



Diplomarbeit

3-phasiger Umrichter auf SiC-Basis für Schaltfrequenzen bis zu 100 kHz

Wissenschaftliche Arbeit zum Zweck der Erlangung
des akademischen Grades eines
Diplom Ingenieurs

unter der Anleitung von
Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl
Betreuer: Dipl.-Ing. Franz Maislinger

Eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

von

Konrad Gruber
0925461
Raffaalgasse 18/13
1200 Wien

Wien, 25.05.2016

Vorbemerkung

Die vorliegende Arbeit wurde am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien durchgeführt.

Ein herzliches Dankeschön geht an Herrn Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl der mir die Möglichkeit gab diese Arbeit durchzuführen.

Für die großartige Betreuung möchte ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. Franz Maislinger bedanken. Er hat mir stets meine Fragen geduldig beantwortet und mich bei der Erstellung der Arbeit mit seiner fachlichen Kompetenz unterstützt.

Für das Korrekturlesen möchte ich mich sehr herzlich bei Bianca Ober und Bernhard Kogler bedanken.

Ein sehr großer Dank geht an meine Familie und an Silvia Zorn-Pauli, die mich während meines gesamten Studiums unterstützten und so diese Arbeit erst ermöglicht haben.

Diese Arbeit ist für Tobias der im April dieses Jahres das Licht der Welt erblickte.

Kurzfassung

Im Zuge dieser Arbeit wird ein 3-phasiger Pulsrichter auf Basis von SiC-MOSFETs mit einer Schaltfrequenz von 100kHz entwickelt und aufgebaut. Diese neuartigen Wide-Bandgap-Halbleiterventile erlauben die Realisierung verlustarmer Umrichter mit hohem Wirkungsgrad und hohen Schaltfrequenzen. Der Leistungsteil des entwickelten Umrichters besteht aus drei mit SiC-MOSFETs bestückten Halbbrückenzeigen welche aus einem Elektrolytkondensator-Spannungszwischenkreis gespeist werden. Der Zwischenkreis wird möglichst niederinduktiv aufgebaut bzw. an die SiC-Halbbrückenzeige angebunden um ein schnelles und sauberes Schaltverhalten zu gewährleisten. Ein Kühlkörper und eine aktive Belüftung durch einen Ventilator sorgen für die notwendige Wärmeabfuhr. Am Ausgang der drei Brückenzeige des Umrichters befindet sich jeweils ein LC-Sinusfilter mit welchem die schaltfrequenten Komponenten an der Last effizient unterdrückt werden. Die Filterinduktivität besteht aus einer Ringkernspule mit einem Eisenpulverkern, der sich mit entsprechender Dimensionierung durch niedrige Eisenverluste auszeichnet. Dadurch und durch die Verwendung von Keramikkondensatoren wird ein kompaktes Bauvolumen für das LC-Filter erreicht. Die Ansteuerung der SiC-MOSFETs erfolgt mittels einer eigenen Gatetreiberplatine unter Verwendung integrierter Halbbrücken-Treiber-ICs. Durch die möglichst nahe Anbindung des Treibers an die SiC-MOSFETs werden Überschwüngen beim Schaltvorgang effizient reduziert. Nach Beschreibung von Dimensionierung und Aufbau wird das Schaltverhalten und die Leitverluste der verwendeten SiC-MOSFETs analysiert. Mit Schaltzeiten von unter 10ns und einem Leitwiderstand von annähernd $80\text{m}\Omega$ wurden niedrige Schalt- und Leitverluste erzielt. Durch weitere Messungen am Testaufbau konnten die auftretenden Verluste den einzelnen Bauelementen des Umrichters zugeordnet werden. Die Wirkungsgrad-Messungen haben gezeigt, dass durch Verwendung einer alternativen Spule aus Sendust-Kernmaterial ein Wirkungsgrad von über 98% erreicht werden kann. Als Abschluss der Arbeit wurde ein Motorstromregelungskonzept für einen Halbbrückenzeig entwickelt, aufgebaut und an einer ohmsch-induktiven Last getestet. Die Analyse der Regelstrecke zeigt eine ungedämpfte Resonanzstelle, welche mit einer aktiven Dämpfung (Rückführung des Kondensatorstromes) ausreichend reduziert wurde. Dadurch konnte zum Entwurf des PI-Reglers für den Laststrom das Frequenzkennlinien-Verfahren angewendet werden.

Abstract

Within this thesis a pulse-width-modulated (PWM) three-phase inverter employing silicon-carbide (SiC) MOSFETs operated at a pulse frequency of 100kHz has been designed and implemented. These novel wide-bandgap semiconductors allow the realization of PWM inverters showing high efficiency at high switching frequencies. The power unit of the inverter consists of three SiC half-bridge legs fed by a DC voltage link formed by electrolytic capacitors. The DC link is designed concerning very low wiring inductances to reduce the ringing in order to avoid overvoltages at the switching instants. A heatsink and active ventilation by a fan provides the necessary cooling of the semiconductors. At the output of the bridge-legs LC-filter stages are located for suppressing switching frequency noise components at the load. The filter inductance is implemented as toroidal coil using an iron powder core leading to low core losses for a proper dimensioning. As a consequence and by applying ceramic filter capacitors a rather compact size of the filter can be achieved. The gate control of the MOSFETs is implemented on a dedicated printed circuit board using isolated half-bridge driver ICs. Clean switching transients are achieved by locating the driver board closely to the MOSFETs. After describing dimensioning and design the thesis gives an analysis of the switching behaviour and of the conduction losses of the SiC-MOSFETs. Switching transitions of below 10ns and a turn-on resistance of $\approx 80\text{m}\Omega$ could be achieved resulting in low switching and conduction losses. A split-up of the system losses into their originating components is performed by additional measurements. Efficiency tests show, that by application of an alternative coil design based on a Sendust core an improvement of the efficiency to rates $> 98\%$ is possible. Finally, a motor current control concept for a resistive-inductive load was developed, implemented and tested. The analysis of the load including the LC-filter basically shows a non-damped resonance which effectively could be reduced by an active damping path (feedback of filter capacitor current). By this, the PI-type load current controller easily can be designed using frequency-characteristic approach.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen von SiC Halbleitern	3
2.1	Vorzüge von SiC	4
2.2	SiC-MOSFET	4
2.2.1	Aufbau des SiC-MOSFETs	6
2.2.2	Leitwiderstand des SiC-MOSFETs	6
2.2.3	Reverse Recovery der Inversdiode	8
2.2.4	Schaltverhalten des SiC-MOSFET	9
3	Entwurf des 3-phasigen Umrichters	10
3.1	Charakteristik des SiC-MOSFETs C2M0080120D	11
3.2	Leistungsplatine	13
3.2.1	Dimensionierung des Ausgangsfilters	14
3.2.2	Dimensionierung des Zwischenkreises	22
3.3	Kühlkonzept	24
3.4	Gatetreiberplatine	26
3.4.1	Niederinduktive Ansteuerung der SiC-MOSFETs	27
3.4.2	Beschaltung und Funktion des Gatetreiber Si8234CD-IS	29
4	Charakteristik des 3-phasigen Umrichters	34
4.1	Schaltverhalten der SiC-MOSFETs	34
4.1.1	Messschaltung zum Doppelpulstest	34
4.1.2	Auswertung der Messergebnisse	35
4.2	Leerlaufverluste der Drossel	37
4.2.1	Messschaltung	37
4.2.2	Auswertung der Messergebnisse	38
4.3	SiC-MOSFET Leitverluste	38
4.3.1	Messschaltung	39
4.3.2	Auswertung der Messergebnisse	40
4.4	Bestimmung des Wirkungsgrades	41
4.4.1	Wirkungsgrad bei 100kHz Schaltfrequenz	42
4.4.2	Wirkungsgrad bei variabler Schaltfrequenz	44
4.4.3	Optimieren des Wirkungsgrades	45
4.5	Verfahren zur Ermittlung der Schaltverluste	47
4.5.1	Bestimmung der Gesamtverluste	48
4.5.2	Bestimmung der Eisenverluste in der Filterinduktivität	48
4.5.3	Bestimmung der Kupfer- und Leitverluste	49
4.5.4	Bestimmung der Schaltverluste und Schaltenergie	50

5	Regelung des Motorstroms	54
5.1	Regelungskonzept	55
5.2	Berechnung der aktiven Dämpfung	56
5.3	Berechnung der PI-Regelparameter	57
5.3.1	Bestimmung von T_I	58
5.3.2	Bestimmung von V_I	59
5.4	Analoge Stromregeleinheit	61
5.5	Simulation der Stromregelung	64
5.6	Messergebnisse	65
6	Zusammenfassung und Resümee	67
A	Schaltpläne	69

Abbildungsverzeichnis

2.1	Kristallstruktur und Polytypen von SiC. [1]	3
2.2	Ausschaltvorgang beim IGBT. [10]	5
2.3	Aufbau eines planaren SiC-DMOSFETs.	6
2.4	Spezifischer $R_{ds,on}$ bei verschiedenen MOSFET Strukturen. [4]	7
2.5	Einfluss der Gate-Source Spannung auf den Leitwiderstand. [4]	8
2.6	Einschaltvorgang im Vergleich mit Si-IGBT und SiC-MOSFET. [4]	9
2.7	Ausschaltvorgang im Vergleich mit Si-IGBT und SiC-MOSFET.[4]	9
3.1	Blockschaltbild der Leistungsplatine.	11
3.2	Leitwiderstand als Funktion des Drain-Source Stroms. [12]	12
3.3	Leitwiderstand als Funktion der Sperrschichttemperatur. [12]	12
3.4	Verlauf der Schaltenergie als Funktion des Drain-Source Stroms. [12]	13
3.5	Veränderung der Schaltenergie mit der Sperrschicht Temperatur. [12]	13
3.6	Niederinduktive Verschaltung des Zwischenkreises.	15
3.7	Aufbau der Leistungsplatine.	15
3.8	Ersatzschaltbild zur Dimensionierung der Filtereinrichtung.	15
3.9	Verlauf der Flussdichte in der Filterinduktivität.	16
3.10	Hystereseverluste durch Ummagnetisierung im Eisenkern.	18
3.11	Strombelastung der Zwischenkreiskondensatoren.	23
3.12	Wärmeleitkette von der Sperrschicht (Junction) zur Umgebung (Ambient).	25
3.13	Verbesserung der Wärmeabfuhr durch Belüftung. [25]	26
3.14	Gatetreiberplatine.	27
3.15	Steckbefestigung der Treiberplatine auf der Leistungsplatine.	27
3.16	Parasitäre Induktivität bei der Gateansteuerung.	28
3.17	Sprungantwort des RCL-Schwingkreises.	29
3.18	Sprungantwort bei reduzierter parasitärer Induktivität.	29
3.19	Blockdiagramm des Si82394. [16]	30
3.20	Beschaltung des Treiberbausteins Si82394CD-IS.	30
3.21	Ausgangssignale des Si82394CD-IS.	32
3.22	$I_{ds}-U_{gs}$ Kennlinie des SiC-MOSFET. [12]	33
4.1	Impulsfolge beim Doppelpulstest und Verlauf von $i_L(t)$.	35
4.2	Messschaltung beim Doppelpulstest.	35
4.3	Schaltverhalten des SiC-MOSFETs bei 8A Belastungsstrom und $U_{zk} = 200V$.	36
4.4	Einschaltverhalten des SiC-MOSFETs bei 16A Belastungsstrom und $U_{zk} = 400V$.	36
4.5	Messschaltung beim Leerlaufstest.	37
4.6	Leerlaufverluste in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung und Frequenz bei einem Tastverhältniss von $\delta = 0.5$.	38
4.7	Ermittlung der Leitverluste des SiC-MOSFETs.	39
4.8	Leitwiderstand in Abhängigkeit des Drain-Source Stroms.	40

4.9	Leitverluste und Kupferverluste in Abhängigkeit des Drain-Source Stroms. . .	41
4.10	Halbbrücke im Tiefsetzstellerbetrieb.	42
4.11	Wirkungsgrad η bei $f = 100kHz$	43
4.12	Verlustleistung P_v als Funktion des Laststroms bei $f = 100kHz$	43
4.13	Wirkungsgrad η bei variabler Frequenz.	45
4.14	Verlustleistung P_v als Funktion der Frequenz.	45
4.15	Wirkungsgrad η bei konstanter Frequenz.	46
4.16	Verlustleistung P_v als Funktion des Laststroms bei unterschiedlichen Kernmaterialien.	47
4.17	Gesamtverluste als Funktion der Frequenz.	49
4.18	Eisenverluste als Funktion der Frequenz für $U_{zk} = 400V$ und $\delta = 23\%$	49
4.19	Schaltverluste als Funktion der Frequenz bei unterschiedlichen Lastströmen.	50
4.20	Gesamte Aufteilung der Verluste bei $I_{R_L} = 7A$	51
4.21	Schaltenergie als Funktion der Frequenz.	51
4.22	Schaltenergie als Funktion des Laststroms und Approximation durch ein Polynom 2. Ordnung.	52
5.1	Analoge Stromregelung des Motorstroms I_m	55
5.2	Vollständiges Regelungskonzept.	55
5.3	Bodediagramm der gesamten Übertragungsfunktion im ungedämpften (blau) und aktiv gedämpften Fall (rot).	57
5.4	Bodediagramm von $L_1(s)$ (blau) und $L_2(s)$ (rot) zur Bestimmung von T_1 und V_1	59
5.5	Bodediagramm des offenen Kreises $L(s)$ (blau) und des geschlossenen Kreises $T_{r,y}(s)$ (rot).	60
5.6	Sprungantwort des geschlossenen Kreises $T_{r,y}(s)$	60
5.7	Ausgangsspannungsverlauf in Abhängigkeit des Messstroms. [23]	61
5.8	Offset bei zu kleiner Referenzspannung.	62
5.9	Analoger PI-Regler mit OPV.	63
5.10	Aufbau des analogen Stromreglers.	64
5.11	Simulation der Stromregelung.	65
5.12	Simulation der Sprungantwort.	65
5.13	Darstellung des Motorstroms bei vorgegebenem Motorsollstrom.	66
5.14	Darstellung der Sprungantwort.	66

Tabellenverzeichnis

2.1	Eigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien. [4]	4
3.1	Charakteristik des SiC-MOSFET C2M0080120D. [12]	11
3.2	Parameter und Eigenschaften des Pulvereisenkerns T184-14. [20]	20
3.3	Berechnungsergebnisse der Spulendimensionierung.	21
3.4	Vergleich Sendust mit T184-14.	21
3.5	Parameter zur Bestimmung der Wärmeableitung.	25
4.1	Eingestellte Messparameter bei der Leerlaufmessung.	37
4.2	Eingestellte Messparameter zur Bestimmung der Leitverluste.	39
4.3	Auflistung der verwendeten Werte des Belastungswiderstands.	41
4.4	Eingestellte Messparameter bei $f = 100kHz$	43
4.5	Messparameter bei variabler Schaltfrequenz.	44
4.6	Eingestellte Messparameter bei konstanter Frequenz und Sendust Pulverkern Spule.	46
4.7	Eingestellte Messparameter zur Ermittlung der Schaltverluste.	48
4.8	Messergebnisse zur Ermittlung der Kupfer- und Leitverluste.	50
5.1	Bauteilparameter der Strecke.	54
5.2	Kenngrößen und Entwurfsvorgaben beim FKL-Verfahren.	58
5.3	Bauteilparameter der Strecke.	63

Kapitel 1

Einleitung

In der Wissenschaft wird stetig daran geforscht die immer höher werdenden Anforderungen an die Leistungselektronik erfüllen zu können. Ziel ist es Verluste zu minimieren und so den Wirkungsgrad zu steigern. Durch Erhöhung der Schaltfrequenz, der Schaltgeschwindigkeit und der Durchbruchspannung der verwendeten Leistungstransistoren kann die Performance gesteigert werden. Bei konventionellen Umrichtern werden als Schaltelemente MOSFETs (Metall-Oxid-Halbleiter Feldeffekttransistor) oder IGBTs (Insulated-Gate Bipolartransistor) aus Silizium (Si) Halbleiter verwendet. Bei Erhöhung der Durchbruchspannung kommt es bei konventionellen Si-MOSFETs zu einem erheblichen Anstieg des Leitwiderstandes. Dies führt zu hohen Leitverlusten und einem Anstieg der Sperrschichttemperatur. Dadurch sinkt der Wirkungsgrad erheblich und die Anforderungen an das Kühlkonzept werden größer. Die Folge sind leistungselektronische Geräte mit erhöhtem Bauvolumen bzw. Energieverbrauch. Die in der Leistungselektronik eingesetzten Si-MOSFETs weisen daher nur Durchbruchspannungen von bis zu etwa 500V auf. IGBTs können bei höheren Durchbruchspannungen eingesetzt werden. Durch Leitfähigkeitsmodulation werden die Leitverluste reduziert. Der Nachteil bei diesem Schaltelement liegt aber in erhöhten Schaltverlusten infolge der erhöhten Ausschaltzeit bzw. ihres „Current Tails“.

Um die steigenden Anforderungen erfüllen zu können werden Schaltelemente aus neuen Technologien benötigt. Wide-Bandgap-Halbleiter wie Siliziumcarbid (SiC) sind derzeit, neben Galliumnitrid (GaN), eines der aufstrebenden Materialien in der Leistungselektronik und werden in der Entwicklung stetig vorangetrieben. MOSFETs aus GaN sind derzeit mit Durchbruchspannungen von bis zu 600V erhältlich. Durch den Einsatz von SiC-MOSFETs ist es möglich bei hohen Durchbruchspannungen geringe Leitverluste zu erzielen. Die Schaltfrequenzen können bis über 100kHz gesteigert werden. Derzeit sind SiC-MOSFETs mit Durchbruchspannungen von 1200V und einem Leitwiderstand von unter 80mΩ kommerziell erhältlich.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung, dem Aufbau und der Charakterisierung eines 3-phasigen Umrichters für Schaltfrequenzen bis 100kHz. Betrieben wird der Umrichter einphasig bei einer Zwischenkreisspannung von 400V und einem Ausgangsstrom von 7A. Somit ergibt sich in diesem Nennpunkt bei einem Tastverhältnis von 50% eine Ausgangsleistung von 1400W. Der Leistungsteil wird mit drei Halbbrücken zweigen aus SiC-MOSFETs realisiert. Ein Vorteil der sich aus der höheren Durchbruchspannung der SiC-MOSFETs ergibt ist es mit höherer Zwischenkreisspannung arbeiten zu können. Dadurch steigt die Ausgangsspannung der Halbbrücke an und der Ausgangsstrom kann bei gleichbleibendem Tastverhältnis und bei gleicher Ausgangsleistung gesenkt werden. Die quadratisch vom Laststrom abhängigen Leitverluste werden dadurch gesenkt. Der entwi-

ckelte Umrichter soll für eine maximale Zwischenkreisspannung von $U_{zk} = 800V$ ausgelegt werden. Die Ansteuerung der SiC-MOSFETs übernimmt eine Gatetreiberschaltung durch Vorgabe eines PWM-Signals.

Direkt am Ausgang der Halbbrücke entsteht eine pulsbreiten-modulierte Rechteckspannung. Da beim SiC-MOSFET von einem sehr schnellem Ein- und Ausschaltverhalten ausgegangen werden kann, ist mit einem sehr hohen du/dt der Brückenausgangsspannung zu rechnen. Die Frequenz dieser rechteckförmigen Spannung entspricht der Schaltfrequenz und liegt im Nennbetrieb bei $f = 100kHz$. Um die Möglichkeit zu erhalten mit dem entwickelten Umrichter eine elektrische Maschine mit sinusförmigem Strom zu betreiben, wird ein verlustarmes passives Filter („Sinusfilter“) vorgesehen. Durch richtige Auswahl des Kernmaterials bzw. der Wicklung können die Eisenverluste der Filterinduktivität signifikant reduziert werden.

Die Performance des entwickelten und aufgebauten Umrichters wird anhand von Messungen überprüft. Um die SiC-MOSFETs zu charakterisieren wird das Schaltverhalten analysiert und die Leitverluste ermittelt. Aus den Schaltverlusten kann die Schaltenergie abgeleitet werden. Mit den ermittelten Verlusten in der Filterinduktivität kann ein Überblick gegeben werden, wie hoch die auftretenden Gesamtverluste im Umrichter sind und wie sie sich verteilen. Des Weiteren wird der Wirkungsgrad des Konverters bestimmt und optimiert.

Ein weiterer Bestandteil der Arbeit ist es eine einphasige Stromregelung zu realisieren. Das entwickelte Regelungskonzept wird anhand der computergestützten Simulationsumgebung *LT Spice IV* verifiziert und anschließend anhand des Testaufbaus unter Verwendung einer ohmsch-induktiven Last getestet.

Kapitel 2

Grundlagen von SiC Halbleitern

Siliziumcarbid (SiC) ist ein nichtoxidischer Keramikwerkstoff und zählt zu den Halbleitermaterialien. Es tritt in einer kubischen und hexagonalen Modifikation auf. Die Kristallstruktur von SiC bilden Tetraeder welche sich über die einzelnen Ecken mit einander verbinden. Die Spitzen sorgen für die Verbindung in die nächste Schicht. Es existieren rund 180 Möglichkeiten diese Tetraeder zu stapeln und somit die Abfolge der einzelnen Schichten zu variieren. Diese Variationsmöglichkeit wird Polytypie genannt.

In Abbildung 2.1 ist die kubische und die hexagonale Elementarzelle einfacher Polytypen und die Darstellung der Tetraederverknüpfung zur nächsten Ebene dargestellt. In der Industrie und Leistungselektronik ist der Polytyp 4H-SiC mit hexagonaler Kristallstruktur von sehr großer Bedeutung. Es können SiC Halbleiter mit p-Dotierung und n-Dotierung hergestellt werden und ermöglichen somit die Anfertigung von verschiedenen Halbleiterstrukturen. [1][4]

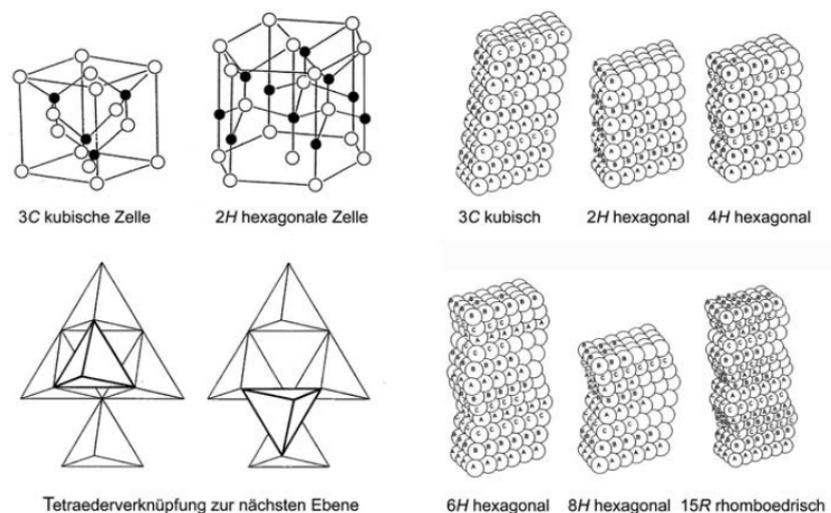


Abbildung 2.1: Kristallstruktur und Polytypen von SiC. [1]

2.1 Vorzüge von SiC

Eigenschaften	4H-SiC	GaN	Si
Kristallstruktur	Hexagonal	Hexagonal	Diamant
Bandgap in eV	3.26	3.5	1.12
Durchbruchfeldstärke in $V/cm \cdot 10^6$	3	3	0.3
thermische Leitfähigkeit in W/cmK	4.9	1.3	1.5
Sättigungsgeschwindigkeit in $cm/s \cdot 10^7$	2.7	2.7	1
Löcherbeweglichkeit in cm^2/Vs	100	200	600
Elektronenbeweglichkeit in cm^2/Vs	900	1250	1400

Tabelle 2.1: Eigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien. [4]

Da Silizium (Si) für leistungselektronische Anwendungen bei hohen Schaltfrequenzen und Durchbruchspannungen an seine wirtschaftlichen und technischen Grenzen gerät, wird in der derzeitigen Forschung vor allem die Entwicklung von SiC und GaN vorangetrieben um Halbleiterschalter zu entwickeln, die den technischen und wirtschaftlichen Ansprüchen der Zukunft genügen.

In der Tabelle 2.1 werden grundlegende Eigenschaften von SiC, Si und GaN gegenübergestellt. Es ist zu erkennen, dass SiC und GaN eine in etwa zehnmal höhere dielektrische Durchbruchfeldstärke besitzen als Si. Dadurch können SiC Bauelemente mit dünneren Driftlayern und höheren Dotierungen im Vergleich zu Si realisiert werden. Die Weite der Driftregion bestimmt bei hohen Spannungen im wesentlichen den Leitwiderstand $R_{ds,on}$ des Bauelementes. Dieser Umstand führt bei SiC-Bauelementen bei gleichzeitig hoher Durchbruchspannung $U_{ds,BR}$ zu einem geringeren spezifischen Leitwiderstand pro Flächeneinheit im Vergleich zu Si. Ein direkter Vergleich mit Si zeigt, dass sich bei gleichbleibender Durchbruchspannung der Leitwiderstand pro Fläche um den Faktor 1/300 reduziert.

Der Bandabstand (Bandgap) der drei verglichenen Halbleitermaterialien ist bei SiC und GaN in etwa dreimal so hoch wie bei Si. Diese Materialien werden Wide-Bandgap-Halbleiter genannt. Ein höherer Bandabstand und eine um den Faktor drei höhere thermische Leitfähigkeit von SiC gegenüber Si führt zusätzlich zu höheren möglichen Betriebstemperaturen. Dadurch verringert sich die Anforderung an das Kühlkonzept, wodurch geringere Baugrößen möglich sind. Je nach Gehäusetyp sind Betriebstemperaturen von 150°C bis 200°C problemlos möglich.

SiC Bauelemente können mit hoher Durchbruchspannung realisiert und bei großer Schaltfrequenz mit zusätzlich sehr geringem Leitwiderstand eingesetzt werden. Diese Eigenschaften verbessern den Wirkungsgrad eines solchen Bauelements wesentlich. Es sind mittlerweile SiC-MOSFETs mit Durchbruchspannungen von bis zu 1700V kommerziell erhältlich. Zurzeit wird an der Entwicklung von SiC-MOSFETs mit einer Durchbruchspannung von bis zu 15kV geforscht. [11][4][5][6]

2.2 SiC-MOSFET

Das Schaltverhalten und die Leiteigenschaften von Schaltventilen beeinflussen im wesentlichen die Performance des gesamten Systems. Zum einen soll die Verlustleistung möglichst gering gehalten werden um einen hohen Wirkungsgrad zu erzielen und zum anderen werden je nach Anwendung hohe Spannungen und Betriebsströme benötigt.

Die Verwendung von konventionellen Si-MOSFETs mit hoher Durchbruchspannung $U_{ds,BR}$ führt zu einem erheblichen Anstieg des Leitwiderstandes. Deshalb werden Si-MOSFETs typischerweise nur für Spannungen bis circa 500V eingesetzt. In Gleichung 2.1 ist der Zusammenhang zwischen dem Leitwiderstand und der Durchbruchspannung bei Si-MOSFETs dargestellt.[4][7]

$$R_{ds,on} \sim (U_{ds,BR})^{2.5} \quad (2.1)$$

Die Verwendung des IGBT erlaubt höhere Durchbruchspannungen. Ein Nachteil ist allerdings die vorhandene Schwellspannung U_{th} in der Durchlassrichtung. Dies bedeutet, dass bei kleinen Betriebsspannungen der Spannungsabfall am IGBT größere Werte annimmt und daher der Si-MOSFET eine bessere Wahl ist. Eine Besonderheit beim IGBT liegt in der Leitfähigkeitsmodulation. Dabei werden im leitenden Zustand Minoritäten in die schwach dotierte N-Schicht injiziert. Dies führt zu einer starken Verringerung des Leitwiderstandes. Dadurch ergeben sich allerdings auch höhere Schaltverluste und geringere Schaltgeschwindigkeiten, da die zuvor injizierte Ladung beim Ausschalten nur durch Rekombination abgebaut werden kann bevor der IGBT sperrt. Der dabei entstehende Strom ist als „Current Tail“ (Schweifstrom) in Abbildung 2.2 ersichtlich. Wegen der schwachen N-Dotierung klingt der „Current Tail“ nur langsam ab und verursacht gemeinsam mit der Kollektor-Emitter Spannung U_{ce} die erhöhten Schaltverluste und die merklich verlängerte Schaltdauer im Vergleich zum Si-MOSFET. [7][10]

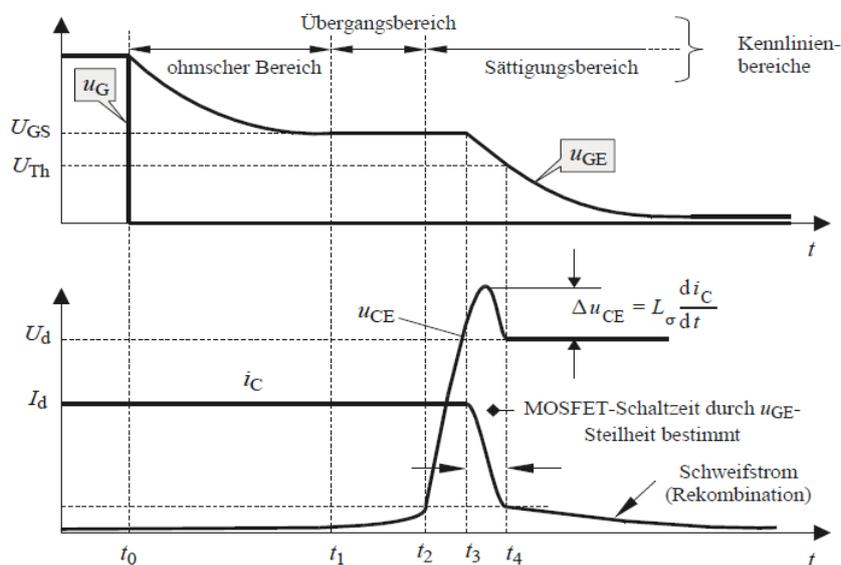


Abbildung 2.2: Ausschaltvorgang beim IGBT. [10]

Super Junction MOSFETs (SJ-MOSFET) bieten eine weitere Möglichkeit Halbleiterschalter zu realisieren. Sie unterscheiden sich vom Aufbau eines konventionellen MOSFET durch zusätzlich eingebrachte p-dotierte Säulen im Epitaxial Layer welche die N-Dotierung kompensiert. Dies führt zu einer Reduzierung des $R_{ds,on}$. Silizium Super Junction MOSFETs sind bis Spannungen von 900V verfügbar. Nachteilig an SJ-MOSFETs ist aber, dass sie sehr schlechte Schalteigenschaften der Inversdiode aufweisen, wodurch sie nicht in Brückenschaltungen eingesetzt werden können.[4][15]

Als Alternative zu den bereits erwähnten Halbleiterventilen zeigt der SiC-MOSFET wesentliche Vorteile. Zum einen sind hohe Schaltfrequenzen und schnelle Schaltzeiten bei hoher Durchbruchspannung möglich. Und zum anderen wird durch den geringen Leitwiderstand ein hoher Wirkungsgrad erreicht. Außerdem zeigt ihre Inversdiode gute Schalteigenschaften, wodurch SiC-MOSFETs besonders für Brückenschaltungen interessant sind. In den folgenden Abschnitten wird der Aufbau und die Eigenschaften dieses Bauelementes näher erläutert.

2.2.1 Aufbau des SiC-MOSFETs

Zur Fertigung eines MOSFETs wird die in der Halbleiterindustrie etablierte Planartechnik verwendet, dabei wird in unterschiedlichen Prozessschritten der Halbleiter in einzelne ebene (planare) Schichten aufgebaut. Es entsteht die planare DMOSFET (double-diffused-MOSFET) Struktur, welche im weiteren Verlauf der Arbeit nur als MOSFET bezeichnet wird. [13][14]

Der allgemeine vereinfachte Aufbau eines DMOSFETs ist in Abbildung 2.3 illustriert. Diese Einheitszelle ist Teil eines Zellenarrays aus dem das gesamte Halbleiterbauteil besteht. Als Substrat wird ein stark dotierter N^+ Halbleiter verwendet. Die darüber liegende Schicht bildet eine N^- Drift Region, bestehend aus dem gleichen Halbleitermaterial wie das Substrat (Epitaxial Layer). Der Kanal wird über die Gate-Source Spannung U_{gs} gesteuert und bildet sich lateral in der P-Base zwischen der Drift-Region und der N^+ Source-Region aus. Das Gate besteht aus Polysilizium und ist durch das Gateoxid vom Halbleiter isoliert. Für den SiC-MOSFET wird als Substrat ein stark dotierter N^+ 4H-SiC verwendet. Die Epitaxial Schicht besteht aus einem N^- 4H-SiC. [13][14]

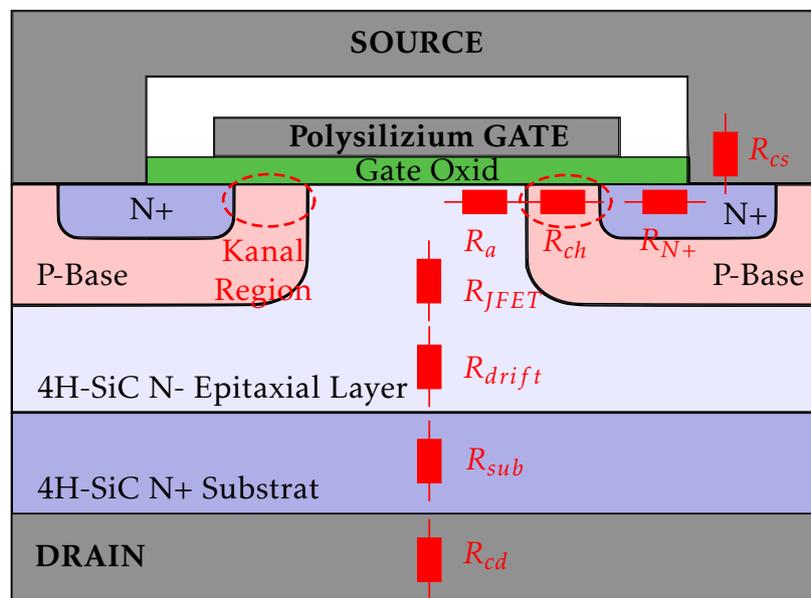


Abbildung 2.3: Aufbau eines planaren SiC-DMOSFETs.

