

Zur Beherrschung von
Stoßstromereignissen bei Fehlerfällen
in Submodulen von Modularen
Mehrpunktumrichtern

Dissertation

zur

Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik

der Universität Rostock

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Dipl.-Wirt.-Ing. Christoph Junghans

https://doi.org/10.18453/rosdok_id00003784

Gutachter:

1. Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel, Universität Rostock
2. Prof. Dr.-Ing. Mark-Matthias Bakran, Universität Bayreuth
3. Dr.-Ing. Herbert Gambach, Siemens Energy AG

Datum der Einreichung: 28.06.2021

Datum der Verteidigung: 31.05.2022

Vorwort

Die vorliegende Arbeit basiert auf den Untersuchungen, die ich während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Universität Rostock in den Jahren 2010 bis 2016 im Rahmen eines Industrieprojektes durchgeführt habe.

Mein erster Dank gilt meinem fachlichen Betreuer Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel, der mir jederzeit für Fragen und Vorschläge zur Verfügung stand. Insbesondere bin ich dafür dankbar, dass ich auch nach meinem Ausscheiden als wissenschaftlicher Mitarbeiter weiter an den FEM-Simulationen arbeiten konnte, da mir Prof. Eckel den fortlaufenden Zugang zur erforderlichen Rechentechnik und Software an der Universität Rostock ermöglicht hat.

Bei meinen früheren Kolleginnen und Kollegen am Institut möchte ich mich für die offene Diskussionsatmosphäre, den Ideenreichtum für die Lösung technischer Probleme und die Toleranz für die Nebenwirkungen meiner Experimente, wie gelegentliche Lärm- bzw. Geruchsbelästigungen und den einen oder anderen Feuersalarm, bedanken.

Den Kollegen des Projektpartners Siemens Energy AG bin ich für die Bereitstellung verschiedenster Materialien und Komponenten für die Versuchsaufbauten, die Einbindung von Drittfirmen für die Prototypenentwicklung und den regen Ideenaustausch verbunden.

Meiner Familie bin ich dankbar für die jahrelange Unterstützung und fortlaufende Motivation für die Fertigstellung dieser Dissertation.

Diese Arbeit widme ich meiner verstorbenen Großmutter Hildegard Rohwedder.

Kurzfassung

Modulare Mehrpunktumrichter (MMC) hoher Leistung nehmen einen wachsenden Anteil bei Netzkupplungsanwendungen im Bereich der Höchstspannung ein. Die fehlerfallbedingte schlagartige Entladung des Energiespeichers eines Submoduls führt zu Stoßströmen, magnetischen Störfeldern und Explosionen von Leistungshalbleitern, welche Folgeschäden an weiteren Anlagenkomponenten hervorrufen können. Für weitere Leistungssteigerungen der Submodule sind weiterentwickelte Schutzmaßnahmen zur Fehlerfallbeherrschung erforderlich.

Zusatzbeschaltungen im Zwischenkreis können die Auswirkungen von Fehlerereignissen signifikant reduzieren ohne die Arbeitsweise des Submoduls merklich zu beeinträchtigen. Art und Auslegung der optimalen Zusatzbeschaltung sind von den elektrischen Kennwerten des Submoduls und der Bauart der verwendeten Leistungshalbleiter abhängig. Die Zusatzbeschaltungen lassen sich auf die beiden Zielstellungen Stoßstromreduktion im Zwischenkreis und Explosionsschutz für Halbleitermodule optimieren. Hochgeschwindigkeitssicherungen können beide Ziele erfüllen, besitzen jedoch technische und wirtschaftliche Einschränkungen.

Der neu eingeführte RL-Transformator erweist sich als optimale passive Zusatzbeschaltung zur Stoßstromreduktion für Leistungshalbleiter im Scheibenzellengehäuse, wenn keine einschränkenden Randbedingungen vorliegen.

Aktive Zusatzbeschaltungen sind das Mittel der Wahl für den Explosionsschutz von Leistungshalbleitern im Modulgehäuse. Das Auslösen der aktiven Zusatzbeschaltung lässt sich mit wenigen Bauteilen und ohne Stromversorgung erreichen. Das beobachtete parasitäre Verhalten des Nebenschlussthyristors stellt für die aktive Zusatzbeschaltung keinen Nachteil dar. Die quantitative Beurteilung von Zusatzbeschaltungen für den Explosionsschutz von Halbleitermodulen wird durch das neu eingeführte Explosionsintegral X_I verbessert. Die Verbindung aus RL-Transformator und Nebenschlussthyristor bietet den höchsten Grad an Explosionsschutz für Halbleitermodule zusammen mit der Reduktion des Stoßstroms im Zwischenkreis.

Die Auswirkungen von Zusatzbeschaltungen auf die Stromschienen des Submodulzwischenkreises und benachbarte Komponenten lassen sich mit transienten FEM-Simulationen abbilden. Die Nutzung der FEM-Analyse erleichtert die Gestaltung der Zusatzbeschaltungen und reduziert den experimentellen Untersuchungsaufwand.

Abstract

High power Modular Multilevel Converters (MMC) present an increasing share in high voltage grid interconnection applications. The fault related sudden discharge of the submodule's energy storage leads to surge currents, magnetic interference fields and explosions of power semiconductors, which may cause subsequent damage to further components of the facility. Onward performance enhancement of the submodule requires advanced protective measures for fault containment.

Additional protective circuits in the intermediate circuit are capable of significantly reducing the impacts of faults without distinctly impairing the operation of the submodule. Type and dimensioning of optimum protective circuits depend on electrical parameters of the submodule and design of the power semiconductors. The additional protective circuits may be optimized for the both purposes of surge current reduction in the intermediate circuit and explosion protection of power semiconductors modules. High speed fuses comply with both purposes but have technical and economical restrictions.

The newly introduced RL-Transformer proves to be the optimum passive additional protective circuit in reducing surge currents for power semiconductors in disc housings, if no limiting boundary conditions are on hand.

Active protective circuits are the first choice for explosion protection of power semiconductors in module housings. The triggering of the active protective circuit may be achieved with few components and without a power supply. The observed parasitic behaviour of the shunt thyristor represents no disadvantage to the active protective circuit. The newly introduced explosion integral XI improves the quantitative evaluation of additional circuits for semiconductor module explosion protection. The conjunction of RL-Transformer and shunt thyristor provides the highest grade of explosion protection for semiconductor modules along with surge current reduction in the intermediate circuit.

Transient FEM simulations can reproduce the effects of additional protective circuits on bus bars of the submodule's intermediate circuit and adjacent components. The utilisation of FEM analysis facilitates designing of additional protective circuits and diminishes the effort of experimental research.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungs- und Tabellenverzeichnis	VIII
Abkürzungsverzeichnis	XI
Einführung	13
1 Fehlerfälle, Untersuchungsmerkmale und Schutzmaßnahmen	16
1.1 Ursachen und Wirkungen von Fehlerfällen in Submodulen von MMC...	16
1.2 Referenzsubmodule und Simulationswerkzeuge	18
1.3 Verbesserungen der Halbleiteranordnung	20
1.3.1 Weiterentwicklungen der Leistungshalbleiter	20
1.3.2 Mechanisch verstärkte Halbleiterzelle	22
1.4 Halbleiterstrombegrenzer, Sicherungen, Trennelemente	23
1.4.1 Halbleiterstrombegrenzer	23
1.4.2 Hochgeschwindigkeitssicherungen	23
1.4.3 Magnetische Auftrennung des Kommutierungskreises	26
1.5 Zusatzbeschaltungen mit passiven Bauelementen	27
1.5.1 Induktiv abgeteilter Zwischenkreis	27
1.5.2 Serielle RL-Kombination mit abgeteiltem Zwischenkreis	29
1.5.3 LCD-Zusatzbeschaltung	29
1.5.4 Parallele RL-Kombination	31
1.6 Halbleiterentlastung durch alternativen Strompfad	32
2 Stoßstrombegrenzung mit Hochgeschwindigkeitssicherungen	34
2.1 Gestaltungsmerkmale	34
2.2 Bestimmung von Nennstrom und Nennspannung	35
2.3 Experimentelle Untersuchung des Sicherungsverhaltens	37
2.4 Referenzuntersuchung mit Blindelementen im Experiment	40
2.5 Referenzuntersuchung mit Blindelementen in der Simulation	42
2.6 Parameter der Simulation des elektrischen Verhaltens	43
2.7 Parameter der Simulation des mechanischen Verhaltens	47
2.8 Erkenntnisse	52
3 Stoßstrombegrenzung mit elektrisch gekoppelter RL-Parallelschaltung	53
3.1 Vorstellung der elektrisch gekoppelten RL-Parallelschaltung	53
3.2 Auslegung der elektrisch gekoppelten RL-Parallelschaltung	54
3.3 Gestaltung des parallelen Hochleistungswiderstandes	57
3.3.1 Hochleistungswiderstand EBG DISC 120	57
3.3.2 Widerstände auf Basis von Kohlenstoff	58
3.3.3 Widerstände auf Basis von AlSiC	60
3.3.4 Widerstände aus A2-Edelstahl (V2A)	62
3.4 Verhalten der RL-Kombination in Experiment und Simulation	64
3.5 Referenz ohne RL-Kombination in Experiment und Simulation	68
3.6 Erkenntnisse	70

4	Stoßstrombegrenzung mit induktiv gekoppelter RL-Parallelschaltung	72
4.1	Funktionsweise des RL-Transformators	72
4.2	RL-Transformator mit jeweils einer Primär- und Sekundärwindung	74
4.3	Kompakter RL-Transformator mit integrierter Sekundärwicklung	76
4.4	Experimentelle und rechnerische Untersuchungen an einem Muster....	80
4.4.1	Elektrisches Verhalten	82
4.4.2	Mechanisches Verhalten.....	83
4.4.3	Wechselwirkung mit benachbarten Metallkomponenten.....	87
4.5	Erkenntnisse.....	90
5	Zusatzbeschaltungen für den IGBT-Explosionsschutz	91
5.1	Untersuchungsansatz.....	91
5.2	Passive Zusatzbeschaltungen	94
5.2.1	Referenzuntersuchung ohne Zusatzbeschaltung	94
5.2.2	Hochgeschwindigkeitssicherungen	95
5.2.3	RL-Kombination	97
5.2.4	Impedanz der Halbleiterzelle bei explodierendem IGBT	99
5.3	Aktive Zusatzbeschaltungen	100
5.3.1	Fehlererkennung und Ansteuerung des Thyristors.....	103
5.3.2	Die parasitäre Zündung des Nebenschlussthyristors	104
5.4	Experimentelle Untersuchungen zum aktiven Explosionsschutz.....	107
5.4.1	Thyristor ohne Ansteuerung parallel zur Halbleiterzelle.....	107
5.4.2	Thyristor mit Ansteuerung und Entladewiderstand	108
5.4.3	Ursache der parasitären Zündung des Thyristors.....	112
5.4.4	RL-Kombination mit Thyristor parallel zur Halbleiterzelle	114
5.5	Das Explosionsintegral X_I	116
5.6	Erkenntnisse.....	119
	Zusammenfassung.....	121
	Anhang.....	124
	Literaturverzeichnis	130
	Veröffentlichungen.....	133
	Eidesstattliche Erklärung	134

Abbildungs- und Tabellenverzeichnis

Abb. 1.1:	Pfad des Stoßstroms (roter Pfeil) durch die Halbleiteranordnung in den zwei betrachteten Fehlerfällen	-17-
Abb. 1.2:	Referenzzwischenkreise im Ersatzschaltbild mit parasitären Elementen und Laborausführung für die experimentellen Untersuchungen; 13mF/4kV-Zwischenkreis (a, c) mit zwei 6,5 mF-Kondensatoren und 9,5mF/5,5kV-Zwischenkreis (b, d) mit vier 9,5 mF-Kondensatoren	-19-
Abb. 1.3:	Durch Stoßströme zerstörtes IGBT-Modul (a) und beschädigtes Scheibenzellengehäuse eines Thyristors (b)	-20-
Abb. 1.4:	Kaltleiter (a) und Hochgeschwindigkeitssicherung (b) im Zwischenkreis eines MMC-Submoduls	-23-
Abb. 1.5:	Schaltung des Versuchsaufbaus (a) und Sicherungen nach den Versuchen an den (b) 6,5mF/4kV- bzw. (c) 17,5mF/2kV-Zwischenkreisen	-25-
Abb. 1.6:	Verläufe von Spannung U_s , Strom I_s und Energieumsatz E_s der Sicherungen am 6,5mF/4kV- bzw. 17,5mF/2kV-Zwischenkreis	-25-
Abb. 1.7:	Fehlerstrom I und Spannungsverlauf U über der Öffnungsstelle eines magnetisch ausgelösten Trennelementes	-27-
Abb. 1.8:	Induktive Abkopplung des Hauptzwischenkreiskondensators $C1$ im MMC-Submodul (a), Schaltbild für die experimentelle Untersuchung (b)	-28-
Abb. 1.9:	Stromverlauf I_i im Fehlerfall eines induktiv abgekoppelten Zwischenkreiskondensators im Vergleich zu einem nicht abgekoppelten Zwischenkreis I_o ; Verlauf der zugehörigen Lastintegrale I^2t_i und I^2t_o	-28-
Abb. 1.10:	Abkopplung des Hauptzwischenkreiskondensators $C1$ durch Serieninduktivität L und Serienwiderstand R (a); LCD-Zusatzbeschaltung (b)	-29-
Abb. 1.11:	Fehlerfall im Submodul bei LCD-Beschaltung; Strom im Zwischenkreis I_g , Strom der Beschaltungsdrossel I_d , Diodenstrom I_d ; Lastintegrale für Kommutierungskreis I^2t_g und Drossel I^2t_d	-30-
Abb. 1.12:	Schalbilder von paralleler RL-Kombination (a) und RL-Transformator (b) im Zwischenkreis	-31-
Abb. 1.13:	Varianten des alternativen Strompfades bestehend aus Widerstand R , Induktivität L und Thyristor Th	-32-
Abb. 2.1:	Schaltbild eines MMC-Submoduls mit Zwischenkreissicherung (a) und experimenteller Aufbau (b)	-35-
Abb. 2.2:	Versuchsaufbau mit Hochgeschwindigkeitssicherungen; a: vor der Messung; b: nach der Messung	-38-
Abb. 2.3:	Spannungsverlauf U_s über den Sicherungen, Gesamtstrom I_g und Strom durch einzelne Sicherung I_s	-39-
Abb. 2.4:	Röntgenaufnahme einer Sicherung (a); freigelegte Trennbereiche mit Füllsand (b) (Quelle: Bussmann/Eaton)	-39-
Abb. 2.5:	Strom- und Spannungsverläufe des Referenzversuchs; oben Verlauf von Gesamtstrom I_g , Spannung der Messspule U_m und des Lastintegrals I^2t über 1 ms; unten zusätzlich Verlauf der Spannung über den versagenden Thyristoren U_t während einer Zeitspanne von 50 μ s	-41-
Abb. 2.6:	Versuchsaufbau (a) und Simulationsmodell (b) in Ansys Maxwell	-43-
Abb. 2.7:	Kontaktfläche des Rückleiters an der Verbindung zum Zwischenkreis nach dem Versuch	-44-
Tab. 2.8:	Daten des Hilfsstromkreises für die Simulation des elektrischen Verhaltens	-45-
Abb. 2.9:	Stromdichteverteilung zum Zeitpunkt 50 μ s; a: vertikaler Schnitt durch Blindelement und Rückleiter; b: horizontaler Schnitt und Stromdichte an der Oberfläche; c: Stromdichte an der Oberfläche des Gesamtaufbaus; d: Stromdichte der Wirbelströme in benachbarten Komponenten; Skalierung a, b, c: 10^6 bis 10^{10} A/m ² , d: 10^4 bis 10^8 A/m ²	-46-
Abb. 2.10:	Gegenüberstellung der gemessenen und simulierten Fehlerströme bzw. Spannungssignale der Messspule	-47-
Tab. 2.11:	Daten des Hilfsstromkreises für die Simulation des mechanischen Verhaltens	-49-
Abb. 2.12:	Kontaktfläche auf dem Rückleiter (a) und Thyristorkontaktflächen nach dem Versuch (b)	-50-
Abb. 2.13:	Berechnete Zugbelastung F_{sv} des Spannverbandes	-51-
Abb. 2.14:	Verformung des Versuchsaufbaus in Experiment (a) und Simulation (b)	-52-

Abb. 3.1:	RL-Kombination im Zwischenkreis eines Submoduls allgemein (a) und für die experimentelle Untersuchung (b)	-53-
Abb. 3.2:	Lastintegral und Spitzenstrom in Abhängigkeit von der Widerstandsanpassung	-56-
Abb. 3.3:	Spannung U_r und Strom I_r von DISC 120, Gesamtstrom I_g und Strom I_l durch parallele Drossel	-58-
Abb. 3.4:	Widerstandsmuster DISC 120 (a) und Hartkohle (b) nach der experimentellen Untersuchung	-58-
Abb. 3.5:	Stoßstromverhalten von Hartkohlewiderständen; oben: Strom I_r und Spannung U_r bei Lichtbogenüberschlag, unten: Strom I_r , Spannung U_r , Verlauf des Widerstandswertes R und Energieumsatz E_r eines präparierten Widerstandes	-60-
Abb. 3.6:	Strom I_r , Spannung U_r und Widerstandsverlauf R eines AISiC-Musters mit Lichtbogenüberschlag	-61-
Abb. 3.7:	Bruchfläche eines AISiC-Widerstandes (a) und Widerstandspaket aus gefaltetem A2-Edelstahl (b)	-61-
Abb. 3.8:	Elektrisches Verhalten des gefalteten Edelstahlwiderstandes bei einer Pulsbelastung; Strom I_r , Spannung U_r und Energieumsatz E_r des Musters, Verlauf des Widerstandswertes R	-63-
Abb. 3.9:	Experimenteller Aufbau und Simulationsmodell der RL-Kombination	-65-
Abb. 3.10:	Verläufe aus Messung und Simulation; oben: simulierter Gesamtstrom I_{gs} , gemessener Gesamtstrom I_g , Strom I_l der Drossel, Strom I_r des Widerstandes; unten: Spannung U_{rl} über RL-Kombination, Energieumsatz E_r im Widerstand, Lastintegral I^2t des Gesamtstroms, Verlauf des Widerstandswertes R (unstetige Abschnitte durch Geraden ersetzt)	-66-
Abb. 3.11:	Prüfling nach dem Test der RL-Kombination in Experiment und Simulation; Bestimmung der Materialbelastung	-67-
Abb. 3.12:	Versuchsaufbau und Simulationsmodell für den Referenzversuch	-68-
Abb. 3.13:	Gesamtstrom I_g aus Messung und Simulation (I_{gs}) sowie Lastintegral I^2t aus Messung	-68-
Abb. 3.14:	Prüfling nach dem Referenzversuch in Experiment und Simulation; Bestimmung der Materialbelastung	-69-
Abb. 4.1:	Schaltprinzip des RL-Transformators im Submodul allgemein (a) und für die experimentelle Untersuchung (b)	-72-
Abb. 4.2:	RL-Transformator mit einer Windung und innenliegender Widerstandswicklung auf Trägerzylinder	-75-
Abb. 4.3:	Spannung U_{rl} über RL-Transformator, Gesamtstrom I_g , induktiver Stromanteil I_l , Sekundärstrom I_r	-75-
Abb. 4.4:	Aufbauprinzip RL-Transformator mit Ersatzschaltbild und Beispielausführung	-77-
Abb. 4.5:	Drei unterschiedliche Isolationsmaterialien nach jeweils einer Anwendung; a: zweilagige Glimmerfolie, b: FR4 zweilagig, c: Nomex® zweilagig	-78-
Abb. 4.6:	Normalisierte Hauptinduktivität L_r/L_{h1} , Streuinduktivität L_s/L_{s1} und Wirbelstromverluste P_w/P_{w1} als Funktion des Länge-Durchmesser-Verhältnisses l/d	-79-
Abb. 4.7:	Prüfling im Experiment (links); Geometriemodell für die Simulation (rechts)	-81-
Abb. 4.8:	Strom- und Spannungsverläufe des RL-Transformators beim Stoßstromereignis; oben: Spannung über dem RL-Transformator U_{rl} , Sekundärstrom I_r mit umgekehrtem Vorzeichen, induktive Komponente des Primärstroms I_l , I_g Gesamtstrom; unten: Bestimmung der Streuinduktivität aus Stromanstieg und Spannungsabfall	-83-
Abb. 4.9:	Über den Querschnitt gemittelte Materialspannungen: S_{pa} Primärwicklung außen (rot), S_{pi} Primärwicklung innen (grün), S_r Widerstandswicklung (grau); positive Werte sind Zugspannungen	-84-
Abb. 4.10:	RL-Transformator vor und nach dreimaliger Beanspruchung in Simulation und Experiment; a: im vorgespannten Zustand, b: simulierte Verformung nach 3 Stoßstromereignissen, c: simulierte Verformung Sekundärwicklung, d: Verformung Sekundärwicklung im Experiment, e: Verformung Primärwicklung innen, f: Verformung Primärwicklung außen	-86-
Abb. 4.11:	Anordnung der Metallplatte relativ zum RL-Transformator; senkrecht (a) bzw. parallel zur Achse (b)	-87-
Abb. 4.12:	Fehlerstrom I_{g0} bzw. I_{gAs} des RL-Transformators und Kraftwirkung auf Metallplatten; Anordnung der Platten in Bezug auf die Achse des RL-Transformators: A_p bzw. A_s : Aluminiumplatte parallel bzw. senkrecht, E_p bzw. E_s : Edelstahlplatte parallel bzw. senkrecht	-88-
Tab. 4.13:	Stromspektrum des MMC-Zwischenkreises und Wirbelströme in senkrecht angeordneter Edelstahlplatte	-88-
Abb. 4.14:	Verläufe von Laststrom I_g , Spannungsabfall U_g , Sekundärstrom I_r und Gesamtverlustleistung P_g	-89-
Tab. 4.15:	Verlustleistung im Normalbetrieb in RL-Transformator und benachbarten Komponenten, der Primärstromkreis umfasst die Primärwicklung und die Leitschienen für die Stromzufuhr	-89-

Abb. 5.1:	Unbeschädigtes CM1200-IGBT-Modul (a) und gereinigte Bodenplatte eines explodierten CM900 (b)	-93-
Abb. 5.2:	Schaltbild des Versuchsaufbaus (a); zerstörtes IGBT-Modul auf verformten Kühlkörper nach dem Versuch (b)	-94-
Abb. 5.3:	Referenzmessung und Simulation des Verlaufs von Fehlerstrom (I_g bzw. I_{gs}) und Spannung über der Halbleiterzelle (U_x bzw. U_{xs}) des Fehlerfalls mit den IGBT-Modulen CM900 (oben) und CM1200 (unten)	-95-
Abb. 5.4:	Schaltbild des Versuchsaufbaus (a) und Anordnung der Sicherungen im Experiment (b)	-96-
Abb. 5.5:	Strom- und Spannungsverläufe zur Untersuchung mit Hochgeschwindigkeitssicherungen; Spannung über den Sicherungen U_s , Spannung über der Halbleiterzelle U_x , Gesamtstrom I_g	-96-
Abb. 5.6:	Röntgenaufnahme einer Sicherung und Bild des gerissenen Keramikgehäuses (Mersen/Ferraz)	-97-
Abb. 5.7:	Schaltbild des Versuchsaufbaus (a) und Anordnung der RL-Kombination im Experiment (b)	-98-
Abb. 5.8:	Strom- und Spannungsverläufe zur RL-Kombination aus Messung und Simulation mit CM900 (oben) sowie CM1200 (unten); Spannung über der Halbleiterzelle U_x , Spannung über der RL-Kombination U_n , Gesamtstrom I_g , Drosselstrom I_l , Strom durch den Edelstahlwiderstand I_r ; simulierte Werte mit Zusatz „s“	-98-
Abb. 5.9:	Impedanz der Halbleiterzelle während der Zerstörung des IGBT; Bestückung CM900 (blau) bzw. CM1200 (rot)	-99-
Abb. 5.10:	Schaltbilder für die Simulation von Referenzversuch (a) und RL-Kombination (b)	-100-
Abb. 5.11:	Varianten aktiver Zusatzbeschaltungen	-102-
Abb. 5.12:	Schaltbild der Ansteuerung (a); Versuchsmuster (b); Modell der Sensorspule zwischen den Stromschienen (c)	-104-
Abb. 5.13:	Parasitäre Zündung durch Potentialverschiebung im Ersatzschaltbild (a), Elektroden auf Halbleiterelement (b)	-105-
Abb. 5.14:	Simulation der Wirbelströme innerhalb des Thyristors 1 μ s nach dem Versagen des IGBT	-106-
Abb. 5.15:	Schaltbild des Versuchs (a); Einbausituation Zündschaltung und Thyristor (b); CM900 nach dem Versuch (c)	-107-
Abb. 5.16:	Strom- und Spannungsverläufe beim direkten Überbrücken des IGBT-Moduls mit einem Thyristor; oben: Gesamtstrom I_g , IGBT-Strom I_x und Spannung U_x über der Halbleiterzelle; unten: Einschaltverhalten mit Spannung U_c über dem Ladekondensator, Gate-Spannung U_g des Thyristors, Thyristorstrom I_t	-108-
Abb. 5.17:	Schaltbild des Versuchsaufbaus (a); Entladewiderstand vor Einbau (b); Thyristor mit Entladewiderstand (c) und CM900 nach dem Versuch (d)	-109-
Abb. 5.18:	Messergebnisse beim Überbrücken der Halbleiterzelle mit Entladewiderstand; oben: CM900, Gesamtstrom I_g , IGBT-Strom I_x , IGBT-Spannung U_x , Spannung U_r , Strom I_r und Verlauf R des Entladewiderstands (unstetige Abschnitte durch Geraden ersetzt); mittig: Einschaltverhalten, zus. Spannung U_c ; unten: Messung mit CM1200	-110-
Abb. 5.19:	Simulationsschaltbild (a) mit $R_{IGBT} = 1,7 \text{ m}\Omega$ (CM900) bzw. $1,3 \text{ m}\Omega$ (CM1200); Stromschienenverbindung (b, c)	-111-
Abb. 5.20:	Gemessene (U_x, I_g, I_x, I_r) und simulierte ($U_{xs}, I_{gs}, I_{xs}, I_{rs}$) Größen; oben: CM900, unten: CM1200	-111-
Abb. 5.21:	Schaltbilder beider Versuchsaufbauten mit zugehörigen Messgrößen	-112-
Abb. 5.22:	Strom- und Spannungsverläufe zur Untersuchung der parasitären Zündung; oben: Messung zu Abb. 5.21a: Strom I_m des magnetisch gezündeten Thyristors $Th2$, Strom I_z , Spannung U_{gz} des fremdgezündeten Thyristors $Th1$, Stoßstrom I_g , Spannung U_x über IGBT-Zelle; unten: Messung zu Abb. 5.21b: Spannung U_n über Thyristor $Th5$	-113-
Abb. 5.23:	Schaltbild des Versuchsaufbaus (a); Anordnung der RL-Kombination (b); CM900 nach dem Versuch (c)	-114-
Abb. 5.24:	Strom- und Spannungsverläufe bei der Verbindung aus RL-Kombination und Nebenschlussthyristor; Spannung U_x über IGBT-Zelle, Spannung U_n über RL-Kombination, Stoßstrom I_g , IGBT-Strom I_x , Thyristorstrom I_t	-115-
Tab. 5.25:	Übersicht der Untersuchungen zum IGBT-Explosionsschutz; simulierte Ergebnisse mit Zusatz „S“; Spitzenwert I_{gmax} des Fehlerstroms im Zwischenkreis, Lastintegral I^2t_g des Zwischenkreises, Spitzenwert I_{xmax} des Fehlerstroms im IGBT, Lastintegral I^2t_x des IGBT, Energieumsatz E_x im IGBT, Energieumsatz E_{zb} der Zusatzbeschaltung inkl. Thyristor, Durchbiegung Δ_{KK} des Kühlkörpers, Explosionsintegral XI des IGBT; Schraubenversagen bei #2 durch zu geringe Festigkeitsklasse (4.6) der Montageschrauben der Halbleiterzelle	-117-
Abb. 5.26:	Energieumsatz E_x , Lastintegral I^2t_x und Explosionsintegral XI zu Durchbiegung Kühlkörper Δ_{KK} ; Regressionsgeraden mit Zusatz „r“; Messung #2 nicht enthalten	-118-

Abkürzungsverzeichnis

Physikalische Größen:

α	Temperaturkoeffizient
B	Magnetische Flussdichte
C	Kapazität
E	Energie
f	Frequenz
F	Kraft
I	Elektrischer Strom
L	Induktivität
μ	Magnetische Feldkonstante
P	Leistung
R	Elektrischer Widerstand
ϱ	Spezifischer Widerstand
S	Mechanische Spannung
σ	Elektrische Leitfähigkeit
t	Zeit
ϑ	Temperatur
U	Elektrische Spannung
Z	Elektrische Impedanz

Einheiten:

A	Ampere
°C	Grad Celsius
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
J	Joule
K	Kelvin
m	Meter
N	Newton
Ω	Ohm
s	Sekunde
S	Siemens
T	Tesla
V	Volt
W	Watt

Größenordnungen:

n	Nano (10^{-9})
μ	Mikro (10^{-6})
m	Milli (10^{-3})
k	Kilo (10^3)
M	Mega (10^6)
G	Giga (10^9)

Leistungselektronik:

BS	Bypassschalter
D	Diode
DIAC	Diode for Alternating Current
GTO	Gate Turn Off (Thyristor)
HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung
HVDC	High Voltage Direct Current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
M2C	Modular Multilevel Converter
MMC	Modular Multilevel Converter
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
T	Transistor (hier: IGBT)
Th	Thyristor
ZS	Zündschaltung

Sonstiges:

B	Bestimmtheitsmaß
d	Mittlerer Durchmesser
d	Differenzielle Änderung einer Größe
Δ	Delta, absolute Änderung einer Größe
e	Eulersche Zahl
FEM	Finite Elemente Methode
I^2t	Lastintegral
k	Gütefaktor (Übergangswiderstand)
l	Länge
π	Pi
Q	Gütefaktor (RL-Kombination)
#	Nummer
δ	Skintiefe
XI	Explosionsintegral

Einführung

Das Konzept des Modularen Mehrpunktumrichters, geläufig als MMC bzw. M2C von Modular Multilevel Converter und ab dem Jahr 2003 in der Fachliteratur [BPTC03] bekannt, wird seit ca. zehn Jahren kommerziell für die Energieübertragung in Netzkupplungsanwendungen eingesetzt. Die Topologie des MMC lässt sich sowohl im kleinen Leistungsbereich für niedrige Spannungen mit z.B. MOSFET als Halbleiter nutzen, als auch für die Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ, HVDC) zur Übertragung höchster Leistungen von mehr als 1 GW. Für diese Aufgabe stehen als Leistungshalbleiter sowohl IGBT als auch IGCT im Mittelspannungsbereich zur Verfügung.

Die Hochspannungsgleichstromübertragung ist gegenüber der klassischen Energieübertragung mittels Hochspannungsdreiphasenwechselstrom in der Frage der Wirtschaftlichkeit dann im Vorteil, wenn große Strecken überbrückt und Netze unterschiedlicher Spannungs- und Frequenzqualität miteinander verbunden werden sollen. Von Vorzug ist ebenso, dass keine entlang der Übertragungstrecke verteilten Einrichtungen für die Blindleistungskompensation erforderlich sind. Dieser Aspekt ist insbesondere für die Energieübertragung durchs Meer, wie bei der Anbindung von Offshore-Windparks, von Bedeutung. MMC besitzen im Vergleich zu klassischen Netzkommutierten Anlagen der HGÜ eine Schwarzstartfähigkeit und die Möglichkeit der Blindleistungsbereitstellung für die Netzregelung.

MMC bestehen aus einer Mehrzahl von in Reihe geschalteten Stromrichtermodulen, den sog. Submodulen. Unter einem Submodul wird ein elektrischer Verbund verstanden, der einen Energiespeicher in Form eines Kondensators und eine Anordnung aus Leistungshalbleitern enthält. Mit den Leistungshalbleitern können an den Anschlüssen des Submoduls verschiedene Spannungszustände eingestellt werden. Mit einer Reihenschaltung der Submodule lassen sich gestufte Spannungsverläufe erzeugen, wobei die Höhe der Spannungsstufen der Kondensatorspannung eines einzelnen Submoduls entspricht. Dieses Verfahren reduziert gegenüber einer klassischen Pulsweitenmodulation der gesamten Gleichspannungshöhe den Filteraufwand für die Ausgangsspannung und die Aussendung elektromagnetischer Störfelder. Die Reihenschaltung der Submodule bildet als eine Phase des MMC die Verbindung zwischen Gleich- und Wechselstromseite.

Die zunehmende Verbreitung von MMC in HGÜ-Anwendungen mit gleichzeitig steigenden Leistungsanforderungen bedarf einer fortlaufenden Weiterentwicklung und Erhöhung der elektrischen Leistungsparameter.

Die Leistungssteigerung von MMC geht mit der Verfügbarkeit weiterentwickelter Leistungshalbleiter einher, sodass Leistungsdichte und Energiegehalt der Submodule ebenfalls zunehmen. Für eine Leistungssteigerung des gesamten MMC müssen Submodule mit höherer Nennspannung bzw. größerem Nennstrom zur Verfügung stehen. In jedem Fall steigt die im Kondensator eines Submoduls gespeicherte Energie, wenn eine Anpassung an die höheren Anforderungen nicht durch eine höhere Anzahl von Submodulen erfolgt.

Mit dem höheren Energiegehalt pro Submodul erweist sich die Beherrschung von Fehlerfällen als zunehmend problematisch, wenn diese Energie schlagartig freigesetzt wird. Dieser Fall kann beispielsweise durch das Versagen der im Submodul verbauten Leistungshalbleiter auftreten, wodurch ein Kurzschließen des Zwischenkreis-kondensators herbeigeführt und damit ein Stoßstrom hervorgerufen wird. Die dabei freiwerdende Energie kann nicht nur das betroffene Submodul zerstören, sondern weitere Komponenten des MMC direkt oder indirekt beschädigen. Die Minderung der Auswirkungen des Fehlerereignisses ist erforderlich, da MMC nach dem Ausfall einzelner Submodule nicht außer Betrieb gehen, sondern mit Hilfe vorhandener redundanter Submodule weiter ihre Aufgabe erfüllen können. Daher darf sich ein einzelner Fehlerfall nicht unkontrolliert fortsetzen und weitere Anlagenkomponenten gefährden.

Soweit es bekannt ist, setzen die Hersteller von MMC im Leistungsbereich um 1 GW zur Beherrschung dieser Fehlerereignisse und der Vermeidung von Folgeausfällen auf die mechanische Ertüchtigung der Halbleiteranordnungen der Submodule und die elektromagnetische Abschirmung der auftretenden Störfelder. Zum Zeitpunkt dieser Arbeit ist nicht erkennbar, dass in Submodulen kommerziell ausgeführter MMC statt der mechanischen Ertüchtigung oder als deren Ergänzung zur Beherrschung von Fehlerfällen bereits elektrische Zusatzbeschaltungen innerhalb des Zwischenkreises der Submodule genutzt werden.

In der Fachliteratur existieren verschiedene Vorschläge für Zusatzbeschaltungen in Kommutierungskreisen von Stromrichtern, mit denen die Halbleiteranordnung bei einem Fehlerfall entlastet werden soll. Die Maßnahmen lassen sich vereinfacht in zwei Zielstellungen unterteilen, wobei entweder der gesamte Fehlerstrom in seiner Höhe reduziert oder parallel zu den Halbleitern über einen alternativen Strompfad abgeleitet wird. Die Zielstellung ist abhängig von der Art der verwendeten Halbleiter und den Auswirkungen eines Fehlerfalls bzw. welche Folgen davon in der Anwendung besonders kritisch sind.

Diese Arbeit konzentriert sich sowohl auf die Reduktion der Stoßstromamplitude als auch auf die Vermeidung von IGBT-Modulexplosionen bei einem Fehlerereignis. Dazu wird eine Auswahl von Varianten für Zusatzbeschaltungen im Zwischenkreis hinsichtlich Auslegung, Eigenschaften sowie praktischer Umsetzbarkeit experimentell und rechnerisch evaluiert. Zusätzlich zu den bereits bekannten Zusatzbeschaltungen erfolgt eine Vorstellung von Neu- und Weiterentwicklungen. Die gewählten Fallbeispiele sind repräsentativ für Submodule von MMC mit einer Nennleistung von etwa einem Gigawatt.

Die experimentellen Untersuchungen erfahren in einigen Fallbeispielen eine Begleitung durch FEM-Simulationen. Dabei werden auszugsweise Herleitungen von Parametern für die Simulationsmodelle näher beschrieben sowie Ursachen für Abweichungen zwischen Experiment und Simulation aufgezeigt. Diese Arbeit kann und soll dabei keine umfassende Anleitung für die Erstellung von FEM-Simulationsmodellen darstellen. FEM-Simulationen können experimentelle Untersuchungen nicht vollständig ersetzen, jedoch ist es mit ihnen möglich, experimentelle Beobachtungen genauer zu klären und den praktischen Untersuchungsaufwand zu reduzieren.

1 Fehlerfälle, Untersuchungsmerkmale und Schutzmaßnahmen

1.1 Ursachen und Wirkungen von Fehlerfällen in Submodulen von MMC

Diese Arbeit beschäftigt sich mit Stoßstromereignissen durch Fehlerfälle in Submodulen von Mehrstufenumrichtern, die in der Topologie einer Halbbrücke aufgebaut sind. Die gewonnenen Erkenntnisse lassen sich analog auf Vollbrücken-Submodule und andere Umrichtertopologien anwenden.

Die hier zu untersuchenden Fehlerfälle sind dadurch gekennzeichnet, dass in der Halbleiteranordnung des Submoduls ein Kurzschluss auftritt, der durch die beteiligten Leistungshalbleiter bzw. deren Ansteuerung nicht reversibel beherrscht werden kann. Als Auslöser für derartige Fehlerfälle in Submodulen von MMC treten sowohl das direkte Versagen der IGBT-Ansteuerung und der IGBT-Module selbst als auch ein Ausfall der in den IGBT-Modulen verbauten Freilaufdioden infolge eines Ausgruppierungsvorgangs des Submoduls in Erscheinung. Diese Ereignisse können infolge von Alterungserscheinungen der elektronischen Komponenten und durch externe Einflüsse, wie z.B. Überlast, fehlerhafte Ansteuerung, elektromagnetische Störquellen, eindringende Feuchtigkeit oder Fremdkörper, verursacht werden.

Der Fehlerfall führt durch die Energiefreisetzung des im Betrieb aufgeladenen Zwischenkreiskondensators zur Zerstörung direkt beteiligter und mittelbar beteiligter Halbleiterkomponenten. Der dabei auftretende Stoßstrom kann zu einem Abreißen und teilweisem Verdampfen der Bonddrähte innerhalb eines IGBT-Moduls führen, wodurch innerhalb des Modulgehäuses Lichtbögen auftreten. Infolge von thermischer Zersetzung der Vergussmasse, der Expansion der dabei gebildeten Gase sowie der Wirkung magnetischer Kräfte auf die Leiteranordnung innerhalb des IGBT-Moduls kann sich eine Explosion des Modulgehäuses ereignen.

Die im Fehlerfall durch den Stoßstrom hervorgerufenen magnetischen Kräfte treten sowohl im primären Strompfad auf, als auch in anderen elektrisch leitfähigen Komponenten, in welchen die Primärfelder Wirbelströme induzieren. Die Wirkungen zeigen sich durch Verformungen sowie Versagen von Stromschienen und angrenzenden mechanischen Bauteilen, auf welche die Kräfte abgeleitet werden. Zusätzlich erfolgt die Abstrahlung magnetischer Störfelder, die benachbarte Submodule in ihrer Funktion beeinträchtigen können.

Zur Vermeidung der vorgenannten Auswirkungen sollen daher Möglichkeiten untersucht werden, den auftretenden Stoßstrom durch zusätzliche elektrische Bauelemente im Zwischenkreis des Submoduls zu reduzieren und die im Fehlerfall freiwerdende Energie kontrolliert abzubauen. Ohne den Einsatz strombegrenzender Beschaltungen ist ein erheblicher Zusatzaufwand erforderlich, die bei einem Fehlerfall auftretenden mechanischen und elektromagnetischen Auswirkungen zu beherrschen.

Abbildung 1.1 zeigt den Aufbau eines MMC-Submoduls, welches Grundlage dieser Arbeit ist. Es besteht aus dem Zwischenkreiskondensator (C) und einer Halbleiteranordnung in der Form einer Halbbrücke aus IGBT ($T1$, $T2$) mit zugehörigen Freilaufdioden ($D1$, $D2$). Parallel zu $T2/D2$ ist ein Thyristor (Th) angeordnet, der zum Schutz von $D2$ bei besonderen Fehlerfällen des MMC eingeschaltet wird. An den Anschlüssen ist das Submodul mit anderen Submodulen in Reihe verbunden, womit der Umrichterzweig einer Phase eines MMC gebildet wird. Parallel zu den Anschlüssen befindet sich ein irreversibler Überbrückungs- bzw. Bypassschalter (BS), der das Submodul bei einem Ausfall überbrückt und damit im funktionsunfähigen Zustand elektrisch aus dem MMC ausgruppiert [SMBP09]. Durch das Vorhandensein redundanter Submodule bleibt der MMC weiter in Betrieb, bis das ausgefallene Submodul im Rahmen einer planmäßigen Anlagenwartung ersetzt werden kann.

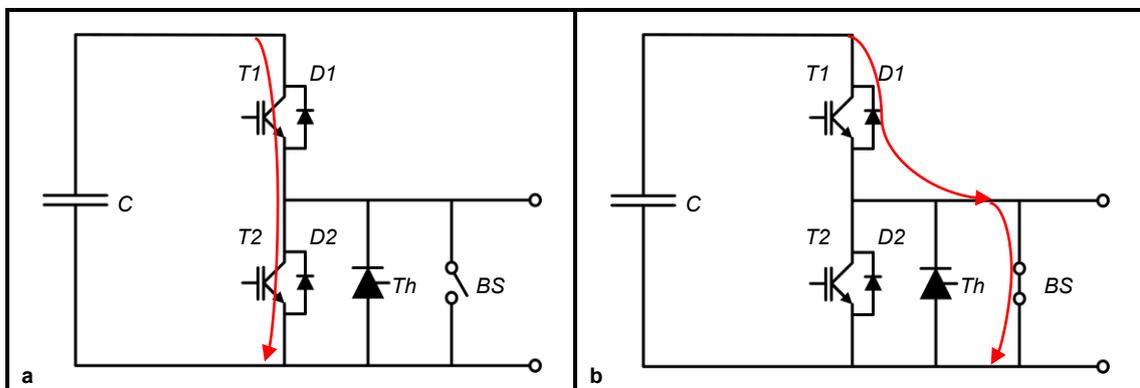


Abb. 1.1: Pfad des Stoßstroms (roter Pfeil) durch die Halbleiteranordnung in den zwei betrachteten Fehlerfällen

Im Normalbetrieb kann innerhalb der IGBT-Halbbrücke durch ein falsches Einschaltsignal der IGBT-Ansteuerschaltung einer der in Reihe geschalteten IGBT eingeschaltet bleiben oder fehlerhaft einschalten, während der andere IGBT ebenso einschaltet bzw. bereits leitet. Wird der so auftretende Kurzschluss nicht rechtzeitig erkannt und schnell genug abgeschaltet, erfolgt die Zerstörung von Halbleiterchips der beteiligten IGBT-Module, welche dabei in einen niederohmigen Zustand übergehen. Es tritt damit über der IGBT-Brücke ein irreversibler Kurzschluss auf, der durch die Entladung des Zwischenkreiskondensators zu einem Stoßstromereignis führt. Diesen Strompfad zeigt Abbildung 1.1a.

Ein weiteres Ausfallverhalten zeigt sich dadurch, dass ein IGBT-Modul durch ein Versagen der Ansteuerung dauerhaft ausgeschaltet bleibt. Dieser Fall tritt auf, wenn zwischen Ansteuerschaltung und IGBT-Modul oder innerhalb des IGBT-Moduls ein Kurzschluss zwischen Gate und Emitter besteht, das Steuersignal für die Ansteuerschaltung durch eine unterbrochene Signalverbindung ausbleibt oder aus sonstigen Gründen die Spannung am Gate des IGBT-Moduls unterhalb der Einschaltsschwelle verbleibt. Da durch das Ausbleiben des Schaltens eine wiederkehrende Energieabgabe in den Lastkreis nicht mehr stattfinden kann, steigt die Spannung des Zwischenkreiskondensators durch Aufladung über die Diode $D1$ auf unzulässig hohe Spannungswerte.

Wird dieser Zustand durch die Anlagenüberwachung festgestellt, erfolgt eine Ausgruppierung des betroffenen Submoduls aus der Reihenschaltung der Zweigsubmodule des MMC. Zu diesem Zweck schließt der Überbrückungsschalter (BS) die mit dem Zweig verbundenen Leistungsanschlüsse des Submoduls kurz. Besteht zu diesem Zeitpunkt ein Stromfluss über die Diode $D1$ in den Zwischenkreiskondensator, so wird die Diode durch den Eingriff des Überbrückungsschalters hart abgeschaltet. Der auftretende Sperrverzögerungsstrom kann die Freilaufdiode $D1$ zerstören und einen Durchlegierungsvorgang hervorrufen. Daraufhin entlädt sich der Zwischenkreiskondensator über den Pfad von versagender Diode bzw. Überbrückungsschalter und ruft innerhalb des Submoduls ein Stoßstromereignis hervor (Abbildung 1.1b).

Da bei diesem Fehlerfall die Zwischenkreisspannung und damit die gespeicherte Energie höher als während eines Fehlers im Normalbetrieb ist, sind Fehlerstromamplitude und auftretende Schäden entsprechend stärker ausgeprägt. Die Auswirkungen dieses Fehlerfalls werden durch den Umstand verstärkt, dass im Vergleich zum Fehlerfall innerhalb der IGBT-Brücke sich im Pfad des Fehlerstroms nur ein Lichtbogen innerhalb des Moduls von $T1/D1$ ausbilden kann, der durch seinen Spannungsabfall die den Fehlerstrom treibende Spannung reduziert.

1.2 Referenzsubmodule und Simulationswerkzeuge

Die experimentellen und rechnerischen Untersuchungen für Submodule von MMC finden an den zwei repräsentativen Zwischenkreisen aus Abbildung 1.2 für Leistungshalbleiter der Spannungsklassen 4,5 kV bzw. 6,5 kV statt. Die Anschlüsse der Schaltbilder stellen die Schnittstelle zu den Versuchsaufbauten dar. Die Kondensatorbänke sind für einen Effektivwert des Zwischenkreisstroms im Normalbetrieb von mindestens 1 kA dimensioniert. Die Betriebsspannung der Zwischenkreise beträgt unter Normalbedingungen 2,8 kV bzw. 3,6 kV.

Bei den Untersuchungen wird für die Zwischenkreise der schwere Fehlerfall aus Abb. 1.1b angenommen, womit diese Spannungen von 4 kV bzw. 5,5 kV aufweisen. Die Beträge der parasitären Elemente basieren auf dem Abgleich zwischen Simulation und Messung sowie auf teilweise verfügbaren Daten zu den Kondensatoren. Da sowohl der parasitäre Widerstandsbelag als auch die Streuinduktivität durch Skin- und Proximity-Effekt frequenzabhängig sind, stellen die Angaben nur Näherungswerte dar. Wenn nicht gesondert angegeben, werden die parasitären ohmschen und induktiven Elemente der Zwischenkreise in den Schaltbildern dieser Arbeit nicht extra ausgewiesen, sondern sind dem Kondensatorsymbol zugeordnet. Einzelne Messungen finden an abweichend konfigurierten Zwischenkreisen statt, hierauf wird im Einzelfall hingewiesen. Informationen zur verwendeten Messtechnik finden sich in Anhang 1.

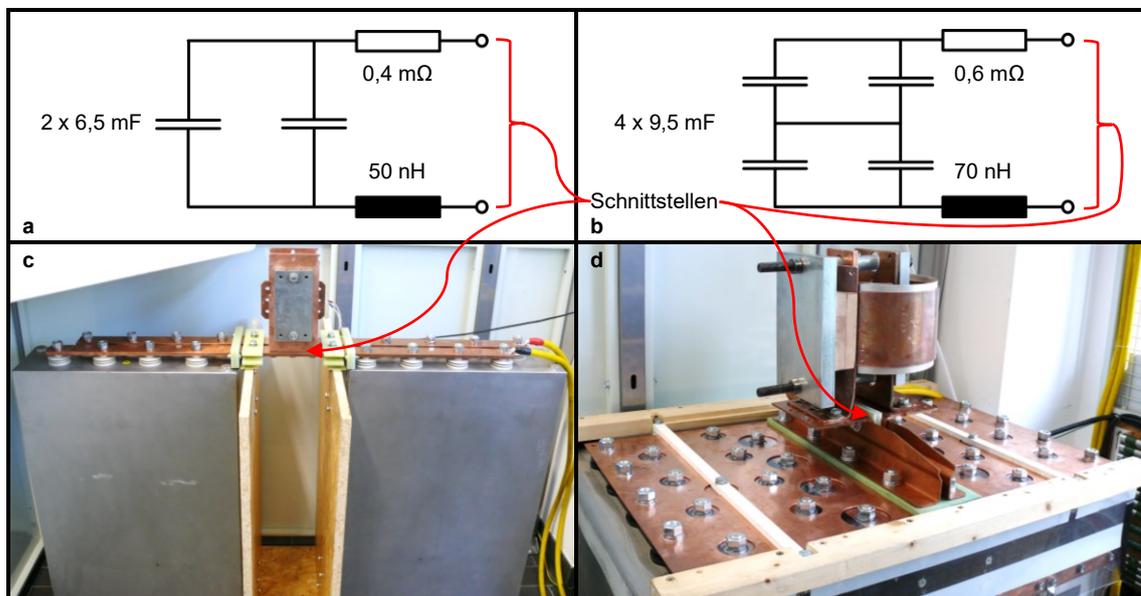


Abb. 1.2: Referenzzwischenkreise im Ersatzschaltbild mit parasitären Elementen und Laborausführung für die experimentellen Untersuchungen; 13mF/4kV-Zwischenkreis (a, c) mit zwei 6,5 mF-Kondensatoren und 9,5mF/5,5kV-Zwischenkreis (b, d) mit vier 9,5 mF-Kondensatoren

Die rechnerische Begleitung der Untersuchungen erfolgt mit den FEM-Simulationsprogrammen Ansys Maxwell und Ansys Transiente Strukturmechanik, welche Bestandteil von Ansys Workbench sind. Ansys Maxwell erlaubt die Berechnung elektromagnetischer Felder im niederfrequenten Bereich, die damit berechneten Kraftverteilungen werden von der in Maxwell verwendeten Vernetzung auf die davon abweichende Vernetzung der Transienten Strukturmechanik interpoliert. Die Berechnung transienter Vorgänge erfolgt dabei nicht bidirektional, d.h. die in der Transienten Strukturmechanik ermittelten Verformungen können nicht zurück nach Maxwell übertragen werden. Die Änderungen der elektromagnetischen Felder durch Verformungen der Modelle lassen sich daher nicht berücksichtigen. Die Simulation der Fehlerereignisse erfolgt in der Regel mit einer zeitlichen Schrittweite von 1 μ s.

1.3 Verbesserungen der Halbleiteranordnung

1.3.1 Weiterentwicklungen der Leistungshalbleiter

Die klassischen Gehäuse für Leistungshalbleiter lassen sich in zwei Gruppen unterteilen. Insbesondere für IGBT sind Modulgehäuse mit Schraubklemmen kommerziell etabliert. Modulgehäuse bestehen aus einer Grundplatte, auf der elektrisch isoliert mehrere Halbleiterchips untergebracht und mit Verbindungsdrähten (Bonds) elektrisch verschaltet sind. Darüber befindet sich ein Kunststoffgehäuse, welches auf der Oberseite Schraubklemmen oder Lötkontakte aufweist und ganz oder teilweise mit Silikongel ausgefüllt ist. Bei schweren Stoßstromereignissen neigen IGBT-Module zum Aufplatzen oder Explodieren, da der Verbund durch die auftretenden Lorentzkräfte und expandierenden Gase auseinandergetrieben wird. Abbildung 1.3a zeigt die Rückstände eines IGBT-Moduls, das bei einem Fehlerfall explodiert ist.

Als Vertreter der klassischen Druckkontaktgehäuse sind Dioden-, Thyristoren-, GTO- und IGCT-Scheibenzellen bekannt. Der Halbleiter befindet sich im Gehäuse in Form einer einzelnen kreisrunden Komponente als Verbund aus Trägermaterial, Halbleiterchip und Kontaktmaterial. Der Träger besteht in der Regel aus Molybdän, auf welchem die aktive Siliziumhalbleiterschicht aufgebracht ist. Das Gehäuse ist mit einem Schutzgas gefüllt. Die Kontaktierung der einzelnen Schichten erfolgt durch das Einspannen der Zelle in einen Spannverband. Eine Isolation zwischen Halbleiterelement und Metallflächen des Gehäuses besteht nicht. Vorteile dieses Aufbaus bestehen in der Möglichkeit der Wärmeabfuhr über beide Kontaktflächen sowie in der problemlosen Reihenschaltung der Scheibenzellen. Das Fehlen von Bond- und Lötkontaktierungen sowie Silikongel gewährleistet eine höhere Lastwechselfestigkeit und Lebensdauer im Vergleich zu Halbleitermodulen.

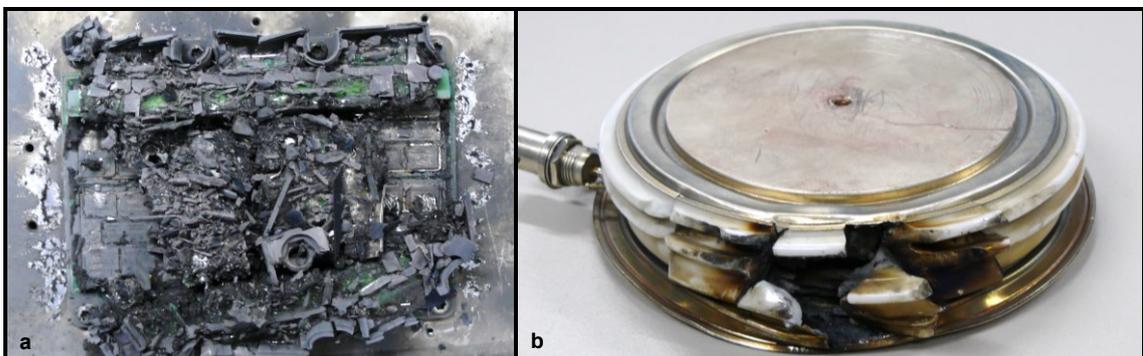


Abb. 1.3: Durch Stoßströme zerstörtes IGBT-Modul (a) und beschädigtes Scheibenzellengehäuse eines Thyristors (b)

Vorteilhaft für die Verwendung von Scheibenzellen in MMC ist das definierte Verhalten im Fehlerfall, welches sich dadurch auszeichnet, dass nach dem Durchlegieren des Halbleiters ein stabiler niederohmiger Zustand bestehen bleibt. Dadurch lässt sich der in den Submodulen für das Ausgruppieren eingesetzte Überbrückungsschalter ggf. einsparen. Durch das Fehlen von Bonds treten keine internen Lichtbögen mit starkem Druckaufbau durch das Verdampfen bzw. Zersetzen von Silikongel auf. Bei hohen Fehlerströmen kann auch bei Scheibenzellen während des Durchlegierungsvorgangs mit der thermischen Energiefreisetzung innerhalb des Halbleiters in Verbindung mit der Ausdehnung des Inertgases ein Überdruck auftreten, der zum Bersten des Gehäuses führt.

Das Bersten kann mit dem Austreten verflüssigten Halbleitermaterials begleitet sein, wie es bei dem Gehäuse in Abbildung 1.3b der Fall ist. Das zu einem Gehäuseversagen führende Lastintegral ist in den zugehörigen Datenblättern in der Regel nicht angegeben. Für die Erhöhung der Explosionssicherheit von Scheibenzellen wird in [SZSR16] vorgeschlagen, mit Hilfe eines Schutzrings aus porösem Material den Druckaufbau während des Durchlegierens durch die Gasaufnahme in das Material zu verringern. Dabei werden die Gase beim Einströmen in das poröse Material abgekühlt und somit entspannt.

Einen ähnlichen Ansatz verfolgt [IFES16], wobei es sich hierbei um einen IGBT-Halbleiter in Form einer Scheibenzelle handelt. IGBT-Chips lassen sich aufgrund ihrer feinen MOS-Struktur nicht in beliebiger Größe fertigen, sodass es nicht möglich ist, ein Scheibenzellengehäuse mit nur einem einzelnen IGBT-Chip zu bestücken, so wie es bei Dioden, Thyristoren oder IGCT üblich ist. Das bei IGBT-Modulen angewendete Verfahren, die Chips mit Bonds zu kontaktieren, wird bei dem vorgeschlagenen IGBT im Scheibenzellengehäuse wie bei Modulen in Verbindung mit einer Abdichtung aus Silikongel genutzt. Die Nachteile der Lichtbogenbildung in Kombination mit der Gasentwicklung durch das Silikongel treten wie bei Modulgehäusen in Erscheinung. Der Vorteil gegenüber Modulen besteht in der druckkontaktierten Montage und der höheren Druckfestigkeit des Scheibenzellengehäuses verknüpft mit einem porösen Material im Innenraum zur Reduktion des Gasdrucks. Ein definiertes elektrisches Leitungsverhalten nach einem Fehlerfall ist nicht gewährleistet.

Für die Sicherstellung eines niederohmigen Leitungsverhaltens nach einem Halbleiterausfall wird in [PPBP13] die Integration eines Überbrückungsschalters in das Halbleitergehäuse vorgeschlagen. Dieser soll über eine magnetische Auslösung durch den Stoßstrom verfügen.

Es ist unklar, ob sich ein derartiger Schalter in einem Halbleitergehäuse konstruktiv unterbringen lässt, eine sichere Auslösung gewährleistet werden kann und ein solches Vorhaben wirtschaftlich umzusetzen ist.

