

Entwicklung und Konstruktion eines Hochspannungs-Hochfrequenz-Generators

PWM-Verstärker

Diplomarbeit



Institut für Hochspannungstechnik und Systemmanagement
Technische Universität Graz

Betreuer

O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Michael Muhr, Vizerektor
Univ.-Ass. Dipl.-Ing. Jürgen Fabian

Co-Betreuer

Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler
Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Klaus Krischan

Vorgelegt von Helmut Heinle

Institutsleiter: O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Michael Muhr, Vizerektor

A - 8010 Graz, Inffeldgasse 18-I
Telefon: (+43 316) 873 – 7401
Telefax: (+43 316) 873 – 7408
<http://www.ihs.tugraz.at>
<http://www.tugraz.at>

Graz / November - 2010



Danksagung

An dieser Stelle möchte ich Herrn O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c. Michael Muhr für seine Ideen zur Verwirklichung des Generators sowie seinen kompetenten Ratschlägen und sein Vertrauen, diese Arbeit zu meistern, danken. Ohne seine Unterstützung wäre dieses Projekt nie realisierbar gewesen.

Herrn Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler möchte ich für seine technische Unterstützung im Bereich der Elektronik danken. Sein umfangreiches Wissen und die stets lösungsorientierten Vorschläge waren sehr hilfreich.

Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Ass.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Klaus Krischan, der die Arbeit mit seinem herausragenden fachlichen Wissen im Bereich der Stromrichtertechnik stets vorantrieb und seine langjährigen Erfahrungen an mich weiter gab.

Großer Dank gebührt auch Herrn Univ.-Ass. Dipl.-Ing. Jürgen Fabian für die organisatorische und moralische Unterstützung sowie seine ausgezeichnete Betreuung. Auftretende Probleme konnten durch sein ambitioniertes Engagement schnell gelöst werden.

Danken möchte ich noch meinem langjährigen Freund und Studienkollegen René Plasser, der mich auch während der Studienzeit begleitete und mich in schwierigen Zeiten unterstützt.

Aus tiefstem Herzen und in besonderer Weise möchte ich meinen Eltern und meiner Freundin danken, die mich während des Studiums in jeder Hinsicht unterstützt haben und möchte ihnen diese Diplomarbeit widmen. Ohne sie hätte ich diese schöne Zeit nie erleben dürfen.

Graz, November 2010

Helmut Heinle

Kurzfassung

In der heutigen Energie- und Hochspannungstechnik versucht man, Isolierstoffe und Materialien immer besser auszunutzen, um die Effizienz bzw. die Lebensdauer zu steigern, und somit eine höhere Betriebssicherheit zu gewährleisten. Hierzu müssen Isolationsmaterialien beansprucht, getestet und ihre Eigenschaften ermittelt werden. In der Praxis werden Spannungsprüfungen, Verlustfaktormessungen und noch einige weitere Tests durchgeführt, um zu beobachten, wie sich das Material unter Extrembedingungen verhält. In diesem Sinne ist es in jedem Fall sinnvoll, den Verlustfaktor auch bei höheren Frequenzen, sprich im Bereich von 1kHz bis 20kHz oder höher, zu ermitteln. Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung und Konstruktion eines Hochspannungs-Hochfrequenz-Generators, einer Spannungsquelle, die sinusförmige Spannungen von 0 bis $10kV_{\text{eff}}$, und Frequenzen im Bereich von 500Hz bis 20kHz bei 5kVA, liefert. Dieses Projekt wurde in drei Komponenten aufgeteilt: 1. Bedieneinheit und Signalgenerator; 2. Spannungsversorgung, Signalverarbeitung und PWM-Verstärker und 3. Filter und Transformator. Im Speziellen wurde in dieser Arbeit Punkt 2 entwickelt und konstruiert.

Schlüsselwörter:

PWM-Verstärker, Class D-Verstärker, Inverter, Frequenzumformer, Stromrichter, Hochfrequenz, Hochspannung

Abstract

In today's power and high voltage engineering there is a constant effort to use materials and insulators in better ways to increase their efficiency and life time and thus guarantee a higher operational reliability. For this reason, the insulating materials have to be stressed, tested and their properties have to be determined. In practice, voltage testings, dielectric loss factor measurements, and some additional tests are performed to monitor how the material in question behaves under extreme conditions. Thus it makes perfect sense to determine the loss factor at higher frequencies too, meaning the range from 1kHz up to 20kHz or higher. The aim of this paper is the discussion of the development and construction of a high voltage, high frequency generator, a voltage supply source which delivers a sinus shaped voltage of 0 to 10kV_{eff} and frequencies in the range of 500Hz to 20kHz at 5kVA. This project was split into three components: 1. operating panel and signal generator; 2. voltage supply, signal processing and PWM-amplifier and 3. filter and transformer. This paper focuses mainly on the development and construction of number 2.

Keywords:

PWM-Amplifier, Class D-Amplifier, inverter, frequency converter, high frequency, high voltage

Inhaltsverzeichnis

1 Zeichenerklärung	8
2 Kurzfassung	13
2.1 Ziel	13
2.2 Methode	13
2.3 Ergebnisse	13
2.4 Schlussfolgerungen	13
3 Einleitung	14
4 Der PWM-Verstärker	16
4.1 Ansteuerverfahren	20
5 Entwicklung und Konstruktion des PWM-Verstärkers	24
5.1 Auslegung der Vollbrücke	24
5.1.1 Auswahl der Leistungs-MOSFETs für die Vollbrücke.....	24
5.2 Entwicklung und Dimensionierung der Halbbrückentreiberschaltung	27
5.2.1 Schaltungsbeschreibung	27
5.2.2 Abbildung des Schaltplans.....	30
5.2.4 Abbildung des Platinenlayouts.....	31
5.2.5 Stückliste	32
5.3 Entwicklung und Dimensionierung der Halbbrückenhilfsspannungsversorgung	34
5.3.1 Schaltungsbeschreibung	34
5.3.2 Abbildung des Schaltplans.....	34
5.3.3 Abbildung des Platinenlayouts.....	35
5.3.4 Stückliste	36
5.4 Entwicklung und Dimensionierung der Signalverarbeitung.....	37
5.4.1 Schaltungsbeschreibung	37

5.4.1.1	Abschätzung der Verriegelungszeit und Berechnung der Komponenten des RC-Gliedes im Delay-Generator	41
5.4.1.2	Messung der Verriegelungszeit	43
5.4.1.3	Spannungsversorgung der Signalverarbeitungsplatine	44
5.4.1.4	Abgleichen der Offsets in der Schaltung	44
5.4.2	Abbildung des Schaltplans.....	46
5.4.3	Abbildung des Layouts	47
5.4.4	Stückliste	48
5.5	Dimensionierung der Hauptstromversorgung.....	50
5.5.1	Auslegung der Zwischenkreiskapazität C_B	50
5.5.2	Auslegung der Ausgleichs- und Entladewiderstände	53
5.6	Auslegung des Ladewiderstandes der Zwischenkreiskapazität.....	55
5.7	Schaltplan des Stromrichters	57
5.8	Stückliste	58
5.9	Entwicklung und Dimensionierung der Schutz- und Überwachungsschaltung.....	59
5.9.1	Schaltungsbeschreibung	59
5.9.2	Einstellen der Überstrombegrenzung.....	62
5.9.3	Einstellen der Übertemperaturschaltung	62
5.9.4	Abbildung des Schaltplans.....	63
5.9.5	Abbildung des Layouts der Schutz- und Überwachungsplatine.....	64
5.9.6	Stückliste	65
6	Verlustberechnung und Wirkungsgrad	68
6.1	Abschätzung des Nennstroms in der Vollbrücke	68
6.2	Berechnung der Zwischenkreisspannung	68
6.3	Verlustleistung an einem MOSFET des Typs IXFN38N100P [7].....	69
6.3.1	Gateverluste	69
6.3.2	Schaltverluste	69
6.3.3	Leitverluste	69

6.4	Verlustleistung am Low-Side-Treiber IXDD414CI [7]	70
6.5	Wirkungsgradbetrachtung des Stromrichters	70
6.6	Kühlkörperberechnung	72
6.6.1	Vollbrücken-MOSFETs IXFN38N100P	72
6.6.2	Low-Side-Treiber IXDD414CI	73
6.6.3	Hauptgleichrichter 36MT80PBF	74
7	Zusammenfassung und Ergebnisse.....	76
8	Diskussion und Ausblick	79
9	Literatur	80
10	Anhang.....	81



1 Zeichenerklärung

Symbolverzeichnis

$\Delta\theta$	Temperaturdifferenz
ω	Kreisfrequenz
τ	Zeitkonstante
η_{TR}	Wirkungsgrad des Transformators
η_I	Wirkungsgrad des Inverters
C	Kapazität allgemein
C_G	Gatekapazität eines MOSFETs
C_{iss}	Eingangskapazität eines MOSFETs
$C_{Prüfling}$	Prüflingskapazität
D	Diode allgemein
d	duty cycle, Tastverhältnis
$\frac{dU}{dt}$	Spannungsänderung
F	Sicherung
f	Frequenz allgemein
f_{sw}	switching frequency, Schaltfrequenz
GND	Ground
I	Strom allgemein, Effektivwert
\hat{I}	Scheitelwert des Stroms
\bar{I}	Gleichrichtwert des Stroms
I_{0A}	Gleichstromkomponente am Ausgang des Stromrichters
I_{0D}	driver output current, Treiberausgangsstrom
I_1	Effektivwert des Ausgangsstroms
\hat{I}_1	Scheitelwert des Ausgangsstroms
$I_{Ausgleich}$	Strom durch die Ausgleichswiderstände



I_{FSM}	maximum surge forward current, maximaler Impulsstrom in Vorwärtsrichtung
I_L	charging current, Ladestrom
I_{lka}	leakage current, Leckstrom
I_{pulse}	pulse current, Pulsstrom
I_D	Drainstrom eines MOSFETs
J	Header, Steckverbinder
L	Induktivität allgemein
L_B	Glättungsdrossel
P	Wirkleistung
P_{COND}	conduction losses, Leitverluste
P_D	driver losses, Verlustleistung am Gatetreiber
P_G	Gateverluste
P_{RG}	Verlustleistung am Gatewiderstand
P_{SW}	switching losses, Schaltverluste
P_V	Verlustleistung
P_{VHB}	Verlustleistung einer Halbbrücke
P_{VR2}	Maximum der Impulsleistung am Ladewiderstand
Q	Blindleistung
Q_G	Gateladung eines MOSFETs
R	Widerstand allgemein
$R_{Ausgleich}$	Ausgleichswiderstand
$R_{DS(on)}$	Widerstand der Drain-Source Strecke eines MOSFETs im eingeschalteten Zustand
R_G	Gatewiderstand
R_{lka}	repräsentativer Widerstand des Leckstroms
R_{OH}	Treiberausgangswiderstand wenn Ausgang HIGH
R_{OL}	Treiberausgangswiderstand wenn Ausgang LOW
R_{thJC}	Wärmeübergangswiderstand Sperrschicht-Gehäuse (Junction-Case)



R_{thCS}	Wärmeübergangswiderstand Gehäuse-Kühlkörper (Case-Sink)
R_{thSA}	Wärmeübergangswiderstand Kühlkörper-Umgebung (Sink-Ambient)
R_{thJA}	Wärmeübergangswiderstand Sperrschicht-Umgebung (Junction-Ambient)
S	Scheinleistung
S_1	Ausgangsscheinleistung
T	Transistor, MOSFET
T_A	ambient temperature, Umgebungstemperatur
T_{JM}	maximum junction temperature, maximale Sperrschichttemperatur
TR	Transformator
t	Zeit allgemein
t_d	delay time, Verriegelungszeit
$t_{d(off)}$	turn off delay time, Ausschaltverzögerungszeit
$t_{d(on)}$	turn on delay time, Einschaltverzögerungszeit
t_f	fall time, Fallzeit
t_{OFF}	Ausschaltzeit
t_{ON}	Einschaltzeit
t_r	rise time, Anstiegszeit
t_{rr}	reverse recovery time, Sperrzeit
U	Spannung allgemein, Effektivwert
U_0	Zwischenkreisspannung, Gleichanteil einer Spannung
U_1	Effektivwert der Grundschiwingung der Ausgangsspannung
U_{0A}	Gleichspannungskomponente am Ausgang des Stromrichters
U_A	Ausgangsspannung
\hat{U}_A	Scheitelwert der Ausgangsspannung
$U_C(t)$	zeitabhängige Kondensatorspannung
U_{CC}	Versorgungsspannung des Treibers
U_D	Treiberausgangsspannung



U_{DC}	Zwischenkreisspannung, Gleichspannung
U_{DS}	Drain-Source-Spannung eines MOSFETs
U_E	Eingangsspannung
\hat{U}_F	Scheitelwert des Spannungsabfalls am Filter
U_{GS}	Gate-Source-Spannung eines MOSFETs
\hat{U}_T	Scheitelwert der Transformatorprimärspannung
U_V	verkettete Spannung
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis
V	Verstärkung
V_{CC}	Versorgungsspannung
V_i	input voltage, Eingangsspannung, Differenzeingangsspannung
V_{IN}	Spannung am invertierenden Eingang
V_{IP}	Spannung am nichtinvertierenden Eingang
V_{ON}	Spannung am invertierenden Ausgang
V_{OP}	Spannung am nichtinvertierenden Ausgang
V_{OCM}	common mode output voltage, Gleichtaktausgangsspannung
$V_{O,dm}$	differential mode output voltage, Differenzausgangsspannung
V_{T+}	positive-going input treshold voltage, Spannungslevel der positiven Schaltschwelle
V_{T+MAX}	maximum positive-going input treshold voltage, maximaler Spannungslevel der positiven Schaltschwelle
V_{T+MIN}	minimum positive-going input treshold voltage, minimaler Spannungslevel der positiven Schaltschwelle
X	Klemme



Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating Current, Wechselstrom
BJT	Bipolar Transistor
DC	Direct Current, Gleichstrom
EAGLE ^{®1}	Einfach anzuwendender grafischer Layout-Editor
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
HB	half bridge, Halbbrücke
HiFi	High Fidelity, hohe (Klang-) Treue
IC	Integrated Circuit, integrierte Schaltung
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LED	Light Emitting Diode, Leuchtdiode
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NTC	Negative Temperature Coefficient, Thermistor
PWM	pulse width modulation, Pulsweitenmodulation
SMB	Sub-Miniature-B
SOT	Small Outline Transistor (Package)
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
$\tan(\delta)$	dielectric loss factor, Verlustfaktor

¹ <http://www.cadsoft.de/>

2 Kurzfassung

2.1 Ziel

Für ein Hochspannungs-Hochfrequenz-Prüfgerät soll ein effizienter Verstärker entwickelt und konstruiert werden, der ein Signal eines Frequenzgenerators verstärkt und nach anschließender Filterung einen Transformator speist.

2.2 Methode

Aufgrund des hohen Wirkungsgrades wird ein Verstärker der Klasse D entworfen. Dieser soll vor Überstrom und Übertemperatur geschützt sein, um das Gerät im Falle eines Prüflingsdurchschlages bzw. einer Überhitzung der Ausgangsstruktur nicht zu zerstören. Der Hochfrequenztransformator [9], der vom Umrichter gespeist wird, erzeugt die Hochspannung, mit der der Prüfling beaufschlagt wird.

2.3 Ergebnisse

Der PWM-Verstärker wurde unter Zuhilfenahme von EAGLE[®] und SPICE entwickelt. Dieser arbeitet im Frequenzbereich von 500Hz bis 20kHz. In einem gewissen Bereich treten noch Störungen in der Treiberschaltung auf. Der Verstärker wurde bis zum Zeitpunkt der Abgabe mit Nennstrom und bis zu einer Zwischenkreisspannung von 150V betrieben.

2.4 Schlussfolgerungen

Um Spannungsüberhöhungen am Prüfling zu vermeiden, sollte eine Regelung der Ausgangsspannung vorgesehen werden. Die Überstromschutzschaltung sollte noch etwas genauer untersucht werden, sodass die Abschaltung etwas präziser erfolgt. Um die Spannungsqualität am Ausgang aufrecht zu erhalten, müssen die Störungen in der Treiberschaltung eliminiert werden.

3 Einleitung

Aufgrund des steigenden Energieverbrauchs und der somit wachsenden Übertragungsleistungen strebt man zu immer höheren Netzspannungen. Die Isolationssysteme müssen immer größeren Beanspruchungen standhalten und dafür ausgelegt werden. Oft wird mit sehr niedriger Frequenz (z.B. 0.1Hz) geprüft, damit man mit geringerer Prüfleistung auskommt bzw. mittels Resonanzanlagen, um mit relativ kleinen Leistungen auf hohe Prüfspannungen zu kommen. Da alle Komponenten im Netz schwingungsfähig sind, werden durch Schaltheftungen höherfrequente Schwingungen angeregt. Schon ein steiler Einschaltimpuls enthält viele Frequenzen die in hohe Bänder hinaufreichen können. In Gebieten der Hochfrequenztechnik, wo neben der hohen Frequenz auch noch hohe Spannungen zur Anwendung kommen, weisen Isoliersysteme besonders hohe Ermüdungen auf. Die Isolierstoffe müssen aufgrund der hohen elektrischen Belastungen geprüft und ihre Eigenschaften bestimmt werden, um die Lebensdauer abschätzen zu können. Isoliermaterialien, wie zum Beispiel Folien und Öle, werden, bevor sie eingesetzt werden, mit Hilfe von Spannungsprüfungen, Verlustfaktormessungen usw., im Labor getestet.

Der Verlustfaktor $\tan(\delta)$ gibt das Verhältnis aus Wirk- zu Blindleistung an und ist folgendermaßen definiert:

$$\tan(\delta) = \frac{P}{Q} \quad (3.1)$$

Ein reales Dielektrikum setzt sich aus einer Kapazität und einem Serieneratzwiderstand zusammen. Die umgesetzte Leistung im Widerstand führt zur Erwärmung des Isolierstoffes, steigt proportional mit der Frequenz, und kann bis zur Zerstörung des Materials führen. Meist erfolgt ein Durchschlag des Mediums und der betroffene Teil fällt aus.

Die Verlustfaktormessung in hohen Frequenzbereichen ist bis jetzt noch relativ unerforscht, da es an geeigneten regelbaren Prüfgeräten fehlt, die hohe Spannungen und gleichzeitig hohe Frequenzen bei großen Ausgangsleistungen liefern können. Das Ziel ist, einen effizienten Hochspannungs-Hochfrequenz-Generator zu entwickeln und zu konstruieren, der bei einer Ausgangsleistung von 5kVA eine Spannung von 0 bis 10kV und einen Strom von 0.5A über den gesamten Spannungsbereich bereitstellt. Die Ausgangsfrequenz soll in einem Bereich von 500Hz bis 20kHz einstellbar sein. Mit diesem Gerät sollte es möglich sein die nötigen Größen für eine Verlustfaktormessung bei hohen Frequenzen zu erzeugen. Wie in folgender Gleichung zu sehen ist, kann eine maximale Prüflingskapazität von 400pF bei 20kHz und größtmöglicher Spannungsamplitude getestet werden, wobei die Kapazität bei sinkender Frequenz steigt.

$$C_{Prüfling} = \frac{Q}{\omega \cdot U^2} = \frac{5kvar}{2 \cdot \pi \cdot 20kHz \cdot (10kV)^2} \cong \underline{400pF} \quad (3.2)$$

Das Konzept besteht grundsätzlich aus einem Frequenzrichter und einem Hochspannungs-Hochfrequenz-Transformator [9]. Da die Spannung einstellbar sein soll wird der Stromrichter ähnlich einem PWM-Verstärker (Class D) konstruiert und von einem Sinusgenerator gespeist. Um den angestrebten Wirkungsgrad von >80% zu erreichen, musste diese effiziente Topologie verwendet werden, da andere, wie z.B. Class AB, nur Wirkungsgrade $\leq 50\%$ erreichen [1].

Der Block „Bedieneinheit und Signalgenerator“ erzeugt das einstellbare Sinussignal und ein Dreieckssignal fester Frequenz. Nebenbei wird für die einfache Möglichkeit der Dateneingabe gesorgt. Die „Signalverarbeitung“ wandelt das analoge Sinussignal in ein pulswidenmoduliertes Signal um und beinhaltet die Ansteuerlogik für die Vollbrücke im „PWM-Verstärker“, der das modulierte Signal verstärkt. Bei der anschließenden Filterung im „Filter“-Block wird die Schaltfrequenz herausgefiltert und das ursprüngliche Signal rekonstruiert. Somit wird eine sinusförmige Spannung an den „Hochfrequenztransformator“ [9] geliefert, der diese dann hochtransformiert.

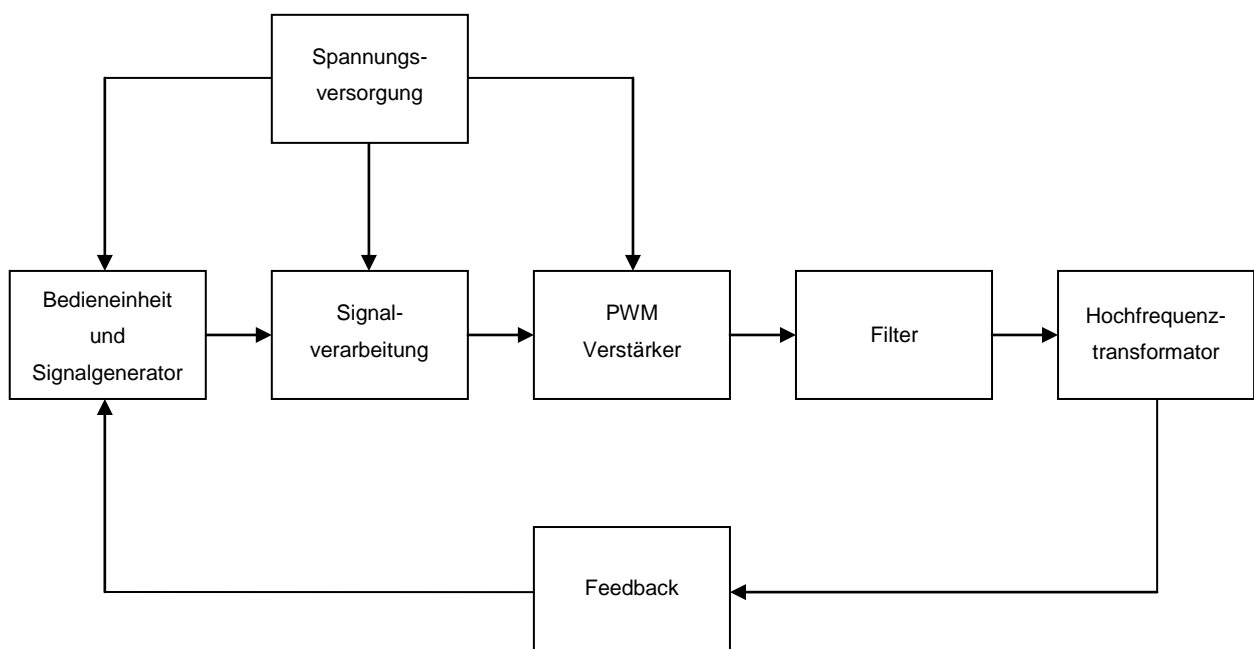


Abbildung 1: Blockschaltbild des Prüfgenerators

Über „Feedback“ können diverse Größen, die für die Regelung benötigt werden, an den Mikrocontroller der Bedieneinheit zurückgeführt werden. Die „Spannungsversorgung“ stellt die Betriebsspannung der Blöcke „Bedieneinheit und Signalgenerator“, „Signalverarbeitung“ und „PWM-Verstärker“ zur Verfügung.

4 Der PWM-Verstärker

Wie schon erwähnt, soll ein effizientes Konzept verwendet werden. Die Wahl fiel auf die PWM-Verstärkertopologie, welche auch als Class D-Verstärker bezeichnet werden kann. Im Gegensatz zu den Linearverstärkern (Class A, B, AB), dessen Ausgangstransistoren als lineare Regler fungieren, werden in der Class D-Topologie die Schalter entweder vollkommen ein- bzw. ausgeschaltet. Durch diese Betriebsart wird der Spannungsabfall an diesen Schaltern klein gehalten und somit ergeben sich geringere Verluste. Neben dem großen Vorteil der hohen Effizienz gibt es jedoch auch einige Nachteile, die zu Verzerrungen im Ausgangssignal führen:

- Begrenzter $R_{DS(ON)}$, endliche Schaltgeschwindigkeit und Body-Diode Charakteristik

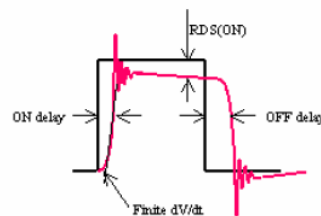


Abbildung 2: Einfluss der Bauteileigenschaften eines MOSFETs [1]

- Parasitäre Komponenten, die ein Schwingen an den Schaltflanken erzeugen
- Spannungsschwankungen der Versorgung durch eine begrenzte Ausgangsimpedanz und der Energie, die aus dem Zwischenkreis bezogen wird
- Nichtlinearität im Ausgangstiefpassfilter
- Zeitfehler, die in den Gate-Treibern entstehen, wie Totzeiten, t_{ON}/t_{OFF} und t_r/t_f
- Nichtlinearität im PWM-Signal, die zwischen Modulator und Schaltstufe, aufgrund von begrenzter Auflösung, entsteht.