2.2.2 Leitwiderstand des SiC-MOSFETs

Die Verteilung der internen Widerstände im MOSFET ist in Abbildung 2.3 für die rechte Seite des MOSFETs dargestellt und gilt in gleicher Weise auch für die linke Seite. Der ge-

samte Widerstand im eingeschalteten Zustand $R_{ds,on}$ bildet sich zwischen der Source- und der Drainelektrode als Summe aller auftretenden Widerstände nach

$$R_{ds,on} = R_{cs} + R_{N^+} + R_{ch} + R_a + R_{JFET} + R_{drift} + R_{sub} + R_{cd}. \quad (2.2)$$

Die Übergangswiderstände von der Anschlussleitung zur Drainelektrode bzw. Sourcelektrode (R_{cs} und R_{cd}) und der Sourcewiderstand R_{N^+} sind sehr gering im Vergleich zum Gesamtwiderstand und werden daher vernachlässigt. In weiterer Folge gilt demnach

$$R_{cs} \sim R_{cd} \sim R_{N^+} \sim 0. \quad (2.3)$$

Der Drain-Source Strom I_{ds} fließt durch den Inversionskanal und wird durch den Kanalwiderstand R_{ch} begrenzt. Beim Übergang von der P-Base zur Drift-Region entsteht unter dem Gateoxid ein Akkumulations Layer und es bildet sich der Akkumulationswiderstand R_a . In weiterer Folge bildet sich der JFET Widerstand R_{JFET} , der Driftlayerwiderstand R_{drift} und der Substratwiderstand R_{sub} aus. [13][14]

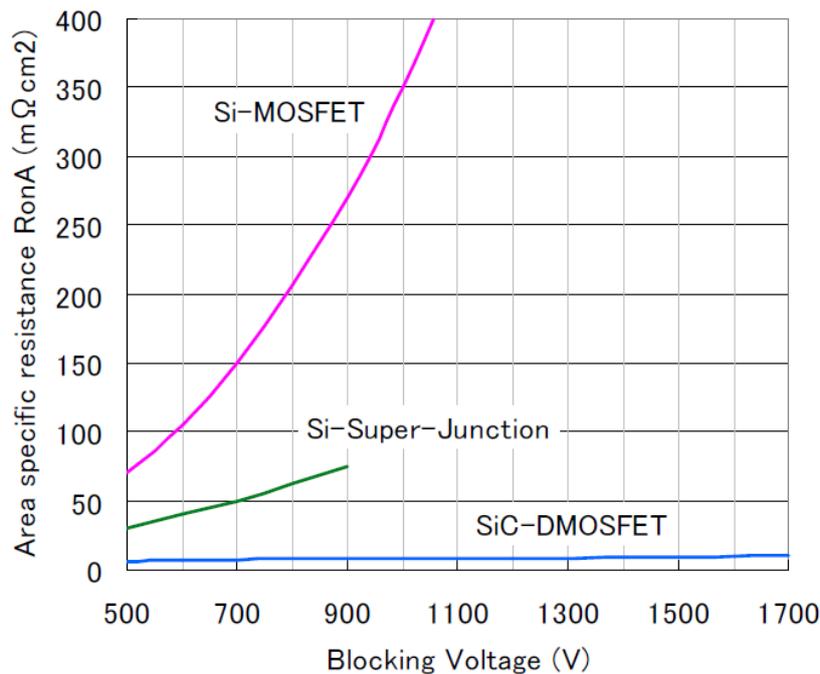


Abbildung 2.4: Spezifischer $R_{ds,on}$ bei verschiedenen MOSFET Strukturen. [4]

Bei MOSFETs mit geringer Durchbruchspannung erweist sich der Kanalwiderstand R_{ch} als der dominante Anteil des gesamten $R_{ds,on}$. Die Erhöhung der Durchbruchspannung erfordert eine Reduktion der Dotierung im Epitaxial Layer und deren Dicke nimmt zu. Dies führt zu einem Anstieg des Driftlayerwiderstand R_{drift} , welcher nun den größten Anteil des gesamten Widerstands ausmacht. Durch Verwendung von 4H-SiC als Halbleiter im Substrat und im Epitaxial Layer zeigen sich nun die Vorteile gegenüber Si. Wie bereits erwähnt führt die höhere Durchbruchfeldstärke bei SiC zu einem dünneren Drift Layer mit einer höheren möglichen Dotierung bei gleicher Durchbruchspannung. Da der Strom einen geringeren Weg durch die Drift Region beschreiten muss, sinkt auch der Widerstand R_{drift} , welcher

bei hoher Durchbruchspannung dominant ist. In der Abbildung 2.4 wird die Abhängigkeit des spezifischen Leitwiderstands von der Durchbruchspannung (in der Grafik als Blocking Voltage bezeichnet) dargestellt. Als Vergleich dienen drei unterschiedliche MOSFET Typen. Es zeigen sich die eindeutigen Vorteile von SiC. Um den gleichen Leitwiderstand zu erhalten ist bei einer Durchbruchspannung von 900V bei einem SiC-MOSFET eine 35-mal kleinere Chipfläche notwendig als bei einem Si-MOSFET, bzw. eine zehnmal kleinere Fläche im Vergleich zum Si-SJ-MOSFET. Die so möglichen kleineren Baugrößen führen zu einer Reduktion der Gateladung Q_g und der Kapazitäten. Dieser Umstand wirkt sich vorteilhaft auf das Schaltverhalten aus. [4][13]

Um den MOSFET zu schalten ist eine Gate-Source Spannung U_{gs} notwendig. Wie in Tabelle 2.1 angeführt, ist die Ladungsträgerbeweglichkeit bei SiC geringer als bei den anderen verglichenen Halbleitern. Dies führt zu einem höheren Kanalwiderstand. Um diesen Effekt zu reduzieren muss U_{gs} erhöht werden. Ab einem Spannungswert von $U_{gs} = 20V$ beginnt sich eine zunehmende Sättigung einzustellen. Typische Gate-Source Spannungen von 10V bis 15V, mit denen Si-MOSFETs oder IGBTs geschaltet werden, führen bei SiC-MOSFETs zu einem sehr hohen Leitwiderstand und zu hohen Verlusten im Bauelement bis hin zur thermischen Instabilität. Abbildung 2.5 zeigt den starken Anstieg des Leitwiderstands bei niedriger Gate-Source Spannung. [4]

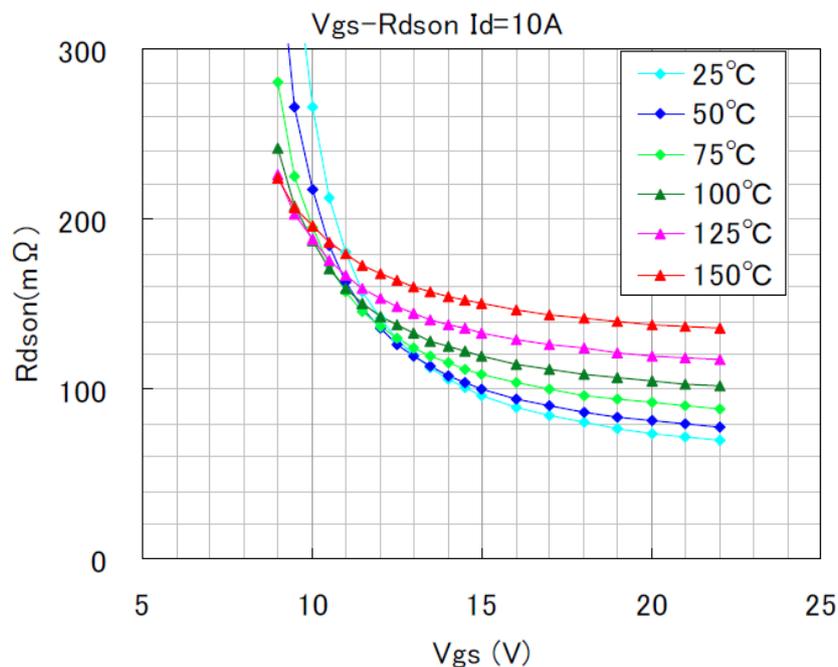


Abbildung 2.5: Einfluss der Gate-Source Spannung auf den Leitwiderstand. [4]

2.2.3 Reverse Recovery der Inversdiode

Ein weiterer Vorteil des SiC-MOSFETs mit Durchbruchspannungen von über 600V besteht in der reduzierten Chipfläche verglichen mit einem Si-MOSFET. Dies ermöglicht ein kompaktes Gehäuse. Eine geringere Sperrverzugsladung verbessert das Reverse Recovery Verhalten der Inversdiode und bewirkt reduzierte Schaltverluste. [4]

2.2.4 Schaltverhalten des SiC-MOSFET

In Abbildung 2.6 wird das Einschaltverhalten eines Si-IGBT mit einer Si Fast Recovery Diode (FRD) und eines SiC-MOSFET mit einer SiC Schottky Barrier Diode (SBD) verglichen. Die Einschalt- und Ausschaltenergie werden in den Abbildungen mit E_{on} und E_{off} bezeichnet. Beim Einschalten des Si-IGBT beginnt der Kollektorstrom I_c zu steigen, sobald die Gate-Emitter Spannung die Schwellspannung erreicht hat. Die Kollektor-Emitter-Spannung U_{ce} hat zu diesem Zeitpunkt annähernd den maximalen Wert. Der Kollektorstrom I_c erreicht die maximale Stromspitze. Es kommt zu einer erhöhten Einschaltenergie E_{on} . In der Abbildung ist dieser Effekt durch einen strichlierten Kreis dargestellt. Das Einschaltverhalten des SiC-MOSFETs zeigt einen viel geringeren Recovery Strom, wodurch sich die Schaltverluste stark verringern und ein höherer Wirkungsgrad erreicht werden kann. Bei steigender Temperatur vergrößert sich der Recovery Strom des Si-IGBT zusätzlich. Der SiC-MOSFET hingegen zeigt eine viel geringere Temperaturabhängigkeit. [4]

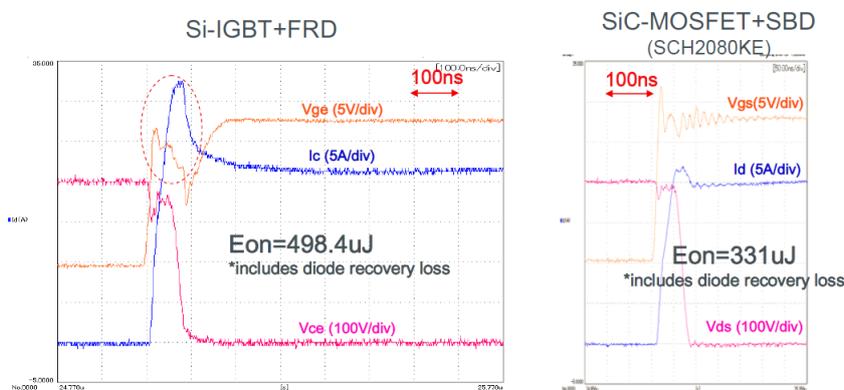


Abbildung 2.6: Einschaltvorgang im Vergleich mit Si-IGBT und SiC-MOSFET. [4]

Die Abbildung 2.7 zeigt das Ausschaltverhalten der beiden Vergleichsventile. Hier wird mit einem strichlierten Kreis der Schweifstrom des Si-IGBT markiert. Durch den lang andauernden Stromabbau steigen die Ausschaltverluste stark an. Ein Vergleich zeigt acht mal höhere Ausschaltenergien beim Si-IGBT als beim SiC-MOSFET. Durch die hohe Ausschaltenergie beim IGBT in Folge des Schweifstroms steigen die Ausschaltverluste bei höherer Schaltfrequenz stark an und somit auch die Sperrschichttemperatur T_j des Chips. Dadurch sind IGBTs nur bis Schaltfrequenzen von typisch 20kHz einsetzbar. Für SiC-MOSFETs sind Schaltfrequenzen von 50kHz und höher möglich. [4]

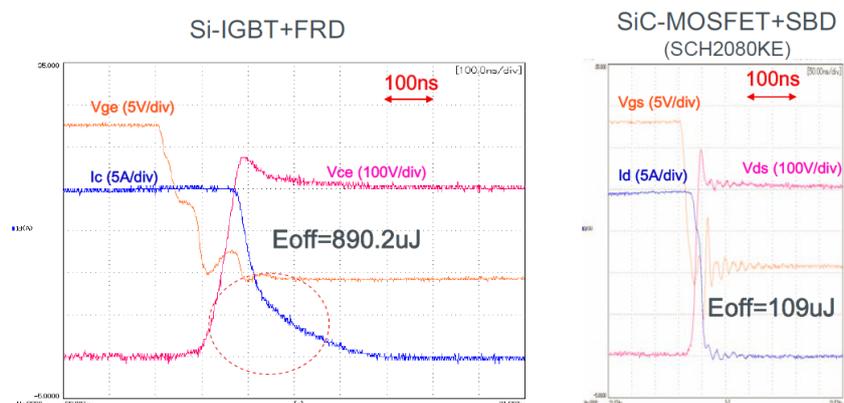


Abbildung 2.7: Ausschaltvorgang im Vergleich mit Si-IGBT und SiC-MOSFET.[4]

Kapitel 3

Entwurf des 3-phasigen Umrichters

Im vorherigen Kapitel wurden die theoretischen Grundlagen von SiC-Halbleitern erörtert. Dabei hat sich gezeigt, dass SiC-MOSFETs beeindruckende Vorteile gegenüber Si-MOSFETs oder IGBTs zeigen. Die Schaltfrequenzen können drastisch erhöht und dadurch die Baugröße der Filterinduktivität am Ausgang merklich reduziert werden. Deutlich reduzierte Schaltverluste und ein kleinerer Leitwiderstand bei hoher Durchbruchspannung führen zu geringerer Verlustleistung und demnach zu einer reduzierten Anforderung an das Kühlsystem. In der Entwicklung wird bereits an SiC-MOSFETs mit Durchbruchspannungen von bis zu 15kV [11] gearbeitet.

In diesem Kapitel wird die Entwicklung und der Aufbau des 3-phasigen Umrichters (Konverters) auf SiC Basis vorgestellt. Mit den Kennbuchstaben R, S und T werden die einzelnen Phasen des Konverters bezeichnet. Unterteilen lässt sich der Aufbau in eine Leistungseinheit und in eine Steuereinheit für die Gateansteuerung der SiC-MOSFETs.

Die Leistungseinheit besteht aus der Leistungsplatine, der Filtereinheit und der Kühleinheit. Die Leistungsplatine wird durch drei Halbbrückenarme realisiert. Jeder einzelne Brückenarm besteht aus zwei SiC-MOSFETs die in weiterer Folge mit Highside (HS) MOSFET und Lowside (LS) MOSFET bezeichnet werden. Die Ausgangsströme I_R , I_S und I_T werden durch die Filterinduktivitäten L_R , L_S und L_T geglättet. Abbildung 3.1 zeigt das Ersatzschaltbild der Leistungsplatine. Die Phasen S und T werden nur schematisch dargestellt und besitzen den gleichen Aufbau wie die Phase R. Die Kühlung der Leistungsplatine erfolgt über einen extrudierten Kühlkörper welcher über eine elektrisch isolierende Wärmeleitfolie direkten thermischen Kontakt mit den SiC-MOSFETs hat. Zur Verbesserung der Wärmeableitung wird ein externer Axiallüfter verwendet.

Die Ansteuerung erfolgt durch einen Gatetreiber, wobei jede einzelne Phase unabhängig voneinander gesteuert werden kann. Mittels Pulsweitenmodulation (PWM) wird das Steuersignal durch einen PWM-Generator vorgegeben. In Kapitel 5 wird der Konverter durch eine Stromregleinheit erweitert.

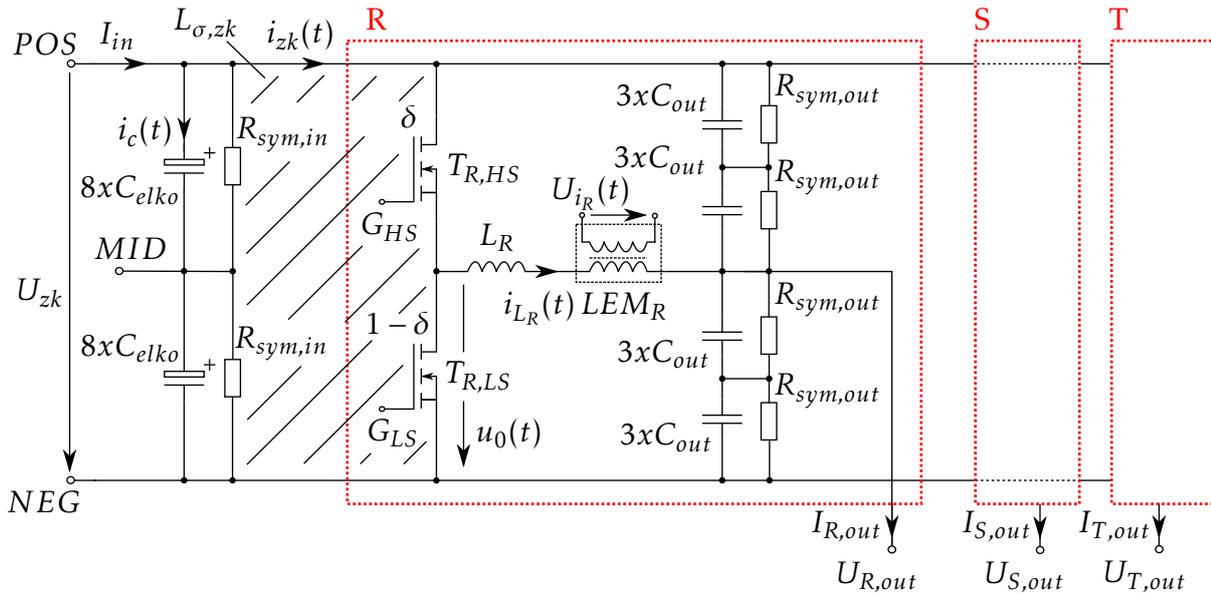


Abbildung 3.1: Blockschaltbild der Leistungsplatine.

3.1 Charakteristik des SiC-MOSFETs C2M0080120D

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
$U_{ds,BR}$	Drain-Source Durchbruchspannung	1200	V
U_{gs}	empfohlene Gate-Source Spannung	-5/ + 20	V
$U_{gs,max}$	maximale Gate-Source Spannung	-10/ + 25	V
I_{ds}	kontinuierlicher Drain-Source Strom @ 25°C	36	A
U_{th}	Gate-Source Schwellspannung	2.6	V
g	Transkonduktanz	8.1	S
$R_{ds,on}$	Drain-Source Leitwiderstand	80	mΩ
U_{sd}	Reverse-Dioden Flussspannung	3.3	V
E_{on}	Einschaltenergie	265	μJ
E_{off}	Ausschaltenergie	135	μJ
P_{tot}	maximal mögliche Verluste im MOSFET	192	W
T_j	Sperrschicht Temperaturbereich	-55 +150	°C
$R_{th,JC}$	Thermischer Widerstand von der Sperrschicht zum Gehäuse	0.6	K/W
$R_{th,JA}$	Thermischer Widerstand von der Sperrschicht zur Umgebung	40	K/W

Tabelle 3.1: Charakteristik des SiC-MOSFET C2M0080120D. [12]

Der Konverter wird mit SiC-MOSFETs der 2. Generation in einem TO-247-3 Package von der Firma CREE Inc. aufgebaut. Die Kenndaten und Eigenschaften dieses Halbleiterbauteils vom Typ C2M0080120D können aus dem Datenblatt [12] entnommen werden. Die wichtigsten charakteristischen Eigenschaften sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Der Leitwiderstand $R_{ds,on} = 80\text{m}\Omega$ aus der Tabelle 3.1 beschreibt den typischen Wert bei $U_{gs} = 20\text{V}$ und bei einem Drain-Source Strom von $I_{ds} = 20\text{A}$. Eine Abweichung von diesem Wert zeigt sich bei Veränderung des Drain-Source Stroms oder der Sperrschichttemperatur. Abbildung 3.2 und 3.3 stellen die Verläufe des Leitwiderstands dar. Ebenfalls zu erkennen ist in Abbildung 3.3 der erhöhte Leitwiderstand bei niedriger U_{gs} . Daraus resultieren große

Leitverluste und somit ein geringer Wirkungsgrad. Dieser Effekt wurde in Kapitel 2.2.2 bereits erläutert.

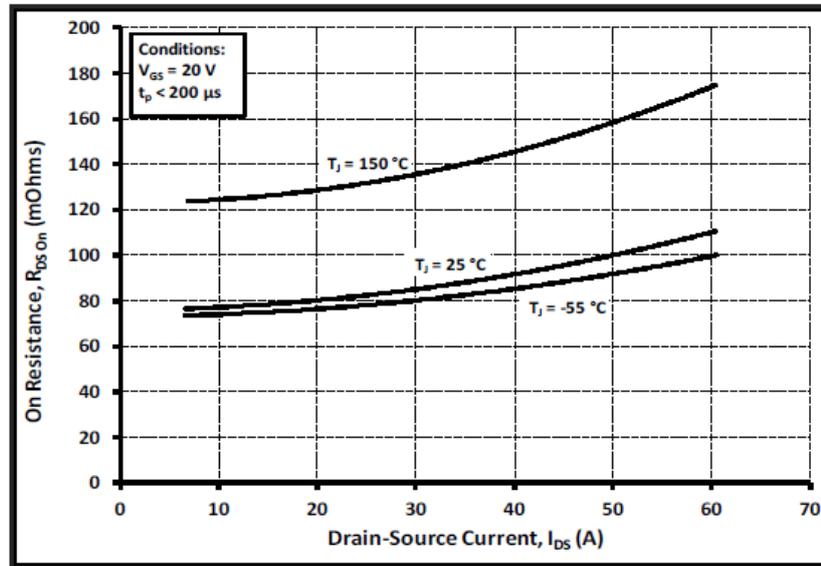


Abbildung 3.2: Leitwiderstand als Funktion des Drain-Source Stroms. [12]

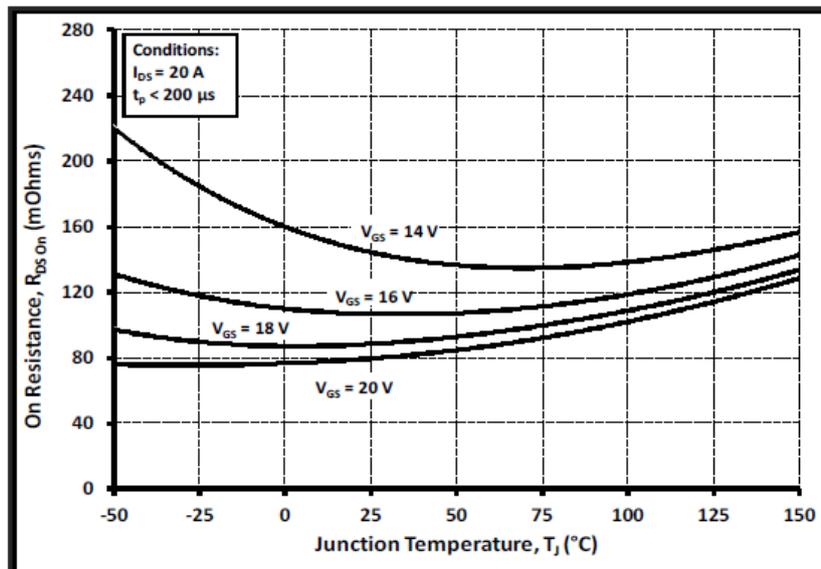


Abbildung 3.3: Leitwiderstand als Funktion der Sperrschichttemperatur. [12]

Der nicht lineare Verlauf der Schaltenergie des verwendeten SiC-MOSFETs ist als Funktion des Drain-Source Stroms aus Abbildung 3.4 bei einer Zwischenkreisspannung von 800V ersichtlich.

In Kapitel 2.2.4 ist die geringe Abhängigkeit der Schaltverluste von der Temperatur bereits erwähnt worden. Das aus dem Datenblatt entnommene Diagramm (Abbildung 3.5) untermauert die niedrige Temperaturabhängigkeit für den verwendeten SiC-MOSFET vom Typ C2M0080120D. Es zeigt den Verlauf der Sperrschichttemperatur in einem Betriebsbereich von -50°C bis 150°C . Interessant ist, dass die Schaltverluste für steigende Sperrschichttemperatur nicht ansteigen, sondern sogar geringfügig abnehmen.

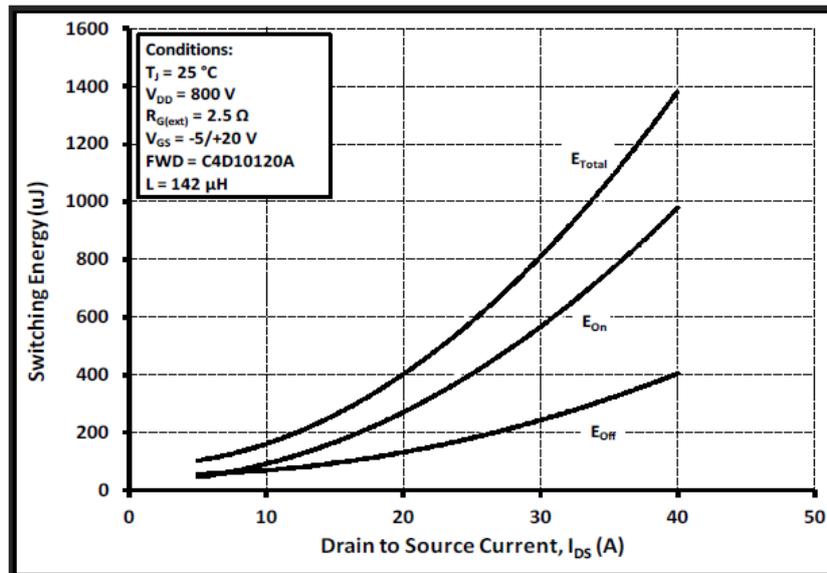


Abbildung 3.4: Verlauf der Schaltenergie als Funktion des Drain-Source Stroms. [12]

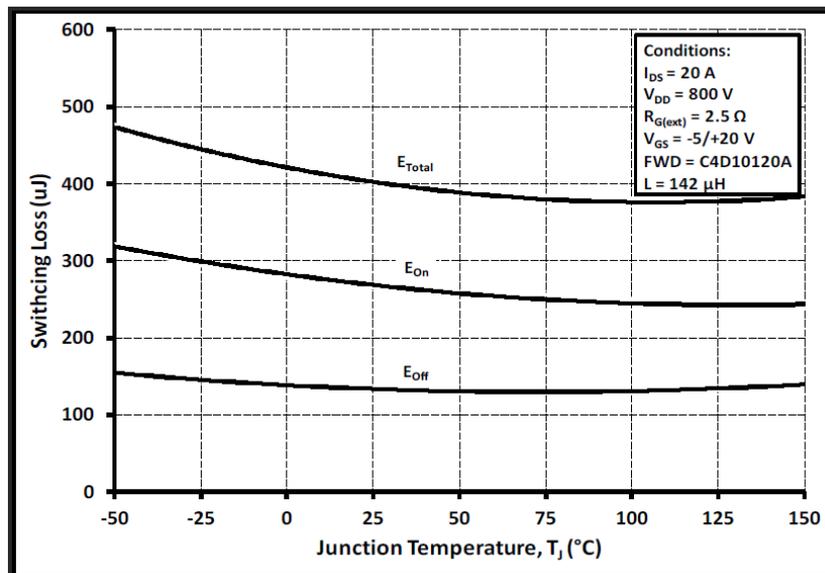


Abbildung 3.5: Veränderung der Schaltenergie mit der Sperrschicht Temperatur. [12]

3.2 Leistungsplatine

Aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 3.1 ist zu erkennen, dass die Ankopplung der Zwischenkreisspannung U_{zk} an die SiC-MOSFETs über die Anschlusspins POS und NEG erfolgt. Dadurch wird erreicht, dass die Spannung $u_0(t)$ am Ausgang der MOSFETs, je nach Polarität des Steuersignals des Gatetreibers, Werte von $0V$ oder U_{zk} annimmt und dementsprechend ein rechteckförmiger Spannungsverlauf entsteht. Die Ausgangsspannungen der einzelnen Brückenarme $U_{R,S,T,out}$ werden durch die Ausgangskondensatoren C_{out} auf den Spannungsmittelwert von $u_0(t)$ gehalten und ergeben sich in Abhängigkeit des Tastverhältnisses δ näherungsweise nach

$$U_{R,S,T,out} = U_{0,AVG} = \delta \cdot U_{zk}. \quad (3.1)$$

In dieser Konfiguration bzw. Definition kann die Ausgangsspannung des Konverters nur positive Werte annehmen. Je nach Anwendung ist es aber auch notwendig eine negative Ausgangsspannung zur Verfügung zu stellen. Dies kann durch den zusätzlichen Anschlusspin *MID* erzielt werden indem die Zwischenkreisspannung U_{zk} vom Anschlusspin *NEG* und *POS* zum Mittelspannungsanschluss *MID* geführt wird. Dabei liegt *MID* auf dem Massenpotential. Die Spannung $u_0(t)$, bezogen auf das Massenpotential, pendelt nun rechteckförmig zwischen $\pm U_{zk}/2$. Bei einem Tastverhältnis $0 < \delta < 0.5$ liegt der Spannungsmittelwert unter $0V$ und dementsprechend ist die Ausgangsspannung negativ. Bei den Messungen und der Charakterisierung des Konverters in den nachfolgenden Kapiteln erfolgt der Anschluss des Zwischenkreises nach Abbildung 3.1. Es sind somit nur positive Ausgangsspannungen möglich. Der Strom durch die Induktivitäten wird durch die Stromwandler $LEM_{R,S,T}$ gemessen.

Das Layout für die Leistungsplatine wurde mit dem Programm *Sprint-Layout 6.0* erstellt. Beim Entwurf ist darauf geachtet worden, dass die parasitäre Zwischenkreisinduktivität $L_{\sigma,zk}$ möglichst klein gehalten wird. Die im Ersatzschaltbild (Abbildung 3.1) schraffierte Fläche entspricht dieser Zwischenkreisinduktivität. Durch konstruktive Maßnahmen, die in Abbildung 3.6 illustriert sind, kann ein minimales $L_{\sigma,zk}$ erreicht werden. Durch die großflächige Anordnung der negativen Potentialfläche (Kupferschicht) an der Oberseite der Platine und die positive Potentialfläche an der Unterseite werden die zwei Flächen möglichst nahe aneinander geführt (Bandleitung) und sind durch die Dicke der Platine ($d = 1.5mm$) voneinander isoliert. Die Gleichung

$$L_{\sigma,zk} = \mu \cdot \frac{d \cdot l}{b} \quad (3.2)$$

gibt allgemein die Induktivität einer Bandleitungsanordnung an.

Abbildung 3.7 zeigt den fertigen Aufbau der Leistungsplatine. Die Ringkernspulen zur Stromglättung sind in dieser Abbildung nicht angeschlossen und nur schematisch dargestellt.

3.2.1 Dimensionierung des Ausgangsfilters

Für die Dimensionierung des Ausgangsfilters wird das Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.8 herangezogen. Gezeigt ist eine Halbbrücke des Konverters mit der Filterinduktivität L und der Ausgangsfilterkapazität C . Die in diesem Abschnitt bestimmten Filterbauelemente werden bei jedem der drei Halbbrücken des Konverters eingesetzt.

Die SiC-MOSFETs der Halbbrücke werden bei Schaltfrequenzen f von bis zu $100kHz$ betrieben. Dadurch entsteht direkt am Ausgang der Halbbrücke eine rechteckförmige Spannung $u_0(t)$ mit einer Frequenz von $100kHz$. Beim direkten Anlegen einer idealen ohmschen Last würde der Ausgangsstrom I_{out} dieser Spannung folgen. Um den gewünschten Gleichstrom und die benötigte Gleichspannung am Ausgang der Halbbrücke zu erhalten, wird die Filterinduktivität L und der Filterkondensator C benötigt. Dabei dient L zur Stromglättung. Da eine ideale Stromglättung eine gegen unendlich gehende Induktivität voraussetzt, ist bei einer realen Induktivität der Spulenstrom $i_L(t)$ mit einem Stromrippel versehen. Der Filterkondensator soll diesen Rippelstrom aufnehmen und so für einen idealerweise rippelfreien

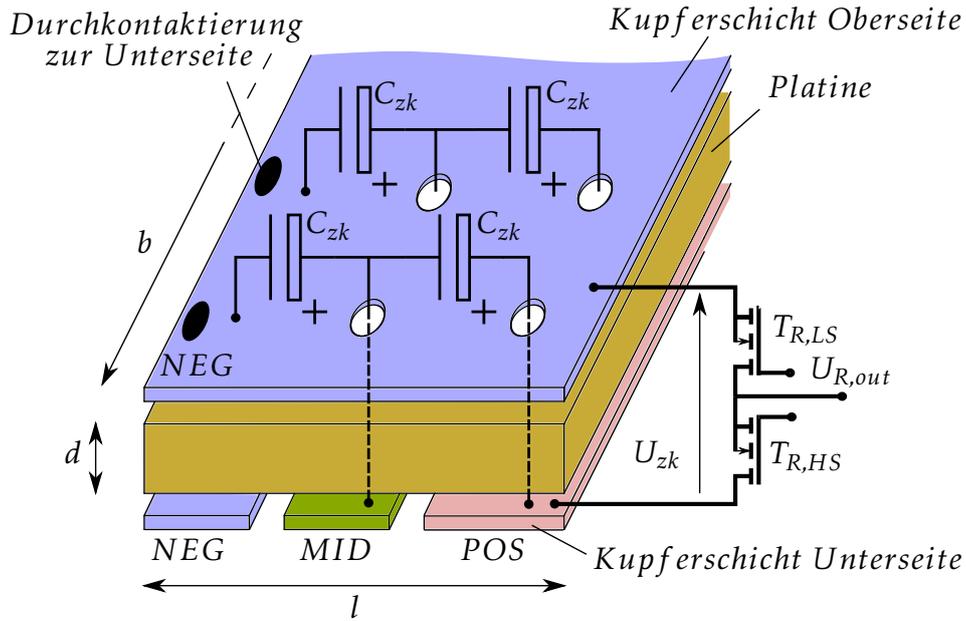


Abbildung 3.6: Niederinduktive Verschaltung des Zwischenkreises.

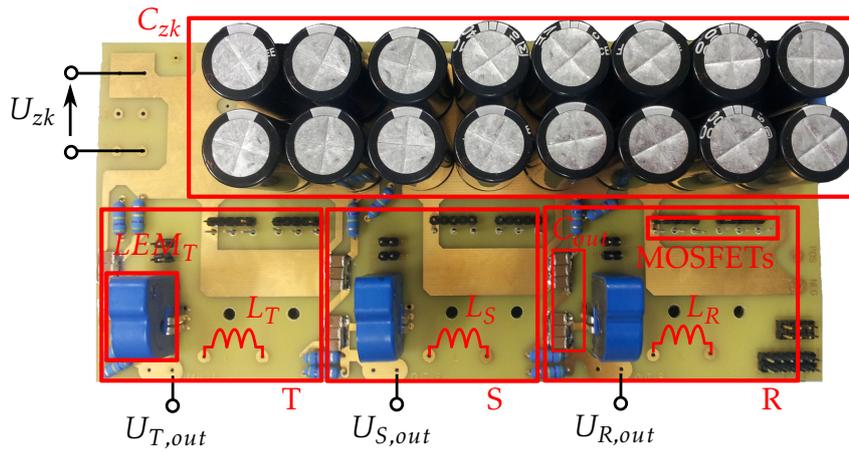


Abbildung 3.7: Aufbau der Leistungsplatine.

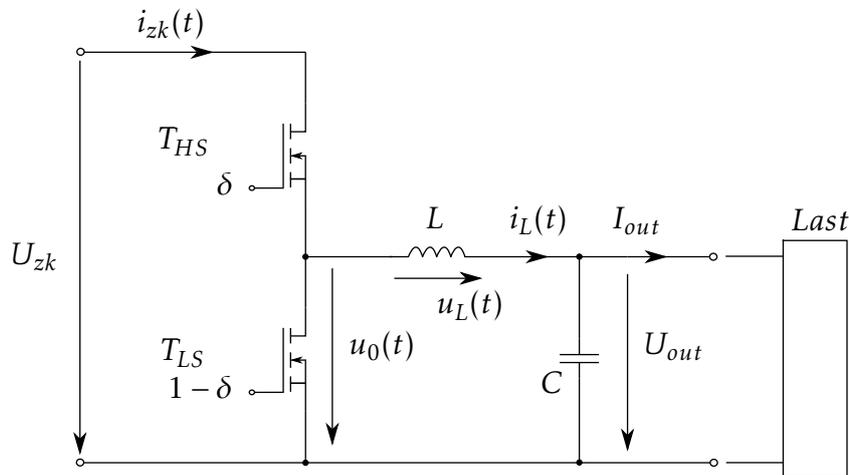


Abbildung 3.8: Ersatzschaltbild zur Dimensionierung der Filtereinrichtung.

Laststrom I_{out} sorgen.

