
Entwurf und Realisierung eines GaN-MOSFET-Schaltverstärkers mit aktiv gedämpftem Ausgangsfiler höherer Ordnung

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
Dipl.-Ing. Franz Maislinger

eingereicht an der

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

von

Erich Gerstbauer
Matrikelnummer 1026693

Wien, 2. Juni 2017

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Zeitraum von September 2016 bis Mai 2017 am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien.

Ein herzliches Dankeschön geht an meinen Betreuer Herrn Dipl.-Ing Franz Maislinger für die großartige und umfangreiche Betreuung während dieser Zeit.

Weiters bedanke ich mich bei Herrn Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl, der mir die Möglichkeit zur Durchführung dieser Arbeit gab.

Ein besonderes Dankeschön geht an meine Familie, die mich während meiner ganzen Ausbildungszeit unterstützt und mir damit den erfolgreichen Abschluss meines Studiums ermöglicht hat.

Ebenfalls möchte ich mich bei meiner Lerngruppe bedanken, ohne diese die Studienzeit nicht so angenehm gewesen wäre.

Wien, 2. Juni 2017

Abstract

Today electronic power amplifiers are used in many scientific and industrial applications. For achieving high system efficiency, such systems are implemented almost exclusively as switch-mode power amplifiers (class-D amplifiers). By application of new semiconductor materials like gallium nitride (GaN) or silicon carbide (SiC) for the switching elements a further enhancement of efficiency and/or dynamic characteristic and bandwidth is possible.

This thesis deals with the design and implementation of a switching amplifier with an actively damped LC output filter of higher order and 200 kHz switching frequency on the basis of GaN MOSFETs. Initially, the properties and advantages of these wide-bandgap transistors compared to conventional Si-MOSFETs are described. Subsequently, a concept for an actively damped LC output filter is reported and described. This section is followed by the generation of a mathematical model for the entire switching amplifier consisting of a PI-type output voltage controller, a switching-stage and a two-stage LC output filter with active damping by capacitor current feed-back. With this model, the switching amplifier is dimensioned in such a way that high bandwidth as well as good dynamic properties as, e.g., Butterworth or Bessel response are achieved. The filter and amplifier design is verified by numerical simulation using Matlab/Simulink and LTspice. For the practical implementation of the switching amplifier, a layout is developed minimizing the stray inductances of the power and driver circuit for the GaN MOSFETs. In addition, the design of the filter's LC components is performed and the circuit of the analog controller is designed. Finally, the measurement results of the test set-up are analyzed and compared to the numerical simulation, showing a good match of the results.

Kurzzusammenfassung

Elektronische Leistungsverstärker werden heute in vielen wissenschaftlichen und industriellen Applikationen eingesetzt. Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erzielen, werden diese dabei praktisch ausschließlich als geschaltete Leistungsverstärker (Klasse-D Verstärker) realisiert. Der Einsatz neuartiger Halbleitermaterialien wie Galliumnitrid (GaN) oder Siliziumkarbid (SiC) erlaubt nun eine äußerst attraktive weitere Erhöhung des Wirkungsgrades und/oder eine Steigerung der Dynamik sowie Grenzfrequenz.

Diese Arbeit befasst sich mit dem Entwurf und der Realisierung eines Schaltverstärkers mit aktiv gedämpftem LC-Ausgangfilter höherer Ordnung und einer Schaltfrequenz von 200 kHz auf der Basis von GaN-MOSFETs. Am Beginn werden dazu die Eigenschaften und Vorteile von Wide-Bandgap-Transistoren gegenüber konventionellen Si-MOSFETs beschrieben. Anschließend wird ein Konzept für ein aktiv gedämpftes LC-Ausgangfilter entworfen. Im Anschluss erfolgt die Erstellung eines mathematischen Modells für den gesamten Schaltverstärker, bestehend aus einem PI-Ausgangsspannungsregler, einer aktiven Filterdämpfung und einem zweistufigen Ausgangsfilter. Mit diesem Modell wird der Schaltverstärker nachfolgend so dimensioniert, dass er bei möglichst großer Bandbreite eine gut gedämpfte Dynamik wie beispielsweise Butterworth oder Bessel Charakteristik aufweist. Die Verifikation des Filter- bzw. Verstärkerentwurfs erfolgt über numerische Simulation mittels Matlab/Simulink und LTspice. Für die praktische Umsetzung des Schaltverstärkers wird ein induktivitätsarmes Layout für Leistungs- und Ansteuer-Stufe der GaN-MOSFETs entwickelt. Zudem wird die Auslegung der LC-Komponenten des Filters durchgeführt und die Schaltung des Analogreglers entworfen. Zum Abschluss werden die Messergebnisse des Testaufbaus analysiert und mit dem Entwurf verglichen, wobei eine gute Übereinstimmung erreicht wurde.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen von GaN-Halbleitern	3
2.1	Materialparameter	4
2.1.1	Bandlücke E_g	4
2.1.2	Kritische Feldstärke E_{Krit}	5
2.1.3	Leitwiderstand $R_{ds,on}$	5
2.1.4	Zweidimensionales Elektronengas	6
2.1.5	Substratmaterial	7
2.2	Grundstrukturen von GaN-HEMTs	7
2.2.1	Verarmungstyp (d-mode)	7
2.2.2	Anreicherungstyp (e-mode)	8
	Versenktes Gate	8
	Implantiertes Gate	10
	pGaN Gate	10
	Kaskodenschaltung	10
2.2.3	Stromführung in Rückwärtsrichtung	11
2.3	Vorteile von GaN im praktischen Einsatz	12
3	Filterauslegung 4. Ordnung	14
3.1	Dämpfung des Ausgangsfilters	14
3.1.1	Passive Dämpfung	15
3.1.2	Aktive Dämpfung	17
3.2	Allgemeine mathematische Formulierung eines Filters 4. Ordnung	19
3.3	Schaltverstärker mit einfach gedämpftem Ausgangsfilter	21
3.4	Schaltverstärker mit zweifach gedämpftem Ausgangsfilter	23
3.5	Filtercharakteristiken	26
3.5.1	Kritische Dämpfung	26
3.5.2	Butterworth	28
3.5.3	Bessel	30
3.5.4	Tschebyscheff Typ 1	34
3.5.5	Tschebyscheff Typ 2	38
3.5.6	Ellipitsch	42
3.6	Pulsweitenmodulation	44
3.7	Wahl der Filterparameter	47

4 Simulationen	51
4.1 Diverse Signalverläufe	51
4.2 Sprungantworten	54
4.3 Parameterschwankungen und Lastverhalten	55
4.4 Lücken	57
5 Hardwareentwurf	59
5.1 Leistungsteil	59
5.1.1 Halbbrücke und Bypass-Kondensatoren	59
5.1.2 Gatetreiber und Bootstrapping	61
5.1.3 Auslegung der Filterdrosseln	64
5.1.4 Auslegung des Zwischenkreises	67
5.1.5 Kühlung	69
5.2 Regelungsteil	71
5.2.1 Isolierte Messung der Ausgangsspannung	71
5.2.2 Isolierte Messung der Ströme in den Filterkondensatoren	72
5.2.3 Dreieckgenerator	74
5.2.4 Analogregler	76
5.3 Fertiger Schaltverstärker	77
6 Messungen am Schaltverstärker	79
6.1 Diverse Signalverläufe	79
6.2 Sprungantworten	81
6.3 Lücken	82
7 Zusammenfassung und Ausblick	85
A Schaltpläne	87

Abbildungsverzeichnis

1.1	Klasse-D-Verstärker mit reiner Steuerung und passiver Filterdämpfung. . .	2
1.2	Klasse-D-Verstärker mit Ausgangsspannungsregelung und aktiver Filterdämpfung.	2
2.1	Spezifischer Leitwiderstand $R_{ds,on}$ in Abhängigkeit der Durchbruchspannung für Si, SiC und GaN Halbleiter.	6
2.2	Grundstruktur eines GaN-Halbleiters.	7
2.3	Grundstruktur eines GaN-HEMT als Verarmungstyp.	8
2.4	Grundstruktur eines GaN-HEMT als Anreicherungstyp.	9
2.5	Vier Verfahren zur Erzeugung von Anreicherungstypen aus GaN.	9
2.6	Anteil des $R_{ds,on}$ des Silizium-MOSFETs am Gesamtwiderstand in Abhängigkeit von der Nennspannung.	11
2.7	Kennlinie des GaN-HEMTs TPH3206PS bei Stromführung in Rückwärtsrichtung.	12
3.1	Ungedämpftes LC-Filter.	15
3.2	Drei Schaltungsvarianten zur passiven Dämpfung eines einstufigen LC-Filters.	16
3.3	Zweistufiges LC-Filter mit passiver Dämpfung in jeder Stufe.	16
3.4	LC-Filter mit aktiver Rückkopplung des Kondensatorstroms.	17
3.5	LC-Filter mit einfacher passiver Dämpfung.	19
3.6	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Schaltverstärkers mit einfach aktiv gedämpftem Ausgangsfilter.	22
3.7	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Schaltverstärkers mit zweifach aktiv gedämpftem Ausgangsfilter.	24
3.8	Pol-Nullstellen Diagramme für kritisch gedämpfte Tiefpassfilter für die Filterordnungen 1 bis 4.	27
3.9	Bode-Diagramm für kritisch gedämpfte Tiefpassfilter mit den Filterordnungen 1 bis 4.	27
3.10	Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für kritisch gedämpfte Tiefpassfilter mit den Filterordnungen 1 bis 4.	28
3.11	Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Butterworth Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	29
3.12	Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit Butterworth Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	29
3.13	Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit Butterworth Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	30

3.14	Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	31
3.15	Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	31
3.16	Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	32
3.17	Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit 3 dB korrigierter Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	32
3.18	Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit 3 dB korrigierter Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	33
3.19	Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit 3 dB korrigierter Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	34
3.20	Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 1 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	36
3.21	Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 1 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	37
3.22	Detail des Betragsverlaufs für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 1 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	37
3.23	Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 1 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	38
3.24	Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	40
3.25	Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	40
3.26	Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit korrigierter Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	41
3.27	Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4 und 3 dB Korrektur.	41
3.28	Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4 und 3 dB Korrektur.	42
3.29	Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit elliptischer Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	43
3.30	Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit elliptischer Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	43
3.31	Detail des Betragsverlaufs für einen Tiefpass mit elliptischer Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	43
3.32	Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit elliptischer Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.	44
3.33	PWM-Ansteuerung für den normalen Betriebsfall.	45
3.34	PWM-Ansteuerung für den gestörten Betriebsfall.	46
3.35	Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Schaltverstärkers mit zweifach aktiv gedämpftem Ausgangsfilter inklusive Halbbrücke.	49
3.36	Führungs- und Störübertragungsfunktionen für zweifache aktive Dämpfung mit Butterworth und Bessel Charakteristik.	50

4.1	Vergleich Soll- Ist-Signalverlauf für Sinusspannungen mit 300 Hz und 3 kHz.	52
4.2	Vergleich Soll- Ist-Signalverlauf für Dreieckspannungen mit 300 Hz und 3 kHz.	52
4.3	Stromverlauf in den Filterdrosseln für eine Sinusspannung von 3 kHz.	53
4.4	Spannungsverlauf an den Filterkondensatoren für eine Sinusspannung von 3 kHz.	53
4.5	Stromverlauf in den Filterkondensatoren für eine Sinusspannung von 3 kHz.	54
4.6	Verzerrung der Ausgangsspannung bei maximaler Aussteuerung des Schaltverstärkers.	54
4.7	Sprungantwort mit Butterworth Charakteristik in Abhängigkeit von der Totzeit.	55
4.8	Sprungantwort mit Bessel Charakteristik in Abhängigkeit von der Totzeit.	56
4.9	Abweichung des Ausgangssignals vom Sollverlauf bei kleiner Lastimpedanz $R = 20 \Omega$	58
4.10	Lücken der Halbbrücke.	58
5.1	Schematische Darstellung der Halbbrücke inklusive Zwischenkreis.	61
5.2	Gateansteuerung mit parasitärer Induktivität.	62
5.3	Beschaltung des Gatetreibers Si82398 inklusive Bootstrapping.	62
5.4	Spannungs- und Flussdichteverlauf in der Filterinduktivität.	65
5.5	Stromverlauf im Zwischenkreiskondensator.	68
5.6	Wärmewiderstandskette von der Sperrschicht zur Umgebung.	70
5.7	Reduktion des Wärmeleitwiderstandes durch erzwungene Konvektion. . .	71
5.8	Isolierte Spannungsmessung mit dem Isoliervverstärker AMC1100.	72
5.9	Isolierte Strommessung mit einem passiven Stromwandler.	73
5.10	Schaltung eines diskreten Dreieckgenerators.	75
5.11	Signalverläufe des Dreieckgenerators.	76
5.12	Schaltung des analogen Reglers.	77
5.13	Foto des Schaltverstärkers.	78
6.1	Messergebnis bei einer Sinusspannung mit 700 Hz im Leerlauf.	80
6.2	Messergebnis bei einer Sinusspannung mit 700 Hz mit ohmsch-induktiver-Last.	80
6.3	Messergebnis bei einer Dreieckspannung mit 500 Hz im Leerlauf.	81
6.4	Gemessene Sprungantwort mit Butterworth Charakteristik.	82
6.5	Gemessene Sprungantwort mit Bessel Charakteristik.	82
6.6	Gemessener Signalverlauf inklusive Verzerrung infolge des Lückens.	83
6.7	Vergrößerte Darstellung der gemessenen Signale beim Lücken.	84

Tabellenverzeichnis

2.1	Materialparameter von Silizium, GaN und SiC.	4
3.1	Besselpolynome $B_n(s)$ normiert auf $\omega_c = 1$	31
3.2	Normalisierungsfaktoren für Besselfilter mit $-3,01$ dB Grenzfrequenzdämpfung.	33
3.3	Tschebyscheff-Polynom für verschiedene Filterordnungen.	35
3.4	Gegenüberstellung des Tschebyscheff Typ 1 Rippelfaktors ε und der Welligkeit $A_{p,dB}$ in dB.	35
3.5	Gegenüberstellung des Tschebyscheff Typ 2 Welligkeitsfaktors ε und der Sperrbereichsdämpfung $A_{s,dB}$ in dB	39
3.6	Regler- und Filterparameter für das aktiv gedämpfte Ausgangsfilter.	50
5.1	Charakteristische Parameter des GaN-HEMT TPH3206PS.	60
5.2	Kennwerte der Filterdrosseln L_1 und L_2	67
5.3	Verluste aufgrund des Ripplestroms in der Filterdrossel L_1	67
5.4	Kennwerte des Ringkerns R12,5 T-38 von TDK EPCOS.	74

1 Einleitung

Klasse-D-Verstärker weisen aufgrund des getakteten Betriebs der Leistungshalbleiter geringere Verluste als lineare Verstärker auf. Daher werden sie im Bereich mit hohen Leistungen und bei Anwendungen, welche einen hohen Wirkungsgrad erfordern, verwendet. Als Beispiele sind hier Audioverstärker und Wechselspannungsquellen zum Testen von leistungselektronischen Schaltungen zu nennen [1]. Das zentrale Element von Klasse-D-Verstärkern ist die Umwandlung des Eingangssignals in eine Folge von Spannungspulsen mit konstanter Amplitude. Dieses Signal und nicht das analoge Eingangssignal wird in weiterer Folge verstärkt. Aufgrund der konstanten Amplitude des Pulssignals können die Verstärkerelemente im Schaltbetrieb und nicht im linearen Modus arbeiten. Ein Beispiel für ein schaltendes Verstärkerelement ist eine Halbbrücke. Diese erzeugt aus einem Ansteuersignal mit kleiner Amplitude am Ausgang dasselbe Signalmuster mit höherer Amplitude. Da die Leistungshalbleiter in einer Halbbrücke entweder vollständig leiten oder sperren und damit idealerweise nie im Linearbetrieb arbeiten, erreicht der Klasse-D-Verstärker höhere Wirkungsgrade als andere Schaltungen. Durch den Einsatz von schnell schaltenden Transistoren, beispielsweise auf Basis von Galliumnitrid, kann der Wirkungsgrad des Verstärkers durch Senken der Schaltverluste gesteigert werden. Nach der Verstärkung der Pulsfolge durch die Halbbrücke ist es aber notwendig, das analoge Signal aus deren Ausgangssignal zu rekonstruieren. Dazu wird zwischen Halbbrücke und Verstärkerausgang ein Tiefpassfilter geschaltet. Neben der Signalrekonstruktion muss das Tiefpassfilter die Schaltfrequenz so weit abschwächen, dass die jeweils gültige Norm für die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) erfüllt wird.

Die einfachste Schaltung eines Klasse-D-Verstärkers ist, diesen mit einer reinen Steuerung auszuführen, dargestellt in Abbildung 1.1. Dabei wird das Eingangssignal mittels eines Komparators in eine pulsbreitenmodulierte Ansteuerung der Halbbrücke umgewandelt. Deren Ausgangssignal wird von einem LC-Filter gedämpft, welches daher maßgeblich für die Dynamik des Verstärkers ist. Das Verfahren als Steuerung hat jedoch den Nachteil, dass Störungen nicht kompensiert werden. Beispiele für Störungen sind Schwankungen der Halbbrückenspannungsversorgung, Spannungsabfälle an den Leistungshalbleitern, Nichtlinearitäten im Filterkreis und Rückwirkungen von variierenden Lasten. Ein weiterer Nachteil einer Steuerung ist die notwendige passive Dämpfung des Ausgangsfilters mittels dissipativer Bauelemente, wodurch die Verluste des Verstärkers steigen. Außerdem wirkt die passive Filterdämpfung bei der Auslegung der Verstärkercharakteristik limitierend. All diese beschriebenen Nachteile können durch den Einsatz einer Regelung, dargestellt in Abbildung 1.2, deutlich reduziert werden. Mit Hilfe des Reglers kann auch die Dynamik des Verstärkers gezielt vorgegeben werden. Da die Vorgabe nicht mehr nur durch die

gewählten Elemente des Ausgangsfilters erfolgt, werden dadurch Freiheitsgrade in der Dimensionierung der Bauteile gewonnen. Weiters kann durch Verwenden einer aktiven Filterdämpfung die Effizienz des Verstärkers gesteigert werden.

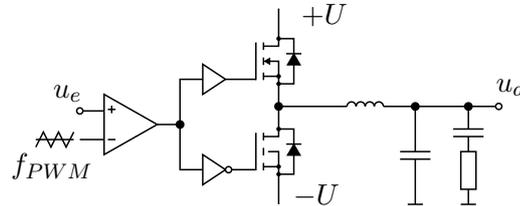


Abbildung 1.1: Klasse-D-Verstärker mit reiner Steuerung und passiver Filterdämpfung.

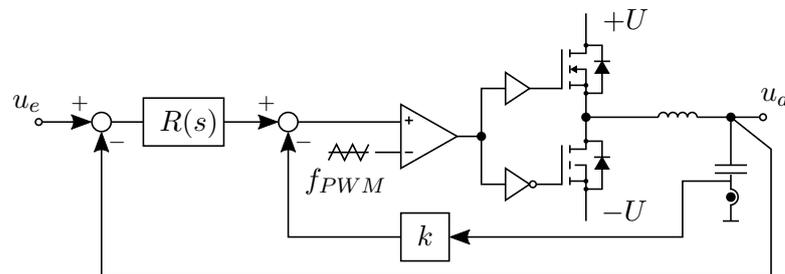


Abbildung 1.2: Klasse-D-Verstärker mit Ausgangsspannungsregelung und aktiver Filterdämpfung.

Ausgehend von neuen Entwicklungen im Bereich der Halbleiter und Regelungsstrukturen ist das Ziel dieser Arbeit die Erstellung eines Schaltverstärkers basierend auf einer Galliumnitrid-Halbbrücke mit aktiv gedämpftem Ausgangsfilter höherer Ordnung, dessen Führungsübertragungsfunktion die Grenzfrequenz des physikalisch definierten LC-Filters aufweist, dabei aber ein entsprechend gedämpftes transientes Verhalten wie jenes eines Butterworth- oder Bessel-Filters erreicht. Dazu werden als erster Schritt in Kapitel 2 die Vorteile von Wide-Bandgap-Transistoren gegenüber den zurzeit vorwiegenden Transistoren auf Basis von Silizium erläutert. Hier wird im Speziellen auf das Halbleitermaterial Galliumnitrid eingegangen. Im Anschluss daran erfolgt in Kapitel 3 die Auslegung des Ausgangsfilters, welches zur Dämpfung der Halbbrückenschaltfrequenz und deren Harmonischen dient und die Norm IEC/EN 55011 Klasse-A erfüllen soll. Dabei werden als erstes verschiedene aktive und passive Dämpfungsverfahren erklärt und verglichen. Danach erfolgt die mathematische Modellierung des Schaltverstärkers bestehend aus dem Regler, der aktiven Filterdämpfung und dem zweistufigen Ausgangsfilter. Über den Regler ist es möglich, die dynamische Charakteristik des Schaltverstärkers vorzugeben. Eine Übersicht der am häufigsten verwendeten Filtercharakteristiken wird in Kapitel 3 gegeben. Im Anschluss an den Filterentwurf wird dieser in Kapitel 4 mittels Simulationen überprüft. Kapitel 5 hat die physikalische Umsetzung des Schaltverstärkers zum Inhalt. Dies umfasst die Dimensionierung der Filterelemente, die induktionsarme Ansteuerung der Halbbrücke und den Schaltungsentwurf des Analogreglers. Abschließend werden in Kapitel 6 die Messergebnisse des Testaufbaus dem Entwurf und den Simulationen gegenübergestellt.

2 Grundlagen von GaN-Halbleitern

Leistungselektronische Energiekonverter halten in immer mehr Geräten Einzug. Mit der steigenden Verbreitung nehmen auch die Anforderungen an diese zu. Neben Bereitstellen der für die Last erforderlichen Energieversorgung ist gefordert, dass die Konverter effizienter und zuverlässiger werden. Weiters sollen die Energiekonverter ein möglichst kleines Bauvolumen haben. Diese Energiedichtesteigerung stellt, vor allem bei erhöhten Umgebungstemperaturen, hohe Anforderungen an die Bauteile und insbesondere an die Leistungshalbleiter. Hierbei ist als Beispiel die Autoindustrie zu erwähnen. Zur Steigerung der Treibstoffeffizienz werden in einem Wagen im Zuge der Hybridisierung immer mehr elektrische Komponenten wie beispielsweise Energierückgewinnungssysteme und elektrische Turbolader verbaut. Die für all diese Systeme erforderliche Leistungselektronik soll dabei bei maximaler Effizienz möglichst kompakt und leicht sein. [2–4]

Seit der Einführung von Power-MOSFETs (Metall-Oxid-Halbleiter Feldeffekttransistor) in den 1970ern dominiert Silizium (Si) den Markt für Leistungshalbleiter. Durch jahrzehntelange Entwicklung sind heutige Si-MOSFETs aber nahezu an der theoretischen Leistungsgrenze von Silizium angelangt. Dies ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Durch Weiterentwicklung der Power-MOSFETs zu IGBTs (Insulated-Gate Bipolartransistor) und Super-Junction (SJ)-MOSFETs ist es gelungen, das theoretische Limit für unipolare Silizium MOSFETs zu überwinden. [3, 5]

Bei Si-MOSFETs wird die Spannungsfestigkeit durch die Dotierung und Dicke der Driftzone bestimmt. Diese Driftzone besteht meist aus einer n^- -Epitaxieschicht, welche mit steigender Durchbruchspannung $U_{ds,Br}$ dicker ausgeführt werden muss. Die Epitaxieschicht ist aber auch maßgeblich für den Leitwiderstand $R_{ds,on}$ verantwortlich. Daher ist typischerweise der wirtschaftliche Einsatz auf Spannungen bis 500 V beschränkt. Gleichung (2.1) gibt den Zusammenhang zwischen Durchbruchspannung $U_{ds,Br}$ und Leitwiderstand $R_{ds,on}$ an. [6]

$$R_{ds,on} \sim (U_{ds,Br})^{2,5} \quad (2.1)$$

Mit der Entwicklung von SJ-MOSFETs war es jedoch möglich, diese Abhängigkeit des $R_{ds,on}$ von der Dotierung der Epitaxieschicht zu lösen. Beim SJ-MOSFET werden in der n^- -Epitaxieschicht p-dotierte Säulen eingefügt. Die Dotierung dieser Säulen wird so gewählt, dass sie die Dotierung der n^- -Epitaxieschicht kompensiert und damit die effektive Dotierung dieser Schicht sehr niedrig ist. Da die p-Säulen die Dotierung der Epitaxieschicht kompensieren, kann deren Dotierung erhöht werden, woraus ein kleinerer $R_{ds,on}$ resultiert. Der Nachteil von SJ-MOSFETs ist das schlechte Schaltverhalten der Inversdiode. [6, 7]

IGBTs eignen sich für den Einsatz bei höheren Durchbruchspannungen. Nachteilig an einem IGBT ist dessen Durchlassspannungsabfall U_{T0} , welcher bei geringen Strombelastungen größer ist als der Spannungsabfall an einem vergleichbaren MOSFET. Daher eignet sich der IGBT erst ab Spannungen > 200 V. Beim IGBT wird im Gegensatz zum MOSFET der Leitwiderstand durch Leitfähigkeitsmodulation verringert. Dabei werden aus der p^+ -Zone Minoritäten in die n^- -Schicht injiziert und damit deren Leitfähigkeit erhöht. Beim Ausschalten müssen diese injizierten Ladungsträger durch Rekombination wieder abgebaut werden. Dieser dabei entstehende Strom, bezeichnet als „Current Tail“ (Schweifstrom), begrenzt die Schaltfrequenz und erhöht die Schaltverluste. Ein weiterer Nachteil des IGBTs ist das Fehlen einer Inversdiode. [6, 8]

Eine weitere Verbesserung der Si-Leistungshalbleiter in Form von besseren Strukturen ist nur mehr schwer möglich. In den letzten Jahren wurden deshalb Leistungshalbleiter auf Basis von neuen Materialien wie Siliziumcarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN) entwickelt. Im folgenden Abschnitt erfolgt ein Vergleich der jeweiligen Materialien.

2.1 Materialparameter

Silizium ist seit den späten 1950ern das dominierende Halbleitermaterial im Bereich der Energieversorgung. Es hat sich aufgrund seiner vielfältigen Anwendbarkeit, einfacheren Verarbeitung, höheren Zuverlässigkeit und geringeren Kosten gegenüber anderen damaligen Halbleitern durchgesetzt. In den letzten Jahren zeigt sich, dass SiC und GaN im Bereich der Leistungshalbleiter Silizium beerben können. Tabelle 2.1 stellt die wichtigsten Parameter für Leistungshalbleiter der Materialien Si, SiC und GaN gegenüber. [5]

Parameter	Einheit	Silizium	GaN	SiC
Bandlücke E_g	eV	1,12	3,39	3,26
kritische Feldstärke E_{Krit}	MV/cm	0,23	3,3	2,2
Beweglichkeit μ_n	$\text{cm}^2/(\text{V s})$	1400	1500	950
Permittivität ϵ_r		11,8	9	9,7
Wärmeleitfähigkeit λ	$\text{W}/(\text{cm K})$	1,5	1,3	3,8

Tabelle 2.1: Materialparameter von Silizium, GaN und SiC. [5]

In den nachstehenden Abschnitten werden die wichtigsten Parameter aus Tabelle 2.1 im Hinblick auf ihre Verwendung als Leistungshalbleiter erläutert.

2.1.1 Bandlücke E_g

Aus Tabelle 2.1 ist ersichtlich, dass GaN und SiC eine dreimal so große Bandlücke (Bandgap) aufweisen wie Si. Aus diesem Grund werden diese beiden Materialien zu den

sogenannten Wide-Bandgap-Halbleitern gezählt. Die Vorteile einer großen Bandlücke sind ein kleinerer intrinsischer Leckstrom sowie eine höhere zulässige Betriebstemperatur. Vor allem letzteres ist von Vorteil, da dies den Aufwand für die Kühlung der Leistungshalbleiter deutlich reduziert. [5]

2.1.2 Kritische Feldstärke E_{Krit}

Ein Vergleich der kritischen Feldstärke in Tabelle 2.1 zeigt, dass diese von GaN und SiC um mehr als das Zehnfache größer sind als die von Si. Mit der folgenden Formel kann die Durchbruchspannung (U_{Br}) eines Bauteils berechnet werden:

$$U_{Br} = \frac{1}{2} w_{Drift} E_{Krit} . \quad (2.2)$$

Bei gleicher Durchbruchspannung kann daher bei GaN und SiC die Dicke der Driftzone (w_{Drift}) im Vergleich zu Si auf ein Zehntel reduziert werden. Unter der Annahme eines n-dotierten Halbleiters kann die Anzahl der verdrängten Elektronen bei Erreichen der kritischen Feldstärke (E_{Krit}) über die Poisson-Gleichung

$$q N_D = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{E_{Krit}}{w_{Drift}} \quad (2.3)$$

errechnet werden. Hierbei ist q die Ladung eines Elektrons ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C), N_D die Anzahl der Elektronen, ε_0 die elektrische Feldkonstante ($8,854 \cdot 10^{-12}$ A s/(V m)) und ε_r die materialabhängige relative Permittivität. Aus Gleichung (2.3) ergibt sich mit der zehnfach höheren kritischen Feldstärke und einer laut Gleichung (2.2) auf ein Zehntel reduzierten Dicke der Driftzone eine Elektronenanzahl pro Volumen N_D , welche um den Faktor 100 größer ist, als wie bei herkömmlichen Si. Diese Tatsache bildet die Grundlage für die Überlegenheit von GaN und SiC gegenüber Si. [5, 6]

2.1.3 Leitwiderstand $R_{ds,on}$

Der spezifische Leitwiderstand $R_{ds,on}$ in $\Omega \text{ cm}^2$ kann für ein unipolares Bauteil über die Formel,

$$R_{ds,on} = \frac{w_{Drift}}{q \mu_n N_D} \quad (2.4)$$

errechnet werden, wobei μ_n die Elektronenbeweglichkeit ist. Durch einsetzen der Gleichungen (2.2) und (2.3) in (2.4) erhält man den folgenden Ausdruck:

$$R_{ds,on} = \frac{4 U_{Br}^2}{\varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_n E_{Krit}^3} . \quad (2.5)$$

Diese Formel stellt das theoretische unipolare Limit für die jeweiligen Halbleitermaterialien dar. In Abbildung 2.1 sind diese Grenzen für Si, SiC und GaN grafisch aufbereitet. Außerdem sind in Abbildung 2.1 neben den theoretischen Limits auch Werte von praktischen

Bauteilen eingezeichnet. Hierbei ist ersichtlich, dass Leistungshalbleiter auf Basis von SiC und GaN noch weit von ihrem theoretischen Limit entfernt sind. Bei Si hat es 30 Jahre gedauert bis dieses erreicht wurde. Trotzdem ist erkennbar, dass heutige GaN- und SiC-Leistungshalbleiter aus physikalischer Sicht bereits besser sind als Si-basierte aus derselben Leistungsklasse. Außerdem zeigt die Grafik, wie viel Potential Wide-Bandgap-Halbleiter für zukünftige Entwicklungen haben. [5, 6]

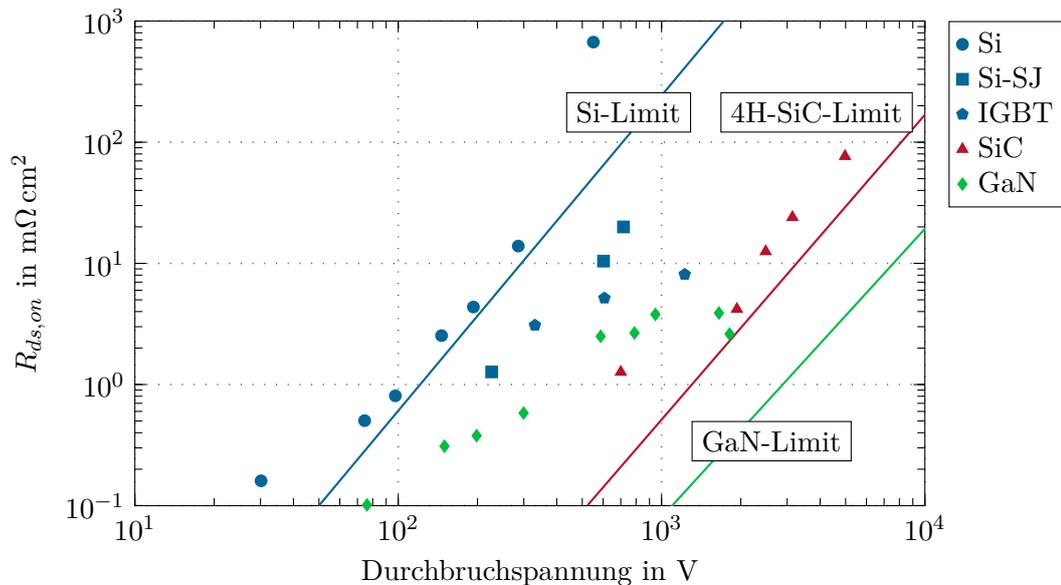


Abbildung 2.1: Spezifischer Leitwiderstand $R_{ds,on}$ in Abhängigkeit der Durchbruchspannung für Si, SiC und GaN Halbleiter. Daten entnommen aus [9, 10].

2.1.4 Zweidimensionales Elektronengas

Galliumnitrid besteht, wie der Name schon sagt, aus den Elementen Gallium und Stickstoff, welche in der (hexagonalen) Wurtzit-Struktur kristallisieren. Diese Struktur ist sowohl chemisch als auch mechanisch sehr robust und kann hohen Temperaturen schadlos standhalten. Weiters ist GaN piezoelektrisch. Diese Eigenschaft stellt die Grundlage für die hohe elektrische Leitfähigkeit von GaN-Transistoren dar. Wird, wie in Abbildung 2.2 veranschaulicht, eine AlGaN-Schicht auf GaN aufgewachsen, übt erstere auf die GaN-Schicht eine mechanische Spannung aus. Aufgrund der piezoelektrischen Eigenschaften von GaN bildet sich an der Grenzschicht zwischen AlGaN und GaN ein zweidimensionales Elektronengas (2DEG) aus. Die Konzentration dieses Elektronengases auf eine dünne Schicht zusammen mit der hohen Elektronenbeweglichkeit bilden die Basis für den High Electron Mobility Transistor (HEMT). Aufgrund dieser besonderen Struktur werden diese Bauteile HEMT und nicht Feldeffekttransistor (FET) genannt. Beim Anlegen eines elektrischen Feldes an das Elektronengas, wie Abbildung 2.2 dargestellt, leitet dieses Strom. [3, 5]

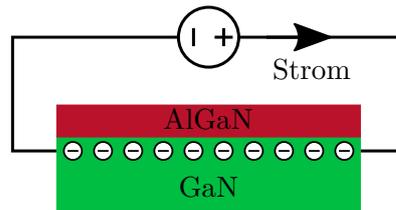


Abbildung 2.2: Grundstruktur eines GaN-Halbleiters. Durch Anlegen einer Spannung an das 2DEG wird ein Stromfluss durch dieses hervorgerufen. Nach [5].

2.1.5 Substratmaterial

Bei der Herstellung eines GaN-HEMTs ist es naheliegend einen GaN-Kristall als Ausgangspunkt zu wählen. Jedoch ist es sehr schwer, diesen ohne Defekte herzustellen. Daher wird GaN mittels Heteroepitaxie auf einem anderen Kristall aufgewachsen. Als Grundmaterialien bieten sich hierfür Siliziumcarbid (SiC) und Silizium an. 6H-SiC hat eine ähnliche Gitterstruktur wie GaN und eignet sich daher gut als Basis. Dank seiner hohen thermischen Leitfähigkeit ist es ideal für den Einsatz in Leistungshalbleitern. Der große Nachteil an SiC ist jedoch der Preis eines Wafers, welcher zum Zeitpunkt dieser Arbeit das 100-Fache eines Siliziumwafers betragen kann. Aus diesem Grund und wegen der technisch sehr ausgereiften Verarbeitungstechnik von Silizium werden in den letzten Jahren trotz der deutlich schlechteren Gitterverträglichkeit und kleineren Wärmeleitfähigkeit vorwiegend Siliziumwafer als Basis verwendet. [5]

2.2 Grundstrukturen von GaN-HEMTs

Die in Abbildung 2.2 dargestellte Grundstruktur eines GaN-Halbleiters zeigt, dass das Elektronengas bei angelegtem elektrischem Feld Strom führt. Für den Einsatz als Schaltelement ist es jedoch notwendig den Stromfluss über einen Steuerkontakt zu kontrollieren. Diese Steuermechanismen können bei GaN-HEMTs wie bei anderen Feldeffekttransistoren in Verarmungs- und Anreicherungstypen unterteilt werden.

2.2.1 Verarmungstyp (d-mode)

Die Grundstruktur eines GaN-HEMTs als Verarmungstyp (Depletion d-mode) ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Dabei reichen die Drain und Source Elektroden durch die AlGaN-Schicht durch und bilden an der Grenzschicht zur GaN-Ebene einen ohmschen Übergang zum 2DEG. Dieses schließt die beiden Elektroden kurz. Damit die Leitfähigkeit des GaN-HEMT kontrolliert werden kann, wird eine Gate-Elektrode benötigt. Diese kann entweder als Schottky-Gate (Schottky-Kontakt) wie in Abbildung 2.3 direkt auf die AlGaN-Schicht aufgetragen werden oder wie bei MOSFETs durch eine Oxidschicht isoliert werden.

Wird wie in Abbildung 2.3(b) zwischen der Source- und der Gate-Elektrode eine negative Spannung angelegt, werden die Elektronen unter der Gate-Elektrode aus dem 2DEG verdrängt und der GaN-HEMT sperrt. Schaltelemente als Verarmungstyp sind in der Leistungselektronik unbeliebt, weil bei der Inbetriebnahme zuerst eine negative Spannung an die Gate-Elektroden angelegt werden muss und erst im Anschluss daran der Leistungsteil versorgt werden darf. Wird dies nicht durchgeführt, schließen die Halbleiterschalter den Leistungsteil kurz. Aus diesem Grund werden vorwiegend Bauteile als Anreicherungstyp verwendet. [5]

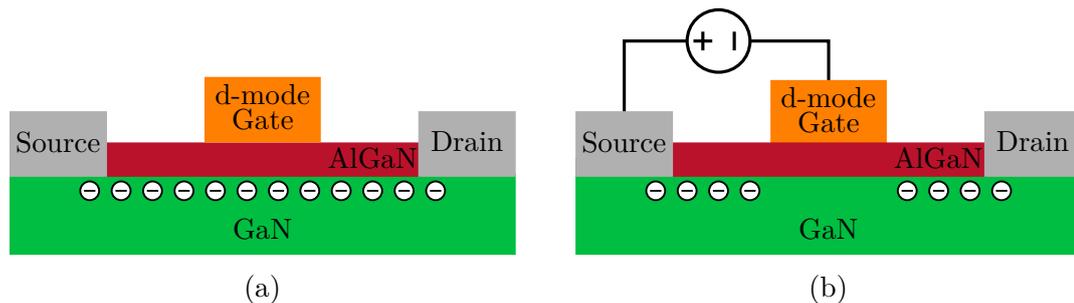


Abbildung 2.3: Grundstruktur eines GaN-HEMT als Verarmungstyp. (a) Zeigt den leitenden Zustand ohne Spannung am Gate. (b) Durch Anlegen einer negativen Spannung an das Gate werden die Elektronen aus dem 2DEG verdrängt und der GaN-HEMT sperrt. Nach [5].

2.2.2 Anreicherungstyp (e-mode)

Abbildung 2.4 zeigt die Grundschialtung eines GaN-HEMT als Anreicherungstyp (Enhancement e-mode). Dieser sperrt beim Fehlen einer Spannung am Gate, dargestellt in Abbildung 2.4(a). Wird eine positive Spannungsdifferenz zwischen der Gate- und Source-Elektrode angelegt, sammeln sich unter der Gate-Elektrode Elektronen, welche das 2DEG vervollständigen und somit einen leitfähigen Kanal zwischen Drain und Source herstellen. Dieser Vorgang wird in Abbildung 2.4(b) veranschaulicht. [5]

Bei der Konstruktion von GaN-HEMTs als Anreicherungstyp werden vorwiegend vier Schaltungsstrukturen verwendet: Versenktes Gate, Implantiertes Gate, pGaN Gate und Kaskodenschaltung.