Kommerziell verfügbare IGBT-Halbleiter im Druckkontaktgehäuse bzw. Press Pack für die Anwendung in Hochleistungsstromrichtern bieten beispielsweise die Hersteller ABB (StakPak®) und Westcode an. Bei diesen Halbleitern werden die einzelnen IGBT- bzw. Dioden-Chips zwischen den elektrischen Anschlussflächen des Gehäuses einzeln über vorgespannte Federelemente kontaktiert. Nach einem Halbleiterausfall durch Kurzschluss bleibt das Bauteil niederohmig leitend [ABPP06]. In [WCPP18] werden Auslegung und Tests von druckkontaktierten IGBT im Scheibenzellengehäuse für einen MMC vorgestellt. Die allgemeinen Herausforderungen und Eigenschaften von Press-Pack-IGBT im Vergleich zu IGBT-Modulen sind in [PEPP17] beschrieben.

In [SISE07] und [SISI10] wird die Integration von Trennstellen in Modulgehäusen vorgeschlagen, die die Funktion einer Schmelzsicherung erfüllen sollen. Aufgrund der geringen Anzahl von höchstens zwei sich bei einem Fehlerereignis im Strompfad befindlichen Trennstellen, die durch Ausbildung von Lichtbögen eine den Fehlerstrom reduzierende Gegenspannung ausbilden können, erscheint der sinnvolle Einsatz dieser Möglichkeit auf den Niederspannungsbereich begrenzt.

1.3.2 Mechanisch verstärkte Halbleiterzelle

Die Explosionswirkung von IGBT-Modulen kann durch eine zusätzliche mechanische Ertüchtigung eingedämmt werden. Dazu wird ein IGBT-Modul [SSTZ08] bzw. vorteilhafterweise die gesamte Halbleitereinheit des Submoduls [PCIM09], [TBPM09], [SVCM09] in ein Gehäuse eingefasst, welches Durchführungen für die elektrischen Verbindungen aufweist und der Druckentwicklung der Halbleiterexplosion widerstehen kann. Mit der so gebildeten Halbleiterzelle lässt sich das Austreten von Lichtbögen, Gasen und Bruchstücken des IGBT-Moduls unterbinden. Höhere Energien, die der Zwischenkreiskondensator im Fehlerfall freisetzen kann, führen zu größeren Anforderungen an die mechanische Festigkeit der Halbleiterzelle und damit steigenden Herstellungskosten sowie höherem Materialeinsatz. Eine Verbesserung der Explosionssicherheit lässt sich wie bei den vorgeschlagenen verstärkten IGBT-Modulen durch den Einsatz poröser Materialien erreichen, die durch Aufnahme und Abkühlung der Explosionsgase eine Druckentlastung für das Gehäuse bewirken können.

1.4 Halbleiterstrombegrenzer, Sicherungen, Trennelemente

1.4.1 Halbleiterstrombegrenzer

Kaltleiter als selbstrückstellende Sicherungen dienen in Niederspannungsanwendungen dem Kurzschluss- und Überlastschutz und wurden für die Verwendung in Stromrichtern vorgeschlagen [REÜB98]. Aufgrund ihrer thermischen bzw. elektrischen Trägheit und der im Normalbetrieb auftretenden Stromwärmeverluste erscheinen sie für Anwendungen in Zwischenkreisen von MMC-Submodulen wie in Abbildung 1.4a als nicht geeignet.

Nach [HLSB02] soll eine bestimmte Halbleiteranordnung in der Lage sein, als Schutz vor Überströmen zu dienen, indem der bekannte Effekt der Entsättigung ausgenutzt wird. Wie bei den Kaltleitern sind auch hier die Durchlassverluste im Normalbetrieb nicht zu vernachlässigen. Es kann außerdem nicht sichergestellt werden, dass solch eine Halbleiteranordnung im Fehlerfall aufgrund des Energieumsatzes nicht ebenfalls durchlegiert, wie es bei der IGBT-Brücke der Fall ist, bei welcher der Effekt der Entsättigung bei Überströmen bereits inhärent vorhanden ist.

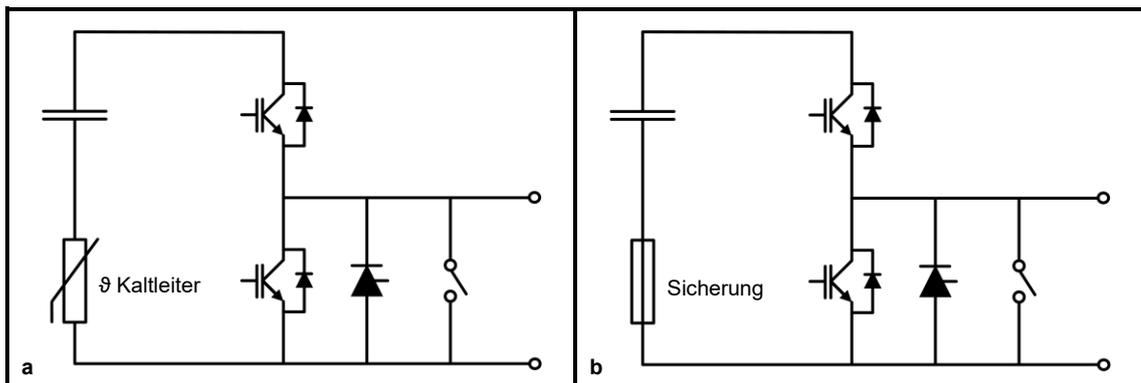


Abb. 1.4: Kaltleiter (a) und Hochgeschwindigkeitssicherung (b) im Zwischenkreis eines MMC-Submoduls

1.4.2 Hochgeschwindigkeitssicherungen

Die klassische Form der Fehlerstrombegrenzung in Form von Schmelzsicherungen kann mit Einschränkungen auch für den Schutz von Halbleitern genutzt werden. Der Einsatz von Sicherungen für den elektrischen Schutz von Halbleitern in Stromrichtern ist auf Gleichrichteranwendungen, netz- und lastkommutierte Thyristorstromrichter bzw. Stromrichter mit Serieninduktivität im Kommutierungskreis begrenzt. Bei diesen Anwendungen reduziert die Serieninduktivität des Kommutierungskreises den Fehlerstrom in Anstieg und Höhe, sodass die Sicherung rechtzeitig auslösen kann, um den Halbleiter elektrisch schützen zu können. Dazu muss das Schmelzintegral der Sicherung unter dem Grenzlastintegral des Halbleiters liegen.

Das Grenzlastintegral I^2t bzw. die Stoßstrombelastbarkeit ist bei Halbleitern wie Thyristoren, Dioden, GTO und IGCT aufgrund des Halbleiteraufbaus und ihres Kurzschlussverhaltens deutlich größer als bei IGBT mit vergleichbaren Leistungsparametern. Der elektrische Schutz von IGBT im hier betrachteten Leistungsbereich ist mit Schmelzsicherungen daher weder möglich noch erforderlich, da davon auszugehen ist, dass die Halbleiter im Fehlerfall bereits unmittelbar in ihrer elektrischen Funktion zerstört sind. Schmelzsicherungen lassen sich dagegen für den Explosionsschutz von IGBT-Modulen und den Schutz verbundener elektrischer Komponenten vor Stoßströmen nutzen [FIBI01], [IPBF97], [MRCT97]. Die hochfrequenten Stromkomponenten in Zwischenkreisen von selbstgeführten Stromrichtern können in Sicherungen zu Stromfehlverteilungen, erhöhter Verlustleistung [ITIA03] und einer beschleunigten Alterung führen.

Hochgeschwindigkeitssicherungen in Reihe zum Zwischenkreiskondensator wie in Abbildung 1.4b können die Amplitude des Stoßstroms bei einem Fehlerfall in einem MMC-Submodul begrenzen und das im Kommutierungskreis auftretende Lastintegral I^2t signifikant reduzieren. Für den Explosionsschutz von IGBT-Modulen im Niederspannungs- bzw. niedrigen Mittelspannungsbereich ist eine Auswahl von Hochgeschwindigkeitssicherungen kommerziell verfügbar, die für die Anforderungen in den hier behandelten Submodulen von MMC in Bezug auf Ströme, Spannungen und Bauform nicht geeignet sind. Die Eignung einer Sonderanfertigung von Hochgeschwindigkeitssicherungen hinsichtlich der Stoßstromreduktion im Fehlerfall in einem MMC-Submodul wird in Kapitel 2 experimentell untersucht. Die Wirkung auf das Explosionsverhalten von IGBT-Modulen ist Gegenstand von Kapitel 5.

Die korrekte Dimensionierung von Hochgeschwindigkeitssicherungen auch in Bezug auf die Nennspannung ist entscheidend für den Schutz von MMC-Submodulen. Beispielhaft wird dies anhand der folgenden Versuchsergebnisse gezeigt. Zwei Exemplare einer Hochgeschwindigkeitssicherung 170M7031 von Busmann/Eaton für Wechselstromanwendungen mit einem Nennstrom von 1100 A und einer Nennspannung von 1 kV (Effektivwerte) werden bezüglich ihres Kurzschlussverhaltens an zwei unterschiedlich konfigurierten Zwischenkreisen eines MMC-Submoduls nach Abbildung 1.5a untersucht. Ein Zwischenkreis verfügt über eine Kapazität von 6,5 mF bei einer Spannung von 4 kV, der andere Zwischenkreis weist eine deutlich höhere Kapazität von 17,5 mF bei einer halb so hohen Spannung von 2 kV auf. Als Halbleiter dienen in beiden Fällen Thyristoren im Scheibenzellengehäuse. Die experimentellen Untersuchungen zeigen deutlich, dass die von der Sicherung aufgenommene Gegenspannung von der Anzahl der intern in Reihe geschalteten Sicherungselemente abhängt und sich nicht durch eingeprägte externe Randbedingungen wie den Fehlerstrom erhöhen lässt.



Abb. 1.5: Schaltung des Versuchsaufbaus (a) und Sicherungen nach den Versuchen an den (b) 6,5mF/4kV- bzw. (c) 17,5mF/2kV-Zwischenkreisen

Tatsächlich führt ein höherer Fehlerstrom in der Sicherung durch die vermehrte Erzeugung von Ladungsträgern in den Einzellichtbögen der Trennstellen zu einer geringeren Gegenspannung, so dass sich der strombegrenzende Effekt ins Gegenteil verkehrt. Dies ist in Abbildung 1.6 am Vergleich der Strom- und Spannungsverläufe der Sicherungen bei den Versuchen mit unterschiedlichen Zwischenkreisen erkennbar. Die durchgehenden Linien sind dem Zwischenkreis mit einer Startspannung von 4 kV bei einer Kapazität von 6,5 mF zugeordnet, die unterbrochenen Linien gehören zur Messung am 17,5 mF-Zwischenkreis bei 2 kV. Die Messung am 6,5mF/4kV-Zwischenkreis zeigt, dass ein Umschwingen des Zwischenkreisspannung zu -0,5 kV stattfindet, bei welchem während des Nulldurchgangs ein Abschalten des Fehlerstroms erfolgt. Der Energieumsatz bewirkt ein Versagen des Keramikgehäuses der Sicherung (Abb. 1.5b). Am 17,5mF/2kV-Zwischenkreis ist die von der Sicherung aufgenommene Spannung bei kleinerem Fehlerstrom höher, es erfolgt kein Umschwingen des Zwischenkreises und das Gehäuse der Sicherung bleibt intakt (Abb. 1.5c). Es gilt zu beachten, dass der Energiegehalt des 17,5mF/2kV-Zwischenkreises ca. 67 % des 6,5mF/4kV-Zwischenkreises beträgt und der Abschaltvorgang nach 200 μ s noch nicht abgeschlossen ist.

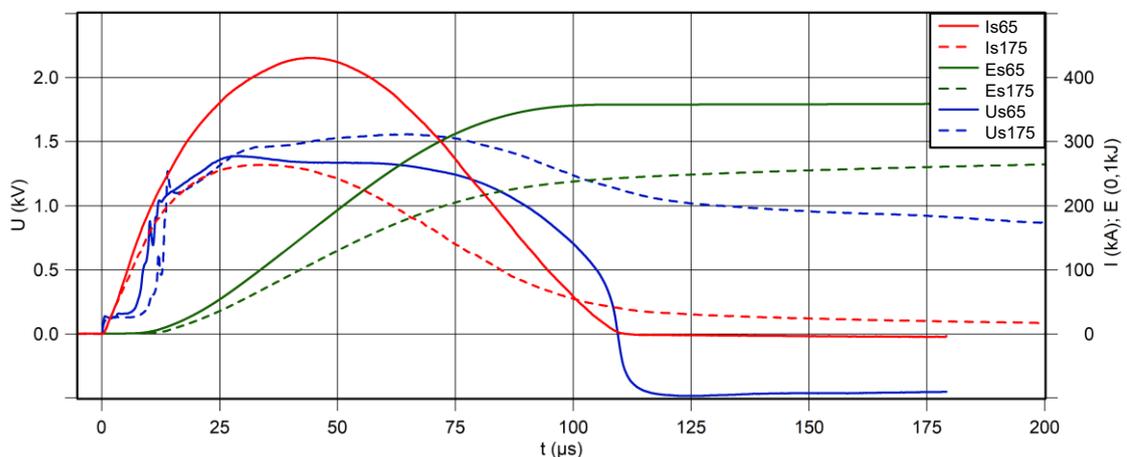


Abb. 1.6: Verläufe von Spannung U_s , Strom I_s und Energieumsatz E_s der Sicherungen am 6,5mF/4kV- bzw. 17,5mF/2kV-Zwischenkreis

1.4.3 Magnetische Auftrennung des Kommutierungskreises

Die Unterbrechung des Fehlerstroms durch die Öffnung des Kommutierungskreises erfordert ein Schaltelement, das innerhalb weniger Mikrosekunden auslösen und zur Stromunterbrechung eine Gegenspannung aufbauen kann. Leistungshalbleiter wie IGBT zum Abschalten des Kurzschlussstroms weisen im Durchlassbetrieb nicht zu vernachlässigende Verluste auf. Sie müssen im Vergleich zu den im normalen Betrieb arbeitenden Leistungshalbleitern hinsichtlich des Kurzschlussabschaltvermögens überdimensioniert werden, da sie mit Verzögerung ausgelöst würden zu einem Zeitpunkt, zu dem der Fehlerstrom das Abschaltvermögen der IGBT-Brücke bereits überschritten hat. Es besteht zudem die Möglichkeit, dass bei einem Bypassereignis die antiparallele Diode wie bei der IGBT-Brücke zerstört und damit die Schutzfunktion unwirksam würde.

Dieses Problem lässt sich durch die antiserielle Verschaltung eines weiteren IGBT lösen, wodurch wiederum insgesamt höhere Durchlassverluste im Normalbetrieb auftreten. Unter Betrachtung des Halbleiteraufwandes und der zusätzlich auftretenden Verluste erscheint diese Variante als nicht geeignet. Mechanische Schalter sind für die Unterbrechung des Kurzschlussstroms in MMC-Submodulen ungeeignet, da sich die Schaltelemente bei Stromanstiegsgeschwindigkeiten in der Größenordnung von mehreren 10 kA/ μ s im Fehlerfall aufgrund ihrer Massenträgheit nicht schnell genug betätigen lassen und während des Schaltvorgangs ein Lichtbogen ausgelöst würde, der das Unterbrechen des Fehlerstromkreises behindert.

In [LKS12] wird eine Schaltervariante vorgeschlagen, bei welcher der Zwischenkreis an einer Sollbruchstelle mit Hilfe der durch den Fehlerstrom hervorgerufenen Lorentzkraft aufgetrennt wird. Die Problematik der Löschung des Lichtbogens innerhalb von Mikrosekunden durch Löschkammern bzw. Aufteilung auf Einzellichtbögen besteht auch in diesem Fall. Messungen wie in Abbildung 1.7 mit dieser Art von Sicherung zeigen, dass der gewünschte strombegrenzende Effekt nicht in ausreichendem Maße erreicht werden kann und Herausforderungen bezüglich einer mechanisch sicheren Ausgestaltung der Bauteilanordnung bestehen. Der Messung liegt abweichend von den angegebenen Referenzzwischenkreisen ein Zwischenkreis mit einer Kapazität von 6,5 mF mit einer Spannung von 4 kV zugrunde. Die Trennstelle ist in Form eines perforierten Kupferblechs mit reduziertem Querschnitt ausgestaltet, hinter welchem sich für die magnetische Auslösung durch einen Isolator getrennt der Rückleiter des Zwischenkreises befindet.

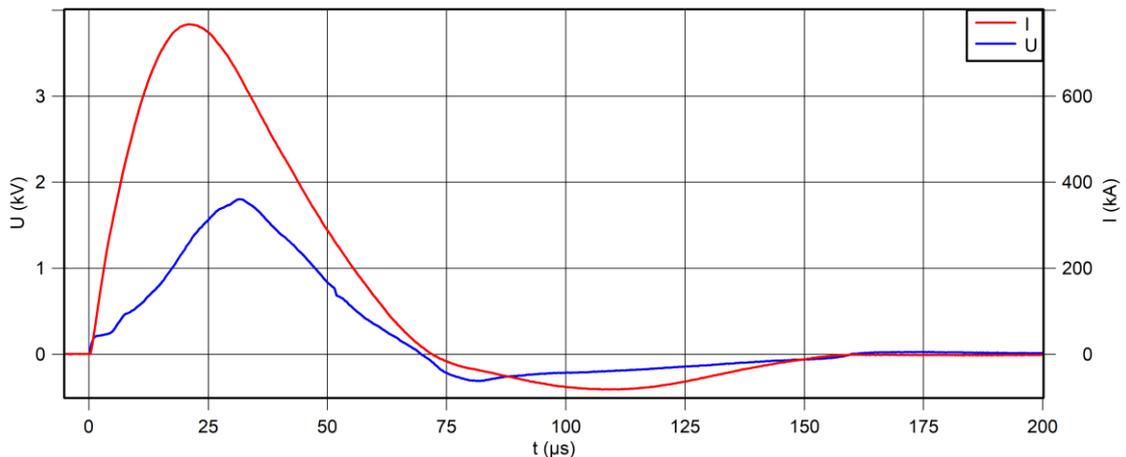


Abb. 1.7: Fehlerstrom I und Spannungsverlauf U über der Öffnungsstelle eines magnetisch ausgelösten Trennelementes

Ohne Begrenzungsmaßnahme ist ein Fehlerstrom I mit einer Amplitude von ca. 800 kA zu erwarten, mit Trennstelle tritt eine Reduktion um ca. 50 kA auf. Die im Lichtbogen über der Trennstelle aufgebaute Gegenspannung U ist für eine signifikante Reduktion des Fehlerstroms nicht ausreichend, dafür lässt die Auftrennung das Fehlerereignis bereits kurz nach der ersten Halbwelle enden. Für eine Reihenschaltung mehrerer Lichtbögen zur besseren Strombegrenzung erscheint der erforderliche konstruktive Aufwand als zu hoch. Nachteilig ist zudem, dass die Trennstelle nicht wie bei Sicherungen in Sand zur Abkühlung und Löschung des Lichtbogenplasmas eingebettet werden kann, da die Bewegung des Trennstellenmaterials für die Öffnung des Strompfades erforderlich ist. Das über die magnetischen Kräfte beschleunigte Trennstellenmaterial verfügt über kinetische Energie, die durch eine stabile und räumlich ausgedehnte Einhausung beherrscht werden muss.

Der in [LKSW12] beschriebene Schalter verfügt parallel zur Trennstelle über ein Widerstandselement, das einen Teil des Fehlerstroms übernehmen und damit das Löschen des Lichtbogens erleichtern soll. Das Problem der zu späten Auslösung und der zumindest während der ersten Halbwelle auftretenden hohen Stoßstromamplitude bleibt auch mit dieser Erweiterung bestehen.

1.5 Zusatzbeschaltungen mit passiven Bauelementen

1.5.1 Induktiv abgeteilter Zwischenkreis

In [ZKZB14] wird eine Unterteilung des Zwischenkreises vorgeschlagen, wobei der Hauptenergiespeicher $C1$ über eine serielle Induktivität L mit der IGBT-Brücke verbunden ist. Zur Verbesserung des Kommutierungsverhaltens wird parallel zur Halbleiterbrücke ein Kondensator $C2$ angeordnet, dessen Kapazität klein im Vergleich zum Hauptkondensator $C1$ ist. Daher kann $C2$ für die Höhe des Stoßstroms unbeachtlich

bleiben. Die Induktivität dient im Fehlerfall durch den Aufbau einer Gegenspannung der Stoßstromreduktion. Die Anordnung aus kapazitiven und induktiven Energiespeichern ohne besonderes Dämpfungselement lässt im Normalbetrieb Resonanzen erwarten, die störende Einflüsse für das Betriebsverhalten des MMC bedeuten und die Leistungshalbleiter durch Überspannungen gefährden.

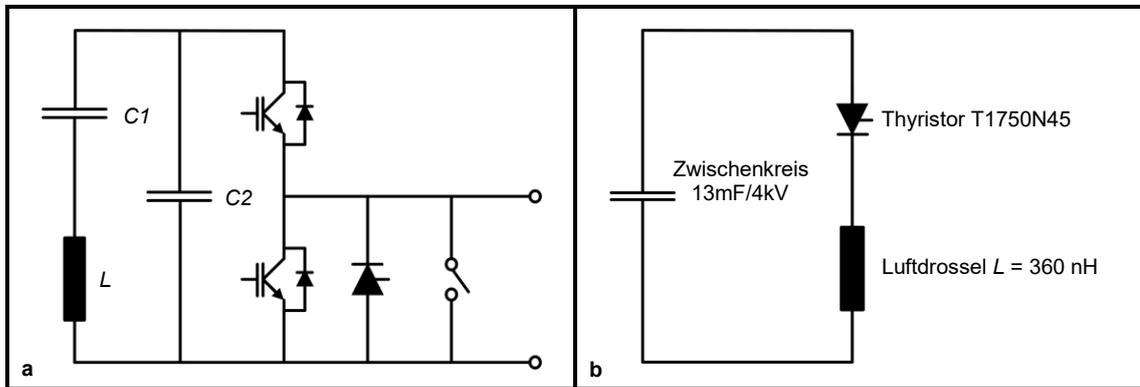


Abb. 1.8: Induktive Abkopplung des Hauptzwischenkreiskondensators $C1$ im MMC-Submodul (a), Schaltbild für die experimentelle Untersuchung (b)

Abbildung 1.8 zeigt die Anordnung von $C1$, $C2$ und L im Submodul und das Schaltbild für die experimentelle Überprüfung. Der Versuch erfolgt mit der Induktivität L in Form einer Luftdrossel mit einer Windung und einem Thyristor als Halbleiterschalter. Auf den Kommutierungskondensator $C2$ wird aufgrund des geringen Stoßstrombeitrags verzichtet. Das Messdiagramm in Abbildung 1.9 zeigt, dass durch das Einfügen einer Induktivität der Stoßstrom in seiner Amplitude halbiert werden kann. Dabei ist festzustellen, dass die Vervierfachung der Gesamtinduktivität des Kommutierungskreises von ca. 120 nH ohne bzw. auf ca. 480 nH mit Zusatzinduktivität eine Halbierung der Resonanzfrequenz von 4 kHz auf 2 kHz des so gebildeten LC-Schwingkreises bewirkt.

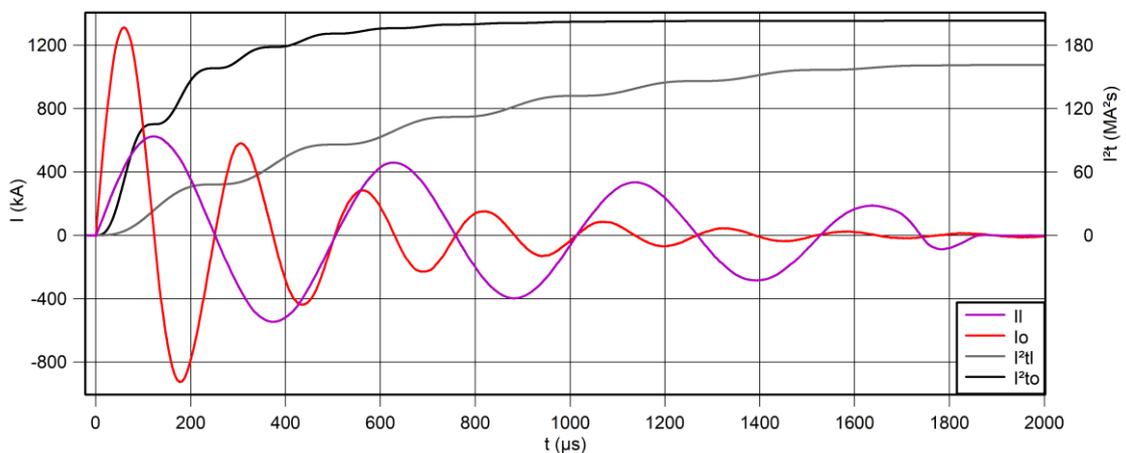


Abb. 1.9: Stromverlauf I_i im Fehlerfall eines induktiv abgekoppelten Zwischenkreiskondensators im Vergleich zu einem nicht abgekoppelten Zwischenkreis I_o ; Verlauf der zugehörigen Lastintegrale I^2t_i und I^2t_o

Die Halbierung der Resonanzfrequenz bedeutet, dass die Dämpfung des Abklingvorgangs geringer ausfällt, da die Wirbelstromverluste in den Stromschienen des Aufbaus durch Skin- und Proximity-Effekt bei niedrigen Frequenzen kleiner sind. Daher verringert sich das Lastintegral I^2t trotz deutlicher Reduktion der Stoßstromamplitude nur um 20 % von 203 MA²s auf 161 MA²s. Dies hat zur Folge, dass der Ausschwingvorgang von I_1 bei ca. 1850 µs durch das Abscheren einer Stromschiene endet.

1.5.2 Serielle RL-Kombination mit abgeteiltem Zwischenkreis

Das Einfügen einer ohmschen Komponente in Reihe zur Induktivität ermöglicht eine Dämpfung des aus Zwischenkreiskondensator und Induktivität gebildeten Schwingkreises nach Abbildung 1.10a. Die damit gebildete serielle RL-Kombination [SERL06] steht dem Ziel entgegen, den Zwischenkreis eines selbstgeführten Stromrichters im Sinne vorteilhafter Kommutierungseigenschaften und geringer Verluste möglichst niederinduktiv und niederohmig auszuführen. Der Serienwiderstand führt dauerhaft den Betriebsstrom des Zwischenkreises, der vom Beschaltungskondensator übernommene Anteil ist vernachlässigbar klein. Wird der Widerstandswert zur Verlustreduktion klein gewählt, ist die Dämpfung des gebildeten RC-Schwingkreises gering und Probleme durch Resonanzen treten verstärkt in Erscheinung. Wie die induktive Abteilung des Zwischenkreises erscheint auch diese Variante nicht für den sinnvollen Einsatz im Zwischenkreis eines MMC-Submoduls geeignet.

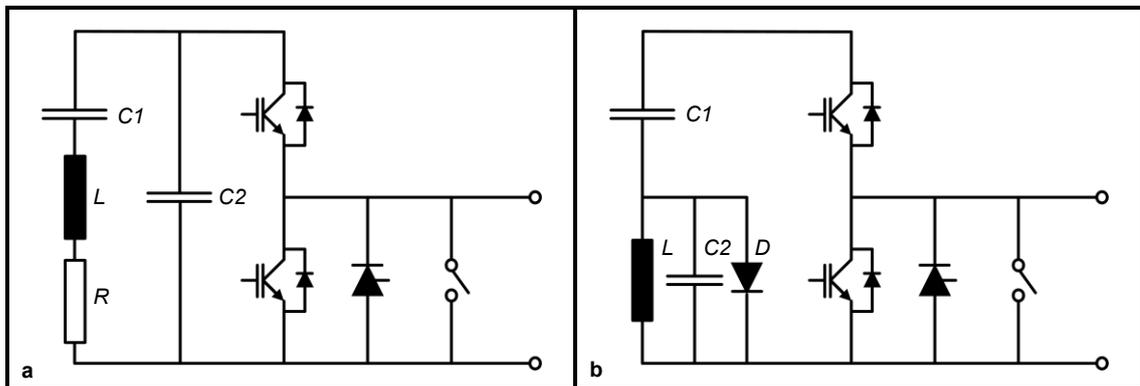


Abb. 1.10: Abkopplung des Hauptzwischenkreiskondensators $C1$ durch Serieninduktivität L und Serienwiderstand R (a); LCD-Zusatzbeschaltung (b)

1.5.3 LCD-Zusatzbeschaltung

In [ZKZB14] wird zur Stoßstromreduktion die Nutzung einer Parallelschaltung von Induktivität L , Beschaltungskondensator $C2$ und einer Diode D vorgeschlagen, welche in Reihe zum Zwischenkreiskondensator $C1$ nach Abbildung 1.10b angeordnet ist. Der Beschaltungskondensator dient der Verbesserung des Kommutierungsverhaltens und besitzt im Vergleich zum Zwischenkreiskondensator $C1$ eine geringe Kapazität, so dass

er im Folgenden für das Stoßstromverhalten unbeachtlich bleibt. Die Bestimmung der bei einem Stoßstromereignis zu erwartenden Stromverläufe in Abbildung 1.11 erfolgt mit einer Berechnung, welcher die experimentellen Erkenntnisse, insbesondere die parasitären ohmschen und induktiven Beläge betreffend, der Messung in Abbildung 1.9 zugrunde liegen. Es wird der gleiche Zwischenkreis mit einem Thyristor als Halbleiterschalter betrachtet. Der Durchlasswiderstand der Diode D wird wie beim Thyristor mit 0,2 Milliohm angesetzt.

Nach der Auslösung des Fehlerereignisses baut sich der Stoßstrom bis zu seinem Scheitelwert zum Zeitpunkt t_1 auf. In diesem Moment erfährt die Spannung über der Induktivität L und dem Kondensator C_1 einen Nulldurchgang und die parallelgeschaltete Diode D wird in Durchlassrichtung leitend. Die im Kommutierungskreis zu t_1 noch vorhandene Energie teilt sich im Verhältnis der Induktivitäten auf die Streuinduktivität und die Beschaltungsinduktivität L auf. Mit dem Einschalten der Diode D erfolgt ein Auskoppeln der von der Beschaltungsdrossel L aufgenommenen Energie aus dem Zwischenkreis. Diese Energie wird über die Widerstandsbeläge der Drossel und der Diode abgebaut, indem sich der Strom I_i freiläuft. In der Praxis legiert die Diode D aufgrund der hohen Strombelastung innerhalb weniger Mikrosekunden durch und schließt damit die Drossel L dauerhaft kurz. Die Energieauskopplung aus dem Zwischenkreis ist auch ohne ein Durchlegieren von D irreversibel, da die Diode bis zum vollständigen Abklingen des Stroms in Durchlassrichtung ununterbrochen bestromt wird.

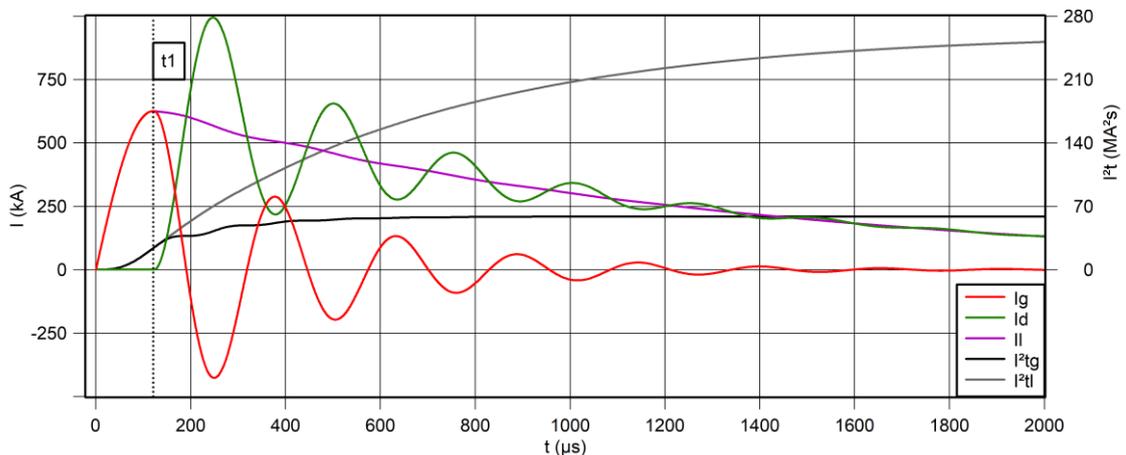


Abb. 1.11: Fehlerfall im Submodul bei LCD-Beschaltung; Strom im Zwischenkreis I_g , Strom der Beschaltungsdrossel I_i , Diodenstrom I_d ; Lastintegrale für Kommutierungskreis I^2t_g und Drossel I^2t_i

Im Zwischenkreis baut sich die in der Streuinduktivität verbliebene Energie in Form von Schwingungsvorgängen ab. Der dabei abklingende Fehlerstrom überlagert den Freilaufstrom von L bzw. D . Der Fehlerstrom im Zwischenkreis hat nach t_1 einen ähnlichen Verlauf wie in einem Submodul ohne Zusatzbeschaltung, allerdings mit etwa halb so hoher Stoßstromamplitude.

Die Zusatzbeschaltung vermag das im Zwischenkreis auftretende Lastintegral auf weniger als ein Drittel des Ausgangswertes zu reduzieren. Aufgrund der geringen Dämpfung des sich in L und D freilaufenden Stroms tritt in Beschaltungsdrossel bzw. Diode ein höheres Lastintegral als im Zwischenkreis ohne Schutzmaßnahmen auf. Dies bedeutet, dass die mechanischen Anforderungen an die Gestaltung des Verbunds aus Beschaltungsdrossel und Diode deutlicher höher sind als für den Rest des Kommutierungskreises des Submoduls.

1.5.4 Parallele RL-Kombination

Eine weitere Variante einer ohmsch-induktiven Zusatzbeschaltung stellt die parallele RL-Kombination dar, welche aus der Parallelschaltung einer Induktivität und eines Widerstandes besteht. Diese Schaltung wird in Reihe zum Kondensator in den Zwischenkreis des Submoduls eingefügt [ZKZB14], siehe Abbildung 1.12a. Der Vorteil besteht darin, dass sich die Kommutierungseigenschaften des Zwischenkreises im Vergleich zur seriellen RL-Kombination bei richtiger Auslegung nur geringfügig verschlechtern und ein zweiter Kondensator $C2$ nicht unbedingt erforderlich ist. Darüber hinaus treten im Widerstand nur während der Kommutierung Verluste auf, so dass diese Schaltung insbesondere für langsam taktende Stromrichter geeignet ist.

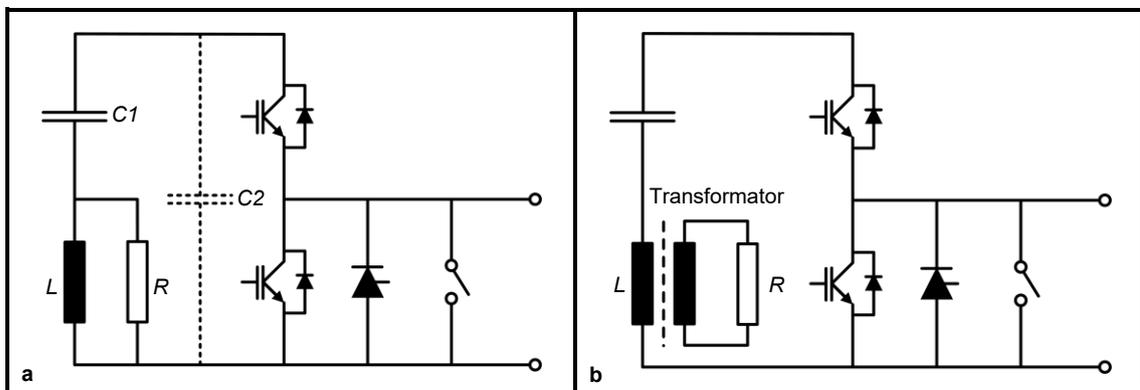


Abb. 1.12: Schaltbilder von paralleler RL-Kombination (a) und RL-Transformator (b) im Zwischenkreis

Eine Weiterentwicklung des Prinzips stellt der RL-Transformator dar (Abb. 1.12b), bei dem die Kopplung von Induktivität und Widerstand nicht elektrisch, sondern induktiv erfolgt. Der RL-Transformator bietet gegenüber der RL-Kombination Vorteile hinsichtlich Skalierbarkeit, Kompaktheit und Herstellungskosten. Eine ausführliche Vorstellung des Betriebs- und Stoßstromverhaltens sowie der konstruktiven Gestaltung erfolgt für die RL-Kombination in Kapitel 3 und für den RL-Transformator in Kapitel 4. Die Untersuchung der Wirkung auf das Explosionsverhalten von IGBT-Modulen erfolgt in Kapitel 5, hier wird zudem eine schaltungstechnische Weiterentwicklung der RL-Kombination bzw. des RL-Transformators vorgestellt.

1.6 Halbleiterentlastung durch alternativen Strompfad

Die Explosion eines versagenden IGBT-Moduls lässt sich unterbinden, indem ein zur Fehlerstelle paralleler Strompfad eröffnet wird, der den Fehlerstrom vollständig oder zum großen Teil übernehmen kann. Die Aktivierung des Nebenschlusspfades erfolgt nach dem Feststellen eines Fehlerfalls, sie bewirkt eine Verringerung des Energieumsatzes im fehlerhaften IGBT-Modul. Die Nebenschlussstrecke muss derart gestaltet sein, dass sie den zu erwartenden Fehlerstrom tragen kann, ohne ihrerseits Explosionsgefahr aufzuweisen. Dies lässt sich erreichen, wenn als Schalter für diesen Pfad ein Thyristor oder ein mechanischer Schalter [MZKK16] genutzt wird. Nachteil dieser Variante ist, dass der im Zwischenkreis auftretende Stoßstrom durch den Eingriff erhöht wird und damit sowohl die mechanische Belastung der Leiteranordnung ansteigt als auch die Aussendung von Störfeldern verstärkt in Erscheinung tritt.

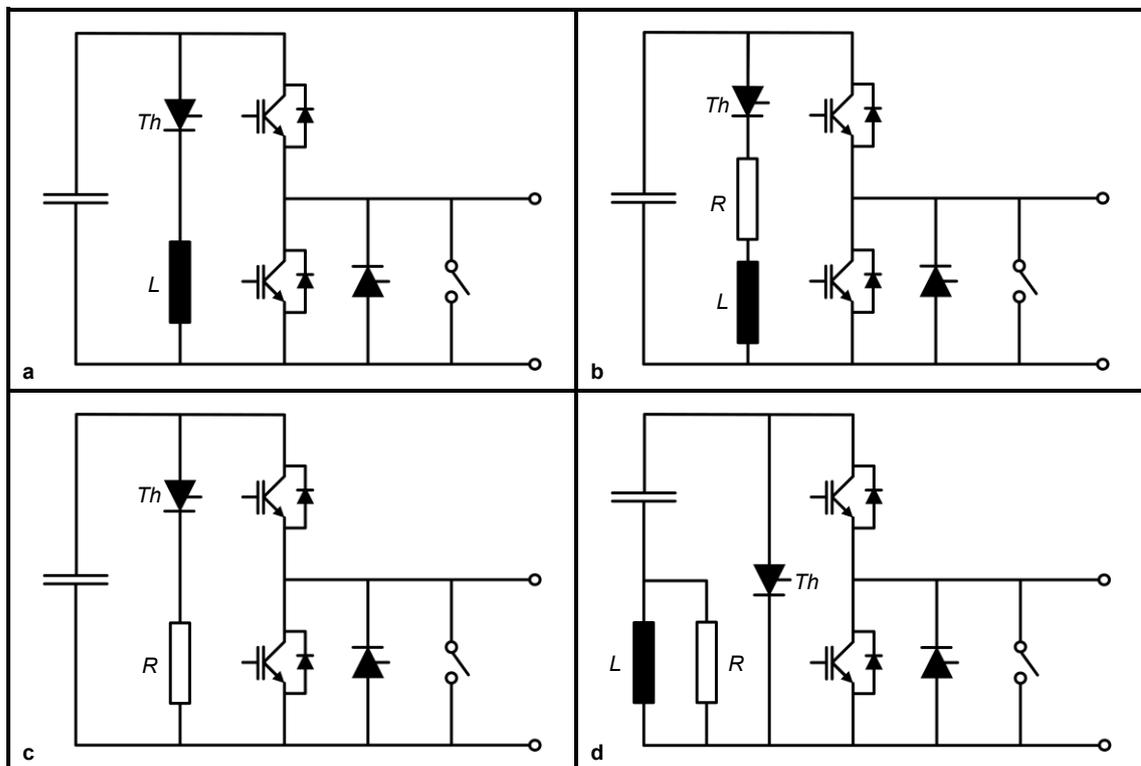


Abb. 1.13: Varianten des alternativen Strompfades bestehend aus Widerstand R , Induktivität L und Thyristor Th

Durch die Reihenschaltung eines Widerstands (Abb. 1.13c) bzw. einer Induktivität [KSSE13] (Abb. 1.13a) mit dem Schalter wird der Stoßstrom verringert, im Gegenzug fällt die Entlastung der Halbleiterbrücke geringer aus. In [SPCB09] wird vorgeschlagen, in Reihe zum Schalter des Nebenschlusspfades ein Spulenbauelement anzuordnen, dessen Induktivität den Stoßstrom in Anstieg und Höhe reduziert und welches so gestaltet ist, dass im Auslösefall ein hoher Widerstandsbelag infolge des Skin-Effektes wirksam wird.

Dadurch kann ein zügiger thermischer Abbau der im Zwischenkreis vorhandenen Energie erfolgen (Abb. 1.13b). Die Ausnutzung des Skin-Effektes für die Dämpfung ist insbesondere dann vorteilhaft, wenn der Nebenschlusspfad nach dem Fehlerereignis weiterhin mit einem niederfrequenten Wechselstrom oder Gleichstrom beaufschlagt wird, so dass sich ein rein ohmscher Widerstand durch seine Verlustleistung nachteilig auswirkt. Dies ist der Fall, wenn die Freilaufdioden der Halbleiteranordnung auch nach einem Fehlerereignis leitfähig bleiben und auf einen Bypassschalter verzichtet wird.

In Kapitel 5 werden Zusatzbeschaltungen für MMC-Zwischenkreise experimentell untersucht, die speziell dem IGBT-Explosionsschutz dienen sollen. Darunter befindet sich die Evaluierung des direkten Kurzschließens des Zwischenkreises mit einem Thyristor, ein Nebenschlusspfad mit einem zusätzlichen niederohmigen Widerstand wie in Abbildung 1.13c sowie eine Schaltungsvariante als Verbindung aus paralleler RL-Kombination und dem direkten Kurzschließen nach Abbildung 1.13d. Fehlerfallerkennung und zuverlässige Ansteuerung des Nebenschlussthyristors sowie beobachtete parasitäre Effekte sind ebenfalls Gegenstand von Kapitel 5.

2 Stoßstrombegrenzung mit Hochgeschwindigkeitssicherungen

2.1 Gestaltungsmerkmale

Für die Stoßstrombegrenzung und damit die Reduktion des Lastintegrals I^2t bei Fehlerfällen in Zwischenkreisen von MMC-Submodulen wird die Verwendung von flinken Schmelzsicherungen experimentell untersucht. Als Halbleiterbauelemente für die Untersuchung dienen keine IGBT-Module, sondern Thyristoren im Scheibenzellengehäuse. Dies erfolgt, da es sich beim Kurzschlussverhalten von Thyristoren aufgrund der geringen Spannungsaufnahme während des Durchlegierens um den schwersten in der Praxis anzunehmenden Fehlerfall handelt und es zudem nahe liegt, bei zukünftigen kommerziellen Ausführungen eines MMC in dieser Leistungsklasse auf Halbleiter in einem Scheibenzellengehäuse zurückzugreifen. Darüber hinaus lässt sich annehmen, dass als Leistungshalbleiter IGCT im Scheibenzellengehäuse genutzt werden, deren Eigenschaften im Fehlerfall vergleichbar mit den im Experiment verwendeten Thyristoren sind.

Zu den Alterungserscheinungen von Hochgeschwindigkeitssicherungen bei Verwendung in MMC-Zwischenkreisen liegen bislang keine praktischen Erfahrungen vor. Bei einer großzügigen Nennstromauslegung sind nach Angaben der Sicherungshersteller keine frühzeitigen Ausfälle zu erwarten. Es ist für einen späteren kommerziellen Einsatz davon auszugehen, dass für die Anforderungen in MMC eine neue Gehäuseform für die Sicherungen entwickelt werden muss. Bei der Ausgestaltung und Anordnung des Rückleiters ist die Stromfehlverteilung innerhalb der Sicherungen zu beachten, die während des normalen getakteten Betriebes durch den Skin- und Proximity-Effekt hervorgerufen wird und zu einer beschleunigten Alterung der Sicherung führen kann [ITIA03]. Die Sicherungen werden in der praktischen Anwendung vorteilhafterweise beidseitig aktiv gekühlt.

Der vorgesehene Zwischenkreis weist eine Kapazität von 9,5 mF und eine Spannung von 5,5 kV für das zu untersuchende Stoßstromereignis auf. Als Halbleiterschalter sind Thyristoren des Typs T1750N45 von Infineon vorgesehen, von denen zur Erreichung der notwendigen Spannungsfestigkeit zwei Stück in Reihe geschaltet werden. Das allgemeine Schaltbild für ein mit Sicherungen bestücktes MMC-Submodul und die Schaltung für die Untersuchung sind in Abbildung 2.1 dargestellt. Das Fehlerverhalten von IGBT-Modulen in Verbindung mit Hochgeschwindigkeitssicherungen wird experimentell an einem Zwischenkreis mit 13 mF bei 4 kV in Kapitel 5 ermittelt.

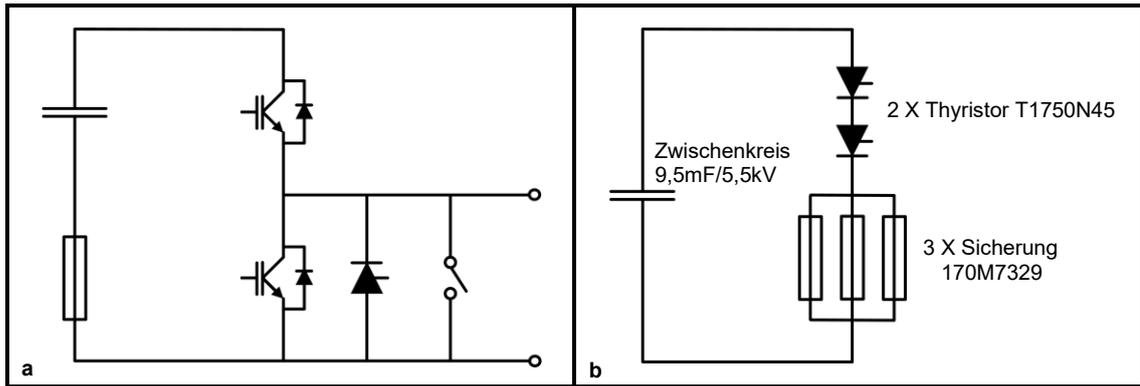


Abb. 2.1: Schaltbild eines MMC-Submoduls mit Zwischenkreissicherung (a) und experimenteller Aufbau (b)

Für die experimentelle Untersuchung stellt die Firma Bussmann/Eaton Prototypen von Hochgeschwindigkeitssicherungen mit der Bezeichnung 170M7329 zur Verfügung. Die Nennspannung beträgt 3,5 kV, der Nennstrom ist pro Sicherung auf einen Wert von 700 A bemessen. Bei Raumtemperatur (21 °C) beträgt der Widerstand jeweils 0,21 Milliohm. Es sollen 3 Exemplare in paralleler Anordnung eingesetzt werden. Bei einer internen Betriebstemperatur von 150 °C und einem Laststrom von insgesamt 1 kA ist in den Sicherungen unter Berücksichtigung der Widerstandserhöhung mit einer Verlustleistung von insgesamt ca. 120 W zu rechnen.

Bei den Prototypen handelt es sich nicht um Sicherungen, die speziell für die Verwendung in Gleichspannungszwischenkreisen von Mittelspannungsstromrichtern bzw. MMC-Submodulen entwickelt sind, sondern um modifizierte Varianten von schnellen Sicherungen für die Nutzung bei Wechselstromanwendungen. Sie sind für den elektrischen Schutz von Dioden und Thyristoren in netzgeführten Stromrichtern bestimmt. Die technischen Angaben zu den elektrischen Größen sind daher Effektivwerte bezogen auf sinusförmige Ströme und Spannungen mit einer Nennfrequenz von 50 bzw. 60 Hz. Dies ist bei der Auslegung und Anpassung an die vorgesehene Anwendung in Zwischenkreisen von MMC-Submodulen zu berücksichtigen.

2.2 Bestimmung von Nennstrom und Nennspannung

Die Nennstromauslegung der Sicherung richtet sich nach dem von der Betriebstemperatur abhängigen zulässigen Dauerstrom und einem Sicherheitszuschlag, der das Alterungsverhalten der Sicherung durch Lastwechsel und Stromfehlverteilungen sowohl innerhalb einer Sicherung als auch zwischen parallel geschalteten Sicherungen berücksichtigt. Ein weiterer Gesichtspunkt für die Nennstromauslegung ist der für die Anwendung im Kurzschlussfall maximal zulässige Fehlerstrom bzw. das tolerierbare Lastintegral.

In der betrachteten Anwendung innerhalb eines MMC können die Stromschienen unter Vollast innerhalb des Submoduls Temperaturen von ca. 80 °C bei einer Umgebungstemperatur von ca. 60 °C erreichen. Die Sicherungen werden über mindestens eine Anschlussfläche aktiv gekühlt. Die Wärmeabfuhr erfolgt über die angebrachten Leitschienen in einen wasserdurchströmten Kühlkörper, wobei es sich je nach konstruktiver Ausführung des Submoduls auch um einen Kühlkörper der Leistungshalbleiter handeln kann, welcher hierfür mitgenutzt wird.

Der erforderliche Nennstrom der Sicherungen, welcher je nach Hersteller auf eine Umgebungstemperatur von 20 bis 25 °C bezogen ist, kann unter Berücksichtigung der Temperatureinflüsse und der Alterungseffekte für diesen Versuch bei circa dem doppelten Effektivwert des höchsten unter Vollast auftretenden Stroms angesetzt werden. In dem betrachteten Submodul ist im Zwischenkreis mit einem Effektivwert für den Betriebsstrom von 1 kA zu rechnen. Die 3 Sicherungen weisen in paralleler Anordnung bezogen auf 21 °C Umgebungstemperatur einen Nennstrom von zusammen 2,1 kA auf.

Der Abschaltvorgang der Sicherungen setzt innerhalb von ca. 20 µs nach dem Eintreten des Stoßstromereignisses ein und ist damit deutlich kürzer als im üblichen Einsatzgebiet bei Netzanwendungen. Zudem verfügt das MMC-Submodul über keinen Zwischenkreis, der kontinuierlich aus einem Netz gespeist wird. Die Sicherung ist daher nicht so zu dimensionieren, als würde die Fehlerstelle nach dem Auftreten des Stoßstroms dauerhaft aus einer Quelle bzw. einem Netz gespeist. Zudem wird während des Fehlerfalls bis zum Ansprechen der Sicherung schon ein Teil der im Zwischenkreiskondensator gespeicherten Energie in der Fehlerstelle thermisch abgebaut. Nach dem Fehlerereignis muss die Sicherung keine dauerhaft anliegende Spannung sperren können.

Die Länge einer Sicherung ist durch den Platzbedarf für die Aneinanderreihung interner Sicherungselemente bestimmt, die für das Erreichen ihrer Nennspannung erforderlich sind. Ein Sicherungselement, d.h. eine Trennstelle, kann während des Auslösevorgangs der Sicherung eine Spannung von circa 200 V aufnehmen, wobei es sich um den Effektivwert einer sinusförmigen Spannung handelt. Die mit steigender Nennspannung anwachsende Länge des Sicherungskörpers beansprucht daher zunehmend kostspieligen Bauraum. Bei gegebenen Nennstrom steigen zudem die ohmschen Verluste innerhalb der Sicherung mit ihrer Länge bzw. Nennspannung und mit Vergrößerung der Leiterschleife des Zwischenkreises steigt dessen Streuinduktivität. Die Abführung der Verlustleistung wird mit zunehmender Länge des Sicherungskörpers beeinträchtigt, so dass sich die Temperaturspanne innerhalb der Sicherung vergrößert, wodurch thermische Alterungseffekte stärker in Erscheinung treten.

Aus diesen Gründen sollte die Bestimmung der erforderlichen Nennspannung mit möglichst kleinen Reserven bzw. Sicherheitszuschlägen erfolgen. Zur Bemessung der Nennspannung der Sicherung wird von der Zwischenkreisspannung vor dem Fehlerfall ein Betrag abgezogen, der sowohl den Spannungsabfall im Halbleiter bzw. der Fehlerstelle als auch weitere ohmsche Energieverluste repräsentiert, die bis zum Auslösen der Sicherung auftreten. Der Spannungsabfall im Halbleiter soll hier mit 200 V und die sonstigen Energieverluste bis zum Auslösen der Sicherung mit 5 kJ angenommen werden. Die sonstigen Verluste beinhalten die ohmschen Verluste des gesamten Versuchsaufbaus inklusive der Sicherungen sowie Wirbelstromverluste. Ausgehend von 5,5 kV Startspannung im Fehlerfall und einer Kapazität von 9,5 mF ergibt sich damit eine Spannungsreduktion von 300 V.

Der sich aus dem auf 5,2 kV reduzierten Höchstwert ergebende erforderliche Effektivwert der Sicherungsnennspannung beträgt somit 3,7 kV. Unter der Voraussetzung, dass die angegebene Nennspannung der Sicherungen nach EN 50160 eine Überspannung von 10 % zulässt, erscheint der gewählte Nenneffektivwert von 3,5 kV angemessen.

2.3 Experimentelle Untersuchung des Sicherungsverhaltens

Die Messung erfolgt mit drei parallel geschalteten Sicherungen des Typs 170M7329 von Busmann/Eaton mit den zuvor genannten Daten. Der Rückleiter ist mit 220 mm so breit wie die in einem lichten Abstand von 20 mm parallel angeordneten Sicherungen und weist eine Stärke von 4 mm auf. Die Strommessung mit Rogowski-Stromwandlern erfolgt an der Unterseite der Sicherungen. Es wird sowohl der Gesamtstrom aller drei Sicherungen als auch der Strom durch eine der äußeren Sicherungen für die Kontrolle der Stromverteilung zwischen den Sicherungen erfasst. Die Spannungsmessung beinhaltet zwei Messpunkte, welche sich am oberen Anschlussbereich der mittleren Sicherung und am Rückleiter in der Nähe der in Reihe geschalteten Thyristoren befinden. Als Bezugspunkt der Spannungsmessung dient der untere Anschluss der mittleren Sicherung.

Abbildung 2.2a zeigt die Tastköpfe für die Spannungsmessung und die Rogowski-Stromwandler zur Erfassung des Gesamtstroms sowie des Stroms durch die rechte Sicherung. In Abbildung 2.2b ist der Versuchsaufbau nach der Messung und ohne Stromwandler und Tastköpfe zu erkennen. Es sind keine sichtbaren Verformungen der Stromschienen festzustellen und es liegt keine äußere Beschädigung der Sicherungskörper vor.

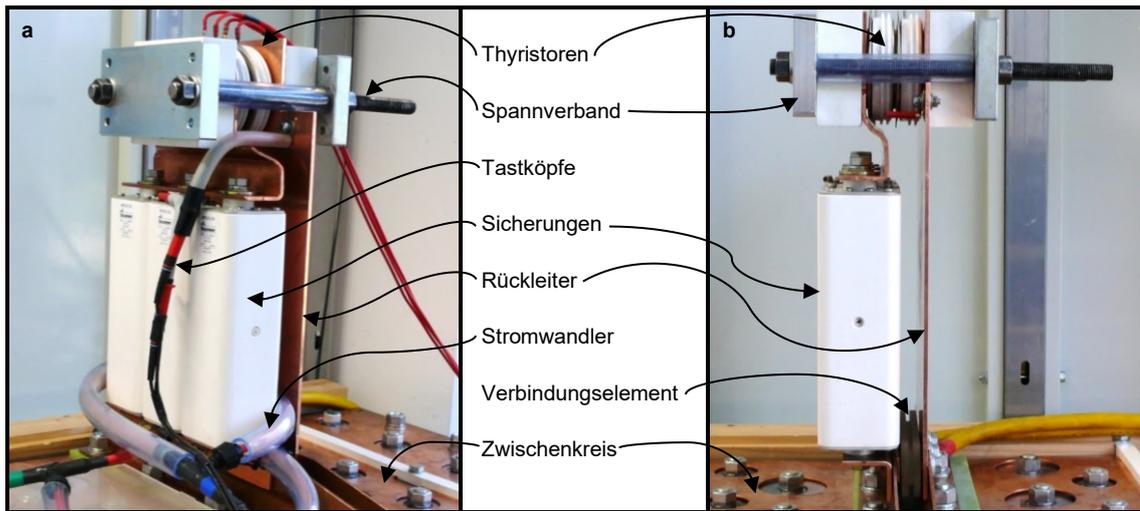


Abb. 2.2: Versuchsaufbau mit Hochgeschwindigkeitssicherungen; a: vor der Messung; b: nach der Messung

In den Messdiagrammen in Abbildung 2.3 sind Spannungen und Ströme des Versuchsaufbaus in einem Zeitabschnitt von 500 μs und zur detaillierten Betrachtung in einer Spanne von 50 μs nach Auslösung des untersuchten Fehlerfalls dargestellt. Der Scheitelwert des Fehlerstroms erreicht 610 kA und ist damit in etwa halb so hoch wie ohne Strombegrenzungsmaßnahme. Die Strommessung der einzelnen Sicherung im Vergleich zum Gesamtstrom lässt keine signifikante Stromfehlverteilung erkennen. Die Spannung über den Sicherungen erreicht bei Ausbildung des Lichtbogens einen Spitzenwert von 4,3 kV und ist damit um etwa 1 kV niedriger als in der Auslegung angenommen. Nach der Beendigung des Abschaltvorganges verbleibt über der Kondensatorbank eine Spannung mit einem Wert von 1,2 kV, der sich außerhalb des im Diagramm dargestellten Zeitbereiches einstellt.

