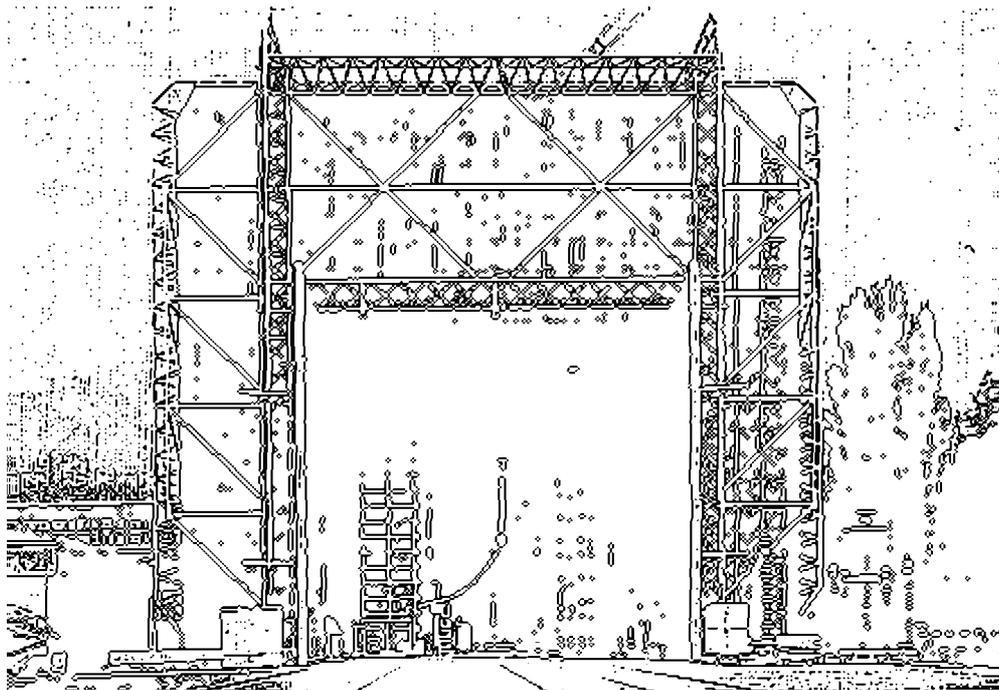


TECHNISCHE UNIVERSITÄT GRAZ

MASTERARBEIT

Sebastian Culetto

September 2018



INSTITUT FÜR
HOCHSPANNUNGSTECHNIK UND
SYSTEMMANAGEMENT
UNIV.-PROF. DR.-ING. SCHICHLER

HIGH VOLTAGE DIRECT CURRENT POWER HARDWARE-IN-THE-LOOP TEST EINES MODELL- DC/DC-KONVERTERS

Masterarbeit

durchgeführt an der



Technischen Universität Graz

am



Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement

Graz, im September 2018

Verfasser: Sebastian Culetto, B. Sc.
Betreuer: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Uwe Schichler
Dennis Albert, M. Sc.

DANKSAGUNG

Einem Menschen, der am Ende seines Studiums angelangt ist und einen Moment innehält, um sich seinen bisherigen Lebensweg noch einmal zu vergegenwärtigen, wird zwangsläufig klar, dass er für Vieles dankbar sein sollte. Ich werde die folgenden Zeilen nun dazu nutzen, um einigen Menschen, die mich im Rahmen meines Studiums und der Durchführung dieser Arbeit unterstützt haben, expliziten Dank auszusprechen:

Zu allererst möchte ich meinen Eltern danken, die mich zeit meines Lebens auf jedwede erdenkliche Art unterstützt haben. Meinen Verwandten, insbesondere meinem Onkel Franz und meinem Bruder Werner, gebührt ebenfalls Dank, da sie mir bei Problemen jeglicher Natur stets mit Rat und Tat zur Seite standen.

Die Anfertigung der Masterarbeit stellt eine große Hürde am Ende des Studiums dar, weshalb ich mich bei meinen Betreuern Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Uwe Schichler und Herrn Dennis Albert, M. Sc. für ihre Geduld, Unterstützung und guten Ratschläge bedanken möchte. Ohne die Mithilfe der Herren Ao. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Herwig Renner, Ass. Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Klaus Krischan und Ass. Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Roland Seebacher, sowie den Instituten für Elektrische Anlagen und Netze (IEAN) und Elektrische Antriebstechnik und Maschinen (EAM), wäre es außerdem nicht möglich gewesen, alle Themengebiete meiner Masterarbeit so breit bearbeiten zu können. Für seine tatkräftige Mithilfe bei handwerklichen Problemstellungen danke ich zudem Herrn Matthias Kainz und dem Team der institutseigenen Werkstätte.

Als Partner im Rahmen des Projekts "Austrian DC Laboratories" möchte ich den Herren Dipl.-Ing. Felix Lehfuss und Dipl.-Ing. Georg Lauss vom Austrian Institute of Technology (AIT) für das Interesse an meiner Masterarbeit und ihre wertschätzenden Worte bei meiner Präsentation danken.

In besonders guter Erinnerung wird mir immer der Emailkontakt mit Frau Dr. Maryam Saeedifard und Herrn Dr. Heng Yang vom Georgia Institute of Technology bleiben. Auf eine kurze Nachfrage hin haben sie mir sofort selbst erarbeitete Simulink-Modelle für Modular Multilevel Converter zugesandt. Letzen Endes kamen sie im Rahmen meiner Masterarbeit zwar nicht zum Einsatz, aber ich möchte mich explizit für die Hilfsbereitschaft bedanken.

Für die hervorragende Beratung und den freundlichen Kontakt möchte ich mich bei Herrn Stefan Schauer und der Firma Sintermetalle Prometheus GmbH & CO KG bedanken. Die Suche nach einer geeigneten Speicherdrossel für den Prototypenaufbau stellte sich als sehr schwierig heraus, weshalb die zeitnahe Einzelanfertigung des Bauteils eine große Erleichterung darstellte.

Zu guter Letzt spreche ich meinen Freunden Christian Bauer, Benedikt Riegler und Hannes Wolf ein großes Dankeschön aus. Mit ihnen konnte ich viele meiner Gedanken besprechen und ihre eingebrachten Anregungen haben zweifellos zur Verbesserung meiner Arbeit beigetragen.

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen / Hilfsmittel nicht benutzt und die, den benutzten Quellen wörtlichen und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am 16.09.2018

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

Graz, on 16.09.2018

KURZFASSUNG

Im Rahmen dieser Masterarbeit werden Grundlagen im Bereich des Power Hardware-in-the-Loop Testverfahrens für Gleichspannungsbetriebsmittel erarbeitet. Zur Einbindung in das Labormodell einer Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungsstrecke wird ein trafoloser DC/DC-Konverter entworfen, aufgebaut und anhand mehrerer Testfälle überprüft. Die Entwicklung von MATLAB/Simulink Modellen trägt dazu bei, das Verhalten des Wandlers in spezifischen Betriebszuständen vorherzusagen und eine geeignete Struktur für dessen Regelung zu entwerfen. Mithilfe eines dSPACE-Echtzeitsimulators (DS1104) wird der geregelte Betrieb des Wandlers ermöglicht und ein Power-Hardware-in-the-Loop Testbetrieb durchgeführt. Die gesammelten Messergebnisse werden schließlich den simulierten gegenübergestellt.

Schlüsselworte: Power Hardware-in-the-Loop, Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung, Gleichspannungswandler, Gleichspannung, Matlab, Simulink, dSPACE, Halbbrücke

ABSTRACT

This master's thesis is focused on the basics of Power Hardware-in-the-Loop test procedures for high power direct current components in electrical power engineering. To serve as a part of a High-Voltage direct current laboratory model a DC/DC converter is designed, constructed and approved by several test cases. MATLAB/Simulink models are developed to predict the behavior of the converter under specific conditions. Furthermore, these models are used to design a robust closed loop control structure. A dSPACE real-time simulator (DS1104) enables Power Hardware-in-the-Loop capability of the converter.

Keywords: Power Hardware-in-the-Loop, High-Voltage direct current, DC/DC-Converter, Direct Current, MATLAB, Simulink, dSPACE, Halfbridge

INHALTSVERZEICHNIS

1	EINLEITUNG	1
2	GRUNDLAGEN	4
2.1	Power Hardware-in-the-Loop (PHIL)	4
2.1.1	Produktentwicklungsprozess	4
2.1.2	Begriffsbestimmung und Überblick	4
2.1.3	Historie und Anwendung	6
2.1.4	Risiken und Grenzen	6
2.2	Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ)	7
2.2.1	Überblick und Vorzüge	7
2.2.2	Fremdgeführte HGÜ (LCC)	9
2.2.3	Selbstgeführte HGÜ (VSC)	10
2.3	DC/DC-Konverter in der Energietechnik	11
2.3.1	Überblick	11
2.3.2	Halbbrücke	12
2.3.3	Modular Multi-Level Converter (MMC)	14
3	SIMULATION EINES DC/DC-KONVERTERS	16
3.1	Einführung	16
3.1.1	MATLAB	16
3.1.2	Simulink	16
3.2	Modellbildung	18
3.2.1	Halbbrücke	18
3.2.2	Zeitdiskreter Regler	20
3.2.3	Umrichter	21
3.3	Simulation von Testfällen	22
3.3.1	Hochlauf	22
3.3.2	Sprunghafter Lastwechsel	24
3.3.3	Kontinuierlicher Lastwechsel	26
3.3.4	Spannungsänderungen	27
3.3.5	Kurzschluss	28
4	AUFBAU DER TESTUMGEBUNG	30
4.1	DC/DC-Konverter	30
4.1.1	Spezifikationen	30
4.1.2	Mathematische Beschreibung	30

4.1.3	Dimensionierung	36
4.1.4	Aufbau.....	38
4.1.5	Leistungstest.....	41
4.2	Echtzeithardware und Peripherie	42
4.2.1	DS1104 System	42
4.2.2	Messtechnik	43
4.3	Reale Testfälle	45
4.3.1	Gesamtaufbau.....	45
4.3.2	Digitale Datenverarbeitung	46
4.3.3	dSPACE ControlDesk	47
4.3.4	Sanfter Hochlauf	47
4.3.5	Harter Hochlauf	48
4.3.6	Sprunghafte Lastreduktion	49
4.3.7	Sprunghafte Lastzuschaltung	51
4.3.8	Kurzzeitige Spannungsunterbrechung.....	51
5	PHIL PRÜFUNG.....	53
5.1	Allgemeiner Hardwareüberblick.....	53
5.2	PHIL-Testfall: Unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV).....	55
5.2.1	Konzept.....	55
5.2.2	Allgemeiner Aufbau.....	55
5.2.3	Ergebnisse	58
5.2.4	DC/DC-Wandler als Leistungsverstärker	58
6	ZUSAMMENFASSUNG	60
7	LITERATURVERZEICHNIS	62
8	ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS.....	67
9	ANHANG	I
9.1	Überstrombegrenzung DC/DC-Wandler	i
9.2	Potentialtrennung DC/DC-Wandler.....	iii
9.3	Parasitäre Überspannungen am Schaltelement	iii
9.4	Schaltpläne	v
9.4.1	Bipolare Spannungsversorgung, Leistungsteil.....	v
9.4.2	Bipolare Spannungsversorgung, Messsignalverarbeitung	vi
9.4.3	Messtechnik	vii
9.4.4	Ansteuerung.....	vii
9.5	Simulinkmodelle.....	ix

1 EINLEITUNG

MOTIVATION

Die Bedeutung von elektrischer Energie nimmt sowohl aus wirtschaftlicher, als auch gesellschaftlicher Sicht seit Jahrzehnten stark zu. Es gibt kaum einen Lebensbereich, in dem der elektrische Strom nicht auf irgendeine Art und Weise bereits Einzug gehalten hätte. Trotzdem dürfte der Siegeszug der elektrischen Energie noch nicht gestoppt sein, denn neue, zukunftssträngige Technologiefelder und Wirtschaftszweige werden gerade erst eröffnet bzw. erschlossen (Industrie 4.0, Elektromobilität). Diesen Eindruck verstärkt auch Bild 1-1 welches, trotz Wirtschaftskrise, einen massiven Anstieg an weltweit erzeugter, elektrischer Energie illustriert.

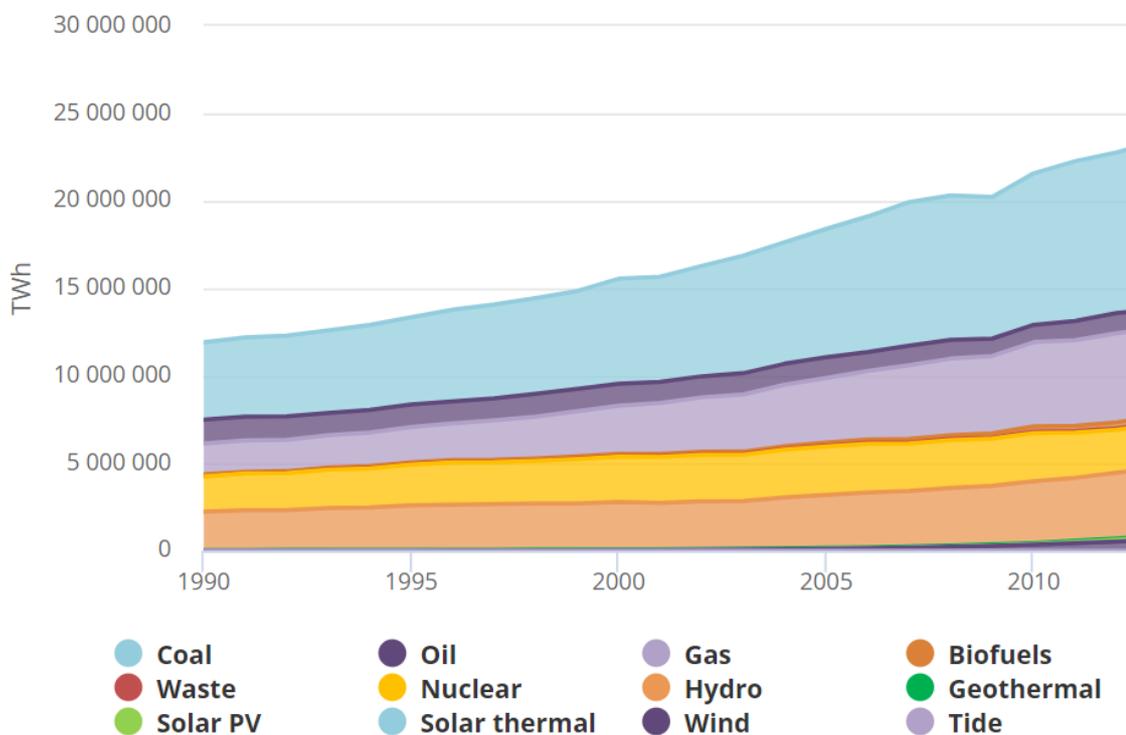


Bild 1-1: Weltweite Erzeugung elektrischer Energie nach Erzeugungsart, 1990-2015 [1]

Mit dieser Entwicklung und dem in zahlreichen Industrie- und Schwellenländern aus mehreren Gründen verbreiteten Wunsch nach einer Abkehr von fossil-nuklearen Energieträgern, ist auch eine sogenannte Energiewende hin zu erneuerbaren Energieträgern verbunden. Die Europäische Kommission fordert deshalb in ihrer "Energy roadmap 2050" unter anderem, den Strombedarf der Europäischen Union im Jahr 2050 zu 97 % und den Energiegesamtbedarf zu 75 % aus solchen Energieträgern zu decken [2].

Die dadurch begünstigte Entstehung von leistungsstarken Solar- und Windparks (beispielsweise in der Nord- und Ostsee), weit entfernt von Energieverbrauchscentren wie Industriestandorten oder Großstädten, stellt die Netzbetreiber jedoch vor Probleme. Überlastungen und Stabilitätsprobleme im deutschen Übertragungsnetz führten beispielsweise zu einem drastischen Anstieg der Kosten für den Redispatch von Kraftwerksanlagen in den letzten Jahren [3].

Die Transmission hoher Leistungen über weite Distanzen bewirkt außerdem ein Ansteigen des Blindleistungsbedarfs der Übertragungsleitungen. Um auch dieser Entwicklung entgegenwirken zu können, sind Netzausbauten, höhere Spannungsebenen und die Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ oder HVDC) probate Mittel. Die damit einhergehenden anwachsenden und veränderten Anforderungen an die Betriebsmittel des Übertragungsnetzes führen zu einer starken Bedeutungszunahme der Hochspannungstechnik und verwandter Disziplinen [4].

Durch die vermehrte Einbringung von Gleichspannungsbetriebsmitteln in das Energiesystem kommt es auch zu einer Zunahme der Netzkomplexität. Das Verhalten von HGÜ-Strecken, Gleichspannungswandlern (DC/DC-Wandler) oder auch Gleichspannungsschaltern (DC-CB) muss genauestens untersucht werden, um auftretende Wechselwirkungen mit den vorhandenen Komponenten in allen möglichen Betriebszuständen zu beherrschen oder auszuschließen. Prüfnormen und Testverfahren hierfür befinden sich jedoch erst in der Entwicklungsphase, weshalb die Verifizierung und Validierung für den Netzbetrieb äußerst schwierig und kostenintensiv sein kann [5, 6]. Als preiswertere Alternative hierzu bietet sich das sogenannte Power Hardware-in-the-Loop Testverfahren (PHIL) an, wo die gesamte Peripherie eines Betriebsmittels mit einem Echtzeitsimulator und Leistungsverstärker nachgestellt wird. Auf diese Weise können weitreichende Testfälle bereits im Vorfeld abgearbeitet werden, ohne die Komponenten auch tatsächlich im realen Netzbetrieb testen zu müssen.

ZIELSETZUNG

Diese Masterarbeit wird im Umfeld des Klimafonds-Projekts "Austrian DC Labs" durchgeführt, dessen Ziel in der Erarbeitung von Grundlagen und eines Testportfolios zum Thema PHIL für Gleichspannungsanwendungen in der elektrischen Energietechnik liegt. Die Analyse und Bewertung des zukünftigen Einsatzes dieser neuen Betriebsmittel in allen Spannungsebenen ist ebenfalls Teil des Projekts [5].

Zur Veranschaulichung der Thematik soll ein sogenanntes "Mikro-DC-Netz", also ein hinunterskaliertes Labormodell eines PHIL-fähigen Gleichstromnetzes aufgebaut werden. Bild 1-2 stellt das geplante Gesamtkonzept schematisch dar. Es handelt sich hierbei grundsätzlich um eine HGÜ-Strecke, die auf beiden Seiten mit simulierten oder realen Wechselspannungskomponenten gekoppelt sein kann und über einen Gleichspannungsabzweig verfügt. Ein DC/DC-Wandler dient als Umspanner und ermöglicht den bidirektionalen Lastfluss.

Die gesammelten Messgrößen im Modell werden über eine Messaufbereitung an einen Echtzeitsimulator übertragen, der die Regelung der leistungselektronischen Komponenten und Simulation von Wechselspannungsnetzteilen übernimmt. Auf diese Weise kann ein geschlossener Kreislauf von der Vorgabe von Sollwerten, über die Reaktion der realen und simulierten Systemteile bis hin zu erneuten Eingriffen in die Regelung entstehen.

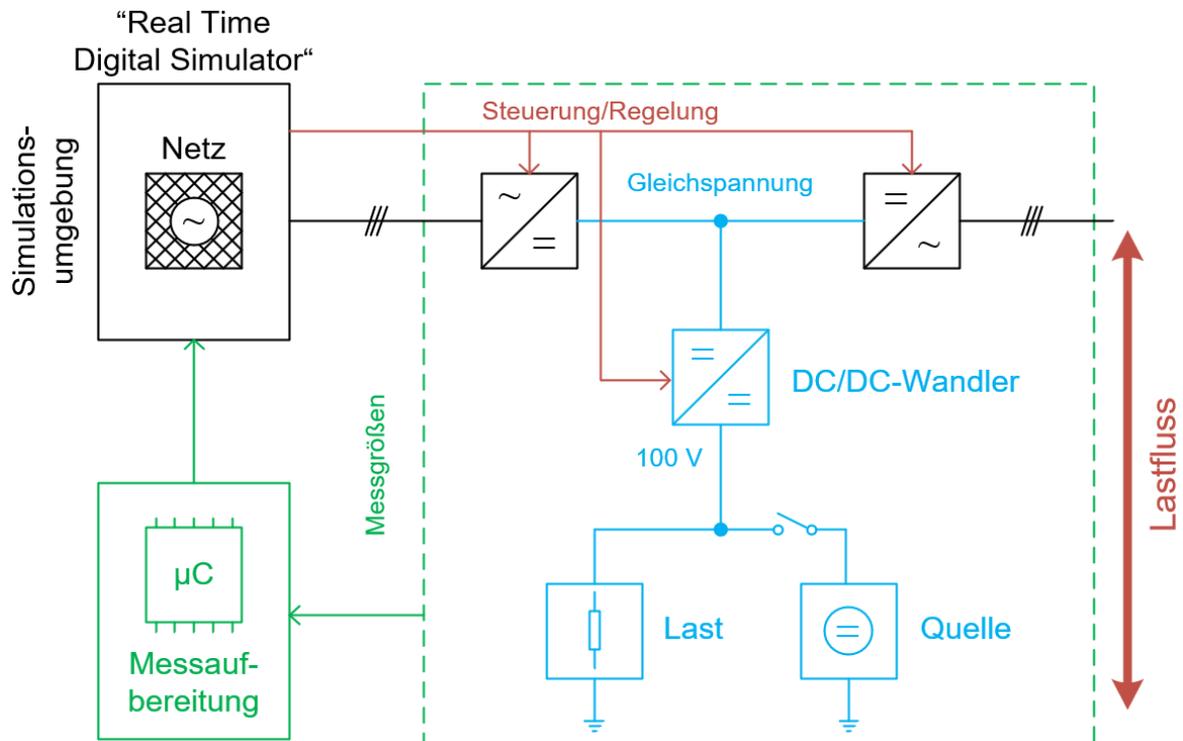


Bild 1-2: Gesamtkonzept "Mikro-DC-Netz"

Im Zuge des Aufbaus des in Bild 1-2 dargestellten Labormodells werden folgende Punkte als Ziele der hier vorliegenden Masterarbeit definiert.

- Grundlegende Literaturrecherche betreffend DC/DC-Wandler, HGÜ und PHIL
- Auswahl und Simulation eines DC/DC-Wandlers mit MATLAB/Simulink
- Aufbau eines Modell-DC/DC-Konverters und der zugehörigen Messtechnik im Netzmodell des Instituts für elektrische Anlagen und Netze (IEAN)
- Durchführung von Testprozeduren am DC/DC-Wandler und PHIL-Testbetrieb des entworfenen Gesamtsystems mit dem Echtzeitsystem des IEAN

2 GRUNDLAGEN

2.1 POWER HARDWARE-IN-THE-LOOP (PHIL)

2.1.1 Produktentwicklungsprozess

Ein neues Produkt durchläuft auf dem Weg zur Marktreife eine Reihe aufeinander folgender Entwicklungsabschnitte. Festgestellte Mängel im Laufe dieses Prozesses können Änderungen an den Produktspezifikationen, dem Design oder schlimmstenfalls das Verwerfen der gesamten Projektidee zur Folge haben. Es liegt auf der Hand, dass der finanzielle Schaden durch das Auftreten eines Produktfehlers mit dem Voranschreiten der Entwicklungsdauer zunimmt. Bild 2-1 verdeutlicht, dass eine Strategie verfolgt werden sollte, die bereits in frühen Projektstadien einen Großteil der Fehlerquellen eliminiert, um den Entwicklungsprozess finanziell zu optimieren.

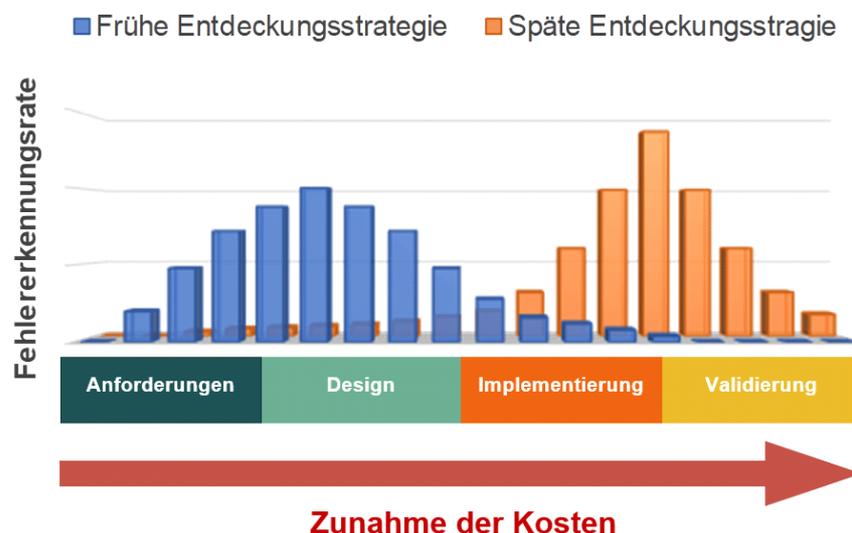


Bild 2-1: Kostenersparnis durch Früherkennung von Fehlerquellen, nach [7]

Gerade für komplexe Systeme mit schwer abschätzbaren Wechselwirkungen unter den Betriebsmitteln bieten sich aus diesem Grund PHIL-Testverfahren an, um auftretende Mängel in der zeit- und kostenintensiven Validierungsphase zu vermeiden und die Vorlaufzeit neuer Produkte zu reduzieren [8].

2.1.2 Begriffsbestimmung und Überblick

Unter Hardware-in-the-Loop (HIL) wird grundsätzlich der Versuch, die physikalische Umgebung eines zu testenden Betriebsmittels (Device Under Test, DUT) mit einem Echtzeitsimulator (Real Time Digital Simulator, RTDS) nachzustellen und dadurch die Peripherie vollständig zu ersetzen, verstanden. Auf diese Weise können weitreichende, kosteneffiziente und reproduzierbare Prüfungen durchgeführt werden [9]. Die Bezeichnung HIL nimmt hierbei Bezug auf den Umstand, dass die Komponenten des Systems regelungstechnisch in

einer Schleife (engl. loop) angeordnet sind [10]. Kommt als DUT direkt ein Steuergerät zum Einsatz, ist auch der Begriff Controller Hardware-in-the-Loop (CHIL) verbreitet [11].

Bild 2-2 veranschaulicht die Funktion eines HIL-Systems. Ein Simulationsmodell der Umgebung des Betriebsmittels wird auf den Echtzeitsimulator geladen und über eine Schnittstelle mit dem Prüfling verbunden. Diese hat die Aufgabe, Sensor- und Steuersignale auf die Ein- und Ausgänge der beiden Komponenten zu überführen. Aufgrund seiner Echtzeitfähigkeit kann der HIL-Simulator die Peripherie auch bei dynamischen Vorgängen akkurat nachstellen. Meist ist der direkte Eingriff in die Simulation über einen gekoppelten Rechner möglich, der zudem die Aufzeichnung der Messwerte übernimmt [9, 12].

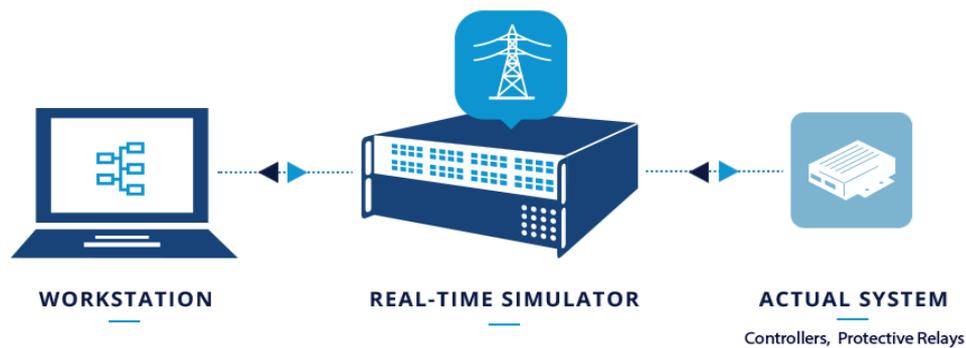


Bild 2-2: Grundlegender Aufbau eines HIL-Systems [12]

PHIL stellt eine Erweiterung des ursprünglichen HIL-Konzeptes dar. Um Betriebsmittel testen zu können, die über eine große Leistungsaufnahme oder -abgabe verfügen, ist es notwendig, das System, wie in Bild 2-3 dargestellt, um einen Leistungsverstärker zu erweitern. Dieser muss je nach Art der Anwendung in der Lage sein, hohe Leistungen abgeben oder auch aufnehmen zu können [11, 13].

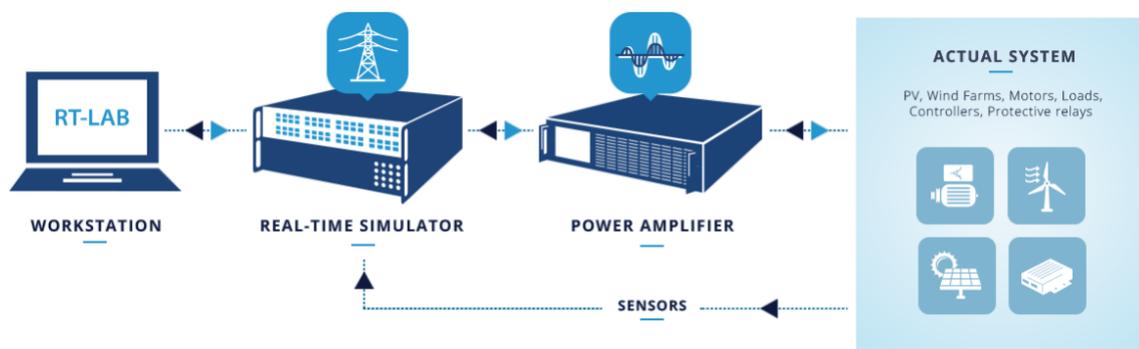


Bild 2-3: Grundlegender Aufbau eines PHIL-Systems [13]

Ebenfalls sollte die Tatsache Beachtung finden, dass zum Schließen der Schleife nun Sensoren zum Einsatz kommen, die direkt am Prüfling und somit möglicherweise auch an hohen Spannungen oder Strömen anliegen.

2.1.3 Historie und Anwendung

HIL-Tests können auf eine lange Geschichte in Anwendungsbereichen zurückblicken, wo hohe Sicherheitsanforderungen gelten und komplexe, verzweigte Systeme zum Einsatz kommen. So haben sich solche Tests bereits vor Jahrzehnten zu einem unverzichtbaren Werkzeug im Bereich der Raumfahrt, Luftfahrt, der Automobilentwicklung und im Rahmen militärischer Anwendungen entwickelt [14]. Die ISO-Norm zur funktionalen Sicherheit von Straßenfahrzeugen (ISO 26262) benennt HIL explizit als empfohlene Testumgebung für Einzeltests von Komponenten bis hin zum gesamten virtuellen Fahrzeug [15].

In der elektrischen Energietechnik konnte HIL erfolgreich für den Test von Schutzrelais, Stromrichtersteuerungen oder Reglern für Spannungsqualität und elektrische Maschinen eingesetzt werden. Die vermehrte Integration erneuerbarer Energien in das elektrische Netz führte zur Einbindung zahlreicher leistungselektronischer Systemelemente und warf viele Fragen auf. Um das Sicherheitsrisiko von weitreichenden Betriebsmitteltests im Netz abzufedern, aber trotzdem kosteneffizient arbeiten zu können, begannen Universitäten und Labors mit dem Aufbau von ersten PHIL-Testeinrichtungen. PHIL zeigte bei der Prüfung von HGÜ Komponenten, FACTS (Flexible AC Transmission System) oder leistungsfähigen elektrischen Generatoren und Motoren großes Potential und gilt daher als Zukunftshoffnung am Weg zu intelligenten Stromnetzen (smart grids) [11, 16, 17].

2.1.4 Risiken und Grenzen

Einer der größten Vorteile von PHIL-Tests besteht darin, dass über die Modellierung energietechnischer Komponenten unterschiedlichste Topologien und Szenarien binnen kurzer Zeit abgearbeitet werden können. Ist das DUT erst mit dem PHIL-System verbunden, genügt das Hochladen einer neuen Prüfumgebung auf den Echtzeitsimulator. Ein zeit- und kostenintensiver Umbau wird nicht notwendig.

Die Modellbildung der betroffenen Komponenten stellt einen essentiellen Aspekt dieser Prüfmethode dar. Sämtliche Grenzen der implementierten Modelle, aber auch der Simulationzweck müssen sehr genau bekannt sein. Starke Vereinfachungen können dazu führen, dass kritische Effekte im dynamischen Bereich nicht korrekt abgebildet werden. Zu detaillierte Modellierungen hingegen erhöhen den Rechenaufwand und sind möglicherweise für bestimmte Betrachtungen überhaupt nicht notwendig.

