



TECHNISCHE  
UNIVERSITÄT  
WIEN  
Vienna University of Technology

DIPLOMARBEIT

# Aufbau und Inbetriebnahme eines hochdynamischen Laborantriebssystems mit Drehstrommaschinen

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

unter der Leitung von

*O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl*

*Univ.Ass. Dipl.-Ing. Dr.techn. Matthias Hofer*

eingereicht an der Technischen Universität Wien  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe

durch

***Matthias Hahn, BSc***

*Matr.-Nr.: 0726768*

Wien, am 2. Juni 2015



## **Kurzfassung**

An der Fakultät für Elektrotechnik an der Technischen Universität Wien wird die hochdynamische Regelung von Drehstrommaschinen mithilfe von Mikroprozessoren unter anderem in Form der praxisnahen Laborübungen „Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe“ und „Feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen“ unterrichtet. Diese Diplomarbeit hat den Neuaufbau des seit 1991 bestehenden, für die Lehre notwendigen Laborantriebs zum Ziel. Der in dieser Arbeit realisierte Aufbau zweier identischer Wechselrichter zum geregelten Betrieb einer permanentmagneterregten Synchronmaschine und einer Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer basiert auf einer robusten und modularen Bauweise um Betriebssicherheit und Wartungsfreundlichkeit zu gewährleisten. Hierbei wird der Nutzung modernster leistungselektronischer Bauteile am derzeitigen Stand der Technik sowie der Bauteil- und Benutzersicherheit größtmöglicher Wert beigemessen. Durch die im Zuge dieser Arbeit entworfene Zwischenkreisanbindung wird ebenfalls auch eine Strommessung mithilfe von Strommesswiderständen in den Halbbrücken des Wechselrichters ermöglicht. Sie bietet die Grundlage für die Forschung im Gebiet der sensorlosen Regelung hochdynamischer Antriebe mit Drehfeldmaschinen.



## Abstract

The aim of this diploma thesis is to rebuild the laboratory drive, at the Faculty of Electrical Engineering at the Vienna University of Technology, which is necessary for, among others, the following laboratory tutorials: „Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe“ and „Feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen“. The structure of the two identical voltage source inverters for controlled operation of a permanent magnet excited synchronous machine and an asynchronous machine with a cage rotor, which was put into practice for this paper, is based on a robust and modular construction in order to ensure operational reliability and maintainability. In addition, the use of modern power electronic components at the current state of technology and also the component and user safety are of the utmost importance. The DC link, drafted in course of this paper, also enables a current measurement by using current-sensing resistors in the half-bridges of the inverter. Therewith, it provides the basis for the research in the field of the sensorless regulation of highly dynamic drives with three-phase machines.



## Danksagung

Ich möchte mich vorweg bei Prof. Manfred Schrödl bedanken, welcher mich in diversen Vorlesungen für die Antriebstechnik begeisterte und mich schlussendlich zu genau dieser Diplomarbeit ermutigt hat. Ebenso bedanke ich mich bei Prof. Hans Ertl für die gute Beratung bei leistungselektronischen Fragestellungen. Weiter möchte ich mich bei Dr. Matthias Hofer für seine von Anfang an kontinuierliche und gewissenhafte Betreuung dieser Arbeit bedanken.

Vor allem möchte ich mich bei meiner Mutter und meinem Vater, Andrea und Franz Hahn, für die jahrelange Unterstützung und Motivation zu diesem Studium bedanken. Sie haben mir ein langes und intensives Studium ermöglicht, welches einen sehr hohen Stellenwert in meinem Leben besitzt.

Abschließend bedanke ich mich bei meiner Verlobten Nada Cosic. Sie half mir und motivierte mich in schwierigen Situationen!



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Grundtypen von Stromrichtern . . . . .	3
1.2	Einteilungskriterien . . . . .	4
1.3	Moderne Anwendungen von Stromrichterschaltungen . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Konzept</b>	<b>7</b>
2.1	Gesamttopologie des Labormessplatzes . . . . .	8
2.2	Anforderungen . . . . .	8
2.3	Arbeitsumfang der Diplomarbeit . . . . .	11
<b>3</b>	<b>Komponenten</b>	<b>13</b>
3.1	Stromrichter . . . . .	13
3.1.1	Leistungsteil . . . . .	13
	Übersicht . . . . .	14
	IGBT Modul . . . . .	19
	Treiberplatine . . . . .	20
	Brückenkurzschluss und Totzeitberechnung . . . . .	28
	ZK-Anbindung . . . . .	29
3.1.2	Steuerplatine . . . . .	37
	Versorgung . . . . .	37
	Digitaler Signalprozessor TMS320F28335 . . . . .	37
	Verbindung mit der Treiberplatine . . . . .	39
	Strommessung mit Strommesswandler . . . . .	40
	Strommessung mit Strommesswiderstand . . . . .	42
	Weitere Messungen . . . . .	43
	Sicherheitsabschaltung . . . . .	43
	Mehrkanal ADC/DAC-Baustein . . . . .	44
3.1.3	Messplatine . . . . .	48
3.1.4	Schnittstellenplatine . . . . .	49
3.1.5	Netzteil . . . . .	51
3.1.6	Baugruppenträger, Anschlüsse und Bedienelemente . . . . .	52
3.2	Drehstrommaschinen . . . . .	53
3.2.1	Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer . . . . .	53
3.2.2	Permanentmagneterregte Synchronmaschine . . . . .	55
3.3	Drehgebersensoren und Geberschnittstelle . . . . .	56
3.4	Kühlung . . . . .	57
3.4.1	Berechnung der Verlustleistung . . . . .	58

3.4.2	Dimensionierung der Komponenten . . . . .	59
3.4.3	Pumpe . . . . .	60
3.4.4	Kühlkörper . . . . .	60
3.4.5	Wasser-Luft-Rückkühler . . . . .	61
3.5	Ladeschaltung . . . . .	62
3.6	Anzeigeeinstrumente . . . . .	63
<b>4</b>	<b>Feldorientierte Regelung der Drehfeldmaschinen</b>	<b>65</b>
4.1	Normierung und Zahlendarstellung . . . . .	65
4.2	Raumzeigerrechnung und Koordinatensysteme . . . . .	66
4.3	Symmetrische Raumzeigermodulation . . . . .	67
4.4	Regelstruktur der Asynchronmaschine . . . . .	70
4.4.1	Softwarestromregler . . . . .	70
4.4.2	Drehzahlregler . . . . .	71
4.5	Regelstruktur der permanentenerregten Synchronmaschine . . . . .	72
4.6	Einstellung der Regelparameter . . . . .	76
4.6.1	Stromregler . . . . .	76
4.6.2	Drehzahlregler nach dem Symmetrischen Optimum . . . . .	77
4.6.3	Modellierung der Ersatzzeitkonstante . . . . .	77
4.6.4	Identifikation der Anlaufzeitkonstante . . . . .	78
<b>5</b>	<b>Software</b>	<b>83</b>
5.1	Hochdynamische Routine . . . . .	83
5.1.1	Lage- und Stromistwerterfassung . . . . .	84
	Lagegeberauswertung . . . . .	84
	Stromistwerterfassung . . . . .	85
	Koordinatentransformation . . . . .	86
5.1.2	Softwarestromregler . . . . .	87
5.1.3	Testsignal für den Softwarestromregler . . . . .	89
	U/f-Steuerung der ASM . . . . .	90
5.1.4	PWM-Ausgabe . . . . .	91
5.2	Polradoffset . . . . .	92
5.3	Langsame Routine . . . . .	93
5.3.1	Drehzahlbeobachter . . . . .	93
5.3.2	Strommodell der ASM . . . . .	94
5.3.3	Drehzahlregler der ASM . . . . .	96
5.3.4	Drehzahlregler der PSM . . . . .	97
<b>6</b>	<b>Messungen und Ergebnisse</b>	<b>99</b>
6.1	Ein- und Ausschaltverhalten . . . . .	99
6.2	Temperaturmessreihen . . . . .	103
6.2.1	Belastungsprobe mit 50 A Scheitelwert . . . . .	103
6.2.2	Belastungsprobe mit 100 A Scheitelwert . . . . .	105
6.2.3	Belastungsprobe mit 140 A Scheitelwert . . . . .	105

<b>7 Zusammenfassung</b>	<b>107</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>109</b>
<b>A Anhang</b>	<b>111</b>
A.1 Zwischenkreisanbindung . . . . .	112
A.2 Baugruppenträger . . . . .	117
A.3 Treiberplatine . . . . .	122
A.4 Steuerplatine . . . . .	129
A.5 Schnittstellenplatine . . . . .	138
A.6 Stromlaufplan: Ladeschaltung . . . . .	140
A.7 Stromlaufplan: Kühlkreislauf . . . . .	141

# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1	Antriebssystem mit Stromrichter und Drehstrommaschine . .	1
Abbildung 1.2	Labormesswagen aus dem Jahr 1991 . . . . .	2
Abbildung 2.1	Beispiel der Leistungsflüsse im Antriebssystem . . . . .	7
Abbildung 2.2	Systemtopologie . . . . .	9
Abbildung 3.1	Elektrisches Strukturschaltbild des Stromrichters . . . . .	14
Abbildung 3.2	Dreiphasiger Wechselrichter (B6-Brücke) . . . . .	15
Abbildung 3.3	Überblick über den Leistungsteil . . . . .	15
Abbildung 3.4	Halbleiterbauteil Diode . . . . .	17
Abbildung 3.5	Halbleiterbauteil IGBT . . . . .	18
Abbildung 3.6	IGBT-Zelle eines Leistungs-IGBT . . . . .	19
Abbildung 3.7	IGBT-Halbbrücken mit Freilaufdioden (FS400R12A2T4) . .	20
Abbildung 3.8	Verbindungsstecker der Treiberplatine . . . . .	21
Abbildung 3.9	Eice DRIVER 1ED020I12FA von Infineon . . . . .	23
Abbildung 3.10	Temperaturmessung . . . . .	27
Abbildung 3.11	NTC-Temperaturmessung . . . . .	27
Abbildung 3.12	Messung der Zwischenkreisspannung . . . . .	28
Abbildung 3.13	Auswertung der Zwischenkreisspannungsmessung . . . . .	29
Abbildung 3.14	Dimensionierung der Zwischenkreisanbindung . . . . .	30
Abbildung 3.15	Streuinduktivität im Zwischenkreis . . . . .	31
Abbildung 3.16	Verschaltung der Zwischenkreiskondensatoren . . . . .	33
Abbildung 3.17	Schnittbild der Kondensatorbatterie . . . . .	35
Abbildung 3.18	Stromfäden in der Zwischenkreisanbindung . . . . .	36
Abbildung 3.19	Funktionsblockdiagramm des Signalprozessors . . . . .	38
Abbildung 3.20	Strommessschaltung Phase U . . . . .	41
Abbildung 3.21	Auswertung Strommesswandler LA 55-P/SPI . . . . .	41
Abbildung 3.22	Strommessschaltung mit Messwiderstand . . . . .	42
Abbildung 3.23	Auswertung Strommesswiderstand . . . . .	43
Abbildung 3.24	Überstromabschaltung . . . . .	45
Abbildung 3.25	Über- und Unterspannungsabschaltung . . . . .	46
Abbildung 3.26	Übertemperaturabschaltung . . . . .	47
Abbildung 3.27	Sicherheitsabschaltung . . . . .	48
Abbildung 3.28	Pinbelegung der Versorgungsbuchse . . . . .	51
Abbildung 3.29	Baugruppenträger des Stromrichters . . . . .	52
Abbildung 3.30	Asynchronmaschine mit Kurzschlusskäfig . . . . .	53
Abbildung 3.31	Synchronmaschine mit Permanentmagnetrotor . . . . .	55
Abbildung 3.32	Pinbelegung des 25-poligen D-Sub Steckverbinders . . . . .	57

Abbildung 3.33	PinFin-Struktur und Kühlkörper . . . . .	61
Abbildung 3.34	Strukturschaltbild Kühlkreislauf . . . . .	62
Abbildung 3.35	Anbindung an die Hausbatterie mit Ladekreis . . . . .	63
Abbildung 4.1	Statorfestes, rotorfestes und rotorflussfestes Koordinatensystem	67
Abbildung 4.2	Polygonzug erzeugbarer Spannungsraumzeiger . . . . .	68
Abbildung 4.3	Symmetrische PWM mittels Up Down Counter-Methode . . . . .	70
Abbildung 4.4	Drehmomentbildung der ASM . . . . .	72
Abbildung 4.5	Drehmomentbildung der PSM . . . . .	73
Abbildung 4.6	Regelstruktur der Asynchronmaschine . . . . .	74
Abbildung 4.7	Regelstruktur der permanentenerregten Synchronmaschine . . . . .	75
Abbildung 4.8	Prinzip der Regelschleife des hochdynamischen Stromreglers	76
Abbildung 4.9	Drehzahlregelkreis für Symmetrisches Optimum . . . . .	77
Abbildung 4.10	Regelstruktur der Ersatzzeitkonstante . . . . .	78
Abbildung 4.11	Sprungantwort der Softwarestromregelschleife der PSM . . . . .	78
Abbildung 4.12	Identifikation der Anlaufzeitkonstante der PSM . . . . .	79
Abbildung 4.13	Ermittlung der Anlaufzeitkonstante der PSM . . . . .	80
Abbildung 4.14	Ergebnis des geschlossenen Drehzahlregelkreises der PSM . . . . .	81
Abbildung 5.1	Entkoppeltes Strommodell im dq-KOS ([19, S.96]) . . . . .	94
Abbildung 6.1	IGBT mit parasitären Kapazitäten . . . . .	99
Abbildung 6.2	Einschaltverhalten bei $U_{ZK}=70V$ und a) $\hat{I}=0$ sowie b) $\hat{I}=10 A$	102
Abbildung 6.3	Einschaltverhalten bei $U_{ZK}=300V$ und a) $\hat{I}=0$ sowie b) $\hat{I}=10 A$	102
Abbildung 6.4	Ausschaltverhalten bei $U_{ZK}=300V$ und a) $\hat{I}=0$ sowie b) $\hat{I}=10 A$	102
Abbildung 6.5	Temperaturverläufe bei 50 A Spitze . . . . .	104
Abbildung 6.6	Temperaturverläufe bei 100 A Spitze . . . . .	105
Abbildung 6.7	Temperaturverläufe bei 140 A Spitze . . . . .	106
Abbildung 7.1	Leistungsteil . . . . .	107
Abbildung 7.2	Stromrichter ohne Steuer- und Schnittstellenplatine und Bedienelemente . . . . .	108

# Tabellenverzeichnis

Tabelle 3.1	Kenndaten des IGBT-Moduls [10]	20
Tabelle 3.2	Kenndaten der Treiberbausteine [11]	23
Tabelle 3.3	Kenndaten der Elektrolytkondensatoren [3]	33
Tabelle 3.4	Kenndaten der Kondensatorbatterie	34
Tabelle 3.5	Kenndaten der Symmetriewiderstände	35
Tabelle 3.6	Kenndaten der Isolationsfolie	36
Tabelle 3.7	Stromwandlertypen und Messbereiche	40
Tabelle 3.8	Kenndaten der Strommesswandler [15]	49
Tabelle 3.9	Kontaktbelegung der Relaisausgänge	50
Tabelle 3.10	Kontaktbelegung der 12 VDC Eingänge	51
Tabelle 3.11	Typenschild der Asynchronmaschine	55
Tabelle 3.12	Typenschild der Synchronmaschine	56
Tabelle 4.1	Ansteuerlogik	68

# Abkürzungsverzeichnis

<b>ADC</b>	Analog Digital Converter
<b>ASM</b>	Asynchronmaschine
<b>CPU</b>	Central Processing Unit
<b>DAC</b>	Digital Analog Converter
<b>DMA</b>	Direct Memory Access
<b>DSP</b>	Digital Signal Processor
<b>ESD</b>	Electro Static Discharge
<b>ESR</b>	Equivalent Series Resistance
<b>FET</b>	Field Effect Transistor
<b>HANSL</b>	Hochsprache für anspruchsvolle numerische Systemlösungen
<b>HE</b>	HANSL Einheit
<b>IC</b>	Integrated Circuit
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<b>J-TAG</b>	Joint Test Action Group
<b>LED</b>	Light Emitting Diode
<b>MOSFET</b>	Metal Oxide Semiconductor, Field Effect Transistor
<b>NTC</b>	Negative Temperature Coefficient
<b>OPV</b>	Operationsverstärker
<b>PSM</b>	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
<b>PWM</b>	Pulsweitenmodulation
<b>SPI</b>	Serial Peripheral Interface
<b>SSVPWM</b>	Symmetric Space Vector Pulse Width Modulation
<b>TTL</b>	Transistor-Transistor-Logik
<b>UZK</b>	Spannungszwischenkreispotential



# 1 Einleitung

Ein wesentlicher Bereich der klassischen Elektrotechnik befasst sich mit der Wandlung und Verteilung von elektrischer Energie zur Stromversorgung und dem Antrieb von Maschinen und Geräten. Mit der Erfindung der Gleichstrommaschine wurde die Antriebstechnik mithilfe elektrischer Energie immer wichtiger. Durch ihren einfachen und robusten Aufbau und die einfache Möglichkeit der Drehzahlstellung war die Gleichstrommaschine lange Zeit die ideale Maschine für unterschiedlichste Anwendungen in allen Leistungsbereichen.

Die Drehfeldmaschinen, wie zum Beispiel die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer oder die Synchronmaschine mit Permanentmagnetenerregung, nutzen den durch ein Drehstromnetz in die räumlich versetzten Wicklungen eingeprägten Strom, um ein sogenanntes Drehfeld zu erzeugen. Dadurch wird eine kontinuierliche Kraftwirkung auf den Rotor erzeugt, welche den rotierenden Teil der Maschine bis zum Erreichen eines Gleichgewichtszustandes beschleunigt. Die Drehzahl wird bei Drehfeldmaschinen, welche direkt am speisenden Netz betrieben werden, somit durch die Frequenz des Versorgungsnetzes bestimmt. Die Variation im technischen Aufbau der Maschinen, und damit einhergehende unveränderliche Maßnahmen, waren in vielen Bereichen die einzige Möglichkeit Einfluss auf die Drehzahl der Maschine zu nehmen. Erst mit der Erfindung und Weiterentwicklung von Halbleitermaterialien war es möglich Stromrichterschaltungen aufzubauen und auch Drehstromantriebe hochdynamisch zu betreiben. Es ist mit dieser Technik möglich, durch die Nutzung von elektronischen Stromventilen und Schaltelementen, Größen wie Spannung, Strom und Frequenz zu beeinflussen. Mitte des 20. Jahrhunderts war die Entwicklung der Halbleitermaterialien soweit vorangeschritten, um leistungselektronische Schaltungen wirtschaftlich nutzbar zu machen. Moderne hochleistungsfähige Systeme, hochdynamische Antriebe mit Drehstrommaschinen und erneuerbare Kraftwerke wären ohne dieser Entwicklung technisch nicht umsetzbar.

Die Stromrichtertechnik mit immer leistungsstärkeren und billigeren Halbleiterbauteilen macht den geregelten drehzahlvariablen und hochdynamischen Betrieb von Drehstrommaschinen zusehends interessanter für industrielle Antriebe und für die Elektromobilität. Denn durch die Stromrichtertechnik, siehe Abbildung 1.1, ist auch der Betrieb von Drehstrommaschinen an Batteriesystemen möglich.

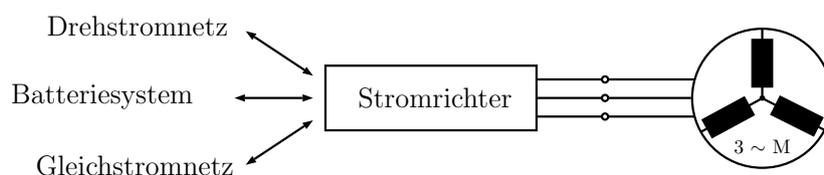


Abbildung 1.1: Antriebssystem mit Stromrichter und Drehstrommaschine

Im Jahre 1991 wurde im Zuge zweier Diplomarbeiten am damaligen „Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe“ ein Messplatz für den Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe aufgebaut. Laborübungen an einer Asynchronmaschine (im Folgenden ASM genannt) und einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (im Folgenden PSM genannt) konnten mit der damaligen Stromrichtertechnik durchgeführt werden. Dieses Laborantriebssystem wurde bislang hauptsächlich dazu benutzt, Studentinnen und Studenten die Grundlagen der Regelung von hochdynamischen Drehstrommaschinen, auf praxisorientierte Art und Weise, näher zu bringen.

Die damals verbaute Leistungselektronik entspricht nicht mehr dem heutigen Stand der Technik. Um einen Lehrbetrieb mit modernsten Bauelementen und Baugruppen und den damit entsprechenden Methoden zu ermöglichen, ist der teilweise Neuaufbau des Laborantriebssystems zwingend erforderlich. Hierfür wird auf das vorhergehende Traggestell zusammen mit dem Motorbett, welches die beiden gekoppelten Antriebsmotoren trägt, aufgebaut. Der in [1] entworfene Laborwagen ist in Abbildung 1.2 abgebildet.

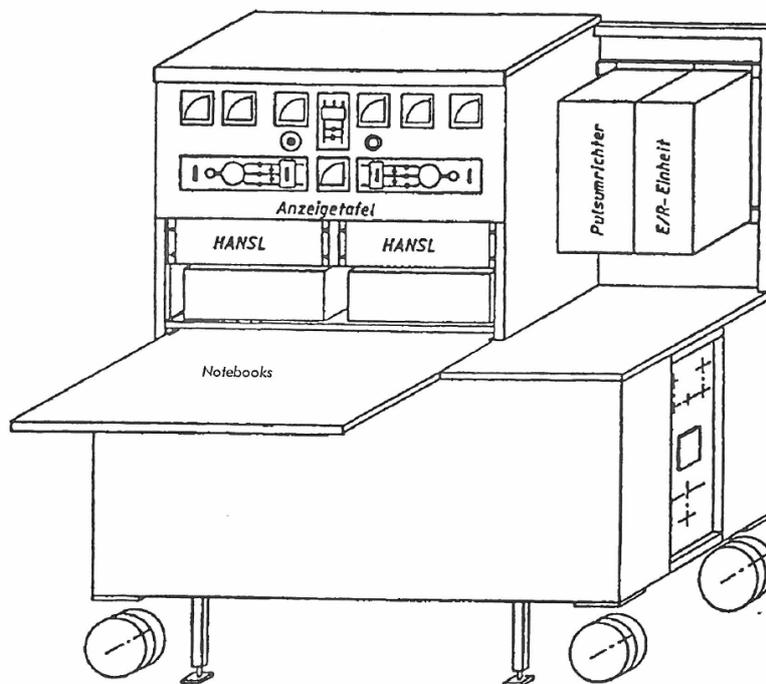


Abbildung 1.2: Laborwagen aus dem Jahr 1991 [1, Abb.:1]

Die Drehfeldmaschinen sollen durch zwei neue Maschinenumrichter betrieben werden können, welche über einen gemeinsamen Spannungszwischenkreis gespeist werden. Es ist vorgesehen diesen Zwischenkreis wahlweise über eine Ladeschaltung von einer Gleichspannungsquelle zu versorgen, oder mittels einer Ein- und Rückspeiseeinheit an das Drehstromversorgungssystem zu koppeln. Der Neuaufbau beinhaltet somit hauptsächlich die Auslegung, den Aufbau und die Inbetriebnahme der notwendigen leistungselektronischen Schaltkreise, welche für den hochdynamischen Betrieb der beiden Antriebsmaschinen, den Zwischenkreis und die Ein- und Rückspeiseeinheit notwendig sind. Hierbei wird ne-

ben der Nutzung von Methoden und Bauteilen, am derzeitigen Stand der Technik, und der Langlebigkeit des Messplatzes auch der Sicherheit der Laborantinnen und Laboranten sowie dem Schutz der Leistungselektronik vor Fehlbedienung größtmögliche Achtung geschenkt.

Für die Wiederinbetriebnahme des Laborantriebssystems werden somit drei idente Stromrichter und ein Bremschopper zur Begrenzung der Zwischenkreisspannung entworfen und implementiert. Stromrichter, auch Um- oder Gleich- beziehungsweise Wechselrichter genannt, ermöglichen mithilfe moderner Halbleiterbauelemente die verlustarme Wandlung von elektrischer Energie von einem System in ein anderes. In diesem Laborantriebssystem kommt dabei dem netzseitigen Umrichter die Aufgabe der Gleichrichtung der Versorgungswechselspannung zu, um über einen Gleichspannungszwischenkreis die beiden lastseitigen Antriebsumrichter zu speisen.

Im Folgenden sollen die Grundtypen, einige Einteilungsmöglichkeiten und Anwendungen leistungselektronischer Schaltkreise, welche im Allgemeinen Stromrichter genannt werden, erläutert werden.

### 1.1 Grundtypen von Stromrichtern

Die grundsätzliche Aufgabe des Stromrichters besteht in der Umformung und Weitergabe von elektrischer Energie von einem System in ein anderes System mit Hilfe von schaltbaren Halbleiterventilen. Beispielsweise bei Maschinen, welche stationär betrieben werden, bilden das Drehstromversorgungsnetz und die Drehfeldmaschine jeweils ein System. Die Ankopplung der Maschine an das Versorgungsnetz kann bei effizienten drehzahlvariablen Antrieben nur über ein weiteres, im Speziellen ein Gleichstrom- oder Gleichspannungssystem erfolgen. Bei einer voll-elektrischen Variante eines Personenkraftwagens wird das Versorgungsnetz durch ein Batteriesystem ersetzt, wobei zwischen Drehfeldmaschine und Batterie ebenfalls ein Umrichter zum Einsatz kommt. Um möglichst ökonomisch mit der bezogenen Energie umzugehen, wird in anspruchsvollen Lösungen, falls es die Umstände ermöglichen, eine Rückspeisung, der von der Maschine beim Bremsen induzierten elektromotorischen Kraft, in das Batterie- oder Versorgungssystem gewünscht. Ein moderner Antriebsstromrichter ermöglicht dementsprechend eine möglichst verlustfreie Energieumformung und einen bidirektionalen Energiefluss. Die vier Grundtypen von Stromrichtern, wie sie in [16] beschrieben sind, lauten:

- Gleichrichter - wandelt Wechselstrom in Gleichstrom
- Wechselrichter - wandelt Gleichstrom in Wechselstrom
- Gleichstromumrichter - wandelt Gleichstrom bestimmter Spannung und Polarität in Gleichstrom anderer Spannung und Polarität
- Wechselstromumrichter - wandelt Wechselstrom bestimmter Spannung, Phasenzahl und Frequenz in Wechselstrom anderer Spannung, Phasenzahl und Frequenz.

## 1.2 Einteilungskriterien

Abgesehen von den vier Grundtypen von Stromrichterschaltungen, gibt es weitere Einteilungskriterien, welche die internen Abläufe der Stromrichter betreffen. Besprochen werden sollen hier die Art und Weise der Kommutierung und die Herkunft der Taktfrequenz. Alle Stromrichter haben die Aufgabe durch das abwechselnde Sperren und Leiten der Leistungshalbleiter den Stromfluss einzustellen. Die sogenannte Kommutierung beschreibt hierbei die Stromübernahme innerhalb der Schaltung von einem Leitungszweig 1 in einen anderen Leitungszweig 2. Während dieses Vorgangs werden kurzzeitig beide Zweige den Strom führen, wobei sich während der Kommutierung ein Kommutierungsstrom einstellt, welcher den Strom in Zweig 1 abbaut (löscht) und den Strom in Zweig 2 aufbaut. Hierzu ist eine Kommutierungsspannung notwendig.

Wird die Kommutierungsspannung aus dem Wechsel- beziehungsweise Drehstromnetz bezogen, wird von natürlicher Kommutierung gesprochen. Natürliche Kommutierung liegt auch dann vor, wenn die Kommutierungsspannung ihren Ursprung aus der von der Last erzeugten Wechselfspannung besitzt. Dieser spezielle Fall wird auch Lastkommutierung genannt. Bei natürlicher (lastgeführter) Kommutierung ist der Umschaltzeitpunkt von dem Vorhandensein der richtigen Polarität der Kommutierungsspannung abhängig und somit eingeschränkt.

Wird dem Schaltkreis von Außen keine geeignete Spannung für die Kommutierung zur Verfügung gestellt, oder soll der Kommutierungszeitpunkt selbst bestimmt werden, so muss die Kommutierungsspannung aus einem Löschkondensator oder einem LC-Schwingkreis bereitgestellt werden. Es wird hierbei von einer erzwungenen Kommutierung oder von Zwangskommutierung gesprochen.

Eine weitere Möglichkeit der Einteilung ergibt sich aus der Herkunft der Taktfrequenz. Erfolgt die Impulsgabe aus dem Netz beziehungsweise aus der Last so handelt es sich um eine fremdgetaktete Schaltung. Kommt ein interner Taktgenerator zum Einsatz, wird der Schaltkreis als selbstgetaktete Schaltung aufgefasst[20, S.131ff].

Ein weiteres wesentliches Merkmal von Wechselrichtern ist die Art des Energiespeichers im Gleichspannungskreis. Als Energiespeicher werden Spulen oder heutzutage vorzugsweise Kondensatoren eingesetzt. Ein I-Stromrichter wird mit einer Spule als Energiespeicher im Stromzwischenkreis betrieben. Bei einem U-Stromrichter, Stromrichter mit eingepprägter Gleichspannung, wird ein Kondensator zur Unterstützung des sogenannten Spannungszwischenkreises eingesetzt.

## 1.3 Moderne Anwendungen von Stromrichterschaltungen

Durch die Möglichkeit elektrische Energie auf flexible Art und Weise umzuwandeln, finden sich für leistungselektronische Schaltungen zunehmend mehr Einsatzgebiete um innovative Techniken umsetzen zu können. Des Weiteren wird in bereits etablierten Methoden nach Lösungen gesucht, um Verluste gering zu halten und wenn möglich regenerative Ressourcen zu nutzen. Die Stromrichtertechnik erlangte somit vor allem in der Antriebstechnik einen großen Stellenwert für Anwendungen mit drehzahlvariablen Ma-

schinen. Die nun folgenden Beispiele sollen einen Einblick über die derzeit am größten wachsenden Anwendungsgebiete der Leistungselektronik geben.

#### **Solkraftwerke**

Um elektrische Energie direkt über die Sonneneinstrahlung zu gewinnen, ohne dabei den Umweg über solarthermische Kreislaufprozesse und Dampfturbinen zu gehen, werden heutzutage Photovoltaikanlagen eingesetzt. Diese Anlagen bestehen aus Solarmodulen und mindestens einem Wechselrichter. In den Modulen, welche mit Solarzellen bestückt sind, wird über den photoelektrischen Effekt, hervorgerufen durch das Sonnenlicht, eine Gleichspannung erzeugt, welche abgeführt werden kann. Für die Anbindung und Einspeisung in das öffentliche Elektrizitätsnetz muss durch den Einsatz eines Wechselrichters und dessen leistungselektronische Schaltkreise der Strom von einem Gleich- in ein Wechselspannungssystem umgeformt werden.

#### **Windkraftanlagen**

Eine indirekte Nutzung der eingestrahltten Sonnenenergie ist mithilfe von Windkraftanlagen möglich. Die große Herausforderung besteht darin, einen möglichst weiten Bereich des Winddargebots für die Erzeugung von elektrischer Energie nutzbar zu machen, indem durch mechanisches Anstellen der Rotorblätter die Kraftwirkung auf die Generatorwelle beeinflusst wird. Die Drehfeldmaschinen, die hierbei im generatorischen Betriebspunkt arbeiten, werden in modernen Anlagen von Wechselstromumrichtern betrieben um eine Entkopplung von der Frequenz des einzuspeisenden Netzes zu erlangen. Durch die Nutzung von leistungselektronischen Schaltungen wird somit eine optimale Anpassung des Systems an die vorherrschenden Verhältnisse erreicht.

#### **Pumpspeicherkraftwerke**

Die zuvor genannten regenerativen Möglichkeiten der Energieumformung haben den Nachteil der Volatilität. Das schwankende Angebot an Sonneneinstrahlung, und damit Wind- und Solarstromeinspeisung, über kürzere und längere Zeit, fordert die klassische Energieerzeugung, wie etwa fossile Kraftwerke, welche zumeist nicht die nötige Ausgleichs- und Regelleistung zur Verfügung stellen können oder aus wirtschaftlichen Aspekten nicht zur Verfügung stellen wollen. Pumpspeicherkraftwerke bieten eine Möglichkeit die übermäßig eingespeiste Energie, durch das Pumpen von Wasser mittels Generatormaschinen in einen hoch gelagerten Speichersee, aufzunehmen. Die somit gewonnene potentielle Energie kann zu Spitzenlastzeiten durch Abarbeiten des Wassers durch die Turbinen genutzt werden. Diese anspruchsvollen Betriebswechsel zwischen motorischen und generatorischen Arbeitspunkten sind nur mit geeigneten leistungselektronischen Schaltungen zu bewerkstelligen.

#### **Hochdynamische Antriebstechnik**

Neben den genannten Methoden zur Energieumwandlung und einer Vielzahl weiterer Anwendungen spielt die Stromrichtertechnik vor allem in der hochdynamischen Antriebstechnik eine wichtige Rolle. Wann immer drehzahlvariable Antriebe benötigt werden und kinetische Energie, aus rotierenden Massen, in elektrische Energie zurückgewonnen

und nutzbar gemacht werden soll, bietet die moderne Leistungselektronik zur Zeit den einzig gangbaren Weg. Das Anwendungsgebiet ist sehr breit gefächert und reicht etwa im Transportwesen vom Güter- und Personenverkehr mittels Schienenfahrzeuge bis hin zu hybrid- und voll-elektrischen Personenkraftwagen. In der automatisierten Produktion von diversen Gütern gibt es eine Vielzahl an Notwendigkeiten für hochdynamische beziehungsweise exakt ansteuerbare Antriebssysteme. Als Beispiel seien hier etwa Roboteranwendungen, Pumpentriebe und Werkzeugmaschinen genannt.

### **Nichtkonventionelle Anwendungen**

Als erstes Beispiel sei an dieser Stelle die Blindleistungskompensation genannt. In großen industriellen Anlagen oder anderen großen Stromverbrauchern kommt es des Öfteren zu einer Häufung von induktiven Verbrauchsgeräten wie Elektromotoren oder Vorschaltgeräten von Gasentladungslampen. Um die überwiegend induktive Lastflussaufnahme zu kompensieren, werden sogenannte „Static Synchronous Compensator“ benutzt um einen kapazitiven Lastflussausgleich mit dem Versorgungsnetz zu generieren. Dies hilft dem Energieversorgungsunternehmen die Netzspannung zu stabilisieren und Fehlerfälle besser beherrschen zu können. Ein zweites spezielles Anwendungsbeispiel für Stromrichter ist die Kopplung zweier Gleichstromversorgungsnetze mit unterschiedlichen Spannungsniveaus mithilfe von Stromrichter-kaskaden.

## 2 Konzept

In den folgenden Unterkapiteln werden die gewählte Topologie der Stromrichteranordnung vorgestellt und die Anforderungen an den Labormessplatz definiert. Weiter wird der Arbeitsumfang dieser Diplomarbeit beschrieben.

Zuvor sei aber noch auf den, im Normalbetrieb zu erwartenden, Energiefluss hingewiesen. Ausgehend vom Drehstromnetz wird mittels eines netzseitigen Gleichrichters der Spannungszwischenkreis, kurz UZK, gespeist. Aus diesem Gleichstromsystem beziehen die Antriebsstromrichter ihre Energie für den Betrieb der Drehfeldmaschinen beziehungsweise speisen die Stromrichter im generatorischen Betriebsfall einer Drehfeldmaschine Energie in das Gleichspannungssystem ein. In Abbildung 2.1 ist der Fall dargestellt, bei dem die ASM motorisch betrieben wird und über die Kupplung mechanische Energie  $P_{mech}$  an die PSM überträgt. Die Synchronmaschine wirkt hierbei als Last in Form eines Generators und liefert einen Teil der Energie in den Zwischenkreis zurück. Die Energiebilanz nimmt, wenn die Verluste in den Halbleiterbauelementen und der Energieumwandlung in den Drehfeldmaschinen nicht berücksichtigt werden, die Form eines Energiekreislaufs an. Der netzseitige Gleichrichter hat hierbei im Idealfall nur die Summe der Verlustleistungen, durch Einspeisung in den Zwischenkreis, auszugleichen.

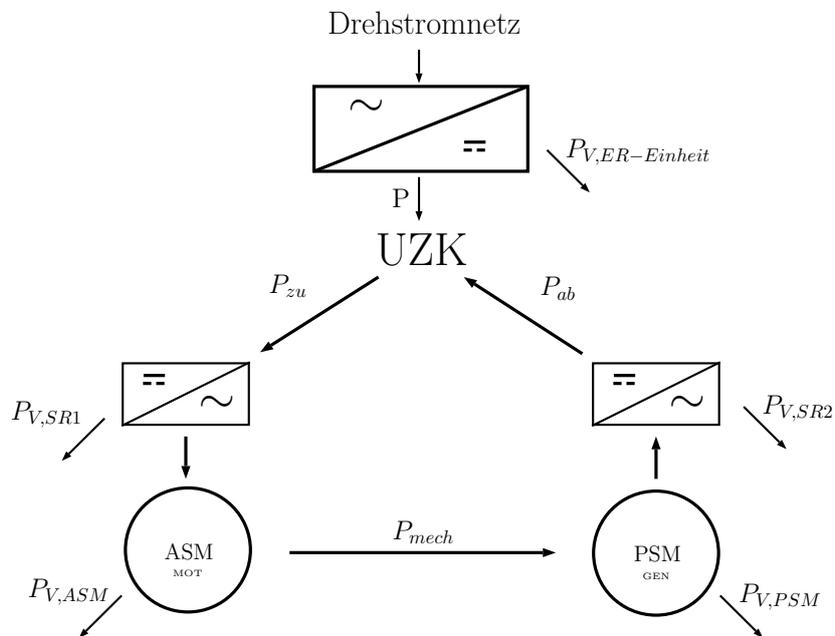


Abbildung 2.1: Beispiel der Leistungsflüsse im Antriebssystem

Aus Abbildung 2.1 ist sofort ersichtlich, dass die lastseitigen Stromrichter in der Lage sein müssen, im motorischen Betriebsfall Energie aus dem Gleichspannungszwischenkreis an den Motor abzugeben beziehungsweise im generatorischen Fall Energie an den Zwischenkreis zurückzuliefern. Die Möglichkeit eines bidirektionalen Energieflusses ist aber auch bei dem netzseitigen Gleichrichter von Bedeutung. Für den Fall, dass beispielsweise beide Antriebsmaschinen von entsprechend hoher Drehzahl abgebremst werden, und somit gleichzeitig die in ihnen gespeicherte kinetische Energie in elektrischer Form in den Zwischenkreis zurückspeisen, soll die Möglichkeit bestehen, diese Bremsenergie in das Versorgungsnetz zurückzuliefern.

### 2.1 Gesamtopologie des Labormessplatzes

Ausgehend vom heutigen Stand der Technik, werden geregelte Antriebssysteme, welche hohe Anforderungen an Dynamik und nutzbaren Drehzahlbereich stellen, mit Stromrichterschaltungen realisiert. Hierbei ist es vor allem bei Drehfeldmaschinen üblich, den oder die lastseitigen Umrichter über ein Gleichstromsystem zu versorgen. Dieses System wird als Spannungszwischenkreis mit jeweils einem Spannungszwischenkreiskondensator pro Stromrichter ausgeführt. Abbildung 2.2 zeigt eine Übersicht über die Topologie des Gesamtkonzeptes des Laborantriebssystems. Ausgehend vom Drehstromnetz wird über ein Eingangsfilter, welches die notwendigen Kommutierungsinduktivitäten zur Verfügung stellt, elektrische Energie in das Gleichstromsystem gespeist. Der Netzgleichrichter soll hierbei als sogenannter Hochsetzer arbeiten. Die baugleichen Antriebsstromrichter werden über die Gleichspannungsschiene versorgt und ermitteln eigenständig Spannungsmessdaten des Zwischenkreises und Strommessdaten der Laststromaufnahme sowie die Drehgebermessgröße. Für den Fall, dass die Zwischenkreisspannung ihren Maximalwert überschreitet, wird eine Bremswiderstandsschaltung (Bremschopper) vorgesehen. Ihre Aufgabe besteht in der Begrenzung der Zwischenkreisspannung falls diese durch bestimmte Betriebszustände kurzzeitig den maximal zulässigen Bereich überschreiten würde.

### 2.2 Anforderungen

Die Anforderungen für den Labormessplatz „Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe“ und „Feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen“ und die hierfür benötigten Stromrichter gliedern sich in unterschiedliche technische Bereiche, welche im Folgenden angeführt und definiert werden.

#### **Leistungsanforderungen der Leistungsschaltkreise**

Für einen dreiphasigen Stromrichter sind die maximal zu erreichende Amplitude der Spannung und der mögliche Spitzenstrom maßgeblich. Die erreichbare Ausgangsspannung wird durch die gewählte Zwischenkreisspannung festgelegt. Der mögliche Dauerstrom wird in erster Linie durch die maximal mögliche Belastung der benutzten Halbleiterventile bestimmt. Diese Leistungsdaten werden in der Praxis, mitsamt Einhaltung jeglicher Reserven, an die Lastmaschine, die es zu betreiben gilt, angepasst. Bevor diese

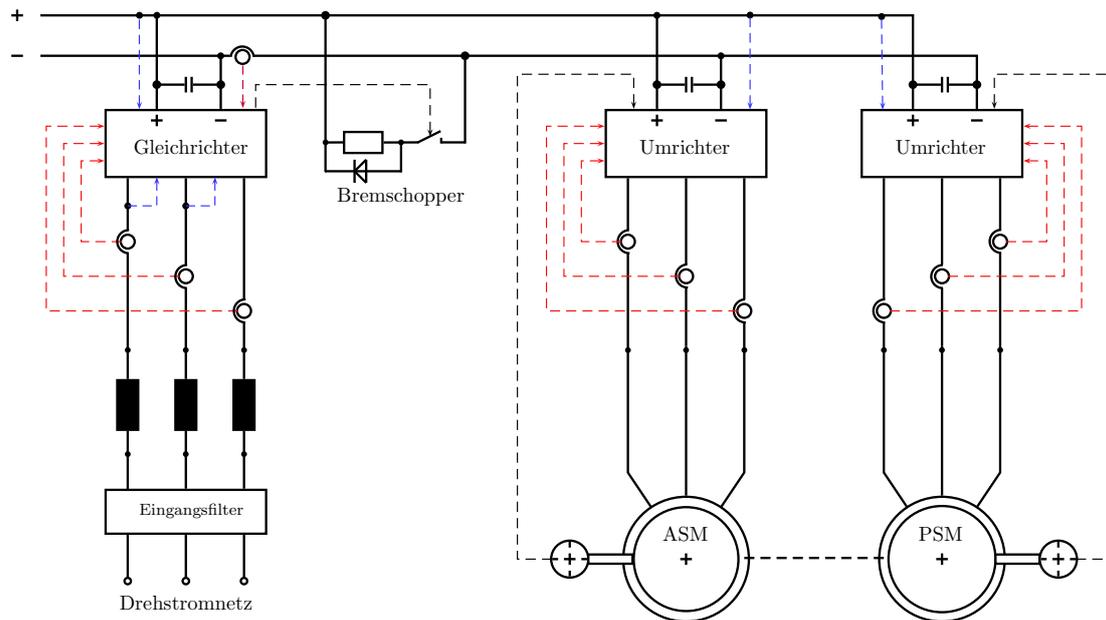


Abbildung 2.2: Systemtopologie: Gleichrichter mit Eingangsfiler, Bremschopper und Antriebsumrichtern mit Messpunkten für Ströme und Spannungen

im Detail zusammengefasst werden, sollen die Verwendungszwecke der in dieser Diplomarbeit entwickelten Stromrichter erläutert werden:

1. Für den Neuaufbau des Labormessplatzes sind die vorhandenen Antriebsmaschinen, wie sie in [1] angeschafft wurden und im Abschnitt 3.2 nochmal beschrieben werden, zu benutzen. Die Drehstrommaschinen besitzen jeweils eine Nennleistung von 4 kW. Für einen kontinuierlich rotierenden Spannungsraumzeiger in Höhe der Nennspannung der beiden Drehstrommaschinen von 220 V, erzeugt durch sogenannte Raumzeigermodulation mithilfe symmetrischer (sinus) PWM<sup>1</sup>, wird eine Zwischenkreisspannung von 381 V benötigt [18, S.46f]. Für den geregelten hochdynamischen Betrieb der Motoren, inklusive Überlast, wird in etwa maximal der doppelte Nennstrom zuzüglich 20 Prozent Reserve eingeplant.
2. Für einen eventuell zusätzlichen Einsatzzweck der Stromrichter werden wesentlich höhere Leistungen vorausgesetzt und diese sind demzufolge ausschlaggebend für die Definition der Leistungsanforderungen. Neben dem reibungslosen Betrieb der Labormotoren sollen auch diverse Versuchsmaschinen mit diesem Stromrichtersatz betrieben werden können. Für zukünftige, noch nicht bekannte Versuche mit zur Verfügung gestellten oder selbst entwickelten Motoren, sollen eine Zwischenkreisspannung bis zu 750 V und eine Dauerstrombelastung von 200 A angestrebt werden.

<sup>1</sup>Pulsweitenmodulation

Die Leistungsanforderungen an die Antriebsumrichter sind demnach die folgenden:

- maximaler Dauerstrom von 200 A
- Zwischenkreisspannung bis zu 750 V
- modularer Aufbau mit modernen, leistungsstarken IGBT<sup>2</sup>-Modulen
- ausreichende Kühlung aller Komponenten.

### **Institutsstandard und Softwareanforderung**

Die Arbeitsgruppe „Elektrische Antriebe und Maschinen“ des Institutes für Energiesysteme und Elektrische Antriebe nutzt nach Möglichkeit bei Projektarbeiten und in der Forschung digitale Signalprozessoren (DSP) der Firma Texas Instruments. Für den Neuaufbau des Laborübungsplatzes soll die von Univ.Ass. Dipl.-Ing. Dr.techn. Matthias Hofer entworfene DSP-Plattform für das Modell TMS320F28335 genutzt werden. Für jegliche Art dynamischer Regelung von Drehstrommaschinen und Magnetlagern mittels programmierbarer Signalprozessoren hat sich der C-ähnliche „HANSL“<sup>3</sup>-Befehlssatz bewährt und etabliert. Im Hinblick auf die Arbeit am Messplatz im Zuge der Laborübung und der Erstellung von Trainingsprogrammen für die Lehre ist diese Programmiersprache zu wählen.

### **Sicherheit und Schutzbeschaltung**

Der Labormessplatz wird in erster Hand für Laborübungen genutzt. Hierbei üben Studentinnen und Studenten, welche sich inmitten ihres Studiums der Elektrotechnik befinden, in Kleingruppen die Grundlagen der mikroprozessor gestützten Regelung von Drehfeldmaschinen. Da ein gewisses Maß an Grundlagenwissen vorausgesetzt, aber nicht zur Gänze überprüft werden kann, ist für einen ausreichenden elektrischen und mechanischen Berührungsschutz zu sorgen.

Aus eben diesem Grund ist auch die Leistungselektronik vor Schaden durch Fehlbedienung zu schützen. Vor allem sind die Leistungsmodule mit diversen Schutzschaltungen, wie Kurzschlusschutz, Überstromschutz, Unterspannungsüberwachung und Übertemperaturschutz zu versehen. Für den ordnungsgemäßen Betrieb des Gleichstromkreises ist ein angepasster Lade- und Entladekreis der Kondensatoren zu implementieren.

Für Notfälle ist ein Not-Aus-Schalter vorzusehen. Da die Rotoren der Drehfeldmaschinen im Betrieb kinetische Energie aufnehmen, welche sie, im Falle einer Notabschaltung, in das elektrische System zurückspeisen, müssen Maßnahmen getroffen werden, um die Leistungselektronik vor Schäden durch dadurch hervorgerufene Überspannungen zu schützen.

### **Messwerterfassung**

Die Antriebsstromrichter sollen die drei Phasenströme der Maschinen und die Zwischenkreisspannung erfassen können. Des Weiteren ist die Verarbeitung des Lagegebersignals

---

<sup>2</sup>Insulated Gate Bipolar Transistor

<sup>3</sup>Hochsprache für anspruchsvolle numerische Systemlösungen

zu realisieren. Neben der Möglichkeit alle Messgrößen über ein sogenanntes „Soft-Auge“ am Leitrechner und über ein Oszilloskop ausgeben zu können, sind ausgewählte physikalische, den Betriebszustand beschreibende Größen über Zeigerinstrumente darzustellen.

Der Trend in der hochdynamischen Antriebstechnik, hin zu weniger Sensoren und mehr rechnerunterstützter modellhafter Beobachtung von Drehstrommaschinen, soll in diesem Aufbau ebenfalls berücksichtigt werden. Hierzu werden neben den Strommesswandlern, welche die Stranggrößen der zu betreibenden Maschine erfassen, ebenfalls Strommesswiderstände für eine rasche Stromistwerterfassung in den Halbbrücken der Stromrichter implementiert.

### **Langlebigkeit und Ersatzteilversorgung**

Der Betrieb des Labormessplatzes soll für lange Zeit gesichert sein. Somit ist die entsprechende Dimensionierung sämtlicher Bauteile für jahrelangen Einsatz notwendig. Für den Fall, dass essentielle Teile, wie zum Beispiel IGBT-Module, getauscht werden müssen, ist bei der Wahl der Modelle darauf zu achten, dass diese auch in den nächsten Jahren weiterhin bezogen werden können.

## **2.3 Arbeitsumfang der Diplomarbeit**

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, deckt diese Diplomarbeit nur einen Teilbereich des Gesamtkonzeptes, wie es in Abbildung 2.2 ersichtlich ist, ab. Die folgende Beschreibung soll den Arbeitsumfang dieser Diplomarbeit sowie die noch ausstehenden Arbeitsschritte auf dem Weg hin zur vollständigen Systemtopologie auflisten.

### **Diplomarbeit Hahn**

Der Arbeitsumfang dieser Diplomarbeit umfasst unter anderem Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme des Leistungsteiles, der Ansteuerelektronik, der Zwischenkreisanbindung und des entsprechenden Kühlkreislaufes für zwei funktionstüchtige, fehlersichere Stromrichter samt angemessenem und geschlossenem Bauteilträger für den Betrieb der Drehfeldmaschinen des HANSL-Prüfstandes. Weiter die Ausführung sämtlicher Bedienelemente und Schnittstellen der Maschinenumrichter entsprechend dem institutsinternen Standard. Die Speisung der Stromrichter soll für die Übergangsphase ohne Netzgleichrichter über eine gemeinsame Anbindung an eine Gleichspannungsquelle erfolgen. Hierzu ist eine entsprechende Ladeschaltung für die Zwischenkreiskondensatoren vorzusehen. Abschließend ist eine Softwaregrundstruktur und der Entwurf der Software zur schrittweisen Implementierung einer sensorbasierten Regelung von ASM und PSM anzufertigen.

### **Ausstehende Arbeitsschritte**

Für die Vervollständigung der Systemtopologie ist der Aufbau und die Inbetriebnahme des netzseitigen Hochsetzstellers, der erforderlichen Filter- und Messbeschaltungen, der Bremschopperschaltung und deren Ansteuerung sowie eine Anbindung an das Drehstromversorgungsnetz durchzuführen. Für ein geschlossenes Sicherheitskonzept ist eine übergeordnete Schutz- und Sicherheitsstruktur, welche alle Komponenten des Antriebssystems einbindet, zu implementieren.



## 3 Komponenten

Die wesentlichen Komponenten des Antriebssystems setzen sich aus den Stromrichtern und ihrer Kühlung, den Drehstrommaschinen samt Drehwinkelsensoren und den Bedien- und Anzeigeelementen zusammen. Die nun folgenden Unterkapitel beschreiben die einzelnen Baugruppen in Funktion und Detail. Sie beinhalten die wichtigsten elektrischen Kenndaten der bedeutenden Bauteile und etwaige Berechnungen zur Auslegung einzelner Elemente. Für weitere Informationen und Schaltungsdetails wird auf die im Anhang dieser Arbeit befindlichen Zeichnungen und Schaltpläne sowie auf die im Literaturverzeichnis gelisteten Datenblätter verwiesen.

### 3.1 Stromrichter

Die Stromrichter für den Betrieb der ASM und der PSM werden zur Gänze identisch ausgeführt und aufgebaut. Die enthaltenen Komponenten werden in einen abgeschlossenen 19“-Bauteilträger mit drei Höheneinheiten untergebracht. Für weitere Details zum Bauteilträger, wird auf Unterabschnitt 3.1.6 und Abschnitt A.2 verwiesen. Das Strukturbild in Abbildung 3.1 zeigt alle Teilkomponenten des Stromrichters und dessen Signalfüße, welche im Anschluss detailliert beschrieben werden.

#### 3.1.1 Leistungsteil

Um den Anforderungen des hochdynamischen Antriebssystems mit Drehstrommaschinen gerecht zu werden, wurde für diese Diplomarbeit das Konzept einer selbstgeführten B6-Brückenschaltung mit konstanter Zwischenkreisspannung gewählt. Das Schaltbild in Abbildung 3.2 zeigt einen solchen elektronischen Leistungsteil mit einem Kondensator im Zwischenkreis und drei Halbbrücken bestehend aus IGBTs als Schalter mit integrierten Freilaufdioden. Die Realisierung basiert auf einem modernen, „automotive“-zertifizierten IGBT-Modul von Infineon. Dieser Aufbau ist aus mehreren Gründen vorteilhaft für den Zweck des hochdynamischen Antriebssystems. Der Wechselrichter besitzt einen Zwischenkreiskondensator und zählt somit zu den Wechselrichtern mit konstanter Zwischenkreisspannung. Im Vergleich zur Spule als Energiespeicher, besitzt ein Kondensator eine wesentlich höhere Energiedichte, welche bei hochdynamischen Vorgängen im Betrieb einer Drehfeldmaschine vorteilhaft ist. Der Zwischenkreiskondensator kann im Fall eines Sollwertsprunges die gespeicherte Energie schneller zur Verfügung stellen. Zudem sorgt der kondensatorgestützte Zwischenkreis bei stationärem Betrieb für konstante Eingangsspannungen am Stromrichtereingang. Hierbei hat der Strom aber die Möglichkeit sich frei zu entfalten, was höhere Ansprüche an die Schutzbeschaltungen des Systems stellt. Die B6-Brückenschaltung erlaubt es alle asynchronen sowie synchronen Drehfeldmaschinen zu versorgen und bildet dadurch die aktuell am häufigsten eingesetzte Schaltung.