Die an der Spule anliegende Spannung u_L wird aus dem Ersatzschaltbild durch folgende Maschengleichung bestimmt:

$$u_L(t) = u_0(t) - U_{out}. \quad (3.3)$$

Der Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte $B(t)$ und der magnetischen Feldstärke $H(t)$ wird über die Materialgleichung

$$B(t) = \mu_0 \mu_r \cdot H(t) = \mu \cdot H(t) \quad (3.4)$$

hergestellt. Das Kernmaterial aus dem die Ringspule aufgebaut ist, bestimmt die relative Permeabilität μ_r . Unter der Vereinfachung, dass der magnetische Fluss $\Phi(t)$ senkrecht durch ein nicht gekrümmtes, orientiertes Flächenstück tritt und es sich um ein homogenes Feld handelt, errechnet sich der magnetische Fluss aus dem Produkt der Fläche A und der Flussdichte $B(t)$:

$$\Phi(t) = B(t) \cdot A. \quad (3.5)$$

Durch die zeitliche Änderung des magnetischen Verkettungsflusses $\Phi_v(t)$ im Kern der Spule entsteht an den nicht kurzgeschlossenen Spulenwicklungen eine elektrische Spannung $u_L(t)$. Dieser Sachverhalt lässt sich durch das Induktionsgesetz nach

$$u_L(t) = \frac{d\Phi_v(t)}{dt} = N \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} = N \cdot A \cdot \frac{dB(t)}{dt} \Rightarrow B(t) = \frac{1}{N \cdot A} \int_0^T u_L(t) dt \quad (3.6)$$

mathematisch anschreiben. Der Verkettungsfluss $\Phi_v(t)$ beschreibt den gesamten Fluss in der Wicklung und ist das Produkt aus der Anzahl der Windungen N und dem Fluss $\Phi(t)$, welcher durch eine Windung erzeugt wird. Der Durchflutungssatz ergibt sich unter Anwendung der Materialgleichung 3.4 für einen konstanten Gleichstromanteil $I_{L,avg} = I_{out}$ in der Spule zu

$$N \cdot I_{L,avg} = H \cdot l_{Fe} = \frac{B_{avg} \cdot l_{Fe}}{\mu}. \quad (3.7)$$

Für die Dimensionierung der Filterinduktivität ist vor allem die zu erwartende maximale Flussdichte B_{max} im Spulenkern ausschlaggebend. In Abbildung 3.9 ist der stationäre Verlauf der Flussdichte $B(t)$ im Tiefsetzer dargestellt. Aus dem Datenblatt des verwendeten Kernmaterials kann der Wert der Sättigungsflussdichte B_{sat} entnommen werden.

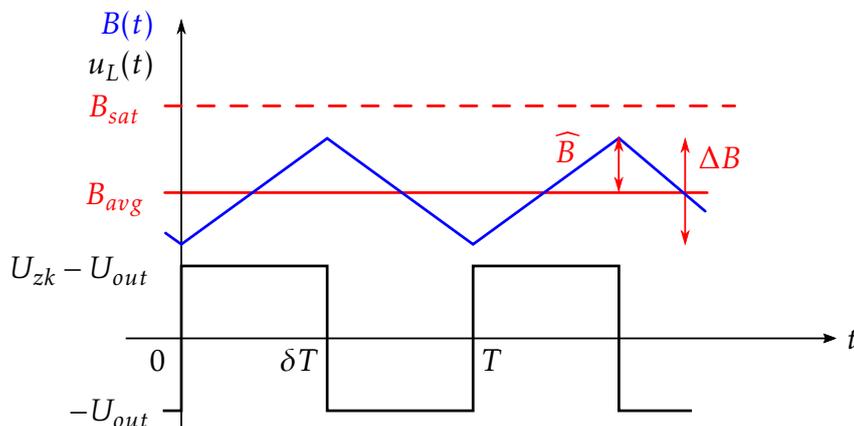


Abbildung 3.9: Verlauf der Flussdichte in der Filterinduktivität.

Aus dem Induktionsgesetz 3.6 wird die Flussdichte $B(t)$ bestimmt. Wie aus Abbildung 3.9 erkennbar ist die an der Spule angelegte Spannung $u_L(t)$ im Zeitbereich $T = 0$ bis $t = \delta T$ konstant und es ergibt sich der Rippel der magnetischen Flussdichte ΔB nach

$$\Delta B = \frac{1}{N \cdot A} \cdot \underbrace{(U_{zk} - U_{out})}_{U_L} \cdot \delta T = \frac{U_L \cdot \delta T}{N \cdot A}. \quad (3.8)$$

Der maximale Wert von ΔB wird bei einem Tastverhältnis von $\delta = 0.5$ erreicht, da in diesem Fall die Spannungszeitfläche $\int_0^{\delta T} u_L(t) dt$ maximal wird und somit auch das daraus abgeleitete Produkt $U_L \cdot \delta T$. Aus dem Durchflutungssatz 3.7 lässt sich der Gleichanteil der magnetischen Flussdichte

$$B_{avg} = \frac{N \cdot I_{L,avg}}{l_{Fe}} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \quad (3.9)$$

berechnen. Der maximale auftretende Wert der Flussdichte B_{max} darf den Sättigungswert B_{sat} nicht überschreiten. Unter Berücksichtigung eines kurzzeitigen Überstroms in Höhe des dreifachen Nennstroms ($7A$) wird für die Auslegung der Filterspule folgende Bedingung geltend:

$$B_{sat} > B_{max} = \frac{\Delta B}{2} + 3 \cdot B_{avg} = \widehat{B} + 3 \cdot B_{avg}. \quad (3.10)$$

Als Filterinduktivität wird eine Ringkernspule mit einem Eisenpulverkern (Material Nummer -14) von Micrometals verwendet. Dieses Kernmaterial zeichnet sich durch eine niedrige Permeabilitätszahl von $\mu_r = 14$ und geringen Eisenkernverlusten aus. Die Induktivität einer Ringkernspule lässt sich näherungsweise nach

$$L = N^2 \cdot \frac{\mu \cdot A}{l_{Fe}} \quad (3.11)$$

errechnen. Die Länge l_m beschreibt die mittlere magnetische Länge im Eisenkern. Der Stromrippel in ΔI_L wird durch die Induktivität L bestimmt und kann unter einer linearen Approximation des Rippels aus

$$U_L = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \sim L \cdot \frac{\Delta I_L}{\delta T} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{U_L \cdot \delta T}{L} \quad (3.12)$$

bestimmt werden.

Um einen hohen Wirkungsgrad des Tiefsetzers und in weiterer Folge des gesamten Konverters zu erreichen, müssen die Verluste in der Spule gering gehalten werden. Verantwortlich für die Verluste sind zum einen die Eisenverluste P_{Fe} , welche sich aus den Hystereseverlusten und den Wirbelstromverlusten zusammensetzen und zum anderen die Kupferverluste P_{Cu} in der Wicklung der Spule.[8][20]

Die Abbildung 3.10 zeigt die Hysterese eines magnetisierbaren Materials anhand einer B-H Kurve. Der lineare Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte $B(t)$ und der magnetischen Feldstärke $H(t)$ ist durch die Materialgleichung gegeben und stellt eine Approximation dar, welche nur bei hinreichend großem Abstand zur Sättigung Gültigkeit hat. Unter realen Verhältnissen wird die Hysterese während einer Periodendauer T einmal durchlaufen. In der Abbildung ist der Verlauf der realen und idealen magnetischen Flussdichte $B(t)$ in der Ringkernspule schematisch auf die Hysterese übertragen worden.

Die eingeschlossene Fläche des realen Verlaufs in der B-H Kurve entspricht der benötigten Energie um die weiss'schen Bezirke im Kernmaterial während einer Periodendauer $T = 1/f$ vollständig zurück in die Ausgangslage zu drehen und so eine vollständige Ummagnetisierung zu erhalten. Diese Energie wird in Wärme umgewandelt und entspricht dem näherungsweise linear zu f abhängigen Hystereseverlusten im Eisenkern.[2]

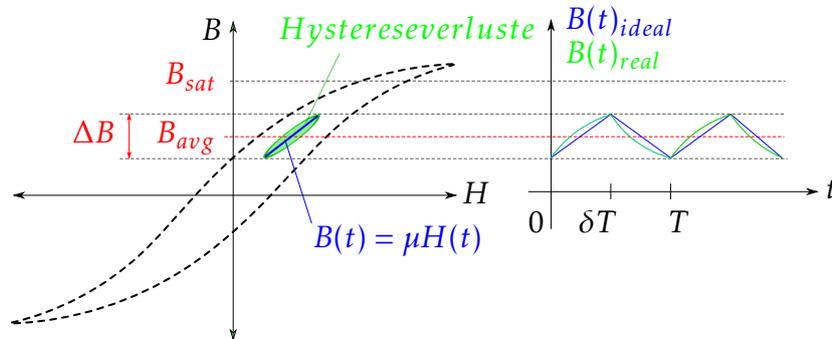


Abbildung 3.10: Hystereseverluste durch Ummagnetisierung im Eisenkern.

Wirbelstromverluste entstehen durch den sich zeitlich ändernden Fluss Φ im Eisenkern der Spule und steigen näherungsweise quadratisch mit der Frequenz. Durch das Induktionsgesetz werden Wirbelströme in den elektrisch leitfähigen Eisenkern injiziert, welche dort geschlossene Leiterschleifen bilden. Diese stromdurchflossenen Leiterschleifen erzeugen Wärme und bilden somit die Wirbelstromverluste im Eisenkern. Um diesen Effekt zu reduzieren muss die Ausbreitung der Wirbelströme im Eisen reduziert werden. Dies geschieht beispielsweise durch Isolationsflächen im Eisenkern, wie es beim klassischen Transformator durch Aufbau des Eisenkerns mit gegeneinander isolierten dünnen Dynamoblechen geschieht. Eisenpulverkerne werden durch pressen einer Pulvermischung aus beispielsweise Carbonyleisenpulver oder Molypermalloypulver und einem nichtmagnetischen und nichtleitenden Material hergestellt. Dabei entsteht die notwendige Isolierung zwischen den leitfähigen Partikeln. Eine Reduktion der Kernverluste und eine Verringerung der relativen Permeabilität ist die Folge. Es sind unterschiedliche Zusammensetzungen der Pulverkernmaterialien kommerziell erhältlich, wie zum Beispiel Sendust, AmoFlux, MPP, oder das verwendete Kernmaterial -14 von der Firma Micrometals.[8]

Eine Abschätzung der Eisenverluste ist durch

$$\frac{P_{core}}{P_{ref}} = \left(\frac{f}{f_{ref}}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{\widehat{B}}{\widehat{B}_{ref}}\right)^\beta. \quad (3.13)$$

möglich. Diese Gleichung ist als Steinmetzgleichung bekannt, wobei die Materialparameter α und β näherungsweise aus dem Datenblatt bestimmt werden können. Die Eisenverluste P_{core} entsprechen dem Zeitmittelwert der Verluste bezogen auf das Einheitsvolumen.[3] Für die Bestimmung von α und β wird in einem ersten Schritt ein Referenzpunkt mit der Frequenz f_{ref} und der Flussdichte \widehat{B}_{ref} festgelegt und aus dem Datenblatt die Verluste P_{ref} ermittelt. Durch Variation der Größen \widehat{B} und f um den Referenzpunkt, werden anschließend die zugehörigen Eisenverluste aus dem Datenblatt entnommen. Mit Hilfe der erhaltenen Wertepaare $(P_{core}, f, \widehat{B})$ und Gleichung 3.13 können nun die unbekannt Parameter α und β für den betrachteten Bereich näherungsweise ermittelt werden.

Wie aus Gleichung 3.8 ersichtlich, hat eine Frequenzänderung $f = 1/T$ einen indirekt pro-

portionalen Einfluss auf den Wechselanteil der magnetischen Flussdichte ΔB . Unter der Annahme, dass $\alpha < \beta$ ist führt eine Erhöhung der Schaltfrequenz zu einer Reduzierung des Wechselanteils der Flussdichte und in Folge dessen zu einer Abnahme der Eisenverluste. Zur Bestimmung der gesamten Kupferverluste P_{Cu} der Spule werden die Gleichstromverluste $P_{Cu,DC}$ und die Verluste aufgrund des Wechselstromanteils $P_{Cu,AC}$ getrennt betrachtet. Aufgrund des Skin-Effekts sorgen die hochfrequenten Stromanteile für eine Verringerung der Stromdichte im Inneren und eine Steigerung der Stromdichte am Rand des Leiters. Unter vereinfachter Darstellung der physikalischen Verhältnisse fließt der Strom nur am äußeren Rand des Leiters und reduziert somit den effektiv nutzbaren Kupferleitungsquerschnitt $A_{w,eff}$. Es kommt zu einer Erhöhung des Leitungswiderstands $R_{Cu,skin}$ und der Leitungsverluste $P_{Cu,AC}$. Die Eindringtiefe des Stroms in den Leiter wird durch δ_{skin} angegeben und kann für Kupfer wie folgt berechnet werden:

$$\delta_{skin} = \sqrt{\frac{1}{\gamma_{Cu} \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_0}} \quad (3.14)$$

mit $\gamma_{Cu} = 5.76 \cdot 10^7 A/(Vm)$ als spezifische Leitfähigkeit von Kupfer. Der reduzierte effektive Querschnitt ergibt sich aus:

$$A_{w,eff} = A_w - \frac{(d_w - 2 \cdot \delta_{skin})^2 \cdot \pi}{4}. \quad (3.15)$$

Aus den jeweiligen Kupferquerschnitten $A_{w,eff}$ und A_w werden mit

$$R_{Cu,skin} = \frac{l_{w,ges}}{\gamma_{Cu} \cdot A_{w,eff}}, \quad (3.16)$$

und mit

$$R_{Cu} = \frac{l_{w,ges}}{\gamma_{Cu} \cdot A_w} \quad (3.17)$$

die Leitwiderstände $R_{Cu,skin}$ und R_{Cu} berechnet. Zur Berechnung der Kupferverluste P_{Cu} wird der Gleichstromanteil durch die Spule $I_{L,avg}$ und der Effektivwert des dreieckförmigen Wechselstroms $I_{L,AC,rms}$ mit einer Stromspitze von $\Delta I_L/2$ benötigt:

$$I_{L,AC,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{L,AC}(t)^2 dt} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}. \quad (3.18)$$

Daraus ergeben sich die Gesamtkupferverluste P_{Cu} aus der Summe der Wechsel- und Gleichverluste in der Spule zu:

$$P_{Cu} = P_{Cu,DC} + P_{Cu,AC} = I_{L,avg}^2 \cdot R_{Cu} + I_{L,AC,rms}^2 \cdot R_{Cu,skin}. \quad (3.19)$$

Anmerkung: Die hier gegebene Betrachtung ausschließlich des Skin-Effektes vernachlässigt den Proximity-Effekt was durch die beabsichtigte Ausführung der Spule mit einer einlagigen Wicklung zulässig ist.

Micrometals Ringkernspule: Für die Filterinduktivität wird der einlagig bewickelte Eisenpulverkern T184-14 verwendet. Durch den doppelt gestapelten Kern wird die Querschnittsfläche erhöht. Die festgelegten Parameter für die Berechnung sowie die aus dem Datenblatt [20] entnommenen Eigenschaften und die Abmessungen des Eisenpulverkerns sind in der Tabelle 3.2 zusammengefasst.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
$I_{out} = I_{L,avg}$	Ausgangsstrom	7	A
δ	Tastverhältnis	0.5	
U_{zk}	Zwischenkreisspannung	400	V
U_L	Spannung an der Spule	± 200	V
$f = 1/T$	Schaltfrequenz	100	kHz
γ_{Cu}	spezifische Leitfähigkeit von Kupfer bei 23°C	$5.76 \cdot 10^7$	$A/(Vm)$
μ_0	magnetische Feldkonstante	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	N/A^2
μ_r	relative Permeabilität vom T184-14 Eisenpulverkern	14	
B_{sat}	Sättigungsflussdichte	1.5	T
O_D	Außendurchmesser des Kerns	46.7	mm
I_D	Innendurchmesser des Kerns	24.1	mm
H_t	Höhe des Kerns	$2 \cdot 18$	mm
V	Volumen des Kerns	$2 \cdot 21$	cm^3
l_{Fe}	mittlere magnetische Kernlänge	0.112	m
A	Kernquerschnittfläche	$2 \cdot 1.88 \cdot 10^{-4}$	m^2
A_w	Querschnitt des Wicklungsdraht	0.8	mm^2
d_w	Durchmesser des Wicklungsdraht	1	mm
$l_{w,N}$	geschätzte Länge des Wicklungsdrahtes pro Windung	0.097	m
N	gewählte Windungszahl der Wicklung	59	
$l_{w,ges}$	Länge des gesamten Wicklungsdrahtes $N \cdot l_{w,N}$	5.8	m

Tabelle 3.2: Parameter und Eigenschaften des Pulvereisenkerns T184-14. [20]

Die Berechnungen erfolgen nach den in Tabelle 3.2 angegebenen Werten und den zuvor erläuterten Gleichungen. Die Ergebnisse sind unter Angabe der verwendeten Gleichungen in der Tabelle 3.3 zusammengefasst. Es gilt zu beachten, dass sich der errechnete Kupferwiderstand auf eine Temperatur von 23°C bezieht. Erhöht sich die Temperatur in der Spule, steigt der Kupferwiderstand und demnach auch die Kupferverluste. Die Eisenverluste P_{Fe} konnten für den Eisenpulverkern von Micrometals mit einer modifizierten Steinmetzgleichung aus dem Datenblatt des Herstellers [20] oder mit der von Micrometals zur Verfügung gestellten *Micrometals Inductor Designe Software* [21] ermittelt werden. Es ist aus der modifizierten Steinmetzgleichung im Datenblatt [20] erkennbar, dass die Eisenverluste bei gleichbleibender Spannung und Erhöhung der Frequenz f für den T184-14 sinken.

Einen Vergleich der maximalen Flussdichte $B_{max} = 217.5mT$ mit der Sättigungsflussdichte des Kerns $B_{sat} \approx 1.5T$ zeigt, dass die Sättigung trotz dreifach angenommenen Überstroms nicht erreicht wurde und die Bedingung 3.10 erfüllt ist.

Ringkernspule aus Sendust: In Kapitel 4 wird die Performance des Umrichters anhand von Messungen bestimmt. Im Zuge dessen soll auch der Wirkungsgrad ermittelt werden. Als Filterinduktivität wird die oben vorgestellte Ringkernspule mit zwei aufeinander gestapelten T184-14 Eisenpulverkernen von Micrometals verwendet. Mit dem Ziel den Wirkungsgrad steigern zu können, wird als Alternative eine Filterinduktivität aus dem Kernmaterial Sendust verwendet. Die Wirkungsgradmessungen werden mit beiden Ringkernspulen durchgeführt und miteinander verglichen.

Wird eine Ringkernspule mit Sendustkern und eine mit Eisenpulverkern unter glei-

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
ΔB	Rippel der magnetischen Flussdichte B (Gl. 3.8)	45	mT
B_{avg}	Gleichanteil der magnetischen Flussdichte (Gl. 3.9)	65	mT
B_{max}	Maximal auftretende magnetische Flussdichte (Gl. 3.10)	217.5	mT
L	Induktivität der Ringkernspule (Gl. 3.11)	200	μH
ΔI_L	Stromrippel des Spulenstroms (Gl. 3.12)	5	A
$R_{Cu,skin}$	AC-Leitwiderstand bei $23^\circ C$ und $f = 100kHz$ (Gl. 3.14 - 3.16)	187	$m\Omega$
R_{Cu}	Kupfergleichstromwiderstand bei $23^\circ C$ (Gl. 3.17)	123	$m\Omega$
$I_{L,AC,rms}$	Effektivwert des Stromwechselanteils durch die Spule (Gl. 3.18)	1.44	A
$P_{Cu,DC}$	Kupferverluste durch Gleichstromanteil (Gl. 3.19)	6.03	W
$P_{Cu,AC}$	Kupferverluste durch Wechselstromanteil (Gl. 3.19)	0.39	W
P_{Cu}	gesamte Kupferverluste (Gl. 3.19)	6.42	W
P_{Fe}	Eisenverluste aus [21]	2.6	W

Tabelle 3.3: Berechnungsergebnisse der Spulendimensionierung.

chen Bedingungen verglichen, zeigt sich, dass die Eisenverluste P_{Fe} im Sendustkern deutlich niedriger sind, allerdings geringere Sättigungsstromwerte aufweisen. Sendustkerne sind ab einem μ_r von 26 erhältlich.[22]

Die verwendete Induktivität mit Sendustkern besitzt ein ähnliches Volumen wie der 2-fach gestapelte Eisenpulverkern von Micrometals. Im Gegensatz dazu wird der Kern nicht gestapelt verwendet wodurch sich die Querschnittsfläche A verringert. Die Induktivität L der beiden Spulen ergeben annähernd die gleichen Werte. In Tabelle 3.4 werden die beiden verwendeten Filterinduktivitäten gegenübergestellt.

Symbol	T184-14	Sendust
μ_r	14	60
N	59	39
A	$2 \cdot 1.88 \cdot 10^{-4} m^2$	$2.29 \cdot 10^{-4} m^2$
L	$200 \mu H$	$200 \mu H$
$N \cdot A$	$222 \cdot 10^{-4} m^2$	$179 \cdot 10^{-4} m^2$

Tabelle 3.4: Vergleich Sendust mit T184-14.

Durch der höhere relative Permeabilität μ_r bei Sendust kann bei gleicher Induktivität L die Anzahl der Windungen $N = 39$ reduziert werden (vergleiche dazu Gl. 3.11). Dadurch kann der Querschnitt des Wicklungsdrahtes A_w erhöht werden. Da der Sendustkern die halbe Querschnittsfläche zum T184-18 besitzt, reduziert sich des Weiteren auch die Länge des Wicklungsdrahtes l_w . Die Folge ist ein geringerer Kupferwiderstand (Gleichung 3.14 bis Gleichung 3.17) und demnach auch eine Reduktion der Kupferverluste (Gleichung 3.19).

Ein Blick auf Gleichung 3.8 zeigt allerdings, dass das Produkt $N \cdot A$ beim Sendustkern kleiner ist als beim Eisenpulverkern. Dadurch steigt der zu erwartende Rippel der magnetischen Flussdichte ΔB und die Eisenverluste erhöhen sich. Aufgrund der größeren relativen Permeabilität μ_r ist ebenfalls mit einer Steigerung von B_{avg} zu rechnen (Gleichung 3.9). Somit ergibt sich bei annähernd gleichen Bedingungen eine höhere maximale Flussdichte B_{max} im Sendustkern.

Dimensionierung der Ausgangskondensatoren: Der Ausgangsfilterkondensator C soll den Stromrippel, der durch die Filterinduktivität entsteht, aufnehmen können und so einen möglichen rippelfreien Ausgangsstrom I_{out} gewährleisten. Die Frequenz des Stromrippels entspricht der Schaltfrequenz f und liegt im Bereich von $60kHz$ bis $120kHz$. Diese hochfrequenten Anteile im Strom sollen durch den Ausgangsfilter blockiert werden. Mit der Induktivität L und dem Ausgangsfilterkondensator C ergibt sich die LC-Filtergrenzfrequenz $f_{g,LC}$ zu:

$$f_{g,LC} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}. \quad (3.20)$$

Der Filterkondensator setzt sich aus insgesamt zwölf Kondensatoren pro Halbbrücke zusammen. Die Aufteilung von C_{out} ist im Ersatzschaltbild 3.1 erkennbar. Verwendet wurden Kondensatoren der Firma KEMET mit einer Kapazität von jeweils $C_{out} = 330nF$ und einer Nenngleichspannung von $500V$ (Datenblatt [19]). Durch die jeweils zwei seriell angeordneten Kondensatoren wird die maximal mögliche Ausgangsspannung U_{out} auf $1kV$ gesteigert. Der Ripplestrom teilt sich auf die parallel liegenden Kondensatoren auf. Zur gleichmäßigen Aufteilung der Spannungen an den Kondensatoren werden die Symmetriewiderstände $R_{sym,out} = 470k\Omega$ verwendet. Die maximalen Verluste an den Symmetriewiderständen pro Halbbrücke errechnen sich aus:

$$P_{v,R_{sym,out}} = 4 \cdot \frac{(500V)^2}{470 \cdot 10^3} = 2.13W. \quad (3.21)$$

Die gesamte wirksame Filterkapazität C ergibt sich nach

$$C = 2 \cdot \frac{330nF \cdot 3}{2} = 990nF \quad (3.22)$$

zu $990nF$.

Mit dem Wert der Induktivität $L = 200\mu F$ und der gesamten Kapazität $C = 990nF$ kann die Filtergrenzfrequenz nach Gleichung 3.20 zu $f_{g,LC} = 11.3kHz$ berechnet werden. Diese liegt deutlich unter der Schaltfrequenz des Konverters und sorgt für die notwendige Ausgangsstromfilterung.

3.2.2 Dimensionierung des Zwischenkreises

Um eine Rückkopplung von Wechselstromanteilen durch den Zwischenkreisstrom $i_{zk}(t)$ zum Eingang des Konverters zu verhindern werden die Zwischenkreiskondensatoren C_{elko} benötigt. Die Elektrolytkondensatoren des Zwischenkreises liefern die benötigten Wechselstromanteile für den Zwischenkreisstrom $i_{zk}(t)$ durch den Kondensatorstrom $i_c(t)$. In der Dimensionierung ist darauf zu achten, dass der durch das Schaltverhalten der MOSFETs entstehende Ripplestrom den im Datenblatt der Elektrolytkondensatoren angegebenen Maximalwert nicht überschreitet. Für den Aufbau wurden Elektrolytkondensatoren der Firma Panasonic [18] mit $400V$ Nennspannung und einer Kapazität von $C_{elko} = 100\mu F$ verwendet.

Strombelastbarkeit der Zwischenkreiskondensatoren: Zur Berechnung des Effektivwerts des erwartenden Kondensatorstroms $I_{c,rms}$ wird die Abbildung 3.11 herangezogen. Die Symmetriewiderstände $R_{sym,in}$ werden bei der Berechnung wegen dem geringen Strom durch die Widerstände vernachlässigt.

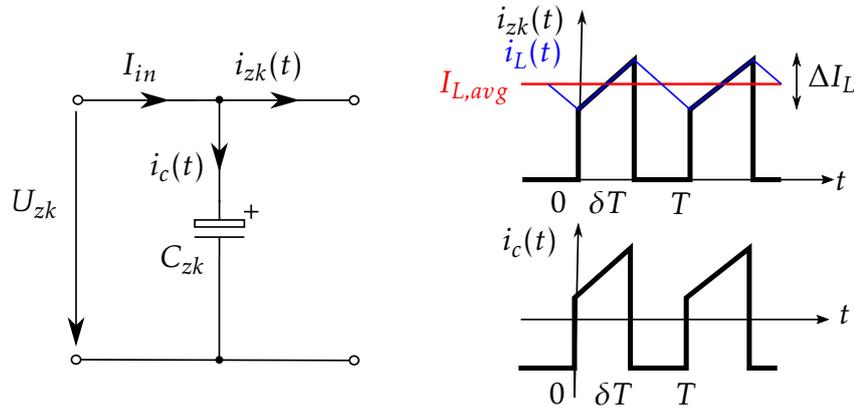


Abbildung 3.11: Strombelastung der Zwischenkreiskondensatoren.

Der in der Abbildung 3.11 dargestellte Stromripplung ΔI_L lässt sich nach Gleichung 3.12 bestimmen.

Allgemein kann der Mittelwert I_{avg} und der Effektivwert I_{rms} eines mit der Periodendauer T verlaufenden Stroms nach

$$I_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (3.23)$$

und nach

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (3.24)$$

berechnen werden. Da im stationären Fall der Strom am Eingang des Konverters I_{in} näherungsweise als reiner Gleichstrom angenommen werden kann und der Kondensatorstrom $i_c(t)$ unter Vernachlässigung der Leckstromverluste nur eine Wechselkomponente besitzt, wird folgende Annahme getroffen:

$$I_{in} = I_{in,rms} = I_{in,avg} = I_{zk,avg}. \quad (3.25)$$

Der Kondensatorstrom $i_c(t)$ entspricht der Differenz des Eingangsstroms I_{in} und des Zwischenkreisstroms $i_{zk}(t)$. Unter Verwendung von Gleichung 3.24 und Gleichung 3.25 ergibt sich der Effektivwert des Kondensatorstroms $I_{c,rms}$ zu:

$$\begin{aligned} I_{c,rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_c(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{in} - i_{zk}(t))^2 dt} = \\ &= \sqrt{\underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in}^2 dt}_{I_{in,rms}^2} - \underbrace{2 \cdot I_{in} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_{zk}(t) dt}_{2 \cdot I_{in} I_{zk,avg}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T i_{zk}(t)^2 dt}_{I_{zk,rms}^2}} = \sqrt{I_{zk,rms}^2 - I_{in}^2} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Der Effektivwert des Zwischenkreisstroms $I_{zk,rms}$ errechnet sich nach:

$$I_{zk,rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{zk}(t)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\Delta I_L}{\delta T} \cdot t + I_{L,avg} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 dt. \quad (3.27)$$

und ergibt nach lösen des Integrals:

$$I_{zk,rms}^2 = \left(I_{L,avg}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot \delta. \quad (3.28)$$

Durch einsetzen der Gleichung 3.28 in Gleichung 3.26 kann die Berechnungsformel für $I_{c,rms}$ angegeben werden:

$$I_{c,rms} = \sqrt{\left(I_{L,avg}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right) \cdot \delta - I_{in}^2}. \quad (3.29)$$

Um die Strombelastbarkeit für einen Elektrolytkondensator gering zu halten, werden für den gesamten Dreiphasen-Umrichter jeweils acht Stück parallel geschaltet. Die geforderte maximale Zwischenkreisspannung von 800V wird durch die serielle Anordnung von jeweils zwei Elektrolytkondensatoren erreicht. Daraus ergeben sich insgesamt 16 Stück Zwischenkreiskondensatoren für den Konverter. Die Gesamtkapazität des Zwischenkreises lässt sich demnach aus

$$C_{zk} = 8 \cdot \frac{C_{elko} \cdot C_{elko}}{C_{elko} + C_{elko}} = 8 \cdot \frac{100\mu F \cdot 100\mu F}{100\mu F + 100\mu F} = 400\mu F \quad (3.30)$$

errechnen. Durch die Parallelschaltung von insgesamt 8 Zwischenkreiskondensatoren teilt sich der unter Gleichung 3.29 berechenbare Effektivwert des gesamten Zwischenkreiskondensatorstroms auf diese 8 Zweige auf. Laut dem Datenblatt ist ein effektiver Ripplestrom von maximal $2.06A_{rms}$ bei einer Frequenz von 100kHz für diesen Elektrolytkondensator erlaubt. Durch Verwenden der angegebenen Parameter aus Tabelle 3.2 und Tabelle 3.3 und mit dem durch die Näherung $I_{in} = \delta I_{out}$ bestimmten Eingangsstrom wird nach Gleichung 3.29 der Effektivwert des Kondensatorstrom zu $I_{c,rms} = 3.65A$ bestimmt. Somit wird jeder Kondensator mit einem Achtel von $I_{c,rms}$ belastet und es gilt:

$$2.06A > \frac{I_{c,rms}}{8} = \frac{3.65A}{8} = 0.456A. \quad (3.31)$$

Anmerkung: Gleichung 3.29 beschreibt die Zwischenkreisbelastung aus einem Brückenweig.

Symmetrierung der Eingangsspannung: Für eine symmetrische Spannungsaufteilung an den Kondensatoren sorgen zwei 100kΩ Widerstände. Die Dimensionierung wurde anhand der Näherung

$$R_{sym,in} \sim \frac{50M\Omega \cdot \mu F}{C_{parallel}} = \frac{50M\Omega \cdot \mu F}{8 \cdot C_{elko}} = 62.5k\Omega \Rightarrow 100k\Omega \quad (3.32)$$

vorgenommen [8]. Daraus ergibt sich durch die Symmetriewiderstände bei einer maximalen Zwischenkreisspannung von $U_{zk} = 800V$ eine gesamte Verlustleistung von insgesamt $P_{R_{zk}} = 3.2W$:

$$P_{R_{zk}} = 2 \cdot P_{R_{sym,in}} = 2 \cdot \frac{(U_{zk}/2)^2}{R_{sym,in}} = 2 \cdot \frac{400^2}{100 \cdot 10^3} = 3.2W. \quad (3.33)$$

3.3 Kühlkonzept

Für einen ordnungsgemäßen Betrieb des Konverters ist es erforderlich, dass die Sperrschichttemperatur der MOSFETs den maximalen Wert von $T_{j,max} = 150^\circ C$ (Tabelle 3.1) nicht überschreitet. Um die in Wärme umgesetzte Verlustleistung $P_{v,ges}$ der 6 SiC-MOSFETs besser abführen zu können, werden diese direkt auf einen Kühlkörper aufgeschraubt. Die Verlustleistung setzt sich aus den Schaltverlusten P_s und den Leitverlusten P_{leit} aller MOSFETs zusammen. Eine Wärmeleitfolie zwischen den MOSFETs und dem Kühlkörper soll einen besseren thermischen Kontakt sowie eine elektrische Isolation gewährleisten. Abbildung 3.12

zeigt die Wärmeleitkette von der Sperrschicht (J) über das Gehäuse (C) zum Kühlkörper (H) und schlussendlich zur Umgebung (A).

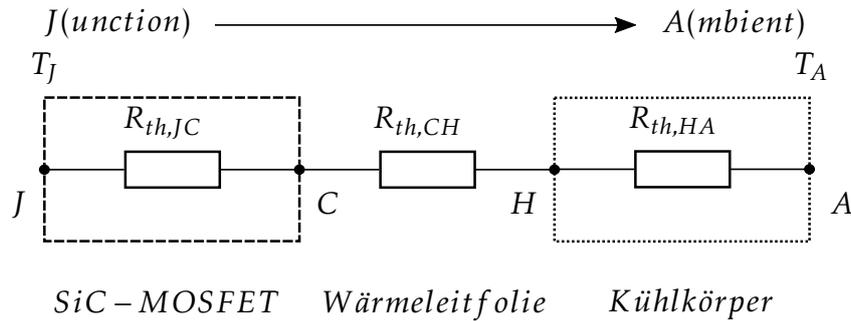


Abbildung 3.12: Wärmeleitkette von der Sperrschicht (Junction) zur Umgebung (Ambient).

Die Berechnung des gesamten Wärmeleitwiderstandes R_{th} [24] erfolgt nach

$$R_{th} = R_{th,JC} + R_{th,CH} + R_{th,HA} = \frac{T_J - T_A}{P_{v,ges}}. \quad (3.34)$$

Daraus ergibt sich die Sperrschichttemperatur

$$T_J = P_{v,T,ges} \cdot (R_{th,JC} + R_{th,CH} + R_{th,HA}) + T_A. \quad (3.35)$$

Für die genaue Berechnung werden die in der Tabelle 3.5 aufgelisteten Parameter benötigt. Es wird ein Kühlkörper vom Typ SK42/150 der Firma Fischer Elektronik verwendet. Der Wärmewiderstand $R_{th,HA}$ ist aus dem Datenblatt [25] ersichtlich. Für die Wärmeleitfolie wurde ein Wärmeleitwiderstand $R_{th,CH}$ von $1K/W$ angenommen.

Die Verluste des MOSFETs werden im Kapitel 4 messtechnisch für den 1-phasigen Betrieb bestimmt. Aus den Messungen haben sich bei einem Ausgangsstrom von $I_{out} = 7A$ die Leitverluste von $P_{leit} = 4.4W$ (Tabelle 4.8) ergeben. Die maximalen Schaltverluste liegen bei dem selben Strom und bei einer Frequenz von $160kHz$ bei $P_s = 17.4W$ (Abbildung 4.19). Die gesamten Verluste aller SiC-MOSFETs im 3-phasigen Betrieb ergeben sich in diesem Betriebspunkt zu:

$$P_{v,T,ges} = 3 \cdot (4.4W + 17.4W) = 65.4W. \quad (3.36)$$

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
T_A	angenommene maximale Umgebungstemperatur	60	$^{\circ}C$
$T_{J,max}$	maximale Sperrschichttemperatur des MOSFET	150	$^{\circ}C$
$R_{th,JC}$	maximaler Wärmewiderstand Sperrschicht zum Gehäuse	0.65	K/W
$R_{th,CH}$	Wärmewiderstand der Wärmeleitfolie	1	K/W
$R_{th,HA}$	Wärmewiderstand des Kühlkörpers	0.7	K/W
$P_{v,T,ges}$	Gesamte Verluste bei $I_{out} = 7A$ und 3-phasigem Betrieb	65.4	W

Tabelle 3.5: Parameter zur Bestimmung der Wärmeableitung.

Mit den Parametern aus der Tabelle und den gesamten Verlusten $P_{v,T,ges}$ ergibt sich aus Gleichung 3.35 eine Sperrschichttemperatur T_J von $214^{\circ}C$. Diese ist deutlich höher als

die maximal erlaubte Sperrschichttemperatur von 150°C . Es ist erforderlich die Kühlung durch einen zusätzlichen Lüfter zu unterstützen. Die Abbildung 3.13 zeigt eine deutliche Erhöhung der Wärmeabfuhr bei steigender Belüftungsgeschwindigkeit v . Der Parameter a gibt den Faktor an um den sich der Wärmewiderstand R_{th} verbessert. Durch Einsatz eines Lüfters mit einer Belüftungsgeschwindigkeit von $v = 6\text{m/s}$ ergibt sich die neue Sperrschichttemperatur zu $T_j = 91^{\circ}\text{C}$ und liegt somit im sicheren Temperaturbereich.