In jedem Fall ist die Genauigkeit der virtuellen Testumgebung durch die eingesetzten Modelle begrenzt. Ebenfalls treten Einschränkungen durch den Echtzeitsimulator, den Leistungsverstärker und die verschiedenen Schnittstellen auf. Echtzeitsimulatoren arbeiten mit Lösungsalgorithmen für Differentialgleichungen mit fester Schrittweite. Je nach Leistungsvermögen des Simulators wird die Schrittweite und somit auch die Zeitkonstante von auftretenden Phänomenen limitiert. Es ist deshalb von großer Wichtigkeit, die maximal erreichbare Bandbreite des PHIL-Systems zu kennen [16].

zwischen einzelnen Knoten in den Elektrizitätsmärkten. Ebenso gerieten HGÜ-Anlagen zur Erhöhung der Netzstabilität oder für Netzwiederaufbauszenarien in den Fokus [19].

Es gibt derzeit zwei bedeutende HGÜ-Realisierungsvarianten, die fremdgeführte (Line-Commutated Converter, LCC) und selbstgeführte (Voltage-Source Converter, VSC) HGÜ. Sie unterscheiden sich in erster Linie durch die zur Anwendung kommenden Schaltelemente (LCC: Thyristoren, VSC: Insulated-Gate Bipolar Transistor, IGBT) und den Aufbau des Zwischenkreises (LCC: Stromzwischenkreis, VSC: Spannungszwischenkreis) [20].

HGÜ-Anlagen können des Weiteren monopolar oder bipolar und mit oder ohne Rückleiter ausgeführt sein. Bild 2-5 illustriert die beiden Varianten für eine LCC-HGÜ. Bei monopolarer Ausführung wird eine hohe Gleichspannung gegen Erde angelegt und die Rückleitung kann entweder über das Erdreich/Seewasser oder einen metallischen Rückleiter realisiert werden. Monopolare HGÜ ohne ausgeführten Rückleiter sind aufgrund negativer Einflüsse auf die Umwelt (Austrocknung des Bodens, Chlorgasentstehung) heutzutage nicht mehr genehmigungsfähig [21].

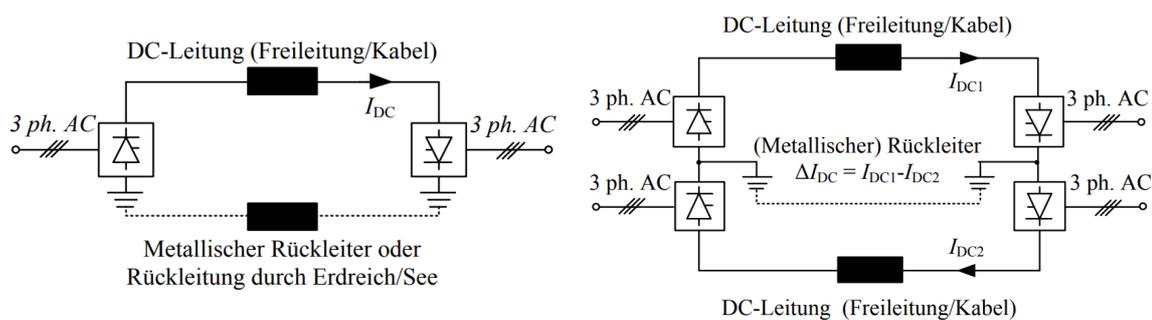


Bild 2-5: Monopolarer und bipolarer Aufbau einer LCC-Anlage [22]

Bipolare HGÜ sind vergleichbar mit der Reihenschaltung zweier monopolarer Anlagen. Es werden Gleichspannungen entgegengesetzter Polarität erzeugt und deren Mittelpunkt geerdet. Der Gleichstromfluss wird so geregelt, dass er in jedem Umrichter identisch ist und im Normalbetrieb kein Strom über den Rückleiter fließt. Bei Ausfall eines Pols kann der zweite Pol als monopolare HGÜ weiterverwendet werden und erhöht somit die Versorgungssicherheit beträchtlich [22].

In seltenen Fällen können auch mehr als zwei Umrichterstationen zum Einsatz kommen. Diese Konfiguration wird als Multi-Terminal-System bezeichnet und stellt sehr hohe Anforderungen an die zur Anwendung kommenden Regelungsalgorithmen [21].

Zahlreiche Entwicklungen im Bereich der Leistungselektronik verhalten dem Gleichstrom zu einer Rückkehr in das elektrische Übertragungsnetz. Doch auch heute ist der Bau einer HGÜ-Anlage äußerst kapitalintensiv, was hauptsächlich auf die hohen Kosten der Umrichterstationen zurückgeführt werden kann. Ein beispielhafter, wirtschaftlicher Vergleich einer AC- und DC-Übertragungsstrecke ist in Bild 2-6 dargestellt. Für eine übertragene Leistung

von 2000 MVA kommt es aufgrund der geringeren Steigung der DC-Kostenfunktion zu einem Break Even Point bei 800 km (Freileitung) oder zu 50 km (Kabel) [19, 23].

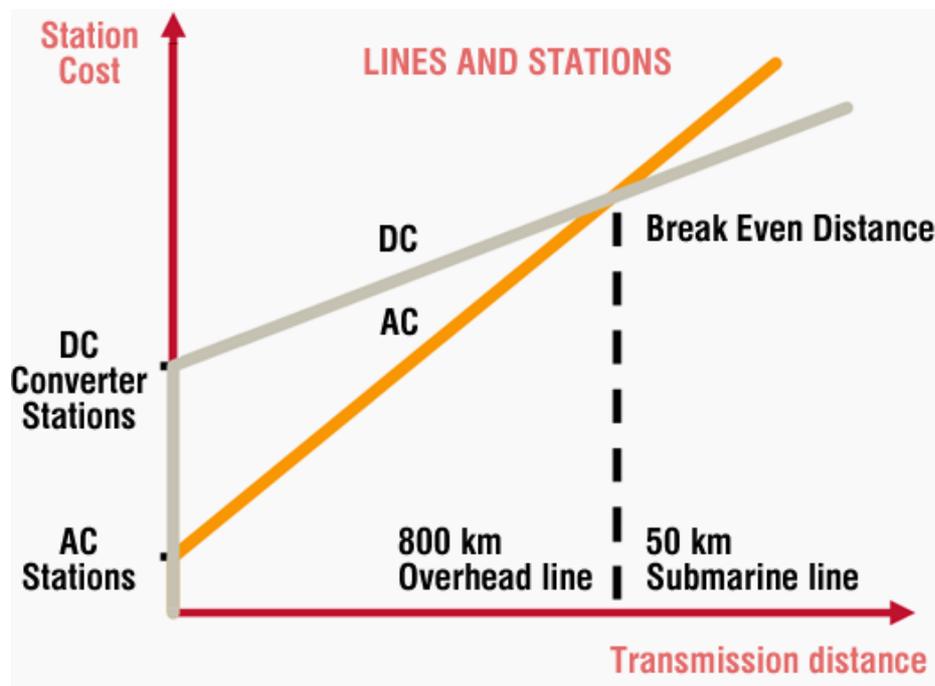


Bild 2-6: Kostenvergleich einer AC- und DC-Übertragungsleitung (2000 MVA) [23]

Die Übertragung von elektrischer Energie mit Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung besitzt einige Vorzüge gegenüber herkömmlichen Technologien, die hier noch einmal explizit aufgelistet werden [19 – 23].

- kein theoretisches Limit bei der Übertragungslänge und kosteneffizienter ab bestimmten Grenzdistanzen
- aufgrund fehlenden Blindleistungsbedarfs reduzieren sich die Übertragungsverluste
- da bei Gleichspannung kein Skin-Effekt auftritt, können die Leiterquerschnitte vollständig ausgenutzt werden
- die Einspeisung von Wirkleistung in ein AC-Netz ist möglich, ohne gleichzeitig die Kurzschlussleistung zu erhöhen

2.2.2 Fremdgeführte HGÜ (LCC)

LCC-Anlagen sind bereits seit den 1950er-Jahren kommerziell nutzbar und stellen somit die ältere und deshalb deutlich ausgereifere der beiden Technologien dar. Als Ventile dienten Quecksilberdampfgleichrichter, die jedoch von Thyristoren verdrängt wurden. Auch wenn die VSC-HGÜ als präferierte Technologie für zukünftige Übertragungsnetze gilt, ist die maximale Nennleistung von kommerziell erhältlichen Anlagen bei LCC-Ausführung noch höher [20, 21].

Die Gleich- und Wechselrichtung erfolgt mit zahlreichen, in Serie geschalteten, Thyristoren über dreiphasige Brückenschaltungen. In Bild 2-7 ist der schematische Aufbau einer sechs-

pulsigen LCC-HGÜ dargestellt. Thyristoren sperren den Stromfluss grundsätzlich, können aber mit einem Impuls an der Gate-Elektrode gezündet werden und wechseln so in den leitenden Zustand. Eine pn-Diode würde beim Anlegen einer geringen, positiven Spannung zwischen Anode und Kathode zu leiten beginnen, dies kann als Zeitpunkt der natürlichen Kommutierung definiert werden.

Je nach gewünschtem Arbeitspunkt des Gleich- und Wechselrichters wird der Zündwinkel, also die Abweichung des Zündzeitpunktes von der natürlichen Kommutierung, variiert. Der leitfähige Zustand des Thyristors hält bis zum Nulldurchgang des Stromes an, weshalb es nicht möglich ist, das Bauteil zu beliebigen Zeitpunkten auszuschalten. Aus diesem Grund wird diese Technologie als fremdgeführt oder netzgeführt bezeichnet. In jedem Fall muss sichergestellt werden, dass pro Phase immer nur ein Schaltelement leitend ist, da es sonst zu einem Kurzschluss kommen würde [24].

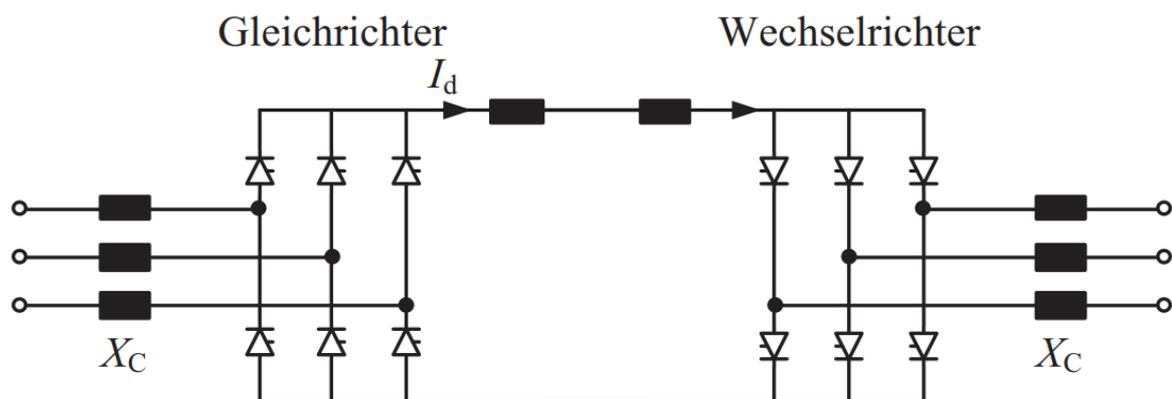


Bild 2-7: Schematischer Aufbau einer sechspulsigen Thyristor-LCC-HGÜ, nach [20]

2.2.3 Selbstgeführte HGÜ (VSC)

VSC-Anlagen verfügen mit IGBT über abschaltbare Schaltelemente, sind deshalb nicht auf eine bereitgestellte Kommutierungsspannung des Netzes angewiesen und können daher auch mit deutlich höheren Frequenzen (kHz-Bereich) gesteuert werden. Dies führt zu zahlreichen Vorteilen gegenüber der LCC-HGÜ:

- Regelung von Blind- und Wirkleistung ist voneinander unabhängig möglich
- Schwarzstartfähigkeit
- Betrieb in AC-Netzen mit geringer Kurzschlussleistung oder Inselnetzen möglich
- Einsatz in Multi-Terminal-Systemen möglich
- die Änderung des Leistungsflusses kann ohne Umkehrung der Spannungspolarität erfolgen, weshalb auch extrudierte XLPE- oder Massekabel zum Einsatz kommen können
- Kurzschlussströme können begrenzt werden

Die Grenze für den Einsatz von VSC-HGÜ liegt mit einigen wenigen GW jedoch noch unter denen der LCC-HGÜ. Die unkomplizierteste Ausführung dieser Technologie wird als Two-Level-VSC-HGÜ bezeichnet und ist in Bild 2-8 dargestellt [19, 21, 25, 26].

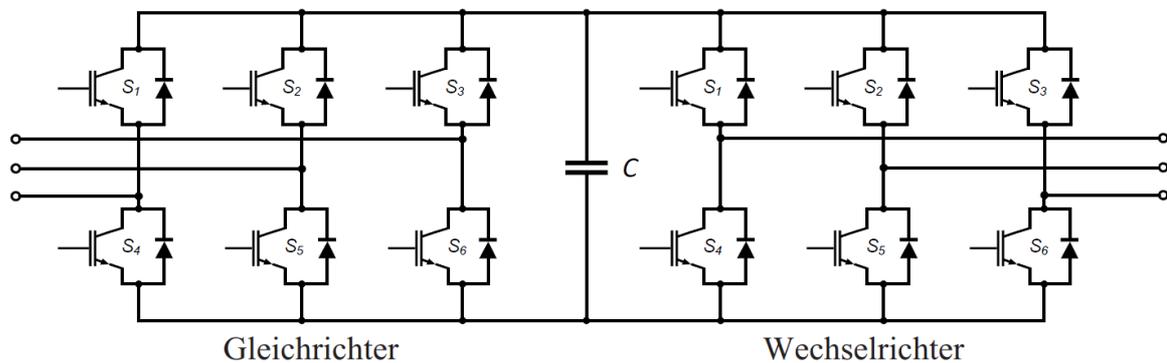


Bild 2-8: Schematischer Aufbau einer Two-Level-VSC-HGÜ [21]

Der Aufbau dieser Realisierungsform ähnelt stark dem der sechspulsigen Thyristor-LCC-HGÜ aus Bild 2-7. Zur Gleichrichtung werden in diesem Fall die IGBT angesteuert und laden einen Zwischenkreiskondensator. An jedem der drei AC-Ausgänge des Wechselrichters liegt je nach Ansteuerung der Schaltelemente entweder positive oder negative Zwischenkreisspannung an, woher der Name Two-Level-VSC rührt. Aufgrund der hohen, zum Einsatz kommenden Schaltfrequenz, wird über Pulsbreitenmodulation (PWM) eine Mittelwertbildung durchgeführt, um AC-Spannungen zu erzeugen. VSC-Technologien, die über mehrere verschiedene Spannungsstufen verfügen, können auch mit geringeren Schaltfrequenzen angesteuert werden, verringern somit die auftretenden Schaltverluste und ermöglichen eine bessere Annäherung an die Sinusform. Deshalb – und aufgrund höherer Ausfallsicherheit – gelten sogenannte Modular Multi-Level Converter (MMC) heute als bevorzugte VSC-Bauweise [19, 25, 27].

2.3 DC/DC-KONVERTER IN DER ENERGIETECHNIK

2.3.1 Überblick

Aufgrund der wachsenden Anzahl an DC-Komponenten im elektrischen Energienetz wird davon ausgegangen, dass sich in Zukunft große, vermaschte Gleichspannungsnetze bilden werden. Um verschiedene Gleichspannungsebenen miteinander verbinden zu können, ist die Einbringung von leistungsstarken DC/DC-Konvertern in das Netz unabdinglich.

Sie stellen das Äquivalent zum Transformator im Wechselspannungsnetz dar und erfüllen neben der Spannungstransformation auch andere Aufgaben, wie die Regelung des Leistungsflusses oder die Abkopplung fehlerhafter Bereiche.

Bild 2-9 zeigt wie DC/DC-Wandler zur Kopplung der geplanten HGÜ-Verbindungen in Deutschland eingesetzt werden könnten [19].

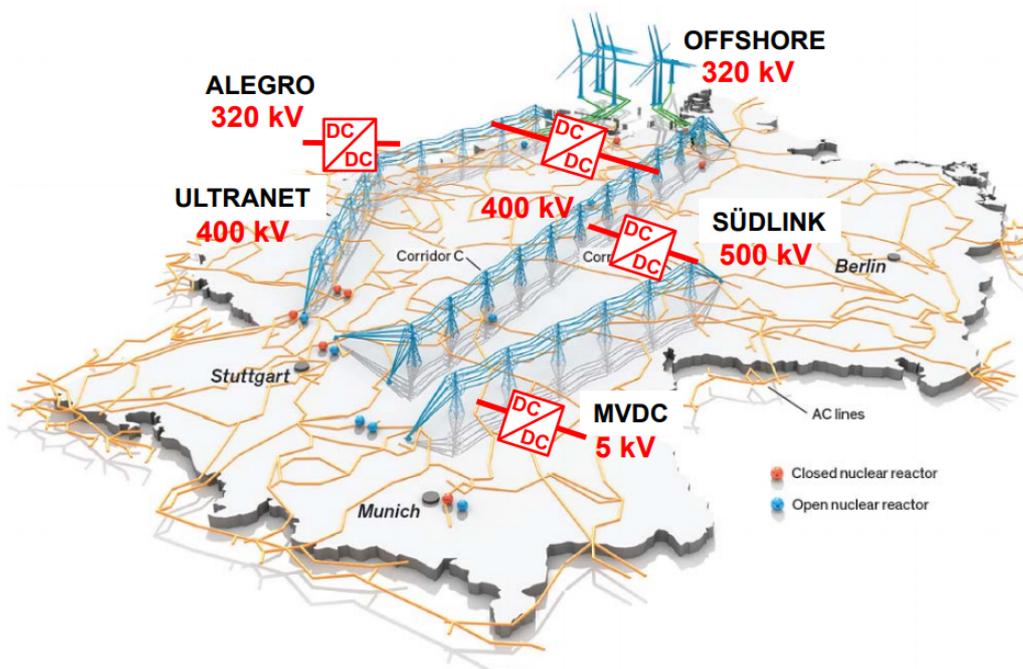


Bild 2-9: Entwurf für ein deutsches Gleichspannungsnetz im Jahr 2030 [28]

Es ist davon auszugehen, dass es in Zukunft auch in der Mittelspannungsebene zum Einsatz von Gleichspannung kommen wird, um beispielsweise Windfarmen oder Solarparks direkt an leistungsstarke Übertragungsnetzpunkte anzuschließen. Diese Anwendung würde nach DC/DC-Wandlern mit einem sehr hohen Übersetzungsverhältnis bei mittleren Leistungen verlangen, während die Kopplung von HGÜ-Anlagen Konverter mit sehr hoher Leistung, aber nur geringem Übersetzungsverhältnis benötigt [19]. Ob der Einsatz von Gleichspannung im großen Stil auch in der Niederspannungsstromversorgung sinnvoll ist, wird sich noch zeigen, doch auch hierfür finden sich bereits Unterstützer [29, 30].

2.3.2 Halbbrücke

Die Halbbrücke stellt eine simple, aber äußerst vielfältige Topologie für DC/DC-Wandler dar. Sie vereint die Funktionsweise des Abwärts- und Aufwärtswandlers in sich und ist somit in der Lage, die Eingangsspannung bei sehr hohen Wirkungsgraden (bis 99 %) in eine kleinere oder größere Spannung umzuwandeln. Aufgrund dieser Tatsache wird die Halbbrücke auch oft als Buck-/Boost-Wandler bezeichnet [24]. Bild 2-10 zeigt das Schaltbild eines Halbbrückenwandlers mit IGBT als Schaltelementen.

Auf- und Abwärtswandler werden seit vielen Jahren in Schaltnetzteilen von Computern oder anderen Geräten verwendet. Sie finden aber auch für größere Leistungen Anwendung in der Energietechnik, unter anderem zur Ankopplung von Batteriespeichern oder PV-Anlagen an Niederspannungsnetze [30].

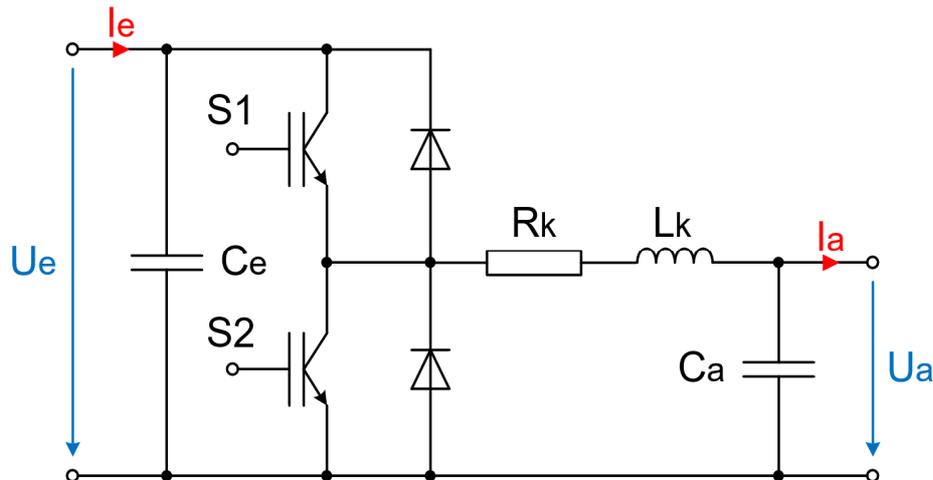


Bild 2-10: Schaltbild Halbbrücke

Die Festlegung der Spannungsniveaus erfolgt durch die Einschaltdauer der beiden Schaltelemente in einer Schaltperiode. Um einen Kurzschluss zu vermeiden, darf immer nur ein IGBT gleichzeitig durchgeschaltet werden. Die Kommutierungskreisinduktivität L_k sorgt für eine Mittelwertbildung: leitet IGBT S1 in einer Schaltperiode länger als IGBT S2, ist die Ausgangsspannung niedriger als die Eingangsspannung und vice versa. Der Leistungsfluss ist in beide Richtungen möglich. Die Umkehr der Leistungsrichtung entspricht hier dem Wechsel des Stromvorzeichens [19, 24].

Bei geringen Leistungen kommen als Schaltelemente Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors (MOSFET) zum Einsatz, die über einen geringeren Widerstand im leitenden Zustand verfügen und somit verlustärmer arbeiten. In der Hochspannungstechnik wird jedoch zumeist auf die deutlich spannungsfesteren IGBT (Sperrspannung bis mehrere kV) zurückgegriffen [24]. Je nach Höhe der Beanspruchung werden mehrere IGBT in Serie geschaltet und in Form von Multilevel-Halbbrücken [31] oder bipolaren Brückenschaltungen [19] als DC/DC-Wandler eingesetzt.

Nachfolgend sollen die Vor- und Nachteile der Halbbrückentopologie für den Einsatz in der Energietechnik aufgelistet werden [19, 24].

- + simple und etablierte Topologie
- + geringe Komplexität der Regelung
- + sehr hoher Wirkungsgrad erreichbar
- nur für niedrige Übersetzungsverhältnisse geeignet
- beinhaltet keine galvanische Trennung (nichtisolierender DC/DC-Wandler)
- Gleichspannungsfehler können sich über Freilaufdioden ungesteuert ausbreiten

2.3.3 Modular Multi-Level Converter (MMC)

Der MMC stellt die aktuell populärste Technologie für VSC-HGÜ dar, findet aber auch direkt als DC/DC-Konverter Anwendung. Mit MMC sind hohe Übersetzungsverhältnisse möglich, die bei anderen Wandlertopologien nur durch den Einsatz von Hochfrequenztransformatoren erreicht werden können (z. B. Dual Active Bridge (DAB) Konverter [32]). Nach der Vorstellung des allgemeinen Konzepts [33] entwickelten sich zahlreiche, abgewandelte Topologien.

Für sie alle gilt, dass MMC aus zahlreichen, in Reihe geschalteten Submodules (SM), bestehen. Jedes Submodul verfügt im Betrieb über einen geladenen Energiespeicher, der überbrückt oder zugeschaltet wird. Die Ausgangsspannung kann somit über die Anzahl der zugeschalteten Module eingestellt werden [24, 27]. Im einfachsten Fall bestehen diese Stufen aus Halbbrücken mit einem Zwischenkreiskondensator, wie in Bild 2-11 dargestellt.

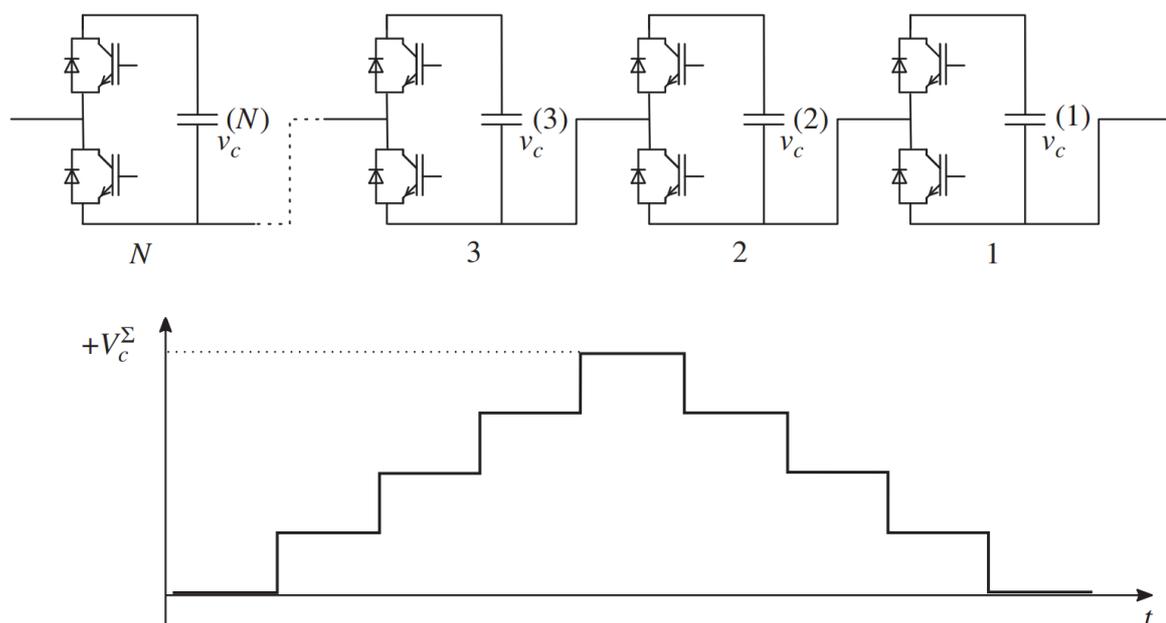


Bild 2-11: Generierung einer MMC-Ausgangsspannung mit Halbbrückenmodulen [27]

Über den Einsatz von Vollbrückenmodulen ist auch die Umkehrung der Submodulpolarität, wie in Bild 2-12, möglich.

Für den Betrieb einer MMC sowohl als VSC-HGÜ, als auch als DC/DC-Konverter sind mehrere Regelstrukturen notwendig. Neben der Regelung des Leistungsflusses ist es auch notwendig dafür Sorge zu tragen, dass die verschiedenen Submodule nicht entladen werden (Voltage Balancing) [34].

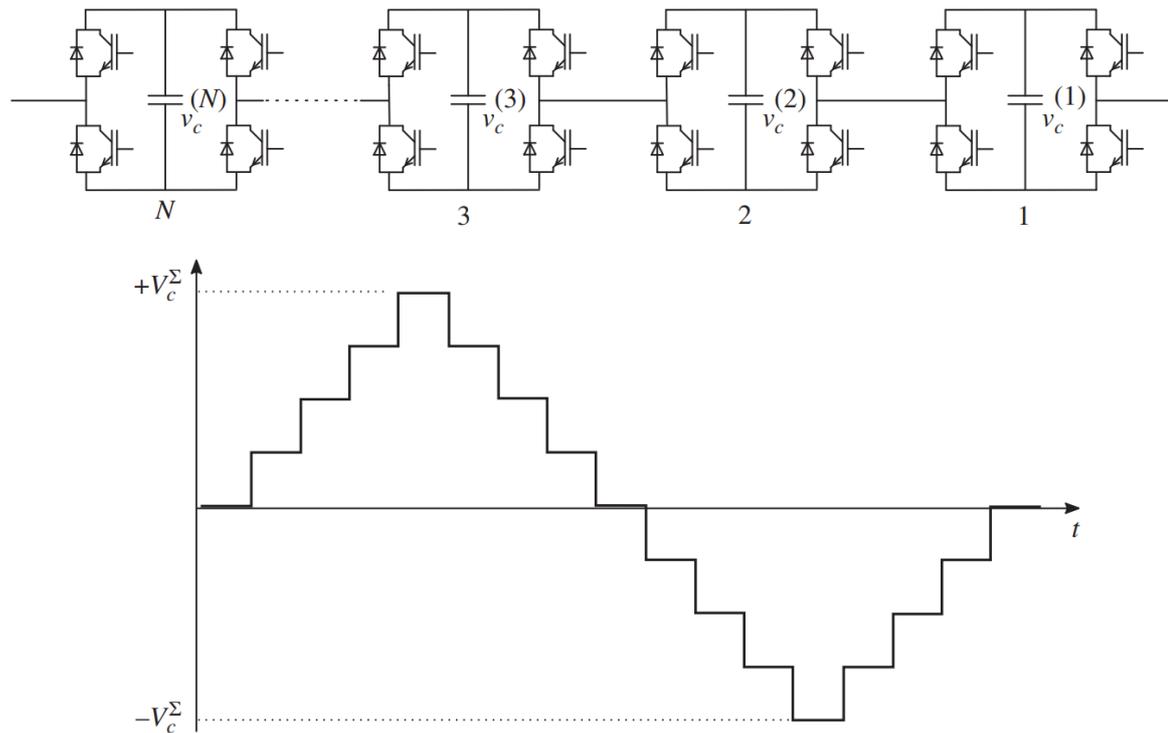


Bild 2-12: Generierung einer MMC-Ausgangsspannung mit Vollbrückenmodulen [27]

Nachfolgend sollen die Vor- und Nachteile der MMC-Technologie für den Einsatz als DC/DC-Wandler aufgelistet werden [19, 27, 34].

- + hohe Übersetzungsverhältnisse erreichbar
- + stark erhöhte Betriebssicherheit durch modularen Aufbau
- + sehr hoher Wirkungsgrad erzielbar
- + Kopplung von AC- und DC-Netzteilen möglich
- Technologie noch in Entwicklung
- komplexe Regelungsstrukturen
- je nach Topologie nur bedingt in der Lage, Gleichspannungsfehler zu unterbrechen

3 SIMULATION EINES DC/DC-KONVERTERS

3.1 EINFÜHRUNG

3.1.1 MATLAB

Der Name MATLAB steht für Matrix Laboratory und ist ein kostenpflichtiges Softwarepaket der Firma The MathWorks aus den USA. Am Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement stand es zur Bearbeitung dieser Masterarbeit in den Versionen 2016a und 2017b zur Verfügung.

Die Software zeichnet sich besonders durch ihre Fähigkeit aus, einen Großteil des Befehlsatzes auch auf Vektoren und Matrizen anwenden zu können. Dies stellt einen der Hauptgründe für die hohe Verbreitung in den technischen Disziplinen dar. Sie zählt außerdem zu den numerischen Programmen, weshalb alle Rechenergebnisse stets mit der inhärenten Ungenauigkeit der numerischen Darstellung behaftet sind.

Neben seiner Eignung als Werkzeug zur Berechnung von Matrizenoperationen und Verarbeitung großer Datenmengen stellt das Paket unter anderem auch eine Programmiersprache, einen Compiler, ein Tool zur Erstellung von Benutzeroberflächen (GUI) und ein graphisches Werkzeug zur Simulation von komplexen Abläufen (Simulink) zur Verfügung. Aufgrund seiner großen Popularität sind auch Schnittstellen zu zahlreichen anderen Softwarepaketen (z. B. dSPACE) und Codegeneratoren (z. B. C-Code) für MATLAB-Produkte verfügbar [35, 36].

3.1.2 Simulink

Simulink stellt eine graphische Erweiterung von MATLAB zur Modellierung und Simulation von linearen und nichtlinearen Systemen dar. Das Programm greift auf verschiedenste Befehle und Routinen (z. B. numerische Lösungsverfahren) des Hauptprogrammes zu und ist deshalb auch direkt in seine Oberfläche integriert [37]. Der Hauptvorteil von Simulink besteht darin, dass komplexe Systeme als Blockdiagramme modelliert werden können und viele bedeutende Funktionen bereits als Blöcke zur Verfügung stehen. Die Einbindung von Simulationen in MATLAB-Skripten ist unkompliziert möglich, um die Ergebnisse direkt weiterverarbeiten zu können. Simulink eignet sich des Weiteren auch sehr gut zur Auslegung und Optimierung von digitalen Reglern.

Es besteht die Möglichkeit, ganze Modelle direkt in C/C++-Code zu konvertieren und diese ohne weitere Zwischenschritte auf Mikroprozessoren oder unterstützende Hardware zu übertragen. Dies ist einer der Hauptgründe für die Verwendung von Simulink im Zuge dieser Arbeit.

Solver

Ein zentrales Thema bei Simulink-Modellen stellt die Wahl des Lösungsverfahrens dar. Die meisten physikalischen Modelle beinhalten Differentialgleichungen, weshalb die Solver

verschiedene Varianten zur numerischen Integration bereitstellen müssen. Je nach Typus des Modells können Rechenzeit oder Stabilität der Simulation sehr stark vom gewählten Algorithmus abhängen. Bild 3-1 stellt die verschiedenen Solverfamilien gegliedert dar.

