



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Masterthesis

Dimitri Weiß

Entwurf und Aufbau eines Prüfstandes
für Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt
gespeistem Asynchrongenerator

Dimitri Weiß

Entwurf und Aufbau eines Prüfstandes für
Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt gespeistem
Asynchrongenerator

Masterthesis eingereicht im Rahmen der Masterprüfung
im Masterstudiengang Automatisierung
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Michael Röther
Zweitgutachter: Prof. Dr.-Ing. Gustav Vaupel

Abgegeben am 31. Mai 2012

Dimitri Weiß

Thema der Masterthesis

Entwurf und Aufbau eines Prüfstandes für Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator

Stichworte

Windkraftanlage, Netzeinspeisung, elektrische Antriebstechnik, Regelungstechnik, Leistungselektronik, Vollumrichter, Teilumrichter, Bremschopper, Echtzeit-Steuerung und Regelung, dSPACE, Signalanpassung, Messwerterfassung, Leiterplatte, Schaltschrank, EMV

Kurzzusammenfassung

Für einen Praktikumsversuch im Labor für elektrische Antriebe und Leistungselektronik wird der existierende Versuchsstand einer Windenergieanlage dahingehend erweitert, dass die Windenergie über einen doppelt gespeisten Asynchrongenerator ins öffentliche Drehstromversorgungsnetz eingespeist werden kann. Der Aufbau des Generatorsystems wird dabei derart flexibel gestaltet, dass auch zwei weitere Generatorsysteme mit Asynchronmaschine (ASM direkt am Netz, ASM mit Vollumrichter) durch Umstecken der Anschlüsse untersucht werden können. Der Schwerpunkt dieser Arbeit soll dabei auf die Auslegung, Beschaffung und den Zusammenbau von Hardwarekomponenten gelegt werden.

Dimitri Weiß

Title of the paper

Design and construction of a test bench for wind energy network supply with double fed induction generator

Keywords

Wind power station, network supply, electrical drive engineering, control technology, power electronics, full power converter, part power converter, brake chopper, real-time control, dSPACE, signal adaptation, data logging, printed board, switchboard, EMC

Abstract

An existing test stand of a wind power station in the lab for electrical drives and power electronics is advanced for an experiment to the effect that the wind energy can be fed into the public three-phase current power supply by a double fed induction generator. The generator system is to be designed in such a way that also two another generator systems with induction machine (directly grid-connected, connected with full power converter) can be analyzed by the change of connections. The focus of this master thesis is set to the design, purchasing and assembling of hardware components.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in meiner Zeit als Masterstudent im Studiengang Automatisierung im Labor für elektrische Antriebe und Leistungselektronik an der Hochschule für Angewandte Wissenschaften (HAW) in Hamburg.

An dieser Stelle möchte ich mich herzlich bei allen bedanken, die mich tatkräftig während meiner Masterthesis unterstützt haben. Insbesondere danke ich:

- meinem Betreuer Prof. Dr.-Ing. Michael Röther für das anspruchsvolle und interessante Thema der Masterthesis sowie eine sehr gute Betreuung während der Durchführung der Arbeit
- Frank Korpel von der HAW für die praktische Unterstützung beim Aufbau des Prüfstandes im Labor
- Benjamin Hahn für die Übergabe des Prüfstandes und Unterstützung bei der Einarbeitung
- Prof. Dr.-Ing. habil. Detlef Schulz und Hauke Langkowski von der Helmut Schmidt Universität (HSU) in Hamburg für die Gestattung des Besuches im Labor für Elektrische Energiesysteme und die Bereitstellung der Dokumentation zum Prüfstand des doppelt gespeisten Asynchrongenerators
- den Mitarbeitern der zentralen Laborwerkstatt im Department Maschinenbau und Produktion an der HAW für die Unterstützung beim Aufbau der Befestigung für den Schaltschrank
- Michael Strugholz von der Firma dSPACE für die Beratung bei technischen Fragen und Auswahl von dSPACE-Produkten
- Peter Suchan von der HAW für die Unterstützung bei der Beschaffung von Bauteilen und beim Platinenaufbau
- Gerhard Wolff von der HAW für die praktischen Hinweise und Ratschläge zum Platinenaufbau
- Torsten Limbach von der Firma SEMIKRON für die Beratung bei Beschaffung und technischen Fragen zum Umrichter und Bremschopper
- meiner Ehefrau für die moralische Unterstützung und Verständnis während meines Masterstudiums

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	3
1 Einleitung.....	7
1.1 Windenergie.....	7
1.2 Bestehender Prüfstand für Windenergie.....	8
1.3 Aufgabenstellung und Motivation	9
2 Grundlagen.....	10
2.1 Windenergieanlage	10
2.1.1 Grundaufbau	10
2.1.2 Generatorsysteme.....	11
2.2 Asynchronmaschine.....	13
2.2.1 Grundlagen.....	13
2.2.2 ASM direkt am Netz	15
2.2.3 ASM mit Vollumrichter.....	17
2.2.4 DG-ASG mit Teilumrichter	18
2.3 Umrichter.....	20
2.3.1 Gleichrichter	21
2.3.2 Gleichspannungszwischenkreis	22
2.3.3 Wechselrichter	24
2.4 EMV-Maßnahmen	26
2.4.1 Kopplungsmechanismen.....	26
2.4.2 Elektrischer Antrieb.....	30
2.4.3 Leiterplattenentwurf.....	32
3 Realisierung.....	34
3.1 Prüfstandaufbau	34
3.2 Generatorsysteme	36
3.2.1 ASM direkt am Netz	36
3.2.2 ASM mit Vollumrichter.....	36
3.2.3 DG-ASG mit Teilumrichter	37
3.3 Überlastschutz und Überwachung	37
3.4 dSPACE	40
3.4.1 Softwareentwicklung	40
3.4.1.1 MATLAB/Simulink.....	41
3.4.1.2 Lizenzen.....	42
3.4.2 ACMC Solution mit PX10.....	42
3.4.2.1 Erweiterungsbox PX10.....	43
3.4.2.2 Zusatzmodule DS2004 und DS4003	44
3.4.3 PC-Board DS1104	46
3.4.3.1 Installation	47

3.4.3.2 Demo ACDrive1103	48
3.5 Komponente und deren Auslegung	48
3.5.1 Arbeitsmaschine	49
3.5.2 Antriebsmaschine	51
3.5.3 Drehzahlgeber	53
3.5.4 Transformator	55
3.5.5 Sinusfilter	57
3.5.6 Umrichter	58
3.5.6.1 IGBT-Brücke SKS 11F B6CI 07 V12	59
3.5.6.2 IGBT-Modul SK 30 GB 128	59
3.5.6.3 IGBT-Treiberplatine SKHI 20opA	60
3.5.6.4 Vorladung des Zwischenkreiskondensators	61
3.5.7 Bremschopper	64
3.5.7.1 IGBT-Modul SEMiX202GB12Vs	65
3.5.7.2 IGBT-Treiberplatine SKYPER 32 R	66
3.5.7.3 Adapterplatine Board 2s SKYPER 32 R	69
3.5.7.4 Bremswiderstand	70
3.5.8 Messwandler	72
3.5.8.1 Stromwandler	72
3.5.8.2 Spannungswandler	72
3.5.9 Netzteile	73
3.5.9.1 24V Netzteil	74
3.5.9.2 $\pm 15V$ Netzteil	75
3.5.10 Schaltelemente	76
3.5.10.1 Hauptschalter	76
3.5.10.2 Schütze	77
3.5.10.3 Optokoppler	77
3.5.11 Überstromschutzeinrichtungen	78
3.5.11.1 Statorkreis	79
3.5.11.2 Rotorkreis	79
3.5.11.3 Steuerkreis 230VAC	80
3.5.11.4 Steuerkreis 24VDC	81
3.6 Platinenentwurf	81
3.6.1 Entwicklungsumgebung EAGLE	81
3.6.2 Platinenaufbau	82
3.6.3 Platine Verteilung	83
3.6.3.1 Sicherungsautomat 230VAC	83
3.6.3.2 Optokoppler	85
3.6.3.3 Spannungsversorgung	85
3.6.3.4 Platinenverbindung	86
3.6.3.5 dSPACE-Anbindung	87
3.6.4 Platine Signalanpassung	88

3.6.4.1	Spannungsversorgung.....	88
3.6.4.2	Signalanpassung	89
3.6.4.3	ERROR-Anpassung.....	90
3.6.5	Platine Messwerterfassung.....	93
3.6.5.1	Spannungsversorgung.....	94
3.6.5.2	Strom- und Spannungswandler.....	95
3.6.5.3	Temperatursensoren.....	97
3.6.5.4	Drehzahlgeber.....	100
3.7	Anschlussfeld und Gehäuse.....	101
3.7.1	Schaltschrank.....	101
3.7.2	Grundplatte	102
3.7.3	Elektronikplatte.....	103
3.7.4	Stecktafel.....	104
3.7.5	Externe Anschlüsse.....	104
3.8	Sicherheitsprüfungen	105
3.8.1	Allgemeine Vorschriften.....	105
3.8.2	Prüfungen.....	105
4	Inbetriebnahme und Tests	107
4.1	Drehzahlgeber.....	107
4.1.1	Testaufbau.....	107
4.1.2	Messergebnisse	109
4.2	Bremschopper	111
4.2.1	Testaufbau.....	111
4.2.2	Messergebnisse	113
4.3	ASM mit Kurzschlussläufer	114
4.3.1	Testaufbau.....	114
4.3.2	Messergebnisse	118
5	Zusammenfassung und Ausblick.....	121
5.1	Was wurde erreicht.....	121
5.2	Weiterführende Arbeiten	122
	Abbildungsverzeichnis	124
	Tabellenverzeichnis	128
	Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen	129
	Literatur- und Quellenverzeichnis.....	133
	Anhang.....	138

1 Einleitung

Die Hochschule für Angewandte Wissenschaften in Hamburg bildet seit über 100 Jahren Ingenieure in verschiedenen technischen Bereichen aus. Seit Wintersemester 2010 gibt es einen neuen Masterstudiengang Automatisierung, welcher neben den Schwerpunkten Informationstechnik und Regelungstechnik den Schwerpunkt Energietechnik mit zwei Vorlesungen Dezentrale Energieversorgung und Antriebstechnik für mobile Systeme anbietet. Im Rahmen dieser Vorlesungen werden nicht nur die technischen Details der modernen Elektrotechnik, sondern auch die allgemeine Entwicklung im Energieversorgungsbereich erläutert. Dabei spielt die Windenergie eine ganz wichtige Rolle.

1.1 Windenergie

Die Windenergie ist ein fester Bestandteil der elektrischen Energieversorgung geworden. Potentiell wirtschaftliche Gebiete für Windenergieanlagen (WEA) werden immer mehr mit neuen Anlagen ausgebaut, dabei werden oft auch die bestehenden Anlagen durch modernere ausgetauscht, die sogenannten Repoweringanlagen. Dank der neuesten Entwicklung und Erfahrung im Windenergiesektor werden heute größere und leistungsfähigere WEA in großen Stückzahlen produziert.

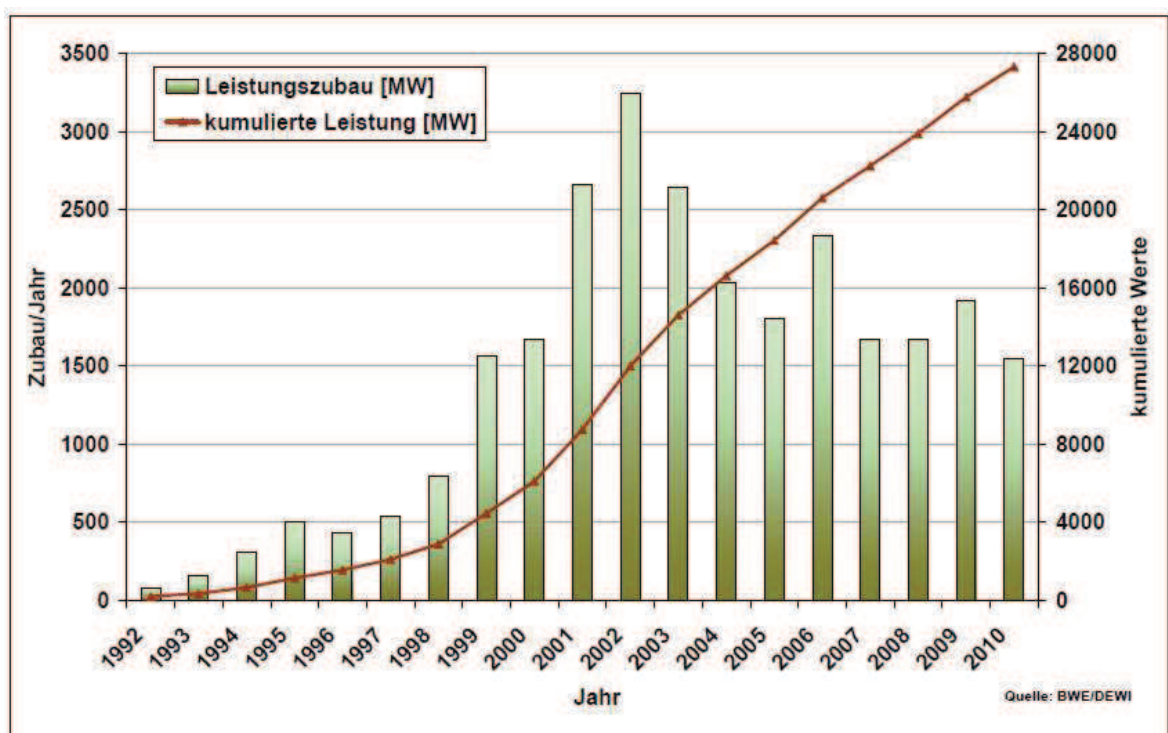


Abbildung 1-1: Entwicklung der installierten Leistung aus Windenergie [Deu]

Die Abbildung 1-1 zeigt nochmal deutlich anhand des Diagramms die Entwicklung der installierten Leistung aus Windenergie in Deutschland in den letzten 20 Jahren. Ende 2010 waren es 21.585 WEA in Deutschland installiert, deren Gesamtleistung rund 27,204 GW betrug [Deu].

Die Windenergienutzung weltweit hat in den letzten Jahren ebenfalls rasant zugenommen. Mittlerweile verfügen mehr als 20 Länder über eine installierte Leistung von mehr als einem GW (On- und Offshore) [Deu1].

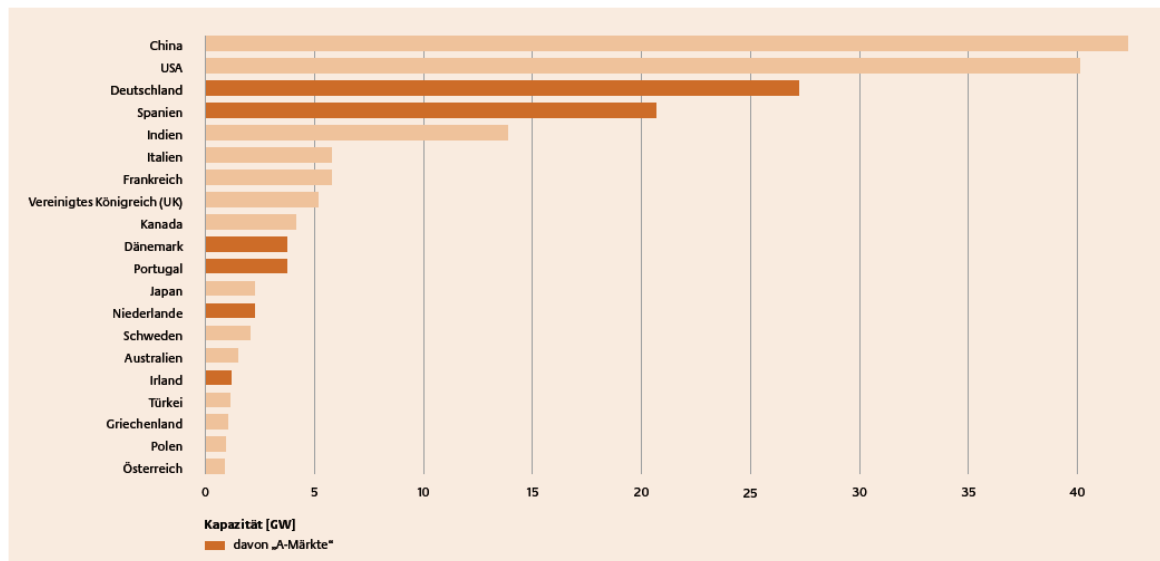


Abbildung 1-2: Übersicht internationaler Windmärkte (Stand: Ende 2010) [Deut]

Viele andere Länder, die nicht in dem oberen Diagramm genannt sind, die sogenannten C-Märkte, fangen ebenfalls mit der Markteinführung der Windenergie an [Deut]. Aus diesen Gründen ist es wichtig, dass die Studierenden sich bereits in der Ausbildung im Rahmen von Vorlesungen und praktischen Übungen mit dem Aufbau und der Funktionsweise verschiedener Konzepte einer WEA vertraut machen.

1.2 Bestehender Prüfstand für Windenergie

Im Labor für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Energietechnik an der HAW existiert bereits ein Prüfstand zur Simulation einer WEA. An diesem Prüfstand lernen Studierende, z.B. aus dem Bachelorstudium Informations- und Elektrotechnik im Rahmen der Vorlesung Regenerative Energien, einen typischen Aufbau einer drehzahlvariablen WEA kennen und nehmen durch Messungen ihre charakteristischen Kennlinienfelder auf.

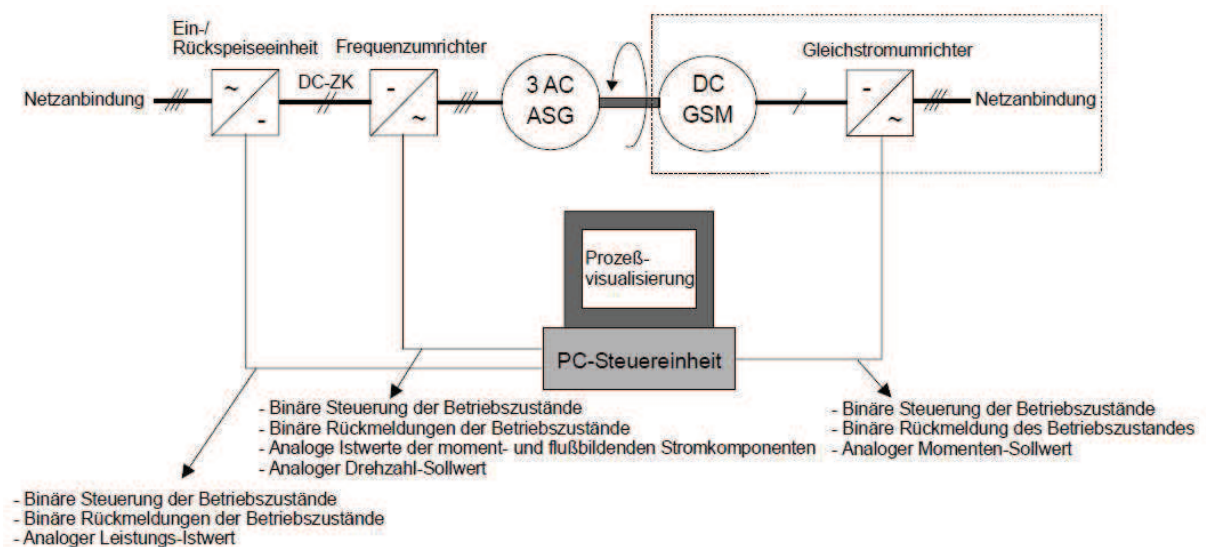


Abbildung 1-3: Aufbau des bestehenden Prüfstandes für Windenergie [Huß]

Die Abbildung 1-3 zeigt schematisch den Aufbau des bestehenden Prüfstandes, wobei die mechanische Übergabe der Windenergie (gekennzeichnet durch ein gestricheltes Rechteckfeld), welche normalerweise von einem Windrad mit ggf. nachgeschaltetem

Getriebe stattfindet, durch einen Gleichstrommaschinenantrieb simuliert wird. Im restlichen Aufbau sind die wesentlichen Komponenten einer drehzahlvariablen Netzanbindung zu erkennen:

- Asynchrongenerator, der die mechanische in elektrische Energie umwandelt
- Frequenzumrichter, der einen drehzahlvariablen Betrieb ermöglicht
- Ein- / Rückspeiseeinheit, die einen 4 Quadrantenbetrieb des Asynchrongenerators ermöglicht
- Steuereinheit und Prozessvisualisierung

1.3 Aufgabenstellung und Motivation

Im Rahmen dieser Masterthesis soll im Labor für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Energietechnik für einen Praktikumsversuch der bestehende Prüfstand zur Simulation einer WEA dahingehend erweitert werden, dass die Windenergie über einen doppelt gespeisten Asynchrongenerator (DG-ASG) ins Drehstromversorgungsnetz eingespeist werden kann. Der Aufbau des Generatorsystems wird dabei derart flexibel gestaltet, dass auch andere Generatorsysteme mit Asynchronmaschine (ASM) durch einfache Veränderung der Anschlüsse untersucht werden können. Insgesamt sollen an dem neuen Prüfstand folgende drei Konzepte bzw. Generatorsysteme umgesetzt werden:

1. ASM direkt am Netz
2. ASM mit Vollumrichter
3. DG-ASG mit Teilumrichter

Da der bestehende Prüfstand aktuell im Rahmen eines Praktikumsversuchs verwendet wird und die geplanten Erweiterungen eine grundlegende Veränderung der Hardware beinhalten, wird ein komplett neuer Prüfstand an einem benachbarten Laborplatz aufgebaut. Durch die vorangegangene Bachelorthesis von B. Hahn wurden bereits Konzepte erstellt sowie einige Hard- und Softwarekomponenten für den neuen Prüfstand beschaffen. So wurde eine solide Grundlage geschaffen, auf der diese Masterthesis aufgebaut wird. Die einzelnen Komponenten und Schritte, die in der Vorarbeit geleistet wurden, werden in weiteren Kapiteln an bestimmten Stellen erwähnt.

Die Windenergie hat in den letzten Jahren mehr an Bedeutung in der elektrischen Energieversorgung gewonnen. Die modernen WEA weisen verschiedene Konzepte zur Energieeinspeisung in das öffentliche Versorgungsnetz auf.

Entwurf eines Prüfstands für Windenergie-Netzeinspeisung erfordert gute Kenntnisse und Hintergrundinformationen über den typischen Aufbau des elektrischen Triebstranges einer WEA und deren vielfältigen Generatorsysteme. Die Einarbeitung in ein sehr interessantes und umfangreiches Gebiet der Windenergie, Planung der Vorgehensweise und regelmäßige Abstimmungen, Konzeptentwürfe und deren Umsetzungsmöglichkeiten bis hin zur Realisierung der einzelnen Komponenten und deren Inbetriebnahme am Prüfstand bilden zusammen einen enormen Schub an Motivation.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die ausgewählten Grundlagen zu einem doppelt gespeisten Asynchrongenerator und wichtigen EMV-Maßnahmen, die beim Aufbau eines Prüfstandes im Labor berücksichtigt werden, behandelt. Aus Platzgründen wird an einigen Stellen auf weiterführende Literatur verwiesen, wo bei Bedarf mehr detailliertere Informationen zum Sachverhalt nachgelesen werden können.

2.1 Windenergieanlage

2.1.1 Grundaufbau

Eine Windenergieanlage besteht im Wesentlichen aus den Hauptkomponenten: Turm, Rotor, Maschinenhaus mit den mechanischen Übertragungselementen und einem Generator. Dazu sind noch die Schalt- und Schutzeinrichtungen, Leitungen, möglicherweise auch Transformatoren und Netzte zur Versorgung von Verbrauchern oder Speichern erforderlich. Eine Einheit zu Regelung und Betriebsführung sorgt für den richtigen Energiefluss im System entsprechend den auftretenden Einwirkungen an die Erfordernisse [Hei].

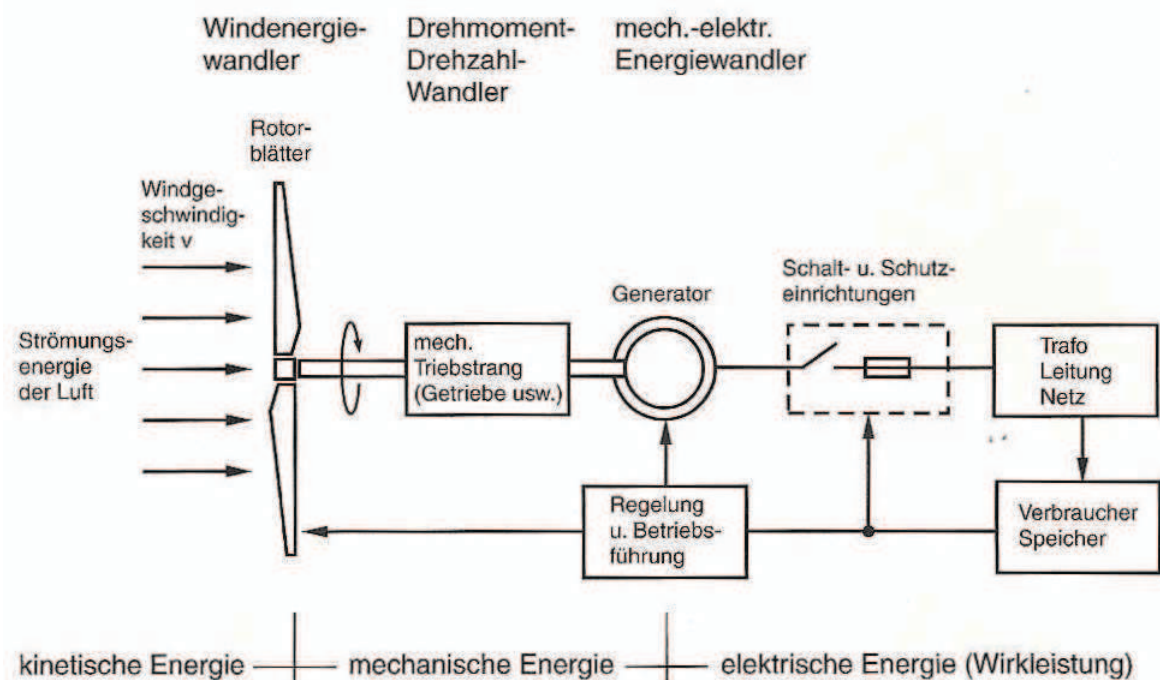


Abbildung 2-1: Wirkungskette einer WEA [Hei]

Die Abbildung 2-1 verdeutlicht symbolisch Zusammenhang zwischen den einzelnen Systemkomponenten einer WEA und stellt ihre Wirkungskette und die Umwandlungsstufen dar. Eine WEA entzieht durch ihre Rotorblätter den bewegten Luftmassen einen Teil der Strömungsenergie bzw. der kinetischen Energie (Windenergiewandler). Die kinetische Energie wird anschließend in die Rotationsenergie bzw. mechanische Energie umgewandelt, die durch den mechanischen Triebstrang (Wellen, Kupplungen, Getriebe) an den Läufer des Generators weitergeleitet wird (Drehmoment-Drehzahl-Wandler). Der Generator wandelt die mechanische in die elektrische Energie (mech.-elektr. Energiewandler) um und speist diese in ein Versorgungsnetz ein.

2.1.2 Generatorsysteme

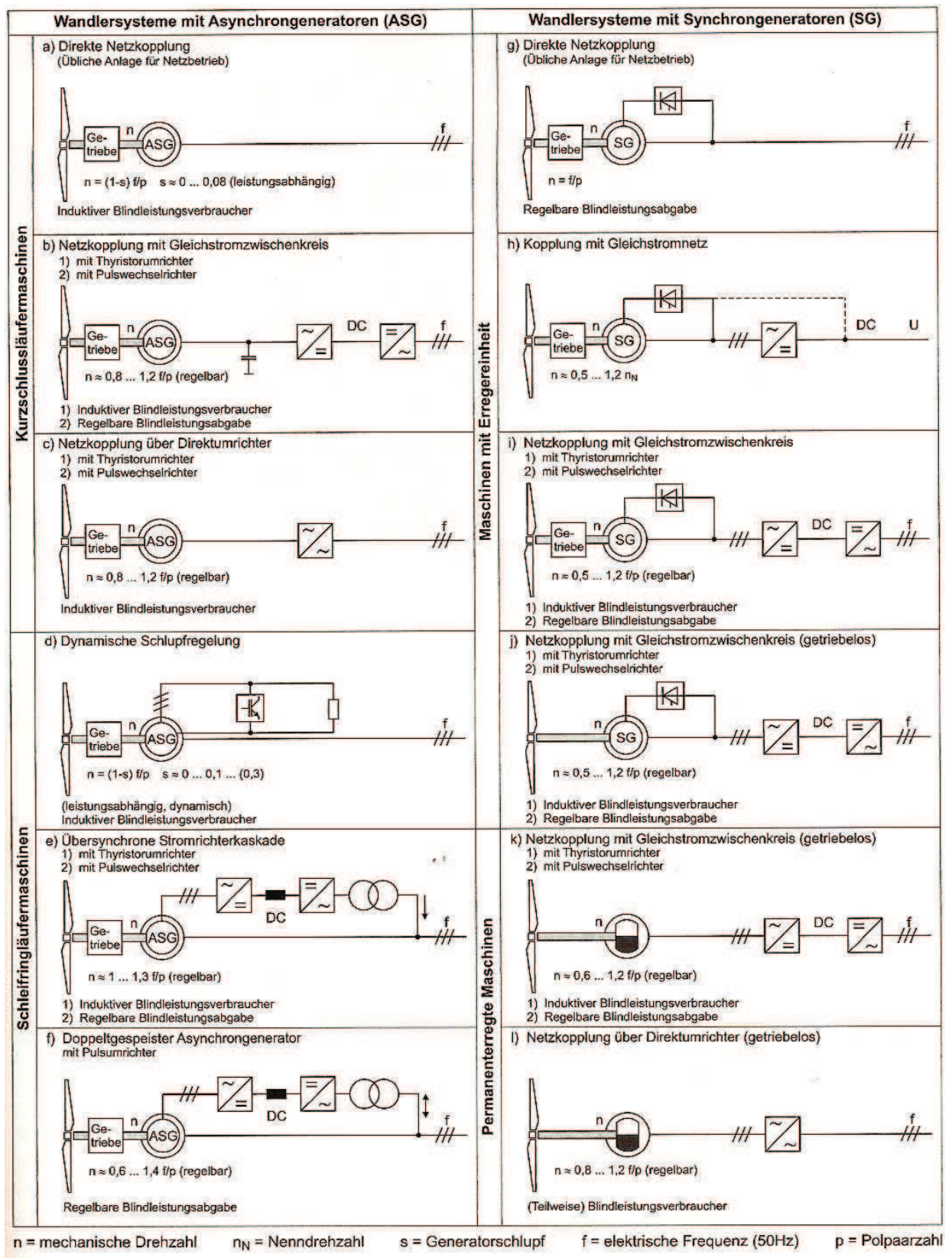


Abbildung 2-2: Mechanisch-elektrische Energiewandlungssysteme [Hei]

Die Möglichkeiten zur Ausführung eines mechanisch-elektrischen Energiewandlungssystems sind vielfältig. Die Abbildung 2-2 zeigt in Form einer Tabelle einige davon, die in zwei Gruppen: Wandlersysteme mit Asynchrongeneratoren und Wandlersysteme mit

Synchrongeneratoren aufgeteilt sind. Die für diese Arbeit interessanten Konzepte mit einem Asynchrongenerator sind in der linken Tabellenspalte aufgelistet. Diese sind wiederum auf zwei Kategorien: Kurzschlussläufer- und Schleifringläufermaschinen aufgeteilt.

Konzept a) beschreibt eine ASM mit einem Kurzschlussläufer, die direkt über die Stator клемmen an das Netz gekoppelt ist. Dieses Konzept hat einen großen Vorteil, dass man zusätzlich keine aufwendige Leistungselektronik braucht. Nachteile sind: hohe Anlaufströme beim Zuschalten, geringer Spielraum in der Drehzahlverstellung (bis zu 8%), Bedarf an induktiver Leistung zum Magnetisieren, der aus dem Netz gedeckt werden muss.

Konzept b) stellt eine ASM mit einem Kurzschlussläufer, die über einen Vollumrichter mit einem Gleichstromzwischenkreis an das Netz gekoppelt ist. Der Vollumrichter kann entweder als ein Thyristorumrichter oder als ein Pulswechselrichter ausgeführt werden. Dieses Konzept weist einen breiten Regelbereich der Drehzahl ($\pm 20\%$) auf und kann nach Bedarf Blindleistung ins Netz einspeisen, was sich netzstützend auswirkt. Ein wesentlicher Nachteil liegt in der Anschaffung des Vollumrichters, da er, wie der Name schon sagt, für die volle Leistung des Generators ausgelegt werden muss.

Konzept c) unterscheidet sich in der Funktionsweise geringfügig von dem Konzept b). Der Vollumrichter wurde durch einen Direktumrichter ausgetauscht, der ebenfalls für die volle Leistung des Asynchrongenerators ausgelegt werden muss. Ein wesentlicher Unterschied besteht jedoch in der fehlenden Funktion, die Blindleistung ins Netz einzuspeisen. Das Konzept kann also nicht netzstützend sein und eignet sich nicht für einen Inselbetrieb, bei dem der Generator ohne Netz arbeiten kann.

Konzept d) beschreibt eine ASM mit einem Schleifringläufer, die auf der Statorseite direkt mit dem Netz gekoppelt ist. Auf der Rotorseite werden durch eine leistungselektronische Schaltung die Zusatzwiderstände geregelt zugeschaltet, was eine dynamische Schlupfregelung erlaubt. Diese bietet den Vorteil, die mechanische Drehzahl bis zu maximal 30% unter der synchronen Drehzahl regeln zu können. Die Nachteile liegen bei dem induktiven Blindleistungsbedarf und der leistungsabhängigen Schlupfregelung.

Konzepte e) und f) sehen auf den ersten Blick sehr ähnlich aus, unterscheiden sich jedoch wesentlich im Aufbau des maschinenseitigen Umrichters, der beim Konzept e) als Thyristorumrichter und beim f) als Pulsumrichter ausgeführt ist. Das wirkt sich auf den Energiefluss aus, welcher durch den jeweiligen Teilumrichter erfolgen kann. Im Konzept e) kann der Energiefluss nur in die Netzrichtung erfolgen. Konzept f) erlaubt dagegen beide Richtungen und kann die Energie sowohl aus dem Netz aufnehmen als auch an das Netz abgeben, was von der jeweiligen Betriebsart (übersynchron oder untersynchron) abhängt. Die Vorteile bei beiden Konzepten liegen in dem Teilumrichter, der nur auf die zu regelnde Schlupfleistung (maximal bis zu 30%) ausgelegt werden muss. Das macht das Generatorsystem in dem Bereich um den synchronen Arbeitspunkt drehzahlvariabel. Ein Nachteil ist der zusätzliche Transformator, der für eine Spannungsanpassung zwischen dem Netz und dem Teilumrichter geschaltet werden muss.

Bei dem entstehenden Prüfstand im Labor sollen die Konzepte a), b) und f) umgesetzt werden, auf deren Funktionsweise in den weiteren Kapiteln detaillierter eingegangen wird.

2.2 Asynchronmaschine

2.2.1 Grundlagen

In diesem Kapitel werden nur die notwendigen Grundlagen einer am Drehstromnetz betriebenen Asynchronmaschine mit einem Schleifringläufer behandelt, die zum allgemeinen Verständnis der Funktionsweise einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine (DG-ASM) beitragen sollen. Eine ausführliche Behandlung der Grundlagen einer Asynchronmaschine kann der weiterführenden Literatur [Ger, Fis] entnommen werden.

Eine Asynchronmaschine besteht im Wesentlichen aus einem feststehenden Stator und einem drehenden Rotor, die jeweils mit drei symmetrischen Wicklungen (Strängen) u, v, w ausgestattet sind. Die Wicklungen u, v, w sind räumlich um 120° versetzt aufgebaut.

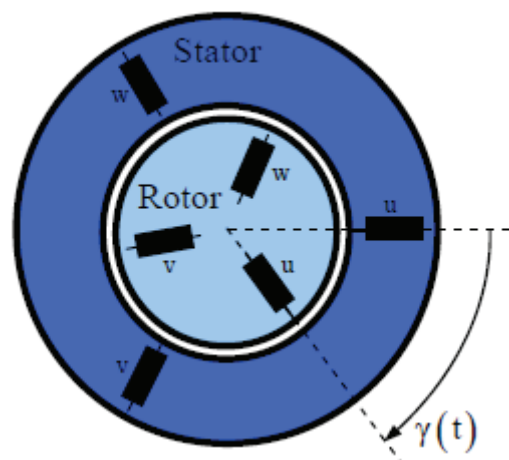


Abbildung 2-3: Symbolische Darstellung einer ASM [Ger]

Der Stator wird über ein symmetrisches Drehstromsystem der Frequenz f_1 gespeist, womit ein magnetisches Drehfeld erzeugt wird. Das magnetische Drehfeld bewegt sich mit der synchronen Drehzahl und induziert in den geschlossenen Rotorwicklungen eine Spannung. Diese führt zur Bildung von Stabströmen, die wiederum Tangentialkräfte in Rotorwicklungen bzw. ein Drehmoment über den Rotorradius bewirken. Der Rotor beginnt in Drehfeldrichtung zu drehen. Die stationäre Rotordrehzahl n kann die synchrone Drehzahl n_0 aufgrund der Reibungsverluste im Rotor nicht exakt erreichen. Der Rotor läuft also nicht synchron mit dem magnetischen Drehfeld, sondern stets asynchron [Ger, Fis].

$$n_0 = \frac{f_1}{p}, \quad s = \frac{n_0 - n}{n_0}, \quad n = n_0(1 - s) \quad (2-1)$$

f_1	Netzfrequenz
n_0	synchrone Drehfelddrehzahl
n	Rotordrehzahl
p	Polpaarzahl der Maschine
s	Schlupf

Mit dem Schlupf s wird der relative Unterschied der Rotordrehzahl n zur synchronen Drehfelddrehzahl n_0 beschrieben. Diese wird aus dem Verhältnis zwischen der Frequenz f_1 des Drehstromsystems (Netzfrequenz) und der Polpaarzahl der Maschine gebildet.

Die Frequenz von induzierter Rotorspannung und -strom wird als Rotorfrequenz bezeichnet und ist vom Schlupf abhängig. Sie erreicht im Stillstand die Netzfrequenz und ändert sich im Lauf proportional zum Schlupf. Ähnlich verhält sich auch die induzierte Rotorspannung, die aus dem Produkt der Rotorstillstandsspannung und dem Schlupf gebildet wird, siehe Formeln (2-2). Im Stillstand verhalten sich die induzierten Spannungen in Stator- und Rotorwicklungen wie ihre wirksamen Windungszahlen, die zusammen mit den entsprechenden Wicklungskonstanten die effektiven Windungszahlen bilden und über das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ ausgedrückt werden können [Fis].

$$f_2 = s \cdot f_1, \quad U_{q2} = s \cdot U_{q20}, \quad \frac{U_{q1}}{U_{q20}} = \frac{w_1 \xi_1}{w_2 \xi_2} = \ddot{u} \quad (2-2)$$

f_2	Rotorfrequenz
U_{q1}	induzierte Statorspannung
U_{q2}	induzierte Rotorspannung
U_{q20}	Rotorstillstandsspannung
w_1, w_2	Windungszahlen der Stator- und Rotorwicklungen
ξ_1, ξ_2	Wicklungskonstanten
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis

Die Rotorwicklungen können wie beim Stator entweder in Stern oder in Dreieck geschaltet werden. Die offenen Anschlüsse auf der Gegenseite der Rotorwicklungen können entweder kurzgeschlossen, man spricht in diesem Fall von einem Kurzschlussläufer, oder über die Schleifringe nach außen ausgeführt werden. Im zweiten Fall spricht man von einem Schleifringläufer, der für die Betrachtung der doppelt gespeisten Asynchronmaschine eine größere Bedeutung hat.

Das Verhalten einer Asynchronmaschine im stationären Betrieb kann ähnlich wie bei einem Transformator mit einem Ersatzschaltbild für einen Strang beschrieben werden.

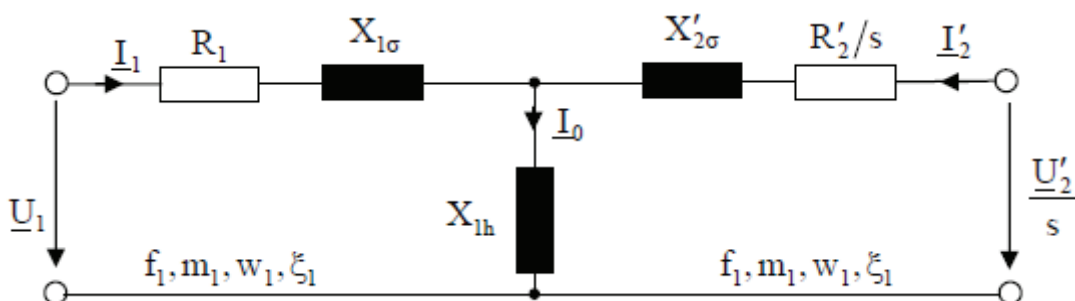


Abbildung 2-4: Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine [Ger]

Dabei entspricht die Primärseite einer Statorwicklung (Bezifferung mit 1) und die Sekundärseite einer Rotorwicklung (Bezifferung mit 2). Das gezeigte Ersatzschaltbild, siehe Abbildung 2-4, wurde durch eine Vereinfachung der Rotorwicklung, indem diese mit

dem Übersetzungsverhältnis auf die Statorwicklung umgerechnet wurde (Kennzeichnung mit '), dargestellt.

Die Strangwicklungen im Stator und im Rotor werden durch konzentrierte Elemente: Wirkwiderstand, Streu- und Hauptreaktanz beschrieben. Mit den Reaktanzen

$$X_{1h} = \omega_1 L_{1h}, \quad X_{1\sigma} = \omega_1 L_{1\sigma}, \quad X'_{2\sigma} = \omega_1 L'_{2\sigma} \quad (2-3)$$

und dem Leerlaufstrom $\underline{I}_0 = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2$ kann das Ersatzschaltbild mit folgenden Gleichungen in komplexer Schreibweise jedoch ohne Berücksichtigung von Eisenverlusten mathematisch beschrieben werden:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1 \underline{I}_1 + jX_{1\sigma} \underline{I}_1 + jX_{1h} \underline{I}_0 \\ \frac{\underline{U}'_2}{s} &= \frac{R'_2}{s} \underline{I}'_2 + jX_{2\sigma} \underline{I}'_2 + jX_{1h} \underline{I}_0 \end{aligned} \quad (2-4)$$

R_1, R_2	Ohmsche Widerstände der Stator- und Rotorwicklungen
$X_{1\sigma}, X_{2\sigma}$	Streureaktanzen der Stator- und Rotorwicklungen
X_{1h}	Hauptreaktanz der Statorwicklung
$L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$	Streuinduktivitäten der Stator- und Rotorwicklungen
L_{1h}	Hauptinduktivität der Statorwicklung
ω_1	Kreisfrequenz der Statorwicklung ($\omega_1 = 2\pi f_1$)

Die auf die Statorseite bezogenen Größen können mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ wie folgt umgerechnet werden:

$$\underline{I}'_2 = \frac{\underline{I}_2}{\ddot{u}}, \quad L_{1h} = M\ddot{u} = L_{2h}\ddot{u}^2, \quad R'_2 = R_2\ddot{u}^2, \quad L'_{2\sigma} = L_{2\sigma}\ddot{u}^2 \quad (2-5)$$

M Gegeninduktivität

Das in Abbildung 2-4 gezeigte Ersatzschaltbild kann bei größeren Maschinen in Windkraftanlagen, in den der Widerstand R_1 klein gegenüber Hauptreaktanz X_{1h} ist, weiterhin vereinfacht werden. An dieser Stelle sei auf die weiterführende Literatur verwiesen [Ger, Fis]. Für die im Labor verwendete ASM [VEM] wird jedoch die vorgestellte Beschreibung des Ersatzschaltbildes angewendet.

2.2.2 ASM direkt am Netz

Eine Asynchronmaschine kann direkt über ihre Stator клемmen am Drehstrom-Netz als Motor oder Generator betrieben werden. In den 80er Jahren dominierten Windkraftanlagen mit einem direkt am Netz betriebenen Asynchrongenerator. Das Generatorsystem wurde auch als Dänisches Konzept bezeichnet und in den 50er Jahren von Johannes Juul entwickelt. Diese Windkraftanlagen hatten zu Anfang in der Regel zwei ASG mit unterschiedlichen Leistungen, so dass bei einer geringen Windstärke zuerst der kleinere

und später der größere ASG ans Netz zugeschaltet wurden. Später wurde dieses Konzept um die polumschaltbaren ASG angepasst [Gas].

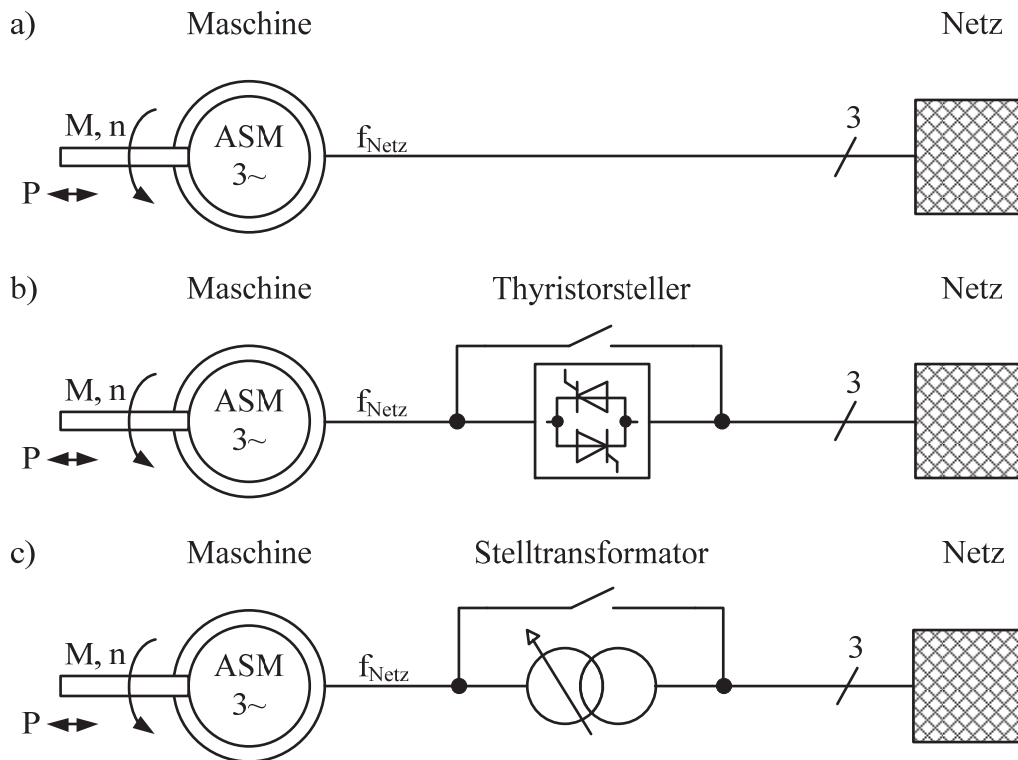


Abbildung 2-5: Prinzipschaltungen von ASM direkt am Netz

Ein wichtiger Punkt beim Betrieb mit direkt gekoppeltem ASG ist das Zuschalten an das Netz. Im Labor soll die Asynchronmaschine mit kurzgeschlossenen Rotorwicklungen im Motorbetrieb hochgefahren und anschließend durch die Antriebsmaschine in den Generatorbetrieb überführt werden. Wie aus den Grundlagen bekannt, fließt nach dem direkten Zuschalten einer Asynchronmaschine, siehe Abbildung 2-5 a), ein hoher Anlaufstrom, welcher zwischen dem 5- und 7-fachen des Nennstroms betragen kann. Dieser Strom kann z.B. durch eine Stern-Dreieck-Umschaltung der Statorwicklungen um Faktor 3 reduziert werden. Da die verwendete ASM bereits in Sternschaltung betrieben wird, kann diese Methode nicht angewendet werden. Eine Alternative bietet der Einsatz eines Thyristorstellers oder eines Stelltransformators, welche zwischen der ASM und dem Netz geschaltet und im Normalbetrieb mit einem Schalter überbrückt werden können, siehe Abbildung 2-5 b) und c). Mit einem Thyristorsteller kann der Effektivwert der Ausgangsspannung durch Veränderung des Zündwinkels verringert werden, was zu einem kontrollierten Anlaufstrom der ASM führt. Thyristorsteller werden u.a. auch in Sanftanlassgeräten für ASM eingesetzt. Ähnlich wie bei einem Thyristorsteller wird die Ausgangsspannung des Stelltransformators durch Veränderung des Übersetzungsverhältnisses auf die Nennspannung der ASM angehoben, so dass keine großen Strom-Einschaltspitzen mehr auftreten.

Ein Vorteil bei dem Konzept für Netzeinspeisung mit einem direkt gekoppelten ASG ist sein robuster Aufbau. Ein großer Nachteil ist ein geringerer Schlupfbereich bis zum Nennpunkt des ASG (bis zu 2% bei größeren ASG [Gas]), der sich durch die Netzfrequenz f_{Netz} und damit eine fest eingepreßte Drehzahl n ergibt. Im Hinblick auf den Einsatz in

einer Windkraftanlage bedeutet es, dass die maximale Energie aus dem Wind nicht optimal bei jeder Windgeschwindigkeit genutzt werden kann, siehe Abbildung 2-6.

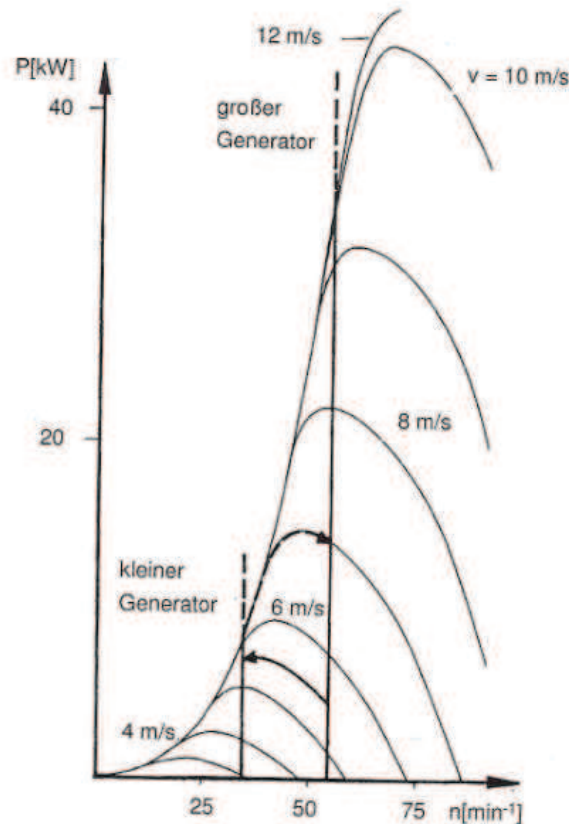


Abbildung 2-6: Drehzahlsteife Kopplung der ASM am Netz [Gas]

Die Abbildung 2-6 zeigt die typischen Leistungskurven einer WEA bei verschiedenen Windgeschwindigkeiten v , die in Abhängigkeit von der Generatorfrequenz n aufgetragen sind. Deutlich bessere Ausnutzung der Windenergie bieten dagegen die Konzepte des Generatorsystems: ASM mit Vollumrichter und DG-ASG mit Teilumrichter.

2.2.3 ASM mit Vollumrichter

Bei dem Konzept ASM mit Vollumrichter, handelt es sich um eine Asynchronmaschine mit einem Kurzschlussläufer, die über einen Umrichter mit dem Netz gekoppelt wird. Der Umrichter muss für die volle Leistung der ASM ausgelegt werden und wird deshalb als Vollumrichter bezeichnet.

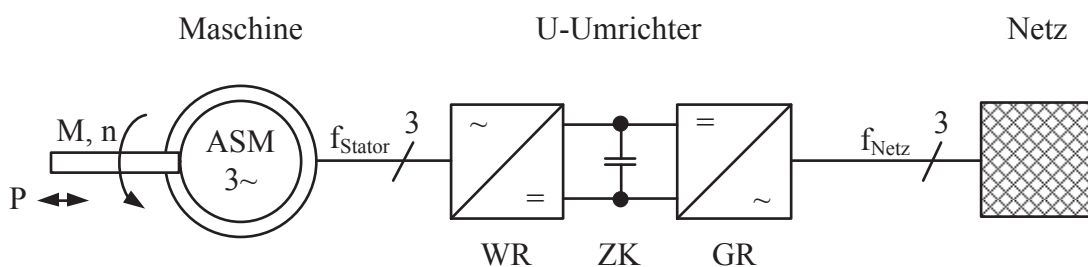


Abbildung 2-7: Prinzipschaltung von ASM mit Vollumrichter

Der Umrichter kann als Strom- oder Spannungswischenkreisumrichter (I- / U-Umrichter) ausgeführt werden. Abbildung 2-7 zeigt eine Prinzipschaltung einer ASM, die über einen

U-Umrichter mit dem Netz gekoppelt ist. Der Umrichter besteht aus einem Gleichrichter (GR), Zwischenkreis (ZK) und Wechselrichter (WR). Um mögliche Netzurückwirkungen zu reduzieren, kommt meist eine IGBT¹-Brücke im GR und WR zum Einsatz, siehe dazu mehr im Kapitel 2.3. Durch eine frequenzmäßige Entkopplung im Zwischenkreis kann im Wechselrichter eine von der Netzfrequenz abweichende Statorfrequenz der ASM eingestellt werden. Dadurch wird ein drehzahlvariabler Betrieb ermöglicht, womit durch die Verschiebung der Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie von ASM ein optimaler Arbeitspunkt in einer WEA eingestellt werden kann, siehe Abbildung 2-8.

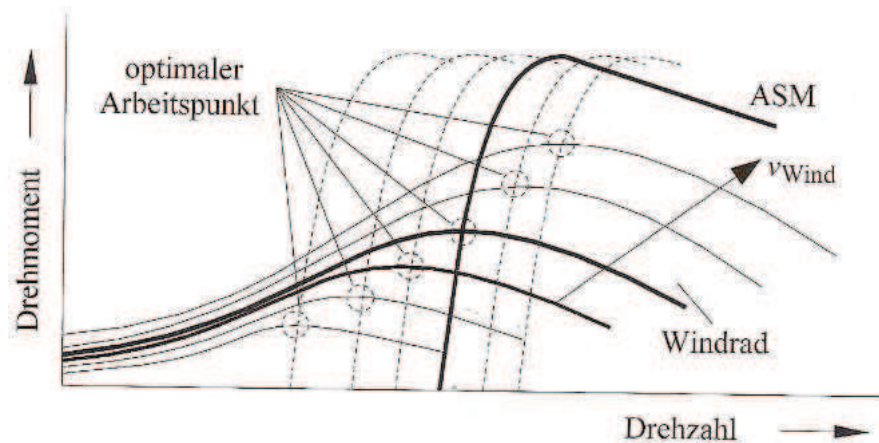


Abbildung 2-8: Drehzahlvariable Kopplung der ASM am Netz [Spe]

2.2.4 DG-ASG mit Teilumrichter

Bei dem Konzept DG-ASG mit Teilumrichter handelt es sich um eine Asynchronmaschine mit einem Schleifringläufer im Generatorbetrieb, die statorseitig direkt und rotorseitig über einen Transformator und einen Umrichter mit dem Netz verbunden ist.