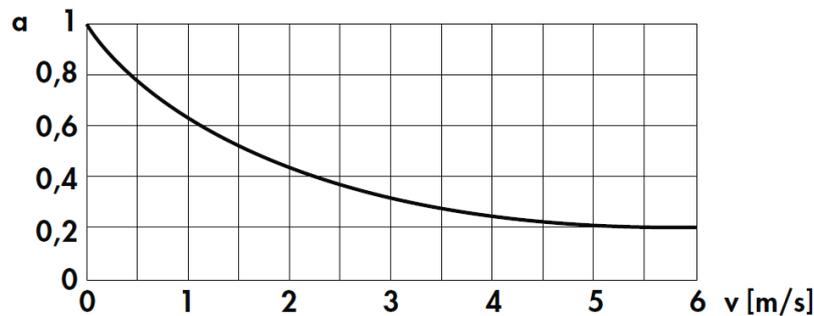


Abbildung 3.13: Verbesserung der Wärmeabfuhr durch Belüftung. [25]

3.4 Gatetreiberplatine

Die Ansteuerung der drei Halbbrückenzeile der Leistungsplatine erfolgt durch eine getrennte Gatetreiberplatine, deren Realisierung in Abbildung 3.14 dargestellt ist. Jede einzelne Halbbrücke auf der Leistungsplatine (R, S und T) besteht aus zwei SiC-MOSFETs (T0247-Gehäuse) welche durch einen eigenen Treiberbaustein vom Typ Si82394 angesteuert werden. Die drei Treiberbausteine und die dazugehörige Treiberschaltung befinden sich auf der Gatetreiberplatine. Mittels Jumper kann die Ansteuerung jeder Halbbrücke bei Bedarf deaktiviert werden.

Die Platine wird mit 5V Gleichspannung versorgt. Zwei DC/DC Wandler (MEA1D-0512DC) sorgen für die notwendige $\pm 12\text{V}$ Spannungsanpassung und in weiterer Folge für die benötigte Gate-Source Spannung am SiC-MOSFET.

Die Gatetreiberplatine wird mittels Steckverbindung direkt mit der Leistungsplatine verbunden. Dies ermöglicht eine nahe Anbindung zu den MOSFETs und eine kompakte Baugröße (Abbildung 3.15).

Der Signal Input erfolgt über eine SMB-Buchse. Mit einem PWM-Generator oder über die Stromregleinheit kann das Steuersignal vorgegeben werden. Die Treiberplatine sorgt für die notwendige Signalverarbeitung und erzeugt das Gate-Source Signal U_{gs} für die Steuerung des Lowside und Highside SiC-MOSFETs. Der vollständige Schaltplan der Treiberplatine ist aus dem Anhang dieser Arbeit zu entnehmen.

Ansteuerung MOSFET
Highside Lowside

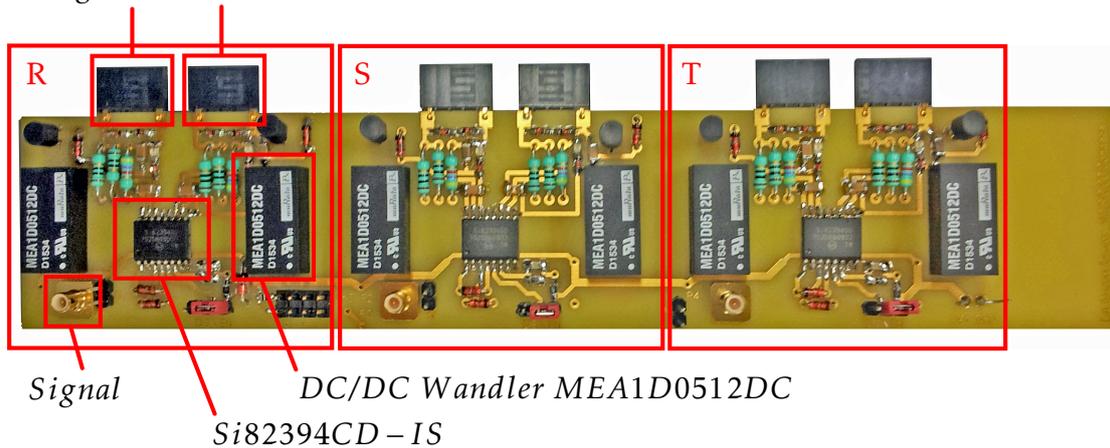


Abbildung 3.14: Gatetreiberplatine.

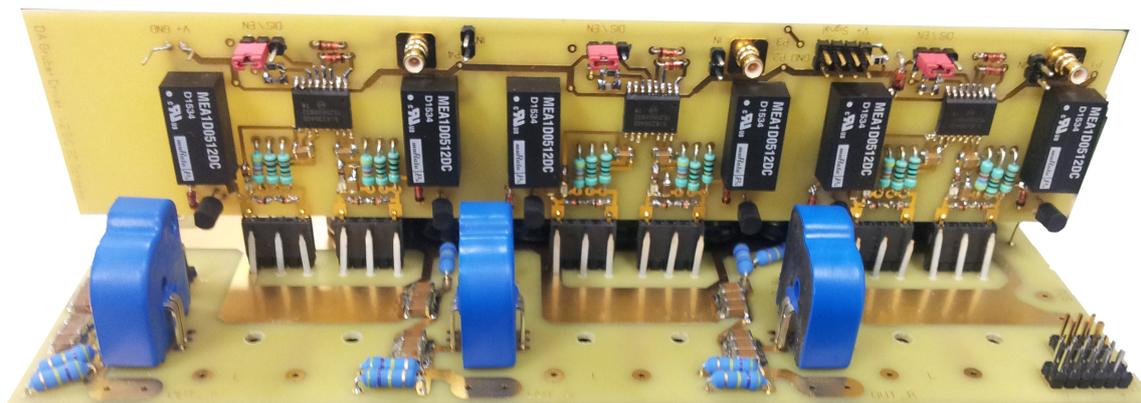


Abbildung 3.15: Steckbefestigung der Treiberplatine auf der Leistungsplatine.

3.4.1 Niederinduktive Ansteuerung der SiC-MOSFETs

Bei der Verbindung der Gateplatine mit der Leistungsplatine wird darauf geachtet, dass die Gateplatine möglichst nahe an den SiC-MOSFETs sitzt und die Leiterschleifen zu den SiC-MOSFETs klein gehalten werden. Somit wird erreicht, dass die parasitäre Induktivität L_σ bei der Ansteuerung das Schaltverhalten nur in einem geringen Maße beeinflusst. Kurze und eng geführte Leitungswege sind bei der Entwicklung und der Positionierung der Gateplatine von sehr großer Bedeutung. Abbildung 3.16 zeigt das Ersatzschaltbild bei der Ansteuerung des SiC-MOSFETs. Die parasitäre Induktivität L_σ steigt proportional mit der Größe der strichlierten Fläche.

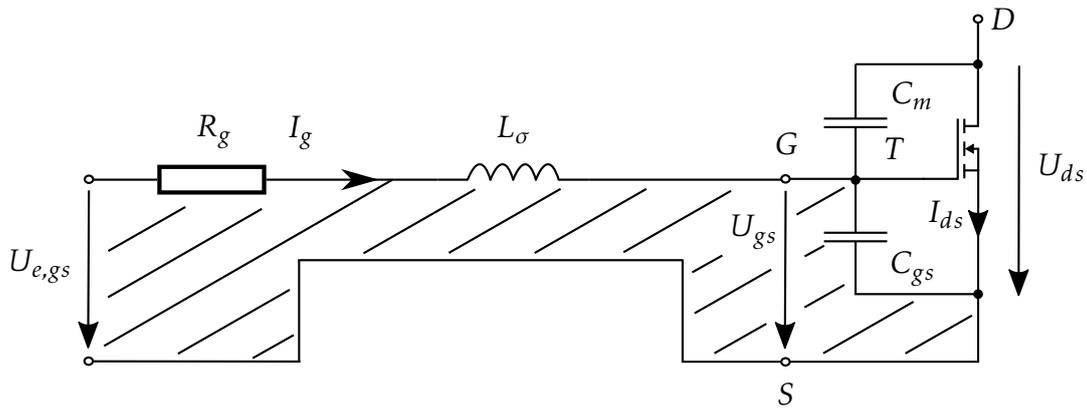


Abbildung 3.16: Parasitäre Induktivität bei der Gateansteuerung.

Der Einfluss der parasitären Induktivität L_σ auf das Schaltverhalten der SiC-MOSFETs wird im Folgenden näher erläutert. Wie aus Abbildung 3.16 zu erkennen, bilden L_σ und die Gate-Source Kapazität C_{gs} einen durch den Gatewiderstand R_g gedämpften RCL-Serienschwingkreis. Die Gesamtimpedanz Z und die daraus ermittelte Resonanzfrequenz f_0 ergibt sich nach den Gleichungen

$$Z = R_g + j\left(\omega L_\sigma - \frac{1}{\omega C_{gs}}\right) \quad (3.37)$$

und

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_\sigma \cdot C_{gs}}} \quad (3.38)$$

Wird die parasitäre Induktivität klein gehalten steigt die Resonanzfrequenz und der imaginäre Anteil der gesamten Impedanz wird kleiner. Dies führt zu einer höherfrequenten aber reduzierten Schwingung der Gate-Source Spannung U_{gs} . Da die Gate-Source Spannung den SiC-MOSFET steuert ist dieses Schwingverhalten auch bei der Drain-Source Spannung U_{ds} ersichtlich. Der Gatewiderstand R_g dient als Dämpfungselement in diesem Schwingkreis.

Die Gleichung

$$G_{U_{e,gs}, U_{gs}}(s) = \frac{\frac{1}{sC_{gs}}}{R_g + sL_\sigma + \frac{1}{sC_{gs}}} = \frac{1}{1 + sR_gC_{gs} + s^2L_\sigmaC_{gs}} \quad (3.39)$$

gibt die Übertragungsfunktion des RCL-Schwingkreises von der Eingangsspannung $U_{e,gs}$ zur Gate-Source Spannung U_{gs} an. Daraus ergeben sich die zugehörigen Sprungantworten nach Abbildung 3.17 und 3.18. Die Bauteilwerte für die Auswertung der Sprungantworten wurden willkürlich angenommen. Es soll nur den Einfluss der parasitären Induktivität auf die Gate-Source Spannung verdeutlichen. Um den Unterschied in den Ergebnissen hervorzuheben wird in beiden Abbildungen die gleiche Achsenskalierung verwendet. Die rechte Abbildung zeigt die Sprungantwort bei gleichem Gatewiderstand und gleicher Gate-Source Kapazität, jedoch einer um den Faktor 5 verringerten Induktivität im Vergleich zur linken Abbildung. Eine Verringerung der maximalen Amplitude und die Erhöhung der Resonanzfrequenz ist deutlich zu erkennen. Das Abklingen der Schwingung erfolgt deutlich schneller.

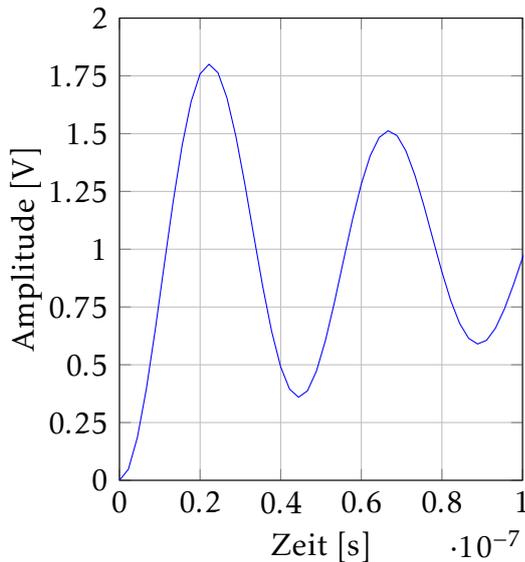


Abbildung 3.17: Sprungantwort des RCL-Schwingkreises.

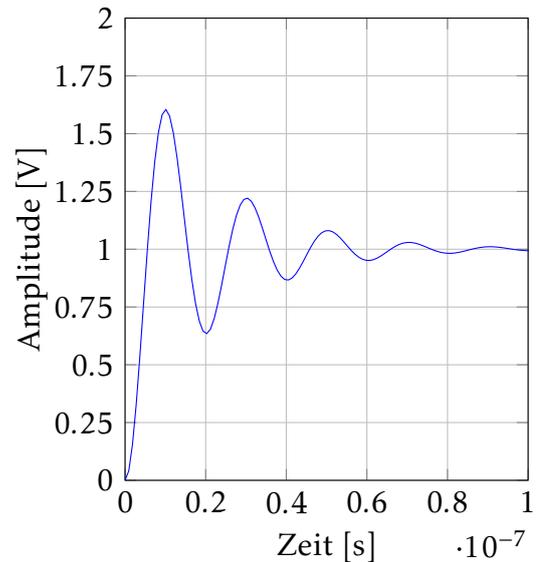


Abbildung 3.18: Sprungantwort bei reduzierter parasitärer Induktivität.

Da die Resonanzfrequenz unabhängig vom Gatewiderstand ist, wird durch eine Erhöhung des Gatewiderstands eine größere Dämpfung bei gleichbleibender Resonanzfrequenz erreicht und dies führt zu einer reduzierten Schwingung der Gate-Source Spannung. Dies steht jedoch in Diskrepanz mit dem gewünschten schnellen Schaltverhalten des SiC-MOSFETs, da die zeitliche Änderungsrate des Drain-Source Stroms (dI_{ds}/dt) reduziert wird. Ein schnelles Schaltverhalten wird durch einen kleinen Gatewiderstand erreicht. Es muss also je nach Anwendung ein Kompromiss zwischen Schaltgeschwindigkeit und tolerierbare Störungen beim Schalten gefunden werden.

3.4.2 Beschaltung und Funktion des Gatetreiber Si8234CD-IS

Das Herzstück des Gatetreibers ist der Treiberbaustein Si82394CD-IS von Silicon Labs. Dieser Baustein in SMD Ausführung integriert zwei Treiber in einem Package, die jeweils eine Isolationsspannung von $5kV_{RMS}$ aufweisen. Somit ist eine potentialgetrennte Ansteuerung des Highside (Ausgang A) und Lowside (Ausgang B) SiC-MOSFETs mit nur einem Treiberchip möglich. Das Blockdiagramm ist in Abbildung 3.19 dargestellt und zeigt die Potentialtrennung durch die Isolation der Ausgänge A und B. Abbildung 3.20 zeigt die Beschaltung des Treiberbausteins.[16]

Der Treiberbaustein benötigt für den Betrieb auf der Eingangsseite (IN) eine 5V Spannungsversorgung zwischen den beiden Pins VDDI und GNDI.

Das Steuersignal wird direkt vom PWM-Generator oder von der Stromregleinheit bezogen. Die Signalform entspricht einem Rechtecksignal mit variierbarem Tastverhältnis δ . Das Highlevel des Signals liegt bei 5V und das Lowlevel bei 0V. Das RC-Tiefpassfilter 1.Ordnung am PWM-Eingangspin mit den verwendeten Filterparametern $R_F = 100\Omega$ und $C_F = 100pF$ ergibt nach

$$f_{TP,in} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C_F} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100\Omega \cdot 100 \cdot 10^{-12}F} = 15.9MHz \quad (3.40)$$

eine Filterfrequenz von 15.9MHz und hat sich als sehr nützlich zur Unterdrückung hochfrequenter Störungen am PWM-Eingang erwiesen.

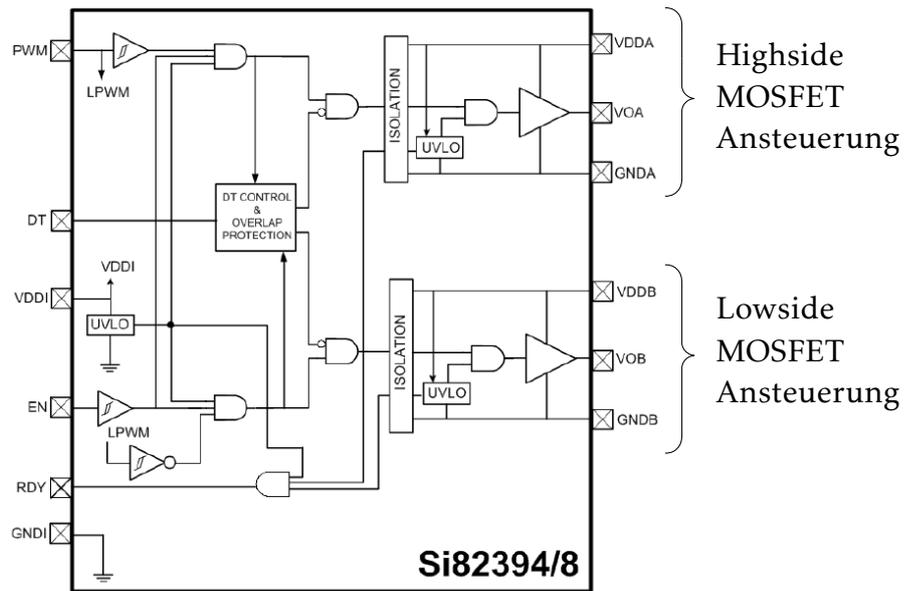


Abbildung 3.19: Blockdiagramm des Si82394. [16]

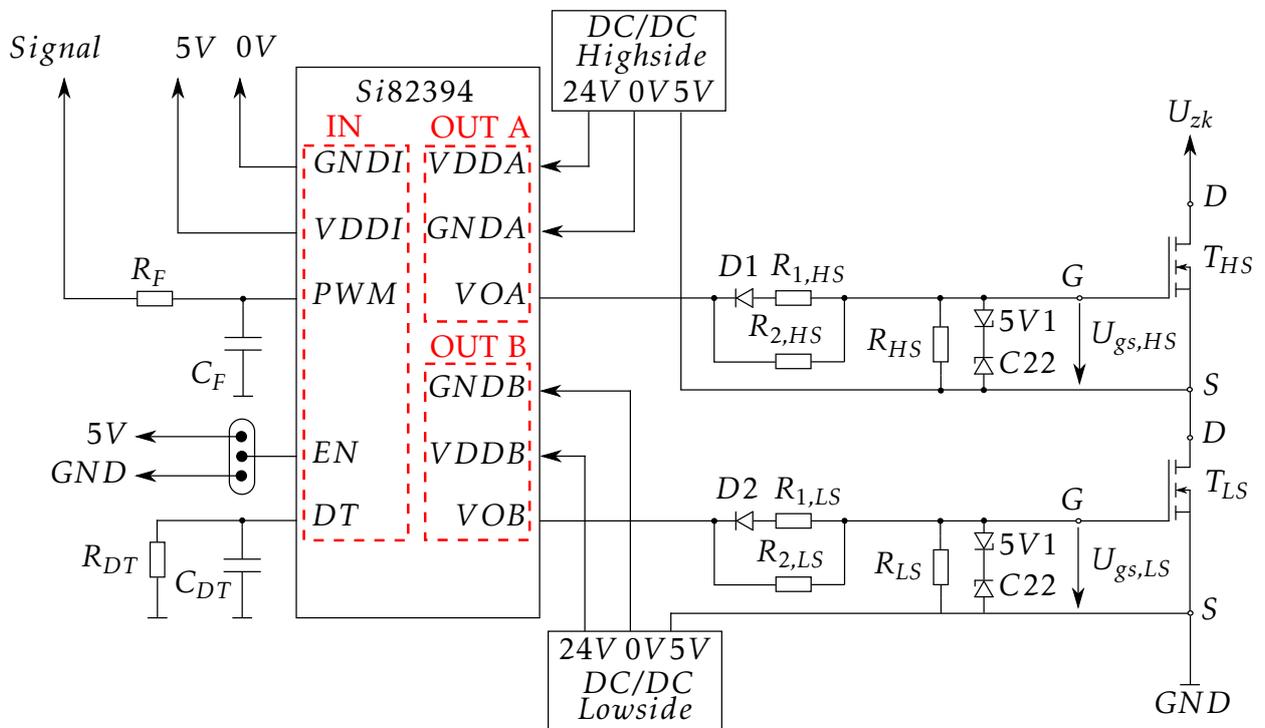


Abbildung 3.20: Beschaltung des Treiberbausteins Si82394CD-IS.

Um den Treiber für die jeweilige Halbbrücke zu deaktivieren wird der Enable-Eingang (EN) genutzt. Mittels Jumper kann der Eingang auf das 0V Potential gesetzt werden. Dadurch wird der Ausgang für den Highside MOSFET (VOA) und Lowside MOSFET (VOB) jeweils auf 0V gesetzt, unabhängig vom PWM-Eingang. Bei einem 5V Potential am EN-Eingang arbeitet der Treiberbaustein im normalen Betriebszustand und steuert die Ausgänge in Abhängigkeit vom Signaleingang.

Die Dead Time (DT) beschreibt die Verzögerung des Einschaltflanke am Ausgang des Treiberbausteins. Dadurch wird sichergestellt, dass sich zu keinem Zeitpunkt beide SiC-MOSFETs der Halbbrücke (Highside und Lowside MOSFET) im leitenden Zustand befinden und dadurch die Zwischenkreisspannung kurzgeschlossen wird. Über den Bausteineingang DT ist die Dead Time in einem Bereich zwischen 15ns bis 200ns einstellbar. Über den Widerstand R_{DT} und die Kapazität C_{DT} wird die gewünschte Einschaltverzögerung angepasst. Die Programmierung der Dead Time (DT) ist aus dem Datenblatt [16] zu entnehmen und erfolgt nach

$$DT[ns] = 1.97 \cdot R_{DT}[k\Omega] + 2.75 = 182ns. \quad (3.41)$$

Daraus ergibt sich bei dem ausgewählten Widerstand von $R_{DT} = 91k\Omega$ eine Dead Time von $DT = 182ns$. Der Wert der Kapazität muss laut Datenblatt bei $C_{DT} = 100pF$ liegen. Die beiden Treiberausgänge (OUT A und OUT B) benötigen jeweils eine Spannungsversorgung von 24V zwischen VDDA und GNDA, bzw. VDDB und GNDB und werden durch zwei DC/DC Wandler der Firma Murata Power Solution (Typ: MEA1D0512DC [17]) zur Verfügung gestellt. Aus der 5V Eingangsspannung am Wandler wird eine Ausgangsspannung von $\pm 12V$ generiert. Somit wird erreicht, dass die Versorgung der Treiberausgänge A und B von einander unabhängig sind und eine Potentialtrennung gegenüber dem Eingang der Treiberplatine garantiert wird.

Der Ausgang des Treibers A (VOA) und des Treibers B (VOB) wird in Abhängigkeit vom PWM-Signal erzeugt und berücksichtigt die voreingestellte Dead Time. Das Highlevel liegt bei einem Potential von 24V bzw. bei 0V wenn ein Lowlevel ausgegeben wird. Das Sourcepotential beider MOSFETs liegt auf jeweils 5V und wird auf der zum Eingang hin potentialgetrennten Seite der beiden DC/DC Wandler erzeugt. Direkt am Treiberausgang (VOA,VOB) ergibt sich nun eine Spannung von $24V - 5V = 19V$ bzw. eine Spannung von $0V - 5V = -5V$ gegen das jeweilige Sourcepotential von 5V. In Abbildung 3.21 sind die Signalverläufe am Ausgang des Treiberbausteins und am Gate-Source Eingang der SiC-MOSFETs in Abhängigkeit des vorgegebenen PWM-Signals dargestellt. Das in der Abbildung rot dargestellte Signal beschreibt den Verlauf der Gate-Source Spannungen ($U_{gs,HS}$ und $U_{gs,LS}$) des Highside und des Lowside MOSFETs. Mit Steckverbindungen werden diese Signale direkt an der Leistungsplatine und somit an den MOSFETs angelegt. Der geringfügige Spannungsabfall an den 10Ω Gatewiderständen wird in der Abbildung nicht berücksichtigt. Die reale Gate-Source Spannung liegt geringfügig niedriger bei ungefähr 18V und $-4.5V$.

Um sicher zu stellen, dass die Gate-Source Spannungen einen Maximalwert von 25V und $-10V$ (siehe Tabelle 3.1) nicht überschreiten kann, werden jeweils zwei antiseriell angeordnete Zener-Dioden mit einer Zenerspannung von 22V und 5.1V parallel zu einem $10k\Omega$ Widerstand (R_{HS} und R_{LS}) geschaltet. Somit ist der SiC-MOSFET bei der Ansteuerung vor Überspannung geschützt.

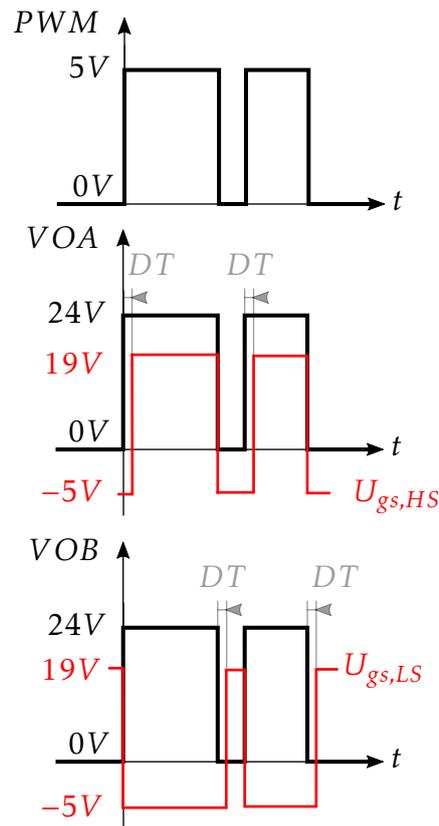


Abbildung 3.21: Ausgangssignale des Si82394CD-IS.

Als Gatewiderstände wurden $R_{1,HS}$ und $R_{2,HS}$ mit jeweils 10Ω gewählt. Bei einem Highsignal ($24V$) von VOA sperrt die Diode $D1$ und der gesamte Gatewiderstand ergibt sich zu $R_g = R_{2,HS} = 10\Omega$. Bei einem Lowsignal ($0V$) leitet $D1$ und $R_{1,HS}$ liegt parallel zu $R_{2,HS}$, daraus ergibt sich der gesamte Gatewiderstand zu $R_g = R_{1,HS} \parallel R_{2,HS} = 5\Omega$. Um den Einfluss des Gatewiderstandes auf das Ein- und Ausschaltverhalten zu erläutern wird das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.16 herangezogen. Die dargestellte parasitäre Induktivität wird dabei ignoriert. Der Gatestrom i_g lässt sich nach Gleichung

$$i_g = \frac{U_{e,gs} - U_{th}}{R_g} = (C_m + C_{gs}) \cdot \frac{dU_{gs}}{dt} = \frac{C_m + C_{gs}}{g} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} \quad (3.42)$$

angeben. Überschreitet die Gate-Source Spannung U_{gs} die Schwellspannung U_T liegt ein vollständig leitfähiger Kanal zwischen Drain und Source vor und der Drain-Source Strom i_{ds} kann als linear ansteigend betrachtet werden. Die Steilheit dieses linearen Anstiegs ist durch $g = i_{ds}/U_{gs}$ bestimmt. Die dazugehörige Kennlinie für den verwendeten SiC-MOSFET ist in Abbildung 3.22 ersichtlich. [7]

Zur Analyse der Ein- und Ausschaltgeschwindigkeit wird die zeitlichen Änderung des Drain-Source Stroms betrachtet. Diese ergibt sich aus der Gleichung 3.42 zu

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{g}{C_m + C_{gs}} \cdot \frac{U_{e,gs} - U_{th}}{R_g}. \quad (3.43)$$

Beim Einschalten ergibt sich die Spannungsdifferenz $U_{e,gs} - U_{th} = 18V - 2.6V$ zu $15.4V$, beim Ausschalten lässt sich ein Wert von $U_{e,gs} - U_{th} = -4.5V - 2.6V = 7.1V$ ermitteln. Diese Differenz in den beiden Fällen führt zu unterschiedlichen di_{ds}/dt und somit zu unterschiedlichen Ein- und Ausschaltzeiten. Durch eine Halbierung des Gatewiderstandes R_g im Ausschaltfall lässt sich das di_{ds}/dt dort verdoppeln und man erreicht ähnliche Schaltzeiten wie

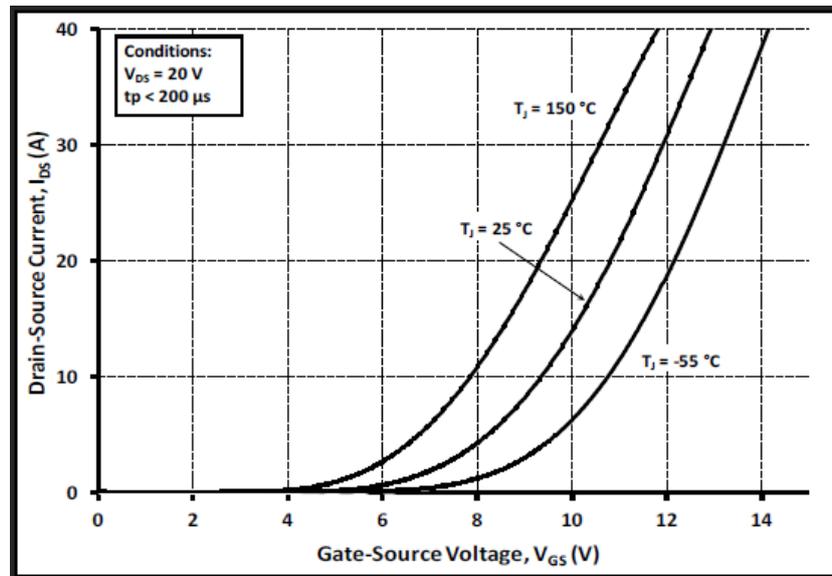


Abbildung 3.22: I_{ds} - U_{gs} Kennlinie des SiC-MOSFET. [12]

beim Einschalten. Wegen der nicht exakten Anpassung der Gatewiderstände ist mit einer geringfügig längeren Ausschaltzeit zu rechnen.

Der kleinere Gatewiderstand im Ausschaltfall hilft ebenfalls mit, ein unkontrolliertes Wiedereinschalten des SiC-MOSFETs zu verhindern. Die Abbildung 3.16 zeigt zwischen dem Drain und dem Gate die Millerkapazität C_m . Im Falle, dass der Lowside SiC-MOSFET der Halbbrücke ausschaltet und der Highside SiC-MOSFET einschaltet, kommt es wegen des schnellen Schaltverhaltens des SiC-MOSFETs zu einer großen zeitlichen Änderung der Drain-Source Spannung U_{ds} . An der Millerkapazität liegt die Spannung $U_{ds} - U_{gs}$. Da die Gate-Source Spannung U_{gs} als konstant angenommen werden kann, ist nach

$$i_{C_m} = C_m \cdot \frac{dU_{dg}}{dt} = C_m \cdot \frac{d(U_{ds} - U_{gs})}{dt} = C_m \cdot \frac{dU_{ds}}{dt} \quad (3.44)$$

ein Strom i_{C_m} die Folge. Dieser Strom fließt über den Gatewiderstand R_g und verursacht dort einen Spannungsabfall U_{R_g} . Am SiC-MOSFET liegt in diesem Fall eine Gate-Source Spannung von $U_{gs} = U_{R_g} - 5V$. Falls diese Spannung größer als die Schwellspannung U_{th} sein würde, käme es zum Wiedereinschalten des SiC-MOSFETs. Da der Highside SiC-MOSFET sich aber im leitenden Zustand befindet wäre ein Brückenkurzschluss die Folge. Durch einen kleineren Gatewiderstand wird die Spannung am Gate-Source Kontakt des SiC-MOSFETs reduziert und die Gefahr des Wiedereinschaltens verringert.

Kapitel 4

Charakteristik des 3-phasigen Umrichters

Um das Verhalten und die Performance des entwickelten Konverters bestimmen zu können, wurden eine Reihe von Messungen am Testaufbau durchgeführt. Durch unterschiedliche Messschaltungen können Informationen über Schaltverhalten und Leitverluste der SiC-MOSFETs gewonnen sowie der Wirkungsgrad und die Leerlaufverluste in der Filterinduktivität bestimmt werden. Die folgenden Messungen beziehen sich auf einen Halbbrückenweig des 3-phasigen Umrichters. Die Gateansteuerung erfolgt durch die Gatetreiberplatine mittels Vorgabe eines PWM-Signals. Als Filterinduktivität wird die in Abschnitt 3.2.1 erläuterte Ringkernspule aus T184-14 Eisenpulver von Micrometals verwendet. Bei der Wirkungsgradbestimmung werden die Messungen zusätzlich mit einer Sendust Ringkernspule durchgeführt und mit den Ergebnissen der Micrometals-Spule verglichen. Die Induktivität beider Spulen liegt bei $L = 200\mu H$. Zur Messung des Stroms durch die Spule $i_L(t)$ wird eine aktive Stromzange verwendet.

4.1 Schaltverhalten der SiC-MOSFETs

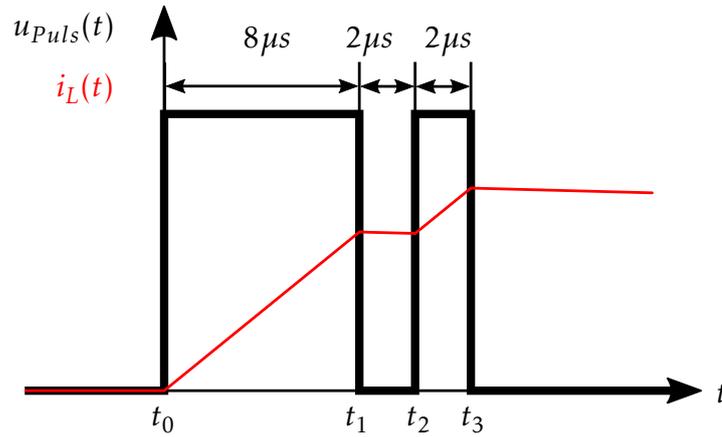
Das Ein- und Ausschaltverhalten der SiC-MOSFETs bei Laststrom I_{out} wird mit dem Doppelpulsversuch untersucht. Die Signalform des aufgeschalteten Doppelpulses wird durch einen Pulsgenerator erzeugt und liegt direkt am Signaleingang der Gatetreiberplatine. In Abbildung 4.1 ist der Signalverlauf des Pulses $u_{puls}(t)$ und der zeitliche Verlauf des Laststroms $i_L(t)$ ersichtlich. Der Doppelpuls wiederholt sich alle $200ms$ und gewährleistet durch die geringe Zeitkonstante τ , welche sich zu

$$\tau = \frac{L}{R_{Cu} + R_{ds,on}} = \frac{0.200mH}{(123 + 80)m\Omega} = 0.985ms \ll 200ms \quad (4.1)$$

ergibt, ein Abklingen des Laststroms auf Null zwischen den einzelnen Doppelpulsen. Die bei den Messungen verwendeten Spannungen variieren von $200V$ bis $500V$ und haben Ströme von bis zu $25A$ zur Folge.

4.1.1 Messschaltung zum Doppelpulstest

In Abbildung 4.2 ist das Ersatzschaltbild des Testaufbaus dargestellt. Die Durchführung der Messung erfolgt bei einer angelegten Zwischenkreisspannung von $U_{zk} = 200V$. Während des Pulses wird der SiC-MOSFET T_{HS} leitend und T_{LS} sperrt. Für die Sperrspannung an T_{LS} gilt während des Pulses $u_0(t) = U_{zk} = 200V$. Daraus ergibt sich unter Annahme eines

Abbildung 4.1: Impulsfolge beim Doppelpulstest und Verlauf von $i_L(t)$.

näherungsweise linearen Stromanstieges, ein Belastungsstrom von

$$i_L(t_1) = \frac{u_0(t_1) \cdot (t_1 - t_0)}{L} = \frac{200V \cdot 8\mu s}{200\mu H} = 8A \quad (4.2)$$

nach dem ersten Puls und ein Strom von

$$i_L(t_3) = i_L(t_1) + \frac{u_0(t_3) \cdot (t_3 - t_2)}{L} = 8A + \frac{200V \cdot 2\mu s}{200\mu H} = 10A. \quad (4.3)$$

am Ende des zweiten Pulses.