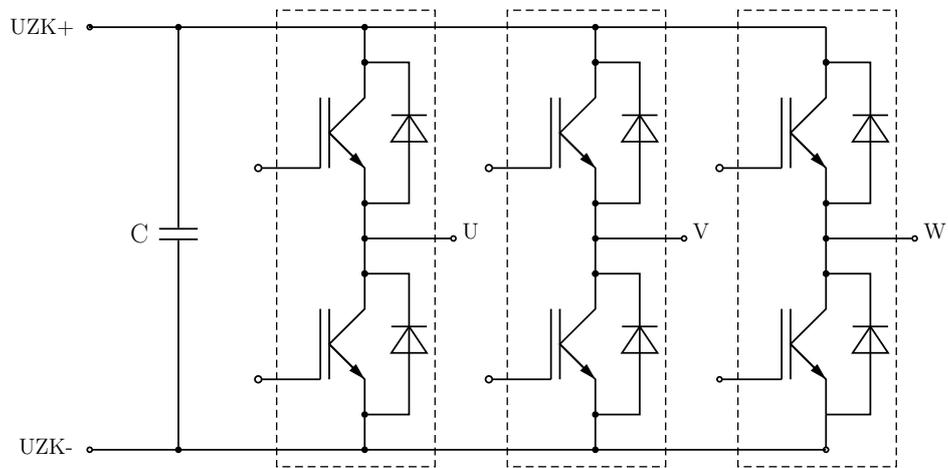


Abbildung 3.2: Dreiphasiger Wechselrichter mit eingepägter Zwischenkreisspannung (B6-Brücke)

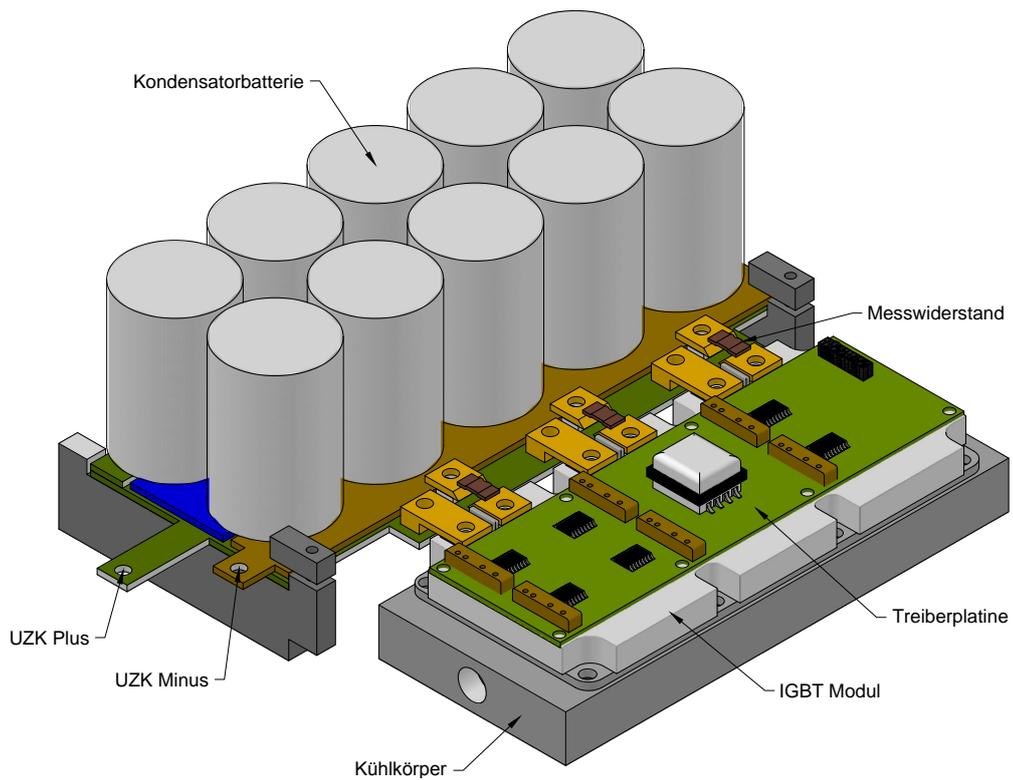


Abbildung 3.3: Überblick über den Leistungsteil

#### Halbleiterbauelemente der B6-Brückenschaltung

Voraussetzung für den Aufbau leistungselektronischer Schaltungen sind Halbleiterbauelemente, welche vereinfacht als elektronische Stromventile angesehen werden können. Unter den vielen verschiedenen Varianten gibt es solche mit unidirektionalen oder bidirektionalen Stromfluss, selbstsperrende oder selbstleitende Typen und ein- und/oder abschaltbare Bauteile. An dieser Stelle sollen, nach einer kurzen Einführung in die Halbleitertechnik, zwei wichtige Vertreter, welche in der gewählten Schaltung zum Einsatz kommen, die Diode und der IGBT, exemplarisch vorgestellt werden.

#### Grundbegriffe der Halbleitertechnik

Die wichtigsten Halbleitermaterialien sind Silicium (Si), Germanium (Ge) und Galliumarsenid (GaAs). Die Leitfähigkeit eines Halbleiters in reiner Form liegt zwischen der eines metallischen Leiters und der von Isolatoren. Durch das absichtliche Verunreinigen, sogenanntes Dotieren, des Halbleitermaterials ist es jedoch möglich die Leitfähigkeit über einen weiten Bereich zu variieren. Während bei metallischen Leitern der Stromtransport allein auf der Bewegung von freien, ungebunden Valenzelektronen beruht, müssen bei Halbleitern folgende Leitungsmechanismen unterschieden werden [20, S.73]:

#### Eigenleitung

Durch thermische Anregung oder geeignete elektromagnetische Einstrahlung werden Elektronen aus dem ungestörten Kristallgitter des Halbleiters herausgeschlagen und dienen dadurch als frei bewegliche Ladungsträger der Stromleitung.

#### Störstellenleitung

- **n-dotierter Halbleiter:** Durch Dotieren mit Donatoren werden Atome in das Kristallgefüge eingebracht, welche mehr Elektronen besitzen als für eine Bindung mit den Halbleiteratomen notwendig ist. Die Donatoren sind höherwertiger als das Halbleitermaterial. Somit stehen überzählige Elektronen für den Stromtransport zur Verfügung. In diesem Fall bilden die Elektronen die Majoritätsladungsträger.
- **p-dotierter Halbleiter:** Wird der Halbleiter mit Akzeptoren dotiert, so stehen für die Atombindung weniger Elektronen bereit als notwendig, da der Akzeptor ein minderwertiges Atom darstellt. Hierbei entstehen sogenannte Fehlerstellen, welche die Tendenz zeigen, einem benachbarten Atom ein Elektron zu entreißen. Diese beweglichen Elektronen-, „Löcher“ tragen zum Stromtransport bei und bilden in diesem Fall die Majoritätsladungsträger.

#### Dioden

Die Diode besteht in einfachster Form aus einem pn-Übergang. Hierbei wird ein p-dotierter und ein n-dotierter Halbleiter kontaktiert. Die Kontaktfläche wird Grenzschicht genannt. In Abbildung 3.4 a) ist der Aufbau abgebildet mit den, dem jeweiligen Dotierungsgebiet zugehörigen, Majoritätsladungsträgern. Liegt an den Anschlüssen des Bauteils keine Spannung an, so rekombinieren die Löcher und Elektronen nahe der Grenzschicht, was zur Ausbildung einer Raumladungszone und somit zu einer Sperrschicht führt. Wird am p-Halbleiter ein negatives und am n-Halbleiter ein positives Potential

angelegt, so werden die Ladungsträger durch die Anziehungskräfte weiter voneinander getrennt und die Diode ist in Sperrrichtung gepolt. Bis auf einen sehr kleinen Leckstrom ist kein Stromfluss möglich. Wird die Sperrspannung jedoch bis zur Durchbruchspannung erhöht, so kommt es zu einer lawinenartigen Überschwemmung des pn-Übergangs mit Ladungsträgern und das Bauteil wird zerstört. Durch das Anlegen einer positiven Spannung am p-Halbleiter und einer negativen Spannung am n-Halbleiter werden die Ladungsträger durch die Abstoßungskräfte zur Grenzschicht bewegt und die Raumladungszone abgebaut. Das Bauteil ist in Durchlassrichtung gepolt und der Strom steigt stark an. Die Diode führt unter Normalbedingungen demzufolge nur in eine Richtung Strom und kann vereinfacht als Ventil mit Rückschlagklappe angesehen werden. Das Schaltsymbol der Diode ist in Abbildung 3.4 c) abgebildet. Die idealen Eigenschaften einer Diode sind eine hohe Leitfähigkeit in Durchlassrichtung und ein hoher Wert der Durchbruchspannung. Leistungsdioden werden diesen Anforderungen gerecht, indem zwischen stark dotiertem p- und stark dotiertem n-Gebiet ein dünnes schwach dotiertes n-Gebiet eingebracht wird. Abbildung 3.4 b) zeigt den Aufbau einer Leistungsdiode. Das schwach dotierte n-Gebiet kann eine hohe Sperrspannung aufnehmen und in Durchlassrichtung von Ladungsträgern überschwemmt werden [20, S.74,635ff].

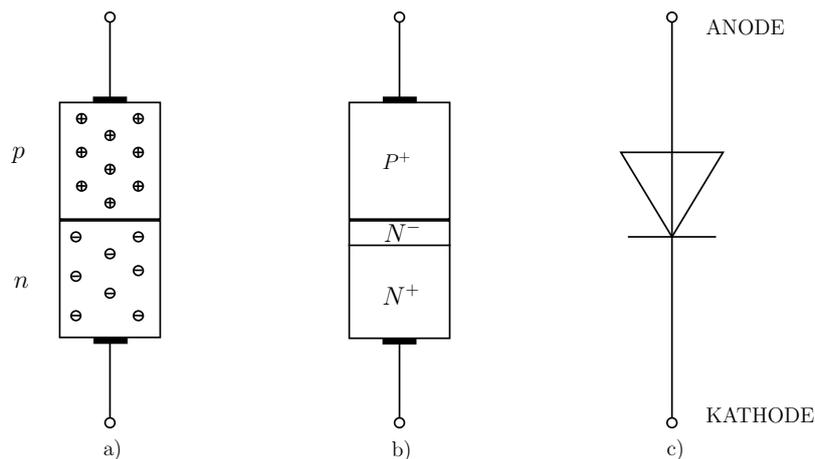


Abbildung 3.4: Halbleiterbauteil Diode: a) pn-Übergang, b) Aufbau einer Leistungsdiode (pin-Diode) und c) Schaltsymbol Diode

### Insulated Gate Bipolar Transistor

Der IGBT gehört zur Gruppe der abschaltbaren Halbleiterbauelemente. Aufgrund seiner Vorteile gegenüber den bereits früher entwickelten Bipolartransistoren und MOSFETs<sup>1</sup>, wird er zur Zeit ab einem Spannungsniveau von etwa 200 Volt vorzugsweise eingesetzt. Die Funktionsweise und der Aufbau, der dem eines MOSFETs sehr ähnlich ist, werden hier anhand des n-Kanal-Anreicherungstyps erklärt, da dieser von größerer Bedeutung als der p-Kanal-IGBT ist. Wie in Abbildung 3.5 a) ersichtlich, wird der Kollektor-Anschluss mit einem hochdotierten p<sup>+</sup>-Substrat kontaktiert. Darauf folgt eine schwach dotierte

<sup>1</sup>Metal Oxide Semiconductor, Field Effect Transistor

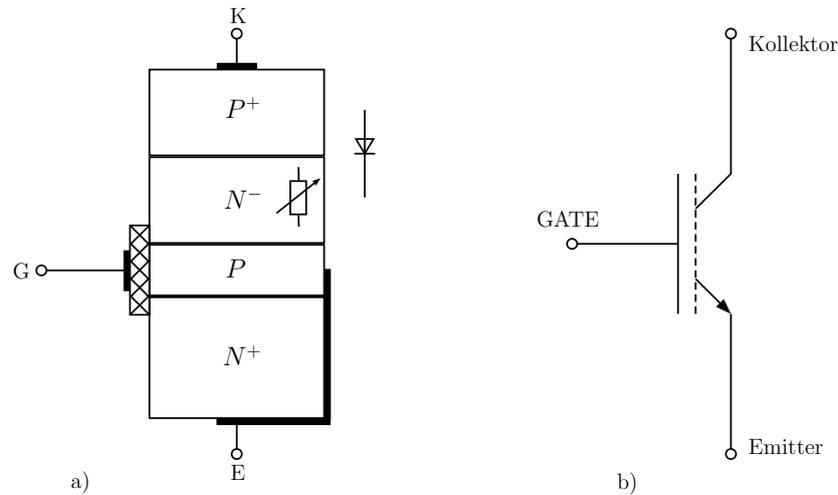


Abbildung 3.5: Halbleiterbauteil IGBT: a) Prinzipieller Aufbau und b) Schaltsymbol IGBT

n<sup>-</sup>-Driftzone. Insgesamt bildet der IGBT ein Vierschichtbauteil mit einem isolierten Gateanschluss. Der IGBT wird in Vorwärtsrichtung gepolt indem positives Potential am Kollektor und negatives Potential am Emmitter angelegt wird. Ohne entsprechende Ansteuerung über das Gate befindet sich der IGBT zunächst noch im Sperrzustand. Wird die Spannung am Gate erhöht so bilden sich in der darunterliegenden p-Schicht n-leitende Kanäle aus. Sobald eine gewisse Schwellspannung erreicht ist, wird der IGBT leitend. Hierbei bildet der pn-Übergang direkt unter dem Kollektor eine in Flussrichtung gepolte Injektionsdiode, welche positive Löcher in die n-Driftzone injiziert und dadurch eine Leitfähigkeitsmodulation ermöglicht. Jedoch fällt an eben dieser Diode in Durchlassrichtung ein Spannungsabfall ab, welcher dieses Bauteil im Vergleich zu einem MOSFET erst ab größeren Spannungen interessant macht. Der Vorteil des IGBTs gegenüber dem MOSFET ist sein höherer Leitwert im angesteuerten Zustand. Dem Funktionsprinzip zufolge ist der IGBT, wie der MOSFET auch, ein spannungsgesteuertes Bauteil aber mit bipolarem Ladungsträgertransport. Dieser Umstand bedingt beim Ausschalten eine Verzögerung, da die Ladungsträgerpaare erst rekombinieren müssen bevor der IGBT sperrt. Dadurch ist seine Schaltgeschwindigkeit nicht so hoch wie die eines MOSFET und beim Ausschalten entsteht ein Tail Current<sup>2</sup>, der zusätzliche Verluste erzeugt [20, S.690ff].

Der reale Aufbau eines IGBT ergibt sich aus einer Parallelschaltung vieler tausend einzelner IGBT-Zellen, wie sie in Abbildung 3.6 vereinfacht angedeutet werden. Das Gate wird mittels Siliciumoxid isoliert. Der Stromfluss erfolgt bei Ansteuerung des Gates vom Kollektor zum Emmitter. Durch den Aufbau des Bauteils entstehen zwischen den Anschlüssen diverse parasitäre Kapazitäten, welche ein völlig leistungsloses Ansteuern verhindern.

<sup>2</sup>sogenannter Schweifstrom, ein auch nach dem Abschalten für kurze Zeit andauernder Stromfluss

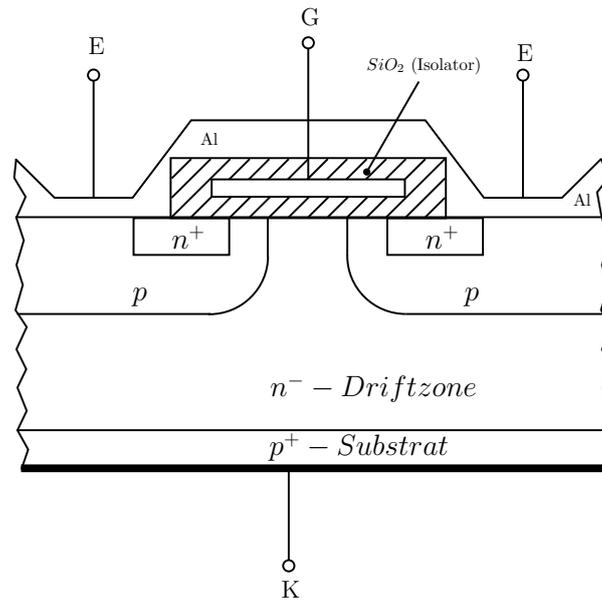


Abbildung 3.6: IGBT-Zelle eines Leistungs-IGBT, [20, Abb 10.48]

### IGBT Modul

Das Herzstück des Stromrichters ist die B6-Brückenschaltung [10], welche den Leistungsfluss bewältigt. Dieses IGBT-Modul des Halbleiterherstellers Infineon, dessen typisches Anwendungsfeld der Automotive-Bereich darstellt, ist mit hochleistungsfähigen „Trench/Fieldstop“-IGBTs samt Freilaufdioden ausgestattet. Diese Bauteile sind, bedingt durch ihren Herstellungsprozess, teurer in der Anschaffung, bieten aber im Vergleich zu herkömmlichen IGBTs, niedrigere Durchlaßverluste und kürzere Ausschaltzeiten, was sich positiv auf die Schaltverluste auswirkt[20, S.701].

Dieses Leistungsmodul entspricht den in Abschnitt 2.2 angeführte Leistungsanforderungen im vollen Umfang und bietet zudem auch fortschrittliche mechanische Eigenschaften. Auf der Bodenplatte werden die Halbleiterzonen, welche zum größten Teil die Verlustleistung produzieren und somit Wärme erzeugen, aufgebracht. Die Bodenplatte wird zur Kühlung nicht, wie sonst üblich planar, auf einem Kühlkörper montiert, sondern mit Hitzeleitstäben versehen, welche direkt in das vorbeiströmende Kühlmittel ragen und somit bestmögliche Wärmeleitübergänge gewährleisten. Diese Kühlkörpermethode wird „PINFIN-Technologie“ genannt. In Abbildung 3.7 ist die B6-Brückenschaltung, wie sie im IGBT-Modul FS400R12A2T4 ausgeführt ist, samt antiparallel geschalteten Freilaufdioden dargestellt. In Tabelle 3.1 sind die wichtigsten technischen Informationen des Moduls angeführt.

Das IGBT-Modul zeichnet sich durch die hohe Kollektor-Emitter-Sperrspannung von 1200 V aus. Dadurch ist der zu einem späteren Zeitpunkt geplante Betrieb an einem Hochsetzsteller mit 750 V Zwischenkreisspannung möglich. Der unter optimalen Bedingungen erreichbare Kollektor-Dauergleichstrom von 400 A gewährleistet Leistungsreserven für diverse anfallende Versuchsaufbauten mit größeren Maschinen. Optimale Be-

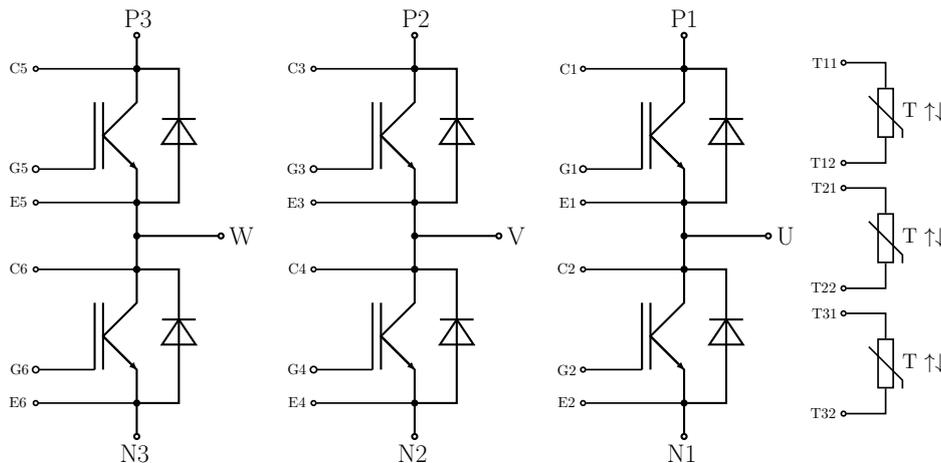


Abbildung 3.7: IGBT Halbbrücken mit Freilaufdioden (FS400R12A2T4)

Tabelle 3.1: Kenndaten des IGBT-Moduls [10]

Infineon	FS400R12A2T4
Kollektor-Emitter-Sperrspannung	$V_{CES} = 1200 \text{ V}$
Kollektor-Dauerstrom	$I_C = 400 \text{ A}$
optimale Sperrschichttemperatur	$T_{vj \text{ op}} = 150^\circ\text{C}$
maximale Abschaltverzögerungszeit	$t_{D,OFF,MAX} = 0,61\mu\text{s}$
minimale Einschaltverzögerungszeit	$t_{D,ON,MIN} = 0,19\mu\text{s}$
mechanische Eigenschaft	isolierte und direkt gekühlte Kupferbodenplatte
zusätzliche Funktion	integrierter NTC Temperatursensor

triebsbedingungen für dieses IGBT-Modul ergeben sich bei einer Sperrschichttemperatur von  $150^\circ\text{C}$  und einer Kühlmitteltemperatur von  $25^\circ\text{C}$ . Die bereits angesprochene direkt gekühlte Bodenplatte ermöglicht einen hocheffizienten Wärmeabtransport. Für die zwingend erforderliche Kontrolle des Temperaturanstiegs in den Halbleiterelementen bietet dieses Modul eine Temperaturmessung mittels integrierter NTC-<sup>3</sup>Temperatur-Sensoren an jeder Halbbrücke.

### Treiberplatine

Die Treiberplatine sitzt direkt über dem IGBT-Modul und wird mit geeigneten Steckkontaktierungen elektrisch damit verbunden. Mechanische Stabilität wird durch das gemeinsame Verschrauben der Steuer- und Treiberplatine mit dem IGBT-Modul erlangt. Hierzu werden selbstschneidende Schrauben mit einem Durchmesser von 2,5 mm genutzt. Diese Platine erfüllt mehrere wichtige Aufgaben im Betrieb des Stromrichters. Neben der Aufbereitung der PWM-Signale zur Ansteuerung der IGBTs mittels geeigneter Treiberbausteine, führt diese Platine zusätzlich Spannungs- und Temperaturmessungen aus und zeigt Fehlzustände an. Das gesamte Layout kann in Abschnitt A.3 eingesehen werden.

<sup>3</sup>Negative Temperatur Coefficient

In den folgenden Unterkapiteln werden die Funktionen der einzelnen Schaltungsteile diskutiert.

### Verbindungsstecker

Die Pin-Belegung des Verbindungssteckers J3 (Samtec MMS-112-01-L-DV) an der Oberseite der Treiberplatine ist in Abbildung 3.8 dargestellt. Pin 1, 2 und 3 sind für den Eingangsspannungsbereich von 8 bis 18 V, bereitgestellt durch die Steuerplatine, vorgesehen. Hierzu wird die positive Versorgungsspannung der Steuerplatine von 15 V durchgeschleift. Die Masse-Pins 4, 5 und 6 werden mit der digitalen Masse der Steuerplatine verbunden. Dies ist für die korrekte Übertragung der PWM-Signale (Pin 14-24) erforderlich. Die analogen Messwerte der eingangs erwähnten Zwischenkreisspannungsmessung und die IGBT-Temperaturmessung, an den verschiedenen Halbbrücken, werden an den Pins 9, 10, 15 und 19 der Steuerplatine zur Verfügung gestellt. Die unter anderem für die Messung benötigte Versorgungsspannung der Operationsverstärker von +5 V und Analog-Masse werden an Pin 8 und Pin 7 herausgeführt und können für etwaige Peripheriegeräte verwendet werden. Die sechs Treiberbausteine werden durch Fehlerzustände wie etwa einen detektierten Kurzschluss gestoppt. Um die Treiberbausteine zurücksetzen zu können wird der low aktive Pin 12  $\overline{\text{RST}}$  genutzt.

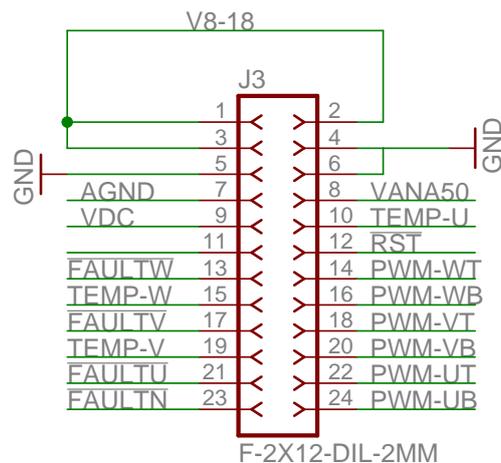


Abbildung 3.8: Verbindungsstecker zwischen Treiber- und Steuerplatine

### Spannungsversorgung

Die Hauptaufgabe des Schaltungsteils besteht in der ausreichenden Versorgung der IGBT-Treiber. Der DC/DC-Spannungskonverter wird durch einen primär geschalteten Transformator (VOGT Sumida EA 080 123 11 11) mit einer Primärwicklung und sieben Sekundärwicklungen realisiert. Die ersten sechs Sekundärwicklungen versorgen die IGBT-Treiberbausteine mit einer bipolaren Spannung von +15 V und -8 V. Die siebente Sekundärwicklung dient einerseits als Rückkoppelzweig und andererseits der Erzeugung der

Versorgungsspannung der OPVs<sup>4</sup> und der Niederspannungsseite der Treiberbausteine durch den Spannungsregulator IC21 (REG1117), beschaltet für eine fixe Ausgangsspannung von +5 V. Die rückgekoppelte Sekundärspannung wird mittels eines Spannungsteilers R11//R48 an dem Feedbackpin des Regelbausteins IC12 (LM3478) geführt. Dieser Baustein variiert die Schaltfrequenz des MOSFETs Q2, welcher den Stromfluss durch die Primärwicklung einstellt, und damit die gewünschte Sekundärspannung konstant hält. Pin 7 des Regelbausteins IC12 dient zum Abschalten des Konverters bei Unterspannung. Die Detektion der Unterspannung erfolgt durch den Spannungsmonitor IC1 (MAX6457).

#### **Treiberbausteine**

Das Design einer IGBT-Treiberstufe stellt eine besondere Herausforderung dar und bestimmt wichtige Kenngrößen des Stromrichters wie etwa die maximale Schaltfrequenz der Halbleiterbauelemente. In der hier beschriebenen Treiberschaltung kommt der bipolar versorgte Eice DRIVER 1ED020I12FA von Infineon [11] zum Einsatz. Die bipolare Versorgung von +15 V und -8 V verhindert ein unbeabsichtigtes Schalten eines logisch abgeschalteten IGBTs aufgrund Aufladung parasitärer Kapazitäten am Gate zufolge hoher Spannungsanstiege, wie sie beim Einschalten des komplementären IGBTs einer Halbbrücke auftreten. Weiter besitzt dieser Chip eine galvanische Trennung zwischen der Eingangsseite für die Ein- und Ausgabesignale in TTL-Logik und der Ausgangsseite zum Halbleiterschaltventil. Ein typisches Anwendungsbeispiel ist in Abbildung 3.9 ersichtlich.

Das Ausgangssignal wird in der für den Stromrichter implementierten Treiberschaltung aber nicht direkt mit dem Gate des zu schaltenden IGBTs verbunden. Der Ausgang eines Treibers schaltet in der in Abschnitt A.3 ersichtlichen Schaltung zunächst eine NPN-PNP-Transistoranordnung („Push-Pull-Stufe“), welche in weiterer Folge je nach Ausgangssignal und sich ergebender Schalterstellung der BOOST-Transistoren das Gate-Potential des Leistungs-IGBTs auf positive (VCC2) oder negative (VEE2) Versorgungsspannung legt.

Besondere Merkmale dieses Bauteiles sind einerseits die hohe Isolationsspannung von 1200 V und andererseits die Schaltleistung von 2 A. In Tabelle 3.2 sind die wesentlichen elektrischen Kenndaten des Treibers zusammengefasst.

---

<sup>4</sup>Operationsverstärker

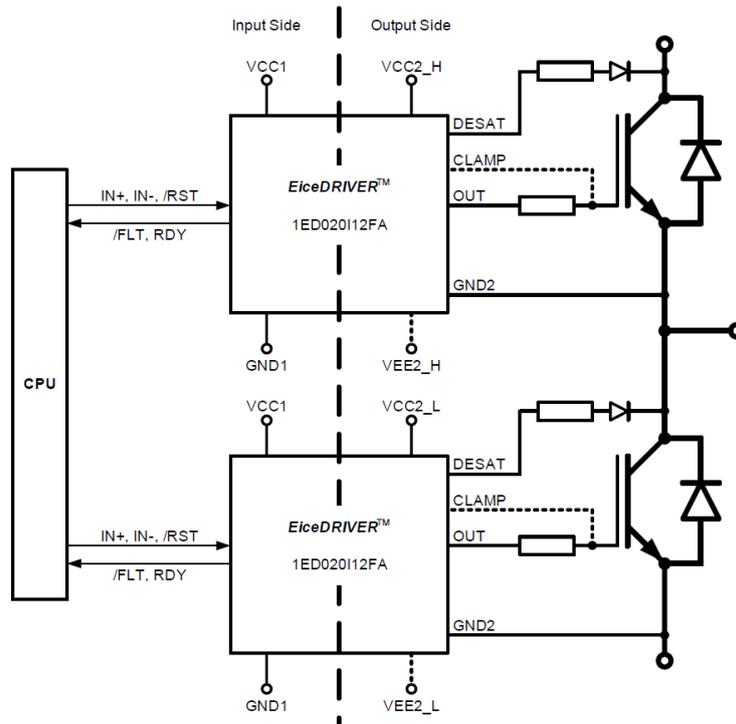


Abbildung 3.9: Typisches Anwendungsbeispiel des Eice DRIVERS 1ED020I12FA von Infineon [11, Seite 8, Abb.1: Typical Application]

Tabelle 3.2: Kenndaten der Treiberbausteine [11]

	Infineon	Eice DRIVER 1ED020I12FA
Versorgungsspannung Eingangsseite		$V_{CC1} = 5 \text{ V}$
Positive Versorgungsspannung Ausgangsseite		$V_{CC2} = 15 \text{ V}$
Negative Versorgungsspannung Ausgangsseite		$V_{EE2} = -8 \text{ V}$
Maximale Ausgangsspannung		$V_{OUT,MAX} = 28 \text{ V}$
Maximaler Gatetreiber Ausgangsstrom		$I_{OUT,MAX} = 2,4 \text{ A}$
Maximale Kurzschluss-Clamping-Zeit		$t_{CLAMP} = 10 \mu\text{s}$
Umgebungstemperatur		$T_{Umgebung} = -40 \dots 125^\circ\text{C}$
Maximale Laufzeitverzögerung		$t_{PDD,MAX} = 225 \text{ ns}$
Minimale Laufzeitverzögerung		$t_{PDD,MIN} = 155 \text{ ns}$

Die verbauten Treiberbausteine verfügen über eine Reihe an internen und externen Sicherheitsfunktionen von denen die wichtigsten im Folgenden beschrieben werden:

#### Interne Schutzfunktionen

- **Unterspannungsschutz:**  
Unterschreitet die eingangs- oder ausgangsseitige Versorgungsspannung VCC1 oder VCC2 den jeweiligen Minimalwert, so wird der IGBT abgeschaltet und die Eingangssignale ignoriert solange die Minimalwerte wieder erreicht werden.
- **Watchdog Timer:**  
Kommt es bei den chipinternen Signalflüssen zu einer Zeitüberschreitung wird der IGBT abgeschaltet und ein Fehlersignal ausgegeben.
- **Aktive Abschaltung:**  
Falls die Versorgung VCC2 der Ausgangsseite ausfällt, wird das Gate des IGBTs an das negative Versorgungsspannungsniveau VEE2 gelegt (Clamp).

#### Externe Schutzfunktionen

- **DESAT Detektion:**  
Steigt die Kollektor-Emitterspannung bei voll angesteuertem Gate über 9 V (Desaturation) so ist dies ein Indikator für einen Kurzschluss im Lastkreis. Der IGBT wird abgeschaltet und ein Fehlersignal ausgegeben.
- **Kurzschlusschutz:**  
Tritt ein Brückenkurzschluss auf, steigt durch Rückkopplungseffekte der parasitären Millerkapazität die Spannung am Gate an. Durch interne Beschaltung des Chips wird die Spannung auf etwa der Versorgungsspannung VCC2 begrenzt und es fließt ein Strom von bis zu 500 mA über eine Zeit von 10  $\mu$ s in die Versorgung zurück.
- **Resetfunktion:**  
Primäre Funktion des Resetpins ist das Rücksetzen der Fehlerflags in den Chips. Das Resetsignal ist low aktiv und das Fehlerflag wird bei steigender Flanke zurückgesetzt. Sekundär wirkt das Resetsignal auch als Aktivierung beziehungsweise Deaktivierung der Eingangslogik.

#### Schutzbeschaltung gegen elektrostatische Entladung (ESD)

Bauteile in elektrischen Schaltkreisen, insbesondere optoelektronische Bauelemente, können durch elektrostatische Entladungen, welche unterschiedlichste Ursachen besitzen können, hohen Spannungsimpulsen ausgesetzt, und in ihrer Funktion gestört beziehungsweise zerstört werden. Auf der Treiberplatine wurde deshalb eine Schutzbeschaltung gegen elektrostatische Entladung vorgesehen. Wie in Abschnitt A.3 ersichtlich, liegt zwischen Gate und Kollektor eines jeden IGBTs eine Schutzdiode gegen elektrostatische Entladung (Electronic Discharge Protection Diode). Zwischen dem Gate und dem Emitter befindet sich je eine Suppressordiode. Diese Dioden schützen die Halbleiterbauelemente

indem sie, im Falle elektrostatischer Entladung, ab einer bestimmten Schwellspannung leitend werden, und den dabei auftretenden Strom sicher am Bauelement vorbeiführen. Somit wird dem Aufbau hoher Spannungsspitzen entgegengewirkt. Die Schutzdioden bieten demnach optimaler Weise folgende Eigenschaften:

- extrem schnelle Reaktionszeit
- Fähigkeit hohe Spitzenströme zu führen
- minimale Sperrströme
- zuverlässige Funktion auch nach wiederholten ESD-Stößen.

### Eingangslogik

Die vom DSP erzeugten PWM-Signale werden auf der Treiberplatine mittels eines RC-Tiefpassfilters gefiltert bevor sie an die Eingänge der Eice DRIVER gelegt werden. Diese Maßnahme wurde getroffen um Signalrauschen zu unterdrücken. Weiter kommt ein Pulldownwiderstand zum Einsatz um ein unbeabsichtigtes Einschalten eines IGBTs zu verhindern falls kein DSP angeschlossen ist. Ein Signalpegel bis zu 1,5 V wird vom Treiberbaustein als logisch „low“ oder „AUS“ interpretiert. Ab einer Spannung von 3,5 V wird ein Signal als logisch „high“ oder „EIN“ gewertet.

Jeder der sechs Treiberbausteine besitzt zwei differentielle Eingangskanäle, IN+ und IN-, für die PWM-Eingangssignale, um die Einhaltung der Totzeitverriegelung sicherzustellen. Ein „high“ Impuls am Eingang IN+ schaltet den Ausgang OUT nur wenn an IN- „low“ anliegt. Diese einfache eingangs seitige Sicherheitsbeschaltung wird dadurch genutzt, dass zum Beispiel am Treiberbaustein UTOP der Halbbrücke U das PWM Signal SPWM-UT an IN+ und das PWM Signal SPWM-UB an IN- kontaktiert werden. Am Treiberbaustein UBOT wird die Zuordnung umgekehrt gewählt. Somit wird ein fälschliches Einschalten beider Ventile einer Halbbrücke zur selben Zeit verhindert. Wird ein Resetsignal an den Resetpin gelegt, wird der Ausgang eines Treibers auch bei korrekter Ansteuerung der Eingangskanäle nicht erzeugt.

### Fehlerlogik

Wie im vorigen Abschnitt erwähnt, können die Treiberbausteine verschiedene Fehlerzustände detektieren. Bei einem Kurzschluss (DESAT Detektion) wird der Treiber gestoppt und gibt ein Fehlersignal an Pin FLT aus solange kein Resetsignal an Pin RST einlangt. Pro Halbbrücke kommen zwei Treiberbausteine zum Einsatz wobei zwischen oberem und unterem der jeweiligen Phase unterschieden wird. Demzufolge gibt es sechs mögliche Fehlerereignisse für die Fehlerlogik, welche low aktive sind. Die Fehlerlogik hat nun die Aufgabe die Eingangssignale derart zu verarbeiten, dass an den Fehlersignal-LEDs erkennbar ist, in welcher Halbbrücke ein Fehler aufgetreten ist und ob das Fehlersignal vom unteren oder oberen Treiberbaustein stammt. Dies wird durch das Verschalten der Eingangssignale mit dualen anodenseitig gekoppelten Schottkydioden D58-65 erreicht, ersichtlich in Abschnitt A.3. Die Anode wird hierbei über einen 10 kΩ Widerstand an die Versorgungsspannung VCC und das Gate des entsprechenden p-Kanal-FET<sup>5</sup> Q3-7,

<sup>5</sup>p-Channel Field-Effect Transistor

welcher die zugehörige Signal-LED schaltet, kontaktiert. Zieht nun eines der low aktiven Fehlersignale eine Kathode auf low, so schaltet der FET. Die Fehlerlogik generiert auf diese Weise auch die Fehlersignale  $\overline{\text{FAULTU}}$ ,  $\overline{\text{FAULTV}}$  und  $\overline{\text{FAULTW}}$  sowie  $\overline{\text{FAULTN}}$ , welche dem Verbindungsstecker K1 zugeführt werden.

#### Temperaturmessung

Das IGBT-Modul FS400R12A2T4 von Infineon besitzt zur Temperaturüberwachung der Leistungshalbleiter NTC-Messwiderstände. Diese sogenannten Heißleiterwiderstände besitzen bei Normaltemperatur von 25°C einen definierten Widerstandswert von 5 kΩ, welcher sich bei höheren Temperaturen entsprechend Gleichung 3.1 verringert. Es wurde pro Halbbrücke ein Messwiderstand verbaut, welcher zusammen mit den IGBT- und Diodenchips am gleichen keramischen Substrat liegt. Die Messschaltung wird für Halbbrücke U in Abbildung 3.10 dargestellt. Zunächst verschiebt ein Spannungsteiler das Eingangssignal der OPV-Schaltung IC18A von 5 V auf den Eingangsbereich des ADC<sup>6</sup> von 3 V. Die OPV-Schaltung kann als Spannungsfolger mit einer Verstärkung von  $V = 1$  angesehen werden. Durch den sich ändernden Widerstandswert des NTC-Messwiderstandes, ergibt sich zusammen mit dem Spannungsteiler R44 und R45 die Messspannung am Ausgang der Schaltung. Für die Auswertung des Signals wird der Zusammenhang zwischen Temperatur und Messsignal linearisiert. Die Widerstandswerte von R44 und R45 wurden hierbei so gewählt, dass der Fehler, hervorgerufen durch die Linearisierung, möglichst gering ausfällt, und im wichtigen Temperaturbereich ab 100°C ein positives Vorzeichen besitzt. Die NTC-Temperaturkennlinie, das reale und das linearisierte Messsignal in Abhängigkeit der Temperatur wird in Abbildung 3.11 dargestellt. Gleichung 3.2 zeigt den mathematischen Zusammenhang, bei dem ein Fehler von wenigen Grad Celsius in Kauf genommen wird. Das Messsignal, in diesem Fall TEMP-U, wird in weiterer Folge auf den Verbindungsstecker K1 Pin 10 gelegt.

$$R(T) = R_{25} \cdot e^{(3411 - (\frac{1}{T} - \frac{1}{298,15}))} \quad (3.1)$$

$$\text{TEMP-U}(T) = k(T - 25) + 2,9424V \text{ mit } k = -0,0152 \quad (3.2)$$

#### Spannungsmessung

Dieser Schaltungsteil, ersichtlich in Abbildung 3.12, wurde zur potentialgetrennten Messung der Zwischenkreisspannung implementiert. Der Abgriff der Zwischenkreisspannung erfolgt zwischen Halbbrücke WTOP und Halbbrücke VBOT. Die aus sicherheits- und isolationstechnischen Gründen vorgenommene Potentialtrennung erfolgt mittels des Isolationsverstärkers U\$3 (ACPL-782T). Dieses Bauteil weist eine hohe Bandbreite auf und wurde speziell für den Einsatz in Umrichtern für den Automotivebereich entwickelt und isoliert bis zu einer Spitzenspannung von 6000 V (transient). Die zu messende Zwischenkreisspannung wird zunächst mittels des Spannungsteilers auf den empfohlenen Eingangsspannungsbereich ( $\pm 200$  mV) des Isolationsverstärkers geteilt und danach

---

<sup>6</sup>Analog Digital Converter

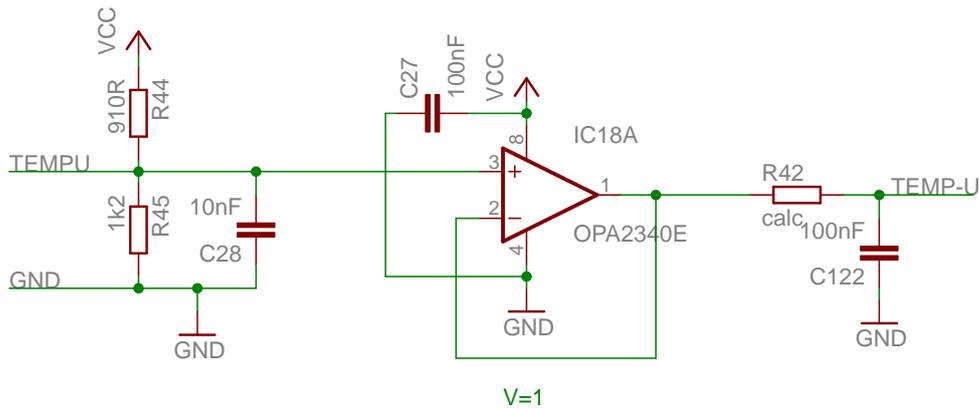


Abbildung 3.10: Temperaturmessung Halbbrücke U

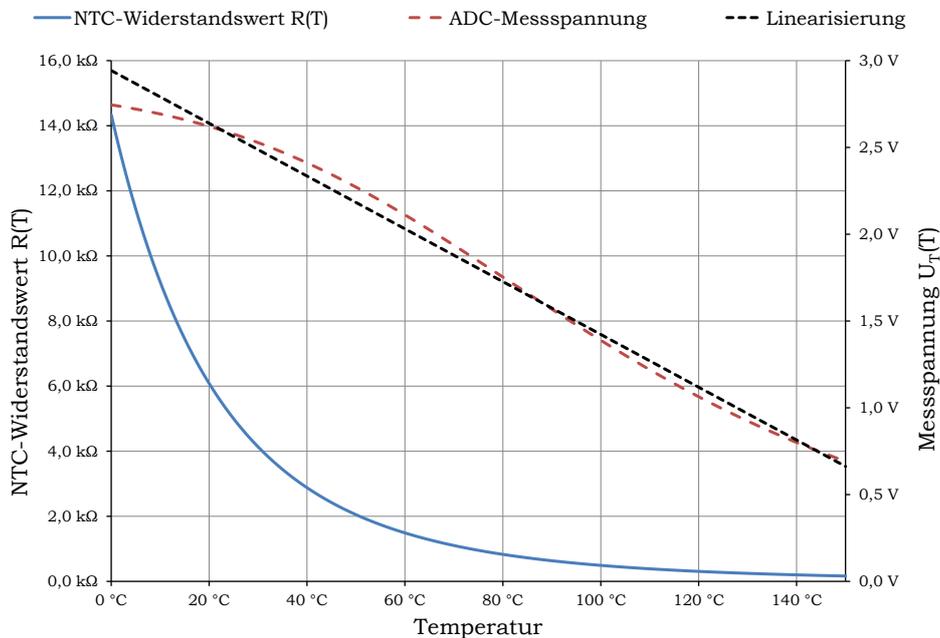


Abbildung 3.11: NTC-Temperaturkennlinie, reales ADC-Messsignal und linearisierte Messspannung

der Eingangsseite zugeführt. Um die Potentialtrennung konsequent zu verfolgen wird die Eingangsseite des Isolationsverstärkers mit der geregelten Ausgangsspannung +5 V des Spannungsreglers IC2 (MCP1804) versorgt, welcher wiederum seine Versorgungsspannung von der potentialgetrennten positiven Versorgung des oberen Treiberbausteins der Halbbrücke V bezieht. Die Ausgangsseite des Isolationsverstärkers wird von der +5 V (VCC) Versorgung der Treiberplatine gespeist. Der Isolationsverstärker weist eine Verstärkung von  $V_{ISO} = 8$  auf und die darauffolgende OPV-Verstärkerschaltung eine Verstärkung von  $V_{OPV} = 2$ . Durch den gewählten Schaltungsaufbau ergibt sich der Zusam-

menhang zwischen Zwischenkreisspannung und ADC-Eingangssignal nach Gleichung 3.3, dargestellt in Abbildung 3.13.

$$VDC(U_{ZK}) = k \cdot U_{ZK} \text{ mit } k = 0,00291 \quad (3.3)$$

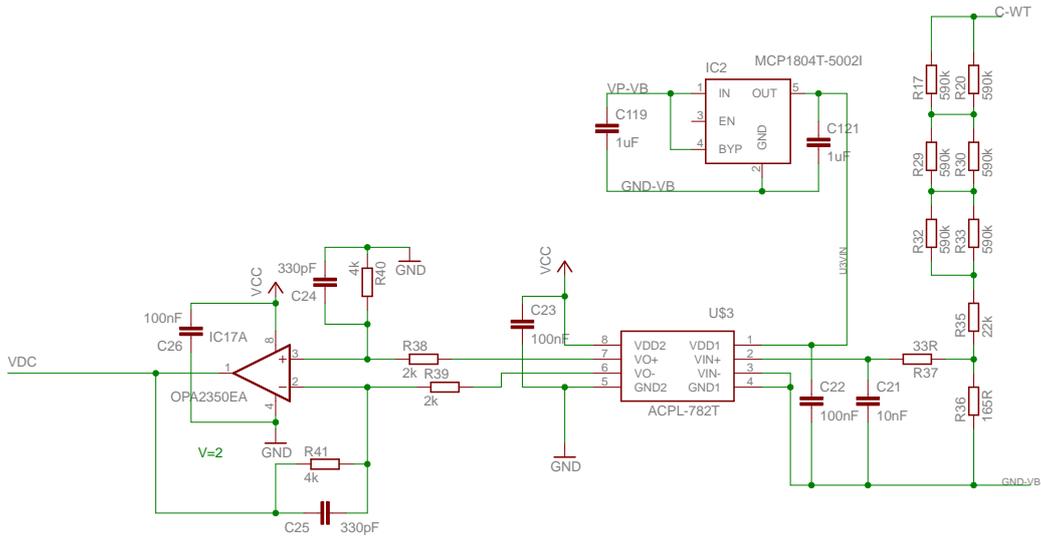


Abbildung 3.12: Messung der Zwischenkreisspannung

### Brückenkurzschluss und Totzeitberechnung

Eine Halbbrücke des IGBT-Moduls, wie in Abbildung 3.2 dargestellt, besitzt zwei Halbleiterbauelemente als Schalter genannt „oberer“ und „unterer“ IGBT der betrachteten Phase. Abhängend vom implementierten Schussmuster zur Ansteuerung des Stromrichters, werden die IGBTs der Halbbrücke abwechselnd ein- und ausgeschaltet. Falls beide Ventile einer Brücke gleichzeitig im leitenden Zustand sind, kommt es zu einem Brückenkurzschluss. In diesem Fehlerfall fließen sehr hohe Ströme, welche nur durch die Streuinduktivitäten der Zwischenkreisanbindung beschränkt werden. Brückenkurzschlüsse verursachen somit unerwartete Verluste und führen zu thermischer Instabilität des IGBT-Moduls, bis hin zum Ausfall einzelner Brücken beziehungsweise des gesamten Moduls.

Durch korrekte Programmierung alleine ist dieser Fehlerfall nicht auszuschließen, da alle Halbleiterbauteile eine gewisse Nichtidealität beim Ein- und Ausschaltverhalten aufweisen. Ebenso weisen die Treiberbausteine, welche auf der Treiberplatine zum Einsatz kommen, bei der Weitergabe der Schaltsignale eine bestimmte Laufzeitverzögerung auf. Um einen Brückenkurzschluss mit großer Sicherheit verhindern zu können, muss die sogenannte „Totzeit“, wie in [7] beschrieben, anhand der Parameter des IGBT-Moduls und der Treiberbausteine berechnet und bei der Softwareentwicklung berücksichtigt werden.

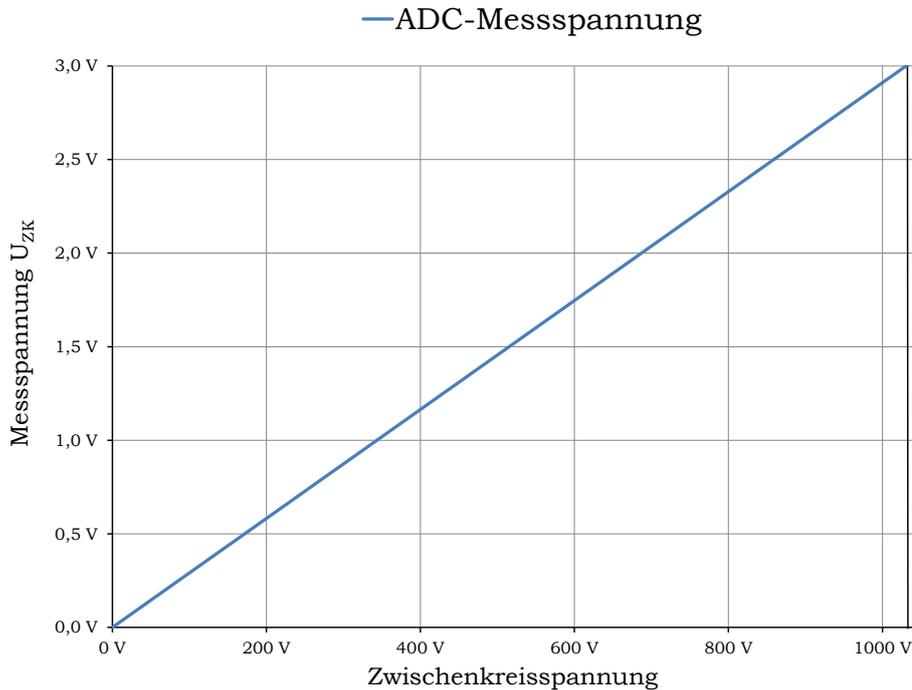


Abbildung 3.13: ADC-Messspannung über Zwischenkreisspannung

Die Angaben für die folgende Berechnung wurden [10] und [11] entnommen und sind in Tabelle 3.1 und Tabelle 3.2 angeführt.

$$t_{tot} = [(t_{D\_OFF\_MAX} - t_{D\_ON\_MIN}) + (t_{PDD\_MAX} - t_{PDD\_MIN})] \cdot 1,2 = 588ns \quad (3.4)$$

### ZK-Anbindung

Die Anbindung an den Gleichstromzwischenkreis erfolgt über einen Zwischenkreiskondensator, ausgeführt als Verschaltung mehrerer Kondensatoren zu einer Kondensatorbatterie, ersichtlich in Abbildung 3.3. Die Vorteile des Aufbaus mit Stützkondensatoren wurden bereits in Abschnitt 3.1 angeführt. Die Zwischenkreiskapazität hat die Aufgabe die Zwischenkreisspannung, welche als Versorgung für den Stromrichter dient, bei hochdynamischer Belastung zu stützen. Der Kondensator wird zunächst durch die in den Zwischenkreis speisende Quelle aufgeladen und kann die in ihm gespeicherte Energie bei Bedarf rasch zur Verfügung stellen. Im stationären Betrieb liefert der Kondensator die Wechselanteile des Laststromes. Dieser Belastungsstrom wird Rippelstrom genannt und ist eine wesentliche Kenngröße des Zwischenkreiskondensators. Im Nachstehenden werden nun die Anforderungen definiert, die Dimensionierung sämtlicher Bauteile vorgenommen und die dem Aufbau der entworfenen Kondensatorbatterie zugrundeliegenden Überlegungen angeführt.

### Bemessung und Anforderungen

Die Anforderungen an Stützkondensatoren in Zwischenkreisen von IGBT-Stromrichtern sind zunächst eine große Strombelastbarkeit. Die Strombelastung zur Dimensionierung der Kondensatoren wird durch näherungsweise Berechnung eines bestimmten Lastpunktes des Umrichters ermittelt, ohne Berücksichtigung sämtlicher Verluste. Hierzu werden die im Abschnitt 2.2 definierten Anforderungen herangezogen und Annahmen über eine fiktive Lastmaschine getroffen. Abbildung 3.14 zeigt die Strom- und Leistungsflüsse in der Zwischenkreisanbindung eines Laststromrichters.

Annahmen Zwischenkreis:  $U_{ZK} = 750V$

Annahmen Lastmaschine:  $ASM$  mit  $U_N = 400V$ ,  $\hat{I}_N = 200A$ ,  $\cos\varphi = 0,9$

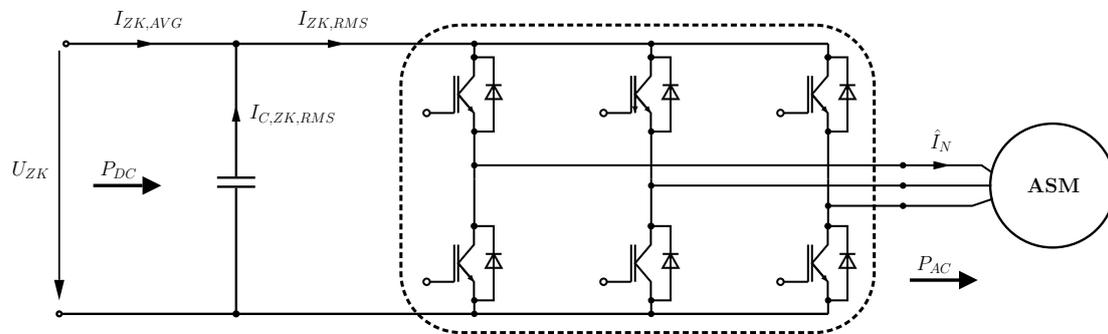


Abbildung 3.14: Dimensionierung der Zwischenkreisanbindung

Durch einfache Überlegungen muss die lastseitig dem Stromrichter entnommene Leistung  $P_{AC}$  über den Zwischenkreis zugeführt werden. In Gleichung 3.5 wird dies formelmäßig ausgedrückt:

$$P_{AC} = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot \frac{\hat{I}_N}{\sqrt{2}} \cdot \cos\varphi \approx P_{DC} = I_{ZK,AVG} \cdot U_{ZK} \approx 88kW \quad (3.5)$$

An dieser Stelle wird die Annahme einer idealen Glättung des Nachladestromes  $I_{ZK,AVG}$  in den Stützkondensator getroffen. Der Nachladestrom ergibt sich damit zu:

$$I_{ZK,AVG} = \frac{P_{DC}}{U_{ZK}} \approx 117,5A \quad (3.6)$$

Für die Berechnung des effektiven Stromes  $I_{ZK,RMS}$  in den Stromrichter wird vom Worst-Case ausgegangen und die Modulation  $M$  und der Strom in den Stromrichter  $I_{ZK,RMS}$  anhand [13, Glg.62u.67] wie folgt berechnet:

$$M = \frac{8 \cdot \sqrt{3}}{9 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \frac{1}{4 \cdot \cos^2\varphi}\right) = 1,0928 \quad (3.7)$$

$$I_{ZK,RMS} = \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot M \cdot \hat{I}_N^2 \cdot \left(\frac{1}{4} + \cos^2\varphi\right)} \approx 159,83A \quad (3.8)$$

Die effektive Belastung des Zwischenkreiskondensators kann schlussendlich laut [13, Glg.62] zu 107 A ermittelt werden.

$$I_{C,ZK,RMS} = \sqrt{I_{ZK,RMS}^2 - I_{ZK,AVG}^2} \approx 107A \quad (3.9)$$

Aus der vorangegangenen Rechnung ist festzustellen, dass mit einer Asynchronmaschine der gegebenen Daten und einer Leistungsaufnahme von 88 kW bei Anspeisung mit symmetrischer (Sinus) Space Phasor PWM durch den Umrichter, ein Ripplestrom von 107 A vom Kondensator geliefert werden muss. Da Elektrolytkondensatoren im Vergleich zu Halbleiterventilen auf etwaige Überlastungen weniger empfindlich sind, wird eine Überlastung der Kennwerte des Kondensators von 20 % zugelassen. Somit ergibt sich der durch die Kondensatorbatterie zu erreichende Ripplestrom zu:

$$I'_{C,ZK,RMS} = 107A \cdot 0,8 = 85,6A \quad (3.10)$$

Neben der Strombelastbarkeit sollte ein Stützkondensator auch eine geringe Zuleitungsinduktivität  $L_\sigma$  aufweisen. Dies ist von Bedeutung, da sich die, bei der Anbindung eines Zwischenkreiskondensators an eine Halbleiterventilbrücke, entstehende Streuinduktivität negativ auf das Schaltverhalten des Stromrichters auswirkt, und nach Gleichung 3.11 zusätzliche Schaltspannungsspitzen erzeugt. Abbildung 3.15 zeigt vereinfacht die dabei aufgespannte Fläche, welche es zu minimieren gilt [5].

$$u = L_\sigma \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.11)$$

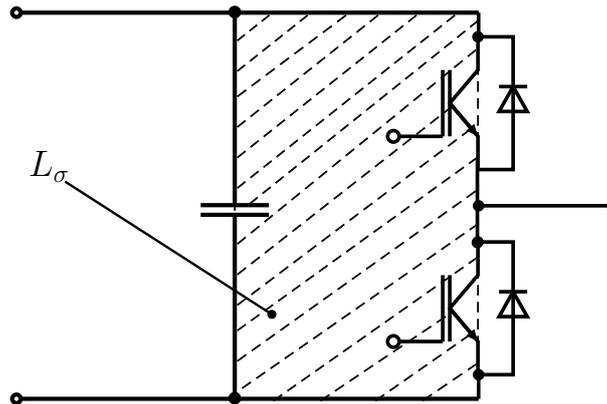


Abbildung 3.15: Streuinduktivität im Zwischenkreis [5]

Die Nennspannung des Kondensators ist ein weiteres wichtiges Charakteristikum. Zur vorgegebenen Zwischenkreisspannung von 750 V ist nun noch eine Reserve für die schalt-

bedingten Spannungsspitzen zufolge der Streuinduktivität hinzuzurechnen. Der Sollwert für die Betriebsspannung des Stützkondensators wird mit 900 V beziffert. So wie jedes stromführende Bauteil, besitzt auch der Kondensator einen äquivalenten Serienwiderstand genannt  $R_{ESR}$ <sup>7</sup>. Um die dadurch im Betrieb auftretende Verlustleistung gering zu halten, ist bei der Wahl der Kondensatoren und deren Verschaltung, der hierbei entstehende äquivalente Gesamtserienwiderstand des Stützkondensators klein zu halten.