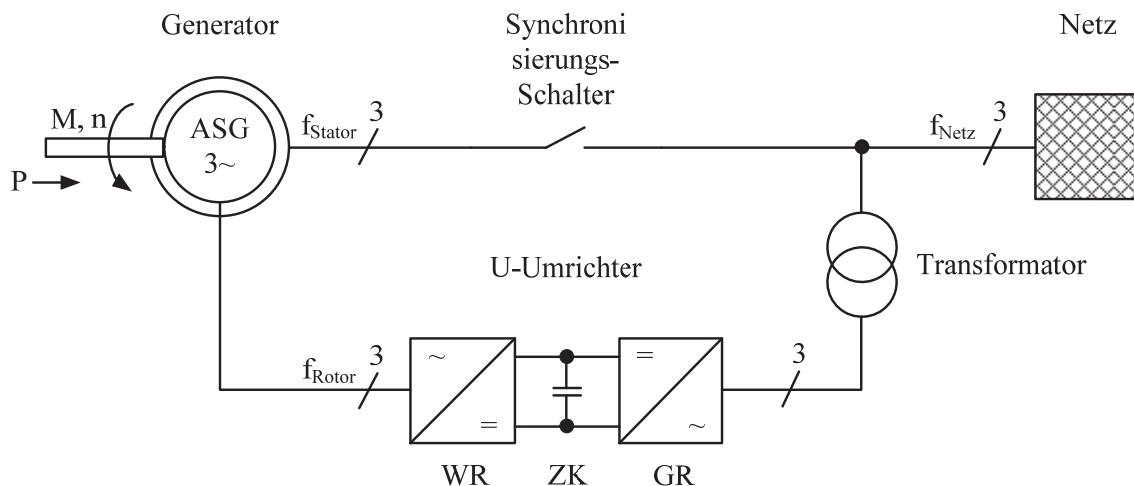


Abbildung 2-9: DG-ASG mit Teilumrichter

Der Grundfunktion des DG-ASG ist eine statorseitige Netzeinspeisung mit einer festen Frequenz, wie z.B. 50Hz, unabhängig von der mechanischen Drehzahl an der Rotorwelle des Generators. Der mathematische Zusammenhang zwischen der mechanischen Drehzahl an der Rotorwelle, der Statorfrequenz und der Rotorfrequenz zeigt die Gleichung (2-6).

¹ Insulated-Gate Bipolar Transistor

$$f_1 = f_2 + \frac{n}{60} p \quad (2-6)$$

f_1	Statorfrequenz, entspricht der Netzfrequenz
f_2	Rotorfrequenz
n	Drehzahl der Rotorwelle
p	Polpaarzahl der Maschine

Demnach muss die Rotorfrequenz verstellbar sein, um eine vorgegebene Statorfrequenz unabhängig von der Drehzahl der Rotorwelle einhalten zu können. Die Einstellung der Rotorfrequenz erfolgt mit dem Umrichter, der lediglich nur für die Schlupfleistung (ca. 30%) des Generators ausgelegt werden muss und deshalb als Teilumrichter bezeichnet wird. Weiterhin wird der Umrichter für beide Energieflussrichtungen ausgelegt, da für den DG-ASG folgende Gesamtleistungsbilanz nach Gleichung (2-7) gilt.

$$P_R = sP_S \quad (2-7)$$
$$P_G = P_S \pm P_R = P_S(1 - s)$$

P_G	Gesamtleistung des DG-ASG
P_S	Statorleistung
P_R	Rotorleistung
s	Schlupf

Der DG-ASG kann in zwei Betriebsarten arbeiten: untersynchron und übersynchron. Der untersynchrone Betrieb bedeutet, dass die Drehzahl der Rotorwelle unter der synchronen Drehzahl und somit der Netzfrequenz liegt, also wird im Rotorkreis die Energie dem Netz entnommen ($+P_R$). Der übersynchrone Betrieb führt umgekehrt zur Netzeinspeisung von Energie aus dem Rotorkreis ($-P_R$).

Der Umrichter im Rotorkreis wird feldorientiert geregelt. Die Regelung der IGBT-Brücke im Gleichrichter erhält als Sollwerte: Zwischenkreisspannung und Blindleistung, die ins Netz eingespeist werden muss. Dafür müssen am Gleichrichter die aktuellen Werte der Zwischenkreisspannung sowie mindestens zwei Leiterströme gemessen werden. Die IGBT-Brücke im Wechselrichter wird leistungsorientiert, d.h. mit Sollwertvorgabe der Wirk- und Blindleistungswerte für Statorkreis, geregelt. Dafür müssen im Wechselrichter mindestens zwei Leiterströme sowie die statorseitigen Leiterströme und –spannungen erfasst werden. Mehr Details zum Regelungskonzept eines DG-ASG können der weiterführenden Literatur entnommen werden [Sch3].

Die direkte Anbindung des Stators an das Netz hat den Nachteil, dass der DG-ASG gegen Netzstörungen wie Spannungseinbrüche anfällig ist. Ein Abfall der Netzspannung führt zu Überspannungen und Überströmen im Rotorkreis und kann den Umrichter beschädigen, wenn keine Schutzmechanismen vorgesehen sind.

Das Zuschalten von DG-ASG an das Netz erfordert eine Synchronisierung der Statorspannung mit der Netzspannung in Betrag und Phase, um hohe Einschaltströme zu vermeiden. Dafür wird zuerst der Teilumrichter in Betrieb genommen, indem die Zwischenkreisspannung durch den Gleichrichter auf die Nennspannung aufgeladen wird. Anschließend wird die Statorspannung durch die Regelung der Rotorströme im Wechselrichter mit der Netzspannung synchronisiert. Nach dem Erreichen einer Einschalt Drehzahl durch die Ansteuerung der Antriebsmaschine wird die Synchronisierung abgeschlossen und der DG-ASG kann an das Netz geschaltet werden. Eine Alternative für das Zuschalten des DG-ASG ohne Synchronisierung bietet eine direkte Verbindung des Stators (ohne Schalter) an das Netz, wobei der Rotorkreis sich im Leerlauf befindet. Die Magnetisierung des Generators wird somit durch das Netz bereitgestellt, was zu hohen Einschaltströmen führt [Loh].

2.3 Umrichter

Zur Umformung und Steuerung elektrischer Energie werden leistungselektronische Umrichter oder sogenannte Stromrichter eingesetzt. Die Stromrichter werden je nach Art der Energieumformung in Gleichrichter, Gleichstromrichter, Wechselrichter und Wechselstromrichter unterteilt. Die Abbildung 2-10 verdeutlicht grafisch den Einsatz einzelner Stromrichter zwischen den Gleichstromgrößen ($\sim$) und Wechselstromgrößen ($=$), wobei die jeweilige Energieflussrichtung mit einem entsprechenden Pfeil gekennzeichnet ist.

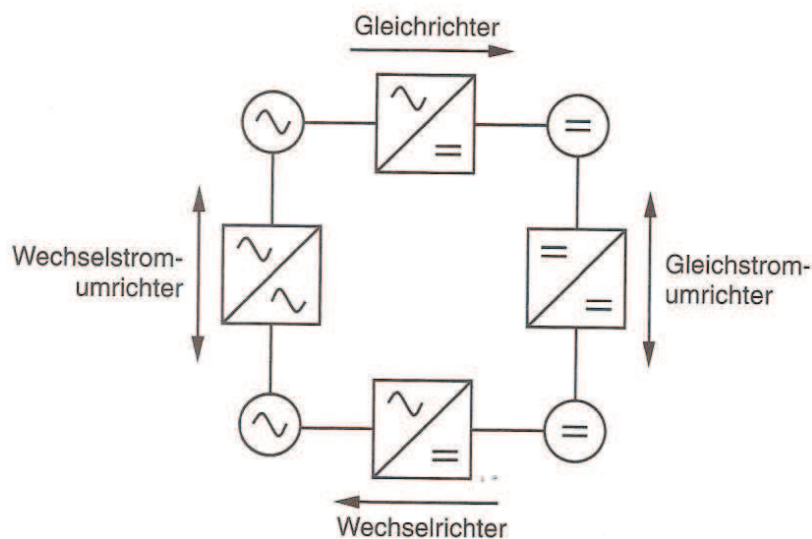


Abbildung 2-10: Elektrische Energieumformung durch Stromrichter [Hei]

Die Anwendung von Stromrichtern findet verstärkt einen Einsatz in WEA bei der Umformung der Generatorgrößen zwecks Anpassung an die Netzgrößen (Frequenz, Spannung) insbesondere bei den drehzahlvariablen Systemen, siehe Beispiele in Kapitel 2.1.2. Bei der Gestaltung von einem Umrichter gibt es viele Schaltungsvarianten und Ausführungen, die im Rahmen dieser Arbeit nicht alle detailliert behandelt werden können. Bei der Anwendung in WEA mit einem Drehstromgenerator (G) zeichnen sich jedoch zwei gängige Arten von Umrichtern: Direktumrichter, der im Wesentlichen aus einem Wechselstromumrichter besteht, und Zwischenkreisumrichter, der aus einem Gleichrichter, Gleichstrom- oder Gleichspannungszwischenkreis und einem Wechselrichter aufgebaut ist.

Abbildung 2-11 zeigt schematisch den Aufbau eines Zwischenkreisumrichters im Einsatz bei der Netzeinspeisung mit einer WEA. Die Beschreibung in den folgenden Abschnitten dieses Kapitels beschränkt sich nur auf die Hauptbestandteile eines Gleichspannungszwischenkreisumrichters, wie sie im eingesetzten Umrichter bei dem Prüfstand vorzufinden sind.

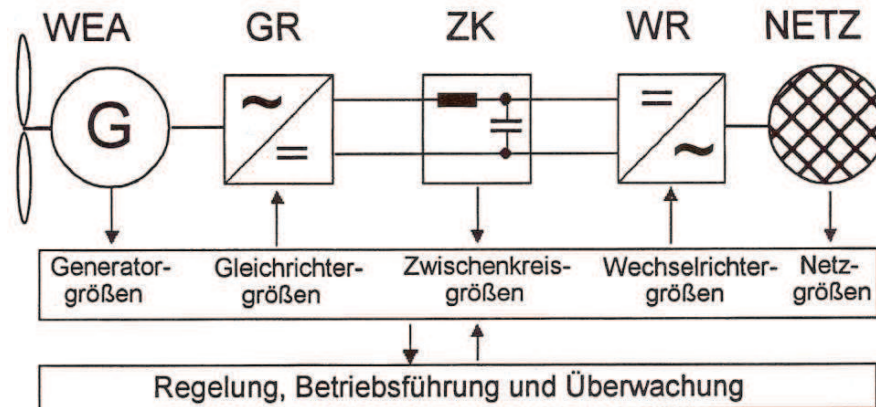


Abbildung 2-11: WEA mit Zwischenkreisumrichter [Hei]

2.3.1 Gleichrichter

Ein Gleichrichter wandelt eine 3-phasige Wechselspannung in eine Gleichspannung um. Die 3-phasige Wechselspannung kommt z.B. von einem Drehstromgenerator einer WEA oder von einem Drehstromversorgungsnetz. Die Gleichspannung wird z.B. für einen Zwischenkreis im Umrichter benötigt, wobei diese auch aufgrund ihrer nicht reinen Gleichform als Zwischenkreisspannung bezeichnet wird.

Gleichrichter lassen sich prinzipiell nach [Hei] bei der Anwendung in WEA in drei Gruppen untergliedern:

- ungesteuerte Diodengleichrichterbrücken,
- Diodenbrücken mit nachgeschaltetem Gleichstrom (DC/DC)-Steller und
- gesteuerte Gleichrichter.

Bei den ungesteuerten Diodengleichrichterbrücken handelt es sich im Drehstrombereich um B6 Diodengleichrichterschaltungen. Diese bestehen im Wesentlichen aus drei parallelen Halbbrücken, wo je zwei Dioden in einer Reihenschaltung verbunden sind. Dabei werden die mittleren Anschlüsse jeder Halbbrücke für die Anbindung an ein Drehstromphasensystem verwendet. Diodenbrücken mit einem nachgeschalteten Gleichstromsteller (DC/DC-Steller) bilden eine Alternative zu gesteuerten Gleichrichtern. Sie haben einen großen Vorteil zu ungesteuerten Diodenbrücken, indem sie durch die entsprechende Steuerung des DC/DC-Stellers eine variable Gleichspannung bzw. Zwischenkreisspannung am Ausgang einstellen können. Gesteuerte Gleichrichter mit abschaltbaren Ventilen (IGBTs), die auch als Pulsumrichter genannt werden, erfüllen weitergehende Anforderungen und Wünsche an die Regelung und Führung von WEA [Hei], siehe Abbildung 2-12.

Der Pulsumrichter besteht im Grunde aus einer ungesteuerten B6 Diodenbrücke, die antiparallel zu jeder Diode einen abschaltbaren Schaltventil bzw. IGBT enthält. Die IGBTs

werden mit einer Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert, um eine gewünschte Gleichspannung im Zwischenkreis (U_{zk}) zu erhalten. Diese Spannung kann infolge der enthaltenen Induktivitäten im Generator, die als kurzzeitige Energiespeicher gelten, auch über die maximalen Grenzen der Einspeisespannung (hier als U_g bezeichnet) eingestellt werden, man bezeichnet so einen Pulsumrichter auch als Hochsetzsteller. Diese Eigenschaft ist unbedingt notwendig, wenn man die Energie von einem Generator mit einer niedrigeren Spannung als im Netz einspeisen möchte. In diesem Fall muss die Zwischenkreisspannung höher als der Spitzenwert der Netzspannung sein, damit der entsprechende Stromfluss zustande kommt.

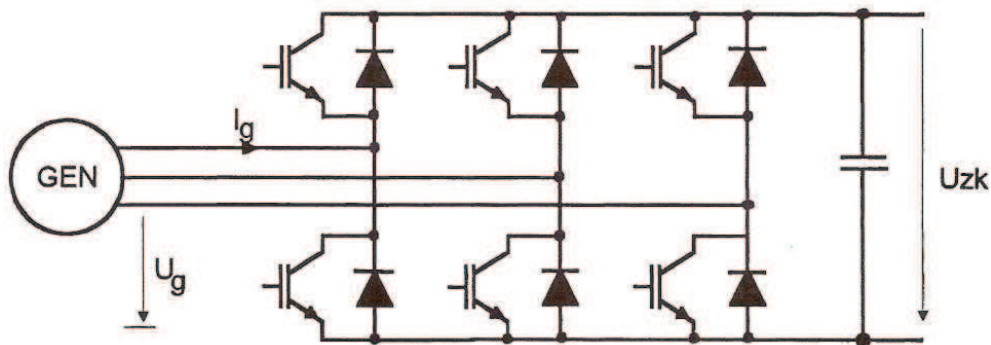


Abbildung 2-12: Gesteuerter Gleichrichter bzw. Pulsumrichter [Hei]

Die Dioden im Pulsumrichter dienen als Freilaufdioden, und halten nach dem Abschalten von IGBTs den Stromfluss aufrecht. So treten keine hohen Überspannungen nach dem Abschalten von IGBTs auf, die beim Betreiben einer induktiven Last wie Generator entstehen können. Der Pulsumrichter verhält sich im ungesteuerten Zustand (alle IGBTs offen) wie eine B6 Diodengleichrichterschaltung.

2.3.2 Gleichspannungszwischenkreis

Die Umrichter mit einem Gleichspannungszwischenkreis werden auch als U-Umrichter bezeichnet. Der Gleichspannungszwischenkreis in einem U-Umrichter dient in erster Linie einer Entkopplung zwischen Gleichrichter und Wechselrichter. Das zentrale Element des Gleichspannungszwischenkreises ist der Zwischenkreiskondensator, der für eine Spannungsglättung und Speicherung der übertragenen Energie im Zwischenkreis sorgt.

Vorladung

In einem entladenen Zustand wirkt der Zwischenkreiskondensator wie ein Kurzschluss im Zwischenkreis und kann direkt nach Zuschalten des Generators bzw. Netzes zu einem sehr hohen Ladestrom führen, der lediglich nur durch Leitungsimpedanzen begrenzt wird. Aus diesem Grund wird eine Schutzschaltung empfohlen, die für das Vorladen des Zwischenkreiskondensators sorgt. Diese Schutzschaltung kann mit Hilfe von ohmschen Widerständen und entsprechenden Überbrückungsschaltern entweder im Zwischenkreis selbst oder in der Zuleitung zum Gleichrichter realisiert werden, siehe Abbildung 2-13 links. Die Abbildung 2-13 rechts stellt beispielhaft die Strom- und Spannungsverläufe im Zwischenkreis beim Vorladen des Zwischenkreiskondensators auf die Netzspannung dar. Die Auslegung der Vorladewiderstände erfolgt meist nach dem zulässigen Vorladestrom im Zwischenkreis, der durch die leistungselektronischen Bauelemente im Gleichrichter bzw. dem vorgeschalteten Leitungsschutz begrenzt ist.

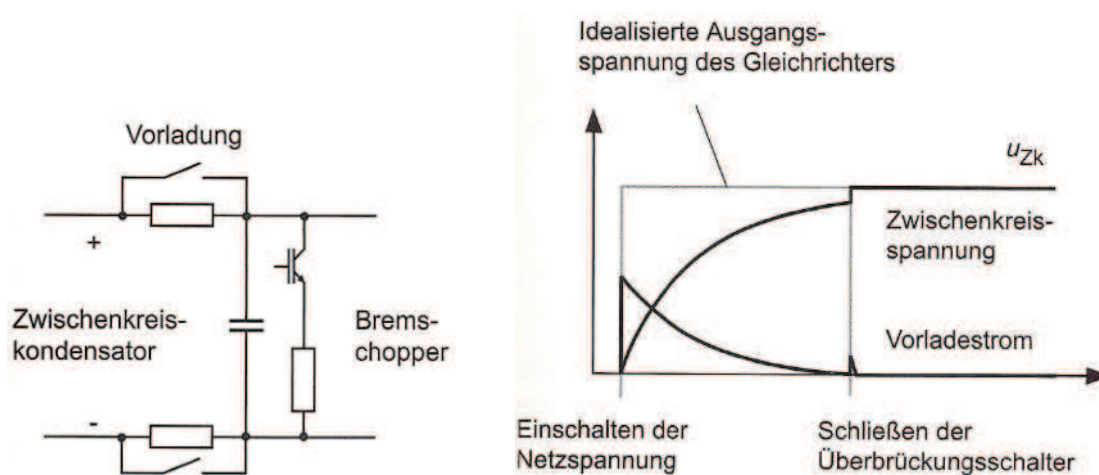


Abbildung 2-13: Vorladung des Zwischenkreises, Bremschopper [Wei]

Bremschopper

Eine weitere Schutzschaltung im Zwischenkreis stellt der Bremschopper dar, der die überschüssige Energie im Zwischenkreis in die Wärme umwandelt. Die überschüssige Energie im Zwischenkreis kann, z.B. bei einem Generatorbetrieb eines Motors und einer fehlenden Möglichkeit diese Energie ins Netz einzuspeisen, auftreten. In diesem Fall steigt die Zwischenkreisspannung U_{ZK} entsprechend der zugeführten Energie ΔW an (siehe Formel (2-8) [Spe, S.306]).

$$\Delta U_{ZK} = \sqrt{\frac{2\Delta W}{C_{ZK}}} \quad (2-8)$$

C_{ZK} Zwischenkreiskapazität

Der Bremschopper besteht aus einem Bremswiderstand und einem leistungselektronischen Schalter - Chopper (meist IGBT), die in Reihe geschaltet und im Zwischenkreis, wie z.B. in der Abbildung 2-13 links gezeigt, angeordnet sind. Der Wert von dem Bremswiderstand kann nach der Formel (2-9) [Spe, S.306] berechnet werden.

$$R_B = \frac{T_{E,max}}{T_S} \cdot \frac{U_{ZK,max}^2}{P_m \eta_M} \quad (2-9)$$

R_B	Bremswiderstand
$T_{E,max}$	maximale Einschaltdauer des Choppers
T_S	Schaltperiodendauer des Choppers
$U_{ZK,max}$	maximal zulässige Zwischenkreisspannung
P_m	mechanisch zugeführte Leistung
η_M	Wirkungsgrad des Motors

2.3.3 Wechselrichter

Der Wechselrichter wandelt eine Gleichspannung in eine 3-phasige Wechselspannung um. Bei einem Zwischenkreisumrichter handelt es sich bei der Gleichspannung um die Zwischenkreisspannung und bei der Wechselspannung um eine pulsierende Ausgangsspannung. Die pulsierende Ausgangsspannung wird mit einem selbstgeführten Umrichter bzw. einem Pulswechselrichter erzeugt, der im Folgenden betrachtet wird.

Der Aufbau eines Pulswechselrichters ähnelt dem von einem gesteuerten Gleichrichter bzw. einem Pulsumrichter (dargestellt in Abbildung 2-12) und besteht ebenfalls aus 6 IGBTs und 6 antiparallelen Dioden, die als Freilaufdioden dienen. Der einzige Unterschied im Aufbau ist das Vertauschen der Ein- und Ausgangsseite. Die Zwischenkreisspannung stellt die Eingangsseite und die 3-phasige Ausgangsspannung die Ausgangsseite in einem Pulswechselrichter dar. Zur Ansteuerung eines Pulswechselrichters ähnlich wie bei Pulsumrichter kommen Pulsmodulationsverfahren zum Einsatz. Pulsweitenmodulierte Wechselrichter mit eingepprägter Spannung lassen durch ihre hohen Pulsfrequenzen (übliche Frequenzen im Bereich von 1kHz bis 10kHz) eine schnelle Regelmöglichkeit realisieren. Die Pulswechselrichter erlauben damit einen hoch dynamischen Betrieb bei einer Einspeisung mit nahezu sinusförmigen Strömen [Hei]. Die Abbildung 2-14 stellt einen typischen Aufbau eines an ein Netz angeschlossenen Pulswechselrichters dar. Ein Tiefpassfilter bzw. ein Sinusfilter, bestehend aus drei Drosseln und Kondensatoren, sorgt für eine bessere Sinusform der Ströme und reduziert damit die Stromoverschwingungen, die sich auf das Netz störend auswirken.

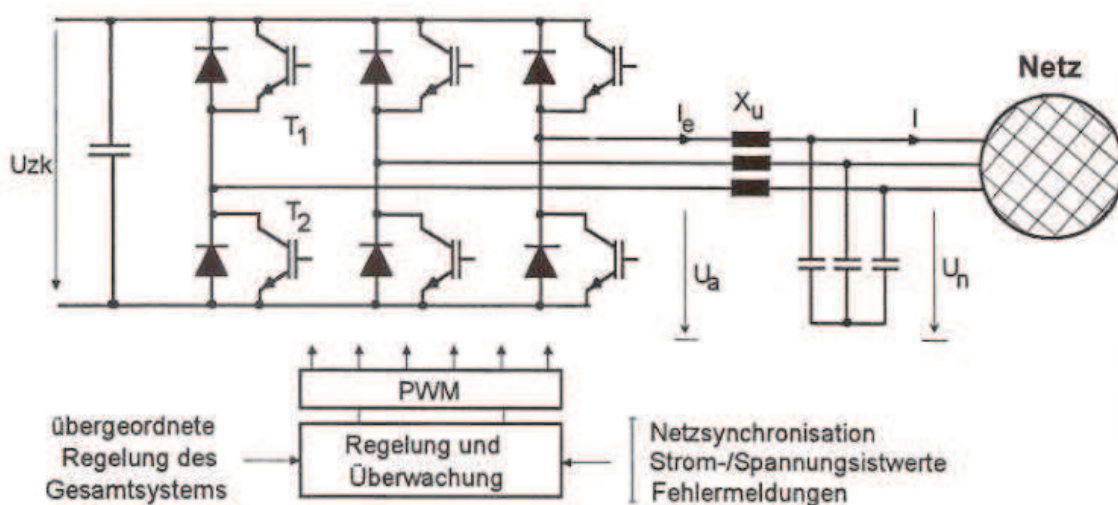


Abbildung 2-14: Prinzipschaltbild eines Pulswechselrichters am Netz [Hei]

Die Ausgangsspannung eines Pulswechselrichters zwischen zwei Phasen besteht aufgrund der Pulsweitenmodulation aus einer periodischen Reihe von Spannungsimpulsen, die mit einer positiven und negativen Höhe der Zwischenkreisspannung auftreten. Die Breite der Impulse richtet sich nach der Vorgabe eines Sollwertes, wobei die Sollwertart (Spannungs- oder Stromamplitude, Frequenz, Phase) von der gewählten Steuerung bzw. Regelung des Pulswechselrichters abhängt.

Mit der Toleranzbandregelung erfolgt z.B. die Vorgabe eines Stromwertes, der am Ausgang des Pulswechselrichters eingestellt wird. Die Breite der Spannungsimpulse am Pulswechselrichterausgang richtet sich nach dem, wie schnell der aktuelle Ausgangsstrom den eingestellten Toleranzbereich im Vergleich zu seinem Sollwert verlässt, siehe ein

Beispiel in Abbildung 2-15. In diesem Fall ist die Pulsfrequenz von den IGBTs variabel und hängt vorwiegend von dem Toleranzbereich, der Zwischenkreisspannung U_{zk} , der Netzspannung U_n und der Sinusfilter-Induktivität ab. Durch die Vorgabe einer entsprechenden Stromphase kann neben der Wirkleistung auch die Blindleistung von einem Pulswechselrichter geliefert werden, welche in einem Netzbetrieb einen Beitrag zur Netzstützung leisten kann.

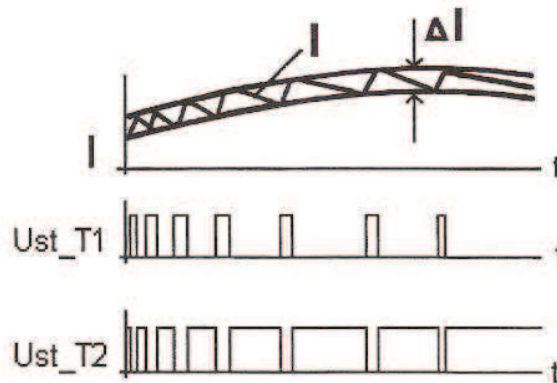


Abbildung 2-15: Toleranzbandregelung für einen Brückenkreis [Hei]

Neben einer direkten Vorgabe eines gewünschten Stromes kann die Vorgabe einer Spannung sein. In diesem Fall richtet sich die Pulsbreite der Ausgangsspannung nach dem aktuellen Wert der Sollspannung und entspricht während einer Periodendauer der eingestellten Pulsfrequenz im Mittelwert der aktuellen Sollspannung, siehe ein Beispiel einer Ausgangsspannung (Ist- und Sollspannung) eines Pulswechselrichters in der Abbildung 2-16.

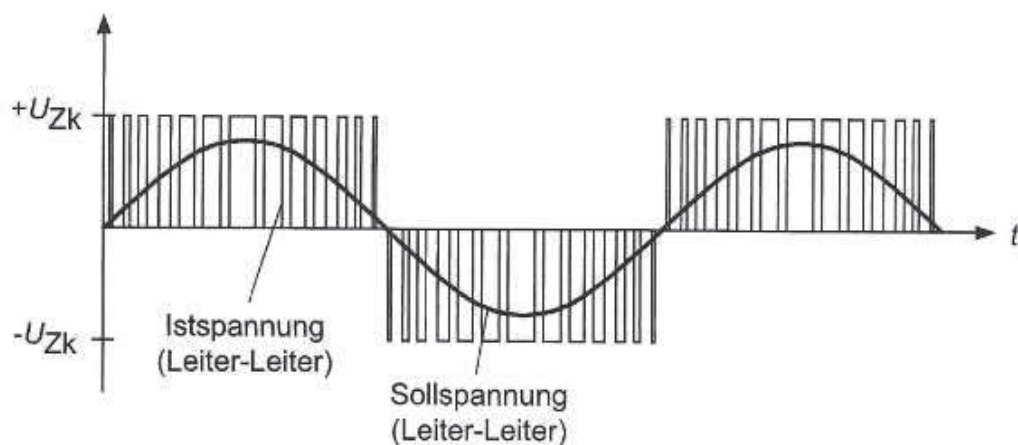


Abbildung 2-16: Ausgangsspannung eines Pulswechselrichters [Wei]

Diese Art der Steuerung bzw. Regelung wird häufig bei Antrieben mit einer Drehstrommaschine angewendet, in denen eine variable Frequenz und Amplitude der Ausgangsspannung eine wichtige Rolle für eine Drehzahl- bzw. Drehmomentregelung spielen.

2.4 EMV-Maßnahmen

Bei einer Projektierung, Auslegung und Aufbau von einem elektrischen Antrieb spielen die EMV-Maßnahmen eine wichtige Rolle. Durch die Einhaltung von den bereits aus der Praxis bekannten EMV-Aufbauregeln wird eine gewünschte und sichere Funktion der Anlage erreicht.

Unter elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) versteht man heute allgemein die friedliche Koexistenz aller Arten von Sendern und Empfängern elektromagnetischer Energie. Als Sender und Empfänger gelten im EMV-Kontext neben Fernseh- und Tonrundfunksendern alle Stromkreise und Systeme, die unbeabsichtigt elektromagnetische Energie aussenden (sogenannte Störer), z.B. Motoren, Leistungselektronik, Schaltkontakte. Als Empfänger von elektromagnetischer Energie gelten z.B. Messwerterfassungsgeräte, Steuer- und Regelgeräte, Automatisierungssysteme, Datenverarbeitungsanlagen [Sch1].

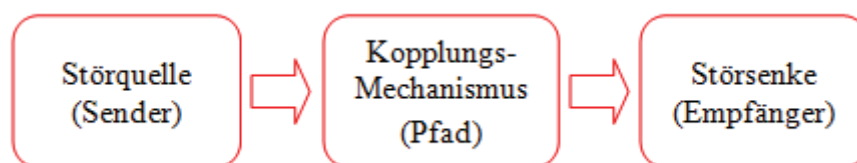


Abbildung 2-17: EMV-Beeinflussungsmodell

Das EMV-Beeinflussungsmodell in der Abbildung 2-17 stellt grafisch den typischen Zusammenhang zwischen Sender und Empfänger. Die Art und Weise wie ein Empfänger (Störsenke) von einem Sender (Störquelle) beeinflusst werden kann, beschreibt das Kopplungsmechanismus oder sogenannter Kopplungspfad. Durch geeignete Maßnahmen beim Sender (Schirmung, Spektrumbegrenzung, Richtantennen, usw.), beim Kopplungspfad (Schirmung, Filterung, Leitungstopologie, usw.) und beim Empfänger (Schirmung, Filterung, Schaltungskonzept, usw.) lässt sich in praktisch allen Fällen eine ausreichende elektromagnetische Verträglichkeit erreichen [Sch1].

In den nächsten Kapiteln werden die möglichen Kopplungsmechanismen und die wichtigen EMV-Regeln, die bei einer umrichterbetriebenen Drehstrommaschine und beim Entwurf von Leiterplatten berücksichtigt werden müssen, beschrieben.

2.4.1 Kopplungsmechanismen

Je nach Ausbreitungsmedium und Entfernung zur Störquelle gelangen Störgrößen über unterschiedliche Wege zum beeinflussten (gestörten) Empfängerstromkreis. Diese können z.B. leitungsgebunden über die Netzzuleitung oder durch passive Bauelemente wie Kondensatoren oder Transformatoren (galvanische Kopplung) übertragen werden. Das Diagramm in der Abbildung 2-18 zeigt die möglichen Kopplungsmechanismen in einer elektromagnetischen Umgebung. Die Kopplungsart hängt vorwiegend von Wellenlänge des störenden Signals ab. Wenn die Wellenlänge im Vergleich zu den Abmaßen des Störsenders groß ist, breiten sich Störungen meist leitungsgebunden oder durch elektrische bzw. magnetische Kopplung aus. Liegen die Wellenlänge und die Abmaßen des Störsenders in vergleichbarer Größenordnung, findet eine elektromagnetische Abstrahlung statt [Sch1].

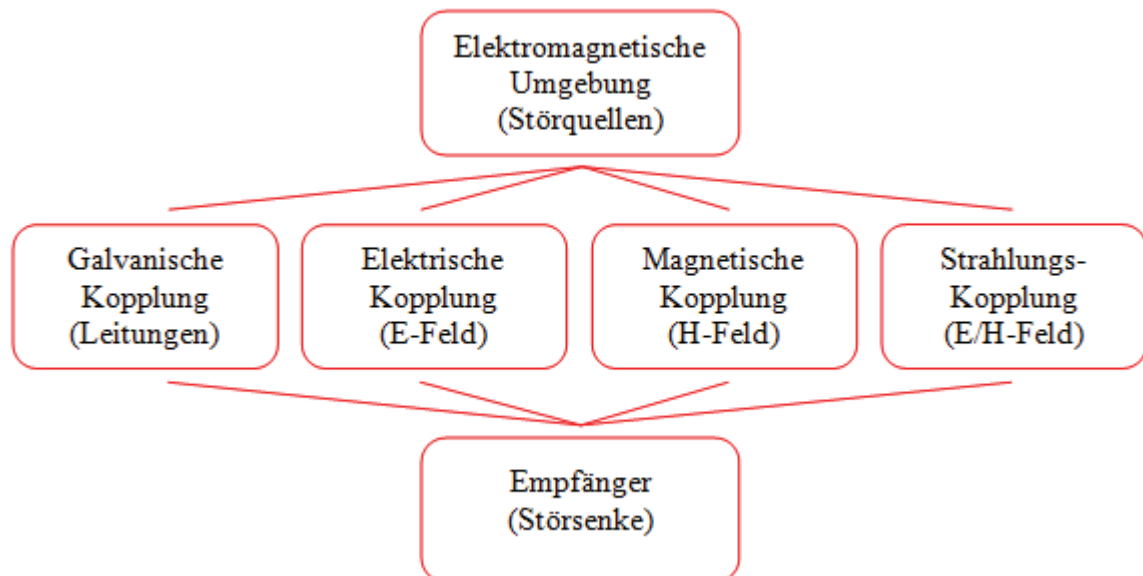


Abbildung 2-18: Kopplungsmechanismen in EMV

Galvanische Kopplung

Eine galvanische oder leitungsgebundene Kopplung tritt immer nur dann auf, wenn zwei Stromkreise eine gemeinsame Impedanz Z aufweisen. Das kann im einfachsten Fall ein Leitungsstück mit einem gemeinsamen Bezugspotential sein, welches auch als Kopplungsimpedanz Z_K bezeichnet wird. In dieser Kopplungsimpedanz wird durch einen Stromkreis ein Spannungsabfall erzeugt, der sich als Gegentaktstörung im anderen Kreis bemerkbar macht [Sch1]. Als Abhilfe kann die Länge des entsprechenden Leitungsstückes auf ein Minimum reduziert werden, indem jeweils keine gemeinsamen Leitungen mehr verwendet und diese untereinander nur an einer bestimmten Stelle bzw. einem Punkt verbunden werden.

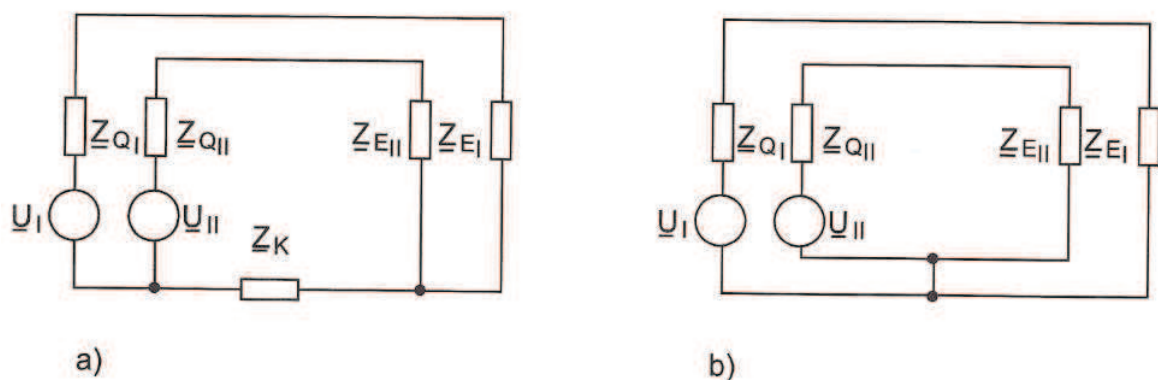


Abbildung 2-19: a) Galvanische Kopplung b) Abhilfe [Sch1]

Die Abbildung 2-19 a) zeigt zwei benachbarte Stromkreise I und II, die auf dem Bezugspotential durch eine gemeinsame Kopplungsimpedanz Z_K galvanisch verbunden sind, dabei sind die Quellenimpedanzen mit Index Q und Empfängerimpedanzen mit Index E gekennzeichnet.

Elektrische Kopplung

Elektrische oder kapazitive Kopplung tritt zwischen zwei Leitern auf, die sich auf verschiedenen Potentialen befinden. Aufgrund der Potentialdifferenz herrscht zwischen den Leitern ein elektrisches Feld, welches sich in einem Ersatzschaltbild mit einer Kapazität symbolisch darstellen lässt. Das Ersatzschaltbild in der Abbildung 2-20 zeigt zwei Systeme: ein störendes System I und ein gestörtes System II. Die Elemente R_E und C_E stellen die Innenimpedanz des Empfängersystems dar, das Element $C_{I/II}$ ist die Streukapazität zwischen beiden Systemen. Es sei weiterhin angenommen, dass die komplexe Störquellenspannung U_I viel größer als die komplexe Störspannung U_{St} ist, so dass auch System II nicht zusätzlich System I stört. Die Störspannung kann dann nach der Gleichung (2-10) bestimmt werden, wobei die Eingangskapazität aufgrund ihrer kleinen Größe meist vernachlässigbar ist, siehe Herleitung in [Sch1, S.127].

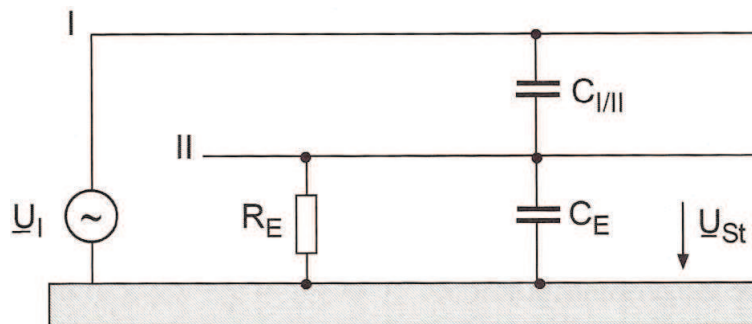


Abbildung 2-20: Ersatzschaltbild elektrischer Kopplung [Sch1]

$$u_{St}(t) = \frac{du_I(t)}{dt} C_{I/II} R_E \quad (2-10)$$

Die Störungsspannung ist demnach eine zeitlich abhängige Größe, die proportional zur zeitlichen Veränderung der Störquellenspannung, Streukapazität und dem Innenwiderstand des Empfängersystems ist. Aus diesen Einflussfaktoren auf die Störspannung lassen sich direkt nach [Sch1] folgende Gegenmaßnahmen ableiten:

- Verkleinern von Streukapazität $C_{I/II}$, z.B. durch kurze parallele Leitungsstrecken, Erhöhen des Abstandes zwischen den Leitern oder durch Schirmung des Empfängersystems
- Verkleinern von Innenwiderstand R_E bzw. Verwendung von niederohmigen Schaltungstechniken

Magnetische Kopplung

Eine magnetische bzw. induktive Kopplung tritt zwischen zwei oder mehreren stromdurchflossenen Leiterschleifen auf. Die magnetischen Flüsse, die sich aufgrund der fließenden Ströme bilden, durchsetzen die anderen Leiterschleifen und induzieren dort Störspannungen. In einem Ersatzschaltbild kann diese störende Wirkung durch eine Gegeninduktivität oder eine Quellenspannung in einem quasistatischen Zustand modelliert werden [Sch1].

Das Ersatzschaltbild in Abbildung 2-21 stellt eine magnetische Kopplung im Bild a) mit einer Gegeninduktivität M im störenden Stromkreis I und im Bild b) mit einer Quellenspannung im gestörten Stromkreis II dar. Dabei gilt die Annahme, dass die Stromstärke im Stromkreis I deutlich größer als im Stromkreis II ist, so dass es nur eine Beeinflussung vom Stromkreis I auf II stattfindet und nicht umgekehrt.

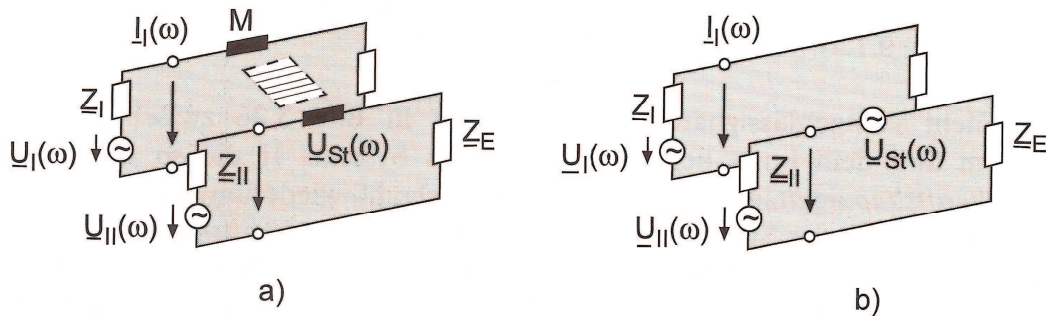


Abbildung 2-21: Ersatzschaltbild magnetischer Kopplung [Sch1]

Für das Ersatzschaltbild in Abbildung 2-21 a) kann die induzierte Störspannung im Stromkreis II im Zeitbereich nach der Gleichung (2-11) berechnet werden.

$$u_{\text{St}}(t) = \frac{di_I(t)}{dt} M \quad (2-11)$$

Die Bestimmung der Gegeninduktivität M allein spielt in der Praxis keine wichtige Rolle, sondern lediglich die Erkenntnis, dass es so eine Induktivität gibt und sie von den Parametern: Fläche und Winkel des störenden Stromkreises abhängig ist. Die Gegenmaßnahmen zur Verringerung der induzierten Störspannung lassen sich aufgrund der Tatsache, dass diese proportional zur zeitlichen Veränderung des Stromes i_I und der Gegeninduktivität M ist, direkt ableiten [Sch1]:

- Verkleinerung der Gegeninduktivität M durch kürzere parallele Leitungsstrecken
- Vergrößerung des Abstandes zwischen den Leitungsschleifen
- Orthogonale (90° Winkel) Anordnung der Leitungsschleifen
- Verdrillen der Leitern im Stromkreis II, um die Fläche zu minimieren
- Schirmung im Stromkreis II

Strahlungskopplung

Unter Strahlungskopplung versteht man die Beeinflussung durch elektromagnetische Wellenfelder. Die zuvor beschriebenen Kopplungsarten (elektrische und magnetische) wurden unter der Annahme beschrieben, dass diese als selbständige Phänomene ohne wechselseitige Kopplung auftreten. Diese Annahme ist weiterhin zulässig, solange man sich im Nahfeld des störenden Systems befindet. Im Fernfeld treten diese beiden Kopplungsarten immer gemeinsam auf und sind über das Induktionsgesetz gekoppelt [Sch1]. Eine weiterführende Betrachtung und Beschreibung der Strahlungskopplung umfasst ein sehr breites Gebiet, ist allerdings für die vorliegende Arbeit in erster Linie nicht von großer Bedeutung, und wird deshalb hier nicht weiter vertieft. Mehr zu diesem Thema findet man in der weiterführenden Literatur [Sch1, ab S.142].

2.4.2 Elektrischer Antrieb

Ein elektrischer Antrieb, wie er im Labor mit der doppelt gespeisten Asynchronmaschine und dem Frequenzumrichter zu vergleichen ist, kann im Bezug auf das EMV-Beeinflussungsmodell (Abbildung 2-17) als Störquelle und als Störsenke betrachtet werden.

Elektrischer Antrieb als Störquelle

Die elektrischen Antriebe erzeugen durch einen Stromrichter, der für die Gleichrichtung der dreiphasigen Wechselspannung sorgt, Netzurückwirkungen. Als Netzurückwirkungen bezeichnet man alle Einflüsse auf das Energieversorgungsnetz, die zu Abweichungen in der Amplitude, Frequenz und Form der Netzspannung und des Netzstroms führen. Der Stromrichter wirkt wie ein Generator, der zyklisch Störspannungen in die Phasen des Netzes einspeist und damit die Spannung am Stromrichtereingang verzerrt[Wei]. Eine Abhilfe für die Minderung von Netzurückwirkungen bieten Netzdrosseln, die vor dem Stromrichter eingebaut werden. Weitere Maßnahmen sind die vorgeschalteten Netzfilter, Nutzung alternativer Stromrichterschaltungen wie Pulssteller, Parallelkondensatoren oder aktive Filter.

Die gleichgerichtete Spannung im Stromrichter mit einem Gleichspannungszwischenkreis wird im Zwischenkreiskondensator geglättet und dem Wechselrichter zur Verfügung gestellt. Der Wechselrichter sorgt durch das schnelle Schalten von IGBTs dafür, dass die Ausgangsleitungen zyklisch durch eine Folge von Spannungsimpulsen in der Höhe der Zwischenkreisspannung beaufschlagt werden. Dabei beträgt die Spannungsteilheit dieser Impulse mehrere $\text{kV}/\mu\text{s}$. Bei so einer Spannungsteilheit können die Umladestromspitzen und die parasitären Kapazitäten, die sich zwischen den Potenzialen auf den Motorleitungen bzw. Ausgangsleitungen und dem Erdpotential bilden, nicht mehr vernachlässigt werden.

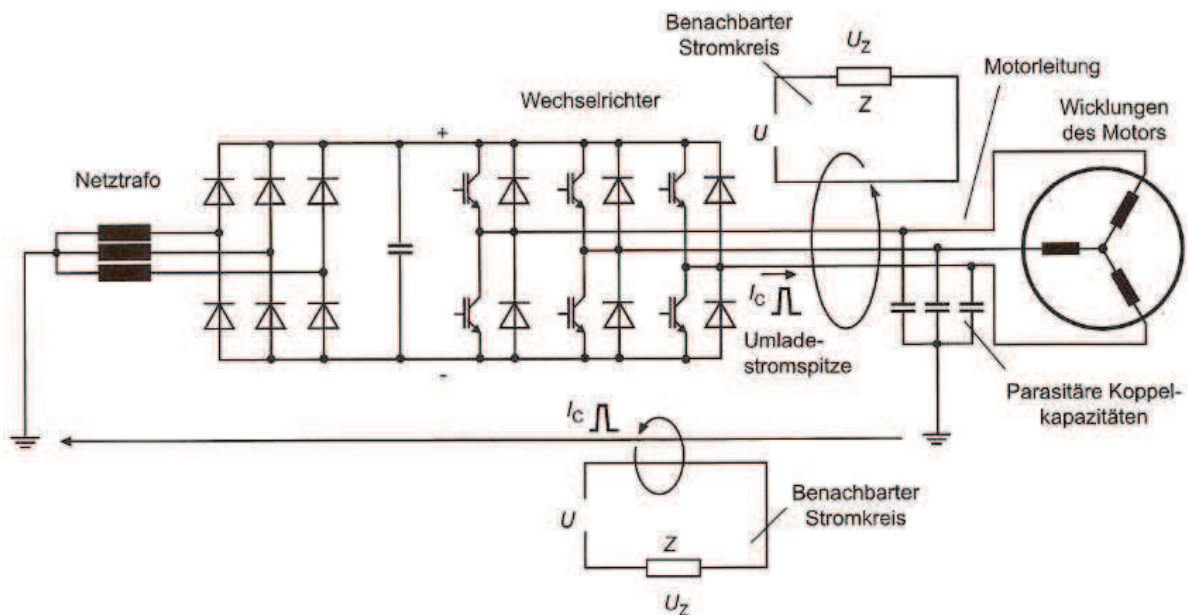


Abbildung 2-22: Induktive Beeinflussung durch den elektrischen Antrieb [Wei]

Die Abbildung 2-22 zeigt an einem Beispielschaltbild eines an Wechselrichter angeschlossenen Drehstromantriebes, wie durch die induktive Kopplung an seinen

Ausgangsleitungen und den parasitären Koppelkapazitäten, die benachbarten Stromkreise gestört werden.

Elektrischer Antrieb als Störsenke

Elektrische Antriebe sind heutzutage mit umfangreicher Signalelektronik ausgestattet, die z.B. für eine Messwerterfassung, Steuerung, Regelung und Überwachung eines Antriebes sorgen. Diese empfindlichen Elektronikgeräte können ebenfalls durch elektromagnetische Störungen beeinflusst werden. Die Art und Weise, wie Elektronikgeräte eines elektrischen Antriebes beeinflusst werden, unterscheidet sich nicht von allen anderen elektronischen Geräten, die in diesem Fall als Störsenken betrachtet werden können. Die Störungen durch die beschriebenen Kopplungsmechanismen in Kapitel 2.4.1 und deren Maßnahmen gelten hier genauso.

EMV-Aufbauregeln für elektrische Antriebe

Die EMV-Aufbauregeln wurden zum Teil bereits durch die entsprechenden Maßnahmen bei der jeweiligen Kopplungsart erwähnt und werden hier unter Anwendung auf die elektrischen Antriebe in Form einer Liste mit ergänzenden Handlungsanweisungen zusammengefasst [Wei, S.346f]:

- Verwendung von Netzdrossel und Netzfilter
- Verwendung von Ausgangsdrossel, du/dt -Filter oder Sinusfilter
- Schirmung der Motorleitungen, dabei den Schirm beidseitig, flächig und elektrisch gut leitend auflegen
- Keine Unterbrechung des Schirmes von Motorleitung bis zum Umrichter
- Anordnung von Umrichter und Filter auf einer gemeinsamen elektrisch gut leitenden Montageplatte
- Eigene Stromversorgung für Antriebe
- Möglichst flächiger Potentialausgleich
- Signalleitungen geschirmt ausführen, Reserveadern auf Masse legen
- Schirme von analogen Leitungen nur einseitig auflegen
- Hin- und Rückleiter im gleichen Kabel führen
- Leitungen des gleichen Stromkreises möglichst verdrehen
- Schütze und Relais mit einer Überspannungsschutzbeschaltung versehen
- Alle Schaltschrank- und Gehäuseteile flächig, elektrisch gut leitend verbinden
- Signalleitungen möglichst auf einer Seite des Schaltschranks und auf einer Ebene einführen
- EMV- bzw. Schirm-Schiene und Netzfilter am Schrankeintritt platzieren
- Energiereiche Störquellen (z.B. Umrichter) von potentiellen Störsenken (Signalelektronik) räumlich getrennt anordnen
- Leistungs- und Signalleitungen räumlich trennen, nicht in einem gemeinsamen Kabelkanal verlegen
- Leitungen dicht an der Schrankmasse bzw. geerdeten Schrankblechen verlegen

Weitere Regeln, Tipps und praktische Beispiele zu einem EMV-gerechten Aufbau eines elektrischen Antriebes findet man in [SIE, Wei, Bro].

2.4.3 Leiterplattenentwurf

Bei dem Entwurf von Leiterplatten, um eine möglichst störungsfreie Funktion der darauf integrierten Schaltkreise (IC²) zu erreichen, müssen zu Anfang einige EMV-Maßnahmen berücksichtigt werden. Es gelten wie bei anderen elektrischen Systemen nicht nur die verschiedenen Koppelmechanismen, sondern auch die beschriebenen Gegenmaßnahmen. In diesem Kapitel werden deshalb nur kurz die Maßnahmen zur Vermeidung von internen Störungen auf den Versorgungsleitungen einer Leiterplatte vorgestellt, die auch eine Anwendung beim Entwurf von Leiterplatten im Rahmen der vorliegenden Arbeit fanden.

Als Übertragungswege elektromagnetischer Störgrößen (galvanische Kopplung, siehe Kapitel 2.4.1) dienen auf einer elektronischen Baugruppe insbesondere die Stromversorgungsleitungen und die Schaltungsmasse. Die an den Kopplungsimpedanzen entstehenden Störspannungen können zu unzulässigen Schwankungen der Versorgungsspannung bzw. des Bezugspotentials führen. In den folgenden Abschnitten werden deshalb einige grundsätzliche Empfehlungen für eine niederohmige bzw. niederinduktive Ausführung der Stromversorgungs- bzw. Masseleitungen vorgestellt [Sch1].

Stützung der Versorgungsspannung

Die integrierten Schaltkreise auf einer Leiterplatte erzeugen bei einem logischen Zustandswechsel ihrer Ein- und Ausgänge (z.B. von high auf low oder umgekehrt) einen kurzzeitigen Stromimpuls, der an parasitären Induktivitäten der Versorgungsleitungen zu Bildung einer Störspannung und damit einem Einbruch der Versorgungsspannung bzw. Anhebung des Bezugspotentials führen kann. Dieser Einbruch bzw. die Anhebung des elektrischen Potentials auf der entsprechenden Versorgungsleitung führt zu Störungen an allen weiteren Verbrauchern, die über diese Leitungen versorgt werden.

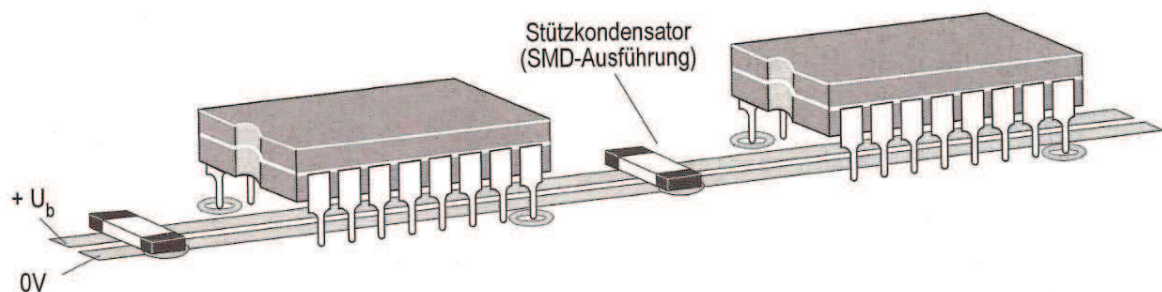


Abbildung 2-23: Induktivitätsarme Platzierung von Stützkondensatoren [Sch1]

Trotz einer niederinduktiven Ausführung der Versorgungsleitungen ist es erforderlich bei schnellen Schaltvorgängen der integrierten Schaltkreise, die notwendige Energie durch zusätzliche Stützkondensatoren bereit zu stellen [Sch1]. Die Abbildung 2-23 zeigt ein Beispiel einer inductivitätsarmen Platzierung von Stützkondensatoren an einem IC-Baustein.

$$C = \frac{\Delta I \cdot \Delta t}{\Delta U} \quad (2-12)$$

² Integrated Circuit

Die Kapazität von Stützkondensatoren richtet sich nach den zeitlichen Stromänderungsgeschwindigkeiten und den Anforderungen zu einem zulässigen Spannungseinbruch. Die Formel (2-12) stellt den mathematischen Zusammenhang zwischen Kapazität eines Stützkondensators C , Stromänderung ΔI während der Zeit Δt und einem zulässigen Spannungseinbruch ΔU dar.