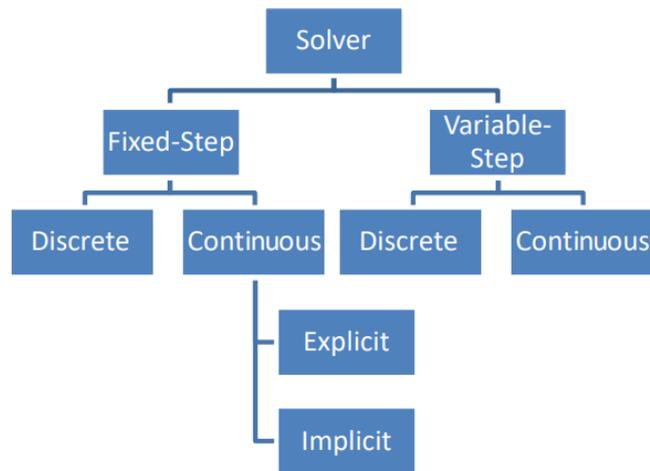


Bild 3-1: Überblick Solver-Familien in Simulink

In Simulink-Modellen werden alle Funktionsblöcke schrittweise abgearbeitet. Die Engine befolgt eine vorgegebene Reihenfolge, die von der Wahl des Solvers abhängt. Auf die Initialisierung des Modells folgt die Bestimmung des nächsten Zeitschrittes, der entweder variabel berechnet (Variable-Step-Solver) oder fix vorgegeben (Fixed-Step-Solver) werden muss. Die variable Berechnung der Schrittweite ermöglicht in vielen Fällen die Beschleunigung des Simulationsprozesses, kann aber auch zur Vernachlässigung von Effekten durch zu große Schrittweiten führen. Aus diesem Grund ist es notwendig, je nach Anwendung die minimale Schrittweite zu begrenzen oder Toleranzen bei den relativen oder absoluten Fehlergrenzen des Solvers zu setzen [38].

Wird ein Simulink-Modell für den Einsatz als Echtzeitsimulation konzipiert, können nur Lösungsverfahren mit fester Schrittweite zur Anwendung kommen. Dies stellt sicher, dass alle Berechnungen bis zum nächsten Zeitschritt durchgeführt werden.

Als Nächstes folgt die Kalkulation der Ausgangswerte und – sofern vorhanden – die Aktualisierung der diskreten Zustandsgrößen. Dabei könnte es sich beispielsweise um den Speicherinhalt des Memory-Blocks handeln, der den Eingangswert für einen Zeitschritt als Zustandsgröße übernimmt und im nächsten als Ausgangsgröße abgibt. Kommen kontinuierliche Zustandsgrößen (z. B. Spannung an einem Kondensator) zum Einsatz, erfolgt nun der Ablauf einer inneren Integrationsschleife, die erneute Berechnung der Ausgangsgrößen und schließlich der Übergang zum nächsten Zeitschritt [38 – 40].

Es muss beachtet werden, dass kontinuierliche Solver in der Lage sind, auch die Zustandsgrößen von zeitdiskreten Blöcken zu berechnen. Diskrete Solver hingegen können nicht mit zeitkontinuierlichen Blöcken umgehen. Für einen schnellen Einstieg in Simulink eignen sich verschiedene Tutorials [41 – 43].

Simscape

Simscape ist ein Zusatzprodukt von Simulink und ermöglicht die komfortable Erstellung von physikalischen Systemmodellen in der klassischen Simulink-Umgebung. Der, für energie-technische Anwendungen, interessanteste Teil der Software nennt sich Power Systems und stellt elektrotechnische Basiselemente, leistungselektronische Schaltelemente, aber auch komplette Maschinenmodelle zur Verfügung. Für Power Systems Blöcke aus dem Bereich Specialized Technology muss ein sogenannter PowerGUI-Block in das Modell eingefügt werden. Dieser übernimmt explizit die Solvereinstellungen für die ihm zugeordneten Funktionen und Elemente. Zur Unterstützung von HIL-Tests verfügt Simscape auch über die Möglichkeit Modelle direkt in C/C++-Code zu konvertieren (Bild 3-2) [44].

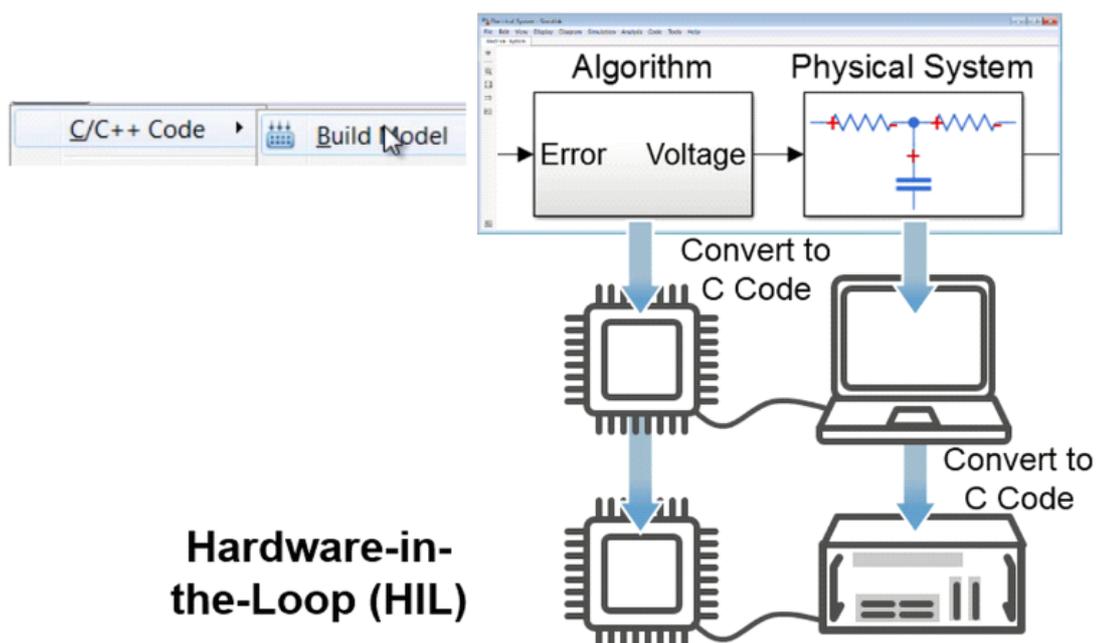


Bild 3-2: Direkte Übertragung des Simscape-Codes auf die Echtzeithardware [45]

3.2 MODELLBILDUNG

3.2.1 Halbbrücke

Die Wahl für den Aufbau und die Simulation des DC/DC-Konverters fällt aus Gründen der Einfachheit auf die Halbbrückentopologie. Fehlende Erfahrungen mit der Echtzeithardware des IEAN und die komplexe Reglerstruktur des MMC erscheinen als zu große Risiken am Beginn der Masterarbeit. Um die Entwicklungszeit weiter reduzieren zu können, wird die Halbbrücke ausschließlich als Tiefsetzsteller betrieben. Ein Leistungsfluss von der niedrigeren auf die höhere Spannungsseite findet somit keine Betrachtung.

Die Funktion und Dimensionierung des Tiefsetzstellers wird in Kapitel 4.1 der Masterarbeit detailliert beschrieben. Um die folgenden Simulationen, die chronologisch vor der endgültigen Dimensionierung des Wandlers durchgeführt wurden, besser mit den Messungen aus

den späteren Kapiteln vergleichen zu können, werden die dimensionierten Bauteilwerte bereits in Bild 3-3 vorweggenommen und auch in den Simulationen verwendet.

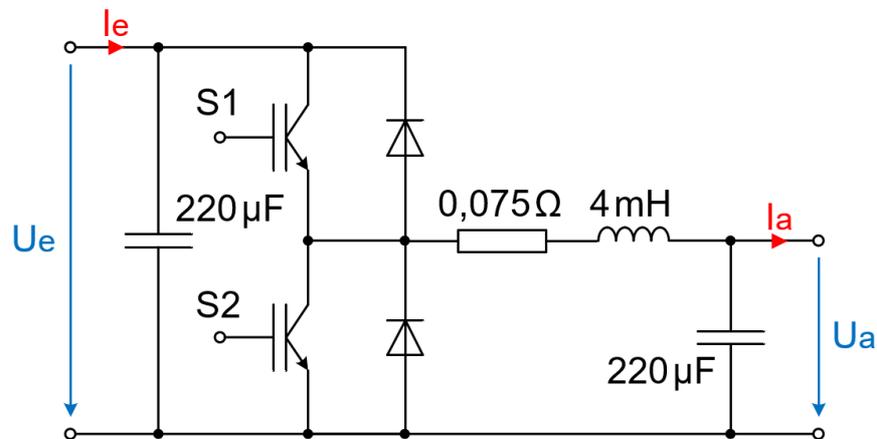


Bild 3-3: Schaltbild Halbbrücke mit Bauteilwerten

Mithilfe der Power Systems Bibliothek kann die Überführung des Schaltbildes in ein Simulinkmodell direkt erfolgen. Da der IGBT S2 im Tiefsetzstellerbetrieb nicht angesteuert wird, ist es möglich ihn direkt durch seine antiparallele Freilaufdiode zu ersetzen. Eine entsprechende Darstellung erfolgt in Bild 3-4.

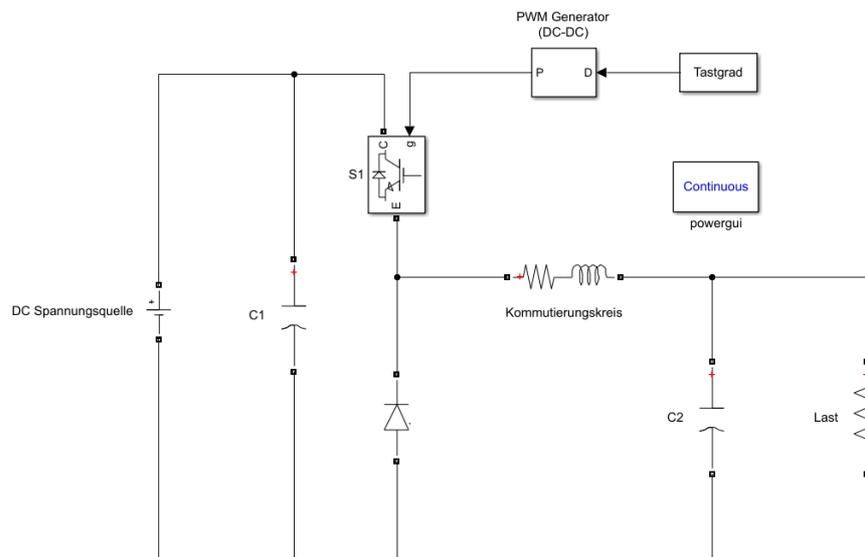


Bild 3-4: Allgemeines Simulinkmodell Tiefsetzsteller

Die Nachbildung des IGBT erfolgt über ein sehr idealisiertes Makromodell und stellt nicht den Anspruch, die komplexen physikalischen Prozesse zu modellieren [37]. Im Grunde genommen besteht das Bauteil aus einem über das Gate gesteuerten Schalter und in Serie geschalteten On-Widerstand (1 mΩ). Sonstige Vorwärtsspannungsabfälle an den Elemen-

ten werden nicht berücksichtigt. Eine Schaltentlastungsbeschaltung (Snubber) ist einstellbar, wird jedoch nicht verwendet. Der Gate-Eingang des IGBT reagiert auf logische Signale. Eine Eins sorgt für den Wechsel in den leitfähigen Zustand, eine Null für den Übergang in den Sperrbereich. Der PWM-Generator-Block formt einen vorgegebenen Tastgrad in ein Gatingssignal einstellbarer Frequenz (10 kHz) um. Die Einfachheit der Nachbildung mag auf den ersten Blick überraschen, doch komplexe Modelle von MOSFET oder IGBT – wie sie manche Hersteller für SPICE-Simulationssoftware zur Verfügung stellen – führen bei aufwendigen Simulationen und hohen Schaltfrequenzen meist zu Instabilität oder enormem Rechenaufwand.

Spannungsquellen, Widerstände, Kondensatoren und Spulen sind ideale Bauelemente, weshalb für die Nachbildung der Speicherspule im Kommutierungskreis ein Widerstand und eine Induktivität in Reihe geschaltet werden. Das Modell der Diode verfügt über einen Spannungsfall (0,8 V) und einen Widerstand in Vorwärtsrichtung (1 m Ω).

3.2.2 Zeitdiskreter Regler

Ein Tiefsetzsteller kann grundsätzlich spannungs- oder stromgeregelt betrieben werden. In beiden Fällen wird die gewählte Ausgangsgröße des Wandlers einer Differenzbildung mit dem vorgegebenen Sollwert unterzogen und dann als Abweichung an einen Regler weitergegeben. Die Vorgabe der Ausgangsspannung erscheint für sämtliche Versuchsaufbauten praktikabler und sicherer, weshalb die Entscheidung auf die Spannungsregelung des DC/DC-Konverters fällt.

Um die anwendbaren Fixed-Step-Solver für eine Echtzeitsimulation nicht weiter einzuschränken, wird eine zeitdiskrete Reglerausführung implementiert. Aufgrund seiner Dynamik und der Absenz einer bleibenden Regelabweichung fällt die Wahl auf einen zeitdiskreten PI-Regler mit Anti-Wind-Up, wie in [46] definiert.

Der Proportionalteil ist hierbei für die schnelle Reaktion auf große Abweichungen zuständig, während der Integralteil die exakte Ausregelung bewerkstelligt. Der Anti-Wind-Up Filter sorgt dafür, dass der Integralteil bei lange anliegenden Regelabweichungen nicht zu stark anwächst und ein Sättigungsbaustein begrenzt die Stellgröße auf den Wertebereich des Gating-Tastgrades (0 – 1).

Bild 3-5 zeigt den Aufbau des ausgelegten Reglers. Die Dimensionierung der einzelnen Parameter erfolgte empirisch anhand des Simulationsverhaltens und konnte für alle weiteren Versuche beibehalten werden. Eine dynamische Mittelwertmodellbildung des Tiefsetzstellers [47] und anschließende Optimierung der Regelung war zuerst geplant, wurde jedoch zugunsten anderer Schwerpunkte der Masterarbeit aufgegeben.

Bild 3-6 veranschaulicht das, um die Spannungsregelung erweiterte, Gesamtmodell des Tiefsetzstellers. Die Ausgangsspannung des DC/DC-Konverters wird an der Last gemessen und anschließend nur zu vorgegebenen Zeitschritten an die Regelung übergeführt. Dies ermöglicht die Simulation des elektrischen Modells mit variabler Schrittweite ohne Verlust des zeitdiskreten Charakters der Regelung.

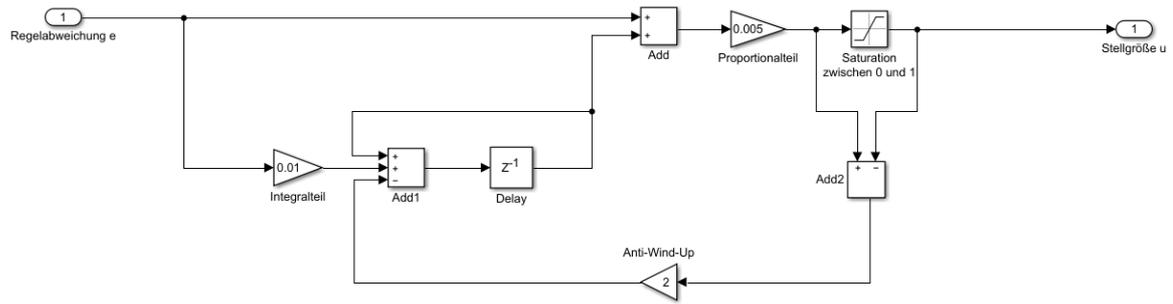


Bild 3-5: Simulinkmodell zeitdiskreter PI-Regler mit Anti-Wind-Up und verwendeten Reglerparametern

Die Abtastzeit (Zero Order Hold Glied) sollte in diesem Fall mit der Schrittweite der geplanten Echtzeitsimulation übereinstimmen ($50 \mu\text{s}$), um das reale Regelverhalten ausreichend nachbilden zu können. Liegt für lange Zeit ein Tastgrad von Eins an der PWM-Steuerung an, kann es bei realen IGBT-Ansteuerschaltungen zu Problemen kommen, weshalb eine zusätzliche Begrenzung (z. B. auf 0,99) sinnvoll ist.

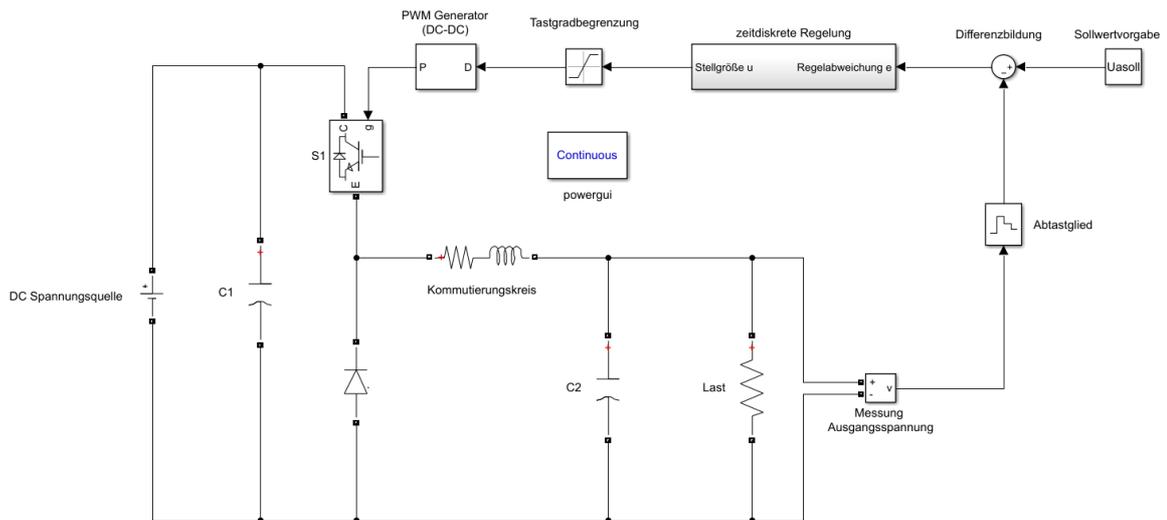


Bild 3-6: Simulinkmodell spannungsgeregelter Tiefsetzsteller

3.2.3 Umrichter

Der DC/DC-Wandler soll letzten Endes den Abzweig einer HGÜ-Anlage versorgen, weshalb sein Betriebsverhalten stark vom Aufbau und der Regelung des vorgelagerten Gleichrichters abhängig ist. Zum Zeitpunkt der nachfolgenden Simulationen stand jedoch das Regelverhalten des Umrichters noch nicht fest, weshalb nur ein stark vereinfachtes Modell (Bild 3-7) implementiert wurde.

Hauptaugenmerk liegt auf der Einbindung der großen Energiespeicher im HGÜ-Zweig, weshalb der Zwischenkreiskondensator (1 mF) und die DC-Filterspule (2 mH) modelliert wird.

Da eine ideale Spannungsquelle in Simulink nicht mit einem Kondensator parallelgeschaltet werden darf, kommt es zur Serienschaltung eines Innenwiderstands ($0,1 \Omega$). Ein weiterer Widerstand ($0,5 \Omega$) bildet die Zuleitungsverluste zum DC/DC-Wandler ab.

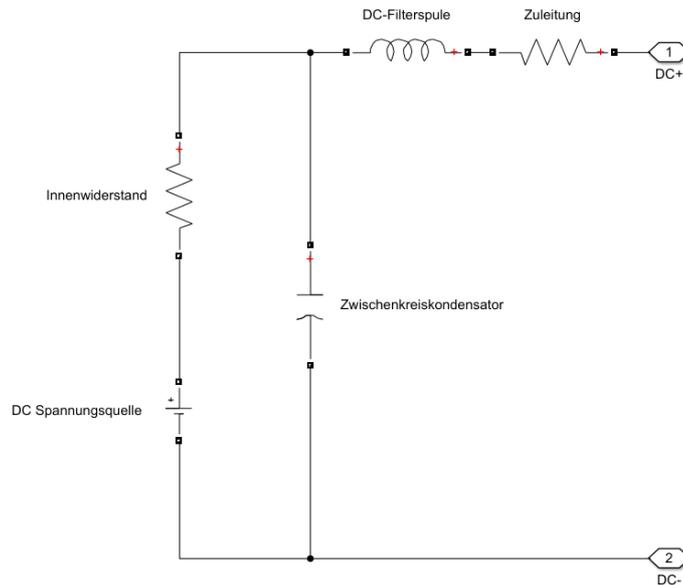


Bild 3-7: Simulinkmodell des idealisierten Gleichrichters

3.3 SIMULATION VON TESTFÄLLEN

3.3.1 Hochlauf

Explizites Ziel der Simulationen ist die Überprüfung der Eignung des Reglers und das Erkennen von potentiellen Gefahren für den Aufbau und Test des Wandlers. Für sämtliche Simulationen kommen Lösungsalgorithmen mit variabler Schrittweite und begrenzten Fehlertoleranzen zur Anwendung (Absolute Toleranz: $1e^{-6}$, Relative Toleranz: $1e^{-4}$).

Der DC/DC-Wandler wird für jeden Testfall spannungsgeregelt ($U_{a,soll} = 100 \text{ V}$) betrieben. Nach einer Simulationszeit t_{chg} ($0,1 \text{ s}$) wird er an den Umrichter ($U_{inv} = 400 \text{ V}$) zugeschaltet. Daraufhin startet ein Hochlaufprozess des Konverters, der eine Last von 10Ω speist. Im eingeschwungenen Zustand soll somit ein Ausgangsstrom von etwa 10 A fließen. Dies wird für die nachfolgenden Testfälle auch als Nennbetrieb bezeichnet. Bild 3-8 zeigt das Schaltbild des Gesamtmodells für den Hochlauf.

Aus den Signalverläufen in Bild 3-9 wird ersichtlich, dass der Regler in der Lage ist, binnen etwa 50 ms den Sollwert der Ausgangsspannung (schwarz punktierte Linie) an der Last einzustellen. Vor Erreichen des stationären Endzustandes kommt es zu einem ausgeprägten Einschwingvorgang.

Ein Überschwingen ist inhärenter Bestandteil der PI-Reglertopologie, könnte aber auf Kosten der Dynamik reduziert werden. Hierfür müsste eine Adaption des Proportional-Teils des Reglers erfolgen.

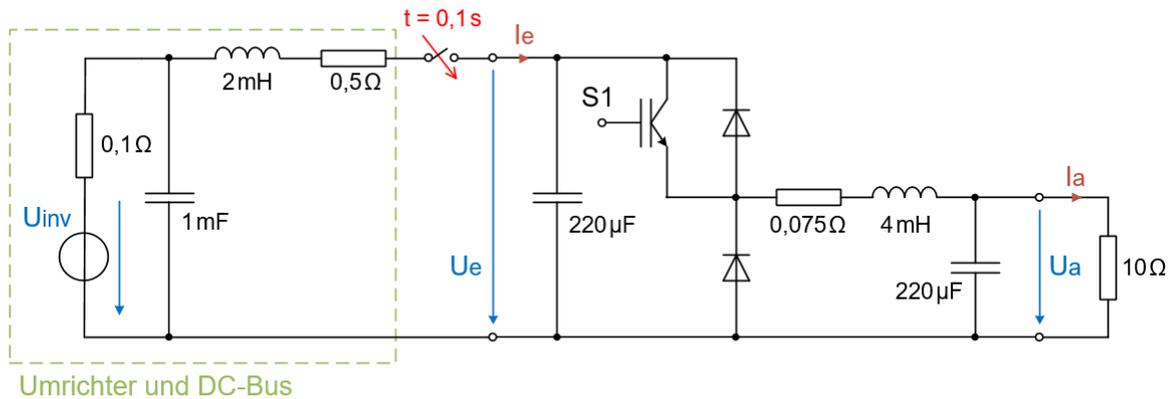


Bild 3-8: Schaltbild Hochlauf des Wandlers

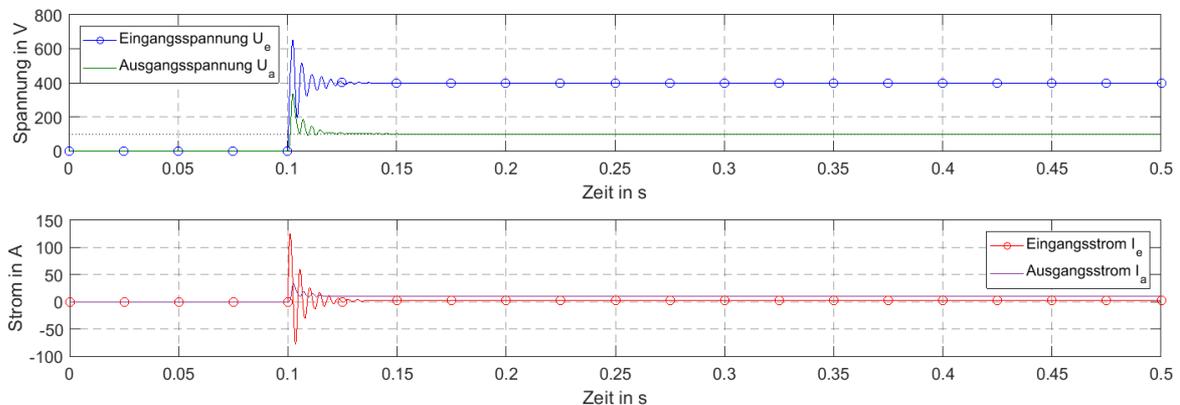


Bild 3-9: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Hochlauf

Aufgrund des großen, geladenen Zwischenkreiskondensators im Umrichterteil kommt es beim Zuschalten des DC/DC-Wandlers zu extremen Stromspitzen. Die Ein- und Ausgangskondensatoren des Konverters stellen zu Beginn des Hochlaufes einen sehr niederimpedanten Pfad dar, weil beide Kondensatoren ungeladen sind. Dem daraus resultierenden Zuschaltstrom muss aktiv entgegengewirkt werden. Dies könnte über die Realisierung einer zusätzlichen Ladebeschaltung, die nur beim Hochfahren aktiv ist, erfolgen.

Sofern die Möglichkeit zur Steuerung der Umrichterspannung U_{inv} besteht, wäre auch das rampenförmige Hochfahren der Eingangsspannung des Wandlers eine Variante zur Reduktion der Stromspitzen.

Bild 3-10 zeigt einen sogenannten sanften Hochlaufvorgang, bei dem die Umrichterspannung mit einer Rampenfunktion ($\geq 0,1$ s, 1600 V/s) bis zur Nennspannung erhöht wird. Diese Art des Hochlaufes führt zu einer massiven Reduktion des Einschaltüberstromes im Konverter bei gleichzeitiger Zunahme der Prozedurdauer.

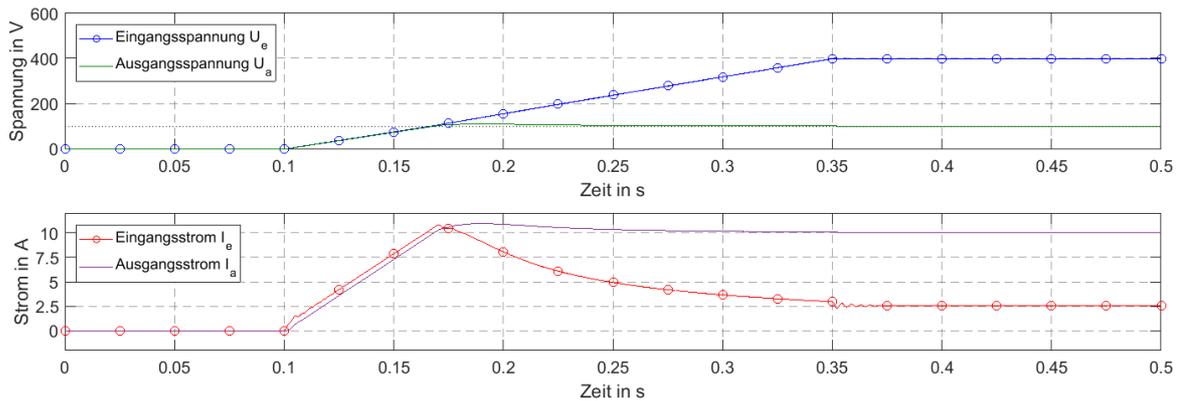


Bild 3-10: Transiente Spannungs- und Stromverläufe beim sanften Hochlauf

3.3.2 Sprunghafter Lastwechsel

Der Konverter wird in einem stationären Arbeitspunkt betrieben, bis sich zum Zeitpunkt t_{chg} (0,2 s) die angeschlossene Last sprunghaft ändert. Dies erfolgt über die ideale Zuschaltung eines Serienwiderstandes (Halbierung der Strombelastung), Parallelwiderstandes (Verdoppelung der Strombelastung) oder den völligen Abwurf des Lastwiderstandes in Simulink. Das Schaltbild des Testfalles ist in Bild 3-11 dargestellt.

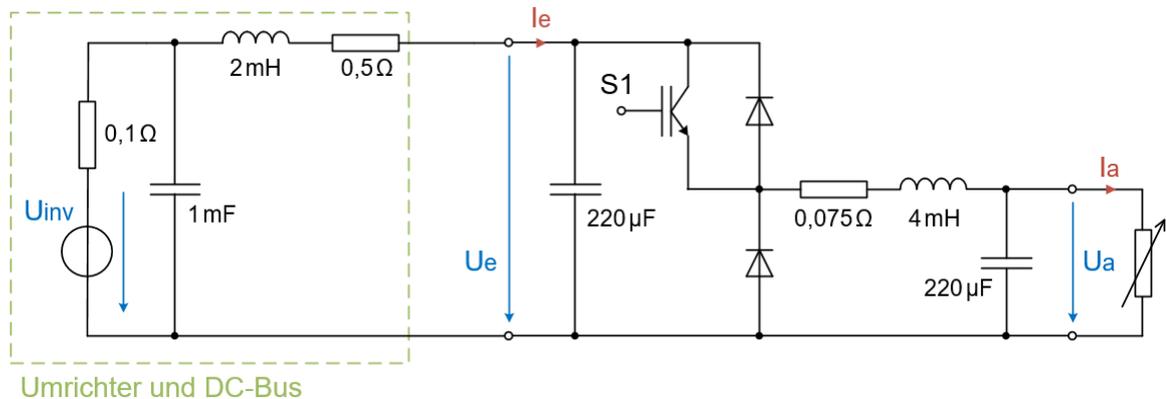


Bild 3-11: Schaltbild Lastwechsel am Ausgang des Wandlers

Bild 3-12 veranschaulicht die Halbierung der Belastung ausgehend vom Nennbetriebspunkt, welche erwartungsgemäß auch in einer Halbierung des Laststromes resultiert. Bei den Ausgangsgrößen lassen sich nur schwach ausgeprägte Einschwingvorgänge beobachten. Der Eingangsstrom hingegen reagiert aufgrund der großen Kapazitäten des Zwischenkreises und Wandlers stark auf die kurzzeitigen Spannungsschwankungen.

Die Verdoppelung der Belastung von halber Nennlast ($I_a = 5\text{ A}$, $R_L = 20\ \Omega$) aus, wird in Bild 3-13 dargestellt. Es lässt sich ein diametrales Verhalten zum vorangegangenen Testfall feststellen. Die Regelung ist jedoch in der Lage, den stationären Zustand bei Steigerung des Stromes früher zu erreichen.

