Die approbierte Originalversion dieser Diplom-/Masterarbeit ist an der Hauptbibliothek der Technischen Universität Wien aufgestellt (http://www.ub.tuwien.ac.at).

The approved original version of this diploma or master thesis is available at the main library of the Vienna University of Technology (http://www.ub.tuwien.ac.at/englweb/).

Diplomarbeit

Tiefsetzsteller für universelle, variable Gleichstromversorgung

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades
eines Diplom-Ingenieurs

unter der Leitung von
O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Schrödl Manfred
und Univ.Ass. Dipl.-Ing. Dr.techn. Izaak Martin
am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe
Gußhausstraße 25-29/370-2
1040 Wien, Österreich

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von

Stefan Wild, BSc
Matr.-Nr.: 0527633
Ödenburgerstraße 1
7013 Klingenbach

Klingenbach, im Mai 2011

U ime božje!

Kurzfassung

Der Inhalt dieser Diplomarbeit ist es einen Tiefsetzsteller für eine universelle, variable Gleichstromversorgung zu planen, zu konstruieren und aufzubauen. Der Tiefsetzsteller ist ein Bestandteil eines Labornetzteiles, mit welchem es möglich sein soll aus dem Drehstromnetz eine Gleichspannung von 10 bis 800 V auszugeben. Bei einem maximalen Ausgangsstrom vom 16 A soll ein bidirektionaler Leistungsfluss möglich sein.

Anfangs wurden die notwendigen Spezifikationen ermittelt und dabei die wichtigsten Eigenschaften des Umrichters definiert. Das Labornetzteil wird aus zwei Teilen, einem Hochsetzsteller und einem Tiefsetzsteller, aufgebaut, wobei beide seitens des Hardware-Aufbaus ident sind. Als schaltende Elemente werden IGBTs in Modul-Bauweise verwendet, da diese bei hohen Spannungen deutliche Vorteile gegenüber vergleichbaren Ventilen aufweisen. Bei der Auslegung des Tiefsetzstellers mussten alle notwendigen Bestandteile, wie zum Beispiel der Kühlkörper und das Ausgangsfilter, dimensioniert werden. Es musste eine Mess- und Ansteuerelektronik für den Umrichter entworfen werden, welche alle nötigen Schaltungen zum Betrieb des Stromrichters beinhaltet. Die Regelung des Umrichters wird mit einem Spannungsregler mit unterlagerter Stromregelung realisiert. Der Regelalgorithmus und die Ansteuerung des IGBT-Moduls wird in einem Digitalsignalprozessor-Programm implementiert. Mit den abschließenden Messungen wurden die Eigenschaften des realisierten Tiefsetzstellers verifiziert und dokumentiert. Für die Fertigstellung des Labornetzteiles muss in einer weiteren Diplomarbeit der eingangsseitige Hochsetzsteller programmiert sowie ein entsprechendes Eingangsnetzfilter dimensioniert werden.

Abstract

The goal of this diploma thesis is to build a buck converter for a universal variable DC power supply. The power supply unit is connected to the three-phase power system und should have an adjustable output voltage between 10 and 800 VDC and a maximum output current of 16 A. Bidirectional power flux should be possible.

The power supply unit consists of two parts, a buck converter and a boost converter, which are identical in terms of hardware structure. The mode of operation is only defined with the software code. The main constituents of the hardware are the semiconductor switches (insulated-gate bipolar transistor module), the output filter, the heat sink and the printed circuit boards with all necessary circuits for measuring signals and for operating the rectifier.

The converter is controlled by a voltage controller and an underlying current controller, which are implemented in a digital signal processor code. The final measurements show the quality characteristics of the finished buck converter. For the completion and operational capability of the power supply unit a second diploma thesis is needed, which handles the boost converter and the input filter.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung **1**

Abstract **2**

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen **5**

1. Einleitung **8**

2. Konzept **10**
2.1. Kenndaten 10
2.2. Stromrichterkonzept 10
2.2.1. Hochsetzsteller 10
2.2.2. Tiefsetzsteller 10
2.3. Elektronikkonzept 13
2.3.1. Digitalsignalprozessor-Elektronik 13
2.3.2. Mess- und Ansteuerelektronik 14
2.4. Kühlung 15
2.5. Aufbau 15

3. Auslegung **16**
3.1. IGBT-Modul 16
3.2. Mess- und Ansteuerschaltungen 17
3.2.1. Schaltungen auf der UI-Platine 17
3.2.2. Schaltungen auf der Modul-Platine 33
3.3. Zwischenkreis 35
3.4. Ausgangsfilter 37
3.4.1. Ausgangskapazität 37
3.4.2. Ausgangsinduktivität 38
3.5. Kühlkörper 43
3.5.1. Berechnung der Verlustleistung 44
3.5.2. Berechnung des nötigen Wärmewiderstandes 45
3.5.3. Gewählter Kühlkörper 47

4. Regelung **48**
4.1. Beschreibung 48
4.2. Programmierung 51
4.2.1. PWM 51

4.2.2. Strommessung 52
4.3. Simulink-Modell 55
4.3.1. Gesamt-Aufbau 55
4.3.2. Eigentlicher Tiefsetzer 55
4.3.3. Stromregler 58
4.3.4. PI-Spannungsregler 59
4.3.5. P-Spannungsregler 60
4.3.6. PWM-Generierung 61
4.3.7. Verstärkungsfehler 62
4.3.8. Ergebnisse 63

5. Messungen **65**
5.1. Stromregler-Sprungantwort 65
5.2. Spannungsregler-Sprungantwort 66
5.3. Lastsprung 68
5.4. Stromrippel 71
5.5. Rückspeisefähigkeit 71
5.6. Wirkungsgrad 72
5.7. Erkenntnisse 72

6. Zusammenfassung **74**

Abbildungsverzeichnis **75**

Literaturverzeichnis **78**

A. Schaltplan der Mess- und Ansteuerschaltungen **80**

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

A	Querschnittsfläche (mm^2)
ADC	Analog digital converter
B	Flussdichte (T)
C	Kondensator bzw. Kapazität (F)
C_{ZK}	Zwischenkreiskondensator bzw. -kapazität (F)
ΔI	Strangstromrippel (A)
δ	Tastverhältnis
d	Tastverhältnis
d_{Cu}	Kupferdrahtdurchmesser (mm)
DAC	Digital analog converter
DC	direct current
DSP	Digitalsignalprozessor
E_{on}	Einschaltverluste des Transistors pro Schaltzyklus $\left(\frac{J}{cycle}\right)$
E_{off}	Ausschaltverluste des Transistors pro Schaltzyklus $\left(\frac{J}{cycle}\right)$
E_{rr}	Reverse Recovery-Verluste der Freilaufdiode pro Schaltzyklus $\left(\frac{J}{cycle}\right)$
f	Frequenz (Hz)
f_s	Schaltfrequenz (Hz)
H_l	magnetische Feldstärke im Luftspalt $\left(\frac{A}{m}\right)$
I	Strom (A)
I_c	Kollektorstrom des IGBTs (A)
i_C	Kondensatorstrom (A)
I_E	Eingangsstrom (A)
i_L	Spulenstrom (A)
I_{LEM}	Sekundärstrom der LEM-Stromwandler (A)
i_{out}	Ausgangsstrom (A)
$i_{uvw,soll}$	Sollstrangstrom der Stränge U, V und W (A)
i_u	Strangstrom des Stranges U (A)
$\overline{i_u}$	Mittelwertstrom des Stranges U (A)
$i_{u,max}$	maximaler Strom des Stranges U (A)
$i_{u,min}$	minimaler Strom des Stranges U (A)
$i_{u,ist}$	Iststrangstrom des Stranges U (A)
$i_{v,ist}$	Iststrangstrom des Stranges V (A)
$i_{w,ist}$	Iststrangstrom des Stranges W (A)

i_{ZK}	Zwischenkreisstrom (A)
$IGBT$	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IPM	Intelligent Power Module
$JTAG$	Joint Test Action Group, Verbindungselement zwischen Prozessor und PC
L	Spule bzw. Induktivität (H)
l_l	Luftspaltlänge (mm)
LEM	Stromwandler mit aktiver Kompensation (Firma LEM)
μ_0	Permeabilität des leeren Raumes $\left(\frac{Vs}{Am}\right)$
$MOSFET$	Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
η	Wirkungsgrad
N	Windungszahl
OPV	Operationsverstärker
P	Leistung (W)
P-$Glied$	Proportional-Glied
PI-$Glied$	Proportional-Integral-Glied
P_{ab}	abgeführte Leistung (W)
P_D	Verluste der Freilaufdiode (W)
P_G	Gesamtverluste eines IGBT-Moduls (W)
P_v	Verlustleistung von R_{sym} (W)
P_T	Transistorverluste (W)
P_{zu}	zugeführte Leistung (W)
PWM	Pulse Width Modulation
R	Widerstand (Ω)
$R_{Bürde}$	Bürdenwiderstand (Ω)
R_C	Kondensatorwiderstand (Ω)
R_L	Spulenwiderstand (Ω)
R_La	Lastwiderstand (Ω)
R_{sym}	Symmetrierwiderstand für C_{ZK} (Ω)
$R_{th(j-c)T}$	Wärmewiderstand Transistor-Sperrschicht–Gehäuse $\left(\frac{K}{W}\right)$
$R_{th(j-c)D}$	Wärmewiderstand Dioden-Sperrschicht–Gehäuse $\left(\frac{K}{W}\right)$
$R_{th(c-f)}$	Wärmewiderstand Gehäuse–Kühlkörper $\left(\frac{K}{W}\right)$
$R_{th(f-a)}$	Wärmewiderstand Kühlkörper–Umgebung $\left(\frac{K}{W}\right)$
t_1	Leitdauer IGBT (s)
S	Stromdichte $\left(\frac{A}{mm^2}\right)$
SCI	Serial Communication Interface
SPI	Serial Peripheral Interface
SOC	Start Of Conversion
T	Periodendauer (s)
t_2	Schalt-Periodendauer (s)
T_a	Umgebungstemperatur $(°C)$
T_j	Sperrschichttemperatur $(°C)$
U	Spannung (V)

U_1	Eingangsspannung (V)
U_2	Ausgangsspannung (V)
U_{ADC}	Ausgangsspannung der Messschaltungen (V)
U_C	Kondensatorspannung (V)
$U_{Bürde}$	Bürdenwiderstandsspannung (V)
U_{CEsat}	Sättigungsspannung des IGBTs (V)
U_f	Flussspannung der Freilaufdiode (V)
U_{ist}	Istausgangsspannung (V)
U_L	Spulenspannung (V)
U_{soll}	Sollausgangsspannung (V)
$u_{u,soll}$	Sollstrangspannung des Stranges U (V)
$u_{v,soll}$	Sollstrangspannung des Stranges V (V)
$u_{w,soll}$	Sollstrangspannung des Stranges W (V)
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung (V)
V	Verstärkungsfaktor

1. Einleitung

Das Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien benötigt für diverse Laborversuche eine universelle, einstellbare Gleichstromversorgung. Diese soll von einem Gerät (im Folgendem als Labornetzteil bezeichnet) bereitgestellt werden, welches eingangsseitig an das Drehstromnetz (3x 400 VAC) angeschlossen werden kann. Ausgangsseitig soll eine Gleichspannung, welche zwischen 10 und 800 V einstellbar ist, ausgegeben werden können. Das Labornetzteil soll rückspeisefähig sein, es soll ein bidirektionaler Strom bei unipolarer Spannung möglich sein. Das Gerät soll in einer ersten Stufe die Netzspannung in eine konstante 800 V-Gleichspannung hochsetzen und in einer zweiten Stufe die gewünschte Ausgangsspannung mit einem Tiefsetzsteller ausgeben. In Abb. 1.1 ist der prinzipielle Aufbau des Labornetzteiles dargestellt. Die beiden Teile, Hochsetz-

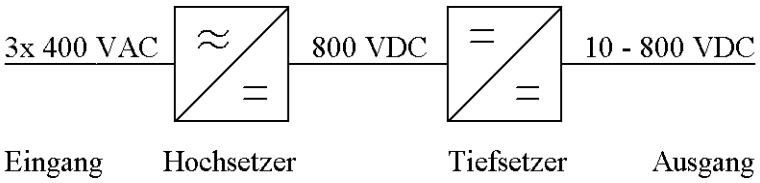


Abbildung 1.1.: Prinzipieller Aufbau

steller und Tiefsetzsteller, sollen seitens der Hardware ident aufgebaut sein. Lediglich durch unterschiedliche Programmierung des Digitalsignalprozessors wird die Funktion des Teiles bestimmt. Das Ziel dieser Diplomarbeit war es die nötige Hardware für beide Teile zu fertigen, sowie den Tiefsetzsteller zu programmieren und in Betrieb zu setzen. Die anderen offenen Aufgabenstellungen, wie die Programmierung des Hochsetzstellers, Entwurf eines Eingangsnetzfilters sowie diverse Teile, welche zum Betrieb als eigenständiges Gerät nötig sind, sollen in einer weiteren Diplomarbeit abgearbeitet werden.

Das Labornetzgerät soll am Institut (vor allem im Maschinensaal) für diverse Laborversuche als Gleichstromversorgung dienen. Derzeit verwendet man für kleinere Spannungen (bis 60 V) herkömmliche handelsübliche Labornetzgeräte. Für größere Spannungen bedient man sich entweder der Hausbatterie (220 oder 440 V) oder es wird ein Gleichstromgenerator verwendet, welcher jedoch durch eine weitere Drehfeldmaschine angetrieben werden muss. Der große Vorteil dieses Labornetzteiles ist der große, variable Ausgangsspannungsbereich, welcher einen vielfältigen Einsatz

ermöglicht. Weiters kann diese rückspeisefähige Gleichstromversorgung ideal für Versuche an elektrischen Antrieben genutzt werden, da die entstehenden Bremsenergien wieder ins Netz zurückgespeist werden können. Daher eignet es sich besonders zum Einsatz in einem Prüfstand für Elektromobilität.

Da die vorliegende Diplomarbeit nur einen Teil des Gesamtgerätes behandelt, ist das Labornetzteil nach Fertigstellung dieser Diplomarbeit noch nicht als eigenständiges Gerät betriebsbereit. Der Zwischenkreis des Tiefsetzstellers kann jedoch zum Beispiel an die Hausbatterie angeschlossen werden, sodass dieser Teil einwandfrei betrieben werden kann. Damit kann man am Ausgang alle Spannungen von 10 bis 440 V ausgeben. Bis zur Fertigstellung des Hochsetzsteller-Teiles kann der Tiefsetzsteller alleinstehend in dieser Funktion betrieben werden.

2. Konzept

2.1. Kenndaten

Das Labornetzteil soll eingangsseitig an eine handelsübliche 400 V/16 A-Drehstromsteckdose angeschlossen werden können. Dies bedeutet nach Gl. 2.1 eine maximale Leistungsaufnahme von 11,1 kW.

$$P = U \cdot I \cdot \sqrt{3} = 400\,V \cdot 16\,A \cdot \sqrt{3} = 11,1\,kW \tag{2.1}$$

Aufgrund der gewünschten Anforderungen wird das Labornetzteil ausgangsseitig auf einen maximalen Strom von 16 A ausgelegt. Die Zwischenkreisspannung beträgt 800 V, die Ausgangsspannung soll zwischen 10 und 800 V einstellbar sein. Der Tiefsetzsteller liefert im Maximallastfall eine Ausgangsleistung von 12,8 kW, daher muss im kombinierten Betrieb von Hoch- und Tiefsetzsteller die Ausgangsleistung des Tiefsetzers begrenzt werden, um einen Spannungseinbruch im Zwischenkreis zu verhindern.

2.2. Stromrichterkonzept

2.2.1. Hochsetzsteller

Da der Hochsetzsteller an das Drehstromsystem angeschlossen ist, wird als Stromrichterart ein dreiphasiger Hochsetzer[1] verwendet. Aufgrund der hohen Betriebsspannung von 800 V kommt als Halbleiterventil nur mehr ein Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) in Frage, da Leistungs-MOSFETs (Leistungs-Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren) bei so hohen Spannungen sehr ungünstige Betriebseigenschaften aufweisen. Der Durchlasswiderstand steigt bei MOSFETs überproportional mit der Spannung. Bei IGBTs hingegen bleibt der Durchlasswiderstand aufgrund einer Ladungsträgerinjektion auch bei höheren Spannungen gering[2]. Antiparallel zu den IGBTs werden Freilaufdioden angebracht, um die Funktion der Schaltung zu gewährleisten. In Abb. 2.1 ist die 3-Phasenbrücke dargestellt. Die detaillierte Auslegung des IGBT-Moduls wird in Kap. 3.1 angeführt.

2.2.2. Tiefsetzsteller

Der Tiefsetzer an der Ausgangsseite soll ebenfalls mit dieser 3-Phasenbrücke realisiert werden. Das Prinzipbild eines Tiefsetzstellers (im Englischen als Buck Converter bezeichnet) ist in Abb. 2.2 dargestellt. Bei geschlossenem Schalter fließt der

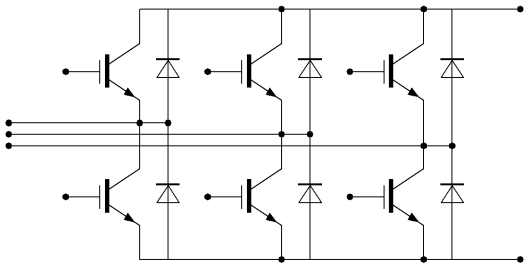


Abbildung 2.1.: 3-Phasenbrücke

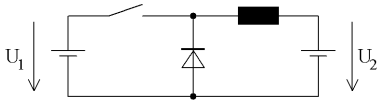


Abbildung 2.2.: Prinzipbild eines Tiefsetzstellers

Strom vom Eingang über die Spule zum Ausgang. Die Diode ist bei dieser Schalterstellung stromlos. Beim Öffnen des Schalters erzwingt die Spule, dass der Strom weiterfließt. Damit der Stromkreis geschlossen ist, muss der Strom nun über die Diode fließen. Bei dieser Schaltung ist nur ein positiver Stromfluss möglich. Die gewünschte Ausgangsspannung kann man mit dem Tastverhältnis δ des Schalters nach Gl. 2.2 einstellen.

$$U_2 = \delta \cdot U_1 \tag{2.2}$$

Die Funktion des Tiefsetzstellers kann man mit einer Brücke der 3-Phasenbrücke ebenfalls nachbilden – siehe Abb. 2.3. Der Einsatz dieser Brücke ermöglicht einen

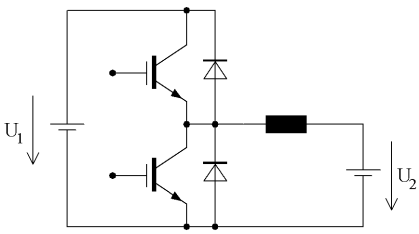


Abbildung 2.3.: Tiefsetzsteller mit einer Brücke

2-Quadranten-Betrieb. Bei positivem Stromfluss (also von Spannungsquelle U_1 Richtung Spannungsquelle U_2) werden der obere Transistor und die untere Diode aktiv, bei negativem Stromfluss werden der untere Transistor und die obere Diode aktiv.

Um diesen bidirektionalen Stromfluss zu ermöglichen wird der untere Transistor komplementär zum oberen Transistor angesteuert.

Die drei Brücken dieser 3-Phasenbrücke werden nicht wie üblich mit einer gemeinsamen Spule sondern mit drei einzelnen Spulen zusammengeschaltet – siehe Abb. 2.4. Die Spule bestimmt den Stromanstieg beim geschlossenen Schalter bzw.

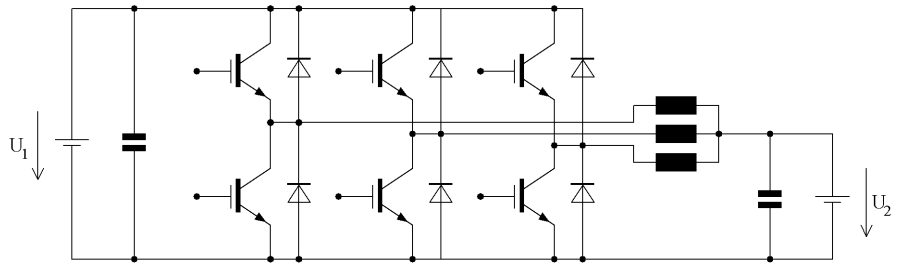


Abbildung 2.4.: realisierter Tiefsetzsteller

den Stromabfall beim offenen Schalter. Bei Verwendung von drei separaten Spulen können die drei Brücken um jeweils 120° phasenversetzt angesteuert werden. Der Vorteil ist dabei, dass man eine Reduzierung des Stromrippels des Ausgangskondensators erreicht, da sich die einzelnen Stromrippel der einzelnen Spulen gegenseitig zum Teil aufheben[3]. Diese Auswirkungen werden in Kap. 3.4.2 näher betrachtet. Die Ausgangsspannung würde im Falle eines rein ohmschen Verbrauchers den selben Rippel aufweisen wie der Ausgangsstrom. Um diese Spannung zu glätten wird ein Ausgangskondensator vorgesehen. Auf der Eingangsseite des Tiefsetzstellers (Zwischenkreis genannt) ist ebenfalls ein Kondensator (Zwischenkreiskondensator) nötig, welcher die nötigen Ausgleichsströme liefert. In Abb. 2.5 ist der kombinierte Aufbau von Hochsetzsteller und Tiefsetzsteller dargestellt.

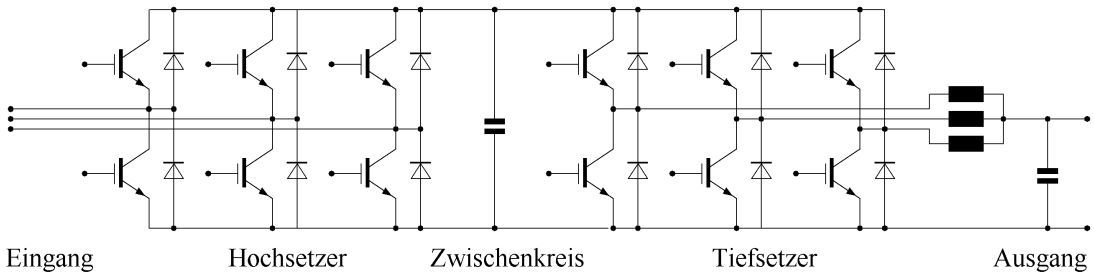


Abbildung 2.5.: kombinierter Stromrichteraufbau

Damit es im Fehlerfall zu keinem unerlaubten Ansteigen der Zwischenkreisspannung kommt, wird ein Brems-Chopper vorgesehen. Bei Überschreiten einer maximalen Spannung wird die überschüssige Energie des Zwischenkreises über einen Bremswiderstand verheizt, damit es wieder zu einer Spannungssenkung kommt. Dieser

Brems-Chopper wurde bei der Planung der Hardware berücksichtigt, jedoch wird er erst im Zuge des kompletten Aufbaus des Labornetzteiles entworfen und aufgebaut.

2.3. Elektronikkonzept

Die Elektronik dieses Labornetzteils wurde so konzipiert, dass sie sowohl für den Hoch- als auch für den Tiefsetzsteller verwendet werden kann. Die gesamte Elektronik des Umrichters wird mit einer 24 V-Gleichspannung versorgt, welche von einem externen Netzteil zur Verfügung gestellt wird. Zwischen dem Signalteil und dem Leistungsteil wurde eine Potentialtrennung durchgeführt, sodass für den Benutzer im Fehlerfall keine Gefahren entstehen können.

2.3.1. Digitalsignalprozessor-Elektronik

Die Regelung des Stromrichters wird von einem Digitalsignalprozessor (DSP) ausgeführt. Es wurde der Prozessor TMS320F2808 der Fa. Texas Instruments verwendet. Die Peripherie dieses Digitalsignalprozessors besteht aus insgesamt vier Platinen, welche vom Institut entworfen wurden:

- Prozessor-Platine
- Backplane-Platine
- Serial Communication Interface-Board (SCI-Board)
- Serial Peripheral Interface-Board (SPI-Board) inkl. DAC

Das Herzstück stellt die Prozessor-Platine dar, auf welcher sich der Prozessor, die nötigen Spannungsversorgungsschaltungen sowie der externe Schwingquarz befinden. Diese Prozessor-Platine ist mittels einer Steckverbindung direkt mit der Backplane-Platine verbunden. Die Backplane-Platine beinhaltet alle für den Prozessor nötigen Peripherie-Schaltungen:

- Spannungsversorgungen
- Analogwertanpassung für ADC-Eingänge
- Signalaufbereitung der Prozessor-Ausgänge, im Speziellen Aufbereitung der Pulsweitenmodulations-Signale (PWM-Signale)
- Interface zu anderen Platinen

An die Backplane-Platine sind über Steckverbinder das SCI-Board und das SPI-Board angeschlossen. Am SPI-Board (auch Softauge-Board genannt) werden diverse Variablen des DSP-Programms über eine DAC-Umwandlung ausgegeben, welche anschließend am Oszilloskop angezeigt werden können. Mit dem SCI-Board und

einem COM-Schnittstellenprogramm kann man diverse Variablen am PC betrachten bzw. verändern. Das SCI-Board dient zum Debuggen des Programms bei laufendem Betrieb des Digitalsignalprozessors. Das SCI-Board wird per USB-Kabel an den PC angeschlossen. Zum Einspielen des Programms in den Digitalsignalprozessor wird der JTAG XDS100v1 USB Emulator der Fa. Texas Instruments verwendet, welcher die Verbindung zwischen Backplane-Platine und USB-Schnittstelle des PCs darstellt.

2.3.2. Mess- und Ansteuerelektronik

Der Digitalsignalprozessor benötigt für die Regelung der Ausgangsspannung diverse Parameter wie Ströme und Spannungen. Deswegen wurde die UI-Platine für die verschiedenen Messungen konstruiert. Auf dieser Platine befinden sich vier Spannungsmessschaltungen und vier Strommessschaltungen, die die gemessenen Spannungs- bzw. Stromwerte in einen Wertebereich umwandeln, welcher von den ADC-Eingängen des Prozessors gelesen werden kann. Beim Hochsetzsteller wird die UI-Platine zweimal aufgebaut, da sowohl vor dem Eingangsfilter (Netzfilter) als auch danach gemessen werden soll. Netzseitig werden die drei Netzspannungen und die drei Netzströme gemessen, auf der Seite des Hochsetzstellers werden die drei Strangspannungen und die Zwischenkreisspannung sowie die drei Strangströme und der Strom durch die Bremse (nur für Überstromabschaltung) gemessen. Beim Tiefsetzsteller wird nur eine UI-Platine benötigt. Es werden die Zwischenkreisspannung und die Ausgangsspannung sowie die drei Strangströme durch die Spulen und der Ausgangsstrom gemessen. Da beim Hochsetzsteller als vierte Strommessung der Bremsstrom gemessen wird, ist die vierte Strommessung in den Plänen allgemein als Bremsstrommessung deklariert, obwohl beim Tiefsetzsteller damit nicht der Bremsstrom sondern der Ausgangsstrom gemessen wird. Ähnliches gilt für den ADC-Eingang des Digitalsignalprozessors. Beim Hochsetzsteller wird der Messwert des Bremsstromes nicht an den Digitalsignalprozessor weitergegeben, sondern dient nur zur Überstromabschaltung. Als vierter möglicher Einlesewert wird die Temperaturmessung verwendet, deswegen ist in den Plänen der vierte ADC-Eingang allgemein als Temperaturmessung deklariert. Beim Tiefsetzsteller ist jedoch keine Temperaturmessung vorgesehen, deshalb wird dieser ADC-Eingang zum Einlesen des Ausgangsstroms verwendet. Da der Hochsetzsteller als erstes konzipiert wurde, sind die Bezeichnungen auf diesen Teil abgestimmt, daher muss man beim Tiefsetzsteller auf den Sinn der Bezeichnungen achten.

Weiters wird auf der UI-Platine das PWM-Signal von der Backplane-Platine verstärkt und weitergegeben. Zum Schutz des Stromrichters vor gefährlichen Betriebszuständen werden diverse Schutzschaltungen auf der UI-Platine realisiert. Zur Ansteuerung des Stromrichters wurde die Modul-Platine entworfen. Auf dieser wird das PWM-Signal des Prozessors für die Gate-Anschlüsse der IGBTs aufbereitet. Die detaillierten Auslegungen der UI- und der Modul-Platine werden in Kap. 3.2 beschrieben.

2.4. Kühlung

Zur Kühlung des Stromrichters wird ein Kühlkörper benötigt. Der Kühlkörper wurde so entworfen, dass er in waagrechter Position platziert wird und damit gleichzeitig als Standbein des Gerätes dient. Die Dimensionierung des Kühlkörpers wird in Kap. 3.5 beschrieben.

