

Entwurf eines 4 kW Schaltnetztes zur Versorgung von GaN-Umrichtern basierend auf SiC-Transistoren

DIPLOMARBEIT

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.)

unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. J. Ertl
Projektass. Dipl.-Ing. Franz Maislinger

eingereicht an der

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

von

Gruber Andreas
Matrikelnummer 01425111

Wien, 19. September 2018

Vorwort

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.

Besonders möchte ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. Franz Maislinger für die großartige Betreuung bei der Arbeit bedanken. Er hat mir mit großer Expertise und seiner fachlichen Kompetenz stets meine Fragen ausführlich beantwortet.

Ein sehr großer Dank geht an meine Familie und an Nadja Kreindl, die mich während meines Studiums voll und ganz unterstützt haben und mir somit einen erfolgreichen Abschluss meines Studiums ermöglicht haben.

Wien, 19. September 2018

Abstract

Within this thesis a switching power supply is designed, which is based on wide-bandgap-materials. The designated use case is the supply of an wide-bandgap-drive-converter. With the aid of SiC transistors it is possible to use a high switching frequency and high DC link voltages. So it is possible to use a B6-rectifier with a 400 V supply without to put up with higher losses in the transistors. The high switching frequency in combination with the small losses creates the possibility to reduce the size of the inductors and the heatsink. This reduces the frame size and increases the power density.

The central parts of this work are the dimensioning, implementation and verification by simulation and measurements. In a first step a analytical model of power supply is created. The next step is to chose and calculate the necessary components. Based on this informations the efficiency is calculated for a specific situation. The results of the simulation and measurements show a detailed view into processes which can not be covered fully by analytical models.

Kurzzusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Realisierung eines Schaltnetzteils mit Wide-Bandgap-Materialien für die Versorgung eines Wide-Bandgap-Antriebs-Wechselrichters. Dabei kommen SiC Transistoren zum Einsatz, welche mit hoher Spannung und hoher Schaltfrequenz effizient betrieben werden können. Der Zwischenkreis kann dadurch mit dreiphasiger Speisung und einer B6-Brücke betrieben werden, ohne dass die Verluste aufgrund höheren Spannungen in den Transistoren stark zunehmen. Aufgrund hoher Schaltfrequenzen bei einem hohen Wirkungsgrad ist es so möglich, kleinere Drosseln und Kühlkörper zu verwenden. Dies reduziert die Baugröße und ergibt eine hohe Leistungsdichte.

Bei dieser Arbeit steht die Auslegung, Realisierung und die Verifikation durch Simulationen und Messungen im Vordergrund. Im ersten Schritt wird ein Modell erstellt und darauf basierend werden Komponenten ausgewählt. Mit diesen Informationen wird unter anderem der Wirkungsgrad des Netzteils in einem Betriebspunkt abgeschätzt. Die Simulations- und Messergebnisse bestätigen dabei nicht nur das erstellte Modell, sondern zeigen detaillierte Einblicke in Vorgänge, welche von einem analytischen Modell nur unzureichend erfasst werden können.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Problemstellung	1
1.2	Zielsetzung	1
1.3	Aufbau der Arbeit	2
1.4	Stand der Technik	2
2	Leistungselektronische Schalter	5
2.1	Si basierte Bauteile	5
2.1.1	BJT	6
2.1.2	FET	6
2.1.3	IGBT	7
2.2	Andere Halbleitermaterialien	7
2.2.1	Überblick	7
2.2.2	GaN	7
2.2.3	SiC	9
2.3	Auswahl des Transistors	9
3	Auslegung	11
3.1	Zugrundeliegendes Modell	11
3.2	Totzeit bei Zweipunktregler	13
3.2.1	Strommittelwerte und Stromeffektivwerte	15
3.3	Eingangs- und Ausgangsfilter	19
3.3.1	Dimensionierung	19
3.3.2	Stromaufteilung im Ausgangsfilter	19
3.3.3	Stromaufteilung im Zwischenkreisfilter	21
3.4	Verlustleistung und Bauteilbelastungen	21
3.4.1	MOSFET	21
3.4.2	Induktivität	24
3.4.3	Zwischenkreis- und Ausgangskapazität	27
3.5	B6-Gleichrichter	29
3.5.1	Gesamtverluste und Wirkungsgrad	29
3.6	Einschaltstrombegrenzung	30
4	Realisierung	33
4.1	Regelkonzepte	33
4.1.1	Konstante Frequenz	33
4.1.2	Konstanter Stromripple	35
4.2	Zwischenkreisregler	36

4.3	Layout	39
4.3.1	Luft- und Kriechstrecken	39
4.3.2	Leistungsseitige Anbindung der Transistoren	39
4.3.3	Steuerseitige Anbindung der Transistoren	41
4.3.4	Messung der Ausgangsspannung	41
5	Simulation	42
5.1	Dreieckgenerator	43
5.2	Lastprofil	46
5.3	Lastsprung	48
5.4	Netzstrom	48
5.5	Zwischenkreisregler	49
5.6	Zwischenkreisfilter	50
6	Messungen	53
6.1	Verwendete Geräte	53
6.2	Signalgenerator	55
6.3	Schaltverhalten	56
6.4	Zwischenkreisspannung	58
6.5	Netzstrom	59
6.6	Zwischenkreisregler	59
6.7	Lastsprung	60
6.8	Geschaltete Last	61
6.9	Wirkungsgrad	62
6.10	Regelgenauigkeit	65
7	Fazit	67
7.1	Zusammenfassung	67
7.2	Resümee	67
7.3	Ausblick	67
A	Anhang	69
A.1	Simulation LTspice	69
A.1.1	Anweisungen	69
A.1.2	Schaltplan	70
A.2	Eagle	78
A.2.1	Schaltplan	78
A.2.2	Layout	87

Abbildungsverzeichnis

1.1	Möglichkeiten zur galvanischen Trennung.	3
2.1	Elektronische Schalter in der Leistungselektronik.	5
3.1	Vereinfachter Schaltplan.	11
3.2	Abhängigkeit der Frequenz bzw. des Stromrippels von dem Tastverhältnis.	13
3.3	Beeinflussung der Frequenz durch die Totzeit.	14
3.4	Einfluss der Totzeit auf die Amplitude.	14
3.5	Abhängigkeit der Frequenz von dem Tastverhältnis unter Berücksichtigung verschiedener Totzeiten.	16
3.6	Stromverläufe in der Ausgangsinduktivität und dem Ausgangskondensator.	17
3.7	Schaltplan eines Filters mit passiver Dämpfung.	18
3.8	Schaltenergie des C3M0065090D.	22
3.9	Faktor für Schaltenergie des C3M0065090D für abweichenden Gatewiderstand.	22
3.10	Schaltplan zur Ansteuerung des Gates der beiden Transistoren.	23
3.11	UZI-Diagramm für Einschaltung ohne Einschaltstrombegrenzung.	30
4.1	Regelkonzept mit konstanter Frequenz.	34
4.2	Regelkonzept mit konstantem Stromripple.	35
4.3	Regelkonzept mit Totzeit für die Zwischenkreisspannung.	36
4.4	Regelkonzept mit Hysterese für die Zwischenkreisspannung.	37
4.5	Ausschnitt des Layouts im Bereich der Anbindung der Transistoren.	40
5.1	Schaltplan mit Gleichrichter und Tiefsetzsteller.	43
5.2	Simulierte Signale des Dreiecksgenerators.	44
5.3	Verlauf einer Simulation, welche verschiedene Lastfälle bei verschiedenen Ausgangsspannungen vorgibt.	45
5.4	Simulation von Lastsprüngen bei $U_{o,soll} = 400 \text{ V}_{RMS}$, $I_{o,soll} = 10 \text{ A}$	47
5.5	Simulierter Außenleiterstrom des speisenden Netzes.	48
5.6	Zwischenkreisspannung und Strom durch den Zwischenkreislastwiderstand bei Rückspeisung von $P_o = -4 \text{ kW}$ bei einer Ausgangsspannung von $U_o = 400 \text{ V}$	49
5.7	Zwischenkreisspannung und Strom durch den Filterkondensator bei einer Last von $P_o = 4 \text{ kW}$ über eine sechstel Netzperiode.	51
5.8	Zwischenkreisspannung und Strom durch den Filterkondensator bei einer Last von $P_o = 4 \text{ kW}$	52
6.1	Foto des Prototypen mit abgeschraubten Kühlkörper und Regelplatine für Regelung mit konstanter Frequenz.	54

6.2	Rechteckgenerator, Sägezahngenerator.	55
6.3	Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I_o = 0 \text{ A}$. Darstellung der Spannungsverläufe.	56
6.4	Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I_o = 0 \text{ A}$. Schaltverhalten im Detail.	57
6.5	Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I_o = 10 \text{ A}$. Schaltverhalten im Detail.	57
6.6	Halbbrückenspannung bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I = 10 \text{ A}$. Darstellung der Spannungsverläufe über eine Netzperiode. Der Rand der Signalfäche ist das Zwischenkreis- bzw. Massepotential zuzüglich dem Überspringen aufgrund von Schaltvorgängen.	58
6.7	Netzstrom bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I_o = 10 \text{ A}$ über eine Netzperiode.	59
6.8	Zwischenkreisspannung, Ausgangsspannung und Strom durch den Zwischenkreislastwiderstand bei aktivem Zwischenkreisregler bei $U_z = 30 \text{ V}$ und einem Sprung der Ausgangsspannung von $U_{o,0} = 30 \text{ V}$ auf $U_{o,\infty} = 0 \text{ V}$. Der Wert des Zwischenkreislastwiderstandes beträgt bei dieser Aufnahme $R_z = 28 \Omega$	60
6.9	Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung und Strom durch die Last bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und einem Lastsprung zwischen $I_o = 0 \text{ A}$ und $I_o = 4.9 \text{ A}$	61
6.10	Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung und Strom durch die Induktivität des nachgestellten GaN-Tiefsetzstellers bei $U_z = 300 \text{ V}_{\text{RMS}}$ bzw. $U_z = 500 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 30 \text{ V}$ bzw. $U_o = 400 \text{ V}$ und einem Laststrom des GaN-Tiefsetzstellers von $I_o = 0 \text{ A}$ und $I_o = 10 \text{ A}$. Die GaN-Halbbrücke wird dabei mit $f = 120 \text{ kHz}$ und $f = 100 \text{ kHz}$ getaktet und besitzt einen Tastgrad von $\delta = 0.5$	62
6.11	Schaltplan mit eingezeichneten Messgeräten.	63
6.12	Wirkungsgrad in Abhängigkeit zur Belastung.	64
6.13	Spannungseinbruch durch Belastung am Ausgang.	66
A.1	Simulation, Dreieckgenerator.	71
A.2	Simulation, Halbbrücke mit Ausgangsfilter und Messinduktivitäten.	71
A.3	Simulation, Universelles Lastprofil.	71
A.4	Simulation, Speisendes Netz und Zwischenkreisfilter.	72
A.5	Simulation, Regler für Ausgangsspannung mit konstanter Frequenz.	72
A.6	Simulation, Zweipunktregler für Ausgangsspannung.	73
A.7	Simulation, Ansteuerung des Anlaufrelais.	73
A.8	Simulation, Schutzschaltung.	74
A.9	Simulation, Spannungsversorgung und Parametervorgabe.	75
A.10	Simulation, Isolationsverstärker für Ausgangsspannung.	75
A.11	Simulation, Isolationsverstärker für Zwischenkreisspannung.	75
A.12	Simulation, Stromwandler der Ausgangsinduktivität.	76
A.13	Simulation, Stromwandler des Ausgangsstromes.	76
A.14	Simulation, Halbbrücke.	76

A.15 Simulation, Gatetreiber der Halbbrücke.	77
A.16 Simulation, Gatetreiber der Zwischenkreislast.	77
A.17 Simulation, Regler für die Zwischenkreisspannung.	77
A.18 Schaltplan, Leistungsteil.	78
A.19 Schaltplan, Treiber Halbbrücke.	78
A.20 Schaltplan, Treiber Zwischenkreislast.	79
A.21 Schaltplan, Spannungswandler Ausgangsspannung.	79
A.22 Schaltplan, Spannungswandler Zwischenkreisspannung.	79
A.23 Schaltplan, Stromwandler Ausgangsinduktivität.	80
A.24 Schaltplan, Stromwandler Ausgang.	80
A.25 Schaltplan, Regler Zwischenkreisspannung.	80
A.26 Schaltplan, Schutzschaltung.	81
A.27 Schaltplan, Ansteuerung Anlaufrelais.	82
A.28 Schaltplan, Bedienelemente.	83
A.29 Schaltplan, Anschlüsse.	84
A.30 Schaltplan, Temperaturregelung.	84
A.31 Schaltplan, Zweipunktregler Ausgangsspannung.	85
A.32 Schaltplan, Regler für Ausgangsspannung mit konstanter Frequenz.	86
A.33 Layout, Ebene 1.	87
A.34 Layout, Ebene 2.	88
A.35 Layout, Ebene 3.	89
A.36 Layout, Ebene 4.	90

Tabellenverzeichnis

2.1	Parameter von Halbleitermaterialien.	8
3.1	Strom Mittel- und Effektivwert von Bauteilen mit den Werten $I_0 = 10\text{ A}$, $k = 0.45$ und $\delta = 0.5$	18
3.2	Parameter des Eingangs- und Ausgangsfilters.	20
3.3	Parameter der SiC Transistoren C3M0065090D.	21
3.4	Parameter der Spulen.	24
3.5	Parameter der Polypropylen-Folienkondensatoren.	27
3.6	Parameter des Aluminium-Elektrolytkondensators.	28
6.1	Verwendete Geräte.	55
6.2	Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten.	63

Abkürzungsverzeichnis

BJT Bipolar Junction Transistor

E-HEMT Enhancement High Electron Mobility Transistor

FET Feldeffekttransistor

GaN Galliumnitrid

GIT Gate Injection Transistor

HEMT High Electron Mobility Transistor

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor

JFET Junction Field Effect Transistor

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

SiC Siliziumcarbid

WBG Wide Bandgap

1 Einleitung

1.1 Problemstellung

Im Bereich der Leistungselektronik ist aktuell ein Umbruch erkennbar. Neben der Minimierung von Verlusten ist ein wesentliches Ziel, die Baugröße von Geräten zu reduzieren. Dieses Ziel wird einerseits durch verbesserte Effizienz erreicht, da dadurch großflächige Kühlkörper eingespart werden. Andererseits ist dies möglich, indem die Schaltfrequenz erhöht wird. Mit der Frequenz sinkt die Spannungszeitfläche und somit auch die magnetische Aussteuerung der Induktivität des Tiefsetzstellers. Wenn beispielsweise die Frequenz von 10 kHz auf 100 kHz erhöht wird, reduziert sich der Stromrippel um den Faktor 10, oder der Querschnitt des Kerns dementsprechend reduziert werden. Dabei wird vorausgesetzt, dass sowohl die maximale Feldstärke als auch die Zwischenkreisspannung und der Tastgrad unverändert bleiben. Auch mit der Reduktion des Stromrippels kann das Bauvolumen reduziert werden. In diesem Fall wird dies durch kleinere Kondensatoren am Ausgang des Netzteils erreicht. Aber auch der Zwischenkreisfilter kann durch höhere Frequenzen kleiner dimensioniert werden. Bei gleicher Ordnung kann die Grenzfrequenz um den gleichen Faktor erhöht werden. Somit wirkt sich auch hierbei die Frequenzerhöhung positiv auf das Bauvolumen aus. Für hohe Schaltfrequenzen wird allerdings dementsprechend ausgelegte Leistungselektronik benötigt.

1.2 Zielsetzung

In dieser Arbeit wird ein Prototyp entworfen, welcher als Versorgung eines Wide Band-gap (WBG) - Wechselrichters dienen soll. Dabei soll das Netzteil aber auch bei induktiven oder kapazitiven Lasten stabil arbeiten. Die Ausgangsspannung ist regelbar über den Bereich von 200 V bis 400 V auszuführen. Als Stromregelung wird ein Bereich von 0 A bis 10 A angestrebt. Die maximale Leistung ergibt bei Nennstrom und Nennspannung von 10 A und 400 V somit 4000 W. Als Versorgung wird ein Dreiphasennetz mit 400 V Außenleiter Effektivwert und 50 Hz verwendet. Dadurch ergibt sich bei Verwendung einer B6-Brückenschaltung eine Zwischenkreisspannung von 540 V. Die Elektronik und die Kondensatoren sollen jedoch für bis zu 800 V ausgelegt werden. Die Frequenz der Halbbrücke soll dabei so hoch wie möglich gewählt werden, wobei als Richtwert eine Schaltfrequenz von 100 kHz herangezogen wird. Damit die Ausgangsspannung einen Rippel aufweist, welcher so gering wie möglich ist, soll der Fokus dieser Arbeit auf eine Regelung mit konstanter Schaltfrequenz gelegt werden. Zusätzlich soll es möglich sein, den vollen Nennstrom rückzuspeisen, ohne dass dabei Bauteile beschädigt werden. Die Leistung soll dabei in einem „Brems-Widerstand“ abgebaut werden. Damit dies über den gesamten Ausgangsspannungsbereich gewährleistet ist, wird die rückgespeiste Leistung in den

Zwischenkreis eingespeist und anschließend über einen separaten Regler dem Widerstand zugeführt. Auf eine galvanische Trennung wird bei diesem Prototypen bewusst verzichtet. Ziel dieser Arbeit ist die Auslegung eines Gerätes mit den gegebenen Leistungsdaten und die Demonstration der Realisierbarkeit.

Um diese Anforderungen erfüllen zu können sind neue Materialien und Technologien erforderlich. So müssen beispielsweise Transistoren über 800 V und einer Schaltfrequenz von 100 kHz standhalten. Dies ist nur möglich, da in den letzten Jahren große Innovationen im Bereich der Siliziumcarbid (SiC) Feldeffekttransistoren (FET) stattgefunden haben. Aber auch Filter und Ausgangskondensatoren müssen für diese Leistungen ausgelegt sein. So ist es auch notwendig, Ausgangskondensatoren mit einer hohen Strombelastungsfähigkeit zu wählen.

1.3 Aufbau der Arbeit

Der Aufbau der Arbeit ist so gestaltet, dass der Leser die Entwicklung mitverfolgen kann und dabei die Probleme und deren Lösungen bestmöglich versteht. Zuerst wird auf die Auswahl der Halbleiterschalter eingegangen, da diese einen zentralen Punkt dieser Arbeit darstellen. Des Weiteren werden die Grundlagen erklärt und die benötigten Bauteile dimensioniert. Im nächsten Schritt werden die beiden verwendeten Regelungskonzepte detaillierter beschrieben. Nachdem die Entwicklung des Schaltplans präsentiert worden ist, wird näher auf die Ergebnisse der Simulation eingegangen. Danach wird auf wichtige Punkte des Layouts eingegangen. Nach der Darstellung der Messergebnisse wird noch ein Ausblick auf mögliche Verbesserungen gegeben.

1.4 Stand der Technik

Die Funktionsweise des Netzteils entspricht einem Gleichrichter mit regelbarer Ausgangsspannung. Es gibt verschiedene Möglichkeiten dies zu realisieren. Gleichrichter können unterteilt werden in passiv, hybrid und aktiv arbeitende.

Dabei zeichnen sich die passiven, welche nur aus einer Diodenbrücke aufgebaut sind, durch das einfache Funktionsprinzip, die robuste Arbeitsweise und deutlich geringere Kosten aus. Der Nachteil passiver Gleichrichter ist, dass sie durch einen hohen Oberschwingungsgehalt eine Belastung für das speisende Netz darstellen. Somit muss der Netzfilter deutlich größer ausfallen und ist dementsprechend teurer. Außerdem wird zum Variieren der Ausgangsspannung zusätzliche Elektronik, wie ein DC-DC Konverter, benötigt. Da in der Literatur oft als Kriterium verwendet wird, dass keine abschaltbaren Leistungsschalter vorhanden sind und der Gleichrichter somit vollständig netzkommutiert arbeiten muss, fallen auch Thyristorbrücken in die Kategorie der passiven Gleichrichter. Damit ist die Ausgangsspannung regelbar, die Netzbelastung wird dadurch allerdings nicht verbessert. [1, S. 4]

Bei hybriden Systemen kommen verschiedene Techniken zum Einsatz, die die Nachteile der passiven Gleichrichter kompensieren. Beispielsweise kann durch eine Injektion einer dritten Harmonischen in das speisende Netz der Oberschwingungsgehalt deutlich reduziert werden. [1, S. 9–32]

Aktive Gleichrichter können ebenfalls nach verschiedenen Kriterien unterteilt werden. So wird unterschieden, ob diese einen eingepprägten Eingangstrom oder eine eingepprägte Eingangsspannung besitzen, wie viele Spannungsebenen verwendet werden und auch in welchen Betriebsmodus diese betrieben werden. Ein bekanntes Beispiel für aktive Gleichrichter ist der Vienna-Gleichrichter. Dieser arbeitet mit einem eingepprägten Eingangstrom, besitzt drei Spannungsebenen und wird üblicherweise im kontinuierlichen Leitmodus betrieben. [1, S. 9–32] [2, S. 193–235] [3, S. 532–602]

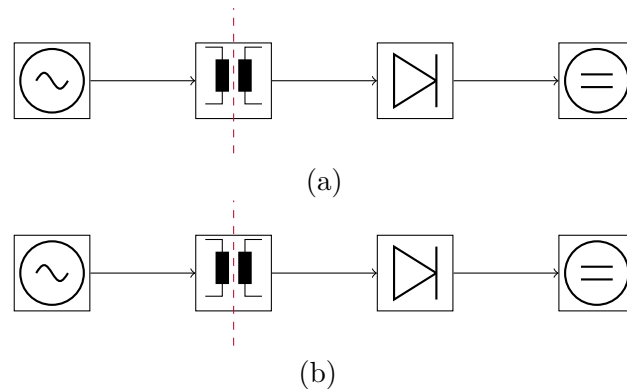


Abbildung 1.1: Möglichkeiten zur galvanischen Trennung. (a) Trennung durch einen vorge-schalteten Transformator. (b) Betrieb des Transformators mit der Schalt-frequenz des Tiefsetzstellers.

Verschiedene Ansätze existieren auch zur Implementierung einer galvanischen Trennung. Aufgrund der großen Leistungen wird diese durch einen induktiven Übertrager realisiert. Bei kleineren Leistungen wäre auch eine kapazitive Trennung denkbar, wie es bei Isolationsverstärkern zur Anwendung kommt. Auch die Anordnung des Transformators kann variiert werden. Einerseits kann der Transformator zwischen dem speisenden Netz und dem Gleichrichter angeordnet werden. Dabei muss die Leistung bei Netzfrequenz übertragen werden, was Transformatoren mit einem großen Kernquerschnitt erforderlich macht. Dafür können alle Arten von Gleichrichter mit einer galvanischen Trennung ausgeführt werden. Alternativ kann die Trennung auch im DC-DC Wandler vorgenommen werden. Dabei ist die Spannungszeitfläche aufgrund der hohen Frequenz gering und es kann ein geringerer Querschnitt zum Einsatz kommen. Dabei müssen wegen der höheren Frequenz Vorkehrungen gegen Wirbelstromverluste getroffen werden. Diese beiden Möglichkeiten sind in Abbildung 1.1 schematisch dargestellt. [4, S. 157]

Wird ein DC-DC Wandler nur für die galvanische Trennung eingebaut, führt dies zu zusätzlichen Verlusten. Wird ein aktiver Gleichrichter eingesetzt, bei welchem die Ausgangsspannung bereits ausreichend genau regelbar ist, der aber nicht galvanisch getrennt ist, müssen auch diese Verluste berücksichtigt werden.

Das geplante Netzteil wird aus einer B6-Brückenschaltung in Kombination mit einem Tiefsetzsteller realisiert. Dadurch werden die Vorteile der passiven Gleichrichtung verbunden mit einer variablen Ausgangsspannung. Die stärkere Oberschwingungs-Belastung des speisenden Netzes wird dabei in Kauf genommen. In dieser Arbeit wird auf eine galvanische Trennung verzichtet, da der zu entwerfende Prototyp nur für Laborzwecke

Anwendung findet und somit die Komplexität des Aufbaus weiter reduziert wird. Das einfügen ist jedoch mit zusätzlichen Leistungsschaltern bei dem DC-DC Konverter möglich. Aufgrund der hohen Frequenzen ist ein Übertrager notwendig der vergleichsweise klein dimensioniert werden könnte.

2 Leistungselektronische Schalter

2.1 Si basierte Bauteile

Elektronische Schalter sind Grundelemente der Leistungselektronik. Die Anforderungen sind dabei je nach Anwendung unterschiedlich. Ein universeller Schalter soll sowohl bidirektional Strom führen, als auch bipolar Spannung aufzunehmen können. Des Weiteren sollen bei hohen Frequenzen, Spannungen und Strömen nur geringe Verluste entstehen. Zusätzlich soll auf Impulsbelastbarkeit, Avalanche Rating, Kapazitäten, Schaltverhalten und viele weitere Parameter optimiert werden. Auch der wirtschaftliche Aspekt darf nicht vergessen werden.

Da allerdings noch kein Bauteil existiert, welche all diese Anforderungen erfüllt, ist es notwendig, dieses je nach Anwendung optimal zu wählen. Da dies ein zentrales Thema in jedem Schaltnetzteil ist, soll in diesem Kapitel näher auf die Wahl der elektronischen Schalter eingegangen werden.

Die in der Leistungselektronik am häufigsten verwendeten Schalter sind MOSFETs und IGBTs. Für spezielle Anwendung werden auch BJT verwendet. In Abbildung 2.1 ist der Aufbau dieser Bauelemente dargestellt.

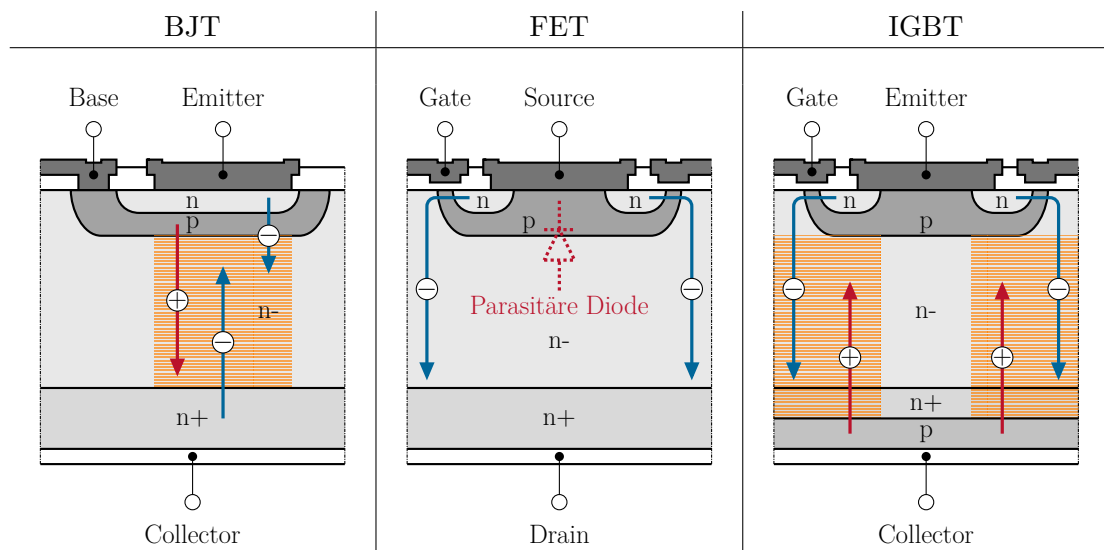


Abbildung 2.1: Elektronische Schalter in der Leistungselektronik. [5, S. 3]

2.1.1 BJT

Bipolar Junction Transistoren (BJT) waren zu Beginn in der Leistungselektronik die einzig verfügbaren Halbleiterschalter. Jedoch verfügen sie über einige Nachteile, weswegen BJT seit dem Aufkommen von FETs nur noch selten verwendet werden. Der entscheidende Nachteil ist, dass die Ansteuerung im Gegensatz zu FETs und IGBTs nicht „leistungslos“ ist. Der Basisstrom erfordert somit auch leistungsfähigere Treiber. Ein weiteres Problem von Minoritätsträgerbauteilen wie den BJT ist, dass der Leistungsfluss sowohl durch Minoritäts- als auch durch Majoritätsladungsträger erfolgt. Dadurch benötigt der BJT nach dem Ausschalten eine bestimmte Zeit, in der die noch vorhandenen Ladungsträger rekombinieren oder abgesaugt werden. [6, S. 83] Nach Entwicklung der IGBTs stehen nun auch Bauteile für hohe Spannungen zu Verfügung. Dadurch werden BJT aus dem Bereich der Leistungselektronik weiter zurückgedrängt. [7, S. 1]

2.1.2 FET

Feldeffekttransistoren (FET) sind die am meisten verwendeten Schalter der Leistungselektronik. Eine Variante des FET ist der MOSFET. Der Name MOSFET leitet sich dabei aus dem ursprünglichen Aufbau ab. Dabei wurde das Gate aus Aluminium und die Isolation aus Siliziumdioxid gefertigt. [8, S. 41] Mittlerweile existieren verschiedene Herstellungstechniken und dadurch kommen verschiedene Materialien zum Einsatz. Dabei werden mit dem Namen MOSFET meist noch immer alle FET bezeichnet, bei welchen das Gate durch eine Isolationsschicht getrennt ist, auch wenn das Gate beispielsweise nicht mehr aus Metall gefertigt wird.

Der Aufbau eines Power-MOSFETs ist dabei in Abbildung 2.1-2 dargestellt. Dabei liegt auf dem n^+ dotierten Substrat eine n^- dotierte Schicht, welche Driftzone genannt wird. Diese nimmt im sperrenden Zustand einen Großteil des elektrischen Feldes auf. Auf der Driftzone ist nun eine p^- dotierte Wanne eingelassen, welche unter anderem auch den Kanal bildet. Zum Anschluss an den metallischen Kontakt des Emitters wird in dieser Wanne noch ein n oder n^+ Bereich erzeugt. Wichtig ist dabei, dass der n^+ Bereich sich mit dem Gate überlappt, dieses ist jedoch mit einer dünnen Oxidschicht isoliert. Darüber hinaus ist zu beachten, dass der Source-Anschluss den n und den p Bereich kurzschließen muss. Erst durch dieses Kurzschließen des parasitären Bipolartransistors ist die parasitäre Bodydiode nutzbar. [9, S. 18]

Da die Länge der Driftzone mit der Durchbruchspannung wächst, bestimmt die Driftzone jedoch bei höheren Sperrspannungen den Drain-Source Widerstand im eingeschalteten Zustand. Dieser Widerstand verhält sich nach folgendem Gesetz. [6, S. 100]

$$R_{DS,on} \propto U_{Br}^{2,6} \quad (2.1)$$

Dies limitiert den Einsatzbereich von FET auf Anwendungsfälle mit Sperrspannungen bis 1 kV. [7, S. 2] Je nach Literatur ist statt 2.6 auch 2.5 als Exponent gebräuchlich.

Einer der großen Vorteile des FET ist die leistungslose Ansteuerung. Dabei wird entgegen der Benennung durchaus Leistung benötigt, allerdings nur bei Umschaltvorgängen. Nach dem Schaltvorgang ist kein Stromfluss in das Gate erforderlich. Ein weiterer Vorteil ist die Schaltfrequenz, welche deutlich höher gewählt werden kann. Diese ergibt sich daraus,

dass FET Majoritätsträgerbauteile sind und somit nur Majoritätsladungsträger für den Leistungsfluss verwendet werden. [6, S. 83] Dadurch müssen keine Ladungsträger abgebaut werden und der Umschaltvorgang kann dementsprechend schnell erfolgen.

2.1.3 IGBT

Um FETs so abzuändern, dass sich der Widerstand der Drain-Source Strecke reduziert, wird bei N-Kanal FETs eine zusätzliche p^+ Zone eingefügt, welche Minoritäten in die Driftzone injiziert. Dadurch wird eine Leitfähigkeitsmodulation eingebaut, welche den Widerstand dieser Driftzone deutlich reduziert. Somit eignen sich IGBTs hervorragend, für das Schalten von hohen Spannungen. [6, S. 113]

Die Injektion von Minoritäten reduziert allerdings die Schaltgeschwindigkeit, da die vorhandenen Ladungsträger wieder abgebaut werden müssen. Zusätzlich ist durch das isolierte Gate keine Ausschaltentlastung wie bei BJT möglich. Dadurch wird der Einsatz von herkömmlichen IGBTs auf typisch 20 kHz beschränkt. [7, S. 2]

2.2 Andere Halbleitermaterialien

2.2.1 Überblick

Wie aus den vorigen Kapiteln bereits ersichtlich ist, werden immer höhere Anforderungen an die Leistungselektronik gestellt. Aktuelle Konzepte, Herstellungsarten und Materialien setzen dabei Grenzen, welche nur schwierig verschoben werden können. Die für Schaltnetzwerke benötigten Schalter sollen immer höhere Spannungen mit immer höheren Frequenzen standhalten können.

Ein Weg, um diese Grenzen wieder zu verschieben ist, neue Strukturen zu erproben. So lässt sich mit Kompensationsstrukturen der Drain-Source Widerstand deutlich reduzieren. Eine Variante dieser Kompensationsstrukturen wird bei Superjunction MOSFETs angewendet, indem Säulen aus p^+ dotierten Bereichen eingefügt werden. Die Wanne wird damit deutlich tiefer und dadurch teilt sich die Feldstärke gleichmäßiger auf. [10, S. 201]

Ein anderer Lösungsansatz ist die Entwicklung von FETs in anderen Materialien wie GaN, GaAs oder SiC. In Tabelle 2.1 sind die wichtigsten Parameter von verschiedenen Halbleitermaterialien eingetragen. Auffällig ist, dass GaN und SiC die 10-fache Durchbruchfeldstärke aufweisen. Unter anderem dadurch eignen sich diese Materialien besonders für den Einsatz in der Leistungselektronik. Nach dem Gesetz 2.1 könnte dadurch der Widerstand der Driftregion um den Faktor $10^{2.6} = 398$ bzw. $10^{2.5} = 316$ reduziert werden. Da sich aber auch andere Materialparameter ändern, ist bei SiC theoretisch eine Reduktion des Drain-Source Widerstandes um den Faktor 300 möglich. Dabei wird immer von gleicher Chipgröße ausgegangen. [11, S. 3] [9, S. 4]

2.2.2 GaN

Aufgrund des Mangels an geeigneten Leistungsschaltern für hohe Frequenzen und hohe Schaltspannungen kommen in den letzten Jahren viele Bauteile basierend auf Galliumnitrid

Eigenschaften	Material	Si	4H-SiC	GaN
Struktur		Diamant	Hexagonal	Hexagonal
Thermische Leitfähigkeit [W/(cm °C)]		1.5	4.9	1.3
Durchbruchfeldstärke: E_{Br} [$10^6 \cdot \text{V/cm}$]		0.3	3	3
Bandlücke: E_G [eV]		1.12	3.26	3.5
Elektronenmobilität: μ_n [$\text{cm}^2/(\text{V s})$]		1400	900	1250
Löchermobilität: μ_p [$\text{cm}^2/(\text{V s})$]		600	100	200
Sättigungsgeschwindigkeit: v_s [$10^7 \cdot \text{cm/s}$]		1	2.7	2.7
Dielektrizitätskonstante: ϵ_S		11.8	9.7	9.5
Thermische Oxidation		✓	✓	×

Tabelle 2.1: Parameter von Halbleitermaterialien. [11, S. 3]

(GaN) in den Handel. Besonders interessant an GaN ist, dass diese FETs noch schneller als SiC FETs schalten und dadurch weniger Verluste entstehen. [12]

Besonders ist dabei, dass nicht der gesamte Wafer aus GaN hergestellt wird, sondern eine GaN Schicht auf einem Si oder SiC Wafer gezüchtet wird. Der Grund dafür liegt darin, dass aus GaN noch keine qualitativ hochwertigen Einkristalle in ausreichender Größe erzeugt werden können. Dadurch werden GaN FETs planar hergestellt, weswegen sie derzeit nur für Spannungen bis zu 650 V erhältlich sind. Aus diesem Grund können mit GaN noch keine BJT und MOSFETs realisiert werden. Im Gegensatz zu anderen Materialien werden aus GaN deshalb MeSFETs und HEMTs hergestellt. Diese sind besondere Bauformen von JFETs und aus diesem Grund sind diese ohne zusätzliche Vorkehrungen selbstleitend. Ein Ausfall der Versorgungsspannung des Gatetreibers führt bei einer Halbbrücke somit automatisch zum Kurzschluss der Versorgungsspannung. Dieser Sachverhalt ist bei der Entwicklung besonders zu beachten und kann als großer Nachteil diese Technologie gesehen werden. [13, S. 6]

Eine Methode um selbstsperrende GaN FETs anzubieten wird bereits von der Firma GaN-Systems angewendet. Dabei werden zusätzliche Ladungen eingebracht, welche ebenfalls auf den Kanal wirken. Diese FETs werden als E-HEMT bezeichnet [14, S. 3]. Dadurch sind auch Spannungen bis zu 650 V möglich [14, S. 24].

