleichsweise kurze Dauer  $\Delta t$  ist wiederum wesentlich bestimmt durch die Öffnungszeit des schnellen Trenners. Der damit verbundene Ladespannungsabfall kann mit Gleichung 3.18 für weitere Betrachtungen bestimmt und die Konformität mit den Bedingungen an eine korrekte Abschaltung geprüft werden.

$$\Delta u_C = u_C \cdot \left[ 1 - \exp \left( -\frac{\Delta t}{R_C C_P} \right) \right] \quad (3.18)$$



**Abbildung 3.16:** Simulation des Ladevorgangs einzelner Pulscondensatoren nach einer Abschaltung

### 3.2.3 Verhalten auf System-Ebene

Hochspannungsgleichstromleistungsschalter haben die Aufgabe Fehler schnell und zuverlässig zu unterbrechen. Dabei sollen Rückwirkungen auf das System zu Lasten des Weiterbetriebs vermieden werden. Ein ausgeprägtes Schwingungsverhalten, ausgelöst durch einen Schaltvorgang, kann grundsätzlich dazu geeignet sein, eine Schutzabschaltung der Konverter oder kritische Überspannungen im Isolationsystem zu verursachen. Beides ist wegen des zu erwartenden Übertragungsleistungsausfalls und möglicher Sekundärschäden problematisch.

Interne Kommutierungsvorgänge vor dem Aufbau der Schaltspannung können durch eingesetzte Drosseln in der Regel ausreichend vom äußeren System entkoppelt werden. Sie führen daher nicht zu relevanten Störern. Anders verhält es sich nach dem Unterbrechungsvorgang, wenn der Strom durch die anliegende Schaltspannung in die Ableiter kommutiert. Dabei beeinflussen deren Art und Parametrierung das System ebenso wesentlich, wie die gewählte Anordnung und der möglicherweise vorhandene Erdbezug. Hinzu kommen noch statistisch variierende Fehlerorte mit charakteristischen Fehlerimpedanzen und komplexen Wanderwellenphänomenen. Die Auslegung einer angepassten Isolationskoordination wie auch die Wahl des Regelschemas und die Einstellung der entsprechenden Reglerparameter in den Convertern erfordert die Kenntnis über individuelle Komponentenspezifikationen und ein umfangreiches Systemverständnis. Im Folgenden soll ein auf den Schaltvorgang bezogener Überblick zum grundsätzlichen Systemverhalten gegeben werden, wobei Teilspekte herausgegriffen und bewertet werden.

Die Ausgangsfragestellung für die Untersuchungen in diesem konkreten Anwendungsfall, wie auch allgemein für die Realisierung der Energieabsorption, ist die Anordnung der eingesetzten Ableiter. Im vorliegenden Fall besteht die Möglichkeit den eingehenden vom ausgehenden Fehlerstrom gesondert zu behandeln. Die Diodenbeschaltung nach Abbildung 3.1 gibt eine Richtung vor und erlaubt so statt einer reinen Parallelschaltung weitere Konfigurationsmöglichkeiten. In Abbildung 3.17 sind die zwei Varianten jeweils für ihren Einsatz am positiven und negativen Pol einer Übertragungsstrecke dargestellt. In Konfiguration *A* ist ein Erdbezug unmittelbar an der Klemme des Hauptschalters über einen spannungsbegrenzenden Metalloxidableiter  $A_1$  gegeben. Die Polaritätsumkehr ist anforderungsspezifisch über die Ableiter  $A_2$  und  $R_2$  einstellbar. In Konfiguration *B* findet sich lediglich ein dem Hauptschalter parallel angeordneter Überspannungsableiter, der idealerweise die gesamte Energie des Fehlerkreises aufnehmen soll. Neben der internen Absorberanordnung, sind weitere Ableiter zur Isolationskoordination vorgesehen. Diese verfügen über eine geringe Energieaufnahmefähigkeit und sollten daher so ausgelegt sein, dass Schaltheandlungen diese gegenüber schalterinternen Elementen nur unterdurchschnittlich belasten. Das für die Evaluierung zugrunde gelegte Übertragungssystem mit  $\pm 500$  kV ist als MTS mit drei MM-Cs in Form von symmetrischen Monopolen aufgebaut. Entsprechend Abbildung

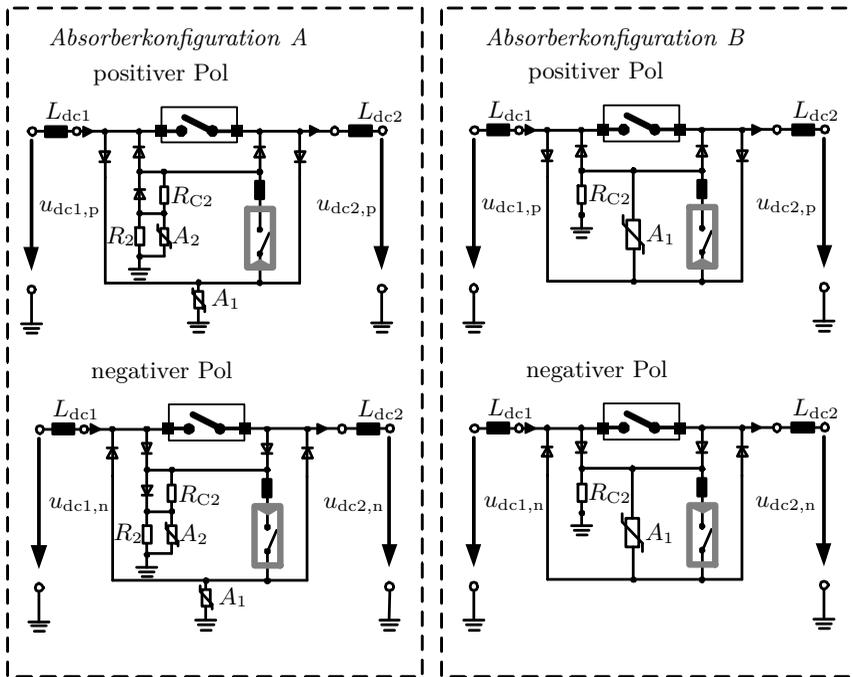
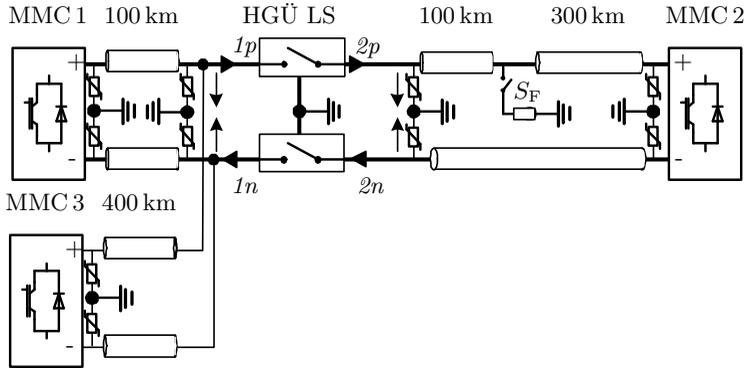


Abbildung 3.17: Varianten der Ableiterkonfiguration für den behandelten Ansatz für positiven und negativen Pol

3.18 führt ein Gabelpunkt 100 km von MMC 1 entfernt zu MMC 2 und MMC 3. Die Übertragungsleitung ist mit dem Bergeron-Modell nachgebildet. Ein bipolar aufgebauter HGÜ-Leistungsschalter ermöglicht die Aufteilung des MTS mit bestehenbleibender Punkt-zu-Punkt-Verbindung zwischen MMC 1 und MMC 3. Die Enden der Übertragungsleitungen sind mit Überspannungsableitern ausgestattet. Deren Schutzpegel liegt bei 750 kV gegen Erde. Der Schalter kann entsprechend Abbildung 3.17 durch den Wechsel der Ableiterkonfiguration und drehen der Dioden für den negativen Pol adaptiert werden. Dabei sollen zwei Szenarien gemäß den Ableiterkonfigurationen A und B untersucht werden. In der zugrunde gelegten Betriebssituation wird eine Leistung von 2 GW von MMC 2 aufgenommen. Nach 10 ms tritt 100 km hinter dem Gabelpunkt ein positiver Pol-zu-Erde Fehler auf, der durch Schließen von Schalter  $S_F$  eingeleitet wird.

Die Genauigkeit der Ergebnisse ist aufgrund des einfachen Modells nur für eine qualitative Aussage geeignet. Die Modellierung der Leitung mit dem Bergeron-Modell sorgt für eine eingeschränkte Impedanznachbildung im Frequenzbereich.



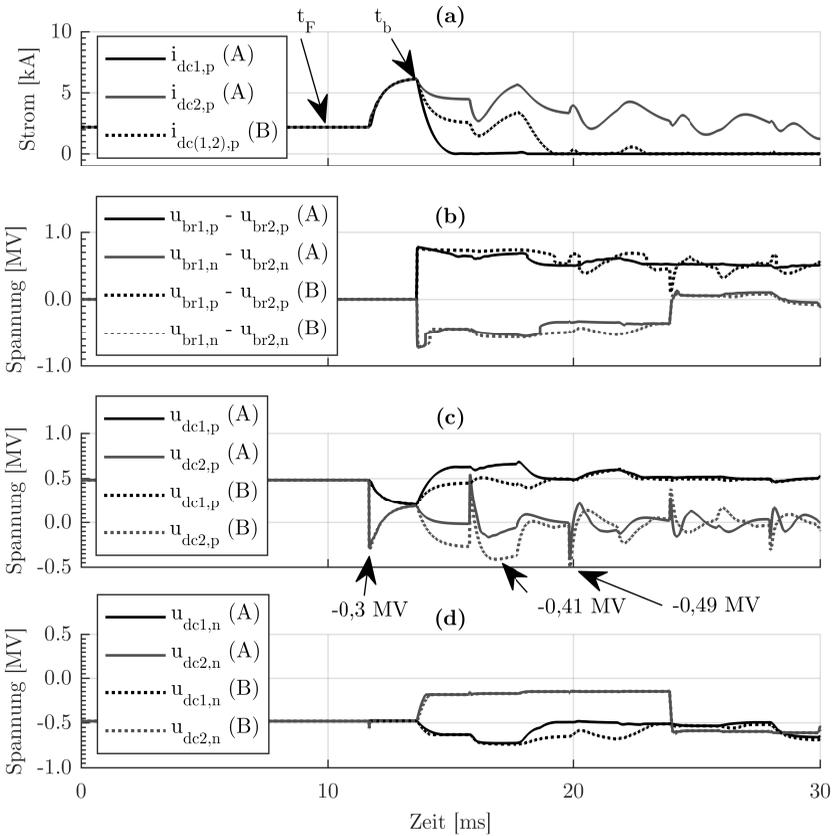
**Abbildung 3.18:** Schematische Darstellung des HGÜ MTS Modells bestehend aus drei symmetrischen Monopolen, bipolarem HGÜ-Leistungsschalter und positivem P2G - Fehler

Die Frequenzabhängigkeit des Leitungsbelags wird vernachlässigt.

Die Ergebnisse der Simulation sind in Abbildung 3.19 dargestellt. Mit Eintreffen der ersten Wanderwelle am Schalter beginnt der Strom zu steigen, gleichzeitig tritt bei  $u_{dc2,p}$  für beide Szenarien ein initialer Spannungssprung auf, der eine Belastung von  $-300$  kV verursacht. Dies ist auf die kapazitive Entladung des Kabels zurückzuführen. Die einlaufende Wanderwelle wird reflektiert und durch die als Unterbrechung wirkende Drossel verdoppelt. Während die Spannung im weiteren Verlauf für Konfiguration *A* begrenzt wird, sinkt die Spannung für *B* auf bis zu  $-410$  kV, kurzzeitig sogar bis zu  $-499$  kV, mit entsprechender Belastung der Isolation ab. Bedingt durch die entkoppelte Stromreduktion ist, wie sich dem Strom  $i_{dc1,p}$  entnehmen lässt, das gesunde Teilsystem außerdem schneller vom Fehler abgetrennt. Eine durchschnittlich verringerte rückwärtige Spannungsbelastung darf angenommen werden.

### 3.3 Experimentelle Validierung des Schaltprinzips

Der Ansatz der Gegenstromeinprägung entspringt dem Prinzip einer zwangskommutierten Thyristorabschaltung. Wie sich die Wirkungsweise von dieser unterscheidet ist in Kapitel 3.2.1 ausführlich dargelegt worden. Es ist jedoch nicht geklärt, inwieweit die daraus extrahierten Rahmenbedingungen tatsächlich wirksam sind oder welchen Einfluss der hochfrequente Gegenstrom auf ein reales System hat. Dies soll auf Basis einer experimenteller Untersuchung beantwortet werden. Hierfür wurde ein Versuchsaufbau realisiert, der die Abschaltung eines IGCT unter Nachbildung plausibler Belastungssituationen ermöglicht. Im Fall eines positiven



**Abbildung 3.19:** Simulation des HGÜ Übertragungssystemfehlers aus Abbildung 3.18 mit Fehlerzeitpunkt  $t_F = 10$  ms und Öffnen des HGÜ LS bei  $t_b = 13,7$  ms  
 (a) Klemmenströme des HGÜ LS  
 (b) Schaltspannungen des bipolaren HGÜ LS gegen Erde  
 (c) Klemmenspannungen des pos. Pols des HGÜ LS  
 (d) Klemmenspannungen des neg. Pols des HGÜ LS

Testresultats ist der Nachweis der prinzipiellen Funktionsfähigkeit des Konzepts erbracht. Nicht Gegenstand dieser Arbeit sind die Bestimmung der Leistungsgrenzen sowie Lebensdauerbetrachtungen.

### 3.3.1 Aufbau des Versuchsstands

Für den Aufbau des Versuchsstands ist zunächst die Frage nach dem zu wählenden Prüfverfahren zu stellen. Es gilt eine sichere Umgebung zu schaffen, die für einen rampenförmigen Strom variabler Steilheit und Dauer eine Abschaltung ermöglicht und dabei auftretende Schaltspannungen berücksichtigt. Diese müssen definiert und einstellbar sein, sodass ein realitätsnaher Belastungstest zustande kommen kann. Die Beschreibung der Funktionsweise, die Realisierung zentraler Komponenten sowie Durchführung und Ergebnisse sollen im Folgenden dargelegt werden.

#### 3.3.1.1 Konzept des Versuchskreises

Traditionelle Prüfverfahren für Leistungsschalter nutzen unter anderem zwei etablierte Methoden: den niederfrequenten Schwingkreis und die besonders bei Hochspannungsleistungsschaltern eingesetzte Weil-Dopke-Schaltung [59]. Desweiteren gibt es verschiedene Abwandlungen dieser Grundtypen. Bezüglich des niederfrequenten Schwingkreises wurde als Abwandlung von einer rein sinusförmigen Einprägung zur Erzeugung eines Quasi-Gleichstroms ein Kettenleiter entwickelt, bei dem es sich um eine Serienschaltung von Resonanzkreisen unterschiedlicher Frequenz handelt. Durch konstruktive Überlagerung wird dabei ein Rechteckstoßstrom erzeugt [36]. Eine weitere Methode, speziell für mechanische HGÜ-Leistungsschalter mit passivem Resonanzkreis wurde als Variante der Weil-Dopke-Schaltung in [60] vorgestellt.

Die Höhe der kapazitiv gespeicherten Energiemenge stellt bei Einsatz eines niederfrequenten Schwingkreises oder einer seiner Varianten ein zentrales Auslegungskriterium dar. Im vorliegenden Fall ist die Umsetzung vor allem wegen der fehlenden Kondensatorbank und den dafür notwendigen Räumlichkeiten nicht möglich. Demgegenüber stellt besonders die abgewandelte Weil-Dopke-Schaltung für mechanische HGÜ-Leistungsschalter in [60] eine Alternative dar. Diese sieht eine Versorgung über einen Transformator mit angeschlossenem Gleichrichter vor. Die daraus erzeugte Gleichstromquelle wird über Drosseln vom Prüfkreis entkoppelt, wobei zusätzlich ein über eine Funkenstrecke angeschlossener Pulskreis zur Einprägung des simulierten Fehlerstroms existiert. Der DC Schalter wird zunächst mit dem erzeugten Gleichstrom beaufschlagt bis die Funkenstrecke zündet. Dabei findet zeitgleich eine Umkommutierung des Gleichstroms statt. Der Pulskreis soll nun eine für den Prüfling typische Schaltbelastung nachbilden bis der Vorgang beendet ist. Durch die gegenüber einem reinen Schwingkreis höhere Resonanzfrequenz ist eine Verkleinerung der Kondensatorbank zu erwarten. Grundsätzlich sind verschiedene Last-, Überlast- und Kurzschlusszenarien möglich und auch kombinierbar. Die im System gespeicherte Energie ist größtenteils induktiv und sorgt im Falle

eines Kurzschlusses für einen definierten Stromanstieg. Die Energiezufuhr kann dabei über wechselstromseitige Leistungsschalter und Sicherungen zuverlässig unterbrochen werden. Zusätzlich ist die Infrastruktur im Rahmen dieser Arbeit in Form eines mittelspannungsseitig schaltbaren Hochstromtransformators variabler Ausgangsspannung bereits gegeben.

Da sich die Charakteristik durch den Einsatz von Leistungselektronik an Stelle von Vakuumschaltern allgemein und die hier vorgesehenen Spannungslevel durch den Test eines Einzelements im Speziellen von der Prüfsituation in [60] unterscheiden, sind Modifikationen erforderlich. Hierbei gilt es den Belastungen in einer realen Umgebung möglichst nahe zu kommen. Die joulsche Erwärmung stellt für die Leistungshalbleiter den anfänglich zentralen Stressfaktor dar. Dieser sollte über die Stromkurve bis zur Abschaltung equivalent zu einem hybriden HGÜ-Leistungsschalter nachempfunden werden. Dies kann unter Berücksichtigung der zu erwartenden Strombelastungskurven eines Hauptschalters unmittelbar mit dem Gleichstromkreis über die Wahl der Kreisinduktivität geschehen. Der dynamisch ansteigende Strom bildet dabei anfänglich eine Rampenform nach.

Für die eigentliche Stromunterbrechung muss der geforderte Abschaltstrom durch den Prüfling fließen. Die Rampe darf nicht zu flach ausfallen, wobei hier sowohl die Kreisinduktivität als auch die treibende Spannung zur Konfiguration der Stellgröße in Betracht kommen. Weiterhin müssen die Spannungstransienten adequat nachgebildet werden. Da diese abseits der Ladung des Pulscondensators im ersten Moment im Wesentlichen durch die Kommutierung von  $i_b$  über die Pulskreisinduktivität in den Pulscondensator bestimmt wird, stellen sehr steile Spannungstransienten die erste zentrale Belastung dar, zumal diese unmittelbar nach dem Ausräumen der Ladungsträger aus dem GCT auftritt und so als besonders kritisch zu werten ist.

Die für die experimentelle Validierung zugrunde gelegte Schaltung ist in Abbildung 3.20 gezeigt. Sie wird über das 20-kV-Mittelspannungsnetz versorgt. Der Hochstromtransformator  $T$  lässt sich stufenweise auf die Ausgangsspannung einstellen und kann durch einen mittelspannungsseitigen Leistungsschalter  $S_{AC}$  geschaltet werden. Ein Diodengleichrichter erzeugt den Gleichstrom. Dieser kann über die Drosseln  $L_{dc1}$ ,  $L_{dc2}$  und den Hochstromwiderstand  $R_{dc1}$  sowohl in Hinblick auf den erzeugbaren Maximalstrom als auch bezüglich der Dynamik eingestellt werden. Der eigentliche Prüfling schließt den Gleichstromkreis und öffnet ihn im gewünschten Betriebspunkt auch wieder. Dazu sind eine Reihe von Überspannungsableiter vorgesehen, die im Umfeld der Schalthandlung für eine realitätsnahe Schaltspannungsnachbildung sorgen sollen. Gleichzeitig ist es deren Aufgabe, die Schaltspannungen zu kontrollieren und eine Rückwirkung auf andere Komponenten, insbesondere den Transformator, zu verhindern. Da im Zuge des Stromaufbaus eine beträchtliche Energie in den Induktivitäten des Kreises gespeichert wird

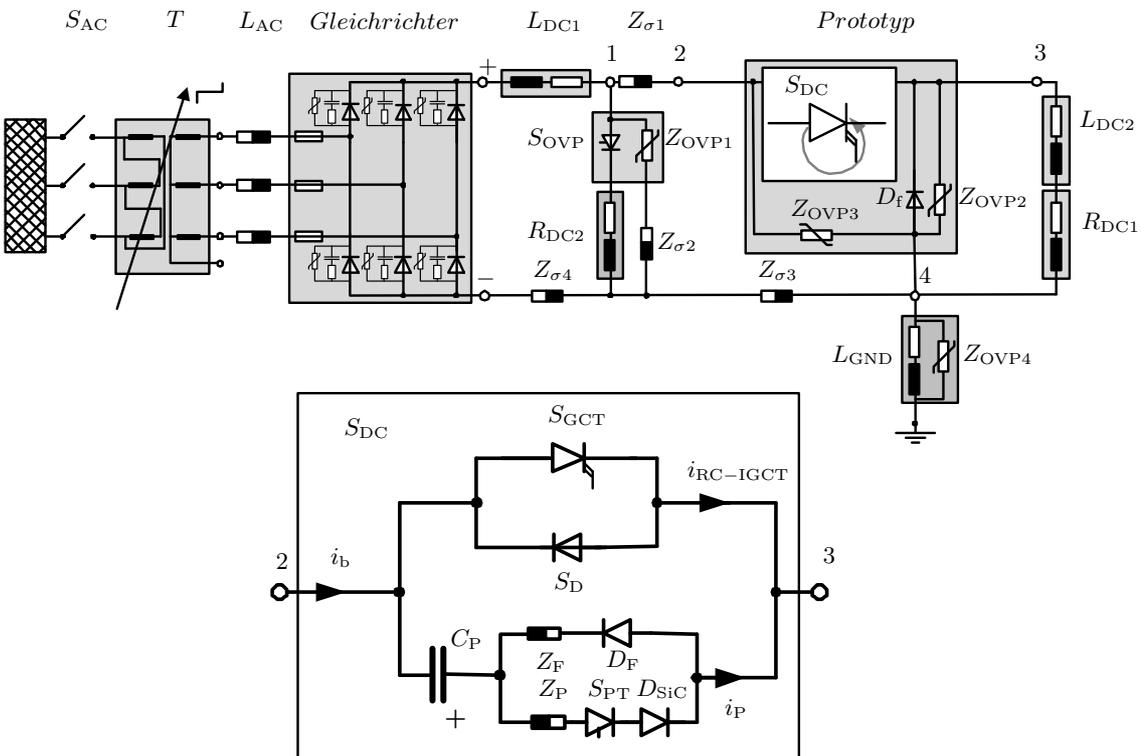


Abbildung 3.20: Ersatzschaltbild des Versuchskreises

und die zulässigen Schutzpegel für die Ableiter niedrig gewählt werden sollen, ist eine zusätzliche Ableitereinheit  $S_{OVP}$  vorgesehen. Diese arbeitet aktiv und wird nach einer präzise einstellbaren Verzögerungszeit eingeschaltet. Dabei bildet sich gegenüber dem internen Absorber ein Bypass über  $R_{DC2}$  und entlastet den internen Absorber dadurch. Ziel ist es, die Energieaufnahme der Schalterkomponenten zu verringern und so den alterungsbedingten Austausch hinauszuzögern.

### 3.3.1.2 Komponenten der Prüfunggebung

Der Versuchsstand soll eine sichere und zuverlässige Prüfunggebung schaffen, die auch eine adequate Behandlung von fehlerhaften Schaltvorgängen gewährleistet. Um ein hohes Maß an Zuverlässigkeit zu gewährleisten ist eine Auslegung der Komponenten für einen Gleichstrom von 20 kA über einen Zeitraum von 500 ms angestrebt. Damit soll ein hohes Maß an Sicherheit bei etwaigem Schalterversagen gewährleistet werden. Folglich gilt es sowohl mechanische als auch thermische Belastungen zu berücksichtigen. Das Vorgehen bei Konzeption und Aufbau der zentralen Komponenten soll daher skizziert werden:

- *Wechselstromseitige Drosseln*: Die wechselstromseitigen Drosseln  $L_{AC}$  wurden mit Gleichung 3.19 nach [73] abgeschätzt und im Versuch entsprechend Abbildung 3.21 gewickelt und fixiert. Dabei entspricht  $r$  dem Radius,  $l$  der Länge und  $F$  der Fläche der Wicklungen.

$$L \approx \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot F}{l + 0,9r} \quad (3.19)$$



**Abbildung 3.21:** Fotografie des Aufbaus der drehstromseitigen Drosseln  $L_{AC}$

- *Diodengleichrichter*: Der Gleichrichter ist das Bindeglied zwischen Drehstromversorgung und Gleichstromkreis. Um eine hohe Robustheit zu erreichen wird er als passive  $B6$ -Brücke mit Dioden aufgebaut. Maßgabe ist, dass

**Tabelle 3.4:** Parameter der Snubberelemente zum Diodenschutz

Parameter	Wert	Parameter	Wert
$R$	$0,94 \Omega$	$C$	$6 \mu\text{F}$

er 20 kA über einen Zeitraum von 500 ms zuverlässig tragen kann und mit Blick auf die vorgesehenen Schalthandlungen in der Lage ist hohen Spannungstransienten zu widerstehen.