Der während der Versuchsdurchführung auftretende Fehlerstrom ruft ein Lastintegral I^2t von 14 MA^2s hervor. Dieses bewirkt keine erkennbaren plastischen Verformungen an den Leitschienen des Versuchsaufbaus. Von der zum Startzeitpunkt im Zwischenkreis vorhandenen Energie von 144 kJ werden in den Sicherungen ca. 115 kJ abgebaut, ca. 7 kJ verbleiben nach dem Versuch in Form von Restspannung in der Kondensatorbank. Die restlichen ca. 22 kJ sind den ohmschen Verlusten in Leitschienen, Kondensatoren und Thyristoren zuzuschreiben. Die Streuinduktivität des Gesamtaufbaus beträgt ca. 130 nH, davon entfallen ca. 70 nH auf die Kondensatorbank inklusive der zugehörigen Sammelschienen. Mit den Sicherungen fällt die Streuinduktivität ca. 10 nH höher aus, als es bei der Messung mit den Blindelementen festzustellen ist.

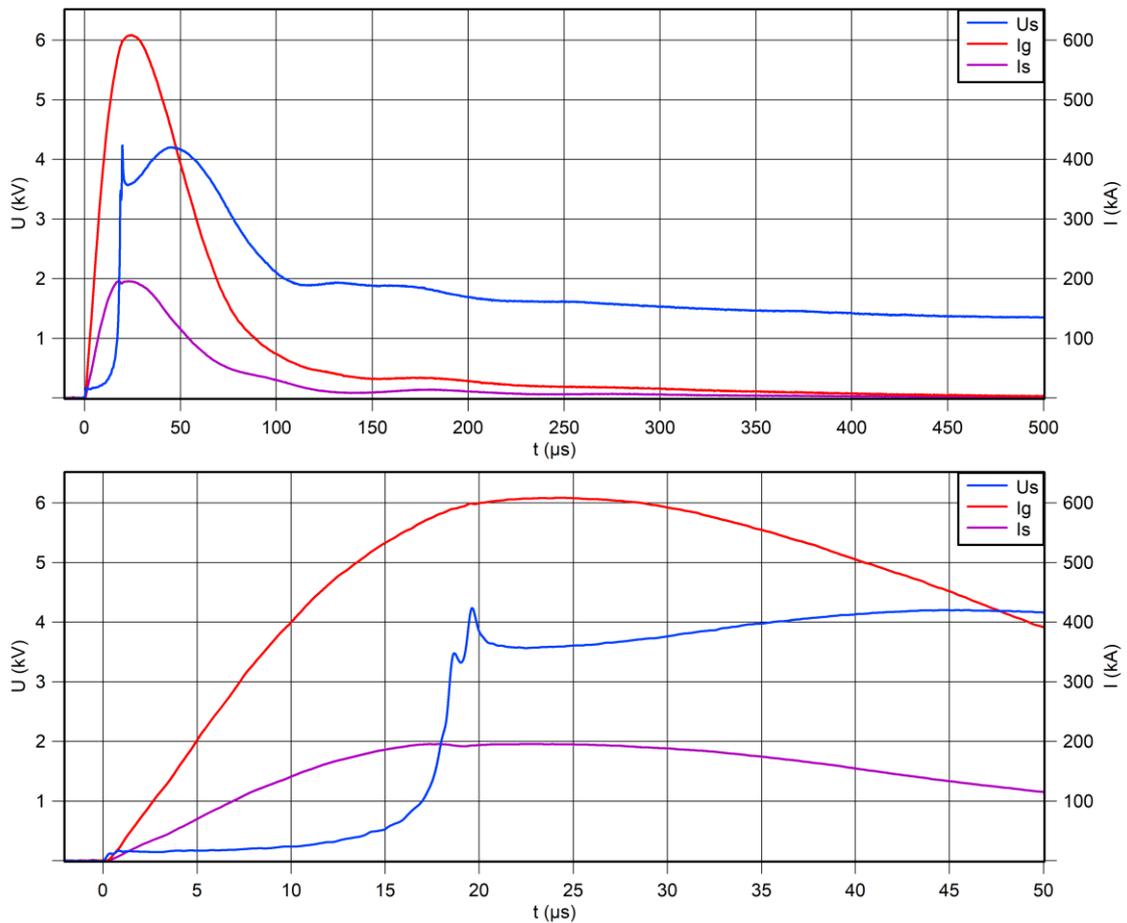


Abb. 2.3: Spannungsverlauf U_s über den Sicherungen, Gesamtstrom I_g und Strom durch einzelne Sicherung I_s

Die verwendeten Sicherungen werden beim Hersteller einer Begutachtung unterzogen. Dazu erfolgt eine Röntgenuntersuchung, die Aufschluss über den Abbrand der Trennstellen gibt. In Abbildung 2.4a sind die offenen Trennstellen sichtbar und es ist erkennbar, dass im untersuchten Bereich kein Überspringen des Lichtbogens über mehrere Trennstellen hinweg auftritt. In einem davon abweichenden Fall ist zu erwarten, dass die Fragmente der Sicherungselemente, die sich zwischen den Trennstellen befinden, nicht mehr intakt bzw. ebenfalls verdampft sind.

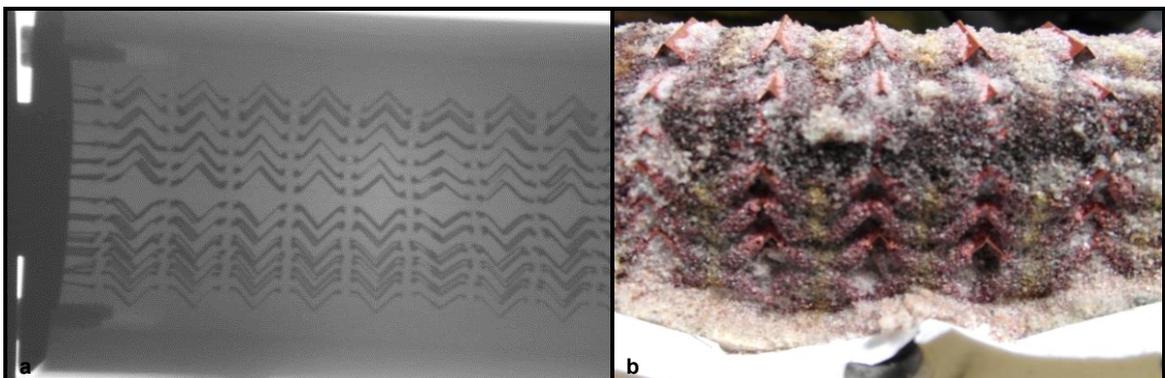


Abb. 2.4: Röntgenaufnahme einer Sicherung (a), freigelegte Trennbereiche mit Füllsand (b) (Quelle: Bussmann/Eaton)

Die geöffnete Sicherung in Abbildung 2.4b lässt die verbliebenen Fragmente der Sicherungselemente sowie die Trennstellen erkennen, die sich durch den dunkel verfärbten Füllsand abzeichnen. Mit einer Anzahl von 18 vorhandenen Trennstellen ergibt sich bei der angenommenen Lichtbogenanspannung von ca. 200 V pro Trennstelle die Nennspannung der Sicherung von 3,5 kV (Effektivwert). Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die Sicherungen mit dieser Auslegung Reserven hinsichtlich der Betriebsspannung aufweisen. Eine thermische Überlastung des Sicherungskörpers durch den Energieumsatz von durchschnittlich ca. 38 kJ pro Sicherung ist nicht zu erkennen, da die Keramikhülle nach der Untersuchung unbeschädigt ist.

2.4 Referenzuntersuchung mit Blindelementen im Experiment

Zur Beurteilung des strombegrenzenden Effektes der Hochgeschwindigkeitssicherungen dient eine Referenzuntersuchung mit Blindelementen aus Kupfer, welche die Positionen der Sicherungen einnehmen. Die Referenzuntersuchung dient der Erfassung des ohne Strombegrenzungsmaßnahmen im Fehlerfall auftretenden Stoßstroms bzw. Lastintegrals, der Ermittlung der plastischen Verformungen des Versuchsaufbaus sowie der Erfassung des auftretenden Magnetfeldes mittels einer Messspule. Die Messung dient ebenfalls als Vergleichsmaßstab für die Untersuchungen in Kapitel 4. Die Messdaten sollen auch dazu dienen, die Ergebnisse einer begleitenden FEM-Simulation der Referenzuntersuchung zu überprüfen und das Simulationsmodell zu optimieren.

Bei einer Länge von 249 mm weisen die Blindelemente ein Profil von 35 mm x 35 mm auf. Sie bilden damit die Fläche ab, in der innerhalb des Querschnitts der Sicherungen die Sicherungselemente verteilt sind. Der lichte Abstand zwischen Blindelementen und Rückleiter beträgt 40 mm. Die Messspule befindet sich in einer Entfernung von 0,5 m vom Mittelpunkt der Blindelemente in der Flucht des Freiraums zwischen Blindelementen und Rückleiter. Sie verfügt über 20 Windungen von 0,8 mm Kupferlackdraht bei einem mittleren Durchmesser von 28 mm. Das Spannungssignal der Messspule wird aufgezeichnet und dient der Überprüfung des Simulationsmodells.

Ausgehend von vorangegangenen experimentellen Untersuchungen ist zu erwarten, dass das aus Glasfaserverbundwerkstoff bestehende Verbindungselement (Abb. 2.2b) an der Schnittstelle zwischen Kondensatorsammelschienen und Versuchsaufbau bei diesem Versuch mechanisch versagt. Damit würde eine plastische Verformung der Leitschienen in diesem Bereich einhergehen. Das mechanische Versagen des Verbindungselements am Übergang zwischen Kondensatorsammelschienen und Versuchsaufbau kann in der Simulation des strukturellen Verhaltens des Versuchsaufbaus nicht abgebildet werden.

Für eine gute Vergleichbarkeit von Experiment und Simulation ist daher durch eine zusätzliche mechanische Ertüchtigung das Versagen des Verbindungselements und die daraus resultierende plastische Verformung der Stromschienen zu unterbinden. Zu diesem Zweck dient das Anbringen einer zusätzlichen Stützkonstruktion aus Kanthölzern, die über M16-Gewindestangen vorgespannt sind. Zur Dokumentation der Startspannung des Zwischenkreises findet eine Spannungsmessung über den Thyristoren statt. Die Gesamtstrommessung erfolgt mit zwei Rogowski-Stromwandlern mit Nennströmen von 1,2 MA bzw. 3 MA zur Gewährleistung einer Ausfallsicherheit für den Fall, dass 1,2 MA überschritten werden oder einer der Stromwandler während des Versuchs ausfällt.

Die folgenden Diagramme in Abbildung 2.5 zeigen die Verläufe der Ausgangsspannung der Messspule, der über den Thyristoren gemessenen Spannung und des Gesamtstroms über einen Zeitraum von 1000 μs bzw. 50 μs ab Beginn des Versuchs. Für die Auswertung des Stromverlaufs wird das Signal des 1,2 MA-Wandlers genutzt, da dessen absoluter Messfehler durch die nahezu vollständige Ausnutzung seines Messbereiches geringer als der Fehler des 3 MA-Wandlers ist.

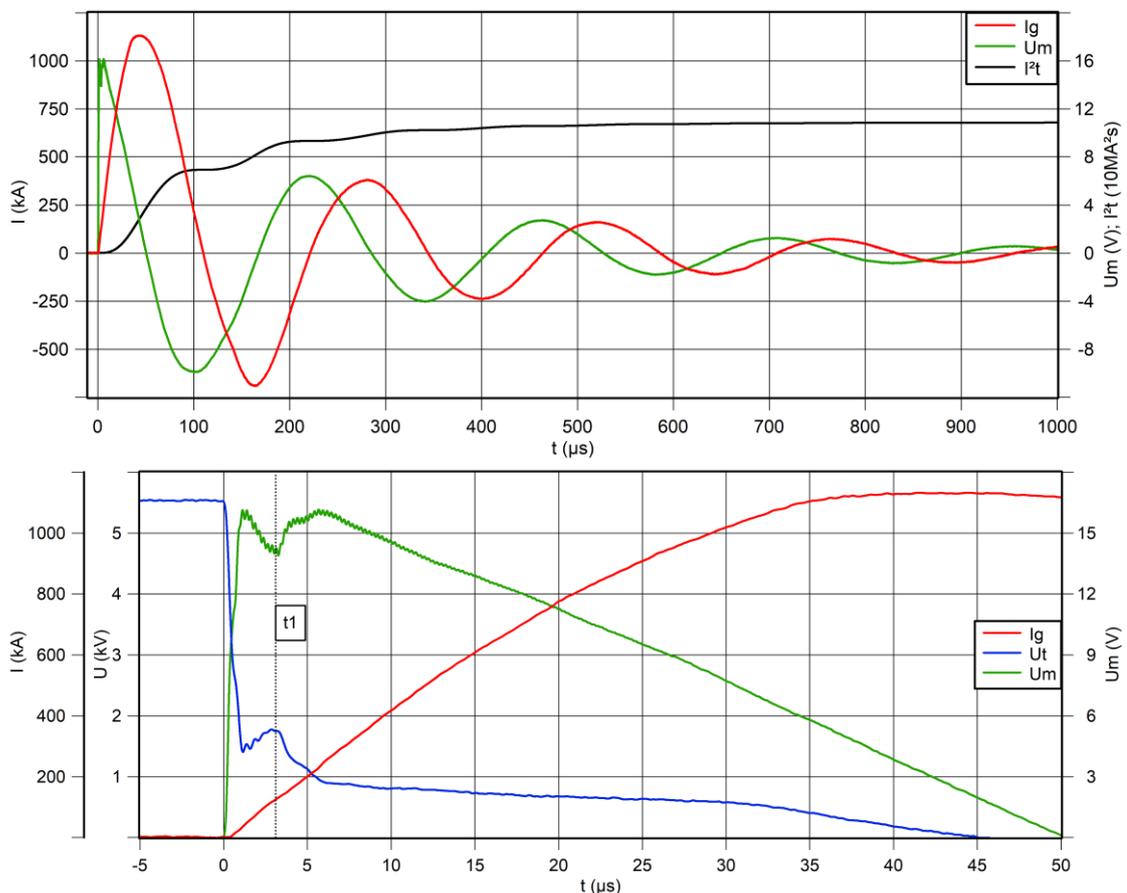


Abb. 2.5: Strom- und Spannungsverläufe des Referenzversuchs; oben Verlauf von Gesamtstrom I_g , Spannung der Messspule U_m und des Lastintegrals I^2t über 1 ms; unten zusätzlich Verlauf der Spannung über den versagenden Thyristoren U_t während einer Zeitspanne von 50 μs

Die Spannungsmessung über den Thyristoren wird durch die induktive Einkopplung des durch den Stoßstrom hervorgerufenen Magnetfeldes in die von Thyristoren und Tastkopf aufgespannte Fläche beeinträchtigt. Der vorübergehende Spannungsanstieg über den Thyristoren zum Zeitpunkt t_1 bei $3 \mu\text{s}$ weist auf das schwankende Leitungsverhalten während des laufenden Durchlegierungsvorgangs hin, da sich gleichzeitig ein Spannungseinbruch im Signal der Messspule feststellen lässt. Der Spannungsanstieg über den Thyristoren verursacht eine vorübergehende Erhöhung des Spannungsabfalls über dem Versuchsaufbau, was dem Aufbau des Magnetfeldes der Leiterschleife kurzzeitig entgegenwirkt. Dieser Sachverhalt schlägt sich im gleichzeitigen Spannungseinbruch über der Messspule nieder. Das im Versuch auftretende Lastintegral ergibt sich zu $110 \text{ MA}^2\text{s}$, die Gesamtinduktivität des Aufbaus beträgt ca. 120 nH .

2.5 Referenzuntersuchung mit Blindelementen in der Simulation

Die Referenzuntersuchung mit Blindelementen an Stelle der Sicherungen wird mit einer Feldsimulation in Ansoft Maxwell und einer Verformungssimulation mit dem Programm Ansys Transiente Strukturmechanik begleitet. Der Einfluss von bestimmten Simulationsparametern sowie Vereinfachungen auf das Ergebnis und die Berücksichtigung nichtlinearer Effekte unterliegen dabei einer genaueren Betrachtung. Für die Simulation des elektrischen Verhaltens wird ein möglichst detailgetreues Modell des Versuchsaufbaus verwendet. Die rechnerische Untersuchung der Verformung erfolgt zur Reduktion des Rechenaufwandes mit einem vereinfachten Modell der Geometrie. Die mechanische Belastung des Spannverbandes und das vorübergehende Lockern der Leitschienenverbindung stellt einen weiteren Aspekt der rechnerischen Untersuchung dar.

Die Geometrieerstellung für die Simulation erfolgt in Maxwell unter Vereinfachung von Details, soweit nur eine unwesentliche Beeinträchtigung des Simulationsergebnisses zu erwarten ist. Neben der Messspule und den Komponenten, die den Primärstromkreis bilden, d.h. Blindelemente, Rückleiter, Thyristoren in Form eines Zylinders und vereinfachte Stromschienen, sind in der Simulation weitere Objekte enthalten, die durch Wirbelströme und Magnetisierungseffekte das Magnetfeld beeinflussen. Hierbei handelt es sich um die Gehäuse der Kondensatoren, die Trennwand des Prüfplatzes, die Verbindungsstangen der Stützkonstruktion und den Spannverband der Thyristoren. Bauteile aus elektrisch isolierenden Materialien bleiben in der Feldsimulation unberücksichtigt. Abbildung 2.6 zeigt die Geometrie für die Feldsimulation in Ansys Maxwell sowie den Aufbau im Experiment.

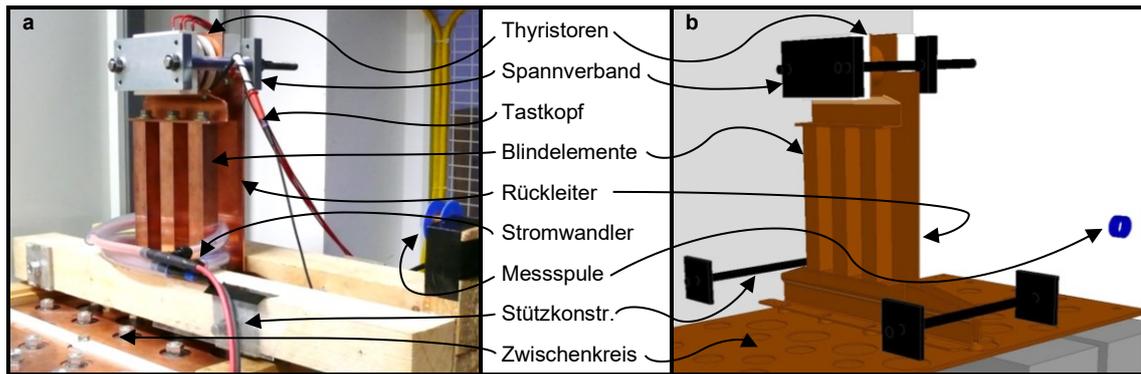


Abb. 2.6: Versuchsaufbau (a) und Simulationsmodell (b) in Ansys Maxwell

2.6 Parameter der Simulation des elektrischen Verhaltens

Das Modell des Versuchsaufbaus wird in der Feldsimulation in Ansys Maxwell elektrisch über einen Hilfsstromkreis gespeist, der in einem Schaltungssimulator hinterlegt ist. Die elektrische Schnittstelle zum Hilfsstromkreis, welcher sich aus Kondensatorbank, idealem Schalter und parasitären Belägen zusammensetzt, befindet sich im Geometriemodell innerhalb der Sammelschienen des Zwischenkreises. Parasitäre Beläge von in der Feldsimulation nicht betrachteten Komponenten werden im Ersatzstromkreis ebenso berücksichtigt, wie nichtlineare Effekte, die sich im Simulationsmodell nicht abbilden lassen. Auf diese Weise erfolgt die Anrechnung von Streuinduktivität und Serienwiderstand der Kondensatorbank, Durchlegungsverhalten und Widerstandsbelag der Thyristoren, Energieverlust durch punktuellen Verschweißen der Stromschienenverbindungen und Übergangswiderständen zwischen den zusammengefügteten elektrischen Komponenten.

Das Leitungsverhalten der zwei durchlegierten Thyristoren ist über einen ohmschen Anteil von $R_T = 0,4$ Milliohm repräsentiert. Zusätzlich wird pro Thyristor des verwendeten Typs bei Stoßströmen mit Amplituden über 1 MA ein Energieumsatz von 5 kJ angerechnet. Die Energie des Durchlegierungsvorgangs wird in der Schaltungssimulation durch eine Verringerung der Startspannung der Kondensatorbank um 200 V für beide Thyristoren (10 kJ) berücksichtigt. Die Bestimmung der Werte für das Thyristormodell ist in Anhang 3 beschrieben.

Ein weiterer nichtlinearer Energieverlust zeigt sich in der Ausbildung kurzer Lichtbögen an den durch die magnetischen Kräfte mechanisch am stärksten belasteten Verbindungsstellen zwischen den Komponenten des Stromkreises. Auch mit maximalem Anzugmoment versehene Verschraubungen an den Verbindungsstellen der Leitschienen vermögen im Einzelfall nicht zu verhindern, dass während der höchsten Stromamplitude ein kurzes Lockern der Verbindung eintritt, so dass an diesen Stellen Lichtböden auftreten und Energie freisetzen.

Nach dem Versuch zeigen sich an diesen Stellen charakteristische Schweißpunkte. Für den Energieumsatz tritt verstärkend hinzu, dass an den betroffenen Verbindungsstellen in den während des Ablösens noch Strom führenden Bereichen ein hohe Stromdichte vorliegt, die auch innerhalb des Leitermaterials durch den verringerten wirksamen Querschnitt zu erhöhten ohmschen Verlusten führt.

Die Dimension des durch diesen Vorgang auftretenden Energieverlustes ist schwierig zu bestimmen und wird daher pauschal in der gleichen Höhe wie der Energieumsatz beim Durchlegieren eines Thyristors von ca. 5 kJ angenommen. Die Startspannung des Zwischenkreises verringert sich in der Simulation daher um weitere 100 V. Abbildung 2.7 zeigt beispielhaft den Verbindungsbereich des Rückleiters mit dem Zwischenkreis nach dem Versuch in demontiertem Zustand. Es ist der Niederschlag von oxidiertem Metaldampf in Form dunkler Flächen erkennbar, bei den hellen Stellen handelt es sich um die Verschweißungen und damit die wirksamen Kontaktflächen für den Stromübergang.

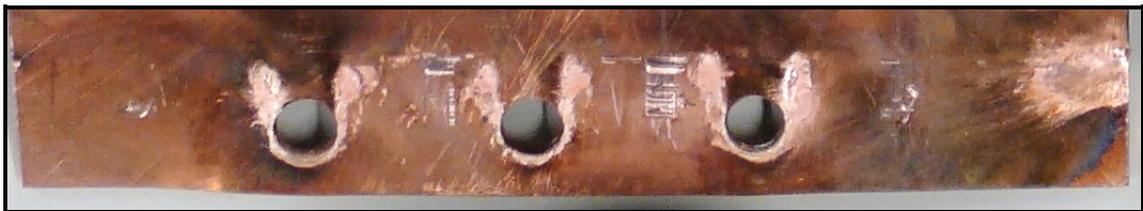


Abb. 2.7: Kontaktfläche des Rückleiters an der Verbindung zum Zwischenkreis nach dem Versuch

Der Gesamtübergangswiderstand R_U der Verbindungen der verschiedenen Komponenten des Versuchsaufbaus ist ebenfalls im Hilfsstromkreis enthalten. Dieser lässt sich heuristisch ermitteln und steht in Abhängigkeit von der sich überlappenden Fläche der Stromschienen, der Anpresskraft und dem Oberflächenzustand der Kontaktflächen. Der Versuchsaufbau beinhaltet im Strompfad elektrisch in Reihe geschaltet insgesamt 16 verschraubte oder verspannte Übergänge mit einer mittleren Überlappungslänge von ca. 25 mm. Der mittlere Querschnitt der Stromschienen beträgt ca. 750 mm².

Große ebene Überlappungsflächen gewährleisten nicht zwingend einen besseren Kontakt, da auf der Gesamtfläche nur wenige leitende Verbindungspunkte vorhanden sind und durch die flächige Verteilung der Anpresskraft störende Trennschichten (Oxide, Verschmutzung) schlechter aufgebrochen werden. Der Gesamtübergangswiderstand R_U lässt sich mit Hilfe des Eigenwiderstandes R_E der Stromschienen auf der Gesamtlänge l_U der Überlappungen beim mittleren Querschnitt A_M und dem Gütefaktor k_U abschätzen.

Der Gütefaktor $k_{\bar{U}}$ beschreibt die Oberflächenqualität der zu verbindenden Stromschienen an der Verbindungsstelle, ist ein experimentell bestimmter Wert und wird der Übersicht in [KOWI03] entnommen. Aufgrund des nicht optimalen Oberflächenzustandes der im Versuchsaufbau verwendeten Komponenten wird für den Gütefaktor ein Wert von $k_{\bar{U}} = 16$ angenommen. Mit $R_{\bar{U}} = k_{\bar{U}} * R_E$ ergibt sich der Gesamtübergangswiderstand zu $R_{\bar{U}} = 0,144$ Milliohm.

Repräsentative Messungen des Übergangswiderstandes an verschiedenen Verbindungsstellen des Aufbaus ergeben Werte im Bereich von 5 bis 10 Mikrohm pro Verbindung. Für die Berechnung wird ein Gesamtübergangswiderstand $R_{\bar{U}}$ von 0,15 Milliohm gewählt. Für sonstige Widerstandsbeläge, die u.a. in der Simulation unvollständig abgebildete Skin- und Proximity-Effekte repräsentieren, wird ein zusätzlicher Widerstandszuschlag $R_{SO} = 0,1$ Milliohm festgesetzt. Die Ausgangsbedingungen des Hilfsstromkreises sind in Tabelle 2.8 zusammengefasst, es wird daher nicht mit dem Zwischenkreismodell aus Abbildung 1.2b gearbeitet.

Größe	Wert
Kapazität / Startspannung	$C = 9,5 \text{ mF} / U_C = 5,2 \text{ kV}$
Serieninduktivität der Kondensatoren	$L_C = 30 \text{ nH}$
Serienwiderstand der Kondensatoren	$R_C = 0,25 \text{ Milliohm}$
Widerstandsbelag der Thyristoren	$R_T = 0,4 \text{ Milliohm}$
Gesamtübergangswiderstand	$R_{\bar{U}} = 0,15 \text{ Milliohm}$
Sonstige Widerstandsbeläge	$R_{SO} = 0,1 \text{ Milliohm}$
Gesamtserienwiderstand	$R_S = 0,9 \text{ Milliohm}$

Tab. 2.8: Daten des Hilfsstromkreises für die Simulation des elektrischen Verhaltens

Bei der Vernetzung des Modells beträgt die Maximalgröße der Elemente 10 mm und es wird auf eine ausreichende Abbildung des Skin- und Proximity-Effekt hin optimiert. Dazu werden die äußeren Bereiche der Leiter mit drei übereinander liegenden Schichten vernetzt, die in ihrer Gesamtheit eine Stärke von 1 mm aufweisen. Der Wert orientiert sich an der Skintiefe δ , welche definiert ist als Abstand zum Rand eines Leiters, bei welchem die Stromdichte einen Wert von $1/e$ des Spitzenwertes am Leiterrand aufweist. Die Skintiefe δ beträgt näherungsweise:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}}$$

Mit f als Frequenz des Stoßstroms von 4,5 kHz und Kupfer als Leiterwerkstoff ergibt sich die Skintiefe δ zu ca. 1 mm.

Abbildung 2.9 zeigt die Verteilung der Stromdichte zum Zeitpunkt $50 \mu\text{s}$ in Versuchsaufbau und angrenzenden Komponenten bei unterschiedlichen Ansichten. Durch die Wirbelströme werden in benachbarten Komponenten während des gesamten Stoßstromereignisses ca. 4 kJ umgesetzt. An den Blindelementen ist die ungleiche Verteilung der Stromdichte und Verschiebung des Stroms in die Außenbereiche der Leiter durch Skin- und Proximity-Effekt erkennbar.

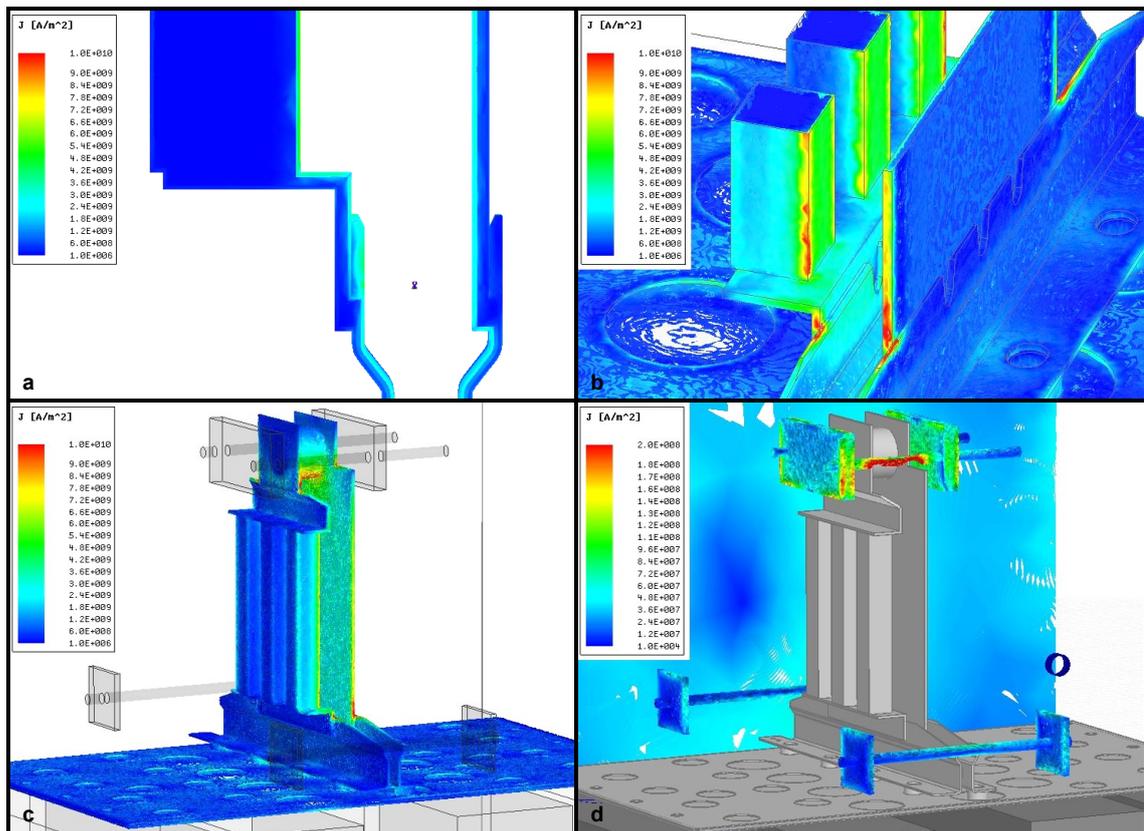


Abb. 2.9: Stromdichteverteilung zum Zeitpunkt $50 \mu\text{s}$; a: vertikaler Schnitt durch Blindelement und Rückleiter; b: horizontaler Schnitt und Stromdichte an der Oberfläche; c: Stromdichte an der Oberfläche des Gesamtaufbaus; d: Stromdichte der Wirbelströme in benachbarten Komponenten; Skalierung a, b, c: 10^6 bis 10^{10} A/m^2 , d: 10^4 bis 10^8 A/m^2

Das Diagramm in Abbildung 2.10 stellt die simulierten bzw. gemessenen Verläufe des Stoßstroms I_{gs} bzw. I_g und der Spannung der Messspule U_{ms} bzw. U_m dar. Zwischen den simulierten und gemessenen Kurven ist eine Phasenverschiebung festzustellen, die sich ab ca. $120 \mu\text{s}$ ausbildet. Diese Verschiebung ist auf die Verformung des Rückleiters zurückzuführen, welche zu einer Aufweitung der Leiterschleife und damit zu einer Erhöhung der Induktivität führt. Diese Verformung bleibt im simulierten Verlauf des elektrischen Verhaltens unberücksichtigt.

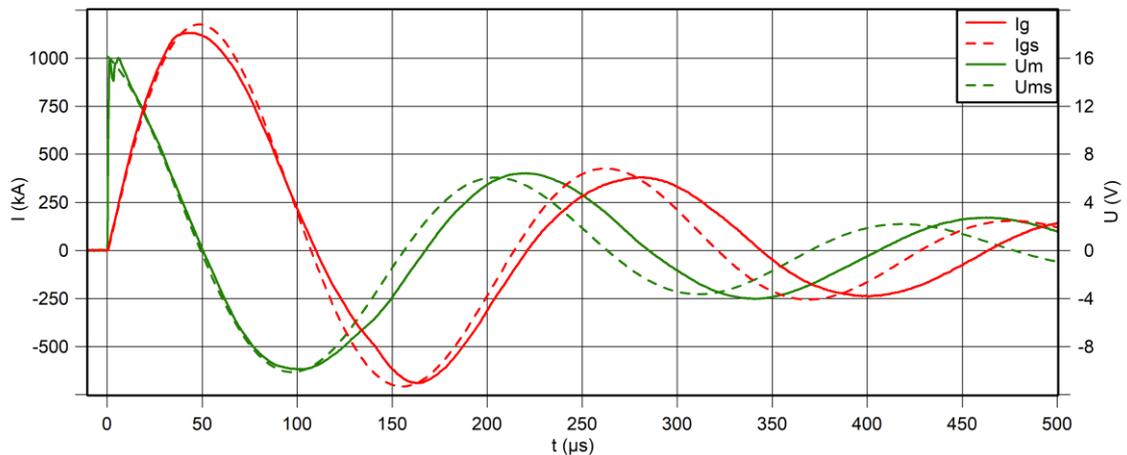


Abb. 2.10: Gegenüberstellung der gemessenen und simulierten Fehlerströme bzw. Spannungssignale der Messspule

Die Einbeziehung abweichender Werte von Streuinduktivität und Widerstandsbelag im Hilfsstromkreis kann erforderlich sein, wenn die Feldsimulation insoweit vereinfacht wird, dass durch eine grobe Vernetzung Skin- und Proximity-Effekte nicht mehr erfasst oder im Geometriemodell Komponenten, wie z.B. die Zwischenkreisverschierung, weggelassen werden. Solche Vereinfachungen können vorteilhaft sein, wenn an anderer Stelle die Auswirkung von Parameteränderungen untersucht bzw. Rechenaufwand reduziert werden soll. Eine Vereinfachung der Vernetzung kann zudem erforderlich sein, wenn das Feldsimulationsergebnis in eine strukturelle Simulation eingeht und Fehler durch die Interpolation unterschiedlich feiner Vernetzungen bei der Übertragung der Kraftfelder in die nachgelagerte Simulation minimiert werden sollen.

Die Bestimmung der Korrekturwerte im Hilfsstromkreis kann durch einen Vergleich einer vereinfachten Variante mit einer detaillierten Simulation oder mit Hilfe einer realen Messung erfolgen. Die Berücksichtigung nichtlinearer Effekte in Form von linearen induktiven und ohmschen Anteilen kann die Abbildungsfehler einer vereinfachten Simulation nicht vollständig ausgleichen und muss im Einzelfall geprüft bzw. angepasst werden. Es ist vorstellbar, das Simulationsmodell für das elektrische Verhalten ebenfalls für die Berechnung eines Fehlerereignisses mit Hochgeschwindigkeitssicherungen zu verwenden, wenn der Hilfsstromkreis um ein Modell für das nichtlineare Verhalten der Sicherungen erweitert wird.

2.7 Parameter der Simulation des mechanischen Verhaltens

Für die Berechnung des Verformungsverhaltens des Simulationsmodells werden die in Maxwell berechneten magnetischen Kräfte in die Transiente Strukturmechanik von Ansys übertragen. Zur Vermeidung signifikanter Interpolationsfehler bei der Übertragung der Kraftfelder sollen die Vernetzungen beider Programme eine vergleichbare Auflösung aufweisen.

Eine gute Übertragungsqualität lässt sich erreichen, wenn die Anzahl der Vernetzungselemente in einer Komponente in beiden Programmen etwa gleich groß ist. Die Übertragung der Kraftverteilung in einer Vernetzung, die mit dünnen Schichten Skin- und Proximity-Effekt in Maxwell optimal abbilden soll, ist daher aufgrund der stark unterschiedlichen Elementzahl und -größe rechenintensiv und fehlerbehaftet. Folglich wird für die Betrachtung des mechanischen Verhaltens in Maxwell eine einfach strukturierte Vernetzung mit örtlich deutlich geringerer Auflösung gewählt.

Die so herbeigeführte ungenügende Berücksichtigung von Skin- und Proximity-Effekt bewirkt eine Änderung des elektrischen Verhaltens des Simulationsmodells und eine Verschiebung der Kraftverteilung innerhalb eines betrachteten Leiters. Die Veränderung des elektrischen Verhaltens wird über eine Anpassung des Hilfsstromkreises ausgeglichen, so dass der Verlauf des Gesamtstroms wieder dem detaillierten Modell entspricht. Der geänderte Verlauf der Kraftverteilung innerhalb der Leiter wird als vernachlässigbar betrachtet, da die Abweichung der Stromverteilung eine Verlagerung der Kraftverteilung im Ausmaß kleiner als der Stärke der Stromschienen bewirkt und innerhalb des Leitermaterials ein mechanischer Kraftausgleich auf benachbarte Bereiche stattfindet.

Die Geometrie wird durch das Weglassen von Kondensatorsammelschienen, Wänden des Prüfplatzes, der Kondensatorgehäuse und Bolzen der Stützkonstruktion weiter vereinfacht, die Effekte dieser Vereinfachung finden in einer Anpassung des Hilfsstromkreises Berücksichtigung. Der Spannverband der Thyristoren bleibt in der Simulation enthalten, da dessen Massenträgheit Bewegung und Verformung des Versuchsaufbaus beeinflusst. Der Wegfall der Sammelschienen im Modell erfordert zum Ausgleich eine Erhöhung von Widerstandsbelag und Serieninduktivität im Hilfsstromkreis. Die vereinfachte Vernetzung im verbliebenen Geometriemodell führt zu einer unzureichenden Abbildung von Skin- und Proximity-Effekt, so dass in der Simulation eine gleichmäßigere Stromverteilung in den Leitern auftritt, welche die Wirbelstromverluste geringer erscheinen lässt. Ähnlich verhält es sich mit dem Wegfall der vorgenannten benachbarten Bauteile, bei denen durch induzierte Wirbelströme Verluste auftreten.

Diese Effekte werden im Hilfsstromkreis durch eine Erhöhung des Widerstandswertes und eine weitere Absenkung der Startspannung ausgeglichen. Eine zusätzliche Folge der Vereinfachung der Vernetzung im verbliebenen Geometriemodell ist die scheinbare Vergrößerung der Serieninduktivität. Ursache hierfür ist die Glättung der berechneten Stromverteilung. Der Proximity-Effekt bei transienten Stromänderungen führt bei sich parallel gegenüberstehenden Leitern mit entgegengesetzter Stromrichtung zu einer Erhöhung der Stromdichte in den sich zugewandten Bereichen der Leiter.

Dadurch verschiebt sich der Median der Stromverteilung im Querschnitt der Leiter eines umströmten Bereiches in Richtung des gegenüberliegenden Leiters, wodurch sich die aufgespannte Fläche der Leiterschleife und damit die Induktivität verkleinert. Die unzureichende Abbildung des Proximity-Effektes führt daher zu einer scheinbaren Vergrößerung der aufgespannten Fläche und damit der Induktivität. Gerade durch die Blindelemente mit ihrem verhältnismäßig großen quadratischen Querschnitt ist dieses Verhalten nicht vernachlässigbar. Dieses Phänomen bedarf daher zum Ausgleich einer Verringerung der Serieninduktivität im Hilfsstromkreis und wirkt sich damit gegenläufig zur Kompensation der Induktivität der weggelassenen Sammelschienen aus. Aus diesem Grund ändert sich der Wert für die Serieninduktivität des Hilfsstromkreises in Tabelle 2.11 gegenüber der detaillierten Simulation für die Abbildung des elektrischen Verhaltens nicht.

Größe	Wert
Kapazität / Startspannung	$C = 9,5 \text{ mF} / U_C = 5,0 \text{ kV}$
Serieninduktivität der Kondensatoren	$L_C = 30 \text{ nH}$
Serienwiderstand der Kondensatoren	$R_C = 0,25 \text{ Milliohm}$
Widerstandsbelag der Thyristoren	$R_T = 0,4 \text{ Milliohm}$
Gesamtübergangswiderstand	$R_U = 0,15 \text{ Milliohm}$
Sonstige Widerstandsbeläge	$R_{SO} = 0,1 \text{ Milliohm}$
Zus. Widerstand Modellvereinfachung	$R_Z = 0,1 \text{ Milliohm}$
Gesamtserienwiderstand	$R_S = 1,0 \text{ Milliohm}$

$C = 9,5 \text{ mF}$
 $U_C = 5,0 \text{ kV}$

Tab. 2.11: Daten des Hilfsstromkreises für die Simulation des mechanischen Verhaltens

Die während der Untersuchung des Fehlerstromereignisses im Versuchsaufbau auf die Leiter wirkenden Lorentzkräfte werden auf den Spanverband der Thyristoren und alle Schraubenverbindungen der Stromschienen übertragen. Je nach konstruktiver Ausführung der Stromschienenverbindungen kann dabei eine Verschlechterung der Kontaktierung auftreten und bei vollständiger Überwindung der Anpresskräfte durch die übertragenen Lorentzkräfte ein kurzzeitiges Lösen der Leitschienen erfolgen.

Beispielhaft für diesen Sachverhalt wird die mechanische Belastung des Spanverbandes der in Reihe geschalteten Thyristoren betrachtet. Die M16-Gewindestangen des Spanverbandes bestehen aus Stahl der Festigkeitsklasse 12.9 und werden über das Anziehdrehmoment der Verschraubung so eingestellt, dass sich für die Thyristoren eine Vorspannkraft von ca. 120 kN ergibt. Die Einstellung von Vorspannkraften über das Anziehdrehmoment von Schraubverbindungen ist kein exaktes Verfahren aber für diese Anwendung ausreichend.

Die experimentelle Erfahrung zeigt, dass der verwendete Thyristortyp durch eine höhere Vorspannkraft als ca. 120 kN unbrauchbar bzw. zerstört wird. Für das Einspannen von Thyristoren der verwendeten Gehäusegröße werden in den zugehörigen Anwendungsrichtlinien Vorspannkraft um 50 kN empfohlen. Die durch das Stoßstromereignis hervorgerufene Krafteinwirkung auf den Rückleiter bzw. die sich gegenüber befindlichen Blindelemente führt zu einem zeitweisen Lockern des Spannverbandes, da die Vorspannkraft kurzzeitig überwunden wird. Es tritt ein vorübergehendes Abheben der Stromschienen von den Thyristoren auf, so dass sich in diesem Bereich das Leitungsverhalten verschlechtert und Lichtbögen zwischen den kurzzeitig getrennten Kontaktflächen auftreten. Die Trennung der elektrischen Verbindung wird dadurch begrenzt, dass der hochfeste Stahl der Gewindestangen des Spannverbandes nach Überwindung der Vorspannkraft einer weiteren Aufweitung eine schnell zunehmende Kraft entgegengesetzt, die Stromschienen nicht plan sondern örtlich begrenzt abheben und die Massenträgheit der Bauteile für eine Verzögerung der Bewegung sorgt.

Die experimentelle Untersuchung zeigt als Anhaltspunkte für das zeitweise Lösen des Spannverbandes ein Abscheren des für die Montage der Thyristoren erforderlichen Zentrierstiftes und charakteristische Lichtbogenspuren auf der Kontaktfläche des Rückleiters in Abbildung 2.12a. Im unteren Bereich ist ein Lösen der Kontaktflächen mit dem Ausbilden fadenförmiger Lichtbogenspuren erkennbar. Abbildung 2.12b zeigt die verwendeten Thyristoren, das rechte Exemplar ist das Gegenstück zur Kontaktfläche des Rückleiters.



Abb. 2.12: Kontaktfläche auf dem Rückleiter (a) und Thyristorkontaktflächen nach dem Versuch (b)

Die Berechnung der gegen die Vorspannung im Spannverband wirkenden Kräfte soll die Belastung des Spannverbandes und das Abheben der Stromschienen rechnerisch untersuchen. Zu diesem Zweck werden die auf den Rückleiter wirkenden Kräfte ermittelt. Die Kraftwirkung ist über die Länge des Rückleiters nicht symmetrisch verteilt, es wird für diese Überschlagsrechnung dennoch angenommen, dass sich die Gesamtkraft auf beide Lager in etwa zur Hälfte aufteilt.

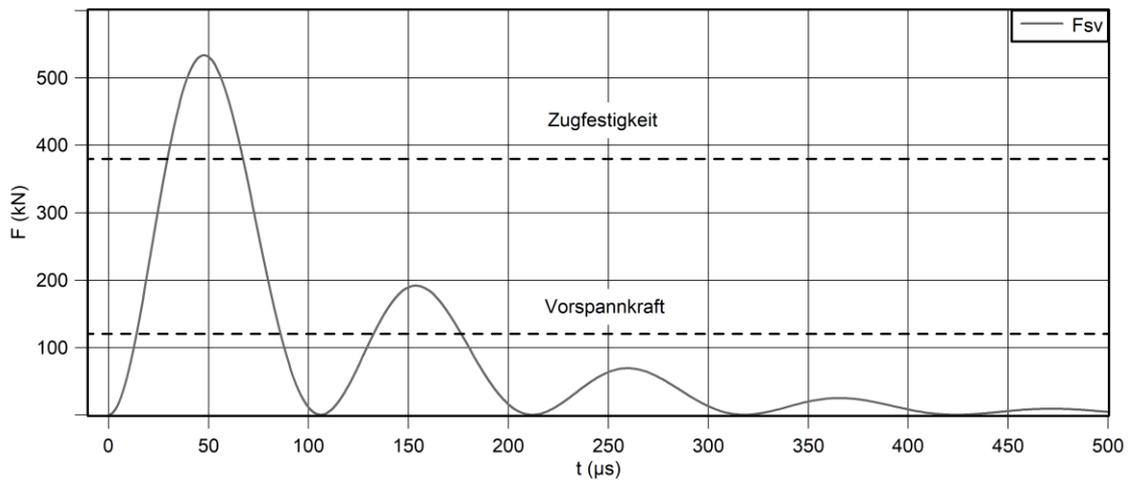


Abb. 2.13: Berechnete Zugbelastung F_{sv} des Spannverbandes

Abbildung 2.13 zeigt den Verlauf der gesamten Zugkraft F_{sv} auf den Spannverband, welche sich auf beide Gewindestangen verteilt. In der Zeit um $50 \mu\text{s}$ wird nicht nur die Vorspannkraft von 120 kN , sondern auch die Zugfestigkeit der Gewindestangen in Höhe von zusammen 380 kN kurzzeitig überschritten. Ein kurzzeitiges Lockern des Spannverbandes und eine Störung der elektrischen Verbindung ist daher offensichtlich. Aufgrund der Massenträgheit der Komponenten, der kurzen Einwirkung, möglicher Festigkeitsreserven, der Modellvereinfachung und der einsetzenden Verformung der Stromschienen tritt ein Versagen des Spannverbandes bzw. der Gewindestangen nicht auf. Eine Verformung oder Schwächung der Gewindestangen ist nicht festzustellen; derselbe Spannverband findet in weiteren Experimenten ohne Anzeichen von Schäden Verwendung. Das Abheben der Stromschienen lässt sich bei diesem Versuchsaufbau durch den Spannverband somit nicht unterbinden, auch dann nicht, wenn die Vorspannkraft durch die Belastungsgrenze der Thyristoren nicht begrenzt würde.

Die Verformung des Versuchsaufbaus von Experiment und Simulation nach dem Stoßstromereignis ist aus Abbildung 2.14 ersichtlich. Für die Berechnung der plastischen Verformung in der Transienten Strukturmechanik werden die Materialdaten von Elektrokupfer (halbhart R240) aus [DEKU05] verwendet. Nach ca. 20 Millisekunden hat sich ein stationärer Zustand eingestellt. Die simulierte Verformung stimmt mit dem Ergebnis des Experiments näherungsweise überein. Der größte Abstand zwischen Blindelementen und Rückleiter beträgt in der Simulation 86 mm , im Experiment sind es 89 mm . Die Verformung des Rückleiters in der Nähe des Spannverbandes weicht in der Simulation vom Ergebnis des Experimentes ab. Dies ist die Folge der Vereinfachung der Geometrie und der Randbedingungen des Komponentenverbundes in diesem Bereich. Die durch die Bauteilverformung bedingte Aufweitung des Abstands zwischen Blindelementen und Rückleiter führt zu einer Vergrößerung der Streuinduktivität des Aufbaus in einer Höhe von ca. 25 nH .

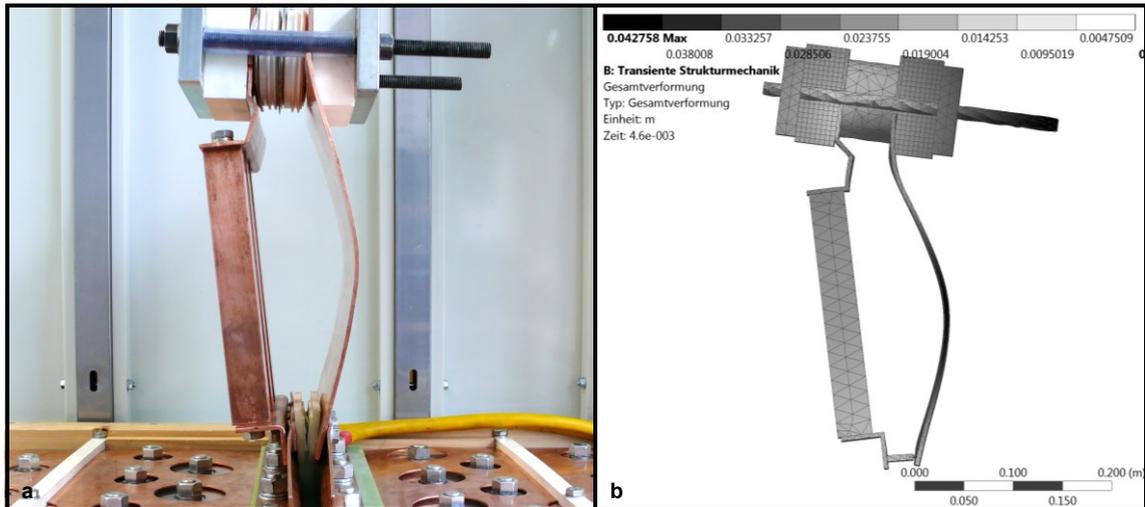


Abb. 2.14: Verformung des Versuchsaufbaus in Experiment (a) und Simulation (b)

2.8 Erkenntnisse

Die Untersuchung des Verhaltens der Hochgeschwindigkeitssicherungen im Fehlerfall zeigt, dass sich bei geeigneter Auslegung das Lastintegral gegenüber dem Referenzfall um 87 % und der Scheitelwert des Stoßstroms um 46 % reduzieren lässt. Das Fallbeispiel ist durch die Verwendung von Halbleitern im Scheibenzellegehäuse vor allem auf die Reduzierung des Stoßstroms bzw. Lastintegrals ausgerichtet. Zu den Themen Stromfehlverteilung im Normalbetrieb und Alterung beim Einsatz von Hochgeschwindigkeitssicherungen in Submodulen von MMC können keine Feststellungen getroffen werden.

Die rechnerische Untersuchung des Referenzversuches lässt den Zeitpunkt des Verformungsbeginns des Rückleiters erkennen und verifiziert mit Hilfe des Spannungssignals der Messspule die Plausibilität des Simulationsmodells. Das im Experiment beobachtete Lösen des Spannverbandes wird durch eine FEM-Simulation nachvollzogen und es zeigt sich dabei, dass die Gewindestangen des Spannverbandes während der Untersuchung die Grenze ihrer mechanischen Belastbarkeit erreichen. Das Ausmaß der Verformung des Rückleiters ist in der Simulation mit dem experimentellen Ergebnis nahezu identisch.

3 Stoßstrombegrenzung mit elektrisch gekoppelter RL-Parallelschaltung

3.1 Vorstellung der elektrisch gekoppelten RL-Parallelschaltung

Passive Zusatzbeschaltungen innerhalb des Kommutierungskreises eines Stromrichters als Kombination aus einer Induktivität und einem Widerstand können helfen, den infolge eines Fehlerfalls verursachten Stoßstrom bei Entladung des Zwischenkreiskondensators zu reduzieren und die im Zwischenkreis gespeicherte Energie thermisch abzubauen. Für die Anwendung in Kommutierungskreisen von MMC-Submodulen ist nur die Parallelschaltung aus Induktivität und Widerstand praxisrelevant. Die sogenannte RL-Kombination als Parallelschaltung aus einem Widerstand und einer Drossel lässt sich in den Kommutierungskreis zwischen Speicherkondensator und Halbleiterbrücke einfügen. Die Induktivität der Drossel bemisst sich bei MMC-Submodulen je nach Auslegung auf den Bereich einiger hundert Nanohenry, der Widerstandswert ist in der Größenordnung um 10 Milliohm anzusetzen.

Zur Aufnahme der im Fehlerfall wirkenden magnetischen Kräfte kann die Drossel in mechanisch stabiler Ausgestaltung selbsttragend sein und verfügt über ein bis zwei Windungen. Der Widerstand wird in einer kompakten Ausführung zwischen den Anschlüssen der Drossel platziert. Abbildung 3.1 zeigt die Anordnung in einem Submodul eines MMC und die vereinfachte Schaltung für die experimentelle und rechnerische Untersuchung.

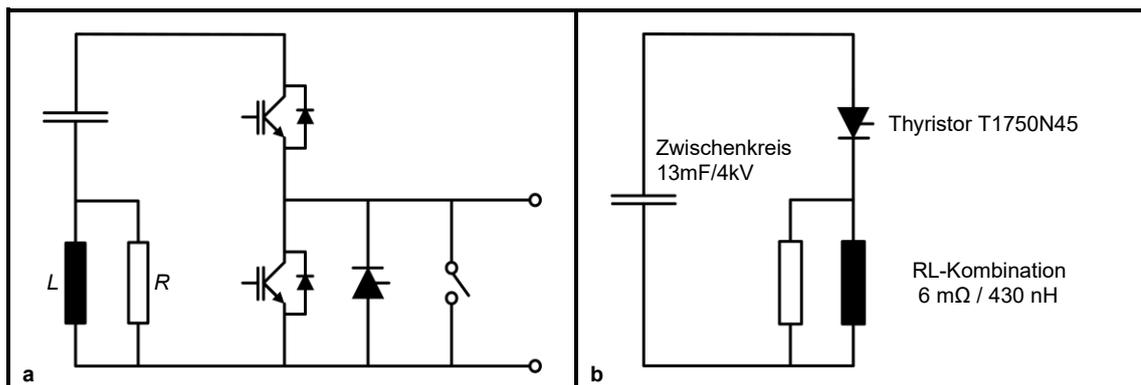


Abb. 3.1: RL-Kombination im Zwischenkreis eines Submoduls allgemein (a) und für die experimentelle Untersuchung (b)

Im normalen Arbeitsbetrieb des Umrichters führt der Widerstand während des Kommutierungsvorgangs anteilig den Laststrom, bis das Magnetfeld der Drossel aufgebaut ist. Nach dem Beenden der Kommutierung bzw. nach dem Feldaufbau übernimmt die Drossel den Laststrom nahezu vollständig.

Beim anschließenden Umschalten in die entgegengesetzte Stromrichtung wird die im Feld der Drossel gespeicherte Energie über den Widerstand thermisch umgesetzt. Auf diese Weise reduziert sich die induktive Überspannungsspitze, welche ohne vorhandenen parallelen Widerstand die zulässige Betriebsspannung der Leistungshalbleiter überschreiten könnte bzw. zu erhöhten Schaltverlusten führen würde. Die parallele RL-Kombination ist nur für Umrichter mit niedrigen Taktfrequenzen bis zu wenigen hundert Hertz geeignet, da bei jedem Kommutierungsvorgang im parallelen Widerstand die Energie $E_V = \frac{1}{2} * L * I^2$ als Verlust anfällt. Dabei ist L die Induktivität der Drossel und I der Effektivwert des Zwischenkreiswechselstroms. Es treten zusätzlich Verlustleistungen in der Drossel durch deren Widerstandsbelag in Verbindung mit dem Skin-Effekt sowie in benachbarten leitfähigen Bauteilen durch induzierte Wirbelströme auf.

Im Fehlerfall, d.h. einem Kurzschluss innerhalb der Halbleiterbrücke, fällt über dem Widerstand infolge des Stromanstieges eine Spannung ab, wobei sich bereits ein Teil der im Zwischenkreis gespeicherten elektrischen Energie in Form von Joulescher Wärme abbaut. Die parallele Drossel begrenzt die Stromanstiegsgeschwindigkeit und nimmt einen weiteren Teil der Zwischenkreisenergie in Ihrem Feld auf, die beim folgenden Abmagnetisieren des Feldes der Drossel im Widerstand wiederum in Wärme umgesetzt wird. Der während des Fehlerereignisses über der RL-Kombination aufgebaute Spannungsabfall reduziert den Fehlerstrom in der Amplitude. Der Fehlerstrom weist den Verlauf eines gedämpften Abklingvorgangs auf. Die Aussendung hochfrequenter magnetischer Felder, die benachbarte Baugruppen beeinträchtigen können, wird reduziert.

