

Entwurf und Aufbau eines geregelten Schaltverstärkers mit parallelen phasenversetzten SiC-Halbbrücken

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. Johann Ertl

eingereicht an der

Technischen Universität Wien

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

von

Lukas Brock, BSc

Matrikelnummer 00825291

Schulgasse 44

3945 Hoheneich

Österreich

Wien, im Jänner 2018

Vorwort

Die vorliegende Diplomarbeit entstand im Rahmen meines Studiums der **Energie- und Automatisierungstechnik** am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien.

Meinem Betreuer Herrn Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl möchte ich hiermit herzlich für die konstruktiven Ratschläge, die lehrreichen Gespräche und die zahlreichen Hilfestellungen zu jedem Zeitpunkt der Arbeit danken.

Besonderer Dank gilt meinen Eltern Heidemaria und Wolfgang für die wertvolle Unterstützung während des Studiums.

Wien, im Jänner 2018

Lukas Brock

Abstract

This diploma thesis is focused on the analysis, design and implementation of a closed-loop Class-D switch-mode amplifier. By parallel connection of two half-bridges operated in interleaved PWM mode via an interphase transformer a 3-level characteristic and a doubling of the effective switching frequency are achieved which significantly reduces the amplifier's output voltage ripple. A single-stage LC filter is used to reject the switching frequency components of the PWM stage. As semiconductor switches SiC-MOSFETs are utilized resulting in low switching and on-state losses. The power circuit components are dimensioned carefully considering current and voltage stress and appearing losses. Without specific precautions the frequency response of the amplifier would show excessive peaking originating from the LC-filter's resonance and the stability of the output voltage control may be impaired in a severe manner. Therefore, an active damping method based on filter capacitor current feed-back is implemented. The output voltage control loop is designed such that the amplifier's dynamic response shows a second order Butterworth characteristic. Furthermore, a current balancing controller for the interphase transformer is developed guaranteeing load sharing of the two half bridge stages and preventing core saturation. Finally, measurements on the designed and implemented Class-D amplifier are presented demonstrating the functionality and good output voltage performance of the system.

Kurzzusammenfassung

Die vorliegende Diplomarbeit befasst sich mit dem Entwurf und Aufbau eines geregelten Schaltverstärkers. Durch die Parallelschaltung von zwei phasenversetzt angesteuerten Halbbrücken über eine Saugdrossel werden eine 3-Level-Charakteristik und eine Verdopplung der effektiven Schaltfrequenz erreicht, womit der Ausgangsspannungsrippel signifikant reduziert wird. Ein einstufiges LC-Filter dient der Unterdrückung der schaltfrequenten Harmonischen. Als Halbleiterventile kommen SiC-MOSFETs zum Einsatz, resultierend in geringen Schalt- wie auch Leitverlusten. Alle Leistungskomponenten werden sorgfältig hinsichtlich Strom-/Spannungsbelastungen und Verlusten dimensioniert. Ohne spezielle Maßnahmen würde der Frequenzgang des Verstärkers infolge der Resonanz des LC-Filters eine ausgeprägte Resonanzüberhöhung zeigen bzw. diese die Stabilität der Ausgangsspannungsregelung beeinträchtigen. Aus diesem Grund wird eine Methode der aktiven Dämpfung des LC-Filters mittels Kondensatorstrom-Rückführung implementiert. Der Ausgangsspannungsregelkreis des Verstärkers wird so entworfen, dass die Dynamik einem Butterworth-Filter 2-ter Ordnung entspricht. Zusätzlich wird ein Regler zur Symmetrierung der Saugdrosselströme entwickelt, welcher die gleichmäßige Belastung der beiden Halbbrücken gewährleistet und die Sättigung der Saugdrossel verhindert. Abschließend wird die Funktionalität und gute Qualität des entworfenen und aufgebauten Schaltverstärkers durch Messungen demonstriert.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Zielsetzung	3
1.2	Aufbau der Arbeit	5
2	Siliziumkarbid-Halbleiter	6
2.1	Materialparameter	6
2.2	SiC-MOSFETs	7
2.3	Vorteile von SiC für D-Verstärker	9
3	Schaltungstopologie	10
3.1	Übersicht	10
3.2	Eigenschaften der Saugdrossel	10
3.3	Betrachtungen zum Spannungsrippel	14
4	Leistungsteil	16
4.1	SiC-Halbbrücken und Zwischenkreis	16
4.2	Saugdrossel	19
4.3	LC-Filter	22
4.4	Treiberstufe	25
4.4.1	Gatetreiber	25
4.4.2	Beschaltung des Gatetreibers	26
4.5	Kühlung	30
4.6	Konstruktiver Aufbau des Leistungsteils	36
5	Steuerungsteil	39
5.1	Entwurf der Regelkreise	39
5.1.1	Entwurf des Ausgangsspannungsregelkreises	39
5.1.2	Entwurf des Differenzstromregelkreises	48
5.2	Realisierung der Regelkreise	54
5.2.1	Realisierung des Ausgangsspannungsregelkreises	54
5.2.2	Realisierung des Differenzstromregelkreises	60
5.3	Konstruktiver Aufbau des Steuerungsteils	65
6	Messungen	66
7	Zusammenfassung und Ausblick	74
A	Schaltpläne	76

Abbildungsverzeichnis

1.1	Klasse-D-Verstärker	1
1.2	Prinzip der Pulsweitenmodulation	2
1.3	Zu realisierende Struktur des Klasse-D-Verstärkers	4
2.1	Vergleich des flächenbezogenen Bahnwiderstands	8
2.2	Vergleich der Einschaltverluste	8
2.3	Vergleich der Ausschaltverluste	9
3.1	Schaltungstopologie	10
3.2	Schaltbild der Saugdrossel	11
3.3	Ausgangsseitiges Ersatzschaltbild der Saugdrossel	12
3.4	Verläufe von u_{h1} , u_{h2} und u_{os} bei $\delta = 0.25$	13
3.5	Verläufe von u_{h1} , u_{h2} und u_{os} bei $\delta = 0.50$	13
3.6	Verläufe von u_{h1} , u_{h2} und u_{os} bei $\delta = 0.75$	14
4.1	Zur Definition der Ströme am Zwischenkreis	18
4.2	Aufbau von Halbbrücken und Zwischenkreis	18
4.3	Verlauf von u_d und B_1 für $\delta = 0.5$	19
4.4	Blockdiagramm des Si8274	25
4.5	Eingangsseitige Beschaltung des Si8274	26
4.6	Ausgangsseitige Beschaltung des Si8274	27
4.7	Simulierte Verläufe von u_{dr1} und u_{GS1}	29
4.8	Zur Abschätzung der Halbbrückenverluste	31
4.9	Thermischer Aufbau	33
4.10	Thermisches Ersatzschaltbild	33
4.11	Temperaturverläufe für positives i_1	35
4.12	Temperaturverläufe für negatives i_1	35
4.13	Unbestückte Leiterplatte des Leistungsteils	37
4.14	Leistungsteil	38
5.1	Ideales LC-Filter	40
5.2	Pol-Nullstellen-Diagramm des idealen LC-Filters	40
5.3	Prinzip der aktiven Dämpfung	41
5.4	Pol-Nullstellen-Diagramm des gedämpften LC-Filters	42
5.5	Sprungantwort für verschiedene Werte von K_r	42
5.6	Ausgangsspannungsregelkreis	43
5.7	Sprungantwort zur Bestimmung von R'_o und L'_o	44
5.8	Pol-Nullstellen-Diagramm des Butterworth-Filters 2-ter Ordnung	45
5.9	Sprungantwort des geschlossenen Kreises $T_o(s)$	48
5.10	Differenzstromregelkreis	51
5.11	Sprungantwort zur Bestimmung von R und $L + M$	52
5.12	Sprungantwort des geschlossenen Kreises $T_d(s)$	53
5.13	Pegelumsetzer	54
5.14	Messung der Ausgangsspannung u_o	55
5.15	Vergleicher und PI-Regler	56

5.16	Schaltung zur aktiven Dämpfung	58
5.17	Pulsweitenmodulator	58
5.18	Pulsweitenmodulation für $u'_{ad} = 1\text{ V}$	59
5.19	Zur Messung des Differenzstroms i_d	61
5.20	Tiefpassfilter und PI-Regler	61
5.21	Dreieckgenerator	62
5.22	Zur Erzeugung des Dreiecksignals u_{tri}	62
5.23	Superposition der Signale u_{tri} und u_{off}	64
5.24	Steuerungsteil	65
6.1	u_h bei $\delta = 0.5$ ohne Last	66
6.2	Ansteigende Flanke von u_h	67
6.3	Abfallende Flanke von u_h	67
6.4	u_h und i bei $\delta = 0.5$ und $R_L \approx 64\ \Omega$	68
6.5	Ausgangsspannung u_o bei sinusförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Amplitude von 2 V und einer Frequenz von 10 Hz	68
6.6	Ausgangsspannung u_o bei dreieckförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Amplitude von 2 V und einer Frequenz von 100 Hz	69
6.7	Ausgangsspannung u_o bei sinusförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Amplitude von 2 V und einer Frequenz von 1 kHz	69
6.8	Ausgangsspannung u_o bei sinusförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Frequenz von 100 Hz und einem Lastwiderstand von $R_L \approx 60\ \Omega$	70
6.9	Ausgangsspannung u_o bei sinusförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Frequenz von 1 kHz und einem Lastwiderstand von $R_L \approx 34\ \Omega$	70
6.10	Thermogramm des Leistungsteils	71
6.11	Sprungantwort des Ausgangsspannungsregelkreises	71
6.12	Sprungantwort des Differenzstromregelkreises	72
6.13	Zur Speisung einer induktiven Last	73

Tabellenverzeichnis

1.1	Anforderungen an den Schaltverstärker	4
2.1	Materialparameter von 4H-SiC im Vergleich zu Si	6
4.1	Ausgewählte Parameter des C3M0065090D SiC-MOSFETs	17
4.2	Ausgewählte Parameter des B66329 E42-Ferritkerns	20
4.3	Parameter zur Berechnung der Saugdrosselverluste	22
4.4	Saugdrosselverluste	22
4.5	Ausgewählte Parameter des T184-14 Eisenpulver-Ringkerns	23
4.6	Filterdrosselverluste	23
4.7	Parameter zur Verlustabschätzung	32
5.1	Parameter der RLC-Ersatzschaltung	44
5.2	Parameter der Ausgangsspannungsregelung	47
5.3	Parameter der Saugdrossel	52
5.4	Parameter des Differenzstromregelkreises	53
5.5	Ausgewählte Parameter des LTS 6-NP	60

1 Einleitung

Schaltverstärker im D-Betrieb haben die Linearverstärker in vielen Bereichen abgelöst. In der Unterhaltungselektronik sind sie als Audioverstärker bereits allgemein gebräuchlich, in der Industrie werden sie als steuerbare Spannungsquellen eingesetzt und halten in letzter Zeit vermehrt Einzug in den Automotiv-Bereich [1] und den medizinischen Bereich [22].

Der Erfolg der Klasse-D-Verstärker liegt in deren hoher Effizienz begründet. Diese ist auf den Schaltbetrieb der Halbleiterventile zurückzuführen. Während ideale Linearverstärker prinzipbedingte Verluste aufweisen, arbeiten ideale Klasse-D-Verstärker verlustlos. Erst durch Nichtidealitäten der Bauelemente ergeben sich auch beim Klasse-D-Verstärker reduzierte Wirkungsgrade, die aber typischerweise größer als 90 % sind. Wegen der hohen Effizienz können die Kühlmaßnahmen geringer ausfallen, wodurch eine kompaktere Konstruktion möglich ist.

Den grundsätzlichen Aufbau eines Klasse-D-Verstärkers zeigt Abbildung 1.1. Das Eingangssignal u_i wird zunächst über einen Modulator in ein Pulsmuster umgewandelt, welches in weiterer Folge zur Ansteuerung einer Halbbrücke dient. So entsteht wieder das Pulsmuster, nun aber mit den Extremwerten U_+ und U_- . Dies begründet, bei entsprechender Wahl von U_+ und U_- , die eigentlich verstärkende Wirkung. Mittels eines Reaktanzfilters erfolgt die Konstruktion des Signalverlaufs u_o aus u_h .

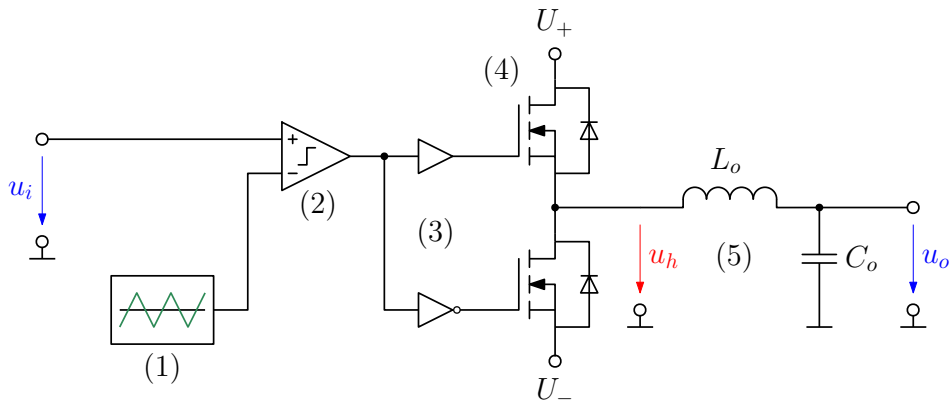


Abbildung 1.1: Klasse-D-Verstärker mit Dreiecksgenerator (1), Komparator (2), Gatetreiber (3), MOSFET-Halbbrücke (4) und Reaktanzfilter (5)

Als Modulationsverfahren wird bei Klasse-D-Verstärkern häufig die Pulsweitenmodulation (kurz: PWM) verwendet. Hierbei wird das Verhältnis von Einschalt-dauer T_{on} zu Schaltperiodendauer T_s variiert. Im Fall der symmetrisch versorgten Halbbrücke ist unter T_{on} die Leitdauer des oberen Transistors zu verstehen. Abbildung 1.2 veranschaulicht das zugrundeliegende Prinzip für einen sinusförmigen Verlauf der Eingangsspannung u_i .

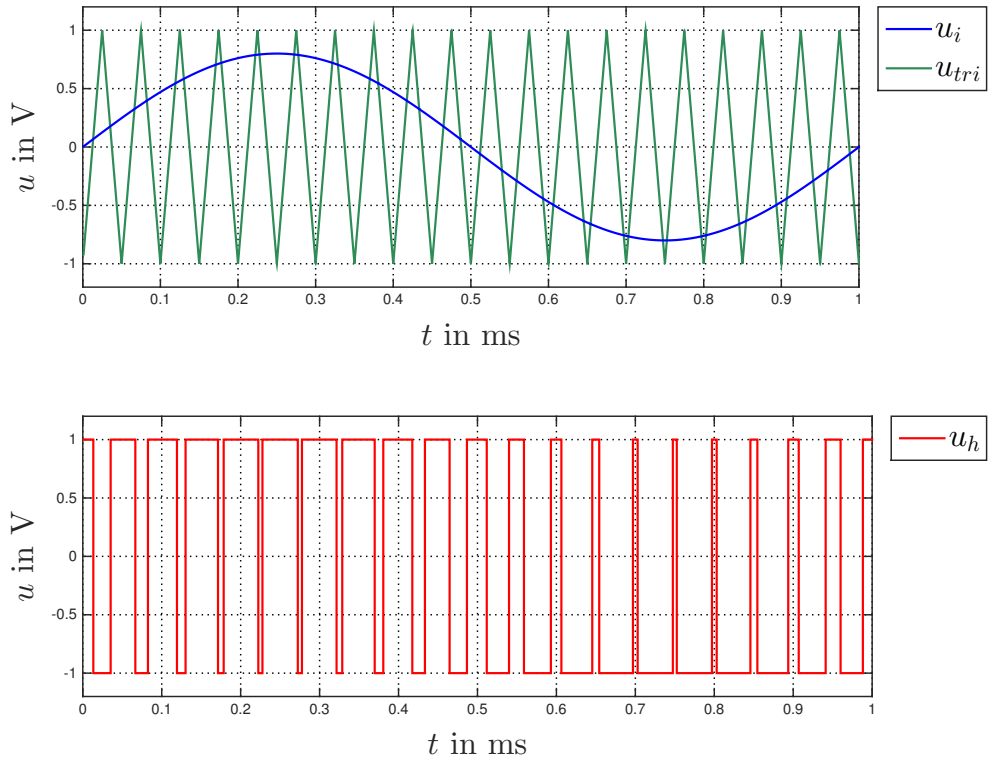


Abbildung 1.2: Prinzip der Pulsweitenmodulation

Die beschreibende Größe der Pulsweitenmodulation ist das Tastverhältnis δ , welches gemäß

$$\delta = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (1.1)$$

definiert ist. Es kann nun der Zeitmittelwert der Halbbrückenausgangsspannung u_h über eine Schaltperiodendauer T_s auf einfache Weise angegeben werden. Aus $|U_+| = |U_-| = U$ folgt

$$\bar{u}_h = \frac{1}{T_s} [\delta T_s U - (1 - \delta) T_s U] = (2\delta - 1)U = \delta_n U \quad (1.2)$$

mit dem normierten Tastverhältnis δ_n . Unter Berücksichtigung der Spannung u_{Lo} an der Drossel L_o des Reaktanzfilters ergibt sich für die Ausgangsspannung u_o des Verstärkers

$$\bar{u}_o = \bar{u}_h - \bar{u}_{Lo}. \quad (1.3)$$

Im stationären Betrieb gilt $\bar{u}_{Lo} = 0$ und somit

$$\bar{u}_o = \bar{u}_h = \delta_n U. \quad (1.4)$$

Der Zeitmittelwert der Ausgangsspannung u_o über T_s kann also durch das normierte Tastverhältnis δ_n auf einen beliebigen Wert im Intervall $[U_-, U_+]$ eingestellt werden. Dieses Prinzip liegt jedem Klasse-D-Verstärker mit Pulsweitenmodulation zugrunde.

Das Reaktanzfilter soll die schaltfrequenten Komponenten von u_h möglichst gut unterdrücken, jedoch ohne das Nutzsignal signifikant zu beeinflussen. Dies hat zur Folge, dass beim praktischen Entwurf stets ein Kompromiss zwischen Schalt- und Nutzfrequenz sowie dem Aufbau des Ausgangsfilters eingegangen werden muss. Die Bandbreite von Klasse-D-Verstärkern ist deshalb in der Regel deutlich kleiner als bei vergleichbaren Linearverstärkern. Auch die geringere Qualität der Ausgangsspannung u_o als Konsequenz des überlagerten Rippels ist ein nennenswerter Nachteil von Schaltverstärkern im D-Betrieb.

Neuere Entwicklungen begegnen diesen Nachteilen durch Verwendung einer Multizellenstruktur. Jede Zelle entspricht dabei dem grundsätzlichen Aufbau eines Klasse-D-Verstärkers aus Abbildung 1.1, wobei die Halbbrücke zu einer Vollbrücke erweitert wird und für alle Zellen ein gemeinsames Reaktanzfilter genutzt wird. Durch die Serienschaltung einer Anzahl N_z von Schaltzellen und einer $\frac{2\pi}{N_z}$ phasenversetzten Ansteuerung derselben ergibt sich eine Ausgangsspannung mit einer effektiven Schaltfrequenz von

$$f_{s,eff} = 2N_z f_s. \quad (1.5)$$

Da bereits die Steuersignale der beiden Zweige der Vollbrücke phasenverschoben sind, resultiert ein Faktor 2 in Gleichung 1.5. Bei gegebenem Reaktanzfilter erhöht sich dadurch die Unterdrückung der schaltfrequenten Komponenten und der Spannungsripple wird deutlich reduziert. Ein weiterer Vorteil dieser Struktur ist, dass jede Zelle nur für $\frac{1}{N_z}$ der maximalen Ausgangsspannung ausgelegt sein muss. Der Spannungsripple kann weiter verringert werden durch die Kombination des Schaltverstärkers mit einem Linearverstärker. Bei diesem Konzept liefert der Schaltverstärker den dominanten Teil der Ausgangsleistung, seine hohe Effizienz wird dadurch voll ausgenutzt, und ein Linearverstärker mit großer Bandbreite regelt den auftretenden Spannungsripple aus. [4, 23]

1.1 Zielsetzung

Das Ziel dieser Arbeit ist der Entwurf und Aufbau eines Klasse-D-Verstärkers mit der in Abbildung 1.3 illustrierten Struktur. Hierbei sind zwei bipolar versorgte Halbbrücken über eine Saugdrossel parallel geschaltet. Die Ansteuerung erfolgt mit den um 180° phasenversetzten pulswertenmodulierten Signalen u_{p1} und u_{p2} . Als Konsequenz ergibt sich für die Saugdrossel Ausgangsspannung u_{os} eine effektive Schaltfrequenz, die der doppelten Frequenz der beiden Signale u_{p1} und u_{p2} entspricht. Weiters besitzt u_{os} eine 3-Level-Charakteristik. Bei gegebenem LC-Ausgangsfilter resultiert

so eine deutlich größere Abschwächung der Schaltharmonischen. Als schnelle Halbleiterventile werden SiC-MOSFETs eingesetzt.

Zur Vermeidung einer Resonanzüberhöhung in der Frequenzantwort des Verstärkers soll eine Methode der aktiven Dämpfung mittels Kondensatorstrom-Rückführung implementiert werden. Die Ausgangsspannung u_o wird geregelt, wobei die Dynamik des geschlossenen Kreises eine Butterworth-Charakteristik mit der Grenzfrequenz des LC-Filters aufweisen soll.

Durch die Parallelschaltung folgt im Idealfall eine exakte Lastaufteilung auf die beiden SiC-Halbbrücken. Um dies auch bei leicht abweichenden Tastverhältnissen und einer nicht völlig symmetrisch aufgebauten Saugdrossel zu gewährleisten soll ein Stromregler Verwendung finden.

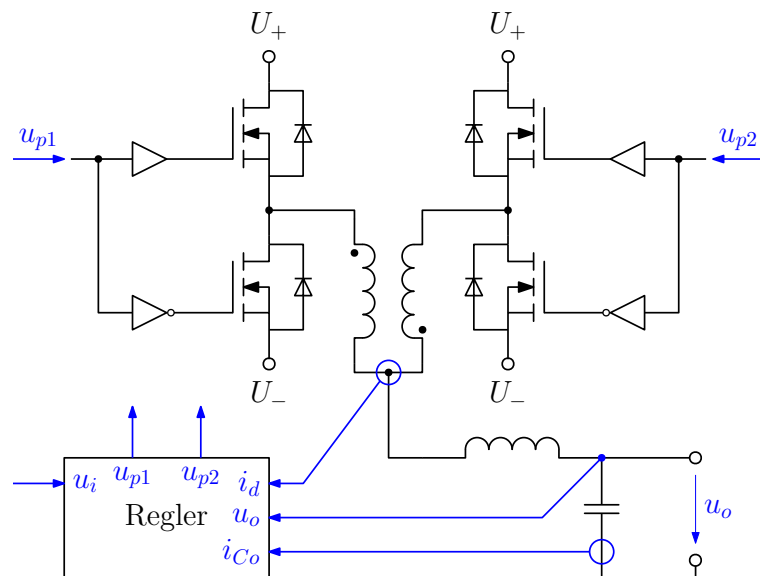


Abbildung 1.3: Zu realisierende Struktur des Klasse-D-Verstärkers

Der Schaltverstärker soll den in Tabelle 1.1 aufgelisteten Anforderungen genügen.

Bezeichnung	Zahlenwert	Einheit
Eingangsspannung	-2...2	V
Nutzfrequenzbereich (Sinus)	0...1	kHz
Verstärkung	> 100	
Versorgungsspannung	±300	V
Kontinuierlicher Ausgangsstrom	-10...10	A
Schaltfrequenz	50	kHz
Abschwächung der Schaltharmonischen	> 40	dB

Tabelle 1.1: Anforderungen an den Schaltverstärker

1.2 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Diplomarbeit gliedert sich in sieben Kapitel. In Kapitel 2 wird eine kurze Diskussion der Grundlagen von SiC-Halbleitern durchgeführt. Im Anschluss wird in Kapitel 3 eine Übersicht der verwendeten Schaltungstopologie und ihrer Vorteile gegeben. Die Dimensionierung der Leistungsbaulemente erfolgt in Kapitel 4. In diesem wird auch auf die verwendete Treiberstufe und erforderliche Kühlmaßnahmen eingegangen. Der Entwurf und die schaltungstechnische Realisierung der beiden Regelkreise sind Thema von Kapitel 5. Ergebnisse von Messungen am aufgebauten Schaltverstärker sind in Kapitel 6 gezeigt. Den Abschluss bildet eine Zusammenfassung und ein Ausblick auf Systemverbesserungen in Kapitel 7.

2 Siliziumkarbid-Halbleiter

Leistungselektronische Komponenten auf Silizium-Basis bilden den heutigen Standard. Doch mit den steigenden Anforderungen an Wirkungsgrad, Zuverlässigkeit und Leistungsdichte gerät Silizium (kurz: Si) immer mehr an seine physikalischen Grenzen. Aus diesem Grund wird seit längerem an alternativen Halbleitermaterialien geforscht. Besonders vielversprechend sind Siliziumkarbid (kurz: SiC) und Galliumnitrid (kurz: GaN). Dabei handelt es sich um sogenannte Wide-Bandgap Halbleiter. Damit sind Halbleitermaterialien gemeint, deren Bandlücke größer ist als 1.7 eV und damit größer als die von Silizium (1.1 eV) und Galliumarsenid (1.4 eV). Sie ermöglichen effizientere und robustere Bauelemente, die auch bei höheren Temperaturen eingesetzt werden können.

2.1 Materialparameter

Siliziumkarbid ist ein IV-IV-Verbindungshalbleiter bestehend aus Silizium und Kohlenstoff. Es kann sowohl p- als auch n-dotiert werden und existiert in unterschiedlichen kristallinen Strukturen. Beispielsweise zeigt 3C-SiC ein kubisches, 4H- und 6H-SiC ein hexagonales Kristallsystem. Für die Herstellung von leistungselektronischen Komponenten wird in der Regel 4H-SiC eingesetzt. Aktuell sind einkristalline 4H-SiC-Wafer mit einem Durchmesser von 3 bis 6 Zoll kommerziell erhältlich. [16]

Materialparameter	4H-SiC	Si
Kristallstruktur	Hexagonal	Diamant
Bandabstand E_G in eV	3.26	1.12
Elektronenbeweglichkeit μ_n in cm^2/Vs	900	1400
Löcherbeweglichkeit μ_p in cm^2/Vs	100	600
Durchbruchfeldstärke E_B in $\text{V}/\text{cm} \times 10^6$	3	0.3
Wärmeleitfähigkeit λ in $\text{W}/\text{cm}^\circ\text{C}$	4.9	1.5
Sättigungs-Driftgeschwindigkeit v_s in $\text{cm}/\text{s} \times 10^7$	2.7	1
relative Permittivität ε_r	9.7	11.8

Tabelle 2.1: Materialparameter von 4H-SiC im Vergleich zu Si [16]

In Tabelle 2.1 werden wesentliche Materialparameter von 4H-Siliziumkarbid und Silizium angeführt. Aus ihr folgt, dass 4H-SiC im Vergleich zu Si einen etwa dreimal so großen Bandabstand E_G , eine zehnmal so große Durchbruchfeldstärke E_B und eine dreimal so große Wärmeleitfähigkeit λ besitzt.