Zusammengefasst ergeben die vorangegangenen Überlegungen zum Zwischenkreiskondensator folgende Vorgaben:

- Ripplestromsollwert  $I'_{C,ZK,RMS} = 85,6$  A
- Nennspannung  $U_{C,ZK} = 900$  VDC
- $R_{ESR}$  und  $L_{\sigma}$  minimal

#### Aufbau und Dimensionierung

Um den Anforderungen an den Kondensator gerecht zu werden, ist neben der Wahl der geeigneten Bauteile auch der konstruktive Aufbau und die Anordnung der Bauteile von großer Bedeutung. In der Praxis ist eine biplanare Verschaltung von mehreren Kondensatoren zu einer Kondensatorbatterie ein gangbarer Weg um alle Eigenschaften bestmöglich erfüllen zu können. Bei dem Entwurf der Kondensatorbatterie muss somit ein Kompromiss zwischen der Bauteilgröße des einzelnen Kondensators und der Gesamtanzahl der Bauteile geschlossen werden[20, S.1968].

Die Zwischenkreisanbindung wird durch eine Reihen- und Parallelschaltung mehrerer Kondensatoren erzielt. Die maximale Strombelastbarkeit wird durch die Anzahl der parallel geschalteten Kondensatoren bestimmt. Die Reihenschaltung von jeweils zwei Kondensatoren teilt die maximale Spannungsbeanspruchung pro Kondensator. Dies ist insbesondere deshalb notwendig, da übliche Kondensatoren in diesem Anwendungsbereich und mit adäquater Bauhöhe eine Nennspannung von etwa 400 V besitzen.

#### Dimensionierung der Kondensatoren

Neben den Bemessungsanforderungen zu Stromtragfähigkeit, Spannungsfestigkeit und ESR sind auch die Baugröße und die Lebensdauer der Kondensatoren von Bedeutung. In moderner Leistungselektronik mit kompakter Bauweise werden überwiegend Elektrolytkondensatoren und Folienkondensatoren verwendet. Der Folienkondensator vereint hohe Strombelastbarkeit und Spannungsfestigkeit mit weitgehend temperatur- und frequenzunabhängigen Verlauf der Kapazität und des ESR. Elektrolytkondensatoren erreichen hingegen durch ihre Bauweise sehr hohe spezifische Kapazitäten, welche aber stark frequenzabhängig sind. Weiter ist die Lebensdauer dieser Kondensatoren wesentlich von der Betriebstemperatur abhängig. Aufgrund der höheren Kapazität und des geringeren Preises wurden Elektrolytkondensatoren anstatt Folienkondensatoren zur Bestückung der Kondensatorbatterie gewählt. Bei der Wahl des Bauteils sind Einschränkungen zu lieferbarem Typ und Ausführungsform verschiedener Firmen gegeben. Allen Ansprüchen gerecht wird der schraubbare Aluminium-Elektrolyt-Kondensator der Marke KEMET,

---

<sup>7</sup>Equivalent Series Resistance

Tabelle 3.3: Kenndaten der Elektrolytkondensatoren [3]

Kemet	PEH200YH3470MU2
Nennspannung	$V_N = 450 \text{ VDC}$
Kapazität	$C = 470 \mu\text{F}$ bei 100 Hz, 25°C
Bauteilabmessungen	50 x 75 mm
maximaler Ripplestrom	$I_{\text{RIPPLE}} = 17,5 \text{ A}$ bei 10 kHz, 40°C
äquivalente Serienwiderstand	$R_{\text{ESR}} = 58 \text{ m}\Omega$ bei 100 kHz, 20°C
äquivalente Serieninduktivität	$L_{\text{ESR}} = 10 \mu\text{H}$

Typ PEH200YH3470MU2. Die entworfene Kondensatorbatterie ist in Abbildung 3.16 ersichtlich. Die Kondensatorwicklungen im Inneren bilden die Anode dieses Bauteils und tragen eine  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Schicht als Dielektrikum. Die Oberfläche der Anode wird in eine leitende Flüssigkeit, das Betriebselektrolyt, getaucht, welches zugleich die Kathode bildet. Die Kapazität der Kondensatoren berechnet sich aus der wirksamen Oberfläche, dem Abstand der Belege sowie der relativen Dielektrizitätskonstante des Dielektrikums [20, S.1966f]. Die Kenndaten der Kondensatoren sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst. Mit

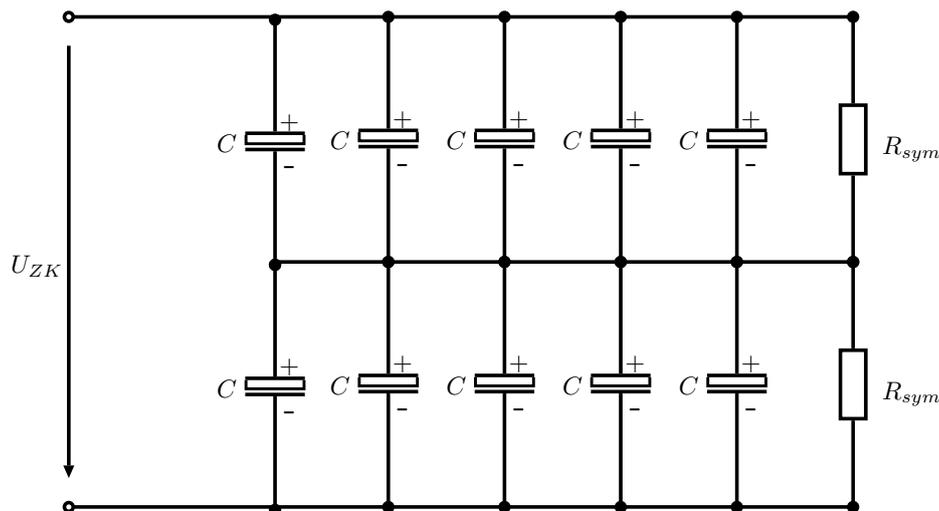


Abbildung 3.16: Zwischenkreiskondensator mit Symmetriewiderständen

fünf Kondensatoren in Parallelschaltung ergibt sich eine Strombelastbarkeit von 87,5 A, womit der geforderte Ripplestromsollwert von 85,6 A erreicht wird. Zwei Kondensatoren in Serie verschalten ergeben eine Nennspannung von 900 V und entsprechen damit den Anforderungen an die Spannungsfestigkeit. Es ergibt sich durch die in Abbildung 3.16 dargestellte Verschaltung eine Gesamtkapazität von  $1175 \mu\text{F}$  mit einem äquivalenten Gesamtserienwiderstand  $R_{\text{ESR,Gesamt}}$  von  $23,3 \text{ m}\Omega$ . Hiermit lässt sich die Gesamtverlustleistung unter Vollast ermitteln:

$$P_{C,\text{Verlust}} = I_{\text{RIPPLE}}^2 \cdot R_{\text{ESR,Gesamt}} = 266,8 \text{ W} \quad (3.12)$$

Tabelle 3.4: Kenndaten der Kondensatorbatterie

Kapazität	$C_{\text{Gesamt}} = 1175 \mu\text{F}$
Nennspannung	$V_N = 900 \text{ VDC}$
Rippelstrombelastung	$I_{\text{Rippel}} = 87,5 \text{ A}$ bei 10 kHz, 40°C
äquivalente Serienwiderstand	$R_{\text{ESR}} = 23,3 \text{ m}\Omega$

Das Ergebnis macht klar, dass eine aktive Kühlung der Kondensatorbatterie zwingend erforderlich ist, falls der Worst-Case Arbeitspunkt dauerhaft angefahren werden soll. Andernfalls ist eine Temperaturüberwachung vorzunehmen. Die Kenndaten des realisierten Zwischenkreiskondensators sind in Tabelle 3.4 zusammengefasst.

### Dimensionierung der Symmetriewiderstände

Durch mögliche Bauteiltoleranzen unter den Kondensatoren können sich Ausgleichsströme ausbilden und die Spannungsbeanspruchung einzelner Kondensatoren erhöhen. Diese Effekte führen unter Umständen zum vorzeitigen Ausfall einzelner Kondensatoren der Batterie. Abhilfe kann der Einsatz sogenannter Symmetriewiderstände bringen. Die Dimensionierung der Widerstände erfolgt unter anderem anhand der Faustformel für Symmetriewiderstände nach [20, S.1969]

$$R_{SYM} = 50M\Omega \cdot \frac{\mu F}{C_{ZK\mu F}} = 21k\Omega \quad (3.13)$$

$$P_{R_{SYM}} = \frac{U_{ZK}^2}{4R_{SYM}} = 6,7W \quad (3.14)$$

Als Symmetriewiderstände wurden Draht-Leistungswiderstände des Herstellers Arcol bezogen. Da auch diese Bauteile eine gewisse Toleranz in ihren elektrischen Eigenschaften aufweisen, ist es von Vorteil die tatsächlichen Widerstandswerte mehrerer Widerstände zu ermitteln. Anschließend können pro Kondensatorbatterie zwei, vom Leitwert ähnliche, Symmetriewiderstände gewählt werden. Die Kennwerte dieser Leistungswiderstände sind Tabelle 3.5 zu entnehmen. Um die Verlustleistung der Symmetriewiderstände abzuführen, werden diese mit einer Wärmeleitfolie am Gehäuseboden des Baugruppenträgers befestigt.

### Biplanare Verschiebung

Wie bereits erwähnt, gilt es beim Anschluss von Zwischenkreiskondensatoren für Halbleiterschaltventile möglichst niedrige Streuinduktivitäten  $L_\sigma$  zu erzielen. Die erste Maßnahme dies zu erreichen, ist die Kondensatorbatterie möglichst nahe an die Halbbrücken des IGBT-Moduls heranzuführen. Da Zwischenkreisstrommesswiderstände (ZK-Minus-Shunts) für eventuelle spätere Projekte zur sensorlosen Regelung von Drehstrommaschinen eingesetzt werden sollen, siehe Abbildung 3.3, ist dies aber nur bedingt durch die Abmessungen der Messwiderstände möglich. Die zweite Maßnahme zur Reduktion der

Tabelle 3.5: Kenndaten der Symmetriewiderstände

Arcol	Draht Leistungswiderstand
Nennspannung	$V_N = 550 \text{ VDC}$
Nennwiderstand	$R = 25 \text{ k}\Omega$
Nennleistung	$P = 12,5 \text{ W}$ ohne Kühlkörper
Betriebstemperatur	$T = -55 \dots 200^\circ\text{C}$
Toleranz	$\pm 5 \%$
Axial Spulenwicklung	Tafelmontage

Streuinduktivität ist die Verschraubung der einzelnen Kondensatoren auf einer biplanaren Verschiebung (von 3 mm dicken Kupferblechbandleitungen, siehe Abbildung 3.17). Der Spalt zwischen den Kupferplatten beträgt weniger als 1 mm. Um Kurzschlüsse zu verhindern kommt eine spezielle hochspannungsfeste Isolationsfolie zwischen den Platten zum Einsatz. Die Kenndaten der Isolationsfolie beinhaltet Tabelle 3.6. Die vollständigen Zeichnungen der Kupferbandleitungen der Zwischenkreisanbindung sind Abschnitt A.1 zu entnehmen. Für die Befestigung der schraubbaren Kondensatoren müssen entsprechende Aussparungen für die Schraubköpfe in der Pluschiene vorgesehen werden. Die Schraubköpfe wurden mittels Schrumpfschläuche elektrisch isoliert.

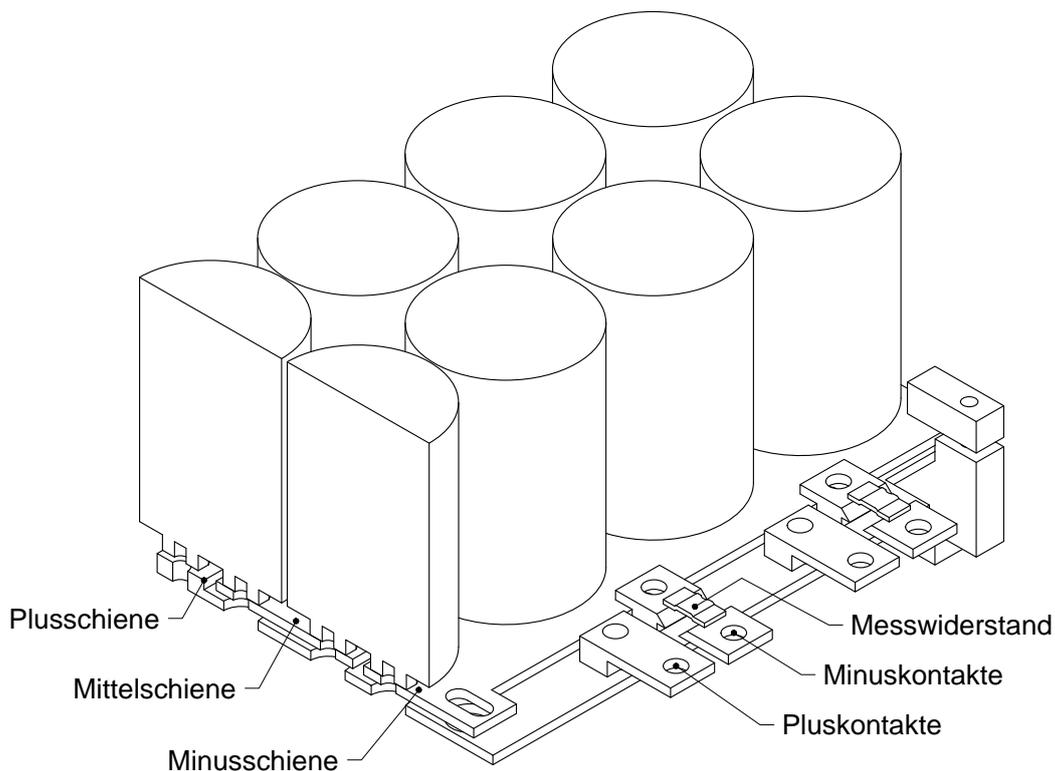


Abbildung 3.17: Schnittbild der Kondensatorbatterie (biplanare Verschiebung)

Tabelle 3.6: Kenndaten der Isolationsfolie

Dupon	Elektro- und chemische Isolationsfolie
Durchschlagsfestigkeit	269 kV/mm
Betriebstemperatur	-240...205°C
Material	FEP (Ethylenpropylenharz)
Stärke	0.127 mm
Dichte	2,15 g/cm <sup>3</sup>

Eine weitere Maßnahme gegen Streuinduktivitäten ist die Berücksichtigung der sich im Betrieb einstellenden Stromfäden bei der Ausrichtung der einzelnen Kondensatoren. Abbildung 3.18 zeigt ein Schnittbild der Kondensatorbatterie mit angedeuteten Stromfäden. Durch die Platzierung der Kondensatoren in der gewählten Art und Weise wird die zusätzliche Bildung von induktiven Schleifen vermieden.

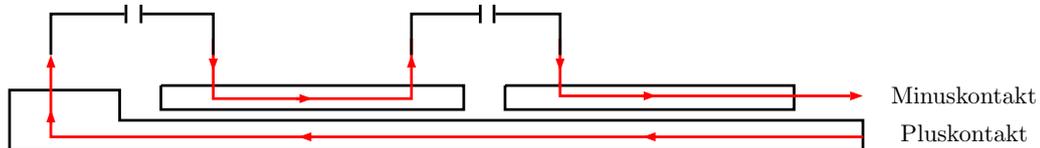


Abbildung 3.18: Kupferplatten mit angedeuteten Stromfäden und Kondensatoren

### 3.1.2 Steuerplatine

Bei der Dimensionierung der Steuerplatine wurde darauf geachtet, den stapelbaren Aufbau von Treiber- und Steuerplatine zu ermöglichen. Somit erhielt die Steuerplatine passende Abmessungen und gleiche Montagebohrungen wie die der Treiberplatine und wurde mit einem geeigneten 24-poligen Leiterplattensteckverbinder für den Datenaustausch mit der Treiberplatine ausgestattet. Der Aufgabenbereich der Steuerplatine erfasst neben dem Signalaustausch mit der Treiberplatine auch die Messwertaufnahme der Messplatine und den Datenaustausch mit dem Leitrechner, der Geberschnittstelle und der Schnittstellenplatine und die Ausführung verschiedener Sicherheitsabschaltungen. Die wichtigsten Funktionsblöcke werden in den folgenden Unterkapiteln mithilfe von Schaltungsteilen und Bezeichnungen, wie sie im Layout der Steuerplatine benutzt werden, beschrieben. Der vollständige schematische Schaltplan der Steuerplatine ist Abschnitt A.4 zu entnehmen.

#### Versorgung

Die Versorgung der Steuerplatine mit  $\pm 15\text{ V}$  sowie  $+5\text{ V}$  erfolgt über das Netzteil mittels des 10-poligen Steckers SV605. Für den Betrieb des digitalen Signalprozessors wird eine Spannung von  $5\text{ V}$  und  $3,3\text{ V}$  für das I/O-Design, sowie  $3\text{ V}$  Referenzspannung für den Analog-Digital-Konverter des Signalprozessors benötigt. Die Spannung von  $3,3\text{ V}$  wird aus der Versorgungsspannung von  $5\text{ V}$  mittels eines Spannungsregulators IC72 (TPS62130) und entsprechender Beschaltung generiert. Dessen Ausgangsspannung dient auch dem Spannungsreferenzbaustein IC25 (REF 3330), welcher die Referenzspannung von  $3,0\text{ V}$  erzeugt, als Eingangsspannung.

#### Digitaler Signalprozessor TMS320F28335

Im Zentrum der Steuerplatine befindet sich der 240-polige Sockel für die Aufnahme der DSP-Platine. Der eingesetzte digitale Signalprozessor TMS320F28335 von Texas Instruments gehört zur Produktfamilie der Delfino Mikrocomputer. Er besitzt eine 32 Bit-CPU mit Gleitkommaformat nach dem Standard IEEE 754 (32 Bit) und arbeitet mit der Harvard-Busarchitektur. Zu den wichtigsten, im Chip des Prozessors integrierten, peripheren Modulen, zählen die ePWM-Einheiten, die SPI<sup>8</sup>-Schnittstelle und der 12 Bit-Analog Digital Konverter. Zugriff auf deren Speicher erhält die CPU über den integrierten 6-Kanal DMA-Controller (Direct Memory Access). Abbildung 3.19 zeigt ein Blockschaltbild mit der Übersicht über alle Funktionen des Signalprozessors. Die maximale Taktrate des Prozessors beträgt  $150\text{ MHz}$  bei einer Kernspannung von  $1,9\text{ V}$ . Das I/O-Design arbeitet mit einem Spannungsbereich von  $3,3\text{ V}$ .

---

<sup>8</sup>Serial Peripheral Interface für synchronen seriellen Datenaustausch zwischen Funktionseinheiten

### 3 Komponenten

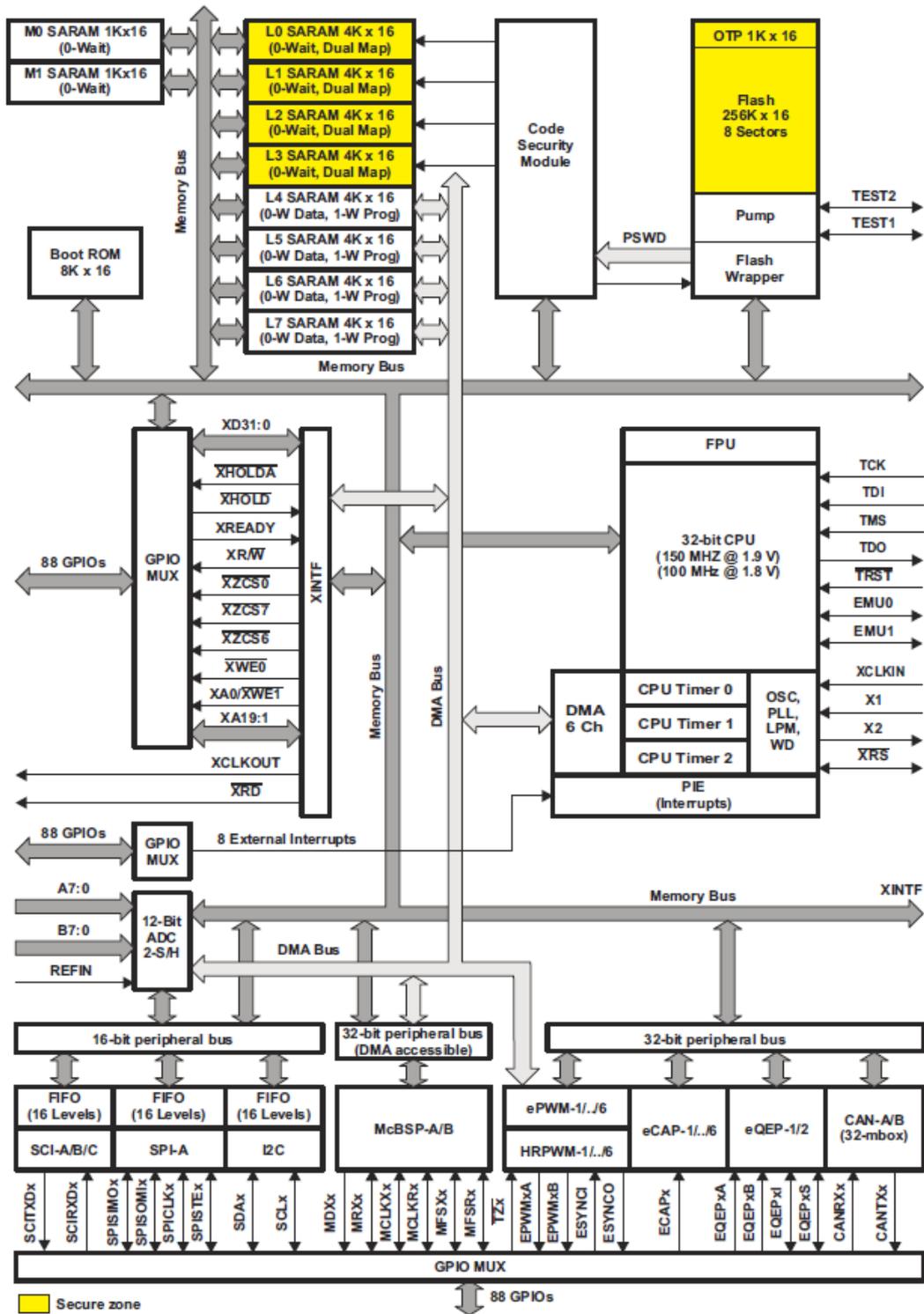


Abbildung 3.19: Funktionsblockdiagramm des Signalprozessors TMS320F28335 von Texas Instruments ([12, S.33, Abb.3.1])

Der Quellcode für die feldorientierte Drehzahlregelung der Drehfeldmaschinen wurde in der integrierten Entwicklungsumgebung von Texas Instruments (Code Composer Studio Version 6) in der Programmiersprache C erstellt und mittels der Kompilerversion v5.2 in Maschinencode kompiliert. Um die erstellte Software auf den Signalprozessor zu laden befindet sich der 14-poliger J-TAG<sup>9</sup> Verbindungsanschluss SV3 auf der Steuerplatine. Als J-TAG Emulator sind zum Beispiel das einfache Modell XDS100 von Texas Instruments oder der fortgeschrittene XDS200 Emulator des Herstellers Blackhawk geeignet. Die Kommunikation im Betrieb zwischen Leitreechner und DSP erfolgt über die in der Steuerplatine integrierte SPI-Schnittstelle und ein „Softtauge“. Als Benutzeroberfläche dient die institutseigene Software COMv21. Eine zweite SPI-Schnittstelle ermöglicht den Datenaustausch zwischen Signalprozessor und Geberschnittstelle.

### Verbindung mit der Treiberplatine

Wie eingangs erwähnt wurden Steuer- und Treiberplatine konzipiert, um eine stapelbare Einheit zu erlangen, die neben möglichst kompakten Abmessungen ebenfalls einen Signalaustausch zwischen den Platinen und die Versorgung der Treiberplatine ermöglicht. Hierzu wird der im Abschnitt 3.1.1 beschriebene 24-polige Verbindungsstecker J3 eingesetzt. Von der Treiberplatine werden Messsignale, wie Zwischenkreisspannung, Temperaturwerte der Halbbrücken, und Fehlersignale über diesen Stecker an die Steuerplatine geführt. Das low aktive Fehlersignal  $\overline{\text{FAULTN}}$  wird auf der Treiberplatine bei Detektion eines Fehlers von einem der Treiberbausteine in 5 V TTL-Logikpegel erstellt. Zur Weiterverarbeitung auf der Steuerplatine wird dieses Signal mithilfe des Pegelumsetzers IC4 (74LVC1G08DBV) auf 3.3 V Logikpegel herabgesetzt. Die Temperaturmesssignale der Halbbrücken (TEMPU\_IGBT, TEMPV\_IGBT und TEMPW\_IGBT) sowie das Messsignal der Zwischenkreisspannungsmessung (UDCIGBT) werden auf der Steuerplatine einer Tiefpassfilterung unterzogen bevor sie mittels des ADCs des DSP ausgewertet werden. Um die entsprechenden ADC-Eingänge vor Über- oder Unterspannungen im Messsignal zu schützen, werden diese Signale zusätzlich durch die Schottkydioden D4, D11, D12 und D13 des Typs BAS40-04 auf  $0\text{ V}-U_F$ <sup>10</sup> bis  $3.3\text{ V}+U_F$  begrenzt.

Steuersignale des Signalprozessors, bestimmt für die Treiberbausteine der Treiberplatine, wie EPWM1-3, jeweils A und B, und das Resetsignal  $\overline{\text{RST}}$ , werden entsprechend dem I/O-Design des Signalprozessors als 3,3 V-Logiksignale generiert. Da die Eingangspegel der Treiberbausteine mit 5 V (TTL-Logik) arbeiten, werden die PWM-Signale zuvor auf der Steuerplatine mittels des Leistungstreibers IC20 (74HCT367D) angehoben. Auch das Resetsignal wird mittels des invertierenden Schmitttriggers IC10 (74AHC1G14DBV) gleichermaßen verarbeitet. Für ein sicheres, hardwaretechnisches Abschalten der PWM-Signale wird ein Kippschalter (DIN\_PWM\_DISABLE) als Ansteuerung des D-FlipFlops IC15A (74HC74D) vorgesehen. Das Ausgangssignal des FlipFlops steuert an Pin 1 und 15 von IC20 die Ausgabe der PWM-Signale an die Treiberplatine. Im Falle einer Abschaltung mittels des Kippschalters werden die PWM-Signalleitungen auf Masse gezogen.

<sup>9</sup>Joint Test Action Group: dieser Anschluss dient dem Überwachen beziehungsweise Beeinflussen der Speicher des Mikrochips

<sup>10</sup> $U_F$ ...Flussspannung der Diode

**Strommessung mit Strommesswandler**

Wie in Abbildung 3.1 ersichtlich, werden die Strangströme der Maschinenzuleitungen U, V und W mittels Strommesswandler auf der Messplatine erfasst und mittels des 6-poligen Verbindungssteckers SV1 an die Steuerplatine übergeben. Ebenso wird die bipolare Versorgungsspannung von  $\pm 15V$ , welche für den Betrieb der Strommesswandler benötigt wird, von der Steuerplatine über diese Verbindung bereitgestellt. Die den Strangströmen proportionalen, jedoch um ein Vielfaches kleineren Ströme werden auf der Steuerplatine aufbereitet und mithilfe des ADC des DSP eingelesen. Die Messschaltung wurde für zwei verschiedene Messbereiche, angeführt in Tabelle 3.7, ausgelegt. Im Folgenden wird die auf der Steuerplatine vorgenommene, in Abbildung 3.20 abgebildete, analoge Aufbereitung des Strommesswandlersignals der Phase U (LEM\_CH1+) exemplarisch beschrieben. Der vollständige Schaltplan ist Abschnitt A.4 zu entnehmen.

Tabelle 3.7: Stromwandlertypen und Messbereiche

Bezeichnung	Bürde	Messbereich
LEM LA 55-P/SPI	$60\Omega$	$\pm 60 A$
LEM LA 200-P	$6\Omega$	$\pm 300 A$

Zunächst kann, je nachdem welche Strommesswandler auf der Messplatine zum Einsatz kommen, der passende Messwiderstand ( $R2$  oder  $R1$  parallel zu  $R61$ ) durch Setzen des Jumpers JP7 gewählt werden. Führt nun der Motorstrang U einen Strom gleich der positiven Grenze des Strommessbereichs der Strommesswandler, so wird der Sekundärstrom, gebildet aufgrund des Messwandlerprinzips beschrieben im Unterabschnitt 3.1.3, einen Spannungsabfall am Messwiderstand von  $1,5 V$  hervorrufen. Der Eingangsbereich des nachgeschalteten ADC beträgt  $3 V$ . Das Eingangsspannungslevel muss am OPV-Eingang von IC1A somit um  $1,5 V$  gehoben werden, was durch die Referenzspannung und den Spannungsteiler  $R7$  und  $R8$  geschieht. Die Verstärkung des OPVs beträgt:

$$V_{OPV} = \frac{R9//R10}{R3 + R5} = 0,833 \quad (3.15)$$

Um den ADC-Eingang des DSP vor Fehlerspannungen zu schützen, wird das Ausgangssignal  $IU\_LEM$  vor der Weiterverarbeitung durch die Schottkydiode D5 Type BAS40-04 auf die positive Grenze von  $3.3 V + U_F$  und die negative Grenze von  $0 - U_F$  begrenzt. Der Zusammenhang zwischen Phasenstrom und Messspannung, für einen Strommessbereich von  $\pm 60 A$ , ist Gleichung 3.16 zu entnehmen und in Abbildung 3.21 dargestellt.

$$IU_{LEM} = k \cdot IU + 1,5V \text{ mit } k = 0.025 \quad (3.16)$$

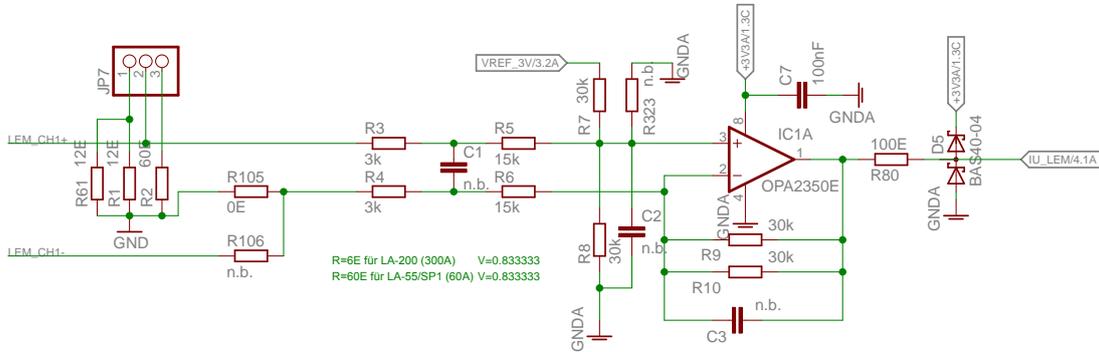


Abbildung 3.20: Strommessschaltung Phase U

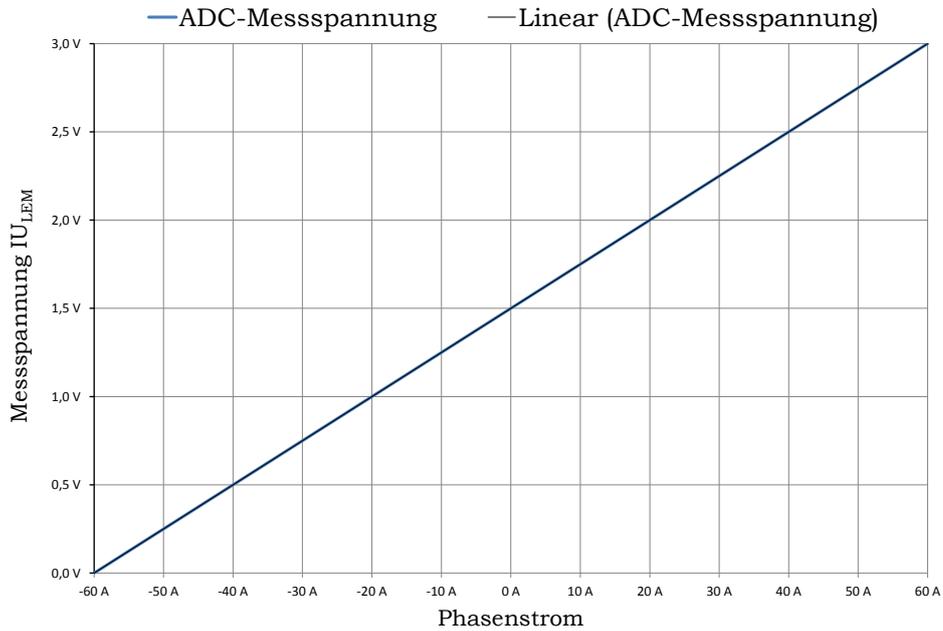


Abbildung 3.21: ADC-Messspannung über Phasenstrom bei einem Messbereich von  $\pm 60A$  (Strommesswandler LA 55-P/SPI)

### Strommessung mit Strommesswiderstand

Als Alternative zur Stromistwerterfassung mittels Strommesswandler wurde in der Zwischenkreisanbindung des Leistungsteiles des Stromrichters pro Phase ein Strommesswiderstand zwischen IGBT-Modul und Zwischenkreisminuspotential vorgesehen. Dieses Messprinzip mit sogenannten Zwischenkreisminusshunts  $R_M$  nutzt den Spannungsabfall an eben diesen definierten Widerständen, welcher direkt vom Laststrom der betreffenden Phase hervorgerufen wird, um auf den Strom der Motorwicklungen zum betrachteten Zeitpunkt zu schließen. Abbildung 3.22 zeigt dieses Messprinzip zu einem bestimmten Schaltzustand des IGBT-Moduls. Wird diese Messmethode eingesetzt, ist zu berücksichtigen, dass hierbei keine galvanische Trennung zwischen den logischen Schaltkreisen und dem Gleichspannungszwischenkreis des Leistungsteils besteht. In diesem Fall wird vom Betrieb mit einem „heißen“ Stromrichter gesprochen, da das negative UZK-Potential mit der Masse des DSP verbunden ist. Im Folgenden wird die auf der Steuerplatine vorgenommene, in Abbildung 3.23 abgebildete, analoge Aufbereitung des Shuntspannungsabfalls der Phase U (LEM\_CH4+) exemplarisch beschrieben.

Je nach gewünschtem Messbereich ( $\pm 60A$  oder  $\pm 300A$ ) muss der entsprechende Messwiderstand von  $1m\Omega$  oder  $0,2m\Omega$  in die Anschlussvorrichtung der Zwischenkreisanbindung eingesetzt werden. Fließt der maximal messbare Strom eines Messbereiches, so tritt am Messwiderstand ein Spannungsabfall von  $1,5V$  auf. Der Eingangsbereich des nachgeschalteten ADC beträgt  $3V$ . Das Eingangsspannungslevel muss am OPV-Eingang von IC1B somit um  $1,5V$  gehoben werden, was durch die Referenzspannung und den Spannungsteiler R19 und R20 geschieht. Die Verstärkung des OPVs beträgt

$$V_{OPV} = \frac{R21 // R22}{R15 + R17} = 25 \quad (3.17)$$

Der Zusammenhang zwischen Phasenstrom und Messspannung, für einen Strommessbereich von  $\pm 60A$ , gleicht somit dem der Strommessung mittels Strommesswandler.

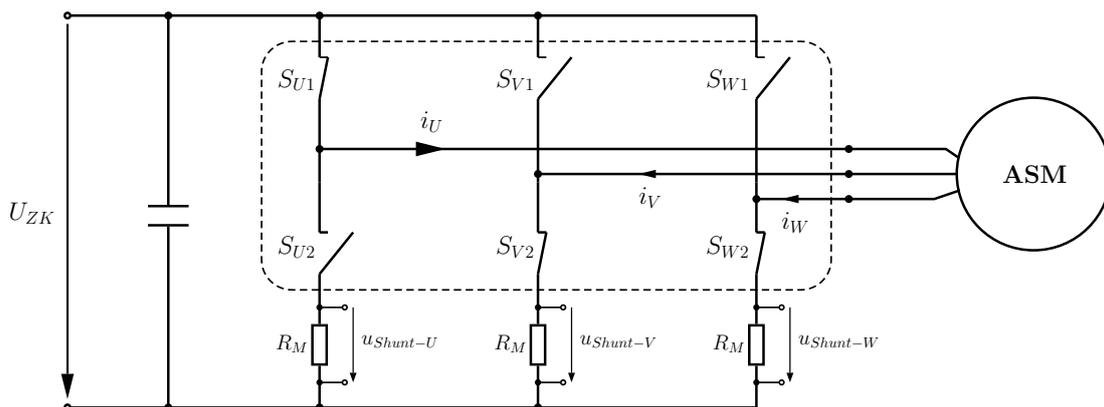


Abbildung 3.22: Beispiel der Strommessschaltung mit Zwischenkreisminusshunts für Schalterstellung  $U^+$

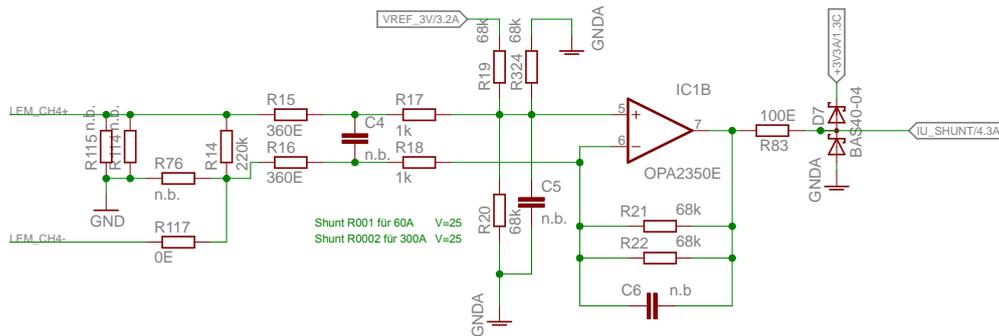


Abbildung 3.23: Messschaltung für Shuntstrommessung Phase U

### Weitere Messungen

Ähnlich wie die zuvor beschriebenen Schaltungen zur Aufbereitung der Messsignale der Strommesswandler und der Strommesswiderstände wurden sechs weitere Messschaltungen auf der Steuerplatine vorgesehen (siehe Abschnitt A.4). Damit ist es möglich mittels Spannungsmesswandler drei Spannungen zu messen und mithilfe geeigneter Sensoren drei weitere Messsignale aufzubereiten. Da diese Messschaltungen für den Betrieb des Stromrichters als Hochsetzsteller vorgesehen sind, wird hier nicht weiter darauf eingegangen.

### Sicherheitsabschaltung

Bereits im Abschnitt 2.2 wurde die Wichtigkeit des Schutzes der Leistungselektronik vor Fehlbedienung und Zerstörung aufgrund fehlerhafter Zustände angeführt. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, wurden diverse Sicherheitsabschaltungen, welche bei Inkrafttreten mithilfe der Tripzone der ePWM-Peripherieeinheit des DSP einen sicheren Betriebszustand gewährleisten sollen, auf der Steuerplatine implementiert. Hierzu ist es notwendig die Messsignale der physikalischen Größen Zwischenkreisspannung, Phasenströme und diverser Temperaturen zu überwachen und ab Erreichen einer vorgegebenen Schwelle die sichere Abschaltung des Leistungsteiles der Stromrichter zu bewirken. Die Überwachung wird mithilfe Zweipunktkomparatoren realisiert, welche das entsprechende Messsignal mit einer Schaltschwelle vergleichen und demzufolge den Ausgang schalten. Zur Vorgabe der Schaltschwellen der hierfür eingesetzten Komparatorschaltungen werden in der ersten Ausbaustufe des Stromrichters Mehrgangpotentiometer genutzt. Alternativ können, nach geringfügiger Anpassung der Steuerplatine, die Schaltschwellen auch durch Programmierung des im Abschnitt 3.1.2 beschriebenen Bausteins IC6 softwaretechnisch eingestellt werden. Neben diversen weiteren Komparatorschaltungen für Sicherheitsabschaltungen weiterführender Anwendungen des Stromrichters werden im folgenden Abschnitt nur die für die Anwendung des Stromrichters als Motorwechselrichter notwendigen Sicherheitsabschaltungen diskutiert.

#### Mehrkanal ADC/DAC-Baustein

Da der DSP TMS320F28335 eine begrenzte Anzahl von 16 ADC-Eingängen zur Verfügung stellt, wurde zur Erfassung weiterer Messsignale der 12-Bit Multikanal ADC/DAC Baustein IC6 (AMC7812) in der Steuerplatine integriert. Dieser IC beinhaltet 12 programmierbare DAC-Ausgänge und 16 ADC-Eingänge und bietet die Möglichkeit einer Kommunikation mit dem DSP per I<sup>2</sup>C-<sup>11</sup> oder SPI- Schnittstelle.

Die ADC-Eingänge dieses Bausteins sind vorerst für die Erfassung verschiedener Temperaturmesswerte, wie etwa Zwischenkreiskondensator-, Motor- und Kühlwassertemperaturen, vorgesehen. Die programmierbaren DAC-Ausgänge sind zur softwaretechnischen Vorgabe von diversen Schaltschwellen für die hardwaretechnischen Sicherheitsabschaltungen, wie etwa Überstrom- und Übertemperaturabschaltung, vorbereitet.

#### Überstromabschaltung

Die Überstromabschaltung wird benötigt um unzulässig hohe Ströme, zum Schutz der Antriebsmaschine und des Leistungsteils des Stromrichters, zu verhindern. Um Überströme detektieren zu können, werden die Strommesseingangssignale des ADC der drei Phasen U, V und W mit einem vorgegeben oberen und unteren Schwellenwert anhand einer Komparatorschaltung, zu sehen in Abbildung 3.24, verglichen. Dieser Vergleich wird mit unipolar versorgten Komparatoren des Typs LM393D realisiert. Diese Komparatoren besitzen Ausgänge mit offenem Kollektor und müssen mithilfe eines pullup-Widerstandes auf das positive Versorgungssignal gezogen werden. Pro Phase wird das Messsignal mit einer unteren (Komparatoren IC9A, IC8A und IC12A) und einer oberen (Komparatoren IC9B, IC8B und IC12B) Schranke verglichen. Ist die am nichtinvertierenden Eingang anliegende Spannung höher als die des invertierenden Eingangs, wird der Ausgang durchgeschaltet und Strom kann über den pullup-Widerstand gegen Masse fließen. Der Ausgang besitzt Massepotential. Übersteigt der Spannungswert des invertierenden Eingangs den Spannungswert des nichtinvertierenden Eingangs, so bleibt der Ausgang des Komparators deaktiviert. Es kann kein Strom fließen und das Potential am Ausgang wird auf 3,3 V gezogen. Durch die jeweilige Verschaltung der Ausgänge des unteren und oberen Komparators einer Phase werden UND-Gatter mit invertiertem Ausgang gebildet und somit das low aktive Fehlersignal  $\overline{\text{FAULT\_I\_LEM}}$  über ein weiteres UND-Gatter IC13A (74HCT11D) definiert.

Wird die Strommessung der Phasenströme mit den Strommesswiderständen (Zwischenkreisminusshunts siehe Abschnitt 3.1.2) ausgeführt, steht zur Überstromüberwachung ein ident aufgebauter Schaltungsteil zur Erzeugung des Fehlersignals  $\overline{\text{FAULT\_I\_SHUNT}}$  zur Verfügung.

---

<sup>11</sup>Serieller Datenbus für Kommunikation zwischen Controller und Peripherie-ICs

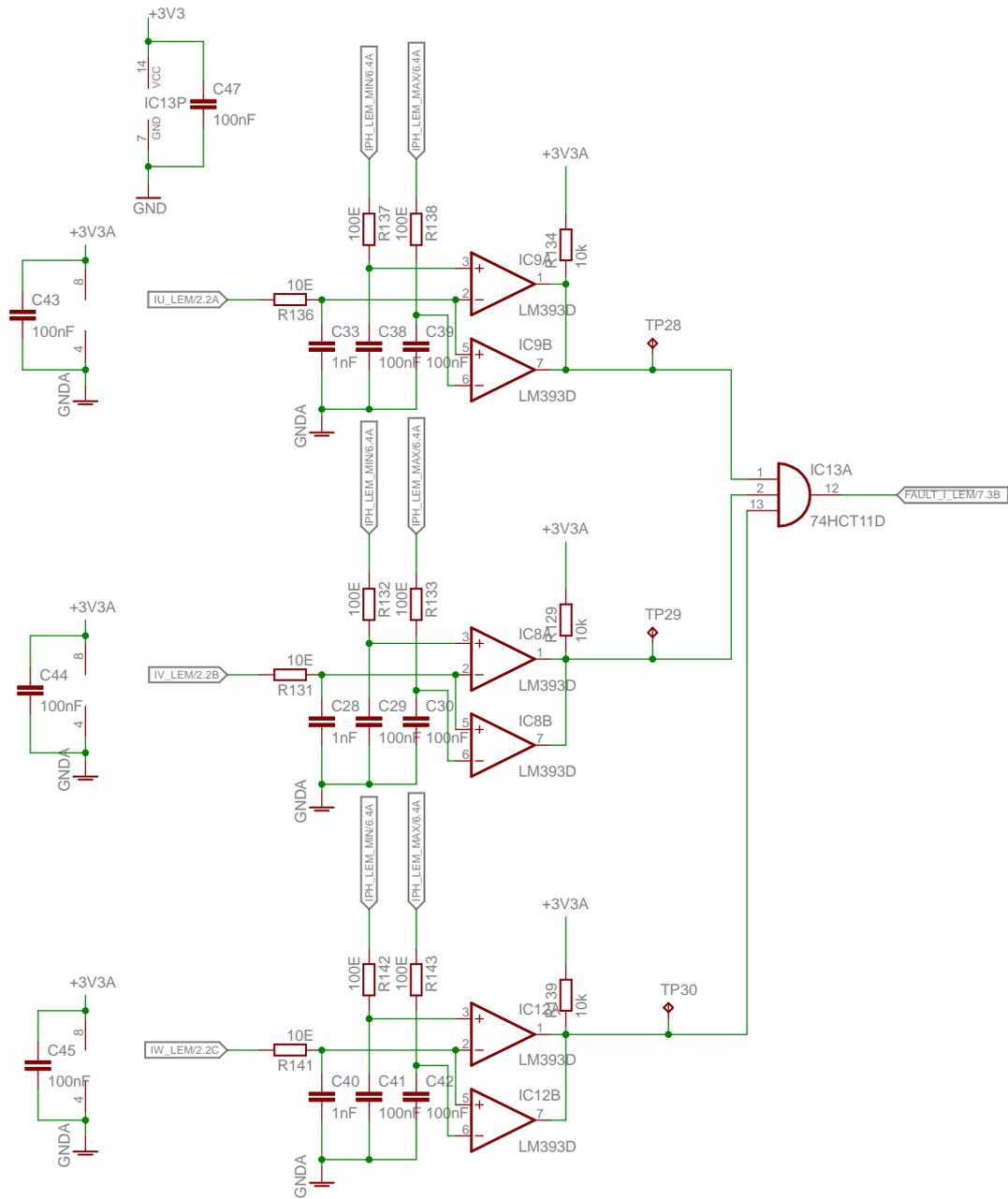


Abbildung 3.24: Überstromabschaltung

### Über- und Unterspannungsabschaltung

Eine zu geringe oder beispielsweise durch einen generatorischen Arbeitspunkt der Drehfeldmaschine hervorgerufene zu hohe Zwischenkreisspannung stellt ebenfalls einen unzulässigen Betriebszustand dar. Zur Überwachung der Zwischenkreisspannung wird das Messsignal der Zwischenkreisspannung UDC, gemessen auf der Treiberplatine siehe Abschnitt 3.1.1, mit einem unteren und einem oberen Grenzwert verglichen. Dieser Schaltungsteil ist in Abbildung 3.25 abgebildet und gleicht in Aufbau und Funktionalität der Komparatorschaltung der Überstromabschaltung. Als Ausgang der Über- und Unterspannungsabschaltung wird das low aktive Fehlersignal  $\overline{\text{FAULT\_UDC}}$  gebildet.

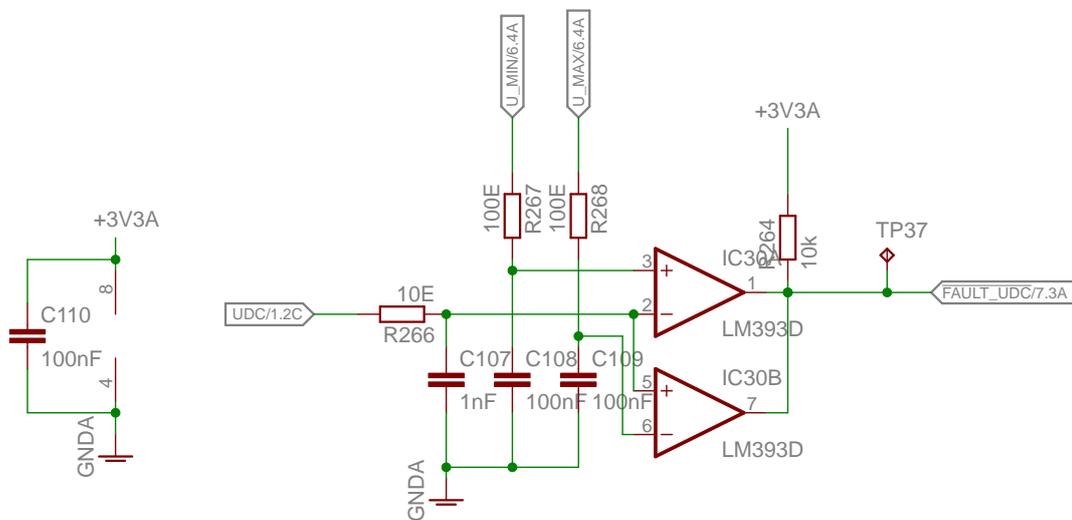


Abbildung 3.25: Über- und Unterspannungsabschaltung

### Übertemperaturabschaltung

Die im Folgenden beschriebene Übertemperaturabschaltung berücksichtigt sämtliche erfasste Temperaturmesssignale des Systems. Der Schaltungsteil ist in Abbildung 3.24 abgebildet. Der obere Komparator IC48B wird dazu benutzt, die Temperaturen der drei Halbbrücken des IGBT-Moduls, gemessen auf der Treiberplatine siehe Abschnitt 3.1.1, mit dem Schwellwert T\_MAX\_IGBT zu vergleichen und somit zu überwachen. Die dem Eingang des Komparators IC48B vorgeschalteten Schottkydioden (BAS40-05) D26 und D27, stellen sicher, dass nur das wertmäßig höchste Messsignal verarbeitet wird. Mit dem Komparator IC48A werden die Zwischenkreistemperatur, die Kühlwassertemperatur und die Temperatur der Antriebsmaschine überwacht. Übersteigt eines der Messsignale die entsprechende Schaltschwelle so wird der jeweilige Komparatorausgang auf Massepotential gelegt und das low aktive Fehlersignal  $\overline{\text{FAULT\_T}}$  generiert.

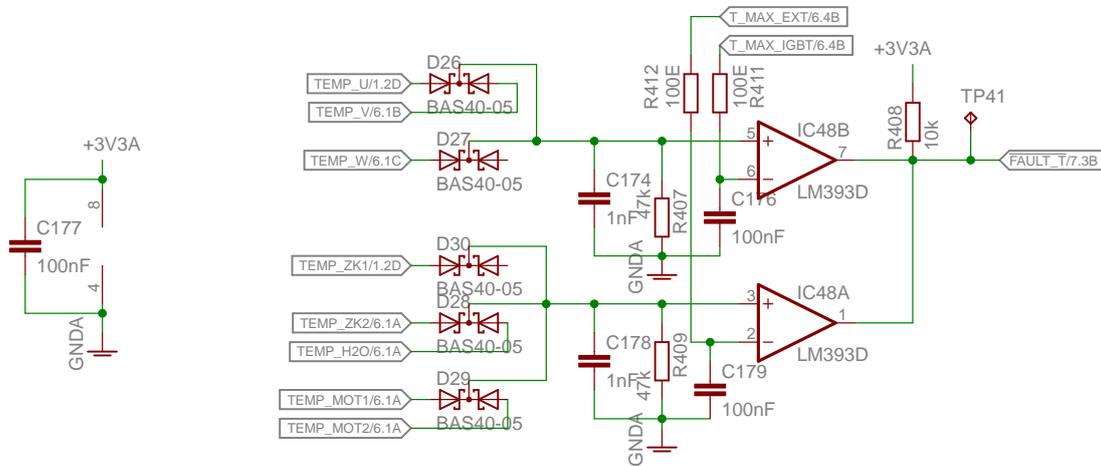


Abbildung 3.26: Übertemperaturabschaltung

### Weitere Sicherheitsabschaltungen

Um dem entworfenen Stromrichter ein möglichst breites Anwendungsgebiet zu eröffnen, wurden weitere Schaltungsteile zur Sicherheitsüberwachung von Spannungswerten und anderen Sensorwerten vorgesehen. Diese Schaltungsteile besitzen einen ähnlichen Aufbau wie die bereits beschriebenen Komparatorschaltungen und erzeugen die Fehlersignale  $\overline{\text{FAULT\_UU\_LEM}}$ ,  $\overline{\text{FAULT\_UV\_LEM}}$  und  $\overline{\text{FAULT\_UW\_LEM}}$  sowie  $\overline{\text{FAULT\_AUXANA\_1}}$ ,  $\overline{\text{FAULT\_AUXANA\_2}}$  und  $\overline{\text{FAULT\_AUXANA\_3}}$ .