Versenktes Gate

Bei der versenkten Gate Struktur (Recessed Gate) (siehe Abbildung 2.5(a)) wird die Dicke der AlGaN Schicht über dem 2DEG reduziert. Mit dieser Reduktion sinkt auch die mechanische Spannung aufgrund des piezoelektrischen Effekts. In diesem ausgedünnten Bereich der AlGaN Schicht wird ein Schottky-Gate eingesetzt. Ist die AlGaN Schicht dünn genug, kann die Schottky-Spannung den verbleibenden piezoelektrischen Effekt ausgleichen

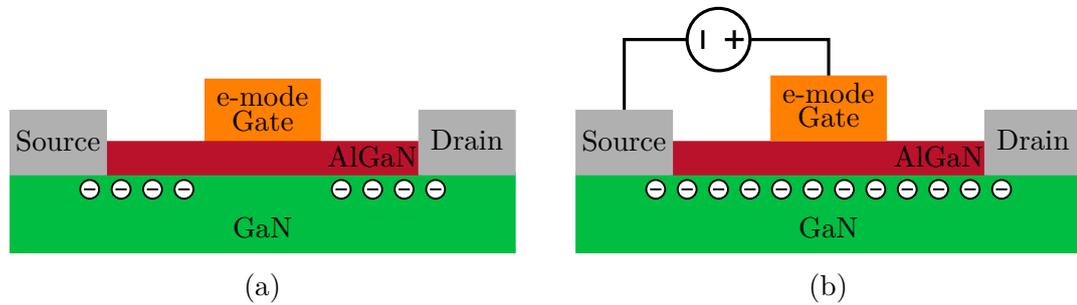


Abbildung 2.4: Grundstruktur eines GaN-HEMT als Anreicherungstyp. (a) Bei fehlender externer Spannung bewirkt das Gate, dass unter diesem die Elektronen aus dem 2DEG verdrängt werden und der GaN-HEMT sperrt. (b) Durch Anlegen einer positiven Spannung an das Gate werden unter diesem im 2DEG Elektronen angezogen und das leitende 2DEG somit wieder vervollständigt. Nach [5].

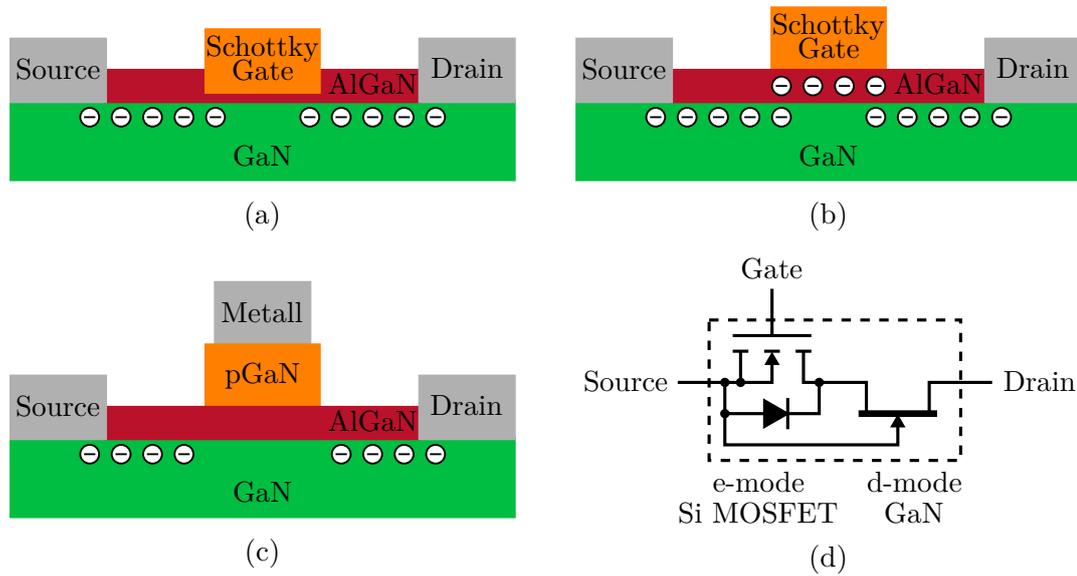


Abbildung 2.5: Vier Verfahren zur Erzeugung von Anreicherungstypen aus GaN. (a) Versenkte Gate Struktur. (b) Implantierte Gate Struktur. (c) pGaN Gate Struktur. (d) Kaskodenstruktur. Nach [5].

und das 2DEG wird unterhalb der Gate-Elektrode entfernt wodurch der GaN-HEMT sperrt. Wird zwischen Gate und Source eine positive Spannung angelegt, werden unter dem Gate Elektronen angesammelt und das 2DEG somit wieder vervollständigt. [5, 11]

Implantiertes Gate

Bei der implantierten Gate Struktur (Implanted Gate) (siehe Abbildung 2.5(b)) werden in die AlGaN Schicht negativ geladenen Fluor-Ionen eingebracht. Diese negativen Ladungen verdrängen die Elektronen aus dem 2DEG. Wird über dem mit den Fluor-Ionen behandelten Bereich ein Schottky-Gate aufgebracht, kann das 2DEG durch Anlegen einer positiven Spannung zwischen Gate und Source wieder hergestellt werden. [5, 12]

pGaN Gate

In Abbildung 2.5(c) ist die Struktur eines pGaN Gates dargestellt. Dabei wird auf die AlGaN Schicht eine Ebene aus pGaN aufgetragen. Die in dieser Schicht enthaltenen positiven Ladungsträger erzeugen eine Spannung, welche die vom piezoelektrischen Effekt erzeugte Spannung übersteigt. Dadurch werden unter der pGaN Schicht die Elektronen aus dem 2DEG verdrängt. Durch Aufbringen einer Gate-Elektrode auf die pGaN Schicht kann der GaN-HEMT wie ein Anreicherungstyp mit einer positiven Spannung zwischen Gate und Source durch Wiederherstellen des 2DEG leitfähig gemacht werden. [5, 13]

Kaskodenschaltung

Abbildung 2.5(d) zeigt ein weiteres Verfahren zur Herstellung eines GaN-HEMTs als Anreicherungstyp. Dabei wird nicht der GaN-Chip selbst als Anreicherungstyp ausgeführt, sondern ein GaN-HEMT als Verarmungstyp wird mit einem Silizium Anreicherungs-MOSFET in Serie geschaltet. Das daraus resultierende Bauteil verhält sich von Außen betrachtet wie ein Anreicherungs-GaN-HEMT. Wird an das Gate des Si-MOSFET eine positive Spannung angelegt, so leitet dieser. Dadurch sinkt die Spannung zwischen Gate und Source des GaN-HEMT nahezu auf 0 V und dieser leitet ebenfalls. Wird der Si-MOSFET abgeschaltet, lädt sich dessen Ausgangskapazität negativ auf. Aufgrund des nun negativen Potentialunterschieds zwischen dessen Gate und Source sperrt der GaN-HEMT. [3, 5]

Der Vorteil dieser Kombination ist, dass am Gateanschluss das Gate des Si-MOSFETs und nicht jenes des GaN-HEMTs nach außen geführt ist. Der größere zulässige Arbeitsbereich der Gate-Spannung erlaubt einerseits einen sichereren Betrieb und andererseits den Einsatz von Standard Si-Gatetreibern. In den letzten Jahren ist es jedoch gelungen den Arbeitsbereich am Gate eines GaN-HEMTs ähnlich zu dem eines Si-MOSFETs auszuführen [14]. Somit kann ein solcher Anreicherungs-GaN-HEMT direkt mit einem Standard

Gatetreiber angesteuert werden. Nachteilig an der Kaskodenschaltung ist nämlich, dass der Transistor aus zwei getrennten Halbleiterbauteilen besteht. Diese müssen intern durch Bondingdrähte verbunden werden was wiederum zu unerwünschten parasitären Induktivitäten führt. Außerdem wird die Einschaltgeschwindigkeit vom Si-MOSFET bestimmt. Weiters erhöht das Hinzufügen des Si-MOSFETs den Leitwiderstand $R_{ds,on}$. Der relative Anteil des Si-MOSFETs am Gesamtwiderstand sinkt wie in Abbildung 2.6 dargestellt mit steigender Nennspannung. Aus diesem Grund ist der praktische Einsatz einer Kaskodenschaltung erst ab einer Nennspannung > 200 V sinnvoll. [3, 5]

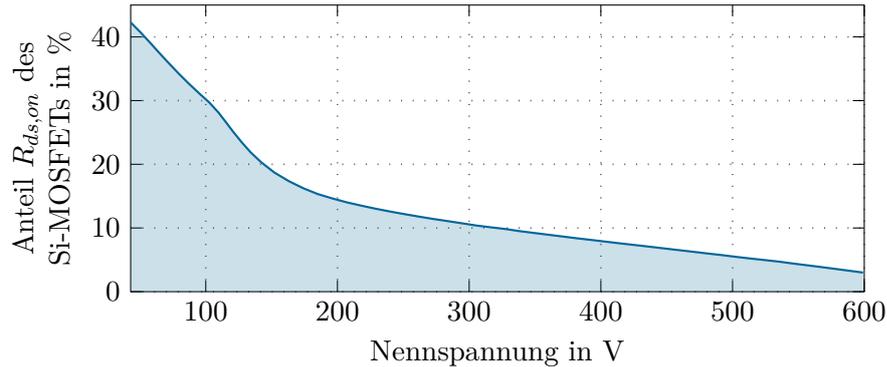


Abbildung 2.6: Anteil des $R_{ds,on}$ des Silizium-MOSFETs am Gesamtwiderstand in Abhängigkeit von der Nennspannung. Daten entnommen aus [5].

2.2.3 Stromführung in Rückwärtsrichtung

Anreicherungs-GaN-HEMTs können sowohl in Vorwärts- als auch in Rückwärtsrichtung leiten. Wird eine positive Spannung zwischen Source und Drain angelegt, welche entgegengesetzt zur eigentlichen Betriebsspannung eines MOSFETs ist, wird der Spannungsunterschied zwischen Drain und Gate benutzt um das 2DEG wiederherzustellen. Durch diesen Vorgang hat der GaN-HEMT in Rückwärtsrichtung eine Kennlinie ähnlich der einer Diode. Wird das Gate im Sperrzustand vom Gatetreiber auf eine negative Spannung aufgeladen, steigt der Spannungsabfall in Rückwärtsrichtung ebenfalls um diesen Wert. Anreicherungs-GaN-HEMTs sollten daher im Sperrzustand eine Gate Source Spannung von 0 V haben, um eine optimale Leitfähigkeit in Rückwärtsrichtung zu erhalten. Obwohl der GaN-HEMT in Rückwärtsrichtung die Kennlinie einer Diode hat, leitet er ausschließlich durch Majoritätsladungsträger im 2DEG. Beim Übergang in den Sperrmodus entstehen daher, aufgrund der fehlenden Minoritäten im Bauteil, im Gegensatz zum pn-Übergang keine Reverse-Recovery-Verluste. [3, 5]

Die Stromführung in Rückwärtsrichtung erfolgt bei der Kaskodenschaltung auf eine andere Weise. Dabei leitet die Body-Diode des Si-MOSFETs. Der Spannungsabfall über dieser ergibt am GaN-HEMT eine positive Spannung wodurch dieser im normalen Vorwärtsmodus ist. Der Spannungsabfall der Kaskodenschaltung in Rückwärtsrichtung setzt sich also aus dem Spannungsabfall an der Body-Diode und am Leitungskanal des GaN-HEMT

zusammen. Da die Body-Diode ein pn-Übergang ist verbleiben beim Übergang in den Sperrmodus Minoritäten. Beim Abbau dieser entstehen somit Reverse-Recovery-Verluste. Da der Si-MOSFET einer Kaskodenschaltung gegenüber einem Leistungsmosfet deutlich kleiner ist, verbleibt in diesem weniger als ein Hundertstel der Ladung womit auch die Reverse-Recovery-Verluste deutlich kleiner sind. Abbildung 2.7 zeigt die Kennlinie des GaN-HEMTs TPH3206PS bei Stromführung in Rückwärtsrichtung. [3, 5]

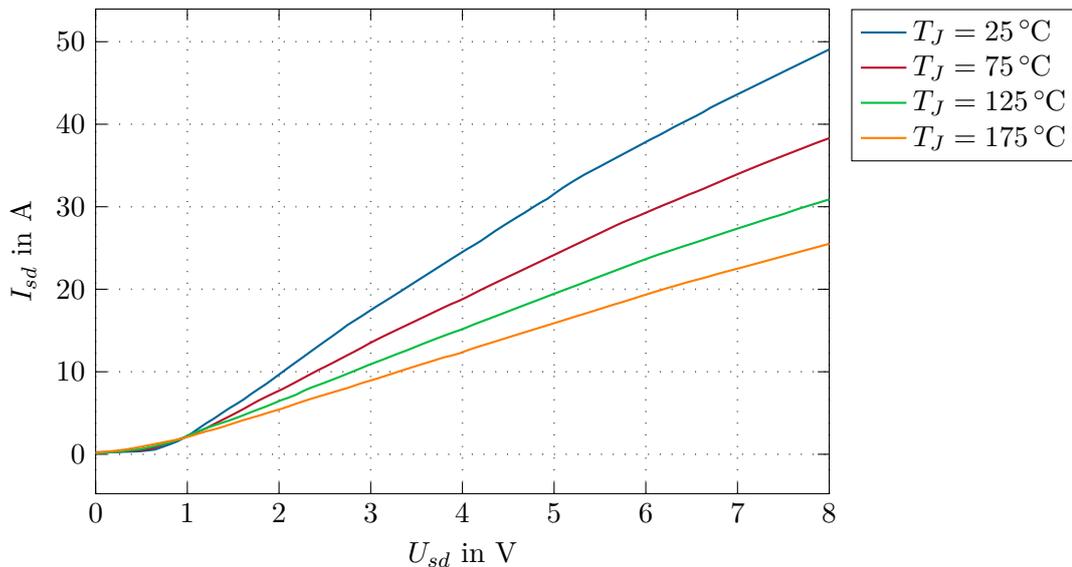


Abbildung 2.7: Kennlinie des GaN-HEMTs TPH3206PS bei Stromführung in Rückwärtsrichtung. Daten entnommen aus [15].

2.3 Vorteile von GaN im praktischen Einsatz

In der Leistungselektronik werden immer effizientere, billigere und kleinere Geräte mit höherer Leistungsdichte gefordert. Um dies zu erreichen werden zunehmend Wide Bandgap Leistungsbauteile wie GaN-HEMTs und SiC-MOSFETs verwendet. Diese weisen gegenüber Bauteilen auf Basis von Si deutlich geringere Schaltverluste auf. Die hohe zeitliche Spannungsänderung $\frac{du}{dt}$ von Wide Bandgap Bauteilen erfordert allerdings zusätzliche Filtermaßnahmen ansonsten können diese schnellen transienten Vorgänge die gespeiste Last beeinträchtigen, beispielsweise die Isolierung von Motorwicklungen beschädigen. Es ist daher die Verwendung eines Ausgangs- bzw. Sinusfilters notwendig. Der Einsatz eines solchen Filters bei Antrieben ist auch schon bei langsamer taktenden Systemen sinnvoll, da nur die Grundschwingung des Motorstroms zur Momentenbildung beiträgt und die Oberschwingungen aufgrund der PWM-Ansteuerung aber die Motorverluste erhöhen. Da die Taktung von Si-IGBTs auf Schaltfrequenzen von ca. 15 kHz begrenzt ist, würde ein solches Filter sehr groß und teuer sein. Wide-Bandgap-Transistoren erlauben eine Erhöhung der Taktfrequenz auf über 100 kHz und damit die Verwendung eines deutlich kleineren

und billigeren Filters. Weiters können Wide-Bandgap-Bauteile bei höheren Temperaturen betrieben und in Folge dessen mit kleineren Kühlkörpern ausgestattet werden. Ein solcher Umrichter kann trotz eines zusätzlichen Ausgangsfilters bei gleichem Bauvolumen aufgrund eines saubereren Ausgangssignals eine höhere Systemleistung erzielen als ein Umrichter mit Si-IGBTs. [16–18]

Die obigen Punkte treffen sowohl auf GaN als auch auf SiC zu. Aufgrund der kleineren Eingangskapazität von GaN gegenüber SiC und Si weist ersteres die geringsten Gatetreiberverluste auf. Das Umladen dieser kleineren Kapazitäten kann somit mit schwächeren und billigeren Gatetreibern erfolgen. Außerdem können dadurch die isolierten Energieversorgungen der Treiber kleiner dimensioniert werden wodurch am Ende ein kompakteres Schaltungsdesign möglich ist. Des Weiteren hat GaN eine höhere Schaltgeschwindigkeit als SiC. Werden Leistungshalbleiter aus diesen beiden Materialien mit derselben Schaltfrequenz betrieben, so erzielt der Aufbau mit GaN einen höheren Wirkungsgrad. Die bessere Schalteffizienz von GaN kann alternativ auch dazu verwendet werden, die Taktfrequenz weiter anzuheben und damit das Ausgangsfilter noch weiter zu verkleinern. Die Eigenschaft von GaN sowohl in Vorwärts- als auch in Rückwärtsrichtung Strom führen zu können und dabei keine Reverse-Recovery-Verluste zu haben, ist vor allem bei Brückenschaltungen von Vorteil. Dies spart einerseits eine zusätzliche Freilaufdiode ein und andererseits erwärmt sich der GaN-HEMT aufgrund dieser fehlenden Verluste weniger stark. Damit kann in weiterer Konsequenz ein kleinerer Kühlkörper verbaut werden. Durch alle diese Vorzüge von GaN gegenüber SiC sollte sich mit GaN bei gleichem oder besserem Wirkungsgrad ein kompakterer Umrichter realisieren lassen. Dies kann eventuell dazu genutzt werden, einen Motor samt zugehörigem Umrichter als eine gemeinsame Einheit zu realisieren. [18]

Im nächsten Kapitel erfolgt die Auslegung eines Schaltverstärkers mit einem Ausgangsfilter 4. Ordnung und in Kapitel 5 dessen praktische Umsetzung.

3 Filterauslegung 4. Ordnung

Im vorherigen Kapitel wurden die Eigenschaften von GaN-Halbleitern beschrieben. Dabei ist vor allem deren Fähigkeit, mit hohen Schaltfrequenzen betrieben werden zu können von großem Vorteil für Klasse-D-Verstärker. Einerseits reduzieren die kurzen Schaltzeiten von GaN-Halbleitern Schaltverluste, andererseits ermöglicht die gesteigerte Taktfrequenz mehr Freiheiten beim Entwurf des Ausgangsfilters. Diese gewonnene Freiheit resultiert daraus, dass Filterinduktivitäten mit steigender Frequenz weniger Bauvolumen benötigen. Dieser reduzierte Platzbedarf kann für die Konstruktion eines möglichst kompakten Umrichters verwendet werden. Alternativ kann im Bauvolumen einer einfachen Filterstufe eines Umrichters mit Si-MOSFETs oder IGBTs dank der gesteigerten Taktfrequenz bei Verwendung von GaN-Halbleitern ein Ausgangsfilter mit einer höheren Ordnung implementiert werden. Als Resultat erhält man einen Umrichter, welcher bei identem Bauvolumen ein Ausgangssignal liefert, welches geringere Oberschwingungen aufweist als ein Umrichter mit Halbleiterventilen auf Basis von Silizium.

In diesem Kapitel wird ein Schaltverstärker mit einem Ausgangsfilter 4. Ordnung für eine gewünschte Filtercharakteristik ausgelegt. Für die Vorgabe der Verstärkungscharakteristik wird der Schaltverstärker mit einem PI-Regler geregelt. Für die Wahl der Filtercharakteristik werden vier kritisch gedämpfte Tiefpässe 1. Ordnung, Butterworth, Bessel, Tschebyscheff Typ 1 und 2, sowie die elliptische Charakteristik verglichen. Weiters wird eine Diskussion über die Art der Dämpfung des Ausgangsfilters geführt.

3.1 Dämpfung des Ausgangsfilters

Eine schaltende Halbbrücke eines Umrichters erzeugt an ihrem Ausgang einen pulsbreitenmodulierten Spannungsverlauf. In Kapitel 2 wurde erläutert, dass die Schaltflanken bei GaN-Halbleitern besonders steil sind und die Verwendung eines Ausgangsfilters zur Reduktion der schaltfrequenten Komponenten nötig ist. In Abbildung 3.1 ist ein einfaches ungedämpftes LC-Filter 2. Ordnung dargestellt, welches als Ausgangsfilter verwendet werden kann. Dieses Filter hat eine Resonanzfrequenz von

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} . \quad (3.1)$$

In einem realen Filter wird dieses Schwingen nur durch parasitäre Eigenschaften der Bauteile wie die Verluste in der Induktivität und dem äquivalenten seriellen Widerstand des Kondensators gedämpft. Dieser Effekt ist jedoch sehr schwach und im Allgemeinen

nicht ausreichend. Um ein Schwingen des Ausgangsfilters zu verhindern, ist daher eine zusätzliche Dämpfung notwendig.

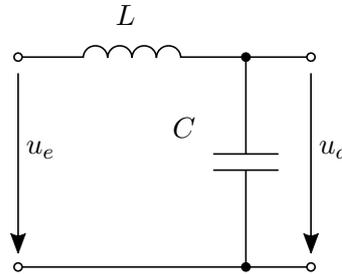


Abbildung 3.1: Ungedämpftes LC-Filter.

3.1.1 Passive Dämpfung

In [19] und [20] werden verschiedene Möglichkeiten zur passiven Dämpfung von Filterstufen diskutiert. Abbildung 3.2 stellt drei Schaltungsvarianten zur passiven Dämpfung eines einstufigen LC-Filters dar. Abbildung 3.2(a) zeigt einen Dämpfungswiderstand R parallel zum Filterkondensator C . Der Dämpfungskondensator C_d dient zum Abblocken von Gleichströmen (bzw. niederfrequenten Komponenten). Ohne diesen Kondensator würde im Falle eines stationären Zustandes, bei dem eine Gleichspannung am Ausgang anliegt, Gleichstrom über den Widerstand fließen und zu Verlusten in diesem führen. Durch geeignete Dimensionierung von R und C_d können die Ströme nahe der Resonanzfrequenz f_0 gedämpft und ein Schwingen verhindert werden, ohne die Übertragungsfunktion des Filters im Bereich der Schaltfrequenz maßgeblich zu beeinflussen.

In Abbildung 3.2(b) wird eine parallele Dämpfung von L mit dem Widerstand R und der Filterinduktivität L_d dargestellt. In dieser Anordnung entstehen ebenfalls nur geringe Gleichstromverluste, da der Widerstand von R deutlich größer ist als der Gleichstromwiderstand von L und daher nur wenig Strom durch R fließt. Wird L_d geeignet dimensioniert, kann mit dieser Schaltungsanordnung das Eigenschwingen des Filters unterdrückt werden. Ein Nachteil der parallelen R - L_d Dämpfung ist eine verringerte Dämpfung im Bereich der hohen Frequenzen. Daher muss bei diesem Ansatz ein Kompromiss zwischen Schwingungsdämpfung und dem Übertragungsverhalten bei hohen Frequenzen getroffen werden.

Ein weiteres Verfahren zur Schwingungsdämpfung ist die serielle R - L_d Dämpfung, dargestellt in Abbildung 3.2(c). Hierbei dient die Induktivität L_d im Falle einer Gleichstrombelastung als Bypass zum Widerstand R wodurch Verluste in diesem verhindert werden. Obwohl diese Schaltung nahezu gleich zur parallelen R - L_d Dämpfung ist, hat das Filter bei hohen Frequenzen dieselben Eigenschaften wie das ungedämpfte. Über L_d kann die Schwingungsdämpfung vorgegeben werden.

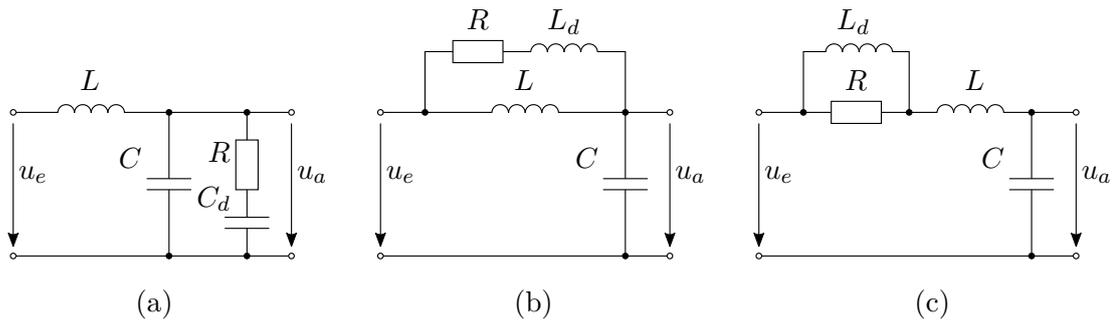


Abbildung 3.2: Drei Schaltungsvarianten zur passiven Dämpfung eines einstufigen LC-Filters: (a) parallele $R-C_d$ Dämpfung, (b) parallele $R-L_d$ Dämpfung, (c) serielle $R-L_d$ Dämpfung. Die Wörter parallel und seriell beziehen sich auf die Verschaltung des Dämpfungskreises gegenüber der Filterinduktivität bzw. -kapazität und nicht darauf wie das Dämpfungselement selbst verschaltet ist.

Durch Kaskadierung mehrerer Filterstufen kann die Unterdrückung schaltfrequenter Komponenten weiter gesteigert werden. Ein weiterer Vorteil von mehrstufigen Filtern ist ein geringeres Bauvolumen und Gewicht im Vergleich zu einem einfachen LC-Filter bei gleicher Unterdrückung der Schaltfrequenz. Dies wird erreicht, indem mehrere Filterstufen mit zunehmenden Grenzfrequenzen aneinander gereiht werden. Jedes dieser Filter kann daher aus kleineren Induktivitäten und Kapazitäten gebaut werden. Für einen stabilen Betrieb ist es notwendig, dass alle Filterstufen ohne signifikante Eigenresonanzen arbeiten. Am einfachsten kann dies durch eine individuelle Dämpfung jeder einzelnen Filterstufe erreicht werden. So eine Schaltungsvariante ist in Abbildung 3.3 dargestellt. In [21] wird gezeigt, dass ein zweistufiges LC-Filter alternativ aber auch mit nur einem Dämpfungselement stabilisiert werden kann.

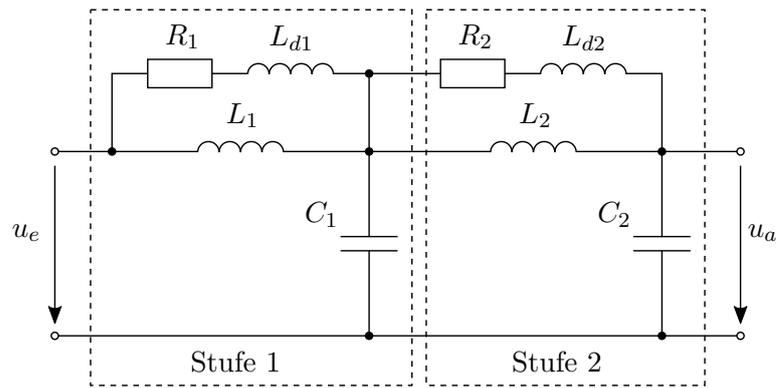


Abbildung 3.3: Zweistufiges LC-Filter mit paralleler $R-L_d$ Dämpfung für jede Stufe.

Eine Untersuchung der in Abbildung 3.2 dargestellten drei passiven Dämpfungsverfah-

ren wird in [22] durchgeführt. Diese zeigt, dass die parallele $R-C_d$ Dämpfung für eine gute Schwingungsunterdrückung am einfachsten zu realisieren ist, jedoch die größten Verluste hat. Die kleinsten Verluste erzielt die serielle $R-L_d$ Dämpfung. Trotzdem gilt, dass passive Dämpfungsverfahren eine Schwingungsunterdrückung nur dissipativ, d. h. über unerwünschte zusätzliche Verluste, bewerkstelligen. Daher ist zur Maximierung des Wirkungsgrads eines Umrichters die Verwendung eines idealerweise verlustfreien, aktiv gedämpften Ausgangsfilters anzustreben.

3.1.2 Aktive Dämpfung

In Abschnitt 3.1.1 wurden verschiedene Methoden zur Dämpfung des Ausgangsfilters unter Verwendung von Widerständen betrachtet. Um die dabei einhergehenden Verluste zu vermeiden, wird das Filter aktiv gedämpft. Ein solcher Algorithmus wird in [23–25] in Form eines virtuellen Widerstands eingeführt. Im Speziellen wird hierbei der Strom im Filterkondensator C über einen Verstärkungsfaktor k negativ am Eingang rückgekoppelt. In Abbildung 3.4 ist ein regelungstechnisches Ersatzschaltbild zu diesem Verfahren dargestellt. Bei der Methode des virtuellen Widerstands übernimmt dieser die Rolle des Dämpfungswiderstands der passiv gedämpften Filter. Da der Widerstand jedoch real nicht existiert sondern nur mit dem Klasse-D-Verstärker „emuliert“ wird, treten keine Verluste auf und der Wirkungsgrad des Umrichters wird durch die Dämpfung des Filters nicht beeinflusst.

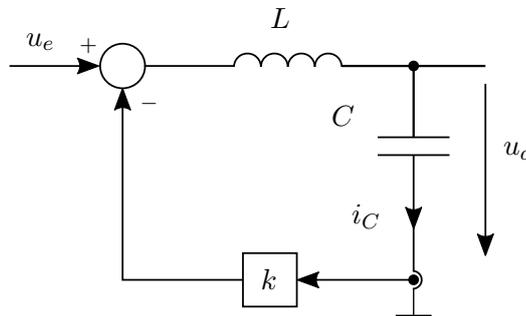


Abbildung 3.4: LC-Filter mit aktiver Rückkopplung des Kondensatorstroms.

Die Übertragungsfunktion des ungedämpften Filters lautet

$$G(s) = \frac{u_a(s)}{u_e(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad (3.2)$$

und die des aktiv gedämpften

$$G(s) = \frac{1}{LCs^2 + kCs + 1} . \quad (3.3)$$

Zur weiteren Analyse wird die Übertragungsfunktion eines PT_2 -Gliedes angegeben

$$G(s) = \frac{k_s}{T^2 s^2 + 2dT s + 1} , \quad (3.4)$$

wobei d der Dämpfungskoeffizient ist [26]. Wird die Zeitkonstante T durch die Eigenfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{T}$ ersetzt, so erhält man die Gleichung

$$G(s) = \frac{k_s}{\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + 2d \frac{1}{\omega_0} s + 1} . \quad (3.5)$$

Ein Vergleich der Gleichungen (3.3) und (3.5) liefert

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} , \quad (3.6a)$$

$$d = \frac{k}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} . \quad (3.6b)$$

Gleichungen (3.2) und (3.6a) zeigen, dass die Eigenfrequenz des aktiv gedämpften Filters und die des ungedämpften ident sind. Über die Formel (3.6b) kann das Dämpfungsverhalten des aktiven Filters anhand des Rückkopplungsparameters k beeinflusst werden.

Bei der Methode des virtuellen Widerstands wird über den Rückkopplungsparameter k also ein Dämpfungswiderstand simuliert. Im Weiteren soll nun untersucht werden, ob für dieses virtuelle Bauteil eine äquivalente Schaltung mit realem Widerstand existiert. Hierfür sind in Abbildung 3.5 zwei Schaltungsvarianten dargestellt. Im Fall (a) ist das Dämpfungsglied R parallel zum Filterkondensator C geschaltet. Die hierfür zugehörige Übertragungsfunktion lautet

$$G_a(s) = \frac{1}{LC s^2 + \frac{L}{R} s + 1} . \quad (3.7)$$

Eine Gegenüberstellung der Gleichungen (3.3) und (3.7) liefert für den Dämpfungsparameter

$$k = \frac{L}{RC} . \quad (3.8)$$

Bei der Schaltungsvariante (b) ist der Dämpfungswiderstand R in Serie zur Filterinduktivität L . Die Übertragungsfunktion für diese Anordnung errechnet sich zu

$$G_b(s) = \frac{1}{LC s^2 + RC s + 1} . \quad (3.9)$$

Aus den Gleichungen (3.3) und (3.9) errechnet sich k nun zu

$$k = R . \quad (3.10)$$

Obwohl sich die aktive Dämpfung aus Abbildung 3.4 auf die beiden passiven Methoden aus Abbildung 3.5 zurückführen lässt, besteht ein entscheidender Unterschied. Beim aktiven Verfahren treten im stationären Betriebsfall keine Verluste auf.

Das Verfahren der aktiven Dämpfung ist nicht auf ein einstufiges Filter beschränkt. In [27] wird ein Tiefsetzsteller mit einem dreistufigen LC-Filter über einen Zustandsregler aktiv gedämpft.

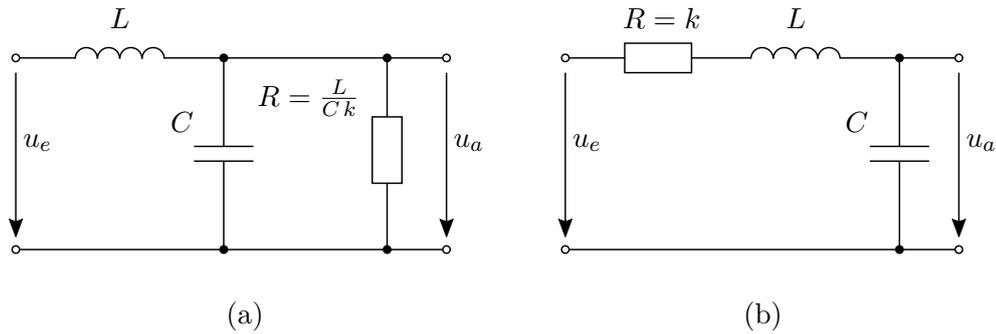


Abbildung 3.5: LC-Filter mit einfacher passiver Dämpfung: (a) Dämpfungswiderstand R parallel zu Filterkondensator C , (b) Dämpfungswiderstand R in Serie zu Filterinduktivität L .

3.2 Allgemeine mathematische Formulierung eines Filters

4. Ordnung

Das Ziel dieser Arbeit ist ein Schaltverstärker, dessen Führungsübertragungsfunktion das Verhalten einer gewünschten Filtercharakteristik 4. Ordnung annehmen soll. Hierfür wird dem Ausgang der GaN-Halbbrücke ein zweistufiges LC-Ausgangsfiler nachgeschaltet. Damit die gewünschte Filtercharakteristik erreicht wird bzw. diese auch modifizierbar ist und Fehler des Pulsweitenmodulators und der Schaltstufe korrigiert werden, ist eine Regelung notwendig. Diese wird in Form eines PI-Reglers als Ausgangsspannungsregelung realisiert. Eine weitere Aufgabe der Regelung ist die aktive Dämpfung des Filters, welche in Abschnitt 3.1 als die zu bevorzugende Stabilisierungsmethode beschrieben wurde. Das LC-Filter kann nach Abschnitt 3.3 aus einer einfach gedämpften Stufe oder nach Abschnitt 3.4 aus einer zweifach gedämpften Stufe bestehen.

Im Zuge dieses Abschnitts wird das mathematische Modell für den Schaltverstärker aufgestellt. Hierfür wird noch keine Wahl bezüglich der Filtercharakteristik getroffen sondern zunächst eine allgemeine Formulierung verwendet.

Die Strecke des Systems besteht aus dem Ausgangsfiler und der einfachen bzw. zweifachen aktiven Dämpfung. Für die weitere Berechnung wird die Strecke als allgemeines System 4. Ordnung wie folgt angeschrieben:

$$G_{allg}(s) = \frac{1}{a s^4 + b s^3 + c s^2 + d s + 1} , \quad (3.11)$$

mit den Koeffizienten a , b , c und d , welche je nach Art der Dämpfung passend eingesetzt werden müssen. Die Herleitung dieser Koeffizienten erfolgt in Abschnitt 3.3 bzw. Abschnitt 3.4. Der zur Anwendung gebrachte PI-Regler hat die Form

$$R(s) = \frac{V_I (1 + s T_I)}{s} . \quad (3.12)$$

Mit den gegebenen Formeln für die Strecke $G_{allg}(s)$ und dem Regler $R(s)$ errechnet sich

die Führungsübertragungsfunktion für eine allgemeine Strecke zu

$$\begin{aligned} T_{r,y}(s) &= \frac{R(s)G_{allg}(s)}{1 + R(s)G_{allg}(s)} \\ &= \frac{V_I(1 + sT_I)}{s(a s^4 + b s^3 + c s^2 + d s + 1)} \cdot \\ &\quad 1 + \frac{V_I(1 + sT_I)}{s(a s^4 + b s^3 + c s^2 + d s + 1)} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Durch ausmultiplizieren und vereinfachen kann die Führungsübertragungsfunktion in die deutlich übersichtlichere Form

$$T_{r,y}(s) = \frac{T_I s + 1}{\frac{a}{V_I} s^5 + \frac{b}{V_I} s^4 + \frac{c}{V_I} s^3 + \frac{d}{V_I} s^2 + \frac{T_I V_I + 1}{V_I} s + 1} \quad (3.14)$$

umgeschrieben werden.

Da sich das System am Ende wie ein Filter 4. Ordnung verhalten soll, wird noch die Übertragungsfunktion eines solchen benötigt:

$$G_{soll}(s) = \frac{1}{A(Ts)^4 + B(Ts)^3 + C(Ts)^2 + D(Ts) + 1}, \quad (3.15)$$

mit den Filterkoeffizienten A , B , C und D , welche aus der Übertragungsfunktion der gewünschten Filtercharakteristik entnommen werden. Eine Auflistung ausgewählter Filtercharakteristiken mit zugehörigen Übertragungsfunktionen erfolgt in Abschnitt 3.5. Der Ausdruck (sT) mit dem Zusammenhang $T = \frac{1}{\omega_0}$ ermöglicht das Anpassen der Knickfrequenz des Filters unabhängig von dessen Charakteristik.

Ein Vergleich der Gleichungen (3.14) und (3.15) zeigt, dass die Führungsübertragungsfunktion des Systems im Gegensatz zur Übertragungsfunktion des Filters eine Nullstelle hat. Damit die Führungsübertragungsfunktion der gewünschten Filtercharakteristik des Systems entspricht, wird die Übertragungsfunktion des Filters um ein Pol/Nullstellenpaar bei $(1 + sT_I)$ erweitert. Die hiermit resultierende Führungsübertragungsfunktion der Sollcharakteristik lautet dann

$$T_{soll}(s) = \frac{T_I s + 1}{AT_I T^4 s^5 + (AT^4 + BT_I T^3) s^4 + (BT^3 + CT_I T^2) s^3 + (CT^2 + DT_I T) s^2 + (DT + T_I) s + 1} \quad (3.16)$$

Über einen Koeffizientenvergleich der Führungsübertragungsfunktion von System (3.14)

und Sollcharakteristik (3.16) ergibt sich ein Gleichungssystem der Form:

$$\frac{a}{V_I} = A T_I T^4, \quad (3.17a)$$

$$\frac{b}{V_I} = A T^4 + B T_I T^3, \quad (3.17b)$$

$$\frac{c}{V_I} = B T^3 + C T_I T^2, \quad (3.17c)$$

$$\frac{d}{V_I} = C T^2 + D T_I T, \quad (3.17d)$$

$$\frac{T_I V_I + 1}{V_I} = D T + T_I. \quad (3.17e)$$

Das Gleichungssystem (3.17) dient als Basis für die weitere Betrachtung vor allem im Hinblick auf die einfache und zweifache aktive Dämpfung des Ausgangsfilters.

3.3 Schaltverstärker mit einfach gedämpftem Ausgangsfilter

Abbildung 3.6 zeigt das regelungstechnische Ersatzschaltbild eines Schaltverstärkers mit einfach aktiv gedämpftem Ausgangsfilter. Hierbei werden die unterschiedlichen Spannungsniveaus zwischen Regler und Leistungsteil vernachlässigt. Die Halbbrücke des Schaltverstärkers sowie die Messsensoren dienen als Koppellemente zwischen den Systemen. Da die Dynamik dieser Elemente deutlich höher ist als es der Arbeitsbereich des Schaltverstärkers erfordert, können diese Elemente als Proportionalglieder modelliert werden. Für eine weitere Reduktion des regelungstechnischen Ersatzschaltbildes und einer damit besseren Vergleichbarkeit zur allgemeinen Filtercharakteristik aus Abschnitt 3.2 werden die Proportionalglieder ebenfalls vernachlässigt. Für die Regelung des Schaltverstärkers mit einfach aktiv gedämpftem Ausgangsfilter ist die Messung der Ausgangsspannung u_a sowie die des Stroms im Filterkondensator C_1 erforderlich.