3.2 Auslegung der elektrisch gekoppelten RL-Parallelschaltung

Am Beispiel des 4 kV-Referenzzwischenkreises soll eine mögliche Auslegung der parallelen RL-Kombination gezeigt werden. Als Leistungshalbleiter wird aus den gleichen Gründen wie in Kapitel 2 ein Thyristor verwendet. Experimentelle Untersuchungen mit IGBT als Leistungshalbleiter finden sich in Kapitel 5.

Die Ausgangswerte betragen für die Kapazität 13 mF, die Spannung im Fehlerfall 4 kV und die mittlere Taktfrequenz im normalen Betriebsfall 150 Hz. Die parasitären ohmschen und induktiven Beläge des Versuchsaufbaus betragen zusammengefasst 0,7 Milliohm bzw. 100 nH. Die ohmschen Beläge setzen sich zusammen aus den Innenwiderständen der Kondensatorbank, des Widerstandsbelages der Leitschienen und des Bahnwiderstandes des durchlegierten Thyristors. Das nichtlineare Verhalten des Thyristors während des Durchlegierens wird vernachlässigt.

Dieser weist zu Beginn des Fehlerstroms einen höheren Innenwiderstand auf, der sich im weiteren Verlauf mit dem Durchlagieren des Halbleitermaterials verringert. Die Betrachtung des Thyristors erfolgt als idealer Schalter mit einem in Reihe geschalteten Widerstand von 0,2 Milliohm. Die ohmschen Beläge enthalten zusätzlich einen linearisierten Anteil, der auf die dynamische Widerstandserhöhung durch die Wirbelströme bzw. Skin- und Proximity-Effekt zurückzuführen ist. Die gesamte Serieninduktivität ergibt sich aus der Streuinduktivität der Kondensatorbank und die durch die Stromschienen aufgespannte Fläche des Versuchsaufbaus. Die Beträge der linearisierten parasitären Beläge lassen sich durch den Vergleich experimenteller Strom- und Spannungsverläufe mit Vergleichsrechnungen bzw. FEM-Simulationen bestimmen.

Die Induktivität der RL-Kombination bestimmt zusammen mit dem Effektivwert des Wechselstroms im Zwischenkreis und der Taktfrequenz die im Normalbetrieb auftretende Verlustleistung. Als Startwert für die Auslegung kann eine Verlustleistung in der Größenordnung von 2 % der Gesamtverlustleistung des Submoduls angenommen werden. Aufgrund vielfältiger Randbedingungen für die Auslegung handelt es sich um ein heuristisches Verfahren. Der Startwert für die Ermittlung der Induktivität der Drossel leitet sich aus dem in der RL-Kombination zulässigen Energieverlust pro Kommutierungsvorgang ab. Ist der Energieverlust kein einschränkender Faktor, so können auch andere Randbedingungen die Auslegung der Drossel bestimmen, wie zum Beispiel der für die Drossel zur Verfügung stehende Bauraum. Im Beispiel soll die Induktivität der Drossel einen Wert im Bereich um 400 nH aufweisen.

Der Leiterquerschnitt der Drossel bemisst sich nach dem im Normalbetrieb vorherrschenden Laststrom und der Bemessungsstromdichte für die Anwendung, welche von weiteren Parametern, wie Umgebungstemperatur, zulässiger Verlustleistung, Art der Kühlung usw. abhängig ist. Aufgrund des oberwellenhaltigen Laststroms und der daraus resultierenden Zusatzverluste durch den Skin-Effekt sowie mechanischer Einschränkungen der Umformbarkeit ist der Formfaktor des Leiters ein weiteres Kriterium. Der Laststrom beträgt in der Beispielauslegung 1 kA und es gilt für die zulässige Stromdichte ein Wert von 2 A/mm². Für die Herstellung der Drossel wird eine Kupferleitschiene mit einer Länge von 1200 mm, einer Breite von 100 mm und einer Stärke von 5 mm gewählt. Es handelt sich um eine kurze Luftspule mit einer Windung. Der mittlere Durchmesser ist geringfügig abhängig von der Einbausituation im Spanverband bzw. der Bauhöhe des Parallelwiderstandes und beträgt ca. 340 mm.

Die Induktivität der Drossel im Beispiel beträgt 430 nH. Bei einem Zwischenkreisstrom mit einem Effektivwert von 1 kA beträgt die Verlustenergie E_V im parallelen Widerstand pro Takt des Submoduls mit zwei Halbwellen nach $E_V = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \approx 0,43 \text{ J}$.

Damit wird im Widerstand im normalen Betriebsfall bei einer Taktfrequenz von 150 Hz eine Verlustleistung ca. 65 Watt umgesetzt. Die Gesamtverlustleistung der RL-Kombination unter Einbeziehung von Kupferverlusten und Wirbelströmen beträgt bei diesem Fallbeispiel ca. 120 W.

Die Auslegung des Widerstandswertes ist abhängig von der Optimierung auf ein minimales Lastintegral bzw. auf den zulässigen Spitzenwert des Stoßstroms im Fehlerfall. Ein Ansatz besteht darin, den Widerstandswert so zu wählen, dass im Fehlerfall die erreichten Stromscheitelwerte in Induktivität und Widerstand näherungsweise den gleichen Betrag erreichen. Eine weitere Möglichkeit ergibt sich daraus, den Widerstandswert über den Gütefaktor Q zu ermitteln:

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Für eine optimale Dämpfung des Stoßstromereignisses sollte der Gütefaktor einen Wert von $Q \approx 1$ aufweisen. Beide Vorgehensweisen führen zu ähnlichen Auslegungen.

Mit den bekannten Werten des Zwischenkreises und den abgeschätzten parasitären ohmschen und induktiven Anteilen lässt sich mit dieser heuristischen Auslegung eine Berechnung des Verhaltens im Fehlerfall in einem einfachen Schaltungssimulator durchführen. Abbildung 3.2 zeigt für das Beispiel den Zusammenhang von Widerstandsanpassung, Spitzenstrom und Lastintegral. Das Lastintegral I^2t steigt mit größer werdendem Parallelwiderstand bzw. Gütefaktor Q nach dem Optimum wieder an, da die Dämpfung des Stoßstromereignisses geringer wird. In geringem Umfang gilt dies ebenso für den Spitzenstrom I_{gmax} , da der Energieabbau bis zum Erreichen des ersten Scheitelpunktes des Stoßstroms kleiner ausfällt.

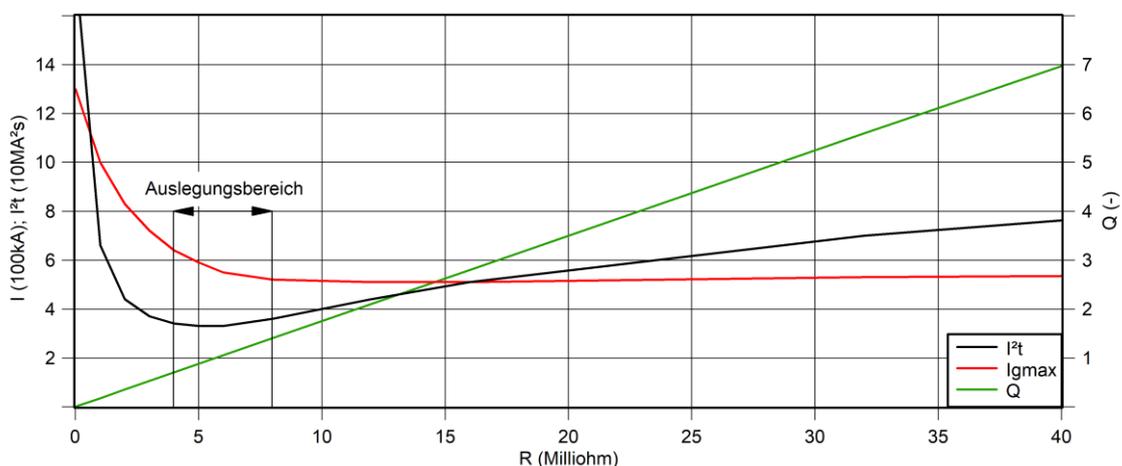


Abb. 3.2: Lastintegral und Spitzenstrom in Abhängigkeit von der Widerstandsanpassung

3.3. Gestaltung des parallelen Hochleistungswiderstandes

Für die elektrisch gekoppelte RL-Kombination werden unterschiedliche Widerstandstechnologien hinsichtlich ihrer Stoßstrombelastbarkeit, elektrischen Eigenschaften, Bauform und Verfügbarkeit untersucht. Bei der elektrischen Auslegung kann das transiente elektrische Verhalten des Widerstandes bei einem Stoßstromereignis bezüglich einer eintretenden Widerstandserhöhung bzw. -absenkung durch einen positiven oder entsprechend negativen Temperaturkoeffizienten des Widerstandsmaterials von Bedeutung sein.

In Verbindung mit der parallel geschalteten Drossel soll der Widerstand die Streuinduktivität des Zwischenkreises nicht signifikant erhöhen, er muss kurzzeitig einen Stoßstrom von mehreren hundert Kiloampere tragen können, mechanisch robust sein und über große elektrische Kontaktflächen verfügen. Zweckmäßigerweise wird der Widerstand mit der Drossel in einem Spannverband verbaut, wie es für die Verschaltung und Kühlung von Dioden und Thyristoren im Scheibenzellengehäuse üblich ist. Der Widerstand muss daher eine flache Geometrie in einer druckfesten Ausführung aufweisen und über beidseitige Kontaktflächen verfügen, über die auch die Verlustleistung im Normalbetrieb abgeführt werden kann. Die Abmessungen des Bauteils sollen bei zylindrischer Formgebung in der Größenordnung 80 mm bis 120 mm für den Durchmesser und 10 mm bis 50 mm für die Höhe betragen. Mit diesen Maßen ist eine geeignete Abstimmung mit den Abmessungen der Leitschienen, der Drossel, der Dimension des Spannverbandes und der Isolationsabstände für den Referenzzwischenkreis möglich.

Nachfolgend werden die Versuchsergebnisse für Widerstände in kommerziell verfügbarer Ausführung und Prototypen auf Basis von Hartkohle, Siliziumkarbid sowie Edelstahl vorgestellt.

3.3.1 Hochleistungswiderstand EBG DISC 120

Bei den Hochleistungswiderständen der Baureihe DISC 120 vom Hersteller EBG handelt es sich um Bauelemente für die Verwendung in Spannverbänden mit Widerstandswerten von weniger als einem Ohm, Dauerleistungen von bis zu 10 kW, einem äußeren Nenndurchmesser von 120 mm und einer Höhe von 26,5 mm. Für die Verwendung in einer RL-Kombination erfolgt der Test von Mustern mit einem Nennwiderstand von 7 m Ω mit einer Drossel von 430 nH am 13mF/4kV-Referenzzwischenkreis. Als Halbleiterschalter wird der Thyristor T1750N45 eingesetzt. Das Diagramm in Abbildung 3.3 zeigt das elektrische Verhalten während des Versuchs.

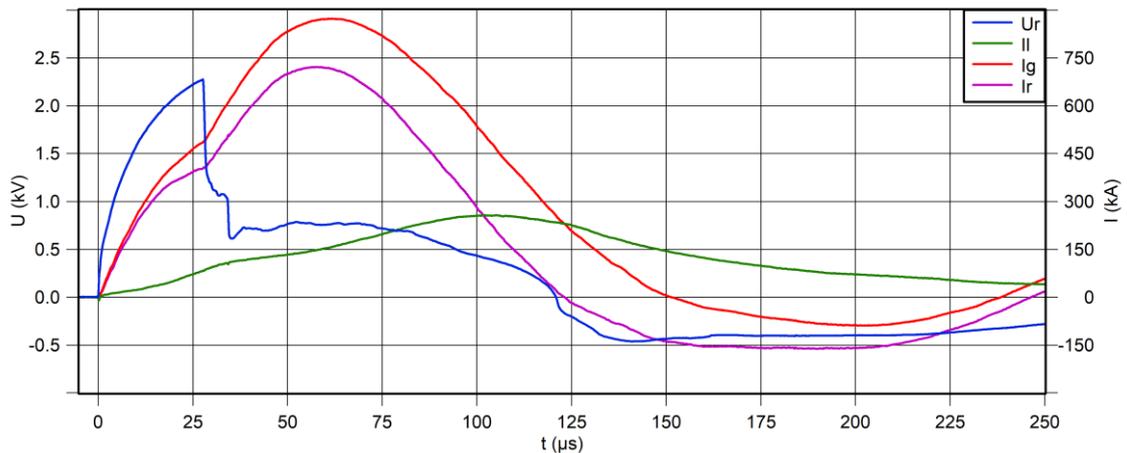


Abb. 3.3: Spannung U , und Strom I , von DISC 120, Gesamtstrom I_g und Strom I_i durch parallele Drossel

Der Widerstand versagt nach etwa $27 \mu\text{s}$, wobei ein Lichtbogenüberschlag auftritt und der Stoßstrom sichtbar ansteigt. Es treten metallische Bruchstücke mit hoher kinetischer Energie aus und Lichtbögen auf (siehe Abb. 3.4a). Dieser Widerstandstyp ist in der vorliegenden Form daher für den Einsatz in der RL-Kombination nicht geeignet.

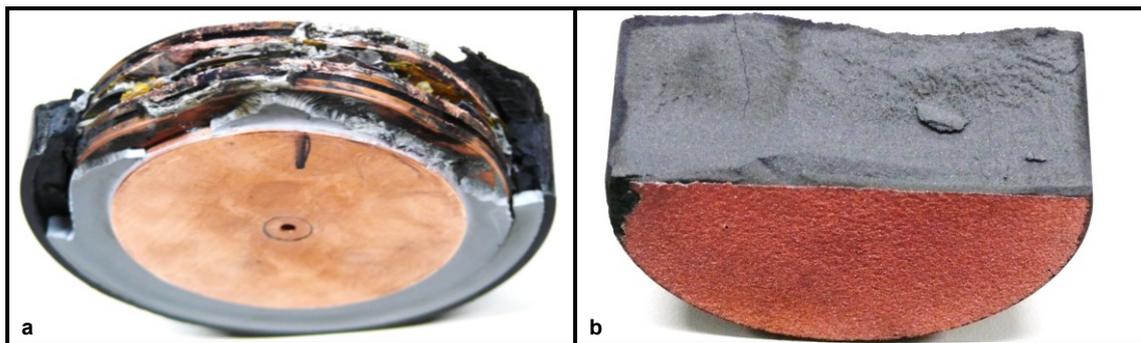


Abb. 3.4: Widerstandsmuster DISC 120 (a) und Hartkohle (b) nach der experimentellen Untersuchung

3.3.2 Widerstände auf Basis von Kohlenstoff

Kohlenstoff wird als Grundmaterial für Widerstände und Kohlebürsten in der Elektrotechnik seit langem vielseitig eingesetzt. Er dient daher als Ausgangspunkt für Untersuchungen impulsfester Widerstandsanwendungen. Als Grundmaterial wird Hartkohle des Typs H22 der Schmidhammer Elektrokohle GmbH mit einem spezifischen Widerstand von $\rho = 1000 \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1}$ untersucht. Dieses Material wird u.a. für Kohlebürsten eingesetzt. Vorteilhaft ist, dass der Widerstand aus H22-Vollmaterial gefertigt ist und beidseitig kontaktiert werden kann. Die Kontaktflächen werden zur Verringerung des Übergangswiderstandes von der HVR International GmbH mit einer Metallisierung versehen (siehe Abb. 3.4b). Der Widerstandskörper verfügt über geeignete Abmessungen für den Einsatz in einem Spannverband, da der spezifische Widerstand des Ausgangsmaterials in einer dafür vorteilhaften Größenordnung liegt.

Aufgrund seines einheitlichen Aufbaus kann er in seinem Volumen prinzipiell hohe Impulsenergien aufnehmen, wie sie in der vorgesehenen Anwendung auftreten. Als nachteilig erweisen sich die hygroskopischen Eigenschaften des Materials H22 und der negative Temperaturkoeffizient des spezifischen Widerstandes von durchschnittlich $\alpha = -0,00177 \text{ K}^{-1}$ (siehe Anhang 4). Die Wasseraufnahme aus der Luftfeuchtigkeit führt durch die schlagartige Erwärmung bei Impulsbelastung zu einer Gas- bzw. Wasserdampfentwicklung innerhalb des Grundmaterials, wodurch ein Bersten des gesamten Widerstandskörpers auftreten kann. Da ein Teil des Gases in ionisierter Form austritt, wird dadurch das Hervorrufen eines Lichtbogens begünstigt, der sich parallel zum Widerstand ausbreitet. Der Wasseraufnahme lässt sich durch eine hermetische Kapselung des Widerstandsmaterials und einer Imprägnierung begegnen.

Der negative Temperaturkoeffizient des Grundmaterials führt unter elektrischer Impulsbelastung zur Stromeinschnürung innerhalb des Widerstandskörpers. Da durch die Inhomogenität des Materials die Stromdichte nicht völlig gleich über den wirksamen Querschnitt verteilt ist, tritt in höher belasteten Bereichen eine Temperaturerhöhung gegenüber den Nachbarbereichen auf. Der negative Temperaturkoeffizient sorgt dafür, dass die höher belasteten Bereiche durch das Absinken des spezifischen Widerstandes noch mehr Strom führen als die weniger belasteten Bereiche. Dadurch tritt innerhalb des Widerstandsmaterials eine ausgeprägte Stromfehlverteilung mit Bereichen hoher thermischer Belastung auf. Dieses Verhalten führt zu einer signifikanten Widerstandsreduktion des gesamten Bauteils während der Impulsbelastung und begünstigt das Bersten des Widerstandselementes durch lokale thermische Überlastung. Das während der elektrischen Impulsbelastung in Erscheinung tretende Abfallen des Widerstandswertes auf den etwa halben Nennwert ist für die Anwendung in der RL-Kombination nachteilig, da es der angestrebten stoßstrombegrenzenden Wirkung zuwiderläuft.

Eine Messung mit einem nach ca. 30 μs auftretenden Lichtbogen infolge von Gasaustritt zeigt Abbildung 3.5 oben. Das Experiment erfolgt ohne parallele Drossel mit dem 13mF/4kV-Referenzzwischenkreis. Die untere Messung in Abbildung 3.5 zeigt den erfolgreichen Belastungstest eines präparierten Hartkohlewiderstandes ohne parallele Drossel. Von den im Zwischenkreis gespeicherten 104 kJ werden im Widerstand ca. 96 kJ umgesetzt. Im Verlauf der Belastung ist eine Halbierung des Widerstandswertes R erkennbar. Vor dem Versuch erfolgt eine Ofentrocknung des Widerstandes, zusätzlich ist dieser mit einer Schutzschicht versehen, welche die Feuchtigkeitsaufnahme verringern soll. Der Prüfling reißt durch die mechanische Belastung, wodurch eine Wiederverwendbarkeit nicht gegeben ist.

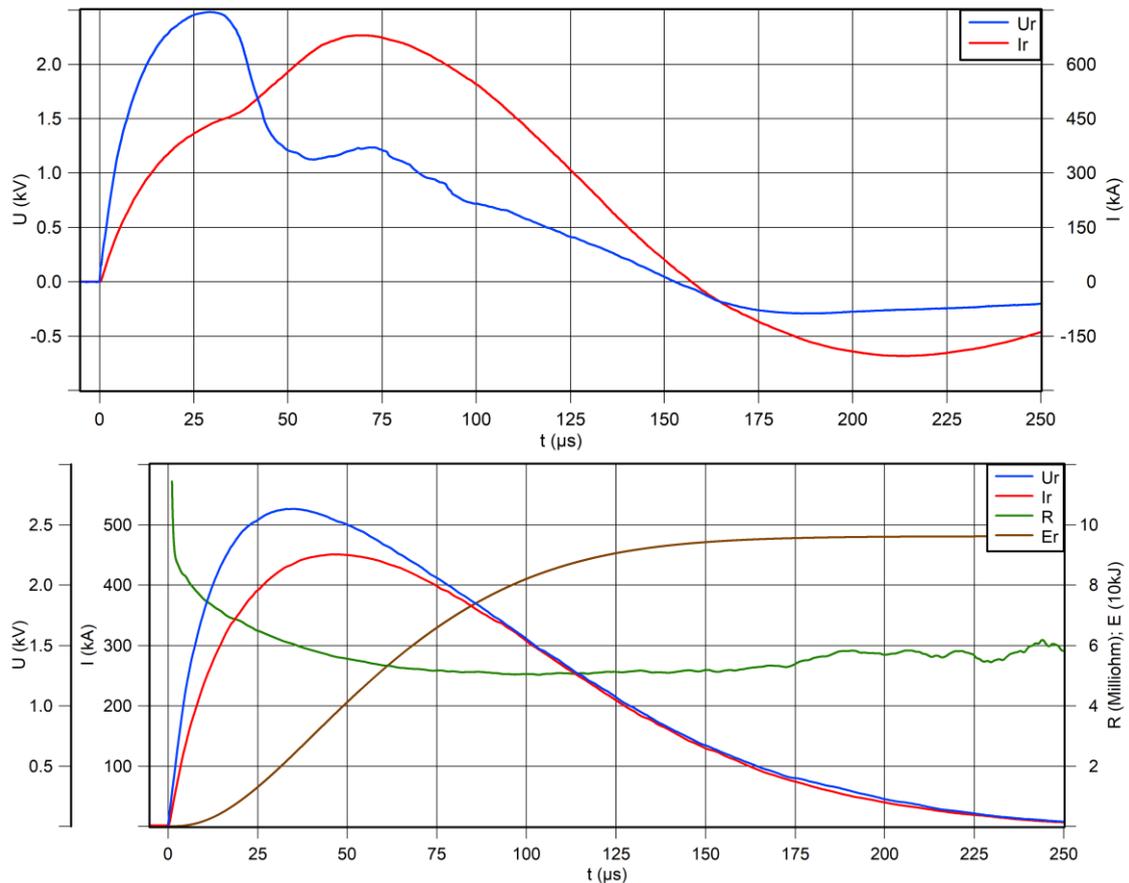


Abb. 3.5: Stoßstromverhalten von Hartkohlewiderständen; oben: Strom I_r und Spannung U_r bei Lichtbogenüberschlag, unten: Strom I_r , Spannung U_r , Verlauf des Widerstandswertes R und Energieumsatz E eines präparierten Widerstandes

3.3.3 Widerstände auf Basis von AlSiC

Ein weiteres Material, auf dessen Basis Hochleistungswiderstände in Form von Vollmaterial gefertigt werden können, ist Aluminiumsiliziumkarbid (AlSiC). Dieses Material ist u.a. auch Bestandteil der Bodenplatten von Hochleistungs-IGBT-Modulen. Von der Firma HVR International GmbH auf der Basis von AlSiC gefertigte zylindrische Muster weisen einen Nennwiderstand von $15 \text{ m}\Omega$ auf und verfügen über die Abmessungen $105 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$. Beidseitig ist eine Beschichtung aus einer Messinglegierung zur verbesserten elektrischen Kontaktierung aufgebracht. Die Muster weisen einen mittleren Temperaturkoeffizienten des spezifischen Widerstandes von $\alpha = -0,00154 \text{ K}^{-1}$ auf. Damit ist das Temperaturverhalten ähnlich der Prüflinge auf Basis von Hartkohle.

Experimentelle Untersuchungen zeigen, dass der Widerstand der Prüflinge unter elektrischer Impulsbelastung stärker einbricht, als es sich bei den Mustern aus Hartkohle zeigt und nach dem Temperaturkoeffizienten zu erwarten ist. Die Neigung zur Stromeinschnürung und Stromfehlverteilung ist damit bei AlSiC stärker ausgeprägt.

Zudem weisen die Prüflinge aus AlSiC eine poröse Struktur mit hygroskopischen Eigenschaften auf. Wie bei den Untersuchungen an den Widerständen aus Hartkohle treten bei Impulsbelastungen Gase aus, die einen Lichtbogenüberschlag parallel zum Widerstandsbauteil begünstigen. Chemische Indizien im Zusammenhang mit den Tests der Pulsbelastbarkeit und die dabei beobachteten mechanischen Auswirkungen lassen vermuten, dass aus dem Basismaterial hochentzündliches Gas (Ethin) freigesetzt werden kann, das in Verbindung mit dem Luftsauerstoff und Entzündung durch den Lichtbogen eine Explosion bewirkt (siehe Anhang 4.).

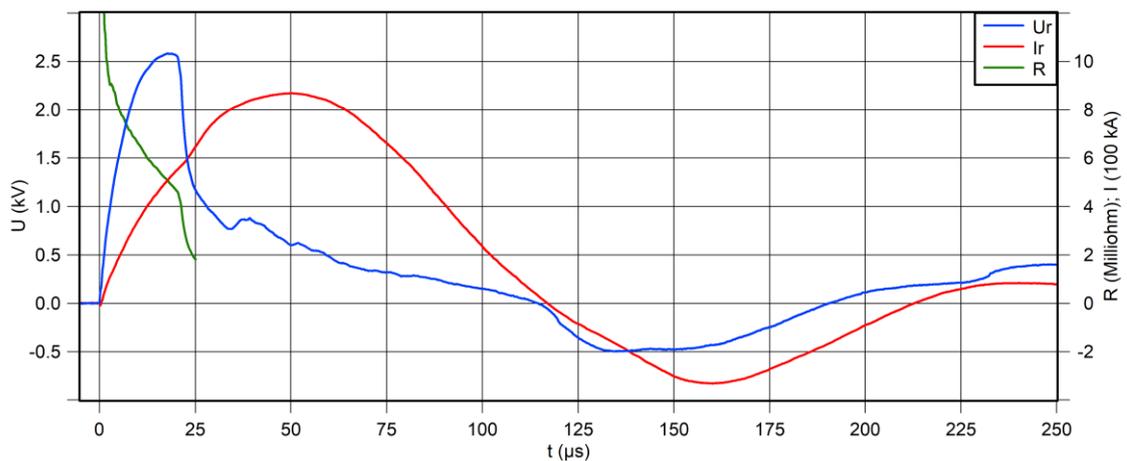


Abb. 3.6: Strom I_r , Spannung U_r und Widerstandsverlauf R eines AlSiC-Musters mit Lichtbogenüberschlag

Abbildung 3.6 zeigt die Messung der Pulsbelastung eines AlSiC-Widerstandes mit einem Nennwiderstand von $15 \text{ m}\Omega$ am $9,5\text{mF}/5,5\text{kV}$ -Referenzzwischenkreis ohne parallele Drossel. Der Widerstandswert reduziert sich bis zum Lichtbogenüberschlag bei $23 \mu\text{s}$ auf ca. ein Drittel des Ausgangswertes. Abbildung 3.7a zeigt die Bruchfläche des untersuchten Musters. Hochleistungswiderstände auf Basis von AlSiC erweisen sich daher ebenso wie Widerstände auf Kohlenstoffbasis für den vorgesehenen Einsatz in der RL-Kombination als nicht geeignet.

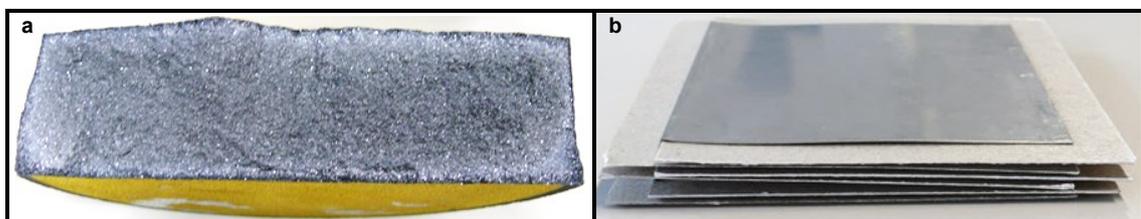


Abb. 3.7: Bruchfläche eines AlSiC-Widerstandes (a) und Widerstandspaket aus gefaltetem A2-Edelstahl (b)

3.3.4 Widerstände aus A2-Edelstahl (V2A)

A2-Edelstahl des Typs 1.4301 besitzt einen für Metalllegierungen hohen spezifischen Widerstand von $\rho = 0,73 \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1}$ und ist ein leicht zu verarbeitendes Material mit hoher kommerzieller Verbreitung. Für eine Verwendung als Vollmaterial ist der spezifische Widerstand um Größenordnungen zu klein, daher muss das Widerstandselement so gestaltet sein, dass einerseits ein langer Leiter mit ausreichendem Querschnitt zur Verfügung steht, der die erforderlichen Werte für Widerstand und Belastbarkeit erreicht und andererseits eine kompakte und mechanisch stabile Form aufweist. Die aufgrund der Leiterlänge auftretende Streuinduktivität ist klein zu halten und die Abfuhr der Verlustleistung muss sichergestellt sein.

Dieses Ziel lässt sich erreichen, indem ein Streifen aus Edelstahlblech der Länge nach mehrfach abwechselnd gefaltet wird. Die sich dabei ausbildenden Ebenen sind mit einem geeigneten Isolationsmaterial elektrisch voneinander zu trennen (siehe Abb. 3.7b). Die durch die Materialstärke des Isolierstoffs aufgespannte Fläche bestimmt die Streuinduktivität des so gebildeten Widerstandselementes. Die abwechselnde Stromrichtung in den aneinandergrenzenden Lagen hält den induktiven Belag des Widerstandselementes klein. Die gegeneinander gerichteten Ströme der einzelnen Ebenen in Verbindung mit deren geringem Abstand zueinander erzeugt unter Stoßstrombelastung eine Kraftwirkung, die die Lagen ohne eine aufgeprägte Gegenkraft auseinanderdrücken würde. Das Widerstandselement muss daher in einem ausreichend stabilen Gehäuse bzw. in einem Spannverband zusammengehalten werden. Die auftretenden Flächenpressungen müssen auch vom Isolationsmaterial aufgenommen und übertragen werden, so dass hier hohe Ansprüche an die mechanischen Eigenschaften bestehen.

Bei der Nutzung in der RL-Kombination können in Abhängigkeit von der spezifischen Auslegung beim Auftreten des Stoßstromereignisses durch die nahezu adiabate Energieaufnahme Temperaturerhöhungen von einigen hundert Kelvin im Widerstandselement auftreten. Beim gefalteten Edelstahlwiderstand ist diese Erwärmung bei vergleichbaren elektrischen Daten in der Regel größer als bei einem Widerstand aus Kohlenstoff oder AlSiC, da die für die Energieaufnahme zur Verfügung stehende thermische Speicherkapazität kleiner ausfällt. Die auftretende Temperaturerhöhung ist ein weiteres Kriterium für die Auswahl des Isolationsmaterials. Die Ableitung der Verlustwärme im Normalbetrieb kann entlang des Edelstahlbleches erfolgen und durch das Isolationsmaterial hindurch.

Über die elektrischen Kontaktierungsflächen kann innerhalb des Spannverbandes die Abfuhr der Verlustleistung im Normalbetrieb erfolgen. Die experimentelle Erfahrung zeigt, dass Isolationsmaterial auf Glimmerbasis die genannten Anforderungen erfüllt.

Als vorteilhaft für die Nutzung von A2-Edelstahl als Widerstandsmaterial in der RL-Kombination erscheint der leicht positive Temperaturkoeffizient mit einem Wert von $\alpha = 0,00105 \text{ K}^{-1}$, da sich so eine zusätzliche strombegrenzende Wirkung nutzen lässt. Bei der Auslegung der RL-Kombination ist dieser Effekt in Bezug auf das Dämpfungsverhalten zu berücksichtigen. Das hier für die folgende experimentelle Untersuchung gezeigte Labormuster verfügt weder über ein Gehäuse noch über Kontaktflächen aus Kupfer, für eine kommerzielle industrielle Anwendung ist eine Weiterentwicklung erforderlich.

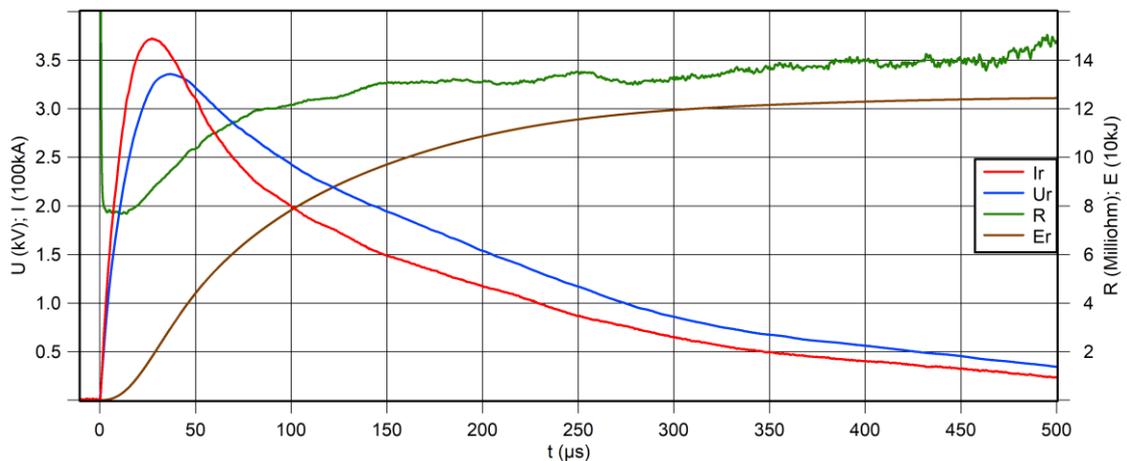


Abb. 3.8: Elektrisches Verhalten des gefalteten Edelstahlwiderstandes bei einer Pulsbelastung; Strom I_r , Spannung U_r und Energieumsatz E_r des Musters, Verlauf des Widerstandswertes R

Abbildung 3.8 zeigt die Messung des Belastungstests eines Musters mit einem Nennwiderstand von ca. $7 \text{ m}\Omega$ bei Raumtemperatur. Zur Untersuchung der Belastungsgrenzen soll der Widerstand einer höheren Energie ausgesetzt werden, als es im Auslegungsbeispiel zu erwarten ist. Der $13\text{mF}/4\text{kV}$ -Referenzzwischenkreis wird hierzu mit einem weiteren Kondensator auf eine Kapazität von $17,5 \text{ mF}$ erweitert. Damit steht für den Versuch eine Energie von 140 kJ zur Verfügung. Der Wert des Nennwiderstandes wird in der Messung nicht erreicht, da die Übergangswiderstände zwischen Edelstahl und Kupferleitschienen zum Anfang des Experiments erst durch punktuell Verschweißen reduziert werden und bis dahin bereits eine Widerstandserhöhung durch die Erwärmung eingetreten ist. Der im Prüfling auftretende Energieumsatz von 125 kJ führt zu keinem Versagen, eine Wiederverwendung des Widerstandes erscheint unproblematisch.

3.4 Verhalten der RL-Kombination in Experiment und Simulation

Zur Beurteilung des Effektes der Fehlerstromreduktion mittels RL-Kombination findet eine Gegenüberstellung der plastischen Verformung von Leitschienen mit und ohne RL-Kombination im Falle eines Stoßstromereignisses statt. Die experimentelle Untersuchung wird mit einer FEM-Analyse begleitet, bei welcher das Simulationsmodell dem Versuchsaufbau nachempfunden ist. Die Simulation soll den Stoßstromverlauf und die Verformung der Leitschienen abbilden. Die Modellbildung findet analog zu der in Kapitel 2 beschriebenen Art und Weise statt.

Die Untersuchung erfolgt mit dem 13mF/4kV-Referenzzwischenkreis. Prüfobjekt zur Beurteilung der Wirkung der RL-Kombination ist eine Leitschiene aus Elektrokupfer mit einer Stärke von 3 mm und einer Breite von 120 mm, die zu einem Winkel geformt und mit Bohrungen versehen ist. Die Leitschiene ist Bestandteil eines Spannverbandes, der aus einer weiteren abgewinkelten Stromschiene mit einer Stärke von 5 mm, einem Thyristor, einer Spannvorrichtung und Zubehörteilen zusammengesetzt ist. Innerhalb des Spannverbandes erfolgt die Verbindung mit der RL-Kombination, im Falle des Vergleichstests ohne RL-Kombination wird der Bauraum durch Platzhalter aus Kupfer ausgefüllt. Die Leitschienen des Spannverbandes sind jeweils mit einem Pol des Zwischenkreises verbunden. Der Zwischenkreis setzt sich aus zwei Kondensatoren und zwei Sammelschienen zusammen, mit denen die Kondensatoren elektrisch parallel verbunden sind. Durch die Zündung des Thyristors T1750N45 wird der so gebildete Stromkreis geschlossen.

Bei der RL-Kombination handelt es sich um die Beispielauslegung aus Abschnitt 3.2 mit einer Induktivität von 430 nH und dem Widerstand mit einem Nennwert von ca. 6 m Ω . Es handelt sich um einen Prototypen aus gefaltetem A2-Edelstahlblech mit einer Breite von 100 mm und einer Materialstärke von 0,7 mm, bei dem die Lagen jeweils durch eine zweifache Schicht 0,43 mm starker Glimmerplatten elektrisch voneinander isoliert sind. Die Abmessungen des Musters betragen im eingebauten Zustand 120 mm x 120 mm x 12 mm. Die Gesamtlänge des als Widerstandsmaterial aktiven Edelstahlstreifens beträgt 600 mm, die durch Leitschienen abgedeckten Kontaktflächen sind in dieser Angabe nicht enthalten.

Den experimentellen Versuchsaufbau der RL-Kombination vor dem Stoßstromereignis und die entsprechenden Ansichten in der Simulation zeigt Abbildung 3.9. In der Simulation sind die Sammelschienen in verkürzter Form abgebildet und im Bereich der Abstandshalter miteinander verbunden, so dass ein geschlossener Stromkreis gebildet wird. An der Stelle der Verbindung ist die Schnittstelle für eine externe Schaltung vorgesehen, in der die Kondensatoren, die parasitären Eigenschaften der nicht

enthaltenen Stromschienen und das Durchlegungsverhalten des Thyristors abgebildet sind. Die Kontaktbereiche und die elektrischen Eigenschaften des gefalteten Edelstahlwiderstandes werden durch einen Quader aus einem Modellmaterial (rot) berücksichtigt. Der spezifische Widerstand dieses Materials ist so bemessen, dass ein mittlerer Widerstand des Musters abgebildet wird. Die Erhöhung des Widerstandswertes durch die Erwärmung wird nicht berücksichtigt. Die elektrischen Größen Spannung über RL-Kombination und Thyristor, Spannung über der RL-Kombination, Gesamtstrom und Strom durch den induktiven Teil werden beim Experiment erfasst und aufgezeichnet.

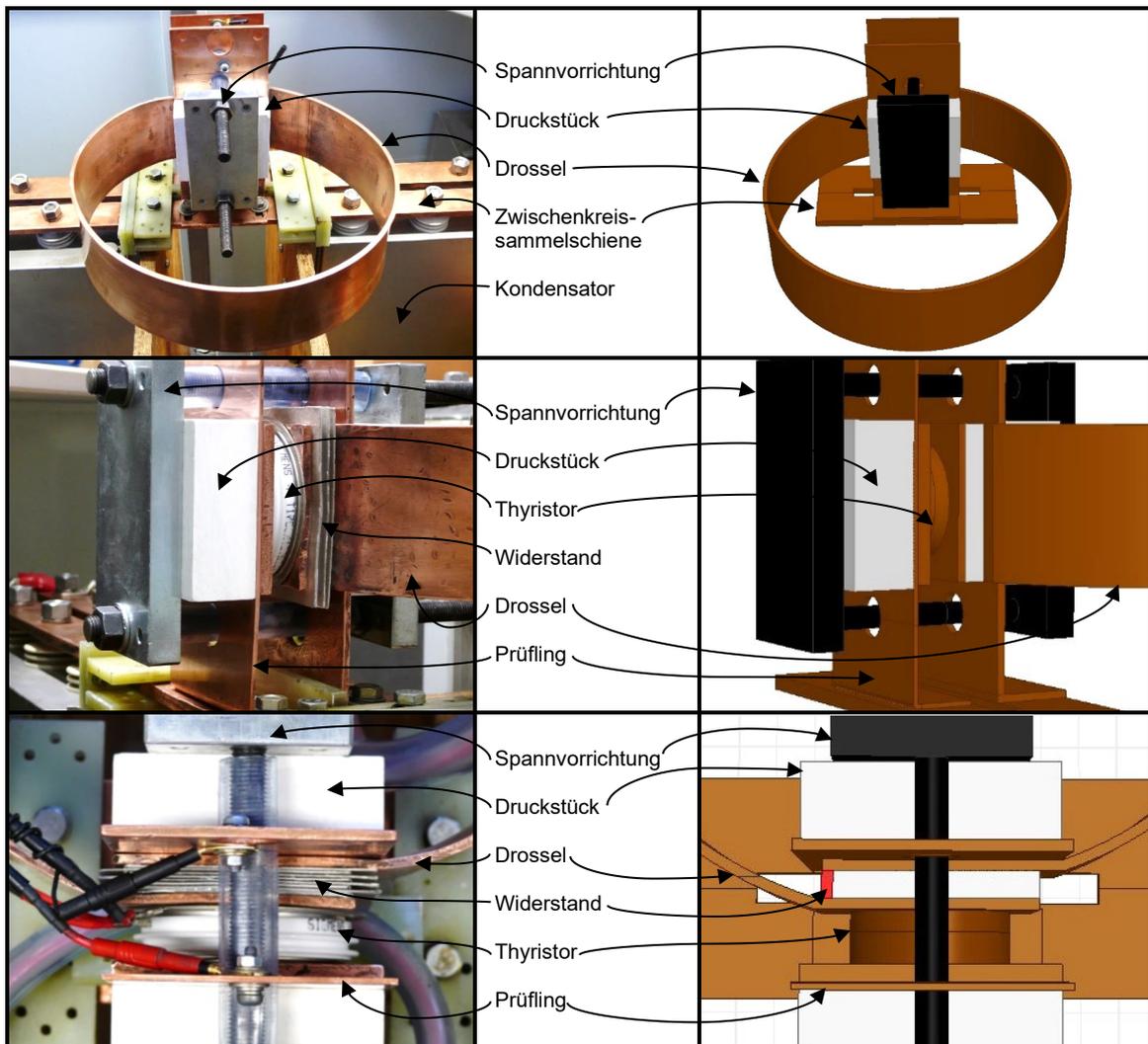


Abb. 3.9: Experimenteller Aufbau und Simulationsmodell der RL-Kombination

Das obere Diagramm von Abbildung 3.10 zeigt die Verläufe des Gesamtstroms sowie des induktiven und ohmschen Anteils. Der Strom durch den Edelstahlwiderstand wird als Differenz aus Gesamtstrom und induktivem Anteil bestimmt. Zum Vergleich ist der Verlauf des Gesamtstroms aus der Simulation ersichtlich, der für die Berechnung der Verformung maßgeblich ist.

Die Abweichungen zwischen berechnetem und gemessenem Gesamtstrom resultieren aus der im Experiment erfolgten Widerstandserhöhung durch den Energieumsatz im Edelstahlwiderstand. Aus dem unteren Diagramm von Abbildung 3.10 ist über einen Zeitraum von 1000 μs der Spannungsverlauf über der RL-Kombination ersichtlich, als abgeleitete Größen sind die im Edelstahlwiderstand umgesetzte Energie, das Lastintegral des Gesamtstroms und der Verlauf des Widerstandswertes aufgeführt. Von der zum Startzeitpunkt im Zwischenkreis enthaltenen Energie werden 89 % im Widerstand umgesetzt, das Lastintegral erreicht einen Wert von 36 MA^2s . Der Energieumsatz im Widerstand führt unter adiabater Betrachtung zu einer Temperaturerhöhung von 560 K.

Die Störung in der Spannungsmessung im Bereich um 750 μs ist auf eine Unterbrechung der Kontaktierung des Tastkopfes durch eine mechanische Schwingung des Versuchsaufbaus zurückzuführen.

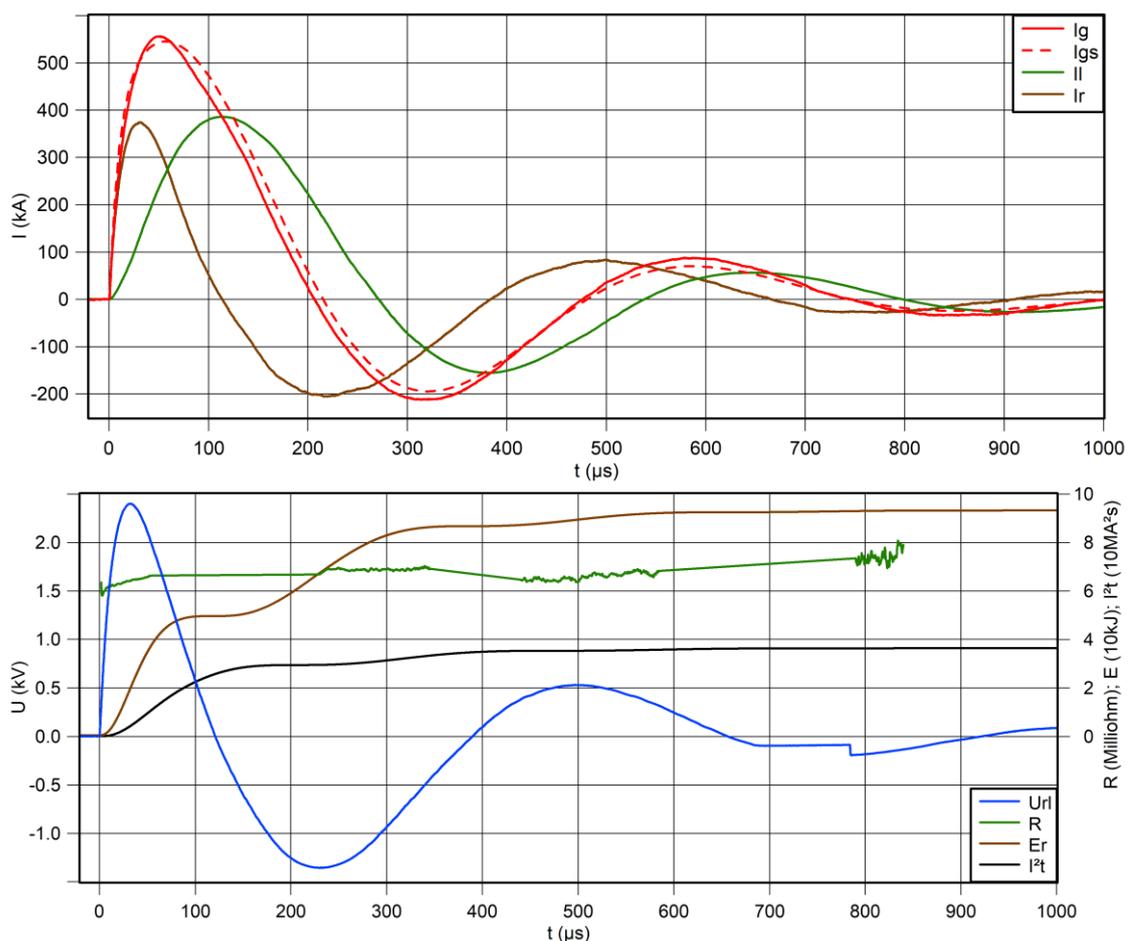


Abb. 3.10: Verläufe aus Messung und Simulation; oben: simulierter Gesamtstrom I_{gs} , gemessener Gesamtstrom I_g , Strom I_l der Drossel, Strom I_r des Widerstandes; unten: Spannung U_{rl} über RL-Kombination, Energieumsatz E_r im Widerstand, Lastintegral I^2t des Gesamtstroms, Verlauf des Widerstandswertes R (unstetige Abschnitte durch Geraden ersetzt)

Die Bilder in Abbildung 3.11 zeigen die bleibende Verformung des Prüflings nach dem Stoßstromereignis aus dem Experiment bzw. das Ergebnis der Simulation in der Transienten Strukturmechanik. Die maximale plastische Verformung des Prüflings beträgt 10 mm. Es ist erkennbar, dass die Verformung an den Rändern der Stromschiene sowohl in Experiment als auch in der Simulation unterschiedlich stark ausgeprägt ist. Ursache hierfür ist eine asymmetrische Stromverteilung, die ihren Ursprung in der konstruktionsbedingt ungleichseitigen Kontaktierung von Drossel und Widerstand hat. Dies ist in der Simulation durch die asymmetrische Positionierung des Widerstandes berücksichtigt.

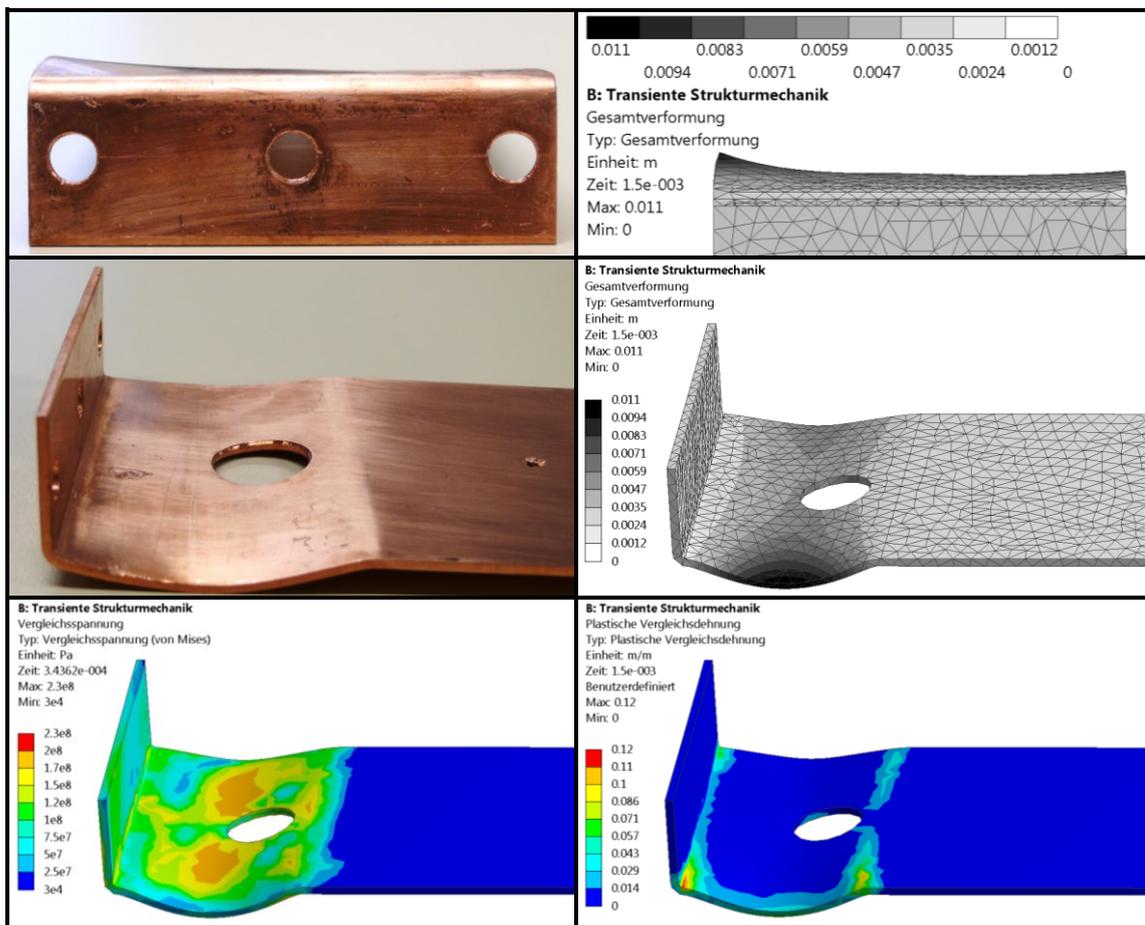


Abb. 3.11: Prüfling nach dem Test der RL-Kombination in Experiment und Simulation; Bestimmung der Materialbelastung

Die in der Transienten Strukturmechanik ermittelte Materialbelastung des Prüflings ist unkritisch. Die berechnete Vergleichsspannung liegt mit einem Maximalwert von 230 MPa unterhalb der Zugfestigkeit von 300 MPa aus [DEKU05] und die Vergleichsdehnung unterschreitet mit ihrem höchsten Wert bei 12 % die Bruchdehnung von 30 %.

3.5 Referenz ohne RL-Kombination in Experiment und Simulation

Prüfaufbau und Simulation für die Referenzuntersuchung ohne strombegrenzende Maßnahmen werden analog zur in 3.4 gezeigten Art und Weise durchgeführt. In Abbildung 3.12 sind der Versuchsaufbau und das Simulationsmodell aus Ansys Maxwell dargestellt. In der elektromagnetischen Simulation zeigt sich, dass während des Stoßstromereignisses in der Spannvorrichtung ein Strom mit einem Spitzenwert von 30 kA induziert wird. Die Erfassung dieses Stroms erfolgt nicht im Experiment.

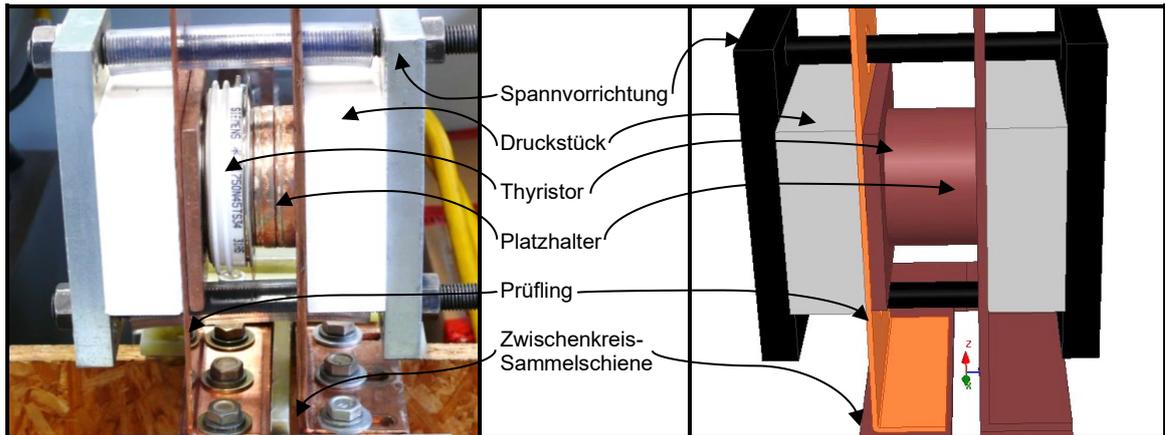


Abb. 3.12: Versuchsaufbau und Simulationsmodell für den Referenzversuch

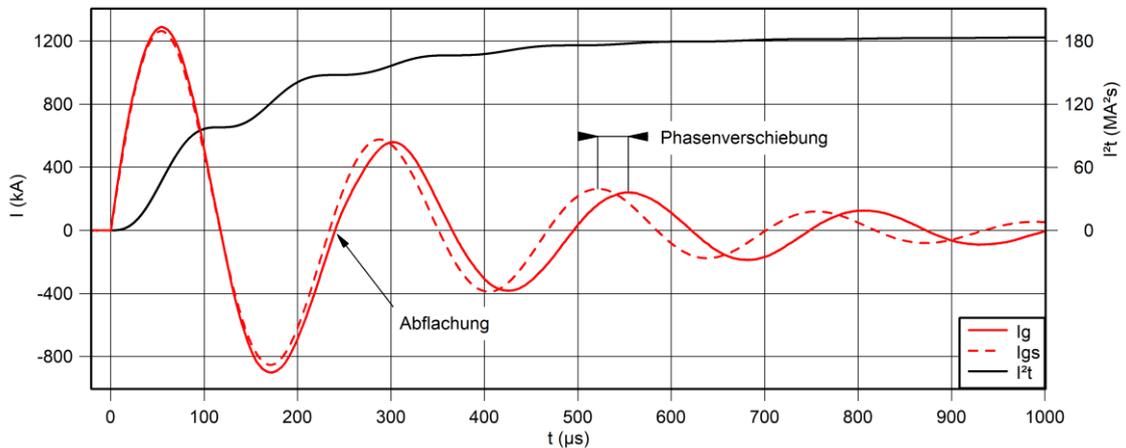


Abb. 3.13: Gesamtstrom I_g aus Messung und Simulation (I_{gs}) sowie Lastintegral I^2t aus Messung

Abbildung 3.13 zeigt die Auswertung der Stromverläufe aus Experiment und Simulation sowie das im Experiment auftretende Lastintegral I^2t mit einem Endwert von 183 MA²s. Die übereinandergelegten Verläufe des Gesamtstroms I_g aus der Messung und I_{gs} aus der Simulation zeigen ab etwa 170 µs eine zunehmende Phasenverschiebung, die aus der Geometrieänderung durch die einsetzende Verformung von Prüfling und gegenüberliegender Leitschiene resultiert. Die Streuinduktivität des Versuchsaufbaus vergrößert sich durch die Aufweitung der Leiterschleife.

Bei ca. 250 μs zeigt sich dieser Effekt besonders am leichten Abflachen des Gesamtstroms aus der Messung. In der elektromagnetischen Simulation zeigt sich dieses Verhalten nicht, da das Modell dort keine Verformung berücksichtigt. Die Stoßstrombelastung bewirkt ein Aufplatzen des Thyristor-Scheibenzellengehäuses.

Die Berechnung der Verformung erfolgt in der angeschlossenen Transienten Strukturmechanik und zeigt in Abbildung 3.14 wie auch im Experiment eine ausgeprägte plastische Verformung des Prüflings. Im Experiment ist ein beginnendes Abscheren an der Kante des Druckstücks des Spannverbandes festzustellen.