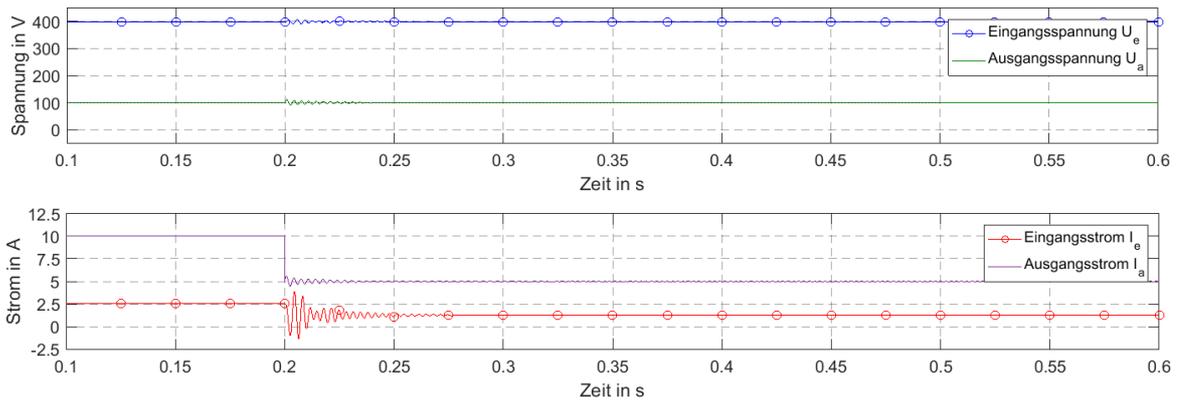


Bild 3-12: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Halbierung der Belastung

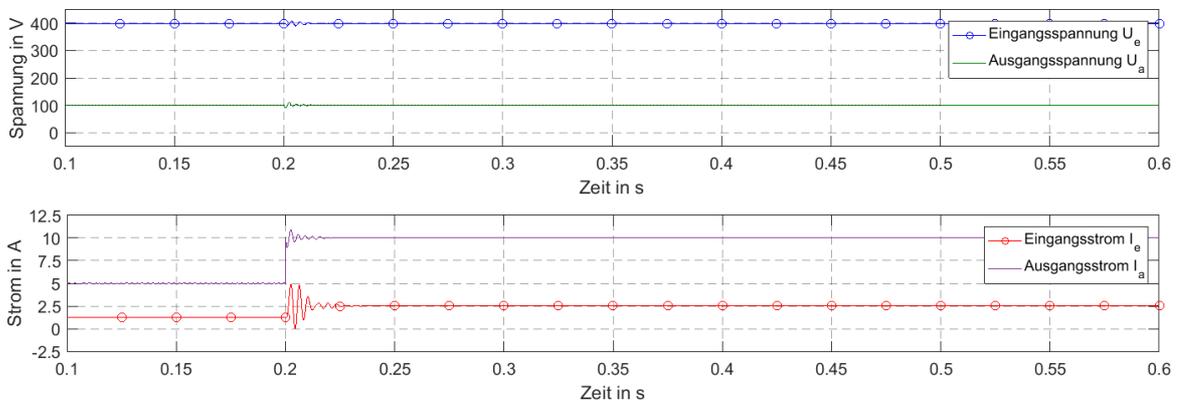


Bild 3-13: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Verdoppelung der Belastung

Als Sonderfall des Lastwechsels wird schließlich der vollständige Lastabwurf, sprich die Unterbrechung des Lastzweiges ($R_L \rightarrow \infty$), betrachtet. Hierfür erfolgt der Betrieb des DC/DC-Wandler bis zum Zeitpunkt t_{chg} (0,2 s) im Nennarbeitspunkt, bis anschließend mit einem idealen Schalter der Lastzweig aufgetrennt werden kann (Bild 3-14).

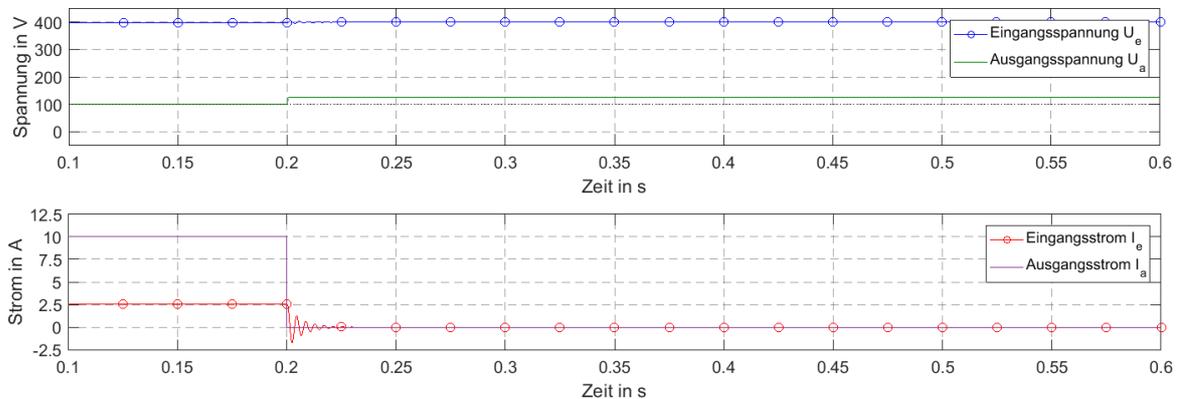


Bild 3-14: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Lastabwurf

Nach der Wegschaltung des Widerstandes befindet sich am Ausgang des Konverters nur noch der geladene Kondensator. Der Ausgangsstrom des Wandlers fällt im Zeitpunkt des

spontanen Lastabwurfs schlagartig auf null ab, weil ihm kein alternativer Strompfad zur Verfügung steht. Es dauert jedoch eine kurze Zeit, bis der Regler den Tastgrad auch auf null reduziert und somit den IGBT vollständig sperrt. Während dieses Zeitraumes wird der Ausgangskondensator über den Sollwert hinaus nachgeladen und bleibt aufgrund der Modellierung als ideale Kapazität konstant auf diesem Wert.

Allgemein kann gesagt werden, dass die Reglerstruktur in der Lage war, sämtliche durchgeführten, sprunghaften Lastwechsel zu beherrschen.

3.3.3 Kontinuierlicher Lastwechsel

Dieser Testfall beschäftigt sich mit einer kontinuierlichen Veränderung der Belastung des Wandlers. Bild 3-15 veranschaulicht die Modellierung eines veränderlichen Widerstandes, implementiert über die Serienschaltung einer gesteuerten Spannungsquelle.

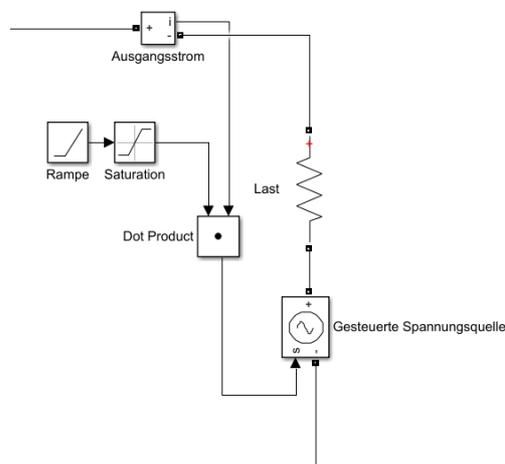


Bild 3-15: Modellierung eines kontinuierlich veränderlichen Widerstandes

Zum Zeitpunkt t_{chg} (0,2 s) wird die Rampenfunktion mit einer Steigung von $50 \Omega/s$ aktiviert und ermöglicht die Variation der Belastung. Bild 3-16 stellt die fortdauernde Reduktion vom Nennlastbetrieb bis hin zur halben Nennbelastung dar. Die Begrenzung der Rampenfunktion erfolgt über einen Sättigungsblock mit 10Ω , sodass am Ende der Simulation ein effektiver Lastwiderstand von 20Ω entsteht.

In Bild 3-17 kommt es zu einer Umkehrung des Versuchs. Die gesteuerte Spannungsquelle wird umgepolt und erhöht, von der halben Nennbelastung ausgehend, die Belastung, bis zum Erreichen des Nennlastpunktes. Der effektive Lastwiderstand sinkt somit im Zuge des Vorganges von 20Ω auf 10Ω .

Im Gegensatz zu sprunghaften Lastwechseln kommt es bei kontinuierlicher Veränderung der Belastung zu keinem ausgeprägten Einschwingverhalten im Zuge der Sollwertspannungsregelung.

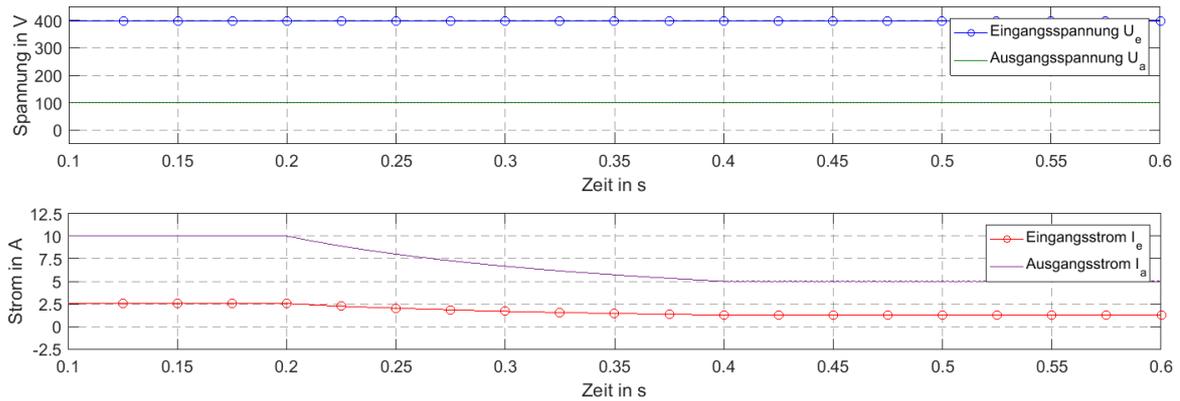


Bild 3-16: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Halbierung der Belastung

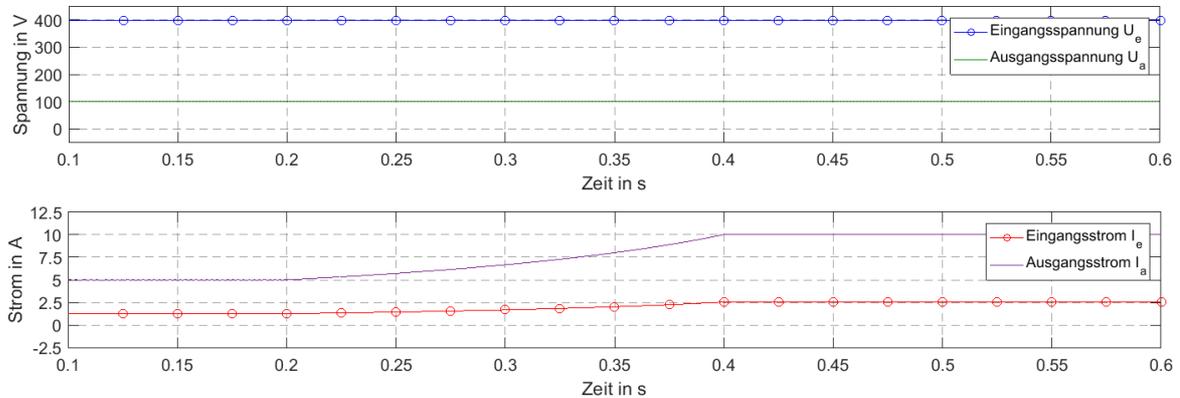


Bild 3-17: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Verdoppelung der Belastung

3.3.4 Spannungsänderungen

Der Betrieb des DC/DC-Wandler erfolgt im Nennarbeitspunkt, bis sich zum Zeitpunkt t_{chg} (0,2 s) die Umrichterspannung U_{inv} sprunghaft ändert (Schaltplan siehe Bild 3-18).

Zu diesem Zweck wird die ideale Gleichspannungsquelle in eine gesteuerte Quelle umgewandelt und um einen idealen Schalter ergänzt, damit der Wert der Eingangsspannung umgeschaltet werden kann.

Die Auswirkungen eines Spannungseinbruchs um 20 % der Nennspannung sind in Bild 3-19 dargestellt. Direkt nach dem Fall der Spannung an der Quelle kommt es zur Entladung des Zwischenkreiskondensators und somit zu einem ausgeprägten Einschwingverhalten. Die Spannungseinbrüche führen zu großen Ausgleichsströmen zwischen den geladenen Kondensatoren, bis schließlich wieder ein stationärer Betriebspunkt erreicht werden kann.

Eine 1,2-fache Überspannung bewirkt, wie in Bild 3-20 dargestellt, ein sehr ähnliches Verhalten wie zuvor. Auch hier prägen die großen Energiespeicher und ihre Ausgleichsströme das Verhalten des Aufbaus.

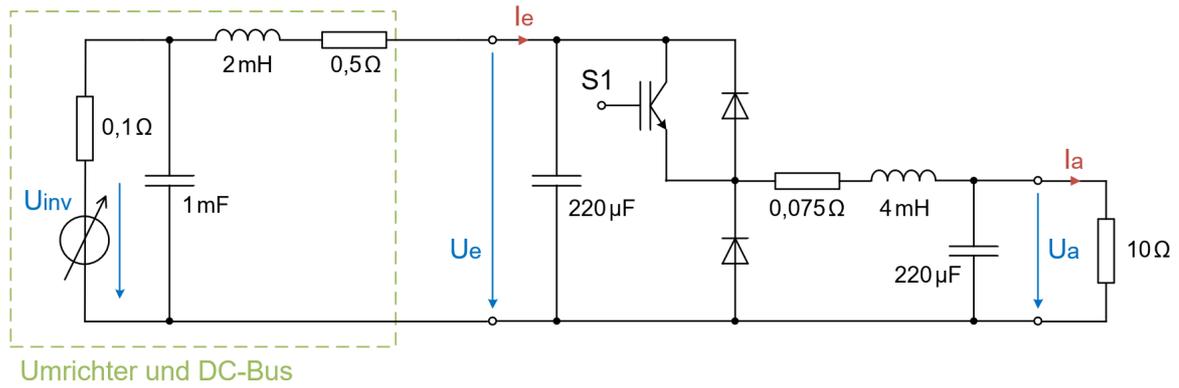


Bild 3-18: Schaltbild Spannungsänderung am Umrichter

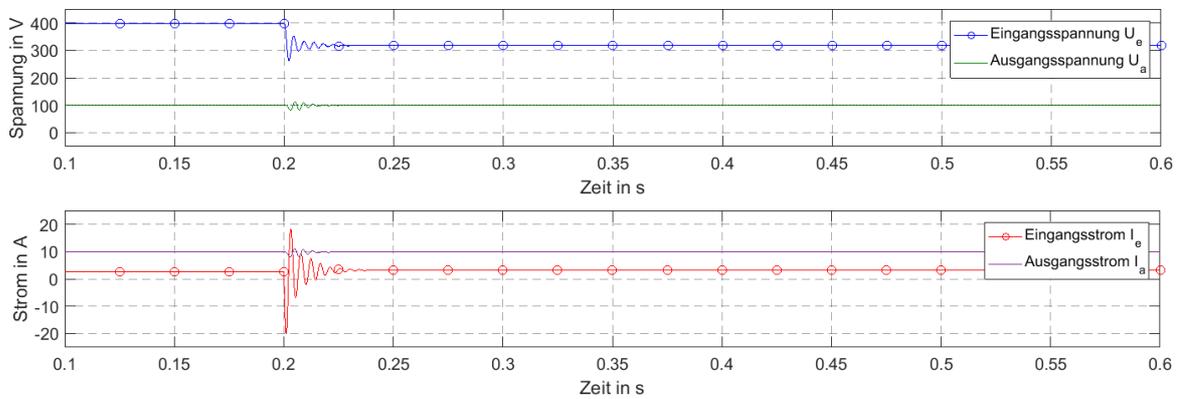


Bild 3-19: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Spannungseinbruch am Umrichter

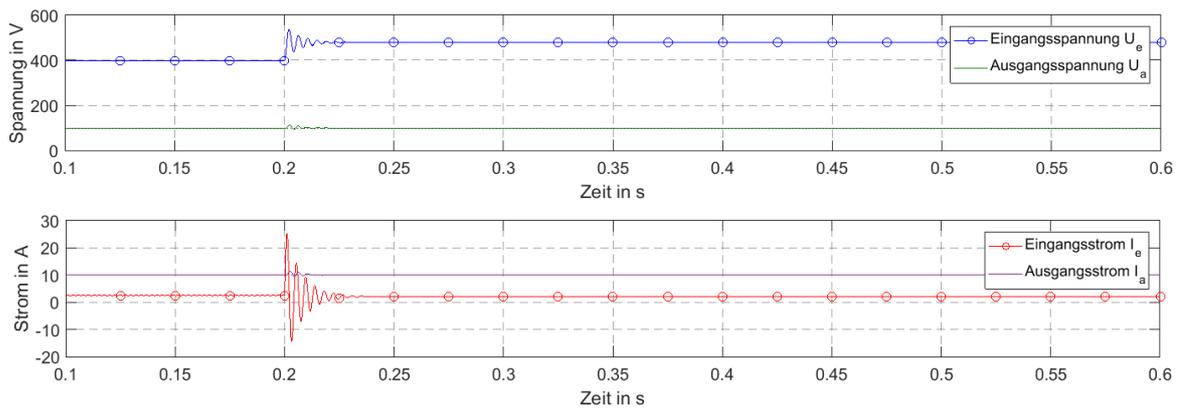


Bild 3-20: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Überspannung am Umrichter

3.3.5 Kurzschluss

Der Betrieb des Tiefsetzstellers erfolgt bis zum Zeitpunkt t_{chg} (0,2 s) im Nennbetriebspunkt. Anschließend kommt es parallel zur Last zu einem Kurzschluss. Dieser wird, wie in Bild 3-21 dargestellt, als 1 Ω Widerstand modelliert.

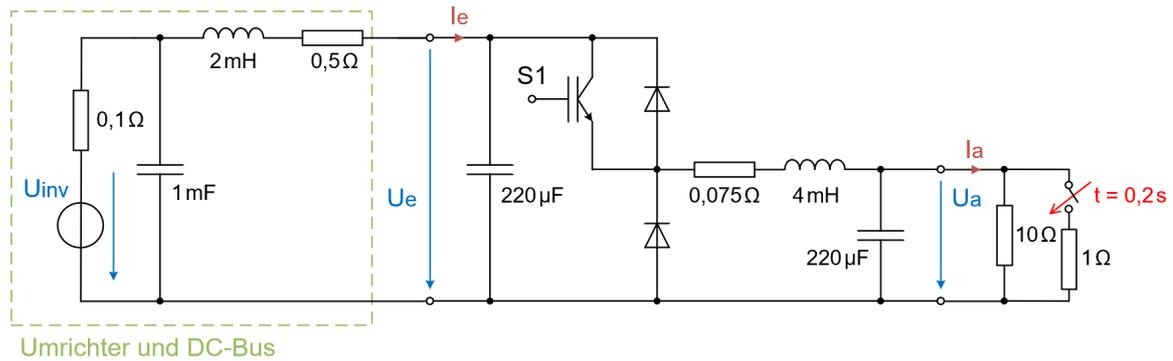


Bild 3-21: Schaltbild Kurzschluss am Ausgang des Umrichters

Die Regelung des Wandlers würde, ohne weiteren Eingriff in die Simulation, ein passendes Tastverhältnis für den DC/DC-Wandler bestimmen, um auch mit dem fließenden Kurzschlussstrom den Sollwert der Ausgangsspannung zu erreichen.

Ein solches Verhalten ist jedoch nicht zielführend, da der Kurzschlussstrom die baldige Zerstörung des Wandlers zur Folge hätte. IGBT sind nur für eine sehr kurze Zeit (wenige μs) kurzschlussfest, weshalb die Regelung für diesen Testfall 5 μs nach Eintritt des Kurzschlusses überbrückt wird und der IGBT ab diesem Zeitpunkt nur noch sperrt.

Bild 3-22 illustriert das Verhalten des Wandlers bei einem Kurzschluss am Ausgang. Nach Eintreten des Fehlers kommt es, aufgrund der parallel geschalteten Ausgangskapazität, zu einem rasanten Ansteigen des Stromes.

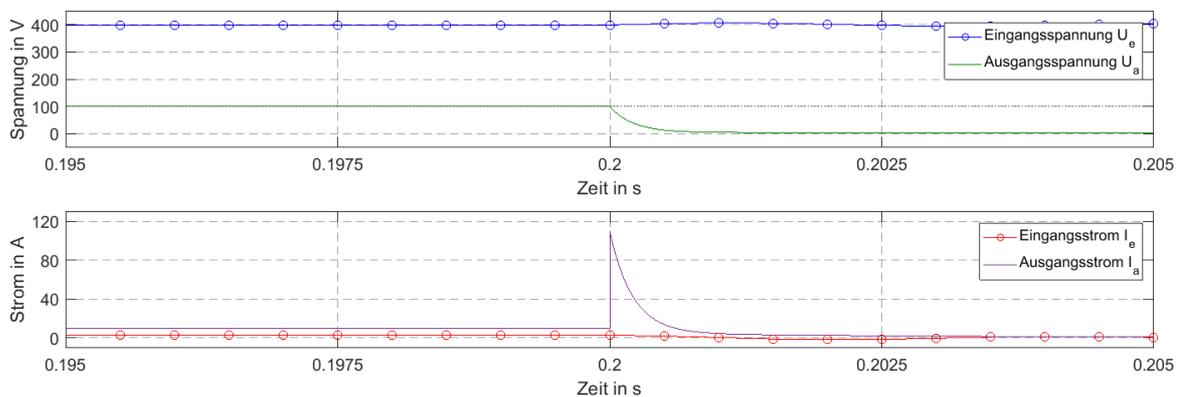


Bild 3-22: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei Kurzschluss

Binnen kürzester Zeit wird der IGBT aus Sicherheitsgründen dauerhaft ausgeschaltet, weshalb keine weitere Energieübertragung von der Eingangs- auf die Ausgangsseite erfolgt. Als sicher stillgesetzt kann der Wandler jedoch erst nach vollständiger Entladung der Kondensatoren betrachtet werden, was ein großer Nachteil der Topologie ist. Zur etwaigen Unterbrechung von Stromflüssen müsste ein Gleichspannungsleistungsschalter zur Anwendung kommen.

4 AUFBAU DER TESTUMGEBUNG

4.1 DC/DC-KONVERTER

4.1.1 Spezifikationen

Die Auslegung des Tiefsetzstellers erfolgt anhand der, in Tabelle 4-1 dargestellten, Parameter. In den angegebenen Bereichen können die festgelegten Restwelligkeiten eingehalten werden. Eine Unterschreitung der Ausgangsgrößen ist möglich, führt jedoch zu verschlechterten Betriebsbedingungen.

Eingangsspannung U_e	bis 400 V
Ausgangsspannung U_a	50 – 350 V
Ausgangsstrom I_a	1 – 10 A
Maximale Leistung	2 kW
Restwelligkeit der Ausgangsspannung ΔU_a	< 1%
Restwelligkeit des Spulenstromes Δi_L	< 3 A
Schaltertechnologie	IGBT
Package	Mini FullPACK
Schaltfrequenz f_s	10 kHz

Tabelle 4-1: Gewählte Wandlerparameter

4.1.2 Mathematische Beschreibung

Der Tiefsetzsteller wandelt eine höhere in eine niedrigere Spannung um und erlaubt ausschließlich den Leistungstransport von der höheren zur niedrigeren Spannungsebene. Das Verhalten des Wandlers lässt sich am leichtesten über eine Betrachtung der Halbbrückenschaltung beschreiben, indem beide Schaltelemente durch einen Umschalter ersetzt werden (Bild 4-1).

Unter der Annahme sehr großer Ein- und Ausgangskondensatoren C_e und C_a kann vereinfachend vorausgesetzt werden, dass die anliegenden Spannungen U_e und U_a konstant sind. Für den eingeschwungenen Zustand (quasistationärer Betrieb) des Wandlers ist dieses Verhalten näherungsweise auch so gegeben.

Die Maschengleichung (M1) für den Kommutierungskreis ist abhängig von der Schalterstellung, weshalb eine mathematische Beschreibung beider Zustände erfolgen muss. Für die in Bild 4-1 eingezeichnete Schalterstellung ergibt sich Gleichung (1).

Der Kommutierungskreisstrom i_L kann über die Lösung der gewöhnlichen Differentialgleichung erster Ordnung (2) bestimmt werden.

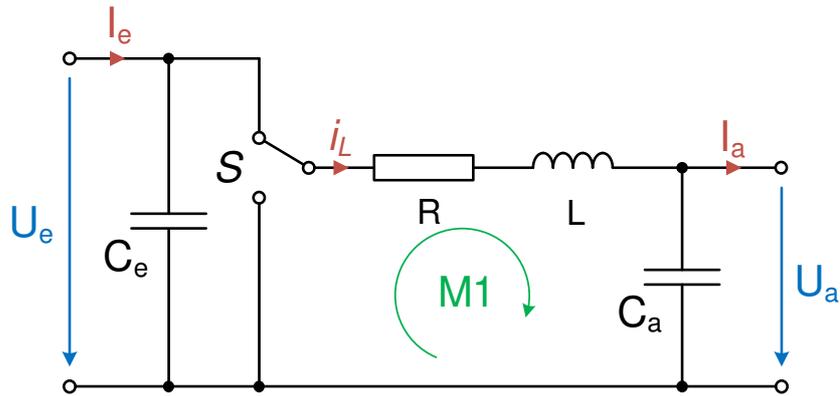


Bild 4-1: Halbbrückenschaltung, Schalterstellung 1

$$u_R + u_L + U_a = U_e \leftrightarrow i_L R + L \frac{di_L}{dt} + U_a = U_e \quad (1)$$

$$\frac{di_L}{dt} + \frac{R}{L} i_L = \frac{U_e - U_a}{L} \quad (2)$$

Unter der Annahme einer stromlosen Induktivität zum Einschaltzeitpunkt ergibt sich für Schalterstellung 1 Gleichung (3).

$$i_L(t = 0) = 0 \rightarrow i_L(t) = \frac{U_e - U_a}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right) = \frac{U_e - U_a}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = I_{\max} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (3)$$

Der zeitliche Verlauf des Kommutierungskreisstromes (oder auch Spulenstromes) für diese Schalterstellung wird in Bild 4-2 dargestellt.

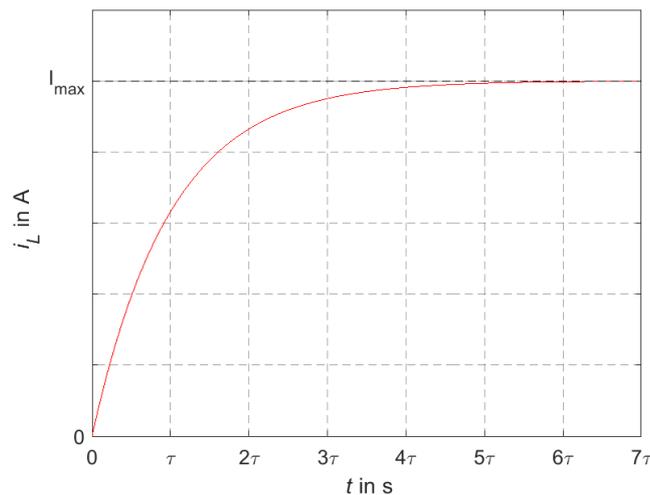


Bild 4-2: Verlauf des Spulenstromes \$i_L\$, Schalterstellung 1

Wobei τ die Zeitkonstante der Exponentialfunktion ist und aus dem Verhältnis von L zu R gebildet werden kann. Die zweite, mögliche Schalterstellung, die in Bild 4-3 illustriert wird, liefert Maschengleichung (4).

$$u_R + u_L + U_a = 0 \leftrightarrow i_L R + L \frac{di_L}{dt} + U_a = 0 \quad (4)$$

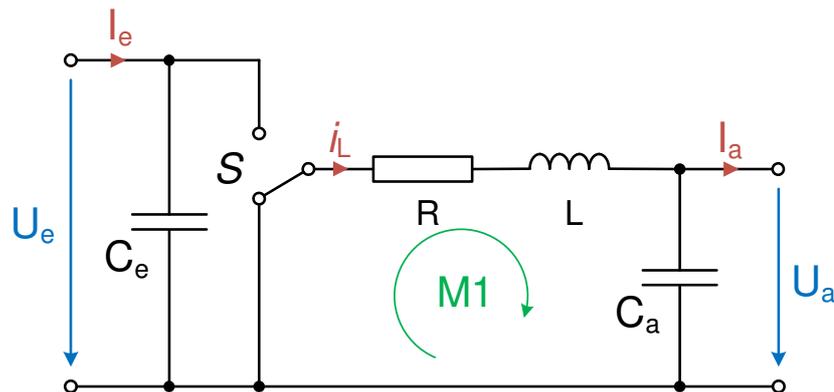


Bild 4-3: Halbbrückenschaltung, Schalterstellung 2

Selbiges Vorgehen wie zuvor, führt erneut zu einer weiteren gewöhnlichen Differentialgleichung erster Ordnung (5).

$$\frac{di_L}{dt} + \frac{R}{L} i_L = \frac{-U_a}{L} \quad (5)$$

Dieses Mal wird eine vollständig geladene Induktivität zum Einschaltzeitpunkt angenommen, wodurch das Ergebnis die Form von Gleichung (6) annimmt.

$$i_L(t = 0) = \frac{U_e - U_a}{R} = I_{\max} \rightarrow i_L(t) = \frac{U_e}{R} e^{-\frac{R}{L}t} - \frac{U_a}{R} = \frac{U_e}{R} e^{-\frac{R}{L}t} + I_{\min} \quad (6)$$

Die Darstellung des zeitlichen Verlaufs des Spulenstromes für Schalterstellung 2 erfolgt in Bild 4-4.

Im Betrieb wird der Schalter S mit einer Schaltfrequenz f_s im kHz-Bereich umgeschaltet, wodurch es zu einer ständigen Überlagerung der Lösung beider Differentialgleichungen kommt. In Schalterstellung 1 (Bild 4-2) kommt es zum Ansteigen des Stromes an der Induktivität, in Schalterstellung 2 sinkt er ab (Bild 4-4).

Es ist somit nachvollziehbar, dass das Verhalten des Stromes maßgeblich von der Zeitdauer des Systems in der jeweiligen Schalterstellung abhängt, weshalb das Tastverhältnis (engl. Duty Cycle) in Gleichung (7) definiert werden kann.

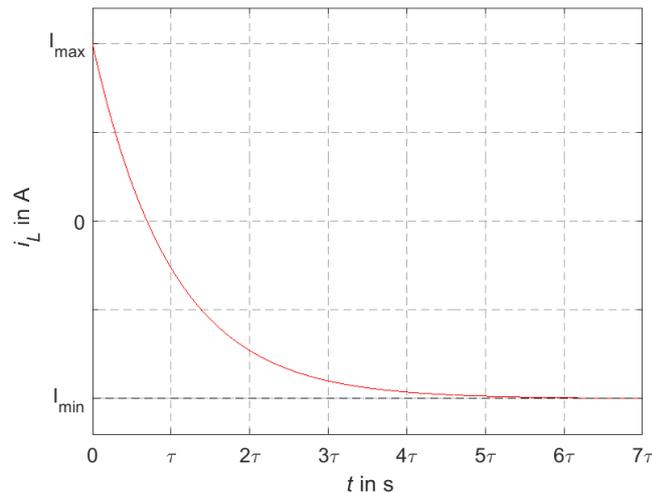


Bild 4-4: Verlauf des Spulenstromes i_L , Schalterstellung 2

$$d = \frac{t_o}{t_o + t_u} = \frac{t_o}{T_s} \quad (7)$$

Wobei t_o die Zeit in Schalterstellung 1, t_u die Zeit in Schalterstellung 2 und T_s die Schaltperiodendauer ist.

Im Allgemeinen erreicht der Konverter im Betrieb mit konstantem Tastverhältnis nach einer Einschwingphase seinen quasistationären Zustand (periodische Signalform), der wie in Bild 4-5 dargestellt, aussehen kann.

Der Spulenstrom schwankt also um einen Mittelwert, der dem Ausgangsgleichstrom der Schaltung entspricht, siehe Gleichung (8).

$$\bar{i}_L = I_a \quad (8)$$

Überschreitet der Strom i_L nun I_a , fließt der Wechselanteil des Stromes über die sehr große Ausgangskapazität C_a und lädt diese weiter auf. Unterschreitet der Strom den Mittelwert, entlädt sich der Kondensator. Die Annahme einer konstanten Ausgangsspannung ist also nicht ganz richtig, lediglich der Mittelwert ist im quasistationären Betrieb konstant. Damit diese Bedingung erfüllt ist, muss eine ausgeglichene Ladungsbilanz an den Kondensatoren vorliegen.

Ausgehend von diesen Betrachtungen kann, unter Vernachlässigung des Kommutierungskreiswiderstandes ($R \rightarrow 0$), ein einfacher Zusammenhang für die Berechnung der Ausgangsspannung gefunden werden. Die Masche in Bild 4-6 liefert folgende Gleichung (9).

Unter der erneuten Voraussetzung, dass die Mittelwerte der Spannungen U_e und U_a konstant bleiben, kann festgestellt werden, dass der Exponentialverlauf des Spulenstromes in einen linearen Verlauf übergeht. Es können nun die vereinfachten Maschengleichungen für Schalterstellung 1 (10) und Schalterstellung 2 (11) zur Anwendung kommen.