Zur Auslegung kann der Mittelwert des Stromes durch

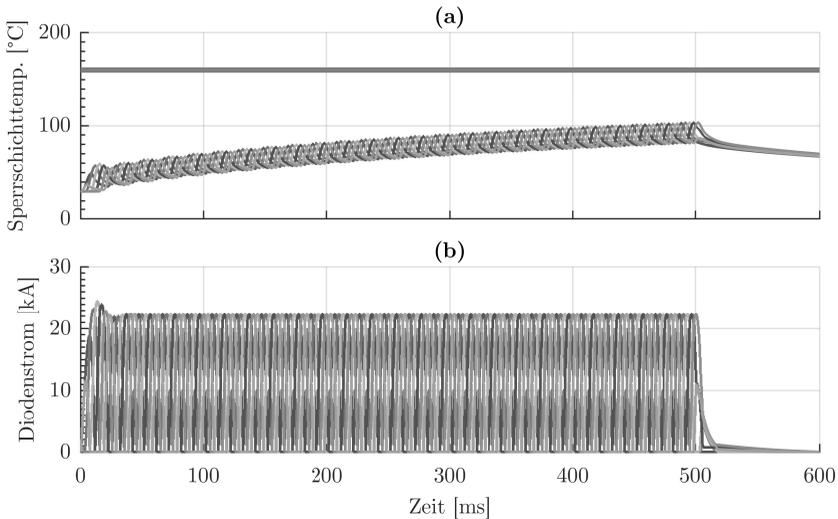
$$I_{\text{F(AV)}} = \frac{I_{\text{dAV}}}{3} = \frac{20 \text{ kA}}{3} \approx 6,66 \text{ kA} \quad (3.20)$$

bestimmt werden. Der Effektivwert ergibt sich weiterhin zu

$$\begin{aligned} I_{\text{F(RMS)}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i_{\text{d}}(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T/3} I_{\text{dAV}}^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{I_{\text{dAV}}^2}{3}} = \sqrt{\frac{20 \text{ kA}^2}{3}} \approx 11,55 \text{ kA}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Aufgrund der berechneten Werte für die Stromtragfähigkeit kommen die Hochstromdioden des Typs *5SDD60Q2800* [20] zum Einsatz. Sie sind in Scheibenzellen-Bauweise ausgeführt und verfügen gemäß Datenblatt über eine maximale wiederkehrende Spannung von  $V_{\text{RRM}} = 2 \text{ kV}$  (Spitzenbelastung  $V_{\text{RSM}} = 2,8 \text{ kV}$ ). Zur Reduzierung der Spannungsspitzen des Reverse-Recovery-Effekts der Dioden wurde ein RC-Snubber entsprechend Tabelle 3.4 vorgesehen, wobei darauf geachtet wurde, dass der Widerstand die maximale Spannungsteilheit im Kondensator auf zulässige Werte begrenzt wird und trotzdem eine ausreichende Reduktion der Rückstromspitzen gewährleistet ist. Weiterhin sind parallel zum Snubber Überspannungsableiter eingesetzt um die Einhaltung spezifizierter Belastungsgrenzen der Dioden sicherzustellen.

Bedingt durch die Kurzzeitbelastung soll die Kühlung passiv erfolgen. Für die Dauer des Versuchs werden durch einen Wärmespeicher größere Verlustleistungen zwischengepuffert. Zum Einsatz kommen daher Kupferscheiben. Diese dienen weiterhin dem Zweck gleichmäßige Druckverhältnisse in der Scheibenzelle zu schaffen. Eine Simulation der Sperrschichttemperatur entsprechend des Modells nach [41] unter Berücksichtigung des passiven Kühlkörpers zeigt eine deutliche Temperaturreserve, wie Abbildung 3.22 illustriert. Die zwischen maximal zulässiger Sperrschichttemperatur  $\theta_{j,\text{max}} = 160 \text{ }^\circ\text{C}$  und auftretenden Temperaturen bestehende Diskrepanz entspricht



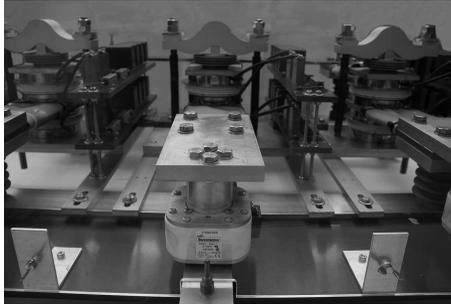
**Abbildung 3.22:** Simulation des erweiterten Foster-Modells [41] zur Ermittlung der Sperrschichttemperatur  
 (a) Sperrschichttemperatur der Dioden und Grenztemperatur  
 (b) Diodenströme mit  $I_{d,AV} = 21,8 \text{ kA}$

etwa  $\Delta T = 50 \text{ K}$ . Zum Schutz gegen Überstrom sind zusätzlich Schmelzsicherungen montiert, die entsprechend der zu erwartenden Prüfbelastung ausgewählt wurden.

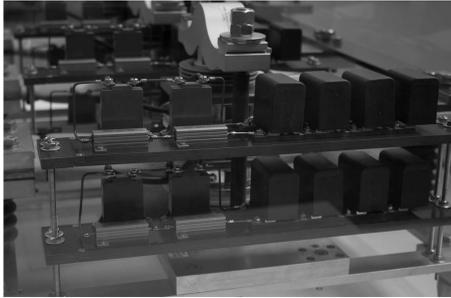
In Abbildung 3.23a ist der aufgebaute Diodengleichrichter mit Blick auf die drehstromseitigen Anschlüsse und dazugehörigen Sicherungseinsätze zu sehen. Im Hintergrund befinden sich die übereinander angeordneten Dioden, welche den Strom vorzeichenabhängig zum jeweiligen Pol leiten. Abbildung 3.23b zeigt die Anordnung der Snubber-Elemente mit parallelem Überspannungsableiter. Der Aufbau ist nach außen durch ein Kunststoffgehäuse geschützt.

- *Hochstromwiderstand:* Der Hochstromwiderstand hat die Aufgabe eine wirkungsvolle Strombegrenzung zu garantieren. Er muss dabei hohen mechanischen Beanspruchungen wie auch dynamischen Temperatursprüngen standhalten. Hierzu eignet sich wegen der intrinsischen Festigkeit die korrosionsbeständige Stahllegierung *X5CrNi18-10* [14]. Bedingt durch die kurze Versuchsdauer wird die umgesetzte Verlustleistung im Widerstand zwischengespeichert und erwärmt diesen entsprechend seiner thermischen Kapazität.

(a)



(b)



**Abbildung 3.23:** Fotografien des Diodengleichrichter

- (a) Frontansicht auf Sicherungseinsätze im Vordergrund und Diodenspanneinheiten im Hintergrund
- (b) Seitenansicht auf die Schutzbeschaltung

Der Hochstromwiderstand soll abgestuft werden können und aufgrund des abzudeckenden Prüfstrombereichs einen elektrischen Widerstand von etwa  $30 \text{ m}\Omega$  besitzen. Für die Auslegung wurde zunächst eine äquivalente Gesamtlänge des Widerstands bestimmt. Mit Kenntnis über die spezifische Wärmekapazität  $c_w$ , die Dichte  $\rho$ , sowie den spezifischen Widerstand  $\rho$  lässt sich ein querschnittsunabhängiges Problem definieren um aus Widerstand  $R$ , maximalem Temperaturhub  $\Delta T$  sowie der Strombelastung ( $\Delta t$  und  $I$ ) eine Länge  $l$  zu finden, die den Ansprüchen genügt. Mit Gleichungen

$$W = \Delta T \cdot c_w \cdot m = \Delta T \cdot c_w \cdot \rho \cdot l \cdot A = I^2 \cdot R \cdot \Delta t \Leftrightarrow \quad (3.22)$$

$$l = \frac{I^2 \cdot R \cdot \Delta t}{A \cdot \rho \cdot c_w \cdot \Delta T} \quad (3.23)$$

**Tabelle 3.5:** Auslegung des Hochstromwiderstands mit Stoffcharakteristika aus [14] für  $\theta = 20^\circ\text{C}$

Parameter	Wert	Parameter	Wert
$I$	20 kA	$\Delta t$	500 ms
$R$	30 m $\Omega$	$\Delta T$	80 K
$c_w$	500 J kg $^{-1}$ K $^{-1}$	$\varrho$	7,9 kg dm $^{-3}$
$\rho$	0,73 $\Omega$ mm $^2$ m $^{-1}$		

und

$$A = \frac{l \cdot \rho}{R} \tag{3.24}$$

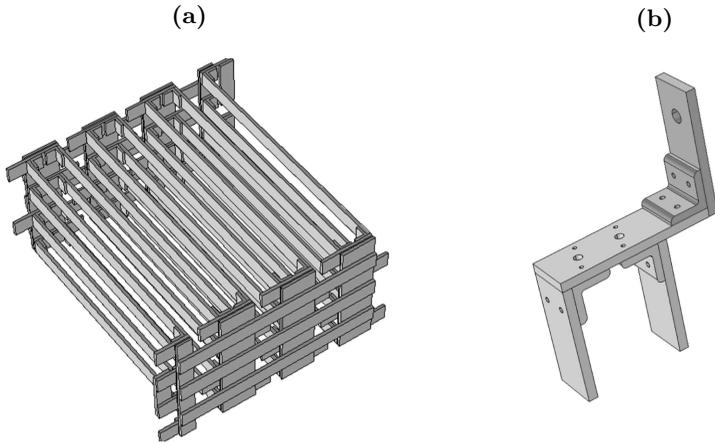
lässt sich die Länge nach Tabelle 3.5 zu

$$l = \sqrt{\frac{I^2 \cdot R^2 \cdot \Delta t}{\varrho \cdot \rho \cdot c_w \cdot \Delta T}} \approx 28 \text{ m} \tag{3.25}$$

analytisch grob abschätzen.

Um eine kompakte Bauweise zu erreichen wird die Komponente aus meanderförmig angeordneten Stahlstangen aufgebaut und mit mehreren Abgriffen versehen. Dadurch wird weiterhin die wirksame Induktivität gering gehalten und der ohmsche Widerstand kann passend eingestellt werden. Abbildung 3.24a zeigt die geschlungene Bauweise der 28 Stahlstangen zu je einem Meter, sowie deren seitliche Verstrebungen zur Stabilisierung. Die Stromabnehmer werden wie in Abbildung 3.24b dargestellt mit zwei Schrauben fest montiert. Durch die Hinterlegung des spezifischen Widerstands im COMSOL Multiphysics Modell kann der Gesamtwiderstand inklusive Verbindungsgliedern zu 31,2 m $\Omega$  bei  $\theta = 20^\circ\text{C}$  bestimmt werden. Die mechanischen Beanspruchungen sind bei der Auslegung ebenfalls berücksichtigt worden. Während sich die Kräfte im Inneren weitestgehend aufheben, erreichen sie in den Rändern bis zu ca. 350 N. Die Wirkung verteilt sich dabei auf die jeweilige Stange und kann durch die robuste Anordnung wirkungsvoll kontrolliert werden.

Der Hochstromwiderstand weist das durch Messung bestimmte Temperaturverhalten gemäß Abbildung 3.25 auf. Die daraus abgeleitete Gleichung 3.26 beschreibt einen elektrischen Widerstand bei Umgebungstemperatur von  $R(\theta = 20^\circ\text{C}) = 37,5 \text{ m}\Omega$ . Die Diskrepanz von circa 20 % zum FEM-Modell kann hierbei auf die nicht modellierten Kontaktwiderstände zurückgeführt werden. Allgemein lässt sich die Temperaturabhängigkeit auf weniger als 5,5 % des Ausgangswerts im vorgesehenen Betriebsbereich eingrenzen. In einer realistischen Prüfsituation, welche weit unterhalb der Sicherheitsanfor-



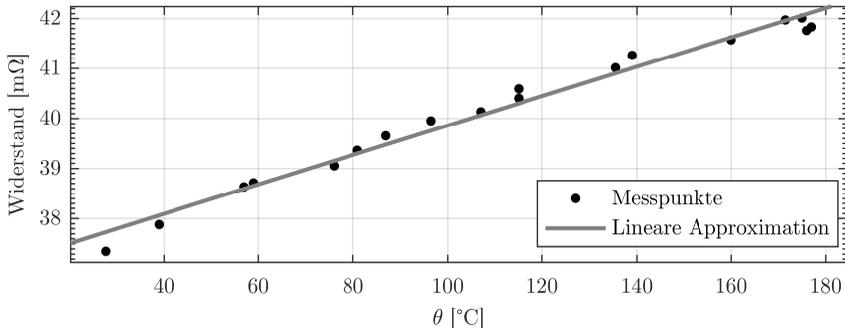
**Abbildung 3.24:** CAD Modelle des Hochstromwiderstands in COMSOL Multiphysics  
 (a) Gesamtaufbau  
 (b) Stromabnehmer

derung liegt, sollte die temperaturbedingte Widerstandserhöhung vernachlässigbar sein.

$$R(\theta) = 0,0294 \Omega \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \cdot \theta + 36,92 \Omega \quad (3.26)$$

Weiterhin wurde die Frequenzabhängigkeit der Anordnung untersucht. Dazu wurde ein Bereich von 25 Hz bis 2 kHz betrachtet. Dies geschah, indem die Komponente jeweils mit einem Prüfwechselstrom von 200 A der entsprechenden Frequenz beaufschlagt und die Impedanz aus Spannung, Strom und Phasenverschiebung bestimmt wurde. Die Induktivität konnte im überprüften Frequenzband konstant zu 10,1  $\mu\text{H}$  ermittelt werden. Der veränderliche ohmsche Widerstand ergibt sich nach Abbildung 3.26.

Aufgrund der zu erwartenden Prüfdauer kann der Wärmeenergieeintrag in die Komponente als gering angesehen werden. Demgegenüber steht die Frequenzabhängigkeit, welcher in Bezug auf das Variieren des Stromabgriffs ebenso wie der Induktivität durchaus eine gewisse Relevanz zugesprochen werden muss. Beides lässt sich zwar aufgrund einer vorhandenen Veränderlichkeit schwer vorab herausrechnen, da Korrekturen im Verlauf der Prüfungen jedoch möglich sind und eine Begrenzung des Maximalstroms nicht berührt wird, kann auf eine genaue Einzelbestimmung der Parameter verzichtet werden. Die Robustheit bei Kombination aus mechanischer und thermischer Belastung konnte für die Komponente anhand von weiteren Versuchen



**Abbildung 3.25:** Messergebnisse des ohmschen Widerstands über der Temperatur bei 50 Hz)

für relevante Abnehmerkonfigurationen verifiziert werden. Die theoretisch zulässige Kurzzeitbemessungsleistung beträgt demnach 15 MW für 500 ms.

- *Überspannungsschutz:* Der durchzuführende Schaltvorgang verursacht eine transiente Spannungsbelastung an den Klemmen des Prototypen mit Rückwirkungen auf den Versuchskreis. Aus diesem Grund ist die Erdung des Systems nicht am Transformator, sondern nahe dem Schalter angebracht. Der herausgeführte Mittelpunkt ist somit offen und der Erdpunkt wird sternförmig mit den übrigen Komponenten des Leistungskreises, wie auch der Mess- und Steuerungsperipherie verbunden. Die Erdung selbst wird über die strombegrenzende Drossel  $L_{\text{GND}}$ , sowie einen parallelen Überspannungsableiter  $Z_{\text{OVP4}}$  so angeschlossen, dass ein zwar sehr unwahrscheinlicher, aber nicht gänzlich auszuschließender Erdkreis nicht überlastet wird und gleichzeitig die Isolationskoordination mit Blick auf transiente Spannungen dennoch über ein festes Bezugspotential verfügt.

Weiterhin muss die Absorption magnetischer Feldenergie kontrolliert werden. Der in Induktivität  $L_{\text{DC2}}$  fließende Strom wird durch Bildung eines Freilaufkreises über die Diode  $D_f$  und den Hochstromwiderstand  $R_{\text{DC1}}$  abgebaut. Zusätzlich kommt hier für etwaige Potentialverschiebungen im Moment des Abschaltens ein Überspannungsableiter zum Einsatz. Ein weiterer Ableiter  $Z_{\text{OVP3}}$  sorgt für eine definierte Überspannung an  $S_{\text{DC}}$  und erlaubt damit eine konfigurierbare Belastung im Abschaltmoment.

Als besonders kritisch angesehen werden muss die Rückwirkung der Schaltspannung auf den Transformator  $T$ . Dessen Kurzschlussreaktanzen  $Z_T$  bilden mit dem Versuchskreis einen induktiven Spannungsteiler entsprechend des in Abbildung 3.27 gezeigten Ersatzschaltbilds. Um eine Entlastung herbeizuführen eignen sich die Drosseln  $L_{\text{AC}}$  und  $L_{\text{DC1}}$ , sowie der Ableiter

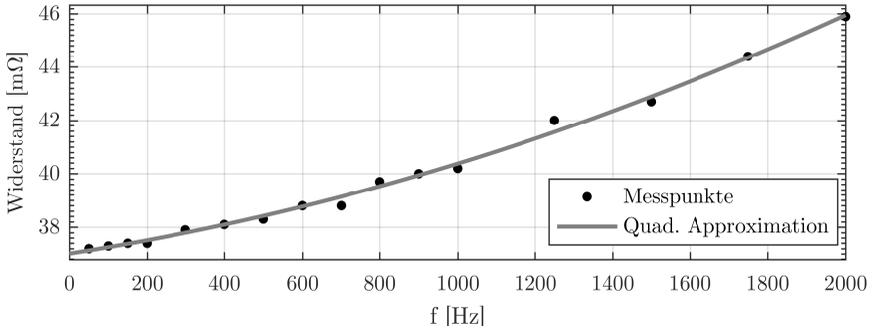


Abbildung 3.26: Messergebnisse des ohmschen Widerstands über der Frequenz bei 25 °C)

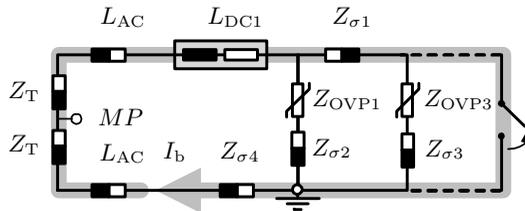


Abbildung 3.27: Ersatzschaltbild zur Charakterisierung der Überspannungen nach Öffnen von  $S_{DC}$

$Z_{OV1}$ ,  $Z_{OV3}$  wäre hierfür zunächst auch geeignet, soll aber weitestgehend frei einstellbar sein um die Nachbildung der Schaltspannungsbelastung zu ermöglichen.

Die vom Versuch abhängigen induktiv gespeicherten Energien tragen zu einer erheblichen Belastung des Überspannungsableiters  $Z_{OV1}$  bei. Um den alterungsbedingten Austausch der Komponente zu verzögern, wird ein Parallelkreis durch Schließen von  $S_{OVP}$  gebildet. So dauert die Belastung von  $Z_{OV1}$  statt einiger Millisekunden lediglich einige zehn bis hundert Mikrosekunden. Der Alterungsvorgang findet entsprechend langsamer statt. Der Parallelkreis verfügt über den Widerstand  $R_{DC2}$ , welcher so eingestellt wird, dass der Prüfstrom einen Spannungsabfall knapp unterhalb der Ansprechspannung des Ableiters verursacht. Der Schalter  $S_{OVP}$  ist als Pulsthyristor mit hoher Stromanstiegssteilheit ausgeführt.

Der Ableitstrom fließt nun solange bis  $S_{AC}$  öffnet. Dieser Zeitraum kann durch entsprechende Vorsteuerung auf niedrige zweistellige Millisekunden

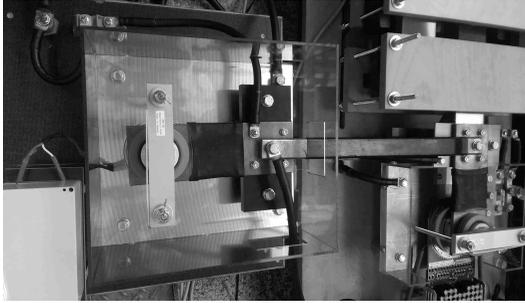


Abbildung 3.28: Fotografie der Versuchskonfiguration von  $Z_{OVP1}$  und  $S_{OVP}$

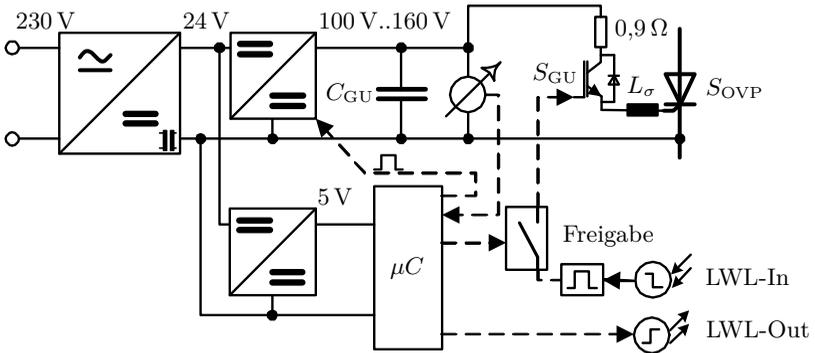


Abbildung 3.29: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Gateansteuerung für den Pulsthyristor  $PT85QWx45$  [19]

Werte verkürzt werden. Der Aufbau aus  $Z_{OVP1}$  und  $S_{OVP}$  ist, wie Abbildung 3.28 zu entnehmen, zur Reduktion von parasitären Induktivitäten in einer Komponente zusammengefasst. Die Ansteuerung des Pulsthyristors erfolgt wie in Abbildung 3.29 dargestellt. Das zuverlässige Einschalten des Pulsthyristors erfordert einen Gate - Strom von 130 A der innerhalb von 1,5  $\mu$ s bereitgestellt werden muss. Hierfür wurde die Induktivität  $L_\sigma$  des Steuerkreises durch konstruktive Maßnahmen klein gehalten. Zusätzlich wurde die Ladespannung für  $C_{GU}$  über einen Hochsetzsteller an die Impedanz angepasst. Die Regelung wird auf einem Mikrokontroller ausgeführt, der gleichzeitig den Steuerkreis freigibt und ein Feedbacksignal über Lichtwellenleiter (LWL) an die übergeordnete Steuerung sendet.

Eine Übersicht zu den Komponenten des Versuchskreises ist Tabelle B.1 zu entnehmen.

### 3.3.1.3 Gleichstromschalteinheit

Der Prototyp stellt die zentrale Komponente des Versuchskreises dar. Er zeigt durch seinen Aufbau wesentliche Designkriterien in der Praxis auf und soll so auch einen Einblick in die praktische Umsetzung der Schaltzelle geben. Deshalb kommt der Auslegung des Resonanzkreises mit Berücksichtigung der in Kapitel 3.2.1 vorgestellten Zusammenhänge eine besondere Bedeutung bei.

Die gegenstromgestützte GCT-Abschaltung erfordert einen Pulskreis, der in Hinblick auf Stromverteilung, Störeffekte, sowie Abschaltcharakteristika des Bauelements adaptiert wurde. Für den vorliegenden Fall ist daher zunächst die Nutzung eines rückwärtsleitenden RC-IGCT festgelegt worden. Dadurch sollen Schwierigkeiten, wie sie beispielsweise durch in Kapitel 3.2.1.4 beschriebene Spannungsbelastungen auftreten, von vorne herein minimiert werden. Die bei externer Konfiguration wesentlich größer ausfallenden Induktivitäten zwischen Diode und GCT lassen sich konstruktiv nicht auf ein vergleichbares Maß reduzieren. Aus diesem Grund stellt die integrierte Variante einen Vorteil dar. Zum Einsatz kommt der IGCT *5SHX 26L4520* mit den in Tabelle 3.6 angegebenen Kenngrößen [12].

**Tabelle 3.6:** Kenngrößen für IGCT *5SHX 26L4520* entnommen aus [12]

Parameter	Wert	Beschreibung
$V_{\text{DRM}}$	4500 V	Periodische Spitzensperrspannung in Vorwärtsrichtung
$I_{\text{TGQM1}}$	2800 A	Max. Abschaltstrom bei $\theta_j=0^\circ\text{C}$ und $V_{\text{DC}}<1,9\text{ kV}$
$I_{\text{TGQM2}}$	3200 A	Max. Abschaltstrom bei $\theta_j=125^\circ\text{C}$ und $V_{\text{DC}}<1,9\text{ kV}$
$I_{\text{TSM}}$	17 kA	Stoßstromgrenzwert
$V_{\text{T0}}$	1,8 V	Schleusenspannung
$r_{\text{T}}$	0,533 m $\Omega$	Durchlassersatzwiderstand
$V_{\text{DC}}$	2800 V	Sperrspannung in Vorwärtsrichtung

Der spezifizierte Abschaltstrom liegt für den gewählten IGCT unter gegebenen Bedingungen zwischen 2800 A und 3200 A. Um eine plausible Einschätzung zur Wirksamkeit des Gegenstromprinzips treffen zu können, muss die Belastung oberhalb üblicher Sicherheitsmargen liegen. Daher erscheint die Belastung mit dem dreifachen des höchstzulässigen Abschaltstroms ein sinnvolles Ziel zu sein. Der Prototyp muss demnach einen Strom von circa 10 000 A wiederholt kontrolliert

abschalten können.