### Fehlerbehandlung mit Tripzone-Modul

Die Peripherieeinheit ePWM des DSP bietet zur Fehlerbehandlung das, den Ausgangssignalen ePWMxA und ePWMxB vorgeschaltete, Tripzone-Modul. Diese Logik ist sehr schnell und arbeitet unabhängig vom Takt des DSP. Sie besitzt sechs Eingangspins  $\overline{\text{TZ1}}$  bis  $\overline{\text{TZ6}}$  welche bei Auslösung eines Fehlers frei konfigurierbar den Zustand der ePWMxA oder ePWMxB Ausgänge steuert. Hierbei ist für jeden Eingangspin zwischen folgenden zwei Fehlerarten zu wählen:

- **One-Shot Trip:** Einmaliges Event zur Behandlung von gefährlichen Kurzschluss- und Überstromzuständen und Ähnliches
- **Cycle-by-cycle Trip:** Periodisches Event zur separaten Strombegrenzung eines jeden Abtastzyklus.

Wird ein Trip-Event an einem Pin ausgelöst, so können die diesem Pin zugeordneten ePWM-Ausgänge beispielsweise hochohmig auf das Nullpotential gezogen werden. Die

einzelnen, mit den Komparatorschaltungen detektierbaren, Fehler werden logisch UND-verknüpft und ergeben schlussendlich das low aktive Signal  $\overline{\text{FAULT}}$ . Das  $\overline{\text{FAULT}}$ -Signal wird auf den low aktiven  $\overline{\text{TZ1}}$ -Pin des DSP gelegt. Abbildung 3.27 zeigt die logische Verschaltung der einzelnen Fehlersignale und deren Zuordnung zu den einzelnen Tripzone-Pins des DSP.

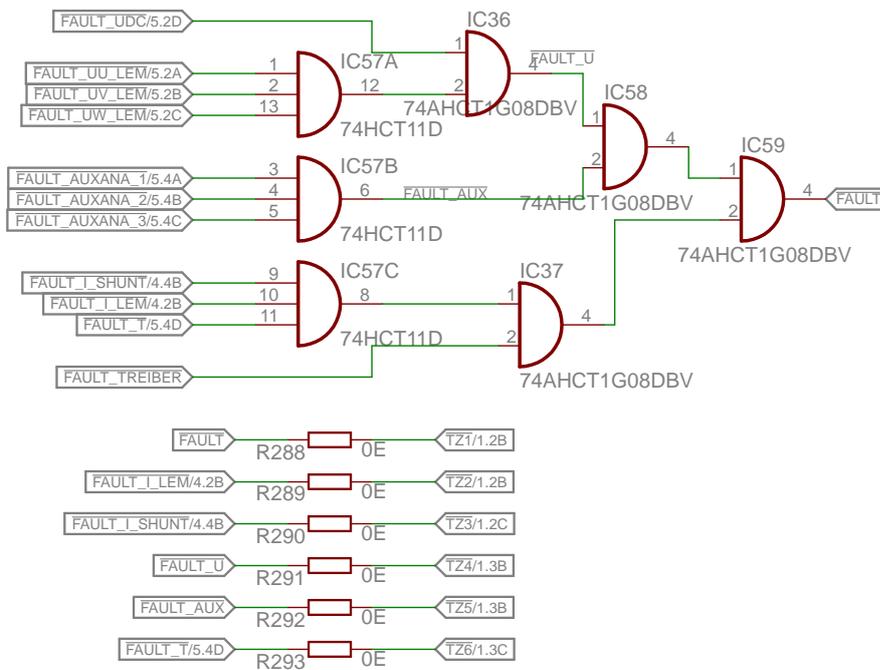


Abbildung 3.27: Fehlerbehandlung und Sicherheitsabschaltung anhand Tripzone-Pins  $\overline{\text{TZ1}}$ -  $\overline{\text{TZ6}}$

### 3.1.3 Messplatine

Die Aufgabe der Messplatine besteht darin, die Strangströme in den Maschinenzuleitungen U, V und W mittels geeigneter Strommesswandler zu erfassen sowie bei Nutzung des Stromrichters als Hochsetzer ebenso die netzseitigen Spannungen und Ströme zu messen. Wie in Abbildung 3.1 ersichtlich, wird die Messplatine als eigenständige Platine ausgeführt und mittels eines 6-poligen parallelen Steckers SV8 mit der Steuerplatine verbunden. Über diese Verbindung (Stecker SV8) werden die Messwandler von der Steuerplatine bipolar mit  $\pm 15\text{V}$  versorgt und unter anderem die Messsignale LEM\_CH1+, LEM\_CH2+ und LEM\_CH3+ an die Steuerplatine übertragen. Der Schaltplan wurde zusammen mit der Schnittstellenplatine gelayoutet und ist Abschnitt A.5 zu entnehmen. Der modulare Aufbau hat den Vorteil, dass für verschiedene Anwendungen mit unterschiedlichen Strom- und Spannungsmessbereichen eine angepasst bestückte Messplatine eingesetzt werden kann. Im Folgenden wird ein Strommesswandler für einen primären

Nennstrom von  $\pm 60$  A vorgestellt. Dieser Sensor ist für den Einsatz im HANSL- Labor-messplatz ausgelegt.

Die Funktion des aktiven Stromwandlers beruht auf dem Prinzip des Durchflutungs-ausgleichs. Der Aufbau besteht aus einem Ringkern mit möglichst kleinem Luftspalt in dem ein Hall-Element zur Messung des magnetischen Feldes eingebracht wird. Der Pri-märstrom (Strangstrom) wird durch den Ringkern geführt und bildet die Primärwicklung mit einer Windung. Ist dieser Leiter stromführend, so erzeugt er eine magnetische Feld-stärke und einen magnetischen Fluss im Luftspalt. Die Sekundärwicklung besteht aus  $N$  Windungen. Ein Regelkreis mit dem Signal des Hall-Elementes als 0-Indikator des Magentfelds stellt nun den Sekundärstrom so ein, dass der um ein Vielfaches kleinere Sekundärstrom das magnetische Feld möglichst aufhebt. Der kompensierende Sekundär-strom kann nun mittels eines Messwiderstandes als proportionale Spannung gemessen und mit einer Verstärkerschaltung weiterverarbeitet und anschließend im ADC des DSP eingelesen werden. Diese analoge Messsignalaufbereitung wird auf der Steuerplatine voll-zogen (siehe Abschnitt 3.1.2). Der Vorteil dieser Strommessmethode ist die Möglichkeit Gleich- und Wechselstromanteile potentialgetrennt mit guter Linearität und einer großen Bandbreite zu messen. Die Kenndaten des Strommesswandlers der Firma LEM Typ LA 55-P/SP1 für einen Messbereich von  $\pm 60$  A sind Tabelle 3.8 zu entnehmen [5].

Tabelle 3.8: Kenndaten der Strommesswandler [15]

LEM	LA 55-P/SP1
Übersetzungsverhältnis	$K_N = 1 : 2000$
Versorgungsspannung	$U_C = \pm 12 \dots 15$ V
Messbereich primär	$I_{PM} = \pm 100$ A
Nennstrom primär	$I_{PN} = 50$ A
Nennstrom sekundär	$I_{SN} = 25$ mA
Messwiderstand	$R_M = 30 \dots 330$ $\Omega$ bei $U_C = \pm 15$ V und $\pm 50$ A <sub>MAX</sub>
Bandbreite	$BW = 0 \dots 200$ kHz (-1 dB)

### 3.1.4 Schnittstellenplatine

Die Aufgabe dieser Platine besteht einerseits darin, analoge Eingangssignale potential-getrennt an die Steuerplatine zu übergeben. Hierbei handelt es sich beispielsweise um Signale von Schaltern und Tastern, welche durch den Benutzer generiert wurden und um Warnsignale anderer Komponenten des Antriebssystems. Andererseits bietet diese Platine die Möglichkeit verschiedene Aktuatoren des Labormessplatzes mithilfe von Relais zu steuern. Der Schaltplan der Schnittstellenplatine ist Abschnitt A.5 zu entnehmen.

Um diese Aufgaben auszuführen wird die Schnittstellenplatine mittels einer parallelen Leitung über Stecker SV2 mit der Steuerplatine verbunden und die entsprechenden Ein- und Ausgänge mittels Steckkontakten durch die Gehäuserückwand des Stromrichters ge-führt. Als Steckkontakte kommen Steckverbinder des Herstellers Phoenix Contact Serie MSTB mit Rastermaß 5.08 mm zum Einsatz. Wie in Abbildung 3.1 ersichtlich, ermög-licht die Verbindung mit der Steuerplatine den Signalaustausch und die Versorgung der Schnittstellenplatine mit  $+15$  V und  $+3,3$  V.

Für das Schalten von bis zu fünf verschiedenen Aktoren wurden die monostabilen Relais K1-K5 (Type G5SB112DC) ausgewählt, dessen Spulenwicklung mithilfe eines n-Kanal FET Transistors (BSS123) logisch von der Steuerplatine mithilfe der Signale DOUT\_RELAIS\_1 bis DOUT\_RELAIS\_5 angesteuert werden können. Die Kontakte dieser Relais machen das Schalten von Lasten mit bis zu 5 A bei 30 VDC oder 250 VAC möglich. Tabelle 3.9 gibt eine Übersicht über die Belegung der Steckkontakte der Relaisausgänge.

Zur Detektion verschiedener Warnsignale anderer Komponenten des Antriebssystems wurden vier 12 VAC/DC Eingänge vorgesehen. An diesen Eingängen wird mithilfe von optisch getrennten Fototransistoren IC32 bis IC34 (Type HCPL-354) die Detektion von DC- und AC-Signalen ermöglicht. Fünf weitere Signale, steuerbar durch Taster und Schalter an der Gehäusefront des Stromrichters, können ebenfalls optisch getrennt, mithilfe der Gleichstromfototransistoren IC64, IC66 und IC67 (Type HCPL-063), weiterverarbeitet werden. Allen neun optischen Trennbausteinen wurden invertierende Schmitttrigger IC27 und IC29 (Type 74HCT14D) nachgeschaltet. Diese logischen Bausteine generieren die insgesamt neun digitalen Eingänge und garantieren rauschfreie Ausgangssignale für die spätere Auswertung. Die Belegung der vier 12 VAC/DC Eingänge auf der Rückseite des Stromrichters, können Tabelle 3.10 entnommen werden.

Tabelle 3.9: Kontaktbelegung der Relaisausgänge

Zuordnung	Bezeichnung	Typ	Spezifikation
Ladeschütz	K1	X6-1	Schließer
		X6-2	Eingang
		X6-3	Öffner
Hauptschütz	K2	X6-4	Schließer
		X6-5	Eingang
		X6-6	Öffner
Lüfter	K3	X6-7	Schließer
		X6-8	Eingang
		X6-9	Öffner
Pumpe	K4	X6-10	Schließer
		X6-11	Eingang
		X6-12	Öffner
NOT AUS	K5	X7-1	Schließer
		X7-2	Eingang
		X7-3	Öffner

Tabelle 3.10: Kontaktbelegung der 12 VDC Eingänge

Zuordnung	Bezeichnung	Typ	Spezifikation
n.b.		X7-4	
Bremssteller - Aktiv	DIN 1	X7-5 X7-6	Eingang Eingang 12 VAC/ 12 VDC
Bremssteller - Warnung	DIN 2	X7-7 X7-8	Eingang Eingang 12 VAC/ 12 VDC
Hauptschütz - Kontrolle	DIN 3	X7-9 X7-10	Eingang Eingang 12 VAC/ 12 VDC
NOT AUS	DIN 4	X7-11 X7-12	Eingang Eingang 12 VAC/ 12 VDC

### 3.1.5 Netzteil

Zur Versorgung der Steuer- und damit auch Treiberplatine sowie der Messplatine und der Geberschnittstelle wird in den Baugruppenträger des entworfenen Stromrichters ein Einbaunetzteil der Firma VERO Power Modell Trivol LK35 integriert. Es wurde speziell für den Einsatz in 19“-Racks mit drei Höheneinheiten dimensioniert. Dieses Netzteil sorgt für eine galvanische Trennung und wird über einen Kaltgerätestecker mit Schmelzsicherungsaufnahme aus dem 230 VAC Netz gespeist. Die maximale Leistungsaufnahme der Primärseite beträgt 65 W. Die mehrfach bewickelte Sekundärseite erzeugt geregelte Ausgangsspannungen von +5 V / 3 A und  $\pm 15$  V / 0,65 A. Der Stecker (AMPHENOL T812110A100CEU) und die Buchse (AMPHENOL T821110A1R100CEU) für die Stromversorgung der Steuerplatine wurden mit der Pinbelegung nach Abbildung 3.28 eingesetzt.

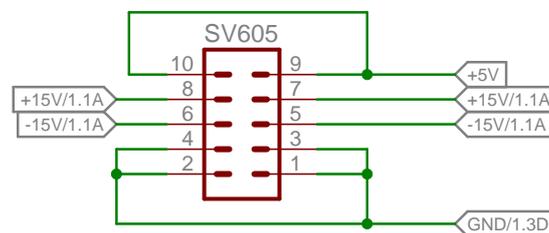


Abbildung 3.28: Pinbelegung der Versorgungsbuchse

### 3.1.6 Baugruppenträger, Anschlüsse und Bedienelemente

Die Komponenten des Stromrichters wurden in einem geschlossenen Baugruppenträger (19" 3U 67TE), zu sehen in Abbildung 3.29, untergebracht. Es war somit notwendig diverse Anschlüsse, wie etwa den Zwischenkreisanschluss und die Phasen U, V und W, sowie auch den Kühlmittel Ein- und Ausgang durch die Gehäuserückwand zu führen. Neben diesen Anschlüssen wurde auch die Versorgung des Netzteils mithilfe eines Kaltgerätesteckers (IEC 60320-1 Verbindungen C13 auf C14) mit Schalter und Sicherungsaufnahme in der Rückwand integriert. Für detaillierte Zeichnungen wird auf Abschnitt A.2 verwiesen.

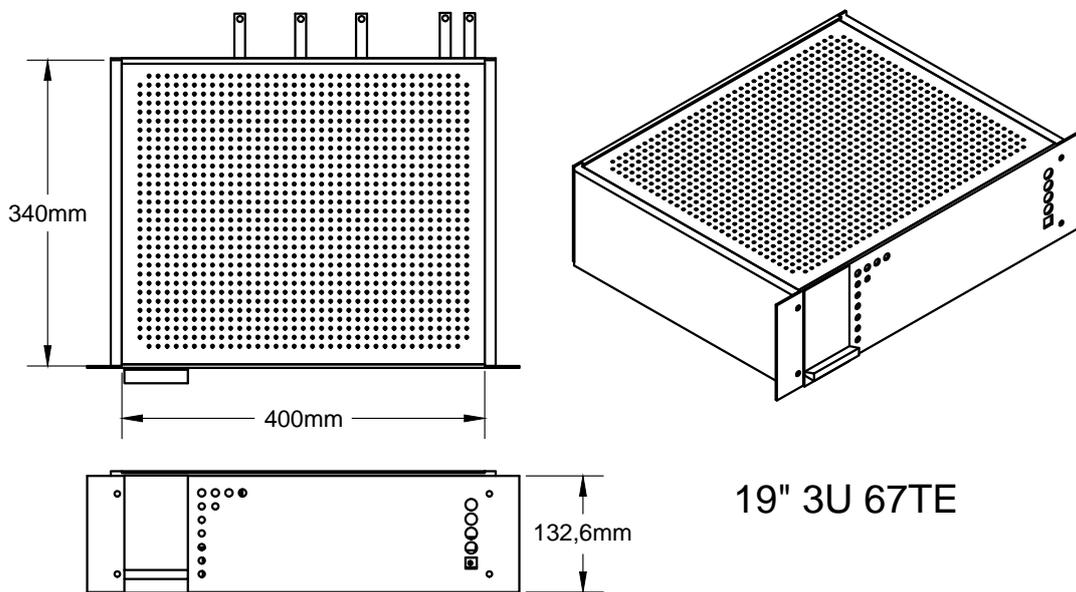


Abbildung 3.29: Baugruppenträger des Stromrichters

Für die Steuerung und Überwachung externer Geräte befinden sich ebenfalls die Steckkontakte der Schnittstellenplatine (siehe Unterabschnitt 3.1.4) und die Durchführung der Geberschnittstelle in der Rückwand. Zur Ausgabe von bis zu vier analogen Signalen über das Softauge, wurden in der Frontplatte des Stromrichters vier BNC-Buchsen und die USB-Schnittstelle vorgesehen. Ebenso befinden sich zwei potentialgetrennte Potentiometer (POTI1 und POTI2) sowie fünf weitere optisch gekoppelte Schalter in der Frontplatte. Mithilfe dieser Bedienelemente und vier Anzeigelampen ist es dem Benutzer möglich zwei Sollwerte direkt über ADC-Eingänge des DSP vorzugeben beziehungsweise durch die Schalter und Lampen den Betriebszustand des Stromrichters zu steuern und zu überwachen.

## 3.2 Drehstrommaschinen

Das Laborantriebssystem verfügt über eine Asynchronmaschine mit Kurzschlusskäfig und eine permanentmagneterregte Synchronmaschine. Diese zwei Drehstrommaschinen sind über eine Kardanwelle starr miteinander gekoppelt. Hierbei verlaufen die Rotorachsen der Maschinen nicht exakt in einer Linie um die Leichtgängigkeit der Kardangelenke zu gewährleisten und somit den Verschleiß der Komponenten gering zu halten. Das Motorbett ist Bestandteil des aus Vierkantrohren verschweißten Stahlrahmens des Labormesswagens und trägt die Maschinen. Die nun folgenden Unterkapitel beschreiben die Drehfeldmaschinen und deren Drehwinkelsensoren.

### 3.2.1 Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer

Bei diesem Maschinentyp besteht der feststehende Teil des Motors aus einer dreisträngigen, symmetrisch um den Umfang verteilten Drehstromwicklung und wird als Stator bezeichnet. Die einzelnen Stränge der Drehstromwicklung werden in den Nuten des sogenannten Ständerblechpakets untergebracht. Mithilfe einer Drehstromquelle kann dem Stator, ein sich zeitlich ändernder Strom eingeprägt, und ein Drehfeld in der Maschine erzeugt werden. Der drehbar gelagerte Teil der Drehstrommaschine wird als Rotor bezeichnet und besteht aus einem Blechpaket mit einem Kurzschlusskäfig aus Alu-Druckguss. Wird der Stator, wie oben beschrieben, bestromt, so bildet sich ein mit dem Rotorkäfig

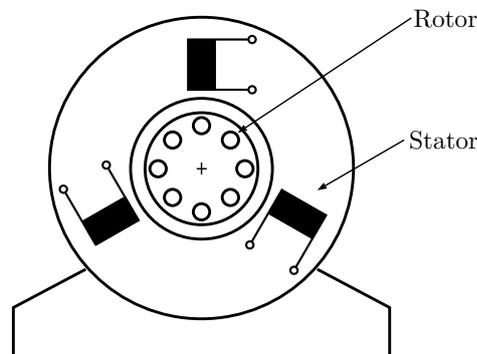


Abbildung 3.30: Asynchronmaschine mit Kurzschlusskäfig

verketteter magnetischer Fluss aus. Wann immer eine Relativgeschwindigkeit zwischen dem im Stator erzeugten Drehfeld und dem Rotorkäfig besteht, wird in den kurzgeschlossenen Leiterstäben des Rotors eine Spannung induziert und ein Reaktionsstrom hervorgerufen. Im Zusammenhang mit einer Asynchronmaschine wird die Differenz der Winkelgeschwindigkeit zwischen Flussverkettung und Rotor, bezogen auf die Drehfeldwinkelgeschwindigkeit  $\omega_{syn}$ , Schlupf  $s$  der Maschine genannt:

$$s = \frac{\omega_{syn} - \omega_m}{\omega_{syn}} \quad (3.18)$$

Die Raumzeigerdarstellung der Stator- und Rotorspannungsgleichung der Asynchronmaschine in bezogenen Größen aus der Sicht eines allgemeinen Koordinatensystems  $k$  lautet [18, S.167]:

$$\underline{u}_S(\tau) = \underline{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} + j\omega_k \cdot \underline{\psi}_S \quad (3.19)$$

$$\underline{u}_R(\tau) = \underline{i}_R \cdot r_R + \frac{d\underline{\psi}_R}{d\tau} + j(\omega_k - \omega_m) \cdot \underline{\psi}_R \quad (3.20)$$

Bei vorhandenem Schlupf  $s$  bilden demnach der Statorwicklungsstrom  $\underline{i}_S$  und der Rotorstrom  $\underline{i}_R$  zusammen mit der Selbstinduktivität des Stators  $l_S$  und des Rotors  $l_R$  die Gesamtflussverteilung der Maschine. Die Gegeninduktivität  $l_{SR}$  zwischen Rotor und Stator wird benutzt um den Streukoeffizienten  $\sigma$ , zur Beschreibung der Streuflussanteile  $\underline{\psi}_\sigma$ , mit bezogenen Größen zu definieren:

$$\sigma = 1 - \frac{l_{SR}^2}{l_S \cdot l_R} \quad (3.21)$$

Wird der Streufluss zur Gänze dem Stator zugeordnet so gilt [18, S.170]:

$$l_R = l_{SR} = l_S \cdot (1 - \sigma) \quad (3.22)$$

und die Flussverkettungsgleichungen können folgendermaßen angeschrieben und vereinfacht werden [18, S.174]:

$$\underline{\psi}_S(\tau) = \underline{i}_S \cdot l_S + \underline{i}_R \cdot l_{SR} = \underline{i}_S \cdot l_S + \underline{i}_R \cdot l_S(1 - \sigma) = \underline{\psi}_R + \underline{i}_S \cdot (l_S \cdot \sigma) = \underline{\psi}_R + \underline{\psi}_\sigma \quad (3.23)$$

$$\underline{\psi}_R(\tau) = \underline{i}_R \cdot l_R + \underline{i}_S \cdot l_{SR} = (\underline{i}_S + \underline{i}_R) \cdot l_S \cdot (1 - \sigma) \quad (3.24)$$

Die Reaktionsströme in den Leiterstäben des Rotors erzeugen nach dem Prinzip der Lorenzkraft zusammen mit der lokalen Flussverteilung eine Kraft auf den betrachteten Leiter in Richtung des voreilenden Drehfeldes. Die Ausbildung eines antreibenden Momentes  $m_R$  ist somit an den Nicht-Synchronlauf zwischen Statordrehfeld und Rotor gebunden. Dieser Umstand ist auch namensgebend für die Asynchronmaschine [2]. Mit der mechanischen Anlaufzeitkonstante  $\tau_m$  der Maschine, ergibt sich die mechanische Gleichung zu [18, S.205]:

$$\tau_m \cdot \frac{d}{d\tau} \omega_m = m_R + m_{Last} = -\text{Im}(\underline{i}_S^* \cdot \underline{\psi}_S) + m_{Last} \quad (3.25)$$

Der im Labormesswagen installierte Motor wurde von der Firma L. Pfeiffer bezogen und trägt die Typenbezeichnung 112M-4. Diese Norm-Motoren werden vorwiegend für eine Spannung von AC 3x380 V ausgelegt. Der zur Verfügung stehende Motor wurde, aufgrund der Grenzwerte der damals gewählten Leistungselektronik, für eine Spannung von AC 3x220 V ausgelegt und somit entsprechend umgewickelt [1]. Die Typenschilddaten sind Tabelle 3.11 zu entnehmen.

Tabelle 3.11: Typenschild der Asynchronmaschine

ASM	
$U_N = 220 \text{ V}$	$I_N = 15,3 \text{ A}$
$P_N = 4 \text{ kW}$	$2p = 4$
$\cos\phi = 0,85$	$n_N = 1420 \text{ U/min}$
$M_N = 27,3 \text{ Nm}$	$J = 0,012 \text{ kgm}^2$
$R_S = 0,54\Omega$	$X_S = 19,51 \text{ H}$
$\sigma = 0,069$	$T_M = 0,0515 \text{ s}$
Rotorlagegeber	12 Bit Gray codiert

### 3.2.2 Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Der feststehende Teil dieser Maschine wird ebenfalls als Stator bezeichnet, trägt die Drehfeldwicklung und ist im Prinzip genauso aufgebaut wie der Stator einer Asynchronmaschine. Der drehbar gelagerte Rotor des Motors wird je nach Anforderung als Blechpaket oder aus Vollstahl ausgeführt und ist mit Dauermagneten bestückt. Diese Permanentmagnete bilden ein, mit dem Stator gut verkoppeltes, Magnetfeld aus.

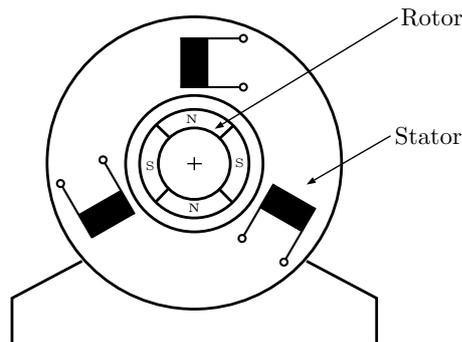


Abbildung 3.31: Synchronmaschine mit Permanentmagnetrotor

Für die unterschiedlichsten Anwendungsgebiete und Motorleistungen kommen verschiedene Dauermagnetmaterialien, wie zum Beispiel Samarium-Kobalt (SmCo) oder Neodym-Eisen-Bor (NdFeB), zum Einsatz. Der vorliegende Motor besitzt einen Rotor mit Magneten aus Aluminium-Nickel-Cobalt (AlNiCo), welche eine Remanenzinduktion von etwa 0.6 bis 1.0 Tesla besitzen [6].

Sobald die Statorwicklung des Motors durch eine Drehstromquelle entsprechend bestrahlt wird, kann sich durch das, von den Dauermagneten hervorgerufene, magnetische Feld, ein Moment zwischen Stator und Rotor ausbilden. Der Rotor wird somit beschleunigt und läuft näherungsweise synchron mit dem speisenden Statorfeld. Dieser Zustand ist namensgebend für die Synchronmaschine [2].

Die beschreibenden Gleichungen der PSM in Raumzeigerdarstellung mit bezogenen Größen in einem allgemeinen Koordinatensystem  $k$  lauten [18, S.227]:

$$\underline{u}_S(\tau) = \dot{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} + j\omega_k \cdot \underline{\psi}_S \quad (3.26)$$

$$\underline{\psi}_S(\tau) = \dot{i}_S \cdot l_S + \underline{\psi}_M \quad (3.27)$$

$$\tau_m \cdot \frac{d}{d\tau} \omega_m = m_R + m_{Last} = \dot{i}_{sq} \cdot |\underline{\psi}_M| - m_{Last} \quad (3.28)$$

mit dem Magnetflussverkettungsraumzeiger im  $\alpha\beta$ -KOS

$$\underline{\psi}_M = |\underline{\psi}_M| \cdot e^{j\gamma_m(\tau)} \quad (3.29)$$

und dem Zusammenhang zwischen dem mechanischen Winkel  $\gamma_m$  und der mechanischen Drehwinkelgeschwindigkeit  $\omega_m$ :

$$\frac{d\gamma_m}{d\tau} = \omega_m(\tau) \quad (3.30)$$

Im Vergleich zur ASM, liegt der große Vorteil der PSM darin, dass sie durch die Dauermagnete im Rotor keine flussparallele Statorstromkomponente für den Aufbau des magnetischen Flusses benötigt, und somit ein besseres Leistungsgewicht erreicht. Dies macht die PSM zu einer hochdynamischen Antriebsmaschine mit der Möglichkeit des Betriebes mit optimalem Leistungsfaktor [18]. Tabelle 3.12 zeigt das Typenschild der PSM.

Tabelle 3.12: Typenschild der Synchronmaschine

PSM	
$U_i = 150 \text{ V}$	$I_N = 22 \text{ A}$
$f = 0\text{-}300 \text{ Hz}$	$2p = 6$
AlNiCo	$n_N = 1200 \text{ U/min}$
$M_N = 27 \text{ Nm}$	$J = 0,0131 \text{ kgm}^2$
$RS = 0,148\Omega$	$LS = 2,9 \text{ mH}$
Rotorlagegeber	12 Bit Gray codiert

### 3.3 Drehgebersensoren und Geberschnittstelle

Die Regelung der Drehfeldmaschinen soll an diesem Labormessplatz sensorbasiert erfolgen. Als Winkelsensoren dienen Drehgeber, welche an die Antriebswellen gekoppelt werden und die aktuelle Winkelinformation codiert zur Verfügung stellen. Diese absolute Lageinformation lässt neben der Auswertung der Lage der Welle auch eine Drehzahlbestimmung mittels softwaretechnischer Drehzahlbeobachtung zu.

An den Rotorwellen der beiden Drehfeldmaschinen wurden hierzu Lagegebersensoren angebracht. Diese Drehgeber arbeiten nach dem optischen Abtastprinzip und erreichen

eine Auflösung von je 12 Bit. An die Rotorwelle der Asynchronmaschine ist ein Absolutwertlagegeber des Herstellers Hengstler Typ 0 565 498, und an die Rotorwelle der permanenterregten Synchronmaschine ein Geber des Typs 0565 202, ebenfalls vom Hersteller Hengstler, gekoppelt. Die Sensorwerte werden über ein paralleles Datenkabel graycodiert ausgegeben und mittels der Drehgeberschnittstelle für eine serielle Kommunikation mit dem Signalprozessor per SPI optisch getrennt und weiterverarbeitet. Die Versorgung der Drehgeber erfolgt ebenfalls über die Drehgeberschnittstellen, siehe Abbildung 3.1. Abbildung 3.32 zeigt die Pinbelegung des 25-poligen D-Sub-Steckers die für den Anschluss der Drehgeber an die Drehgeberschnittstelle zum Einsatz kommt. Der Abgriff der 12 Bit wurde an den 12 höherwertigen Bits (GD15-GD4) vorgenommen.

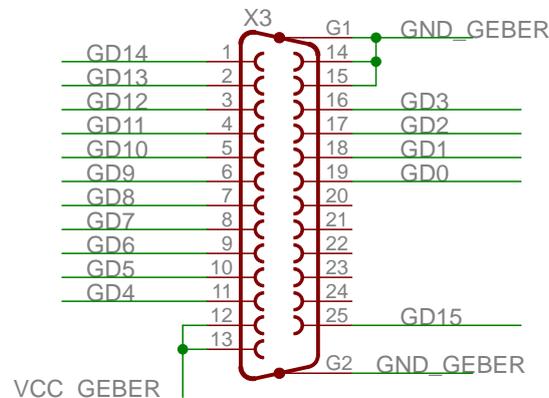


Abbildung 3.32: Pinbelegung des 25-poligen D-Sub Steckverbinders

### 3.4 Kühlung

Die Abfuhr der Wärme, die durch Verluste der stromführenden Leistungshalbleiter produziert wird, ist ein wichtiger Bestandteil in allen vergleichbaren Anwendungen. Besonders bei hochleistungsfähigen IGBT-Modulen in kompakter Bauweise, wie es das im Abschnitt 3.1.1 vorgestellte Modul darstellt, ist dies eine große Herausforderung. Dieses Unterkapitel widmet sich der Dimensionierung und Beschreibung des für die Kühlung der Stromrichter installierten geschlossenen Kühlkreislaufs. Bevor die einzelnen aktiven Komponenten des Kühlkreislaufs und deren technische Kenndaten beschrieben werden, folgt die Verlustleistungsberechnung anhand der Leit- und Schaltverluste der stromführenden Bauteile des IGBT-Moduls. Basierend auf den Ergebnissen können die Größen des Kühlkreislaufs, wie die Durchflussmenge und die abzuführende Wärmeleistung, ermittelt werden.

### 3.4.1 Berechnung der Verlustleistung

Für die Berechnung der Verlustleistung werden die Leit- und Schaltverluste der IGBTs und der Freilaufdioden der sechspulsigen ( $p = 6$ ) B6-Brückenschaltung des Stromrichters bei einem bestimmten Betriebspunkt analysiert. Hierzu werden eine Zwischenkreisspannung von 750 V und ein Strangspitzenstrom von 200 A angenommen. Die Schaltfrequenz der Ansteuerung der Brückenschaltung wird mit 10 kHz angenommen. Die Berechnungen sollen einen groben Überblick über die dissipierte Verlustleistung geben. Daher wurde mit gerundeten Zwischenergebnissen gerechnet.

Annahmen:  $U_{ZK} = 750V$ ,  $\hat{I}_{strang} = 200A$ ,  $p = 6$ ,  $f = 10kHz$

#### Verlustleistung der Transistoren

Für die Verlustberechnung der IGBTs werden die entsprechenden Werte den Diagrammen des technischen Datenblatts [10] entnommen. Die Werte beziehen sich auf die oben angeführten Annahmen und eine Sperrschichttemperatur von 125°C.

Werte aus dem Datenblatt [10]:  $I_C = 200A$ ,  $r_{dynT} = 7,5m\Omega$ ,  $U_0 = 0,75V$ ,  $E_{on} = 16mJ$ ,  $E_{off} = 19mJ$

Das Tastverhältnis ergibt sich nach [13] zu:

$$\delta = \frac{1}{p} = 0,1667 \quad (3.31)$$

Hiermit ergeben sich der mittlere und effektive Stromfluss der Ventile für die folgenden Berechnungen zu:

$$I_{avg} = I \cdot \delta = 33,33A, \quad I_{rms} = I \cdot \sqrt{\delta} = 81,64A \quad (3.32)$$

#### Leitverluste pro IGBT:

Nach [13] und [4] wird für die Berechnung der Leitverluste das Ersatzschaltbild für ein leitendes Ventil mit dynamischem Leitwiderstand  $r_{dynT}$  und Ersatzspannungsquelle  $U_{T0}$  benutzt. Die Werte hierfür entstammen der Ausgangskennlinie des Transistors.

$$\begin{aligned} P_{Tleit} &= U_{T0} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt + r_{dynT} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \\ &= U_{T0} \cdot I_{avg} + r_{dynT} \cdot I_{rms}^2 = \\ &= 0,75V \cdot 33,33A + 7,5m\Omega \cdot 81,64^2 A \approx 75W \quad (3.33) \end{aligned}$$

#### Schaltverluste pro IGBT:

Im Betrieb des Umrichters wird sich aufgrund entsprechender PWM-Ansteuerung ein sinusförmiger Strom in den Strängen einstellen. Wobei ein Transistor (oder eine Diode) pro PWM Periode nur für eine Halbperiode zum Einsatz kommt und somit leitend wird.

Beim Schalten von Leitungshalbleitern entstehen pro Puls Ein- und Ausschaltverluste, welche zusammen mit der Frequenz wie folgt berücksichtigt werden [4]:

$$P_{Tschalt} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(t) dt \cdot (E_{on} + E_{off}) \cdot f = \frac{2}{2\pi} \cdot (16mJ + 19mJ) \cdot 10kHz \approx 111W \quad (3.34)$$

### Verlustleistung der Freilaufdioden

Die für die Berechnung der Verlustleistung notwendigen Werte wurden unter anderem der Durchlasskennlinie der Dioden entnommen [13]:

Werte aus dem Datenblatt [10]:  $U_{Fluss} = 1,25V$ ,  $r_{dynD} = 6,25m\Omega$ ,  $E_{rec} = 17mJ$

#### Leitverluste pro Diode:

Bei den Leitverlusten der Freilaufdioden wird, wie bei den Transistoren, ein dynamisches Ersatzschaltbild herangezogen.

$$\begin{aligned} P_{Dleit} &= U_{Fluss} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt + r_{dynD} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \\ &= U_{Fluss} \cdot I_{avg} + r_{dynD} \cdot I_{rms}^2 = 1,25V \cdot 33,33A + 6,25m\Omega \cdot 81,64^2 A \approx 83W \quad (3.35) \end{aligned}$$

#### Schaltverluste pro Diode:

Die Schaltverluste einer Diode ergeben sich mit der Abschaltenergie (Reverse Recovery Energy) pro Puls zu [8]:

$$P_{Dschalt} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(t) dt \cdot E_{rec} \cdot f = \frac{2}{2\pi} \cdot 17mJ \cdot 10kHz \approx 54W \quad (3.36)$$

#### Gesamtverlustleistung der B6-Brücke:

Die gesamten Verluste der Brücke ergeben sich zusammen mit den zuvor ermittelten Ergebnissen für 6 IGBTs samt Freilaufdioden mit einem Sicherheitszuschlag von 20 Prozent zu etwa 2328 Watt.

$$P_G = 6 \cdot (P_{Tleit} + P_{Tschalt} + P_{Dleit} + P_{Dschalt}) \cdot 1,2 \approx 2328W \quad (3.37)$$

### 3.4.2 Dimensionierung der Komponenten

Für die Auslegung der Kühlmittelpumpe und des Rückkühlkörpers wird eine Umgebungstemperatur von 25°C angenommen. Als maximale Kühlmittleingangstemperatur sollen 60°C mit einer maximalen Erwärmung um  $\Delta T = 10^\circ C$  zugelassen werden. Mit der Grundformel für die mit Wasser abgeführte Wärmemenge nach [14] und der spezifischen

Wärmekapazität<sup>12</sup> und Dichte<sup>13</sup> von Wasser folgt der notwendige Wassermassenstrom  $\dot{m}$  eines Stromrichters zu:

$$\dot{m} = \frac{P_G}{c_{Wasser} \cdot \Delta T} = \frac{2328W}{4185,5 \frac{J}{kgK} \cdot 10K} = 0,05562 \frac{kg}{s} \quad (3.38)$$

woraus sich ein Volumenstrom von  $3,5l/min$  ergibt.

Das Kühlsystem wird für drei identische Umrichter (1 x Netzgleichrichter und 2 x Laststromrichter), welche parallel im Kühlkreislauf integriert sind, ausgelegt. Daher ist von der Kühlwasserpumpe dauerhaft eine Förderleistung von  $10,5$  Liter pro Minute ( $\dot{m} = 0,167 \frac{kg}{s}$ ) notwendig.

Bei Normalbetrieb der Laborübung, wobei die Leistung einer motorisch und einer generatorisch betriebenen Drehfeldmaschine, bis auf die Verlustleistung gedeckt durch den Netzgleichrichter, zwischen zwei Stromrichtern weitergegeben wird, ist der Wasser-Luft-Rückkühler auf die zweifache Gesamtverlustleistung zu dimensionieren.

$$P_{WT} = 2 \cdot 2328W = 4656W \quad (3.39)$$

Der Rückkühler wird als Wasser-Luft-Wärmetauscher mit Ventilator ausgeführt. Um zu gewährleisten, dass das Kühlwasser im Rückkühler wieder um  $\Delta T = 10^\circ C$  gekühlt wird, ist bei einer Wasserdurchflussmenge von  $\dot{m} = 0,167 \frac{kg}{s}$  folgende Kühlleistung notwendig:

$$\dot{Q} = \Delta T \cdot c_{Wasser} \cdot \dot{m} = 10K \cdot 4185,5 \frac{J}{kgK} \cdot 0,167 \frac{kg}{s} = 6990W \quad (3.40)$$

#### 3.4.3 Pumpe

Die Kühlmittelpumpe Modell Flowjet Quad II (Flojet R4325-143A \* 12 V) ist eine trockenlaufsichere Speisewasserpumpe mit einer Förderleistung von  $17 \frac{l}{min}$  bei  $12V$  Betriebsspannung und einer maximalen Stromaufnahme von  $6A$ . Sie verfügt über einen Druckschalter, welcher den Förderdruck auf  $2,8$  bar begrenzt.

#### 3.4.4 Kühlkörper

Das in dieser Diplomarbeit implementierte IGBT- Modul ist auf einem flüssig gekühlten Aluminiumkühlkörper zu montieren, wobei die Besonderheit darin besteht, dass Hitzeleitstäbe (Pin Fin Strukturen) an der Bodenplatte des IGBT-Moduls direkt in das, den Kühlkörper durchströmende, Kühlmedium ragen. Somit wird die wirksam gekühlte Oberfläche wesentlich vergrößert und der Wärmeübergang begünstigt. Abbildung 3.33 zeigt die Unterseite des IGBT-Moduls mit der PinFin-Struktur und den dafür angefertigten Kühlkörper. Es kommt zwischen Modulbodenplatte und Kühlkörper ein Dichtungsring zum Einsatz. Beim Einbau ist dessen Unversehrtheit zu prüfen und auf den richtigen Sitz der Dichtung in der vorgesehenen Nut zu achten. Die Maße des Kühlkörpers können [9, Abb.: 11, 12] entnommen werden.

<sup>12</sup>Spezifische Wärmekapazität:  $c_{Wasser} = 4184 \frac{J}{kgK}$

<sup>13</sup>Dichte:  $\rho_{Wasser} = 999,97 \frac{kg}{m^3}$

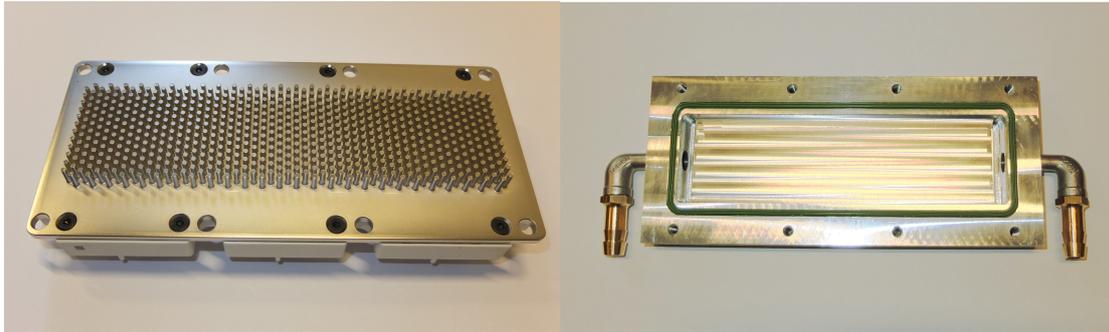


Abbildung 3.33: Links: PinFin-Struktur an der Unterseite des IGBT-Moduls, rechts: Kühlkörper mit Dichtungsring und Schlauchanschlussnippel

### 3.4.5 Wasser-Luft-Rückkühler

Der Rückkühler der Frima Nissens Modell HP 5-1 201213 ist ein aktiv luftgekühlter Aluminium-Einwegwasserrückkühler mit montiertem 12 V Ventilator. Der Ventilator fördert einen Luftmengenstrom von  $0,22 \text{ m}^3/\text{s}$ . Dieser Kühler ist für Hydrauliköl, Schmieröl und Wasser-Glykollmischungen geeignet. Für die Berechnung der Kühlleistung  $Q_{WLRK}$  bei den gegebenen Bedingungen wurde eine Umgebungstemperatur von  $25^\circ\text{C}$ , eine Kühlmittelleingangstemperatur von  $70^\circ\text{C}$  und eine Durchflussmenge von  $12,5 \text{ l}/\text{min}$  angenommen. Die spezifische Kühlleistung beträgt laut Hersteller hierbei  $112,5 \text{ W}/\text{K}$ . Die in Gleichung 3.41 berechnete Kühlleistung deckt den Bedarf beim Betrieb der beschriebenen Drehfeldmaschinen des Laborantriebssystems.

$$Q_{WLRK} = 112,5 \text{ W} \cdot \Delta T = 5062,5 \text{ W} \quad (3.41)$$

#### Kühlkreislauf

Einen Überblick über den Aufbau des geschlossenen Kühlkreislaufs bildet das Strukturschaltbild in Abbildung 3.34. Als Kühlmedium wurde ein Wasser-Glykol-Gemisch gewählt. Die gekühlte Kühlmittelflüssigkeit wird von der Pumpe über entsprechende Abzweigungen auf die Stromrichter verteilt. An der höchsten Stelle des gesamten Kühlkreislaufes wurde ein Ausgleichsbehälter montiert. Die Installation wurde mit einem Kühlmittelschlauch mit einem Innendurchmesser von  $12,5 \text{ mm}$  vorgenommen. Zur groben Überwachung der Kühlmitteltemperatur wurde ein Thermometer mit Anzeigeeinrichtung im Vorlauf installiert.

Um die Leistungsaufnahme der elektrischen Komponenten des Kühlkreislaufes stufenlos regeln zu können, wurden PWM-Leistungsregler des Typs KEMO M171 eingesetzt. Mit den für die Pumpe und den Ventilator angepassten Regelpotentiometern ist es somit möglich, die Stromaufnahme der Komponenten einzustellen. Die Leistungsregler werden, wenn das zugehörige Relais aktiviert ist, von einem 12 VDC Netzteil (TDK LAMBDA LS200-12) gespeist. Die Relais können bei Bedarf händisch oder von der Schnittstellenplatine der Stromrichter automatisch betätigt werden. Über eine Schaltlogik hat somit jeder Stromrichter im System die Möglichkeit, die an den Regelpotentiometern händisch ausgewählte Kühlleistung anzufordern. Der vollständige Stromlaufplan ist Abschnitt A.7 zu entnehmen.

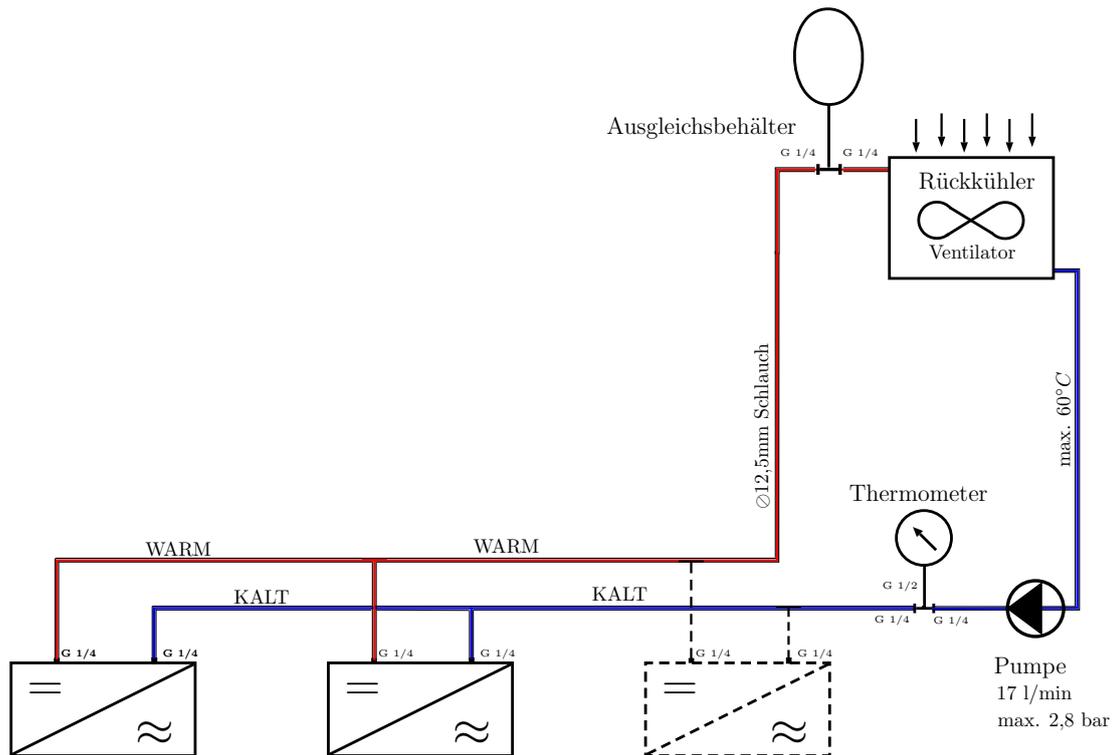


Abbildung 3.34: Strukturschaltbild Kühlkreislauf

### 3.5 Ladeschaltung

Der Labormessplatz soll auch ohne den im Gesamtkonzept vorgesehenen Hochsetzsteller, der seinerseits aus dem Drehstromnetz versorgt wird, zu betreiben sein. Hierzu wird eine Anbindung an die hauseigene Batterie des Maschinensaals vorgesehen. Die abgreifbare Gleichspannung beträgt wahlweise 220 VDC oder 440 VDC. Um den Ladestrom der Stromrichter beim Einschalten der Versorgung aus der Hausbatterie zu begrenzen, kommt eine Ladeschaltung zum Einsatz. Abbildung 3.35 zeigt das Prinzip der zu diesem Zwecke installierten Schaltung. Durch betätigen der Ladeschaltung wird zunächst eine Verbindung der Hausbatterie zu den Leistungsteilen der Stromrichter über den eingezeichneten Ladekreis mittels des Schaltschützes KDC1 geschlossen. Hierbei begrenzt der Ladewiderstand den Ladestrom der Zwischenkreiskondensatoren auf etwa 10 A. Ein Zeitschaltrelais steuert in weiterer Folge nach Ablauf der Ladezeit von 10 s das Schaltschütz KDC2, welches seinerseits den Ladekreis überbrückt. In den Messerkontakten des Labormessplatzes sind die Schmelzsicherungen F1 vorgesehen. Für die Anbindung des Zwischenkreises an die Hausbatterie wurde ein Leiterquerschnitt von  $8 \text{ mm}^2$  vorgesehen. Der Ladekreis kann entsprechend seiner geringeren Belastung mit kleinerem Querschnitt ( $4 \text{ mm}^2$ ) verdrahtet werden. Der vollständige Stromlaufplan ist Abschnitt A.6 zu entnehmen.

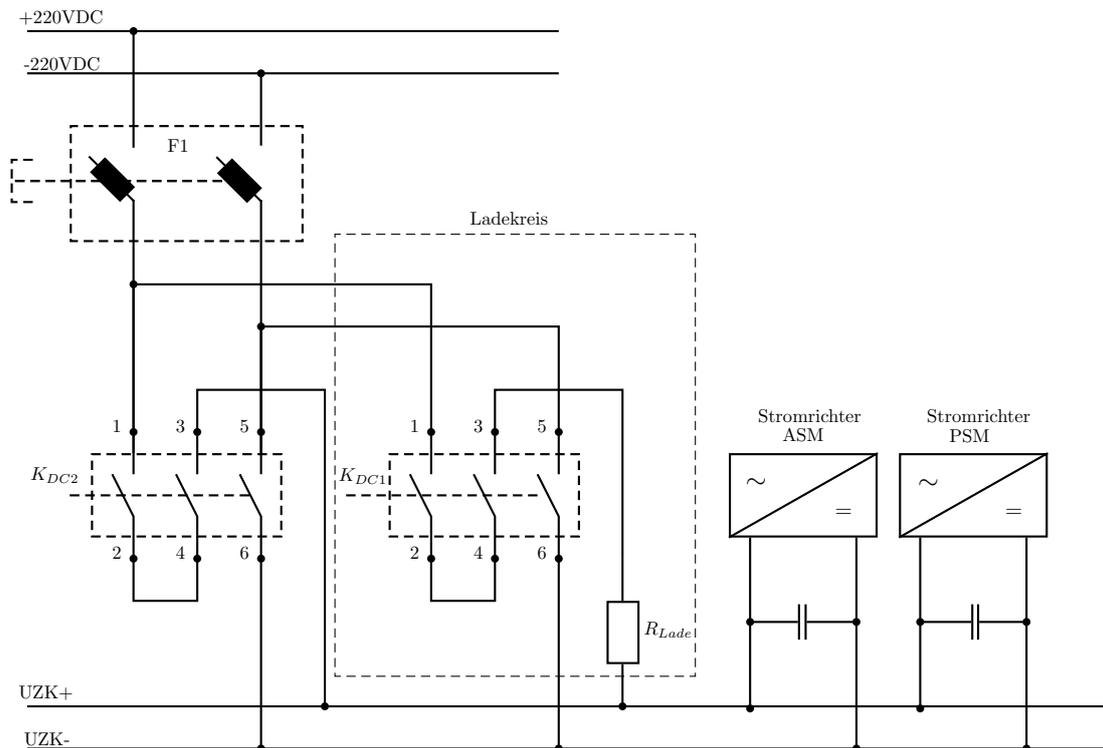


Abbildung 3.35: Anbindung an die Hausbatterie mit Ladekreis

### 3.6 Anzeigeeinstrumente

Zusätzlich zu den von Stromrichtern erfassten Messgrößen, werden am HANSL-Laborwagen mittels Dreheisenmessinstrumente verschiedene Größen gemessen. Entsprechend dem Arbeitsumfang dieser Diplomarbeit werden vorerst folgende, den Lastkreis zugehörige, Messwerte dargestellt:

- Außenleiterspannung ASM/PSM
- Phasenstrom ASM/PSM
- Zwischenkreisspannung
- Drehzahl
- Kühlwassertemperatur.



## 4 Feldorientierte Regelung der Drehfeldmaschinen

Bei der feldorientierten Regelung von Drehfeldmaschinen werden im Allgemeinen Mikroprozessoren oder digitale Signalprozessoren für das Verarbeiten verschiedener Messgrößen und das Berechnen der Stellgrößen eingesetzt. Bevor die in dieser Diplomarbeit implementierte Regelstruktur für die Asynchron- und permanenterregte Synchronmaschine beschrieben wird, werden an dieser Stelle die wichtigsten Eigenschaften dieser Anwendung, die Normierung und Zahlendarstellung des benutzten Signalprozessors, die Raumzeigerrechnung und die Koordinatensysteme der Drehfeldmaschinen sowie die Raumzeigermodulation mithilfe symmetrischer Pulsweitenmodulation beschrieben.

### 4.1 Normierung und Zahlendarstellung

In dem eingesetzten digitalen Signalprozessor TMS320F28335 von Texas Instruments, der in Abschnitt 3.1.2 beschrieben wurde, wird mit einem Zahlenformat von 16 Bit gerechnet. Aus Geschwindigkeitsgründen wird keine Fließkommaarithmetik sondern eine binäre Festkommazahlendarstellung genutzt, wobei die dezimale Darstellung einer Zahl in HE (Hansl Einheit) angegeben wird. Die sogenannte IQ12-Darstellung normiert folgendermaßen:

$$1.0 \text{ HE} \cong 2^{12} \quad (4.1)$$

was einen darstellbaren Zahlenbereich von

$$-8 \text{ HE} \leq x \leq +7.9999 \text{ HE} \quad (4.2)$$

bei einer Auflösung von

$$\frac{1.0}{2^{12}} \text{ HE} = \frac{1}{4096} \quad (4.3)$$

ergibt. Durch die fixe Position des Kommapunktes ist somit nur ein eingeschränkter Zahlenbereich nutzbar. Hierdurch können jedoch Multiplikationen und Divisionen im Signalprozessor durch schnelle Schiebeoperationen ersetzt werden, was bei zeitkritischen Rechenoperationen in der feldorientierten Regelung von Drehstrommaschinen hilfreich ist.

Die physikalischen Größen der Maschine werden für die rechnerunterstützte Regelung nach [18] in bezogene Größen umgerechnet wobei als Bezugswert der Spitzenwert der

aktuellen Größe benutzt wird. So ergibt sich beispielsweise bei einer Drehfeldmaschine mit einem Nennstrom von 15,3 A der Bezugsstrom zu:

$$I_{\text{Bezug}} = \sqrt{2} \cdot 15,3 \text{ A} = 21,64 \text{ A} \quad (4.4)$$

Bei einem gemessenen Momentanwert des Stromes von 10,8 A ergibt sich durch Division mit dem Bezugsstrom ein bezogener Strom von 0,5. Diese Darstellung bewegt sich in einem kleinen Zahlenband was die Berechnung mit der Fixkommadarstellung im Signalprozessor begünstigt. Zudem kann an der bezogenen Größe der Zustand der Maschine eingängig beurteilt werden. Zu beachten ist aber, dass bezogene Größen dimensionslos sind und die Einheitenkontrolle somit nicht möglich ist.

## 4.2 Raumzeigerrechnung und Koordinatensysteme

Für die Beschreibung verschiedener physikalischer, sinusförmig über den Umfang der Maschine verteilten Größen, sind nach [19, S.14] zwei Parameter entscheidend:

- die Grundwellenamplitude der sinusförmigen Verteilung und
- deren Winkelposition.