Das Filtersystem besteht aus vier Energiespeichern mit den Zustandsvariablen i_{L1} , u_{C1} , i_{L2} und u_{C2} . Die zugehörigen Systemgleichungen lauten:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{u_e - k_1 (i_{L1} - i_{L2}) - u_{C1}}{L_1}, \quad (3.18a)$$

$$\frac{du_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1} - i_{L2}}{C_1}, \quad (3.18b)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{u_{C1} - u_{C2}}{L_2}, \quad (3.18c)$$

$$\frac{du_{C2}}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_2}. \quad (3.18d)$$

Aus diesen Systemgleichungen errechnet sich die Übertragungsfunktion des einfach ge-

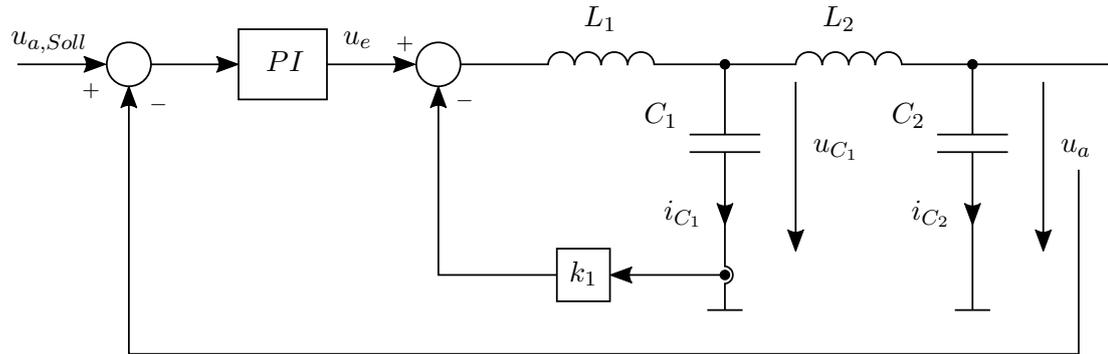


Abbildung 3.6: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Schaltverstärkers mit einfach aktiv gedämpftem Ausgangsfilter. Hierbei wird die Halbbrücke, welche als Proportionalglied wirkt, vernachlässigt. Dieses zusätzliche P-Glied wäre zwischen der zweiten Summierung und der Induktivität L_1 positioniert. Weiters werden die Übertragungsfunktionen der Messsensoren vernachlässigt.

dämpften Ausgangsfilters zu

$$G(s) = \frac{1}{C_1 C_2 L_1 L_2 s^4 + C_1 C_2 L_2 k_1 s^3 + (L_1 C_1 + C_2 L_1 + C_2 L_2) s^2 + C_1 k_1 s + 1} . \quad (3.19)$$

Ein Vergleich der Gleichungen (3.11) und (3.19) liefert die Koeffizienten a , b , c und d der allgemeinen Übertragungsfunktion einer Strecke 4. Ordnung in Abhängigkeit der Bauteilparameter und der aktiven Dämpfung:

$$a = C_1 C_2 L_1 L_2 , \quad (3.20a)$$

$$b = C_1 C_2 L_2 k_1 , \quad (3.20b)$$

$$c = C_1 L_1 + C_2 L_1 + C_2 L_2 , \quad (3.20c)$$

$$d = C_1 k_1 . \quad (3.20d)$$

Das Einsetzen der Koeffizienten aus den Gleichungen (3.20) in das Gleichungssystem (3.17) führt zu:

$$\frac{C_1 C_2 L_1 L_2}{V_I} = A T_I T^4 , \quad (3.21a)$$

$$\frac{C_1 C_2 L_2 k_1}{V_I} = A T^4 + B T_I T^3 , \quad (3.21b)$$

$$\frac{C_1 L_1 + C_2 L_1 + C_2 L_2}{V_I} = B T^3 + C T_I T^2 , \quad (3.21c)$$

$$\frac{C_1 k_1}{V_I} = C T^2 + D T_I T , \quad (3.21d)$$

$$\frac{T_I V_I + 1}{V_I} = D T + T_I . \quad (3.21e)$$

In diesem Gleichungssystem bestimmen die Parameter A , B , C , und D die Charakteristik des Filters. Weiters kann über den Parameter T die Filterdynamik vorgegeben werden. Um den in der Induktivität L_1 auftretenden Stromrippel zu limitieren bzw. die Grenzfrequenz der ersten Stufe zu definieren, werden die Bauteilwerte L_1 und C_1 der ersten Filterstufe fix vorgegeben. Mit der Vorgabe von diesen sieben Parametern (L_1 , C_1 , T , A , B , C , D) können die verbleibenden Bauteilwerte L_2 und C_2 sowie die Reglerparameter V_I , T_I und k_1 aus dem Gleichungssystem (3.21) errechnet werden:

$$V_I = \frac{1}{DT}, \quad (3.22a)$$

$$k_1 = \frac{(AT + BT_I)L_1}{AT_I T}, \quad (3.22b)$$

$$C_2 = \frac{AT_I T^3}{DC_1 L_1 L_2}, \quad (3.22c)$$

$$T_I = -\frac{1}{2ADT} \left(ACT^2 - BDC_1 L_1 - \sqrt{A^2 C^2 T^4 + 4A^2 D^2 C_1 L_1 T^2 - 2ABCD C_1 L_1 T^2 + B^2 D^2 C_1^2 L_1^2} \right), \quad (3.22d)$$

$$L_2 = -\frac{AL_1 T_I T^3}{AT_I T^3 - BC_1 L_1 T^2 - CC_1 L_1 T_I T + DC_1^2 L_1^2}. \quad (3.22e)$$

Betrachtet man das resultierende Gleichungssystem so lässt sich erkennen, dass die Parameter T_I und L_2 und in weiterer Folge auch C_2 negativ werden können. Damit ist die Wahl der Filtercharakteristik und der zuvor bestimmten Parameter insoweit eingeschränkt, als dass realisierbare Werte für L_2 und C_2 erhalten werden müssen.

3.4 Schaltverstärker mit zweifach gedämpftem Ausgangsfilter

Alternativ zum einfach aktiv gedämpften Ausgangsfilter ist es auch möglich eine zweifache aktive Filterdämpfung zu implementieren. Das zugehörige regelungstechnische Ersatzschaltbild ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Hierbei werden abermals die Dynamiken der Sensoren und der Halbbrücke sowie deren Verstärkungen vernachlässigt. Daher sind diese Elemente in der Abbildung nicht dargestellt. Im Vergleich zum einfach aktiv gedämpften Ausgangsfilter ist es für die zweifache Dämpfung notwendig neben der Ausgangsspannung u_a und dem Strom im Filterkondensator C_1 auch den Strom im Kondensator C_2 zu messen.

Das Filtersystem besteht wiederum aus vier Energiespeichern mit den Zustandsvariablen i_{L_1} , u_{C_1} , i_{L_2} und u_{C_2} . Die Systemgleichungen des zweifach aktiv gedämpften

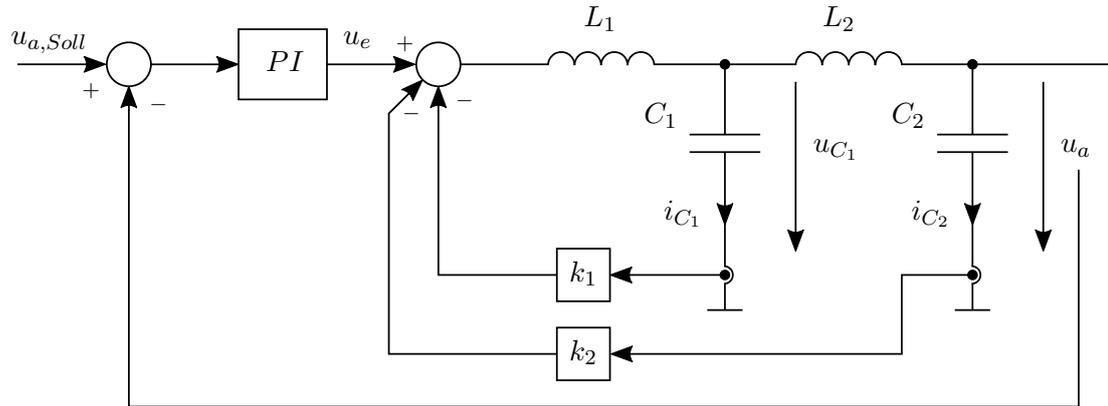


Abbildung 3.7: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Schaltverstärkers mit zweifach aktiv gedämpftem Ausgangsfilter. Hierbei wird die Halbbrücke, welche als Proportionalglied wirkt, vernachlässigt. Dieses zusätzliche P-Glied wäre zwischen der zweiten Summierung und der Induktivität L_1 positioniert. Weiters werden die Übertragungsfunktionen der Messsensoren vernachlässigt.

Ausgangsfilters ergeben sich zu:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{u_e - k_1(i_{L_1} - i_{L_2}) - k_2 i_{L_2} - u_{C_1}}{L_1}, \quad (3.23a)$$

$$\frac{du_{C_1}}{dt} = \frac{i_{L_1} - i_{L_2}}{C_1}, \quad (3.23b)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{u_{C_1} - u_{C_2}}{L_2}, \quad (3.23c)$$

$$\frac{du_{C_2}}{dt} = \frac{i_{L_2}}{C_2}. \quad (3.23d)$$

Die Übertragungsfunktion des zweifach aktiv gedämpften Ausgangsfilters folgt aus diesen Systemgleichungen zu

$$G(s) = \frac{1}{C_1 C_2 L_1 L_2 s^4 + C_1 C_2 L_2 k_1 s^3 + (L_1 C_1 + C_2 L_1 + C_2 L_2) s^2 + (C_1 k_1 + C_2 k_2) s + 1}. \quad (3.24)$$

Somit kann nun die erhaltene Übertragungsfunktion (3.24) mit der Übertragungsfunktion einer allgemeinen Strecke 4. Ordnung aus Gleichung (3.11) verglichen werden. Als Resultat erhält man somit die Streckenkoeffizienten a , b , c und d in Abhängigkeit der Bauteilparameter und den Dämpfungskoeffizienten:

$$a = C_1 C_2 L_1 L_2, \quad (3.25a)$$

$$b = C_1 C_2 L_2 k_1, \quad (3.25b)$$

$$c = C_1 L_1 + C_2 L_1 + C_2 L_2, \quad (3.25c)$$

$$d = C_1 k_1 + C_2 k_2. \quad (3.25d)$$

Werden die Koeffizienten aus dem Gleichungssystem (3.25) in die Gleichungen (3.17) eingesetzt, so erhält man:

$$\frac{C_1 C_2 L_1 L_2}{V_I} = A T_I T^4 , \quad (3.26a)$$

$$\frac{C_1 C_2 L_2 k_1}{V_I} = A T^4 + B T_I T^3 , \quad (3.26b)$$

$$\frac{C_1 L_1 + C_2 L_1 + C_2 L_2}{V_I} = B T^3 + C T_I T^2 , \quad (3.26c)$$

$$\frac{C_1 k_1 + C_2 k_2}{V_I} = C T^2 + D T_I T , \quad (3.26d)$$

$$\frac{T_I V_I + 1}{V_I} = D T + T_I . \quad (3.26e)$$

Wie beim einfach aktiv gedämpften Ausgangsfilter wird die Charakteristik des Filters mit den Parametern A , B , C und D vorgegeben sowie dessen Dynamik mit dem Parameter T bestimmt. Es ist wieder von Vorteil die Bauteilwerte L_1 und C_1 der ersten Filterstufe so vorzugeben, dass der auftretende Stromrippel in der Induktivität L_1 begrenzt und gleichzeitig eine geforderte Bandbreite des Schaltverstärkers durch entsprechende Wahl von C_1 erreicht wird. Im Gegensatz zum einfach aktiv gedämpften Ausgangsfilter ist es nun möglich entweder den Parameter L_2 oder C_2 vorzugeben. Da die Abmessungen einer Induktivität im Allgemeinen größer sind als die eines Kondensators und am Ende ein möglichst kompakter Schaltverstärker entstehen soll, wird in der hier gezeigten Lösung der Wert der Induktivität L_2 vorgegeben. Damit errechnen sich die verbleibenden Parameter C_2 , V_I , T_I , k_1 und k_2 aus dem Gleichungssystem (3.26) zu:

$$V_I = \frac{1}{D T} , \quad (3.27a)$$

$$k_1 = \frac{(A T + B T_I) L_1}{A T_I T} , \quad (3.27b)$$

$$C_2 = \frac{A T_I T^3}{D C_1 L_1 L_2} , \quad (3.27c)$$

$$T_I = \frac{(B T^2 + D C_1 L_1) C_1 L_1 L_2}{(A L_1 T^2 + A L_2 T^2 - C C_1 L_1 L_2) T} , \quad (3.27d)$$

$$k_2 = \frac{(A C T_I T^2 - A D C_1 L_1 T + A D T_I^2 T - B D C_1 L_1 T_I) C_1 L_1 L_2}{A^2 T_I^2 T^4} . \quad (3.27e)$$

Eine Analyse dieses Gleichungssystems zeigt, dass ein negativer Wert für T_I zu einem ebenfalls negativem C_2 führt und somit nicht realisierbare Kapazitätswerte erhalten werden. Somit unterliegt auch die aufwendigere zweifache aktive Dämpfung des Ausgangsfilters Einschränkungen bezüglich der Charakteristik und Dynamik des Filterverhaltens. Diese sind jedoch weniger restriktiv wodurch das zweifache aktive Dämpfungsverfahren zu bevorzugen ist.

3.5 Filtercharakteristiken

Wie im vorherigen Abschnitt bereits erläutert, ist eine der Aufgaben eines Ausgangsfilters die Unterdrückung der Halbbrückenschaltfrequenz. Das Ziel des Schaltverstärkerentwurfs ist es, einen möglichst großen Arbeitsbereich zu erhalten und dabei die Störungen aufgrund der taktenden Halbbrücke ausreichend zu unterdrücken.

Der optimale Verlauf des Amplitudengangs dieser Aufgabe entspricht der des idealen Tiefpassfilters. Dieser hat idealisiert einen rechteckigen Amplitudengang mit konstanter Verstärkung über den kompletten Durchlassbereich und einer scharfen Grenze zum Sperrbereich und einer vollständigen Unterdrückung in diesem. Da ein solches Filter jedoch akausales Verhalten aufweist, ist es nicht realisierbar und es muss stattdessen eine geeignete Approximation angewendet werden. In der Literatur finden sich viele solcher Approximationen, die jedoch sehr unterschiedliches Verhalten bezüglich der Welligkeit des Amplitudengangs im Durchlass- bzw. Sperrbereich sowie in der Steilheit des Übergangs zwischen diesen beiden aufweisen. Außerdem variiert auch ihre Gruppenlaufzeit sowie das Zeitverhalten wie bspw. die Sprungantwort. [28, 29]

Die Gruppenlaufzeit gibt die Durchlaufzeit eines Signals durch ein Filter an. Diese ist frequenzabhängig und ist laut Gleichung (3.28) als die negative Ableitung der Phase nach der Frequenz definiert. Liegt die Übertragungsfunktion eines Filters in Laplace-Form vor, kann die Gruppenlaufzeit aus Gleichung (3.29) berechnet werden. Die Änderung der Gruppenlaufzeit in Abhängigkeit der Frequenz beschreibt, wie stark ein Signal beim Passieren eines Filters verzerrt wird. Ein System mit linearem Phasengang hat eine konstante Gruppenlaufzeit und überträgt ein Signal somit verzerrungsfrei. [28, 29]

$$\tau_G(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (3.28)$$

$$\tau_G(\omega) = \operatorname{Re} \left\{ -\frac{dG(s)}{G(s) ds} \right\} \Big|_{s=j\omega} \quad (3.29)$$

In diesem Abschnitt werden die am häufigsten verwendeten Approximationen verglichen. Für eine bessere Übersichtlichkeit sind die Filter stets auf die Grenzfrequenz $\omega_c = 1$ normiert. Diese kann jedoch jederzeit über die Beziehung $s = \frac{s}{\omega_c}$ angepasst werden.

3.5.1 Kritische Dämpfung

Der kritisch gedämpfte Tiefpass hat von allen Approximationen die einfachste Übertragungsfunktion. Diese besteht aus einer n-fachen Hintereinanderschaltung von entkoppelten Tiefpassfunktionen 1. Ordnung, wobei n die Filterordnung beschreibt. Die Übertragungsfunktion lautet somit: [28, 29]

$$G(s) = \frac{1}{(1+s)^n} \cdot \quad (3.30)$$

Diese hat ausschließlich n -fach reelle Pole in der negativen Halbebene, dargestellt in Abbildung 3.8. Somit kann die Sprungantwort weder überschwingen noch oszillieren wodurch sich das kritisch gedämpfte Filter von den anderen unterscheidet. Dies ist jedoch der einzige Vorteil der kritischen Dämpfung. Als Nachteil hat das Filter den breitesten Übergangsbereich vom Durchlass- zum Sperrbereich. Gleichung (3.30) weist an der Grenzfrequenz eine Dämpfung von $\frac{1}{\sqrt{2^n}}$ bzw. $-n \cdot 3,01$ dB auf. Soll ein Filter n -ter Ordnung an der Grenzfrequenz eine Dämpfung von $-3,01$ dB aufweisen, muss die Grenzfrequenz in Gleichung (3.30) mit dem nachstehenden Korrekturfaktor k multipliziert werden [28, 29]

$$k = \frac{1}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} . \quad (3.31)$$

Abbildung 3.9 zeigt das Bode-Diagramm und Abbildung 3.10 die Gruppenlaufzeit sowie die Sprungantwort für ein kritisch gedämpftes Tiefpassfilter mit den Filterordnungen $n = 1$ bis 4.

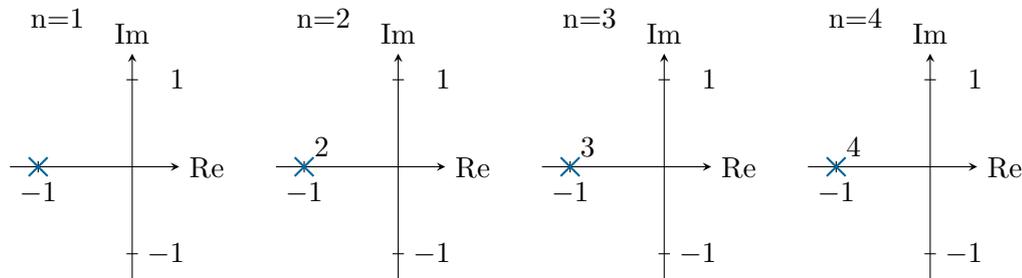


Abbildung 3.8: Pol-Nullstellen Diagramme für kritisch gedämpfte Tiefpassfilter für die Filterordnungen 1 bis 4.

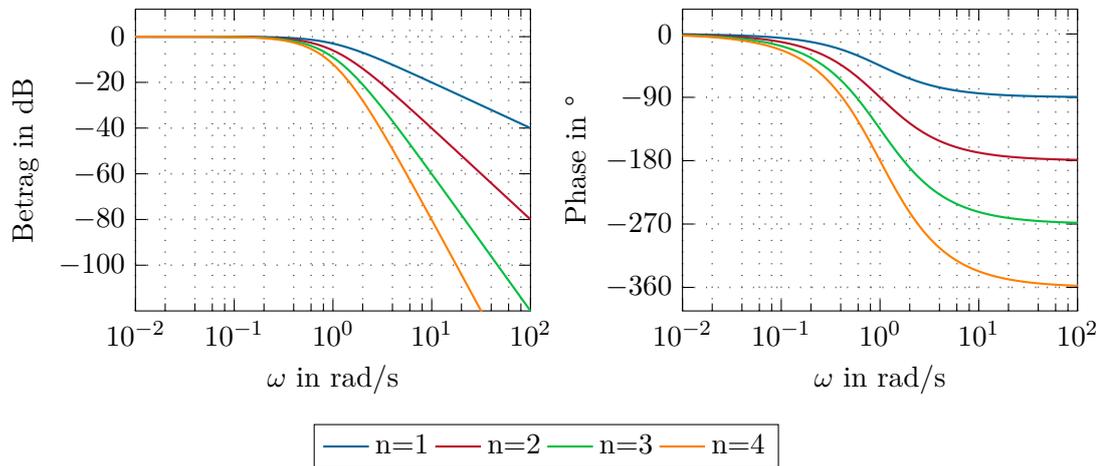


Abbildung 3.9: Bode-Diagramm für kritisch gedämpfte Tiefpassfilter mit den Filterordnungen 1 bis 4.

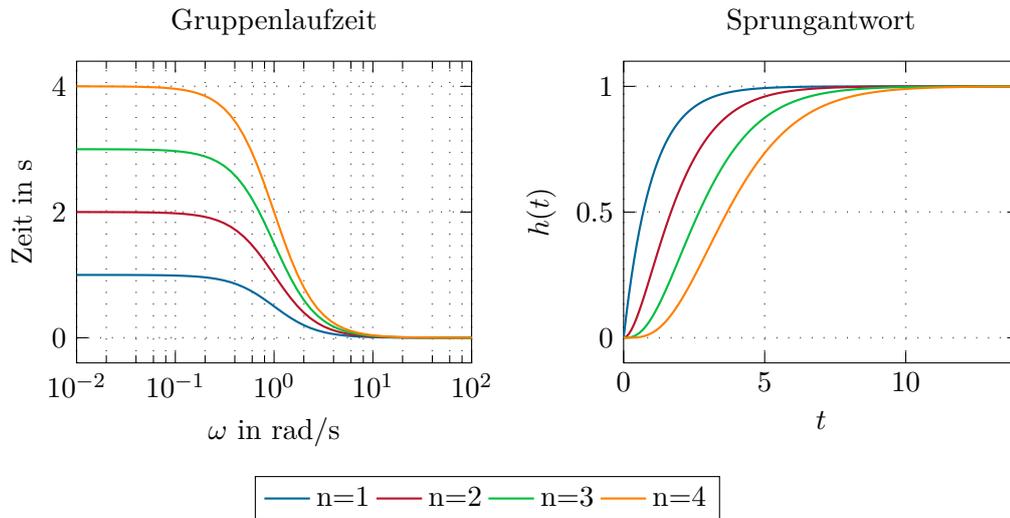


Abbildung 3.10: Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für kritisch gedämpfte Tiefpassfilter mit den Filterordnungen 1 bis 4.

3.5.2 Butterworth

Das Butterworth-Filter hat im Durchlassbereich einen möglichst flachen Amplitudenverlauf, welcher sich kaum von der Dämpfung bei $\omega = 0$ unterscheidet. Im Sperrbereich fällt der Amplitudenverlauf asymptotisch mit $-n \cdot 20$ dB/Dek ab. Eine Analyse des zeitlichen Verhaltens zeigt, dass die Sprungantwort geringfügig überschwingt. Dieses nimmt mit steigender Filterordnung zu. Die Gruppenlaufzeit ist im Durchlassbereich großteils konstant, rund um die Grenzfrequenz weist sie jedoch eine Überhöhung auf, welche mit steigender Filterordnung zunimmt. Das Butterworth-Filter ist daher im Gegensatz zum Bessel-Filter für Impulsübertragungen nicht optimal. Möchte man jedoch ein Filter mit flachem Durchgangsbereich, ist das Butterworth-Filter zu bevorzugen. Abbildung 3.11 zeigt die beschriebenen Eigenschaften in Form eines Bode-Diagramms und Abbildung 3.12 die Gruppenlaufzeit sowie die Sprungantwort für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4. Das Butterworth-Filter ist über den Amplitudengang wie folgt definiert: [28, 30]

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}. \quad (3.32)$$

Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, dass das Butterworth-Filter an der Grenzfrequenz ω_c unabhängig von der Filterordnung n eine Dämpfung von $\frac{1}{\sqrt{2}}$ bzw. $-3,01$ dB aufweist. Die Pole der Übertragungsfunktion liegen auf einem Halbkreis mit Radius ω_c in der linken s -Halbebene und haben einen Winkelabstand von $\frac{\pi}{n}$. Die Lage der Pole für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4 sind in Abbildung 3.13 dargestellt. Die Lage der Pole kann über die nachstehende Gleichung errechnet werden: [28, 30]

$$s_k = -\sin\left(\frac{2k-1}{2n}\pi\right) + j \cos\left(\frac{2k-1}{2n}\pi\right), \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (3.33)$$

Aus Gleichung (3.33) und Abbildung 3.13 lässt sich erkennen, dass für eine gerade Filterordnung n $\frac{n}{2}$ konjugiert komplexe Polpaare existieren. Für eine ungerade Ordnung weist die Übertragungsfunktion des Butterworth-Filters eine reelle Polstelle bei -1 und $\frac{n-1}{2}$ konjugiert komplexe Polstellenpaare auf.

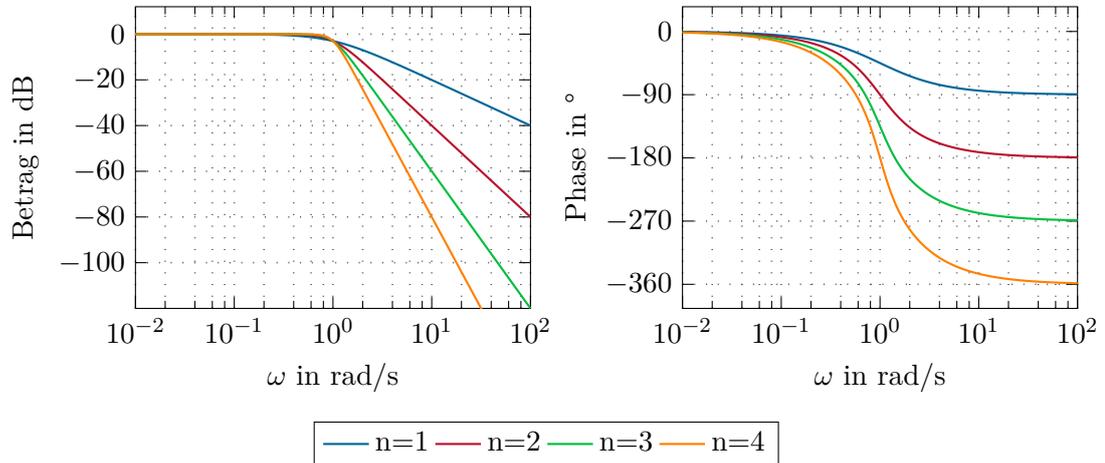


Abbildung 3.11: Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Butterworth Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

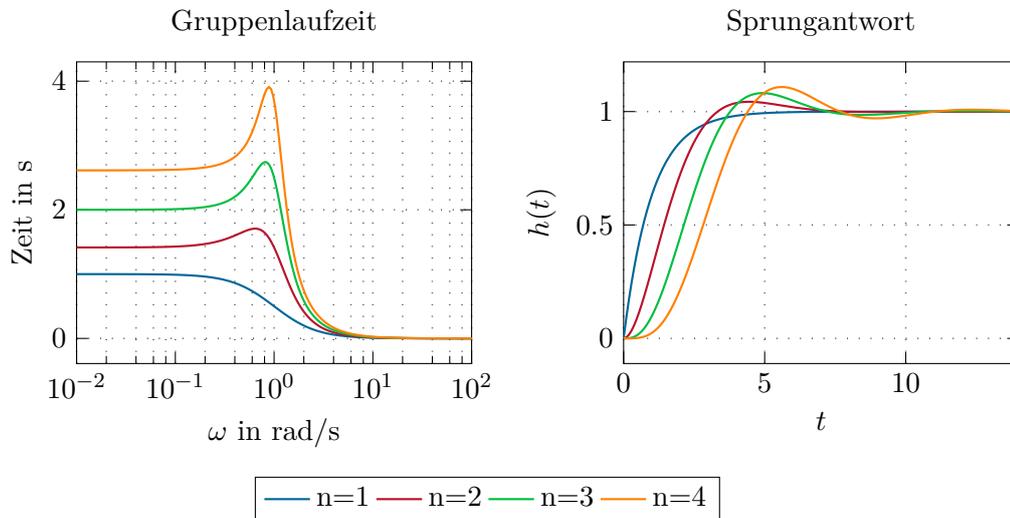


Abbildung 3.12: Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit Butterworth Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

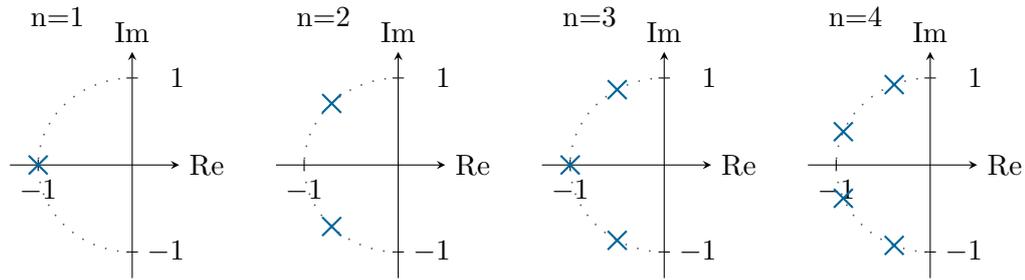


Abbildung 3.13: Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit Butterworth Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

3.5.3 Bessel

Das Besselfilter, auch Thomson-Filter oder Thomson-Bessel-Filter genannt, ist ein Filter, welches im Durchlassbereich einen möglichst großen Bereich mit linearem Phasengang und damit konstanter Gruppenlaufzeit hat. Damit das Filter diese Eigenschaft erreichen kann, muss aber auf einen schnellen Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich verzichtet werden. Aufgrund der konstanten Gruppenlaufzeit sind Bessel-Filter ideal zur Impulsübertragung, da sie Signale verzerrungsfrei passieren lassen. Des Weiteren ist die normierte Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich unabhängig der Filterordnung stets 1 s. Die Sprungantwort des Bessel-Filters weist ein sehr geringes Überschwingen auf, welches sich mit steigender Filterordnung reduziert. Außerdem erreicht sie im Vergleich zu allen anderen Filtern den Endwert am schnellsten. Das ideale Verhalten bezüglich Gruppenlaufzeit und Sprungantwort macht das Bessel-Filter damit zum idealen Filter im zeitlichen Verhalten. Dies wird jedoch durch den schlechtesten Übergang von Durchlass- zum Sperrbereich erkauft. Soll das Bessel-Filter einen ähnlich steilen Übergang haben, benötigt es im Vergleich zu anderen Filtercharakteristiken eine höhere Filterordnung. Diese Eigenschaften werden in Abbildung 3.15 anhand des Bode-Diagramms und in Abbildung 3.16 in Form der Gruppenlaufzeit sowie der Sprungantwort für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4 gezeigt. Die Übertragungsfunktion des Bessel-Filters errechnet sich über das Bessel-Polynom laut Gleichung (3.35). Das Besselpolynom kann mit Gleichung (3.34) erstellt werden und ist für die Ordnungen $n = 1$ bis 4 in Tabelle 3.1 angegeben. In Abbildung 3.14 sind die Polstellen für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4 dargestellt. Ähnlich zum Butterworth-Filter liegen die Pole auf einem Kreis jedoch liegt dessen Mittelpunkt nicht im Ursprung sondern in der rechten Halbebene. [28–31]

$$B_n(s) = \sum_{k=0}^n \frac{(2n-k)!}{2^{n-k} k! (n-k)!} s^k \quad (3.34)$$

$$G_n(s) = \frac{B_n(0)}{B_n(s)} \quad (3.35)$$

Bei einem Bessel-Filter stellt sich die Grenzfrequenz so ein, dass die normierte Gruppenlaufzeit 1 s beträgt. Es ist jedoch ebenso möglich, das Bessel-Filter wie ein klassisches

n	$B_n(s)$
1	$s + 1$
2	$s^2 + 3s + 3$
3	$s^3 + 6s^2 + 15s + 15$
4	$s^4 + 10s^3 + 45s^2 + 105s + 105$

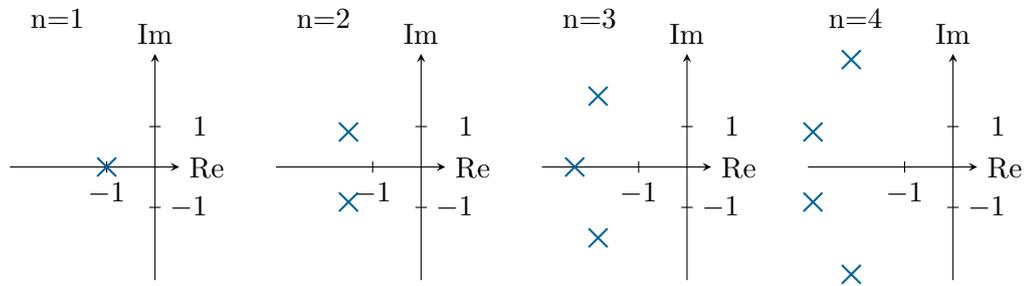
Tabelle 3.1: Besselpolynome $B_n(s)$ normiert auf $\omega_c = 1$.

Abbildung 3.14: Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

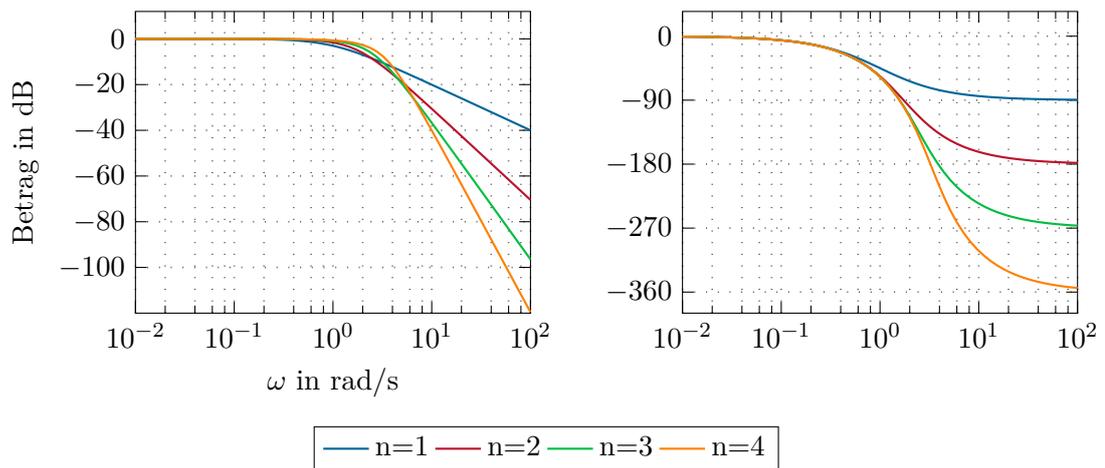


Abbildung 3.15: Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

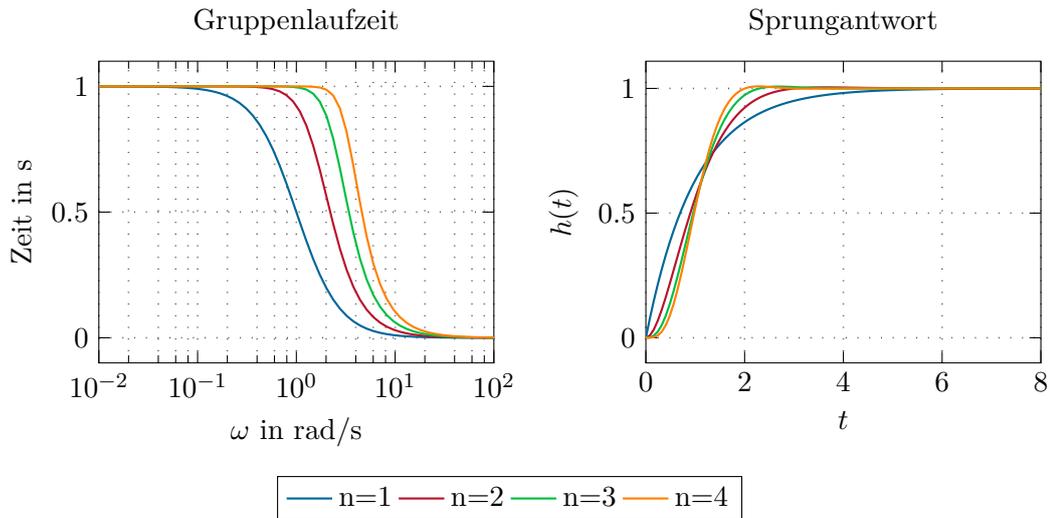


Abbildung 3.16: Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

Tiefpassfilter auszulegen, sodass der Amplitudengang an der Grenzfrequenz $\omega_c = 1$ eine Dämpfung von $-3,01$ dB aufweist. Dazu muss die Grenzfrequenz durch den Normalisierungsfaktor k dividiert werden. Tabelle 3.2 gibt die Normalisierungsfaktoren für die Filterordnungen $n = 1$ bis 10 an. Abbildung 3.17 zeigt die Position der Polstellen nach der Transformation und Abbildung 3.18 das entsprechende Bode-Diagramm. In Abbildung 3.19 sind die Gruppenlaufzeit und die Sprungantwort dargestellt. Ein Vergleich zwischen originalem und normiertem Bessel-Filter zeigt, dass die Sprungantwort langsamer geworden ist. Außerdem ist die Gruppenlaufzeit nun nicht mehr konstant sondern wie bei den anderen Filtercharakteristiken von der Filterordnung abhängig. Trotzdem ist der Bereich konstanter Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich deutlich größer als bei den anderen Filtern. Das normalisierte Bessel-Filter ist somit ein guter Kompromiss wenn ein Filter mit definierter Grenzfrequenz und gleichzeitig konstanter Gruppenlaufzeit benötigt wird. [30, 31]

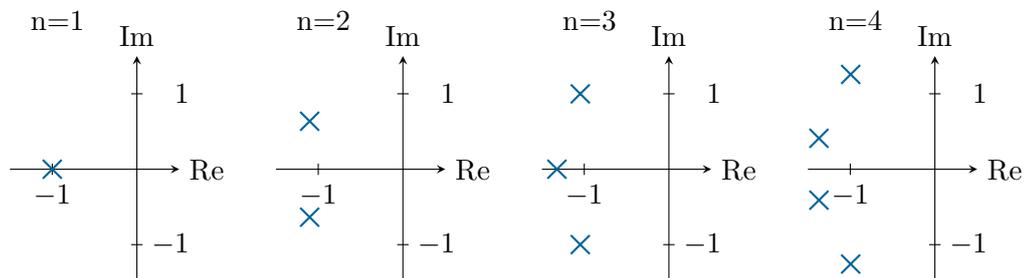


Abbildung 3.17: Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit 3 dB korrigierter Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

Ordnung n	Normalisierungsfaktor k
1	1
2	1,361 654 128 716 13
3	1,755 672 368 681 21
4	2,113 917 674 904 22
5	2,427 410 702 152 63
6	2,703 395 061 202 92
7	2,951 722 147 038 72
8	3,179 617 237 510 65
9	3,391 693 138 911 66
10	3,590 980 594 569 16

Tabelle 3.2: Normalisierungsfaktoren für Besselfilter mit $-3,01$ dB Grenzfrequenzdämpfung. [31]

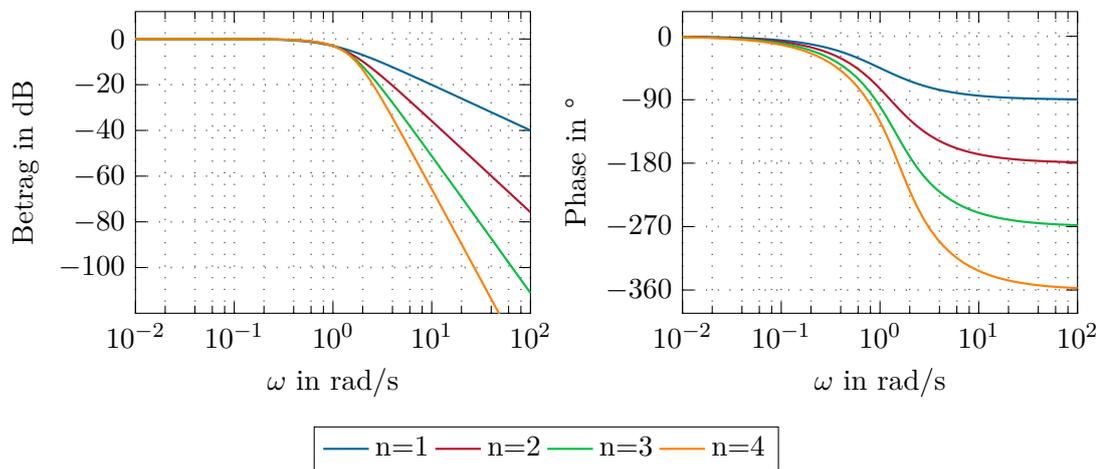


Abbildung 3.18: Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit 3 dB korrigierter Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