Die Bestimmung der Kapazität C sowie die Anzahl und Ort der Platzierung von Stützkondensatoren basiert in der Praxis häufig auf Erfahrungswerten. Eine beispielhafte Stützung nach [Sch1] könnte wie folgt aussehen:

- Stützkondensatoren in der Größenordnung von $1\mu\text{F}$ in der Nähe des Versorgungseingangs auf der Leiterplatte. Dieser Kondensator dient als Ladereservoir für die nachfolgenden kleineren Stützkondensatoren.
- Verteilte Stützkondensatoren in der Größenordnung von 100nF in Abständen von etwa 5cm
- Je nach Schaltgeschwindigkeit folgen unmittelbar an jedem IC lokale Stützkondensatoren von $1\text{-}10\text{nF}$

Gestaltung der Schaltungsmasse

Die Schaltungsmasse dient auf Flachbaugruppen bzw. Leiterplatten als gemeinsame Rückleitung für verschiedene Signalstromkreise und wird meist als Bezugsleiter, Bezugspotential oder auch als 0V bezeichnet. Eine Störung auf der Schaltungsmasse kann sich im schlimmsten Fall auf alle Signalstromkreise auswirken. Eine der möglichen Maßnahmen dagegen ist die Reduzierung der Impedanz der Massestruktur. Diese Maßnahme kann durch eine flächenhafte Ausführung der Schaltungsmasse auf einer Leiterplattenlage realisiert werden, siehe Abbildung 2-24 links. Diese Lösung ist meist bei einer zweilagigen Leiterplatte mit einer geringen Packungsdichte oder mehrlagigen Leiterplatten möglich.

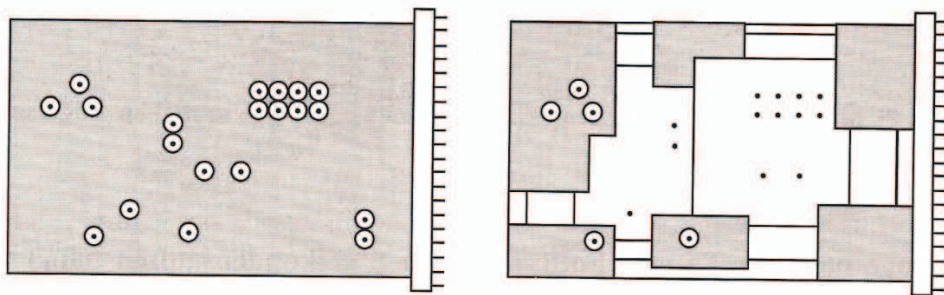


Abbildung 2-24: Flächenhafte Ausführung der Schaltungsmasse [Sch1]

Eine Alternative zu einer flächenhaften Ausführung der Schaltungsmasse bietet eine Ausführung der Schaltungsmasse in kleinen Flächen (Abbildung 2-24 rechts). Da nach dem Proximity-Effect³ der Strom in der Rückleitung eine ähnliche Bahnform wie in der Hinleitung einnimmt, unabhängig davon, wie breit die Rückleitung ist [Sch1].

³ Nähwirkung

3 Realisierung

Das Kapitel Realisierung stellt am Anfang das Konzept für den Aufbau des Prüfstandes mit den Umsetzungsmöglichkeiten der verschiedenen Generatorsysteme vor. Weiterhin werden die bereits vorhandenen Einzelkomponenten analysiert und ggf. neu ausgelegt. Schaltpläne, Aufbaudiagramme und Fertigungszeichnungen werden entworfen und in die Praxis umgesetzt.

3.1 Prüfstandaufbau

Der neue Prüfstand wird räumlich in vier Bereiche aufgeteilt:

- **Maschinentisch**, auf dem die Antriebsmaschine (SM) und die Arbeitsmaschine (ASM) über eine Messwelle mechanisch starr miteinander gekoppelt sind
- **Verteilung** mit den Netzanschlüssen und dem Transformator, der aus Platzgründen nicht im Schaltschrank integriert ist
- **Schaltschrank** mit den leistungselektronischen Komponenten des Umrichters, Messwandlern, Schaltern, Sicherungen, Platinen mit der Signalanpassung und Messwerterfassung sowie Netzteilen
- **Arbeitsplatz**, wo sich ein PC mit dem eingebauten dSPACE Board DS1104 und die dSPACE Erweiterungsbox PX10 befinden



Abbildung 3-1: Prüfstandsbereiche

Das Blockdiagramm in der Abbildung 3-2 auf der nächsten Seite zeigt den Grundaufbau des Prüfstandes, wobei die Komponenten der Antriebsmaschine, die sich hauptsächlich im Bereich Verteilung konzentrieren, aus Platzgründen weggelassen wurden.

Zur Realisierung der drei verschiedenen Generatorsysteme, siehe Kapitel 3.2, werden die Anschlüsse der Arbeitsmaschine, des Umrichters sowie die abgesicherte Netzanbindung an die Stator- und Rotorseite der Arbeitsmaschine auf die Klemmen einer Stecktafel ausgeführt, die hinter der Glastür im Schaltschrank positioniert wird. Der Schaltschrank enthält weiterhin externe Klemmen für den Netz- und den Bremswiderstand-Anschluss. Alle von außen zugänglichen Klemmen sind als Laborbuchsen ausgeführt und können mit einer gängigen Laborleitung angeschlossen werden.

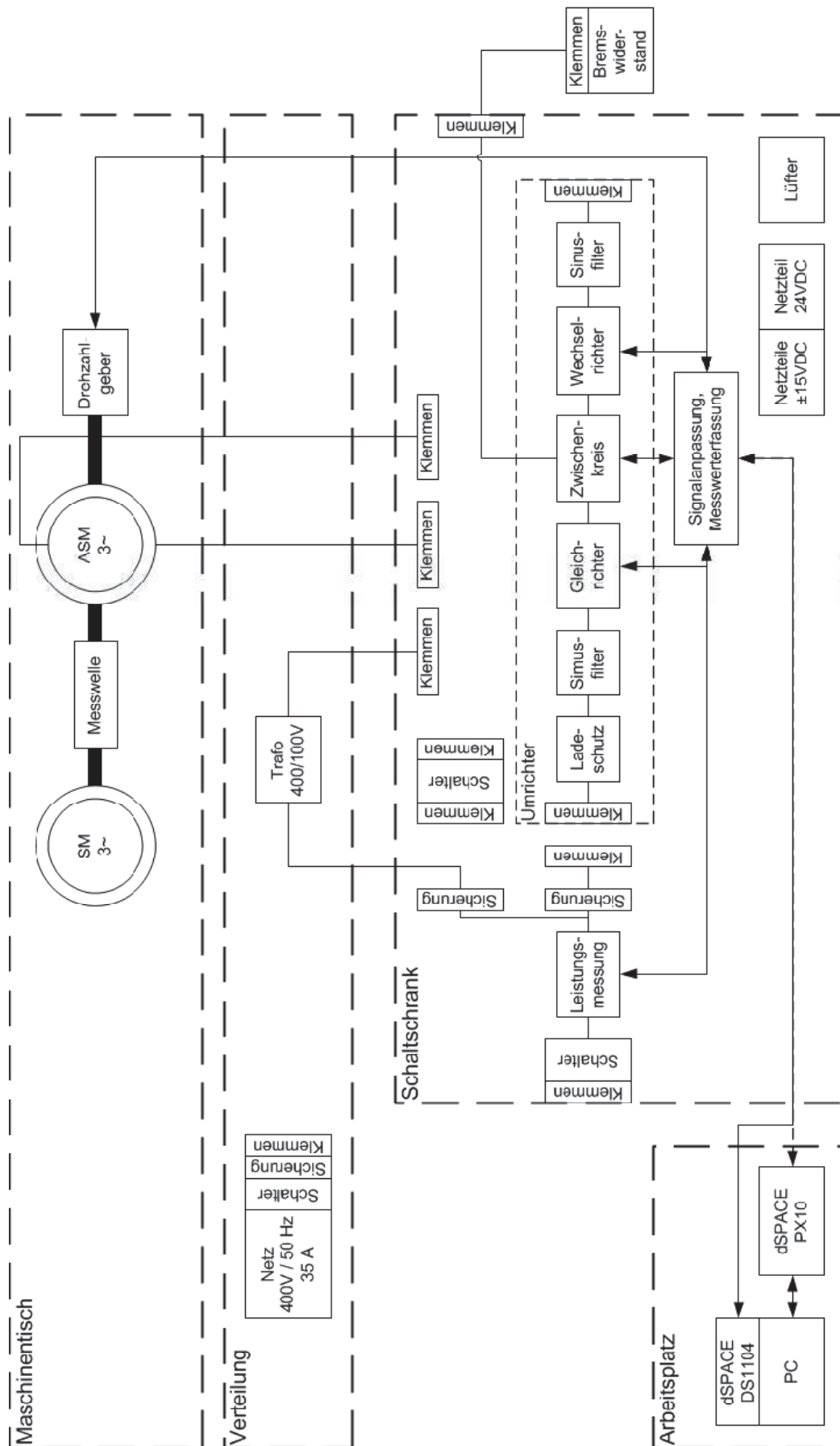


Abbildung 3-2: Prüfstand, Grundaufbau

3.2 Generatorsysteme

Wie in der Aufgabenstellung definiert, sollen auf dem Prüfstand drei verschiedene Generatorsysteme untersucht werden:

1. ASM direkt am Netz
2. ASM mit Vollumrichter
3. DG-ASG mit Teilumrichter

3.2.1 ASM direkt am Netz

Die Abbildung 3-3 stellt das Konzept mit der direkt am Netz gekoppelten ASM mit einem Kurzschlussläufer, die stator- und rotorseitig in Stern geschaltet ist, dar. Die Komponenten Umrichter und Transformator werden abgeklemmt. Die Rotorseite der ASM wird an ihren Klemmen auf der Stecktafel kurzgeschlossen und die Statorseite über einen externen Stelltransformator, der parallel zum Statorschütz über Laborleitungen angeklemmt wird, mit dem Netz verbunden. Nach dem Hochfahren der ASM im Motorbetrieb kann der Stelltransformator mit dem Statorschütz überbrückt werden. Anschließend kann die ASM mit der Antriebsmaschine, die in der Abbildung 3-3 nicht dargestellt ist, in den Generatorbetrieb versetzt werden. Dabei wird die aufgenommene und abgegebene Leistung aus den aktuellen Messwerten der Spannungs- und Stromwandler in dSPACE verarbeitet und am PC angezeigt.

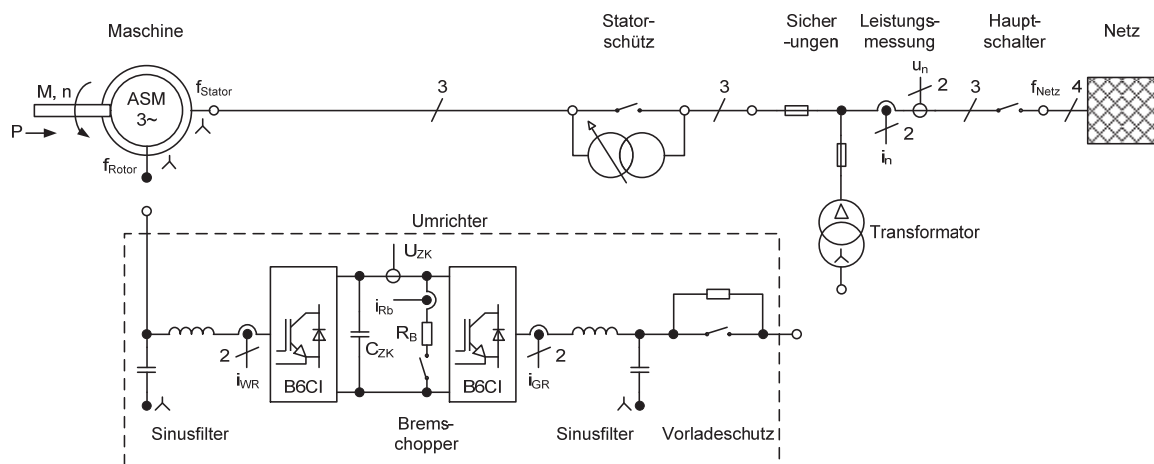


Abbildung 3-3: Konzept, ASM direkt am Netz

3.2.2 ASM mit Vollumrichter

Im Konzept ASM mit Vollumrichter, siehe Abbildung 3-4 auf der nächsten Seite, wird der Umrichter zwischen der Statorseite der ASM und dem Statorschütz angeschlossen. Die Rotorseite bleibt weiterhin an ihren Klemmen auf der Stecktafel kurzgeschlossen. Der Umrichter besteht aus zwei selbstgesteuerten B6 IGBT-Brücken (B6CI), die je nach dem Energiefluss als Gleichrichter oder Wechselrichter arbeiten. Der Zwischenkreis des Umrichters ist als Gleichspannungszwischenkreis mit einem Kondensator und einem Bremschopper ausgeführt. Die ein- und ausgangsseitigen Sinusfilter reduzieren die Netzurückwirkungen und dienen zum Schutz der Maschine. Ein Vorladeschutz mit Widerständen und einem Überbrückungsschalter, im Folgenden auch als Ladeschutz bezeichnet, sorgt für die Begrenzung der Ladeströme des Zwischenkreiskondensators im entladenen Zustand. Zusätzlich zu der Leistungsmessung werden im Umrichter zweiphasig

die Ein- und Ausgangsleistungsströme, Strom durch den Bremswiderstand sowie die Zwischenkreisspannung gemessen.

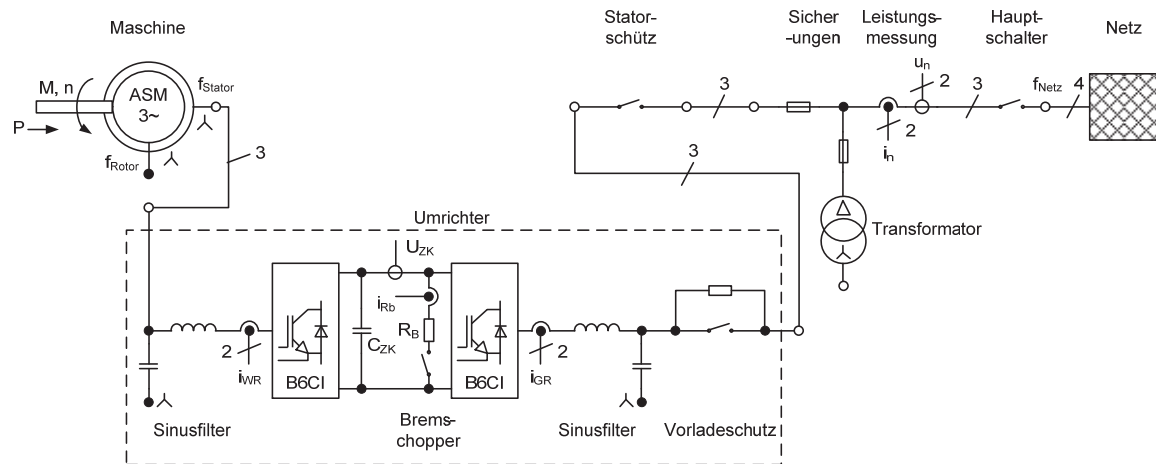


Abbildung 3-4: Konzept, ASM mit Vollumrichter

3.2.3 DG-ASG mit Teilumrichter

Bei dem Konzept DG-ASG mit Teilumrichter, siehe Abbildung 3-5, wird der Umrichter zwischen den Rotorklemmen des ASG und den Transformator-klemmen angeschlossen. Die Stator-klemmen des ASG werden an die Statorschütz-klemmen angeschlossen und sind somit direkt mit dem Netz verbunden.

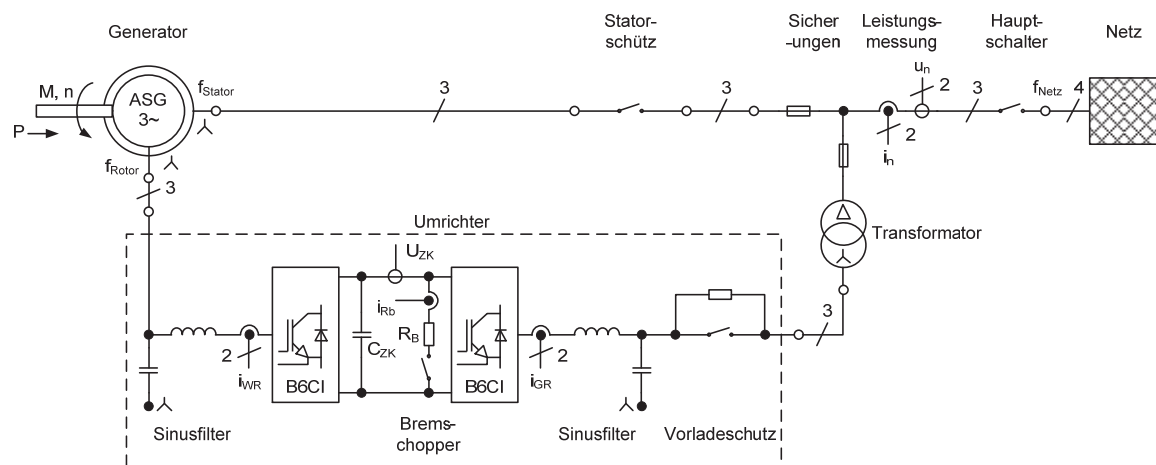


Abbildung 3-5: Konzept, DG-ASG mit Teilumrichter

Da für die Realisierung der vorgestellten Generatorsysteme ein und derselbe Umrichter verwendet wird, muss dieser bedingt durch das Konzept ASG mit Vollumrichter für die volle Leistung der ASM ausgelegt werden. Die detaillierte Beschreibung und Auslegung von Komponenten der Generatorsysteme sind in den weiteren Kapiteln zu finden.

3.3 Überlastschutz und Überwachung

Das Generatorsystem soll unabhängig von dem verwendeten Konzept gegen einen gefährlichen Betriebszustand oder gar einen Fehlerfall durch geeignete Maßnahmen geschützt werden, um mögliche Folgen, wie z.B. Zerstörung einzelner Komponenten, zu vermeiden. Dazu können integrierte Schutzfunktionen und zusätzliche Schutzmechanismen durch Hardware und Software realisiert werden. Die Tabelle 3-1 gibt eine Übersicht über

mögliche Fehler, Folgen und Maßnahmen, die den einzelnen Modulen Gleichrichter (GR), Zwischenkreis (ZK), Wechselrichter (WR) sowie Asynchronmaschine (ASM) zugeordnet sind.

Modul	Fehler	Mögliche Folgen	Maßnahmen
GR	Kurzschluss	Zerstörung Halbleiterelemente und thermische Überlastung der Anschlussleitungen	Schutzfunktion der IGBTs durch interne U_{CE} -Überwachung, Verwendung von Überstromschutzeinrichtungen
	Überlast	thermische Überlastung	Auswertung und Begrenzung auf zulässige Eingangsströme durch Software
	Übertemperatur	Hohe Verluste, Zerstörung Halbleiterelemente	Übertemperaturschutz durch Auswertung des integrierten Temperatursensors im Kühlkörper
	Hoher Einschaltstrom	Zerstörung Halbleiterelemente, Auslösen von Überstromschutzeinrichtungen	Schutzeinrichtung für Laden der ZK-Kapazität nach dem Systemstart
ZK	Kurzschluss	Zerstörung Halbleiterelemente und thermische Überlastung der Zwischenkreisleitungen	Schutzfunktion der IGBTs durch interne U_{CE} -Überwachung
	Übertemperatur Bremschopper	Hohe Verluste, Zerstörung der Halbleiterelemente	Übertemperaturschutz durch Auswertung des integrierten Temperatursensors im IGBT-Modul
	Überspannung	Zerstörung ZK-Komponenten und IGBTs im GR und WR	Begrenzung der ZK-Spannung mit Bremschopper
WR	Kurzschluss	Zerstörung Halbleiterelemente und thermische Überlastung der Anschlussleitungen	Schutzfunktion der IGBTs durch interne U_{CE} -Überwachung
	Überlast	Thermische Überlastung	Auswertung und Begrenzung auf zulässige Ausgangsströme durch Software
	Übertemperatur	Hohe Verluste, Zerstörung Halbleiterelemente	Übertemperaturschutz durch Auswertung des integrierten Temperatursensors im Kühlkörper
ASM	Überlast, Überdrehzahl	Thermische und mechanische Überlastung, Zerstörung	Begrenzung auf maximal zulässige Werte durch Software
	Übertemperatur	Schmelzen der Isolation, Kurzschluss zw. den Wicklungen	Übertemperaturschutz durch Auswertung des integrierten Temperatursensors

Tabelle 3-1: Überlastschutz des Generatorsystems

Die Überwachung der eingesetzten Hardwaremodule wie Gleichrichter GR, Bremschopper (BR), WR, ASM und die Spannungsversorgungskreise (230VAC, 24VDC, etc.) trägt zu einem wirksamen Schutz des Prüfstandes bei und erfolgt zum Teil über integrierte Schutzelemente des jeweiligen Bauteils mit einem digitalen oder analogen Eingang (DI / AI) im Regelungs- und Steuerungssystem dSPACE. Die Tabelle 3-2 gibt einen Überblick über die Hardwaremodule und deren möglichen Überwachungsarten. Dabei wird bei jedem Modul auf Bauteilebene ein entsprechendes Schutzelement aufgeführt, das über eine ggf. notwendige Signalanpassung mit einem Eingang in dSPACE verarbeitet werden kann.

Modul	Bauteil	Schutzelement	Signalanpassung	DI / AI	Überwachung auf
GR	IGBT-Treiber U	ERROR-Ausgang	Pull-Down-Widerstand	DI	Störung im Treiber
	IGBT-Treiber V	ERROR-Ausgang	Pull-Down-Widerstand	DI	Störung im Treiber
	IGBT-Treiber W	ERROR-Ausgang	Pull-Down-Widerstand	DI	Störung im Treiber
	Kühlkörper	Temperaturschalter (NC, 71°C)	Optokoppler	DI	Maximale Temperaturgrenze
BR	IGBT-Treiber	ERROR-Ausgang	Pull-up-Widerstand	DI	Störung im Treiber
	IGBT-Modul	Temperatursensor (NTC)	Vorwiderstand	AI	Maximale Temperaturgrenze
WR	IGBT-Treiber U	ERROR-Ausgang	Pull-Down-Widerstand	DI	Störung im Treiber
	IGBT-Treiber V	ERROR-Ausgang	Pull-Down-Widerstand	DI	Störung im Treiber
	IGBT-Treiber W	ERROR-Ausgang	Pull-Down-Widerstand	DI	Störung im Treiber
	Kühlkörper	Temperaturschalter (NC, 71°C)	Optokoppler	DI	Maximale Temperaturgrenze
ASM	Ständerwicklungen	Temperatursensor (PTC)	Vorwiderstand	AI	Maximale Temperaturgrenze
	Rotor	Drehzahlgeber	keine	DI (3)	Maximale Drehzahlgrenze
230VAC	Sicherungsautomat	Hilfskontakt NO	Spannungsteiler	DI	Störung in der Versorgung
24VDC	Netzteil 24VDC	Ausgang „DC-OK“	Optokoppler	DI	Störung in der Versorgung
	Ladeschutz	Hilfskontakt NO	Optokoppler	DI	Funktionalität des Schützes
	Statorschutz	Hilfskontakt NO	Optokoppler	DI	Funktionalität des Schützes
15VDC	Netzteil +15VDC	-	-	-	Unterspannung indirekt durch die IGBT-Treiber
5VDC	dSPACE-Ausgang VCC(5V)	-	-	DI	Störung in der Versorgung

Tabelle 3-2: Bauteilüberwachung

Nach Tabelle 3-2 werden zur Überwachung des Teststandes insgesamt 17 digitale Eingänge, davon drei für die Verarbeitung eines Drehzahlgebers (Incremental Encoder) benötigt. Weiterhin werden zwei analoge Eingänge für die Erfassung der integrierten Temperatursensoren in der ASM und Bremschopper benötigt. Die Signalanpassung für die Überwachung von Temperaturschaltern im Umrichter, Hilfskontakten der Schütze sowie

den Ausgang „DC-OK“ erfolgt mit insgesamt 5 Optokopplern, die die Eingangssignale von 24V- auf 5V-Spannungsebene bzw. TTL⁴-Pegelbereich anpassen. Die ggf. erforderliche Spannungspegelanpassung wird bei den restlichen Schutzelementen mit Widerständen auf der Platine „Signalanpassung“ umgesetzt, siehe weitere Details im Kapitel 3.6.4.

3.4 dSPACE

Für die Realisierung der Regelung und Überwachung des Prüfstandes wird ein System von der Firma dSPACE verwendet. Die Entscheidung für dieses System lag bereits aus der Vorgängerarbeit [Hah], so dass im Rahmen der vorliegenden Arbeit nur die Anwendung und Beschaffung von zusätzlichen Systemkomponenten erfolgte.

Firma dSPACE ist ein weltweit führender Anbieter von Lösungen für die Entwicklung und Test von Steuergeräte-Software und mechatronischen Regelungssystemen. Durch sein breites Portfolio und einen Technologievorsprung hat sich dSPACE zu einem gefragten Entwicklungspartner in der Automobilindustrie, in der Luft- und Raumfahrt und in der Industrieautomation gemacht [dSP1].

Das verwendete dSPACE-System besteht aus Hardware- und Softwarekomponenten. Zu den Hardwarekomponenten zählen z.B. digitale und analoge Ein- und Ausgabebaugruppen, die entweder in einem PC oder in einer externen Erweiterungsbox eingesetzt werden. Zu den Softwarekomponenten zählen z.B. Bibliotheken, Treiber, Compiler sowie Diagnose- und Visualisierungstools, die auf einem PC bzw. externen Hardware installiert werden. Die folgenden drei Unterkapitel geben einen kurzen Überblick der verwendeten Hardware- und Softwarekomponenten des dSPACE-Systems.

3.4.1 Softwareentwicklung

Die Softwareentwicklung für dSPACE-Hardwarekomponenten erfolgt zusammen mit dem Tool MATLAB/Simulink von der Firma MathWorks. dSPACE bietet dafür ein Software-Gesamtpaket, welches aus verschiedenen Produkten zusammengestellt und dem Benutzer auf einer DVD zur Verfügung gestellt wird. Das aktuell auf dem Labor-PC installierte Gesamtpaket heißt Release **7.1** und beinhaltet unter Anderem die folgenden Softwareprodukte, die zum Paket „RCP and HIL software“ (Rapid Control Prototyping and Hardware-in-the-Loop software) gehören und in dieser Arbeit angewendet werden [dSP2]:

- **RTLib** (Real-Time Library): Software für Echtzeithardware, die auf einer Echtzeitplattform mit C⁵-Programmierungsschnittstelle abläuft
- **RTI** (Real-Time Interface): Schnittstelle zwischen MATLAB/Simulink und dSPACE-Hardware, welche zum Entwurf, Runterladen und Ausführen von einem Echtzeitprogramm auf dSPACE-Hardware dient
- **CLib** (C-Library): Schnittstelle zwischen Host-PC und Echtzeithardware
- **MLIB/MTRACE** (MATLAB-dSPACE Interface Libraries): Die Bibliotheken mit Funktionen für direkten Zugang zu dSPACE-Echtzeithardware aus der MATLAB-Ebene

⁴ Transistor Transistor Logic

⁵ Programmiersprache

- **ControlDesk:** Eine Bedienoberfläche, die über viele vorhandene Instrumente frei konfiguriert werden kann. Sie erlaubt einen direkten Zugriff während der Laufzeit auf die Parameter und Variablen des Echtzeitprogramms. Außerdem wird mit diesem Tool die installierte dSPACE-Hardware konfiguriert und bespielt.
- **dSPACE DS1006 Compiler:** Eine spezielle Version von GNU C Compiler⁶, die das Kompilieren einer Anwendung für das Prozessorboard DS1106 erlaubt.
- **Microtec PowerPC C Compiler:** Compiler für die Anwendungen zu den Prozessorboards DS1103, DS1104, DS1005 und MicroAutoBox

Die oben aufgeführten Informationen wurden z.T. dem „Software Installation and Management Guide“ [dSP2] entnommen. Mehr Informationen zu den Softwareprodukten von dSPACE, die im Release 7.1 enthalten sind, gibt es im Dokumentationsordner auf der entsprechenden DVD im Labor für elektrische Antriebe und Leistungselektronik.

3.4.1.1 MATLAB/Simulink

Wie bereits erwähnt, findet die Softwareentwicklung für ein dSPACE-System zusammen mit dem Tool MATLAB/Simulink, welches eine Voraussetzung für die Installation von dSPACE Software ist, statt. Ein wesentlicher Punkt dabei ist die Auswahl der passenden MATLAB Version, da nicht alle auf dem Markt verfügbaren Versionen unterstützt werden. Die MATLAB Version R2010a wurde nach den Kompatibilitätsinformationen im dSPACE Release 7.1 [dSP2] ausgewählt und ist somit für die RCP und HIL Software geeignet.

Die Installation von dSPACE-Software erfordert einige Vorkenntnisse über die benötigten Hard- und Softwarekomponenten, die in erster Linie aus vielen mitgelieferten Dokumentationsbüchern gewonnen werden können. Alternativ kann die Installationsanleitung verwendet werden, die im Rahmen der Vorgängerarbeit erstellt wurde [Hah1]. Diese beschreibt die wesentlichen Schritte und Besonderheiten, die bei der Softwareinstallation und Hardwarekonfiguration zu beachten sind. Nachdem die dSPACE-Software komplett auf PC installiert wurde, muss nach dem Start von MATLAB das verwendete Prozessorboard (siehe Anwendung in weiteren Kapiteln 3.4.2 und 3.4.3) eingestellt werden. So wird das passende RTI für eine neu erzeugte Echtzeitanwendung eingestellt.

```
=====
Configuring dSPACE(R) Software for MATLAB(R) 7.10.0.499 (R2010a) ...

RTI                Real-Time Interface to Simulink (RTI1104)  6.7          23-May-2011 okay
RTIFPGA            RTI FPGA Programming Blockset             2.1          23-May-2011 okay
MLIB/MTRACE        MATLAB-dSPACE Interface Libraries                          4.7.2        23-May-2011 okay
DSSIMULINK         ControlDesk to Simulink Interface                          3.7.1        23-May-2011 okay
DS5202_ACMC        DS5202 AC Motor Control Solution Blockset                   7.1          13-Jul-2011 okay
=====
```

Abbildung 3-6: dSPACE-Konfiguration nach MATLAB-Start

Anschließend wird im MATLAB Command Window eine Übersicht der installierten Softwareprodukte von dSPACE angezeigt, siehe die Abbildung 3-6 mit der aktuellen Konfiguration auf dem Labor-PC und dem voreingestellten Prozessorboard DS1104.

⁶ C Compiler, welcher für das freie GNU Betriebssystem entwickelt wurde.

3.4.1.2 Lizenzen

Um einige dSPACE Software-Produkte verwenden zu dürfen, müssen diese lizenziert werden. dSPACE bietet in diesem Zusammenhang zwei verschiedene Varianten: Lizenzierung mit einem USB-Dongle (Dongle License) oder eine Lizenzierung über Netzwerk (Floating Network License).

Bei einer Lizenzierung mit einem USB-Dongle werden die Lizenzinformationen lokal am PC gespeichert. Der USB-Dongle wird in einen freien USB-Port an einem PC mit bereits vorinstallierter dSPACE Software eingesetzt. Anschließend werden die lokalen Lizenzen für entsprechende dSPACE Softwareprodukte mit dem USB-Dongle freigeschaltet. Mehr Informationen über Lizenzierung mit einem USB-Dongle findet man in [dSP2, ab S.131].

Bei einer Lizenzierung über ein Netzwerk werden die Lizenzinformationen auf einem zentralen PC gespeichert. Dieser wird als ein so genannter dSPACE-License-Server konfiguriert und stellt die Lizenzinformationen für andere PCs im Netzwerk, die als dSPACE-License-Clients konfiguriert sind, zur Verfügung. Bei dieser Variante können mehrere PCs mit nur einer Lizenz arbeiten, jedoch nur einer zur gleichen Zeit. Mehr Informationen über Lizenzierung über ein Netzwerk findet man in [dSP2, ab S.145].

Die Lizenzierung für dSPACE Software Release 7.1 wird im Labor mit einem USB-Dongle realisiert. Da die bereits vorhandenen Lizenzen für die Hardwarekomponenten APMC und DS1104 (siehe Beschreibung in Kapiteln 3.4.2, 3.4.3) mit verschiedenen USB-Dongles freigeschaltet werden müssen, enthält der Arbeits-PC zwei USB-Dongles mit den Systemnummern 26213 (APMC) und 29734 (DS1104).

3.4.2 APMC Solution mit PX10

Das System dSPACE AC Motor Control Solution (APMC) wurde speziell für die Ansteuerung und Echtzeitregelung von verschiedenen Arten von Drehstrommotoren entwickelt. Dabei wird ein modellbasierter Regelungsentwurf mit dem bewährten Tool MATLAB/Simulink und dem RTI Blocksatz von dSPACE verwendet [dSP3].

Die Auswahl und Beschaffung von APMC wurde bereits im Rahmen der Vorgängerarbeit [Hah] getätigt. In diesem Kapitel werden deshalb nur kurz die wesentlichen Vorteile und die zusätzlich beschafften Komponenten erläutert.

Das APMC-System besteht im Wesentlichen aus folgenden Hardwaremodulen:

- Processor Board **DS1006** führt das anwenderspezifische Regelalgorithmus aus
- FPGA⁷ Base Board **DS5202** dient zur untergeordneten Signalerfassung und beinhaltet unterschiedliche Arten von digitalen und analogen Schnittstellen
- DS5202 Piggy-Back⁸ Board **EV1048** gehört zum FPGA Board DS5202
- DS5202 Extension Board **EV1062** erweitert das FPGA Board DS5202 um 12 PWM-Ausgänge

⁷ Field Programmable Gate Array

⁸ Huckepack

Insgesamt bietet das APMC-System mit den aufgeführten Hardwaremodulen eine Reihe von physikalischen und funktionalen Schnittstellen:

- 8 digitale Eingänge (0-5V, TTL): 3 für Hall-Sensor Auswertung, 3 für Incremental Encoder Auswertung, 2 frei konfigurierbar
- 22 digitale Ausgänge (0-5V, TTL): 3 x 6 PWM-Ausgänge für Ansteuerung von IGBT-Treibern, 4 frei konfigurierbar
- 8 analoge Eingänge (± 5 , 15, 30V): Spannungsbereich per Software einstellbar
- 2 analoge Ausgänge (± 10 , 20V): Spannungsbereich per Software einstellbar
- 1 Resolver Schnittstelle (max. Auflösung: 16 Bit, Frequenz von 2-20kHz)
- 4 serielle Schnittstellen (RS422/RS485): Transceiver per Software einstellbar
- 2 Versorgungsausgänge (5/12VDC bis 350mA): für Versorgung externer Sensoren

Für das Betreiben der oben beschriebenen Hardwaremodule wird folgende Software benötigt:

- RCP und HIL Software von dSPACE Release 7.1
- Entsprechende MATLAB Version mit Simulink und Real-Time Workshop
- APMC RTI Blocksatz

Die beiden ersten Punkte wurden bereits im Kapitel 3.4.1 Softwareentwicklung erläutert. Der APMC RTI Blocksatz beinhaltet eine Bibliothek mit Simulink-Blöcken, die als Schnittstellen zwischen einem Simulink-Modell und der APMC Hardware dienen.

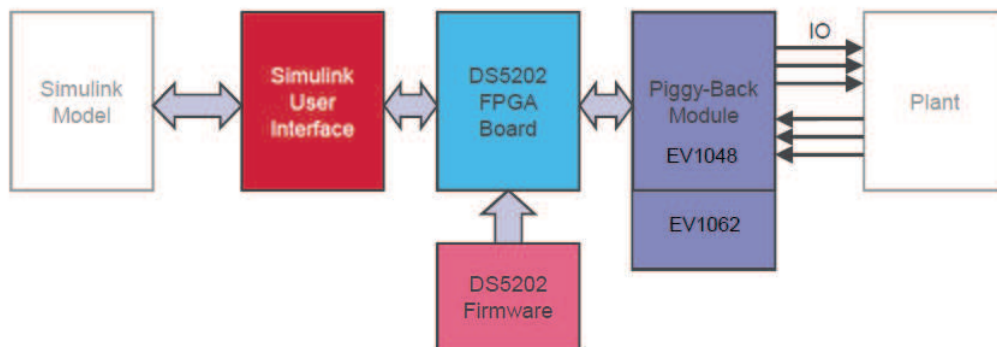


Abbildung 3-7: Zusammenspiel zw. APMC und MATLAB/Simulink [Hah]

Dieser wird separat auf dem Labor-PC installiert, siehe die Details in der Anleitung [Hah1], und kann dann aus MATLAB/Simulink aufgerufen werden. Das Diagramm in der Abbildung 3-7 veranschaulicht nochmal grafisch das Zusammenspiel zwischen APMC und MATLAB/Simulink.

3.4.2.1 Erweiterungsbox PX10

Die aufgeführten Hardwareeinzelmodule von APMC sind zum Einbau in eine modulare Hardware bzw. eine Erweiterungsbox, wie z.B. PX10, vorgesehen, siehe Abbildung 3-8 mit der Innenansicht von PX10.

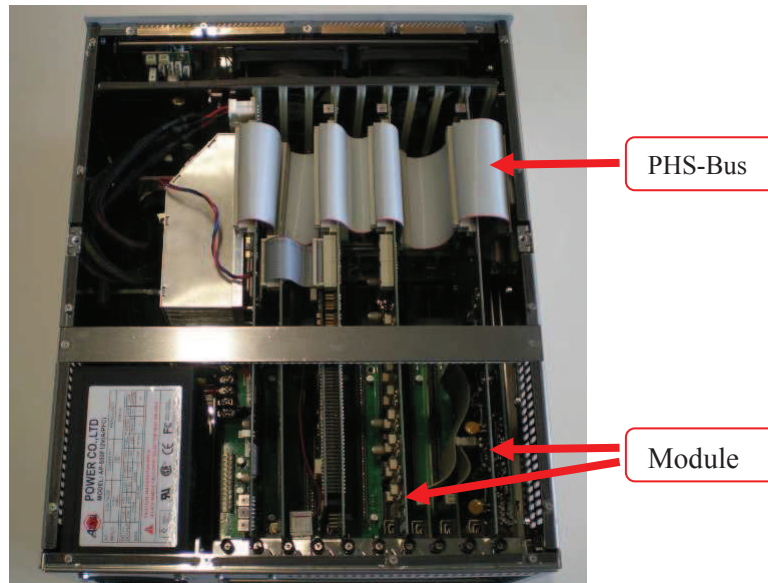


Abbildung 3-8: PX10, Innenansicht

Die PX10-Box verfügt insgesamt über 10 Moduleinschübe, in die alle aufgeführten ACMC Module eingesetzt werden können. Die interne Kommunikation zwischen den Modulen erfolgt über das PHS⁹ Bus-System. Die externe Kommunikation mit dem Labor-PC erfolgt über Lichtwellenleiter, die an die Module DS817 im PC und DS814 in PX10 angeschlossen sind. Das Bespielen, Parametrieren und Beobachten der ACMC Hardware erfolgt mit dem Software-Tool ControlDesk, welches im dSPACE Release 7.1 enthalten ist.

3.4.2.2 Zusatzmodule DS2004 und DS4003

Firma dSPACE bietet eine breite Auswahl an zusätzlichen Hardwaremodulen, die zum Einbau in eine Erweiterungsbox, z.B. PX10, geeignet sind.

Auswahl von DS2004

Für die Realisierung der Regelung einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine werden mindestens 9 analoge Eingänge benötigt, siehe entsprechende Anforderung im Kapitel 2.2.4. Diese Anforderung kann mit dem vorhandenen ACMC-System nicht umgesetzt werden, da es nur insgesamt 8 analoge Eingänge zur Verfügung stellt. Damit bleibt die Beschaffung eines zusätzlichen Moduls mit analogen Eingängen unumgänglich.

Folgende dSPACE Hardwaremodule mit analog-digital (A/D) Schnittstellen stehen zur Auswahl bereit:

- **DS2002:** Multi-Channel A/D Board 32 x 16 bit, MUX, 2 ADCs
- **DS2003:** Multi-Channel A/D Board 32 x 16 bit, MUX, 2 ADCs, sim. S&H
- **DS2004:** High-Speed A/D Board 16 x 16 bit, 16 ADCs

Die ersten zwei Boards DS2002 und DS2003 stellen jeweils 32 analoge Kanäle zur Verfügung mit einer Auflösung bis zu 16 Bit. Jedoch werden dabei nur zwei parallele

⁹ Peripheral high speed bus

Analog-digital Wandler (ADCs) verwendet, die jeweils 16 Kanäle im Multiplex-Verfahren (MUX) verarbeiten. Da die Auswertung mit diesem Verfahren im Vergleich zu 32 parallelen ADCs zeitaufwendiger ist, kann die Auflösung auf 4, 8 oder 12 Bit reduziert werden. Dabei wird entsprechend die Qualität des umgesetzten Signals reduziert. Das dritte Board DS2004 hat dagegen weniger Schnittstellen (16), dafür sind sie aber alle mit einem separaten ADC mit einer Auflösung von 16 Bit ausgestattet. Das erlaubt eine schnellere Umsetzungszeit (maximal 800ns [dSP4]) und eine bessere Auflösung. Da die feldorientierten Regelung einer Asynchronmaschine eine schnelle und genaue Erfassung bzw. Umsetzung der analogen in digitale Signale erfordert, wird das Board DS2004 bevorzugt und letztendlich beschaffen.

Auswahl von DS4003

Für die geplante Überwachung des Prüfstandes werden insgesamt 17 digitale Eingänge benötigt, siehe Kapitel 3.3. Der gesamte Bedarf nach digitalen Schnittstellen kann mit dem vorhandenen APMC-System ebenfalls nicht gedeckt werden, da es nur insgesamt 8 digitale Eingänge zur Verfügung stellt. Drei Eingänge werden für die Erfassung des Incremental Encoders verwendet. Von den restlichen 5 Eingängen sind drei standardmäßig für die Auswertung eines Hall-Sensors zur Drehzahlfassung vorgesehen, wobei sie auch für andere Zwecke eingesetzt werden können, wenn kein Hall-Sensor angeschlossen wird. Damit bleibt weiterhin ein Bedarf von 12 digitalen Eingängen.

Eine relativ preiswerte Lösung für dieses Problem bietet das DS4003 Digital I/O¹⁰ Board an, welches mit 96 digitalen Ein- bzw. Ausgängen im TTL-Pegelbereich ausgestattet ist [dSP5]. Die Schnittstellen des Boards DS4003 sind nach außen in drei Ports P1-P3 je mit einem 50 poligen D-Sub Stecker aufgeteilt. Jeder Port enthält 32 digitale I/O Schnittstellen. Die Richtung der Schnittstellen (Funktion als ein Eingang oder Ausgang) kann in 12 Gruppen je 8 Schnittstellen per Software eingestellt werden. Der Zugriff auf die DS4003 Hardware wird über den entsprechenden RTI Blocksatz DS4003 in der Bibliothek RTLib aus MATLAB/Simulink erreicht. Die beiden RTI Blocksätze DS2004 und DS4003 sind standardmäßig im Gesamtpaket dSPACE Release 7.1 enthalten, so dass es keine zusätzlichen dSPACE Softwaremodule benötigt werden.

Integration in PX10

Die vorhandenen APMC-Hardwaremodule und die zusätzlich beschaffenen Boards DS2004 und DS4003 werden alle in der Erweiterungsbox PX10 integriert. Die Abbildung 3-9 auf der nächsten Seite zeigt die Anschlussseite der Erweiterungsbox PX10 im Labor mit der entsprechenden Zuordnung von Schnittstellen zu den einzelnen Boards.

¹⁰ Input / Output

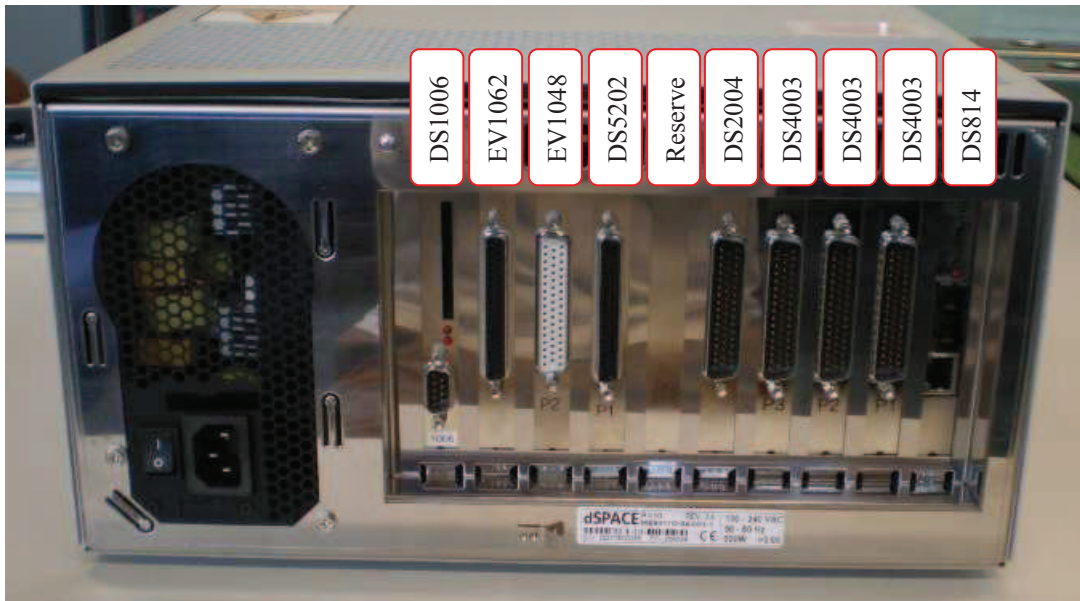


Abbildung 3-9: PX10, Anschlussseite

3.4.3 PC-Board DS1104

Das PC-Board DS1104 soll nur bei den ersten Tests des gesamten Prüfstandes inklusive der Ansteuerung und Überwachung mit dSPACE-System, Leistungselektronik (Umrichter) und der Asynchronmaschine eingesetzt werden. Dabei soll die feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine mit einer mitgelieferten Demo-Applikation ACDrive1103 [dSP7] von dSPACE für das Board DS1103 auf das Board DS1104 angepasst und getestet werden. Zusätzlich werden die implementierten Schutzmechanismen in der Überwachung, wie z.B. Bremschopper, Schaltelemente, Wandler und Rückmeldesignale, getestet.

Das PC-Board DS1104 ist ein Standard dSPACE-Board, welches in einen PCI¹¹ Slot im PC eingesetzt wird. Das Board wurde speziell für die Entwicklung von schnellen digitalen Steuerungsrechnern und Echtzeitsimulationen in verschiedenen Anwendungen entwickelt. Das gesamte PC-Board DS1104 wird mit einem PowerPC MPC8240 mit einer 250MHz CPU gesteuert. Zusätzlich ist ein Slave DSP¹² Subsystem mit dem Mikrocontroller TMS320F240 DSP integriert. Dieses Subsystem liefert den Zugriff zu den weiteren I/O-Schnittstellen, die für besondere Anwendung, wie z.B. PWM, vorgesehen sind [dSP].

Insgesamt bietet das PC-Board DS1104 nach außen folgende Schnittstellen zur Erfassung und Ansteuerung von digitalen und analogen Signalen:

- 8 analoge Eingänge ($\pm 10V$): 4 mit einem 16 Bit ADC im MUX Verfahren ($2\mu s$), 4 mit je einem 12 Bit ADC ($800ns$)
- 8 analoge Ausgänge ($\pm 10V$): Auflösung 16 Bit, max. Ausgangsstrom von $\pm 5mA$
- 20 digitale I/Os (0-5V, TTL): Richtung per Software einstellbar, max. Ausgangsstrom von $\pm 5mA$

¹¹ Peripheral Component Interconnect

¹² Digitaler Signalprozessor

- 2 Incremental Encoder Schnittstellen (RS422/TTL): Eingangsart RS422 oder TTL per Software einstellbar, max. 24 Bit Positionszähler, 5V/500mA Sensorversorgung
- 1 serielle Schnittstelle (RS232/RS422/RS485): Transceiver per Software einstellbar
- 1 x 3 Phasen PWM Ausgänge (Slave DSP): zur Ansteuerung von IGBT-Treibern
- 4 x 1 Phase PWM Ausgang (Slave DSP)
- 4 interne Loggeingänge (Slave DSP): zur Auswertung der PWM Ausgänge
- Max. 14 digitale I/Os (Slave DSP): alle Kanäle für TTL-Pegelbereich, max. $\pm 13\text{mA}$ Ausgangsstrom

3.4.3.1 Installation

Bevor das PC-Board DS1104 installiert werden kann, muss die dafür entsprechende dSPACE Software Release 7.1 auf dem PC installiert werden. Diese enthält unter Anderem auch die notwendigen Komponenten zur Ansteuerung des Boards DS1104. Anschließend kann das Board in einem freien PCI Slot des PCs installiert werden, dabei muss sich PC im ausgeschalteten Zustand befinden. Mehr Details zum Ablauf der Hardware-Installation des Boards DS1104 findet man in der dSPACE-Dokumentation [dSP].



Abbildung 3-10: ControlDesk, Controlbar-Navigator mit DS1104

Nachdem das Board erfolgreich installiert wurde, kann die Kommunikation zwischen dem PC und dem Board DS1104 im ControlDesk unter Platform-Ansicht (Controlbar-Navigator) kontrolliert werden, siehe die Abbildung 3-10.

Die physikalischen Schnittstellen des Boards DS1104 können über das Adapterkabel mit zwei nach außen ausgeführten 50 poligen D-Sub Buchsen angeschlossen werden, siehe folgende Abbildung 3-11.



Abbildung 3-11: DS1104, Adapterkabel

Die Pinbelegung der beiden Anschlussstecker des Adapterkabels und weitere Informationen zur Hardware des Boards DS1104 können entsprechender dSPACE Dokumentation über Hardware Installation entnommen werden [dSP].

3.4.3.2 Demo ACDrive1103

Für die ersten Schritte stellt dSPACE eine Vielzahl an Beispielapplikationen (im Weiteren auch Demos genannt) dem Nutzer zur Verfügung, damit der Einstieg in den Umgang mit der dSPACE Hardware und Software schneller und leichter verläuft. Demo ACDrive1103 ist eine Applikation davon und demonstriert die Regelung eines Asynchronmotors mit einem Kurzschlussläufer (Originalname: Squirrel Cage Induction Motor Control with DS1103 Controller Board [dSP7]).

Bei dem Demo ACDrive1103 handelt es sich um eine feldorientierte Regelung eines Asynchronmotors mit einem Kurzschlussläufer, welche auf einem modellbasierten Entwurf mit MATLAB/Simulink und dem dSPACE Board DS1103 realisiert ist. Die Abbildung 3-12 zeigt schematisch den Aufbau der Regelung mit dem Board DS1103 als Regeleinheit. Das Block „Power Supply“ symbolisiert das 3 Phasen Versorgungsnetz mit 400V/50Hz, welches an einen Frequenzumrichter angeschlossen ist. Der Frequenzumrichter bekommt von dem Board DS1103 die PWM-Signale für die Ansteuerung der IGBT-Treiber. Die aktuellen Maschineninformationen, wie die mechanische Drehzahl und die Phasenströme, werden an die analogen und digitalen Schnittstellen des Boards DS1103 über integrierte Stromwandler und Incremental Encoder weitergeleitet.

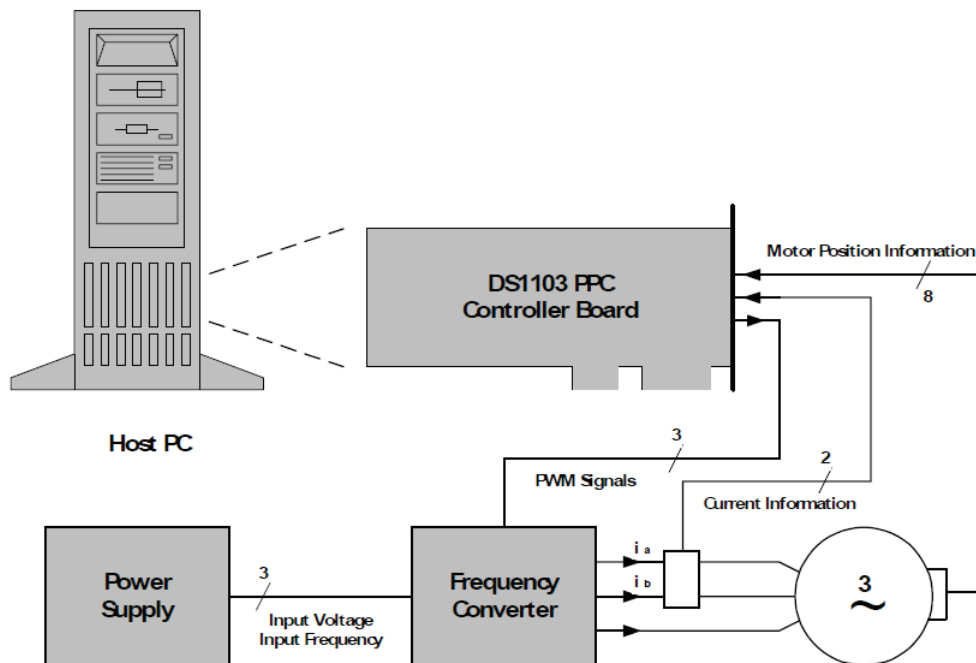


Abbildung 3-12: Aufbau der Regelung eines Asynchronmotors mit DS1103 [dSP7]

Weitere Details über den Aufbau des Demos ACDrive1103 werden im Kapitel 4.3.1 gezeigt, wo das Simulink-Modell auf das vorhandene Board DS1104 angepasst und mit dem aufgebauten Prüfstand getestet wird.

3.5 Komponente und deren Auslegung

In diesem Kapitel werden die Komponenten des neuen Prüfstandes vorgestellt. Dabei wird bei der Beschreibung ein Augenmerk auf die Auslegung gelegt.

3.5.1 Arbeitsmaschine

Als Arbeitsmaschine wird die Asynchronmaschine SPER 132 MX4 SW TPM HW von der Firma VEM bezeichnet, siehe Abbildung 3-13, die als Schleifringläufer mit Sonderwicklungen im Rotorkreis ausgeführt ist. Die Auslegung und Beschaffung der Arbeitsmaschine erfolgte im Rahmen der vorangegangenen Abschlussarbeit [Hah].