Durch die Beschreibung dieser beiden Parameter mittels komplexer Raumzeiger kann der aktuelle Wert der physikalischen Größe an jedem Punkt des Umfangs berechnet werden. Hierzu wird ein komplexes Koordinatensystem in den Maschinenquerschnitt gelegt. Ein komplexer Zeiger in dieser Ebene beschreibt nun eine räumlich cosinusförmige Größe durch seine Zeigerlänge und seine aktuelle Position zu einem bestimmten Zeitpunkt. Im Unterschied zu der Zeitzeigerrechnung, welche für eingeschwungene, sinusförmige Größen anwendbar ist, kann mittels Raumzeigerrechnung auch das transiente Verhalten einer Drehfeldmaschine analysiert werden. Für eine dreisträngige Maschine ergibt sich beispielsweise der komplexe Statorstromraumzeiger im  $\alpha\beta$ -KOS mit den Zeitaugenblickswerten der Strangströme durch folgenden Ausdruck:

$$\underline{i}_S = \frac{2}{3} \cdot [i_{Su} \cdot e^{j0^\circ} + i_{Sv} \cdot e^{j120^\circ} + i_{Sw} \cdot e^{j240^\circ}] \quad (4.5)$$

$$\underline{i}_\alpha = \text{Re}\{\underline{i}_S\} \quad (4.6)$$

$$\underline{i}_\beta = \text{Im}\{\underline{i}_S\} \quad (4.7)$$

Zur Beschreibung von Größen im Stator von Drehfeldmaschinen wird das  $\alpha\beta$ -KOS eingeführt. Für Raumzeiger, welche dem Rotor zugeordnet werden, wird das  $dq$ -KOS benutzt. Da für die Regelung der Asynchronmaschine besonders auch der Rotorverkettungsfluss  $\psi_R$  von Bedeutung ist, wird ebenfalls auch ein rotorflussfestes  $xy$ -KOS eingeführt. Abbildung 4.1 zeigt die Koordinatensysteme und die zugehörigen Winkel, welche die einzelnen Systeme zueinander in Beziehung setzen. Um eine Größe von einem Koordinatensystem in ein anders umzurechnen wird eine Transformation mittels

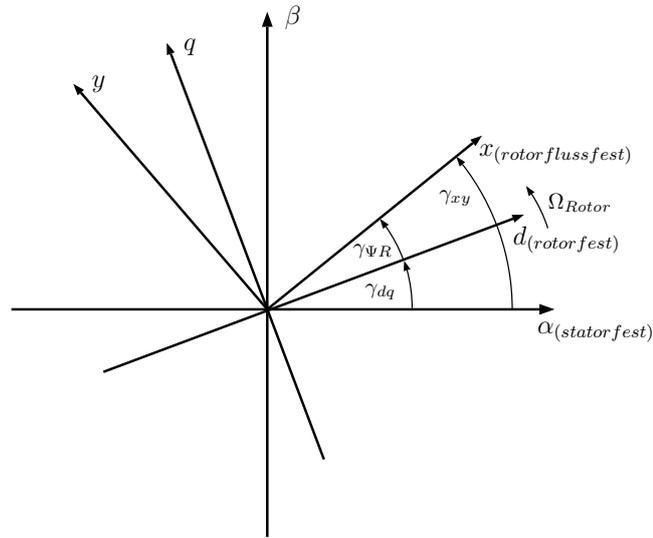


Abbildung 4.1: Statorfestes, rotorfestes und rotorflussfestes Koordinatensystem (nur für ASM)

komponentenweiser Projektion des Ausgangsraumzeigers auf die Achsen des Zielkoordinatensystems vorgenommen. Hierzu wird der aktuelle Winkel zwischen den beiden Koordinatensystemen benötigt. Die Koordinatentransformation lautet beispielsweise für die Hin- und Rücktransformation des Stromraumzeigers  $\underline{i}_{S_{\alpha\beta}}$  vom statorfesten  $\alpha\beta$ -KOS in das rotorfeste  $dq$ -KOS und zurück mit dem Winkel  $\gamma_{dq}$  wie folgt:

$$i_d = i_\alpha \cdot \cos(\gamma_{dq}) + i_\beta \cdot \sin(\gamma_{dq}) \quad (4.8)$$

$$i_q = -i_\alpha \cdot \sin(\gamma_{dq}) + i_\beta \cdot \cos(\gamma_{dq}) \quad (4.9)$$

$$i_\alpha = i_d \cdot \cos(\gamma_{dq}) - i_q \cdot \sin(\gamma_{dq}) \quad (4.10)$$

$$i_\beta = i_d \cdot \sin(\gamma_{dq}) + i_q \cdot \cos(\gamma_{dq}) \quad (4.11)$$

### 4.3 Symmetrische Raumzeigermodulation

Die feldorientierte Regelung von Drehfeldmaschinen basiert auf der Berechnung eines Sollstromraumzeigers im  $dq$ - beziehungsweise  $xy$ -KOS entsprechend einem gewünschten Moment, welches auf die Antriebswelle gelegt werden soll. Dieser Sollstromraumzeiger wird durch geeignete Ventilansteuerung der B6-Schaltung geregelt in die Wicklung der Maschine eingepreßt. Konkret werden bei der symmetrischen Raumzeigermodulation (Symmetric Space Vector Puls With Modulation) durch Regelung passende Spannungen an die Wicklungsstränge gelegt um den Stromraumzeiger zu erzeugen. Abbildung 4.2

zeigt eine vereinfachte Darstellung einer B6-Schaltung und den Polygonzug der damit erzeugbaren Spannungsraumzeiger.

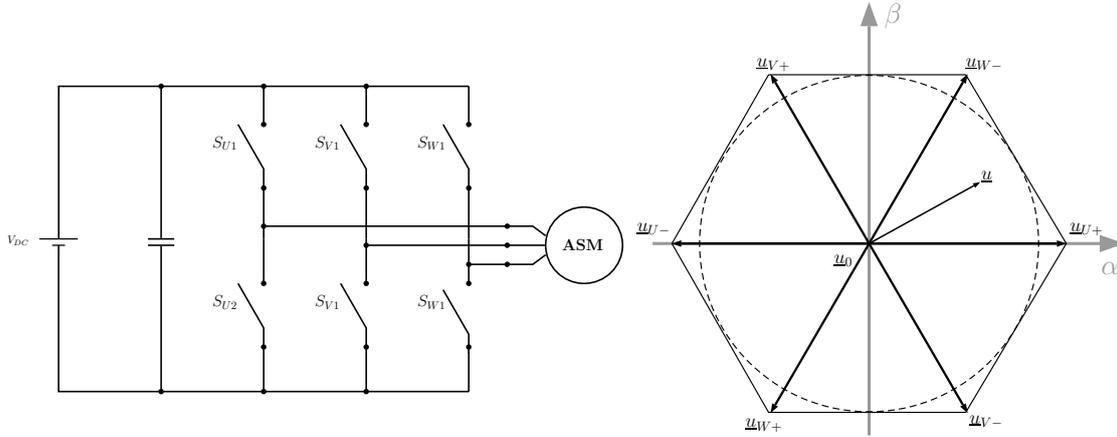


Abbildung 4.2: B6-Brückenschaltung und Polygonzug erzeugbarer Spannungsraumzeiger

Tabelle 4.1: Ansteuerlogik

	$S_{U1}$	$S_{U2}$	$S_{V1}$	$S_{V2}$	$S_{W1}$	$S_{W2}$
$\underline{u}_{01}$	0	1	0	1	0	1
$\underline{u}_{02}$	1	0	1	0	1	0
$\underline{u}_{U+}$	1	0	0	1	0	1
$\underline{u}_{W-}$	1	0	1	0	0	1
$\underline{u}_{V+}$	0	1	1	0	0	1
$\underline{u}_{U-}$	0	1	1	0	1	0
$\underline{u}_{W+}$	0	1	0	1	1	0
$\underline{u}_{V-}$	1	0	0	1	1	0

Es ergeben sich acht verschiedene Schaltkombinationen und damit Spannungsraumzeiger wobei die Nullraumzeiger  $\underline{u}_{01}$  und  $\underline{u}_{02}$  durch einen unteren oder oberen Kurzschluss erzeugt werden können. Dabei liegen alle Stränge der Maschine entweder auf positivem oder negativem Zwischenkreispotential. Die sechs übrigen Raumzeiger können je einer positiven oder negativen Strangachse zugeordnet werden. Durch Mischen der einzelnen Schaltkombinationen ergibt sich der eingezeichnete Polygonzug erzeugbarer Spannungsraumzeiger.

Für einen Betrieb der Drehfeldmaschine mit möglichst geringen Oberwellenanteilen des sich einstellenden Stromraumzeigers und Dezimierung parasitärer Effekte, wie etwa ungewollte Geräuschentwicklung oder Materialerwärmung, wird ein sinusförmiger Verlauf des Stromraumzeigers angestrebt. Dies ist nur mit einer annähernd sinusförmigen Verteilung der Strangspannungen erreichbar, wozu ein kontinuierlich umlaufender Spannungsraumzeiger mit konstanter Amplitude notwendig ist. Der Radius des Inkreises des Polygons beschreibt die maximale Raumzeigerlänge eines kontinuierlich umlaufenden

Spannungsraumzeigers konstanter Amplitude. So ergibt sich die maximale Amplitude des Spannungsraumzeigers nach [18, S.46f] zu:

$$U_{max} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{DC} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{DC} \quad (4.12)$$

Um beispielsweise den in Abbildung 4.2 eingezeichneten Sollspannungsraumzeiger  $\underline{u}$  zu erzeugen, werden nun nach der Drei-Raumzeigermethode innerhalb einer Abtastperiode die benachbarten Raumzeiger  $\underline{u}_{U+}$  und  $\underline{u}_{W-}$  sowie der Nullspannungsraumzeiger  $\underline{u}_0$  an die Wicklungen der Maschine gelegt. Bei der Berechnung der Einschaltdauer der drei Schaltzustände wird für ein Abtastintervall  $\Delta\tau$  stets folgender Zusammenhang gelten:

$$\underline{u} \cdot \Delta\tau = \underline{u}_{U+} \cdot \Delta\tau_1 + \underline{u}_{W-} \cdot \Delta\tau_2 + \underline{u}_0 \cdot \Delta\tau_3 \quad (4.13)$$

Für die Berechnung des sogenannten Schussmusters wird im Signalprozessor folgendermaßen vorgegangen:

- Sektor des Sollspannungsraumzeigers bestimmen
- Koordinatenachsendrehung sodass Sollspannungsraumzeiger im 1. Quadranten zum Liegen kommt um Berechnungsfehler mit Winkelfunktionen zu vermeiden
- Ermittlung der Faktoren für die Vergleichswerte (C1, C2 und C3) im 1. Quadranten
- Erstellung der Schaltkombination unter Berücksichtigung der vorherigen KOS-Drehung.

Für die hochdynamische Regelung einer Drehfeldmaschine werden aus den Berechnungsergebnissen nun sechs PWM-Signale für die Schaltventile der B6-Brückenschaltung erzeugt. Der eingesetzte digitale Signalprozessor besitzt für die Realisierung dieser Aufgabe bereits eine ePWM-Einheit (enhanced PWM). Diese Einheit wurde für symmetrische PWM mit einer Schaltfrequenz von 10 kHz konfiguriert. Ein Abtastzyklus wird hierbei durch ein Auf- beziehungsweise Abwärtszählen eines Zählers repräsentiert. Abbildung 4.3 zeigt einen solchen Zyklus für ein beliebiges Pulsmuster. Durch das Triggern einer positiven oder negativen Flanke bei Erreichen des zugehörigen Vergleichswertes, werden die entgegengesetzten PWM-Signale einer Halbbrücke des betrachteten Strangsignals erzeugt. Die Vergleichswerte entsprechen den berechneten Strangfaktoren des Pulsmusters. Im Vergleich mit Gleichung 4.13 ergeben sich somit folgende Zusammenhänge:

$$\underline{u}_{U+} \cdot \Delta\tau_1 = \underline{u}_{U+} \cdot (T_2 + T_6) \quad (4.14)$$

$$\underline{u}_{W-} \cdot \Delta\tau_2 = \underline{u}_{W-} \cdot (T_3 + T_5) \quad (4.15)$$

$$\underline{u}_0 \cdot \Delta\tau_3 = \underline{u}_0 \cdot (T_1 + T_4 + T_7) \quad (4.16)$$

Bei der Konfiguration der ePWM-Einheit wurde die in Abschnitt 3.1.1 berechnete Totzeit berücksichtigt.

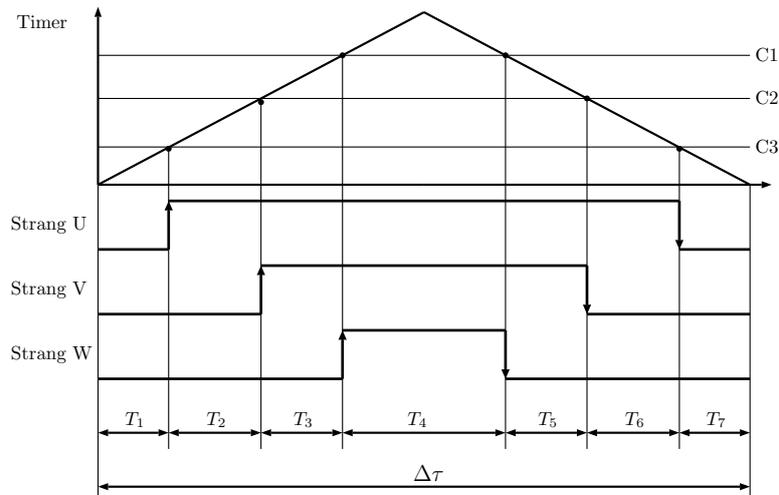


Abbildung 4.3: Erzeugung symmetrischer PWM mittels Up Down Counter-Methode und Compare Values C1, C2 und C3

## 4.4 Regelstruktur der Asynchronmaschine

Die folgende sensorbasierte Regelstruktur beschreibt die in dieser Diplomarbeit implementierte feldorientierte Drehzahlregelung der Asynchronmaschine des Laborantriebssystems. Die Gesamtstruktur, zu sehen in Abbildung 4.6, wird in eine schnelle Routine mit dementsprechend hoher Dynamik für den Softwarestromregler und eine langsame Routine für den überlagerten Drehzahlregelkreis aufgeteilt. Die Taktfrequenz des Signalprozessors und die Konfiguration der Interruptroutinen wurden so gewählt, dass sich für die schnelle Routine eine Abtastzeit von  $100\mu s$  und für die langsame Routine eine Abtastzeit von  $300\mu s$  ergibt. Die Funktionsblöcke werden einzeln von innen nach außen aufgebaut und auf Funktion getestet bevor die Regelkreise geschlossen werden.

### 4.4.1 Softwarestromregler

Die Stromsollwerte werden anhand der SVPWM<sup>1</sup> als Spannungsmuster in die Statorwicklungen eingeprägt. Der Funktionsblock SVV-PWM in Abbildung 4.6 hat hierbei die Aufgabe aus der komponentenweisen Wertvorgabe im statorfesten  $\alpha, \beta$ -Koordinatensystem ein entsprechendes Pulsmuster für die drei Stränge der Maschine zu berechnen. Hierzu wird die im Signalprozessor bereits implementierte Peripherieeinheit ePWMA genutzt und konfiguriert unter Einhaltung der Totzeitvorgabe (siehe Abschnitt 3.1.1). Um den Softwarestromregelkreis zu realisieren, ist eine Stromistwert erfassung notwendig. Die Messung der Strangströme erfolgt mit Strommesswandlern (siehe Unterabschnitt 3.1.3), was in den Zuleitungen der Maschine angedeutet wird. Die aufbereiteten Messsignale werden mit einem ADC eingelesen, normiert und im darauffolgenden Funktionsblock einer Koordinatentransformation in das statorfeste  $\alpha, \beta$ -Koordinatensystem unterzogen.

<sup>1</sup>Symmetric Space Vector Puls With Modulation

Für die weitere Transformation der Istströme in das rotorfeste  $dq$ -KOS wird der Rotorwinkel  $\gamma_{dq}$  benötigt. Die graycodierten Signale des Lagegebers werden hierzu mittels der SPI Schnittstelle eingelesen und in die absolute, mechanische Lageinformation weiterverarbeitet. Da es sich um eine vierpolige Asynchronmaschine handelt, ergibt der doppelte mechanische Winkel den elektrischen Winkel  $\gamma_{dq}$ . Der Funktionsblock i-Regler stellt den implementierten PI-Regler<sup>2</sup> des hochdynamischen Stromreglers dar. Der Stromregler wurde ohne einem Entkopplungsnetzwerk entworfen. Werden die Iststromwerte dem i-Regler zugeführt, ist der Softwarestromregler zusammen mit der Rücktransformation in das statorfeste KOS als Einheit funktionstüchtig. Für den sicheren Betrieb ist eine Stellgrößenbegrenzung der Sollspannungsvorgabe  $u_{\alpha,SOLL}$  und  $u_{\beta,SOLL}$  vorgesehen. Falls die Stellgrößenbegrenzung aktiv wird, so würde aber der Regler weiter aufintegrieren ohne Zunahme der Stellgröße. Hierdurch entstehen ungewollte Verzögerungen im dynamischen System. Durch eine sogenannte Anti-wind-up-Maßnahme, welche beim Erreichen der Stellgrößenbegrenzung den Integralanteil des Reglers abschaltet, kann dieser Effekt verhindert werden. Es ist jedenfalls darauf bedacht zu nehmen, dass das System ab Eintreten der Begrenzung seine Linearität verliert.

#### 4.4.2 Drehzahlregler

Dem schnellen Stromregler wird mit der langsameren Routine der Drehzahlregelkreis überlagert. Für die feldorientierte Regelung wurde das Strommodell der ASM nach [19, S.95ff] genutzt um die Information des Rotorflusswinkels  $\gamma_{\psi_R}$  zu ermitteln. Ebenfalls in Abbildung 4.6 ist der Drehzahlbeobachter zu sehen. Mithilfe der Winkelinformation wird die Istzahl geschätzt und durch Subtraktion von der Solldrehzahlvorgabe eine Regelabweichung generiert. Um diese zu eliminieren, ist das Moment der Maschine entsprechend zu regeln. Die in Abbildung 4.4 zwischen Statorstromkomponente  $i_{Sy}$  und Rotorflusskomponente  $\psi_{Rx}$  aufgespannte Fläche stellt das Drehmoment der Maschine dar, womit sich folgender Zusammenhang ergibt:

$$m_R = -Im\{\underline{\psi}_S \cdot \underline{i}_S^*\} = \psi_{Rx} \cdot i_{Sy} \quad (4.17)$$

Der Drehzahlregler ( $\omega$ -Regler) besteht wiederum aus einem PI-Regler mit Anti-wind-up- und Maximalwertbegrenzung für die Ausgangsgröße  $m_{Soll}$ . Für eine konstante Flussführung wird die rotorflussparallele Stromsollkomponente  $i_{x,Soll}$  und für die Momentführung die rotorflusnormale Stromsollkomponente  $i_{y,Soll}$  berechnet und dem Stromregler zugeführt:

$$i_{x,soll} = \frac{|\underline{\psi}_{R,soll}|}{(1 - \sigma)x_s} \quad (4.18)$$

$$i_{y,soll} = \frac{m_{soll}}{|\underline{\psi}_R|} \quad (4.19)$$

---

<sup>2</sup>Proportional Integral Regler

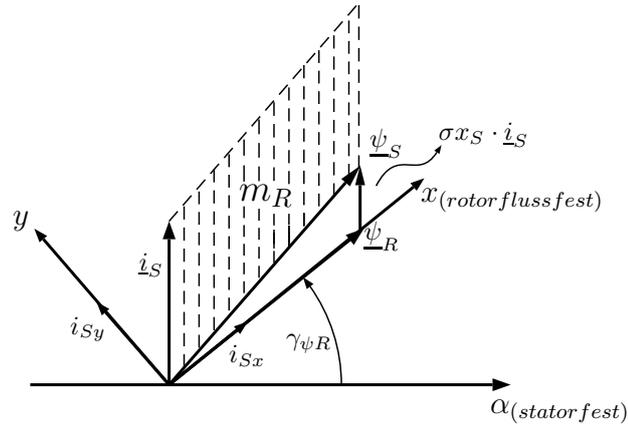


Abbildung 4.4: Drehmomentbildung der ASM

## 4.5 Regelstruktur der permanentenerregten Synchronmaschine

Die Gesamtstruktur der feldorientierten Regelstruktur zur Drehzahlregelung der permanentenerregten Synchronmaschine ist in Abbildung 4.7 zu sehen. Das Prinzip einer kaskadierten Regelstruktur wird hier ebenfalls angewandt. Für die Erfassung der Lageinformation wird im Gegensatz zur Regelstruktur der ASM nun der Lagegeber der PSM genutzt. Im Folgenden werden die Unterschiede zur feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine dargelegt.

Der Stromregler des Regelkreises ist vergleichbar mit dem der Asynchronmaschine. Für die Inbetriebnahme einer PSM ist er jedoch von größerer Bedeutung. Während eine ASM auf einfache Weise U/f-gesteuert betrieben werden kann, ist dieser Betrieb bei einer PSM aufgrund der nicht vorhandenen Dämpfung im Rotor problematisch. Ein hochdynamischer Betrieb ist auf diese Weise nicht realisierbar. Der hochdynamische Betrieb einer PSM kann nur feldorientiert erfolgen.

Anders als bei der ASM, wird bei der PSM für den Flussaufbau keine rotorflussparallele d-Stromkomponente benötigt. Der Rotorfluss  $\psi_M$  wird von den Dauermagneten im Rotor der Maschine bereitgestellt und ist somit fest mit diesem verankert. Dieser Umstand legt es nahe, den Rotorflussraumzeiger  $\psi_M$  mit der d-Richtung des rotorfesten KOS zusammenzulegen. Für den maximalen Momentenaufbau ist somit, bei bekannter Rotorlage, lediglich eine q-Stromkomponente vorzugeben. Die Momentbildung im dq-KOS erfolgt wie in Abbildung 4.5 ersichtlich zu:

$$m_R = -\text{Im}\{\underline{\psi}_S \cdot \underline{i}_S^*\} = \psi_M \cdot i_{Sq} \quad (4.20)$$

somit gilt weiters für die geregelten Sollwertvorgaben für die Statorstromkomponenten:

$$i_{d,soll} = 0 \quad (4.21)$$

$$i_{q,soll} = m_{soll} \quad (4.22)$$

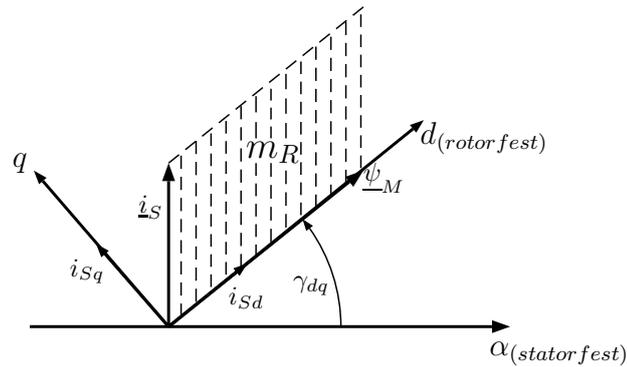


Abbildung 4.5: Drehmomentbildung der PSM

Da es sich um eine 6-polige PSM handelt, bestehen drei gleichwertige d-Achsen. Der Lagegeber steht aber, bedingt durch die Montage an der Welle, zu einem nicht bekannten Winkel zu den d-Achsen der PSM. Es ist somit notwendig, den Lageoffset zwischen einer d-Achse und dem Lagegeber zu ermitteln und mitzuberücksichtigen.

Dieser Wert dient fort an als Offsetwert, welcher stets von der Lageinformation zu subtrahieren ist. Um den elektrischen Winkel  $\gamma_{dq}$  zu erhalten, muss entsprechend der 6 Pole der Maschine der vom Offset bereinigte Lagewinkel mit der Polparzahl  $p=3$  multipliziert werden.

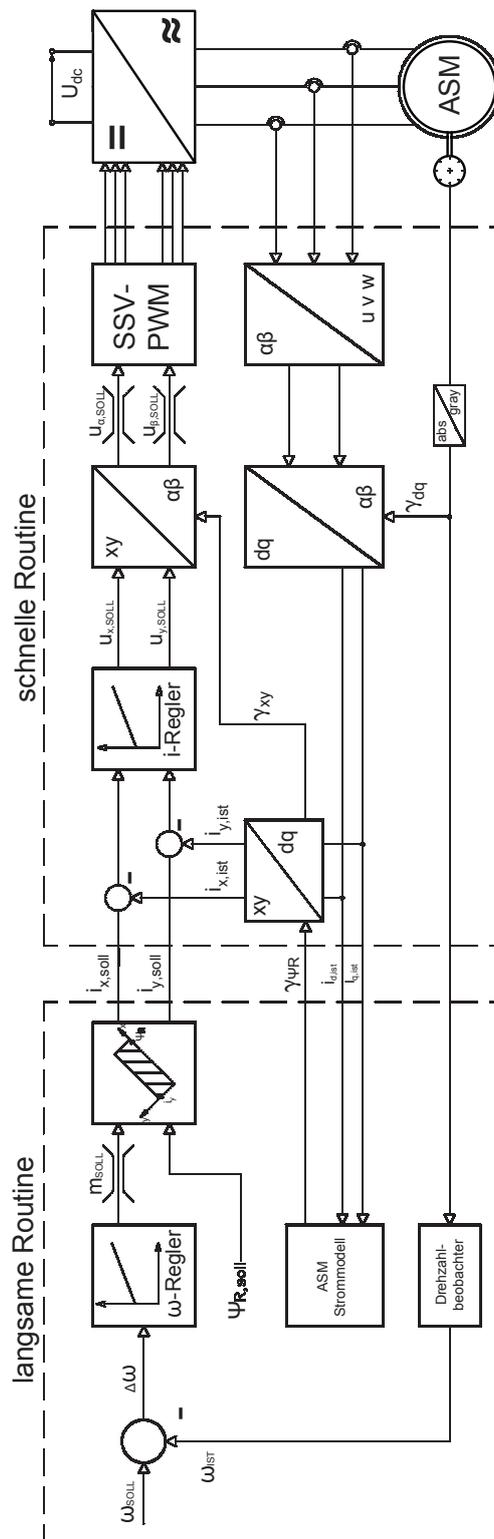


Abbildung 4.6: Regelstruktur der Asynchronmaschine

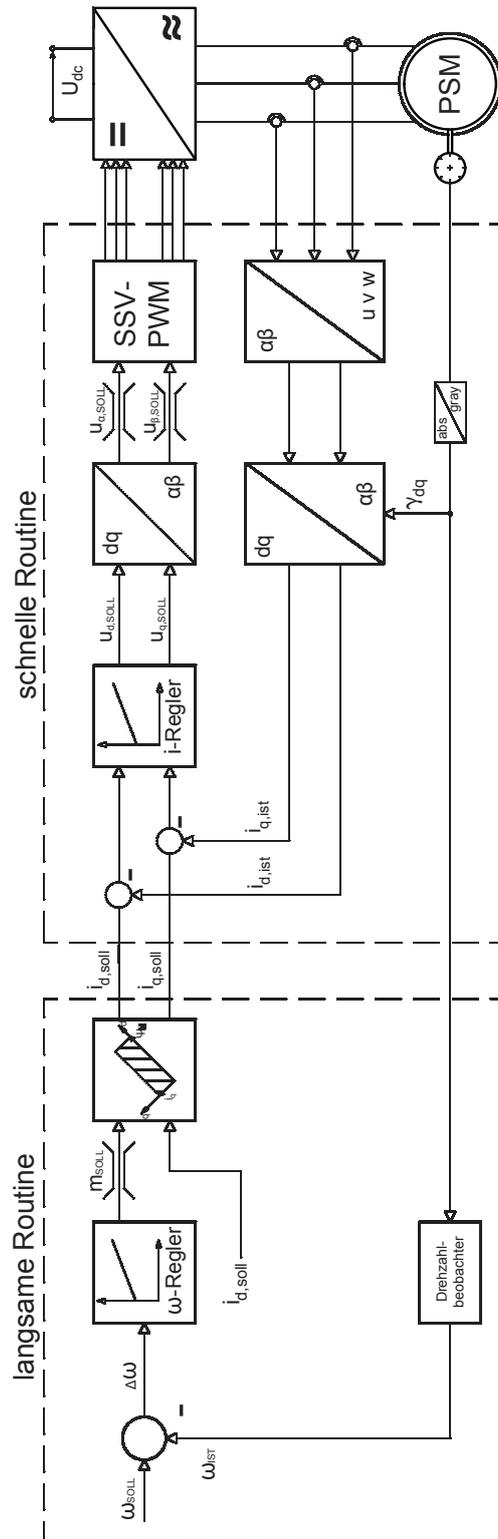


Abbildung 4.7: Regelstruktur der permanentterregten Synchronmaschine

## 4.6 Einstellung der Regelparameter

Das Ziel der Regelung des hochdynamischen Antriebssystems ist es, ein stabiles Verhalten zu erreichen bei welchem sich die Regelgröße schnellstmöglich, mit hoher stationärer Genauigkeit, dem Sollwert annähert. Die Eigenschaften einer Regelstruktur, wie dynamisches Verhalten, Genauigkeit und Stabilität, erfordern jedoch gegensätzliche Reglereinstellungen wodurch ein Kompromiss bei der Wahl der Parameterwerte getroffen werden muss [17]. Die folgenden Unterkapitel erläutern die Parameterwahl des Stromreglers und der Drehzahlregler für die Regelstrukturen der Drehfeldmaschinen.

### 4.6.1 Stromregler

Für den hochdynamischen Softwarestromregler wurde ein PI-Regler (proportional-integral) in Parallelstruktur eingesetzt. Der PI-Regler wird durch seine proportionale Verstärkung  $K_P$  und der Zeitkonstante  $T_N$  des Integrators charakterisiert. Die Übertragungsfunktion des Reglers, dargestellt im Laplacebereich, lautet:

$$G_{PI}(s) = K_P + K_I \frac{1}{s} = K_P \cdot \frac{1 + s \cdot T_N}{s \cdot T_N} \text{ mit } T_N = \frac{K_P}{K_I} \quad (4.23)$$

Diese Struktur wird für die Regelung beider Drehfeldmaschinen gleichermaßen eingesetzt. Die vereinfachte geschlossene Regelschleife ist in Abbildung 4.8 ersichtlich. Die Strecke bildet ein Verzögerungsglied 1.Ordnung gebildet durch den ohmsch/induktiven Anteilen der Maschinenwicklungen und der Verzögerung des Umrichters. Die Übertragungsfunktion der Strecke lautet:

$$G_S(s) = \left( \frac{1}{1 + s \cdot T_S} \right) \quad (4.24)$$

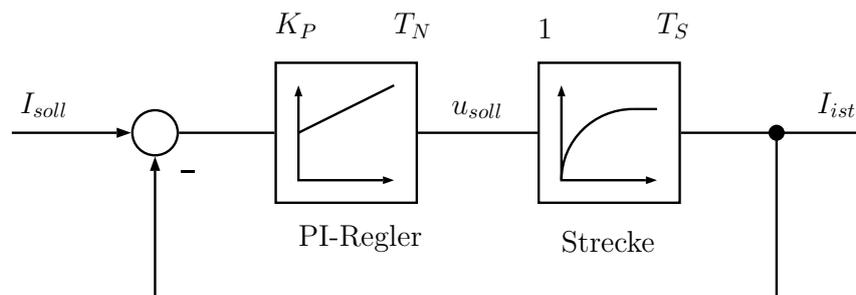


Abbildung 4.8: Prinzip der Regelschleife des hochdynamischen Stromreglers

Die Regelparameter wurden mit experimentell ermittelten Erfahrungswerten wie folgt gewählt:

$$K_P = 0,6 \quad (4.25)$$

$$T_N = 5ms \quad (4.26)$$

### 4.6.2 Drehzahlregler nach dem Symmetrischen Optimum

Die Reglereinstellungen der Drehzahlregler für ASM und PSM erfolgen nach dem Symmetrischen Optimum (SO). Das Symmetrische Optimum ist typisch für Drehzahlregelkreise, welche Stromreglern überlagert werden. Es kann immer dann angewendet werden, wenn eine Regelstruktur mit Einheitsrückführung und Strecke mit Integratoranteil vorliegt [17]:

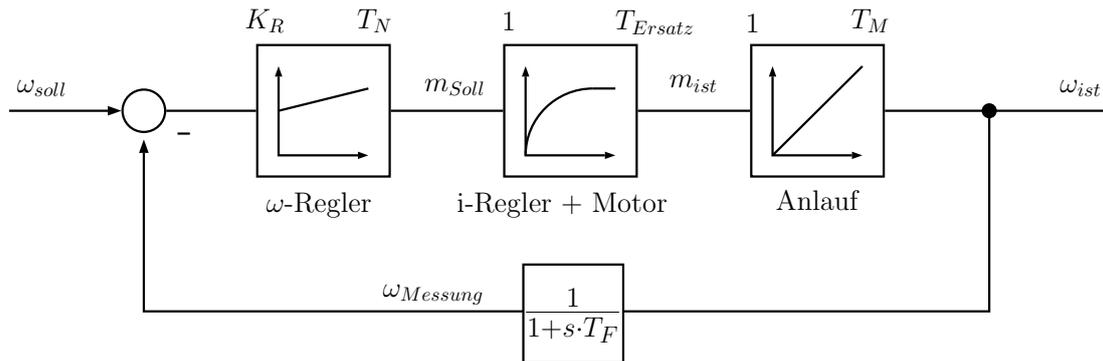


Abbildung 4.9: Drehzahlregelkreis für Symmetrisches Optimum

Für die Bestimmung der Regelparameter des Drehzahlreglers wird die Ersatzzeitkonstante  $T_\sigma = T_{Ersatz} + T_{Filter}$  und die mechanische Anlaufzeitkonstante  $T_M$  benötigt. Wobei  $T_{Ersatz}$  die Verzögerung des hochdynamischen Stromregelkreises beschreibt und  $T_{Filter}$  die Verzögerungszeit, hervorgerufen durch die Messung der Drehzahl mittels Beobachter, darstellt. Die Ermittlung dieser unter anderen maschinenabhängigen Zeitkonstanten wird in den folgenden zwei Unterkapiteln beschrieben und beispielhaft für die permanentmagneterregte Synchronmaschine durchgeführt. Bei Kenntnis dieser Parameter wird die Wahl der Reglerverstärkung  $K_R$  und der Nachstellzeit  $T_N$  des Integrators gemäß der Standardeinstellung des Symmetrischen Optimums wie folgt getroffen:

$$T_N = 4 \cdot T_\sigma \quad (4.27)$$

$$K_R = \frac{T_M}{2 \cdot T_\sigma} \quad (4.28)$$

### 4.6.3 Modellierung der Ersatzzeitkonstante

Wird ein Strom-Sollwertsprung (0 auf 1) in eine Statorstrangrichtung der Maschine gelegt, so ergibt sich die Sprungantwort entsprechend der Verzögerungszeit des Stromreglers und der Statorwicklung des Motors. Bei der Modellierung der Ersatzzeitkonstanten  $T_{Ersatz}$  wurde die Sprungantwort mittels eines Speicheroszilloskopes aufgenommen und durch ein PT1-Glied angenähert.

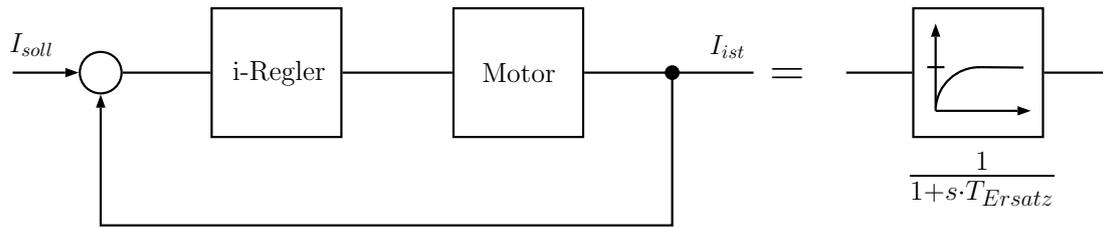


Abbildung 4.10: Regelstruktur der Ersatzzeitkonstante

### Ersatzzeitkonstante der PSM

Die Ersatzzeitkonstante der PSM samt Softwarestromregler ergibt sich zu 0,8 ms. Die gemessene Sprungantwort ist in Abbildung 4.11 dargestellt. Es ist im Verlauf von Ch3 zusätzlich ersichtlich, dass die Stellgröße  $usoll_{alpha}$  softwaremäßig begrenzt wird.

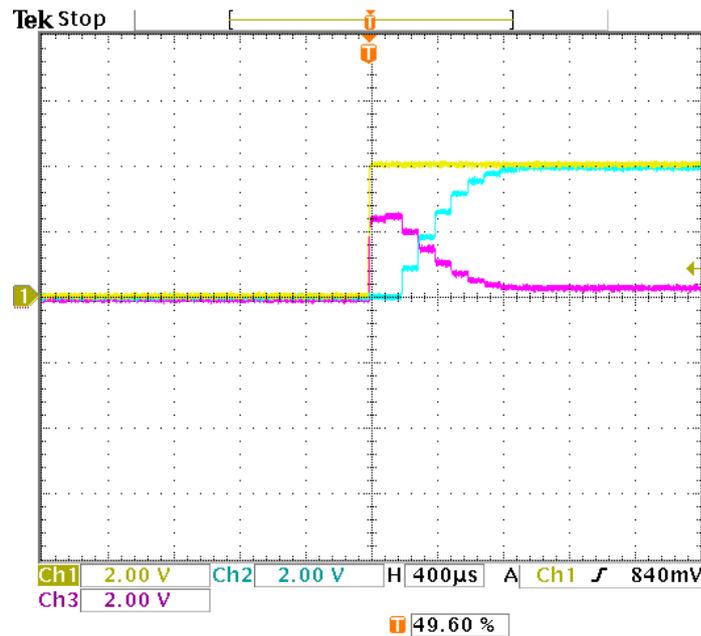


Abbildung 4.11: Sprungantwort der Softwarestromregelschleife der PSM  
(Ch1= $i_{q,soll}$ , Ch2= $i_{q,ist}$  und Ch3= $usoll_{alpha}$ )

### 4.6.4 Identifikation der Anlaufzeitkonstante

Um die Anlaufzeitkonstante zu ermitteln wird die Maschinen vom Stillstand bis zu einer bezogenen Drehzahl von 1 beschleunigt. Hierzu muss ein Sollwertsprung (0 auf 1) des momentbildenden Stromes feldorientiert eingeregelt werden. Bei  $\omega = 1$  wird das Vorzeichen des Stromes umgedreht bis der Stillstand ( $\omega = 0$ ) erreicht ist. Durch Mittelwertbildung der Zeitdauer über den gesamten Ablauf kann die Anlaufzeitkonstante mit einem

Speicheroszilloskop ermittelt und Reibungseffekte ausgeschlossen werden. Weiter ist zu beachten, dass die in diesem Fall ermittelte Anlaufzeitkonstante durch alle Komponenten des Antriebsatzes beeinflusst wird. Dieser besteht aus den gekoppelten Maschinen (ASM + PSM) und der Kardanwelle.

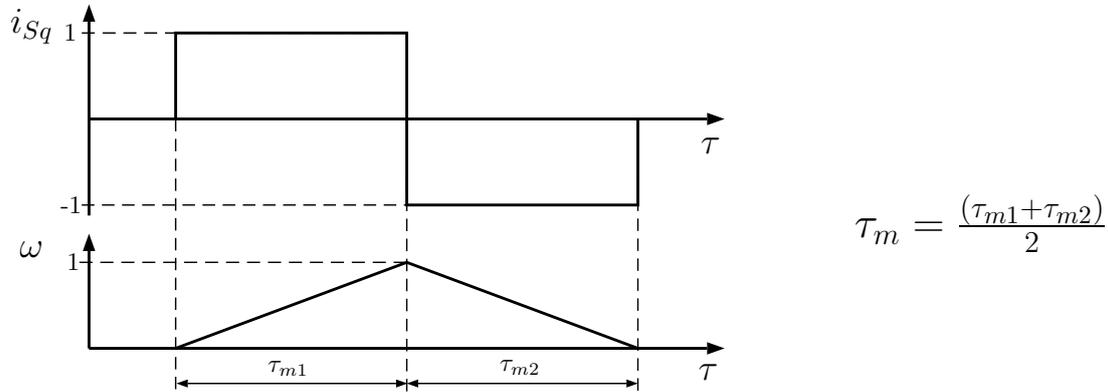


Abbildung 4.12: Identifikation der Anlaufzeitkonstante der PSM

### Anlaufzeitkonstante der PSM

Da zum Zeitpunkt der Messung kein Bremssteller und auch keine Rückspeiseeinheit am Messplatz zur Verfügung stand, konnte die Ermittlung der Anlaufzeitkonstante nicht, wie im Unterabschnitt 4.6.4 beschrieben, ermittelt werden. Stattdessen wurde die Maschine aus dem Stillstand heraus feldorientiert bis Nennfrequenz beschleunigt. Anschließend wurde die Regelung deaktiviert und die Maschine lief demzufolge langsam aus. Diese Messung wurde mit  $i_q = 0,5$  und  $i_q = 1$  durchgeführt. Die Messungen sind in Abbildung 4.13 dargestellt.

Der An- beziehungsweise Auslaufversuch einer elektrischen Maschine lässt sich in bezogenen Größen mit der Anlaufzeitkonstanten  $\tau_M$ , der Drehzahländerung  $\frac{d\omega}{d\tau}$  und der Summe der an der Welle angreifenden Momente mithilfe der mechanischen Gleichung 4.29 beschreiben.

$$\tau_M \cdot \frac{d\omega}{d\tau} = \sum m \quad (4.29)$$

Betrachtet man die Messung, zu sehen in Abbildung 4.13 a), so lässt sich folgendes Gleichungssystem aufstellen:

$$\tau_{M,a} \cdot \frac{d\omega_{Anlauf}}{d\tau} = 0,5 - m_{Reibung} \quad (4.30)$$

$$\tau_{M,a} \cdot \frac{d\omega_{Auslauf}}{d\tau} = 0 - m_{Reibung} \quad (4.31)$$

dessen Lösung die Anlaufzeitkonstante  $\tau_{M,a}$  der Messung mit halben Nennmoment der PSM bestimmen lässt:

$$\tau_{M,a} = \frac{0,5}{\frac{1}{368ms} + \frac{1}{2480ms}} \approx 161ms \quad (4.32)$$

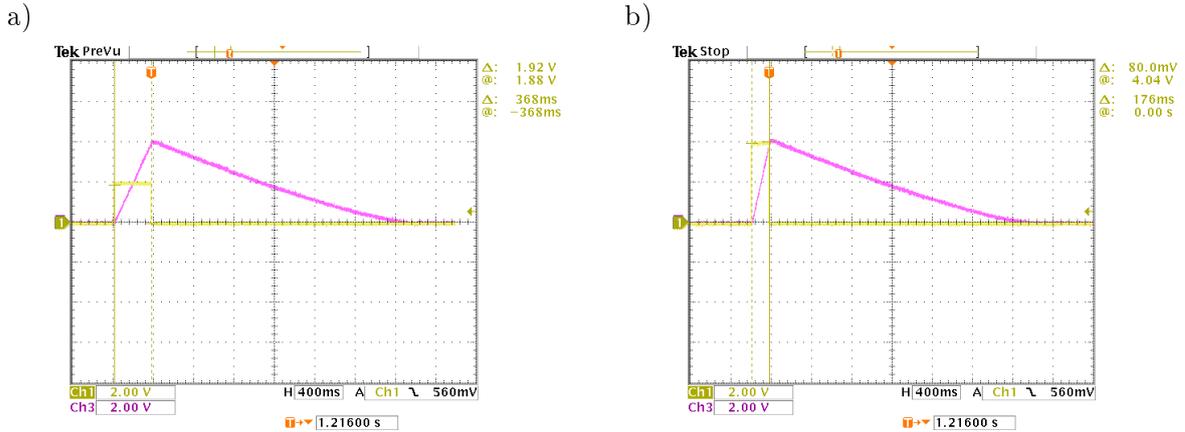


Abbildung 4.13: Ermittlung der Anlaufzeitkonstante der PSM: a)  $i_q = 0,5$  und b)  $i_q = 1$  (Ch1= $i_{q,soll}$  und Ch3= $\omega$ )

Aus der Messung mit vollem Nennmoment der PSM, zu sehen in Abbildung 4.13 b), ergibt sich:

$$\tau_{M,b} = \frac{1}{\frac{1}{176ms} + \frac{1}{2560ms}} \approx 164ms \quad (4.33)$$

Für die Auslegung des Drehzahlreglers wird die Anlaufzeitkonstante der PSM mit 162,5 ms angenommen.

### Ergebnis des Drehzahlregelkreises der PSM

Die Ersatzzeitkonstante  $T_{Ersatz,PSM}$  und die Anlaufzeitkonstante  $T_{M,PSM}$  der Maschine sind durch die vorangegangenen Messungen nun bekannt. Die Ausgangsgröße des Drehzahlbeobachters, zur Erfassung der Istzahl, wird mit einer Verzögerungszeit von  $T_{Filter} = 5ms$  gefiltert. Es ergibt sich somit für die gesamte Ersatzzeitkonstante  $T_{\sigma} = 5,8ms$ . Die Wahl der Regelparameter der Drehzahlreglers zufolge der StandardEinstellung des Symmetrischen Optimums ergibt sich dementsprechend zu:

$$T_N = 4 \cdot T_{\sigma} = 4 \cdot 5,8ms = 23,2ms \quad (4.34)$$

$$K_R = \frac{T_M}{2 \cdot T_{\sigma}} = \frac{162,5ms}{2 \cdot 5,8ms} = 14 \quad (4.35)$$

Das Ergebnis des geschlossenen Regelkreises wird durch einen Anlaufversuch, zu sehen in Abbildung 4.14, verifiziert. Die PSM erreicht bei einem Drehzahlsprung von  $\omega = 0$  auf  $\omega = 1$  in 178 ms den Sollwert. Ein minimales Überschwingen der Regelgröße ist erkennbar und in dieser Größenordnung unproblematisch.

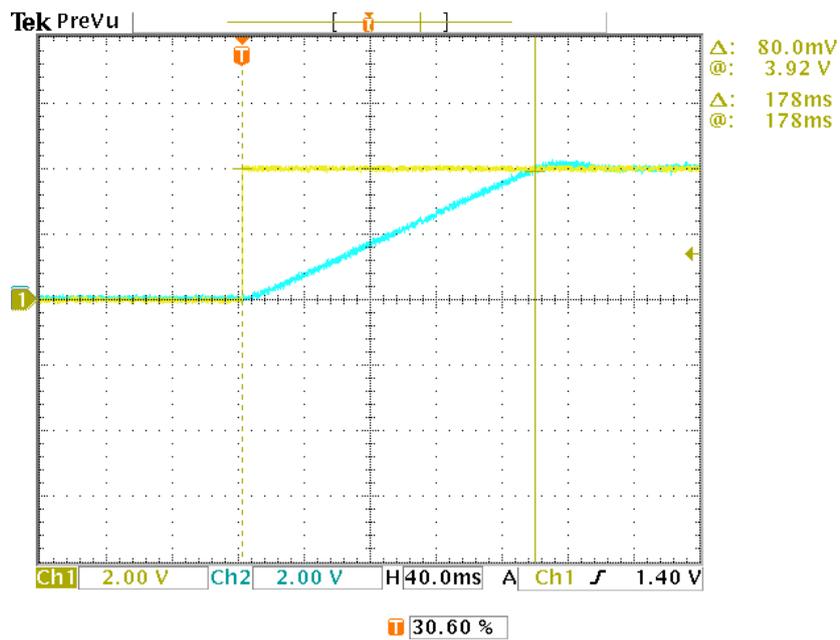


Abbildung 4.14: Ergebnis des geschlossenen Drehzahlregelkreises der PSM nach dem Symmetrischen Optimum ( $\text{Ch1}=\omega_{\text{soll}}$  und  $\text{Ch2}=\omega$ )



## 5 Software

Die folgenden Programmabschnitte zeigen die schrittweise Implementierung einer feldorientierten Drehzahlregelung der Drehfeldmaschinen mit Lagesensor, wie sie für die Laborübungen vorgesehen ist. Hierbei werden die wichtigsten Quellcodeabschnitte der schnellen und der langsamen Routine, abgesetzt in der Datei `kurz.c` und `lang.c`, vorgestellt. Im Abschnitt 5.2 wird die Vorgehensweise zur Ermittlung des Polradoffsets, welcher für die Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unerlässlich ist, beschrieben. Unter der Voraussetzung eines vorhandenen CCS-Projektes (Code Composer Studio) mitsamt allen vorkonfigurierten Peripheriemodulen und Initialisierungsroutinen, ist es mit den folgenden Programmsequenzen möglich die Drehfeldmaschinen hochdynamisch geregelt zu betreiben.

Bei der Erstellung dieser Programmabschnitte wurde stets darauf geachtet, die Größe der berechneten Stellgrößen vor der Weiterverarbeitung zu begrenzen, beziehungsweise schon bei der Erstellung zu limitieren. Zur Realisierung des Quellcodes wurden Befehle der „Texas Instruments math library“ genutzt und selbst programmierte Befehle eingesetzt. Weitere Informationen zu den Befehlen und Funktionen können den jeweiligen „Header-Files“ und der einschlägigen Dokumentation von Texas Instruments entnommen werden.

### 5.1 Hochdynamische Routine

Die schnelle, hochdynamische Routine hat zum einen die Aufgabe die Strangstromistwerte zu erfassen, die notwendigen Koordinatentransformationen durchzuführen und die Stromistwerte dem implementierten Softwarestromregler zuzuführen. In weiterer Folge wird die vom i-Regler erzeugte Stellgröße, in diesem Fall ein komplexer Spannungsraumzeiger, dem Funktionsblock SSV-PWM übergeben, welcher das Pulsmuster zur Ansteuerung der drei Halbbrücken des IGBT-Moduls berechnet (siehe Abbildung 4.6). Zum Anderen wird in der schnellen Routine auch die Lageinformation des Drehgebers erfasst und weiterverarbeitet.

Neben den soeben genannten Aufgaben wird in den folgenden Unterkapiteln auch die Erzeugung von Testsignalen erläutert, welche es erlauben den Softwarestromregler zu testen beziehungsweise die ASM mittels U/f-Steuerung zu betreiben.

### 5.1.1 Lage- und Stromistwerterfassung

#### Lagegeberauswertung

Der Lagegeber an der ASM beziehungsweise der PSM liefert die absolute Lageinformation graycodiert mit einer Auflösung von 1024 Schritten pro mechanischer Umdrehung. Dieses Datenwort wird per SPI-Schnittstelle eingelesen und im Register „SpiaRegs.SPIRXBUF“ hinterlegt. Die Speicheradresse wird ausgelesen und in eine dezimale Zahl umgerechnet. Das zweimalige überlaufrechtige Addieren des mechanischen Winkels ergibt den elektrischen Winkel  $\gamma_{dq}$  einer vierpoligen Drehfeldmaschine.

Quellcode der kurz.c-Datei:

<pre>int lage_gray; int lage_abs; int lage_mech; int gamma_dq; int SensorOffset = konst(0);  void kurz(void) { lage_gray=SpiaRegs.SPIRXBUF; lage_abs=gray2bin((lage_gray&amp;0xFF80)); lage_mech=sumw(lage_abs,-SensorOffset); gamma_dq=lage_mech+lage_mech; }</pre>	<p>Deklaration der Variablen absoluter Lagewinkel mechanischer Lagewinkel elektrischer Lagewinkel Polradoffset</p> <p>SPI-Register auslesen Schiebeoperation gray to bin Subtraktion des Polradoffsets Berechnung des el. Winkels für p = 2</p>
--	---

Für den Fall, dass die PSM und deren Lagegeber in Betrieb genommen werden soll, ist es für die feldorientierte Regelung notwendig den mechanischen Lagegeberwert vom Polradoffset `SensorOffset` zu bereinigen. Die Ermittlung des Polradoffsets wird im Abschnitt 5.2 erläutert.

## Stromistwerterfassung

Die mittels Stromwandler gemessenen Strangstromwerte werden mit dem ADC des DSP eingelesen. Bevor die Umrechnung auf das  $\alpha\beta$ -KOS und weiter auf das  $dq$ - und das  $xy$ -KOS stattfindet, werden die Strangstrommesswerte einer Korrektur des Offsets unterzogen. Hierzu wird die Variable `set_ADC_offset` einmalig vor Inbetriebnahme des Antriebsstranges gesetzt. Anschließend folgt eine Normierung der Strangwerte mit dem Normierungsfaktor `Inormfakt`, welcher sich wie folgt berechnet:

$$\text{Inormfakt} = \frac{\text{Messbereich}}{\text{Bezugswert}} \cdot \frac{1}{8} \quad (5.1)$$

Quellcode der kurz.c-Datei:

```

int I_Phase_U_ADC, I_Phase_V_ADC, I_Phase_W_ADC;    Deklaration der Variablen
int I_Phase_U, I_Phase_V, I_Phase_W;
int I_Phase_U_ADC_Offset=0;
int I_Phase_V_ADC_Offset=0;
int I_Phase_W_ADC_Offset=0;
int set_ADC_offset=0;                               Merker Offseterkennung
int Inormfakt=konst(0.14375);                       Normierungsfaktor

void kurz(void)
{
  I_Phase_U_ADC=AdcRegs.ADCRESULT0+0x8000;          ADC-Register auslesen
  I_Phase_V_ADC=AdcRegs.ADCRESULT1+0x8000;          und Addition von 0x8000 hex
  I_Phase_W_ADC=AdcRegs.ADCRESULT2+0x8000;          für bipolare Messwerte

  if(set_ADC_offset!=0)                             Erfassung der Sensoroff-
  {                                                  setwerte
    I_Phase_U_ADC_Offset=-I_Phase_U_ADC;
    I_Phase_V_ADC_Offset=-I_Phase_V_ADC;
    I_Phase_W_ADC_Offset=-I_Phase_W_ADC;
    set_ADC_offset=0;
  }                                                  Korrektur und Normierung

  I_Phase_U=multf((I_Phase_U_ADC+I_Phase_U_ADC_Offset), Inormfakt);
  I_Phase_V=multf((I_Phase_V_ADC+I_Phase_V_ADC_Offset), Inormfakt);
  I_Phase_W=multf((I_Phase_W_ADC+I_Phase_W_ADC_Offset), Inormfakt);
}

```

Wird der Messbereich durch Nutzung anderer Strommesswandler vergrößert, so wirken sich kleine Störungen stärker auf das Ausgangssignal der Strommesswandler aus. Es ist in diesem Fall sinnvoll die ADC-Messsignale zur Bestimmung der Offsetwerte für den Abgleich der Strommessung zuvor zu filtern.

### Koordinatentransformation

Die Umrechnung der Stromistwerte in das statorfeste KOS, `I_alpha_ist` und `I_beta_ist`, beruht auf der Projektion der Strangwerte auf die Achsen des komplexen  $\alpha\beta$ -KOS. Für die weitere Koordinatentransformation auf das  $dq$ - und das  $xy$ -KOS werden der Winkel `gamma_dq` und `gamma_xy` und die Winkelfunktionen `cos(x)` und `sin(x)` benötigt.

Quellcode der kurz.c-Datei:

```
int I_alpha_ist, I_beta_ist;           Istströme im  $\alpha\beta$ -KOS
int I_d_ist, I_q_ist;                 Istströme im  $dq$ -KOS
int I_x_ist, I_y_ist;                 Istströme im  $xy$ -KOS
int cosgamma, singamma;               Winkelfunktionen  $\cos(x)$  und
int cosgamma2, singamma2;              $\sin(x)$  von  $\gamma_{dq}$  und  $\gamma_{xy}$ 
int edw3=konst(0.57735);                $edw3 = 1/\sqrt{3}$ 
int zd3=konst(0.666666666);            $zd3 = 2/3$ 
int ed3=konst(0.333333333);            $ed3 = 1/3$ 

void kurz(void)
{
I_alpha_ist=multf(I_Phase_U, zd3)-multf(I_Phase_V, ed3)-multf(I_Phase_W, ed3);
I_beta_ist =multf(I_Phase_V, edw3)-multf(I_Phase_W, edw3);

cosgamma=cos(gamma_dq);
singamma=sin(gamma_dq);
I_d_ist=multf(I_alpha_ist, cosgamma)+multf(I_beta_ist, singamma);
I_q_ist=multf(I_beta_ist, cosgamma)-multf(I_alpha_ist, singamma);

cosgamma2=cos(gamma_xy);
singamma2=sin(gamma_xy);
I_x_ist=multf(I_alpha_ist, cosgamma2)+multf(I_beta_ist, singamma2);
I_y_ist=multf(I_beta_ist, cosgamma2)-multf(I_alpha_ist, singamma2);
}
```

Die Transformation auf das  $xy$ -KOS ist nur bei der feldorientierten Regelung der ASM notwendig. Der dazu benötigte Rotorflusswinkel `gamma_xy` kann durch das Strommodell der ASM, siehe Unterabschnitt 5.3.2, ermittelt werden (siehe auch Abbildung 4.6).