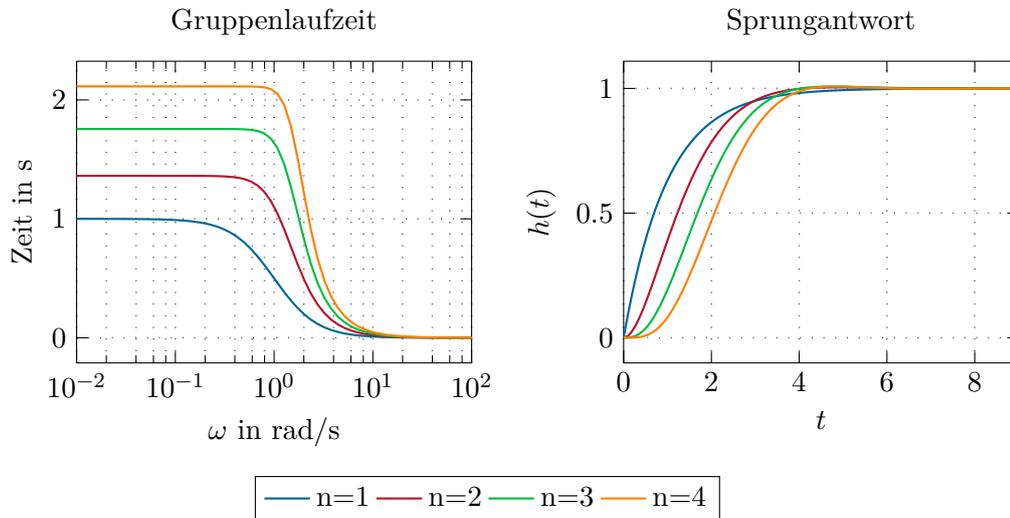


Abbildung 3.19: Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit 3 dB korrigierter Bessel Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

3.5.4 Tschebyscheff Typ 1

Die Tschebyscheff Typ 1 Filter haben im Durchlassbereich eine definierte Welligkeit im Amplitudenverlauf. Dieser Rippel tritt in der Nähe der Grenzfrequenz auf und geht in einem steilen Abfall im Amplitudengang in den Sperrbereich über. In diesem fällt der Amplitudenverlauf wie beim Butterworth-Filter asymptotisch mit $-n \cdot 20$ dB/Dek ab. Mit steigender Filterordnung nimmt die Welligkeit im Durchlassbereich zu, jedoch wird der Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich immer steiler. In diesem scharfen Übergangsbereich treten Dämpfungen auf, welche größer als die asymptotischen Werte im Sperrbereich sind. In Abbildung 3.21 ist das Bode-Diagramm und in Abbildung 3.23 die Gruppenlaufzeit sowie die Sprungantwort für ein Tschebyscheff Typ 1 Filter für die Ordnungen $n = 1$ bis 4 dargestellt. Abbildung 3.22 zeigt eine Vergrößerung des Übergangs vom Durchlass- zum Sperrbereich. Darin kann man die in der Nähe der Grenzfrequenz auftretende Welligkeit deutlich sehen. Weiters zeigt Abbildung 3.23, dass die Sprungantwort überschwingt und gleichzeitig oszilliert. Beide Effekte nehmen mit steigender Filterordnung zu. Die Gruppenlaufzeit ist nicht konstant und weist um die Grenzfrequenz eine starke Erhöhung auf, welche mit steigender Filterordnung zunimmt. Das Tschebyscheff Typ 1 Filter ist über den Amplitudengang wie folgt in Gleichung (3.36) definiert wobei $T_n(\frac{\omega}{\omega_c})$ das Tschebyscheff-Polynom n-ter Ordnung darstellt und ε der Welligkeitsparameter ist. [28, 30]

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (3.36)$$

Das Tschebyscheff-Polynom ist rekursiv definiert und kann über Gleichung (3.37) errechnet werden. In Tabelle 3.3 sind die Polynome für die Ordnungen $n = 1$ bis 4 angegeben. [29, 30]

$$T_n(\Omega) = 2\Omega T_{n-1}(\Omega) - T_{n-2}(\Omega) \quad (3.37)$$

n	$T_n(\Omega)$
1	Ω
2	$2\Omega^2 - 1$
3	$4\Omega^3 - 3\Omega$
4	$8\Omega^4 - 8\Omega^2 + 1$

Tabelle 3.3: Tschebyscheff-Polynom für verschiedene Filterordnungen. [30]

Aus Gleichung (3.36) lässt sich erkennen, dass das Tschebyscheff Typ 1 Filter bei der Grenzfrequenz eine Dämpfung von $\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$ aufweist. Tatsächlich definiert die Grenzfrequenz jenen Punkt bei dem der Amplitudenverlauf diese Dämpfung überschreitet. Davor schwingt die Dämpfung zwischen 1 und $\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$. Dies kann in den Abbildungen 3.21 und 3.22 im Bode-Diagramm und in Abbildung 3.23 in der Sprungantwort für ein $\varepsilon = 0,509$ beobachtet werden. Aufgrund der Gleichstromdämpfung für gerade Filterordnungen erreichen diese in der Sprungantwort einen stationären Endwert < 1 . Zur besseren Übersicht ist in Tabelle 3.4 eine Gegenüberstellung des Welligkeitsfaktors ε und der Welligkeit $A_{p,dB}$ in dB im Durchlassbereich dargestellt. Diese Werte lassen sich über folgende Formel errechnen: [28, 30]

$$A_{p,dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) \quad \text{bzw.} \quad \varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{p,dB}}{10}} - 1} . \quad (3.38)$$

$A_{p,dB}$	ε
0,1	0,152 62
0,5	0,349 31
1,0	0,508 85
1,5	0,642 29
2,0	0,764 78
2,5	0,882 20
3,0103	1,0

Tabelle 3.4: Gegenüberstellung des Tschebyscheff Typ 1 Rippelfaktors ε und der Welligkeit $A_{p,dB}$ in dB. [30]

Beim Tschebyscheff Typ 1 Filter markiert die Grenzfrequenz den Punkt an dem die Welligkeit des Durchlassbereichs unterschritten wird. Möchte man das Filter wie einen Tiefpass mit einer Dämpfung von $-3,01$ dB an der Grenzfrequenz ω_c auslegen, kann dies über den Welligkeitsparameter ε erfolgen. Dies ist jedoch nicht sinnvoll, da dadurch im Durchlassbereich ebenfalls sehr große Dämpfungen auftreten. Wird die Grenzfrequenz

durch den Korrekturfaktor k aus (3.39) dividiert, definiert diese den Punkt mit einer Dämpfung von $-3,01$ dB. Über ε kann weiterhin unabhängig von dieser Vorgabe die zulässige Welligkeit bestimmt werden. [30, 31]

$$k = \cosh\left(\frac{1}{n} \operatorname{acosh}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \quad (3.39)$$

Die Lagen der Polstellen errechnen sich anhand Gleichung (3.40). Wird aus diesen im Anschluss die Übertragungsfunktion mit (3.41) erstellt, muss darauf geachtet werden, dass für ungerade Filterordnung $G(j\omega)|_{\omega=0} = 1$ gilt und für gerade $G(j\omega)|_{\omega=0} = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$. Die Pole sind auf einer Ellipse angeordnet und nicht wie beim Butterworth auf einem Kreis. In Abbildung 3.20 sind die Pole für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4 dargestellt. [28, 30]

$$p_k = -\sinh\left(\frac{1}{n} \operatorname{asinh}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{2k-1}{n}\right) + j \cosh\left(\frac{1}{n} \operatorname{asinh}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{2k-1}{n}\right), \quad k = 1, \dots, n \quad (3.40)$$

$$G_n(s) = \begin{cases} \frac{p_1 p_2 \cdots p_n}{(s-p_1)(s-p_2)\cdots(s-p_n)} & n \text{ ungerade} \\ \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \frac{p_1 p_2 \cdots p_n}{(s-p_1)(s-p_2)\cdots(s-p_n)} & n \text{ gerade} \end{cases} \quad (3.41)$$

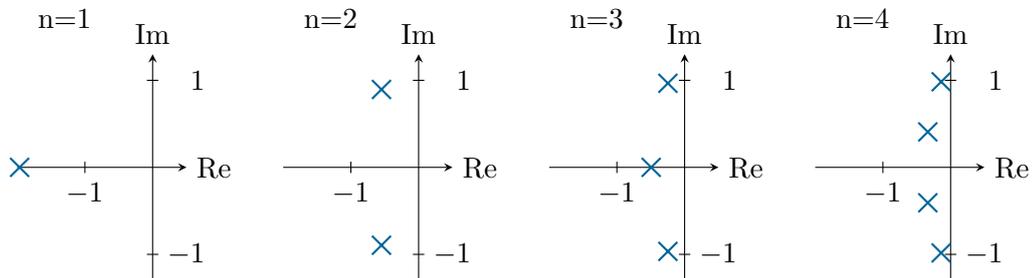


Abbildung 3.20: Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 1 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

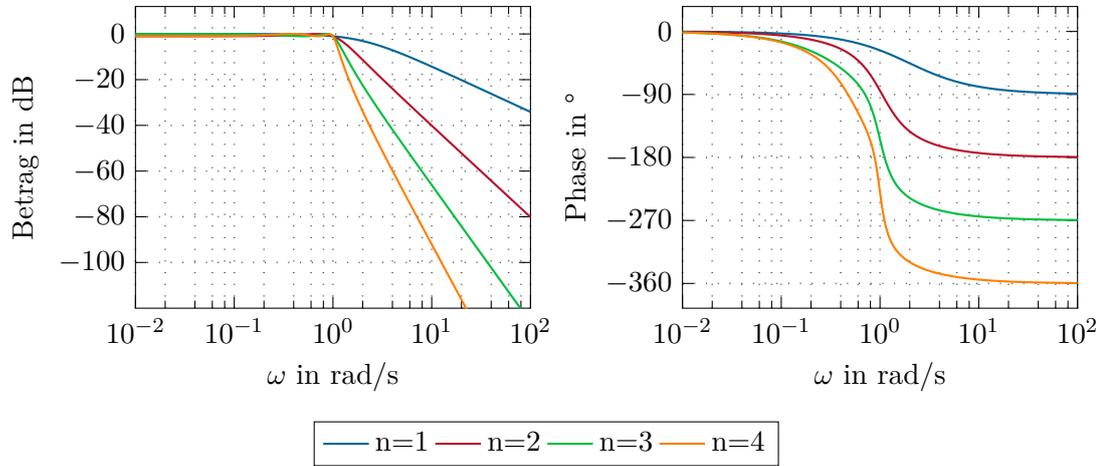


Abbildung 3.21: Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 1 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

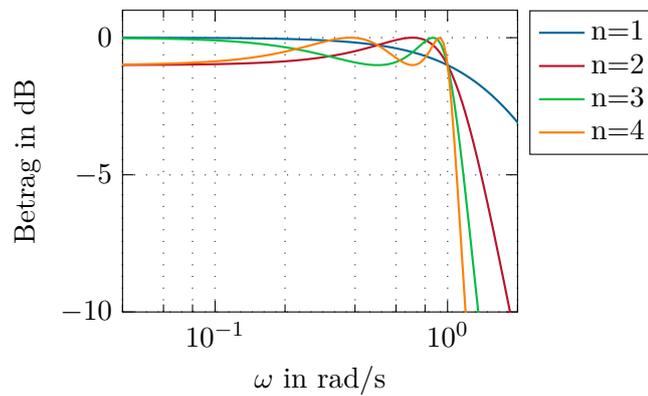


Abbildung 3.22: Detail des Betragsverlaufs für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 1 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

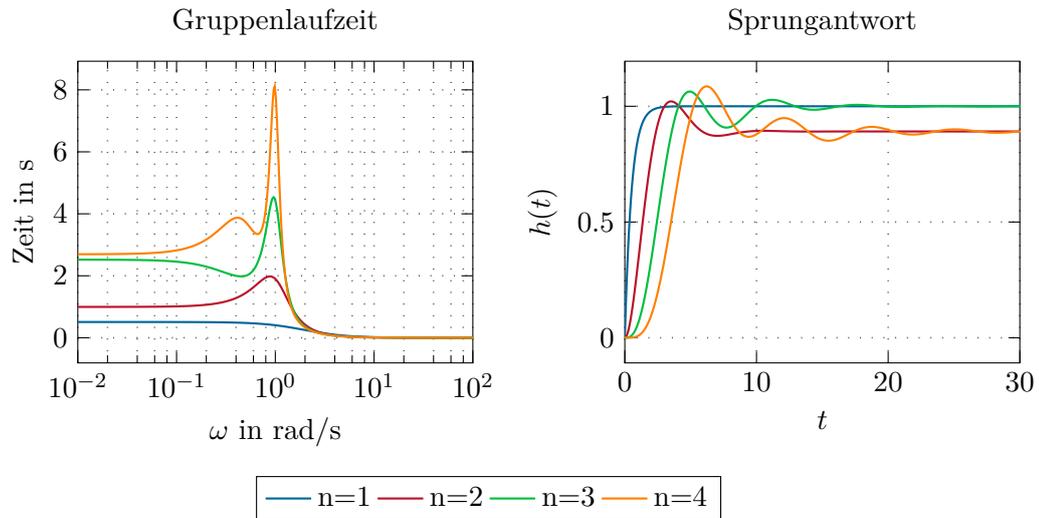


Abbildung 3.23: Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 1 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

3.5.5 Tschebyscheff Typ 2

Das Tschebyscheff Typ 2 Filter, auch Tschebyscheff Invers genannt, hat im Durchlassbereich einen linearen Amplitudengang und fällt im Übergang zum Sperrbereich steil ab. In diesem verläuft der Amplitudengang wellenförmig und weist Frequenzen, an denen das Filter nicht angeregt wird, auf. Für eine ungerade Filterordnung n lautet die Anzahl der Nullstellen $N_z = n - 1$ und für gerade n ist $N_z = n$. Da die Anzahl der Nullstellen mit der Filterordnung steigt, nimmt auch die Welligkeit im Sperrbereich zu. Im Durchlassbereich ist der Amplitudenverlauf ähnlich flach wie der des Butterworth-Filters. Auch die Phasenverläufe sind vergleichbar wodurch ein sich gleichender Verlauf der Gruppenlaufzeit entsteht. Der Phasenverlauf des Butterworth-Filters verläuft jedoch geringfügig linearer und hat dadurch das bessere Gruppenlaufzeitverhalten. Dieses weist bei beiden Filtern ein Überschwingen im Bereich der Grenzfrequenz auf. Im Fall des Tschebyscheff Typ 2 Filters ist es weniger ausgeprägt als beim Typ 1. Die Sprungantwort des Tschebyscheff Typ 2 schwingt leicht über. Dieses Überschwingen nimmt mit der Filterordnung zu. Die beschriebenen Eigenschaften des Tschebyscheff Typ 2 Filters sind in den Abbildungen 3.25 und 3.27 als Bode-Diagramm und in Abbildung 3.28 als Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4 dargestellt. Die nachstehende Gleichung gibt den Verlauf der Amplitudenfunktion des Tschebyscheff Typ 2 Filters an und stellt somit dessen Definition dar, wobei $T_n(\frac{\omega_c}{\omega})$ das Tschebyscheff-Polynom n -ter Ordnung beschreibt und ε ein Maß der Welligkeit im Sperrbereich ist: [30, 31]

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)}{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)}. \quad (3.42)$$

Das Tschebyscheff-Polynom kann wie beim Tschebyscheff Typ 1 Filter anhand von Gleichung (3.37) errechnet und in Tabelle 3.3 nachgelesen werden. Hierbei ist zu beachten,

dass Ω jetzt das Verhältnis $\frac{\omega_c}{\omega}$ ist und damit invers zum Ausdruck $\frac{\omega}{\omega_c}$ des Typ 1 Filters. [30]

Gleichung (3.42) zeigt, dass die Filterdämpfung an der Grenzfrequenz ω_c den Wert $\frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$ annimmt. Diese Dämpfung stellt auch das Maximum der Welligkeit im Sperrbereich des Amplitudenverlaufs dar. Somit ist die Grenzfrequenz des Tschebyscheff Typ 2 Filters als jene Frequenz definiert an der die Dämpfung erstmalig das Maximum der Welligkeit im Sperrbereich überschreitet. Eine Auswertung von $|G(j\omega)|_{\omega \rightarrow \infty}^2$ ergibt für ungerade Filterordnungen n den Wert 0 und für gerade $\frac{\varepsilon^2}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$. Dies kann bereits in den Bode-Diagrammen in den Abbildungen 3.25 und 3.27 für $\varepsilon = 0,0001$ beobachtet werden. In diesem Fall fällt die Dämpfung für ungerade Ordnung und $\omega \rightarrow \infty$ asymptotisch, für gerade Ordnung nimmt sie einen Endwert an. In Tabelle 3.5 ist eine Gegenüberstellung des Welligkeitsfaktors ε und der Sperrbereichsdämpfung $A_{s,dB}$ in dB aufgelistet. Diese Werte können mit folgender Formel errechnet werden: [30, 31]

$$A_{s,dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) \quad \text{bzw.} \quad \varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{A_{s,dB}}{10}} - 1}} . \quad (3.43)$$

$A_{s,dB}$	ε
20	0,100 503 8
30	0,031 638 6
40	0,010 000 5
50	0,003 162 3
60	0,001 000 0
70	0,000 316 2
80	0,000 100 0

Tabelle 3.5: Gegenüberstellung des Tschebyscheff Typ 2 Welligkeitsfaktors ε und der Sperrbereichsdämpfung $A_{s,dB}$ in dB. [30]

Die Lagen der Nullstellen errechnen sich anhand von Gleichung (3.44) und die der Polstellen mit Gleichung (3.45). Aus diesen kann im Anschluss mit (3.46) die Übertragungsfunktion des Tschebyscheff Typ 2 Filters erstellt werden. Abbildung 3.24 zeigt die

Lage der Pol- und Nullstellen für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4. [30]

$$z_k = \frac{j}{\cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{2k-1}{n}\right)}, \quad k = 1, \dots, n \quad (3.44)$$

$$p_k = \frac{1}{-\sinh\left(\frac{1}{n} \operatorname{asinh}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{2k-1}{n}\right) + j \cosh\left(\frac{1}{n} \operatorname{asinh}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{2k-1}{n}\right)}, \quad k = 1, \dots, n \quad (3.45)$$

$$G_n(s) = \frac{p_1 p_2 \cdots p_n}{z_1 z_2 \cdots z_l} \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_l)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n)}, \quad l = \begin{cases} \frac{n+1}{2} & n \text{ ungerade} \\ \frac{n}{2} & n \text{ gerade} \end{cases} \quad (3.46)$$

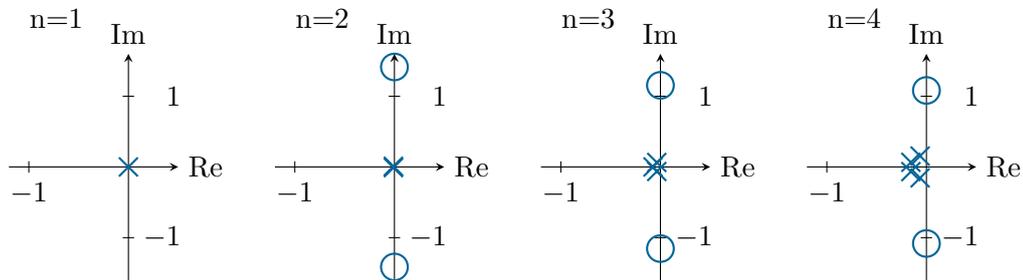


Abbildung 3.24: Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

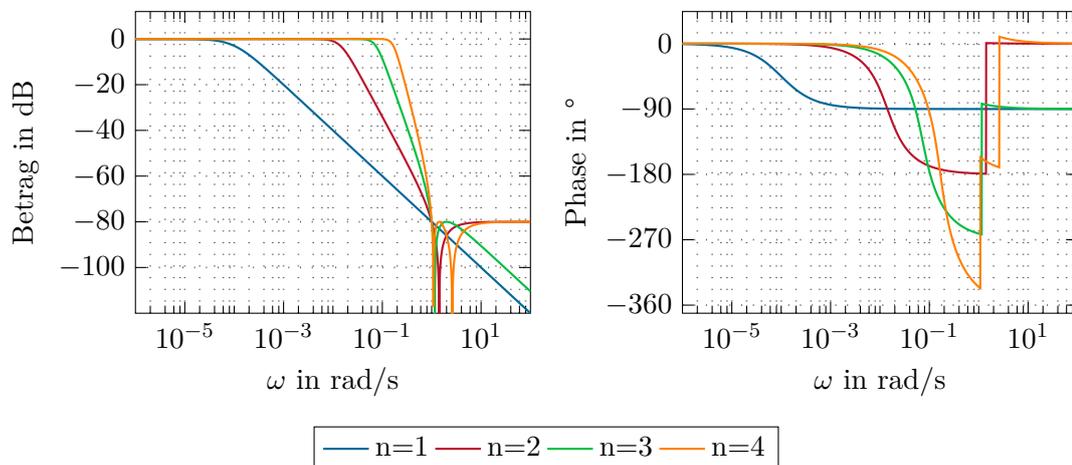


Abbildung 3.25: Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

Die Grenzfrequenz ω_c markiert beim Tschebyscheff Typ 2 Filter die Stelle an der die Dämpfung erstmalig die Sperrbereichsdämpfung überschreitet. Dadurch ist der Punkt mit der Dämpfung $-3,01$ dB vom Welligkeitsfaktor ε und der Filterordnung n abhängig. Um die Dämpfung an der Grenzfrequenz unabhängig von der Sperrbereichsdämpfung vorgegeben

zo können, muss die Grenzfrequenz mit dem Korrekturfaktor k aus Gleichung (3.47) multipliziert werden. $A_{p,dB}$ gibt die Grenzfrequenzdämpfung in dB an und über ε kann weiterhin unabhängig davon die Sperrbereichsdämpfung vorgegeben werden. [30, 31]

$$k = \cosh \left(\frac{1}{n} \operatorname{acosh} \left(\frac{1}{\varepsilon \sqrt{10^{\frac{A_{p,dB}}{10}} - 1}} \right) \right) \quad (3.47)$$

Abbildung 3.26 zeigt die Lage der Pol- und Nullstellen nach der Transformation auf eine Grenzfrequenzdämpfung von $-3,01$ dB für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4 und Abbildung 3.27 das zugehörige Bode-Diagramm sowie Abbildung 3.28 die Gruppenlaufzeiten und Sprungantworten.

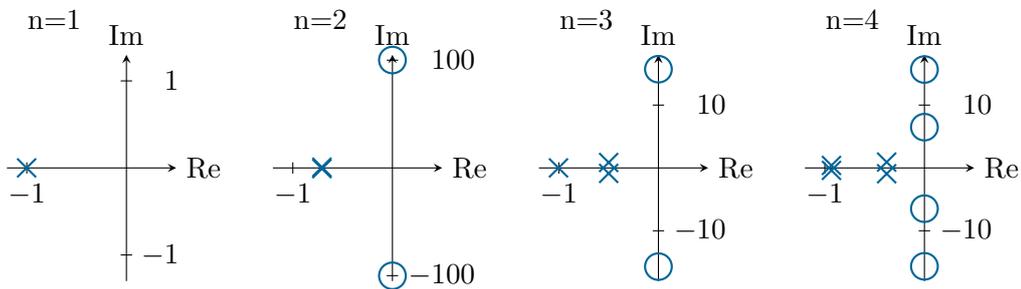


Abbildung 3.26: Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit korrigierter Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

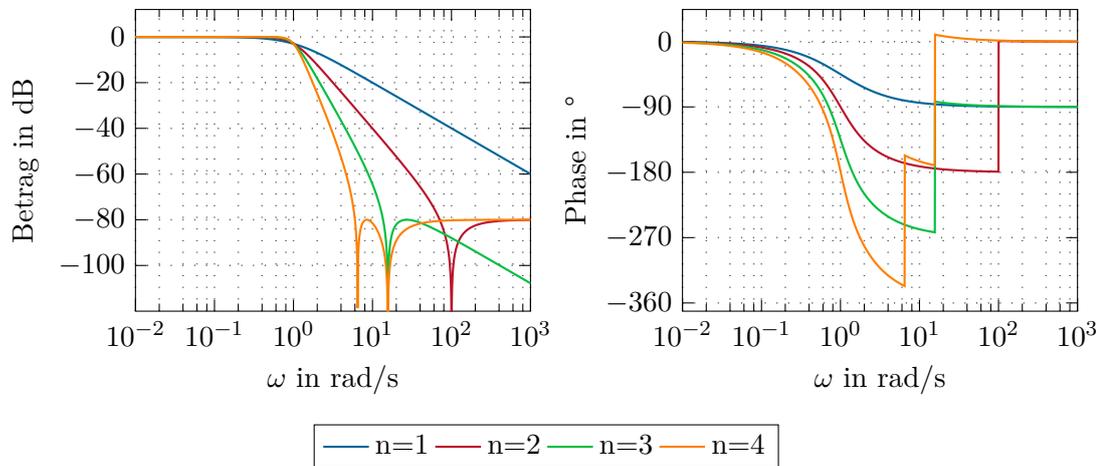


Abbildung 3.27: Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4 und 3 dB Korrektur.

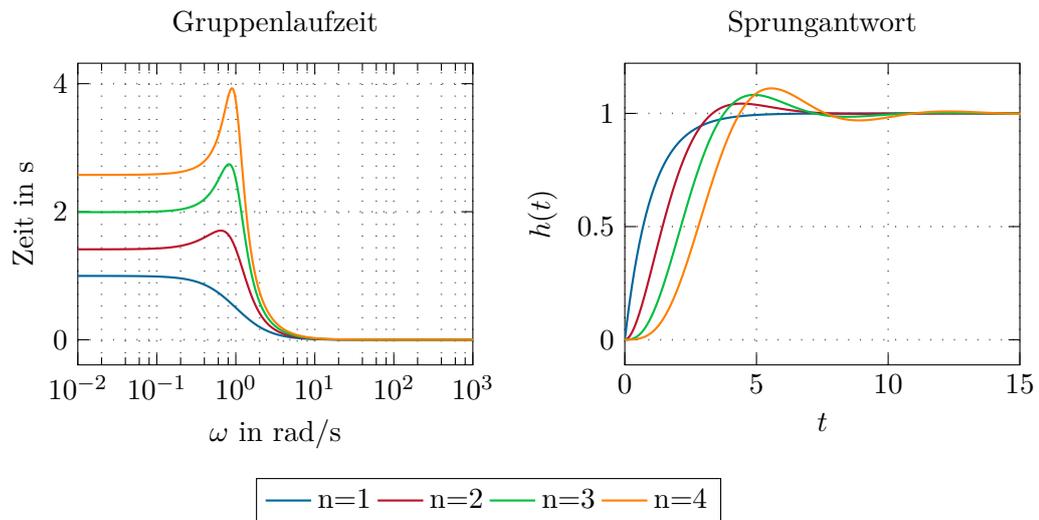


Abbildung 3.28: Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit Tschebyscheff Typ 2 Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4 und 3 dB Korrektur.

3.5.6 Elliptisch

Das Elliptische-Filter, auch Cauer-Filter genannt, hat den steilsten Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich. Im Durchlassbereich hat der Amplitudengang einen welligen Verlauf ähnlich zu dem des Tschebyscheff Typ 1 Filters. Der Amplitudengang im Sperrbereich gleicht dem des Tschebyscheff Typ 2 Filters und hat ebenfalls $N_z = n - 1$ Nullstellen für die Filterordnung n ungerade und $N_z = n$ für n gerade. Aufgrund der Welligkeit im Durchlassbereich ist die Gruppenlaufzeit wie beim Tschebyscheff Typ 1 rippelförmig und hat eine Überhöhung im Bereich der Grenzfrequenz. Im Vergleich ist diese Überhöhung aufgrund des steileren Übergangs zwischen Durchlass- und Sperrbereich geringfügig größer. Daher ist das Elliptische-Filter zur Übertragung von Signalen mäßig geeignet. Die Sprungantwort hat ein Überschwingen mit überlagerter Oszillation wie beim Tschebyscheff Typ 1 Filter und weist für gerade Filterordnungen ebenfalls eine bleibende Endabweichung auf. Diese Filtereigenschaften werden in Abbildung 3.30 und 3.31 in einem Bode-Diagramm und in Abbildung 3.32 als Gruppenlaufzeit und Sprungantwort veranschaulicht. Elliptische-Filter kommen vorwiegend zum Einsatz, wenn ein steiler Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich erforderlich ist. In Abbildung 3.29 sind die Pol- und Nullstellen für die Filterordnungen $n = 1$ bis 4 dargestellt. [30, 31]

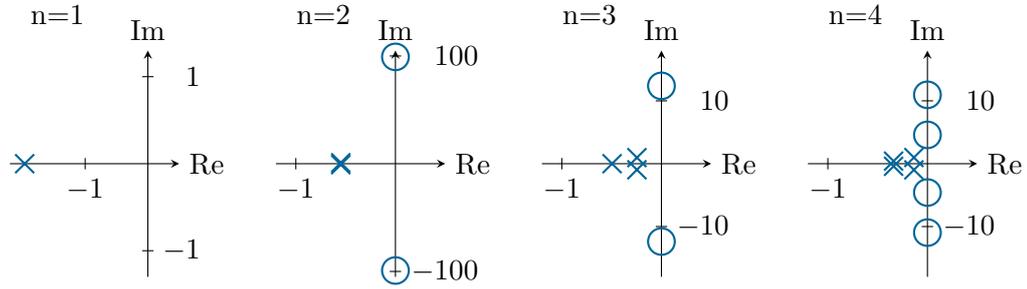


Abbildung 3.29: Pol-Nullstellen Diagramme für einen Tiefpass mit elliptischer Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

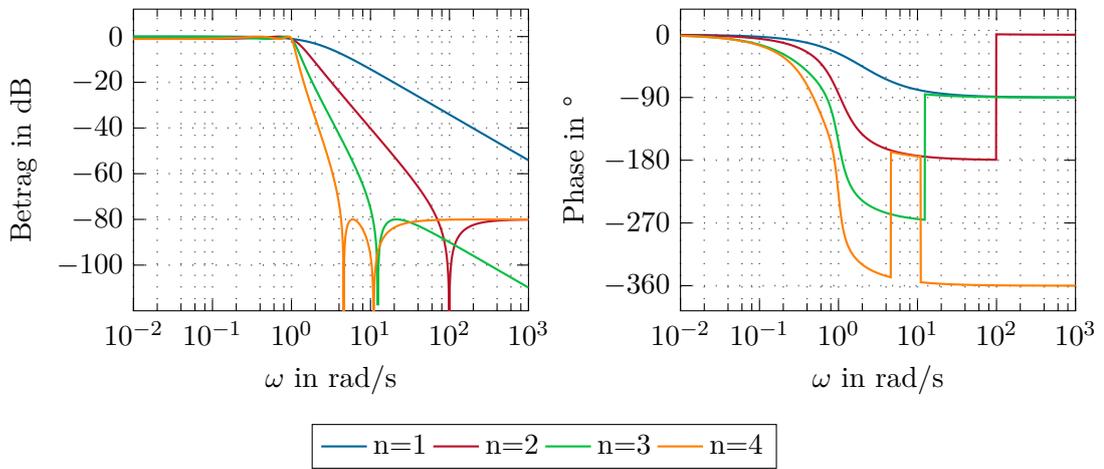


Abbildung 3.30: Bode-Diagramm für einen Tiefpass mit elliptischer Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

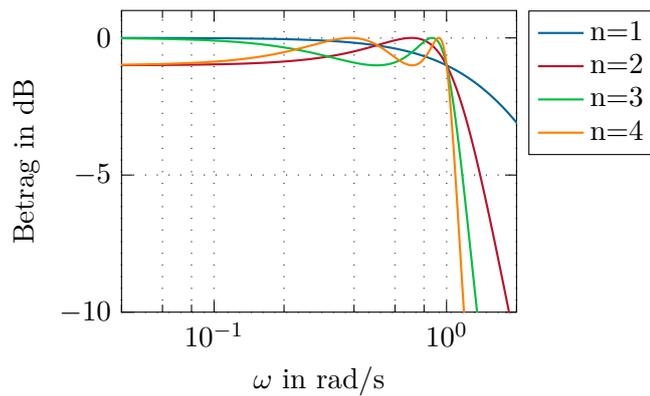


Abbildung 3.31: Detail des Betragsverlaufs für einen Tiefpass mit elliptischer Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

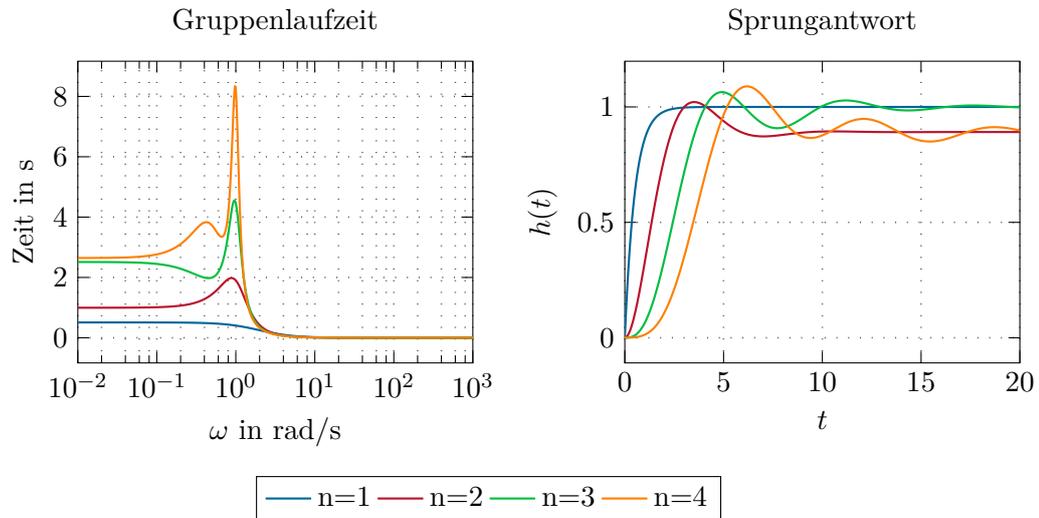


Abbildung 3.32: Gruppenlaufzeit und Sprungantwort für einen Tiefpass mit elliptischer Charakteristik mit den Filterordnungen 1 bis 4.

3.6 Pulsweitenmodulation

Der Schaltverstärker hat einen bipolaren Zwischenkreis mit $\pm U_{ZK}$. Diesem ist eine Halbbrücke nachgestellt, welche zwischen diesen beiden Spannungspegeln umschalten kann. Mittels Pulsweitenmodulation (PWM) kann somit die mittlere Ausgangsspannung der Halbbrücke zwischen $+U_{ZK}$ und $-U_{ZK}$ variiert werden wobei ein Tastverhältnis von 50 % eine Ausgangsspannung von 0 V erzeugt. Die PWM wird dabei mit einer festen Frequenz f_{PWM} betrieben. Gibt der Regler ein bipolares Steuersignal aus, kann durch einen Vergleich mit einem ebenfalls bipolaren und symmetrischen Dreieckssignal mittels eines Komparators das PWM-Signal generiert werden. Abbildung 3.33 stellt diesen Vorgang dar wobei im oberen Diagramm der Reglerausgang und das PWM-Dreieck und im unteren Diagramm die Ansteuersignale für den High- und Low-Side Leistungshalbleiter dargestellt sind. Ist das Signal des Reglers größer als das des PWM-Dreiecks, wird der High-Side beziehungsweise im inversen Fall der Low-Side Leistungshalbleiter durchgeschaltet. In Abbildung 3.33 sind diese Signalverläufe dargestellt, wobei zwischen dem Durchschalten der beiden Leistungshalbleiter eine Totzeit zum Verhindern von Kurzschlüssen beim Umschalten berücksichtigt ist.

Bei der Generierung des PWM-Signals ist zu berücksichtigen, dass jeder Leistungshalbleiter in einer Periode maximal einmal leiten darf. Dies ist für das in Abbildung 3.33 dargestellte Beispiel erfüllt, für jenes in Abbildung 3.34 jedoch nicht. Dabei kommt es infolge zu hoher Verstärkung im Rückkopplungskreis zu einem „Klappern“ des High-Side Leistungshalbleiters wobei dieser sehr schnell hintereinander ein- und ausgeschaltet wird. Jeder Schaltvorgang eines Leistungshalbleiters ist mit Schaltverlusten verbunden. Durch das Klappern werden somit die Verluste in der Halbbrücke erhöht was im schlimmsten

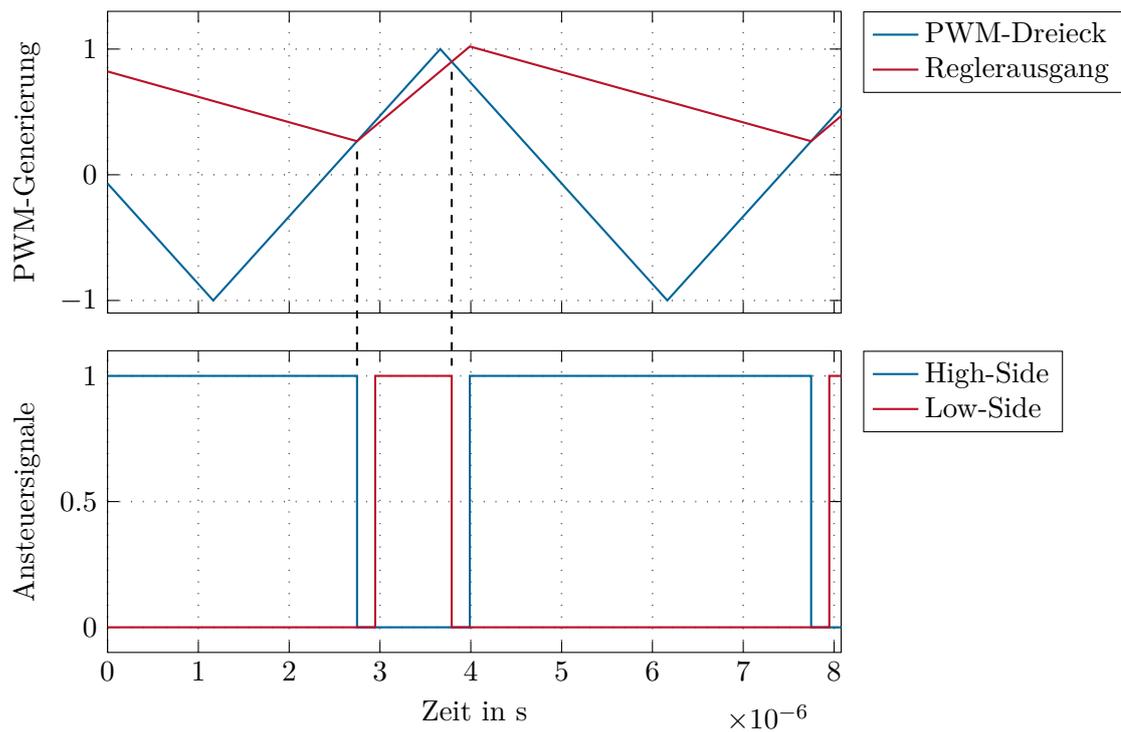


Abbildung 3.33: PWM-Ansteuerung für den normalen Betriebsfall. Das obere Diagramm zeigt den Vergleich des Reglerausgangs mit dem PWM-Dreiecksignal. Im unteren Diagramm werden die Schaltsignale an die Leistungshalbleiter der Halbbrücke dargestellt wobei eine Totzeit (hier ca. $0,2 \mu\text{s}$) zwischen High- und Low-Side implementiert ist.