2.5. Aufbau

Der Tiefsetzsteller ist aus zwei Teilen aufgebaut, dem Umrichter selbst und dem Ausgangsfilter – siehe Abb. 2.6. Auf den waagrecht aufgestellten Kühlkörper wird

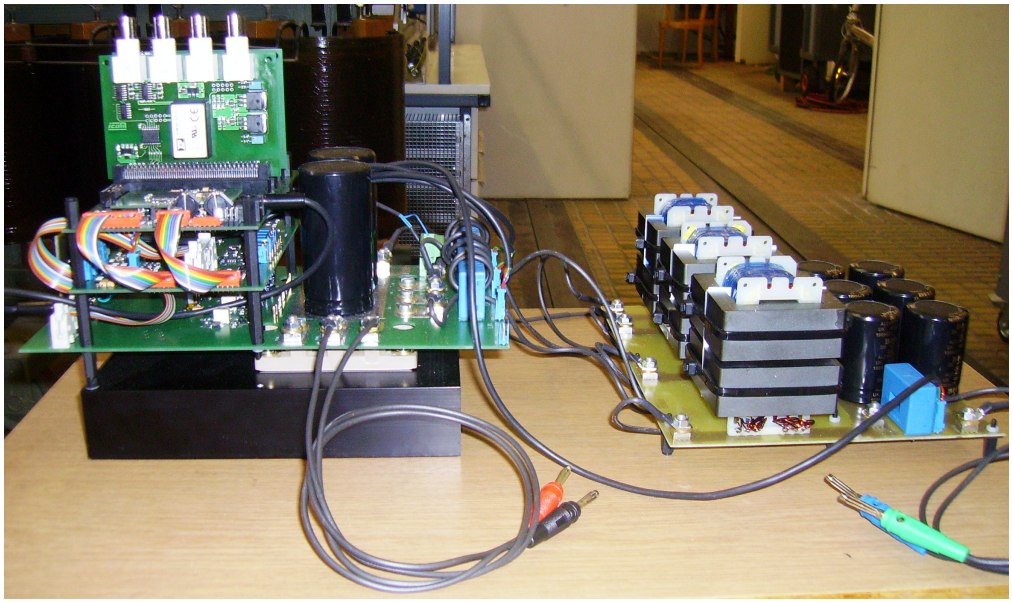


Abbildung 2.6.: Bild des kompletten Tiefsetzstellers

das IGBT-Modul samt allen notwendigen Platinen montiert. Die drei Ausgangsinduktivitäten und der Ausgangskondensator wurden aufgrund der relativ großen Abmessungen auf einer eigenen Platine (LC-Platine) platziert. Die Anschlüsse des Umrichters wurden so platziert, dass man die zwei Teile, Hochsetzsteller und Tiefsetzsteller, nebeneinander aufstellen kann und die Verbindung des Zwischenkreises mit kurzen Leiterschienen realisieren kann.

3. Auslegung

3.1. IGBT-Modul

Die Anforderungen an den Stromrichter sind:

- maximaler Strom von 16 A, da der eingangsseitige Gleichrichter an das Standard-Netz (3x400 V, 16 A) angeschlossen werden soll
- Zwischenkreisspannung und maximale Ausgangsgleichspannung von 800 V
- Modulbauweise (3-Phasenbrücke) mit integrierten Gate-Treibern
- Schaltventil für Bremsschaltung
- kurze Lieferzeit

Das schwierigste Kriterium war dabei die kurze Lieferzeit, da die Lieferzeit für Intelligent Power Modules (IPM, IGBT-Module mit integrierten Gate-Treibern) bei den meisten Herstellern mehrere Monate beträgt.

Es wurde ein IGBT-Modul des Herstellers Fuji Electric mit 7 IGBTs (3-Phasenbrücke + Bremse) gewählt[4]. Die wichtigsten Kenndaten sind in Tab. 3.1 angeführt.

Parameter	Wert
Hersteller	Fuji Electric
Typenbezeichnung	7MBP50RA120
Typeninfo	1200 V / 50 A 7 in one-package
maximale Gleichspannung	900 V
maximale Kollektor-Emitter-Spannung	1200 V
maximaler Kollektorstrom	50 A
maximale Schaltfrequenz	20 kHz
integrierte Funktionen	Gate-Treiber, Übertemperaturschutz, Überstromschutz, Kurzschlussschutz

Tabelle 3.1.: Kenndaten des IGBT-Moduls

3.2. Mess- und Ansteuerschaltungen

Zum Betrieb des Stromrichters sind diverse Mess- und Ansteuerschaltungen notwendig. Die Schaltungen wurden auf zwei Platinen (UI-Platine, Modul-Platine) aufgebaut. Dabei wurde eine Potentialtrennung zwischen Signal- und Leistungsteil durchgeführt, damit es beim Betrieb des Stromrichters im Fehlerfall zu keiner Gefährdung für den Anwender kommen kann. Sämtliche Bauteile, welche zur Potentialtrennung beitragen, besitzen eine Isolierspannung von mindestens 1000 V. Der komplette Schaltplan ist im Anhang A ersichtlich.

3.2.1. Schaltungen auf der UI-Platine

Auf der UI-Platine wurden folgende Schaltungen implementiert:

- Schaltungen zur Erzeugung diverser Spannungen
- Spannungsmessung
- Strommessung
- Überstromabschaltung
- Überspannungsabschaltung
- Übertemperaturabschaltung
- Ansteuerung Bremse
- PWM-Signalaufbereitung

Schaltungen zur Erzeugung diverser Spannungen

Auf der UI-Platine werden verschiedene Spannungsniveaus benötigt, welche mit diversen Spannungsreglern eingestellt werden. Die UI-Platine wird von der Modul-Platine mit ±15 V versorgt. Diese bipolare Spannung wird für die weitere Verwendung auf der UI-Platine gefiltert (analoges Massepotential), ein zweites Filter wird für die Generierung der LEM-Spannungsversorgung (LEM-Massepotential) eingesetzt – siehe Abb. 3.1 und 3.2. Dabei ist zu beachten, dass sich die Schaltungen dieser Platine in einen Analog-, einen Digital- und einen LEM-Teil einteilen lassen. Deshalb werden drei verschiedene Massepotentiale (Analog-, Digital- und LEM-Masse) eingeführt, wobei die Massepotentiale über Jumper-Widerstände kurzgeschlossen sind.

Die diversen Operationsverstärker (OPV) werden mit einer Spannung von 5,5 V versorgt. Diese Spannung wird aus der gefilterten ±15 V-Spannung mit Hilfe des einstellbaren Linearspannungsreglers LM317 (3-Terminal Adjustable Regulator) mit der zugehörigen Beschaltung eingestellt – siehe Abb. 3.3. Die Ausgangsspannung

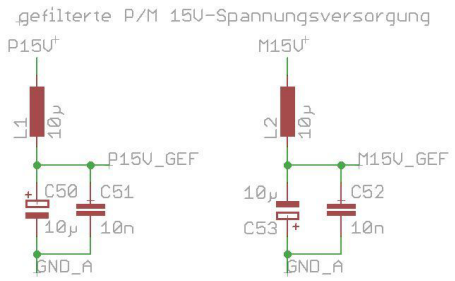


Abbildung 3.1.: gefilterte ±15 V-Spannungsversorgung

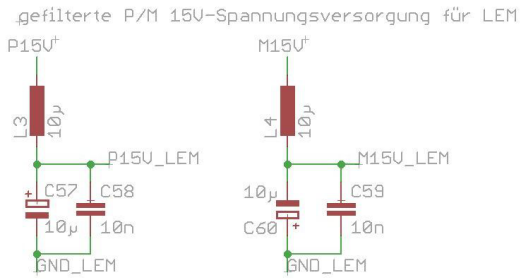


Abbildung 3.2.: ±15 V-Spannungsversorgung für die LEMs

dieser Schaltung kann mit den Widerständen R_{57} und R_{61} nach Gl. 3.1 eingestellt werden.

$$U = U_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_{61}}{R_{57}}\right) = 1,25\,V \cdot \left(1 + \frac{820\,\Omega}{240\,\Omega}\right) = 5,52\,V \tag{3.1}$$

Für den Digitalteil der Platine wird mit Hilfe des Fixspannungsreglers REG1117 (800 mA Low Dropout Positive Regulator 5 V) eine Spannung von 5 V erzeugt – siehe Abb. 3.4.

Bei den diversen Messschaltungen wird eine Spannungsreferenz von 5 V benötigt. Diese wird mit der Referenzspannungsquelle LT1236 (Precision Reference) und einem vorgeschalteten Tiefpassfilter generiert – siehe Abb. 3.5. Diese Referenzspannung verfügt über einen äußerst geringen Temperaturdrift von 5 $\frac{ppm}{°C}$ und weist eine sehr hohe Genauigkeit von 2,5 mV auf.

Die Spannungsversorgung für den Leistungsteil der Spannungsmessung wird bei der Erläuterung der Spannungsmessung beschrieben.

Spannungsmessung

Die implementierte Spannungsmessung beruht auf dem Prinzip einer Isolationsverstärker-Messung. In der ersten Stufe wird die hohe Eingangsspannung U_{ZK} (0 bis 1000 V) mit einer Summierverstärkerschaltung[5] auf eine niedrige Spannung

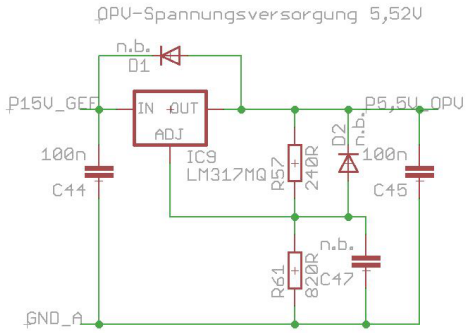


Abbildung 3.3.: 5,5 V-OPV-Spannungsversorgung

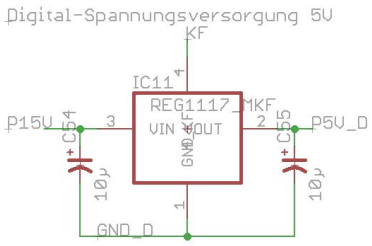


Abbildung 3.4.: 5 V-Digital-Spannungsversorgung

(10 bis -10 V) umgewandelt – siehe Abb. 3.6. Als Operationsverstärker wird ein OPA4132-Baustein (High-Speed FET-Input Operational Amplifier) verwendet. Da die Widerstände der verwendeten Bauform 1206 nur eine Spannungsfestigkeit von 200 V aufweisen, werden am Eingang fünf gleiche Widerstände in Serie geschaltet, um die erforderliche Spannungsfestigkeit von 1000 V gewährleisten zu können. Die Widerstände wurden so dimensioniert, dass die maximale Eingangsspannung von 1000 V auf 20 V abgebildet wird. Im Rückkoppelzweig ($R_2||C_4$) befindet sich ein Kondensator, damit der Verstärker eine Tiefpass-Charakteristik aufweist. Der zweite Eingang des Summierverstärkers wird dazu benötigt, um die unipolare Eingangsspannung auf eine bipolare Spannung am Ausgang des Summierverstärkers

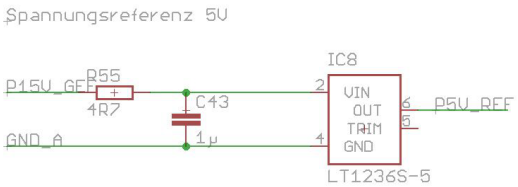


Abbildung 3.5.: 5 V-Spannungsreferenz

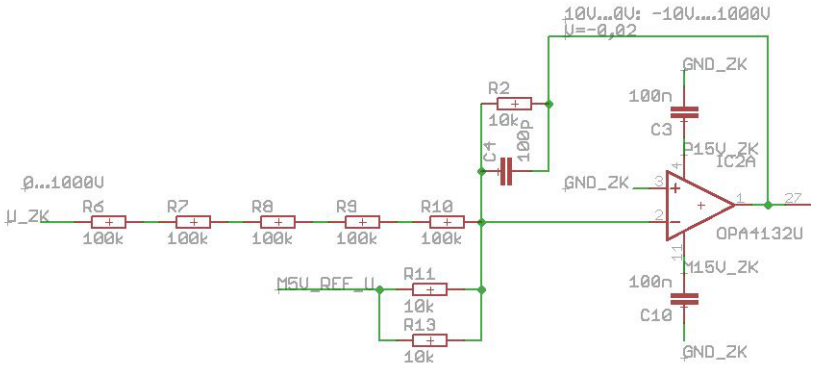


Abbildung 3.6.: Spannungsmessung: Summierverstärker

umzuwandeln. Die Ausgangsspannung der 1. Stufe der Spannungsmessung ergibt sich nach Gl. 3.2.

$$u_1 = -u_{ZK} \cdot \frac{R_2}{R_6 + R_7 + R_8 + R_9 + R_{10}} - U_{e2} \cdot \frac{R_2}{R_{11}||R_{13}} \tag{3.2}$$

Der Summierverstärker erzeugt aus einer 1000 V-Eingangsspannung eine Spannung von -10 V und von einer 0 V-Eingangsspannung eine Spannung von 10 V.

In der zweiten Stufe wird die Potentialtrennung (bis Spannungen von 1500 V) durch den Isolationsverstärker ISO124 (Precision Lowest-Cost Isolation Amplifier) vollzogen, wobei das Signal unverändert von der Leistungsseite auf die Signalseite übertragen wird – siehe Abb. 3.7.

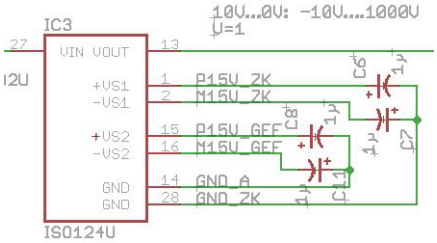


Abbildung 3.7.: Spannungsmessung: Isolationsverstärker

In der dritten und letzten Stufe der Spannungsmessung wird mit einer Subtraktionsverstärkerschaltung[6] der bipolare Spannungsbereich von 10 bis -10 V auf einen unipolaren Spannungsbereich von 0 bis 5 V umgewandelt. Zusätzlich fungiert der Verstärker aufgrund des Kondensators im Rückkoppelzweig ($R_1||C_1$) als Tiefpass, um den durch den Isolationsverstärker entstandenen 500 kHz-Rippel zu unterdrücken. Als Operationsverstärker wird ein OPA4350-Baustein (High-Speed, Single Supply, Rail-to-Rail Operational Amplifier MicroAmplifier Series) verwendet. Bei dieser Schaltung wird das Eingangssignal mit dem Spannungsbereich von

20 V über den negativen Eingang des Operationsverstärkers auf einen Spannungsbereich von 5 V gebracht. Durch die Beschaltung des positiven Eingangs des OPV wird eine Offsetspannung erzeugt, damit am Ausgang der Subtraktionsschaltung die ausgegebene Spannung zwischen 0 und 5 V liegt. Die Ausgangsspannung dieses Verstärkers ergibt sich nach Gl. 3.3.

$$u_3 = U_{e3} \cdot \frac{(R_1 + R_5) \cdot R_{12}}{(R_3 + R_{12}) \cdot R_5} - u_2 \cdot \frac{R_1}{R_5} \tag{3.3}$$

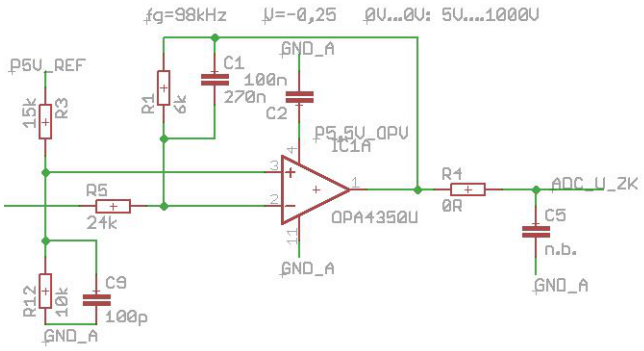


Abbildung 3.8.: Spannungsmessung: Subtraktionsverstärker

Alle drei Stufen gemeinsam bewirken, dass eine Eingangsspannung von 0 V auf eine Ausgangsspannung von 0 V und eine Eingangsspannung von 1000 V auf eine Ausgangsspannung von 5 V abgebildet werden. Die Ausgangsspannung von 0 bis 5 V kann zur weiteren Verarbeitung an den Analog-Eingang des Digitalsignalprozessors (auf Prozessor-Platine) übergeben werden.

Der Operationsverstärker der Summierverstärkerschaltung und der Teil des Isolationsverstärkers, welcher an der Leistungsseite liegt, müssen mit einer potentialgetrennten bipolaren Spannung (±15 V) versorgt werden. Dazu wurde ein 1000 V-spannungsfester DC-DC-Konverter (Miniature, 1 W Isolated Unregulated DC/DC Converter) verwendet – siehe Abb. 3.9. Das Massepotential dieser Spannungsversorgung ist mit dem Potential des negativen Zwischenkreispols ident.

Für den zweiten Summierverstärkereingang wird eine Referenzspannung von -5 V benötigt. Diese Spannung wird mit dem Baustein TL432 (2,5 V Adjustable Shunt Regulator) aus der negativen Zwischenkreis-Versorgungsspannung abgewandelt – siehe Abb. 3.10. Die Ausgangsspannung dieser Referenzspannungsquelle wird durch die beiden Widerstände R_{163} und R_{164} nach. Gl. 3.4 bestimmt.

$$U_{-5V} = -2,5\,V \cdot \left(1 + \frac{R_{164}}{R_{163}}\right) \tag{3.4}$$

Die Spannungsmessschaltung wurde mit dem Softwaretool LTspice IV der Fa. Linear Technology simuliert. Damit konnten zum einen die Funktionen der Teilschaltung überprüft werden, zum anderen konnten die diversen Bauteilwerte kontrolliert

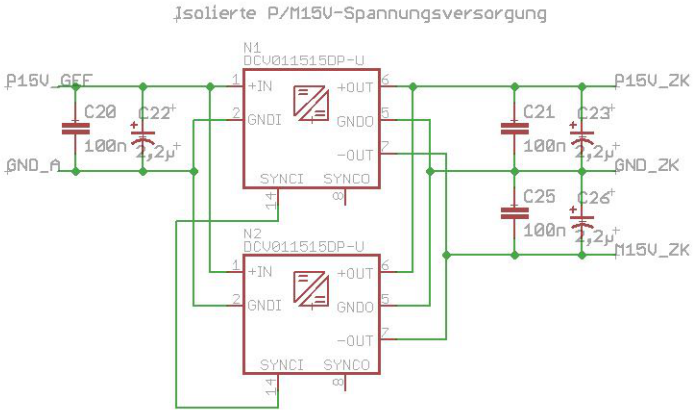


Abbildung 3.9.: Spannungsmessung: isolierte Spannungsversorgung

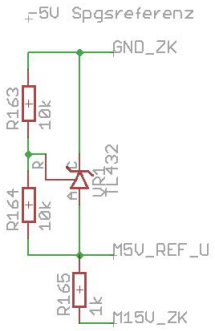


Abbildung 3.10.: -5V-Spannungsreferenz

bzw. optimiert werden. Bei der Simulation wurden jedoch nicht die identen Operationsverstärker wie beim tatsächlichen Aufbau verwendet, sondern ideale Bauelemente. Der Schaltungsaufbau im Simulationsprogramm ist in Abb. 3.11 ersichtlich. Da die 2. Stufe der Spannungsmessung bis auf die Potentialtrennung das Signal nicht verändert, wird diese Stufe in der Simulation nicht berücksichtigt. In Abb. 3.12 sind die Spannung nach der ersten Stufe U_{Stufe1} und die Spannung am Ausgang U_{ADC} über dem Messbereich (0 bis 1000 V) dargestellt. Die Spannung nach der 1. Stufe fällt entlang des Messbereiches linear von 10 V auf -10 V ab. Die Ausgangsspannung steigt linear von 0 bis 5 V.

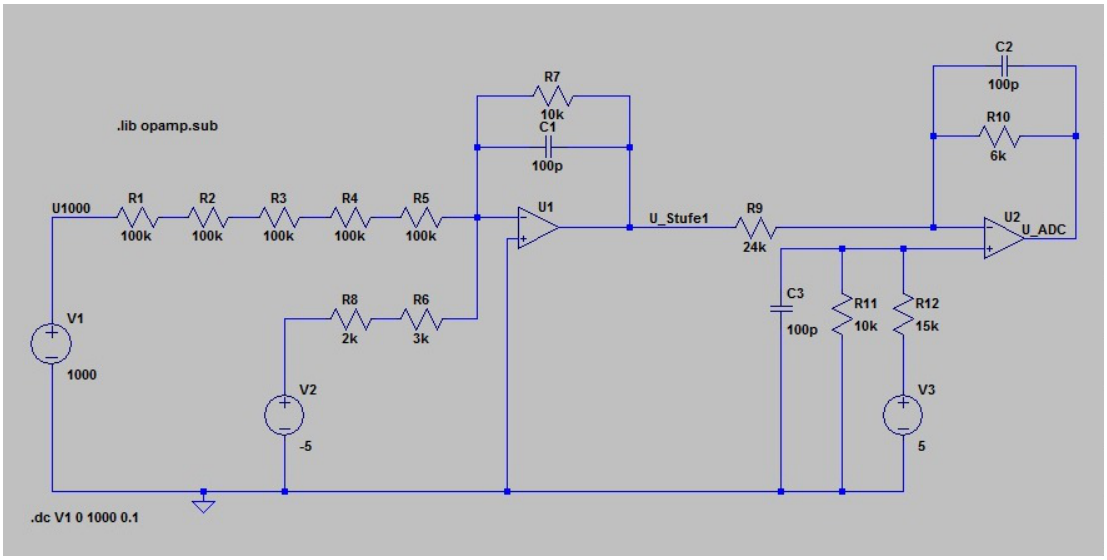


Abbildung 3.11.: Schaltungsaufbau Spannungsmessung in LTspice IV

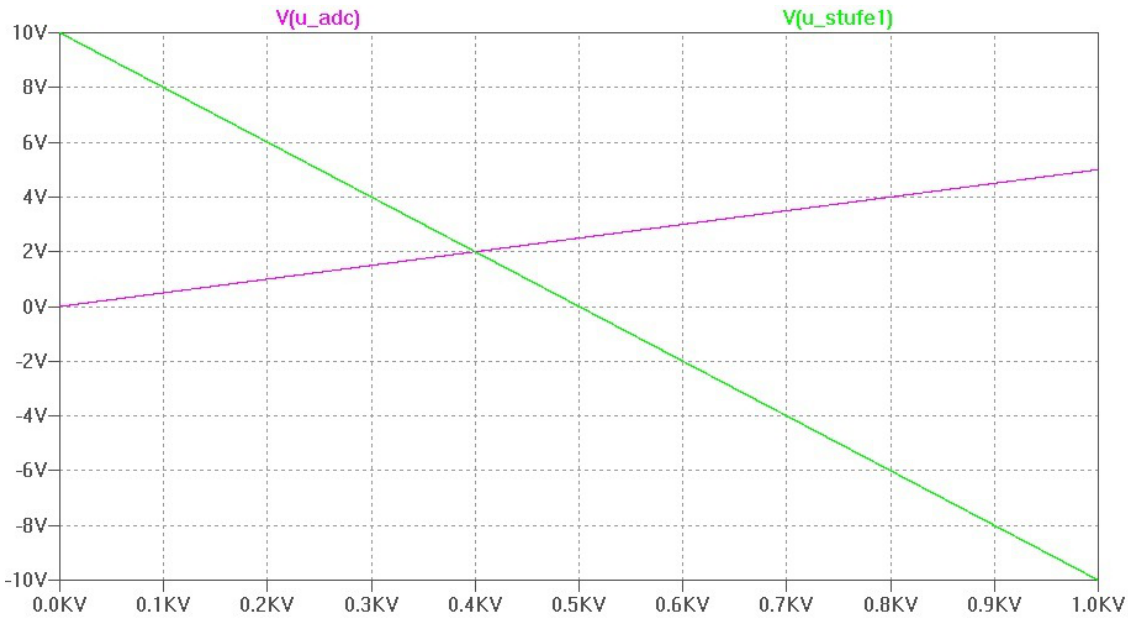


Abbildung 3.12.: Diagramm Spannungsmessungs-Simulation

Strommessung

Die Potentialtrennung wird bei der Strommessung mit Stromwandlern mit aktiver Kompensation der Firma LEM (infolge werden die Stromwandler mit LEM bezeichnet) durchgeführt. Die Messung selbst wird mit einem invertierenden Verstärker realisiert – siehe Abb. 3.13. Als Operationsverstärker wird wie bei der Subtrakti-

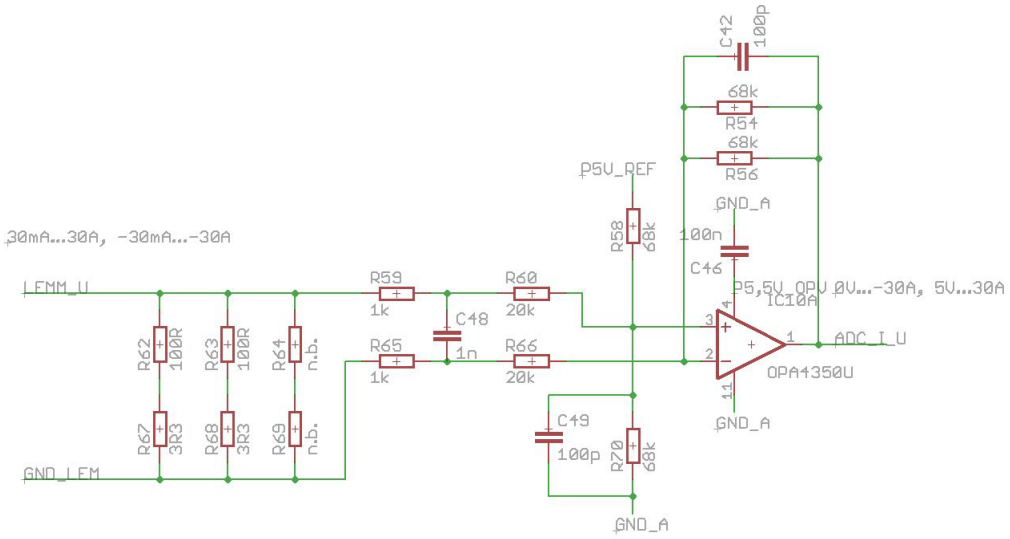


Abbildung 3.13.: Strommessung

onsverstärkerschaltung (Spannungsmessung) der OPA4350-Baustein verwendet. Die verwendeten LEMs des Typs LA 55-P arbeiten bei einem Nennprimärstrom von ± 50 A und einem Nennsekundärstrom von ± 50 mA. Da der Umrichter für einen Strom von 16 A (Mittelwert) ausgelegt ist, wird nur ein Primärbereich des Stromwandlers von ± 30 A genutzt. Dies entspricht einem Sekundärbereich von ± 30 mA. Der Nennsekundärstrom erzeugt über eine Bürde eine Spannung (siehe Gl. 3.5), welche über einen Eingangswiderstand an den Differenzeingang des Operationsverstärkers angelegt wird.

$$U_{Bürde} = I_{LEM} \cdot (R_{62} + R_{67}) \,||\, (R_{63} + R_{68}) \tag{3.5}$$

Über den Rückkoppelwiderstand wird die nötige Verstärkung nach Gl. 3.6 eingestellt, damit man das gewünschte Ausgangsspannungsniveau (0 bis 5 V) erhält.

$$V = \frac{U_{ADC}}{U_{Bürde}} = \frac{R_{54}||R_{56}}{R_{Bürde} + R_{59} + R_{60}} \tag{3.6}$$

Die Bürde besteht aus drei parallelen Zweigen mit je zwei Widerständen, damit man eine nahezu beliebige Nennbürdenspannung durch Parallel- und Serienschaltung von Widerständen einstellen kann. Der Eingangswiderstand ist auf zwei Widerstände

aufgeteilt, bei welchen der erste Widerstand zusammen mit dem Kondensator einen Tiefpassfilter bildet. Am negativen Eingang des Operationsverstärkers wird über einen Spannungsteiler eine Offset-Spannung von 2,5 V angelegt, um die bipolare Eingangsspannung auf eine unipolare Ausgangsspannung abbilden zu können. Um eine optimale Gegentaktunterdrückung der Verstärkerschaltung zu erreichen, müssen die Zeitkonstanten dieses Spannungsteilers und des Rückkoppelzweiges ident sein. Aufgrund des Kondensators im Rückkoppelzweig ($C_{42}||R_{54}||R_{56}$) weist der Verstärker eine Tiefpasscharakteristik auf. Die Ausgangsspannung der Strommessung liefert eine Spannung, welche an den Analog-Eingang des Digitalsignalprozessors (auf Prozessor-Platine) übergeben werden kann, wobei eine Ausgangsspannung von 0 V einen Primärstrom von -30 A und eine Ausgangsspannung von 5 V einen Primärstrom von 30 A bedeutet.

Die Strommessschaltung wurde ebenfalls mit LTspice IV simuliert, um die Funktion der Schaltung zu überprüfen und um die diversen Bauteilwerte zu kontrollieren bzw. zu optimieren. Der Schaltungsaufbau im Simulationsprogramm ist in Abb. 3.14 ersichtlich. In Abb. 3.15 ist das Ergebnis der Simulation dargestellt. In diesem Dia-

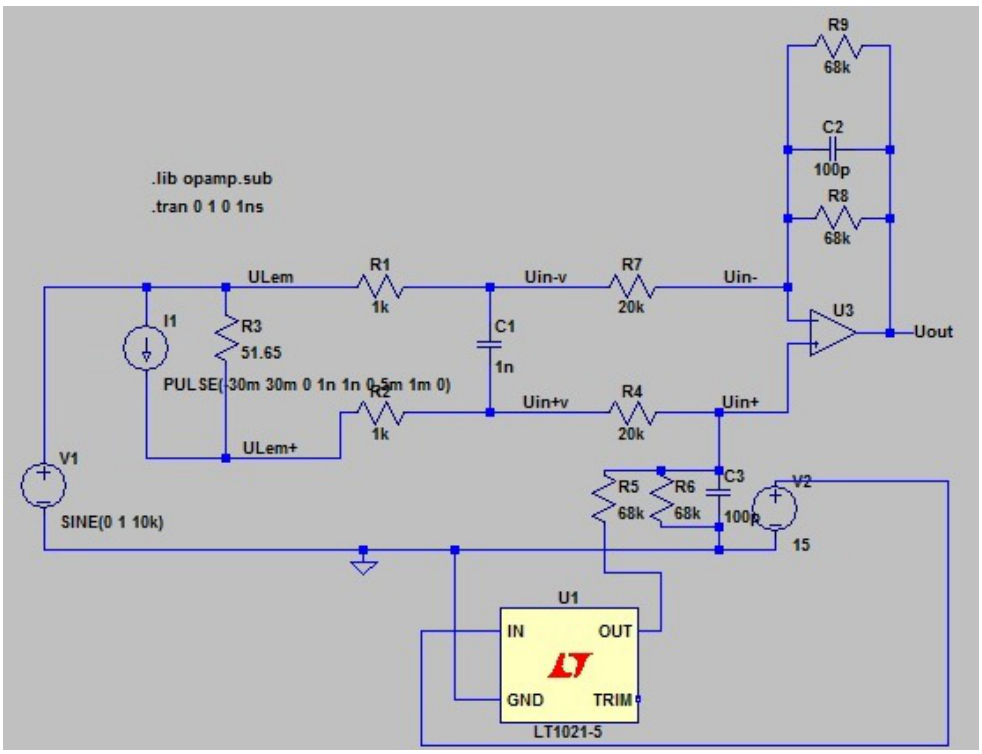


Abbildung 3.14.: Schaltungsaufbau Strommessung in LTspice IV

gramm ist die Ausgangsspannung der Messschaltung über den Messeingangsstrom aufgetragen. Dabei ist deutlich ersichtlich, dass der Zusammenhang zwischen Messgröße und Ausgangsgröße linear ist.