Zur Charakterisierung des Pulskreises wird zunächst die Resonanzfrequenz eingegrenzt. Diese soll entsprechend Kapitel 3.2.1.1 zusammen mit dem Pulsstrom einen ausreichend sicheren Abschaltzeitrahmen  $\Delta t_{\text{SOA}}$  ermöglichen. In Abbildung 3.30a ist hierzu der Zusammenhang zwischen zulässigem Abschaltstrom  $I_b$  und der wirksamen Pulsstromamplitude  $\max(\tilde{i}_P)$  für ein Frequenzband von 30 kHz bis 50 kHz angegeben. Es ist zu entnehmen, dass diese frequenzabhängig mindestens zwischen 10 kA und 17 kA betragen muss. Andernfalls wird die gewünschte Abschaltfähigkeit nicht erreicht. Dabei resultieren für höhere Resonanzfrequenzen sowohl in Hinblick auf die notwendige Pulstromamplitude als auch bezüglich der daraus abgeleiteten Stromsteilheit generell höhere Belastungen. Wie Abbildung 3.30b illustriert kommt es bei 50 kHz zu einer Stromsteilheit von etwa  $5 \text{ kA } \mu\text{s}^{-1}$ . Diese liegt höher als es üblicherweise in Konverterapplikationen zu beobachten wäre. Der Anwendungsbereich sollte aufgrund mangelnder Erfahrungen in Bezug auf resultierende Lebensdauerwirkungen im Rahmen konventioneller Belastungen liegen. Daher wird die Frequenz auf 40 kHz festgesetzt.

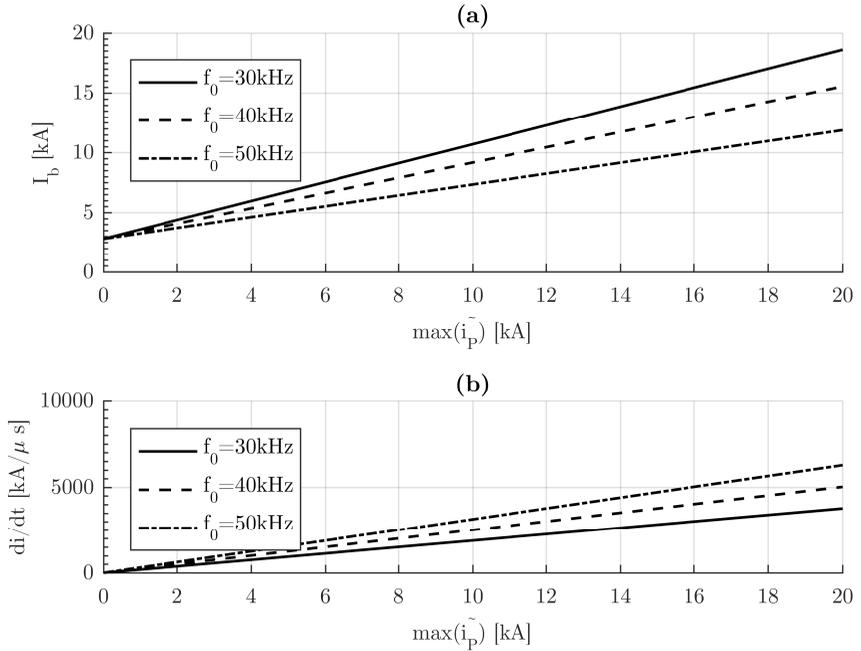
Für die Größe des Pulscondensators ergibt sich als Minimalanforderung, dass mit der aus dem Pulsstrom resultierenden Belastung keine Überschreitung von dessen Spitzenstrom einhergeht. Als Ausgangsbasis wird bei der Realisierung ein robuster Folienkondensator für Snubberanwendungen gewählt. Es handelt sich um den Kondensator *MKP386M515200Y* [18] mit  $1,5 \mu\text{F}$  Kapazität und einer zulässigen Spitzenstrombelastbarkeit von 788 A. Demgegenüber steht die Pulskreisinduktivität. Sie soll zwar groß gegenüber  $L_{\text{II}}$  sein, aber zur besseren Kommutierung von GCT auf Kondensator im Abschaltmoment sinnvollerweise nicht über das notwendige Maß hinaus gehen. Die aus der Induktivität resultierende Überspannung darf nicht vernachlässigt werden. Letztlich auch zu betrachten ist, dass die gespeicherte Pulsenergie und damit die Kondensatorgröße als wichtiges Kostenkriterium fungiert.

Um im vorliegenden Fall ausreichend flexibel auf Abweichungen der geometriebedingten Pulskreisimpedanz, insbesondere der Dämpfung, reagieren zu können, wurde die Designvorgabe für die Pulsstromamplitude auf 20 kA festgelegt. Mit einem Sicherheitsfaktor von 20 % beaufschlagt resultiert für den Kondensator über die notwendige Stückzahl zur Erreichung der Spitzenstrombelastbarkeit eine Kapazität von  $45 \mu\text{F}$ . Damit lässt sich der Richtwert für die Induktivität zu

$$L_P = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 40 \text{ kHz})^2 \cdot 45 \mu\text{F}} = 352 \text{ nH} \quad (3.27)$$

bestimmen.

Die Topologie des Pulskreises wurde für die Untersuchungen gegenüber Abbildungen 3.4a und 3.9 erweitert. Wie Abbildung 3.31 zu entnehmen ist, sind dabei zwei



**Abbildung 3.30:** Simulation der Abhängigkeiten bei variierender Pulsstromamplitude und Resonanzfrequenz mit gegebenem  $I_{TGQM} = 2,8 \text{ kA}$  und  $\Delta t_{SOA} = 7 \mu\text{s}$   
 (a) resultierender Abschaltstrom  
 (b) resultierende maximale Stromanstiegssteilheit

Modifikationen vorgenommen worden. Einerseits wurde ein Bypass zu  $L_P$  in Form von  $D_F$  und der verteilten Impedanz  $Z_F$  hinzugefügt. Dieser dient dem schnelleren Abklingen der im Versuchskreis auftretenden Schwingung. Würde ein freies Schwingen erlaubt, müsste die Kondensatorspannungsfestigkeit angehoben werden. Außerdem ließe sich eine strengere Isolationskoordination im Versuchskreis nicht vermeiden. Der zu erwartende Erkenntnisgewinn wäre aufgrund des Applikationsrahmens eher gering. So kann jedoch die für  $C_P$  gültige Spezifikation von  $2 \text{ kV}$  in vollem Umfang für die Erzeugung des Pulsstroms ausgenutzt werden. Das wird erreicht, indem ein gegenüber dem Pulskreis auf kurze Weglänge optimierter Bypass zu  $L_P$  und  $C_P$  eingefügt wird,  $Z_F$  fällt damit deutlich kleiner aus als  $Z_P$ . Ein Durchschwingen kann so verhindert werden. Als zweite Maßnahme wird dem Einschalter  $S_{PT}$  eine zusätzliche Siliziumkarbit - Diode (engl. *Silicon Carbide*,

SiC) in Serie gesetzt um die eingeschränkte Rückwärtsbelastbarkeit abzusichern. Aufgrund der hohen Stromsteilheiten ist  $S_{PT}$  ebenfalls in Form des Pulsthyristors  $PT85QWx45$  ausgeführt [19]. Die Ansteuerung erfolgt wie für  $S_{OVP}$  nach Abbildung 3.29. Dessen  $V_{RRM}$  ist mit  $-16\text{ V}$  sehr gering spezifiziert. Eine normale Siliziumdiode hätte aufgrund des Reverse - Recovery - Effekts nur eine begrenzte Schutzwirkung, wohingegen SiC eine sehr geringe Speicherladung aufweist und damit auch nach einer Belastungssituation unmittelbar seine Sperreigenschaft bei Anlegen einer negativen Anodenkathodenspannung zeigt. Die vergleichsweise niedrige Leistungsklasse der SiC - Dioden wird durch hohe Pulsbelastbarkeiten und eine in diesem Fall angewandte Serien-Parallelschaltung auf die Anwendung angepasst. Der gegenüber Si-Dioden hohe resistive Anteil an der Durchlassspannung wirkt sich kumulativ auf die Dämpfung aus. Beide Modifikationen resultieren aus den Unterschieden nach der Abschaltung gegenüber realer Schaltzellenbelastung und müssen beim Design des Pulsstromkreises beachtet werden.

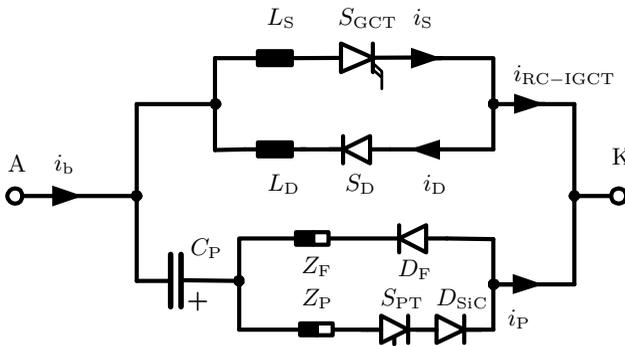
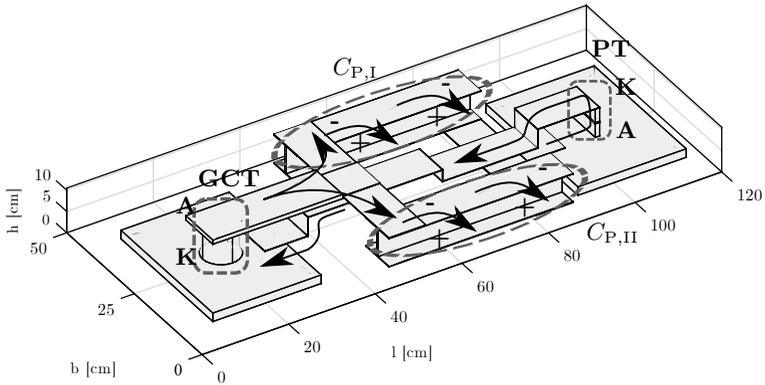


Abbildung 3.31: Ersatzschaltbild des Resonanzkreises

Die Induktivität des Pulsstromkreises ist gegeben durch das Arrangement von Puls-kondensatoren, leistungselektronischen Schaltelementen und der dazwischenliegenden Leitungsführung. Eine besonders geringe Induktivität kann allgemein durch einen koaxialen Aufbau erreicht werden. Die Kondensatoren wären in diesem Fall kreisförmig um den GCT angeordnet, wie dies bei Stoßstromversuchen häufiger der Fall ist. Diese Möglichkeit ist aufwendig und wegen des Platzes den die Gate - Unit des GCT benötigt zusätzlich erschwert. Stattdessen wurde der Schwingkreis über eine parallele Leitungsführung mit zwei im schaltungstechnischen und geometrischen Sinne parallelen Kondensatorbänken aufgebaut. Der Pulsstrom soll sich auf beide Kondensatorbänke genau hälftig aufteilen. Dies wird umgesetzt, indem die beiden Kondensatorbänke jeweils die Kapazitäten  $C_{P,I}$  und  $C_{P,II}$  besitzen, die gerade je der Hälfte von  $C_P$  entsprechen. Außerdem sind die Teilstücke in ihrer

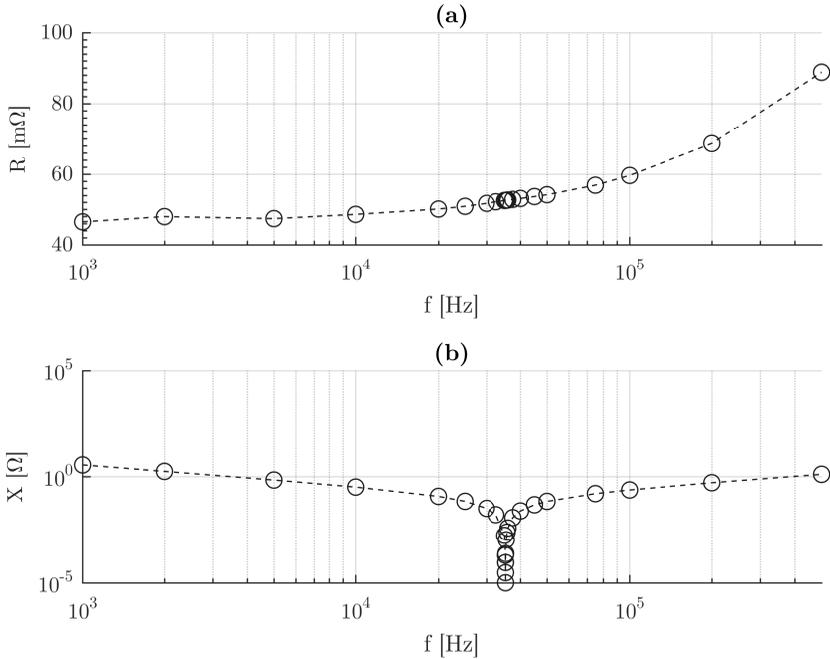


**Abbildung 3.32:** Geometrie des Resonanzkreises

Leitungsführung symmetrisch, sodass auch die Impedanz als gleichartig betrachtet werden kann. In Abbildung 3.32 sind die Kondensatoren, sowie die Positionen von GCT und Pulsthyristor markiert. Die Darstellung zeigt das CAD - Modell in COMSOL Multiphysics, dass zum Design der Pulskreisinduktivität aufgebaut worden ist und gleichzeitig als Basis für den Konstruktionsplan gegolten hat. Die Führung des Pulsstroms kann anhand von Pfeilen in der Darstellung nachvollzogen werden. Die aus der Simulation gewonnenen Parameter sind in Tabelle 3.7 angegeben. Die dabei beschriebenen Widerstände stellen eine untere Grenze für die Dämpfung dar.

**Tabelle 3.7:** Pulskreisparameter bei einer Frequenz von 50 kHz aus einer FEM-Simulation in COMSOL Multiphysics bestimmt

Parameter	Wert	Beschreibung
$L_P$	374 nH	Pulskreisinduktivität
$R_P$	10 m $\Omega$	Ohmscher Leitungsbelag
$L_F$	272 nH	Induktivität des Freilaufkreises über $D_F$
$R_F$	8 m $\Omega$	Ohmscher Leitungsbelag des Freilaufkreises über $D_F$



**Abbildung 3.33:** Messergebnisse zu kurzgeschlossenem Resonanzkreis  
 (a) Ohmscher Widerstand des Kreises  
 (b) Reaktanz des Kreises

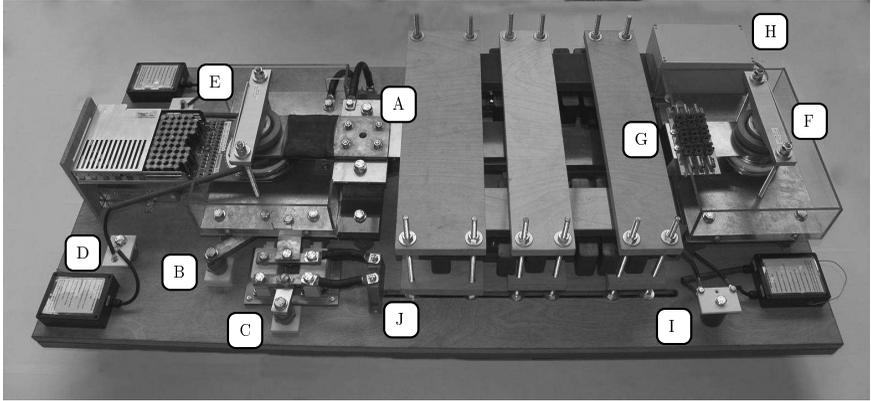
Der Pulskreis wurde während des Aufbaus mit elektrisch kurzgeschlossenen Halbleiterschaltern vermessen. Dazu wurden Real- und Imaginärteil der Impedanz über einen Frequenzbereich von 50 Hz bis 5 MHz vermessen. Der Frequenzgang ist in Abbildung 3.33 dargestellt, wobei als Messgerät der *HIOKI 3532-50 LCR Hi-Tester* zum Einsatz kam. Die toleranzbedingt vom Bemessungswert abweichende Kapazität konnte so zu 44,5  $\mu\text{F}$  bestimmt werden. Die Resonanzfrequenz ist zu

$$f_0 = 35,3 \text{ kHz} \quad (3.28)$$

ermittelt worden.

Die Pulskreisinduktivität ergibt sich je nach Berechnungsmethode zu

$$\tilde{L}_{P,1} = \frac{X - X_C}{\omega} = \frac{13,07 \Omega}{2\pi \cdot 5 \text{ MHz}} = 416 \text{ nH} \quad (3.29)$$



**Abbildung 3.34:** Fotografie des Prototypen

A - Knoten 1 und  $Z_{OVP3}$ ; B - Knoten 3; C - Knoten 4; D - anodenseitiger Potentialabgriff am IGCT; E - kathodenseitiger Potentialabgriff am IGCT; F - Pulsthyristor  $S_{PT}$ ; G - SiC-Diode in Serie zu Pulsthyristor; H - Gateansteuerung für  $S_{PT}$ ; I - Anschluss für Hochspannungsladegerät; J -  $Z_{OVP2}$

oder

$$\tilde{L}_{P,2} = \left( \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C}} \right)^2 = \left( \frac{1}{\omega_0 \sqrt{44,5 \mu\text{F}}} \right)^2 = 457 \text{ nH}. \quad (3.30)$$

Die Abweichung der beiden Ergebnisse zueinander beträgt weniger als 10 %, während die Abweichung zu der FEM-Simulation innerhalb eines 20 %-Fensters liegt. Die Unterschiede zwischen den Messungen lassen sich vermutlich auf die Schwierigkeiten durch die sehr kleine Impedanz hinsichtlich der Auflösung des Messgeräts zurückführen. Die Unterschiede bezüglich des Vergleichs mit der Simulation hängen sehr wahrscheinlich mit den getroffenen Vereinfachungen bei der Geometrienachbildung zusammen.

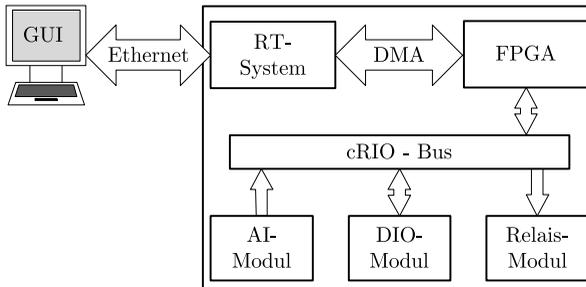
Die Dämpfung des Kreises ist für den entsprechenden Frequenzbereich nach Abbildung 3.33a wesentlich höher als das bestimmte  $R_P$  nach Tabelle 3.7. Das kann auf die nicht berücksichtigten Kontaktwiderstände zurückgeführt werden. Weiterhin kann im Betrieb durch die resistiven Anteile in den Halbleiterelementen von einer insgesamt noch höheren Dämpfung ausgegangen werden.

Die Anordnung des Prototyps in Abbildung 3.34 ist auf einer Grundfläche von 1500 mm zu 700 mm konstruiert worden. Dabei stellt die Konstruktion der Kondensatorbänke einen wesentlichen Anteil an der Gesamtanordnung. Überspannungs-

ableiter sind nah an den zu schützenden Halbleitern positioniert (Abb. 3.34, Marker A und J) und für die Messung entscheidende Potentialabgriffe unmittelbar von den Kontaktscheiben des IGCT isoliert herausgeführt (Abb. 3.34, Marker E und D).

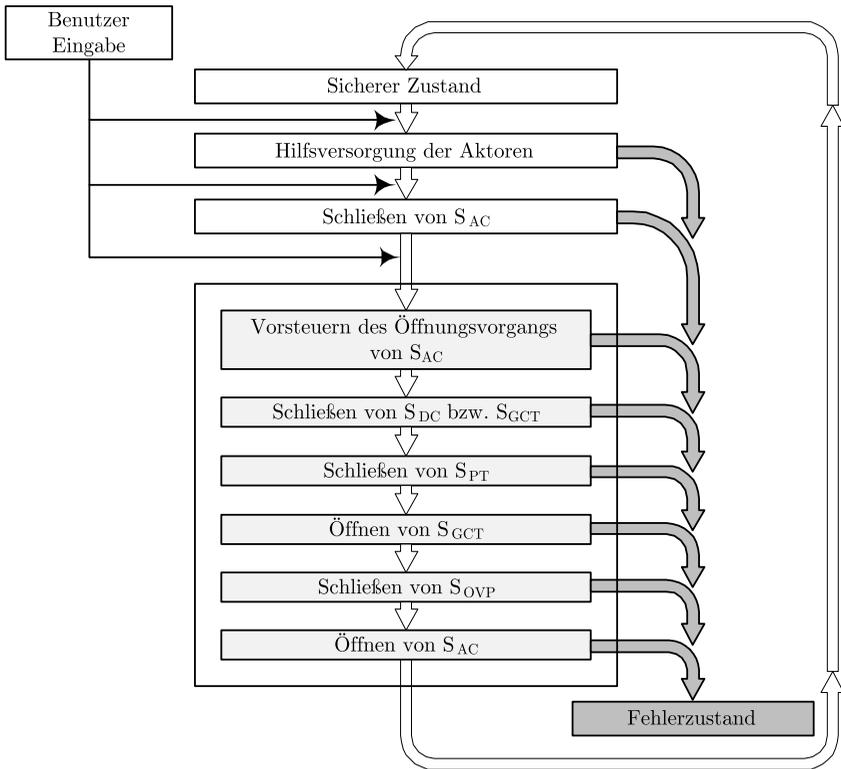
### 3.3.1.4 Steuerung des Versuchskreises

Der Ablauf des Versuchs wird über eine echtzeitfähige Steuereinheit realisiert. Zu deren Aufgaben gehören der zuverlässige Programmdurchlauf sowie die Implementierung automatisierter Sicherheitsfunktionen. Hierzu wird die Anbindung von Eingängen und Ausgängen unterschiedlichen Typs benötigt. Da ohne die Feineinstellung der Schaltzeitpunkte das Zusammenspiel aus Gegenstromeinprägung und IGCT-Abschaltung gefährdet wäre, sollte die zeitliche Auflösung hoch sein.



**Abbildung 3.35:** Darstellung der Steuerungshierarchie

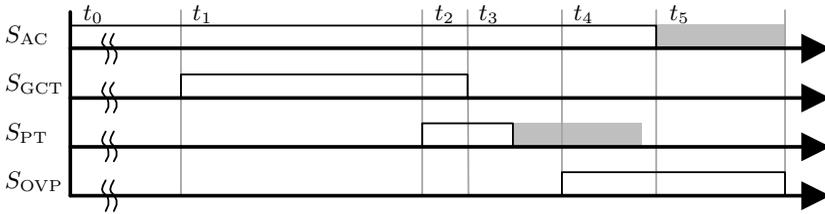
Zum Einsatz kommt das System *cRIO-9074* von *National Instruments*. Es bietet die Möglichkeit eines hierarchischen Aufbaus von Programmstrukturen. Dazu lassen sich im vorliegenden Fall durch einen externen Zugriff mit Hilfe einer grafischen Benutzeroberfläche (engl. *Graphical User Interface*, GUI) Eingaben wie etwa Grenzwerte oder Zeitangaben vornehmen. Die Kommunikation findet über einen galvanisch entkoppelten Ethernet - Anschluss statt. Die Kommunikation erfolgt mit einem Echtzeitsystem (engl. *Real Time System*, RTS), dass mit einer Zykluszeit von 100 ms die deterministische Überprüfung sämtlicher Funktionen und Zustände vornimmt. Über einen direkten Speicherzugriff (engl. *Direct Memory Access*, DMA) werden Steuersignale und Messwerte zwischen RTS und dem *Field Programmable Gate Array* (FPGA) ausgetauscht. Letzteres arbeitet mit einer Taktfrequenz von 40 MHz und erlaubt die deterministische Einstellung der Schaltzeitpunkte auf 100 ns genau. Die Module sind wiederum über ein Bussystem an den FPGA angeschlossen. Über eine externe Einheit zur Signalkonfektionierung werden die Sensoren und Aktoren mit dem analogen Eingangsmodul



**Abbildung 3.36:** Ablaufstruktur des Versuchs

beziehungsweise dem digitalen Ein- und Ausgangsmodul entsprechend verbunden.