Fall zur thermischen Zerstörung der Leistungshalbleiter führen kann. Es ist daher sicherzustellen, dass der Effekt des Klapperns nicht eintreten kann und die Leistungshalbleiter jeweils maximal einmal pro Periode leiten. [32, 33]

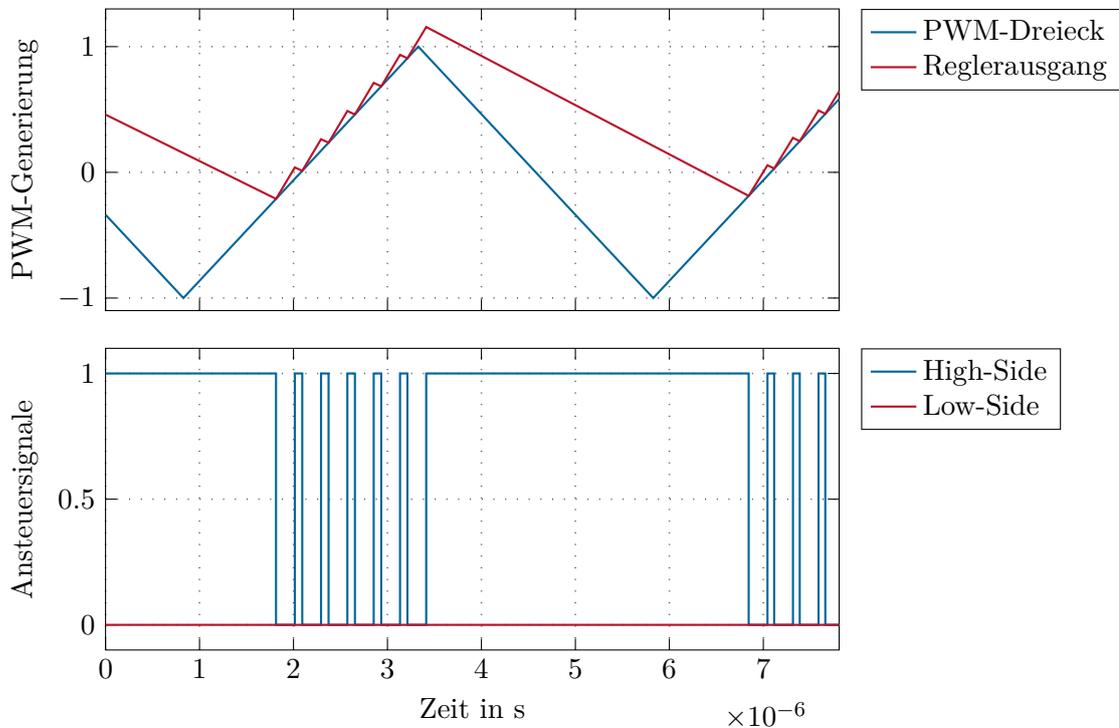


Abbildung 3.34: PWM-Ansteuerung für den gestörten Betriebsfall. Das obere Diagramm zeigt den Vergleich des Reglerausgangs mit dem PWM-Dreiecksignal. Im unteren Diagramm werden die Schaltsignale an die Leistungshalbleiter der Halbbrücke dargestellt wobei eine Totzeit (hier ca. $0,2 \mu\text{s}$) zwischen High- und Low-Side implementiert ist. Im oberen Diagramm hat der Reglerausgang einen steileren Verlauf als das Dreiecksignal wodurch es zu einem Klappern der Leistungshalbleiter kommt.

Ein Vergleich der Abbildungen 3.33 und 3.34 zeigt, dass das Klappern auftritt, wenn die Steigung des Reglerausgangssignals größer als die des PWM-Dreiecksignals ist. In diesem Fall schneiden sich die beiden Signale öfters als die erlaubten zweimal pro Periode.

Der Regler des Schaltverstärkers soll aufgrund der hohen PWM-Frequenz von 200 kHz als analoge Schaltung realisiert werden. In den Abschnitten 3.3 und 3.4 wird zur aktiven Dämpfung des Ausgangsfilters der Strom im Kondensator C_1 gemessen. Dessen Spannung weicht nur geringfügig von der Ausgangsspannung ab und kann im Vergleich zur Halbbrückenausgangsspannung als konstant angenommen werden. Je nach Schaltstellung der Halbbrücke entsteht somit eine Spannungsdifferenz an der Spule L_1 . Die dadurch entstehende Stromänderung wird fast vollständig von C_1 aufgenommen und in weiterer Folge über den Regelparameter k_1 auf den Reglerausgang rückgekoppelt. Der

Regelfehler e und damit der Ausgang des PI-Reglers ändern sich im Vergleich zur PWM-Frequenz sehr langsam. Weiters ist die Stromänderung aufgrund der Halbbrückentaktung in der Spule L_2 und damit auch in C_2 deutlich kleiner als in L_1 bzw. C_1 . Somit ist die Rückkopplung der Stromänderung in L_1 über k_1 maßgeblich für die Steigung am Reglerausgang ausschlaggebend. Am größten ist diese Steigung, wenn C_1 auf eine der beiden Zwischenkreisspannungen U_{ZK} aufgeladen ist und der Halbbrückenausgang die gegenteilige Spannung ausgibt. Gleichung (3.48) gibt die Änderungsrate des Stroms in der Spule L_1 und Gleichung (3.49) die des Reglerausgangs an.

$$\frac{di}{dt} = \frac{2U_{ZK}}{L_1} \quad (3.48)$$

$$k_1 \frac{di}{dt} = \frac{2k_1 U_{ZK}}{L_1} \quad (3.49)$$

Die Steigung des PWM-Dreiecksignals errechnet sich mit nachstehender Formel wobei f_{PWM} die PWM-Frequenz ist und \hat{U}_Δ der Spitzenwert des Dreiecksignals

$$\frac{du_\Delta}{dt} = 4\hat{U}_\Delta f_{PWM} . \quad (3.50)$$

Die Steigung des Reglerausgangs darf die des PWM-Dreiecksignals nicht übersteigen, damit es zu keinem Klappern der Leistungshalbleiter kommt. Wird wie in den Abschnitten 3.3 und 3.4 als Vereinfachung auf die Umrechnung der Spannungsamplituden im Regler- und Leistungsteil verzichtet, können die Spannungen U_{ZK} und \hat{U}_Δ gleichgesetzt werden. Dementsprechend folgt aus Gleichung (3.51) die Ungleichung (3.52) für den Parameter k_1 , welche ein Klappern der Halbbrücke verhindert.

$$k_1 \frac{di}{dt} < \frac{du_\Delta}{dt} \quad (3.51)$$

$$k_1 < 2L_1 f_{PWM} \quad (3.52)$$

3.7 Wahl der Filterparameter

Der Schaltverstärker soll ein Eingangssignal von ± 10 V auf ein Ausgangssignal von ± 200 V verstärken. Daraus resultiert eine Gleichspannungsverstärkung von 20. Weiters soll der Schaltverstärker bei konstanter Verstärkung eine möglichst große Bandbreite aufweisen und dabei die Harmonischen der Halbbrückenschaltfrequenz hinreichend unterdrücken. Als Kennwert für die Unterdrückung wird die Norm IEC/EN 55011 Klasse-A angewendet, die eine maximale Amplitude für die Störspannungen im Bereich 150 kHz bis 500 kHz von 79 dB μ V zulässt [34].

Ein weiteres Kriterium für den Schaltverstärker ist die charakteristische Impedanz

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.53)$$

der einzelnen Filterstufen. Da die Induktivität L_1 den Stromrippel im Umrichter bestimmt, sollte diese und damit auch die Impedanz der ersten Stufe verhältnismäßig groß sein. Mit steigender Induktivität nimmt auch das Volumen zu. Da der Schaltverstärker ein möglichst kleines Bauvolumen haben soll, muss hier ein Kompromiss getroffen werden. Eine ausführliche Auslegung der Filterdrossel erfolgt in Abschnitt 5.1.3. Die Induktivität L_2 der zweiten Filterstufe soll einerseits die höherfrequenten Harmonischen dämpfen und andererseits nicht zu groß sein, damit die Phasenverschiebung zwischen der Kondensatorspannung u_{C1} der ersten Filterstufe und der Kondensatorspannung u_{C2} der zweiten Stufe möglichst klein ist. Außerdem reduzieren kleinere Werte für L_2 das Volumen. Des Weiteren sollen die charakteristischen Impedanzen der Filterstufen vom Filtereingang zum Ausgang sinken, um ein gutes dynamisches Verhalten mit kleinen Spannungsabfällen bei Laststromveränderungen zu erreichen. [35]

Die Filterkondensatoren C_1 und C_2 sollen so gewählt werden, dass der Schaltverstärker eine möglichst kleine Ausgangsimpedanz hat und dabei die Bedingungen für die charakteristischen Impedanzen erfüllt. Die maximale Kapazität ist aufgrund der mit der Nutzfrequenz steigenden Blindströme beschränkt. Diese sollen bei maximaler Amplitude und einer Nutzfrequenz von 3 kHz die zulässigen Ströme für die verbauten GaN-MOSFETs (Transphorm TPH3206PS/D) nicht überschreiten.

In Abschnitt 3.5 wurden die verschiedenen Filtercharakteristiken verglichen. Für die Realisierung des zu entwickelnden Schaltverstärkers stellt sich nun die Frage, welche am geeignetsten sind. Der Tschebyscheff Typ 2 scheint aufgrund seines flachen Durchlassbereichs und steilem Übergang zum Sperrbereich ein gut geeigneter Kandidat zu sein. Er benötigt jedoch wie das Elliptische Filter Nullstellen. Da diese mit der gewünschten Reglerstruktur nicht realisiert werden können, fallen diese beiden Filtervarianten weg. Tschebyscheff Typ 1 erfüllt wegen des welligen Durchlassbereichs nicht die Anforderung einer konstanten Verstärkung bei möglichst großer Bandbreite. Ein Vergleich des kritisch gedämpften Tiefpassfilters mit dem Butterworth-Filter schließt ersteres aufgrund des deutlich größeren Übergangsbereichs zwischen Durchlass- und Sperrbereich aus. Damit verbleiben das Butterworth-Filter für eine große Bandbreite mit konstanter Verstärkung und das Bessel-Filter mit einem etwas kleineren Bereich konstanter Verstärkung dafür aber mit besserem Gruppenlaufzeitverhalten.

Die Übertragungsfunktionen der Filter beschreiben das Führungsübertragungsverhalten vom Eingang $r = u_{a,Soll}$ zum Ausgang $y = u_a$. Für die Unterdrückung der Harmonischen der Schaltfrequenz ist jedoch die Störübertragungsfunktion $T_{d,y}$ von der Störung d_{PWM} zum Ausgang $y = u_a$ erforderlich. Abbildung 3.35 stellt das regelungstechnische Ersatzschaltbild für diese Untersuchung dar. Hierbei setzt sich die Halbbrücke aus einem Verstärkungselement P_{PWM} , welches die Reglerspannung auf die Halbbrückenspannung umsetzt, und dem Störeingang d_{PWM} , welcher die hochfrequente Störung aufgrund der taktenden Halbbrücke repräsentiert, zusammen. Die Störungsübertragungsfunktion $T_{d,y}(s)$

errechnet sich somit zu

$$T_{d,y}(s) = \frac{u_a(s)}{d_{PWM}(s)} = \frac{s}{V_I (AT_I T^4 s^5 + (AT^4 + BT_I T^3) s^4 + (BT^3 + CT_I T^2) s^3 + (CT^2 + DT_I T) s^2 + (DT + T_I) s + 1)} \quad (3.54)$$

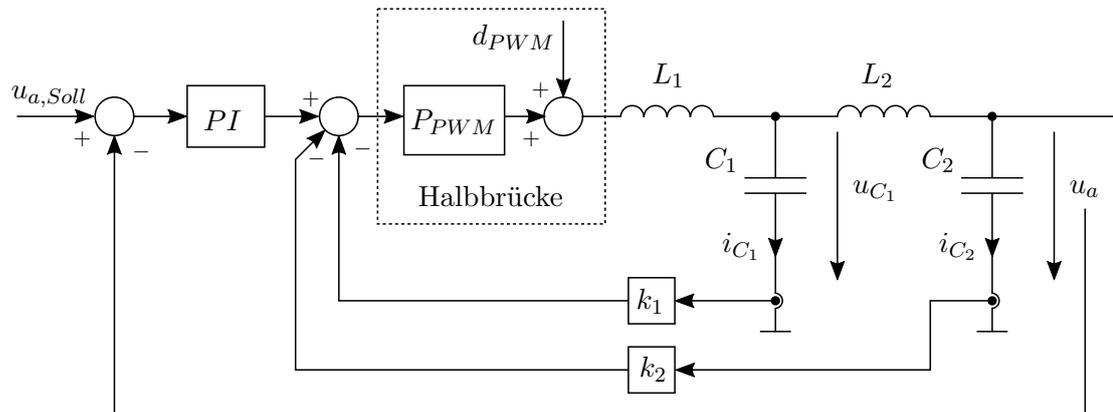


Abbildung 3.35: Regelungstechnisches Ersatzschaltbild des Schaltverstärkers mit zweifach aktiv gedämpftem Ausgangsfilter inklusive Halbbrücke. P_{PWM} repräsentiert die Verstärkung der Regler- zur Halbbrückenspannung. Die hochfrequente Störung aufgrund der taktenden Halbbrücke wird als Störeingang d_{PWM} modelliert. Zur Vereinfachung werden die Übertragungsfunktionen der Messsensoren vernachlässigt.

Die Auslegung der Filterdrosseln in Bezug auf Bauvolumen, Ripplestrom und Verlusten erfolgt in Abschnitt 5.1.3 und ergibt für $L_1 = 100 \mu\text{H}$ und für $L_2 = 25 \mu\text{H}$. Mit der Kapazität $C_1 = 1 \mu\text{F}$ hat die erste Filterstufe eine Grenzfrequenz von 16 kHz. Durch Vorgabe der Werte von L_1, C_1 und $f_{c,But} = 20,7 \text{ kHz}$ sowie $f_{c,Bes} = 5,5 \text{ kHz}$ können mit dem Gleichungssystem (3.21) die verbleibenden Regler- und Filterparameter für die einfache aktive Dämpfung errechnet werden. Hier wird darauf geachtet, dass L_2 einen Wert von $25 \mu\text{H}$ annimmt. Für die doppelte aktive Dämpfung können die verbleibenden Parameter mittels Gleichungssystem (3.26) aus der Vorgabe für L_1, C_1, L_2 und $f_{c,But} = 21,5 \text{ kHz}$ sowie $f_{c,Bes} = 5,6 \text{ kHz}$ bestimmt werden. Tabelle 3.6 beinhaltet eine Auflistung aller Regler- und Filterparameter für die einfache und zweifache aktive Dämpfung. Bei der Berechnung dieser wird die Ungleichung (3.52) für k_1 zum Verhindern des Klapperns der Leistungshalbleiter berücksichtigt.

Aus Tabelle 3.6 ist ersichtlich, dass für die zweifache aktive Dämpfung die Filterparameter L_1, C_1, L_2 und C_2 für Butterworth und Bessel Charakteristik ident sind. Es ist daher nur durch Verändern der Reglerparameter ein Wechsel der Filtercharakteristik möglich. Aufgrund dieser Eigenschaft wird der Schaltverstärker trotz erhöhtem Hardwareaufwand für eine zweite Strommessung mit zweifacher aktiver Dämpfung realisiert.

Abbildung 3.36 zeigt die Führungs- und Störübertragungsfunktionen für die zweifache

Parameter	zweifache aktive Dämpfung		einfache aktive Dämpfung	
	Butterworth	Bessel	Butterworth	Bessel
L_1	100 μH	100 μH	100 μH	100 μH
C_1	1 μF	1 μF	1 μF	1 μF
L_2	25 μH	25 μH	25 μH	25 μH
C_2	1,47 μF	1,47 μF	1,88 μF	2,41 μF
V_I	$5,17 \cdot 10^4$	$3,55 \cdot 10^4$	$4,98 \cdot 10^4$	$3,42 \cdot 10^4$
T_I	23,7 μs	17,25 μs	27,6 μs	25,6 μs
k_1	39,51 V/A	41,26 V/A	37,6 V/A	38,1 V/A
k_2	-4,16 V/A	-8,09 V/A		

Tabelle 3.6: Regler- und Filterparameter für das aktiv gedämpfte Ausgangsfilter.

aktive Dämpfung mit Butterworth und Bessel Charakteristik. Daraus ist eindeutig ersichtlich, dass beide Charakteristiken einen großen Arbeitsbereich mit konstanter Verstärkung aufweisen und die Harmonischen der Schaltfrequenz ausreichend unterdrückt werden.

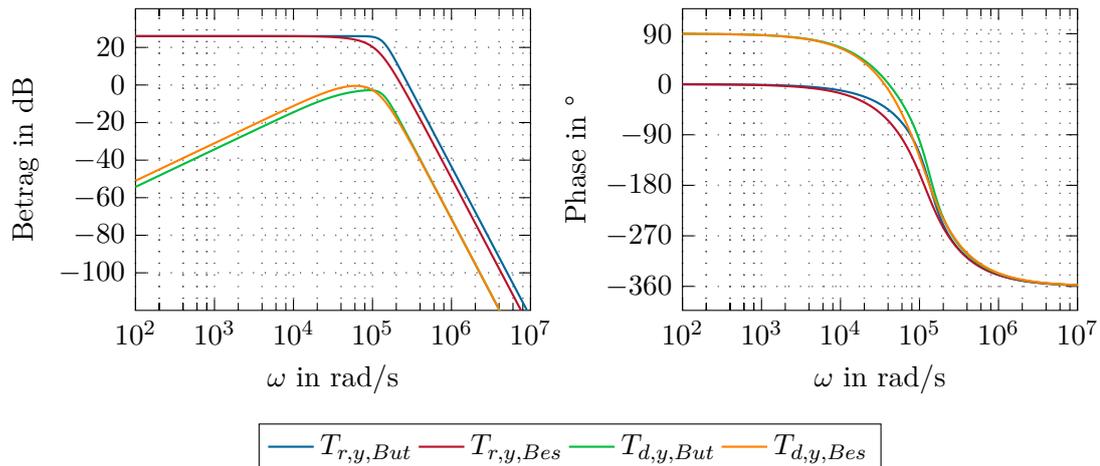


Abbildung 3.36: Führungs- und Störübertragungsfunktionen für zweifache aktive Dämpfung mit Butterworth und Bessel Charakteristik.

4 Simulationen

In diesem Kapitel werden zur Validierung der Filterauslegung aus Kapitel 3 numerische Simulationen beschrieben. Hierfür werden die Programme LTspice von Linear Technology und Matlab/Simulink mit den „Simscape Power Systems Block Libraries“ von MathWorks verwendet. Ziel dieses Kapitels ist die Überprüfung der ordnungsgemäßen Funktionsweise des Schaltverstärkers inklusive taktender Halbbrücke. Damit kann im Anschluss der Hardwareentwurf des Schaltverstärkers erfolgen, welcher in Kapitel 5 beschrieben wird.

4.1 Diverse Signalverläufe

In diesem Abschnitt wird das Betriebsverhalten des Schaltverstärkers bei diversen Sollsignalen überprüft. Die in diesem Abschnitt dargestellten Verläufe wurden mit Butterworth Charakteristik aufgenommen. Simulationen mit Bessel Charakteristik zeigen bis zur maximalen Betriebsfrequenz von 3 kHz keinen Unterschied im Regelverhalten. Dieses Verhalten deckt sich mit der Sollvorgabe laut Abbildung 3.36.

Abbildung 4.1 zeigt das Regelverhalten des Schaltverstärkers für Sinusverläufe. Bei einer Signalfrequenz von 300 Hz folgt das Ausgangssignal der Sollwertvorgabe mit einer sehr geringen Phasenverschiebung, ohne dabei Verzerrungen aufzuweisen. Wird ein Sollverlauf mit 3 kHz vorgegeben, so weist der Ausgang aufgrund der definierten Filtercharakteristik eine merkliche Phasenverschiebung auf. Eine genaue Betrachtung der Spitzen des Sinussignals zeigt, dass diese bei der maximalen Betriebsfrequenz von 3 kHz leicht verbreitert sind und damit eine geringfügige Verzerrung des Ausgangssignals vorhanden ist.

Zur weiteren Analyse ist in Abbildung 4.2 der Betrieb für Dreieckssignale veranschaulicht. Bei einer Frequenz von 300 Hz folgt der Ausgang wieder dem Sollverlauf mit einer sehr kleinen Phasenverschiebung. Bis auf eine kaum wahrnehmbare Signalverzerrung nach dem Steigungswechsel in den Spitzen sind die Soll- und Istverläufe ident. Bei 3 kHz weist der Ausgang wie bei der Sinusspannung eine Phasenverschiebung auf. Außerdem hat das Ausgangssignal nun deutlich abgerundete Spitzen, da ein Dreieckssignal neben der Grundschiwingung unendlich viele ungeradzahlige Harmonische hat. Diese werden jedoch aufgrund der Filtercharakteristik gedämpft, woraus die Abrundung der Spitze resultiert.

Neben der Analyse der Ausgangssignale wird auch das zeitliche Verhalten der Filterstufen untersucht. Abbildung 4.3 zeigt den Stromverlauf in den Filterdrosseln L_1 und L_2 , Abbildung 4.4 die Spannung und Abbildung 4.5 die Ströme in den Filterkondensatoren

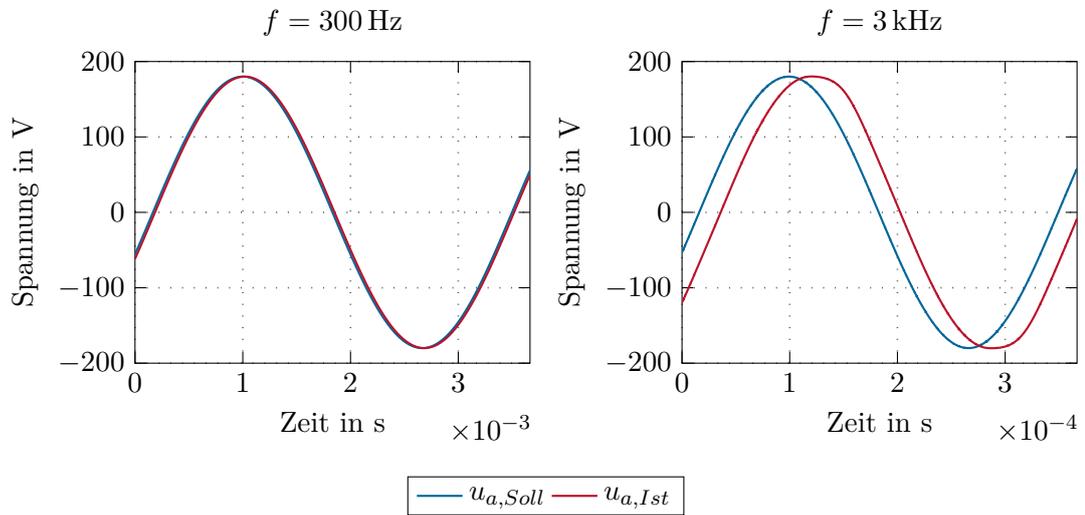


Abbildung 4.1: Vergleich Soll- Ist-Signalverlauf für Sinusspannungen mit 300 Hz und 3 kHz.

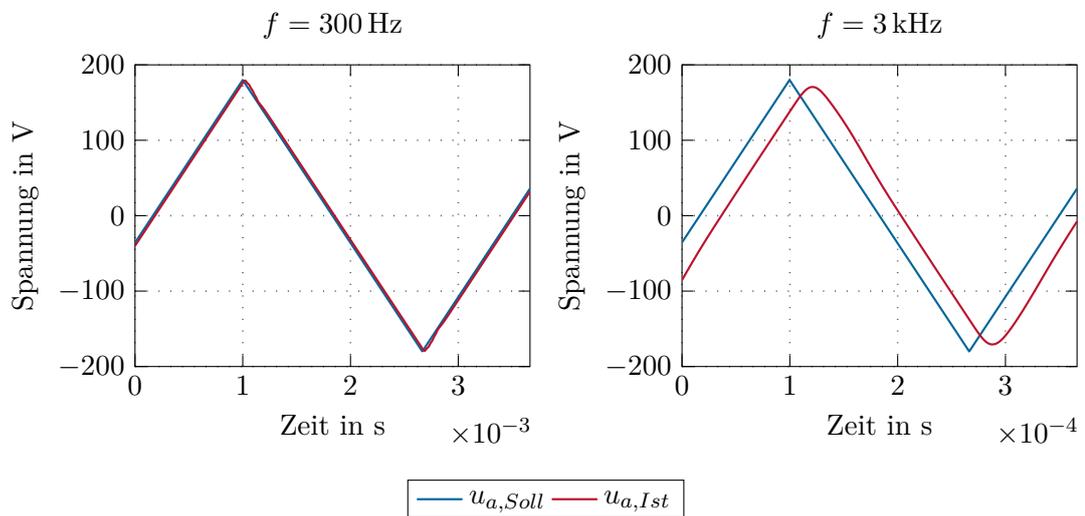


Abbildung 4.2: Vergleich Soll- Ist-Signalverlauf für Dreieckspannungen mit 300 Hz und 3 kHz.

C_1 und C_2 . Wie aus den Abbildungen ersichtlich, übernimmt die erste Filterstufe den größten Anteil der Glättung des Halbbrückenausgangs. Die Spannung am Kondensator C_1 folgt bis auf eine kleine Welligkeit dem Sollverlauf. Diese höherfrequenten Oberschwingungen werden im Anschluss durch die zweite Filterstufe noch stärker abgeschwächt, um die geforderte EMV-Norm einzuhalten. Weiters zeigen die Stromverläufe, dass der Ripplestrom in der Filterdrossel L_1 fast vollständig vom Kondensator C_1 aufgenommen wird. Die Simulation wurde im Leerlauf bei der maximalen Betriebsfrequenz von 3 kHz und halber Aussteuerung durchgeführt. Dabei ist die starke Belastung der Halbbrücke aufgrund der Blindströme in den Filterkondensatoren zu sehen. Soll der Schaltverstärker dauerhaft in diesem Frequenzbereich betrieben werden, so muss man darauf achten, dass eine zusätzliche Belastung am Ausgang nicht zu einer Überlastung der Halbbrücke führt.

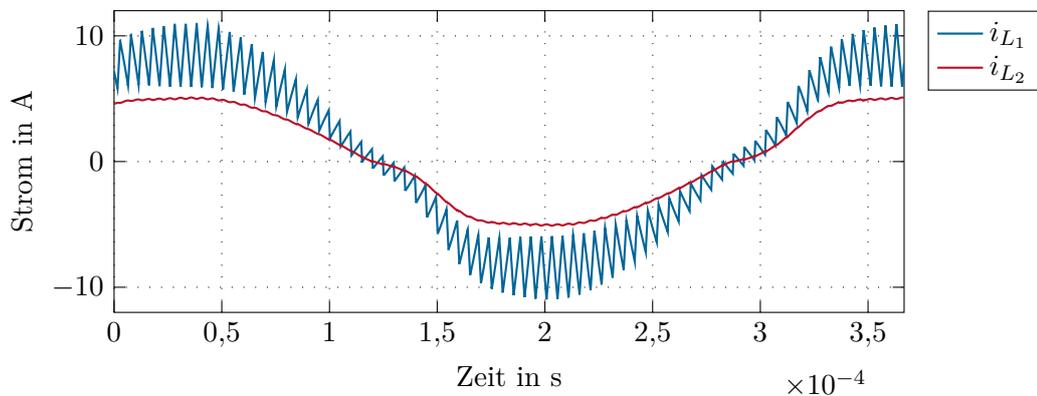


Abbildung 4.3: Stromverlauf in den Filterdrosseln für eine Sinusspannung von 3 kHz.

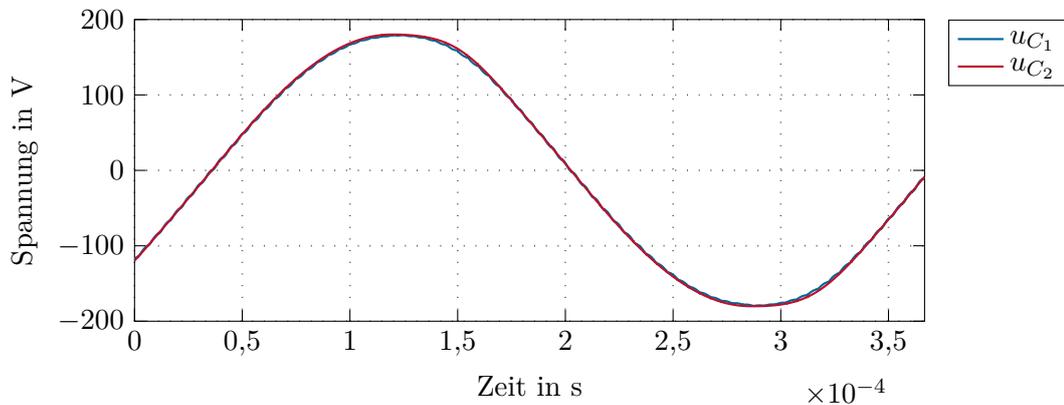


Abbildung 4.4: Spannungsverlauf an den Filterkondensatoren für eine Sinusspannung von 3 kHz.

Abbildung 4.6 zeigt den Schaltverstärker mit einer Sinusspannung bei maximaler Aussteuerung. Diese führt an den Spitzen des Sinus zu einer deutlichen Verzerrung des Ausgangssignals. Damit der Schaltverstärker das Sollsinal ohne Verfälschung verstärkt, ist es notwendig, eine Regelreserve vorzuhalten.

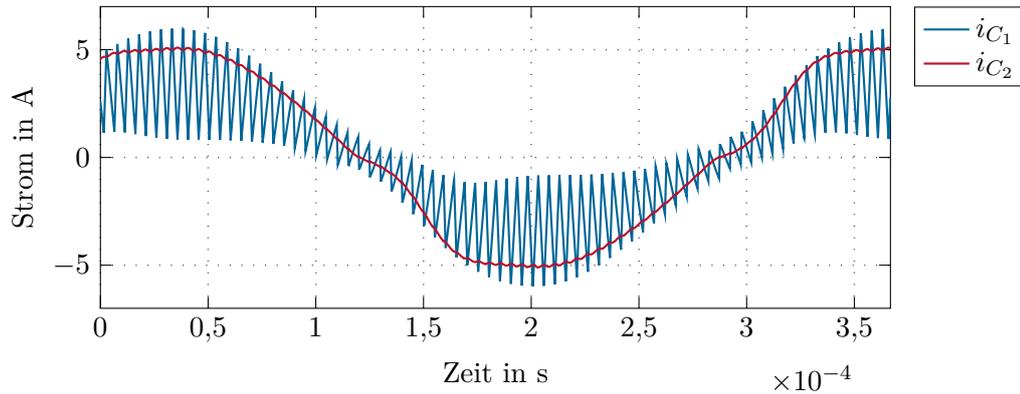


Abbildung 4.5: Stromverlauf in den Filterkondensatoren für eine Sinusspannung von 3 kHz.

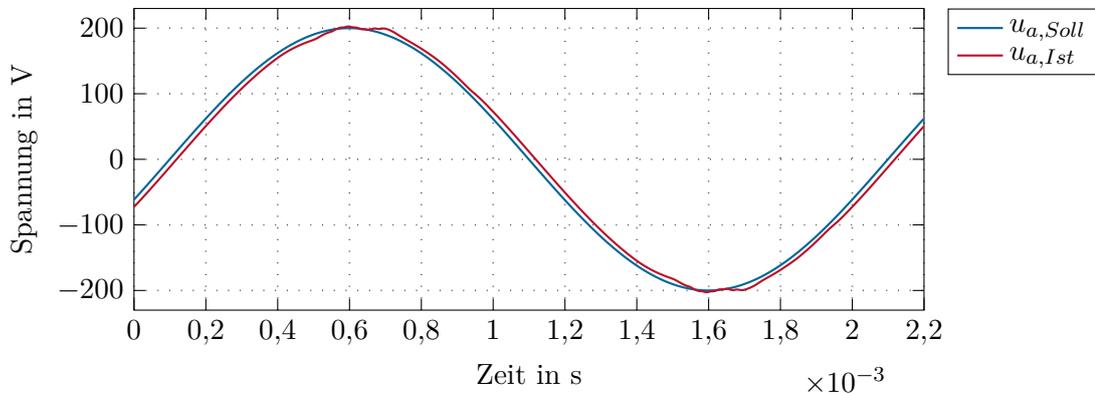


Abbildung 4.6: Verzerrung der Ausgangsspannung bei maximaler Aussteuerung des Schaltverstärkers.

4.2 Sprungantworten

Zur weiteren Überprüfung des Schaltverstärkers werden die Sprungantworten der taktenden Halbbrücke mit der idealen Sprungantwort verglichen. Für diese Untersuchung werden Totzeiten (Verriegelungszeiten) von 10 ns, 100 ns und 200 ns zwischen den Schaltvorgängen der Halbbrückentransistoren betrachtet. Als Sollgröße wird ein Sprung von 0 V auf 100 V verwendet. Die Vorgabe auf die halbe maximale Ausgangsspannung lässt dem Regler ausreichend Regelreserve. Damit wird das Regelverhalten ausschließlich von der Totzeit und nicht von einer etwaigen Stellgrößenbeschränkung beeinflusst.

Abbildung 4.7 stellt die Sprungantworten des Schaltverstärkers mit Butterworth Charakteristik dar. Die Eigenschaften dieses Filters wurden bereits im Abschnitt 3.5.2 erläutert. Aus Abbildung 4.7 geht hervor, dass die Sprungantwort mit getakteter Halbbrücke für eine kleine Totzeit von 10 ns nahezu ident mit dem idealen Verlauf ist. Mit steigender Totzeit nimmt die Höhe des ersten Überschwingens ab. Dafür ist das folgende Überschwingen

stärker ausgeprägt und nimmt für eine Totzeit von 200 ns den Wert der ersten Überhöhung für ideales Sprungverhalten an. Obwohl sich die Verläufe für unterschiedliche Totzeiten stark unterscheiden, ist die Abklingzeit des Schwingverhaltens nahezu gleich wie die der idealen Sprungantwort.

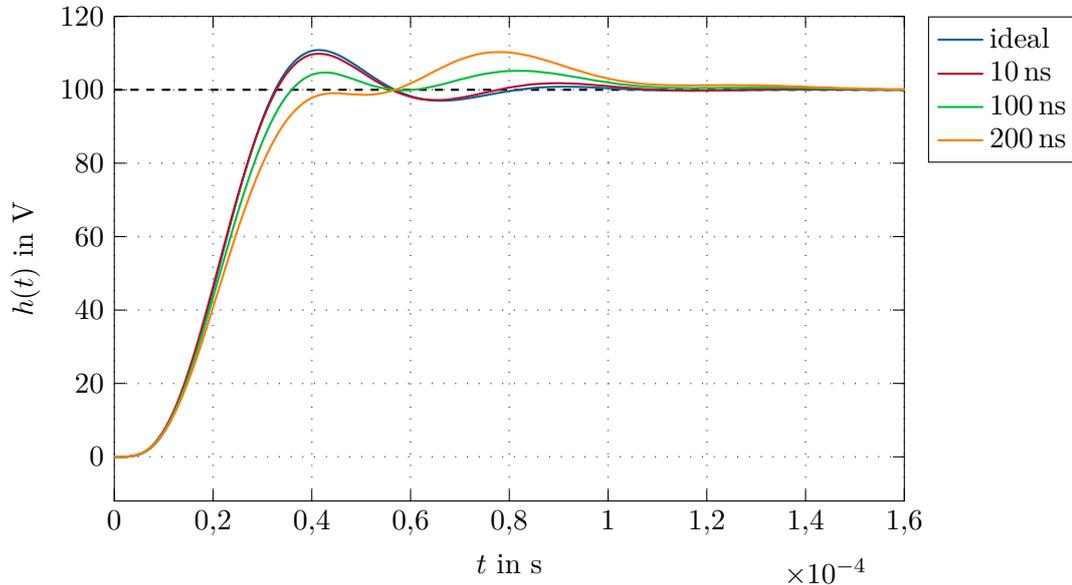


Abbildung 4.7: Sprungantwort mit Butterworth Charakteristik in Abhängigkeit von der Totzeit.

Für den Schaltverstärker im Betriebsmodus Bessel Charakteristik sind in Abbildung 4.8 die Sprungantworten in Abhängigkeit von der Totzeit dargestellt. Bei der Erklärung des Besselfilters in Abschnitt 3.5.3 wurde festgehalten, dass sich dieses Filter durch eine Sprungantwort mit sehr kleinem Überschwingen auszeichnet. Auch mit dieser Filtercharakteristik ist die Sprungantwort für die taktende Halbbrücke mit einer Totzeit von 10 ns nahezu ident mit dem idealen Verlauf. Mit steigender Totzeit nimmt bei der Bessel Charakteristik das Überschwingen deutlich zu. Des Weiteren verlängert sich auch die Abklingzeit dieses Überschwingens.

4.3 Parameterschwankungen und Lastverhalten

Da in der Praxis Bauteile nur mit einer definierten Genauigkeit gefertigt werden können und damit immer Abweichungen vom Nennwert auftreten, ist eine weitere Aufgabe der Simulation die Untersuchung von Parameterschwankungen auf das Regelverhalten. Trotz dieser Abweichungen soll der Schaltverstärker die gewünschte Charakteristik aufweisen.

Die durchgeführten Untersuchungen zeigen, dass Werte der ersten Filterstufe, insbesondere die Induktivität von L_1 , die größten Auswirkungen auf das Verhalten des

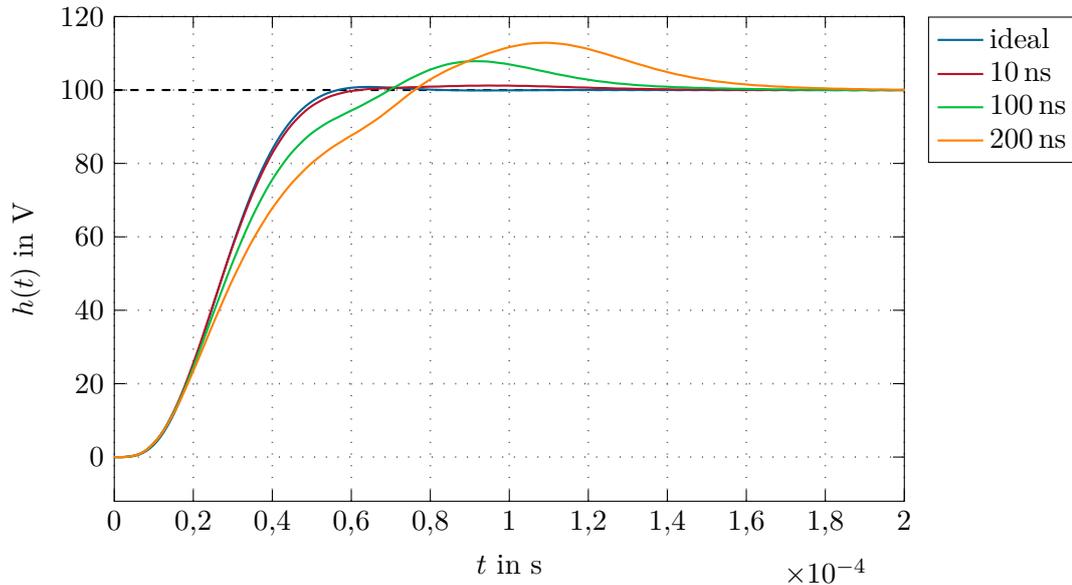


Abbildung 4.8: Sprungantwort mit Bessel Charakteristik in Abhängigkeit von der Totzeit.

Schaltverstärkers haben. Hat L_1 eine Induktivität größer oder gleich dem Nennwert, kann die Kapazität von C_1 ohne einer sichtbaren Änderung des Ausgangssignals um $\pm 10\%$ variieren. Die Induktivität L_1 bestimmt den Stromrippel im Schaltverstärker. Ist L_1 kleiner als der Nennwert, nimmt der Stromrippel zu. Wenn dieser zu groß ist, überlagert sich am Ausgang eine höherfrequente Schwingung. Der Kondensator C_1 kann diesen erhöhten Stromrippel zu einem gewissen Grad kompensieren. Weist die Kapazität von C_1 jedoch einen kleineren Nennwert auf, wirkt sich der erhöhte Stromrippel schneller am Ausgang aus. Daher sollte die Induktivität von L_1 nicht kleiner als 95 % des Nennwerts sein.

Die zweite Filterstufe, bestehend aus der Drossel L_2 und dem Kondensator C_2 , ist wesentlich unsensibler auf Parameterschwankungen als die erste Filterstufe. Variationen von L_2 und C_2 von $\pm 30\%$ haben keine Auswirkungen auf das Ausgangssignal. Dies kann damit erklärt werden, dass die erste Filterstufe den Großteil der Glättung des Halbbrückenausgangs übernimmt und damit sensibler auf Parameterschwankungen reagiert. Die zweite Filterstufe dient zur weiteren Glättung der Schaltfrequenz, womit sich Parameterschwankungen weniger stark auswirken.