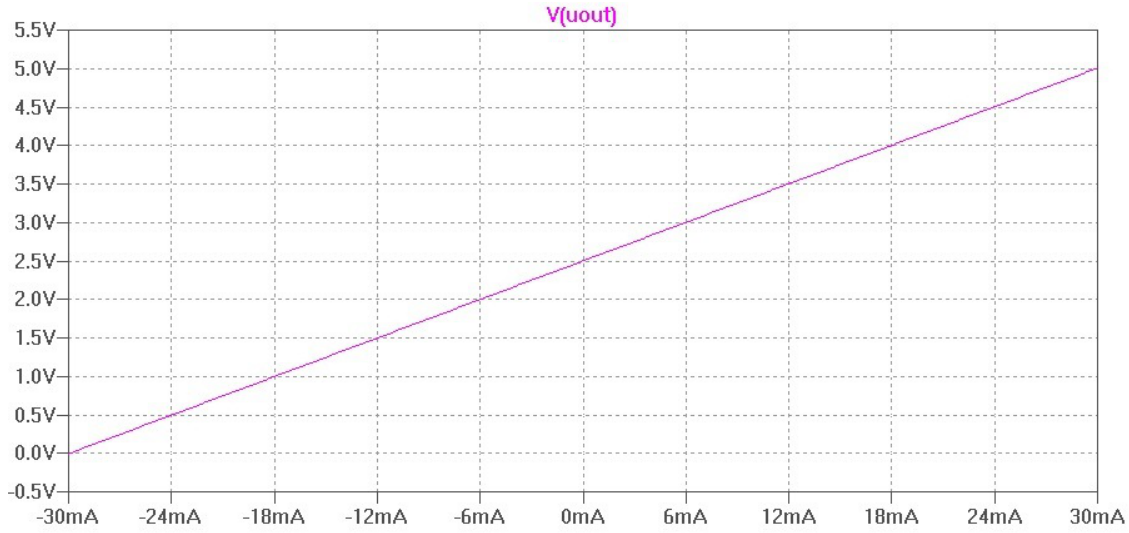


Abbildung 3.15.: Diagramm Ausgangsspannung über Messeingangsstrom

Um die Schaltung gegenüber Störeinflüssen zu untersuchen, wurde am Strommesseingang eine Sinusspannungsquelle angeschlossen, welche eine Spannungsamplitude von 1 V bei einer Frequenz von 10 kHz aufweist. Als Messstrom wurde ein rechteckförmiger Strom von -30 mA (entspricht einem Primärstrom von -30 A) bis 30 mA (entspricht einem Primärstrom von 30 A) angelegt. In Abb. 3.16 ist das Ergebnis dieser Simulation dargestellt. Die Schaltung unterdrückt die Gegentaktspannung vollkommen, da die Ausgangsspannung unbeeinflusst von der angelegten Störgröße konstant bei 0 bzw. 5 V liegt.

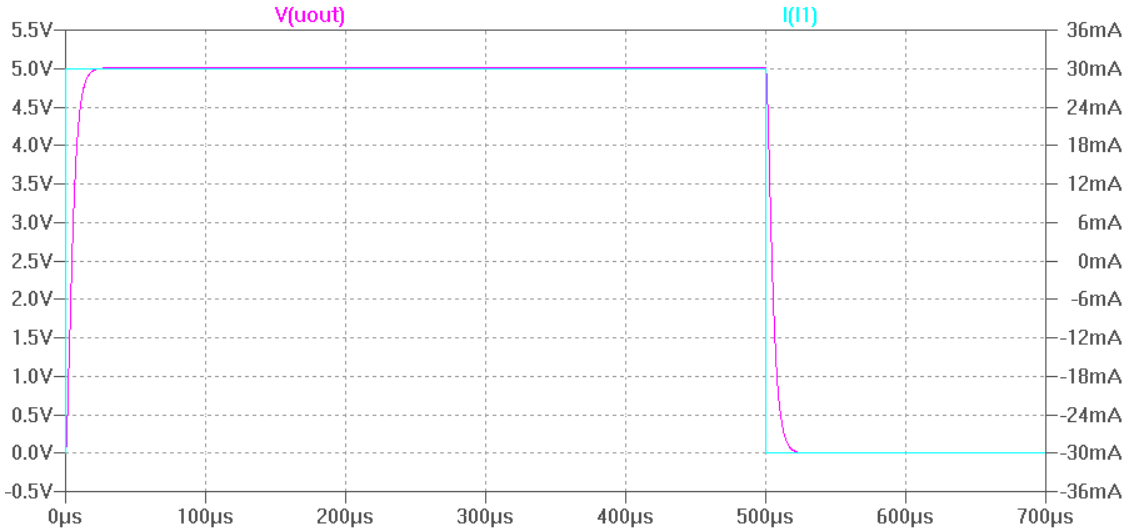


Abbildung 3.16.: Diagramm Ausgangsspannung bei transientem Messeingangsstrom

Überstromabschaltung

Das IGBT-Modul verfügt zwar über eine eigene integrierte Überstromabschaltung, da aber das IGBT-Modul für 50 A und unser Stromrichter nur für 16 A ausgelegt sind, wurde eine eigene Überstromabschaltung implementiert – siehe Abb. 3.17. Als

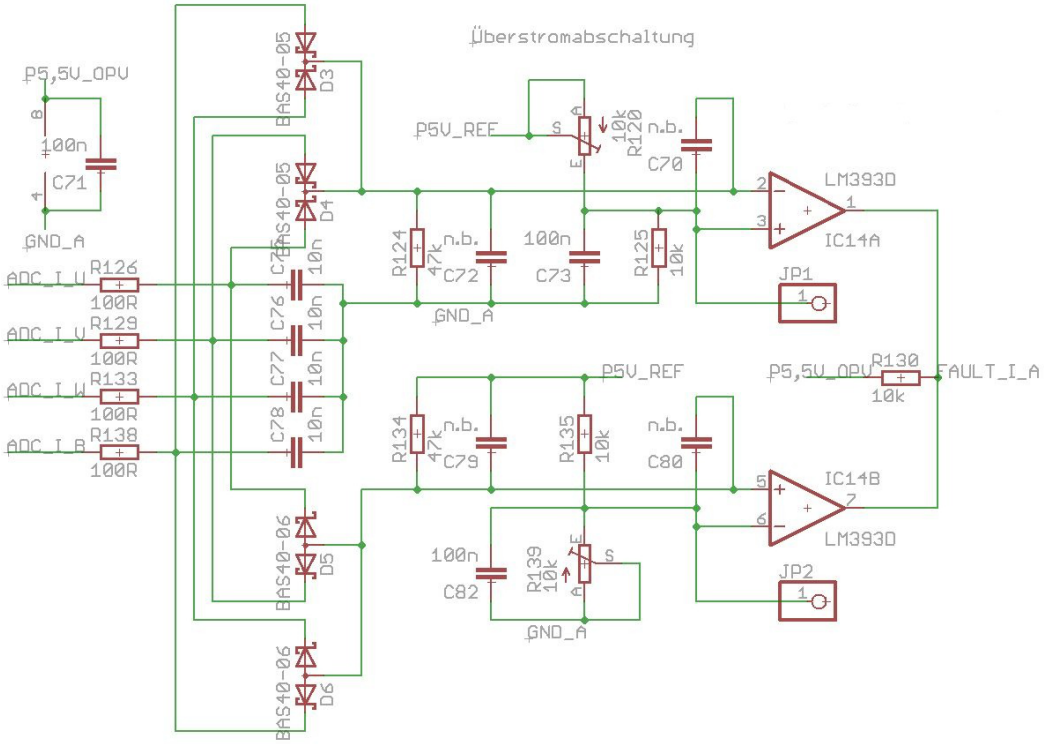


Abbildung 3.17.: Überstromabschaltung

Eingänge dieser Schaltung werden die Ausgangsspannungen (0 bis 5 V) der Strommessungen verwendet. Die Abschaltung funktioniert mit einem Komparator (Dual Differential Comparator), welcher das Eingangssignal mit zwei Schwellspannungen vergleicht. Die Schwellspannungen können mit einem Potentiometer innerhalb des Messbereiches (0 bis 5 V) frei eingestellt werden. Solange die Eingangsspannung innerhalb der eingestellten Schwellen bleibt, ist das Ausgangssignal der Schaltung 5 V. Übersteigt die Eingangsspannung eine der beiden Schwellspannungen, so kippt der Komparator, der Ausgang liefert 0 V. Dieses Signal wird in der nächsten Stufe mit Hilfe von zwei Komparatoren (Hex Schmitt-Trigger Inverter) von Störimpulsen bereinigt – siehe Abb. 3.18.

Überspannungsabschaltung

Die Überspannungsabschaltung dient dazu, um bei einer zu hohen Zwischenkreisspannung abzuschalten. Die Zwischenkreisspannung würde steigen, wenn der Tief-

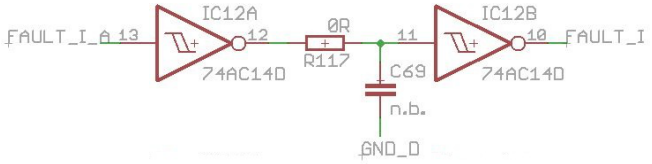


Abbildung 3.18.: Überstrom-Signalentkopplung

setzsteller beim Rückspeisen mehr Energie in den Zwischenkreis pumpt, als der Hochsetzsteller in das Netz rückführen kann. Da die Funktionsweise des Umrichters bei einer zu niedrigen Zwischenkreisspannung ebenfalls nicht gewährleistet wird, wurde auch eine Unterspannungsabschaltung realisiert. Zu einer Senkung der Zwischenkreisspannung kann es kommen, wenn der Tiefsetzsteller mehr Energie vom Zwischenkreis nimmt, als der Hochsetzsteller in den Zwischenkreis liefert. Der Aufbau der Schaltung ist analog zu jener der Überstromabschaltung – siehe Abb. 3.19. Der obere Komparator dient zum Überspannungsschutz und vergleicht den verarbei-

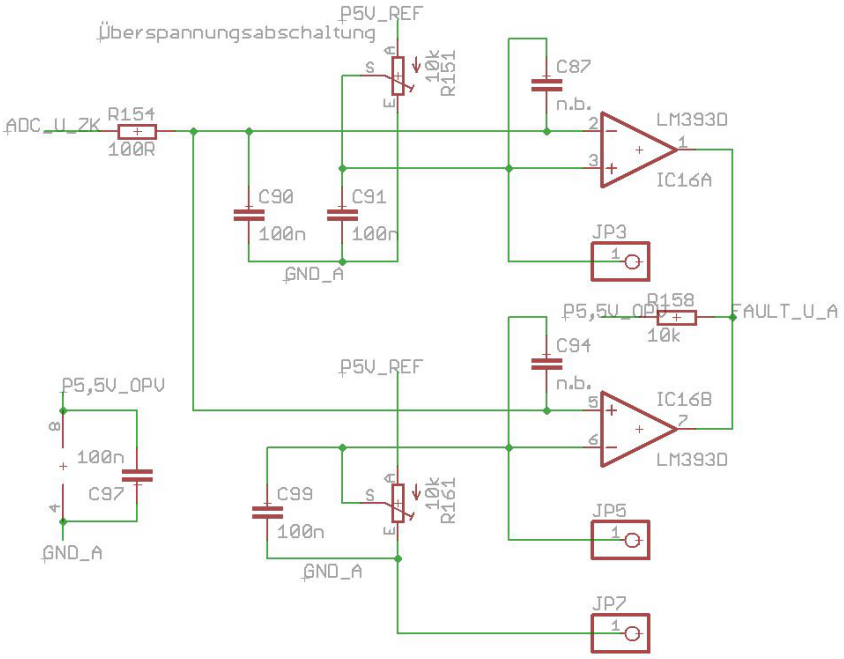


Abbildung 3.19.: Überspannungsabschaltung

teten Spannungsmesswert (0 bis 5 V) mit einem über ein Potentiometer eingestellten Schwellwert. Liegt die Eingangsspannung über dem Schwellwert, liefert der Komparator am Ausgang 0 V, sonst 5 V. Dieses Signal wird in der nächsten Stufe mit Hilfe zweier Komparatoren von Störimpulsen bereinigt (analog wie beim Überstromsignal). Der untere Komparator dient zum Unterspannungsschutz und er setzt den

Ausgang auf 0 V, wenn die Eingangsspannung den Schwellwert unterschreitet, sonst ist der Ausgang auf 5 V gesetzt.

Übertemperaturabschaltung

Damit es im Überlastfall zu keiner Zerstörung des IGBT-Moduls kommt, wurde eine Übertemperaturabschaltung vorgesehen. Ein am Kühlkörper befestigter Thermowiderstand beeinflusst über einen Spannungsteiler die Ausgangsspannung der Temperaturmessung – siehe Abb. 3.20. Die Übertemperaturabschaltung wird nur beim

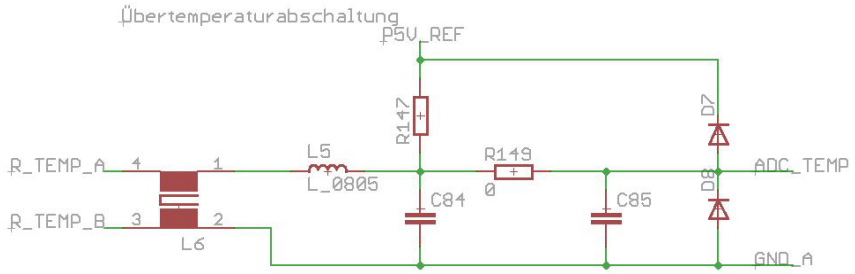


Abbildung 3.20.: Übertemperaturabschaltung

Hochsetzsteller-Teil des Labornetzgerätes aufgebaut. Da das gewählte IGBT-Modul selbst über eine Temperaturabschaltung verfügt, kann bis zum Aufbau des Hochsetzstellers der Tiefsetzsteller ohne Gefahr einer Überhitzung betrieben werden, jedoch kann man die maximal zulässige Temperatur nicht selbst bestimmen.

Ansteuerung Bremse

Damit es bei verkehrter Leistungsflussrichtung zu keiner Überspannung im Zwischenkreis kommen kann, wurde eine Brems-Chopper-Schaltung vorgesehen, damit die überschüssige Energie in einem Bremswiderstand verheizt werden kann – siehe Abb. 3.21. Die erste Stufe dieser Schaltung ist ident zu jener der Über- bzw. Unterspannungsabschaltung. Bei der Bremsschaltung schaltet der Überspannungskomparator bei einer oberen Schwelle die Bremse über ein Flip-Flop-Gatter (Dual D-Type Positive-Edge-Triggered Flip-Flop) ein und der Unterspannungskomparator schaltet bei Unterschreiten der unteren Schwelle die Bremse durch Reseten des Flip-Flops aus. Das so entstehende Pulsmuster wird gemeinsam mit den PWM-Pulsmustern an die Modul-Platine weitergeleitet.

PWM-Signalaufbereitung

Das PWM-Signal, mit welchem die Gatetreiber des IGBT-Moduls angesteuert werden, wird vom Prozessor über die Backplane-Platine der UI-Platine zur Verfügung gestellt. Der gesamte Weg des PWM-Signals vom Prozessor bis zum IGBT sowie

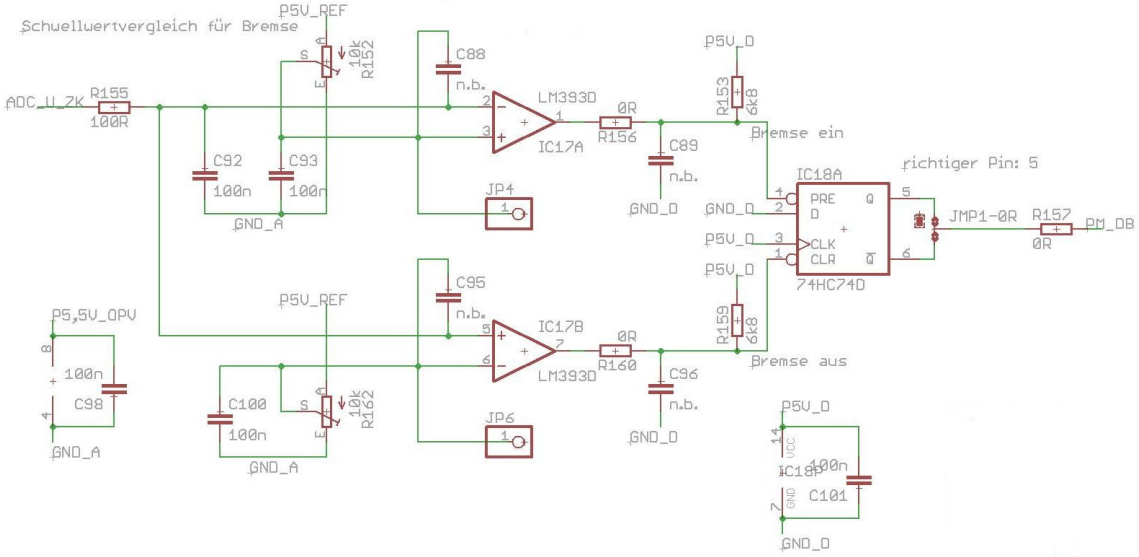


Abbildung 3.21.: Bremsschaltung

die benutzten Spannungslevel und der logische Zustand des Signals sind in Abb. 3.22 dargestellt. Der Prozessor gibt am Ausgang ein 3,3 V-Signal aus, welches auf der Backplane-Platine mit einem Buffer-Baustein auf 5 V angehoben wird. Auf der UI-Platine wird das Signal mit dem Inverter-Baustein 74LS06 (Hex Inverter Buffer) aufbereitet, ehe es zu den Optokopplern, welche sich auf der Modul-Platine befinden und für die Potentialtrennung des Signals notwendig sind, weitergeleitet wird – siehe Abb. 3.23. Abschließend leiten die Optokoppler die PWM-Signale mit einem Spannungslevel von 8 V direkt an die IGBTs weiter.

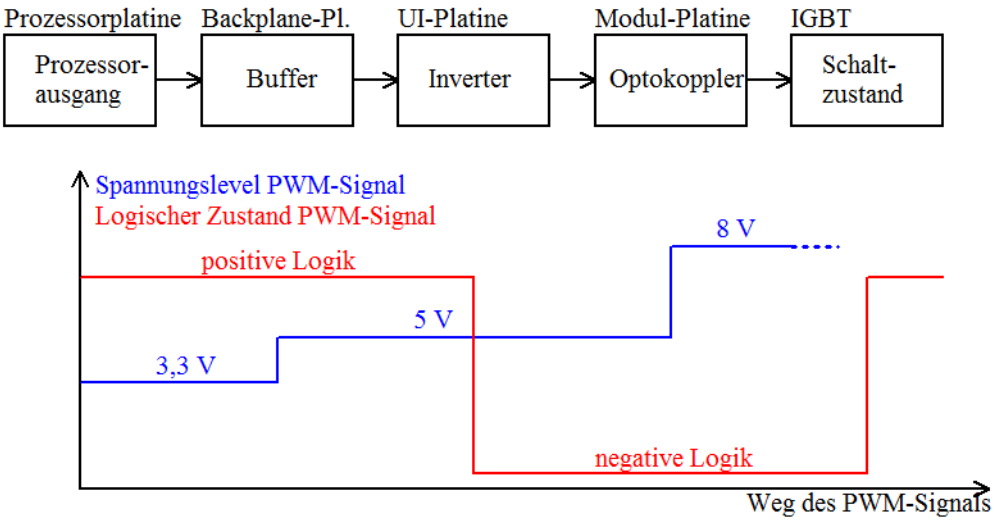


Abbildung 3.22.: Weg des PWM-Signals

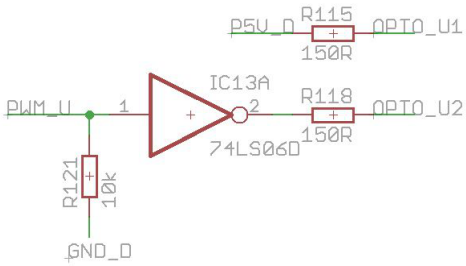


Abbildung 3.23.: PWM-Signalaufbereitung

3.2.2. Schaltungen auf der Modul-Platine

Auf der Modul-Platine wurden folgende Schaltungen implementiert:

- Generierung einer isolierten Spannungsversorgung für die Gate-Ansteuerung
- Potentialtrennung des PWM-Signals
- Zwischenkreis
- Anschluss an das IGBT-Modul
- LEM-Stromwandler-Schaltung
- Schaltungen zur Erzeugung diverser Spannungen

Generierung einer isolierten Spannungsversorgung für die Gate-Ansteuerung

Die Ansteuerung der Gate-Treiber erfolgt mit einer 15 V-Spannung. Durch die Serienschaltung der beiden IGBT-Ventile einer Phasenbrücke zwischen positivem und negativem Zwischenkreispotential muss man eine isolierte Spannungsversorgung für die Gate-Treiber vorsehen. Ansonsten würde das Massepotential der oberen Ansteuerschaltung ständig zwischen dem positiven und negativen Zwischenkreispotential wechseln. Dies würde zu einer Zerstörung der verwendeten Schaltung auf der Modul-Platine führen und die Potentialtrennung zwischen Leistungs- und Signalteil würde nicht mehr gewährleistet sein. Um die Potentialtrennung aufrecht zu erhalten werden Gate drive transformers der Firma Pulse (Pulse-Trafos genannt) mit einer Isolationsspannung von 1500 V verwendet. Mit einem NE555-Baustein (Precision Timer) wird ein 100 kHz-Rechtecksignal generiert (siehe Abb. 3.24), welches anschließend von einem Treiber-Baustein (4 Amp Dual Low-Side Ultrafast MOSFET Driver) verstärkt an die Primärseite des Pulse-Trafos gelegt wird. Sekundärseitig wird das

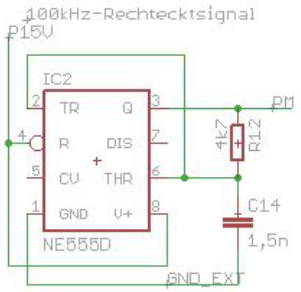


Abbildung 3.24.: Pulsmustergenerierung für Gate-Spannungsversorgung

Rechtecksignal mit einer B2-Diodenbrücke und den dazugehörigen Glättungskondensatoren wieder in ein 15 V-Gleichspannungssignal umgewandelt – siehe Abb.

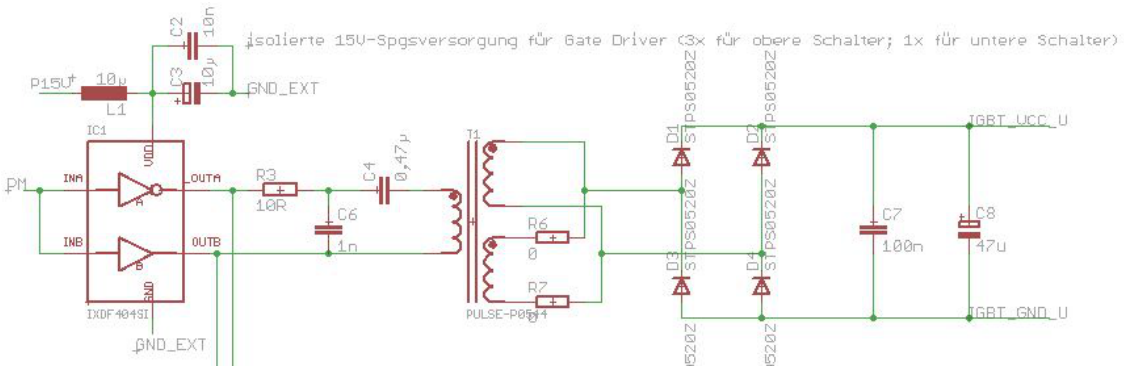


Abbildung 3.25.: Spannungsversorgung für Gate-Ansteuerung

3.25. Die Gate-Treiber der oberen IGBTs benötigen aufgrund der unterschiedlichen Potentiale alle einen separaten Pulse-Trafo, die Gate-Treiber der unteren IGBTs sowie der IGBT der Bremse können aufgrund des gleichen Massepotentials mit einem einzigen Pulse-Trafo versorgt werden. Für die Pulsmustergenerierung genügt ein einziger NE555-Baustein, bei den Treiber-Bausteinen werden jedoch zwei Stück vorgesehen, wobei einer die oberen drei Pulse-Trafos anspeist und der andere den unteren Pulse-Trafo anspeist. Die komplette Schaltung ist im Anhang A dargestellt.

Potentialtrennung des PWM-Signals

Die vom Prozessor und von der Brems-Chopper-Schaltung ausgegebenen und von der UI-Platine weitergeleiteten PWM-Signale müssen auf der Modul-Platine potentialgetrennt an den Gate-Treiber-Eingang weitergegeben werden. Die Potentialtrennung wird mit Optokopplern (ACPL-M46U, Wide Operating Temperature Intelligent Power Module Optocoupler) der Firma Avego Technologies realisiert – siehe Abb. 3.26.

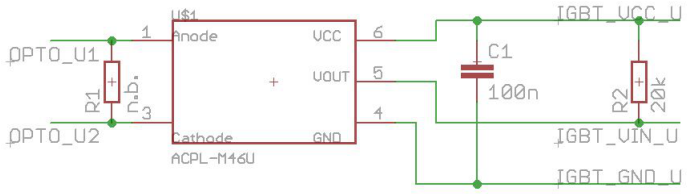


Abbildung 3.26.: Potentialtrennung des PWM-Signals

Anschluss an das IGBT-Modul

Das IGBT-Modul wird direkt unterhalb der Platine angebracht, sodass alle Anschlüsse des IGBT-Moduls auf der Modul-Platine direkt angelötet werden können,

bzw. die Schraubanschlüsse direkt an die Platine angeschraubt werden können. Auf der Signalseite werden an das IGBT-Modul die isolierten Gate-Spannungsversorgungen sowie die potentialgetrennten PWM-Signale angelegt. Auf der Leistungsseite sind der Zwischenkreis und die drei Brückenmittelpunkte U,V,W angeschlossen.

LEM-Stromwandler-Schaltung

Auf der Modul-Platine werden vier LEM-Stromwandler vorgesehen, um damit die drei Strangströme und den Bremsstrom messen zu können. Die LEMs stellen für sich eine Insel auf der Modul-Platine dar, da jeder LEM einzeln mit einem Steckanschluss mit der UI-Platine verbunden ist. Der LEM-Teil der Modul-Platine ist zweimal vorhanden, da beim Hochsetzsteller nicht nur die Strangströme nach dem Umrichter sondern auch die Ströme nach dem Eingangsfilter gemessen werden. Damit man die Leitungen nach dem Filter nicht zur Modul-Platine zurückschleifen muss, können vier LEMs aufgrund einer Sollbruchstelle auf der Platine separat nach dem Filter montiert werden.

Schaltungen zur Erzeugung diverser Spannungen

Der gesamte Umrichter wird mit einem 24 V-Gleichspannungsanschluss versorgt, welcher sich auf der Modul-Platine befindet. Die 24 V-Gleichspannung wird mit einer vom Institut entwickelten Schaltung in eine ±15 V-Gleichspannung umgewandelt, mit welcher alle Schaltungen auf der Modul- als auch auf der UI-Platine versorgt werden. Diese Schaltung befindet sich auf zwei separaten Platinen (je eine für die positive und negative Spannung), welche direkt an die Modul-Platine angelötet sind. Die 24 V-Gleichspannung wird zur Backplane-Platine durchgeschleift, sodass die Spannungsversorgung für die Backplane- und für die Prozessor-Platine sichergestellt ist.

3.3. Zwischenkreis

Die Zwischenkreiskondensatoren werden aufgrund der Strombelastbarkeit ausgewählt. In Abb. 3.27 sind die Stromrichtungen beim Zwischenkreiskondensator definiert. Der Eingangsstrom I_E fließt zum Kondensator, der Kondensatorstrom i_C fließt vom Kondensator Richtung Knoten und der Zwischenkreisstrom i_{ZK} fließt vom Knoten Richtung Tiefsetzsteller. Der Eingangsstrom ist als konstant vorgegeben, der Zwischenkreisstrom hat aufgrund des Schaltverhaltens des Tiefsetzstellers einen annähernd rechteckförmigen Verlauf zwischen 0 und dem maximalen Strom von 16 A. Der Zwischenkreiskondensator muss die beiden Ströme nach dem 1. Kirchhoffschen Gesetz ausgleichen, daher bildet sich der Kondensatorstrom aus der Differenz vom Zwischenkreisstrom und vom Eingangsstrom – siehe Abb. 3.28. Dies bedeutet bei einem maximalen Ausgangsstrom von 16 A für den Zwischenkreiskondensator einen Stromrippel von 8 A.