Der Versuchsablauf wird über die GUI entsprechend Abbildung 3.36 schrittweise gestartet. Zunächst wird der sichere Zustand verlassen, indem die Hilfsversorgung für Halbleiterschalter und Hochspannungsnetzteil eingeschaltet wird. Wenn die Ansteuereinheiten ein positives Feedback liefern und die Kondensatorladespannung den eingestellten Sollwert erreicht hat, kann die unmittelbare Startvorbereitung erfolgen. Dabei wird der Mittelspannungsschalter  $S_{AC}$  bei noch offenem  $S_{DC}$  geschlossen. Über eine Strom-/Spannungsmessung wird überwacht, ob ein unbeabsichtigter Strom fließt und der Schalter ordnungsgemäß geschlossen wurde. Über eine weitere Quittierung läuft nun der eigentliche Versuch durch. Sobald dieser durchfahren wurde, schaltet die Hilfsversorgung ab und der sichere Ausgangszustand wird wiederhergestellt.



**Abbildung 3.37:** Darstellung der resultierende Schalterzustände mit einer Öffnungsverzögerung für  $S_{AC}$  von  $t_5 - t_0 = \Delta t_{d,SAC} \approx 80 - 100$  ms

Zu Beginn der Prüfung wird der Leistungsschalter  $S_{AC}$  vorgesteuert abgeschaltet. Aufgrund von dessen Schaltverzögerung  $\Delta t_{d,SAC}$  im Bereich von ca. 80 ms bis 100 ms bleibt die Versorgung des Leistungskreises gemäß Abbildung 3.37 weiterhin aktiv, wobei der Kreis noch unterbrochen ist. Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird  $S_{DC}$  geschlossen. Der GCT  $S_{GCT}$  erhält demnach ein Schließsignal, dass unmittelbar ausgeführt wird. Der Leistungskreis wird geschlossen und ein Strom baut sich auf. Die ohmsch-induktive Last erlaubt die Einstellung des gewünschten Stromverlaufs. Die Steuerung misst den Strom und schaltet bei Erreichen des Soll-Abschaltstroms oder bei Überschreiten einer Maximaldauer den Schalter  $S_{DC}$  ab. Dazu wird zeitgesteuert die Pulsstromeinprägung über  $S_{PT}$  ausgelöst ( $t_2$ ) und anschließend  $S_{GCT}$  geöffnet ( $t_3$ ). Nach Beendigung des Abschaltvorgangs zum Zeitpunkt  $t_4$  wird  $S_{OVP}$  geschlossen und verbleibt im geschlossen Zustand bis  $S_{AC}$  endgültig öffnet ( $t_5$ ). Aufgrund der intrinsischen Verzögerungszeiten ist hier ebenfalls eine Vorsteuerung notwendig. Das Zeitmanagement lässt eine auf 100 ns genaue Auflösung zu. Sollten Messwerte oder Statussignale von Aktoren zu einem beliebigen Zeitpunkt widersprüchliche Informationen liefern wird ein Fehlerzustand eingestellt. Dieser sorgt für eine kontrollierte und zustandsberücksichtigende Abschaltung.

### 3.3.2 Versuchsplanung

Um die Versuche sicher und ergebnisorientiert durchführen zu können, müssen die abgeschätzten Belastungen verifiziert und mit den Spezifikationen verglichen werden. In diesem Zusammenhang ist ein Simulationsmodell aufgebaut worden, dass eine realitätsnahe Abbildung ermöglichen soll. Die aus den einzelnen Komponenten des Versuchs bestimmten Parameter fließen in die Modellierung ebenso ein, wie die räumliche Anordnung der einzelnen Komponenten zueinander. Diese ist entsprechend den notwendigen Leitungslängen mit einer Impedanz berücksichtigt. Die resultierenden Parameter sind Tabelle B.1 zu entnehmen.

Die Simulation der Abschaltung ist in Abbildung 3.38 dargestellt. Der Abschaltstrom wurde im vorliegenden Fall auf 10 kA festgelegt. Entsprechend steigt der Strom in der Schalteinheit näherungsweise linear auf den Endwert an und wird dann mit unterstützender Gegenstromeinprägung unterbrochen. Relevant ist zunächst die Schaltspannung. Diese wird in ihrer Höhe durch die vorgesehenen Überspannungsableiter angemessen begrenzt. Gleichzeitig bewirken die Drossel  $L_{DC1}$  und die wechselstromseitigen Induktivitäten  $L_{AC}$  die wirksame Entkopplung der Schaltspannung von den Klemmen des Hochstromtransformators. Dies ist Abbildung 3.38c zu entnehmen. Eine möglicherweise kritische Überspannung wird hierbei erfolgreich vermieden. Die Mittelpunktverschiebungsspannung des schwebenden Transformators ist bezogen auf den mit Erde verbundenen negativen Pol des Gleichrichters erwartungsgemäß moderat und die Vorgaben zu Oberschwingungen gemäß den technischen Anschlussbedingungen für Mittelspannungsnetze [1] werden durch die Konfiguration von  $L_{AC}$  ebenfalls erfüllt.

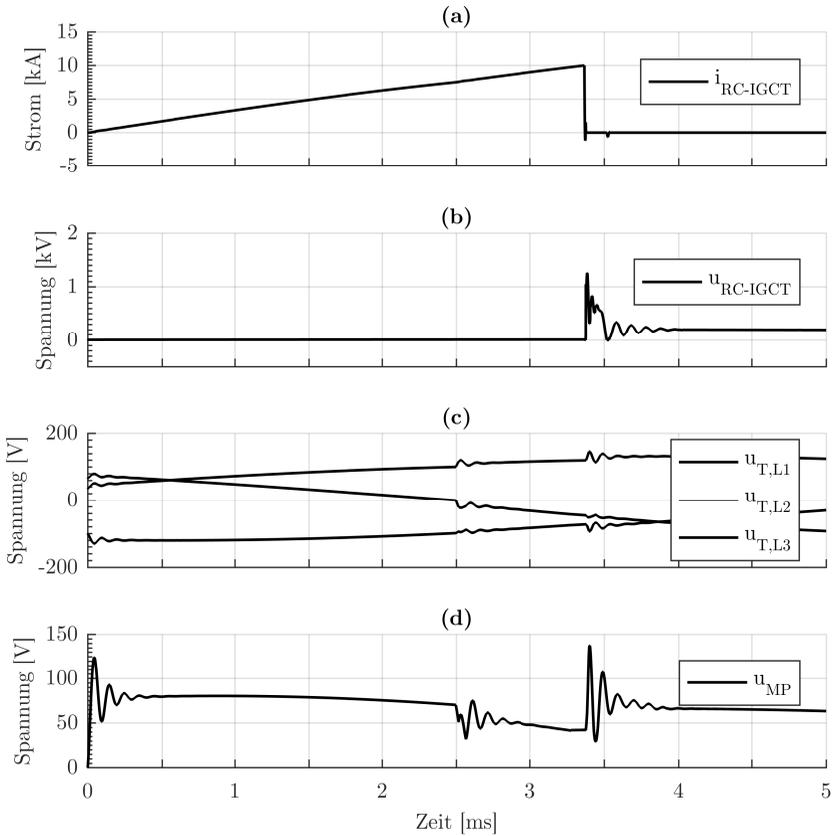
In der Detailansicht des Abschaltvorgangs von Abbildung 3.39 sind die Strom- und Spannungsbelastungen im Einzelnen dargestellt. Aus den Ableiterströmen in Abbildung 3.39c ist die zu erwartende Alterung bestimmbar. Dabei wird der Überspannungsschutz  $Z_{OVP3}$  stärker belastet als die Übrigen. Der Ableiter  $Z_{OVP2}$  erfährt praktisch gar keine Belastung. Dies deckt sich mit den Erwartungen, da er lediglich für den Fall unerwarteter Resonanzphänomene als Schutz von  $D_f$  vorgesehen ist. Nach Abbildung 3.39d nimmt die Spannungsbelastung vom Schalter zu den Klemmen des Gleichrichters bereits sichtbar ab, sodass auch am Gleichrichter keine kritischen Beanspruchungen zu erwarten sind.

Für die Durchführung der Versuche existiert mit dem vorliegenden Simulationsmodell ein Werkzeug um die Zielbelastungen der Einzelprüfung abzuschätzen und die Komponenten bedarfsgerecht zu konfigurieren. Die resultierenden Parameter sind Tabelle B.2 zu entnehmen.

#### 3.3.3 Versuchsdurchführung

Die Versuchsdurchführung erfolgt anhand der in Tabelle B.2 beschriebenen Konfiguration. Die Einzelprüfungen sind in Abbildung 3.40 gegeben. Dabei stellt das Parameterpaar aus Abschaltstrom und Pulsstromamplitude die jeweilige Zielvereinbarung dar. Ihr Schaltvermögen liegt dabei den zuvor beschriebenen Zusammenhängen entsprechend im zulässigen Belastungsbereich. Durch eine entsprechende Wartezeit wurde sichergestellt, dass die Sperrschichttemperatur des GCT, welche für die Abschaltung ein sehr relevanter Parameter ist, das Ergebnis nicht beeinflusst. Die Untersuchungen wurden bis zu einem maximalen Abschaltstrom von 10 kA durchgeführt und jeweils mindestens dreimal wiederholt.

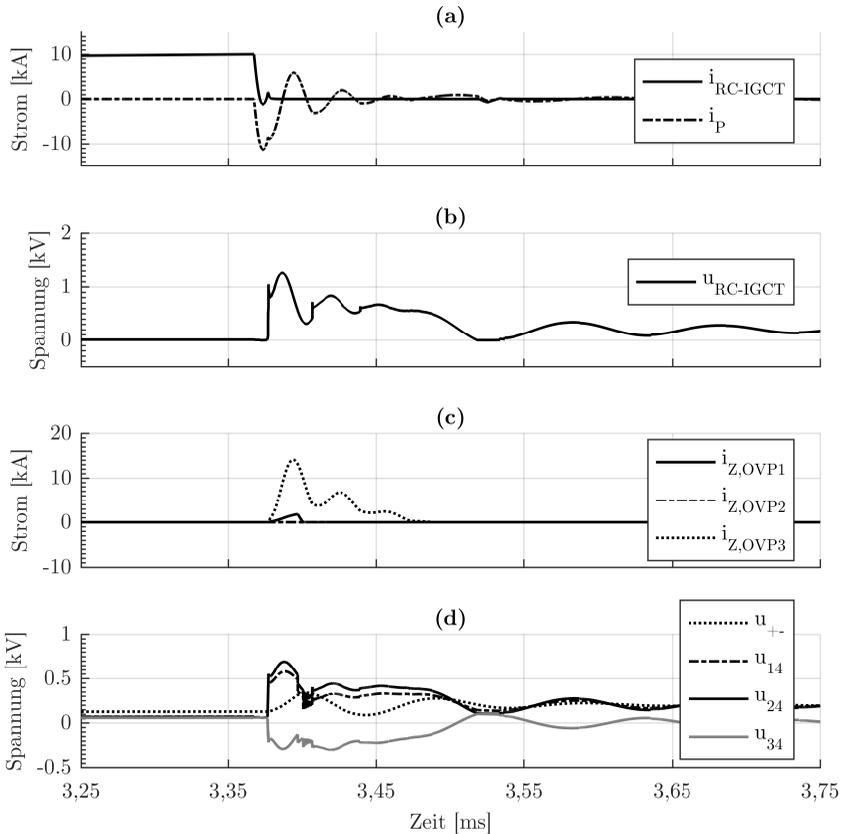
In Abbildung 3.41 ist die Übersicht für die Maximalbelastung von 10 kA dar-



**Abbildung 3.38:** Simulation einer Abschaltung von 10 kA (Teil1)

- (a) Strom durch RC-IGCT
- (b) Spannung über RC-IGCT
- (c) Transformatorausgangsspannungen
- (d) Mittelpunktverschiebungsspannung

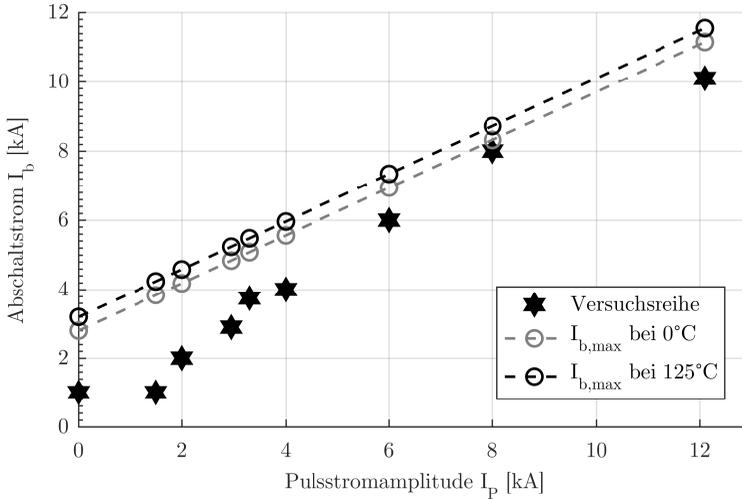
gestellt. Der Strom benötigt circa 4 ms um sich aufzubauen. Mit erfolgter Abschaltung stellt sich die in Abbildung 3.41b dargestellte gemessene Spannungsbelastung ein. Der initiale Spannungsspitzenwert liegt bei 1,2 kV und nimmt mit abklingender Schwingung auf die resultierende Gleichspannung ab. Diese wird charakterisiert durch die Impedanzen der Wechselstromseite und die neue Last  $R_{DC2}$ .



**Abbildung 3.39:** Simulation einer Abschaltung von 10 kA (Teil2)

- (a) Strom durch RC-IGCT und Pulsstrom
- (b) Spannung über RC-IGCT
- (c) Ableiterströme
- (d) Spannungsbelastungen

Die Detailansicht des Abschaltvorgangs ist in Abbildung 3.42 dargestellt. Sie zeigt eine Gegenstromamplitude von 12,5 kA. Der Strom durch den RC-IGCT wird vorübergehend negativ, wobei die Abschaltung während des bereits wieder abnehmenden Gegenstroms erfolgt. Es tritt ein Kommutierungsvorgang auf, der zu einem steilen Spannungsanstieg führt. Aufgrund der räumlich nahen und damit niederinduktiven Parallelschaltung von  $Z_{OV3}$  ist die Spannung begrenzt. Die

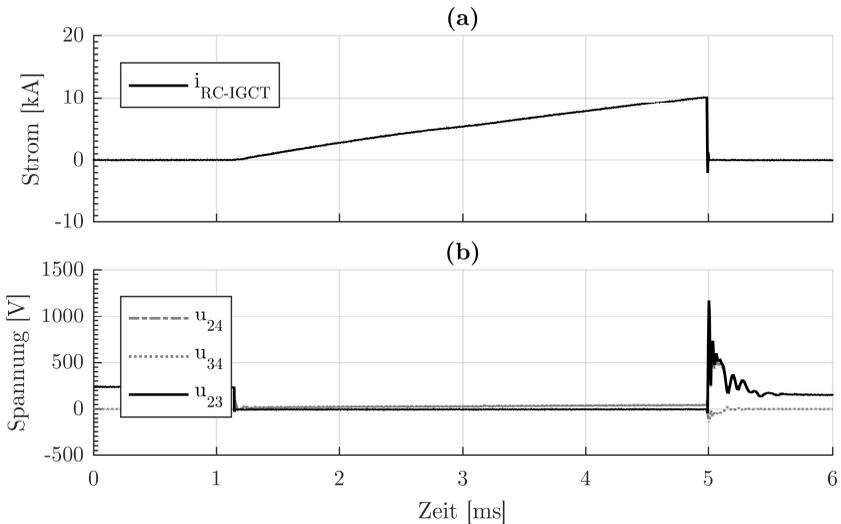


**Abbildung 3.40:** Prüfziel ansteigender Abschalt- und Pulsströme sowie Darstellung der theoretischen maximalen Abschaltfähigkeit

initiale Kommutierung ist damit vergleichsweise schnell abgeschlossen und die Spannungsbelastung wird im weiteren Verlauf im Wesentlichen durch den Ladezustand des Kondensators bestimmt. Wird der exakte Schaltzeitpunkt des GCT nachträglich im Simulationsmodell an die Prüfung angepasst, zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung. So können insbesondere die transiente Kommutierungsspannung im Abschaltmoment, wie auch der allgemeine Verlauf abgeschätzt werden.

Bei genauer Betrachtung des Stromverlaufs im Abschaltmoment zeigt sich anhand von Abbildung 3.43 wie der Strom bei einem Endwert von 1280 A rapide abfällt. Innerhalb von einer Mikrosekunde ist der Strom auf 15% seines Werts gefallen. Der verbliebene Tailstrom erlischt innerhalb einer sich anschließenden Zeitdauer  $\Delta t_{\text{tail}}$  von ungefähr 8  $\mu\text{s}$ .

Für den Erfolg der Abschaltung weiterhin relevant ist die Rückwärtsspannung an der Komponente. Bei Betrachtung der Ableitung des Pulsstromes in Abbildung 3.44 fällt zunächst der nicht-sinusförmige Verlauf der Einprägung auf. Der Spitzenwert in der Stromsteilheit erreicht  $6,5 \text{ kA } \mu\text{s}^{-1}$ . Dieser Wert liegt offenkundig oberhalb der erwarteten Belastung. Weiterhin ist die für die Belastung des GCT maßgebliche Rückwärtsspannung durch einen negativen Spitzenwert von  $-35 \text{ V}$  gegeben.



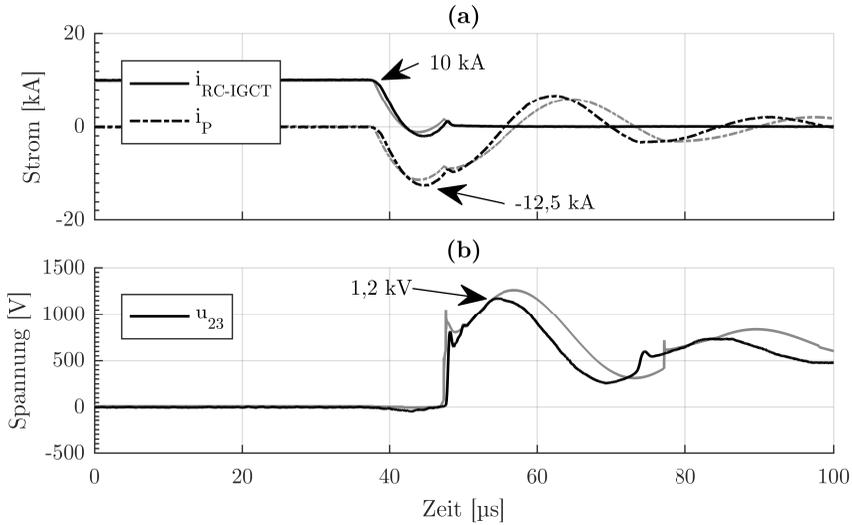
**Abbildung 3.41:** Messergebnisse zu der durchgeführten Abschaltung von 10 kA  
 (a) Strom durch RC-IGCT  
 (b) Schaltspannungen

### 3.3.4 Ergebnisdiskussion

Allgemein betrachtet, nähern sich die durchgeführten Versuche der jeweils maximalen Abschaltfähigkeit an. Hierzu steigt die Gegenstromamplitude mit dem abzuschaltenden Strom und die Zeitdauer  $\Delta t_{SOA}$  nähert sich dem zu Grunde gelegten Minimalwert an. Die Reserve beträgt in den letzten beiden Versuchskonfigurationen weniger als 2 kA. Obwohl die spezifizierten Abschaltströme hierbei deutlich unterhalb der erzielten Belastungen liegen, konnte die Abschaltung jedes Versuchs erfolgreich durchgeführt werden. Es traten keinerlei Fehler bei Abschaltungen auf und Ausfälle auf der Komponentenseite sind ebenfalls ausgeblieben. Damit liegt zunächst der Schluss nahe, dass die grundsätzliche Funktionalität des Schaltprinzips gegeben ist.

Die in Kapitel 3.3.3 dargelegten Belastungen demonstrieren eine akkurate Abschaltung. Die mit der zu Grunde liegenden Stromkurve simulierte Sperrschichttemperatur des RC-IGCT zeigt einen Temperaturanstieg um weniger als 50 °C und bleibt damit auch für wärmere Betriebsumgebungen noch im zulässigen Bereich.

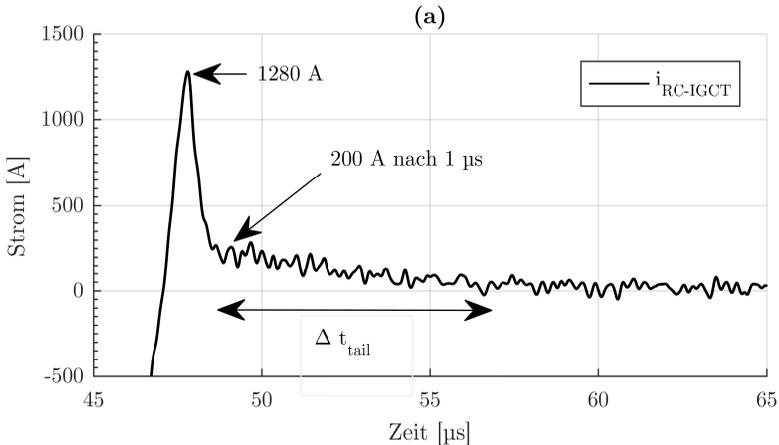
Im nächsten Schritt soll die Messung mit der zu erwartenden Belastung innerhalb



**Abbildung 3.42:** Detailansicht der Mess- und Simulationsergebnisse zu der durchgeführten Abschaltung von 10 kA (schwarz - Messung, grau - Simulation)  
 (a) Strom durch RC-IGCT und Pulsstrom  
 (b) Spannung über dem RC-IGCT

der Topologie des HGÜ-Leistungsschalters verglichen werden. Hierzu wurden in Abbildung 3.45 Simulation und Messung gegenübergestellt. Zur besseren Visualisierung ist die Skalierung der Simulation auf ein Einzelement heruntergebrochen worden. Tatsächlich wäre hier eine Ungleichverteilung durch statistische Streuungen zu erwarten. In diesem Fall ist aus Gründen der Anschaulichkeit auf die gestreute Spannungsbelastung zwischen den Einzelementen verzichtet worden. Es zeichnet sich demnach ab, dass beide Kurven eine große Ähnlichkeit zueinander aufweisen.

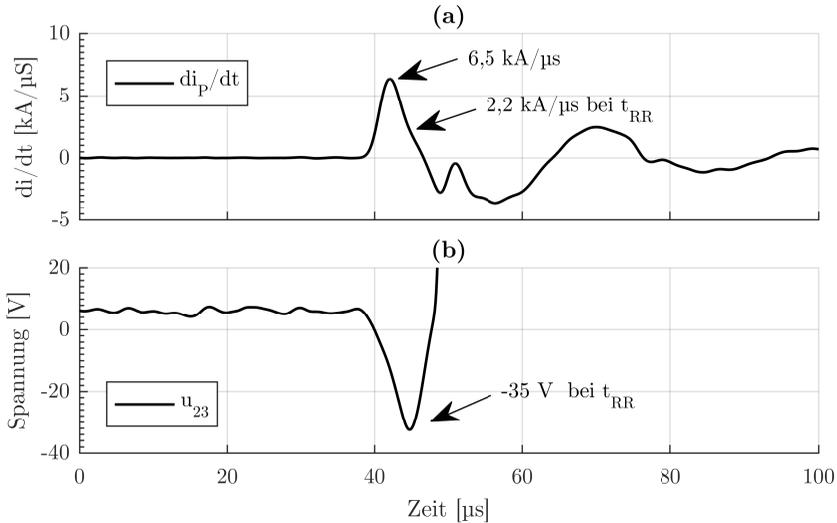
Die Spannungsbelastung bei der realen Versuchsdurchführung weist aufgrund der Kommutierung des Reststroms vom GCT in den Pulscondensator  $C_P$  eine initiale Spannungsspitze auf, die in der Simulation des Hauptschalters fehlt. Der Grund hierfür liegt einerseits an den in der Simulation vorhandenen spannungssteuernden Kondensatoren in Höhe von 200 nF pro IGCT, andererseits entspricht die Kommutierungsinduktivität im verschachtelten Schalter nicht der gesamten Pulskreisinduktivität sondern nur einem Verbindungsstück. Da die Spannungsbelastung für die ersten 5 µs nach der Abschaltung ansonsten vergleichbar ist, kann von einer zunächst hinreichenden Nachbildung gesprochen werden.