Alternativ werden auch bereits einige Transistoren mit einer Kaskodenschaltung angeboten, welche ebenfalls einen selbst sperrenden Transistor imitieren. Mit dieser Methode kann auch die Durchbruchspannung leicht erhöht werden. Kaskoden GaN FET sind momentan bis zu 900 V erhältlich [15]. Die Probleme bei dieser Kaskodenstruktur sind, dass die Schaltgeschwindigkeit des GaN FETs nicht direkt gesteuert werden kann, dass zusätzliche Bond-Drähte mehr parasitäre Induktivitäten verursachen und die komplexere Fertigung.

Panasonic unternimmt hingegen Versuche, durch das Gate injiziert Löcher eine Leitfähigkeitsmodulation zu erzeugen. Dabei soll die Schaltgeschwindigkeit jedoch nicht reduziert werden, da sich die Löcher nur unter dem Gate befinden und nicht beweglich genug sind. Diese FETs werden als GITs vermarktet [16, S. 1].

Das Sperren von hohen Spannungen ist momentan mit GaN noch nicht möglich. Ab 900 V sind noch keine Abwandlungen von GaN FET erhältlich, welche diese Spannung

beherrschen. Ab 650 V sind nur noch Kaskoden FETs erhältlich. Ohne Kaskodenschaltung oder andere Vorkehrungen wie GITs sind GaN nur bis zu 600 V erhältlich [9, S. 1].

Preislich hält sich die GaN Beschichtung bei der Waferproduktion in Grenzen. Ein GaN auf SiC Wafer kostet nur 20 % mehr als ein SiC Wafer [13, S. 4]. Eine ähnliche Aussage kann auch für den Vergleich von GaN auf Si mit Si Wafer getroffen werden. Somit ist das entscheidende nicht das GaN sondern das Substrat. Damit ist ein GaN auf Si Wafer deutlich günstiger als ein SiC Wafer.

2.2.3 SiC

Die elektrischen Eigenschaften von SiC FETs sind deutlich besser als bei gewöhnlichen Si FETs. Allerdings sind aus dieser Sicht GaN FETs wiederum den SiC FETs überlegen. Der Preis von SiC FETs ist dabei stark abhängig von den Preisen des Wafer. SiC Wafer sind momentan nur in deutlich kleineren Ausführungen erhältlich und kosten dabei um ein Vielfaches mehr als gewöhnliche Si Wafer. Dadurch ist der Preis für SiC FETs höher als bei GaN auf Si FETs.

SiC als Material für FETs hat aber Vorteile. Einer der wichtigsten ist, dass die thermische Leitfähigkeit dreimal so hoch ist, wie bei Si oder GaN. Dadurch lässt sich die Kühlung effizienter gestalten. Dieser Vorteil lässt sich auch für GaN FETs anwenden indem GaN auf eine SiC Substrat verwendet wird. Dabei verlieren diese jedoch ihren preislichen Vorteil, weil damit auch ein SiC Wafer verwendet werden muss.

Wie GaN ist auch SiC ein Halbleiter mit breitem Bandabstand. Dadurch ist es möglich den FET bei hohen Temperaturen zu betreiben. Der Hauptvorteil bei SiC FETs ist allerdings, dass diese für hohe Sperrspannungen erhältlich und aktuell schon produzierbar sind. [13, S. 6]

2.3 Auswahl des Transistors

Für diese Arbeit wurde mit der Zielsetzung bereits festgelegt, dass eine hohe Schaltfrequenz erreicht werden soll. Da als Richtwert 100 kHz angegeben wurden, ist der Einsatz von IGBTs nicht mehr möglich. Auch Si basierte FET sind aufgrund der hohen Zwischenkreisspannung nicht einsetzbar, da der Widerstand der Driftzone zu groß werden würde.

Neben Si-Superjunction MOSFETs bleiben nach bisherigen Überlegungen noch FETs aus anderen Materialien zur Auswahl. Durch die Entwicklung von Superjunction MOSFETs verringert sich zwar der Source-Drain Widerstand deutlich, nichts desto trotz liegt dieser bei hohen Spannungen noch über den von SiC und GaN FETs. Aus diesem Grund werden auch nur wenige Superjunction MOSFETs für ausreichend hohe Spannungen angeboten.

Auf Grund der hohen Zwischenkreisspannung können auch GaN Transistoren nicht verwendet werden. Die Entscheidung, welcher FET verwendet wird, geht somit zugunsten eines SiC FET. Im Detail sind zwei Modelle von dem Hersteller CREE zur Auswahl, welche sich hauptsächlich in der maximalen Spannung und dem maximalen Strom unterscheiden:

- C3M0065090D [17]
- C2M0040120D [18]

Ursprünglich war geplant, den C2M0040120D zu verwenden. Aufgrund von Lieferproblemen kommt jedoch der C3M0065090D zum Einsatz. Wenn von diesem Prototypen mehr Leistung benötigt werden sollte, können diese ersetzt werden. Dabei ist jedoch zu beachten, die Werte des Gatetreibers anzupassen.

3 Auslegung

Der erste Schritt bei einem Projekt im Bereich der Leistungselektronik ist das Erstellen eines Modells und die Auslegung der Komponenten. Zuerst wird mit der Bestellung eines vereinfachten Modells begonnen. Damit können die Zusammenhänge der Eingangs-, Ausgangs- und Zustandsgrößen in Form von Formeln dargestellt werden. Mit diesem Modell können Abhängigkeiten verschiedener Parameter besser erkannt werden. Des weiteren ist das Modell hilfreich, den Parametern Werte zuzuordnen. Für diesen Schritt werden basierend auf den Spezifikationen und Limitierungen mögliche Werte für die Parameter berechnet. Anschließend wird versucht, Bauelemente zu finden, welche diese Parameter möglichst gut abbilden. Mit dem Modell kann nun errechnet werden, was die Abweichung der Bauteile von den berechneten Werten für Auswirkungen mit sich bringt. Dabei besitzt jedes Bauteil im Allgemeinen mehrere Limitierungen und Parameter welche alle eingehalten werden müssen.

Das erstellte Modell und die gefundenen Werten für die Bauteile sind dabei eine wichtige Hilfe bei der Erstellung der Simulation und in weiterer Folge des Schaltplans. Auch die Deutung der Messergebnisse wird vereinfacht, da nur noch eventuelle Abweichungen zu erklären sind. Aus diesen Gründen widmet sich dieses Kapitel der Erstellung und Auslegung eines ausreichend detaillierten Modells und der Findung der Parameter.

3.1 Zugrundeliegendes Modell

In Abbildung 3.1 ist das vereinfachte Modell des Netzteils abgebildet. Dabei handelt es sich um einen bidirektionalen Tiefsetzsteller ohne galvanische Trennung mit einem zusätzlichen LC Eingangsfilter. Die Dämpfungselemente des Eingangs- und des Ausgangsfilters werden für eine erste Betrachtung noch nicht berücksichtigt.

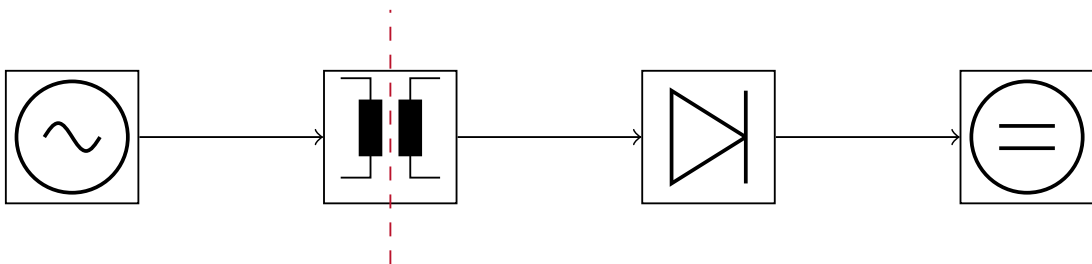


Abbildung 3.1: Vereinfachter Schaltplan.

Die grundlegenden Gleichungen können durch gleichsetzen der Spannungszeitfläche gewonnen werden. Dabei wird vorausgesetzt, dass sowohl die Zwischenkreisspannung

als auch die Ausgangsspannung während einer Schaltperiode konstant sind. Dadurch vereinfacht sich die Differentialgleichung der Induktivität zu einer linearen Gleichung.

$$u = L \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} = L \cdot \frac{\Delta I_{L_o}}{\delta T} \quad (3.1)$$

Durch die Bedingung, dass die Spannung an der Spule im Mittel keinen Gleichanteil enthalten darf, kann die Ausgangsspannung über die Beziehung 3.2 bestimmt werden.

$$(U_z - U_o) \cdot \delta = \frac{1}{T} \cdot L_o \cdot \Delta I_{L_o} = U_o \cdot (1 - \delta) \quad (3.2)$$

$$U_o = U_z \cdot \delta \quad (3.3)$$

Wenn die Eingangsleistung gleich der Ausgangsleistung gesetzt wird, kann auf das Verhältnis der Ströme geschlossen werden.

$$I_z = I_o \cdot \delta \quad (3.4)$$

Aus diesen Gleichungen kann durch Umformen auch der Zusammenhang zwischen Tastverhältnis, Frequenz und Stromripple hergeleitet werden.

$$f \cdot \Delta I_{L_o} = \frac{U_z}{L_o} \cdot \delta(1 - \delta) \quad (3.5)$$

Wird die Frequenz als konstant betrachtet ergibt sich dadurch der Stromripple in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis zu 3.6 mit 3.7.

$$\Delta I_{L_o} = \Delta I_{max} \cdot 4 \cdot \delta(1 - \delta) \quad (3.6)$$

$$\Delta I_{max} = \frac{U_z}{4 \cdot L_o \cdot f} \quad (3.7)$$

Eine äquivalente Aussage kann mit der Voraussetzung eines konstanten Stromrippels angegeben werden.

$$f = f_{max} \cdot 4 \cdot \delta(1 - \delta) \quad (3.8)$$

$$f_{max} = \frac{U_z}{4 \cdot L_o \cdot \Delta I_{L_o}} \quad (3.9)$$

Wird ein Stromripple von maximal $\Delta I = 5 \text{ A}$ akzeptiert, was in diesem Fall dem halben Nennstrom des geplanten Gleichrichters entspricht, kann mit der maximalen Frequenz auf die benötigte Induktivität geschlossen werden, welche noch großzügig aufgerundet wird.

$$L = \frac{538 \text{ V}}{4 \cdot 5 \text{ A} \cdot 100 \text{ kHz}} = [269 \text{ } \mu\text{H}] = 300 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.10)$$

Für die implementierte Frequenzregelung ergibt sich daraus der maximaler Stromripple.

$$\Delta I_{max} = \frac{538 \text{ V}}{4 \cdot 300 \text{ } \mu\text{H} \cdot 100 \text{ kHz}} = 4.5 \text{ A} \quad (3.11)$$

Die maximalen Parameter $f = 100 \text{ kHz}$ und $\Delta I = 4.5 \text{ A}$ gelten somit sowohl für die Zweipunktregelung als auch für eine Regelung mit konstanter Frequenz.

Diese Gleichungen wurden in Abbildung 3.2 graphisch dargestellt. Daraus lassen sich bereits die Vor- und Nachteile der beiden grundlegenden Möglichkeiten zur Regelung ablesen. Wird der Stromripple konstant gehalten, sinkt die Schaltfrequenz bei hohen und tiefen Ausgangsspannungen. Damit wird ein größerer Spannungsripple am Ausgang zugelassen, als notwendig ist. Dies ist vor allem ein Problem, da der Ausgangsfilter auf eine konstante Grenzfrequenz ausgelegt ist. Wird jedoch die Frequenz konstant gehalten, entstehen aufgrund der hohen Schaltfrequenzen mehr Verluste als notwendig wären. Außerdem wird die Ausgangsdrossel bei hohen oder tiefen Ausgangsspannungen nicht optimal ausgenutzt.

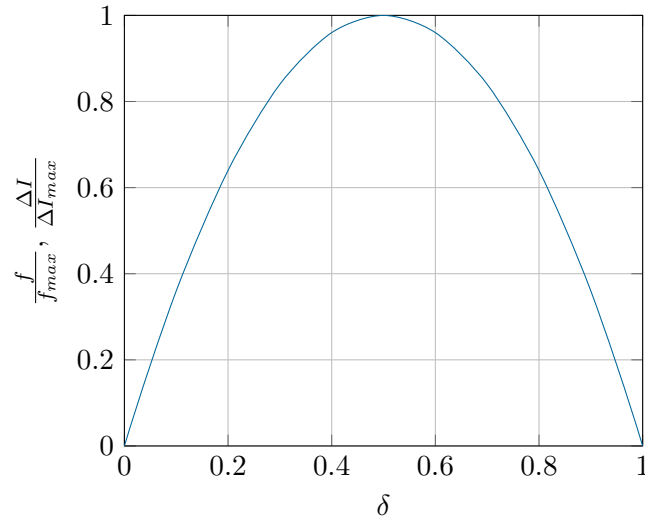


Abbildung 3.2: Abhängigkeit der Frequenz bzw. des Stromrippels von dem Tastverhältnis.

3.2 Totzeit bei Zweipunktregler

Wird ein Zweipunktregler implementiert, besitzt dieser eine minimale Zeitverzögerung. Diese Zeitverzögerung beeinflusst direkt den Stromripple und auch die entstehende Frequenz. Dies ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

Für die Berechnung der somit entstandenen Frequenz ist der Sachverhalt in Abbildung 3.4 im Detail dargestellt. Die tatsächliche Frequenz kann durch Addition der benötigten Zeiten berechnet werden. Der erste Anteil ist die Totzeit t_{tot} selbst. Dieser muss pro Periode zweimal abgewartet werden. In dieser Wartezeit steigt der Strom über das definierte Maximum. Dieser zusätzliche Ripplestrom muss abgebaut werden, bevor die Zeit der nächsten Flanke beginnt. Diese Zeit welche durch das abbauen zusätzlich benötigt wird, kann durch die Stromanstiegsgeschwindigkeiten berechnet werden. Die Stromanstiegsgeschwindigkeiten werden in Gleichung 3.12 und 3.13 angegeben.

$$I'_{L_o,up} = \frac{\Delta I_{L_o}}{\delta \cdot T} \quad (3.12)$$

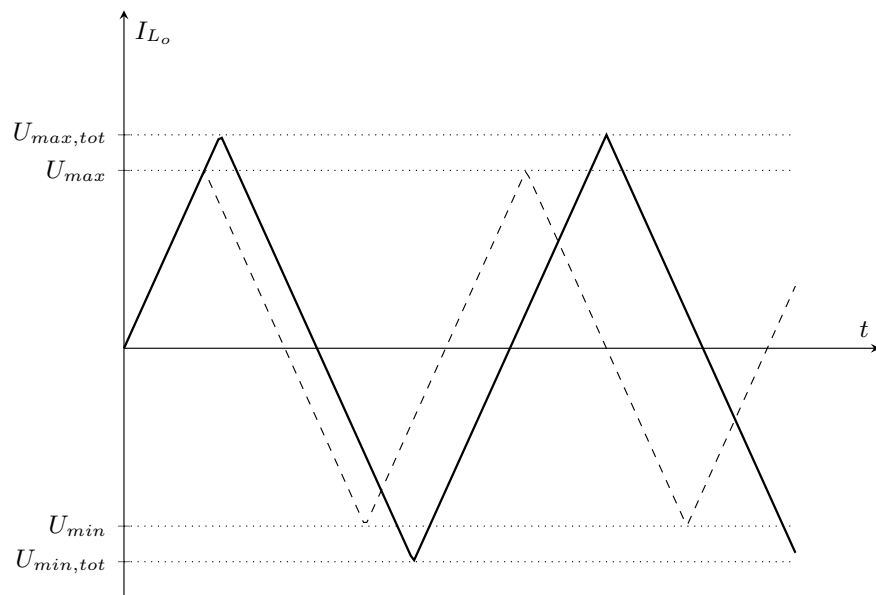


Abbildung 3.3: Beeinflussung der Frequenz durch die Totzeit.

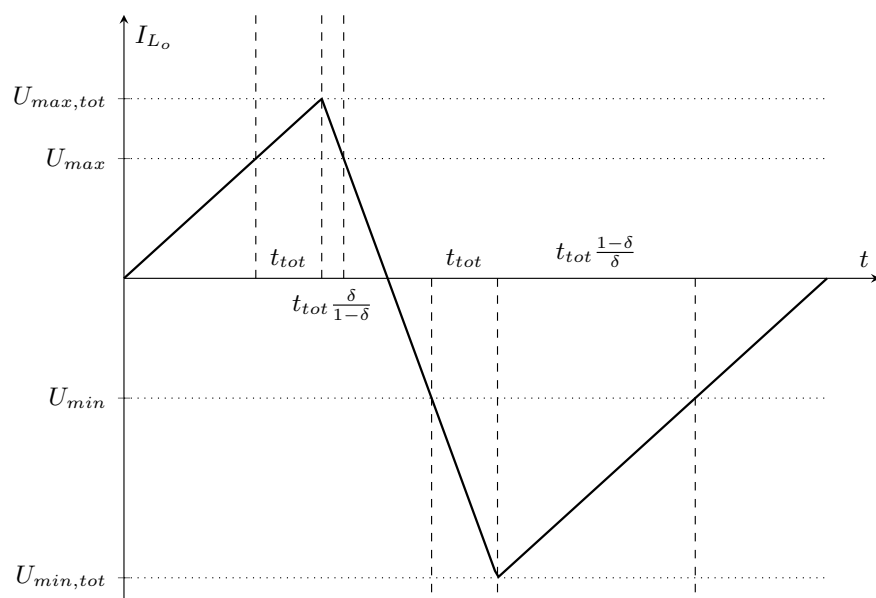


Abbildung 3.4: Einfluss der Totzeit auf die Amplitude.

$$I'_{L_o,do} = \frac{\Delta I_{L_o}}{(1 - \delta) \cdot T} \quad (3.13)$$

Daraus kann nun die Zeit berechnet werden, welche zusätzlich benötigt wird.

$$t_{tot,up,zus} = t_{tot} \cdot \frac{I'_{L_o,up}}{I'_{L_o,do}} = t_{tot} \cdot \frac{1 - \delta}{\delta} \quad (3.14)$$

Für die andere Flanke kann die zusätzliche Totzeit analog ermittelt werden.

$$t_{tot,do,zus} = t_{tot} \cdot \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (3.15)$$

Daraus lässt sich die resultierende Frequenz berechnen.

$$f' = \frac{1}{\frac{1}{f} + t_{tot} \cdot (2 + \frac{\delta}{1-\delta} + \frac{1-\delta}{\delta})} \quad (3.16)$$

$$f' = \frac{1}{\frac{1}{f_{max} \cdot 4 \cdot \delta (1-\delta)} + t_{tot} \cdot (2 + \frac{\delta}{1-\delta} + \frac{1-\delta}{\delta})} \quad (3.17)$$

In Abbildung 3.5 ist diese Formel für eine vorgegebenen Frequenz von $f = 100$ kHz dargestellt. Der tatsächliche Stromrippel kann mit der Formel 3.5 berechnet werden.

$$\Delta I'_{L_o} = \frac{U_z}{L_o \cdot f'} \cdot \delta(1 - \delta) \quad (3.18)$$

Wird ein Zweipunktregler realisiert, muss besonders bei hohen Frequenzen auch die Totzeit bedacht werden. Dies ist besonders wichtig bei der Dimensionierung von Tiefpassfiltern. Ist die Totzeit nicht mehr vernachlässigbar, kann diese durch einen reduzierten Stromrippel kompensiert werden.

3.2.1 Strommittelwerte und Stromeffektivwerte

Für die Berechnung der Verluste und der Belastung von Bauteilen ist vorrangig der Strommittelwert und der Stromeffektivwert von Interesse. Die prinzipiellen Verläufe der Ströme sind in Abbildung 3.6 dargestellt. Diese Abbildung ist hilfreich bei den folgenden Berechnungen der Effektivwerte.

Per Definition wird der Effektivwert und der Mittelwert eines Signals über 3.19 3.20 berechnet.

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i(x)^2 dx \quad (3.19)$$

$$I_{AVG} = \frac{1}{T} \int_0^T i(x) dx \quad (3.20)$$

Daraus ergibt sich der Effektivwert eines Dreiecksignals bezogen auf seine Amplitude zu 3.21, wobei die Stromamplitude des Ausgangskondensators bei dieser Betrachtung gleich dem halben Rippelstrom der Ausgangsinduktivität ist.

$$\frac{I_{RMS}^2}{\hat{I}^2} = \frac{1}{3} \quad (3.21)$$

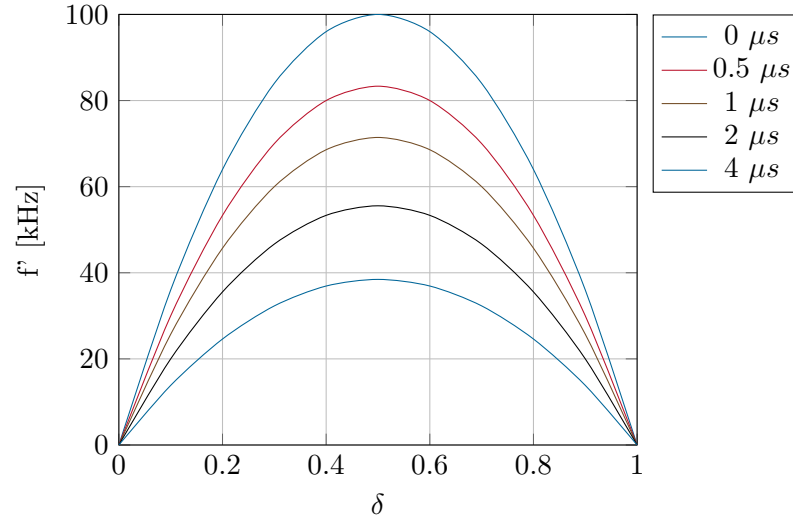


Abbildung 3.5: Abhängigkeit der Frequenz von dem Tastverhältnis unter Berücksichtigung verschiedener Totzeiten.

$$\hat{I}_{Co} = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_{Lo} \quad (3.22)$$

Daraus ergibt sich der Effektivwert des Ausgangskondensators, da dessen Stromverlauf ein Dreieckssignal ohne Mittelwert darstellt, welches den gleichen Ripple wie der Spulenstrom aufweist.

$$\frac{I_{Co,RMS}^2}{I_o^2} = \frac{\Delta I_{Lo}^2}{I_o^2} \cdot \frac{1}{12} = \frac{k^2}{12} \quad (3.23)$$

Für eine bessere Lesbarkeit wird dabei eine Konstante verwendet, welche den Ripplestrom auf den Ausgangsstrom bezieht.

$$k = \frac{\Delta I_{Lo}}{I_o} \quad (3.24)$$

Die Strombelastung der Ausgangsinduktivität ergibt sich durch Addition des Gleichanteils. Dies ist erlaubt, da das Dreieckssignal mit einem Gleichanteil keine Korrelation aufweist.

$$\frac{I_{Lo,RMS}^2}{I_o^2} = 1 + \frac{k^2}{12} \quad (3.25)$$

Daraus und aus dem Tastverhältnis folgt die Strombelastung der Transistoren. Das Tastverhältnis gibt dabei die zeitliche Verteilung des Stromes an.

$$\frac{I_{T_{high},RMS}^2}{I_o^2} = \left(1 + \frac{k^2}{12}\right) \cdot \delta \quad (3.26)$$

$$\frac{I_{T_{low},RMS}^2}{I_o^2} = \left(1 + \frac{k^2}{12}\right) \cdot (1 - \delta) \quad (3.27)$$

Des Weiteren wird noch die Strombelastung des Zwischenkreiskondensators benötigt. Diese kann durch Integration der Kurvenform aus Abbildung 3.6 abgeleitet werden.

$$I_{C_z, RMS}^2 = \int_{-\frac{\delta}{2}}^{\frac{\delta}{2}} ((1 - \delta) \cdot I_o + \frac{x}{\delta} \cdot \Delta I)^2 dx + (1 - \delta) \cdot (\delta \cdot I_o)^2 = \delta \cdot (1 + \frac{k^2}{12} - \delta) \quad (3.28)$$

Die maximale Belastung tritt im Nennpunkt bei $U_o = 400 \text{ V}$, $I_o = 10 \text{ A}$ und $\Delta I_{Lo} = 4.5 \text{ A}$. Dieser Stromripple stellt sich bei $\delta = 0.5$ ein, was der halben Zwischenkreisspannung am Ausgang entspricht. Aus diesen Werten kann der Faktor k zahlenmäßig ermittelt werden.

$$k = \frac{4.5 \text{ A}}{10 \text{ A}} = 0.45 \quad (3.29)$$

In Tabelle 3.1 sind die ermittelten Gleichungen noch einmal dargestellt. Zusätzlich wurden die Werte für den angegebenen Arbeitspunkt eingetragen.

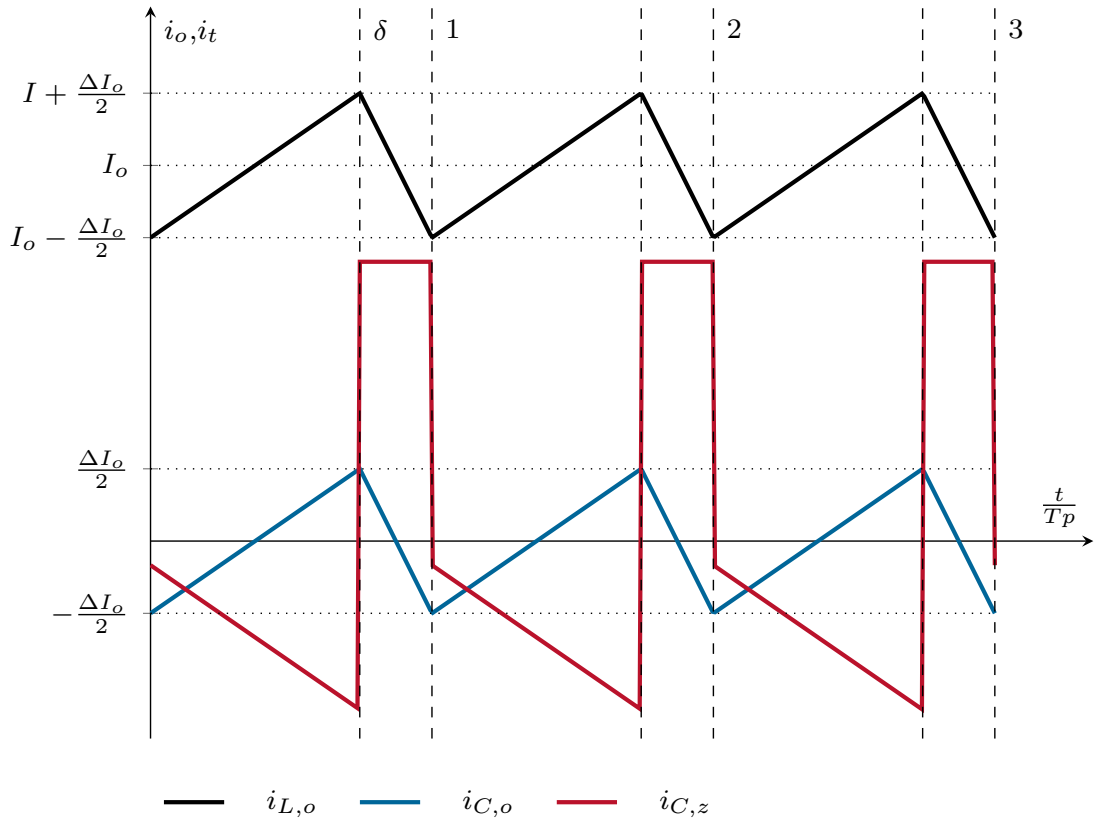


Abbildung 3.6: Stromverläufe in der Ausgangsinduktivität und dem Ausgangskondensator.

	$\frac{I_{AVG}}{I_o}$	I_{AVG} [A]	$\frac{I_{RMS}^2}{I_o^2}$	I_{RMS}^2 [A ²]	I_{RMS} [A]
FET_{high}	δ	5	$(1 + \frac{k^2}{12}) \cdot \delta$	50.844	7.130
FET_{low}	$1 - \delta$	5	$(1 + \frac{k^2}{12}) \cdot (1 - \delta)$	50.844	7.130
L_o	1	10	$1 + \frac{k^2}{12}$	101.688	10.084
C_o	0	0	$\frac{k^2}{12}$	1.688	1.299
L_z	δ	5	δ	50.000	7.071
C_z	0	0	$\delta \cdot (1 + \frac{k^2}{12} - \delta)$	25.844	5.084

Tabelle 3.1: Strom Mittel- und Effektivwert von Bauteilen mit den Werten $I_0 = 10$ A, $k = 0.45$ und $\delta = 0.5$.

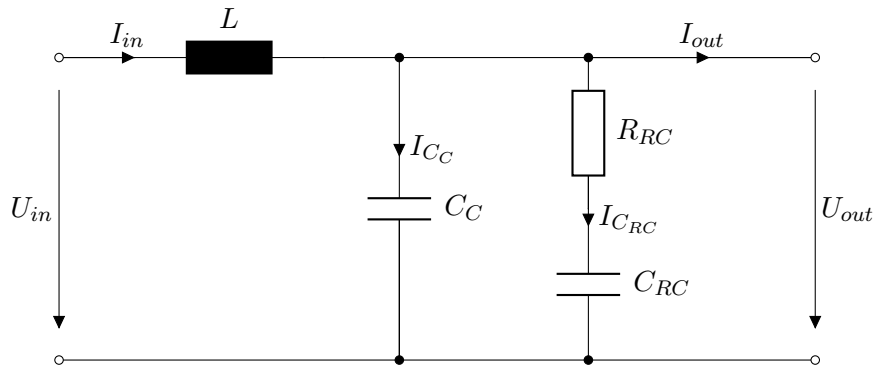


Abbildung 3.7: Schaltplan eines Filters mit passiver Dämpfung.

3.3 Eingangs- und Ausgangsfilter

3.3.1 Dimensionierung

Wie aus Abbildung 3.1 ersichtlich wurde bisher das Eingangs- beziehungsweise Ausgangsfilter immer aus einer Kombination bestehend aus Induktivität und Kapazität betrachtet. Wird von diesem Filter die Übertragungsfunktion aufgestellt, ist ersichtlich, dass dieses Filter ungedämpft und somit nur grenzstabil ist. Als Dämpfung wird ein zusätzlicher Zweig mit einem RC Glied hinzugefügt. Ein dadurch stabilisiertes Filter ist in Abbildung 3.7 dargestellt.

Für die Wahl der Parameter ist die Übertragungsfunktion 3.30 von Bedeutung.

$$G_{LCRC} = \frac{R_{RC} C_{RC} \cdot s + 1}{C_C C_{RC} L R_{RC} \cdot s^3 + (C_C + C_{RC}) L \cdot s^2 + R_{RC} C_{RC} \cdot s + 1} \quad (3.30)$$

Mit dem Nenner kann ein Koeffizientenvergleich mit der gewünschten Filtercharakteristik durchgeführt werden.

$$G = k_3 \cdot \left(\frac{s}{w_N}\right)^3 + k_2 \cdot \left(\frac{s}{w_N}\right)^2 + k_1 \cdot \left(\frac{s}{w_N}\right) + 1 \quad (3.31)$$

$$C_{RC} = \frac{(k_1 k_2 - k_3)}{k_3} \cdot C_C \quad R_{RC} = \frac{k_3 k_1}{(k_1 k_2 - k_3)} \sqrt{\frac{k_1}{k_3}} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_C}} \quad w_N = \sqrt{\frac{k_3}{k_1}} \cdot \sqrt{\frac{1}{C_C L}} \quad (3.32)$$

Wird dabei eine Butterworth-Charakteristik verwendet, lauten die Koeffizienten wie folgt

$$k_3 = 1 \quad k_2 = 2 \quad k_1 = 2. \quad (3.33)$$

Damit vereinfachen sich die Gleichungen 3.32 zu

$$C_{RC} = 3 \cdot C_C \quad R_{RC} = \frac{2}{3} \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_C}} \quad w_N = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{C_C L}}. \quad (3.34)$$

Das Ergebnis dieser Gleichungen und die Parameter für das Eingangs- und das Ausgangsfilter sind in Tabelle 3.2 eingetragen. Zusätzlich sind die Werte der realen Bauteile eingetragen, welche von den berechneten Werten leicht abweichen.

3.3.2 Stromaufteilung im Ausgangsfilter

Um einen repräsentativen Wert zu erhalten, wird der Betriebspunkt mit der höchsten Belastung der Komponenten verwendet. Dabei verläuft der Strom in der Form eines symmetrischen Dreiecksignals mit einem Tastverhältnis von $\delta = 0.5$. Die Stromaufteilung lässt sich berechnen, indem ein komplexer Stromteiler angeschrieben und von diesem die Übertragungsfunktion berechnet wird.

$$G_C = \frac{I_{C_C}}{I} = \left| \frac{(j \omega R_{RC} C_{RC} + 1) C_C}{j \omega C_C C_{RC} R_{RC} + C_C + C_{RC}} \right| \quad (3.35)$$

	Eingangsfilter		Ausgangsfilter	
	Berechnet	Gewählt	Berechnet	Gewählt
L	150 μH	150 μH	300 μH	300 μH
C_C	4.7 μF	4.7 μF	390 μF	390 μF
C_{RC}	14.1 μF	15 μF	1560 μF	1560 μF
R_{RC}	5.33 Ω	4.8 Ω	826.9 m Ω	810 m Ω
f_N	4.24 kHz		329.01 kHz	

Tabelle 3.2: Parameter des Eingangs- und Ausgangsfilters.

$$G_{RC} = \frac{I_{C_{RC}}}{I} = \left| \frac{C_{RC}}{j\omega C_c C_{RC} R_{RC} + C_C + C_{RC}} \right| \quad (3.36)$$

Dazu wird zusätzlich das Frequenzspektrum der Dreiecksschwingung benötigt. Das Frequenzspektrum wird durch die Fourierreihe der Dreiecksschwingung dargestellt.

$$f_{\Delta}(t) = \frac{8\hat{I}}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} \cdot \frac{\sin((2k-1)\omega t)}{(2k-1)^2} \quad (3.37)$$

Die Spitzenwerte der spektralen Komponenten können daraus direkt abgelesen werden.

$$\hat{I}_{2k-1} = \frac{8\hat{I}}{\pi^2 (2k-1)^2} \quad (3.38)$$

Der Effektivwert des Signals kann durch die quadratische Addition der Effektivwerte aller spektralen Komponenten ermittelt werden. Damit wird der Effektivwert des Stromes durch den Widerstand ohne seriellen Kondensator bestimmt.

$$I_{C,RMS}^2 = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\sqrt{(2)} \cdot \hat{I}_k \cdot |G| \right)^2 \quad (3.39)$$

$$\hat{I}_{C,RMS}^2 = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\sqrt{(2)} \cdot \frac{8\hat{I}}{\pi^2 (2k-1)^2} \cdot \left| \frac{(j(2k-1)\omega R_{RC} C_{RC} + 1) C_C}{j(2k-1)\omega C_c C_{RC} R_{RC} + C_C + C_{RC}} \right| \right)^2 \quad (3.40)$$

$$I_{C_{RC},RMS}^2 = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\sqrt{(2)} \cdot \frac{8\hat{I}}{\pi^2 (2k-1)^2} \cdot \left| \frac{C_{RC}}{j(2k-1)\omega C_c C_{RC} R_{RC} + C_C + C_{RC}} \right| \right)^2 \quad (3.41)$$

Diese Gleichungen können mit Zahlenwerten ausgewertet werden.

$$I_{C_C,O,RMS} = \hat{I}_{C,O} \cdot 0.57734 = \frac{4.5 \text{ A}}{2} \cdot 0.57734 = 1.299 \text{ A} \quad (3.42)$$

$$\hat{I}_{C_{RC},O,RMS} = \hat{I}_{C,O} \cdot 0.0031105 = \frac{4.5 \text{ A}}{2} \cdot 0.0031105 = 0.007 \text{ A} \quad (3.43)$$

Alternativ kann diese Berechnung auch vereinfacht abgeschätzt werden, indem der Effektivwert des Dreiecksignals mit der Frequenz der Grundschiwingung angenommen wird.

$$I_{C,O,RMS} \approx I_{C,O,RMS} \cdot G_{C,O}(100 \text{ kHz}) = \frac{4.5 \text{ A}}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot 0.999979 = 1.29 \text{ A} \quad (3.44)$$

$$I_{C_{RC},O,RMS} \approx I_{C,O,RMS} \cdot G_{RC,O}(100 \text{ kHz}) = \frac{4.5 \text{ A}}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot 0.005038 = 0.0065 \text{ A} \quad (3.45)$$

Der dadurch erhaltene Betrag ist für den Hauptkondensator um einen Faktor $5.635 \cdot 10^{-7}$ beziehungsweise für den Dämpfungskondensator um 6.49 % zu gering. Dieser Fehler ist für eine Abschätzung allerdings von untergeordneter Bedeutung. Aus diesen Berechnungen ist ersichtlich, dass der Kondensator ohne Dämpfungswiderstände einen Großteil des Ripplestroms tragen muss, obwohl dieser nur $\frac{1}{3}$ der Kapazität aufweist.