Neben der Untersuchung von Parameterschwankungen wurde auch das Verhalten des Schaltverstärkers mit verschiedenen Lasten analysiert. Dies ist vor allem deshalb interessant, weil der Entwurf des Schaltverstärkers für den Leerlauf vorgenommen wurde. Damit fungiert eine Last als Störung, welche vom Regler kompensiert werden muss. Wird der Ausgang mit einer großen Impedanz belastet, so ist der Bedarf des Nachregelns sehr klein und das Ausgangssignal weist keinerlei Veränderung auf. Mit sinkender Lastimpedanz kommt es aufgrund vom Lücken der Halbbrücke zu einer Signaldeformierung. Dieser Vorgang wird im nachfolgenden Abschnitt näher erläutert. Wird der Ausgang mit

einer kapazitiven Last beaufschlagt, so entspricht dies im Grunde einer Veränderung der Filterkapazität C_2 . Die Lastkapazität kann dabei den Wert von C_2 annehmen, was einer Parameterschwankung von 100 % entspricht, ohne eine Veränderung des Ausgangssignals zu bewirken.

Zusammenfassend zeigen die Simulationen, dass der Regler sowohl Parameterschwankungen als auch diverse Störungen durch die angeschlossenen Lasten in einem großen Arbeitsbereich kompensieren kann.

4.4 Lücken

Im vorherigen Abschnitt wurde bereits erwähnt, dass kleine Lastimpedanzen zu einer Abweichung des Ausgangssignals vom Sollverlauf führen. Abbildung 4.9 zeigt einen solchen Verlauf. Dabei weist das Ausgangssignal an einigen Stellen „Dellen“ im Signalverlauf auf. Abgesehen von diesen punktuellen Abweichungen folgt der Ausgang dem Sollsignal mit der entworfenen Charakteristik. Eine genaue Analyse dieser Störung zeigt, dass diese durch das Lücken der Halbbrücke ausgelöst wird. Zur Veranschaulichung dieses Vorgangs sind in Abbildung 4.10 die Spannung am Ausgang der Halbbrücke sowie deren Ausgangsstrom (Strom durch Filterdrossel L_1) dargestellt. Anfangs leitet der Low-Side Transistor, wodurch der Strom i_{L_1} linear abnimmt. Zum Ausschaltzeitpunkt des Transistors hat der Strom einen kleinen, negativen Wert angenommen. Nachdem der Low-Side Transistor blockiert, kommutiert der Strom auf die Freilaufdiode des High-Side Transistors und der Strom steigt wieder. Erreicht dieser den Wert 0 A bevor der High-Side Transistor eingeschaltet ist, so blockieren beide Transistoren und deren Freilaufdioden, wobei der Ausgang der Halbbrücke den Wert der Kondensatorspannung u_{C_1} annimmt. In dieser Zeit erfolgt keine Energieübertragung vom Zwischenkreis zum Ausgang. Ist die Verriegelungszeit abgelaufen, wird der High-Side Transistor eingeschaltet und der Halbbrückenausgang hat wieder die positive Zwischenkreisspannung. In weiterer Folge steigt der Strom in L_1 wieder an. Durch das kurzzeitige vollständige Sperren der Halbbrücke liegen die vom Regler geforderten Spannungszeitflächen nicht am Filter an und die Ausgangsspannung weicht vom Sollverlauf ab. Dieser Regelfehler wird vom Integralanteil des Reglers solange aufsummiert bis dessen Stellgröße groß genug ist um ein Lücken zu verhindern und damit diese unerwünschte Betriebsphase zu überwinden. Die Zeitspanne der Integratorkorrektur bestimmt somit die Länge der Signalverformung. Der soeben beschriebene und in Abbildung 4.10 dargestellte zeitliche Ablauf tritt auch beim Übergang vom High-Side zum Low-Side Transistor auf. Der Effekt des Lückens entsteht nur dann, wenn die Lastimpedanz klein genug ist damit der Ausgangsstrom den halben Ripplestrom annimmt. In diesem Fall ist der Halbbrückenstrom als Überlagerung von Ripple- und Ausgangsstrom beim Schaltzeitpunkt nur knapp ungleich 0 A. Infolgedessen entsteht das beschriebene Lücken. Dieses ist von Größe der Totzeit abhängig. Wird eine lange Verzögerung zwischen den Schaltvorgängen der beiden Transistoren gewählt, ist die Zeitspanne, in welcher der Ausgangsstrom auf 0 A absinken kann, größer und daher das Lücken stärker ausgeprägt. Zur Reduktion des Lückens ist eine möglichst kleine Totzeit erforderlich. Damit die beiden Transistoren nicht

gleichzeitig leiten, darf diese jedoch nicht zu kurz gewählt werden.

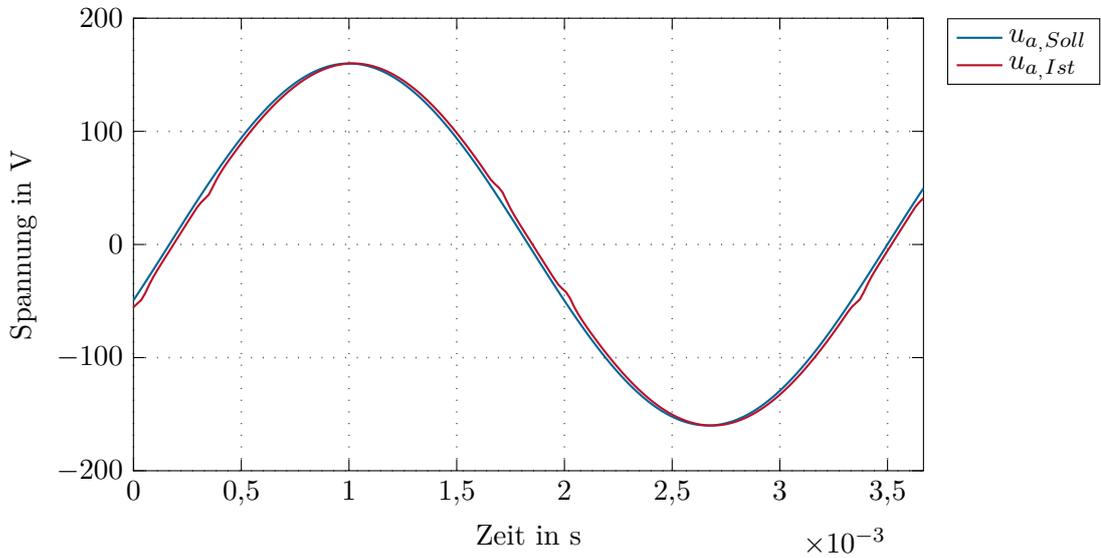


Abbildung 4.9: Abweichung des Ausgangssignals vom Sollverlauf bei kleiner Lastimpedanz $R = 20 \Omega$.

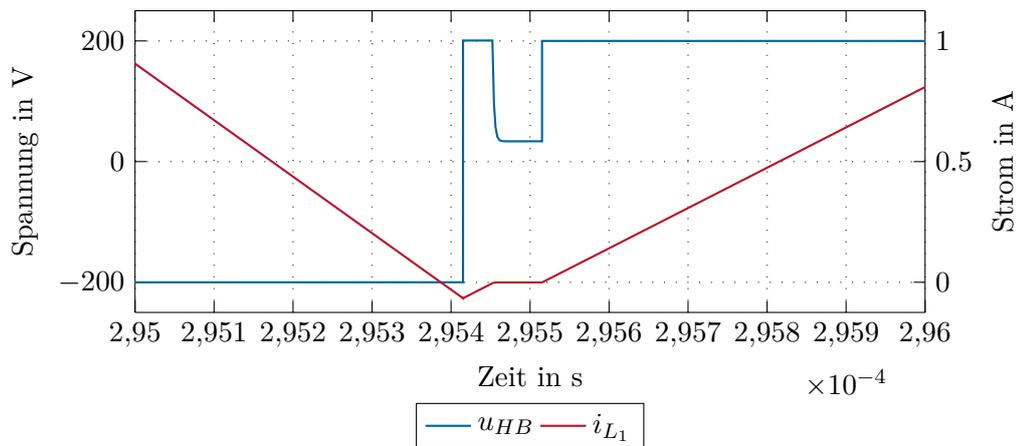


Abbildung 4.10: Lücken der Halbbrücke.

In diesem Kapitel wurde das ordnungsgemäße Verhalten des Schaltverstärkers laut entworfener Charakteristik aus Kapitel 3 anhand von Simulationen bestätigt. In weiterer Folge kann im nächsten Kapitel die Umsetzung in eine konkrete Schaltung erfolgen.

5 Hardwareentwurf

In diesem Kapitel ist die physikalische Umsetzung des in Kapitel 3 entworfenen Schaltverstärkers beschrieben. Hierbei erfolgt eine Unterteilung in den Leistungsteil, welcher die Komponenten zur Energieübertragung umfasst, und den Regelungsteil, der die Messschaltungen und die Ansteuersignalgenerierung betrifft. Bei der Erklärung der einzelnen Komponenten wird jeweils eine dafür notwendige Minimalbeschaltung dargestellt. Der vollständige Schaltplan des Schaltverstärkers befindet sich im Anhang A.

5.1 Leistungsteil

Der Leistungsteil umfasst all jene Funktionseinheiten, welche an der Zwischenkreisspannung liegen und am Energietransfer von der externen Speisung zur angeschlossenen Last beteiligt sind. Dazu gehören der Zwischenkreis, die Halbbrücke inklusive Ansteuerung und Kühlung, sowie die Filterelemente. In diesem Abschnitt wird erläutert, worauf bei der physikalischen Umsetzung all dieser Komponenten zu achten ist.

5.1.1 Halbbrücke und Bypass-Kondensatoren

Die Halbbrücke bildet als Bindeglied zwischen der konstanten Zwischenkreisspannung und der variablen Ausgangsspannung das zentrale Element des Leistungsteils. Sie besteht aus zwei GaN-HEMTs vom Typ TPH3206PS der Firma Transphorm. Diese Leistungstransistoren beinhalten eine Kaskodenschaltung bestehend aus einem selbstleitenden GaN-HEMT und einem selbstsperrenden Si-MOSFET in einem TO-220 Package. Eine detaillierte Beschreibung des Aufbaus erfolgt in Abschnitt 2.2.2. Dieser GaN-HEMT zeichnet sich durch einen geringen Leitwiderstand von $0,15\ \Omega$ und einer kleinen Reverse-Recovery-Ladung von $54\ \text{nC}$ aus. Dank seiner guten Leiteigenschaften in der Rückwärtsrichtung, dargestellt in Abbildung 2.7, ist der Einsatz von zusätzlichen Inversdioden nicht notwendig. In Tabelle 5.1 sind die wichtigsten Parameter des GaN-HEMTs aufgelistet. Eine ausführliche Charakterisierung des Transistors ist im Datenblatt [15] zu finden. Ein weiterer Vorteil dieser GaN-HEMTs liegt in der einfachen Gateansteuerung, welche mit einem Standardtreiber für Si-MOSFETs erfolgen kann. Eine detaillierte Beschreibung der Ansteuerschaltung erfolgt in Abschnitt 5.1.2.

Abbildung 5.1 zeigt eine schematische Darstellung der Halbbrücke inklusive Zwischen-

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
$U_{ds,Br}$	Drain-Source Durchbruchspannung	600	V
$I_{ds,25^\circ\text{C}}$	kontinuierlicher Drain-Source Strom @ 25 °C	17	A
$I_{ds,100^\circ\text{C}}$	kontinuierlicher Drain-Source Strom @ 100 °C	12	A
$U_{gs,max}$	maximale Gate-Source Spannung	± 18	V
$U_{gs,th}$	Gate-Source Schwellspannung	2,1	V
$R_{ds,on,25^\circ\text{C}}$	Drain-Source Leitwiderstand @ 25 °C	0,15	Ω
$R_{ds,on,175^\circ\text{C}}$	Drain-Source Leitwiderstand @ 175 °C	0,34	Ω
U_{sd}	Spannung in Rückwärtsrichtung	2,2	V
$I_{sd,max}$	maximaler Strom in Rückwärtsrichtung	12	A
Q_{rr}	Reverse-Recovery-Ladung	54	nC
P_{tot}	maximale Verlustleistung	96	W
T_J	Arbeitsbereich der Sperrschichttemperatur	-55 bis +175	°C
T_C	Arbeitsbereich der Gehäusetemperatur	-55 bis +150	°C
$R_{th,JC}$	Wärmeleitwiderstand von der Sperrschicht zum Gehäuse	1,55	K/W
$R_{th,JA}$	Wärmeleitwiderstand von der Sperrschicht zur Umgebung	62	K/W

Tabelle 5.1: Charakteristische Parameter des GaN-HEMT TPH3206PS. [15]

kreis. Damit der Schaltverstärker sowohl positive als auch negative Spannungen ausgeben kann, wird der Zwischenkreis von einer externen DC-Spannungsquelle mit ± 200 V versorgt. Dabei dient der Anschluss *POS* für die Speisung mit +200 V, *NEG* für -200 V und am Mittelpunktanschluss *MID* wird das Massepotential angelegt. Der Zwischenkreis besteht aus zwei Kondensatorgruppen C_{ZK} , welche jeweils zwischen *POS* und *MID* bzw. *MID* und *NEG* verschaltet sind. Eine detaillierte Beschreibung des Zwischenkreises erfolgt in Abschnitt 5.1.4. Weiters ist in Abbildung 5.1 ersichtlich, dass ein Transistor zwischen der positiven Zwischenkreisspannung und dem Halbbrückenausgang *OUT* und der zweite zwischen der negativen Zwischenkreisspannung und dem Ausgang verschaltet ist. Ersterer wird in weiterer Folge als High-Side (HS) und letzterer als Low-Side (LS) Transistor bezeichnet.

Moderne Leistungshalbleiter ermöglichen das Schalten mit steilen Stromflanken. Damit im Zuge dieser schnellen Stromänderungen ein möglichst kleines Schaltüberschwingen der Spannung auftritt, ist eine induktionsarme Anbindung des Zwischenkreises an die Halbbrücke notwendig. In Abbildung 5.1 ist die parasitäre Zwischenkreisinduktivität $L_{\sigma,ZK}$ aufgrund der Zuleitungen zu den Transistoren schraffiert dargestellt. GaN-HEMTs sind wegen ihrer hohen Schaltgeschwindigkeit deutlich sensibler bezüglich $L_{\sigma,ZK}$. Daher ist es notwendig einen zusätzlichen Bypasskondensator so nahe wie möglich an der Halbbrücke zu positionieren. Dieser Kondensator stellt die Schaltenergie zur Verfügung und dient damit als Entkopplungselement zwischen Halbbrücke und Zwischenkreis. Der Bypasskondensator für den Schaltverstärker besteht aus drei parallel geschalteten Keramik Kondensatoren mit

jeweils 330 nF. [36, 37]

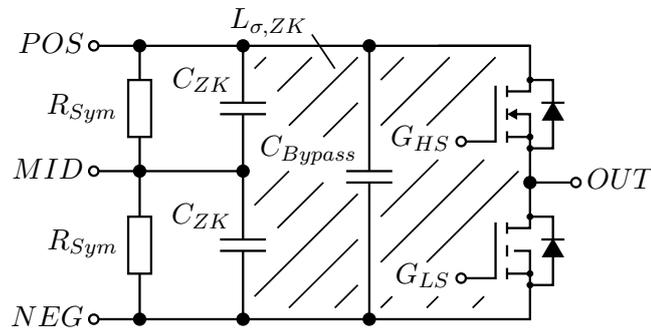


Abbildung 5.1: Schematische Darstellung der Halbbrücke inklusive Zwischenkreis.

5.1.2 Gatetreiber und Bootstrapping

Für ein verlustarmes Schalten der Transistoren ist ein schneller Übergang vom Leit- zum Sperrzustand und vice versa notwendig. Dafür müssen die parasitären Kapazitäten des Transistors möglichst schnell umgeladen werden. Jede Induktivität im Gateansteuerkreis wirkt einer schnellen Stromänderung entgegen. Das TO-220 Gehäuse des Transistors hat wegen seiner Lötpins unvermeidbare parasitäre Induktivitäten. Die einzige Möglichkeit das Gate konstruktiv induktionsarm anzusteuern besteht darin, die parasitäre Induktivität L_σ der Gateansteuerschleife möglichst zu reduzieren. Abbildung 5.2 zeigt ein ESB zur Gateansteuerung, wobei die parasitäre Induktivität L_σ schraffiert dargestellt ist. Weiters sind die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten des Transistors abgebildet. Zur Reduktion von L_σ ist es notwendig, den Gatetreiber so nahe wie möglich am Transistor zu positionieren und dadurch kurze Leitungen zu erhalten. Außerdem sollen diese für den Erhalt einer kleinen Leiterschleife möglichst eng geführt werden. Weiters ist aus Abbildung 5.2 ersichtlich, dass L_σ mit C_{GS} einen Schwingkreis bildet. Ein kleines L_σ führt dabei zu einem kleinen und schnell abklingenden Schwingen der Gate-Source Spannung. [5, 37]

Abbildung 5.2 zeigt die Verwendung von zwei Gate-Widerständen. Beim Einschalten sperrt die Diode wodurch der Gate-Strom und damit die Einschaltgeschwindigkeit des Transistors nur durch den Widerstand $R_{G,on}$ bestimmt wird. Beim Ausschalten kann wegen der leitenden Diode der Gate-Strom über die Parallelschaltung von $R_{G,on}$ und $R_{G,off}$ kontrolliert werden. Der niedrige Gate-Widerstand verhindert auch ein unbeabsichtigtes Einschalten des Transistors wegen einer schnellen Spannungsänderung an den Transistoranschlüssen. Wird beispielsweise bei sperrendem Low-Side Transistor der High-Side Transistor eingeschaltet, tritt am Drain des LS-Transistors eine schnelle Spannungsänderung auf. Diese ruft einen Stromfluss durch die Kapazität C_{GD} hervor. Damit der LS-Transistor zu diesem Zeitpunkt nicht unbeabsichtigt einschaltet und damit ein Kurzschluss des Zwischenkreises erzeugt wird, darf der Spannungsabfall über R_G aufgrund von I_{GD} nicht größer als U_{th} sein. [5, 37]

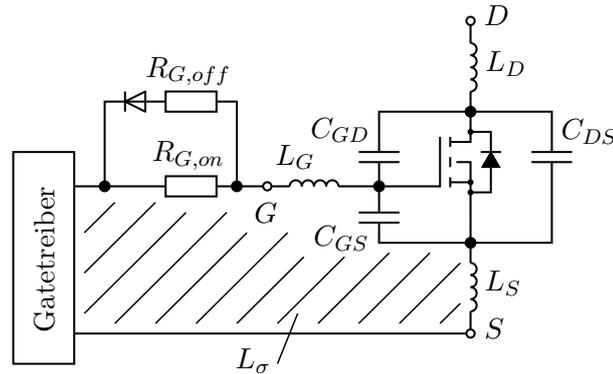


Abbildung 5.2: Gateansteuerung mit parasitärer Induktivität.

Der Gatetreiber Si82398AD-IS der Firma Silicon Labs ist das zentrale Bauteil der Gateansteuerung. In diesem Treiberbaustein sind zwei isolierte Treiberstufen enthalten, welche durch ein gemeinsames Ansteuersignal angesteuert werden. Wegen der variablen Vorgabe der Verriegelungszeit zwischen den Treiberstufen und einer Isolation der getrennten Ausgänge von 5 kV_{RMS} ist dieser Gatetreiber ideal für die Ansteuerung einer Halbbrücke. Weiters ermöglicht die Ausführung als SMD-Gehäuse, den Gatetreiber nahe an die Transistoren zu positionieren. Abbildung 5.3 zeigt die Beschaltung des Gatetreibers zur Ansteuerung der Halbbrücke. [38]

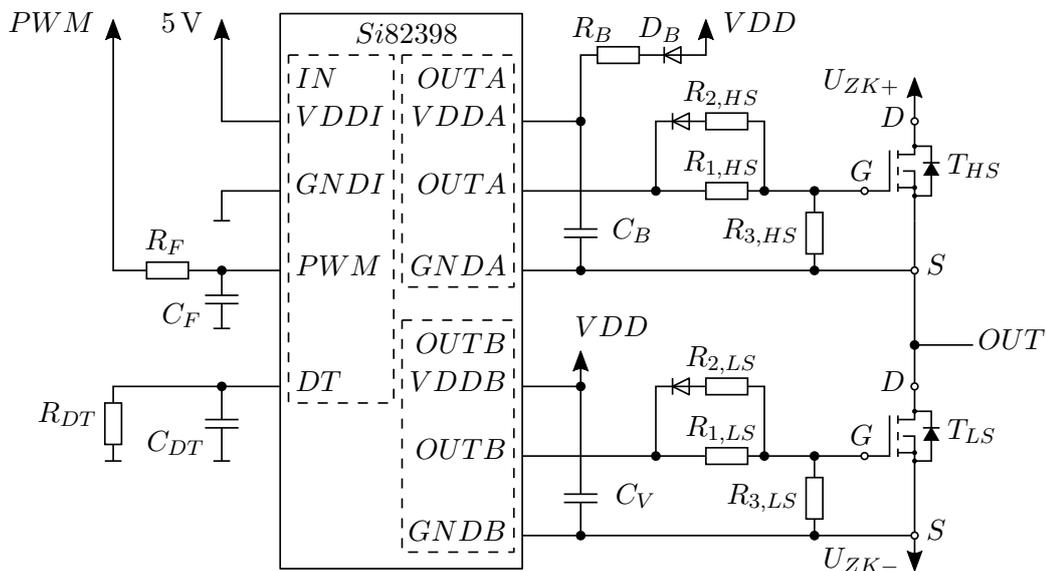


Abbildung 5.3: Beschaltung des Gatetreibers Si82398 inklusive Bootstrapping.

Die Eingangsseite des Gatetreibers benötigt zwischen den Pins $VDDI$ und $GNDI$ eine Versorgungsspannung von 5 V . Über den Pin PWM wird das Ausgangssignal des Reglers an den Gatetreiber übergeben. Der PWM-Eingang erwartet Signale mit TTL-Pegeln, wobei ein Signal $> 2,0\text{ V}$ den Ausgang $OUTA$ und ein Signal $< 0,8\text{ V}$ den Ausgang $OUTB$

aktiviert. Daher wird als Ansteuersignal ein PWM-Signal mit 5 V und 0 V verwendet, welches wahlweise vom Regler oder einer externen Quelle erzeugt wird. Die taktende Halbbrücke erzeugt aufgrund ihrer steilen Signalfanken hochfrequente Störungen. Damit diese nicht das Ansteuersignal des Gatetreibers beeinflussen und in weiterer Folge ein fehlerhaftes Schalten erzeugen, wird der PWM-Eingang mit einem Tiefpassfilter 1. Ordnung beschalten. Dessen Realisierung erfolgt in Form eines RC-Glieds mit den Parametern $R_F = 100 \Omega$ und $C_F = 100 \text{ pF}$. Mit Hilfe der nachstehenden Formel errechnet sich die Filtergrenzfrequenz zu 15,9 MHz. [38]

$$\tau = R_F C_F = 100 \Omega \cdot 100 \text{ pF} = 10 \text{ ns} \quad (5.1)$$

$$f_g = \frac{1}{2 \pi \tau} = \frac{1}{2 \pi \cdot 10 \text{ ns}} = 15,9 \text{ MHz} \quad (5.2)$$

Beim Betrieb einer Halbbrücke dürfen der High- und der Low-Side Transistor niemals gleichzeitig leiten, da diese ansonsten den Zwischenkreis kurzschließen. Es ist daher notwendig zwischen dem Ausschalten des einen und dem Einschalten des komplementären Transistors eine Totzeit einzuführen. Diese Funktion ist im Gatetreiber-IC inkludiert und muss nicht selbst implementiert werden. Zur Konfiguration der Totzeit (Dead Time) muss der Eingang DT passend beschalten werden. Der Kondensator C_{DT} wird vom Datenblatt [38] mit 100 pF fest vorgegeben. Durch Variieren des Widerstands R_{DT} zwischen 6 k Ω und 100 k Ω kann die Totzeit im Intervall 15 ns bis 200 ns eingestellt werden. Zum exakten Einstellen wird dazu im Datenblatt folgende Formel angegeben: [38]

$$DT(\text{ns}) = 1,97 \cdot R_{DT}(\text{k}\Omega) + 2,75 . \quad (5.3)$$

Für den Schaltverstärker wird der Widerstand R_{DT} mit 56 k Ω und einer daraus resultierenden Totzeit von 113 ns verwendet.

Aus dem Datenblatt [15] des GaN-HEMTs kann entnommen werden, dass dieser bei einer Gate-Source Spannung von 7 V vollständig durchschaltet. Aus Abbildung 5.3 ist ersichtlich, dass der Source-Anschluss des Low-Side Transistor T_{LS} an der negativen Zwischenkreisspannung U_{ZK-} von -200 V liegt. Damit die Treiberstufe $OUTB$ des Gatetreibers den Transistor T_{LS} schalten kann, muss diesem die dafür notwendige Spannung V_{DD} zur Verfügung gestellt werden. Dafür wird mit einem isolierenden DC/DC-Wandler (Typ: TMA1512S [39]) aus der 15 V Versorgung des Reglers eine potentialgetrennte Spannung von 12 V erzeugt. Im Anschluss wird diese von einem Linearregler (Typ: LM317MDCY [40]) auf die benötigten 7 V stabilisiert. Die Versorgung der Treiberstufe $OUTA$ kann über einen separaten DC/DC-Wandler mit Spannungsstabilisierung erfolgen. Eine genaue Betrachtung der Schaltung in Abbildung 5.3 zeigt, dass das Potential von $GNDA$ mit dem Schalten der Halbbrücke zwischen U_{ZK+} und U_{ZK-} wechselt. Es ist daher möglich mithilfe eines Bootstrap-Verfahrens den High-Side Treiber mit der Low-Side Spannungsversorgung zu betreiben. Leitet der Transistor T_{LS} , wird der Bootstrap-Kondensator C_B über die Diode D_B und den Ladewiderstand R_B auf V_{DD} aufgeladen. Leitet T_{HS} , sperrt die Diode und das Potential an $GNDA$ steigt zusammen mit dem Source-Potential von T_{HS} . Der Kondensator C_B übernimmt nun die Energieversorgung der Treiberstufe $OUTA$. Die

Kapazität von C_B muss so gewählt werden, dass der Schaltstrom für den Transistor T_{HS} und die Versorgung für die Treiberstufe $OUTA$ bereitgestellt werden kann. [5, 37, 38, 41]

Die Versorgung des Reglers und des Zwischenkreises erfolgt über zwei getrennte Netzteile, wobei der Gatetreiber am Spannungskreis des Reglers angeschlossen ist. Wird der Regler nicht versorgt, kann das Schaltverhalten der Transistoren nicht über den Gatetreiber kontrolliert werden. Damit im Fall einer vorhandenen Zwischenkreisspannung kein Transistor durch elektrostatische Aufladungen zum Leiten anfängt, ist jeweils zwischen Gate und Source ein Widerstand mit $10\text{ k}\Omega$ geschaltet. Dieser ist in Abbildung 5.3 als $R_{3,HS}$ bzw. $R_{3,LS}$ bezeichnet.

5.1.3 Auslegung der Filterdrosseln

Die Ausgangsspannung von taktenden Halbbrücken hat einen rechteckigen Verlauf. In vielen Fällen soll durch Verändern des Taktverhältnisses die mittlere Spannung am Ausgang vorgegeben werden. Diese wird oftmals durch ein LC-Filter geglättet. Für die Dimensionierung der Filterdrossel wird der maximal zulässige Stromrippel vorgegeben. Aus der Stromrippelamplitude und dem Spannungsverlauf an der Spule kann die erforderliche Induktivität errechnet werden. In Kapitel 3 wurde erläutert, dass die Spannung am Filterkondensator C_1 nahezu rippelfrei gleich dem Mittelwert der Halbbrückenspannung ist. Für die Auslegung der Filterinduktivität kann diese Spannung daher als konstant angenommen werden. Daraus lässt sich errechnen, dass die Welligkeit des Stroms bei einem Tastverhältnis $\delta = 0,5$ den größten Wert annimmt. Mit der Vorgabe des maximalen Stromrippels $\Delta I_L = 5\text{ A}$, einer Zwischenkreisspannung $U_{ZK} = 200\text{ V}$ und einer Taktfrequenz $f = 200\text{ kHz}$ ergibt dies laut Gleichung (5.4) eine Induktivität $L_1 = 100\text{ }\mu\text{H}$.

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \sim U_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Rightarrow L = \frac{U_L \delta T}{\Delta I_L} = \frac{200\text{ V} \cdot 0,5 \cdot 5\text{ }\mu\text{s}}{5\text{ A}} = 100\text{ }\mu\text{H} \quad (5.4)$$

Beim Dimensionieren der Filterinduktivität muss sichergestellt werden, dass das Material des Spulenkerns im linearen Arbeitsbereich bleibt. Je näher der Flussdichteverlauf an der Sättigung des Materials liegt, desto größer werden die Magnetisierungsverluste. Außerdem verändert sich die Permeabilität μ_r und damit die Induktivität der Filterdrossel. Abbildung 5.4 zeigt den Flussdichteverlauf in der Filterinduktivität. Dieser setzt sich aus zwei Komponenten zusammen. Die erste Komponente ist die vom Strommittelwert $I_{L,AVG}$ erzeugte mittlere Flussdichte B_{AVG} . Diese kann aus dem Durchflutungssatz (5.5) und der Materialgleichung (5.6) über die Gleichung (5.7) berechnet werden. In den Gleichungen (5.5) und (5.6) ist H die magnetische Feldstärke, l_{Fe} die mittlere Weglänge in der Spule, N die Windungszahl, I_L der Strom in der Spule, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}\text{ Vs}/(\text{A m})$ die

Permeabilität im leeren Raum und μ_r die relative Permeabilität des Kernmaterials.

$$H l_{Fe} = N I_L \quad (5.5)$$

$$B(t) = \mu H(t) = \mu_0 \mu_r H(t) \quad (5.6)$$

$$B_{AVG} = \mu_0 \mu_r \frac{N I_{L,AVG}}{l_{Fe}} \quad (5.7)$$

Die zweite Komponente ist eine vom Ripplestrom hervorgerufene wechselnde Flussdichte. Die Amplitude des Flussdichterippels kann aus dem Induktionsgesetz (5.8) anhand von Gleichung (5.9) bestimmt werden. Beim Induktionsgesetz (5.8) ist $\phi_V(t)$ der verkettete Fluss, $\phi(t)$ der Spulenfluss und $B(t)$ die Flussdichte im Körper der Spule.

$$u(t) = \frac{d\phi_V(t)}{dt} = N \frac{d\phi(t)}{dt} = N A \frac{dB(t)}{dt} \quad (5.8)$$

$$\Delta B = \frac{U_L \Delta t}{N A} \quad (5.9)$$

Mit den Gleichungen (5.7) und (5.9) für B_{AVG} und ΔB lässt sich die maximale Flussdichte B_{Max} berechnen. Diese darf bei einer kurzfristigen Überlastung mit dem dreifachen Nennstrom die Sättigung B_{Sat} nicht übersteigen. Damit ergibt sich folgende Bedingung:

$$B_{Sat} > B_{Max} = 3 B_{AVG} + \frac{\Delta B}{2} . \quad (5.10)$$

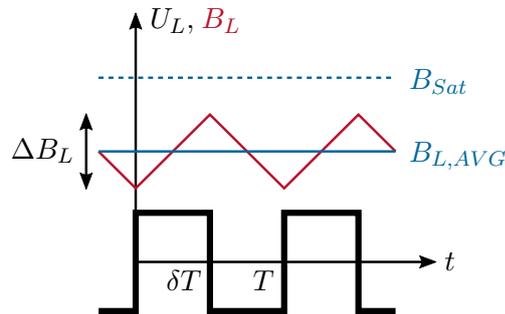


Abbildung 5.4: Spannungs- und Flussdichteverlauf in der Filterinduktivität.

Als Kernmaterial der Filterdrosseln werden Sendust Pulverkerne der Firma Chang Sung verwendet. Pulverkerne zeichnen sich durch ihren „verteilten“ Luftspalt aus. Dieser erhöht den zulässigen Gleichstrom bevor das Kernmaterial sättigt. Bei der Herstellung dieser Kerne wird Metallpulver mit nichtleitenden, nichtmagnetischen Stoffen vermengt und anschließend in die gewünschte Form gepresst. Diese Durchmischung reduziert die Ausbildung von Wirbelströmen und senkt die Kernverluste. Die Hystereseverluste, welche durch das periodische Ummagnetisieren des Kernmaterials entstehen, bilden eine weitere Komponente der Kernverluste. Diese sind vom Maximalwert der Flussdichte \hat{B} und der Frequenz f abhängig. Zur Abschätzung der Kernverluste findet sich in der Literatur die nachstehende Steinmetz-Formel: [37, 42]

$$P_{V,Kern} = K f^a B^b . \quad (5.11)$$

$P_{V,Kern}$ sind die auf das Volumen bezogenen Kernverluste, B der Spitzenwert der Flussdichte und f die Frequenz der Flussdichteänderung. Die Koeffizienten K , a und b sind stoffspezifische Parameter. Zur Bestimmung der Verluste in den Sendust Pulverkernen der Firma Chang Sung stellt diese die nachstehende Formel zur Verfügung: [42]

$$P_{V,Kern} = B^{2,207}(4,518 f + 0,0244 f^{1,967}) . \quad (5.12)$$

Hierbei ist zu beachten, dass $P_{V,Kern}$ in mW/cm^3 , B in kGs und f in kHz einzusetzen sind. Die Umrechnung der Flussdichte von Tesla (T) in Gauß (Gs) erfolgt über folgende Formel:

$$1 \text{ Gs} \hat{=} 0,1 \text{ mT} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ T} . \quad (5.13)$$

Zur Bestimmung der Kernverluste nehmen diese beiden Gleichungen einen sinusförmigen Verlauf der Flussdichte an. Abbildung 5.4 zeigt, dass diese Voraussetzung für die Filterdrosseln nicht erfüllt ist. Wird beim Auslegen des Kernmaterials darauf geachtet, dass sich dieses im linearen Arbeitsbereich befindet, kann mit dem Superpositionsprinzip eine Verlustabschätzung durchgeführt werden. Dabei wird das Signal in seine harmonische Schwingungen zerlegt wobei die Verluste für jeden dieser Anteile berechnet und am Ende aufsummiert werden.

Neben den Kernverlusten müssen bei der Dimensionierung der Filterdrosseln die ohmschen Verluste in der Wicklung berücksichtigt werden. Hierbei wird ebenso eine Aufteilung in Gleich- und Wechsignale vorgenommen. Bei der Gleichstrombelastung steht dem Strom der vollständige Leiterquerschnitt A_W zur Verfügung. Beim Wechselanteil ist wegen der hohen Schaltfrequenz von 200 kHz der Skineneffekt zu berücksichtigen. Bei diesem wird der Strom aus der Mitte des Leiters an dessen Oberfläche verdrängt, wodurch sich der effektive Leiterquerschnitt verkleinert. Die Eindringtiefe δ_{Skin} des Stroms kann mit folgender Formel berechnet werden: [37]

$$\delta_{Skin} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \gamma \mu}} , \quad (5.14)$$

mit der spezifischen Leitfähigkeit γ in S/m . Aus der Eindringtiefe kann mit nachstehender Formel der effektive Leiterquerschnitt $A_{w,Eff}$ aus dem physischen Querschnitt A_W berechnet werden:

$$A_{W,Eff} = A_W - \frac{(d_W - 2 \delta_{Skin})^2 \pi}{4} . \quad (5.15)$$

Da die Drosseln als einlagige Wicklung ausgeführt werden, kann die Stromverdrängung aufgrund benachbarter Windungen bei dieser Berechnung vernachlässigt werden. Dieses Phänomen wird in der Literatur Proximityeffekt genannt. [37]

Aus dem Leiterquerschnitt, dessen elektrischer Leitfähigkeit und dessen Länge kann mit Gleichung (5.16) der elektrische Widerstand der Wicklung und mit (5.17) die ohmschen Verluste berechnet werden:

$$R = \frac{l}{\gamma A} , \quad (5.16)$$

$$P = I_{AVG}^2 R_{W,DC} + I_{AC,RMS}^2 R_{W,Skin} . \quad (5.17)$$

Die Filterdrossel L_1 wird aus einem Ringkern OD358 und L_2 aus zwei übereinander gestapelten Kernen OD203 der Firma Chang Sung gefertigt. Details zu diesen Pulverkernen können dem Datenblatt [42] entnommen werden. Tabelle 5.2 listet die wichtigsten Kennwerte der beiden Filterdrosseln auf.

Symbol	Parameter	L_1	L_2	Einheit
O_D	Außendurchmesser	36,7	21,1	mm
I_D	Innendurchmesser	21,5	12,07	mm
H_T	Höhe	11,28	$2 \cdot 7,11$	mm
A	Querschnitt	67,8	$2 \cdot 22,6$	mm ²
l_{Fe}	mittlere Weglänge	89,8	50,9	mm
V	Volumen	6,0884	1,151	cm ³
B_{Sat}	Sättigungsflussdichte	1	1	T
μ_r	relative Permeabilität	60	60	
B_{Max}	maximale Flussdichte	112	27,9	mT
l_W	Drahtlänge	1,83	0,81	m
d_D	Drahtdurchmesser	1,25	1,25	mm
N	Wicklungszahl	43	20	

Tabelle 5.2: Kennwerte der Filterdrosseln L_1 und L_2 .

In Tabelle 5.3 sind die vom Rippelstrom verursachten Verluste in der Filterdrossel L_1 aufgeführt. Bei dieser Berechnung werden die dreieckigen Verläufe des Stroms und der Flussdichte durch die Grundwelle und deren ersten zwei Harmonischen angenähert. Für die Wicklung wird ein Kupferdraht mit der Leitfähigkeit $\gamma = 58 \cdot 10^6$ S/m und einer relativen Permeabilität $\mu_r = 1$ angenommen.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
ΔB	Rippel der Flussdichte	171,5	mT
ΔI_L	Stromrippel	5	A
P_{Fe}	Eisenverluste	4,7	W
P_{Cu}	Wicklungsverlust	259	mW
P_{Ges}	Gesamtverlust	5,22	W

Tabelle 5.3: Verluste aufgrund des Rippelstroms in der Filterdrossel L_1 .

5.1.4 Auslegung des Zwischenkreises

Der Zwischenkreis hat die Aufgabe den Wechselstrom i_{ZK} am Eingang der taktenden Halbbrücke vom Schaltverstärkereingang zu entkoppeln. Dazu müssen die Zwischenkreis-kondensatoren C_{ZK} den Wechselanteil von i_{ZK} aufnehmen, sodass am Schaltverstärkerein-

gang lediglich der Gleichanteil von i_{ZK} fließt. Abbildung 5.5 stellt den Stromverlauf im Zwischenkreiskondensator dar. Ausgehend von diesem Verlauf kann die Strombelastung von C_{ZK} berechnet werden.

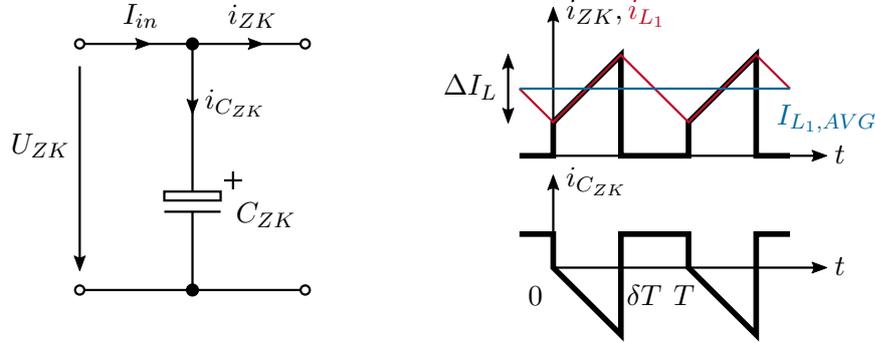


Abbildung 5.5: Stromverlauf im Zwischenkreiskondensator.