Abbildung 3-13: Asynchronmaschine SPER 132 MX4 SW TPM HW

Die Rotorwicklungen der Arbeitsmaschine sind im Stern geschaltet. Die Statorwicklungen werden z.B. direkt an einem Drehstromversorgungsnetz mit 400V / 50Hz (Leiterspannung) angeschlossen und werden ebenfalls im Stern geschaltet. Daraus ergibt sich nach dem Datenblatt der Arbeitsmaschine [VEM] ein Nennstrom von 11A auf der Statorseite und 6,2A auf der Rotorseite.

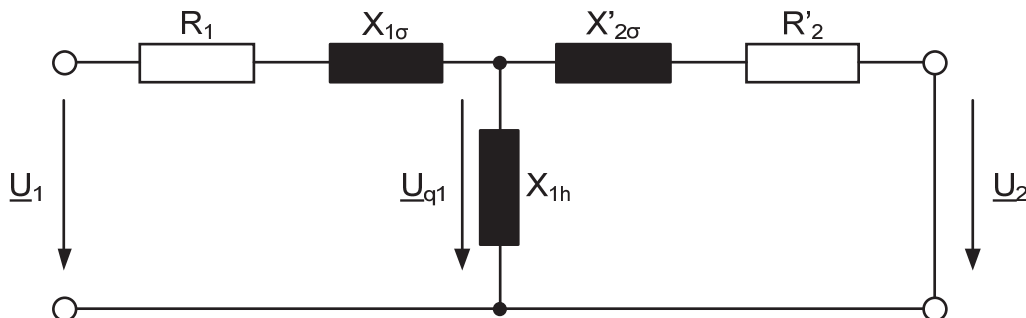


Abbildung 3-14: Ersatzschaltbild der Arbeitsmaschine mit kurzgeschlossenen Rotorwicklungen

Das mitgelieferte Ersatzschaltbild für einen Kurzschlussläufer [VEM1], siehe Abbildung 3-14, weist folgende Parameter in einem betriebswarmen Zustand der Maschine auf:

R_1 [Ω]	1,0446	$X_{1\sigma}$ [Ω]	1,293
R'_2 [Ω]	0,757	$X'_{2\sigma}$ [Ω]	1,818
X_{1h} [Ω]	39,486.		

Mit diesen Daten lassen sich die notwendigen Parameter für den ersten Test der Arbeitsmaschine mit der feldorientierten Regelung aus [dSP7], siehe auch Kapitel 4.3, ermitteln. Dafür werden die gegebenen Parameter aus dem Ersatzschaltbild mit dem Übersetzungsverhältnis der Maschine umgerechnet, welches sich aus dem Verhältnis der induzierten Spannungen im Stator- und Rotorkreis nach der Formel (2-2) im Stillstand der Maschine mit geöffneten Rotorwicklungen bestimmen lässt. Die induzierte Spannung im

Rotorkreis U_{q20} entspricht der Angabe für Läuferspannung im Datenblatt [VEM] von 500V. Die induzierte Spannung im Statorkreis U_{q1} wird unter Vernachlässigung des relativ kleinen Statorwiderstandes R_1 und der geringen Streureaktanz $X_{1\sigma}$ im Vergleich zur Hauptreaktanz X_{1h} als Nennspannung im Statorkreis U_{1N} mit 400V angenommen. Bei den Spannungsangaben im Datenblatt [VEM] handelt es sich um Werte für Leiterspannungen, die für das Ersatzschaltbild in Stranggrößen umgerechnet werden müssen. Bei der Bestimmung vom Übersetzungsverhältnis kann diese Umrechnung jedoch entfallen. Somit ergibt sich nach der Formel (3-1) ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 0,8$.

$$\ddot{u} = \frac{U_{q1}}{U_{q20}} \approx \frac{U_{1N}}{U_{q20}} \quad (3-1)$$

Die entsprechenden Induktivitätswerte für die angegebenen Reaktanzen im Ersatzschaltbild lassen sich nach den Formeln (2-3) mit $\omega_1 = 2\pi f_1$ berechnen, wobei die Frequenz $f_1 = 50\text{Hz}$ ist:

$$\begin{aligned} L_{1\sigma} &= 4,12\text{mH} \\ L'_{2\sigma} &= 5,79\text{mH} \\ L_{1h} &= 125,69\text{mH} \end{aligned}$$

Weiterhin können die Statorinduktivität L_1 und die Rotorinduktivität L_2 wie folgt berechnet werden:

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_{1h} \quad L_2 = \frac{L'_2}{\ddot{u}^2} = \frac{L'_{2\sigma} + L_{1h}}{\ddot{u}^2} \quad (3-2)$$

Die Gegeninduktivität M und der Rotorwiderstand R_2 werden nach einer Umstellung der Formeln (2-5) wie folgt berechnet:

$$M = \frac{L_{1h}}{\ddot{u}} \quad R_2 = \frac{R'_2}{\ddot{u}^2} \quad (3-3)$$

Insgesamt erhält man nach den Formeln (3-2) und (3-3) die letzten vier Parameter der Arbeitsmaschine:

$$\begin{aligned} L_1 &= 129,81\text{mH} \\ L_2 &= 205,44\text{mH} \\ M &= 157,11\text{mH} \\ R_2 &= 1,1828\Omega \end{aligned}$$

Sicherlich werden die tatsächlichen Parameter der Arbeitsmaschine von den oben berechneten Parametern geringfügig abweichen, reichen jedoch für die ersten Tests mit einer feldorientierten Regelung aus.

Die verwendete Arbeitsmaschine verfügt über einen thermischen Motorschutz mit einem Satz Kaltleiter, welcher in die Statorwicklungen eingebaut wurde. Damit kann das Erreichen einer kritischen Motortemperatur überwacht werden. Die Details zum eingesetzten Satz Kaltleiter und zu seiner Auswertung sind dem Kapitel 3.6.5.3 zu entnehmen.

3.5.2 Antriebsmaschine

Bei einer WEA wird das Windrad von der Luftströmung angetrieben. Das Windrad treibt über eine mechanische Welle und ggf. ein nachgeschaltetes Getriebe die Arbeitsmaschine bzw. den Generator an. Beim Prüfstand im Labor wird allerdings das Windrad durch eine elektrische Antriebsmaschine simuliert. In diesem Fall ist das der Drehstromservoantrieb von der Firma Siemens. Der Drehstromservoantrieb, der bereits vor Beginn der vorliegenden Arbeit vorhanden war, besteht aus den folgenden Komponenten [Fre]:

- a) Ein- und Rückspeiseeinheit: Simover Masterdrive P, 6SE7022-1EC85-1AA0
- b) Wechselrichter: Simover Masterdrive MC, 6SE7021-8TB51-Z
- c) Bürstenloser Drehstrom-Servomotor: 1FK6103-8AF71-1AG0

Die Abbildung 3-15 zeigt die drei oben aufgeführten Komponenten.

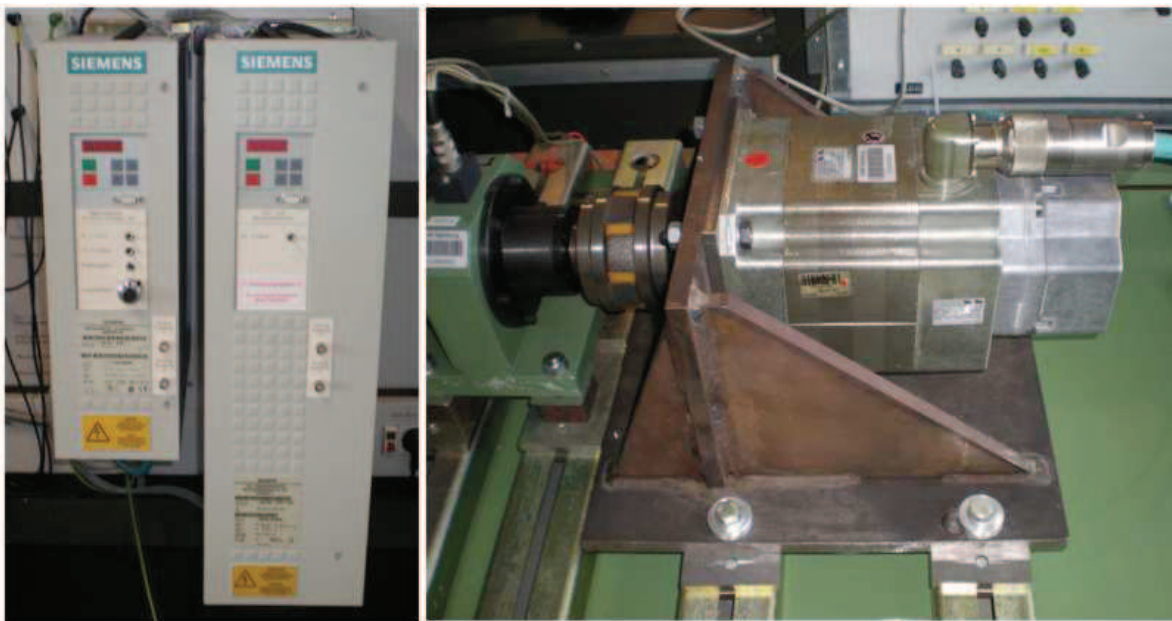


Abbildung 3-15: Antriebskomponente: von links b), a), c)

Der eingesetzte Drehstrom-Servomotor 1FK6103-8AF71-1AG0 weist laut seinem Typenschild ein Nenndrehmoment M_N von 16,5Nm bei einer Nenndrehzahl n_N von 3000min^{-1} auf. Somit ergibt sich eine an der Welle des Motors abgegebene Nennleistung P_N von 5,184kW, siehe Berechnung nach der Formel (3-4).

$$P_N = M_N \Omega_N = M_N 2\pi n_N = 16,5\text{Nm} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{3000}{60\text{s}} = \mathbf{5,184\text{kW}} \quad (3-4)$$

Die Arbeitsmaschine, wie sie im Kapitel 3.5.1 beschrieben ist, weist eine Nennleistung P_N von 5kW bei einer Nenndrehzahl n_N von 1450min^{-1} und einem Nenndrehmoment M_N von 32,93Nm auf, siehe Berechnung nach der Formel (3-5).

$$M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{P_N}{2\pi n_N} = \frac{5000\text{W} \cdot 60\text{s}}{2 \cdot \pi \cdot 1450} = \mathbf{32,93\text{Nm}} \quad (3-5)$$

Im Generatorbetrieb wird die DG-ASM im erweiterten Drehzahlbereich von $n_0 = 1500\text{min}^{-1} \pm 30\%$ ($1050\text{-}1950\text{min}^{-1}$) betrieben. Dieser Drehzahlbereich wird komplett durch die vorhandene Antriebsmaschine abgedeckt, siehe das Drehmoment-Drehzahl-Diagramm des Servomotors 1FK6103-8AF71 in der Abbildung 3-16. Demnach kann der Servomotor im Dauerbetrieb, rote Kennlinie S1(100K), im Arbeitsbereich von DG-ASM ($1050\text{-}1950\text{min}^{-1}$) ein maximales Drehmoment von etwa 30Nm und ein minimales Drehmoment von etwa 24Nm aufbauen. Dadurch kann der Nennpunkt der DG-ASM im Generatorbetrieb bei Nenndrehzahl $n_N = 1550\text{min}^{-1}$ ($n_0(1+s_N)$) und Nenndrehmoment $M_N = -32,95\text{Nm}$ leider nicht eingestellt werden. Eine Lösung dieses Problems wäre das Betreiben der Antriebsmaschine im Kurzzeitbetrieb S3-60%. Damit könnte ein Lastwechsel der DG-ASM simuliert werden.

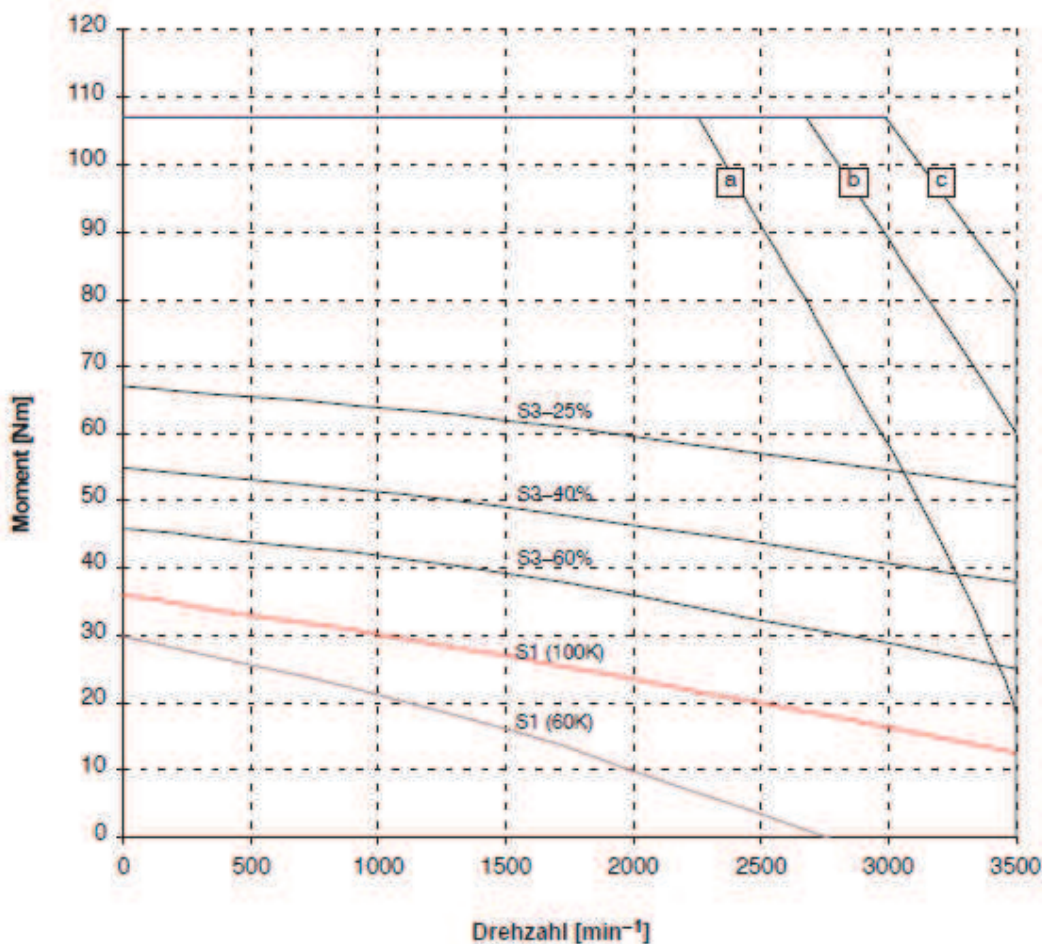


Abbildung 3-16: Drehmoment-Drehzahl-Diagramm 1FK6103-BAF71 [SIE3]

Die Kennlinien der Antriebsmaschine 1FK6103-8AF71 in der Abbildung 3-16 sind allein aber nicht ausschlaggebend für das Einstellen eines Drehmomentes bzw. einer Drehzahl. Der Wechselrichter spielt dabei ebenfalls eine wichtige Rolle. Laut dem Typenschild des

Wechselrichters 6SE7021-8TB51-Z beträgt sein maximal möglicher Ausgangsstrom $I_{WN} = 15,9A$ [Fre, S.4]. Dadurch ergibt sich eine Einschränkung beim Einstellen des Drehmomentes der Antriebsmaschine auf einen maximalen Wert von 24,33Nm, siehe Berechnung nach der Formel (3-6). Aus diesem Grund kann das Nenndrehmoment der DG-ASM im Generatorbetrieb mit dem vorhandenen Drehstrom-Servoantrieb nicht eingestellt werden.

$$M_{\text{Max}} = I_{WN} k_T = 15,9A \cdot 1,53 \frac{\text{Nm}}{A} = \mathbf{24,33Nm} \quad (3-6)$$

k_r ist eine Drehmomentkonstante des Servomotors 1FK6103-8AF71 [SIE3], mit der eine Bestimmung des Motorstroms aus dem Motordrehmoment oder umgekehrt im Bereich von $M < M_0$ durchgeführt werden kann (M_0 = Stillstandsrehmoment).

Bei dem Servomotor 1FK6103-8AF71 handelt es sich um eine 8 polige (entspricht einer Polpaarzahl $p = 4$) Drehstromsynchronmaschine [SIE3]. Unter Berücksichtigung der angegebenen Nenndrehzahl von 3000min^{-1} kann nach der Formel (3-7) eine synchrone Frequenz f von 200Hz berechnet werden.

$$n_N = \frac{f}{p} \Rightarrow f = n_N \cdot p = \frac{3000}{60s} \cdot 4 = \mathbf{200Hz} \quad (3-7)$$

Laut dem Typenschild des Wechselrichters 6SE7021-8TB51-Z [Fre, S.4] kann seine Ausgangsfrequenz bis zu 400Hz eingestellt werden. Damit ist sichergestellt, dass der vorhandene Drehstrom-Servoantrieb in dem geplanten Arbeitsbereich der DG-ASM ($1050\text{-}1950\text{min}^{-1}$) betrieben werden kann.

Mit der vorhandenen Antriebsmaschine kann die Arbeitsmaschine zwar nicht im gesamten Betriebsbereich mit ihrem Nenndrehmoment betrieben werden, es können jedoch die ersten Tests, wie z.B. Inbetriebnahme des Drehzahlgebers, der Regelung einer ASM und der Regelung eines DG-ASG, durchgeführt werden.

3.5.3 Drehzahlgeber

Für die Regelung der DG-ASM muss die mechanische Drehzahl der Maschine zu jedem Zeitpunkt bekannt sein, damit im Umrichter entsprechend den Solwertvorgaben die passende Energiezufuhr für Rotorkreis eingestellt werden kann. Dafür wird ein Drehzahlgeber bzw. ein Incremental Encoder verwendet.

Der bereits vorhandene Drehzahlgeber 1XP8001-1 von der Firma Siemens [Hah, SIE3] weist einen passenden Drehzahlbereich mit einer maximal möglichen Drehzahl von 9375min^{-1} auf, die nach der Formel (3-8) aus dem Datenblatt [SIE3, S.12] berechnet werden kann.

$$n_{\text{max}}[\text{min}^{-1}] \leq \frac{f_{\text{max}}[\text{kHz}]}{Z} \cdot 10^3 \cdot 60\text{min}^{-1} \quad (3-8)$$

Dabei steht Z für Anzahl der Inkremente pro Umdrehung und beträgt beim Drehzahlgeber 1024. Die max. Abtastfrequenz $f_{\max}$ kann aufgrund der vorhandenen Länge des Anschlusskabels von $L \leq 100\text{m}$ auf $f_{\max} \leq 160\text{kHz}$ eingestellt werden. Der entscheidende Punkt liegt jedoch bei der erforderlichen Versorgungsspannung von $U_P = 12.75 \dots 15.75\text{V}$ und sich daraus ergebendem HTL¹³ Ausgangsspannungspegel, siehe Abbildung 3-17.

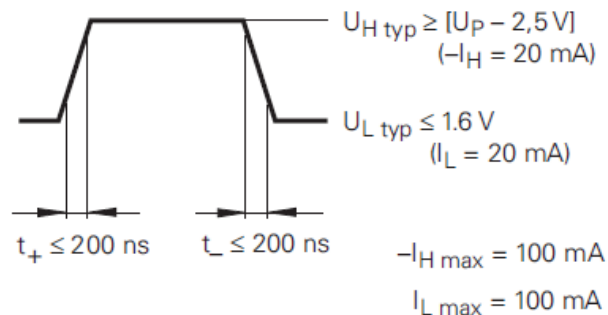


Abbildung 3-17: Ausgangsspannungspegel von 1XP8001-1 [SIE3]

Solche Signalausgänge können mit den digitalen Eingängen von vorhandenem dSPACE-System, welches nur mit TTL Spannungspegel arbeitet, nicht erfasst werden. Aus diesem Grund wird ein neuer Drehzahlgeber von dem gleichen Hersteller jedoch vom Typ 1XP8001-2 beschaffen. Dieser wird mit einer Versorgungsspannung von $U_P = 5\text{V} \pm 10\%$ (max. 150mA) versorgt und kann bis zur einer maximalen Drehzahl von 6000min^{-1} betrieben werden [SIE3, S.16]. Da das dSPACE-System ACMC sowie auch das Board DS1104 eine externe Spannung von 5V (max. 500mA) für die Versorgung der angeschlossenen Incremental Encoder zur Verfügung stellen, kann der ausgewählte Drehzahlgeber 1XP8001-2 direkt an das jeweilige dSPACE-System angeschlossen und ausgewertet werden. Die Abbildung 3-18 zeigt den TTL Ausgangsspannungspegel vom neuen Drehzahlgeber 1XP8001-2.

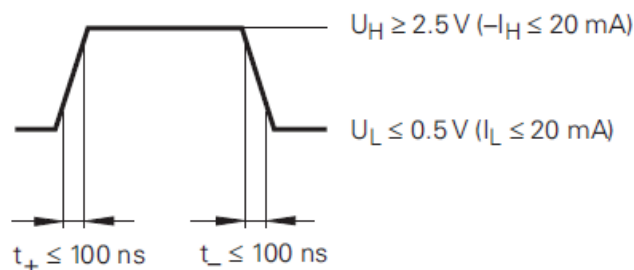


Abbildung 3-18: Ausgangsspannungspegel von 1XP8001-2 [SIE3]

Der mechanische Anschluss des neuen Drehzahlgebers unterscheidet sich nicht von dem alten, so dass er direkt mit der vorhandenen Kupplung an die Arbeitsmaschine angeschraubt werden kann, siehe Abbildung 3-19. Der elektrische Anschluss des neuen Drehzahlgebers wird im Rahmen des Kapitels 3.6.5.4 erläutert.

¹³ High Transistor Logic

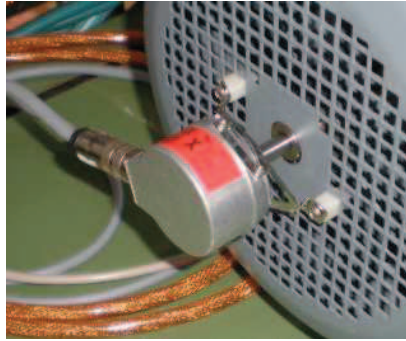


Abbildung 3-19: Drehzahlgeber-Anschluss

3.5.4 Transformator

Der bereits vorhandene Dreiphasentransformator KT3-2.5 von der Firma WALCHER hat eine Nennleistung von 2,5kW und ist primärseitig für 400V / 4,1A und sekundärseitig für 100V / 14,43A ausgelegt. Der Transformator KT3 ist ein Trenntransformator und wurde nach der internationalen Norm EN 61558 (VDE570) gebaut [WAL].

Die Wicklungen des Transformators sind laut dem Typenschild primärseitig im Dreeick und sekundärseitig im Stern mit einem ausgeführten Mittelpunkt geschaltet. Die Anschlüsse der Wicklungen und der Erdung befinden sich auf einer Reihenklemmenleiste, die oben auf dem Transformator positioniert ist, siehe Abbildung 3-20.



Abbildung 3-20: Dreiphasentransformator KT3-2.5 [Hah]

Der vorhandene Transformator wird für die Realisierung des Konzeptes mit dem doppelt gespeisten Asynchrongenerator (DG-ASM) für die Anpassung des Spannungsniveaus zwischen dem Netz und dem Umrichter im Rotorkreis benötigt. Die Auslegung des Transformators wurde im Rahmen der Studienarbeit [Kra] an der HSU¹⁴ durchgeführt und wird hier deshalb nur kurz für das allgemeine Verständnis beschrieben.

Die zu transportierende Leistung durch den Transformator ergibt sich aus der Forderung, die DG-ASM im Drehzahlbereich von $n = n_s \pm 30\%$ betreiben zu können. Das bedeutet, dass der Transformator mindestens für eine Schlupfleistung P_s von 1,5kVA ausgelegt werden müsste, die sich nach der Formel (3-9) aus dem maximalen Schlupf $s_{\max} = 30\%$ und der Nennleistung der ASM $P_N = 5\text{kW}$ berechnen lässt.

¹⁴ Helmut Schmidt Universität in Hamburg

$$P_S = s_{\max} P_N \quad (3-9)$$

Da der Transformator primärseitig an das Drehstromversorgungsnetz mit einer Spannung von 400V angeschlossen wird, muss das entsprechend in der Auslegung der primärseitigen Nennspannung des Transformators berücksichtigt werden. Somit ergibt sich eine Nennspannung auf der Primärseite von 400V.

Bei der Auslegung der sekundärseitigen Nennspannung des Transformators muss die erforderliche Umrichterspannung bzw. Zwischenkreisspannung, die zum Betreiben des Rotorkreises im Schlupfbereich $-30\% \geq s \geq 30\%$ notwendig ist, berücksichtigt werden. Die maximale Rotorspannung beträgt $U_{q2\max} = \pm 150V$. Diese ergibt sich aus dem geforderten Drehzahlbereich der DG-ASM mit dem maximalen Schlupf $s_{\max} = \pm 30\%$ und der gegebenen Rotorstillstandsspannung der ASM $U_{q20} = 500V$ aus dem Datenblatt [VEM] und kann nach der Formel (3-10) berechnet werden. Das Vorzeichen der Rotorspannung wirkt sich in der entsprechenden Phase aus.

$$U_{q2\max} = s_{\max} U_{q20} \quad (3-10)$$

Für das weitere Vorgehen nach der Bestimmung der notwendigen Zwischenkreisspannung im Umrichter müssen zwei Grenzfälle betrachtet werden: untersynchroner und übersynchroner Betrieb des DG-ASG.

Untersynchroner Betrieb des DG-ASG

Der untersynchrone Betrieb bedeutet, dass die Energie aus dem Transformator über Umrichter in den Rotorkreis fließt. Dabei muss die Zwischenkreisspannung mindestens den Spitzenwert $\hat{u}_{q2\max} = 212,1V$ der maximalen Rotorspannung aufweisen. Um diese Zwischenkreisspannung mit dem netzseitigen Umrichter (Pulsumrichter) aufbauen zu können, muss nach [Kra] die sekundärseitige Transformatornennspannung mindestens die Hälfte von $\hat{u}_{q2\max}$, also 106,05V betragen. Ein umgekehrter Weg würde mit dem vorhandenen Transformator und seiner Sekundärnennspannung von 100V eine maximale Rotorspannung von 141,4V und damit einen maximalen Schlupf von 28,28% nach der Formel (3-11) ergeben.

$$s_{\max} = \frac{U_{q2\max}}{U_{q20}} \quad (3-11)$$

Übersynchroner Betrieb des DG-ASG

Bei dem übersynchronen Betrieb erfolgt der Energiefluss vom Rotorkreis über Umrichter zum Transformator. In diesem Fall wird die Spannung im Zwischenkreis vom transformatorseitigen Umrichter (Diodengleichrichter) vorgegeben. Das bedeutet, dass die Rotorspannung bzw. ihr Spitzenwert höher als die Zwischenkreisspannung sein muss, um die Energie in den Zwischenkreis einspeisen zu können. Nach der Annahme, dass der rotorseitige Umrichter (Pulsumrichter) die Spannung verdoppelt und der Transformator

eine Sekundärnennspannung von 100V hat, ergibt sich bei einer Zwischenkreisspannung von 141,42V und damit einer minimalen Rotorspannung von 70,7V ein Schlupf von -14,14%.

Nun kann der einstellbare Schlupfbereich des Rotors mit dem vorhandenen Transformator für die beiden Grenzfälle wie folgt angegeben werden:

- Untersynchroner Betrieb: $28,28\% < s \leq 0$
- Übersynchroner Betrieb: $-14,14\% < s \leq -30\%$

Die dabei angenommene Spannungsverstärkung von Faktor 2, die in einem Pulsumrichter (auch in diesem Fall als Hochsetztsteller bezeichnet) eingestellt werden kann, hängt in Wirklichkeit von den vorgeschalteten Induktivitäten (Sinusfilter, Transformator, ASM) ab und stellt hier nur eine Annäherung dar.

3.5.5 Sinusfilter

Sinusfilter dienen als Tiefpassfilter und werden z.B. bei einer Motoransteuerung zwischen einem Frequenzumrichter-Ausgang und Motoranschluss eingebaut. Sie unterdrücken die hochfrequenten Oberschwingungen der Ausgangsspannung eines Frequenzumrichters und sorgen damit für eine nahezu sinusförmige Motorspannung.

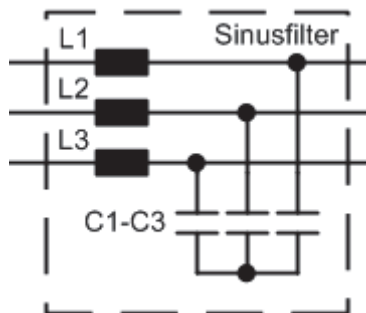


Abbildung 3-21: Schaltplan des Sinusfilters DEOKWN

Der vorhandene Sinusfilter DEOKWN EI125/125/41.5 der Firma Tauscher Transformatorenfabrik GmbH hat einen Bemessungsstrom von 12A und ist für eine Motornennleistung von 5,5kW ausgelegt. Die Spulen haben eine Induktivität von 4,1mH und die Kondensatoren eine Kapazität von 2µF, siehe die Verschaltung in der Abbildung 3-21. Die im Datenblatt angegebene Kupferverlustleistung $P_{Cu} = 28W$ lässt bei Nennstrom $I_N = 12A$ nach der Formel (3-12) auf einen ohmschen Widerstand einer Spule $R = 64,8m\Omega$ schließen.

$$R = \frac{P_{Cu}}{3I_N^2} \quad (3-12)$$

Das Verhalten des Sinusfilters im Frequenzbereich wird mit Hilfe einer Simulation mit dem Programm PSpice untersucht. Da der Sinusfilter symmetrisch aufgebaut ist, erfolgt die Simulation nur von einem Strang.

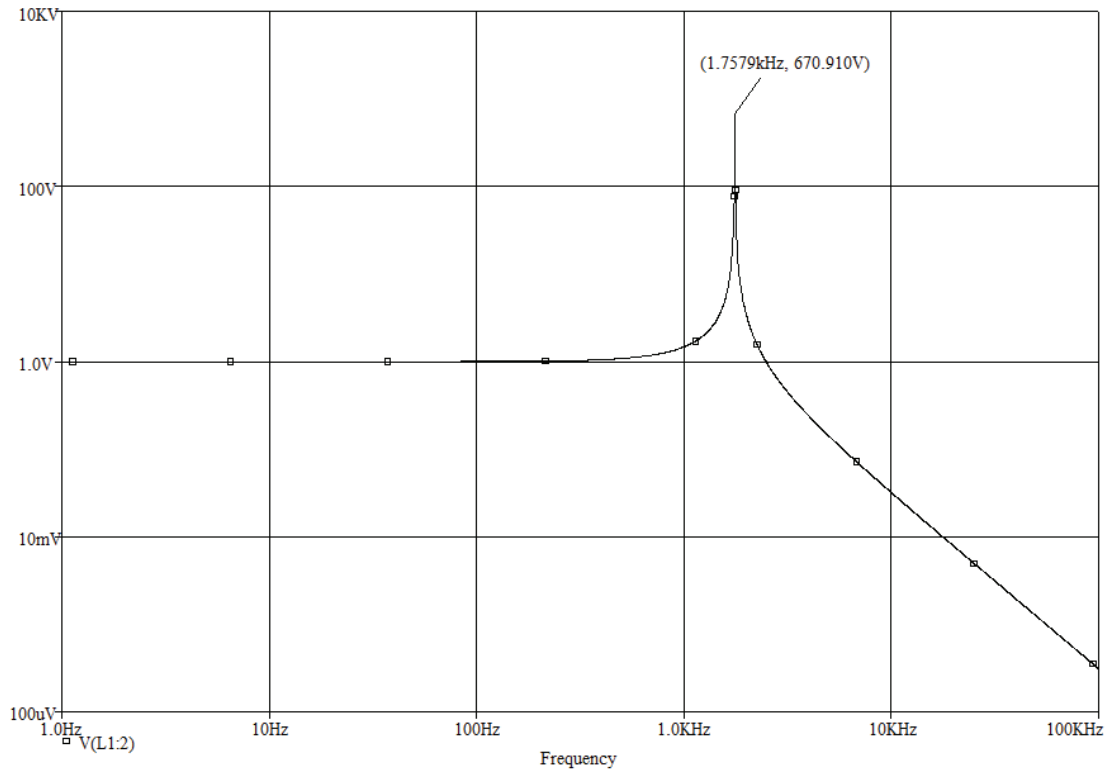


Abbildung 3-22: Frequenzgang der Ausgangsspannung des Sinusfilters

Nach einer Analyse der Eingangsspannung im Frequenzbereich von 1Hz bis 100kHz ergibt sich ein Verhalten der Ausgangsspannung, siehe Abbildung 3-22, was dem Verhalten eines typischen Tiefpasses ähnelt. Da der Sinusfilter aber beide Elemente: Spule und Kondensator enthält, wird dadurch zwangsweise ein Schwingkreis gebildet, der seine Resonanzfrequenz etwa bei 1,8kHz aufweist. In diesem Frequenzbereich findet eine Verstärkung statt, die lediglich durch den ohmschen Widerstand der Spule begrenzt wird.

3.5.6 Umrichter

Der eingesetzte Umrichter ist ein Gleichspannungszwischenkreis-Umrichter oder ein so genannter U-Umrichter und besteht aus zwei selbstgeführten B6 IGBT-Brücken (B6CI) SKS 11F B6CI 07 V12 von der Firma SEMIKRON.

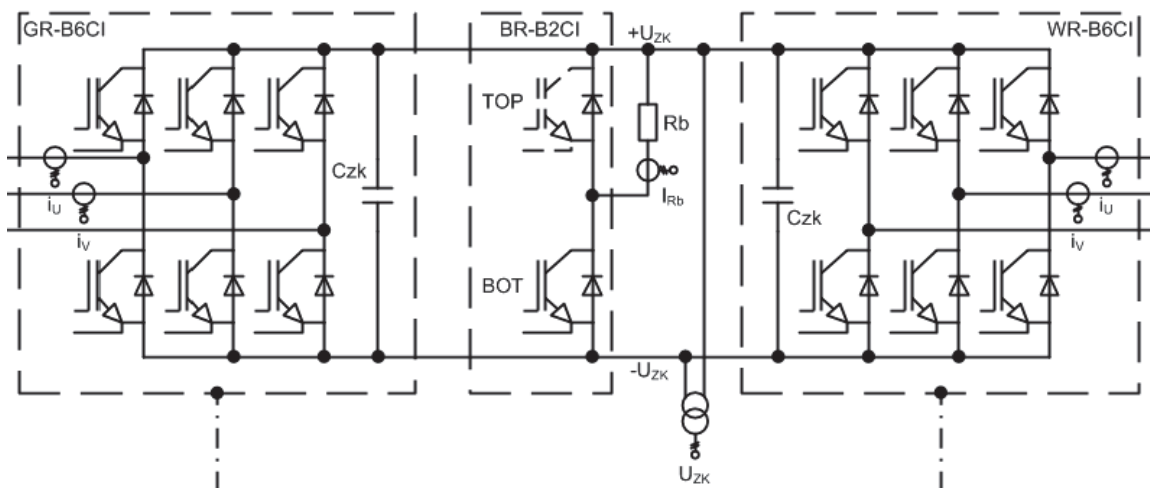


Abbildung 3-23: Umrichter, Hauptstromkreis-Ausschnitt

Im Zwischenkreis des Umrichters ist ein Bremschopper mit einer selbstgesteuerten B2 IGBT-Brücke (B2CI), siehe Details im Kapitel 3.5.7, integriert. Ein Ausschnitt aus dem Hauptstromkreis in der Abbildung 3-23 zeigt die jeweiligen Hauptkomponenten des Umrichters: Gleichrichter (GR), Bremschopper (BR) und Wechselrichter (WR).

3.5.6.1 IGBT-Brücke SKS 11F B6CI 07 V12

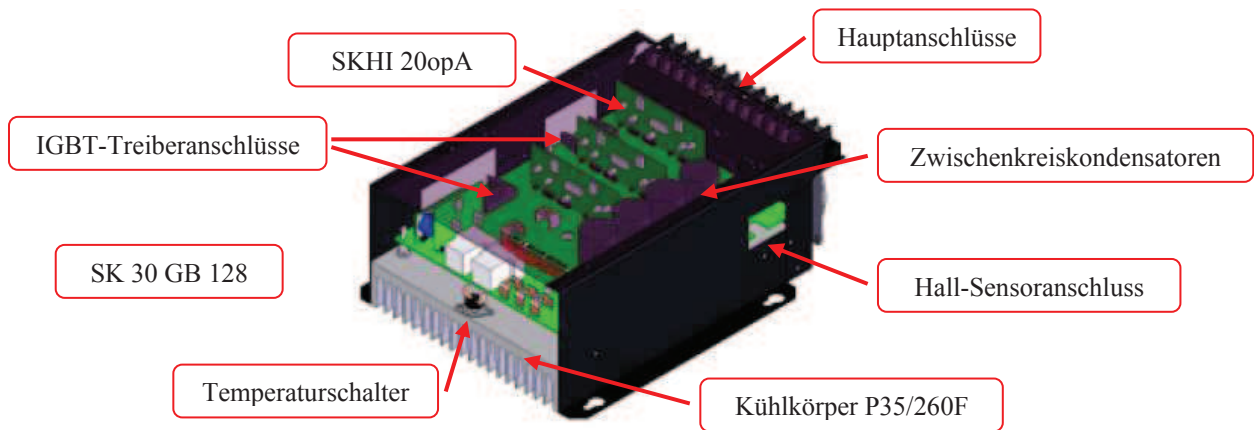


Abbildung 3-24: Aufbau der IGBT-Brücke SKS 11F B6CI 07 V12

Die IGBT-Brücke SKS 11F B6CI 07 V12 besteht aus drei Halbbrücken, die jeweils aus einem IGBT-Modul SK 30 GB 128 und einer IGBT-Treiberplatine SKHI 20opA bestehen. Die IGBT-Treiberplatinen sind zusammen mit den Zwischenkreiskondensatoren und Hall-Sensoren (Stromwandler) auf einer Hauptplatine angeordnet, die neben den IGBT-Modulen auf einem gemeinsamen Kühlkörper aufgebaut ist.

Der im Kühlkörper integrierte Temperaturschalter ist ein Öffner und löst bei einer Temperatur von über 71°C aus. Die Hall-Sensoren bzw. Stromwandler sind vom Typ LAH 25-NP der Firma LEM und liefern die aktuellen Stromstärken in den Phasen U und V. Zwei Lüfter, die mit 24VDC betrieben werden, sind auf der Stirnseite des Kühlkörpers angebaut (unter den Hauptanschlüssen) und sorgen für die Durchlüftung der IGBT-Brücke. Weitere Details zur IGBT-Brücke sind im Datenblatt [SEM1] aufgelistet und können dem Anhang [A2] entnommen werden.

3.5.6.2 IGBT-Modul SK 30 GB 128

Das IGBT-Modul SK 30 GB 128 beinhaltet zwei IGBTs, die in Reihe geschaltet und mit je einer Freilaufdiode versehen sind. Die IGBTs sind für eine maximale Kollektor-Emitter-Spannung bzw. Zwischenkreisspannung von 1200V und einen maximalen Kollektorstrom von 25A ausgelegt. Die Freilaufdioden sind ebenfalls für eine maximale Stromstärke von 25A ausgelegt und verursachen dabei einen maximalen Spannungsabfall von 2,3V.

Die typischen Schaltzeiten (Einschalverzögerungszeit t_{don} , Anstiegszeit t_r , Ausschaltverzögerungszeit t_{doff} , Fallzeit t_f) des IGBT-Moduls sind in der Abbildung 3-25 in Abhängigkeit des Kollektorstromes I_C grafisch dargestellt. Daraus lässt sich im Bereich des Kollektorstromes bis 20A eine Anstiegszeit t_r zwischen 10 und 20ns ablesen. Diese Anstiegszeit kann eine Spannungssteilheit du/dt von bis zu 60kV/ μ s auf der Kollektor-Emitter-Strecke des IGBTs bzw. im Zwischenkreis bewirken. Die Spannungssteilheit kann bei den gegebenen Werten, siehe auch Abbildung 3-25, für Versorgungsspannung $V_{CC} = 600V$ und eine Anstiegszeit $t_r = 10ns$ nach der Formel (3-13) berechnet werden,

dabei wird die Kollektor-Emitter-Spannung nach dem Einschalten des IGBTs vernachlässigt.

$$\frac{du}{dt} = \frac{V_{CC}[\text{kV}]}{t_r[\mu\text{s}]} \quad (3-13)$$

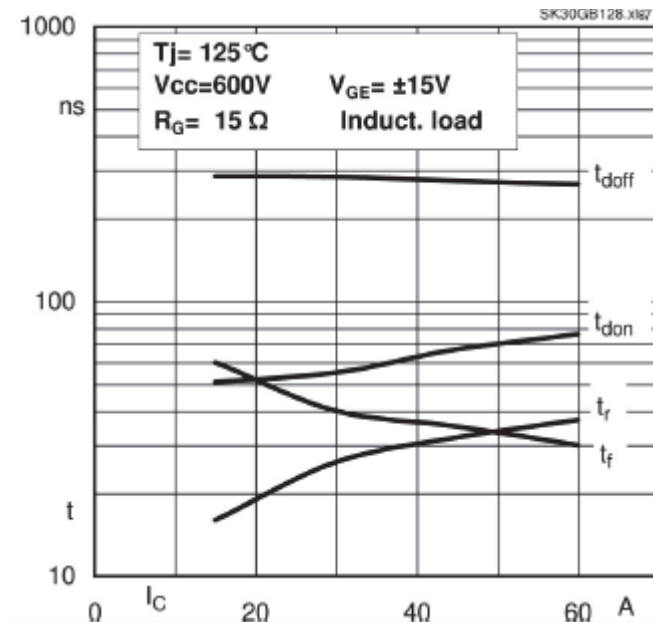


Abbildung 3-25: Typische Schaltzeiten von SK 30 GB 128 [SEM6]

3.5.6.3 IGBT-Treiberplatine SKHI 20opA

Die IGBT-Treiberplatine SKHI 20opA wird zur Ansteuerung von einer Halbbrücke bzw. der beiden IGBTs: top (TP) und bottom (BT) im IGBT-Modul SK 30 GB 128 verwendet. Die primärseitige Versorgung der IGBT-Treiberplatine sowie die Ansteuerung der IGBTs erfolgt mit +15V (CMOS-Pegelbereich). Eine optische Trennung zwischen der Primär- und Sekundärseite sorgt für eine komplette Entkopplung zwischen Steuer- und Leistungsseite. Die Abbildung 3-26 zeigt das Prinzipschaltbild der IGBT-Treiberplatine SKHI 20opA mit ihren Schnittstellen und Funktionsblöcken.

Die Funktionsblöcke *INPUT / OUTPUT BUFFER* sorgen für die Verarbeitung und Übergabe der Ansteuersignale für die IGBTs (TP und BT). Der Funktionsblock *V_{CE} Monit* überwacht die Kollektor-Emitter-Spannung des jeweiligen IGBTs und meldet einen Fehler an den Funktionsblock *ERROR MEMORY* im Falle eines Kurzschlusses, der für das Setzen bzw. Rücksetzen des Fehlerausgangs (ER) zuständig ist. Die Verzögerungszeit zwischen TP- und BT-IGBT kann mit den Jumpers J1-J3 auf der Treiberplatine manuell zwischen 0 und 4μs angepasst werden (auf 4μs durch Hersteller voreingestellt), siehe Funktionsblock *INTERLOCK*. Die Sekundärseite wird getrennt mit einer Rechteckspannung versorgt (siehe Details im Datenblatt [SEM7]) und auf der Treiberplatine mit dem Funktionsblock *DC/AC* gleichgerichtet. Die Ausgangsspannung wird zusätzlich mit dem Funktionsblock *V_{ss} Monit* überwacht. Im Falle einer Unterspannung wird ein Fehler an den Funktionsblock *ERROR MEMORY* gemeldet.

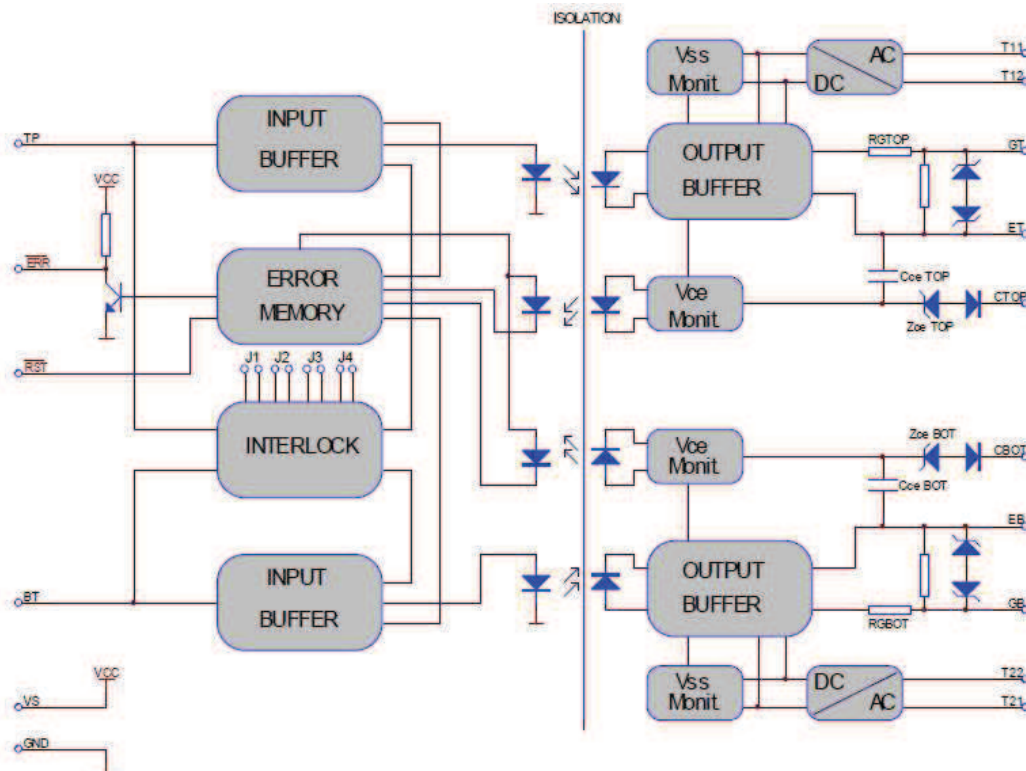


Abbildung 3-26: Prinzipschaltbild der IGBT-Treiberplatine SKHI 20opA [SEM7]

Die sekundärseitige Spannungsversorgung der IGBT-Treiberplatten erfolgt mit dem Power Supply Modul SKHI PS2 [SEM8], der bis zu vier IGBT-Treiberplatten mit einer Rechteckspannung versorgen kann. Jede IGBT-Brücke enthält so einen Modul, mit dem gleichzeitig drei IGBT-Treiberplatten versorgt werden. Die Spannungsversorgung des SKHI PS2 Moduls auf der IGBT-Brücke erfolgt mit +15V Gleichspannung bei einem maximalen Strom von 280mA. Diese Angaben sind nicht im Datenblatt der IGBT-Brücke SKS 11F B6CI 07 V12 [SEM1] enthalten und müssen deshalb bei der Kalkulation der max. Strombelastung in der +15V Spannungsversorgung berücksichtigt werden, siehe auch Kapitel 3.5.9.2.

3.5.6.4 Vorladung des Zwischenkreiskondensators

Die Vorladung des Zwischenkreiskondensators sorgt dafür, dass im entladenen Zustand des Kondensators ein zulässiger Leiterstrom im Einschaltmoment der Netzspannung nicht überschritten wird. In diesem Moment wirkt ein Kondensator wie ein Kurzschluss, wobei sein Ladestrom lediglich durch Leitungsimpedanzen begrenzt wird. Ohne entsprechende Vorladeschaltung würde dieser Ladestrom zu einer Auslösung der Leitungsschutzelemente führen. Die IGBT-Brücken von SEMIKRON erhalten bereits jeweils einen integrierten Zwischenkreiskondensator bzw. eine Schaltung aus mehreren Kondensatoren, so dass eine Begrenzung des Ladestromes durch zwei Widerstände im Zwischenkreis selbst, wie diese in Abbildung 2-13 gezeigt wurde, nicht möglich ist.

Die Vorladung erfolgt mit drei Widerständen R1-R3, die jeweils in die Phasenleitungen L1-L3 vor dem Gleichrichter bzw. Sinusfilter in Reihe geschaltet werden. Das Schütz K1 sorgt für eine Überbrückung der Widerstände, wenn der Zwischenkreiskondensator auf ein bestimmtes Level aufgeladen wird. Die Abbildung 3-27 verdeutlicht den Aufbau der Vorladeschaltung anhand eines Ausschnitts aus dem Hauptstromkreis, siehe Anhang [C2].

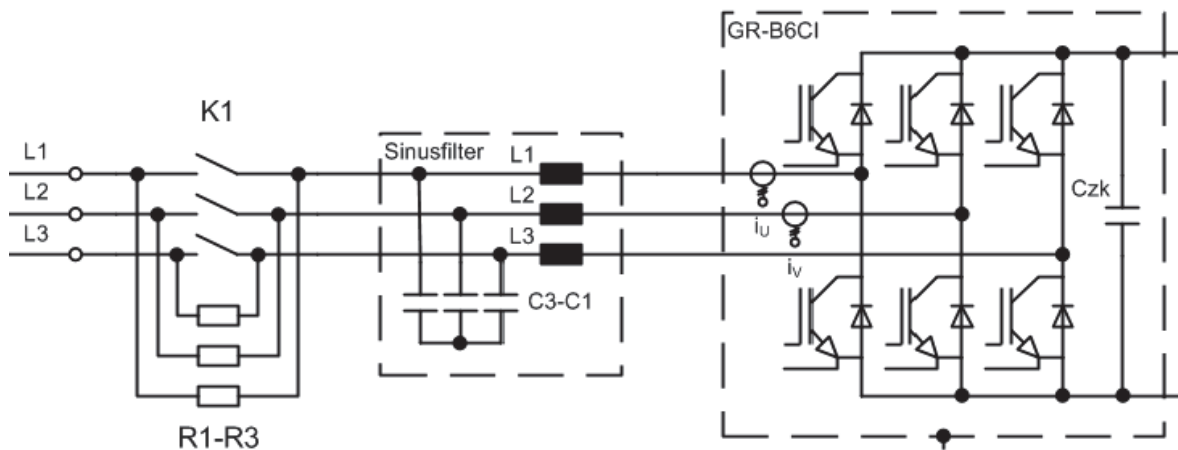


Abbildung 3-27: Hauptstromkreis, Vorladung des Zwischenkreiskondensators

Die Auslegung der Widerstände R1-R3 erfolgt nach einer Vereinfachung des Hauptstromkreises zu einem Ersatzschaltkreis (Abbildung 3-28). Der Ersatzschaltkreis enthält nur die wesentlichen Komponenten zwischen zwei Phasen L1 und L2. Die Freilaufdioden der Gleichrichterbrücke und der Sinusfilter werden vernachlässigt. Bei der maximalen Größe der Eingangsspannung im Ersatzschaltkreis wird der Spitzenwert der Leiterspannung U_{12} angenommen. Die Zwischenkreiskapazitäten der Gleichrichter- und Wechselrichterbrücke werden zu einer Kapazität zusammengefasst. Der maximale Ladestrom wird auf den Nennstrom der eingesetzten Asynchronmaschine (Nennstrom des Stators in Sternschaltung) begrenzt und soll damit einen Wert von **11A** nicht überschreiten. Der maximale Ladestrom i_{Cmax} ergibt sich aus der Formel (3-14), wobei die beiden Widerstände R1 und R2 bei gleicher Ausführung mit dem Widerstand R ersetzt werden.

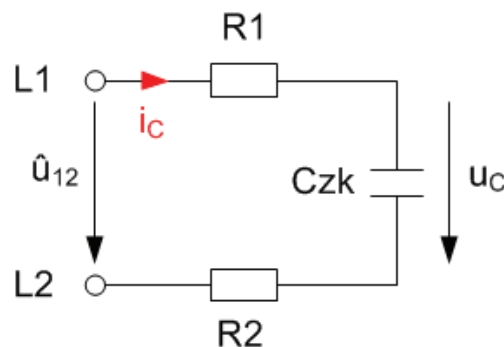


Abbildung 3-28: Ersatzschaltkreis für Vorladung

$$i_{Cmax} = \frac{\hat{u}_{12}}{R1 + R2} = \frac{U_{12} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot R} \quad (3-14)$$

Der Widerstand R kann nach einer Umstellung der Formel (3-14) wie folgt berechnet werden:

$$R = \frac{U_{12} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot i_{Cmax}} = \frac{400V \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot 11A} = 25,71\Omega \quad (3-15)$$

Für die Auswahl eines Vorladewiderstandes spielt nicht nur sein Widerstandswert eine Rolle, sondern auch die Leistung, die während der Vorladung in ihm umgesetzt wird. Um die zu erwartende Leistung bestimmen zu können, muss zuerst der mittlere Ladestrom I_C während eines Ladevorgangs 5τ berechnet werden. Dazu wird die mathematische Beschreibung des Entladestromes eines Kondensators und die Bestimmung seines Integrals im Zeitbereich von 0 bis 5τ angewendet, siehe Formel (3-16).

$$I_C = \frac{1}{5\tau} \int_0^{5\tau} i_C(t) dt = \frac{1}{5\tau} \int_0^{5\tau} i_{Cmax} e^{-\frac{t}{\tau}} dt = -\frac{i_{Cmax}}{5} (e^{-5} - 1) \quad (3-16)$$

Nach dem einsetzen des maximalen Stromwertes von 11A in die Formel (3-16) erhält man einen mittleren Strom von **2,185A**. Damit lässt sich die umgesetzte Leistung wie folgt berechnen:

$$P_R = I_C^2 R = (2,185A)^2 25.71\Omega = \mathbf{122,75W} \quad (3-17)$$

Gewählt wurde ein Widerstand von der Firma Tyco Electronics der Serie THS mit dem Widerstandswert von $27\Omega \pm 5\%$ und einer Nennleistung von 10W (mit einem Kühlkörper).

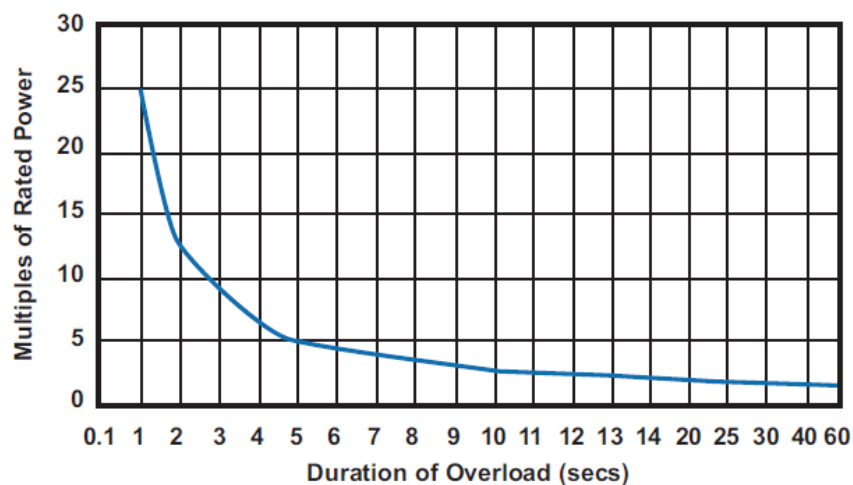


Abbildung 3-29: Überladungsleistungskurve der THS-Widerstände [Tyc]

Die Überschreitung der Nennleistung kann laut Herstellerangaben im Zeitbereich bis zu einer Sekunde über das 25-fache erfolgen, siehe entsprechende Kurve in Abbildung 3-29.