### 5.1.2 Softwarestromregler

Der Softwarestromregler i-Regler ist komponentenweise als PI-Regler ausgeführt. Als Eingangsgröße dienen die Stromistwerte und Stromsollwerte im entsprechenden Koordinatensystem. Bei der Drehzahlregelung der ASM werden die Ein- und Ausgabegrößen im  $xy$ -KOS dargestellt. Bei der Drehzahlregelung der PSM werden die Ein- und Ausgabegrößen im  $dq$ -KOS dargestellt. Dementsprechend sind die i-Regler-Stellgrößen, für die Ausgabe an die PWM Einheit, zurück in das  $\alpha\beta$ -KOS zu transformieren. Siehe hierzu Abbildung 4.6 und Abbildung 4.7. Die Regelabweichung und Ermittlung der Stellgrößen erfolgt getrennt für Imaginär und Realteil sowie für Proportional- und Integralanteil der Stellgröße des benutzten Koordinatensystems. Der folgende Quellcode zeigt den Stromregelkreis für das statorfeste  $\alpha\beta$ -KOS.

Zunächst folgt die Berechnung der Regelabweichung und des Proportionalanteils mit- samt der Begrenzung auf die positive und negative Grenze der Proportionalanteile. Mit- hilfe der Funktion `i_time()` werden die in  $\mu\text{s}$  angegebenen Nachstellzeiten für den In- tegrator `i()` entsprechend der Abtastzeit der Routine `TASK_KURZ` umgerechnet. Die Va- riable `e_Enable_IAnteil_IReg` erlaubt es den Integratoranteil des i-Reglers manuell ab- zuschalten. Die Stellgröße des i-Reglers wird komponentenweise als Sollspannungsraum- zeiger `usoll.real` und `usoll.imag` erzeugt. Die anschließende Maximalwertbegrenzung prüft die Länge des berechneten Raumzeigers und stellt sicher, dass die maximale Span- nungsamplitude nicht den Wert `umax` übersteigt und der Merker `FLAG_IReg_ANTIWIINDUP` für die Antiwindupmaßnahme korrekt gesetzt wird.

## Quellcode der kurz.c-Datei:

```
int eI_real, eI_imag;
int P_real_IREG, P_imag_IREG;
long plim = konstlong(1.0);
long nlim = konstlong(-1.0);
int I_real_IREG, I_imag_IREG;
long P_Faktor_IREG=konstlong(0.6);
int FLAG_IREG_ANTIWIINDUP=konst(1.0);
int time_us_REAL_IREG=5000;
int time_us_IMAG_IREG=5000;
I IREG_REAL=I_DEFAULT;
I IREG_IMAG=I_DEFAULT;

struct PHASOR2 usoll;
int umax=konst(0.8);
int hilf_angle;

void kurz(void)
{
eI_real=I_alpha_soll-I_alpha_ist;
eI_imag=I_beta_soll-I_beta_ist;

P_real_IREG=(int)_IQsat(mult32((long)eI_real,P_Faktor_IREG),plim,nlim);
P_imag_IREG=(int)_IQsat(mult32((long)eI_imag,P_Faktor_IREG),plim,nlim);

IREG_REAL.TimeFactor=i_time(time_us_REAL_IREG,TASK_KURZ);
IREG_IMAG.TimeFactor=i_time(time_us_IMAG_IREG,TASK_KURZ);

if (e_Enable_IAnteil_IREG==0)
{
    IREG_REAL.Output=0;
    IREG_IMAG.Output=0;
}

eI_real=multf(eI_real,FLAG_IREG_ANTIWIINDUP);
eI_imag=multf(eI_imag,FLAG_IREG_ANTIWIINDUP);

I_real_IREG=i((multf(eI_real,e_Enable_IAnteil_IREG)),&IREG_REAL);
I_imag_IREG=i((multf(eI_imag,e_Enable_IAnteil_IREG)),&IREG_IMAG);

usoll.real=P_real_IREG+I_real_IREG;
usoll.imag=P_imag_IREG+I_imag_IREG;

if(mag32(usoll.real,usoll.imag)>=(long)umax)
{
    hilf_angle=atan(usoll.imag,usoll.real);
    usoll.real=multf(umax,(cos(hilf_angle)));
    usoll.imag=multf(umax,(sin(hilf_angle)));
    FLAG_IREG_ANTIWIINDUP=0;
}
else
{
    FLAG_IREG_ANTIWIINDUP=_ONE;
}
}
```

Reglerabweichung  
Proportionalanteile  
Positive und negative Grenze  
der Proportionalanteile  
Integralanteile  
Verstärkung  
Merker für Antiwindup  
Nachstellzeit für Real-  
und Imaginärteil in  $\mu\text{s}$   
Integratorstruktur für Real-  
und Imaginärteil

Stellgröße Spannungsraumzei-  
ger und Maximalwertgrenze  
Hilfsvariable für Begrenzung

### 5.1.3 Testsignal für den Softwarestromregler

Um den Softwarestromregler zu testen beziehungsweise die Drehfeldmaschine ohne Drehzahlregelkreis in Betrieb zu nehmen, wurde ein rotierender Raumzeiger (`i_rotieren`) als Sollwertvorgabe für den i-Regler erstellt.

Quellcode der kurz.c-Datei:

```

int i_rotieren=0;           Testsignalmarker
int amplitude=0;          Amplitude
int inkrement=0;         Inkrement pro Abtastschritt
int arg;                  Winkelargument

void kurz(void)
{
  arg =arg+inkrement;
  if (i_rotieren!=0)
  {
    I_alpha_soll=multf(amplitude,cos(arg));  Komponentenweise Erstellung
    I_beta_soll =multf(amplitude,sin(arg));  eines Sollstromraumzeigers
  }
}

```

Das Argument `arg` der Winkelfunktionen wird pro Durchlauf von `kurz.c` um den Wert `inkrement` erhöht. Damit sich die Drehfeldmaschine mit einer bestimmten bezogenen Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  dreht, muss das Inkrement demnach wie folgt gewählt werden:

$$\text{Inkrement} = \frac{65767 \cdot \text{TASK\_KURZ} \cdot p}{\omega} \quad (5.2)$$

Wobei zum Beispiel  $\text{TASK\_KURZ} = 100\mu\text{s}$  beträgt und  $p$  die Polpaarzahl der Maschine darstellt.

### U/f-Steuerung der ASM

Neben dem Testsignal `i_rotieren` für den Softwarestromregler, ist es auch möglich die Asynchronmaschine durch manuelles Setzen von Spannung und Frequenz (`u_rotieren`), ohne hinterlegter U/f-Kennlinie der ASM, zu betreiben. Hierbei wird auf gleiche Art und Weise ein Sollspannungsraumzeiger erzeugt, welcher aber direkt, ohne Regelalgorithmus, an die PWM-Einheit übergeben wird.

Quellcode der kurz.c-Datei:

```
int u_rotieren=0;           U/f-Steuerungsmarker
int amplitude=0;           Amplitude
int inkrement=0;          Inkrement pro Abtastschritt
int arg;                  Winkelargument

void kurz(void)
{
  arg=arg+inkrement;       Sollraumzeiger    für    U/f-
  if (u_rotieren!=0)      Steuerung
  {
    usoll_alpha.real=multf(amplitude,cos(arg));
    usoll_alpha.imag=multf(amplitude,sin(arg));
  }
}
```

### 5.1.4 PWM-Ausgabe

Die Ausgabe an die PWM-Einheit des DSP erfolgt über die Erstellung eines Pulsmusters wie es im Abschnitt 4.3 erläutert wurde. Hierzu wird der Unterfunktion `pwma()` der Sollspannungsraumzeiger `usoll_alpha` als Struktur übergeben nachdem dieser einer Maximalwertbegrenzung unterzogen wurde.

Quellcode der kurz.c-Datei:

```

int e_Enable_Regler_IREG=0;           i-Reglermarker
int u_rotieren=0;                     U/f-Steuerungsmarker
int i_rotieren=0;                     Testsignalmarker

void kurz(void)
{
if ((e_Enable_Regler_IREG!=0)&(u_rotieren==0)&(i_rotieren!=0))
{
    usoll_alpha.real=usoll.real;      i-Reglerausgang
    usoll_alpha.imag=usoll.imag;
}

usoll_alpha_betr=mag(usoll_alpha.real , usoll_alpha.imag);

if (mag32(usoll_alpha.real , usoll_alpha.imag)>=(long)umax)
{
    hilf_angle=atan(usoll_alpha.imag , usoll_alpha.real);
    usoll_alpha.real=multf(umax , (cos(hilf_angle)));
    usoll_alpha.imag=multf(umax , (sin(hilf_angle)));
}

pwma(&usoll_alpha);                  Übergabe an die PWM-
}                                     Einheit

```

## 5.2 Polradoffset

Bei der PSM gilt die Konvention die Lage des Rotorflusses mit der d-Achse des Rotors gleichzusetzen. Für die feldorientierte Regelung der PSM, und für den maximalen Momentaufbau, ist Kenntnis über die absolute Winkelposition der d-Achse notwendig. Nun ist jedoch die Geberwelle an einer zufälligen Rotorlage an die Antriebswelle gekoppelt. Die Ermittlung des Sensoroffsets zwischen der d-Achse des Rotors und des Lagegeberwertes wurde mit folgender Vorgehensweise bestimmt und anschließend in der im Abschnitt 5.1.1 beschriebenen Programmsequenz als `SensorOffset` mitberücksichtigt:

- Im ersten Schritt wird ein Strom in  $\alpha$ -Richtung, mit verstellbarem Betrag in die Strangachse U gelegt, und der Strom mittels der Kommunikationsschnittstelle von 0 bis Nennstrom gesteigert.
- Der Rotor der PSM, bestehend aus 3 Polpaaren, wird nun in eine seiner drei möglichen, um 120 Grad mechanisch auseinanderliegenden Ruhelagen gezogen. Einer dieser drei mechanischen Winkel in  $\pm 8$  HE Darstellung wird als Offsetwert der Variable `SensorOffset` verwendet und muss zur Feststellung der Rotorflussposition vom eingelesenen Lagegeberwert subtrahiert werden.
- Nachdem der Lagegeberwert vom Offset bereinigt wurde, ist der Winkel entsprechend der Polpaarzahl des Rotors zu multiplizieren um den elektrischen Winkel `gamma_dq` zu erhalten. Hierbei muss darauf geachtet werden, den mechanischen Winkel überlaufrechtig, entsprechend der Polpaarzahl ( $p=3$ ), zu addieren.

## 5.3 Langsame Routine

Die langsame Routine wird dazu genutzt, den Drehzahlregelkreis zu schließen und dem hochdynamischen, in der schnellen Routine abgesetzten, Softwarestromregler die entsprechende Führungsgröße vorzugeben. Hierzu werden in der Datei lang.c der Drehzahlbeobachter und der Drehzahlregler programmiert. Die folgenden Unterkapitel beschreiben diese Funktionsblöcke und das für die Regelung der Asynchronmaschine notwendige Strommodell zur Ermittlung des Rotorflusswinkels  $\gamma_{\psi R}$ .

### 5.3.1 Drehzahlbeobachter

Eine Möglichkeit der Drehzahlbestimmung bietet die Drehzahlermittlung mittels Beobachter. Als Eingangsgröße dient dem Beobachter der elektrische Winkel `gamma_dq`. Die Ausgangsgröße bildet die Drehzahl `omega`. Durch die Beobachtung der Regelgröße entsteht eine Verzögerung im Rückkoppelzweig der Regelschleife. Wird `omega` im Anschluss an den Beobachter mit einer bekannten Zeitverzögerung gefiltert, kann diese in der Auslegung des Drehzahlreglers mitberücksichtigt werden.

Quellcode der lang.c-Datei:

<code>int hilf1,hilf2,hilf3;</code>	Deklaration der Variablen
<code>int azeit,gasternn;</code>	Hilfsvariablen
<code>int tab=konst(0.300);</code>	Abtastzeit in ms
<code>int kal2n=konst(0.3);</code>	Kalibrierungsfaktor
<code>int ombez=konst(0.3141);</code>	1/1000 der el. Bezugswinkelgeschw.
<code>int pidacht=konst(0.392699)</code>	$\pi/8$
<code>int achtdpi=konst(2.546479)</code>	$8/\pi$
<code>int omega;</code>	
<code>void lang(void)</code>	
<code>{</code>	
<code>  azeit=multf(tab,ombez);</code>	Berechnen der bezogenen Abtastzeit
<code>  hilf1=sumw(gamma_dq,-gasternn);</code>	Differenz des geschätzten Winkels
<code>  hilf2=multf(hilf1,pidacht);</code>	Umrechnen des Winkels auf $\pm\pi$
<code>  hilf3=multf(hilf2,kal2n);</code>	
<code>  omega=omega+hilf3;</code>	
<code>  hilf1=multf(achtdpi,azeit);</code>	
<code>  hilf2=multf(hilf1,omega);</code>	
<code>  gasternn=sumw(gamma_dq,hilf2);</code>	
<code>}</code>	

### 5.3.2 Strommodell der ASM

Bei der ASM kann der Rotorflussraumzeiger nicht durch eine fixe Beziehung an der Rotorwelle orientiert werden. Der Flussraumzeiger wird über ein Verzögerungsglied 1. Ordnung (PT1) durch die  $x$ -Komponente des Statorstromraumzeigers aufgebaut. Um die Beziehung zwischen dem rotorflussfesten  $xy$ -KOS und dem rotorfesten  $dq$ -KOS zu erlangen, kann das Strommodell der ASM [19, S.95ff], mit der Realisierung im rotorfesten Koordinatensystem, herangezogen werden. Dieses Modell bietet den Vorteil eines konstanten Fehlers über dem gesamten Drehzahlbereich, weswegen es auch im Stillstand eingesetzt werden kann. Dem Modell dienen der Statorstrom im  $dq$ -KOS und der Drehwinkel  $\gamma_{dq}$  als Eingangsgröße, siehe Abbildung 4.6.

Das rotorfeste KOS wird bevorzugt, da hierbei die Flusskomponenten von  $\psi_{Rd}$  und  $\psi_{Rq}$  entkoppelt vorzufinden sind und der getrennte mathematische Zugang somit ermöglicht wird. Durch Elimination von Statorfluss  $\psi_S$  und Rotorstrom  $i_R$  in der Rotorspannungsgleichung der ASM sowie einer Transformation in ein allgemeines Koordinatensystem  $\omega_k$  ergibt sich folgender Ausdruck:

$$\frac{d\psi_R}{d\tau} + \underline{\psi}_R [j(\omega_k - \omega_m) + \frac{1}{\tau_R}] = \frac{1}{\tau_R} (1 - \sigma) x_S \underline{i}_S \quad (5.3)$$

Ausgehend von Gleichung 5.3 folgt das entkoppelte System durch Aufspaltung in Real- und Imaginärteil im  $dq$ -System ( $\omega_k = \omega_m$ ) zu:

$$\frac{d\psi_{Rd}}{d\tau} = -\frac{1}{\tau_R} \psi_{Rd} + \frac{1}{\tau_R} (1 - \sigma) x_S i_{Sd} \quad (5.4)$$

$$\frac{d\psi_{Rq}}{d\tau} = -\frac{1}{\tau_R} \psi_{Rq} + \frac{1}{\tau_R} (1 - \sigma) x_S i_{Sq} \quad (5.5)$$

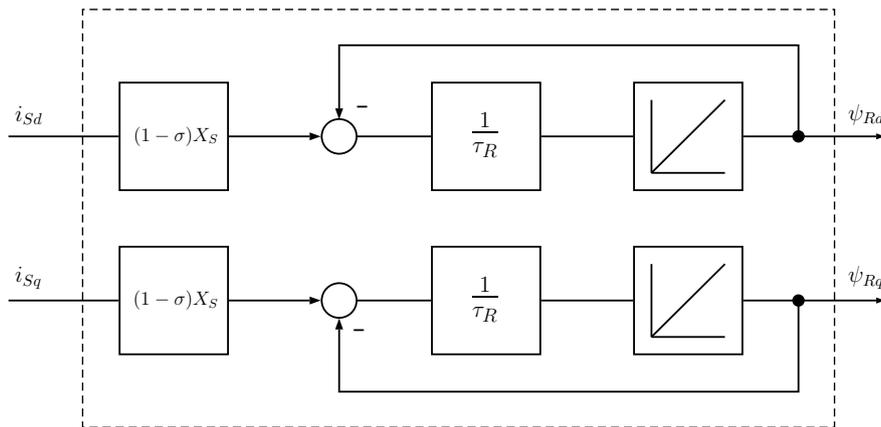


Abbildung 5.1: Entkoppeltes Strommodell im dq-KOS ([19, S.96])

Quellcode der lang.c-Datei:

```

int  psi_d,psi_q;
int  psi_n,psi_n1;
int  flusswinkel_dq;
int  einsmsigmaxs=konst(2.18785);
I  INT_dSTROMMODELL=I_DEFAULT;
I  INT_qSTROMMODELL=I_DEFAULT;

void lang(void)
{
psi_n=multf(I_d_ist,einsmsigmaxs);
psi_n1=psi_n-psi_d;

INT_dSTROMMODELL.TimeFactor=i_time(210000.0,TASK_LANG);
psi_d=iw(psi_n1,&INT_dSTROMMODELL);

psi_n=multf(I_q_ist,einsmsigmaxs);
psi_n1=psi_n-psi_q;

INT_qSTROMMODELL.TimeFactor=i_time(210000.0,TASK_LANG);
psi_q=iw(psi_n1,&INT_qSTROMMODELL);

flusswinkel_dq=atan(psi_q,psi_d);
gamma_xy=gamma_dq+flusswinkel_dq;
}

```

Deklaration der Variablen  
Hilfsvariablen  
Winkel zwischen xy- und dq-KOS  
 $(1 - \sigma)x_S$   
Integratorstruktur für d-  
und q-Komponente

### 5.3.3 Drehzahlregler der ASM

Die Drehzahlregelschleife wurde, wie im Abschnitt 4.4 erläutert, mit einem PI-Regler aufgebaut. Neben der Bildung des Proportional- und Integralanteiles wurde wieder eine Maximalwertbegrenzung für die Stellgröße `mr_soll` mit Antiwindupmaßnahme realisiert. Mittels der Variable `e_Enable_IAnteil_NREG` ist es zudem möglich den Integratoranteil des  $\omega$ -Reglers gänzlich abzuschalten. Der Sollstromraumzeiger im xy-KOS ist global definiert. Entsprechend dem gewünschten bezogenen `psir_soll` und der Stellgröße `mr_soll` wird der Sollstromraumzeiger überschrieben, welcher im Anschluss dem Softwarestromregler als Eingangsgröße dient.

Quellcode der lang.c-Datei:

```

int en=0;                Regelabweichung
int omega_soll=konst(0); Sollwertvorgabe
int P_NREG;             Proportionalanteil
long plim=konstlong(1); Positive und negative Grenze
long nlim=konstlong(-1); des Proportionalanteils
long P_Faktor_NREG=konstlong(4.0); Verstärkung
int I_NREG;            Integralanteil
int time_us_NREG=30000; Nachstellzeit in  $\mu s$ 
int e_Enable_IAnteil_NREG=konst(0.0); Merker für Integratoranteil
int FLAG_NREG_ANTIWIWINDUP=konst(1.0); Merker für Antiwindup
I_NREG=I_DEFAULT;     Integratorstruktur

int mr_soll=0;         Stellgröße
int mmax=konst(0.5);  Stellgrößenbegrenzung
int psir_soll=konst(0.6); Vorgabe von  $\psi_{R,soll}$ 
int einsdpsir_soll;   $1/\psi_{R,soll}$ 

void lang(void)
{
en=omega_soll-omega;
P_NREG=(int)_IQsat(mult32((long)en,P_Faktor_NREG),plim,nlim);
NREG.TimeFactor=i_time(time_us_NREG,TASK_LANG);
if (e_Enable_IAnteil_NREG==0)
{
NREG.Output=0;
}
en=multf(en,FLAG_NREG_ANTIWIWINDUP);
I_NREG=i((multf(en,e_Enable_IAnteil_NREG)),&NREG);
mr_soll=P_NREG+I_NREG;
FLAG_NREG_ANTIWIWINDUP=_ONE;
if( mr_soll>mmax)
{
mr_soll=mmax;
FLAG_NREG_ANTIWIWINDUP=0;
}
if (mr_soll<(-mmax))
{
mr_soll=-mmax;
FLAG_NREG_ANTIWIWINDUP=0;
}
I_x_soll=multf(psir_soll,einsdeinsmsigmaxs);
einsdpsir_soll=div(_ONE,psir_soll);
I_y_soll=multf(mr_soll,einsdpsir_soll);

```

### 5.3.4 Drehzahlregler der PSM

Die Drehzahlregelschleife der PSM ist im Prinzip gleich aufgebaut wie die der ASM. Die Maximalwertbegrenzung und Antiwindupmaßnahme sowie die Deaktivierung des Integratoranteiles wurden ebenfalls eingebaut. Die Erstellung des Sollstromraumzeigers wird hier jedoch im Rotorfesten  $dq$ -KOS vorgenommen. Durch die Vorgabe die Maschine ohne d-Stromkomponente ( $I_{d\_soll}=d\_Sollstrom=0$ ) zu betreiben, wirkt sich der Regler durch die Stellgröße  $mr\_soll$  nur auf die q-Komponente des Sollstromraumzeigers aus. Die Komponenten des Sollstromraumzeigers sind global definiert und dienen dem Softwarestromregler als Eingangsgröße.

Quellcode der lang.c-Datei:

```

int en=0;                                Regelabweichung
int omega_soll=konst(0);                 Sollwertvorgabe
int P_NREG;                               Proportionalanteil
long plim=konstlong(1);                  Positive und negative Grenze
long nlim=konstlong(-1);                  des Proportionalanteils
long P_Faktor_NREG=konstlong(14);        Verstärkung
int I_NREG;                               Integralanteil
int time_us_NREG=23200;                   Nachstellzeit in  $\mu s$ 
int e_Enable_IAnteil_NREG=konst(0.0);    Merker für Integratoranteil
int FLAG_NREG_ANTIWIINDUP=konst(1.0);    Merker für Antiwindup
I_NREG=I_DEFAULT;                         Integratorstruktur

int mr_soll=0;                             Stellgröße
int mmax=konst(0.5);                       Stellgrößenbegrenzung
int d_Sollstrom=konst(0);                  Vorgabe von  $i_{sd}$ 

void lang(void)
{
en=omega_soll-omega;
P_NREG=(int)_IQsat(mult32((long)en,P_Faktor_NREG),plim,nlim);
NREG.TimeFactor=i_time(time_us_NREG, TASK_LANG);
if(e_Enable_IAnteil_NREG==0)
{
NREG.Output=0;
}
en=multf(en,FLAG_NREG_ANTIWIINDUP);
I_NREG=i((multf(en,e_Enable_IAnteil_NREG)),&NREG);
mr_soll=P_NREG+I_NREG;
FLAG_NREG_ANTIWIINDUP=_ONE;
if(mr_soll>mmax)
{
mr_soll=mmax;
FLAG_NREG_ANTIWIINDUP=0;
}
if(mr_soll<(-mmax))
{
mr_soll=-mmax;
FLAG_NREG_ANTIWIINDUP=0;
}
I_d_soll=d_Sollstrom;
I_q_soll=mr_soll;
}

```



## 6 Messungen und Ergebnisse

Um die Funktion des Leistungsteils des Stromrichters zu überprüfen, wurden diverse Messungen und Lastversuche unternommen. Ziel war einerseits ein ordnungsgemäßes Verhalten der IGBTs während des Schaltens zu verifizieren und andererseits wurde durch Messreihen bei unterschiedlichen Belastungen, bei denen diverse Temperaturen über einen längeren Zeitraum aufgezeichnet wurden, die thermischen Eigenschaften und Beharrungstemperaturen verschiedener Komponenten ermittelt. Den folgenden Ergebnissen sei vorweggenommen, dass der Stromrichter nur mit den zum damaligen Zeitpunkt vorhandenen Möglichkeiten getestet werden konnte. Somit konnte das vollständige Potential des Leistungsteils nicht zur Gänze erprobt werden. Aussagekräftige Messungen bezüglich des Betriebs der Stromrichter als Antriebsumrichter des HANSL-Labormessplatzes und der dafür notwendigen Kühlung durch den entworfenen geschlossenen Kühlkreislauf wurden jedoch ausreichend erzielt.

### 6.1 Ein- und Ausschaltverhalten

Das dynamische Strom- und Spannungsverhalten des IGBTs beim Ein- und Ausschalten wird durch seine parasitären Kapazitäten im Aufbau des Leistungshalbleiters bestimmt. Abbildung 6.1 zeigt das Schaltbild eines IGBTs mit parasitären Kapazitäten zwischen den Anschlüssen[20, S.707ff].

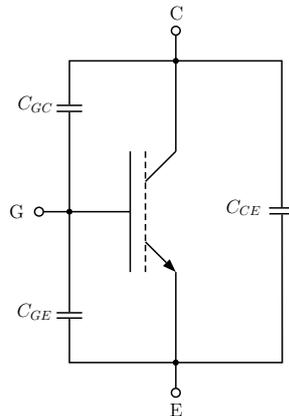


Abbildung 6.1: IGBT mit parasitären Kapazitäten

Um den IGBT entsprechend rasch ein- und ausschalten zu können, müssen die parasitären Kapazitäten,  $C_{GG}$  und  $C_{GE}$ , umgeladen werden. Des Weiteren muss auch der Auf- und Abbau von langsamen, bipolaren Ladungsträgern, welche zum Stromtransport des IGBTs beitragen, mitberücksichtigt werden. Diese Tatsache bewirkt, dass der IGBT

langsamere Schaltzeiten erreicht als beispielsweise der unipolare MOSFET [20, S.714]. Die Beschaltung der IGBTs spielt hierbei eine wichtige Rolle. Wie im Abschnitt 3.1.1 beschrieben, kommen bipolare, ausreichend Versorgte, Treiberbausteine samt Unterbeschaltung zum Einsatz. Um die Funktion dieser Baugruppen zu testen, wurde das Gate-Emitter-Potential  $u_{GE}$  des unteren Ventils der Halbbrücke W, und die dazugehörige Phasenspannung  $u_W = u_{CE}$  gegen das Potential  $UZK - Minus$  in unterschiedlichen Betriebspunkten gemessen.

### Einschalten

Um den IGBT in den leitenden Zustand zu bringen, muss am Gateanschluss die Schwellspannung  $U_{GE,th}$ , auch Thresholdspannung genannt, überschritten werden. Die im IGBT-Modul eingesetzten Schaltventile besitzen eine typische Schwellspannung von 5,8 V [10]. Die Zeitspanne bis dieser Wert erreicht ist, wird als Einschaltverzögerungszeit  $t_{d,on}$  bezeichnet. Sobald die Schwellspannung erreicht und überschritten wird, beginnt sich der Strom  $i_C$  aufzubauen. Erst danach setzt ein linearer Spannungsabbau von  $u_{CE}$  bei vollem Laststrom bis auf den typischen Spannungsabfall des IGBTs im leitenden Zustand ein. Das Gate-Potential verläuft hierbei, zufolge des Millereffekts, plateauförmig [20, S.714].

Abbildung 6.2 a) zeigt das Einschalten des IGBTs bei einer Zwischenkreisspannung von 70 V ohne Laststrom. Das Millerplateau im Verlauf der Gate-Emitter-Spannung ist deutlich zu erkennen und der Spannungsabbau der Kollektor-Emitter-Spannung erfolgt direkt. In Abbildung 6.2 b) wurde das Einschalten bei einem Laststrom von 10 A Spitze festgehalten. Es ist erkennbar, dass die Kollektor-Emitter-Spannung verzögert, nachdem der Laststrom aufgebaut ist, abfällt.

In Abbildung 6.3 a) und b) wird diese Messung bei einer Zwischenkreisspannung von 300 V wiederholt. Für diese Messung gelten die gleichen Aussagen wie in der vorangegangenen Messung.

### Ausschalten

Soll der IGBT ausgeschaltet werden, muss die Gate-Emitter-Spannung unter die Schwellenspannung gebracht werden. Nach Ablauf der Ausschaltverzögerungszeit  $t_{d,off}$  erreicht die Gate-Emitter-Spannung das Millerplateau und die Kollektor-Emitter-Spannung beginnt sich bei gleichbleibendem Laststrom wieder aufzubauen. Erst danach wird der Laststrom abgebaut und die Gate-Emitter-Spannung sinkt auf die Schwellenspannung herab. Der unipolare Ladungstransport des IGBTs ist abgeschlossen. Während nun das Gate-Potential weiter sinkt und negativ wird, rekombinieren die weitaus trägeren bipolaren Ladungsträger nach und nach aus. Dieser Effekt des Stromflusses infolge des Abschaltens des IGBTs wird Schweifstrom genannt und erfordert zusätzliche Schaltverluste [20, S.715].

In Abbildung 6.4 a) sind die Spannungsverläufe beim Ausschalten des IGBTs ohne Laststrom abgebildet. Es zeigt sich deutlich ein verzögertes Ansprechen der Kollektor-Emitter-Spannung zufolge des Absenkens des Gate-Potentials. Abbildung 6.4 b) zeigt wiederholt einen Ausschaltversuch mit einem Laststrom von 10 A Scheitelwert.

**Millereffekt**

Der Millereffekt wird durch die Rückwirkung der Kollektor-Emitter-Spannung  $u_{CE}$  auf die Gate-Kollektor-Kapazität  $C_{GC}$  bestimmt. Bei den Schalthandlungen muss unter anderem diese Kapazität umgeladen werden, wobei Verschiebungsströme in das Gate fließen und zusätzliche Spannungsabfälle erzeugen. Dieser Effekt macht den plateauförmigen Verlauf der Gate-Emitter-Spannung in der Zeit der Umladung sichtbar. Hierbei bleibt die Gate-Kollektor-Kapazität jedoch nicht konstant. Sie verläuft nichtlinear nach dem folgenden Zusammenhang:

$$C_{GC,dyn} = C_{GC} \cdot \left(1 - \frac{du_{CE}}{du_{GE}}\right) \quad (6.1)$$

Das Schalten und somit dynamische Verhalten der Strom- und Spannungsverläufe am IGBT wird maßgeblich durch die resultierende Gate-Emitter-Kapazität  $C_{GE,res}$  bestimmt, welche der Summe aus dynamischer Gate-Kollektor-Kapazität  $C_{GC,dyn}$  und Gate-Emitter-Kapazität  $C_{GE}$  entspricht:

$$C_{GE,res} = C_{GC,dyn} + C_{GE} \quad (6.2)$$

Bei einem vollständigen Schaltzyklus des IGBTs beeinflussen somit die nichtlineare Gate-Kollektor-Kapazität  $C_{GC,dyn}$  und die dadurch resultierende Gate-Emitter-Kapazität  $C_{GE,res}$  das transiente Verhalten der Ströme und Spannungen [20, S.717ff].

**Schaltgeschwindigkeit**

Die ausgeführten Messungen zeigen die Funktion des Leistungsteils und bestätigen die Eignung zur Durchführung der Laborübungen. Durch das Anpassen des Gate-Widerstandes ist es möglich die Schaltgeschwindigkeit und somit die Spannungsanstiegsrate  $\frac{du}{dt}$  einzustellen. Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurde keine Optimierung der Gatansteuerung vorgenommen, diese sollte an die jeweilige Anwendung des Stromrichters angepasst werden.

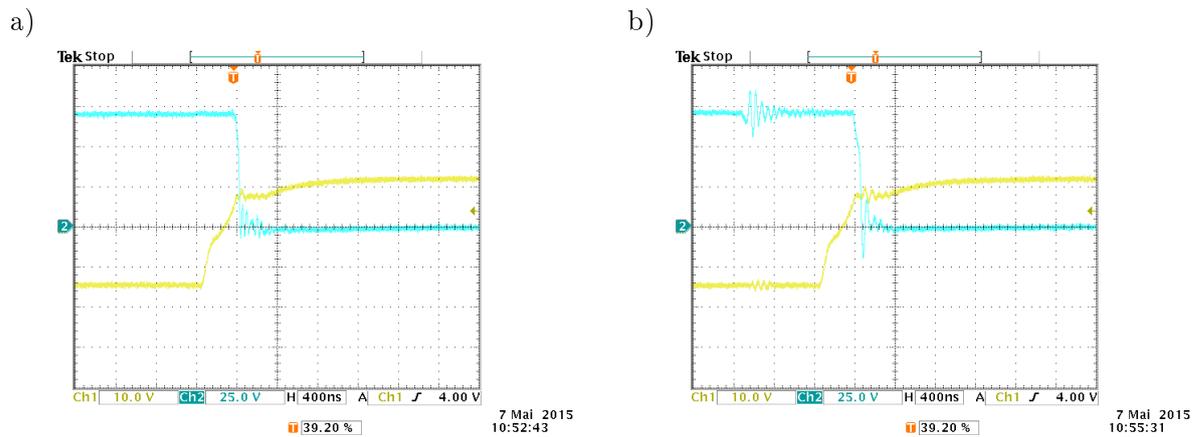


Abbildung 6.2: Einschaltverhalten bei  $U_{ZK}=70\text{V}$  und a)  $\hat{I}=0$  sowie b)  $\hat{I}=10\text{ A}$   
(Ch1= $u_{GE}$  und Ch2= $u_{CE}$ )

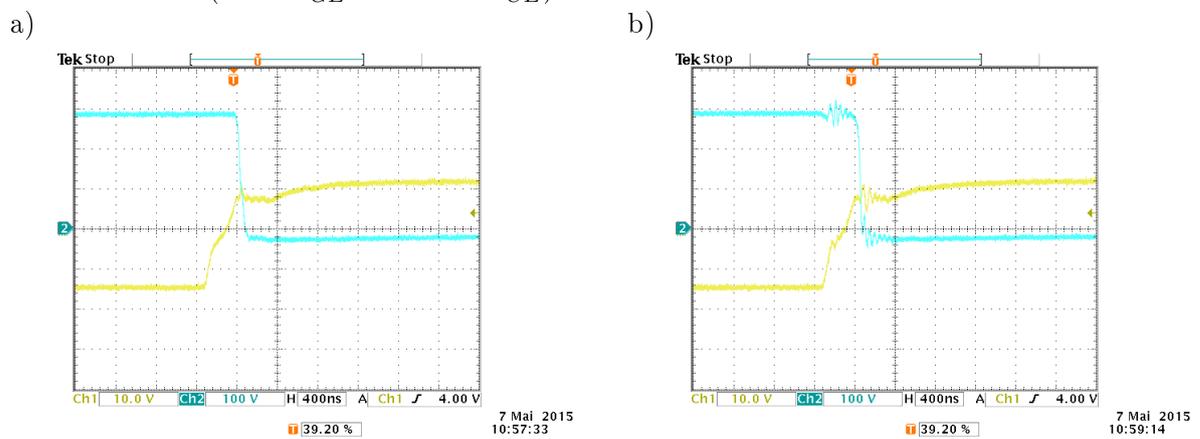


Abbildung 6.3: Einschaltverhalten bei  $U_{ZK}=300\text{V}$  und a)  $\hat{I}=0$  sowie b)  $\hat{I}=10\text{ A}$   
(Ch1= $u_{GE}$  und Ch2= $u_{CE}$ )

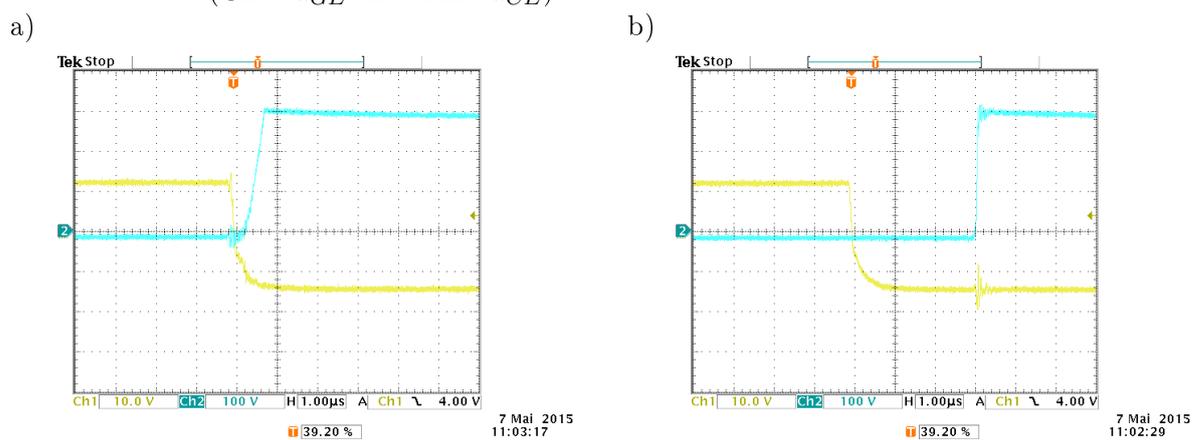


Abbildung 6.4: Ausschaltverhalten bei  $U_{ZK}=300\text{V}$  und a)  $\hat{I}=0$  sowie b)  $\hat{I}=10\text{ A}$   
(Ch1= $u_{GE}$  und Ch2= $u_{CE}$ )

## 6.2 Temperaturmessreihen

Die nun folgenden Ergebnisse der Belastungsmessungen bestätigen einerseits die Funktionalität des Leistungsteils des Stromrichters und geben andererseits Aufschluss über die Erwärmung bei unterschiedlichen Betriebspunkten einzelner Komponenten des Stromrichters und des Kühlfluids im Kühlkreislauf. Als Lastmaschine wurde eine am Institut entwickelte permanentmagnetenerregte Synchronmaschine eingesetzt. Zur Versorgung des Stromrichters konnte aufgrund eines technischen Defekts nicht wie geplant auf die hauseigene Laborbatterie zurückgegriffen werden. Stattdessen wurde der Stromrichter über ein Labornetzgerät, mit einer Zwischenkreisspannung von 300 VDC, versorgt. Für die unterschiedlichen Belastungsversuche wurde jeweils ein mit 3 Hz rotierender Stromraumzeiger, erzeugt mit symmetrischer sinus PWM, in die Wicklungen der Lastmaschine eingepreßt.

Die Temperaturmessung der IGBT-Halbbrücken, welche mittels der Treiberplatine ausgeführt wird, wurde mithilfe des Softauges am Leitrechner aufgezeichnet. Diese Temperaturen werden mit „HBU“, „HBV“ und „HBW“ bezeichnet.

Zur Ermittlung und Aufnahme der Erwärmung der Kondensatorbatterie wurden zwei J-Type Thermoelemente an die Oberfläche zweier Kondensatoren aufgebracht. Bei der Platzierung der Elemente wurde darauf geachtet, thermisch ungünstige Stellen in der Mitte der Batterie zu wählen. In den Ergebnisdiagrammen wird nur derjenige Temperaturverlauf mit geringfügig höherem Maximalausschlag, bezeichnet mit „Kondensator“, dargestellt.

Für die Messung der Kühlmitteltemperatur wurde ebenfalls ein J-Type Thermoelement am Kühlmittleingang des Rückkühlers angebracht. Diese Art der Ermittlung der Kühlmitteltemperatur ist weniger genau als die analoge Messung mit dem, direkt in das Fluid ragende, Thermometer. Im Vergleich mit der analogen Kühlmitteltemperatur zeigt sich aber, dass der elektronisch erfasste Wert, bezeichnet mit „Kühlwasser“, um nur maximal 3-4 °C unter dem analogen Wert liegt und damit ausreichend aussagekräftig ist.

Zur Kontrolle und Vermeidung von Schäden an der Lastmaschine wurden Stator- und Rotortemperaturen der PSM, ebenfalls mithilfe von J-Type Thermoelementen, mitgemessen. Wurde der Maximalwert der Statortemperatur von 150 °C erreicht, wurde die aktuelle Messung beendet.

Die Auswertung und Aufzeichnung aller Thermoelemente erfolgten mit dem Temperaturmessgerät Dewetron DEWE-2600 und dessen EPAD-Schnittstelle bei einer Raumtemperatur von 23 °C.

### 6.2.1 Belastungsprobe mit 50 A Scheitelwert

Die erste Messreihe, dargestellt in Abbildung 6.5, zeigt die Temperaturverläufe bei einem Strangstromscheitelwert von 50 A. Diese Belastung eines Antriebsumrichters entspricht der Belastung bei dem Betrieb der Drehfeldmaschinen am Labormesswagen samt Reserve. Wie im Kapitel 2 bereits beschrieben, ergibt sich durch die Leistungsflüsse im Normalbetrieb jeweils nur die Notwendigkeit der Kühlung von zwei Stromrichtern der Gesamttopologie zur gleichen Zeit (siehe Abbildung 2.1). Da für diese Messungen nur ein Stromrichter in Betrieb war, und somit nur ein Parallelzweig des Kühlsystems ge-

geschlossen war, wurde entsprechend den zuvor dargelegten Überlegungen die Stromaufnahme der Pumpe auf 3 A eingestellt, um den Kühlmitteldurchsatz zu verringern. Der Ventilator wurde hierbei nicht in Betrieb genommen. Es ist ersichtlich, dass die direkt

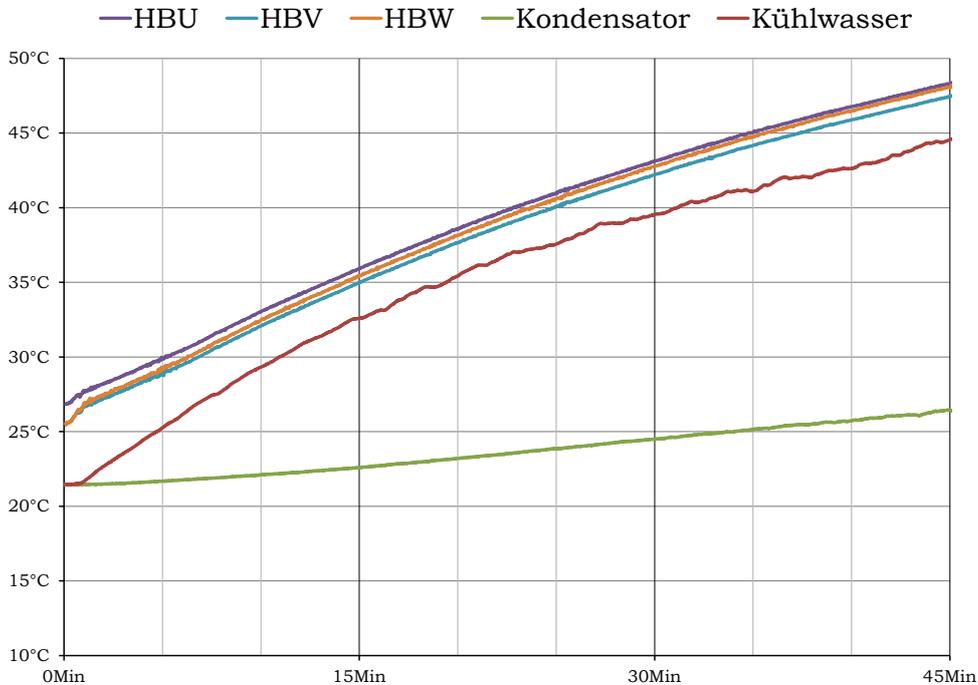


Abbildung 6.5: Temperaturverläufe bei 50 A Spitze

am Substrat gemessenen Temperaturen der IGBT-Halbbrücken auch nach 45 Minuten Dauerbetrieb unter 50 °C liegen und das Kühlfluid eine Temperatur von beinahe 45 °C erreicht. Die Erwärmung der Kondensoren erfolgt im Inneren der einzelnen Kondensatoren. Diese Verlustwärme tritt erst nach einer Verzögerung an der Kondensatoroberfläche, an welcher die Temperaturmessung erfolgt, auf. Die oberflächige Erwärmung der Kondensatorbatterie beträgt nach 45 Minuten weniger als 5 °C.

Das Messergebnis alleine gibt keinen Aufschluss über die Beharrungstemperaturen einzelner Komponenten, da der Ventilator nicht in Betrieb genommen wurde, und die Zeitkonstante des thermischen Systems um ein Vielfaches größer als der Messzeitraum ist. Um dennoch Aussagen über die Beharrungstemperaturen der Halbbrücken und des Kühlfluids treffen zu können, wurden die Messungen mithilfe der e-Funktion laut Gleichung 6.3 extrapoliert.

$$x(t) = x_0 + \Delta x \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (6.3)$$

Die Ergebnisse der Extrapolation lassen auf eine Beharrungstemperatur der Halbbrücken von 66 °C bei einer stationären Kühlwassertemperatur von 52 °C schließen. Demzufolge ist der Normalbetrieb der Drehfeldmaschinen des Labormesswagens auch ohne Ventilatoreinsatz bei einer Pumpenstromaufnahme von 3 A problemlos möglich.

### 6.2.2 Belastungsprobe mit 100 A Scheitelwert

Die zweite Messreihe wurde bei einer Dauerbelastung mit dem Strangstromscheitelwert von 100 A durchgeführt. Die Messergebnisse sind in Abbildung 6.6 dargestellt. Bei dieser Belastungsprobe wurde die Pumpe und der Ventilator des Wasser-Luft-Rückkühlers durchgehend bei einer Stromaufnahme von je 3 A betrieben. Dies entspricht 50 % der maximalen Kühlleistung des Kühlkreislaufs. Die Messung wurde 25 Minuten durchgeführt und zeigt die Beharrungstemperaturen von den IGBT-Halbbrücken und dem Kühlfluid.

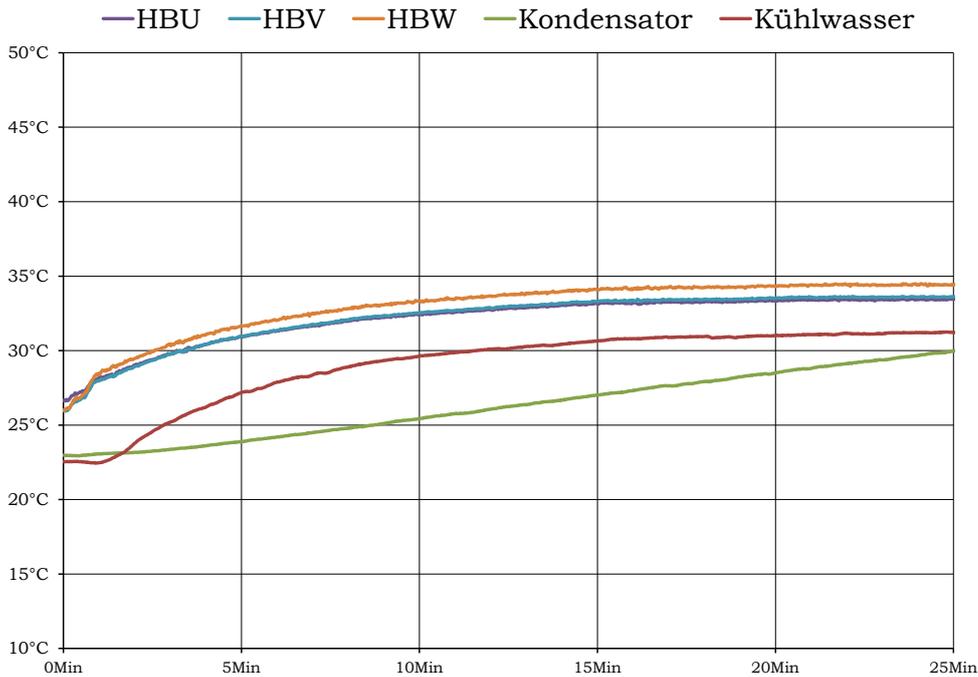


Abbildung 6.6: Temperaturverläufe bei 100 A Spitze

Durch die aktive Rückkühlung des Kühlmittels erreicht die Temperatur des Kühlfluids bei diesem Belastungsversuch maximal  $32\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Die IGBT-Halbbrücken bleiben unter  $35\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Die Kondensatorbatterie zeigt wieder ein thermisch träges Verhalten. Deren Beharrungstemperatur konnte in diesem Messzeitraum nicht abgebildet werden. Schlussendlich zeigt sich in der Kondensatorbatterie nach 25 Minuten eine Erwärmung um etwa  $8\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Dies entspricht einem Temperaturanstieg der Kondensatorbatterie von  $\frac{dT}{dt} \approx \frac{0,3^{\circ}\text{C}}{\text{min}}$ .

### 6.2.3 Belastungsprobe mit 140 A Scheitelwert

Die letzte Belastungsprobe geht an die Grenzen der Lastmaschine. Bei einem Strangstromscheitelwert von 140 A erreicht der Stator der Maschine bereits nach 20 Minuten die maximal zulässige Temperatur von  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Daher wurde ab diesem Zeitpunkt die Messung beendet. In diesem Versuch wurde die Kühlleistung, wie zuvor im Versuch mit 100 A Strangstromscheitelwert, auf 50 % gedrosselt. Das Kühlfluid erreicht hierbei einen Wert

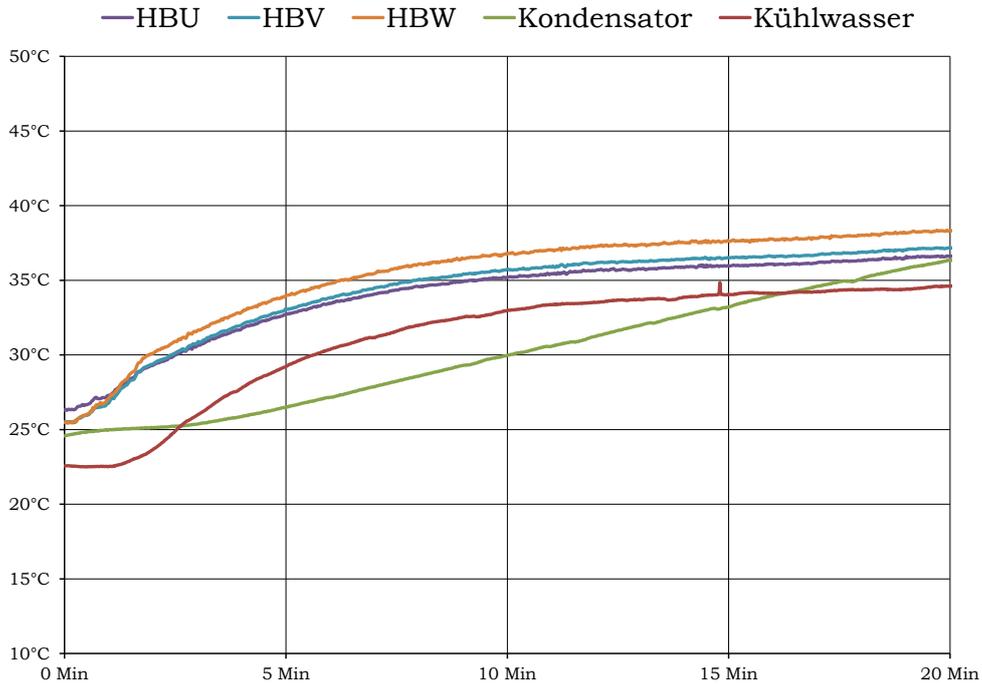


Abbildung 6.7: Temperaturverläufe bei 140 A Spitze

von 35 °C und die IGBT-Halbbrücken verharren bei einer Temperatur unter 40 °C. Die Kondensatoroberfläche steigt im Vergleich mit dem vorherigen Belastungsversuch doppelt so schnell um  $\frac{dT}{dt} \approx \frac{0,66^\circ\text{C}}{\text{min}}$  und erreicht nach 20 minütiger Dauerbelastung 38 °C. Die Betriebstemperatur der Kondensatoren wird mit -40 bis +85 °C angegeben. Zu beachten ist, dass die an der Oberfläche der Kondensatorgehäuse gemessene Temperatur nicht der Kerntemperatur entspricht. Es ist daher bei höheren Belastungen sinnvoll, die Temperatur der Kondensatorbatterie zu überwachen und für eine etwaige aktive Kühlung der Kondensatorbatterie durch Ventilatoren zu sorgen. Die Einhaltung der Betriebstemperatur der Kondensatoren verlangsamt das Austrocknen des Elektrolyts und verlängert die Lebensdauer von Elektrolytkondensatoren.

## 7 Zusammenfassung

Im Zuge dieser Diplomarbeit wurde ein leistungsstarker Leistungsteil für die Stromrichter des HANSL-Messplatzes entworfen und realisiert sowie in einem kompakten Gehäuse integriert. Für den Betrieb der Laststromrichter und der Ein- und Rückspiseeinheit wurde zudem ein steuerbarer geschlossener Kühlkreislauf dimensioniert und aufgebaut. Durch Messungen konnte gezeigt werden, dass der Stromrichter und dessen Kühlkreislauf weit über die Anforderungen des Labormessplatzes auch für Versuche mit anderen Lastmaschinen hinreichende Leistungsreserven besitzt. Das Ziel den Labormessplatz für



Abbildung 7.1: Leistungsteil

die Durchführung der Laborübungen „Aufbau hochdynamischer Drehstromantriebe“ und „Feldorientiert betriebene Asynchronmaschinen“ mit neu entworfenen Stromrichtern in Betrieb zu nehmen ist gelungen. Bereits während der Ausführung der Diplomarbeit wurden die Stromrichter für verschiedene Laborübungen in der Lehre eingesetzt.

Um den Wiederaufbau des HANSL-Labormessplatzes zu vervollständigen, ist zum einen der Anschluss an das Drehstromnetz mithilfe einer Ein- und Rückspiseeinheit zu realisieren. Hierzu kann, was die E/R-Einheit betrifft auf den in dieser Diplomarbeit entworfenen Stromrichter zusammen mit zusätzlichen Messensoren zurückgegriffen werden. Zum anderen ist ein Bremssteller zur Begrenzung der Zwischenkreisspannung zu implementieren. Schlussendlich ist die Verifikation der Funktionalität diverser Sicherheitsabschaltungen und die Integration eines manuellen Not-Aus-Schalter für die Notabschaltung im Fehlerfall vorzunehmen.

Durch die Durchführung der unterschiedlichsten Arbeitsschritte dieser Diplomarbeit, in der Planung, im Aufbau und dem erfolgreichen Testen der Stromrichter an unterschied-

lichen Labormaschinen, konnte ich einen großen Wissenszuwachs erlangen und mein im Studium erworbenes theoretischen Wissen erproben sowie diverse Grundlagenkenntnisse festigen. Ebenso konnte ich aus Misserfolgen und empirisch ermittelten Erkenntnisse meine Lehren ziehen.