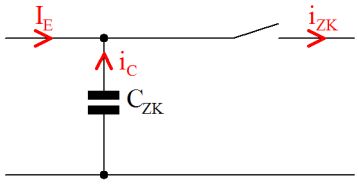


Abbildung 3.27.: Stromrichtungen Zwischenkreis

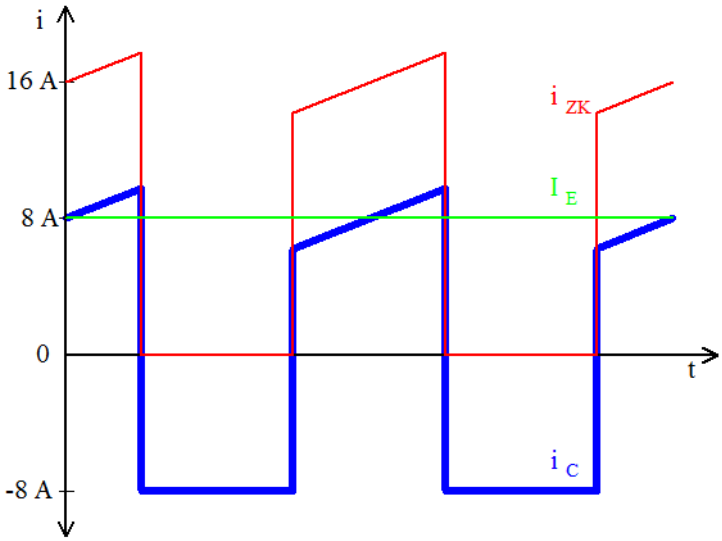


Abbildung 3.28.: Stromverlauf Zwischenkreis

Da es keine Elektrolytkondensatoren[7] für eine Spannungsbeanspruchung von 800 V gibt, werden zwei Kondensatoren mit einer möglichen Spannungsbeanspruchung von 450 V in Serie geschaltet. Um eine gleichmäßige Spannungsaufteilung zu gewährleisten, werden Symmetrierwiderstände vorgesehen – siehe Abb. 3.29. Es wurde ein Elektrolytkondensator mit einer Kapazität von 1000 μF, mit einer möglichen Spannungsbeanspruchung von 450 V und einem möglichen Rippelstrom (bei 10 kHz) von 9,32 A gewählt. Die Gesamtkapazität des Zwischenkreises C_{ZK} beträgt daher 500 μF. Die Symmetrierwiderstände wurden nach der Faustformel[2] Gl. (3.7) und nach der Verlustleistung (siehe Gl. (3.8)) dimensioniert. Es wurden Symmetrierwiderstände R_{sym} mit je 47 kΩ (5 W, 500 V) gewählt.

$$R_{sym} = 50\,M\Omega \cdot \frac{\mu F}{2 \cdot C_{ZK}} = 50\,M\Omega \cdot \frac{\mu F}{1000\,\mu F} = 50\,k\Omega \tag{3.7}$$

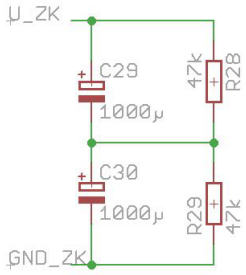


Abbildung 3.29.: Zwischenkreis

$$P_v = \frac{U_{ZK}^2}{R_{sym}} = \frac{(400\,V)^2}{47\,k\Omega} = 3,4\,W \tag{3.8}$$

Der Zwischenkreiskondensator wird so nahe wie möglich am IGBT-Modul platziert, da es sonst aufgrund von höheren Streuinduktivitäten zu relativ hohen Schaltüberspannungen kommen kann. Da IGBT-Module Stromanstiege von ca. 2000 $\frac{A}{\mu s}$ aufweisen, kann die Schaltüberspannung bei Streuinduktivitäten von ca. 50 nH um die 100 V betragen. Deshalb wurden die Zwischenkreiskondensatoren und die Symmetrierwiderstände auf der Modul-Platine direkt oberhalb des IGBT-Moduls bzw. neben den Zwischenkreisanschlüssen des IGBT-Moduls platziert. Die beiden Leitungen des Zwischenkreises wurden zur bestmöglichen Vermeidung von Streueinflüssen als Bandleitung ausgeführt. Die beiden Leitungen sind als ca. 5 cm breite Leiterbahnen auf der Ober- bzw. Unterseite der Modul-Platine ausgeführt.

3.4. Ausgangsfilter

Der Tiefsetzsteller benötigt für die richtige Funktionsweise neben den schaltenden Elementen auch eine Drossel (L) und einen Kondensator (C). Diese Drossel/Kondensator-Kombination stellt einen Ausgangsfilter dar, welcher im Folgendem auch als LC-Filter bezeichnet wird. Durch das um 120° phasenversetzte Schalten der drei Brücken werden drei einzelne Induktivitäten benötigt. Der Schaltplan des Ausgangsfilters ist in Abb. 3.30 ersichtlich. Da die Bauteile dieses LC-Filters relativ große Abmessungen aufweisen, wurde für dieses Filter eine eigene Platine (LC-Platine) gefertigt. Neben dem Filter ist noch ein LEM-Stromwandler auf der Platine angebracht, um den Ausgangsstrom messen zu können.

3.4.1. Ausgangskapazität

Die Ausgangskapazität wurde so dimensioniert, dass sie gleich groß wie die Zwischenkreiskapazität ist. Aufgrund der Tatsache, dass die gleichen Kondensatoren wie beim Zwischenkreis (1000 μF, 450 V) zur Zeit der Konstruktion dieses Filters nicht

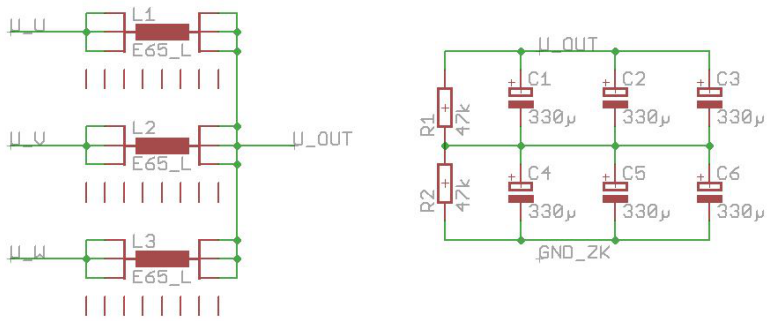


Abbildung 3.30.: Ausgangsfilter

verfügbar/lieferbar waren, wurden stattdessen Kondensatoren der selben Baureihe jedoch mit der Kapazität von 330 μF ausgewählt. Deshalb mussten jeweils drei parallele Kondensatoren zweimal in Serie geschaltet werden. Schlussendlich weicht die Ausgangskapazität mit 495 μF nur minimal von der Zwischenkreiskapazität (500 μF) ab. Folglich bleiben auch die Symmetrierwiderstände gleich groß wie beim Zwischenkreis.

3.4.2. Ausgangsinduktivität

Induktivitätsbestimmung

Die drei Spulen werden auf ein Drittel des gewünschten maximalen Ausgangsstromes (Mittelwert) dimensioniert, daher beträgt der Nennstrom einer Drossel 5,33 A $\left(= \frac{16}{3}\,A\right)$. Die Induktivität einer Drossel wird aufgrund des zulässigen Stromrippels gewählt. Das 120° phasenversetzte Schalten der drei Brücken bewirkt eine deutliche Reduzierung des Ausgangsstromrippels bei gleicher Induktivität. Der maximale Stromrippel tritt bei einem Tastverhältnis von 0,5 auf. In einem Strang wird ein Stromrippel von 60 % zugelassen. Aufgrund dieses Rippels beträgt der maximale Stromspitzenwert in einem Strang 6,93 A $(= 5,33\,A \cdot 1,3)$. Die Ausgangsformel für die Bestimmung der nötigen Induktivität ist die Spannungsgleichung einer Induktivität – siehe Gl. 3.9.

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \tag{3.9}$$

Beim Tiefsetzsteller ist die Spulenspannung die Differenz aus Eingangsspannung (U_1) und Ausgangsspannung (U_2). Die Stromänderung ergibt sich aus der Division vom Stromrippel (ΔI) durch den Faktor Tastverhältnis mal Periodendauer ($\delta \cdot T$). Mit diesen Festlegungen[2] ergibt sich nach Einsetzen in Gl. 3.9 die Gl. 3.10.

$$U_1 - U_2 = L \cdot \frac{\Delta I}{\delta \cdot T} \tag{3.10}$$

Ersetzt man die Periodendauer durch die Frequenz und benutzt man den Zusammenhang $U_2 = \delta \cdot U_1$, so ergibt sich Gl. 3.11.

$$U_1 \cdot (1 - \delta) \cdot \delta = f \cdot L \cdot \Delta I \tag{3.11}$$

Der maximale Stromrippel tritt bei einem Tastverhältnis von 0,5 auf. Setzt man diesen Wert in die Gl. 3.11 ein, so erhält man die Formel für die Berechnung der Induktivität, aus welcher eine Induktivität von 3,125 mH je Strang resultiert – siehe Gl. 3.12.

$$L = \frac{U_{ZK}}{4 \cdot f \cdot \Delta I} = \frac{800\,V}{4 \cdot 20\,kHz \cdot (0,6 \cdot 5,33\,A)} = 3,125\,mH \tag{3.12}$$

In Abb. 3.31 sind die Stromverläufe der drei Strangströme bei einem Tastverhältnis von 0,5 und einem Ausgangsstrom von 16 A dargestellt. Durch Addition der drei

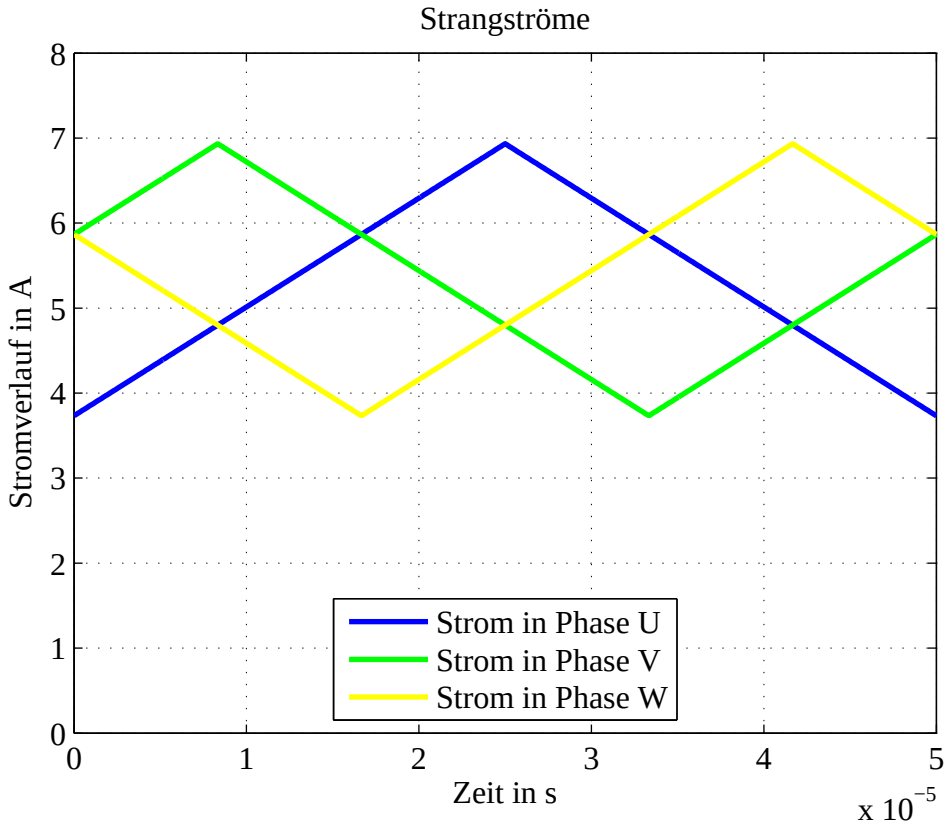


Abbildung 3.31.: Strangströme

Strangströme ergibt sich der Ausgangsstromrippel zu 6,67 %. In Abb. 3.32 sind der Ausgangsstrom bei phasenversetztem und bei gleichzeitigem Schalten der drei Brücken dargestellt. Der resultierende Stromrippel beim phasenversetzten Schalten ist deutlich geringer als beim gleichzeitigen Schalten. Aufgrund dieses Stromrippels beträgt der maximale Stromspitzenwert am Ausgang 16,53 A.

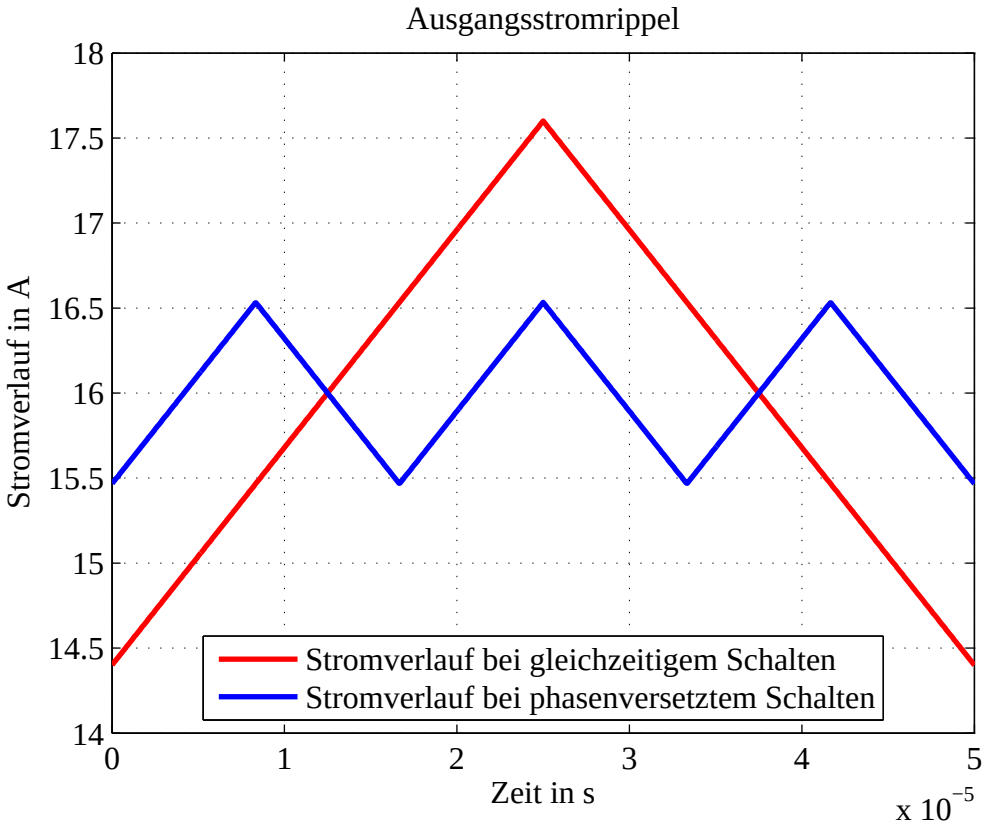


Abbildung 3.32.: Ausgangsstromrippel

Dimensionierung der Wicklung

Die Anforderungen an die drei Drosseln lassen sich wie folgt zusammenfassen: Induktivität L=3,125 mH, Spannungsfestigkeit von mindestens 800 V, Strombelastbarkeit von ca. 7 A. Da es im Fachhandel keine fertigen Spulen mit diesen Parameter-Werten gibt, wurden die Drosseln in der institutseigenen Wickelei gefertigt. Dazu mussten weitere Parameter definiert werden. Aufgrund der Schaltfrequenz von 20 kHz wurde als Magnetkern ein Ferritkern gewählt. Dieser weist als Sättigungsinduktion 0,33 T auf. Der Zusammenhang zwischen Induktivität L, maximalem Strom I_{max}, Windungsanzahl N, Sättigungsflussdichte B und Kernquerschnitt A_K ist in Gl. 3.13 angeführt[2].

$$L \cdot I_{max} = N \cdot B \cdot A_K \tag{3.13}$$

Nach Gl. 3.14 ergibt sich der nötige Faktor, Windungszahl mal Kernquerschnitt, zu 65003 mm^2.

$$N \cdot A_K = \frac{L \cdot I_{max}}{B} = \frac{3,125\,mH \cdot 6,93\,A}{0,33\,T} = 65003\,mm^2 \tag{3.14}$$

Dieser Faktor ist maßgebend für die Auswahl des Spulenkörpers bzw. des Spulenkerns. Nach mehreren iterativen Rechenschritten konnte folgende Konfiguration gewählt werden. Als Spulenkern werden zwei E65-Kerne verwendet, welche durch Modifikation des E65-Spulenkörpers zusammengefügt werden, sodass eine Spule entsteht, welche aus zwei E65-Kernen besteht. Ein E65-Kern hat einen Querschnitt von 530 mm^2, sodass sich die resultierende Windungszahl nach Gl. 3.15 zu 62 Windungen ergibt.

$$N = \frac{N \cdot A_K}{2 \cdot A_{K65}} = \frac{65003\,mm^2}{2 \cdot 530\,mm^2} = 61,32 \longrightarrow 62\,Wdg. \tag{3.15}$$

Die hohe Schaltfrequenz von 20 kHz verursacht in einem Kupfer-Leiter lediglich eine Eindringtiefe von 0,47 mm. Daher müssen mehrere Leiter parallel geführt werden, um den kompletten Strom mit einer annehmbaren Stromdichte führen zu können. Deshalb wurden acht parallele Drähte mit einem Durchmesser von 0,6 mm gewählt. Die resultierende Stromdichte S weist mit 3,07 $\frac{A}{mm^2}$ einen passablen Wert auf – siehe Gl. 3.16.

$$S = \frac{I_{max}}{A_{Cu}} = \frac{I_{max}}{8 \cdot \frac{d_{Cu}^2 \cdot \pi}{4}} = \frac{6,93\,A}{8 \cdot \frac{(0,6\,mm)^2 \cdot \pi}{4}} = 3,07\,\frac{A}{mm^2} \tag{3.16}$$

Das verfügbare Wickelfenster bei dieser Spulenkonfiguration ist 10 mm hoch und 39 mm breit. Es passen daher in eine Lage 55 Windungen. D.h. es genügen neun Lagen, um die gesamte Wicklung unterzubringen. Die neun Lagen haben eine Höhe von 6,3 mm. Der ohmsche Widerstand einer Drossel (R_L) berechnet sich mit der elektrischen Leitfähigkeit von Kupfer (γ_{Cu}) und der mittleren Windungslänge (l_m) nach Gl. 3.17 zu 0,096 Ω .

$$R_L = \frac{l_m \cdot N}{\gamma_{Cu} \cdot A_{Cu}} = \frac{0,196\,mm \cdot 62}{56\,\frac{m}{\Omega \cdot mm^2} \cdot 2,26\,mm^2} = 0,096\,\Omega \tag{3.17}$$

Daraus resultiert nach Gl. 3.18 eine ohmsche Verlustleistung (P_L) von 2,73 W je Drossel.

$$P = I^2 \cdot R_L = (5,33\,A)^2 \cdot 0,096\Omega = 2,73\,W \tag{3.18}$$

Luftspaltbestimmung

Der exakte Induktivitätswert wird mit der Länge des Luftspaltes eingestellt. Mittels des Durchflutungssatzes – siehe Gl. 3.19 – und des Zusammenhanges zwischen der magnetischen Flussdichte im Luftspalt (B_l), der magnetischen Feldstärke im Luftspalt (H_l) und der Permeabilität des leeren Raumes (μ_0) – siehe Gl. 3.20 – kann die Luftspaltlänge (l_l) mit Gl. 3.21 annähernd – unter Vernachlässigung der Streuung – zu 1,62 mm berechnet werden.

$$N \cdot I_{max} = H_l \cdot l_l \tag{3.19}$$

$$B_l = \mu_0 \cdot H_l \tag{3.20}$$

$$l_l = \frac{N \cdot I_{max}}{\frac{B_l}{\mu_0}} = \frac{62 \cdot 6,93\,A}{\frac{0,33\,T}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}\,\frac{Vs}{Am}}} = 1,62\,mm \tag{3.21}$$

Die tatsächlich gefertigte Luftspaltlänge zum Erreichen der gewünschten Induktivität wurde durch experimentelles Ermitteln auf ca. 1,5 mm eingestellt.

Messungen

Die fertigen Spulen wurden auf die geforderten Werte getestet und sie erfüllen diese mit einer relativ hohen Genauigkeit. Die Induktivität der Spule 1 (in Strang U eingebaut) beträgt 3,206 mH, die Induktivität der Spule 2 (in Strang V eingebaut) beträgt 3,219 mH und die Induktivität der Spule 3 (in Strang W eingebaut) beträgt 3,223 mH. Die Drosseln wurden auf einen maximalen Strom von 6,93 A ausgelegt, d.h. der Kern darf erst bei größeren Stromwerten in Sättigung gehen. Das Sättigungsverhalten wurde mit einer Stoßkondensator-Schaltung untersucht – siehe Abb. 3.33. Der Stoßkondensator wurde mit einer Konstantspannungsquelle auf 20 V aufgeladen, ehe er stoßartig über die Spule entladen wurde. In Serie zum Kondensator befindet sich ein Shunt-Widerstand (5 $m\Omega$), damit man den Spulenstrom am Oszilloskop abbilden kann. In Abb. 3.34 sieht man die Verläufe der Spulenspannung (gelb)

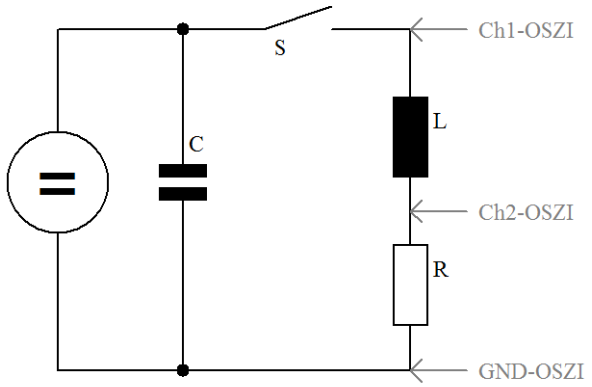


Abbildung 3.33.: Messschaltung Sättigung

und des Spulenstroms (rot) beim Stoßvorgang mit der Spule 1. Dabei sieht man wie der Strom bis zum Eintritt der Sättigung konstant ansteigt $\left(\frac{di}{dt} = \frac{U}{L}\right)$. Sobald die Sättigung eintritt steigt der Strom schlagartig an, solange bis sich der Kondensator entladen hat. Aus der Abb. 3.35 kann der Eintritt der Sättigung bei 7,8 A abgelesen werden. Die beiden anderen Spulen weisen den selben Wert auf.

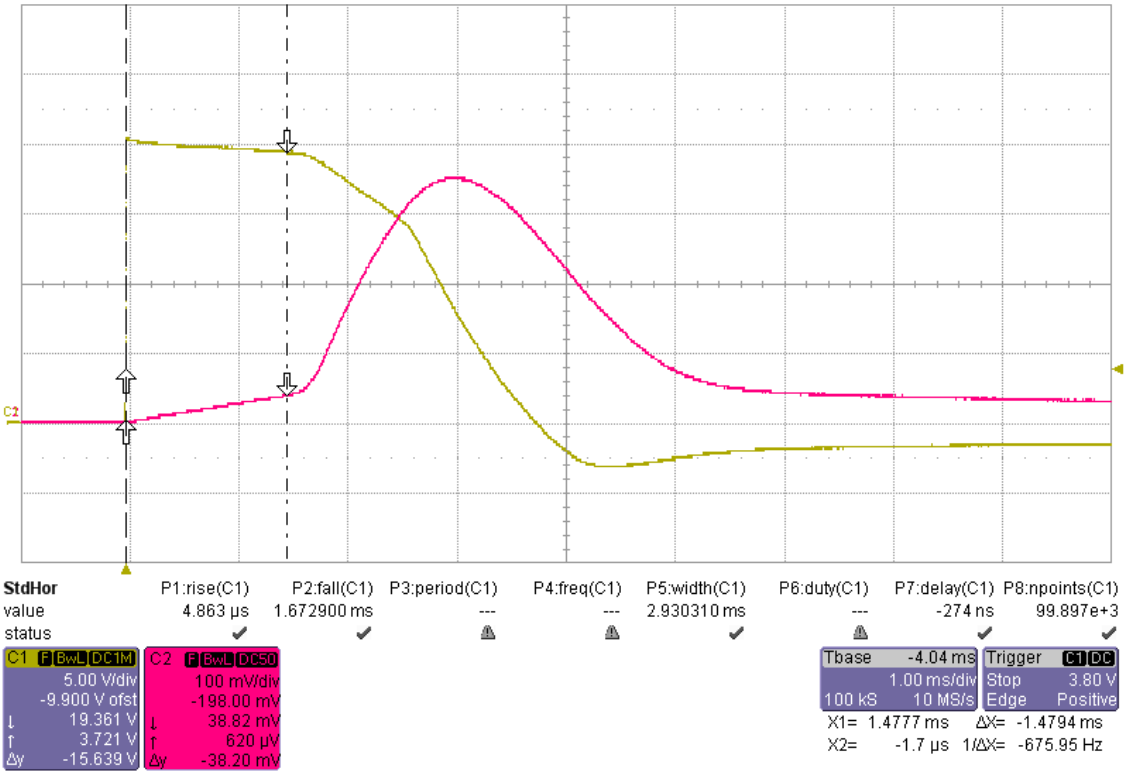


Abbildung 3.34.: Messung der Sättigung

3.5. Kühlkörper

Die Auslegung des Kühlkörpers wurde anhand der Anweisungen des IGBT-Modul-Herstellers durchgeführt[8]. Die benötigten Daten wurden aus dem IGBT-Modul-Datenblatt[4] eruiert. Als Parameter wurden eine maximale Sperrschichttemperatur T_j von 125 °C, eine Umgebungstemperatur T_a von 30 °C, eine Schaltfrequenz f_s von 20 kHz (entspricht einer Periodendauer t_2 von 50 μs) und ein Kollektorstrom I_c von 16 A angenommen. Da der Kühlkörper zu einem sehr frühen Zeitpunkt der Konstruktion des Tiefsetzstellers dimensioniert bzw. bestellt wurde, wurde der Kühlkörper so ausgelegt, dass der gesamte Ausgangsstrom und nicht der gedrittelte Ausgangsstrom durch jeden Transistor fließt. Dies hat den Vorteil, falls es Probleme beim Parallelschalten der drei Brücken des IGBT-Moduls gäbe, dass der Kühlkörper trotzdem ausreichen würde. Die Wahl des Kühlkörpers erfolgt ohnehin etwas großzügig, da die gesamte Grundfläche der Modul-Platine als Richtgröße für den Kühlkörper dient. Die folgenden Untersuchungen haben ergeben, dass sich der kleinste Wert für den Wärmewiderstand Kühlkörper–Umgebung $R_{th(f-a)}$ ergibt, wenn hauptsächlich die Freilaufdiode den Strom führt. Deshalb wird die Leitdauer des Transistors t_1 näherungsweise mit Null angenommen. Die Leitdauer der Freilaufdiode ist folge dessen näherungsweise 1. Die folgenden Untersuchungen werden

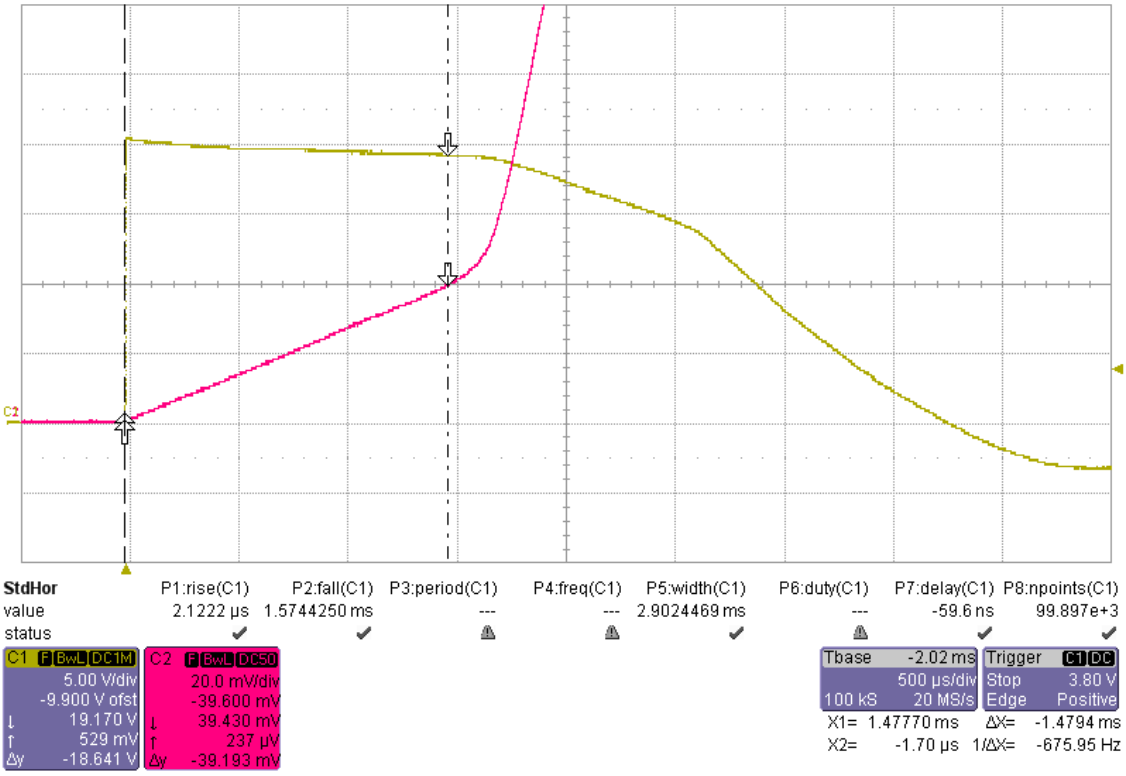


Abbildung 3.35.: Messung der Sättigung – detailliertere Darstellung

für diesen expliziten Fall dargestellt.