3.3.3 Stromaufteilung im Zwischenkreisfilter

Die Berechnung der Stromaufteilung im Zwischenkreisfilter verläuft äquivalent zu der Berechnung für das Ausgangsfilter. Aufgrund des geringen Fehlers wird diese mit der beschriebenen Näherung durchgeführt.

$$I_{C,Z,RMS} = I_{C,Z,RMS} \cdot G_{C,Z}(100 \text{ kHz}) = 5.084 \text{ A} \cdot 0.99599 = 5.0632 \text{ A} \quad (3.46)$$

$$I_{C_{RC},Z,RMS} = I_{RC,Z,RMS} \cdot G_{RC,Z}(100 \text{ kHz}) = 5.084 \text{ A} \cdot 0.07025 = 0.35711 \text{ A} \quad (3.47)$$

3.4 Verlustleistung und Bauteilbelastungen

3.4.1 MOSFET

$R_{DS(ON)}$	DS On-State Resistance	90 mΩ	$T_J = 150 \text{ °C}$
Q_g	Total Gate Charge	30.4 nC	$V_{GS} = -4 \text{ V} / 15 \text{ V}$
E_{ON}	Turn-On Switching Energy	91 μJ	$V_{DD} = 400 \text{ V}, I_{DS} = 7.75 \text{ A}$
E_{OFF}	Turn-Off Switching Energy	34 μJ	$V_{DD} = 400 \text{ V}, I_{DS} = 12.25 \text{ A}$
$R_{G(int)}$	Internal Gate Resistance	4.7 Ω	

Tabelle 3.3: Parameter der SiC Transistoren C3M0065090D. [17]

Die SiC Transistoren wurden bereits in Kapitel 2 ausgewählt. Diese Wahl betrifft den maximalen Strom und die maximale Zwischenkreisspannung und muss somit gegenseitig abgestimmt sein.

Für die Bestimmung der Verluste wird wieder das Ersatzschaltbild von Abbildung 3.1 herangezogen. Die Verluste in den SiC Transistoren setzen sich aus mehreren Komponenten zusammen. Die wichtigsten Anteile sind die Schaltverluste und die statischen Verluste. Des Weiteren entstehen auch beim Laden des Gates Verluste am internen Gatewiderstand. Die dazu benötigten Werte aus dem Datenblatt sind in Tabelle 3.3 eingetragen.

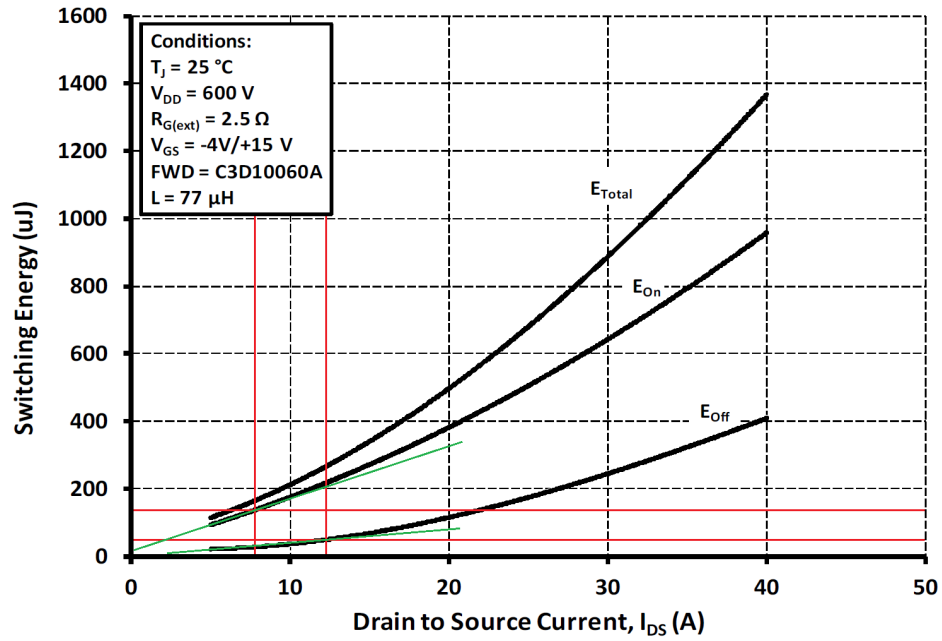


Abbildung 3.8: Schaltenergie des C3M0065090D. Abgelesen aus dem Diagramm des Datenblattes. $E_{ON} = 135.185\text{ }\mu\text{J}$, $E_{OFF} = 48.148\text{ }\mu\text{J}$, $E'_{ON} = 15.405\text{ }\mu\text{J/A}$, $E'_{OFF} = 4.040\text{ }\mu\text{J/A}$. Werte wurden bei $V_{DD} = 600\text{ V}$ und $I_{DS} = 7.75\text{ A}$ bzw. $I_{DS} = 12.25\text{ A}$ ermittelt. [17, S. 6, Figure 24]

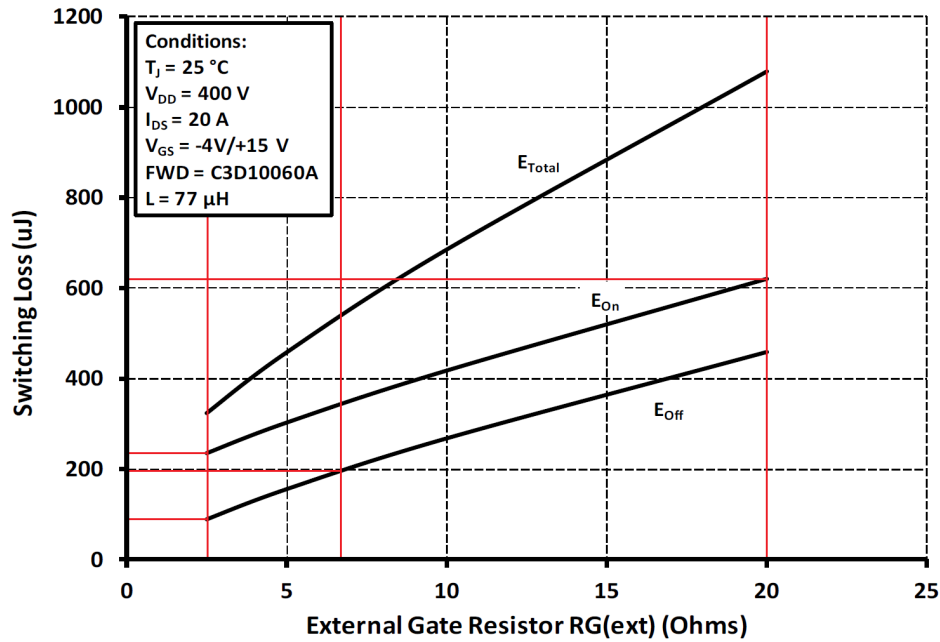


Abbildung 3.9: Faktor für Schaltenergie des C3M0065090D für abweichenden Gatewiderstand. Abgelesen aus dem Diagramm des Datenblattes. $\frac{E_{ON,20\text{ }\Omega}}{E_{ON,2.5\text{ }\Omega}} = 2.630952$, $\frac{E_{OFF,6.67\text{ }\Omega}}{E_{OFF,2.5\text{ }\Omega}} = 2.187494$. [17, S. 7, Figure 25]

Die Schaltverluste können näherungsweise mit der Ein- und Ausschaltenergie abgeschätzt werden. Dabei entstehen diese nur im High-Side-Transistor. Diese werden im Datenblatt aus dem Diagramm mit den Schaltenergien abgelesen. Das Diagramm wird in Abbildung 3.8 dargestellt. Im Datenblatt ist die Schaltenergie bei $R_{G(ext)} = 2.5 \Omega$ angegeben. Um dies zu korrigieren wird in Abbildung 3.9 ein Faktor ermittelt, welcher diesen Einfluss reduziert. Dabei wurde jedoch vorausgesetzt, dass die Stromrichtung positiv ist und ein ausreichender Ausgangsstrom vorhanden ist. Zusätzlich wird der Fehler gemacht, dass die Schaltspannung nicht 600 V sondern nur die Zwischenkreisspannung ist. Aus diesem Grund wird die Verlustleistung geringer als berechnet ausfallen.

$$P_{FET, Schalt} = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f = (135.185 \mu\text{J} \cdot 2.630952 + 48.148 \mu\text{J} \cdot 2.187494) \cdot 100 \text{ kHz} = 46.099 \text{ W} \quad (3.48)$$

Die statischen Verluste, oder auch Leitverluste genannt, lassen sich mit $R_{DS(ON)}$ aus Tabelle 3.3 berechnen. Da $\delta = 0.5$ gewählt wurde, teilen sich die Leitverluste gleichmäßig auf beide Transistoren auf.

$$P_{FET, Stat} = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 50.844 \cdot 90 \text{ m}\Omega = 4.576 \text{ W} \quad (3.49)$$

Dieser Anteil ist deutlich kleiner als der Anteil der Schaltverluste.

Die Verluste zum Laden des Gates sind der kleinste Teil der Verluste am Transistor. Die Leistung dazu wird auch nicht aus dem Zwischenkreis sondern aus der Logikseite bezogen. Diese Verluste ergeben sich aus der gesamten Gate Ladung, der verwendeten Gatespannung und der Schaltfrequenz.

$$P_{FET, Gate} = 2 \cdot f \cdot Q_g \cdot \Delta U_{GS} = 100 \text{ kHz} \cdot 30.4 \text{ nC} \cdot 19 \text{ V} = 115.52 \text{ mW} \quad (3.50)$$

Wie bereits angedeutet sind diese Verluste für die Transistoren nahezu vernachlässigbar. Zusätzlich teilen sich diese auf den internen Gatewiderstand und die externe Gate Beschaltung auf. Die Gate Beschaltung besteht aus einem Netzwerk von zwei Widerständen und einer Diode und legt die Ein- und Ausschaltgeschwindigkeit fest. Der Schaltplan der Gate Beschaltung ist in Abbildung 3.10 dargestellt.

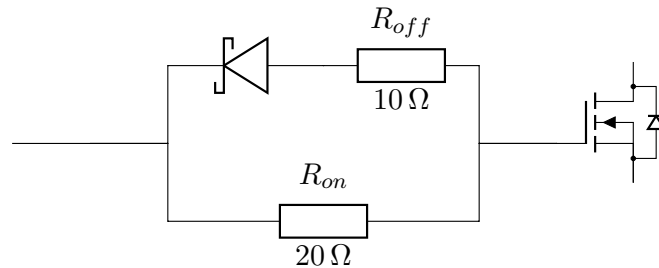


Abbildung 3.10: Schaltplan zur Ansteuerung des Gates der beiden Transistoren.

Dabei ist zu berücksichtigen, dass die externen Gatewiderstände, auf eine ausreichende Verlustleistung spezifiziert sein müssen. SMD Widerstände mit der Gehäusegröße 0805 stoßen mit der maximalen Verlustleistung von 125 mW bereits an ihre Grenzen. Damit

der Wert der Widerstände sich nicht mit steigender Temperatur verändert, wird versucht, den Temperaturanstieg der Widerstände gering zu halten. Bei diesem Netzteil wird aus diesem Grund nicht mehr als 25 % der maximalen Verlustleistung von SMD Widerständen ausgenutzt. Dies entspricht ungefähr einem Temperaturanstieg von 20 °C. In diesem speziellen Fall wird der Widerstand zum Laden des Gates in der Gehäusegröße 1210 ausgeführt und der Widerstand, welche das Entladen des Gates unterstützt, in der Größe 1206.

Aus den Berechnungen 3.48, 3.49 und 3.50 ergibt sich die Gesamtverlustleistung für die SiC-Halbbrücke unter der Annahme eines positiven Laststromes zu

$$P_{FET} = P_{FET, Schalt} + 2 \cdot (P_{FET, Stat} + P_{FET, Gate}) = 55.483 \text{ W} . \quad (3.51)$$

3.4.2 Induktivität

Bezeichnung	0079192A7	0079439A7
μ_r	60	60
A_L	$138 \frac{\text{nH}}{\text{Wd}^2}$	$135 \frac{\text{nH}}{\text{Wd}^2}$
$ID_{beschichtet}$	25.57 mm	23.3 mm
$l_{FE, path}$	125 mm	107 mm
V	28.6 cm^3	21.3 cm^3
N_{max}	56	51
$l_{wicklung}$	64.6 mm	62.1 mm
N_{ist}	47	34
R_{cu}	52.2 mΩ	37.5 mΩ
$P_{L, cu}$	5.31 W	1.87 W
$P_{L, FE}$	7.09 W	0 W
P_L	12.45 W	1.87 W

Tabelle 3.4: Parameter der Spulen 0079192A7 [19] und 0079439A7 [20] mit dem Material “Kool Mμ MAX“ [21]

Aus den bisherigen Überlegungen ist ersichtlich, dass die Ausgangsinduktivität mit einem deutlich stärkeren Stromrippel belastet wird als die Eingangsinduktivität. Somit wird diese als erstes ausgelegt. Die benötigten Parameter sind wie folgt definiert.

- $L_o = 300 \mu\text{H}$
- $\Delta I_{L_o} = 4.5 \text{ A}$
- $I_o = 10 \text{ A}$

Als Draht wird ein Kupferdraht mit 1.25 mm Durchmesser verwendet. Mit Isolierung hat dieser Draht einen Durchmesser von 1.35 mm. Eine Bedingung welche eingehalten werden

muss ist die maximal erlaubte Magnetisierung.

$$B_{ges} = \frac{\Delta B}{2} + B_0 = \left(\frac{\Delta I_L}{2} + I_o \right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N}{l_{mittel}} < B_{sat} = 1 \text{ T} \quad (3.52)$$

Aufgrund der hohen Frequenzen sind sowohl Ferrite als auch Pulverkerne eine Möglichkeit. Durch diese Auswahl werden Wirbelstromverluste nahezu komplett vermieden. Des Weiteren ist auch die hohe Gleichstrommagnetisierung neben der maximalen Frequenz ein wichtiges Kriterium zur Entscheidung des Materials. Für diesen Anwendungsfall sind somit Pulverkerne besser geeignet, da diese einen „verteilten“ Luftspalt besitzen.

Zusätzlich spielen auch die maximale Temperatur und die Abmessungen des Spulenkerne eine Rolle. Zur besseren Wärmeabfuhr und zur Vermeidung des Proximity Effekts, welcher noch zusätzliche Verluste in der Wicklung verursachen würde, ist eine einlagige Wicklung vorgesehen. Aus diesem Grund muss der Innendurchmesser ausreichend sein, um alle Wicklungen nebeneinander aufzunehmen.

Zur Auslegung der Spule stehen die Parameter N , A und μ_r zur Verfügung, welche gewählt werden können. Basierend auf den bisherigen Überlegungen wird ein Spulenkerne mit der Bezeichnung 0079192A7 gewählt. Dieser Pulverkern wird aus einem Gemisch aus Eisen, Silizium und Aluminium hergestellt, welches unter dem Namen „Kool M μ MAX“ vermarktet wird. Die Durchmesser dieses Kerns betragen $ID = 26.4 \text{ mm}$, $OD = 57.2 \text{ mm}$ und die Höhe $HT = 15.2 \text{ mm}$.

Mit dem gegebenen Innendurchmesser können die maximalen Windungen berechnet werden.

$$N_{max} = \frac{\pi (ID - D_{draht})}{D_{draht}} = \pi \left(\frac{ID}{D_{draht}} - 1 \right) = [56.362] = 56 \text{ Wd} \quad (3.53)$$

Dies ist eine Näherung unter der Annahme dass der Drahtdurchmesser deutlich kleiner als der Innendurchmesser ist. Alternativ kann dies auch mit Winkelfunktionen berechnet werden. Dabei werden keine Näherungen benötigt. Aus der Geometrie ergeben sie die Maximalen Windungen zu 3.54.

$$N_{max} = \frac{2\pi}{2 \cdot \sin^{-1} \left(\frac{1}{\frac{ID}{D_{draht}} - 1} \right)} = [56.333] = 56 \text{ Wd} \quad (3.54)$$

Mit den im Datenblatt angegebenen Werten, welche in Tabelle 3.4 eingetragen sind, können die benötigten Windungen berechnet werden.

$$N = \sqrt{\frac{L_o}{A_L}} = \sqrt{\frac{300 \mu\text{H}}{138 \frac{\text{nH}}{\text{Wd}^2}}} = 47 \text{ Wd} \quad (3.55)$$

Dadurch ist eine einlagige Wicklung gewährleistet.

Wie bereits erwähnt muss geprüft werden, dass die Sättigungsflussdichte nicht überschritten wird. Dazu wird zuerst die Gleichstrommagnetisierung berechnet, wobei hierbei der maximal zulässige Gleichstrom des Gleichrichters, entsprechend dem zweifachen Nennstrom, als Auslegungsgröße herangezogen wird. Auch bei maximalem Gleichstrom soll sich die Drossel noch nicht in der Sättigung befinden, somit ergibt sich $B_{L_o,0}$ zu Gleichung 3.56.

$$B_{L_o,0} = \frac{47 \cdot 20 \text{ A}}{125 \text{ mm}} \cdot 60 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} = 0.567 \text{ T} \quad (3.56)$$

Des Weiteren wird der Rippel des magnetischen Flusses berechnet.

$$\frac{\Delta B_{Lo}}{2} = \frac{47 \cdot \frac{4.5 \text{ A}}{2}}{125 \text{ mm}} \cdot 60 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} = 63.8 \text{ mT} \quad (3.57)$$

Die Sättigungsflussdichte ist im Datenblatt des Kernmaterials bei $B_{sat} = 1 \text{ T}$ festgelegt [21].

$$B_{Lo,ges} = B_{Lo,0} + \frac{\Delta B_{Lo}}{2} = 0.567 \text{ T} + 63.8 \text{ mT} = 0.631 \text{ T} < B_{sat} = 1 \text{ T} \quad (3.58)$$

Somit ist diese Bedingung erfüllt.

Bei den Induktivitäten setzen sich die Verluste aus Kupferverluste, Eisenverluste und Wirbelstromverluste zusammen. Wie bereits erwähnt können die Wirbelstromverluste vernachlässigt werden. Für die Kupferverluste wird zuerst die gesamte Drahtlänge berechnet.

$$l_{cu} = N \cdot \left(l_{wicklung} + \frac{1}{2} \cdot \pi \cdot D_{cu} \right) = 47 \cdot \left(64.6 \text{ mm} + \frac{1}{2} \cdot \pi \cdot 1.35 \text{ mm} \right) = [3.136 \text{ m}] = 3.2 \text{ m} \quad (3.59)$$

Zusätzlich wird auch der Leitwert des Kupfers benötigt. Dazu wird der Leitwert von Kupfer bei einer Temperatur von 40°C mit den Temperaturkoeffizienten zweiter Ordnung abgeschätzt. [22, S. 22, 23]

$$\gamma_{cu,40^\circ\text{C}} = \left(0.01724 \Omega \text{ mm}^2/\text{m} \cdot \left(1 + 0.00387 \cdot 40 + 0.00000597 \cdot 40^2 \right) \right)^{-1} = 50 \text{ S/mm}^2 \quad (3.60)$$

Aus der Länge des Kupferdrahtes aus Gleichung 3.59 und dem Leitwert ergibt sich der Gleichstromwiderstand der Spule.

$$R_{cu,=} = \frac{l_{cu}}{\gamma_{cu,40^\circ\text{C}} \cdot A_{cu}} = \frac{3.2 \text{ m}}{50 \text{ S/mm}^2 \cdot \pi \cdot \frac{(1.25 \text{ mm})^2}{4}} = 52.15 \text{ m}\Omega \quad (3.61)$$

Mit dem Gleichstrom von $I_{Lo,=} = 10 \text{ A}$, welcher die Spule durchfließt, kann auf die Stromwärmeverluste des Gleichanteils geschlossen werden.

$$P_{Lo,cu,=} = I_{o,=}^2 \cdot R_{cu} = 100 \text{ A}^2 \cdot 52.15 \text{ m}\Omega = 5.215 \text{ W} \quad (3.62)$$

Um die Leitverluste durch den Wechselanteil zu berechnen, wird in Gleichung 3.63 die Eindringtiefe bei 100 kHz berechnet.

$$\delta_{cu,40^\circ\text{C},100 \text{ kHz}} = \sqrt{\frac{1}{\gamma \mu \pi f}} = 225 \mu\text{m} \quad (3.63)$$

Daraus ergibt sich der Widerstand, welcher für den Wechselanteil wirksam ist.

$$R_{cu,\sim} = \frac{l_{cu}}{\gamma_{cu,40^\circ\text{C}} \cdot A_{cu}} = \frac{3.2 \text{ m}}{50 \text{ S/mm}^2 \cdot \pi \cdot \frac{(1.25 \text{ mm})^2 - (1.25 \text{ mm} - 2 \cdot 225 \mu\text{m})^2}{4}} = 88.31 \text{ m}\Omega \quad (3.64)$$

Im Vergleich mit Gleichung 3.61 ist ein deutlicher Anstieg erkennbar. Bei kleinen Wechselanteilen, könnte diese Abweichung jedoch auch vernachlässigt werden. Mit dem Wechselanteil $I_{Lo,\sim} = \frac{4.5 \text{ A}}{\sqrt{3.2}}$ werden in Gleichung 3.65 die Stromwärmeverluste aufgrund des Wechselanteils berechnet.

$$P_{Lo,cu,\sim} = I_{o,\sim}^2 \cdot R_{cu,\sim} = 1.688 \text{ A}^2 \cdot 88.31 \text{ m}\Omega = 149 \text{ mW} \quad (3.65)$$

Die Summe von Gleichung 3.62 und 3.65 ergibt die gesamten Stromwärmeverluste der Drossel.

$$P_{L_o, cu} = P_{L_o, cu, =} + P_{L_o, cu, \sim} = 5.364 \text{ mW} \quad (3.66)$$

Als nächstes werden die Eisenverluste berechnet. Diese können direkt bei $f = 100 \text{ kHz}$ und $\Delta B = 0.069 \text{ T}$ aus der Graphik im Datenblatt des Materials “Kool M μ MAX“ [21] zu $P_{L_o, FE} = 230 \text{ mW/cm}^3$ abgelesen werden. Alternativ können diese auch mit der angegebenen Formel abgeschätzt werden.

$$P_{L_o, FE, V} = 91.616 \cdot 0.0638^{2.039} \cdot 100^{1.388} = 200 \text{ mW/cm}^3 \quad (3.67)$$

Dabei ist jedoch zu beachten, dass die Frequenz in der Einheit kHz verwendet wird. Dies ist im Datenblatt nicht angegeben. Aus diesem Wert und dem Volumen des Kerns ergeben sich die Eisenverluste.

$$P_{L_o, FE} = P_{L_o, FE, V} \cdot V = 200 \text{ mW/cm}^3 \cdot 28.6 \text{ cm}^3 = 5.717 \text{ W} \quad (3.68)$$

Daraus ergeben sich die gesamten Verluste zu

$$P_{L_o} = P_{L_o, cu} + P_{L_o, FE} = 5.36 \text{ W} + 5.717 \text{ W} = 11.08 \text{ W} . \quad (3.69)$$

Die Auslegung der Zwischenkreisinduktivität verläuft analog, wobei 100 kHz Komponenten durch den Kondensator abgeblockt werden und 300 Hz Komponenten aufgrund der niedrigen Frequenz vernachlässigt werden. Die resultierenden Werte sind in Tabelle 3.4 eingetragen. Somit erhält man die Gesamtverluste der beiden Drosseln über die Beziehung

$$P_L = P_{L_o} + P_{L_z} = 11.08 \text{ W} + 1.87 \text{ W} = 12.96 \text{ W} . \quad (3.70)$$

3.4.3 Zwischenkreis- und Ausgangskapazität

Bezeichnung	B32674D6475	B32776G8156
C [μF]	4.7	15
R_{ESR} [$\text{m}\Omega$]	5.8	9.6
$I_{RMS, max}$ [A]	9.5	12

Tabelle 3.5: Parameter der Polypropylen-Folienkondensatoren B32674D6475 [23, S. 6] und B32776G8156 [24, S. 9] bei 70 °C und 10 kHz.

Bei der Wahl der Kapazitäten ist sowohl auf die Kapazität als auch auf den Ripplestrom zu achten. Der erwartete Ripplestrom darf den Maximalwert des Datenblattes nicht überschreiten. Mit diesen Bedingungen werden als Kondensatoren für den Zwischenkreis zwei Polypropylen Kondensatoren mit der Bezeichnung B32674D6475 und B32776G8156 verwendet. Dabei kommen Folienkondensatoren zum Einsatz, weil sowohl eine hohe Spannungs- als auch eine hohe Strombelastung vorliegt. Für Elektrolytkondensatoren ist in diesem Spannungsbereich wenig Auswahl vorhanden. Wird auch noch eine hohe Strombelastung gefordert, sind Folienkondensatoren besser geeignet.

Bezeichnung	B43544A6397	
C	390 μF	
R_{ESR}	210 $\text{m}\Omega$	100 Hz, 20 °C
$I_{RMS,max}$	5.82 A	100 Hz, 60 °C
$\frac{R_{ESR,100 \text{ kHz}}}{R_{ESR,100 \text{ Hz}}}$	0.63	$T \uparrow \Rightarrow R_{ESR} \downarrow$
$\frac{I_{AC,100 \text{ kHz}}}{I_{AC,100 \text{ Hz}}}$	1.62	$T \uparrow \Rightarrow I_{AC} \downarrow$
R_{ESR}	133 $\text{m}\Omega$	100 kHz, 20 °C
$I_{RMS,max}$	9.43 A	100 kHz, 60 °C

Tabelle 3.6: Parameter des Aluminium-Elektrolytkondensators B43544A6397 [25, S. 12]

Für den Ausgangskondensator gilt als zusätzliche Bedingung, dass das Netzteil auch bei einer großen kapazitiven Last stabil arbeiten muss. Dies ist wichtig, da der Verwendungszweck die Versorgung eines Umrichters ist und diese eine hohe Eingangskapazität von einigen 100 μF aufweisen. Somit muss der Ausgangskondensator zumindest in der gleichen Größenordnung wie die erwartete Last sein, da ansonsten der berechnete Dämpfungskondensator nicht mehr ausreichend ist. Aus diesem Grund wird der Ausgangskondensator deutlich größer gewählt als der Zwischenkreiskondensator.

Für Kondensatoren mit großen Kapazitäten kommen vor allem Elektrolytkondensatoren in Frage. Bei diesen ist jedoch die Strombelastbarkeit im allgemeinen deutlich geringer. Um eine ausreichende Strombelastbarkeit zu erreichen, wird auf einen geringen Serienwiderstand geachtet und eine ausreichend große Kapazität verwendet. Die Wahl ist dabei auf einen Aluminium-Elektrolytkondensator von TDK gefallen. Dieser besitzt die Bezeichnung B43544A6397. Für den Dämpfungszweig werden drei dieser Kondensatoren parallel geschaltet.

Die relevanten Daten der Kondensatoren sind neben der Kapazität somit der maximale Strom und der äquivalente Serienwiderstand. Diese Werte werden für die verwendeten Kondensatoren aus dem Datenblatt ermittelt und sind in Tabelle 3.5 und Tabelle 3.6 eingetragen. Mit dem Vergleich dieser Werte und des berechneten Stromrippels aus Gleichung 3.44 und Gleichung 3.46 ist ersichtlich, dass diese Bedingungen eingehalten werden und nicht am Limit liegen. Für die maximale Strombelastung ist dabei hauptsächlich der Kondensator ohne seriellen Widerstand von Interesse.

Die Berechnung der Verluste erfolgt durch die Strombelastung und den äquivalenten Serienwiderstand.

$$P_{CC,O} = I_{CC,O}^2 \cdot R_{CC,est,O} = (1.299 \text{ A})^2 \cdot 133 \text{ m}\Omega = 224 \text{ mW} \quad (3.71)$$

$$P_{RC,O} = I_{RC,O}^2 \cdot R_{RC,est,O} = (0.007 \text{ A})^2 \cdot \frac{1}{3} \cdot 133 \text{ m}\Omega = 2 \text{ }\mu\text{W} \quad (3.72)$$

$$P_{CC,Z} = I_{CC,Z}^2 \cdot R_{CC,est,Z} = (5.063 \text{ A})^2 \cdot 5.8 \text{ m}\Omega = 357 \text{ mW} \quad (3.73)$$

$$P_{RC,Z} = I_{RC,Z}^2 \cdot R_{RC,est,Z} = (0.357 \text{ A})^2 \cdot 12 \text{ m}\Omega = 1.53 \text{ mW} \quad (3.74)$$

Zusätzlich fallen auch noch Verluste in den Dämpfungswiderständen an.

$$P_{R_{RC},O} = I_{C_{RC},O}^2 \cdot R_{RC,O} = (0.007 \text{ A})^2 \cdot 810 \text{ m}\Omega = 40 \text{ }\mu\text{W} \quad (3.75)$$

$$P_{R_{RC},Z} = I_{C_{RC},Z}^2 \cdot R_{RC,Z} = (0.357 \text{ A})^2 \cdot 4.8 \text{ }\Omega = 612 \text{ mW} \quad (3.76)$$

Mit diesen Ergebnissen kann die Gesamtverlustleistung der Kondensatoren und der Dämpfung berechnet werden.

$$P_C = P_{C_{C},O} + P_{C_{RC},O} + P_{C_{C},Z} + P_{C_{RC},Z} + P_{R_{RC},O} + P_{R_{RC},Z} = 987 \text{ mW} \quad (3.77)$$

Dabei wurde jedoch vernachlässigt, dass der Zwischenkreis aufgrund des Ladestroms auch durch eine 300 Hz Komponente belastet wird. Dies erhöht somit die Verluste im Zwischenkreisfilter. Im Ausgangsfilter kann die Verlustleistung noch deutlich ansteigen, weil dieser auch die Belastung der Last aufnehmen muss. Aus diesem Grund muss bei dem Ausgangsfilter eine Reserve eingeplant werden.

3.5 B6-Gleichrichter

Der Zwischenkreis wird von dem B6 Gleichrichter gespeist. Dabei verläuft der gesamte Leistungsfluss durch den B6 Gleichrichter. Aufgrund des Spannungsabfalls produziert dieser einen nennenswerten Beitrag der Verlustleistung. Prinzipiell setzen sich die Verluste aus dem Spannungsabfall über den Dioden und dem Ersatzwiderstand zusammen. Als Gleichrichter wurde ein Modul mit dem Namen VUO36-14NO8 gewählt. Bei diesem Modul sind die Parameter für die Berechnung der Verlustleistung durch $V_{F0} = 0.76 \text{ V}$ und $r_F = 9.1 \text{ m}\Omega$ definiert. Diese Werte beziehen sich auf eine Diode. In dem Modul sind immer zwei Dioden seriell in Betrieb. Mit Tabelle 3.1 ergeben sich die Verluste zu

$$P_{B6,V_{F0}} = I_{Lz,AVG} \cdot V_{F0} \cdot 2 = 5 \text{ A} \cdot 0.76 \text{ V} \cdot 2 = 7.6 \text{ W}, \quad (3.78)$$

$$P_{B6,r_F} = I_{Lz,RMS}^2 \cdot r_F \cdot 2 = 50 \text{ A}^2 \cdot 9.1 \text{ m}\Omega \cdot 2 = 0.91 \text{ W}. \quad (3.79)$$

Allerdings wurde dabei wie bei dem Zwischenkreisfilter vernachlässigt, dass der Ladestrom des Zwischenkreises nicht konstant ist. Aus diesem Grund werden die Verluste aufgrund des Ersatzwiderstandes größer als berechnet ausfallen. Diese Näherung ist jedoch ausreichend, da dies nicht der dominierende Anteil ist. Die Verluste aufgrund der Vorwärtsspannung der Dioden sind allerdings unabhängig von der tatsächlichen Kurvenform. Die Summe ergibt die gesamt im Gleichrichter umgesetzt Leistung.

$$P_{B6} = P_{B6,V_{F0}} + P_{B6,r_F} = 7.6 \text{ W} + 0.91 \text{ W} = 8.51 \text{ W} \quad (3.80)$$

3.5.1 Gesamtverluste und Wirkungsgrad

Zur Bestimmung bzw. Abschätzung des Systemwirkungsgrades werden die gesamten Verluste des Umrichters benötigt, welche sich aus der Beziehung

$$P_V = P_{FET} + P_L + P_C + P_{B6} \quad (3.81)$$

zusammen setzen. Der gewählte Betriebspunkt liegt bei $\delta = 0.5$, $U_o = 269 \text{ V}$ und $I_o = 10 \text{ A}$ und daraus ergeben sich nach Einsetzen von 3.51 3.70 3.77 3.80 in 3.81, die Gesamtverluste zu

$$P_V = 50.791 \text{ W} + 12.96 \text{ W} + 0.987 \text{ W} + 8.51 \text{ W} = 77.94 \text{ W}, \quad (3.82)$$

bei einer Ausgangsleistung des Systems von

$$P_o = I_o \cdot \frac{U_z}{2} = 10 \text{ A} \cdot 269 \text{ V} = 2690 \text{ W}. \quad (3.83)$$

Aus den Verlusten und der Ausgangsleistung kann der Wirkungsgrad des Gleichrichters abgeschätzt werden.

$$\nu = 1 - \frac{P_V}{P_o} = 1 - \frac{77.94 \text{ W}}{2690 \text{ W}} = 97.1 \% \quad (3.84)$$

3.6 Einschaltstrombegrenzung

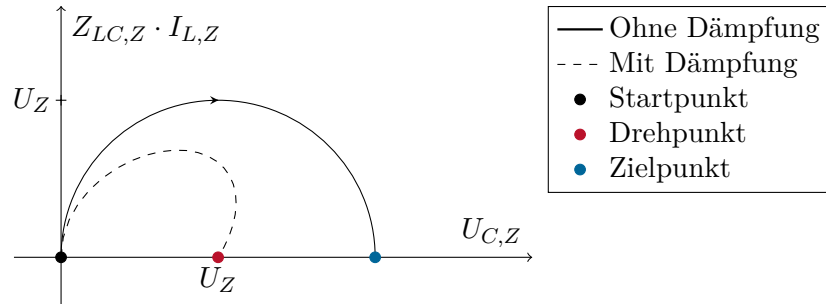


Abbildung 3.11: UZI-Diagramm für Einschaltung ohne Einschaltstrombegrenzung.

Wenn der Zwischenkreis nicht über ein geregeltes Netz hochgefahren wird, tritt in der Zwischenkreiskapazität ein hoher Stromimpuls auf. Dieser Stromimpuls kann mit einem UZI-Diagramm [26, S. 104] unter Vernachlässigung des Dämpfungselements abgeschätzt werden. Dabei wird angenommen, dass die Energie in den Energiespeicher nicht verloren geht sondern umverlagert wird.

$$E = \frac{1}{2} \cdot (L I^2 + C U^2) = \frac{C}{2} \cdot \left(\frac{L}{C} \cdot I^2 + U^2 \right) \quad (3.85)$$

Mit den Werten welche für den Zwischenkreis verwendet werden, kann Z berechnet werden.

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{150 \mu\text{H}}{4.7 \mu\text{F} + 15 \mu\text{F}}} = 2.759 \Omega \quad (3.86)$$

Aus der Information, dass sich der Punkt im UZI-Diagramm um 180° dreht, kann die Zeitdauer dieser Schwingung berechnet werden.

$$t = \pi \sqrt{LC} = \pi \sqrt{150 \mu\text{H} (4.7 \mu\text{F} + 15 \mu\text{F})} = 171 \mu\text{s} \quad (3.87)$$

Da dieser Zeitraum deutlich kleiner ist, als eine Netzperiode, wird angenommen, dass sich die Netzspannung während der Schwingung nicht verändert.

Der Fall mit dem höchsten Einschaltstrom wird erreicht, wenn der Zwischenkreis am Scheitelpunkt der Außenleiterspannung zugeschaltet wird.

$$U_{z,max} = U_{in} \sqrt{2} \cdot 2 = 400 \text{ V} \sqrt{2} \cdot 2 = 1.13 \text{ kV} \quad (3.88)$$

Dabei wird der Kondensator auf die doppelte Netzamplitude geladen und es entsteht ein hoher Einschaltstrom.

$$I_{peak,max} = \frac{U_{in}}{Z} = \frac{400 \text{ V} \sqrt{2}}{2.759 \Omega} = 205 \text{ A} \quad (3.89)$$

Dieses Diagramm ist in Abbildung 3.11 dargestellt.

Wird der Zwischenkreis jedoch im optimalen Fall zugeschaltet, werden diese Werte reduziert. Bei einer 6-Pulsigen Schaltung ergibt sich die Reduktion der Spannung und des Stromes aus dem Verhältnis zwischen Amplitude und dem Wert welcher eine zwölftel Periode entfernt ist.

$$\cos\left(\frac{2\pi}{6 \cdot 2}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2} = 86.6 \% \quad (3.90)$$

Selbst dies ist noch eine zu große Belastung für Netz und Zwischenkreis.

Diese Überlegung wurde allerdings ohne dem bereits dimensionierten Dämpfungsglied angestellt. Wird die Dämpfung berücksichtigt, wird in erster Linie das Überspringen der Spannung gedämpft. Da das Filter eine Butterworth-Charakteristik aufweist, wird das Überspringen nicht verschwinden, jedoch ausreichend klein werden. Ein Minimalwert für das Überspringen des Stromes lässt sich angeben, wenn der Dämpfungskondensator in der Rechnung nicht berücksichtigt wird.

$$I_{peak,max} = \frac{U_{in,min}}{Z'} = \frac{400 \text{ V} \sqrt{2} \cdot 0.866}{\sqrt{\frac{150 \mu\text{H}}{4.7 \mu\text{F}}}} = 86.715 \text{ A} \quad (3.91)$$

Daraus lässt sich schließen, dass unabhängig von Einschaltzeitpunkt oder anderen Parametern die Einschaltstromamplitude immer mehr als 86 A beträgt. Nur eine zusätzliche Streuinduktivität auf der Netzseite oder der Leitungswiderstand kann diesen Wert noch senken. Wird jedoch ein Gleichspannungsnetz ohne Gleichrichter angeschlossen, kann diese Schwingung je nach Dämpfung auch mehrere Perioden durchwandern.