Abbildung 7.2: Stromrichter ohne Steuer- und Schnittstellenplatine und Bedienelementen

# Literaturverzeichnis

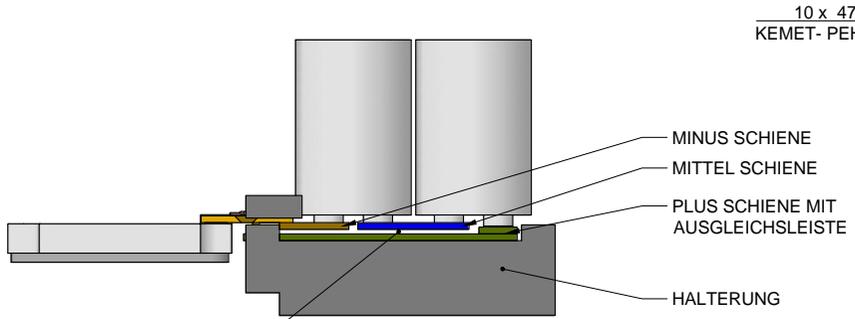
- [1] Norbert Bauhofer. *Aufbau eines Labormessplatzes für hochdynamische Drehstromantriebe*. DA TU Wien, 1991.
- [2] Andreas Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012.
- [3] KEMET Electronics Corporation. *Snap-In and Screw Terminal Aluminum Electrolytic Capacitors*. Kemet Corporation, AC013 5/9/2014.
- [4] Hans Ertl. *Leistungselektronik und Stromrichtertechnik*. Technische Universität Wien, Vorlesungsskriptum, 2009.
- [5] Hans Ertl. *EMV- gerechter Schaltungsentwurf*. TU Wien - Skriptum zur Lehrveranstaltung VO 372.015 WS 2012/2013, Version 10, 2005.
- [6] Gerhard Fasching. *Werkstoffe für die Elektrotechnik*. SpringerWienNewYork, 2005.
- [7] Infineon. *Infineon-AN2007\_04\_Deadtime\_calculation\_for\_IGBT\_modules-AN-v1.0-en*. Infineon Technologies AG, 2007.
- [8] Infineon. *Infineon-AN2010\_09\_Automotive\_IGBT\_Modules\_Explanations-AN-v1.0-en*. Infineon Technologies AG, 2010.
- [9] Infineon. *Infineon-AN2011\_03\_Hybrid\_Kit\_for\_HybridPACK2-AN-v2.3-en*. Infineon Technologies AG, 2011.
- [10] Infineon. *DS\_FS400R12A2T4\_3\_0*. Infineon Technologies AG, 2012.
- [11] Infineon. *Infineon-1ED020I12FA-DS-v03\_00-en*. Infineon Technologies AG, 2013.
- [12] Texas Instruments. *Data Manual, TMS320f28335 Digital Signal Controller (DSCs)*. Texas Instruments Incorporated, 2012.
- [13] F. C. Zach J. W. Kolar, H. Ertl. *Calculation of the passive and active component stress of three phase pwm converter systems with high pulse rate*. EPE, European Conference on Power Electronics and Applications Aachen, 1989.
- [14] Heinrich Netz. *Handbuch Wärme*. Resch Verlag, 1991.
- [15] LEM Holding SA. *Current Transducer LA 55-P/SP1*. www.LEM.com, 2014 Version 14.
- [16] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe, Leistungselektronische Schaltungen*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.

- [17] Dirk Schröder. *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [18] Manfred Schrödl. *Elektrische Antriebe und Maschinen*. TU Wien - Skriptum zur Lehrveranstaltung VO 372.021 WS2010/2011, 1998.
- [19] Manfred Schrödl. *Modul 3: Mathematical description of AC machines*. TU Wien - Skriptum zur Lehrveranstaltung VO 372.046, 2009.
- [20] Franz Zach. *Leistungselektronik - Ein Handbuch*. SpringerWienNewYork, 2010.

# A Anhang

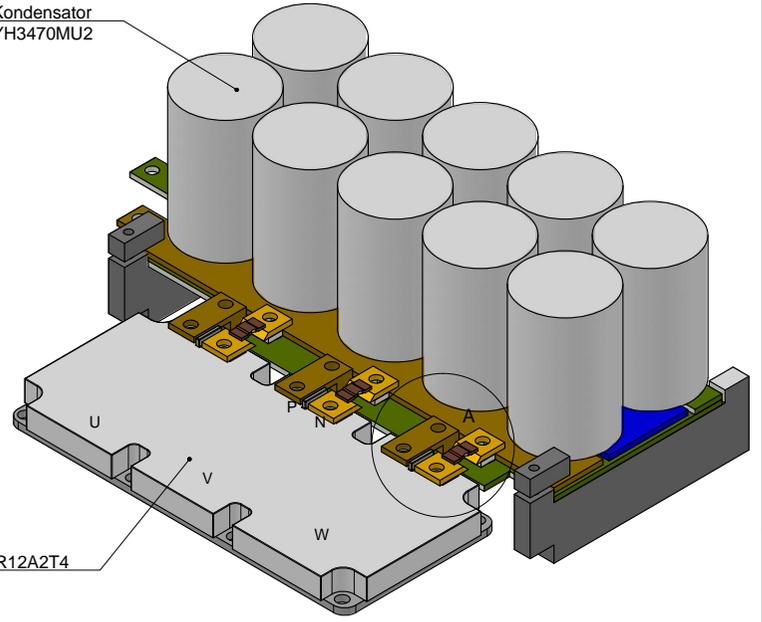
8 7 6 5 4 3 2 1

D  
C  
B  
A

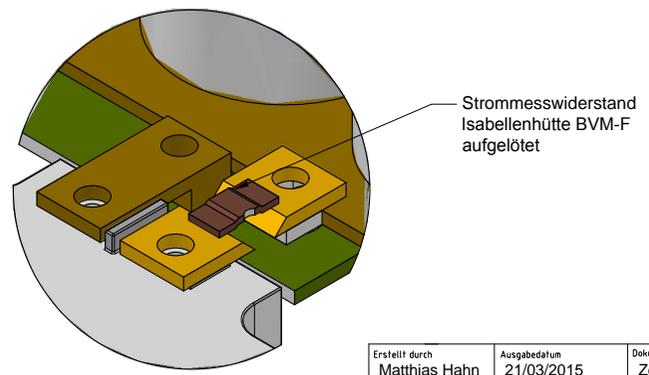
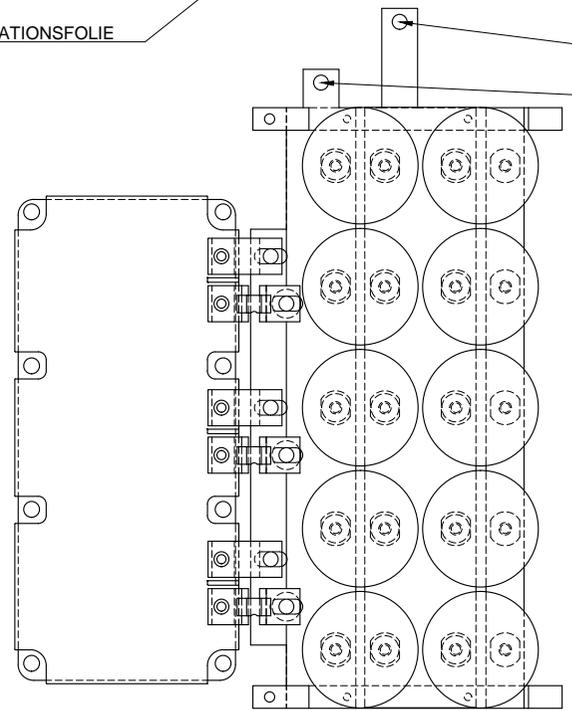


ISOLATIONSFOLIE

10 x 470uF Kondensator  
KEMET- PEH200YH3470MU2



ANSCHLUSS ZK-PLUS  
ANSCHLUSS ZK-MINUS

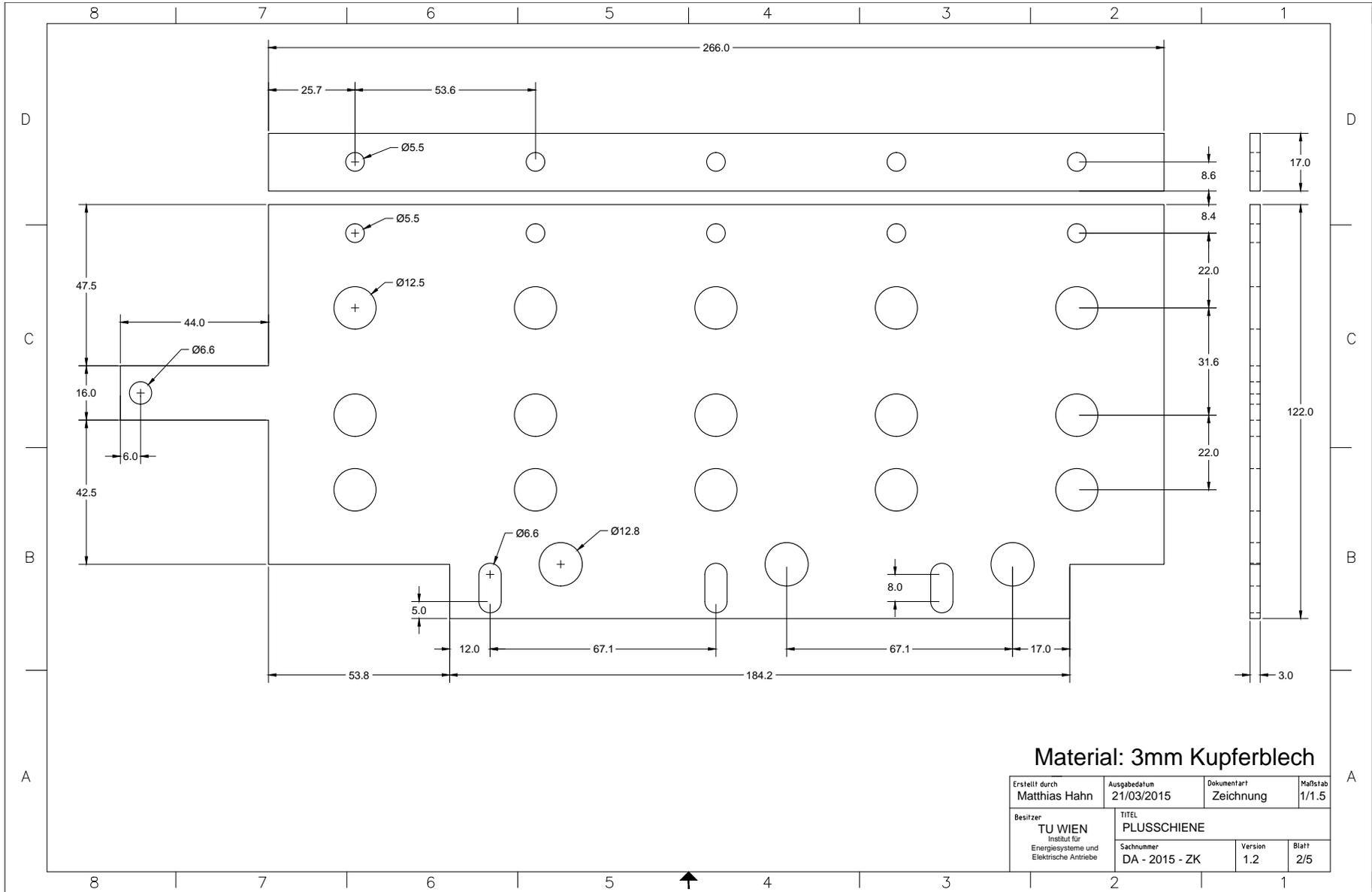


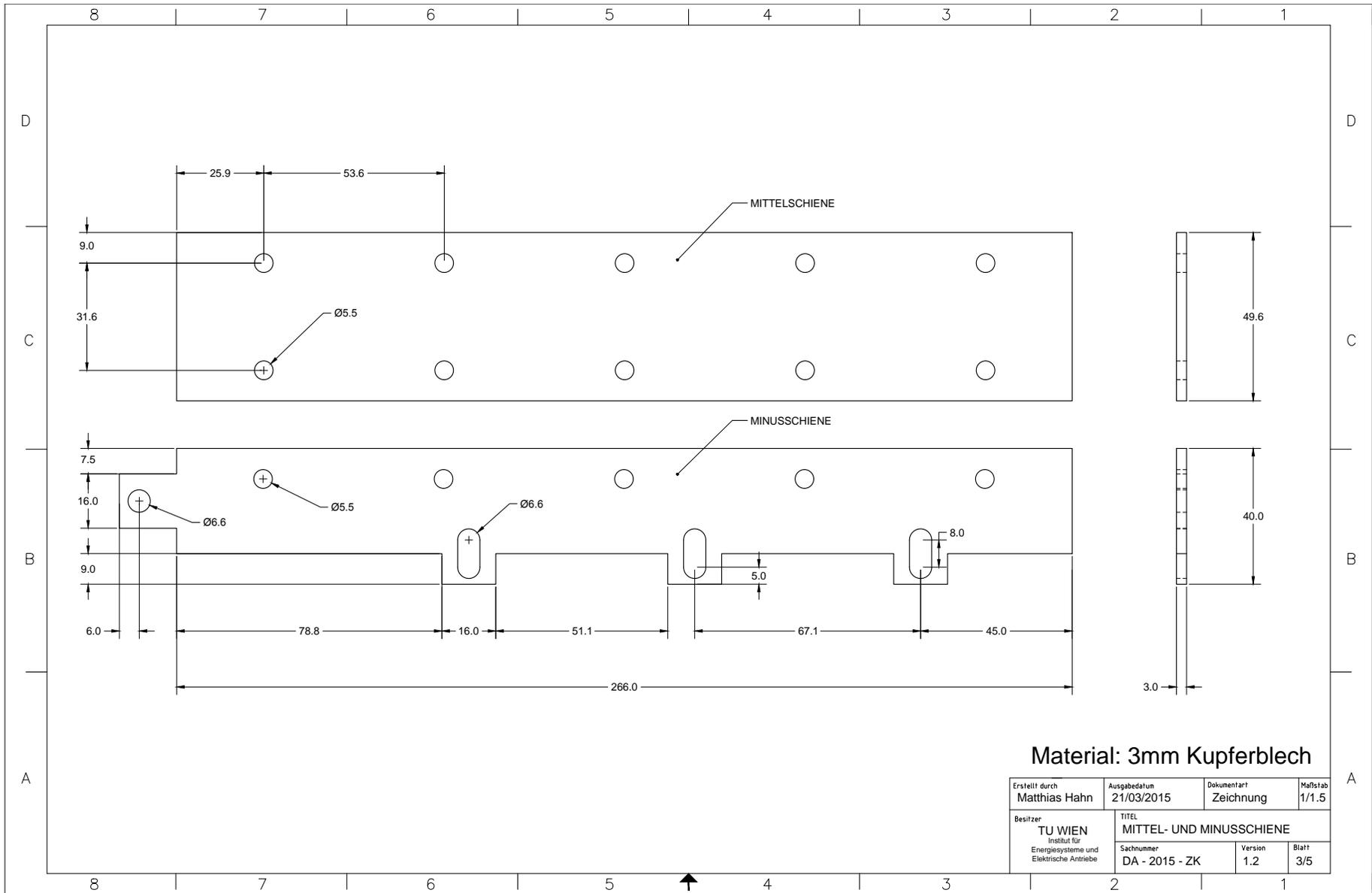
DETAIL A:  
PLUSKONTAKT UND MESSWIDERSTANDSAUFNAHME

Erstellt durch Matthias Hahn	Ausgabedatum 21/03/2015	Dokumentart Zeichnung	Maßstab 1/3
Besitzer TU WIEN Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe	TITEL Übersicht Zwischenkreiskondensator		
Sachnummer DA - 2015 - ZK	Version 1.2	Blatt 1/5	

8 7 6 5 4 3 2 1







8 7 6 5 4 3 2 1

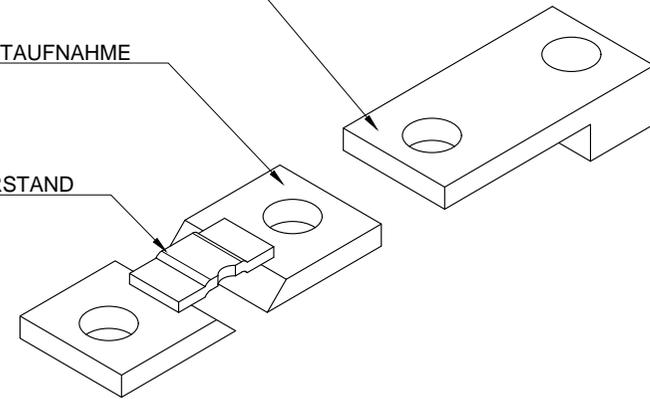
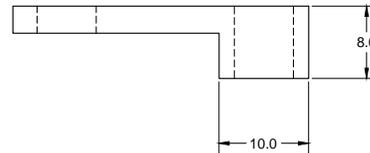
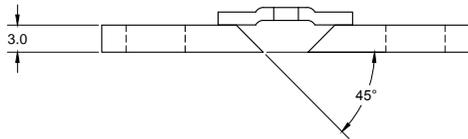
D

D

PLUSKONTAKT

SCHUNTAUFNAHME

MESSWIDERSTAND

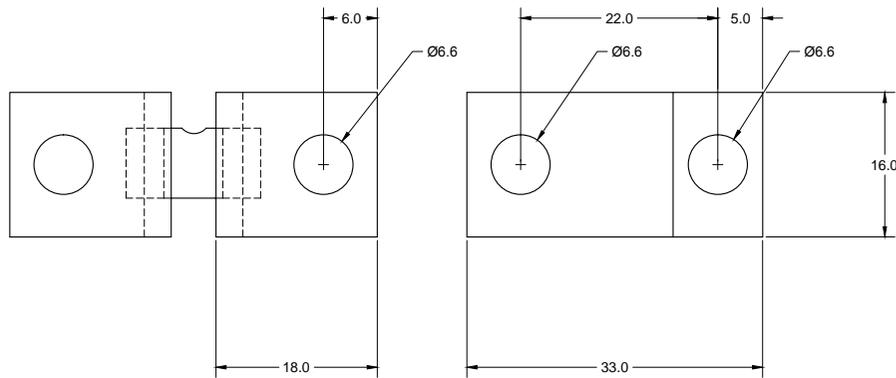


C

C

B

B



A

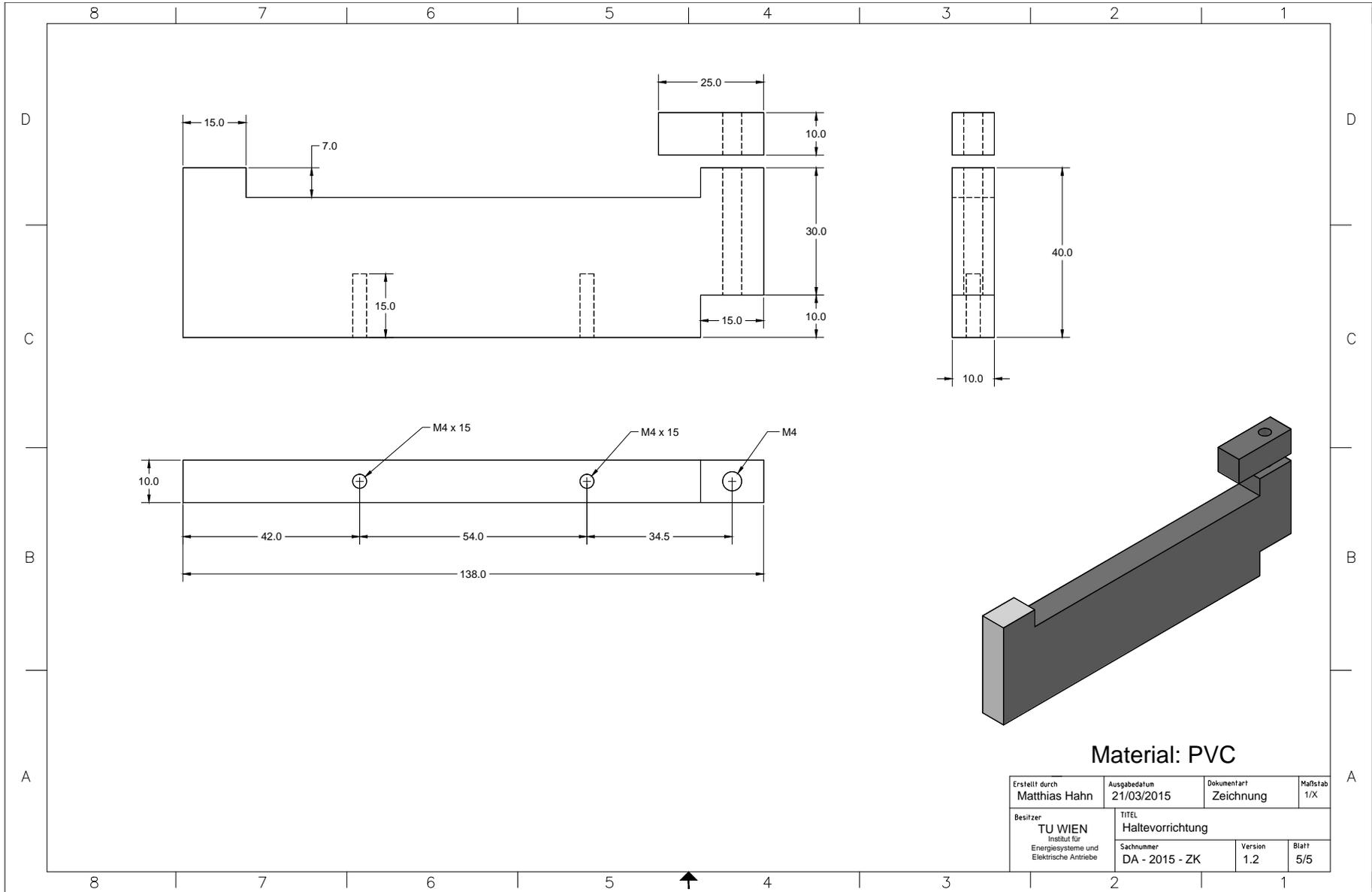
A

Material: Kupfer

Erstellt durch <b>Matthias Hahn</b>	Ausgabedatum <b>21/03/2015</b>	Dokumentart <b>Zeichnung</b>	Maßstab <b>1.3/1</b>
Besitzer <b>TU WIEN</b> Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe	TITEL <b>PLUSKONTAKT UND SCHUNTAUFNAHME</b>		
Sachnummer <b>DA - 2015 - ZK</b>	Version <b>1.2</b>	Blatt <b>4/5</b>	

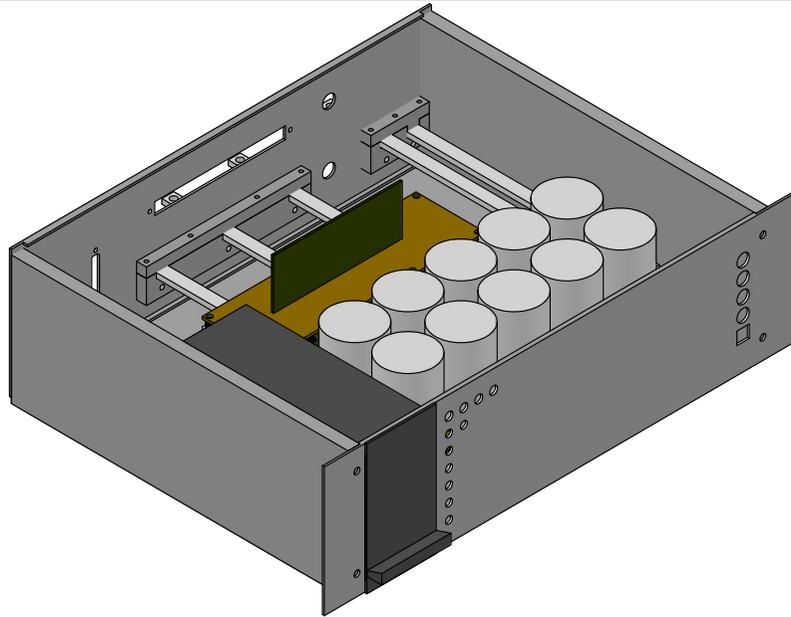
8 7 6 5 4 3 2 1



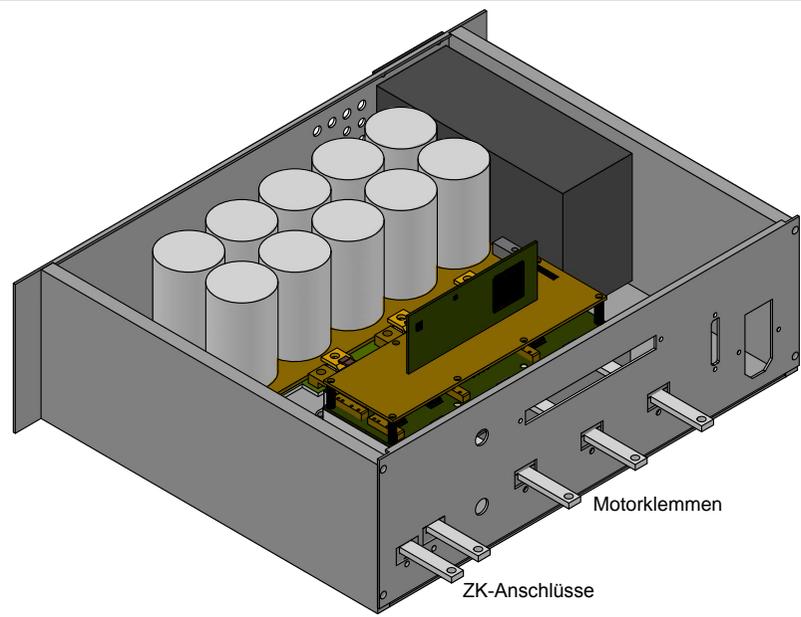


8 7 6 5 4 3 2 1

D



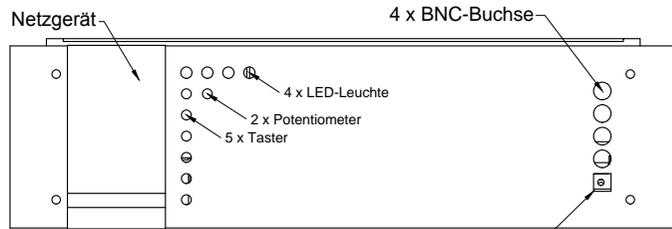
D



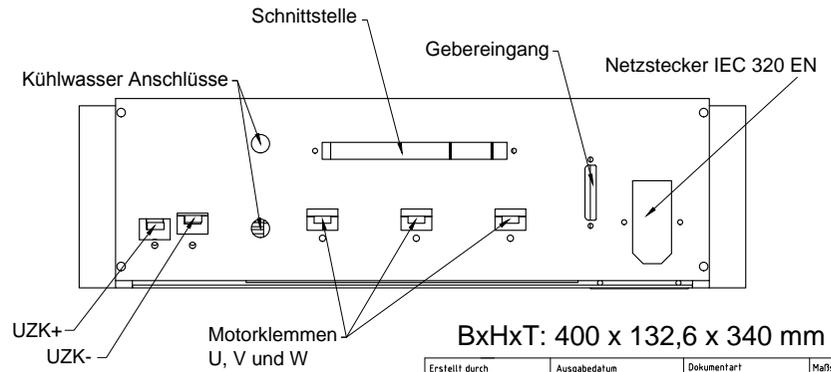
C

C

B



B



A

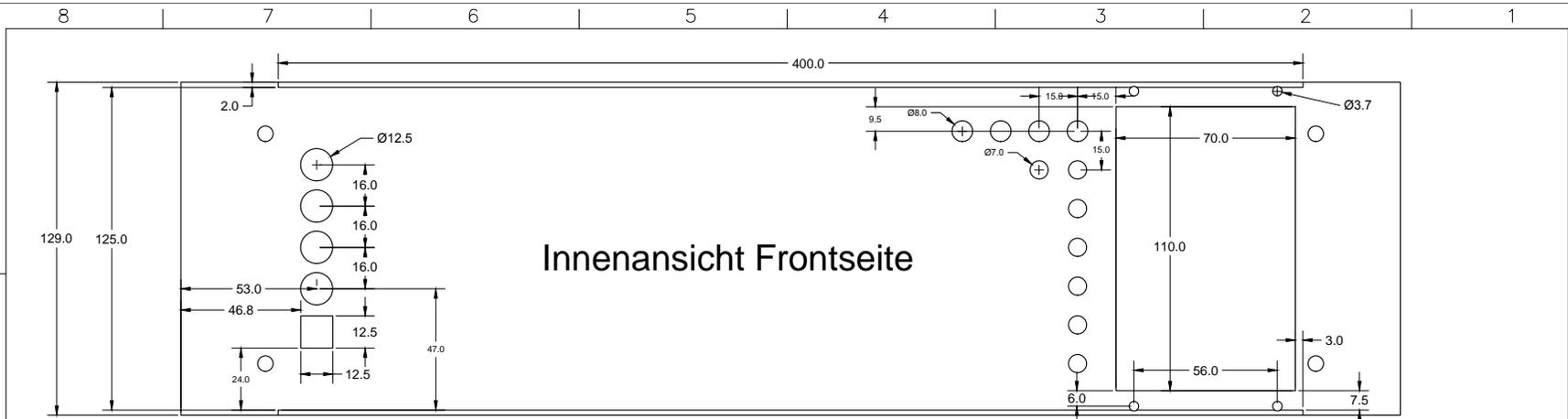
A

BxHxT: 400 x 132,6 x 340 mm

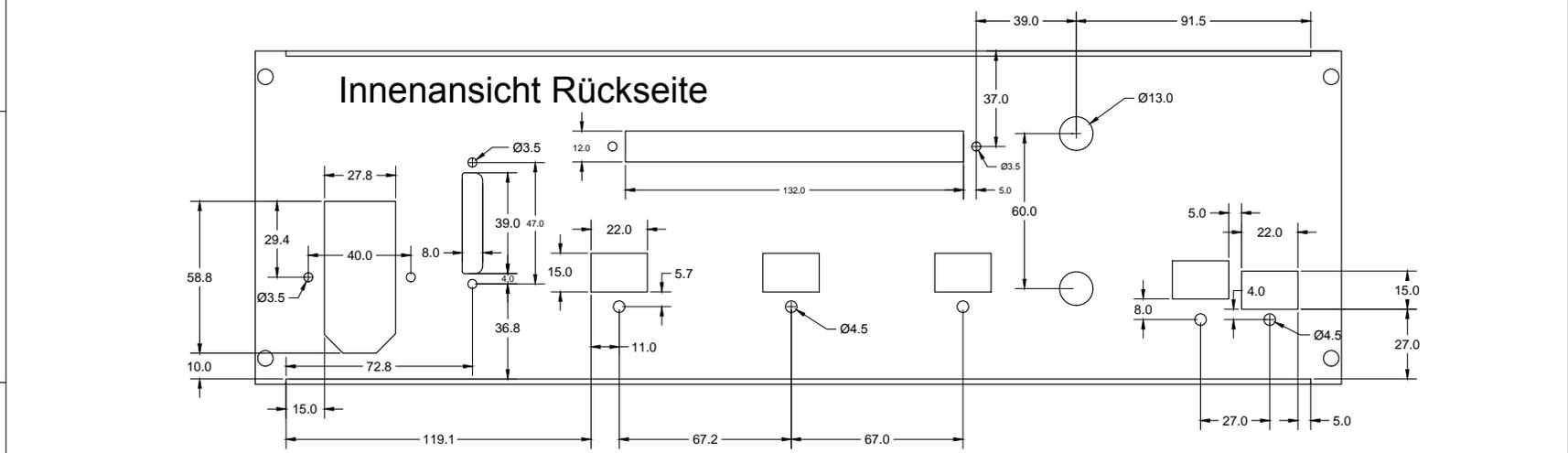
Erstellt durch Matthias Hahn	Ausgabedatum 21/03/2015	Dokumentart Zeichnung	Maßstab 1/X
Besitzer TU WIEN Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe	TITEL Übersicht Baugruppenträger		
Sachnummer DA - 2015 - BGT	Version 1.2	Blatt 1/5	

8 7 6 5 4 3 2 1



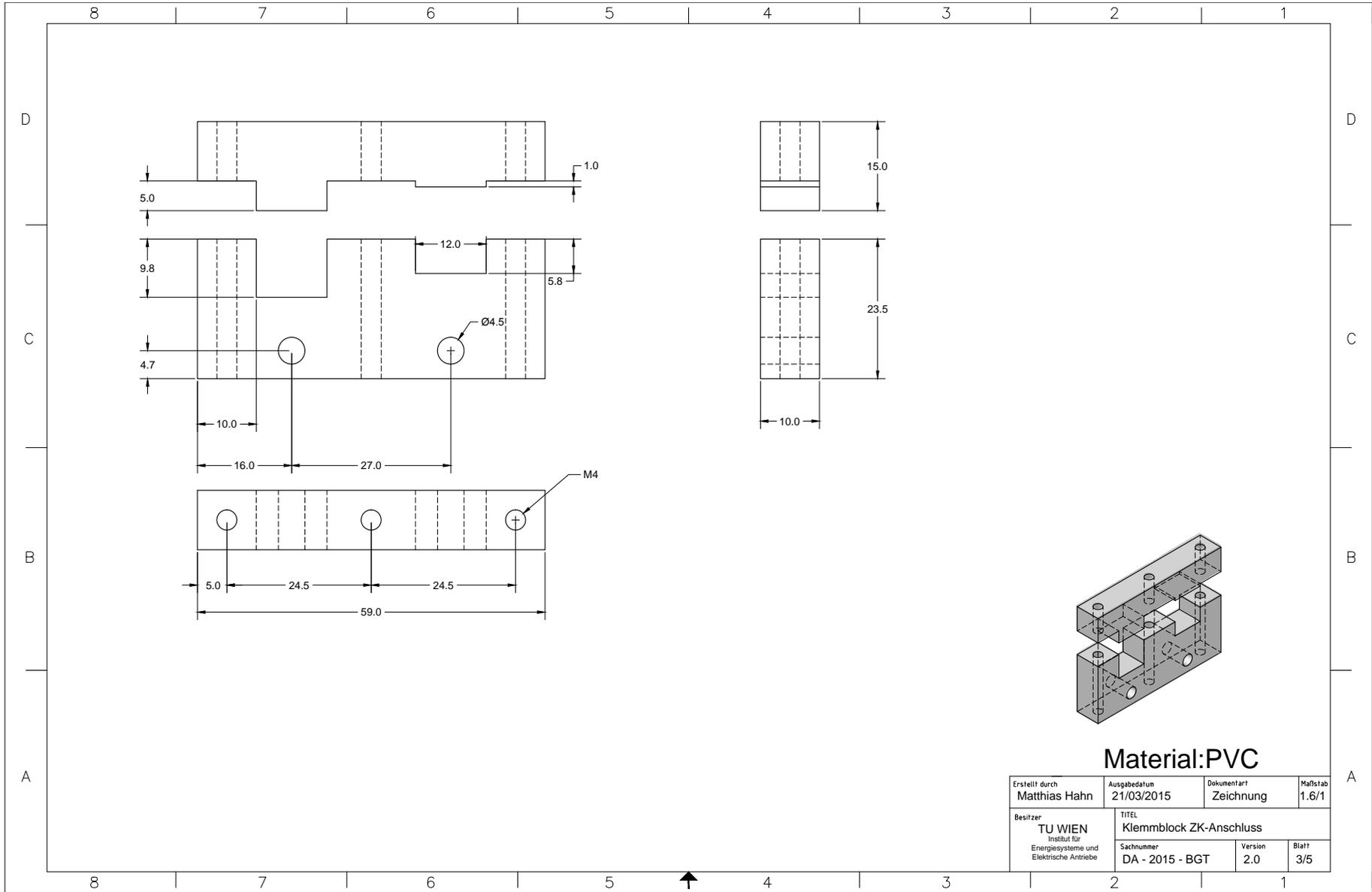


Innenansicht Frontseite



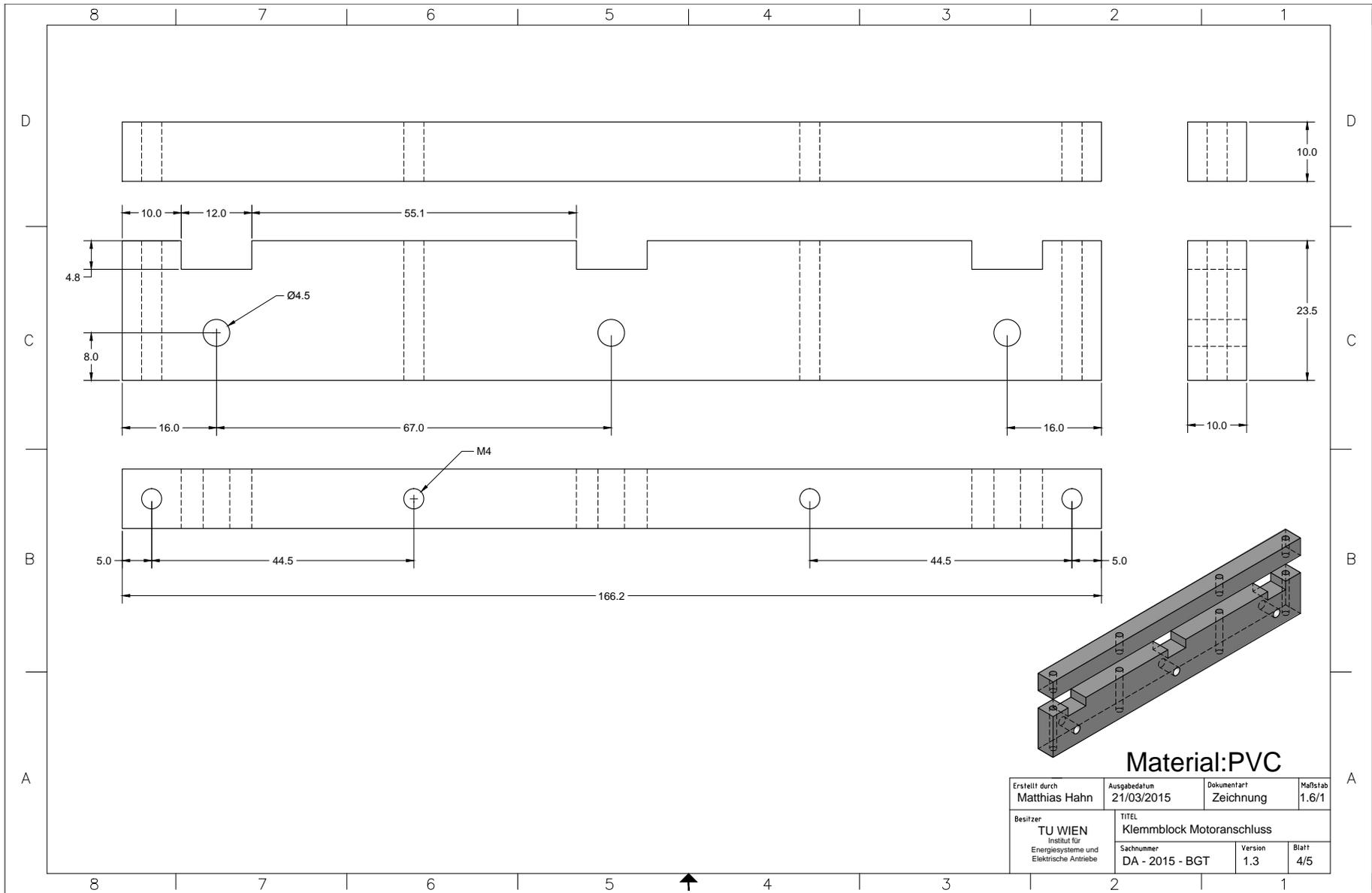
Innenansicht Rückseite

Erstellt durch <b>Matthias Hahn</b>	Ausgabedatum <b>21/03/2015</b>	Dokumentart <b>Zeichnung</b>	Maßstab <b>1/X</b>
Besitzer <b>TU WIEN</b> Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe		TITEL <b>Front- und Rückseite</b>	
Sachnummer <b>DA - 2015 - BGT</b>		Version <b>1.3</b>	Blatt <b>2/5</b>



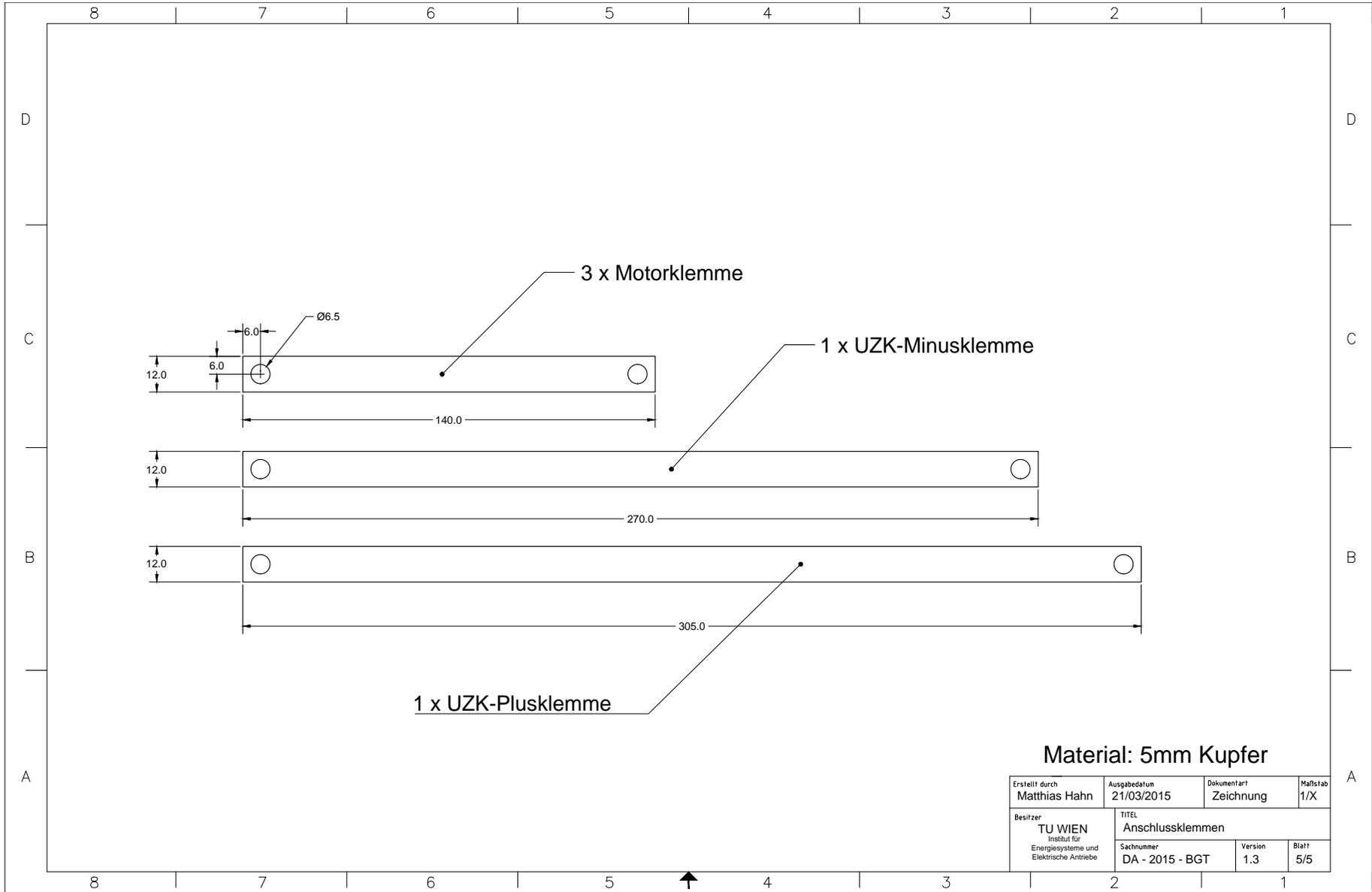
**Material:PVC**

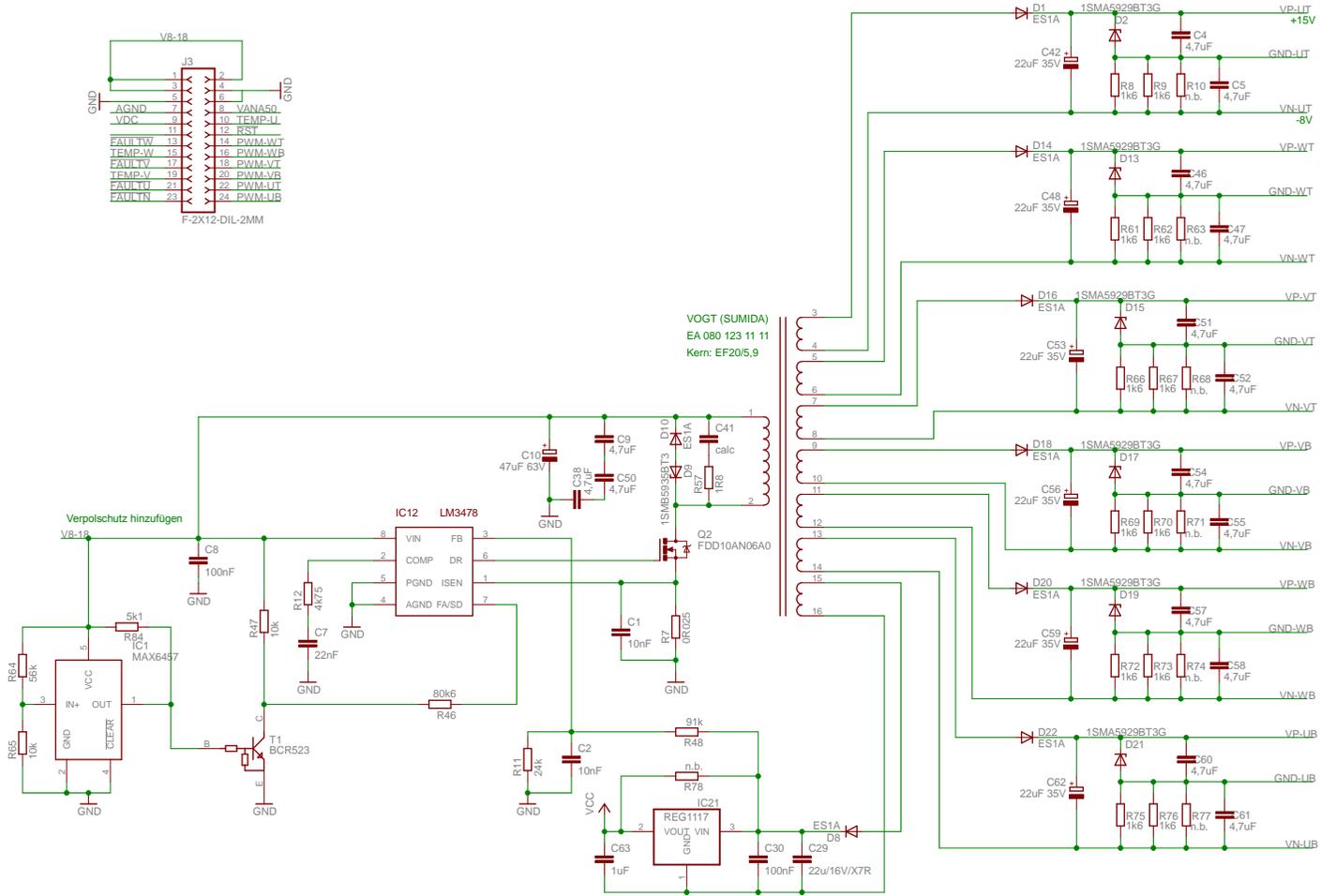
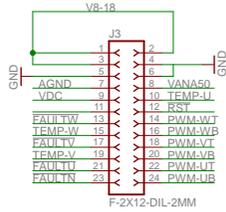
Erstellt durch <b>Matthias Hahn</b>	Ausgabedatum 21/03/2015	Dokumentart Zeichnung	Maßstab 1.6/1
Besitzer TU WIEN Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe	TITEL Klemmblock ZK-Anschluss		
	Sachnummer DA - 2015 - BGT	Version 2.0	Blatt 3/5



**Material: PVC**

Erstellt durch <b>Matthias Hahn</b>	Ausgabedatum <b>21/03/2015</b>	Dokumentart <b>Zeichnung</b>	Maßstab <b>1.6/1</b>
Besitzer <b>TU WIEN</b> Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe	TITEL <b>Klemmblock Motoranschluss</b>		
	Sachnummer <b>DA - 2015 - BGT</b>	Version <b>1.3</b>	Blatt <b>4/5</b>





### Spannungsversorgung

TITLE: Treiberplatine

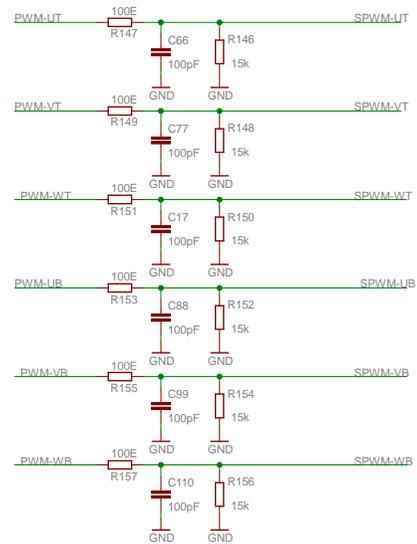
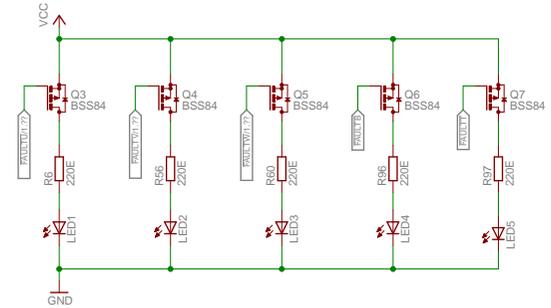
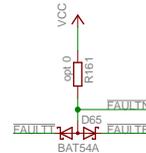
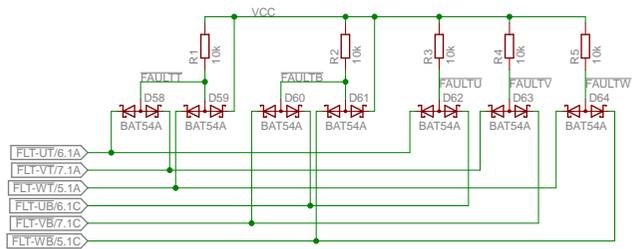
Document Number:

DA - HAHN - 2015

REV:

Date: 23.03.2015

Sheet: 1/7



## Fehlerlogik

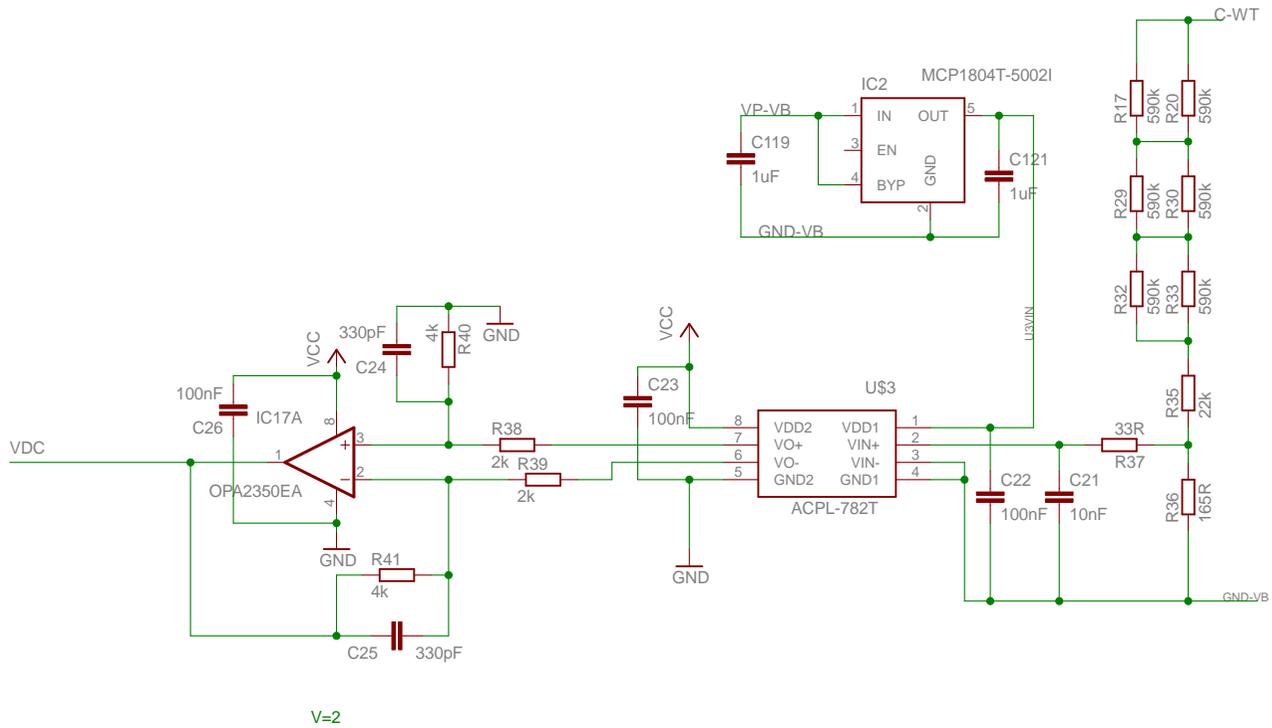
TITLE: Treiberplatine

Document Number: DA - HAHN - 2015

REV:

Date: 23.03.2015

Sheet: 2/7



## Zwischenkreisspannungsmessung

TITLE: Treiberplatine

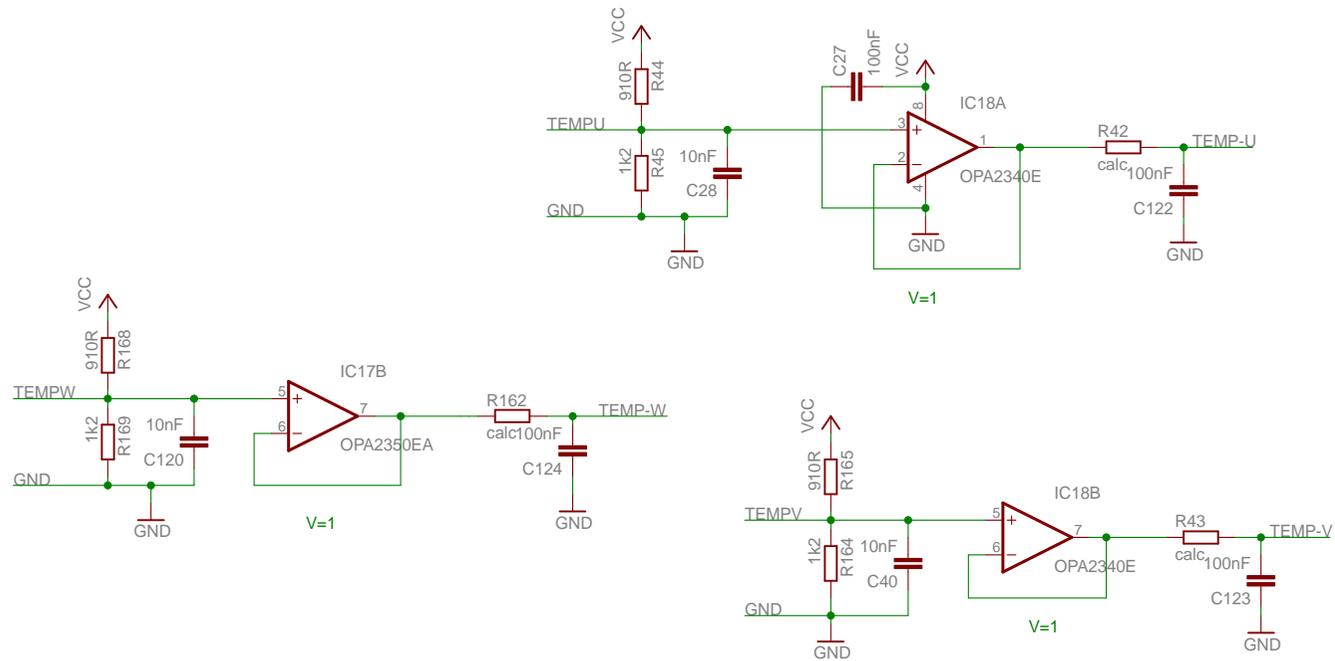
Document Number:

DA - HAHN - 2015

REV:

Date: 23.03.2015

Sheet: 3/7



## Temperaturmessung

TITLE: Treiberplatine

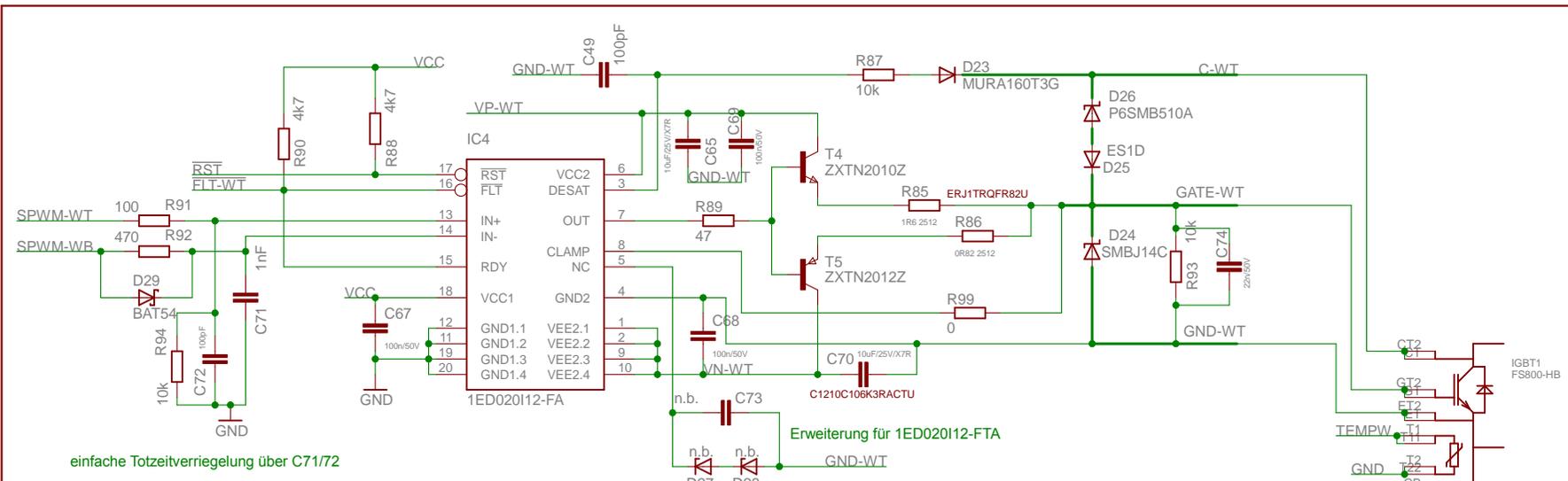
Document Number:

DA - HAHN - 2015

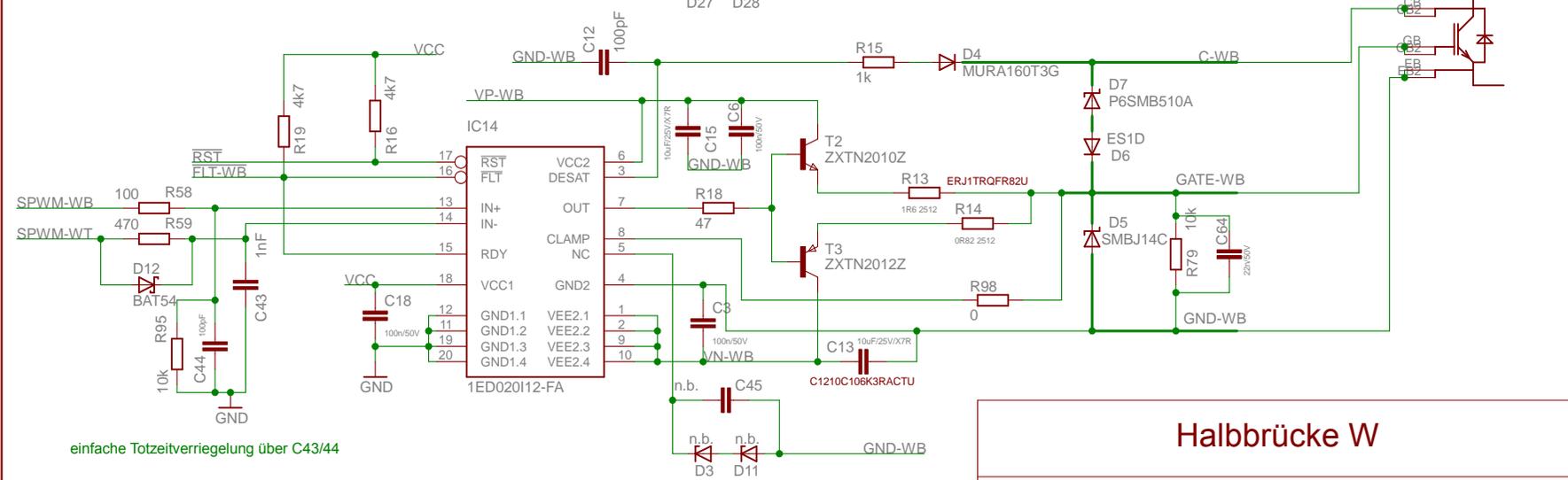
REV:

Date: 23.03.2015

Sheet: 4/7



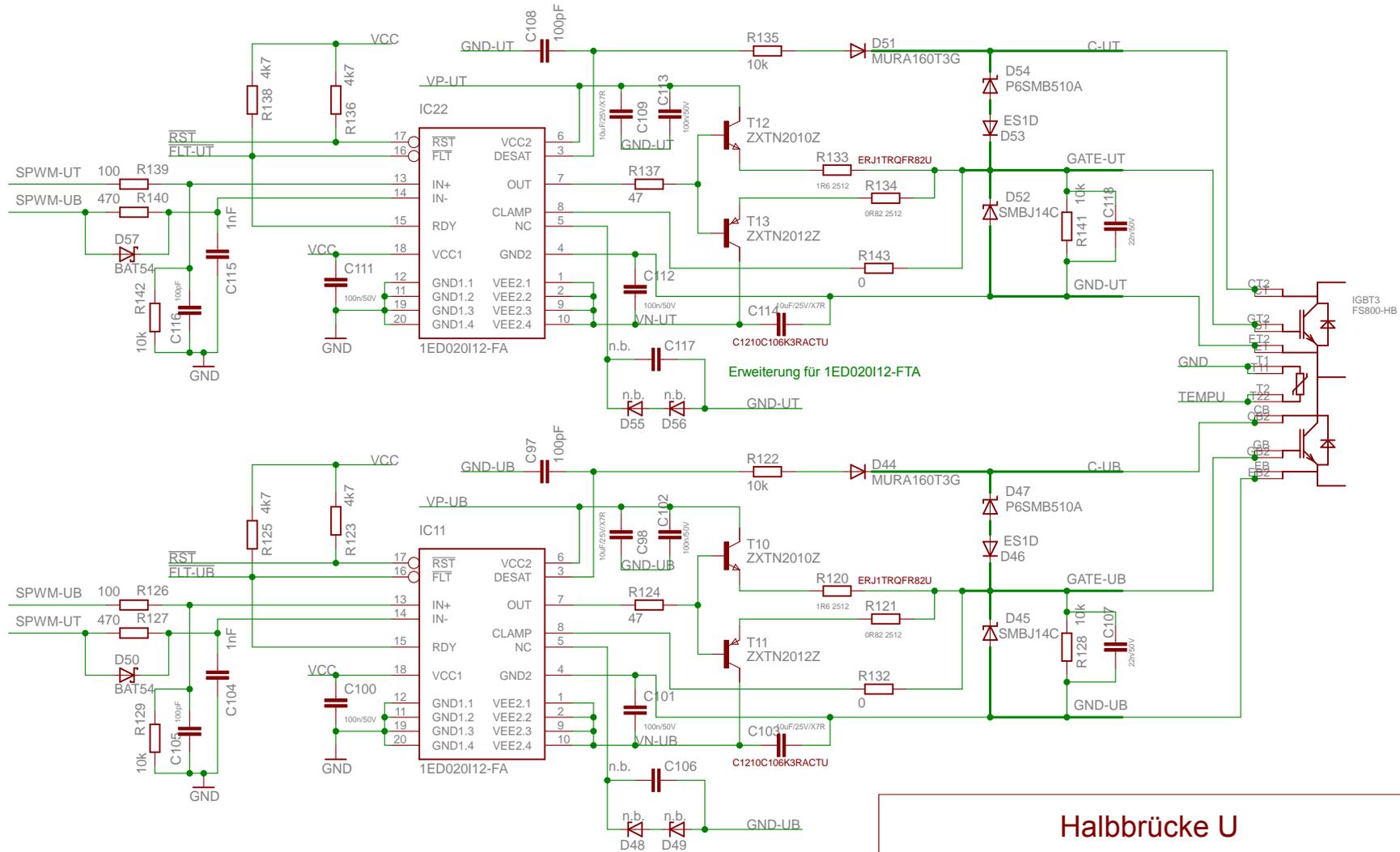
einfache Totzeitverriegelung über C71/72



einfache Totzeitverriegelung über C43/44

## Halbrücke W

TITLE: Treiberplatine	
Document Number:	REU:
DA - HAHN - 2015	
Date: 23.03.2015	Sheet: 5/7



## Halbrücke U

TITLE: Treiberplatine

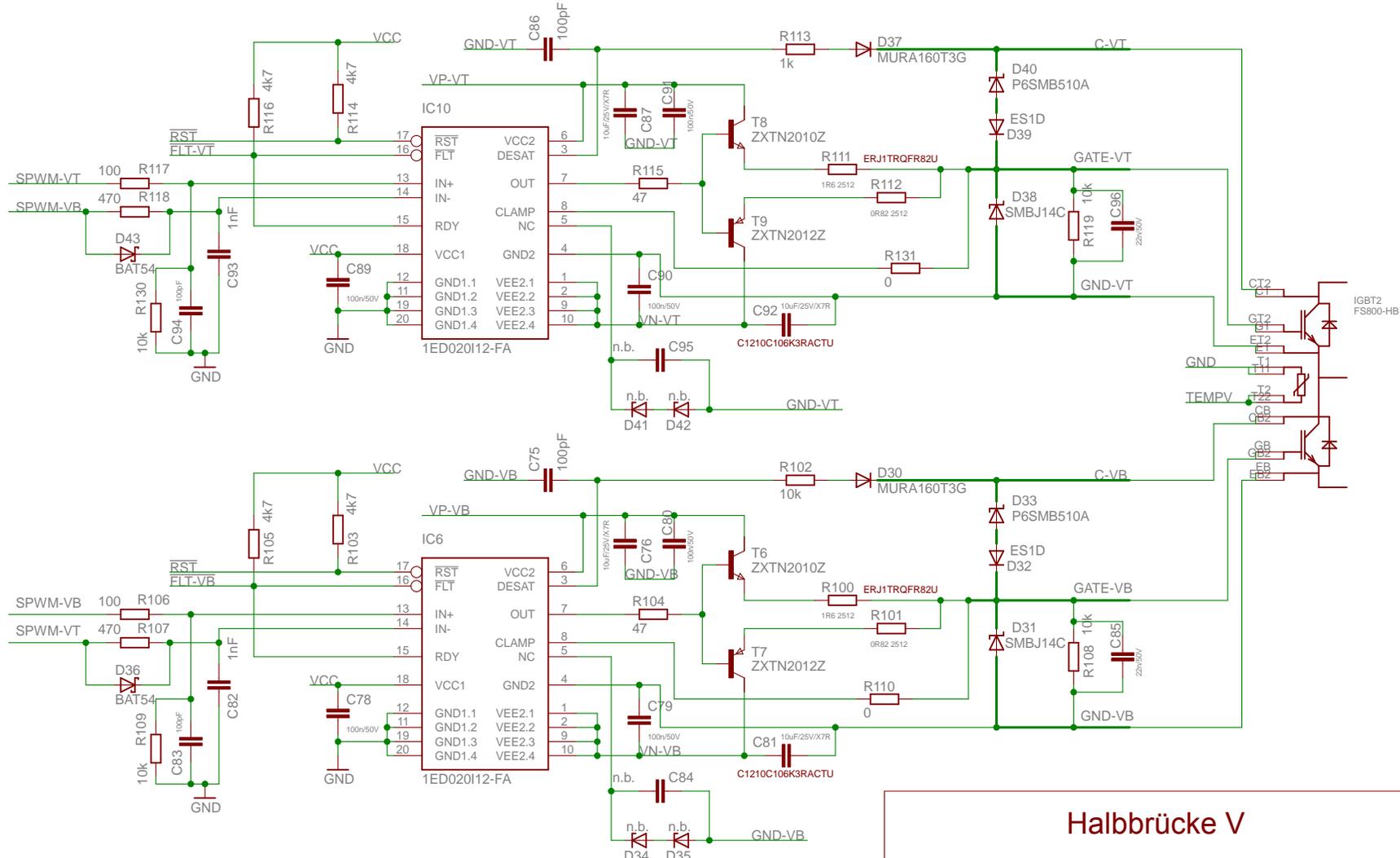
Document Number:

DA - HAHN - 2015

REV:

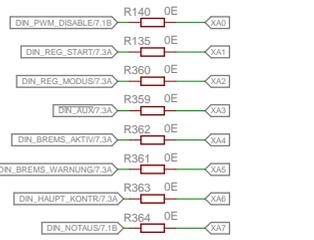
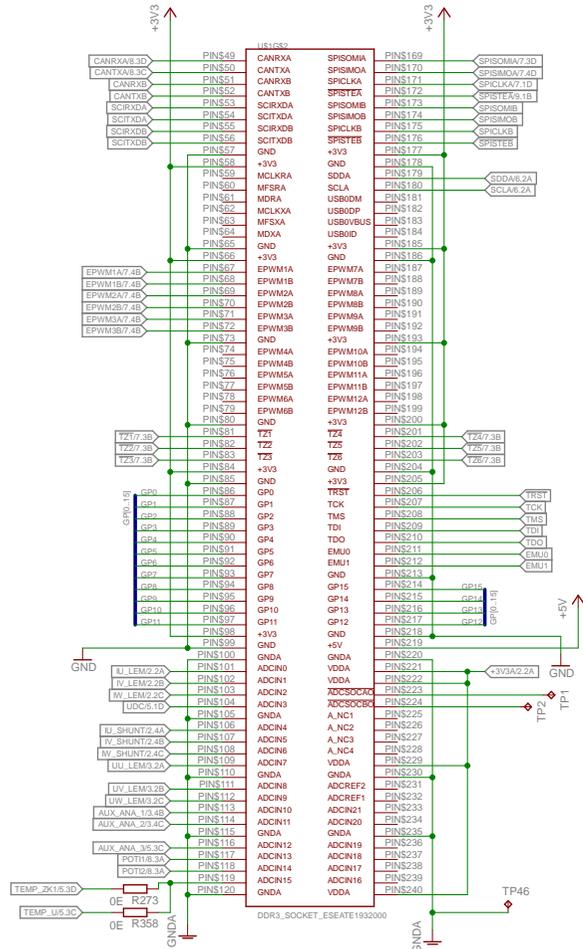
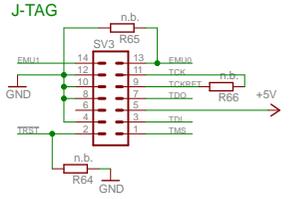
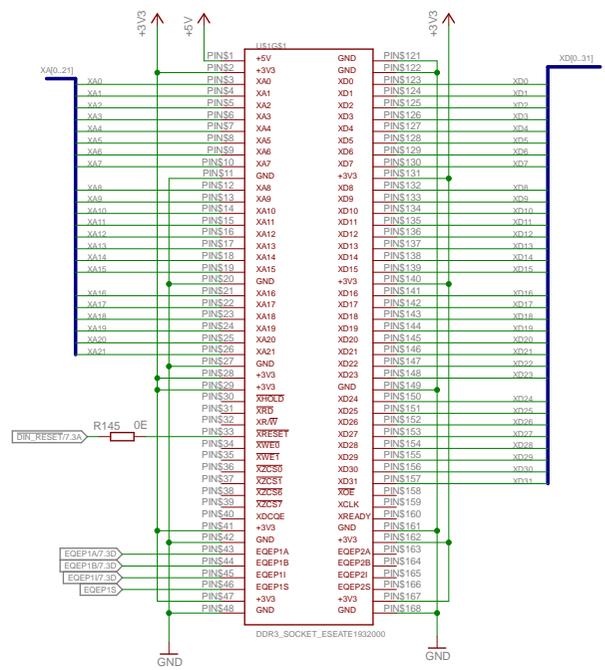
Date: 23.03.2015

Sheet: 6/7

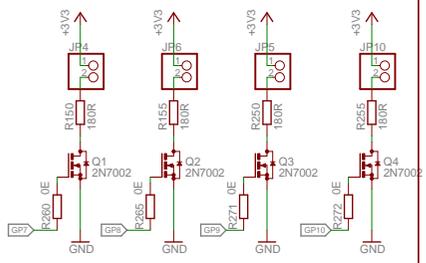


### Halbrücke V

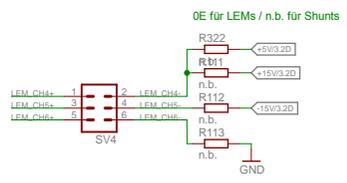
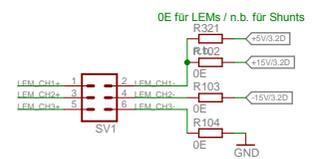
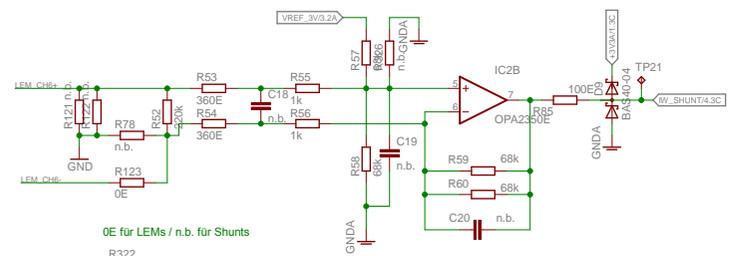
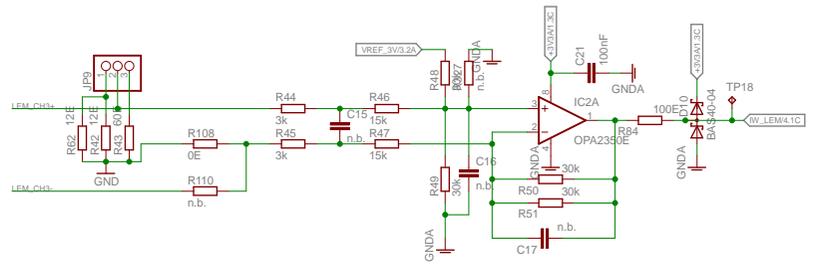
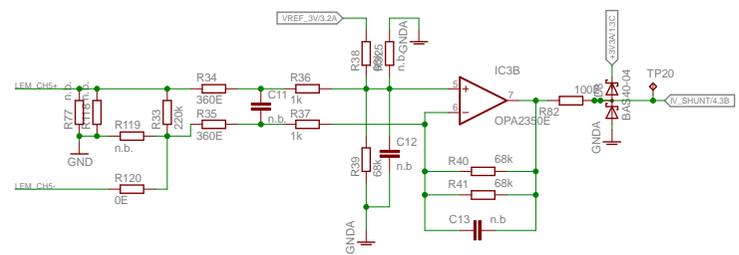
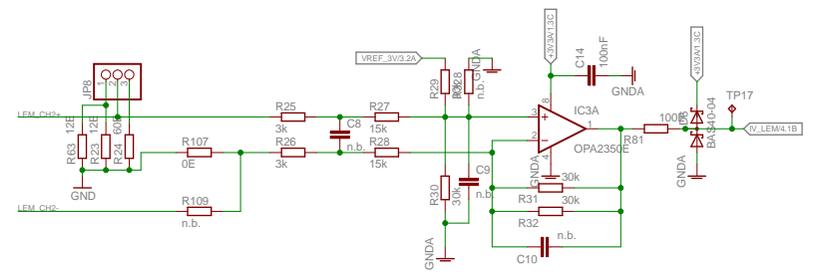
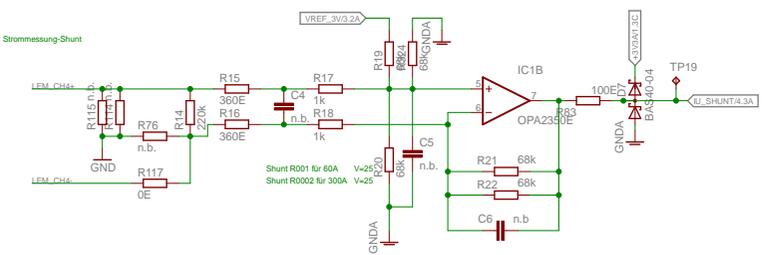
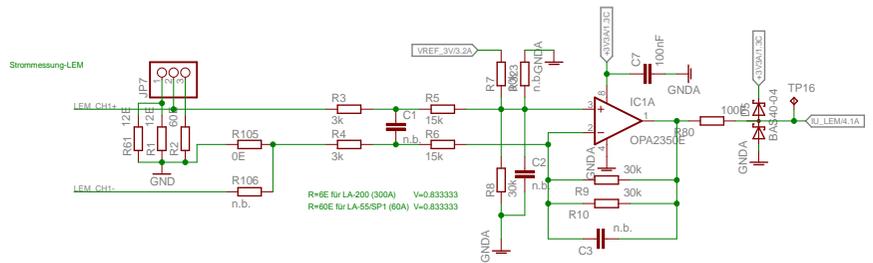
TITLE: Treiberplatine	
Document Number:	REU:
DA - HAHN - 2015	
Date: 23.03.2015	Sheet: 7/7



LED FRONTPLATE



TITLE: STEUERPLATINE V1.0		
Document Number:	DA - HAHN - 2015	REV:
Date: 28.05.2015 17:15:02	Sheet: 1/9	



OE für LEMs / n.b. für Shunts

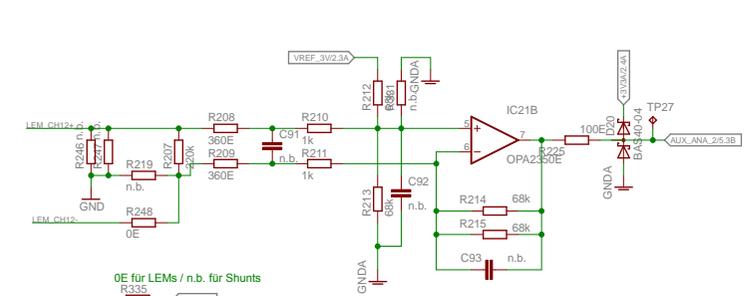
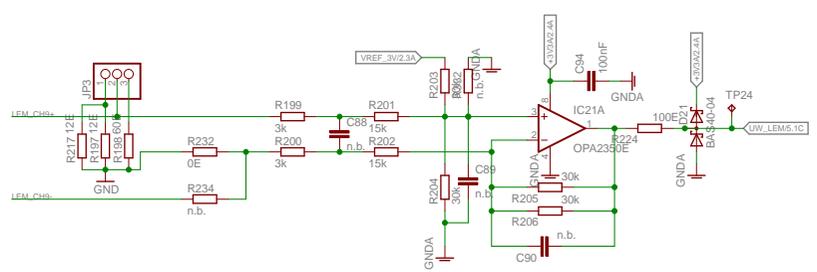
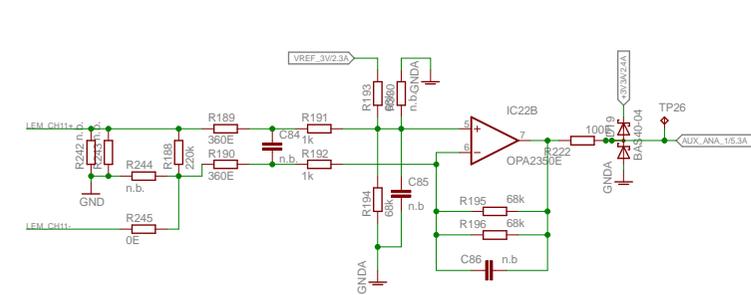
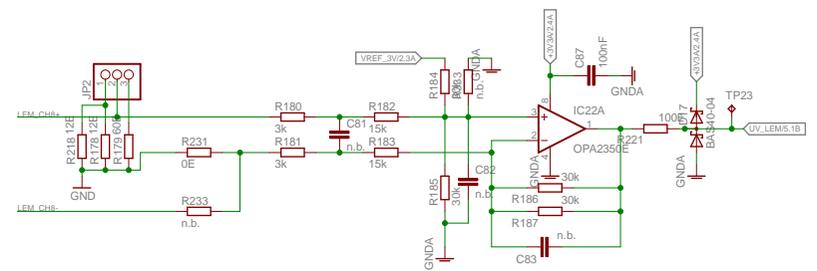
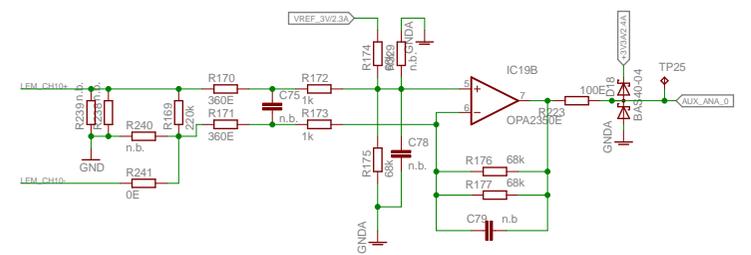
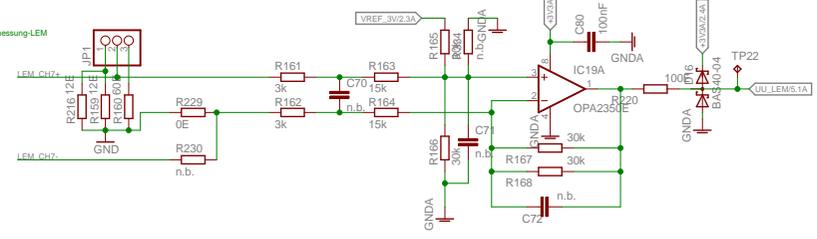
## Strommessung

TITLE: STEUERPLATINE V1.0

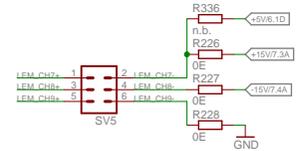
Document Number: DA - HAHN - 2015 REV:

Date: 28.05.2015 17:15:02 Sheet: 2/9

Spannungsmessung-LEM



OE für LEMs / n.b. für Shunts



OE für LEMs / n.b. für Shunts

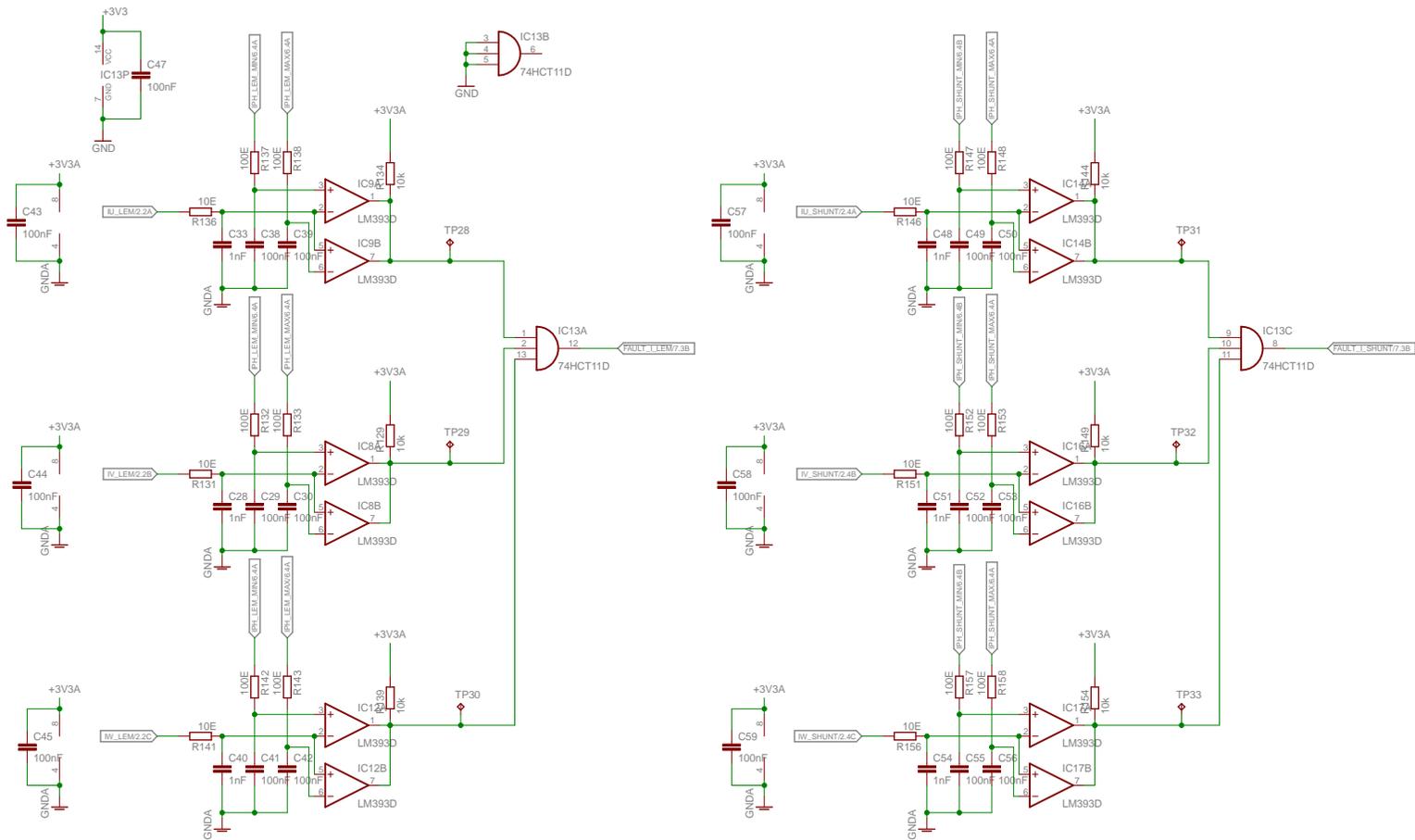


## Spannungsmessung

TITLE: STEUERPLATINE V1.0

Document Number: DA - HAHN - 2015 REV:

Date: 28.05.2015 17:15:02 Sheet: 3/9



### Überstromabschaltung

TITLE: STEUERPLATINE v1.0

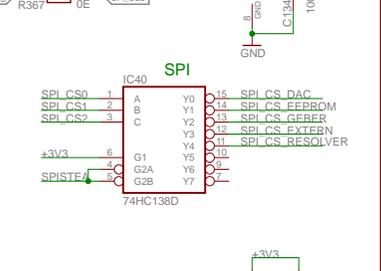
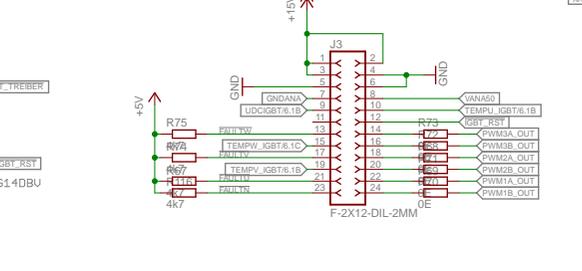
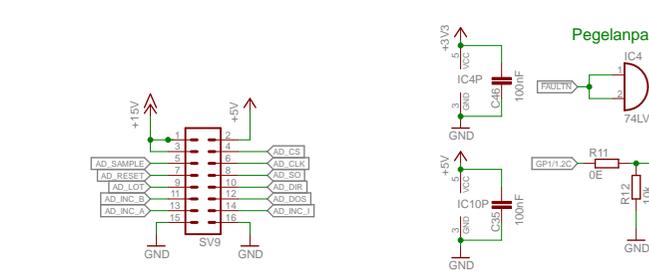
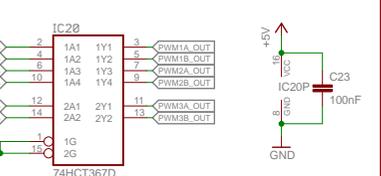
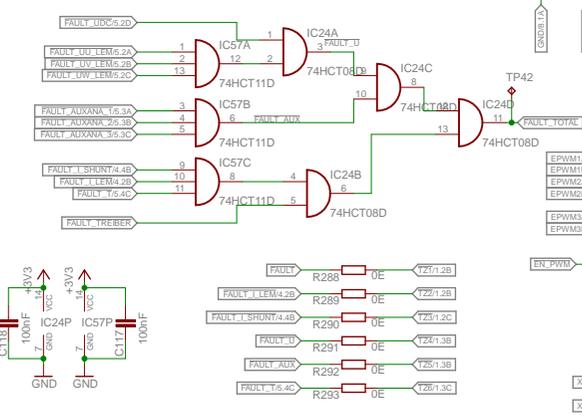
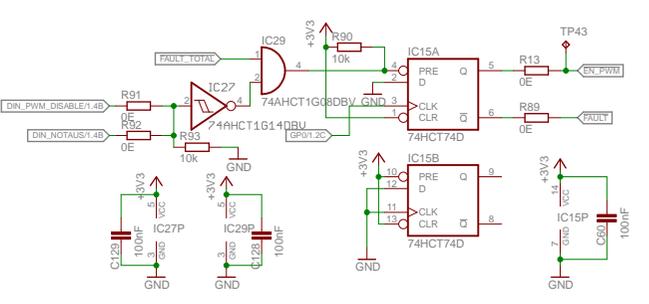
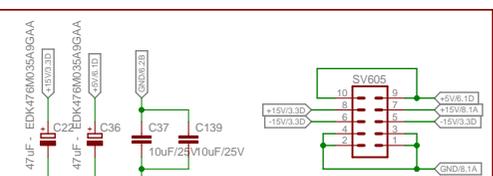
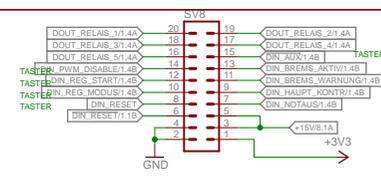
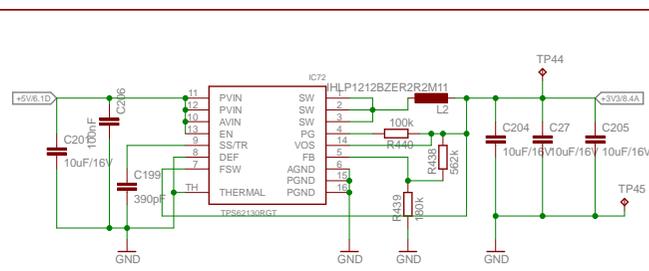
Document Number: DA - HAHN - 2015 REV:

Date: 28.05.2015 17:15:02

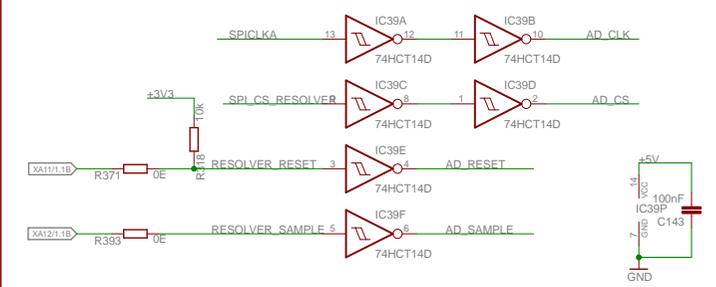
Sheet: 4/9



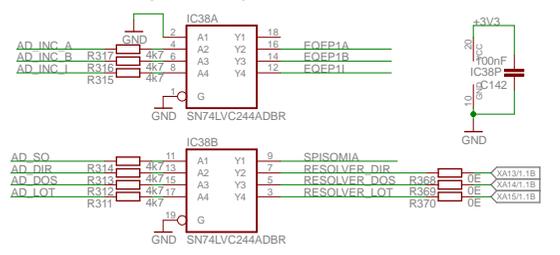




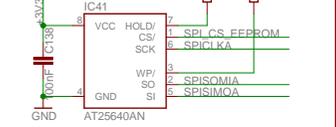
**Pegelumsetzung 3.3 - 5V**



**Pegelumsetzung 5 - 3.3V**

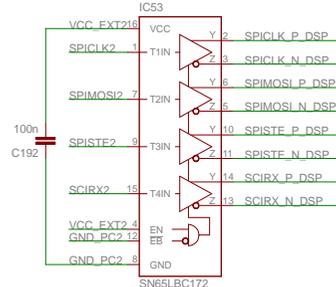
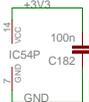
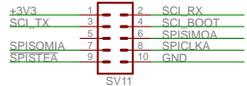
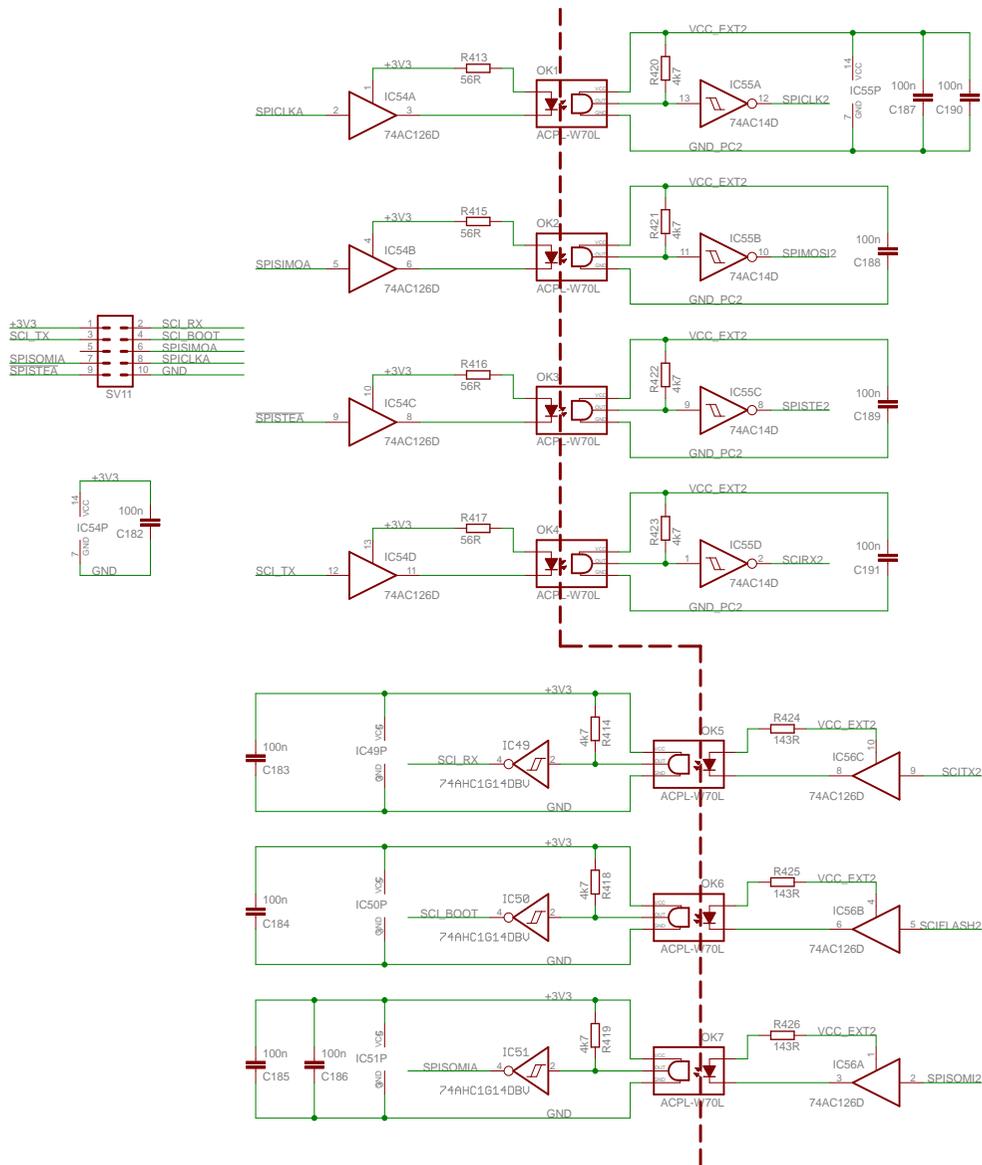


**EEPROM**

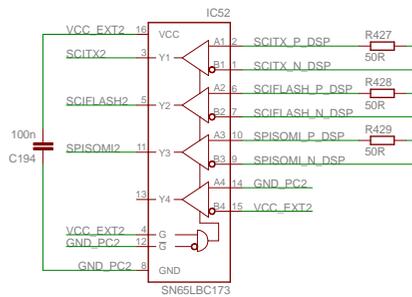
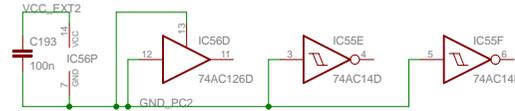


TITLE: STEUERPLATINE V1.0		
Document Number:	DA - HAHN - 2015	REV:
Date: 28.05.2015 17:15:02	Sheet: 7/9	



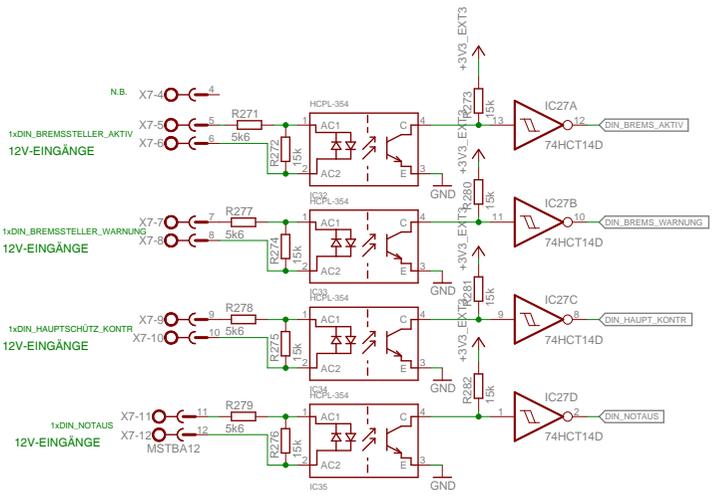
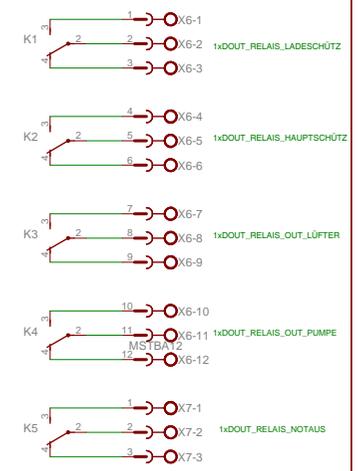
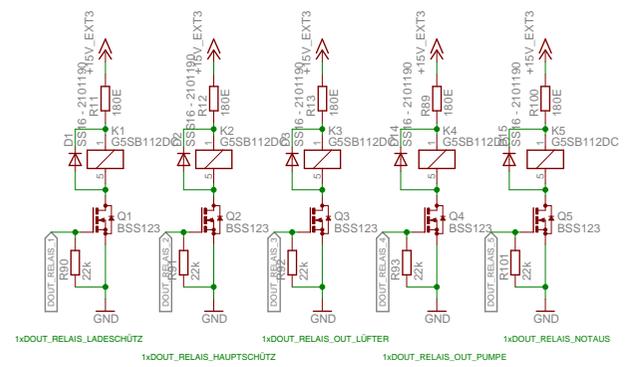
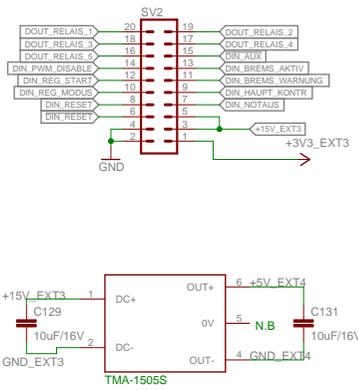


VCC_EXT2	1	2	VCC_EXT2
GND_PC2	3	4	GND_PC2
SPICLK_P_DSP	5	6	SPICLK_N_DSP
SPIMOSI_P_DSP	7	8	SPIMOSI_N_DSP
SPISTE_P_DSP	9	10	SPISTE_N_DSP
SPISOMI_P_DSP	11	12	SPISOMI_N_DSP
SCIFLASH_P_DSP	13	14	SCIFLASH_N_DSP
SCITX_P_DSP	15	16	SCITX_N_DSP
SCIRX_P_DSP	17	18	SCIRX_N_DSP
GND_PC2	19	20	GND_PC2



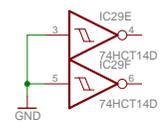
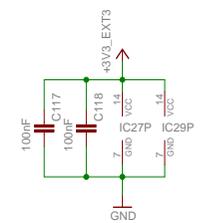
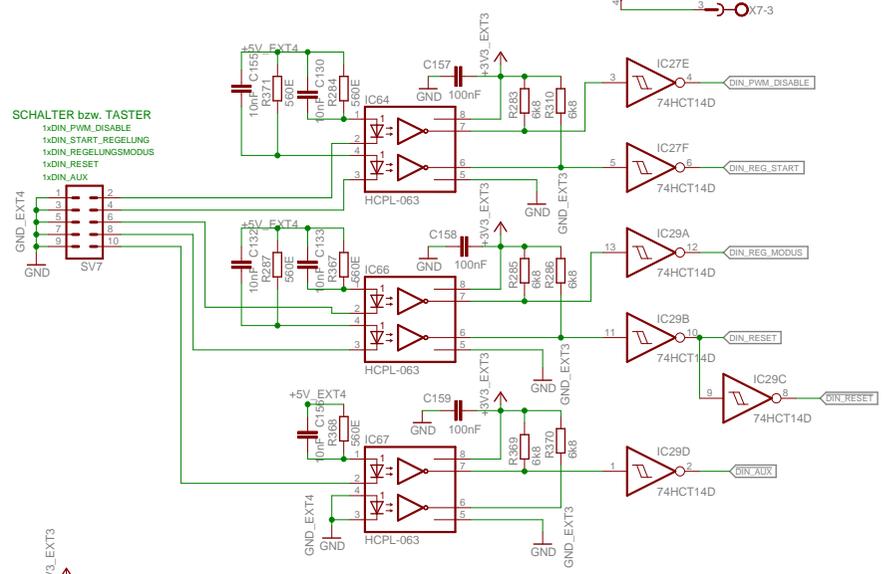
<b>COMM</b>	
TITLE: STEUERPLATINE V1.0	
Document Number:	DA - HAHN - 2015
Date: 28.05.2015 17:15:02	Sheet: 9/9



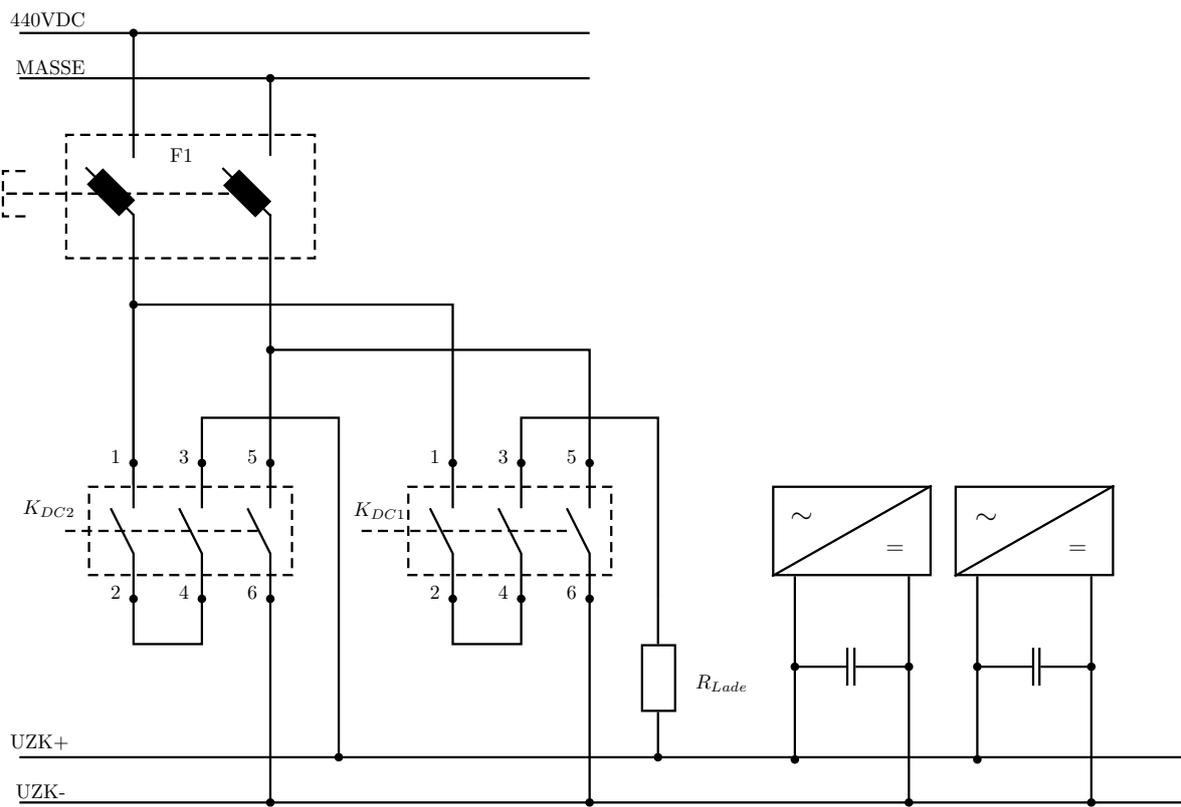
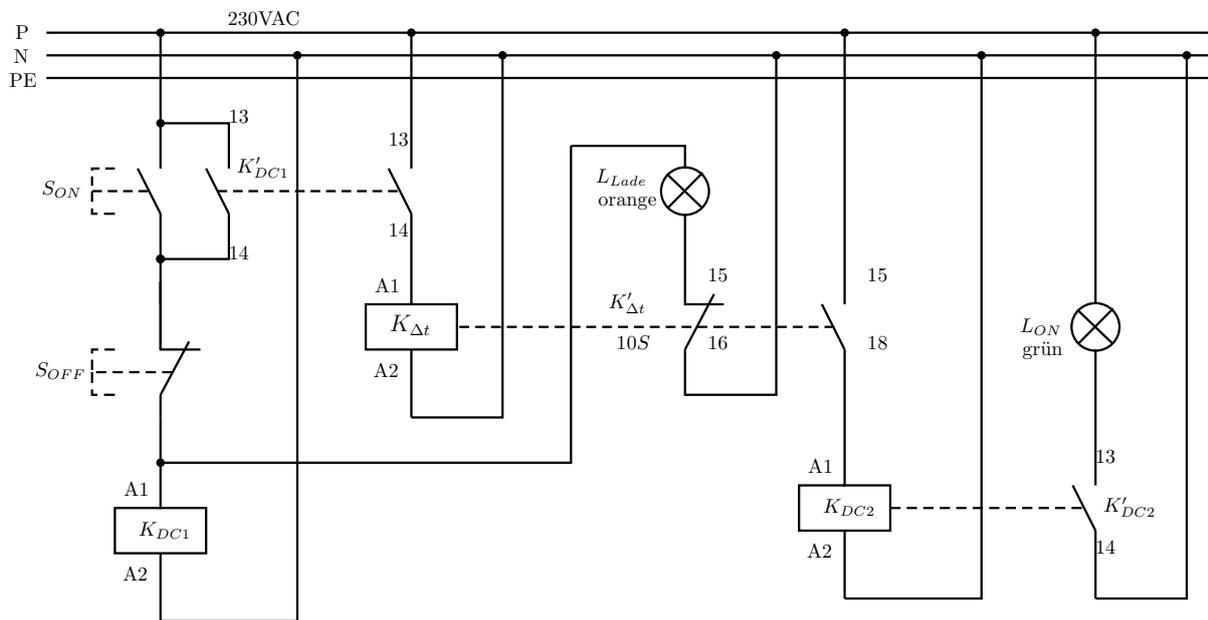


**SCHALTER bzw. TASTER**

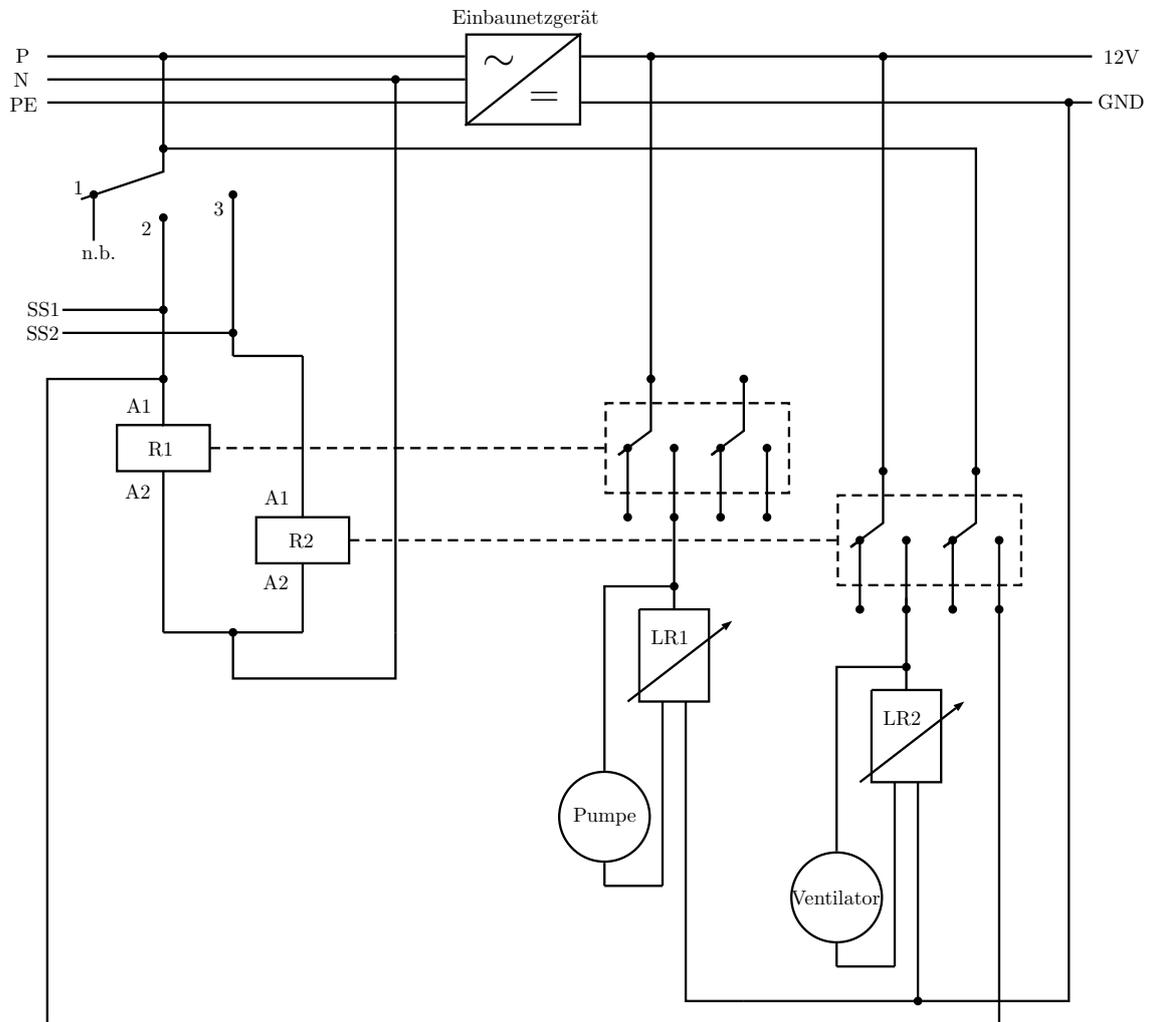
- 1x DIN\_PWM\_DISABLE
- 1x DIN\_START\_REGLUNG
- 1x DIN\_REGLUNGSMODUS
- 1x DIN\_RESET
- 1x DIN\_AUX



DIN/DOUT	
TITLE: Schnittstellenplatine V1.0	
Document Number:	REV:
DA - HAHN - 2015	
Date: 28.05.2015 17:29:38	Sheet: 3/3



Stromlaufplan Ladeschaltung



SS1 . . . externes Steuersignal Pumpe  
 SS2 . . . externes Steuersignal Ventilator  
 LR1 . . . PWM Leistungsregler Pumpe  
 LR2 . . . PWM Leistungsregler Ventilator

R1 . . . Relais Pumpe  
 R2 . . . Relais Ventilator

Stromlaufplan Kühlkreislauf