3.5.1. Berechnung der Verlustleistung

Die Verlustleistung des IGBT-Moduls setzt sich aus den Transistorverlusten und den Verlusten der Freilaufdiode zusammen.

Transistorverluste

Die Transistorverluste P_T setzen sich aus den Leitverlusten und aus den Schaltverlusten zusammen. Die Leitverluste werden neben der Leitdauer vom Kollektorstrom I_c und der Sättigungsspannung U_{CEsat} bestimmt. Die Schaltverluste setzen sich aus den Einschaltverlusten E_{on} und Ausschaltverlusten E_{off} pro Schaltzyklus mal der Schaltfrequenz f_s zusammen. Die Verluste pro Transistor P_T betragen nach Gl. (3.22) 12 W.

$$P_T = \frac{t_1}{t_2} \cdot U_{CEsat} \cdot I_c + f_s \cdot (E_{on} + E_{off}) =$$
$$= \frac{0}{50\,\mu s} \cdot 1,45\,V \cdot 16\,A + 20\,kHz \cdot \left(0,35\,\frac{mJ}{cycle} + 0,25\,\frac{mJ}{cycle}\right) = 12,00\,W \quad (3.22)$$

Verluste der Freilaufdiode

Die Verluste der Freilaufdiode P_D setzen sich aus den Leitverlusten und den Reverse Recovery-Verlusten zusammen. Die Leitverluste werden neben der Leitdauer vom Kollektorstrom I_c und der Flussspannung U_f bestimmt. Die Reverse Recovery-Verluste setzen sich aus den Reverse Recovery-Verlusten pro Schaltzyklus E_{rr} mal der Schaltfrequenz f_s zusammen. Die Verluste pro Freilaufdiode P_D betragen nach Gl. (3.23) 40 W.

$$P_D = \left(1 - \frac{t_1}{t_2}\right) \cdot U_f \cdot I_c + f_s \cdot E_{rr} =$$
$$= \left(1 - \frac{0}{50\,\mu s}\right) \cdot 1,15\,V \cdot 16\,A + 20\,kHz \cdot 1,1\,\frac{mJ}{cycle} = 40,40\,W \quad (3.23)$$

Gesamtverluste

Die Gesamtverluste P_G setzen sich aus der 6-fachen Summe der Transistorverluste und der Verluste der Freilaufdiode zusammen (6 Schalter je Modul). Aufgrund von Ungenauigkeiten (Ablesen aus Diagrammen, leicht veränderte Arbeitspunkte) wird zu diesen Verlusten noch eine Reserve von 20 % beaufschlagt. Damit werden auch die eventuell auftretenden Verluste des 7. IGBTs (Bremse) berücksichtigt (da der Umrichter rückspeisefähig ist, sollte die Bremse außer im Fehlerfall nie aktiv sein). Die Gesamtverluste des IGBT-Moduls betragen nach Gl. (3.24) 377 W.

$$P_G = 6 \cdot (P_T + P_D) \cdot 1,2 = 6 \cdot (12,00\,W + 40,40\,W) \cdot 1,2 = 377,28\,W \quad (3.24)$$

Im Maximallastfall und beim ungünstigsten Verhältnis der Leitdauern von Transistor und Freilaufdiode ergibt sich nach Gl. 3.25 ein Wirkungsgrad von 97,05 %.

$$\eta = \frac{P_{max} - P_G}{P_{max}} = \frac{800\,V \cdot 16\,A - 377,28\,W}{800\,V \cdot 16\,A} = 0,9705 \rightarrow 97,05\,\% \quad (3.25)$$

3.5.2. Berechnung des nötigen Wärmewiderstandes

Der Wärmeübergang von der Transistor- bzw. Diodensperrschicht zur Umgebung setzt sich aus Wärmeübergängen mit verschiedenen Wärmewiderständen zusammen – siehe Abb. 3.36. Die dargestellten Wärmewiderstände Transistor-Sperrschicht–

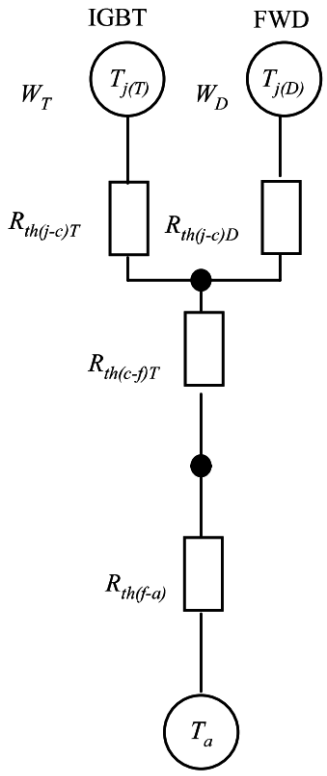


Abbildung 3.36.: Wärmeübergang IGBT-Modul [8]

Gehäuse $R_{th(j-c)T}$, Dioden-Sperrschicht–Gehäuse $R_{th(j-c)D}$ und Gehäuse–Kühlkörper $R_{th(c-f)}$ sind laut Datenblatt[8] bekannt, daher kann der nötige Wärmewiderstand Kühlkörper–Umgebung $R_{th(f-a)}$ für eine maximale Sperrschichttemperatur T_j von 125 °C bei einer Umgebungstemperatur T_a von 30 °C nach den Gln. (3.26) bis (3.28) berechnet werden.

$$R_{th(f-a)T} = \frac{(T_j - T_a) - 6 \cdot P_T \cdot 1,2 \cdot R_{th(j-c)T} - P_G \cdot R_{th(c-f)}}{P_G} =$$
$$= \frac{(125\,°C - 30\,°C) - 6 \cdot 12,00\,W \cdot 1,2 \cdot 0,35\,\frac{K}{W} - 377,28\,W \cdot 0,05\,\frac{K}{W}}{377,28\,W} =$$
$$= 1,381\,\frac{K}{W} \quad (3.26)$$

$$R_{th(f-a)D} = \frac{(T_j - T_a) - 6 \cdot P_D \cdot 1,2 \cdot R_{th(j-c)D} - P_G \cdot R_{th(c-f)}}{P_G} =$$
$$= \frac{(125\,°C - 30\,°C) - 6 \cdot 40,40\,W \cdot 1,2 \cdot 0,85\,\frac{K}{W} - 377,28\,W \cdot 0,05\,\frac{K}{W}}{377,28\,W} =$$
$$= 0,806\,\frac{K}{W} \quad (3.27)$$

$$R_{th(f-a)} = min\left(R_{th(f-a)T}, R_{th(f-a)D}\right) = 0,806\,\frac{K}{W} \quad (3.28)$$

3.5.3. Gewählter Kühlkörper

Es wurde ein Kühlkörper der Firma H S MARSTON mit einem Wärmewiderstand Kühlkörper–Umgebung $R_{th(f-a)}$ von 0,53 $\frac{K}{W}$ gewählt. Die Abmessungen des Kühlkörpers (160 mm x 200 mm x 40 mm) erlauben eine bündige Montage unterhalb der Modul-Platine (160 mm x 255 mm). Zum dauerhaften Betrieb des Tiefsetzstellers ist ein Ventilator vorzusehen, um genügend Luftströmung durch die Kühlkörperlamellen zu gewährleisten.

4. Regelung

Das Regelschema des Tiefsetzstellers ist in Abb. 4.1 dargestellt. Die Ausgangsspannung des Tiefsetzers stellt die Regelgröße dar. Der Spannungsregelung ist eine schnellere Stromregelung unterlagert[9]. Der Spannungsregler ist mit einem Proportional-Integral-Glied (PI-Glied) realisiert, der Stromregler ist mit einem Proportional-Glied (P-Glied) und einer zusätzlichen Störgrößenaufschaltung realisiert. Es wurde angestrebt die Regelung mit reinen P-Gliedern zu realisieren, dies war jedoch nicht realisierbar, da eine relativ große bleibende Regelabweichung existierte. Der große Vorteil von P-Reglern ist die enorme Regelgeschwindigkeit. Der PI-Regler hat keine bleibende Regelabweichung, jedoch ist er dadurch etwas langsamer als der P-Regler. Die realisierte Regelung regelt innerhalb von Millisekunden auf den gewünschten Sollwert, es bleibt keine Regelabweichung. Niedrige Sollwerte (bis 50 V) werden nicht exakt erreicht, da die Spannungsmessung in diesem Bereich ungenau arbeitet und daher der Istspannungswert falsch gemessen wird.

4.1. Beschreibung

Im ersten Schritt wird die Differenz von der Führungsgröße Sollausgangsspannung (U_{soll}) und der Regelgröße Istausgangsspannung (U_{ist}) dem Spannungsregler zugeführt. Der Spannungsregler liefert mit einem PI-Glied eine Stromvorgabe, welche einer Strombegrenzung zugeführt wird, damit der maximale Ausgangsstrom auf 16 A begrenzt wird. Die begrenzte Stromvorgabe wird gedrittelt, sodass der Spannungsregler als Ausgangs- bzw. Stellgröße den Sollstrangstrom ($i_{uvw,soll}$) liefert. Damit eine gleiche Stromaufteilung auf alle drei Stränge gewährleistet ist, wird für jeden Strang ein eigener Stromregler verwendet. Die einzelnen Stromregler sind im Aufbau ident. Der Stromregler führt die Differenz von der Führungsgröße Sollstrangstrom ($i_{uvw,soll}$) und der Regelgröße Iststrangstrom ($i_{u,ist}, i_{v,ist}, i_{w,ist}$) einem P-Glied zu. Dem Ausgang des P-Glieds wird als Störgröße die Istausgangsspannung (U_{ist}) zugeführt. Dies führt zu einer Erhöhung der Regelgeschwindigkeit, da der Ausgang direkt auf die Regelung wirkt. Ohne die Störgrößenaufschaltung wirkt eine Änderung der Stellgröße erst über die komplette Regelschleife auf den Stromregler zurück. Die Sollstrangspannung ($u_{u,soll}, u_{v,soll}, u_{w,soll}$) stellt den Ausgang bzw. die Stellgröße des Stromreglers dar und wird an den PWM-Block des jeweiligen Stranges weitergegeben. Der PWM-Block wandelt die Sollstrangspannung in ein Tastverhältnis um und leitet dieses an die jeweilige Transistor-Brücke weiter. Dies bestimmt über das Ausgangsfilter und die Last den Ausgangsstrom und die Istausgangsspannung (U_{ist}). Die unterlagerten Stromregler arbeiten mit einem Taktzyklus von 50 μs, der

Spannungsregler arbeitet um den Faktor sechs langsamer mit einem Taktzyklus von 300 μs. Die drei Stromregler arbeiten um 120° phasenversetzt, das bedeutet eine Zeitverzögerung von 16,67 μs zwischen den Taktzyklen der drei Stromregler.

Bei dem gescheiterten Versuch die Regelung mit reinen P-Reglern mit Störgrößenaufschaltung zu realisieren ist aufgefallen, dass die Totzeit der PWM-Signale eine signifikante bleibende Regelabweichung verursacht. Eine Kompensation der Totzeit bewirkte eine deutliche Reduktion der bleibenden Regelabweichung, jedoch blieb diese dennoch unbefriedigend hoch (ca. 10 %). Die bleibende Regelabweichung kann durch enorme Steigerung des Proportionalfaktors der Stromregler zwar beseitigt werden, jedoch arbeiten die Stromregler in einem ungünstigen Arbeitspunkt und die Regelung wird instabil. Ein weiterer Grund, welcher zur bleibenden Regelabweichung führt, ist eine Ungenauigkeit bei der Strommessung aufgrund der Totzeit. Der gemessene Stromwert soll den Strommittelwert repräsentieren, aber aufgrund der Totzeit misst man einen kleineren Stromwert als den tatsächlichen Stromwert.

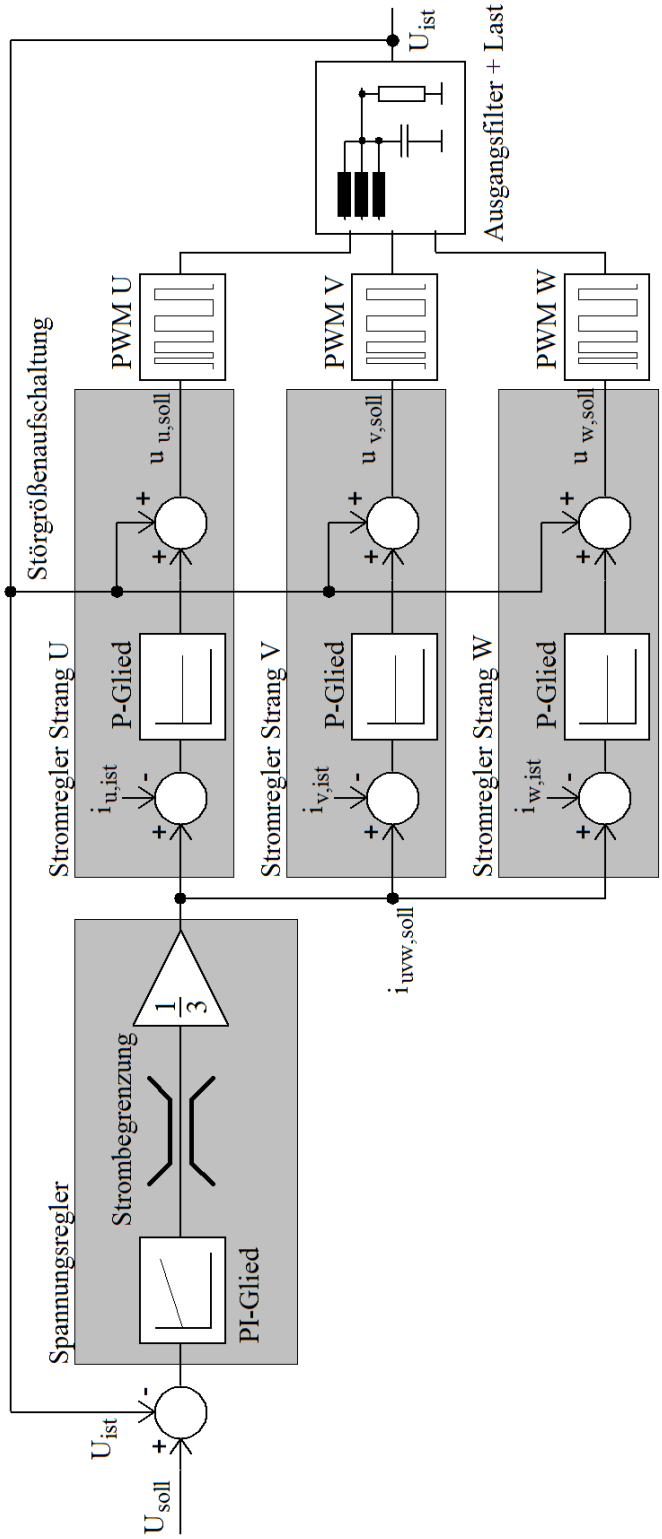


Abbildung 4.1.: Regelschema

4.2. Programmierung

Das oben beschriebene Regelschema wurde durch Programmierung des Digitalsignalprozessors implementiert. Die Programmierung erfolgte mit dem Softwaretool Code Composer Studio der Fa. Texas Instruments. Der gesamte Quellcode des Programms besteht aus 29 Quelltext-Dateien (.c-files) und 31 Header-Dateien (.h-files). Die wichtigsten Punkte im Programm sind die PWM-Ausgabe, die korrekte Strommessung und die Implementierung des Spannungsreglers und der Stromregler.

4.2.1. PWM

Das PWM-Signal wird mit Zuhilfenahme des Enhanced Pulse Width Modulator Module (ePWM-Module) des Herstellers realisiert. Die Taktfrequenz des PWM-Signals beträgt 20 kHz, dies entspricht einer Periodendauer von 50 μs. Das PWM-Signal wird durch Vergleich eines Schwellwertes (entsprechend dem Tastverhältnis) mit einem Dreieckssignal generiert. Das Dreieckssignal wird durch Hinauf- und Hinunterzählen einer Counter-Variablen generiert. Ist der momentane Wert des Dreieckssignals höher als der Schwellwert, so wird das Signal auf high gesetzt, ist der momentane Wert niedriger als der Schwellwert, so wird das Signal auf low gesetzt – siehe Abb. 4.2. Die PWM-Signale für die beiden anderen Stränge bekommt man

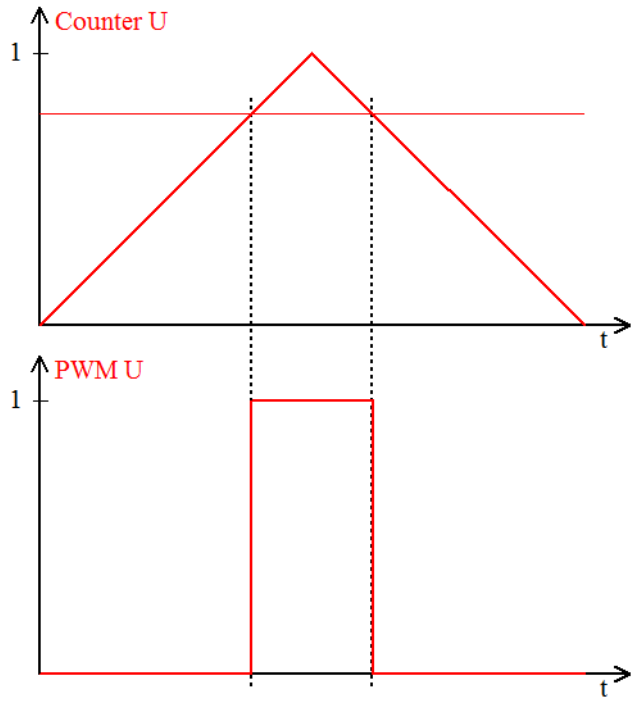


Abbildung 4.2.: Prinzip der PWM-Generierung

durch Schwellwertvergleich mit je 120° phasenversetzten Dreiecksignalen. In Abb.

4.3 sind die PWM-Signale für alle drei Stränge mit unterschiedlichen Schwellwerten (entspricht unterschiedlichen Tastverhältnissen) dargestellt. Da der Tiefsetzsteller

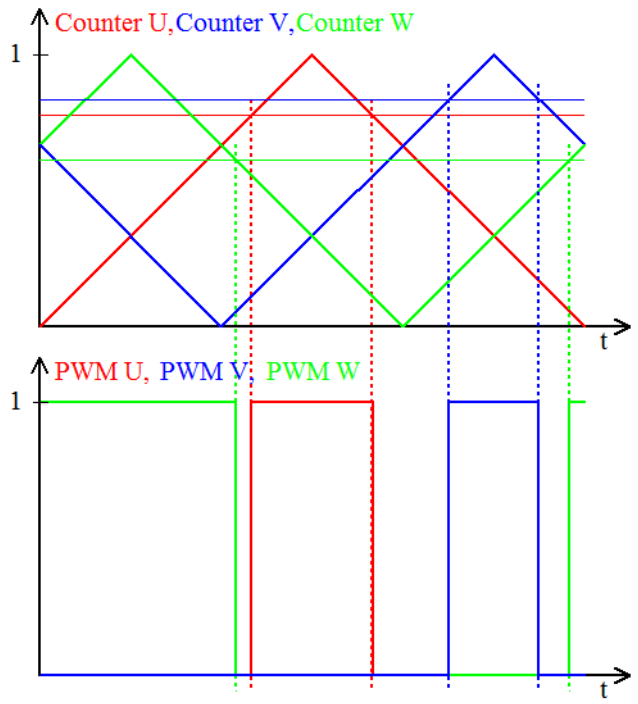


Abbildung 4.3.: PWM-Signale aller drei Stränge

sowohl einen positiven als auch einen negativen Strom führen soll, muss der untere Transistor komplementär zum oberen Transistor schalten. Da die IGBTs eine gewisse Zeit benötigen bis sie leitend bzw. sperrend werden, kann der Zustand eintreten, bei welchem sowohl der obere als auch der untere Transistor leitet. Dieser Zustand führt zum Kurzschluss des Zwischenkreises und daher zu sehr großen Strömen, welche eine Zerstörung des IGBT-Moduls bedeuten würden. Deshalb wird mit einer Totzeit zwischen den beiden Signalen verhindert, dass der untere Transistor einschaltet, obwohl der obere noch nicht vollkommen abgeschaltet hat (und umgekehrt). Die Totzeit wurde experimentell ermittelt und wurde auf 2,5 μs festgelegt. In Abb. 4.4 sind die Signale für den oberen und den unteren Transistor des Stranges U eingezeichnet.

4.2.2. Strommessung

Bei der Strommessung ist es von Bedeutung zu welchem Augenblick man den Strom misst. Der Stromregler wird einmal pro Periodendauer aufgerufen. Der Strangstrom steigt linear an, wenn der Zustand high ist, der Strangstrom sinkt linear, wenn der Zustand low ist. Da der Strommittelwert gemessen werden soll, wird der Strom in

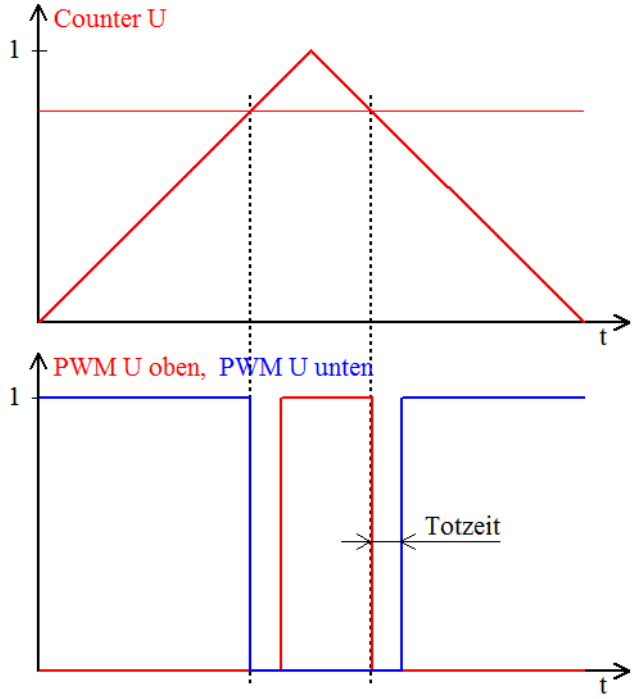


Abbildung 4.4.: PWM-Signale des oberen und unteren Transistors für Strang U

der Mitte des high-Signals gemessen. Sofern sich der Tiefsetzsteller im nichtlückenden Betrieb befindet, ist es egal ob man in der Mitte des high- oder in der Mitte des low-Signals misst. Beim lückenden Betrieb und positivem Ausgangsstrom kann man den Strommittelwert nur in der Mitte des high-Signals messen, bei negativem Ausgangsstrom (beim Rückspeisen) nur in der Mitte des low-Signals. Da der Umrichter hauptsächlich für positiven Ausgangsstrom gebraucht wird, wird der Strom in der Mitte des high-Signals gemessen. Der Zeitpunkt der Strommessung ist in Abb. 4.5 dargestellt.

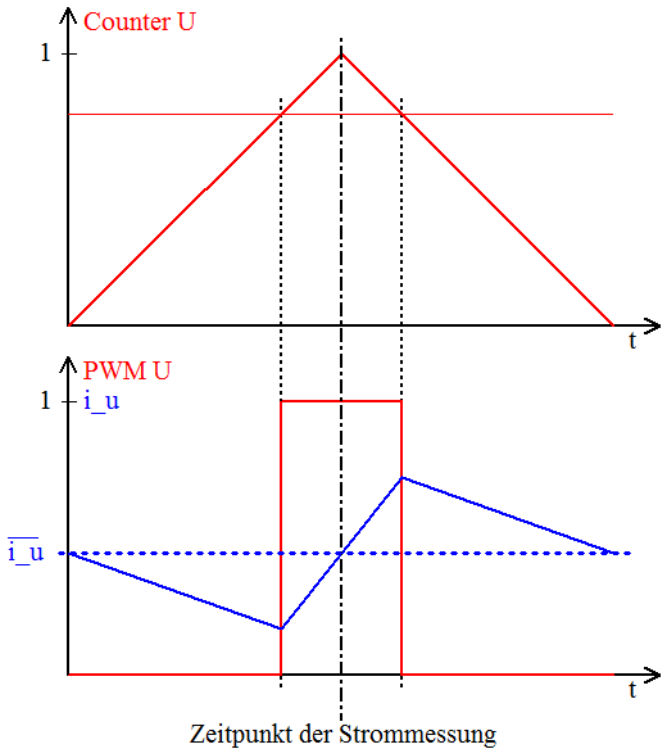


Abbildung 4.5.: Zeitpunkt der Strommessung

4.3. Simulink-Modell

4.3.1. Gesamt-Aufbau

Das komplette Regelschema wurde als Modell in Matlab-Simulink aufgebaut – siehe Abb. 4.6. Dadurch konnten die diversen Regelkonzepte und Parametereinstellungen mit dem Modell verifiziert werden und am realen Aufbau mussten die Parameter nur mehr feinjustiert werden. Das Modell besteht im Wesentlichen aus folgenden Blöcken:

- Eigentlicher Tiefsetzer (Modell des physikalischen Systems)
- Stromregler
- PI-Spannungsregler
- P-Spannungsregler
- PWM-Generierung
- Verstärkungsfehler

Im Modell kann zwischen einem PI-Spannungsregler und einem P-Spannungsregler umgeschaltet werden. Dieser Spannungsregler wirkt auf den unterlagerten Stromregler ein. Dieser wiederum beeinflusst durch das Tastverhältnis die PWM-Generierung. Das PWM-Signal wird nun an den eigentlichen Tiefsetzer weitergeleitet. Die Ausgangsgrößen des eigentlichen Tiefsetzers (Ausgangsspannung, Strangströme) werden durch das PWM-Signal und die angelegte Last (zwischen konstanter Last und Lastsprung umschaltbar) festgelegt. Das Modell wurde so konzipiert, dass wie beim realen System der Spannungsregler einen Taktzyklus von 300 μs aufweist und der Stromregler einen Taktzyklus von 50 μs aufweist. Beim Spannungsregler wird dies mit der Sample Time-Einstellung des nachgeschalteten Verstärkergliedes realisiert, beim Stromregler wird dies durch Sample And Hold-Glieder realisiert. Die Modellparameter sind in genormter Form, wie im DSP-Programm, dargestellt.