Für die Durchbruchfeldstärke E_B und die Durchbruchspannung U_{br} gilt der Zusammenhang

$$U_{br} \propto E_B w_d \quad (2.1)$$

mit der Dicke der Driftzone w_d . Bei der Verwendung von SiC anstelle von Si kann so bei gleicher Durchbruchspannung U_{br} die Dicke der Driftzone w_d auf ein Zehntel reduziert werden. Daraus folgt unter der Annahme eines n-dotierten Halbleiters mit

$$N_D \propto \frac{E_B}{w_d} \quad (2.2)$$

eine hundert Mal größere Dichte N_D der Donatoren und deshalb für ein unipolares Bauelement gemäß

$$R_{DS,on} \propto \frac{w_d}{N_D} \quad (2.3)$$

ein tausend Mal kleinerer Bahnwiderstand $R_{DS,on}$. [8]

2.2 SiC-MOSFETs

In vielen leistungselektronischen Anwendungen kommen als abschaltbare Halbleiterventile bevorzugt Si-MOSFETs zum Einsatz. Als Majoritätsbauelemente existieren bei ihnen keine Speichereffekte zufolge bipolarer Ladungsträger und die mögliche Schaltgeschwindigkeit wird prinzipiell nur durch die wirksamen parasitären Kapazitäten beschränkt. Allerdings tritt auch keine Leitfähigkeitsmodulation auf und der Bahnwiderstand steigt für höhere Durchbruchspannungen stark an. Beim MOSFET, mit der Ausnahme von sogenannten Super-Junction-MOSFETs (kurz: SJ-MOSFETs), kann der näherungsweise Zusammenhang durch

$$R_{DS,on} \propto U_{br}^{2.5} \quad (2.4)$$

angegeben werden. Dies begrenzt den praktischen Einsatzbereich auf Anwendungen bis etwa 500 V. Aus diesem Grund wird für höhere Spannungen in der Regel auf Si-IGBTs zurückgegriffen. Bei ihnen ergibt sich durch Leitfähigkeitsmodulation ein geringer ohmscher Widerstand R_{mod} auch bei höheren Sperrspannungen. Nachteilig zeigen sich längere Schaltzeiten und höhere Schaltverluste durch den „Current Tail“. Mit der Entwicklung von SiC-MOSFETs stehen nun aber abschaltbare Ventile zur Verfügung, die einerseits auch bei höheren Durchbruchspannungen U_{br} kleine Werte von $R_{DS,on}$ und andererseits kurze Schaltzeiten bei kleinen Verlusten aufweisen. [6]

Die Abbildung 2.1 zeigt den flächenbezogenen Bahnwiderstand in Abhängigkeit der Durchbruchspannung für drei verschiedene MOSFET-Typen. Daraus ist die klare Überlegenheit des Halbleitermaterials Siliziumkarbid ersichtlich. So kann ein 900 V SiC-MOSFET selbst bei einer 35-fachen Reduzierung der Chipfläche den gleichen $R_{DS,on}$ erreichen wie Si-MOSFETs. Die reduzierte Chipfläche bewirkt eine kleinere Gate-Ladung und niedrigere parasitäre Kapazitäten. [16]

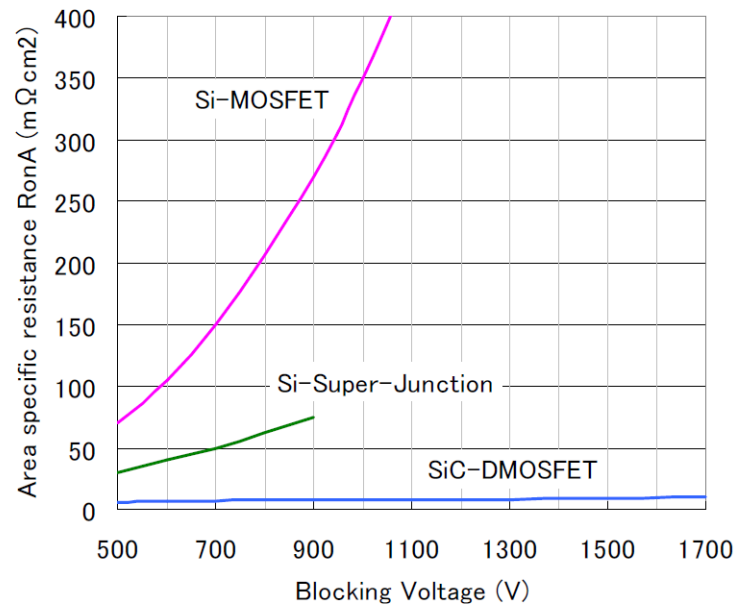


Abbildung 2.1: Vergleich des flächenbezogenen Bahnwiderstands für drei verschiedene MOSFET-Typen [16]

Zur Evaluierung der Ein- und Ausschalteigenschaften von SiC-MOSFETs wird eine Halbbrückenkonfiguration mit induktiver Last (200 μ H) betrachtet. Die Halbbrücke wird einmal von zwei Si-IGBTs mit parallelen Si-FRDs (Fast Recovery Dioden) und einmal von zwei SiC-MOSFETs mit parallelen SiC-SBDs (Schottky Barrier Dioden) gebildet. Der Einschaltvorgang ist in Abbildung 2.2 dargestellt. [16]

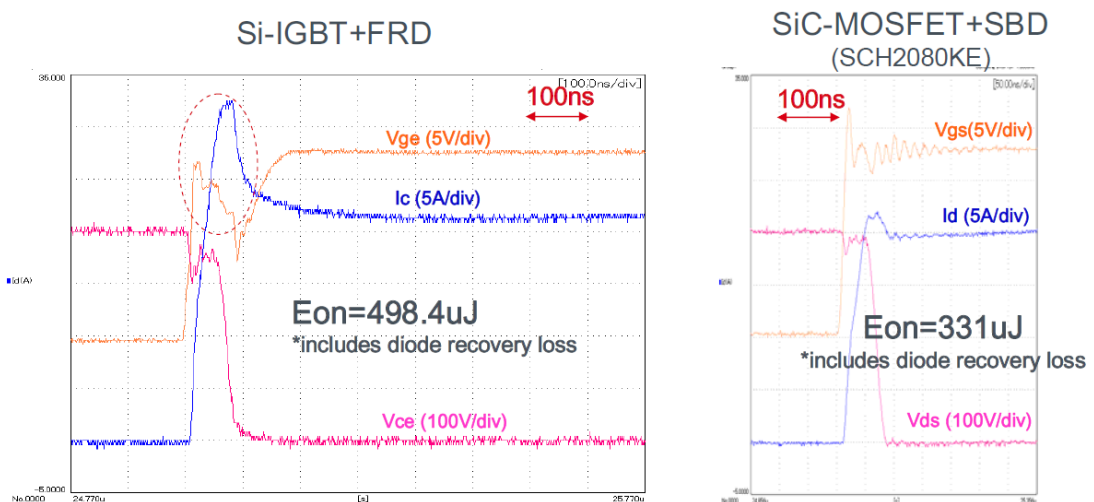


Abbildung 2.2: Vergleich der Einschaltverluste [16]

Die rot markierte Spitze im Kollektorstrom I_C folgt aus dem Reverse-Recovery-Prozess der oberen Diode bei der Kommutierung. Im Fall der SiC-Bauelemente ist die Stromspitze in I_D weit geringer, zurückzuführen auf die deutlich kleinere Reverse-Recovery-Ladung der Siliziumkarbid-Diode. Die Einschaltverluste E_{on} spiegeln diese Tatsache wider. [16]

Der korrespondierende Ausschaltvorgang ist in Abbildung 2.3 gezeigt. Rot markiert ist diesmal der durch die Leitfähigkeitsmodulation bedingte „Current Tail“ des IGBTs. Da dieser beim MOSFET als Majoritätsbauelement nicht existiert, sind die Ausschaltverluste rund 90 % geringer. [16]

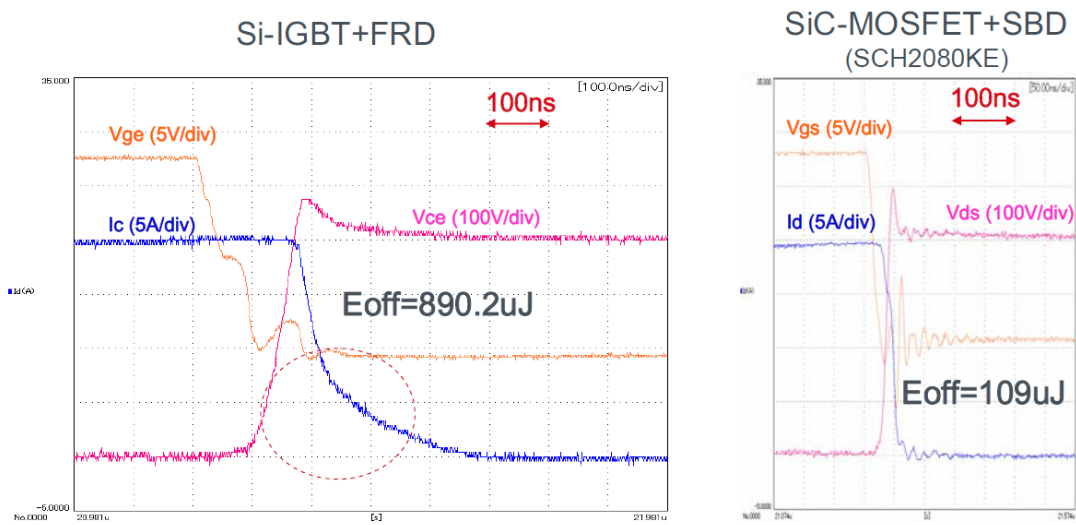


Abbildung 2.3: Vergleich der Ausschaltverluste [16]

2.3 Vorteile von SiC für D-Verstärker

Linearität und Effizienz sind wesentliche Anforderungen an einen Schaltverstärker. Zufolge von Nichtidealitäten, wie endliche Anstiegs- und Abfallzeiten, Verzögerungszeiten und Schaltverluste, kommt es zu Abweichungen der Ausgangsspannung von ihrem vorgesehenen Wert. Mit SiC-Halbleiterventilen können diese Abweichungen reduziert werden. Kurze Schaltzeiten ermöglichen eine Verminderung der Totzeit und die Schaltflanken nähern sich den optimalen rechteckförmigen Spannungsverläufen an. Der kleine Bahnwiderstand bewirkt weiters geringere Spannungsabfälle an den Ventilen. Derzeit sind SiC-Bauelemente in der Regel teurer als vergleichbare Bauelemente auf Si-Basis. Wird allerdings das Gesamtsystem betrachtet, so ergibt sich bereits heute ein wirtschaftlicher Einsatz von SiC-Bauteilen. Durch die höheren Schaltfrequenzen können die magnetischen Komponenten kleiner ausfallen und die geringeren Verluste erlauben eine Reduktion der Kühlmaßnahmen. Klasse-D-Verstärker können so effizienter und kompakter aufgebaut werden.

3 Schaltungstopologie

Dieses Kapitel befasst sich mit der Schaltungstopologie des Verstärker-Leistungskreises. Zunächst wird auf dessen wesentliche Komponenten und Funktionsweise eingegangen. Im Anschluss werden die Eigenschaften der Saugdrossel angeführt. Den Abschluss bilden Betrachtungen zum Ausgangsspannungsrippel.

3.1 Übersicht

In Abbildung 3.1 ist die für den aufgebauten Klasse-D-Verstärker verwendete Schaltungstopologie dargestellt. Die SiC-MOSFETs Q_1 und Q_2 sowie Q_3 und Q_4 bilden je eine Halbbrücke. Diese sind über die Saugdrossel IPT_1 parallel geschaltet. Ein LC-Filter mit der Filterdrossel $L_1 = L_o$ und dem Filterkondensator $C_{46} = C_o$ dient der Unterdrückung der Schaltharmonischen. Für die Dimensionierung der Komponenten sei auf Kapitel 4, für die vollständigen Schaltpläne auf Anhang A verwiesen.

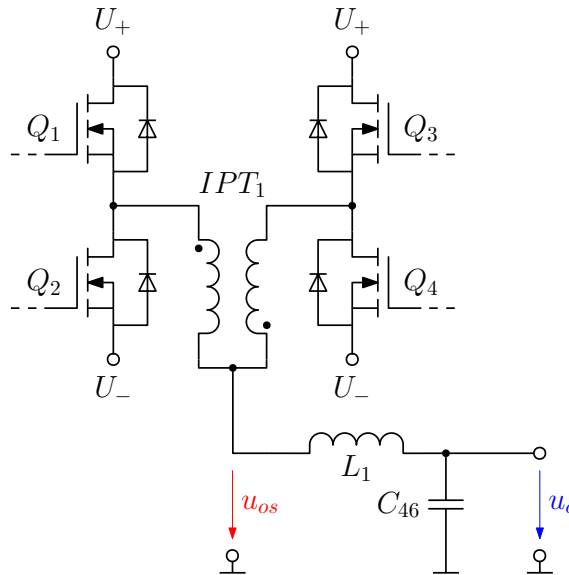


Abbildung 3.1: Schaltungstopologie

Die Ansteuerung der Halbbrücken erfolgt um 180° phasenversetzt. Hierzu wird im Pulsweitenmodulator nicht nur das Eingangssignal u_i sondern auch das invertierte Signal $-u_i$ mit dem Dreieckssignal u_{tri} verglichen. Es resultieren die pulsweitenmodulierten Steuersignale u_{p1} und u_{p2} mit der gewünschten Phasenverschiebung.

3.2 Eigenschaften der Saugdrossel

Die Saugdrossel ist das zentrale Element zur Parallelschaltung der beiden SiC-Halbbrücken. Durch die phasenversetzte Ansteuerung tritt im Allgemeinen eine

nicht verschwindende Differenz u_d der Momentanwerte der Halbbrückenausgangsspannungen u_{h1} und u_{h2} auf. Diese Spannungsdifferenz wird von der Saugdrossel aufgenommen und somit ein Kurzschluss verhindert. Im Folgenden soll die ausgangsseitige Wirkung der Saugdrossel untersucht werden. Als Grundlage dient das Schaltbild aus Abbildung 3.2.

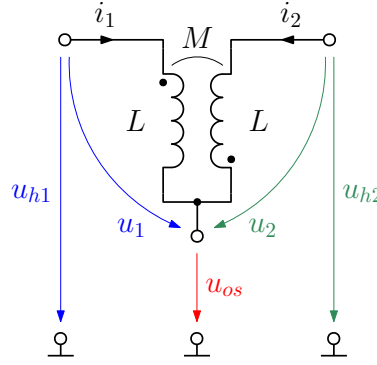


Abbildung 3.2: Schaltbild der Saugdrossel

Die Elementgleichungen der Saugdrossel lauten

$$u_1 = L \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (3.1a)$$

$$u_2 = -M \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt}. \quad (3.1b)$$

Für die Ausgangsspannung der Saugdrossel u_{os} gilt

$$u_{os} = u_{h1} - u_1 \quad (3.2a)$$

$$u_{os} = u_{h2} - u_2. \quad (3.2b)$$

Durch Addition der Gleichungen 3.2a und 3.2b ergibt sich

$$2u_{os} = u_{h1} + u_{h2} - u_1 - u_2, \quad (3.3)$$

bzw. durch Einsetzen von 3.1a und 3.1b

$$u_{os} = \frac{u_{h1} + u_{h2}}{2} - \frac{L - M}{2} \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right). \quad (3.4)$$

Mit der Streuinduktivität $L_\sigma = L - M$ und dem Summenstrom $i = i_1 + i_2$ resultiert

$$u_{os} = \frac{u_{h1} + u_{h2}}{2} - \frac{L_\sigma}{2} \frac{di}{dt}. \quad (3.5)$$

Im Fall der ideal gekoppelten Saugdrossel ist $L = M$ und somit $L_\sigma = 0$. Die Saugdrossel wirkt wie eine Spannungsquelle, deren Spannung der Hälfte der Summe der Momentanwerte der Brückenausgangsspannungen u_{h1} und u_{h2} entspricht.

Sie hat somit keinen Einfluss auf die Dynamik des Leistungskreises. Zwischen den beiden Halbbrücken wirkt die Saugdrossel aber sehr wohl induktiv und begrenzt so den Differenzstrom $i_d = i_1 - i_2$. Bei einem Kopplungsgrad $k < 1$ ist nun $L_\sigma > 0$. Werden zusätzlich die ohmschen Anteile R der Wicklungen berücksichtigt, lautet die Ausgangsspannung u_{os}

$$u_{os} = \frac{u_{h1} + u_{h2}}{2} - \frac{R}{2}i - \frac{L_\sigma}{2} \frac{di}{dt}. \quad (3.6)$$

Die Saugdrossel kann also, entsprechend dem Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.3, als ideale Spannungsquelle mit Innenimpedanz beschrieben werden.

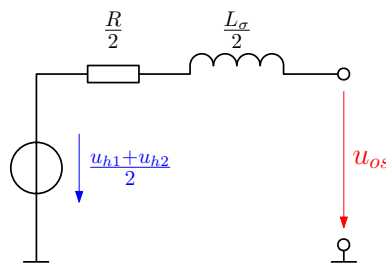
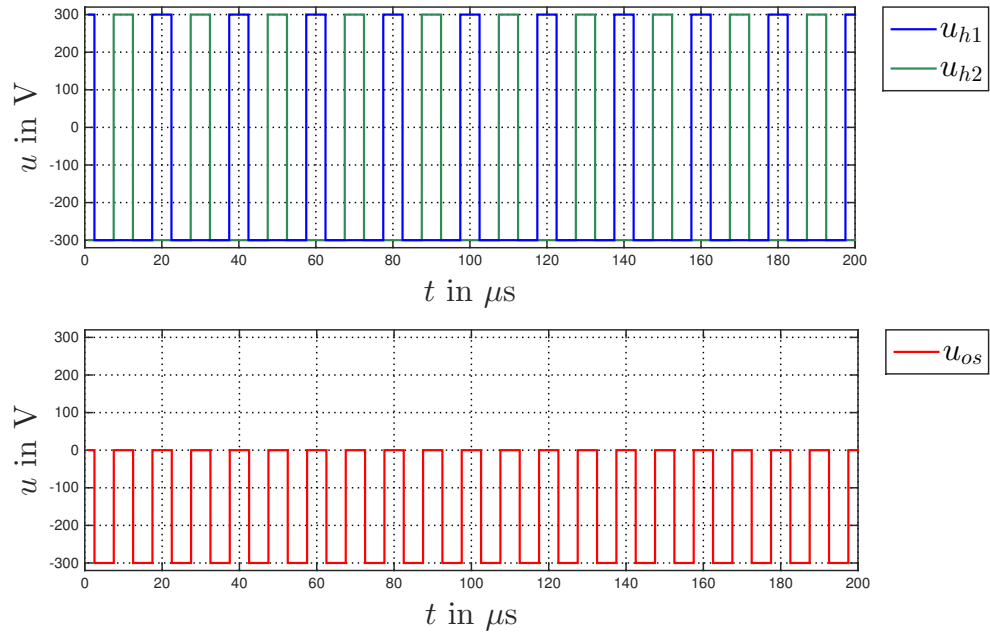
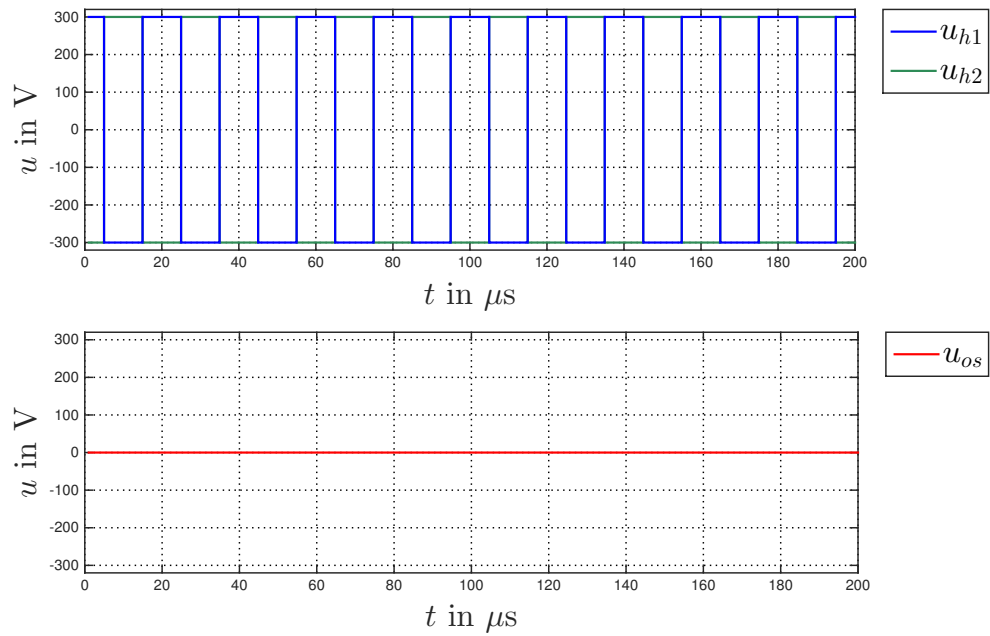


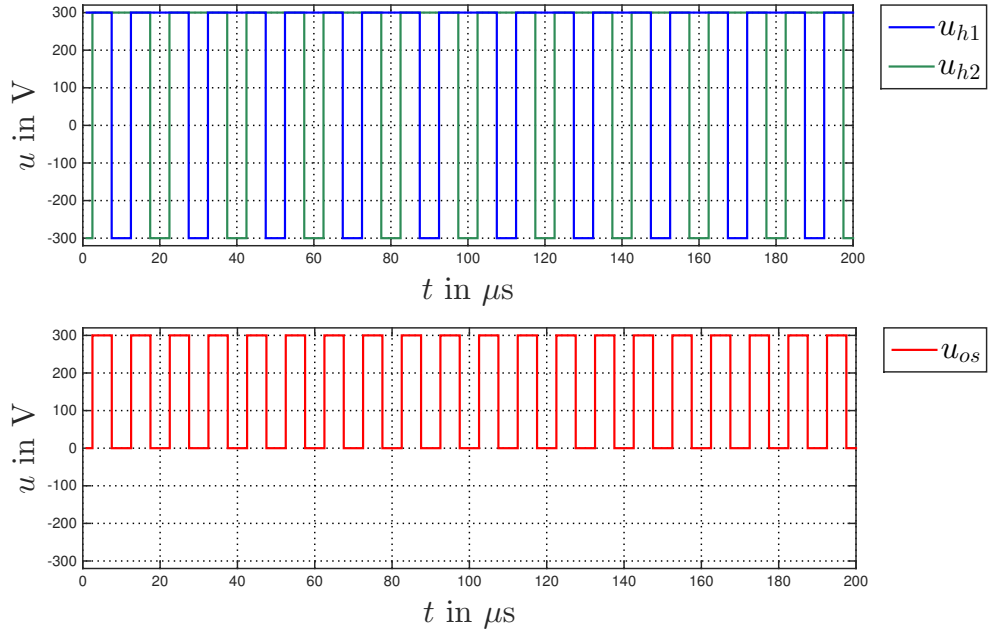
Abbildung 3.3: Ausgangsseitiges Ersatzschaltbild der Saugdrossel

Die Summenbildung der 180° phasenversetzten pulsweitenmodulierten Spannungen u_{h1} und u_{h2} hat nun die wichtige Konsequenz, dass die Saugdrosselaustragsspannung u_{os} ebenfalls pulsweitenmoduliert ist, und zwar mit dem selben Tastverhältnis. Allerdings beträgt deren effektive Schaltfrequenz das Doppelte der Schaltfrequenz der Halbbrücken. Es gilt also

$$f_{s,eff} = 2f_s. \quad (3.7)$$

Dies sorgt für eine Entspannung der bereits im Kapitel 1 beschriebenen Nutz-/Schaltfrequenz-Problematik. Bei gleichem Ausgangsfilter wird so ein deutlich geringerer Rippel erreicht. Zudem besitzt u_{os} eine 3-Level-Charakteristik. Das bedeutet, dass sich für Tastverhältnisse $\delta < 0.5$ die Extremwerte von u_{os} zu U_- und 0 V und für Tatverhältnisse $\delta > 0.5$ zu 0 V und U_+ ergeben. Damit tritt nur die Hälfte des Spannungshubs von u_{h1} und u_{h2} auf. Die Amplituden der schaltharmonischen Frequenzkomponenten halbieren sich. Um die Bildung der Saugdrosselaustragsspannung u_{os} zu veranschaulichen sind in den Abbildungen 3.4, 3.5 und 3.6 die simulierten Verläufe von u_{h1} , u_{h2} und u_{os} für drei verschiedene Tastverhältnisse dargestellt.

Abbildung 3.4: Verläufe von u_{h1} , u_{h2} und u_{os} bei $\delta = 0.25$ Abbildung 3.5: Verläufe von u_{h1} , u_{h2} und u_{os} bei $\delta = 0.50$

Abbildung 3.6: Verläufe von u_{h1} , u_{h2} und u_{os} bei $\delta = 0.75$

Aus den bisherigen Überlegungen kann für den Zeitmittelwert der Ausgangsspannung $\bar{u}_o = \bar{u}_{os}$ die Beziehung

$$\bar{u}_o = \delta_n U \quad (3.8)$$

mit dem normierten Tastverhältnis δ_n angegeben werden. Zuzufolge der Verwendung einer Bootstrapping-Schaltung in den Treiberstufen aus Abschnitt 4.4 ist es notwendig das Tastverhältnis δ zu beschränken. Auf der anderen Seite soll die Verstärkung K_o gemäß den Anforderungen aus Tabelle 1.1 größer als 100 betragen. Das maximale Tastverhältnis δ_{max} wird deshalb auf $\delta_{max} = 0.9$ bzw. $\delta_{n,max} = 0.8$ festgelegt. Damit resultiert bei einer Versorgungsspannung von $|U_+| = |U_-| = U = 300$ V einerseits $K_o = 120 > 100$ und andererseits ist ausreichend Tastverhältnis-Reserve vorhanden.

3.3 Betrachtungen zum Spannungsrippel

Ein grundsätzlicher Nachteil von Klasse-D-Verstärkern ist die Qualität ihrer Ausgangsspannung zufolge des überlagerten Ripples. In diesem Abschnitt soll ein kurzer Vergleich der verwendeten Schaltungstopologie aus Abbildung 3.1 mit einer Topologie ohne Saugdrossel gemäß Abbildung 1.1 erfolgen.

Bei der Variante mit Saugdrossel tritt wegen der 3-Level-Charakteristik der maximale Spitze-Spitze-Wert des Stromrippels $\Delta I_{Lo,max}$ bei den Tastverhältnissen

$\delta = 0.25$ und $\delta = 0.75$ auf, da dann der Betrag des normierten Tastverhältnisses $|\delta_n| = 0.5$ ist. An diesen Betriebspunkten kann $\Delta I_{Lo,max}$ durch

$$\Delta I_{Lo,max} = \frac{UT_s}{8L_o} \quad (3.9)$$

angeschrieben werden. Hieraus resultiert der maximale Spitze-Spitze-Wert des Ausgangsspannungsrippels $\Delta U_{o,max}$ zu

$$\Delta U_{o,max} = \frac{\Delta I_{Lo,max} T_s}{16C_o} = \frac{UT_s^2}{128L_o C_o}. \quad (3.10)$$

Nun gilt es, um einen angemessenen Vergleich zu erreichen, die selben Überlegungen für eine Topologie ohne Saugdrossel mit gleichem LC-Filter und einer allgemeinen Schaltperiodendauer T'_s durchzuführen. $\Delta I'_{Lo,max}$ erscheint bei dem Tastverhältnis $\delta = 0.5$ und errechnet sich zu

$$\Delta I'_{Lo,max} = \frac{UT'_s}{2L_o}. \quad (3.11)$$

Damit lautet $\Delta U'_{o,max}$

$$\Delta U'_{o,max} = \frac{\Delta I'_{Lo,max} T'_s}{8C_o} = \frac{UT_s'^2}{16L_o C_o}. \quad (3.12)$$

Das Gleichsetzen von 3.10 und 3.12 liefert zusammen mit $f_s = \frac{1}{T_s}$ und $f'_s = \frac{1}{T'_s}$ die Beziehung

$$f'_s = \sqrt{8} f_s. \quad (3.13)$$

Dieses Ergebnis zeigt, dass die Schaltfrequenz f'_s um den Faktor $\sqrt{8} \approx 2.83$ größer sein muss, um bei der Topologie ohne Saugdrossel den selben maximalen Ausgangsspannungsripple $\Delta U'_{o,max}$ zu erreichen. Bei $f_s = 50$ kHz muss $f'_s \approx 141$ kHz sein, was mit einer entsprechenden Erhöhung der Schaltverluste der Halbbrücke verbunden ist. Diese stehen somit in Konkurrenz zu den Verlusten der Saugdrossel.

4 Leistungsteil

Der Leistungsteil besteht aus allen an der Leistungsübertragung beteiligten Komponenten. Im Speziellen sind dies die SiC-Halbbrücken und der Zwischenkreis sowie die Saugdrossel und der LC-Filter. In diesem Kapitel erfolgt deren Dimensionierung. Darüber hinaus wird auf die Treiberstufe zur Ansteuerung der MOSFETs und erforderliche Kühlmaßnahmen eingegangen.

4.1 SiC-Halbbrücken und Zwischenkreis

Die beiden Halbbrücken stellen das primäre funktionale Element des Schaltverstärkers dar. Sie sind aus je zwei SiC-MOSFETs aufgebaut. Bei der Auswahl eines geeigneten MOSFET-Typs ist eine Vielzahl von Kriterien zu beachten. Die wichtigsten davon sind:

- Drain-Source Durchbruchspannung $U_{DS,br}$
- Drain-Source Bahnwiderstand $R_{DS,on}$
- kontinuierlicher Drain-Strom I_D
- Gate-Ladung Q_g
- Reverse-Recovery-Ladung Q_{rr}

Die Drain-Source Durchbruchspannung $U_{DS,br}$ gibt die Spannungsfestigkeit des MOSFETs an. In den meisten Anwendungen treten Überspannungen auf, die bei diesem Parameter zu berücksichtigen sind. Die statischen Verluste des Transistors werden durch den Drain-Source Bahnwiderstand $R_{DS,on}$ bestimmt. Dieser steht in engem Zusammenhang mit dem maximalen kontinuierlichen Drain-Strom I_D , der den Gleichstrom angibt, bei dem die Sperrschicht zufolge der ohmschen Verluste auf die größte zulässige Temperatur erwärmt wird. Die Gate-Ladung Q_g beschreibt im Wesentlichen die erforderliche Ladungsmenge zum Schalten des MOSFETs. Sie beeinflusst zusammen mit der Reverse-Recovery-Ladung Q_{rr} der Body-Diode maßgeblich die mögliche Höhe der Schaltfrequenz. Sämtliche Angaben gelten stets nur unter gewissen Bedingungen, welche im zugehörigen Datenblatt genau angeführt sind.

Unter Berücksichtigung sämtlicher Anforderungen wurde für den Aufbau der Halbbrücken der Siliziumkarbid-MOSFET C3M0065090D der Firma Cree [2] ausgewählt. Dabei handelt es sich um einen N-Kanal Anreicherungs-MOSFET im TO-247-3 Gehäuse. In Tabelle 4.1 sind einige ausgewählte Parameter des C3M0065090D aufgelistet. Diese gelten, sofern nicht explizit angegeben, für eine Gehäusetemperatur ϑ_C von 25 °C.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
$U_{DS,br}$	Drain-Source Durchbruchspannung	900	V
$U_{GS,th}$	Gate-Source Schwellenspannung	2.1	V
	Gate-Source Schwellenspannung @ $\vartheta_J = 150^\circ\text{C}$	1.6	V
$I_{D,max}$	max. kontinuierlicher Drain-Strom	36	A
	max. kontinuierlicher Drain-Strom @ $\vartheta_C = 100^\circ\text{C}$	23	A
$P_{l,max}$	max. Verlustleistung @ $\vartheta_J = 150^\circ\text{C}$	125	W
g_{fs}	Transkonduktanz	13.6	S
	Transkonduktanz @ $\vartheta_J = 150^\circ\text{C}$	11.6	S
$R_{DS,on}$	Drain-Source Bahnwiderstand	65	m Ω
	Drain-Source Bahnwiderstand @ $\vartheta_J = 150^\circ\text{C}$	90	m Ω
$t_{d,on}$	Einschaltverzögerungszeit	35	ns
t_r	Anstiegszeit	11	ns
$t_{d,off}$	Ausschaltverzögerungszeit	23	ns
t_f	Abfallzeit	9	ns
Q_g	Gate-Ladung	30.4	nC
U_{D0}	Schleusenspannung der Body-Diode	4.8	V
	Schleusenspannung der Body-Diode @ $\vartheta_J = 150^\circ\text{C}$	4.4	V
$I_{F,max}$	max. kontinuierlicher Diodenstrom	23.5	A
t_{rr}	Reverse-Recovery-Zeit	35	ns
Q_{rr}	Reverse-Recovery-Ladung	150	nC
$\vartheta_{J,max}$	max. Sperrschichttemperatur	150	$^\circ\text{C}$
$R_{th,JC}$	therm. Widerstand (Sperrschicht $\rightarrow$ Gehäuse)	1	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{th,JA}$	therm. Widerstand (Gehäuse $\rightarrow$ Umgebung)	40	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Tabelle 4.1: Ausgewählte Parameter des C3M0065090D SiC-MOSFETs [2]

Auszeichnend für diesen MOSFET-Typ sind seine hohe Drain-Source Durchbruchspannung $U_{DS,br}$ von 900 V bei gleichzeitig sehr niedrigem Drain-Source Bahnwiderstand $R_{DS,on}$ von 65 m Ω und die kleine Gate-Ladung Q_g und Reverse-Recovery-Ladung Q_{rr} von 30.4 nC und 150 nC.

Die wesentliche Aufgabe des Zwischenkreises besteht in der Bereitstellung bzw. Aufnahme des Wechselanteils des Zwischenkreisstroms i_{dcl} , wodurch am Versorgungseingang des Schaltverstärkers im Idealfall nur der Gleichanteil $I_{dcl,avg} = i_{si}$ von i_{dcl} auftritt. Abbildung 4.1 veranschaulicht die Definition der Ströme. Die für die Dimensionierung der den Zwischenkreis bildenden Kondensatoren ist somit deren Rippelstrombelastbarkeit die relevante Größe.