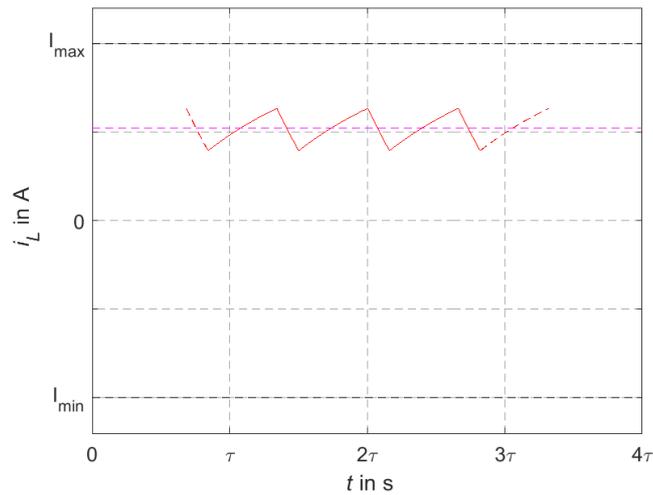


Bild 4-5: Verlauf des Spulenstromes i_L , konstantes Tastverhältnis

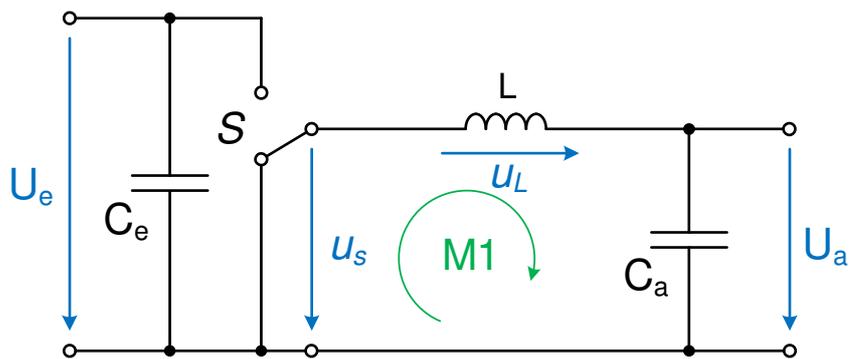


Bild 4-6: Spannungsverhältnisse an vereinfachter Halbbrückenschaltung

$$u_s = \begin{cases} 0 & \text{für Schalterstellung 1} \\ U_e & \text{für Schalterstellung 2} \end{cases} \rightarrow \bar{u}_s = \frac{t_o}{T_S} U_e = dU_e \quad (9)$$

$$u_L + U_a = U_e \leftrightarrow u_L = U_e - U_a \quad (10)$$

$$u_L + U_a = 0 \leftrightarrow u_L = -U_a \quad (11)$$

Gleichung (12) zeigt, dass an der Induktivität nur noch konstante Spannungen anliegen. Diese führen zu linearen Spulenstromverläufen, wie in Bild 4-7 illustriert wird.

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \leftrightarrow i_L = \frac{1}{L} \int u_L dt = \frac{1}{L} \cdot \begin{cases} (U_e - U_a)t & \text{für Schalterstellung 1} \\ -U_a t & \text{für Schalterstellung 2} \end{cases} \quad (12)$$

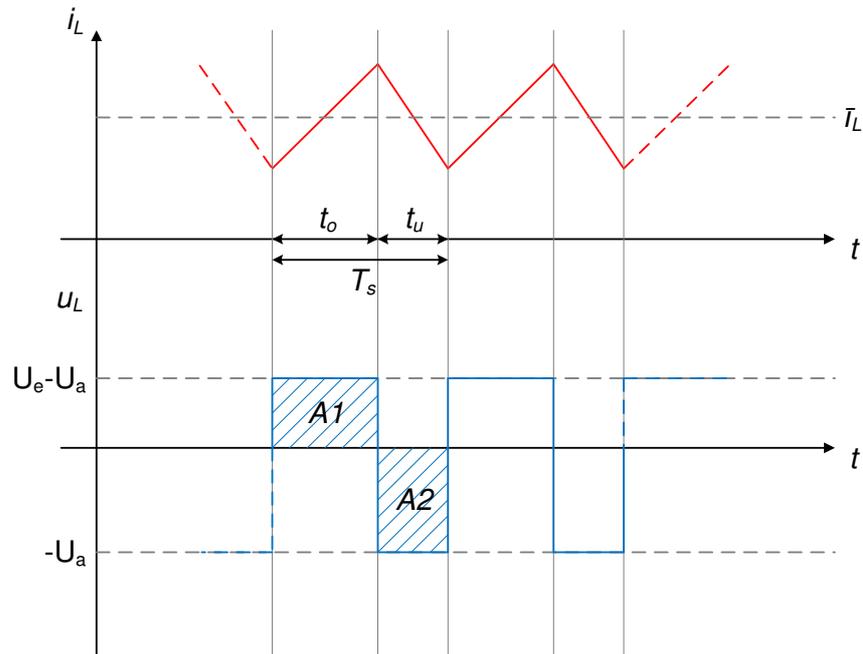


Bild 4-7: Vereinfachte Spulenstrom- und Spannungsverläufe

Um einen quasistationären Zustand zu erreichen, benötigt es die Entstehung periodischer Signalverläufe. Hierfür sind ausgeglichene Ladungsbilanzen an den Kondensatoren notwendig. Veranschaulicht gesagt, müssen sich die Spannungs-Zeit-Flächen an der Spule gegenseitig aufheben (Flächen A1 und A2 in Bild 4-7). Wenn diese Bedingung erfüllt ist, kann davon gesprochen werden, dass im Mittel an der Spule kein Spannungsfall auftritt. Ausgehend von Gleichung (9) lässt sich die Maschengleichung auch in folgender Form schreiben (13).

$$\bar{u}_L + U_a = \bar{u}_s = dU_e \xrightarrow{\bar{u}_L \rightarrow 0} U_a = dU_e \quad (13)$$

Da sich das Tastverhältnis nur zwischen Null und Eins bewegen kann, ist die Ausgangsspannung immer kleiner als die Eingangsspannung, was dem Spannungswandler in dieser Betriebsart den Namen Tiefsetzsteller einbringt. Dieses einfache Verhalten gilt nur für einen verlustlosen Wandler im sogenannten Continuous Current Mode (CCM) oder auch nicht-lückenden Betrieb. Hierbei wird eine Dimensionierung vorausgesetzt, die sicherstellt, dass der Spulenstrom im Laufe einer Schaltperiode nicht gleich null oder negativ werden kann. Auf die genauere Betrachtung des lückenden Betriebs sei hier verzichtet.

Wird die vereinfachte Topologie des Wandlers in Bild 4-6 um einen, am Ausgang angehängten, Lastwiderstand R erweitert, lässt sich der Ausgangsstrom des Wandlers über Gleichung (14) berechnen.

$$\bar{i}_L = I_a = \frac{dU_e - U_a}{R} \quad (14)$$

Der Mittelwert des Ausgangsstromes ist somit abhängig von der angehängten Last, den Spannungsniveaus des Wandlers und dem Tastverhältnis. Bemerkenswerterweise hängt die Welligkeit des Spulenstromes Δi_L aber im CCM nicht von der Belastung ab. Herleitung von Gleichung (15) siehe [47].

$$\Delta i_L = U_e \frac{(1-d)d \cdot T_s}{L} \quad (15)$$

Die Restwelligkeit lässt sich bei vorgegebenen Spannungsverhältnissen also nur durch den Wert der Induktivität und die zur Anwendung kommende Schaltfrequenz verringern. Aus diesem Grund wird versucht, möglichst hohe Schaltfrequenzen zu implementieren, um die Baugröße der Spule klein zu halten.

Offensichtlich verändert sich die Restwelligkeit des Spulenstromes aber auch je nach Betriebspunkt und hat ein Maximum bei einem Tastverhältnis von 0,5.

Ein ähnlicher Zusammenhang lässt sich für die Restwelligkeit der Spannung am Ausgangskondensator C_a finden. Herleitung von Gleichung (16) siehe [47].

$$\Delta u_a = U_e \frac{(1-d)d \cdot T_s^2}{8LC_a} \quad (16)$$

Hierbei wird jedoch die Rückwirkung der Spannungsänderung auf den Ausgangsstrom vernachlässigt, was nur bei sehr geringen Restwelligkeiten eine sinnvolle Näherung darstellt.

Die Effektivwerte der Ströme durch den Ein- und Ausgangskondensator des Tiefsetzstellers können durch die Gleichungen (17) und (18), nach Herleitung in [48], berechnet werden.

$$i_{C_e, \text{eff}} = \sqrt{d \left[(1-d)I_a^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right]} \quad (17)$$

$$\Delta i_{C_a, \text{eff}} = \sqrt{\frac{\Delta i_L^2}{12}} \quad (18)$$

4.1.3 Dimensionierung

Die Auslegung des Tiefsetzstellers erfolgt nach Anforderungen, die der Wandler nach dem Aufbau erfüllen soll.

Vorgaben: $U_e = 400 \text{ V}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$, $I_a = 10 \text{ A}$, $U_a = 50 - 350 \text{ V}$

Diese Vorgaben werden um Annahmen erweitert, die zu einer Optimierung des Ausleugsprozesses führen. Der Maximalwert der Stromwelligkeit tritt bei einem Tastverhältnis von 0,5 auf, weshalb dieser Wert für die Dimensionierung maßgeblich ist. Je kleiner Δi_L gewählt wird, desto größer muss die Glättungsinduktivität im Kommutierungskreis werden, was sich in Kosten und Baugröße widerspiegelt. Eine große Restwelligkeit des Kommutierungskreisstromes führt allerdings auch zu einer erhöhten Belastung des Ein- und Ausgangskondensators.

Annahmen: $d = 0,5$, $\Delta i_L = 0,3 \cdot I_a = 3 \text{ A}$

Mehrere schrittweise Durchläufe der Dimensionierung haben gezeigt, dass sich für eine Restwelligkeit von $0,3 \cdot I_a$ zufriedenstellende Bauteilparameter in Bezug auf Baugröße und Kosten ergeben. Ausgehend von Gleichung (15) ergibt sich umgeformt für die Induktivität:

$$L = U_e \frac{(1-d)d \cdot T_s}{\Delta i_L} = 400 \text{ V} \frac{(1-0,5)0,5 \cdot 100 \mu\text{s}}{3 \text{ A}} = 3,333 \text{ mH} \quad (19)$$

Zur Berechnung des Ausgangskondensators muss die Vorgabe einer maximalen Spannungsrestwelligkeit erfolgen. Sie soll $\pm 1\%$ im relevanten Betriebsbereich nicht überschreiten. Wertsetzend wäre hierbei ein Prozent der niedrigsten, vorkommenden Ausgangsspannung, also $0,5 \text{ V}$. Ausgehend von Gleichung (16) kann auf die Kapazität umgeformt werden:

$$C_a = U_e \frac{(1-d)d \cdot T_s^2}{8L\Delta u_a} = 400 \text{ V} \frac{(1-0,5)0,5 \cdot (100 \mu\text{s})^2}{8 \cdot 3,333 \text{ mH} \cdot 0,5 \text{ V}} = 75 \mu\text{F} \quad (20)$$

Der Eingangskondensator wurde, nachdem die vorzuschaltenden Betriebsmittel nicht bekannt waren, der Einfachheit halber gleich groß dimensioniert wie der Ausgangskondensator. Maßgeblich für die Auswahl der Kondensatoren ist auch die auftretende Wechselstrombelastung, die aus den Gleichungen (17) und (18) berechnet werden kann.

$$i_{C_e, \text{eff}} = \sqrt{d \left[(1-d)I_a^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right]} = \sqrt{0,5 \left[(1-0,5)100 \text{ A}^2 + \frac{9 \text{ A}^2}{12} \right]} = 5,037 \text{ A} \quad (21)$$

$$\Delta i_{C_a, \text{eff}} = \sqrt{\frac{\Delta i_L^2}{12}} = \sqrt{\frac{9 \text{ A}^2}{12}} = 0,866 \text{ A} \quad (22)$$

Die Wechselstrombelastung für den Eingangskondensator ist beträchtlich, weshalb die Belastung aufgeteilt werden sollte. Zur Reduktion von Verlusten und der Steigerung des Wirkungsgrades empfehlen sich Kondensatoren mit einem geringen Serieneratzwiderstand für den Einsatz in Schaltreglern.

4.1.4 Aufbau

Für den geplanten Aufbau von dreiphasigen Umrichtern standen am Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement bereits Infineon Intelligent Power Modules (IPM) des Typs IKCM30F60GA zur Verfügung. Es handelt sich hierbei um dreiphasige IGBT-Halbbrückenschaltungen mit inkludierten Treiberschaltungen (siehe Bild 4-8).

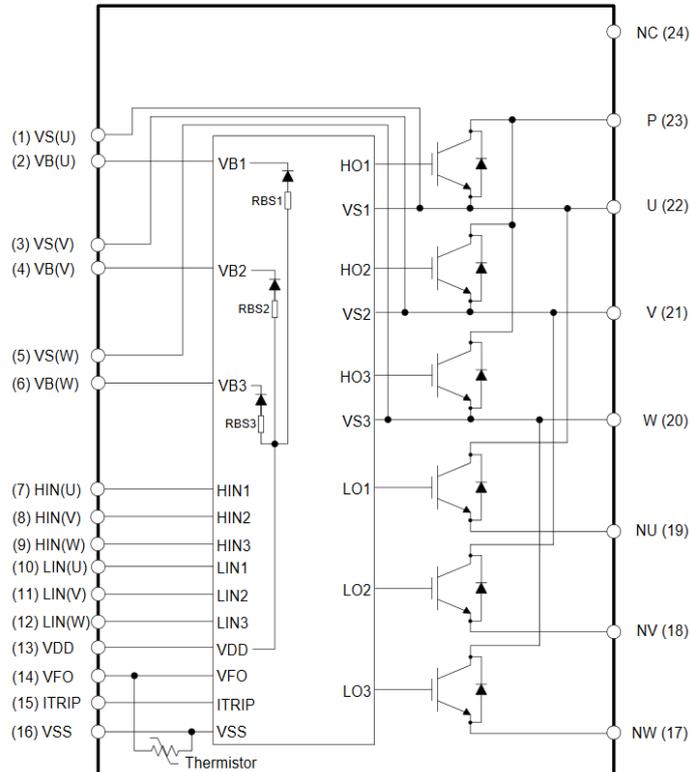


Bild 4-8: Interner IPM-Aufbau [49]

Diese Module können ein- oder zweiphasig betrieben und somit auch zur Anfertigung einer Halbbrücke oder eines Tiefsetzstellers herangezogen werden. Es ist jedoch unbedingt notwendig darauf zu achten, dass die nicht verwendeten Pins auf definierten Potentialen liegen, damit es durch elektromagnetische Einkopplungen nicht zu einem gestörten Betriebsverhalten kommen kann (VCO, ITRIP Pins).

Die Dimensionierung der Spule erfolgt gemäß Gleichung (19) mit 3,333 mH. Es muss beachtet werden, dass für den Aufbau des Tiefsetzstellers eine Induktivität benötigt wird, die auch in der Lage ist, Energie im Kern zu speichern. Der Konverter soll in beiden Schaltzuständen einen Ausgangsstrom abgeben, was bei zu geringer Energiespeicherkapazität der Spule zu einer Entladung des Ausgangskondensators führen würde. Gleichsam dürfen hochfrequente Stromanteile (Restwelligkeit) nicht zu starken Kernverlusten führen.

In den meisten Fällen kommen für Tiefsetzsteller deshalb sogenannte Speicherdrosseln zum Einsatz. Der Kern wird aus Pulvermaterialien gefertigt, die einen verteilten Luftspalt erzeugen und somit die notwendige Energiespeicherung ermöglichen.

Die Auslegung von Speicherdrosseln über große Strombereiche ist schwierig, da bei ansteigendem Strom Sättigungserscheinungen auftreten und zur Abnahme der Induktivität führen können. Die Einzelanfertigung einer Speicherdrossel in dieser Leistungsklasse erfolgte durch die Firma Sintermetalle Prometheus. Eine genaue Darstellung des Induktivitätsverlaufes bei Variation des Stromes ist nicht erlaubt, weshalb die Speicherdrossel in allen Simulationen und Schaltbildern als eine konstante Induktivität mit 4 mH und einem 0,075 Ω Widerstand in Serie dargestellt wird.

Die Ein- und Ausgangskapazitäten werden gegenüber der Dimensionierung in Gleichung (20) vergrößert, um den Einfluss der nicht konstanten Induktivität auf die Restwelligkeit der Spannungen reduzieren zu können. Zur Verminderung der Spannungs- und Strombelastung kommen im Ausgangs- und Eingangsteil des Wandlers je zwei in Serie und parallel geschaltete Kondensatoren zum Einsatz, sodass sich letztlich jeweils 220 μF ergeben. Bild 4-9 zeigt den Aufbau des Wandlers.

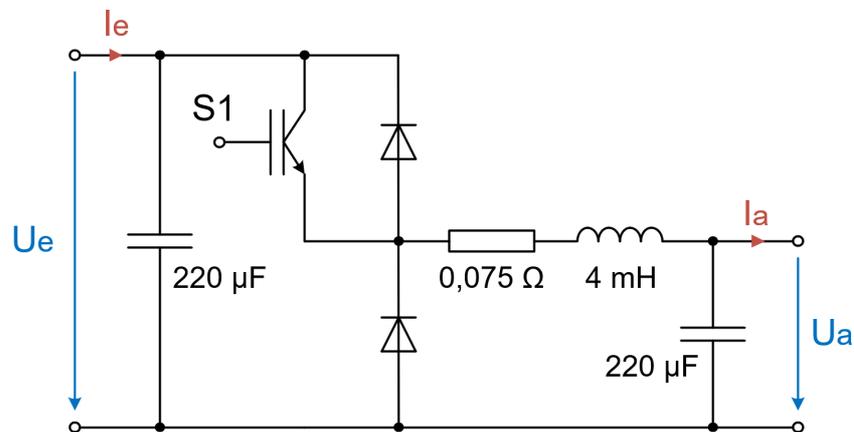


Bild 4-9: Schaltbild Tiefsetzsteller mit Bauteilwerten

Der Prototypenaufbau des DC/DC-Konverters erfolgt nicht auf einer Leiterplatte, sondern verteilt. Die einzelnen Komponenten werden mit Kupferlitzendraht (1,5 mm²) verbunden und die benötigten Platinen händisch verlötet.

Um den Wandler auch für hohe Leistungen einsetzen zu können, ist es notwendig, Augenmerk auf einen niederinduktiven Aufbau des Kommutierungskreises zu legen. Der Strompfad des Spulenstromes i_L ändert sich während der Kommutierung (Bild 4-10, Bild 4-11) und verursacht über parasitäre Leitungsinduktivitäten (L_p) Spannungsfälle, die wiederum zu erhöhten Ein- und Ausschaltverlusten am IGBT führen. Dieses Verhalten beschreiben die Gleichungen (23) und (24) mathematisch. Zur Reduktion von Überspannungen und Verlusten sollen die parasitären Induktivitäten höchstens im Nanohenrybereich liegen (siehe auch Anhang, Kapitel 9.3).

Parasitäre Kapazitäten spielen aufgrund der großen Ein- und Ausgangskapazitäten nur eine niedergeordnete Rolle und können deshalb zumeist vernachlässigt werden.

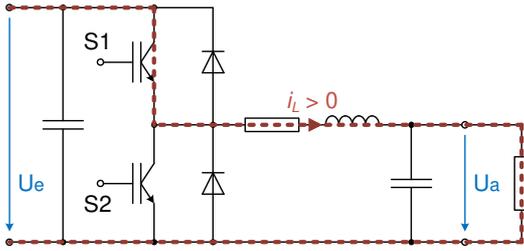


Bild 4-10: Strompfad i_L , S1 leitet

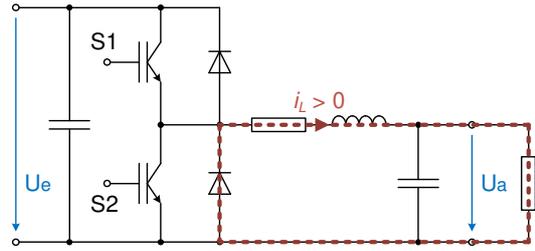


Bild 4-11: Strompfad i_L , S1 leitet nicht

$$u_L = L_p \frac{di_L}{dt} \quad (23)$$

$$W_v = \int_0^{t_s} u_{CE} \cdot i_C dt \quad (24)$$

Die Verlustleistung am IGBT hängt somit von der Dauer des Schaltvorganges (t_s) und der umgesetzten Leistung an der Kollektor-Emitter-Strecke des Bauteiles ab. Parasitäre Leitungsinduktivitäten haben über induzierte Spannungsspitzen großen Einfluss auf die umgesetzte Leistung und sind stark abhängig von der Größe des Laststromes. Geeignete Schaltentlastungsnetzwerke können Schaltverluste reduzieren, aber die Fläche der, in Bild 4-12 eingezeichneten, Kommutierungsmasche ist maßgeblich für parasitäre Induktivitäten um den IGBT (L_{pt}) und die Diode (L_{pd}) verantwortlich.

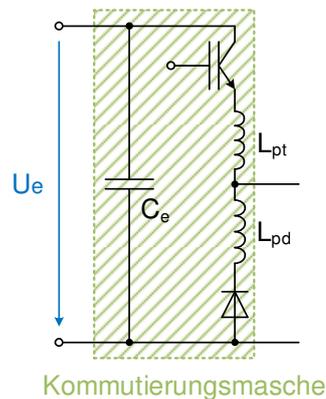


Bild 4-12: Kommutierungsmasche für den Tiefsetzstellerbetrieb

Dies liegt daran, da in diesen Bereichen die größten Stromänderungen stattfinden. Um erhöhte Verluste an den Schaltelementen zu verhindern, muss diese Fläche möglichst klein gehalten werden, was durch optimierte Leiterführung und möglichst kurze Anschlusskontakte erreicht wird. Die Verbindung mit flachen Leiterbahnen reduziert ebenfalls die parasitären Induktivitäten [47].

Bild 4-13 zeigt den Aufbau des DC/DC-Wandlerprototypen ohne Ansteuerungsplatine auf einer Kunststoffplatte.

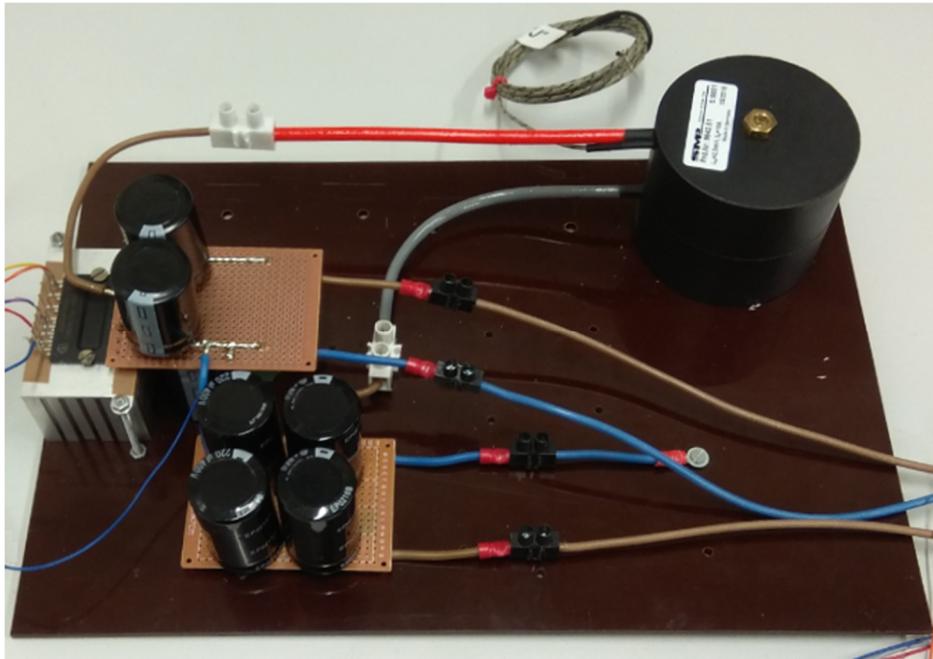


Bild 4-13: Prototyp des DC/DC-Wandlers

4.1.5 Leistungstest

Der Prototyp des DC/DC-Wandlers wird einem Belastungstest unterzogen, um die Leistungsfähigkeit des Aufbaus zu verifizieren. Eine Gleichspannungsquelle (TET Hercules DC-Power-Supply, 0 – 350 V, 0 – 14 A) speist den Konverter. Ein zu 50 Ω verschalteter Hochleistungswiderstand dient als Last. Beide Komponenten werden vom Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen zur Verfügung gestellt.

Ein externer Funktionsgenerator (Wave Factory WF1974) generiert die Gatesignale mit Schaltpegeln von 0 und 5 V. Die Schaltfrequenz wird mit 10 kHz gewählt. Das Tastverhältnis kann grundsätzlich beliebig eingestellt werden. Um eine hohe Ausgangsleistung zu erreichen wird es auf 0,8 gesetzt. Die Aufnahme der Spannungsmesssignale erfolgt mit einem Oszilloskop (Yokogawa DLM 2054, 1 kV Tastkopf), während die Strommessung mit zwei Multimetern (FLUKE 87V) durchgeführt wird.

Tabelle 4-2 stellt die Ergebnisse des Leistungsversuchs dar. Die Eingangsspannung wurde jeweils bis zum Erreichen eines ganzzahligen Amperewertes des Ausgangsstromes hochgefahren. Nach dem Erreichen des Spannungslimits der Quelle konnte der Leistungsversuch beendet werden. Dadurch erfolgte der Beweis, dass der DC/DC-Konverter in der Lage ist, etwa 1,5 kW an die Last zu übertragen.

U_e	I_e	U_a	I_a	P_a
V	A	V	A	W
72	0,89	55,2	1	55,2
134	1,63	101,7	2	203,4
200	2,46	162,5	3	487,5
266	3,26	209,4	4	837,6
333	4,07	262,5	5	1312,5
350	4,28	276	5,28	1457,3

Tabelle 4-2: Ergebnisse des Leistungsversuchs

4.2 ECHTZEITHARDWARE UND PERIPHERIE

4.2.1 DS1104 System

Das DS1104 R&D Controller Board der Firma dSPACE stellt echtzeitfähige Rechnerhardware inklusive passender I/O-Umgebung für Prototypenentwicklung zur Verfügung. Mithilfe einer PCI/PCIe-Schnittstelle lässt sich die Karte direkt in einen PC einbauen und nutzen. Simulink-Modelle können in der MATLAB-Umgebung konvertiert und anschließend auf der Echtzeithardware eingesetzt werden.

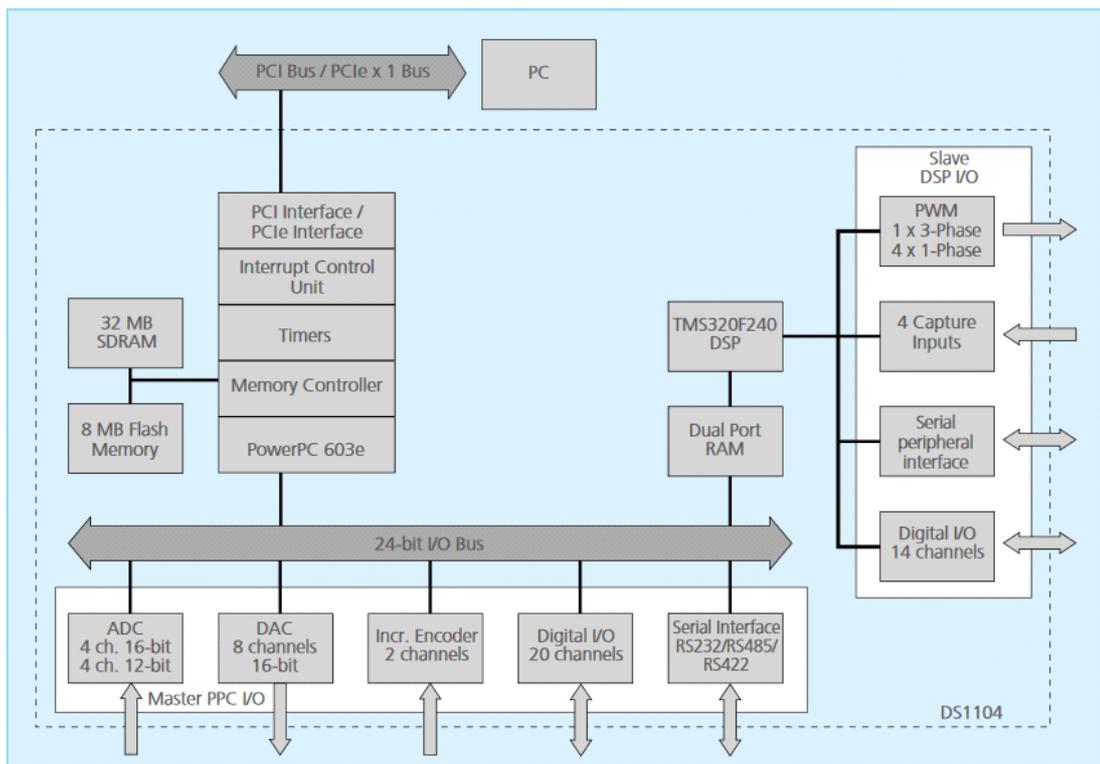


Bild 4-14: Blockdiagramm DS1104 R&D Controller Board [50]

Der I/O-Bus besteht grundsätzlich aus acht ADC-Eingangskanälen, acht DAC-Ausgangskanälen und 20 digitalen Kanälen, die als Ein- oder Ausgänge genutzt werden

können. Ein weiterer, verknüpfter digitaler Signalprozessor stellt zusätzlich noch 14 digitale Kanäle und 10 PWM-Ausgangskanäle zur Verfügung. Die PWM-Kanäle können unabhängig von der Schrittweite des ablaufenden Simulationsmodells gesteuert werden. Für die ADC- und DAC-Kanäle gilt stets ein I/O-Spannungsbereich von ± 10 V für den I/O-Bus und 0 - 5 V für den zusätzlichen Signalprozessor. Die digitalen Kanäle arbeiten in TTL Ein- und Ausgangsspannungsbereichen. Für die acht ADC-Kanäle des I/O-Buses gilt zusätzlich noch die Einschränkung, dass nur fünf ADC-Kanäle zur gleichen Zeit gesampelt werden können [50].

4.2.2 Messtechnik

Um den DC/DC-Konverter adäquat betreiben zu können, ist es notwendig, die charakteristischen Messgrößen des Betriebsmittels aufzunehmen. In erster Linie sind dies die Ein- und Ausgangsspannung des Wandlers, sowie die dazugehörigen Ströme, wie in Bild 4-15 dargestellt.

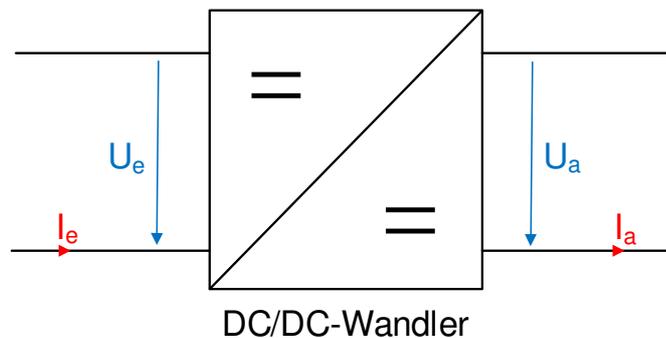


Bild 4-15: Prinzipschaltbild eines DC/DC-Wandlers mit aufzunehmenden Messgrößen

Der Wandler wird spannungsgeregelt betrieben, weshalb die möglichst genaue Messung der Regelgröße essentiell ist. Auch eine Überschreitung des maximalen Stromes des Wandlers muss ausgeschlossen werden können, um eine thermische Zerstörung zu verhindern. Die Aufstellung eines Konzepts für die Sicherheitstechnik wurde bereits durchgeführt, die Implementierung steht jedoch aus (siehe Anhang, Kapitel 9.1).

Es muss außerdem sichergestellt werden, dass die Übertragung aller Messgrößen an das DS1104 R&D Controller Board galvanisch getrennt erfolgt, um eine Schädigung der Karte in sämtlichen Fehlerfällen zu verhindern. Eine galvanische Trennung der Gatesignalübertragung von der Echtzeithardware an den Wandler ist ebenso notwendig, da das verwendete IGBT-Modul intern über keine Potentialtrennung verfügt (siehe Anhang, Kapitel 9.2).

Spannungsmessung

Es sollen Spannungen im Bereich von Null bis 400 V gemessen und auf eine Spannungsebene von Null bis max. 10 V übergeführt werden. Grundsätzlich handelt es sich hierbei um Gleichspannungen, die sich jedoch im Rahmen von dynamischen Vorgängen (z. B. Hoch-

lauf) auch stark verändern können. Zur Potentialtrennung wird ein Präzisionsisolationsverstärker (ISO124) der Firma Texas Instruments verwendet. Dieser Trennverstärker hat eine Verstärkung von Eins, setzt also das Signal möglichst exakt in ein gleichwertiges, potentialgetrenntes Signal um (1,5 kV Isolationsspannung). Bild 4-16 zeigt schematisch den Aufbau einer Spannungsmessung. Die Spannungen auf der linken Seite sind bezogen auf die Masse des Messsignals, der Widerstand R_1 bildet einen Spannungsteiler mit dem Innenwiderstand des Isolationsverstärkers (200 k Ω). Das Teilverhältnis beträgt hierbei 50:1.