4.3.2. Eigentlicher Tiefsetzer

Mathematische Beschreibung

Das physikalische System des gesamten Tiefsetzstellers wurde als Modell abgebildet[10]. Das dreisträngige Ersatzschaltbild des Tiefsetzstellers ist in Abb. 4.7 ersichtlich. Mit Hilfe der Gln. 4.1 bis 4.4 können die Differential-Gleichungen dieses

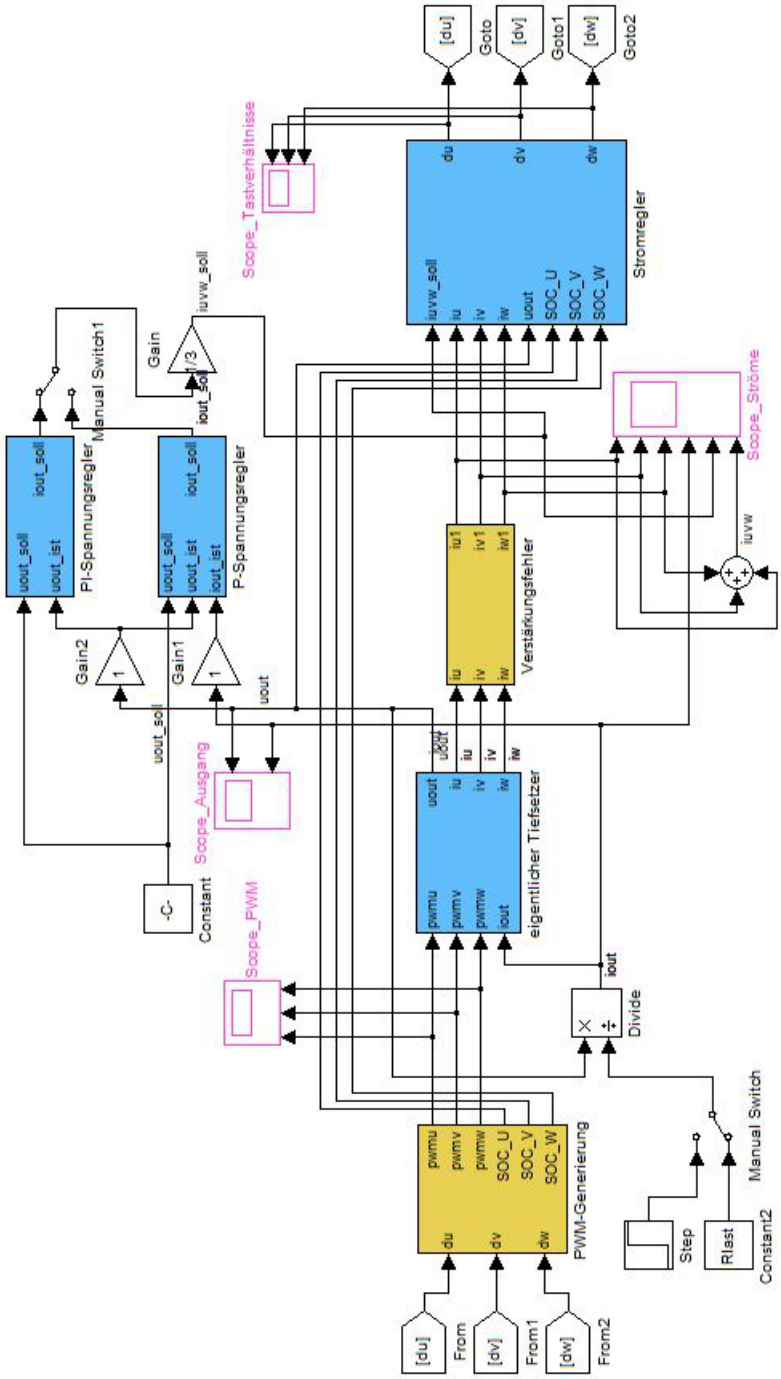


Abbildung 4.6.: Gesamtes Simulink-Modell

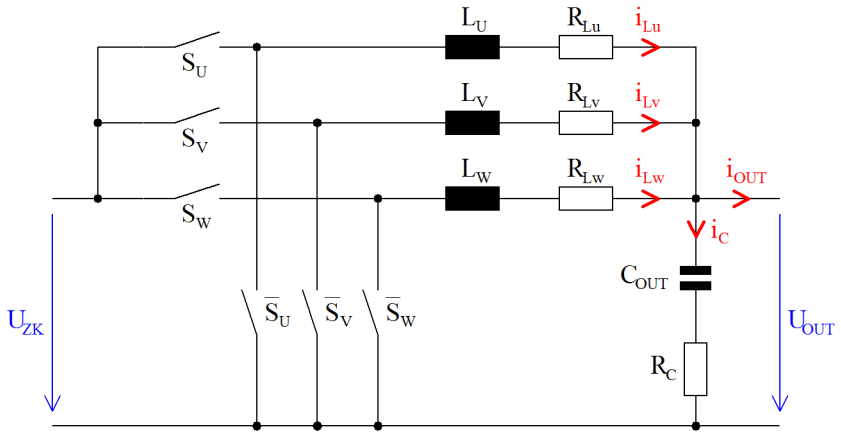


Abbildung 4.7.: Tiefsetzsteller-Ersatzschaltbild

Systems (Gln. 4.5 bis 4.9) aufgeschrieben werden.

$$U_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{4.1}$$

$$U_{L,uvw} = U_{ZK} \cdot \delta_{uvw} - i_{L,uvw} \cdot R_{L,uvw} - U_{out} \tag{4.2}$$

$$i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt} \tag{4.3}$$

$$i_C = i_{L,u} + i_{L,v} + i_{L,w} - i_{out} \tag{4.4}$$

$$\frac{di_{L,u}}{dt} = \frac{1}{L_u} \cdot (U_{ZK} \cdot \delta_u - i_{L,u} \cdot R_{L,u} - U_{out}) \tag{4.5}$$

$$\frac{di_{L,v}}{dt} = \frac{1}{L_v} \cdot (U_{ZK} \cdot \delta_v - i_{L,v} \cdot R_{L,v} - U_{out}) \tag{4.6}$$

$$\frac{di_{L,w}}{dt} = \frac{1}{L_w} \cdot (U_{ZK} \cdot \delta_w - i_{L,w} \cdot R_{L,w} - U_{out}) \tag{4.7}$$

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C_{out}} \cdot (i_{L,u} + i_{L,v} + i_{L,w} - i_{out}) \tag{4.8}$$

$$U_{out} = u_C + R_C \cdot (i_{L,u} + i_{L,v} + i_{L,w} - i_{out}) \tag{4.9}$$

Modell

Der Tiefsetzer-Block (siehe Abb. 4.8) hat als Eingangsgrößen die drei PWM-Signale (pwmu, pwmv und pwmw) und den Istausgangsstrom (iout). Als Ausgangsgrößen hat er die drei Strangströme (iu, iv und iw) und die Ausgangsspannung (uout). Der Tiefsetzer-Block setzt die Differentialgleichungen des Systems (Gln. 4.5 bis 4.9) in ein Modell um, welches aus PWM-Signalen am Eingang Strangströme am Ausgang liefert.

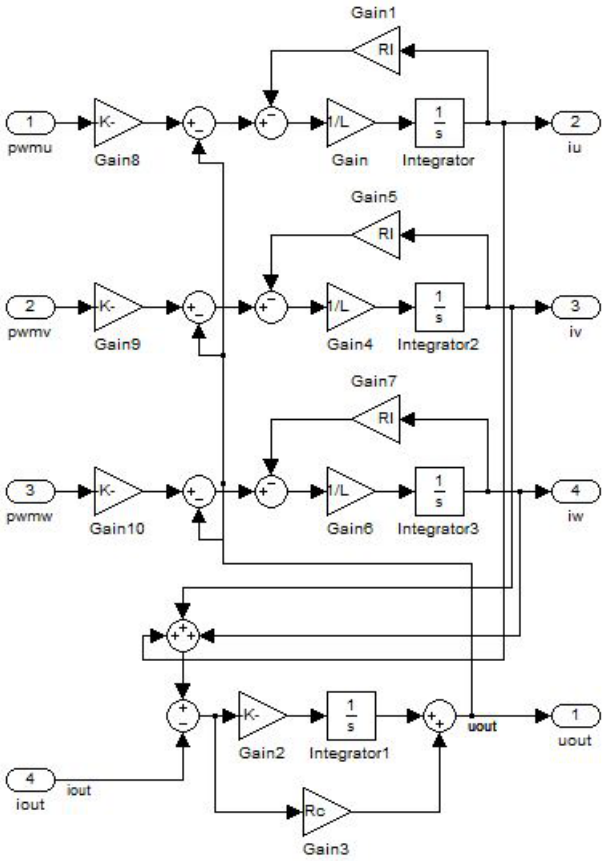


Abbildung 4.8.: Tiefsetzer-Block

4.3.3. Stromregler

Der Stromregler-Block (siehe Abb. 4.9) hat als Eingangsgrößen die drei Iststrangströme (iu, iv und iw), den Sollstrangstrom (iuvw_soll), die Ausgangsspannung (uout) sowie die drei Zeitpunkte für die korrekte Strommessung (SOC_U, SOC_V und SOC_W; SOC ... Start Of Conversion). Die Ausgangsgrößen sind die einzelnen Strang-Tastverhältnisse (du, dv und dw). Die Iststrangströme sowie die Ausgangsspannung werden zu den Messzeitpunkten abgetastet, die Abtastwerte werden weiter an die Strang-Stromregler übergeben.

Strang-Stromregler

Der Sollstrangstrom (iuvw_soll), der Iststrangstrom (iuvw_ist) und die Ausgangsspannung (uout) sind die Eingangsgrößen des Strang-Stromreglers (siehe Abb. 4.10). Die Ausgangsgröße ist das Tastverhältnis (d). Die Differenz aus Sollstrangstrom und Iststrangstrom wird mit dem P-Verstärkungsfaktor des Reglers multipliziert. Nach der gewichteten Aufschaltung der Ausgangsspannung als Störgröße wird das Signal

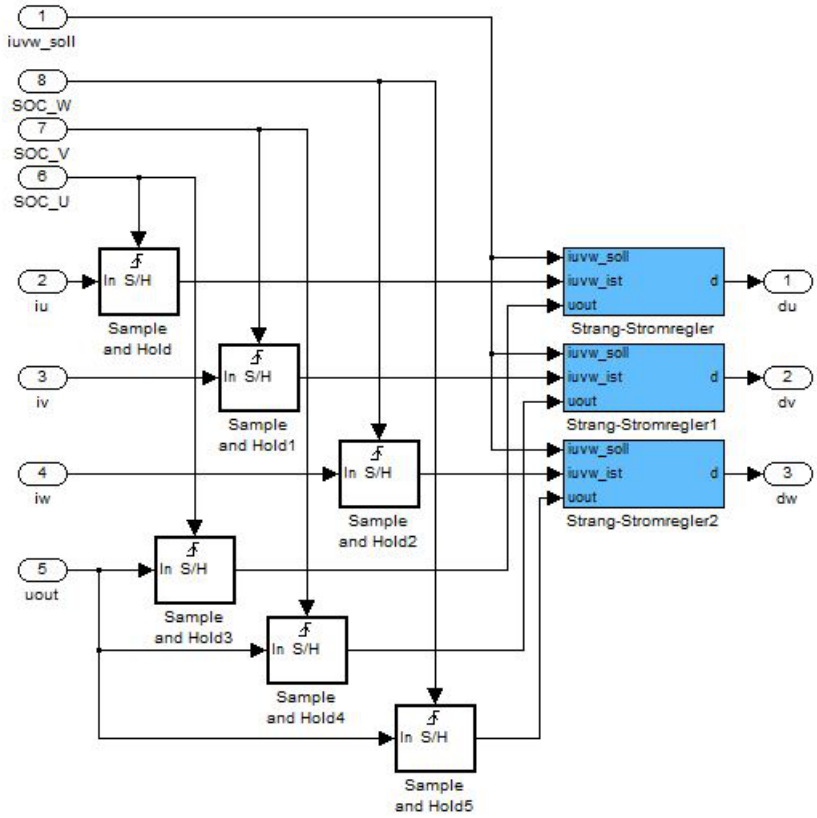


Abbildung 4.9.: Stromregler-Block

durch die Zwischenkreisspannung dividiert, um zu einem Tastverhältnis zu gelangen. Aufgrund der Totzeit bei den komplementären PWM-Signalen vom oberen und vom unteren Schalter einer Brücke muss ein der Totzeit entsprechender Term zum berechneten Tastverhältnis addiert werden, um die korrekte Ausgangsspannung zu erlangen. Bei Verwendung des PI-Spannungsreglers ist es nicht notwendig die Totzeit zu berücksichtigen. Der P-Spannungsregler funktioniert jedoch ohne Berücksichtigung der Totzeit nicht, da eine signifikante bleibende Regelabweichung auftritt. In der letzten Stufe dieses Blocks wird das Tastverhältnis auf den Wertebereich von 0 bis 1 beschränkt.

4.3.4. PI-Spannungsregler

Der PI-Spannungsregler-Block (siehe Abb. 4.11) hat als Eingangsgrößen die Sollausgangsspannung (uout_soll) und die Istausgangsspannung (uout_ist). Der Sollausgangsstrom (iout_soll) ist die einzige Ausgangsgröße. Die Differenz aus Sollausgangsspannung und Istausgangsspannung wird einem Proportional-Zweig (beinhaltet nur P-Verstärkungsfaktor) und einem Integral-Zweig (beinhaltet I-Verstärkungsfaktor und Integrator) zugeführt. Die Summe der beiden Zweige stellt den Sollausgangs-

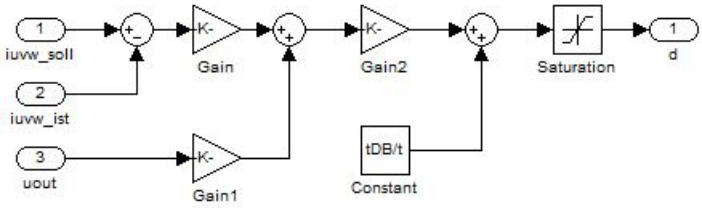


Abbildung 4.10.: Strang-Stromregler-Block

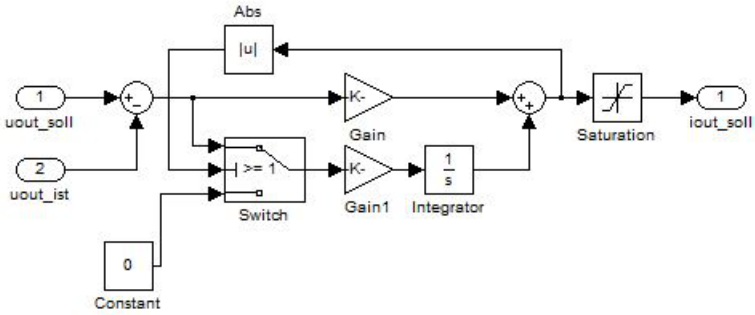


Abbildung 4.11.: PI-Spannungsregler-Block

strom dar. Dieser wird abschließend auf den Wertebereich von -16 A bis 16 A (bzw. genormt von -1 bis 1) beschränkt. Wenn der Regler in die Begrenzung gerät, soll der Integral-Anteil nicht weiter erhöht werden. Deswegen wird eine Anti-Wind-Up-Maßnahme implementiert, welche den Eingang des Integral-Zweiges bei Erreichen der Begrenzung auf 0 setzt.

4.3.5. P-Spannungsregler

Der P-Spannungsregler-Block (siehe Abb. 4.11) hat die selben Ein- und Ausgangsgrößen wie der PI-Spannungsregler-Block. Die Differenz aus Sollausgangsspannung

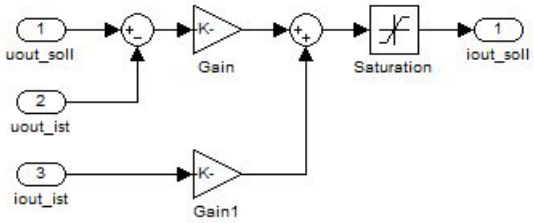


Abbildung 4.12.: P-Spannungsregler-Block

und Istausgangsspannung wird mit einem P-Verstärkungsfaktor multipliziert. Zu diesem Signal wird der gewichtete Istausgangsstrom (iout_ist) als Störgröße addiert. Die Summe wird, bevor sie an den Ausgang gelegt wird, auf den Wertebereich von -16 A bis 16 A (bzw. genormt von -1 bis 1) beschränkt.

4.3.6. PWM-Generierung

Der PWM-Generierungs-Block (siehe Abb. 4.13) hat als Eingangsgrößen die Strang-Tastverhältnisse (du, dv und dw). Als Ausgangsgrößen hat er die drei Pulsmuster für die drei Transistor-Brücken (pwmu, pwmv und pwmw) und die drei Zeitpunkte für die korrekte Strommessung (SOC_U, SOC_V und SOC_W). Die Tastverhältnisse

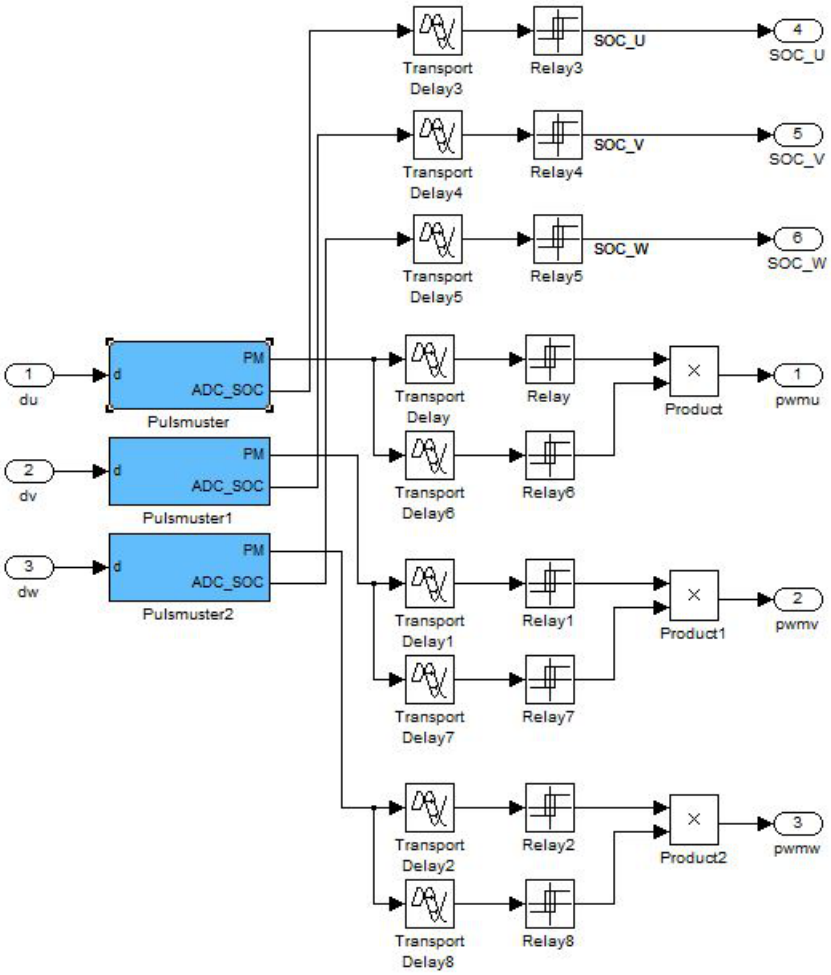


Abbildung 4.13.: PWM-Generierungs-Block

werden direkt an die Pulsmuster-Blöcke weitergeleitet, welche die Pulsmuster für die drei Stränge und die drei Zeitpunkte für die korrekten Strommessungen liefern.

Die SOC-Signale werden mit den Transport Delay-Gliedern jeweils um ein Drittel des Tastzykluses zeitversetzt, um die 120°-Phasenverschiebung zu realisieren. Das folgende Relay-Glied wird benötigt, um die etwas verzerrten Signalflanken zu entzerren, sodass an den Ausgang ideale Rechteckmuster gelegt werden. Die PWM-Signale werden ebenfalls auf diese Art phasenversetzt, jedoch wird die Totzeit berücksichtigt. Parallel zum eigentlichen Signal-Zweig wird ein zweiter Zweig geführt, welcher jedoch um die Totzeit versetzt ist. Das Produkt dieser beiden Zweige stellt das um die Totzeit verkürzte PWM-Signal dar.

Pulsmuster

Der Pulsmuster-Block (siehe Abb. 4.14) hat als Eingangsgröße das Tastverhältnis (d) und als Ausgangsgrößen das Pulsmuster-Signal (PM) und den Zeitpunkt für die korrekte Strommessung (ADC_SOC). Das Grundelement dieses Blocks stellt das

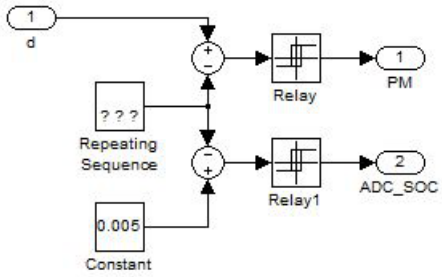


Abbildung 4.14.: Pulsmuster-Block

Repeating Sequence-Glied dar. Dieses erzeugt ein symmetrisches Dreiecksignal, welches zum Schwellwertvergleich herangezogen wird. Das Dreiecksignal wird vom Tastverhältnis subtrahiert; ist das Ergebnis positiv wird das Pulsmuster auf 1 gesetzt, andernfalls wird das Pulsmuster auf 0 gesetzt. Das Start Of Conversion-Signal wird ähnlich generiert. Es wird das Dreiecksignal von einem sehr kleinen Wert abgezogen. Dies hat zur Folge, dass am Ausgang nach der halben Periodendauer des Dreiecksignals eine sehr kurze Signalspitze ausgegeben wird. Zu den anderen Zeitpunkten ist das SOC-Signal auf 0 gesetzt.

4.3.7. Verstärkungsfehler

Der Verstärkungsfehler-Block (siehe Abb. 4.15) dient lediglich dazu, um die drei Eingangsgrößen (Iststrangströme iu, iv und iw) zu gewichten und wieder auszugeben (als iu1, iv1 und iw1). Dies wird bei diversen Versuchen dazu verwendet, um etwaige Messfehler nachzubilden.

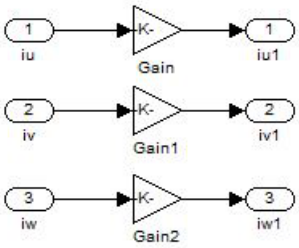


Abbildung 4.15.: Verstärkungsfehler-Block

4.3.8. Ergebnisse

Durch die Simulationen konnte das System getestet werden, bevor der Regler an das reale System angewandt wurde. Das Modell zeichnete sich vor allem für Detailbetrachtungen aus, da damit Signale in einer Auflösung von kleiner als 0,1 μs (entspricht zwei Hundertstel der Periodendauer des PWM-Signals) betrachtet werden konnten. Da das Digitalsignalprozessor-Programm eine maximale Auflösung von 16,67 μs aufweist, konnten etliche Effekte nur anhand des Modells analysiert werden. Vor allem die Erkenntnisse über die Auswirkungen der Totzeit – wie zum Beispiel die Beeinflussung des Tastverhältnisses und die Ungenauigkeit bei der Strommessung – wurden hauptsächlich aufgrund der Versuche mit dem Modell gewonnen. Der Nachteil dieser hohen Auflösung ist jedoch, dass die Analyse des Gesamtsystems nicht so komfortabel ist, da die Rechenzeit sehr groß ist. Deswegen diente das Modell nur zur groben Einstellung der Parameter und die exakten Reglerwerte wurden am realen System ermittelt.

In Abb. 4.16 ist die Totzeitkompensation bei Anwendung des P-Spannungsreglers (beim PI-Spannungsregler ist die Totzeit irrelevant) dargestellt. Es wurde bei einer Zwischenkreisspannung von 800 V und einer Last von 18 Ω ein Sollwertsprung der Ausgangsspannung von 0 auf 400 V (normiert von 0 auf 0,5) angelegt. Ohne Totzeitkompensation wird lediglich ein normierter Wert von 0,26 erreicht, dies ist nur die Hälfte des Sollwerts. Mit Totzeitkompensation (beim Strang-Stromregler wird ein der Totzeit proportionaler Term zum Tastverhältnis addiert) wird ein normierter Wert von 0,37 erreicht. Dies ist noch immer deutlich geringer als der Sollwert (0,5), jedoch ist die Verbesserung gegenüber dem Versuch ohne Totzeitkompensation enorm. Die bleibende Regelabweichung ist für einen ordnungsgemäßen Betrieb inakzeptabel, deshalb wurde schlussendlich ein PI-Spannungsregler verwendet.

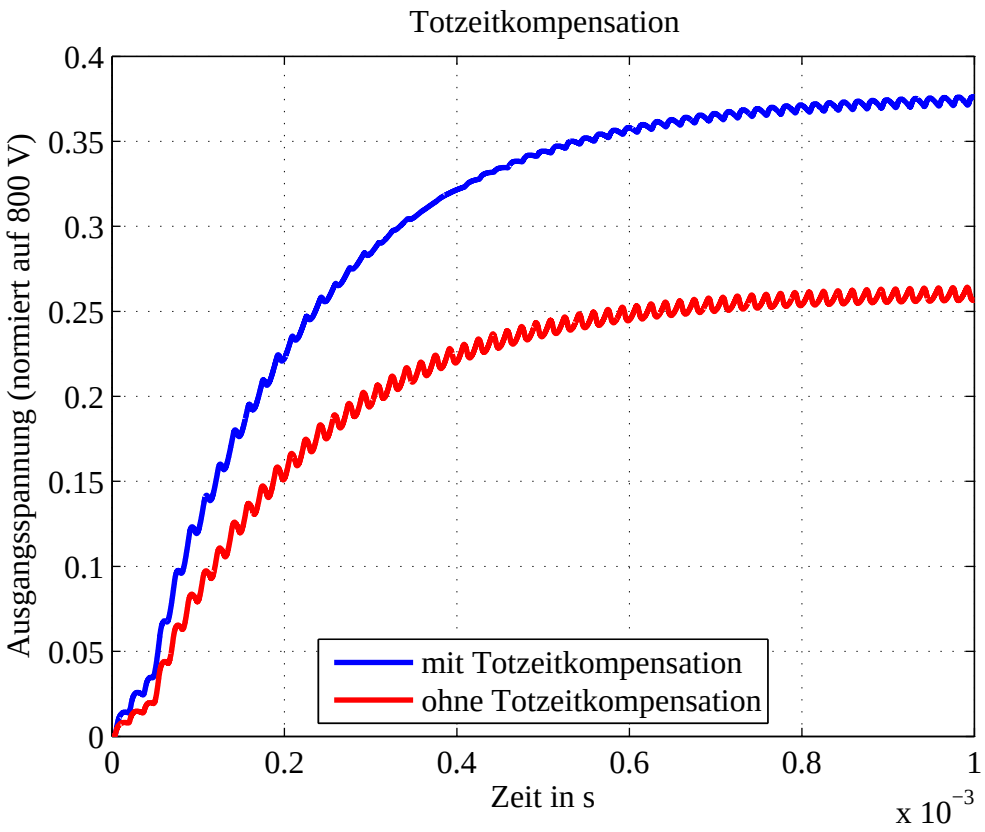


Abbildung 4.16.: Totzeitkompensation

5. Messungen

Die folgenden Messungen wurden am fertigen Tiefsetzsteller durchgeführt, um die korrekte Funktionsweise des Gerätes zu verifizieren und zu dokumentieren:

- Stromregler-Sprungantwort
- Spannungsregler-Sprungantwort
- Lastsprung
- Stromrippel
- Rückspeisefähigkeit
- Wirkungsgrad

Der Tiefsetzer wurde dabei von einem Netzteil versorgt, welches Spannungen bis 750 V liefert. Deshalb konnten die Messungen nicht bei der nominellen Zwischenkreisspannung von 800 V durchgeführt werden, sondern wurden mit einer Zwischenkreisspannung von 700 V durchgeführt. Die Messwerte wurden hauptsächlich mit dem Softauge aufgenommen. Das Softauge gibt die vom Digitalsignalprozessor-Programm gemessenen Variablen über einen Digital-Analog-Konverter an das Oszilloskop weiter. Einige Stromverläufe wurden mit einer Strommesszange gemessen und am Oszilloskop dargestellt und einige Spannungen wurden mit Tastköpfen abgegriffen. Diese beiden Sonderfälle sind in den Diagrammbeschriftungen explizit angeführt. Die Messungen (bis auf den Rückspeisefähigkeitstest und eine Lastsprung-Messung) wurden mit einer ohmschen Last (R_{La}) durchgeführt. Die gemessenen Größen sowie der Messaufbau sind in Abb. 5.1 dargestellt. In manchen der folgenden Diagramme werden zwei Variablen aus dem DSP-Programm dargestellt. Die Variable $i_{uvw,soll}$ stellt den Ausgang des Spannungsreglers und gleichzeitig den Eingang des Stromreglers dar, die Variable $U_{out,soll}$ stellt die Führungsgröße des gesamten Reglers dar.

5.1. Stromregler-Sprungantwort

Um die korrekte Funktionsweise des Tiefsetzstellers zu testen, wurde zuerst der unterlagerte Stromregler separat getestet. Bei der ersten Messung wurde ein Sollwertsprung des Ausgangsstromes von 0 auf 8 A (entspricht dem halben maximalen Strom) aufgenommen. Das Ergebnis ist in Abb. 5.2 dargestellt. Der Ausgangsstrom

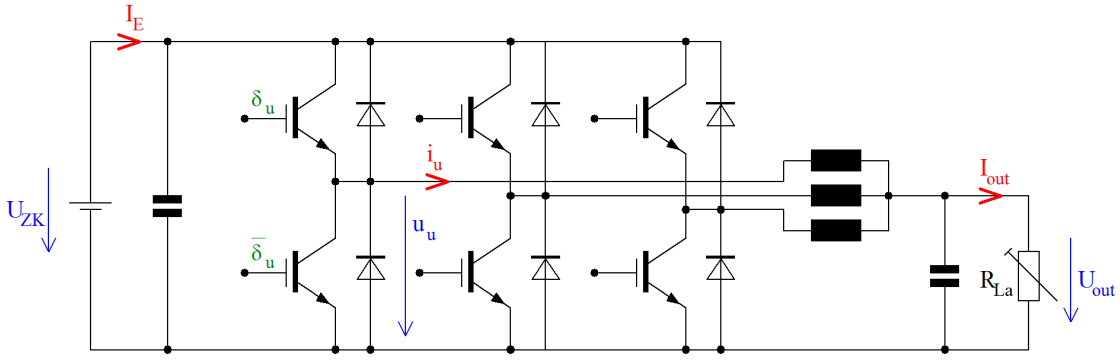


Abbildung 5.1.: Messaufbau

wird mit einer Zeitkonstante von ca. 16 ms auf den gewünschten Sollwert geregelt. Die Ausgangsspannung ist aufgrund der ohmschen Last linear zum Ausgangsstrom. Das Tastverhältnis verhält sich ebenso linear zur Ausgangsspannung.

Als weitere Messung wurde ein Sollwertsprung von 0 auf 16 A (entspricht dem maximalen Strom) durchgeführt – siehe Abb. 5.3. Der Sollwert wird wiederum mit einer Zeitkonstanten von ca. 16 ms erreicht.