Der berechnete Einschaltstrom ist sowohl für das Zwischenkreisfilter als auch für das angeschlossene Netz eine hohe Belastung. Aus diesem Grund müssen Gegenmaßnahmen getroffen werden. Eine gängige Variante ist ein serieller Einschaltwiderstand, welcher im Betrieb von einem Thyristor oder einem Relais überbrückt wird. Bei diesem Netzteil wird für den Hochfahrwiderstand ein PTC mit einem Widerstand von $R_{start} = 100 \Omega$ verwendet.

Der maximale Einschaltstrom kann durch diesen Widerstand einfach abgeschätzt werden.

$$I_{max} = \frac{U_{in,max}}{R_{start}} = \frac{400 \text{ V} \cdot \sqrt{2}}{100 \Omega} = 5.657 \text{ A} \quad (3.92)$$

Die Energie, welche der Widerstand bei jedem Einschaltvorgang aufnehmen muss kann mit der Zwischenkreisspannung und der Kondensatorkapazität berechnet werden.

$$E_{Rstart} = \frac{1}{2} C U_{zwk}^2 = \frac{1}{2} \cdot 19.7 \mu\text{F} \cdot (538 \text{ V})^2 = 2.851 \text{ J} \quad (3.93)$$

Dabei wird eine Temperaturerhöhung im Widerstand hervorgerufen. Diese wird mit $C_{TH} = 2.3 \text{ J/K}$ [27] berechnet.

$$\Delta T_{Rstart} = \frac{E_{Rstart}}{C_{TH}} = \frac{2.851 \text{ J}}{2.3 \text{ J/K}} = 1.23^\circ\text{C} \quad (3.94)$$

Bei häufigen Startvorgängen oder einem Fehler auf Seiten des Netzes, welcher dieses Periodisch trennt, wird eine vergleichsweise hohe Leistung in dem Anlaufwiderstand umgesetzt. Aus diesem Grund darf die Halbbrücke erst in Betrieb genommen werden, wenn das Relais fertig geschaltet hat. Andernfalls würde auf dem Anlaufwiderstand eine hohe Verlustleistung abfallen.

Um eine Übertemperatur zu vermeiden, ist eine gängige Lösungsmöglichkeit, einen PTC zu verwenden. Dadurch wird mit steigender Temperatur der Widerstand erhöht und somit der Einschaltvorgang verlängert. Als Folge davon sinkt die Anzahl der möglichen Startvorgänge.

Als Schutzvorkehrungen muss gewährleistet sein, dass die Halbbrücke gesperrt wird solange das Relais nicht geschaltet hat. Dies wird durch einen zweiten Schließer des Relais bewerkstelligt, welcher die Ausgangsregelung und die Halbbrücke deaktiviert. Somit wird auch die Zeit abgewartet, welche von dem Aktivieren der Relaispule bis zum Schließen benötigt wird.

Zum Schutz des Relais darf dieses nur eingeschaltet, aber nicht mehr abgeschaltet werden, da dieses nicht auf das Schalten von Gleichstrom ausgelegt ist. Um dies zu bewerkstelligen, wird ein Komparator verwendet, welcher die Zwischenkreisspannung mit einem Referenzwert vergleicht. Beim aktivieren wird die Schaltschwelle auf eine Zwischenkreisspannung von 0 V gestellt und somit der Komparator deaktiviert. Der Schaltplan dazu ist in Abbildung A.27 dargestellt.

4 Realisierung

4.1 Regelkonzepte

Ein zentrales Element eines Netzteiles ist die Regelung. Diese erfasst die Stellgrößen und die Messgrößen und berechnet darauf basierend die Ansteuerung der Halbbrücke. Wie bereits im Abschnitt 3.1 erläutert, gibt es zwei grundlegende Möglichkeiten den Tiefsetzsteller zu regeln. Dabei wird entweder die Frequenz oder die Amplitude des Rippelstroms konstant gehalten. Der jeweils andere Parameter variiert je nach Stell- und Messgrößen.

Als Messgrößen stehen die Zwischenkreisspannung, die Ausgangsspannung, der Ausgangsstrom und der Strom der Ausgangsinduktivität zur Verfügung. Davon werden allerdings nur die Ausgangsspannung und die Ströme verwendet. Die Zwischenkreisspannung wird in den hier vorgestellten Regelungen nicht berücksichtigt. Für Weiterentwicklungen kann diese für eine Vorsteuerung verwendet werden. Damit könnte eine Begrenzung der Rückspeiseleistung bei zu hoher Zwischenkreisspannung implementiert werden.

Des Weiteren sind die Sollwerte für Strom und Spannung verfügbar. Als Ausgangsgröße ist das Signal, welches dem Komparator zugeführt wird, zu sehen.

4.1.1 Konstante Frequenz

Das Regelungskonzept mit konstanter Frequenz ist in Abbildung 4.1 als Diagramm dargestellt. Bei dieser Regelung wird die Abweichung der Ausgangsspannung vom Sollwert als Eingangsgröße des Reglers herangezogen. Des Weiteren werden als Eingangsgrößen die Abweichungen der Ströme vom Sollwert verwendet. Die Signale der Ströme werden noch mit einer Konstanten multipliziert und anschließend wird der Minimalwert ermittelt. Dadurch wird sowohl der Strom als auch die Spannung begrenzt. Das Stromsignal der Ausgangsinduktivität ist zuständig für ein sanftes Laden des Ausgangskondensators und das Stromsignal des Ausgangs für schnelle Laständerungen.

Bei dieser Variante gibt es zu beachten, dass nur der Strom mit positiven Vorzeichen limitiert wird. Somit kann ein zu großer Rückstrom die Halbbrücke beschädigen. Dieser Rückstrom kann einerseits durch eine elektronische Last entstehen, andererseits aber auch durch Entladungen des Ausgangskondensators. Auf diesen Sachverhalt muss bei dem Betrieb des Netzteils beachtet werden.

Die so ermittelte kombinierte Eingangsgröße wird dem eigentlichen Regler zugeführt welcher als PI- oder PID-Regler ausgeführt ist. Dieser berechnet den Tastgrad der Halbbrücke. Allerdings wird dem Ergebnis der Regelung noch eine Vorsteuerung hinzugefügt, welche über eine Konstante aus dem Ausgangsstrom gewonnen wird. Durch diese Vorsteuerung werden beispielsweise ohmsche Widerstände vor der Spannungsmessung des Reglers korrigiert. Dadurch werden die Spannungsabfälle ausgeglichen, ohne dass die Zustandsgröße des Reglers geändert wird.

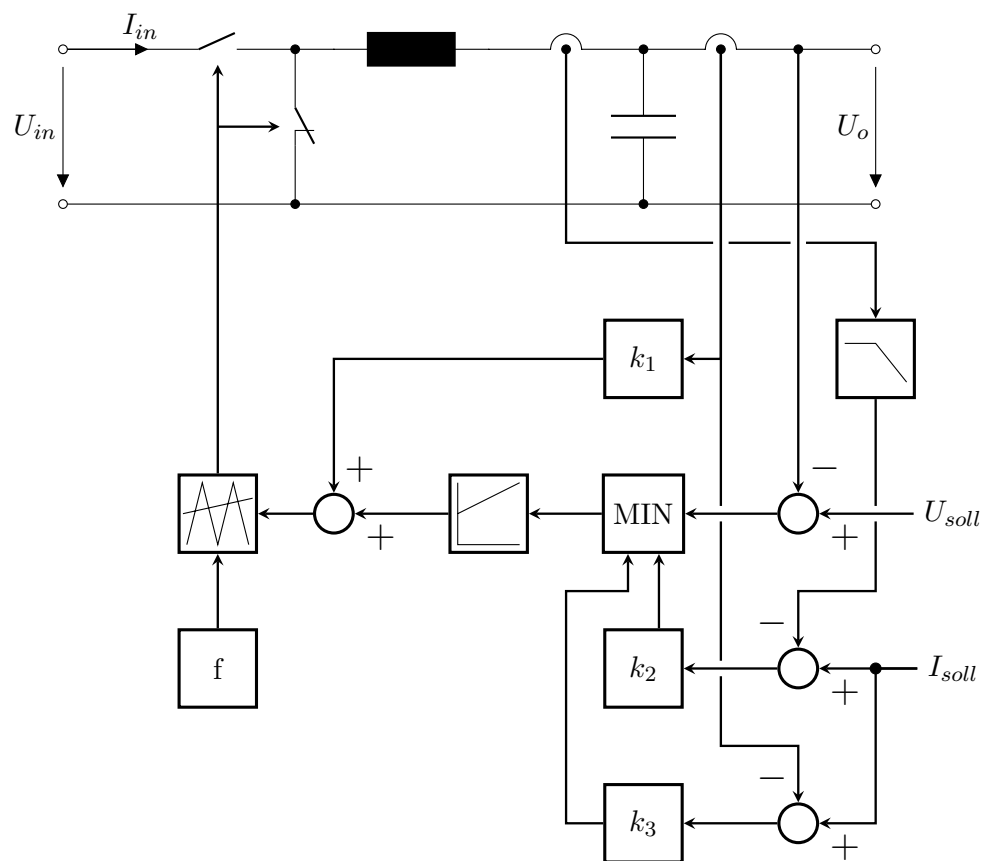


Abbildung 4.1: Regelkonzept mit konstanter Frequenz.

dafür ein P-Regler mit hoher Verstärkung erwiesen. Aber auch PI- bzw. PID-Regler funktionieren gut. Wie bei der Variante mit konstanter Frequenz wird auch hier nach dem Regler eine Vorsteuerung hinzugefügt. Nach der Vorsteuerung wird das Signal limitiert. Je nachdem, ob das Signal nur in positiver oder auch in negativer Richtung begrenzt wird, ist die Halbbrücke sowohl für beide Stromrichtungen oder nur für den Ausgangsstrom geschützt. Anschließend wird dem Signal das Stromsignal der Ausgangsdrossel beigemischt und einem Schmitt-Trigger zugeführt. Die Hysterese des Schmitt-Triggers bestimmt dabei den Rippel des Spulenstroms und somit die Frequenz. Der Schmitt-Trigger wird aus einem Komparator mit einer Mitkopplung aufgebaut, dadurch kann die Hysterese mit dem Verhältnis der Widerstände festgelegt werden.

Die Vorteile der beiden Regelungen wurden bereits in Kapitel 3.1 erläutert. Aus der Realisierung der beiden Regelungen ergibt sich noch ein weiterer Vorteil zugunsten der Regelung mit konstantem Stromrippel. Da dieser Regler als Zweipunktregler ausgeführt wurde sind die Parameter deutlich einfacher zu bestimmen als bei dem Regler mit konstanter Frequenz, welcher als PID-Regler ausgeführt wurde. Außerdem ist die Dynamik und die Regelgeschwindigkeit beim Zweipunktregler deutlich höher als bei anderen Regelverfahren. Nachteilig ist, dass der Regler nichtlinear ist. Aus diesem Grund gestalten sich analytische Berechnungen deutlich schwieriger. Als Beispiel sei das Aufstellen der Übertragungsfunktion genannt. Da sich die Schaltschwellen des Schmitt-Triggers bezogen auf den Spulenstrom laufend ändern und an den jeweiligen Betriebszustand angepasst werden kann die gesamte Regelstrecke als adaptiver Regler betrachtet werden.

4.2 Zwischenkreisregler

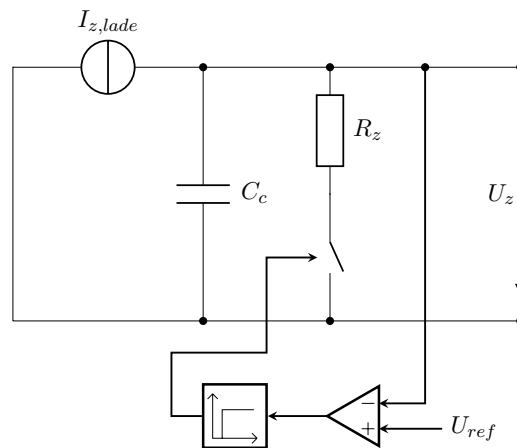


Abbildung 4.3: Regelkonzept mit Totzeit für die Zwischenkreisspannung.

Wird ein Sollwertsprung von maximaler zur minimalen Ausgangsspannung vorgegeben, wird Energie von dem Ausgangskondensator in den Zwischenkreiskondensator bewegt. Dies ist möglich, weil die Schaltung aus dem Ausgang gesehen einem Hochsetzsteller entspricht. Die maximale Zwischenkreisspannung nach einem Sollwertsprung kann mit den aktuellen Spannungen und den Kapazitäten aus den Energien der Kondensatoren

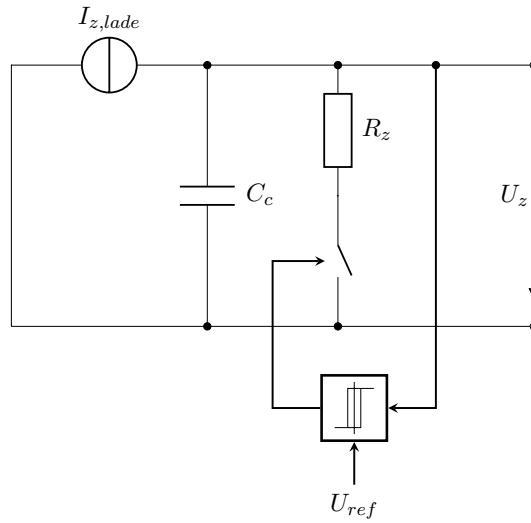


Abbildung 4.4: Regelkonzept mit Hysterese für die Zwischenkreisspannung.

berechnet werden. Gleichung 4.1 gibt den allgemeinen Zusammenhang der Spannungen vor und nach dem Sollwertsprung an.

$$U_{z,max} = \sqrt{\frac{2 \cdot E_{ges}}{C_z}} = \sqrt{U_{z,0}^2 + \frac{C_o}{C_z} \cdot U_{o,0}^2} \quad (4.1)$$

In Gleichung 4.2 wurden die Zahlenwerte bei Nennspannung eingesetzt. Dieser Fall gibt somit die maximal resultierenden Zwischenkreisspannung an.

$$U_{z,max} = \sqrt{\left(\sqrt{2} \cdot 400 \text{ V}\right)^2 + \frac{1.56 \text{ mF}}{19.5 \text{ }\mu\text{F}} \cdot 400 \text{ V}^2} = 3.622 \text{ kV} \quad (4.2)$$

Dadurch wird deutlich, dass eine Zwischenkreisregelung zwingend erforderlich ist, wenn die Energie des Ausgangskondensator im Vergleich zu der Energie des Zwischenkreiskondensators nicht vernachlässigbar ist.

Da der geplante Anwendungsfall des Netzteils die Speisung eines WBG-Umrichters ist, ist zusätzlich mit einer Rückspeisung in der gleichen Größenordnung wie die der Ausgangsleistung zu rechnen. Aus diesen zwei Gründen muss eine Zwischenkreisregelung implementiert werden. Da der Gleichrichter aus Dioden aufgebaut ist, kann keine Energie in das speisende Netz zurückgeliefert werden. Deshalb muss ein weiterer Lastkreis an den Zwischenkreis geschaltet werden, welcher die überschüssige Leistung abbaut. Dieser Lastkreis besteht aus einem Lastwiderstand und einem Schalter welcher diese Last zuschalten kann.

Zur Regelung könnten ähnliche Konzepte wie zur Regelung der Ausgangsspannung verwendet werden, allerdings stellt der Zwischenkreis keine hohen Anforderungen an die Qualität der Spannung. Somit können auch deutlich einfachere Regler implementiert werden, welche mit weniger Bauteilen auskommen. Würde beispielsweise eine Zwischenkreisspannung gefordert werden, welche weniger Spannungsspitzen enthält, wäre ein

zusätzlicher Tiefsetzsteller mit einer weiteren Ausgangsdrossel eine Möglichkeit. Dies würde das Netzteils allerdings deutlich vergrößern.

Alternativ kann auf die zusätzliche Ausgangsdrossel und auf einen der beiden Halbleiterschalter verzichtet werden. Dadurch wird der Lastwiderstand nur über den Transistor mit dem Zwischenkreis verbunden. Es ist dann allerdings nicht mehr möglich, die Höhe des Stromes der einzelnen Pulse zu variieren. Da nur ein Energiespeicher und somit nur eine Zustandsgröße vorhanden ist und die Stellgröße nur zwei Zustände annehmen kann, liegt die Verwendung eines Zweipunktreglers nahe. Die Stellgröße ist dabei der zusätzliche Strom für den Zwischenkreiskondensator. Um die Schaltfrequenz zu begrenzen existiert, wie im Kapitel 3.2 bereits erläutert, sowohl die Möglichkeit, eine Hysterese einzustellen, als auch eine Totzeit in das System einzufügen. In Abbildung 4.3 und Abbildung 4.4 sind diese zwei Varianten abgebildet.

Die Ausgangsgleichungen ergeben sich aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild in Abbildung 4.4 unter Annahme eines linearen Ladevorganges zu

$$\Delta t_{U_z \uparrow} = \frac{C_z \cdot \Delta U_z}{I_{lade}} = \tau \cdot \frac{\Delta U_z}{U_{z,\infty}}, \quad (4.3)$$

$$\Delta t_{U_z \downarrow} = -\tau \cdot \ln \left(1 - \frac{\Delta U_z}{U_{z,\infty}} \right). \quad (4.4)$$

Daraus ergeben sich mit ähnlichen Überlegungen wie in Kapitel 3.2 die Funktionen der Frequenzen beider Regler. Das Resultat ist Gleichung 4.5 und Gleichung 4.6 unter Verwendung von 4.7 und 4.8

$$f_{\Delta U_z} = \frac{1}{\Delta t_{U_z \uparrow} + \Delta t_{U_z \downarrow}} = \left[\tau \cdot \left(\frac{\Delta U_z}{U_{z,\infty}} - \ln \left(1 - \frac{\Delta U_z}{U_{z,\infty}} \right) \right) \right]^{-1} \quad (4.5)$$

$$f_{tot} = \left[2 \cdot t_{tot} + \tau \left(\left(1 - e^{-\frac{t_{tot}}{\tau}} \right) - \ln \left(1 - \frac{t_{tot}}{\tau} \right) \right) \right]^{-1} \quad (4.6)$$

$$U_{z,\infty} = R_z \cdot I_{z,lade} \quad (4.7)$$

$$\tau = R_z \cdot C_z \quad (4.8)$$

$I_{z,lade}$ gibt dabei den Strom an, welcher von der Halbbrücke eingespeist wird.

Der Vorteil des Reglers, welcher die Frequenz mit einer Totzeit begrenzt, ist, dass die Schaltschwelle aufgrund der fehlenden Hysterese tiefer gesetzt werden kann. Aus dem Vergleich von Gleichung 4.5 und 4.6 ergibt sich, dass die Frequenz bei der Begrenzung mit einer Totzeit unabhängig von der Zwischenkreisspannung ist. In diesem Fall ist die Frequenz nur von der Zeitkonstanten τ und der Totzeit t_{tot} abhängig. Realisiert wird die Totzeit durch eine Kombination aus Tiefpass und Komparator. Im weiteren Verlauf kommt die Variante mit Totzeit zum Einsatz. Bei der Berechnung muss beachtet werden, dass die Grenzfrequenz des Kondensators mit Serienwiderstand unter der Frequenz der Regelung liegen kann. In diesem Fall ist nur der ungedämpfte Zweig von Interesse.

4.3 Layout

Das Layout ist ein wichtiger Teil einer Leiterplatte. Mit dem Layout werden die parasitären Komponenten, wie Streukapazitäten und Streuinduktivitäten, definiert. Die Werte der parasitären Komponenten sind im Vergleich deutlich kleiner als die der diskreten Bauelemente. Mit steigenden Frequenzen werden diese jedoch zunehmend wichtiger. Dadurch liefert das Layout einen wesentlichen Beitrag zum Schaltverhalten, da bei der SiC-Halbbrücke hohe Änderungsraten von Strom und Spannung auftreten.

Des Weiteren definiert das Layout auch die Bahnwiderstände und beeinflusst damit direkt die Verluste und den Wirkungsgrad. Zusätzlich zu möglichst breiten Leiterbahnen wird allerdings ein Mindestabstand der Isolation gefordert.

4.3.1 Luft- und Kriechstrecken

Die Isolation zwischen den Leiterbahnen ist in den VDE und DIN Normen geregelt. Diese geben nicht nur die Luft- und Kriechstrecken an, sondern auch, wie diese ermittelt werden müssen. Nach VDE 0110 werden die Parameter der Isolation ermittelt [6, S. 188]. Dabei wird von einem internen Stromkreis ausgegangen. Die höchste zu erwartende Überspannung wird nach DIN IEC 38 in V ermittelt [6, S. 188]. Die dabei zutreffende Überspannungskategorie ist II und somit ergibt sich die Bemessungs-Stoßspannung in V zu 2500 V. Aus dieser Spannung wird die Mindestluftstrecke L nach DIN VDE 0110 Teil 1/01.89 ermittelt. Diese ergibt sich, mit einem Verschmutzungsgrad von 2, das bedeutet es ist eine gelegentliche Leitfähigkeit durch Betauung möglich [6, S. 191], zu 1.5 mm. Wobei keine Stoßspannungsprüfung erforderlich ist. Der Höhenkorrekturfaktor wird mit einer maximalen Einsatzhöhe von 2000 m zu 1 bestimmt [6, S. 191].

Nun wird die Kriechstrecke ermittelt. Als Arbeitsspannung wird die Amplitude der Außenleiterspannung von 566 V verwendet. Für die Rückspeisung wird ein zusätzlicher Spannungshub benötigt. Somit wird auf 630 V aufgerundet. Damit kann die Mindestkriechstrecken zu 3.2 mm bestimmt werden. Somit wird der Abstand zwischen Leiterbahnen auf der Leistungsseite immer größer als 3.3 mm gehalten. Wenn möglich wird ein Abstand von 3.8 mm anvisiert. Dies ist beispielsweise bei den Anschlüssen der Transistoren aufgrund der Abstände der Anschlüsse nicht möglich.

Für die Ausgangsspannung sind für eine Bemessungsspannung von 400 V mindestens Abstände von 2 mm einzuhalten. Wobei ebenfalls versucht wird 3.8 mm einzuhalten.

4.3.2 Leistungsseitige Anbindung der Transistoren

Wie bereits erwähnt ist die Anbindung der Halbbrücke einer der wichtigsten Bereiche des Layouts. In Abbildung 4.5 ist das Layout der Transistoren dargestellt. Bei diesem Netzteil werden die Transistoren auf den Rücken gelegt, um eine möglichst optimale Wärmeabfuhr auf den aufgeschraubten Kühlkörper zu ermöglichen. Dadurch ist die Reihenfolge der Anschlüsse gespiegelt und ist von links nach rechts gelesen Source, Drain und Gate. Links ist der Transistor für die Zwischenkreisregelung platziert, mittig der, welcher die Zwischenkreisspannung schaltet und rechts der auf Masse Potential liegende. Wie zu sehen ist, wurde der Anschluss mit Polygonen gelöst, welche einen Abstand von 4 mm zu anderen Lei-

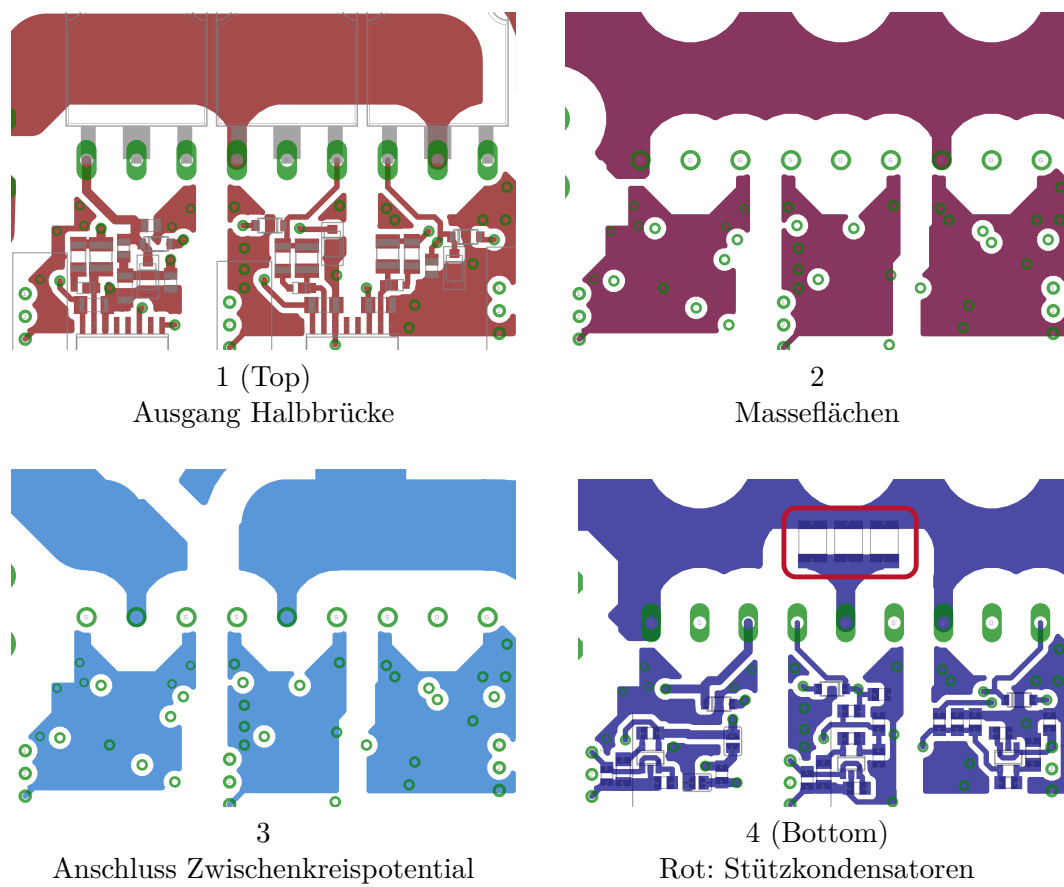


Abbildung 4.5: Ausschnitt des Layouts im Bereich der Anbindung der Transistoren.

terbahnen einhalten. Damit wird sowohl eine ausreichende Isolation sichergestellt als auch Leiterbahnwiderstand so gering wie möglich gehalten. Auf der Lage 4, welche der Rückseite der Platine entspricht, sind Keramikkondensatoren angeordnet, welche zur Stützung der Zwischenkreisspannung im Kommutierungsfall dienen. Die zusätzlichen Kondensatoren minimieren die parasitäre Induktivität in der Kommutierungsschleife und ermöglichen so ein sauberes Schaltverhalten der Halbbrücke mit geringem Überspringen. Um eine möglichst kleine Schleife zwischen Masse und Zwischenkreisspannung zu erreichen, werden von den Keramikkondensatoren jeweils drei nebeneinander platziert. Auf diese Kondensatoren werden jeweils zwei weitere aufgelötet. Somit können neun Kondensatoren auf kleinen Raum untergebracht werden. Die Zwischenkreisspannung wird aus Platzgründen jedoch auf Ebene 3 zugeführt. Die Verbindung der Transistoren der Halbbrücke ist in Ebene 1 durchgeführt. Diese Leiterbahn wird für den Anschluss der Drossel nach links weggeführt. Die Masseanschlüsse der Transistoren werden auf Ebene 2 und Ebene 4 realisiert.

4.3.3 Steuerseitige Anbindung der Transistoren

Steuerseitig sollen die Transistoren möglichst ohne Schleifen zu dem Gatetreiber geführt werden. Dies gilt sowohl für die Gate-Anschlüsse als auch für die Source-Anschlüsse. Da hier maximal 19 V auftreten können, dürfen hier die Luft- und Kriechstrecken kleiner gewählt werden. Zu beachten ist, dass zwischen Source oder Gate zu Drain sehr wohl hohe Spannungen auftreten und somit zu Drain der ermittelte Abstand eingehalten werden muss. Um möglichst geringe parasitäre Induktivitäten für die Ansteuerung des Gates zu erreichen, werden auf allen Ebenen die Masseflächen bis zum Gate und Source Anschluss verlegt. Zwischen den Transistoren für die Zwischenkreislasterlast und dem welcher auf der Halbbrücke zwischenkreisseitig angeordnet ist, werden mindestens 3.8 mm eingehalten.

4.3.4 Messung der Ausgangsspannung

Eine Möglichkeit, um die Ausgangsspannung besser an die Vorgabe anzupassen, kann mit dem Layout erreicht werden. Dabei versucht die Regelung die Ausgangsspannung an dem Punkt anzupassen, an dem die Messung vorgenommen wird. Wird die Messung nahe an der Induktivität durchgeführt, entstehen auf den Leiterbahnen bis zur Anschlussklemme Spannungsabfälle, welche nicht von der Regelung ausgeglichen werden können. Für dieses Netzteil wurde der Abgriff der Spannung direkt in der Nähe der Anschlussklemmen durchgeführt. Dies entspricht dem Prinzip der Vierleitermessung. Dies ist in Abbildung A.36 und Abbildung A.35 zu sehen. Allerdings wurde dies nur für die positive Ausgangsspannung in dieser Art realisiert.

Für den Masseanschluss wurde der Abgriff nicht in der Nähe der Anschlussklemmen vorgenommen, da aufgrund der eigenen Masse-Ebene die Verbindung niederohmig ist. Mit diesem Schritt könnte die Ausgangsspannung noch weiter gegenüber dem Strom unabhängig gemacht werden. Um das Prinzip noch weiter auszubauen, könnten die Abgriffe der Spannung und Masse über Anschlüsse zum Verbraucher verlegt werden, dadurch würde eine geteilte Massefläche eingeführt werden. Ein Grund warum der Anschluss der Masse nicht direkt an den Kontakten erfolgen muss, ist, da die Abweichungen der Regelung deutlich größer sind als die Spannungsabfälle an der Masse.

5 Simulation

Die Simulation ist ein wichtiger Schritt in jedem leistungselektronischen Projekt. Sie dient zur Verifikation des erstellten Schaltplans und zur Optimierung von Parametern. Ein Vorteil ist, dass Änderungen schnell durchgeführt und dass alle Spannungen und Ströme auch im Nachhinein noch analysiert werden können. Hilfreich bei der Entwicklung ist auch die Tatsache, dass eine Fehlfunktion nicht den Aufbau beschädigen kann. Dies spart nicht nur Zeit und Materialkosten sondern erhöht auch die Sicherheit bei der Entwicklung. Besonders wichtig ist die Simulation, wenn bei der Realisierung Fehler auftreten, welche schwierig zu reproduzieren sind oder anhand von Messungen nicht ermittelt werden können. In so einem Fall kann mit kleinen Anpassungen bei der Simulation der Fehler oft nachgestellt und die Ursache gefunden werden. Dabei ist die Simulation jedoch nur dann aussagekräftig, wenn das Modell ausreichend detailliert modelliert ist.

Die Simulation dieses Netzteils wird in dem Programm LTspice durchgeführt. LTspice ist eine, von der Firma Linear Technology kostenlos zu Verfügung gestellte Weiterentwicklung der Open Source Software SPICE.

Es ist naheliegend, dass in der Simulation die Parameter gleich, wie in der Hardware Realisierung gewählt werden. Allerdings sind bei der Simulation andere Ergebnisse von Bedeutung als bei den nachfolgenden Messungen. Bei den Messungen ist das Schaltverhalten und der Wirkungsgrad von besonderem Interesse. Dies ist dadurch begründet, weil das Modell zur Simulation des Schaltverhaltens mit einem vertretbaren Aufwand nicht ausreichend detailliert erstellt werden kann.

Bei der Simulation liegt das Hauptaugenmerk auf der Dynamik und Funktion der Regelung. Dies ist besonders interessant, da gezielt Bauteile verändert und somit schnell verschiedene Einstellungen getestet werden können. Um die Dynamik noch deutlicher sichtbar zu machen, wird das Ausgangsfilter mit den gleichen Kondensatoren wie bei dem Zwischenkreisfilters ausgeführt. Dadurch ändert sich die Filtercharakteristik und produziert ein anderes Verhalten, als bei der Realisierung auftreten wird. Dabei werden die Anforderung an die Regelung im allgemeinen deutlich erhöht, weil eine größere Dynamik zugelassen wird. Somit werden instabile Betriebszustände leichter erkannt und die Regelung kann einfacher optimiert werden.

Aus der Reduktion der Ausgangskapazität ergibt sich ein weiterer Vorteil für die Simulation selbst. Durch die hohe Dynamik stellen sich stabile Zustände schneller ein und es wird weniger Simulationszeit benötigt. Dadurch kann eine größere Anzahl an Betriebszuständen simuliert werden und es wird weniger Rechenzeit benötigt. Auch die anfallende Menge an Daten wird reduziert. Für das Modell dieses Netzteils werden bei aktivierter Regelung in etwa 400 MB pro 1 ms Simulationszeit produziert. Dies ist allerdings abhängig von der Anzahl der gespeicherten Datensätzen und der Art der Regelung. Wird mit einer Strombegrenzung von 10 A ein Ausgangskondensator in der Größe von 1560 μF auf 400 V geladen, benötigt dieser Vorgang 62 ms und speichert 25 GB. Werden einige

Lastsprünge simuliert, wird das Simulationsergebnis unhandlich und die Simulationszeit steigt rapide an. Wird das Ausgangsfilter auf $4.7\ \mu\text{F}$ und $15\ \mu\text{F}$ abgeändert, stellt sich ein beliebiger Betriebszustand schneller als in $1\ \text{ms}$ ein.

Der einzige Punkt, welche durch einen kleinen Ausgangskondensator nicht mehr erfasst wird, ist der Ladestrom nach einem Sollwertsprung für die Ausgangsspannung. Aus diesem Grund ist es wichtig, dass bei der Simulation auch die Stromregelung überprüft wird. Ein vergleichbarer Betriebszustand ist beispielsweise ein Kurzschluss bei voller Ausgangsspannung.

Für die Betrachtung der folgenden Resultate wird in Abbildung 5.1 der verwendete Schaltplan dargestellt.

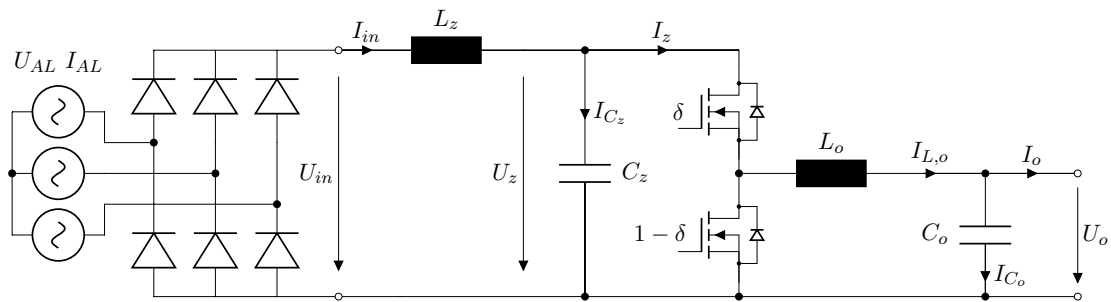


Abbildung 5.1: Schaltplan mit Gleichrichter und Tiefsetzsteller.

5.1 Dreiecksgenerator

Wie bereits erwähnt wird für die Regelung mit konstanter Frequenz ein Dreieckssignal benötigt, welches als Taktgeber fungiert. Dazu wird der Standardbaustein NE555 verwendet, welcher ein Rechtecksignal produziert. Dieses Rechtecksignal wird anschließend durch Integration zu einem Dreieckssignal umgewandelt. Da der NE555 mit maximal $15\ \text{V}$ betrieben werden darf, muss das Rechtecksignal von dem Mittelwert bereinigt werden. Dies geschieht durch einen Hochpassfilter. Um einen eventuellen Offset am Ausgang zu vermeiden wird zusätzlich zu dem Widerstand zum Entladen des Integrationskondensators ein weiterer Hochpassfilter am Ausgang eingesetzt. Der Schaltplan des Dreiecksgenerators ist in Abbildung A.2 dargestellt, das Ergebnis der Simulation in Abbildung 5.2.

Die Bereitstellung des Dreieckssignals ist ein wichtiger Teil der Regelung. Die Qualität des Dreieckssignales ist dabei besonders wichtig, da anderenfalls die Regelung einen nichtlinearen Faktor enthält, welcher abhängig von dem Tastgrad ist. Auch die Frequenz darf keine großen Abweichungen aufweisen, da ansonsten der Stromripple und somit die Bauteilbelastungen ansteigen können.