Der Hauptgrund für die Nichtlinearität ist die Totzeit, die von den Gate-Treibern generiert wird [1]. Diese sollte so klein wie nur möglich gewählt werden, aber gerade noch so groß, dass die High- und Low-Side-MOSFETs nicht überschneidend leiten können. Wegen der Bauteiltoleranzen und der Temperatureigenschaften sollte durch die Massenproduktion der Bauteile besonders auf mögliche Streuungen geachtet werden. In diesem Projekt wird kein Highend-HiFi-Verstärker benötigt, darum kann die Totzeit auch etwas großzügiger ausfallen. Dennoch wird darauf geachtet, dass die Sinusform ohne merkliche Verzerrungen wiedergegeben wird.

Das Blockschaltbild eines PWM-Verstärkers sieht folgendermaßen aus:

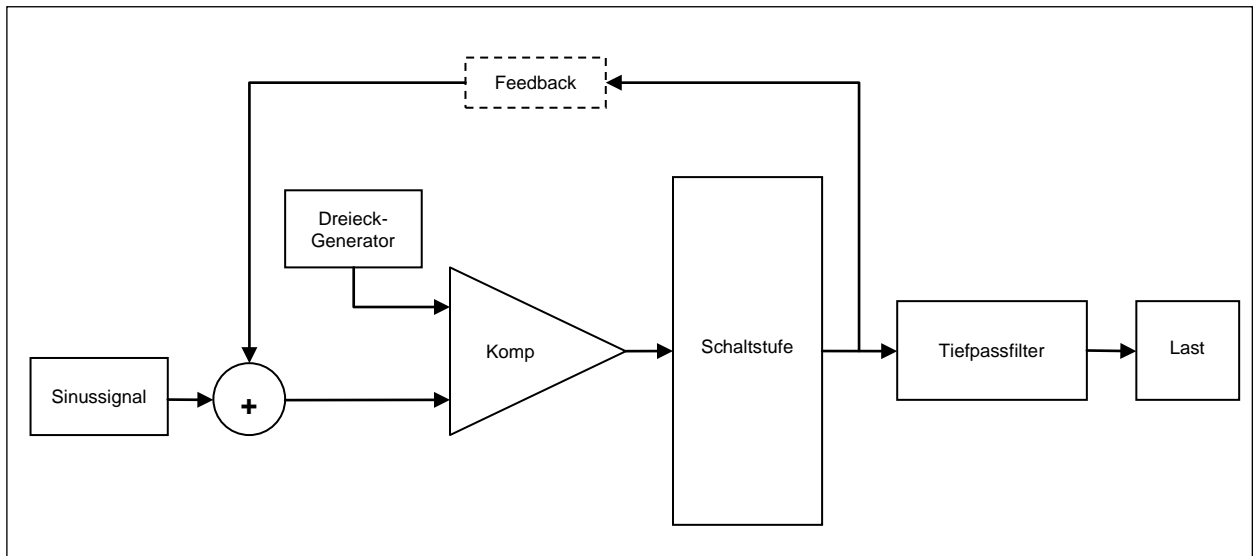


Abbildung 3: Blockschaltbild eines PWM-Verstärkers [1]

Das zu verstärkende sinusförmige Eingangssignal wird mit Hilfe der Rückkopplungsschleife korrigiert und mit einer hochfrequenten Dreiecksspannung im Komparator verglichen.

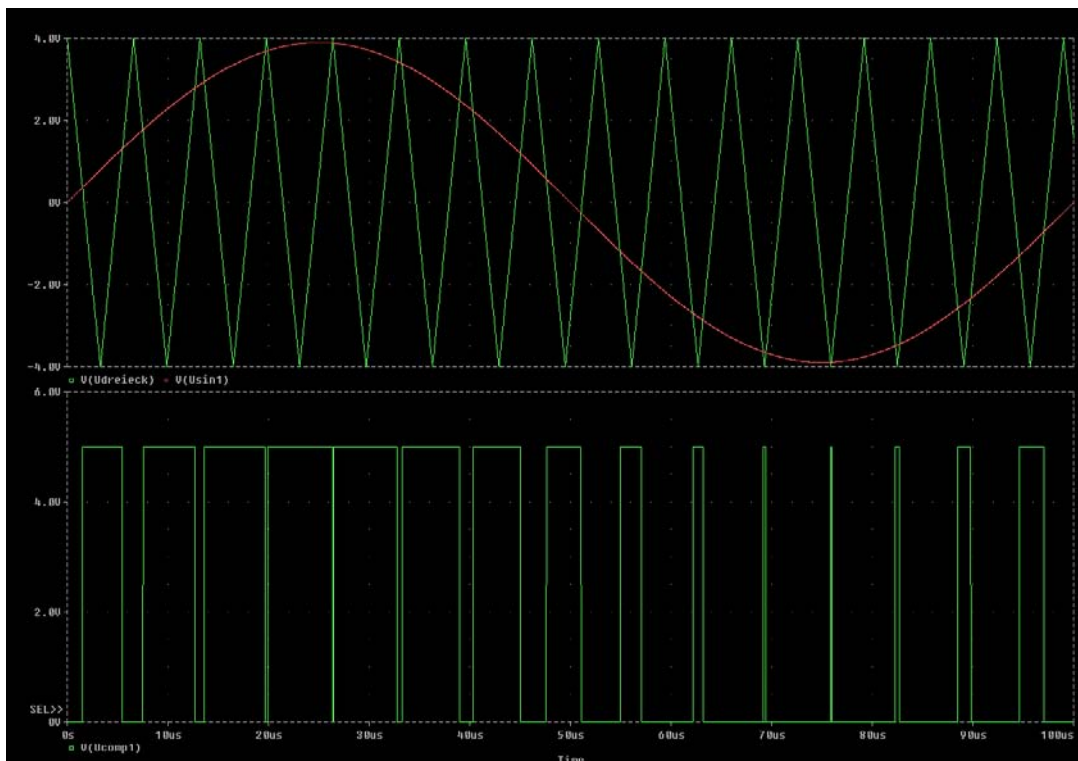


Abbildung 4: Erzeugung des pulswertenmodulierten Signals

Das so erhaltene pulswertenmodulierte Signal wird der Schaltstufe zugeführt und dort verstärkt. Im Tiefpassfilter wird die Schaltfrequenz herausgefiltert und das ursprüngliche Signal rekonstruiert [1], [2]. Die PWM könnte auch direkt durch einen Mikrocontroller erzeugt werden, da die Funktion als Audioverstärker nicht unmittelbar gefordert ist. Durch den



großen Frequenz- und Spannungsbereich ist die Auflösung jedoch sehr begrenzt. Dies war der Grund für eine analoge PWM-Generierung.

In dieser Arbeit wird die Erzeugung des Sinus- bzw. Dreiecksignals, die Filterung, und die Rückkopplungsschleife aus dem Block „PWM-Verstärker“ herausgenommen, da mehrere Personen an diesem Projekt arbeiten und so für eine bessere Übersichtlichkeit gesorgt wird. Wie bei vielen anderen Verfahren gibt es auch bei diesem verschiedene Möglichkeiten zum Ziel zu kommen und es musste erst eine Entscheidung zwischen einer Halbbrücke oder einer Vollbrücke im Ausgangsteil getroffen werden. Die Vorteile der Vollbrücke sind in der Möglichkeit der 3-Level-PWM, des nicht auftretenden Pumpeffekts der Zwischenkreisspannung und der höheren Ausgangsspannung, zu sehen. Durch geeignete Ansteuerung können ein DC-Offset und Oberschwingungen ausgeregelt werden. Der Nachteil liegt im höheren Bauteilaufwand, da vier MOSFETs und Gate-Treiber benötigt werden. Der auftretende Pumpeffekt der Versorgungsspannung bei nur einer Halbbrücke tritt vor allem bei niederfrequenten Signalen auf. Es muss zwingend eine Rückkopplungsschleife verwendet werden um Nichtlinearitäten und unerwünschte Effekte auszuregeln. Weiters kann nur eine 2-Level-PWM angewendet werden. Der Vorteil liegt im geringeren Bauteilaufwand [1]. Für diese Arbeit wurde eine Vollbrücke gewählt, da diese für größere Leistungen mehr positive Eigenschaften aufweist.

Folgendes Bild zeigt so eine H-Brücke, die aus vier MOSFETs und jeweils einer Freilaufdiode besteht. Angedeutet sind hier auch das LC-Ausgangsfilter und der Hochspannung-Hochfrequenz-Transformator. Als Dioden werden meist die internen Body-Dioden der Leistungs-MOSFETs verwendet, um Platz und Kosten zu sparen.

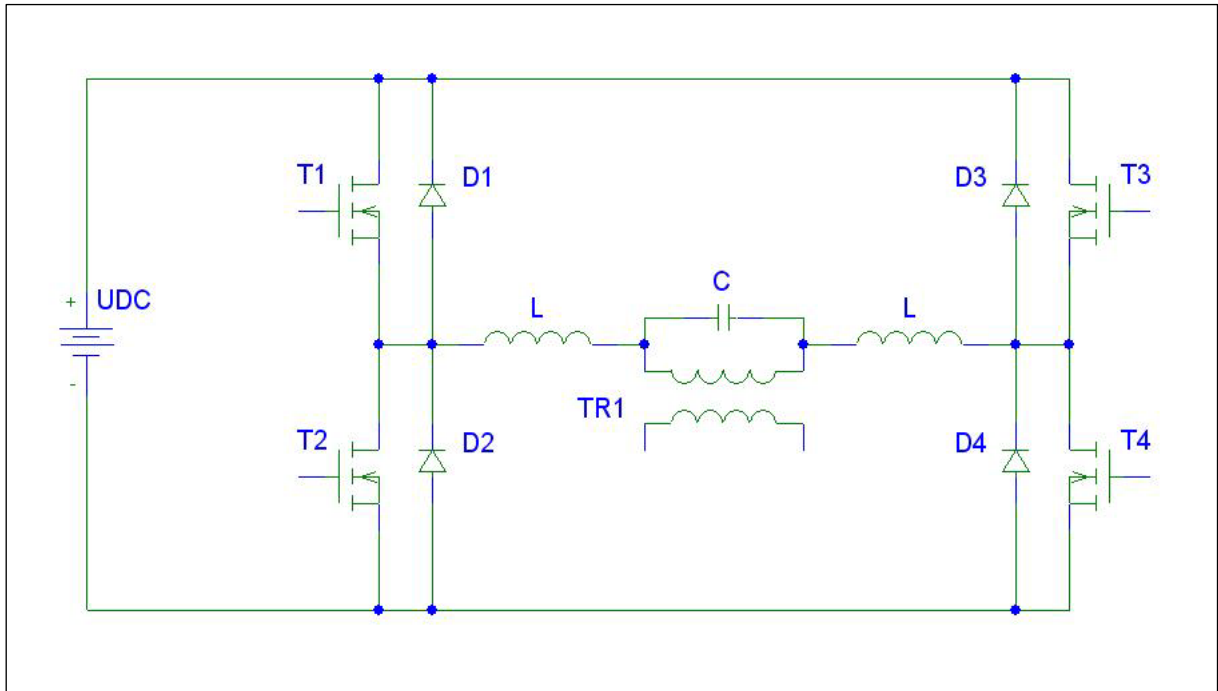


Abbildung 5: Schaltbild der Vollbrücke mit Andeutung des Filters und Ausgangstransformators

Nicht wie bei der Halbbrücke, wo nur eine Ansteuermöglichkeit verwendet werden kann, sind bei der Vollbrücke mindestens drei verschiedene Ansteuerverfahren möglich.

4.1 Ansteuerverfahren

Verfahren 1:

Die einfachste Möglichkeit, die auch bei Verwendung nur einer Halbbrücke Anwendung findet, ist die Erzeugung des PWM-Signals mittels eines Komparators. Hier spricht man von einer 2-Level-PWM, da die Ausgangsspannung nur zwei Werte annehmen kann, nämlich U_{DC} bzw. $-U_{DC}$. Der obere und untere MOSFET des ersten Zweigs der Vollbrücke wird alternierend angesteuert. Der zweite Zweig genau invers dazu, d.h. leitet T1 und T4, sperren T2 und T3 und umgekehrt. Als Brückenspannung ergibt sich also eine symmetrische Rechteckspannung mit einem Tastverhältnis von $d=0.5$, wenn die Eingangsspannung null ist. Erhöht man die Amplitude des Eingangssignals, verändert sich das Tastverhältnis. Als Vergleich bei einem Buck-Converter, dessen Referenzspannung im Prinzip eine variable Gleichspannung ist, verändert sich das Tastverhältnis zeitlich nicht bei gleichbleibender Referenzamplitude. Im Falle einer sinusförmigen Eingangsspannung (Referenz) ändert sich das Tastverhältnis und nimmt Werte zwischen $d=0$ und 1 , während einer Periode des Sinussignals, an. Ein Nachteil dieser Variante ist die hohe Stromwelligkeit, vor allem und auch bei Eingangsspannung null, welche hohe Verluste im Filter und im Spannungsversorgungsteil, durch hohe Spitzenströme beim Schalten, verursacht [1], [2].

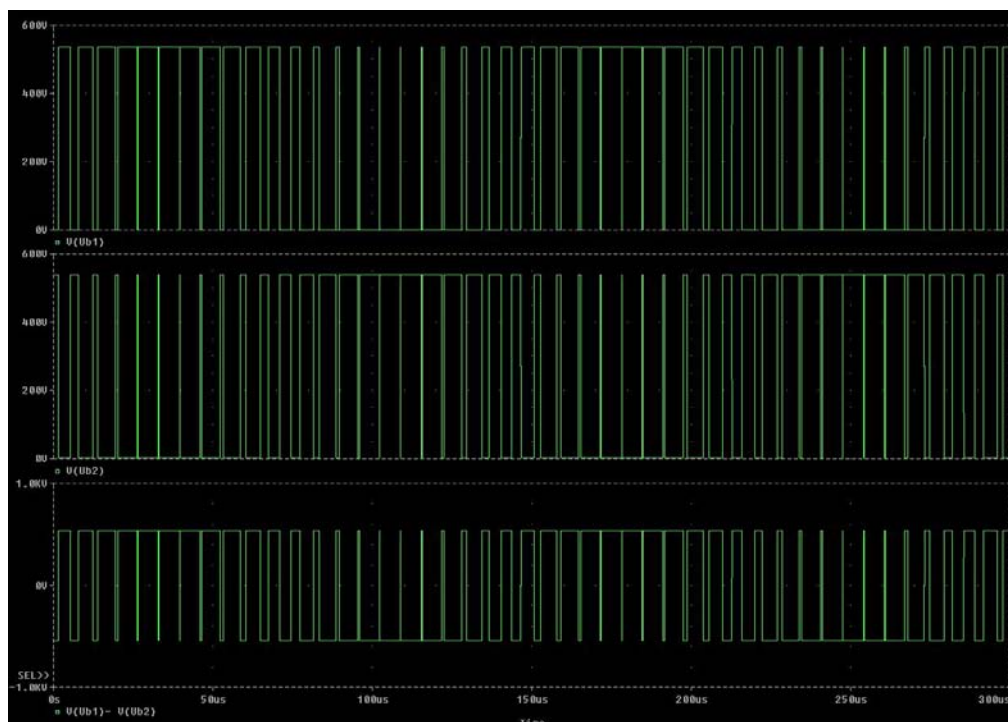


Abbildung 6: Darstellung der Halbbrückenspannungen und der Ausgangsspannung

In Abbildung 6 sind die beiden Halbbrückenspannungen (U_{B1} , U_{B2}) und die Spannung zwischen den Halbbrücken ($U_{B1}-U_{B2}$) dargestellt.

Verfahren 2:

Hier steuert man die Vollbrücke so an, dass die Brückenspannung drei Werte annehmen kann. Man spricht hier von einer 3-Level-PWM. Die Spannungspegel sind U_{DC} , 0 und $-U_{DC}$. Die PWM-Signale werden von zwei Komparatoren zur Verfügung gestellt. Bei Eingangsspannung null werden beide Zweige der Vollbrücke synchron, mit einem Tastverhältnis von $d=0.5$, gesteuert. Dies führt dazu, dass die Brückenspannung null ist. Erhöht man jetzt die Amplitude des Eingangssignals, verringert sich das Tastverhältnis des einen Zweiges wobei sich das des anderen Zweiges erhöht. Dies resultiert in einer positiven Brückenspannung, die pulswidenmoduliert ist.

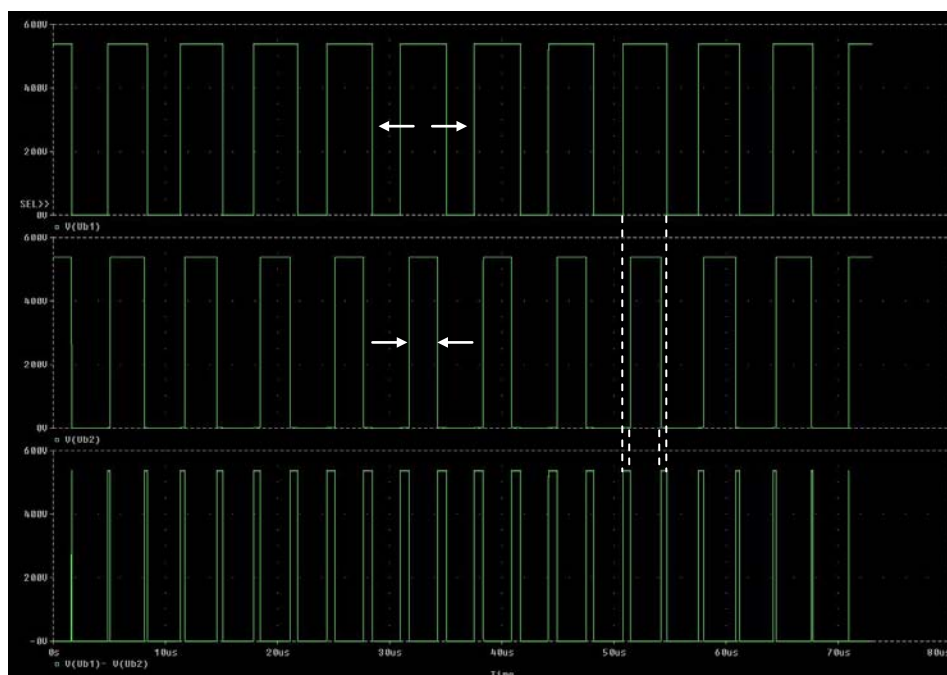


Abbildung 7: Änderung der Tastverhältnisse bei Aussteuerung

In Abbildung 7 sind die beiden Halbbrückenspannungen (U_{B1} , U_{B2}) und die Spannung zwischen den Halbbrücken ($U_{B1}-U_{B2}$) dargestellt.

Das Gleiche geschieht wenn die Eingangsspannung negativ wird. Die Tastverhältnisse ändern sich dann so, dass die Brückenspannung negative Werte annimmt. Der erhebliche Vorteil dieses Verfahrens ist, dass die doppelte Schaltfrequenz in der Brückenspannung auftritt. D.h. man kann die Vollbrücke mit der halben Frequenz takten und erreicht so die Halbierung der Schaltverluste. Zu dem profitiert man von der geringen Stromwelligkeit im Ausgangsfilter. Dies führt zu einer Minderung der Verluste und lässt eine weitere Effizienzsteigerung zu. Der Nachteil liegt jedoch in der komplexen Signalaufbereitung [2], [3].

Zum besseren Verständnis sind in Abbildung 8 noch einmal die beiden Halbbrückenspannungen (U_{B1} , U_{B2}) und die Ausgangsspannung ($U_{B1}-U_{B2}$) dargestellt.

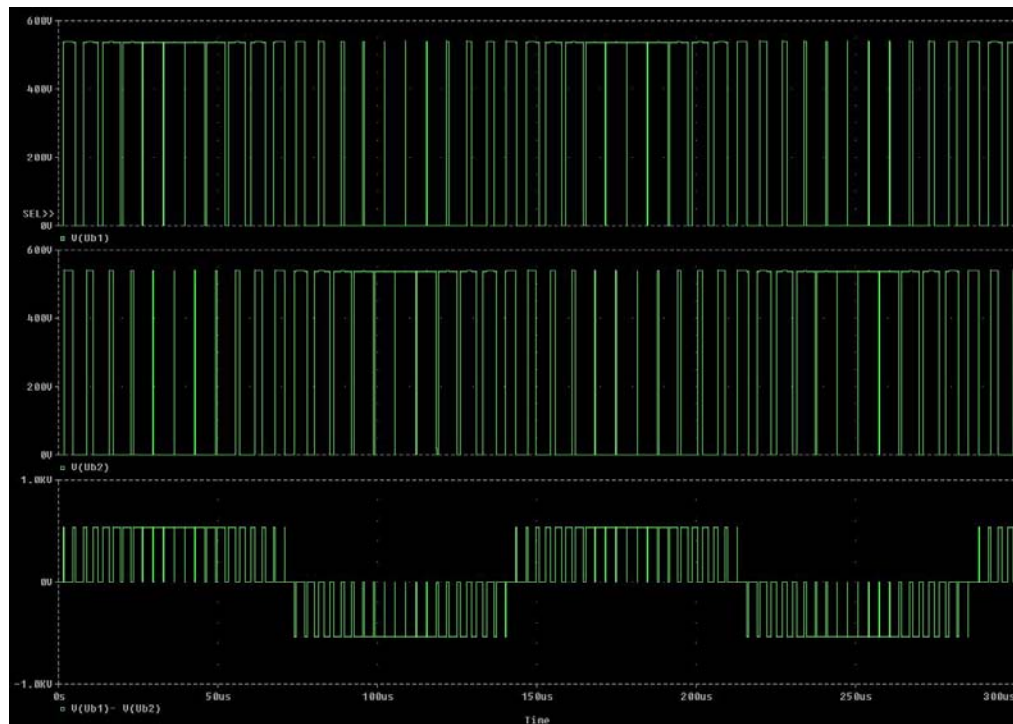


Abbildung 8: Darstellung der Halbbrückenspannungen und der Ausgangsspannung

Verfahren 3:

Wird der Inverter nicht als Class-D Verstärker verwendet, könnte die Vollbrücke auch folgendermaßen gesteuert werden: Während der Sinus am Eingang Werte über null aufweist, schaltet T1 und T2, wie vom PWM-Muster vorgegeben, alternierend. T3 bleibt dabei aus-, T4 eingeschaltet. Somit weist die Brückenspannung nur positive Werte auf. Erreicht man die negative Halbschwingung des Eingangssignals, steht der erste Zweig still und der zweite schaltet. Es ergeben sich nur negative Spannungen. Die Stromwelligkeit im Ausgangszweig ist geringer als in Verfahren 1, jedoch höher als in Verfahren 2 (bei gleicher Schaltfrequenz). Die Brückenspannung ist null wenn die Eingangsspannung auch null ist. Das Entfallen der Schaltverluste des jeweiligen stillstehenden Zweiges erhöht die Effizienz. Ein Nachteil ist die höhere Komplexität der Signalaufbereitung.

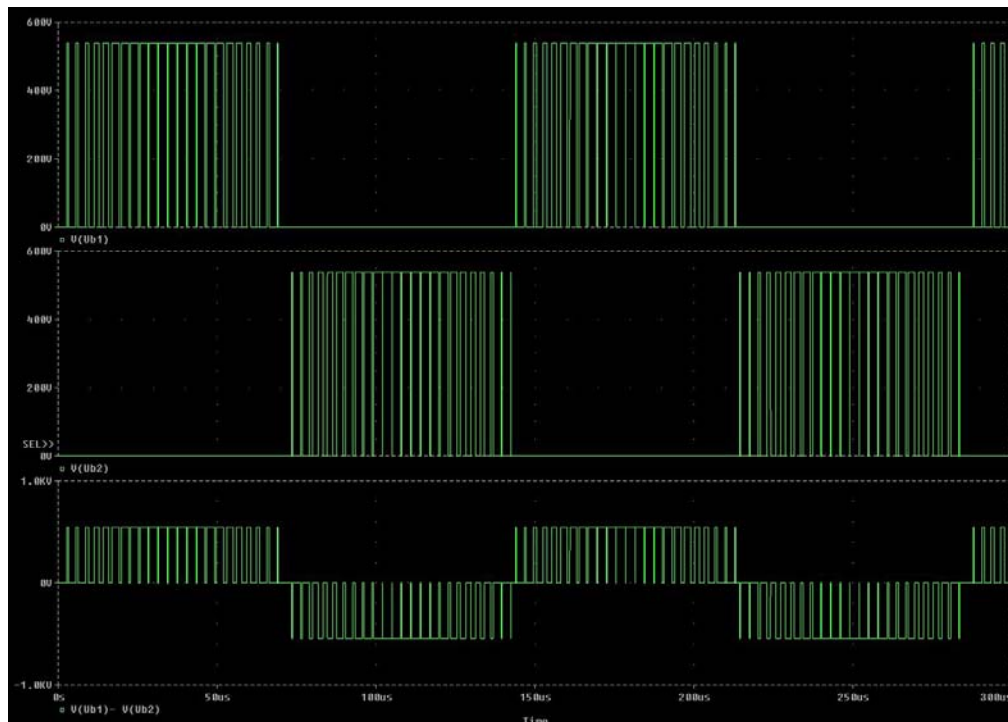


Abbildung 9: Darstellung der Halbbrückenspannungen und der Ausgangsspannung

In Abbildung 9 sind die beiden Halbbrückenspannungen (U_{B1} , U_{B2}) und die Spannung zwischen den Halbbrücken ($U_{B1}-U_{B2}$) dargestellt.