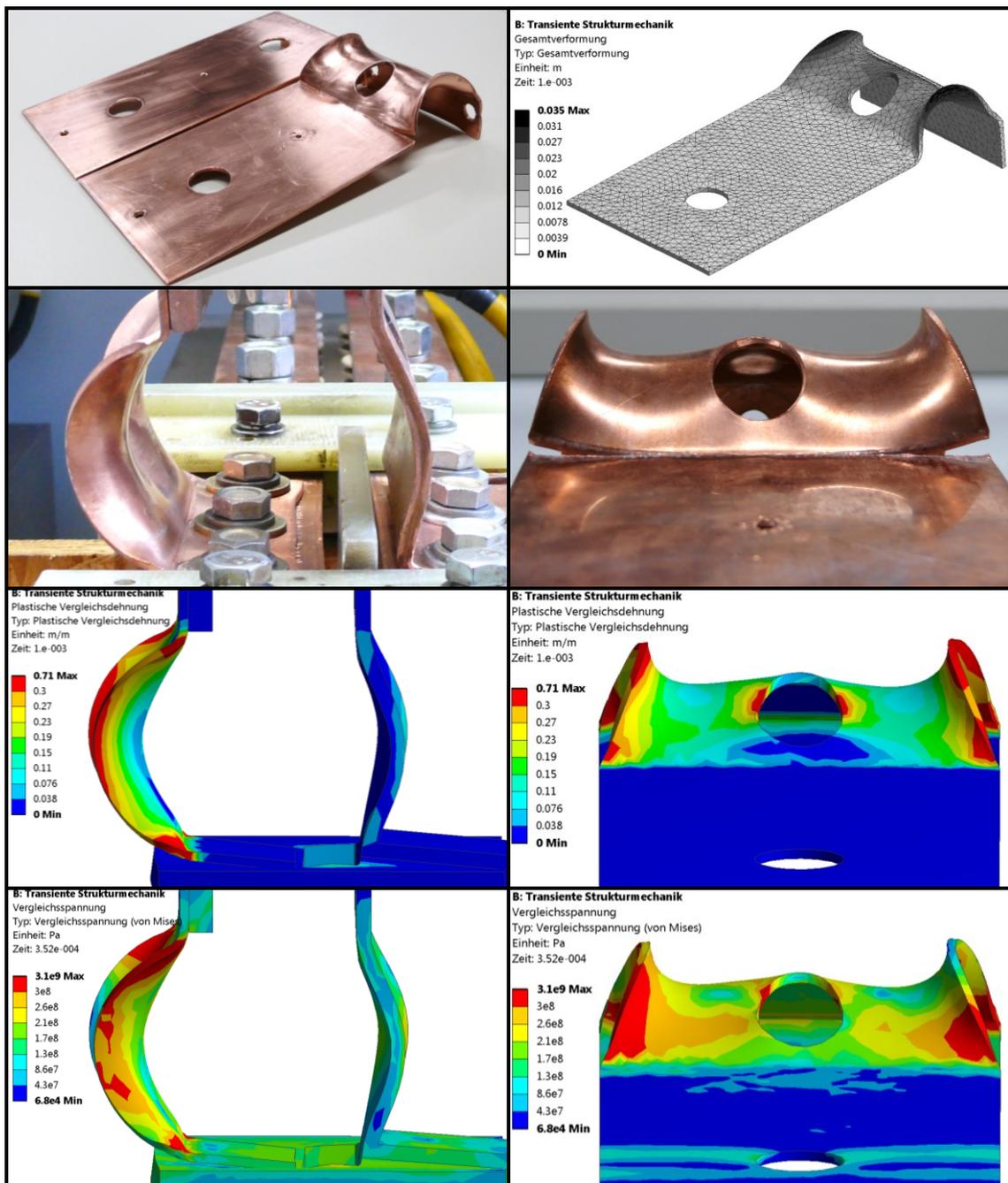


Abb. 3.14: Prüfling nach dem Referenzversuch in Experiment und Simulation; Bestimmung der Materialbelastung

Dieser Bereich weist in der Simulation eine ausgeprägte plastische Vergleichsdehnung mit zu erwartendem Materialversagen auf, am Übergang zu den rot markierten Bereichen überschreitet die Vergleichsdehnung 30 %. Laut [DEKU05] beträgt die Bruchdehnung 15 % bei halbhartem Kupfer des Zustandes R240 und Dicken über 2,5 mm. Die angegebene Bruchdehnung ist von der Materialstärke und der bestehenden Kaltverfestigung abhängig, so kann das weniger kaltverfestigte R220 eine Bruchdehnung von 42 % erreichen. Der tatsächliche Materialzustand des Prüflings bzw. der belasteten Bereiche ist nicht exakt bestimmbar.

Eine weitere Indikation für zu erwartendes Materialversagen stellt die Vergleichsspannung zum Zeitpunkt der höchsten Belastung bei 352 μ s dar. Beim Übergang zu den roten Bereichen erfolgt eine Überschreitung der Zugfestigkeit von 300 MPa. Der angezeigte Maximalwert von 3100 MPa ist auf vernachlässigbare kleine Bereiche besonders stark verformter Vernetzungselemente an Stellen unstetiger Geometrieübergänge und damit ungünstiger Formfaktoren an der Verbindung von Zwischenkreissammelschiene und Prüfling zurückzuführen. Der Prüfling ist in der Simulation flächig mit der Sammelschiene verbunden, im Experiment ist er dagegen an drei Stellen verschraubt. Durch die flächige Verbindung im Modell wird der Prüfling in seiner Verformung behindert, so dass lokale Belastungsspitzen auftreten, die im Experiment durch plastische Verformung abgebaut werden.

3.6 Erkenntnisse

Mit Hilfe einer parallel geschalteten Anordnung aus einer Luftdrossel mit einer Windung und einem hochbelastbaren Widerstand ermöglicht es die so gebildete RL-Kombination im Fallbeispiel, das bei einem Fehlerfall im Zwischenkreis eines MMC-Submoduls auftretende Lastintegral I^2t um 80 % zu reduzieren. Zu einem Anteil von 89 % wird dabei die vor dem Ereignis im Zwischenkreis gespeicherte Energie im Widerstand thermisch abgebaut. Es lässt sich die Amplitude des Fehlerstroms auf circa die Hälfte und die plastische Verformung in einer als Prüfling dienenden Stromschiene auf etwa ein Viertel des Falls ohne Schutzmaßnahme verringern.

Die RL-Kombination bildet mit dem Zwischenkreiskondensator des MMC-Submoduls einen gedämpften Schwingkreis und erreicht ihre optimale Auslegung bei einem Gütefaktor nahe einem Wert von 1. Die beteiligte Induktivität lässt sich als Luftdrossel mit einer Windung ausführen, bei welcher der Parallelwiderstand zwischen den Anschlüssen in einem Spannverband untergebracht wird.

Die RL-Kombination ist besonders für den Einsatz in langsam taktenden Stromrichtern geeignet, da die Verlustleistung mit der Taktfrequenz steigt. Für die Nutzung als kurzzeitig hoch belastbarer Parallelwiderstand stellt sich die Verwendung von gefaltetem A2-Edelstahlblech als vorteilhaft heraus. Andere kommerziell oder als Muster verfügbare Widerstandstechnologien scheiden aufgrund zu geringer Pulsbelastbarkeit bzw. ihrer thermischen und mechanischen Eigenschaften aus.

Mit den begleitenden FEM-Simulationen lässt sich der Zeitpunkt des Verformungsbeginns des Prüflings in der Referenzuntersuchung feststellen. Die Materialbelastung des Prüflings mit und ohne RL-Kombination ist rechnerisch bestimmbar und es sind Bereiche eines möglichen Materialversagens zu identifizieren. Die Verformung beider Prüflinge durch die jeweilige Stoßstrombelastung besitzt in Experiment und FEM-Simulation ein vergleichbares Ausmaß.

4 Stoßstrombegrenzung mit induktiv gekoppelter RL-Parallelschaltung

4.1 Funktionsweise des RL-Transformators

Die in Kapitel 3 vorgestellte ohmsch-induktive Parallelschaltung (RL-Kombination) erfüllt den Zweck der Stoßstromreduktion im Fehlerfall, besitzt jedoch Einschränkungen hinsichtlich ihrer Skalierbarkeit sowie der Verfügbarkeit und Integration des hochbelasteten Widerstandes. Die elektrische Verbindung von Drossel und parallelem Widerstand kann teilweise oder ganz entfallen, wenn der Widerstand in der Form einer kurzgeschlossenen Sekundärwicklung eines Transformators ausgeführt wird und auf diese Weise eine induktive Kopplung mit der Drossel erfolgt, welche gleichzeitig als Primärwicklung dient. Durch diesen Aufbau lassen sich Probleme der elektrischen Kontaktierung zwischen Drossel und Widerstand vermeiden und die Ausführung des Widerstandes als separates Bauteil entfällt. Beide Komponenten lassen sich als Einheit kühlen und frei skalieren.

Der so gebildete und in [HESB17] vorgestellte RL-Transformator verhält sich elektrisch wie eine galvanisch gekoppelte RL-Kombination. Die Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung ist durch die konstruktive Ausführung des Transformators wie Überdeckungsfläche und Isolationsabstand von Primär- und Sekundärwicklung bestimmt. Der RL-Transformator wird grundsätzlich ohne einen die Permeabilität erhöhenden Kern ausgeführt. Jedes bekannte Kernmaterial würde bei der während eines Stoßstromereignisses auftretenden Flussdichte in den Zustand der magnetischen Sättigung geraten und damit die strombegrenzende Wirkung des RL-Transformators zusammenbrechen lassen. Daher wird der RL-Transformator in Abbildung 4.1 vereinfacht als Transformator mit offenem Kern dargestellt. Parallelinduktivität und Primärwicklung sind in einer Komponente vereinigt.

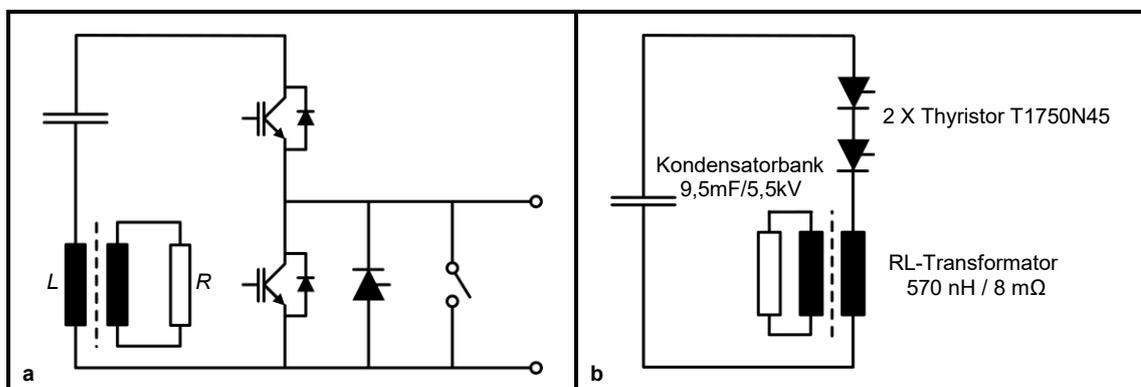


Abb. 4.1: Schaltprinzip des RL-Transformators im Submodul allgemein (a) und für die experimentelle Untersuchung (b)

Im Normalbetrieb übernimmt die Widerstandswicklung durch die magnetische Kopplung während des Kommutierungsvorgangs der Halbleiterschalter den Laststrom, bis das Magnetfeld durch die Primärwicklung vollständig aufgebaut ist. Dadurch begrenzt die Sekundärwicklung den induktiven Spannungsabfall, der ohne Gegeninduktivität auftreten würde. Bis zur vollständigen Stromübernahme durch die Primärwicklung wird in der Sekundärwicklung wie im Widerstand der RL-Kombination die Energie $E = \frac{1}{2} * L * I^2$ umgesetzt.

Beim Abschalten des Laststroms magnetisiert das Magnetfeld in die Sekundärwicklung ab, so dass die induktive Überspannungsspitze klein ausfällt. Hierfür ist eine möglichst geringe Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung von Bedeutung. In der Sekundärwicklung wird bei jedem Schaltvorgang Energie dissipativ umgesetzt. Die Verlustleistung der Sekundärwicklung lässt sich großflächig durch die Isolationsschicht hindurch zur Primärwicklung übertragen und von dort aus über das thermisch hoch leitfähige Kupfer abführen.

Im Falle eines Stoßstromereignisses transformiert die Primärwicklung entsprechend des Windungsverhältnisses die aufgenommene Spannung in die aus einem Widerstandsmaterial bestehende kurzgeschlossene Sekundärwicklung, welche dabei einen Teil der im Zwischenkreis des Submoduls gespeicherten elektrischen Energie in Wärme umwandelt. Das von der Primärwicklung aufgebaute Magnetfeld speichert einen weiteren Teil der Zwischenkreisenergie, welcher bei der folgenden Abmagnetisierung wiederum Verlustwärme in der Sekundärwicklung erzeugt.

Der Strom in der Primärwicklung entspricht dem Gesamtstrom und ist damit höher als der alleinige induktive Anteil in einer elektrisch parallel geschalteten RL-Kombination. Dies führt im Fehlerfall zu größeren Kraftwirkungen auf diese Komponente. Da die Richtung der Kraftwirkungen auf Primärwicklung und Sekundärwicklung während des Abklingvorgangs im Fehlerfall variiert, lässt sich ein zeitweiser Effekt gegenseitiger Stützung für die mechanische Beherrschung des Stoßstromereignisses ausnutzen. Je nach konstruktiver Ausführung ist die Widerstandswicklung aufgrund ihrer geringeren Materialstärke und der im Fehlerfall auftretenden magnetischen Kräfte zusätzlich nach außen bzw. innen mechanisch zu stützen. Der Temperaturkoeffizient des Widerstandsmaterials der Sekundärwicklung kann durch deren Temperaturanstieg bei einem Stoßstromereignis einen Einfluss auf das elektrische Verhalten des RL-Transformators ausüben.

4.2 RL-Transformator mit jeweils einer Primär- und Sekundärwindung

Der RL-Transformator lässt sich sowohl mit jeweils einer Windung als auch mit einer höheren und unterschiedlichen Anzahl an Primär- und Sekundärwindungen ausführen. Bei der Auswahl der für die Anwendung optimalen Bauform ist eine Abwägung zwischen Platzbedarf, Streuinduktivität von Primär- zu Sekundärwicklung, der erforderlichen mechanischen Aussteifung, der Ausführung der Kühlung als auch der elektrischen Kontaktierung und der Herstellungskosten erforderlich.

Bei einer Gestaltung mit einer Primärwindung lässt sich die Sekundärwindung sowohl auf der Innen- als auch Außenseite der Primärwindung platzieren. Eine Aufteilung der Sekundärwindung auf beide Seiten ist ebenfalls möglich. In allen Fällen ist die Sekundärwicklung, die vorteilhaft aus A2-Edelstahlblech besteht, aufgrund ihrer geringen Materialstärke von weniger als einem Millimeter mechanisch zu stützen, da die im Fehlerfall wirkenden Lorentzkräfte sie zeitweise von der Primärwindung abstoßen. Die Primärwindung ist aufgrund ihres größeren Querschnitts und der kurzen Einwirkzeit in der Regel selbsttragend und muss daher nicht zusätzlich mechanisch abgefangen werden. Geringfügige elastische und plastische Verformungen sind bei einer begrenzten Anzahl an Fehlerereignissen in der Regel tolerierbar, so dass die Bauteile nach einem Stoßstromereignis wiederverwendet werden können.

Bei einer äußeren Anordnung der Sekundärwindung ist eine mechanische Stabilisierung mittels eines Zylinders aus faserverstärktem Kunststoff vorteilhaft. In diesem Fall befinden sich die Anschlüsse der Primärwindung auf der Innenseite oder ragen seitlich heraus. Befindet sich die Sekundärwicklung auf der Innenseite, so ist sie ebenfalls mechanisch durch einen elektrisch nicht leitfähigen Träger zu stabilisieren. Zwischen Primär- und Sekundärwindung befindet sich eine Schicht aus elektrisch isolierendem Material, das dem im Fehlerfall auftretenden Temperaturanstieg der Sekundärwicklung in der Größenordnung einiger hundert Kelvin und vorübergehender Druckbelastung standhalten muss. Im Sinne einer geringen Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung sollten beide deckungsgleich und mit einem möglichst geringen Isolationsabstand ausgeführt sein. In der Praxis ist mit einer Stärke des Isolationsmaterials von ca. 0,5 mm zu rechnen.

Einen RL-Transformator mit einer Primär- und einer Sekundärwindung zeigt Abbildung 4.2. Es handelt sich um eine Ausführung mit innenliegendem Widerstandsblech, welches durch einen DN400-Rohrabschnitt aus GFK gestützt wird. Das Widerstandsblech mit einem Querschnitt von 125 mm x 0,8 mm ist auf das GFK-Rohr aufgespannt und punktverschweißt.

Die Primärwicklung mit einem Durchmesser von ca. 415 mm besteht aus zwei Halbschalen, die aus Leitschienen mit einem Querschnitt von 125 mm x 4 mm geformt sind. Das Isolationsmaterial zwischen den Wicklungen besteht aus 2 Lagen Glimmerisolation mit einer Stärke von jeweils 0,25 mm. Der Versuch erfolgt mit dem 9,5mF/5,5kV-Referenzzwischenkreis. Das Einschalten erfolgt mit Hilfe von zwei in Reihe geschalteten Thyristoren T1750N45, der Wert der Parallelinduktivität des RL-Transformators beträgt ca. 600 nH.



Abb. 4.2: RL-Transformator mit einer Windung und innenliegender Widerstandswicklung auf Trägerzylinder

Das Messdiagramm in Abbildung 4.3 zeigt die Verläufe des Gesamtstroms, des induktiven Anteils und des daraus berechneten ohmschen Anteils sowie die über dem RL-Transformator gemessene Spannung. Der Gesamtstrom wird am Übergang von Zwischenkreis zu Versuchsaufbau ermittelt. Der induktive Anteil wird durch eine gemeinsame Messung des Stroms durch Primär- und Sekundärwicklung bestimmt, da sich der transformierte Stromanteil mit dem gegenläufigen Sekundärstrom bei der Messung aufhebt.

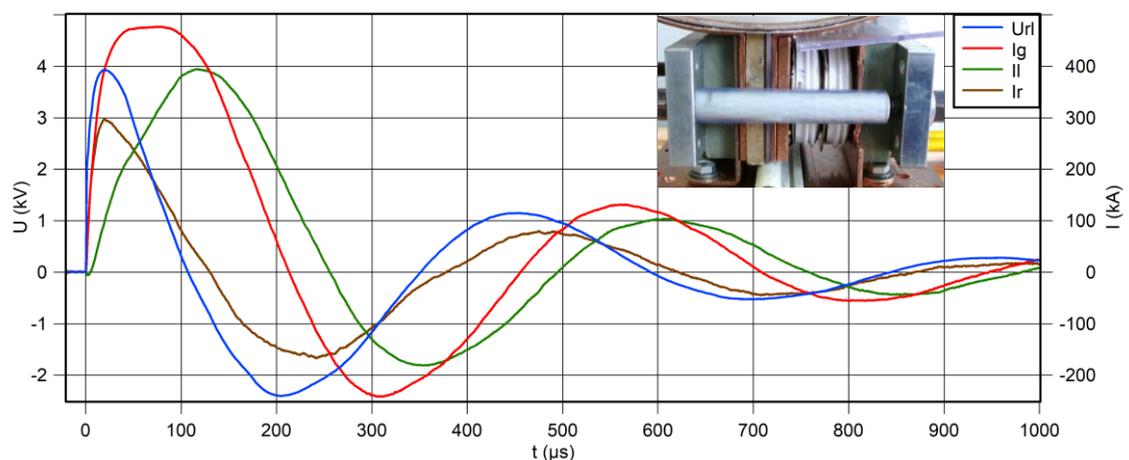


Abb. 4.3: Spannung U_H über RL-Transformator, Gesamtstrom I_g , induktiver Stromanteil I_l , Sekundärstrom I_r

Es ist erkennbar, dass der Gesamtstrom am ersten Scheitelwert eine Abflachung aufweist und die Spannung über dem RL-Transformator mit dem berechneten Strom der Widerstandswicklung nicht in Phase ist. Im Bereich des Spannverbandes weist die Primärwicklung eine mit Isolationsmaterial gefüllte Lücke von ca. 25 mm auf (siehe eingebettetes Bild in Abb. 4.3), durch welche die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung beeinträchtigt wird. In diesem Bereich befinden sich die Tastköpfe für die Spannungsmessung und die Stromwandler. Es ist zu vermuten, dass durch die Überlagerung mit dem entgegengerichteten Magnetfeld der durchgehenden Sekundärwicklung induktive Einkopplungen auftreten, welche die Messung beeinträchtigen. Die Problematik von möglichen störenden Einkopplungen besteht bei allen Messungen dieser Arbeit, sie tritt bei diesem Versuch jedoch besonders in Erscheinung. Am Gesamtverlauf der Messung ist erkennbar, dass die Abstimmung von Induktivität und Widerstand im RL-Transformator nicht optimal ist. Der Wert des Widerstandes ist für eine optimale Dämpfung des Ausschwingvorgangs um etwa 20 % zu groß.

4.3 Kompakter RL-Transformator mit integrierter Sekundärwicklung

Durch die Erhöhung der Windungszahl ist es möglich, den Platzbedarf des RL-Transformators zu verringern und auf eine zusätzliche mechanische Stützung der Widerstandswicklung zu verzichten. Bei einer Ausführung mit zwei Primärwindungen lässt sich das Widerstandsblech so zwischen den beiden Lagen anordnen, dass die mechanische Abstützung der Widerstandswicklung über die Primärwicklung erfolgen kann. Bei dieser Variante kreuzen sich die Strompfade von Primärwicklung und Sekundärwicklung. Eine galvanische Trennung zwischen beiden Wicklungen liegt somit nicht mehr vor. Bei dem sich ergebenden Windungsverhältnis mit $n_1/n_2 = 2$ werden die elektrischen Größen entsprechend transformiert. Da sich durch die Transformation der optimale Widerstandswert der Sekundärwicklung im Vergleich zur Ausführung mit einer Primärwindung auf ein Viertel reduziert und die Länge bzw. der Umfang den halben Wert aufweisen, ist die Materialstärke der Sekundärwindung entsprechend größer und gewährleistet damit eine höhere mechanische Stabilität.

Die Kontaktierung zwischen Edelstahlblech und Kupferwicklung ist durch Pressen der Lagen in einem Spannverband oder flächiges Verlöten bzw. Schweißen sicherzustellen. Der Spannverband verhindert darüber hinaus das Öffnen bzw. Abwickeln der Windungen bei einem Stoßstromereignis. Ein Vorteil neben der selbsttragenden Bauweise ist der deutlich verringerte Platzbedarf im Vergleich zum RL-Transformator mit einer Primärwindung in Verbindung mit niedriger Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung.

Bei passender mechanischer und thermischer Auslegung kann diese Version des RL-Transformators mehrfach durch Stoßstromereignisse belastet werden. Durch die nicht zu vermeidenden geringfügigen plastischen Verformungen von Primär- und Sekundärwindungen bei jeder Stoßstrombelastung können sich die Spaltmaße zwischen Primär- und Sekundärwicklung vergrößern. Dies führt zu einem Anstieg der Streuinduktivität des RL-Transformators bei jedem Stoßstromereignis. Die Abbildungen 4.4a und 4.4b zeigen die prinzipielle Anordnung von Windungen und Anschlüssen sowie das Ersatzschaltbild. Die Bilder 4.4c und 4.4d zeigen die Einzelteile eines Musters mit zugehörigen Anschlussbereichen und die Überlappung der Windungen am Kreuzungspunkt.

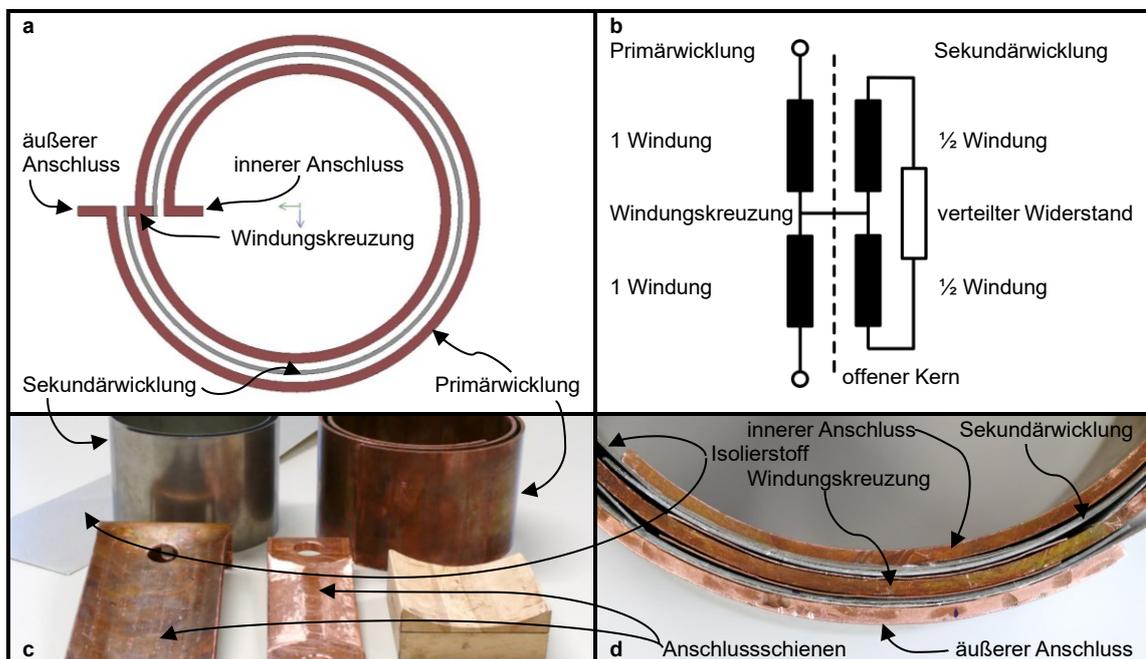


Abb. 4.4: Aufbauprinzip RL-Transformator mit Ersatzschaltbild und Beispielausführung

Der Isolierstoff zwischen den Windungen des RL-Transformators wird durch gepulste Druckbelastungen und die Temperaturerhöhung der Sekundärwicklung im Fehlerfall belastet. Im Normalbetrieb bestehen aufgrund des kleinen Spannungsabfalls über den Windungen nur geringe Anforderungen an die Spannungsfestigkeit des Materials, im Fehlerfall jedoch tritt zwischen den Windungen des RL-Transformators ein Spannungsabfall von mehreren Kilovolt auf. Die Widerstandsfähigkeit des Isolierstoffs ist vor allem dann von Bedeutung, wenn der RL-Transformator nicht nur einmalig, sondern mehrfach genutzt werden soll. Dies bedeutet, dass diese Komponente eines Submoduls nicht gemeinsam mit einer ausgefallenen Halbleitereinheit getauscht wird, sondern in der Zwischenkreisverschienung verbleibt und die Funktion der Stoßstrombegrenzung erneut erfüllen kann.

Es finden experimentelle Untersuchungen mit jeweils zwei übereinander gelegten Schichten der Isoliermaterialien Glimmerfolie, FR4 und Aramidpapier statt. Isolierstoff auf Basis von Aramid (Nomex®) kann die Anforderungen weitgehend erfüllen. Abbildung 4.5 zeigt die drei untersuchten Isolierstoffe nach jeweils einer Pulsbelastung. Die zwei Lagen Glimmerfolie mit je 0,25 mm Stärke sind durch die mechanische Belastung vielfach gerissen und nicht für mehrfache Verwendung geeignet. Die untersuchten zwei Lagen FR4 mit jeweils 0,25 mm Dicke weisen durch die Temperatureinwirkung Falten auf. Bei den zwei Lagen Aramidpapier mit je 0,17 mm Stärke ist eine Blasenbildung festzustellen. Ob diese Blasen bei mehrfacher Verwendung die Eigenschaften des Isolierstoffs beeinträchtigen, müssen weitere Untersuchungen zeigen.

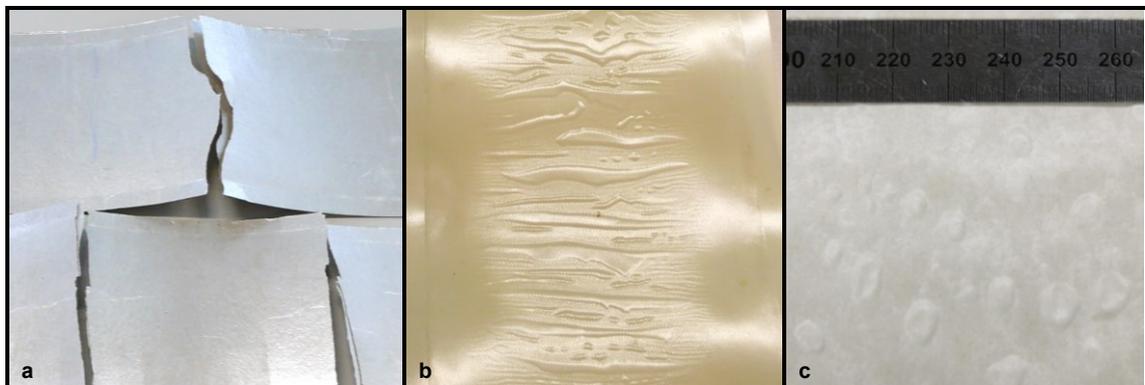


Abb. 4.5: Drei unterschiedliche Isolationsmaterialien nach jeweils einer Anwendung; a: zweilagige Glimmerfolie, b: FR4 zweilagig, c: Nomex® zweilagig

Zur weiteren Verringerung des Platzbedarfes ist es vorstellbar, den RL-Transformator mit mehr als zwei Primärwindungen auszuführen. Dieses Vorgehen erhöht durch den kleineren Umformradius den Herstellungsaufwand, gestaltet die Ausführung der elektrischen Anschlüsse schwieriger und führt zu einer höheren Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Es müssen entsprechend mehr Sekundärwindungen vorgesehen werden, die an unterschiedlichen Stellen die Primärwindung kreuzen. Aufgrund der im Fehlerfall zu erwartenden höheren magnetischen Flussdichten treten mechanische Stabilitätsprobleme und Verformungen stärker in Erscheinung.

Durch das fehlende Kernmaterial und die offene Bauweise verfügt der RL-Transformator über ein ausgeprägtes magnetisches Streufeld. Im Normalbetrieb werden dadurch Wirbelströme in direkt benachbarten metallischen Bauteilen induziert, die auf diese Weise einen Anstieg der Verlustleistung beim Betrieb des RL-Transformators verursachen können. Darüber hinaus kann das Streufeld im Fehlerfall bei in der Nähe angeordneten und nicht ausreichend abgeschirmten elektronischen Baugruppen

Fehlfunktionen verursachen. Die Wirkungen des Streufeldes lassen sich nahezu vollständig unterbinden, wenn der RL-Transformator in der Gestalt eines Torus bzw. Ringkerntransformators ausgeführt wird. Der Herstellungsaufwand für die entsprechend geformte Primärwindung aus massiven Leitschienen erscheint ökonomisch nicht sinnvoll, es ist daher zu untersuchen, ob eine Ausführung mit parallel verbundenen Einzelleitern kleineren Querschnitts die Anforderungen erfüllen kann.

Für die Auswahl von Größe und Form des RL-Transformators sind eine Reihe von Randbedingungen und gegenseitigen Abhängigkeiten zu berücksichtigen. Über den Formfaktor des Querschnitts der Primärwindung ergibt sich mit dem erforderlichen Leiterquerschnitt die Länge des RL-Transformators. Der gewählte Leiterquerschnitt steht nicht nur in Abhängigkeit von Laststrom im Normalbetrieb und zulässiger Stromdichte, sondern kann auch von Erwägungen hinsichtlich der mechanischen Stabilität im Fehlerfall bestimmt sein. Die zulässige Stromdichte im Normalbetrieb ergibt sich aus den Auslegungsfestlegungen zu den erlaubten Kupferverlusten. Da der RL-Transformator mit gepulstem Strom belastet wird und somit Wirbelstromverluste auftreten, sind die Kupferverluste auch vom Formfaktor des Leiters abhängig. Die Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung wird durch den Isolationsabstand und die Überdeckungsfläche der Windungen bestimmt. Weitere Einflussfaktoren für die geometrische Gestaltung sind sowohl der erforderliche Herstellungsaufwand für den RL-Transformator als auch räumliche und konstruktive Einschränkungen für die Einbindung in den Zwischenkreis des Submoduls.

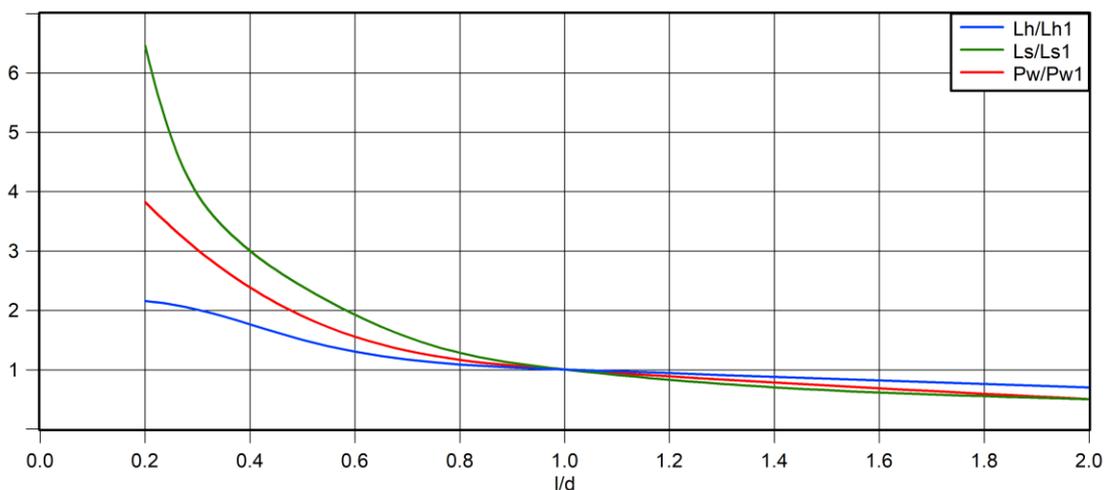


Abb. 4.6: Normalisierte Hauptinduktivität L_h/L_{h1} , Streuinduktivität L_s/L_{s1} und Wirbelstromverluste P_w/P_{w1} als Funktion des Länge-Durchmesser-Verhältnisses l/d

In Abbildung 4.6 ist qualitativ die Abhängigkeit der Hauptinduktivität, der Streuinduktivität zur Sekundärwicklung und der Wirbelstromverluste vom Verhältnis der Länge l des RL-Transformators zu dessen mittlerem Durchmesser d aufgetragen.

Der Leiterquerschnitt der Primärwindung und der mittlere Durchmesser des RL-Transformators sind dabei konstant. Die Darstellung gilt für die Ausführung mit zwei Primärwindungen und einer dazwischen liegenden Sekundärwicklung. Steigt das Längenverhältnis an, nimmt der technische Aufwand für die Integration des RL-Transformators in das Submodul zu, da z.B. die Haltekonstruktion (Spannverband) großräumiger wird. Zusätzlich nimmt die Stromfehlverteilung im Bereich der elektrischen Anschlüsse zu, da die Stromzuführung in der Regel senkrecht zur Stromrichtung der Windungen erfolgt. Der optimale Bereich für die Auslegung des RL-Transformators mit zwei Primärwindungen liegt bei einem Länge-Durchmesser-Verhältnis von $l/d \approx 0,5$ bis 1,5. Kleinere Werte führen zu deutlich steigender Streuinduktivität und höheren Wirbelstromverlusten. Zudem erhöht sich bei kleineren Verhältnissen durch den ungünstigeren Formfaktor des Leitermaterials der Umformaufwand für die Herstellung des RL-Transformators.

4.4 Experimentelle und rechnerische Untersuchungen an einem Muster

Es wird beispielhaft die Auslegung eines RL-Transformators gezeigt, welcher über zwei Primärwindungen und eine Sekundärwicklung verfügt und für den 9,5mF/5,5kV-Referenzzwischenkreis bestimmt ist. Die Halbleiteranordnung für die experimentelle Untersuchung besteht aus zwei in Reihe geschaltete Thyristoren im Scheibenzellengehäuse. Der vorherrschende Betriebsstrom des Zwischenkreises im Normalbetrieb beträgt 1 kA, das Submodul arbeitet mit einer Taktfrequenz von 150 Hz.

Die Randbedingungen entsprechen insoweit der in Kapitel 2 untersuchten Submodulkonfiguration. Die Verlustleistung im Normalbetrieb soll in einer ähnlichen Größenordnung wie bei den untersuchten Hochgeschwindigkeitssicherungen liegen. Aus der Referenzuntersuchung aus Kapitel 2 ist bekannt, dass im Fehlerfall mit einem Stoßstrom einer Amplitude von ca. 1,2 MA zu rechnen ist. Der Stoßstrom soll mit dem RL-Transformator auf einen Wert von höchstens 600 kA begrenzt werden, so dass auch hier die gleiche Reduktion wie mit den Hochgeschwindigkeitssicherungen vorliegt.

Die elektrische Auslegung des RL-Transformators erfolgt wie es in Kapitel 3 für die RL-Kombination beschrieben ist. Mit einer gewählten Hauptinduktivität von 550 nH tritt bei den Magnetisierungen im Normalbetrieb in der Sekundärwicklung eine Verlustleistung von ca. 80 W auf, mit Einbeziehung der Kupferverluste ist bei einer Stromdichte von 2 A/mm² für den gesamten RL-Transformator mit einem Wert von ca. 120 W zu rechnen. Aufgrund experimenteller Einschränkungen darf die Länge des RL-Transformators 150 mm nicht überschreiten.

Die Primärwicklung weist einen Querschnitt von 500 mm^2 auf und soll sich auf einer konventionellen Rollbiegemaschine herstellen lassen, weshalb die Materialstärke auf 4 mm begrenzt ist. So ergibt sich für die Spule eine Länge von 125 mm , die für die geforderte Induktivität bei 2 Windungen einen mittleren Durchmesser von ca. 200 mm aufweist. Die Widerstandswicklung aus A2-Edelstahl wird mit einer Stärke von $1,5 \text{ mm}$ und einer Breite von 125 mm ausgeführt, erreicht so einen Widerstandswert von 2 Milliohm und wird innerhalb der Primärwicklung platziert.

Der über das Windungsverhältnis transformierte und parallel zur Primärwicklung wirkende Widerstand entspricht somit 8 Milliohm , so dass für diese Auslegung ein Gütefaktor von $Q = 1,05$ vorliegt. In den Bereichen der Überschneidung von Primär- und Sekundärwicklung erfolgt ein Ausgleich der Stärke des Isolationsmaterials durch $0,5 \text{ mm}$ starkes Kupferblech, so dass eine gleichmäßige Kontaktierung erreicht wird. Zur Vermeidung von Überschlügen steht das Isoliermaterial auf jeder Seite aus dem RL-Transformator heraus. Ein Spannverband presst Windungen, Windungskreuzung und Anschlussschienen zusammen und fixiert auf der Innenseite des RL-Transformators die zwei in Reihe geschalteten Thyristoren.

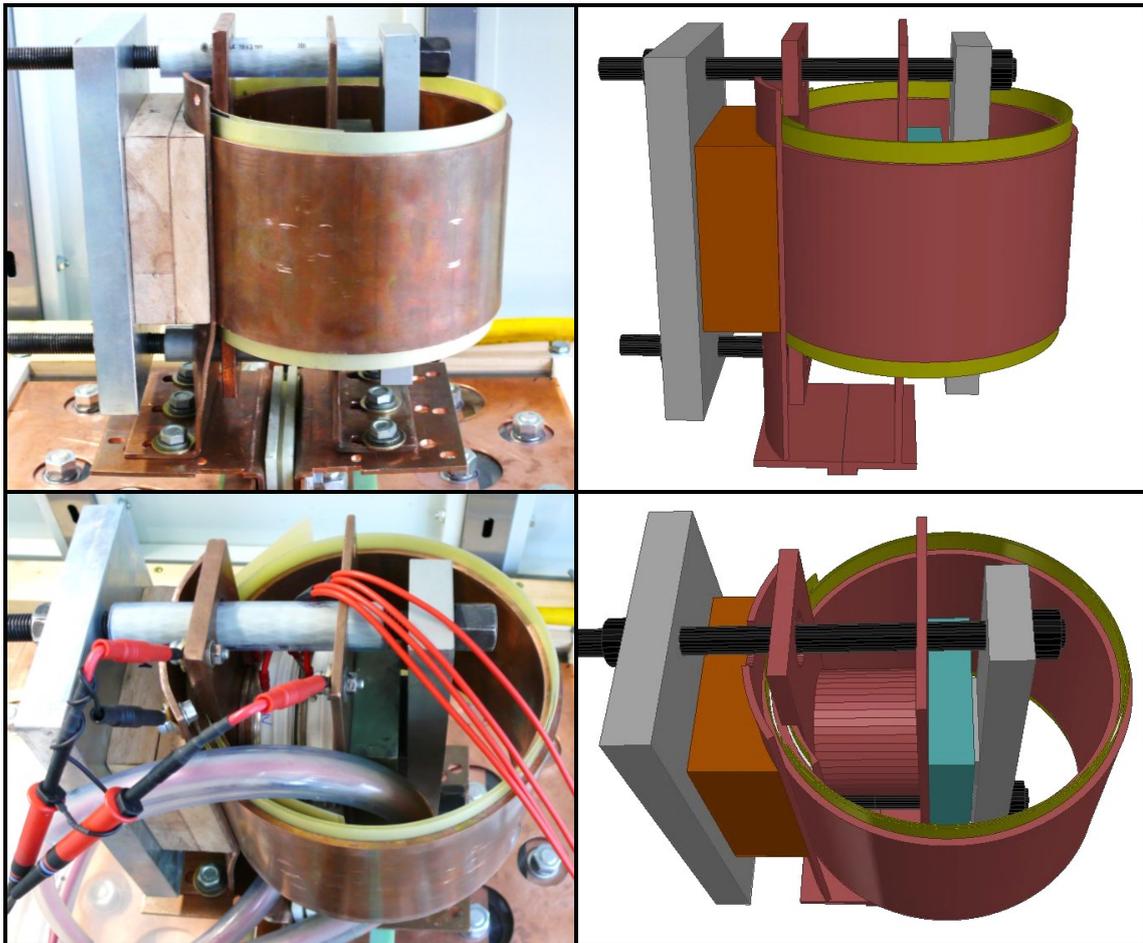


Abb. 4.7: Prüfling im Experiment (links); Geometriemodell für die Simulation (rechts)

Parallel zur experimentellen Untersuchung erfolgt ein Abgleich des elektrischen und mechanischen Verhaltens in Ansys Maxwell bzw. der Transienten Strukturmechanik. Abbildung 4.7 zeigt verschiedene Ansichten von Versuchsaufbau und Simulationsmodell. Für die kommerzielle Anwendung ist die mehrfache Verwendbarkeit des RL-Transformators von Bedeutung. Die plastische Verformung durch ein Stoßstromereignis darf den RL-Transformator daher nicht unbrauchbar werden lassen.

4.4.1 Elektrisches Verhalten

Die Messung des Gesamtstroms erfolgt mit Hilfe einer Rogowskispule außerhalb des RL-Transformators an einer zuführenden Stromschiene. Der induktive Anteil des Stroms in der Primärwicklung wird unter Berücksichtigung der Windungszahl mit einem um das Wicklungspaket gelegten Stromwandler ermittelt. Dessen aufgespannter Bereich wird vom Gesamtstrom und dem Strom der Sekundärwicklung durchflossen. Der in die Widerstandswicklung transformierte Anteil hebt sich mit dem entsprechenden Anteil innerhalb des Gesamtstroms auf. Dadurch wird bei dieser Messung nur der induktive Anteil erfasst. Der Strom in der Sekundärwicklung ergibt sich als Differenz aus Gesamtstrom und induktivem Anteil unter Beachtung des Windungsverhältnisses von zwei zu eins.

Die Strom- und Spannungsverläufe des Experiments sind in den Diagrammen in Abbildung 4.8 aufgetragen. Der Stromverlauf I_r der Sekundärwicklung ist mit invertiertem Vorzeichen dargestellt, so dass die Darstellung mit der Spannung U_H in Phase ist. Im oberen Diagramm ist zu erkennen, dass ab etwa $70 \mu\text{s}$ die Verläufe des Stroms I_r in der Sekundärwicklung und der Spannung U_H über dem RL-Transformator nahezu deckungsgleich sind, im Bereich um ca. $30 \mu\text{s}$ ist der Strom in Relation zur Spannung mit den gewählten Diagrammeinstellungen höher. Dies ist darauf zurückzuführen, dass sich im Verlauf des Stoßstromereignisses die Temperatur der Widerstandswicklung durch die umgesetzte Energie um ca. 200 K erhöht und sich durch den positiven Temperaturkoeffizienten des Materials der wirksame Widerstand vergrößert.

Die in der Widerstandswicklung umgesetzte Energie erreicht einen Wert von 102 kJ , der Gesamtumsatz des RL-Transformators beträgt 113 kJ . Dies entspricht 78% der anfänglich im Zwischenkreis gespeicherten Energie. Das Lastintegral wird mit einer Höhe von $38 \text{ MA}^2\text{s}$ auf 35% des Wertes der Referenzmessung reduziert, die Amplitude des Stoßstroms erreicht mit 580 kA die Hälfte des Referenzwertes. Der Wert der Hauptinduktivität fällt mit 570 nH geringfügig höher als in der Auslegung aus. Das untere Diagramm in Abbildung 4.8 zeigt den Verlauf von Gesamtstrom I_g und Spannung U_H in den ersten $4 \mu\text{s}$ und dient der Bestimmung der Streuinduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung.

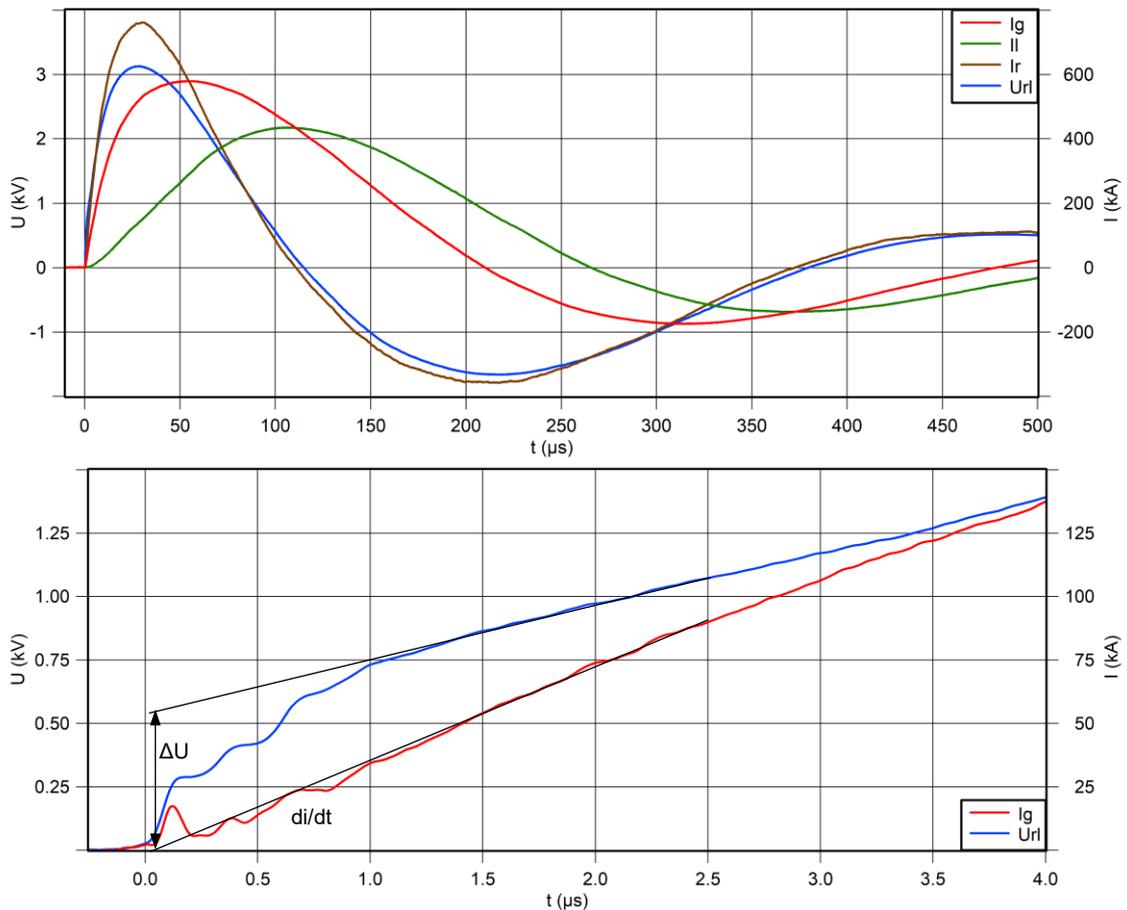


Abb. 4.8: Strom- und Spannungsverläufe des RL-Transformators beim Stoßstromereignis; oben: Spannung über dem RL-Transformator U_{rl} , Sekundärstrom I_r mit umgekehrtem Vorzeichen, induktive Komponente des Primärstroms I_l , I_g Gesamtstrom; unten: Bestimmung der Streuinduktivität aus Stromanstieg und Spannungsabfall

Für den Prüfling handelt es sich um die fünfte Untersuchung des Stoßstromverhaltens, sodass bereits plastische Verformungen vorliegen. Da sich die für das Einschalten verwendeten Thyristoren nicht wie ein idealer Schalter verhalten und durch kapazitive Beläge der Spannungsanstieg in diesem Zeitbereich der Messung mit einem Tiefpassverhalten erfasst wird, erfolgt eine Regression zur Bestimmung des Einschaltspannungsabfalls ΔU zu 550 V bei einem Stromanstieg von $di/dt = 37 \text{ kA}/\mu\text{s}$ im Einschaltmoment. Die auf diese Weise zu ca. 15 nH bestimmte Streuinduktivität liegt für das Muster in einer vertretbaren Größenordnung.

4.4.2 Mechanisches Verhalten

Für die rechnerische Untersuchung des mechanischen Verhaltens werden mit Ansys Maxwell die aggregierten magnetischen Volumenkräfte bestimmt, die auf die Schalen eines parallel zur Rotationsachse halbierten RL-Transformators im Falle eines Stoßstromereignis einwirken. Die auf diese Weise ermittelten Kräfte wirken senkrecht zu den zwei pro Schale vorhandenen Schnittflächen und lassen die dort über den Querschnitt gemittelten Belastungen bestimmen.

Anhand der Verläufe lässt sich erkennen, dass sich die auf die einzelnen Windungen wirkenden Kräfte teilweise gegenseitig aufheben, so dass sich ein Effekt gegenseitiger mechanischer Stützung ausnutzen lässt. Allerdings gilt dies für die praktische Anwendung nur dann, wenn die Kräfte die Windungen aufeinander zutreiben, so dass die Stützung über die Kompression des dazwischen befindlichen Isolationsmaterials erfolgt. Für den entgegengesetzten Fall müssen die Windungen zugfest, elektrisch isolierend und thermisch hoch belastbar verbunden sein, was sich in der Praxis nicht mit vertretbarem Aufwand umsetzen lässt.

Abbildung 4.9 zeigt die Verläufe der Krafteinwirkung während eines Stoßstromereignisses auf die Halbschalen der inneren sowie äußeren Primärwicklung und der dazwischen liegenden Sekundärwicklung. Die Darstellung bezieht sich auf eine Richtungskomponente, positive Werte bewirken Druckspannungen in den Schnittflächen, d.h. die Kraft ist auf den gegenüberliegenden Teil des RL-Transformators gerichtet. Den höchsten Zugkräften ist die innere Primärwicklung ausgesetzt, wobei über den Querschnitt gemittelt kurzzeitig Spannungen von 330 MPa auftreten. Selbst bei dieser Vereinfachung mit einem Durchschnittswert, welcher die höheren Belastungen in den Randbereichen der Windung nicht berücksichtigt, wird der Wert der Zugfestigkeit in Höhe von 300 MPa überschritten. Die plastische Verformung in den hoch belasteten Bereichen und der damit einhergehende Spannungsabbau bzw. -ausgleich, der Stützungseffekt der äußeren Windungen sowie der hemmende Einfluss der Massenträgheit bewirken, dass kein Materialversagen auftritt. Die Sekundärwicklung ist für diese Simulation mit einem Edelstahlblech der Stärke 1,25 mm ausgeführt, in welcher maximal eine mittlere Zugspannung von 320 MPa auftritt. Aufgrund der höheren Zugfestigkeit von Edelstahl besteht hier keine kritische Belastung.

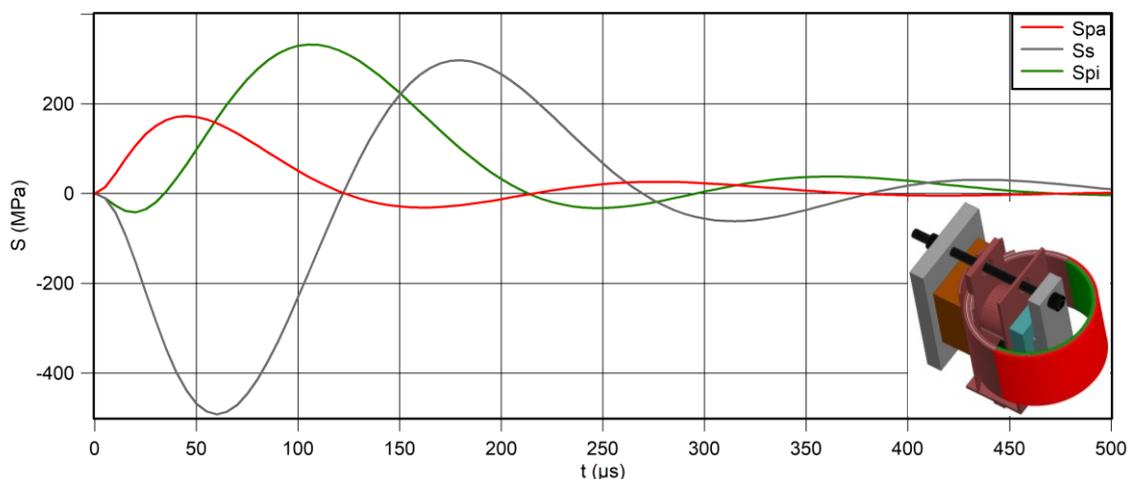


Abb. 4.9: Über den Querschnitt gemittelte Materialspannungen: S_{pa} Primärwicklung außen (rot), S_{pi} Primärwicklung innen (grün), S_s Widerstandswicklung (grau); positive Werte sind Zugspannungen

Die mechanischen Eigenschaften von Kupfer sind aufgrund der Kaltverfestigung abhängig von der vorherigen Bearbeitung und lassen sich für die betrachtete Konstruktion nur abschätzen. Für halbhartes Kupfer (R240), wie es für Stromschienen Verwendung findet, lässt sich eine Zugfestigkeit von ca. 300 MPa annehmen. Im inneren Teil der Primärwicklung werden zeitweise Spannungen von 330 MPa erreicht und damit die Zugfestigkeit überschritten. Da die Kraft jedoch nach außen wirkt, kann ein Teil der Belastung von den anliegenden und sich weiter außen befindlichen weiteren Wicklungen abgefangen werden. Die Gesamtbelastung ist bei Einbeziehung aller Windungen unkritisch. Dennoch ist mit einer bleibenden Verformung vor allem der inneren Windung zu rechnen, da aufgrund von Massenträgheit, Luftspalten und in Ermangelung einer festen Verbindung zwischen den Windungen kein vollständiger Belastungsausgleich zwischen den Schalen erfolgen kann.

Der RL-Transformator soll sich beim kommerziellen Einsatz im Submodul eines MMC mehrfach für die Stoßstrombegrenzung im Fehlerfall nutzen lassen, d.h. er verbleibt nach einem Stoßstromereignis unverändert im Zwischenkreis und gewährleistet weiterhin die strombegrenzende Funktion. Eine plastische Verformung der Wicklungen und der zuführenden Stromschienen lässt sich bei wirtschaftlichem Materialeinsatz nicht vollständig vermeiden. Die Verformungen dürfen weder die mechanische Stabilität gefährden, noch die elektrischen Eigenschaften des RL-Transformators beeinträchtigen. Das Isolationsmaterial zwischen den Windungen wird bei einem Stoßstromereignis einer starken mechanischen und thermischen Belastung ausgesetzt. Es wird angenommen, dass während der Gesamtlebensdauer des MMC bei einzelnen Submodulen bis zu drei Stoßstromereignisse auftreten können.

Für die Überprüfung des mechanischen Zustandes des RL-Transformators nach der Einwirkung von drei Stoßstromereignissen erfolgt eine Untersuchung in der Transienten Strukturmechanik von Ansys Workbench mit einem Vergleich zu experimentellen Ergebnissen. Die Modellerstellung für die strukturmechanische Simulation gestaltet sich im Vergleich zu den in vorangegangenen Kapiteln gezeigten Untersuchungen aufgrund der erforderlichen Randbedingungen anspruchsvoller. Der RL-Transformator kann nicht als ein fester Verbund der einzelnen Windungen bzw. Schichten simuliert werden, da sich die Windungen in zeitlicher Abhängigkeit sowohl abstoßen als auch anziehen und sich damit unterschiedlich verformen. In der Simulation entfernen sich die einzelnen Lagen daher zeitweise voneinander und prallen wie in der Realität anschließend zusammen. Dabei kann innerhalb der Vernetzung ein Prellen als auch ein Durchdringen der Vernetzungselemente auftreten, wobei aufgrund des Erreichens unzulässiger Parameter ein Abbruch der Simulation eintreten kann.

Die Randbedingungen für das Dämpfungs- und Eindringverhalten in den problematischen Bereichen sind daher entsprechend anzupassen. Abbildung 4.10 zeigt die simulierten Verformungen nach drei aufeinanderfolgenden Belastungsfällen und zum Vergleich die Verformungen aus dem Experiment.