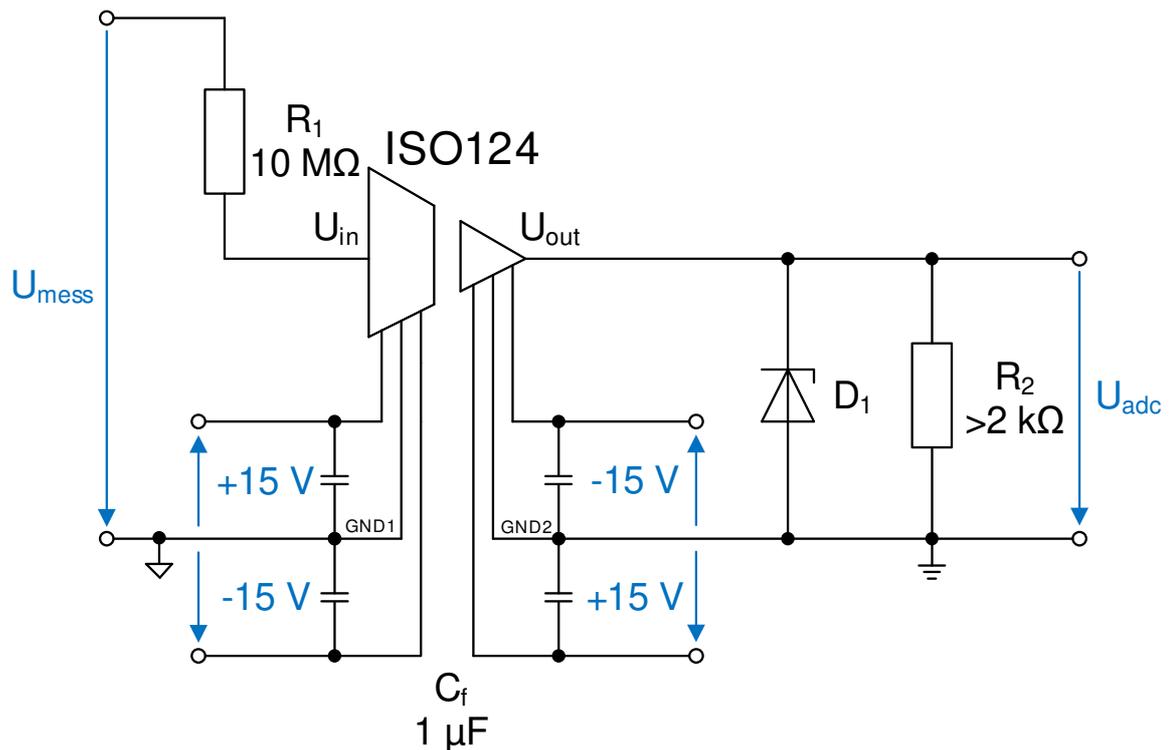


Bild 4-16: Implementierung der Spannungsmessung

Die Spannungen auf der rechten Seite sind hingegen auf das Massepotential der dSPACE-Karte bezogen, welches über den Computer mit Erdpotential verbunden ist. Die Versorgungsspannungen für beide Seiten des Trennverstärkers werden über zwei potentialgetrennte Versorgungsplatinen zur Verfügung gestellt. Eine Filterung aller Versorgungsspannungen erfolgt mit 1- μ F-Tantalkondensatoren. Falls hochfrequente elektromagnetische Einkopplungen zu erwarten sind, muss die Versorgung um π -Filter ergänzt werden.

Die Zenerdiode D_1 (8 V Durchbruchspannung) bildet einen zusätzlichen Schutz, um die Spannungseingangsgrenzen der Karte auch im Falle eines irgendwie gearteten Fehlers keinesfalls zu überschreiten.

Strommessung

Der LTS 6-NP der Firma LEM ermöglicht die potentialgetrennte Messung von 0 – $\pm 19,2$ A bei einer Isolationsspannung von 3 kV. Es ist keine zusätzliche Auswertungsbeschaltung notwendig, da der Wandler direkt eine Spannung von 0 – 5 V ausgibt und für den Betrieb

an AD-Wandlern ausgelegt ist (Belastung muss größer als 2 kΩ sein). Um auch im Fehlerfall eine Beschädigung der Echtzeithardware auszuschließen, wird eine Zenerdiode D₁ (8 V Durchbruchspannung) als Überspannungsschutz implementiert (Bild 4-17).

Für einen Drahtquerschnitt bis 1,5 mm² ist es außerdem möglich, den zu messenden Leiter durch eine Öffnung im Wandler zu führen, bei größeren Querschnitten muss eine Lötverbindung an zusätzlichen Sensorpins hergestellt werden [51].

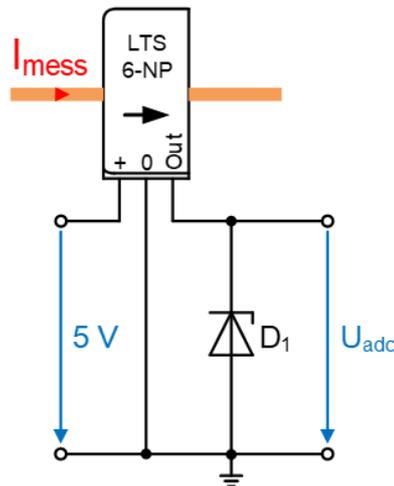


Bild 4-17: Implementierung der Strommessung

Der Nennmessstrom des LTS 6-NP beträgt 6 A, die Ausgangsspannung berechnet sich über folgenden Zusammenhang (25).

$$U_{\text{adc}} = 2,5 \pm \left(0,625 \cdot \frac{I_{\text{mess}}}{6} \right) \quad (25)$$

4.3 REALE TESTFÄLLE

4.3.1 Gesamtaufbau

Nach Fertigstellung der Platinen für die Hilfsspannungen, Ansteuerung des DC/DC-Wandlers und Messtechnik kann dazu übergegangen werden, den Gesamtaufbau durchzuführen (Schaltpläne siehe Anhang, Kapitel 9.4). Die Ein- und Ausgangsseite des DC/DC-Wandlers wird über eine Anschlussstafel mit Steckverbindern beschaltet. Es muss beachtet werden, dass die Wandlertopologie selbst über keine inhärente Potentialtrennung verfügt.

Die Übertragung der Strom- und Spannungswerte erfolgt an die dSPACE-Echtzeithardware. Die zeitdiskrete Regelung berechnet anschließend den benötigten Tastgrad, wonach die PWM-Signale zur Ansteuerung an den IGBT übergeben werden können. Bild 4-18 zeigt schematisch den DC/DC-Wandler mitsamt zugehöriger Peripherie.

Zur Durchführung von Testfällen wird der DC/DC-Konverter mit einer Gleichspannungsquelle der Firma Rohde & Schwarz (0 – 100 V, 0 – 15 A, Typ NGRE 100/15) versorgt. Als

Last dient ein selbstkonstruierter Hochleistungswiderstand des Instituts für Elektrische Anlagen und Netze (Bild 4-19). Die Spannungsquelle ist lediglich mit einem Drehknopf verstellbar, weshalb sämtliche Änderungen an der Eingangsspannung händisch erfolgen müssen.

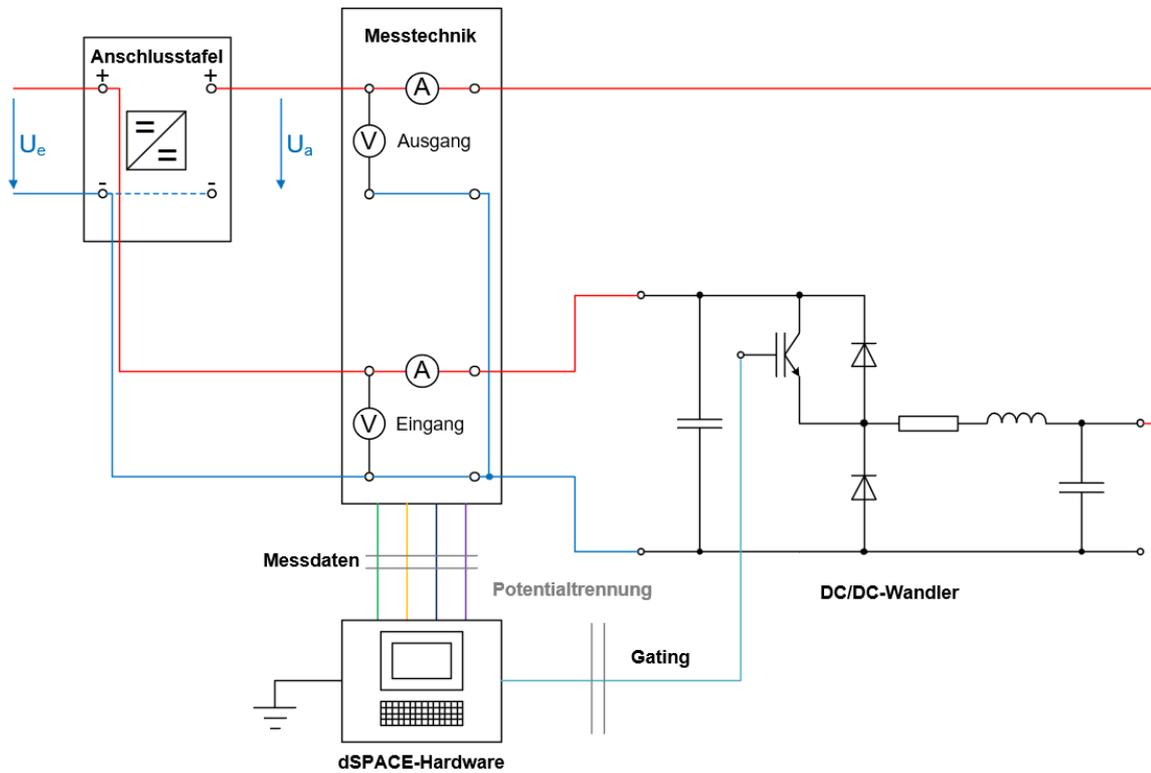


Bild 4-18: Überblick Gesamtaufbau

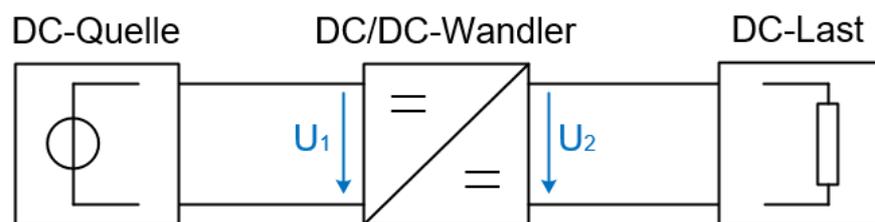


Bild 4-19: Beschaltung des Wandlers für Testfälle

Der Hochleistungswiderstand ist umschaltbar, soll jedoch aufgrund seines Aufbaus nicht unter Belastung durch elektrische Gleichgrößen geschaltet werden.

4.3.2 Digitale Datenverarbeitung

Eine Vielzahl unterschiedlicher Faktoren nimmt Einfluss auf die Genauigkeit der Strom- und Spannungsmessungen. Lange, nicht abgeschirmte Messleitungen, schaltende Bauelemente im kHz-Bereich, sowie Spannungen zwischen den potentialgetrennten Erden sorgen

für eine Verzerrung der Messungen. Da die Ausgangsspannung jedoch zur Regelung des DC/DC-Wandlers herangezogen werden muss, ist es notwendig, für ein störungsarmes Signal zu sorgen.

Am einfachsten lässt sich dies über einen digitalen Tiefpassfilter erster Ordnung bewerkstelligen, da nicht direkt in den Aufbau eingegriffen werden muss. Die geplante Schrittweite für die Echtzeitsimulation betrug, wie in den Simulationen in Kapitel 3, $50 \mu\text{s}$, was einer Abtastrate von 20 kHz entspricht. Aufgrund der digitalen Filterung kann es bei so geringen Samplezeiten zu einer Verschiebung von hochfrequenten Signalanteilen als Artefakte in den niederfrequenten Bereich kommen. Aus diesem Grund wurde die Schrittweite bei allen realen Hardwaretests auf $40 \mu\text{s}$ verkürzt, was zu deutlich störungsärmeren Messergebnissen führte. Das detaillierte Simulinkmodell der Messverarbeitung kann im Anhang (siehe Kapitel 9.5) gefunden werden.

Die Wahl der Filterparameter selbst erfolgte empirisch (Filterkonstante 2,5 ms, Grenzfrequenz 80 Hz). Grundsätzlich soll die Messtechnik die Aufzeichnung von Gleichgrößen ermöglichen, weshalb eine geringe Grenzfrequenz des Filters nicht kritisch ist. Der Einsatz eines Filters sorgt jedoch immer dafür, dass das gesamte Messsystem an Dynamik verliert.

4.3.3 dSPACE ControlDesk

Die Schnittstelle zwischen Echtzeitbetrieb der laufenden Simulation und Benutzer stellt der sogenannte ControlDesk dar. Es handelt sich hierbei um ein Softwarepaket der Firma dSPACE, welches als Benutzerinterface Zugriff auf Ein-, Ausgänge und Zustandsgrößen der Echtzeitsimulation bietet. Es stehen verschiedene vorgefertigte Instrumente zur Verfügung, um Messdaten aufnehmen oder verarbeiten zu können. Vor allem für den Automobilbereich stellt das Programm zahlreiche Makros und Tools bereit, die jedoch kaum für den Einsatz in der Energietechnik geeignet sind.

Der Eingriff in die Simulinksimulation kann über Instrumente wie Drehknöpfe oder numerische Eingabefelder stattfinden, die eine abrupte Änderung von Systemvariablen ermöglichen und diese auch direkt visualisieren. So ist es beispielsweise möglich den Sollwert der Regelschleife über Vorgabe in einem Eingabefeld direkt zu adaptieren. Ebenso kann die Veränderung eines Schaltzustandes in der Simulation über einen Knopf im ControlDesk ermöglicht werden. Sich wiederholende Experimente können auch mit vorgefertigten Tools teilautomatisiert werden. Für einen schnellen Einstieg in den ControlDesk eignen sich die eingebettete Programmhilfe und ein Tutorial [52].

4.3.4 Sanfter Hochlauf

Die Eingangsspannung wird nach etwa 5,3 Sekunden rampenförmig bis zur Nenneingangsspannung von 100 V hochgefahren. Der Betrieb des Wandlers erfolgt für alle Testfälle spannungsgeregelt ($U_{a,\text{soll}} = 70 \text{ V}$). Die Belastung beträgt nominell 18Ω . Bild 4-20 zeigt die Signalverläufe der Messung, während Bild 4-21 die Ergebnisse einer nachgestellten Simulink-Vergleichssimulation darstellt. Diese Simulationen unterscheiden sich zu den in Kapitel 3

durchgeführten, durch die Absenz eines Umrichtermodells am Eingang des Wandlers (Modellierung nur mit idealer/gesteuerter Spannungsquelle).

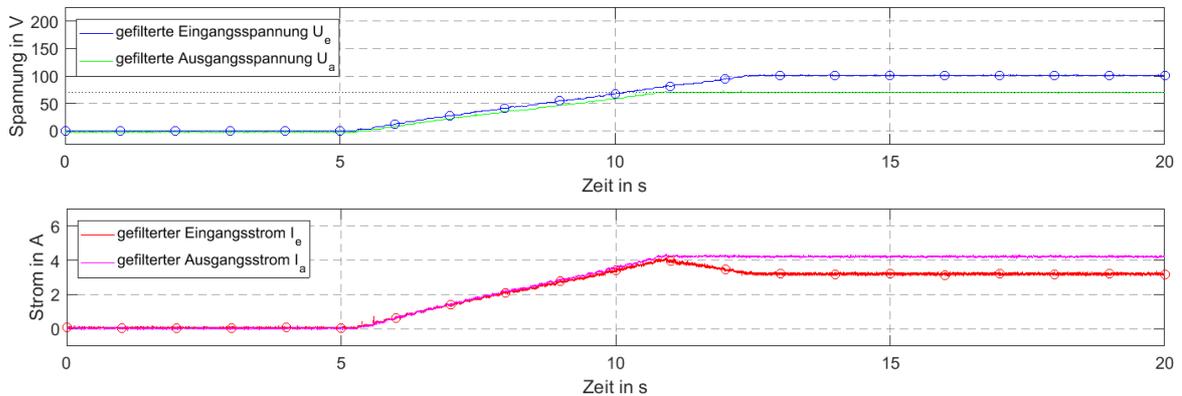


Bild 4-20: Transiente Spannungs- und Stromverläufe beim realen, sanften Hochlauf

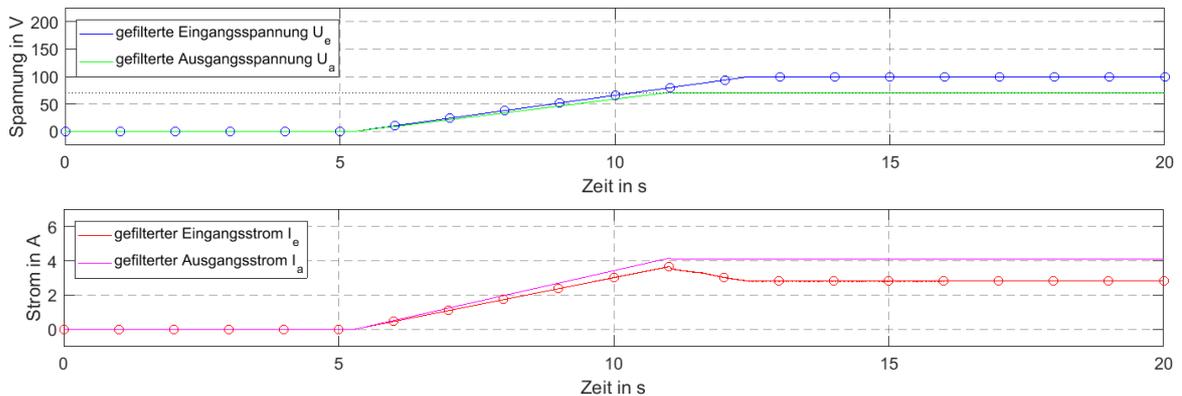


Bild 4-21: Transiente Spannungs- und Stromverläufe beim simulierten, sanften Hochlauf

Es kommt weiterhin ein Lösungsalgorithmus mit variablen Schrittweiten zum Einsatz. Um die Vergleichbarkeit zu gewährleisten, kommt für die simulierten Daten derselbe, digitale Filter zum Einsatz. Die realen und simulierten Signalverläufe zeigen eine sehr hohe Übereinstimmung. Es kann auch gezeigt werden, dass es im Zuge des sanften Hochlaufs weder zu Überschwingungen noch zu Einschaltspitzen kommt.

4.3.5 Harter Hochlauf

Nach etwa 5,4 s erfolgt das abrupte Anlegen der Nennspannung am DC/DC-Wandler. Der Eingangskondensator des Wandlers wird also im ungeladenen Zustand direkt an die Quelle geschaltet. Die Belastung beträgt nominell 18 Ω . Reale, sowie simulierte Signalverläufe werden erneut in Bild 4-22 und Bild 4-23 illustriert.

Auch hier stimmt das Verhalten zwischen Messung und Nachbildung grundsätzlich sehr gut überein. Die Einschwingvorgänge sind jedoch im realen Aufbau stärker gedämpft und klin-

gen deshalb früher ab. Des Weiteren ist zu erkennen, dass sich die verwendete Spannungsquelle nicht ideal verhält und es deshalb kurze Zeit nach dem Zuschalten zu einem leichten Einbruch der Eingangsspannung kommt.

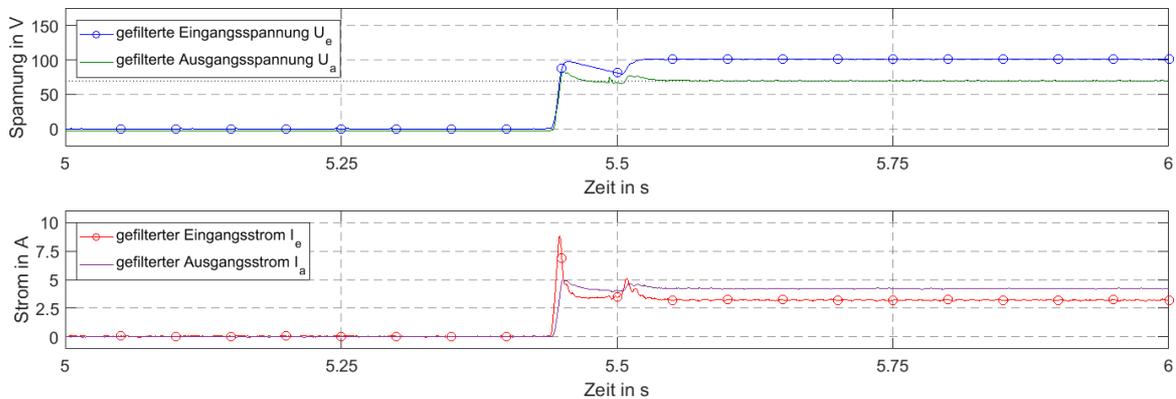


Bild 4-22: Transiente Spannungs- und Stromverläufe beim realen, harten Hochlauf

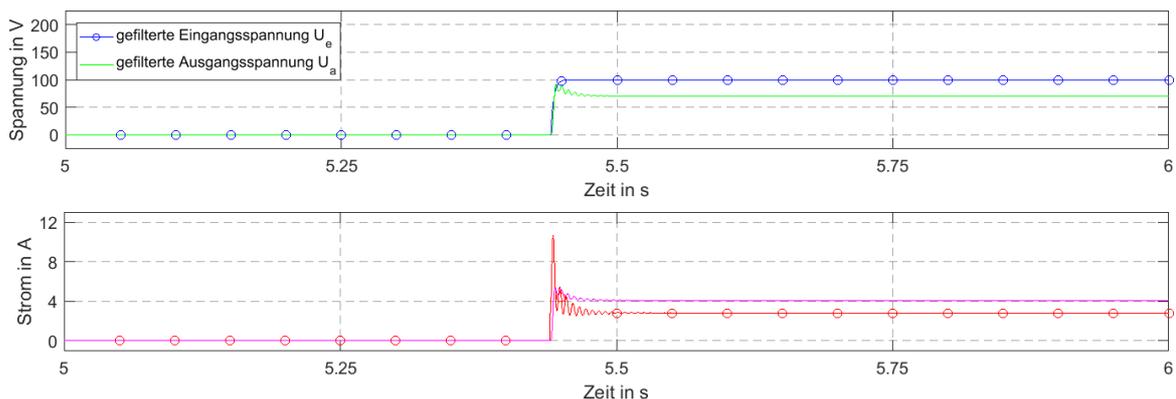


Bild 4-23: Transiente Spannungs- und Stromverläufe beim simulierten, harten Hochlauf

4.3.6 Sprunghafte Lastreduktion

Der DC/DC-Wandler wird an einer Last bestehend aus zwei parallel geschalteten 27Ω Widerständen betrieben. Nach einer Zeit von etwa 5,5 s kommt es zur Wegschaltung eines der beiden Widerstände und somit zur Reduktion der Belastung. Bild 4-24 und Bild 4-25 verdeutlichen, dass die Halbierung der Belastung in den Spannungssignalen kaum wahrgenommen werden kann. Der Ausgangsstrom reduziert sich jedoch erwartungsgemäß um etwa die Hälfte.

Unmittelbar nach dem Schaltvorgang lassen sich leichte Einschwingvorgänge, vor allem in den Strömen, erkennen. Sie klingen jedoch bereits nach kurzer Zeit wieder ab und sind – wie schon bei den vorherigen Testfällen – in der Simulation deutlich stärker ausgeprägt, als in den realen Messungen.

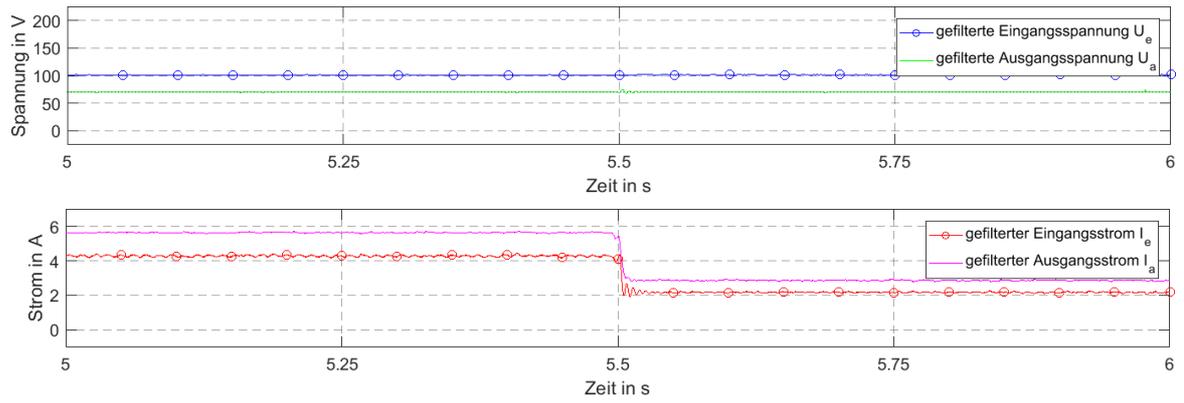


Bild 4-24: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei realer Lastreduktion

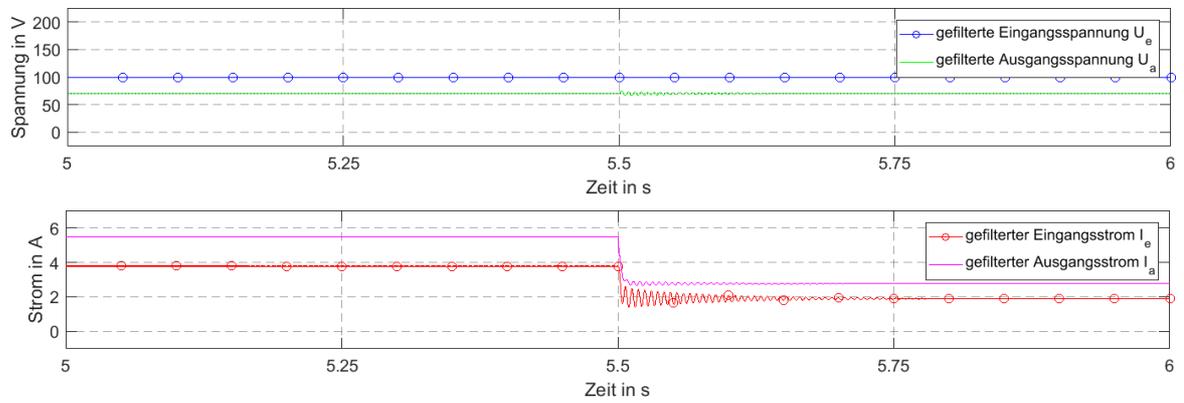


Bild 4-25: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei simulierter Lastreduktion

4.3.7 Sprunghafte Lastzuschaltung

Die Belastung des DC/DC-Wandlers besteht aus einem Hochleistungswiderstand mit einem Widerstandswert von 27Ω . Nach etwa 5,4 s kommt es zur Parallelzuschaltung eines baugleichen Widerstandes und somit zur Verdopplung der Belastung (Bild 4-26, Bild 4-27).

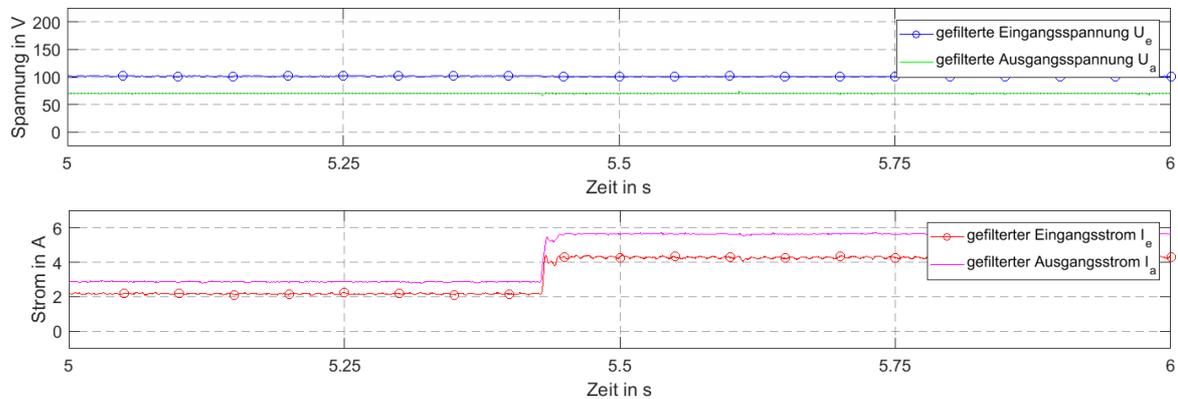


Bild 4-26: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei realer Lastzuschaltung

Wie schon bei der Lastreduktion sind kaum Einflüsse des Schaltvorganges in den Spannungsverläufen zu sehen. Die Regelung ist in der Lage den Sollwert zu halten. Die Einschwingvorgänge in den Strömen sind weniger stark ausgeprägt als bei der Lastreduktion.

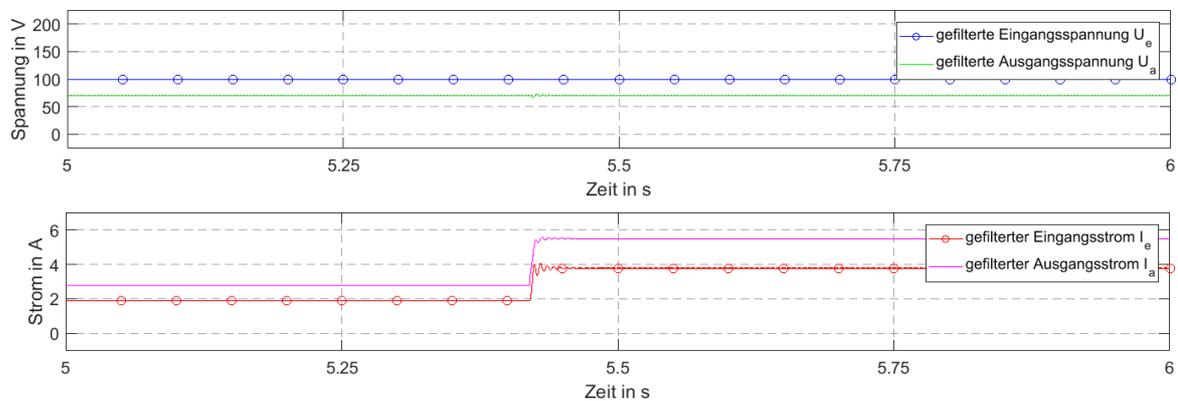


Bild 4-27: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei simulierter Lastzuschaltung

4.3.8 Kurzzeitige Spannungsunterbrechung

Ziel des Testfalles ist die Nachstellung einer kurzzeitigen Versorgungsunterbrechung des DC/DC-Wandlers. Hierfür wird die Spannungsquelle nach etwa 5,3 s ausgeschaltet und anschließend wieder eingeschaltet. Als Belastung des Konverters dient ein Hochleistungswiderstand mit 27Ω . Bild 4-28 und Bild 4-29 illustrieren die Signalverläufe für die Spannungsunterbrechung.

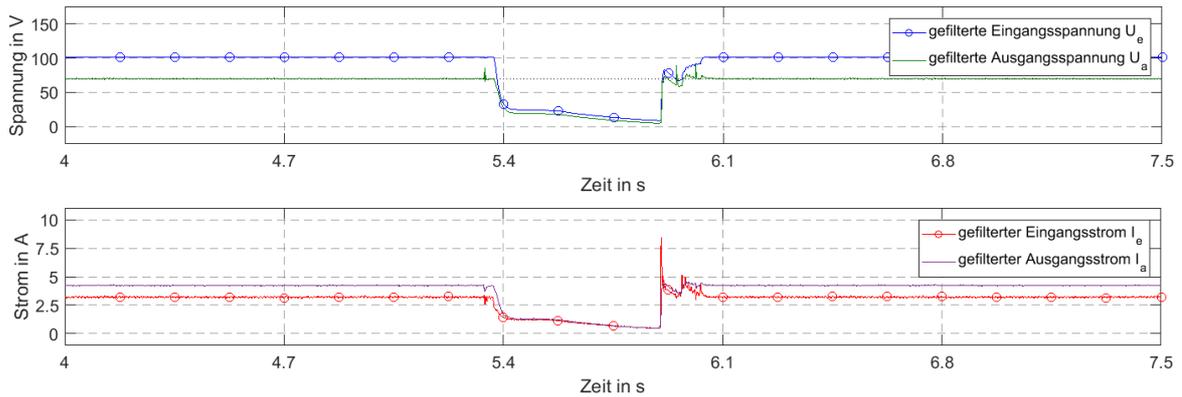


Bild 4-28: Transiente Spannungs- und Stromverläufe beim realen Spannungseinbruch

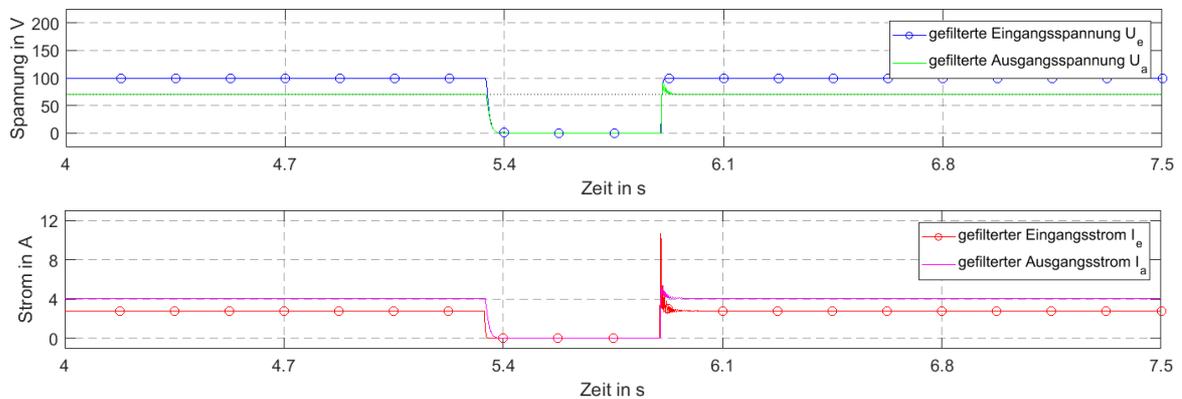


Bild 4-29: Transiente Spannungs- und Stromverläufe beim simulierten Spannungseinbruch

Aus diesem Testfall wird ersichtlich, dass die Nachbildung der Spannungsversorgung durch eine ideale Spannungsquelle das Verhalten nur bedingt imitieren kann. Während die simulierte Eingangsspannung binnen kürzester Zeit abfällt, erreicht die reale Eingangsspannung den Nullwert während des Testfalls überhaupt nicht.