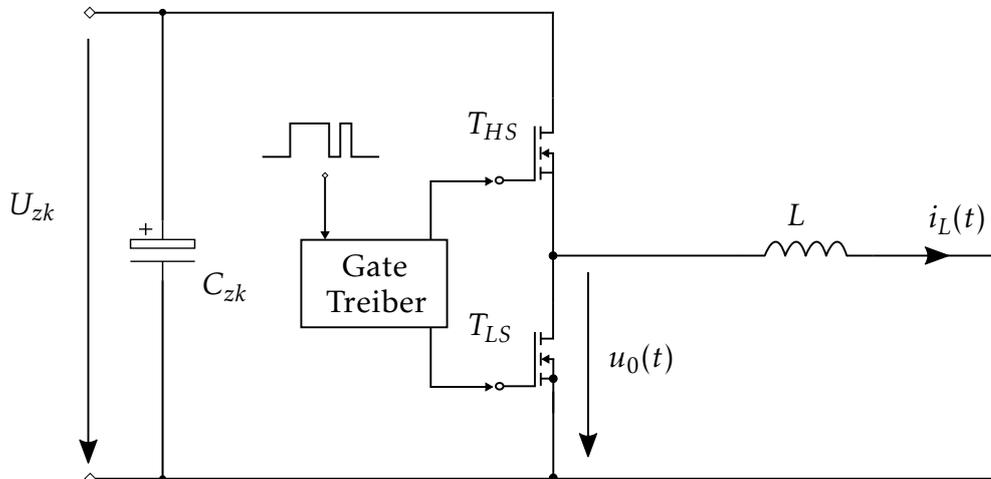


Abbildung 4.2: Messschaltung beim Doppelpulstest.

4.1.2 Auswertung der Messergebnisse

Das Schaltverhalten kann durch Darstellung der Spannung $u_0(t)$ am Oszilloskop beobachtet werden. Der gemessene Laststrom lässt sich am Oszilloskop mit $5A/V$ darstellen. Abbildung 4.3.a zeigt bei einem Belastungsstrom von $i_L(t_1) = 8A$ das Ausschaltverhalten des SiC-MOSFETs. Während den $2\mu s$ zwischen den beiden Pulsen fällt der Strom nach einer Exponentialfunktion mit der Zeitkonstante $\tau = 0.985ms$ ab. Da die $2\mu s$ vernachlässigbar klein

sind gegenüber der Zeitkonstante τ , kann der Belastungsstrom in diesem Zeitraum als konstant angenommen werden. Das Einschaltverhalten lässt sich demnach zum Zeitpunkt t_2 bei einem Strom von $i_L(t_1) = 8A$ nach Abbildung 4.3.b darstellen.

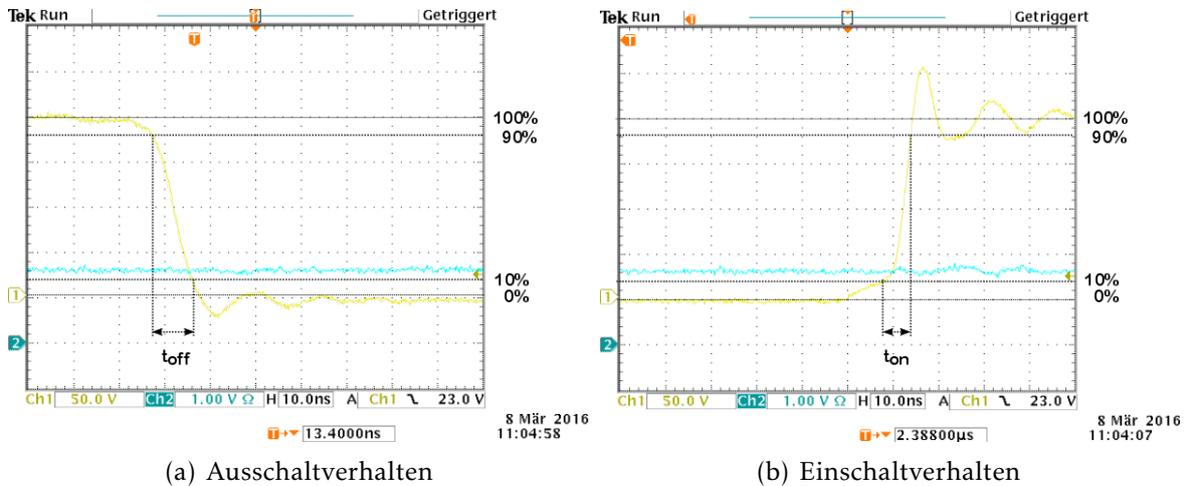


Abbildung 4.3: Schaltverhalten des SiC-MOSFETs bei 8A Belastungsstrom und $U_{zk} = 200V$.

Aus den Abbildungen ist eine Einschaltzeit von $t_{on} = 6ns$ und eine Ausschaltzeit von $t_{off} = 8.8ns$ zu erkennen. Wie in Abschnitt 3.4.2 bereits erläutert wurde, beeinflusst der Gatewiderstand R_g das Schaltverhalten der SiC-MOSFETs. Erkennbar ist ebenfalls die etwas längere Ausschaltzeit der SiC-MOSFETs.

Die Abbildung 4.4 zeigt den Einschaltvorgang bei einer Zwischenkreisspannung von 400V. Das Überspringen beträgt bei $U_{zk} = 200V$ in etwa 25%. Ein Vergleich mit den durchgeführten Messungen bei $U_{zk} = 400V$ zeigt eine prozentuelle Verkleinerung des Überspringens bei höheren Zwischenkreisspannungen.

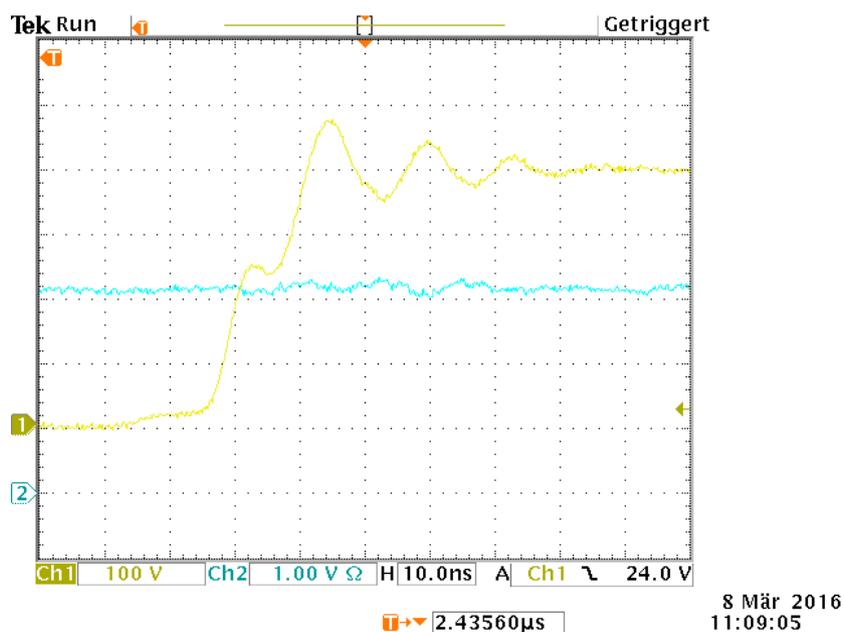


Abbildung 4.4: Einschaltverhalten des SiC-MOSFETs bei 16A Belastungsstrom und $U_{zk} = 400V$.

4.2 Leerlaufverluste der Drossel

Bei der Leerlaufmessung wird der Ausgang der Halbbrücke nicht belastet. Die aufgenommene Leistung P_{in} entspricht im wesentlichen den Schaltverlusten P_s des SiC-MOSFETs und den Eisenverlusten P_{Fe} (Hystereseverluste und Wirbelstromverluste) in der Ringkernspule L . Die Leitverluste im SiC-MOSFET und die Kupferverluste in der Spule können wegen des geringen Leerlaufstroms in der Messschaltung vernachlässigt werden. Zur Ansteuerung der SiC-MOSFETs wird ein PWM-Signal mit konstantem Tastverhältnis $\delta = 0.5$ vorgegeben. Die Aufteilung der Gesamtverluste in Schaltverluste und Eisenverluste lassen sich über die Variation der Schaltfrequenz f und über die Variation der Zwischenkreisspannung U_{zk} darstellen. Es soll bei dieser Messung die Entwicklung der Gesamtverluste in Abhängigkeit der Frequenz und der Zwischenkreisspannung gezeigt werden. Die dafür verwendeten Messparameter sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Parameter	Symbol	Wert
Tastverhältnis	δ	0.5
Zwischenkreisspannung	U_{zk}	von 100V bis 500V
Frequenz	f	von 50kHz bis 200kHz

Tabelle 4.1: Eingestellte Messparameter bei der Leerlaufmessung.

4.2.1 Messschaltung

Die für die Messung verwendete Schaltung ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Der Ausgang der Halbbrücke ist über den Filterkondensator C auf den negativen Zwischenkreis geschaltet. Als Messgröße dienen die Zwischenkreisspannung U_{zk} und der Eingangsstrom I_{in} . Die Leerlaufverluste $P_{v,LL}$ erhält man für diese Anordnung aus der Beziehung

$$P_{v,LL} = P_{in} = U_{zk} \cdot I_{in} \sim P_s + P_{Fe}, \quad (4.4)$$

wobei sie sich in guter Näherung in Schaltverluste P_s und Eisenverluste P_{Fe} aufteilen lassen.

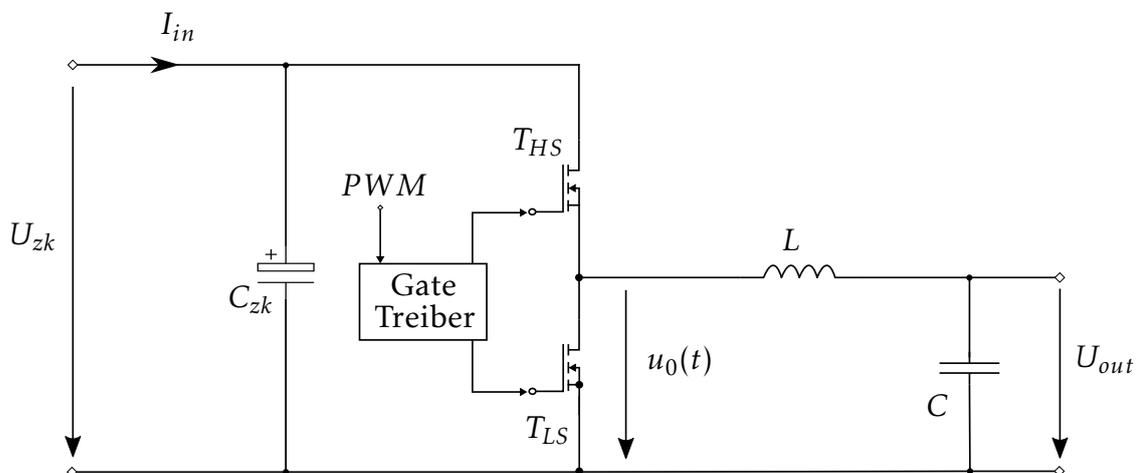


Abbildung 4.5: Messschaltung beim Leerlauftest.

4.2.2 Auswertung der Messergebnisse

Die Messergebnisse im Leerlauftest sind in Abbildung 4.6 grafisch dargestellt. Es zeigt den Verlauf der Leerlaufverluste $P_{v,LL}$ in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung U_{zk} bei unterschiedlichen Messfrequenzen f . Die Eisenverluste treten im Eisenpulverkern der Ringkernspule auf. Die Eigenschaften des verwendeten Kerns T184-14 wurden in Abschnitt 3.2.1 erläutert. Aus der modifizierten Steinmetzgleichung im Datenblatt des Kernherstellers [20] ist zu erkennen, dass die Eisenverluste mit steigender Frequenz sinken.

Mit steigender Zwischenkreisspannung U_{zk} ist ein etwa quadratischer Anstieg der Leerlaufverluste zu erkennen. Eine höhere Zwischenkreisspannung sorgt für eine größere Spannungszeitfläche an der Induktivität und das ΔB steigt (Gleichung 3.8). Aus der Steinmetzgleichung 3.13 ist erkennbar, dass bei steigenden Ripple der magnetischen Flussdichte und bei gleichbleibender Frequenz auch die Eisenverluste steigen. Durch Erhöhung der Zwischenkreisspannung treten während des Schaltvorgangs der SiC-MOSFETs höhere Schaltspannungen auf und die Schaltverluste steigen ebenfalls etwa quadratisch an.

Wird eine konstante Zwischenkreisspannung betrachtet, ist aus der Abbildung 4.6 erkennbar, dass die gesamten Leerlaufverluste $P_{v,LL}$ bei steigender Frequenz sinken. Dies bedeutet, dass die Eisenverluste gegenüber den Schaltverlusten dominieren. Der Grund liegt in den geringen zu schaltenden Strömen im Leerlauffall.

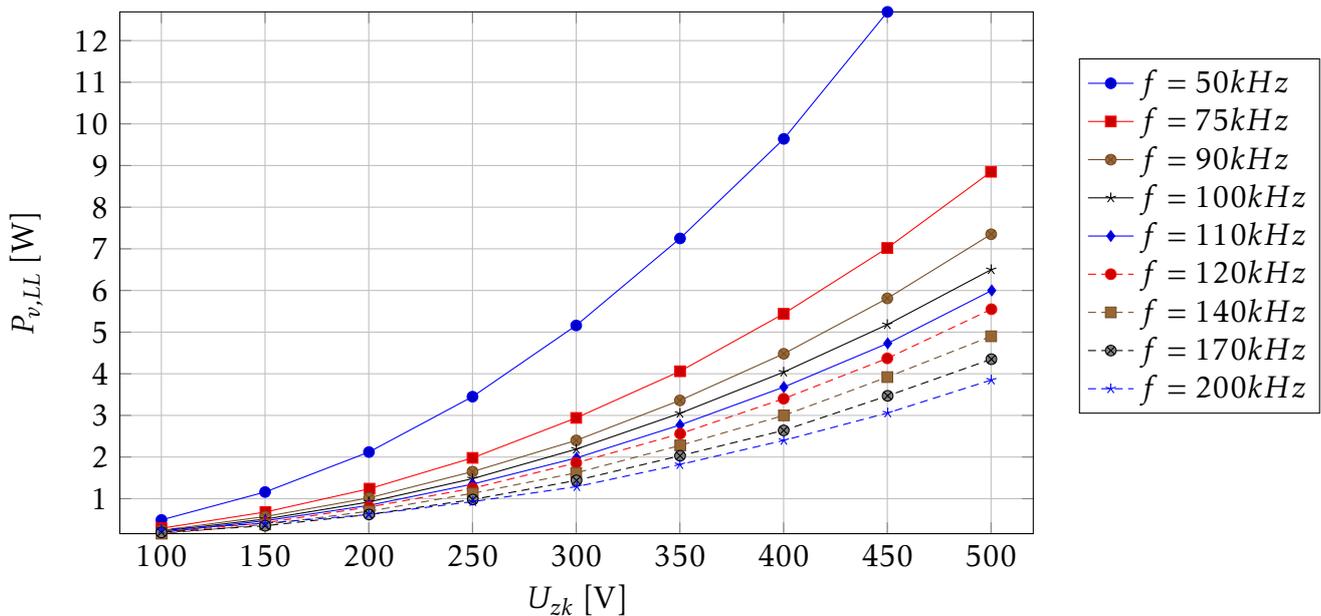


Abbildung 4.6: Leerlaufverluste in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung und Frequenz bei einem Tastverhältnis von $\delta = 0.5$.

4.3 SiC-MOSFET Leitverluste

Ein weiteres wichtiges Charakteristikum eines SiC-MOSFETs ist der Drain-Source Widerstand im leitenden Zustand $R_{ds,on}$. Aus Tabelle 3.1 bzw. aus dem Datenblatt [12] kann entnommen werden, dass der Leitwiderstand des verwendeten SiC-MOSFETs bei einem Wert von $80\text{m}\Omega$ liegt. Eine Abweichung von diesem Wert ist durch Änderung des Drain-Source Stroms zu erwarten. Die Abbildung 3.2 gibt den Verlauf des Leitwiderstands als Funktion des Drain-Source Stroms bei einer Gate-Source Spannung von $U_{gs} = 20\text{V}$ an. Der Leitwiderstand erreicht einen Wert von $R_{ds,on} = 80\text{m}\Omega$ bei einem Drain-Source Strom von $I_{ds} = 20\text{A}$. Aus Abbildung 3.3 ist eine Erhöhung des Leitwiderstandes bei sinkender U_{gs} zu erkennen.

Bei der Messung wird der MOSFET mit einer Gate-Source Spannung von $U_{gs} = 18V$ angesteuert. Durch den etwas reduzierten Wert der Gate-Source Spannung ist bei der messtechnisch Ermittlung des Leitwertes mit erhöhten Werten zu rechnen.

Im Folgenden soll der Leitwiderstand des SiC-MOSFETs im entwickelten Konverter bei unterschiedlichem Drain-Source Strom ermittelt werden. Daraus ergeben sich die Leitverluste P_{leit} eines Schaltelementes als Funktion des Drain-Source Stroms. In der Tabelle 4.2 sind die Konditionen angegeben unter denen die Messungen durchgeführt wurden.

Parameter	Symbol	Wert
Zwischenkreisspannung	U_{zk}	von 55 bis 400V
Gate-Source Spannung	U_{gs}	18V
Widerstand	R	227 Ω und 31 Ω
Drain-Source Strom	I_{ds}	0.4A bis 6A

Tabelle 4.2: Eingestellte Messparameter zur Bestimmung der Leitverluste.

4.3.1 Messschaltung

Das Ersatzschaltbild der verwendeten Messschaltung ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Der Leitwiderstand und die Leitverluste werden aus den Messungen der Drain-Source Spannung U_{ds} , der Spannung an der Spule U_L , der Spannung am Widerstand U_R und des Drain-Source Stroms I_{ds} ermittelt. Das Eingangssignal am Gatetreiber erhält ein *LOW*. Somit ist der SiC-MOSFET T_{HS} sperrend und T_{LS} leitend. Der Drain-Source Strom ist in dieser Konfiguration ein Gleichstrom und der Spannungsabfall an der Spule ist nur durch den Kupferwiderstand bestimmt. Da der Kupferwiderstand der Spule und der Leitwiderstand des SiC-MOSFETs erwartungsgemäß bei $R_{Cu} = 123m\Omega$ (Tabelle 3.3) und bei $R_{ds,on} = 80m\Omega$ liegt, fällt näherungsweise die gesamte Zwischenkreisspannung an R ab. Der maximal eingestellte Wert der Zwischenkreisspannung wird auf 400V festgelegt. Damit kann ein maximaler Drain-Source Strom durch $I_{ds} \sim 400V/227\Omega = 1.8A$ abgeschätzt werden. Um eine weitere Erhöhung des I_{ds} zu erhalten wird der Widerstand R auf 31 Ω gesenkt.

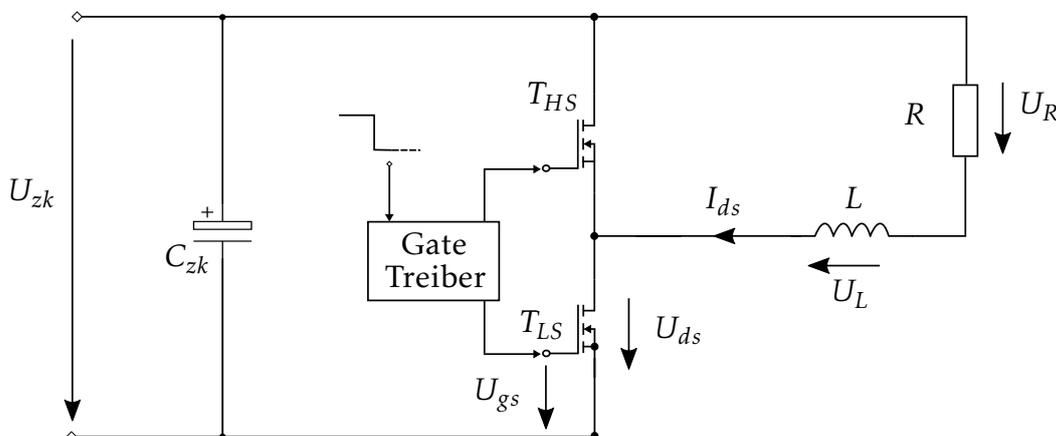


Abbildung 4.7: Ermittlung der Leitverluste des SiC-MOSFETs.

4.3.2 Auswertung der Messergebnisse

Mit den erhaltenen Daten aus den Messungen können die Berechnungen des Leitwiderstandes $R_{ds,on}$ und der Leitverluste P_{leit} nach

$$R_{ds,on} = \frac{U_{ds}}{I_{ds}} \quad (4.5)$$

und

$$P_{leit} = R_{ds,on} \cdot I_{ds}^2 \quad (4.6)$$

durchgeführt werden. Wie eingangs bereits erwähnt, liegt der Leitwiderstand $R_{ds,on}$ bei einem etwas erhöhten Wert wegen der reduzierten Gate-Source Spannung. Einen weiteren Einfluss auf den Leitwiderstand hat die Sperrschichttemperatur T_j des SiC-MOSFETs. Im Zuge der Messung wurde eine Temperatur am Kühlkörper von 55°C gemessen. Daher ist anzunehmen, dass die Temperatur T_j deutlich über 25°C liegt und dadurch der Leitwiderstand ansteigt.

Zusätzlich zu den Leitverlusten werden mit

$$R_{Cu} = \frac{U_L}{I_{ds}} \quad (4.7)$$

und

$$P_{cu} = R_{Cu} \cdot I_{ds}^2 \quad (4.8)$$

der Kupferwiderstand und die Kupferverluste in der Spule ermittelt. Die gemittelten Ergebnisse aus den Messungen ergeben einen Kupferwiderstand von $R_{Cu} = 139\text{m}\Omega$. Der Wert liegt dabei über den berechneten Wert von $123\text{m}\Omega$. In Abschnitt 3.2.1 wurde bereits die Abhängigkeit des Kupferwiderstandes von der Temperatur erläutert. Variationen in der realen Länge des Wicklungsdrahtes im Vergleich zur angenommenen Länge, Übergangswiderstände der Anschlussklemmen und zusätzliche Leitungslängen können die Erhöhung des Widerstandes erklären. Eine grafische Darstellung der Ergebnisse ist in der Abbildung 4.8 und Abbildung 4.9 zu sehen.

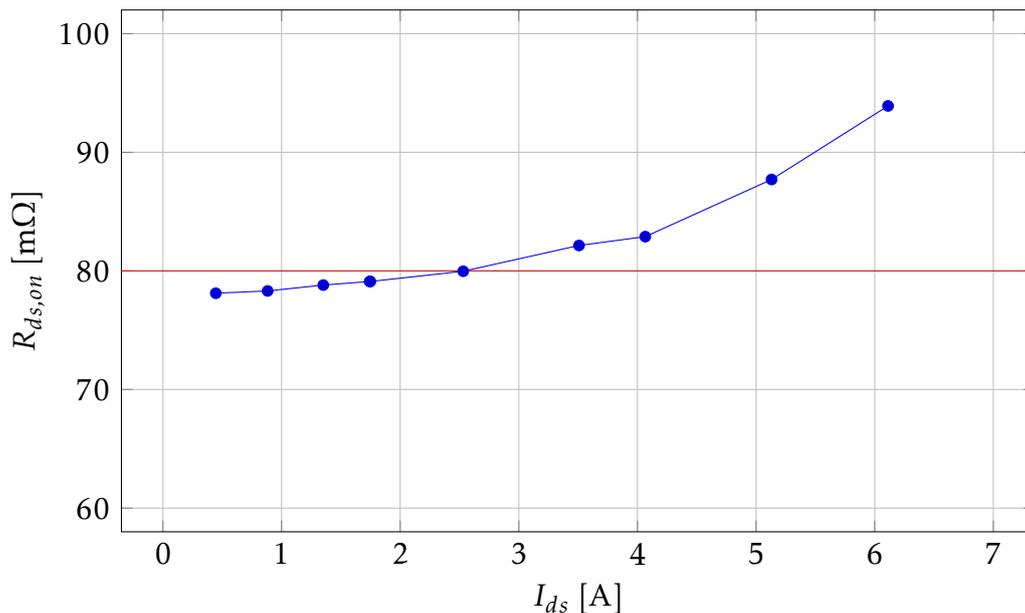


Abbildung 4.8: Leitwiderstand in Abhängigkeit des Drain-Source Stroms.

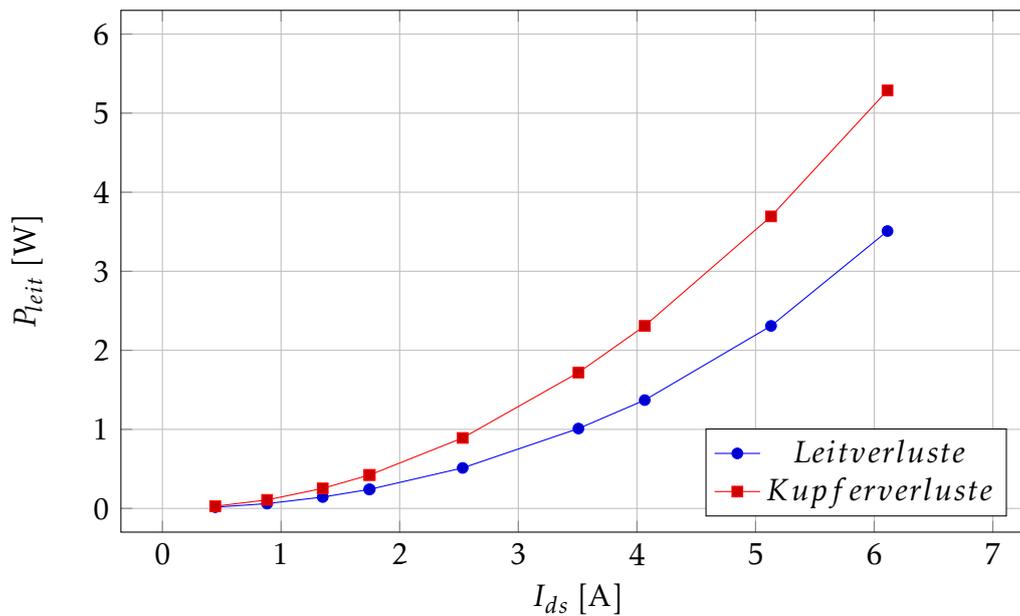


Abbildung 4.9: Leitverluste und Kupferverluste in Abhängigkeit des Drain-Source Stroms.

4.4 Bestimmung des Wirkungsgrades

Zur Ermittlung des Wirkungsgrades und zur Bestimmung der Verluste wird ein Halbbrücken-zweig als Tiefsetzer betrieben. Die Messschaltung ist in Abbildung 4.10 dargestellt. Der zusätzliche Elektrolytkondensator $C_L = 100\mu F$ dient zur besseren Spannungsglättung am Ausgang. Ein veränderbarer Widerstand R_L sorgt für die notwendige Belastung und kann nur diskrete Werte annehmen. In Tabelle 4.3 sind die bei den Messungen verwendeten Widerstandswerte und die dazugehörigen Kodierungen der Größe nach sortiert dargestellt. Dabei stellt die binäre Kodierung bei einer logischen 1 das parallele Zuschalten des jeweiligen Teilwiderstandes dar. Insgesamt kann aus einer Kombination von vier Teilwiderständen gewählt werden. Der Strom durch den Belastungswiderstand I_{R_L} lässt sich nun während der Messung durch den gewählten Widerstandswert einstellen. Die Ansteuerung erfolgt über einen PWM-Generator mit einem Tastverhältnis δ . Als Filterinduktivität L wird die in Abschnitt 3.2.1 vorgestellte Ringkernspule mit dem T184-14 Eisenpulverkern von Micrometals mit einer Induktivität von $200\mu H$ verwendet. Als Alternative wird bei der Bestimmung des Wirkungsgrades die verlustärmere Ringkernspule aus Sendustkern verwendet. Die Ergebnisse der Wirkungsgradmessungen mit den beiden verwendeten Induktivitäten werden in weiterer Folge miteinander verglichen.

Kodierung	Widerstandswert	Einheit
0 0 0 0	<i>Leerlauf</i>	Ω
1 0 0 0	217.4	Ω
0 0 1 0	54.8	Ω
1 1 0 0	35.3	Ω
1 1 1 0	21.4	Ω
1 0 0 1	14.6	Ω
1 0 1 1	11.6	Ω
1 1 1 1	8.9	Ω

Tabelle 4.3: Auflistung der verwendeten Werte des Belastungswiderstands.

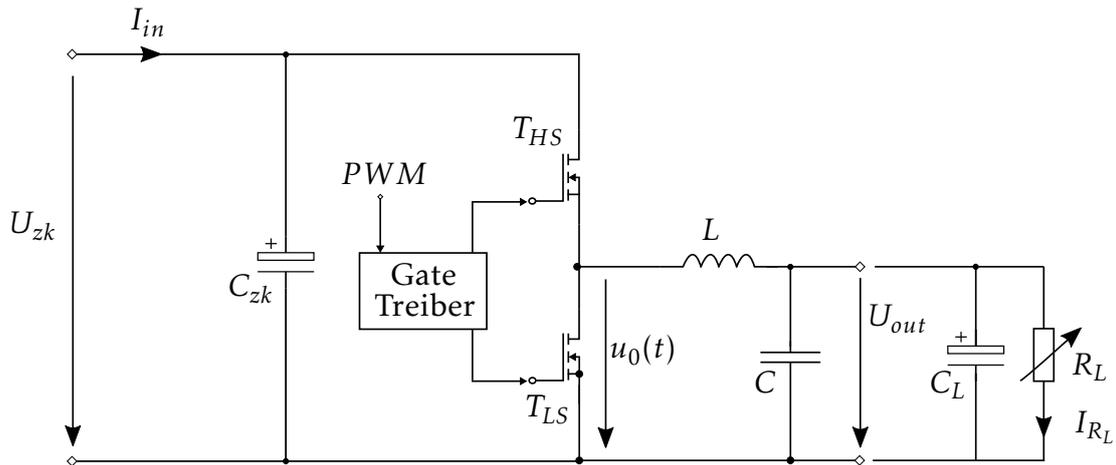


Abbildung 4.10: Halbbrücke im Tiefsetzstellerbetrieb.

Um den gesamten Wirkungsgrad der Halbbrücke bei unterschiedlich eingestellten Messparametern bestimmen zu können, wird der Strom und die Spannung am Eingang und am Ausgang gemessen. Daraus ergeben sich die Eingangsleistung

$$P_{in} = I_{in} \cdot U_{zk}, \quad (4.9)$$

und die Ausgangsleistung

$$P_{out} = I_{RL} \cdot U_{out}. \quad (4.10)$$

Der gesamte Wirkungsgrad η lässt sich aus

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (4.11)$$

bestimmen. Dabei ergibt sich die gesamte auftretende Verlustleistung P_v der Halbbrücke zu

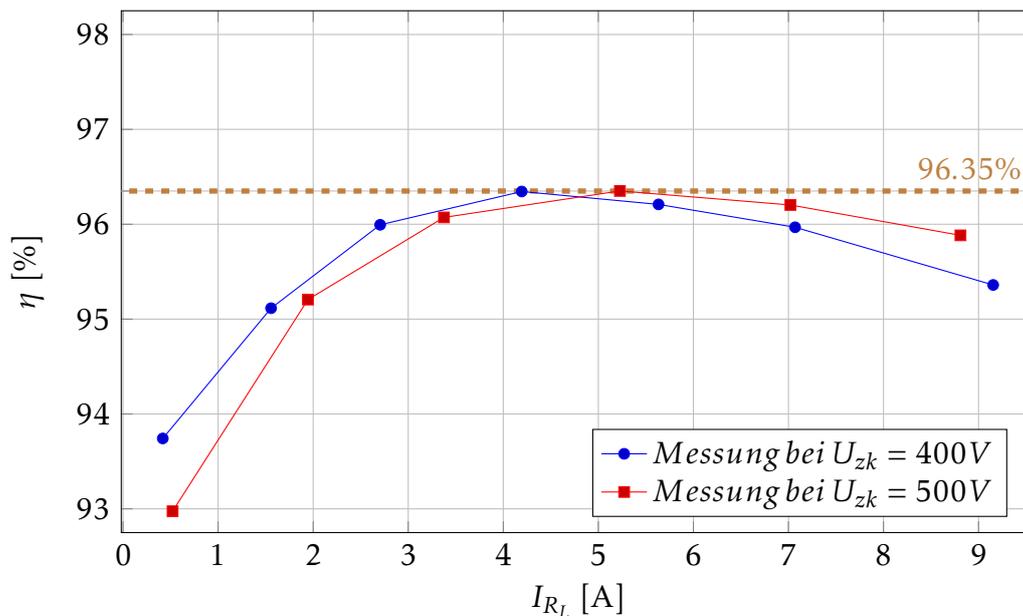
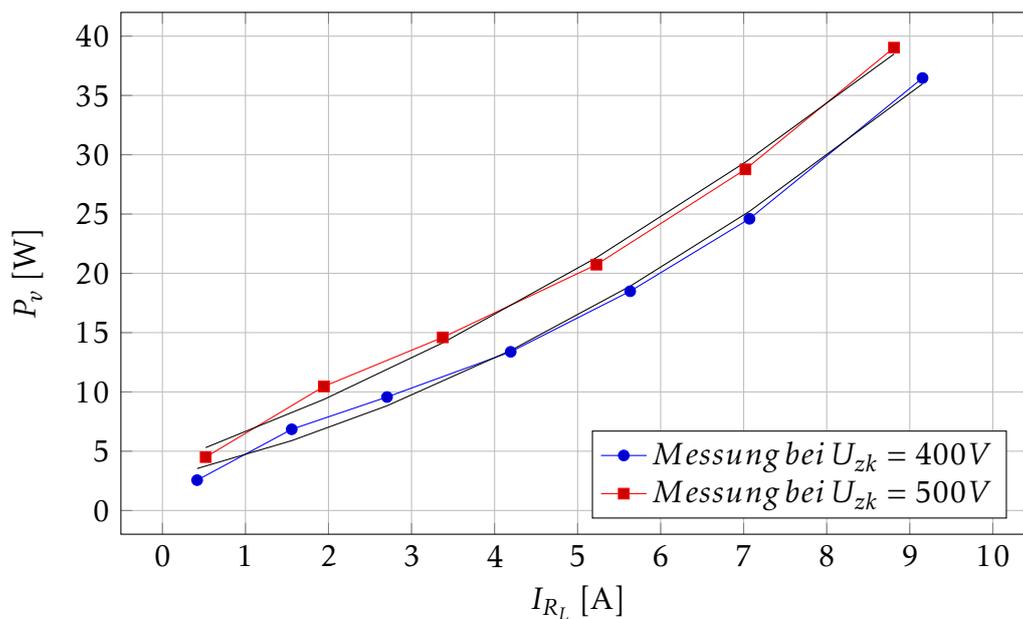
$$P_v = P_{in} - P_{out} = I_{zk} \cdot U_{zk} - I_{RL} \cdot U_{out} = P_{Fe} + P_{Cu} + P_{leit} + P_s. \quad (4.12)$$

4.4.1 Wirkungsgrad bei 100kHz Schaltfrequenz

Der entwickelte 3-phasige Umrichter soll bei Schaltfrequenzen bis 100kHz arbeiten. Aus diesem Grund wird eine Messung des Wirkungsgrades bei dieser Frequenz in Abhängigkeit des Belastungsstrom I_{RL} vorgenommen. Die genauen Messparameter sind in der Tabelle 4.4 zusammengefasst.

Durch Verändern des Belastungswiderstandes wird der Laststrom I_{RL} für die Messung eingestellt. Beginnend mit dem größten einstellbaren Widerstandswert (siehe dazu Tabelle 4.3) wird der kleinste Laststrom eingestellt und stufenweise erhöht. Zu jedem Messpunkt ergibt sich der jeweilige Wirkungsgrad η und die Verlustleistung P_v aus der Eingangsleistung P_{in} und der Ausgangsleistung P_{out} . Die Messungen werden bei einer Zwischenkreisspannung von 400V und 500V durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.11 und 4.12 grafisch dargestellt.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
L	Filterspule T184-14 von Micrometals	200	μH
f	Frequenz	100	kHz
U_{zk}	Zwischenkreisspannung	400/500	V
δ	Tastverhältnis	23	%
I_{RL}	Laststrom	<i>variabel</i>	A
R_L	Belastungswiderstand	<i>variabel</i>	Ω

Tabelle 4.4: Eingestellte Messparameter bei $f = 100kHz$.Abbildung 4.11: Wirkungsgrad η bei $f = 100kHz$.Abbildung 4.12: Verlustleistung P_v als Funktion des Laststroms bei $f = 100kHz$.