**Abbildung 3.43:** Messergebnis zu der durchgeführten Abschaltung von 10 kA mit Darstellung des Stromverlaufs im RC-IGCT bei verbleibendem Abschaltstrom  $\bar{I}_b \approx 1280$  A, Tailstrom  $I_{tail} \approx 200$  A und Abklingdauer  $\Delta t_{tail} \approx 8$  μs

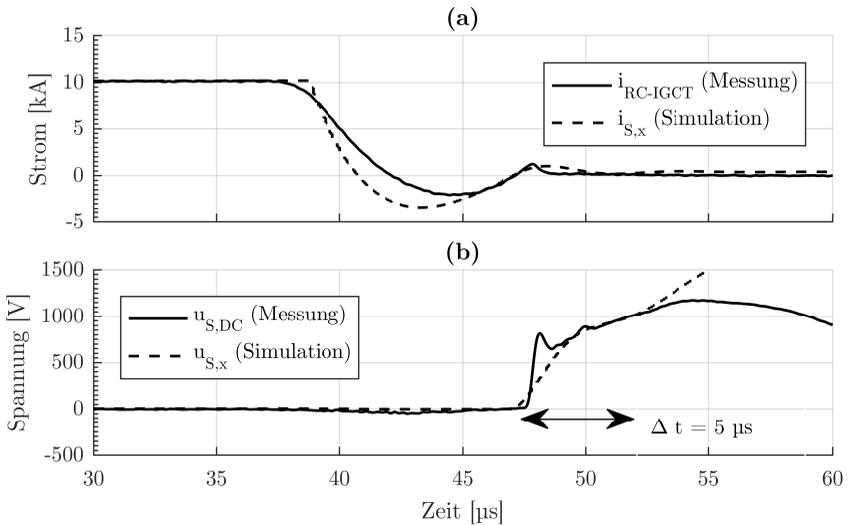
Nach [39] ist die erste zu erfüllende Bedingung für eine erfolgreiche Abschaltung das sogenannte *Hard-Drive*-Kriterium. Dieses beschreibt die Notwendigkeit, dass die Stromkommutierung ins Gate abgeschlossen sein muss, ehe die Anoden-Kathodenspannung der Komponente einen wesentlichen Beitrag leistet. Im sich anschließenden Spannungsanstieg werden allgemein durch den immernoch hohen Strom Ladungsträger mittels *dynamischem Avalanche* erzeugt. Dies reduziert einerseits die Spannungssteilheit, andererseits führt es zu einer Verlagerung des Stroms in die äußeren Regionen der Komponente. Sollte dabei der Strom einen Wert außerhalb des kontrollierbaren Bereichs erreichen, so bleibt nach [39] das zweite Kriterium unerfüllt.

Betrachtet man nun nochmal den Stromverlauf im RC-IGCT während der ersten 5 μs des Abschaltvorgangs und der damit verbundenen Stromreduktion, kann von einer vergleichsweise geringen Wahrscheinlichkeit für ein fehlerhaftes Abschalten zu einem späteren Zeitpunkt gesprochen werden. Sowohl das *Hard-Drive*-Kriterium ist gegeben, als auch die Stromkontrollierbarkeit während der maßgeblichen Abschaltphase. Die mindestens dreimalige Wiederholung jeder Einzelprüfung unterstützt diese Vermutung. Aufgrund der Kurvenverläufe ist es damit weiterhin naheliegend, dass auch für den HGÜ-Leistungsschalter die Abschaltung funktionieren würde.



**Abbildung 3.44:** Messergebnis zu der durchgeführten Abschaltung von 10 kA  
 (a) Ableitung des gemessenen Pulsstroms  
 (b) resultierende Rückwärtsspannungsbelastung des RC-IGCT

Der Pulsstrom ist, wie insbesondere dessen Ableitung verdeutlicht, nicht ideal sinusförmig. Ursache dürften im Wesentlichen Halbleitereinschalteffekte sein. Aber auch nichtlineares Verhalten ausgelöst durch eine Spannungs- oder Frequenzabhängigkeit des Kondensators in Form von  $C_P(U, f)$  oder Wechselwirkungen bei Kontaktwiderständen und Induktivitäten mit resultierender Stromabhängigkeit ihrer Pulskreisimpedanz sind denkbar. Der Spitzenwert der Pulsstromsteilheit liegt mit  $6,5 \text{ kA } \mu\text{s}^{-1}$  oberhalb der für Umrichter typischen Kommutierung. Die zum Zeitpunkt der maximalen Rückwärtsspannungsbelastung auftretende Steilheit liegt mit  $2,2 \text{ kA } \mu\text{s}^{-1}$  hingegen darunter. Das lässt sich damit begründen, dass zunächst der abzuschaltende Strom reduziert wird. Erst wenn  $i_P$  größer als  $I_b$  wird, schaltet die antiparallele Diode ein. Die Rückwärtsspannungsbelastung des GCT für sich genommen ist dann mit  $-35 \text{ V}$  außerhalb des spezifizierten Bereichs. Welche Auswirkungen dieser Umstand auf die Lebensdauer der Komponente hat ist fraglich. Einerseits ist die Belastung sehr kurz und in Umrichtersystemen ebenfalls zu erwarten, andererseits kann die Abschaltung bei Strömen knapp oberhalb der Abschaltgrenze des IGCT eine Gegenstromeinprägung notwendig machen, die dann wiederum eine ausgeprägtere Einschaltsymptomatik bei der Diode auslöst. Die Belastung des GCT stiege in Folge dessen und könnte ohne Anpassungsmaßnahmen



**Abbildung 3.45:** Gegenüberstellung der Messung des im Versuch erzeugten Belastungsprofils mit der in Kapitel 3.2.2 simulierten Belastung einer Schaltzelle (skaliert auf das einzelne Bauelement)

(a) Strom durch Schalterelemente

(b) Spannung über Schalterelementen

dann auch über konventionelle Belastungen hinaus gehen. Die Lebensdauer würde somit möglicherweise negativ beeinflusst. Um Rückschlüsse auf die Lebensdauer ziehen zu können, wäre eine breiter angelegte Studie notwendig. Da sich weder aus einem positiven noch einem negativen Einzelergebnis belastbare Tendenzen ableiten lassen, wurde auf die weitere Prüfung jedoch im Rahmen dieser Versuchsreihe verzichtet.



## Kapitel 4

# Das Konzept des Sammelschienenenschutzes

HGÜ-Leistungsschalter sind unabhängig von der Realisierungsform aufwendige Schutzeinrichtungen. In einer Mehrzahl der Fälle werden Kondensatorbänke zur Erzeugung künstlicher Stromnulldurchgänge oder selbstschaltende Leistungshalbleiter bemüht um die zur Reduktion des Fehlerstroms notwendige Schaltspannung aufzubauen. Entsprechend hoch ist auch der finanzielle Anreiz, der mit der Optimierung des gleichstromseitigen Schutzes von HGÜ-Verbindungen zu assoziieren ist. Ein zentrales Anliegen zielt daher auf die allgemeine Kostenreduktion bei der Schutzkomponente HGÜ-Leistungsschalter ab. Dabei steht auch die Möglichkeit der gemeinsamen Nutzung von einem zentralen Schalter durch mehrere schutzbedürftige Knoten im Raum. Hieraus lässt sich bereits ableiten, dass in diesem Kapitel kein neuartiger HGÜ-Leistungsschalter untersucht wird, sondern ein gesondert zu betrachtendes Schaltanlagenkonzept. Da es allerdings erheblichen Einfluss auf die Entwicklungen nehmen kann und einer gesamtgesellschaftlichen Lösung entgegenkommt, ist die Relevanz für zukunftsfähige Schutzkonzepte unmittelbar gegeben.

Erste Ansätze für die Zentralisierung des Abschaltvorgangs aufeinander treffender Verbindungen gab es bereits mit [27] durch die gemeinsame Nutzung des Schwingkreises für den in Kapitel 2.2.1 vorgestellten mechanischen Schalter und mit [57] im Jahr 2012 für die Saugkreisvariante aus Kapitel 2.2.2. Darüber hinaus entstand eine Reihe von Patenten, die in verschiedenen Konstellationen Schaltanlagen mit Sammelschienen für erweiterte Schutzkonfigurationen beschreiben, exemplarisch genannt seien hier [4, 24]. In [42] wird auf abstrakte Art beschrieben, wie sich über Hilfsschalter Knoten mit zwei unterschiedlichen Sammelschienen verbinden lassen und eben jene über einen Hauptschalter. Aufgrund der anzunehm-

menden Diskrepanz zwischen den Kosten für einen Hilfsschalter und denen für einen Hauptschalter kann hier von einer ökonomischen Optimierung mit hohem Potential ausgegangen werden. Die Anwendbarkeit solcher Ansätze auf netzartige Strukturen wurde exemplarisch in [47] gezeigt.

Allgemein betrachtet lässt sich das Prinzip mehrere Verbindungen nach einer vorgesehenen Regel mit Sammelschienen zu verbinden mit einer konventionellen Drehstrombrückenschaltung vergleichen, und konkret mit einem Diodengleichrichter sofern ein unidirektionaler Strom zwischen den Sammelschienen das Ziel ist. Die Sammelschienen entsprechen dann gemeinhin den Polen des Diodengleichrichters. Das Einsparpotential durch den Einsatz von stromrichtungsabhängig geschaltetem Hilfsschalter, bestehend aus schnellem Trenner mit Kommutierungseinrichtung, anstelle einer Hochspannungsdioden kann eine funktional gleichwertige Kostenoptimierung an dieser Stelle bieten. Das Prinzip führt allerdings weitestgehend zu den bereits angesprochenen Konzepten zurück.

Der Ersatz von Dioden durch Hilfsschalter bringt bei Einsatz eines unidirektionalen Hauptschalters zunächst keinen funktionalen Gewinn, ebensowenig wie es zur Verständlichkeit beiträgt. Nicht zuletzt ist auch die Option einen bidirektionalen Hauptschalter zu nutzen und damit auf die Gleichrichtung zu verzichten im Allgemeinen eher nachteilig, weist der unidirektionale Aufbau doch im Zweifel einen geringeren Komponentenbedarf auf. Im Folgenden soll deshalb das Sammelschienen-schutzkonzept auf Basis eines  $N$ -phasigen Diodengleichrichters als Stellvertreter dieser Schaltanlagenklasse behandelt werden<sup>1</sup>.

## 4.1 Aufbau und Analyse

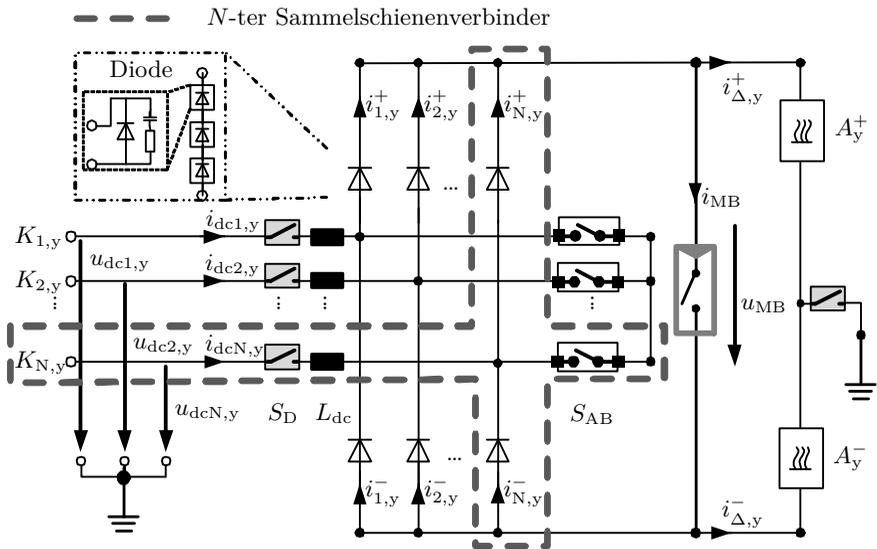
Das Konzept kombiniert die richtende Wirkung eines Diodengleichrichters mit dem in Kapitel 2.1.2 dargestellten hybriden Konzept. Dafür werden bei einer Schalthandlung die Ströme der zu unterbrechenden Knoten durch eine Kommutierungsspannung in einen zentralen Hauptschalter umgeleitet. Dieser führt dann die eigentliche Schalthandlung aus.

Jede Leitung ist am Übergabepunkt  $K_{x,y}$  mit  $y \in \{n,p\}$  und  $x \in [1,N]$  entsprechend Abbildung 4.1 über einen Sammelschienenverbinder angeschlossen. Um sie in das Schaltersystem zu integrieren, werden ein konventioneller Trenner, eine Strombegrenzungsdrossel, zwei Hochspannungsdioden, sowie ein Hilfsschalter benötigt. Der Hilfsschalter besteht im vorliegenden Beispiel aus schnellem Trenner und Kommutierungseinrichtung entsprechend Kapitel 2.1.2. Die Dioden sind über Trenner und Drossel mit dem Knoten  $K_{x,y}$  verbunden und erlauben den Stromfluss zu beziehungsweise von je einer Sammelschiene. Zwischen den beiden Sammelschienen sitzt ein unidirektionaler Hauptschalter zusammen mit Energie-

---

<sup>1</sup>Für die Erstellung dieses Kapitels sind neben den angegebenen Quellen auch Arbeitsteile eingeflossen, welche in vorab publizierten Eigenveröffentlichungen genutzt wurden. Insbesondere ist hier die Quelle [82] zu nennen.

absorbieren. Dabei besteht die Möglichkeit die Absorberkonfiguration wie in Kapitel 3 sowohl mit als auch ohne Erdbezug aufzubauen. Der Hilfsschalter fungiert wiederum als Brücke zu einer dritten Sammelschiene. Über diese wird der stationäre Leistungsaustausch realisiert. Bedingt durch die dem Hilfsschalter zugrunde liegenden Eigenschaften sind die Durchlassverluste im Normalbetrieb gering und ermöglichen so den sinnvollen Dauereinsatz.



**Abbildung 4.1:** Darstellung eines Sammelschienenenschutzschalters mit Polarität  $y \in \{p, n\}$  und optionalem Erdbezug im Absorberpfad

In Abbildung 4.2 ist der exemplarische Schaltvorgang für einen Sammelschienenenschutz mit drei Knoten dargestellt. Wie anhand von Stufe 1 nachzuvollziehen ist, sind im Normalbetrieb alle Hilfsschalter  $S_{ABx}$  geschlossen. Das bedeutet, die an die Knoten  $K_1$ ,  $K_2$  und  $K_3$  angeschlossenen Leitungen sind aktiv, wobei an Leitung 3 zum Zeitpunkt  $t_0$  ein Erdschluss auftritt. Sobald ein Schaltbefehl für Knoten  $K_3$  eintrifft, um dessen Leitung von den anderen zu separieren und so den Stromfluss von den Leitungen 1 und 2 in die Leitung 3 zu unterbinden, wird der Hauptschalter geschlossen ( $t_1$ ) und der dem Knoten zugehörige Hilfsschalter  $S_{AB3}$  geöffnet ( $t_2$ ). Dieser erreicht über seine Kommutierungsspannung, dem Pendant zur Wechselspannung in konventionellen Netzapplikationen, eine Umleitung von

$i_{dc3}$  über die Dioden entsprechend Stufe 2 (Abbildung 4.2). Analog zum bereits bekannten Schalter mit zwei Knoten wird nach vollendeter Kommutierung der schnelle Trenner geöffnet. Nach Abwarten von dessen Öffnungszeit unterbricht der Hauptschalter  $S_{MB}$  den fließenden Strom ( $t_3$ ). Dieser kommutiert in den oder die Absorber, wie in Stufe 3 dargestellt. Mit Vollendung der Energieabsorptionsphase zum Zeitpunkt  $t_4$  kann der konventionelle Trenner  $S_{D3}$  stromlos öffnen ( $t_5$ ) und den Schaltvorgang damit abschließen (Stufe 4). Ein Schließvorgang läuft exakt in umgekehrter Reihenfolge ab.

Bedingt durch die Modularität des Ansatzes und die (verhältnismäßig) einfache Integration nachträglich installierter Leitungen in den Schutz kann das Konzept sehr nachhaltig gestaltet werden. Voraussetzung dafür ist allerdings, dass der Hauptschalter die erforderliche Schaltleistung gewährleistet. Um ein sinnvolles Designkriterium zu erhalten muss zunächst definiert werden, welche Schalthandlungen der Sammelschienenschutz umsetzen können muss. Theoretisch möglich sind beliebig viele Zu- und Abschaltungen innerhalb eines Zykluses. Das heißt in den beiden Extremfällen können alle Leitungen miteinander verbunden oder voneinander getrennt werden. Alle Kombinationen die dazwischen liegen sind ebenfalls möglich, auch das gleichzeitige Zu- und Abschalten. Allerdings sind von Betriebsführungsseite nicht alle Optionen relevant.

Der zu schaltende Strom ergibt sich nach Formel 4.1 als Summe aller positiven Diodenströme  $i_{xy}^+$  oder als Summe aller negativen Diodenströme  $i_{xy}^-$  - jeweils abzüglich des Absorberstroms.

$$i_{MB,y} = \sum_{x=1}^N i_{xy}^+ - i_{\Delta y}^+ = \sum_{k=1}^N i_{xy}^- - i_{\Delta y}^- ; y \in \{p, n\} \quad (4.1)$$

HGÜ-Leistungsschalter sind im Gegensatz zu konventionellen Schaltern nicht für das Schalten von Lasten vorgesehen, diese Aufgabe wird durch entsprechende Regelung der Konverter übernommen. Im Fehlerfall müssen allerdings die auf den Betriebsstrom geladenen Induktivitäten zuverlässig beherrscht werden - sowohl seitens des Abschaltstromes als auch der Absorptionsenergie. Für Übertragungskorridore mit beispielhaften 4 GW Bemessungsleistung, wie sie im Netzentwicklungsplan für das Szenario 2035 [2] beschrieben werden, müssten in einem 500 kV-System bereits Lastströme von 4 kA berücksichtigt werden. Die Verbindung würde sinnvollerweise über parallele Leitungsführung innerhalb der Trasse umgesetzt werden, wozu sich der Sammelschienenschalter besonders anbietet. Die Stromanstiegssteilheit wird, wie bereits kennengelernt, über Strombegrenzer limitiert. Dabei lässt sich die wirksame Impedanz nach Abbildung 4.3 vereinfachen und ergibt für den Fall das Drosseln zum Einsatz kommen den in Formel 4.2 gebildeten Zu-

sammenhang.

$$L_{\Sigma} = L_{dc} + \frac{L_{dc}}{N-1} = L_{dc} \cdot \frac{N}{N-1} \quad (4.2)$$

Damit wird klar, dass der Sammelschienenschutz bezogen auf die notwendige Schaltleistung des Hauptschalters einer Lösung mit individuellem Leitungsschutz weitestgehend gleich gestellt sein wird. Der primäre Anwendungsfall wird bei schutzbedürftigen Knoten mit mehreren Abgängen liegen. Dies ist der Fall, wenn die Kosten für den Schutz von Gabelpunkten, angeschlossenen Konvertern und parallelen Leitungen durch Einsatz eines Sammelschienenschutzes gesenkt werden können. Durch die Tatsache, dass die erforderliche Schaltleistung vergleichbar ist, der Schalter selbst aber unidirektional ausgeführt sein darf, wird der Break-even bereits mit sehr wenigen Abgängen erreicht sein. Ein Sekundärschutz, wie in [38] skizziert, ist hierbei naturgemäß nicht möglich. Demnach fällt die Zuverlässigkeit gegenüber dem Individualschutz zunächst geringer aus. Andererseits ermöglicht das hohe Einsparpotential insgesamt, gezielte Verbesserungen und die Einplanung von Sicherheitsreserven, die sonst aus Kostengründen nicht sinnvoll wären. Auf diese Weise kann die Investitionseffizienz gesteigert und eingesparte Zuverlässigkeit teilweise zurückgewonnen werden. Letztendlich entscheidender dürfte allerdings die Frage sein, ob der sinnvolle Weiterbetrieb eines Systems bei Verlust eines ganzen Knotens im Falle einer Sekundärschutzauslösung noch möglich ist oder ob in diesem Fall ein Abregeln der Konverter nicht ohnehin geboten wäre. In diesem Fall würde die Zuverlässigkeit des Individualschutzes auf ein mit dem Sammelschienenschutz vergleichbares Niveau sinken. In jedem Fall aber ist der Hebel mit dem Investitionen an zentralen Komponenten wie Hauptschalter oder Absorber greifen beim Sammelschienenschutz deutlich höher.

## 4.2 Funktionsverifikation

Um die Funktionalität des Sammelschienenschutzes zu untersuchen soll geprüft werden, ob die Nutzung des Sammelschienenschutzes Veränderungen im Abschaltverhalten gegenüber einem Einzelleitungsschalter verursacht. Dazu wird das Modell des MTS mit drei symmetrischen Monopolen entsprechend Abbildung 3.18 abermals herangezogen. Diesesmal wird ein Sammelschienenschutzkonzept mit drei Eingängen am Gabelpunkt installiert. Das heißt, dass nun Fehler aller drei Leitungen geklärt werden können, wodurch bei einem Einzelfehler die jeweils anderen beiden Leitungen aktiv bleiben. Der Schutzzumfang ist damit für das System allgemein erhöht worden.

Zur Integration des Schalters wird die Größe der einzusetzenden Luftdrossel neu bestimmt. Im ursprünglichen Szenario wurden dem Schalter zwei Induktivitäten in Höhe von jeweils 50 mH in Reihe geschaltet. Entsprechend Formel 4.2 kann dar-

aus die äquivalente Drosselgröße für den Sammelschienenschutz abgeleitet werden. Es ergibt sich nach Formel 4.3 eine Größe von 66 mH.

$$L_{dc} = L_{\Sigma} \cdot \frac{N-1}{N} = (50 \text{ mH} + 50 \text{ mH}) \cdot \frac{2}{3} \approx 66 \text{ mH} \quad (4.3)$$

Bedingt durch diese Neukonfiguration ergibt sich eine zusätzliche Impedanz zwischen MMC1 und MMC3, die zuvor nicht enthalten gewesen wäre. Fraglich ist damit vor allem, wie sich die Stromreduktionsphase durch diesen Umstand gegenüber dem Ausgangsszenario verhält. Die Ableiterkonfiguration wird mit Erdbezug und separierter Energieabsorption für ein- und ausgehende Ströme gewählt. Dazu ist der Aufbau für den positiven Pol in Abbildung 4.4 illustriert.

Die Simulation mit dem erweiterten Schutzkonzept wird analog zu den Betrachtungen in Kapitel 3.2.3 durchgeführt und resultierende Kurven über diejenigen mit vergleichbarer Ableiterkonfiguration gelegt. Die Ergebnisse sind Abbildung 4.5 zu entnehmen.

Es zeigt sich, dass im gewählten Szenario kaum Abweichungen festzustellen sind. Der abzuschaltende Kurzschlussstrom weist das selbe Anstiegsverhalten auf und wird bei selbigem Stromspitzenwert unterbrochen. Die sich ausbildenden Schaltspannungen,  $u_{br1,p} - u_{br2,p}$  und  $u_{br3,p} - u_{br2,p}$  sind mit der in Szenario *B* mit Einzelleitungsschalter  $u_{br1,p} - u_{br2,p}$  vergleichbar. Die Spannungen an den Kabelendverschlüssen sind für  $u_{dc1,p}$  und  $u_{dc3,p}$  aus Szenario *A* mit  $u_{dc1,p}$  aus Szenario *B* ebenfalls deckungsgleich, wie für die fehlerhafte Leitung mit Spannung  $u_{dc2,p}$ . Das betrachtete Szenario legt nahe, dass Beeinträchtigungen für das MTS zunächst nicht zu erwarten sind. Auch für variierende Lastflusskonfigurationen konnten keine kritischen Auswirkungen durch die Implementierung des Sammelschienenschutzes gegenüber dem Einzelleitungsschutz festgestellt werden.