Aufgrund der vielen Vorteile von Verfahren 2 wurde dieses in dieser Diplomarbeit verwendet.

5 Entwicklung und Konstruktion des PWM-Verstärkers

Der PWM-Verstärker wurde in vier Teile unterteilt, nämlich in die Vollbrücke, die Signalverarbeitung, die Spannungsversorgung und den Überstrom- bzw. Übertemperaturschutz. Da es aus Auslegungsgründen sinnvoller ist, das Gerät vom Ausgang in Richtung Eingang zu entwickeln, wurde als erstes die Vollbrücke ausgelegt.

5.1 Auslegung der Vollbrücke

Allem voran muss die maximale Ausgangsleistung bestimmt werden (siehe Kapitel 6). Anhand des Nennstroms und der Zwischenkreisspannung werden die Halbleiterschalter ausgewählt. Im Vergleich zu IGBTs und BJTs erreicht man mit MOSFETs, aufgrund der hohen angestrebten Schaltfrequenz und der geringen Schaltzeiten, eine höhere Effizienz und eine bessere Linearität des Verstärkers [4].

5.1.1 Auswahl der Leistungs-MOSFETs für die Vollbrücke

An dieser Stelle ist zu sagen, dass es sich hier um einen Prototyp handelt und alle Bauteile sehr großzügig ausgelegt wurden, da das Verhalten noch nicht exakt bekannt ist und sich gewisse Eigenschaften nicht im Vorhinein bestimmen lassen (z.B. Spannungsüberschwingen während der Schaltphasen in der Vollbrücke).

Drain-Source-Spannung U_{DS} :

Das erste Auswahlkriterium ist die Drain-Source-Spannung. Diese richtet sich nach der Zwischenkreisspannung, in diesem Fall 566V, und den zusätzlichen Spannungsüberschwingern während der Schaltvorgänge. Da die Schaltspitzen noch nicht bekannt und auch schwer abschätzbar sind, und weiters im Bereich von 700V bis 900V die Auswahl an Bauteilen begrenzt ist, wurden MOSFETs mit 1000V U_{DS} ausgewählt. Auch die mögliche Netzüberspannung von 10%, d.h. die Spannung im Zwischenkreis könnte auf etwa 625V ansteigen, muss berücksichtigt werden.

Drainstrom I_D :

Der zweite wichtige Parameter ist der Drainstrom. Hier ist zu beachten, dass die meisten Hersteller den Wert bei 25°C angeben. Der Dauerstrom ist einer Kennlinie zu entnehmen und nimmt bei höheren Temperaturen (Betriebstemperatur) ab. Die gewünschte Sperrschicht- und auch Bauteiltemperatur kann mit geeigneter Kühlung erreicht werden. In diesem Projekt wird ein Strom von mindestens 21.5A gefordert. Das heißt, der MOSFET muss diesen Strom bei 50°C, worauf die Kühlung dimensioniert wurde, führen können.

**ON-Widerstand $R_{DS(on)}$:**

Um die Leitverluste gering zu halten, sollte der ON-Widerstand so niedrig wie möglich sein. Hier kann es oft sinnvoll sein, den MOSFET mit dem nächstgrößeren Drainstrom zu wählen, da dieser sehr wahrscheinlich einen geringeren ON-Drain-Source-Widerstand besitzt.

Maximale Spannungsänderung $\frac{dU}{dt}$:

Dieser Parameter begrenzt die Schaltgeschwindigkeit, mit der man den MOSFET schalten kann. Die Drain-Source-Spannung darf sich nicht schneller als dieser Wert ändern, da ansonsten der parasitäre Bipolartransistor einschalten kann, sprich die Drain-Source-Strecke des MOSFETs leitend wird, obwohl keine Gate-Source-Spannung anliegt [8]. Geht das Bauteil selbstständig in den leitenden Zustand über, kann das verheerende Folgen haben, denn meistens folgt ein satter Kurzschluss in der Vollbrücke.

Schaltzeiten t_r und t_f :

Diese sollten so kurz wie möglich sein, um die Schaltverluste gering zu halten, jedoch je höher die Schaltgeschwindigkeit, desto größer die Schaltspitzen. Auch die Gefahr, die maximale Spannungsänderung der Drain-Source-Strecke zu erreichen, ist höher. Die Anstiegszeit t_r (rise time) und die Fallzeit t_f (fall time) beschreiben, wie schnell sich die Drain-Source-Spannung beim Schalten ändert, sprich die Zeit, die der MOSFET zum Ein- und Ausschalten benötigt. Aus Sicht der EMV sollte auch nicht zu schnell geschaltet werden, da dies mit erheblichen elektromagnetischen Abstrahlungen verbunden ist und zu Störungen, z.B. im Signalverarbeitungsteil, führen kann. Hier sollte ein Kompromiss im Hinblick auf die Schaltverluste gefunden werden. Die Schaltzeiten können mit Hilfe eines Gate-Widerstands beeinflusst werden.

Gate-Ladung Q_G und Gate-Kapazität C_G :

Diese beiden Parameter beeinflussen die Steuerleistung am Gate. Die Gate-Kapazität setzt sich aus mehreren Kapazitäten im Bauteil zusammen und muss beim Schalten ständig umgeladen werden. Diese Leistung muss vom Treiber und der Ansteuerschaltung aufgebracht werden. Weist die Gate-Kapazität kleinere Werte auf, führt das zu einer geringeren Gate-Ladung und damit zu weniger Ansteuerleistung. Da die Ladekurve exponentiell verläuft, können Pulsströme im Bereich von einigen Ampere entstehen, welche der Treiber liefern muss.

Sperrzeit t_{rr} der Source-Drain-Diode:

Da die internen Body-Dioden der MOSFETs verwendet wurden, war hier der Parameter t_{rr} zu beachten. Die Sperrzeit sollte idealerweise null sein und es ist also sinnvoll einen Typ zu wählen, bei welchem diese so kurz wie möglich ist. Die Source-Drain-Dioden übernehmen



Freilaufströme, die durch induktive Lasten entstehen, wenn bestimmte MOSFETs gesperrt sind.

Die Vollbrücke wurde in zwei Halbbrücken aufgeteilt. Für eine kompakte Bauform sollte auch das Gehäuse der MOSFETs gut ausgewählt werden. Es erwies sich die Ausführung SOT-227B (ISOTOP) als die sinnvollste.

Die Wahl fiel auf den MOSFET IXFN38N100P der Firma IXYS, welcher alle geforderten Kriterien erfüllte.

5.2 Entwicklung und Dimensionierung der Halbbrückentreiberschaltung

5.2.1 Schaltungsbeschreibung

Das Herz der Schaltung (Abbildung 10) bildet der Halbbrückentreiber IR2213 [5], [6], IC3, mit den beiden MOSFET-Treibern IXDD414, IC1 und IC2, die die Gates der Halbbrücken-MOSFETs, T1 und T2, mit ausreichendem Gate-Strom versorgen. Die Hauptaufgabe des Halbbrückentreibers in dieser Schaltung ist die Isolierung der High- von der Low-Side. Ein sehr wichtiger Parameter hier ist die maximale Spannungsänderung dU/dt am Ausgang des ICs. Der Hersteller garantiert $50V/ns$ wobei sich bei $600V$ Brückenversorgungsspannung eine maximale Änderung von $12ns$ ergibt. Die Schaltzeiten sind weit davon entfernt und bewegen sich in der Größenordnung von $50ns$. Um den Ausgangsstrom des Halbbrückentreibers von $2A$ auf $14A$ zu erweitern, wird jeweils ein Treiber-IC des Typs IXDD414 verwendet. Hierbei handelt es sich um Pulsströme. Um zu gewährleisten, dass das Gate-Signal so rein wie möglich an das Gate übertragen wird, ist besonders auf ein ordentliches Platinenlayout zu achten. Die Strecke vom Treiber zu den MOSFETs muss so niederohmig und niederinduktiv wie möglich ausgeführt werden. D.h. in diesem Bereich wurden die Leiterbahnen verstärkt, um den Widerstand gering zu halten. Für die geringe Induktivität sorgt das zweischichtige Layout. Der Rückleiter befindet sich direkt unter dem Hinleiter, sprich die Induktionsschleife wird sehr klein gehalten. Um die noch übrigen Oszillationen im Gate-Signal etwas zu dämpfen und die Schaltzeiten zu kontrollieren, werden Gate-Widerstände $R1$ und $R2$ von 4.7Ω verwendet. Hier muss beachtet werden, dass es sich um eine niederinduktive Bauform handelt, sprich es sollte kein gewickelter Drahtwiderstand bzw. kein Schichtwiderstand, bei welchem eine Spirale herausgefräst oder geätzt ist, sein. Um dem Treiber die hohen Pulsströme abverlangen zu können, sollten zwei Puls-kondensatoren von größer der zehnfachen Gate-Kapazität, so nahe wie möglich an den Stromversorgungspins der Treiber ICs 1 und 2, positioniert werden. Da die Gate-Kapazität $24nF$ beträgt, werden je zwei Kondensatoren, $C1$ und $C2$ bzw. $C3$ und $C4$, mit sehr niederinduktivem Design und einer Kapazität von $330nF$, verwendet [7]. $C5$ und $C6$ unterstützen mit $1\mu F$ die beiden Puls-kondensatoren. Zwei antiparallele Zenerdioden $D1$ und $D2$ bzw. $D3$ und $D4$, schützen die Gates der Brücken-MOSFETs vor Überspannungen. Die Schottky-Dioden $D5$ bis $D8$ unterstützen die Ausgangsstruktur des Treibers und schützen diese vor Überspannungen. Schnelle Spannungstransienten werden von den Kondensatoren auf der Platine aufgenommen, langsame hingegen übernehmen die Suppressordioden $D9$ und $D10$. Um die Spannungsversorgung der Low-Side kümmert sich IC9, ein Spannungsregler des Typs 7815, der die Eingangsspannung auf $+15V$ regelt. $C17$ und $C20$ verhindern Regelschwingungen und sind laut Datenblatt mit $0.33\mu F$ und $0.1\mu F$ vorgegeben. Der Siebkondensator $C22$ dient zur Glättung der Eingangsspannung, $C21$ als Puffer am



Ausgang. Die High-Side wird mit Hilfe eines isolierten DC-DC-Wandlers, IC4, versorgt. Hier könnte man auch eine Bootstrap-Methode verwenden, man ist jedoch dann in der Einschaltdauer des High-Side-MOSFETs begrenzt. Bei der Auswahl des Spannungswandlers wurde besonders auf die Kapazität zwischen Eingang und Ausgang geachtet. Diese muss ständig umgeladen werden und sollte so gering wie möglich sein. IC4, ein DC/DC-Wandler des Typs JHM0312S15, liefert eine Spannung von 15V bei einer Leistung von 3W und hat eine maximale Eingangs/Ausgangs-Kapazität von nur 20pF. Die benötigte Gate-Leistung von 1.08W wird also mit Leichtigkeit zur Verfügung gestellt. Die Isolationsstrecke wird mit $3kV_{AC}$ angegeben. C7 dient als Puffer, C18 zur zusätzlichen Spannungsstützung. Mit Hilfe von R11 und R12 könnte die Ausgangsspannung noch feinjustiert werden. Die Werte sind dem Datenblatt zu entnehmen. Die Pins dieser Widerstände wurden am Prototyp vorerst offen gelassen.

Der Signalteil jeder Halbbrücke ist über zwei Optokoppler des Typs HCPL7710, IC5 bzw. IC7, und einen HCPL2400, IC6, von den Signaleingängen getrennt, um im Falle eines Defekts in der Halbbrücke ein Zerstören der Signalverarbeitungsplatine zu verhindern und Störungen aus EMV-Gründen vorzubeugen. Hier ist auf die Propagation-Delay-Zeit zu achten. Diese sollte so gering wie möglich sein, um so wenig Information wie möglich zu „verschlucken“. Der Primärteil wird von der Signalverarbeitungseinheit, über Flachbandkabel, gesteuert. Aus Gründen der gegenseitigen Beeinflussung der Signale wird die Pinbelegung der Stecker so gewählt, dass abwechselnd immer ein Groundlevel zwischen den Informationsleitungen liegt. Den Sekundärteil versorgt ein Spannungsregler, IC5, des Typs 7805. C16 und C19 unterdrücken die Regelschwingungen, C23 fungiert als Glättung der Eingangsspannung und C24 als Puffer für die Versorgung des Logikteils. R3 bis R7 sind vorerst mit 0Ω -Brücken zu versehen. Diese können, wenn nötig, durch niederohmige Widerstände ersetzt werden. R8 und R10 dämpfen die Oszillationen an den Schaltflanken etwas, die durch die längeren Leitungen entstehen können. Alle Kondensatoren an den Versorgungspins der Komponenten des Logikteils, C8 bis C15 und C25 bis C32, dienen zur Spannungsstützung beim Schalten. Durch ein schnelles Liefern von Spitzenströmen wird eine Verringerung des Spannungseinbruchs der Versorgungsspannung an den ICs erreicht. Somit bleiben die Schaltflanken steil und sauber.

LED1 und LED2 mit deren Vorwiderständen R13 bis R15 geben Auskunft, ob die Spannungsversorgung der Platine aufrecht ist.

Berechnung der Vorwiderstände der LEDs:

$$R_{13} = \frac{U_0 - U_{LED}}{I_{LED}} = \frac{5V - 3.4V}{20mA} = \underline{80\Omega} \quad (5.1)$$

Gewählt wurde hier ein Widerstand mit 82Ω .

$$R_{14+15} = \frac{U_0 - U_{LED}}{I_{LED}} = \frac{15V - 3.4V}{20mA} = \underline{580\Omega} \quad (5.2)$$

Gewählt wurden hier zwei Widerstände in Serie mit 560Ω (R15) und 22Ω (R14).

C33 sollte sich so nahe wie möglich an den Leistungs-MOSFETs befinden. Dieser stützt die Versorgungsspannung (Zwischenkreisspannung) und sorgt für eine kleine Kommutierungsinduktivität.

Anmerkung:

Die Pulskapazitäten C1 bis C4 müssen hohe Spitzenströme im Bereich von 4A liefern können. Diese müssen dafür ausgelegt sein und zusätzlich ein niederinduktives Design mit geringem Serieneratzwiderstand besitzen. Die Wahl fiel auf den Typ 168334J50C-F der Firma Cornell Dubilier. Die maximal zulässige Spannungsänderung beträgt $250V/\mu s$ bei $50V_{DC}$. Das heißt der Spitzenstrom kann folgendermaßen abgeschätzt werden:

$$I_{pulse} = C \cdot \frac{dU_C}{dt} = 330nF \cdot 250 \frac{V}{\mu s} = \underline{82.5A} \quad (5.3)$$

Der gewählte Kondensator ist im Stande $82.5A$ bei $50V$ pulsmäßig zu liefern. Verwendet man geringere Spannungen, z.B. in diesem Fall $15V$, sind weitaus höhere Ströme möglich. Die sorgfältige Auswahl sorgt für eine lange Lebensdauer der Kapazitäten.

Die Leuchtdiode von Optokoppler IC6 benötigt laut Datenblatt typisch $6mA$. Somit rechnet sich der Vorwiderstand folgendermaßen:

$$R_9 = \frac{U_0 - U_F}{I_F} = \frac{4.9V - 1.3V}{6mA} = 600\Omega \rightarrow \underline{560\Omega} \quad (5.4)$$

Der Widerstand sollte abgerundet werden, damit die Diode sicher leuchtet.

IC1 und IC2 sind jeweils mit einem Kühlkörper des Typs MC33277 versehen. IC9 ist am Hauptkühlkörper 890SP-02000-A-100 unter der Platine montiert.

Da die Zwischenkreisspannung direkt am Halbbrückentreiber IC3 anliegt und dort der Abstand zwischen den Pins sehr klein ist, wird zur Isolierung und zum Schutz vor Verschmutzungen der Isolierlack URETHAN 71 verwendet.

5.2.2 Abbildung des Schaltplans

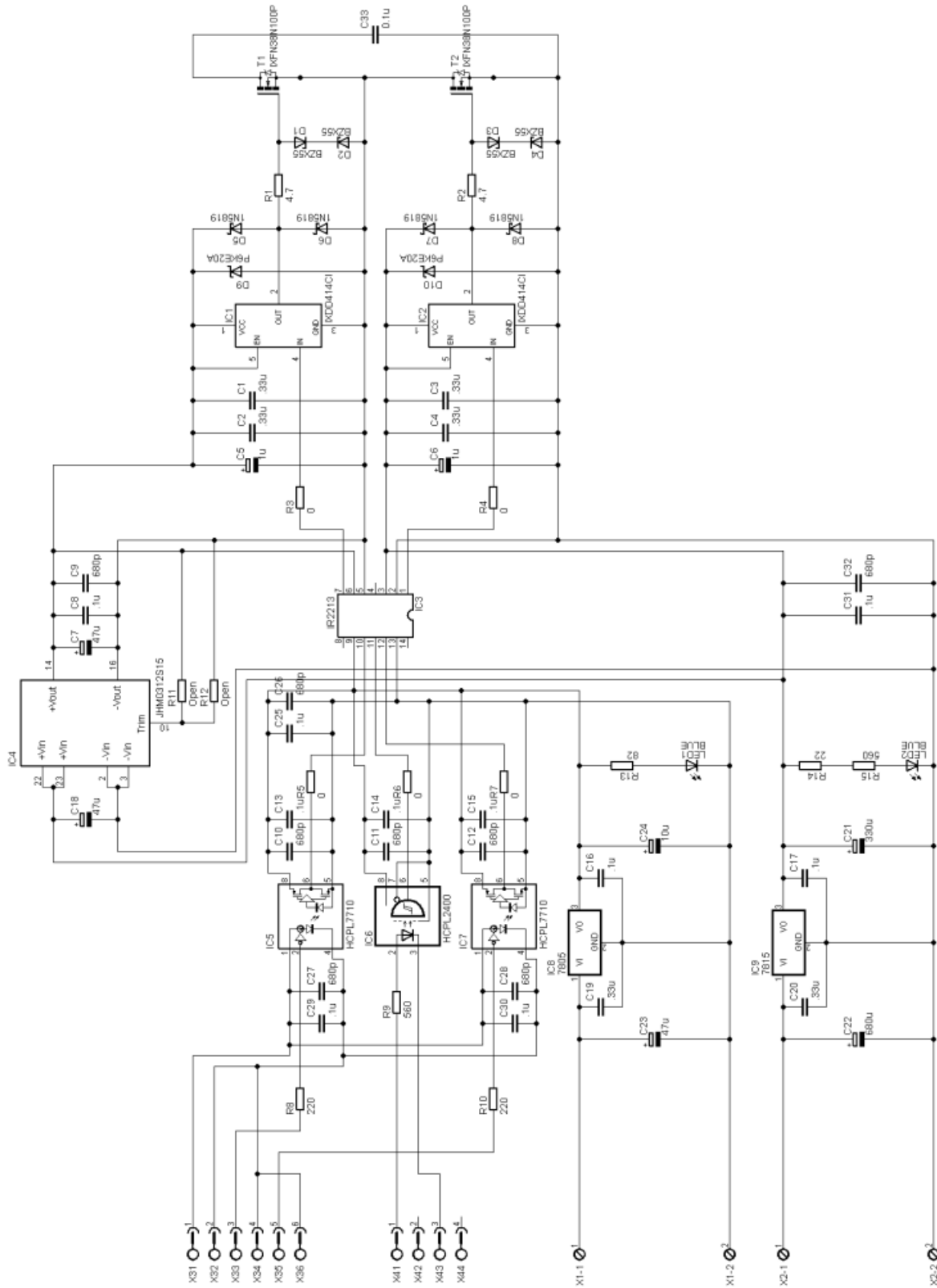


Abbildung 10: Schaltplan der Halbbrücken

5.2.4 Abbildung des Platinenlayouts

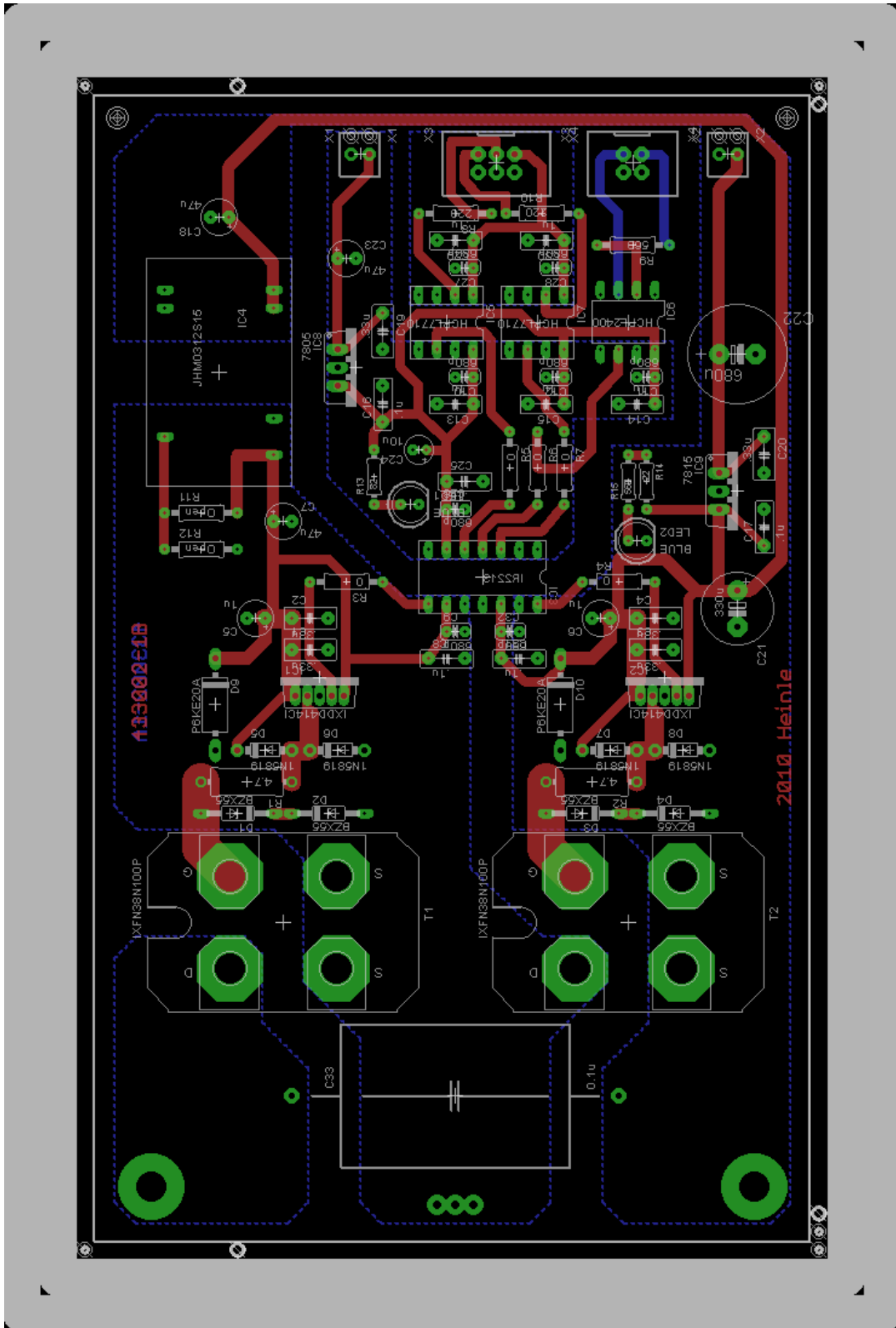


Abbildung 11: Layout der Halbbrücken

5.2.5 Stückliste

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
Widerstände			
2	4.7Ω/2W	Metallschichtwiderstand 5%	R1, R2
1	22Ω/0.4W	Metallschichtwiderstand 1%	R14
1	82Ω/0.4W	Metallschichtwiderstand 1%	R13
2	220Ω/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R8, R10
2	560Ω/0.4W	Metallschichtwiderstand 1%	R9, R15
Kondensatoren			
8	680pF/50V	Keramikkondensator	C9, C10, C11, C12, C26, C27, C28, C32
1	0.1μF/1500V	Folienkondensator	C33
10	0.1μF/50V	Polyester Film Kondensator	C8, C13, C14, C15, C16, C17, C25, C29, C30, C31
4	0.33μF/50V	Polyester Film Kondensator	C1, C2, C3, C4
2	0.33μF/50V	Polyester Film Kondensator	C19, C20
2	1μF/25V	Elektrolytkondensator	C5, C6
1	10μF/25V	Elektrolytkondensator	C24
3	47μF/25V	Elektrolytkondensator	C7, C18, C23
1	330μF/25V	Elektrolytkondensator	C21
1	680μF/35V	Elektrolytkondensator	C22
Dioden			
4	BZX55	Zenerdiode	D1, D2, D3, D4
4	1N5819	Schottky-Diode	D5, D6, D7, D8
2	P6KE20A	TVS-Diode	D9, D10
2	LED blau	Leuchtdiode	LED1, LED2

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
Transistoren			
2	IXFN38N100P	Power-MOSFET	T1, T2
ICs			
2	IXDD414CI	MOSFET-Treiber	IC1, IC2
1	IR2213	Halbbrückentreiber	IC3
1	JHM0312S15	DC/DC-Wandler	IC4
2	HCPL7710	Optokoppler	IC5, IC7
1	HCPL2400	Optokoppler	IC6
1	7805	Spannungsregler positiv	IC8
1	7815	Spannungsregler positiv	IC9
Steckverbinder			
2	MPT0.5/2-2.54	Schraubklemme	X1, X2
1	75869-131LF	Header 6-polig vertikal Quick	X3
1	75869-130LF	Header 4-polig vertikal Quick	X4
Kühlkörper			
2	890SP-02000-A-100	Strangkühlkörper 0.05K/W	
2	MC33277	Kühlkörper 28K/W	

5.3 Entwicklung und Dimensionierung der Halbbrückenhilfsspannungsversorgung

5.3.1 Schaltungsbeschreibung

Einen Teil der Spannungsversorgung der Halbbrücken beinhaltet eine separate Platine. Es werden insgesamt vier potentialgetrennte Spannungen benötigt, die von zwei Transformatoren mit jeweils zwei Sekundärwicklungen generiert werden. TR1 liefert insgesamt 24VA bei zweimal 15V_{AC} und versorgt nach anschließender Gleichrichtung mit Hilfe der Brückengleichrichter D1 und D2 die Leistungsteile der Treiberschaltung der Halbbrücken. Transformator TR2, der eine Scheinleistung von 4VA liefert, transformiert die Netzspannung auf zweimal 8V_{AC} herunter und speist über D3 und D4 die beiden Logikteile der Brückenplatinen.