5.2. Spannungsregler-Sprungantwort

Beim Spannungsregler-Test wurde ein Sollwertsprung von 0 auf 350 V (entspricht der halben Zwischenkreisspannung) angelegt. Das Ergebnis ist in Abb. 5.4 dargestellt. In diesem Oszilloskopbild wird deutlich dargestellt, dass der PI-Spannungsregler auf den gewünschten Sollwert regelt. Nach ca. 40 ms wird der Endwert erreicht. Betrachtet man den Sollstrangstrom $i_{uvw,soll}$ (Ausgang des Spannungsreglers) etwas genauer, kann man zwei Phänomene erkennen. Bei Anlegen des Sollwertsprunges ist die Regelabweichung so groß, dass die Strombegrenzung in Kraft tritt und der Sollstrangstrom auf 5,33 A begrenzt wird. Nach Erreichen einer gewissen Ausgangsspannung sinkt der Sollstrangstrom bis schließlich der Stationärwert erreicht wird. Vor dem Anlegen des Sollwertsprunges befindet sich der Sollstrangstrom in der negativen Begrenzung. Dies ist dadurch erklärbar, dass die eingelesenen Messwerte der Ausgangsspannung ein geringes Rauschen aufweisen, welches einen leicht positiven Offset hat. Deshalb glaubt der Regler, dass die Ausgangsspannung größer als die Vorgabe (0) ist und versucht dem entgegen zu regeln. Aus diesem Diagramm kann man weiters den Einfluss der Totzeit zwischen den PWM-Signalen des oberen und des unteren Transistors auf das Tastverhältnis erkennen. Bei einer Zwischenkreisspannung von 700 V und einer Sollausgangsspannung von 350 V sollte das Tastverhältnis genau 0,5 betragen. Wie im Diagramm ersichtlich, ist es jedoch ein wenig höher. Aufgrund der eingestellten Totzeit von 2,5 μs muss das an das IGBT-

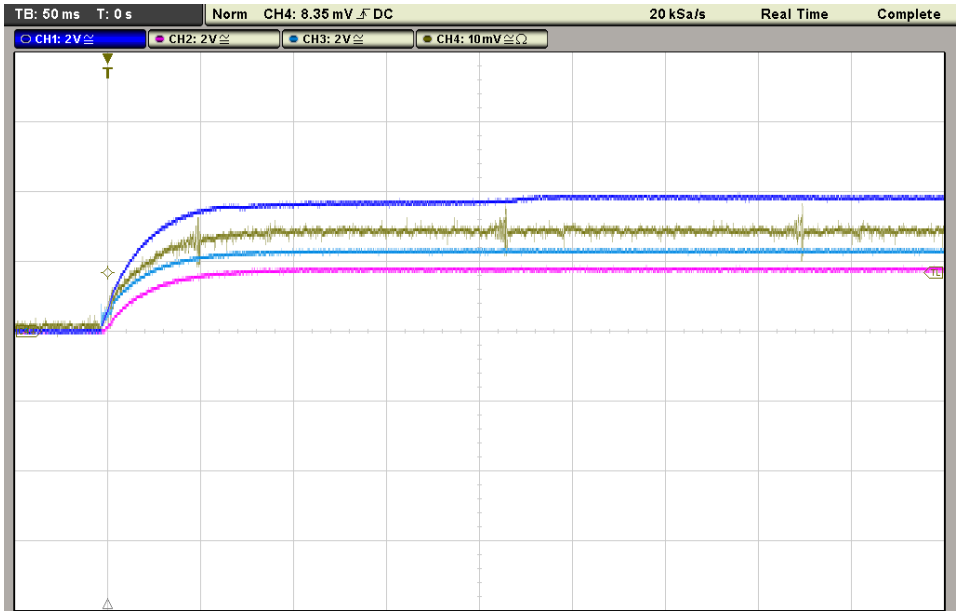


Abbildung 5.2.: Stromregler-Sprungantwort I; blaue Kurve: I_{out}, 4 $\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, 200 $\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, 0,25 $\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, 5 $\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: 50 $\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 23,8\,\Omega$

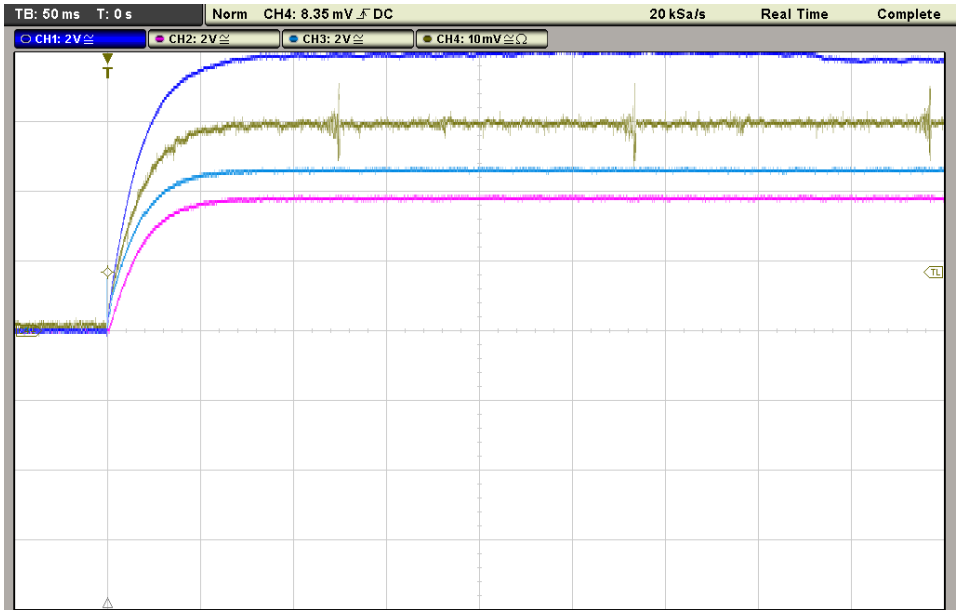


Abbildung 5.3.: Stromregler-Sprungantwort II; blaue Kurve: I_{out}, 4 $\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, 200 $\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, 0,25 $\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, 5 $\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: 50 $\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 30,3\,\Omega$

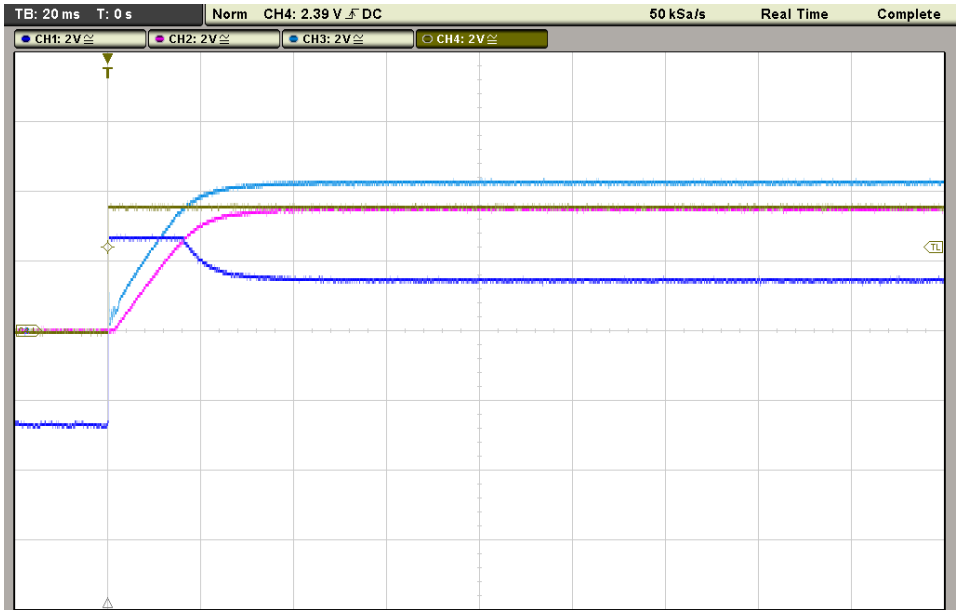


Abbildung 5.4.: Spannungsregler-Sprungantwort I; blaue Kurve: $i_{uvw,soll}$, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: $U_{out,soll}$, $200\,\frac{V}{Div.}$; Zeitskala: $20\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 39,8\,\Omega$

Modul weitergegebene Tastverhältnis um 0,05 $\left(= \frac{d_{tot}}{T} = \frac{2{,}5\,\mu s}{50\,\mu s}\right)$ größer sein als das theoretisch berechnete Tastverhältnis.

In einer weiteren Messung wurde ein Sollwertsprung 0 auf 650 V angelegt – siehe Abb. 5.5. Dieser Sollwert wurde vom Regler nach ca. 50 ms erreicht.

Abschließend wurde untersucht wie die Sprungantwort bei sehr niedrigen Sollwertvorgaben aussieht. Deshalb wurde ein Sollwertsprung von 0 auf 10 V bei einer Zwischenkreisspannung von 700 V angelegt. Das Ergebnis ist in Abb. 5.6 dargestellt. Bei diesem Versuch sieht man, dass der Regler zum Überschwingen neigt, jedoch trotzdem noch stabil bleibt. Bei der Sollstromvorgabe kann man beobachten, dass der Spannungsregler aufgrund der geringen Regelabweichung nur langsam seinen Ausgang ändert. Da der Tiefsetzsteller hauptsächlich für höhere Spannungen in Verwendung sein wird, wurde der Regler absichtlich so ausgelegt, dass er bei hohen Spannungen am besten arbeitet und dass er bei niedrigen Spannungen gerade noch seine Funktion erfüllt.

5.3. Lastsprung

Es wurde das Verhalten des Reglers bei einem Lastsprung untersucht. Dazu wurde bei Leerlauf (keine Last angeschlossen) sprunghaft eine ohmsche Last dazugeschaltet. Das Ergebnis ist in Abb. 5.7 dargestellt. Bei diesem Versuch sieht man, dass bei

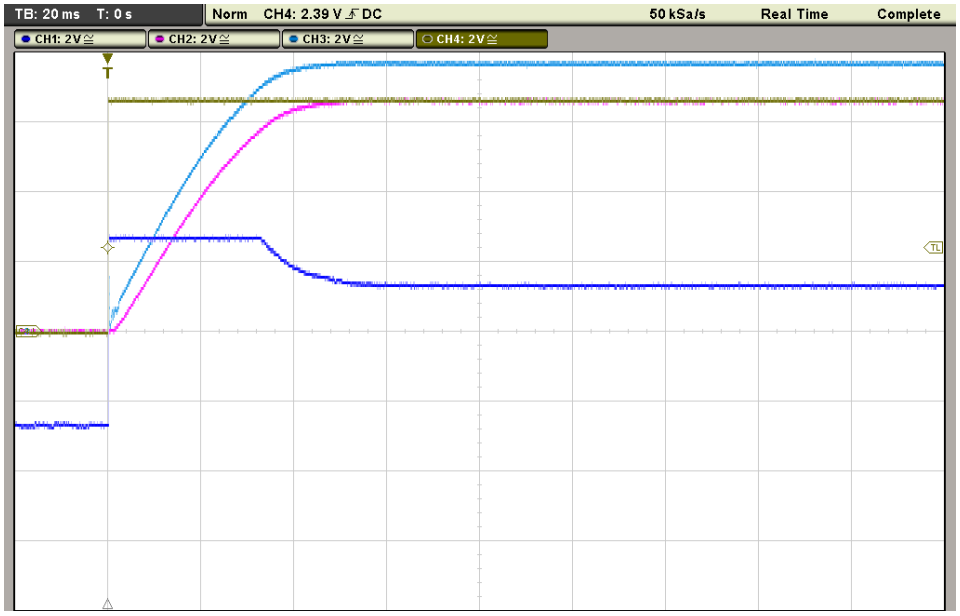


Abbildung 5.5.: Spannungsregler-Sprungantwort II; blaue Kurve: $i_{uvw,soll}$, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: $U_{out,soll}$, $200\,\frac{V}{Div.}$; Zeitskala: $20\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 85,8\,\Omega$

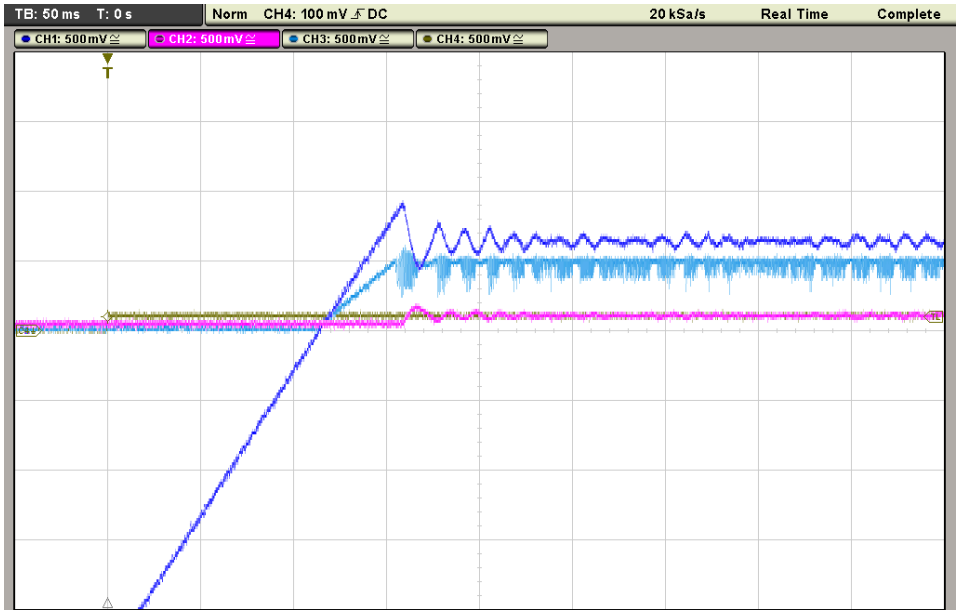


Abbildung 5.6.: Spannungsregler-Sprungantwort III; blaue Kurve: $i_{uvw,soll}$, $1\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $50\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,0625\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: $U_{out,soll}$, $50\,\frac{V}{Div.}$; Zeitskala: $50\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 3,7\,\Omega$

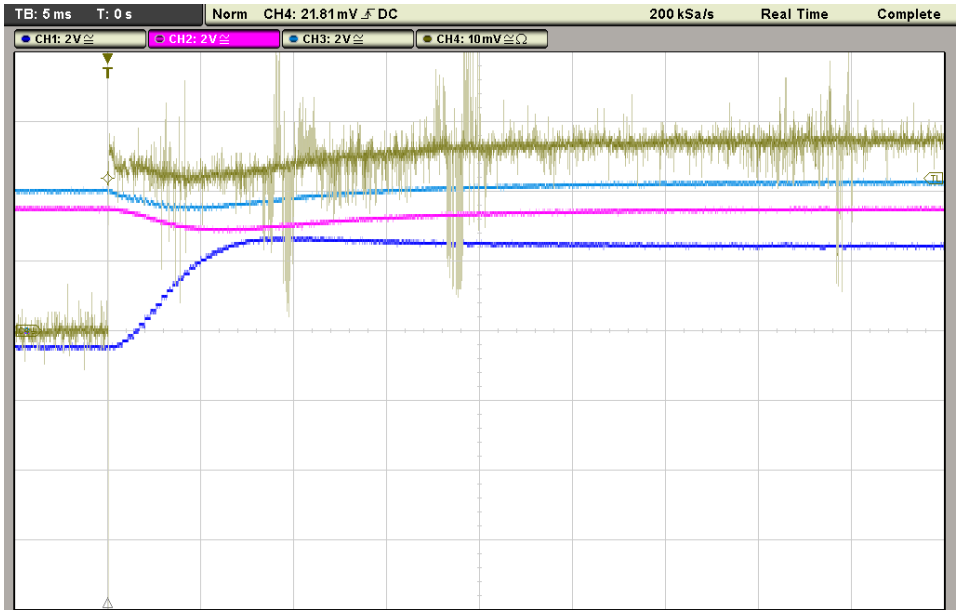


Abbildung 5.7.: Lastsprung-Sprungantwort; blaue Kurve: $i_{uvw,soll}$, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, $5\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $5\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 25,4\,\Omega$

einem enormen Lastsprung die Ausgangsspannung ein wenig einbricht. Der Regler stellt aber innerhalb von ca. 15 ms wieder die Sollausgangsspannung ein. Das Rauschen beim Ausgangsstrom wird von der verwendeten Strommesszange verursacht. Der Spannungseinbruch kommt dadurch zu Stande, weil der Spannungsregler nicht direkt sondern über die gesamte Regelschleife auf diese Laständerung reagiert. Beim Eintritt des Lastsprunges kommt es zu einer sprungartigen Änderung des Ausgangsstroms. Der Spannungsregler ist davon noch unbeeindruckt, da die Ausgangsspannung anfangs aufgrund des voll geladenen Ausgangskondensators gleich bleibt. Erst nachdem die Ausgangsspannung aufgrund der Entladung des Ausgangskondensators ein wenig kleiner wird, regelt der Spannungsregler entgegen. Jedoch ändert er seinen Ausgang nur langsam, da die Regelabweichung sehr gering ist. Nach ca. 15 ms ist der Vorgang abgeschlossen und der Sollwert der Ausgangsspannung ist wieder erreicht.

In einer weiteren Messung wurde an den Tiefsetzsteller ein Umrichter angeschlossen, welcher eine bestimmte Ausgangsstromkurve vorgibt. Der Tiefsetzer wurde dabei mit einer Zwischenkreisspannung von 390 V betrieben und er lieferte am Ausgang eine Spannung von 325 V. Die Ergebnisse dieser Messung sind in Abb.5.8 dargestellt. Dieser Versuch zeigt deutlich, dass der Tiefsetzsteller optimal auf Laständerungen reagiert und er die Ausgangsspannung unabhängig vom Laststrom konstant hält.

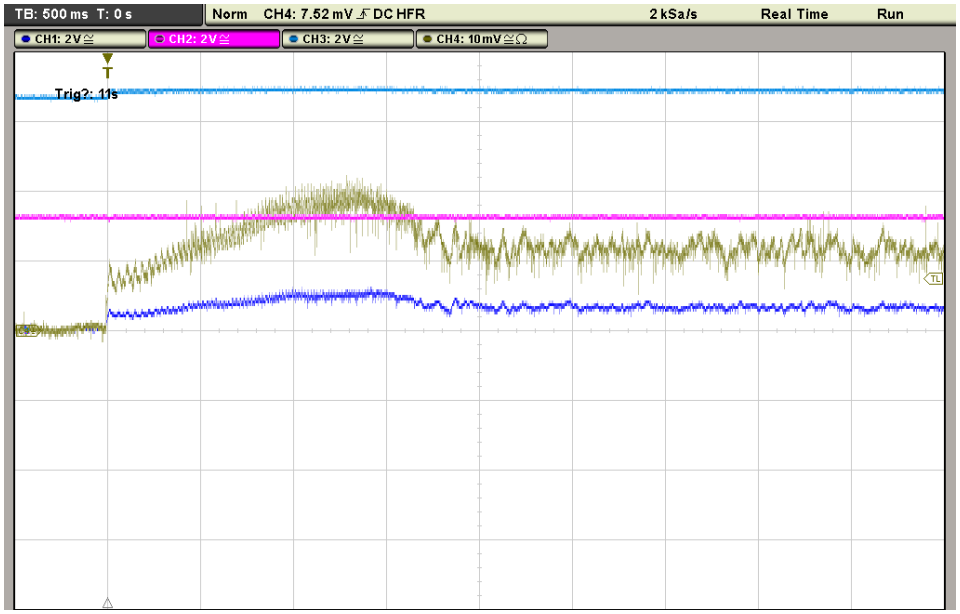


Abbildung 5.8.: Messung bei vorgegebener Lastkurve; blaue Kurve: I_{out}, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, $1\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $500\,\frac{ms}{Div.}$

5.4. Stromrippel

In Abb. 5.9 wurde der Stromverlauf des Stranges U und die Spannung an der Brückenmittelanzapfung U dargestellt. Die Spannung wechselt dabei zwischen dem negativen Zwischenkreispotential (0 V) und dem positiven Zwischenkreispotential (700 V). Bei Anliegen des positiven Zwischenkreispotentials steigt der Strangstrom linear an, bei Anliegen des negativen Zwischenkreispotentials sinkt der Strangstrom linear ab. Die hochfrequenten Signalanteile, welche dem Strangstrom überlagert sind, lassen sich mit dem phasenversetzten Schalten der einzelnen Transistoren erklären.

Der Stromrippel berechnet sich nach Gl. 5.1 zu 59 %, dies entspricht ziemlich exakt dem geforderten Wert.

$$\Delta I = \frac{i_{u,max} - i_{u,min}}{\overline{i_u}} = \frac{5,9\,A - 3,2\,A}{4,6\,A} = 0,59 \rightarrow 59\,\% \tag{5.1}$$

Die Spulen wurden auf einen Strangstromrippel von 60 % dimensioniert.

5.5. Rückspeisefähigkeit

Um die Rückspeisefähigkeit des Tiefsetzstellers zu testen, wurde an den Ausgang des Tiefsetzers ein Umrichter angeschlossen, welcher wiederum eine rotierende Last

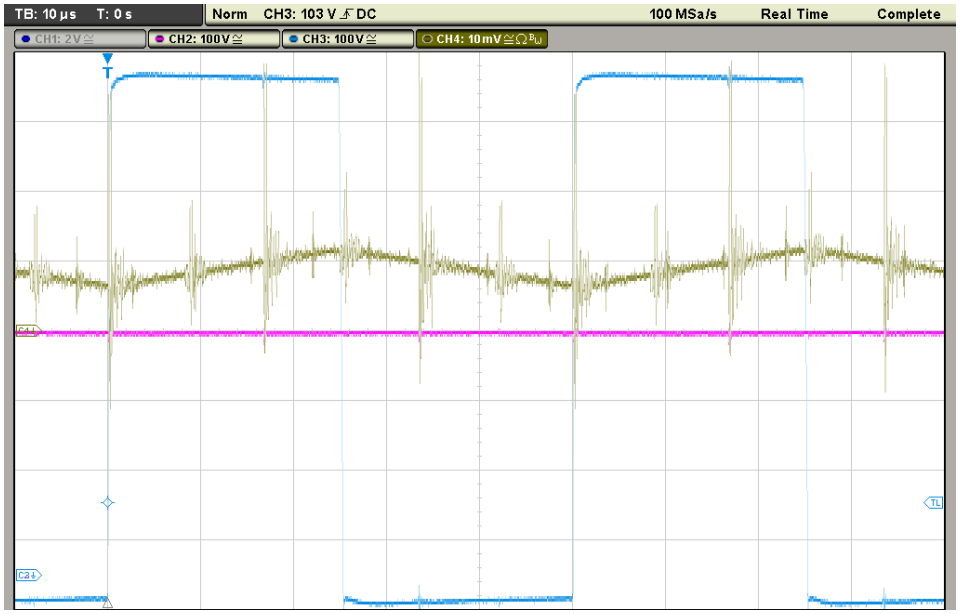


Abbildung 5.9.: Stromrippel-Messung; türkise Kurve: u_u, 100 $\frac{V}{Div.}$, Tastkopf; grüne Kurve: i_u, 5 $\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: 10 $\frac{\mu s}{Div.}$; $R_{La} = 25,4\,\Omega$

anspeist. Die Bremsenergie der rotierenden Last wurde als Rückspeisestrom für diese Messung verwendet. Der Tiefsetzsteller wurde mit einer Zwischenkreisspannung von 390 V betrieben und er lieferte am Ausgang eine Spannung von 325 V. Die Ergebnisse sind in Abb. 5.10 dargestellt. In diesem Diagramm sieht man wie der Strom sprungartig seine Richtung ändert. Die Ausgangsspannung steigt im ersten Moment etwas an, solange bis der Spannungsregler die Spannung wieder hinunter regelt.

5.6. Wirkungsgrad

Abschließend wurde der Tiefsetzsteller auf seinen Wirkungsgrad untersucht. In einem für dieses Gerät typischen Betriebspunkt (hohe Zwischenkreisspannung, Tastverhältnis von 0,5 und halber maximaler Ausgangsstrom) weist der Tiefsetzsteller nach Gl 5.2 einen Wirkungsgrad von 94,70 % auf.

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} = \frac{U_{out} \cdot I_{out}}{U_{ZK} \cdot I_E} = \frac{346,5\,V \cdot 8,8\,A}{700\,V \cdot 4,6\,A} = 0,9470 \rightarrow 94,70\,\% \tag{5.2}$$

5.7. Erkenntnisse

Die durchgeführten Messungen haben gezeigt, dass der realisierte Tiefsetzsteller alle Vorgaben einhält, welche bei der Planung, dem Entwurf und der Konstruktion des

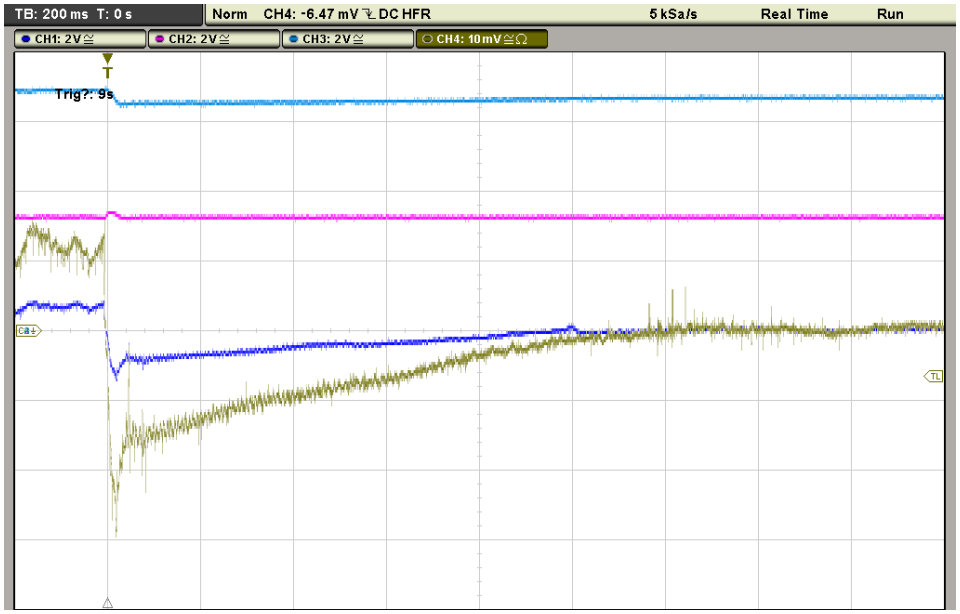


Abbildung 5.10.: Messung des Rückspeisestroms; blaue Kurve: I_{out}, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, $1\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $200\,\frac{ms}{Div.}$

Gerätes festgelegt wurden. Es hat sich herausgestellt, dass die verwendeten Messschaltungen verbesserungswürdig sind. Die Messungenauigkeit bei der Spannungsmessung beträgt doch 3 bis 4 V. Dies ist für den Betrieb des Tiefsetzstellers jedoch kein Problem, da man entsprechend dem Messfehler den Sollwert ändern kann. Beim Einsatz des Tiefsetzstellers als Teil des Labornetzteils spielt diese Regelabweichung keine Rolle, da der Sollwert des Labornetzteils über ein Potentiometer und nicht über eine Programm-Variable vorgegeben wird.

6. Zusammenfassung

Im Zuge dieser Diplomarbeit wurde ein Tiefsetzsteller für eine universelle, variable Gleichstromversorgung geplant, konstruiert und aufgebaut. Am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien soll zum Eigengebrauch ein Labornetzteil konstruiert werden, mit welchem es möglich sein soll aus dem 3x400 V-Drehstromnetz eine unipolare Gleichspannung von 10 bis 800 V bei einem bidirektionalen Ausgangsstrom von 16 A zu liefern. Dieses Gerät soll aus den zwei Teilen, Hochsetzsteller und Tiefsetzsteller, aufgebaut werden. Diese beiden Teile besitzen den selben Hardware-Aufbau und sie unterscheiden sich nur durch eine unterschiedliche Programmierung. Die vorliegende Arbeit beinhaltet die Festlegung des Konzepts für das gesamte Labornetzteil und den Aufbau und die Inbetriebnahme des Tiefsetzsteller-Teiles.

Da der Hochsetzsteller am 3-Phasennetz angeschlossen sein soll, wurde als Stromrichter eine 3-Phasenbrücke mit sechs Ventilen gewählt. Die 3-Phasenbrücke wird mit einem Intelligent Power Module (ein IGBT-Modul mit sieben Transistoren und inkludierten Gate-Treibern sowie inkludierten Sicherheitsbeschaltungen) realisiert. Aufgrund der hohen Spannungen wurden IGBTs als Schalter verwendet, da MOSFETs bei hohen Spannungen schlechte Betriebseigenschaften aufweisen. Um die Verlustleistung der IGBT-Module abzuführen, wurde ein Kühlkörper dimensioniert. Beim Tiefsetzsteller wurden die drei Stränge um 120° phasenversetzt geschaltet, um den Ausgangsstromrippel zu minimieren. Die Dimensionierung des nötigen Ausgangsfilters (Drossel/Spule-Kombination) und des Zwischenkreiskondensators erfolgte nach der zu erwartenden Strombelastung.

Zum Betrieb des Stromrichters wurde eine entsprechende Mess- und Ansteuerelektronik entworfen. Mit den Messschaltungen wurden die jeweiligen Betriebszustände des Umrichters erfasst und für die weitere Verarbeitung der Signale durch den Digitalsignalprozessor aufbereitet. Die vom Digitalsignalprozessor ausgegebenen Signale wurden mit der Ansteuerelektronik wiederum so aufbereitet, dass sie an das IGBT-Modul angelegt werden konnten. Beim gesamten Elektronikkonzept wurde auf eine Potentialtrennung zwischen Signal- und Leistungsteil geachtet, um die Sicherheit des Benutzers im Fehlerfall zu gewährleisten. Die für den Digitalsignalprozessor notwendige Elektronik wurde mit vorhandenen institutseigenen Platinen realisiert.