Die Dauer eines Ladevorganges T_L beim Kondensator kann nach 5τ als abgeschlossen betrachtet werden und beträgt in diesem Fall mit dem max. Widerstand $R_{max} = 27\Omega + 5\%$ und der gemeinsamen Zwischenkreiskapazität $C_{ZK} = 1,88mF$ etwa $T_L = \mathbf{0,533s}$, siehe Berechnung nach der Formel (3-18).

$$T_L = 5\tau = 5 \cdot 2R_{max}C_{ZK} \quad (3-18)$$

Damit liegt die Ladezeit der Zwischenkreiskapazität deutlich unter einer Sekunde, welche das Überladen des gewählten Widerstandes im Leistungsbereich bis zu 250W erlaubt. Die Voraussetzung für die Nennleistung der gewählten Widerstände THS10 ist die Verwendung eines Standard-Kühlkörpers mit einem Volumen von 41500mm^3 . Diese Forderung wird mit der Montageplatte, auf der die Widerstände angeschraubt werden (siehe Kapitel 3.7.3), mit den Abmaßen $485 \times 565 \times 2\text{mm}$ (B×H×T) und damit einem Volumen von 548050mm^3 erfüllt.

3.5.7 Bremschopper

Der Bremschopper ist ein wesentlicher Bestandteil des Spannungszwischenkreises in einem Umrichter. Seine Funktion besteht darin, die Zwischenkreisspannung auf einem eingestellten Grenzwert zu halten. Diese Begrenzung ist notwendig, wenn eine angeschlossene elektrische Maschine, z.B. eine Asynchronmaschine, im Generatorbetrieb arbeitet und damit die elektrische Energie in den Zwischenkreis speist. Falls dem Umrichter diese Energie nicht entzogen kann, z.B. durch das Zurückspeisen ins Netz, erfolgt eine Anhebung der Zwischenkreisspannung. Der Bremschopper kann diese überschüssige Energie im Zwischenkreis durch Zuschalten eines Bremswiderstandes in die Wärme umwandeln und sorgt damit für eine Absenkung der Zwischenkreisspannung.

Der eingesetzte Umrichter von SEMIKRON [SEM1] beinhaltet keinen integrierten Bremschopper, so dass ein Bremschopper ebenfalls von der Firma SEMIKRON zusätzlich beschafft wurde. Die Beschaffung und die Auswahl des eingesetzten Bremschoppers erfolgten nicht im Rahmen der vorliegenden Arbeit, sondern lediglich seine Anwendung.

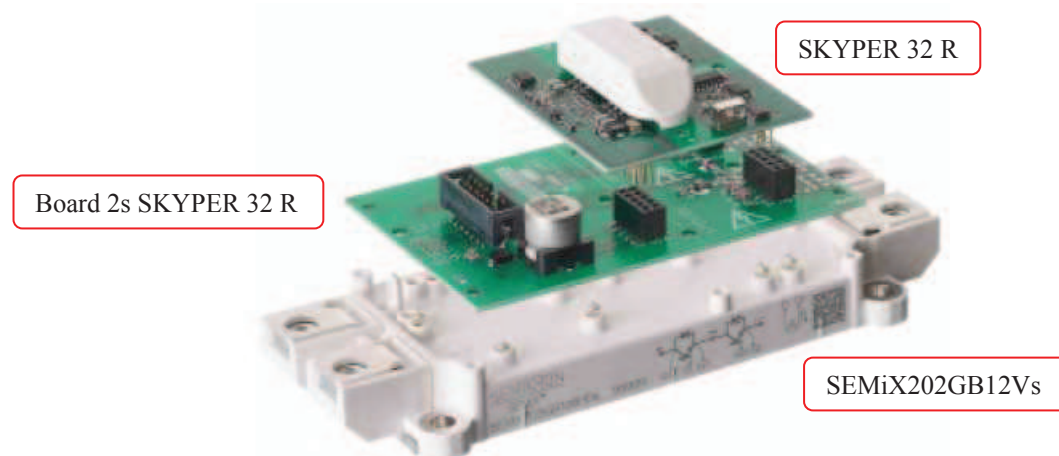


Abbildung 3-30: Bremschopper-Aufbau von SEMIKRON [SEM3]

Der Bremschopper besteht aus drei Einzelmodulen, die aufeinander aufgebaut werden:

- IGBT-Modul SEMiX202GB12Vs
- Adapterplatine Board 2s SKYPER 32 R
- IGBT-Treiberplatine SKYPER 32 R

Die oben aufgeführten Bremschopper Module und ihre Aufbauanordnung sind in der Abbildung 3-30 grafisch dargestellt.

3.5.7.1 IGBT-Modul SEMiX202GB12Vs

Die IGBT-Module der Modulfamilie SEMiX mit einer Bodenplatte zeichnen sich vor allem durch die niedrige Bauform (17mm Höhe), die Lage der Hauptanschlüsse an den Stirnseiten und durch die einfache Montage der Treiberplatine über Federkontakte direkt oberhalb des Moduls aus [SEM].

Das IGBT-Modul SEMiX202GB12Vs besteht aus zwei in Reihe geschalteten IGBTs mit jeweils einer antiparallel geschalteten Freilaufdiode. Der maximal zulässige Kollektorstrom des IGBTs beträgt 237A bei einer Gehäusetemperatur von 80°C [SEM4]. Die maximal zulässige Gehäusetemperatur ist auf 125°C begrenzt und kann durch einen integrierten Temperatursensor überwacht werden. Die durch das Schalten der IGBTs im Innengehäuse entstehende Wärme kann über die Bodenplatte (base plate) abgeführt werden. Das Anschlussdiagramm in der Abbildung 3-31 zeigt die Belegung der Federkontakte des IGBT-Moduls, die direkt mit Anschlusspins auf der Adapterplatine kontaktiert werden.

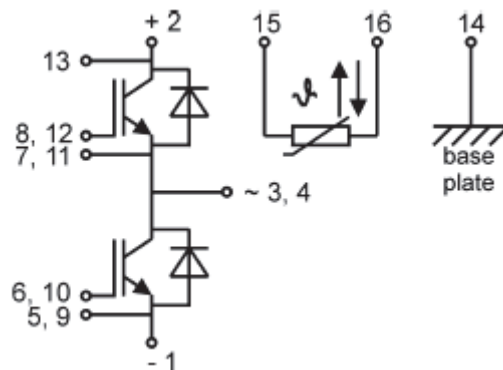


Abbildung 3-31: Anschlussdiagramm des IGBT-Moduls SEMiX202GB12Vs [SEM4]

Ein neben IGBT- und Freilaufdiode-Chip integrierter Temperatursensor mit einem NTC¹⁵-Verhalten liefert näherungsweise die Gehäusetemperatur des IGBT-Moduls. Dadurch kann Funktion der vorhandenen Kühlung sowie die aktuelle Temperatur im Modulgehäuse auf maximal zulässige Grenzwerte überwacht werden.

Der integrierte Temperatursensor hat einen Nennwiderstand von $R_{25} = 5\text{k}\Omega$ (bei 25°C) und $R_{100} = 493\Omega$ (bei 100°C). Der optimale Arbeitspunkt liegt bei $100^\circ\text{C} \pm 5\%$. Die Sensorkennlinie kann mathematisch nach der folgenden Formel (3-19) beschrieben werden [SEM5].

$$R(T) = R_{100} e^{B_{100/125} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{100}} \right)} \quad (3-19)$$

T	aktuelle Temperatur in Kelvin
R	resultierender Sensorwiderstand
$B_{100/125}$	Sensorkonstante (3550K)
T_{100}	Bezugstemperatur bei 100°C in Kelvin (375,15K)

¹⁵ Negative Temperature Coefficient

Die Bestimmung der aktuellen Temperatur aus dem gemessenen Sensorwiderstand erfolgt nach dem Auflösen der Formel (3-19) nach T, siehe Formel (3-20).

$$T(R) = \frac{B_{100}}{\frac{B_{100}}{T_{100}} + \log\left(\frac{R}{R_{100}}\right)} \quad (3-20)$$

Die Abbildung 3-32 zeigt den Vergleich zwischen der Kennlinie (T(R)-std), die aus den angegebenen Standard-Messwerten in [SEM5, S.15] gebildet wurde, und der Kennlinie (T(R)-ideal), die nach der Formel (3-20) mit MATLAB simuliert wurde.

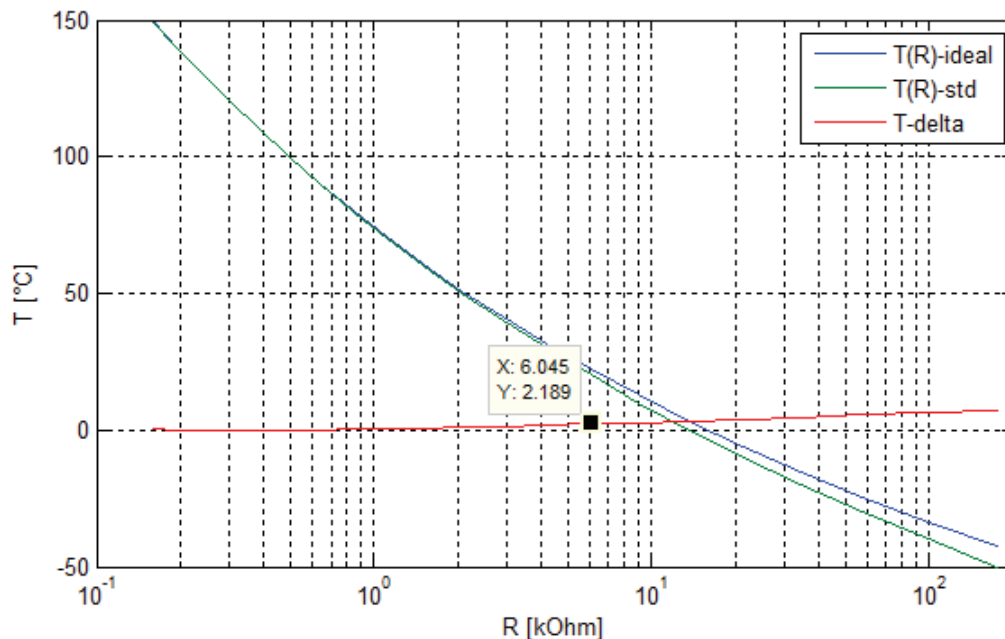


Abbildung 3-32: MATLAB-Simulation der Temperatursensorauswertung

Die geringsten Abweichungen (T-delta) zwischen den abgebildeten Kennlinien ergeben sich erwartungsgemäß um den Arbeitspunkt des Temperatursensors (100°C). Im unteren Temperatur-Messbereich ist dagegen mit deutlich größeren Abweichungen zu rechnen. Da die Umgebungstemperatur im Labor bei ca. 20°C liegt, kann mit der vorgestellten Kennlinienbeschreibung eine gute Annäherung an den tatsächlichen Temperaturverlauf gemacht werden.

Um eine bessere Wärmeabführung zu gewährleisten, wird das IGBT-Modul bzw. seine Bodenplatte mit Wärmeleitpaste versehen und auf eine Montageplatte angeschraubt. Nach einer Empfehlung von SEMIKRON [SEM5, S.19] soll die Schicht der Wärmeleitpaste eine Dicke zwischen 50 und 100µm aufweisen. Bei einer Grundfläche der Bodenplatte von etwa $A = 5\text{cm} \times 9,3\text{cm} = 46,50\text{cm}^2$ und einer Dicke $d = 100\mu\text{m}$ ergibt sich ein Volumen von $V = A \times d = 0,465\text{cm}^3$ bzw. $V = 0,465\text{ml}$. Der ermittelte Volumenbedarf ist entscheidend für die Beschaffung der Wärmeleitpaste, da diese meist in 10ml Tuben angeboten wird.

3.5.7.2 IGBT-Treiberplatine SKYPER 32 R

Die IGBT-Treiberplatine SKYPER 32 R hat neben der Hauptaufgabe, die IGBTs mit den richtigen Signalen passender Stärke anzusteuern, auch die Aufgabe Überwachung. Diese

beinhaltet z.B. die Erfassung der aktuellen Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} von IGBTs, deren Größe auf die Kollektorstromstärke I_C zurückzuführen ist. Eine zyklische Überwachung dieser Spannung würde im Falle eines Kurzschlusses für ein Blockieren entsprechender Steuersignale und damit für eine schnelle Abschaltung vom betroffenen IGBT sorgen.

Folgende ausgewählte Eigenschaften zeichnen die Treiberplatine SKYPER 32 R aus [SEM4]:

- Zwei Ausgangskanäle (Ansteuerung einer IGBT-Halbbrücke)
- Integrierte potentialfreie Versorgung der Ausgangsseite
- Unterdrückung kurzer Steuerimpulse (SPS¹⁶)
- Unterspannungsschutz (UVP¹⁷)
- Schaltverriegelung zw. top und bottom IGBT (DT¹⁸)
- Dynamische Kurzschlussüberwachung (DSCP)
- Fehlermanagement

Die eingesetzte IGBT-Treiberplatine kann bis zu 2 Ausgangskanälen bzw. zwei IGBTs (bezeichnet mit top / bottom bzw. TOP / BOT) mit einer maximalen Impulsladung von $2,5\mu C$, die sich mit einem sogenannten boost¹⁹-Kondensator auf $6,3\mu C$ erhöhen lässt, ansteuern. Die Impulsladung hängt von mehreren Parametern, wie z.B. Chipgröße von IGBT, Zwischenkreisspannung und Gate-Spannung von IGBT. Diese Ladung muss zum Einschalten eines IGBTs mit einer Gate-Spannung von 15V und zum Ausschalten von -7V sicher ausreichen, so dass es bei jedem Schaltvorgang eine Spannungsänderung von 22V ergibt [SEM4].

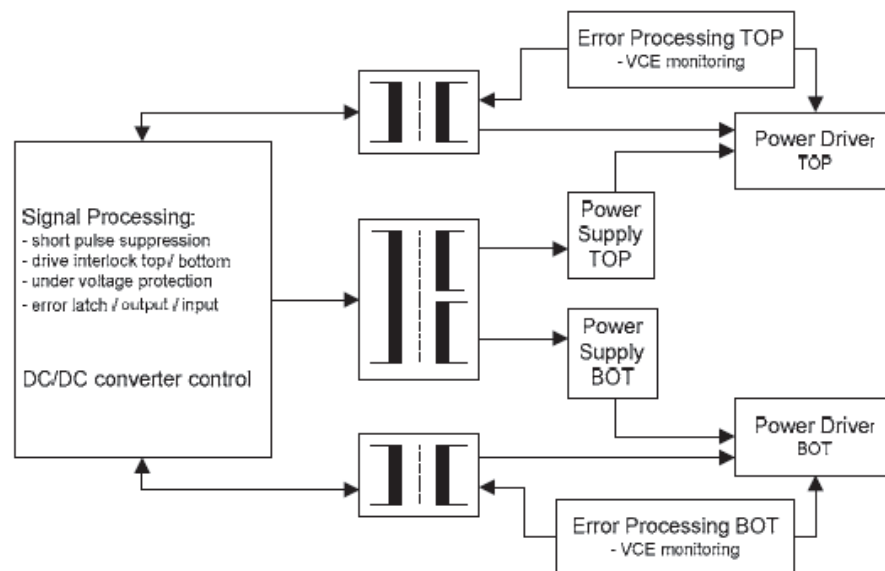


Abbildung 3-33: Blockdiagramm SKYPER 32 R [SEM4]

¹⁶ Short Pulse Suppression

¹⁷ Under Voltage Protection

¹⁸ Drive Interlock

¹⁹ Verstärkung

Alle Treibersignale zwischen Primär- und Sekundärseite werden durch integrierte Impulsübertrager (bidirektional) und einen DC/DC Wandler zur Potentialtrennung galvanisch getrennt, so dass es keine externe Trennung von Spannungsversorgung und Ansteuersignalen notwendig ist.

Die Spannungsversorgung der Treiberplatine erfolgt mit +15V und muss die folgenden Anforderungen erfüllen:

- Spannungsbereich: $+15V \pm 4\%$
- Maximale Anstiegszeit nach dem Einschalten: 50ms
- Minimaler Spitzenstrom: 1A

Weiterhin soll die Versorgungsspannung während der Anstiegszeit kontinuierlich und ohne Zwischenstufen aufgebaut werden. Die Ansteuerung der IGBTs ist anschließend nach einer Zeit von ca. 150ms betriebsbereit [SEM4]. Die Anforderungen sind wichtig bei der Auswahl einer externen Spannungsversorgung und müssen unbedingt berücksichtigt werden.

Die IGBT-Treiberplatine SKYPER 32 R verfügt über ein Fehlermanagementsystem, welches mit einem Fehlerausgang (nERROR_OUT) ausgestattet ist. Dieser Ausgang wird im Falle einer der unten aufgeführten Störungen in einen hochohmigen Zustand geschaltet (open collector Ausgang):

- Während der Einschaltphase des IGBTs
- Bei Unterspannung in der Spannungsversorgung +15V ($<13,5V$)
- Bei einem Kurzschluss

Die Auswertung von dem Fehlerausgang erfordert eine externe Beschaltung, deren Realisierung im Rahmen des Kapitels 3.6.4.3 beschrieben wird.

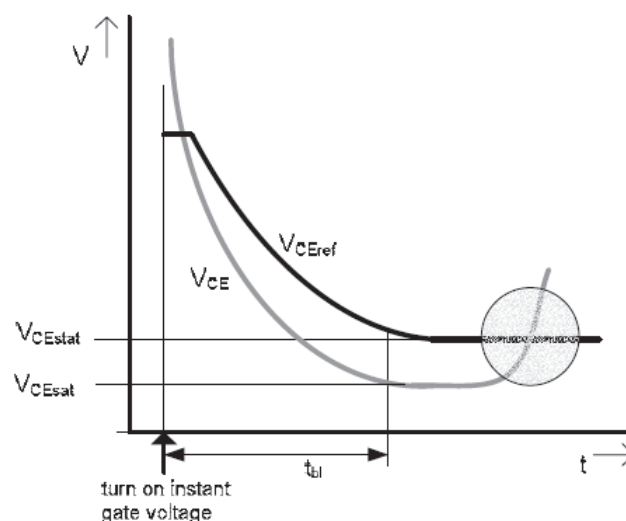


Abbildung 3-34: U_{CE} -Überwachung im dynamischen Einschaltbereich [SEM4]

Eine weitere und bedeutendste Funktion der Treiberplatine ist die dynamische Kurzschlussüberwachung (DSCP). DSCP wird durch die zyklische Überwachung der

Spannung U_{CE} realisiert. Neben der Überwachung im statischen Bereich spielt der dynamische Einschaltbereich eines IGBTs eine wichtige Rolle. Ein Beispiel ist in der Abbildung 3-34 grafisch dargestellt und zeigt einen Kurzschlussfall nach dem Einschalten eines IGBTs anhand der detektierten Erhöhung der Spannung U_{CE} über die eingestellte statische Spannungsgrenze V_{CEstat} der Referenzspannung V_{CEref} . Unmittelbar vor und während des Einschaltens beträgt die Spannung U_{CE} deutlich höhere Werte, die sich im ausgeschalteten Zustand des IGBTs auf die Zwischenkreisspannung einstellt. Diese Spannung muss im Laufe des Einschaltvorganges zuerst abgebaut und darf nicht zu früh durch DSCP überwacht (Berücksichtigung der Mindestausblendzeit, auch blanking time t_{bl} genannt) werden. Der gewünschte Verlauf der Referenzspannung kann durch die entsprechende Wahl der Bauelemente R_{CE} und C_{CE} auf der Adapterplatine eingestellt werden.

3.5.7.3 Adapterplatine Board 2s SKYPER 32 R

Die Adapterplatine Board 2s SKYPER 32 R dient als Schnittstelle zwischen einem IGBT-Modul aus der Familie SEMiX 2s und der IGBT-Treiberplatine SKYPER 32 R. Durch anwenderspezifische Einstellungen auf der Adapterplatine kann die Schaltcharakteristik der IGBTs über die Dimensionierung der Widerstände R_{Gon} und R_{Goff} verändert werden. Weiterhin kann die dynamische Kurzschlussüberwachung (DSCP = Dynamic Short Circuit Protection) über die Dimensionierung des Widerstandes R_{CE} und des Kondensators C_{CE} eingestellt werden [SEM3].

Für die Einstellung von DSCP werden die Elemente R_{CE} und C_{CE} nach den gegebenen Formeln aus [SEM4], siehe Formel (3-21) und (3-22), ausgelegt:

$$R_{CE}[k\Omega] = -17k\Omega \cdot \ln \left(1 - \frac{V_{CEstat} + R_{VCE} \cdot \frac{V}{k\Omega}}{8,5V} \right) \quad (3-21)$$

$$C_{CE}[pF] = \frac{t_{bl}[\mu s] - 2,5\mu s - 0,11 \frac{\mu s}{\Omega} \cdot R_{CE}}{0,00323 \frac{\mu s}{pF}} \quad (3-22)$$

Der Widerstand R_{VCE} wird laut dem Datenblatt [SEM3] als 0Ω Widerstand ausgelegt, da es sich um einen 1200V IGBT handelt. Die statische Referenzspannung V_{CEstat} wird mit 2V angenommen, die laut der Datenblattangabe für $V_{CE(sat)}$ des IGBT-Moduls [SEM2] etwa bei dem Kollektorstrom $I_C = 200A$ abfallen würde. Dieser Strom wird als Grenzstrom für einen Kurzschlussfall betrachtet. Mit den festgelegten Werten für V_{CEstat} und R_{VCE} wird nun der Widerstand $R_{CE} = 4,56k\Omega$ nach der Formel (3-21) berechnet. Es wird ein Widerstand mit $4,64k\Omega$ gewählt.

Die Mindestausblendzeit t_{bl} wird mit $5,5\mu s$ angenommen. Dieser Wert basiert auf der maximalen Pulsladung von $5\mu C$, die mit auf der Adapterplatine integrierten Boost-Kondensatoren geliefert wird, und auf dem gegebenen Anwendungsbeispiel in [SEM4]. Mit dem festgelegten Wert für t_{bl} und dem zuvor berechneten Wert für R_{CE} wird nun die Kapazität $C_{CE} = 774pF$ nach der Formel (3-22) berechnet. Es wird ein Kondensator mit $680pF$ gewählt.

Weiterhin werden die Ein- und Ausschalt-Gate-Widerstände R_{Gon} und R_{Goff} nach den Werten für $R_{Gon,main}$ und $R_{Goff,main}$ aus dem Datenblatt [SEM4] als $1,5\Omega$ Widerstände und die Entkopplungs-Gate-Widerstände R_{G1} und R_{G2} nach dem Wert für $R_{G,X}$ aus dem Datenblatt [SEM4] als $2,2\Omega$ Widerstände ausgelegt.

Die Befestigung der Adapterplatine auf dem IGBT-Modul erfolgt aufgrund der hohen Anforderungen (Zugfestigkeit, Vibrationsfestigkeit) mittels gewindefurchenden Schrauben der Firma EJOT vom Typ DELTA PT 25x10mm TX8, die speziell für Verschraubung in Thermoplasten entwickelt und von SEMIKRON empfohlen werden [SEM5, S.22].

Die Verbindung zwischen der Adapterplatine und der IGBT-Treiberplatine wird neben den Steckverbindungen zusätzlich mit drei Abstandshaltern der Firma RICHCO vom Typ DLMSPM-8-01 nach einer SEMIKRON Empfehlung [SEM4, S.9] stabilisiert. Die Abbildung 3-35 verdeutlicht den Einsatz von Abstandshaltern (Support post).

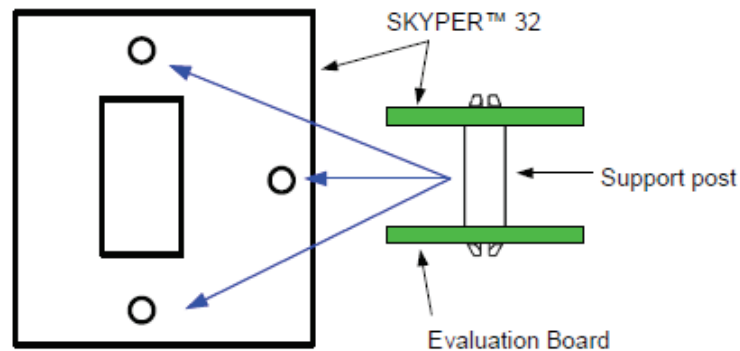


Abbildung 3-35: Befestigung von IGBT-Treiberplatine auf Adapterplatine [SEM3]

Die Spannungsversorgung, Ansteuerung und Rückmeldungen der IGBT-Treiberplatine werden über die externe Schnittstelle X20 auf der Adapterplatine realisiert. Die Anbindung an X20 erfolgt über gängige Steckverbindungen, die für die Verdrahtung mit einem Flachbandkabel geeignet sind.

3.5.7.4 Bremswiderstand

Der Bremswiderstand R_b wird zwischen dem positiven Potential im Zwischenkreis ($+U_{zk}$) und dem Ausgang des BOT-IGBTs angeschlossen, siehe einen Ausschnitt aus dem Stromlaufplan in der Abbildung 3-36. Im eingeschalteten Zustand des BOT-IGBTs fließt ein Strom I_{rb} (roter Zweig) durch den Bremswiderstand. Unmittelbar nach dem Ausschalten des IGBTs fließt der Strom aufgrund von vorhandenen parasitären Induktivitäten weiter und kann über die Freilaufdiode des TOP-IGBTs abgeführt werden (grüner Zweig). Dadurch werden Überspannungen, die an den parasitären Induktivitäten im Widerstand und in den Anschlussleitungen in Folge von hohen Stromänderungen ($U_L = L \cdot di_L/dt$) direkt nach dem Ausschalten von IGBT entstehen können, abgebaut.

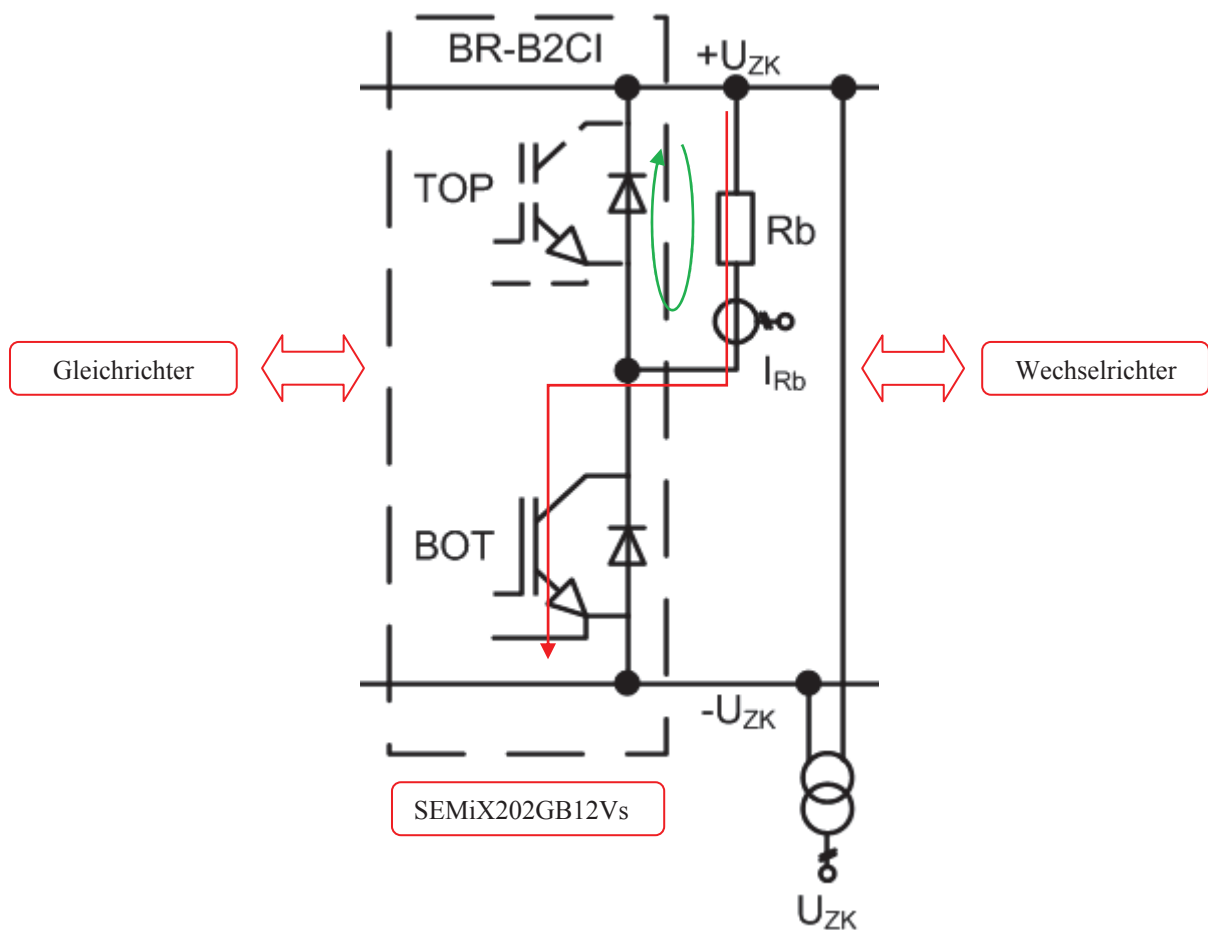


Abbildung 3-36: Stromlaufplan des Bremschoppers ohne Ansteuerung

Die Dimensionierung des Bremswiderstandes hängt von der Nennleistung der betriebenen Maschine, die im Fall nicht vorhandener Möglichkeit für eine Rückspeisung im Bremswiderstand in die Wärme umgewandelt werden muss. Weiterhin muss die max. Zwischenkreisspannung und die Taktrate, mit der der IGBT angesteuert wird, berücksichtigt werden. Eine Abschätzung des benötigten Bremswiderstandes kann nach der Formel (2-9) erfolgen. Nach der Berücksichtigung der maximal zulässigen Zwischenkreisspannung von 800V [SEM1, U_{DCmax}] und einer dauerhaften Ansteuerung ($T_{E,max} = T_S$) des IGBTs ergibt sich ein Widerstand von $155,91\Omega$, siehe Berechnung in (3-23). Die Nennleistung und der Nennwirkungsgrad der Asynchronmaschine wurden ihrem Datenblatt [VEM] entnommen.

$$R_B = 1 \cdot \frac{(800V)^2}{5000W \cdot 0,821} = 155,9\Omega \quad (3-23)$$

Eine Reduzierung der maximalen Einschaltdauer der Schaltperiode führt zu einem kleineren Bremswiderstand, der allerdings mit einem höheren Strom während der Einschaltdauer beaufschlagt wird. Dabei bleibt die durchschnittliche Leistung, die im Widerstand umgesetzt wird, über die gesamte Schaltperiode gleich. So kann auf diesem Wege durch das Takten (engl. chopping) des Bremswiderstandes ein Bremschopper realisiert werden. Weitere Details zur Umsetzung der Steuerung des Bremschoppers und die Wahl des Bremswiderstandes können den Kapiteln 4.2 und 4.3 entnommen werden.

3.5.8 Messwandler

Für die feldorientierte Regelung einer DG-ASM müssen die aktuellen Strom- und Spannungsgrößen an mehreren Stellen erfasst werden. Die zu erfassenden Strom- und Spannungsgrößen können Messwerte von bis zu 20A und 800V erreichen, die nicht direkt mit einem elektronischen Kreis erfasst werden können. Aus diesem Grund werden Messwandler verwendet, die die größeren Messsignale auf der Primärseite in entsprechend kleinere Messsignale auf der Sekundärseite übersetzen.

3.5.8.1 Stromwandler

Es werden zwei verschiedene Stromwandler der Firma LEM eingesetzt: LAH 25-NP und LA 55-P. Beide Typen basieren auf Halleffekt und können DC-, AC- oder Impulsströme mit einer galvanischen Trennung zwischen dem Primärkreis (Starkstromkreis) und Sekundärkreis (elektronischer Kreis) messen. Die Eigenschaften wie sehr gute Messgenauigkeit und Linearität, geringe Temperaturdrift, geringe Störanfälligkeit gegenüber Fremdfeldern sowie Leiterplattenmontage zeichnen diese Stromwandler aus [LEM1, LEM2].

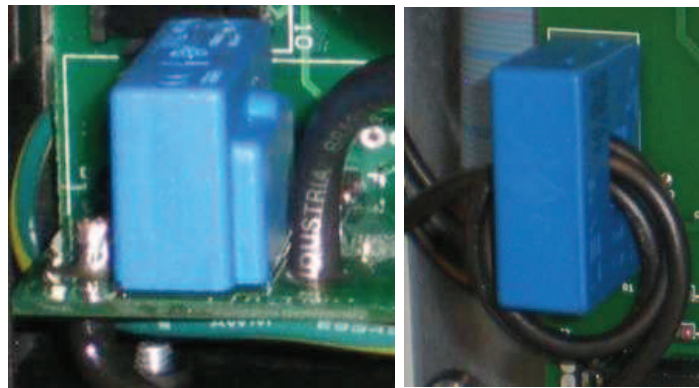


Abbildung 3-37: LEM Stromwandler LAH 25-NP (links) und LA 55-P (rechts)

Die Erfassung der Phasenströme I_U und I_V in der IGBT-Brücke (Gleichrichter und Wechselrichter) erfolgt mit den integrierten Stromwandlern LAH 25-NP, die für einen effektiven Primärnennstrom von 25A ausgelegt sind. Mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:1000 erhält man einen effektiven Sekundärnennstrom von 25mA, der mit einem passenden Messwiderstand in eine messbare Spannung umgewandelt wird.

Die Erfassung der Phasenströme I_1 und I_2 für die Leistungsbestimmung der DG-ASM sowie der Bremsstrom I_{Rb} im Bremswiderstand werden mit den Stromwandlern LA 55-P, die alle auf der Messwerterfassungsplatine integriert werden, erfasst. Diese Stromwandler sind für einen effektiven Primärnennstrom von 50A ausgelegt und liefern bei einem Übersetzungsverhältnis von 1:1000 einen Sekundärnennstrom von 50mA. Im Vergleich zu den Stromwandlern LAH 25-NP in den IGBT-Brücken können die Stromwandler LA 55-P auf der Messwerterfassungsplatine durch das mehrfache Schleifen der Messleitung, siehe das Beispiel in Abbildung 3-37 rechts, im oberen Messbereich betrieben werden. Das führt zu einer geringeren Messabweichung im Stromwandler selbst und entsprechend durch einen höheren Spannungsabfall am Messwiderstand im elektronischen Kreis.

3.5.8.2 Spannungswandler

Die Erfassung der Spannungen im Zwischenkreis und zwischen den Phasen L1, L2 und L3 findet mit den Spannungswandlern CV 3-1000, siehe Abbildung 3-38, statt.

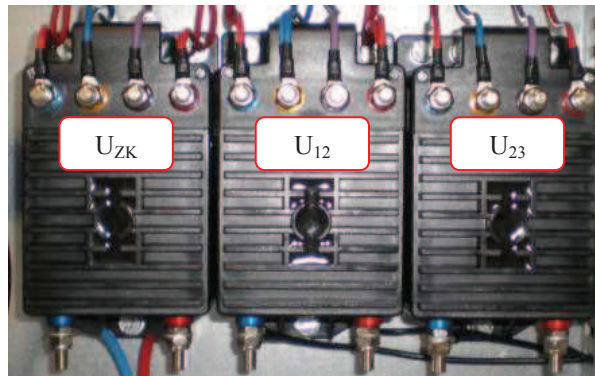


Abbildung 3-38: LEM Spannungswandler CV 3-1000

Die Spannungswandler sind für eine effektive Primärnennspannung von 700V ausgelegt und können im weiten Messbereich von $\pm 1000\text{V}$ eingesetzt werden. Dabei entsteht bei einem Übersetzungsverhältnis von 1:100 eine Sekundärspannung von $\pm 10\text{V}$ [LEM].

Die Details zur Messwerterfassung mit den Strom- und Spannungswandlern sind dem Kapiteln 3.6.5.2 zu entnehmen.

3.5.9 Netzteile

Im Prüfstand werden insgesamt drei externe Netzteile (24VDC und $\pm 15\text{VDC}$) benötigt, die zur Versorgung von Leistungselektronik, Lüfter, Messwandlern, Steuerkreisen und Anpassungsschaltungen auf Leiterplatten dienen. Die Netzteile wurden so ausgewählt, dass sie in einem Eingangsspannungsbereich von 230VAC arbeiten und bei der jeweils erforderlichen Ausgangsspannung den geplanten Strombedarf abdecken können. Ein weiteres Kriterium für die Auswahl war die Möglichkeit zur Befestigung der Netzteile auf einer Hutschiene, die eine gewisse Flexibilität beim Positionieren auf einer Montageplatte ermöglicht.

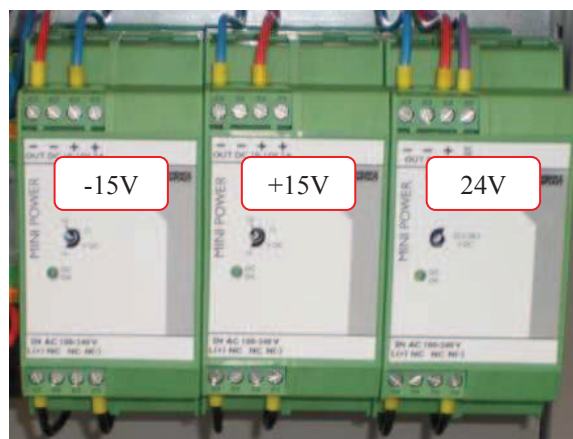


Abbildung 3-39: Phoenix Netzteile -15V, 15V und 24V

Die drei ausgewählten Netzteile sind alle vom Typ MINI POWER der Firma Phoenix Contact und zeichnen sich durch eine schmale Bauform und hohe Überlastbarkeit, die beim Starten von schwierigen Lasten mit einer Leistungsreserve von bis zu 100% durch POWER BOOST²⁰ Modus sichergestellt wird, aus [PHO5].

²⁰ Leistungsreserve

3.5.9.1 24V Netzteil

Das Netzteil MINI-PS-100-240AC/24DC/2 stellt eine primär getaktete Stromversorgung mit einer Nennausgangsspannung von $U_N = 24\text{VDC} \pm 1\%$ und einem Ausgangsnennstrom von $I_N = 2\text{A}$ ($I_{\text{BOOST}} = 2,9\text{A}$) dar.

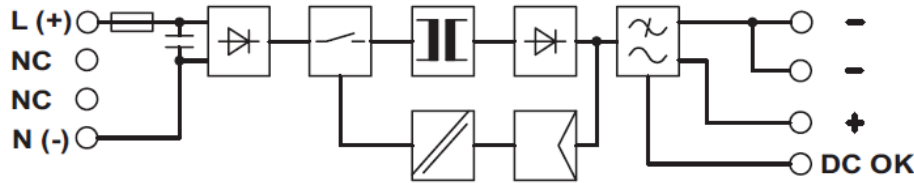


Abbildung 3-40: Blockschaltbild MINI-PS-100-240AC/24DC/2 [PHO5]

Wie im Blockschaltbild, Abbildung 3-40, zu erkennen, wird die Primär- und Sekundärseite galvanisch voneinander getrennt. Eine Schmelzsicherung von 2,5AT auf der Primärseite sorgt für Schutz gegen interne Kurzschlüsse und Überlasten (Geräteschutz).

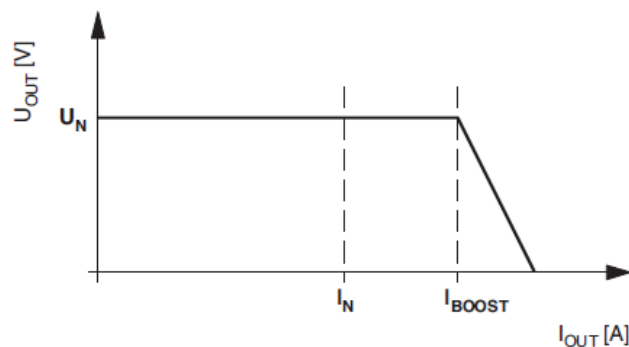


Abbildung 3-41: Ausgangskennlinie MINI-PS-100-240AC/24DC/2 [PHO5]

Ein zusätzlicher Ausgang *DC OK* kann dazu ausgewertet werden, um eine mögliche Überlast bzw. einen Kurzschluss durch ein Abfallen der Ausgangsspannung zu erkennen, siehe die Ausgangskennlinie in Abbildung 3-41.

Der maximale Strombedarf für das 24V Netzteil ergibt sich nach einer Abschätzung von möglichen 24V-Verbrauchern im Prüfstand und deren maximalen Strombelastung in der Summe zu 800mA, siehe die Verbraucherübersicht in der Tabelle 3-3.

Verbraucher 24VDC	Max. Strom [mA]	Anzahl	Strom [mA]
Lüfter (Umrichter)	110	4	440
Steuerschütz	170	2	340
Optokoppler 24VDC/TTL	4	5	20
Summe			800

Tabelle 3-3: Verbraucherübersicht für Spannungsversorgung 24VDC

Die Angaben zu maximalen Verbraucherströmen (Spalte: Max. Strom [mA]) wurden den entsprechenden Datenblättern [SEM1, SIE1, PHO1] entnommen, wobei die maximale Strombelastung eines Steuerschützes aus seiner Halteleistung ($P_H = 4\text{W}$) bestimmt wurde. Insgesamt bleibt bei dem 24V Netzteil noch eine Stromreserve von 1,2A bzw. 2,1A im POWER BOOST Modus.

3.5.9.2 $\pm 15\text{V}$ Netzteil

Das Netzteil MINI-PS-100-240AC/10-15DC/2 ist ebenfalls eine primär getaktete Stromversorgung mit einer Nennausgangsspannung von $U_N = 12\text{VDC} \pm 1\%$ und einem Ausgangsnennstrom von $I_N = 2\text{A}$ ($I_{\text{BOOST}} = 2,3\text{A}$), der im gesamten Einstellbereich der Ausgangsspannung von 10-15V geliefert werden kann, siehe Ausgangskennlinie in Abbildung 3-42.

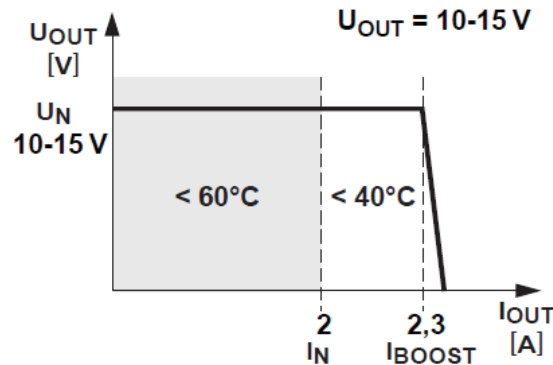


Abbildung 3-42: Ausgangskennlinie MINI-PS-100-240AC/10-15DC/2 [PH04]

Das Blockschaltbild unterscheidet sich von dem 24V Netzteil, siehe Abbildung 3-40, nur in dem nicht vorhandenen Ausgang *DC OK*. Die Primärseite wird ebenfalls mit einer Schmelzsicherung von 2AT gegen interne Fehler abgesichert. Die Sekundärseite bzw. die Ausgangsseite ist gegen interne Überspannungen geschützt und enthält eine Begrenzung des Ausgangsstromes im Kurzschlussfall auf einen maximalen Wert von 3,5A.

Um die Verbraucher wie Strom- oder Spannungswandler mit einer Spannung von $\pm 15\text{V}$ versorgen zu können, werden zwei 15V Netzteile vom Typ MINI-PS-100-240AC/10-15DC/2 in Reihe geschaltet, siehe Stromlaufplan im Anhang [C6].

Verbraucher $\pm 15\text{VDC}$	Max. Strom [mA]	Anzahl	Strom [mA]
Spannungswandler	32	3	96
Stromwandler	30	7	210
IGBT-Treiber (Umrichter)	45	6	270
Power Supply (Umrichter)	280	2	560
IGBT-Treiber (Bremschopper)	450	0,5	225
Levelshifter, $V_{\text{DD(B)}}$	50	4	200
Summe			1561

Tabelle 3-4: Verbraucherübersicht für Spannungsversorgung $\pm 15\text{VDC}$

Der maximale Strombedarf für die $\pm 15\text{V}$ Netzteile ergibt sich nach einer Abschätzung von möglichen 15V-Verbrauchern im Prüfstand und deren maximalen Strombelastung in der Summe zu 1561mA, siehe die Verbraucherübersicht in der Tabelle 3-4. Dabei wird zuerst kein Unterschied zwischen +15- und -15V-Verbrauchern gemacht, was letztendlich zu einer geringeren Strombelastung, als in der Tabelle 3-4 angegeben, des jeweiligen Netzteils führt.

Die maximale Stromstärke bei Spannungswandlern ergibt sich aus der Datenblattangabe in [LEM] für Strom I_C^{21} , wobei der zusätzliche Strombedarf für die Auswertung der Messspannung in dSPACE durch hochohmige Innenwiderstände der analogen Eingänge vernachlässigt werden kann. Die Stromwandler weisen nach den Datenblattangaben [LEM1, LEM2] einen Strom-Grundbedarf von 10mA plus die Sekundärstromstärke, die hier im Durchschnitt mit 20mA angenommen wurde und einer gemessenen Primärstromstärke von 20A entspricht, auf. Die IGBT-Treiberplatten für eine Halbbrücke im Umrichter (3 pro Umrichter) weisen laut dem Datenblatt [SEM7] einen maximalen Primärstrom von 45mA auf, hinzu kommt der maximale Strom des Power Supply Moduls [SEM8] von 280mA (1 pro Umrichter). Die IGBT-Treiberplatine im Bremschopper benötigt laut dem Datenblatt [SEM4] einen maximalen Primärstrom von 450mA, der aufgrund nur eines verwendeten IGBT auf die Hälfte von 225mA reduziert werden kann. Die Levelshifter benötigen laut der Angabe für I_{DD} im Datenblatt [NXP] einen maximalen Strom von 50mA, wobei dieser Wert eine Kombination für die Primär- und Sekundärseite des Levelshifters darstellt.

3.5.10 Schaltelemente

Im Kapitel Schaltelemente werden alle elektrischen und elektronischen Schalter, wie z.B. der Hauptschalter, Schütze und Optokoppler, beschrieben.

3.5.10.1 Hauptschalter

Hauptschalter hat die Aufgabe, die Versorgungsspannung für den Prüfstand ein- bzw. auszuschalten. Bei der Versorgungsspannung handelt es sich um eine Drehstromspannung 400V / 50Hz, die mindestens mit einem 3-poligen Hauptschalter geschaltet werden muss. Da im Prüfstand die Spannungsversorgung des Steuerstromkreises 230VAC über die Phase L1 und N erfolgt, muss der Hauptschalter einen zusätzlichen Schaltkontakt zum Unterbrechen des N-Leiters aufweisen.

Die Auslegung des Hauptschalters auf die Strombelastung im Nennbetrieb basiert auf der Summe der Nennströme der eingesetzten Asynchronmaschine mit $I_N = 11A$ (Stator in Sternschaltung) und des Transformators mit $I_N = 4,1A$ (Primärseite). Diese ergeben zusammen eine Stromstärke von 16,1A. Da der eingesetzte Transformator in seiner Nennleistung überdimensioniert ist, siehe Kapitel 3.5.4, werden insgesamt weniger als 16A erwartet.



Abbildung 3-43: Hauptschalter 3LD2003-OTK51 und Schaltglied 3LD9220-0B [SIE4]

²¹ Current Consumption

Der ausgewählte Hauptschalter 3LD2003-0TK51 von der Firma Siemens ist ein 3-poliger Grundschafter mit Drehantrieb, der für den Einbau in eine Wand bzw. Frontplatte geeignet ist. Der Bemessungswert seines Dauerstroms beträgt 16A [SIE4]. Für die Schaltung des N-Leiters wird zusätzlich das passende Schaltglied 3LD9220-0B zum seitlichen Anbau an den Grundschafter beschaffen, siehe Abbildung 3-43.

3.5.10.2 Schütze

Im Prüfstand werden zwei Schütze für die Überbrückung der Vorladewiderstände und für die Zuschaltung des Stators der Asynchronmaschine im doppelt gespeisten Betrieb eingesetzt. Die beiden Schütze müssen deshalb im Dauerbetrieb mindestens für die Nennstromstärke der Asynchronmaschine $I_N = 11\text{A}$ (Statorseite in Sternschaltung) und eine Leiterspannung von 400V ausgelegt sein.

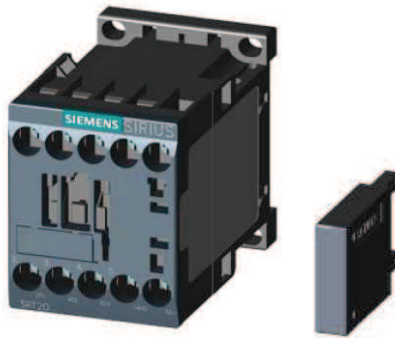


Abbildung 3-44: Schütz 3RT2017-1BB41 u. Überspannungsschutz 3RT2916-1DG00 [SIE1]

Das ausgewählte Schütz 3RT2017-1BB41 von der Firma Siemens [SIE1] weist einen Betriebsstrom von 12A auf und wird mit 24V Gleichspannung angesteuert. Die Anzugs- und Halteleistung der Magnetspule beträgt 4W. Neben drei Hauptkontakten (Schließer) ist ein Hilfskontakt (Schließer) integriert, der laut dem Datenblatt [SIE1] bei 17V und 1mA zuverlässig schaltet. Um bei Schaltvorgängen der Magnetspule mögliche Überspannungen zu reduzieren bzw. komplett zu vermeiden, wird das Überspannungsschutz 3RT2916-1DG00 mit einer integrierten Freilaufdiode verwendet, siehe Abbildung 3-44, welches nachträglich oben auf die Schütze aufgesteckt werden kann.

3.5.10.3 Optokoppler

Ein Optokoppler dient zur optischen Trennung zwischen Ein- und Ausgangsspannungskreisen. In diesem Fall sind es Spannungskreise 24VDC und 5VDC. Für die Steuerung und Überwachung des Prüfstandes werden zwei verschiedene Optokoppler-Typen eingesetzt.

Die Ansteuerung der Schütze soll mithilfe eines digitalen Ausgangs von dSPACE realisiert werden, welcher eine Spannung nur im TTL-Pegelbereich (5VDC) unterstützt. Aus diesem Grund werden die Optokoppler PLC-OPIT-5DC/300DC/1 [PHO] von der Firma Phoenix Contact eingesetzt. Mit diesem Optokoppler-Typ können Ausgangsspannungen bis zu 300VDC und ein Ausgangsstrom bis zu 1A geschaltet werden. Somit können die Magnetspulen der Schütze mit der Halteleistung von 4W problemlos geschaltet werden (bei 24VDC ergibt sich ein Strom von 0,166A). Der typische Eingangsstrom des Optokopplers PLC-OPIT-5DC/300DC/1 beträgt 5mA, welcher laut Datenblatt von dSPACE Board DS1104 [dSP] mit einem digitalen Ausgang getrieben werden kann.

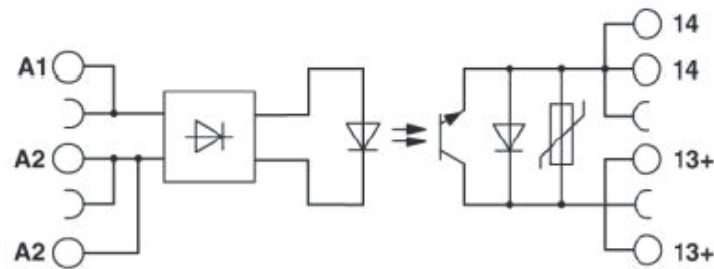


Abbildung 3-45: Schaltplan von Optokoppler PLC-OPIT-5DC/300DC/1 [PHO]

Die Abbildung 3-45 zeigt den Schaltplan von dem Optokoppler PLC-OPIT-5DC/300DC/1. Auf der Sekundärseite ist in der internen Verschaltung des Optokopplers ein Varistor zu erkennen, der die Ausgangsschaltung gegen Überspannung schützen soll. Zusätzlich ist ein Verpolschutz mit einer Diode, die antiparallel zum Schalttransistor angeordnet ist, realisiert.

Ein weiterer Optokoppler-Typ wird zur Überwachung einiger Systemkomponenten benötigt, wo eine Signaltrennung zwischen 24VDC (Eingangsseite) und 5VDC (Ausgangsseite) erforderlich ist. Dafür werden die Optokoppler PLC-OS...-24DC/TTL [PHO1] eingesetzt, die ebenfalls von der Firma Phoenix Contact stammen. Die Abbildung 3-46 zeigt die Ein- und Ausgangsbeschaltung des Optokopplers PLC-OS...-24DC/TTL. Die Eingangsbeschaltung besteht aus einer LED zur Statusanzeige, einer antiparallelen Diode zum Verpolschutz und einer Suppressordiode zum Überspannungsschutz der Optoelektronik. Die Ausgangsbeschaltung enthält ebenfalls ein Verpol- und Überspannungsschutz [PHO1].

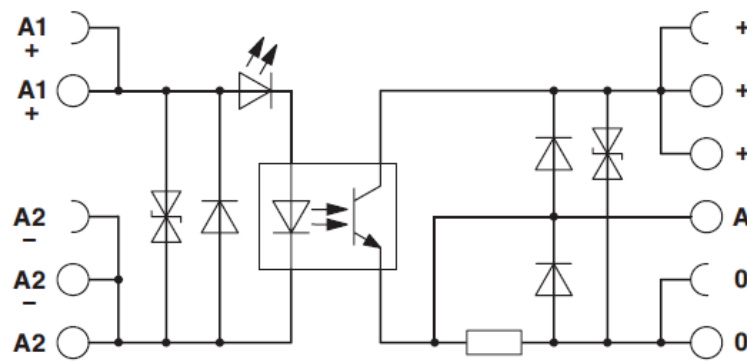


Abbildung 3-46: Schaltplan von Optokoppler PLC-OS...-24DC/TTL [PHO1]

3.5.11 Überstromschutzeinrichtungen

Mit Überstromschutzeinrichtungen werden die Kabeln und die Leitungen gegen zu hohe Erwärmung geschützt. Die Erwärmung kann aufgrund einer betriebsmäßigen Überlast oder bei einem Kurzschluss auftreten. Leitungsschutzschalter und Leitungsschutzsicherungen bzw. Schmelzsicherungen zählen zu den Überstromschutzeinrichtungen, die das System sowohl bei Überlast als auch bei Kurzschluss schützen [Hau].