Der maximale Wirkungsgrad bei einer Schaltfrequenz von $100kHz$ liegt bei 96.35%. Durch die Erhöhung der Zwischenkreisspannung auf 500V hat sich das Maximum des Wir-

kungsgrades etwas in Richtung höherer Ströme verschoben. Die gesamten Verluste steigen überproportional mit dem Laststrom an und lassen sich gut durch ein Polynom 2. Grades für eine Zwischenkreisspannung von 400V und 500V approximieren:

$$P_{v,approx}[400V] = 0.217 \frac{V}{A} \cdot I_{RL}^2 + 1.636V \cdot I_{RL} + 2.818W, \quad (4.13)$$

$$P_{v,approx}[500V] = 0.167 \frac{V}{A} \cdot I_{RL}^2 + 2.445V \cdot I_{RL} + 3.983W. \quad (4.14)$$

Die Approximation ist ebenfalls in der Abbildung 4.12 dargestellt.

Um beim besten Wirkungsgrad eine Abschätzung der Verlustaufteilung zu bekommen, werden die folgenden Berechnungen durchgeführt. Der Arbeitspunkt liegt in diesem Fall bei $I_{RL} = 4.2A$ und die Zwischenkreisspannung beträgt 400V. Die Leitverluste P_{leit} und die Kupferverluste P_{Cu} ergeben sich in diesem Punkt zu

$$P_{leit} = R_{ds,on} \cdot I_{ds}^2 = 0.083\Omega \cdot 4.2^2 A^2 = 1.46W \quad (4.15)$$

und

$$P_{Cu} = R_{Cu} \cdot I_{ds}^2 = 0.139\Omega \cdot 4.2^2 A^2 = 2.45W. \quad (4.16)$$

Mit den Gesamtverlusten $P_v = 13.38W$ aus Abbildung 4.12 und Eisenverlusten $P_{Fe} = 1.18W$ aus der modifizierten Steinmetzgleichung im Datenblatt ergeben sich die Schaltverluste zu

$$P_s = P_v - P_{Fe} - P_{Cu} - P_{leit} = 13.38W - 1.18W - 2.45W - 1.46W = 8.29W \quad (4.17)$$

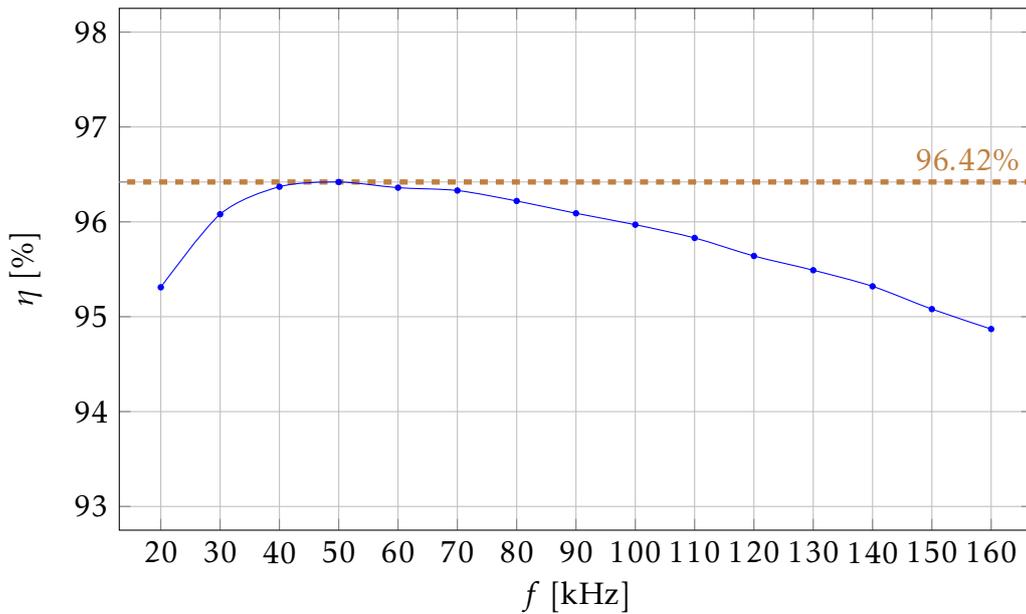
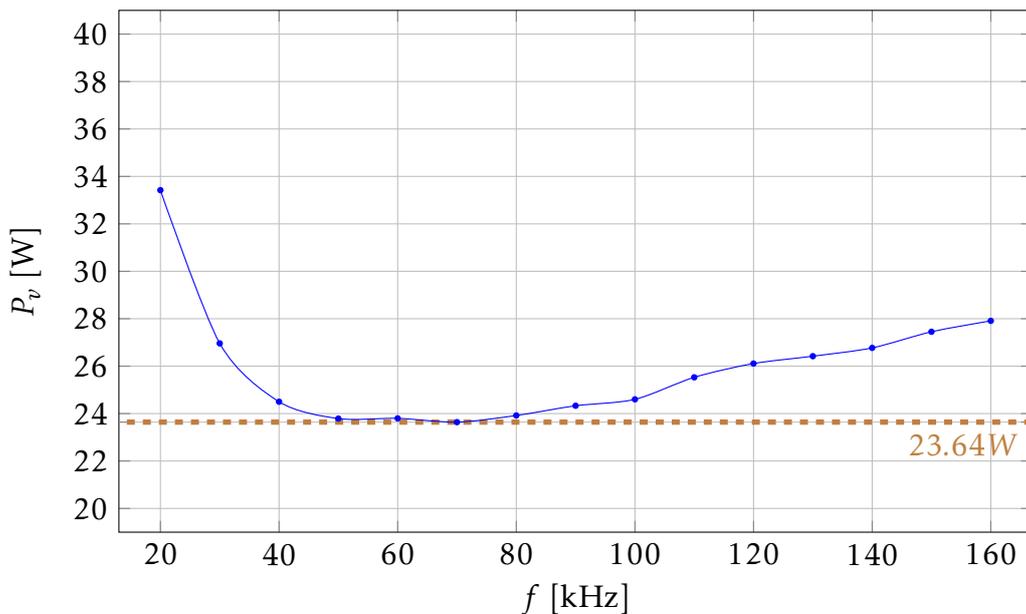
4.4.2 Wirkungsgrad bei variabler Schaltfrequenz

Um zu ermitteln bei welcher Schaltfrequenz im Nennpunkt bei $I_{out} \approx 7A$ der höchste Wirkungsgrad auftritt, wird bei dieser Messung die Frequenz variiert. Der Lastwiderstand R_L beträgt 11.6Ω und die Zwischenkreisspannung wird auf 400V konstant gehalten. In Tabelle 4.5 sind die Messparameter zusammengefasst. Aus der frequenzabhängigen Darstellung des Wirkungsgrades in Abbildung 4.13 und 4.14 ist der maximale Wirkungsgrad η und die minimale Verlustleistung P_v bei einer Frequenz von 50kHz erkennbar.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
L	Filterspule T184-14 von Micrometals	200	μH
f	Frequenz	20 bis 160	kHz
U_{zk}	Zwischenkreisspannung	400	V
δ	Tastverhältnis	23	%
R_L	Belastungswiderstand	11.6	Ω

Tabelle 4.5: Messparameter bei variabler Schaltfrequenz.

Die größeren Verluste bei kleinen Frequenzen können zum Großteil den Eisenverlusten zugeschrieben werden. Aber auch die Wechselanteile der Kupfer- und Leitverluste sind aufgrund des großen Stromrippels nicht zu vernachlässigen. Wie bereits in den vorherigen Kapiteln erläutert wurde, nehmen mit steigender Frequenz die Eisenverluste ab, was wiederum zu einer Erhöhung des Wirkungsgrades führt. Gleichzeitig nehmen mit steigender Frequenz die Schaltverluste zu. Ab 80kHz überwiegen die Schaltverluste gegenüber den Eisenverlusten und somit führt eine weitere Frequenzerhöhung zu einer Abnahme des Wirkungsgrades.

Abbildung 4.13: Wirkungsgrad η bei variabler Frequenz.Abbildung 4.14: Verlustleistung P_v als Funktion der Frequenz.

4.4.3 Optimieren des Wirkungsgrades

Mit den zuvor durchgeführten Messungen wurde ein maximaler Wirkungsgrad von 96.42% erreicht. Im Folgenden soll der Wirkungsgrad gesteigert werden. Um dies zu erreichen wird die Filterspule L von Micrometals durch eine Spule mit einem Sendustkern ersetzt. Die Sendust Ringkernspule besitzt durch den größeren Wicklungsdrahtquerschnitt einen geringeren Kupferwiderstand, was zu einer Reduktion der Kupferverluste führt. Allerdings führt die geringe Anzahl an Windungen zu einer Erhöhung des Wechselanteils der magnetischen Flussdichte und somit zu einem Anstieg der Eisenverluste, was den zu erwartenden Wirkungsgrad bei kleinen Strömen verschlechtern wird. In der Tabelle 3.4 wurden die wichtigsten Kenndaten beider Ringkernspulen zusammengefasst. Eine weitere Steigerung des Wirkungsgrades ergibt sich natürlich durch Erhöhung des Tastverhältnisses von $\delta = 23\%$

auf $\delta = 50\%$. Durch das höhere Tastverhältnis steigt die Ausgangsspannung U_{out} auf mehr als das Doppelte an. Dadurch wird bei gleichem Strom die Ausgangsleistung P_{out} in etwa verdoppelt. Ebenfalls erhöht sich bei einem $\delta = 50\%$ aber auch die Spannungszeitfläche an der Induktivität, was wiederum zu einem Anstieg der Eisenverluste führt. Da sich die Ausgangsleistung aber im stärkeren Maße als die Eisenverluste erhöht, wird eine Steigerung des Wirkungsgrades η erreicht.

Die Wirkungsgradmessung erfolgt bei einer Schaltfrequenz von 100kHz und einer Zwischenkreisspannung von 400V . Die Änderung des Laststroms I_{R_L} wird durch Anpassung des Belastungswiderstandes erreicht. Die Messparameter sind in Tabelle 4.6 aufgelistet.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
L	Filterspule mit Sendust Pulverkern	200	μH
f	Frequenz	100	kHz
U_{zk}	Zwischenkreisspannung	400	V
δ	Tastverhältnis	23 bis 50	%
I_{R_L}	Laststrom	variabel	A
R_L	Belastungswiderstand	variabel	Ω

Tabelle 4.6: Eingestellte Messparameter bei konstanter Frequenz und Sendust Pulverkern Spule.

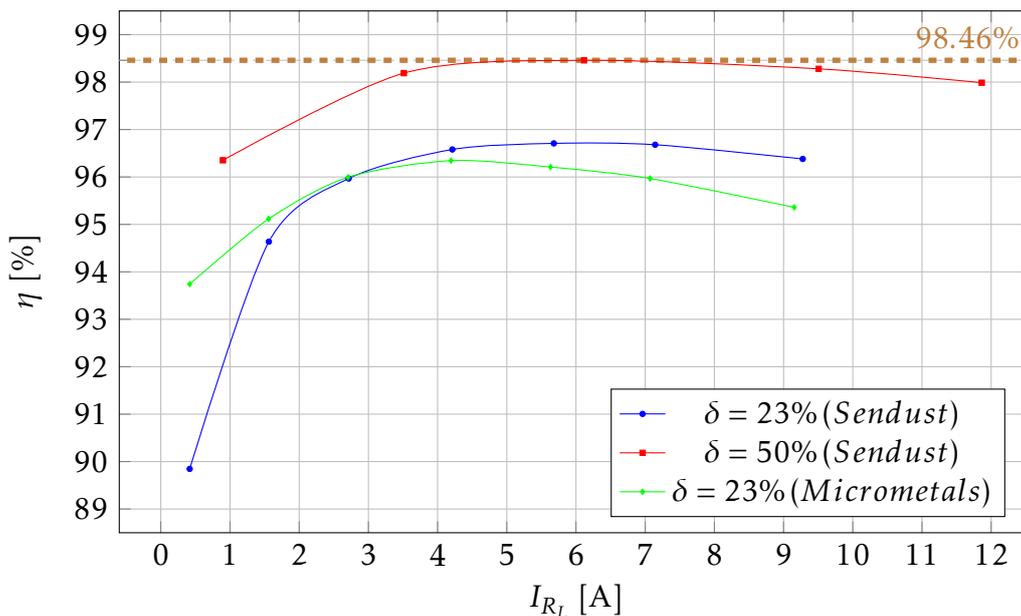


Abbildung 4.15: Wirkungsgrad η bei konstanter Frequenz.

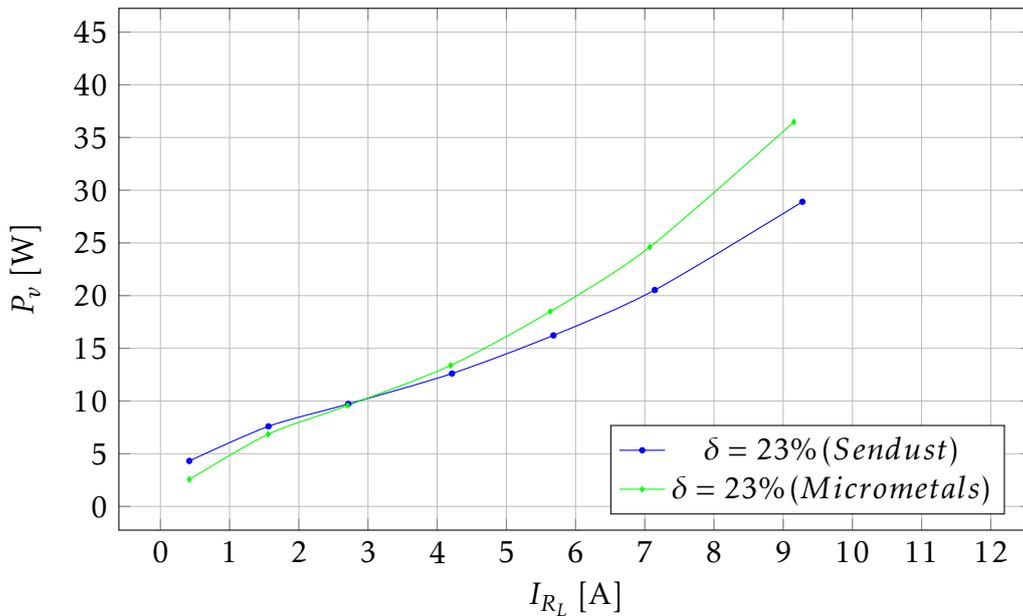


Abbildung 4.16: Verlustleistung P_v als Funktion des Laststroms bei unterschiedlichen Kernmaterialien.

Durch Steigerung des Tastverhältnisses δ auf 50% und durch Verwendung der Sendust Ringkernspule konnte bei einer Schaltfrequenz von 100kHz und einer Zwischenkreisspannung von $U_{zk} = 400\text{V}$ eine Steigerung des Wirkungsgrades auf 98.46% erreicht werden. Dieser Wirkungsgrad ergibt sich bei einem Laststrom von 6A . Der Verlauf ist in Abbildung 4.15 dargestellt und zeigt den Vergleich mit der Eisenpulverkernspule von Micrometals bei einem Tastverhältnissen von $\delta = 23\%$.

In Abbildung 4.16 wird bei gleichem Tastverhältnis δ die Verlustleistung P_v dargestellt. Erwartungsgemäß kann mit der Sendust Spule bei höheren Strömen ein besserer Wirkungsgrad erreicht werden. Ab einem Strom von ungefähr 2.7A sind die Verluste bei Verwendung einer Sendust Ringkernspule geringer als bei der Micrometals Spule. Da die Sendust Spule bei gleicher Induktivität weniger Windungen aber einen größeren Drahtquerschnitt besitzt, ist der Kupferwiderstand geringer. Die quadratische Abhängigkeit vom Strom I_{R_L} sorgt für deutlich verringerte Kupferverluste bei höheren Strömen. Bei Strömen unter 2.7A sind die Kupferverluste in der Spule geringer und die Eisenverluste dominieren. Dies äußert sich durch einen schlechteren Wirkungsgrad der Sendust Spule bei kleinen Strömen und gleichem Tastverhältnis (Abbildung 4.15).

4.5 Verfahren zur Ermittlung der Schaltverluste

Die gesamten Verluste P_v setzen sich aus der Summe von Eisenverlusten P_{Fe} , Kupferverlusten P_{Cu} , Leitverlusten P_{leit} und den Schaltverlusten P_s zusammen:

$$P_v = P_{Fe} + P_{Cu} + P_{leit} + P_s. \quad (4.18)$$

Bisher wurden die Schaltverluste aus der Differenz der gemessenen Gesamtverluste und den restlichen ermittelten Verluste angegeben. Über die folgenden Messungen wird versucht, für die verwendete Spule von Micrometals eine Formel für die vorherige Abschätzung der Schaltverluste zu ermitteln. Dazu wird die Halbbrücke erneut als Tiefsetzsteller betrieben (Abbildung 4.10). Die Zwischenkreisspannung wird auf einem Wert von 400V konstant

gehalten. Die Vorgehensweise bei den einzelnen Messungen zur Bestimmung der Teilverluste und die Ergebnisse werden in den folgenden Abschnitten erläutert. Die Messparameter sind zusammenfassend in Tabelle 4.7 aufgelistet.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
L	Filterspule T184-14 von Micrometals	200	μH
f	Frequenz	100 bis 160	kHz
U_{zk}	Zwischenkreisspannung	400	V
δ	Tastverhältnis	<i>variabel</i>	%
I_{R_L}	Laststrom	2.7A, 4.2A, 7A	A
R_L	Belastungswiderstand	35.3, 21.4, 11.6	Ω

Tabelle 4.7: Eingestellte Messparameter zur Ermittlung der Schaltverluste.

4.5.1 Bestimmung der Gesamtverluste

Die ersten Messungen werden unter Belastung bei einem Laststrom von $I_{R_L} = 2.7A$ in einem Frequenzbereich von $100kHz$ bis $160kHz$ durchgeführt. Die Frequenz wird dabei in $10kHz$ -Schritten erhöht. Die Zwischenkreisspannung $U_{zk} = 400V$ und der Belastungsstrom $I_{R_L} = 2.7A$ werden bei jedem Messpunkt auf dem gleichen Werten gehalten. Durch Änderung der Frequenz im Zuge der Messungen variieren auch die Verluste in der Halbbrücke und somit auch im geringen Maße der konstant zuhaltende Belastungsstrom I_{R_L} . Durch eine geringfügige Anpassung des Tastverhältnisses δ muss eine Justierung des Belastungsstroms bei jedem Messpunkt durchgeführt werden. Es ergibt sich also zu jedem Messpunkt ein eingestelltes Tastverhältnis. Aus diesen Messungen können die Gesamtverluste P_v der Schaltung bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen und annähernd konstantem Laststrom und konstanter Zwischenkreisspannung ermittelt werden. Die Messungen werden für die Ströme $4.2A$ und $7A$ wiederholt. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.17 dargestellt und zeigt den Verlauf der Gesamtverluste als Funktion der Frequenz bei unterschiedlichen Lastströmen. Die Grafik zeigt den Anstieg der Gesamtverluste bei Erhöhung der Frequenz. Da der Laststrom konstant gehalten wird, sind auch die Kupferverluste in der Spule und die Leitverluste im SiC-MOSFET annähernd konstant über dem Frequenzbereich (der in Abschnitt 3.2.1 erläuterte Skinneffekt wird dabei nicht berücksichtigt). Der Anstieg wird durch die Schaltverluste P_s und die Eisenverluste P_{Fe} bestimmt.

4.5.2 Bestimmung der Eisenverluste in der Filterinduktivität

Um Rückschlüsse auf die Eisenverluste P_{Fe} in der Spule zu erhalten wird in diesem Schritt die Halbbrücke im Leerlauf betrieben. Die Eingangsleistung entspricht in dieser Messkonfiguration im Wesentlichen den Eisenverlusten in der Filterspule. Aufgrund der kleinen Ströme im Leerlauf werden die Schaltverluste als vernachlässigbar angenommen. Damit die Ergebnisse mit den vorher ermittelten Gesamtverlusten ins Verhältnis gesetzt werden können, erfolgt die Leerlaufmessung im Frequenzbereich von $100kHz$ bis $160kHz$. Dazu muss in jedem Messpunkt das gleiche Tastverhältnis δ eingestellt werden wie bei den Messungen zu den Gesamtverlusten.

Die Auswertung des Diagrammes in Abbildung 4.18 zeigt ein Abfallen der Eisenverluste bei Erhöhung der Frequenz f . Im Abschnitt 3.2.1 konnte dieser Verlauf bereits durch die Analyse der modifizierten Steinmetzgleichung aus dem Datenblatt [20] abgeleitet werden.

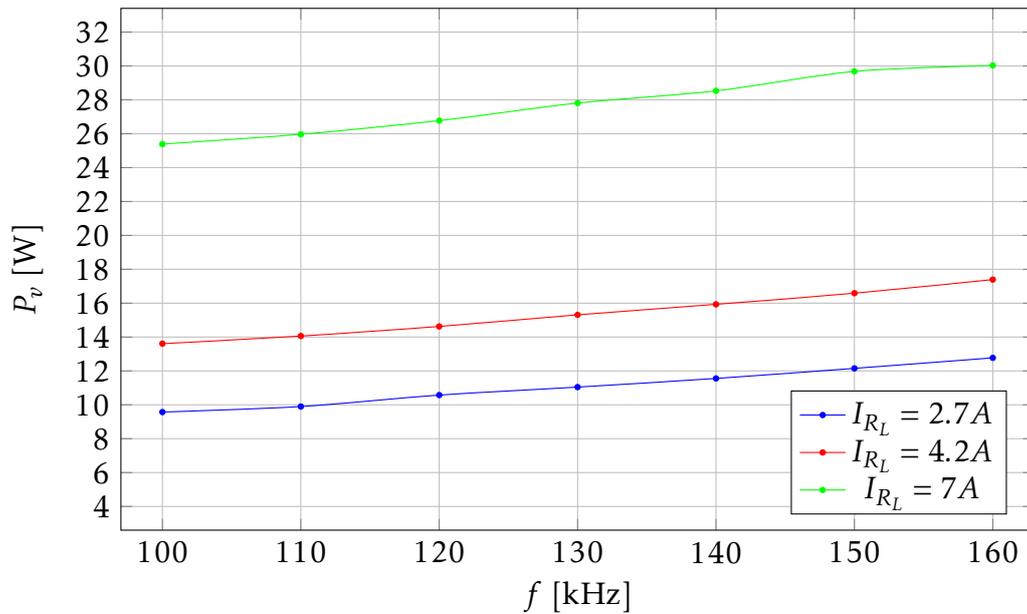


Abbildung 4.17: Gesamtverluste als Funktion der Frequenz.

Die so ermittelten Ergebnisse stimmen gut mit den beobachteten Eisenverluste aus der von Micrometals modifizierte Steinmetzgleichung überein.

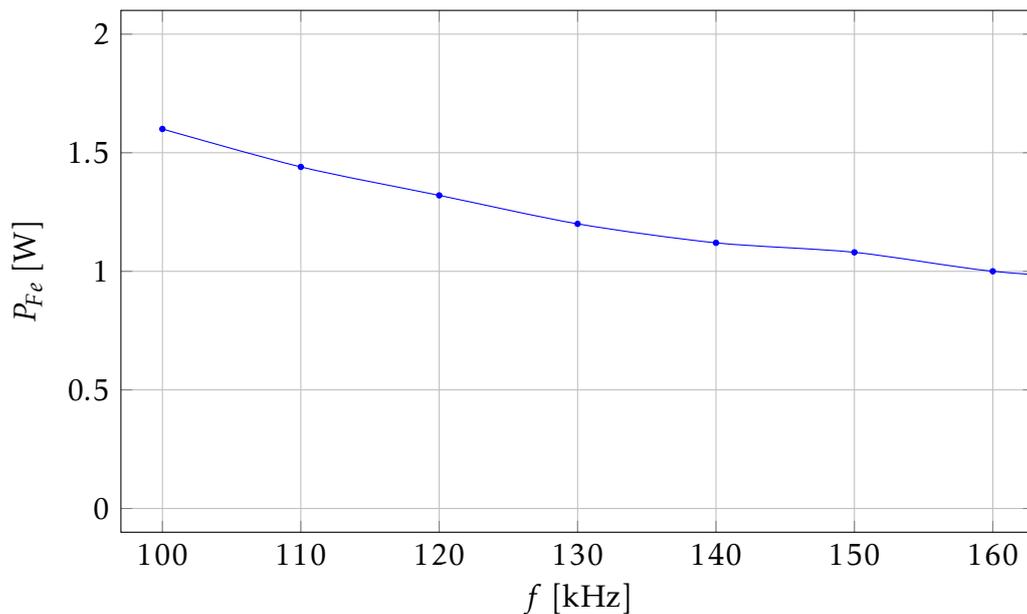


Abbildung 4.18: Eisenverluste als Funktion der Frequenz für $U_{zk} = 400V$ und $\delta = 23\%$.

4.5.3 Bestimmung der Kupfer- und Leitverluste

Für die Lastströme I_{R_L} von 2.7A, 4.2A und 7A wird der genaue Wert der Kupferverluste P_{Cu} in der Spule und der Leitverluste im SiC-MOSFET P_{leit} bestimmt. Die Vorgehensweise bei der Bestimmung der Leitverluste sowie die verwendete Messschaltung wurde in Abschnitt 4.3 bereits erläutert. Mit den Gleichungen 4.5 bis 4.8 können die Ergebnisse aus der Tabelle 4.8 berechnet werden. Die dadurch ermittelten Kupfer- und Leitverluste sind frequenzunabhängig und hängen quadratisch vom Laststrom I_{R_L} ab. Eine grafische Aufbereitung ist aus Abbildung 4.9 zu entnehmen.

I_{R_L} [A]	U_L [V]	U_{ds} [V]	R_L [Ω]	$R_{ds,on}$ [Ω]	P_{Cu} [W]	P_{leit} [W]
2.704	0.380	0.229	0.1405	0.0847	1.027	0.619
4.208	0.590	0.360	0.1402	0.0856	2.483	1.516
7.097	1.009	0.625	0.1422	0.0881	7.162	4.437

Tabelle 4.8: Messergebnisse zur Ermittlung der Kupfer- und Leitverluste.

4.5.4 Bestimmung der Schaltverluste und Schaltenergie

Schaltverluste entstehen durch das gleichzeitige Auftreten des Stroms durch den SiC-MOSFET und der Drain-Source Spannung während des Schaltvorganges. Sie setzen sich aus den Einschaltverlusten und den Ausschaltverlusten zusammen. Durch eine Erhöhung des Laststroms steigen die Schaltverluste und somit auch die Schaltenergie der beiden Transistoren. Im Folgenden wird nicht mehr zwischen Ein- und Ausschaltverlusten unterschieden.

Die Schaltverluste P_s des SiC-MOSFETs lassen sich aus Gleichung 4.18 bestimmen. Durch Umstellen der Gleichung können die Schaltverluste P_s näherungsweise aus den bisherigen Messungen nach

$$P_s = \frac{1}{T} \int_T i_{ds}(t) \cdot u_{ds}(t) dt \sim P_s = P_v - P_{Fe} - P_{Cu} - P_{leit} \quad (4.19)$$

bestimmt werden.

Der Verlauf der Schaltverluste für die unterschiedlichen Frequenzen ist in Abbildung 4.19 dargestellt. Durch die Erhöhung der Frequenz erhöht sich ebenfalls die Schaltanzahl pro Sekunde und somit proportional die Schaltverluste. Erwartungsgemäß steigt P_s dadurch näherungsweise linear an.

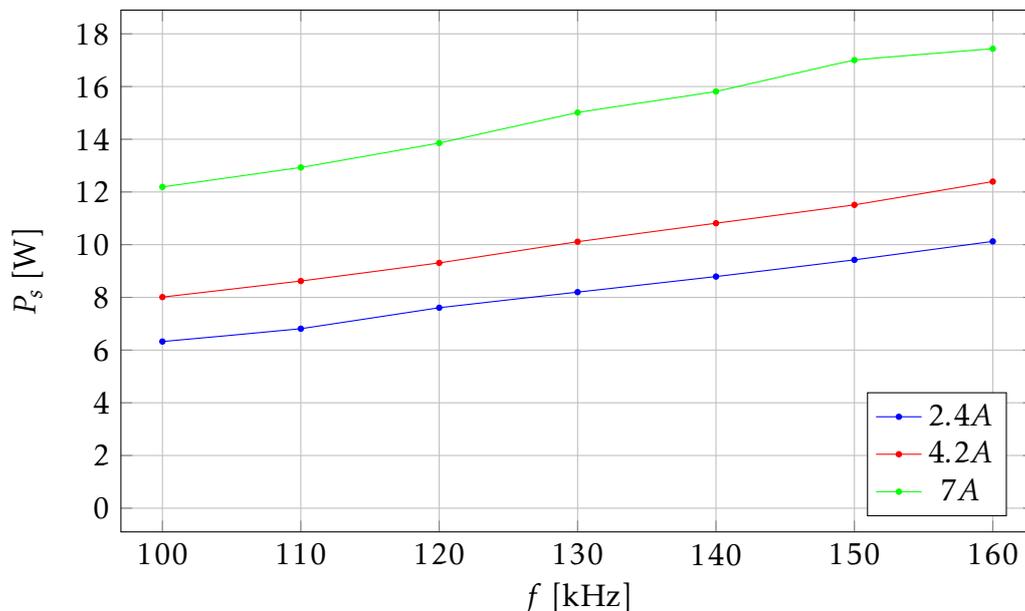


Abbildung 4.19: Schaltverluste als Funktion der Frequenz bei unterschiedlichen Lastströmen.

Eine zusammenfassende Darstellung der Aufteilung der gesamten Verluste P_v für einen Strom von $I_{R_L} = 7A$ ist in der Abbildung 4.20 dargestellt. Gut zu erkennen sind die konstant

bleibenden Leit- und Kupferverluste sowie die leicht sinkenden Eisenverluste. Den größten Anteil an den Gesamtverlusten nehmen die mit der Frequenz steigenden Schaltverluste ein.

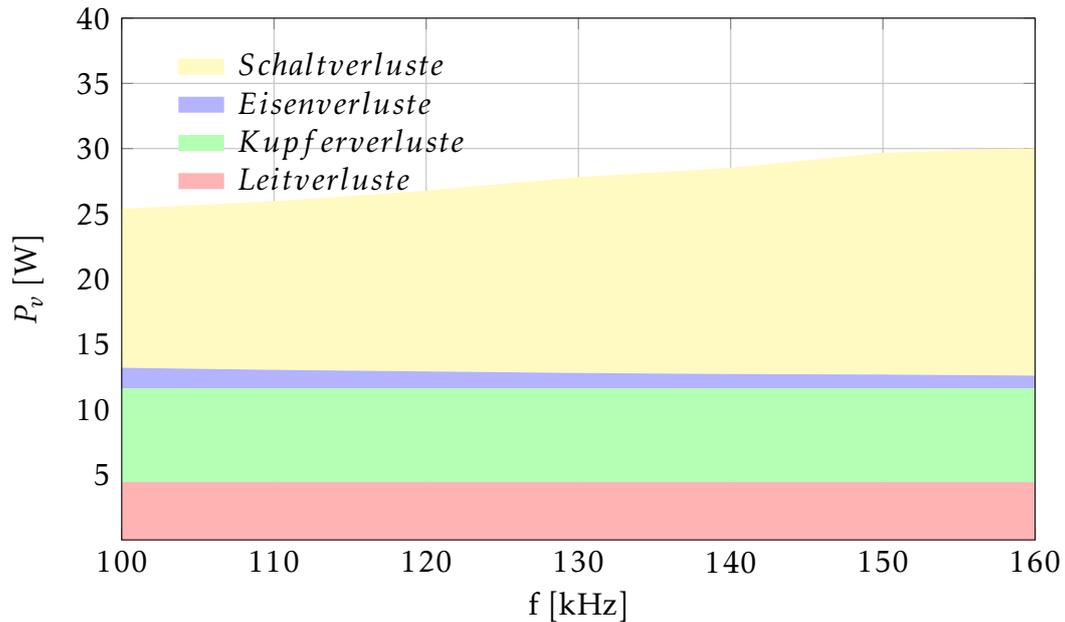


Abbildung 4.20: Gesamte Aufteilung der Verluste bei $I_{R_L} = 7A$.

Die Schaltenergie W_s kann dabei für einen konstanten Strom als annähernd konstant über dem gemessenen Frequenzbereich angenommen werden (Abbildung 4.21). Um die Schaltenergie darstellen zu können wird die Näherung

$$W_s = \frac{P_s}{f} = P_s \cdot T \quad (4.20)$$

verwendet.

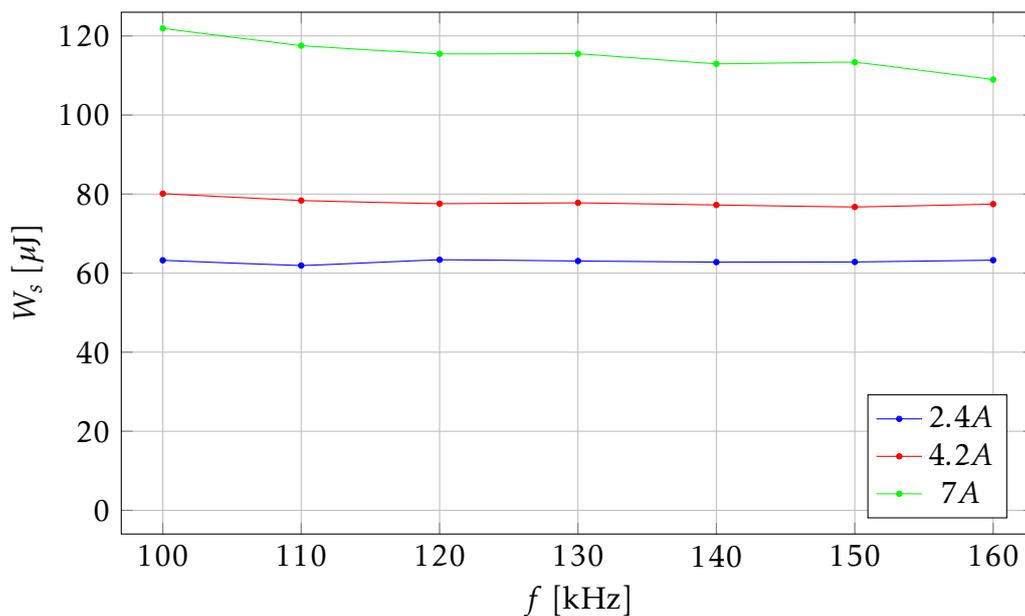


Abbildung 4.21: Schaltenergie als Funktion der Frequenz.

Die Schaltenergie wird als unabhängig von der Frequenz angenommen und soll für die Ströme 2.7A, 4.2A und 7A ermittelt werden. Dazu werden aus Abbildung 4.19 die ermittelten Schaltverluste für die drei Ströme durch die jeweilige Frequenz dividiert und ein gemittelter Wert für die Schaltenergie in Abhängigkeit des Laststroms angegeben. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.22 ersichtlich. Sie zeigt die Abhängigkeit der Schaltenergie vom Laststrom.

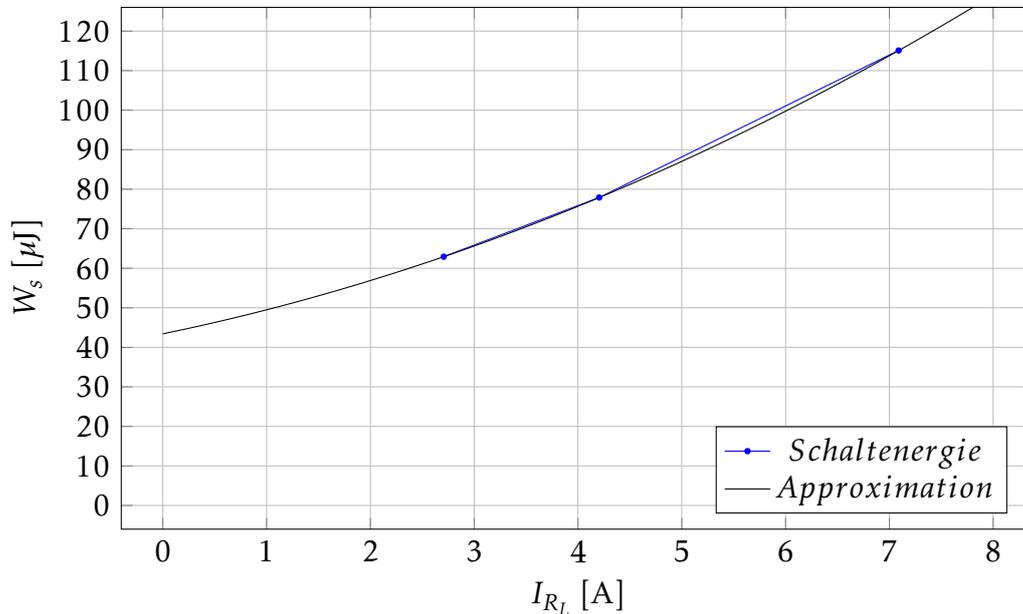


Abbildung 4.22: Schaltenergie als Funktion des Laststroms und Approximation durch ein Polynom 2. Ordnung.