Auch die Wiedereinschaltung folgt nicht dem idealisierten Simulationsverhalten. Es kommt zu einem zweiten, kurzen Einbruch der Eingangsspannung während des Vorgangs. Aufgrund der fast vollständigen Entladung der Kondensatoren treten auch Stromspitzen, die mit denen des harten Hochlaufs vergleichbar sind, auf.

Generell kann gesagt werden, dass die nachgestellten Simulationen, trotz einiger Simplifizierungen in den Modellen, hohe Übereinstimmungen mit den realen Testprozeduren liefern.

5 PHIL PRÜFUNG

5.1 ALLGEMEINER HARDWAREÜBERBLICK

Im Zuge der Erarbeitung von Grundlagen zum Thema PHIL wird eine simple Testumgebung aufgebaut. Der in Kapitel 4.1 beschriebene DC/DC-Wandler soll als DUT dienen. Die Versorgung und Belastung des DC/DC-Wandlers kann über eine leistungsstarke Spannungsquelle und Hochleistungswiderstände erfolgen. Die Bereitstellung beider Komponenten erfolgt durch das IEAN. Auch der Gesamtaufbau erfolgte im Netzmodell des Instituts. Bild 5-1 zeigt schematisch die zur Anwendung kommende Hardware.

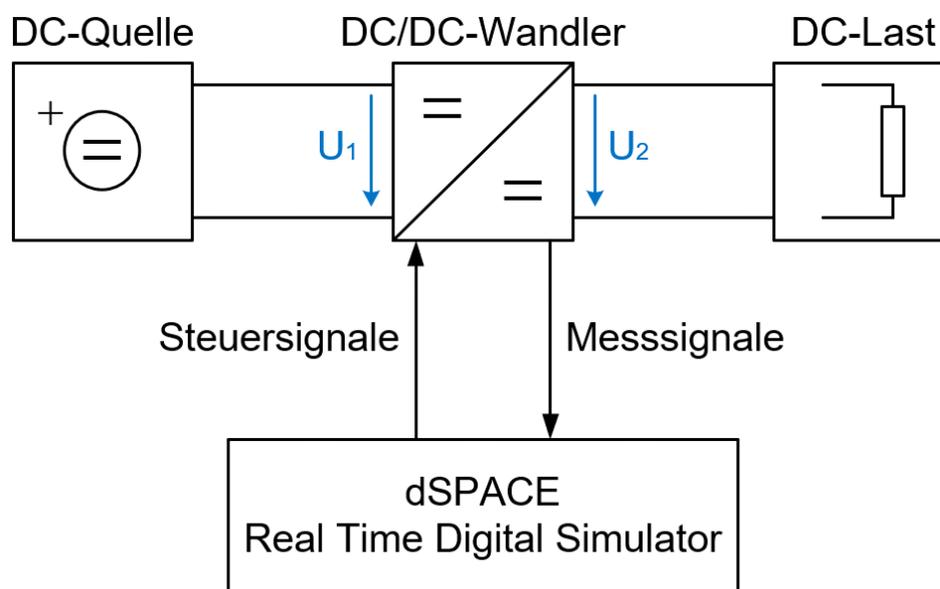


Bild 5-1: Struktur des Hardwareaufbaus

Der reale Aufbau im IEAN-Netzmodell ist in Bild 5-2 dargestellt. Bild 5-3 zeigt den DC/DC-Wandler und seine Peripherie im Detail. Die provisorische Kabelführung ist hierbei klar zu erkennen und für das messtechnische Verhalten des Aufbaus suboptimal.

Ursprünglich hätte der DC/DC-Wandler direkt an einem selbst konstruierten Gleichrichter des IHS betrieben werden sollen, wodurch auch die Steuerbarkeit der Wandlereingangsspannung möglich gewesen wäre. Aufgrund terminlicher Verzögerungen stand am Ende nur der "starre" Aufbau aus Bild 5-1 zur Verfügung. Starr bezieht sich in diesem Zusammenhang darauf, dass sowohl die Spannungsquelle als auch die Belastung nicht digital gesteuert werden können und somit nur eine passive Integration in den PHIL-Aufbau möglich ist. Dies stellt insofern ein Problem dar, weil eine Interaktion zwischen der Echtzeitsimulation und der realen Hardware über einen Leistungsverstärker erfolgen muss, um den Testbetrieb überhaupt als PHIL bezeichnen zu können. Stellt der Simulator nur die digitale Regelung und Messsignalverarbeitung zur Verfügung (siehe Kapitel 4.3), kann maximal von HIL oder CHIL Betrieb gesprochen werden.



Bild 5-2: Aufbau im IEAN-Netzmodell

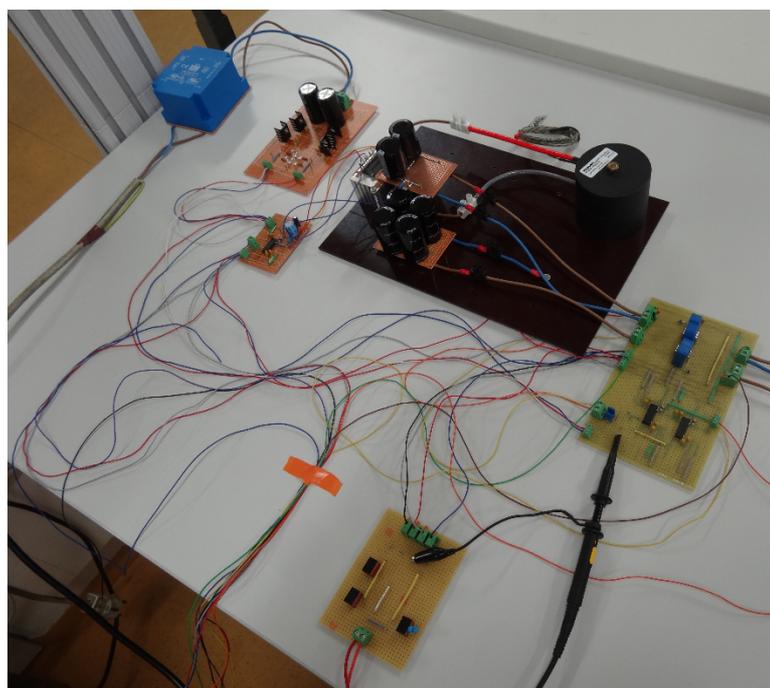


Bild 5-3: DC/DC-Wandler mit Ansteuerungs- und Messtechnik

Nach Eintreten eines fiktiven Fehlers im DC-Netz (freie Vorgabe der einbrechenden Spannung) kommt es zum Absinken der Spannung am Widerstand. Der DC/DC-Wandler arbeitet, bis zum Unterschreiten eines vorgegebenen Spannungsniveaus, weiterhin als Leistungsverstärker. Ab diesem Zeitpunkt kommt es zur Abkopplung des Netzes und der Konverter übernimmt die spannungsgeregelte Versorgung der Last als USV (siehe Bild 5-5).

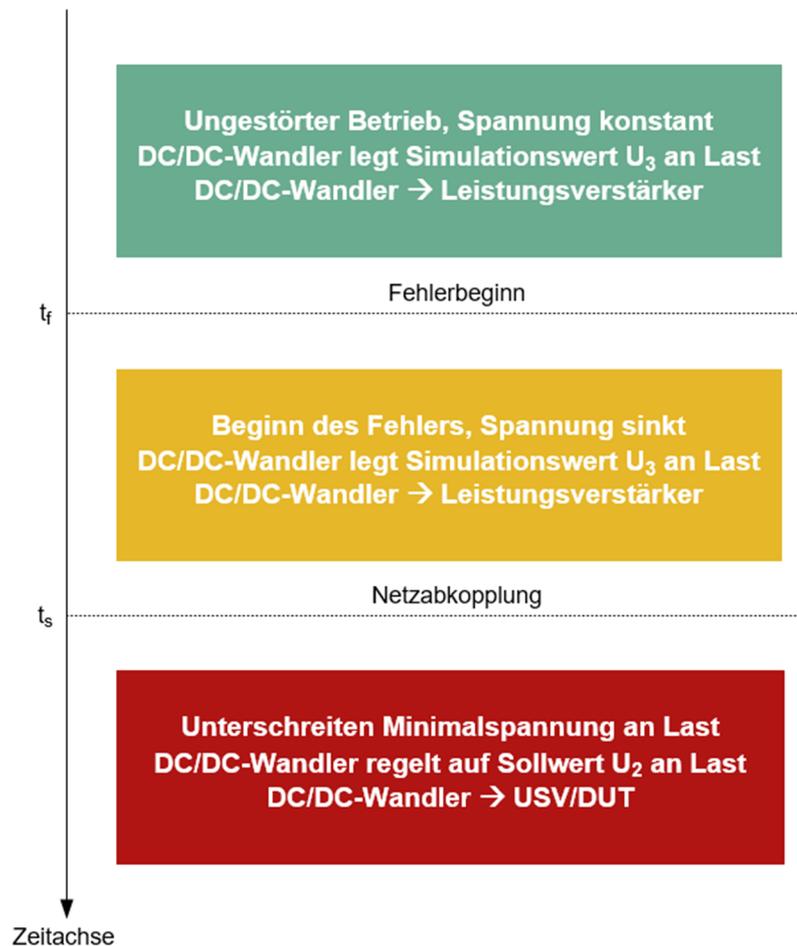


Bild 5-5: Zeitregime USV-Testfall

Bild 5-6 illustriert die Oberfläche des dSPACE ControlDesk, zur Steuerung des USV-Experiments. Das numerische Eingabefeld "Regelung ein//aus/Value" aktiviert die Regelung der Ausgangsspannung an der Last, wenn der Wert auf logisch Eins gesetzt wird.

Die Vorgabe der gewünschten Spannung kann anschließend im Feld "Sollwert\n/Value" erfolgen. Es handelt sich hierbei um eine reine Spannungsregelung, wie sie auch zur Durchführung der Testfälle eingesetzt wird. Um die Echtzeitsimulation des USV-Betriebs starten zu können, muss das Feld "USV Betrieb/Value" auf Eins gesetzt werden. Der Schwellwert, dessen Unterschreiten zur Aktivierung der USV-Anlage führt, kann über "USV Betriebswert/Value" vorgegeben werden. Das mit der ControlDesk Oberfläche korrespondierende Simulinkmodell befindet sich im Anhang (siehe Kapitel 9.5).

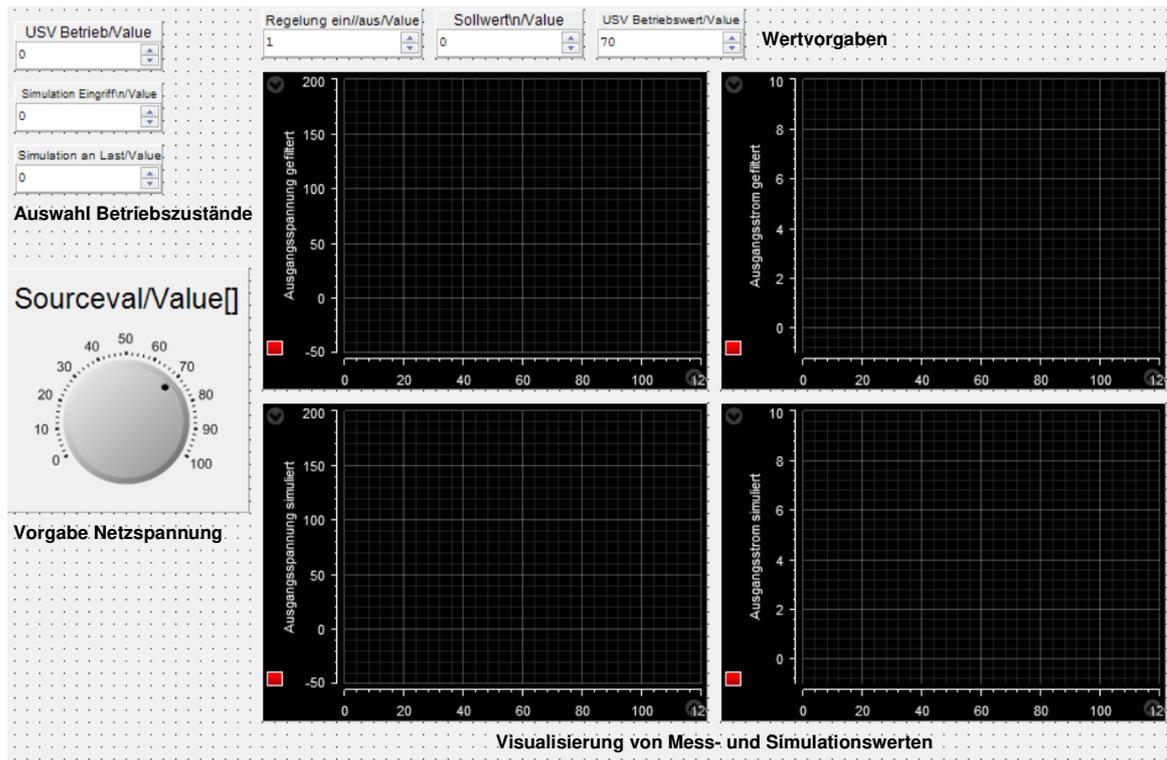


Bild 5-6: dSPACE ControlDesk Oberfläche für den USV-Testfall

Der simulierte Spannungswert wird nach Aktivsetzung des Feldes “Simulation an Last/Value“ über den DC/DC-Wandler auch an die reale Last angelegt. Ab diesem Moment ist der PHIL-Betrieb möglich, da Simulation und realer Aufbau synchron ablaufen. Nun kann “Simulation Eingriff/Value“ auf Eins gesetzt werden, um mit dem “Sourceval/Value[]“-Drehknopf die Netzspannung in der Simulation zu variieren. Unterschreitet dieser Wert das vorgegebene USV-Mindestspannungsniveau, kommt es zur Umschaltung und der DC/DC-Wandler übernimmt die spannungsgeregelte Versorgung der Last. Um einen Einfluss des Betriebs als Leistungsverstärker auf die USV-Spannungsregelung auszuschließen, kommen zwei identische Regelungsblöcke zu Einsatz, die auch umgeschaltet werden.

Aus theoretischer Sicht wechselt die Aufgabe des DC/DC-Wandlers vom Leistungsverstärker zum DUT. Es handelt sich hierbei um einen Trick, der notwendig wird, da kein anderes digital, einbindbares Betriebsmittel zur Verfügung steht. Aufgrund der Tatsache, dass der Konverter im ungestörten Netzbetrieb durchgehend sperren würde, erfolgt keine Beeinflussung des Szenarios durch diese Adaptierung.

Zur Schließung des PHIL-Kreislaufes ist es notwendig, dass die an der realen Last gemessene Spannung in die Echtzeitsimulation zurückgeführt wird. Auf diese Weise kann dafür gesorgt werden, dass die Signale an realer und simulierter Last zu jedem Zeitpunkt übereinstimmen.

5.2.3 Ergebnisse

Bild 5-7 illustriert die am Aufbau gemessenen Signalverläufe des USV-Testfalls. Zu Beginn liegt die, durch Echtzeitsimulation vorgegebene, Netzspannung ($U_3 = 70 \text{ V}$) an der Last an.

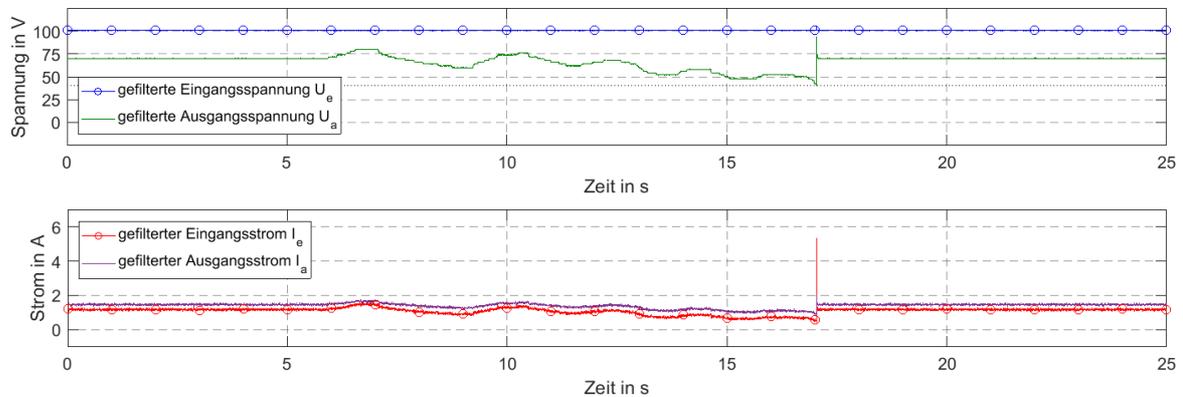


Bild 5-7: Transiente Spannungs- und Stromverläufe bei USV-PHIL-Betrieb

Die Eingangsspannung des DC/DC-Wandlers kann in diesem Fall als Batteriespannung am DC/DC-Wandler interpretiert und somit, aufgrund ihrer weitestgehenden Konstanz, in den Betrachtungen vernachlässigt werden.

Nach etwa 6 s beginnt die Netzspannung zu schwanken und über längere Zeit abzusinken. Die Vorgabe dieses Fehlerzustandes erfolgt händisch über den Drehknopf in der dSPACE ControlDesk Oberfläche und hat keinen tieferen physikalischen Hintergrund.

Unterschreitet die DC-Netzspannung den Schwellwert der USV-Anlage (40 V, schwarz-punktierte Linie) kommt es zur Abtrennung des Netzes und der DC/DC-Wandler übernimmt den spannungsgeregelten Betrieb ($U_{a,soll} = 70 \text{ V}$). Die Inbetriebnahme der Spannungsregelung führt zu einem kurzzeitigen Überschwingen auf nahezu 100 V, was bei realem USV-Betrieb – je nach Art der zu stützenden Last – für Problemen sorgen könnte. Die Auslegung des Reglers sollte also für den Betrieb als USV-Anlage verändert werden.

5.2.4 DC/DC-Wandler als Leistungsverstärker

Es ist zu hinterfragen, ob ein, als DC/DC-Konverter dimensionierter, Tiefsetzsteller überhaupt in der Lage ist, als Leistungsverstärker in einem PHIL-Test agieren zu können. Um dieser Frage nachgehen zu können, ist es sinnvoll, die berechneten Echtzeitsimulationsergebnisse mit den Messwerten an der realen Last zu vergleichen. Ein idealer Leistungsverstärker wäre in der Lage die Vorgaben der Echtzeitsimulation, ohne jegliche Abweichung, an die Hardware weiterzugeben. Bild 5-8 zeigt den Vergleich zwischen den simulierten und gemessenen Spannungs- und Stromverläufen.

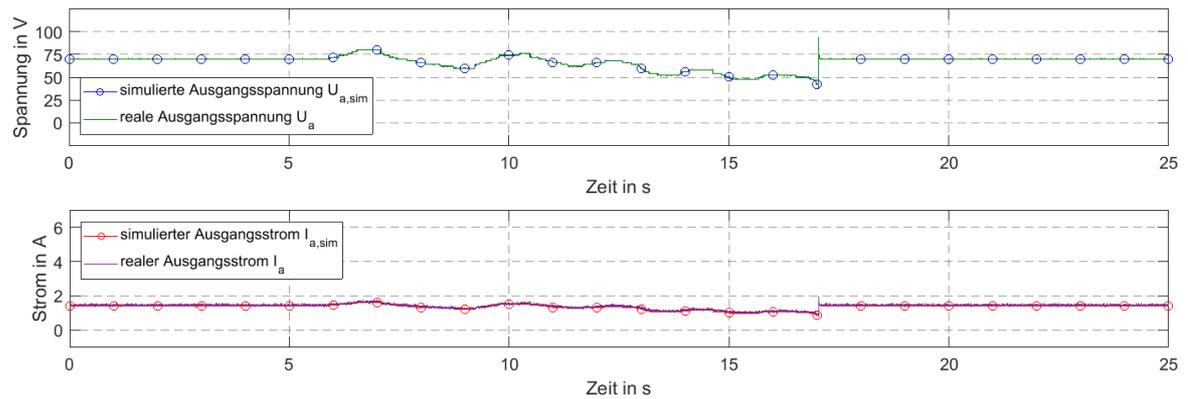


Bild 5-8: Vergleich simulierte und reale Spannungs- und Stromverläufe USV-PHIL-Betrieb

Für den bearbeiteten USV-PHIL-Testfall reicht das Verhalten des Tiefsetzstellers als Leistungsverstärker aus, da es zu keinen nennenswerten Unterschieden zwischen den simulierten und gemessenen Werten kommt.

Die Ausgangskapazität des Wandlers bildet jedoch mit der angeschlossenen Last immer ein RC-Glied, weshalb der Betrieb als Leistungsverstärker nur für langsame, zeitliche Veränderungen und positive Ausgangsspannungen möglich ist.

6 ZUSAMMENFASSUNG

Steigende Anforderungen an das elektrische Übertragungsnetz führen zu einer Renaissance des Gleichstromes in weiten Teilen der Energietechnik. Dies erfordert den Einsatz neuer Betriebsmittel, deren Wechselwirkungen einer ausführlichen Kontrolle unterzogen werden sollten. Das innovative Prüfverfahren PHIL verspricht die Möglichkeit weitreichender und kosteneffizienter Tests, ohne die Notwendigkeit, das DUT dafür im Vorfeld in bestehende Netzstrukturen integrieren zu müssen.

Im Rahmen dieser Masterarbeit konnten zusammenfassend folgende Ziele erreicht werden:

- Es wurden Grundlagen zum Thema PHIL, DC/DC-Wandler, sowie HGÜ erarbeitet und eine umfangreiche Sammlung an Literatur zusammengestellt.
- Der Tiefsetzsteller wurde als bevorzugte Topologie für einen DC/DC-Konverter-Prototypen ausgewählt und sein Verhalten im gemeinsamen Betrieb mit einem idealisierten Gleichrichter anhand zahlreicher Testfall-Simulationen in Simulink analysiert.
- Anschließend erfolgte die Herleitung, Dimensionierung und der Aufbau des gewählten Wandlers, mitsamt der zugehörigen Mess- und Ansteuerungstechnik. Die Messverarbeitung und Regelung des Konverters wurde auf einem dSPACE-Echtzeitsimulator implementiert.
- Zur Ermittlung der Leistungsfähigkeit des DC/DC-Konverters fand die Durchführung einer Messreihe bis zu einer übertragenen Leistung von 1,5 kW statt.
- Um den Aufbau zu prüfen erfolgte die Abarbeitung zahlreicher, verschiedener Testprozeduren, die allesamt an realen Herausforderungen für den Betrieb eines DC/DC-Wandlers angelehnt waren.
- Die Messergebnisse der abgearbeiteten Testprozeduren wurden schließlich mit nachmodellierten Simulationen verglichen und zeigten einen hohen Grad an Übereinstimmung.
- Zuletzt kam es zur Durchführung eines PHIL-Testbetriebes anhand eines USV-Szenarios, in dessen Zuge auch die Eignung des DC/DC-Wandlers für den Einsatz als Leistungsverstärker überprüft wurde.

Eine weitere Beschäftigung mit den nachfolgenden Themenkomplexen erscheint zum jetzigen Zeitpunkt vielversprechend.

- Die Implementierung und Prüfung des Sicherheitskonzeptes zum Schutz des Wandlers vor Fehler- und Kurzschlussströmen, würde zahlreiche weitere Testfälle ermöglichen.
- Eine tiefgehende Beschäftigung mit dem Themenbereich DC-Netze könnte Anreize zur Modellierung komplexerer PHIL-Testfälle geben.

- Die Implementierung der Hochsetzstellerfunktionalität im Aufbau des DC/DC-Wandlers würde zur Möglichkeit eines bidirektionalen Energieflusses führen.
- Eine Neuanfertigung des Prototyps und der zugehörigen Messtechnik auf einer vorbereiteten Leiterplatte würde zur Miniaturisierung des Aufbaus und Verminderung von äußeren Störeinflüssen führen.
- Der zur Spannungsregelung verwendete, zeitdiskrete Regler könnte für bestimmte Betriebsfälle adaptiert bzw. optimiert werden.

7 LITERATURVERZEICHNIS

- [1] International Energy Agency (IEA): „IEA Statistics web site“. 2018. Available: <http://www.iea.org/statistics/> [Online, Zugriff am 18. August 2018]
- [2] Europäische Kommission: „Energy roadmap 2050“. 2012. Available: https://ec.europa.eu/energy/sites/ener/files/documents/2012_energy_roadmap_2050_en_0.pdf [Online, Zugriff am 19. August 2018]
- [3] Deutsche Bundesnetzagentur: „Bericht der Bundesnetzagentur zur Netz- und Systemsicherheit“. 2017. Available: https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Sachgebiete/ElektrizitaetundGas/Unternehmen_Institutionen/Versorgungssicherheit/Engpassmanagement/Redispatch/redispatch-node.html [Online, Zugriff am 19. August 2018]
- [4] U. Schichler: „Energietechnik – aktuelle Anforderungen und Tendenzen“. *Elektrotechnik und Informationstechnik*, 134(8), 2017
- [5] Klima- und Energiefonds: Forschungsprojekt "Austrian DC-Laboratories". Projekt-Nr. 858986, 2017-2019
- [6] D. Albert und U. Schichler: „Power Hardware-In-The-Loop Testmethode für HVDC Komponenten und Systeme“. *15. Symposium Energieinnovation*, TU Graz, 2018
- [7] B. W. Boehm: „Software Engineering Economics (Prentice-Hall Advances in Computing Science & Technology Series)“. Englewood Cliffs: Prentice-Hal, Inc., 1981
- [8] G. Boué: „Rapid Control Prototyping Solutions Electrical Drive, Power Conversion and Power Systems“. Webinar: OPAL-RT, 2013
- [9] J. A. Ledin: „Hardware-in-the-Loop Simulation“. *Embedded Systems Programming*, pp. 42-60, Februar 1999
- [10] A. Stark: „Echtzeitsimulation leistungselektronischer Systeme“. *Elektronik automotive - Sonderausgabe Elektromobilität*, pp. 32-35, Juli 2012
- [11] M. Steurer, F. Bogdan, W. Ren und M. Sloderbeck: „Controller and Power Hardware-In-Loop Methods for Accelerating Renewable Energy Integration“. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, 2007
- [12] OPAL RT: „Popular Ressources: Hardware-in-the-Loop“. 30. März 2016. Available: <https://www.opal-rt.com/hardware-in-the-loop/> [Online, Zugriff am 3. September 2018]

- [13] OPAL RT: „Power Hardware-in-the-Loop“. 30. März 2016. Available: <https://www.opal-rt.com/power-hardware-in-the-loop/> [Online, Zugriff am 3. September 2018]
- [14] H. K. Fathy, Z. S. Filipi, J. Hagena und J. L. Stein: „Review of Hardware-in-the-Loop Simulation and its prospects in the automotive area“. *SPIE Proceedings Vol. 6228: Modeling and Simulation for Military Applications*, Orlando, 2006
- [15] A. Himmler, K. Lamberg und M. Beine: „Hardware-in-the-Loop Testing in the Context of ISO 26262“. SAE 2012 World Congress & Exhibition: SAE Technical Paper, 2012
- [16] C. S. Edrington, M. Steurer, J. Langston, T. El-Mezyani und K. Schoder: „Role of Power Hardware in the Loop in Modeling and Simulation for Experimentation in Power and Energy Systems“. *Proceedings of the IEEE, Volume: 103, Issue: 12*, pp. 2401 - 2409, 5. Oktober 2015
- [17] J. Bélanger, P. Venne und J.-N. Paquin: „The What, Where and Why of Real-Time Simulation“. *IEEE PES General Meeting*, Minneapolis, 2010
- [18] G. F. Lauss, O. M. Faruque, K. Schoder, C. Dufour, A. Viehweider und J. Langston: „Characteristics and Design of Power Hardware-in-the-Loop Simulations for Electrical Power Systems“. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 63, NO. 1*, pp. 406 - 417, Januar 2016
- [19] D. Jovcic und K. Ahmed: „High Voltage Direct Current Transmission: Converters, Systems and DC Grids“. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2015
- [20] V. Crastan und D. Westermann: „Elektrische Energieversorgung 3: Dynamik, Regelung und Stabilität, Versorgungsqualität, Netzplanung, Betriebsplanung und -führung, Leit- und Informationstechnik, FACTS, HGÜ“. Weimar: Springer-Verlag GmbH, 2017
- [21] H. Hackl: „Numerische Berechnung von Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungen (HGÜ) in EMTP-RV“. Masterarbeit: TU Graz, Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, 2017
- [22] K. Fuchs, A. Novitskiy, F. Berger und D. Westermann: „Hochspannungsgleichstromübertragung - Eigenschaften des Übertragungsmediums Freileitung“. Ilmenau: Universitätsverlag Ilmenau, 2014
- [23] E. Csanyi: „Analysing the costs of High Voltage Direct Current (HVDC) transmission“. Electrical Engineering Portal, 6. August 2014. Available: <https://electrical-engineering-portal.com/analysing-the-costs-of-high-voltage-direct-current-hvdc-transmission> [Online, Zugriff am 5. September 2018]

- [24] K. Krischan: „Stromrichtertechnik“. Vorlesungsskriptum: TU Graz, Institut für elektrische Antriebstechnik und Maschinen, 2011
- [25] A. Yazdani und R. Iravani: „Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications“. Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2010
- [26] Siemens AG: „Power Engineering Guide, Edition 8.0“. Erlangen: Siemens AG, 2017
- [27] K. Sharifabade, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga und R. Teodorescu: „Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems“. Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2016
- [28] K. Krischan, U. Schichler, B. Deutschmann, B. Auinger, F. Vollmaier, M. Horn und H. Renner: „GridConv: HVDC-DC Converter for High Voltage Direct Current Transmission Systems - Background and Design“. *Leistungselektronikschau im Rahmen der EMV Fachtagung*, TU Graz, 2017
- [29] Direct Current BV: „DC System Innovation and System Transition“. 2018. Available: <https://www.directcurrent.eu/en/>
[Online, Zugriff am 7. September 2018]
- [30] M. Maerz: „Leistungselektronik für dezentrale Energieversorgung - Gleichspannungsnetze“. Vorlesungsunterlagen: Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2018
- [31] L. F. Costa, S. A. Mussa und I. Barbi: „Multilevel Buck/Boost-Type DC-DC Converter for High-Power and High-Voltage Application“. *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.6, 2014
- [32] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan und M. H. Kheraluwala: „A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications“. *IEEE Transactions on Industry Applications* 27.1, 1991
- [33] R. Marquardt: „Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications“. *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia*, Sapporo, 2010
- [34] H. Yang: „Modular and scalable DC-DC converters for medium-/high-power applications“. Dissertation: Georgia Institute of Technology, Atlanta, 2017
- [35] W. Kernbichler: „Applikationssoftware und Programmierung“. Vorlesungsskriptum: TU Graz, Institut für Theoretische Physik, 2010
- [36] C. Moler: „The Origins of MATLAB“. MathWorks, 2004. Available: <https://de.mathworks.com/company/newsletters/articles/the-origins-of-matlab.html>
[Online, Zugriff am 6. September 2018]

- [37] MathWorks: „MATLAB Hilfe“, 2017b, 2017.
- [38] MathWorks: „Choose a Solver“. 2018. Available:
<https://de.mathworks.com/help/simulink/ug/types-of-solvers.html#bsfsnf2>
[Online, Zugriff am 7. September 2019]
- [39] MathWorks: „How S-Functions Work“. 2018. Available:
<https://de.mathworks.com/help/simulink/sfg/how-s-functions-work.html>
[Online, Zugriff am 7. September 2018]
- [40] MathWorks: „Solvers for Real-Time Simulation“. 2018. Available:
<https://de.mathworks.com/help/physmod/simscape/ug/solvers-for-real-time-simulation.html> [Online, Zugriff am 7. September 2018]
- [41] J. Paschedag: „Einführung in Simulink“. Tutorial: TU München, Lehrstuhl für Regelungstechnik, 2005
- [42] B. Messner und D. Tilbury: „Control Tutorials for Matlab & Simulink“. University of Michigan, Available: <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Home>
[Online, Zugriff am 6. September 2018]
- [43] MathWorks: „Learn with MATLAB and Simulink Tutorials“. 2018. Available:
<https://de.mathworks.com/support/learn-with-matlab-tutorials.html>
[Online, Zugriff am 6. September 2018]
- [44] MathWorks: „Simscape Getting Started Guide“. Natick, The MathWorks, Inc., 2017
- [45] MathWorks: „Modellierung und Simulation physikalischer Mehrdomänensysteme“. 2018. Available: <https://de.mathworks.com/products/simscape.html>
[Online, Zugriff am 8. September 2018]
- [46] MathWorks: „Discrete PI Controller“. 2018. Available:
<https://de.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/discretepicontroller.html>
[Online, Zugriff am 9. September 2018]
- [47] J. Böcker: „Leistungselektronik“. Vorlesungsskriptum: Universität Paderborn, Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, 2017
- [48] K. Krischan: „Vorlesung Stromrichtertechnik“. Foliensatz: TU Graz, Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen, 2017
- [49] Infineon: „Control Integrated POwer System (CIPOS™) IKCM30F60GA“. Datenblatt: Infineon Technologies AG, München, 2017.
- [50] dSPACE: „Single-Board Hardware / DS1104 R&D Controller Board“. Datenblatt: dSPACE GmbH, Paderborn, 2018.