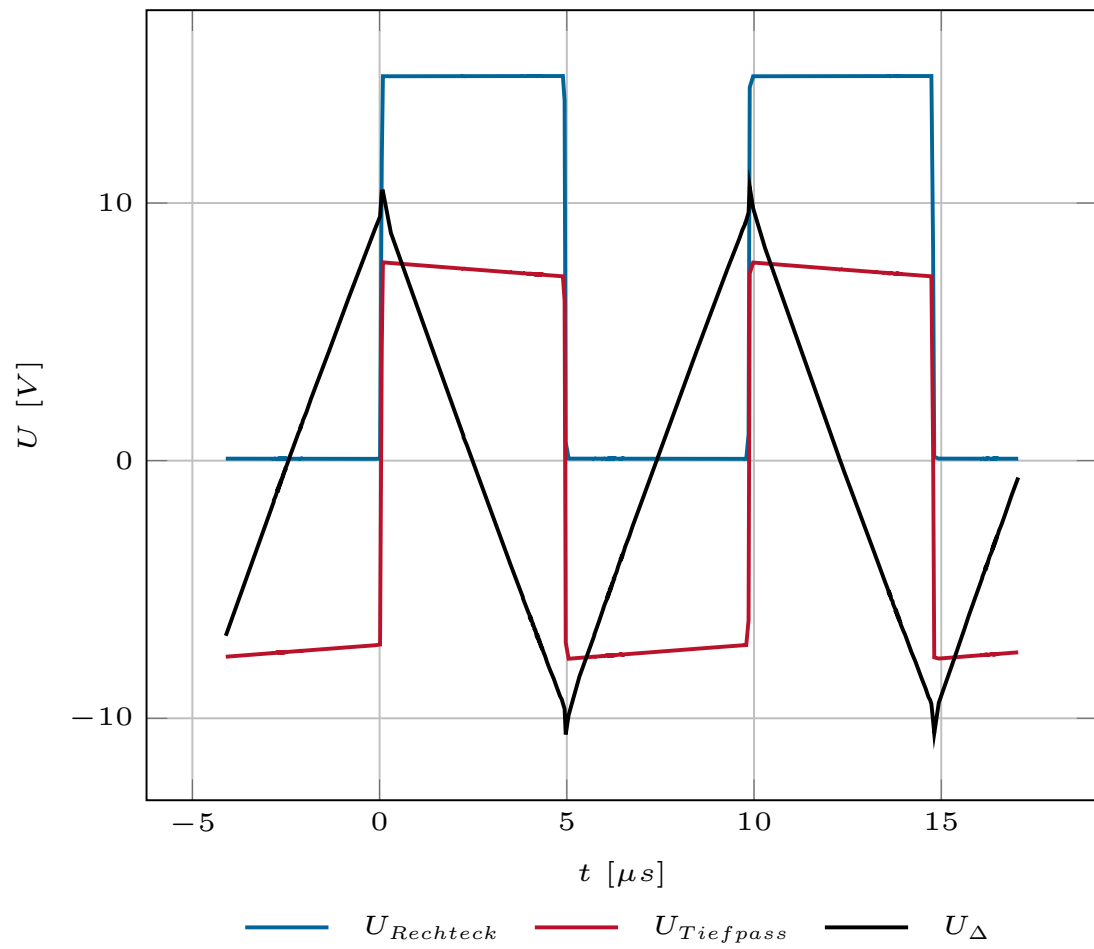


Abbildung 5.2: Simulierte Signale des Dreieckgenerators.

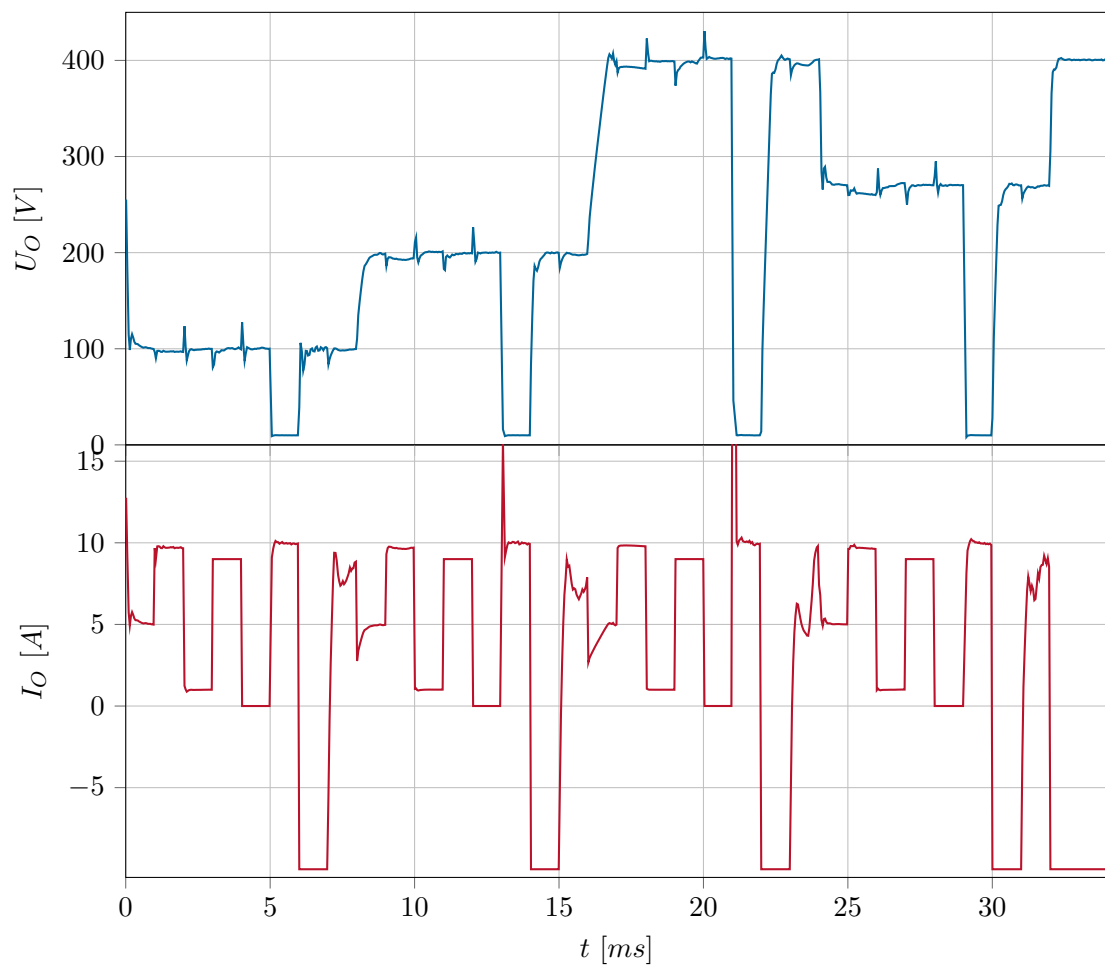


Abbildung 5.3: Verlauf einer Simulation, welche verschiedene Lastfälle bei verschiedenen Ausgangsspannungen vorgibt.

5.2 Lastprofil

Um bei Veränderungen in der Regelung oder anderen Teilen der Schaltung die Auswirkungen bestmöglich abschätzen zu können, ist es von Vorteil, wenn verschiedene Lasten automatisch simuliert werden. Das hier verwendete Lastprofil ist in Abbildung A.3 dargestellt. Mit diesem Lastprofil werden verschiedene ohmsche Lasten, Strom- und Spannungsquellen getestet. Dabei wird versucht eine möglichst schwierig zu regelnde Last zu simulieren und viele verschiedene Fälle abzudecken. Deswegen werden acht verschiedene Lasten bei vier verschiedenen Spannungen simuliert. Die Lasten sind wie folgt definiert:

1. $R_o = \frac{U_{o,soll}}{5 \text{ A}}$
2. $R_o = \frac{U_{o,soll}}{10 \text{ A}}$
3. $R_o = \frac{U_{o,soll}}{1 \text{ A}}$
4. $I_o = 9 \text{ A}$
5. Leerlauf
6. Kurzschluss, $R_o = 1 \Omega$
7. $I_o = -10 \text{ A}$
8. $U_o = U_{o,soll} - 10 \text{ V}$, Serienwiderstand: $R_o = 1.1 \Omega$

Die Spannungen haben folgende Werte:

1. $U_{o,soll} = 100 \text{ V}$
2. $U_{o,soll} = 200 \text{ V}$
3. $U_{o,soll} = 400 \text{ V}$
4. $U_{o,soll} = \frac{U_{z,nenn}}{2} = 269 \text{ V}$

Anschließend wird noch ein Dauertest für maximales Rückspeisen und für maximale Last durchgeführt. Da für dieses Lastprofil eine hohe Dynamik erforderlich ist, kann davon ausgegangen werden, dass bei realen Lasten die Regelung besser arbeitet als in dieser Simulation. Der Strom- und Spannungsverlauf ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

Auffällig sind die Stromspitzen, welche bei einem Kurzschluss auftreten. Diese können durch die Regelung jedoch nicht verringert werden, da diese nur von dem Ausgangskondensator abhängig sind. Des Weiteren fällt der unregelmäßige Ausgangsstrom der Last nach dem Kurzschluss auf. Dieser benötigt aufgrund der geringeren Dämpfung deutlich länger bis der Einschwingvorgang beendet ist. Allerdings ist auch ersichtlich, dass die Regelung durch die geringere Dämpfung ihre Stabilität nicht verliert.

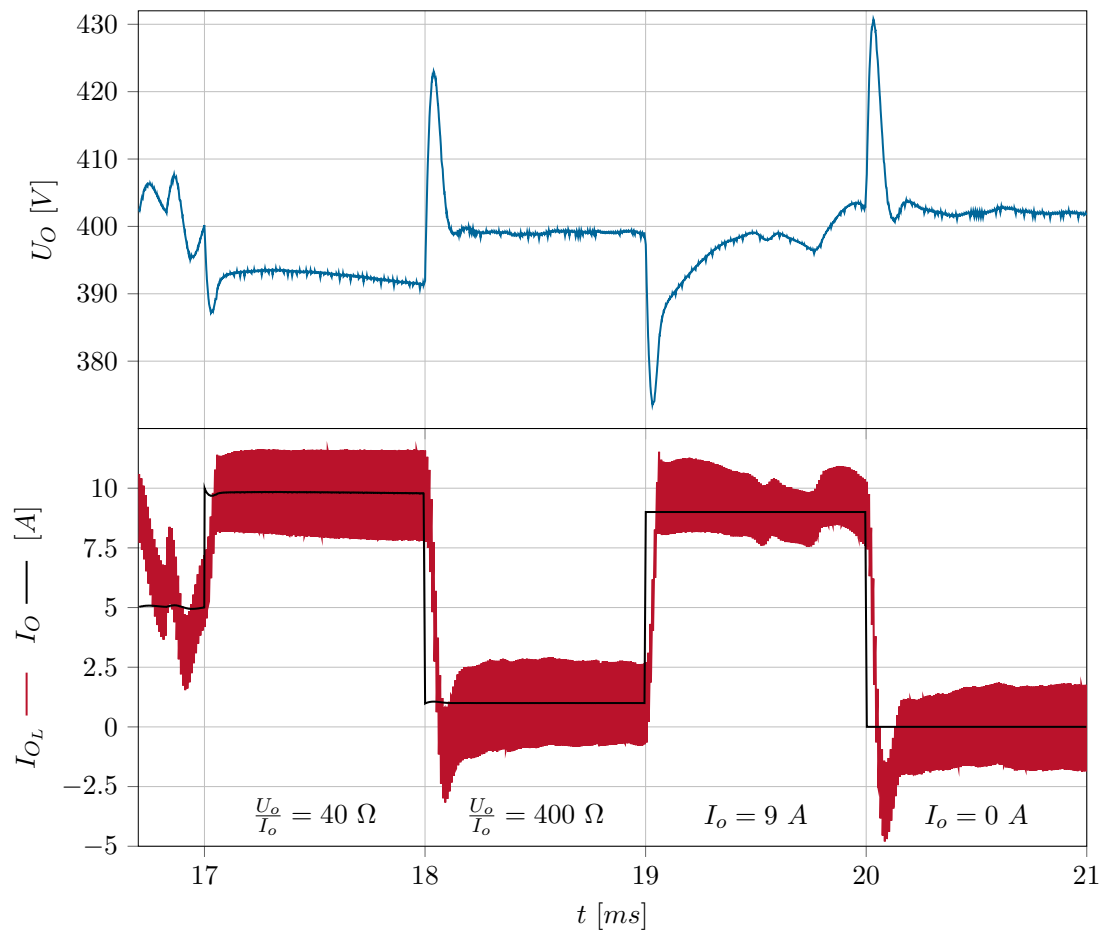


Abbildung 5.4: Simulation von Lastsprüngen bei $U_{o,soll} = 400 \text{ V}_{RMS}$, $I_{o,soll} = 10 \text{ A}$.

5.3 Lastsprung

In Abbildung 5.4 ist ein Ausschnitt des Lastprofils bei $U_o = 400\text{ V}$ zu sehen. Dabei wird das Netzteil mit einer ohmschen Last mit $40\ \Omega$ und $400\ \Omega$ belastet. Anschließend wird es mit einer Stromquelle bei 9 A und am Schluss im Leerlauf getestet. In dem Lastprofil, welches in Kapitel 5.2 beschrieben ist, befindet sich dieser Ausschnitt bei Spannung 3 und Belastung 2 bis 5.

Deutlich zu sehen sind die Überschwinger, welche bei extremen Laständerungen auftreten. Nach dem Abschalten der Stromquelle betrug der Peak 30 V über dem definierten Sollwert. Dies entspricht 7.5% und gibt damit in etwa das maximale Überspringen an. Die Einschwingzeit liegt dabei bei zirka $100\ \mu\text{s}$.

5.4 Netzstrom

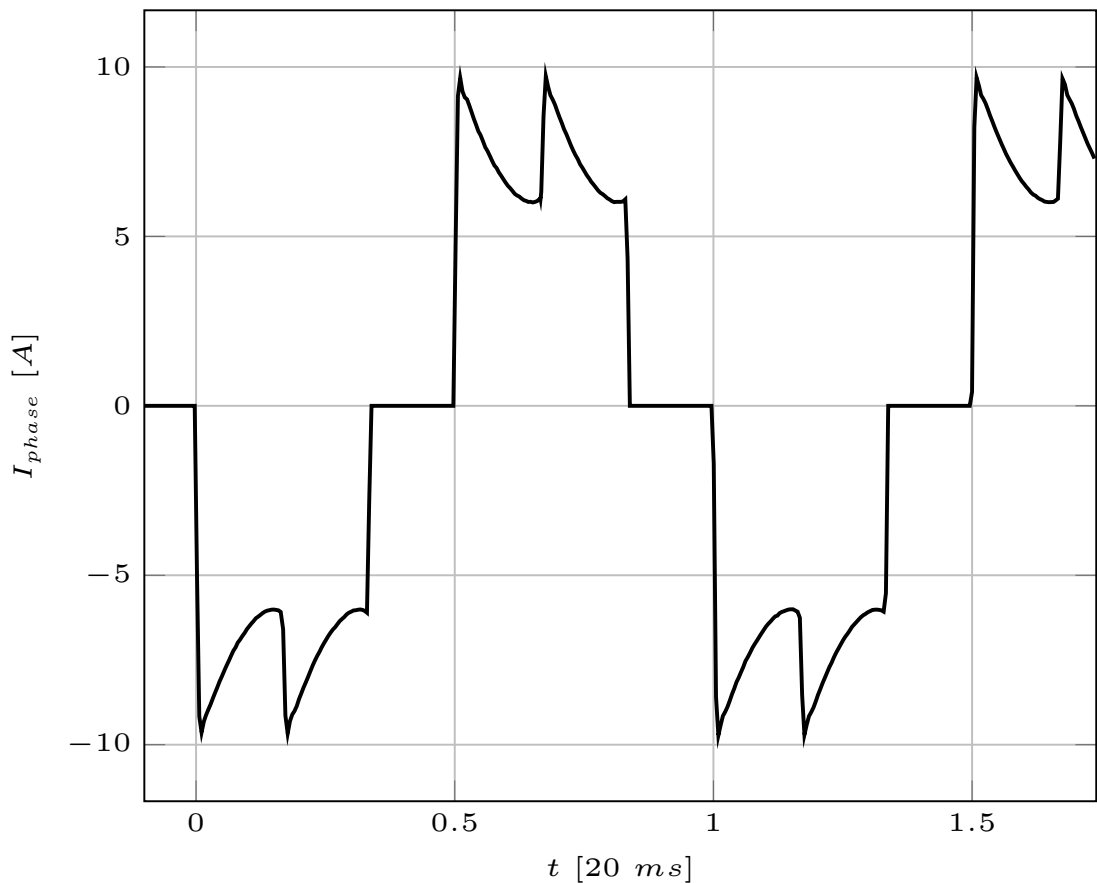


Abbildung 5.5: Simulierter Außenleiterstrom des speisenden Netzes.

Für die Belastung des speisenden Netzes ist der Strom vor dem Gleichrichter von Interesse. In Abbildung 5.5 wird der Außenleiterstrom bei einer Last mit $P_o = 4\text{ kW}$

dargestellt. Dabei ist erkennbar, dass die Gleichrichtung mit einer sechspulsigen Schaltung erfolgt. Aus der Kurvenform kann auf einen vergleichsweise hohen Oberschwingungsgehalt geschlossen werden. Allerdings sind aufgrund des Zwischenkreisfilters keine Anteile eines 100 kHz-Signales erkennbar.

5.5 Zwischenkreisregler

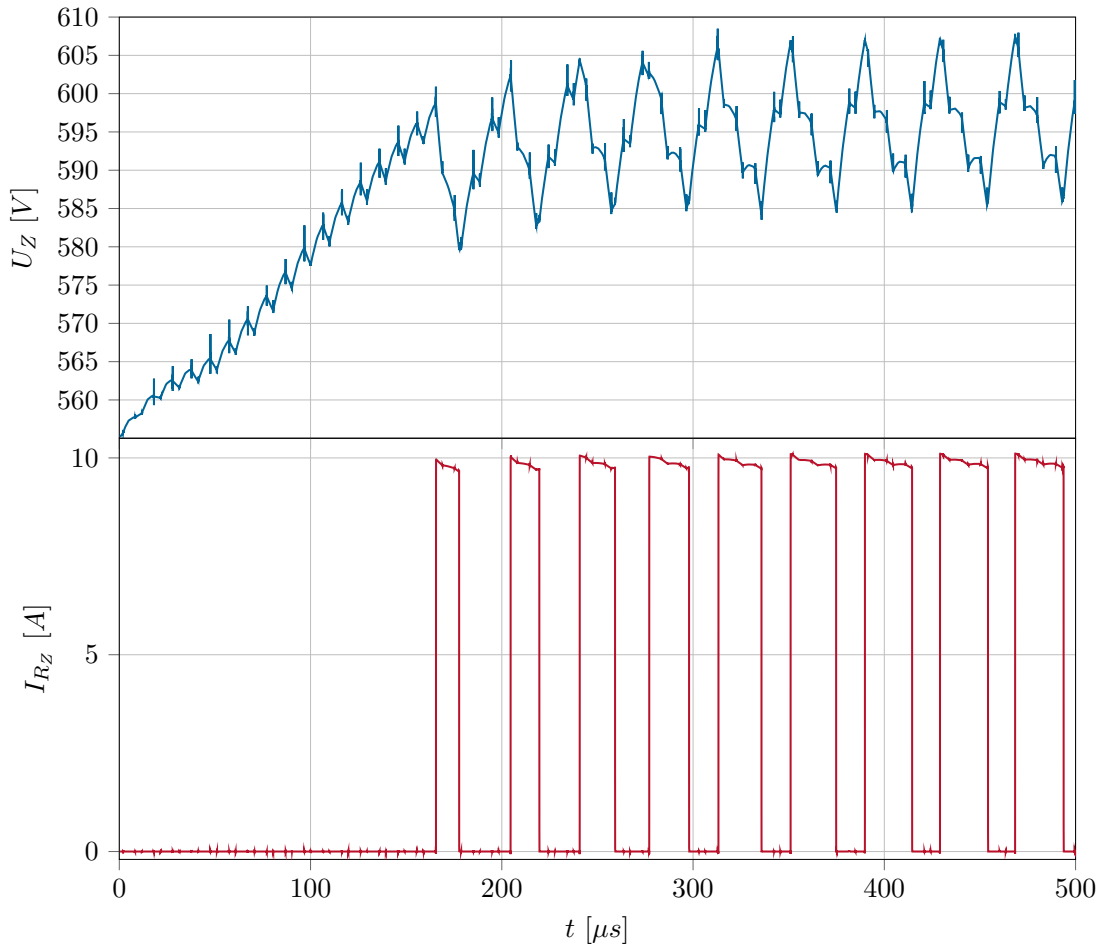


Abbildung 5.6: Zwischenkreisspannung und Strom durch den Zwischenkreislastwiderstand bei Rückspeisung von $P_o = -4\text{ kW}$ bei einer Ausgangsspannung von $U_o = 400\text{ V}$.

Ein sicherheitskritischer Teil des Netzteiles ist der Regler der Zwischenkreisspannung. Auch wenn die Zwischenkreisspannung keine besonderen Anforderungen stellt, darf die Funktion des Zwischenkreisreglers keine Fehler aufweisen, anderenfalls werden bei geringen Rückspeisungen sofort die Zwischenkreiskondensatoren beschädigt. Deswegen ist bereits

bei der Simulation des Netzteils auf eine korrekte Arbeitsweise des Zwischenkreisreglers zu achten.

Der Effektivwert der Zwischenkreisspannung muss unter 630 V bleiben, da die Abstände der Leiterbahnen auf diesen Wert ausgelegt sind. Bei weiterer Erhöhung der Spannung würden die Zwischenkreiskondensatoren über ihre Spezifikationen belastet werden, was eine Verkürzung der Lebensdauer oder einen Ausfall zur Folge hätte.

In Abbildung 5.6 ist dargestellt, wie die Spannung bis zu dem Punkt ansteigt, ab dem der Zwischenkreisregler aktiv wird. Die pulsartigen Anstiege der Zwischenkreisspannung sind auf die Halbbrücke zurückzuführen, welche keinen kontinuierlichen sondern einen gepulsten Strom in den Zwischenkreis einspeist. Nach der ersten Aktivierung des Reglers, nimmt die Anstiegsrate der Spannung während den Pulsen deutlich zu. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Grenzfrequenz des Kondensators mit dem Serienwiderstand geringer als die Schaltfrequenz ist. Bei dem Anstieg der Spannung kann dies auch dadurch beobachtet werden, dass die Zwischenkreisspannung nach jedem Puls der Halbbrücke wieder abfällt. In dieser Zeit wird der 15 μF von dem 4.7 μF Kondensator geladen.

Die Simulation bestätigt die Funktionsweise und zeigt, dass sich der Regler innerhalb weniger Perioden auf einen stabilen Betriebspunkt einstellt. Des Weiteren wird auch die Entscheidung bekräftigt, dass die maximale Frequenz über eine Totzeit eingestellt wird. Würde die Frequenz über eine Hysterese eingestellt werden, würde die Frequenz aufgrund der Reduktion der effektiv wirksamen Kapazität ansteigen.

5.6 Zwischenkreisfilter

In Abbildung 5.7 ist der Stromverlauf der Zwischenkreiskondensatoren eingetragen. In dieser Abbildung sind sowohl die Komponenten mit 300 Hz als auch jene mit 100 kHz abgebildet. Erstere sind anhand der Kurvenform ersichtlich und hohe Frequenzen können mit der Hüllkurve abgeschätzt werden. Wie in Kapitel 3.3.3 durch Abschätzungen bereits errechnet wurde, ist der Strom durch den Kondensator im Dämpfungszweig geringer.

Für eine Darstellung der Komponenten mit 100 kHz und deren Harmonischen ist in Abbildung 5.8 eine Detailaufnahme dargestellt. Beim Vergleich mit Abbildung 3.6 können die getroffenen Vereinfachungen bestätigt werden. Der Ladestrom beider Kondensatoren ist nahezu konstant und die Kurvenform stimmt mit der vorhergesagten überein. Interessant ist auch der Stromverlauf zwischen den beiden Kondensatoren. Auffällig ist, dass der Dämpfungskondensator eine deutliche Phasenverschiebung bei den Nulldurchgängen des Stromes aufweist. Dadurch wird der Kondensator ohne Dämpfungswiderstand nach Schalt-handlungen stärker belastet als vor der nächsten. Dies ist jedoch nicht von Bedeutung, da der Strom im Dämpfungszweig ohnehin gering ist.

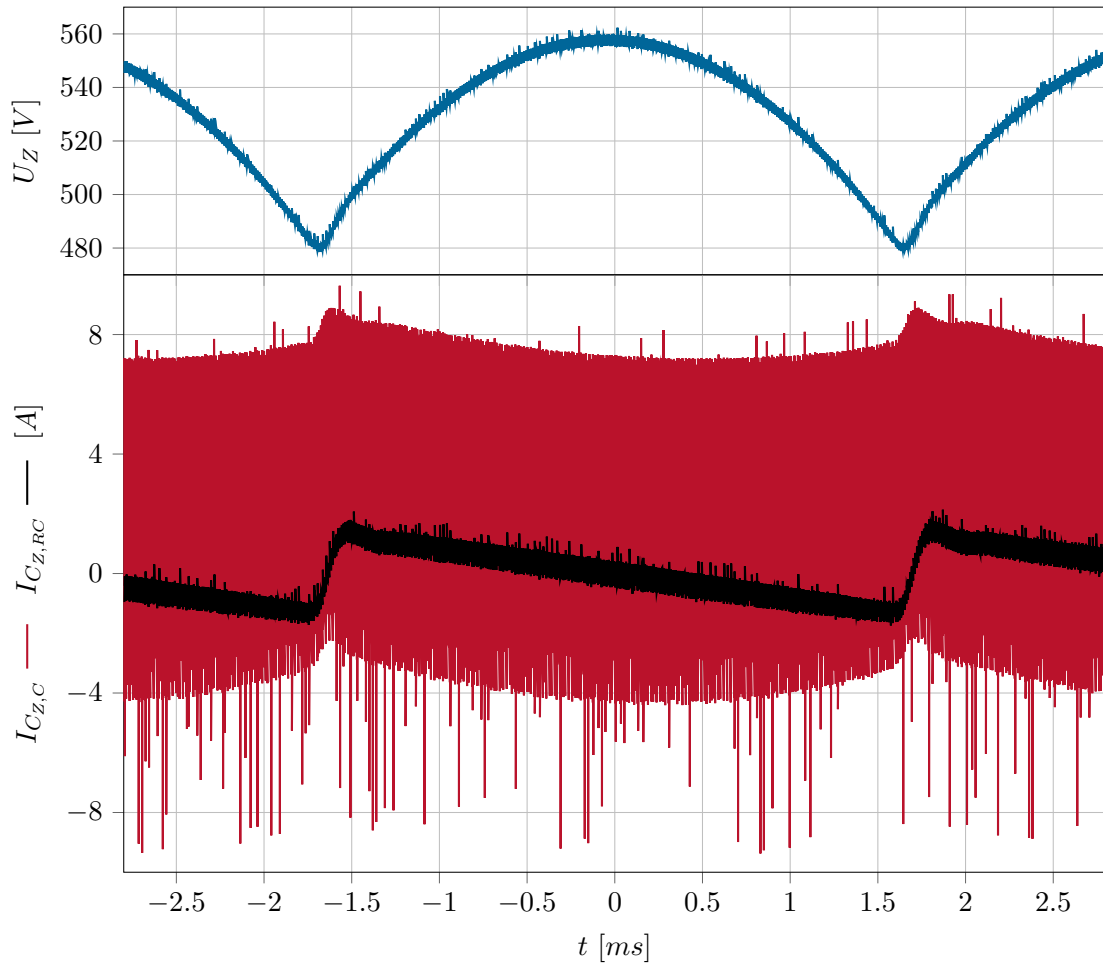


Abbildung 5.7: Zwischenkreisspannung und Strom durch den Filterkondensator bei einer Last von $P_o = 4 \text{ kW}$ über eine sechstel Netzperiode.

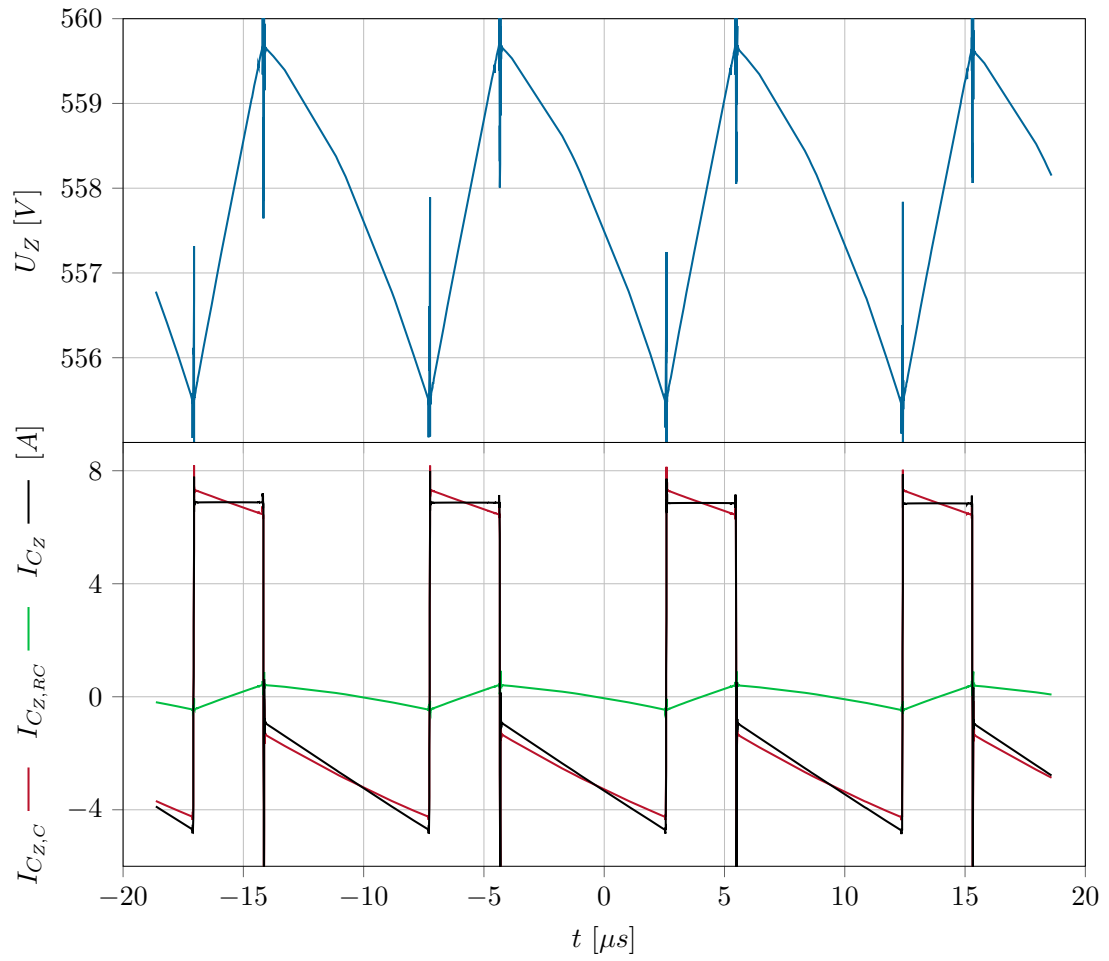


Abbildung 5.8: Zwischenkreisspannung und Strom durch den Filterkondensator bei einer Last von $P_o = 4 \text{ kW}$.

6 Messungen

Um die bisherigen Berechnungen und Simulationen zu verifizieren wird der realisierte Prototyp vermessen und die Messergebnisse ausgewertet und analysiert. Dadurch wird das erstellte Modell und die getroffenen Annahmen kontrolliert. Außerdem wird dadurch sowohl die Qualität des Simulationsmodelles als auch die Qualität des Schaltplans und des Layout verifiziert. In Folge machen sich auch fehlerhaft gewählte Parameter bemerkbar. Die Messungen bewerten und charakterisieren diese Arbeit. Sie sind somit ein wichtiger Bestandteil bei dem Entwurf eines Schaltnetztes. Deshalb wird der geplante Prototyp in Hardware realisiert. Ein Foto ist in Abbildung 6.1 dargestellt.

Wie bereits in der Zielsetzung festgelegt, soll vor allem die Regelung mit konstanter Frequenz entwickelt werden. Dadurch ergibt sich eine möglichst geringer Rippel der Ausgangsspannung, auch wenn die Ausgangsspannung von der halben Zwischenkreisspannung abweicht. Aus diesem Grund werden in diesem Kapitel nur die Messergebnisse der Regelung mit konstanter Frequenz präsentiert. Der sinnvolle Einsatzbereich für die Ausgangsspannung vergrößert sich unter anderem wegen dieser Einschränkung auf bis zu 2.5 V, was 0.63 % der maximalen Ausgangsspannung entspricht. Es kann jedoch nicht exakt auf 0 V geregelt werden, da einige Bauteile am Rand ihres Einsatzbereiches nicht mehr als ideal betrachtet werden dürfen. Beispielsweise verhalten sich die eingesetzten Spannungswandler am Rand ihres Eingangsbereiches nicht linear.

6.1 Verwendete Geräte

Ein Punkt, welcher wichtig für das Verifizieren und Nachvollziehen der Messergebnisse ist, ist das Aufschlüsseln der verwendeten Geräte. Eventuelle Fehler durch Auswahl von ungeeigneten Messgeräten können dadurch bestätigt oder widerlegt werden.

Die verwendeten Geräte sind in Tabelle 6.1 eingetragen und sind in Gruppen für die jeweiligen Tests unterteilt. Das speisende Wechselstromnetz wird von einem Stelltransformator der Firma Rusa bereitgestellt. Dies ist jedoch kein Trenntransformator, der Neutraleiter liegt damit über den Netzanschluss an Erdpotential. Aus diesem Grund besitzt die Zwischenkreismasse und somit auch die Ausgangsmasse ein negatives Potential gegenüber dem Neutral- und dem Schutzleiter. Da bei Oszilloskopen die Masse mit dem Schutzleiter verbunden ist, wird entweder ein differentieller Tastkopf oder eine galvanische Trennung für die Versorgung des Oszilloskopes benötigt. Für diese Messungen wird die zweite Variante gewählt. Dabei ist zu berücksichtigen, dass auf der Masse des Oszilloskopes Netzspannung anliegt und somit Vorkehrungen gegen eventuelle Berührungen getroffen werden müssen.

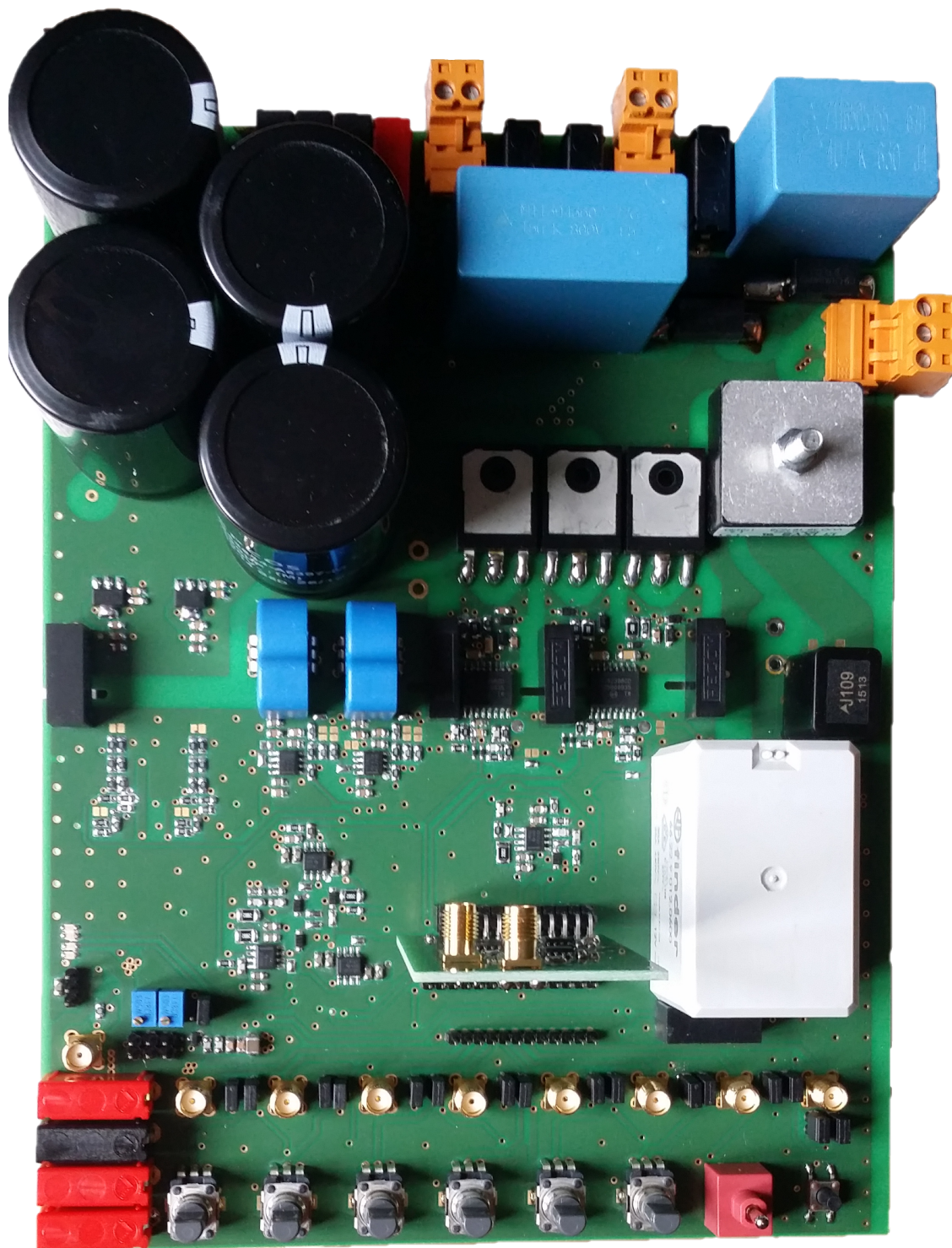


Abbildung 6.1: Foto des Prototypen mit abgeschraubten Kühlkörper und Regelplatine für Regelung mit konstanter Frequenz.