Ein Vergleich mit dem aus dem Datenblatt [12] entnommenen Diagramm (Abbildung 3.4) zeigt einen ähnlichen Verlauf der Schaltenergie. Zu beachten ist allerdings, dass der im Datenblatt dargestellte Verlauf der Schaltenergie bei einer Drain-Source Spannung von 800V ermittelt wurde. Da bei den Messungen in diesem Kapitel eine Zwischenkreisspannung von 400V festgelegt ist, sind hier deutlich niedrigere Schaltenergien zu erwarten als im Datenblatt dargestellt.

Eine Näherung des Verlaufs der Schaltenergie W_s aus Abbildung 4.22 lässt sich als Polynom 2. Grades in der Form

$$W_s = [0.662 \cdot I_{R_L}^2 + 5.415 \cdot I_{R_L} + 43.42] \cdot 10^{-6} J \quad (4.21)$$

angegeben. Die Approximation mit dem Polynom ist ebenfalls in der Abbildung 4.22 eingetragen.

Anhand dieser Formel können, unter der Annahme eines nichtlückenden Laststroms, die auftretenden Schaltenergien und somit die Schaltverluste in Abhängigkeit des zu erwarteten Laststroms in guter Näherung vorab abgeschätzt werden. Um dies zu überprüfen werden bei einem Strom von $I_{R_L} = 4.2A$ und einer Frequenz von $f = 100kHz$ die Schaltenergie und die Schaltverluste berechnet. Eingesetzt in die Approximation ergibt sich die Schaltenergie zu

$$W_s = [0.662 \cdot 4.2^2 + 5.415 \cdot 4.2 + 43.42] \cdot 10^{-6} = 77.84 \mu J. \quad (4.22)$$

Durch Multiplikation mit der Frequenz ergeben sich die Schaltverluste

$$P_s = W_s \cdot 100 \cdot 10^3 = 7.78 W. \quad (4.23)$$

Ein Vergleich der berechneten Schaltverluste mit Abbildung 4.19 zeigt die Gültigkeit der Formel für einen nichtlückenden Betrieb des Umrichters.

Kapitel 5

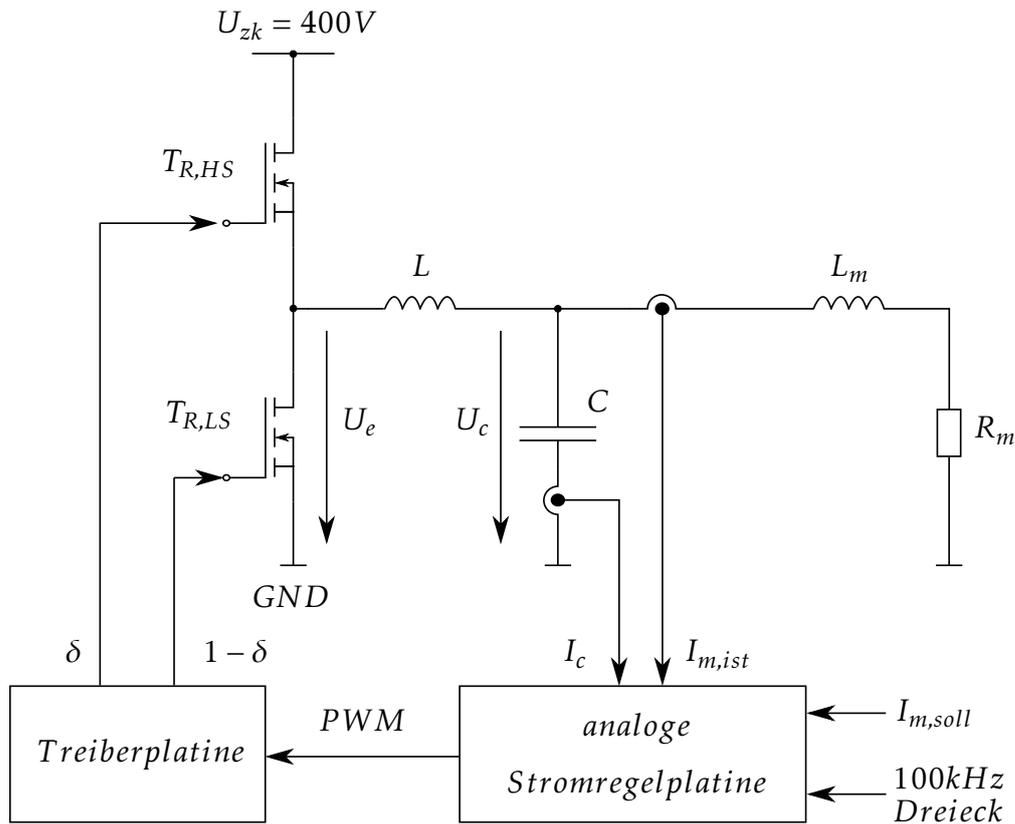
Regelung des Motorstroms

Der entworfene Umrichter wird in diesem Kapitel mit einer 1-phasigen, analogen Stromregelung erweitert und getestet. Als Regelgröße ist dabei ein fiktiver Motorstrom I_m vorgesehen. Der Regler soll ein PWM-Signal generieren, welches am Signaleingang der Treiberplatine angelegt werden kann. Die Belastung der Halbbrücke wird durch einen ohmsch-induktiven Verbraucher dargestellt. Dabei soll L_m die Motorinduktivität und R_m die Gegenspannung einer permanent erregten Synchronmaschine simulieren. Vor dem Aufbau und der Implementierung des Regelkonzepts wird mit Hilfe der Simulationsumgebung *LT Spice IV* von Linear Technology die Funktion und die Performance der Regeleinheit überprüft. Die Analyse der Übertragungsfunktionen und die Berechnung der Regelparameter sowie die Darstellung von Sprungantworten und Bodediagrammen wurde unter Zuhilfenahme von *Matlab 2013a* bewerkstelligt.

Das Ersatzschaltbild zur Stromregelung ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Die Messungen des Motorstroms I_m und des Filterkondensatorstroms I_c erfolgen durch Stromwandler vom Typ LTSR 25-NP von der Firma LEM [23]. Der Motorsollstrom $I_{m,soll}$ wird durch einen Funktionsgenerator vorgegeben. Zur Generierung des 100kHz PWM-Signals wird ein symmetrisches 100kHz Dreieck-Signal zusammen mit einem Komparator verwendet. Die Parameter zur Auslegung der Regelung sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
U_{zk}	Zwischenkreisspannung	400	V
R_m	Lastwiderstand	50	Ω
L_m	Motorinduktivität	5	mH
L	Ausgangfilterinduktivität	200	μH
C	Ausgangfilterkapazität	1	μF

Tabelle 5.1: Bauteilparameter der Strecke.

Abbildung 5.1: Analoge Stromregelung des Motorstroms I_m .

5.1 Regelungskonzept

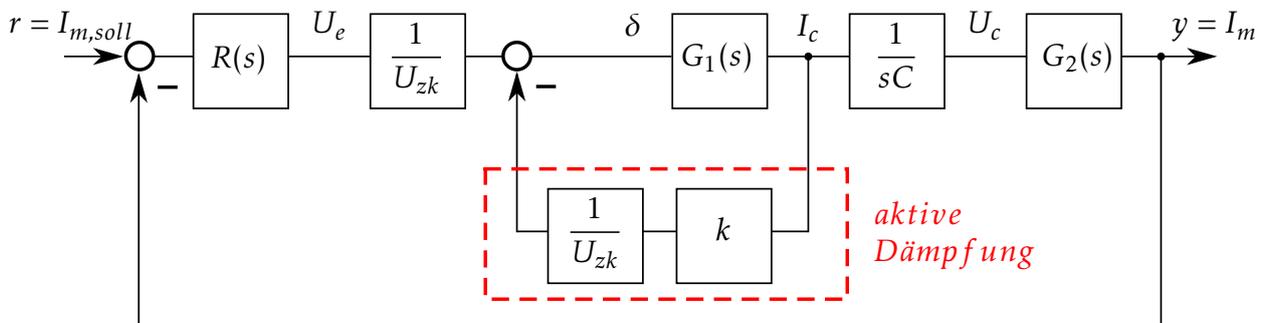


Abbildung 5.2: Vollständiges Regelungskonzept.

Aufgebaut und implementiert wird ein analoger PI-Regler. Der Reglerentwurf erfolgt mithilfe des Frequenzkennlinienverfahrens (FKL-Verfahren) [9]. Das vollständige Regelungskonzept ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Der im Regelungskonzept enthaltene Block $1/U_{zk}$ wird erst bei der Dimensionierung des analogen Reglers mitberücksichtigt und dient zum Umrechnen der Eingangsspannung U_e in das Tastverhältnis δ . Für die Halbbrücke gilt näherungsweise der Zusammenhang

$$\delta = \frac{U_e}{U_{zk}}. \quad (5.1)$$

Durch die Analyse der Strecke anhand des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 5.1 kann

die Übertragungsfunktion $G_1(s)$ von der Eingangsspannung der Schaltung U_e zum Kondensatorstrom I_c durch

$$G_1(s) = \frac{I_c}{U_e} = sC \cdot \frac{U_c}{U_e} = \frac{sC \cdot \frac{1}{sC} \cdot (sL_m + R_m)}{sL + \frac{1}{sC} \cdot (sL_m + R_m)} = \frac{sL_m + R_m}{\frac{L}{C} + s^2LL_m + sLR_m + \frac{1}{sC}(sL_m + R_m)} \quad (5.2)$$

berechnet werden. Mit Hilfe der Übertragungsfunktion $G_1(s)$ und

$$G_2(s) = \frac{I_m}{U_c} = \frac{1}{sL_m + R_m} \quad (5.3)$$

wird die Übertragungsfunktion $G(s)$ von der Eingangsspannung U_e zum Motorstrom I_m bestimmt:

$$G(s) = \frac{I_m}{U_e} = \frac{1}{sC} \cdot G_1(s)G_2(s) = \frac{1}{sC} \cdot \frac{sL_m + R_m}{\frac{L}{C} + s^2LL_m + sLR_m + \frac{1}{sC}(sL_m + R_m)} \cdot \frac{1}{sL_m + R_m}. \quad (5.4)$$

Die Resonanzstelle der Übertragungsfunktion liegt bei $f_{res} = 11.5\text{kHz}$ und kann nach

$$f_{res} = \sqrt{\frac{L + L_m}{L \cdot L_m \cdot C}} = 11.5 \cdot 10^3 \text{Hz} \quad (5.5)$$

berechnet werden [27]. Das Bodediagramm der gesamten Übertragungsfunktion $G(s)$ ist in Abbildung 5.3 blau dargestellt und zeigt die noch ungedämpfte Resonanzstelle an der Stelle f_{res} .

5.2 Berechnung der aktiven Dämpfung

Die Resonanzstelle bei f_{res} muss für eine stabile Regelung gedämpft werden. Dazu wird das Streckenmodell durch eine aktive Dämpfung erweitert. Durch Rückkopplung des Kondensatorstroms I_c und durch den Dämpfungsparameter k wird eine aktive Dämpfung der Resonanzstelle erzwungen, wie im Blockschaltbild aus Abbildung 5.2 dargestellt. Der Dämpfungsparameter $k = 14$ kann für die LCL_m -Anordnung am Ausgang der Halbbrücke nach

$$k = |Z_0| = \sqrt{\left| \frac{L_p}{C} \right|} = \sqrt{\left| \frac{L \cdot L_m}{(L + L_m) \cdot C} \right|} = 14 \quad (5.6)$$

bestimmt werden und wird so gewählt, dass dieser dem Betrag des Kennwiderstandes $|Z_0|$ des Resonanzkreises entspricht. Dadurch wird eine ausreichende Dämpfung der Resonanzstelle erreicht. Die Übertragungsfunktion $G_{1,d}$ der inneren Rückkopplung ergibt sich unter Berücksichtigung der aktiven Dämpfung aus

$$G_{1,d}(s) = \frac{G_1(s)}{1 + k \cdot G_1(s)}. \quad (5.7)$$

Daraus kann die gesamte aktiv gedämpfte Übertragungsfunktion

$$G_d(s) = \frac{1}{sC} \cdot G_{1,d}(s) \cdot G_2(s) \quad (5.8)$$

bestimmt werden. Im Bodediagramm aus Abbildung 5.3 ist die Übertragungsfunktion im ungedämpften $G(s)$ (blau) und im aktiv gedämpften Fall $G_d(s)$ (rot) dargestellt.

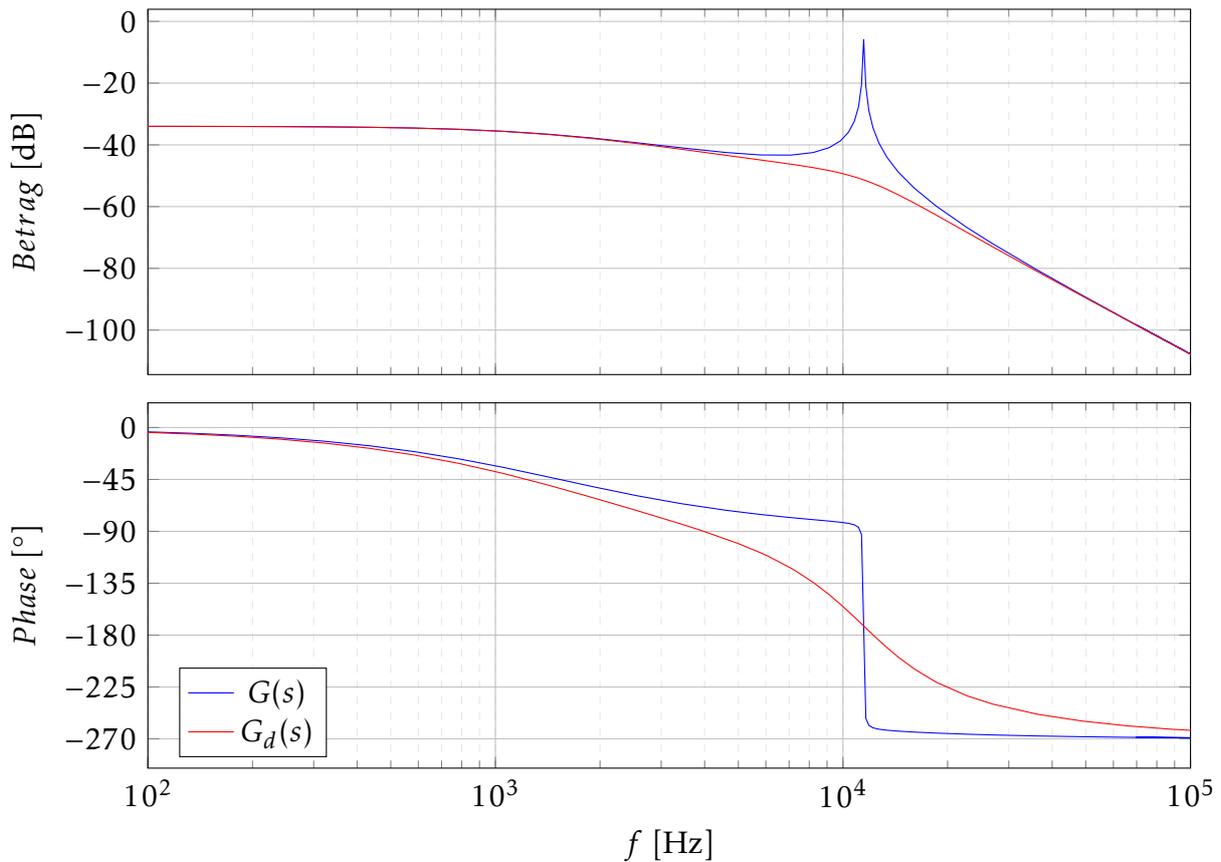


Abbildung 5.3: Bodediagramm der gesamten Übertragungsfunktion im ungedämpften (blau) und aktiv gedämpften Fall (rot).

5.3 Berechnung der PI-Regelparameter

Der vollständige Regelkreis mit aktiv gedämpfter Strecke ist in Abbildung 5.2 zu sehen. Unter Beachtung der PI-Reglerstruktur

$$R(s) = V_I \frac{1 + sT_I}{s} = V_I \cdot T_I + \frac{V_I}{s} \quad (5.9)$$

ergibt sich der offene Kreis $L(s)$ und der geschlossene Kreis $T_{r,y}(s)$ aus

$$L(s) = R(s) \cdot G_d(s), \quad (5.10)$$

$$T_{r,y}(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)}. \quad (5.11)$$

Der Reglerentwurf wird im Frequenzbereich mit dem FKL-Verfahren durchgeführt. Dabei wird das gewünschte zeitliche Verhalten der Sprungantwort des geschlossenen Kreises durch drei Kenngrößen vorgegeben (Tabelle 5.2). Diese charakteristischen Größen können mit dem Frequenzgang des offenen Kreises $L(s)$ durch empirische Näherungen

$$\omega_c \cdot t_r \sim 1.5 \implies \omega_c = \frac{1.5}{t_r} = 7500 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, \quad (5.12)$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2 \cdot \pi} = \frac{7500 \text{ rad/s}}{2 \cdot \pi} = 1194 \text{ Hz} \quad (5.13)$$

und

$$\phi[^\circ] + \ddot{u}[\%] \sim 70 \implies \phi = 70 - \ddot{u} = 60^\circ \quad (5.14)$$

in Verbindung gebracht werden. Die Dynamik des Systems wird durch die Durchtrittsfrequenz ω_c beeinflusst. Dieser Wert steht mit der Anstiegszeit t_r in Verbindung. Wird die Anstiegszeit kleiner gewählt, erhöht sich die Durchtrittsfrequenz und somit auch die Systemdynamik des geschlossenen Kreises. Die Durchtrittsfrequenz liegt beim Schnittpunkt der 0 dB Linie. Die Phasenreserve Φ beschreibt den notwendigen Abstand der Phase ϕ von der -180° Linie bei der Durchtrittsfrequenz und kann als Abstand zur Stabilitätsgrenze des Systems gesehen werden. Sie ergibt sich aus dem geforderten Überschwingverhalten der Sprungantwort. Mit der Phasenreserve und der Durchtrittsfrequenz können die PI-Regelparameter T_I und V_I des Reglers $R(s)$ bestimmt werden. [9]

Symbol	Kenngroße	Entwurfsvorgabe	Einheit
t_r	Anstiegszeit	0.2	ms
\ddot{u}	Überschwingung	10	%
$e_\infty _{r(t)=\sigma(t)}$	bleibende Regelabweichung	0	

Tabelle 5.2: Kenngrößen und Entwurfsvorgaben beim FKL-Verfahren.

5.3.1 Bestimmung von T_I

Da die Regelverstärkung V_I keinen Einfluss auf den Phasengang hat, wird zuerst die vorgegebene Phasenreserve von 60° mit Hilfe des Regelparameters T_I bestimmt. Die Regelverstärkung V_I wird bei der Bestimmung von T_I ignoriert.

Im ersten Schritt wird das Bodediagramm des offenen Kreises

$$L_1(s) = \frac{G_d(s)}{s} \quad (5.15)$$

mit all den bereits bekannten Termen in Abbildung 5.4 dargestellt. Aus dem Bodediagramm von $L_1(s)$ wird die Phase $\phi = -133.93$ an der Stelle $f_c = 1194 \text{ Hz}$ bestimmt. Ein Vergleich mit der geforderten Phasenreserve $\Phi = 60^\circ$ ergibt eine benötigte Phase ϕ_{soll} von:

$$\phi_{soll} = -180^\circ + \Phi = -180^\circ + 60^\circ = -120^\circ. \quad (5.16)$$

Daraus kann die benötigte Phasenhebung von

$$\Delta\Phi = \phi_{soll} - \phi = -120^\circ + 133.93^\circ = 13.93^\circ \quad (5.17)$$

ermittelt werden. Mit dem linearen Term $1 + sT_I$ des PI-Reglers $R(s)$ wird der Parameter T_I deshalb nun so bestimmt, dass die errechnete Phasenhebung erzielt wird:

$$\arg(1 + j\omega_c T_I) = \arctan(\omega_c T_I) = \Delta\Phi, \quad (5.18)$$

$$\implies T_I = \frac{\tan(\Delta\Phi)}{\omega_c} = \frac{\tan(13.93^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ})}{7500 \text{ rad/s}} = 3.307 \cdot 10^{-5} \text{ s}. \quad (5.19)$$

Der offene Kreis mit der korrigierten Phase ist als Übertragungsfunktion

$$L_2(s) = L_1(s) \cdot (1 + sT_I) \quad (5.20)$$

dargestellt. Das zugehörige Bodediagramm ist in Abbildung 5.4 eingetragen.

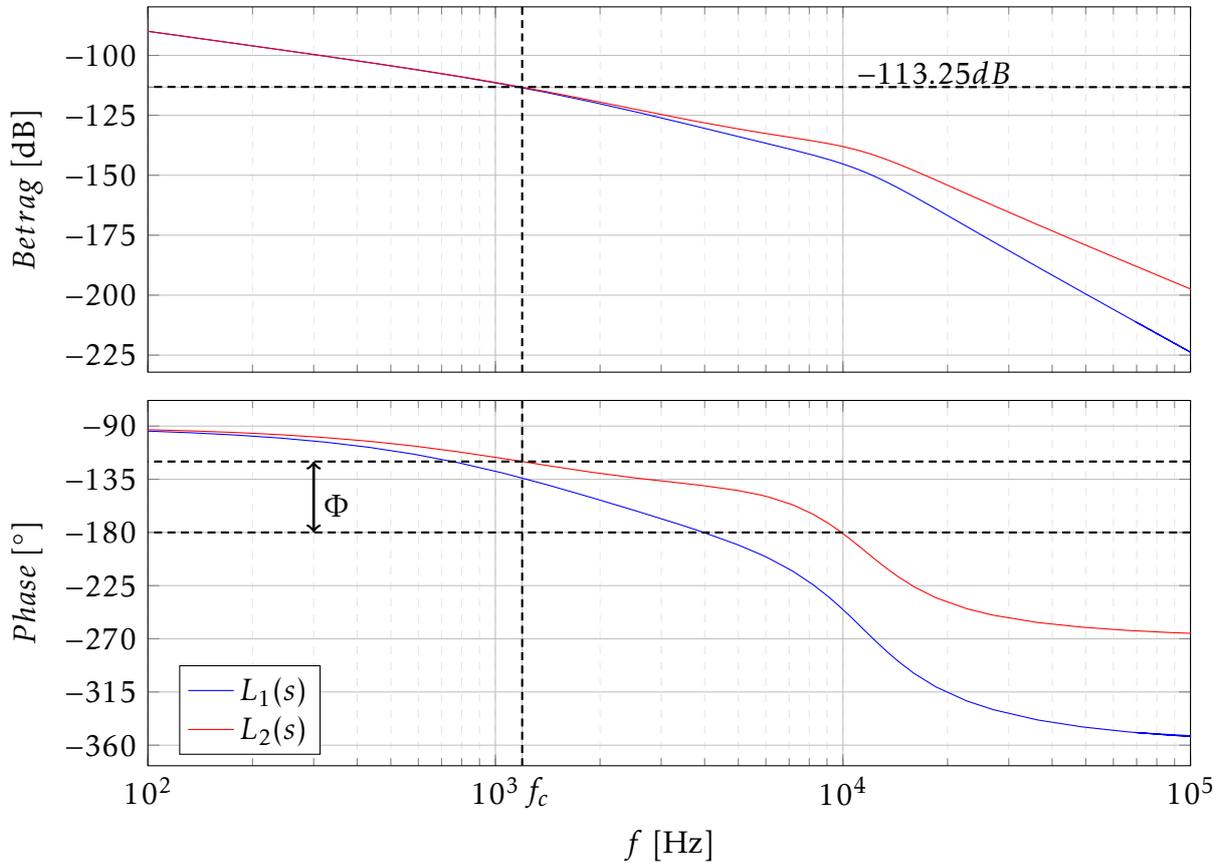


Abbildung 5.4: Bodediagramm von $L_1(s)$ (blau) und $L_2(s)$ (rot) zur Bestimmung von T_I und V_I .

5.3.2 Bestimmung von V_I

Um die gewünschte Durchtrittskreisfrequenz von $\omega_c = 7500 \text{ rad/s}$ bzw. $f_c = 1194 \text{ Hz}$ zu erhalten wird mit der Regelverstärkung V_I der Betragsgang von $L_2(s)$ verschoben. Es wird V_I so gewählt, dass die 0 dB -Linie bei f_c geschnitten wird. Aus dem Bodediagramm in Abbildung 5.4 ergibt sich eine notwendige Amplitudenanhebung von $+113.25 \text{ dB}$. Daraus lässt sich der Verstärkungsfaktor V_I aus

$$+113.25 \text{ dB} = 20 \cdot \log(V_I), \quad (5.21)$$

und

$$\Rightarrow V_I = 10^{113.25 \text{ dB}/20} = 4.597 \cdot 10^5 \quad (5.22)$$

bestimmen. Nach dem Einsetzen der berechneten Regelparameter T_I und V_I in die Gleichungen 5.9 bis 5.11 ergibt sich das vollständige Bodediagramm des offenen Kreises $L(s)$ und des geschlossenen Kreises $T_{r,y}(s)$ nach Abbildung 5.5. Anhand der Sprungantwort des geschlossenen Kreises aus Abbildung 5.6 werden die Entwurfsvorgaben aus Tabelle 5.2 überprüft.

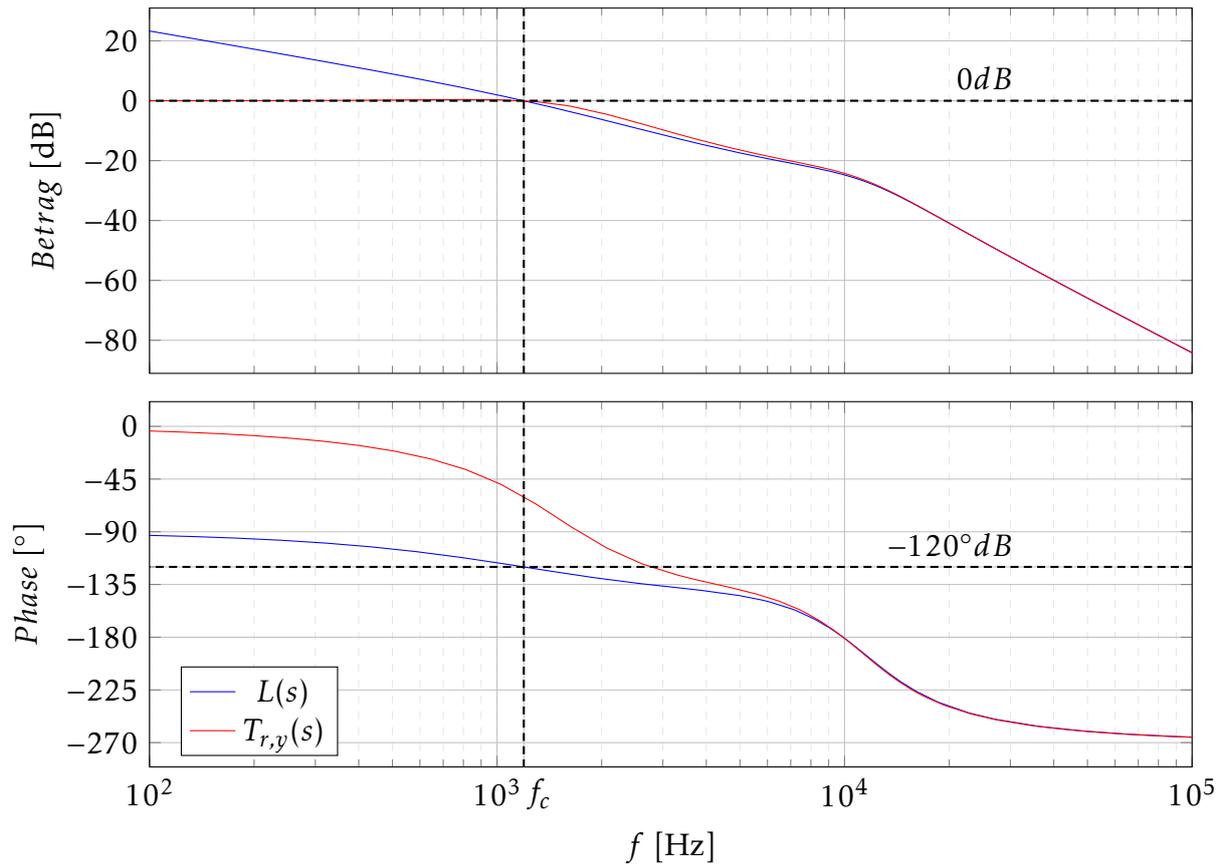


Abbildung 5.5: Bodediagramm des offenen Kreises $L(s)$ (blau) und des geschlossenen Kreises $T_{r,y}(s)$ (rot).

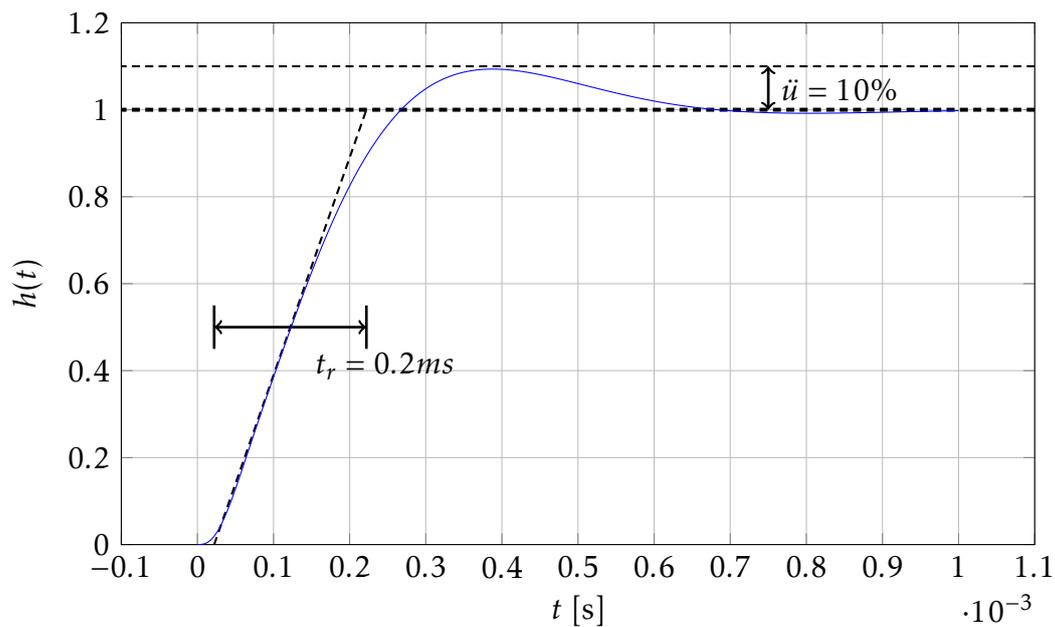


Abbildung 5.6: Sprungantwort des geschlossenen Kreises $T_{r,y}(s)$.

5.4 Analoge Stromregeleinheit

Zur Realisierung der Stromregeleinheit wird der entworfene PI-Regler und die aktive Dämpfung der Strecke mithilfe von analogen Verstärkern aufgebaut. Der vollständige Schaltplan der Regeleinheit ist im Anhang A beigefügt.

Die Messungen des Motorstroms I_m und des Kondensatorstroms I_c erfolgen durch Stromwandler vom Typ LTSR25-NP der Firma LEM [23]. Die aus dem Datenblatt entnommene Kennlinie (Abbildung 5.7) beschreibt den Zusammenhang zwischen dem Messstrom I_p und der Ausgangsspannung des Stromwandlers V_{OUT} . Bei Verwendung von zwei primären Windungen liegt der primäre Nennstrom I_{PN} laut Datenblatt bei $\pm 12A$.

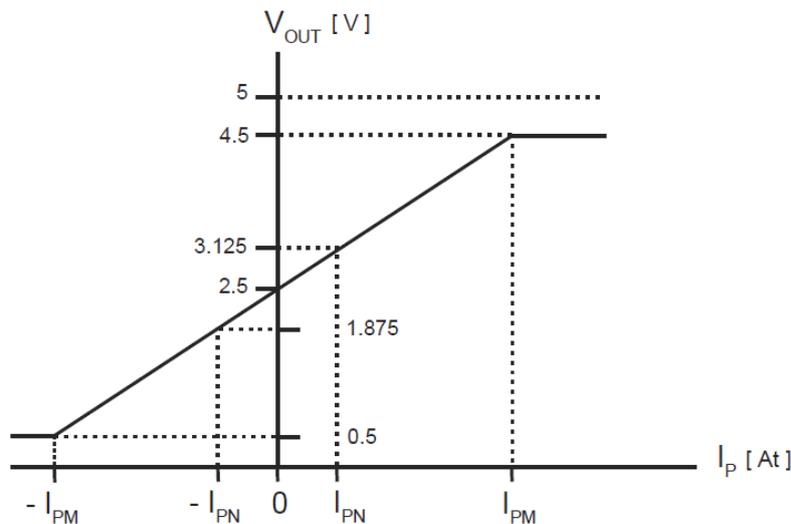


Abbildung 5.7: Ausgangsspannungsverlauf in Abhängigkeit des Messstroms. [23]

Damit die Ausgangsspannung des Stromwandlers für die Regelung weiterverarbeitet werden kann, muss eine Anpassung des Signals erfolgen. Für die Regelung wird eine Ausgangsspannung des Stromwandlers benötigt, welche dem gleichen gemessenen Stromwert direkt entspricht, d.h. $I_p = 1A$ entspricht $U_p = 1V$. Die benötigte Signalanpassung erfolgt unter Berücksichtigung der Kennlinie aus Abbildung 5.7 und der daraus abgeleiteten Formel

$$U_p = 19.2 \cdot (U_{out} - 2.5V). \quad (5.23)$$

Berücksichtigt wird ebenfalls die Korrektur des Offset von $2.5V$ bei $I_p = 0A$. Bei der Verarbeitung des Messsignals wird eine $2.5V$ Referenzspannung benötigt um den Offset des Stromwandlers zu korrigieren. Dafür wird ein einfacher Spannungsteiler verwendet. Dieser erzeugt aus der $5V$ Versorgungsspannung der Platine die $2.5V$ Referenzspannung U_{ref} . Dabei ist auf einen genauen Abgleich der Referenzspannung zu achten. Ist diese größer als $2.5V$, liegt am Eingang des PI-Reglers ein konstanter negativer Offset an, welcher der Differenz zwischen $2.5V$ und U_{ref} entspricht. Der Integratoranteil des Reglers steigt bis zum Maximalwert an. Durch eine Anti-Windup Maßnahme mit zwei antiseriell angeordneten $5.1V$ Zenerdioden, parallel zur Rückkopplung des Reglers, wird die maximale Reglerausgangsspannung auf $\pm 5.1V$ begrenzt. Ist die Referenzspannung kleiner als $2.5V$, äußert sich dies durch einen konstanten Offset zwischen dem Motor-Sollstrom und dem Motor-Iststrom. Der Grund dafür ist ebenfalls in der Umrechnung des Stroms in eine äquivalente Spannung

nach Gleichung 5.23 zu finden. Bei zu kleiner Referenzspannung ist die Umrechnung nicht korrekt und es kommt zu einer konstanten Regelabweichung (Abbildung 5.8).