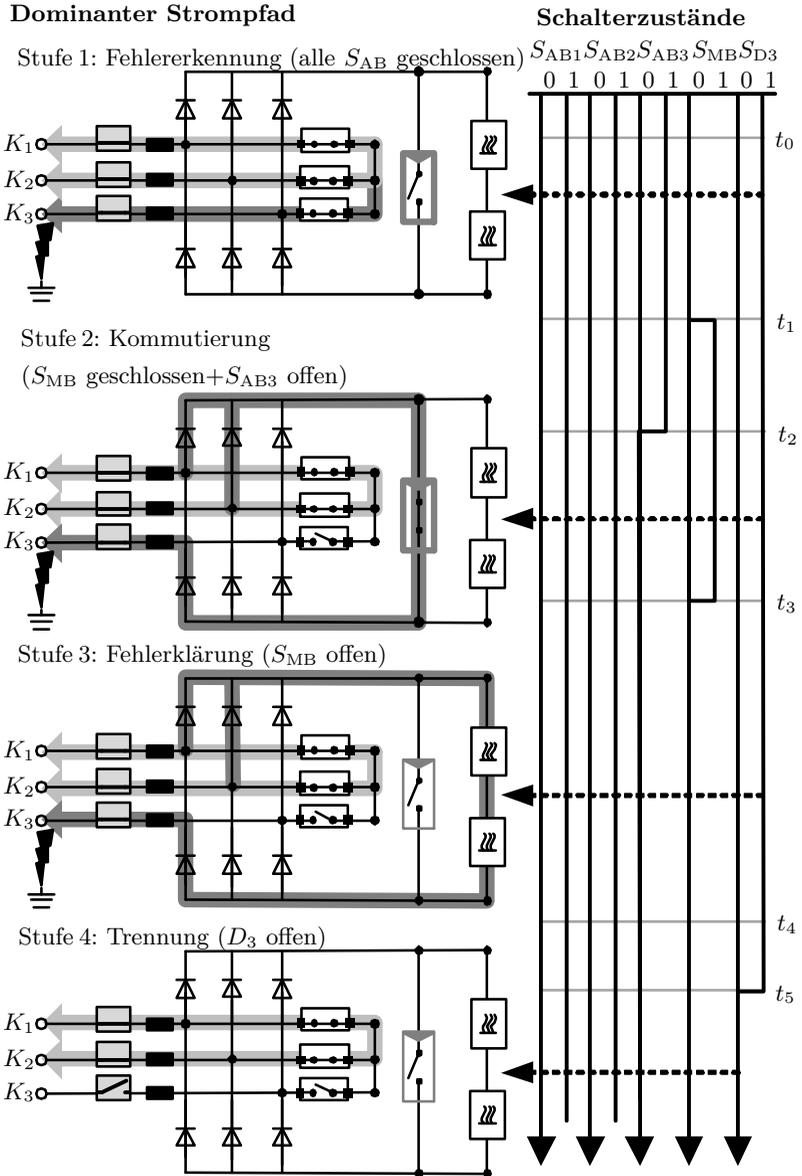
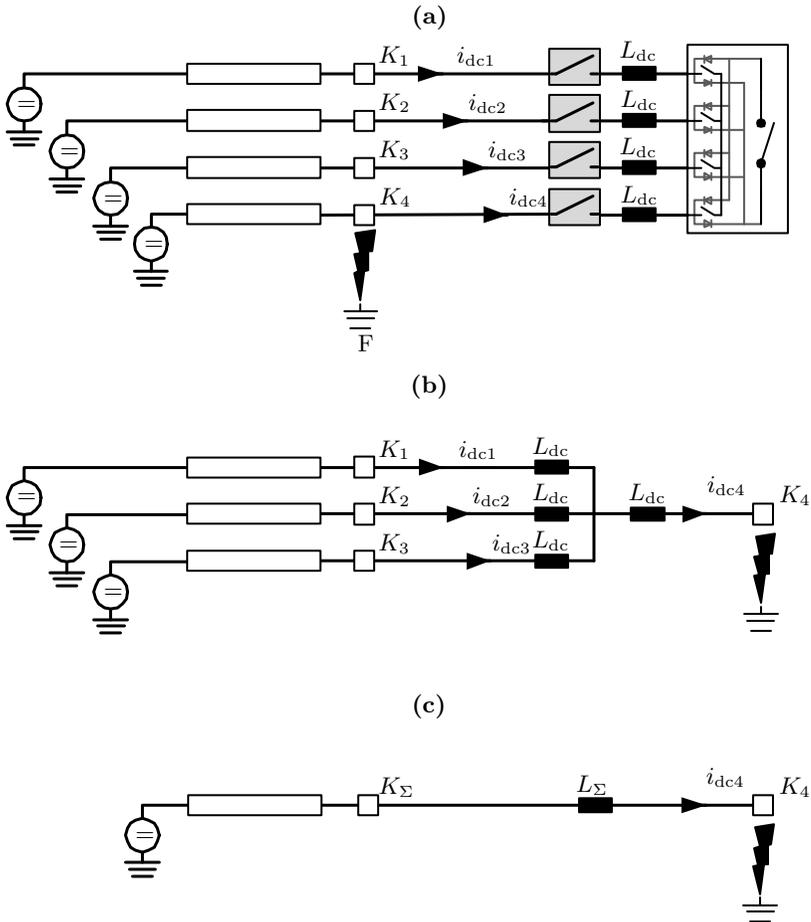
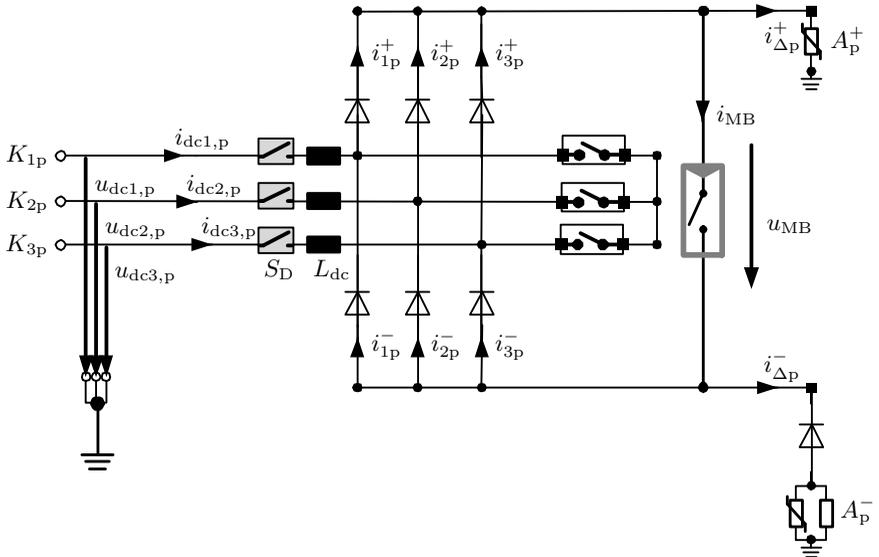


Abbildung 4.2: Schaltsequenz des Sammelschienenschutzes

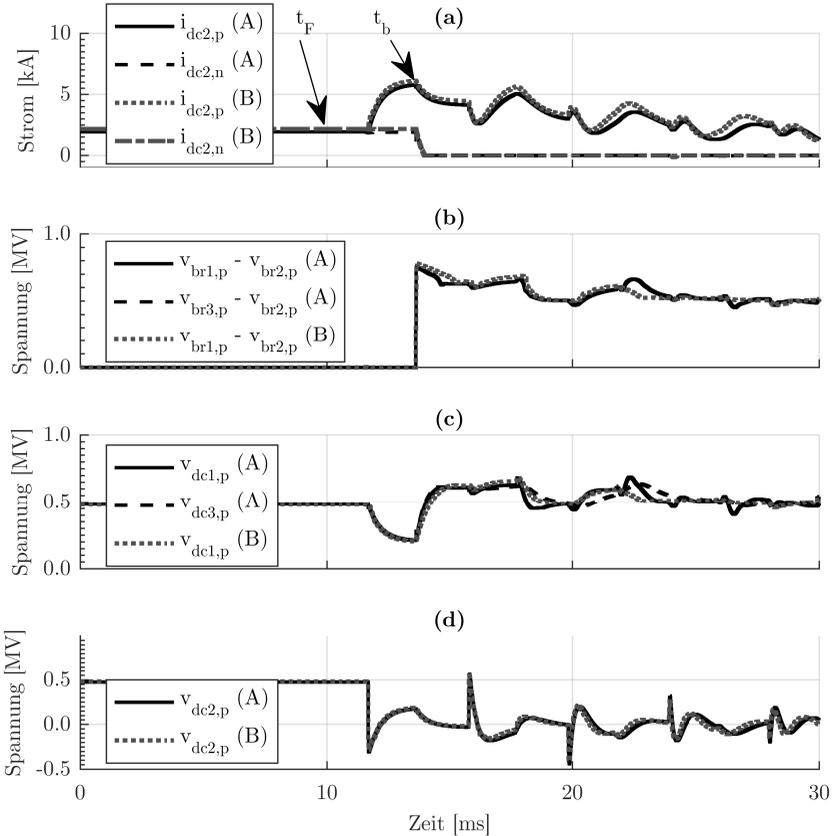


**Abbildung 4.3:** Darstellung der Fehlerimpedanz am Sammelschienenschalter für einen P2G-Fehler

- (a) Allgemeines Ersatzschaltbild
- (b) Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit wirksamen Induktivitäten
- (c) Vereinfachte Kurzschlussnachbildung mit  $L_{\Sigma}$



**Abbildung 4.4:** Darstellung eines Sammelschienenschutzschalters mit separierten Stromreduktionspfaden für positive Polarität



**Abbildung 4.5:** Gegenüberstellung der Simulationen des Fehlers nach Abbildung 3.18 für den Einzelleitungsschalter (A) und den Sammelschienenschutzschalter (B)  
 (a) Klemmenströme des HGÜ LS  
 (b) Schaltspannungen des pos. Pols des HGÜ LS  
 (c) Klemmenspannungen des pos. Pols des HGÜ LS  $x \in \{1, 3\}$   
 (d) Klemmenspannungen des pos. Pols des HGÜ LS  $x = 2$

## Kapitel 5

# Einordnung der HGÜ-Leistungsschalter

In den vergangenen Kapiteln wurden zentrale Ansätze der Gleichstromunterbrechung vorgestellt und anhand vieldiskutierter Umsetzungsvarianten analysiert. Die Konzepte beschreiben technisch vielversprechende Möglichkeiten der Gleichstromabschaltung in Hochspannungsapplikationen. Ihre Einsatzfähigkeit ist jedoch nicht zwangsläufig für alle Systeme gleichermaßen geeignet<sup>1</sup>.

### 5.1 Technologievergleich

Der insgesamt größte Unterschied besteht zwischen dem Aufbau der Schaltspannung durch mechanische und leistungselektronische Schaltertechnologien. Das Öffnen mechanischer Schalter - egal welchen Typs - beginnt mit der Abstandsgewinnung der Elektroden. Die Öffnung erfolgt traditionell häufig über vorgeladene Energiespeichersysteme wie beispielsweise Federn. Diese befinden sich zusammen mit der Spannvorrichtung auf Erdpotential. Zur Kraftübertragung kommen dann Isolatoren zum Einsatz.

Sollten geringe Fehlerklärungszeiten in künftigen Anwendungsszenarien notwendig sein, wovon aktuell auszugehen ist, wird die notwendige Beschleunigungskraft möglicherweise eine Herausforderung darstellen. Der schnelle Trenner nach [62] genauso wie neuartige Konzepte für Vakuumschaltröhren [51] setzen dabei auf den Thomson-Antrieb [44]. Dieser erfordert eine dynamische Kondensatorentladung mit Pulsstromamplituden im Bereich mehrerer tausend bis zehntausend Ampere. Damit einhergehend werden Pulsthyristoren benötigt, eine an die Primärspule des

---

<sup>1</sup>Für die Erstellung dieses Kapitels sind neben den angegebenen Quellen auch Arbeitsteile eingeflossen, welche in vorab publizierten Eigenveröffentlichungen genutzt wurden. Insbesondere ist hier die Quelle [78] zu nennen.

Thomson-Antriebs angepasste treibende Spannung sowie kapazitiv vorgehaltene Energie für die Umwandlung in Kinetik. Um eine schnelle Unterbrechung zu erreichen, muss weiterhin die bewegliche Masse auf niedrigem Niveau bleiben. Je größer das Gewicht ist, desto langsamer wird die Kontaktbewegung, beziehungsweise, desto höher muss die Beschleunigungskraft ausfallen.

Es ist zu erwarten, dass die zentrale Fähigkeit des Schaltspannungsaufbaus, sollte sie konstruktiv durch eine einzelne Schaltkammer lösbar sein, vergleichbar mit den verifizierten Ansätzen zu passiven Schwingkreisen, eine erhebliche Produktionskosteneinsparung darstellen würde. Insbesondere wenn Schaltspannungen zulässig wären, die für übliche Systemspannungen genügen und so weitere Entwicklungskosten gering gehalten werden können. Ob die im Vergleich zu einem Trenner vermutlich größere Masse mit vertretbarem Aufwand so beschleunigt werden kann, dass die Anforderungen an die Schaltdauer erfüllt werden, ist nicht bekannt. Die Möglichkeit mit der Kaskadierung kleiner Schalter mit geringer Bewegungsmasse zu arbeiten, muss sich noch in Bezug auf die Abschaltfähigkeit bewähren und schmälert über die notwendigen Entladekreise des Thomson-Antriebs das Einsparpotential gegenüber leistungselektronischen Schaltervarianten. Der mit dem Antrieb einhergehende Aufwand darf somit nicht unberücksichtigt bleiben.

Der Aufwand für die Realisierung der Stromreduktion in den vorgestellten mechanischen Schaltervarianten unterscheidet sich teilweise sehr erheblich. Die vorgestellte Variante des aktiven Resonanzkreises, insbesondere die Weiterentwicklung zum Kettenleiter, erfordert eine kapazitiv speicherbare Energie von

$$W_{C\Sigma,\min} = \frac{1}{2} \cdot (C_1 A^2 + C_2 A^2 + C_3 \max(1,5 \cdot |u_3|)^2) = 232 \text{ kJ.} \quad (5.1)$$

Der Schalter  $S_{\text{inj}}$  kann mechanisch oder als bidirektionaler Thyristorschalter ausgeführt werden.

Die zweite vorgestellte mechanische Schaltvariante nutzt einen Saugkreis, dessen kapazitiv gespeicherte Energie deutlich von der des Kettenleiters abweicht. Sie bewegt sich im Bereich von 2,73 MJ für das Referenzszenario. Zu dem Wert ist anzumerken, dass einige wichtige Parameter des derzeit nicht genauer bestimmbar mechanischen Schalters fehlen und weitere Sicherheitsmargen für möglicherweise resultierende Alterungseffekte und Bauteiltoleranzen für die symmetrische Pulsstromaufteilung nicht eingepreist wurden. Hinzu kommen weitere teils leistungselektronische Komponenten. Dazu gehören zwei vollwertige mechanische Schalter, ein Einschalter aus Mittelspannungsthyristoren, sowie vier Dioden die alle auf

$$U_{S,\Sigma} = u_{\text{TIV}} = 750 \text{ kV} \quad (5.2)$$

auszulegen sind. Im Allgemeinen sind leistungselektronische Schalter hinsichtlich der Spannungsskalierbarkeit erprobt. Es ergeben sich bei hybrider Ausführung auch keine nennenswerten Nachteile durch Verluste. Dennoch ist der Aufwand hinsichtlich Auslegung, Aufbau und Komponenteneinsatz mitunter höher. Bereits

der Umstand, dass von dem Aufbau einer Schalterhalle auszugehen ist, legt den potentiellen Aufwand dar, handelt es sich schließlich vom Umfang her eher um einen Konverter als um einen Schalter im klassischen Sinne.

Der hybride IGBT-Schalter als Repräsentant selbstkommutierter Schalter, zeichnet sich in erster Linie durch seine einfache Funktion aus. Die Skalierbarkeit wird durch eingesetzte Leistungshalbleiter bestimmt, wobei die Sättigungsströme selber den spezifizierbaren Abschaltstrom begrenzen. In sich geschlossene IGBT-Module sind sowohl für unidirektionalen als auch für bidirektionalen Gebrauch einsetzbar. In letzterem Fall in antiserieller Anordnung. Die Auslegung erfolgt unidirektional auf die Schaltspannung nach

$$U_{S,\Sigma} = u_{TIV} = 750 \text{ kV}. \quad (5.3)$$

Der fremdgeführte HGÜ-Leistungsschalter ist repräsentiert durch die in Kapitel 2.2.4 vorgestellte Topologie. Der Thyristor, in seiner Form nur durch die Diode hinsichtlich der Schaltleistung übertroffen, wird für den Einsatz in Gleichstromapplikationen im Wesentlichen durch die zu berücksichtigende Freiwerdezeit limitiert. Als Gleichstromsteller ergibt sich die Mindestkapazität für das in dieser Arbeit vorliegende Referenzszenario zu

$$C_{\min} = \frac{I_b \cdot \Delta t_c}{U_{dc}} = \frac{15 \text{ kA} \cdot 90 \mu\text{s}}{500 \text{ kV}} \approx 2,25 \mu\text{F} \quad (5.4)$$

und die minimale Energie zu

$$W_{C,\min} = \frac{1}{2} C_{\min} u_{TIV}^2 = 633 \text{ kJ}. \quad (5.5)$$

Die vorgeschlagene Topologie geht allerdings durch ihre Mehrstufigkeit und den ungeladenen Ausgangszustand der Kapazität über diesen Wert sehr deutlich hinaus. Sie liegt in diesem Fall bei 4,65 MJ. Hinzu kommt, dass bedingt durch sequenzielle Kommutierungen eine höhere Anzahl von Thyristoren eingesetzt werden muss. Die aufsummierte Spannungsfestigkeit der teilweise parallelen Thyristorschalter ergibt unidirektional

$$U_{S,\Sigma} = 2 \cdot \hat{u}_{C2} + \hat{u}_{C1} + \hat{u}_{C0} \approx 1,63 \text{ MV} \quad (5.6)$$

und für bidirektionalen Betrieb sogar 3,26 MV. Fraglich ist, ob hier nicht bereits der Aufbau als unidirektionaler Schalter innerhalb des Sammelschienenschutzkonzepts bei einer Einzelleitung erhebliches Optimierungspotential erlauben würde. Der dritte leistungselektronische Leistungsschalter setzt von vorneherein auf den unidirektionalen Aufbau und ist somit insbesondere für den diskutierten Sammelschienenschutz interessant. Dabei handelt es sich der Einordnung des Schaltprinzips nach um einen selbstgeführten Schalter mit unterstützender Gegenstromeinprägung. Der Komponenteneinsatz ist qualitativ höher anzusetzen als beim

IGBT-Schalter, ebenso wie die Komplexität der Anordnung und damit etwaige Entwicklungskosten. Er kann gemessen an den komponentenabhängigen Grenzen für den Abschaltstrom als Kompromiss zwischen dem rein selbstgeführten und dem rein fremdgeführten Schalter betrachtet werden, da einerseits die Sättigung bei Einsatz von GCTs ausbleibt und andererseits die Einhaltung der Freiwerdezeit durch deutlich kürzere Zeitkonstanten abgelöst wird. Damit ergibt sich innerhalb des thermisch Zulässigen, eine von den Halbleiterspezifikationen entkoppelte Abschaltung. Die resultierende Skalierbarkeit erfordert zusätzliche Einschalter und Pulscondensatoren. Die resultierende Kapazität ergibt sich dabei entsprechend Tabelle 3.3 zu

$$C_{\min} = \frac{C_P}{N-1} = \frac{5,1 \mu\text{F}}{20} \approx 255 \text{ nF} \quad (5.7)$$

und die darin gespeicherte Energie zu 72 kJ. Bezüglich der leistungselektronischen Komponenten finden sich im Wesentlichen drei Typen darin wieder die alle auf die genannte Schaltspannung ausgelegt sein müssen. Dabei handelt es sich um den IGCT  $S_x$  mit voller Stromtragfähigkeit, den Pulsthyristor oder die Funkenstrecke  $S_P$ , welche eine hohe Pulsstrombelastbarkeit mit steilem Stromanstieg zulassen muss, und einen intern oder extern aufgebauten Ladeschalter  $S_C$ , der der Wiederverfestigung von  $S_P$  gilt und Streuströme von 20 A im Referenzszenario schalten muss. Die summierte Spannungsfestigkeit des jeweiligen Schaltertyps ergibt sich zu

$$U_{S,\Sigma} = u_{TIV} = 750 \text{ kV}. \quad (5.8)$$

Sollte sich das Verfahren als zuverlässig erweisen, ließe sich die Skalierbarkeit des Abschaltstromes innerhalb gewisser Grenzen durch die Entkopplung des spezifizierbaren Abschaltstromes von den Halbleiterkomponentenkosten realisieren. Steigen die Vorgaben an den als notwendig erachteten maximalen Abschaltstrom verspricht der Mehraufwand damit ökonomisch zunehmend attraktiv zu werden.

Die tatsächlich notwendige Schaltspannungsauslegung wird sich in allen genannten Beispielen durch die über  $u_{TIV}$  hinausgehende Auslegung nochmal erhöhen. In Anlehnung an die Dimensionierung des IGBT Schalters nach [29] kann eine Sicherheitsmarge von circa 30 % angenommen werden. Dies entspricht einer summierten Einzelelementbelastung von insgesamt 1 MV im Referenzszenario und würde hinsichtlich der speicherbaren Energie zu einem Faktor von 1,8 gegenüber den angegebenen Werten führen. Damit ergeben sich insbesondere für den fremdgeführten Schalter und den mechanischen Schalter mit Saugkreis besonders nachteilige Kostenschätzungen. Andererseits kann dieses Argument bei Auslegung für niedrigere Systemspannungen oder geringere Abschaltströme teilweise entkräftet werden. Die Topologien mit der vermeintlich einfachsten und zuverlässigsten Realisierbarkeit, der mechanische Schalter mit Kettenleiter und der selbstgeführte Schalter, weisen einen vergleichsweise geringen Komponenteneinsatz auf. Welcher Umsetzung aber am Ende der Vorzug gegeben wird, hängt sehr wahrscheinlich vom Umstand der

konkreten Anwendung und dem Entwicklungsstand ab und ist somit, zumindest im europäischen Umfeld, weitestgehend offen.

## 5.2 Entwicklung leistungselektronischer Lösungen

Die Entwicklung von BIGTs für den bidirektionalen, selbstgeführten HGÜ-Leistungsschalter bringt eine höhere Integrationsdichte ins Spiel und zeigt, wie auch die andauernde Weiterentwicklung von IGBTs allgemein, dass weiteres Potential für die kompakte Umsetzung hoher Schaltleistungen vorhanden ist. Dabei sind jedoch entscheidende Fragestellungen bezüglich der Langzeitstabilität, Kostenkalkulationen oder der komplexeren Ansteuerung bislang unbeantwortet.

Der Einsatz von Leistungshalbleitern in HGÜ-Leistungsschaltern ist durch den konsequenten Betrieb im Überlastbereich geprägt. Die niedrigen Durchlassverluste des IGCT stellen für die thermische Auslegung begünstigende Rahmenbedingungen bereit. Dabei ist die Begrenzung des abschaltbaren Stroms ein großes Handicap. Der Umstand, dass der vollständige Anodenstrom in das Gate kommutiert werden muss, sorgt für die Notwendigkeit eines sehr niederimpedanten Aufbaus der Ansteuereinheiten.

Dennoch sind seitens der als sehr zuverlässig geltenden IGCTs in jüngerer Vergangenheit Fortschritte gemacht worden. Die weitergehende Optimierung der IGCTs hin zu höheren Abschaltströmen von aktuell 6,5 kA respektive 9,5 kA [74, 75] oder der Bi-Mode GCT (BGCT) [70, 71] zeigen das Potential bipolarer Technologie auf. Damit bleibt der IGCT nicht nur - aber auch wegen der Option einer externen Gegenstromeinprägung - für den Einsatz als Leistungsschalter in HGÜ Anwendungen bei höheren Abschaltströmen interessant.

Allgemein müssen Halbleiter ihre vermeintlich schlüssige Einsatzfähigkeit in hybriden HGÜ-Leistungsschaltern erst nachweisen. Konventionelle Prüfungen für Leistungshalbleiter sehen Lastwechseltests bei thermischer Zyklierung vor, die für den neuartigen Einsatz vermutlich zu langsam sind. Wird die Erwärmung innerhalb weniger Sekunden durchgeführt um - gegenüber dem Einsatz in Umrichtersystemen - eine beschleunigte Alterung zu simulieren [40], so ist die für HGÜ-Leistungsschalter übliche Pulsbelastung nach wenigen Millisekunden üblicherweise vorüber. Es darf vermutet werden, dass aufgrund der vergleichsweise kurzen und übermäßig starken Belastung, möglicherweise andere Zerstörungsmechanismen in den Vordergrund treten. Da die Stromexposition damit nach gängiger Vorstellung eher einem Kurzschluss ähnelt, sind Prognosen zur Lebensdauer möglicherweise nicht ohne Anpassung der Prüfzenarien erlaubt. Andererseits lässt sich aufgrund der vergleichsweise geringen Anzahl an Schalthandlungen das Degradationsverhalten direkt am Prüfling ablesen ohne eine Beschleunigung der Alterung erforderlich zu machen.



## Kapitel 6

# Zusammenfassung und Ausblick

Um einen Überblick zu den Möglichkeiten für die Umsetzung des Betriebsmittels Hochspannungsgleichstrom-Leistungsschalter zu bieten, wird eine Eingruppierung nach Schaltprinzipien vorgenommen. Innerhalb der Arbeit wurden dazu bekannte Schalterkonzepte vorgestellt und zentrale Auslegungszusammenhänge formuliert. Dem Leser wird ein erster Einblick in die Problematik des Gleichstromschaltens gegeben. Die Analyse der Konzepte weist auf mögliche Eigenheiten beispielsweise in Form erhöhten Komponentenbedarfs hin und zielt auf die verständliche Charakterisierung der Topologien ab.

Schwerpunkt der Arbeit ist jedoch die GCT Abschaltung mit hochfrequentem Gegenstrom. Hintergrund des neuartigen Schaltprinzips ist der Gedanke, die für den Applikationsrahmen vorteilhaften Eigenschaften des Thyristors, als Repräsentant fremdgeführter Schalter, mit denen selbstgeführter Schalter zu kombinieren. Ziel war es, ein Schalterkonzept zu entwickeln, mit dem abseits der individuellen Komponentenspezifikationen eine Skalierbarkeit erreicht wird. Diese soll nicht alleine auf die Spannung, sondern ebenso auf den zulässigen Abschaltstrom zutreffen. Dazu wurde eine modulare Topologie entwickelt, die auf eine zentrale Kondensatorentladung verzichtet und stattdessen eine möglicherweise besser umsetzbare parallelisierte Gegenstromüberlagerung nutzt. Die grundlegende Funktionalität wurde auf unterschiedlichen Abstraktionsebenen analysiert und simulativ überprüft. Im Zuge dessen fand weiterhin die experimentelle Verifikation des Schaltprinzips statt. Die erforderliche Versuchsumgebung ist anhand ihrer Komponenten vorgestellt und die Ergebnisse im Kontext der vorgestellten Topologie eruiert worden. Es konnte dargelegt werden, dass das neuartige Schaltprinzip grundsätzlich das Potential dazu hat, Gleichströme jenseits der Spezifikationen des eingesetzten GCT abzuschalten. Dabei kann eine Verdreifachung des Abschaltstromes attestiert werden.