	Bezeichnung	Anwendung
Allgemein	Stelltrafo Rusa 0-400V 50Hz/60Hz	Versorgung
	TT EL302T Triple Power Supply	$\pm 15\text{ V}$, 5 V
	Tektronix TDS3014 100 MHz 1.25 GS/s, 4-Kanal	
	Tektronix TDS3032 300 MHz 2.5 GS/s, 2-Kanal	
	Rusa Trenntrafo 50Hz/60Hz für Isolation des Oszilloskops	Erdströme
	Tek P6138 600 V 350 MHz 10 pF 10 M Ω , Lecroy 10:1	
	Tektronix TCPA300 Amplifier, Current Probe [5A/V DC]	
	TENMA AC/DC CLAMP Meter 72-6185 Current Probe	I_o , I_{AL} , I_{GaN}
	Umschaltbarer Leistungswiderstand	
GaN	GaN Halbbrücke	
	Manson Switching Mode Power Supply 0-15VDC 40A	GaN: 5 V
	Frequenzgenerator ISO-TECH AFG-21005	f_{GaN}
η	PM300 Three Phase Power Analyzer	P_{netz}
	Agilent U3402A 5 ½ Digit Dual Display Multimeter	I_o
	Agilent U3401A 4 ½ Digit Dual Display Multimeter	U_z , U_o

Tabelle 6.1: Verwendete Geräte.

6.2 Signalgenerator

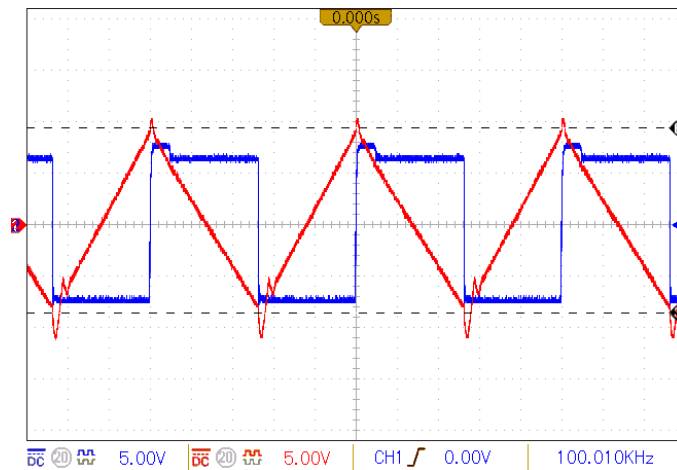


Abbildung 6.2: Rechteckgenerator, Sägezahngenerator.

In Abbildung 6.2 ist das Dreieckssignal abgebildet, wie es von der Regelplatine erzeugt wird. Deutlich sichtbar ist, dass bei dem Wechsel zwischen fallender und steigender Flanke nicht gewollte Artefakte auftreten. Bei dem Wechsel zur steigenden Flanke ist dies am deutlichsten ausgeprägt. Der Grund für diese zusätzlichen Artefakte ist der Ausgangswiderstand des Operationsverstärkers. Auch das zugrunde liegende Rechtecksignal

besitzt nach der steigenden Flanke eine unerwünschte Erhöhung. Dies verursacht in der fallenden Flanke des Dreiecksignals eine erhöhte Steigung kurz nach dem Wechsel. Allerdings ist dies nur schwer zu beobachten.

Diese unerwünschten Effekte sind jedoch nur am Rand des Dreiecksignals. Die Flanken sind ausreichend gerade und symmetrisch. Der obere Bereich des Dreiecksignals wird nicht verwendet, da das Dreiecksignal von -10 V bis 10 V auf 0 V bis 500 V umgelegt wird, die Ausgangsspannung jedoch maximal auf 400 V eingestellt werden darf. Der untere Bereich führt zu veränderten Regelparameter in der Regelung bei niedrigen Spannungen. Das Tastverhältnis wird dadurch aber nicht eingeschränkt, da die beiden Grenzen 10 V und -10 V erreicht werden.

In der Simulation wird mit Berechnungen die Frequenz unter anderem durch den Widerstand R71 aus Abbildung A.1 festgelegt. Dieser entspricht R1501 aus Abbildung A.32. Aus den Messungen geht hervor, dass für die gewünschte Frequenz von 100 kHz der Widerstand auf $5,288\text{ k}\Omega$ gesenkt werden muss. Dies wird mit einem parallelen $27\text{ k}\Omega$ und $200\text{ k}\Omega$ Widerstand realisiert. Ansonsten stimmt die Simulation mit den Messungen überein.

6.3 Schaltverhalten

Um die Qualität des Layouts abschätzen zu können, kann das Schaltverhalten betrachtet werden. Dieses ist neben den gewählten Komponenten entsprechend des Schaltplans des Gatetreibers auch von den parasitären Bauelementen und somit dem Layout abhängig. Der betrachtete Betriebszustand bei $U_{AL} = 400\text{ V}$ und $U_o = 400\text{ V}$ ist in Abbildung 6.3 dargestellt.

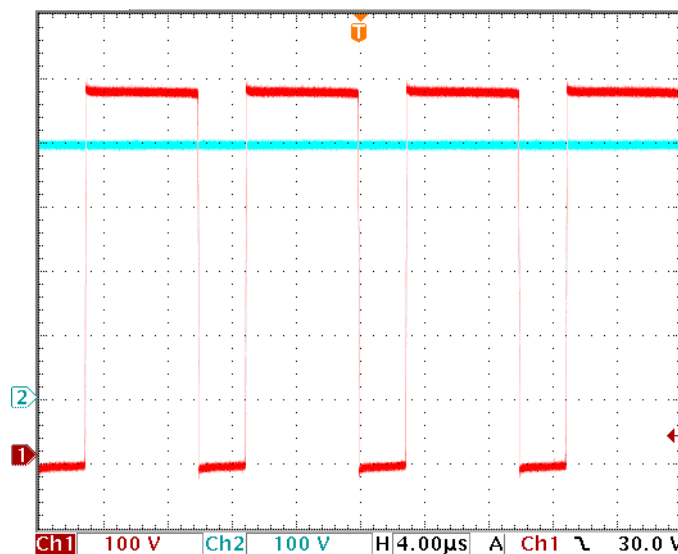


Abbildung 6.3: Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung bei $U_{AL} = 400\text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400\text{ V}$ und $I_o = 0\text{ A}$. Darstellung der Spannungsverläufe.

Zur Bewertung des Schaltverhaltens sind in Abbildung 6.3 die steigende und fallende

Flanke der Halbbrückenausgangsspannung im Leerlauf ersichtlich. Im Gegensatz zu den Erwartungen von einigen 10 ns dauert der Schaltvorgang über 100 ns. Der Grund liegt allerdings nicht im Layout, sondern an den geringen zu schaltenden Strömen. Obwohl die Ausgangskapazitäten der SiC Transistoren im Vergleich zu IGBT und MOSFET viel kleiner sind, wird trotzdem ein gewisser Strom benötigt um sie umzuladen.

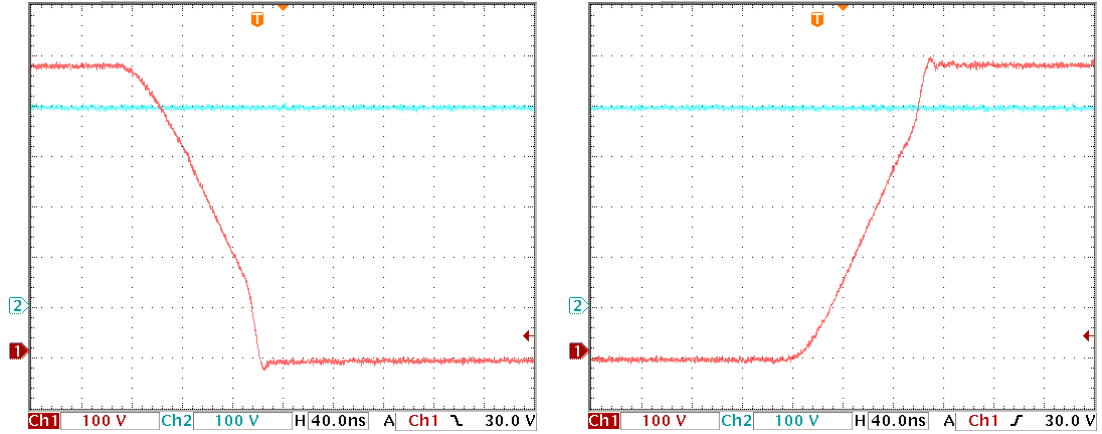


Abbildung 6.4: Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I_o = 0 \text{ A}$. Schaltverhalten im Detail.

Wird eine Halbbrücke ohne oder mit geringem Ausgangsstrom betrieben, muss die Energie von parasitären Kapazitäten durch den abschaltenden Transistor aufgenommen werden. Würde anstelle eines Transistors eine pn-Diode verwendet werden, müsste beispielsweise auch der Diodenrückstrom auf diese Art und Weise abgebaut werden.

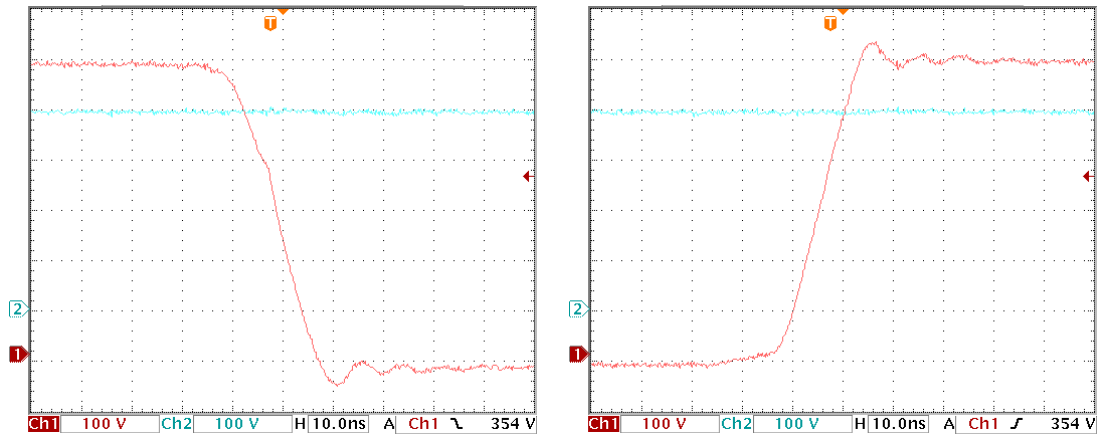


Abbildung 6.5: Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I_o = 10 \text{ A}$. Schaltverhalten im Detail.

In Abbildung 6.5 ist ein Schaltvorgang bei $I_o = 10 \text{ A}$ dargestellt. Es wird nur noch eine Zeit von 24 ns für den Schaltvorgang benötigt. Die parasitären Kapazitäten werden durch

den Ausgangsstrom entladen und die Energie muss nicht mehr von dem abschalteten Transistor aufgenommen werden.

Wie bereits erwähnt kann mit dem Schaltverhalten das Layout bewertet werden. Eines der wichtigsten Kriterien neben der Schaltzeit ist ein eventuell auftretendes Überspringen. Auch Oszillationen zu anderen Zeiten des Schaltvorganges können auf Fehler im Layout hinweisen. Wird der Schaltvorgang bei Nennstrom in Abbildung 6.5 betrachtet, lässt sich ein Überspringen von 40 V bei Schaltvorgängen ablesen, was 6.7 % der aktuellen Zwischenkreisspannung ausmacht. Dieser Wert ist gering und bestätigt das Layout, vor allem in Anbetracht der kurzen Schaltzeiten. Es sei angemerkt, dass mit einem kleineren Gatewiderstand die Anstiegszeiten noch weiter verkleinert werden könnten und somit die Schaltverluste theoretisch noch geringer werden. Allerdings nimmt dadurch das Überspringen der Halbbrückenausgangsspannung zu, was wiederum die Schaltverluste erhöht.

6.4 Zwischenkreisspannung

Wie in Abbildung 6.5 bereits auffällt, ist die Zwischenkreisspannung höher als sie sich aus den Berechnungen ergibt. Dies ist auf verschiedene Gründe zurück zu führen. Der erste ist, dass der Stelltransformator durch Abweichungen in seiner Anzeige höher als vorgesehen eingestellt worden ist. Dies bestätigt auch die Zwischenkreisspannung aus Tabelle 6.2. Da zwischen den Tests die Netzspannung wieder heruntergefahren wird, kann diese Abweichung zwischen den einzelnen Tests auch variieren.

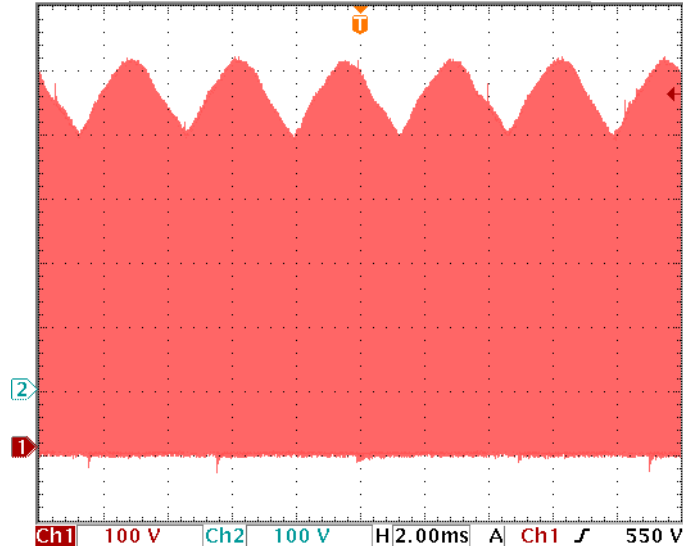


Abbildung 6.6: Halbbrückenspannung bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I = 10 \text{ A}$. Darstellung der Spannungsverläufe über eine Netzperiode. Der Rand der Signalfläche ist das Zwischenkreis- bzw. Massepotential zuzüglich dem Überspringen aufgrund von Schaltvorgängen.

In Abbildung 6.6 wird wie bei Abbildung 6.3 die Spannung an der Halbbrücke vor der

Induktivität dargestellt, allerdings über den Zeitraum einer Netzperiode. Dabei kann die Amplitude der Halbbrückenspannung an der Hüllkurve abgelesen werden. Erwartet wird bei 400 V Außenleiterspannung, dass die Spannung zwischen 488 V und 563 V schwankt. Tatsächlich schwankt die Amplitude jedoch zwischen 500 V und 620 V. Neben der nur ungenau eingestellten Zwischenkreisspannung kann hier auch das Überspringen von 6.7 % in beide Richtungen beobachtet werden. Dies wird auch dadurch bestätigt, dass die minimal gemessene Spannung negativ ist, obwohl die Masse des Tastkopfes mit der Masse des Zwischenkreises verbunden ist.

6.5 Netzstrom

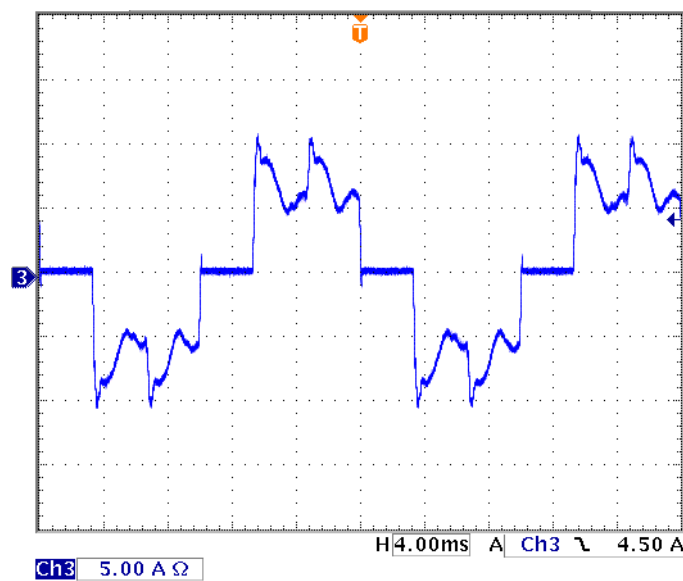


Abbildung 6.7: Netzstrom bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und $I_o = 10 \text{ A}$ über eine Netzperiode.

Bei der Simulation wird der Netzstrom analysiert, da dieser für die Dimension des Netzfilters von Bedeutung ist. In Abbildung 6.7 ist die Messung des Netzstromes eingetragen. Im Vergleich zu Abbildung 5.5 stimmen diese in den Grundzügen überein. Ein auffälliger Unterschied ist, dass der Stromanstieg vor der Kommutierung deutlich stärker ausgeprägt ist. Dies könnte auf Schwingungen mit 300 Hz oder auf Harmonische hinweisen. Auch der Knick, welcher in etwa $700 \mu\text{s}$ nach der Kommutierung ersichtlich ist, ist sowohl in der Simulation als auch in den Messungen vorhanden.

6.6 Zwischenkreisregler

In Abbildung 6.8 ist die Funktionsweise der Zwischenkreisspannung dargestellt. Dabei gibt das linke Bild einen einzelnen Ausgleichsvorgang bei niedriger Spannung wieder und das rechte Bild ist die Detailaufnahme eines Schaltvorganges bei dem Ausgleichsvorgang. Um

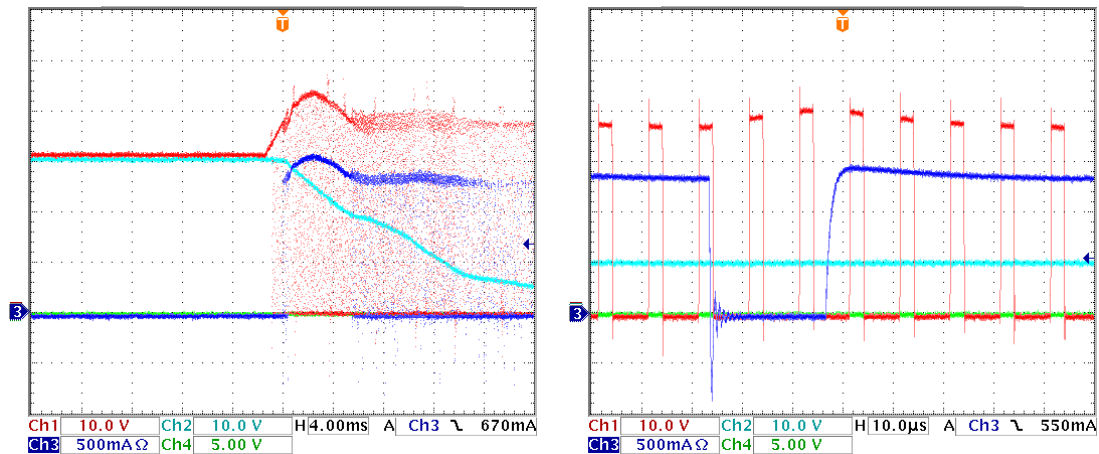


Abbildung 6.8: Zwischenkreisspannung, Ausgangsspannung und Strom durch den Zwischenkreislaster bei aktivem Zwischenkreisregler bei $U_z = 30\text{ V}$ und einem Sprung der Ausgangsspannung von $U_{o,0} = 30\text{ V}$ auf $U_{o,\infty} = 0\text{ V}$. Der Wert des Zwischenkreislasterwiderstandes beträgt bei dieser Aufnahme $R_z = 28\ \Omega$.

die volle Dynamik des Zwischenkreisreglers testen zu können, wurde dieser Test bei geringerer Spannung durchgeführt. Dazu wurde der Wert des Zwischenkreislasterwiderstandes auf $R_z = 28\ \Omega$ angepasst.

Im linken Bild ist erkennbar, dass kurz nach dem Sollwertsprung der Ausgangsspannung der in den Zwischenkreis eingespeiste Strom größer als der Strom durch den Zwischenkreislasterwiderstand wird. In so einem Fall soll der Lastwiderstand dauerhaft dem Zwischenkreis zugeschaltet bleiben. Diese Funktion erfüllt der Regler ohne Anzeichen von Fehlern. Nach einer Zeit von 1.6 ms im dauerhaft eingeschalteten Zustand, sinkt die Zwischenkreisspannung auf den Sollwert und der Regler beginnt im normalen Modus zu arbeiten. Die Amplitude der Zwischenkreisspannung ist dabei ausreichend stabil.

Bei der Detailaufnahme eines Schaltvorganges zeigt sich bei dem Abschaltvorgang ein Überschwingen im Strom durch den Zwischenkreislasterwiderstand. Auch ein leichtes Überschwingen bei dem nachfolgenden Einschaltvorgang ist erkennbar. Diese Effekte sind auf eine nicht zu vernachlässigende parasitäre Induktivität des Lastwiderstandes zurückzuführen. Die Energie welche darin gespeichert ist, muss bei jedem Schaltvorgang von dem Transistor abgebaut werden. Da die verwendeten SiC-Transistoren eine maximale Avalanche-Puls-Energie von $E_{AS} = 110\text{ mJ}$ [17] aufweisen, sollte dies kein Problem darstellen. Um die Schwingungen zu reduzieren, könnte ein RC-Snubber oder eine Freilaufdiode verwendet werden.

6.7 Lastsprung

Ein wesentliches Merkmal eines geregelten Netzteils ist, dass auch Belastungsänderungen keinen instabilen Zustand hervorrufen dürfen. In Abbildung 6.9 ist ein Lastsprung mit

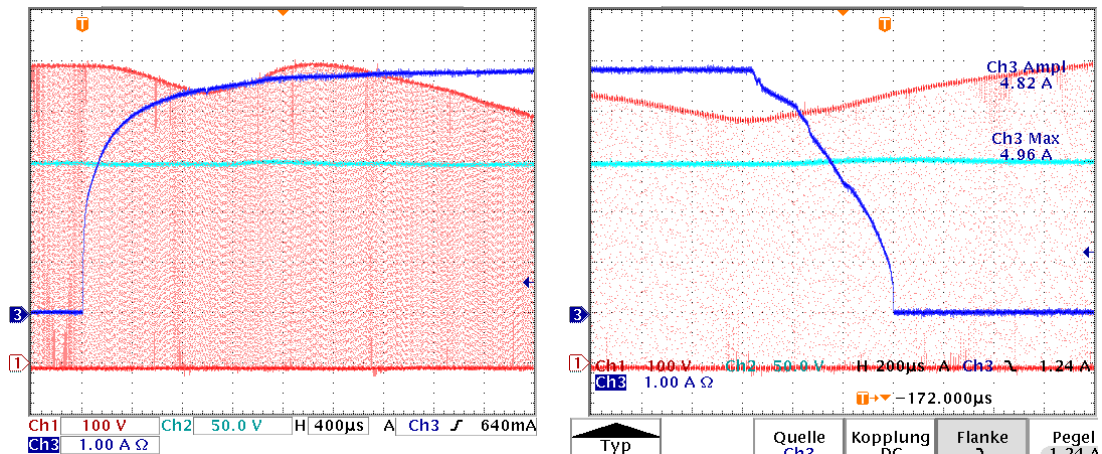


Abbildung 6.9: Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung und Strom durch die Last bei $U_{AL} = 400 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 400 \text{ V}$ und einem Lastsprung zwischen $I_o = 0 \text{ A}$ und $I_o = 4.9 \text{ A}$.

2 kW dargestellt. Die Ausgangsspannung bleibt dabei nahezu unverändert und zeigt keine Anzeichen von Instabilität oder Schwingungen. Zusätzlich ist auch der Verlauf des Laststromes eingetragen. Dieser steigt bei einem Einschaltvorgang aufgrund von parasitären Induktivitäten in dem Lastwiderstand in Form einer Exponentialfunktion.

Aus dem Stromverlauf und der anliegenden Spannung ergibt sich für den Lastwiderstand eine Induktivität von 19.5 mH. Diese vergleichsweise hohe Induktivität ergibt sich aus dem Aufbau des Lastwiderstandes. Dieser besteht aus einer großräumig gewickelten Widerstandsdraht und kann somit als Luftspule angesehen werden. Der Ausschaltvorgang wird vorrangig von dem verbauten Schalter und von der Energie, welche in den Induktivitäten gespeichert ist, bestimmt. Somit ist der Stromverlauf für die Charakterisierung des Netzteils nur von zweitrangiger Bedeutung. Die wichtigste Information, welche daraus gewonnen wird ist, dass keine ungewollten Schwingungen auftreten und dass die Ausgangsspannung stabil ist.

Wird die Zwischenkreisspannung betrachtet, ist deutlich erkennbar, dass diese erst unter Belastung den Spannungsverlauf des speisenden Netzes annimmt. Wird keine Leistung vom Ausgang bezogen, speichern die Zwischenkreiskondensatoren die Spitzenspannung. Dadurch arbeitet der Gleichrichter im Lückbetrieb.

6.8 Geschaltete Last

Wie in der Einleitung bereits erwähnt wird, ist der geplante Einsatzfall dieses Netzteils die Speisung eines WBG-Umrichters. Neben der Stabilität für Lastsprünge ist somit auch die Stabilität für gepulste Lasten von Interesse. Dies wird mit einer GaN Halbbrücke und dem Lastwiderstand durchgeführt.

In Abbildung 6.10 sind zwei verschiedene Betriebszustände dargestellt. Diese unterscheiden sich sowohl in den Spannungen und Strömen, als auch in der Frequenz der

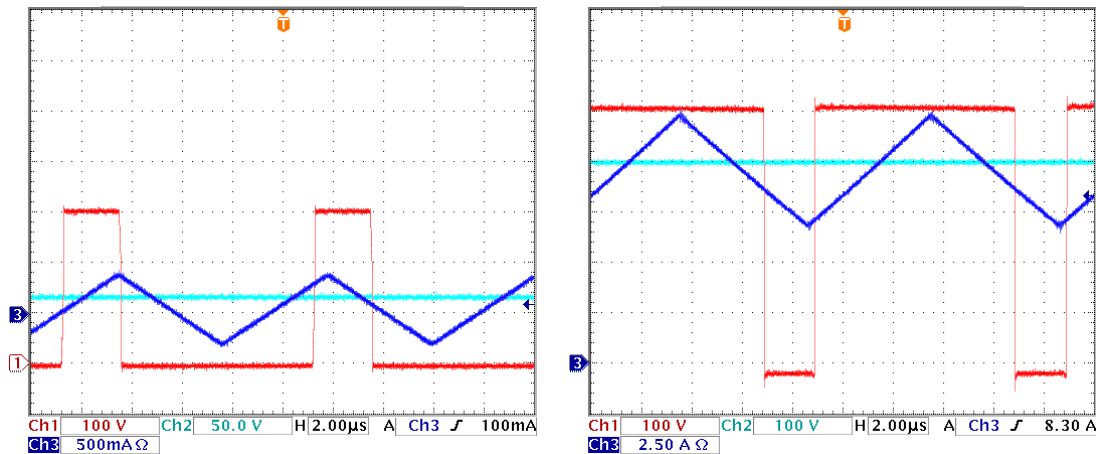


Abbildung 6.10: Halbbrückenspannung, Ausgangsspannung und Strom durch die Induktivität des nachgestellten GaN-Tiefsetzstellers bei $U_z = 300 \text{ V}_{\text{RMS}}$ bzw. $U_z = 500 \text{ V}_{\text{RMS}}$, $U_o = 30 \text{ V}$ bzw. $U_o = 400 \text{ V}$ und einem Laststrom des GaN-Tiefsetzstellers von $I_o = 0 \text{ A}$ und $I_o = 10 \text{ A}$. Die GaN-Halbbrücke wird dabei mit $f = 120 \text{ kHz}$ und $f = 100 \text{ kHz}$ getaktet und besitzt einen Tastgrad von $\delta = 0.5$.

GaN-Halbbrücke. Sollten Interferenzen zwischen dem Regler und der GaN-Halbbrücke auftreten, werden diese vermutlich entstehen, wenn die Frequenzen nahe bei einander sind. Im rechten Bild wird die GaN-Halbbrücke bei $P_o = P_{\text{GaN}} = 2 \text{ kW}$ mit einer Frequenz von $f_{\text{GaN}} = 100 \text{ kHz}$ betrieben. Dies sollte der Betriebspunkt sein, welcher für eine gegenseitige Beeinflussung optimal ist und auch in diesem Fall ist die Ausgangsspannung stabil. Außerdem sind keine Anzeichen von ungewollten Schwingungen vorhanden.

Wie bereits im Kapitel 3.4.3 angedeutet, ist eine geschaltete Last eine höhere Belastung für das Ausgangsfilter. Dieser Test überprüft somit nicht nur die Stabilität des Reglers sondern auch die Stabilität des Ausgangsfilters. Bei diesem Test pendelt sich die Temperatur des 15 W -Lastwiderstandes in etwa auf 45°C ein. Dies entspricht ungefähr der gleichen Größenordnung wie bei dem Lastwiderstand des Zwischenkreisfilters.

6.9 Wirkungsgrad

Je nach Anwendungsfall haben bei einem Netzteil unterschiedliche Eigenschaften verschiedene Prioritäten. Für den dauerhaften Einsatz ist der Wirkungsgrad einer der wichtigsten Parameter. Aber auch für Laborgeräte bringt ein optimierter Wirkungsgrad große Vorteile mit sich. Wird der Wirkungsgrad erhöht, senkt sich somit die Verlustleistung. Dies gibt die Möglichkeit, die Schaltung weiter zu miniaturisieren und Kühlkörper zu verkleinern. Je nach Anwendungsfall kann dadurch entweder die Baugröße und das Gewicht reduziert werden oder alternativ auch die Geräuschentwicklung vermindert werden, indem leisere, leistungsschwächere Lüfter zum Einsatz kommen.

Da bei dem Wirkungsgrad auch die dritte Nachkommastelle noch von Interesse ist, muss

die Messung auf mehrere Nachkommastellen präzise sein. Die Messung der Leistung bei hochfrequenten Signalen bereitet zusätzliche Probleme, da Oberschwingungen von 100 kHz den Bereich der Messgeräte übersteigen würden. Dies spielt jedoch bei diesem Aufbau nur eine untergeordnete Rolle, da diese Signale durch das Eingangs- und Ausgangsfilter ausreichend gedämpft werden.

Um die geforderte Messgenauigkeit zu erreichen, werden für die Messungen nur Desktop-Multimeter und ein Powermeter der Firma VOLTECH verwendet. Das Powermeter wird zum Messen der vom Netz gelieferten Leistung verwendet und kann bis zu 20 kHz eingesetzt werden, was für Oberschwingungen von 300 Hz ausreichend ist. Die Desktop-Multimeter messen die Ausgangs- und Zwischenkreisspannung und dem Ausgangsstrom. Der Schaltplan dieses Aufbaus ist in Abbildung 6.11 dargestellt.

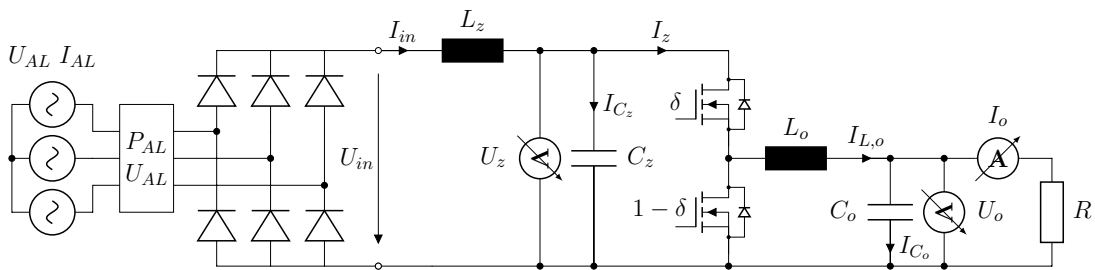


Abbildung 6.11: Schaltplan mit eingezeichneten Messgeräten.

U_{AL} [V]	R [Ω]	U_z [V]	U_o [V]	I_o [A]	P_o [W]	P_{AL} [W]	η
390.2		566.6	2.49	0.000	0.000	2.3	0.000
391.0		569.0	400.00	0.000	0.000	5.7	0.000
390.1	225.024	558.6	399.98	1.778	710.964	731.7	0.972
389.3	112.378	544.4	399.73	3.557	1421.840	1458.5	0.975
388.9	90.253	535.5	399.46	4.426	1768.010	1811.5	0.976
388.2	74.955	528.2	399.06	5.324	2124.595	2177.0	0.976
386.1	50.125	518.2	398.29	7.946	3164.812	3225.0	0.981
383.5	43.193	516.7	397.46	9.202	3657.427	3716.0	0.984

Tabelle 6.2: Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten.

Die Ergebnisse sind in Tabelle 6.2 eingetragen. Dabei fehlt jedoch die Leistung, welche benötigt wird, um die Regelung zu betreiben. Diese kann in etwa mit 6 W angegeben werden. Damit der Wirkungsgrad mit den Berechnungen vergleichbar bleibt, werden diese Verluste auch bei den Messungen vernachlässigt. Bei einer Ausgangsleistung von $P_o = 1768$ W wird ein Wirkungsgrad von $\eta = 97.6\%$ erreicht. Wird dies mit kommerziellen Produkten verglichen, ist dieser Wert über dem Durchschnitt. Beispielsweise weist das Netzteil SP600VDC4000W von APM Technologies bei $P_o = 4$ kW einen Wirkungsgrad von $\eta = 92\%$ auf [28]. Aufgrund des deutlich schlechteren Wirkungsgrades besitzen viele

kommerzielle Produkte die Möglichkeit einer Wasserkühlung. Da das SiC-Netzteil, welches mit dieser Arbeit entwickelt worden ist, jedoch über keine galvanische Trennung verfügt, ist der Vergleich mit anderen Netzteilen schwierig. Durch eine galvanische Trennung kann sich aufgrund der zusätzlichen Bauteile der Wirkungsgrad verschlechtern.

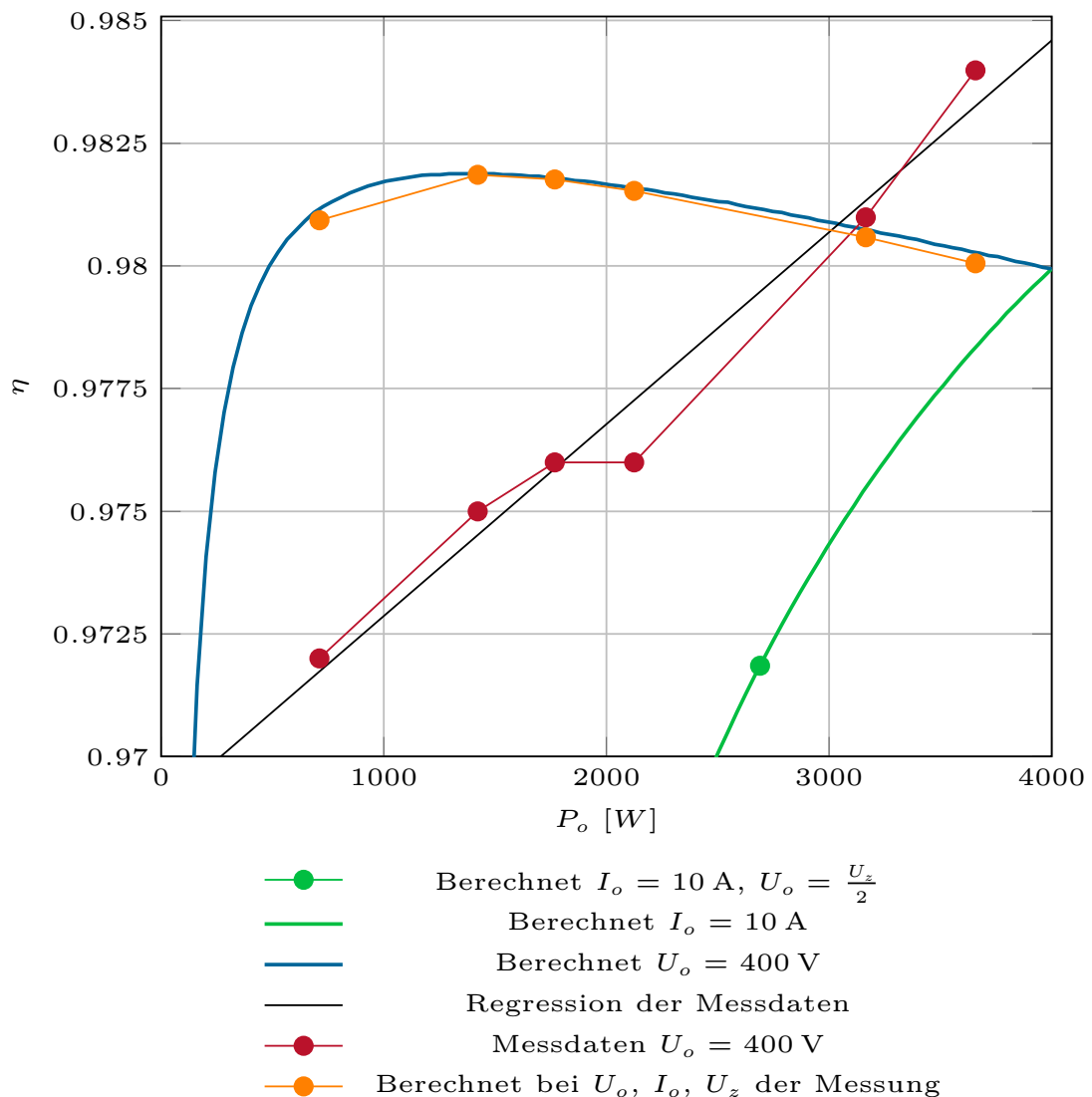


Abbildung 6.12: Wirkungsgrad in Abhängigkeit zur Belastung. Die Messdaten und andere Parameter sind in Tabelle 6.2 eingetragen.