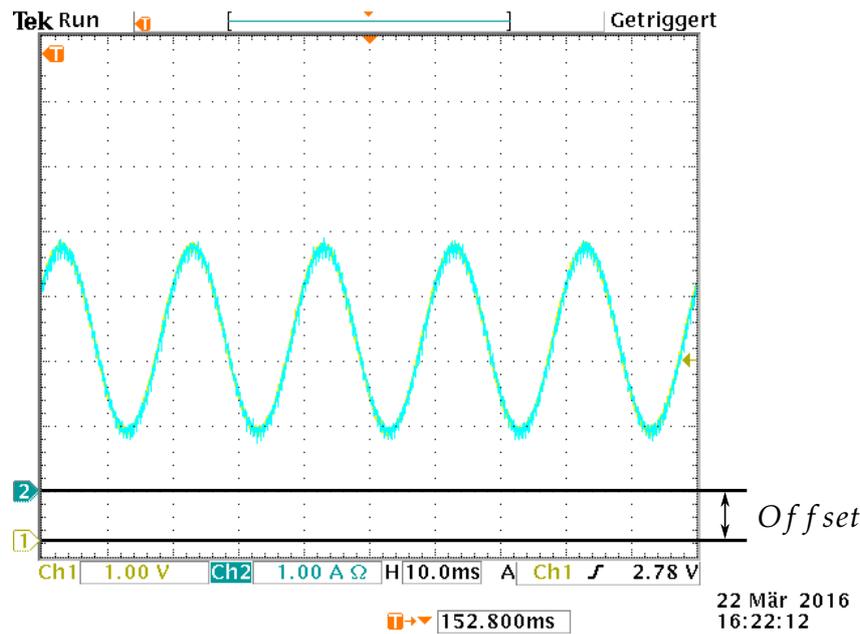


Abbildung 5.8: Offset bei zu kleiner Referenzspannung.

Um das Ausgangssignal des Stromwandlers U_{OUT} frei von hochfrequenten Rauschen zu halten, wird ein zusätzliches RC-Tiefpassfilter dem Stromwandler nachgeschaltet. Die Grenzfrequenz $f_{c,TP}$ errechnet sich aus

$$f_{c,TP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_f} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 56\Omega \cdot 10^{-9}nF} = 2.84MHz \quad (5.24)$$

und liegt um den Faktor 28 über der 100kHz Schaltfrequenz der MOSFETs. Somit wird das Messsignal nur in einem sehr geringen Maße beeinflusst. Die Ausgangsspannung des PI-Reglers entspricht einem Wert von 0V bis 1V. Der Regler beinhaltet ebenfalls die aus Abbildung 5.2 ersichtliche Verstärkung $1/U_{zk}$. Diese Verstärkung wird benötigt, um das Eingangssignal U_e nach Gleichung 5.1 in ein Tastverhältnis umzurechnen. Somit wird ein zusätzlicher Verstärker auf der Reglerplatine eingespart. Ein Differenzverstärker subtrahiert das Reglerausgangssignal vom Kondensatormessstrom I_c , welcher zuvor mit der aktiven Dämpfung k und mit $1/U_{zk}$ multipliziert wird. Dabei wird das Signal um den Faktor 10 verstärkt um eine Spannung von 0V bis 10V zu erreichen. Eine Verstärkung von 10 sorgt für eine geringere Auswirkung eines möglichen Offsets am nachfolgenden Komparator. Der Komparator dient zum Vergleich des erhaltenen Signals mit einer 100kHz Dreieck-Referenzspannung. Die Spitzen-Spitzen Spannung des Dreiecksignals liegt bei $V_{pp,\Delta} = 10V$. Der eingestellte Offset beträgt $V_{off,\Delta} = 5V$. Ist die Signalspannung größer als die Dreieckspannung, wird der Ausgang des Komparators auf 5V geschaltet, andernfalls bleibt der Ausgang bei 0V. Dieses generierte PWM-Signal wird schlussendlich dem Gatetreiber zur Verfügung gestellt (Kapitel 3.4).

Zur Dimensionierung des analogen PI-Reglers wird im ersten Schritt dessen Übertragungsfunktion $R_{OPV}(s)$ analysiert. In Abbildung 5.9 ist das Ersatzschaltbild des verwendeten PI-Reglers dargestellt.

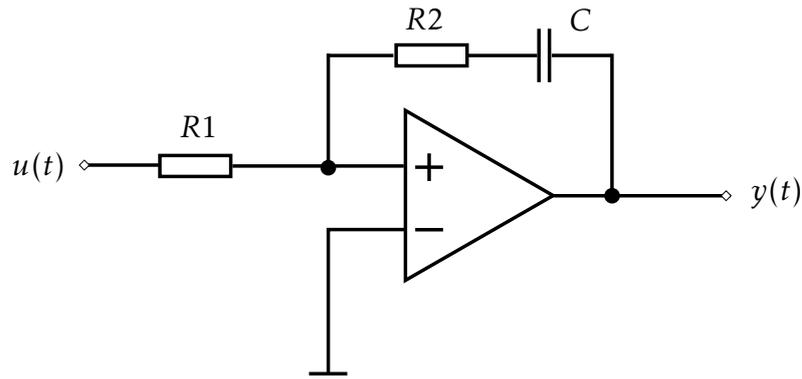


Abbildung 5.9: Analoger PI-Regler mit OPV.

Aus dem Schaltbild des analogen PI-Reglers lässt sich

$$R_{OPV}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_1} = \underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{K_P} + \frac{1}{s} \underbrace{\frac{1}{CR_1}}_{K_I} = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (5.25)$$

herleiten. Wird die Übertragungsfunktion des analogen PI-Reglers $R_{OPV}(s)$ mit der allgemeinen Struktur eines PI-Reglers aus Gleichung 5.9 verglichen, ergibt sich der Zusammenhang mit den bereits berechneten Regelparametern V_I und T_I zu

$$K_I = \frac{1}{CR_1} = V_I \implies C = \frac{1}{R_1 V_I} \quad (5.26)$$

und

$$K_P = \frac{R_2}{R_1} = V_I T_I \implies R_2 = V_I \cdot T_I \cdot R_1. \quad (5.27)$$

Bei Vorgabe eines Widerstandes R_1 mit 9100Ω erhält man die Bauteilwerte des analogen PI-Reglers aus den Gleichungen 5.26 und 5.27. Die bereits ermittelten Regelparameter V_I und T_I sind aus Abschnitt 5.3 zu entnehmen. Es gilt zu beachten, dass bei der Bauteildimensionierung die Verstärkung $1/U_{zk}$ mitberücksichtigt wird. Durch Multiplikation von V_I mit $1/U_{zk}$ ergibt sich die für die Dimensionierung verwendete Verstärkung $V_{I,\delta}$. In Tabelle 5.3 sind die Parameter für die Dimensionierung des analogen PI-Reglers und die daraus errechneten Bauteilwerte zusammengefasst. Der vollständige Aufbau der Reglerplatine ist in Abbildung 5.10 dargestellt.

Symbol	berechneter Wert	ausgewählter Wert
U_{zk}	400V	
V_I	$4.597 \cdot 10^5$	
T_I	$3.307 \cdot 10^{-5}s$	
$V_{I,\delta} = V_I/U_{zk}$	1149	
R_1	9100Ω	9100Ω
R_2	345.7Ω	330Ω
C	$95.6nF$	$100nF$

Tabelle 5.3: Bauteilparameter der Strecke.

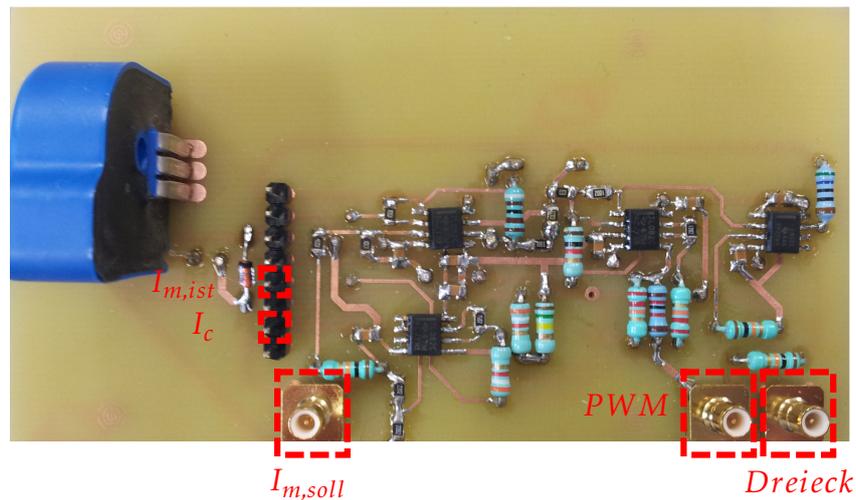


Abbildung 5.10: Aufbau des analogen Stromreglers.

5.5 Simulation der Stromregelung

Die Funktion der entworfenen Stromregelung wurde vor der Fertigung der Reglerplatine durch eine computerbasierte Simulation mit dem Programm *LT Spice IV* überprüft. Um repräsentative Ergebnisse zu erhalten wurde für die SiC-MOSFETs der Halbbrücke ein zugehöriges PSPICE Modell in die Simulation eingebunden. Dieses Modell soll das Verhalten des im Testaufbau verwendeten SiC-MOSFET vom Typ C2M0080120D simulieren und parasitäre Effekte berücksichtigen. Die Firma CREE stellt das notwendige PSPICE Modell zur Verfügung. Details zur Einbindung des Modells in die Simulation können aus dem beigelegten „Quick start guide“ [26] entnommen werden. Um eine realistische Ansteuerung der SiC-MOSFETs zu erhalten wird eine Dead Time von $DT = 190ns$ berücksichtigt. Der Kupferwiderstand in der Filterinduktivität wird mit $R_{Cu} = 140m\Omega$ berücksichtigt. Sonstige verwendete Bauteile werden in der Simulation als idealisiert angenommen. Um das Regelverhalten des analogen PI-Reglers zu überprüfen wird ein Motorsollstrom $V_{imot,soll}$ mit einer Frequenz von $50Hz$ vorgegeben. Der Offset beträgt $3V$ und die Amplitude $2.4V$. Die Abbildung 5.11 zeigt ein gutes Führungsverhalten des Motorstroms I_{Lm} .

Die Simulation der Sprungantwort ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Mit einer Anstiegszeit von annähernd $0.2ms$ und 10% Überschwängen sind die gewünschten Spezifikationen aus Tabelle 5.2 gut erfüllt.

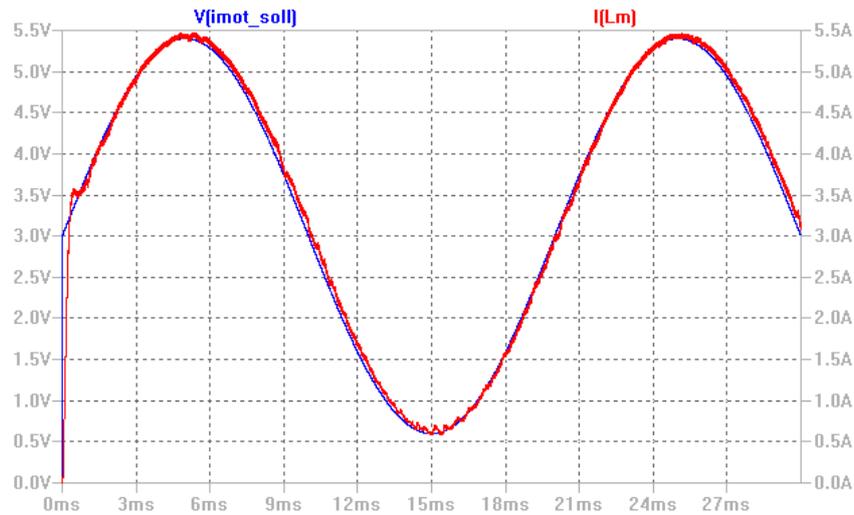


Abbildung 5.11: Simulation der Stromregelung.

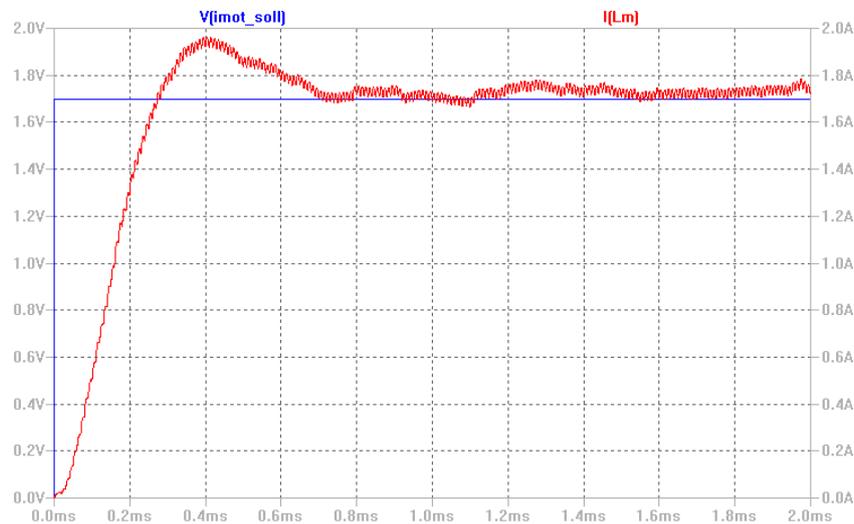


Abbildung 5.12: Simulation der Sprungantwort.

5.6 Messergebnisse

Die Reglerplatine wurde nach der Fertigung an einer Halbbrücke des entworfenen Umrichters getestet. Die Abbildung 5.13 zeigt die mit dem Oszilloskop durchgeführten Messungen des vorgegebenen Motorsollstroms $I_{m,soll}$ auf Kanal 1 (gelb) und des Motoriststroms $I_{m,ist}$ auf Kanal 2 (blau). Die Amplitude des Sollstroms beträgt 2.4A und der Offset des Strom liegt bei 3A.

In Abbildung 5.14 ist die aufgenommene Sprungantwort erkennbar. Ein Vergleich mit Abbildung 5.6 und mit den vorgegebenen Parametern aus Tabelle 5.2 zeigt, dass die geforderte Anstiegszeit von $t_r = 0.2\text{ms}$ und das Überschwingen von $\ddot{u} = 10\%$ mit der entworfenen Regeleinheit erreicht werden konnte. Durch den vorhandenen I-Anteil in der Regelung lässt sich eine bleibende Regelabweichung e_∞ von annähernd null erreichen. Ein Vergleich der Messergebnisse mit den Simulationsergebnissen aus Abschnitt 5.5 zeigt ein sehr ähnliches Verhalten und verifiziert die Simulationsergebnisse.

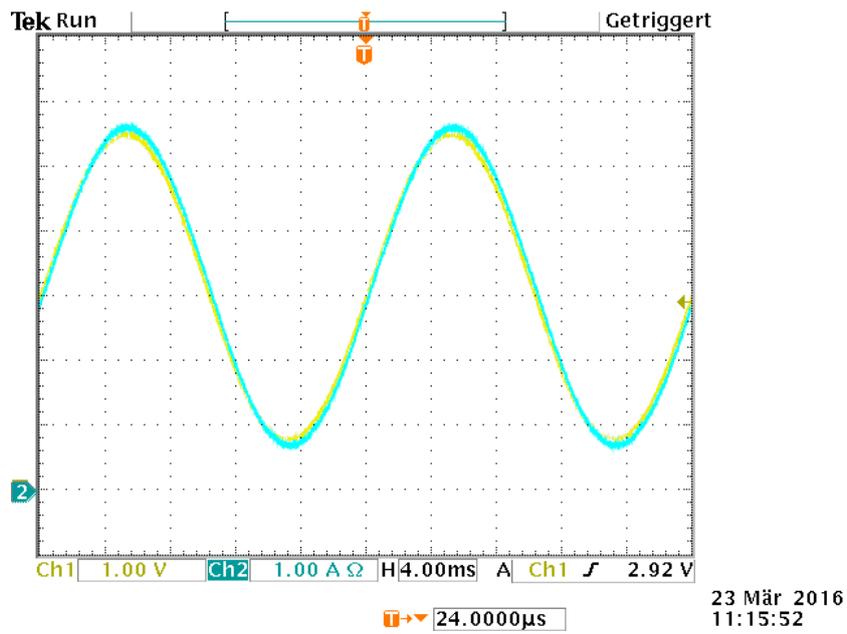


Abbildung 5.13: Darstellung des Motorstroms bei vorgegebenem Motorsollstrom.

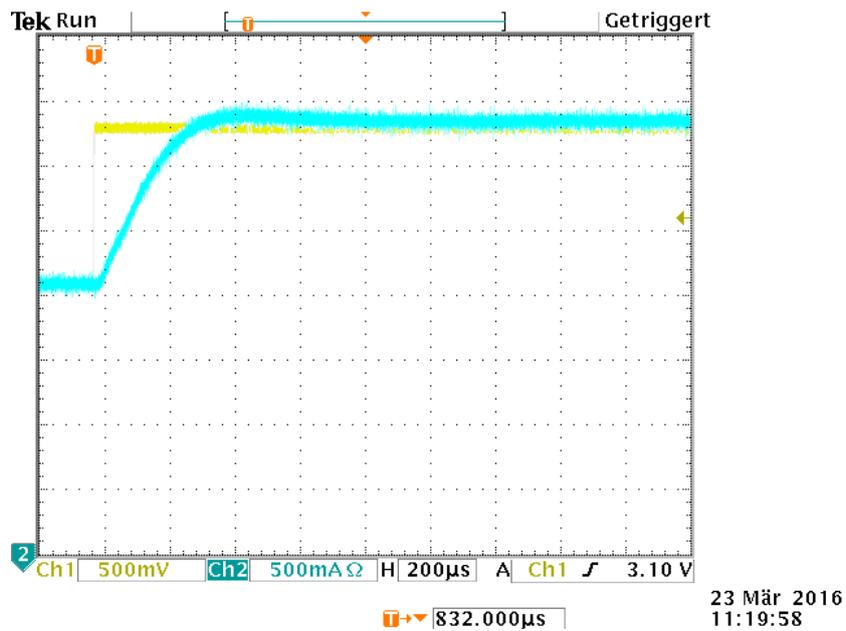


Abbildung 5.14: Darstellung der Sprungantwort.

Kapitel 6

Zusammenfassung und Resümee

In dieser Arbeit wurde gezeigt wie ein verlustarmer 3-phasiger Umrichter unter Verwendung von Siliziumcarbid (SiC) MOSFETs für eine Schaltfrequenz von 100kHz entworfen und aufgebaut werden kann. Anhand von Messungen an dem gefertigten Testaufbau konnten die auftretenden Verluste und der Wirkungsgrad des Umrichters bestimmt werden. Die Eigenschaften der SiC-MOSFETs konnten durch Bestimmung der Schaltzeiten und des Leitwiderstandes festgelegt werden. Am Ausgang der drei Halbbrückenarme wurde ein verlustarmes passives Filter eingesetzt. Den Abschluss der Arbeit bildet die Entwicklung und Implementierung eines Regelkonzeptes zur Motorstromregelung.

Durch die Verwendung der neuwertigen SiC-MOSFETs konnten schnelle Schaltzeiten von unter 10ns erreicht werden. Die so erhaltene Reduktion der Schaltdauer führt zur Verringerung der Schaltverluste und Schaltenergie. Es konnten im Nennbetrieb bei einem Tastverhältnis von $\delta = 23\%$ eine Schaltenergie von $W_s = 115\mu\text{J}$ ermittelt werden. Der verwendete SiC-MOSFET besitzt trotz seiner hohen maximalen Sperrspannung von $U_{ds,BR} = 1200\text{V}$ einen niedrigen Leitwiderstand von nur $R_{ds,on} = 80\text{m}\Omega$. Durch Messungen konnte die Abhängigkeit des $R_{ds,on}$ vom Drain-Source Strom bestimmt und die angegebenen Werte aus dem Datenblatt verifiziert werden. Aus den gewonnenen Daten wurden die Leitverluste in Abhängigkeit vom Drain-Source Strom ermittelt.

Die Ansteuerung der SiC-MOSFETs erfolgt durch die Gatetreiberplatine. Dabei wurde auf eine möglichst niederinduktive Anbindung zu den SiC-MOSFETs geachtet. Dadurch werden Schwingungen beim Schaltvorgang reduziert und der Umrichter zeigt ein sehr gutes Schaltverhalten.

Anhand von konstruktiven Maßnahmen beim Entwurf des Leistungsteils war es möglich, die parasitäre Induktivität $L_{\sigma,zk}$ im Zwischenkreis signifikant zu reduzieren und so schnelle Schaltzeiten zu erzielen. Um eine thermische Zerstörung der SiC-MOSFETs im 3-phasigen Betrieb zu verhindern hat sich gezeigt, dass zusätzlich zum Kühlkörper eine aktive Kühlung durch einen Ventilator notwendig ist.

Das LC-Filter am Brückenausgang wurde auf eine Grenzfrequenz von 11.3kHz gelegt und liegt so um fast eine Dekade unter der Schaltfrequenz der SiC-MOSFETs. Als Kernmaterial der verwendeten Ringkernspule dient der verlustarme T184-14 von Micrometals. Bei der Wirkungsgradmessung an einer Halbbrücke des Umrichters konnte im Nennpunkt und bei einem Tastverhältnis von 23% ein Wirkungsgrad von 96.35% erreicht werden.

Um den Wirkungsgrad zu steigern wurde als Alternative eine Ringkernspule aus Sendust Kernmaterial verwendet. Messungen haben gezeigt, dass die Eisenverluste dieser Induktivität im Vergleich zur Micrometals Spule höher sind. Da die Sendust-Spule mit weniger Windungen und dickerem Kupferdraht bewickelt ist, treten reduzierte Kupferverluste

te im Vergleich zur Micrometals-Spule auf. Mit der Sendust-Spule konnte bei einem Tastverhältnis von $\delta = 50\%$ ein Wirkungsgrad von 98.46% erreicht werden. Das Maximum des Wirkungsgrades wird dann etwa bei $I_{R_L} = 7A$ erreicht und entspricht dem festgelegtem Nennstrom.

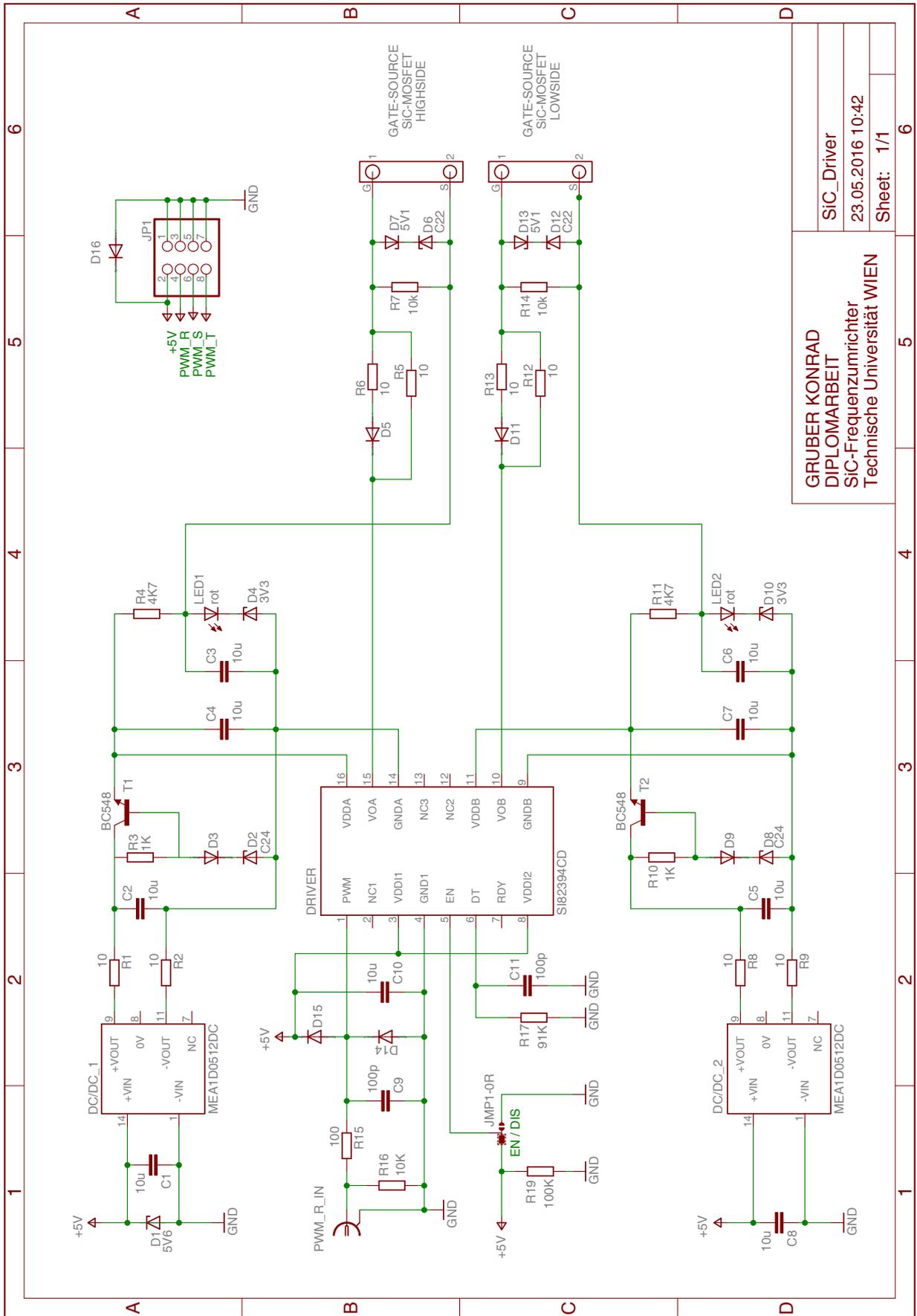
Mit dem Aufbau eines analogen PI-Reglers konnte eine gut funktionierende Stromregelung realisiert werden. Die Analyse der Strecke hat eine Resonanzstelle ergeben. Für eine stabile Regelung war es notwendig diese Resonanzstelle mit einer aktiven Dämpfung zu unterdrücken. Für den Reglerentwurf ist das Frequenzkennlinien-Verfahren angewendet worden. Stromwandler sorgen für die notwendige Messung des Motorstroms I_m und des Stroms durch den Filterkondensator I_c . Die Simulations- und Messergebnisse zeigten ein sehr gutes Führungs- und Sprungverhalten.

Eine Verbesserung des Regelkonzeptes könnte durch Implementierung eines Zustandsbeobachters für den Kondensatorstrom I_c erreicht werden. Durch diese Maßnahme entfällt der für die Strommessung benötigte Stromwandler.

Die Weiterentwicklung von SiC-MOSFETs ist ein aktuelles Thema in der Wissenschaft. Durch Optimierung der Herstellprozesse und der SiC-MOSFET Struktur kann eine Verbesserung der Leit- und Schalteigenschaften und eine Erhöhung der Durchbruchspannung erreicht werden. Von der Firma CREE wurden bereits Prototypen von SiC-MOSFETs mit einer Durchbruchspannung von bis zu 15kV entwickelt und getestet [11]. Es ist davon auszugehen, dass die in Zukunft kommerziell erhältlichen SiC-MOSFETs sehr gute Eigenschaften bezüglich Schaltverhalten, Leitverlusten und Durchbruchspannungen haben werden. Dadurch wird es möglich sein den Wirkungsgrad von leistungselektronischen Bauelementen weiter zu steigern und den wachsenden Anforderungen der Industrie zu genügen. Für die breite industrielle Anwendung von SiC-Transistoren, stellt sich aber auch die Frage, ob bzw. wann diese Bauteile das sehr günstige Preis-Niveau der heute weit verbreitete IGBTs erreichen werden.

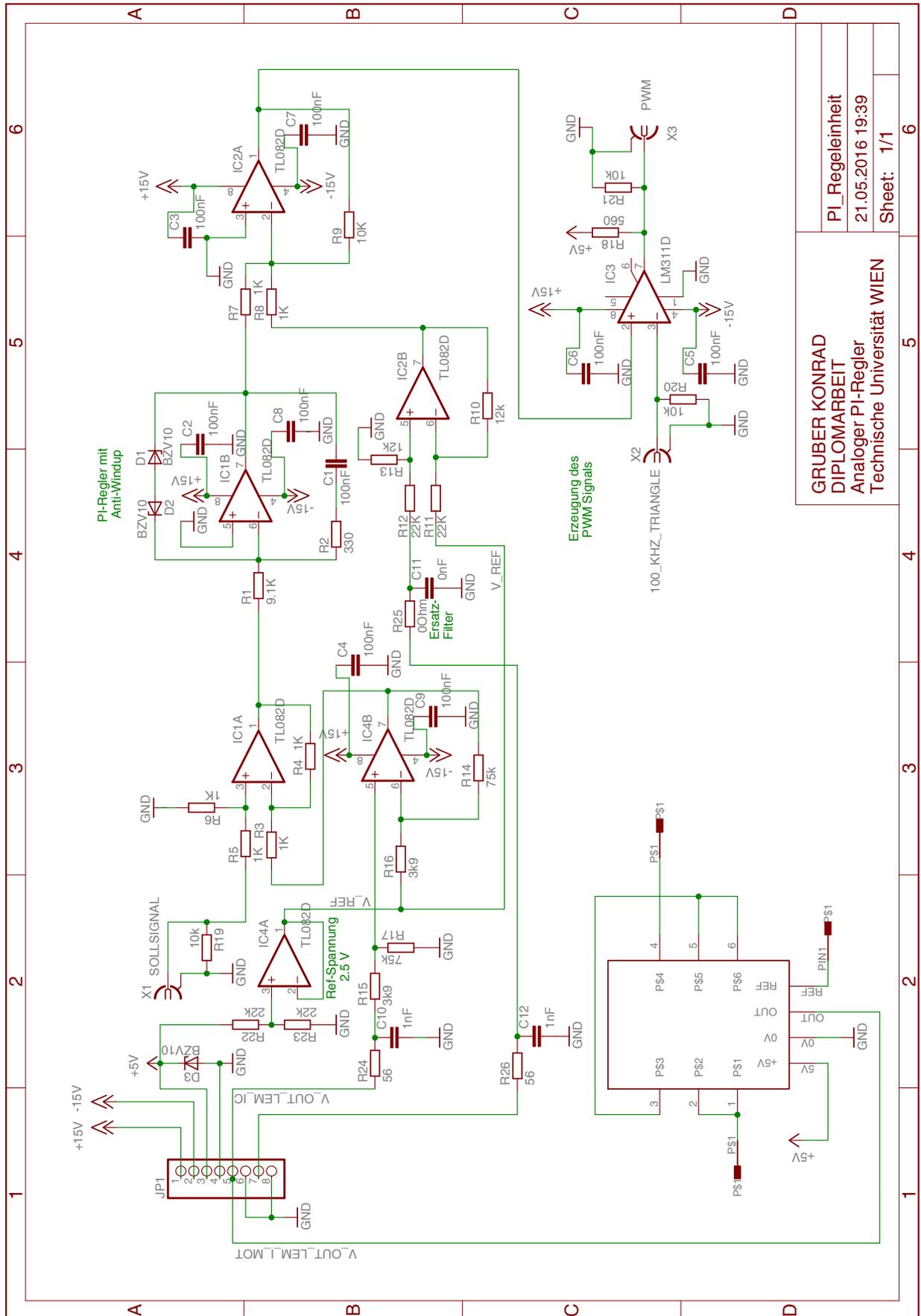
Anhang A

Schaltpläne



GRUBER KONRAD
DIPLOMARBEIT
SiC-Frequenzumrichter
Technische Universität WIEN

SiC_Driver
23.05.2016 10:42
Sheet: 1/1



GRUBER KONRAD
DIPLOMARBEIT
Analoger PI-Regler
Technische Universität WIEN

PI_Regleinheit
21.05.2016 19:39
Sheet: 1/1

Literatur- und Quellenverzeichnis

- [1] H. Salmang, H. Scholze. „Keramik “. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 7.Auflage. 2007.
 - [2] G. Fasching. „Werkstoffe für die Elektrotechnik “. Springer-Verlag Wien, 3.Auflage. 2005.
 - [3] J. Mühlethaler, J. Biela, et al. „Core losses under DC bias condition based on Steinmetz parameters “. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 27, Issue: 2, pp 953 - 963. 2012.
 - [4] ROHM Semiconductor. „Application Note - SiC Power Devices and Moduls “. ROHM Co., Ltd. August 2014.
 - [5] P. Zuk, G. Kucera. „HV-Si-MOSFETs im Vergleich zur SiC- und GaN-Technologie “. [http : //www.elektronikpraxis.vogel.de/leistungselektronik/articles/396222/index2.html](http://www.elektronikpraxis.vogel.de/leistungselektronik/articles/396222/index2.html), 28.02.2013, Vogel Business Media. abgerufen am 30.03.2016.
 - [6] A. Gillhuber. „Neue Materialien, neue Möglichkeiten“. [http : //www.elektroniknet.de/halbleiter/leistungshalbleiter/artikel/92561](http://www.elektroniknet.de/halbleiter/leistungshalbleiter/artikel/92561), 05.11.2012, WEKA FACHMEDIEN GmbH. abgerufen am 30.03.2016.
 - [7] H. Ertl. „Vorlesungsskript - Leistungselektronik und Stromrichter “. Technische Universität Wien. 2012
 - [8] H. Ertl. „Vorlesungsskript - EMV-gerechter Schaltungsentwurf “. Technische Universität Wien. 2005
 - [9] A.Kugi. „Vorlesungsskript - Automatisierung “. Technische Universität Wien. 2011
 - [10] J. Specovius. „Grundkurs Leistungselektronik - Bauelemente Schaltungen und Systeme “. Springer Vieweg+Teubner Verlag, 6.Auflage. 2013.
 - [11] J. W. Palmour, L. Cheng, et al. „Silicon carbide power MOSFETs: Breakthrough performance from 900 V up to 15 kV “. 26th. Int. Symp. Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD), pp 79 - 82. 2014.
 - [12] „Datasheet - C2M0080120D Silicon Carbide Power MOSFET “. CREE Inc. Rev. C, Oktober 2015.
 - [13] B. Hull, S. Allen, et al. „Reliability and stability of SiC power MOSFETs and Next-Generation SiC MOSFETs “. IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA), pp 139 - 142 . 2014.
 - [14] B. J. Baliga. „Advanced Power MOSFET Concepts “. Springer US, 1. Auflage, 2010.
 - [15] J.Lutz. „Halbleiter Leistungsbauelemente - Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit “. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2. Auflage, 2012.
-

- [16] „*Datasheet - Si8239x Data Sheet* “. Silicon Labs. Rev. 09, 2015
- [17] „*Datasheet - MEA1 Series* “. Murata Power Solutions. KDC MEA1.C06, 2013
- [18] „*Datasheet - Panasonic Aluminium Electrolytic Capacitors/ EE* “. Panasonic. 2014
- [19] „*Datasheet - Surface Mount Multilayer Ceramic Chip Capacitors* “. KEMET Electronics Corporation. 2016
- [20] „*Datasheet - Power Conversion and Line Filter Applications* “. Micrometals Inc. 2007
- [21] „*Inductor Design Software 2010 - MicroRelease March2010* “. www.micrometals.com/software;ndex.html, abgerufen am 15.05.2016.
- [22] D. J. Nicol. „*An Objective Comparison of Powder Core Materials for Inductive Components with Selected Design Examples* “. Micrometals Inc.
- [23] „*Datasheet - Current Transducer LTSR 25-NP*“. LEM,110214/10, V10.
- [24] „*Standardstrangkühlkörper SK 42 ...*“. www.fischerelektronik.de, abgerufen am 11.05.2016.
- [25] „*Technische Erläuterung* “. Fischer Elektronik GmbH u. Co. KG, 2016
- [26] „*Cree C2M SiC MOSFET PSPICE MODEL - Quick start guide* “. CREE Inc. Rev. 1.8.
- [27] S. G. Parker, B. P. McGrath, D. G. Holmes. „*Regions of Active Damping Control for LCL Filters* “. IEEE Transactions on industry application, vol. 50, No. 1. 2014.
-

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde*. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, 25.05.2016

Gruber Konrad

*Zur Rechnerunterstützten Simulation wurde das Programm „LT Spice“ verwendet. Schaltpläne und Layouts wurden mit „Sprint Layout 6.0“ und „Eagle 7.5.0 Light“ entwickelt. Für Berechnungen und grafischer Darstellung von Rechenergebnissen wurde „Matlab R2013a“ verwendet. Zur Aufbereitung und Erstellung von Grafiken stand „Inkscape 0.91“ zur Verfügung