5.3.2 Abbildung des Schaltplans

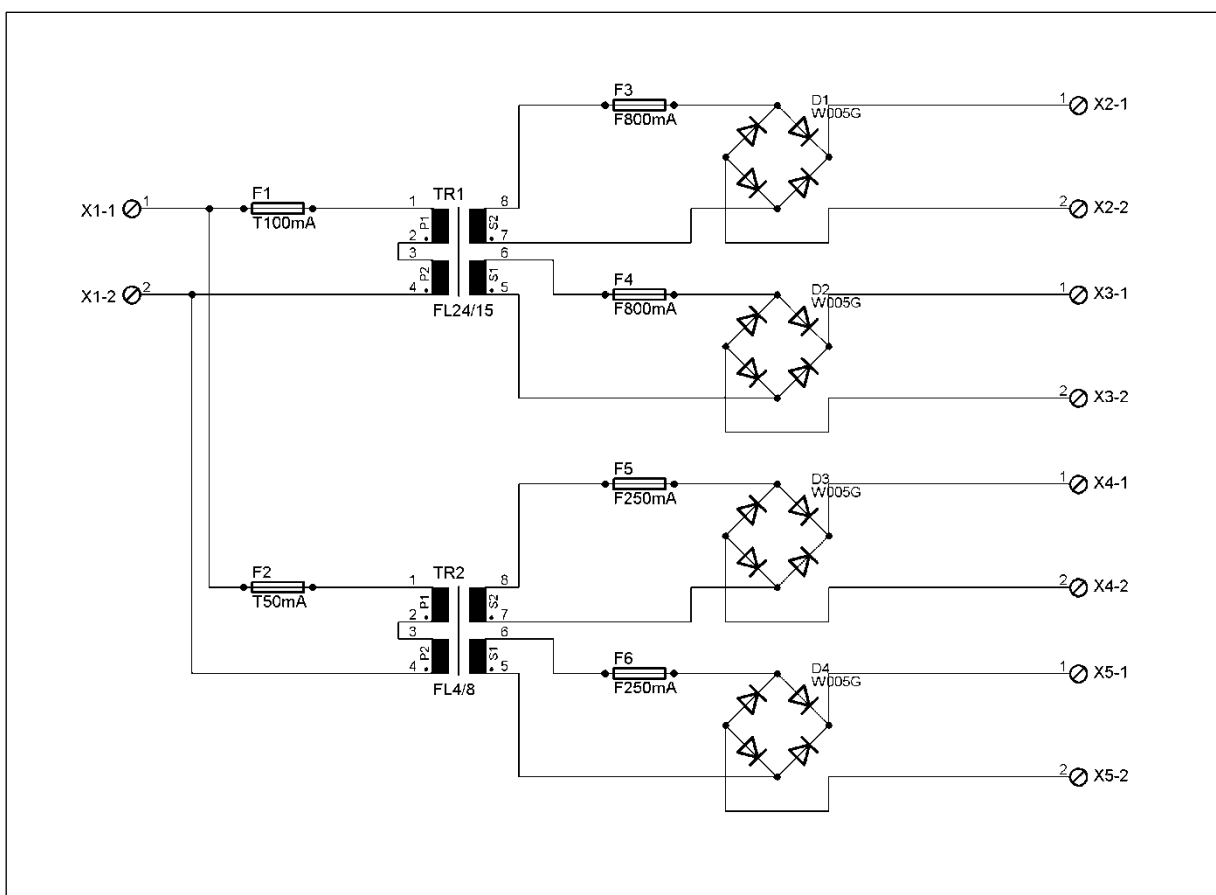


Abbildung 12: Schaltung der Hilfsspannungsversorgung der Halbbrücken

5.3.3 Abbildung des Platinenlayouts

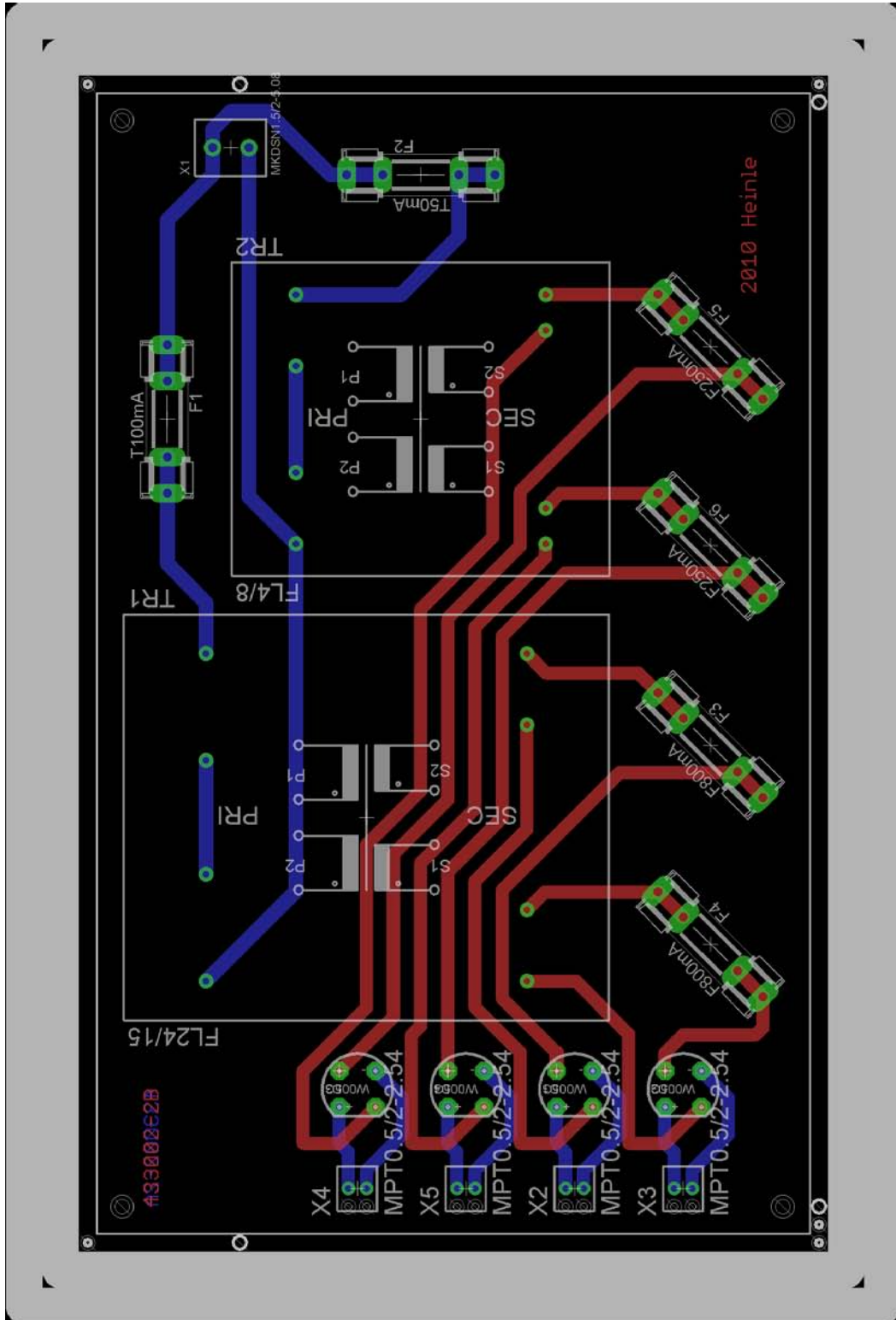


Abbildung 13: Layout der Hilfsspannungsversorgung

5.3.4 Stückliste

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
Transformatoren			
1	FL24/15	Transformator 24VA/2x15Vsek	TR1
1	FL4/8	Transformator 4VA/2x8Vsek	TR2
Dioden			
4	W005G	Brückengleichrichter	D1, D2, D3, D4
Steckverbinder			
1	MKDSN1.5/2-5.08	Schraubklemme	X1
4	MPT0.5/2-2.54	Schraubklemme	X2, X3, X4, X5
Sicherungshalter und Sicherungen			
6	7181.5001	Sicherungshalter PCB	F1, F2, F3, F4, F5, F6
1	T50mA	Glasrohrsicherung 5x20	F2
1	T100mA	Glasrohrsicherung 5x20	F1
2	F250mA	Glasrohrsicherung 5x20	F5, F6
2	F800mA	Glasrohrsicherung 5x20	F3, F4

5.4 Entwicklung und Dimensionierung der Signalverarbeitung

5.4.1 Schaltungsbeschreibung

Dieser Schaltungsteil (Abbildung 18) ist verantwortlich für die Generierung der PWM-Steuersignale. Diese steuern den Verstärkerausgangsteil, also die Vollbrücke. Über die Eingänge, bestehend aus den SMB-Buchsen X4 und X5, wird das zu verstärkende Sinussignal und ein Dreieck fester Frequenz bereitgestellt. Da sich die Tastverhältnisse der beiden Halbbrücken unabhängig voneinander ändern können müssen, werden zwei Signalwege benötigt.

Das Eingangssignal wird mittels eines Differenzverstärkers des Typs AD8139, IC1, in zwei um 180° phasenverschobene Signale aufgetrennt. Diese Signale werden AC-gekoppelt um DC-Offsets auszukoppeln, sprich z.B. den Temperaturdrift von IC1 zu eliminieren. Da eine weitere Amplitudenmultiplikation des Eingangssignals nicht erforderlich ist, wird die Verstärkung des OPVs auf zwei gesetzt. Der Faktor zwei deswegen, weil sich die Verstärkung auf die Differenzausgangsspannung bezieht. Die Widerstände sind laut Datenblatt mit $R_1=R_2=400\Omega$ und $R_2=R_3$ mit 200Ω zu wählen. In dieser Schaltungsmöglichkeit erhält man eine Bandbreite von 160MHz. Zur besseren Verständlichkeit wurden die Bezeichnungen aus dem Datenblatt übernommen:

$$V_{OP} = V_{OCM} + \frac{V_{O,dm}}{2} \quad (5.5)$$

$$V_{ON} = V_{OCM} - \frac{V_{O,dm}}{2} \quad (5.6)$$

Setzt man V_{OCM} auf null (GND), ergibt sich:

$$V_{O,dm} = 2 \cdot V_{OP} = -2 \cdot V_{ON} \quad (5.7)$$

Verstärkung:

$$V_{O,dm} = \frac{R_F}{R_G} \cdot V_i \quad (5.8)$$

$$2 \cdot V_{OP} = -2 \cdot V_{ON} = \frac{R_F}{R_G} \cdot V_i$$

$$V_{OP} = -V_{ON} = \frac{V_i}{2} \cdot \frac{R_F}{R_G} \quad (5.9)$$



$$R_F = 2 \cdot R_G:$$

$$V_{OP} = -V_{ON} = \frac{V_i}{2} \cdot \frac{2 \cdot R_G}{R_G} = V_i \quad (5.10)$$

Da kein Offset am Ausgang erwünscht ist, wird V_{OCM} auf Ground gelegt. V_i entspricht der Differenzeingangsspannung. Da V_{IN} auf Masse liegt, ist V_i der Eingangsspannung V_{IP} gleichzusetzen. Die Eingangsspannung wird also mit Faktor eins multipliziert, obwohl die Verstärkung auf zwei gesetzt wurde.

Die folgenden Operationsverstärker OP27E, IC2 und IC3, gleichen die Offsetspannungen der nachgeschalteten Komparatoren aus. Die Verstärkung wurde mit R5 und R6 bzw. R7 und R8 auf minus eins (invertierender Verstärker) gesetzt. Hier muss darauf geachtet werden, dass der Verstärker in diesem Betriebspunkt nicht schwingt und stabil ist. Es wurden mehrere Typen wie z.B. ein LT1028 oder ein LT1128 ausprobiert. Diese führten durch Eigenschwingen zu keinem positiven Ergebnis. Die Potentiometer R23 und R24 bieten die Möglichkeit eines Offsetabgleichs des Verstärkers IC2 bzw. IC3 und sind laut Datenblatt mit $10k\Omega$ zu wählen. Der einstellbare Spannungsteiler, bestehend aus R17, R21 und R18 bzw. R19, R22 und R20, der zwischen +5V und -5V klemmt, liefert die nötige Eingangsspannung an Pin 3 für den anschließenden Abgleich des Offsets der Komparatoren. Diese addiert zum Sinuseingangssignal an Pin 2 einen DC-Offset und bildet das Gesamtsignal direkt am Ausgang ab (Verstärkung 1). Durch diesen Vorgang bietet sich die Möglichkeit den Offset von IC4 und IC5 abzugleichen. Diesen Aufwand fordert die hohe Temperaturstabilität der Schaltung, denn diese ist nur bei Offset null der beiden Operationsverstärker OP27E am höchsten. Daher wird zuerst IC2 und IC3 mit Hilfe von Potentiometer R23 bzw. R24, abgeglichen und danach der Offset der beiden Komparatoren unter Verwendung von R21 bzw. R22. C8 bzw. C10 sorgen für eine bessere Stabilität des Spannungsteilers und befreien diesen von Störungen. Die Koppelkapazitäten C1 und C2 bilden mit R5 bzw. R7 zwei Hochpässe. Da die Eingangswiderstände durch die Schaltungen der beiden OP27E vorgegeben sind und die Grenzfrequenz eine Dekade unter der minimalen Betriebsfrequenz von 500Hz liegen soll, berechnen sich die Koppelkondensatoren folgendermaßen:

$$C_{1,2} = \frac{1}{\omega \cdot R_{5,7}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50Hz \cdot 4.7k\Omega} = \underline{677nF} \quad (5.11)$$

Gewählt wurde ein Kondensator mit einer Kapazität von 470nF welcher einen Hochpass mit einer Grenzfrequenz von 72Hz bildet. Der Grund, warum man die Grenzfrequenz in etwa eine Dekade niedriger einstellt, ist die Phasendrehung des Filters, die sich in diesem Bereich noch kaum bemerkbar macht.



Die ultraschnellen Komparatoren TL3016, IC4 und IC5, sind hochpräzise und haben typisch nur $500\mu\text{V}$ Eingangsoffsetspannung. Auch der Temperaturgang dieser ist mit $-4.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ sehr gering. Die Propagation-Delay-Time mit ihren winzigen 7.6ns sorgt für hohen Informationsgehalt am Ausgang. Das offsetkorrigierte Ausgangssignal der beiden Operationsverstärker OP27E wird nun unter Verwendung der Komparatoren mit dem Dreieckssignal, kommend von der SMB-Buchse X5, verglichen. An den komplementären Ausgängen steht nun ein pulswertenmoduliertes Signal zur Weiterverarbeitung bereit.

Die nachgeschalteten Delay-Generatoren erzeugen die Verriegelungszeit zwischen den Low- und High-Side-MOSFETs der Halbbrücken. Diese bestehen grundlegend aus jeweils einem RC-Glied und zwei Pulsformern. Die positiven Flanken der Komparatorausgangssignale werden durch das Aufladen der Kondensatoren C3 bis C6 über R13 bis R16 aufgedehnt. Dadurch erreichen diese die Schaltschwellen der folgenden Schmitt-Trigger SN74LVC2G17, IC8 und IC9, später. Durch die pulsformende Eigenschaft dieser erscheint das Signal verzögert am Ausgang. Da nur die steigende Flanke verzögert werden muss, schließen die Dioden D1 bis D4, die einen sehr geringen Vorwärtsspannungsabfall von in etwa 300mV besitzen, die Widerstände R13 bis R16 während der fallenden kurz. Dies führt zu einer schnellen Entladung der Kapazitäten C3 bis C6 und die Flanke wird unverzögert am Ausgang wiedergegeben. IC6 und IC7 sorgen für bessere HIGH- und LOW-Pegel und entlasten die Ausgangsstruktur der Komparatoren. Weiters sollte auch hier wieder die Propagation-Delay-Time beachtet werden. Diese liegt bei etwa 3ns .

In folgendem Diagramm sind die Ein- und Ausgangspegel der Komponenten des Delay-Generators aufgetragen und man kann erkennen, dass die Pegel zwischen den Komparatoren IC4 bzw. IC5 und den Schmitt-Triggern IC6 bzw. IC7 knapp werden könnten.

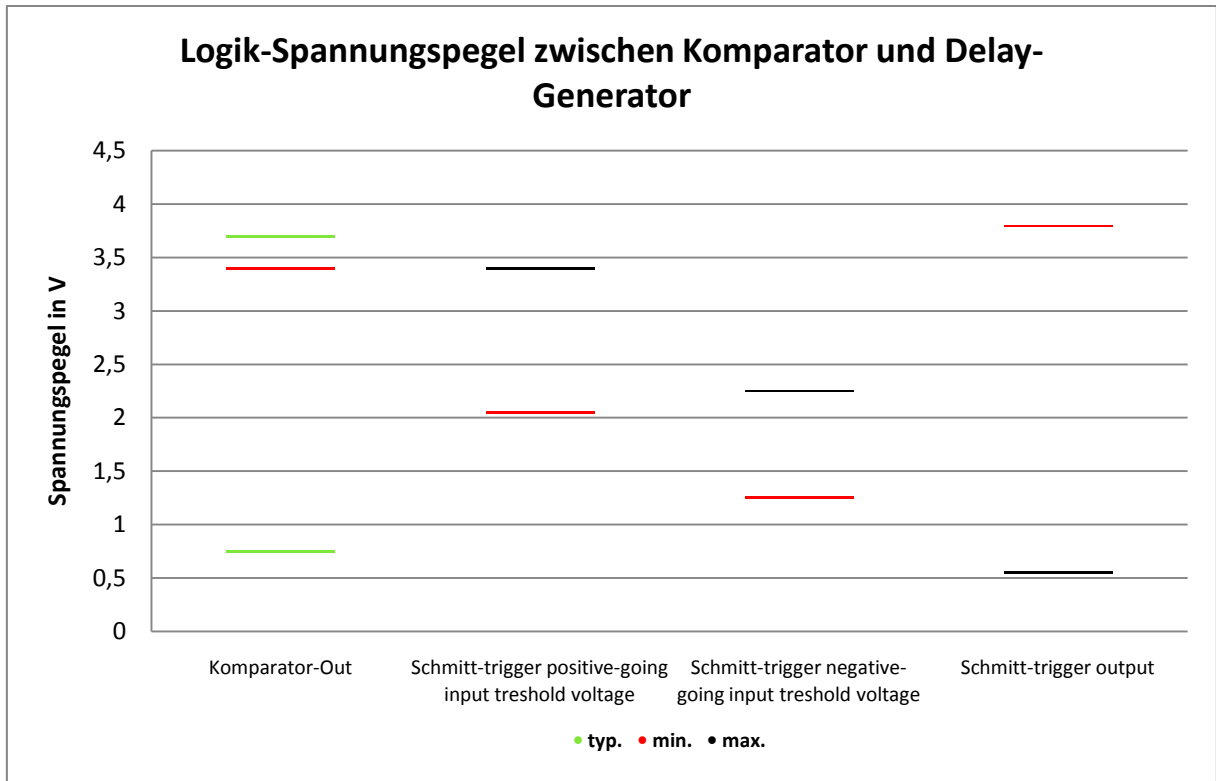


Abbildung 14: Darstellung der Logikpegel

Dieses Problem lösen die Pull-Up-Widerstände R9 bis R12 mit $1\text{k}\Omega$ durch welche die Ausgangsstrukturen der Komparatoren IC4 und IC5 besser nach logisch HIGH ziehen. R27 bis R30 werden vorerst mit 0Ω -Brücken versehen. Die fertigen PWM-Signale werden über ein Flachbandkabel zu den beiden Halbbrücken weitergeleitet.

5.4.1.1 Abschätzung der Verriegelungszeit und Berechnung der Komponenten des RC-Gliedes im Delay-Generator

In jeder Halbbrücke muss sichergestellt sein, dass ein gleichzeitiges Leiten des Low- und High-Side MOSFETs unterbunden wird. Diese Verriegelungszeit wird durch den Delay-Generator erzeugt. Folgendes Szenario wird als Hilfe zur Abschätzung dieser angenommen: MOSFET 1 befindet sich im leitenden Zustand und bekommt den Befehl zum Ausschalten. Nach der Ausschaltverzögerungszeit $t_{d(off)}$ beginnt der Drainstrom zu sinken bis der Strom schließlich von der unteren Freilaufdiode übernommen wird. Ab diesem Zeitpunkt ist das Einschalten von MOSFET 2 erlaubt. Der Einschaltbefehl muss mit dem Beginn der Einschaltverzögerungszeit $t_{d(on)}$ gegeben werden. Eine erste Abschätzung der Verriegelungszeit t_d ergibt sich also zu:

$$t_d = t_{d(off)} + t_f - t_{d(on)} = 71ns + 40ns - 74ns = \underline{37ns} \quad (5.12)$$

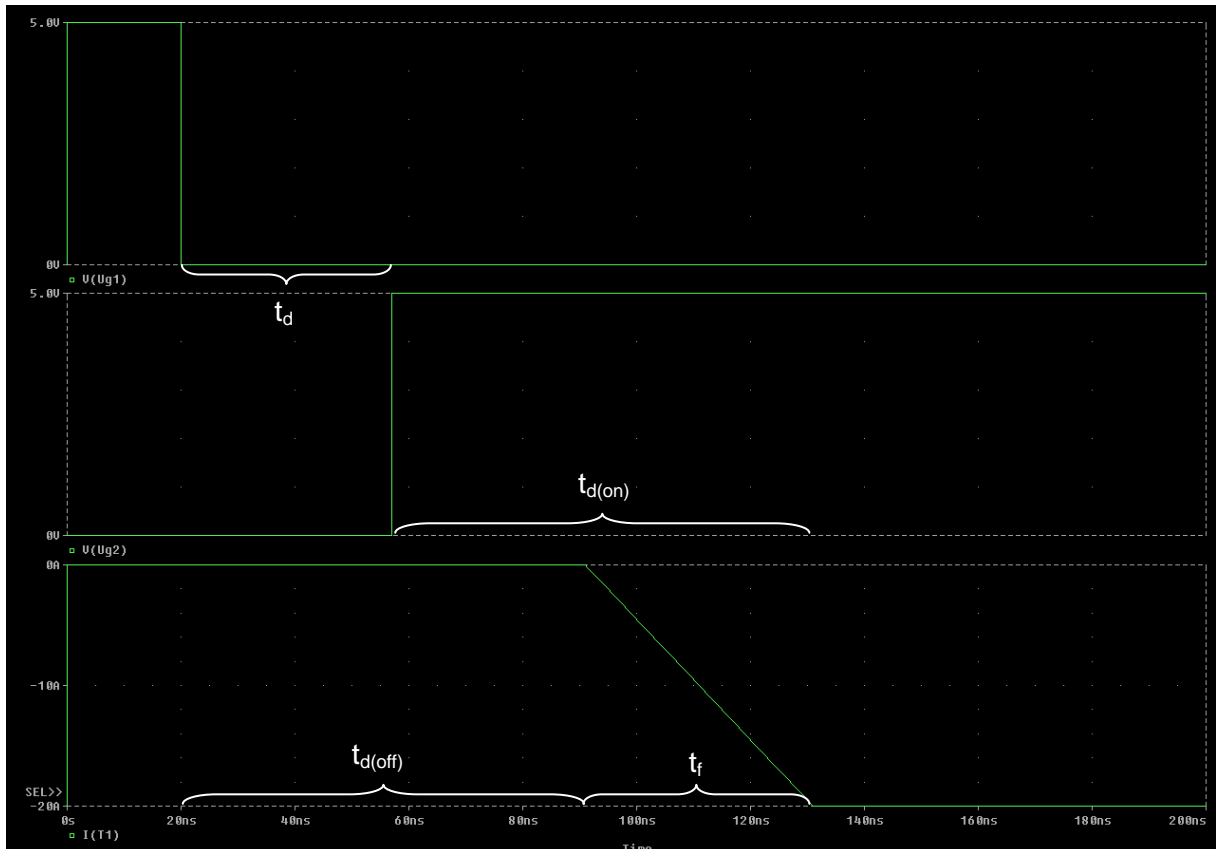


Abbildung 15: Abschätzung der Verriegelungszeit

Die eingesetzten Werte in Gleichung 5.12 sind dem Datenblatt zu entnehmen.