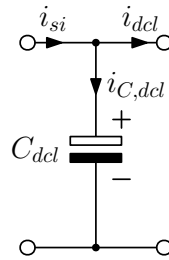


Abbildung 4.1: Zur Definition der Ströme am Zwischenkreis

Der Effektivwert $I_{C,dcl}$ ist einerseits vom Tastverhältnis δ und andererseits vom Laststrom I_o abhängig. Mittels Schaltungssimulation kann für $I_o = \pm 10$ A der Maximalwert von $I_{C,dcl}$ zu rund 3 A bestimmt werden.

Der Zwischenkreis wird für die positive und negative Versorgungsspannung aus je einer Parallelschaltung von zwei Elektrolytkondensatoren aufgebaut. Ausgewählt wurde hierfür ein Kondensator vom Typ EEUEE2G101 der Firma Panasonic [15]. Dieser weist eine Nennspannung von 400 V und eine Kapazität von $100 \mu\text{F}$ auf. Die Ripplestrombelastbarkeit wird mit 2060 mA Effektivwert angegeben. Durch die Parallelschaltung ergibt sich für jede Kondensatorgruppe eine Belastbarkeit von 4120 mA und damit eine ausreichende Dimensionierung. Um die dynamischen Eigenschaften des Zwischenkreises zu verbessern, werden zusätzlich zu den je zwei Elektrolytkondensatoren noch je sieben Keramikkondensatoren hinzugeschaltet. Der Aufbau des Zwischenkreises zusammen mit den SiC-Halbbrücken ist in Abbildung 4.2 gezeigt.

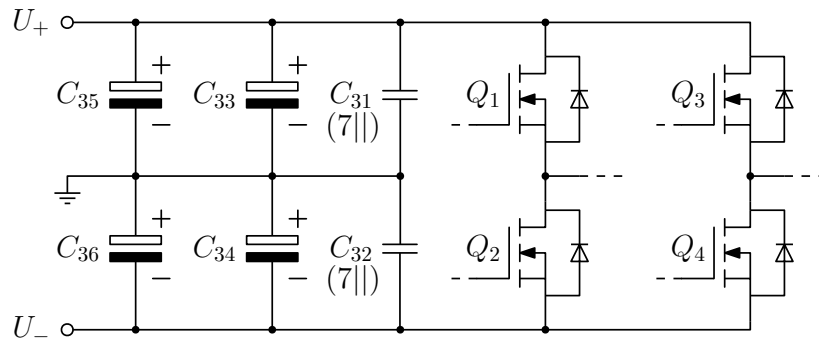


Abbildung 4.2: Aufbau von Halbbrücken und Zwischenkreis

4.2 Saugdrossel

Erst die Saugdrossel ermöglicht die Parallelschaltung der phasenversetzt angesteuerten SiC-Halbbrücken. Sie nimmt die momentane Differenz der beiden Halbbrückenausgangsspannungen u_{h1} und u_{h2} auf und verhindert so einen Kurzschluss zwischen den Brückenzweigen. Dieser Abschnitt befasst sich mit ihrer Auslegung und ihrem konstruktiven Aufbau.

Ausgangspunkt ist die magnetische Flussdichte B_1 im Kern der Saugdrossel. Mithilfe des Induktionsgesetzes kann für diese die Beziehung

$$B_1(t) = \frac{1}{NA_e} \int_0^t (u_{h1} - u_{h2}) d\tau + B_1(0) \quad (4.1)$$

mit der Gesamtwindungszahl N der beiden Wicklungen und der effektiven magnetischen Kernquerschnittsfläche A_e abgeleitet werden. Der Anfangswert $B_1(0)$ erfülle $B_1(0) = 0$. Die maximale Amplitude $\hat{B}_{1,max}$ der magnetischen Flussdichte tritt bei einem Tastverhältnis von $\delta = 0.5$ auf. In diesem Fall ist gemäß Abbildung 4.3 der Verlauf der Differenzspannung $u_d = u_{h1} - u_{h2}$ rechteckförmig und der Flussverlauf B_1 dreieckförmig.

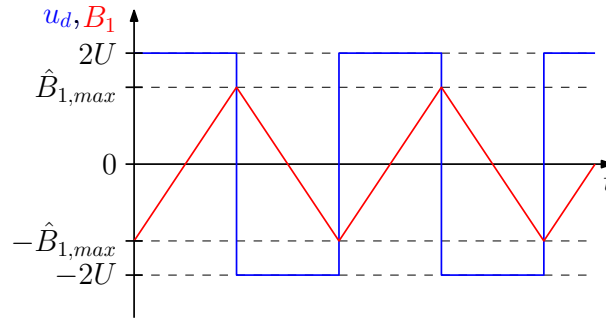


Abbildung 4.3: Verlauf von u_d und B_1 für $\delta = 0.5$

Daraus folgt für $\hat{B}_{1,max}$

$$\hat{B}_{1,max} = \frac{UT_s}{2NA_e}. \quad (4.2)$$

Hierbei bezeichnet $U = |U_+| = |U_-|$ den Betrag der positiven und negativen Versorgungsspannung und T_s die Schaltperiodendauer.

Als Kern der Saugdrossel wird ein E42-Ferritkern vom Typ B66329 der Firma TDK [19] gewählt. Dieser ist aus dem Ferritmaterial N87 gefertigt. Einige ausgesuchte Parameter des Kerns sind in Tabelle 4.2 angeführt.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
μ_e	relative effektive Permeabilität	1690	
A_l	Induktivitätsfaktor	5200	nH
B_s	Sättigungsflussdichte	320	mT
l_e	effektive magnetische Pfadlänge	97	mm
A_e	effektiver magnetischer Querschnitt	234	mm ²
V_e	effektives magnetisches Volumen	22700	mm ³

Tabelle 4.2: Ausgewählte Parameter des B66329 E42-Ferritkerns [19]

Aus Gleichung 4.1 kann durch Setzen von $\hat{B}_{1,max} = B_s = 320 \text{ mT}$, $U = 300 \text{ V}$ und $T_s = 20 \mu\text{s}$ die minimale Anzahl N_{min} von Windungen berechnet werden, damit es nicht zur Sättigung des Kerns kommt. Es ergibt sich $N_{min} = 41$. Da der Betrieb an der Sättigungsgrenze wegen hoher Kernverluste grundsätzlich unerwünscht ist und die Parameter des Kerns auch gewissen Toleranzen unterliegen, wird aber $N = 56$ verwendet, wodurch $\hat{B}_{1,max} \approx 229 \text{ mT}$ resultiert. Die Eigeninduktivität L einer Wicklung ist

$$L = A_l \left(\frac{N}{2} \right)^2. \quad (4.3)$$

Einsetzen von $A_l = 5200 \text{ nH}$ liefert $L \approx 4 \text{ mH}$.

Bei der idealen Saugdrossel wird das Flussniveau im Kern allein über Gleichung 4.1 bestimmt, da sich die Durchflutungen, hervorgerufen von den Stromanteilen $\frac{i}{2}$ in jedem Zweig, aufgrund der gegenläufigen Wicklungssinne aufheben. Hierbei bezeichnet i den Ausgangsstrom der Saugdrossel. Nun kann es aber, wie in Abschnitt 5.1.2 noch genauer ausgeführt wird, durch Unterschiede in den Tastverhältnissen δ_1 und δ_2 und/oder einer nicht symmetrisch aufgebauten Saugdrossel zu einem nicht verschwindenden Zeitmittelwert im Differenzstrom $\bar{i}_d = \bar{i}_1 - \bar{i}_2$ kommen. Als Konsequenz ergibt sich eine zusätzliche magnetische Flussdichtekomponente B_2 . Es ist nun möglich jenen Wert von $\bar{i}_d$ zu berechnen, der zur Sättigung des Kerns führt. Der zur Berechnung notwendige Zusammenhang lautet

$$\bar{i}_{d,s} = \frac{(B_{sat} - \hat{B}_{1,max}) N A_e}{L + M}. \quad (4.4)$$

Das Ergebnis ist, unter der Annahme eines Kopplungsgrades $k = 1$, $\bar{i}_{d,s} \approx 150 \text{ mA}$. Der in Abschnitt 5.1.2 implementierte Differenzstromregelkreis garantiert prinzipiell $\bar{i}_d < \bar{i}_{d,s}$. Allerdings soll der Schaltverstärker auch ohne aktive Regelkreise betrieben werden können. Aus diesem Grund wird ein höherer Wert von $\bar{i}_{d,s}$ angestrebt. Dieser ist durch den Einbau eines Luftspalts mit $d_l = 0.1 \text{ mm}$ zwischen den Kernhälften erreichbar. Der Induktivitätsfaktor sinkt dadurch auf $A_l \approx 1276 \text{ nH}$ ab und mit ihm die Selbstinduktivität auf $L \approx 1 \text{ mH}$. Eine Messung liefert für den Kopplungsgrad $k \approx 0.97$, die Gegeninduktivität M ist somit $M \approx 0.97 \text{ mH}$. Gleichung 4.4 führt mit

den neuen Parametern L und M zu $\bar{i}_{d,s} \approx 606$ mA. Dieser Wert wird als ausreichend groß betrachtet um auch ohne Differenzstromregler keine Sättigungsprobleme zu erfahren.

Den Abschnitt abschließend soll eine Schätzung der Verluste der Saugdrossel im betrachteten Betriebspunkt erfolgen. Grundsätzlich lassen sich die Verluste in

- Kernverluste P_{Fe} und
- Kupferverluste P_{Cu}

einteilen. Die Kernverluste P_{Fe} können über die Steinmetz-Formel [4]

$$P_{Fe} = k f^\alpha B^\beta V \quad (4.5)$$

mit geeigneten Parametern k , α und β , welche von Material, Form und Temperatur des Kerns abhängen, berechnet werden. Die Kupferverluste P_{Cu} sind die ohmschen Verluste der Wicklungen. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass der Skineffekt und der Proximityeffekt die Stromverteilung in den Leitern beeinflussen. Bei der hier gemachten Abschätzung wird der Proximityeffekt vernachlässigt. Für seine analytische Behandlung sei auf die Literatur [4] verwiesen. Der Skineffekt bewirkt für unterschiedlich frequente Stromkomponenten unterschiedliche effektive Leiterquerschnitte. Für Gleichanteile ist der Widerstand über

$$R_{dc} = \frac{l_c}{\gamma_c A_c} \quad (4.6)$$

mit der Länge l_c , der Querschnittsfläche A_c und der elektrischen Leitfähigkeit γ_c des Leiters gegeben. Für Wechselanteile kann über die Eindringtiefe δ_{skin} gemäß

$$\delta_{skin} = \sqrt{\frac{1}{\pi \gamma_c \mu_c f}} \quad (4.7)$$

der effektive Leiterquerschnitt $A_{c,eff}$ zu

$$A_{c,eff} = \frac{\pi}{4} [d_c^2 - (d_c - 2\delta_{skin})^2] \quad (4.8)$$

errechnet werden. Darin bezeichnet μ_c die magnetische Permeabilität des Materials, f die Frequenz und d_c den Leiterquerschnitt. Durch Verwendung von $A_{c,eff}$ anstelle von A_c in Gleichung 4.6 ergibt sich der wirksame Widerstand R_{ac} . Die Kupferverluste P_{Cu} folgen zu

$$P_{Cu} = R_{dc} I_{dc}^2 + R_{ac} I_{ac}^2 \quad (4.9)$$

mit dem Effektivwert I_{ac} des Wechselanteils. Da R_{ac} von der Frequenz abhängt, ist es bei einem nichtharmonischen Verlauf notwendig die Berechnung für jede Frequenzkomponente auszuführen und die jeweiligen Verluste aufzusummieren.

Zur konkreten Berechnung erfolgt die Ermittlung der Eisenverluste P_{Fe} nicht über Gleichung 4.5, sondern mittels eines vom Hersteller zur Verfügung gestellten Datensets [20]. Über eine Polynominterpolation kann daraus eine Verlustkurve abgeleitet werden. Bezüglich der Kupferverluste P_{Cu} wird volle Belastung $I_o = \pm 10$ A und eine mittlere Windungslänge $l_N = 100$ mm angenommen. Der Stromrippel ist mit der Grundschiwingung und den ersten beiden Oberschwingungen angenähert. Die restlichen zur Rechnung verwendeten Parameter sind in Tabelle 4.3 und die Ergebnisse in Tabelle 4.4 aufgelistet.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
θ	Temperatur	40	°C
d_c	Leiterdurchmesser	1	mm
γ_c	elektrische Leitfähigkeit von Kupfer	58×10^6	S/m
μ_c	magnetische Permeabilität von Kupfer	$4\pi \times 10^{-7}$	N/A

Tabelle 4.3: Parameter zur Berechnung der Saugdrosselverluste

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
P_{Fe}	Kernverluste	7.2	W
P_{Cu}	Kupferverluste	3.1	W
$P_{Fe} + P_{Cu}$	Gesamtverluste	10.3	W

Tabelle 4.4: Saugdrosselverluste

4.3 LC-Filter

Das LC-Filter dient der Unterdrückung der schaltfrequenten Spannungskomponenten. Es besteht aus der Filterdrossel L_o und dem Filterkondensator C_o . In diesem Abschnitt erfolgt die Dimensionierung dieser beiden Bauteile.

In einem ersten Schritt wird das Maximum $\hat{I}_{Lo,max}$ der Stromrippelamplitude der Drossel L_o betrachtet. Dieses tritt bei den Tastverhältnissen $\delta = 0.25$ und $\delta = 0.75$ auf. An diesen Betriebspunkten ist der Verlauf der Spannung u_{Lo} an der Drossel rechteckförmig, der des Stroms i_{Lo} dreieckförmig. Daraus folgt

$$\hat{I}_{Lo,max} = \frac{UT_s}{16L_o}. \quad (4.10)$$

Wird der maximale Stromrippel $\Delta I_{Lo,max} = 2\hat{I}_{Lo,max}$ zu $\Delta I_{Lo,max} = 3.75$ A vorgegeben, resultiert aus Gleichung 4.10 $L_o \approx 200 \mu\text{H}$.

Die Glättungsdrossel wird auf Basis von 2 gestapelten Eisenpulver-Ringkernen vom Typ T184-14 der Firma Micrometals [14] aufgebaut. Die Kerne bestehen aus

einer firmeneigenen Materialmischung mit der Nummer 14. Die Tabelle 4.5 führt einige ausgewählte Parameter des Kerns an.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
μ_e	relative effektive Permeabilität	14	
A_l	Induktivitätsfaktor	28	nH
B_s	Sättigungsflussdichte	>500	mT
l_e	effektive magnetische Pfadlänge	11.2	cm
A_e	effektiver magnetischer Querschnitt	1.88	cm ²
V_e	effektives magnetisches Volumen	21	cm ³

Tabelle 4.5: Ausgewählte Parameter des T184-14 Eisenpulver-Ringkerns [14]

Die Anzahl der für $L_o = 200 \mu\text{H}$ erforderlichen Windungen N kann mit dem Induktivitätsfaktor A_l gemäß

$$N = \sqrt{\frac{L_o}{2A_l}} \quad (4.11)$$

zu $N = 60$ bestimmt werden. Das Maximum der Flussdichte ergibt sich mit $I_{L_o, \max} = I_{o, \max} + \hat{I}_{L_o, \max} \approx 11.9 \text{ A}$ und der Beziehung

$$B_{\max} = \frac{L_o I_{L_o, \max}}{2N A_e} \quad (4.12)$$

zu $B_{\max} \approx 105 \text{ mT}$. Dieser Wert liegt ausreichend weit unter der Sättigungsgrenze, sodass es auch im Fall einer kurzzeitigen Überlast zu keiner Kernsättigung kommt.

Wie auch bei der Saugdrossel soll nun eine Abschätzung der Verluste folgen. Die Kernverluste P_{Fe} können mit einer vom Hersteller angegebenen Formel [13] ermittelt werden. Für die Berechnung der Kupferverluste P_{Cu} wird wieder volle Belastung $I_o = \pm 10 \text{ A}$ und eine mittlere Windungslänge $l_N = 100 \text{ mm}$ angenommen. Die restlichen Parameter entsprechen denen aus Tabelle 4.3. Da die Rechnung analog zu der in Abschnitt 4.2 erfolgt, wird sie hier nicht mehr genauer behandelt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.6 angeführt.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
P_{Fe}	Kernverluste	1.1	W
P_{Cu}	Kupferverluste	13.4	W
$P_{Fe} + P_{Cu}$	Gesamtverluste	14.5	W

Tabelle 4.6: Filterdrosselverluste

Im zweiten Schritt gilt es den Wert C_o des Filterkondensators zu bestimmen. Hierzu wird die Eigenkreisfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad (4.13)$$

des LC-Filters betrachtet. Für eine möglichst große Dämpfung der Schaltharmonischen ist eine kleine Eigenkreisfrequenz anzustreben. Andererseits soll keine merkbare Abschwächung im Nutzbereich auftreten. Es ist also ein geeigneter Kompromiss zu finden. Ein weiterer wichtiger Kennwert des Filters ist die charakteristische Impedanz Z_0 gemäß

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}. \quad (4.14)$$

Kleine Werte von Z_0 resultieren in hohen Strömen während des Einschwingvorgangs, große Werte bedeuten auch große Spannungsänderungen bei einem Lastsprung. Auch hier ist also ein Kompromiss zu finden. Für den aufgebauten Schaltverstärker wird C_o zu $C_o = 2.2 \mu\text{F}$ festgelegt. Damit ergibt sich die Eigenkreisfrequenz zu $\omega_0 \approx 47673 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, die Eigenfrequenz zu $f_0 \approx 7587 \text{ Hz}$ und die charakteristische Impedanz zu $Z_0 \approx 9.5 \Omega$. Die Dämpfung bei 100 kHz ist rund 44.7 dB und erfüllt demnach die Anforderung aus Kapitel 1. Bei der Auswahl eines geeigneten Kondensatortyps ist auf eine entsprechende Spannungsfestigkeit und auch auf eine ausreichende Ripplestrombelastbarkeit zu achten. Verwendet wird der Polypropylen Folienkondensator C4ATJBU4220A3EJ der Firma KEMET [9].

4.4 Treiberstufe

Die Treiberstufe fungiert als Schnittstelle zwischen dem Steuerungsteil und dem Leistungsteil. Ihre primäre Aufgabe ist die Umwandlung der leistungsschwachen PWM-Signale in Signale ausreichender Spannung und Stromstärke zum Ein- und Ausschalten der SiC-MOSFETs. Im Folgenden wird die Treiberstufe in zwei Teilen erläutert, zunächst wird in Abschnitt 4.4.1 kurz auf den verwendeten integrierten Gatetreiber und danach in Abschnitt 4.4.2 auf dessen Beschaltung eingegangen.

4.4.1 Gatetreiber

Den Kern der Treiberstufe bildet der integrierte Schaltkreis Si8274 der Firma Silicon Labs [17], ein isolierter High-Side/Low-Side-Gatetreiber zur Ansteuerung einer Halbbrücke. Das Blockdiagramm des Si8274 ist in Abbildung 4.4 dargestellt.

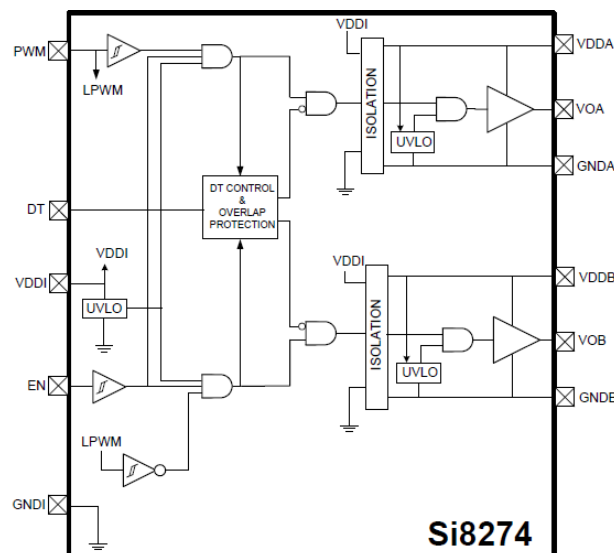


Abbildung 4.4: Blockdiagramm des Si8274 [17]

Die interne Logik generiert aus dem PWM-Signal am Eingang die jeweiligen Ansteuersignale für den High-Side- und den Low-Side-Zweig. Jedes dieser beiden Steuersignale wird anschließend einem Hochfrequenzträger durch Amplitudenumtastung aufmoduliert und über eine halbleiterbasierte Isolationsbarriere auf die Ausgangsseite übertragen, wo es nach erfolgter Demodulation einer Ausgangsstufe zugeführt wird. Um ein gleichzeitiges Leiten der SiC-MOSFETs und damit einen Kurzschluss des Zwischenkreises über die Halbbrücke zu verhindern implementiert der Treiber eine einstellbare Verriegelungszeit („Totzeit“). Weiters existiert sowohl für die Eingangsseite als auch für jede der beiden Ausgangsstufen der Ausgangsseite eine Unterspannungssperre. Diese verhindert einen fehlerhaften Betrieb während der Start-up- und der Shut-down-Phase des Treibers sowie für den Fall, dass die jeweiligen Versorgungsspannungen unterhalb der spezifizierten Bereiche liegen.

4.4.2 Beschaltung des Gatetreibers

Zunächst wird die in Abbildung 4.5 dargestellte eingangsseitige Beschaltung des Gatetreibers Si8274 (IC10) betrachtet.

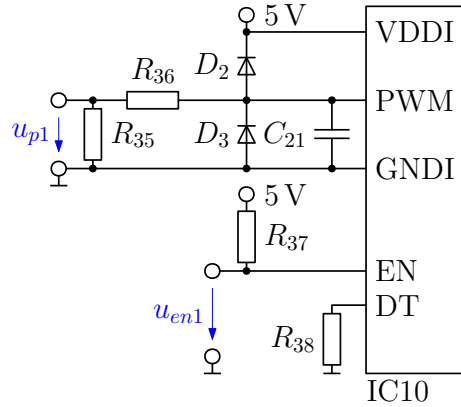


Abbildung 4.5: Eingangsseitige Beschaltung des Si8274

Die Versorgungsspannung beträgt 5 V und wird durch den Steuerungsteil bereitgestellt. Für den Fall dass kein Signal u_{p1} eingespeist wird, sorgt $R_{35} = 10 \text{ k}\Omega$ für ein definiertes Potential am PWM-Eingang (PWM). Der Widerstand $R_{36} = 100 \Omega$ bildet zusammen mit dem Kondensator $C_{21} = 100 \text{ pF}$ einen Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von rund 16 MHz zur Unterdrückung hochfrequenter Störungen. Eine niedrige Grenzfrequenz ist bei diesem Filter nicht erwünscht, um die Flankensteilheit des PWM-Signals zu erhalten. Die Kleinsignaldioden D_2 und D_3 stellen eine Klemmschaltung dar, welche die Spannung am PWM-Eingang (PWM) zu Schutzzwecken auf einen Bereich von etwa -0.7 V bis 5.7 V beschränkt. Diesbezüglich dient R_{36} auch zur Begrenzung des Stroms im Falle einer leitenden Diode.

Über einen Low-Pegel von u_{en1} am Enable-Eingang (EN) kann der gesamte Gatetreiber deaktiviert werden, wodurch beide Ausgangsstufen bedingungslos in den Low-Zustand geschaltet werden. Da diese Funktion bei der hier beschriebenen Treiberstufe nicht verwendet wird, sorgt $R_{37} = 10 \text{ k}\Omega$ für einen festen High-Pegel und somit für eine dauerhafte Aktivierung des Gatetreibers.

Um sicherzustellen, dass trotz fehlangepasster Verzögerungszeiten und/oder endlicher Schaltzeiten niemals beide SiC-MOSFETs der Halbbrücke leiten und es so zu einem Brückenkurzschluss kommt, ist eine Verriegelungszeit („Totzeit“), eine zeitliche Differenz zwischen den Ansteuerimpulsen von High- und Low-Side-Zweig, notwendig. Während der Verriegelungszeit T_v fließt der Ausgangsstrom i_1 der Halbbrücke abhängig von seinem Vorzeichen über die High- oder Low-Side Body-Diode. Als Konsequenz resultiert ein Fehler $\Delta \bar{u}_{h1}$ im Zeitmittelwert der Ausgangsspannung u_{h1} im Vergleich zum idealisierten Fall ohne „Totzeit“. Der Betrag dieses Fehlers ist proportional zur Verriegelungszeit T_v und sein Vorzeichen ist umgekehrt zum

Vorzeichen des Ausgangsstroms i_1 . Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass zufolge des im Abschnitt 5.2.1 entworfenen Reglers der Fehler im Zeitmittelwert der Ausgangsspannung u_{h1} kompensiert wird. Um den Stellgrößenbedarf des Ausgangsspannungsreglers möglichst klein zu halten, ist allerdings eine kurze Verriegelungszeit von Vorteil. Darüber hinaus bedeutet eine längere „Totzeit“ auch eine längere Leitdauer der entsprechenden Body-Diode und somit angesichts deren relativ hoher Schleusenspannung höhere Verluste der Halbbrücke. Zusammenfassend muss die Verriegelungszeit lange genug sein, um einen Kurzschluss des Zwischenkreises über die SiC-MOSFETs zu verhindern, sie sollte aber darüber hinaus auch so kurz wie möglich gewählt werden.

Die Verriegelungszeit T_v lässt sich bei dem verwendeten Gatetreiber von 10 ns bis 200 ns durch einen einzelnen Widerstand $R_v = R_{38}$ am Eingang (DT) einstellen, wobei der Zusammenhang zwischen R_v und T_v über die Zahlenwertgleichung

$$\{T_v\} = 2.02\{R_v\} + 7.77 \quad \text{mit } \{T_v\} \text{ in Nanosekunden, } \{R_v\} \text{ in Kiloohm} \quad (4.15)$$

gegeben ist [17]. Der Wert der Verriegelungszeit T_v wird aus Sicherheitsgründen und aufgrund der implementierten Ausgangsspannungsregelung auf das Ende des zur Verfügung stehenden Bereichs, also $T_v \approx 200$ ns, festgelegt. Dazu wird $R_{37} = 100$ k Ω gewählt.

Die ausgangsseitige Beschaltung des Gatetreibers Si8274 (IC10) ist in Abbildung 4.6 illustriert, wobei der besseren Übersicht halber nur der High-Side-Zweig dargestellt ist.

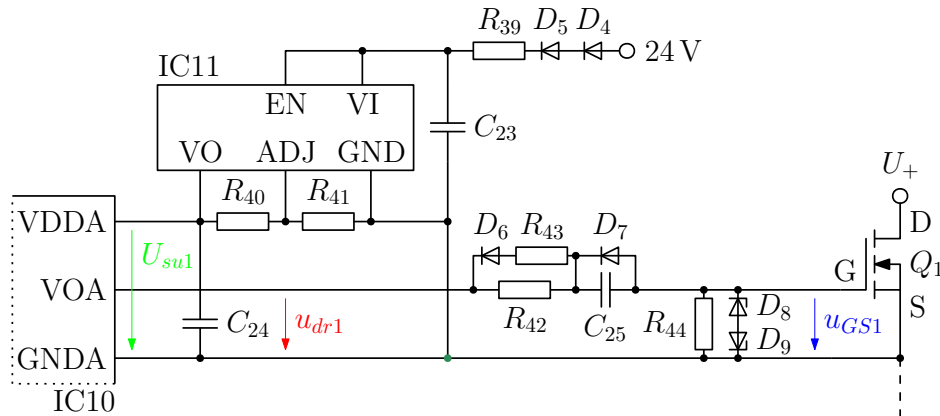


Abbildung 4.6: Ausgangsseitige Beschaltung des Si8274

Der Aufbau des Low-Side-Zweigs entspricht mit der Ausnahme des Nichtvorhandenseins der Schaltungselemente D_4 , D_5 und R_{39} dem des High-Side-Zweigs. Ein isolierter DC/DC-Wandler erzeugt aus den eingangsseitigen 5 V des Steuerungsteils 24 V bezogen auf die negative Betriebsspannung der Halbbrücke $U_- = -300$ V. Da U_- auch dem Source-Potential des Low-Side-MOSFETs entspricht, können die

vom DC/DC-Wandler bereitgestellten 24 V direkt zur Versorgung des Low-Side-Zweiges des Gatetreibers verwendet werden. Die Versorgung des High-Side-Zweiges erfordert eine ausreichende Spannung bezogen auf den Source-Anschluss des High-Side-MOSFETs und damit auf das Ausgangspotential der Halbbrücke. Diese könnte prinzipiell ebenfalls über einen weiteren DC/DC-Wandler bereitgestellt werden. Bei der hier beschriebenen Treiberstufe wird dieser zusätzliche DC/DC-Wandler durch eine schaltungstechnisch wenig aufwendige Alternative vermieden. Hierbei handelt es sich um die sogenannte Bootstrapping-Schaltung, gebildet von den Dioden D_4 und D_5 , dem Widerstand R_{39} und dem Kondensator C_{23} . Ihre Funktionsweise beruht auf der Änderung des Ausgangspotentials der Halbbrücke. Leitet der Low-Side-MOSFET, so beträgt das Source-Potential des High-Side-MOSFETs näherungsweise U_- . Die Dioden D_4 und D_5 leiten und der Kondensator C_{23} wird über den Widerstand R_{39} aufgeladen. Leitet hingegen der High-Side-MOSFET, so ist sein Source-Potential etwa U_+ . Nun sperren die Dioden und nehmen die Spannungsdifferenz $U_+ - U_- = 24 \text{ V} = 576 \text{ V}$ auf. Da der Kondensator C_{23} nur eine endliche Ladungsmenge speichern kann und die Ansteuerung des SiC-MOSFETs nicht leistungslos erfolgt, ist ein periodisches Nachladen erforderlich. Dies ist auch der größte Nachteil der Bootstrapping-Schaltung, die somit ein Tastverhältnis $\delta_1 < 1$ bedingt. Dem gegenüber steht die Einsparung eines weiteren DC/DC-Wandlers. Mit $R_{39} = 100 \Omega$ und $C_{23} = 10 \mu\text{F}$ ergibt sich das maximale Tastverhältnis zu $\delta_{1,max} \approx 0.97$. Bei $\delta_1 > \delta_{1,max}$ reicht die Einschaltdauer des Low-Side MOSFETs nicht mehr aus um den Kondensator C_{23} dauerhaft nachzuladen, womit die Versorgungsspannung des High-Side-Zweiges zusammenbricht und der High-Side-MOSFET nicht mehr in den leitenden Zustand versetzt werden kann. Für die Dioden D_4 und D_5 wurde ein Typ mit kurzer Sperr-Erholzeit (35 ns) und hoher Sperrspannung (600 V) gewählt. Bezüglich der maximalen Sperrspannung ist zu beachten, dass der oben berechnete Wert der von den Dioden D_4 und D_5 aufzunehmenden Spannungsdifferenz von 576 V kurzzeitig durch parasitäre Induktivitäten deutlich überschritten werden kann.