Die Regelung des Umrichters und die Ansteuerung des IGBT-Moduls wurde in einem Digitalsignalprozessor-Programm implementiert, wobei das IGBT-Modul mit einer Schaltfrequenz von 20 kHz betrieben wird. Die Regelung des Systems erfolgt mit einer Spannungsregelung, welcher eine Stromregelung unterlagert ist. Die Spannungsregelung wurde schlussendlich mit einem PI-Glied realisiert, die Versuche einen

reinen P-Regler zu implementieren scheiterten aufgrund einiger Effekte, wie zum Beispiel der Totzeit zwischen den PWM-Signalen des oberen und des unteren Schalters einer Brücke. Die unterlagerte Stromregelung ist aus drei einzelnen Strang-Stromreglern aufgebaut, um eine gleichmäßige Aufteilung des Ausgangsstromes auf die drei Stränge zu gewährleisten. Zur Steigerung der Regelgeschwindigkeit wird die Ausgangsspannung den Stromreglern als Störgröße aufgeschaltet. Das gesamte System wurde in einem Modell abgebildet, welches durch Simulationen zahlreiche Erkenntnisse über die Funktionsweise des Systems brachte.

Nach der Fertigstellung des gesamten Tiefsetzstellers wurden die Eigenschaften des Gerätes mit Messungen verifiziert bzw. dokumentiert. Der realisierte Aufbau entspricht allen Erwartungen und er kann bis zur Fertigstellung des zweiten Teiles des Labornetzteiles, des Hochsetzstellers, alleinstehend betrieben werden, sofern eine Gleichspannung als Eingang zur Verfügung steht.

Zur Fertigstellung des gesamten Labornetzteiles sind folgende fortsetzende Schritte in einer weiteren Diplomarbeit abzuarbeiten:

- Programmierung des 3-phasigen Hochsetzstellers
- Entwurf und Aufbau des Eingangsnetzfilters
- Dimensionierung und Aufbau des Bremswiderstandes (Ansteuerlogik bereits in dieser Diplomarbeit realisiert)
- Gehäuse inkl. Benutzerbedienoberfläche für gesamtes Labornetzteil

Abbildungsverzeichnis

1.1. Prinzipieller Aufbau 8

2.1. 3-Phasenbrücke 11
2.2. Prinzipbild eines Tiefsetzstellers 11
2.3. Tiefsetzsteller mit einer Brücke 11
2.4. realisierter Tiefsetzsteller 12
2.5. kombinierter Stromrichteraufbau 12
2.6. Bild des kompletten Tiefsetzstellers 15

3.1. gefilterte ±15 V-Spannungsversorgung 18
3.2. ±15 V-Spannungsversorgung für die LEMs 18
3.3. 5,5 V-OPV-Spannungsversorgung 19
3.4. 5 V-Digital-Spannungsversorgung 19
3.5. 5 V-Spannungsreferenz 19
3.6. Spannungsmessung: Summierverstärker 20
3.7. Spannungsmessung: Isolationsverstärker 20
3.8. Spannungsmessung: Subtraktionsverstärker 21
3.9. Spannungsmessung: isolierte Spannungsversorgung 22
3.10. -5V-Spannungsreferenz 22
3.11. Schaltungsaufbau Spannungsmessung in LTspice IV 23
3.12. Diagramm Spannungsmessungs-Simulation 23
3.13. Strommessung 24
3.14. Schaltungsaufbau Strommessung in LTspice IV 25
3.15. Diagramm Ausgangsspannung über Messeingangsstrom 26
3.16. Diagramm Ausgangsspannung bei transientem Messeingangsstrom . . 27
3.17. Überstromabschaltung 28
3.18. Überstrom-Signalentkopplung 29
3.19. Überspannungsabschaltung 29
3.20. Übertemperaturabschaltung 30
3.21. Bremsschaltung 31
3.22. Weg des PWM-Signals 32
3.23. PWM-Signalaufbereitung 32
3.24. Pulsmustergenerierung für Gate-Spannungsversorgung 33
3.25. Spannungsversorgung für Gate-Ansteuerung 34
3.26. Potentialtrennung des PWM-Signals 34
3.27. Stromrichtungen Zwischenkreis 36

3.28. Stromverlauf Zwischenkreis 36
3.29. Zwischenkreis 37
3.30. Ausgangsfilter 38
3.31. Strangströme 39
3.32. Ausgangsstromrippel 40
3.33. Messschaltung Sättigung 42
3.34. Messung der Sättigung 43
3.35. Messung der Sättigung – detailliertere Darstellung 44
3.36. Wärmeübergang IGBT-Modul [8] 46

4.1. Regelschema 50
4.2. Prinzip der PWM-Generierung 51
4.3. PWM-Signale aller drei Stränge 52
4.4. PWM-Signale des oberen und unteren Transistors für Strang U 53
4.5. Zeitpunkt der Strommessung 54
4.6. Gesamtes Simulink-Modell 56
4.7. Tiefsetzsteller-Ersatzschaltbild 57
4.8. Tiefsetzer-Block 58
4.9. Stromregler-Block 59
4.10. Strang-Stromregler-Block 60
4.11. PI-Spannungsregler-Block 60
4.12. P-Spannungsregler-Block 60
4.13. PWM-Generierungs-Block 61
4.14. Pulsmuster-Block 62
4.15. Verstärkungsfehler-Block 63
4.16. Totzeitkompensation 64

5.1. Messaufbau 66
5.2. Stromregler-Sprungantwort I; blaue Kurve: I_{out}, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, $5\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $50\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 23,8\,\Omega$ 67
5.3. Stromregler-Sprungantwort II; blaue Kurve: I_{out}, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, $5\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $50\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 30,3\,\Omega$ 67
5.4. Spannungsregler-Sprungantwort I; blaue Kurve: $i_{uvw,soll}$, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: $U_{out,soll}$, $200\,\frac{V}{Div.}$; Zeitskala: $20\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 39,8\,\Omega$ 68
5.5. Spannungsregler-Sprungantwort II; blaue Kurve: $i_{uvw,soll}$, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: $U_{out,soll}$, $200\,\frac{V}{Div.}$; Zeitskala: $20\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 85,8\,\Omega$ 69
5.6. Spannungsregler-Sprungantwort III; blaue Kurve: $i_{uvw,soll}$, $1\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $50\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,0625\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: $U_{out,soll}$, $50\,\frac{V}{Div.}$; Zeitskala: $50\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 3,7\,\Omega$ 69

5.7. Lastsprung-Sprungantwort; blaue Kurve: $i_{uvw,soll}$, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, $5\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $5\,\frac{ms}{Div.}$; $R_{La} = 25,4\,\Omega$ 70
5.8. Messung bei vorgegebener Lastkurve; blaue Kurve: I_{out}, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, $1\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $500\,\frac{ms}{Div.}$ 71
5.9. Stromrippel-Messung; türkise Kurve: u_u, $100\,\frac{V}{Div.}$, Tastkopf; grüne Kurve: i_u, $5\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $10\,\frac{\mu s}{Div.}$; $R_{La} = 25,4\,\Omega$ . . 72
5.10. Messung des Rückspeisestroms; blaue Kurve: I_{out}, $4\,\frac{A}{Div.}$; rote Kurve: U_{out}, $200\,\frac{V}{Div.}$; türkise Kurve: δ_u, $0,25\,\frac{1}{Div.}$; grüne Kurve: I_{out}, $1\,\frac{A}{Div.}$, Strommesszange; Zeitskala: $200\,\frac{ms}{Div.}$ 73

Literaturverzeichnis

[1] Johann Miniböck. *Dreiphasen-Dreischalter-Dreipunkt-Pulsgleichrichtersystem.* PhD thesis, ETH Zürich, 2008.

[2] Dr. Hans Ertl. Leistungselektronik und Stromrichtertechnik - Skriptum zur LVA 372.033. Ausgabe Wintersemester 2009/10, Skriptum zur ausschließlichen Verwendung an der TU Wien.

[3] Franz Zach. *Leistungselektronik.* SpringerWienNewYork, 2010.

[4] FUJI. *7MBP50RA120.* Fuji Electric Device Technology Co., Ltd., IGBT-IPM R series edition. 1200V / 50A 7 in one-package.

[5] Gottfried Magerl. Messtechnik. Skriptum zur LVA 354.020, TU Wien, Institut für elektrische Mess- und Schaltungstechnik, Mai 2007.

[6] Ch. Schenk U. Tietze. *Halbleiter-Schaltungstechnik.* Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1999.

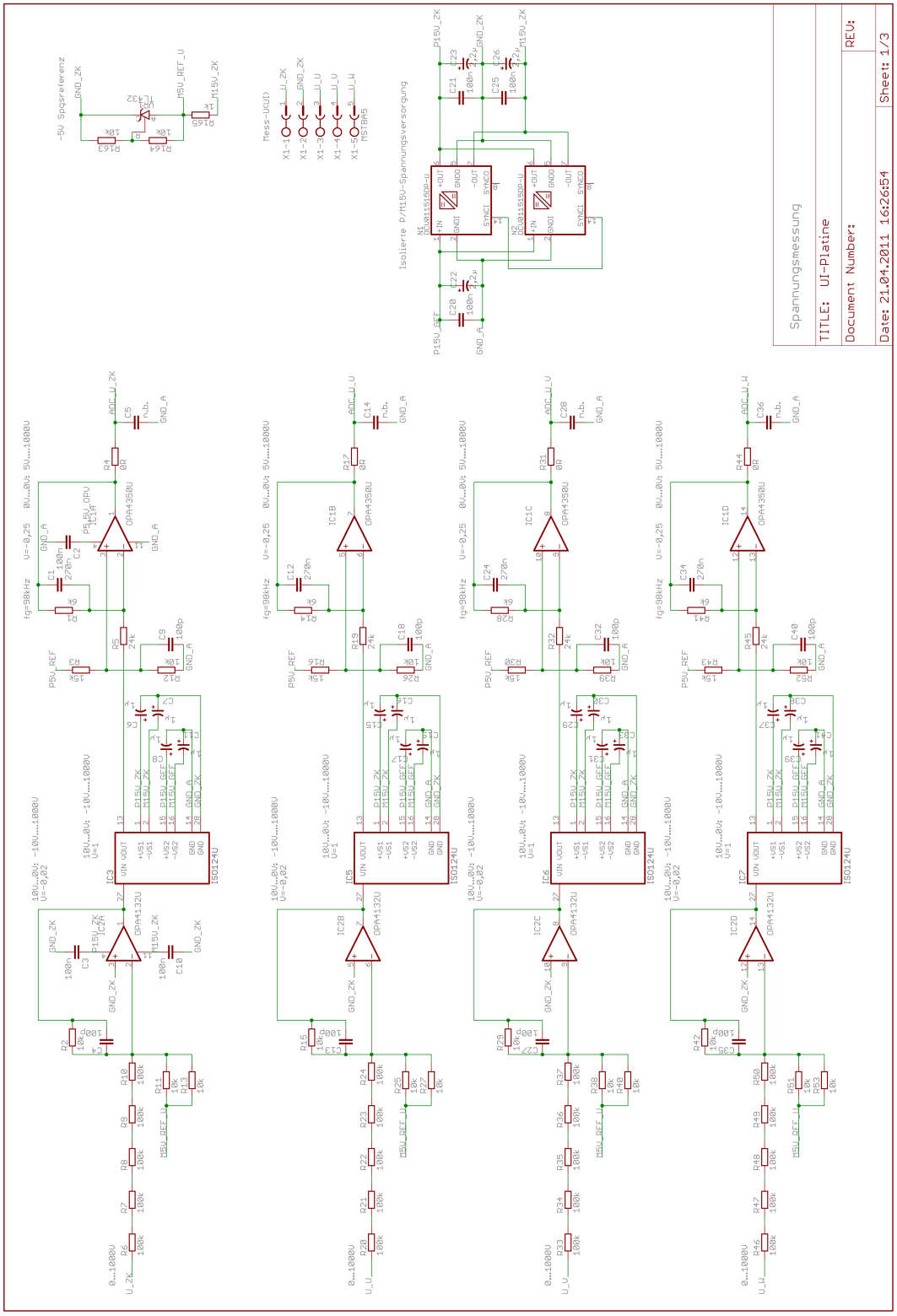
[7] Manfred Winkelnkemper. *Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe.* PhD thesis, TU Berlin, 2005.

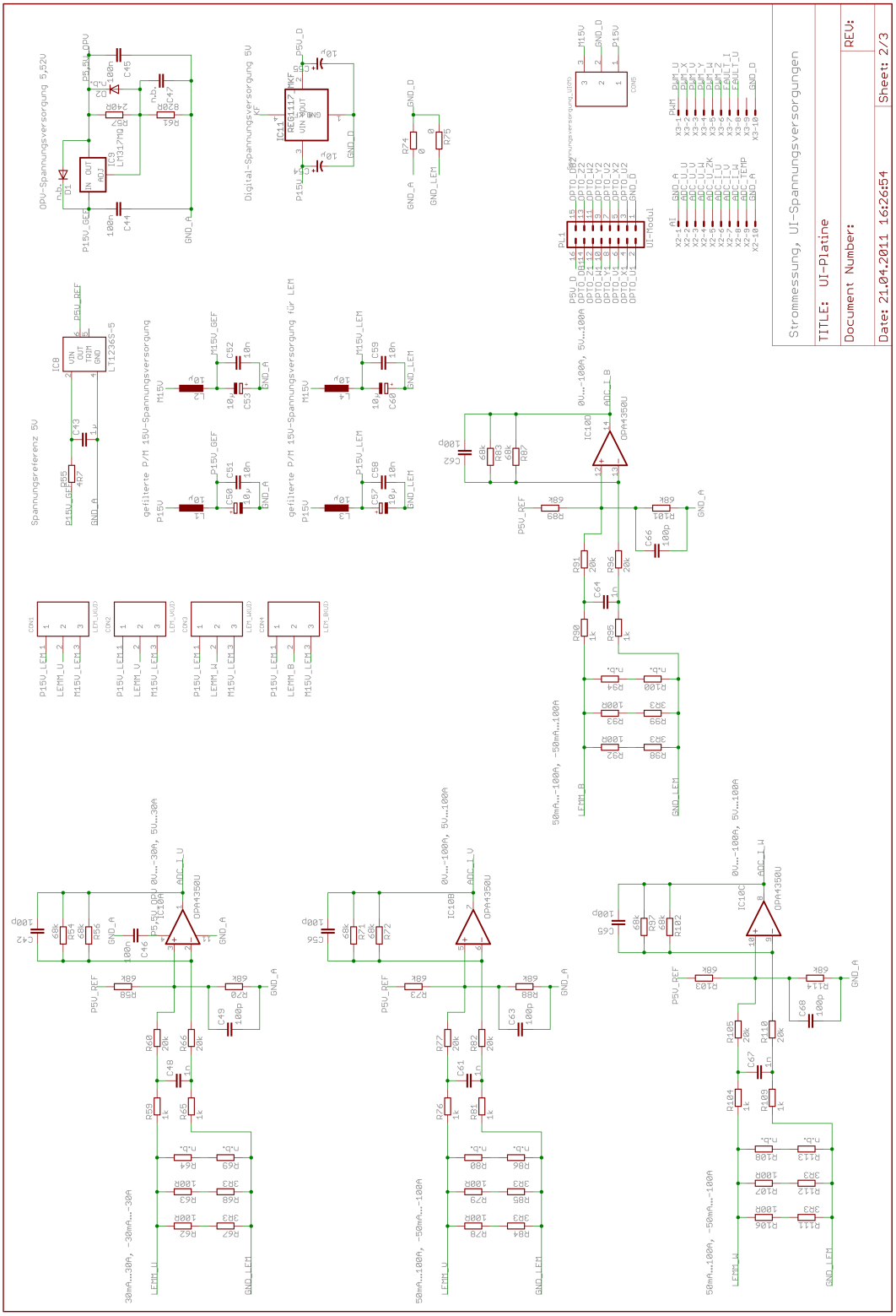
[8] FUJI. *Fuji IGBT modules application manual.* Fuji Electric Device Technology Co., Ltd., REH984 edition, February 2004.

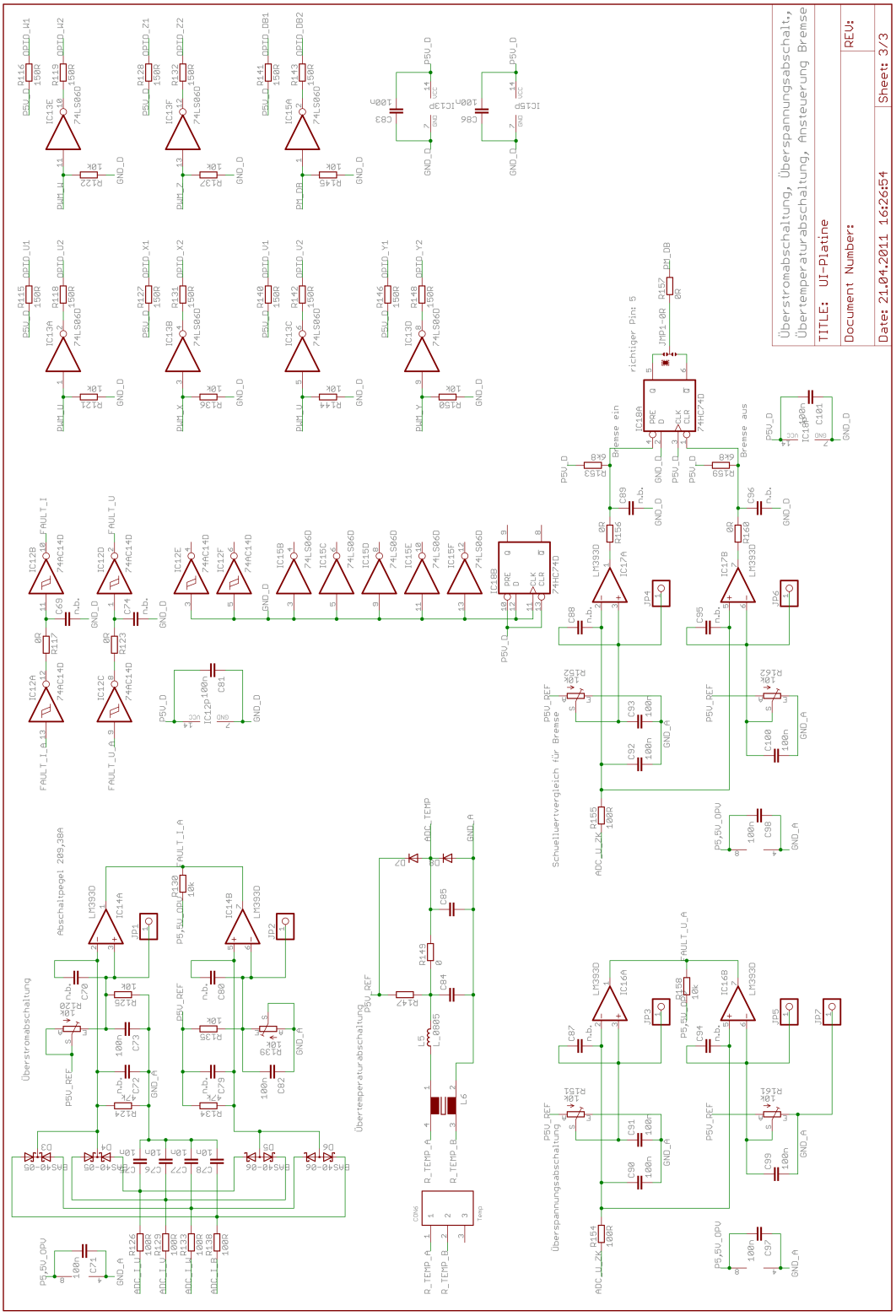
[9] Thomas Nussbaumer. *Netzrückwirkungsarmes Dreiphasen-Pulsgleichrichtersystem mit weitem Eingangsspannunsgbereich.* PhD thesis, ETH Zürich, 2004.

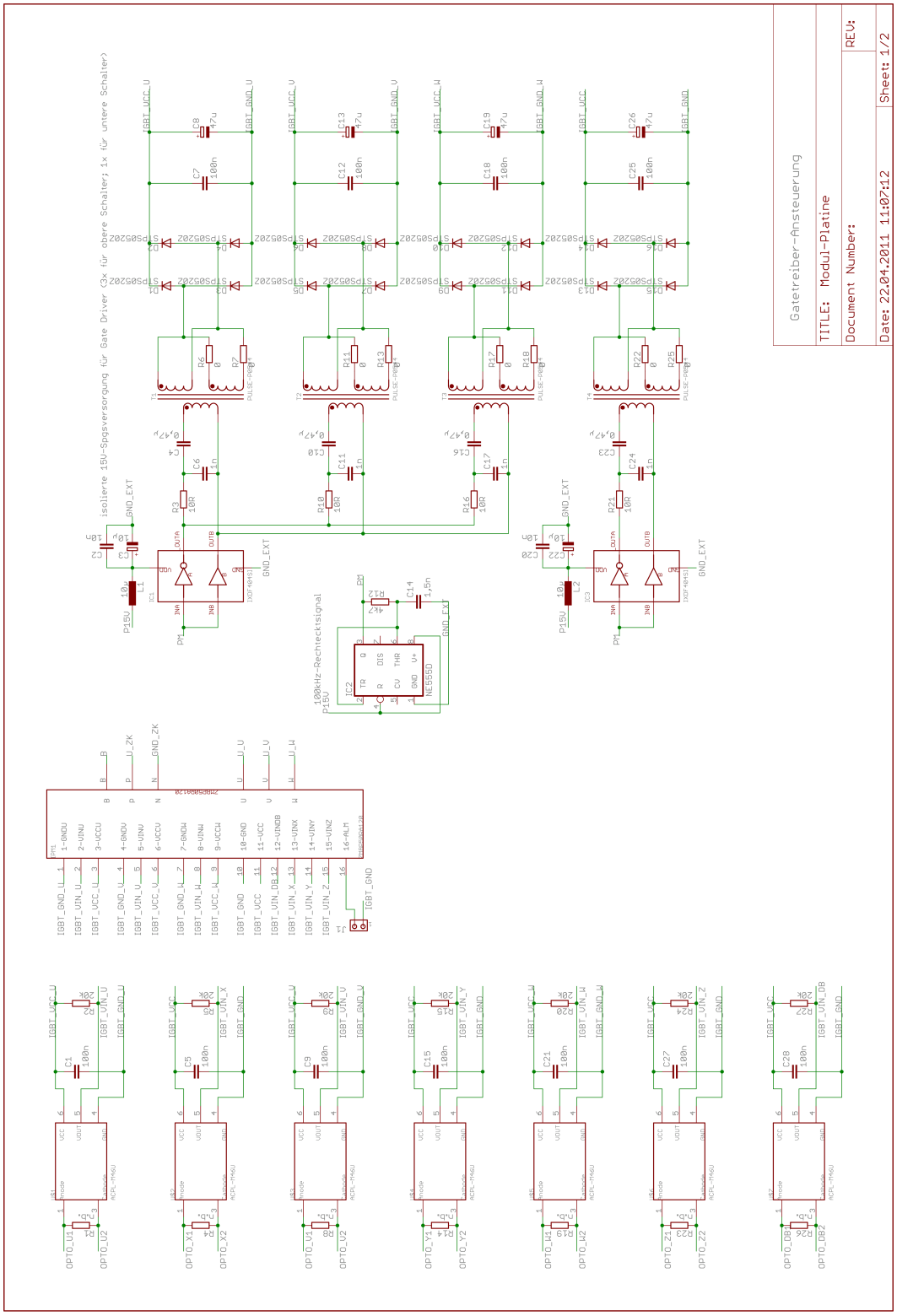
[10] Erickson and Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics.* Springer, 2nd edition, 2000.

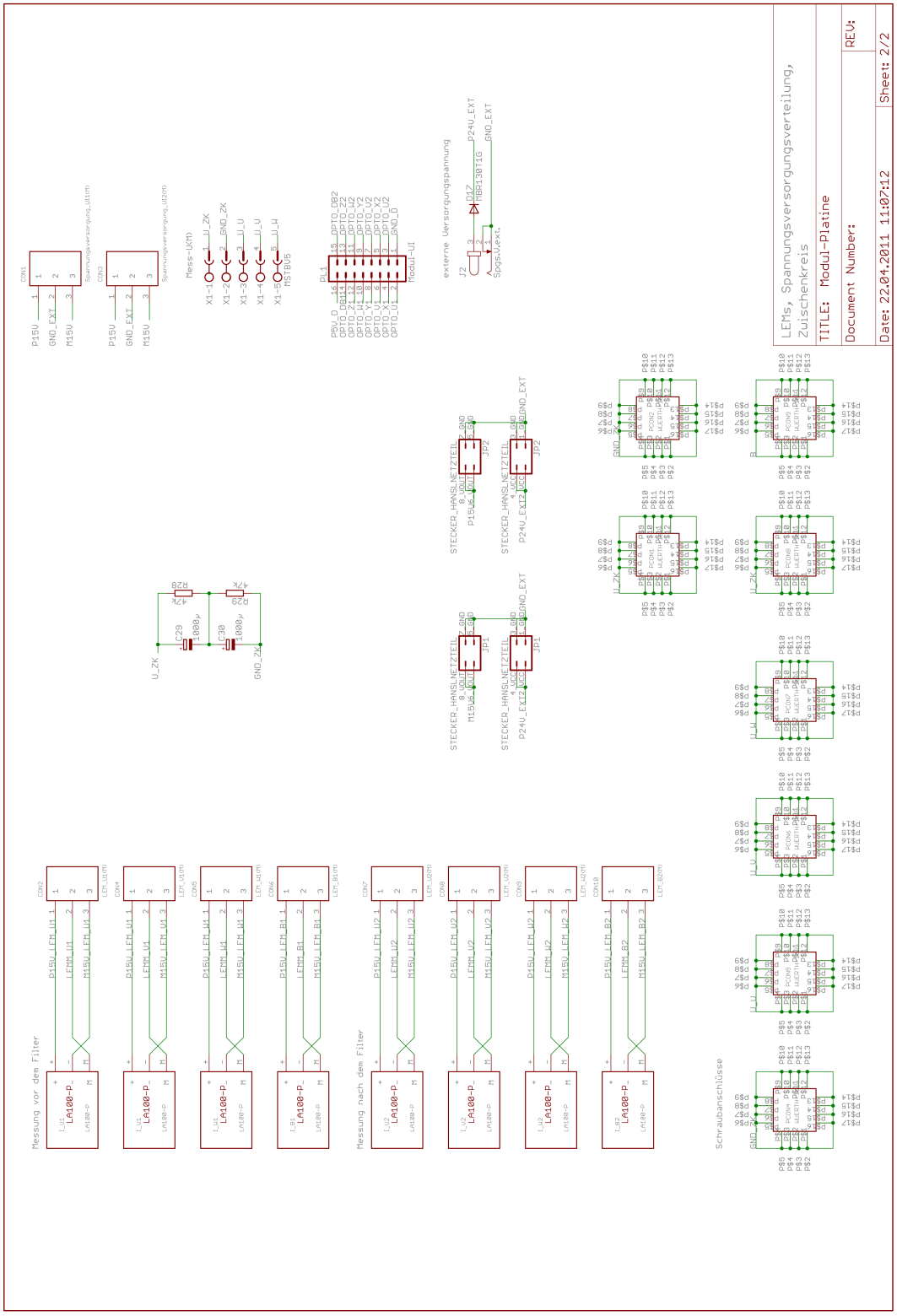
A. Schaltplan der Mess- und Ansteuerschaltungen


Spannungsmessung
TITLE: UI-Platine
Document Number:
REV:
Date: 21.04.2011 16:26:54
Sheet: 1/3
Isolierte P/M15V-Spannungsversorgung
-5V Spgsreferenz
Mess-UVUI
IC1A
IC1B
IC1C
IC1D
IC2B
IC2C
IC2D
IC3
IC5
IC6
IC7
ISO124U
OPA4132U
OPA4350U


Strommessung, UI-Spannungsversorgungen
TITLE: UI-Platine
Document Number:
REV:
Date: 21.04.2011 16:26:54
Sheet: 2/3
DPU-Spannungsversorgung 5,52V
Digital-Spannungsversorgung 5V
Spannungsreferenz 5V
gefilterte P/M 15V-Spannungsversorgung
gefilterte P/M 15V-Spannungsversorgung für LEM
UI-Modul
0V...-100A, 5V...100A
50mA...-100A, -50mA...100A
0V...-30A, 5V...30A
0V...-100A, 5V...100A
30mA...30A, -30mA...-30A
50mA...100A, -50mA...-100A
50mA...100A, -50mA...-100A


Überstromabschaltung, Überspannungsabschalt.,
Übertemperaturabschaltung, Ansteuerung Bremse
TITLE: UI-Platine
Document Number:
REV:
Date: 21.04.2011 16:26:54
Sheet: 3/3
Überstromabschaltung
Abschaltpegel 209,38A
Übertemperaturabschaltung
Überspannungsabschaltung
Schwellwertvergleich für Bremse
richtiger Pin 5
Bremse ein
Bremse aus


Gatetreiber-Ansteuerung
TITLE: Modul-Platine
Document Number:
REV:
Date: 22.04.2011 11:07:12
Sheet: 1/2
isolierte 15V-Spgsversorgung für Gate Driver (3x für obere Schalter; 1x für untere Schalter)
100kHz-Rechtecksignal


LEMs, Spannungsversorgungsverteilung, Zwischenkreis
TITLE: Modul-Platine
Document Number:
REV:
Date: 22.04.2011 11:07:12
Sheet: 2/2
Messung vor dem Filter
Messung nach dem Filter
Schraubanschlüsse
externe Versorgungspannung
Mess-U(M)
Modul-U1
STECKER_HANSLNETZTEIL
P15V
GND_EXT
M15V
P24V_EXT
U_ZK
GND_ZK