Weiterhin ist das zunehmend in den Fokus rückende Schaltanlagenkonzept des Sammelschienenschutzes analysiert und simulativ bestätigt worden. Die Funktionalität des Hauptschalters wird ebenso wenig beeinträchtigt, wie das Abschaltverhalten auf Systemebene. Durch Einsatz als Sammelschienenschalter lassen sich dank des unidirektionalen Schaltens in den behandelten Topologien weiterhin Vereinfachungen treffen, die der Kostenreduktion zu Gute kommen. Die Stärken liegen in einer allgemeinen Komponentenreduktion und insgesamt einer Erhöhung der Zuverlässigkeit. Damit wird zusätzlich die Möglichkeit geschaffen, die Ableiterkonfiguration so zu gestalten, wie sie für das Übertragungssystem am geeignetsten erscheint.

Bevor HGÜ-Leistungsschalter auf leistungselektronischer Basis zum Einsatz kommen können, müssen sie sich durch geeignete Testverfahren für den Einsatz in dem neuen Applikationsrahmen qualifizieren. Innerhalb des erwarteten Arbeitsbereichs werden bereits Belastungen abseits konventioneller Umrichterbeanspruchungen erreicht, die nicht zwangsläufig durch bekannte Testverfahren abgedeckt sind. Aufgrund des hohen Anspruchs an Zuverlässigkeit und Ausfallsicherheit muss die Lebensdauer der Halbleiter in den kurzschlussähnlichen Belastungsszenarien für angemessene Schaltspielzahlen nachgewiesen werden.

Bezogen auf die gegenstromgestützte GCT-Abschaltung sind weitere Untersuchungen hinsichtlich der Lebensdauer notwendig. Die Praxistauglichkeit setzt voraus, dass unterschiedliche Belastungssituationen zuverlässig bewältigt werden. Dabei stellt die kritische Belastung nicht notwendigerweise das Schalten an der Abschaltstromgrenze dar, sondern gegebenenfalls der Teillastbereich. Knapp oberhalb der natürlichen Abschaltstromgrenze des GCT, wenn die Rückwärtsbelastung der antiparallelen Diode durch den Pulsstrom besonders hoch wird, könnte eine möglicherweise bedenkliche Beanspruchung auftreten.

Leistungselektronische Komponenten müssen ihren zuverlässigen Einsatz bei der zu erwartenden Kurzzeitbelastung durch möglicherweise veränderte Prüfverfahren für adequate Schaltspielzahlen im Applikationsrahmen des HGÜ-Leistungsschalters erst nachweisen. Gleichmaßen steht für die Umsetzung mechanischer Schalter mit inhärentem Einsparpotential gegenüber leistungselektronischen Realisierungsmöglichkeiten eine durchgängige Lösung hinsichtlich des Anforderungsprofils aus. Die Spannungsskalierbarkeit ist, anders als für Leistungshalbleiter, nicht unmittelbar gegeben und erfordert einen schlüssigen Ansatz um gleichzeitig der Vorgabe einer geringen Schaltzeit nachzukommen.

Die Umsetzung eines Gleichstromleistungsschalters für Hochspannungsanwendungen ist trotz - oder gerade wegen - der Vielzahl von Realisierungsmöglichkeiten sehr wahrscheinlich möglich. Die Frage ist, ob sie ökonomisch - wie technisch - sinnvoll sein wird. Daher dürfen auch Alternativen zum Schalten auf der Gleichstromseite nicht außer Acht gelassen und generell ein Augenmerk auf die ganzheitliche Lösung der Fehlerklärung gelegt werden.

# Anhang A

## Analytische Zusammenhänge

### A.1 Stromkommutierung mit RCD Snubber (Kapitel 2.1.2)

Bezüglich der Stromanstiegssteilheit im Hauptschalter hervorgerufen durch die Kommutierungseinrichtung  $S_{LCS}$  kann das vereinfachte Schaubild nach Abbildung A.1 angenommen werden.

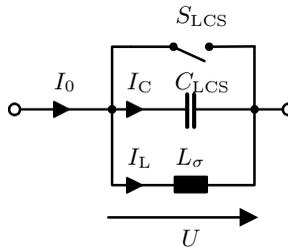


Abbildung A.1: Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer Kommutierung

Es gilt für die Kommutierungsdauer  $i(t) = i_0$ . Es können damit folgende Zusammenhänge aufgestellt werden:

$$I_0(p) = \frac{i_0}{p} \tag{A.1}$$

$$u(t) = \frac{1}{C_{LCS}} \int i_C(t) dt \quad \bullet \quad U(p) = \frac{1}{C_{LCS}} \frac{I_C(p)}{p} \tag{A.2}$$

$$u(t) = L_\sigma \frac{di_L}{dt} \circ \bullet U(p) = p \cdot L_\sigma \cdot I_L(p) \quad (\text{A.3})$$

Über  $U(p)$  ergibt sich somit der Zusammenhang

$$\frac{1}{C_{LCS}} \frac{I_C(p)}{p} = p \cdot L_\sigma \cdot I_L(p) \quad (\text{A.4})$$

der mit den Kirchhoffschen Gleichungen

$$I_C(p) = I_0(p) - I_L(p) \quad (\text{A.5})$$

zu

$$\frac{1}{C_{LCS}} \frac{I_0(p) - I_L(p)}{p} = p \cdot L_\sigma \cdot I_L(p) \quad (\text{A.6})$$

$$I_L(p) = \frac{I_0(p)}{p^2 \cdot L_\sigma \cdot C_{LCS} + 1} \quad (\text{A.7})$$

führt. Die Ableitung im Laplacebereich ergibt

$$p \cdot I_L = p \cdot \frac{I_0(p)}{p^2 \cdot L_\sigma \cdot C_{LCS} + 1} = \frac{i_0}{p^2 \cdot L_\sigma \cdot C_{LCS} + 1} = \frac{i_0}{\sqrt{L_\sigma C_{LCS}}} \cdot \frac{1}{p^2 + \frac{1}{L_\sigma C_{LCS}}} \quad (\text{A.8})$$

Dies lässt sich über die Korrespondenz aus [8]

$$\frac{\alpha}{p^2 + \alpha^2} \circ \bullet \sin(\alpha t) \quad (\text{A.9})$$

umformen zu

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{i_0}{\sqrt{L_\sigma C_{LCS}}} \cdot \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L_\sigma C_{LCS}}}\right) \quad (\text{A.10})$$

## A.2 Auslegung des thyristorkommutierten Schalters (Kapitel 2.2.4)

Mit den Kommutierungsinduktivitäten

$$L_0 = L_{\sigma 0} + L_{\sigma 1} \quad (\text{A.11})$$

und

$$L_1 = L_{\sigma 1} + L_{\sigma 01} + L_{\sigma 2} \quad (\text{A.12})$$

lässt sich die Kommutierungsdauer in Übereinstimmung mit der maximalen Stromanstiegs-  
geschwindigkeit der Thyristoren zum jeweiligen Zeitpunkt  $t_0$  und  $t_1$  zu

$$\Delta t_{k,x} = \left( \frac{di}{dt} \right)_{\max}^{-1} \cdot i_b(t_x) = \frac{L_x \cdot i_b(t_x)}{\hat{u}_{C_x}}, x \in \{0, 1\} \quad (\text{A.13})$$

bestimmen. Mit der Steigung des Kurzschlussstromes  $r$  und dem Momentanstrom  $I_0$  zum Zeitpunkt  $t_0$  ergibt sich

$$C_2 = \frac{(\Delta t_{c2} + t_{k1}) i_b(t_1)}{\hat{u}_{C1}} \text{ mit } i_b(t) = I_0 + r \cdot t. \quad (\text{A.14})$$

Der Wert für  $t_1$  kann hierzu aus dem Integral

$$C_1 \cdot \hat{u}_{C1} = \int_{t_0}^{t_1} i_{C1}(t) dt = \int_{t_0}^{t_1} (I_0 + r \cdot t) dt \quad (\text{A.15})$$

zu

$$t_1 = -\frac{I_0}{r} + \sqrt{\frac{I_0^2}{r^2} + \frac{2C_1 \hat{u}_{C1}}{r}} \quad (\text{A.16})$$

gewonnen werden. Damit gilt

$$i_b(t_1) = \sqrt{I_0^2 + 2C_1 \hat{u}_{C1} r} \quad (\text{A.17})$$

Durch Einsetzen in A.14 erhält man

$$C_2 = \left( \Delta t_{c2} + \frac{L_2 \sqrt{I_0^2 + 2C_1 \hat{u}_{C1} r}}{\hat{u}_{C1}} \right) \cdot \sqrt{I_0^2 + 2C_1 \hat{u}_{C1} r} \cdot \frac{1}{\hat{u}_{C1}} \quad (\text{A.18})$$

wodurch die Zielfunktion bei festem  $\Delta t_{c2} = \Delta t_c$  nur Abhängigkeiten mit  $C_1$  und  $\hat{u}_{C1}$  aufweist. Als Nebenbedingungen ergeben sich abschließend

$$\Delta t_c \leq \Delta t_{c1} - \Delta t_{k,0} = \frac{\hat{u}_{C0} C_1}{I_0} - \frac{L_0 I_0}{\hat{u}_{C0}} \quad (\text{A.19})$$

und

$$S_{r,\max} \geq S_r = \frac{\hat{u}_{C2}}{t_1 + t_2} \text{ mit } t_2 = -\frac{I_1}{r} + \sqrt{\frac{I_1^2}{r^2} + \frac{2C_2 \hat{u}_{C2}}{r}} \quad (\text{A.20})$$



## Anhang B

# Technische Versuchsbedingungen

**Tabelle B.1:** Feste Annahmen für die Simulation des Versuchskreises

<b>Parameter</b>	<b>Wert</b>	<b>Beschreibung</b>
$L_{AC}$	12 $\mu\text{H}$	Drehstromdrossel
$L_{DC2}$	0 $\mu\text{H}$	Gleichstromdrossel
$L_{\sigma 1}$	0,9 $\mu\text{H}$	Parasitäre Leitungsimpedanz
$L_{\sigma 2}$	300 nH	Parasitäre Leitungsimpedanz
$L_{\sigma 3}$	1,5 $\mu\text{H}$	Parasitäre Leitungsimpedanz
$L_{\sigma 4}$	0 $\mu\text{H}$	Parasitäre Leitungsimpedanz
$Z_{OVP1} = Z_{OVP2}$	500 V	Ableiterschutzpegel
$Z_{OVP3}$	2000 V	Ableiterschutzpegel

**Tabelle B.2:** Einstellungen für die Durchführung der Versuche

Versuch	$I_b$	$I_P$	$V_{AC}$	$L_{DC1}$	$R_{DC1}$	$R_{DC2}$	$U_{CP,0}$
1	1 kA	0 kA	74 V	15 $\mu$ H	20 m $\Omega$	20 m $\Omega$	10 V
2	1 kA	< 1 kA	74 V	15 $\mu$ H	20 m $\Omega$	20 m $\Omega$	200 V
3	2 kA	< 1 kA	74 V	15 $\mu$ H	20 m $\Omega$	20 m $\Omega$	200 V
4	3 kA	3 kA	74 V	15 $\mu$ H	20 m $\Omega$	20 m $\Omega$	390 V
5	4 kA	3 kA	74 V	15 $\mu$ H	8,6 m $\Omega$	20 m $\Omega$	390 V
6	4 kA	4 kA	74 V	15 $\mu$ H	4,9 m $\Omega$	20 m $\Omega$	500 V
7	6 kA	6 kA	74 V	15 $\mu$ H	2,9 m $\Omega$	20 m $\Omega$	750 V
8	8 kA	8 kA	155 V	15 $\mu$ H	2,9 m $\Omega$	20 m $\Omega$	1000 V
9	10 kA	10 kA	163 V	7,6 $\mu$ H	2,9 m $\Omega$	20 m $\Omega$	1550 V

# Anhang C

## Literaturverzeichnis

### C.1 Literaturverzeichnis

- [1] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: Technische Anschlussbedingungen für den Anschluss an das Mittelspannungsnetz TAB Mittelspannung 2008. 2008. – Forschungsbericht
- [2] 50HERTZ TRANSMISSION GMBH, AMPRION GMBH, TENNET TSO GMBH, TRANSNETBW GMBH: Netzentwicklungsplan 2030, Version 2017, 2. Entwurf. 2017. – Forschungsbericht
- [3] AKHMATOV, V.; CALLAVIK, M.; FRANCK, C.; RYE, S. E.; AHNDORF, T.; BUCHER, M. K.; MÜLLER, H.; SCHETTLER, F.; WIGET, R.: Technical Guidelines and Prestandardization Work for First HVDC Grids. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 29 (2014), Nr. 1, S. 327–335. – DOI 10.1109/TPWRD.2013.2273978
- [4] ASPLUND, G.; HÄFNER, J.: *High voltage dc switchyard with semiconductor switches*. Februar 28 2013. – US Patent App. 13/697,264
- [5] ASPLUND, G.; LINDEN, K.; BARKER, C.; MARZIN, A.; BAUR, U.; PAHALAWATHA, N.; BEERTEN, J.; RASHWAN, M.; CHRISTENSEN, P.; RITTIGER, J.; COLE, S.; SOEGAARD, K.; HERTEM, D. V.; WESTERMANN, D.; JIALIANG, W.; WILKENING, E.-D.; JOVICIC, D.; YUE, C.; LABRA, P.: HVDC Grid Feasibility Study / Cigre - B4.52. 2013. – Forschungsbericht
- [6] BARTKOWIAK, M.; COMBER, M.; MAHAN, G.: Failure modes and energy absorption capability of ZnO varistors. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 14 (1999), Jan., Nr. 1, S. 152–162. – DOI 10.1109/61.736708

- [7] BELDA, N. A.; PLET, C. ; SMEETS, R. P. P.: Analysis of Faults in Multi Terminal HVDC Grid for Definition of Test Requirements of HVDC Circuit Breakers. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* PP (2017), Nr. 99, S. 1–1. – DOI 10.1109/TPWRD.2017.2716369. – ISSN 0885–8977
- [8] BRONSTEIN, I. N.; SEMENDJAJEW, K. A.; MUSIOL, G. ; MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch GmbH, 7. Auflage, 2008
- [9] BUCHER, M. K.; FRANCK, C. M.: Contribution of Fault Current Sources in Multiterminal HVDC Cable Networks. 28 (2013), Nr. 3, S. 1796–1803. – DOI 10.1109/TPWRD.2013.2260359
- [10] BUCHER, M. K.; WIGET, R.; GÖRAN, A. ; FRANCK, C. M.: Multiterminal HVDC Networks—What is the Preferred Topology? 29 (2014), Aug., S. 406 – 413. – DOI 10.1109/TPWRD.2013.2277552
- [11] COURTAY, A.: MAST Power Diode and Thyristor Model Including Automatic Parameter Extraction. In: *SABER User Group Meeting*. Brighton, 1995
- [12] DATENBLATT: *Asymmetric Integrated Gate Commutated Thyristor 5SHX 26L4520*
- [13] DATENBLATT: *Asymmetric Integrated Gate Commutated Thyristor 5SHY 55L4500*
- [14] DATENBLATT: *Austenitischer korrosionsbeständiger Stahl X5CrNi18-10*
- [15] DATENBLATT: *Fast Thyristor 5STF 28H2060*
- [16] DATENBLATT: *Insulated Gate Bipolar Transistor Typ 5SNA 3000K452300*
- [17] DATENBLATT: *Insulated Gate Bipolar Transistor Typ T2960BB45E*
- [18] DATENBLATT: *Metallized Polypropylene Film Capacitor Radial Snubber Type MKP386M Snubber*
- [19] DATENBLATT: *Pulse Power Thyristor Switch PT85QWx45*
- [20] DATENBLATT: *Rectifier Diode 5SDD 60Q2800*
- [21] DEDIE, P.; SCHARNHOLZ, S. ; BROMMER, V.: ICCOS Counter-Current Thyristor High-Power Opening Switch for Currents up to 28 kA. In: *Proceedings of the 14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, 2008
- [22] DÖRING, D.; ERGIN, D.; WÜRFLINGER, K.; DORN, J.; SCHETTLER, F. ; SPAHIC, E.: System integration aspects of DC circuit breakers. In: *IET Power Electronics* 9 (2016), Oct., Nr. 2, S. 219–227

- [23] EICHER, S.; RAHIMO, M.; TSYPLAKOV, E.; SCHNEIDER, D.; KOPTA, A.; SCHLAPBACH, U. ; CARROLL, E.: 4.5kV press pack IGBT designed for ruggedness and reliability. In: *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. Bd. 3, 2004. – ISSN 0197–2618, S. 1534–1539 vol.3
- [24] ERGIN, D.; KNAAK, H.-J.: *Apparatus for Switching Direct Currents in Branches of a DC Voltage Grid Node*. August 7 2014. – WO Patent App. PC-T/EP2013/051669
- [25] FRANCK, C. M.: HVDC Circuit Breakers: A Review Identifying Future Research Needs. 26 (2011), April, Nr. 2, S. 998–1007. – DOI 10.1109/TPWRD.2010.2095889
- [26] GLEISSNER, M.; BAKRAN, M. M. ; KHALID, H.: Influence of the Power Semiconductor Packaging on the Failure Characteristic for Safety-Critical Applications. In: *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017, S. 1–8
- [27] GREENWOOD, A.; LEE, T.: Theory and Application of the Commutation Principle for HVDC Circuit Breakers. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 91 (1972), July, Nr. 4, S. 1570–1574
- [28] GRIESHABER, W.; DUPRAZ, J.-P.; PENACHE, D.-L. ; VIOLLEAU, L.: Development and test of a 120kV direct current circuit breaker. In: *Cigre B4-301*, 2014
- [29] HÄFNER, J.; JACOBSON, B.: Proactive Hybrid HVDC Breakers - A key innovation for reliable HVDC grids. In: *Cigre Symposium 2011, Bologna*, 2011
- [30] HASSANPOOR, A.; HAEFNER, J. ; JACOBSON, B.: Technical Assessment of Load Commutation Switch in Hybrid HVDC Breaker. In: *IEEE Trans. Power Electron.* 30 (2015), Oct., Nr. 10, S. 5393–5400. – DOI 10.1109/TPEL.2014.2372815. – ISSN 0885–8993
- [31] HE, J.; HU, J.: Discussions on Nonuniformity of Energy Absorption Capabilities of ZnO Varistors. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 22 (2007), Jul., Nr. 3, 1523–1532. – DOI 10.1109/TPWRD.2007.899801
- [32] HEINZ, T.: *Gleichstromschalten in der Mittel und Hochspannungstechnik unter Einsatz von Vakuumschaltröhren*. E-Publishing-Service der TU Darmstadt, 2017

- [33] JIE, Z.; HAIBIN, L.; RUI, X.; LI, L.; WENHAI, N.; KUN, S.; FEIYANG, H. ; DAPENG, L.: Research of DC circuit breaker applied on Zhoushan multi-terminal VSC-HVDC project. In: *2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2016, S. 1636–1640
- [34] KIENCKE, U.; JÄKEL, H.: *Signale und Systeme*. Oldenbourg Verlag München, 4. Auflage, 2008
- [35] KISHIDA, Y.; KOYAMA, K.; SASAO, H.; MARUYAMA, N. ; YAMAMOTO, H.: Development of the high speed switch and its application. In: *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)* Bd. 3, 1998, S. 2321–2328
- [36] KÜCHLER, A.: *Hochspannungstechnik*. Springer Verlag, 3. Auflage 2009
- [37] KURIOKA, H.; GENJI, T.; ISOZAKI, M.; IWAI, H. ; YAMADA, M.: Development of a High-Speed Current Limiter for a 6 kV Distribution System and Evaluation of its Effectiveness. In: *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 125 (1998), Nr. 3
- [38] LETERME, W.; AZAD, S. P. ; HERTEM, D. V.: A Local Backup Protection Algorithm for HVDC Grids. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 31 (2016), Aug, Nr. 4, S. 1767–1775. – DOI 10.1109/TPWRD.2016.2543306. – ISSN 0885–8977
- [39] LOPHITIS, N.; ANTONIOU, M.; UDREA, F.; NISTOR, I.; ARNOLD, M.; WIKSTRÖM, T. ; J., V.: Parameters influencing the maximum controllable current in gate commutated thyristors. In: *IET Circuits, Devices and Systems* 8 (2014), S. 221–226
- [40] LUTZ, J.: *Halbleiter-Leistungsbaulemente Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*. Springer-Verlag, 2. Auflage, 2012
- [41] MA, K.; HE, N.; LISERRE, M. ; BLAABJERG, F.: Frequency-Domain Thermal Modeling and Characterization of Power Semiconductor Devices. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31 (2016), Oct, Nr. 10, S. 7183–7193. – DOI 10.1109/TPEL.2015.2509506. – ISSN 0885–8993
- [42] MACKAY, L.; KONTOS, E.: *Dc switch yard and method to operate such a dc switch yard*. März 2 2017. – WO Patent App. PCT/NL2016/050,594
- [43] MEYER, C.; SCHROEDER, S. ; DE DONCKER, R. W.: Solid-State Circuit Breakers and Current Limiters for Medium-Voltage Systems Having Distributed Power Systems. In: *IEEE Trans. Power Electron.* 19 (2004), Sept., Nr. 5, S. 1333–1340

- [44] MEYER, J. M.; RUFER, A.: A DC hybrid circuit breaker with ultra-fast contact opening and integrated gate-commutated thyristors (IGCTs). In: *IEEE Trans. Power Del.* 21 (2006), April, Nr. 2, S. 646–651. – DOI 10.1109/TPWRD.2006.870981. – ISSN 0885–8977
- [45] MEYER, M.: *Thyristor in der technische Anwendung Band 1: Stromrichter mit erzwungener Kommutierung*. Siemens Aktiengesellschaft, 1967
- [46] MIZUKOSHI, A.; OZAWA, J.; SHIRAKAWA, S. ; NAKANO, K.: Influence of Uniformity on Energy Absorption Capabilities of Zinc Oxide Elements as Applied in Arresters. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-102 (1983), Nr. 5, S. 1384–1390. – DOI 10.1109/TPAS.1983.318090
- [47] MOKHBERDORAN, A.; HERTEM, D. V.; SILVA, N.; LEITE, H. ; CARVALHO, A.: Multiport Hybrid HVDC Circuit Breaker. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65 (2018), Jan, Nr. 1, S. 309–320. – DOI 10.1109/TIE.2017.2719608. – ISSN 0278–0046
- [48] MORTON, J.: Coil-less cold-cathode arc chutes for high-speed d.c. circuit breakers for use on traction systems. In: *IEE Proceedings B - Electric Power Applications* 127 (1980), Jan, Nr. 1, S. 34–45
- [49] NORM: *Hochspannungsgleichstrom- (HGÜ-) Energieübertragung mit selbstgeführten Stromrichtern (VSC) (IEC/TR 62543:2011)*
- [50] PAULI, B.; MAUTHE, G.; RUOSS, E.; ECKLIN, G.; PORTER, J. ; VITHAYATHIL, J.: Development of a high current HVDC circuit breaker with fast fault clearing capability. 3 (1988), Oct, Nr. 4, S. 2072–2080. – DOI 10.1109/61.194019. – ISSN 0885–8977
- [51] PENG, C.; HUSAIN, I.; HUANG, A.; LEQUESNE, B. ; BRIGGS, R.: A Fast Mechanical Switch for Medium Voltage Hybrid DC and AC Circuit Breakers. In: *IEEE Trans. Industry Applications* 52 (2016), March, S. 2911 – 2918. – DOI 10.1109/TIA.2016.2539122
- [52] POKRYVAILO, A.; ZIV, I.: A hybrid repetitive opening switch for inductive storage systems and protection of DC circuits. In: *Conference Record of the Twenty-Fifth International Power Modulator Symposium, 2002 and 2002 High-Voltage Workshop*, 2002. – ISSN 1076–8467, S. 612–615
- [53] PUCHER, W.: Fundamentals of HVDC Interruption. In: *Cigre Electra* (1968)
- [54] RAHIMO, M.; STORASTA, L.; DUGAL, F.; TSYPLAKOV, E.; SCHLAPBACH, U.; HAFNER, J. ; CALLAVIK, M.: The Bimode Insulated Gate Transistor (BIGT), an ideal power semiconductor for power electronic based DC Breaker applications. In: *Cigre Paris*, 2014