Bei der Zuordnung der Überstromschutzeinrichtung bei Überlast müssen nach [Hau] bzw. DIN VDE 0100 Teil 430, Abschnitt 5.2 zwei Bedingungen erfüllt sein:

- $I_b \leq I_n \leq I_z$ Bedingung (1) und
- $I_2 \leq 1,45 I_z$ Bedingung (2).

I_b	Betriebsstrom des Stromkreises
I_n	Nennstrom der Schutzeinrichtung
I_z	Zulässige Strombelastbarkeit der Leitung
I_2	großer Prüfstrom der Schutzeinrichtung

Im Prüfstand werden mehrere Schmelzsicherungen und ein Leitungsschutzschalter eingebaut, die angeschlossene Verbraucher und Leitungen gegen Überstrom schützen sollen.

3.5.11.1 Statorkreis

Bei der Auswahl der Überstromschutzeinrichtung F1 im Statorkreis werden die drei Konzepte des Generatorsystems, siehe Stromlaufpläne im Anhang [C1, C2, C3], berücksichtigt. Demnach ergeben sich zwei Anschlussvarianten im Statorkreis: ASM mit und ohne Vollumrichter. Das bedeutet, dass die gewählte Schutzeinrichtung neben dem Motorschutz auch den Leistungs-Halbleiterschutz erfüllen muss.

Die Verdrahtung des Statorkreises erfolgt zum Teil mit einer Aderleitung in einem Elektro-Installationskanal, die nach der Tabelle [Hau, S.94] der Verlegeart B1 zugeordnet wird. Weiterhin handelt es sich um drei belastete Adern mit einem Querschnitt von $1,5\text{mm}^2$, die nach der Tabelle [Hau, S.94] eine zulässige Strombelastbarkeit $I_z = 16,5\text{A}$ aufweisen. Die ASM hat ihren Nennstrom im Statorkreis (Sternschaltung) bei 11A , welcher als Betriebsstrom I_b des betroffenen Stromkreises angesehen wird. Nach der Bedingung (1) muss der Nennstrom der entsprechenden Überstromschutzeinrichtung im Bereich von $11\text{A} \leq I_n \leq 16,5\text{A}$ liegen.

Aus diesem Grund erfolgt der Überstromschutz des Statorkreises mit Schmelzsicherungen bzw. Sicherungseinsätzen der Baureihe URZ²² vom Typ 6003434.12 der Firma SIBA [SIB], deren Nennstrom $I_n = 12\text{A}$ beträgt. Die Sicherungseinsätze werden in einem ZS Modul 51 063 04.3 eingesetzt. Die Betriebsklasse der Sicherungseinsätze ist gRL, die sich aus den Betriebsklassen gR und gL zusammensetzt. Die Betriebsklasse gR steht nach [Hau] für Ganzbereichs-Halbleiterschutz und gL für Ganzbereichs-Kabel- und Leitungsschutz. Da der große Prüfstrom I_2 nach der elektrischen Charakteristik [SIB, S.20] unter 20A liegt, wird damit die Bedingung (2) ebenfalls erfüllt: $I_2 \leq 1,45 \times 16,5\text{A} \leq 23,93\text{A}$.

3.5.11.2 Rotorkreis

Der Rotorkreis wird nur bei dem Konzept DG-ASG über einen Transformator und einen Teilumrichter gespeist, siehe Stromlaufplan im Anhang [C3].

Aus Sicherheitsgründen wird auf den Einsatz von Überstromschutzeinrichtungen im Rotorkreis des ASG nach dem Wechselrichter verzichtet. Auslösen einer Schutzeinrichtung an dieser Stelle hat eine sehr hohe Stromänderungsgeschwindigkeit im

²² Ultra-rapid Sicherungen in Zylinderform (Kapselsicherungen)

Rotorkreis zur Folge, welche wiederum zu einer Überspannung im Statorkreis der Maschine führt. Ein weiterer Aspekt ist der Verlust der Kontrolle über die Regelung.

Jedoch wäre der Einsatz einer Überstromschutzeinrichtung vor dem Teilumrichter, also auf der Sekundärseite des Transformators, möglich. Wobei ein unmittelbarer Kurzschluss vor den Sicherungen zu einer Überlast auf der Primärseite des Transformators führen würde. Um das zu vermeiden, werden Überstromschutzeinrichtungen nur auf der Primärseite des Transformators eingesetzt.

Da ein Transformator je nach seinem Aufbau beim Einschalten im Leerlauf kurzzeitig einen Stromstoß um bis zum 15-fachen [Fis] seines Nennstromes aufweist, muss entsprechend eine Überstromschutzeinrichtung ausgewählt werden, die in diesem Zeitbereich nicht auslösen darf.

Für die Sicherungseinsätze im Rotorkreis wurde das gleiche Modul wie im Statorkreis vorgesehen. Die Auslegung der Sicherungseinsätze konnte jedoch aus Zeitgründen nicht im Rahmen der vorliegenden Arbeit erfolgen.

3.5.11.3 Steuerkreis 230VAC

Im Steuerstromkreis 230VAC, siehe Stromlaufplan im Anhang [C4], erfolgt die Auswahl der Überstromschutzeinrichtung F3 vorwiegend nach einem selektiven Leitungsschutz für die angeschlossenen Netzteile. Die verwendeten Netzteile [PHO4, PHO5] enthalten zum Geräteschutz eine interne Sicherung. Eine zulässige Vorsicherung zum Leitungsschutz wird mit einem Leitungsschutzschalter 6A, 10A oder 16A der Charakteristik B empfohlen.

Da die Summe der Eingangsnennströme von Netzteilen und dem Schaltschranklüfter unter 6A liegen, wird ein 1-poliger Leitungsschutzschalter S201 B6 der Firma ABB mit einem Bemessungsstrom $I_n = 6A$ und B Charakteristik ausgewählt. Zusätzlich wird ein passender Hilfskontakt (m) mit einem Schließer (NO²³) S2C-H10 beschaffen, der nachträglich unten an den Leitungsschutzschalter S201 B6 angebaut wird.

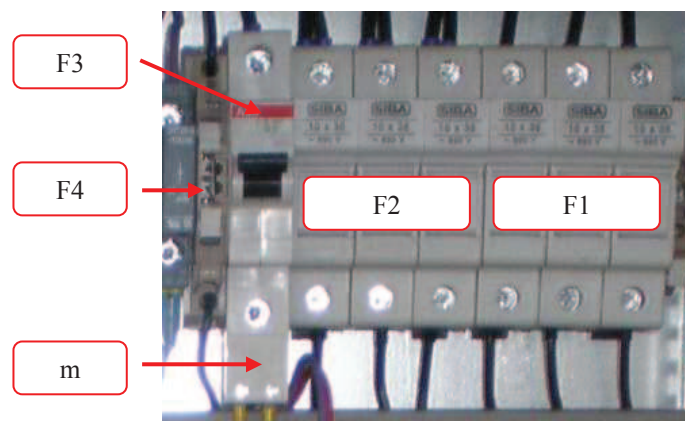


Abbildung 3-47: Überstromschutzeinrichtungen F1-F4

Um bei einem möglichen Fehlerfall (Überlast oder Kurzschluss) im Schaltschranklüfter eine Auslösung des Leitungsschutzschalters zu vermeiden, wird eine zusätzliche

²³ Normally open

Schmelzsicherung F4 vor dem Lüfter integriert. So kann der laufende Betrieb des Prüfstandes durch Fehler im Schaltschranklüfter ungestört fortgesetzt werden. Da der Nennstrom des verwendeten Lüfters laut seinem Typenschild 120mA beträgt, wird eine träge Feinsicherung 5x20mm mit einem Nennstrom $I_n = 125\text{mA}$ in einer Sicherungsklemme auf der Klemmleiste X2 installiert, siehe Abbildung 3-47. Die träge Charakteristik erlaubt im kurzen Zeitraum einen höheren Durchlassstrom als Nennstrom und verhindert damit eine unnötige Auslösung der Schmelzsicherung im Anlaufmoment des Lüfters.

3.5.11.4 Steuerkreis 24VDC

Der Steuerkreis 24VDC wird mit einem Netzteil versorgt, siehe Kapitel 3.5.9.1, welches einen begrenzten Ausgangsstrom liefern kann. Dieser Ausgangsstrom liegt unter der maximalen Strombelastbarkeit der Einzeladerleitung mit einem Querschnitt von 1mm^2 , die für die Verdrahtung des Steuerkreises verwendet wurde. Aus diesem Grund kann eine Überstromschutzeinrichtung entfallen. Eine Ausnahme wird jedoch bei der Versorgung der Lüfter im Umrichter gemacht. Die Lüfter sollen in einem Fehlerfall (Überlast oder Kurzschluss) die 24V Versorgung möglichst nicht stören und erhalten daher zusätzlich jeweils eine träge Feinsicherung 5x20mm (F5, F6), die in eine Sicherungsklemme auf der Klemmleiste X3 eingesetzt wird, siehe Abbildung 3-48.

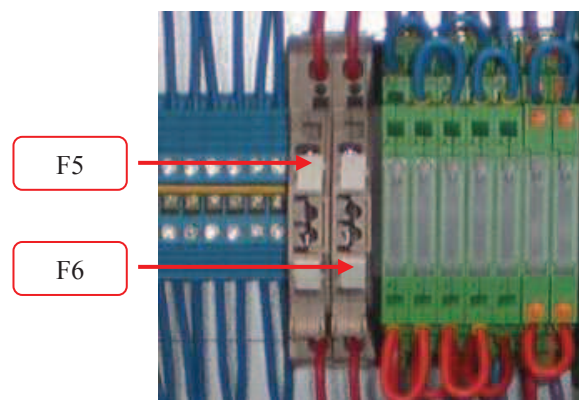


Abbildung 3-48: Überstromschutzeinrichtungen F5, F6

Da eine Sicherung insgesamt zwei Lüfter pro Umrichter, die laut dem Datenblatt [SEM] einen Nennstrom von 110mA aufweisen, schützen muss, wird eine Feinsicherung mit einem Nennstrom von 250mA eingesetzt.

3.6 Platinenentwurf

Heutzutage existiert eine Vielzahl an grafischen Computertools, die den Entwicklern von Leiterplatten bei dem Entwurf von Schaltplänen und Layouts zur Hilfe stehen. Zum Entwurf von Leiterplatten bei dieser Masterthesis wird ein von den mittlerweile sich in der Praxis sowie auch im Labor der elektrischen Antriebe und Leistungselektronik an der HAW bewährten Standard-Tools EAGLE (Einfach Anzuwendender Grafischer Layout-Editor) von der Firma CadSoft Computer GmbH eingesetzt.

3.6.1 Entwicklungsumgebung EAGLE

EAGLE ist ein sehr leistungsfähiger Grafikeditor, der für den Entwurf von Platinen-Layouts und Schaltplänen optimiert ist [Cad1]. Im Labor wird momentan die aktuellste Version 6.1.0 als Standard-Edition verwendet. Das Betriebssystem Windows 7 des Arbeitsrechners eignet sich sehr gut für den Betrieb dieser Anwendung und erfüllt die

allgemeinen Systemvoraussetzungen. Mit Ausnahme von ein paar wenigen Einschränkungen der Standard-Edition im Vergleich zur Professional-Edition (max. Layout-Fläche von 160×100 mm, max. 6 Signallagen und Schaltplan mit max. 99 Seiten [Cad1]) lassen sich die geplanten Leiterplatten realisieren.

3.6.2 Platinenaufbau

Bevor mit dem Entwurf und Aufbau von Leiterplatten mit EAGLE begonnen werden kann, müssen die gegebenen Rahmenbedingungen und Anforderungen analysiert werden. Dazu zählen:

- Maximale Einbaugröße auf der Montageplatte im Schaltschrank
- Notwendige Schnittstellen zur externen Hardware
- Anzahl und Größe der benötigten Bauteile auf Leiterplatte
- Berücksichtigung von EMV-Richtlinien
- Wirtschaftliche Aspekte bei der Fertigung

Die Einbaugröße auf der Elektronikplatte ist aufgrund der bereits platzierten Bauteile auf eine Fläche von etwa 120×120 mm begrenzt. Daraus ergibt sich die maximale Größe von einer Leiterplatte.

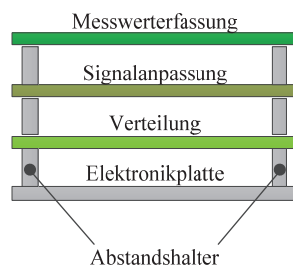


Abbildung 3-49: Räumliche Anordnung der Platinen

Aufgrund der komplexen Hardwarestruktur der Leistungselektronik und des Regel- und Steuerungssystems dSPACE ergeben sich relativ viele Schnittstellen, die meist über Flachbandkabel-Stecker oder eine D-Sub Schnittstelle ausgeführt sind. Es empfiehlt sich daher eine Aufteilung auf mehrere einzelne Leiterplatten. Diese können dann auf der Elektronikplatte übereinander aufgebaut und mit kurzen Flachbandkabeln untereinander vernetzt werden. Die räumliche Anordnung der Leiterplatten bzw. Platinen ist in der Abbildung 3-49 grafisch dargestellt. Dabei wird ersichtlich, dass bei diesem Konzept drei verschiedene Platinen entstehen. Die untere Platine dient zur Verteilung der Signale von dSPACE-System und wird deshalb als Verteilung bezeichnet. Die mittlere Platine dient zur Signalanpassung für die Leistungselektronik und wird deshalb als Signalanpassung bezeichnet. Die oberste Platine beinhaltet alle analogen und digitalen Schnittstellen zur Messwerterfassung von externen Sensoren und wird deshalb als Messwerterfassung bezeichnet. Die mechanische Verbindung zwischen den einzelnen Platinen und der Elektronikplatte erfolgt durch die metallischen Abstandshalter, die nach einer festen Verschraubung mit der Elektronikplatte eine leitende Verbindung zu PE-Schiene haben.

Die letzten drei der vorgenannten Rahmenbedingungen und Anforderungen werden in den nächsten Unterkapiteln, in denen die drei Platinen im Einzelnen behandelt werden, in ihrer Umsetzung erläutert.

3.6.3 Platine Verteilung

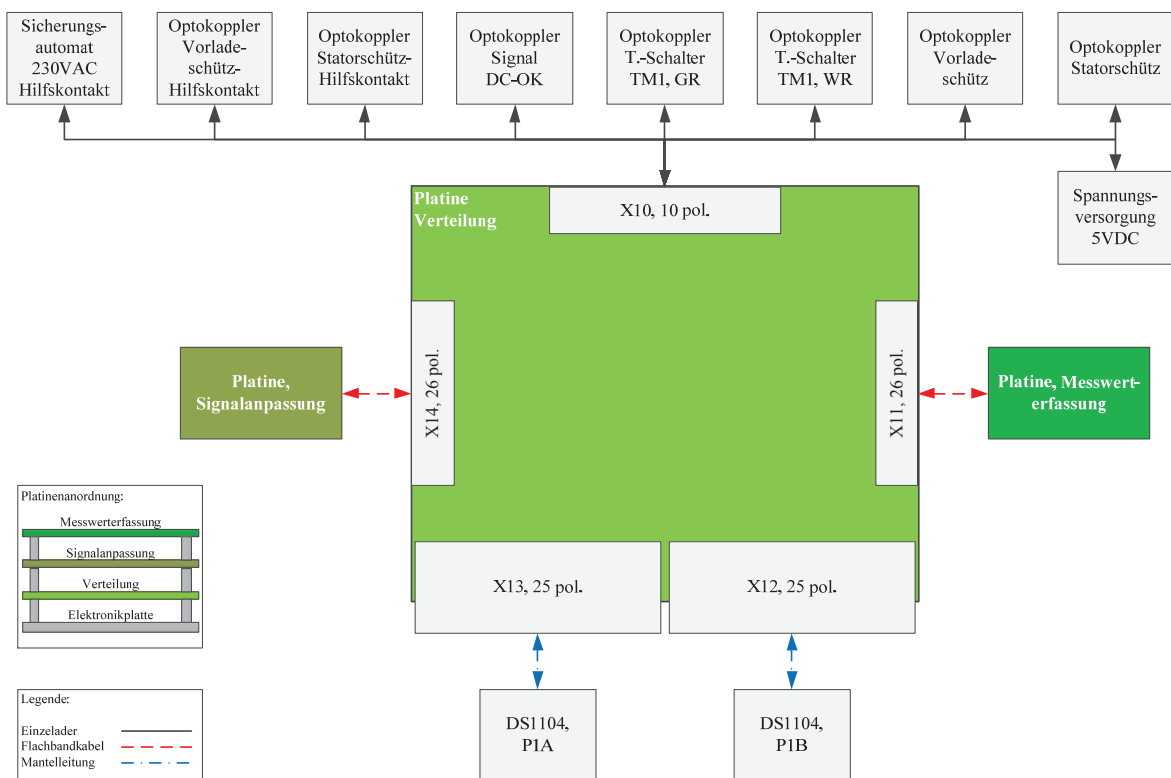


Abbildung 3-50: Aufbaudiagramm der Platine Verteilung

Die Abbildung 3-50 zeigt die äußere Beschaltung und die Anordnung der Schnittstellen im Aufbaudiagramm der Platine Verteilung, wobei die Abmaße der Platine und der Schnittstellen im Maßstab 1:1 dargestellt sind. Somit kann man bereits in der Planung die erste Abschätzung über die Bauteilgrößen und deren Positionierung machen. Einen tieferen Einblick in den Aufbau der Platine liefert der EAGLE Layout-Editor. Dazu sind im Anhang [B1, B2] der Schaltplan und das Layout der Platine Verteilung zu finden. In den weiteren Unterkapiteln findet man anhand einiger Bildausschnitte und Schaltprogramme des Platinaufbaus eine detaillierte Beschreibung wesentlicher Bestandteile der Platine.

3.6.3.1 Sicherungsautomat 230VAC

Zur Überwachung der 230VAC Versorgung, die für die Steuerstromkreise 230VAC, +/- 15VDC und 24VDC verantwortlich ist, wird der zusätzlich angebrachte Hilfskontakt S2C-H10 des Sicherungsautomaten S201-B6 von der Firma ABB mit einem digitalen Eingang im dSPACE-System ausgewertet. Der Hilfskontakt ist ein Schließer, der im Falle einer Spannungsunterbrechung bzw. Abschaltung geöffnet wird. Die Auswertung des aktuellen Zustandes des Hilfskontaktes kann ohne weitere Hilfsspannung nicht erfolgen, da die Mindestanforderungen an die Gleichspannung und Strom laut Datenblatt [ABB] wie folgt lauten: Mindestspannung von 12VAC bzw. 12VDC und dabei die Schaltleistung von mindestens 0,1VA. Um diese Anforderungen zu erfüllen, reicht die interne dSPACE Spannungsversorgung von 5VDC nicht aus. Dazu wird die Spannung vom Netzteil 15VDC eingesetzt und auf der Platine auf TTL-Pegel durch einen Spannungsteiler mit zwei Widerständen R1 und R2 angepasst. Da die Schaltleistung des Hilfskontaktes einen Mindestwert von 0,1VA haben soll, darf der Gesamtwiderstand des Spannungsteilers nicht größer als 2250Ω werden. Der Widerstandswert lässt sich nach der umgestellten Formel für die in einem Widerstand umgesetzte Leistung berechnen, siehe dazu die Formel (3-24).

$$P = \frac{U^2}{R} \Rightarrow R = \frac{U^2}{P} = \frac{(15V)^2}{0,1VA} = \mathbf{2250\Omega} \quad (3-24)$$

Die prinzipielle Verschaltung inklusive der Eingangsbeschaltung von dSPACE Board DS1104 wurde mit Hilfe des Simulationstools Portunus erstellt und ist in der Abbildung 3-51 grafisch dargestellt.

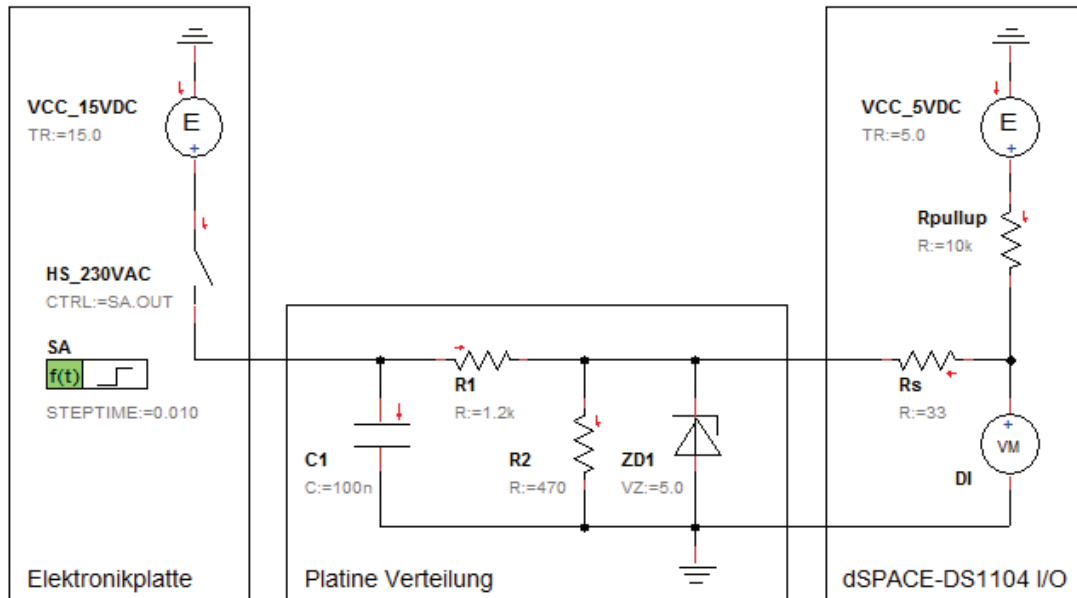


Abbildung 3-51: Portunus Schaltplan, Hilfskontakt von Sicherungsautomat 230VAC

Die Aufteilung von R1 und R2 erfolgt unter Berücksichtigung der Widerstandswerte nach der Reihe E12 (Abweichung $\pm 10\%$) und den Spannungsgrenzwerten im TTL-Pegelbereich: 0-0,8V für Low- und 2-5V für High-Zustände. Mit dem geschlossenen Hilfskontakt, d.h. 230VAC Versorgung ist vorhanden, beträgt die Spannung $U_{R2} = 4,22V$, siehe Berechnung nach der Formel (3-25). Der Einfluss der dSPACE-Eingangsbeschaltung ist bei dieser Berechnung vernachlässigbar klein und wird mit Hilfe der Simulation später überprüft.

$$\frac{U_{R2}}{U_{ges}} = \frac{R2}{R1 + R2} \Rightarrow U_{R2} = U_{ges} \frac{R2}{R1 + R2} = 15V \frac{470\Omega}{1.670\Omega} = \mathbf{4,22V} \quad (3-25)$$

Im geöffneten Zustand des Hilfskontaktes, d.h. die 230VAC Versorgung ist nicht vorhanden oder es besteht ein Verbindungsproblem in der Leitung, wird der Spannungsteiler lediglich durch die interne Eingangsbeschaltung von dSPACE versorgt. Dabei ergibt sich nach der Formel (3-26) eine Spannung $U_{R2} = 0,22V$.

$$U_{R2} = U_{ges} \frac{R2}{R_{pull-up} + R_s + R2} = 5V \frac{470\Omega}{10.503\Omega} = \mathbf{0,22V} \quad (3-26)$$

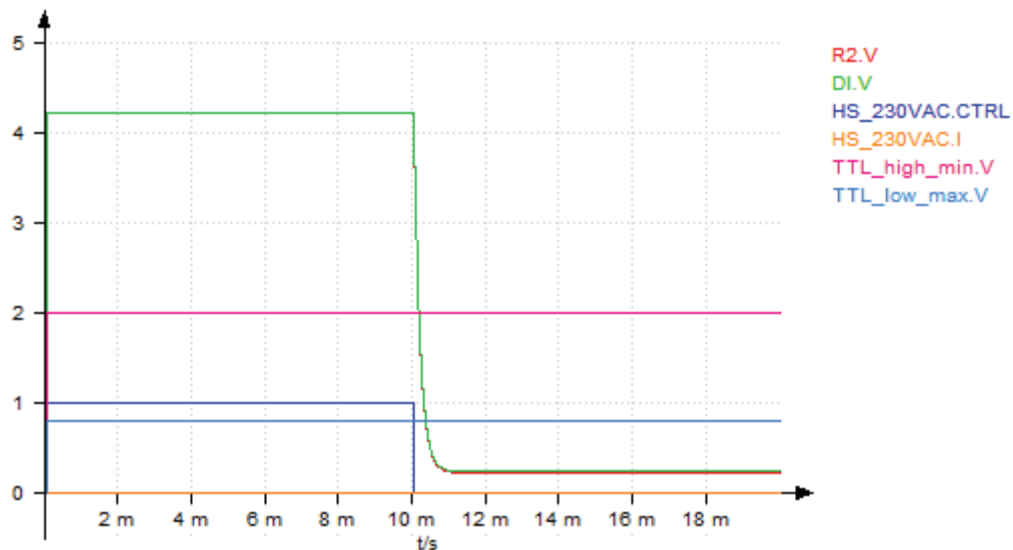


Abbildung 3-52: Portunus Simulationsergebnisse, Auswertung des Hilfskontaktes

Nach der Überprüfung mit der Simulation, siehe die Ergebnisse in Abbildung 3-52, stellt sich der erwartete Spannungsverlauf am Widerstand R2 (R2.V). Die erfasste Spannung im digitalen Eingang (DI.V) weicht nur geringfügig von der Spannung am R2 ab, sodass diese Abweichung vernachlässigt werden kann.

Die Beschaltung auf der Platine erhält neben den Widerständen zur Spannungsanpassung noch einen Kondensator C1 (100nF) zum Blockieren von hochfrequenten Störungen, die sich auf der Leitung zum Hilfskontakt ergeben können. Gegen Überspannung auf der Leitung oder Platine selbst wird zusätzlich zu der integrierten Suppressordiode in der Eingangsbeschaltung von dSPACE (nicht in der Simulation berücksichtigt) eine Z-Diode ZD1 (1N4733A) auf die Platine integriert.

3.6.3.2 Optokoppler

Die verwendeten Optokoppler der Firma Phoenix Contact vom Typ PLC-OPIT-5DC/300DC/1 und PLC-OS...-24DC/TTL wurden so ausgewählt, siehe Details in Kapitel 3.5.10.3, dass es keine weiteren Signalanpassung an dSPACE benötigt wird.

Durch die kurzen Wege in der Verdrahtung zwischen der Platine und den Optokopplern werden keine Störungen erwartet, sodass vorerst keine zusätzlichen Schutzelemente auf der Platine vorgesehen sind. Die elektrische Verbindung zu den Optokopplern und dem Hilfskontakt erfolgt über die Reihenklemmleiste X10, die ein schnelles und unkompliziertes Verdrahten mit einer Einzelader-Leitung ermöglicht.

3.6.3.3 Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung für 5VDC Verbraucher wird von der dSPACE Board DS1104 geliefert. Laut Angaben aus dem Datenblatt [dSP] kann die Karte an der 5VDC Spannungsversorgung einen Strom von bis zu 0,5A treiben, welcher für die Versorgung der Sensoren vorgesehen ist. Bevor man mit einer sicheren Spannungsversorgung von dSPACE rechnen kann, muss die Strombelastung aller geplanten Verbraucher in Betracht gezogen werden. Die Tabelle 3-5 zeigt eine Übersicht mit momentan vorhandenen Verbraucher auf allen Platinen sowie auf der Elektronikplatte insgesamt.

Verbraucher 5VDC	Max. Strom [mA]	Anzahl	Strom [mA]
Levelshifter, Vdd(A)	10	4	40
Optokoppler 24VDC/TTL	5	5	25
Optokoppler 5VDC/24VDC	5	2	10
Bremschopper ERROR-Anpassung	5	1	5
Drehzahlgeber	150	1	150
Summe			230

Tabelle 3-5: Verbraucherübersicht für Spannungsversorgung 5VDC

Anhand der kalkulierten Gesamtsumme des Strombedarfs wird deutlich, dass maximal zur Verfügung stehender Strom von 500mA nur ca. zu 46% benutzt wird. Im Falle eines Kurzschlusses in der Versorgung bietet das dSPACE Board DS1104 einen thermischen Schutz, wodurch der Kurzschlussstrom schnell unterbrochen wird. Nach einer kurzen Abkühlphase wird die Spannungsversorgung wieder freigegeben, vorausgesetzt der Kurzschluss ist nicht mehr vorhanden. Damit die Ursache eines Kurzschlusses schnell identifiziert werden kann, ist auf der Platine zusätzlich eine träge Schmelzsicherung von 300mA vorgesehen.

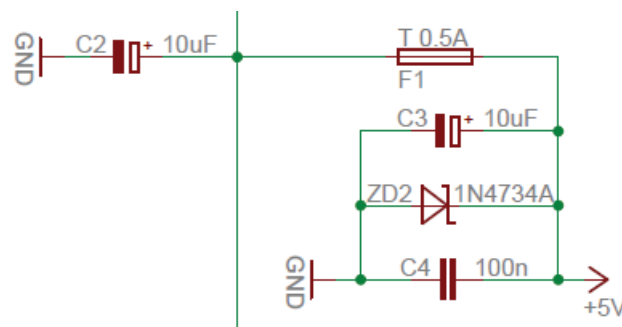


Abbildung 3-53: Platine Verteilung, Schutzbeschaltung 5VDC

Sie soll die Spannungsversorgung bei länger anhaltender Überlast und Kurzschluss absichern, siehe einen Ausschnitt aus dem Schaltplan der Platine in der Abbildung 3-53. Die offenen Verbindungen in dem Ausschnitt führen zu den Versorgungspins des Boards DS1104, die zuerst mit einem Stützkondensator C2 (10µF) vor der Schmelzsicherung F1 beschaltet sind. Der Kondensator C2 soll die Spannungsversorgung 5VDC bei schnellen Schaltvorgängen stützen und dient als Nachladereservoir für kleine Stützkondensatoren, in diesem Fall C4 (100nF). Der Kondensator C3 (10µF) erfüllt die gleiche Funktion wie der C4, jedoch wird er nur dann eingesetzt, wenn die Spannungsversorgung nicht von dem Board DS1104, sondern extern über die Reihenklamme zugeführt wird. In diesem Fall kann die Schmelzsicherung entfallen. Eine externe Versorgung kann in mehreren Fällen verwendet werden, wenn z.B. die Platine separat getestet wird oder die DS1104-Versorgung nicht den ausreichenden Strom liefern kann. Eine Z-Diode ZD2 (1N4734A) ist zusätzlich integriert und soll die transienten Überspannungen ableiten.

3.6.3.4 Platinenverbindung

Die Platinen werden untereinander mit einem 26 poligem Flachbandkabel verbunden. Dabei wird bei der Belegung des Flachbandkabels aus EMV-Gründen auf eine gleichmäßige Verteilung der GND-Pins geachtet. Die GND-Pins trennen durch ihre Anordnung verschiedene Gruppen von Signalen, wie z.B. die PWM-Signale für

Gleichrichter und Wechselrichter, siehe einen Ausschnitt aus dem Schaltplan der Platine Verteilung in Abbildung 3-54.

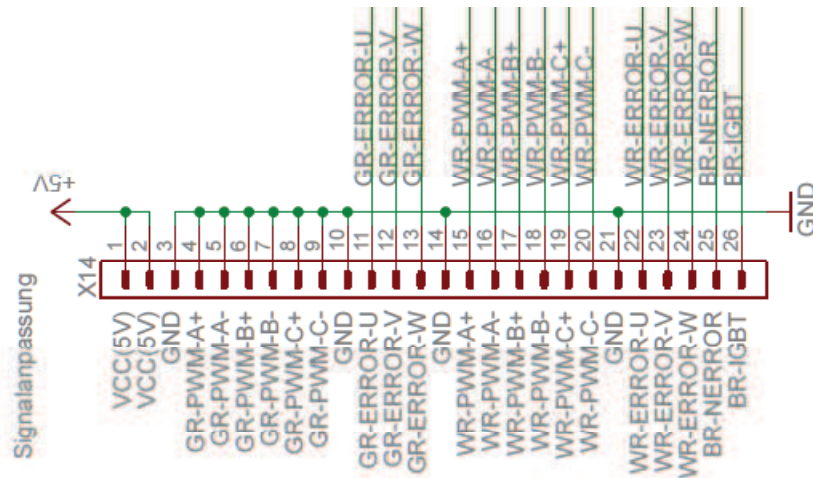


Abbildung 3-54: Platine Verteilung, Flachbandkabel- Belegung

Dieser Ausschnitt stellt die Belegung der Schnittstelle zur Platine Signalanpassung mit einem Flachbandkabel dar. Die Anschlüsse der PWM-Signale für Gleichrichter werden auf GND gelegt, da das Board DS1104 nicht ausreichend PWM-Ausgänge für beide B6-Brücken hat.

3.6.3.5 dSPACE-Anbindung

Die Anbindung zur dSPACE Board DS1104 findet mit zwei geschirmten 25 poligen Mantelleitungen, die zur dSPACE Seite mit 50 poligen D-Sub Stecker und zur Platinenseite mit 25 poligen D-Sub Buchse ausgeführt sind, statt. Die Schirmung der Mantelleitungen wird auf beiden Seiten an die D-Sub Stecker- bzw. Buchsengehäuse angelötet, so dass der Leitungsschirm mit den Steckern ein nach außen gemeinsames Gehäuse darstellt. Dieses wird dann nur einseitig mit dem PE bzw. GND der dSPACE-Karte über die Kontaktierung der 50 poligen D-Sub Gehäusen verbunden. Durch die einseitige Verbindung des Schirmes werden die möglichen Erdschleifen vermieden, die gegebenenfalls hohe Ausgleichsströme hervorrufen können und dadurch die Signale stören.

3.6.4 Platine Signalanpassung

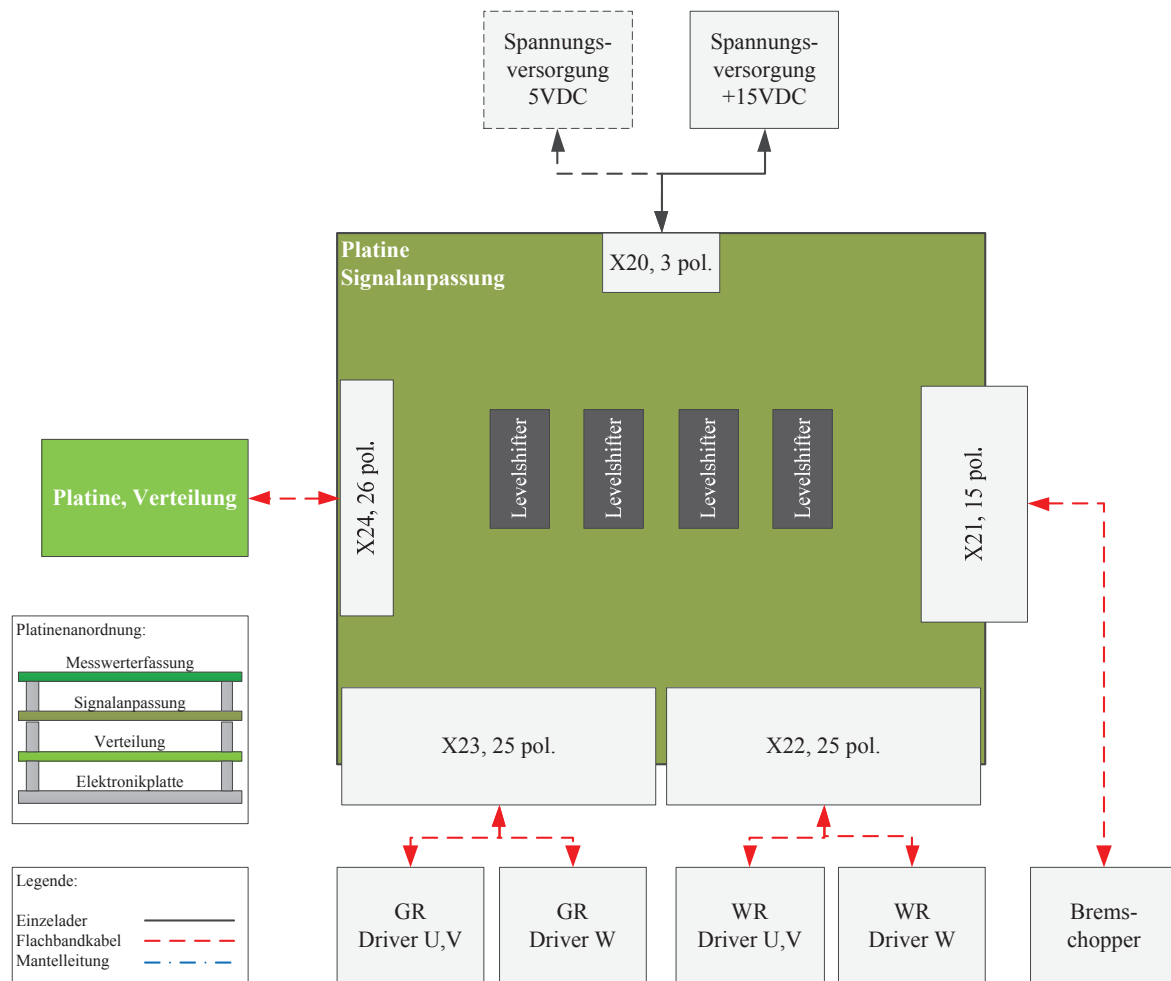


Abbildung 3-55: Aufbaudiagramm der Platine Signalanpassung

Die Abbildung 3-55 zeigt die äußere Beschaltung, die Anordnung der Schnittstellen und die Levelshifter im Aufbaudiagramm der Platine Signalanpassung. Wie bereits im Kapitel 3.6.3 erwähnt, sind die Platinen und die darauf befindlichen Bauteile im Maßstab 1:1 gezeichnet. Einen tieferen Einblick in den Aufbau der Platine liefert der EAGLE Layout-Editor, dazu sind im Anhang [B3, B4] der Schaltplan und das Layout der Platine zu finden. Die Platine Signalanpassung dient hauptsächlich zur Anpassung der Signalpegel von 5 auf 15V. Diese Anpassung ist für die Ansteuerung der Leistungselektronik, in diesem Fall der Umrichter (Gleichrichter und Wechselrichter) und des Bremschoppers, notwendig. Zusätzlich werden ihre Rückmeldesignale (ERROR-Ausgänge) auf der Platine verarbeitet und durch eine passive Beschaltung an den TTL-Pegel für die Erfassung in dSPACE angepasst.

Die Platine Signalanpassung wird auf die Platine Verteilung aufgebaut. Sie beinhaltet keine großen Bauteile, wie z.B. Stromwandler auf der Platine Messwerterfassung, und wird deshalb zwischen den drei Platinen positioniert.

3.6.4.1 Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung der Platine Signalanpassung besteht aus 5VDC und 15VDC Versorgung. Die 5VDC-Versorgung wird im Normalbetrieb von der Platine Verteilung

geliefert und kann extern, z.B. für einen Platinentest, über die Reihenklemmleiste X20 erfolgen. Die 15VDC-Versorgung erfolgt über ein externes Netzteil auf der Elektronikplatte und wird deshalb über die Reihenklemmleiste X20 zugeführt. Damit die Spannungsversorgung möglichst störungsfrei ihre Funktion erfüllen kann, wird eine Eingangs- bzw. Schutzbeschaltung auf der Platine vorgesehen, siehe einen Ausschnitt aus dem Schaltplan in der Abbildung 3-56.

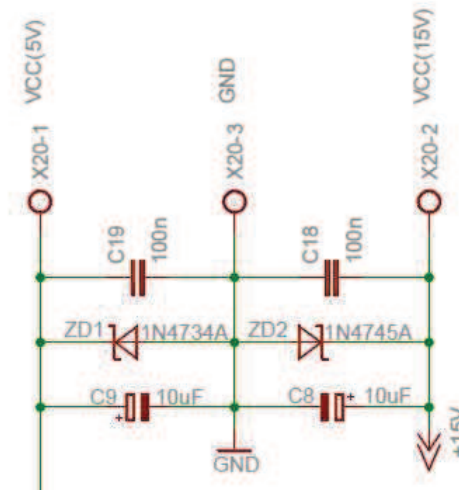


Abbildung 3-56: Platine Signalanpassung, Spannungsversorgung

Demnach sollen die Keramikkondensatoren C18 und C19 von 100nF die hochfrequenten Störungen bereits am Eingang abfangen. Die Elektrolytkondensatoren C8 und C9 von 10 μ F dienen als Nachladereservoirs für die kleinen Kondensatoren und stützen damit die Spannung bei Schaltvorgängen der Levelshifter. Gegen ggf. auftretende Überspannungen sollen die Z-Dioden ZD1 und ZD2 die Spannungsversorgung schützen.

3.6.4.2 Signalanpassung

Für die Signalanpassung von PWM-Signalen der Leistungselektronik wird der IC-Baustein HEF4104B [NXP] von der Firma NXP Semiconductors eingesetzt. HEF4104B kann die Signale aus dem Kleinspannungsbereichen, wie z.B. LOCMOS²⁴ oder TTL-Pegelbereich in höhere Spannungsbereiche im LOCMOS-Pegelbereich umsetzen. Dieser IC-Baustein besitzt vier Dateneingänge (A0-A3), einen high-aktiven Ausgangs-Enable-Eingang (OE) und entsprechend vier Datenausgänge (B0-B3) mit deren invertierten Ausgängen ($\bar{B}0-\bar{B}3$). Zwei separate Pins $V_{DD(A)}$ und $V_{DD(B)}$ werden für die Spannungsversorgung der Ein- und Ausgänge benötigt. Alle Eingänge sind im Spannungsbereich des $V_{DD(B)}$ Pins mit einer Schutzbeschaltung ausgestattet [NXP]. Der HEF4104BP ist in einem DIP²⁵16-Gehäuse integriert und kann in Verbindung mit einem DIP16-Sockel leicht auf der Platine ein- und ausgetauscht werden. Die Abbildung 3-57 zeigt die Pinnbelegung des Levelshifters HEF4104B.

²⁴ Local Oxidation Complementary MOS

²⁵ Dual in-line package

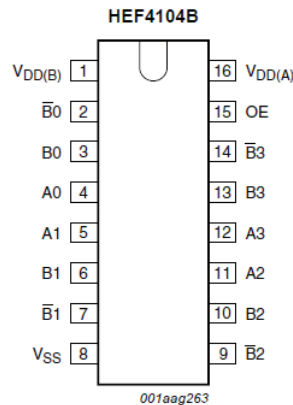


Abbildung 3-57: Pinnbelegung des Levelshifters HEF4104B [NXP]

Für die Verwendung des Levelshifters HEF4104BP im EAGLE-Tool wird ein neues Element in der Bibliothek erzeugt. Dabei werden die Pins bei dem entsprechenden Schaltelement von der tatsächlichen Pinanordnung abweichend und nach den Gruppen für Ein- und Ausgänge sortiert dargestellt. Die Abbildung 3-58 zeigt einen Ausschnitt aus dem EAGLE-Schaltplan mit einem Levelshifter, welcher für die Signalanpassung der PWM-Signale des Gleichrichters zuständig ist.

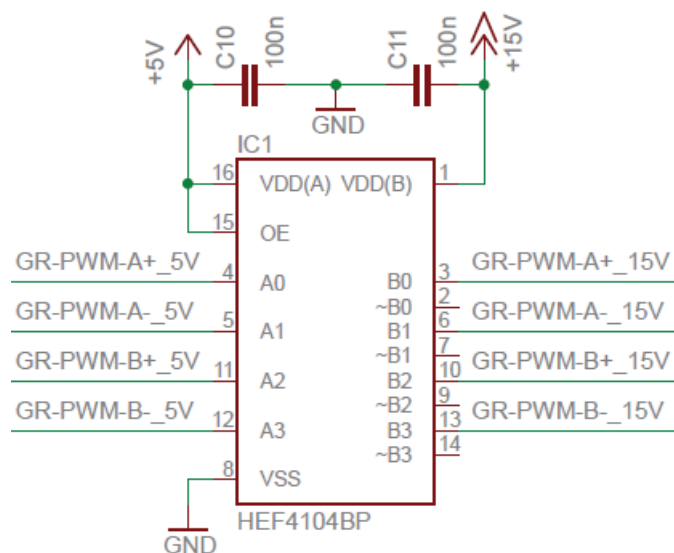


Abbildung 3-58: Platine Signalanpassung, Levelshifteranschluss

Die Umrichter (Gleich- und Wechselrichter) benötigen je 6 PWM-Signale zur Ansteuerung der IGBTs, sodass es zwei Levelshifter pro Umrichter eingesetzt werden. Die unbenutzten Eingänge werden mit dem GND-Potential auf der Platine verbunden. Das PWM-Signal für Bremschopper wird in einem Levelshifter mit den PWM-Signalen für Wechselrichter erzeugt, sodass es insgesamt vier Levelshifter benötigt werden.

3.6.4.3 ERROR-Anpassung

Die verwendeten IGBT-Treiberplatinen der B6 IGBT-Brücken im Umrichter sowie die IGBT-Treiberplatine im Bremschopper verfügen über sogenannte Fehlerausgänge (ERROR-Ausgänge). Diese Ausgänge geben eine Rückmeldung im Falle eines im IGBT-Treiber erkannten Fehlers, wie z.B. Kurzschluss auf der Lastseite oder eine Unterspannung in der Betriebsspannung.

Damit eine Auswertung mit dem dSPACE Board DS1104 erfolgen kann, müssen die Signalpegel der ERROR-Ausgänge, die beim Umrichter als CMOS-Ausgänge (0/15V) und beim Bremschopper als open-collector-Ausgänge ausgeführt sind, an den TTL-Pegelbereich angepasst werden.

ERROR-Anpassung für Umrichter

Laut einer schriftlichen Aussage von SEMIKRON sind die ERROR-Ausgänge der B6CI-Brücke mit einem Pull-up-Widerstand $R_{\text{pull-up}} = 10\text{k}\Omega$ an die externe Hilfsversorgung von +15VDC angeschlossen. Zur Anpassung des Signalpegels an den TTL-Pegelbereich wird eine einfache Spannungsteiler-Schaltung verwendet und auf der Platine Signalanpassung integriert, siehe das Prinzip der Verschaltung von einem ERROR-Ausgang des Umrichters in der Abbildung 3-59.

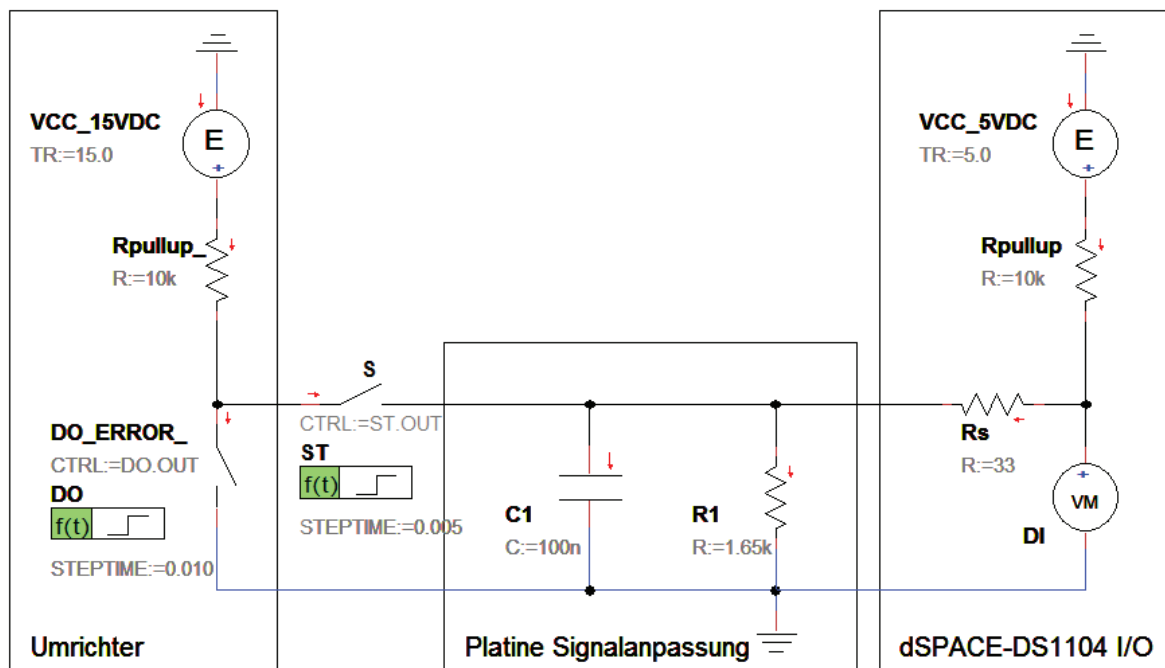


Abbildung 3-59: Portunus Schaltplan, ERROR-Ausgang des Umrichters

Für die Anpassung kann der Widerstand $R1$ nach der umgestellten Formel (3-27) eines Spannungsteilers berechnet werden, dabei entspricht die Spannung U_0 der Spannung VCC_15VDC bzw. VCC_5VDC aus der Abbildung 3-59.

$$U_{R1} = U_0 \frac{R1}{R1 + R_{\text{pull-up}}} \Rightarrow R1 = \frac{R_{\text{pull-up}}}{\frac{U_0}{U_{R1}} - 1} \quad (3-27)$$

Für die Auslegung des Widerstandes $R1$ müssen zwei Fälle betrachtet werden. Im Fall 1 ist der IGBT-Treiber an die Platine angeschlossen und im Fall 2 nicht angeschlossen. In dem Fall 1 soll der Widerstand $R1$ die Spannung auf einen TTL-Spannungspegel high ziehen, dabei wird auf eine Einhaltung der minimalen Spannungsgrenze ($U_{\text{TTL-high-min}}$) von 2V geachtet, siehe die Berechnung des minimalen $R1$ Widerstandswertes nach der Formel (3-28).

$$U_{R1} > U_{TTL-high-min} \Rightarrow R1 > \frac{R_{pull-up}}{\frac{U_{VCC-15VDC}}{U_{TTL-high-min}} - 1} > \mathbf{1538\Omega} \quad (3-28)$$

Im Fall 2 ergibt sich eine Eingrenzung des maximalen R1 Widerstandswertes, so dass es im nicht angeschlossenen Zustand von IGBT-Treiber ein Fehlerzustand (TTL-low) auf der Platine erzeugt wird. In diesem Fall muss die interne Beschaltung vom Board DS1104 (ohne Rs) und die maximale Grenze beim TTL-Spannungspegel low ($U_{TTL-low-max}$) von 0,8V berücksichtigt werden, siehe die Berechnung nach der Formel (3-29).

$$U_{R1} < U_{TTL-low-max} \Rightarrow R1 < \frac{R_{pull-up}}{\frac{U_{VCC-5VDC}}{U_{TTL-low-max}} - 1} < \mathbf{1905\Omega} \quad (3-29)$$

Nach der theoretischen Eingrenzung des R1 Widerstandswertes wird ein Widerstand aus der Reihe E96 ($\pm 1\%$) mit dem Wert **1.65k Ω** gewählt. Die Abbildung 3-60 zeigt Portunus Simulationsergebnisse mit den sich ergebenden Spannungsverläufen am Widerstand R1 und dem digitalen Eingang vom Board DS1104.

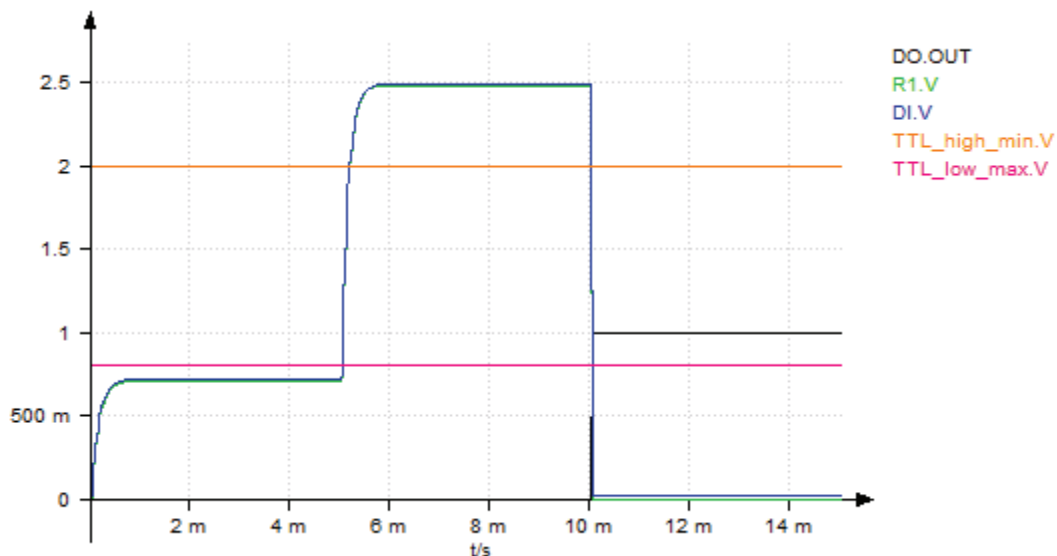


Abbildung 3-60: Portunus Simulationsergebnisse, ERROR-Anpassung des Umrichters

Durch die Ansteuerung des zusätzlichen Schalters S wird in den ersten 5ms ein Kabelbruch bzw. ein nicht Anschließen von IGBT-Treiber simuliert. Nach 10ms wird der ERROR-Ausgang (DO.OUT) in den Fehlerzustand geschaltet und damit das Spannungspotential am R1 bzw. DI auf GND gezogen. Die Spannungsverläufe am R1 und DI unterscheiden sich kaum, da der Widerstand Rs im Vergleich zu anderen Widerständen relativ klein ist und kann aus diesem Grund vernachlässigt werden. Die minimale und maximale Grenze von TTL-Pegelbereichen wurden durch zwei zusätzliche Spannungsquellen simuliert (in Abbildung 3-59 nicht dargestellt) und dienen zur Kontrolle der Spannungsverläufe am R1.

ERROR-Anpassung für Bremschopper

Der IGBT-Treiber des Bremschoppers beinhaltet ebenfalls einen ERROR-Ausgang, der im Fehlerfall den Ausgang in einen high-Zustand versetzt [SEM4]. Die interne Beschaltung des ERROR-Ausgangs ist als open-collector Ausgang ausgeführt, deshalb wird der

Ausgang auf der Platine Signalanpassung an die Spannungsversorgung 5VDC über einen Pull-up-Widerstand und einen Kondensator, siehe die Abbildung 3-61, angeschlossen.