Der lineare Spannungsregler AP2204 der Firma Diodes [3] (IC11) liefert die eigentliche Versorgungsspannung U_{su1} für die Ausgangsstufe des Gatetreibers. Die Spannung U_{su1} kann über die Widerstände R_{40} und R_{41} eingestellt werden. Durch $R_{40} = 150 \text{ k}\Omega$ und $R_{41} = 10 \text{ k}\Omega$ resultiert $U_{su1} = 19.84 \text{ V}$. Der Kondensator $C_{24} = 10 \mu\text{F}$ fungiert als Spannungsstütze am Versorgungseingang (VDDA).

Die Ansteuerung des SiC-MOSFETs erfolgt über den Treiberausgang (VOA). Die Schaltungselemente R_{42} , R_{43} und D_6 realisieren einen variablen Gatewiderstand. Wird der MOSFET eingeschaltet, sperrt die Diode D_6 und als Widerstand tritt $R_{42} \approx 3.3 \Omega$ auf. Im Ausschaltfall leitet D_6 und der Gatewiderstand wird durch die Parallelschaltung von R_{42} mit $R_{43} = 5 \Omega$ gebildet. Diese Reduktion des wirksamen Widerstandes dient der Symmetrierung der Ein- und Ausschaltzeiten.

Durch die unipolare Spannungsversorgung des Gatetreibers ist zunächst auch nur eine unipolare Ansteuerung des SiC-MOSFETs möglich. Die Extremwerte der Treiberausgangsspannung u_{dr1} sind näherungsweise 0 V und $U_{su1} = 19.4$ V. Um dennoch eine bipolare Gatespannung u_{GS1} zu erreichen, wird ein Pegelumsetzer, gebildet durch den Kondensator $C_{25} = 1 \mu\text{F}$, den Widerstand $R_{44} = 10 \text{ k}\Omega$ sowie den Zenerdioden D_8 und D_9 , eingesetzt. Damit ergeben sich als Extremwerte von u_{GS1} etwa -4 V und 15.7 V. Die Diode D_7 überbrückt den Kondensator C_{25} , falls in einem Fehlerfall u_{GS1} deutlich größer wird als u_{dr1} . Exemplarisch sind die simulierten Verläufe der beiden Spannungen u_{dr1} und u_{GS1} für ein Tastverhältnis $\delta_1 = 0.5$ in Abbildung 4.7 dargestellt. Abschließend sei angemerkt, dass die Dioden D_8 und D_9 das Gate auch vor Überspannungen schützen und der Widerstand R_{44} ein unabsichtliches Einschalten des MOSFETs durch elektrostatische Aufladung verhindert, falls der Leistungsteil mit Spannung versorgt wird, die Treiberstufe aber nicht. Eine ident aufgebaute Treiberstufe dient der Ansteuerung der zweiten Halbbrücke.

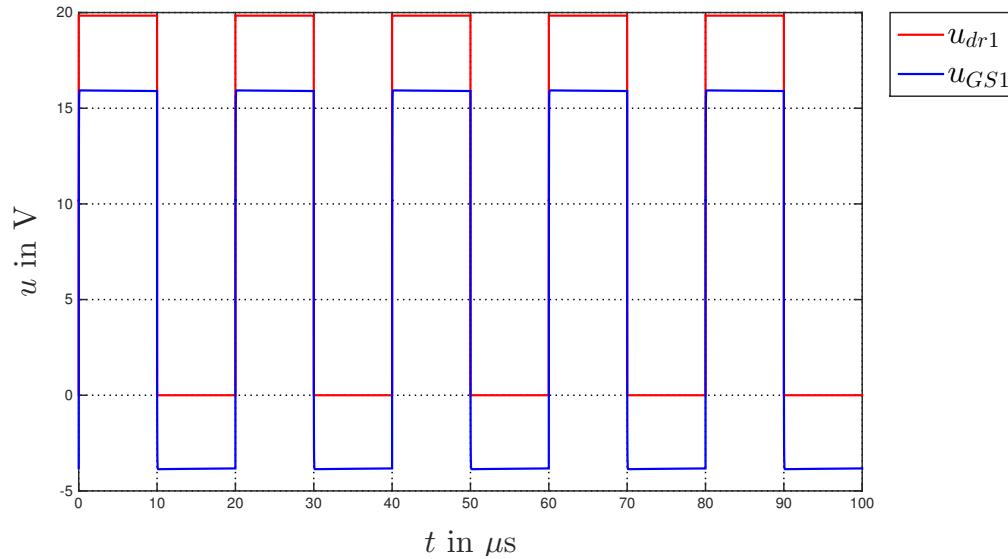


Abbildung 4.7: Simulierte Verläufe von u_{dr1} und u_{GS1}

4.5 Kühlung

Die in den Siliziumkarbid-MOSFETs auftretende Verlustleistung wird in Wärme umgewandelt. Diese muss durch geeignete Kühlmaßnahmen abgeführt werden, um die Überschreitung gewisser Temperaturgrenzen, insbesondere der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur $\vartheta_{J,max}$, zu verhindern. In diesem Abschnitt erfolgt zunächst eine Abschätzung der Halbleiterverluste und anschließend die Dimensionierung eines geeigneten Kühlkörpers auf Basis freier Konvektion.

Es besteht grundsätzlich die Möglichkeit die in einem MOSFET umgesetzten Verluste in die vier Kategorien

- Durchlassverluste
- Schaltverluste
- Sperrverluste
- Ansteuerverluste

einzuteilen. Sperrverluste und Ansteuerverluste sind gewöhnlich gering und werden für die hier vorgenommene Abschätzung vernachlässigt. Die über eine Schaltperiodendauer T_s gemittelten Durchlassverluste des Transistors errechnen sich zu

$$P_{c,T} = R_{DS,on} I_{D,rms}^2 \quad (4.16)$$

mit dem Drain-Source-Bahnwiderstand $R_{DS,on}$ und dem Effektivwert des Drain-Stroms $I_{D,rms}$. Für die inverse Body-Diode sind die gemittelten Durchlassverluste durch

$$P_{c,D} = U_{D0} I_{F,avg} + r_D I_{F,rms}^2 \quad (4.17)$$

gegeben. Hierbei bezeichnet U_{D0} die Schleusenspannung, r_D den differentiellen Bahnwiderstand, $I_{F,avg}$ den Mittelwert und $I_{F,rms}$ den Effektivwert des Diodenstroms. Die Bestimmung der Schaltverluste des Transistors geschieht über die Schaltenergien $E_{on,T}$ und $E_{off,T}$ zusammen mit der Schaltfrequenz f_s entsprechend

$$P_{s,T} = (E_{on,T} + E_{off,T}) f_s. \quad (4.18)$$

Analog lassen sich die Diodenschaltverluste mit den Energien $E_{on,D}$ und $E_{off,D}$ zu

$$P_{s,D} = (E_{on,D} + E_{off,D}) f_s \quad (4.19)$$

angeben. Die Einschaltenergie $E_{on,D}$ kann über die Näherung

$$E_{on,D} \approx \frac{1}{4} Q_{rr} U_{Dr} \quad (4.20)$$

mit der Reverse-Recovery-Ladung Q_{rr} und der Spannung U_{Dr} an der Body-Diode in der Zeit des Reverse-Recovery-Prozesses ermittelt werden [7]. Die Ausschaltenergie $E_{off,D}$ ist im Allgemeinen klein und wird nicht weiter berücksichtigt.

Als Kühlkonzept wird für je eine Halbbrücke ein Kühlkörper unter natürlicher Konvektion eingesetzt. Zu dessen Dimensionierung ist es notwendig die auftretende Verlustleistung der SiC-MOSFETs in einer Halbbrückenordnung zu analysieren. Man betrachte hierzu die in Abbildung 4.8 dargestellte Schaltung.

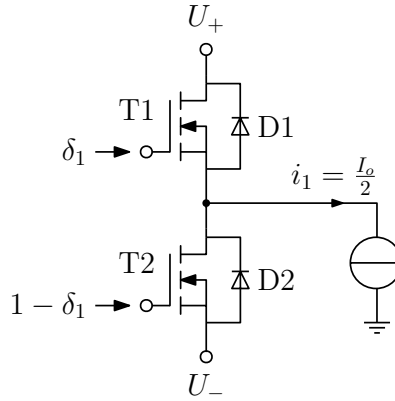


Abbildung 4.8: Zur Abschätzung der Halbbrückenverluste

Die Ansteuerung des Transistors T1 erfolgt entsprechend dem Tastverhältnis δ_1 , die des Transistors T2 entsprechend dem Tastverhältnis $1 - \delta_1$. Eine Verriegelungszeit T_v wird dabei außer Acht gelassen. In den anschließenden Ausführungen wird für den Halbbrückenausgangsstrom i_1 ein positives Vorzeichen angenommen und der Stromrippel vernachlässigt. Es gilt somit $i_1 = \frac{I_o}{2}$.

Die Durchlassverluste der beiden Transistoren T1 und T2 sind gemäß Gleichung 4.16 durch

$$P_{c,T1} = \delta R_{DS,on} \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 \quad (4.21)$$

und

$$P_{c,T2} = (1 - \delta) R_{DS,on} \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 \quad (4.22)$$

festgelegt. In der vorliegenden Konfiguration führt die Body-Diode D2 den Strom $\frac{I_o}{2}$ während der Verriegelungszeit T_v . Die damit verbundenen gemittelten Durchlassverluste sind zufolge von $T_v \ll T_s$ üblicherweise gering und werden nicht mit einberechnet. Als Konsequenz des positiven Vorzeichens von i_1 trägt die Diode D1 in keinem Zeitpunkt den Strom $\frac{I_o}{2}$. Für den Transistor T1 ergeben sich die Schaltverluste zu

$$P_{s,T1} = (E_{on,T} + E_{off,T}) f_s \quad (4.23)$$

mit den Schaltenergien $E_{on,T}$ und $E_{off,T}$ für die volle Spannung $U_+ - U_-$. Diese relativ großen Energien treten im Transistor T2 nicht auf, da bei diesem für den Einschalt- und Ausschaltvorgang lediglich die Diodenspannung $u_D = U_{D0} + r_D i_F$ anliegt. Die dadurch resultierenden Schaltverluste sind im Vergleich zu denen des Transistors T1 klein und werden nicht weiter berücksichtigt. Schlussendlich verbleiben noch die Schaltverluste der Diode D2, die unter Verwendung der Näherung aus Gleichung 4.20 über

$$P_{s,D2} = \frac{1}{4} Q_{rr} (U_+ - U_-) f_s \quad (4.24)$$

angeschrieben werden können, wobei im Sinn einer Worst-Case-Rechnung die Spannung $U_{Dr} = U_+ - U_-$ gesetzt wurde. Zusammenfassend ergibt sich die gesamte Verlustleistung des oberen MOSFETs (T1 und D1) zu

$$P_{l1} = P_{c,T1} + P_{s,T1} = \delta R_{DS,on} \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 + (E_{on,T} + E_{off,T}) f_s, \quad (4.25)$$

die des unteren MOSFETs (T2 und D2) zu

$$P_{l2} = P_{c,T2} + P_{s,D2} = (1 - \delta) R_{DS,on} \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 + \frac{1}{4} Q_{rr} (U_+ - U_-) f_s. \quad (4.26)$$

Mit den Gleichungen 4.25 und 4.26 stehen nun einfache Ausdrücke zur Abschätzung der Verlustleistungen P_{l1} und P_{l2} in einer Halbbrückenschaltung zur Verfügung. Die Siliziumkarbid-MOSFET spezifischen Parameter können dem Datenblatt [2] entnommen werden und sind in Tabelle 4.7 angeführt. Für die Größen $R_{DS,on}$, $E_{on,T}$ und $E_{off,T}$ werden die Werte bei der ebenfalls im Datenblatt angegebenen maximal zulässigen Sperrschichttemperatur $\vartheta_{J,max} = 150^\circ\text{C}$ entsprechend dem Worst-Case-Fall verwendet.

Parameter	Wert	Einheit
$R_{DS,on}$	90	m Ω
$E_{on,T}$	114	μJ
$E_{off,T}$	18	μJ
Q_{rr}	150	nC

Tabelle 4.7: Parameter zur Verlustabschätzung

Wie bereits erwähnt, ist für jede der beiden Halbbrücken je ein Kühlkörper vorgesehen. Die MOSFETs sind mit diesem, zur Erzielung einer möglichst guten thermischen Kopplung, durch ein Wärmeleitpad verbunden. Über ein Klammersystem erfolgt eine Anpressung der SiC-MOSFETs an den Kühlkörper und dessen eigentliche Befestigung. Der thermische Aufbau für eine Halbbrücke ist zusammen mit charakteristischen Temperaturen in Abbildung 4.9 illustriert. Hierbei bezeichnet ϑ_A die Umgebungstemperatur, für welche $\vartheta_A = 25^\circ\text{C}$ angenommen wird, ϑ_H die

Temperatur des Kühlkörpers, ϑ_{C1} und ϑ_{C2} die Gehäusetemperaturen und ϑ_{J1} sowie ϑ_{J2} die Sperrschichttemperaturen der SiC-MOSFETs. Zuzolge der Ähnlichkeit der Differentialgleichungen für thermische und elektrische Vorgänge ist es möglich den thermischen Aufbau durch ein Ersatzschaltbild zu beschreiben, wobei die Einschränkung auf konzentrierte Schaltelemente und den stationären Zustand getroffen wird.

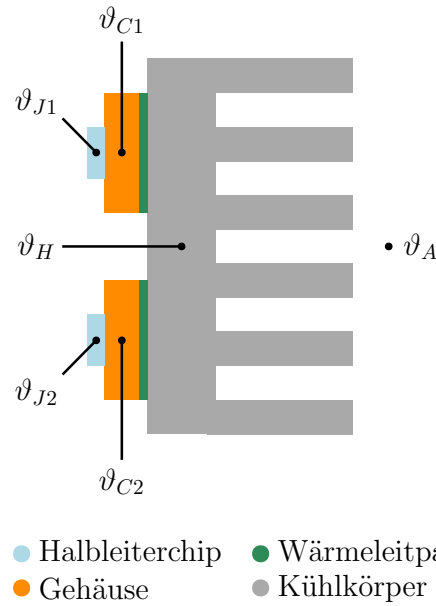


Abbildung 4.9: Thermischer Aufbau

Das aus dem Aufbau resultierende thermische Schaltbild erlaubt nun eine wenig aufwendige Dimensionierung des benötigten Kühlkörpers und ist in Abbildung 4.10 dargestellt.

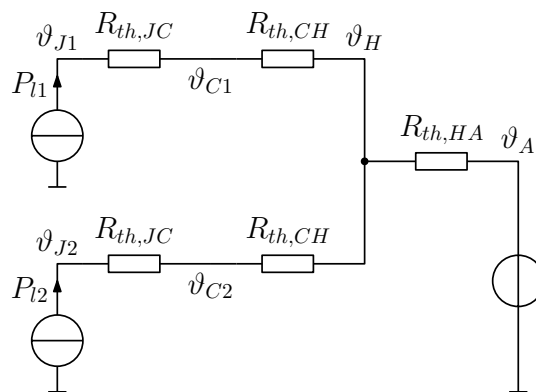


Abbildung 4.10: Thermisches Ersatzschaltbild

Für die Temperaturen ϑ_H , ϑ_{C1} , ϑ_{C2} , ϑ_{J1} und ϑ_{J2} gelten die Zusammenhänge

$$\vartheta_H = R_{th,HA}(P_{l1} + P_{l2}) + \vartheta_A \quad (4.27a)$$

$$\vartheta_{C1} = R_{th,CH}P_{l1} + R_{th,HA}(P_{l1} + P_{l2}) + \vartheta_A \quad (4.27b)$$

$$\vartheta_{C2} = R_{th,CH}P_{l2} + R_{th,HA}(P_{l1} + P_{l2}) + \vartheta_A \quad (4.27c)$$

$$\vartheta_{J1} = (R_{th,JC} + R_{th,CH})P_{l1} + R_{th,HA}(P_{l1} + P_{l2}) + \vartheta_A \quad (4.27d)$$

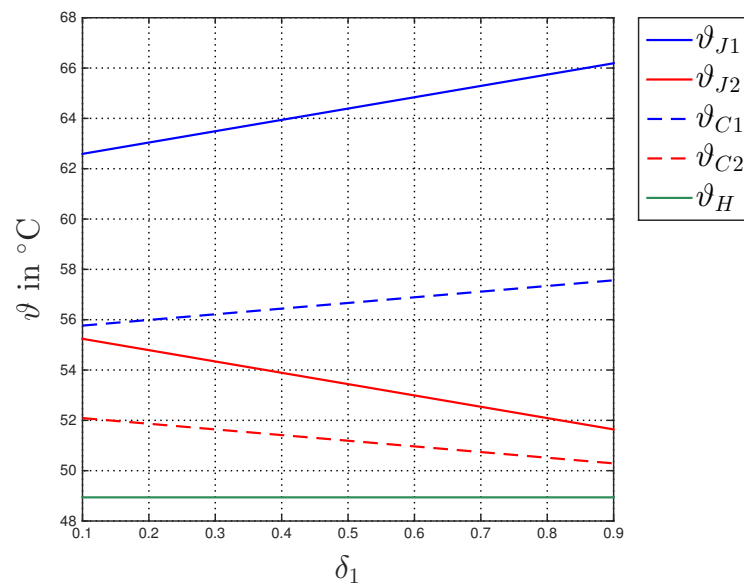
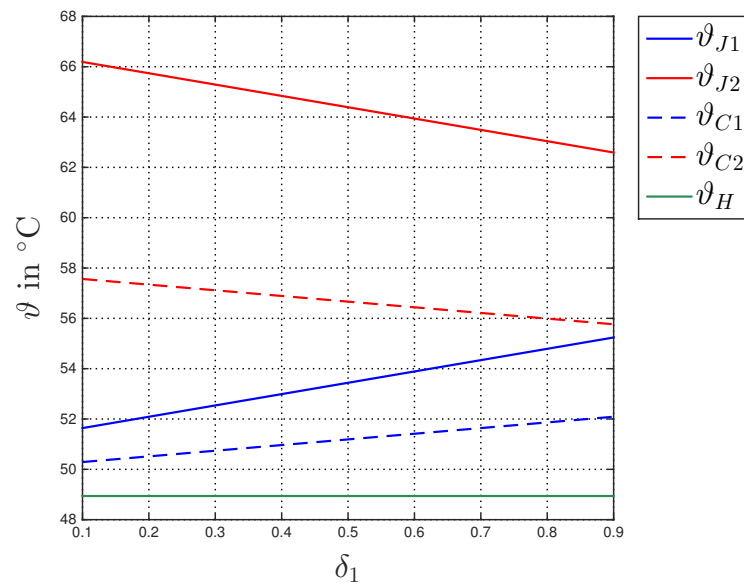
$$\vartheta_{J2} = (R_{th,JC} + R_{th,CH})P_{l2} + R_{th,HA}(P_{l1} + P_{l2}) + \vartheta_A. \quad (4.27e)$$

Mit den in Tabelle 4.7 angeführten Parametern sowie $U_+ = 300\text{ V}$, $U_- = -300\text{ V}$, $f_s = 50\text{ kHz}$ und $I_o = 10\text{ A}$, gemäß den Spezifikationen, ist der größte Wert der Verlustleistungen P_{l1} und P_{l2} durch $P_{l1,max} \approx 8.63\text{ W}$ gegeben. Dieser tritt beim maximalen nominellen Tastverhältnis $\delta_{1,max} = 0.9$ auf. Zuzufolge der Symmetrie der Widerstandszweige in Abbildung 4.10 ist im betrachteten Fall das Maximum der Sperrschichttemperaturen ϑ_{J1} und ϑ_{J2} stets $\vartheta_{J1,max}$. Dessen Wert hängt vom, den Kühlkörper repräsentierenden, thermischen Widerstand $R_{th,HA}$ ab. Der thermische Widerstand $R_{th,JC}$ ist im Datenblatt [2] mit $R_{th,JC} = 1\text{ °C/W}$ zu finden. $R_{th,CH}$ errechnet sich aus der thermischen Leitfähigkeit des verwendeten Wärmeleitpads zusammen mit seiner Dicke und der effektiven Kontaktfläche zum Kühlkörper zu $R_{th,CH} \approx 1\text{ °C/W}$. Über die Gleichungen 4.25, 4.26 und 4.27d ist es möglich den größten erlaubten Wert von $R_{th,HA}$ zu ermitteln, sodass die Sperrschichttemperatur $\vartheta_{J1} \vartheta_{J,max} = 150\text{ °C}$ nicht überschritten wird. Die zugehörige Berechnung liefert $R_{th,HA,max} \approx 10.8\text{ °C/W}$.

Angesichts der zahlreichen in diesem Abschnitt getroffenen Vereinfachungen und der Tatsache, dass ein Betrieb an der oberen Temperaturgrenze $\vartheta_{J,max}$ grundsätzlich zu vermeiden ist, wird ein Kühlkörper mit $R_{th,HA} = 2.4\text{ °C/W}$ bei freier Konvektion ausgewählt. Es handelt sich dabei um einen kompakten Aluminium-Stiftkühlkörper des Typs ICK S $50 \times 50 \times 25$ von Fischer Elektronik [5]. Die sich damit, gemäß der hier durchgeführten Abschätzung, ergebenden Temperaturverläufe der charakteristischen Temperaturen über dem Tastverhältnis sind in Abbildung 4.11 gezeigt.

Sämtliche oben durchgeführten Überlegungen können natürlich auch für ein negatives Vorzeichen von i_1 durchgeführt werden. Hierdurch treten nun die maßgeblichen Schaltverluste bei dem unteren Transistor T2 und der oberen Diode D1 auf. Der größte Wert der Verlustleistungen P_{l1} und P_{l2} ist dann $P_{l2,max} \approx 8.63\text{ W}$ bei dem minimalen nominellen Tastverhältnis $\delta_{1,min} = 0.1$ und das Maximum der Sperrschichttemperaturen ϑ_{J1} und ϑ_{J2} ist stets durch $\vartheta_{J2,max}$ gegeben. Die Temperaturverläufe für diesen Fall sind in Abbildung 4.12 dargestellt.

In beiden Fällen ist ersichtlich, dass durch den gewählten Aluminium-Stiftkühlkörper eine ausreichende Kühlung der SiC-MOSFETs gegeben ist.

Abbildung 4.11: Temperaturverläufe für positives i_1 Abbildung 4.12: Temperaturverläufe für negatives i_1

4.6 Konstruktiver Aufbau des Leistungsteils

Der gesamte Leistungsteil ist auf einer 2-lagigen Leiterplatte mit einer Kantenlänge von 200 mm × 120 mm umgesetzt. Im Folgenden wird kurz auf einige konstruktive Details eingegangen.

Grundlegende Anforderungen beim Leiterplattenentwurf für den Leistungsteil sind ausreichende Spannungsfestigkeit und Stromtragfähigkeit der Leiterstrukturen. Die erforderlichen Luft- und Kriechstrecken hängen von zahlreichen Faktoren ab. Vorrangig sind dies die auftretenden Maximalwerte der Spannungen, aber beispielsweise auch der Verschmutzungsgrad und diverse atmosphärische Parameter wie Luftdruck, -feuchtigkeit und -temperatur. Insbesondere das Auftreten transienter Überspannungen bedingt die Verwendung von geeigneten Sicherheitszuschlägen bei der Wahl der Isolationsabstände. Die Stromtragfähigkeit der Leiterbahnen ist in erster Linie durch die zulässige Erwärmung des sie umgebenden FR4-Basismaterials beschränkt. Zur Reduktion der ohmschen Verluste ist, angesichts der definierten Dicke der Kupferauflage, eine Erhöhung der Leiterbahnbreite notwendig. Oftmals gilt es hier einen Kompromiss zwischen der Stromtragfähigkeit einzelner Leiterzüge und den Abmessungen der Leiterplatte zu finden. Im Hinblick auf das Wärme-Management dienen große Kupferflächen der Wärmespreizung und dadurch der Vermeidung punktueller hoher Temperaturen.

Ein auszeichnendes Charakteristikum von Siliziumkarbid-MOSFETs ist deren große Schaltgeschwindigkeit. Damit verbunden sind hohe Stromänderungsraten, die zusammen mit der unvermeidlichen parasitären Zwischenkreisinduktivität $L_{\sigma,dcl}$ zu entsprechend großen Schaltüberspannungen führen. Zur Minimierung von $L_{\sigma,dcl}$ und den auftretenden Überspannungen erfolgt die Verschaltung von Zwischenkreis und Halbbrücken biplanar. Hierbei werden die Verbindungen auf gegenüberliegenden Kupferflächen der Leiterplatte realisiert. Die sich ergebende Anordnung entspricht qualitativ einer Bandleitung, deren Induktivität durch die Beziehung

$$L_b = \mu_b \frac{d_b l_b}{b_b} \quad (4.28)$$

bestimmt ist. Darin bezeichnet μ_b die absolute Permeabilität des Mediums zwischen den Leitern, d_b den Abstand, l_b die Länge und b_b die Breite der Leiter. Aus Gleichung 4.28 ist ersichtlich, dass zur Minimierung der parasitären Zwischenkreisinduktivität $L_{\sigma,dcl}$ die Kupferflächen möglichst breit und kurz auszuführen sind. Aus diesem Grund wird einerseits die volle zur Verfügung stehende Breite der Leiterplatte zum Anschluss genutzt und andererseits die Zwischenkreiskondensatoren nahe an den SiC-Halbbrücken platziert.

Zur Veranschaulichung des Layouts sind Vorder- und Rückseite der unbestückten Leiterplatte des Leistungsteils in Abbildung 4.13 dargestellt.

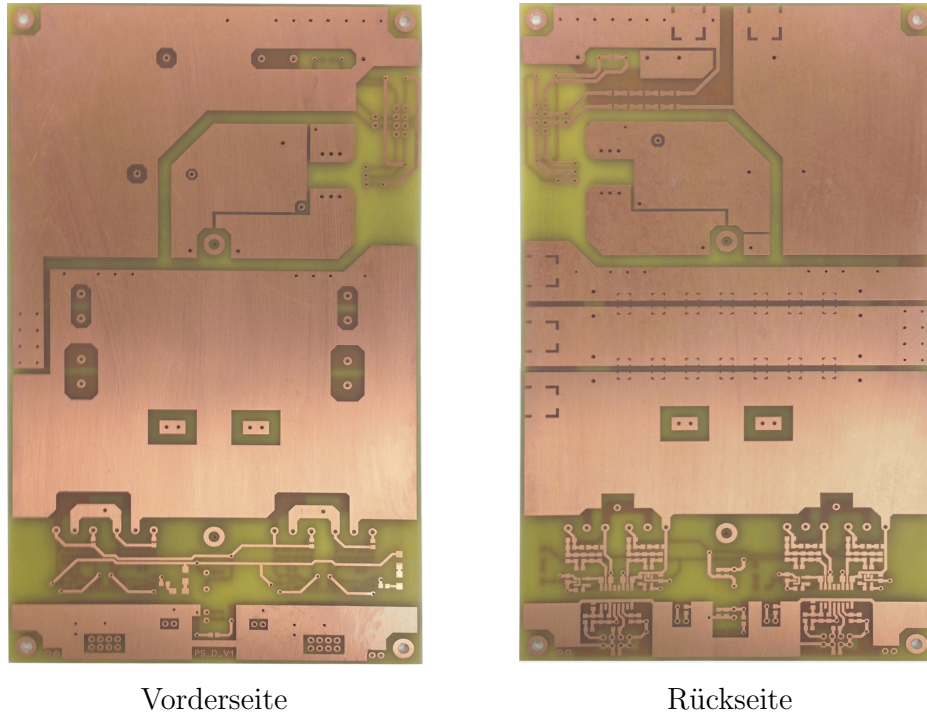


Abbildung 4.13: Unbestückte Leiterplatte des Leistungsteils

Kurze Schaltzeiten der SiC-MOSFETs verlangen ein schnelles Umladen ihrer Eingangskapazitäten. Hierzu muss zum einen der verwendete Gatetreiber eine niederohmige Ausgangsstufe besitzen und zum anderen die Anbindung an den Gate-Anschluss der MOSFETs möglichst niederinduktiv erfolgen. Eine Minimierung der wirksamen parasitären Induktivität $L_{\sigma,g}$ geht einher mit der Flächenminimierung der vom Gatekreis gebildeten Leiterschleife (vgl. Abbildung 4.6: $\text{VOA} \rightarrow \text{G} \rightarrow \text{S} \rightarrow \text{GNA} \rightarrow \text{VOA}$). Dementsprechend befindet sich die Treiberstufe auf der Rückseite des Leistungsteils in unmittelbarer Nähe zu den Transistoren und die Verbindungen des Gatekreises sind möglichst eng geführt.

Der vollständig aufgebaute Leistungsteil ist in Abbildung 4.14 gezeigt. Er hat eine Bauhöhe von 50 mm und ein Gesamtvolumen von 1.2 dm^3 . Die Saugdrossel befindet sich in einer eigens dafür angefertigten Halterung, mit der eine mechanisch stabile Befestigung ermöglicht wird, ohne die biplanare Verschaltung des Zwischenkreises durch Bohrungen zu stören. Aus dem selben Grund werden auch die Kühlkörper über ein Klammersystem fixiert. Eine symmetrische Anordnung der Zwischenkreis-kondensatoren bewirkt, dass deren mittlerer Abstand zu beiden Halbbrücken ident ist. Der Anschluss der $\pm 300 \text{ V}$ Gleichspannungsversorgung und der Last erfolgt über 4 mm Laborstecker. Auf dem Leistungsteil befinden sich weiters ein aktiver und ein

passiver Stromwandler sowie ein Abgriff der reduzierten Ausgangsspannung des Schaltverstärkers für die in Kapitel 5 entworfenen Regelkreise. Die Verbindung zwischen Leistungsteil und Steuerungsteil erfolgt über 8-polige Flachbandkabel.