- [55] RINGLER, K.; KIRKBY, P. ; ERVEN, C.: THE ENERGY ABSORPTION CAPABILITY AND TIME-TO-FAILURE OF VARISTORS USED IN STATION-CLASS METAL-OXIDE SURGE ARRESTERS. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 12 (1997), Nr. 1, S. 203–212. – DOI 10.1109/61.568242
- [56] SALLES, C.; MARTINEZ, M. L. B. ; A., Q.: Ageing of metal oxide varistors due to surges. In: *International Symposium on Lightning Protection (XI SIPDA)*, 2011, S. 171–176
- [57] SCHMITT, D.: *Modular Multilevel Converter M2C fuer Multiterminal HVDC*. Shaker Verlag, 2012
- [58] SETZ, T.; LÜSCHER, M. ; KAPPATOS, V.: Applying IGCTs (Application note 5SYA 2032-04) / ABB Switzerland Ltd Semiconductors. 2016 (Version 4). – Forschungsbericht
- [59] SHENG, B.: Design Considerations of Weil-Dobke Synthetic Testing Circuit for the Interrupting Testing of HVD AC Circuit Breakers. In: *IEEE Power Engineering Society; Winter meeting*, 2001
- [60] SHENG, B.: A synthetic test circuit for current switching tests of HVDC circuit breakers. In: *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T&D. IEEE/PES*, 2008, 1–4
- [61] SIMPSON, R.; PLUMPTON, A.; VARLEY, M.; TONNER, C.; TAYLOR, P. ; DAI, X.: Press-pack IGBTs for HVDC and FACTS. In: *CSEE Journal of Power and Energy Systems* 3 (2017), Sept, Nr. 3, S. 302–310. – DOI 10.17775/CSEEJPES.2016.01740
- [62] SKARBY, P.; STEIGER, U.: An Ultra-fast Disconnecting Switch for a Hybrid HVDC Breaker. In: *Cigre Canada Conference*, 2013
- [63] STEIMER, P. K.; GRUNING, H. E.; WERNINGER, J.; CARROLL, E.; KLAKA, S. ; LINDER, S.: IGCT-a new emerging technology for high power, low cost inverters. In: *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE* Bd. 2, 1997. – ISSN 0197–2618, S. 1592–1599 vol.2
- [64] STEURER, M.; FRÖHLICH, K.; HOLAUS, W. ; KALTENEGGER, K.: A novel hybrid current-limiting circuit breaker for medium voltage: principle and test results. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 18 (2003), Nr. 2, 460–467. – DOI 10.1109/TPWRD.2003.809614
- [65] STIASNY, T.; OEDEGARD, B. ; CARROLL, E.: Lifetime Engineering for the Next Generation of Application-Specific IGCTs / ABB Semiconductors AG, Switzerland. 2001. – Forschungsbericht

- [66] STORASTA, L.; RAHIMO, M.; HAEFNER, J.; DUGAL, F.; TSYPLAKOV, E. ; CALLAVIK, M.: Optimized Power Semiconductors for the Power Electronic Based HVDC Breaker Application. In: *PCIM Europe 2015*, 2015
- [67] STUMPE, M.; PUFFER, R.; SCHNETTLER, A. ; SHI, Z.: Determination of Single-Pole Auto-Reclosing Restart Concept for VSC HVDC with Fault Current Controllability. In: *The 20th International Symposium on High Voltage Engineering*, 2017
- [68] TOKOYODA, S.; TAHATA, K.; KAMEI, K.; KIKUCHI, K.; YOSHIDA, D.; OUKAILI\*, S.; YAMAMOTO, R. ; ITO, H.: DC circuit breakers for HVDC grid applications HVDC and Power Electronics technology and developments. In: *Cigre Conference Lund 2015*, 2015
- [69] TOKUYAMA, S.; ARIMATSU, K.; YOSHIOKA, Y.; KATO, Y. ; HIRATA, K.: Development and Interrupting Tests on 250KV 8KA HVDC Circuit Breaker. In: *IEEE Power Engineering Review PER-5* (1985), Sept, Nr. 9, S. 42–43. – DOI 10.1109/MPER.1985.5526450. – ISSN 0272–1724
- [70] VEMULAPATI, U.; ARNOLD, M.; RAHIMO, M.; VOBECKY, J.; STIASNY, T.; LOPHITIS, N. ; UDREA, F.: An experimental demonstration of a 4.5 kV Bi-mode Gate Commutated Thyristor” (BGCT). In: *Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), 2015 IEEE 27th International Symposium on*, 2015, S. 109–112
- [71] VEMULAPATI, U.; BELLINI, M.; ARNOLD, M.; RAHIMO, M. ; STIASNY, T.: The concept of Bi-mode Gate Commutated Thyristor-A new type of reverse conducting IGCT. In: *Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2012 24th International Symposium on*, 2012, 29–32
- [72] WANG, Y.; MARQUARDT, R.: A fast switching, scalable DC-Breaker for meshed HVDC SuperGrids. In: *Proceedings of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management «PCIM Europe 2014»*, Nürnberg, 2014, 1–7
- [73] WHEELER, H. A.: SIMPLE INDUCTANCE FORMULAS FOR RADIO COILS. In: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* (1928), Oktober, Nr. 16
- [74] WIKSTRÖM, T.; ARNOLD, M.; STIASNY, T.; WALTISBERG, C.; RAVENER, H. ; RAHIMO, M.: The 150 mm RC-IGCT: A device for the highest power requirements. In: *2014 IEEE 26th International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD)*, 2014. – ISSN 1063–6854, S. 91–94

- [75] WIKSTRÖM, T.; M., A.; KAPPATOS, V.; WINTER, C.; TSYPLAKOV, E.; MOHAN, M. ; CHEN, M.: 94 mm Reverse-Conducting IGCT for High Power and Low Losses Applications. In: *Proceedings of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management «PCIM Asia 2017»*, Shanghai, 2017, S. 118–123
- [76] XIANG, B.; LIU, Z.; GENG, Y. ; YANABU, S.: DC Circuit Breaker Using Superconductor for Current Limiting. In: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 25 (2015), April, Nr. 2, S. 1–7. – DOI 10.1109/TASC.2014.2363058. – ISSN 1051–8223
- [77] YANG, Q.; BLOND, S. L.; LIANG, F.; YUAN, W.; ZHANG, M. ; LI, J.: Design and Application of Superconducting Fault Current Limiter in a Multiterminal HVDC System. In: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 27 (2017), June, Nr. 4, S. 1–5. – DOI 10.1109/TASC.2017.2669152. – ISSN 1051–8223

## C.2 Eigene Veröffentlichungen

- [78] SANDER, R.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Characterization of a Counter-current Injection-Based HVDC Circuit Breaker. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33 (2018), April, Nr. 4, S. 2948–2956. – DOI 10.1109/TPEL.2017.2709785. – ISSN 0885–8993
- [79] SANDER, R.; GMEINER, D.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Counter-Current Injection-Assisted IGCT Turn-Off Testing. In: *Proceedings of the 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems «PEDS », Honolulu, 2017*
- [80] GOERTZ, M.; WENIG, S.; KAHL, M.; SANDER, R.; SURIYAH, M.; LEIBFRIED, T.; BECKLER, S ; CHRISTIAN, J.: Auswirkung von Teilverkabelung auf das transiente Systemverhalten und die Isolationskoordination von HVDC-Trassen. In: *Begleitband zum ETG-Fachbericht-VDE-Hochspannungstechnik, 2016*
- [81] SANDER, R.; WENIG, S.; BARTH, D.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: HVDC Grid Protection with Integrated Fault Categorization for Selective Tripping. In: *Proceedings of the 18th European Conference on Power Electronics and Applications «EPE », Karlsruhe, 2016*
- [82] SANDER, R.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Selective HVDC Transmission Line Breaking for Bus Bar Applications under Reduced Expenses. In: *Proceedings of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management «PCIM Europe 2016», Nürnberg, 2016*
- [83] SANDER, R.; BARTH, D.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Short Circuit Detection in HVDC Grids. In: *Proceedings of the IEEE Power and Energy Conference at Illinois «PECI », Champaign, USA, 2016*
- [84] SANDER, R.; SURIYAH, M.; LEIBFRIED, T. ; KAISER, F.: Technical Issues and Components of a High-Current Test Facility for HVDC Circuit Breaker Prototypes. In: *Proceedings of the 19th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2015), Pilsen, Tschechische Republik, 2015*
- [85] SANDER, R.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: A Novel Current-Injection Based Design for HVDC Circuit Breakers. In: *Proceedings of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management «PCIM Europe 2015», Nürnberg, 2015, S. 1–7*

- [86] WENIG, S.; SANDER, R.; FRANK, A.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Fault clearing strategies in a multi-terminal HVDC grid with integrated DC circuit breaker. In: *Proceedings of the Cigré Lund Symposium 2015 - ACROSS BORDERS - HVDC SYSTEMS AND MARKET INTEGRATION, Lund, Schweden, 2015*
- [87] WENIG, S.; SANDER, R.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Simulation Framework for DC Grid Control and ACDC Interaction Studies on Modular Multilevel Converter. In: *Proceedings of the International Conference and Exhibition «Energy, Science & Technology», Karlsruhe, 2015*
- [88] WENIG, S.; GOERTZ, M.; SANDER, R.; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: HVDC grid protection and fault trigger setup considerations comprising DC circuit breaker units. In: *Proceedings of the 14th Wind Integration Workshop, Brüssel, Belgien, 2015*
- [89] SANDER, R.; LEIBFRIED, T.: HVDC Circuit Breaker Realized by Power Electronic Devices. In: *IEEE PES MEEPS - Workshop: FUTURE TRENDS AND APPLICATIONS IN HVDC, Manchester, Großbritannien, 2014*
- [90] SANDER, R.; LEIBFRIED, T.: Considerations on Energy Absorption of HVDC Circuit Breakers. In: *Proceedings of the 49th International Universities' Power Engineering Conference «UPEC 2014 ». Cluj-Napoca, Rumänien, 2014*
- [91] SANDER, R.; LEIBFRIED, T.: Entwicklung eines Prüfstands zur Untersuchung von Hochspannungsgleichstromleistungsschaltern. In: *Begleitband zum ETG Kongress 2013, Berlin, 2013*

### C.3 Betreute studentische Abschlussarbeiten

- [92] SEER, Alexander: *Entwicklung einer Gate-Ansteuerung für Pulsthyristoren*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2017
- [93] GMEINER, Daniel: *FEM basiertes Design eines Pulskreises für DC Leistungsschalter Applikationen*, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2016
- [94] HÖLLIG, Mareike: *Entwicklung, Aufbau und Inbetriebnahme triggerbaren Funkenstrecke für Pulsanwendungen von bis zu 20kA*, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2016
- [95] KOLB, Sven: *Entwicklung einer Steuereinheit inklusive aktorischer und sensorischer Anbindung zum Betrieb eines Hochstromprüfstandes*, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2016
- [96] MUENZ, Stephan: *Entwicklung, Aufbau und Inbetriebnahme eines galvanisch entkoppelten DC-Netzteils bis 4kV Ladespannung*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2016
- [97] SCHULZE, Wolf: *Auswirkung aktiver Fehlerklärungsstrategien auf Transienten in bipolaren HVDC-Netzen*, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2016
- [98] BARTH, Daniel: *Validierung von Fehlerklärungsstrategien in HVDC Netzen unter Einbezug von DC-Leistungsschaltern und vollbrückenbasierten MMCs*, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2015
- [99] HEINISCH, Mike: *Modellierung und Analyse des Funktionsprinzips eines HVDC Leistungsschalters mit stufenweiser Abschaltung*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2015
- [100] KAISER, Felix: *Entwicklung, Auslegung und begleitende Fertigung eines Hochleistungsgleichstromwiderstands*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2015
- [101] LARIBI, Ouafa: *Entwicklung eines Mess- und Steuerungssystems zum Betrieb eines Hochstromprüfstandes*, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2015
- [102] RECKTENWALD, Jens: *Dimensionierung, Analyse und Vergleich von Konzepten für HGÜ-Leistungsschalter*, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2015

- [103] SANDMEIER, Thorben: *Inbetriebnahme, Vermessung und simulativer Vergleich eines Miniatur-Prototyp für HVDC-Leistungsschalter auf Basis der Gegenstromeinprägung*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2015
- [104] STOSS, Johannes: *Auslegung, Aufbau und Inbetriebnahme eines neuartigen HGÜ-Leistungsschalters als Miniatur-Prototyp*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2015
- [105] ELSINGER, Christian: *Entwicklung und Validierung eines skalierbaren Simulationsmodells mit detaillierten leistungselektronischen Modellen zur Untersuchung von HGÜ-Leistungsschaltern*, Karlsruher Institut für Technologie, Masterarbeit, 2014
- [106] HOWLADER, Masum: *Development and Evaluation of Fault Detection Schemes on HVDC lines*, Karlsruher Institut für Technologie, Project Work, 2014
- [107] AL MEZZAWI, Jalal: *Entwicklung eines Modells zur Abschätzung von DC-Kurzschlussströmen in HGÜ-Anlagen*, Karlsruher Institut für Technologie, Studienarbeit, 2014
- [108] PFIRRMANN, Ben: *Entwicklung und technische Umsetzung eines Sicherheitskonzepts für einen Versuchsstand zum Schalten hoher Gleichströme*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2014
- [109] RAUDONAT, Johannes: *Validierung und Analyse des strompulsbasierten HGÜ-Leistungsschalters nach Schmitt*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2014
- [110] BARTH, Daniel: *Entwicklung eines Konzepts zur Durchführung von DC-Kurzschlussversuchen mit Hilfe eines Batteriesystems*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2013
- [111] HAMAMI, Firas: *Erstellung eines Wartungs- und Sicherheitskonzepts zum Betrieb von Hochspannungsgleichstromübertragungssystemen*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2013
- [112] KOLB, Sven: *Untersuchung eines leistungselektronischen Schalters zur Unterbrechung hoher Gleichströme*, Karlsruher Institut für Technologie, Bachelorarbeit, 2013

---

# Abkürzungen und Formelzeichen

$U_{A\pm}$	.....	Klemmenspannung einer Schaltzelle
$(di/dt)_{cr}$	.....	kritische Stromsteilheit
$\beta_{off}$	.....	Abschaltverstärkung
$\chi$	.....	induktives Stromteilerverhältnis
$\Delta T$	.....	Temperaturhub
$\Delta t_{(off)}$	.....	Aufbauzeit der Anodenkathodenspannung bei GCT Abschaltung
$\Delta t_{clr}$	.....	Klärungsdauer
$\Delta t_c$	.....	Schonzeit
$\Delta t_{desat}$	.....	Charakteristische Ausräumphase des GCT
$\Delta t_{FD}$	.....	Öffnungszeit des schnellen Trenners
$\Delta t_{fr}$	.....	Abklingzeit des Forward-Recovery-Effekts
$\Delta t_{gs}$	.....	Stromkommutierungszeit bei Abschaltung des GCT
$\Delta t_r$	.....	Spannungsanstiegszeit
$\Delta t_{SOA}$	.....	Zeitspanne innerhalb derer der Strom innerhalb der Abschaltgrenzen des GCT liegt
$\hat{U}_{fr}$	.....	Spitzenwert der Vorwärtsspannung einer einschaltenden Diode
$\hat{u}_C$	.....	Spitzenwert der Kondensatorladespannung
$\mu_0$	.....	Magnetische Feldkonstante
$\omega_0$	.....	Kreisfrequenz eines Schwingkreises
$\rho$	.....	Spezifischer Widerstand
$\theta_{amb}$	.....	Umgebungstemperatur
$\tilde{i}_P$	.....	Nutzbarer Anteil des Pulsstrom
$\varrho$	.....	Massendichte
$\zeta$	.....	induktives Spannungsteilerverhältnis
$A$	.....	Formelzeichen des Schutzpegels eines Energieableiters
$a_n$	.....	Koeffizient der Fourierreihenentwicklung für Cosinus-Terme
$b_n$	.....	Koeffizient der Fourierreihenentwicklung für Sinus-Terme
$C$	.....	Formelzeichen der Kapazität
$c_w$	.....	Spezifische Wärmekapazität
$C_{LCS}$	.....	Kapazität des Kondensators in $S_{LCS}$

$C_P$ .....	Kondensator des Pulskreis
$D_f$ .....	Freilaufdiode
$D_{SiC}$ .....	Siliziumkarbid Diode
$F$ .....	Formelzeichen der Fläche
$f$ .....	Formelzeichen der Frequenz
$f_0$ .....	Resonanzfrequenz eines Schwingkreises
$I$ .....	Formelzeichen des Stromes
$i_A$ .....	Strom in die Anode
$i_B$ .....	Strom in die Basis
$I_{dAV}$ .....	Mittelwert des Gleichrichterausgangsstroms
$I_{F(AV)}$ .....	Mittelwert des Durchlassstroms einer Diode
$I_{F(RMS)}$ .....	Effektivwert des Durchlassstroms einer Diode
$i_f$ .....	Schleusenstrom der Diode
$i_G$ .....	Strom in das Gate
$I_0$ .....	Laststrom
$i_{AB}$ .....	Strom durch Hilfsschalter
$i_A$ .....	Strom durch Energieableiter
$I_b$ .....	Spitzenwert des Abschaltstroms
$i_b$ .....	Strom durch HGÜ Leistungsschalter
$i_{dc}$ .....	Strom an der Klemme eines HGÜ Leistungsschalters
$I_{inj}$ .....	Spitzenwert des eingepprägten Stromes
$i_{inj}$ .....	Strom durch Einschalter für Pulsanwendungen
$i_{MB}$ .....	Strom durch Hauptschalter
$I_{SC}$ .....	Sättigungsstrom des IGBT
$I_{TGQM}$ .....	Spezifikation der Abschaltstromgrenze eines GCT
$I_{TSM}$ .....	Spezifikation des Stoßstromgrenzwert
$K$ .....	Elektrischer Knoten
$k$ .....	Skalierungsfaktor
$k_I$ .....	Korrekturfaktor bei Auslegung des Kettenleiters
$L$ .....	Formelzeichen der Induktivität
$l$ .....	Formelzeichen der Länge
$L_{AC}$ .....	Drehstromseitige Induktivität im Versuchsstand
$L_{DC}$ .....	Gleichstromseitige Induktivität im Versuchsstand
$L_{GND}$ .....	Koppelinduktivität gegenüber Erde im Versuchsstand
$L_\sigma$ .....	verteilte und i.d.R. parasitäre Induktivität
$L_\theta$ .....	Induktivität eines Verbinders
$L_{ac}$ .....	Drehstromseitige Induktivität eines HGÜ-Konverters am Netzanschlusspunkt
$L_{dc}$ .....	Stromanstieg begrenzende Induktivität und Drossel in einem HGÜ-System
$L_D$ .....	Parasitäre Serieninduktivität einer Diode
$L_{II}$ .....	Ersatzinduktivität für die Parallelschaltung aus $L_S$ und $L_D$
$L_P$ .....	Drossel im Pulskreis

$L_S$ .....	Parasitäre Serieninduktivität eines GCT
$N$ .....	Anzahl
$n$ .....	Zählvariable
$p$ .....	komplexe Frequenz im Laplace Bereich
$Q$ .....	Formelzeichen der elektrischen Ladung
$R$ .....	Formelzeichen des Widerstands
$r$ .....	Formelzeichen des Radius
$r_T$ .....	Spezifikation des Durchlassersatzwiderstands
$R_\theta$ .....	Widerstand eines Verbinders
$R_C$ .....	Ladewiderstand
$R_D$ .....	Durchlasswiderstand einer Diode
$R_P$ .....	Widerstand des Pulskreis
$R_S$ .....	Durchlasswiderstand eines GCT
$S_{AB}$ .....	Hilfsschalter, engl. Auxiliary Breaker
$S_C$ .....	Ladeschalter
$S_{DC}$ .....	DC-Schalterprototyp
$S_D$ .....	Diodenschalter
$S_D$ .....	Trennschalter
$S_{FD}$ .....	Schneller Trenner, engl. Fast Disconnecter
$S_F$ .....	Fehlerschalter
$S_{GCT}$ .....	GCT Schalter
$S_{inj}$ .....	Einschalter für Pulsanwendungen
$S_{LCS}$ .....	Kommutierungseinrichtung, engl. Load Commutation Switch
$S_{MB}$ .....	Hauptschalter, engl. Main Breaker
$S_{OVP}$ .....	Einschalter zum Bypass eines Ableiters
$S_{PG}$ .....	Einschalter für Pulsanwendungen bestehend aus Mittelspannungsthyristoren
$S_{PT}$ .....	Pulsthyristorschalter
$S_P$ .....	Einschalter für Pulsanwendungen
$S_r$ .....	Steilheit des Spannungsanstiegs während der Unterbrechung
$SF_6$ .....	Schwefelhexafluorid
$T$ .....	Hochstromtransformator
$t$ .....	Formelzeichen für die Zeit
$T_0$ .....	Periodendauer
$t_0$ .....	Beginn des Unterbrechungsvorgangs
$t_b$ .....	Unterbrechungszeitpunkt
$t_{det}$ .....	Zeitpunkt der Fehlererkennung
$t_F$ .....	Fehlerzeitpunkt
$U$ .....	Formelzeichen der Spannung
$u$ .....	Ausnutzungsfaktor des Pulsstroms
$u_{AK}$ .....	Spannung über Anode und Kathode
$u_{arc}$ .....	Lichtbogenspannung

$u_{br}$ .....	Anteil der Schaltspannung: Spannung derjenigen Klemme einer Drossel die dem HGÜ LS zugewandt ist (gegen Erde)
$u_{dc}$ .....	Systemspannung: Spannung derjenigen Klemme einer Drossel die dem HGÜ LS abgewandt ist (gegen Erde)
$u_f$ .....	Schleusenspannung der Diode
$u_{GK}$ .....	Spannung über Gate und Kathode
$U_{C,0}$ .....	initiale Kondensatorladespannung
$U_{dc}$ .....	Spannung eines HGÜ-Systems
$U_{T,D}$ .....	Schleusenspannung einer Diode
$U_{T,S}$ .....	Schleusenspannung eines GCT
$u_{TIV}$ .....	Schaltspannung
$V_{DC}$ .....	Spezifikation der Sperrspannung in Vorwärtsrichtung
$V_{RRM}$ .....	Spezifikation der maximal wiederkehrenden Rückwärtsspannung
$V_{RSM}$ .....	Spezifikation der Spitzenspannungsbelastung
$V_{T0}$ .....	Spezifikation der Schleusenspannung
$W_{C\Sigma}$ .....	Summierte, kapazitiv gespeicherte Energie
$X$ .....	Winkellänge zur Charakterisierung der Sägezahnfunktion
$x$ .....	Zählvariable
$y$ .....	Zählvariable
$Z_\sigma$ .....	Verteilte Leitungsimpedanz
$Z_F$ .....	Verteilte Leitungsimpedanz des Freilaufkreises
$Z_{OVP}$ .....	Nichtlineare Impedanz mit Überspannungsschutzpegel
$Z_\theta$ .....	Impedanz eines Verbinders
$Z_P$ .....	Impedanz des Pulskreis
$\Sigma$ .....	Subskript: Aufsummierung
$+$ .....	Superskript: positiver Pol
$-$ .....	Superskript: negativer Pol
AB .....	Subskript: dem Hilfsschalter zugeordnet
DG .....	Subskript: dem Dämpfungsglied zugeordnet
max .....	Subskript: obere Auslegungsgrenze
MB .....	Subskript: dem Hauptschalter zugeordnet
min .....	Subskript: untere Auslegungsgrenze
PG .....	Subskript: dem Stromimpulsgenerator zugeordnet
A .....	Anode
AC .....	Alternating Current
B6 .....	Architektur einer Drehstrombrückenschaltung
BGCT .....	Bi-mode Gate Commutated Thyristor
BIGT .....	Bi-mode Insulated Gate Transistor
CAD .....	Computer Aided Design
DC .....	Direct Current
DMA .....	Direct Memory Access
FPGA .....	Field Programmable Gate Array
G .....	Gate

GCT	.....	Gate Commutated Thyristor
GTO	.....	Gate Turn-off Thyristor
GU	.....	Gate Unit
GUI	.....	Graphical User Interface
HGÜ	.....	Hochspannungsgleichstromübertragung
IGBT	.....	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	.....	Integrated Gate Commutated Thyristor
K	.....	Kathode
LS	.....	Leistungsschalter
MMC	.....	Modular Multilevel Converter
MOV	.....	Metal Oxide Varistor
MTS	.....	Multi-Terminal-System
NPN	.....	Bipolarer NPN Transistor
OCO	.....	Open-Close-Open
P2G	.....	Pole-to-Ground
P2P	.....	Pole-to-Pole
PNP	.....	Bipolarer PNP Transistor
RC	.....	Beschreibung eines Snubbers, bestehend aus Widerstand und Kondensator
RC-IGCT	.....	Reverse Conducting Integrated Gate Commutated Thyristor
RCD	.....	Beschreibung eines Snubbers, bestehend aus Widerstand, Kondensator und Diode
RTS	.....	Real Time System
SCCL	.....	Short Circuit Current Limiter
SiC	.....	Silicon Carbide
SM	.....	Submodul
SOA	.....	Safe Operating Area
TIV	.....	Transient Interruption Voltage