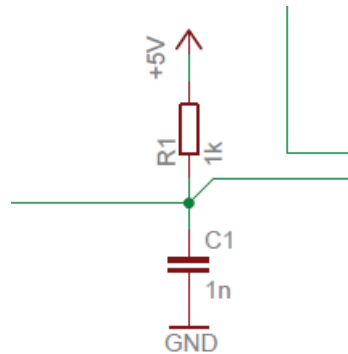


Abbildung 3-61: Platine Signalanpassung, ERROR-Anpassung für Bremschopper

Laut Anwendungshinweisen im Datenblatt des IGBT-Treibers [SEM4] darf eine maximale Spannung von 30V und ein maximaler Strom von 15mA bei der externen Beschaltung des ERROR-Ausgangs nicht überschritten werden, dabei ergibt sich ein maximaler Pull-up-Widerstand von 10kΩ. Für die Auswertung des ERROR-Ausgangs mit einem digitalen Eingang im TTL-Pegelbereich wird eine Versorgungsspannung von 5VDC eingesetzt, dadurch ergibt sich ein Wertebereich für den Pull-up-Widerstand nach folgender Formel (3-30).

$$R_{\text{pull-up}} = \frac{5\text{V}}{15\text{mA}} \dots 10\text{k}\Omega = \mathbf{333,33\Omega \dots 10\text{k}\Omega} \quad (3-30)$$

Es wird ein Widerstand aus der Reihe E12 ($\pm 10\%$) von 1kΩ gewählt. Die Verwendung eines Filter-Kondensators von 1nF soll im Falle einer hochfrequenten Störung auf der Leitung zur Verbesserung der Signalqualität beitragen [SEM4].

3.6.5 Platine Messwerterfassung

Die Platine Messwerterfassung ist die oberste Platine in der mechanischen Anordnung der drei Platinen auf der Elektronikplatte, weil sie die relativ hohen Stromwandler LA 55-P [LEM1] (ca. 30mm) von der Firma LEM beinhaltet. Außerdem ist es aus der EMV-Sicht besser, wenn die Spannungsleitungen, die hier zur Strommessung verwendet werden, nicht zwischen den Platinen verlaufen. So wird eine induktive Einkopplung weitgehend reduziert.

Die Platine Messwerterfassung verbindet die externe/interne Sensorik mit analogen sowie digitalen Ausgangssignalen mit der Platine Verteilung, wo sie weiter an das dSPACE Board DS1104 weitergeleitet werden. Zu den externen Sensoren zählen der Spannungswandler im Zwischenkreis, die internen Stromwandler im Umrichter (je zwei im Gleichrichter und Wechselrichter), Temperatursensoren im Bremschopper (IGBT-Modul) und in der ASM (zwischen Statorwicklungen), Drehzahlgeber an der ASM. Zu den internen Sensoren zählen die Stromwandler auf der Platine, die zur Erfassung des Bremswiderstand-Stromes sowie der Anschlussleistungsströme für die spätere Bestimmung der insgesamt umgesetzten Leistung in der ASM vorgesehen sind. Die Abbildung 3-62 zeigt ein Aufbaudiagramm der Platine Messwerterfassung mit ihrer externen Beschaltung.

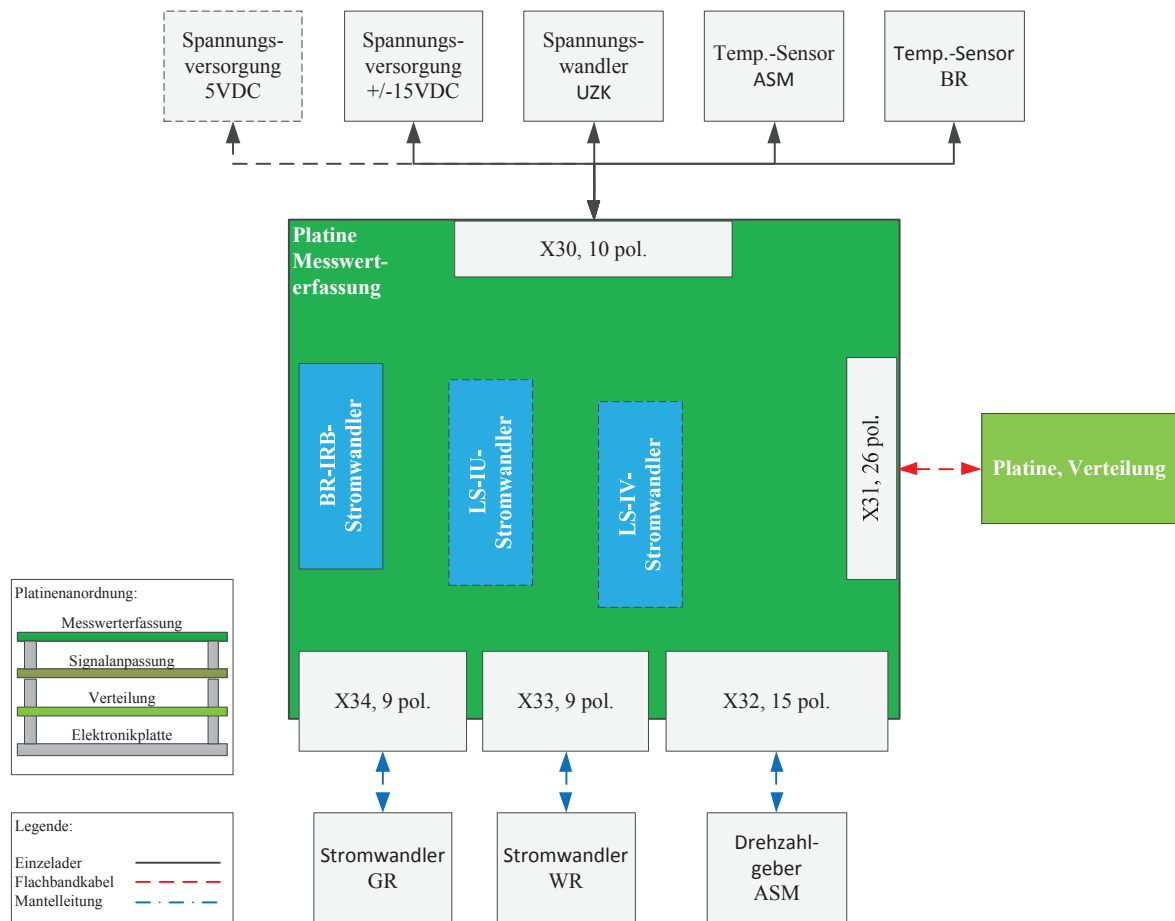


Abbildung 3-62: Aufbaudiagramm der Platine Messwerterfassung

3.6.5.1 Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung auf der Platine besteht aus drei verschiedenen Spannungen: 5VDC für die Versorgung des Drehzahlgebers und $\pm 15\text{VDC}$ für die Versorgung der Stromwandler sowie der Temperatursensoren. Die 5VDC Versorgung kommt im Normalbetrieb von der Platine Verteilung und kann im Testbetrieb über die Reihenklemme X30 erfolgen. Die $\pm 15\text{VDC}$ Versorgung kommt von den externen Netzteilen auf der Elektronikplatte.

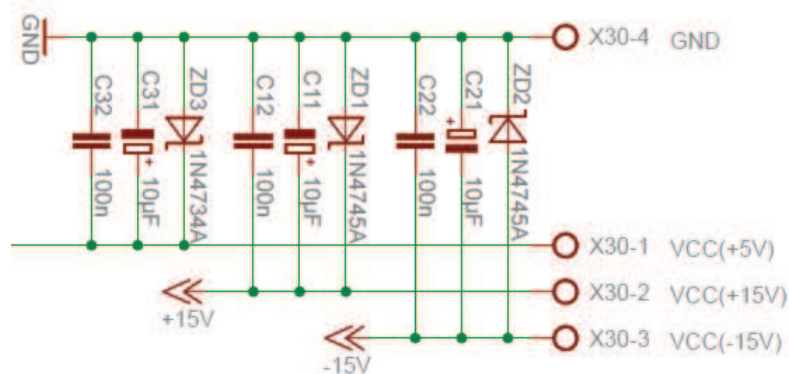


Abbildung 3-63: Platine Messwerterfassung, Spannungsversorgung

Wie bei den anderen beiden Platinen wird hier ebenfalls eine Eingangsbeschaltung für die drei Spannungsversorgungen auf der Platine integriert, siehe die Abbildung 3-63. Sie

besteht aus einem Filterkondensator von 100nF, einem Stützkondensator von 10μF und einer Z-Diode im entsprechenden Spannungsbereich.

3.6.5.2 Strom- und Spannungswandler

Die verwendeten Strom- und Spannungswandler sind dadurch ausgezeichnet, dass sie für die üblichen Strom- und Spannungsarten (DC, AC, Impuls, ...) geeignet sind. Außerdem sind die Primär- (Messseite) und Sekundärkreise (Elektronikseite) galvanisch getrennt von einander [LEM, LEM1, LEM2].

Integrierte Stromwandler

Die integrierten Stromwandler im Umrichter sind alle vom Typ LAH 25-NP der Firma LEM [LEM2]. Mit einem Übersetzungsverhältnis K_N von 1:1000 wird ein Sekundärstrom in einem Messwiderstand R_M auf der Platine in eine Messspannung U_M umgewandelt, die anschließend mit einem analogen Eingang von dSPACE erfasst wird. Der Messwiderstand darf laut Datenblatt des Herstellers [LEM2] im Bereich von 67 bis 263Ω bei den vor Ort gegebenen Bedingungen (Versorgung mit ±15V und eine max. Außentemperatur T_A von 70°C) liegen. Deshalb wird ein Messwiderstand von 100Ω aus der Reihe E96 (±1%) gewählt. So kann beispielsweise für einen primärseitig gemessenen Strom I_P von 10A eine Messspannung U_M nach der folgenden Formel (3-31) berechnet werden.

$$U_M = I_P K_N R_M = \frac{10A}{1000} \cdot 100\Omega = 1V \quad (3-31)$$

Eine Genauigkeit X von ±0,3% vom Primärnennstrom $I_{PN} = 25A$, wie sie im Datenblatt [LEM2] angegeben ist, würde dann zu einer Abweichung U_X in der Messspannung von ±7,5mV führen, siehe die Berechnung nach der Formel (3-32).

$$U_X = X I_{PN} K_N R_M = \pm 0,003 \cdot \frac{25A}{1000} \cdot 100\Omega = \pm 7,5mV \quad (3-32)$$

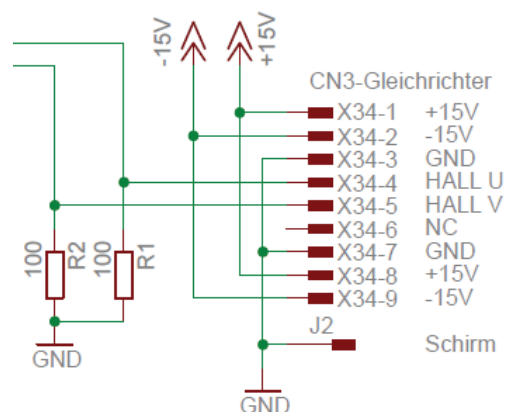


Abbildung 3-64: Platine Messwerterfassung, integrierte Stromwandler

Die Abbildung 3-64 zeigt einen Ausschnitt aus dem Schaltplan der Platine Messwerterfassung mit der Beschaltung der Gleichrichter-Schnittstelle, die zwei integrierte Stromwandler für die Messung der Phasenströme i_U , i_V im Gleichrichter und ihre Versorgung beinhaltet.

Externe Stromwandler

Die externen Stromwandler befinden sich auf der Platine und sind alle vom Typ LA 55-P der Firma LEM [LEM1]. Das Messprinzip dieser Stromwandler unterscheidet sich nicht von dem der Stromwandler LAH 25-NP. Ein wesentlicher Unterschied ergibt sich bei dem Nennstrom von $I_{PN} = 55A$. Der Messwiderstand darf laut dem Datenblatt [LEM1] im Bereich von 50 bis 160Ω liegen (entsprechend den Bedingungen: $V_C = \pm 15V$, $I_{Pmax.} = \pm 50A$ und $T_A = 70^\circ C$). Deshalb wird hier ebenfalls ein Messwiderstand von 100Ω aus der Reihe E96 ($\pm 1\%$) gewählt, dabei führt eine etwas schlechtere Genauigkeit X von $\pm 0,65\%$ vom Primärnennstrom $I_{PN} = 55A$ zu einer Abweichung U_X in der Messspannung von $\pm 35,75mV$, siehe die Berechnung nach der Formel (3-33).

$$U_X = X I_{PN} K_N R_M = \pm 0,0065 \cdot \frac{55A}{1000} \cdot 100\Omega = \pm 35,75mV \quad (3-33)$$

Diese Genauigkeit kann für die Primärströme im unteren Messbereich zu einer unerwünschten Messunsicherheit führen. Sie lässt sich allerdings mit mehrfachen Schleifen der Messleitung um den Stromwandler verbessern, so dass durch die Gesamtstromstärke der obere Messbereich erreicht wird. Der Schleifenfaktor muss dann bei der Auswertung der Messspannung berücksichtigt werden.

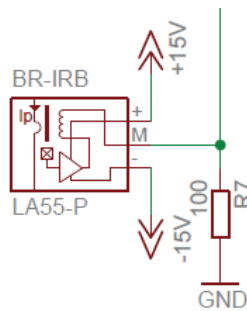


Abbildung 3-65: Platine Messwerterfassung, externe Stromwandler

Die Abbildung 3-65 zeigt einen Ausschnitt aus dem Schaltplan der Platine Messwerterfassung mit dem Anschluss des Stromwandlers für die Messung des Stromes durch den Bremswiderstand R_B .

Spannungswandler

Die verwendeten Spannungswandler CV 3-1000 der Firma LEM [LEM] dienen zur Erfassung der Gleichspannung im Zwischenkreis U_{ZK} des Umrichters, die ggf. bis zu 800V werden kann, und einer Wechselspannung zwischen den Phasen L1, L2 und L3, die einen Spitzenwert von ca. 570V erreichen kann. Diese hohen Spannungen werden aus Sicherheitsgründen mit einem Spannungswandler erfasst und in eine proportional kleinere Spannung übersetzt. Der Übersetzungsfaktor K_N der gewählten Spannungswandler CV 3-1000 beträgt 1:100. Somit entsteht beispielsweise bei einer primär gemessenen Spannung von 1000V eine Sekundärspannung am Messausgang von 10V. Die Spannung am Messausgang wird direkt in dem dSPACE Board DS1104 mit einem analogen Eingang erfasst und in ein digitales Signal umgewandelt. Der interne Widerstand des verwendeten analogen Eingangs beträgt laut Angabe von dSPACE [dSP, S.75] ca. $1M\Omega$ und erfüllt damit die Mindestanforderung eines angeschlossenen Ladewiderstandes $R_L \geq 1k\Omega$ an dem Messausgang des Spannungswandlers. Aus diesem Grund wird auf der Platine

Messwerterfassung keine Anpassung der Messspannung vorgenommen. Es wird lediglich im Schaltplan eine Suppressordiode ZD6, siehe die Abbildung 3-66, vorgesehen.

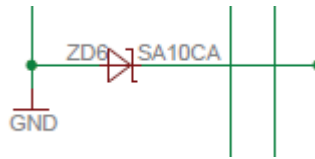


Abbildung 3-66: Platine Messwerterfassung, Suppressordiode

Diese Suppressordiode soll die Messspannung vom Spannungswandler auf die maximalen Spannungsgrenzen des analogen Eingangs von $\pm 10\text{V}$ im Fall einer Überspannung begrenzen.

Der Spannungswandler CV 3-1000 wandelt die Primärspannung mit einer Genauigkeit X von $\pm 0,2\%$ um. Diese Genauigkeitsangabe gilt für den oberen Spannungswert im Messbereich $V_{P_{\max}} = 1000\text{V}$. Dabei ergibt sich eine Abweichung U_X auf der Sekundärseite von $\pm 20\text{mV}$, siehe die Berechnung nach der Formel (3-34).

$$U_X = XU_{P_{\max}}K_N = \pm 0,002 \cdot \frac{1000\text{V}}{100} = \pm 20\text{mV} \quad (3-34)$$

3.6.5.3 Temperatursensoren

Die integrierten Temperatursensoren zwischen den Statorwicklungen der ASM und im IGBT-Modul des Bremschoppers werden von der Platine Messwerterfassung mit einer Gleichspannung von 15V versorgt und durch entsprechende Vorwiderstände auf einen bestimmten Spannungsbereich angepasst. Die dabei entstehende Spannung wird mit einem analogen Eingang vom dSPACE Board DS1104 erfasst und in ein digitales Signal umgewandelt.

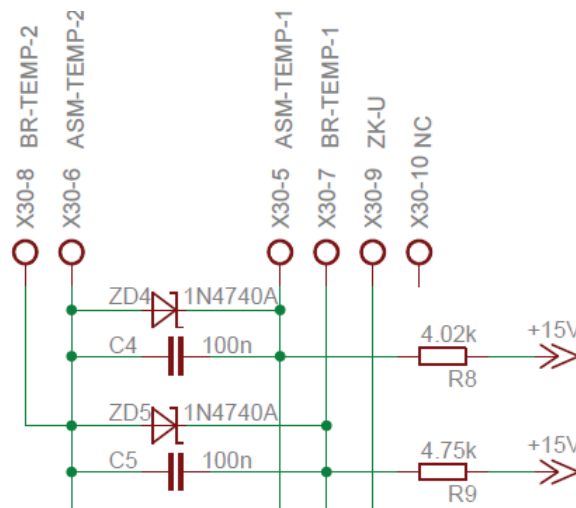


Abbildung 3-67: Platine Messwerterfassung, Temperatursensoren

Die Beschaltung der beiden Temperatursensoren auf der Platine Messwerterfassung ist in der Abbildung 3-67 dargestellt. Die Auslegung der Vorwiderstände R8 und R9 folgt in den nächsten Abschnitten. Die Z-Dioden ZD4 und ZD5 (1N4740A) begrenzen bei einer Überspannung oder bei nicht angeschlossenem Sensor bzw. Kabelbruch die Messspannung

auf 10V ($\pm 5\%$ Toleranz). Die Filterkondensatoren C4 und C5 von 100nF dienen zur Unterdrückung von hochfrequenten Störungen und erzeugen eine zeitliche Verzögerung, die bei einer Temperatúrauswertung vernachlässigbar klein ist.

Temperatursensor, ASM

Die verwendete Asynchronmaschine SPER 132 MX4 SW TPM HW von der Firma VEM [VEM] verfügt über einen Motorschutz, welcher mit einem integrierten Satz Kaltleiter bzw. PTC (Positive Temperature Coefficient) realisiert ist. Nach einer Nachfrage bei der Firma VEM hat sich ergeben, dass dieser Satz Kaltleiter von der Firma EPHY MESS geliefert wird, und die Bezeichnung DPTC-SH-120 trägt. Dabei handelt es sich um einen in einer Schrumpfschlauchhülle gekapselten Drillingskaltleiter (DPTC) nach der DIN 44082, der aus drei Einzelkaltleiter (EPTC) besteht. Die Nennansprechtemperatur T_{NAT} von $+120^\circ\text{C}$ wird anhand der grauen Farbkennzeichnung der Anschlussleitung im Motoranschlusskasten von ASM identifiziert, siehe auch Farbkennzeichnung in [EPH1].

Zur Spannungsanpassung auf der Platine Messwerterfassung werden zuerst die technischen Daten vom eingesetzten Kaltleitersatz herangezogen [EPH, EPH1]:

- Max. Betriebsspannung U_{Bmax} : 30V
- Max. Messspannung U_{Mmax} : 7,5V
- Max. Kaltwiderstand R_{25} (DPTC): 300Ω
- Max. Warmwiderstand R_{115} bei $T_{\text{NAT}} = +120^\circ\text{C}$ (EPTC): 550Ω
- Min. Warmwiderstand R_{125} bei $T_{\text{NAT}} = +120^\circ\text{C}$ (EPTC): 1330Ω

Aus diesen Daten lässt sich der minimale Vorwiderstand R_{Vmin} nach der einfachen Spannungsteiler-Formel (3-35) wie folgt bestimmen:

$$\frac{U_{\text{Mmax}}}{U_{\text{B}}} = \frac{R_{125}}{R_{\text{Vmin}} + R_{125}} \Rightarrow R_{\text{Vmin}} = R_{125} \left(\frac{U_{\text{B}}}{U_{\text{Mmax}}} - 1 \right) \quad (3-35)$$

Da die Betriebsspannung auf der Platine $U_{\text{B}} = 15\text{V}$ genau das Doppelte der max. Messspannung beträgt, vereinfacht sich diese Formel zu:

$$R_{\text{Vmin}} = R_{125} \left(\frac{2U_{\text{B}}}{U_{\text{B}}} - 1 \right) \Rightarrow R_{\text{Vmin}} = R_{125} \quad (3-36)$$

Der Vorwiderstand muss also einen minimalen Wert von $3 \times 1330\Omega = 3990\Omega$ (DPTC) aufweisen, damit eine maximale Messspannung nicht überschritten wird. Eine weitere Bedingung ist, dass die ASM spätestens beim Erreichen der minimalen Grenze der Nennansprechtemperatur von $+115^\circ\text{C}$ ($R_{115} = 550\Omega \times 3 = 1650\Omega$) abgeschaltet wird. Aus diesen Vorüberlegungen wird der Vorwiderstand aus der Reihe E96 ($\pm 1\%$) mit einem Wert von $4,02\text{k}\Omega$ gewählt. Anhand der gegebenen Eckdaten für die Widerstandswerte der Kaltleiter in Datenblättern [EPH, EPH1] lässt sich eine genaue Temperatur nicht bestimmen. Deshalb kann auch keine typische Kennlinienbeschreibung eines PTCs dafür herangezogen werden. Mit dem gewählten Vorwiderstand wird spätestens beim Erreichen einer Messspannung von ca. $4,37\text{V}$ eine Temperatur von $+115^\circ\text{C}$ detektiert, siehe die Berechnung nach der Formel (3-37). Daraufhin kann die ASM sofort abgeschaltet werden.

$$U_M = U_B \frac{R_{115}}{R_V + R_{115}} \Rightarrow 15V \frac{1650\Omega}{4020\Omega + 1650\Omega} = \mathbf{4,37V} \quad (3-37)$$

Temperatursensor, Bremschopper

Eine genauere Auswertung der Temperatur im Bremschopper bietet ein integrierter Warmleiter bzw. NTC (Negative Temperature Coefficient) des IGBT-Moduls SEMiX202GB12Vs. Die technischen Daten des eingesetzten Sensors findet man im Datenblatt [SEM2] und in den Technical Explanations für SEMiX Module [SEM5]. Der eingebaute Temperatursensor von SEMiX Modulen hat einen Widerstandswert von $5k\Omega$ bei einer Temperatur von $+25^\circ\text{C}$ und $0,493k\Omega$ bei $+100^\circ\text{C}$. Der optimale Arbeitspunkt liegt bei 100°C mit einer Toleranz von $\pm 5\%$. Der Warmwiderstand soll mit einem Strom von 1mA jedoch nicht größer als 3mA beaufschlagt werden [SEM5].

Für die Erfassung mit einem Analogeingang vom dSPACE Board DS1104 und unter Berücksichtigung der Kenndaten vom Temperatursensor wird auf der Platine Messwert-erfassung eine Spannungsanpassung vorgenommen. Der verwendete Analogeingang hat einen Spannungsbereich von $\pm 10\text{V}$. So kann der Temperatursensor mit einer Betriebsspannung U_B von $+15\text{V}$ über einen Vorwiderstand R_V versorgt werden, um in diesem Spannungsbereich arbeiten zu können. Da das Gehäuse des IGBT-Moduls bis zu einer maximalen Temperatur von $+125^\circ\text{C}$ ausgelegt ist [SEM2], wird zuerst eine minimale Spannung am Warmleiter bei $+120^\circ\text{C}$ ermittelt. Laut der Messwert-Tabelle 5-1 [SEM5, S.15] beträgt der minimale Widerstand des Warmleiters bei $+120^\circ\text{C}$ $R_{120\text{min}} = 286\Omega$. Mit der Berücksichtigung des maximal erlaubten Sensorstroms von 3mA ergibt sich eine Spannung am Warmleiter von $0,858\text{V}$. Die restliche Spannung von $14,142\text{V}$ ($U_B - 0,858\text{V}$) muss demnach am Vorwiderstand abfallen, daraus ergibt sich sein minimaler Wert von 4714Ω , siehe die Berechnung nach der Formel (3-38).

$$R_V \geq \frac{U_{R_V\text{min}}}{I_{\text{NTCmax}}} \geq \frac{14,142\text{V}}{3\text{mA}} \geq \mathbf{4714\Omega} \quad (3-38)$$

Es wird ein Vorwiderstand aus der Reihe E96 ($\pm 1\%$) mit einem Wert von $4,75k\Omega$ gewählt. Anhand des maximal gemessenen Widerstands von 6685Ω , laut Tabelle 5-1 [SEM5, S.15], bei einer Temperatur von $+20^\circ\text{C}$ (minimal angenommene Labortemperatur) wird die maximale Spannung und der minimale Strom am NTC nach den Formeln (3-39) und (3-40) berechnet.

$$U_{\text{NTCmax}} = U_B \frac{R_{20\text{max}}}{R_V + R_{20\text{max}}} = 15V \frac{6685\Omega}{4750\Omega + 6685\Omega} = \mathbf{8,77V} \quad (3-39)$$

$$I_{\text{NTCmin}} = \frac{U_B}{R_V + R_{20\text{max}}} = \frac{15V}{4750\Omega + 6685\Omega} = \mathbf{1,31mA} \quad (3-40)$$

Diese Berechnungswerte sind lediglich eine Abschätzung der Spannungen und Ströme zum Betreiben der NTC-Temperatursensoren. Eine genaue Messung des NTC-Widerstandes bzw. der entsprechenden Temperatur wird mit diesem Messverfahren sicherlich nicht

erreicht. Es reicht jedoch für eine Abschätzung der inneren Temperatur im IGBT-Gehäuse des Bremschoppers.

3.6.5.4 Drehzahlgeber

Der Drehzahlgeber 1XP8001-2 der Firma Siemens [SIE2] wird zur Erfassung der aktuellen mechanischen Drehzahl an der ASM-Welle eingesetzt. Die Versorgung des Drehzahlgebers erfolgt mit 5VDC über das dSPACE Board DS1104 und wird von der Platine Messwerterfassung an seine Schnittstelle weitergeleitet. Die Ausgänge des Drehzahlgebers arbeiten im TTL-Pegelbereich, siehe Abbildung 3-68, sodass diese direkt in dSPACE verarbeitet werden können.

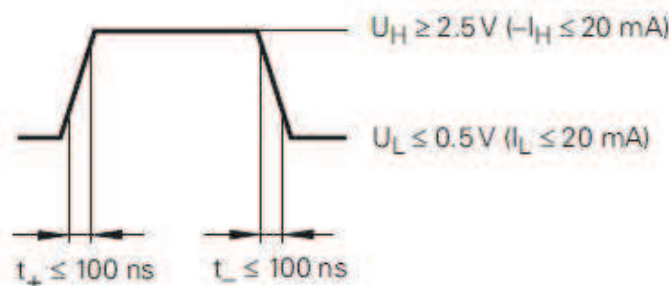


Abbildung 3-68: TTL-Ausgangspegelbereich von 1XP8001-2 [SIE2]

Die Hardware des Boards DS1104 verfügt über einen Differenzleitungsempfänger nach der Norm RS485, der für eine störungsfreie Auswertung eines Drehzahlgebers bzw. eines Incremental encoders sorgt. Die Anbindung des Drehzahlgebers 1XP8001-2 an die dSPACE-Schnittstelle für Incremental encoder erfolgt nach dem vorgeschriebenen Schaltdiagramm von dSPACE, siehe Abbildung 3-69.

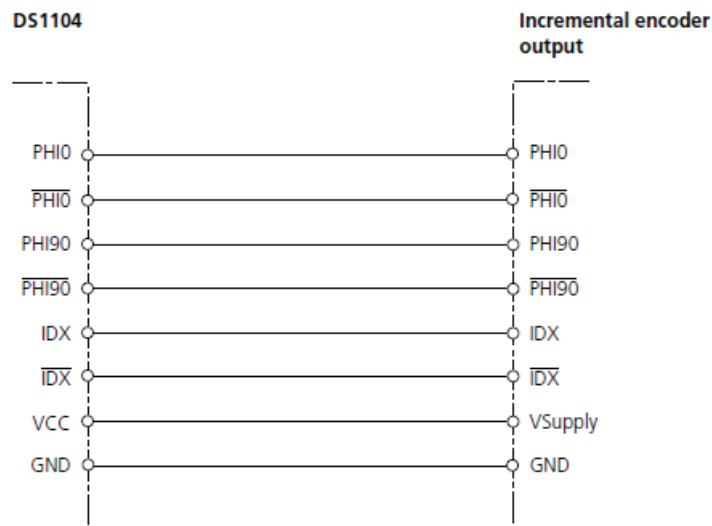


Abbildung 3-69: Anschluss eines Incremental encoders an DS1104 [dSP]

Dabei werden die entsprechenden Signale des Drehzahlgebers 1XP8001-2 direkt über die Platinen Messwerterfassung und Verteilung an das Board DS1104 weitergeleitet. Zusätzlich zu den gezeigten Signalen verfügt der eingesetzte Drehzahlgeber über das Störungssignal $\overline{U}_{as}$, dessen Übertragung vom mitgelieferten Anschlusskabel nicht unterstützt wird. Somit wird dieses Signal auch nicht in dSPACE-Karte verarbeitet.

3.7 Anschlussfeld und Gehäuse

Das Kapitel Anschlussfeld und Gehäuse beschreibt die Planung und Umsetzung des Schaltschranks, der die Komponenten wie Umrichter, Bremschopper, Sinusfilter, Netzteile, Sicherungen und viele andere beinhaltet.

3.7.1 Schaltschrank

Grundlage für die Planung des Schaltschranks war ein bereits vorhandenes Wandgehäuse EL (3-teilig, DK7712.135) der Firma Rittal, welches sich nach Prüfung der technischen Zeichnungen als geeignet erwiesen hat. Die Abbildung 3-70 links zeigt den aktuellen Zustand des Schaltschranks, der im Labor an dem Prüfstand aufgebaut und angeschlossen wurde. Die Abbildung 3-70 rechts zeigt eine Zeichnung aus dem Rittal-Katalog [RIT], auf der man eine Aufteilung des Schaltschranks in 3 Teile erkennen kann: Glastür, vorderer Bereich (T3) und hinterer Bereich (T2).

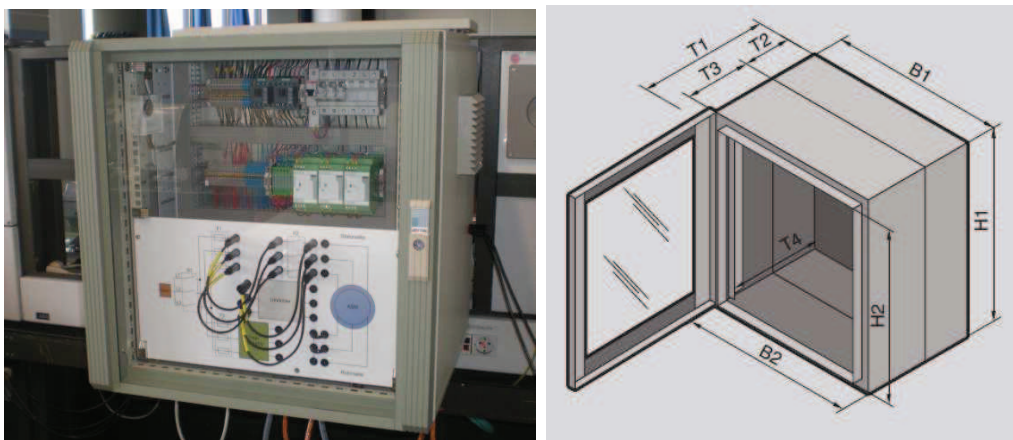


Abbildung 3-70: Schaltschrank im Labor und seine Zeichnung [RIT]

Im hinteren Bereich des Schaltschranks befinden sich leistungselektronische Komponenten (Umrichter und Bremschopper) und Sinusfilter, die zusammen auf einer Montageplatte (Grundplatte) aufgebaut sind, siehe Kapitel 3.7.2. Im vorderen Bereich werden Schalt- und Sicherungselemente, Netzteile, Messwandler sowie die Platinen auf einer Montageplatte (Elektronikplatte) installiert, siehe Kapitel 3.7.3. Ebenfalls im vorderen Bereich ist eine Steckeinrichtung direkt hinter der Glastür aufgebaut, die hier als Stecktafel bezeichnet wird, und die notwendigen Anschlüsse zum Umstecken zwischen verschiedenen Konzepten beinhaltet, siehe Kapitel 3.7.4.

Die Befestigung des Schaltschranks kann mit einer Standardbefestigung von Rittal für Wandmontage nicht realisiert werden, da der Schaltschrank an einem Rahmen am Laborplatz befestigt werden sollte. Aus diesem Grund wurde eine Sonderbefestigung konstruiert und in der zentralen Laborwerkstatt im Department Maschinenbau angefertigt, die detaillierte Zeichnung ist im Anhang [D1] zu finden.

Für die Luftzufuhr im Schaltschrank sorgt ein bereits integrierter Axiallüfter 4650 N von der Firma ebm-papst [ebm] mit einem Volumenstrom von $160\text{m}^3/\text{h}$, der mit 230VAC betrieben wird. Die Lüfter im Umrichter erfordern laut dem Datenblatt [SEM1] einen Volumenstrom von $42,5\text{m}^3/\text{h}$ (pro Lüfter), der sich bei 4 Lüftern im Umrichter zu einem Gesamtvolumenstrom von $170\text{m}^3/\text{h}$ ergibt. Somit wird der erforderliche Volumenstrom für Umrichter zwar mit dem vorhandenen Lüfter im Schaltschrank nicht erreicht, jedoch

wird dieser unter Berücksichtigung der Überdimensionierung des Umrichters im Prüfstand nicht komplett benötigt. Die Ansteuerung des Lüfters findet mit einem Temperaturregler von der Firma Rittal, der an einer Profilschiene im vorderen Bereich des Schaltschranks befestigt wird, statt (Abbildung 3-71).



Abbildung 3-71: Temperaturregler und Lüfter im Schaltschrank

Der eingesetzte Temperaturregler ist ein Zweipunktregler, der entweder eine Überschreitung oder eine Unterschreitung der eingestellten Temperatur über zwei entsprechende Ausgänge meldet. Da es bei der Lüftung im Schaltschrank in erster Linie darum geht, die entstehende Wärme aus dem Innenraum abzuführen, wird der entsprechende Ausgang zum Kühlen verwendet. Weitere Details zum elektrischen Anschluss des Temperaturreglers können dem Anhang [C4] entnommen werden.

3.7.2 Grundplatte

Die Grundplatte befindet sich im hinteren Schrankteil, der der gesamten Belastung des Schaltschranks stand halten muss. Den Aufbau der Grundplatte zeigt die Abbildung 3-72.

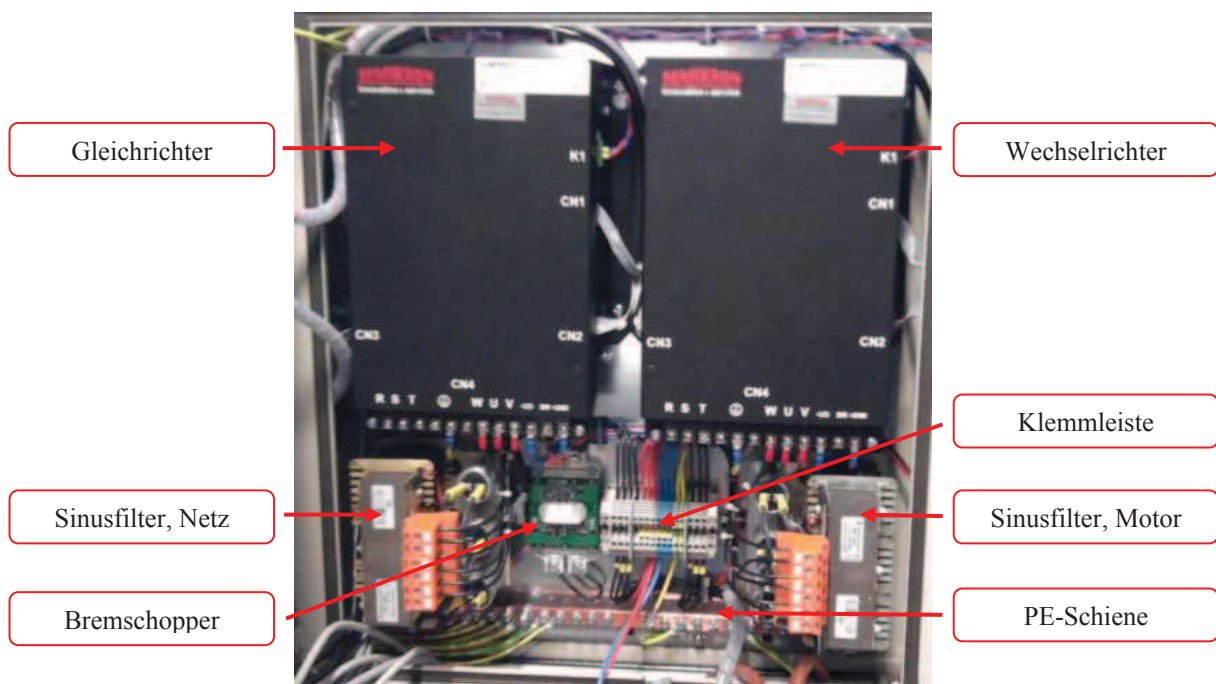


Abbildung 3-72: Grundplatte, hinterer Schrankteil

Für die Planung der Grundplatte wurde eine Zeichnung im Maßstab 2:1 erstellt, siehe Anhang [D2], die für das optimale Positionieren der Bauteile beigetragen hat. Aus EMV-Maßnahmen wurden die Umrichterkomponenten (Gleichrichter und Wechselrichter),

Bremschopper sowie die beiden Sinusfilter (Netz- und Motorseite) möglichst dicht aneinander auf einer gemeinsamen Montageplatte aufgebaut. Die PE-Schiene dient als zentraler Erdungspunkt, der alle Schrankteile elektrisch miteinander und mit dem Erdungsanschluss des Laborplatzes verbindet. Die Anschlüsse von Zwischenkreis, Sinusfilter und Bremschopper werden auf eine gemeinsame Klemmleiste X1 ausgeführt, die als Schnittstelle nach außen dient.

3.7.3 Elektronikplatte

Die Elektronikplatte befindet sich im vorderen Schrankteil (schwenkbares Teil). Die Platte enthält im oberen Teil die Sicherungen, die Schütze und die Verteilung der 400V bzw. 230VAC auf der Klemmleiste X2. Im mittleren Teil der Platte sind die Netzteile, die Optokoppler und die Verteilung der Gleichspannungen auf der Klemmleiste X3 angeordnet. Im unteren Teil sind die Platinen und die Spannungswandler aufgebaut, siehe Abbildung 3-73.

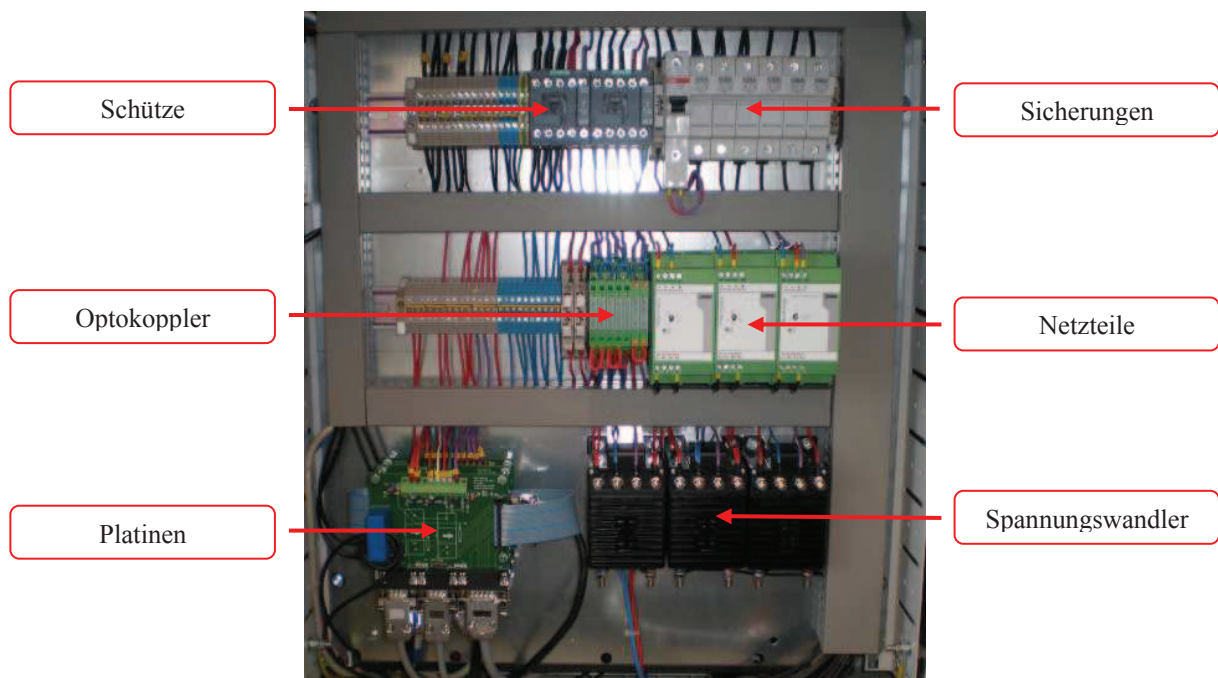


Abbildung 3-73: Elektronikplatte, vorderer Schrankteil

Für die bessere Positionierung und optimale Platzausnutzung auf der Elektronikplatte wurde zuerst eine Zeichnung im Maßstab 2:1 erstellt, die die meisten Bauteile mit ihren Abmaßen enthält, siehe Anhang [D3]. Um EMV-Beeinflussungen zwischen verschiedenen Spannungskreisen möglichst zu vermeiden bzw. zu reduzieren, wurden die Wechselspannungsleitungen überwiegend im oberen und im rechten Teil, und die Gleichspannungsleitungen im unteren Teil der Montageplatte verlegt. Außerdem wirkt die geerdete Elektronikplatte als Schirm und trennt den hinteren Schrankteil von dem Vorderen, was einer Aufteilung in Zonen entspricht. Dadurch wird die Leistungselektronik im Umrichter und Bremschopper, die in diesem Fall als Störquelle wirkt, von der Signalerfassung auf den Platinen, die in diesem Fall als Störsenke wirken, abgeschirmt.

Die Rückseite der Elektronikplatte beinhaltet die Vorladewiderstände, die unter einer Plexiglasscheibe aufgebaut wurden. Die Plexiglasscheibe soll im Falle einer thermischen Überlastung der Vorladewiderstände, die unter normalen Umständen nicht auftreten sollte, zum Schutz der Leistungselektronik auf der Grundplatte dienen.

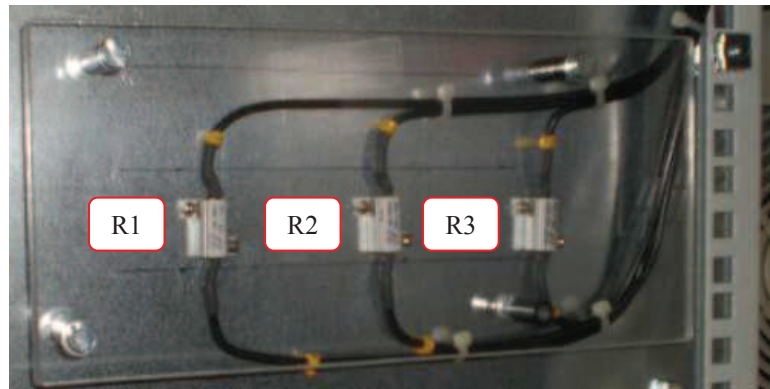


Abbildung 3-74: Vorladewiderstände auf der Rückseite der Elektronikplatte

3.7.4 Stecktafel

Die Stecktafel dient als Schnittstelle für Versuchsdurchführung am Prüfstand, an dem die Studierenden mittels der Laborleitungen verschiedene Konzepte zur Netzeinspeisung realisieren können. Die Anschlüsse der Stecktafel sind deshalb als berührungssichere Laborbuchsen ausgeführt, siehe Abbildung 3-75. Aus didaktischen Gründen erfolgt die Beschriftung und Zuordnung der Anschlüsse mit einer Folie, die wie ein Blockdiagramm aufgebaut und auf die Stecktafel angeklebt ist.

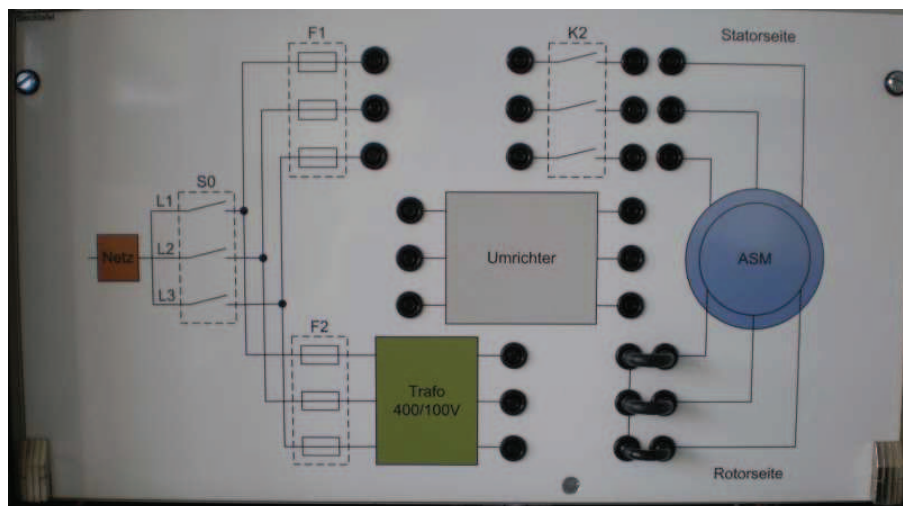


Abbildung 3-75: Stecktafel

Die Abstände zwischen benachbarten Laborbuchsen eines Bauteils wurden so bemessen, dass diese nicht mit gängigen Laborbrücken verbunden werden können. Die Ausnahmen sind die Kurzschlussbrücken auf der Rotorseite der ASM und die Anschlüsse des Schützes K2, die mit Laborbrücken an die Anschlüsse der ASM verbunden werden können.

3.7.5 Externe Anschlüsse

Der Schaltschrank hat auf der linken Seite im hinteren Schrankteil vier externe Anschlüsse für die Netz-Spannungsversorgung mit 400V / 50Hz. Oberhalb dieser Anschlüsse ist der Hauptschalter angeordnet, der für eine Abschaltung der internen Spannungsversorgung im Schaltschrank sorgt.

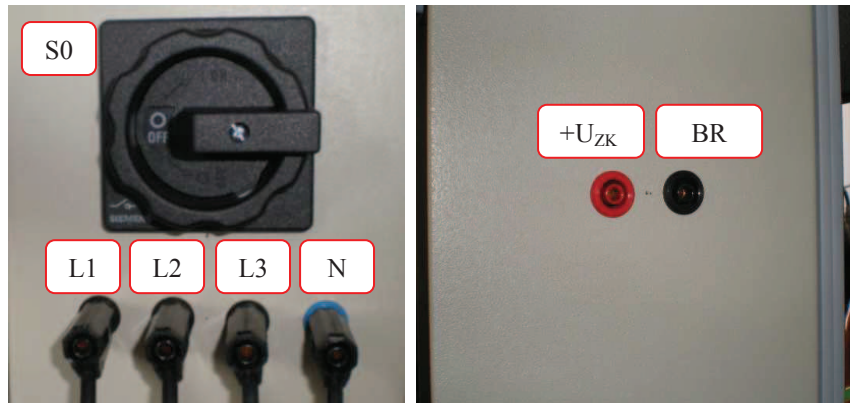


Abbildung 3-76: Netz- und Bremschopper-Anschluss

Die Abbildung 3-76 links zeigt den Hauptschalter und die Netz-Anschlussklemmen. Auf der rechten Seite des Schaltschranks im hinteren Schrankteil sind die Anschlüsse für einen externen Bremswiderstand vorgesehen, siehe Abbildung 3-76 rechts.

3.8 Sicherheitsprüfungen

Bevor eine elektrische Anlage in Betrieb genommen werden kann, müssen gewisse Sicherheitsprüfungen durchgeführt werden. Mit diesen Prüfungen stellt der Hersteller sicher, dass er die allgemein anerkannten Regeln der Technik berücksichtigt hat.

3.8.1 Allgemeine Vorschriften

Bei dem aufgebauten Prüfstand im Labor handelt es sich um eine Anlage, die elektrische Ausrüstung von Maschinen beinhaltet. Anlagen dieser Art werden in Europa nach der Norm DIN EN 60204-1 (VDE 0113-1) „Sicherheit von Maschinen – Elektrische Ausrüstung von Maschinen“ geprüft. Diese Norm wurde im Rahmen der vorgegebenen Harmonisierungsforderungen als VDE Bestimmung in das deutsche Normenwerk übernommen. Die aktuelle Ausgabe der Norm ist 2007-06 [Egy].

Die Norm gibt dem Hersteller eine Hilfestellung bei der Auswahl und Auslegungen von elektrischen Ausrüstungen von Maschinen. Außerdem werden die notwendigen Prüfungen definiert, die als Grundlage für die Abnahme einer Anlage dienen.

3.8.2 Prüfungen

In Abschnitt 18 der Norm DIN EN 60204-1 werden grundsätzliche Prüfungen an einer Anlage mit elektrischer Ausrüstung für Maschinen beschrieben. Generell nennt die Norm folgende Prüfungen [Egy]:

- Überprüfung der Übereinstimmung mit der technischen Dokumentation der Anlage
- Überprüfung der Bedingung für den Schutz durch automatische Abschaltung nach Abschnitt 18.2 der Norm, falls zum Schutz bei indirektem Berühren der Schutz durch automatische Abschaltung angewendet wird
- Isolationswiderstandsprüfung
- Spannungsprüfung
- Schutz gegen Restspannung
- Funktionsprüfungen

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden folgende Prüfungen an dem aufgebauten Prüfstand durchgeführt:

- Prüfung der durchgehenden Verbindung des Schutzleitersystems,
- Isolationswiderstandsprüfung,
- Prüfung auf Schutz gegen Restspannung.

Dabei wurden sämtliche Prüfungen mit den entsprechenden Angaben für Prüfgrundlage (Norm, Abschnitt), Prüfstand (Laborraum, Platz, Name), Messinstrument sowie die eigentlichen Messergebnisse an den definierten Prüfpunkten in einem Protokoll festgehalten. Die Prüfungen wurden mit bereits vorhandenen Messinstrumenten im Labor durchgeführt, die leider nicht alle definierten Messbedingungen in den entsprechenden Abschnitten der Norm DIN EN 60204-1 erfüllen. Für eine vollständige Abnahme des Prüfstandes wird deshalb ein neues Messinstrument beantragt, welches die notwendigen Prüfanforderungen und Bedingungen der Norm erfüllt.

4 Inbetriebnahme und Tests

In diesem Kapitel werden Tests bei der Inbetriebnahme einiger Einzelkomponenten wie Drehzahlgeber, Bremschopper sowie des gesamten Prüfstandes mit der feldorientierten Regelung von dSPACE mit der ASM (Kurzschlussläufer) beschrieben. Dabei werden der jeweilige Testaufbau und die ausgewählten Messergebnisse vorgestellt.

4.1 Drehzahlgeber

Nach der Beschaffung des neuen Drehzahlgebers 1XP8001-2 wurde seine Funktion mit den beiden vorhandenen dSPACE-Systemen: DS1104 und ACMC (PX10) überprüft. Dafür wurde der Drehzahlgeber an die Arbeitsmaschine angebaut und durch die Einstellung verschiedener Drehzahlen an der Antriebsmaschine getestet.

4.1.1 Testaufbau

Der Anschluss des Drehzahlgeber an das Board DS1104 erfolgt mit einer Adapterplatine, die lediglich eine Klemmleiste beinhaltet, und einem Anschlusskabel mit einer 50-poligen D-Sub Schnittstelle, siehe Abbildung 4-1. Das Board DS1104 verfügt über zwei Drehzahlgeber-Schnittstellen, die je im Adapterkabel auf den Schnittstellen P1A und P1B liegen. In diesem Fall wurde die Schnittstelle P1A gewählt.

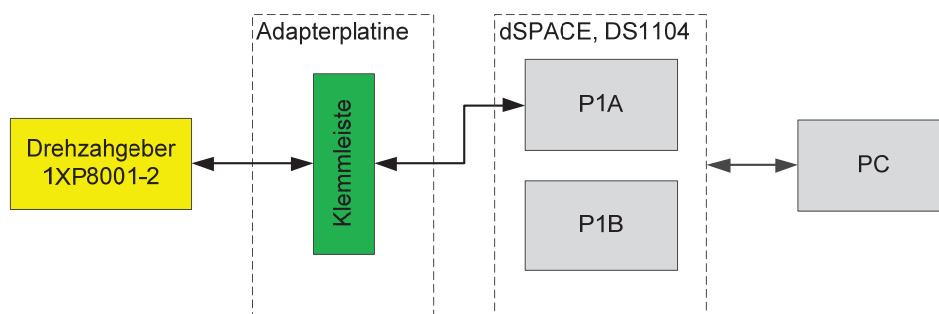


Abbildung 4-1: Drehzahlgeber-Anschlussdiagramm mit DS1104

Die Abbildung 4-2 zeigt das MATLAB/Simulink-Modell, welches zur Auswertung des Drehzahlgebers mit dem Board DS1104 verwendet wurde.

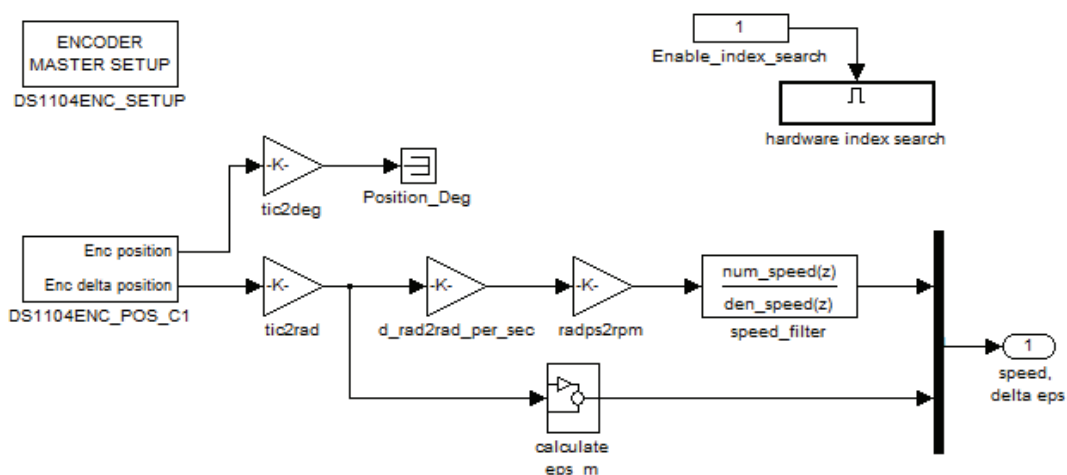


Abbildung 4-2: Drehzahlgeber-Auswertung mit DS1104

Der Aufbau des MATLAB/Simulink-Modells entspricht dem Subsystem *encoder interface* aus dem dSPACE Demo ACDrive1103, wobei die entsprechenden Schnittstellen auf das Board DS1104 umgestellt wurden. Die Drehzahlgeber-Signale werden mit den Blöcken *DS1104ENC_SETUP* und *DS1104ENC_POS_CI* intern verarbeitet und stellen nach außen zwei Ausgangsgrößen zur Verfügung, die den absoluten Winkel (Enc position) und den Differenzwinkel (Enc delta position) mit der aktuellen Anzahl der Inkremente darstellen. Diese Winkel werden mit Hilfe der Abtastzeit und weiterer Umrechnungsfaktoren in die Winkelposition in Grad und die Drehzahl in min^{-1} umgerechnet. Die aktuelle Drehzahl wird zusätzlich mit einem PT_1 -Filter (speed_filter) geglättet.