Der Lösungsansatz zur Bauteilberechnung des RC-Gliedes ist folgender:

Die Kondensatorladekurve muss nach Ablauf der Verriegelungszeit die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers überschreiten. Das heißt die Exponentialfunktion erreicht nach 37ns den Spannungspegel von ca. 2.7V.

Abschätzung der oberen Schaltschwelle mit Hilfe von Werten aus dem Datenblatt:

Bei $V_{CC}=4.5V$:

$$V_{T+(4.5V)} = \frac{V_{T+MAX} + V_{T+MIN}}{2} = \frac{3.1V + 1.9V}{2} = \underline{2.5V} \quad (5.13)$$

Bei $V_{CC}=5.5V$:

$$V_{T+(5.5V)} = \frac{V_{T+MAX} + V_{T+MIN}}{2} = \frac{3.7V + 2.2V}{2} = \underline{2.95V} \quad (5.14)$$

Für die Schaltschwelle bei $V_{CC}=5V$ ergibt sich also:

$$V_{T+(5V)} = \frac{2.95V + 2.5V}{2} = \underline{2.725V} \quad (5.15)$$

Kondensatorladefunktion:

$$U_C(t) = U_0 \cdot (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (5.16)$$

$$R \cdot C = -\frac{t}{\ln(1 - \frac{U_C(t)}{U_0})} = -\frac{37ns}{\ln(1 - \frac{U_C(37ns)}{U_0})} = -\frac{37ns}{\ln(1 - \frac{2.725V}{3.8V})} = \underline{29.3ns}$$

Damit der Lade- und Entladestrom keine zu hohen Werte annimmt, sollte eher eine kleine Kapazität in Betracht gezogen werden, z.B. 220pF. Der Widerstand ergibt sich dann zu:

$$R_{13} = \frac{29.3ns}{C_3} = \frac{29.3ns}{220pF} = \underline{133.18\Omega} \quad (5.17)$$

Für den Ladewiderstand sollte der nächstgrößere Wert ausgewählt werden, damit die Verriegelungszeit sicher erreicht wird, z.B. 150Ω. U_0 entspricht dem High-Pegel am Ausgang des vorgeschalteten Schmitt-Triggers und beträgt mindestens 3.8V. Um sicherzustellen, dass die Verriegelungszeit groß genug ist, wurden in der Praxis 220Ω und 680pF gewählt.

Kontrolle des Spitzenstroms beim Laden:

$$I_{RC} = \frac{U_0}{R} = \frac{3.8V}{220\Omega} = \underline{17.3mA} \quad (5.18)$$

5.4.1.2 Messung der Verriegelungszeit

Um die Verriegelungszeit messtechnisch erfassen zu können, wurde ein Widerstand in der Größenordnung von 3Ω parallel zum unteren MOSFET der jeweiligen Halbbrücke geschaltet. Dieser hat einen induktiven Anteil. Gemessen wurden die Gate-Signale (CH1 Low-Side, CH2 High-Side), die Drain-Source-Spannung des unteren Halbleiters (CH3) und der Strom durch den Widerstand (CH4).



Abbildung 16: Strom und Spannungsverhältnisse beim Schalten

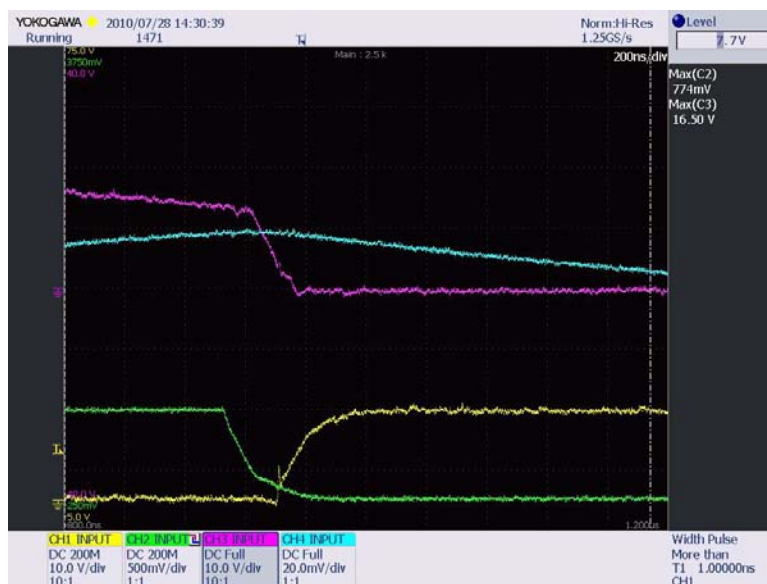


Abbildung 17: Messung der Verriegelungszeit

Die reale Verriegelungszeit beträgt etwa 90ns.

Anmerkung: CH1 und CH3 Tastkopf 10:1, CH2 Differential Probe 20:1, CH4 HF-Stromzange 10mA/mV

5.4.1.3 Spannungsversorgung der Signalverarbeitungsplatine

Da dieses Projekt in Modulbauweise aufgebaut wird, besitzt auch die Signalverarbeitungsplatine eine eigene Spannungsversorgung. Der Transformator TR1 des Typs FL4/8 transformiert die Netzspannung auf zweimal $8V_{AC}$ herunter und speist die beiden Brückengleichrichter D5 und D6. Die Siebkondensatoren C23 und C24 mit $220\mu F$ glätten die Eingangsspannung, die Kapazitäten C21 und C22 mit $100\mu F$ dienen als Puffer. Zwei Spannungsregler IC10 (7805) und IC11 (7905) bilden eine symmetrische Spannungsversorgung mit +5V und -5V gegenüber Ground. C7 und C9 bzw. C19 und C20 verhindern Regelschwingungen von IC10 und IC11. Die Kapazitätswerte sind dem Datenblatt des jeweiligen Bauteils zu entnehmen. Als Betriebsanzeige dienen zwei LEDs, LED1 und LED2, mit deren Vorwiderständen R25 und R26. Die Kapazitäten C11 bis C18 und C25 bis C28 sind sehr knapp an den Versorgungsspannungspins der betreffenden ICs anzubringen und verhindern ein Einbrechen der Versorgungsspannung beim Schalten. Dies sorgt für die Steilheit und Sauberkeit der Flanken und stellt eine fehlerfreie Signalübertragung sicher.

5.4.1.4 Abgleichen der Offsets in der Schaltung

Die Beschreibung erfolgt für nur einen Zweig, da der zweite ident aufgebaut ist und das Verfahren anschließend auch dort angewendet werden kann. Der Temperaturdrift der beiden OP27E, IC2 und IC3, ist bei Offset null am kleinsten. Man wird also zuerst diese Operationsverstärker abgleichen. Dies erfolgt mit Potentiometer R23 und R24. Zu Beginn wird die Spannung an C8 gemessen und mit Hilfe von R21 auf null abgeglichen. Der Punkt zwischen C1 und R5 wird auf Ground gelegt. Dadurch bleibt die Wirkung des Gegenkopplungsnetzwerkes erhalten. Durch das Messen der Spannung an Pin 6 von IC2 kann der Offset bestimmt und durch R24 abgeglichen werden. Nach dem Öffnen aller Verbindungen wird die Spannung an Pin 7 von IC4 gemessen. Pin 2 und der Punkt zwischen C1 und R5 wird auf Ground gelegt. Durch die Verstellung von Potentiometer R21 kann nun ein Offset hinzugefügt werden, sodass genau die Schaltschwelle des Komparators erreicht wird. Dies erkennt man daran, dass die Ausgänge, Pin 7 und 8, den komplementären Logikzustand annehmen. Ist beim Einstellen eine Hysterese festzustellen, muss der Offset genau in die Mitte dieser gelegt werden.

Anmerkung:

Unter Verwendung eines Oszilloskops mit Integrierfunktion könnte die Brückenspannung gemessen und integriert werden. Ist das Integral mit einem Offset behaftet, würde das heißen, dass die PWM-Pulse während einer Halbschwingung länger sind als in der anderen. Dies ist auf einen Offset vor dem Komparator zurückzuführen und kann mittels der Einstellmöglichkeit von R21 bzw. R22 abgeglichen werden. Diese Kontrolle der



Ausgangsspannung sollte unbedingt durchgeführt werden, sodass kein Gleichstromanteil in der Primärwicklung des Hochspannungs-Hochfrequenz-Transformators [9] entstehen kann.

Anmerkung zur Temperaturstabilität:

Die Signalverarbeitung muss eine hohe Temperaturstabilität aufweisen, da sich ansonsten ein entstehender DC-Offset in einer Gleichstromkomponente des Stromes in der Transformatorprimärwicklung bemerkbar macht. Diese könnte dessen Kern in einer Richtung in die Sättigung treiben. Man kann die Auswirkungen folgendermaßen grob abschätzen:

Die Verstärkung des Systems berechnet sich zu:

$$V = \frac{U_A}{U_E} = \frac{1114V_{pk/pk}}{5V_{pk/pk}} = \underline{222.8} \quad (5.19)$$

Nimmt man einen Offset von 1mV an, wird dieser mit dem Faktor 222.8 verstärkt und erzeugt in der Primärwicklung des Hochspannungs-Hochfrequenz-Transformators [9] folgende Gleichstromkomponente:

$$I_{0A} = \frac{U_{0A}}{R_{primär} + 2 \cdot R_{DS(on)}} = \frac{1mV \cdot 222.8}{46.3m\Omega + 2 \cdot 210m\Omega} = \underline{477.8mA} \quad (5.20)$$

$R_{primär}$ wurde aus [9] übernommen.

Ein DC-Offset, verursacht durch einen Temperaturgang einer Komponente, hat also Gleichströme zur Folge, die zu vermeiden sind. Daher wurde die Schaltung so konzipiert, dass der Temperaturdrift so gering wie möglich die Ausgangsspannung beeinflusst. Man könnte auch eine Regelung verwenden, welche ungewollte Komponenten in der Ausgangsspannung eliminiert.

5.4.2 Abbildung des Schaltplans

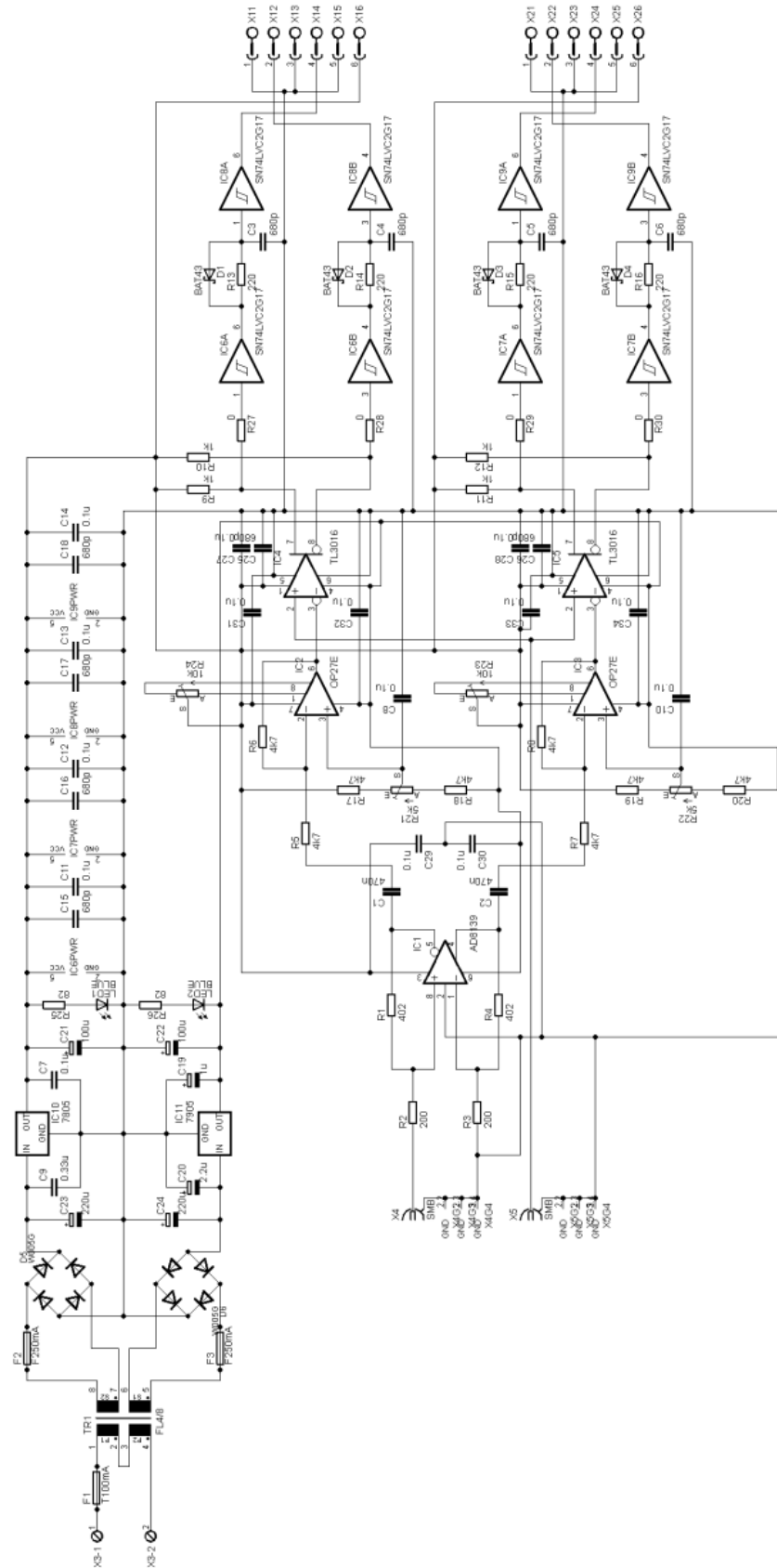


Abbildung 18: Schaltplan der Signalverarbeitung

5.4.3 Abbildung des Layouts

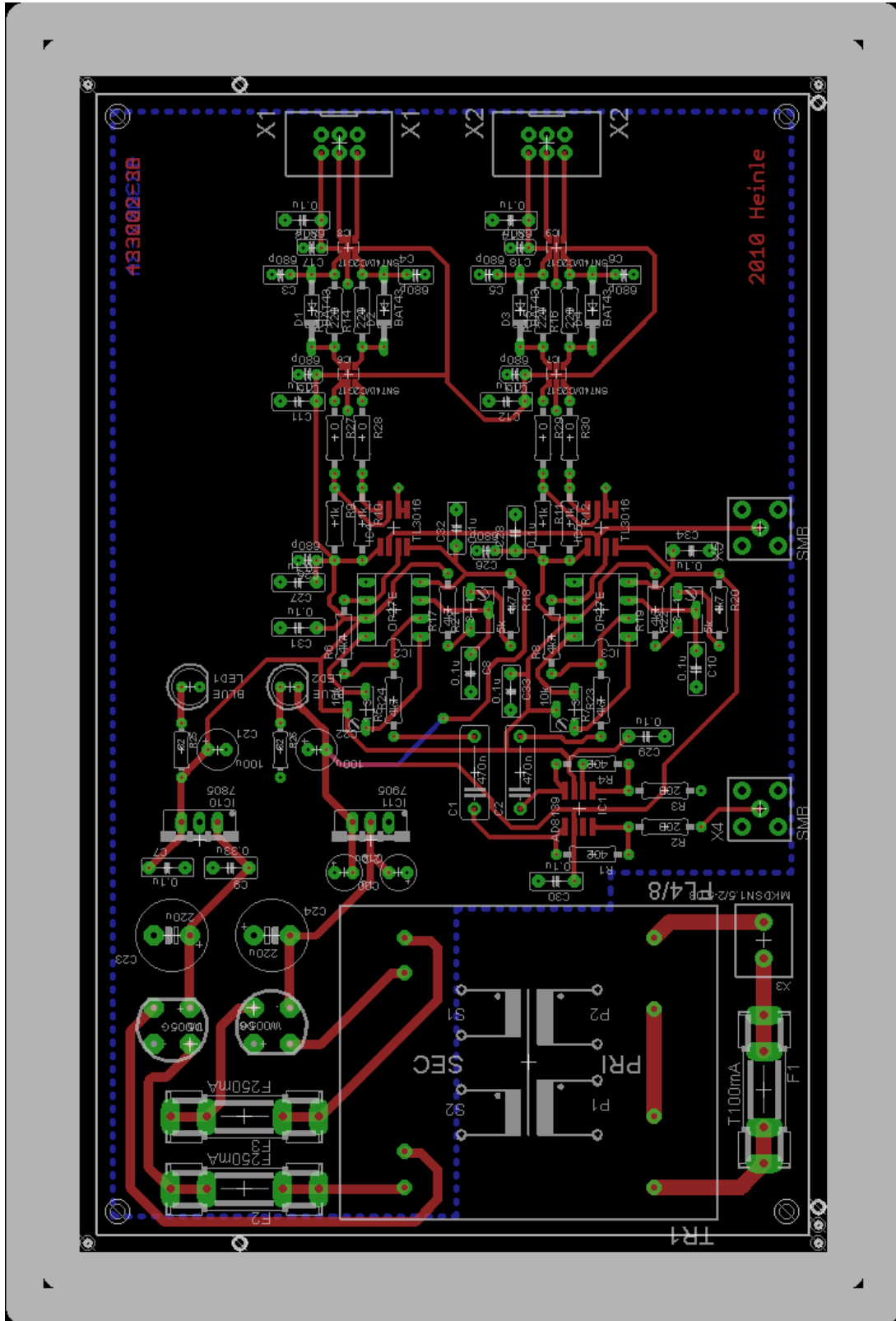


Abbildung 19: Layout der Signalverarbeitung

5.4.4 Stückliste

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
Widerstände			
2	82Ω/0.4W	Metallschichtwiderstand 1%	R25, R26
2	200Ω/0.25W	Präzisionswiderstand 0.1%	R2, R3
4	220Ω/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R13, R14, R15, R16
2	402Ω/0.25W	Präzisionswiderstand 0.1%	R1, R4
4	1kΩ/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R9, R10, R11, R12
8	4.7kΩ/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R5, R6, R7, R8, R17, R18, R19, R20
2	5kΩ/0.25W	Cermet-Trimmer 12-gängig 10%	R21, R22
2	10kΩ/0.25W	Cermet-Trimmer 12-gängig 10%	R23, R24
Kondensatoren			
10	680pF/100V	Keramikkondensator	C3, C4, C5, C6, C15, C16, C17, C18, C25, C26
15	0.1μF/50V	Polyester Film Kondensator	C7, C8, C10, C11, C12, C13, C14, C27, C28, C29, C30, C31, C32, C33, C34
1	0.33μF/50V	Polyester Film Kondensator	C9
2	470nF/100V	Folienkondensator	C1, C2
1	1μF/25V	Elektrolytkondensator	C19
1	2.2μF/100V	Elektrolytkondensator	C20
2	100μF/16V	Elektrolytkondensator	C21, C22
2	220μF/35V	Elektrolytkondensator	C23, C24

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
Dioden			
2	W005G	Brückengleichrichter	D5, D6
4	BAT43	Schottky-Diode	D1, D2, D3, D4
2	LED blau	Leuchtdiode	LED1, LED2
ICs			
1	AD8139	Differenzoperationsverstärker	IC1
2	OP27E	Operationsverstärker	IC2, IC3
2	TL3016	Ultrafast-Komparator	IC4, IC5
4	SN74LVC2G17	Schmitt-Trigger-Buffer	IC6, IC7, IC8, IC9
1	7805	Spannungsregler positiv	IC10
1	7905	Spannungsregler negativ	IC11
Transformatoren			
1	FL4/8	Transformator 4VA/2x8Vsek	TR1
Steckverbinder			
2	75869-131LF	Header 6-polig vertikal Quick	X1, X2
1	MKDSN1.5/2-5.08	Schraubklemme	X3
2	SMB	SMB-Connector	X4, X5
Sicherungshalter und Sicherungen			
3	7181.5001	Sicherungshalter PCB	F1, F2, F3
1	T100mA	Glasrohrsicherung 20x5	F1
2	F250mA	Glasrohrsicherung 20x5	F2, F3

5.5 Dimensionierung der Hauptstromversorgung

Die Voraussetzung für eine gute Spannungsqualität am Ausgang ist ein sorgfältig ausgelegter Spannungszwischenkreis. Da die Ausgangsspannung direkt proportional zur Zwischenkreisspannung ist, sollte der Spannungseinbruch bei Volllast eine vorgegebene Grenze nicht überschreiten. Der 6-Puls-Gleichrichter des Typs 36MT80PBF am Eingang schafft einen Dauerstrom von 35A. Die Drossel L_B wird vorerst nicht verwendet.

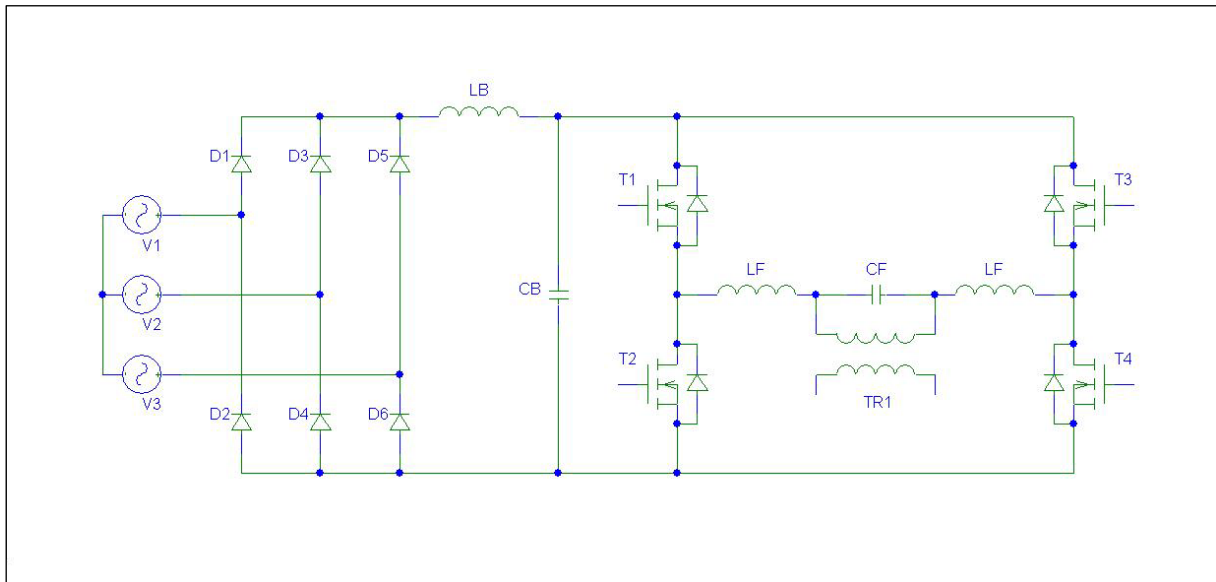


Abbildung 20: Schaltbild der Hauptstromversorgung

5.5.1 Auslegung der Zwischenkreiskapazität C_B

Zu Beginn wird zur Kalkulation der Kapazität nur der Einfluss der Vollbrücke herangezogen. Die maximale Stromwelligkeit liegt bei der unteren Ausgangsfrequenz von 500Hz vor. Der Strom, der aus dem Zwischenkreis bezogen wird, besteht aus einem Gleichanteil und einer Wechselkomponente mit einer Frequenz von 1kHz. Da die Welligkeit am Kondensator nicht geregelt wird und ein maximaler Spannungseinbruch von etwa 0.5% nicht überschritten werden soll, errechnet sich die Zwischenkreiskapazität in erster Näherung folgendermaßen:

$$C_B = \frac{\hat{I}}{\omega \cdot \Delta \hat{U}} = \frac{21.5A}{2 \cdot \pi \cdot 1000Hz \cdot 400V \cdot \sqrt{2} \cdot 0.005} = \underline{1210\mu F} \quad (5.21)$$

Der Scheitelwert des Stroms, der aus der Zwischenkreiskapazität bezogen wird, ist Kapitel 6 zu entnehmen.

Da die B6-Gleichrichterschaltung mit nur 300Hz nachlädt, wird die Welligkeit bei gleicher Kapazität höher. D.h. der Kondensator muss größer gewählt werden um die Spannungsqualität aufrecht zu erhalten.