Der Mittelwert I_{AVG} und der Effektivwert I_{RMS} eines periodischen Signals können mit den nachstehenden Formeln berechnet werden:

$$I_{AVG} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt, \quad (5.18)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}. \quad (5.19)$$

Für die weitere Berechnung wird angenommen, dass der Zwischenkreiskondensator den Wechselanteil von i_{ZK} vollständig kompensieren kann. Bei Vernachlässigung des Leckstroms im Kondensator, ist der Strom $i_{C_{ZK}}$ ein reiner Wechselstrom und der Eingangsstrom I_{in} ein Gleichstrom, der wiederum gleich dem Mittelwert $I_{ZK,AVG}$ des Zwischenkreisstroms ist. Aus Abbildung 5.5 ist ersichtlich, dass der Kondensatorstrom $i_{C_{ZK}}$ aus der Differenz von I_{in} und i_{ZK} berechnet werden kann. In weiterer Folge errechnet sich der Effektivwert $I_{C,RMS}$ des Kondensatorstroms zu:

$$\begin{aligned} I_{C,RMS} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_C^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{in} - i_{ZK})^2 dt} = \\ &= \sqrt{\underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T I_{in}^2 dt}_{I_{in}^2} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T i_{ZK}^2 dt}_{I_{ZK,RMS}^2} - \underbrace{\frac{2}{T} \int_0^T I_{in} i_{ZK} dt}_{2 I_{in} I_{ZK,AVG}}} = \sqrt{I_{ZK,RMS}^2 - I_{in}^2}. \end{aligned} \quad (5.20)$$

Der Effektivwert des Zwischenkreisstroms wird mit der nachstehenden Formel bestimmt:

$$I_{ZK,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{ZK}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\delta T} \left(\frac{\Delta I_L}{\delta T} t + I_{L,AVG} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 dt}. \quad (5.21)$$

Als Lösung dieses Integrals ergibt sich folgende Formel für den Effektivwert des Zwischenkreisstroms:

$$I_{ZK,RMS} = \sqrt{\delta \left(I_{L,AVG}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)}. \quad (5.22)$$

Wird nun der Ausdruck aus Gleichung (5.22) in (5.20) eingesetzt, resultiert daraus die finale Formel zur Effektivwertberechnung des Ripplestroms im Zwischenkreiskondensator:

$$I_{C,RMS} = \sqrt{\left(I_{L,AVG}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right) \delta - I_{in}^2}. \quad (5.23)$$

Der Schaltverstärker wird vorwiegend mit Wechselsignalen betrieben, welche deutlich langsamer als das PWM-Signal sind. Für den Zwischenkreis wirken diese Wechselsignale wie ein sich langsam verändernder Mittelwert des Spulenstroms. Für die Berechnung des Kondensatorstroms wird eine mittlere Belastung $I_{L,AVG} = 3,5 \text{ A}$ angenommen. Daraus resultiert laut Gleichung (5.23) ein Kondensatorstrom $I_{C,RMS} = 2 \text{ A}$. Für den zuverlässigen Betrieb des Schaltverstärkers sollte der Ripplestrom im Kondensator den empfohlenen maximalen Wert im Datenblatt nicht überschreiten. Zur Entlastung der Zwischenkreiskapazität wird diese für die positive und negative Zwischenkreisspannung jeweils aus einer Parallelschaltung von vier Elektrolytkondensatoren mit 450 V Nennspannung und einer Kapazität von 15 μF der Firma Panasonic [43] verwendet. Dem Datenblatt ist zu entnehmen, dass ein effektiver Ripplestrom von 560 mA bei einer Frequenz von 100 kHz zulässig ist. Die Aufteilung von $I_{C,RMS}$ auf die vier Kondensatoren ergibt für jeden einen effektiven Ripplestrom von 506 mA. Dieser weist eine ausreichende Reserve auf, sodass der Kondensator trotz einer höheren Rippelfrequenz von 200 kHz nicht überlastet wird.

In Abschnitt 5.1.2 wurde bereits erläutert, dass zur Reduktion des Schaltüberschwingens der Zwischenkreis mit einer möglichst kleinen parasitären Induktivität $L_{\sigma,ZK}$ an die Halbbrücke angebunden werden soll. Diese parasitäre Induktivität wird durch Zuleitungen von den Kondensatoren zu den Transistoren der Halbbrücke gebildet und ist in Abbildung 5.2 schraffiert dargestellt. Damit diese so klein wie möglich ist, sind die Zwischenkreiskondensatoren über große Kupferflächen an der Ober- und Unterseite der Platine miteinander verbunden. Diese Kupferflächen werden auch zur Anbindung an die Halbbrücke verwendet.

Der Zwischenkreis besteht aus jeweils vier parallelgeschalteten Kondensatoren für die positive und negative Zwischenkreisspannung. In Abbildung 5.2 sind diese Kondensatorgruppen als einzelnes Symbol C_{ZK} dargestellt. Damit beim Fehlen einer externen Verbindung am Anschluss MID die Kondensatoren nicht durch Überspannung zerstört werden, muss die Spannung an ihnen symmetriert werden. Dies erfolgt über die Widerstände R_{Sym} , welche mit nachstehender Näherung bestimmt werden können: [37]

$$R_{Sym} = 50 \text{ M}\Omega \frac{\mu\text{F}}{C_{ZK}}. \quad (5.24)$$

5.1.5 Kühlung

Für den zuverlässigen Betrieb des Schaltverstärkers ist es notwendig, die Sperrschichttemperatur der GaN-HEMTs in ihrem zulässigen Arbeitsbereich zu halten. Die Maximaltemperatur für den Typ TPH3206PS beträgt 175 °C und kann dem Datenblatt [15] bzw.

der Tabelle 5.1 entnommen werden. Weiters sind im Datenblatt die Wärmeleitwiderstände von der Sperrschicht zum Gehäuse $R_{th,JC}$ und von der Sperrschicht zur Umgebung $R_{th,JA}$ ersichtlich. Mit einem $R_{th,JA} = 62 \text{ K/W}$ ist es dem Transistor nicht möglich die aufgrund der Verlustleistung P_V entstehende Wärme abzuführen. Es ist daher notwendig, die Transistoren mit einem Kühlkörper zu versehen. Der Transistor TPH3206PS hat ein TO-220 Gehäuse, welches zur Kühlung an der Rückseite eine große Metallfläche aufweist. Diese ist mit dem Source-Anschluss elektrisch verbunden und liegt im Fall des Low-Side Transistors am Potential U_{ZK-} . Der Source-Anschluss des High-Side Transistors ist mit dem ständig wechselnden Ausgang verbunden. Da die Metallfläche des Gehäuses mit dem Kühlkörper einen Kondensator bildet, entstehen zusätzliche Umschaltverluste. Diese können vermieden werden, indem für den High-Side Transistor der Typ TPH3206PD verwendet wird. Elektrisch ist dieser Transistor ident zu Ersterem, die Metallfläche ist jedoch mit dem Drain-Anschluss verbunden. Damit liegt auch an der Metallfläche des High-Side Transistors ein konstantes Potential (U_{ZK+}) an. Da die beiden Transistoren an verschiedenen Spannungen liegen, ist es erforderlich diese mit einer elektrisch isolierenden Wärmeleitfolie am Kühlkörper zu befestigen. Der Wärmeleitwiderstand dieser Folie kann mit ca. 1 K/W angenommen werden. Abbildung 5.6 zeigt die Wärmewiderstandskette von der Sperrschicht (Junction J) über das Gehäuse (Case C) und dem Kühlkörper (Heat Sink H) zur Umgebung (Ambient A).

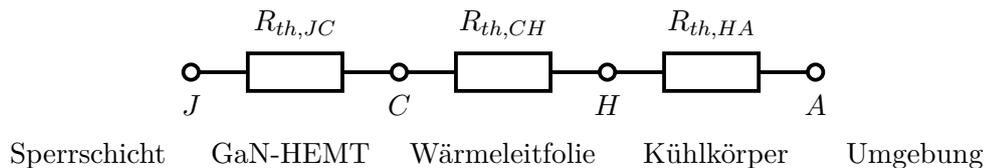


Abbildung 5.6: Wärmewiderstandskette von der Sperrschicht zur Umgebung.

Über Gleichung (5.25) kann mit den Verlusten P_V bei vorgegebener Umgebungstemperatur T_A und gewünschter Sperrschichttemperatur T_J der maximal zulässige Wärmeleitwiderstand $R_{th,JA}$ von der Sperrschicht zur Umgebung errechnet werden. [37]

$$R_{th,JA} = \frac{T_J - T_A}{P_V} \quad (5.25)$$

$$R_{th,JA} = R_{th,JC} + R_{th,CH} + R_{th,HA} \quad (5.26)$$

Bei unzureichender Wärmeabfuhr des Kühlkörpers zur Umgebung kann diese durch erzwungene Konvektion mit Hilfe eines Lüfters verbessert werden. Abbildung 5.7 zeigt den Wärmeleitwiderstand des verwendeten Kühlkörpers ICK S 50x50x25 der Firma Fischer Elektronik in Abhängigkeit der Luftstromgeschwindigkeit.

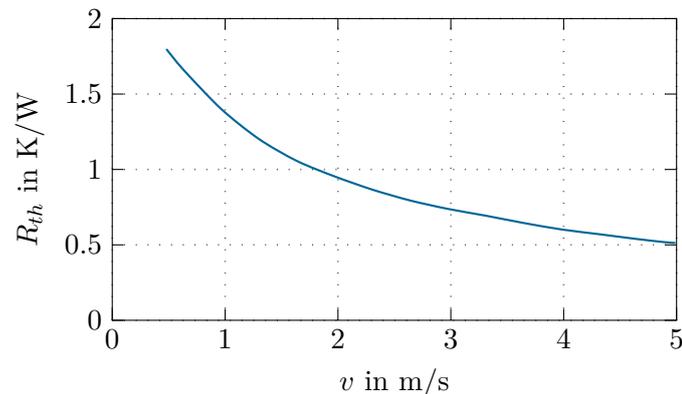


Abbildung 5.7: Reduktion des Wärmeleitwiderstandes durch erzwungene Konvektion. Daten entnommen aus [44].

5.2 Regelungsteil

Aufgabe des Reglers ist es, den Sollverlauf am Eingang des Schaltverstärkers verstärkt am Ausgang zu reproduzieren. Dafür ist es notwendig, die Spannung am Schaltverstärkerausgang zu messen. Weiters benötigt der Regler zur aktiven Filterdämpfung Kenntnis über die Momentanwerte der Ströme in den Filterkondensatoren. Deren Messung ist daher ein Teil des Reglers. Da die Vorgabe der Ausgangsspannung über eine Halbbrücke erfolgt, muss die Reglervorgabe in ein Ansteuersignal für die Halbbrücke umgewandelt werden. Neben der Messung der Eingangsgrößen und der Erzeugung des passenden Ausgangssignals ist die Umsetzung des eigentlichen Reglers in eine Schaltung Teil dieses Abschnitts.

5.2.1 Isolierte Messung der Ausgangsspannung

Für die exakte Reproduktion des verstärkten Eingangssignalverlaufs ist eine präzise Messung der Ausgangsspannung notwendig. Da Ein- und Ausgang des Schaltverstärkers galvanisch getrennt sind, muss die Spannungsmessung ebenfalls isoliert ausgeführt werden. Für diesen Zweck wird der Isolierverstärker AMC1100 von Texas Instruments [45] verwendet. Dessen Ein- und Ausgang sind intern über eine Siliziumdioxidbarriere für Spannungen bis 1250 V getrennt. Da dieser Isolierverstärker vorwiegend für die Strommessung mittels Shunt in Halbbrücken zweigen entworfen wurde, ist er robust gegen magnetische Störungen. Wegen dieser Eigenschaft bietet sich die Verwendung dieses Isolierverstärkers in der Nähe von schnell schaltenden GaN-HEMTs an.

Abbildung 5.8 zeigt die Beschaltung des Isolierverstärkers. Dieser benötigt auf der Eingangsseite eine Versorgung mit 5 V zwischen $VDD1$ und $GND1$. Diese isolierte Energiequelle für die Messseite wird wie bei der des Gatetreibers in Abschnitt 5.1.2 als Kombination eines isolierten DC/DC-Wandlers mit nachgeschaltetem Linearregler auf-

gebaut. Der zulässige Spannungsbereich an den Messeingängen V_{INP} und V_{INN} liegt zwischen ± 250 mV. Deshalb muss die zu messende Ausgangsspannung mit dem Spannungsteiler aus R_1 und R_2 auf diesen Arbeitsbereich reduziert werden. Zum Filtern von hochfrequenten Störungen ist der Eingang mit einem RC-Tiefpassfilter bestehend aus R_F und C_F beschaltet. Auf der Ausgangsseite kann der Isoliervverstärker wahlweise mit 3,3 V oder 5 V an den Anschlüssen V_{DD2} und G_{ND2} versorgt werden. Die Ausgabe des Messsignals erfolgt über ein differentielles Signal an den Ausgängen V_{OUTP} und V_{OUTN} . Die Höhe dieser Signalpegel ist von der gewählten Versorgungsspannung abhängig. Für ein besseres Ausnutzen des Arbeitsbereichs der Operationsverstärker (OPV) im Regler wird der Isoliervverstärker trotz etwas schlechterem Wirkungsgrad mit einer Spannung von 5 V versorgt.

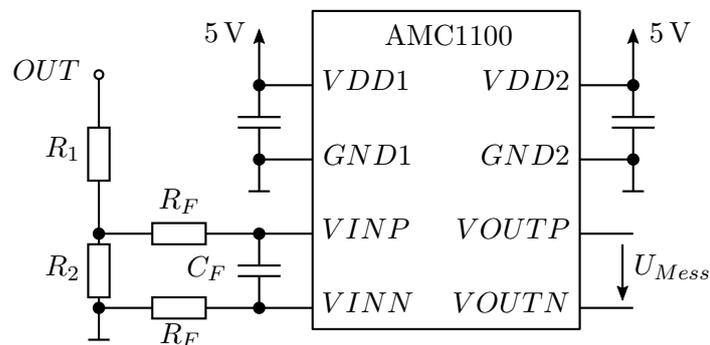


Abbildung 5.8: Isolierte Spannungsmessung mit dem Isoliervverstärker AMC1100.

5.2.2 Isolierte Messung der Ströme in den Filterkondensatoren

In Kapitel 3 wird das System der aktiven Filterdämpfung eingeführt. Dazu ist es notwendig, die Ströme in den Filterkondensatoren C_1 und C_2 zu messen. Wie schon bei der Ausgangsspannungsmessung muss dies aufgrund der galvanischen Trennung zwischen Regler- und Leistungsteil isoliert erfolgen. Weiters wird in Abschnitt 5.1.3 erläutert, dass der Kondensator C_1 den Ripplestrom der Induktivität L_1 aufnehmen muss. Dieser Strom hat einen dreieckförmigen Verlauf mit einer Frequenz von 200 kHz. Für das qualitative Reproduzieren des Dreieckverlaufs sollte neben der Grundschwingung zumindest die erste Harmonische erfasst werden. Für die Strommessung bedeutet dies, dass der Sensor zumindest eine Bandbreite von 600 kHz haben sollte. Da der Kondensatorstrom keinen Gleichanteil aufweist, wird zur isolierten Strommessung ein kostengünstiger passiver Stromwandler verwendet.

Abbildung 5.9 zeigt den Aufbau eines Stromwandlers. Dieser besteht aus einem Ringkern und einem Stromshunt. Das Funktionsprinzip basiert auf dem des Transformators. Der zu messende Primärstrom wird proportional zum Kehrwert des Windungsverhältnisses auf die Sekundärseite übersetzt und anschließend über den Shunt in eine Spannung umgewandelt. Als Ringkern wird ein R12,5 der Firma TDK EPCOS aus dem Material

T-38 [46, 47] verwendet. Tabelle 5.4 listet die wichtigsten Kennwerte dieses Kerns auf. Für eine unverzerrte Messung soll der Spitzenwert der Flussdichte nicht mehr als zehn Prozent der Sättigung annehmen. Als Entwurfsziel werden ein maximaler Strom von 10 A bei einem Übersetzungsverhältnis $1 \text{ A} \hat{=} 40 \text{ mV}$ festgelegt. [37]

Mit einer einzigen Primärwindung und sekundärseitig $N = 25$ Windungen errechnet sich der Widerstand R_B zu:

$$R_B = \frac{U_S}{\frac{I_P}{N}} = \frac{40 \text{ mV}}{\frac{1 \text{ A}}{25}} = 1 \Omega . \quad (5.27)$$

Die nächste Gleichung dient zur Überprüfung des Kerns. Dieser darf beim maximal zulässigen Strom nicht in der Sättigung sein:

$$u = N A \frac{dB}{dt} \Rightarrow \Delta B = \frac{U \Delta t}{N A} = \frac{400 \text{ mV} \cdot 2,5 \mu\text{s}}{25 \cdot 12,23 \text{ mm}^2} = 3,27 \text{ mT} . \quad (5.28)$$

Mit Gleichung (5.29) wird die Induktivität L_m des Kerns und mit (5.30) der Magnetisierungsstrom i_m berechnet. Da dieser wesentlich kleiner ist als der Messstrom kann der daraus resultierende Messfehler vernachlässigt werden. Abbildung 5.9 zeigt, dass die Induktivität L_m und der Shunt R_B einen Hochpass bilden. Dessen Grenzfrequenz wird in Gleichung (5.31) berechnet und ist im Vergleich zur Rippelfrequenz vernachlässigbar.

$$L_m = N^2 A_L = 25^2 \cdot 5,11 \mu\text{H} = 3,2 \text{ mH} \quad (5.29)$$

$$u = L \frac{di_m}{dt} \Rightarrow \hat{i}_m = \frac{U \Delta t}{L_m} = \frac{400 \text{ mV} \cdot 2,5 \mu\text{s}}{3,2 \text{ mH}} = 0,3125 \text{ mA} \quad (5.30)$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi \frac{L_m}{R_B}} = \frac{1}{2\pi \frac{3,2 \text{ mH}}{1 \Omega}} = 49,74 \text{ Hz} \quad (5.31)$$

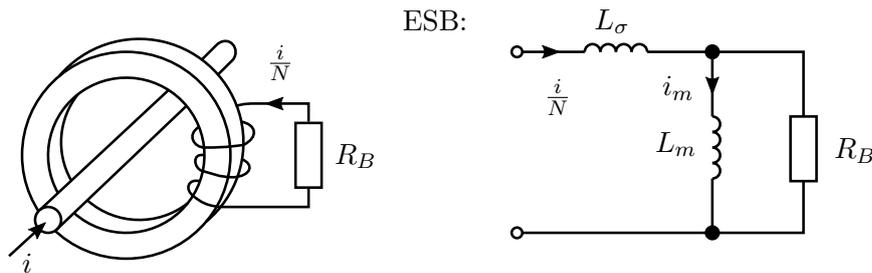


Abbildung 5.9: Isolierte Strommessung mit einem passiven Stromwandler.

Symbol	Parameter	Wert	Einheit
O_D	Außendurchmesser	12,5	mm
I_D	Innendurchmesser	7,5	mm
H_T	Höhe	5	mm
A	Querschnitt	12,23	mm ²
l_{Fe}	mittlere Weglänge	30,09	mm
V	Volumen	368	mm ³
B_{Sat}	Sättigungsflussdichte	400	mT
μ_r	relative Permeabilität	10 000	
A_L	Induktionsfaktor $A_L = \frac{L}{N^2}$	5110	nH

Tabelle 5.4: Kennwerte des Ringkerns R12,5 T-38 von TDK EPCOS [46, 47].

5.2.3 Dreiecksgenerator

Der Regler fordert vom Leistungsteil die Ausgabe einer definierten Spannung. Diese wird durch eine geeignete Ansteuerung der Halbbrücke erzeugt. Gatetreiber benötigen als Eingang ein PWM-Signal, welches vom Regler erzeugt werden muss. Analogregler geben jedoch am Ausgang eine kontinuierliche Spannung aus. Mit Hilfe eines Komparators kann durch Vergleichen der Reglerspannung mit einem Dreiecksignal das PWM-Signal für den Gatetreiber erzeugt werden. Für einen zuverlässigen Betrieb ohne Signalverzerrung muss das Dreiecksignal eine konstante Frequenz und eine lineare Steigung aufweisen. [48, 49]

Ein diskreter Dreiecksgenerator besteht aus zwei Komponenten, einem Schmitt-Trigger und einem Integrator. Abbildung 5.10 zeigt die Schaltung des Dreiecksgenerators. Dabei ist der Ausgang des Schmitt-Triggers mit dem Eingang des Integrators verbunden und dessen Ausgang ist wiederum auf den Eingang des Schmitt-Triggers zurückgeführt. Der Komparator LM311 hat durch die Mitkopplung aus den Widerständen R_{FB} und $R_A + R_{V3}$ eine Schalthysterese und agiert daher als Schmitt-Trigger. Die Rückführung des Dreiecksignals an dessen Eingang erzeugt am Komparatorausgang ein Rechtecksignal. Der Integrator generiert aus diesem das gewünschte Dreiecksignal. [48, 49]

Der Dreiecksgenerator benötigt wegen der hohen Signalfrequenz ein Rechtecksignal mit steilen Flanken. Deshalb wird der Komparator LM311 von Texax Instruments [50] mit Open-Collector- und Open-Emitter-Ausgang verwendet. Der Kollektor wird über den Pullup-Widerstand R_P mit +15 V verbunden und der Emitter an -15 V angeschlossen. Für das Erzeugen eines optimalen Dreiecksignals muss ein Abgleich des Generators erfolgen. Da sich die einzelnen Komponenten gegenseitig beeinflussen, und die Veränderung der Amplitude bei gleichbleibendem Integratorstrom beispielsweise zu einer Frequenzänderung führt, wird im Anschluss die Abgleichreihenfolge inklusive Schaltungserklärung aufgeführt.

Offset Dieser wird durch Verändern des Vergleichspegels am invertierenden Eingang des Schmitt-Triggers verändert. In Abbildung 5.10 erfolgt dies mit dem Trimmer R_{V1} .

Die Widerstände R_{O1} und R_{O2} reduzieren die Spannungsdifferenz am Trimmer, womit bei dessen Veränderung ein feinfühliges Abgleichen ermöglicht wird.

Symmetrie Als zweiter Schritt wird die Symmetrie mit dem Trimmer R_{V2} korrigiert. Dabei wird das Bezugspotential des Operationsverstärkers LM318 [51] im Integrator verändert. Mit dieser Variation kann ein unterschiedlicher Eingangsstrom des Integrators für die positive und negative Phase des Rechtecksignals eingestellt werden. Damit ändern sich die Integrationszeiten und somit auch die Symmetrie des Dreiecks. Abbildung 5.11 zeigt, dass das Rechtecksignal am Eingangswiderstand $R_{V4} \parallel R_I$ des Integrators wegen des Spannungsabfalls am Pullup-Widerstand R_P nicht symmetrisch ist. Zur Korrektur wird das Integratorbezugspotential über die Widerstände R_{S1} und R_{S2} verändert. Der Trimmer R_{V2} dient wieder zum Nachjustieren.

Amplitude Die Höhe der Amplitude wird durch die Dauer der Integration bestimmt. Diese Zeitspanne wird von der Hysterese des Schmitt-Triggers definiert und kann über dessen Eingangswiderstand $R_A + R_{V3}$ verändert werden.

Frequenz Der letzte Punkt ist das Einstellen der Frequenz. Diese wird vom Kondensatorladestrom bestimmt und kann über den Trimmer R_{V4} beeinflusst werden. Die Parallelschaltung $R_{V4} \parallel R_I$ dient wiederum einem feinfühligere Abgleich der Frequenz durch Verändern des Trimmerwiderstands.

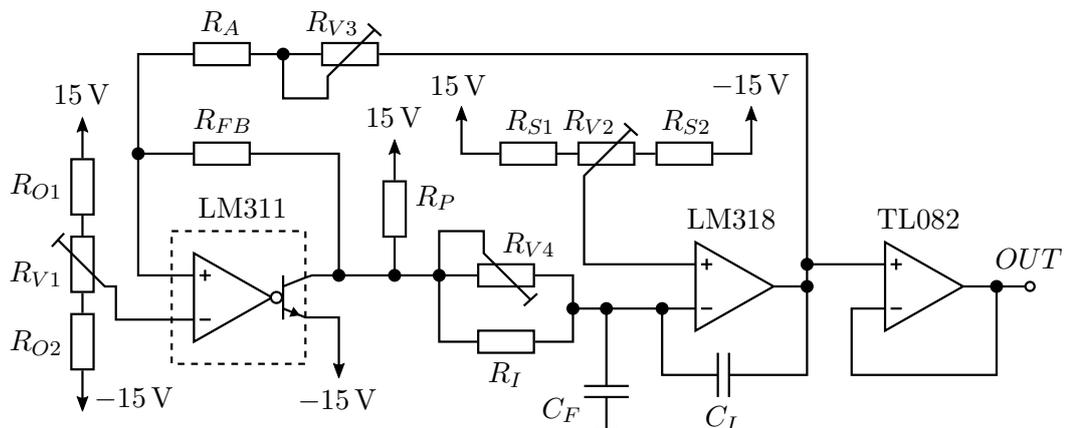


Abbildung 5.10: Schaltung eines diskreten Dreiecksgenerators.

Abbildung 5.11 zeigt das Rechteck- und Dreiecksignal der Generatorschaltung. Dabei weist das Ausgangssignal des Operationsverstärkers LM318 beim Umschalten des Komparators, und der damit sprunghaftigen Änderung der Eingangsspannung am Integrator, eine Deformierung auf. Diese entsteht weil der Operationsverstärker aufgrund der zwar hohen aber doch beschränkten Slew-Rate dem Eingang nicht schnell genug folgen kann. Mit dem Kondensator C_F kann die Steilheit der Schaltflanke und damit die Deformierung reduziert werden. Trotzdem verbleibt, wie Abbildung 5.11 zeigt, ein Restfehler. Wird dem LM318 der Operationsverstärker TL082 [52] als Spannungsfolger nachgeschaltet, so kann dieser dem Dreiecksignal folgen, der steilen Deformierung aufgrund seiner kleineren

Slew-Rate jedoch nicht. Als Resultat wird am Ausgang ein sauberes Dreiecksignal für den anschließenden Vergleich mit dem Reglerausgang ausgegeben.

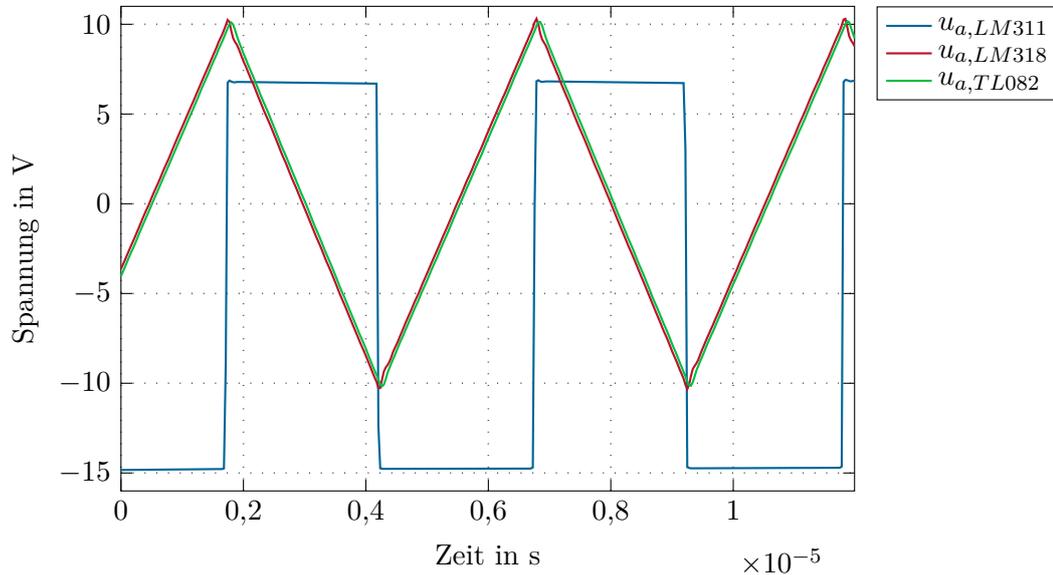


Abbildung 5.11: Signalverläufe des Dreiecksgenerators.

5.2.4 Analogregler

Die Aufgabe des Reglers ist es, abhängig von den Messwerten des Sollsignals, der Ausgangsspannung und den beiden Filterkondensatorströmen, die Halbbrücke so anzusteuern, dass die Charakteristik des Schaltverstärkers dem Entwurf in Kapitel 3 entspricht. Bei einer Taktfrequenz von 200 kHz müsste ein digitaler Regler innerhalb einer Periodendauer von 5 μ s diese vier Messungen durchführen, im Anschluss daran sämtliche Reglerberechnungen ausführen und am Ende das Ansteuersignal für die Halbbrücke ausgeben. Dafür wäre ein sehr schneller Rechner notwendig. Alternativ zu einem digitalen Regler erfolgt daher die Regelung analog, wobei eine kontinuierliche Verarbeitung der Messwerte erfolgt.

Abbildung 5.12 zeigt den analogen Regler des Schaltverstärkers. Beim Entwurf dieser Schaltung wurde darauf geachtet, dass der Arbeitsbereich der Operationsverstärker möglichst vollständig ausgenutzt wird, um ein hohes Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) zu erhalten. Dies wird erreicht, indem der Summierer abhängig von den erwarteten Größen der einzelnen Reglerkomponenten I , P , $-k_1$ und $-k_2$ bei deren Vereinigung jeweils eine unterschiedliche Gewichtung verwendet. Der Ausgang des Summierers wird im Anschluss am Komparator LM311 mit dem Signal des Dreiecksgenerators verglichen. Bei diesem Vorgang erzeugt der Komparator das PWM-Signal für den Gatetreiber. Die Signalleitungen der Messstellen zu den jeweiligen Reglereingängen sind zum Vermeiden von Störungen als enge Parallelleitungen ausgeführt. Zusätzlich ist jeder Reglereingang mit einem RC-Tiefpassfilter beschalten. Da der Isolierverstärker bei der Ausgangsspannungsmessung ein

Differenzsignal u_{Mess} ausgibt, muss dieses am Eingang des Reglers mittels Subtrahierer in ein bipolares Signal umgewandelt werden. Zum Wechseln zwischen Butterworth und Bessel Charakteristik hat jede der vier Regelkomponenten einen Jumper. Dieser ist in Abbildung 5.12 nicht eingezeichnet. Für eine detaillierte Darstellung kann der vollständige Schaltplan des Schaltverstärkers im Anhang A herangezogen werden.

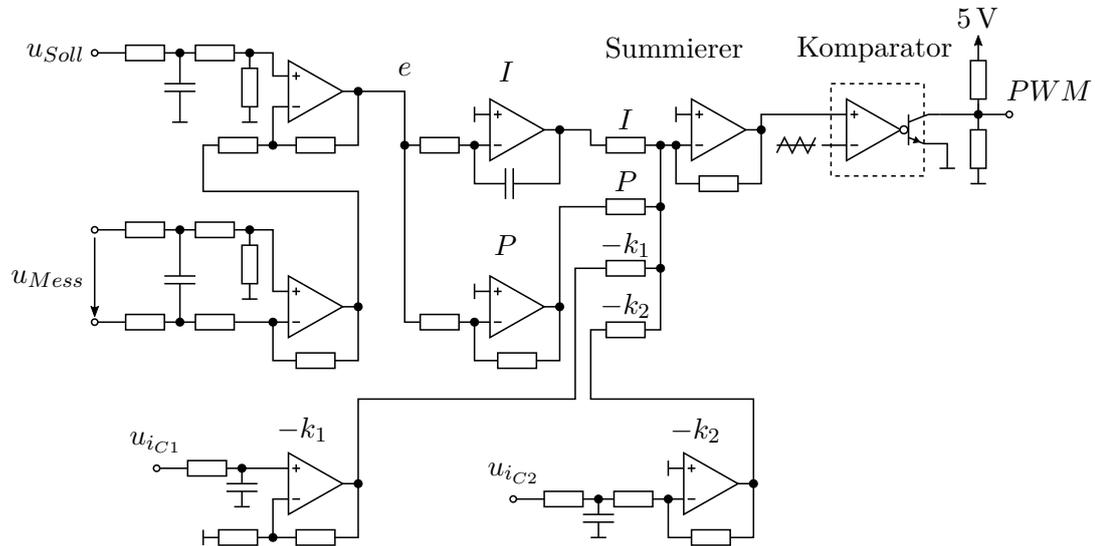


Abbildung 5.12: Schaltung des analogen Reglers.

5.3 Fertiger Schaltverstärker

Abbildung 5.13 zeigt ein Foto des Schaltverstärkers. Links oben sind die acht Elektrolytkondensatoren des Zwischenkreises positioniert. Unmittelbar davor befinden sich unter dem Kühlkörper die beiden GaN-HEMTs der Halbbrücke. Rechts oben sind von links nach rechts gesehen die beiden Filterdrosseln L_1 und L_2 montiert. Die zwei kleinen, blauen Ringkerne vor ihnen sind die passiven Stromwandler zur Messung der Kondensatorströme. Auf der unteren Hälfte der Platine sind der Regler samt Dreiecksgenerator untergebracht. Die Abmessungen der Platine sind $113\text{ mm} \times 140\text{ mm}$, der Kühlkörper ist $50\text{ mm} \times 50\text{ mm} \times 25\text{ mm}$ groß und die Filterdrossel L_1 hat einen Durchmesser von 37 mm .

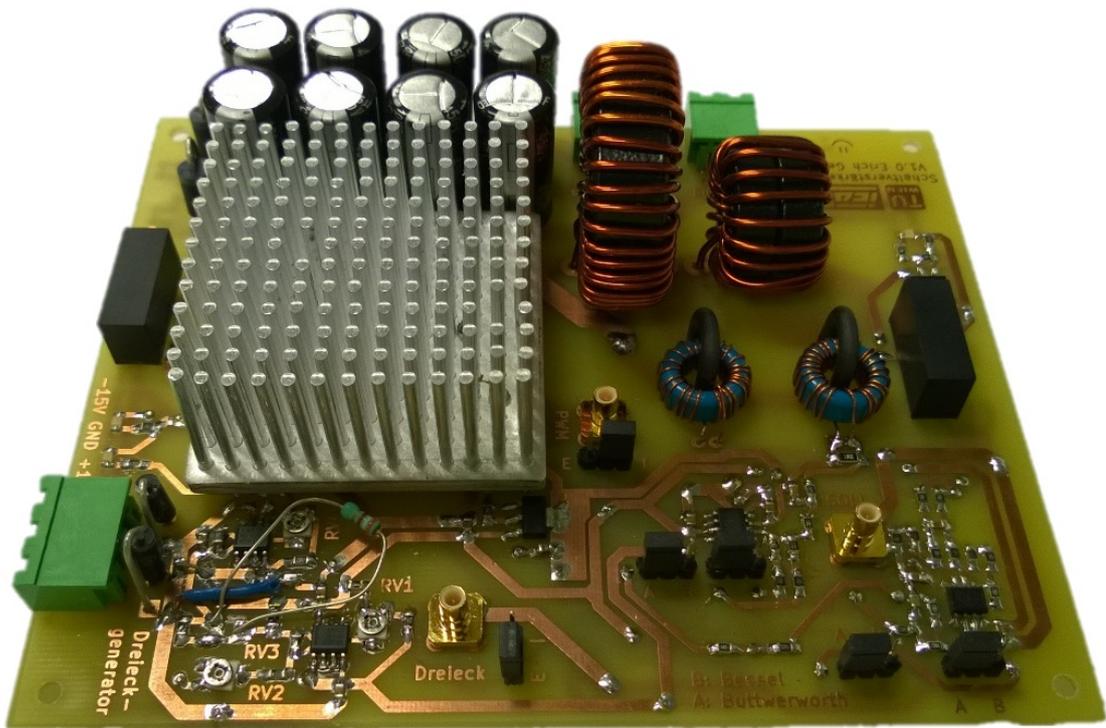


Abbildung 5.13: Foto des Schaltverstärkers.

6 Messungen am Schaltverstärker

Zur Funktionsüberprüfung des in dieser Arbeit entwickelten Schaltverstärkers wurden mehrere Messreihen aufgenommen. Dabei erfolgte die Vorgabe verschiedener Sollsignale am Eingang bei variabler Belastung des Ausgangs. Gleichzeitig erfolgte eine Protokollierung der Signalverläufe des Schaltverstärkers. Anhand dieser Daten wird in diesem Kapitel überprüft, ob der Schaltverstärker die entworfene Charakteristik aufweist. Außerdem werden die gemessenen Verläufe mit den Ergebnissen der Simulationen aus Kapitel 4 verglichen.

6.1 Diverse Signalverläufe

Dieser Abschnitt dient der Untersuchung des Betriebsverhaltens des Schaltverstärkers bei verschiedenen Sollsignalen und variierender Belastung des Ausgangs. Die Versuchsreihen zur Erhebung der Messdaten wurden sowohl mit Butterworth als auch mit Bessel Charakteristik durchgeführt. Wie die Auswertung dieser Daten zeigt, weisen die beiden Filtercharakteristiken bei den verwendeten Eingangssignalen keinen Unterschied im Regelverhalten auf. Dieses Verhalten deckt sich mit der Sollvorgabe aus Abbildung 3.36 und den Simulationsergebnissen aus Abschnitt 4.1.

In Abbildung 6.1 wird das Messergebnis bei einer Sollvorgabe eines Sinussignals mit einer Frequenz von 700 Hz dargestellt. Bei diesem Versuch befand sich der Schaltverstärker im Leerlauf, $i_a = 0$ A. Abbildung 6.1 ist zu entnehmen, dass das Ausgangssignal dem Sollverlauf mit einer kleinen Phasenverschiebung folgt. Weiters weist der Signalverlauf keine Verzerrungen auf. Die Messungen wurden mit diversen Lasten wiederholt. Auf eine vollständige Auflistung aller Messergebnisse wird zwecks Übersichtlichkeit verzichtet. Abbildung 6.2 zeigt exemplarisch das Messergebnis für eine Sinusspannung mit 700 Hz und einer ohmsch-induktiven-Last. Vergleicht man die Messergebnisse des Leerlaufs mit den Resultaten unter Last, lässt sich erkennen, dass der Verlauf der Ausgangsspannungen ident ist. Damit erfüllt der Regler die an ihn gestellte Forderung als Störung wirkende Lasten auszugleichen und unabhängig von diesen das geforderte Ausgangssignal bereitzustellen. Außerdem weist, wie beim Filterentwurf festgelegt, der Signalverlauf am Ausgang gegenüber jenem am Eingang nur eine kleine Phasenverschiebung auf. Weiters bestätigen die Messungen die Richtigkeit der Simulationen aus Kapitel 4. Die verwendeten Programme können somit bei zukünftigen Schaltungen zur Überprüfung des jeweiligen Entwurfs verwendet werden. Die Signalverläufe in den Abbildungen 6.1 und 6.2 weisen keine Deformierungen auf. Die Simulationen haben gezeigt, dass der Effekt des Lückens

für die „Dellen“ im Signalverlauf verantwortlich ist. Dieser Effekt tritt erst bei größeren Ausgangsströmen auf und wird in Abschnitt 6.3 gesondert behandelt.

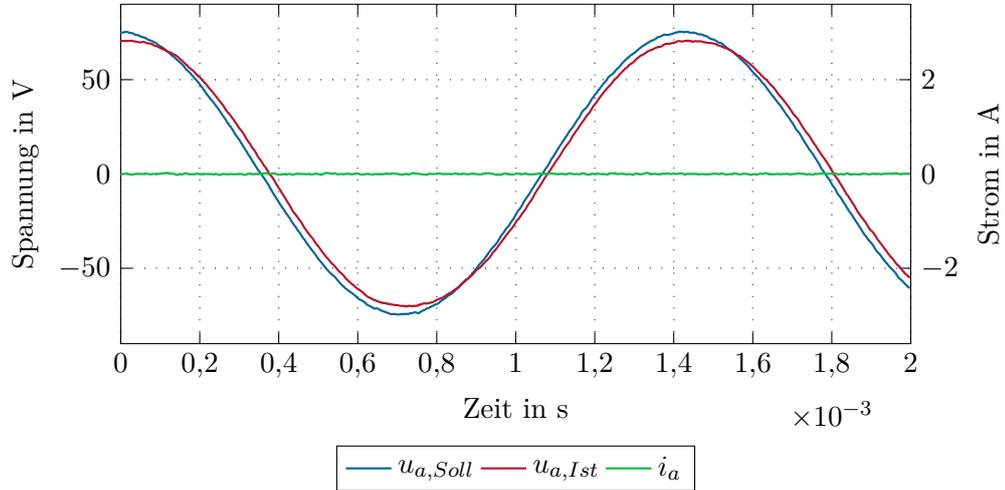


Abbildung 6.1: Messergebnis bei einer Sinusspannung mit 700 Hz im Leerlauf.