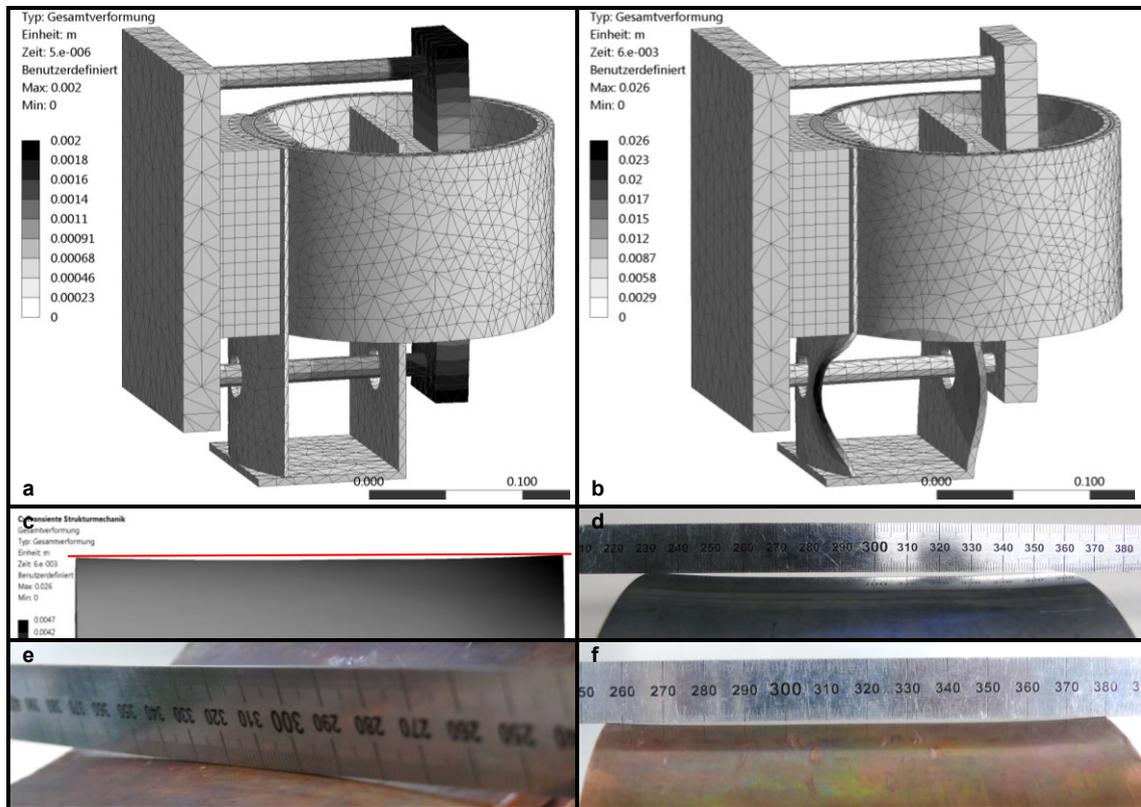


Abb. 4.10: RL-Transformator vor und nach dreimaliger Beanspruchung in Simulation und Experiment; a: im vorgespannten Zustand, b: simulierte Verformung nach 3 Stoßstromereignissen, c: simulierte Verformung Sekundärwicklung, d: Verformung Sekundärwicklung im Experiment, e: Verformung Primärwicklung innen, f: Verformung Primärwicklung außen

Das Stoßstromereignis kann nach 1 ms als beendet betrachtet werden. In der mechanischen Simulation wird bis zur nächsten Belastung eine zusätzliche Pause von 1 ms für mechanische Beruhigungsvorgänge vorgesehen. Die importierten Körperkraftdichten aus Maxwell beziehen sich bei jedem Ereignis auf das unverformte Modell, da die mechanischen Auslenkungen keine signifikanten Änderungen der elektrischen Größen erwarten lassen. Die relative zusätzliche plastische Deformation wird bei jedem zusätzlichen Stoßstromereignis kleiner. Bei sehr vielen Belastungsfällen wird daher ein quasistationärer Verformungszustand erreicht. Dies ist ebenfalls im Experiment zu beobachten. Nach fünf Experimenten mit der gleichen Primärwicklung bzw. auch der Drossel im Fall der elektrisch gekoppelten RL-Kombination ist keine weitere signifikante zusätzliche Verformung der Prüflinge feststellbar.

4.4.3 Wechselwirkung mit benachbarten Metallkomponenten

Der RL-Transformator sendet sowohl im Normalbetrieb als auch beim Fehlerfall magnetische Felder aus, die in elektrisch leitenden benachbarten Komponenten innerhalb und außerhalb des Submoduls Wirbelströme induzieren und durch ihre Wechselwirkung das elektrische und mechanische Verhalten des RL-Transformators beeinflussen können.

Die Wechselwirkungen werden rechnerisch an der beispielhaften Anordnung einer Metallplatte aus A2-Edelstahl und Aluminium untersucht, die in unterschiedlichen Abständen und Positionen zum RL-Transformator angeordnet sind. Diese Metallplatten sollen benachbarte Konstruktionskomponenten, wie zum Beispiel die Außenhaut des Zwischenkreiskondensators, das Gehäuse der Halbleiterzelle oder den Halbleiterkühlkörper, symbolisieren. Dabei wird ferner ermittelt, wie groß der Einfluss der spezifischen elektrischen Leitfähigkeit σ der verwendeten Materialien auf die Wechselwirkungen ist. Dazu erfolgt die Berechnung sowohl mit dem weit verbreiteten Konstruktionsmaterial A2-Edelstahl mit einer spezifischen Leitfähigkeit von $\sigma = 1,4 \text{ MS/m}$, als auch mit einer Aluminiumlegierung mit einem Wert von $\sigma = 35 \text{ MS/m}$.

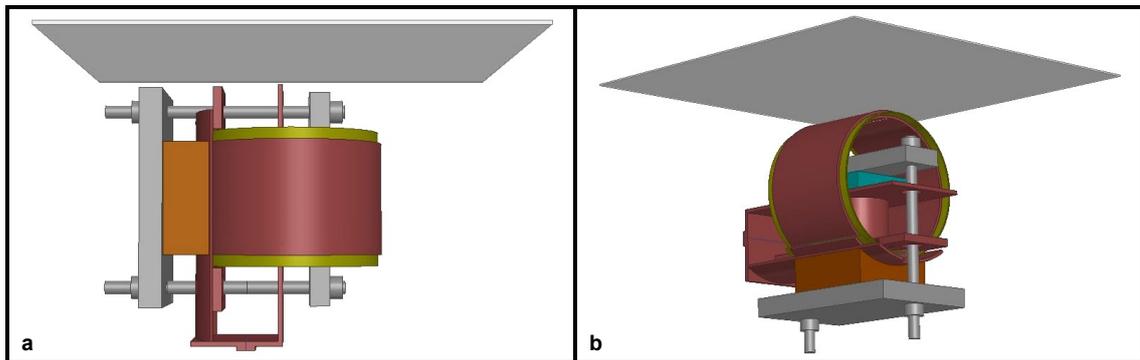


Abb. 4.11: Anordnung der Metallplatte relativ zum RL-Transformator; senkrecht (a) bzw. parallel zur Achse (b)

Die Metallplatten werden für die Untersuchung wie in Abbildung 4.11 senkrecht zur Achse des RL-Transformators in einem lichten Abstand von 100 mm positioniert, sowie parallel zur Achse im Abstand von 50 mm zur Primärwindung angeordnet. Diese Werte erscheinen sinnvoll als Mindestabstände unter Berücksichtigung der Zugänglichkeit für die Montage und Reserven für Isolationsabstände. Die Abmessungen der Metallplatten betragen 500 mm x 500 mm x 4 mm. Die Simulation des RL-Transformators erfolgt mit der Geometrie des Versuchsaufbaus. Die Ein- und Ausleitung des Stroms erfolgt daher auf der gleichen Seite und nicht so, wie es in einer kommerziellen Anwendung auf gegenüberliegenden Seiten vorteilhaft ist, wenn der RL-Transformator zwischen Kondensator und IGBT-Zelle positioniert wird.

Daraus folgt, dass die Stromdichte innerhalb des RL-Transformators nicht symmetrisch ausgebildet ist und die damit ermittelten Verlustleistungen geringfügig höher sind, als es bei einer optimalen Einbindung in den Zwischenkreis der Fall ist.

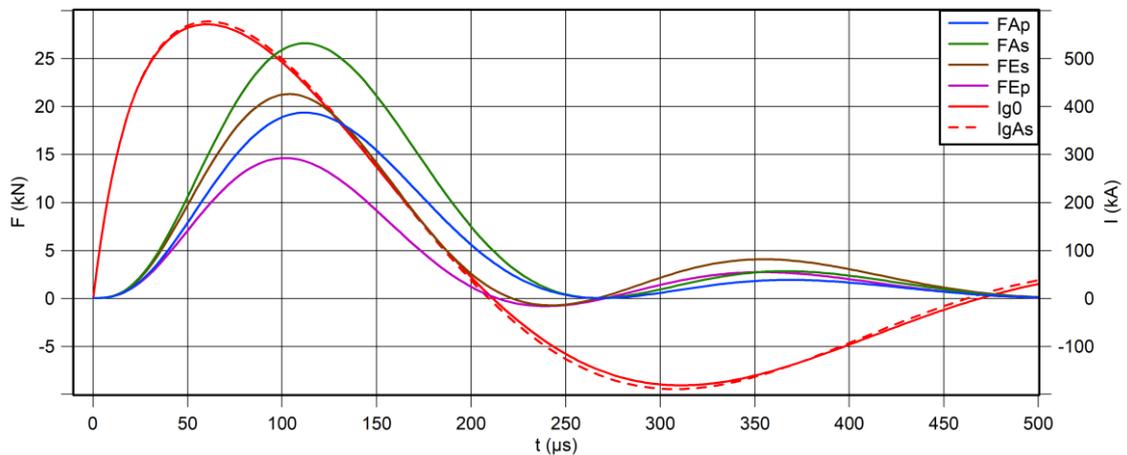
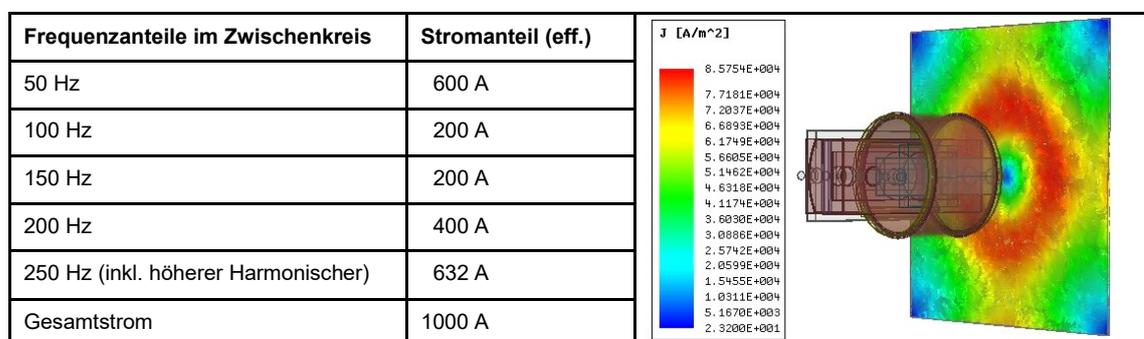


Abb. 4.12: Fehlerstrom I_{g0} bzw. I_{gAs} des RL-Transformators und Kraftwirkung auf Metallplatten; Anordnung der Platten in Bezug auf die Achse des RL-Transformators: A_p bzw. A_s : Aluminiumplatte parallel bzw. senkrecht, E_p bzw. E_s : Edelstahlplatte parallel bzw. senkrecht

Der Verlauf des Fehlerstroms wird durch die Anwesenheit der Metallplatten geringfügig beeinflusst. In Abbildung 4.12 sind die Stromverläufe des RL-Transformators ohne Metallplatte I_{g0} und mit der Aluminiumplatte I_{gAs} senkrecht zur Achse dargestellt. Diese beiden Verläufe zeigen die größte Differenz des Stromverlaufs der untersuchten Fälle. Die Kraftverläufe zeigen Abstoßung und Anziehung senkrecht zur Ebene der Metallplatten, positive Werte bedeuten Abstoßung.

Für die Wechselwirkung im Normalbetrieb ist von Bedeutung, dass in der Metallplatte Wirbelströme induziert werden, die zusätzliche Verlustleistung hervorrufen. Als Beispiel für den Betriebsstrom im Normalbetrieb dient das Stromspektrum in Tabelle 4.13. Auf der rechten Seite ist eine zugehörige Wirbelstromverteilung in der senkrecht angeordneten Edelstahlplatte ersichtlich.



Tab. 4.13: Stromspektrum des MMC-Zwischenkreises und Wirbelströme in senkrecht angeordneter Edelstahlplatte

Das Spektrum ist abgeleitet aus dem Normalbetrieb eines kommerziellen MMC, berücksichtigt Stromanteile bis 250 Hz und kann damit die höherfrequenten Komponenten, welche durch die Kommutierungsvorgänge hervorgerufen werden, nicht ausreichend abbilden. Abbildung 4.14 zeigt in einem 20 Millisekunden dauernden Ausschnitt des verwendeten Stromspektrums die Verläufe des Zwischenkreisstroms I_g , des dabei auftretenden Spannungsabfalls U_g über dem RL-Transformator, des zugehörigen Stroms I_r in der Sekundärwicklung und der Gesamtverlustleistung P_g des RL-Transformators.

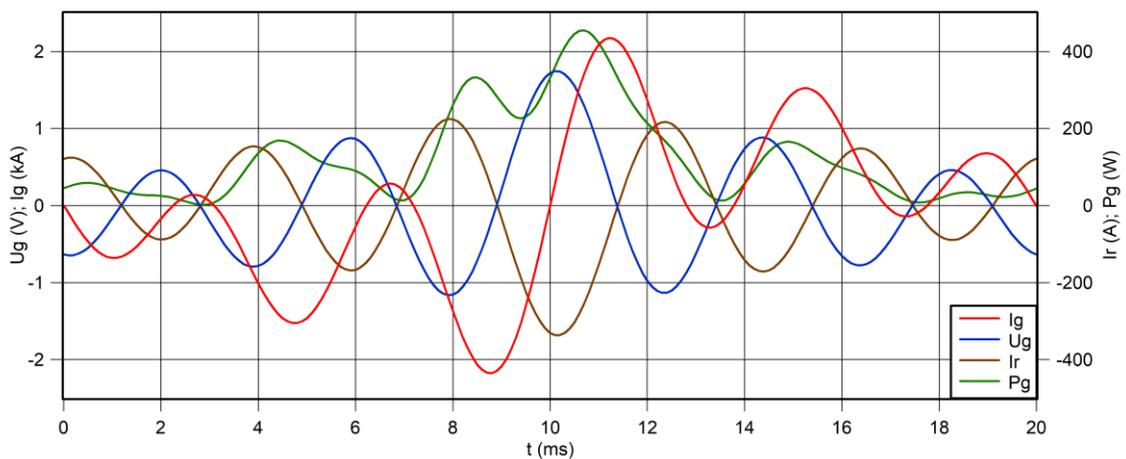


Abb. 4.14: Verläufe von Laststrom I_g , Spannungsabfall U_g , Sekundärstrom I_r und Gesamtverlustleistung P_g

Gerade die höherfrequenten Anteile rufen durch Skin- und Proximity-Effekt die wesentlichen Wirbelstromverluste hervor. Da hierzu keine Daten für das Auslegungsbeispiel vorliegen, wird zusätzlich der Fall untersucht, dass der Strom im Zwischenkreis des Submoduls einen rechteckförmigen Verlauf mit einer Grundfrequenz von 150 Hz und die Flanken eine Steilheit von 1 kA/ μ s aufweisen. Diese Untersuchung findet für den RL-Transformator ohne Blechplatte statt, da die ermittelten Werte für eine Veranschaulichung des Effektes ausreichend sind. In Tabelle 4.15 sind die zu erwartenden Verlustleistungen in den Komponenten des RL-Transformators und der Blechplatte beim gegebenen Stromspektrum aufgeführt.

Modell	Verlustleistung in Komponenten
RL-Transformator Referenz	Primärstromkreis 76 W, Sekundärwicklung 43 W, Spannverband 3 W
Edelstahlplatte senkrecht	3,8 W
Aluminiumplatte senkrecht	1,5 W
Edelstahlplatte parallel	1,7 W
Aluminiumplatte parallel	1,2 W
RL-Transf. rechteckförmiger Strom	Primärstromkreis 84 W, Sekundärwicklung 202 W, Spannverband 6 W

Tab. 4.15: Verlustleistung im Normalbetrieb in RL-Transformator und benachbarten Komponenten, der Primärstromkreis umfasst die Primärwicklung und die Leitschienen für die Stromzufuhr

Für den RL-Transformator und den Spannverband ist die für den rechteckförmigen Stromverlauf bestimmte Verlustleistung zum Zwecke des Vergleichs mit enthalten. Die Verlustleistung des RL-Transformators umfasst auch die Verluste der Leitschienen, welche im Simulationsmodell bzw. in Abb. 4.11 mit enthalten sind.

4.5 Erkenntnisse

Die induktiv gekoppelte RL-Parallelschaltung in Gestalt des RL-Transformators stellt eine Weiterentwicklung der elektrisch parallel geschalteten RL-Kombination dar. Besonders in der Ausführung mit zwei Primärwindungen und einer Sekundärwindung bietet der RL-Transformator einen ausgewogenen Kompromiss zwischen beanspruchtem Bauraum, Streuinduktivität und mechanischer Stabilität. Der RL-Transformator lässt sich frei skalieren und mit geringem Aufwand über die Stromschienen kühlen.

Die Widerstandswicklung wird bevorzugt aus A2-Edelstahl hergestellt, lässt sich über die großflächig thermisch angebundene Primärwicklung kühlen und muss nicht zusätzlich mechanisch gestützt werden. Eine mehrfache Verwendung des RL-Transformators ist unter geringfügiger Vergrößerung der Streuinduktivität möglich. Die Reduktion von Stoßstrom und Lastintegral ist vergleichbar mit den Ergebnissen der RL-Kombination. Beim Auslegungsbeispiel lässt sich die Amplitude des Fehlerstroms um ca. 50 % und die Höhe des Lastintegrals um ca. 65 % reduzieren.

Eine durch thermische und mechanische Einwirkung hoch beanspruchte Komponente des RL-Transformators stellt das Isoliermaterial zwischen Primär- und Sekundärwicklung dar. Für eine Mehrfachnutzung des RL-Transformators muss der zu wählende Isolierstoff ausreichend getestet werden. Aramidpapier erscheint insbesondere dann als Isoliermaterial geeignet, wenn es für eine hohe Betriebssicherheit mehrlagig eingesetzt wird.

Wie die Drossel der RL-Kombination sendet der RL-Transformator Magnetfelder aus, die zu Wechselwirkungen mit benachbarten Metallteilen in Form von Wirbelströmen und Stromkräften führen können. Vergleichbar mit der RL-Kombination sind die Verluste im normalen Betrieb abhängig von Schaltfrequenz und Oberwellengehalt des Zwischenkreisstroms. Der RL-Transformator ist daher wie die RL-Kombination für langsam taktende Stromrichter mit Schaltfrequenzen bis in den unteren dreistelligen Frequenzbereich geeignet.

5 Zusatzbeschaltungen für den IGBT-Explosionsschutz

5.1 Untersuchungsansatz

Die in Kapitel 3 und 4 vorgestellten Lösungen zur Stoßstrombegrenzung in Form von RL-Kombination bzw. RL-Transformator erscheinen für die Nutzung als Explosionsschutz für IGBT-Module als nicht ausreichend. Es sind alternative elektrische Zusatzbeschaltungen erforderlich, da in IGBT-Modulen der Energieumsatz im Fehlerfall höher als bei der Verwendung von Halbleitern im Scheibenzellengehäuse ist und Modulgehäuse weniger mechanisch belastbar sind. Die Explosionswirkung versagender IGBT-Module ist nicht allein mit dem Lastintegral zu beschreiben. Die im Lichtbogen umgesetzte Energie ist für die Quantifizierung des Explosionsverhaltens nicht vernachlässigbar. Neben dem Stoßstrom ist daher im Fehlerfall ebenso der Energieumsatz im versagenden IGBT-Modul zu reduzieren. In diesem Kapitel werden passive und aktive elektrische Zusatzbeschaltungen für den Explosionsschutz von IGBT-Modulen validiert. Die experimentellen Untersuchungen finden mit dem 13mF/4kV-Referenzzwischenkreis statt.

Für die Explosion von IGBT-Modulen sind zwei Effekte verantwortlich, die bei einem Fehlerereignis in Kombination auftreten und je nach Spannungsklasse und Modulaufbau eine unterschiedlich starke Ausprägung aufweisen. Zum einen handelt es sich um die Lorentzkraft, die bei einem Stoßstromereignis auf die interne Leiterstruktur des Moduls einwirkt, zum anderen ist es der Gasdruck, der sich durch das Verdampfen und Zersetzen von Materialien infolge von Lichtbögen aufbaut. Die Wirkung der magnetischen Kraftkomponente wird in [ICTM18] für ein IGBT-Modul der gleichen Gehäusegröße wie in diesem Kapitel betrachtet. Die bei dieser Untersuchung der Modulexplosion zur Verfügung stehende Energie ist mit 10 kJ jedoch relativ klein und der Effekt der Gasentwicklung bleibt unberücksichtigt.

Die Beurteilung der Wirksamkeit von Zusatzbeschaltungen für den IGBT-Explosionsschutz erfolgt in diesem Kapitel anhand des Verformungsgrades des Kühlkörpers, auf welchem das IGBT-Modul montiert ist. Der Kühlkörper hat eine Stärke von 20 mm, besteht aus einer Aluminiumlegierung und verfügt über interne Kanäle für die Wasserkühlung. Die IGBT-Modulexplosion bewirkt einen Rückstoß sowie einen Druckanstieg in der Halbleiterzelle, wodurch der Kühlkörper verformt wird. Als Halbleiterzelle wird ein modifiziertes kommerziell eingesetztes Gehäuse genutzt, das zwei IGBT-Module enthält und mit diesen eine IGBT-Halbbrücke bildet.

Eines der Module wird dabei mit Leitschienen überbrückt, so dass nur das Versagen eines einzelnen Moduls der Betrachtung unterliegt, wie es auch bei einem Bypassereignis der Fall ist. Ein weiteres Kriterium zur Beurteilung der Schutzmaßnahmen sind der im IGBT-Modul auftretende Energieumsatz und das Lastintegral des Fehlerstroms.

Bezogen auf den Energiegehalt des genutzten Zwischenkreises würde nach dem aktuellen Stand der Technik ein kommerziell eingesetztes Submodul mit jeweils zwei parallel geschalteten IGBT-Modulen bestückt sein. Bei einem Fehlerfall ist jedoch keineswegs davon auszugehen, dass beide parallel geschalteten Module gleichzeitig versagen und sich die freiwerdende Energie gleichmäßig auf die Module aufteilt. Ein IGBT-Modul selbst besteht aus parallel geschalteten IGBT-Chips und Freilaufdioden, bei welchem das Modulversagen von einem zuerst versagenden Chip ausgeht und sich in der Folge fortpflanzt. Erfolgt ein zügiges Abbrechen des Stoßstromereignisses, kann das betroffene IGBT-Modul mit verbliebenen intakten IGBT-Chips teilweise funktionsfähig bleiben. Die Untersuchungen mit nur einem verwendeten IGBT-Modul zeigen daher nicht nur einen Fall besonders hoher Modulbelastung, sondern nehmen eine durch den technischen Fortschritt weiter steigende Leistungsdichte innerhalb eines IGBT-Moduls vorweg, der dazu führen kann, dass bei einem vergleichbaren Zwischenkreis in Zukunft nur ein Modul der untersuchten Gehäusekategorie als Leistungshalbleiter für die Bildung einer Halbbrücke aus insgesamt zwei IGBT-Modulen ausreicht.

Bei der Untersuchung der Wirksamkeit verschiedener Methoden für den Explosionsschutz der IGBT-Brücke stellt sich heraus, dass ungleich gefertigte IGBT-Module, auch wenn sie zur gleichen Gehäusekategorie gehören, sich in ihrem Explosionsverhalten unterscheiden können. Bei der Entwicklung von Explosionsschutzmaßnahmen ist dieser Sachverhalt mit zu beachten. Die Unterschiede im Explosionsverhalten lassen sich beispielhaft anhand der IGBT-Module CM900HC90 (CM900) und CM1200HC90 (CM1200) des Herstellers Mitsubishi verdeutlichen.

Bei beiden Modulen handelt es sich um IGBT im sog. IHV-Gehäuse (IGBT High Voltage) mit einer Grundplatte in den Abmessungen 140 mm x 190 mm. Das IGBT-Modul CM900 besitzt eine Bodenplatte aus einer Kupferlegierung und verfügt zusätzlich zum Silikongel, das die Halbleiterchips und die internen elektrischen Verbindungselemente umschließt, über eine feste Vergussmasse, welche den übrigen Raum innerhalb des Gehäuses ausfüllt. Der Typ CM1200 verfügt über eine Bodenplatte aus einer AlSiC-Verbindung und enthält keine feste Vergussmasse. Die Konsistenz des Silikongels ist fester als jene im CM900. In den experimentellen Untersuchungen zum IGBT-Explosionsschutz zeigt sich, dass im Fehlerfall die Explosionswirkung des Moduls CM900 tendenziell größer als die des CM1200 ist.

Dies zeigt sich am Ausmaß des mechanischen Schadens an der Halbleiterzelle, in diesem Fall anhand der Verformung des Kühlkörpers. Das Schadensbild von zerstörten Kunststoffverbundmaterialien ist nur ungenügend quantifizierbar. Abbildung 5.1a zeigt ein CM1200 im unversehrten Zustand und in 5.1b ist die gereinigte Bodenplatte eines explodierten CM900 abgebildet. Zu erkennen sind 6 Substrate mit jeweils 6 Chips. Die kleineren Chips sind die Freilaufdioden. Der gesamte Modulaufbau mit den internen Kupferleitern und Bonds ist durch die Explosion abgetrennt. Wenn im Folgenden von IGBT bzw. IGBT-Modulen die Rede ist, so sind die in den Modulen verbauten parallelen Freilaufdioden miteingeschlossen; die Bezeichnung bezieht sich somit nicht auf den Transistor allein.

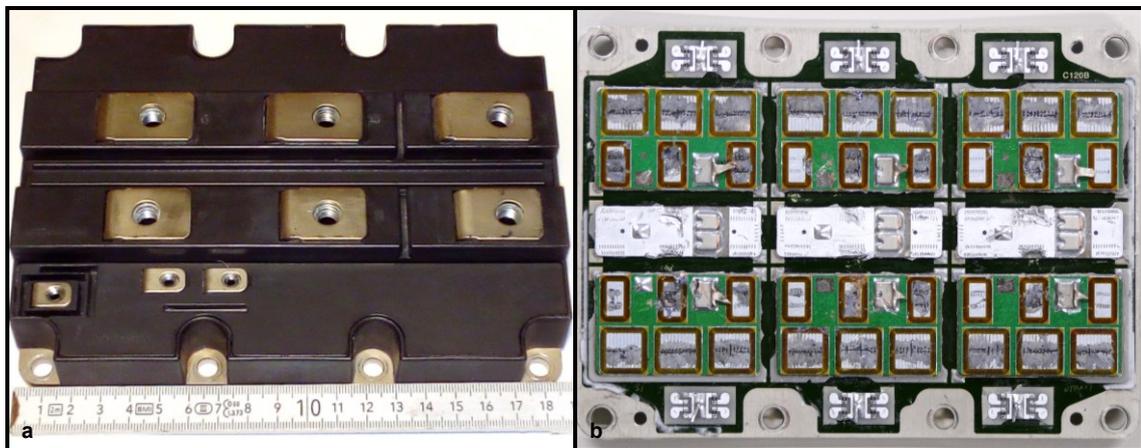


Abb. 5.1: Unbeschädigtes CM1200-IGBT-Modul (a) und gereinigte Bodenplatte eines explodierten CM900 (b)

Bei den Messungen ist feststellbar, dass das CM900 während des Zerstörungsvorgangs mehr Spannung aufnimmt und bei vergleichbaren Strömen zum CM1200 mehr Energie umsetzt. Der interne Aufbau lässt den Schluss zu, dass die feste Vergussmasse im Modul des CM900 ein schnelles Öffnen der Fehlerstelle unterbindet, wodurch im Bereich des Lichtbogens ein Druckaufbau durch das Ausgasen des Silikongels stattfindet, was beim Auseinanderbrechen des Modulgehäuses zu einer hohen Beschleunigung der Bruchstücke führt. Das Aufbauen einer höheren Spannung beim CM900 lässt sich durch eine andere Anordnung der Substrate und Halbleiterchips auf der Bodenplatte innerhalb des IGBT-Moduls im Vergleich zum CM1200 erklären. Die Verbindungsdrähte zwischen den Kontaktierungspunkten und den Halbleiter-Chips sind länger als beim CM1200. Damit kann sich im Fehlerfall über den Bonds sowohl durch ohmschen Spannungsabfall als auch durch eine längere Lichtbogenstrecke eine höhere Spannung aufbauen. Weitere konstruktive Unterschiede, die aus den voneinander abweichenden Nennströmen resultieren, beschränken sich auf die Größe der Chipflächen der verbauten Freilaufdioden.

5.2 Passive Zusatzbeschaltungen

Die in den Kapiteln 2, 3 und 4 für die Fehlerfallbeherrschung betrachteten Zusatzbeschaltungen wie Hochgeschwindigkeitssicherungen, RL-Kombination und RL-Transformator erweisen sich als effektiv für die Stoßstromreduktion bei mit Halbleitern in Scheibenzellengehäusen bestückten MMC-Submodulen. Das Fehlverhalten von IGBT-Modulen im Fall von Stoßstromereignissen weicht von Halbleitern in Druckkontaktgehäusen ab und bedarf daher einer eigenständigen Analyse. Die bereits vorgestellten passiven Beschaltungsmaßnahmen werden daher noch einmal kurz im Zusammenspiel mit IGBT-Modulen auf ihre Eignung für den IGBT-Explosionsschutz untersucht. Funktionsweise und Dimensionierung der passiven Zusatzbeschaltungen sind in den Kapiteln 2, 3 und 4 bereits umfassend dargelegt und daher kein Bestandteil der folgenden Betrachtung. Da das elektrische Verhalten von RL-Kombination und RL-Transformator vergleichbar ist, findet keine separate Untersuchung statt.

5.2.1 Referenzuntersuchung ohne Zusatzbeschaltung

Zur Beurteilung der Wirksamkeit der Zusatzbeschaltungen werden mit den IGBT-Modulen CM900 und CM1200 Referenzuntersuchungen ohne Schutzmaßnahmen durchgeführt. Abbildung 5.2a zeigt das Schaltbild des Versuchsaufbaus und den Überrest eines CM900 auf dem verformten Kühlkörper nach dem Versuch (Abb. 5.2b). Das IGBT-Modul wird durch die Energiefreisetzung vollständig zerstört, d.h. der gesamte Modulaufbau liegt nach dem Versuch in Form eines Granulates vor, welches von den Resten des Silikongels durchsetzt ist. Die magnetischen Kräfte und die Gasbildung bewirken bei dem IGBT CM900 eine Durchbiegung des Kühlkörpers von 14 mm bzw. 12 mm beim Modul CM1200.

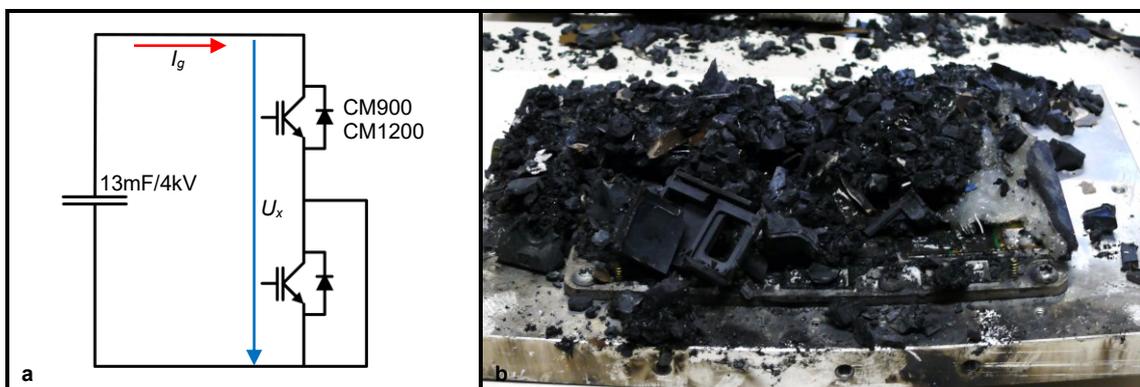


Abb. 5.2: Schaltbild des Versuchsaufbaus (a); zerstörtes IGBT-Modul auf verformtem Kühlkörper nach dem Versuch (b)

Die Diagramme in Abbildung 5.3 zeigen die Verläufe von Fehlerstrom I_g und Spannung U_x über der Halbleiterzelle. Bei den gestrichelten Linien handelt es sich um die zugehörigen Kurven, welche rechnerisch mit dem Modell aus Abschnitt 5.2.4 ermittelt sind. Das CM900 versagt während der Entsättigung nach dem Einschalten früher als das CM1200. Zwischen 300 und 400 Mikrosekunden ist beim CM900 eine Unterbrechung des Fehlerstroms festzustellen, welche auf das vorübergehende Erlöschen des Lichtbogens im Nulldurchgang zurückzuführen ist, da zu dieser Zeit keine metallische Verbindung innerhalb des Moduls mehr existiert, die den Fehlerstrom führen kann. Der Energieumsatz E_x im CM900 ist mit 87 kJ höher als im CM1200 mit 78 kJ, im umgekehrten Verhältnis dazu steht das Lastintegral I^2t von 46 bzw. 55 MA²s.

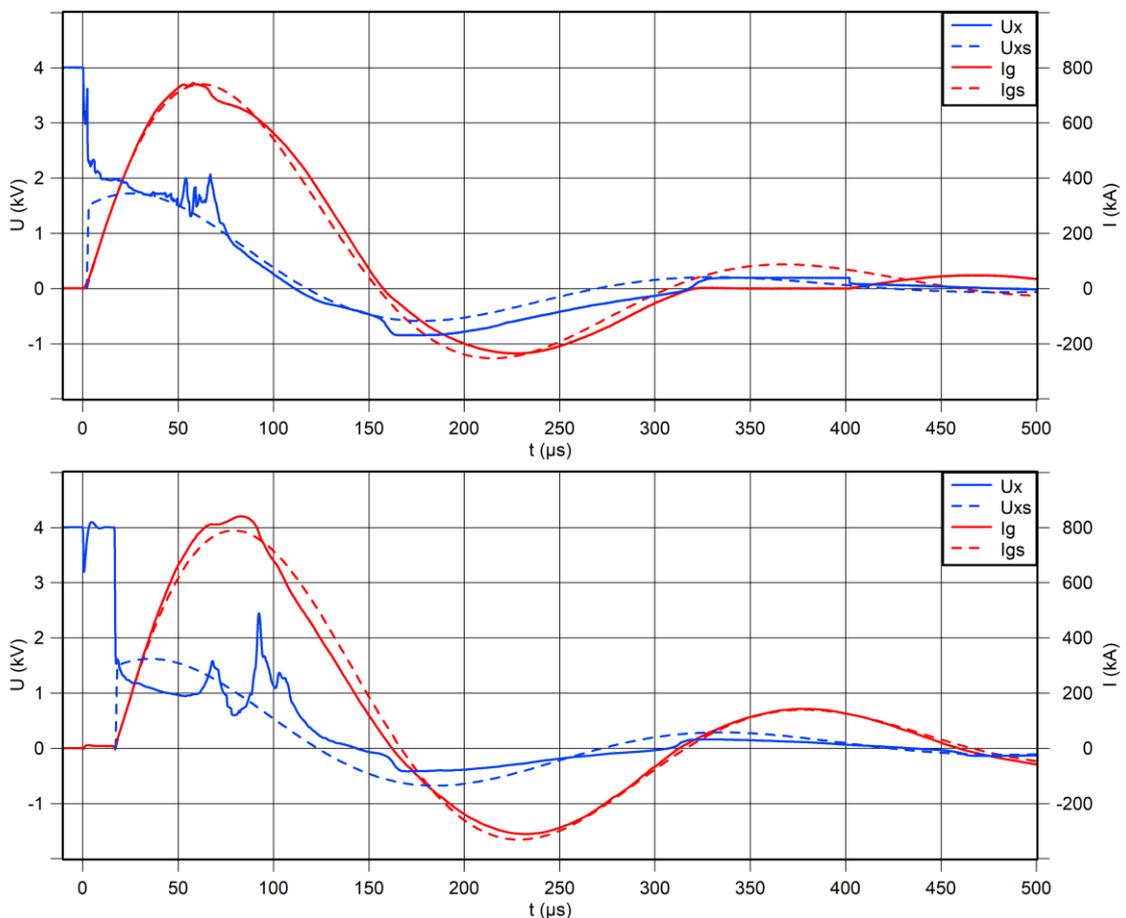


Abb. 5.3: Referenzmessung und Simulation des Verlaufs von Fehlerstrom (I_g bzw. I_{gs}) und Spannung über der Halbleiterzelle (U_x bzw. U_{xs}) des Fehlerfalls mit den IGBT-Modulen CM900 (oben) und CM1200 (unten)

5.2.2 Hochgeschwindigkeitssicherungen

Die aus der Fachliteratur bekannte Methode des IGBT-Explosionsschutzes mit Hochgeschwindigkeitssicherungen wird auf Ihre Eignung für die vorgestellte Submodul-konfiguration untersucht. Als Prüflinge finden zwei parallel geschaltete Sicherungen des Typs PC123UD25C500TF von Mersen/Ferraz mit einer AC-Nennspannung von 2,5 kV und einem AC-Nennstrom von jeweils 500 A Verwendung.

Die Auslegung erfolgt vergleichbar zu der in Kapitel 2 vorgestellten Art und Weise. Aus Verfügbarkeitsgründen sind die Sicherungen mit einem Gesamtnennstrom von 1 kA ohne Reserven für den Laststrom im Zwischenkreis von 1 kA bemessen. Das Untersuchungsbeispiel soll daher keine Referenz für eine optimale Auslegung darstellen. Abbildung 5.4a zeigt das Schaltbild des Versuchsaufbaus und Abbildung 5.4b die Anordnung der Sicherungen zwischen Halbleiterzelle und Zwischenkreis.

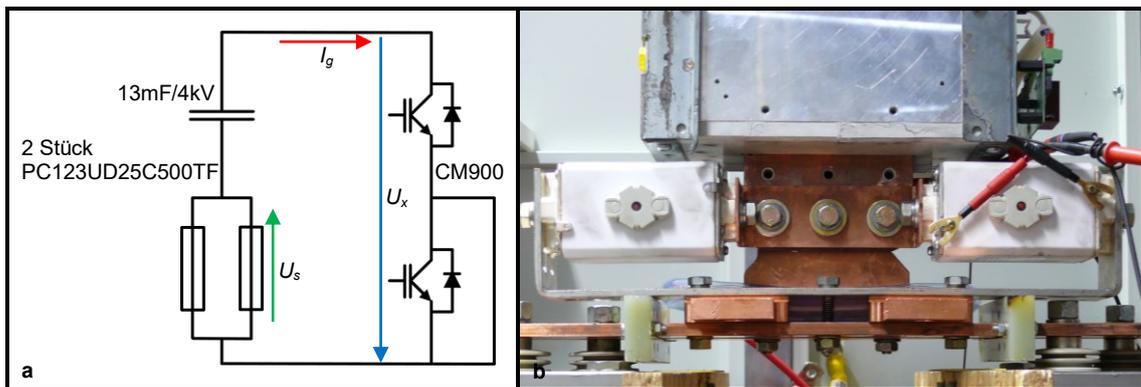


Abb. 5.4: Schaltbild des Versuchsaufbaus (a) und Anordnung der Sicherungen im Experiment (b)

Das Lastintegral I^2t wird auf einen Wert von $4 \text{ MA}^2\text{s}$ begrenzt und im IGBT-Modul eine Energie E_x von 10 kJ umgesetzt. Das Gehäuse des IGBT-Moduls bleibt nicht intakt, es erfolgt allerdings keine Verformung des Kühlkörpers. Der Energieumsatz E_s in den Sicherungen beläuft sich auf 82 kJ, dies führt zu einem Reißen der Keramikkörper der Sicherungsgehäuse. Die Sicherungen lösen ca. 12 Mikrosekunden nach dem Versagen des IGBT-Moduls aus und nehmen die Spannung U_s durch die Ausbildung von Lichtbögen zwischen den Sicherungselementen auf.

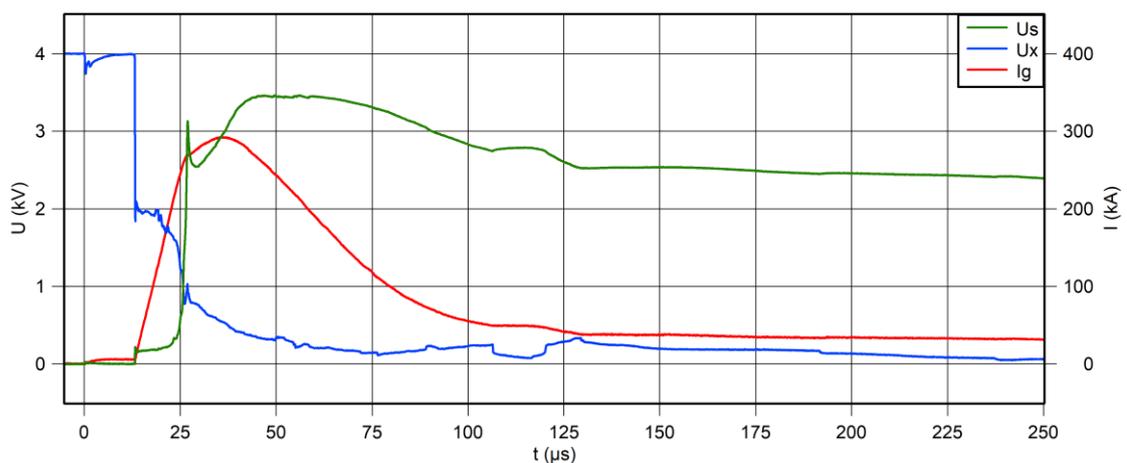


Abb. 5.5: Strom- und Spannungsverläufe zur Untersuchung mit Hochgeschwindigkeitssicherungen; Spannung über den Sicherungen U_s , Spannung über der Halbleiterzelle U_x , Gesamtstrom I_g

Die ersten 250 Mikrosekunden des Versuchs sind im Diagramm in Abbildung 5.5 dargestellt. Auch wenn das IGBT-Modul zerstört wird und die Gehäuse der Sicherungen aufplatzen, ist der Zweck des IGBT-Explosionsschutzes mit dieser Beschaltungsmaßnahme erfüllt. Bei einer mit Reserven versehenen Auslegung, d.h. mit höherem Nennstrom, sind Sicherungen der nächstgrößeren Gehäusekategorie zu verwenden, bei denen einen Reißen der Keramikkörper nicht zu erwarten ist. Die Auslegung auf einen höheren Nennstrom führt zu einem höheren Scheitelwert des Stoßstroms und bedingt damit ein höheres zu erwartendes Lastintegral.

Abbildung 5.6 zeigt die Röntgenaufnahme einer der Sicherungen durch den Hersteller und den Gehäusezustand nach der Messung. Die saubere Öffnung der Trennstellen der Sicherungselemente ist erkennbar, ein Verbinden der Einzellichtbögen ist nicht erfolgt. Das Reißen des Keramikkörpers ist auf die thermische Ausdehnung infolge eines unzulässig hohen Energieumsatzes in dieser Gehäusegröße zurückzuführen.

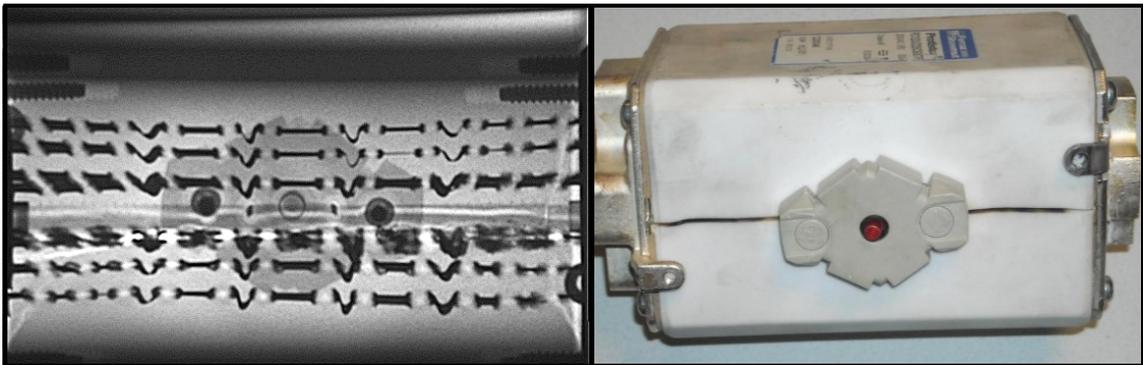


Abb. 5.6: Röntgenaufnahme einer Sicherung und Bild des gerissenen Keramikgehäuses (Mersen/Ferraz)

5.2.3 RL-Kombination

Die für die Stoßstrombegrenzung bei Halbleitern im Scheibenzellengehäuse geeignete Methode der parallelen RL-Kombination bzw. des RL-Transformators wird bezüglich ihrer Eignung für den Explosionsschutz von IGBT-Modulen untersucht. Der Versuch erfolgt mit der 430nH/6m Ω -RL-Kombination aus Kapitel 3 mit den IGBT-Modulen CM900 und CM1200 unter Nutzung des gefalteten Edelstahlwiderstandes. Ein weiteres Experiment erfolgt mit einem Hartkohlewiderstand, dessen Ergebnisse in Tabelle 5.25 unter #7 enthalten sind. Das Schaltbild des Versuchsaufbaus und die Anordnung der RL-Kombination zwischen Halbleiterzelle und Zwischenkreis sind aus Abbildung 5.7a bzw. 5.7b ersichtlich.

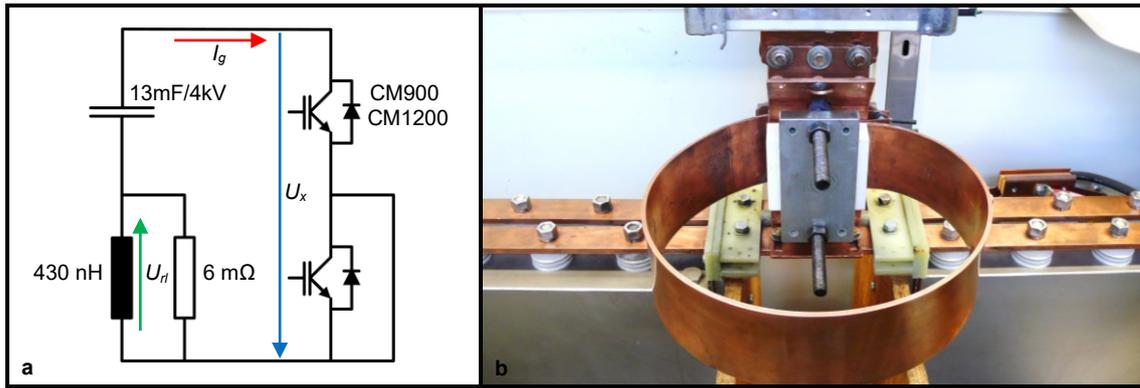


Abb. 5.7: Schaltbild des Versuchsaufbaus (a) und Anordnung der RL-Kombination im Experiment (b)

Abbildung 5.8 zeigt über die ersten 500 μs die Verläufe von Strömen und Spannungen der Messungen an den IGBT-Modulen CM900 bzw. CM1200 unter Verwendung des Edelstahlwiderstandes in der RL-Kombination. Insbesondere beim CM900 sind zwischen 50 und 100 μs Schwankungen in Strom I_g und Spannung U_x erkennbar, die Folge des unregelmäßigen Zerstörungsvorgangs und der Lichtbogenbildung innerhalb des Moduls sind. Es ist festzustellen, dass sich die Amplitude des Stoßstroms I_g im Vergleich zum Ausgangswert des Referenzversuchs auf etwa 60 % reduzieren lässt.

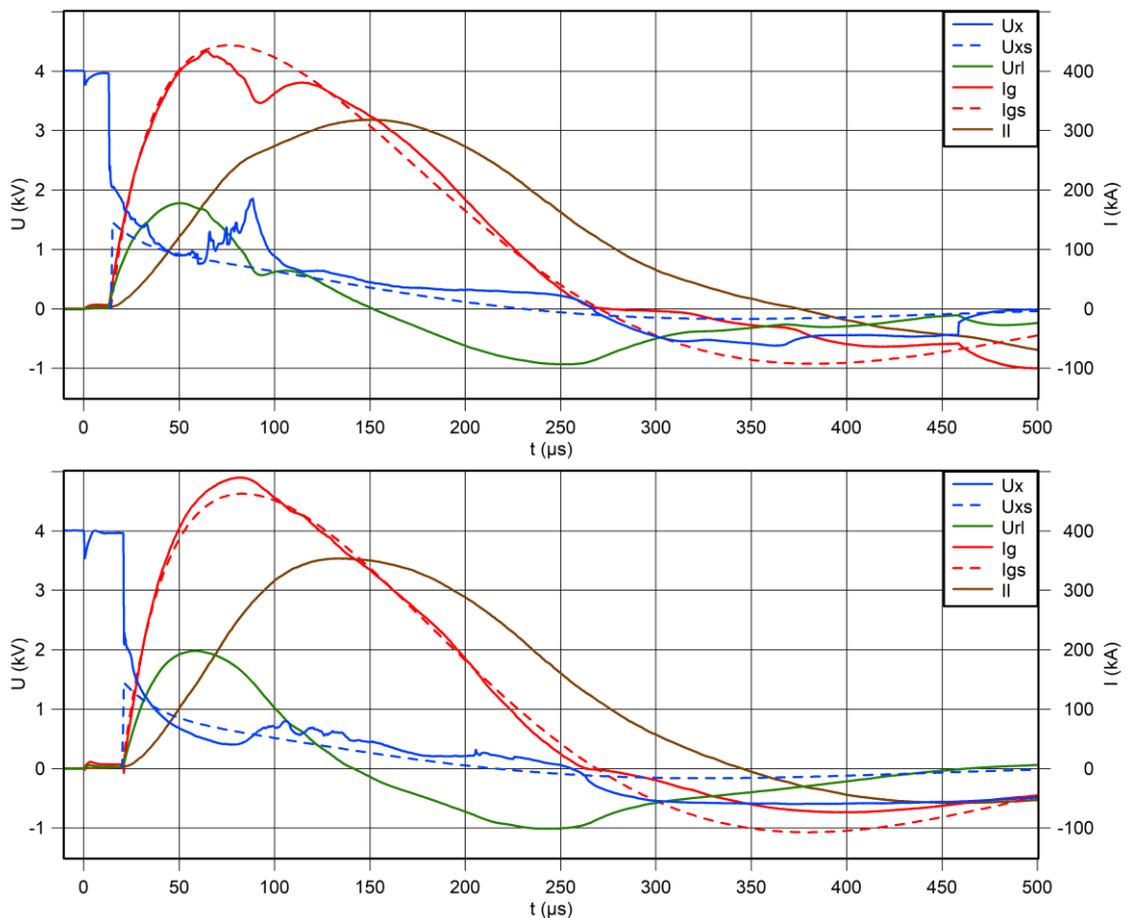


Abb. 5.8: Strom- und Spannungsverläufe zur RL-Kombination aus Messung und Simulation mit CM900 (oben) sowie CM1200 (unten); Spannung über der Halbleiterzelle U_x , Spannung über der RL-Kombination U_{rl} , Gesamtstrom I_g , Drosselstrom I_l , Strom durch den Edelstahlwiderstand I_r ; nach 5.2.4 simulierte Werte mit Zusatz „s“

Das durch den Fehlerstrom verursachte Lastintegral I^2t wird mit $23 \text{ MA}^2\text{s}$ beim CM900 bzw. $26 \text{ MA}^2\text{s}$ beim CM1200 in etwa halbiert. Die in den IGBT umgesetzte Energie E_x beträgt mit 55 kJ bzw. 46 kJ mehr als die Hälfte des Ausgangswertes. Die Verformung des Kühlkörpers ist mit 8 mm bzw. 3 mm nicht in einer akzeptablen Größenordnung. Die IGBT-Module werden bei dem Versuch vollständig zerstört, das Schadensbild unterscheidet sich nicht wesentlich von dem der Referenzuntersuchungen.

5.2.4 Impedanz der Halbleiterzelle bei explodierendem IGBT

Aus den gezeigten Messungen sowie weiteren Experimenten lassen sich Näherungswerte für die Impedanz der Halbleiterzelle bei explodierendem IGBT-Modul ableiten. Die ermittelten Werte eignen sich für Schaltungssimulationen, um vor einer experimentellen Überprüfung bereits die Wirkung von Zusatzbeschaltungen abschätzen zu können. Die Impedanz Z soll die linearen und nichtlinearen ohmschen Anteile des Explosionsvorgangs abbilden; die Streuinduktivität L_{IGBT} der Stromschienen bzw. des Strompfades der Halbleiterzelle in Höhe von ca. 60 nH ist keine Komponente von Z .

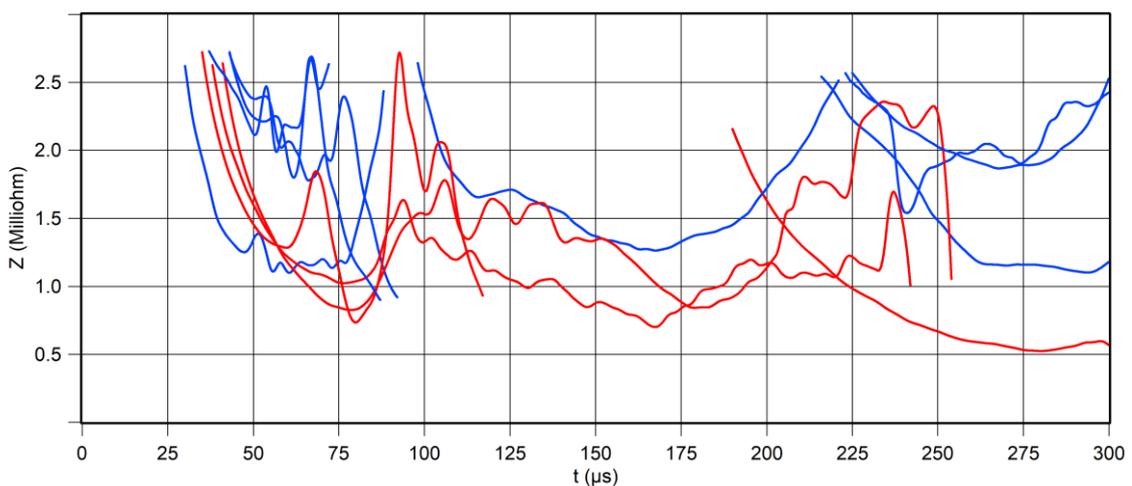


Abb. 5.9: Impedanz der Halbleiterzelle während der Zerstörung des IGBT; Bestückung CM900 (blau) bzw. CM1200 (rot)

Aufgrund von Nulldurchgängen, der Phasenverschiebung durch die Streuinduktivität der Halbleiteranordnung, des instabilen Verhaltens von Lichtbögen und sonstigen Störquellen ist nur eine abschnittsweise Bewertung möglich, so dass Unstetigkeiten und Bereiche starker Störungen herausgeschnitten werden. Das Diagramm in Abbildung 5.9 zeigt die auswertbaren Verläufe der Impedanz aus drei Referenzversuchen (2 x CM900, CM1200), drei Messungen mit der RL-Kombination (CM900, 2 x CM1200) und dem Versuch mit den Hochgeschwindigkeitssicherungen (CM900). Obgleich zwischen den einzelnen Messungen Unterschiede bezüglich Versuchsaufbau, Energieumsatz und Stoßstrom vorliegen, lassen sich für die zwei verschiedenen IGBT-Module charakteristische Impedanzen erkennen.

Die mittlere Impedanz Z der mit dem CM900 bestückten Halbleiterzelle kann mit ca. 1,7 Milliohm angenommen werden, für das IGBT-Modul CM1200 lassen sich ca. 1,3 Milliohm ableiten. Die Abweichungen sind aufgrund des unterschiedlichen Modulaufbaus und Modulnennstroms nachvollziehbar.

In Abbildung 5.10 sind die Schaltbilder für die Simulation von Referenzuntersuchung und RL-Kombination dargestellt. Die Ergebnisse sind in den Messdiagrammen der Abschnitte 5.2.1 und 5.2.3 enthalten. Aufgrund des nichtlinearen Verhaltens des Abschaltvorgangs bzw. aus der Ermangelung eines geeigneten Modells hierfür lässt sich für die Hochgeschwindigkeitssicherungen keine Simulation dieser Art durchführen. Für das Verbindungsstück von Zwischenkreis zu Halbleiterzelle werden $L_{SV} = 50$ nH und $R_{SV} = 0,1$ m Ω berücksichtigt. Es handelt sich dabei um die Stromschienen des Spannungsverbandes, in welchem auch die RL-Kombination untergebracht ist. Der Widerstandsbelag von 0,1 m Ω berücksichtigt auch den Übergangswiderstand der Schraubenverbindungen. Die hier extra ausgewiesenen parasitären Beläge des Zwischenkreises $L_{ZK} = 50$ nH und $R_{ZK} = 0,4$ m Ω entsprechen dem Zwischenkreismodell aus Abschnitt 1.2. Für R_{IGBT} werden die für die Module bestimmten Impedanzen als ohmsche Widerstände von 1,7 m Ω (CM900) bzw. 1,3 m Ω (CM1200) verwendet.