Die Kapazität wurde auf $5000\mu\text{F}$ erhöht. Aufgrund der hohen Zwischenkreisspannung werden zwei Kondensatoren mit $10000\mu\text{F}/400\text{V}_{\text{dc}}$ in Serie geschaltet. Die Schaltung wurde in SPICE simuliert. Es konnten folgende Ergebnisse erzielt werden:

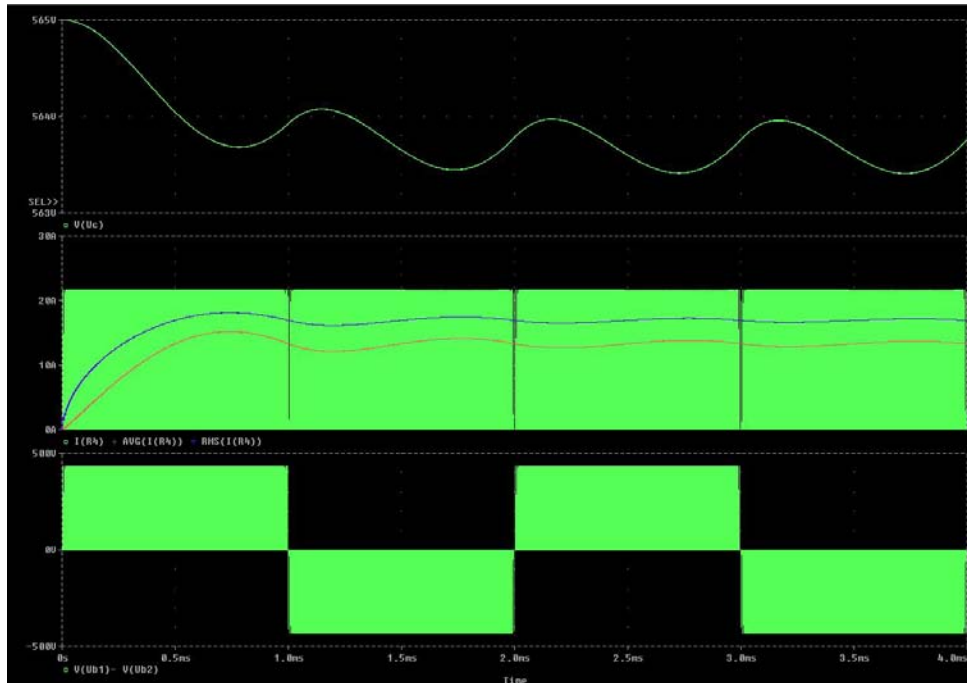


Abbildung 21: Simulation des Einflusses der Vollbrücke ohne B6-Gleichrichter

Die Welligkeit, verursacht durch die H-Brücke, beträgt in etwa $0.6V_{\text{pk/pk}}$.

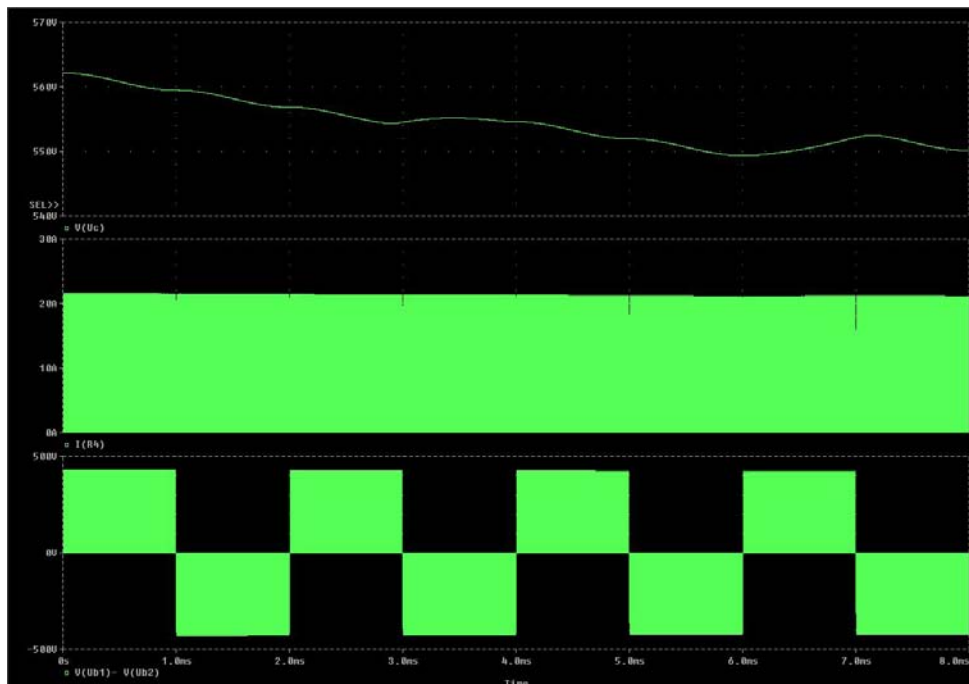


Abbildung 22: Simulation des Einflusses der Vollbrücke mit B6-Gleichrichter

Die maximale Spannungswelligkeit unter Einfluss der B6-Schaltung beträgt also $3.1V_{pk/pk}$. Dies entspricht in etwa 0.55% der gleichgerichteten Netzspannung.

5.5.2 Auslegung der Ausgleichs- und Entladewiderstände

Da jeder Kondensator einen unterschiedlichen Leckstrom aufweist und die Kapazitäten nicht exakt gleich sind, teilt sich die Zwischenkreisspannung ungleichmäßig auf diese auf. Um die Teilspannungen im schlimmsten Fall noch unter 400V zu halten wird folgendes Szenario angenommen:

Der worst case entsteht, wenn ein Kondensator den vollen Leckstrom aufweist und der andere keinen. Zudem sollte eine Netzüberspannung von 10% berücksichtigt werden.

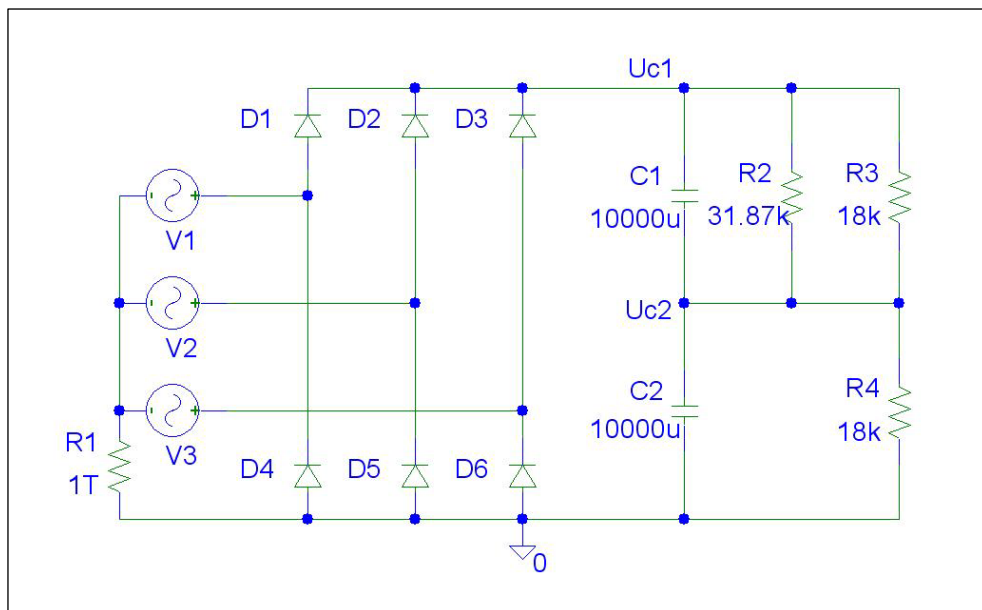


Abbildung 23: Schaltbild zur Simulation des Leckstromes

In dieser Schaltung repräsentiert der Widerstand R2 den Leckstrom von Kondensator C1. Dieser wurde mit Hilfe der Datenblattwerte bestimmt:

$$I_{lka} \leq 0.3\mu A \cdot \left(\frac{C_R}{\mu F} \cdot \frac{U_R}{V} \right)^{0.7} + 4\mu A = 0.3\mu A \cdot \left(\frac{10000\mu F}{\mu F} \cdot \frac{400V}{V} \right)^{0.7} + 4\mu A = \underline{12.55mA} \quad (5.22)$$

$$R_{lka} = \frac{U_C}{I_{lka}} = \frac{400V}{12.55mA} = \underline{31.87k\Omega} \quad (5.23)$$

Gleichung 5.22 wurde direkt aus dem Datenblatt des Kondensators übernommen. Die Spannung muss in Volt und die Kapazität in Mikrofarad eingesetzt werden, sodass sich die Einheiten dieser kürzen.

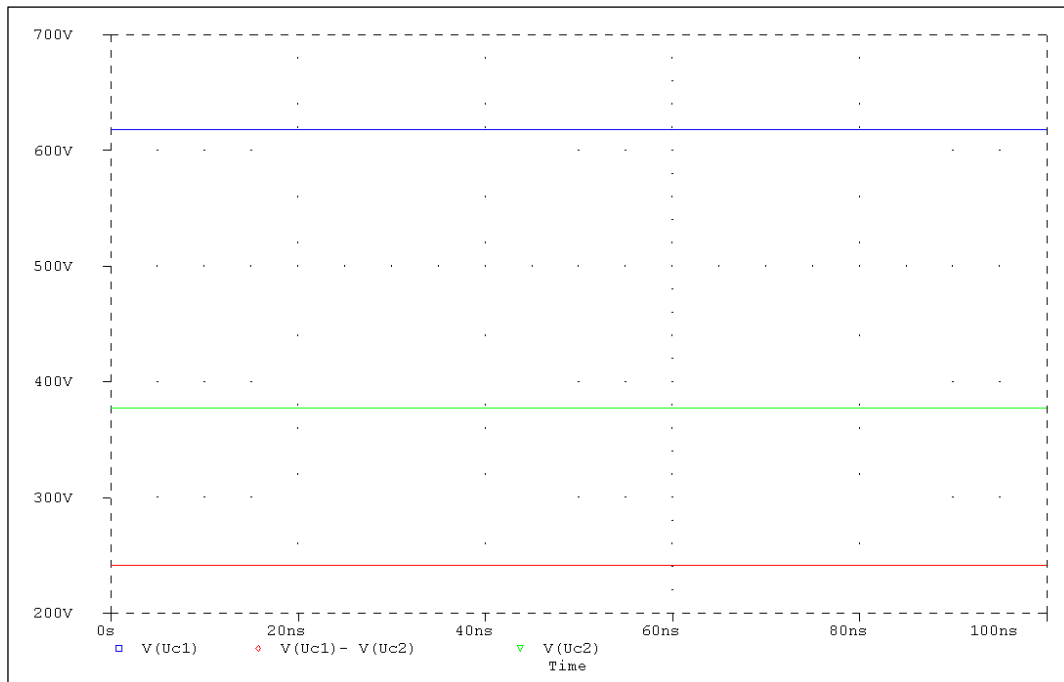


Abbildung 24: Spannungsverteilung bei maximaler Unsymmetrie

Aus Sicht der Verlustleistung sind die Widerstände so groß wie möglich zu wählen. Jedoch darf die maximale Kondensatorspannung infolge des Leckstromes nicht überschritten werden. Einen guten Kompromiss ergeben jeweils $18\text{k}\Omega$.

Berechnung der Verlustleistung der Ausgleichswiderstände:

$$P_V = I_{\text{Ausgleich}}^2 \cdot R_{\text{Ausgleich}} = \left(\frac{400\text{V} \cdot 1.1 \cdot \sqrt{2}}{36\text{k}\Omega} \right)^2 \cdot 18\text{k}\Omega = \underline{5.4\text{W}} \quad (5.24)$$

Der Strom $I_{\text{Ausgleich}}$ durch den Spannungsteiler wird unter Berücksichtigung einer Netzüberspannung von 10% eingesetzt. Für Kondensatoren mit Schraubanschlüssen gibt es spezielle Bauformen, die direkt an die Klemmen geschraubt werden können. Es wurden Widerstände des Typs PYR7511/18 verwendet. Die maximal zulässige Verlustleistung dieser beträgt 10W.

5.6 Auslegung des Ladewiderstandes der Zwischenkreiskapazität

Um beim Einschalten den Gleichrichter nicht zu zerstören und ein Auslösen der Zuleitungssicherung durch den Ladestromstoß zu verhindern, wird ein Ladewiderstand eingefügt. Dieser wird nach ca. 1.5s durch einen Befehl der Schutz- und Überwachungsplatine mit Hilfe eines Schützes überbrückt.

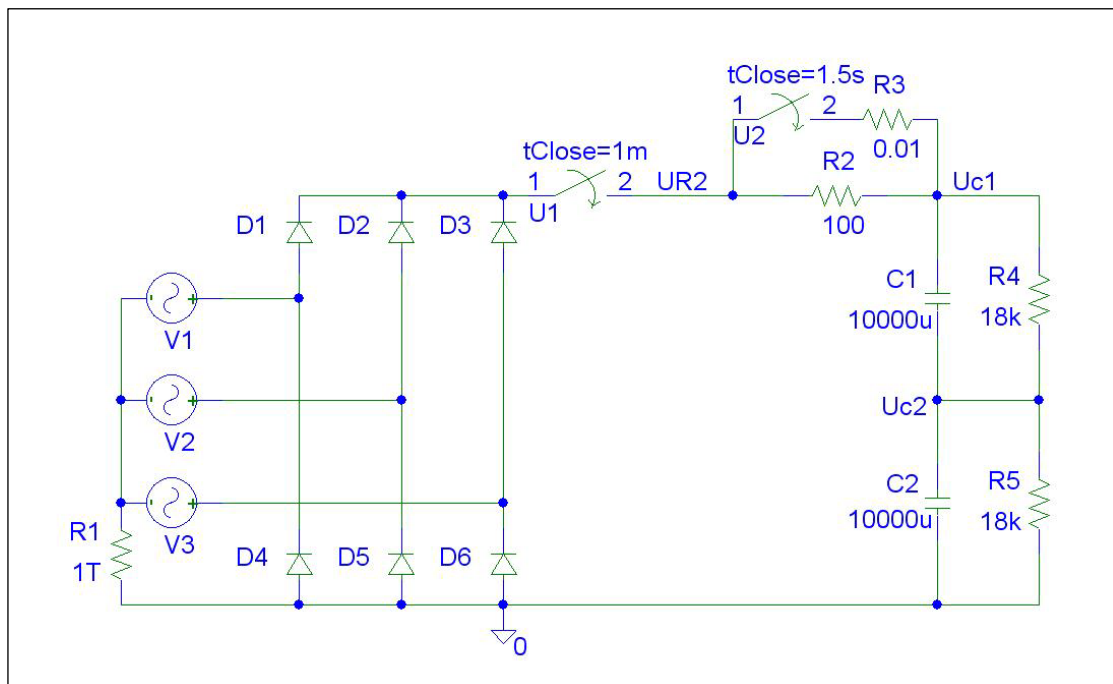


Abbildung 25: Schaltbild zur Simulation des Einschaltvorganges

Die Amplitude der Strangspannung wird mit 357.8V eingesetzt und beinhaltet eine Netzüberspannung von 10%. R2 repräsentiert den Ladewiderstand und R3 die Kontaktwiderstände des Schützes. In der Praxis werden die drei Schaltkontakte parallel geschaltet. Dadurch kann das Schaltgerät kleiner gewählt werden. Ein Abschalten des Betriebsstromes durch dieses ist nicht gefordert.

Der Wert des Ladewiderstandes beträgt 100Ω. Dieser begrenzt das Maximum des Ladestromes auf folgenden Wert:

$$I_L = \frac{U_0}{R_2} = \frac{400V \cdot \sqrt{2} \cdot 1.1}{100\Omega} = \underline{6.2A} \quad (5.25)$$

Die Simulation der Schaltung ergibt folgende Ergebnisse:

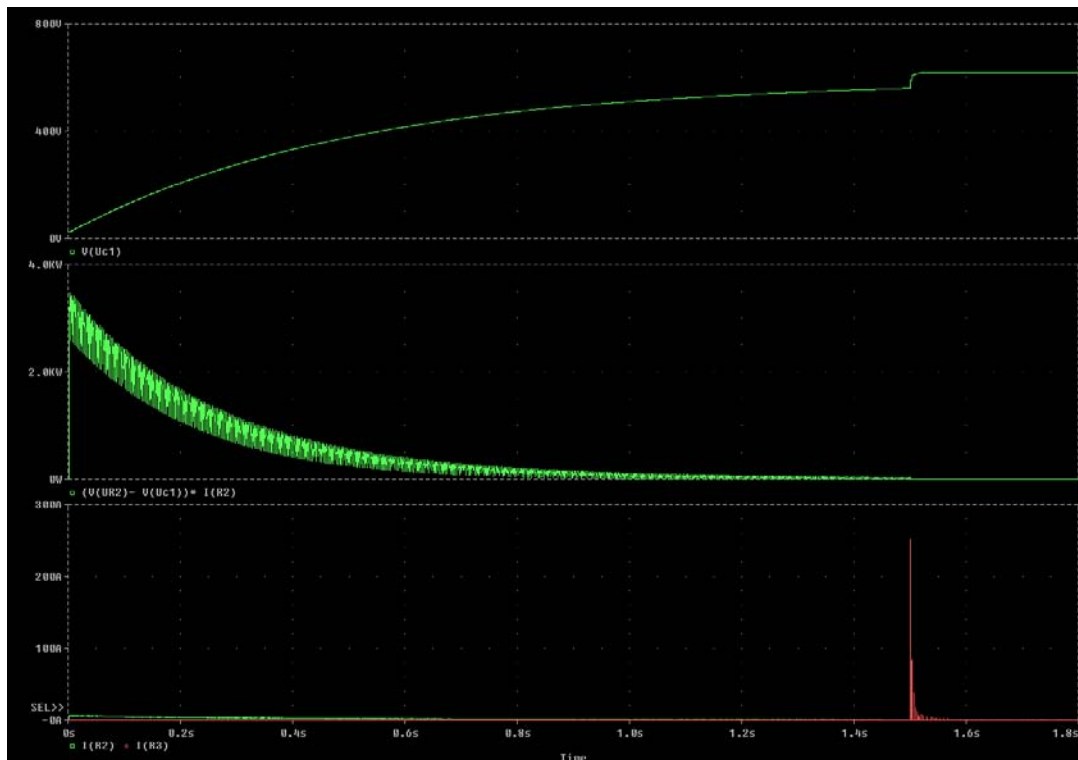


Abbildung 26: Simulation des Einschaltvorganges

Die maximale Verlustleistung zu Beginn beträgt:

$$P_{VR_2} = I_L^2 \cdot R_2 = 6.2A^2 \cdot 100 = \underline{3844W} \quad (5.26)$$

Gewählt wird ein Widerstand des Typs HSC150100RJ. Dieser ist für eine Sekunde mit dem Faktor 25 überlastbar. Der Widerstand hat eine Nennleistung von 150W. Das heißt also, dass für eine Sekunde lang eine Verlustleistung von 3750W zulässig sind. Da die Verluste rasch abklingen und nach ca. 300ms nur mehr ein Drittel der Gesamtverlustleistung am Widerstand umgesetzt werden muss, ist die Impulsleistung von 3844W erlaubt. Der Gleichrichter besitzt einen I_{FSM} von 485A und verkräftet dadurch die Stromspitze von ca. 280A beim Überbrücken des Ladewiderstandes. Zudem wird diese durch die Netzimpedanz, das vorgesehene Netzfilter und die Zuleitungsimpedanzen noch weiter begrenzt und bedämpft.

5.7 Schaltplan des Stromrichters

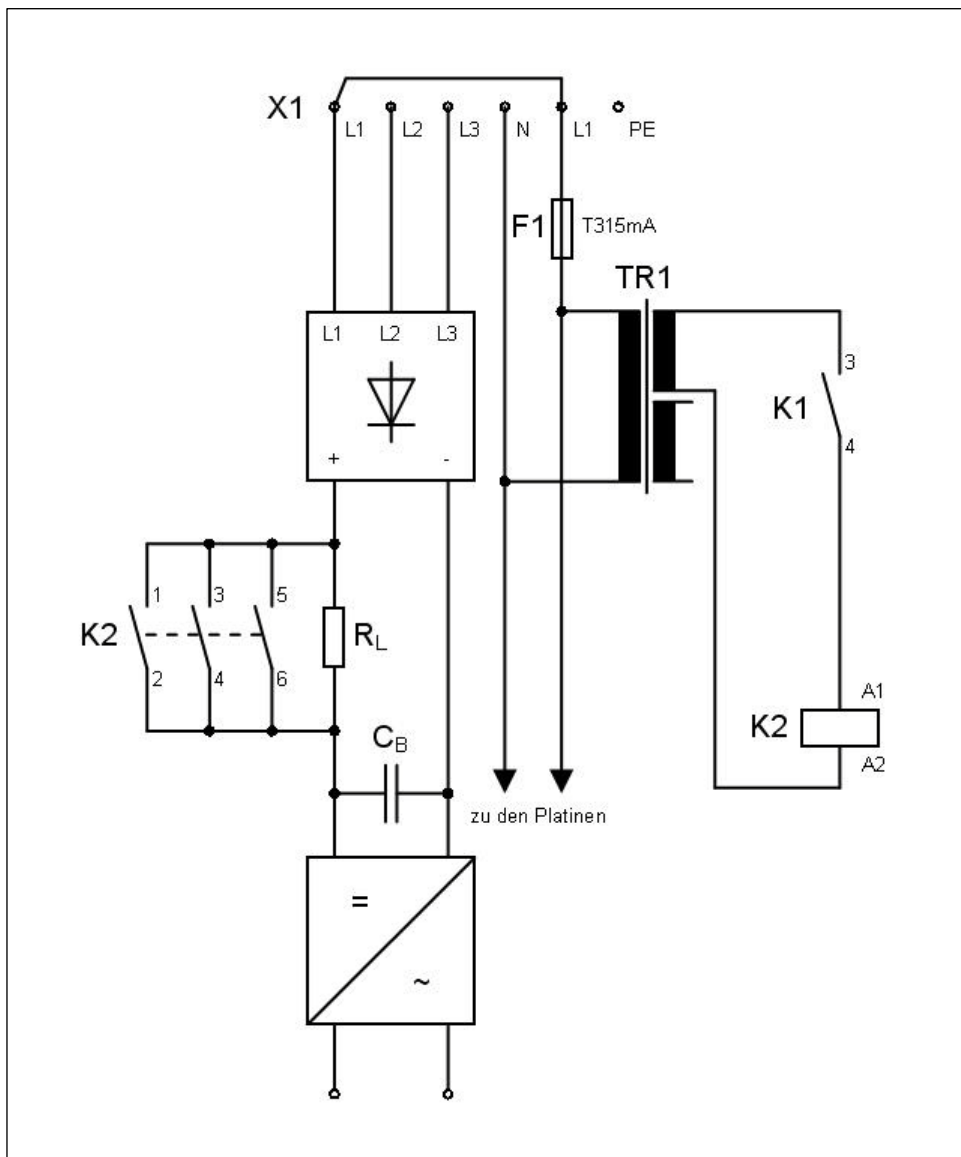


Abbildung 27: Schaltplan des Stromrichters

Die Klemme X1 verbindet den Stromrichter mit dem Netz. K1 befindet sich auf der Schutz- und Überwachungsplatine. Es muss beachtet werden, dass die Einheit noch abgesichert werden muss. Dies geschieht dann im Gehäuse des Gesamtgerätes. Die Sicherungen werden in Form von Leitungsschutzschaltern ausgeführt und sollten einen Auslösestrom von 10A und die Auslösecharakteristik C besitzen, da hohe Stromspitzen beim Kurzschließen von R_L entstehen.

5.8 Stückliste

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
Widerstände			
1	100Ω/150W	Drahtwiderstand 5%	R _L
2	18kΩ/10W	Drahtwiderstand 5%	R _{Ausgleich}
Kondensatoren			
2	10000μF/400V	Elektrolytkondensator	C _B
Dioden			
1	36MT80PBF	B6-Brückengleichrichter	
Transformatoren			
1	10-5940	Transformator 20VA/2x24Vsek	TR1
Steckverbinder			
4	WDU 4	Reihenklemme 4mm ²	X1
1	WPE 4	Erdungsklemme 4mm ²	X1
1	WSI 6	Sicherungsklemme 6mm ²	X1
Schütze			
1	LC1K1210B7	Schütz, Steuerspannung 24V _{AC}	K2
Kühlkörper			
1	345AB1000B	Kühlkörper 1K/W	
Lüfter			
1	MA2092-HVL.GN	Axiallüfter 92x92x25 230V _{AC}	

5.9 Entwicklung und Dimensionierung der Schutz- und Überwachungsschaltung

Diese Schaltung (Abbildung 28) soll den Stromrichter überwachen und gegebenenfalls abschalten, wenn unerwünschte Zustände auftreten. Gemessen werden die Temperaturen der beiden Hauptkühlkörper und der Strom, der aus dem Zwischenkreis bezogen wird, um die Leistungs-MOSFETs nicht zu überlasten. Dies könnte passieren, wenn der Prüfling durchschlägt und so einen Kurzschluss verursacht.