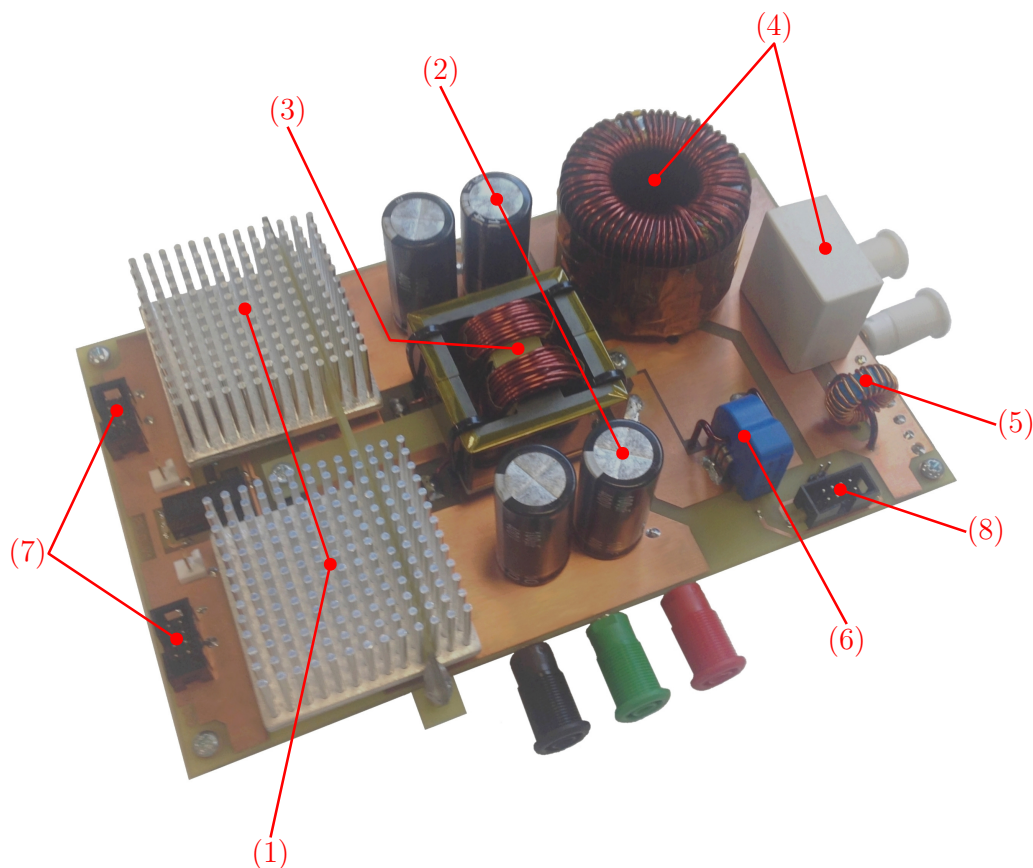


Abbildung 4.14: Leistungsteil mit SiC-Halbbrücken und Kühlkörpern (1), Zwischenkreiskondensatoren (2), Saugdrossel (3), LC-Filter (4), passivem Stromwandler (5), aktivem Stromwandler (6) und Anschlüsse für die PWM-Signale (7) und Messsignale (8)

5 Steuerungsteil

Der Steuerungsteil, auch Informationsteil genannt, umfasst sämtliche Komponenten zur Signalverarbeitung. Insbesondere ist er zuständig für die Erzeugung der pulsweitenmodulierten Ansteuersignale u_{p1} und u_{p2} aus der Eingangsspannung u_i des Schaltverstärkers. Der in dieser Arbeit aufgebaute Steuerungsteil realisiert die notwendigen Elemente zur Implementierung zweier Regelkreise.

5.1 Entwurf der Regelkreise

In diesem Abschnitt erfolgt der Entwurf zweier verschiedener Regelkreise. Zunächst wird im Abschnitt 5.1.1 eine Regelung der Verstärkerausgangsspannung u_o entwickelt. Durch den Einsatz einer aktiven Dämpfung ist es möglich, ohne Einfügen von dissipativen Elementen das Auftreten einer ausgeprägten Resonanzüberhöhung in der Frequenzantwort des Schaltverstärkers zu verhindern. Die Komponenten werden so ausgelegt, dass der geschlossene Kreis die Dynamik eines Butterworth-Filters 2-ter Ordnung aufweist. Abschnitt 5.1.2 beschäftigt sich anschließend mit einem Regelkreis zur Symmetrierung der beiden Saugdrosselströme i_1 und i_2 . Dieser unterbindet die Ausbildung eines, auch zeitlich langsam veränderlichen, Gleichanteils im Differenzstrom $i_d = i_1 - i_2$. Eine magnetische Sättigung der Saugdrossel wird damit vermieden und die Belastung der beiden SiC-Halbbrücken ausgeglichen.

5.1.1 Entwurf des Ausgangsspannungsregelkreises

Ohne zusätzliche Maßnahmen ist die Dynamik des Schaltverstärkers im Wesentlichen durch den ausgangsseitigen LC-Filter bestimmt. Bei dessen Entwurf wird prinzipiell eine hohe Güte zur Erzielung eines möglichst großen Wirkungsgrades angestrebt. Damit einher geht aber ein entsprechend niedriger Dämpfungsgrad ξ und somit eine ausgeprägte Resonanzüberhöhung im Amplitudengang bzw. eine große Überschwingweite der Sprungantwort. Die Folgen der dabei potenziell auftretenden hohen Spannungen können bis zur Zerstörung des Verstärkers reichen. Eine Reduktion des Schwingverhaltens ergibt sich durch das Vorhandensein einer dämpfenden Last am Ausgang, was allerdings nicht grundsätzlich gewährleistet ist. Natürlich besteht die Möglichkeit des Einbaus dissipativer Elemente wie zum Beispiel RC- oder RL-Snubbernnetzwerken, diese führen aber zu erhöhten Verlusten und stehen somit im Widerspruch zur gewünschten hohen Effizienz.

Im Folgenden wird eine Methode der aktiven Dämpfung eingesetzt, die im Gegensatz zu den Varianten der passiven Dämpfung keine nennenswerten Verluste mit sich bringt. Ausgangspunkt ist das ideale LC-Filter aus Abbildung 5.1.

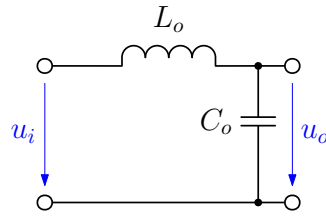


Abbildung 5.1: Ideales LC-Filter

Die Übertragungsfunktion $G_o(s)$ des Filters vom Eingang u_i zum Ausgang u_o ist

$$G_o(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{1}{1 + L_o C_o s^2}. \quad (5.1)$$

Ein Vergleich mit der allgemeinen Form eines P-T₂-Gliedes (Verzögerungsglied 2-ter Ordnung) gemäß

$$G_{pt2}(s) = \frac{1}{1 + 2\xi \frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (5.2)$$

liefert die Beziehungen

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad (5.3a)$$

$$\xi = 0 \quad (5.3b)$$

für die Eigenkreisfrequenz ω_0 und den Dämpfungsgrad ξ . Das zugehörige Pol-Nullstellen-Diagramm, in normierter Form, ist in Abbildung 5.2 gezeigt.

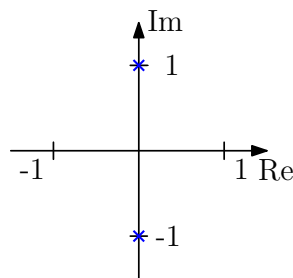


Abbildung 5.2: Pol-Nullstellen-Diagramm des idealen LC-Filters

Die konjugiert komplexen Pole des idealen LC-Filters errechnen sich zu $s_{1,2} = \pm j\omega_0$ und liegen auf der imaginären Achse. Es handelt sich somit um ein grenzstabiles System. Im Amplitudengang tritt eine unendlich hohe Resonanzüberhöhung bei der Kreisfrequenz $\omega = \omega_0$ auf.

Um einen Dämpfungsgrad $\xi > 0$ ohne den Einbau dissipativer Elemente zu erreichen, wird eine aktive Dämpfung implementiert. Abbildung 5.3 veranschaulicht das zugrunde liegende Prinzip.

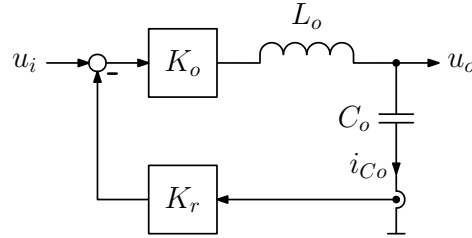


Abbildung 5.3: Prinzip der aktiven Dämpfung

Die Dämpfung des Filters beruht auf der negativen Rückführung des Kondensatorstroms i_{C_o} , entsprechend dem Parameter K_r . Die Übertragungsfunktion $G_o(s)$ vom Eingang u_i zum Ausgang u_o ergibt sich in diesem Fall zu

$$G_o(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{1}{1 + K_r C_o s + L_o C_o s^2}. \quad (5.4)$$

Als Folge der Rückführung von i_{C_o} entsteht der Term $K_r C_o s$ im Nenner von $G_o(s)$. Durch erneuten Vergleich mit der allgemeinen Form eines P-T₂-Gliedes aus 5.2 lassen sich für die Eigenkreisfrequenz ω_0 und den Dämpfungsgrad ξ die Ausdrücke

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad (5.5a)$$

$$\xi = \frac{K_r}{2} \sqrt{\frac{C_o}{L_o}} \quad (5.5b)$$

finden. Die Gleichungen 5.3a und 5.5a zeigen, dass die Eigenkreisfrequenz ω_0 unverändert bleibt. Nach 5.5b tritt nun aber für $K_r > 0$ ein Dämpfungsgrad $\xi > 0$ auf, der über K_r gezielt beeinflusst werden kann. Die Pole der Übertragungsfunktion 5.4 sind

$$s_{1,2} = -\xi \omega_0 \pm j \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0. \quad (5.6)$$

Bei einer Erhöhung von K_r und damit von ξ wandern die Pole zunächst entlang eines Kreises mit dem Radius ω_0 in Richtung reelle Achse, bis bei $\xi = 1$ der aperiodische Grenzfall vorliegt. Darüber hinaus bewegen sich die beiden Pole auf der reellen Achse in unterschiedliche Richtungen, die Sprungantwort des gedämpften Filters weist kein Schwingen mehr auf. Dieses Verhalten ist im normierten Pol-Nullstellen-Diagramm in Abbildung 5.4 angedeutet.

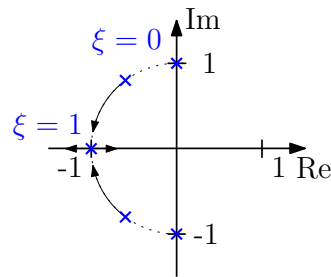
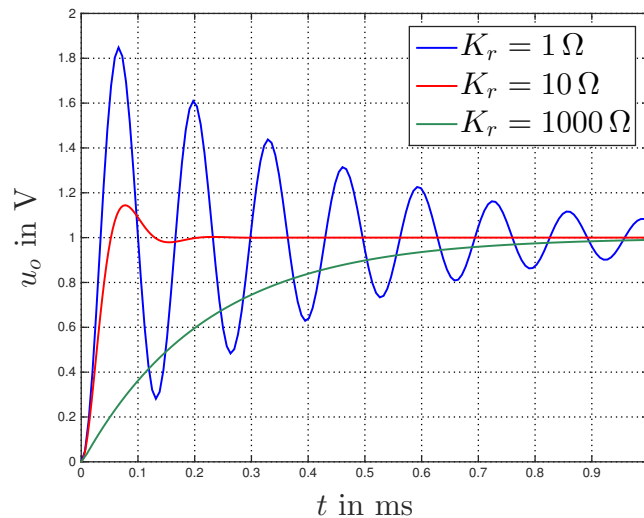


Abbildung 5.4: Pol-Nullstellen-Diagramm des gedämpften LC-Filters

Um den Einfluss des Parameters K_r auf die Dynamik des LC-Filters zu zeigen, sind in Abbildung 5.5 die simulierten Sprungantworten für verschiedene Werte von K_r dargestellt. Hierbei ist die Höhe des Eingangssprungs 1 V, $L_o = 200 \mu\text{H}$ und $C_o = 2.2 \mu\text{F}$.

Abbildung 5.5: Sprungantwort für verschiedene Werte von K_r

Zufolge von Schwankungen der Zwischenkreisspannung, einer nicht perfekten Pulsweitenmodulation, Spannungsabfällen entlang des Ausgangskreises sowie Nicht-idealitäten der Saugdrossel und des LC-Filters kommt es im Allgemeinen zu einer Abweichung der realen Ausgangsspannung u_o des Schaltverstärkers von ihrem vorgesehenen Wert. Durch das Einbinden des Verstärkers in eine Regelschleife können diese Abweichungen korrigiert werden.

Für die weiteren Betrachtungen ist es erforderlich für die Komponenten der Regelstrecke eine kurze Modellbildung durchzuführen. Die pulsweitenmoduliert angesteuerten Halbbrücken und die, zunächst als ideal angenommene, Saugdrossel können als reines Proportionalglied mit der Verstärkung K_o beschrieben werden.

Entsprechend der Gleichung 3.6 wirken bei der realen Saugdrossel ausgangsseitig die Elemente $\frac{R}{2}$ und $\frac{L_\sigma}{2}$. Diese können gemeinsam mit dem LC-Filter, für den nun auch ein ohmscher Anteil R_o berücksichtigt wird, zu einer einzigen RLC-Ersatzschaltung mit den Komponenten R'_o , L'_o und C_o zusammengefasst werden. Durch Rückführung des Kondensatorstroms i_{Co} gemäß dem Faktor K_r wird die aktive Dämpfung implementiert. Die sich so ergebende Strecke ist charakterisiert durch die Übertragungsfunktion $G_o(s)$.

In Anbetracht des bisher Behandelten wird für die Ausgangsspannungsregelung die in Abbildung 5.6 dargestellte Struktur gewählt. Zum Vergleich der Ausgangsspannung u_o mit der Eingangsspannung u_i im Regelkreis ist es erforderlich u_o durch die Verstärkung K_o zu teilen, weshalb $K_{so} = \frac{1}{K_o}$ gilt. Als Regelglied kommt ein einfacher PI-Regler mit der Übertragungsfunktion $R_o(s)$ zum Einsatz.

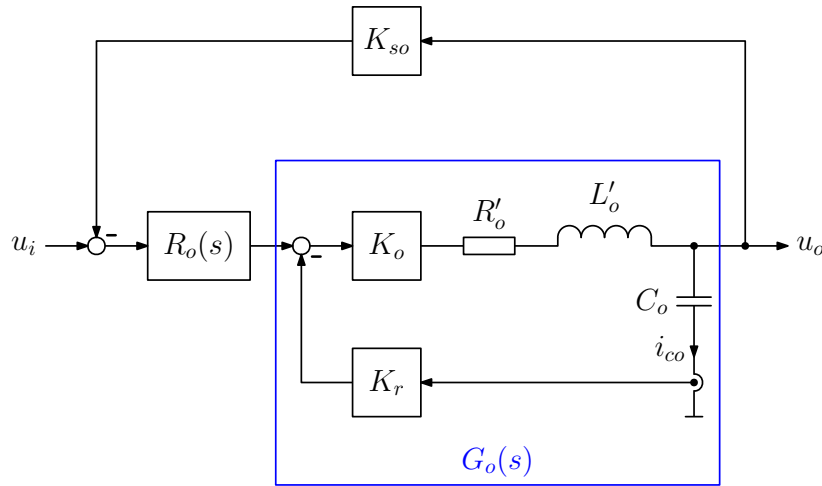


Abbildung 5.6: Ausgangsspannungsregelkreis

Bevor nun der eigentliche Entwurf des Reglers erfolgt, gilt es die Parameter R'_o und L'_o der Strecke zu bestimmen. Grundsätzlich besteht hier die Möglichkeit diese additiv aus den gemessenen ohmschen und induktiven Elementen zusammenzusetzen. So ist R'_o im Wesentlichen die Summe aus $\frac{R}{2}$ und R_o , L'_o die Summe aus L_o und $\frac{L_\sigma}{2}$. Um allerdings möglichst genaue Parameterwerte zu erhalten und damit alle wirksamen Anteile zu berücksichtigen wird nachfolgend eine Parameteridentifikation auf Basis einer aufgenommenen Sprungantwort durchgeführt. Hierzu wird der Schaltverstärker gesteuert betrieben, das Eingangssignal u_i also direkt der Pulsweitenmodulation zugeführt. Die Sprunghöhe wird auf 1 V festgelegt um das Auftreten von sehr hohen und damit potenziell zerstörerischen Spannungen am Ausgang aufgrund des nur schwach gedämpften Systems zu verhindern. Das Resultat der Messung ist in Abbildung 5.7 gezeigt. Mit einem Wert von $C_o = 2.2 \mu\text{F}$ des Ausgangsfilterkondensators lassen sich aus der Antwort die gesuchten Parameter zu $R'_o = 620 \text{ m}\Omega$ und $L'_o = 227 \mu\text{H}$ bestimmen. Zum Vergleich ist in Abbildung 5.7

auch die simulierte Sprungantwort einer RLC-Schaltung mit den soeben festgelegten Elementwerten eingezeichnet.

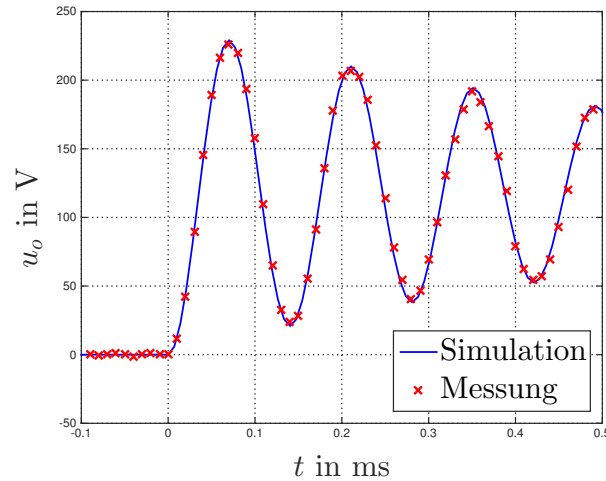


Abbildung 5.7: Sprungantwort zur Bestimmung von R'_o und L'_o

Die Tabelle 5.1 fasst die Parameter der RLC-Ersatzschaltung zusammen.

Parameter	Wert	Einheit
K_o	120	
R'_o	620	m Ω
L'_o	227	μ H
C_o	2.2	μ F

Tabelle 5.1: Parameter der RLC-Ersatzschaltung

Das Ziel des hier beschriebenen Entwurfs ist es, dem geschlossenen Kreis mit der Führungsübertragungsfunktion $T_o(s)$ vom Eingang u_i zum Ausgang u_o die Dynamik eines Tiefpassfilters 2-ter Ordnung mit Butterworth-Charakteristik einzuprägen. Butterworth-Filter zeichnen sich durch einen maximal flachen Amplitudengang im Durchlassbereich aus, der im Sperrbereich mit $-N_f \cdot 20$ dB/Dek abfällt, wobei N_f die Ordnung bezeichnet. Hierbei weisen sie weder im Durchlass- noch im Sperrbereich eine Welligkeit auf. Die Überschwingweite ist mäßig, sie ist größer als bei einem Bessel-, aber kleiner als bei einem Tschebyscheff-Filter und nimmt mit steigender Ordnung N_f zu. Der Phasenverlauf ist leicht nichtlinear und die Gruppenlaufzeit ist frequenzabhängig. Die Transferfunktion eines Butterworth-Filters 2-ter Ordnung ist durch

$$F_b(s) = \frac{1}{1 + \sqrt{2} \frac{s}{\omega_c} + \left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2} \quad (5.7)$$

festgelegt. Für den Dämpfungsgrad ξ gilt also $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Die beiden konjugiert komplexen Pole errechnen sich zu

$$s_{1,2} = -\frac{\omega_c}{\sqrt{2}} \pm j \frac{\omega_c}{\sqrt{2}}, \quad (5.8)$$

sie liegen auf einem Kreis mit dem Radius ω_c und haben einen Winkelabstand von $\frac{\pi}{2}$. Das zugehörige normierte Pol-Nullstellen-Diagramm ist in Abbildung 5.8 dargestellt.

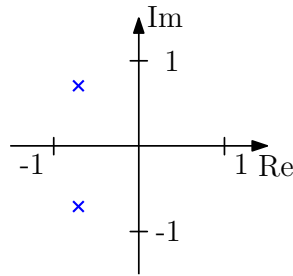


Abbildung 5.8: Pol-Nullstellen-Diagramm des Butterworth-Filters 2-ter Ordnung

Grundlage für die folgenden Berechnungen bildet die Übertragungsfunktion $G_o(s)$ der Regelstrecke. Diese ergibt sich gemäß der Struktur aus Abbildung 5.6 zu

$$G_o(s) = K_o \frac{1}{1 + (K_o K_r + R'_o) C_o s + L'_o C_o s^2}. \quad (5.9)$$

Die Übertragungsfunktion des PI-Reglers $R_o(s)$ ist

$$R_o(s) = V_{po} \frac{1 + T_{no} s}{T_{no} s} \quad (5.10)$$

mit der Proportionalverstärkung V_{po} und der Nachstellzeit T_{no} . Der besseren Übersicht halber werden die Abkürzungen

$$x = \frac{s}{\omega_0}, \quad a = (K_o K_r + R'_o) C_o \omega_0 \quad \text{und} \quad b = T_{no} \omega_0 \quad (5.11)$$

eingeführt, womit sich 5.9 und 5.10 auch in der Form

$$G_o(x) = K_o \frac{1}{1 + ax + x^2} \quad (5.12)$$

und

$$R_o(x) = V_{po} \frac{1 + bx}{bx} \quad (5.13)$$

anschreiben lassen. Mit 5.12 und 5.13 sowie $K_{so} = \frac{1}{K_o}$ ergibt sich der geschlossene Kreis $T_o(x)$ zu

$$T_o(x) = K_o V_{po} \frac{\frac{1+bx}{bx(1+ax+x^2)}}{1 + K_o V_{po} \frac{1+bx}{bx(1+ax+x^2)} \frac{1}{K_o}}, \quad (5.14)$$

bzw. nach kurzer Rechnung zu

$$T_o(x) = K_o \frac{1 + bx}{1 + \left(b + \frac{b}{V_{po}}\right)x + \frac{ab}{V_{po}}x^2 + \frac{b}{V_{po}}x^3}. \quad (5.15)$$

Wird ein allgemeines P-T₂-Glied betrachtet, so lässt sich dessen Transferfunktion $G_{pt2}(x)$ mit der Abkürzung $x = \frac{s}{\omega_0}$ entsprechend

$$G_{pt2}(x) = \frac{1}{1 + Bx + Ax^2} \quad (5.16)$$

mit den Koeffizienten A und B des Nennerpolynoms angeben. Die Dynamik des geschlossenen Kreises $T_o(x)$ entspricht nun offensichtlich genau dann der des allgemeinen P-T₂-Gliedes $G_{pt2}(x)$, wenn gilt

$$T_o(x) = K_o \frac{1 + bx}{(1 + bx)(1 + Bx + Ax^2)}. \quad (5.17)$$

Durch Ausmultiplizieren erhält man

$$T_o(x) = K_o \frac{1 + bx}{1 + (B + b)x + (A + bB)x^2 + bAx^3}. \quad (5.18)$$

Ein Koeffizientenvergleich der beiden Nennerpolynome von 5.21 und 5.18 liefert die Beziehungen

$$A = \frac{1}{V_{po}}, \quad (5.19a)$$

$$B = \frac{b}{V_{po}}, \quad (5.19b)$$

$$a = \frac{1 + b^2}{b}. \quad (5.19c)$$

Das Entwurfsziel ist es dem geschlossenen Kreis die Dynamik eines Butterworth Filters 2-ter Ordnung einzuprägen. Dieses ergibt sich aus der allgemeinen Übertragungsfunktion des P-T₂-Gliedes 5.16 mit $A = 1$ und $B = \sqrt{2}$. Aus den Gleichungen 5.19a bis 5.19c zusammen mit den Abkürzungen aus 5.11 folgen die Zusammenhänge

$$V_{po} = 1, \quad (5.20a)$$

$$T_{no} = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0} = \sqrt{2L'_oC_o}, \quad (5.20b)$$

$$K_r = \frac{1}{K_o} \left(\frac{3}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{L'_o}{C_o}} - R'_o \right). \quad (5.20c)$$

Durch Einsetzen der Parameter der RLC-Ersatzschaltung aus Tabelle 5.1 können die gesuchten Größen V_{po} , T_{no} und K_r berechnet werden. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.2 aufgelistet.

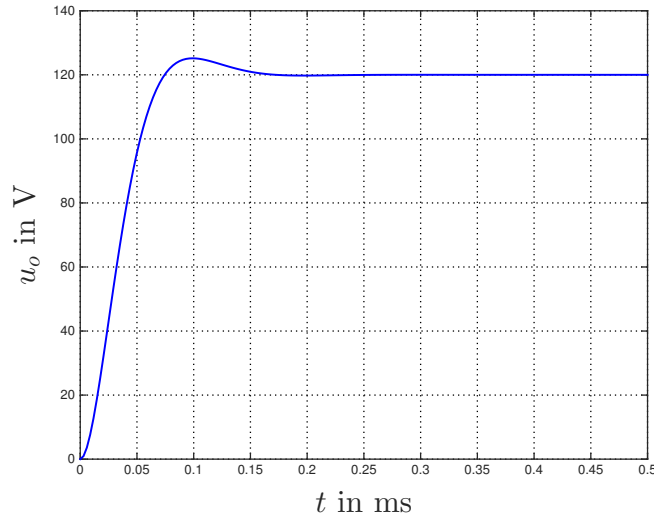
Parameter	Wert	Einheit
V_{po}	1	
T_{no}	31.60	μs
K_r	0.174	Ω

Tabelle 5.2: Parameter der Ausgangsspannungsregelung

In ausführlicher Form kann die Führungsübertragungsfunktion $T_o(s)$ vom Eingang u_i zum Ausgang u_o als

$$T_o(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = K_o \frac{1 + T_{no}s}{1 + \left(T_{no} + \frac{T_{no}}{V_{po}}\right)s + \frac{(K_o K_r + R'_o)C_o T_{no}}{V_{po}}s^2 + \frac{L'_o C_o T_{no}}{V_{po}}s^3} \quad (5.21)$$

angeschrieben werden. Die Sprungantwort von $T_o(s)$ mit den ermittelten Parametern ist in Abbildung 5.9 gezeigt. Sie entspricht exakt der Sprungantwort des Butterworth-Filters 2-ter Ordnung $F_b(s)$ multipliziert mit der Verstärkung K_o .

Abbildung 5.9: Sprungantwort des geschlossenen Kreises $T_o(s)$

5.1.2 Entwurf des Differenzstromregelkreises

Im idealen Modell des Schaltverstärkers sind die beiden Tastverhältnisse δ_1 und δ_2 ident. Als Konsequenz verschwindet, gemittelt über eine Schaltperiodendauer T_s , die Differenz der Halbbrückenspannungen $u_d = u_{h1} - u_{h2}$ und der Differenzstrom $i_d = i_1 - i_2$ der Saugdrosselströme i_1 und i_2 ist ein reiner Wechselstrom. Im Fall des realen Systems kann es nun aber zu Unterschieden zwischen δ_1 und δ_2 kommen. Ursachen hierfür sind beispielsweise Bauteiltoleranzen, Offsetspannungen und asymmetrische Verzögerungs- und Schaltzeiten. Die Differenzspannung u_d weist dadurch einen nicht mehr verschwindenden Zeitmittelwert auf und durch die kleine wirkende ohmsche Komponente der Saugdrossel entsteht ein nicht zu vernachlässigender Gleichanteil im Differenzstrom i_d . Dieser Gleichstrom führt einerseits zu einem höheren magnetischen Flussniveau in der Saugdrossel und kann diese bei ausreichender Größe in die Sättigung treiben und andererseits wird die Belastung der beiden SiC-Halbbrücken ungleich. Um ein Auftreten einer, auch langsam veränderlichen, Gleichkomponente im Differenzstrom i_d zu verhindern, wird im Folgenden eine balanzierende Regelung für die Saugdrosselströme i_1 und i_2 entworfen.

Ausgangspunkt für die Betrachtungen sind die Elementgleichungen der Saugdrossel 3.2a und 3.2b. Subtrahiert man 3.2a von 3.2b, so ergibt sich

$$u_1 - u_2 = R(i_1 - i_2) + (L + M) \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} \right). \quad (5.22)$$

Führt man nun die Differenzgrößen $u_d = u_{h1} - u_{h2} = u_1 - u_2$ und $i_d = i_1 - i_2$ ein, so lässt sich Gleichung 5.22 auch in der Form

$$u_d = Ri_d + (L + M) \frac{di_d}{dt} \quad (5.23)$$

darstellen, woraus durch Anwendung der Laplace-Transformation die Übertragungsfunktion $G_d(s)$ vom Eingang u_d zum Ausgang i_d zu

$$G_d(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{R + (L + M)s} \quad (5.24)$$

folgt. Ein Vergleich mit der allgemeinen Form eines P-T₁-Gliedes (Verzögerungsglied 1-ter Ordnung) entsprechend

$$G_{pt1}(s) = \frac{V}{1 + Ts} \quad (5.25)$$

liefert die Zusammenhänge

$$V = \frac{1}{R} \quad (5.26a)$$

$$T = \frac{L + M}{R} \quad (5.26b)$$

für den Verstärkungsfaktor V und die Zeitkonstante T . Das dynamische Verhalten vom Eingang u_d zum Ausgang i_d wird also durch ein P-T₁-Glied beschrieben.

Im nächsten Schritt ist zu klären, wie sich eine Differenz der Tastverhältnisse $\delta_d = \delta_1 - \delta_2$ auf die Differenzspannung u_d auswirkt. Es sei angemerkt, dass nun, wie auch schon beim Entwurf der Ausgangsspannungsregelung, die jeweiligen Größen als Zeitmittelwerte über die Schaltperiodendauer T_s aufzufassen sind. Mit den Versorgungsspannungen der SiC-Halbbrücken $|U_+| = |U_-| = U = 300 \text{ V}$ lässt sich

$$u_d = u_1 - u_2 = u_{h1} - u_{h2} = \delta_{1n}U - \delta_{2n}U = 2U\delta_d = K_d\delta_d \quad (5.27)$$

ableiten. Die Beziehung von Tastverhältnisdifferenz δ_d und Differenzspannung u_d ist somit über den Faktor $K_d = 2U = 600 \text{ V}$ gegeben.

Die Gleichungen 5.24, 5.26a und 5.27 geben die Problematik von abweichenden Werten δ_1 und δ_2 wieder. Schon geringe Differenzen δ_d führen über K_d zusammen mit dem im Allgemeinen sehr kleinen ohmschen Anteil der Saugdrossel R zu großen Endwerten von i_d .

Um eine vorhandene Tastverhältnisdifferenz δ_d auszugleichen, bestehen grundsätzlich drei Möglichkeiten. So kann beispielsweise bei $\delta_d > 0$

1. δ_1 erniedrigt und δ_2 unverändert belassen,
2. δ_1 unverändert belassen und δ_2 erhöht,
3. δ_1 erniedrigt und δ_2 erhöht

werden. Zur Implementierung wird die dritte Variante gewählt, weil dadurch eine Entkopplung des Differenzstromregelkreises vom Ausgangsspannungsregelkreis erreicht werden kann. Um dies zu zeigen wird zunächst die Ausgangsspannung der Saugdrossel u_{os} in Abhängigkeit der Tastverhältnisse δ_1 und δ_2 betrachtet. Diese errechnet sich zu

$$u_{os} = (\delta_1 + \delta_2 - 1)U. \quad (5.28)$$

Ist $\delta_1 = \delta_2 = \delta$, so ergibt sich u_{os} gemäß

$$u_{os} = (2\delta - 1)U. \quad (5.29)$$

Wird nun δ_1 um den selben Betrag $\Delta\delta$ erniedrigt, wie δ_2 erhöht, so gilt

$$\delta = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2}. \quad (5.30)$$

Einsetzen von 5.30 in 5.29 liefert 5.28, die SaugdrosselAusgangsspannung u_{os} wird somit durch den Ausgleich von δ_1 und δ_2 nicht beeinflusst. Umgekehrt verschiebt die Ausgangsspannungsregelung die Tastverhältnisse im Gleichtakt, eine Differenz δ_d bleibt vorhanden. Aus diesen Gründen ist der getrennte Entwurf der beiden Regelkreise gerechtfertigt.