- [51] LEM: „LEM Current Transducer LTS 6-NP“. Datenblatt: LEM HOLDING SA, Freiburg, 2018.
- [52] A. Ghaffari: „dSPACE and Real-Time Interface in Simulink“. Tutorial: San Diego State University, 2012.

8 ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

AC.....	<i>Alternating Current</i>
ADC.....	<i>Analog Digital Converter</i>
AIT.....	<i>Austrian Institute of Technology</i>
CB.....	<i>Circuit Breaker</i>
CCM.....	<i>Continuous Current Mode</i>
CHIL.....	<i>Controller Hardware-in-the-Loop</i>
CPU.....	<i>Central Processing Unit</i>
DAB.....	<i>Dual Active Bridge</i>
DAC.....	<i>Digital Analog Converter</i>
DC.....	<i>Direct Current</i>
DUT.....	<i>Device Under Test</i>
EAM.....	<i>Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen</i>
FACTS.....	<i>Flexible AC Transmission System</i>
FPGA.....	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GUI.....	<i>Graphical User Interface</i>
HGÜ.....	<i>Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung</i>
HIL.....	<i>Hardware-in-the-Loop</i>
HVDC.....	<i>High-Voltage Direct Current</i>
IEAN.....	<i>Institut für Elektrische Anlagen und Netze</i>
IGBT.....	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
IHS.....	<i>Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement</i>
IPM.....	<i>Intelligent Power Module</i>
ISO.....	<i>International Organization for Standardization</i>
I/O.....	<i>Input/Output</i>
LCC.....	<i>Line-Commutated Converter</i>
LS.....	<i>Leistungsschalter</i>
MMC.....	<i>Modular Multi-Level Converter</i>
MOSFET.....	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors</i>
PC.....	<i>Personal Computer</i>

PCI.....	<i>Peripheral Component Interconnect</i>
PCIe.....	<i>Peripheral Component Interconnect express</i>
PHIL.....	<i>Power Hardware-in-the-Loop</i>
PV.....	<i>Photovoltaik</i>
PWM.....	<i>Pulse Width Modulation</i>
RTDS.....	<i>Real Time Digital Simulator</i>
R&D.....	<i>Research and Development</i>
SM.....	<i>Submodul</i>
SPICE.....	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
TTL.....	<i>Transistor-Transistor-Logik</i>
USV.....	<i>Unterbrechungsfreie Stromversorgung</i>
VSC.....	<i>Voltage-Source Converter</i>
XLPE.....	<i>Cross-Linked Polyethylene</i>

9 ANHANG

9.1 ÜBERSTROMBEGRENZUNG DC/DC-WANDLER

Um den sicheren Betrieb des DC/DC-Wandlers gewährleisten zu können, ist es notwendig, sich auch Gedanken über die Betriebszustände zu machen, die vom Normbetrieb abweichen. Der geplante DC-Abzweig wird in Bild 9-1 vereinfacht dargestellt.

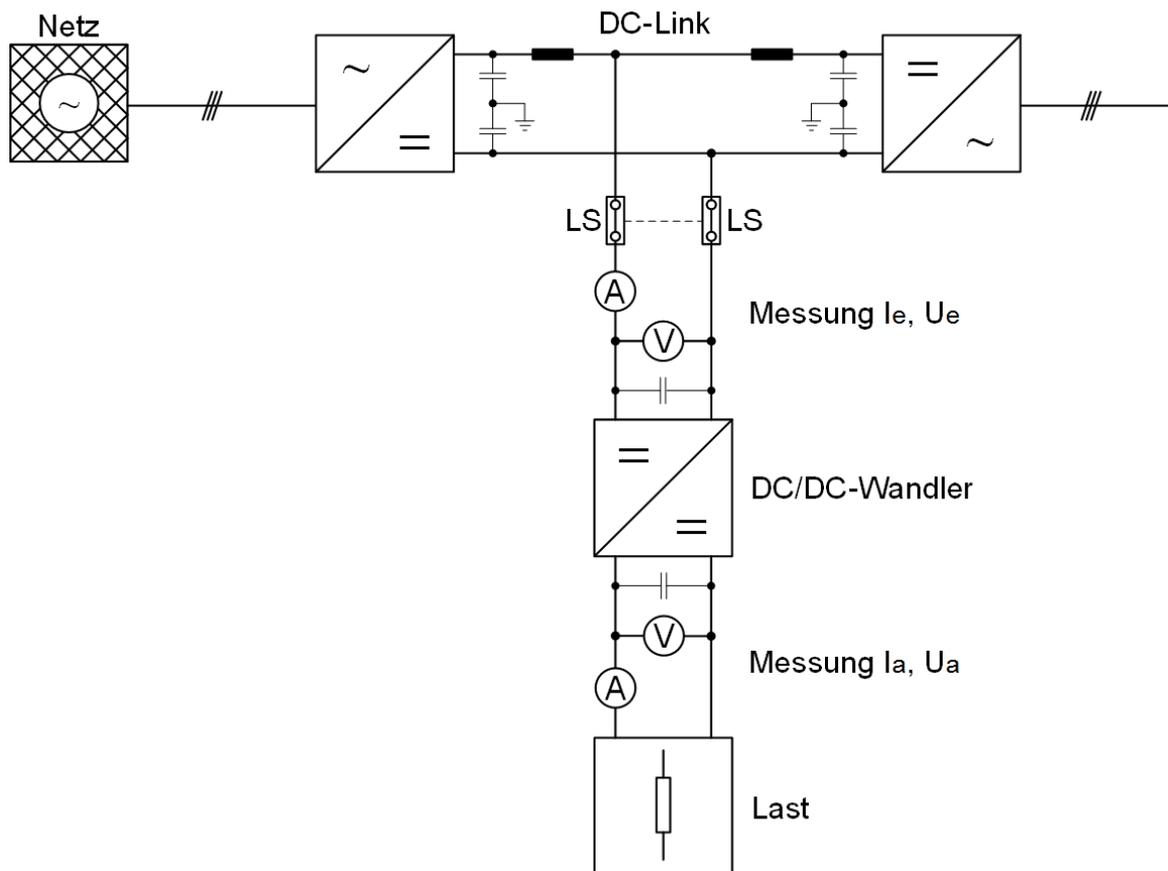


Bild 9-1: Übersicht Schutzkonzept DC/DC-Wandler

Vor allem der Schutz der Schaltelemente innerhalb des DC/DC-Wandlers stellt eine große Herausforderung dar, da diese einem Kurzschlussstrom nur etwa $5 \mu\text{s}$ standhalten können. Konventionelle Relais- oder Sicherungsschutztechnik arbeitet im ms-Bereich, die Schrittweite, der zur Regelung verwendeten dSPACE-Karte, liegt bei etwa $50 \mu\text{s}$.

Es bleibt also nur noch der Weg über eine zusätzliche analoge Schutzbeschaltung. Eine wirkungsvolle Variante zum Schutz der Schaltelemente könnte also beispielsweise folgendem Schema folgen (Bild 9-2).

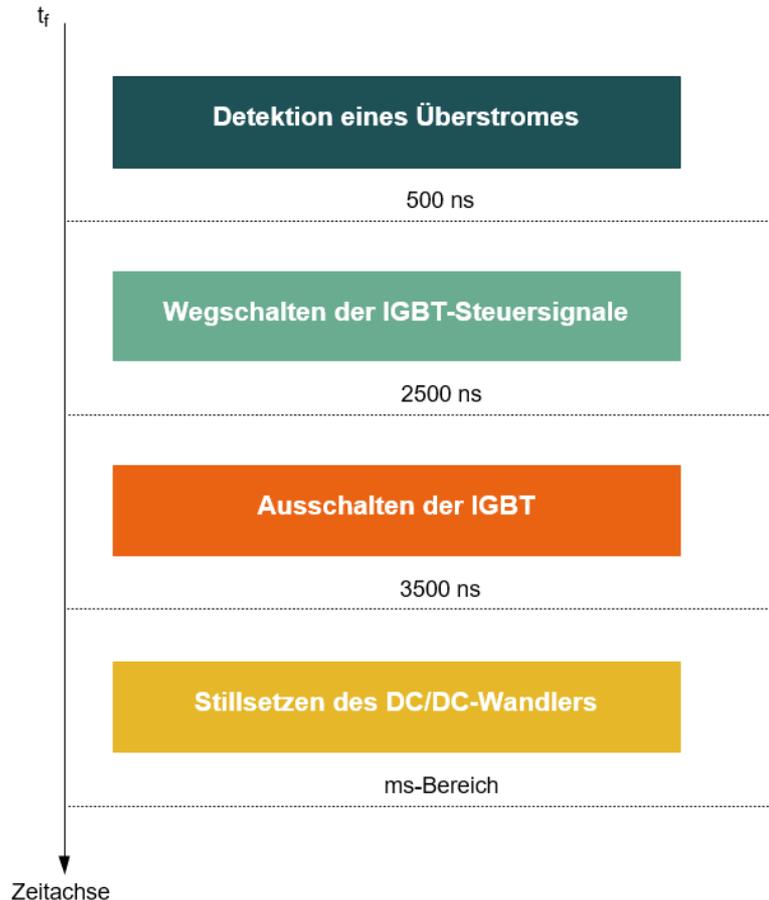


Bild 9-2: Zeitregime, Schutz der Komponenten des DC/DC-Wandlers

Ein Stromwandler misst den Überstrom und ein Komparator detektiert binnen weniger hundert Nanosekunden die Überschreitung des festgesetzten Grenzwertes. Mithilfe einer entsprechenden Logik werden die Gatesignale nicht mehr an den IGBT geführt, weshalb dieser durchgehend zu sperren beginnt.

Eine Steuerspannung wird angelegt, um nach einigen Millisekunden die Leistungsschalter (LS) zu öffnen und somit den Wandler vollständig stillzulegen. Es muss allerdings darauf geachtet werden, dass die Kapazitäten im Wandler auch entladen wurden, bevor der Wandler als spannungslos betrachtet werden kann.

Eine LTspice-Simulation der notwendigen Sicherheitsbeschaltung gegen einen Überstrom liegt in der digitalen Ordnerstruktur dieser Masterarbeit vor.

9.2 POTENTIALTRENnung DC/DC-WANDLER

Bild 9-3 illustriert einen Teil des "Mikro-DC-Netz" für den bipolaren Betrieb.

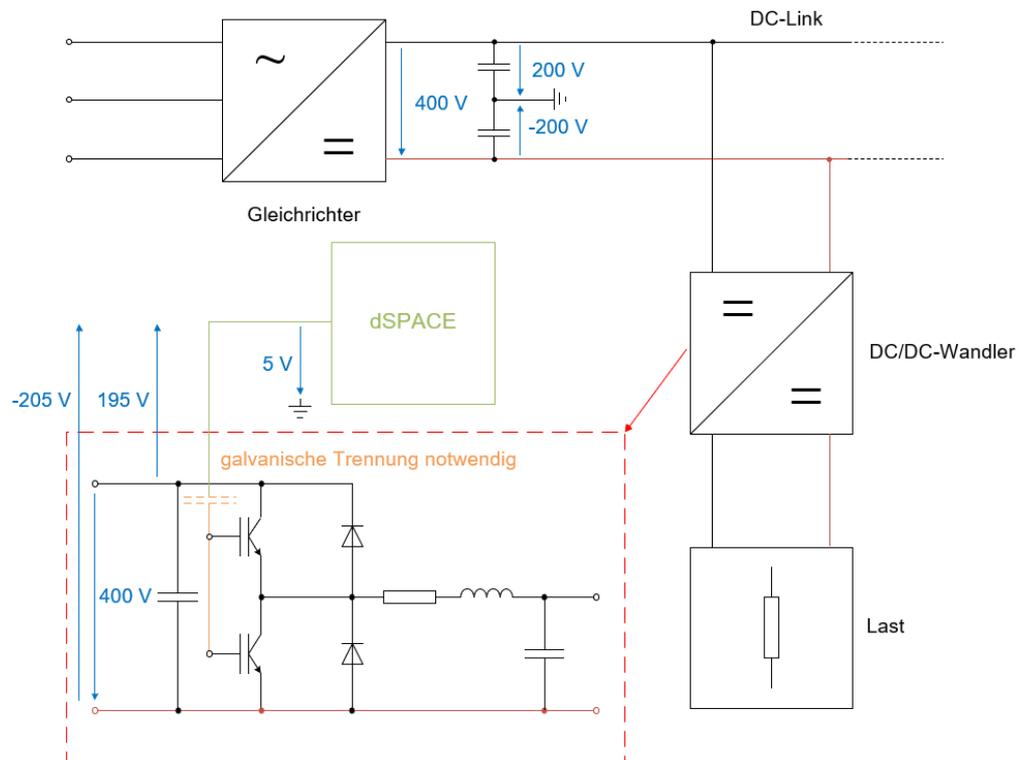


Bild 9-3: Übersicht Schutzkonzept DC/DC-Wandler

Sowohl die dSPACE-Karte, als auch die nachgestellte HGÜ-Strecke stellen einen Bezug ihrer Spannungen zum Erdpotential des Gebäudes her.

Es wird ersichtlich, dass die Potentialtrennung zwischen der dSPACE-Umgebung und dem Leistungsteil des Wandlers nicht nur aus Sicherheitsgründen gegeben sein muss. Würde auf eine Trennung verzichtet werden, käme es zwischen Gate und Emitter der IGBT zu hohen Spannungen, die unmittelbar zur Zerstörung der Schaltelemente führen würden.

9.3 PARASITÄRE ÜBERSpannungen AM SCHALTELEMENT

Ein früherer Aufbau des DC/DC-Wandlers musste im Nachhinein adaptiert werden, da extreme Schaltüberspannungen, aufgrund parasitärer Leitungsinduktivitäten, auftraten. Dies lag an einem weniger konzentrierten Aufbau und längeren Leiterschleifen. Bild 9-4 zeigt die Ergebnisse einer Messung für eine Eingangsspannung U_e von 120 V, bei einem Tastgrad von 0,8.

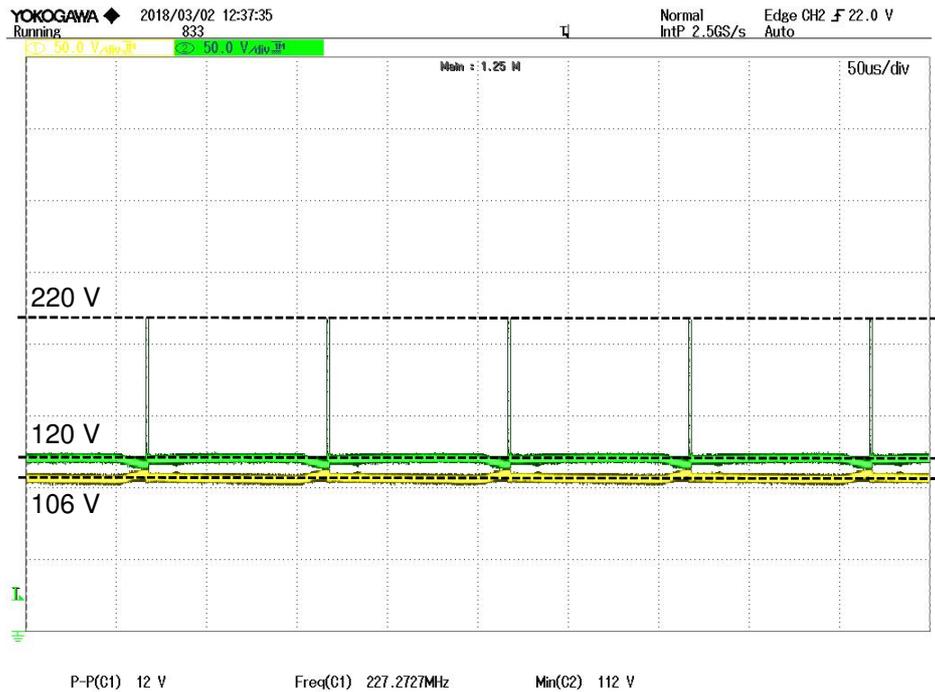


Bild 9-4: Gemessene Spannungsverläufe an einem früheren Versuchsaufbau

Kanal 1 (gelb): Ausgangsspannung U_a

Kanal 2 (grün): Eingangsspannung U_e (direkt am Pin des IGBT gemessen)

9.4 SCHALTPLÄNE

9.4.1 Bipolare Spannungsversorgung, Leistungsteil

Bild 9-5 illustriert den Schaltplan der bipolaren Spannungsversorgung für den Leistungsteil des DC/DC-Wandlers. Sie versorgt das IPM und die DC-Link-seitige Messtechnik.

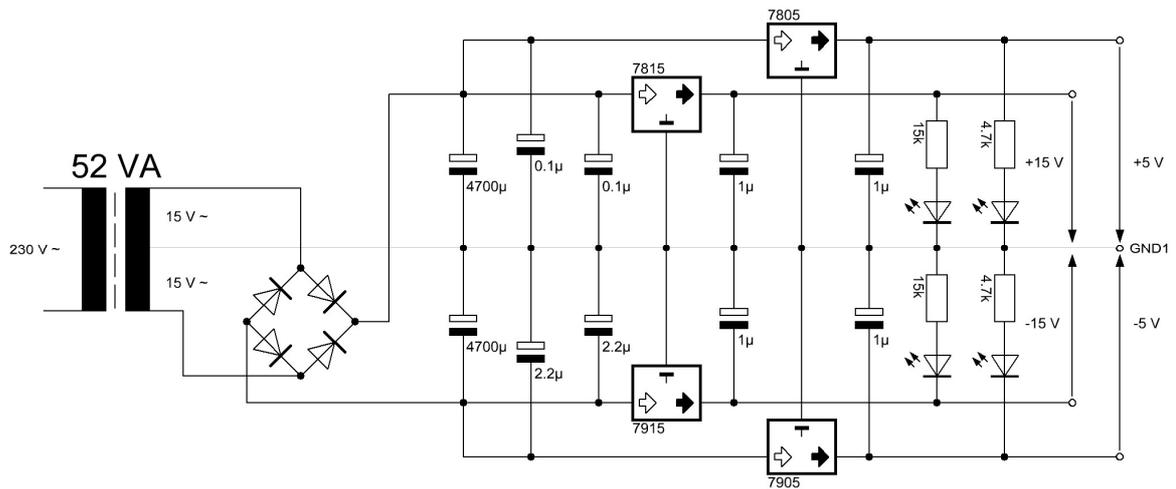


Bild 9-5: Schaltplan, bipolare Spannungsversorgung für den Leistungsteil des Wandlers

9.4.2 Bipolare Spannungsversorgung, Messsignalverarbeitung

Bild 9-6 zeigt den Schaltplan der bipolaren Spannungsversorgung für die Messsignalverarbeitung. Sie stellt alle von der Leistungsseite potentialgetrennten Versorgungsspannungen zur Verfügung und bezieht sich direkt auf das Erdpotential der dSPACE-Karte (GND2, Hauserde).

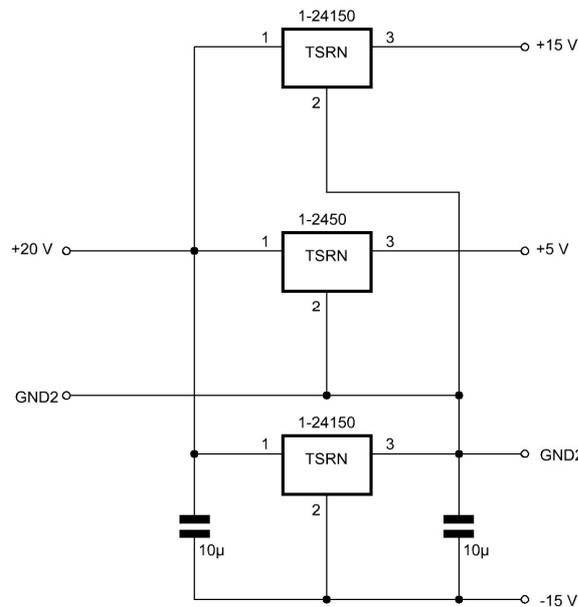


Bild 9-6: Schaltplan, bipolare Spannungsversorgung für Messsignalverarbeitung

Diese Spannungsversorgungsplatine verwendet zur Erzeugung der benötigten, bipolaren Spannungen Schaltregler. Die Eingangsgleichspannung wurde im Laufe der Versuche über zusätzliche Netzgeräte oder die Kleingleichspannungsversorgung im IEAN-Labor zur Verfügung gestellt.

9.4.3 Messtechnik

Bild 9-7 stellt den Schaltplan zur Messung von Ein- und Ausgangsgrößen des Wandlers dar. Diese Platine wird von den beiden potentialgetrennten Versorgungsspannungsplatinen gespeist.

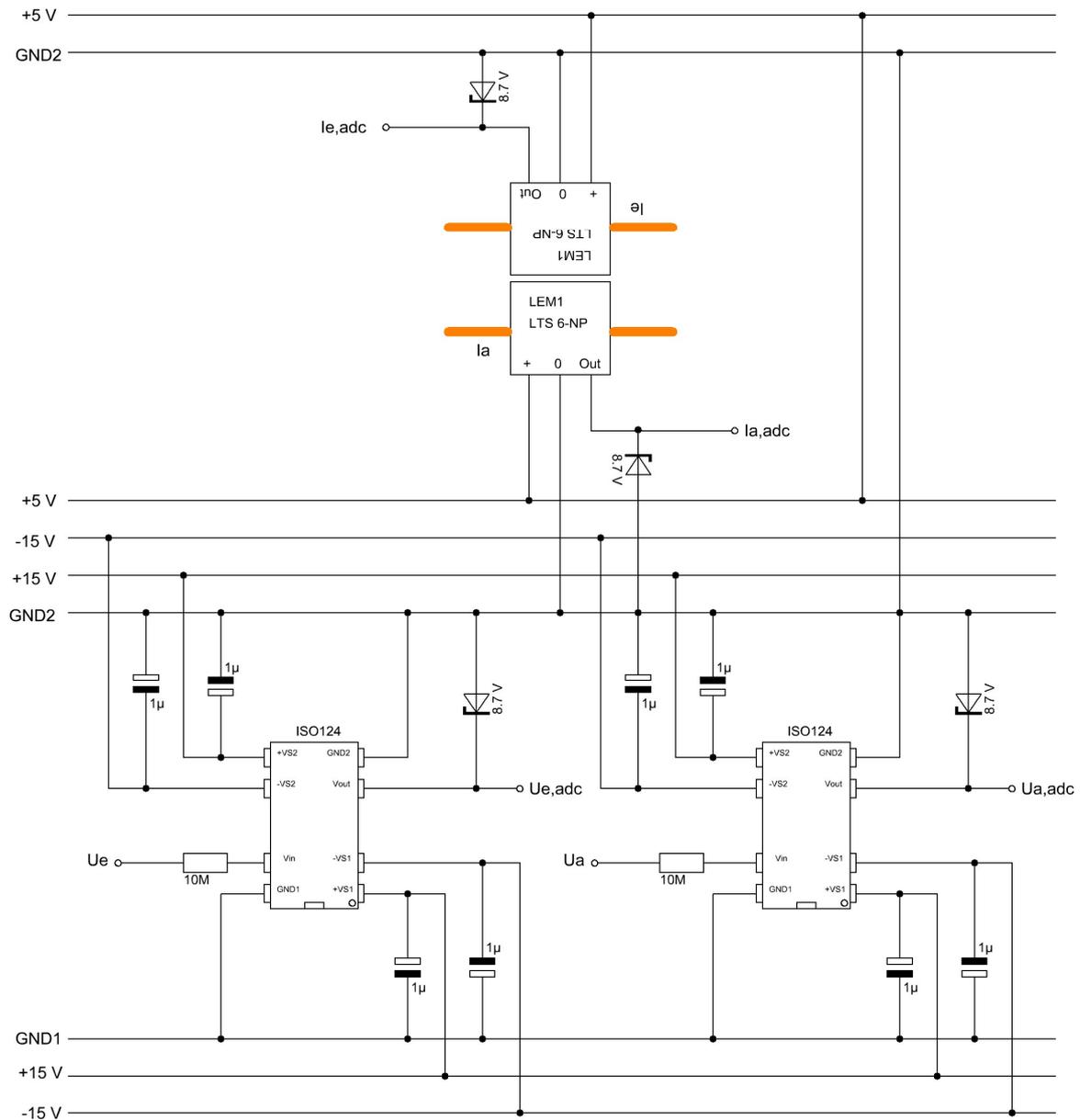


Bild 9-7: Schaltplan, Messung der Ein- und Ausgangsgrößen des Wandlers

9.4.4 Ansteuerung

Bild 9-8 zeigt die Ansteuerungsplatine und den Leistungsteil des Wandlers.

9.5 SIMULINKMODELLE

Bild 9-9 und Bild 9-10 stellen die detaillierten Simulinkmodelle für die allgemeine Messverarbeitung und den USV-Betriebsfall dar.

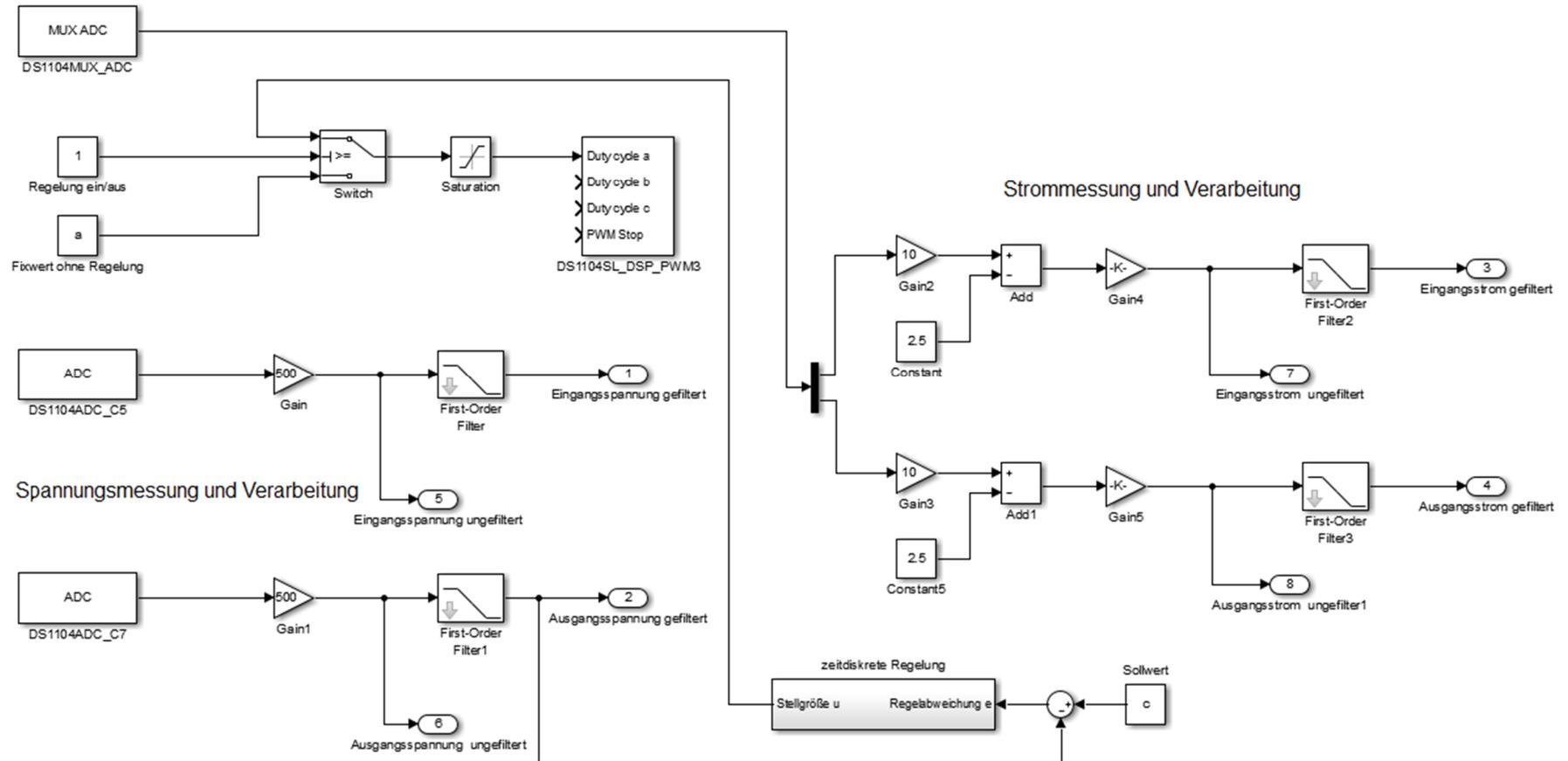


Bild 9-9: Simulinkmodell, Allgemeine Messverarbeitung und Regelung

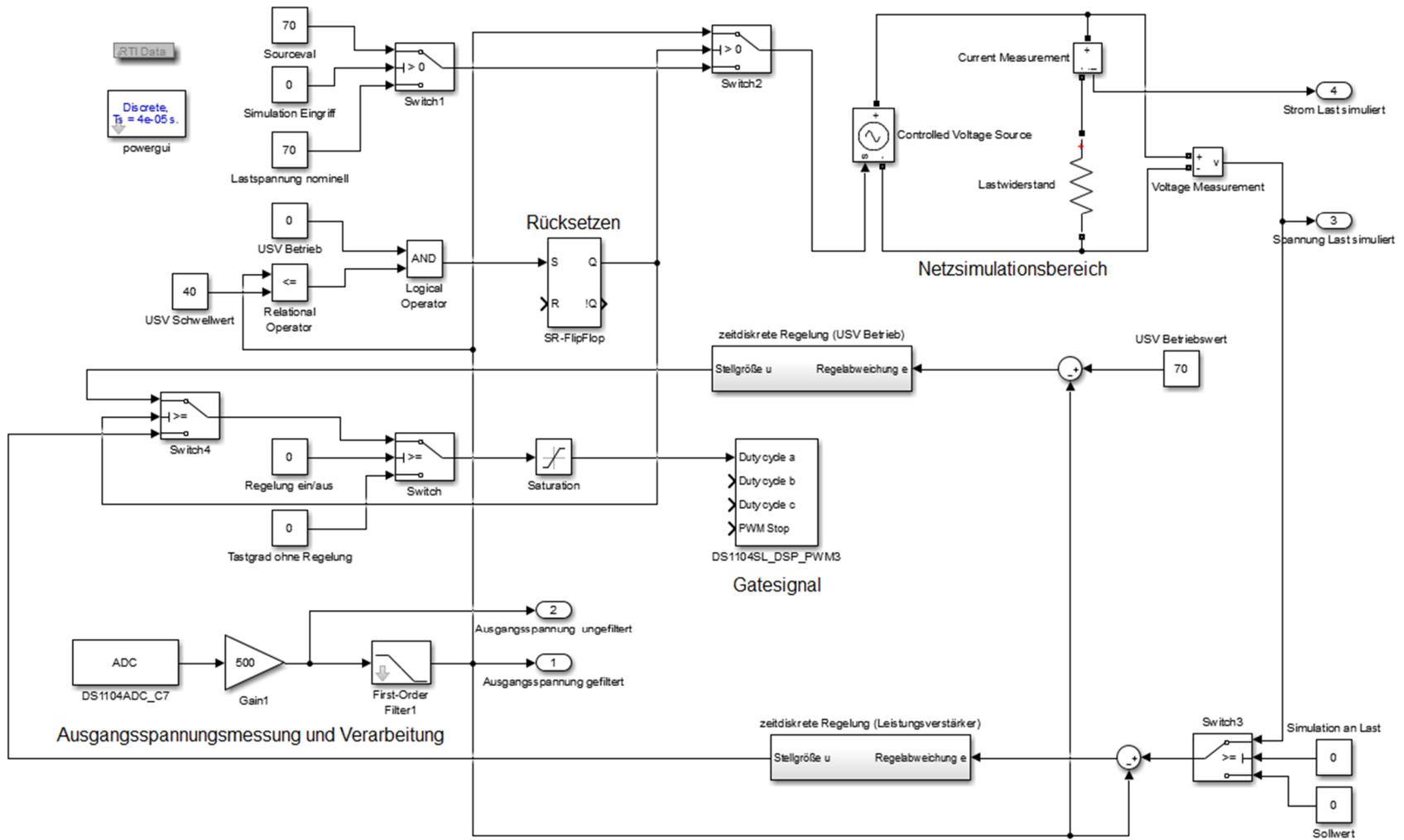


Bild 9-10: Simulinkmodell, USV-Betrieb