Zusätzlich wird die Versorgungsspannung der Platine überwacht, um eine sichere Funktion der Logikbausteine zu gewährleisten. Sinkt diese unter eine bestimmte Schwelle, wird ebenfalls ein Ausschaltbefehl generiert. Jedes der drei Kriterien hat also ein Sperren der Vollbrücke zur Folge. Diese kann, wenn kein Fehler mehr vorliegt, mit Hilfe einer Reset-Taste wieder freigegeben werden. Da während des Einschaltvorganges die Brücke noch abgeschaltet bleiben soll, wird ein Auto-Reset benötigt, der nach etwa einer Sekunde die Schaltung frei gibt und gleichzeitig den Ladewiderstand des Zwischenkreiskondensators überbrückt.

5.9.1 Schaltungsbeschreibung

Das Herz der Schaltung bildet das RS-Flip-Flop bestehend aus den NAND-Gattern IC7B und IC7C. IC3A und IC7A sorgen für die richtigen Logikpegel, um das Flip-Flop zu setzen bzw. rückzusetzen. Gleichzeitig wird der Reset-Befehl blockiert, wenn der Fehler noch besteht.

Der Set-Befehl:

Das Flip Flop kann durch vier Fehlerzustände gesetzt werden, nämlich Übertemperatur von Kühlkörper 1 bzw. 2, Überstrom in der Vollbrücke und Unterspannung der Versorgung der Platine. Letztere überwacht IC2, ein Spannungssensor, der unter der Versorgungsspannung von etwa 4.6V am Ausgang den Logikpegel LOW ausgibt. Der Pull-Up-Widerstand R21 wird benötigt, da der Ausgang eine Open-Kollektor-Struktur besitzt. Der Ausgangspegel wird von IC3C invertiert, da der Set-Befehl ein logisch HIGH sein muss.

Der Strom in der Vollbrücke wird mit Hilfe eines Shunts, der in der Minusleitung der Versorgung liegt, in ein Spannungssignal umgewandelt. Der Stromshunt besteht aus fünfzehn parallelen Widerständen R41 bis R55 von jeweils 1Ω . Der Grund für die hohe Anzahl ist die Stromtragfähigkeit und die Verlustleistung. Der wirksame Widerstand beträgt also $66.7m\Omega$, d.h. eine Schwelle von 30A würde eine Spannung von 2V zur Folge haben. Diese wird mit einer einstellbaren Referenz, bestehend aus R23, R24 und R27, unter Verwendung von IC8, ein Komparator des Typs LT1016, verglichen. Da durch die Schaltvorgänge Stromspitzen entstehen, wird die Spannung am Shunt mittels RC-Filter, das sich aus R35 und C21 zusammensetzt, gefiltert, sodass keine Fehlauslösungen

generiert werden. Die Shunt-Widerstände sind induktivitätsarme Dickschicht-Bauformen. Für den Filterkondensator C21 wird ein Glimmertyp mit 68pF verwendet. Bei einer Schaltfrequenz von 150kHz ergibt sich eine Periodendauer von 3.3µs. Der größte Stromanstieg erfolgt bei Vollaussteuerung, d.h. wenn sich das Tastverhältnis auf d=1 ändert (Maximum des Sinussignals). Bei einer angenommenen Nachlaufzeit des Filters von 10% ergeben sich 330ns. Diese ist der Zeitkonstante des Filters gleichzusetzen und der Filterwiderstand ergibt sich folgendermaßen:

$$\tau_{Filter} = 330ns = R_{35} \cdot C_{21}$$

$$R_{35} = \frac{\tau_{Filter}}{C_{21}} = \frac{330ns}{68pF} = \underline{4.85k\Omega} \quad (5.27)$$

In der Praxis wird aufgrund von experimentellen Analysen ein Widerstand mit dem Wert 1.8kΩ verwendet.

Die Temperaturerfassung erfolgt durch zwei NTCs, die einen Wert von 10kΩ besitzen und an die Steckverbinder J1 und J2 angeschlossen sind. Die Thermistoren sind in Spannungsteiler eingebunden und erzeugen eine temperaturabhängige Spannung. Diese wird durch die Komparatoren IC9 und IC10 mit einer einstellbaren Referenz, bestehend aus R25 und R28 bzw. R26 und R29, verglichen und ausgewertet. Die Kondensatoren C14 und C15 unterdrücken die Störungen, die durch die etwas längeren Leitungen der NTCs zustande kommen können. Alle vier Set-Befehle sind mit Hilfe von IC4 logisch ODER verknüpft.

Der Reset-Befehl:

Um die Schaltung in den aktiven Zustand zu bringen und die Vollbrücke freizugeben, sind zwei Reset-Bedingungen möglich. Nach dem Einschalten und dem Ablaufen ca. einer Sekunde führt die Schaltung einen Auto-Reset durch und schaltet die Vollbrücke ein. Voraussetzung ist natürlich, dass kein Fehler ansteht, der die Freigabe verhindert. Dies geschieht durch das RC-Glied, bestehend aus R32 und C12, und den nachgeschalteten Inverter IC3D, der eine fallende Flanke generiert und damit das Mono-Flop IC5A triggert. Die Zeit t_w , die der Ausgang auf logisch HIGH verweilt, wird mit R39 und C16 festgelegt. Die Diode D2 entlädt beim Abschalten der Spannungsversorgung den Kondensator C16, um ein Zerstören des ICs zu verhindern.

$$t_w = \ln(2) \cdot R_{39} \cdot C_{16} = \ln(2) \cdot 3.3k\Omega \cdot 330pF = \underline{755ns} \quad (5.28)$$

Gleichung 5.28 ist dem Datenblatt zu entnehmen. Gleichzeitig bringt IC3B den Transistor T3 in den leitenden Zustand und schaltet den Kontakt des Hilfsrelais K1, das für die Schaltung zur Überbrückung des Ladewiderstandes des Zwischenkreiskondensators verwendet wird, um. Der Basiswiderstand berechnet sich wie folgt:

$$R_{16} = \frac{U_0 - U_{BE}}{2 \cdot \frac{I_C}{h_{FE}}} = \frac{4.9V - 1.2V}{2 \cdot \frac{80mA}{160}} = 3.7k\Omega \rightarrow \underline{3.3k\Omega} \quad (5.29)$$

Anmerkung: Der Transistor T3 wurde 2-fach übersteuert. Der Basiswiderstand sollte abgerundet werden, um ein sicheres durchschalten zu gewährleisten. Die eingesetzten Werte sind den jeweiligen Datenblättern zu entnehmen.

Die zweite Reset-Bedingung, die mit der ersten durch IC6A ODER-verknüpft ist, kann durch einen Tastendruck erfüllt werden. Das Mono-Flop IC5B, das gleich beschaltet ist wie IC5A, wird durch eine fallende Flanke, erzeugt durch das Drücken von Taster 1, der an Header J5 angeschlossen ist, getriggert. Der Pull-Up Widerstand hält bei nicht gedrückter Taste Pin 9 auf HIGH. Der Kondensator C18 hilft Störungen zu unterdrücken.

Da ein HIGH-Signal für das Einschalten der Vollbrücke an die Halbbrückenplatinen weitergegeben werden muss, wird das Ausgangssignal des RS-Flip-Flops mit Hilfe von Inverter IC3E invertiert. So wird gewährleistet, dass auch bei einem Kabelbruch oder einem Spannungsversorgungsausfall sicher abgeschaltet werden kann. Die beiden MOSFETs T4 und T5 schalten die LEDs der Optokoppler auf den Halbbrückenplatinen. R33 und R34 halten die Gates im ausgeschalteten Zustand sicher auf Ground.

Die rote Leuchtdiode LED1, die an Steckverbinder J3 angeschlossen ist, fungiert als Indikator für einen der vier Fehlerzustände. Die grüne LED2 am Steckverbinder J4 zeigt an, ob die Vollbrücke eingeschaltet ist oder nicht. Die Vorwiderstände berechnen sich wie folgt:

$$R_{30} = R_{31} = \frac{U_0 - U_{CE_{SAT}} - U_{LED}}{I_{LED}} = \frac{5V - 0.1V - 2V}{20mA} = 145\Omega \rightarrow \underline{150\Omega} \quad (5.30)$$

Beide LEDs besitzen die gleiche Vorwärtsspannung, die aus den Datenblättern zu entnehmen ist.

Die Basiswiderstände der Transistoren T1 und T2 berechnen sich folgendermaßen:

$$R_{17} = R_{22} = \frac{U_0 - U_{BE}}{2 \cdot \frac{I_C}{h_{FE}}} = \frac{4.9V - 0.77V}{2 \cdot \frac{20mA}{180}} = 18.6k\Omega \rightarrow \underline{15k\Omega} \quad (5.31)$$

Die Transistoren wurden wiederum mit Faktor 2 übersteuert. Der Basiswiderstand wurde auch hier abgerundet um ein sicheres Schalten zu gewährleisten.

Die Widerstände in den Signalleitungen zwischen den Bauteilen werden vorerst mit 0Ω-Brücken beschalten. Zur Spannungsstützung wurden alle Versorgungspins der ICs mit 100nF Kondensatoren versehen. Dies stellt ein sauberes Schalten und steile Flanken sicher.



Für die Spannungsversorgung ist Transformator TR1, Brückengleichrichter D1, Siebkondensator C8, Spannungsregler IC1 und Pufferkondensator C9 zuständig. C10 und C11 verhindern die Regelschwingungen des Spannungsreglers.

5.9.2 Einstellen der Überstrombegrenzung

Da die Stromshunts R41 bis R55 einen Gesamtwiderstand von $66.7\text{m}\Omega$ aufweisen, ergibt sich ein Spannungsabfall von $\frac{66.7\text{mV}}{\text{A}}$.

Als Last dient eine Luftspule im Bereich von $30\mu\text{H}$. Die Eingangsfrequenz und -amplitude bzw. die Zwischenkreisspannung werden so verändert, dass der gewünschte Strom im Ausgangszweig fließt. Anschließend wird Potentiometer R24 so lange zurückgedreht, bis der Komparator IC8 die Halbbrücken abschaltet.

5.9.3 Einstellen der Übertemperaturschaltung

Hierzu müssen die Kühlkörper auf die Temperatur gebracht werden, bei der abgeschaltet werden soll. Dies kann auf verschiedene Weisen erfolgen wie z.B. mit einem Heißluftgebläse. Zusätzlich muss die Temperatur des jeweiligen Kühlkörpers mitgemessen werden. Ist die gewünschte Abschalttemperatur erreicht, werden die Potentiometer R25 und R26 so weit zurückgestellt, bis die Komparatoren IC9 und IC10 den Ausschaltbefehl geben.

5.9.5 Abbildung des Layouts der Schutz- und Überwachungsplatine

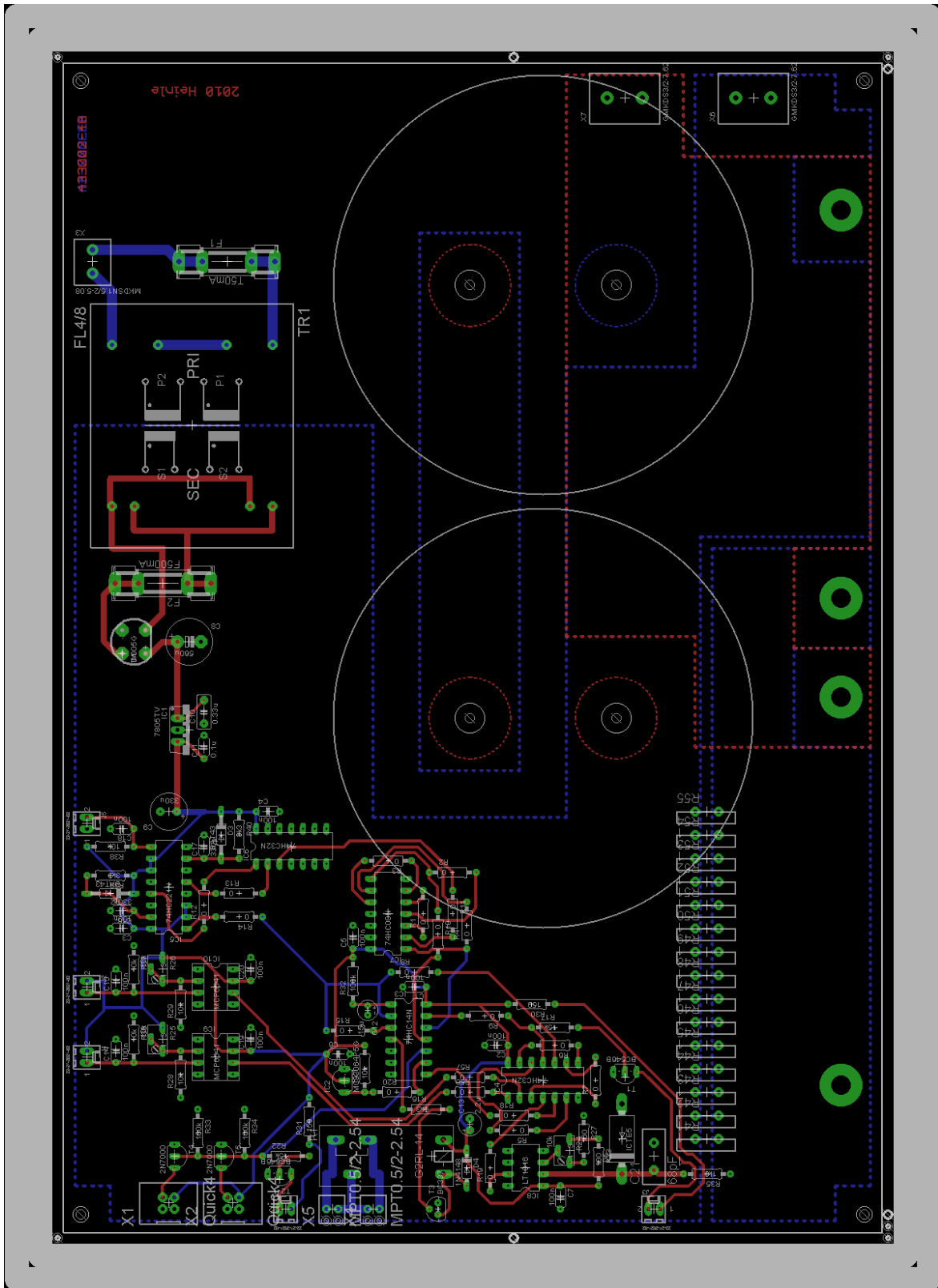


Abbildung 29: Layout der Schutz- und Überwachungsplatine

5.9.6 Stückliste

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
Widerstände			
15	1Ω/5W	Cermet-Dickschichtwiderstand noninduktiv 5%	R41, R42, R43, R44, R45, R46, R47, R48, R49, R50, R51, R52, R53, R54, R55
2	100Ω/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R23, R27
2	150Ω/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R30, R31
1	1.8kΩ/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R35
3	3.3kΩ/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R16, R39, R40
6	10kΩ/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R21, R28, R29, R36, R37, R38
3	10kΩ/0.25W	Cermet-Trimmer 12-gängig 10%	R24, R25, R26
2	15kΩ/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R17, R22
3	100kΩ/0.6W	Metallschichtwiderstand 1%	R32, R33, R34
2	10kΩ	Thermistor NTC mit Öse	
Kondensatoren			
1	68pF/500V	Glimmerkondensator	C21
2	330pF/100V	Keramikkondensator	C16, C17
12	100nF/50V	Keramikkondensator	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C14, C15, C18, C19, C20
1	0.1μF/50V	Polyester Film Kondensator	C11
1	0.33μF/50V	Polyester Film Kondensator	C10
1	2.2μF/100V	Elektrolytkondensator	C13

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
1	15 μ F/16V	Elektrolytkondensator	C12
1	330 μ F/16V	Elektrolytkondensator	C9
1	560 μ F/35V	Elektrolytkondensator	C8
Dioden			
1	W005G	Brückengleichrichter	D1
2	BAT43	Schottky-Diode	D2, D3
1	1N4148	Universaldiode	D4
1	ICTE-5	TVS-Diode	D5
1	L-53ID	Leuchtdiode rot	LED1
1	L-53GD	Leuchtdiode grün	LED2
Transistoren			
2	BC546B	Kleinsignaltransistor	T1, T2
1	BC337-25	Kleinsignaltransistor	T3
2	2N7000	Kleinsignal-MOSFET	T4, T5
ICs			
1	7805	Spannungsregler positiv	IC1
1	MC33064P5G	Unterspannungssensor	IC2
1	74HC14N	Schmitt-Trigger-Inverter	IC3
2	74HC32N	4-fach ODER-Gatter	IC4, IC6
1	74HC221N	Nicht-retriggerbares Mono-Flop	IC5
1	74HC00N	4-fach NAND-Gatter	IC7
1	LT1016	Ultrafast Komparator	IC8
2	MCP6541	Komparator	IC9, IC10
Transformatoren			
1	FL4/8	Transformator 4VA/2x8Vsek	TR1
Relais			
1	G2RL-14	Relais mit einem Umschalter	K1

Menge	Bauteilwert	Typ	Bauteilnummer
Steckverbinder			
2	75869-130LF	Header 4-polig vertikal Quick	X1, X2
1	MKDSN1.5/2-5.08	Schraubklemme	X3
2	MPT0.5/2-2.54	Schraubklemme	X4, X5
2	GMKDS3/2-7.62	Schraubklemme	X6, X7
5	22-27-2021	Header 2-polig vertikal (Molex)	J1, J2, J3, J4, J5
Sicherungshalter und Sicherungen			
2	7181.5001	Sicherungshalter PCB	F1, F2
1	T50mA	Glasrohrsicherung 20x5	F1
1	F500mA	Glasrohrsicherung 20x5	F2
Kühlkörper			
1	MC33277	Kühlkörper 28K/W	

6 Verlustberechnung und Wirkungsgrad

Ausgangsdaten:

$$S=5\text{kVA}$$

$$U_A=10\text{kV}$$

$$I_A=0.5\text{A}$$

6.1 Abschätzung des Nennstroms in der Vollbrücke

Dieser Strom entspricht auch dem Primärstrom des Hochspannungs-Hochfrequenz-Transformators [9].

$$\eta_{TR} \cong 90\%$$

$$\ddot{u} = 27.6$$

$$I_1 = I_2 \cdot \ddot{u} \cdot (1 + (1 - \eta_{TR})) = 0.5\text{A} \cdot 27.6 \cdot (1 + (1 - 0.9)) = \underline{15.2\text{A}} \quad (6.1)$$

$$\hat{I}_1 = I_1 \cdot \sqrt{2} = 15.2\text{A} \cdot \sqrt{2} = \underline{21.5\text{A}} \quad (6.2)$$

$$\overline{|I_1|} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{I}_1 = \frac{2}{\pi} \cdot 21.5\text{A} = \underline{13.7\text{A}} \quad (6.3)$$

Das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} wurde aus [9] übernommen.

6.2 Berechnung der Zwischenkreisspannung

Diese Spannung entspricht auch der Drain-Source-Spannung der vier MOSFETs der Vollbrücke.

Zur Erzeugung der Zwischenkreisgleichspannung wird die Netzspannung, unter der Verwendung eines B6-Gleichrichters, gleichgerichtet.

$$U_0 = \sqrt{2} \cdot U_V = \sqrt{2} \cdot 400\text{V} = \underline{566\text{V}} \quad (6.4)$$

6.3 Verlustleistung an einem MOSFET des Typs IXFN38N100P [7]

Datenblattwerte IXFN38N100P:

$$Q_G = 480nC$$

$$C_{iss} = 24nF$$

$$t_r = 55ns$$

$$t_f = 40ns$$

$$R_{DS(on)} = 210m\Omega$$

Die Gateladung Q_G wurde aus Fig. 10 im Datenblatt bei einer Gate-Source-Spannung von 15V abgelesen. Aufgrund von Reserven, größere Schaltzeiten bedeuten höhere Verluste, wurden beide Schaltzeiten auf 60ns aufgerundet.

6.3.1 Gateverluste

$$P_G = U_D \cdot Q_G \cdot f_{SW} = 15V \cdot 480nC \cdot 150kHz = \underline{1.08W} \quad (6.5)$$

6.3.2 Schaltverluste

$$P_{SW} = \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot \frac{I_D}{2} \cdot f_{SW} \cdot (t_r + t_f) = \frac{1}{2} \cdot 625V \cdot \frac{13.7A}{2} \cdot 150kHz \cdot (60ns + 60ns) = \underline{38.5W} \quad (6.6)$$

Um die Schaltverluste pro MOSFET zu berechnen, wird für den Drainstrom die Hälfte des Gleichrichtwerts des Ausgangsstroms eingesetzt, denn jeder dieser MOSFETs muss nur jeweils eine Halbschwingung schalten. Für die Drain-Source-Spannung wurde eine Netzüberspannung von 10% berücksichtigt.

6.3.3 Leitverluste

$$P_{COND} = \frac{I_D^2}{2} \cdot R_{DS(on)} \cdot d = \frac{15.2A^2}{2} \cdot 210m\Omega \cdot 0.5 = \underline{12.13W} \quad (6.7)$$

Für die Leitverlustberechnung muss der Effektivwert des Ausgangsstromes eingesetzt werden, denn dieser erzeugt die gleiche Verlustwärme wie ein Gleichstrom desselben Wertes. Die Hälfte der Verluste deswegen, weil jeder MOSFET immer nur eine Stromhalbwellenleiten muss. Das Tastverhältnis d ist im Mittel über die Zeit ständig 0.5.

6.4 Verlustleistung am Low-Side-Treiber IXDD414CI [7]

$$P_D = \frac{R_{OH} \cdot U_{CC} \cdot Q_G \cdot f_{SW}}{R_{OL} + R_G} = \frac{0.6\Omega \cdot 15V \cdot 480nC \cdot 150kHz}{0.6\Omega + 4.7\Omega} = \underline{122mW} \quad (6.8)$$

Treiberausgangsstrom:

$$I_{OD} = \frac{\Delta U \cdot C_{iss}}{\Delta t} = \frac{(15 - 0)V \cdot 24nF}{60ns} = \underline{6A} \quad (6.9)$$

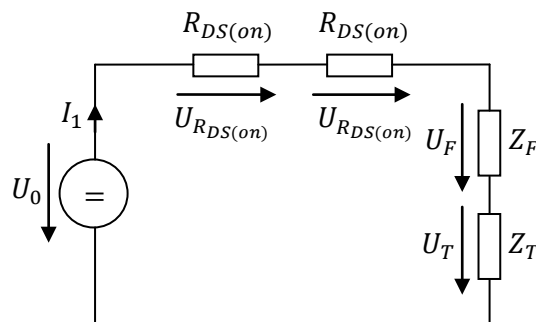
Verlustleistung am Gatewiderstand:

$$P_{RG} = P_G - P_D = 1.08W - 122mW = \underline{0.96W} \quad (6.10)$$

6.5 Wirkungsgradbetrachtung des Stromrichters

Die Ausgangsspannung des Inverters setzt sich zusammen aus dem Spannungsabfall am Filter und der Transformatorprimärspannung.

Ersatzschaltbild:



$$\hat{U}_A \cong \hat{U}_F + \hat{U}_T = U_0 - 2 \cdot U_{R_{DS(on)}} = U_0 - 2 \cdot \hat{I}_1 \cdot R_{DS(on)} = \quad (6.11)$$

$$= 566V - 2 \cdot 21.5A \cdot 0.21\Omega = \underline{557V}$$



Die maximale Spannungsamplitude bei Vollaussteuerung beträgt 557V. Für die Leistungsberechnung muss mit der Grundschiwingung gerechnet werden, d.h. die pulsweitenmodulierte Spannung wird gemittelt. Diesen Mittelwert bildet später das nachgeschaltete Filter. Der Effektivwert der Grundschiwingung beträgt:

$$U_1 = \frac{\hat{U}_A}{\sqrt{2}} = \frac{557V}{\sqrt{2}} = \underline{394V} \quad (6.12)$$

Mit der Ausgangsspannung U_1 und dem Ausgangsstrom I_1 kann nun die Ausgangsscheinleistung berechnet werden:

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 = 394V \cdot 15.2A = \underline{5988.8VA} \quad (6.13)$$

Betrachtet man jetzt den Wirkungsgrad des Inverters ergibt sich folgendes:

$$P_{Vges} = 4 \cdot (P_G + P_{SW} + P_{COND}) = 4 \cdot (1.08W + 38.5W + 12.13W) = \underline{206.84W} \quad (6.14)$$

$$\eta_I = \frac{S_1}{S_1 + P_{Vges}} \cdot 100 = \frac{5988.8VA}{5988.8VA + 206.84W} \cdot 100 = \underline{96.7\%} \quad (6.15)$$

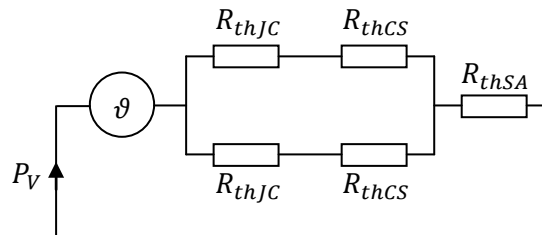
Bei der Berechnung des Wirkungsgrades wurden nur die Verluste der Vollbrücke berücksichtigt. Werden die der Hauptstromversorgung und die Leistung, die zum Betrieb der Platinen benötigt wird, miteinbezogen, sinkt die Effizienz noch etwas. Da der Verstärker hauptsächlich für die Bereitstellung einer Blindleistung verwendet wird, ist die Standardformel für die Berechnung des Wirkungsgrades nicht sinnvoll.