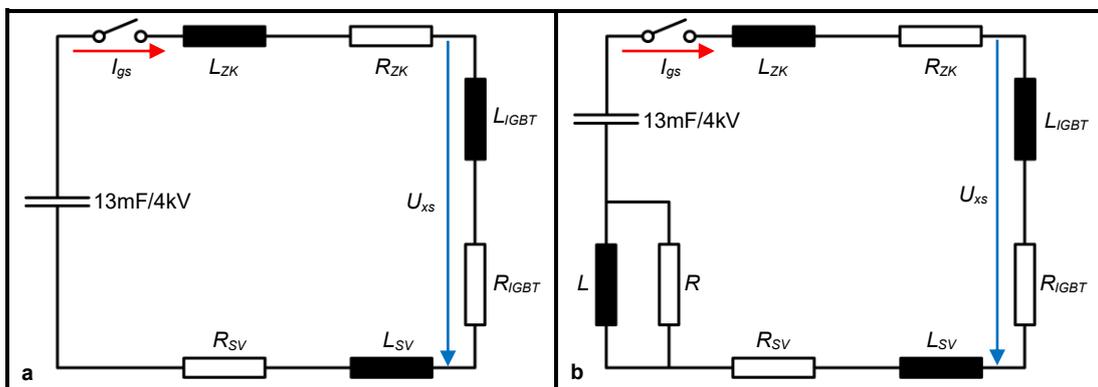


Abb. 5.10: Schaltbilder für die Simulation von Referenzversuch (a) und RL-Kombination (b)

5.3 Aktive Zusatzbeschaltungen

Stoßstrombegrenzende Zusatzbeschaltungen zur Fehlerfallbeherrschung, wie Hochgeschwindigkeitssicherung und RL-Kombination bzw. RL-Transformator, sind besonders dann wirksam, wenn die Halbleiteranordnung im Fehlerfall eine geringe Spannung aufnimmt bzw. gut leitet, da in diesem Fall weniger Leistung in der Fehlerstelle umgesetzt wird. Beschaltungen, die einen Nebenschlusspfad zur Fehlerstelle eröffnen, sind besonders für Anwendungen geeignet, bei denen die Spannung über der Fehlerstrecke relativ hoch ist, da sich so ein großer Teil des Fehlerstroms in den Nebenschlusspfad ableiten lässt.

Die Zusatzbeschaltung muss in der Lage sein, den Kurzschlussstrom aus einem sich aufbauenden Fehlerfall innerhalb der IGBT-Brücke ganz oder teilweise zu übernehmen, sodass auf diese Weise ein Explosionsschutz für die IGBT-Module gewährleistet wird. Der Zwischenkreis kann mittels eines Halbleiterschalters direkt kurzgeschlossen, mit einem zusätzlichen niederohmigen Widerstand schnell entladen oder einer weiteren Zusatzbeschaltung vor Stoßströmen geschützt werden. Es ist vorteilhaft, für diesen Schalter einen Thyristor im Scheibenzellengehäuse zu verwenden, da sich Thyristoren elektrisch vergleichsweise leicht ansteuern lassen, das Scheibenzellengehäuse eine einfache Montage zwischen den Stromschienen am Zwischenkreiskondensator erlaubt und es aufgrund der mechanischen Robustheit eine hohe Sicherheit vor dem Austreten von Lichtbögen bietet.

Der besondere Nachteil des direkten Kurzschließens nach Abbildung 5.11a besteht darin, dass beim Auslösen des Halbleiterschalters Stromamplituden auftreten, die den ohne Schutzmaßnahmen über der IGBT-Brücke auftretenden Fehlerstrom übersteigen. Die Leitfähigkeit eines Thyristors ist im Kurzschlussfall höher als die eines versagenden IGBT. Die im Zwischenkreis gespeicherte Energie wird dabei über die ohmschen Anteile der beteiligten elektrischen Komponenten abgebaut. Die auftretenden Stoßströme belasten die elektrischen Verbindungselemente zwischen Kondensator und Schalter mechanisch und rufen magnetische Störfelder hervor. Eine Wiederverwendbarkeit der Komponenten ist durch mechanische Schäden ggf. nicht gegeben. Für den Thyristor besteht aufgrund hoher Stromamplituden zudem die Gefahr eines Versagens des Scheibenzellengehäuses. Dieser Problematik lässt sich durch den zusätzlichen Einbau eines niederohmigen Entladewiderstandes R nach Abbildung 5.11b begegnen, der mit dem Thyristor Th in Reihe geschaltet ist und sich aus A2-Edelstahlblech (1.4301) herstellen lässt.

Der Entladewiderstand begrenzt den Stoßstrom, setzt einen Teil der im Zwischenkreis gespeicherten Energie thermisch um und bedämpft den aus Streuinduktivität und Zwischenkreiskondensator gebildeten Schwingkreis, sodass der Fehlerstrom zügig abklingt. Dadurch werden die ausgesendeten Störfelder reduziert. Der Energieumsatz im IGBT-Modul ist durch den zusätzlichen Spannungsabfall über dem Entladewiderstand höher als beim direkten Kurzschließen des Zwischenkreises. Das transiente elektrische Verhalten des Widerstandselementes ist während der Entladung bestimmt durch dessen elektrischen Temperaturkoeffizienten, die Wärmekapazität und die aufzunehmende Energie. Aufgrund der kurzen Einwirkungsdauer kann das thermische Verhalten des Widerstandselementes für die Auslegung in der Regel als adiabat betrachtet werden.

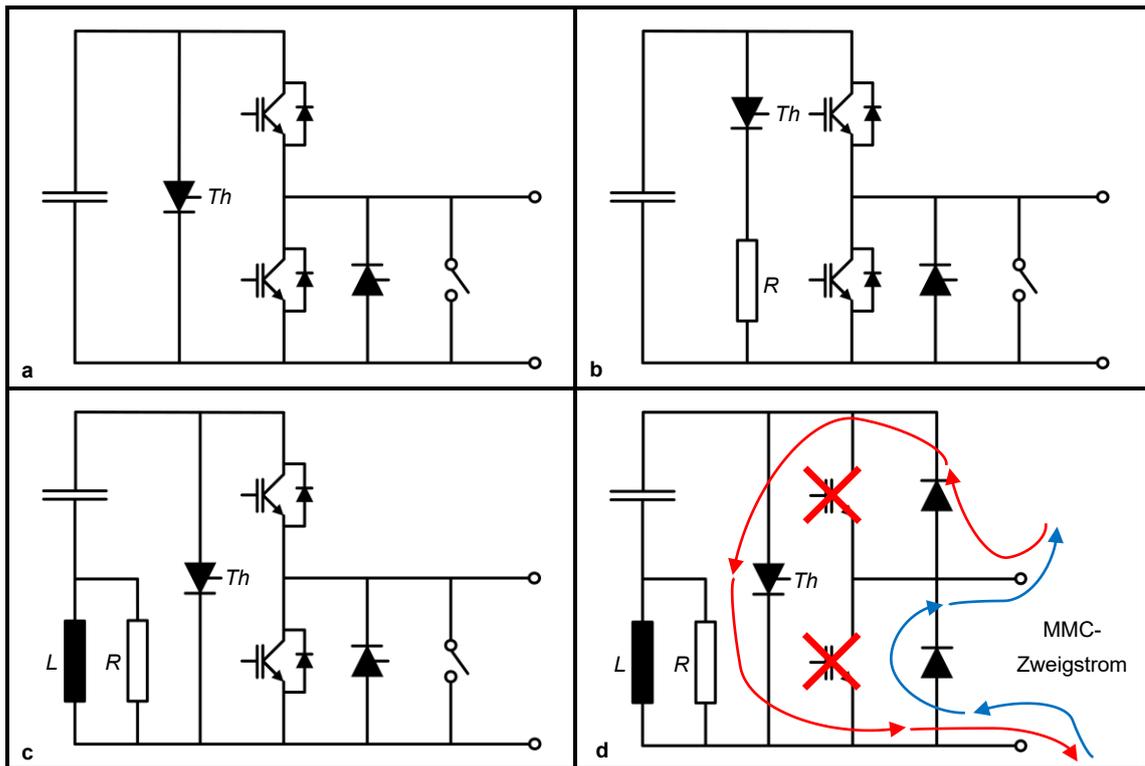


Abb. 5.11: Varianten aktiver Zusatzbeschaltungen

Die RL-Kombination bzw. der RL-Transformator sind geeignet, Stoßströme, Lastintegrale und ausgesendete Störfelder zu reduzieren. Dagegen ist die Verringerung des Energieumsatzes im IGBT-Modul ein Vorteil des Nebenschlusspfades. Es lassen sich beide Maßnahmen wie in Abbildung 5.11c kombinieren, wodurch eine Optimierung auf den jeweiligen Vorteil das Gesamtergebnis verbessert. Zu diesem Zweck kann der Nebenschlussthyristor zwischen RL-Kombination und IGBT-Brücke platziert werden. Vorteilhaft ist der Einbau in einen gemeinsamen Spanverband. Das Einfügen eines Entladewiderstandes ist nicht erforderlich, da der Stoßstrom durch die RL-Kombination wirksam begrenzt und gedämpft wird.

Auf diese Weise lässt sich der Spannungsabfall über dem Nebenschlusspfad soweit reduzieren, dass der Energieumsatz innerhalb der IGBT-Brücke nach dem Auslösen des Nebenschlussthyristors gegenüber der Variante mit Entladewiderstand deutlich verringert werden kann. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die RL-Kombination nicht auf die Stoßstrombegrenzung für die IGBT-Brücke optimiert werden muss, sondern mit reduzierter Induktivität gestaltbar ist, soweit die vermehrte Belastung durch höheren Fehlerstrom toleriert werden kann. Die verringerte Induktivität führt zu kleineren Verlusten im Normalbetrieb und erlaubt eine kompaktere Baugröße der RL-Kombination bzw. des RL-Transformators.

Das Entfallen des Entladewiderstandes durch Nutzung einer RL-Kombination bietet die Möglichkeit, auf den Überbrückungsschalter zur Ausgruppierung des Submoduls zu verzichten. Dazu sollten an Stelle der in den IGBT-Modulen verbauten Dioden solche in Scheibenzellengehäusen Verwendung finden oder die Moduldioden nach dem Fehlerereignis insoweit intakt bleiben, dass sie den Laststrom des MMC-Zweiges auf Dauer tragen können. Der Strompfad eines derart ausgeführten und nach einem Fehlerereignis ausgruppierten Submoduls besteht nach Abbildung 5.11d aus dem durchlegierten Nebenschlussthyristor und der möglicherweise ebenfalls durchgeschmolzenen oberen Diode.

Sind beide Dioden noch intakt, ist die untere Diode je nach Stromrichtung ebenfalls Teil des Strompfades. Ist dagegen die untere Diode niederohmig durchlegiert, so verkürzt sich der Strompfad für beide Stromrichtungen auf dieses Bauteil. Der Einsatz von Scheibenzellendioden erlaubt neben der Ersparnis des Überbrückungsschalters ebenfalls das Fortfallen des Stoßstromthyristors, da Scheibenzellendioden in der Regel ein höheres Grenzlastintegral als Moduldioden aufweisen. Der elektrische Schutz der unteren Diode durch den parallelgeschalteten Thyristor ist somit nicht mehr erforderlich.

5.3.1 Fehlererkennung und Ansteuerung des Thyristors

Die Ansteuerung des Nebenschlussthyristors muss in einer Weise erfolgen, dass eine Auslösung sowohl bei einem Bypassereignis als auch beim Versagen der IGBT-Brücke zuverlässig und zügig erfolgt. Bei externen Kurzschlussereignissen, die vom IGBT durch Entsättigung beherrscht werden können, darf diese Schaltung nicht ansprechen. Der Stromanstiegsgradient bei unkritischen Kurzschlussfällen beträgt beim gewählten Aufbau und den IGBT-Modulen CM900 bzw. CM1200 bis zu $8 \text{ kA}/\mu\text{s}$ für eine Dauer von ca. $2 \mu\text{s}$ und im kritischen Fall des Versagens über $20 \text{ kA}/\mu\text{s}$ für mehr als $10 \mu\text{s}$.

Das Ziel lässt sich mit einer Ansteuerung erreichen, bei welcher im Fehlerfall in einer Sensorspule, die sich zwischen den Stromschienen zum Zwischenkreis befindet, eine vom Stromanstieg abhängige Spannung induziert und über einen Ladewiderstand ein Kondensator aufgeladen wird. Dieser dient als Integrator über Höhe und Dauer des Stromanstiegs und stellt die Energie für die Zündung des Thyristors zur Verfügung. Bei Erreichen einer definierten Schwelle der Kondensatorspannung zündet ein DIAC durch, der sich zwischen Kondensator und Gate-Anschluss des Nebenschlussthyristors befindet. Damit erfolgt die Zündung des Thyristors und der Nebenschlusspfad übernimmt den Fehlerstrom. Diese in Abbildung 5.12 dargestellte Schaltung kommt mit nur wenigen Bauteilen aus, ist von keiner Versorgungsspannung abhängig und lässt sich auf einen kritischen Stromanstieg des Fehlerereignisses dimensionieren.

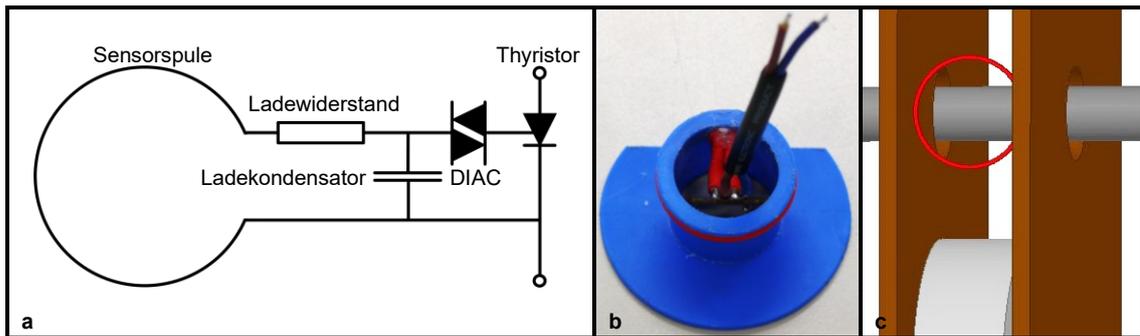


Abb. 5.12: Schaltbild der Ansteuerung (a); Versuchsmuster (b); Modell der Sensorspule zwischen den Stromschienen (c)

Die Sensorspule besteht aus einer Windung mit einem mittleren Durchmesser von ca. 30 mm, der Ladewiderstand hat einen Wert von 0,25 Ohm und der Ladekondensator besitzt eine Kapazität von 20 μF . Der DIAC als bidirektionale Fünfschichtdiode bzw. Zweirichtungsthyristordiode ist eine Standardausführung des Typs DB3 mit einer Schaltspannung von 32 V, monodirektionale Vierschichtdioden bzw. Thyristordioden sind kommerziell kaum noch verfügbar. Für eine individuelle Anpassung der Schaltspannung bietet sich für den DIAC eine Ersatzschaltung aus einer Zenerdiode und einem Kleinleistungsthyristor an. Die vorgenannte Auslegung lässt den Nebenschlussthyristor unter Berücksichtigung von dessen Zündverzug bei einem Stromanstieg von 20 $\text{kA}/\mu\text{s}$ und einem lichten Stromschienenabstand von 32 mm ca. 2 μs nach dem Eintreten des Fehlerfalls einschalten. Ein Auslösen bei unkritischen Kurzschlussfällen tritt nicht auf, da die Schaltspannung des DIAC dabei nicht erreicht wird.

5.3.2 Die parasitäre Zündung des Nebenschlussthyristors

Die experimentellen Untersuchungen der verschiedenen Varianten des aktiven IGBT-Explosionsschutzes legen aufgrund der kurzen Zeitverzögerung zwischen dem Versagen des IGBT und dem Einschalten des Thyristors die Vermutung nahe, dass der verwendete Scheibenzellenthyristor nicht durch die dafür vorgesehene Ansteuerschaltung, sondern durch einen parasitären Effekt vorzeitig gezündet wird. Mit Hilfe der Ansteuerschaltung ist mit dem Einschalten des Thyristors ca. 2 Mikrosekunden nach dem Versagen des IGBT-Moduls zu rechnen, da der Ladekondensator zunächst die Zündspannung des DIAC erreichen muss und für den Thyristor eine Zündverzugszeit zu berücksichtigen ist.

Im Experiment zeigt sich die Zündung des Thyristors teilweise bereits nach einer Mikrosekunde. Im Folgenden werden daher drei Hypothesen zur Ursache aufgestellt und im Rahmen der Evaluierung der Schaltungen für den IGBT-Explosionsschutz experimentell näher untersucht.

Während des IGBT-Versagens tritt über dem Thyristor ein negativer Spannungsgradient du/dt in der Größenordnung von $-10 \text{ kV}/\mu\text{s}$ auf. Zunächst sollen zwei Annahmen betrachtet werden, welche die negative Spannungsänderung beim Einbruch der Zwischenkreisspannung zum Zeitpunkt des IGBT-Versagens für das parasitäre Einschalten des Thyristors verantwortlich machen. Dass sich Thyristoren durch interne parasitäre Kapazitäten bei positiven Spannungsgradienten über der Anoden-Kathodenstrecke parasitär einschalten können, ist aus der Fachliteratur seit Jahrzehnten bekannt, dies gilt jedoch nicht für negative Spannungsgradienten.

Ein möglicher Effekt zur Erklärung der parasitären Zündung würde sich darin zeigen, dass das Potential des Gate-Anschlusses des Thyristors durch parasitäre Kapazitäten innerhalb des Halbleiters während des negativen Spannungsgradienten über der Anoden-Kathodenstrecke ein negatives Potential gegenüber der Kathode aufbaut. Dabei würde die Zündspannung des DIAC der Ansteuerschaltung während der Aufladung des zugehörigen Kondensators schneller erreicht und damit eine frühere Zündung des Thyristors über den Pfad des DIAC und den bereits teilweise aufgeladenen Kondensator erfolgen. In einem solchen Fall muss sich an der Steuerelektrode eine transient negative Spannung kurz vor der parasitären Thyristorzündung feststellen lassen.

Tritt der Effekt der parasitären Zündung dagegen ohne das Vorhandensein der Zündschaltung auf, d.h. mit offenem Gate-Anschluss, so liegt ein intrinsisches parasitäres Verhalten des Thyristors vor. Hierzu lässt sich anhand des internen Aufbaus eine Hypothese aufstellen. Thyristoren der verwendeten Leistungsklasse mit Sperrspannungen im Bereich mehrerer Kilovolt und Nennströmen im Kiloamperebereich bestehen nicht aus einem einzelnen Thyristor, sondern einer Struktur, die einen zusätzlichen Hilfsth Thyristor beinhaltet, der die Zündung des Gesamtbauelements mit Steuerströmen im Bereich weniger Ampere ermöglicht. Das Ersatzschaltbild in Abbildung 5.13a zeigt den Hauptthyristor, den Hilfsth Thyristor, die parasitären Anoden-Gate-Kapazitäten sowie die internen Gate-Kathodenwiderstände (Ableitwiderstände $R1$, $R2$). In Abbildung 5.13b sind die Elektroden auf dem Thyristor-Chip markiert.

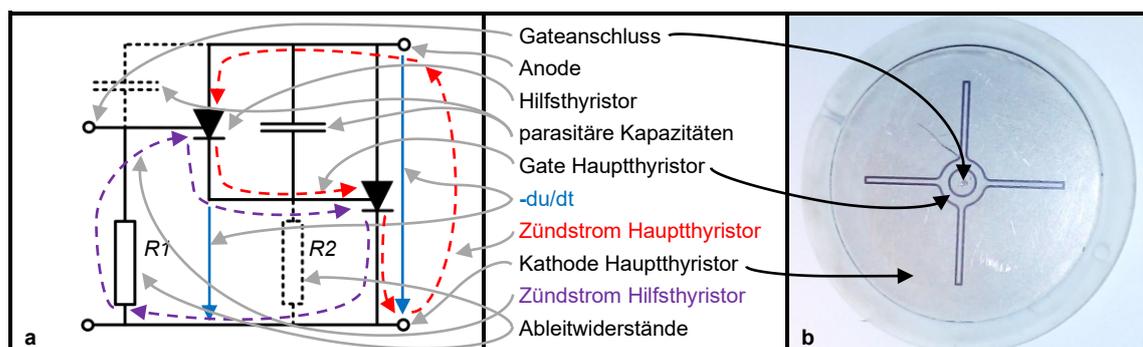


Abb. 5.13: Parasitäre Zündung durch Potentialverschiebung im Ersatzschaltbild (a), Elektroden auf Halbleiterelement (b)

Die Ableitwiderstände sollen die parasitäre Zündung des Thyristors durch transiente Spannungsanstiege über der Anoden-Kathodenstrecke erschweren, indem die über der parasitären Gate-Anodenkapazität im Gate aufgebauten Ladungen an die Hauptkathode abgeleitet werden. Messungen an verschiedenen Exemplaren des verwendeten Thyristortyps zeigen für den Ableitwiderstand $R1$ einen Wert von ca. 10 Ohm. Der transiente Spannungseinbruch über dem Hauptthyristor bewirkt über die Anoden-Gate-Kapazität ein kurzzeitiges Absinken des Gate-Potenzials in den negativen Bereich gegenüber der Hauptkathode. Da zwischen dem Gate des Hauptthyristors und der Kathode des Hilfsthystors eine Verbindung besteht, erhält diese ebenfalls ein negatives Potenzial gegenüber der Hauptkathode. Durch die Potentialdifferenz kann ein positiver Strom über den Ableitwiderstand $R1$ in das Gate des Hilfsthystors fließen und diesen zünden. Der mit Ladungsträgern geflutete Hilfsthystor zündet im Anschluss bei nachlassendem bzw. sich umkehrendem $-du/dt$ den Hauptthyristor. Die Spannung über der Anoden-Kathodenstrecke bleibt während des gesamten Vorgangs positiv. Die Pfade der Zündströme sind in Abbildung 5.13a durch gestrichelte Linien dargestellt.

Eine weitere Ursache für die parasitäre Zündung des Thyristors kann in der Einbausituation zwischen den Stromschienen des Zwischenkreises und des dort auftretenden Magnetfelds gesehen werden. Dieses verursacht in der Halbleiterstruktur des Thyristors Wirbelströme, die zu einem parasitären Zündvorgang führen können. Eine Maxwell-Simulation zeigt den Thyristor zwischen den Stromschienen in einem Ausschnitt des Versuchsaufbaus. Es handelt sich bei der Simulation um ein Thyristormodell bestehend aus 4 aufeinander folgenden Schichten: Kupfer 10 mm, Silizium 1 mm, Molybdän 4 mm, Kupfer 10 mm. Der Durchmesser beträgt 70 mm, für das dotierte Silizium wird mit einer spezifischen Leitfähigkeit von $\sigma = 100$ S/m gerechnet. Bei einem Stromanstieg von $20 \text{ kA}/\mu\text{s}$ im Zwischenkreis tritt in der Siliziumschicht ein Flussdichtegradient von ca. $0,25 \text{ T}/\mu\text{s}$ auf, der innerhalb der Halbleiterstruktur Wirbelströme induziert. Die Simulationsgeometrie und die Wirbelstromverteilung in der Siliziumschicht des Thyristors zum Zeitpunkt $t = 1 \mu\text{s}$ sind in Abbildung 5.14 dargestellt.

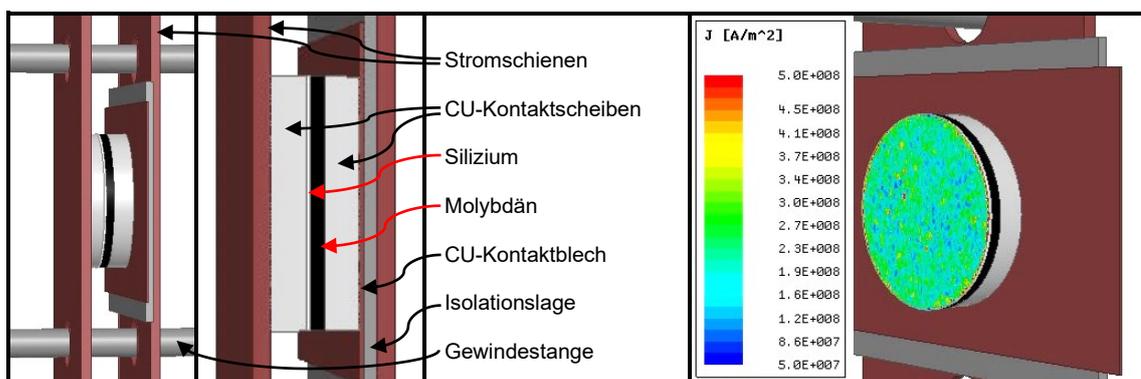


Abb. 5.14: Simulation der Wirbelströme innerhalb des Thyristors $1 \mu\text{s}$ nach dem Versagen des IGBT

5.4 Experimentelle Untersuchungen zum aktiven Explosionsschutz

5.4.1 Thyristor ohne Ansteuerung parallel zur Halbleiterzelle

Die Messung dient zum Nachweis der Existenz der parasitären Selbstzündung des Nebenschlussthyristors und der Untersuchung der Explosionsschutzwirkung durch das direkte Überbrücken des versagenden IGBT. Der Thyristor befindet sich zwischen den Stromschienen, welche Zwischenkreis und IGBT-Halbleiterzelle verbinden, ohne mit der Ansteuerung verbunden zu sein. Dabei wird die Spannung am offenen Gate des Thyristors gemessen und zugleich erfolgt eine Erfassung der Spannung des Ladekondensators der Ansteuerschaltung. Das Schaltbild des Versuchsaufbaus und die Messpunkte zeigt Abbildung 5.15a, in Abbildung 5.15b ist die Anordnung von Thyristor und Zündschaltung ZS zwischen Halbleiterzelle und Zwischenkreis erkennbar.

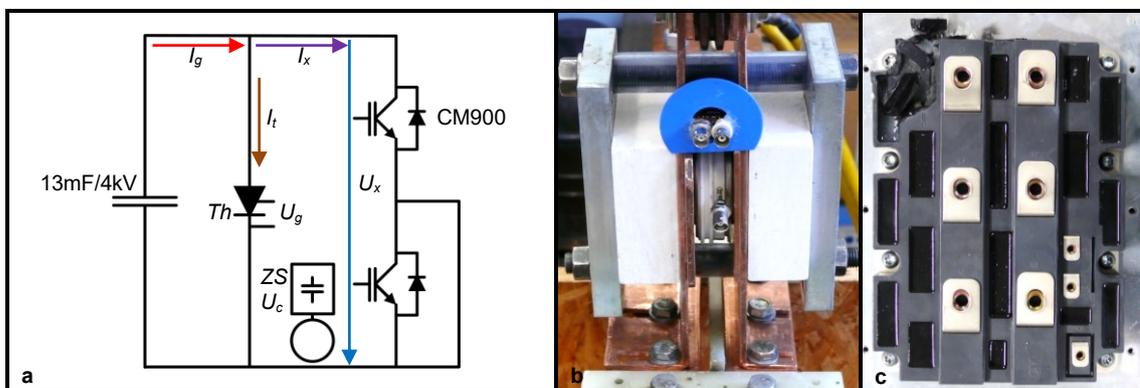


Abb. 5.15: Schaltbild des Versuchs (a); Einbausituation Zündschaltung und Thyristor (b); CM900 nach dem Versuch (c)

Die Messdiagramme in Abbildung 5.16 zeigen die erfassten Größen über 500 μs und im Detail über die ersten 10 μs . Zum Zeitpunkt Null erfolgt das Einschalten des CM900-IGBT-Moduls. Das parasitäre Einschalten des Thyristors ist ca. 2 μs nach dem Versagen des IGBT erkennbar, anschließend wird der Fehlerstrom nahezu vollständig vom Thyristor geführt. Das Einschalten des Thyristors erfolgt ca. 1 μs nachdem die Kondensatorspannung der Zündschaltung die Schaltspannung des DIAC erreicht. Bei einer Verbindung von Thyristor und Zündschaltung wäre das parasitäre Einschalten daher nicht eindeutig erkennbar.

Die Messung der Spannung am Gate-Anschluss des Thyristors Th zeigt während des negativen Spannungsgradienten über der Anoden-Kathodenstrecke keinen signifikanten Ausschlag. Das Abknicken des Thyristorstroms im unteren Diagramm bei 9,7 μs ist auf die Vollauststeuerung des hierfür genutzten zusätzlichen 120 kA-Stromwandlers zurückzuführen, mit dem der parasitäre Einschaltvorgang genauer aufgelöst wird. Der Gesamtstrom bewirkt ein Lastintegral von 173 MA^2s , das IGBT-Modul wird mit 0,5 MA^2s und einem Energieumsatz von 2 kJ belastet.

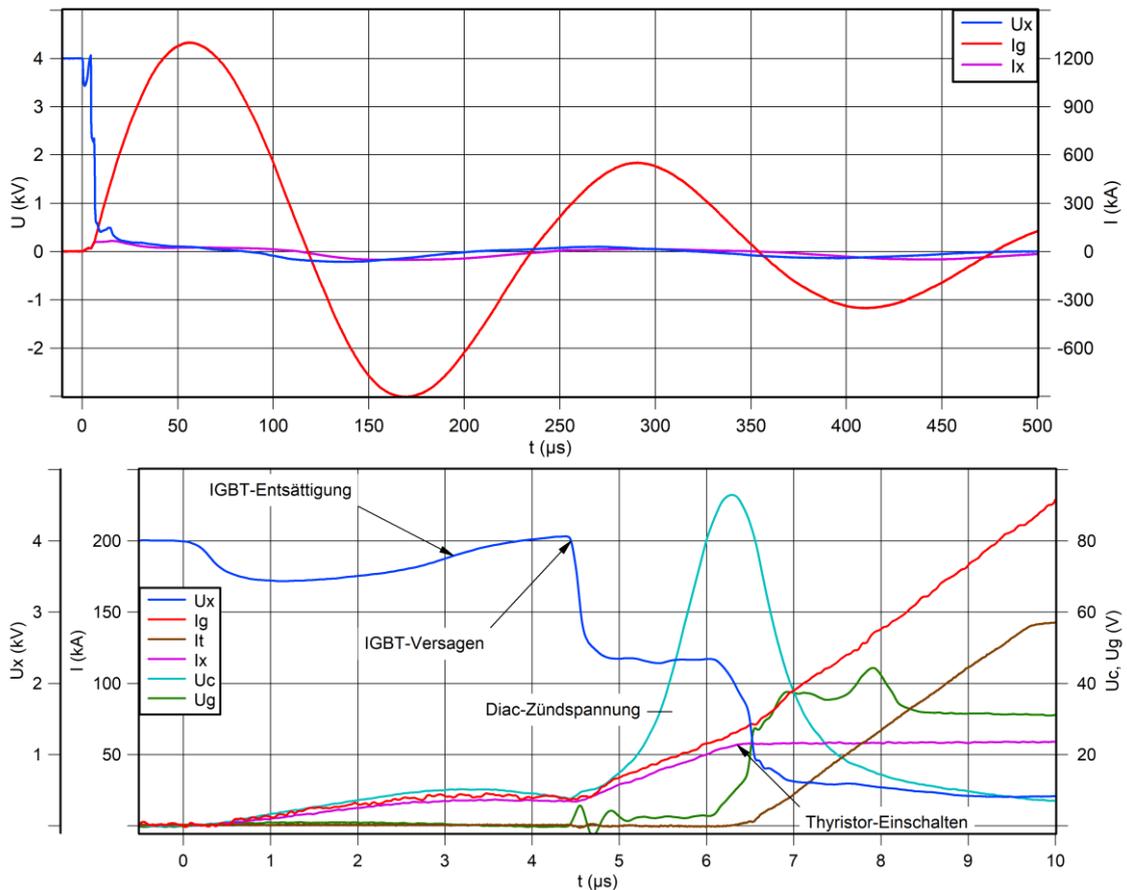


Abb. 5.16: Strom- und Spannungsverläufe beim direkten Überbrücken des IGBT-Moduls mit einem Thyristor; oben: Gesamtstrom I_g , IGBT-Strom I_x und Spannung U_x über der Halbleiterzelle; unten: Einschaltverhalten mit Spannung U_c über dem Ladekondensator, Gate-Spannung U_g des Thyristors, Thyristorstrom I_t

Das Modulgehäuse des CM900 ist nach dem Experiment geringfügig beschädigt (siehe Abb. 5.15c) und zwei der drei internen IGBT/Dioden-Systeme sind weiterhin sperrfähig. Es ist keine Verformung des Kühlkörpers festzustellen. Die Amplitude des Fehlerstroms über dem IGBT-Modul wird auf 65 kA begrenzt. Das Gehäuse des Scheibenzellenthyristors wird durch internen Überdruck zerstört und es erfolgt ein Austritt aufgeschmolzenen Halbleitermaterials (siehe Abbildung 1.3b in Kapitel 1).

5.4.2 Thyristor mit Ansteuerung und Entladewiderstand

Parallel zur IGBT-Halbleiterzelle ist bei dieser Messung eine Reihenschaltung aus Thyristor und Entladewiderstand angeordnet. Der Thyristor ist mit der Zündschaltung verbunden. Versagt der IGBT, übernehmen Thyristor und Entladewiderstand einen Anteil des Fehlerstroms und entlasten damit die IGBT-Brücke. Der Widerstand baut einen Teil der Zwischenkreisenergie thermisch ab. Die Wahl des Widerstandswertes beruht auf der Abwägung zwischen dem im Zwischenkreis maximal zulässigen Spitzenstrom bzw. Lastintegral und der Aufteilung der Zwischenkreisenergie auf beide Strompfade. Auf Grundlage der in Abschnitt 5.2.4 gezeigten Abschätzung für die Impedanz der versagenden IGBT-Module wird der Entladewiderstand für die

Übernahme des größeren Stromanteils mit einem Wert von 1,1 Milliohm im kalten Zustand gewählt. Der Entladewiderstand ist als gefalteter Edelstahlwiderstand ausgeführt. Abbildung 5.17a und 5.17b zeigen das Schaltbild des Versuchsaufbaus mit den Messgrößen sowie den Entladewiderstand vor dem Einbau.

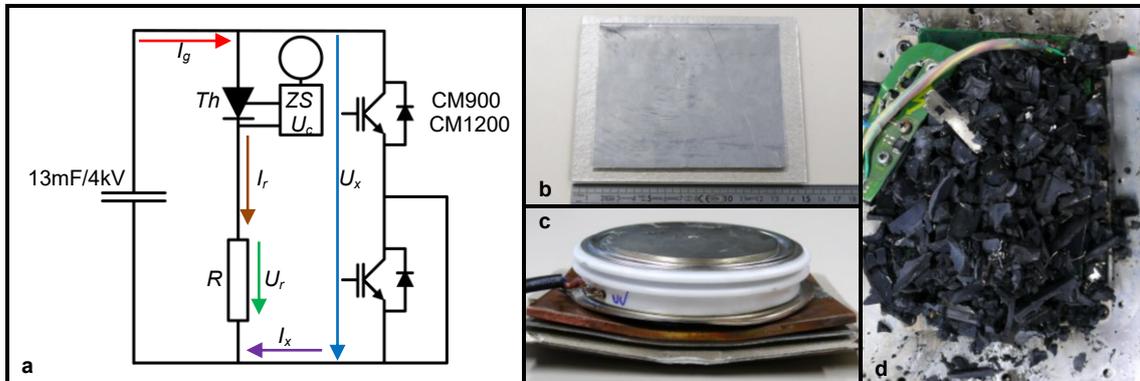


Abb. 5.17: Schaltbild des Versuchsaufbaus (a); Entladewiderstand vor Einbau (b); Thyristor mit Entladewiderstand (c) und CM900 nach dem Versuch (d)

Die Diagramme in Abbildung 5.18 zeigen die Verläufe der erfassten Messgrößen für zwei Experimente mit den Modulen CM900 und CM1200. Der Einschaltvorgang des Thyristors ist für die Messung mit dem CM900 über 10 μ s detaillierter dargestellt. Der Thyristor zündet 1 μ s nach dem Versagen des IGBT-Moduls nahezu zeitgleich mit dem Erreichen der DIAC-Zündspannung U_c des Ladekondensators der Zündschaltung. Dies lässt sich anhand des Anstiegs der Spannung über dem Entladewiderstand und dem Abflachen des IGBT-Fehlerstroms erkennen. Aufgrund von störenden Einkopplungen ist der Zeitpunkt im Verlauf des Gesamtstroms nicht exakt erkennbar.

Gegenüber der Referenzmessung aus Abschnitt 5.2.1 erhöht sich die Amplitude des Gesamtstroms auf ca. 1 MA, das Lastintegral vergrößert sich um ca. 35 %. Lastintegral und Energieumsatz der IGBT-Module verringern sich um ca. 75 %, dennoch tritt eine Zerstörung der Modulgehäuse auf (Abb. 5.17d). Die Durchbiegung der Kühlkörper liegt mit 1 mm in einem tolerierbaren Bereich. Der Wert des Entladewiderstandes vergrößert sich während des Versuchs durch die Temperaturerhöhung auf ca. 1,9 Milliohm. Thyristor, Kupfer-Kontaktblech und Entladewiderstand sind nach dem Versuch punktuell miteinander verschweißt und durch die Kraftwirkung der Wirbelströme verformt (siehe Abb. 5.17c). Die Stromschienenverbindung von Spannverband und Zwischenkreis ist durch das Lastintegral I^2t von 70 MA²s aufgeweitet (Abb. 5.19b), zum Vergleich ist der entsprechende Stromschienenbereich des Versuchsergebnisses aus Abschnitt 5.4.1 in Abbildung 5.19c dargestellt. Mit dem Modell aus Abschnitt 5.2.4 und den bereits bekannten parasitären Belägen erfolgt eine Schaltungssimulation von Thyristor und Entladewiderstand als Variante des IGBT-Explosionsschutzes.

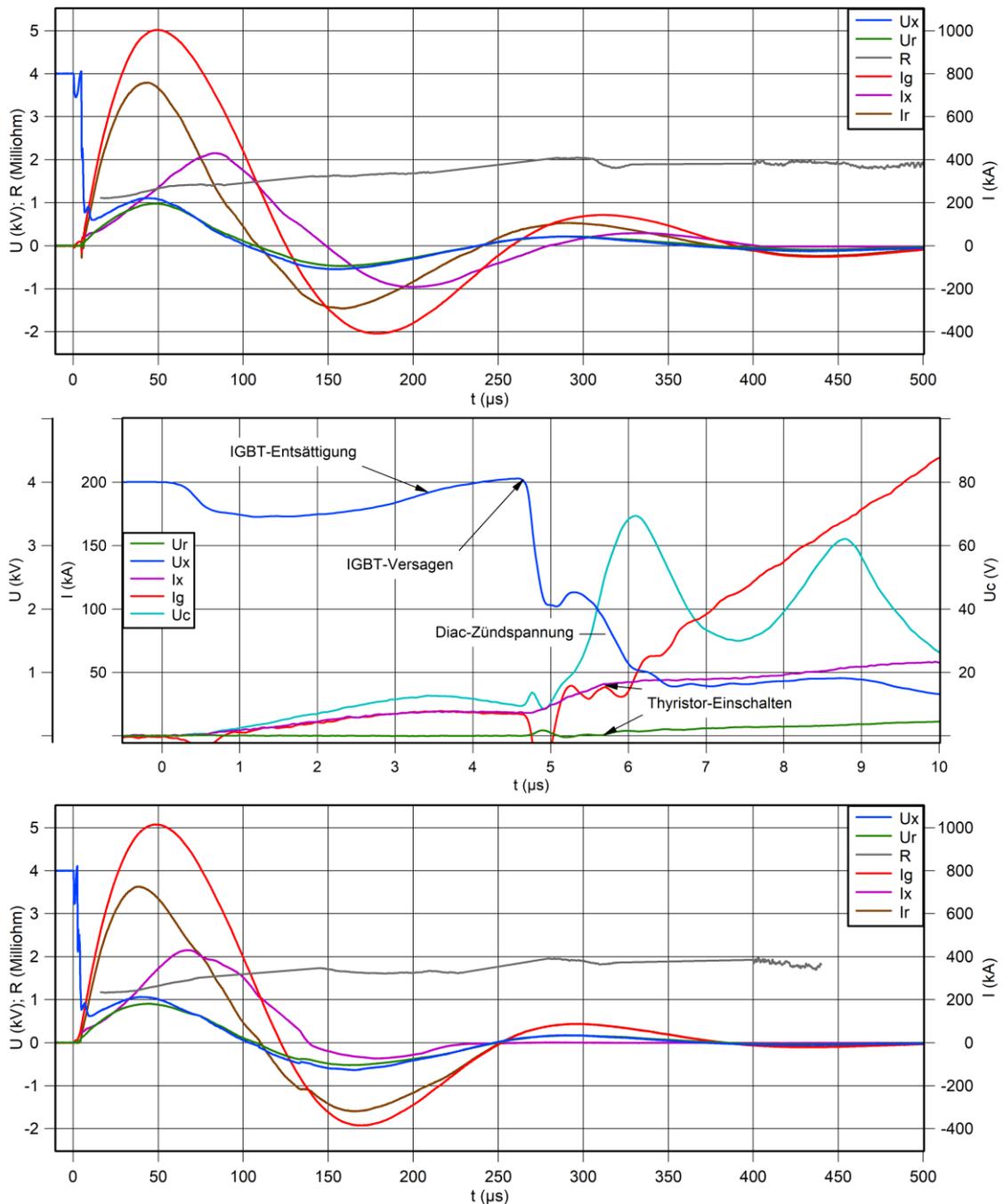


Abb. 5.18: Messergebnisse beim Überbrücken der Halbleiterzelle mit Entladewiderstand; oben: CM900, Gesamtstrom I_g , IGBT-Strom I_x , IGBT-Spannung U_x , Spannung U_r , Strom I_r und Verlauf R des Entladewiderstands (unstetige Abschnitte durch Geraden ersetzt); mittig: Einschaltverhalten, zus. Spannung U_c ; unten: Messung mit CM1200

Die parasitären Beläge der Schaltungssimulation (Abb. 5.19a) sind dem Versuchsaufbau angepasst. Der Bahnwiderstand des Thyristors wird mit $R_T = 0,2$ Milliohm und der Serienwiderstand mit $R_S = 1,1$ Milliohm berücksichtigt. Die Widerstandserhöhung des Nebenschlusswiderstandes durch die Erwärmung und der Widerstandsabfall des Thyristors infolge des Durchlegierungsprozesses erfahren keine Berücksichtigung. Während des Ablaufs erfolgt durch diese gegenläufigen Effekte eine teilweise Kompensation des Widerstandsverhaltens. Aufgrund der diagonal angeordneten Kontaktbereiche der Strecke Widerstand-Thyristor sowie der Aufteilung des

Fehlerstroms in unterschiedliche Teilströme in diesem Bereich ist eine Streuinduktivität von $L_{TR} = 10$ nH zusätzlich berücksichtigt. Die Streuinduktivität der Stromschienen des Spanverbandes von $L_{SV} = 50$ nH wird zwischen Nebenschlussstrecke und Halbleiterzelle mit $L_{SV1} = 40$ nH zu $L_{SV2} = 10$ nH aufgeteilt. Das Einschalten des Thyristors erfolgt in der Simulation zeitgleich mit dem Versagen des IGBT. Angesichts der übrigen Modellvereinfachungen hat diese Annahme eine vernachlässigbare Auswirkung. Abbildung 5.20 zeigt die Gegenüberstellung der gemessenen und simulierten Strom- und Spannungsverläufe.

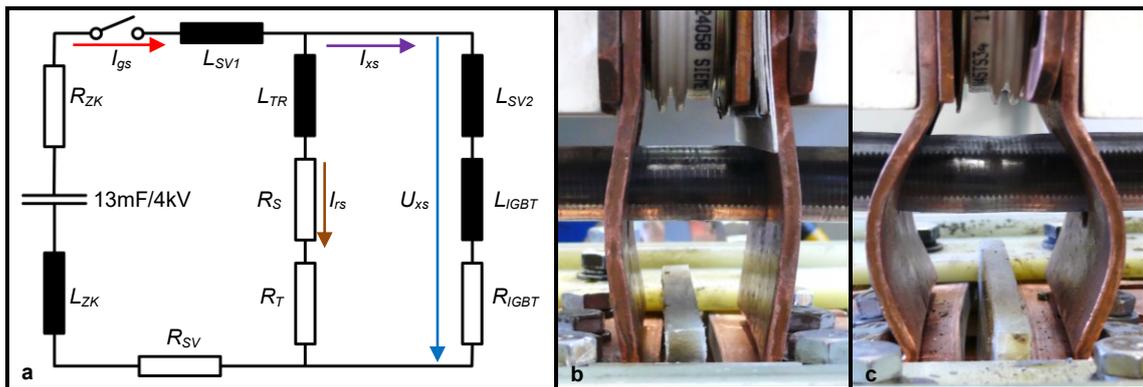


Abb. 5.19: Simulationsschaltbild (a) mit $R_{IGBT} = 1,7$ m Ω (CM900) bzw. 1,3 m Ω (CM1200); Stromschienenverbindung (b,c)

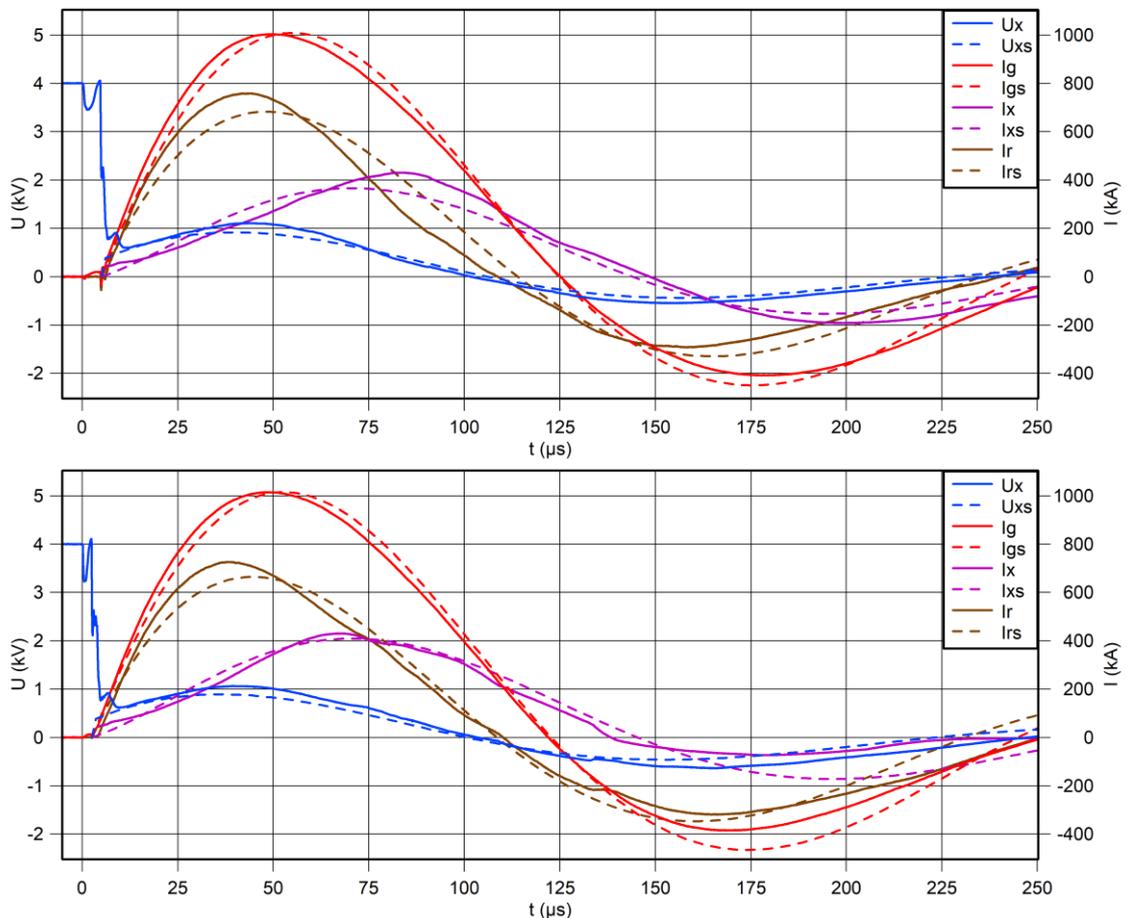


Abb. 5.20: Gemessene (U_x , I_g , I_x , I_t) und simulierte (U_{xs} , I_{gs} , I_{xs} , I_{rs}) Größen; oben: CM900, unten: CM1200

5.4.3 Ursache der parasitären Zündung des Thyristors

Die Untersuchung in Abschnitt 5.4.1 zeigt, dass eine kapazitiv bedingte Verschiebung des Potentials des Gate-Anschlusses, wodurch der DIAC der Zündschaltung früher durchschalten würde, nicht festzustellen ist. Als Ursachen für das parasitäre Einschalten des Thyristors verbleiben daher das negative du/dt über dem Thyristor in Verbindung mit einem internen Zündvorgang durch den integrierten Hilfsth Thyristor sowie Wirbelströme innerhalb des Thyristors durch das sich am Montageort aufbauende Magnetfeld.

Es finden daher zwei Untersuchungen statt, bei denen jeweils zwei Thyristoren den möglichen Auslösern getrennt voneinander ausgesetzt sind. So wird ein Thyristor ausschließlich dem negativen du/dt über der Anoden-Kathoden-Strecke und ein weiterer nur dem Magnetfeld exponiert. Letzterer ist dabei über einen Widerstand mit einer externen Spannungsversorgung von 380 V verbunden, um das parasitäre Einschalten erkennen zu können. Zusätzlich wird im ersten Experiment zur Funktionskontrolle die Zündschaltung eingesetzt und mit einem entfernt platzierten Thyristor verbunden, der ebenfalls an eine externe Spannungsversorgung angeschlossen ist. Die Schaltungen der zwei Versuchsaufbauten unterscheiden sich in einigen Details voneinander und sind mit den Messgrößen in Abbildung 5.21 dargestellt.

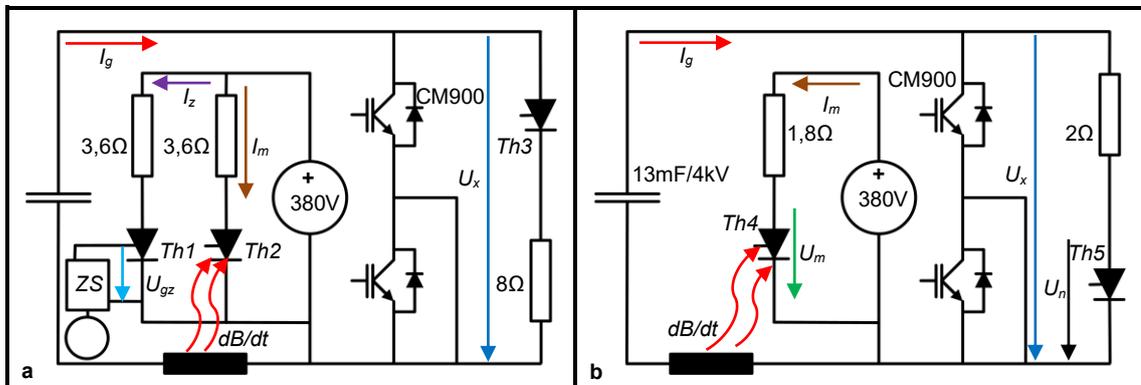


Abb. 5.21: Schaltbilder beider Versuchsaufbauten mit zugehörigen Messgrößen

Die Thyristoren $Th1$, $Th3$ und $Th5$ sind dem sich aufbauenden Magnetfeld dB/dt nicht ausgesetzt, $Th2$ bzw. $Th4$ befinden sich zwischen den Stromschienen an dem in Abschnitt 5.4.1 gezeigten Montageort und sind einseitig von den Leitschienen elektrisch isoliert. Der Versuchsaufbau nach Abbildung 5.21a liefert für das Verhalten von $Th3$ kein eindeutiges Ergebnis, da die Messung des Stroms durch $Th3$ aufgrund starker Einkopplungen unbrauchbar ist. Bei dem geänderten Aufbau aus Abbildung 5.21b wird daher die Spannung über $Th5$ gemessen, um einen charakteristischen Einbruch durch eine mögliche parasitäre Zündung feststellen zu können.

Da die erste Untersuchung die Funktionsfähigkeit der Zündschaltung ZS zweifelsfrei bestätigt, wird dieser Aspekt nicht erneut überprüft. Bei der zweiten Messung verfügen *Th4* und *Th5* über einen kleineren Serienwiderstand, um eine vorteilhaftere Auflösung des Einschaltstromverlaufs zu erreichen.

Abbildung 5.22 zeigt die Verläufe der Messgrößen beider Untersuchungen. Das obere Diagramm gehört zum Schaltungsaufbau aus Abbildung 5.21a, zum Zeitpunkt 8 μs ist dort an den zugehörigen Stromverläufen I_z bzw. I_m die nahezu gleichzeitige Zündung von *Th1* und *Th2* ca. 2 μs nach dem Versagen des IGBT erkennbar. Die Zündung von *Th1* erfolgt mit einem Verzug von weniger als 1 μs zum auslösenden Impuls der Zündschaltung. Beim Zündvorgang von *Th1* und *Th2* sind unterschiedlich ausgeprägte Stromanstiege festzustellen. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass die Flutung des Thyristors mit Ladungsträgern bei Ansteuerung über das Gate günstiger abläuft als bei der parasitären Zündung durch induzierte Wirbelströme.

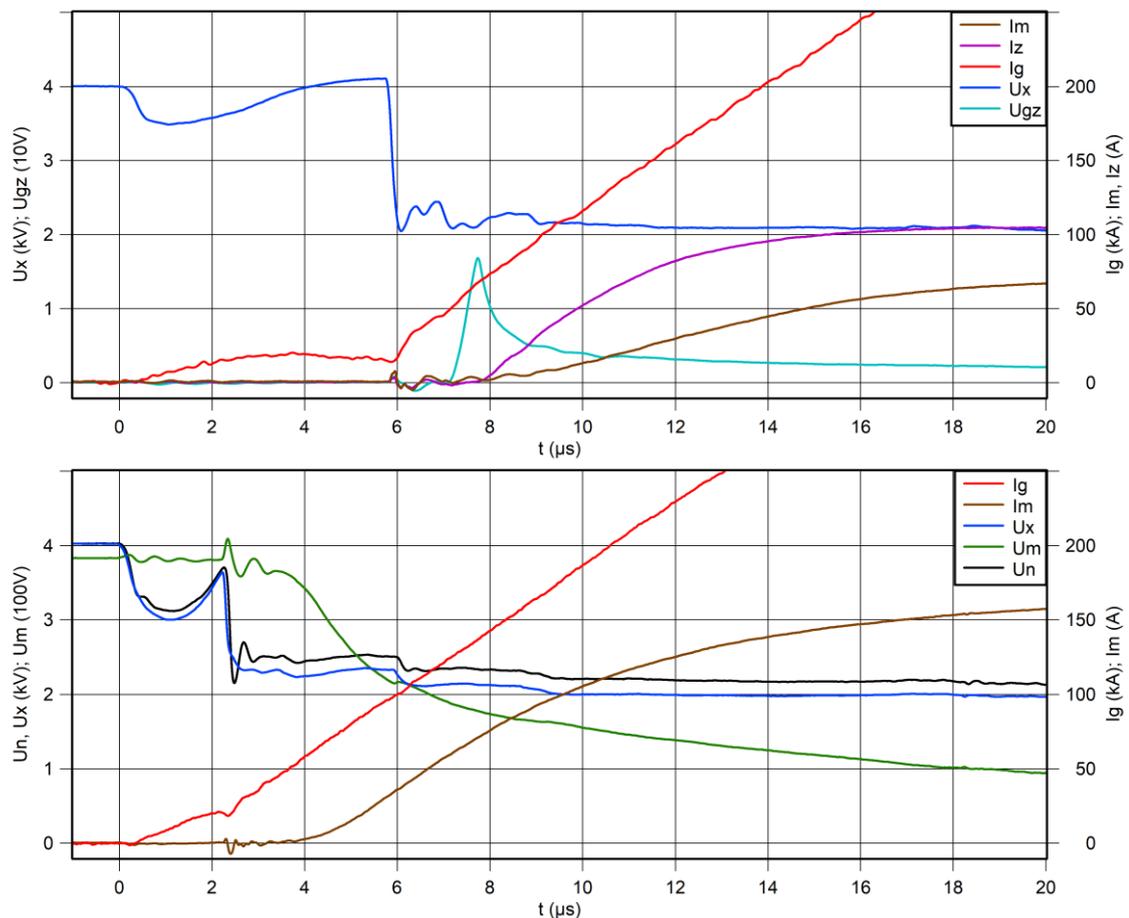


Abb. 5.22: Strom- und Spannungsverläufe zur Untersuchung der parasitären Zündung;
 oben: Messung zu Abb. 5.21a: Strom I_m des magnetisch gezündeten Thyristors *Th2*, Strom I_z , Spannung U_{gz} des fremdgezündeten Thyristors *Th1*, Stoßstrom I_g , Spannung U_x über IGBT-Zelle;
 unten: Messung zu Abb. 5.21b: Spannung U_n über Thyristor *Th5*

Das untere Diagramm in Abbildung 5.22 zeigt für $Th4$ anhand der zugehörigen Verläufe von I_m und U_m das parasitäre Einschalten bei $4 \mu\text{s}$. Die Spannung U_n über $Th5$ deutet durch Vergleich zu Spannung U_x über der Halbleiterzelle keine parasitäre Zündung von $Th5$ an. Die sich ab dem IGBT-Versagen einstellende Spannungsabweichung zwischen U_n und U_x von ca. 200 V ist die Folge einer Spannungsinduktion in die zum Anschluss von $Th5$ gehörende Leiterschleife durch das Magnetfeld der Stromschienen bei stetig steigendem Fehlerstrom I_g .

Der Nachweis der parasitären Zündung von $Th2$ bzw. $Th4$ durch das sich zwischen den Stromschienen aufbauende Magnetfeld ist mit dieser Untersuchung erfolgt. Dieses parasitäre Verhalten muss nicht zwingend einen Nachteil darstellen, bietet es doch eine zusätzliche Sicherheit für den Fall, dass bei einem Fehlerfall die Zündung des Thyristors durch eine defekte Zündschaltung oder ein kurzgeschlossenes bzw. unterbrochenes Verbindungskabel nicht stattfindet. Erfolgt die parasitäre Zündung des Thyristors bereits bei Fehlerfällen, die von den IGBT noch beherrscht werden können, so lässt sich der Thyristor abseits der direkten Stromschienenverbindung zwischen Halbleiterzelle und Zwischenkreis platzieren, so dass dieser dem Magnetfeld weniger ausgesetzt ist.