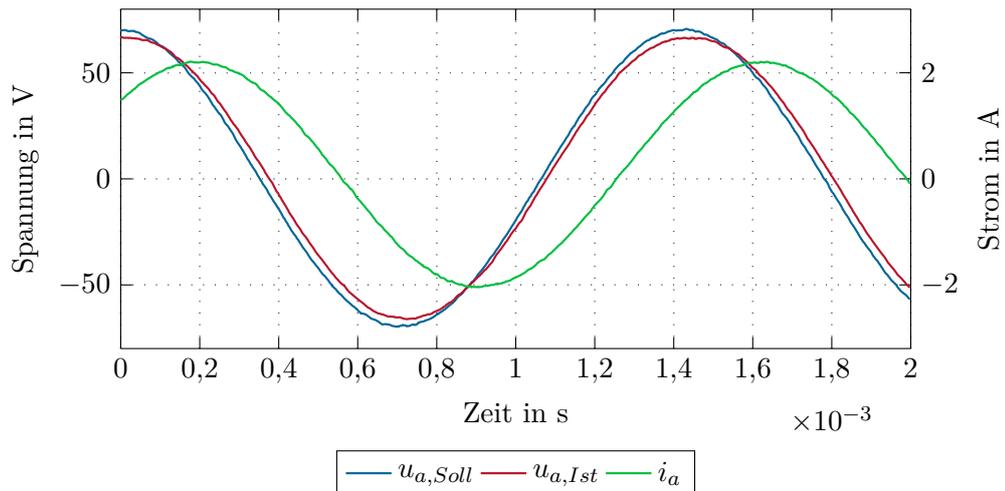


Abbildung 6.2: Messergebnis bei einer Sinusspannung mit 700 Hz mit ohmsch-induktiver Last.

Das Verhalten des Schaltverstärkers wurde nicht nur bei sinusförmiger Anregung sondern auch mit Dreiecksspannungen untersucht. Das Messergebnis für eine Dreiecksspannung mit 500 Hz ist in Abbildung 6.3 veranschaulicht. Dabei weist das Ausgangssignal abermals eine kleine Phasenverschiebung zum Eingang auf. Weiters sind die Spitzen des Dreiecks wegen der gedämpften Harmonischen abgerundet. Der gemessene Verlauf entspricht, wie bei den Sinussignalen, dem Ergebnis der Simulation, welche in Abbildung 4.2 dargestellt ist.

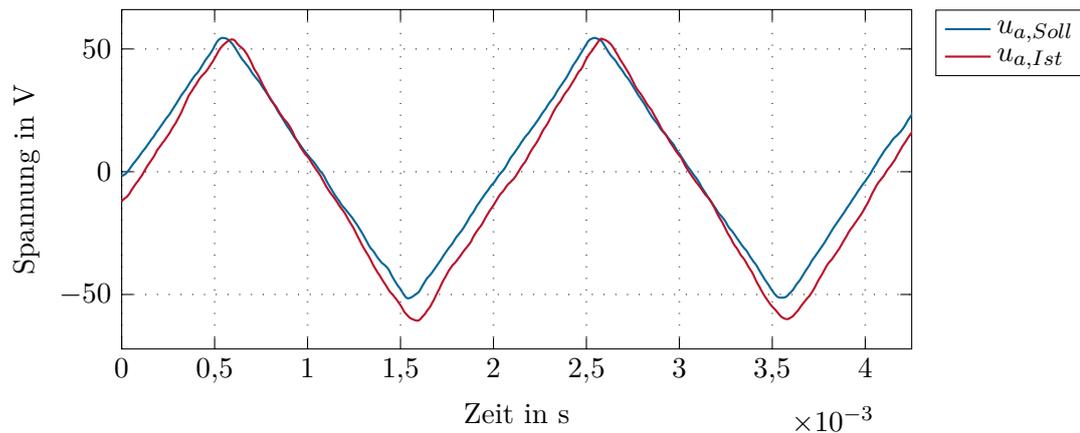


Abbildung 6.3: Messergebnis bei einer Dreiecksspannung mit 500 Hz im Leerlauf.

6.2 Sprungantworten

Für die Aufnahme der Sprungantworten wurde am Eingang des Schaltverstärkers ein rechteckiger Sollverlauf mit einer Frequenz von 700 Hz vorgegeben. Da die Einschwingzeit nach einem Spannungssprung deutlich kürzer als die halbe Periodendauer der Rechteckschwingung ist, kann diese für die Untersuchung des Sprungverhaltens verwendet werden. Außerdem können bei diesem Messvorgang die Sprungantworten gleichzeitig bei positiver und negativer Spannungsänderung aufgenommen werden. Beim Polaritätswechsel der Rechteckspannung müssen die Filterkondensatoren auf das neue Ausgangspotential umgeladen werden. Bei diesem Vorgang fließen hohe Ströme durch die Transistoren. Damit diese infolge einer Überlastung nicht zerstört werden, erfolgen die Messungen bei kleinen Spannungsamplituden. Dies hat zusätzlich den Vorteil, dass dem Schaltverstärker eine ausreichende Regelreserve verbleibt und keine Signalverzerrung durch eine eventuelle Stellgrößenbeschränkung verursacht wird.

Abbildung 6.4 zeigt die gemessene Sprungantwort mit Butterworth Charakteristik. Diese schwingt wie der Verlauf beim idealen Filter über. Im Gegensatz dazu hat die gemessene Sprungantwort jedoch kein Unterschwingen. Ein Vergleich dieses Messverlaufs mit den Simulationsergebnissen aus Abschnitt 4.2 für Butterworth Charakteristik, dargestellt in Abbildung 4.7, zeigt die Übereinstimmung des gemessenen Verlaufs für eine eingestellte Totzeit von 100 ns. Dies entspricht dem erwarteten Verhalten, da beim Hardwareentwurf die Verriegelungszeit des Gatetreibers auf 113 ns eingestellt wurde.

Die gemessene Sprungantwort des Schaltverstärkers im Betriebsmodus Bessel Charakteristik ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Dieses hat entsprechend seiner Charakteristik ein Überschwingen ohne überlagerter Oszillation. Ein Vergleich mit den in Abbildung 4.8 gezeigten Simulationsergebnissen zeigt, dass aufgrund einer ähnlichen Totzeit abermals eine hohe Übereinstimmung mit dem Verlauf bei 100 ns besteht.

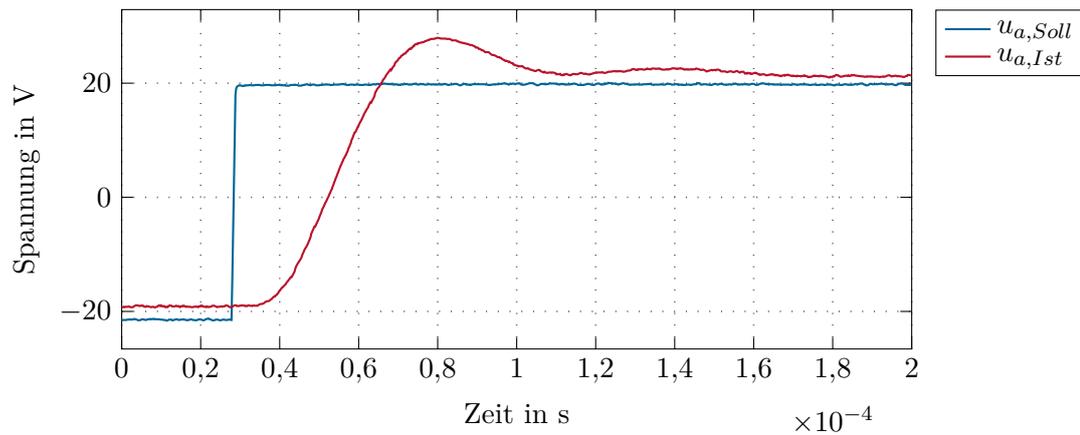


Abbildung 6.4: Gemessene Sprungantwort mit Butterworth Charakteristik.

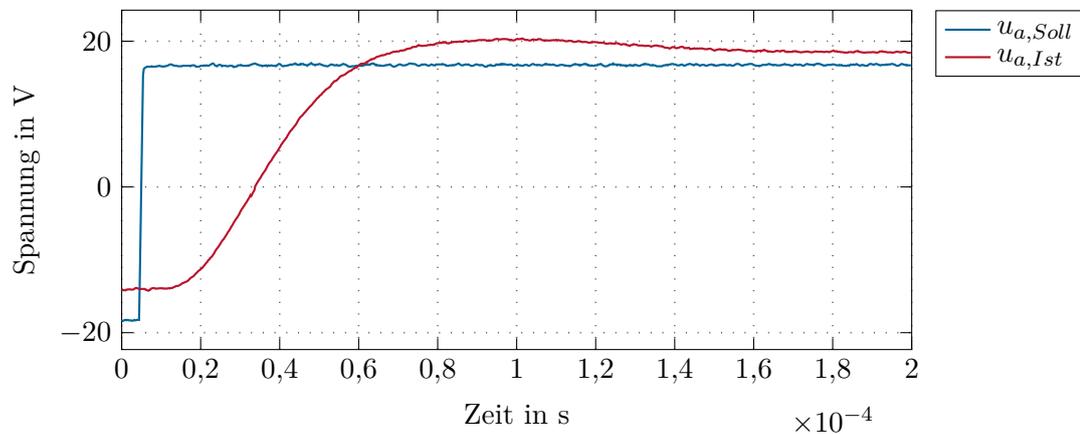


Abbildung 6.5: Gemessene Sprungantwort mit Bessel Charakteristik.

6.3 Lücken

Bei der Überprüfung des Filterentwurfs durch Simulationen wird in Abschnitt 4.4 festgestellt, dass bei kleinen Lastimpedanzen eine Verzerrung des Ausgangssignals entsteht. Dieses Verhalten des Schaltverstärkers konnte bei den Messungen reproduziert werden. Die dabei aufgenommenen Messdaten sind in den Abbildungen 6.6 und 6.7 veranschaulicht. Aus diesen ist erkennbar, dass der Deformation eine Phase des Lückens vorausgeht. Vergleicht man den simulierten Signalverlauf beim Lücken in Abbildung 4.9 mit den gemessenen Daten, ist in den Messdaten eine deutlich stärkere Deformation erkennbar. Wird die Deformation in der Simulation genauer betrachtet, zeigt sich, dass der Verlauf der Ausgangsspannung einen Steigungsfehler gegenüber dem Sollverlauf aufweist, jedoch stets seine Monotonie behält. Zu Beginn der Deformation ändert sich beim gemessenen Signalverlauf die Monotonie des Istverlaufs auf den gegensätzlichen Wert des Sollverlaufs. Erst nachdem der Integratoranteil des Reglers kompensierend einwirkt, dreht die Signalsteigung wieder

in die Richtung des Sollverlaufs und das Ausgangssignal nähert sich wieder dem Sollverlauf an. Als Grund für diese divergierenden Signalverläufe wird vermutet, dass in der Phase der falschen Signalmonotonie nicht nur ein Transistor sondern für eine kurze Zeitspanne beide Transistoren der Halbbrücke leiten. Durch diesen zeitweiligen Kurzschluss liegt am Eingang des Ausgangsfilters nicht die geforderte Spannungszeitfläche an. Dies führt in weiterer Folge zu einer Abweichung des Ausgangssignals. Die Annahme von zeitweiligen Kurzschlüssen der Halbbrücke erklärt auch warum die Transistoren bei Ausgangsströmen größer 2 A thermisch zerstört werden. Laut Datenblatt ist dieser Strom noch ausreichend vom maximal zulässigen Wert entfernt. Der Hersteller der Transistoren hat nach Abschluss der Tests eine Application Note [53] veröffentlicht, in welcher Hinweise zur optimalen Beschaltung der Transistoren gegeben werden. Ziel dieser Beschaltung ist das gleichzeitige Leiten der Transistoren infolge von Oszillationseffekten bei den Schaltvorgängen zuverlässig zu verhindern. Die empfohlenen Maßnahmen konnten wegen fehlender Information zum Zeitpunkt des Hardwareentwurfs aber nicht angewendet werden und sind daher im Testaufbau noch nicht berücksichtigt. Die vom Hersteller beschriebenen Auswirkungen unterstützen die Annahme des unbeabsichtigten Leitens beider Transistoren.

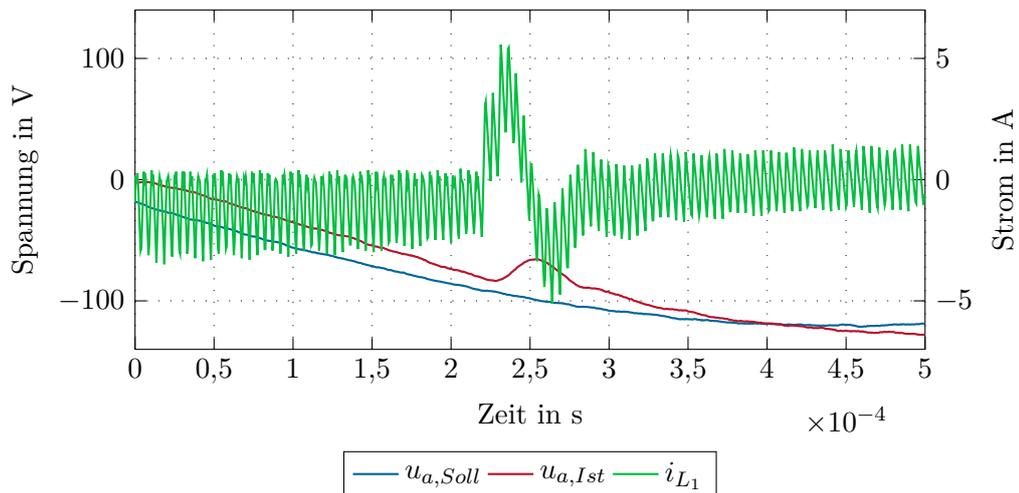


Abbildung 6.6: Gemessener Signalverlauf inklusive Verzerrung infolge des Lückens.

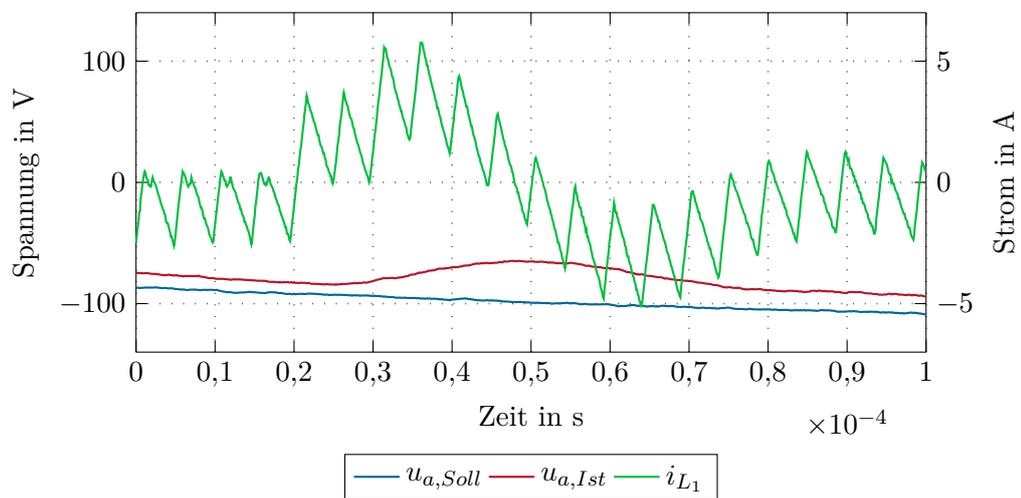


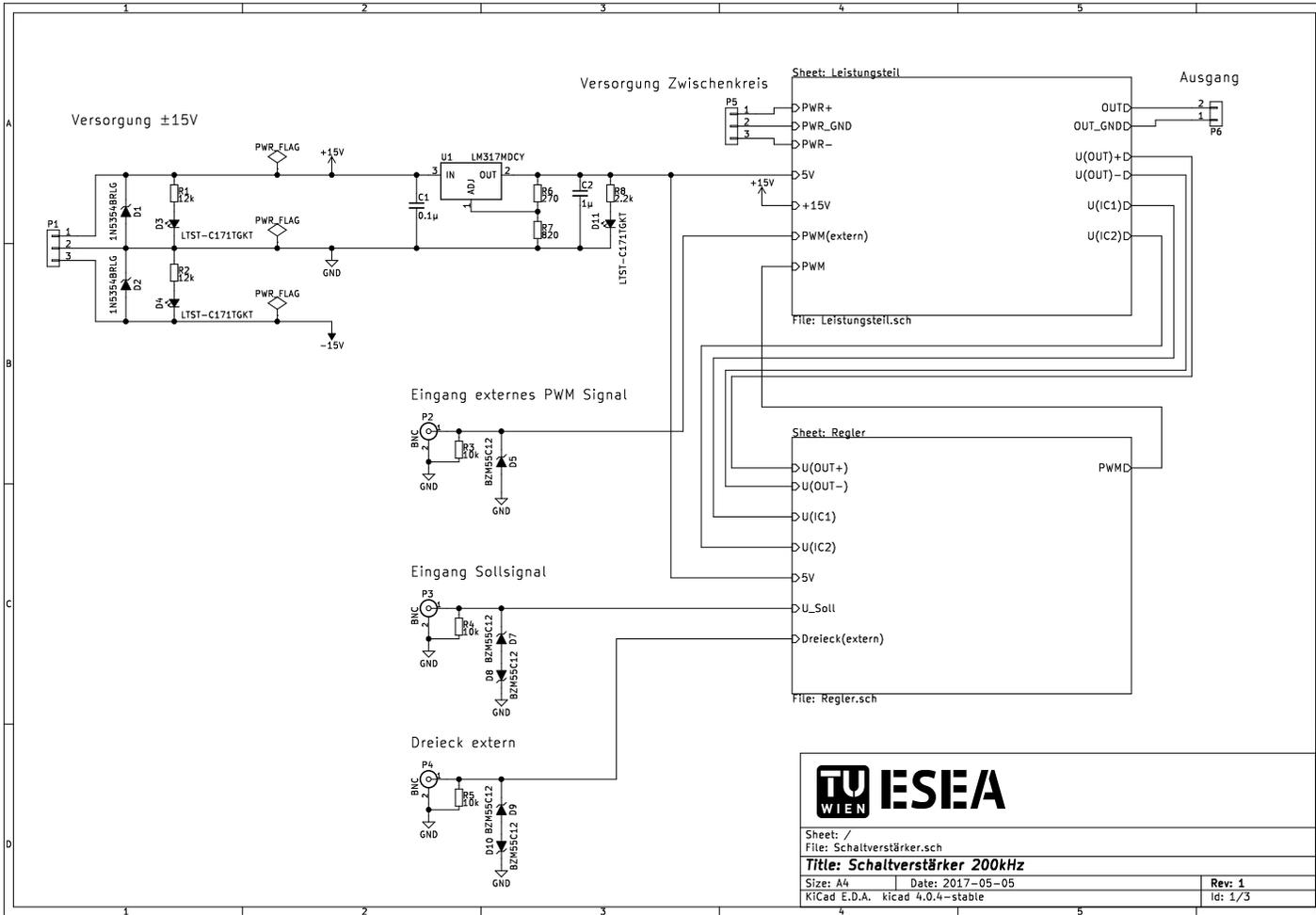
Abbildung 6.7: Vergrößerte Darstellung der gemessenen Signale beim Lücken.

7 Zusammenfassung und Ausblick

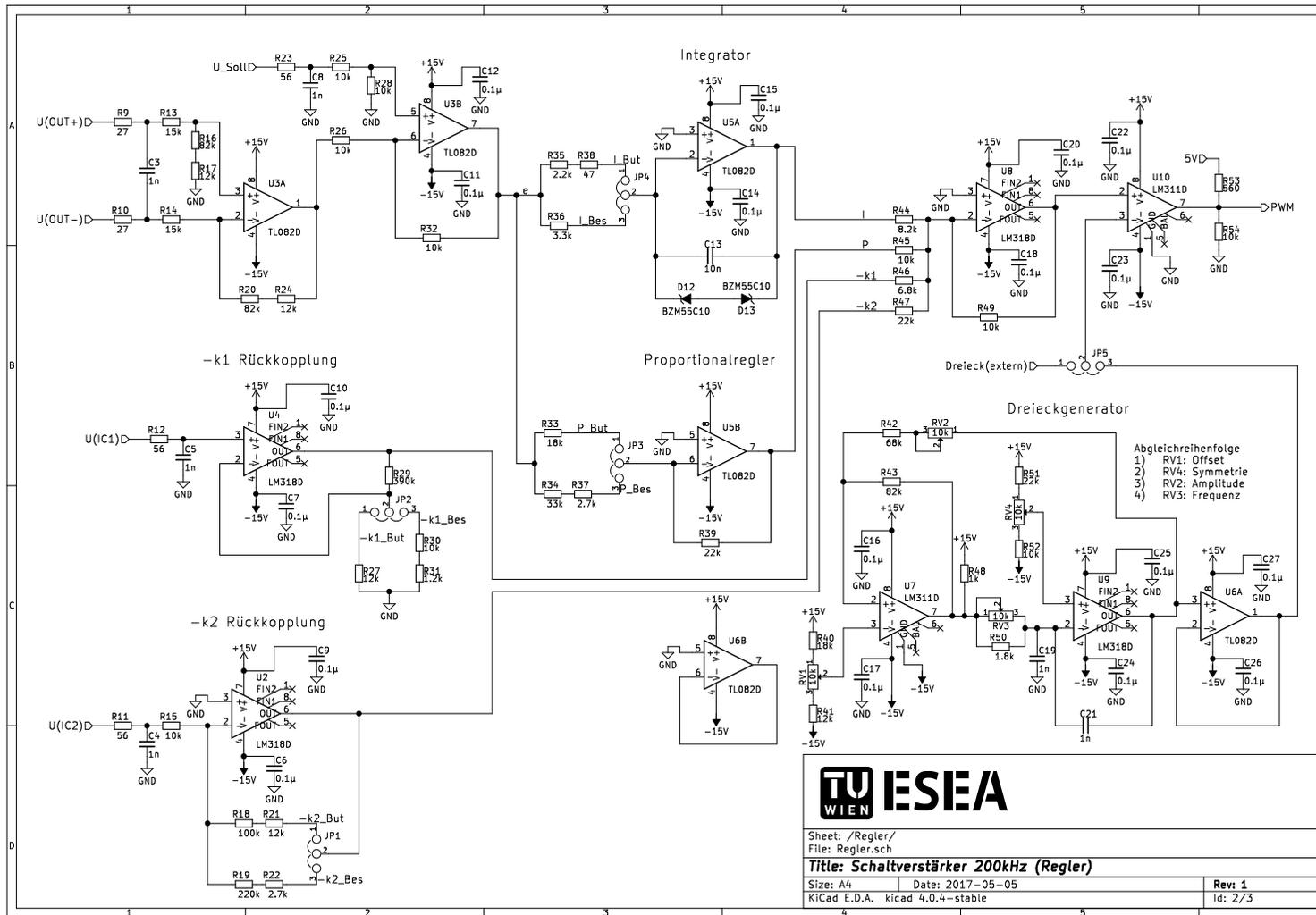
In dieser Arbeit wurde ein Schaltverstärker mit aktiver Ausgangsdämpfung für eine Schaltfrequenz von 200 kHz auf Basis von GaN-MOSFETs entworfen und realisiert. Durch den Einsatz von neuartigen Leistungshalbleitern aus Galliumnitrid mit kurzer Schaltzeit, kann der Schaltverstärker mit einer höheren Schaltfrequenz betrieben werden als mit Silizium basierten Transistoren. GaN-MOSFETs haben dank ihrer hohen Schaltgeschwindigkeit kleine Schaltverluste. Dies und die höhere thermische Belastbarkeit von GaN gegenüber Silizium ermöglicht den Schaltverstärker mit einem kleineren Kühlkörper aufzubauen. Ein weiterer Vorteil von GaN ist die Fähigkeit Strom sowohl in Vorwärts- als auch in Rückwärtsrichtung führen zu können. Daher ist es möglich den Schaltverstärker ohne zusätzlicher Freilaufdiode auszuführen. Das Ausgangsfilter des Schaltverstärkers wurde als zweistufiges LC-Filter ausgelegt, um eine hohe Bandbreite und gleichzeitig eine entsprechende Unterdrückung der schaltfrequenten Harmonischen zu gewährleisten. Zur Effizienzsteigerung des Verstärkers erfolgt die Dämpfung des Filters nicht mit passiven Elementen sondern durch ein aktives Verfahren. Dazu werden die Ströme in den Filterkondensatoren gemessen und dem Regler zugeführt. Es wurden zwei aktive Dämpfungsverfahren eingeführt, welche sich durch die Rückführung von einem bzw. von beiden Kondensatorströmen unterscheiden. Beide Varianten ermöglichen einen stabilen Betrieb, wobei die zweifache Rückführung einen zusätzlichen Freiheitsgrad beim Filterentwurf bietet. Weiters wird die Ausgangsspannung über einen PI-Regler geregelt. Dieser dient zur Kompensation von Schwankungen in der Versorgungsspannung und von Rückwirkungen variabler Lasten sowie zum Ausgleich von Nichtlinearitäten im Filterkreis. Außerdem wird mit dem Regler das dynamische Verhalten des Filters kontrolliert und kann beispielsweise als Butterworth oder Bessel Charakteristik vorgegeben werden. Der Entwurf des Filters wurde so durchgeführt, dass die Schaltfrequenz laut EMV-Norm IEC/EN 55011 Klasse-A unterdrückt wird. Eine Überprüfung des Filterentwurfs erfolgte mittels Simulationen. Es wurde ein Testaufbau mit 600 V GaN-MOSFETs realisiert. Dazu wurde eine induktionsarme Ansteuerung der Halbbrücke entworfen. Weiters erfolgte die Auslegung der Filterelemente und der Schaltungsentwurf des Analogreglers. Messungen am Testaufbau zeigen, dass das reale dynamische Verhalten dem des Entwurfs entspricht, der Schaltverstärker ein gutes Regelverhalten aufweist und die Eingangssignale am Ausgang reproduzieren kann. Dabei entstehen aufgrund der Verriegelungszeit der Halbbrücke bei größeren Strömen geringfügige Signalverzerrungen, die von den Simulationen vorhergesagt wurden. Allerdings konnte der Testaufbau nicht bei voller Leistung betrieben werden, da die MOSFETs bereits bei kleineren Lastimpedanzen thermisch zerstört wurden. Die Auswertung der Messdaten und ein Vergleich mit den Simulationen führt zur Annahme, dass sich die MOSFETs kurzzeitig unbeabsichtigt einschalten und damit in weiterer Folge den Zwischenkreis kurzschließen. Diese Annahme

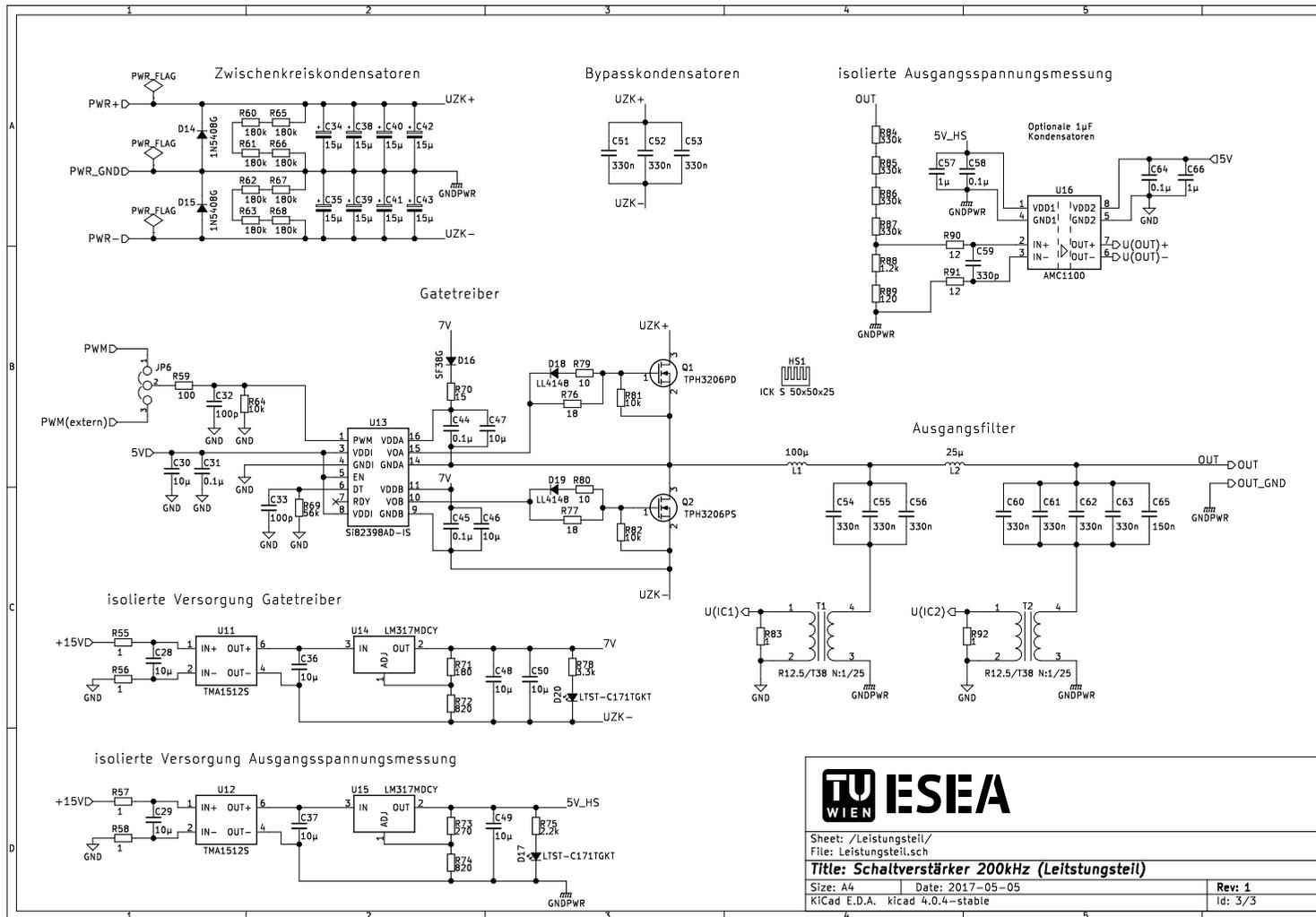
wird durch eine Application Note [53] des Transistorherstellers, welche erst nach dem Entwurf des Testaufbaus veröffentlicht wurde, unterstützt.

Die Messergebnisse bei kleineren Leistungen zeigen, dass der Schaltverstärker ein gutes dynamisches Verhalten hat. Lediglich die Gateansteuerung ist aufgrund fehlender Herstellerinformationen zum Entwurfszeitpunkt nicht für den Betrieb bei höheren Strömen geeignet. Im Zuge weiterer Forschungen ist daher eine Überarbeitung der Gateansteuerung, unter Berücksichtigung der neuesten Empfehlungen in der Application Note [53] des Transistorherstellers, notwendig. Das Ausgangsfilter und der Regler können für den neuen Entwurf übernommen werden. Potential für weitere Untersuchungen besteht außerdem in der aktiven Dämpfung. Diese benötigt die Kenntnis über den Strom in den Filterkondensatoren. Diese Ströme werden bisher gemessen, zukünftig könnten diese durch einen Beobachter erfasst und damit der Umfang an notwendigen Messungen reduziert werden.



A Schaltpläne





TU ESEA
WIEN

Sheet: /Leistungsteil/
File: Leistungsteil.sch

Title: Schaltverstärker 200kHz (Leistungsteil)

Size: A4	Date: 2017-05-05	Rev: 1
KiCad E.D.A.	kiCad 4.0.4-stable	Id: 3/3

Literatur

- [1] R. Lohde und F. W. Fuchs, „Laboratory type PWM grid emulator for generating disturbed voltages for testing grid connected devices“, in *Proceedings of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sep. 2009, S. 1–9.
- [2] A. Scharf, „Gallium Nitride is Moving Forward“, *Power Electronics Europe*, Nr. 6, S. 10–16, Nov. 2016.
- [3] X. Huang, Z. Liu und Q. Li, „Evaluation and Application of 600 V GaN HEMT in Cascode Structure“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 5, S. 2453–2461, Mai 2014.
- [4] A. Scharf, „Power Electronics Change the Automotive world“, *Power Electronics Europe*, Nr. 6, S. 5, Nov. 2016.
- [5] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij und D. Reusch, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*, 2. Aufl. Wiley, 2015.
- [6] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungselemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*, 2. Aufl. Berlin Heidelberg: Springer-Vieweg, 2012.
- [7] M. Conrad und R. W. DeDoncker, „Avoiding reverse recovery effects in super junction MOSFET based half-bridges“, in *IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Juli 2015, S. 1–5.
- [8] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*, 7. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015.
- [9] S. Kaya, J. Li, Y. Sato, S. Kato und S. Yoshida, „High power AlGaIn/GaN HFET with a high breakdown voltage of over 1.8 kV on 4 inch Si substrates and the suppression of current collapse“, in *Proceedings of the 20th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's*, Mai 2008, S. 287–290.
- [10] M. A. Briere, „GaN Based Power Conversion“, *Power Electronics Europe*, Nr. 5, S. 23–27, Juli 2009.
- [11] W. Lanford, Y. O. T. Tanaka und I. Adesida, „Recessed-gate enhancement-mode GaN HEMT with high threshold voltage“, *Electronics Letters*, Bd. 41, Nr. 7, S. 449–450, März 2005.
- [12] Y. Cai, Y. Zhou, K. Lau und K. Chen, „Control of Threshold Voltage of AlGaIn/GaN HEMTs by Fluoride-Based Plasma Treatment: From Depletion Mode to Enhancement Mode“, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Bd. 53, Nr. 9, S. 2207–2215, Sep. 2006.
- [13] X. Hu, G. Simin, J. Yang, M. A. Khan, R. Gaska und M. Shur, „Enhancement mode AlGaIn/GaN HFET with selectively grown pn junction gate“, *Electronics Letters*, Bd. 36, Nr. 8, S. 753–754, Apr. 2000.
- [14] *GN001 Application Guide: Design with GaN Enhancement mode HEMT*, GaN-Systems, www.gansystems.com, Okt. 2016.

- [15] Datenblatt *TPH3206PS*, Transphorm, www.transphormusa.com, Juni 2016.
- [16] J. Lautner und B. Piepenbreier, „High Efficiency Three-Phase-Inverter with 650 V GaN HEMTs“, in *Proceedings of PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Mai 2016, S. 1278–1285.
- [17] K. Shirabe, M. Swamy, J.-K. Kang, M. Hisatsune, Y. Wu, D. Kebort und J. Honea, „Advantages of high frequency PWM in AC motor drive applications“, in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2012, S. 2977–2984.
- [18] E. Gurpinar und A. Castellazzi, „Single-Phase T-Type Inverter Performance Benchmark Using Si IGBTs, SiC MOSFETs, and GaN HEMTs“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 10, S. 7148–7160, Okt. 2016.
- [19] R. D. Middlebrook, „Design Techniques for Preventing Input Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators“, in *Proceedings of Powercon 5*, Mai 1978, A3.1–A3.16.
- [20] R. W. Erickson, „Optimal Single Resistor Damping of Input Filters“, in *Proceedings of IEEE APEC'99*, 1999.
- [21] M. Sclocchi, *Input Filter Design for Switching Power Supplies*, SNVA538, Texas Instruments, www.ti.com, 2010.
- [22] L. Xing, F. Feng und J. Sun, „Optimal Damping of EMI Filter Input Impedance“, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, S. 1685–1692.
- [23] M. R. P. Kumar und J. M. S. Kim, „Capacitor current feedback for output filter damping in switched-mode magnet power supplies“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Bd. 30, S. 1778–1781, Juli 1994.
- [24] P. A. Dahono, Y. R. Bahar, Y. Sato und T. Kataoka, „Damping of transient oscillations on the output LC filter of PWM inverters by using a virtual resistor“, in *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2001, S. 403–407.
- [25] W. Zhao und G. Chen, „Comparison of active and passive damping methods for application in high power active power filter with LCL-filter“, in *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, Apr. 2009, S. 1–6.
- [26] J. Lunze, *Regelungstechnik 1*, 10. Aufl. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2014.
- [27] V. Spinu und D. de Vrie, „Comparison of active and passive damping methods for application in high power active power filter with LCL-filter“, in *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, S. 36–41.
- [28] M. Mayer, *Signalverarbeitung: Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*, 7. Aufl. Wiesbaden: Springer Fachmedien, 2014.
- [29] L. v. Wagenheim, *Aktive Filter und Oszillatoren: Entwurf und Schaltungstechnik mit integrierten Bausteinen*. Berlin Heidelberg: Springer Verlag, 2008.
- [30] L. D. Paarmann, *Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective*. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2001.

- [31] S. Winder, *Analog and Digital Filter Design*, 2. Aufl., Ser. EDN Series for Design Engineers. Elsevier Science, 2002.
- [32] V. I. Utkin, „Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 40, S. 23–36, 1993.
- [33] —, „Sliding mode control of DC/DC converters“, in *Journal of the Franklin Institute*, Bd. 350, 2013, S. 2146–2165.
- [34] EN55011:2016, *Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Geräte Funkstörungen - Grenzwerte und Messverfahren (CISPR 11:2015, modifiziert)*; Deutsche Fassung EN 55011:2016, Norm, 2017.
- [35] P. Cortes, D. O. Boillat, H. Ertl und J. W. Kolar, „Comparative Evaluation of Multi-Loop Control Schemes for a High-Bandwidth AC Power Source with a Two-Stage LC Output Filter“, in *International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA 2012)*, Nov. 2012, S. 1–10.
- [36] *Application Note AN-0004: Designing Hard-switched Bridges with GaN*, Transphorm, www.transphormusa.com, Sep. 2014.
- [37] F. Zach, *Leistungselektronik: Ein Handbuch*, 5. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015.
- [38] *Datenblatt Si8239x*, Silicon Labs, www.silabs.com, 2016.
- [39] *Datenblatt TMA1512S*, Traco Power, www.tracopower.com, Feb. 2014.
- [40] *Datenblatt LM317M*, Texas Instruments, www.ti.com, März 2014.
- [41] *Application Note AN486: High-Side Bootstrap Design Using ISODrivers in Power Delivery Systems*, Silicon Labs, www.silabs.com, 2016.
- [42] *Magnetic Powder Cores*, Chang Sung Corporation, www.changsung.com, 2016.
- [43] *Datenblatt Aluminum Electrolytic Capacitors / ED*, Panasonic, industrial.panasonic.com, März 2006.
- [44] *Heatsinks for IC processor, ICK S 50x50x25*, Fischer Elektronik, www.fischerelektronik.de, 2016.
- [45] *Datenblatt AMC1100 Fully-Differential Isolation Amplifier*, Texas Instruments, www.ti.com, Dez. 2014.
- [46] *Ferrites and accessories: Toroids R12.5×7.50×5.00*, TDK EPCOS, www.tdk.eu, 2014.
- [47] *Ferrites and accessories: SIFERRIT material T38*, TDK EPCOS, www.tdk.eu, 2006.
- [48] S. Wicki, R. Wiederkehr und M. Zürcher, *Klein, aber laut!: Schaltungsbeschreibung eines digitalen Audioverstärkers für das Studium und den Nachbau*. Norderstedt: Books on Demand, 2012.
- [49] M. Viehmann, *Operationsverstärker: Grundlagen, Schaltungen, Anwendungen*. München: Carl Hanser Verlag, 2016.
- [50] *Datenblatt LM311*, Texas Instruments, www.ti.com, Juni 2015.

-
- [51] *Datenblatt LM318*, Texas Instruments, www.ti.com, Dez. 2002.
- [52] *Datenblatt TL082*, Texas Instruments, www.ti.com, Mai 2015.
- [53] *Application Note AN-0009: Recommended External Circuitry for Transphorm GaN FETs*, Transphorm, www.transphormusa.com, Mai 2017.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct - Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis (in der aktuellen Fassung des jeweiligen Mitteilungsblattes der TU Wien), insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, 2. Juni 2017

Erich Gerstbauer