6.6 Kühlkörperberechnung

6.6.1 Vollbrücken-MOSFETs IXFN38N100P

Auf einem Kühlkörper eines Halbbrückenmoduls werden zwei Leistungshalbleiter des Typs IXFN38N100P montiert.

Thermisches Ersatzschaltbild



Datenblattwerte IXFN38N100P:

$$R_{thJC} = 0.125 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{thCS} = 0.05 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$T_{JM} = 150^{\circ}\text{C}$$

Für die Umgebungstemperatur T_A wurden 50°C gewählt. Um für Reserven zu sorgen wurde für die maximale Sperrschichttemperatur ein Wert von 125°C angesetzt.

Für die Dimensionierung wurde die maximale Verlustleistung im worst case angenommen.

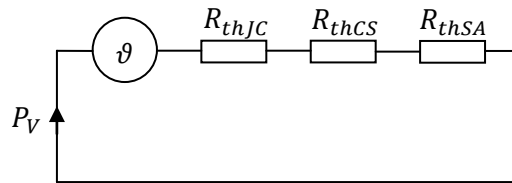
$$P_{V_{HB}} = 2 \cdot (P_{SW} + P_{COND}) = 2 \cdot (38.5\text{W} + 12.13\text{W}) = \underline{101.26\text{W}} \quad (6.16)$$

$$R_{thSA} = \frac{\Delta\vartheta}{P_{V_{HB}}} - \frac{R_{thJC} + R_{thCS}}{2} = \frac{125^{\circ}\text{C} - 50^{\circ}\text{C}}{101.26\text{W}} - \frac{0.125 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + 0.05 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}}{2} = \underline{0.65 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} \quad (6.17)$$

Gewählt wurde ein Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von $0.07^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Dieser Wert wird jedoch laut Datenblatt nur durch forcierte Kühlung mit zwei Lüftern erreicht. Der Wärmeübergangswiderstand ohne Zwangskühlung ist nicht bekannt. Aufgrund der Möglichkeit der Einsparung des Lüfters wurde der Kühlkörper überdimensioniert.

6.6.2 Low-Side-Treiber IXDD414CI

Thermisches Ersatzschaltbild:



Datenblattwerte:

$$R_{thJC} = 10 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{thJA} = 62.5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$P_V = P_D$$

$$R_{thSA} = \frac{\Delta\vartheta}{P_D} - R_{thJC} - R_{thCS} = \frac{125^{\circ}\text{C} - 50^{\circ}\text{C}}{122\text{mW}} - 10 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} - 0.1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} = \underline{\underline{604.7 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}}} \quad (6.18)$$

Es ergibt sich also ein Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von maximal $604.7^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Kontrolle der Bauteiltemperatur ohne Kühlkörper:

$$\Delta\vartheta = P_D \cdot R_{thJA} = 122\text{mW} \cdot 62.5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} = \underline{\underline{7.63^{\circ}\text{C}}} \quad (6.19)$$

Das Bauteil würde sich um 7.63°C erwärmen und bei einer Umgebungstemperatur von 30°C eine Temperatur von 37.63°C erreichen. Es würde also gar kein Kühlkörper benötigt werden. In der Praxis wurde trotzdem ein Kühlkörper des Typs MC33277 verwendet, um die Bauteiltemperatur etwas zu senken und auch bei höheren Schaltfrequenzen testen zu können.

6.6.3 Hauptgleichrichter 36MT80PBF

Bei diesem Bauteil kann die Kühlkörpergröße aus dem Datenblatt bezogen werden. Um den Gesamtstrom durch den Gleichrichter zu bestimmen, wird eine Simulation durchgeführt.

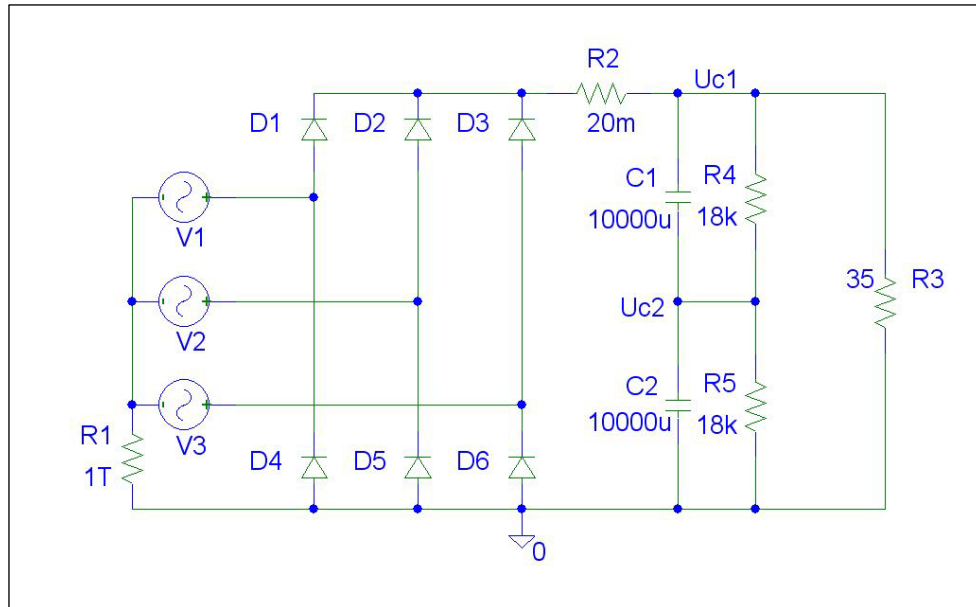


Abbildung 30: Schaltbild zur Simulation des Gleichrichterstroms

Der Widerstand R2 beinhaltet die Leitungswiderstände und die Kontaktwiderstände des Schützes, das den Ladewiderstand überbrückt. Der Lastwiderstand R3 wird so eingestellt, dass Nennstrom fließt. Folgende Ergebnisse werden erzielt:

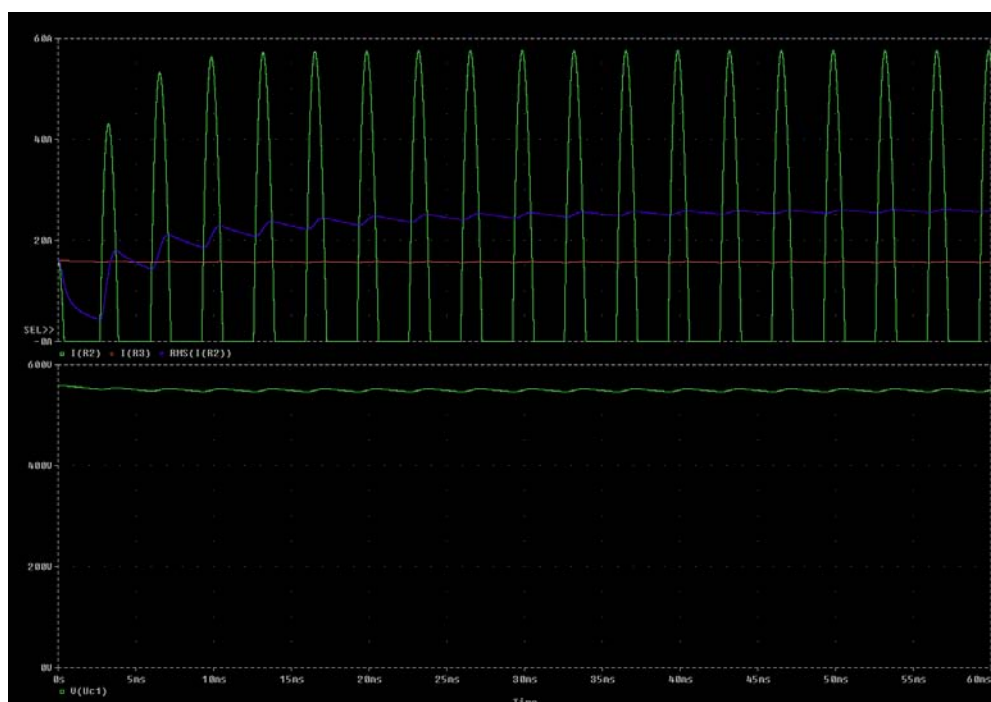


Abbildung 31: Simulation des Gleichrichterstroms



Zur Auswahl des Kühlkörpers wird der Effektivwert des Stromes verwendet, da dieser die Wärme erzeugt. Er beträgt in etwa 26A. Auf Seite 4 im Datenblatt des Hauptgleichrichters kann in Abbildung 8 links zuerst die maximale Verlustleistung abgelesen werden, danach auf der rechten Seite der benötigte Kühlkörper. Wird eine maximale Umgebungstemperatur von 50°C angenommen, ergibt sich eine Kühlung mit einem Wärmewiderstand von <math><0.7\text{K/W}</math>. Gewählt wird ein Kühlkörper mit 1K/W. Dieser Wert wird mit Hilfe eines Lüfters auf ca. ein Drittel verkleinert.

Anmerkung: Wird der Verstärker nur zur Speisung von Blindlasten verwendet, kann der Lüfter weggelassen werden, da nur die Energie zur Deckung der Verluste aus dem Netz aufgenommen werden muss. Die Blindleistung pendelt dann zwischen der Lastreaktanz und dem Zwischenkreiskondensator.

7 Zusammenfassung und Ergebnisse

Die Schaltungen wurden alle planmäßig entwickelt und konstruiert. Die erstellten Schaltpläne und Layouts in EAGLE® sorgen für eine gute Reproduzierbarkeit. Um mehr über das Verhalten von einigen ausgewählten Schaltungsteilen zu erfahren, wurden diese in SPICE modelliert und aussimuliert.

Der konstruktive Aufbau ist Abbildung 32 zu entnehmen. Die Grundplatte aus Aluminium nimmt alle Komponenten auf. Über den Zwischenkreiskondensatoren befindet sich die Schutz- und Überwachungsplatine, die direkt über Aluminiumschienen mit den danebenliegenden Halbbrückenplatinen elektrisch verbunden ist. Die Leistungs-MOSFETs sind auf den darunterliegenden Hauptkühlkörpern montiert. Unter den Platinen der Halbbrücken mit deren Kühlkörpern liegen die Hilfsspannungsversorgungs- und die Signalverarbeitungsplatine bzw. die Hauptstromversorgung mit deren Komponenten.

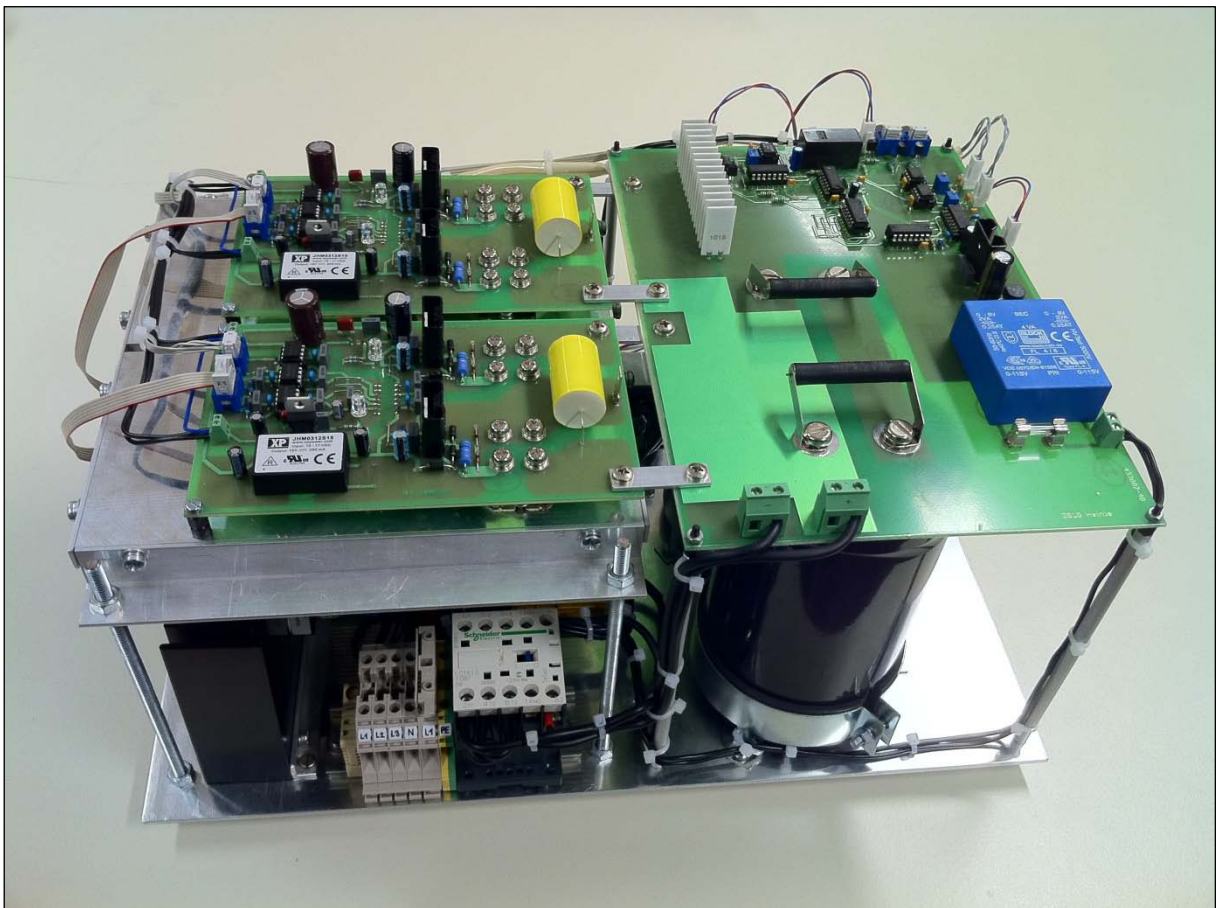


Abbildung 32: Konstruktiver Aufbau des Stromrichters

Der Stromrichter arbeitet im angegebenen Frequenzbereich von 500Hz bis 20kHz und wurde bisher bei einer maximalen Zwischenkreisspannung von 150V betrieben. In den Tests betrug der Scheitelwert des Umrichterausgangsstroms 21A, welcher in etwa dem des Nennstroms entspricht. Zur Veranschaulichung der Signalformen werden in folgender Abbildung 33 die Ausgangsspannung und der Ausgangsstrom bei einer beliebigen Frequenz und einer induktiven Last gezeigt.

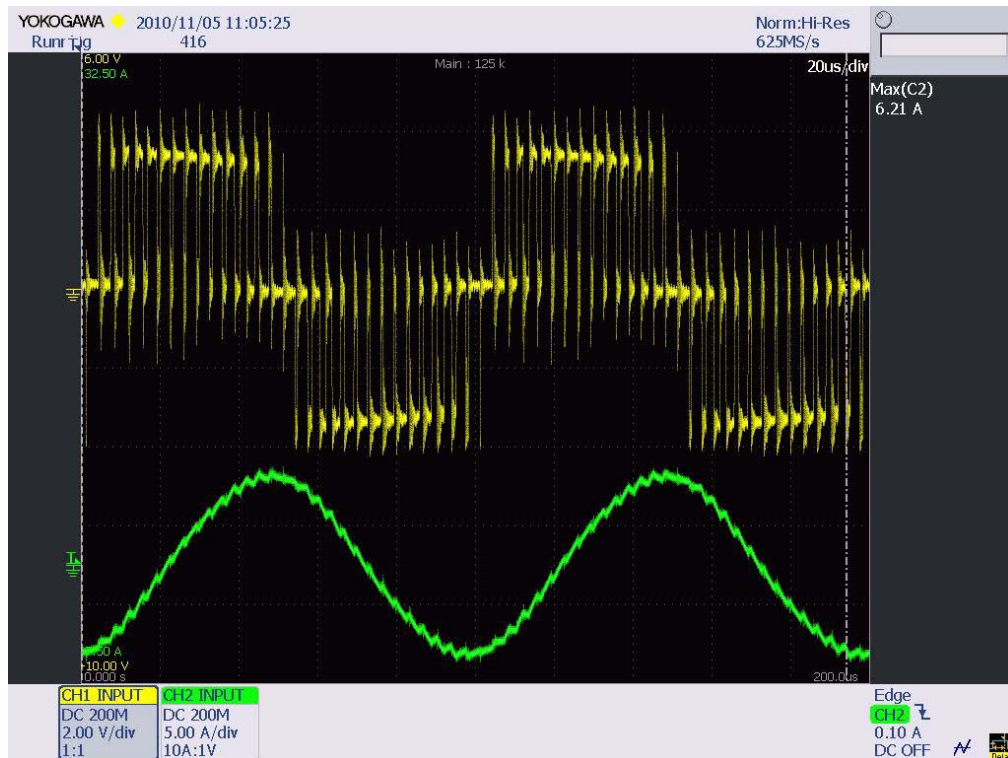


Abbildung 33: Spannung und Strom am Ausgang des Umrichters bei induktiver Last

Gemessen wurde mit einem Differenzastkopf 20:1 (CH1) und einer HF-Stromzange 10mA/mV (CH2).

Die Halbbrückenplatinen und die Schutz- und Überwachungsplatine, die den Zwischenkreis beinhaltet, bestanden die durchgeführte Isolationswiderstandsprüfung mit knapp über 1kVDC. Bilder dazu sind im Anhang zu finden.

In der Arbeit befinden sich die aktuellen Platinen- und Schaltungsdesigns. Die Printplatten des Prototyps sind etwas ältere Versionen und können von diesen abweichen.

Zum jetzigen Zeitpunkt leidet der Stromrichter noch unter Störungen in der Halbbrückentreiberschaltung, die zeitweise, aber nicht immer, auftreten. Diese wirken sich so aus, dass vorwiegend in der Nähe des Ausgangsstrommaximums, Spannungsblöcke der Ausgangsspannung in die entgegengesetzte Richtung geklappt werden.

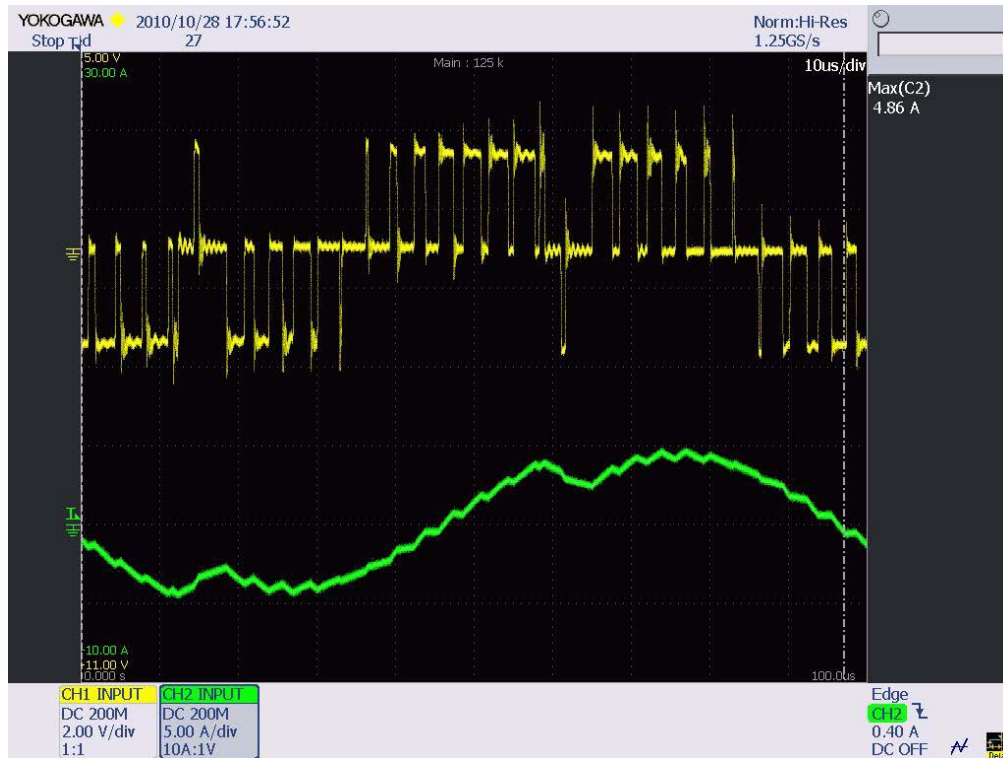


Abbildung 34: Fehlerhafte Ausgangsspannung verursacht durch Störungen in der Treiberschaltung

In Abbildung 34 sind die Ausgangsspannung (CH1) und der Ausgangsstrom (CH2) zu sehen. Gemessen wurde mit einem Differenzastkopf 20:1 (CH1) und einer HF-Stromzange 10mA/mV (CH2).

8 Diskussion und Ausblick

Der Hochspannungs-Hochfrequenz-Transformator [9] übernimmt auch die Aufgabe des Ausgangsfilters, da das Material die Schaltfrequenz nur schwer übertragen kann und die parasitären Kapazitäten im Zusammenhang mit den Transformatorinduktivitäten die Ausgangsspannung des Umrichters filtern. Durch diese LC-Glieder besitzt der Transformator einen Resonanzpunkt im oberen Nutzfrequenzbereich zwischen 10kHz und 20kHz. Durch die Belastungs- bzw. Prüflingskapazität wird sich dieser Resonanzpunkt verschieben und es kann passieren, dass erhebliche Spannungsüberhöhungen an der Sekundärwicklung des Transformators entstehen. Diese sollten durch eine Regelung der Ausgangsspannung eliminiert werden. Dazu könnten Ausgangsgrößen, wie z.B. die Transformatorsekundärspannung, nach geeigneter Filterung und Spannungsteilung an den Mikrocontroller der Bedieneinheit zurückgeführt werden, der den Regelalgorithmus enthält.

Die Abschaltchwelle der Überstromschutzschaltung ist noch etwas zu ungenau. Möglicherweise sollte die Filterzeitkonstante noch etwas verkleinert werden, um wirklich nur die Schaltspitzen an den Flanken zu beseitigen. Dies sollte noch etwas genauer untersucht werden, sodass ein stabilerer Abschaltpunkt erreicht wird. Es könnte auch bedacht werden, die Referenzspannung des Komparators mit einer Zenerdiode zu stabilisieren und eventuell den Bereich der Stellung zu verfeinern.

Bisherige Störungen in den Halbbrückentreiberschaltungen konnten durch Messungen örtlich eingeschränkt werden. Es hat sich herausgestellt, dass die Pulsmuster nach den Optokopplern gestört werden. Ab welchen Werten der Ausgangsgrößen die schädlichen Einflüsse entstehen, konnte noch nicht genau festgestellt werden.

Bevor die Zwischenkreisspannung auf über 400V erhöht wird, sollten unbedingt die Schalt Spannungsspitzen an den Leistungs-MOSFETs überprüft werden. Diese dürfen maximal 1000V erreichen. Sind die Spannungsspitzen zu hoch, müssen unbedingt Maßnahmen gesetzt werden, um diese zu reduzieren.

9 Literatur

- [1] Jun Honda, Jonathan Adams: "Class D Audio Amplifier Basics", Application Note AN-1071, www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf, 2/8/2005
- [2] W. Marshall Leach, Jr.: "Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design", Kendall Hunt Publishing; 2nd edition
- [3] Mike Score: "Filter-free design helps class-D audio amplifier implementations", <http://www.eetimes.com/design/audio-design/4009505/Filter-free-design-helps-class-D-audio-amplifier-implementations>, 8/16/2004
- [4] Jorge Cerezo: "Class D Audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameters", Application Note AN-1070, www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1070.pdf (heruntergeladen am 13.10.2010)
- [5] "HV Floating MOS-Gate Driver ICs", Application Note AN-978, www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf, 3/23/2007
- [6] Satyavrat Laud: "Understanding HVIC Datasheet Specifications", Application Note AN-1092, www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1092.pdf (heruntergeladen am 13.10.2010)
- [7] Abhijit D. Pathak: "MOSFET/IGBT Drivers Theory and Applications", Application Note IXAN0010, http://www.ixys.com/technical_resources/applications.asp, 2001
- [8] Abdus Sattar: "Power MOSFET Basics", Application Note IXAN0061, http://www.ixys.com/technical_resources/applications.asp (heruntergeladen am 5.11.2010)
- [9] René Plasser: "Entwicklung und Konstruktion eines Hochspannungs-Hochfrequenz-Generators - Hochfrequenztransformator", Diplomarbeit, TU Graz, 2010

Alle Datenblätter sind auf den Herstellerhomepages zu erhalten.

10Anhang

Bilder zur Isolationswiderstandsmessung



Abbildung 35: Isolationswiderstandsmessung der Schutz- und Überwachungsplatine



Abbildung 36: Ergebnis der Messung



Abbildung 37: Isolationswiderstandsmessung der Halbbrückenplatinen und Ergebnis der Messung