In Abbildung 6.12 ist der über Messung bestimmte Wirkungsgrad η aus Tabelle 6.2 in Abhängigkeit der Ausgangsleistung P_o aufgetragen (rot). Zusätzlich ist eine lineare Regression dieser Messdaten (schwarze Linie) angegeben und der rechnerisch bestimmte Verlauf des Wirkungsgrades (blaue Linie). Die orangen Punkte geben den rechnerisch

bestimmten Wirkungsgrad an den U_o/I_o -Messpunkten aus Tabelle 6.2 an. Die rechnerisch ermittelten Werte und Kurven wurden nach dem Modell aus Kapitel 3.4 bestimmt. Die Schaltenergien der Transistoren werden bei 600 V wie in Gleichung 3.48 aus Abbildung 3.8 ermittelt und der Einfluss des Ausgangsstroms wird durch eine lineare Approximation berücksichtigt. Des weiteren ist der in Gleichung 3.84 berechnete Betriebspunkt bei $I_o = 10 \text{ A}$ und $U_o = 270 \text{ V}$ eingetragen (grün).

Der mit der Ausgangsleistung steigende Wirkungsgrad ist für Schaltnetzteile ein typisches Verhalten. Bei den meisten Netzteilen wendet sich diese Kurve allerdings und beginnt wieder zu sinken. Die Kurve, welche durch Berechnungen ermittelt wurde zeigt das erwartete Verhalten. Dass die Messwerte des Wirkungsgrades bei steigenden Ausgangsstrom noch ansteigen, kann dadurch erklärt werden, dass die Zwischenkreisspannung aufgrund des Netzes und Gleichrichters abfällt. Dies ist in Tabelle 6.2 ersichtlich. Der Unterschied zwischen den berechneten und den gemessenen Wirkungsgraden bei den gleichen Spannungen und Strömen ergibt sich daraus, dass die Zwischenkreisspannung für die Berechnung der Schaltenergien nicht verwendet wird. Dies ist auch schwierig umzusetzen, da dazu zu wenig Angaben im Datenblatt vorhanden sind. Bei einem starren Netz würde der gemessene Verlauf des Wirkungsgrades ebenfalls bei steigender Leistung wieder abfallen.

Wird der Wirkungsgrad mit dem berechneten verglichen, ist ersichtlich, dass Abweichungen in der Kurvenform vorhanden sind, die Größenordnung der Ergebnisse jedoch realistisch ist. Die Abweichung der Kurvenform kann auf verschiedene Faktoren zurückgeführt werden. Neben den zu hohen Schaltverlusten in den Transistoren durch die unterschiedlichen Betriebspunkte können auch Messfehler durch Oberschwingungen oder andere Ursachen nicht komplett ausgeschlossen werden.

6.10 Regelgenauigkeit

Aus den Daten aus Tabelle 6.2 kann auch eine Aussage über die Regelgenauigkeit getroffen werden. Dazu ist in Abbildung 6.13 der Spannungseinbruch gegenüber dem Ausgangsstrom dargestellt. Bei einem Ausgangsstrom von $I_o = 9.2 \text{ A}$ beträgt dieser Spannungseinbruch $\Delta U_o = 2.54 \text{ V}$ was 0.635 % bezogen auf die Nennspannung bedeutet. Dieser Spannungseinbruch kann durch einen Spannungsabfall an ohmschen Widerständen nach der Spannungsmessung verursacht werden. Dazu wären $R = 276 \text{ m}\Omega$ erforderlich, was für den Kontaktwiderstand eines Bananenstecker mit 4 mm Durchmesser ein überdurchschnittlich hoher Wert wäre, auch wenn zwei Stecker seriell betrachtet werden müssen.

Somit wird dieser Spannungseinbruch zumindest teilweise von der Regelung verursacht werden. Gründe dafür sind Leckströme in Dioden oder Kondensatoren sowie Offsetspannungen und Biasströme bei Operationsverstärkern. Wird der Spannungseinbruch jedoch auf die Ausgangsspannung bezogen, ist dieser Spannungseinbruch ohne große Einschränkungen vernachlässigbar.

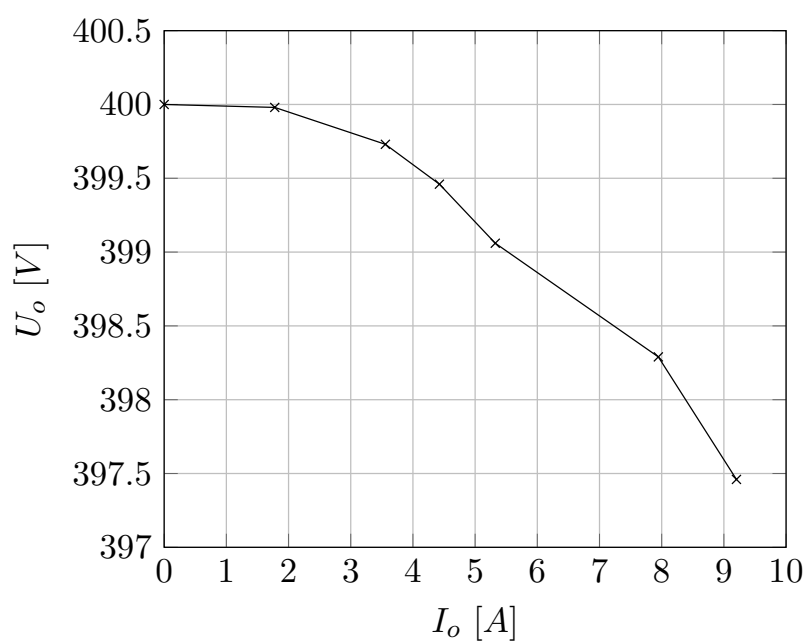


Abbildung 6.13: Spannungseinbruch durch Belastung am Ausgang.

7 Fazit

7.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde gezeigt, wie ein Schaltnetzteil basierend auf SiC-Transistoren entworfen und gebaut werden kann. Die vorgegebenen Leistungsdaten wurden mit 4 kW Ausgangsleistung und einer maximalen Ausgangsspannung von 400 V durchgehend erfüllt. Mit der minimalen Ausgangsspannung von einigen Volt wurde die Vorgabe von 200 V deutlich unterboten. Mit einer Schaltfrequenz von 100 kHz welche über den gesamten Ausgangsspannungsbereich konstant ist, sind Schwankungen in der Ausgangsspannung nahezu vernachlässigbar. In diesem Zusammenhang müssen auch die sorgfältig dimensionierten Filter für den Zwischenkreis und der Ausgangsspannung erwähnt werden. Da das entworfene Schaltnetzteil für die Versorgung eines WBG-Wechselrichters dienen soll, sind einige Punkte besonders zu beachten. So wurde bei den Tests aus diesem Grund die Stabilität gegenüber gepulsten Lasten überprüft. Für diesen Anwendungsfall wurde auch der Ausgangskondensator deutlich größer als notwendig ausgelegt. Damit verliert das Ausgangsfilter auch bei einer großen kapazitiven Last nicht an Stabilität.

7.2 Resümee

Bei den Messungen und der Auswertung der Ergebnisse zeigt sich, dass sowohl die Rechnungen als auch die Messungen plausible Ergebnisse in den richtigen Größenordnungen liefern. Allerdings ergibt sich eine deutliche Abweichung der Kurvenformen, welche jedoch in einem vertretbaren Rahmen ist. Der Wirkungsgrad von maximal 98.4 % liegt im Vergleich über kommerziellen Produkten. Die Verlustleistung ist dabei nur ein Bruchteil von gängigen Geräten. Dabei muss allerdings eingestanden werden, dass die fehlende galvanische Trennung teilweise für diesen hohen Wirkungsgrad verantwortlich ist. Ein anderer Teil kann durch geringe Schaltverluste aufgrund des sauberen Schaltvorganges erklärt werden. Dies kann sowohl auf die Verwendung von SiC-Transistoren, als auch auf ein hochwertiges Mehrlagenlayout mit geringen Streuinduktivitäten zurückgeführt werden. Des Weiteren wurden durch die Verwendung von gut ausgelegten Drosseln mit einem qualitativen Material ebenfalls Verluste eingespart.

7.3 Ausblick

Trotz gründlicher Planung, Auslegung und Simulation bevor der Realisierung des Schaltplans gibt es einige Aspekte welche weiter verbessert werden können. Ein wesentlicher Punkt, welcher bereits öfters erwähnt wurde, ist die galvanische Trennung. Da diese für den Einsatz am Umrichter nicht zwingend benötigt wird, wurde diese nicht implementiert.

Für die meisten anderen Anwendungsfälle ist eine galvanische Trennung jedoch ein äußerst wichtiger Punkt.

Des Weiteren wäre es für das speisende Netz sinnvoll, einen Netzfilter zu realisieren. Damit könnten Oberschwingungen gesenkt werden und somit der Blindleistungsanteil und der THD-Wert gesenkt werden. Eine Alternative dazu ist der Einsatz eines anderen Gleichrichters. Der Vienna-Gleichrichter würde sich beispielsweise dafür anbieten. Eine andere Verbesserung dazu ist die Realisierung von drei getrennten Hochsetzstellern, welche jeweils eine Phase auf Zwischenkreispotential transformieren. Dabei könnte neben einem sinusförmigen Netzstrom auch eine einstellbare Zwischenkreisspannung realisiert werden.

Da die Regelung und die Halbbrücke für ein Rückspeisen in den Zwischenkreis ausgelegt ist, wird für überschüssige Energie ein eigener Bremswiderstand benötigt. Um diese Energie besser zu nutzen und zusätzlich den Widerstand für den Zwischenkreis einzusparen, wäre eine Möglichkeit, die Energie in das Netz rückzuspeisen. Damit würde die Bremsenergie eines Motors nicht verloren gehen sondern würde durch Rekuperation genutzt werden.

Um die Regelung noch adaptierbarer zu gestalten, ist der nächste Schritt dahingehend, diese durch einen Mikrocontroller zu realisieren. Dadurch kann diese schneller und besser an den jeweiligen Anwendungsfall angepasst werden. Zusätzlich besteht die Möglichkeit, dadurch die Effizienz minimal zu steigern, indem der Stromverbrauch von einigen Operationsverstärker eingespart wird. Dabei werden hohe Anforderungen an die Rechengeschwindigkeit und an die digitalen Regelkonzepte gestellt.

A Anhang

A.1 Simulation LTspice

A.1.1 Anweisungen

```
.tran 120m uic
.options METHOD=GEAR
.options CHGTOL=1e-12
.options ITL1=1000
.options ITL2=1000
.options ITL4=1000
.options ITL6=1000
.options vntol=1e-3
.options NOOPITER
.options gmin=1e-9
.options abstol=1e-6
.options reltol=0.003
.options cshunt=0*1e-15

.lib C2M0040120D - Packaged.lib
.include TL082.301
.include LM311.301
.include AMC1200.cir

.model SWrel SW(Ron=1m Roff=10Meg Vt=0 Vh=-.5)

.param curMax=30
.param timeStep=1m
.param timeInit=12m
.param timeEndLoad1=10m
.param timeEndLoad2=40m
.param timeEnd=2m
.param loadCount=8
.param voltageCount=4
.param UinRms=400
.param UzwkNominal=UinRms*sqrt(2)*3/pi
.param timeLoadEnd=timeInit+loadCount*voltageCount*timeStep
.param timeEndLoadEnd1=timeLoadEnd+timeEndLoad1
.param timeEndLoadEnd=timeEndLoadEnd1+timeEndLoad2
```

```

.param timeTotalEnd=timeEndLoadEnd+timeEnd

.function tcmpVol(a) {(time>timeInit & time < timeLoadEnd & (mod
    ((time-timeInit)/timeStep/loadCount,voltageCount)>=a) & (mod
    ((time-timeInit)/timeStep/loadCount,voltageCount)<(a+1)))}
.function mod1(x,y) { ((x)/(y))-int((x)/(y)) }
.function mod(x,y) {x - floor(x/y)*y}
.function tcmpl(a,b) {(time>timeInit & time < timeLoadEnd & (mod
    ((time-timeInit)/timeStep,loadCount)>=a) & (mod((time-
    timeInit)/timeStep,loadCount)<(a+b)))}
.function tcmp(a) {tcmpl(a,1)}
.function isEndLoadActive1() {time > timeLoadEnd & time <
    timeEndLoadEnd1}
.function isEndLoadActive2() {time > timeEndLoadEnd1 & time <
    timeEndLoadEnd}

.function currentSensor(a) {max(min(a*0.025+2.5,4.5),0.5)}

.param urefValRel0=0.25
.param urefValRel1=0.5
.param urefValRel2=1
.param urefValRel3=(sqrt(2)*3/pi)/2
.param urefValRelEndLoad=1
.function inpUref() {if(tcmpVol(0),urefValRel0,if(tcmpVol(1),
    urefValRel1,if(tcmpVol(2),urefValRel2,if(tcmpVol(3),
    urefValRel3,urefValRelEndLoad)))/(sqrt(2)*3/pi)*UzwkNominal
    *(10/500)}
.function inpDisableIn() {if(time>timeTotalEnd,0,5)}
.function inpResetShutdownHeight() {if(time>0.8ms & time < 1ms,1
    Meg, 1Meg)}
.param inpUrefZwk=(UzwkNominal*1.1*1.05)/1000*10
.param inpUrefZwkMin=UzwkNominal*0.75/1000*10
.param inpUinPeak=UzwkNominal*0.6/1000*10
.param inpPhasePeak=UzwkNominal/(3*sqrt(3)/Pi)
.param inpIoutMax=10/curMax*10
.param inpIoutShutdown=20/curMax*10

```

A.1.2 Schaltplan

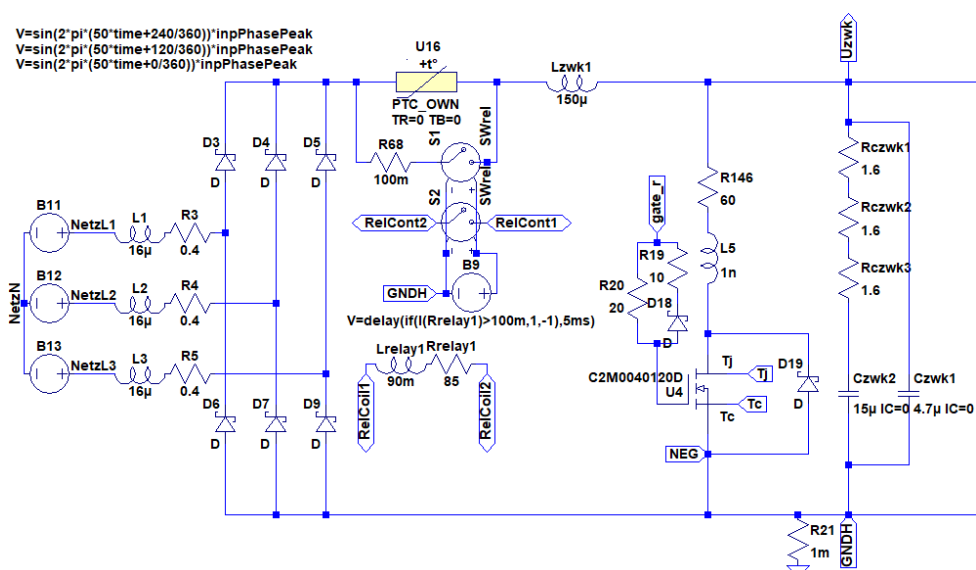


Abbildung A.4: Simulation, Speisendes Netz und Zwischenkreisfilter.

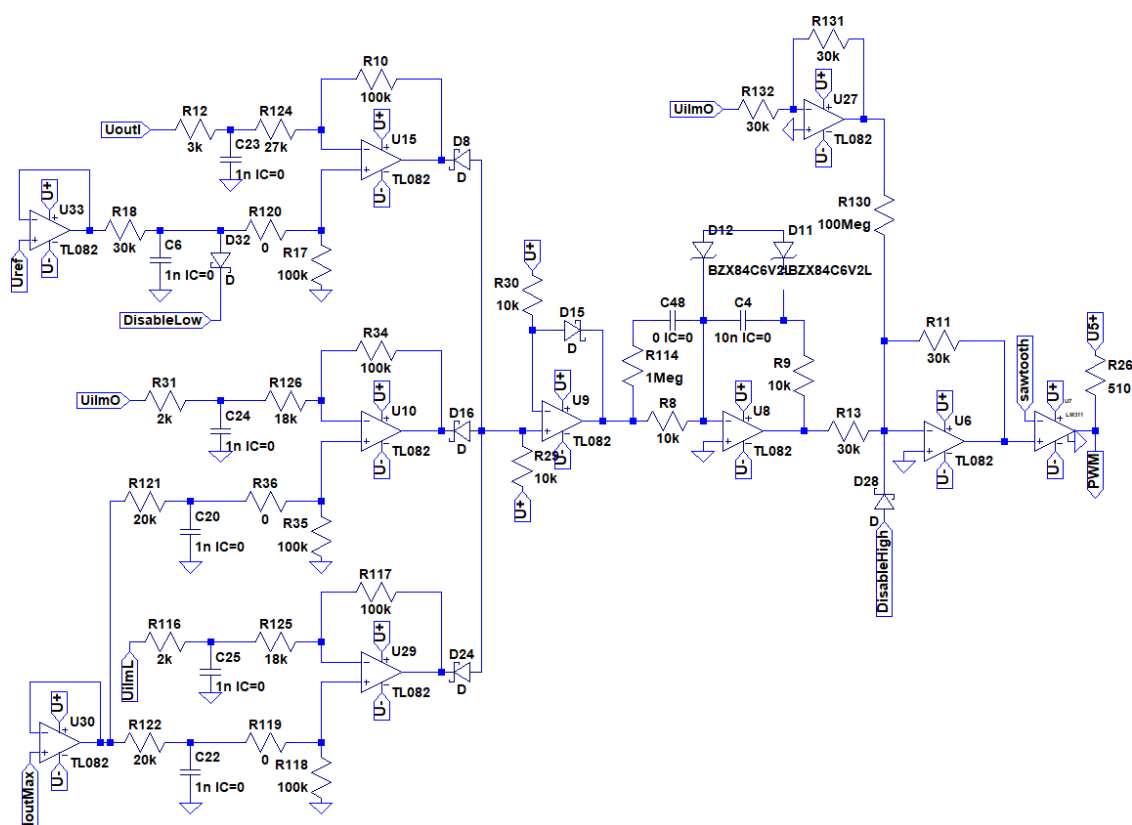


Abbildung A.5: Simulation, Regler für Ausgangsspannung mit konstanter Frequenz.

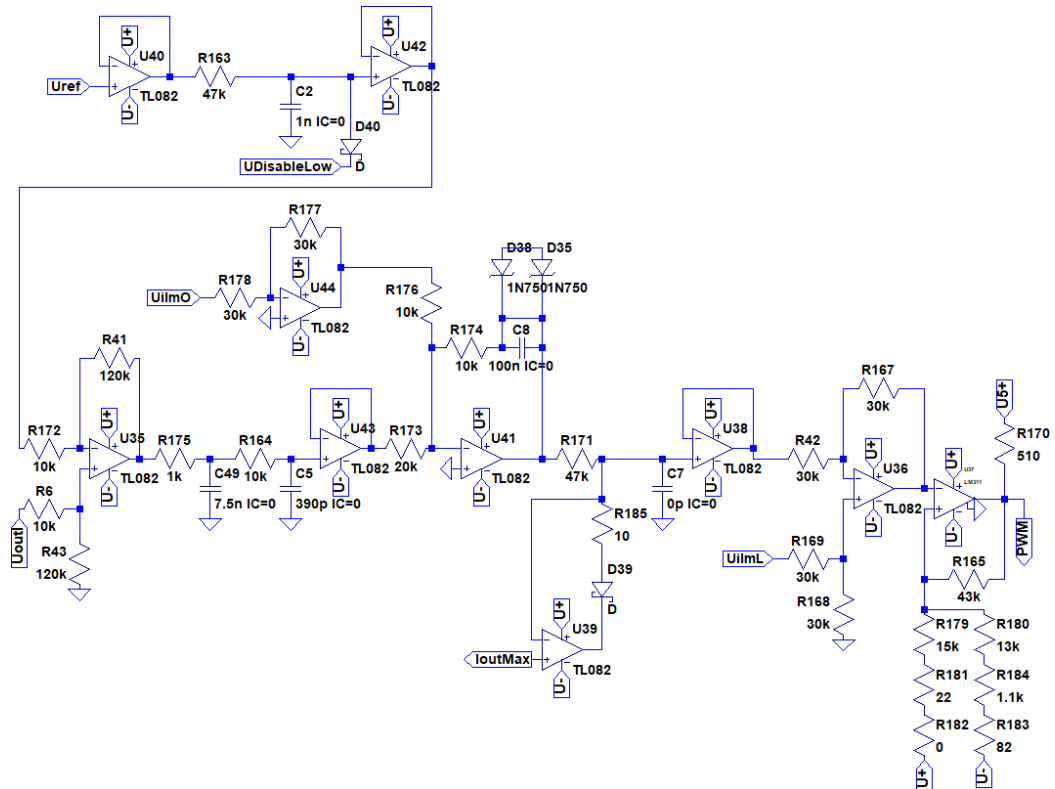


Abbildung A.6: Simulation, Zweipunktregler für Ausgangsspannung.

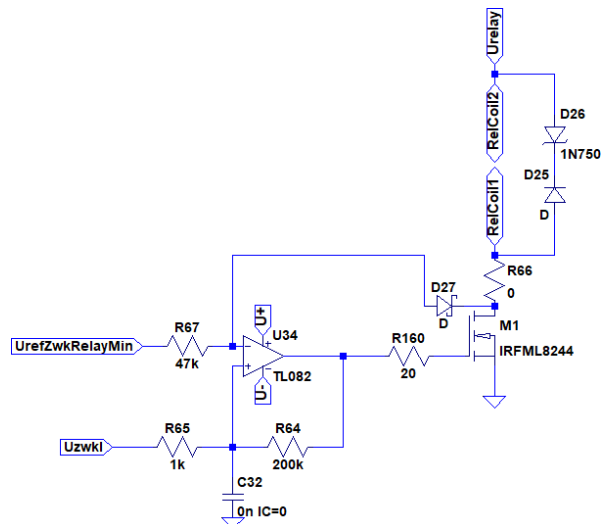


Abbildung A.7: Simulation, Ansteuerung des Anlaufrelais.

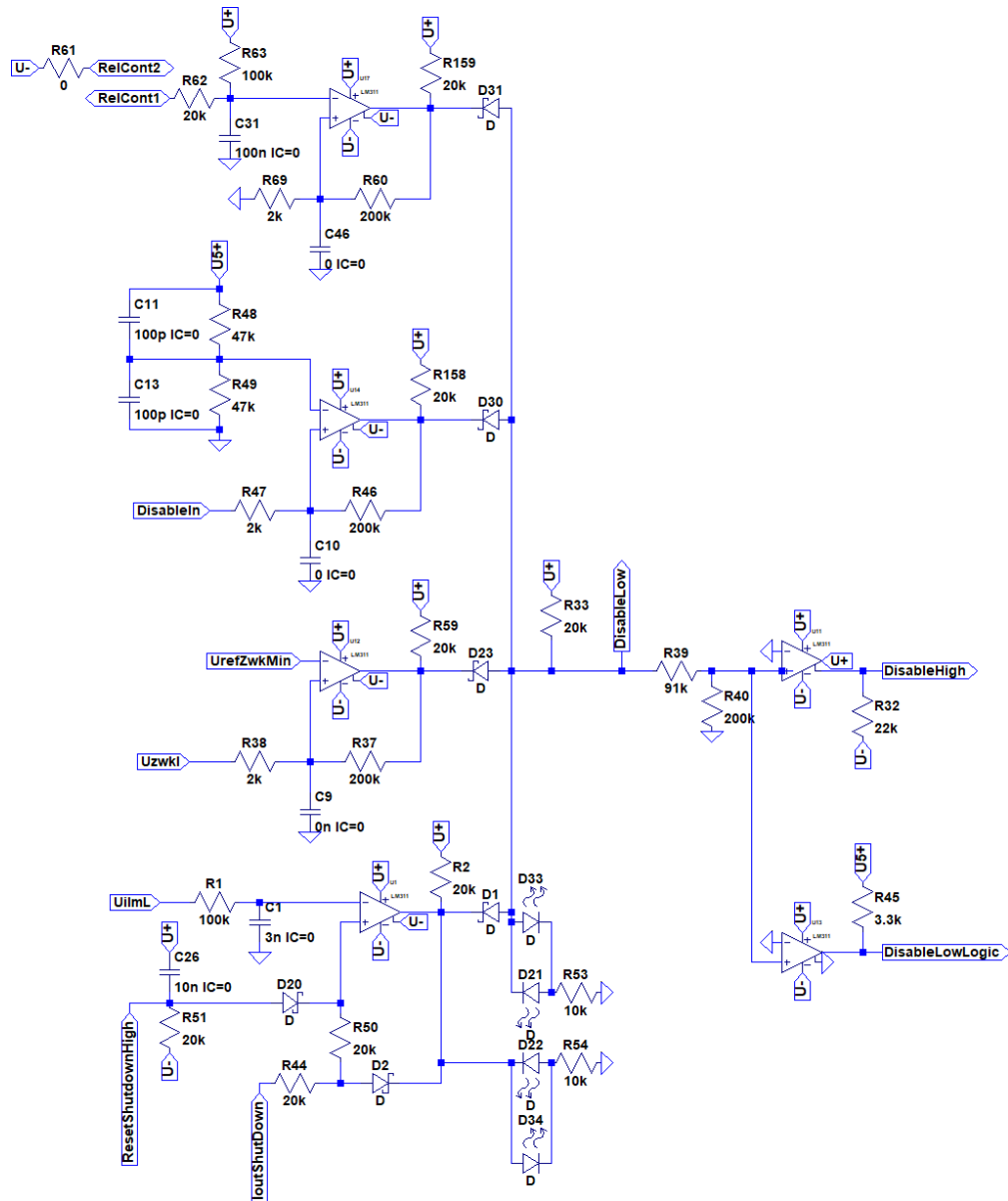


Abbildung A.8: Simulation, Schutzschaltung.

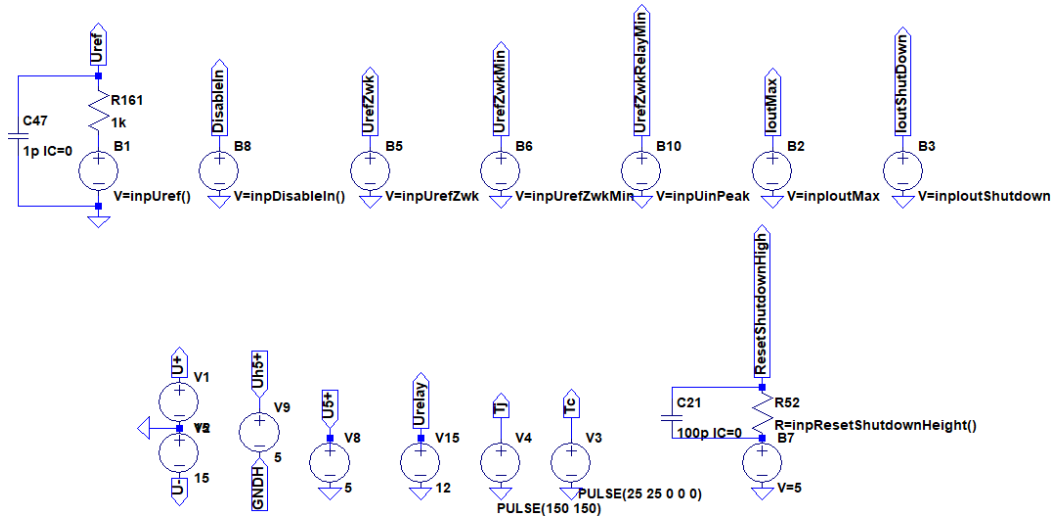


Abbildung A.9: Simulation, Spannungsversorgung und Parametervorgabe.

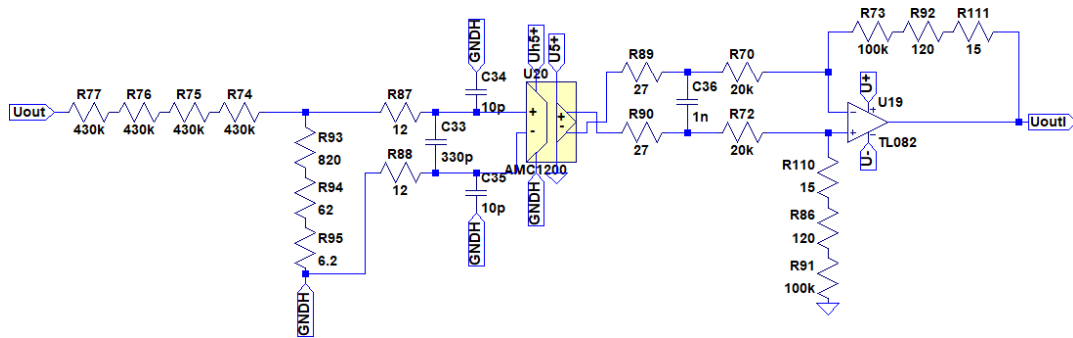


Abbildung A.10: Simulation, Isolationsverstärker für Ausgangsspannung.

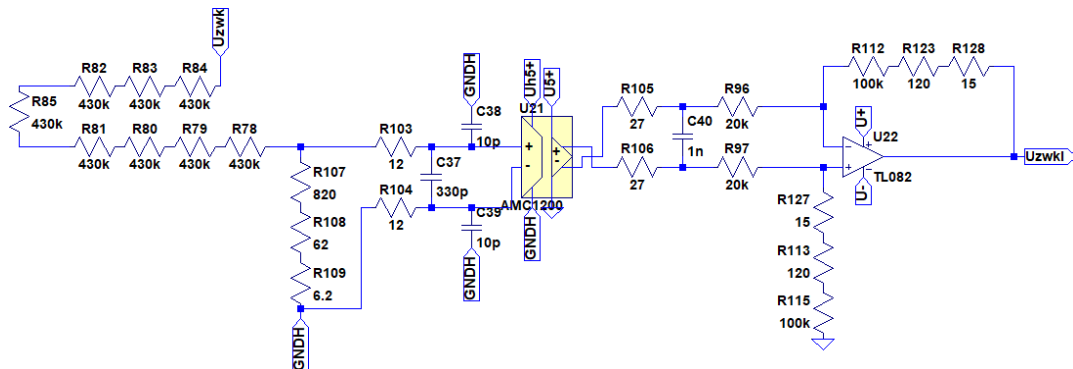


Abbildung A.11: Simulation, Isolationsverstärker für Zwischenkreisspannung.

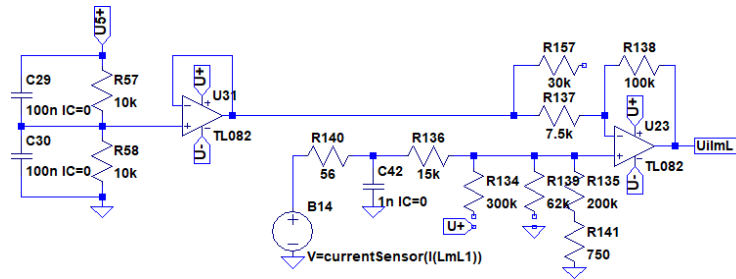


Abbildung A.12: Simulation, Stromwandler der Ausgangsinduktivität.

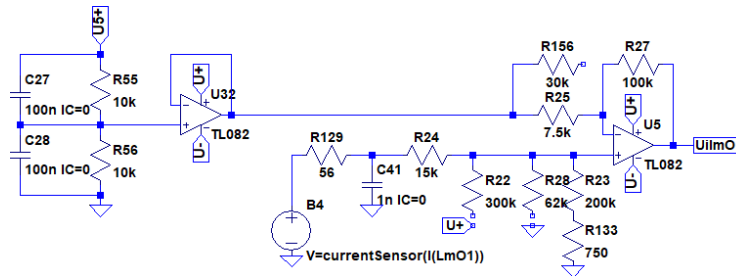


Abbildung A.13: Simulation, Stromwandler des Ausgangsstromes.

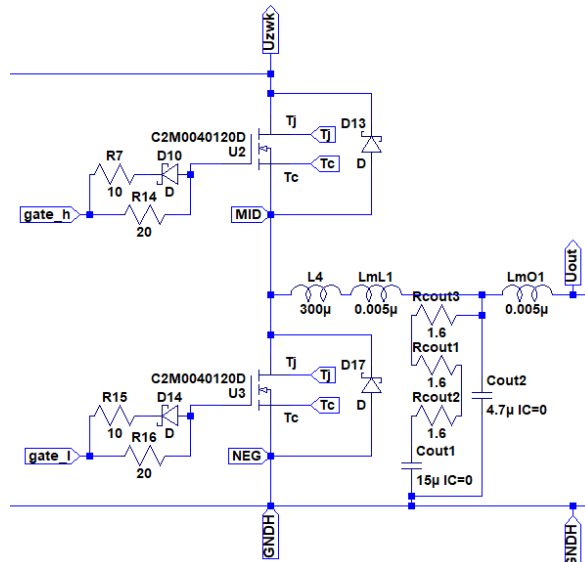


Abbildung A.14: Simulation, Halbbrücke.

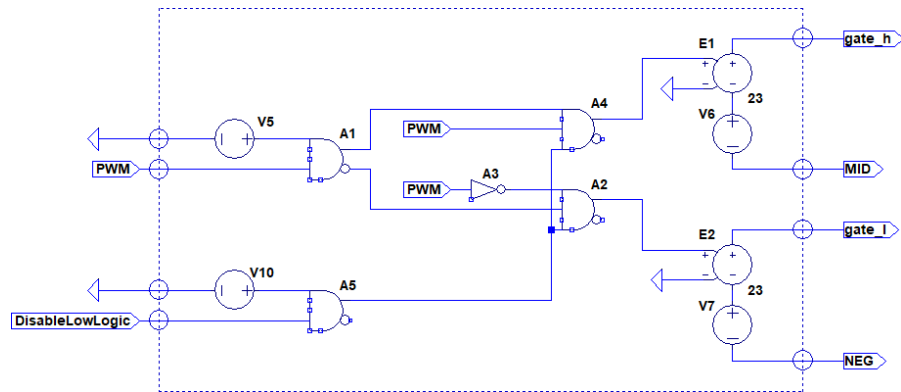


Abbildung A.15: Simulation, Gatetreiber der Halbbrücke.

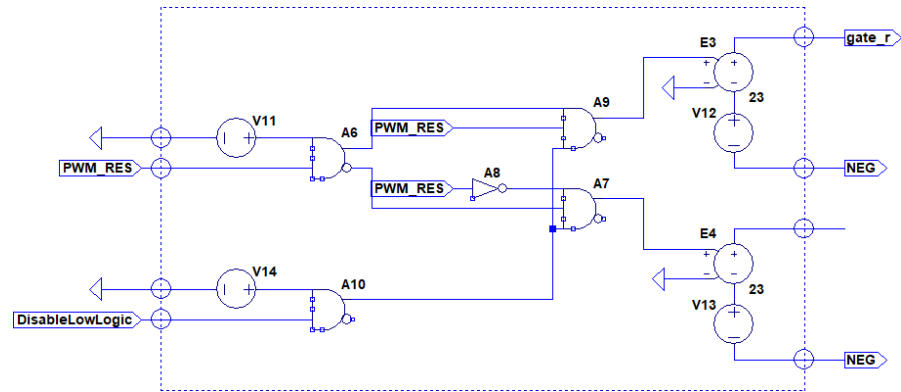


Abbildung A.16: Simulation, Gatetreiber der Zwischenkreislast.