Die Implementierung der beschriebenen Methode zur Eliminierung einer Tastverhältnisdifferenz δ_d kann auf einfache Weise mittels Addition einer Offsetspannung u_{off} zum Dreiecksignal u_{tri} erfolgen. Der Zusammenhang von δ_d und u_{off} ist

$$\delta_d = -\frac{1}{\hat{u}_{tri}}u_{off} = K_{off}u_{off}, \quad (5.31)$$

wobei $\hat{u}_{tri}$ die Amplitude des Dreiecksignals u_{tri} bezeichnet.

Mit dem bisher Angeführten ist es nun möglich eine Regelung für den Differenzstrom i_d anzugeben. Da der Sollwert $i_{d,soll}$ konstant $i_{d,soll} = 0$ beträgt, ist es sinnvoll die Störgröße δ_d als Eingang zu betrachten. Es wird deshalb die in Abbildung 5.10 gezeigte Struktur für den Differenzstromregelkreis gewählt.

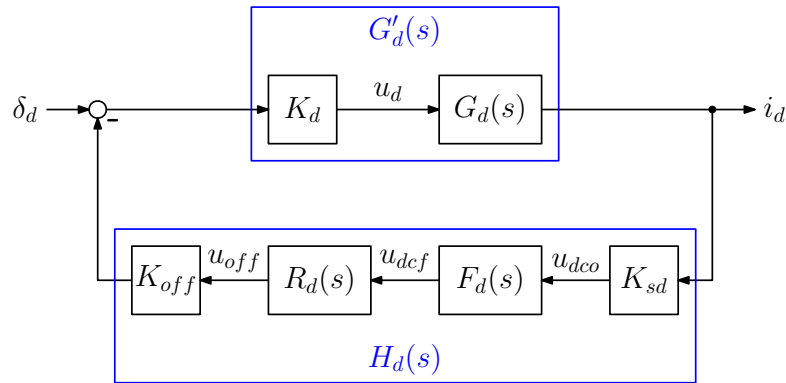


Abbildung 5.10: Differenzstromregelkreis

Die Messung des Differenzstroms i_d geschieht, wie in Abschnitt 5.2.2 noch genauer beschrieben wird, über einen aktiven Stromwandler. Dessen Bandbreite ist groß genug, sodass die Sensordynamik vernachlässigt werden kann und nur ein Messfaktor $K_{sd} \approx 0.104 \Omega$ berücksichtigt wird. Ein Tiefpassfilter 1-ter Ordnung, realisiert als einfaches RC-Glied, dient der Unterdrückung des auf dem Messsignal u_{dco} befindlichen Ripples. Mit dem Widerstand R_{df} und dem Kondensator C_{df} ergibt sich die Transferfunktion $F_d(s)$ des Filters vom Eingang u_{dco} zum Ausgang u_{dcf} zu

$$F_d(s) = \frac{u_{dcf}(s)}{u_{dco}(s)} = \frac{1}{1 + R_{df}C_{df}s}. \quad (5.32)$$

Als Regelglied wird ein PI-Regler mit der Übertragungsfunktion $R_d(s)$ gemäß

$$R_d(s) = V_{pd} \frac{1 + T_{nd}s}{T_{nd}s}, \quad (5.33)$$

mit der Proportionalverstärkung V_{pd} und der Nachstellzeit T_{nd} , verwendet. Die Größen K_{off} und K_d sind über die Gleichungen 5.31 und 5.27 festgelegt. Im Folgenden wird der Parameter K_{off} positiv definiert, also $K_{off} = \frac{1}{\hat{u}_{tri}}$. Der Grund dafür liegt in der Darstellung des Regelkreises als Gegenkopplung, wodurch das negative Vorzeichen bereits berücksichtigt ist.

Für den Reglerentwurf ist es notwendig die wirksamen Parameter R und $L + M$ der Übertragungsfunktion $G_d(s)$ zu ermitteln. Hierzu erfolgt, wie auch schon beim Ausgangsspannungsregelkreis, eine Parameteridentifikation mittels einer gemessenen Sprungantwort. Um beim geöffneten Kreis künstlich einen Sprung der Tastverhältnisdifferenz δ_d zu erzeugen, wird über einen zusätzlichen Zweig der Schaltung zur Superposition der Signale u_{tri} und u_{off} aus Abbildung 5.23 ein Spannungssprung entsprechender Höhe angelegt. Die gemessene Antwort bei einem Sprung der Tastverhältnisdifferenz δ_d von 1 % und einer reduzierten Versorgungsspannung U von $U = 30 \text{ V}$ ist in Abbildung 5.11 gezeigt, wobei zur Unterdrückung des Stromrippels von i_d ein externer Tiefpass verwendet wurde. Aus dem aufgenommenen Verlauf

können die gesuchten Parameter zu $R \approx 380 \text{ m}\Omega$ und $L + M \approx 1.97 \text{ mH}$ bestimmt werden. Die sich damit ergebende simulierte Sprungantwort ist in Abbildung 5.11 zusätzlich eingezeichnet.

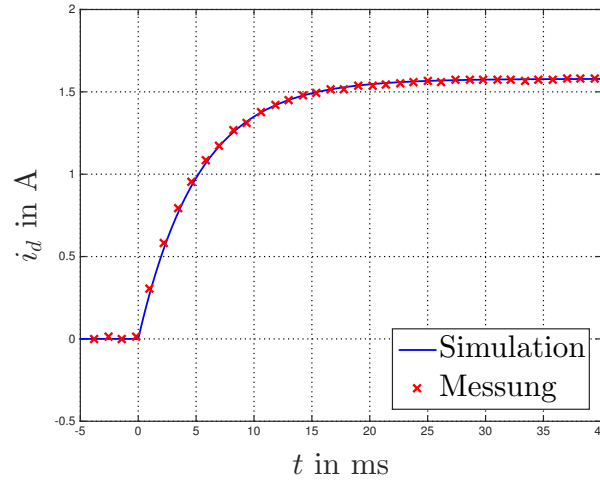


Abbildung 5.11: Sprungantwort zur Bestimmung von R und $L + M$

Die Tabelle 5.3 fasst die ermittelten Parameter der Saugdrossel zusammen.

Parameter	Wert	Einheit
R	380	$\text{m}\Omega$
$L + M$	1.97	mH

Tabelle 5.3: Parameter der Saugdrossel

Mit den Übertragungsfunktionen

$$G'_d(s) = K_d G_d(s) \quad (5.34)$$

und

$$H_d(s) = K_{off} K_{sd} R_d(s) F_d(s) \quad (5.35)$$

lautet der geschlossene Kreis $T_d(s)$

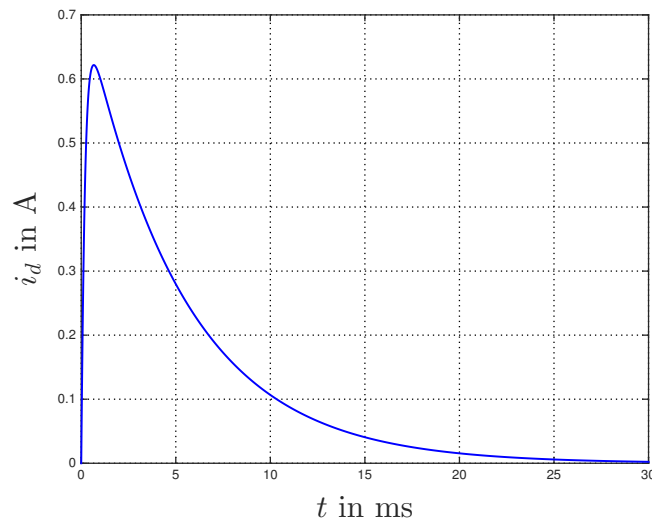
$$T_d(s) = \frac{G'_d(s)}{1 + G'_d(s) H_d(s)}. \quad (5.36)$$

An den Differenzstromregelkreis werden keine großen dynamischen Anforderungen gestellt. Eine Dimensionierung der Reglerparameter V_{pd} und T_{nd} erfolgt ohne spezielles Entwurfsverfahren mittels Simulation. Die für den Aufbau resultierenden Parameter sind in Tabelle 5.4 angeführt.

Parameter	Wert	Einheit
K_d	600	V
K_{sd}	0.104	Ω
K_{off}	0.4	1/V
V_{pd}	0.34	
$T_{nd} = T$	5.18	ms
R_{df}	3.3	k Ω
C_{df}	10	nF

Tabelle 5.4: Parameter des Differenzstromregelkreises

Zur Veranschaulichung der Dynamik des geschlossenen Regelkreises $T_d(s)$ ist in Abbildung 5.12 die Systemantwort auf einen Sprung in der Tastverhältnisdifferenz δ_d der Höhe 1% gezeigt.

Abbildung 5.12: Sprungantwort des geschlossenen Kreises $T_d(s)$

Abschließend sei erwähnt, dass es auch bei einer exakten Übereinstimmung der Tastverhältnisse $\delta_1 = \delta_2$ zufolge eines asymmetrischen Aufbaus der Saugdrossel (unterschiedliche ohmsche und induktive Anteile der Zweige) zu einer Gleichkomponente im Differenzstrom i_d kommt. In diesem Fall werden die Tastverhältnisse durch den Differenzstromregelkreis so verschoben, dass dieser Gleichanteil verschwindet. Die Saugdrosselströme i_1 und i_2 und damit auch die Belastung der SiC-Halbbrücken sind wieder symmetrisch.

5.2 Realisierung der Regelkreise

In den nachfolgenden Ausführungen werden die schaltungstechnischen Realisierungen der in den Abschnitten 5.1.1 und 5.1.2 entworfenen Regelkreise auf der Basis von diversen Operationsverstärkerschaltungen beschrieben. Aus Gründen der Praktikabilität erfolgt der Betrieb mit nur einer einzigen Versorgungsspannung. Um dennoch bipolare Signale verarbeiten zu können, ist es notwendig ein neues Bezugspotential, die sogenannte virtuelle Masse, einzuführen. In Anbetracht des symmetrischen Eingangsbereichs wird dieses als die Hälfte der unipolaren Versorgungsspannung festgelegt. Es sei darauf hingewiesen, dass im Anschluss nur die wesentlichen Schaltungsteile erläutert werden, die vollständigen Schaltpläne sind im Anhang A zu finden.

5.2.1 Realisierung des Ausgangsspannungsregelkreises

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Schaltungsrealisierung des Ausgangsspannungsregelkreises aus Abbildung 5.6. Das Eingangssignal u_i des Verstärkers wird von einem Funktionsgenerator geliefert und gelangt zunächst zu der in Abbildung 5.13 dargestellten Schaltung. Handelsübliche Funktionsgeneratoren erwarten in ihrer Standardeinstellung eine $50\ \Omega$ Terminierung. Auch wenn ein Abschluss mit dem Wellenwiderstand zur Vermeidung von Reflexionen im betrachteten Frequenzbereich nicht erforderlich ist, muss, um einen korrekten Spannungswert am Eingang der Schaltung zu erhalten, ein entsprechender Abschlusswiderstand platziert werden. Dies liegt darin begründet, dass die Generatoren den doppelten Wert der eingestellten Spannung erzeugen um den Effekt des vom Ausgangswiderstand des Funktionsgenerators und vom Abschlusswiderstand gebildeten 2:1 Spannungsteilers zu kompensieren. Im Umkehrschluss würde somit bei einem hochohmigen Eingang etwa das Doppelte der gewollten Spannung anliegen. Damit also der am Generator definierte Spannungswert mit dem am Schaltungseingang übereinstimmt, ist $R_1 = 49.9\ \Omega$ vorhanden. Des Weiteren sorgt R_1 für ein definiertes Potential, falls kein Signal u_i eingespeist wird.

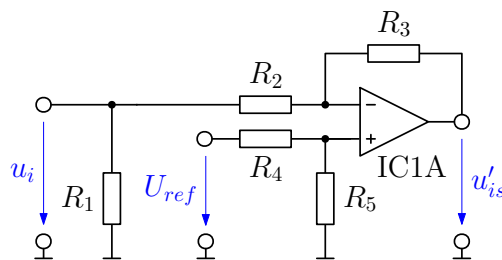


Abbildung 5.13: Pegelumsetzer

Der gesamte Steuerungsteil und damit auch die Operationsverstärkerschaltungen werden mit einer unipolaren Versorgungsspannung von 5 V betrieben. Gemäß der

Anforderungen aus Abschnitt 1.1 beträgt der erlaubte Spannungsbereich des Eingangssignals u_i $[-2\text{ V}, 2\text{ V}]$. Um dieses bezüglich Masse im Allgemeinen bipolare Signal u_i trotz der einfachen Versorgung des Steuerungsteils verarbeiten zu können, ist eine Pegelumsetzung erforderlich. Hierzu dient der als Subtrahierer beschaltene Operationsverstärker IC1A (1/2 MCP6022 [12]). Zuzufolge von $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 100\text{ k}\Omega$ gilt für die Spannungen u_i und $u_{is'}$ der Zusammenhang

$$u'_{is} = (-u_i) + U_{ref} \quad (5.37)$$

mit der Referenzspannung U_{ref} . Unter Berücksichtigung des symmetrischen Eingangsbereichs bezüglich Masse wird diese Referenzspannung, bereitgestellt von einer integrierten Präzisions-Spannungsreferenz, als die Hälfte der Versorgungsspannung festgelegt. Es ist somit $U_{ref} = 2.5\text{ V}$. Bezieht man den Ausgang der Schaltung nun auf dieses Potential, die sogenannte virtuelle Masse, so ergibt sich das gewünschte pegelgewandelte Signal u_{is} . Die auftretende Inversion von u_i wird in der nächsten Schaltungsstufe ausgeglichen.

Zur Unterdrückung von Gleichtaktstörungen erfolgt die Messung der Ausgangsspannung u_o des Verstärkers mit dem als Subtrahierer bzw. Differenzverstärker beschalteten Operationsverstärker IC3A (1/2 MCP6022), illustriert in Abbildung 5.14.

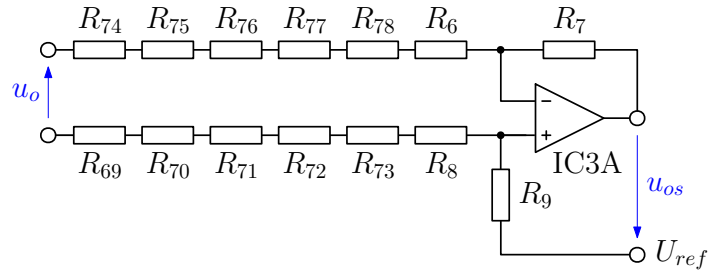


Abbildung 5.14: Messung der Ausgangsspannung u_o

Fasst man die Widerstände entsprechend $R_x = R_{74} + R_{75} + R_{76} + R_{77} + R_{78} + R_6$ und $R_y = R_{69} + R_{70} + R_{71} + R_{72} + R_{73} + R_8$ zusammen und gilt $R_x = R_y = R_{xy}$ sowie $R_7 = R_9 = R_z$, so lässt sich die Verstärkung der Schaltung zu

$$K_{so} = \frac{R_z}{R_{xy}} \quad (5.38)$$

angeben. Die Ausgangsspannung u_o muss zum Vergleich mit der Eingangsspannung u_i im Regelkreis durch die Verstärkung K_o geteilt werden. Es muss also $K_{so} = \frac{1}{K_o} = \frac{1}{120}$ sein. Aus Sicherheitsgründen ist es erforderlich R_{xy} hochohmig zu wählen. Beim Entwurf der Schaltung ist die endliche Spannungsfestigkeit der Elemente zu berücksichtigen. Für die verwendeten SMD-Widerstände in der Baugröße 0805 wird die maximale kontinuierliche Arbeitsspannung zu $U_{A,max} = 100\text{ V}$ angegeben [21]. In Anbetracht der Dynamik des geschlossenen Regelkreises, im Besonderen

der Überschwingweite der Ausgangsspannung u_o und des möglichen Einflusses einer Gleichtaktstörung, wird für die Dimensionierung ein Sicherheitsfaktor von 2 verwendet. Der Widerstand R_x wird aus diesem Grund als Serienschaltung von sechs der verwendeten SMD-Widerstände realisiert. Die erforderliche Spannungsfestigkeit des Widerstands R_y ist im Allgemeinen geringer, sie wird im Wesentlichen von der Gleichtaktstörung definiert. Zur bestmöglichen Symmetrierung der beiden Eingangszweige des Differenzverstärkers werden allerdings auch für R_y sechs SMD-Widerstände in Serie geschaltet. Die Wahl von $R_{xy} = R_x = R_y = 1.2 \text{ M}\Omega$ und $R_z = 10 \text{ k}\Omega$ führt auf die gewünschte Verstärkung von $K_{so} = \frac{1}{120}$. Somit ist $R_{69} = \dots = R_{78} = R_6 = R_8 = 200 \text{ k}\Omega$ und $R_7 = R_9 = 10 \text{ k}\Omega$. Die Ausgangsspannung u_{os} ergibt sich in der gegebenen Konfiguration zu

$$u_{os} = K_{so} u_o, \quad (5.39)$$

bezogen auf die Referenzspannung U_{ref} .

Die Differenz aus Eingangssignal und gemessenem Ausgangssignal ergibt den Regelfehler. Um allerdings einen vorzeichenrichtigen Fehler u_{oe} zu erhalten, ist es notwendig, das bei der Pegelumsetzung invertierte Signal u_i erneut zu invertieren. Die Berechnungsvorschrift für u_{oe} lautet somit

$$u_{oe} = -u_{is} - u_{os}. \quad (5.40)$$

Anschließend an die Bildung des Regelfehlers folgt der in Abschnitt 5.1.1 entworfene PI-Regler. Abbildung 5.15 zeigt die verwendete Schaltung.

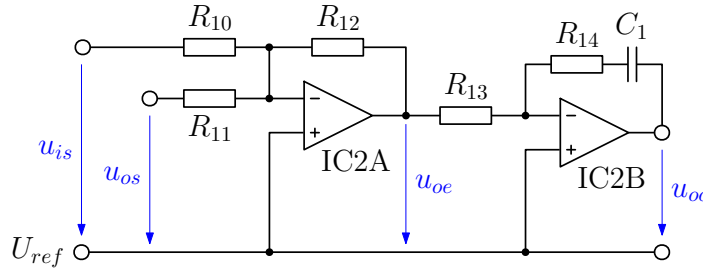


Abbildung 5.15: Vergleichler und PI-Regler

IC2A (1/2 MCP6022) ist als Addierer beschalten und realisiert mit $R_{10} = R_{11} = R_{12} = 100 \text{ k}\Omega$ die Gleichung 5.40. IC2B (1/2 MCP6022) bildet zusammen mit R_{13} , R_{14} und C_1 den PI-Regler. Die Übertragungsfunktion $R_o(s)$ vom Eingang u_{oe} zum Ausgang u_{oc} ergibt sich zu

$$R_o(s) = \frac{u_{oc}(s)}{u_{oe}(s)} = -\frac{1 + R_{14}C_1s}{R_{13}C_1s}. \quad (5.41)$$

Ein Vergleich von 5.10 mit 5.41 liefert die Zusammenhänge

$$V_{po} = -\frac{R_{14}}{R_{13}} \quad \text{und} \quad T_{no} = R_{14}C_1. \quad (5.42)$$

Im Abschnitt 5.1.1 wurden die Parameter des PI-Reglers für den Ausgangsspannungsregelkreis zu $V_{po} = 1$ und $T_{po} \approx 31.60 \mu\text{s}$ berechnet. Mit der Wahl von $C_1 = 470 \text{ pF}$ folgt $R_{14} \approx 67.23 \text{ k}\Omega$. Der nächste Bauteilwert der verwendeten E24 Widerstandsreihe ist $68 \text{ k}\Omega$, es wird also $R_{14} = 68 \text{ k}\Omega$ und somit auch $R_{13} = 68 \text{ k}\Omega$ gesetzt. Die daraus resultierenden Reglerparameter lauten $V'_{po} = -1$ und $T'_{I_o} \approx 31.96 \mu\text{s}$. Das negative Vorzeichen der Verstärkung V'_{po} wird wieder über die nachfolgenden Schaltungsstufen ausgeglichen.

Zur Implementierung der aktiven Dämpfung ist eine Messung des Kondensatorstroms i_{Co} erforderlich. Hierfür wird ein passiver Stromwandler eingesetzt. Der Übertragungsfaktor, also das Verhältnis der Effektivwerte von Kondensatorstrom zu Wandler-Ausgangsspannung, ist durch die Beziehung

$$K_{ct} = \frac{R_{ct}}{N_{ct}} \quad (5.43)$$

mit der Bürde R_{ct} und der Windungszahl N_{ct} der Sekundärwicklung gegeben. Dieser Faktor kann nun so gewählt werden, dass er der in Abschnitt 5.1.1 bestimmten Verstärkung $K_r \approx 0.174$ entspricht. Mit $R_{ct} = R_{68} = 4.7 \Omega$ folgt $N_{ct} = 27$ und $K_{ct} \approx 0.174$. Als Kern für den Stromwandler wird ein T38 Ferritring der Firma EPCOS verwendet. Die sekundärseitige Induktivität L_{ct} kann über

$$L_{ct} = A_{L,ct} N_{ct}^2 \quad (5.44)$$

mit dem im Datenblatt [18] angegebenen A_L -Wert von $A_{L,ct} = 6440 \text{ nH}$ zu $L_{ct} \approx 4.7 \text{ mH}$ berechnet werden. Die Übertragungsfunktion vom Eingang i_{Co} zum Ausgang u_{cc} weist eine Hochpasscharakteristik auf. Die zugehörige Grenzfrequenz ergibt sich mit

$$f_{ct} = \frac{R_{ct}}{2\pi L_{ct}} \quad (5.45)$$

zu $f_{ct} \approx 159 \text{ Hz}$. Das bedeutet, dass der Anteil des rückgeführten Kondensatorstroms i_{Co} in Form der Spannung u_{cc} unterhalb der Frequenz f_{ct} mit 20 dB/Dekade abnimmt. Dieses Frequenzverhalten stellt für die praktische Implementierung jedoch kein Problem dar, weil die Bedeutung der aktiven Dämpfung in der Unterdrückung der Spannungsüberhöhung in der Umgebung der Resonanzfrequenz f_{res} des LC-Ausgangsfilters liegt und $f_{res} \gg f_{ct}$ gilt. Die schaltungstechnische Realisierung der aktiven Dämpfung ist in Abbildung 5.16 dargestellt.

Der Widerstand $R_{15} = 360 \Omega$ und der Kondensator $C_2 = 470 \text{ pF}$ bilden einen Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von rund 941 kHz . Dieser dient zur Unterdrückung hochfrequenter Störungen. Der mit IC3B ($1/2 \text{ MCP6022}$) und $R_{16} = R_{17} = R_{18} = R_{19} = 100 \text{ k}\Omega$ aufgebaute Subtrahierer liefert die Spannung u_{ad} gemäß

$$u_{ad} = u_{oc} - u_{cc}, \quad (5.46)$$

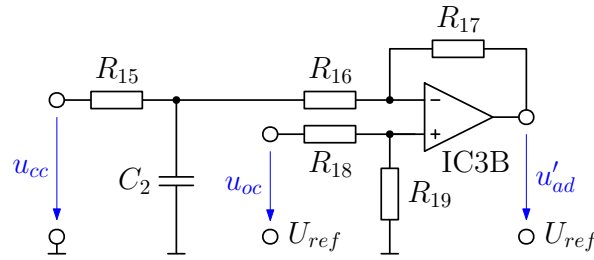


Abbildung 5.16: Schaltung zur aktiven Dämpfung

bezogen auf U_{ref} . Dies entspricht grundsätzlich der Funktion der aktiven Dämpfung, es muss allerdings noch das negative Vorzeichen der Verstärkung V_{po} des PI-Reglers korrigiert werden. Dazu erfolgt im Anschluss eine Inversion von u_{ad} . Wie aus Gleichung 5.46 ersichtlich, würde dies aber einer Addition des Stromwandlersignals zum vorzeichenkorrigierten Ausgangssignal des PI-Reglers gleich kommen. Aus diesem Grund wird mit dem passiven Stromwandler nicht i_{Co} , sondern $-i_{Co}$ gemessen. Als Konsequenz sind der Kondensatorstrom i_{Co} und die Spannung u_{cc} gegenphasig.

Im letzten Schritt der Signalverarbeitung des Ausgangsspannungsregelkreises erfolgt die Pulsweitenmodulation mit der in Abbildung 5.17 dargestellten Schaltung.

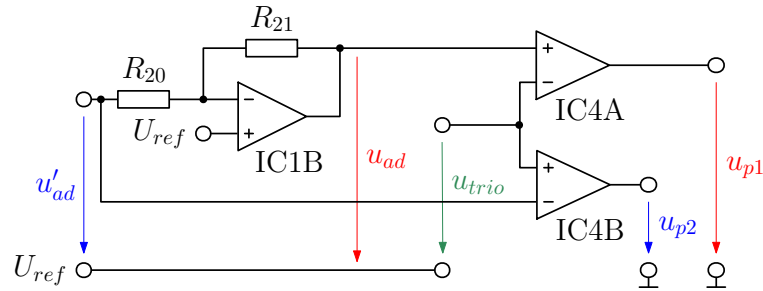


Abbildung 5.17: Pulsweitenmodulator

Wie bereits erwähnt, wird zunächst u'_{ad} invertiert um das Signal u_{ad} zu erhalten. Hierzu ist der Operationsverstärker IC1B (1/2 MCP6022) mit $R_{20} = R_{21} = 100 \text{ k}\Omega$ als invertierender Verstärker beschalten. Weiters ist zur Erzeugung des 180° phasenversetzten PWM-Signals das zu u_{ad} invertierte Signal notwendig, welches durch u'_{ad} bereits gegeben ist. Die Pulsweitenmodulation wird von den beiden Komparatoren IC4A (1/2 MCP6562 [11]) und IC4B (1/2 MCP6562) bewerkstelligt. Das Dreieckssignal u_{trio} wird von dem in Abschnitt 5.1.2 entworfenen Differenzstromregelkreis zur Verfügung gestellt. Unter Berücksichtigung der Rail-to-Rail Output-Eigenschaft der verwendeten Komparatoren gilt in Näherung

$$u_{p1} \approx \begin{cases} 5 \text{ V} & \text{für } u_{ad} > u_{trio} \\ 0 \text{ V} & \text{für } u_{ad} < u_{trio} \end{cases} \quad (5.47)$$

und

$$u_{p2} \approx \begin{cases} 5 \text{ V} & \text{für } u'_{ad} < u_{trio} \\ 0 \text{ V} & \text{für } u'_{ad} > u_{trio} \end{cases}, \quad (5.48)$$

womit die gewünschte Pulsweitenmodulation realisiert ist. Beispielhaft zeigt Abbildung 5.18 den simulierten Verlauf von u_{p1} und u_{p2} für $u'_{ad} = 1 \text{ V}$. Im Anschluss werden die beiden Signale u_{p1} und u_{p2} den Treiberstufen zur Ansteuerung der SiC-Halbbrücken zugeführt, der Ausgangsspannungsregelkreis ist demnach vollständig.

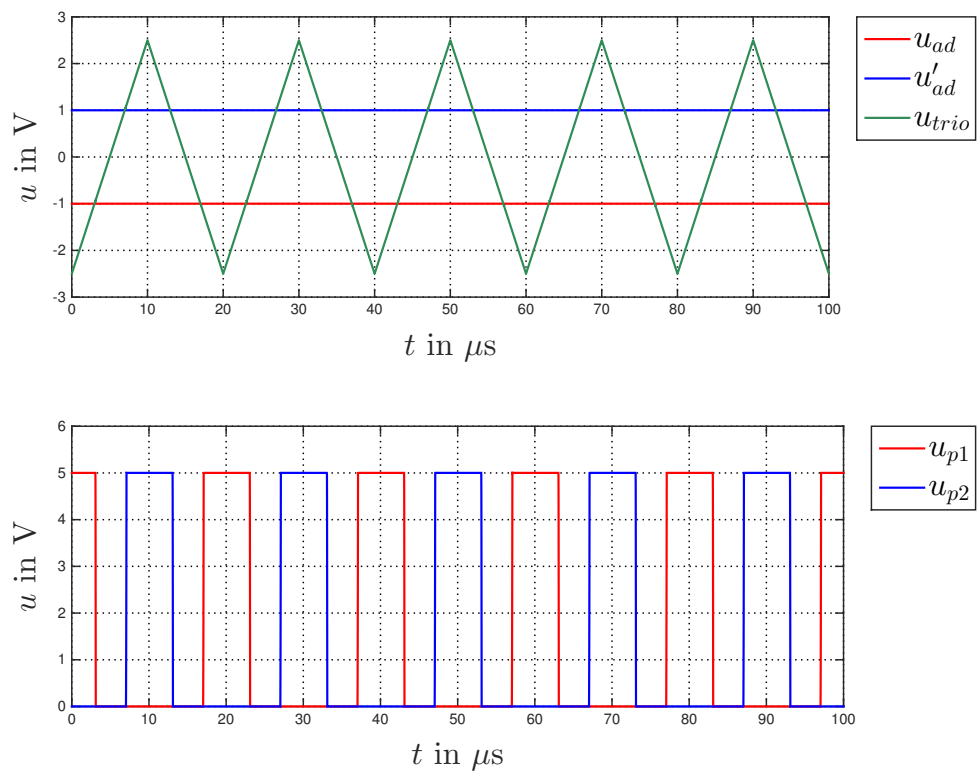


Abbildung 5.18: Pulsweitenmodulation für $u'_{ad} = 1 \text{ V}$

5.2.2 Realisierung des Differenzstromregelkreises

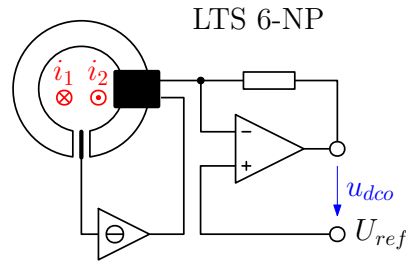
Gegenstand dieses Abschnitts ist die schaltungstechnische Umsetzung des in Abbildung 5.10 dargestellten Differenzstromregelkreises. Eine wesentliche Anforderung dabei ist die Messung des Differenzstroms $i_d = i_1 - i_2$. Die getrennte Erfassung der beiden Saugdrosselströme i_1 und i_2 mit anschließender Subtraktion der Signale ist zwar prinzipiell möglich, wird aber zur Vermeidung von Fehlern, insbesondere von Offsetfehlern, nicht angewandt. Stattdessen erfolgt die Messung von i_d mit einem einzigen aktiven Stromwandler, der zwei getrennte Leiterdurchführungen erlaubt. Aufgrund unterschiedlicher Durchtrittssinne der Ströme i_1 und i_2 liefert der Wandler direkt zu i_d proportionale Ausgangsspannung u_{dco} . Hierdurch ist speziell die Verwendung eines Stromwandlers mit kleinem Messbereich und somit großer Empfindlichkeit möglich, da der Differenzstrom i_d im Allgemeinen sehr viel geringer ist als die Saugdrosselströme i_1 und i_2 .