5.4.4 RL-Kombination mit Thyristor parallel zur Halbleiterzelle

Die Verbindung aus RL-Kombination oder RL-Transformator und Nebenschlussthyristor parallel zur IGBT-Halbleiterzelle vereinigt in sich den IGBT-Explosionsschutz und die Stoßstrombegrenzung für den Zwischenkreis [MKKB18]. Die RL-Kombination mit einer Induktivität von $L = 430 \text{ nH}$ und einem Widerstand von $R = 6 \text{ m}\Omega$ wird mit dem Nebenschlussthyristor in einem Spannverband untergebracht, der sich zwischen Halbleiterzelle und Kondensatorbank befindet (siehe Abb. 5.23b). Der Thyristor ist mit der Zündschaltung verbunden; ob die Zündung vorrangig durch die Ansteuerung oder das parasitäre Verhalten erfolgt, lässt sich aus der Messung nicht erkennen. Die Schaltung des Versuchsaufbaus mit den Messgrößen findet sich in Abbildung 5.23a.

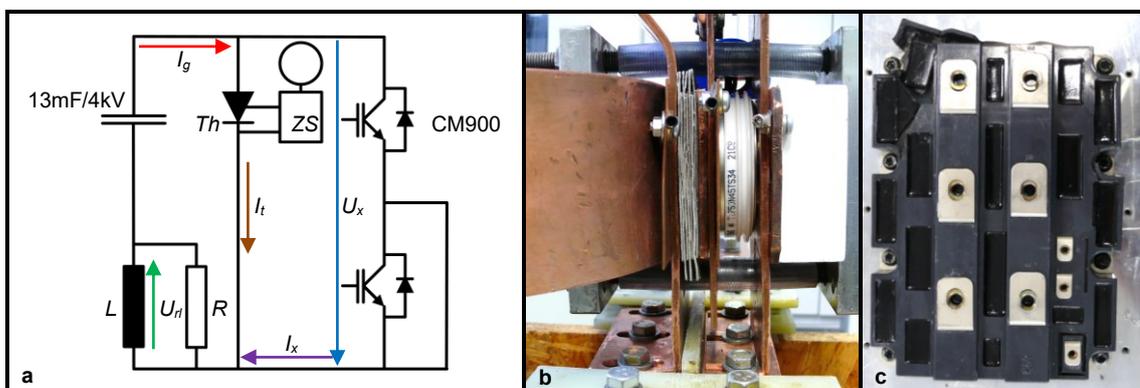


Abb. 5.23: Schaltbild des Versuchsaufbaus (a); Anordnung der RL-Kombination (b); CM900 nach dem Versuch (c)

Die Diagramme in Abbildung 5.24 zeigen die Strom- und Spannungsverläufe des Versuchs über 500 μs und detaillierter über 20 μs . Die Zündung des Thyristors erfolgt bei 6 μs weniger als 2 μs nach dem Versagen des IGBT, der Fehlerstrom durch den IGBT wird anschließend auf maximal 68 kA begrenzt. Der Gesamtstrom bewirkt ein Lastintegral von 38 MA²s, welches damit weniger als 25 % des Lastintegrals ohne RL-Kombination, d.h. ausschließlich mit Nebenschlussthyristor, beträgt.

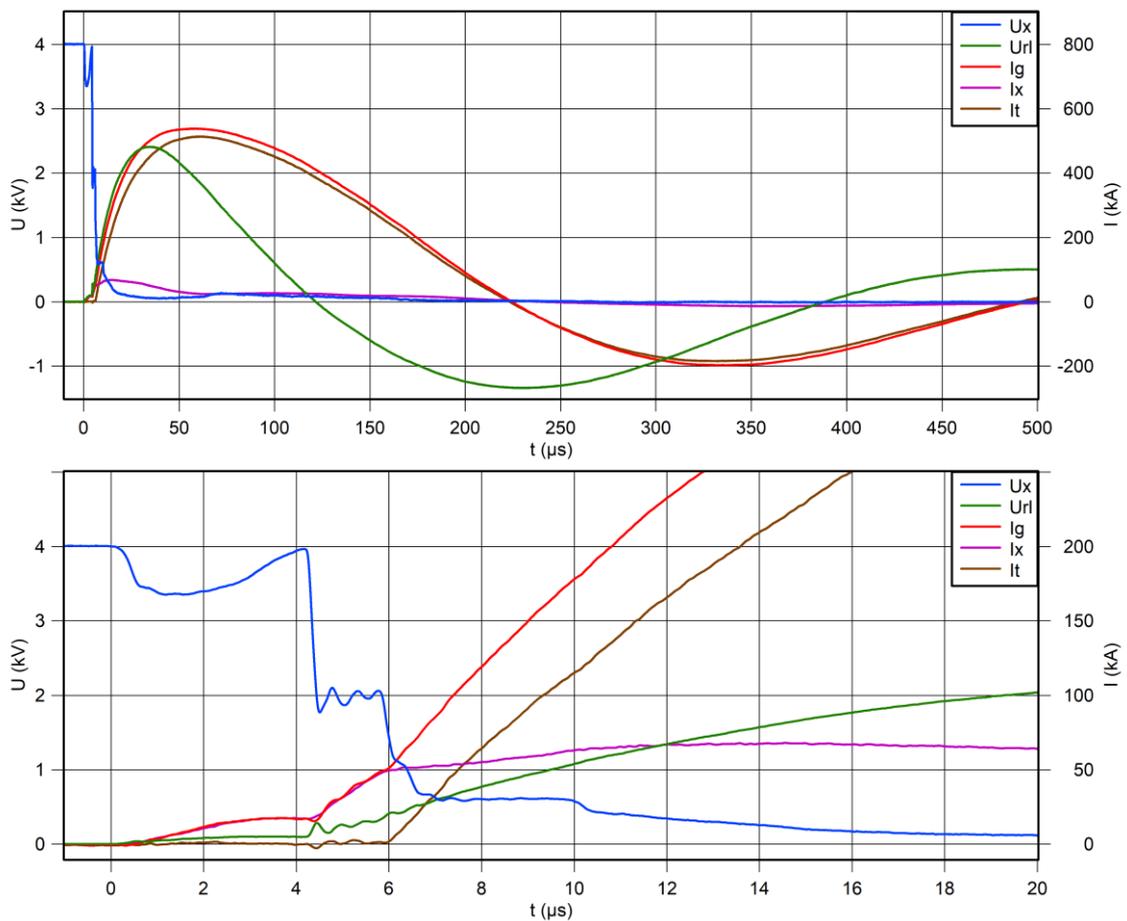


Abb. 5.24: Strom- und Spannungsverläufe bei der Verbindung aus RL-Kombination und Nebenschlussthyristor; Spannung U_x über IGBT-Zelle, Spannung U_{rl} über RL-Kombination, Stoßstrom I_g , IGBT-Strom I_x , Thyristorstrom I_t

Das IGBT-Modul wird mit 0,2 MA²s und einem Energieumsatz von 1 kJ belastet, womit das Gehäuse wie in Abbildung 5.23c sichtbar weitgehend intakt bleibt und ein IGBT/Dioden-System nach dem Versuch noch sperrfähig ist. Der Kühlkörper der Halbleiterzelle weist nach dem Versuch keine Verformung auf. Da das elektrische Verhalten dieser Variante durch den Strompfad über den Thyristor dominiert wird, womit der Fehlerstrom durch das IGBT-Modul vergleichsweise gering ausfällt und daher keine Modulexplosion stattfindet, hat es keinen Nutzen, die Impedanz der Halbleiterzelle bei explodierendem IGBT aus Abschnitt 5.2.4 für eine Schaltungssimulation zu verwenden. Dies gilt ebenfalls für die Zusatzbeschaltung aus Abschnitt 5.4.1.

5.5 Das Explosionsintegral XI

Die Quantifizierung der Explosionswirkung von IGBT-Modulen anhand der mechanischen Wirkungen auf die Halbleiterzelle ist mit hohem materiellem Aufwand verbunden und fehleranfällig. Im Idealfall werden für jede Messung alle Komponenten erneuert. Die Wiederverwendung von bereits genutzten und ggf. gerichteten Komponenten kann durch bestehende Vorschäden und im Falle von Leitschienen durch Kaltverfestigung zu fehlerhaften Schadensbildern führen. Auch ist die Beurteilung der Explosionswucht bei mechanisch beschädigten oder zerstörten Kunststoffkomponenten nicht zuverlässig möglich. Das Explosionsintegral XI soll es ermöglichen, aus ohnehin erfassten elektrischen Größen (hier: I_x und U_x) auf die Wirksamkeit von Zusatzbeschaltungen für den IGBT-Explosionsschutz zu schließen. Dies bedeutet eine Vereinfachung der Anforderungen an die Gestaltung des Versuchsaufbaus für die experimentelle Überprüfung.

Das Lastintegral I^2t und die im Fehlerfall umgesetzte Energie E stehen auch bei baugleichen IGBT-Modulen nicht in einem festen Verhältnis zueinander, sondern sind abhängig von der Stromanstiegsgeschwindigkeit, der Höhe des Fehlerstroms und der Dauer des Stoßstromereignisses. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der Energieumsatz des IGBT-Moduls nicht allein vom Fehlerstrom, sondern ebenso von der Lichtbogenspannung abhängt, die sich erst nach der mechanischen bzw. thermischen Zerstörung der internen elektrischen Verbindungselemente ausbildet. Daher ist für die Charakterisierung des Explosionsverhaltens von IGBT-Modulen nicht einer der Parameter allein ausreichend. Für die bessere Evaluierung von Zusatzbeschaltungen für den IGBT-Explosionsschutz wird daher die Nutzung eines Kennwerts vorgeschlagen, der sowohl die magnetische Komponente aus dem Lastintegral I^2t , als auch die thermische Komponente aus der Energie E beinhaltet. Hierzu lassen sich die beiden Integralausdrücke für I^2t und E zum Explosionsintegral XI zusammenführen:

Lastintegral

$$I^2t = \int i^2 dt$$

Energie

$$E = \int u i dt$$

Explosionsintegral

$$XI = \int \sqrt{i^2} u i dt = \int |i| u i dt$$

$$[XI] = A^2Vs = AJ$$

Der Ausdruck zur Berechnung der Energie E wird damit zur höheren Gewichtung der magnetischen Komponente um den Betrag des Fehlerstroms erweitert. Die in der Streuinduktivität der Halbleiterzelle zwischengespeicherte Energie schlägt sich wie beim Ausdruck für E nicht in einer Erhöhung des Explosionsintegrals nieder. Für die gezeigten experimentellen Untersuchungen zur Wirksamkeit von Zusatzbeschaltungen für den IGBT-Explosionsschutz ist bzgl. der Streuinduktivität der Halbleiterzelle ein Wert in der Größenordnung von 60 nH anzunehmen. Aufgrund der Verknüpfung mit dem Spannungsabfall über dem versagenden IGBT-Modul ist das Explosionsintegral nicht für die Beschreibung des Fehlerverhaltens von Halbleitern geeignet, die im Fehlerfall nur wenig Spannung aufnehmen und deren mechanisches Versagen überwiegend auf die magnetische Kraftkomponente durch den Fehlerstrom zurückzuführen ist. Für solche Fälle ist das Lastintegral I^2t besser geeignet.

Zusatzbeschaltung	IGBT	I_{gmax}	I^2t_g	I_{xmax}	I^2t_x	E_x	E_{zb}	Δ_{KK}	XI	Bemerkungen
#		kA	MA ² s	kA	MA ² s	kJ	kJ	mm	GAJ	
Referenz										
1	CM900	746	46	746	46	87	-	14	49	
1S	Z=1,7mΩ	741	46	741	46	78	-	-	45	
2	CM900	813	54	813	54	94	-	9	57	Schraubenversagen
3	CM1200	843	55	843	55	78	-	12	49	
3S	Z=1,3mΩ	790	55	790	55	73	-	-	43	
Sicherung										
4	CM900	300	4	300	4	10	83	0	2	
RL-Kombination										
5	CM900	434	23	434	23	55	41	8	18	Edelstahlwiderstand
5S	Z=1,7mΩ	444	24	444	24	41	-	-	15	
6	CM1200	491	26	491	26	46	51	3	14	Edelstahlwiderstand
6S	Z=1,3mΩ	463	26	463	26	34	-	-	13	
7	CM1200	505	28	505	28	41	56	3	14	Hartkohlewiderstand
Nebenschl.-Th										
8	CM900	1301	173	65	0,5	2	-	0	0,08	Scheibenzellendef.
Nebenschl.-RTh										
9	CM900	1004	71	431	13	20	43	1	5	
9S	Z=1,7mΩ	1009	75	366	10	18	37	-	5	
10	CM1200	1016	70	431	11	20	44	1	6	
10S	Z=1,3mΩ	1004	77	409	13	18	36	-	5	
Nebenschl.-Th+RL										
11	CM900	540	38	68	0,2	1	82	0	0,04	

Tab. 5.25: Übersicht der Untersuchungen zum IGBT-Explosionsschutz; simulierte Ergebnisse mit Zusatz „S“; Spitzenwert I_{gmax} des Fehlerstroms im Zwischenkreis, Lastintegral I^2t_g des Zwischenkreises, Spitzenwert I_{xmax} des Fehlerstroms im IGBT, Lastintegral I^2t_x des IGBT, Energieumsatz E_x im IGBT, Energieumsatz E_{zb} der Zusatzbeschaltung ohne Thyristor, Durchbiegung Δ_{KK} des Kühlkörpers, Explosionsintegral XI des IGBT; Schraubenversagen bei #2 durch zu geringe Festigkeitsklasse (4.6) der Montageschrauben der Halbleiterzelle

Tabelle 5.25 gibt eine Übersicht zu den Versuchsergebnissen der Untersuchungen zum IGBT-Explosionsschutz und enthält die Werte für die Durchbiegung Δ_{KK} des Kühlkörpers sowie das zugehörige Explosionsintegral XI . Zusätzlich sind die Ergebnisse erhalten, die sich aus den zugehörigen Berechnungen mit der in Abschnitt 5.2.4 ermittelten Impedanz der Halbleiterzelle ergeben.

Das Explosionsintegral dient der Beurteilung der Wirksamkeit unterschiedlicher Zusatzbeschaltungen für den Explosionsschutz bei baugleichen oder zumindest ähnlich aufgebauten IGBT-Modulen. Inwieweit der Parameter geeignet ist, das Explosionsverhalten deutlich unterschiedlich aufgebauter IGBT-Module oder verschiedener Gehäusekategorien miteinander zu vergleichen, muss die experimentelle Erfahrung zeigen. Selbst bei IGBT-Modulen des gleichen Gehäusetyps können abweichende Ausführungen von Kunststoffabdeckung und der internen Leiteranordnung die Vergleichbarkeit beeinträchtigen.

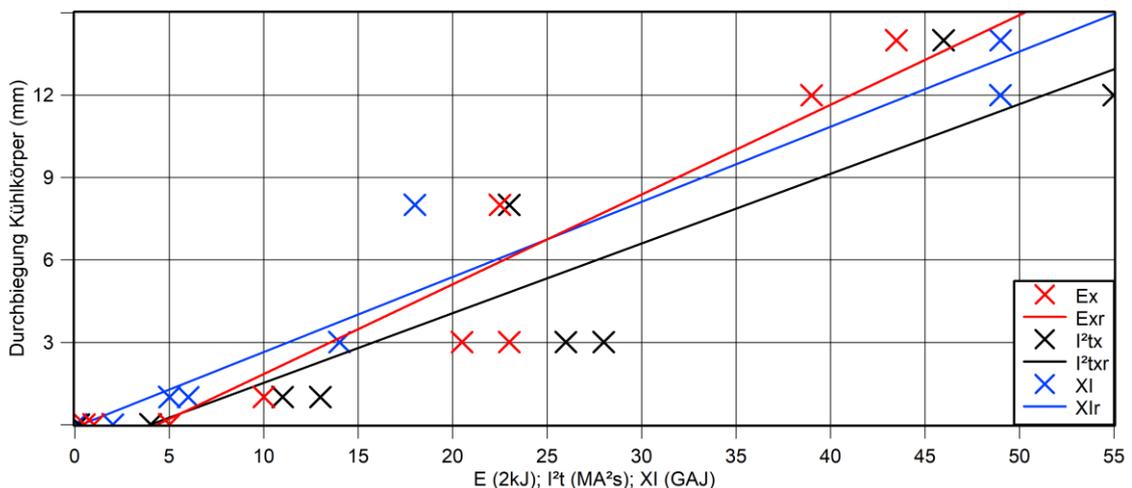


Abb. 5.26: Energieumsatz E_x , Lastintegral I^2t_x und Explosionsintegral XI zu Durchbiegung Kühlkörper Δ_{KK} ; Regressionsgeraden mit Zusatz „r“; Messung #2 nicht enthalten

Das Diagramm in Abbildung 5.26 zeigt die Gegenüberstellung der Durchbiegung des Kühlkörpers Δ_{KK} zu Energieumsatz E_x der Halbleiterzelle, Lastintegral I^2t_x und Explosionsintegral XI . Aus den jeweiligen Messpunkten sind Regressionsgeraden abgeleitet. Die Geraden laufen nicht exakt durch den Nullpunkt des Diagramms und beschreiben damit den Umstand, dass kleine mechanische Belastungen des Kühlkörpers nicht zu einer plastischen, sondern elastischen und damit reversiblen Verformung führen. Zur Beurteilung der Aussagekraft von E_x , I^2t_x und XI für den Zusammenhang mit Δ_{KK} wird das Bestimmtheitsmaß B der Messpunkte zur jeweiligen Regressionsgerade bestimmt. Das höchste Bestimmtheitsmaß mit einem Wert von $B_{XI} = 0,94$ weist das Explosionsintegral XI auf, es folgt der Energieumsatz E_x mit $B_{E_x} = 0,90$ und das Lastintegral I^2t_x mit einem Wert von $B_{I^2t_x} = 0,83$.

Dieses Maß für die Streuung bzw. den Abstand der Einzelwerte zur Regressionsgerade weist darauf hin, dass das Lastintegral I^2t_x für die Beurteilung des Explosionsverhaltens von IGBT-Modulen die geringste Aussagekraft besitzt. Wenn das Explosionsintegral XI für die Evaluierung von IGBT-Explosionsschutzmaßnahmen nicht genutzt wird, sollte daher der Energieumsatz E_x der Halbleiterzelle mit dem zweithöchsten Bestimmtheitsmaß dem Lastintegral I^2t_x vorgezogen werden. Aufgrund der begrenzten Anzahl von Messwerten und der Nutzung der unterschiedlich aufgebauten IGBT-Module CM900 und CM1200 sollten weitere Untersuchungen durchgeführt werden, um den Vorteil des Explosionsintegrals XI zu überprüfen.

5.6 Erkenntnisse

Der elektrische Explosionsschutz von IGBT-Modulen stellt an Zusatzbeschaltungen im Zwischenkreis aufgrund abweichenden Fehlerverhaltens andere Anforderungen als die Stoßstrombegrenzung für Halbleiter im Druckkontakt- bzw. Scheibenzellengehäuse. Hochgeschwindigkeitssicherungen sind sowohl für die Stoßstrombegrenzung als auch den IGBT-Explosionsschutz geeignet, lassen sich jedoch nicht frei skalieren, erfordern besondere Bauformen sowie ggf. beidseitige Kühlung und es bestehen Unklarheiten hinsichtlich Stromfehlverteilung und Alterungseffekten.

RL-Kombination bzw. RL-Transformator allein sind für den IGBT-Explosionsschutz nicht geeignet, in Verbindung mit einer aktiven Zusatzbeschaltung stellen sie sich dagegen als vorteilhaft heraus. RL-Kombination bzw. RL-Transformator lassen sich dann unabhängig vom IGBT-Fehlerstrom dimensionieren und dienen damit allein dem Schutz des Zwischenkreises bzw. dessen Stromschienen vor zu hoher Belastung und den Nachbarkomponenten des Submoduls vor der Exposition magnetischer Störfelder. Darüber hinaus lässt sich bei neu gestalteten Submodulen auf den Einsatz des Bypassschalters verzichten, wenn die zu den IGBT-Chips antiparallel verschalteten Dioden nach einem Fehlerfall weiterhin den normalen Betriebsstrom tragen können. Aufgrund der nahezu vollständigen Übernahme des Fehlerstroms durch den zur IGBT-Brücke parallel geschalteten Thyristor ist davon auszugehen, dass die Dioden bei einem Fehlerereignis diese Fähigkeit behalten.

Eine platzsparende, im Normalbetrieb verlustfreie und mit wenigen Bauteilen umzusetzende aktive Zusatzbeschaltung stellt die Reihenschaltung aus Thyristor und Entladewiderstand dar. Von Nachteil ist der höhere Gesamtstoßstrom, der über den Wert des Entladewiderstandes als Kompromiss zur Wirkung des IGBT-Explosionsschutzes in gewissem Umfang eingestellt werden kann. Für die Nutzung als serieller Entladewiderstand eignet sich ein gefalteter Edelstahlwiderstand.

Eine weitere hier nicht untersuchte Variante einer aktiven Zusatzbeschaltung stellt die Verbindung aus Hochgeschwindigkeitssicherungen und einem zur IGBT-Brücke parallelen Thyristor dar. Die Sicherungen befinden sich anstelle von RL-Kombination oder RL-Transformator im Zwischenkreis. Diese Ausführung erscheint dann vorteilhaft, wenn wie zuvor beschrieben auf einen Bypassschalter verzichtet wird, d.h. die defekten Leistungshalbleiter weiter den normalen Betriebsstrom des MMC-Zweiges führen sollen, aber die Nutzung einer RL-Kombination bzw. eines RL-Transformators aus bestimmten Gründen nicht möglich ist.

Eine zentrale Komponente der aktiven Zusatzbeschaltung ist der zur IGBT-Brücke parallel geschaltete Thyristor mit zugehöriger Ansteuerung. Diese zündet bei einem irreversiblen Versagen der IGBT-Brücke den Thyristor und lässt sich mit wenigen Bauteilen ohne externe Stromversorgung realisieren.

Es zeigt sich, dass der Thyristor bei einem Versagen der IGBT-Brücke durch die Wirbelströme des vom Fehlerstrom verursachten Magnetfeldes parasitär einschalten kann, was bei der Gestaltung der Zusatzbeschaltung zu berücksichtigen ist. Bei einem geeigneten Aufbau lässt sich der festgestellte Effekt ausnutzen, um die Zuverlässigkeit der aktiven Zusatzbeschaltung zu erhöhen.

Das neu eingeführte Explosionsintegral XI eignet sich zur Beurteilung der Effektivität von Zusatzbeschaltungen für den IGBT-Explosionsschutz, da es die magnetische und thermische Komponente des Fehlerereignisses in sich vereint. Auf Grundlage der untersuchten Beispiele lässt sich annehmen, dass das Explosionsintegral XI als Parameter zur Beschreibung des Explosionsverhaltens von IGBT dem Lastintegral I^2t und der Energie E überlegen ist.

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit werden bereits aus der Fachliteratur bekannte sowie neu entwickelte Zusatzbeschaltungen für Zwischenkreise von MMC-Submodulen zur Beherrschung von Stoßstromereignissen bei Fehlerfällen experimentell und rechnerisch untersucht. Die Überprüfung der Wirksamkeit der Zusatzbeschaltungen erfolgt an zwei klassischen Bauarten von Gehäusen für Leistungshalbleiter, den druckkontaktierten Scheibenzellengehäusen und den Modulgehäusen mit Schraubkontakten. Das Fehlerverhalten der genannten Bauarten ist als Folge andersgearteter Kontaktierung der Halbleiterchips und unterschiedlichen Gehäuseaufbaus voneinander abweichend. Die Zusatzbeschaltungen sind auf das jeweilige Fehlerverhalten der Leistungshalbleiter, die elektrischen Kennwerte des Submoduls sowie weitere Randbedingungen der Anwendung abzustimmen.

Die Zielstellungen für die Ausgestaltung der Zusatzbeschaltungen lassen sich vereinfacht in die Reduktion der Stoßstromamplitude sowie den Explosionsschutz für Halbleitermodule unterteilen. Beide Ziele lassen sich mit Hochgeschwindigkeitssicherungen erreichen, als besonders vorteilhaft erweist sich die deutliche Reduktion des Lastintegrals.

Dennoch sollten Hochgeschwindigkeitssicherungen als Zusatzbeschaltung im Zwischenkreis nicht die erste Wahl darstellen, sondern eine Rückfallebene bieten, falls andere Möglichkeiten ausscheiden. Ursächlich hierfür ist unter anderem, dass Hochgeschwindigkeitssicherungen noch nicht in standardisierten Bauformen zur Verfügung stehen, die für die Verwendung in MMC-Submodulen optimiert sind. Die Nutzungsdauer von HGÜ-Anlagen ist auf mindestens 30 Jahre ausgelegt, für diese Zeitspanne muss daher die Versorgung mit Ersatzteilen gesichert sein. Eine Sonderanfertigung von Sicherungen durch einen bestimmten Zulieferer erschwert eine spätere Ersatzteilbeschaffung.

Die in dieser Arbeit untersuchten Muster von Hochgeschwindigkeitssicherungen sind für netzgeführte Stromrichter niedriger Arbeitsfrequenz bestimmt und nicht für MMC-Submodule optimiert. Das Alterungsverhalten der Sicherungen insbesondere als Folge von Stromfehlverteilungen durch oberwellenhaltigen Zwischenkreisstrom in MMC-Submodulen ist noch ungeklärt. Stromfehlverteilungen führen darüber hinaus mit steigender Taktfrequenz zu einer gewissen Zunahme der Verlustleistung. Eine weitere Einschränkung stellt die zulässige Betriebstemperatur bzw. die möglicherweise beidseitig erforderliche Kühlung dar.

Bei MMC-Submodulen mit Halbleitern im Scheibenzellengehäuse ist der RL-Transformator als Zusatzbeschaltung der ersten Wahl zu betrachten. Dieser lässt sich stufenlos skalieren und zu jeder Zeit aus leicht verfügbaren Materialien ohne Abhängigkeit von einem speziellen Lieferanten als Ersatzteil nachfertigen. Allein wenn die stoßstromreduzierende Wirkung des RL-Transformators nicht ausreichend oder nur mit einer hohen Induktivität zu erreichen ist, welche im Normalbetrieb zu inakzeptabel hohen Verlusten des RL-Transformators führt, sollte auf Hochgeschwindigkeitssicherungen zurückgegriffen werden. Dies gilt gleichfalls, wenn die Taktfrequenz des Submoduls für einen RL-Transformator ungeeignet hoch ist.

Für Leistungshalbleiter im Modulgehäuse stellen Hochgeschwindigkeitssicherungen aus vorgenannten Gründen ebenfalls nicht die erste Wahl dar. Hier sollte zunächst die mit geringem Aufwand umzusetzende Variante der aktiven Zusatzbeschaltung bestehend aus einem Thyristor und einem dazu in Reihe geschalteten Entladewiderstand geprüft werden. Besonders von Vorteil ist, dass bei dieser Variante keine Zusatzverluste im Normalbetrieb auftreten. Ist die Explosionsschutzwirkung für die Module der Leistungshalbleiter nicht ausreichend oder der durch die Zusatzbeschaltung verursachte höhere Stoßstrom im Zwischenkreis nicht akzeptabel, so kann auf die Verbindung aus RL-Transformator bzw. RL-Kombination und Nebenschlussthyristor ausgewichen werden. Diese aktive Zusatzbeschaltung bietet die höchste Explosionsschutzwirkung für Halbleitermodule in Verbindung mit einer auf die Anforderungen des Zwischenkreises abstimmbaren Stoßstromreduktion. Scheidet auch diese Zusatzbeschaltung z.B. wegen zu hoher Verlustleistung aus, bleibt der Rückgriff auf die Hochgeschwindigkeitssicherungen erhalten mit den vorgenannt ungeklärten technischen und wirtschaftlichen Risiken. Die Aussagekraft des im Zusammenhang mit Modulgehäusen für die Beurteilung der Wirksamkeit von Zusatzbeschaltungen eingeführten Explosionsintegrals bedarf einer fortgesetzten experimentellen Validierung.

Die Auswahl der hier betrachteten Zusatzbeschaltungen ist insbesondere auf die Verwendung in Zwischenkreisen von MMC-Submodulen mit einer im Fehlerfall freisetzbaren Energie von mehr als 100 kJ ausgerichtet. Die Leistungshalbleiter der Untersuchungsbeispiele mit Nennspannungen von 4,5 kV und 6,5 kV sind repräsentativ für aktuelle und zukünftige MMC-Submodule, die für HGÜ-Konverter mit einer Nennleistung von einem Gigawatt oder mehr vorgesehen sind. Daran orientiert sich ebenfalls der für die Beispielauslegungen der Zusatzbeschaltungen verwendete Bemessungsstrom im Zwischenkreis von einem Kiloampere.

Transiente FEM-Simulationen erlauben es, die mechanischen Auswirkungen von Stoßstromereignissen auf die Leitschienen des Zwischenkreises zu beschreiben und Stellen kritischer Materialbelastungen zu identifizieren. Die Simulation von Fehlerereignissen mit und ohne Zusatzbeschaltungen kann den experimentellen Untersuchungsaufwand reduzieren. Auch das Verhalten der Zusatzbeschaltungen selbst, wie beispielsweise des RL-Transformators, sowie die elektromagnetischen und mechanischen Wirkungen auf Nachbarkomponenten lassen sich so ermitteln.

Nicht alle denkbaren passiven und aktiven Zusatzbeschaltungen für Zwischenkreise von MMC-Submodulen sowie Kombinationen daraus sind Untersuchungsgegenstand dieser Arbeit. Aufgrund einer Vielzahl möglicher Randbedingungen für die Auswahl von Zusatzbeschaltungen können sich auch andere technische Möglichkeiten für den jeweiligen Einzelfall als vorteilhaft erweisen. Weitere Untersuchungen im Bereich der Zusatzbeschaltungen für MMC-Submodule sollten wegen der noch offenen Fragen zur Gestaltung von Hochgeschwindigkeitssicherungen durchgeführt werden.

Es muss sich zukünftig zeigen, wie effektiv die hier vorgestellten Zusatzbeschaltungen bei neuartigen Leistungshalbleitern sind, deren Bauart eine Mischform aus Scheibenzellengehäuse und Modulgehäuse darstellt. Dabei kann es sich beispielsweise um druckkontaktierte Gehäuse handeln, die eine Vielzahl einzeln kontaktierter Halbleiterchips enthalten.

Anhang

1. Prüfplatz und Messtechnik

Der Prüfplatz befindet sich in einer durch Trennwände abgeteilten und verriegelbaren Raumeinheit. Die Bedienung der Mess- und Versorgungstechnik erfolgt ferngesteuert über ein Schaltpult. Am Prüfplatz sind zwei Entladeeinrichtungen für die Zwischenkreise fest verbaut, es handelt sich um einen von außen manuell ausgelösten Schnellentlader und elektronisch zuschaltbare Entladewiderstände. Die Versorgung des Zwischenkreises erfolgt über ein 6 kV-Kondensatorladegerät von Technix. Das Kondensatorladegerät verfügt über eine potentialfreie Ausgangsspannung, sodass die durch Stoßströme verursachten induktiven Potentialverschiebungen des Zwischenkreises nicht zu Störströmen und Schäden führen. Die Spannungsfreiheit bei Arbeiten an den Zwischenkreisen ist mittels Erdungstrennschalter sichergestellt. Die Versuchsaufbauten werden mit einer Splitterschutzhaube aus 22 mm OSB-Platten abgedeckt. Abbildung A.1 zeigt verschiedene Ansichten des Prüfplatzes.



Abb. A.1: Ansichten des Prüfplatzes; a: 13mF/4kV-Zwischenkreis links, 9,5mF/5,5kV-Zwischenkreis rechts mit Splitterschutzhaube; b: oben mittig manuelle Entladeeinrichtung; c: Steuerungstechnik des Prüfstands und Erdungstrennschalter (unten); d: Oszilloskop; e: Kondensatorladegerät von Technix

Die genutzte Messtechnik ist in Tabelle A.2 aufgeführt. Bei den meisten Experimenten kommen nur ein Oszilloskop und die oberen beiden Positionen der Stromwandler sowie die zwei oberen Positionen der Tastköpfe zum Einsatz. Das Oszilloskop wird zur Vermeidung von Erdschleifen über einen 500 VA-Trenntransformator gespeist.

Messtechnik	Hersteller und Typ
Speicheroszilloskop	2 Stk. Teledyne LeCroy Wavesurfer64MXs-B
Stromwandler	PEM CWT15000xB, 0.002 mV/A
Stromwandler	2 Stk. PEM CWT6000B, 0.005 mV/A
Stromwandler	PEM CWT15B, 2.0 mV/A
Stromwandler	2 Stk. PEM CWT1B, 20.00 mV/A
Tastkopf	2 Stk. LeCroy PPE6kV, 1000:1, 400 MHz
Tastkopf	2 Stk. PMK PHVS662-L, 1000:1, 400 MHz
Tastkopf	4 Stk. LeCroy PP009, 10:1, 500 MHz

Tab. A.2: Überblick über die verwendete Messtechnik

2. Übersicht zu allen Experimenten

In den folgenden Tabellen sind alle durchgeführten Experimente nach verschiedenen Kriterien aufgeschlüsselt, die Bestandteil der Untersuchungen zur Beherrschung von Stoßstromereignissen bei Fehlerfällen in Submodulen von Modularen Mehrpunktumrichtern waren. Tabelle A.3 listet die Anzahl der Experimente an unterschiedlich konfigurierten Zwischenkreisen auf.

Zwischenkreiskonfiguration	Kondensatoren	Anzahl der Experimente
6,5 mF / 3,5 kV	1 x 6,5 mF	3
6,5 mF / 4 kV	1 x 6,5 mF	24
13 mF / 4 kV	2 x 6,5 mF	35
17,5 mF / 2 kV	2 x 6,5 mF + 1 x 4,5 mF	1
17,5 mF / 4 kV	2 x 6,5 mF + 1 x 4,5 mF	4
9,5 mF / 5,5 kV	4 x 9,5 mF (ser. + par.)	12

Tab. A.3: Experimente nach Zwischenkreiskonfiguration

Tabelle A.4 gibt Auskunft über die Anzahl der Experimente zu den verschiedenen Untersuchungsthemen. Die Zeile „Pulsbelastung Parallelwiderstand“ hat die Bedeutung, dass die Untersuchungen an den Mustern der Hochleistungswiderstände hier ohne parallele Drossel stattfanden.

Untersuchungsthema	Anzahl der Experimente
Referenzmessung	7
Magnetisch ausgelöstes Trennelement	6
Serieninduktivität	5
Hochgeschwindigkeitssicherung	14
Pulsbelastung Parallelwiderstand	21
RL-Kombination	12
RL-Transformator	7
Aktive Zusatzbeschaltung	7

Tab. A.4: Experimente nach Untersuchungsthemen

Tabelle A.5 gibt einen Überblick zum Materialeinsatz bei allen Experimenten. Die benannten Komponenten sind exemplarisch, da für die Durchführung der Experimente weitere Materialien bzw. Einzelteile (Befestigungselemente, Elektronikbaugruppen, Sonderanfertigungen von Stromschienen usw.) erforderlich waren und regelmäßig erneuert werden mussten, welche sich hier vollumfänglich nicht aufschlüsseln lassen.

Zerstörte / genutzte Muster bzw. Komponenten	Anzahl
Thyristoren (T1750N45 und andere)	ca. 84
IGBT-Module (CM900, CM1200)	ca. 16
Muster EBG DISC 120	5
Muster Hartkohlewiderstand	8
Muster HVR-AlSiC-Widerstand	2
Muster gefalteter Edelstahlwiderstand	6
Drosseln und RL-Transformatoren	5
Hochgeschwindigkeitssicherungen	22
IGBT-Kühlkörper	11

Tab. A.5: Überblick zum Materialaufwand

3. Das Thyristormodell

Beim Thyristor T1750N45 wird mit ausgewählten Messungen für das Simulationsmodell der Bahnwiderstand und eine Durchlegierungsenergie bestimmt. Der Bahnwiderstand von 0,2 Milliohm lässt sich aus den Verläufen der Impedanz in Abbildung A.6 ableiten. Die Kurven stammen aus 10 Experimenten mit Stoßstromamplituden bis 850 kA. Unstetige Bereiche sind entfernt. Der Thyristor T1750N45 ist als OEM-Bauteil eine Sonderanfertigung ohne öffentlich zugängliches Datenblatt. Die Ansteuerung erfolgt in den Experimenten über einen umgebauten IGBT-Treiber per LWL-Signal.

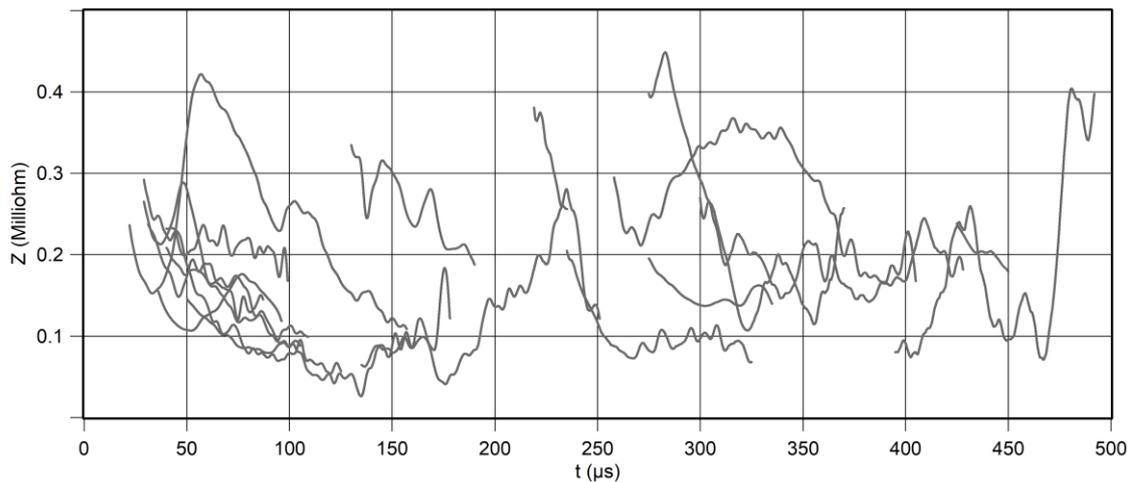


Abb. A.6: Thyristorimpedanz von 10 Experimenten, unstetige Abschnitte sind entfernt

Aus den Experimenten mit Stromscheitelwerten über 1 MA lassen sich aufgrund von störenden Einkopplungen oder nicht für die Ausmessung des Thyristorverhaltens angebrachten Tastköpfen keine auswertbaren Abschnitte gewinnen. Für Stoßströme mit Scheitelwerten unterhalb von ca. 1 MA ist die Betrachtung des Thyristors als Widerstand mit einem Wert von 0,2 Milliohm ausreichend. Bei höheren Stoßströmen ist nicht nur ein Lockern des Spanverbandes durch die magnetischen Kräfte zu beobachten, sondern ebenso ein Druckaufbau innerhalb des Scheibenzellengehäuses, welcher der Anpresskraft des Spanverbandes entgegenwirkt und zum Platzen des Gehäuses führen kann. Beide Effekte verschlechtern die elektrische Kontaktierung insbesondere innerhalb des Thyristors verbunden mit einem höheren Energieumsatz während des Durchlegierens.

Aus diesen Gründen wird in den Simulationen die Zwischenkreisenergie bei Stoßströmen mit Scheitelwerten oberhalb von 1 MA zusätzlich um 5 kJ pro Thyristor verringert. Bei den Experimenten mit Stromamplituden über 1 MA handelt es sich ausschließlich um Referenzmessungen ohne Zusatzbeschaltung mit Frequenzen des Fehlerstroms im Bereich von 4 bis 5 kHz. Bei diesen Frequenzen treten im gesamten Versuchsaufbau höhere Verluste durch Skin- und Proximity-Effekt auf. Auch diese Zusatzverluste werden in den 5 kJ pro Thyristor teilweise miterfasst. Dies erfolgt durch die Herabsetzung der Anfangsspannung des Zwischenkreises in der Simulation. Da es keine Experimente mit zugehörigen Simulationen gibt, bei denen der Spitzenwert nahe der Grenze von 1 MA liegt, ist eine Definition für Grenzfälle nicht erforderlich. In derartigen Fällen wäre eine Abstufung auf z.B. 2,5 kJ denkbar.

Abbildung A.7 zeigt die zerlegten Thyristoren des Referenzversuchs aus Kapitel 2. Auf der linken Seite ist zu erkennen, dass die 10 mm starke Deckplatte aus Kupfer in der Mitte durch den Druckaufbau während des Durchlegierens eingedrückt wurde.

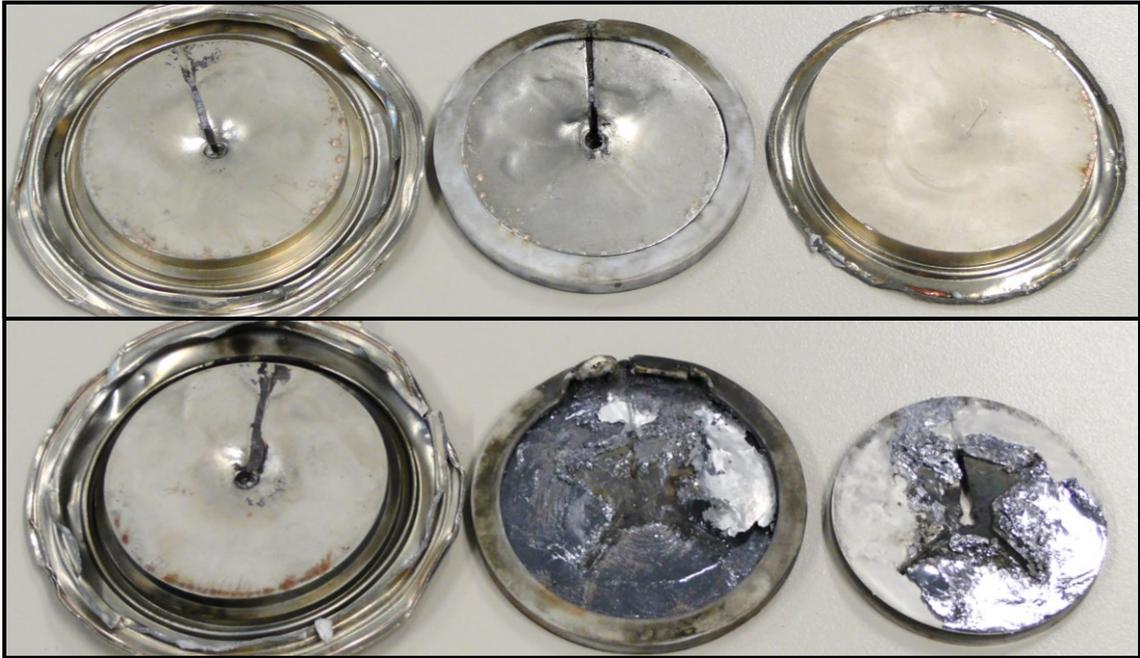


Abb. A.7: Bilder geöffneter Thyristoren des Referenzversuchs aus Kapitel 2

4. Thermisches Verhalten von Kohlenstoff- und AlSiC-Widerständen

Der Temperaturkoeffizient der Widerstandsmuster aus Hartkohle und AlSiC wurde über eine Temperaturspanne von ca. 300 K ermittelt. Dazu befanden sich die Widerstände in einem Spannverband (Abb. A.8a) und erfuhren eine Bestromung von bis zu 500 A_{DC}. Temperatur und Widerstandsverhalten wurden währenddessen aufgezeichnet. Die Messungen liegen ausschließlich als Oszilloskop-Bildschirmausdruck vor.

Abbildung A.8b zeigt ein Einzelbild aus der Videoaufnahme des Pulsbelastungstests eines AlSiC-Widerstandes am 9,5mF/5,5kV-Zwischenkreis, bei welchem vermutlich durch die Explosion von dabei erzeugtem und geruchlich wahrnehmbarem Azetylen bzw. Ethin die Splitterschutzabdeckung deutlich emporgehoben wurde. Das Nachleuchten der zwei durchlegierten Thyristoren ist dabei zu erkennen.

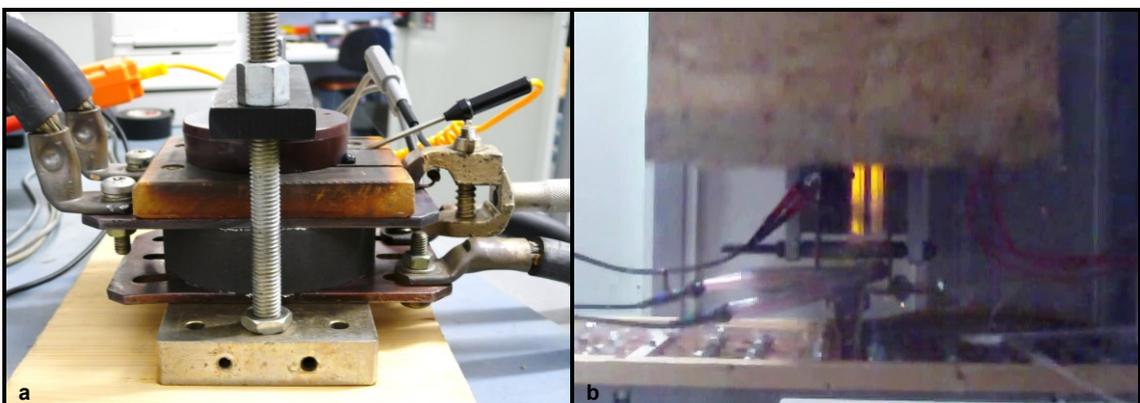


Abb. A.8: Bestromung der Prüflinge für die Bestimmung des Temperaturkoeffizienten (a); Einzelbild aus Aufnahme mit Videokamera bei der Pulsbelastung eines AlSiC-Widerstandes (b)

Abbildung A.9 zeigt die Messung an einem Hartkohlewiderstand (oben) und einem AISiC-Muster (unten) mit Bestromung (C2, rot) in 100 A/div. Den Spannungsabfall über den Widerständen zeigt C1 (beige) mit 0,5 bzw. 1 V/div. Der resultierende Verlauf des Widerstandswertes wird durch Math (gelb) mit 1 bzw. 5 Milliohm/div angegeben. Die Temperatur in 50 K/div zeigt C3 (blau). Die untere Begrenzung des Diagramms stellt für die Messgrößen die Nulllinie dar, für die Temperatur gilt dort 0 °C. Aus den Abhängigkeiten von Temperatur zu Widerstandsverlauf sind die Werte der Temperaturkoeffizienten α aus den Abschnitten 3.3.2 und 3.3.3 berechnet.

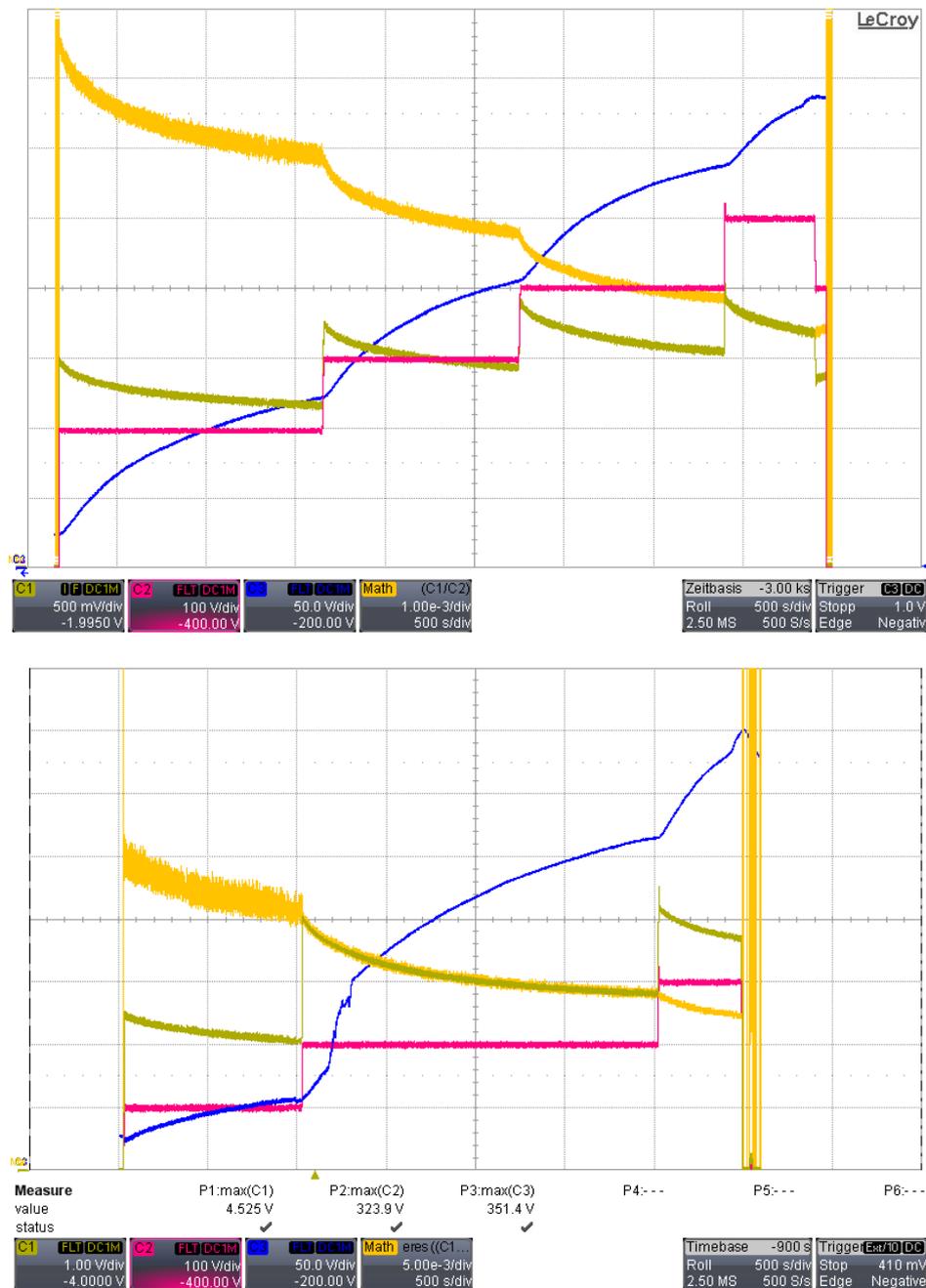


Abb. A.9: Messung Temperaturverhalten Hartkohlewiderstand (oben), AISiC-Widerstand (unten)

Literaturverzeichnis

- [ABKM01] T. Lang, H.-R. Zeller: „*Explosion Protection for Semiconductor Modules*“, Patent US6295205B1, ABB AG, 2001
- [ABPP06] S. Gunturi, D. Schneider: „*On the Operation of a Press Pack IGBT Module Under Short Circuit Conditions*“, IEEE Transactions On Advanced Packaging, Vol. 29, No. 3, S. 433-440, 2006
- [ABST98] A. Stuck: „*Leistungshalbleitermodul*“, Offenlegung, DE19649798A1, ABB AG, 1998
- [BPTC03] R. Marquardt, A. Lesnicar: „*An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range*“, IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, ISBN: 0-7803-7967-5, 2003
- [DEKU05] Deutsches Kupferinstitut, Werkstoff-Datenblätter Cu-ETP, Stand 2005
- [FIBI01] F. Iov, F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, K. Ries, H. Rasmussen, P. Bjornaa: „*Fusing IGBT-based Inverters*“, PCIM Conference, 2001
- [HESB17] H.-G. Eckel, C. Junghans, D. Schmitt: „*Hochenergie-Stossstrombegrenzer*“, Patent WO/2017/097351, Siemens AG, 2017
- [HLSB02] W. Bartsch, H. Mitlehner, D. Stephani: „*Halbleiter-Strombegrenzer*“, Patent EP0992069B1, SiCED Electronics Development GmbH & Co KG, 2002
- [ICTM18] D. Li, F. Qi, M. Packwood, A. Islam, L. Coulbeck, X. Li, Y. Wang, H. Luo, X. Dai, G. Liu: „*Explosion Mechanism Investigation of High Power IGBT Module*“, 19th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), 2018
- [IFAB15] O. Hohlfeld, G. Boenig: „*Explosionsgeschütztes Halbleitermodul*“, Offenlegung DE102013219783A1, Infineon Technologies AG, 2015
- [IFES16] O. Hohlfeld, G. Bönig, U. Jansen: „*Explosionsgeschütztes Halbleitermodul*“, Patent DE102012211446B4, Infineon Technologies AG, 2016
- [IFSA15] O. Hohlfeld: „*Explosionsgeschütztes Leistungshalbleitermodul*“, Offenlegung DE102014104856A1, Infineon Technologies AG, 2015
- [IPBF97] S. Duong, J.L. Schanen, C. Schaeffer, F. Sarrus, J.F. De Palma: „*IGBT Protection by Fuse Calculation, Behavior and Connection*“, IEEE IAS '97, ISBN: 0-7803-4067-1/97, S. 1228-1235, 1997
- [ITIA03] F. Iov, F. Blaabjerg, K. Ries: „*Prediction of Harmonic Power Losses in Fuses Located in DC-Link Circuit of an Inverter*“, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 1, S. 2-9, 2003
- [KOWI03] „*Langzeitverhalten blanker verschraubter Stromschienenverbindungen mit beziehungsweise ohne das Kontaktelement MC®-SEALconTACT*“, Anwendungshinweis, Multi-Contact AG, 2003

- [KSSE13] M. Billmann, J. Dorn, H. Gambach, M. Wahle: „*Kurzschlussstrom-entlastung für Submodul eines Modulare Mehrstufenrichters (MMC)*“, Patent WO/2013/044961A1, Siemens AG, 2013
- [LKSW12] J. Dorn: „*Short-Circuit Current Limiter*“, Patent US8149555B2, Siemens AG, 2012
- [MKKB18] H.-G. Eckel, C. Junghans, D. Schmitt: „*Modul für Modulare Mehrpunkt-umrichter mit Kurzschließer und Kondensatorstrombegrenzung*“, Patent WO/2018/149493, Siemens AG, 2018
- [MRCT97] D. Braun, D. Pixler, P. LeMay: „*IGBT Module Rupture Categorization and Testing*“, IEEE IAS '97, ISBN: 07803-4070-1/97, 1997
- [MZKK16] D. Böhme: „*A Protective Electronic Module for an HVDC Converter*“, Patent EP3061130A1, Siemens AG, 2016
- [PCIM09] M. Billmann, D. Malipaard, H. Gambach: „*Explosion Proof Housings for IGBT Module Based High Power Inverters in HVDC Transmission Application*“, PCIM Conference, 2009
- [PEPP17] R. Simpson, A. Plumpton, M. Varley, C. Tonner, P. Taylor, X. Dai: „*Presspack IGBTs for HVDC and FACTS*“, *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, Vol. 3, No. 3, S. 302-310, 2017
- [PPBP13] J. Dorn, H. Huang: „*Stapelfähiger Leistungshalbleiterschalter mit Löt-Bondtechnik*“, Patent WO/2013/044966A1, Siemens AG, 2013
- [PPSR80] H. Eckert, W. Herbst: „*Explosionengeschützte Halbleiterbauelement-Anordnung*“, Patent EP0033399A1, BBC AG, 1980
- [REÜB98] T. Baiatu: „*Vorrichtung zur Strombegrenzung*“, Patent EP0713228B1, ABB AG, 1998
- [SERL06] W. Hartmann, M. Römheld: „*Anordnung zum Schutz von elektronischen Komponenten*“, Offenlegung DE102004046442A1, Siemens AG, 2006
- [SISE07] C. Kroneder, D. Schreiber, U. Scheuermann: „*Leistungshalbleitermodul mit Überstromschutzeinrichtung*“, Patent EP1768182A2, Semikron Elektronik GmbH & Co. KG, 2007
- [SISI10] R. Kreutzer, D. Benning, S. Jonas, K.-H. Schaller: „*Kurzschluss sicheres Halbleitermodul*“, Patent EP2230689A1, Siemens AG, 2010
- [SMBP09] J. Bürger, J. Dorn, T. Kübel, R. Renz, A. Stelzer, A. Zenkner: „*Kurzschlussvorrichtung mit pyrotechnischer Auslösung*“, Patent WO/2009/092621A1, Siemens AG, 2009
- [SPCB09] A. Zuckerberger, F. Bolgiani, J. Eckerle: „*Spulenbauelement zur Verwendung in einer Crowbar-Schaltung*“, Patent EP2109122A1, ABB AG, 2009
- [SSTZ08] M. Billmann, J. Dorn: „*Leistungshalbleitermodul mit Explosionsschutz*“, Patent WO/2008/031372A1, Siemens AG, 2008
- [SVCM09] M. Billmann, C. Blösch, D. Malipaard, A. Zenkner: „*Leistungshalbleitermodul mit schichtweise aufgebauten isolierenden Seitenwänden*“, Patent WO/2010/102654A1, Siemens AG, 2010

- [SZSR16] F. Mohn, C. Liu, P. Commin: „*Power Semiconductor Device having Protection against Explosion or Rupture*“, Patent EP3007220A1, ABB AG, 2016
- [TBPM09] J. Dorn, T. Kübel: „*Leistungshalbleitermodul*“, Patent WO/2009/062534A1, Siemens AG, 2009
- [WCPP18] H. Chen, F. Wakeman, J. Pitman, G. Li: „*Design, Analysis and Testing of PP-IGBT based Submodule Stack for the MMC VSC HVDC with 3000 A DC Bus Current*“, The 14th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, S. 917-923, 2018
- [ZKZB14] H.-G. Eckel, H. Gambach, F. Schremmer, M. Wahle: „*Submodul mit Stromstossbegrenzung*“, Patent WO/2014/090272A1, Siemens AG, 2014

Veröffentlichungen

Patente

H.-G. Eckel, C. Junghans, D. Schmitt:
„Hochenergie-Stossstrombegrenzer“,
Patent WO/2017/097351, Siemens AG, 2017

H.-G. Eckel, C. Junghans, D. Schmitt:
„Modul für Modularen Mehrpunktumrichter mit Kurzschließer und
Kondensatorstrombegrenzung“,
Patent WO/2018/149493, Siemens AG, 2018

Fachartikel

C. Junghans, H.-G. Eckel
„A novel parameter for the evaluation of protective circuits for IGBT explosion protection
in submodules of MMC“,
EPE'22 ECCE Europe, angenommen im Mai 2022, Veröffentlichung ausstehend

Eidesstattliche Erklärung

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

Rostock, den

Christoph Friedrich Junghans