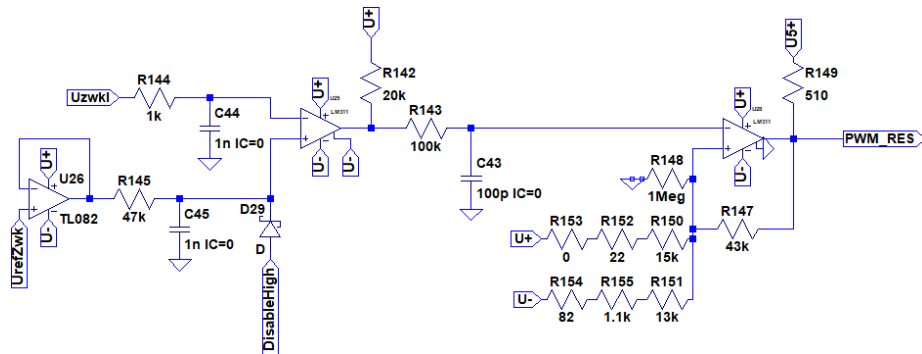
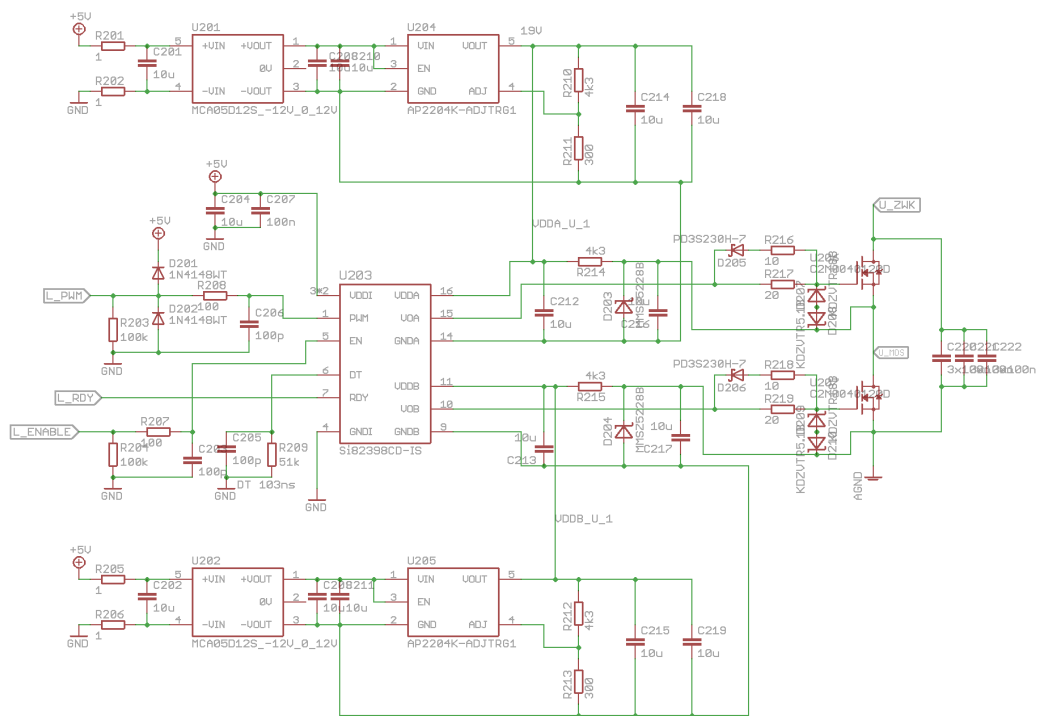
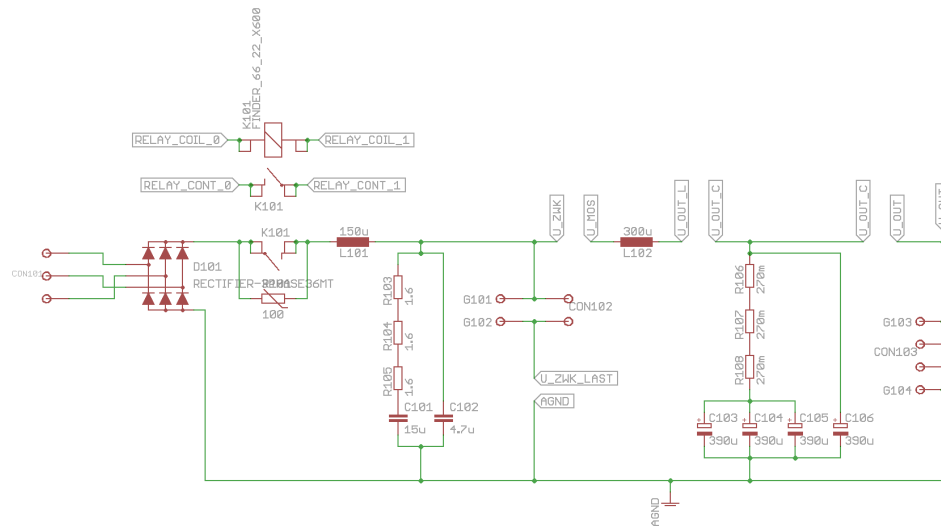
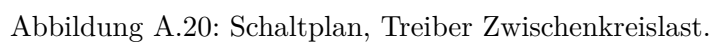


Abbildung A.17: Simulation, Regler für die Zwischenkreisspannung.

A.2.1 Schaltplan





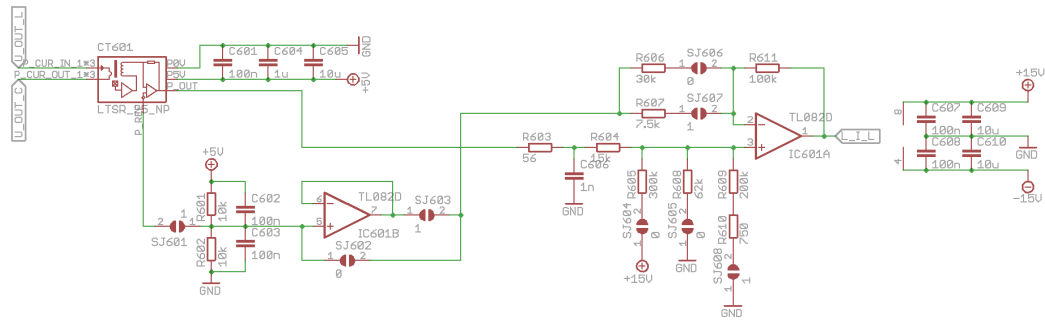


Abbildung A.23: Schaltplan, Stromwandler Ausgangsinduktivität.

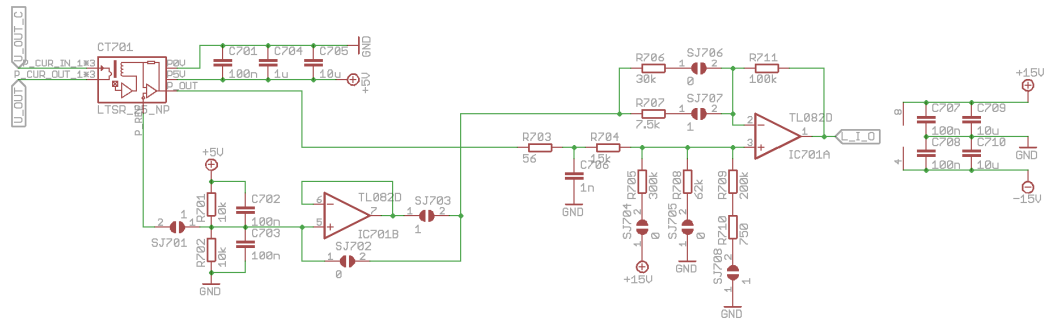


Abbildung A.24: Schaltplan, Stromwandler Ausgang.

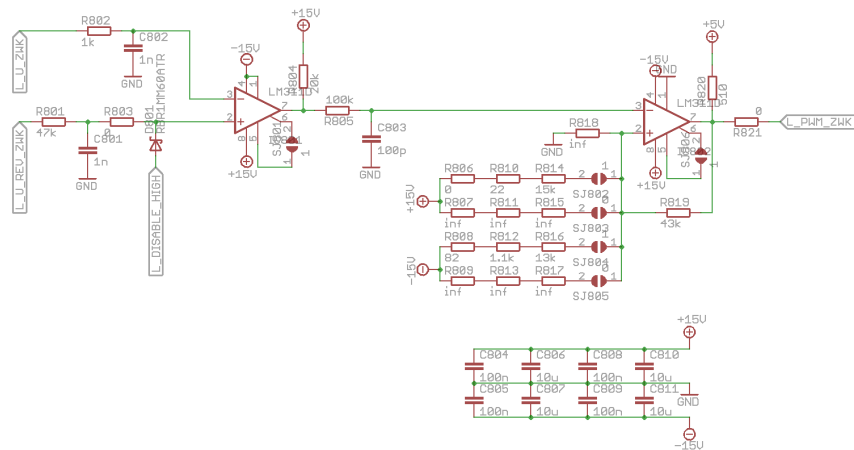


Abbildung A.25: Schaltplan, Regler Zwischenkreisspannung.

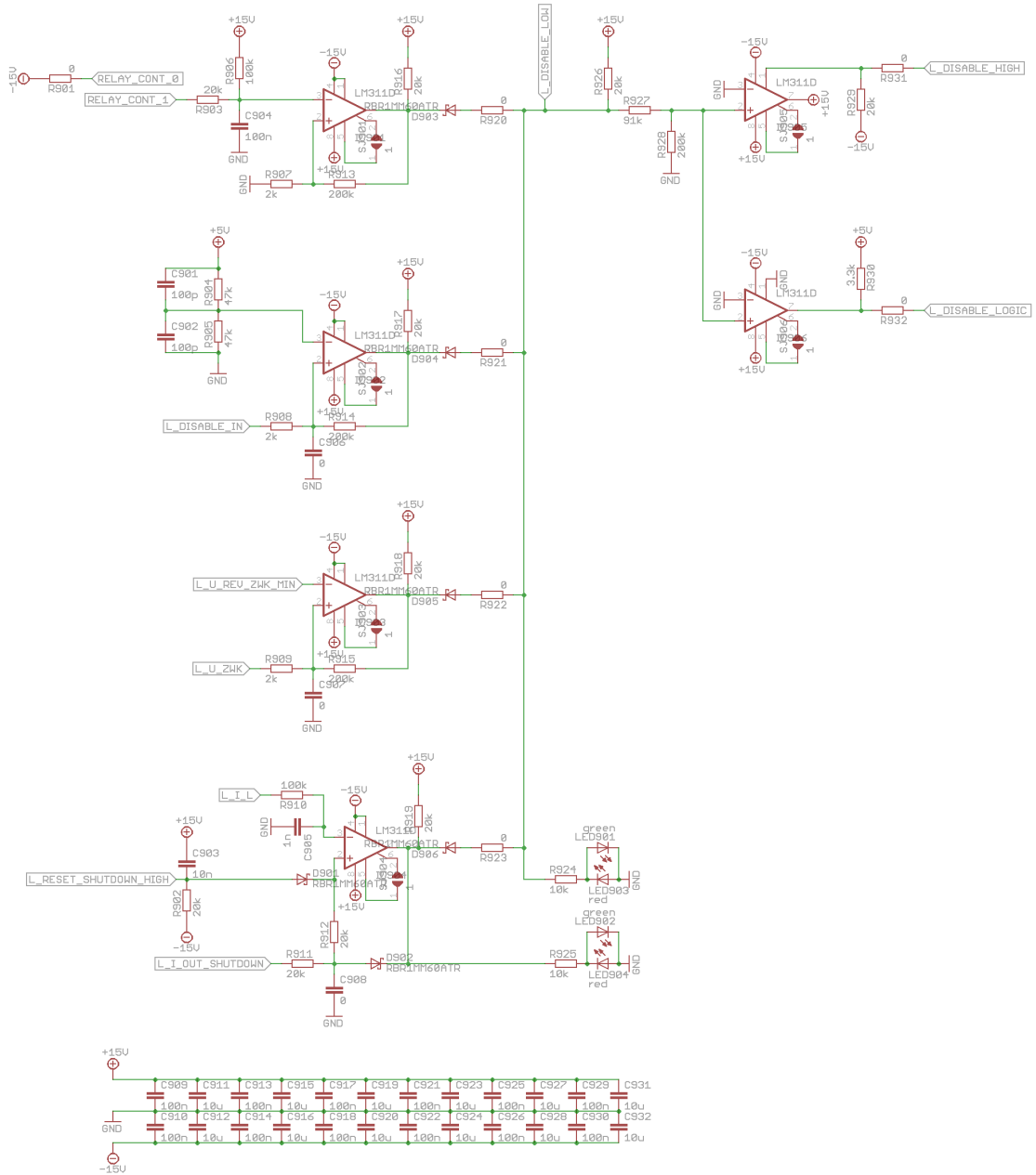


Abbildung A.26: Schaltplan, Schutzschaltung.

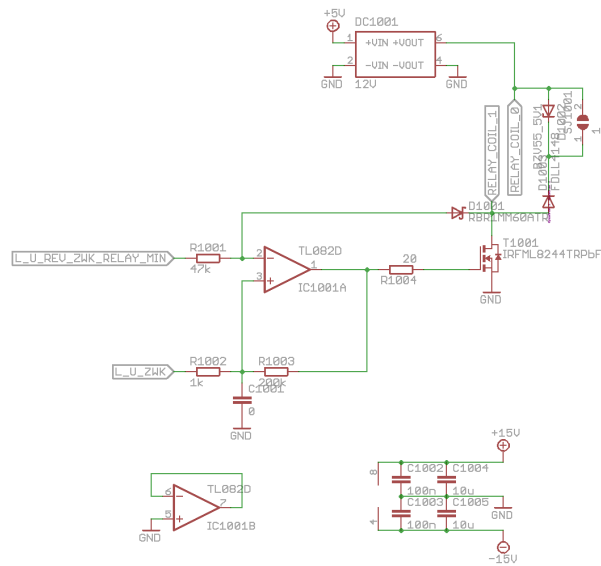


Abbildung A.27: Schaltplan, Ansteuerung Anlaufrelais.



Abbildung A.28: Schaltplan, Bedienelemente.

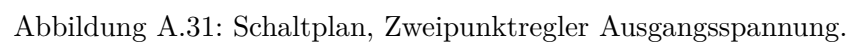


Abbildung A.31: Schaltplan, Zweipunktregler Ausgangsspannung.

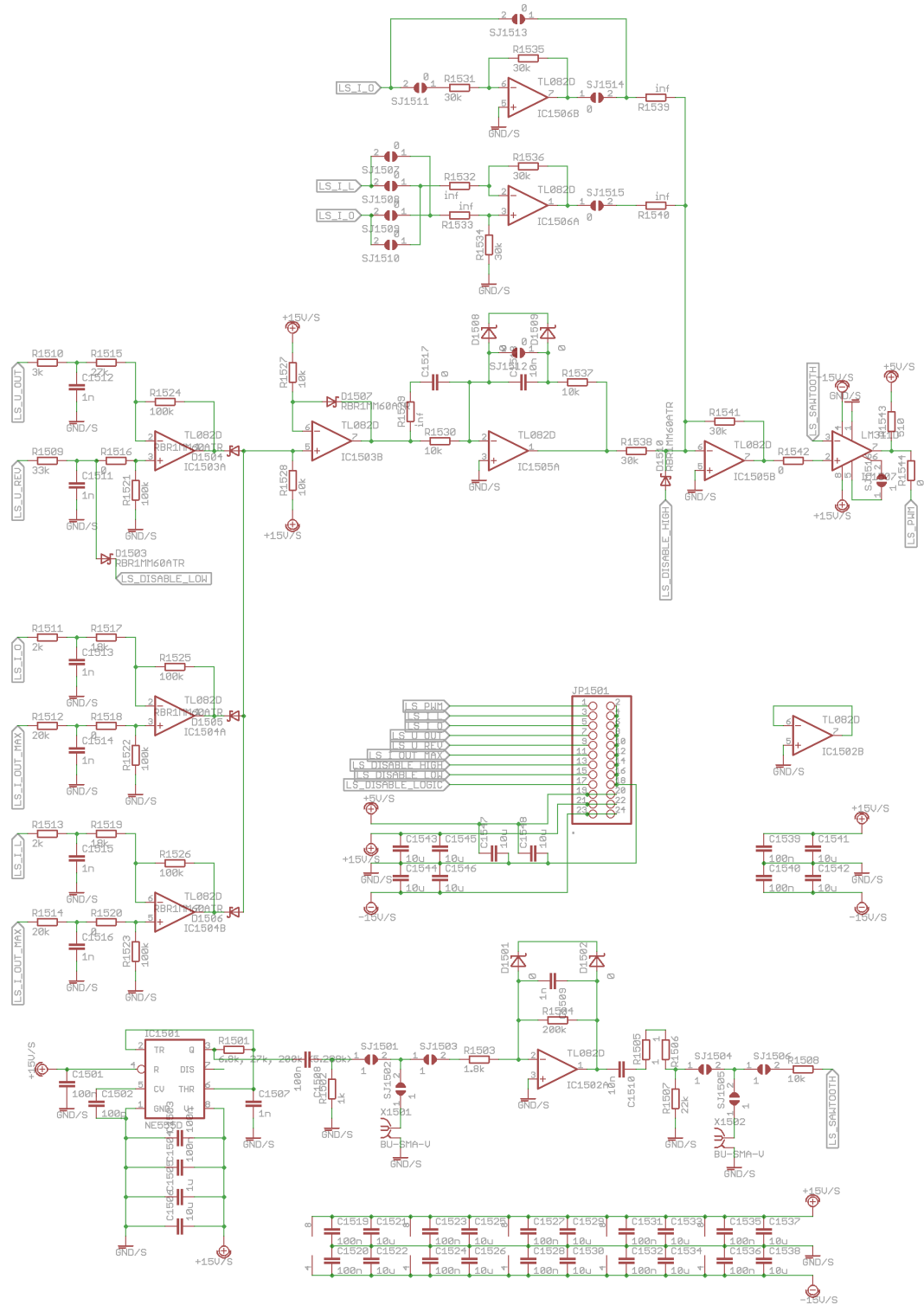


Abbildung A.32: Schaltplan, Regler für Ausgangsspannung mit konstanter Frequenz.

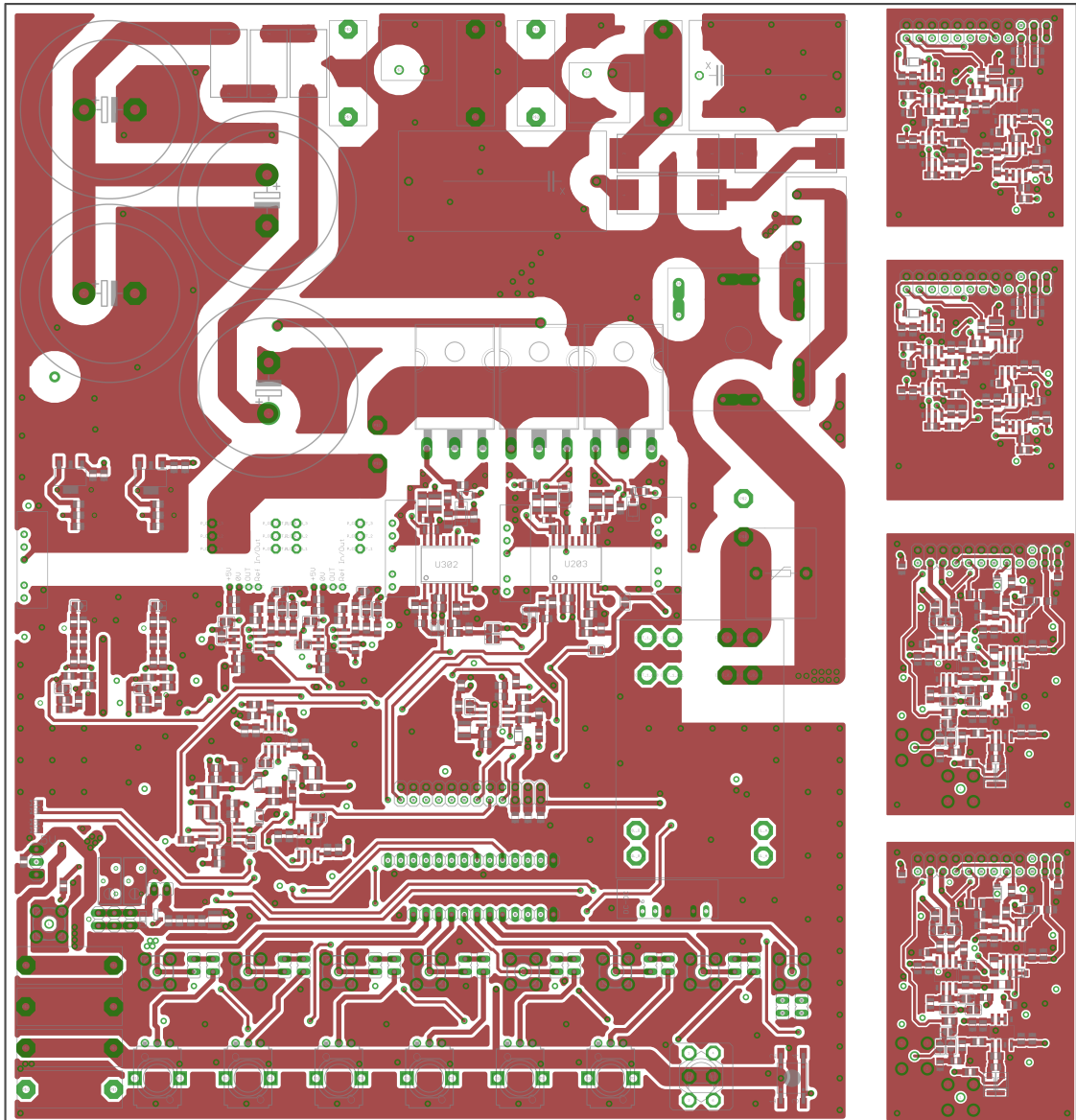
A.2.2 Layout

Abbildung A.33: Layout, Ebene 1.

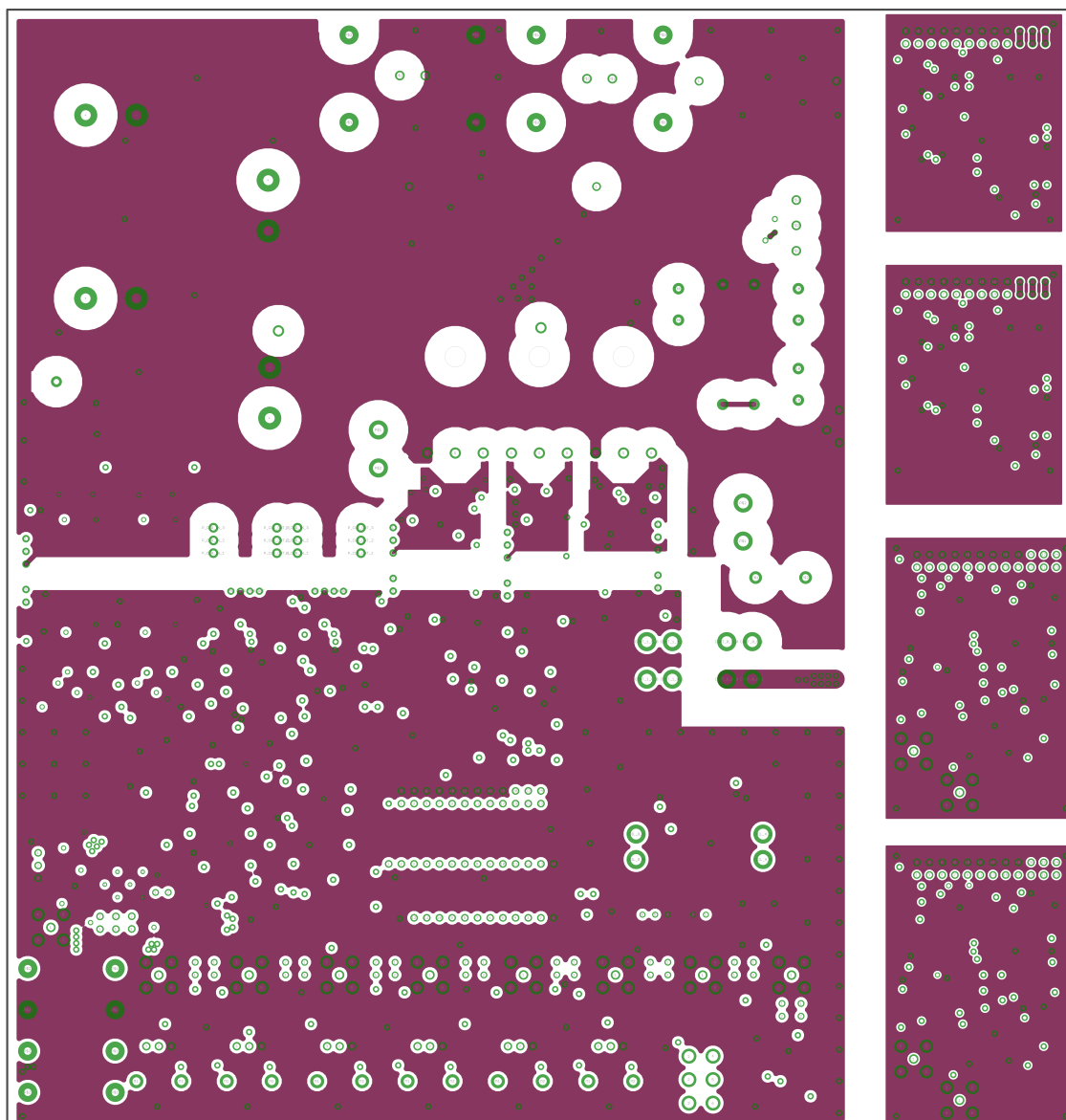


Abbildung A.34: Layout, Ebene 2.

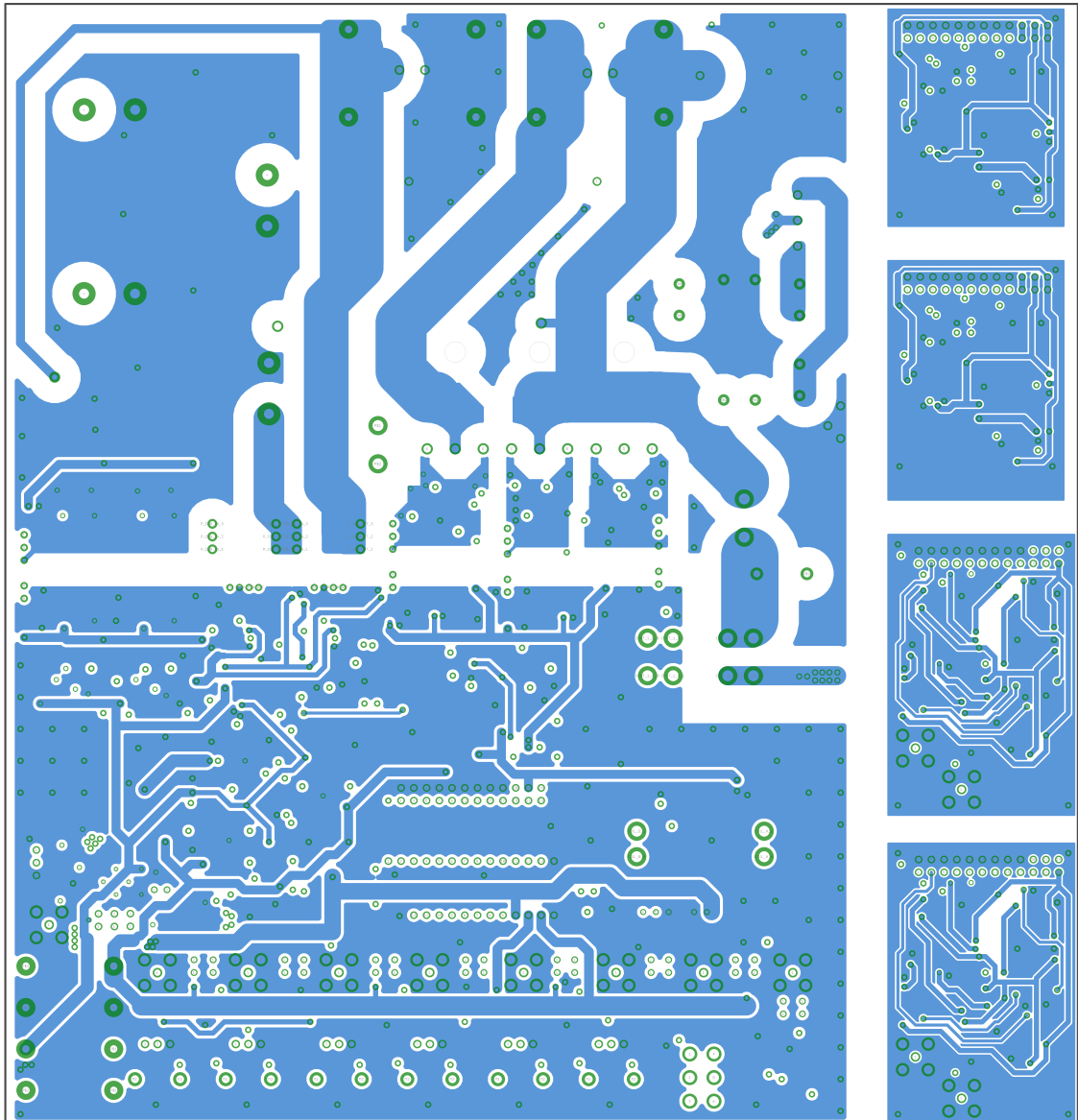


Abbildung A.35: Layout, Ebene 3.

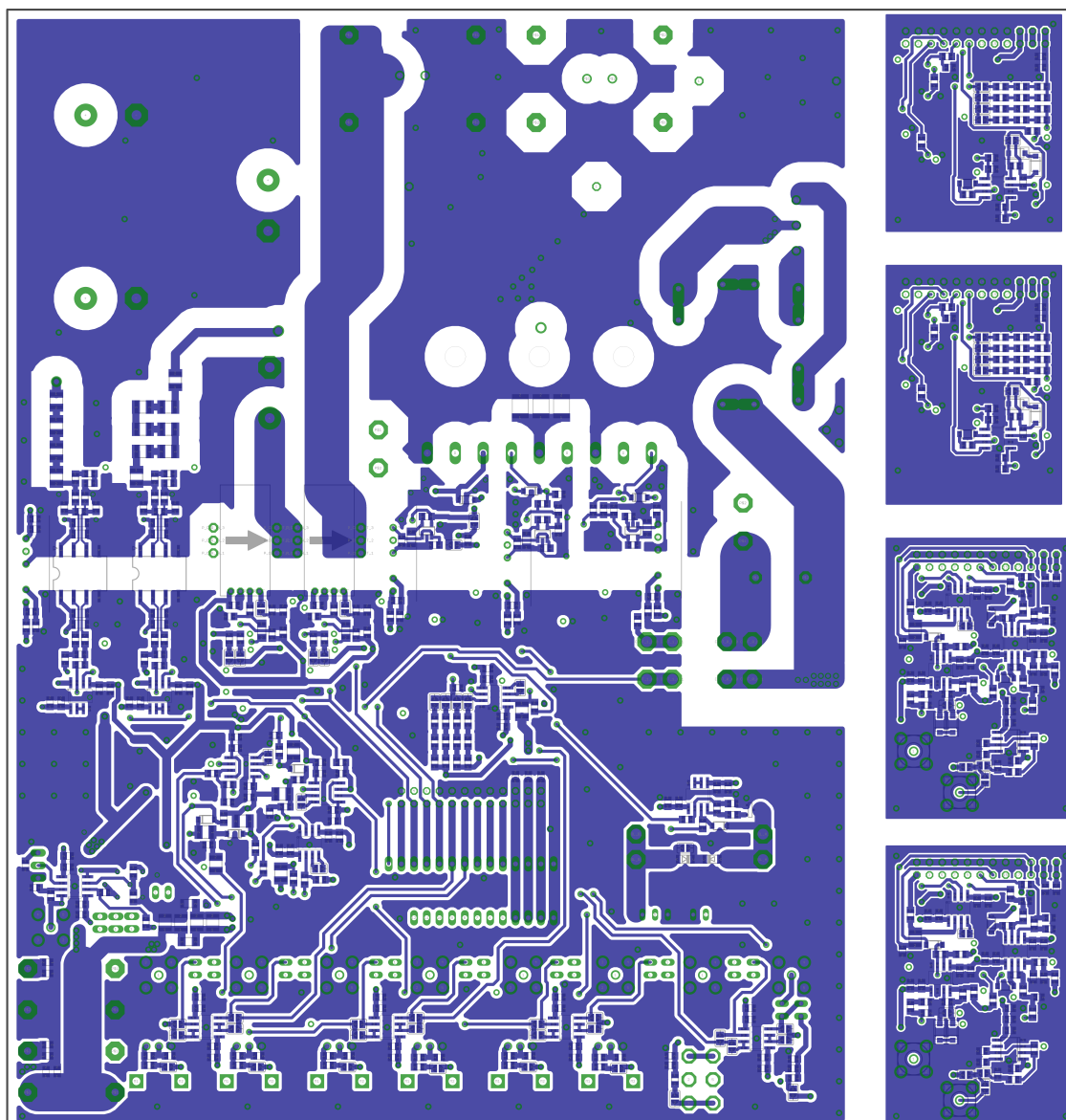


Abbildung A.36: Layout, Ebene 4.

Literatur

- [1] M. Makoschitz, „Active Circuit Extension for Unity Power Faktor Operation of Passive Three-Phase Diode Rectifiers“, Diplomarbeit, Technische Universität Wien, Juni 2016.
- [2] J. W. K. Roman Bosshard, „Fundamentals and Multi-Objective Design of Inductive Power Transfer Systems“, PCIM EUROPE Nuremberg, 2015.
- [3] D. Schröder, *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*, 3. Aufl. Springer-Verlag Heidelberg GmbH, 2012, ISBN: 978-3-642-30103-2.
- [4] R. F. Hermann Linse, *Elektrotechnik für Maschinenbauer*, 11. Aufl. B. G. Teubner, 2002, ISBN: 978-3-519-36325-5.
- [5] Renesas, „IGBT Application Note“, Renesas Electronics Corporation, Techn. Ber. R07AN0001EJ0100, Mai 2013, Rev.1.00.
- [6] H. Ertl, *EMV-gerechter Schaltungsentwurf, Skriptum zur LVA 372.015*. E370 Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe, Okt. 2005.
- [7] C. B. Carl Blake, „IGBT or MOSFET: Choose Wisely“, International Rectifier, Techn. Ber. R07AN0001EJ0100.
- [8] D. Ehrhardt, *Integrierte analoge Schaltungstechnik*. Vieweg Verlag, Wiesbaden, 2000, ISBN: 3-528-03860-8.
- [9] K. Gruber, „3-phasiger Umrichter auf SiC-Basis für Schaltfrequenzen bis zu 100 kHz“, Diplomarbeit, Technische Universität Wien, Feb. 2016.
- [10] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbaulemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*, 1. Aufl. Springer, 2006, ISBN: 978-3-540-34206-9.
- [11] ROHM, „IGBT Application Note“, ROHM Semiconductor, Techn. Ber. 14103EBY01, Aug. 2014.
- [12] B. P. Systems, „A Performance Comparison of GaN E-HEMTs Versus SiC MOSFETs in Power Switching Applications“, Techn. Ber., Juni 2017.
- [13] D. Key, „Gallium Nitride (GaN) versus Silicon Carbide (SiC) In The High Frequency (RF) and Power Switching Applications“, Techn. Ber.
- [14] GAN, „Design with GaN Enhancement mode HEMT“, GAN Systems Inc., Techn. Ber. GN001 Application Guide, Feb. 2018.
- [15] *900V GaN FET in TO-220 (source tab)*, TP90H180PS, transphorm.
- [16] R. B. Jacek RĄBKOWSKI, „Experimental evaluation of GaN Gate Injection Transistors“, Warsaw University of Technology, Techn. Ber., März 2015.

- [17] *Silicon Carbide Power MOSFET C3M MOSFET Technology*, C3M0065090D, Rev. 5, CREE, 2015.
- [18] *Silicon Carbide Power MOSFET C2M MOSFET Technology*, C2M0040120D, Rev. B, CREE, Okt. 2015.
- [19] 0079192A7, 0079192A7, MAGNETICS, Feb. 2018.
- [20] 0079439A7, 0079439A7, MAGNETICS, Feb. 2018.
- [21] *Kool M μ ®MAX Powder Cores*, Kool M μ MAX, MAGNETICS.
- [22] H. Feldmann, *Die Berechnung elektrischer Leitungsnetze*, 4. Aufl. Springer-Verlag Heidelberg GmbH, 1927, ISBN: 978-3-662-36170-2.
- [23] *Film Capacitors, Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP)*, B32674, TDK, EPCOS AG, Juni 2013.
- [24] *Film Capacitors, Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP)*, B32776, TDK, EPCOS AG, Okt. 2014.
- [25] *Aluminum electrolytic capacitors, Snap-in capacitors*, B43544, TDK, EPCOS AG, Dez. 2013.
- [26] H. Ertl, *Leistungselektronik und Stromrichtertechnik, Skriptum zur LVA 372.033*. E370 Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe, 2009.
- [27] *PTC thermistors as inrush current limiters, PTC thermistors in phenolic resin plastic case*, B5910 J109, TDK, EPCOS AG, Aug. 2012.
- [28] *SP Series 600VDC-2U Programmable DC Power Supply*, APM Technologies.

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 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.

Gruber Andreas

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct - Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis (in der aktuellen Fassung des jeweiligen Mitteilungsblattes der TU Wien), insbesondere 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.

Gruber Andreas