Der Einsatz eines aktiven Wandlers ist notwendig, da die für den Regelkreis relevante Komponente von i_d dessen zeitlich nur langsam veränderlicher Gleichanteil ist. Für die Implementierung wird der Stromwandler LTS 6-NP der Firma LEM [10] genutzt. Das Funktionsprinzip dieser Sensoren beruht auf der Bestimmung des vom Messstrom in einem magnetisierbaren Kern hervorgerufenen magnetischen Flusses über ein Hallelement. Ein schneller Regler kompensiert diesen Fluss durch einen entsprechenden Strom in einer separaten Wicklung. Die Ausgangsspannung des Wandlers u_{dco} ist proportional zum Kompensationsstrom und demzufolge auch proportional zum zu messenden Strom. Einige ausgewählte Parameter des LTS 6-NP sind in Tabelle 5.5 aufgelistet.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
I_{pn}	Primär-Nennstrom	6	At
I_{pm}	Primär-Nennstrom (Messbereich)	0...±19.2	At
$\hat{I}_p$	Überlastfähigkeit	250	At
u_{dco}	Ausgangsspannung	$2.5 \pm 0.625(I_p/I_{pn})$	V
G	Sensitivität	104.16	mV/A
N_s	Sekundärwindungszahl	2000	
X	Genauigkeit @ I_{pn} und 25 °C	±0.2	%
$\mathcal{E}_l$	Linearitätsfehler	< 0.1	%
BW	Bandbreite (0... – 0.5) dB	0...100	kHz

Tabelle 5.5: Ausgewählte Parameter des LTS 6-NP [10]

Als Konsequenz der großen Bandbreite ist die Vernachlässigung der Sensordynamik in Abschnitt 5.1.2 gerechtfertigt. Ein praktischer Vorteil des gewählten Wandlers ist der bereits vorhandene Bezug der Ausgangsspannung u_{dco} auf $U_{ref} = 2.5 \text{ V}$, womit keine Pegelumsetzung erforderlich ist. Die Messung des Differenzstroms i_d ist zusammenfassend in Abbildung 5.19 illustriert.

Abbildung 5.19: Zur Messung des Differenzstroms i_d

Zu Testzwecken wurde der Differenzstromregler in einem ersten Prototypen als P-Regler implementiert, für dessen Aufbau die Messung von $-i_d$ von Vorteil ist. Diese Konvention wird im Folgenden beibehalten.

Das Stromwandlerausgangssignal u_{dco} wird mit der in Abbildung 5.20 gezeigten Schaltung weiterverarbeitet. Der Widerstand $R_{25} = 3.3\text{ k}\Omega$ und der Kondensator $C_8 = 10\text{ nF}$ bilden den zur Unterdrückung des Rippels im Messsignal eingesetzten Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von rund 4.8 kHz .

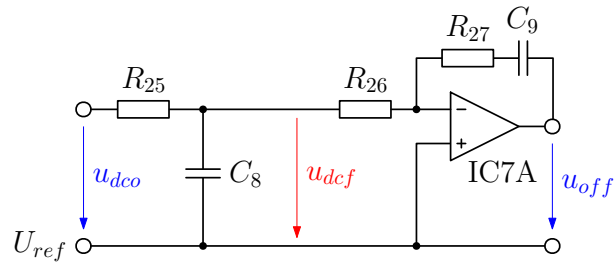


Abbildung 5.20: Tiefpassfilter und PI-Regler

IC7A ($1/2$ MCP6022) realisiert zusammen mit R_{26} , R_{27} und C_9 den PI-Regler. Die Transferfunktion vom Eingang u_{dcf} zum Ausgang u_{off} ist

$$R_d(s) = \frac{u_{off}(s)}{u_{dcf}(s)} = -\frac{1 + R_{27}C_9s}{R_{26}C_9s}. \quad (5.49)$$

Ein Vergleich von 5.33 mit 5.49 ergibt die Beziehungen

$$V_{pd} = -\frac{R_{27}}{R_{26}} \quad \text{und} \quad T_{nd} = R_{27}C_9. \quad (5.50)$$

Die in Abschnitt 5.1.2 gewählten Reglerparameter sind $V_{pd} = 0.34$ und $T_{nd} \approx 5.18\text{ ms}$. Mit $C_9 = 100\text{ nF}$ errechnet sich R_{27} zu $R_{27} \approx 51.8\text{ k}\Omega$. Der nächste Wert aus der E24 Widerstandsreihe ist $51\text{ k}\Omega$, es wird also $R_{27} = 51\text{ k}\Omega$ festgelegt. Damit folgt $R_{26} = 150\text{ k}\Omega$. Die resultierenden Parameter sind $V_{pd} = -0.34$ und $T_{nd} = 5.1\text{ ms}$.

Durch die Verwendung von $-i_d$ anstelle von i_d ist das negative Vorzeichen der Proportionalverstärkung V_{pd} kompensiert.

Das zur Pulsweitenmodulation benötigte Dreieckssignal u_{tri} wird mit der in Abbildung 5.21 dargestellten Schaltung erzeugt. Dabei ist der Komparator IC6A (1/2 MCP6562) als nichtinvertierender Schmitt-Trigger, der Operationsverstärker IC5A (1/2 MCP6022) als invertierender Integrator beschalten.

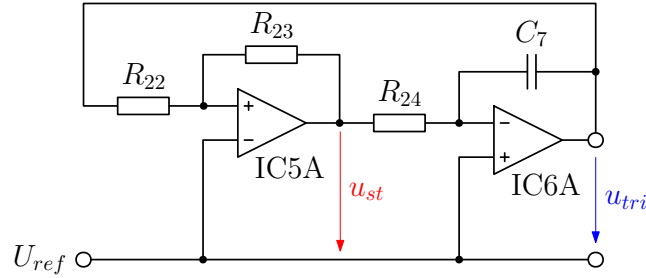


Abbildung 5.21: Dreiecksgenerator

Abhängig vom Zustand des Schmitt-Triggers beträgt dessen Ausgangsspannung u_{st} entweder $U_{st,max}$ oder $U_{st,min}$. Der nachfolgende Integrator bildet daraus eine lineare Spannungsrampe. Erreicht diese den entsprechenden Triggerpegel $U_{tri,min}$ bzw. $U_{tri,max}$, so ändert der Schmitt-Trigger seinen Zustand und die Spannung u_{st} wechselt von $U_{st,max}$ auf $U_{st,min}$ bzw. von $U_{st,min}$ auf $U_{st,max}$. Infolgedessen bildet sich wieder eine lineare Spannungsrampe am Ausgang des Integrators, nun aber in die entgegengesetzte Spannungsrichtung. Ist der korrespondierende Triggerpegel $U_{tri,max}$ bzw. $U_{tri,min}$ erreicht, so folgt eine weitere Zustandsänderung des Schmitt-Triggers und die Spannung u_{st} wechselt von $U_{st,min}$ auf $U_{st,max}$ bzw. von $U_{st,max}$ auf $U_{st,min}$, womit der beschriebene Vorgang von Neuem beginnt, gezeigt in Abbildung 5.22. Als Resultat ergibt sich das gewünschte Dreieckssignal u_{tri} als Ausgangsspannung des Integrators.

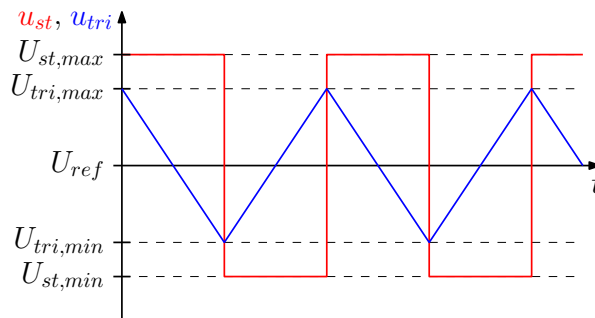


Abbildung 5.22: Zur Erzeugung des Dreieckssignals u_{tri}

In Abschnitt 3.2 wurde das minimale und maximale Tastverhältnis auf $\delta_{min} = 0.1$ und $\delta_{max} = 0.9$ festgelegt. Das bedeutet, dass sich im gesteuerten Betrieb bei

einer Eingangsspannung $u_i = 2\text{ V}$ als Folge der Pulsweitenmodulation ein Rechtecksignal mit dem Tastverhältnis $\delta = 0.9$ ergeben soll. Für die Eingangsspannung u_i und das Tastverhältnis δ gilt

$$\delta = \frac{u_i + \hat{u}_{tri}}{2\hat{u}_{tri}} \quad (5.51)$$

mit der Amplitude des Dreiecksignals $\hat{u}_{tri} = U_{tri,max} = |U_{tri,min}|$. Weiters gelten für den Dreiecksgenerator aus Abbildung 5.21 die Beziehungen

$$\hat{u}_{tri} = \frac{R_{22}}{R_{23}} U_{st} \quad (5.52)$$

und

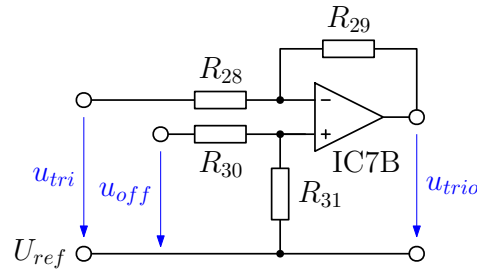
$$f_{tri} = \frac{R_{23}}{4R_{22}R_{24}C_8}, \quad (5.53)$$

wobei $U_{st} = U_{st,max} = |U_{st,min}|$ das Ausgangsspannungsniveau des Komparators IC6A und f_{tri} die Frequenz des Dreiecksignals bezeichnen. Aus Gleichung 5.51 lässt sich unter der oben genannten Bedingung ($u_i = 2\text{ V}$ führt auf $\delta = 0.9$) die notwendige Amplitude des Dreiecksignals zu $\hat{u}_{tri} = 2.5\text{ V}$ bestimmen. Dieses Ergebnis zusammen mit $U_{st} = 2.5\text{ V}$ und der Wahl $R_{22} = 10\text{ k}\Omega$ eingesetzt in Gleichung 5.52 liefert $R_{23} = 10\text{ k}\Omega$.

Um Probleme beim Betrieb des Operationsverstärkers und des Komparators an den Versorgungsgrenzen zu vermeiden, wird zu R_{22} ein $1\text{ M}\Omega$ Widerstand parallel geschaltet, womit sich der neue Wert $R'_{22} \approx 9.9\text{ k}\Omega$ ergibt. Als Konsequenz resultiert eine leicht erhöhte Verstärkung $K'_o \approx 121$ im Vergleich zum idealen Wert von $K_o = 120$. Dieser Fehler tritt allerdings nur im gesteuerten Betrieb auf, da bei geschlossenem Regelkreis die wirksame Verstärkung durch den Rückführungsfaktor $K_{so} = \frac{1}{K_o} = \frac{1}{120}$ bestimmt wird.

Die geforderte Schaltfrequenz der Halbbrücken beträgt $f_s = 50\text{ kHz}$ und wird durch die Frequenz des Dreiecksignals festgelegt, es muss also $f_{tri} = f_s = 50\text{ kHz}$ gelten. Mit der Wahl von $C_8 = 470\text{ pF}$ lässt sich schließlich R_{24} aus Gleichung 5.53 zu $R_{24} \approx 10.7\text{ k}\Omega$ errechnen und als Serienschaltung von zwei Widerständen der E24 Widerstandsreihe, gemäß $R_{24} = 10\text{ k}\Omega + 750\text{ }\Omega = 10.75\text{ k}\Omega$, aufbauen. Die Schaltfrequenz ergibt sich damit zu $f_s \approx 49.97\text{ kHz}$.

Den Überlegungen aus Abschnitt 5.1.2 folgend muss nun noch dem Dreiecksignal u_{tri} die Ausgangsspannung u_{off} des PI-Reglers superponiert werden. Dies wird, wie in Abbildung 5.23 dargestellt, mit dem als Subtrahierer beschalteten Operationsverstärker IC7B ($1/2\text{ MCP6022}$) erreicht.

Abbildung 5.23: Superposition der Signale u_{tri} und u_{off}

Mit $R_{28} = R_{29} = R_{30} = R_{31} = 100 \text{ k}\Omega$ ergibt sich für die Spannung u_{trio}

$$u_{trio} = (-u_{tri}) + u_{off}. \quad (5.54)$$

Die Inversion des Dreiecksignals u_{tri} entspricht einer 180° Phasenverschiebung desselben und somit auch einer 180° Phasenverschiebung der pulswidenmodulierten Signale u_{p1} und u_{p2} . Da die absolute Phase von u_{p1} und u_{p2} allerdings keine Auswirkung auf deren Zeitmittelwerte hat und die relative Phasenlage der beiden zueinander erhalten bleibt, entspricht Gleichung 5.54 der gewünschten Operation. Durch Verwendung der Ausgangsspannung u_{trio} des Subtrahierers als Träger zur Pulsweitenmodulation ist der Differenzstromregelkreis komplett.

5.3 Konstruktiver Aufbau des Steuerungsteils

Die in den Abschnitten 5.2.1 und 5.2.2 entworfenen Schaltungen zur Realisierung der Regelkreise bilden den Steuerungsteil, dargestellt in Abbildung 5.24.

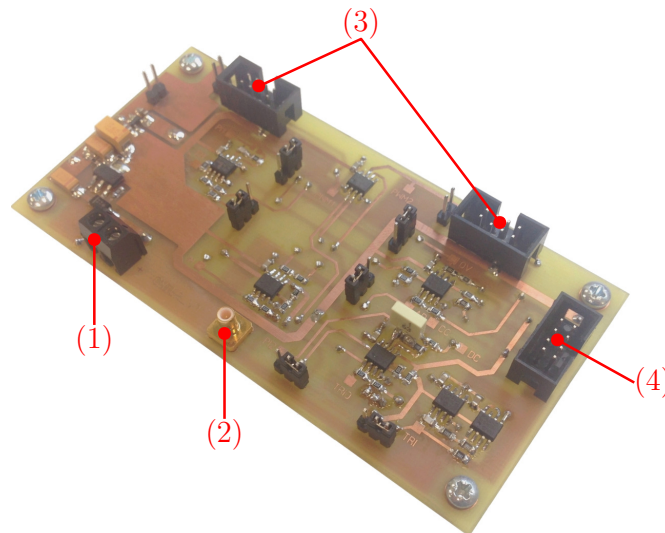


Abbildung 5.24: Steuerungsteil mit Anschlüssen für die Spannungsversorgung (1), das Eingangssignal (2), die PWM-Signale (3) und die Messsignale (4)

Aufgebaut ist der Steuerungsteil auf einer 2-lagigen Leiterplatte mit den Abmessungen $120\text{ mm} \times 60\text{ mm}$. Als Schaltungselemente werden hauptsächlich SMD-Bauteile verwendet. Aus einer Gleichspannung von 7 V bis 15 V erzeugt ein linearer Spannungsregler 5 V zur Versorgung sämtlicher Schaltungsteile. Über eine SMB-Buchse erfolgt der Anschluss des Funktionsgenerators, welcher das Eingangssignal u_i liefert. Bezüglich der Messung der Ausgangsspannung u_o des Schaltverstärkers ist zu erwähnen, dass ein Teil des hochohmigen Eingangszweigs des in Abbildung 5.14 gezeigten Differenzverstärkers auf dem Leistungsteil ausgeführt ist. Diese Aufteilung verhindert das Auftreten potenziell gefährlicher Spannungen am Steuerungsteil. Ebenso befinden sich die Stromwandler zur Messung des Kondensatorstroms i_{cf} und des Differenzstroms i_d auf dem Leistungsteil. Wie bereits in Abschnitt 4.6 angemerkt, geschieht die Verbindung von Steuerungsteil und Leistungsteil über IDC-Steckverbinder.

Für Testzwecke ist die gesamte Schaltung so entworfen, dass über Steckbrücken einzelne Teile deaktiviert werden können. Insbesondere ist so auch der gesteuerte Betrieb des Schaltverstärkers möglich. Hierbei gelangt das Eingangssignal u_i nach der Pegelwandlung direkt zur Pulsweitenmodulation.

6 Messungen

Zur Verifizierung der korrekten Funktionsweise des aufgebauten Schaltverstärkers wurden diverse Messungen durchgeführt. In diesem Kapitel werden die Ergebnisse präsentiert und es erfolgt ein Vergleich mit den idealen Parametern und Kurvenformen.

Die ersten Untersuchungen betreffen das Schaltverhalten der SiC-Halbbrücken. Um den Fall ohne Last aufnehmen zu können, wurde die Saugdrossel ausgelötet. Die Halbbrückenausgangsspannung u_h bei einem Tastverhältnis $\delta = 0.5$ ist in Abbildung 6.1 gezeigt.

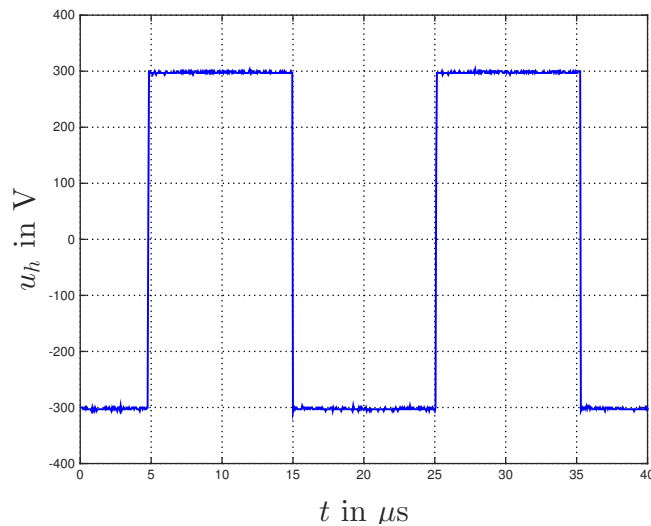
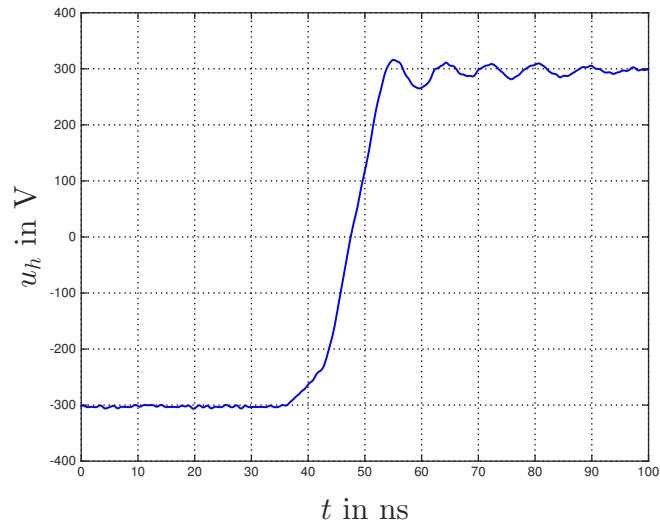
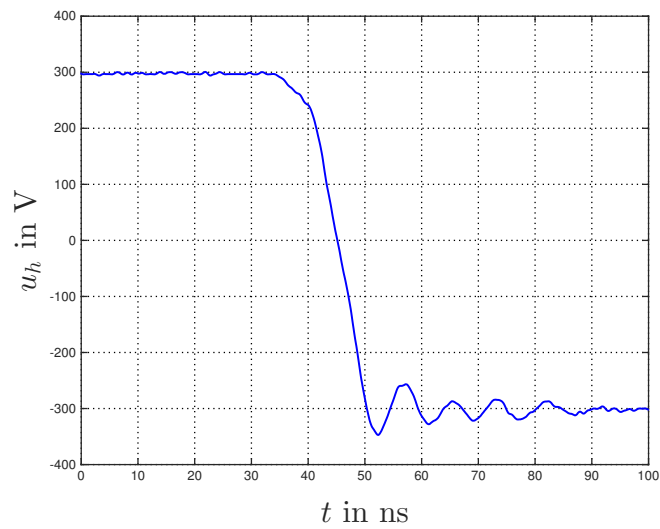


Abbildung 6.1: u_h bei $\delta = 0.5$ ohne Last

Hieraus ist zunächst die korrekte Funktion des Pulsweitenmodulators, der Treiberstufe und der Halbbrücke selbst ersichtlich. Die Schaltfrequenz f_s ergibt sich zu $f_s \approx 49.38$ kHz und ist somit etwas geringer als der angestrebte Wert $f_s = 50$ kHz. In den Abbildungen 6.2 und 6.3 ist die zugehörige ansteigende und abfallende Schaltflanke dargestellt. Aus den Messungen können die Anstiegszeit $t_r \approx 10$ ns und die Abfallzeit $t_f \approx 9$ ns ermittelt werden. Diese stimmen sehr gut mit denen im Datenblatt [2] ($t_r = 11$ ns und $t_f = 9$ ns) überein. An den Flanken sind Schwingungen zu erkennen, hervorgerufen von den unvermeidlichen parasitären Kapazitäten und Induktivitäten. Die Überschwingweite beträgt aber nur rund 3 % und die Frequenz rund 115 MHz.

Abbildung 6.2: Ansteigende Flanke von u_h Abbildung 6.3: Abfallende Flanke von u_h

Der Fall der belasteten Halbbrücke ist in Abbildung 6.4 ersichtlich. Als Last wird ein Widerstand $R_L \approx 64 \Omega$ verwendet. Der Verlauf des Halbbrückenausgangsstroms i ist auf den induktiven Anteil des Drahtwiderstands zurückzuführen. Auch unter Belastung weisen die SiC-Halbbrücken ein sauberes Schaltverhalten auf.

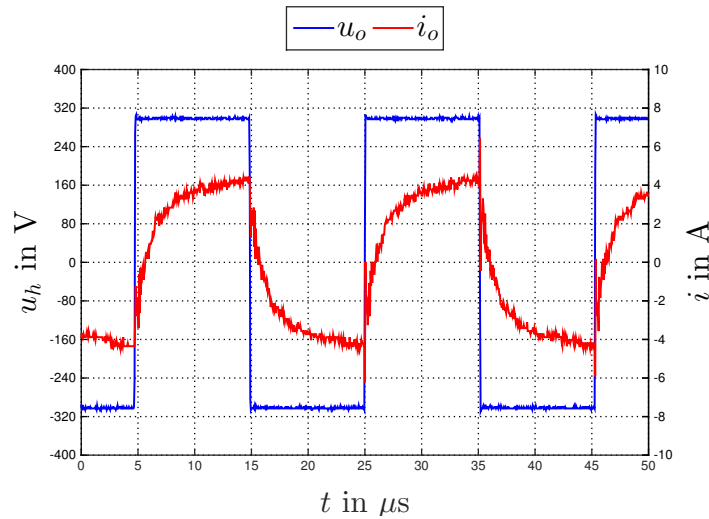


Abbildung 6.4: u_h und i bei $\delta = 0.5$ und $R_L \approx 64 \Omega$

Im nächsten Schritt wurde die Saugdrossel wieder eingelötet und das grundsätzliche Ausgangsverhalten des Schaltverstärkers mit verschiedenen Eingangssignalen überprüft. Zuerst wurde der Schaltverstärker wieder im Leerlauf betrieben. Exemplarisch zeigen die Abbildungen 6.5 bis 6.7 den Verlauf der Ausgangsspannung u_o bei sinusförmigen und dreieckförmigen Eingangsspannungen u_i mit 2 V Amplitude und unterschiedlichen Frequenzen.

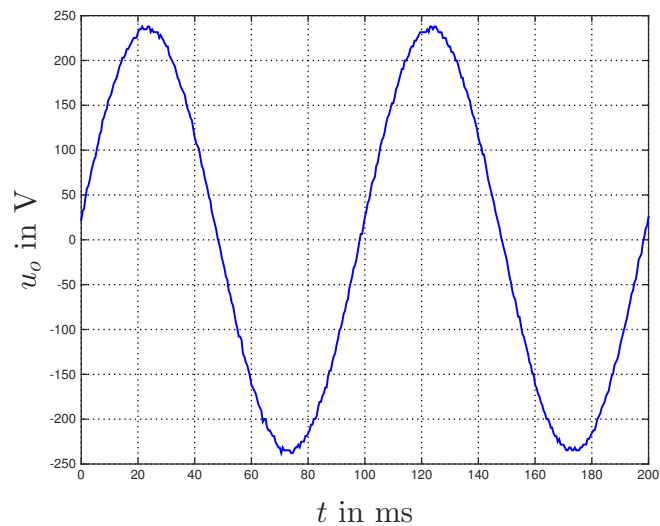


Abbildung 6.5: Ausgangsspannung u_o bei sinusförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Amplitude von 2 V und einer Frequenz von 10 Hz

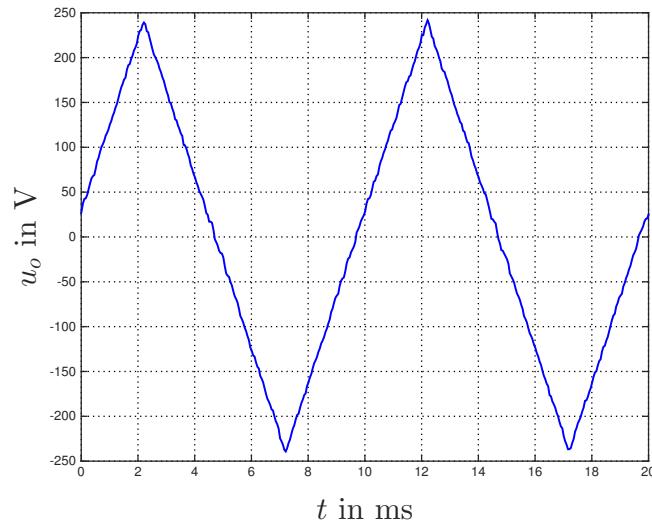


Abbildung 6.6: Ausgangsspannung u_o bei dreieckförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Amplitude von 2 V und einer Frequenz von 100 Hz

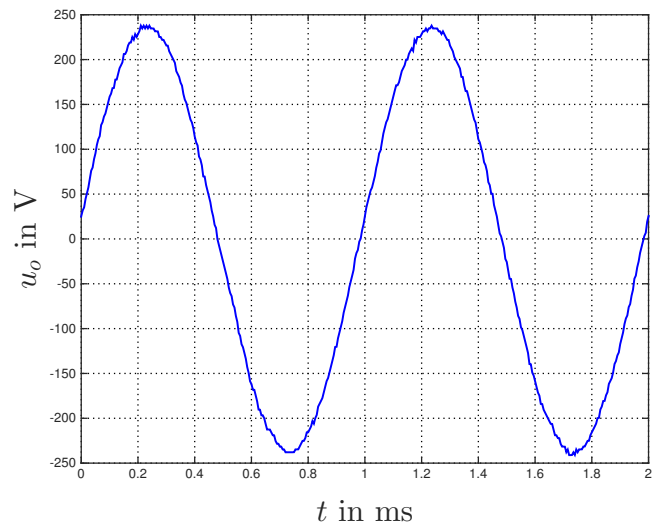


Abbildung 6.7: Ausgangsspannung u_o bei sinusförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Amplitude von 2 V und einer Frequenz von 1 kHz

Auch hier zeigt sich ein einwandfreies Verhalten des Verstärkers. Insbesondere beträgt die Verstärkung des geschlossenen Kreises rund 120 und hat damit den vorgesehenen Wert. Im gesteuerten Betrieb ergibt sich K_o zu $K_o \approx 122$, also eine leichte Abweichung. Diese ist einerseits in den Toleranzen der Schaltungselemente und andererseits in der in Abschnitt 5.2.2 diskutierten geringfügigen Reduktion der Amplitude des zur Pulsweitenmodulation verwendeten Dreiecksignals begründet.

Der Belastungsfall ist beispielhaft in den Abbildungen 6.8 und 6.9 dargestellt. Die Eingangsspannung u_i ist sinusförmig mit einer Amplitude von 2 V und einer Frequenz von 100 Hz und 1 kHz. Als Lastwiderstand wird zuerst $R_L \approx 60 \Omega$ und dann $R_L \approx 34 \Omega$ eingesetzt.

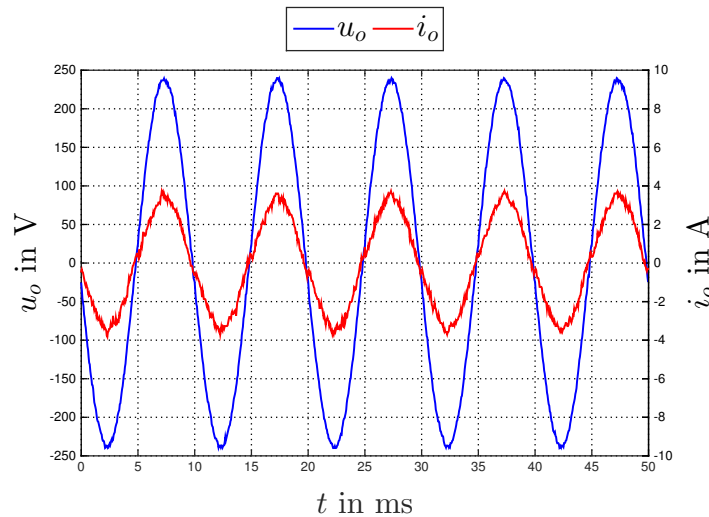


Abbildung 6.8: Ausgangsspannung u_o bei sinusförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Frequenz von 100 Hz und einem Lastwiderstand von $R_L \approx 60 \Omega$

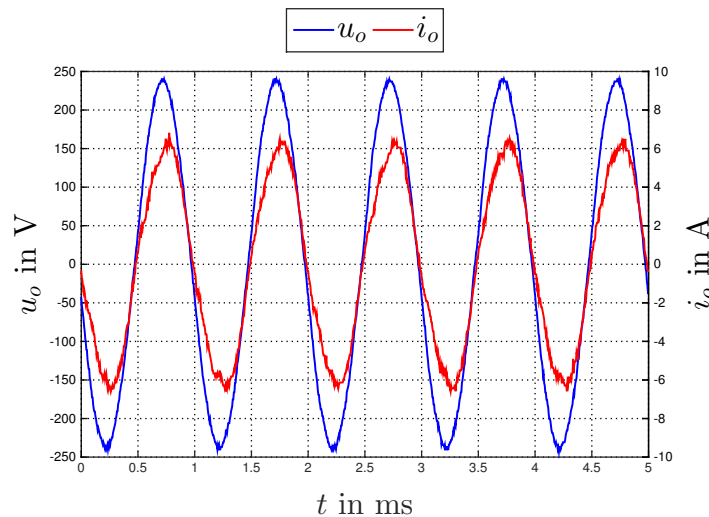


Abbildung 6.9: Ausgangsspannung u_o bei sinusförmiger Eingangsspannung u_i mit einer Frequenz von 1 kHz und einem Lastwiderstand von $R_L \approx 34 \Omega$

Die korrekten Amplituden der Ausgangsspannung, trotz Belastung, verifizieren die grundsätzliche Funktion des Ausgangsspannungsreglers. Die Phasenverschiebung

zwischen Spannung und Strom in Abbildung 6.9 lassen den induktiven Anteil des verwendeten Drahtwiderstands erkennen. Für den Betriebsfall aus Abbildung 6.9 wurde außerdem, nach Abwarten des thermisch stationären Zustands, ein Thermogramm aufgenommen. Dieses ist in Abbildung 6.10 gezeigt. Als wärmstes Element tritt die Saugdrossel mit einer unbedenklichen Höchsttemperatur von rund 42°C auf. Die Leistungsbaulemente und besonders die Kühlkörper sind damit ausreichend dimensioniert.

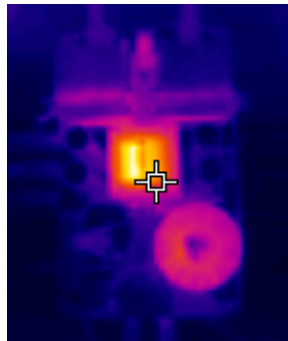


Abbildung 6.10: Thermogramm des Leistungsteils

Im Weiteren wurden die Dynamiken der beiden Regelkreise untersucht. Ein Sprung der Eingangsspannung u_i in Höhe von 1 V liefert die in Abbildung 6.11 illustrierte Antwort des Schaltverstärkers. Zum Vergleich ist auch die simulierte Sprungantwort mit eingezeichnet. Es zeigt sich keine exakte, aber, unter Berücksichtigung der endlichen Bauteilwerte und der Toleranzen, eine zufriedenstellende Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation.

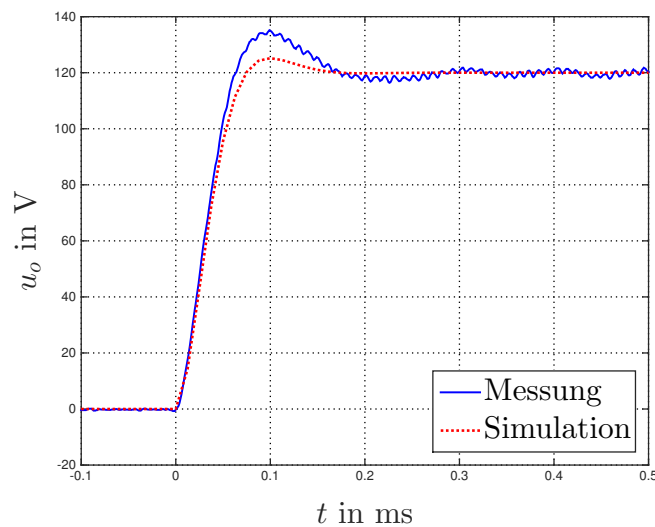


Abbildung 6.11: Sprungantwort des Ausgangsspannungsregelkreises

Zur Beurteilung der Dynamik des Differenzstromregelkreises wurde wie auch schon bei der Identifikation der wirksamen Parameter in Abschnitt 5.1.2 künstlich ein Sprung der Tastverhältnisdifferenz δ_d erzeugt. Die Sprunghöhe ist 1 % und zur Unterdrückung des Stromrippels von i_d wird wieder ein externes Tiefpassfilter verwendet. Das Messergebnis ist zusammen mit dem aus der Simulation resultierenden Verlauf in Abbildung 6.12 dargestellt.

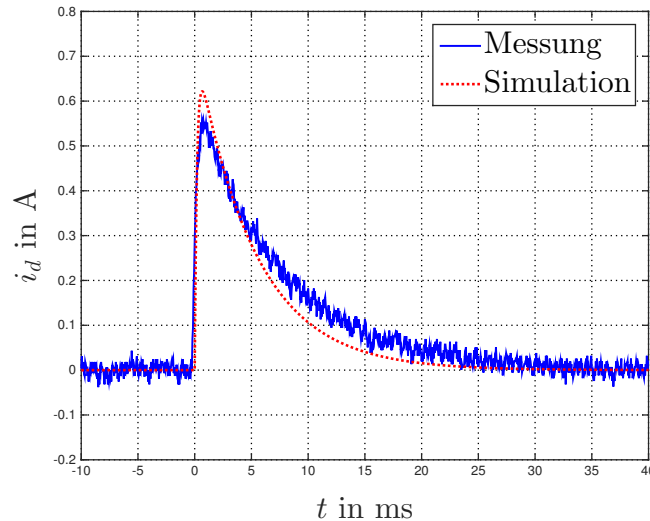


Abbildung 6.12: Sprungantwort des Differenzstromregelkreises

Erneut ergibt sich eine gute Ähnlichkeit der gemessenen mit der simulierten Sprungantwort. Die Abweichungen können wieder auf Bauteilwerte und Toleranzen zurückgeführt werden.

Abschließend soll kurz ein wesentlicher Nachteil der Schaltungstopologie mit bipolar versorgten Halbbrücken behandelt werden, der bei den Lastversuchen hervorgetreten ist. Solange die Last rein ohmsches Verhalten besitzt, tritt kein Problem auf. Weist sie allerdings auch induktive Anteile auf, kommt es zu einer Verschiebung der Spannungsniveaus. Die Abbildung 6.13 veranschaulicht das Problem, wobei der besseren Übersicht halber auf die Darstellung der zweiten Halbbrücke, der Saugdrossel und des LC-Filters verzichtet wird. Zur Erklärung wird ein positives Vorzeichen von $i_h = I_h$ angenommen. Leitet der Transistor Q_1 , so fließt der Strom I_h von der positiven Spannungsquelle über die Last und wieder zurück zur Quelle. Sperrt nun Q_1 und leitet Q_2 , so bleibt das positive Vorzeichen von i_h zufolge des induktiven Anteils der Last erhalten und der Strom fließt in den Kondensator C_b . Dieser wird dadurch aufgeladen und als Konsequenz verschiebt sich das zugehörige Spannungsniveau. Um dies zu verhindern ist es notwendig dem Kondensator einen Widerstand parallel zu schalten, der so dimensioniert ist, dass der sich durch die Spannung $|U_-| = U$ einstellende Strom gleich oder größer dem Laststrom i_h ist.

Analoges gilt für ein negatives Vorzeichen von i_h .

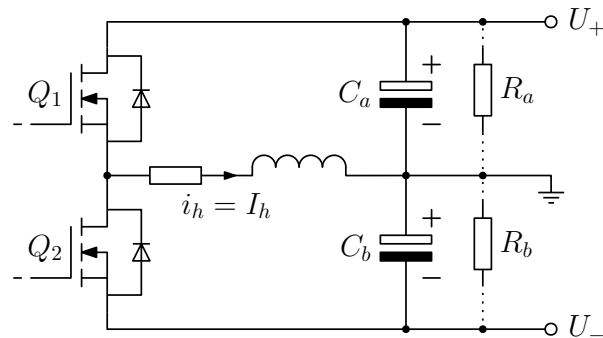


Abbildung 6.13: Zur Speisung einer induktiven Last

Für ein praktisches System/Gerät würde anstelle der beiden Widerstände R_a und R_b zur Vermeidung derer Verluste ein aktives Balanzierungssystem, beispielsweise eine 1:1 getaktete Halbbrücke zwischen U_+ und U_- , deren Ausgang über eine Drossel an GND geschaltet ist, vorteilhaft sein. Es sei auch darauf hingewiesen, dass bei Vollbrücken-Schaltverstärkern (welche ebenfalls mit dem dieser Arbeit zugrunde liegenden Saugdrossel-Parallelzweig-Prinzip realisierbar wären) dieses Symmetrierungs-Problem nicht auftritt.

7 Zusammenfassung und Ausblick

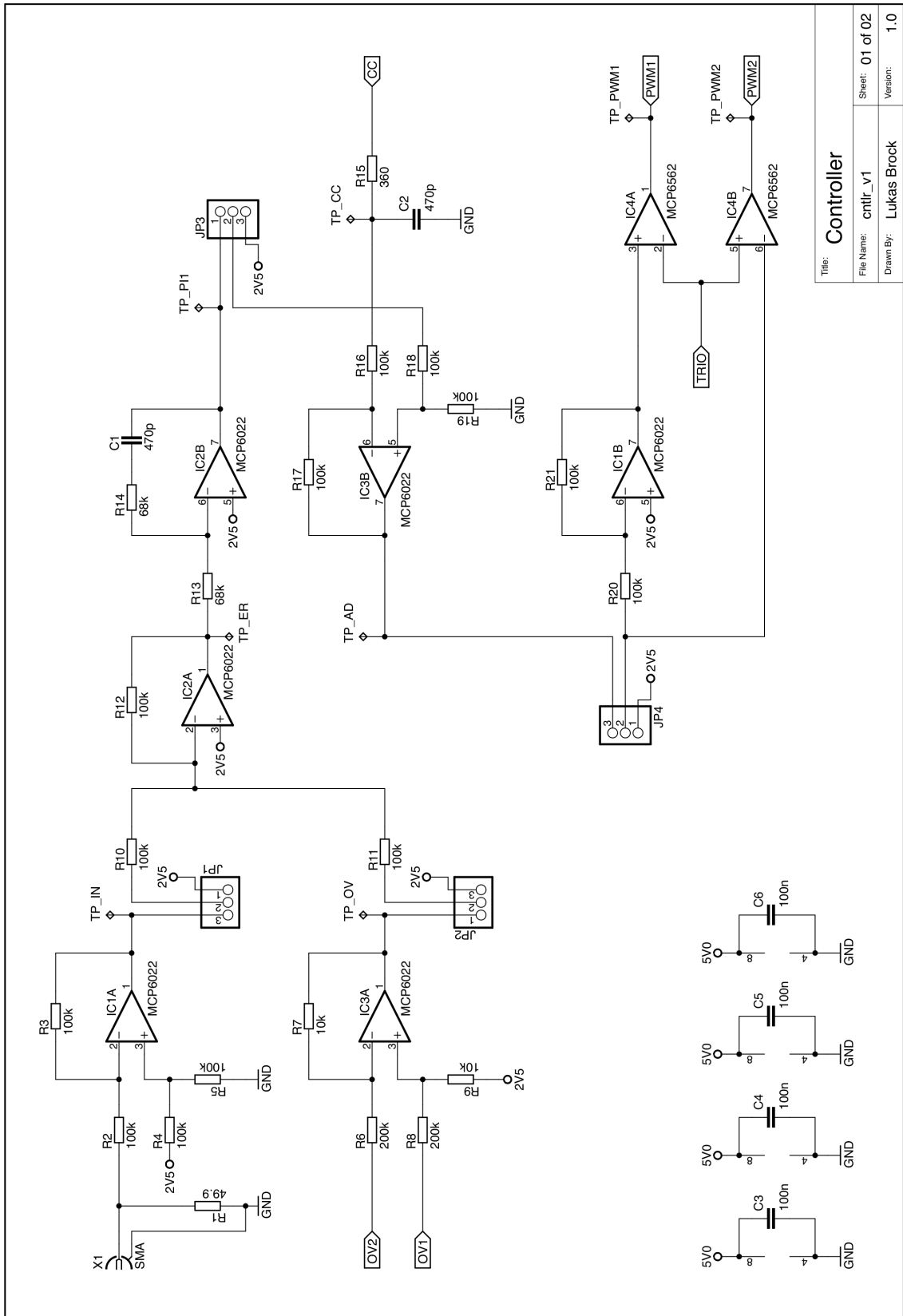
Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurde ein geregelter Schaltverstärker entworfen und aufgebaut. Er besteht aus zwei Halbbrücken, welche über eine Saugdrossel parallel geschaltet sind. Durch diese Topologie und eine um 180° phasenversetzte Ansteuerung der beiden Halbbrücken ergibt sich am Ausgang der Saugdrossel eine 3-Level-Charakteristik und eine Verdopplung der effektiven Schaltfrequenz. Damit wird der grundsätzlichen Problematik eines Klasse-D-Verstärkers begegnet, dass bei einem konkreten Ausgangsfilter eine Erhöhung der Bandbreite bei gleicher Unterdrückung der Schaltheinharmonischen nur durch eine entsprechende Erhöhung der Schaltfrequenz möglich ist. Als Ventile für die Halbbrücken kommen SiC-MOSFETs zum Einsatz. Diese neuartigen Leistungshalbleiter zeigen einen kleinen Bahnwiderstand bei gleichzeitig großer Durchbruchspannung im Vergleich zu Si-MOSFETs. Höhere Schaltfrequenzen und Einsatztemperaturen sind weitere Vorteile. Das zur Unterdrückung der Schaltheinharmonischen benötigte Ausgangsfilter besteht aus einem einstufigen LC-Filter. Sämtliche Leistungsbaulemente wurden sorgfältig ausgelegt, insbesondere verwendet der Entwurf geeignete Sicherheitsfaktoren zur Berücksichtigung des Auftretens von Überspannungen und Überströmen. Um eine Resonanzüberhöhung in der Frequenzantwort des Verstärkers zufolge des ausgangsseitigen LC-Filters zu verhindern, wurde eine Methode der aktiven Dämpfung auf Basis der Rückführung des Filterkondensatorstroms implementiert. Zur Korrektur von Abweichungen der Ausgangsspannung von ihrem Sollwert durch Schwankungen der Zwischenkreisspannung, einer nicht perfekten Pulsweitenmodulation, Spannungsabfällen entlang des Ausgangskreises sowie Nichtidealitäten der Saugdrossel und des LC-Filters wurde ein PI-Regler entwickelt. Die Reglerparameter und der Faktor der Kondensatorstrom-Rückführung für die aktive Dämpfung wurden so berechnet, dass die Dynamik des geschlossenen Kreises einem Butterworth-Filter 2-ter Ordnung entspricht. Wegen Unterschieden in den Tastverhältnissen der zur Ansteuerung der Halbbrücken verwendeten Signale und/oder einer nicht symmetrisch aufgebauten Saugdrossel kann es, gemittelt über eine Schaltperiodendauer, zu einer nicht verschwindenden Differenz der beiden Saugdrosselströme kommen. Diese bewirkt ein erhöhtes magnetisches Flussniveau und bei ausreichender Größe eine Kernsättigung. Außerdem resultiert eine ungleiche Belastung der SiC-Halbbrücken. Zur Vermeidung dieser Stromdifferenz wurde ein geeignet dimensionierter PI-Regler eingesetzt. Die Realisierungen der Regelkreise erfolgte auf Basis von diversen Operationsverstärkerschaltungen. Abschließend wurden zur Verifikation des Entwurfs Messungen am fertigen Schaltverstärker ausgeführt. Es zeigt sich eine zufriedenstellende Übereinstimmung der Simulationen mit den Messungen.

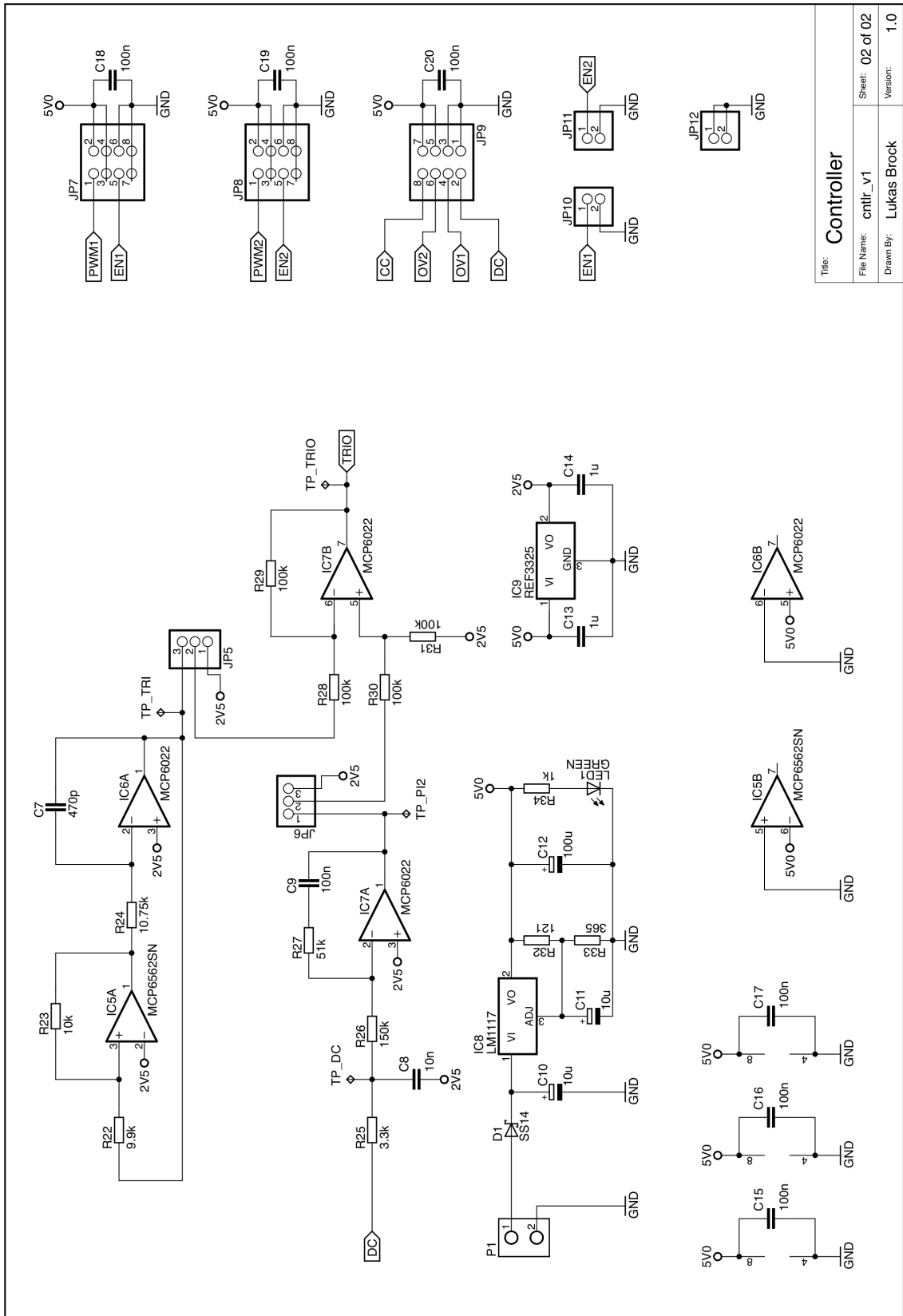
Als problematisch hat sich beim Aufbau die Treiberstufe erwiesen. In einem Lastversuch mit einer sinusförmigen Eingangsspannung u_i , mit einer Amplitude von 2 V und der Frequenz von 1 Hz kam es zu einem Brückenkurzschluss. Der Störfall trat also bei der maximalen Ausgangsspannungsamplitude, einer niedrigen Frequenz

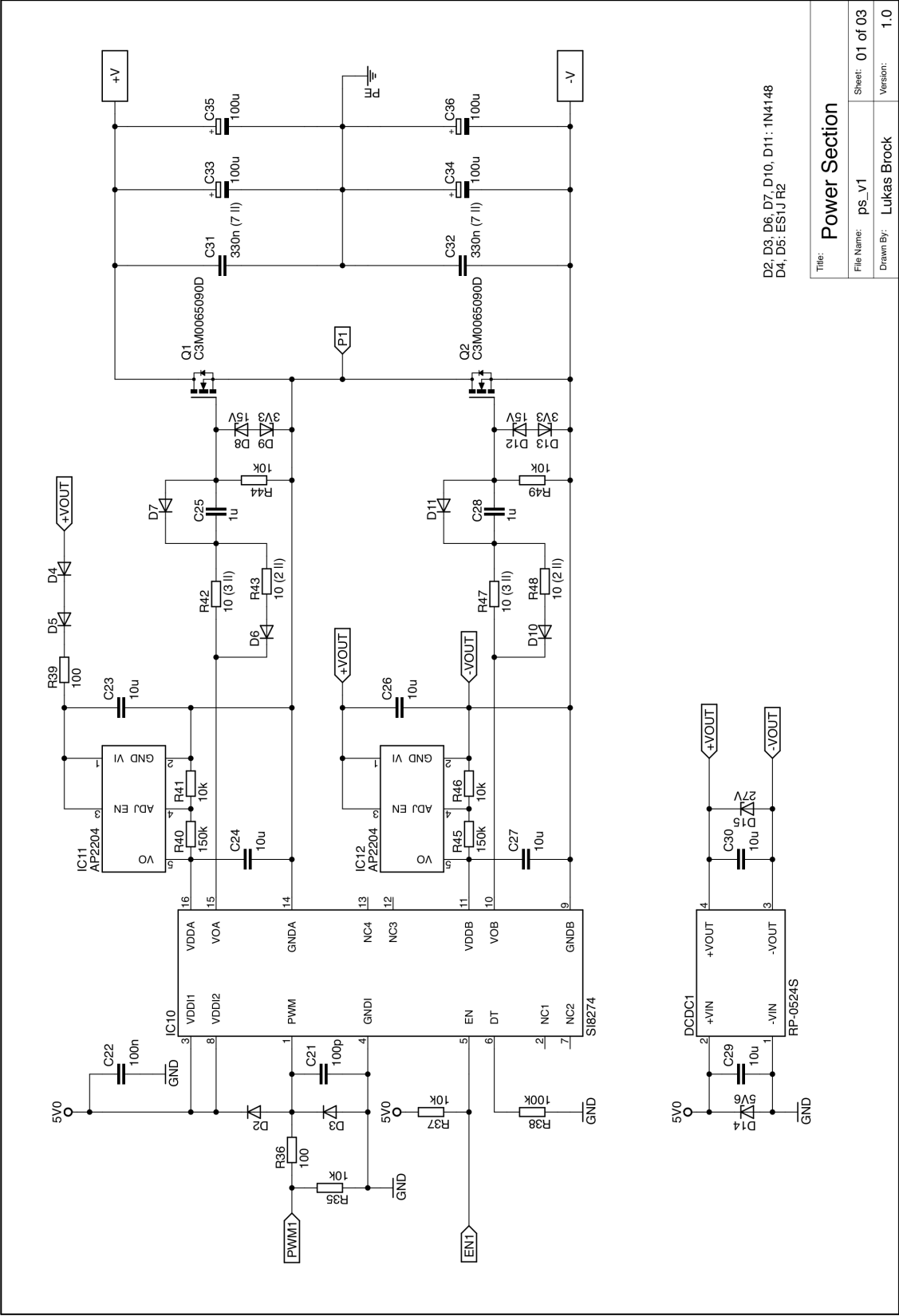
und hoher Belastung auf. Dies bedeutet, dass sich für längere Zeit ein großes Tastverhältnis ergeben hat. Deshalb wird als Ursache ein Versagen der Versorgung des High-Side-Zweiges des Gatetreibers durch die Bootstrapping-Schaltung in Kombination mit dem Pegelumsetzer am Gate-Anschluss vermutet. Eine schaltungstechnische Begrenzung des maximalen Tastverhältnisses δ_{max} wird deshalb als sinnvoll betrachtet. Eine andere Möglichkeit besteht in der Versorgung des High-Side-Zweiges über einen zusätzlichen isolierten DC/DC-Wandler. Mit dieser Variante könnten auch dauerhaft größere Tastverhältnisse verwendet werden und so wäre auch eine Erhöhung der Verstärkung möglich. Ein weiterer Ansatzpunkt zu Systemverbesserungen ist das Ausgangsfilter. In dieser Arbeit wurde es als einstufiges LC-Filter realisiert. Der Übergang auf mehrstufige Filter ermöglicht weitere Freiheitsgrade beim Entwurf und eine Erhöhung der Dämpfung der Schaltharmonischen.

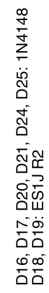
A Schaltpläne

In diesem Anhang sind die vollständigen Schaltpläne des aufgebauten Schaltverstärkers dargestellt.



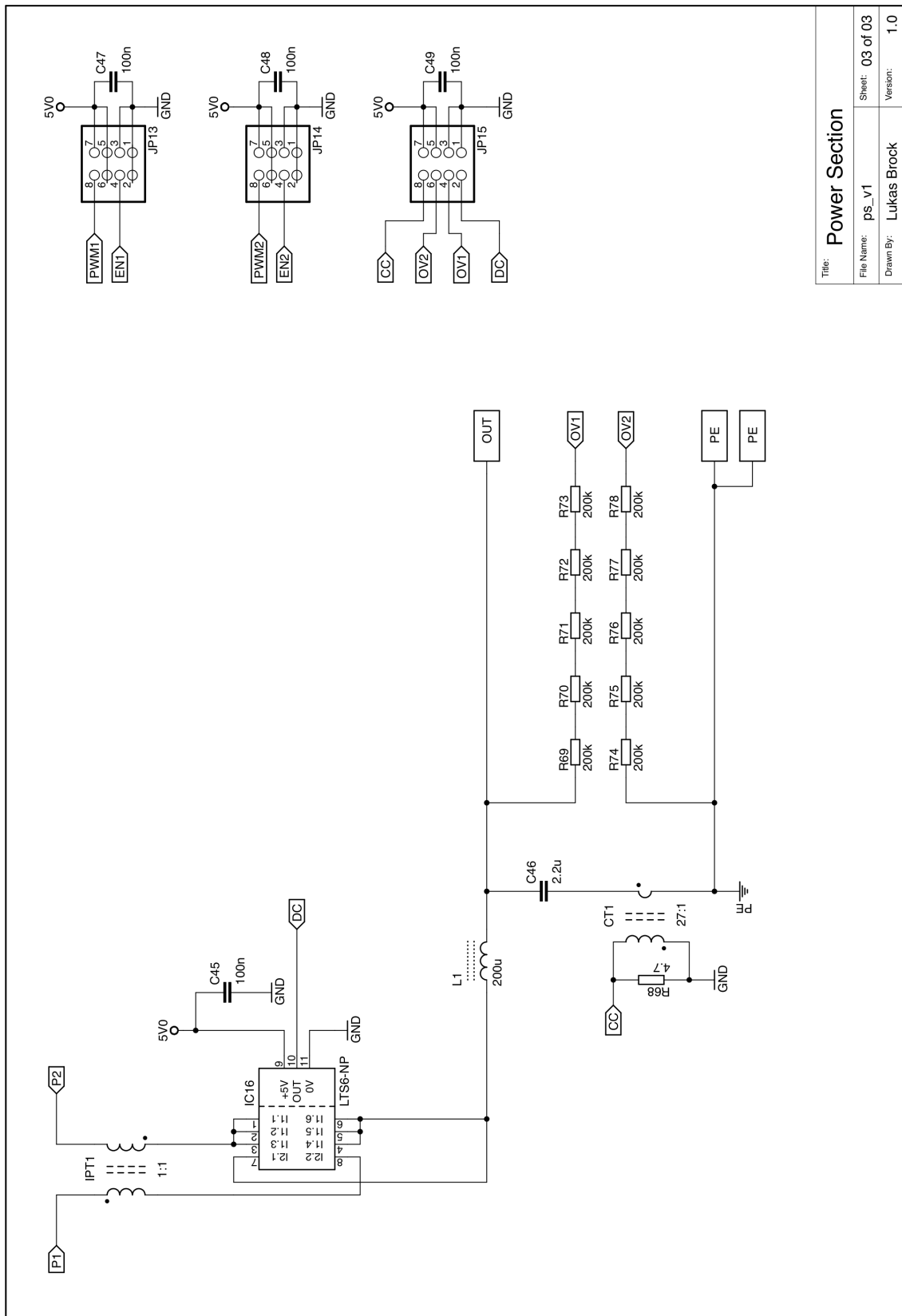






Power Section

File Name:	ps_v1	Sheet:	02 of 03
Drawn By:	Lukas Brock	Version:	1.0



Literatur

- [1] “Texas instruments: Industry’s first 2.1-mhz class-d amplifier transforms automotive audio design,” Melbourne.
- [2] *Datenblatt C3M0065090D*, Cree, www.cree.com, 2017.
- [3] *Datenblatt AP2204*, Diodes, www.diodes.com, 2016.
- [4] F. Zach, *Leistungselektronik - Ein Handbuch*, 4th ed. Springer-Verlag Wien, 2010.
- [5] *Datenblatt ICK S 50 x 50 x 25*, Fischer Elektronik, www.fischerelektronik.de, 2017.
- [6] H. Ertl, *Skript Leistungselektronik und Stromrichtertechnik*, 2012/13.
- [7] *Application Note: MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*, Infineon, www.infineon.com, 2006.
- [8] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbaulemente*, 2nd ed. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012.
- [9] *Datenblatt C4ATJBU4220A3EJ*, KEMET, www.kemet.com, 2017.
- [10] *Datenblatt LTS 6-NP*, LEM, www.lem.com, 2017.
- [11] *Datenblatt MCP6561/1R/1U/2/4*, Microchip, www.microchip.com, 2013.
- [12] *Datenblatt MCP6021/1R/2/3/4*, Microchip, www.microchip.com, 2016.
- [13] *Core Loss Curve-Fit Formula*, Micrometals, www.micrometals.com, 2017.
- [14] *Power Conversion Products - Toroidal Cores*, Micrometals, www.micrometals.com, 2017.
- [15] *Datenblatt Aluminum Electrolytic Capacitors/ EE*, Panasonic, industrial.panasonic.com, 2014.
- [16] *Application Note: SiC Power Devices and Modules*, ROHM Semiconductor, www.rohm.com, 2014.
- [17] *Datenblatt Si827x*, Silicon Labs, www.silabs.com, 2016.
- [18] *Datenblatt Ferrites and accessories, Toroids R 16.0×9.60×6.30*, TDK, en.tdk.eu, 2014.
- [19] *Datenblatt Ferrites and accessories, E 42/21/20 Core and accessories*, TDK, en.tdk.eu, 2017.

-
- [20] *Ferrite Magnetic Design Tool*, TDK, en.tdk.eu, 2017.
 - [21] *Datenblatt Type CPF Series*, Tyco Electronics, www.te.com, 2016.
 - [22] V. Valente, C. Eder, N. Donaldson, and A. Demosthenous, “A high-power cmos class-d amplifier for inductive-link medical transmitters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4477–4488, Aug 2015.
 - [23] H. L. Votzi and H. Ertl, “Multi-cell switch-mode power amplifier with closed-loop hybrid output voltage filter,” in *Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, May 2015, pp. 1–8.

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 Quellen gekennzeichnet.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, im Jänner 2018

Lukas Brock