Der Anschluss des Drehzahlgebers an das ACMC (PX10) erfolgt ebenfalls mit einer Adapterplatine, auf der die Schnittstellen der PX10-Karten EV1048 und DS5205 mit den Drehzahlgeber-Schnittstellen verbunden werden.

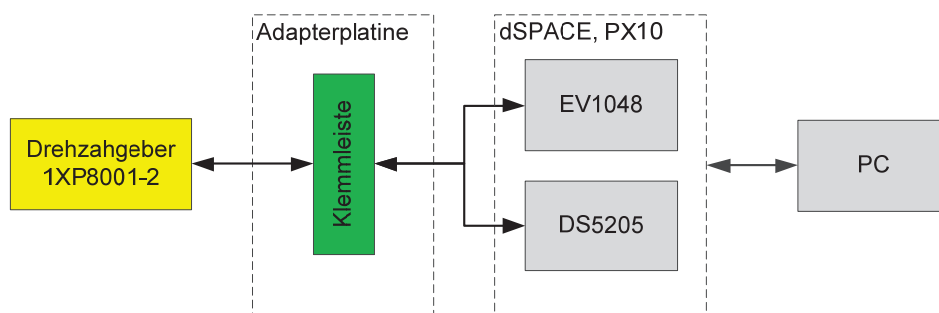


Abbildung 4-3: Drehzahlgeber-Anschlussdiagramm mit PX10

Die Abbildung 4-4 zeigt das MATLAB/Simulink-Modell, welches zur Auswertung des Drehzahlgebers mit dem ACMC verwendet wurde.

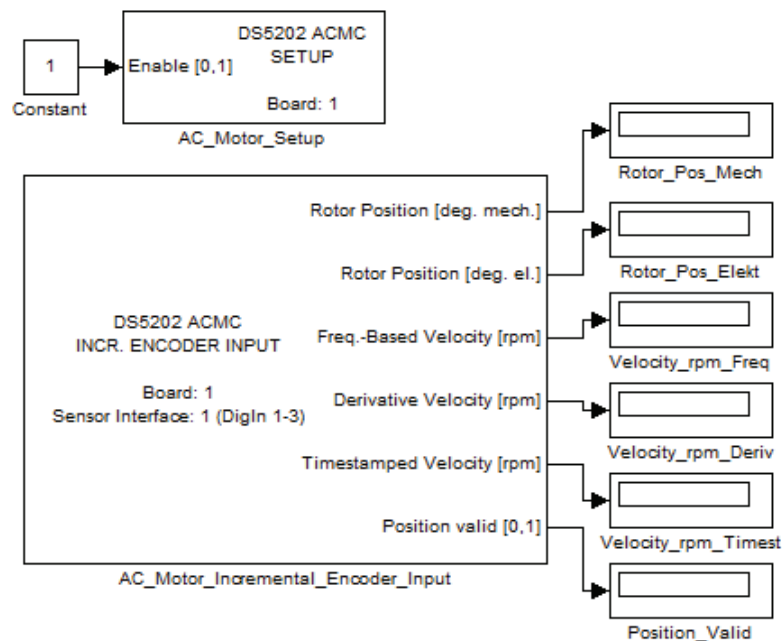


Abbildung 4-4: Drehzahlgeber-Auswertung mit PX10

Das ACMC bietet in seiner Bibliothek ein Block *AC_Motor_Incremental_Encoder_Input*, der zusammen mit dem Block *AC_Motor_Setup* zur Auswertung eines Drehzahlgebers in einem MATLAB/Simulink-Modell verwendet werden kann. Mit diesen Blöcken werden

die Drehzahlgeber-Signale intern aufbereitet und nach außen in verschiedene Ausgangsgrößen umgerechnet, die unter Anderem aktuellen Winkel (Position) und Drehzahlen (Velocity) darstellen.

4.1.2 Messergebnisse

Die mit dem Board DS1104 aufgenommenen Drehzahlgeber-Messergebnisse sind in der Abbildung 4-5 dargestellt, wobei die Drehzahlverläufe vor und nach dem Filter mit einer Abtastzeit von 1ms aufgenommen wurden. Demnach weist die direkte Erfassung der Drehzahl mit dem Drehzahlgeber 1XP8001-2 ohne Filter einen unstetigen Verlauf auf, der aufgrund des physikalischen Aufbaus des Drehzahlgebers bzw. Incremental Encoders mit einer begrenzten Anzahl der Incremente und der Abtastzeit zusammenhängt. Eine bessere Auswertung der Drehzahl wird mit dem Filter erreicht, der relativ „träge“ auf die schnellen Drehzahländerungen reagiert und somit für eine Glättung des Signals sorgt.

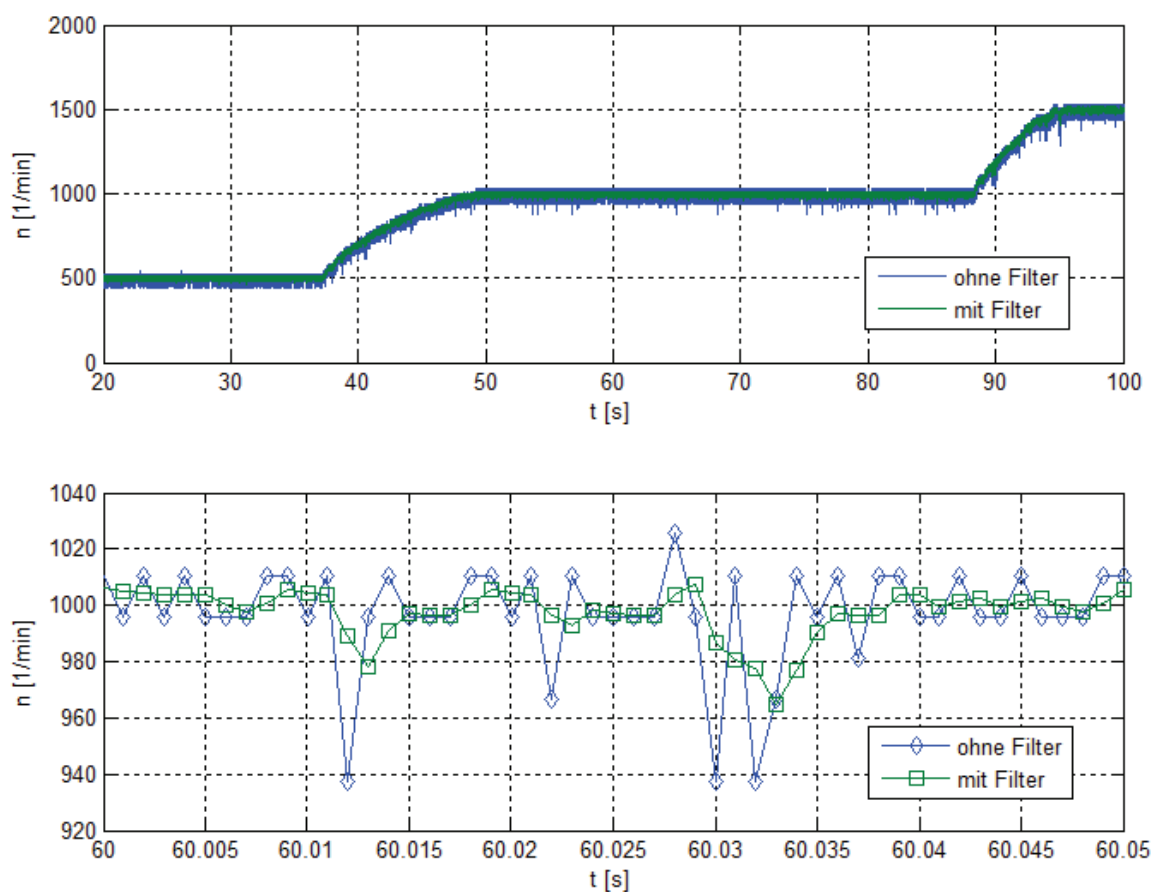


Abbildung 4-5: Drehzahlgeber-Messergebnisse mit DS1104

Die mit dem ACMC aufgenommenen Messergebnisse sind in der Abbildung 4-6 dargestellt, wobei die Drehzahl mit dem frequenzbasierten Ausgang (Freq.-Based-Velocity) und einer Abtastzeit von 20ms aufgenommen wurde. Demnach ergeben sich die größten Messabweichungen im unteren Drehzahlbereich bei etwa 500min^{-1} , in dem die Drehzahl zum Teil an einzelnen Messpunkten auf 0 sinkt. Im höheren Drehzahlbereich verschwindet dieser Effekt, wobei sich im Bereich mit einer konstant eingestellten Drehzahl trotzdem kleine Abweichungen ergeben, siehe das untere Diagramm in der Abbildung 4-6. Diese Abweichungen können ähnlich wie bei der Drehzahlgeber-Auswertung mit dem Board DS1104 auch bei ACMC mit einem nachgeschalteten PT_1 -Filter reduziert werden.

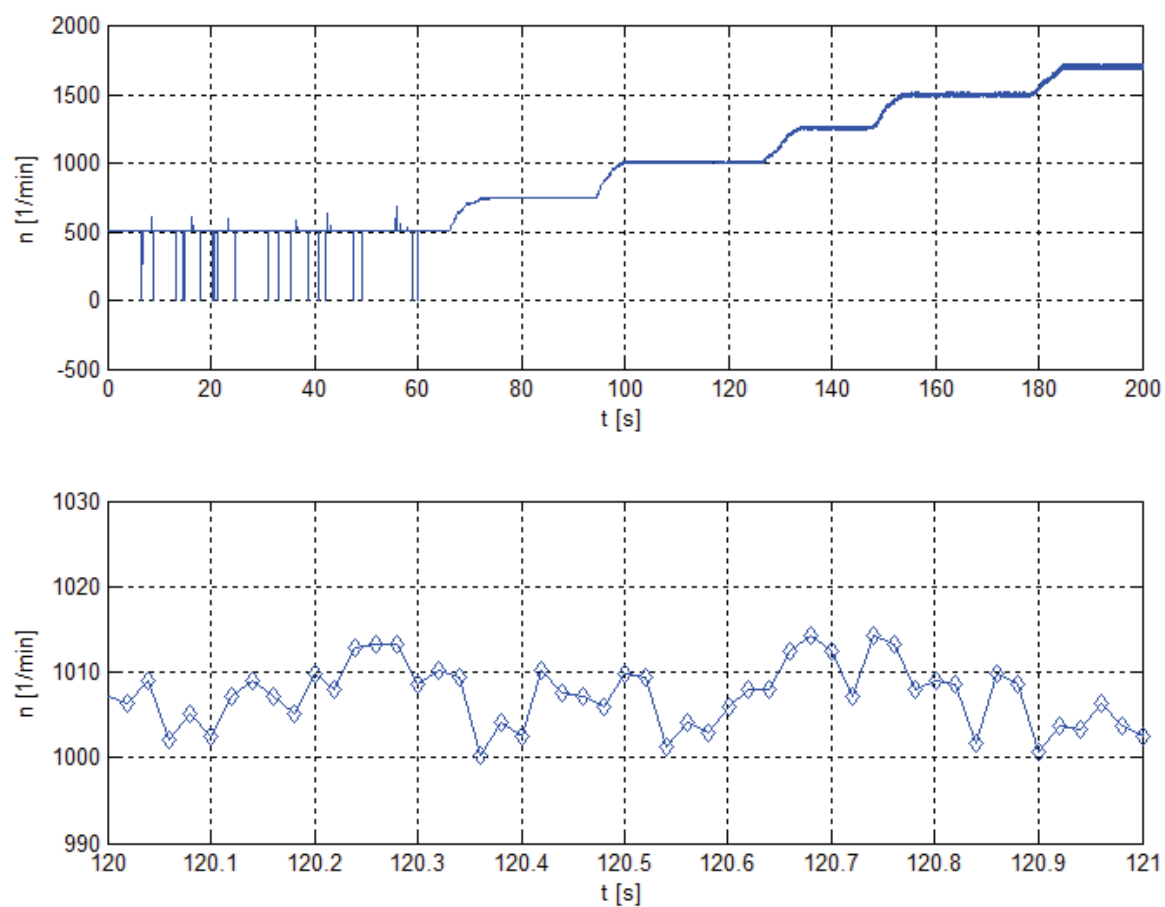


Abbildung 4-6: Drehzahlgeber-Messergebnisse mit ACMC

4.2 Bremschopper

Bevor der gesamte Prüfstand mit der ASM und dem Umrichter in Betrieb genommen werden kann, muss die Funktion des Bremschoppers sichergestellt werden.

4.2.1 Testaufbau

Die Funktion des Bremschoppers wird mit einem Testaufbau, siehe das Blockdiagramm in Abbildung 4-7, im Labor geprüft.

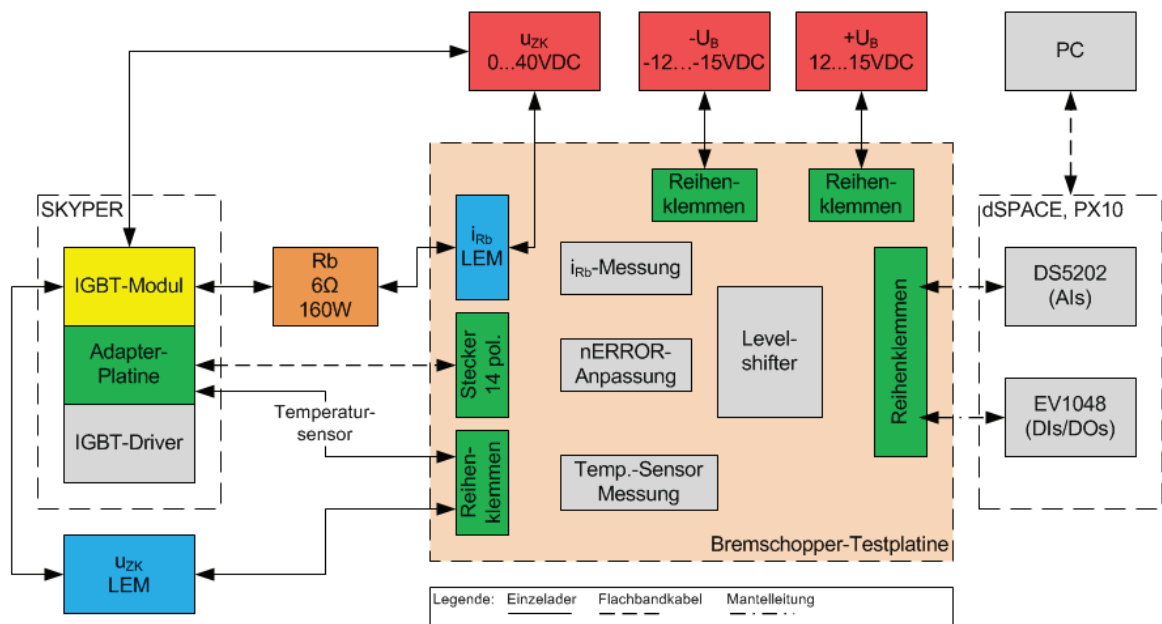


Abbildung 4-7: Testaufbau Bremschopper, Blockdiagramm

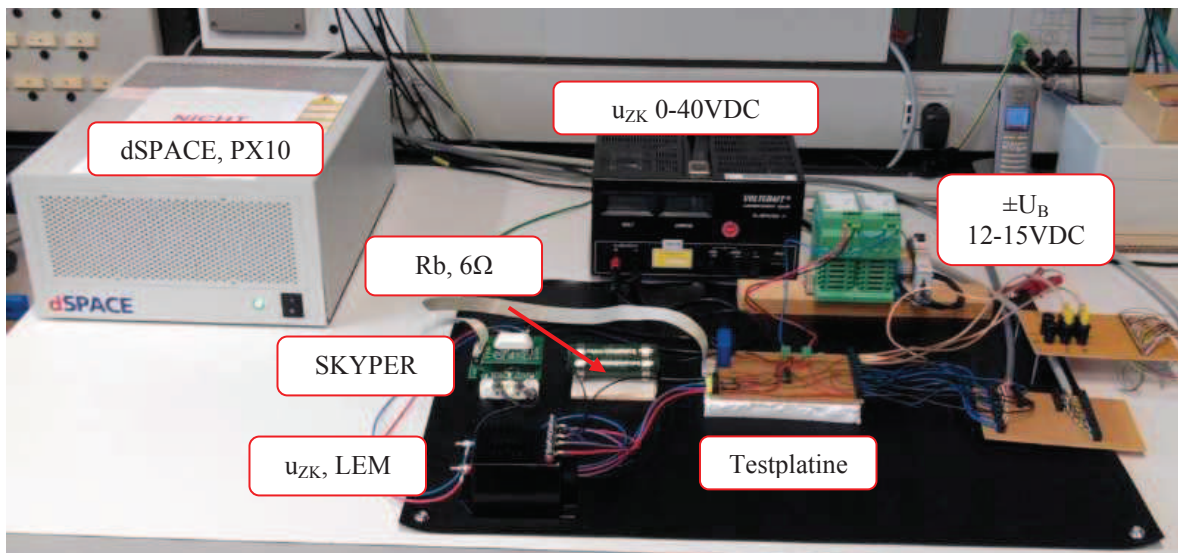


Abbildung 4-8: Testaufbau Bremschopper, Anordnung im Labor

Der Testaufbau besteht im Wesentlichen aus dem SKYPER-Modul, siehe weitere Details im Kapitel 3.5.7, der Testplatine mit der Signalanpassung, den Netzteilen für die Simulation der Zwischenkreisspannung und die Versorgung der Elektronik, Bremswiderstand, LEM-Messwandler für Strom- und Spannungserfassung und dem dSPACE-System APMC (PX10) mit dem PC für die Ansteuerung und Auswertung.

Das entsprechende Simulink-Modell für die Ansteuerung und Auswertung des Bremschoppers zeigt die Abbildung 4-9. Insgesamt werden 6 analoge Eingänge zur Erfassung verschiedener Spannungen, wie z.B. die Zwischenkreisspannung und die 15V Versorgungsspannung, und des Stroms durch den Bremswiderstand verwendet. Ein digitaler Eingang dient zur Erfassung des nERROR-Ausgangs der IGBT-Treiberplatine. Ein digitaler Ausgang steuert über den Levelshifter auf der Testplatine den IGBT-Schalter im Bremschopper.

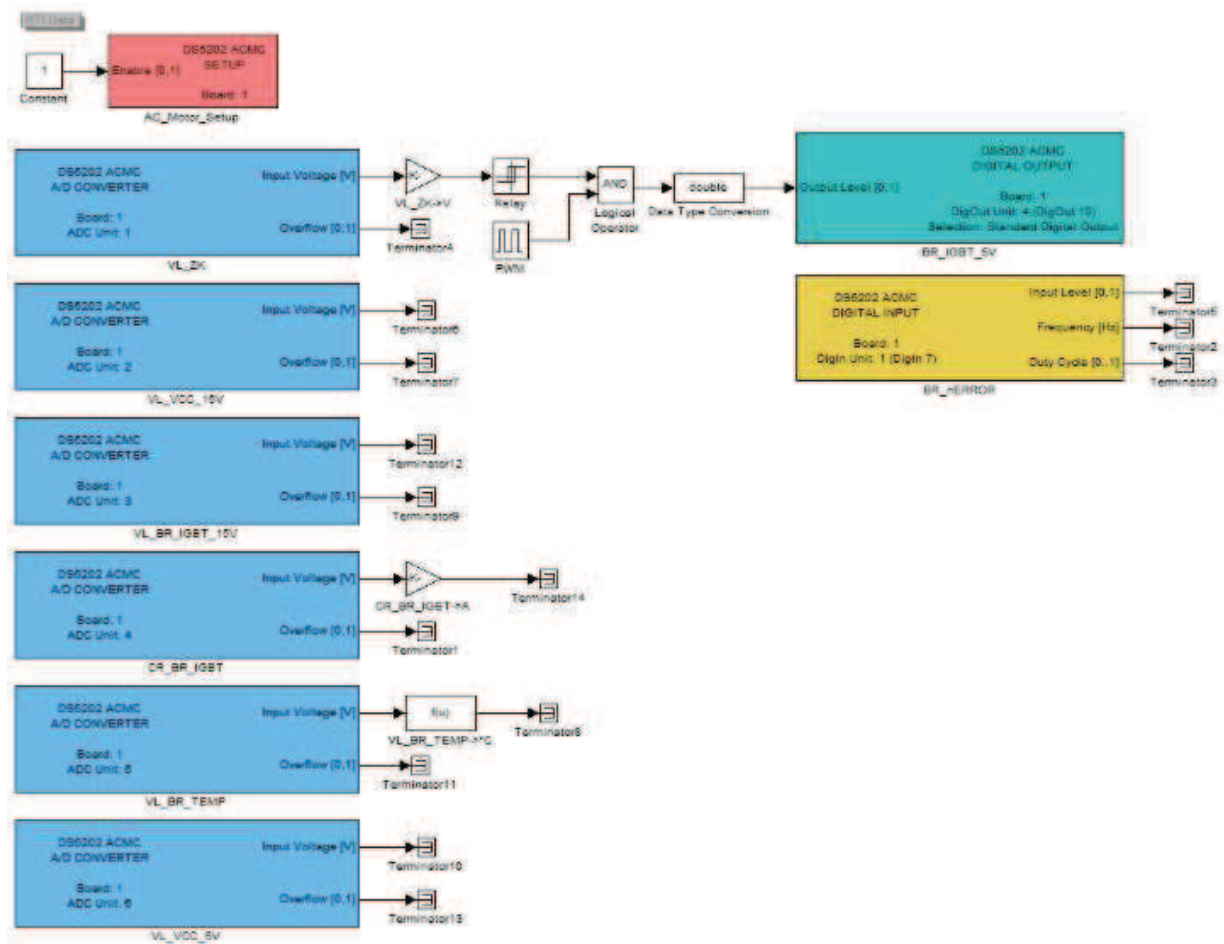


Abbildung 4-9: Bremschopper-Ansteuerung und Auswertung

Der IGBT-Schalter wird in Abhängigkeit vom aktuellen Wert der Zwischenkreisspannung mit einem Relay- und einem PWM-Block gesteuert, wobei im Relay-Block die Ein- und Ausschaltsschwellen der Zwischenkreisspannung und im PWM-Block die Periodenzeit und die Pulsbreite eingestellt werden. Bei der Erfassung des Stromes im Bremswiderstand mit Stromwandler werden im Umrechnungsfaktor sein Übersetzungsverhältnis sowie das mehrfache Schleifen der Messleitung berücksichtigt. Die Umrechnung der aktuellen Temperatur aus der gemessenen Temperatursensor-Spannung U_S erfolgt nach der Formel (3-20), wobei die Berechnung des aktuellen Widerstandswertes des Temperatursensors R wie bei einem Spannungsteiler unter der Berücksichtigung der Betriebsspannung U_B und des Vorwiderstandes R_V erfolgt, siehe Formel (4-1).

$$R = \frac{R_V}{\left(\frac{U_B}{U_S} - 1\right)} \quad (4-1)$$

4.2.2 Messergebnisse

Anhand der zeitlichen Verläufe der Zwischenkreisspannung u_{ZK} und des Stromes durch den Bremswiderstand i_{Rb} , siehe Abbildung 4-10, wird das Schaltverhalten des Bremschoppers überprüft. Nach dem Erreichen der Einschaltspannung $u_{ZK} = 30V$ wird der Bremschopper mit PWM-Signalen u_{BR} im 15V Bereich beaufschlagt und schaltet den Bremswiderstand zu. Eine Unterbrechung des Bremschopper-Betriebs wird durch das manuelle Absenken der Betriebsspannung U_B verursacht. Dabei registriert der IGBT-Treiber eine Unterspannung von $U_B < 13,5V$ und blockiert die Ansteuersignale zum IGBT. Dieser Zustand wird über den Fehler-Ausgang nERROR mit einem high-Zustand (logisch „1“) gemeldet.

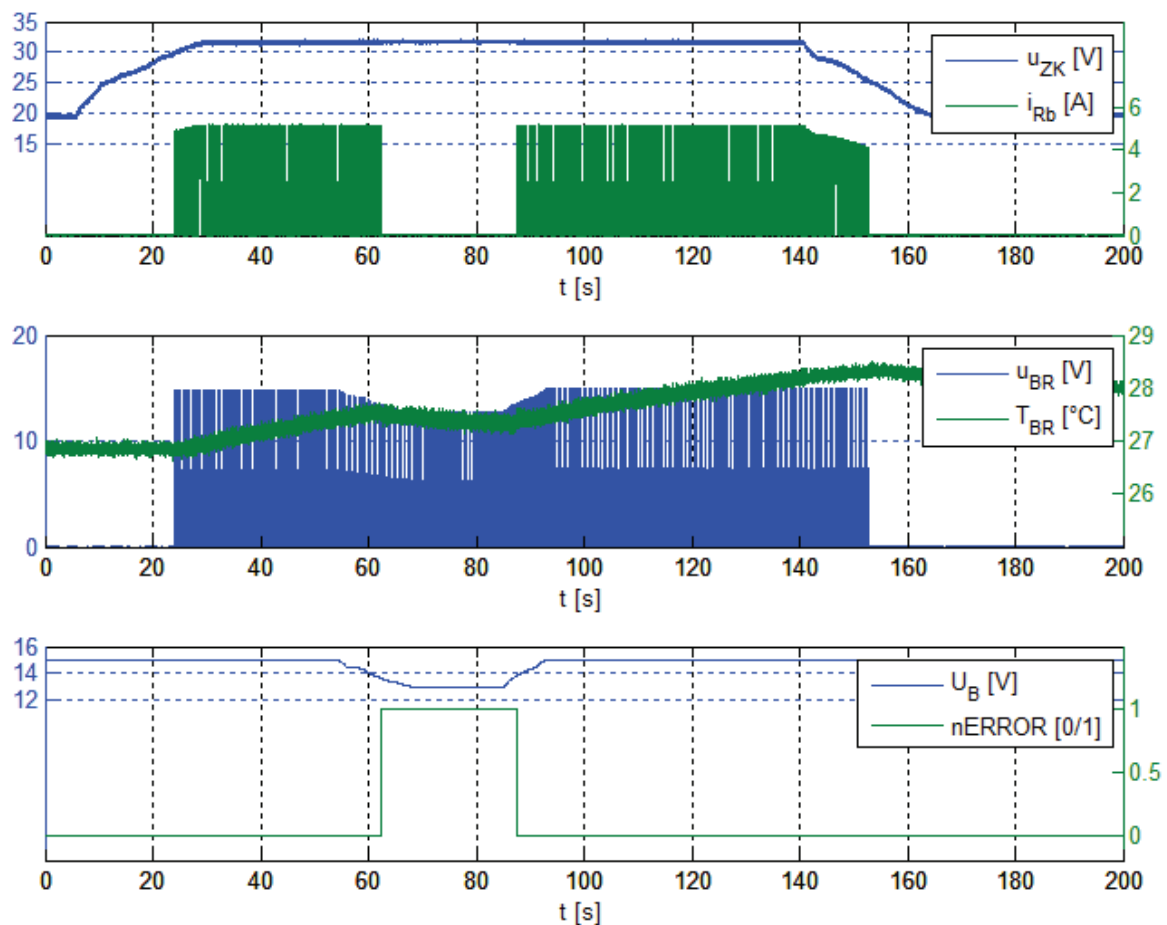


Abbildung 4-10: Messergebnisse Bremschoppertest

Nach einem Anheben der Betriebsspannung $U_B > 13,5V$ werden die Ansteuersignale zum IGBT wieder freigeschaltet und der Fehler-Ausgang geht wieder in den low-Zustand (logisch „0“) zurück. Der Temperaturverlauf T_{BR} im IGBT-Modul des Bremschoppers spiegelt die Schaltverluste im IGBT wider und verhält sich proportional zu seiner Einschaltdauer. Nach dem Erreichen der Ausschaltgrenze $u_{ZK} = 25V$ wird der Bremschopper ausgeschaltet und die Temperatur sinkt langsam ab.

Im Datenblatt des IGBT-Treibers für Bremschopper werden sämtliche Anforderungen für die Betriebsspannung bzw. Hilfsspannung aufgelistet, siehe [SEM4]. Die Hilfsspannung soll demnach eine Anstiegszeit von nicht mehr als 50ms und einen kontinuierlichen Verlauf ohne Einbrüche aufweisen. Im Rahmen der Inbetriebnahme des Bremschoppers wird die Anstiegszeit und die Anstiegsform der Betriebsspannung nach dem Einschalten

des verwendeten +15V Netzteils [PHO4] inklusive des angeschlossenen Bremschoppers überprüft. Die Abbildung 4-11 zeigt das Einschaltverhalten der Betriebsspannung, bei dem eine Anstiegszeit von ca. 8ms und ein kontinuierlicher Verlauf gemessen werden.

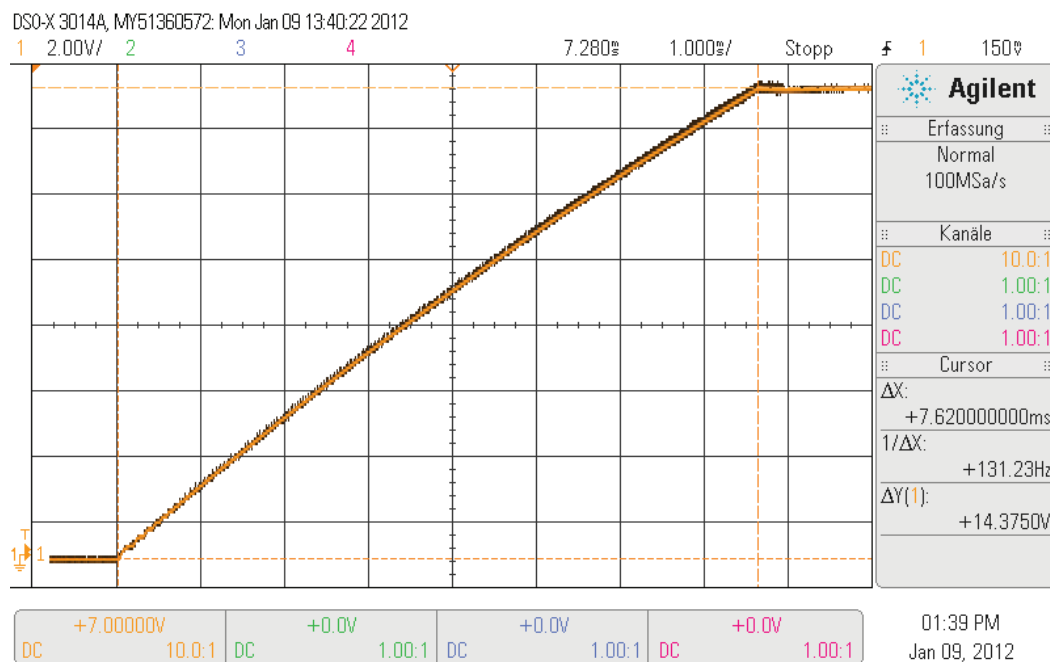


Abbildung 4-11: Einschaltverhalten des +15V Netzteils

Die gemessene Anstiegszeit und die Anstiegsform der Betriebsspannung erfüllen damit die entsprechenden Anforderungen des IGBT-Treibers.

4.3 ASM mit Kurzschlussläufer

Nach der Fertigstellung des Generatorsystems wird die Funktion des Umrichters mit einer Demo Applikation ACDriver1103 der Firma dSPACE überprüft. Diese Applikation beinhaltet eine feldorientierte Regelung einer ASM mit einem Kurzschlussläufer und ist für das Board DS1103 vorgesehen. Da im Labor das Board DS1104 verwendet wird, ist eine Anpassung der Schnittstellen im MATLAB/Simulink-Modell an entsprechenden Stellen notwendig.

Für die Verwendung der Regelung werden auf der Platine Signalanpassung die Ansteuersignale für IGBT-Brücke im Gleichrichter auf GND gelegt, sodass die IGBT-Brücke mit ihren Freilaufdioden als eine B6 Diodengleichrichterbrücke nach außen wirkt. Die Ansteuerung des Bremschoppers und die Vorladung des Zwischenkreises finden unabhängig von der Regelung statt. Für die Überwachung des Prüfstandes werden verschiedene Strom- und Spannungsverläufe aufgenommen sowie die aktuellen Zustände vorhandener Schutzelemente ausgewertet.

4.3.1 Testaufbau

Der Testaufbau entspricht dem zweiten Konzept des Generatorsystems - ASM mit Vollumrichter, siehe auch Kapitel 3.2. Die Steuerung und Regelung des Generatorsystems erfolgt mit dem Board DS1104, welches über zwei Anschlusskabel mit der Platine Verteilung verbunden ist.

Der Aufbau des MATLAB/Simulink-Modells besteht aus der Demo-Applikation ACDrive1103, siehe Abbildung 4-2, und dem zusätzlichen Teil mit der Erfassung weiterer digitaler und analoger Schnittstellen sowie der Ansteuerung der Schütze, siehe Abbildung 4-16. Das Modell von ACDrive1103 wird in vier Hauptblöcke bzw. Subsysteme untergliedert:

- **measure:** Erfassung der Motorströme i_a und i_b
- **encoder interface:** Erfassung der aktuellen Motordrehzahl
- **speed_flux:** Drehzahl- und Flussregelung
- **current_pwm:** Stromregelung und PWM-Ansteuerung

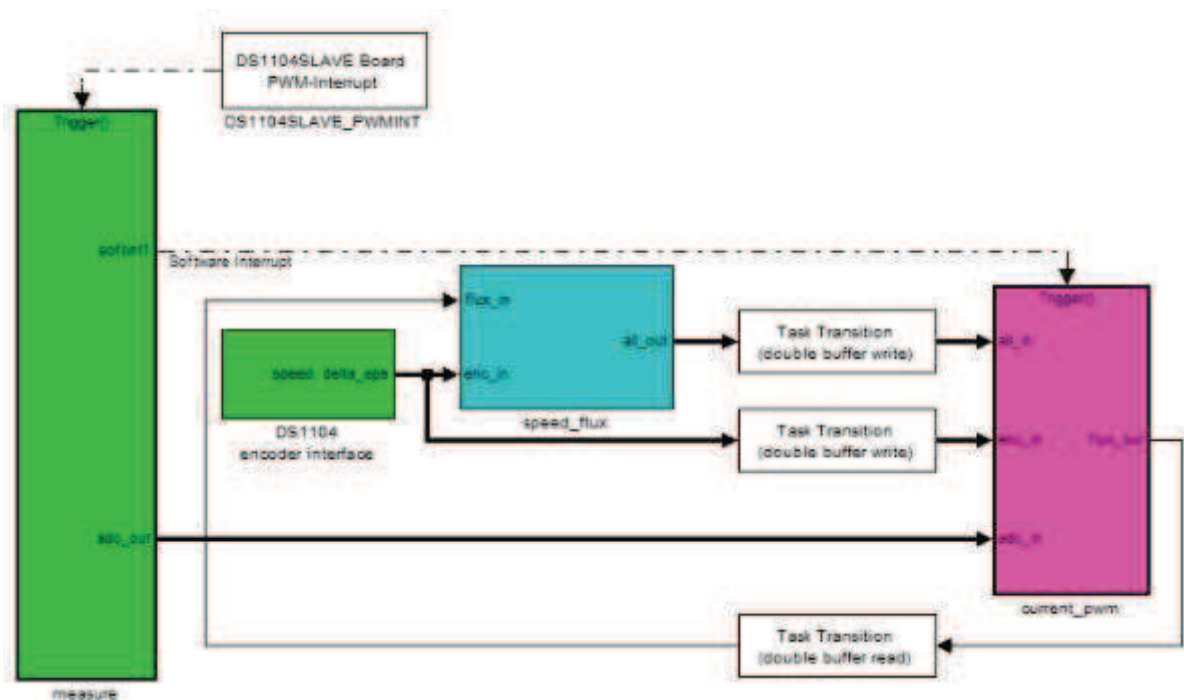


Abbildung 4-12: ACDrive1103, Aufbau des Simulink-Modells

Da die einzelnen Blöcke des Modells mit verschiedenen Abtastzeiten arbeiten, sind für die Zwischenspeicherung der Ein- und Ausgangsvariablen Puffer (Task Transition) eingebaut. Der Block *measure* wird mit der PWM Taktfrequenz von 10kHz ausgeführt und erzeugt intern durch einen Software-Interrupt eine Taktfrequenz von 5kHz, die zum Triggern des Blocks *current_pwm* dient. Die Blöcke *encoder interface* und *speed_flux* werden mit einer fest eingestellten Taktfrequenz des gesamten Modells von 2,5kHz ausgeführt.

Für die Erfassung der beiden Motorströme werden die entsprechenden analogen Schnittstellen im Block *measure* an das Board DS1104 angepasst, siehe Abbildung 4-13. Dafür wurden die analogen Eingänge C5 und C7 ausgewählt, weil sie je mit einem separaten ADC ausgestattet sind und somit eine schnelle Umwandlungszeit ermöglichen.

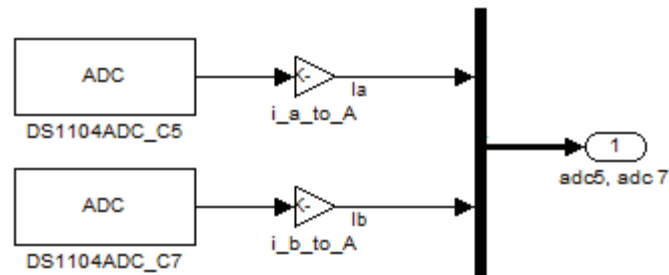


Abbildung 4-13: ACDriver1103, Anpassung der ADCs an DS1104

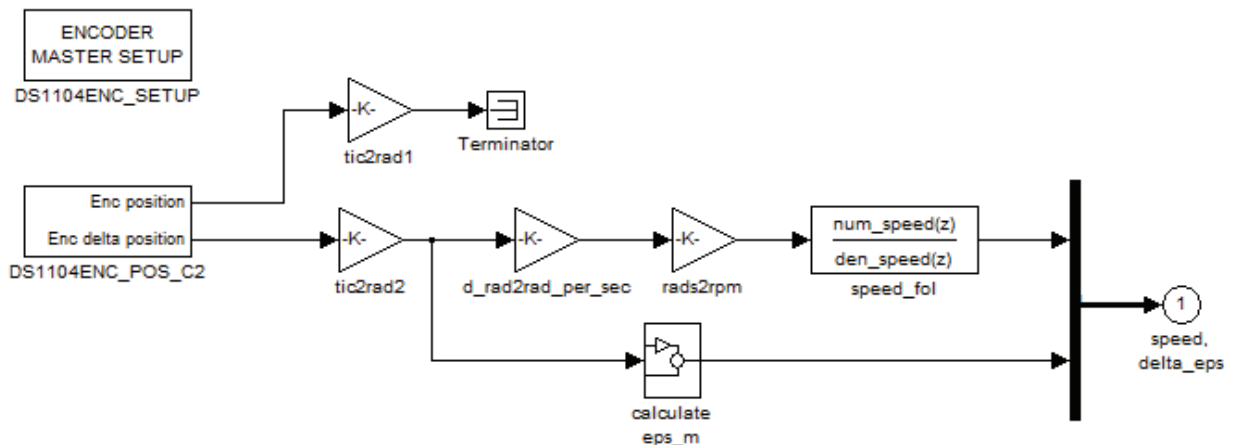


Abbildung 4-14: ACDriver1103, Anpassung des Incremental Encoders an DS1104

Weiterhin werden die Schnittstellen des Incremental Encoders im Block *encoder interface* an den verwendeten Drehzahlgeber 1XP8001-2 und das Board DS1104 angepasst, siehe Abbildung 4-14.

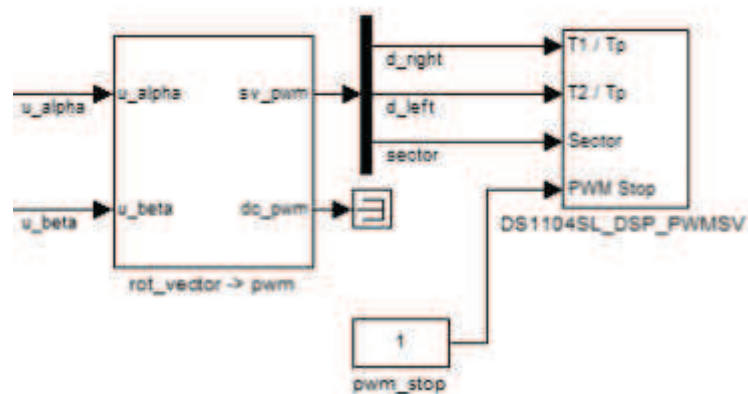


Abbildung 4-15: ACDriver1103, Anpassung des PWM-Blocks an DS1104

Im Block *current_pwm* wird für die Ansteuerung der IGBT-Brücke im Wechselrichter der entsprechende Block *DS1104SL_DSP_PWMSV* des Boards DS1104 eingesetzt, der die PWM-Signale mit einer Raumzeigermodulation generiert. Der komplette Aufbau und die Funktion des Demos ACDriver1103 kann bei Bedarf der entsprechenden Applikation Notes von dSPACE [dSP7] entnommen werden.

Neben der Demo-Applikation ACDriver1103 wurden im Simulink-Modell zusätzlich vier weitere Subsysteme integriert, die für die Erfassung der analogen (AIs) und digitalen

Schnittstellen (DIs) sowie die Ansteuerung (Bremschopper & Vorladung) der digitalen Ausgänge (DOs) zuständig sind.

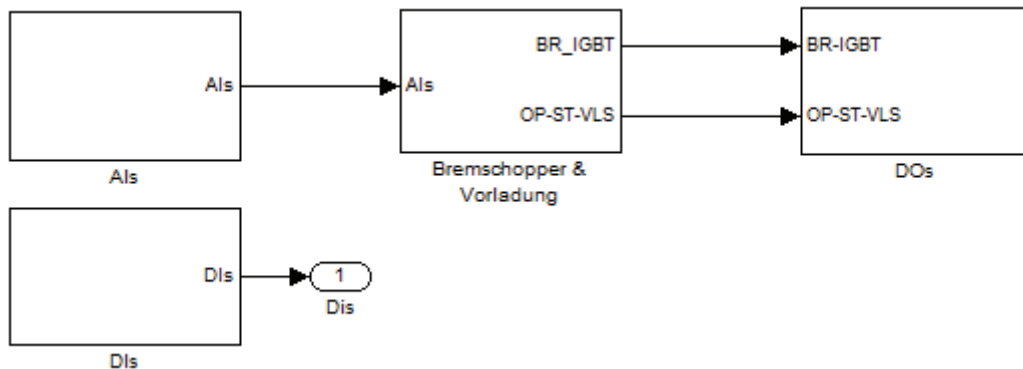


Abbildung 4-16: Zusatzteil mit Schnittstellenerfassung und Schützenansteuerung

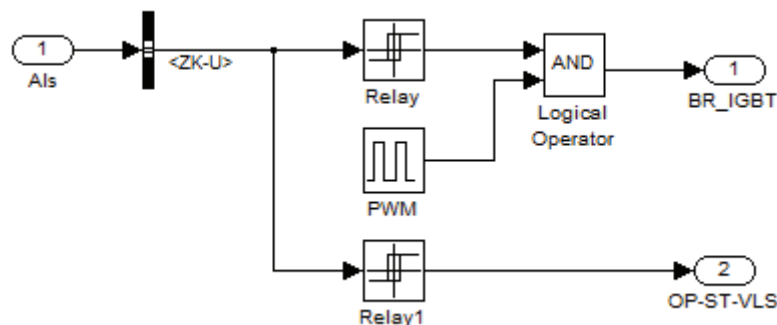


Abbildung 4-17: Subsystem Bremschopper & Vorladung

Im Subsystem *Bremschopper & Vorladung* werden die Ansteuersignale für den IGBT-Schalter des Bremschoppers und das Vorladeschütz generiert. Die PWM-Taktfrequenz des Bremschoppers ist auf 1kHz mit einer Periodendauer von 50% eingestellt. Die Ein- und Ausschaltschwellen der Zwischenkreisspannung wurden auf 600 und 590V eingestellt.

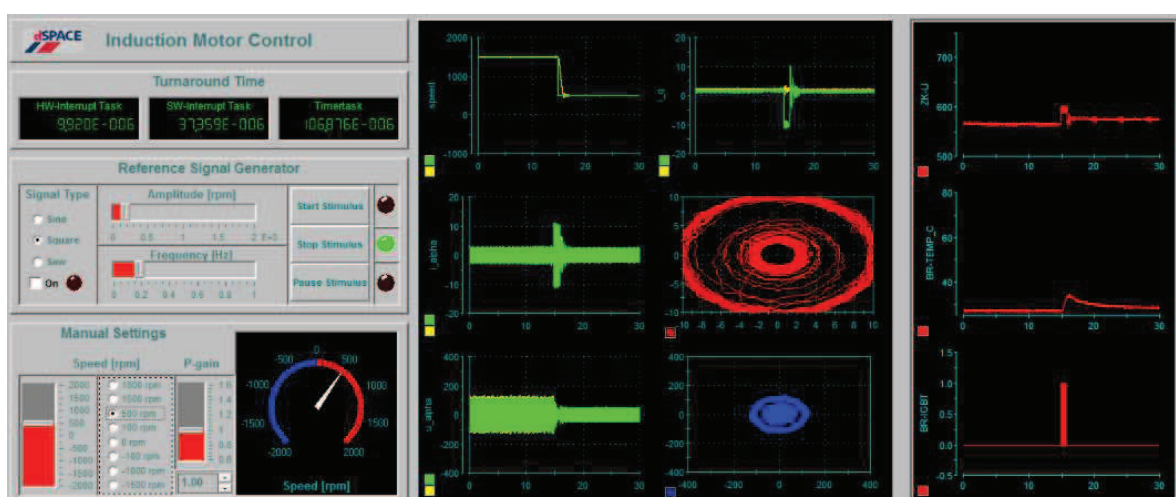


Abbildung 4-18: Bedienoberfläche der Applikation ACDrive1103

Das Bedienen des Prüfstands erfolgt mit der erweiterten grafischen Oberfläche aus der Demo-Applikation im dSPACE Tool ControlDesk (Abbildung 4-18). Die Erweiterung

beinhaltet die Visualisierung der zusätzlichen analogen und digitalen Schnittstellen im Prüfstand und wird separat auf einem neuen Layout dargestellt, siehe Abbildung 4-19.



Abbildung 4-19: Erweiterung der Bedienoberfläche

4.3.2 Messergebnisse

Das Vorladen des Zwischenkreiskondensators ist der erste Schritt vor der Inbetriebnahme des Umrichters. Das Aufladen des Kondensators startet mit der manuellen Ansteuerung des Statorschützes über ControlDesk. Die Ansteuerung des Vorladeschützes erfolgt automatisch, nach dem die eingestellten Ein- und Ausschaltschwellen der Zwischenkreisspannung ($U_{\text{EIN}} = 550\text{V}$, $U_{\text{AUS}} = 50\text{V}$) erreicht sind. Die Rückmeldungen der Schütze werden über die Auswertung ihrer Hilfskontakte *HK-STS* und *HK-VLS* erfasst und sind zusammen mit dem Verlauf der Zwischenkreisspannung in der Abbildung 4-20 dargestellt.

Anhand der aufgenommenen zeitlichen Verläufe der Zwischenkreisspannung u_{ZK} und der beiden Leiterströme des Gleichrichters i_{U} und i_{V} wird sichergestellt, dass das Vorladen des Zwischenkreiskondensators etwa nach 0,5 Sekunden abgeschlossen ist. Durch den Vorladeschutz werden die Einschaltstromspitzen auf einen maximalen Wert von etwa 10A begrenzt.

Nach dem der Zwischenkreis vorgeladen ist, erfolgt die Freigabe der PWM-Signale an die IGBTs des Wechselrichters. Für die Inbetriebnahme der feldorientierten Regelung werden die Streckenparameter der ASM aus dem Kapitel 3.5.1 und die Reglerparameter aus der Demo-Applikation ACDriver1103 übernommen. Anschließend erfolgt ein Test mit einem Sollwertsprung der Drehzahl. Die Messergebnisse sind in der Abbildung 4-21 dargestellt. Neben der Drehzahl sind auch die gemessenen Strom- und die berechneten Spannungsverläufe nach dem Wechselrichter in Raumzeigerdarstellung abgebildet.

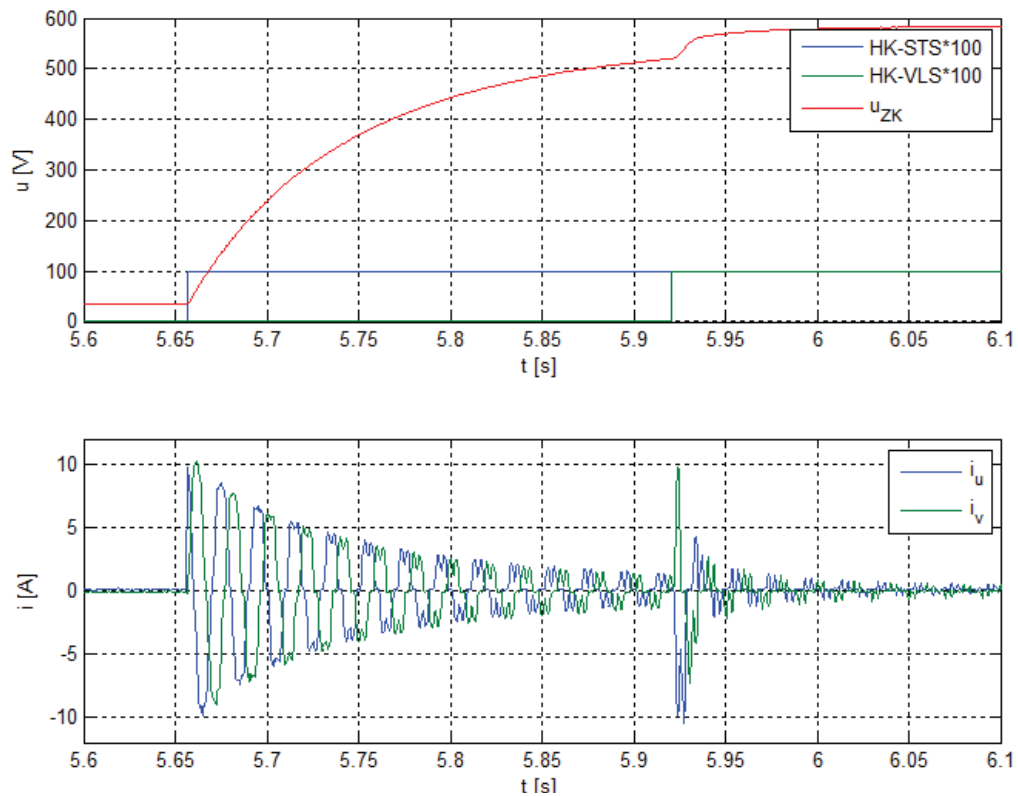


Abbildung 4-20: Vorladen des Zwischenkreiskondensators

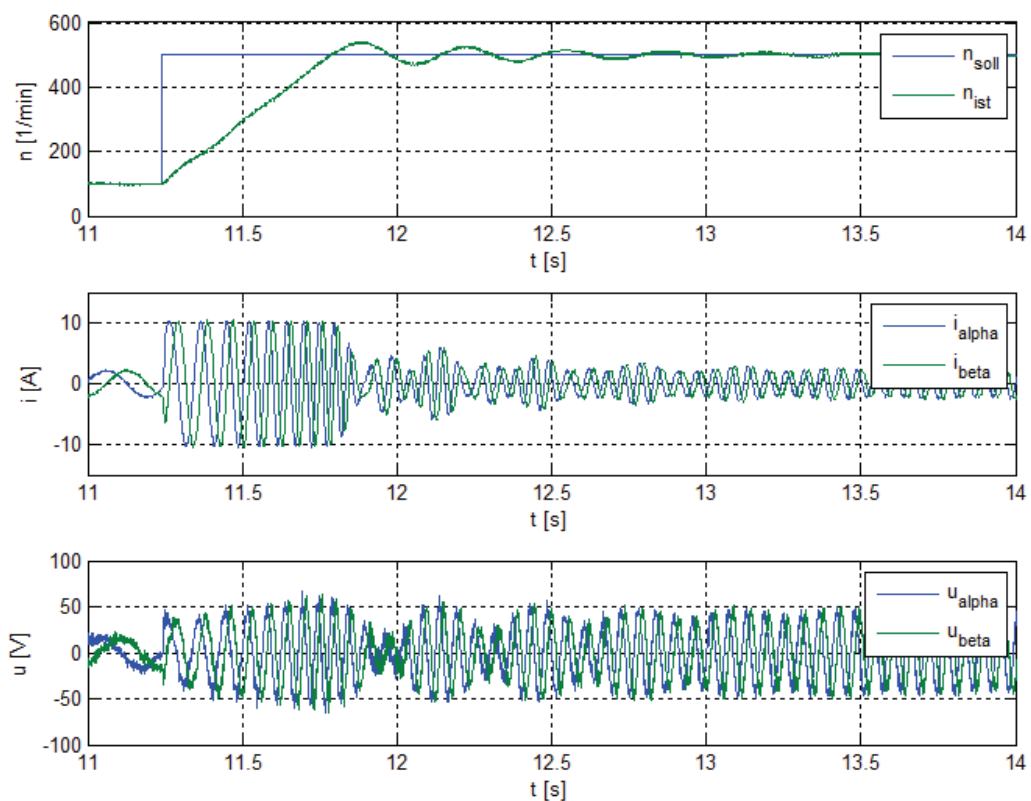


Abbildung 4-21: Sprungantwort der Drehzahl

Der Betrieb des Bremschoppers wird durch einen negativen Sollwertsprung der Drehzahl überprüft, siehe Abbildung 4-23 mit einem Sollwertsprung der Drehzahl von 1500 auf

500min^{-1} . Dabei wird die Bremsenergie der ASM über Wechselrichter dem Zwischenkreis zugeführt und im Bremswiderstand in die Wärme umgewandelt.



Abbildung 4-22: Externer Bremswiderstand

Als Bremswiderstand wurde ein einstellbarer Leistungswiderstand, siehe Abbildung 4-22, mit dem Widerstandswert von ca. 78Ω gewählt, da die Einschaltdauer pro Schaltperiode bzw. das Taktverhältnis im Bremschopper auf 50% eingestellt wurde.

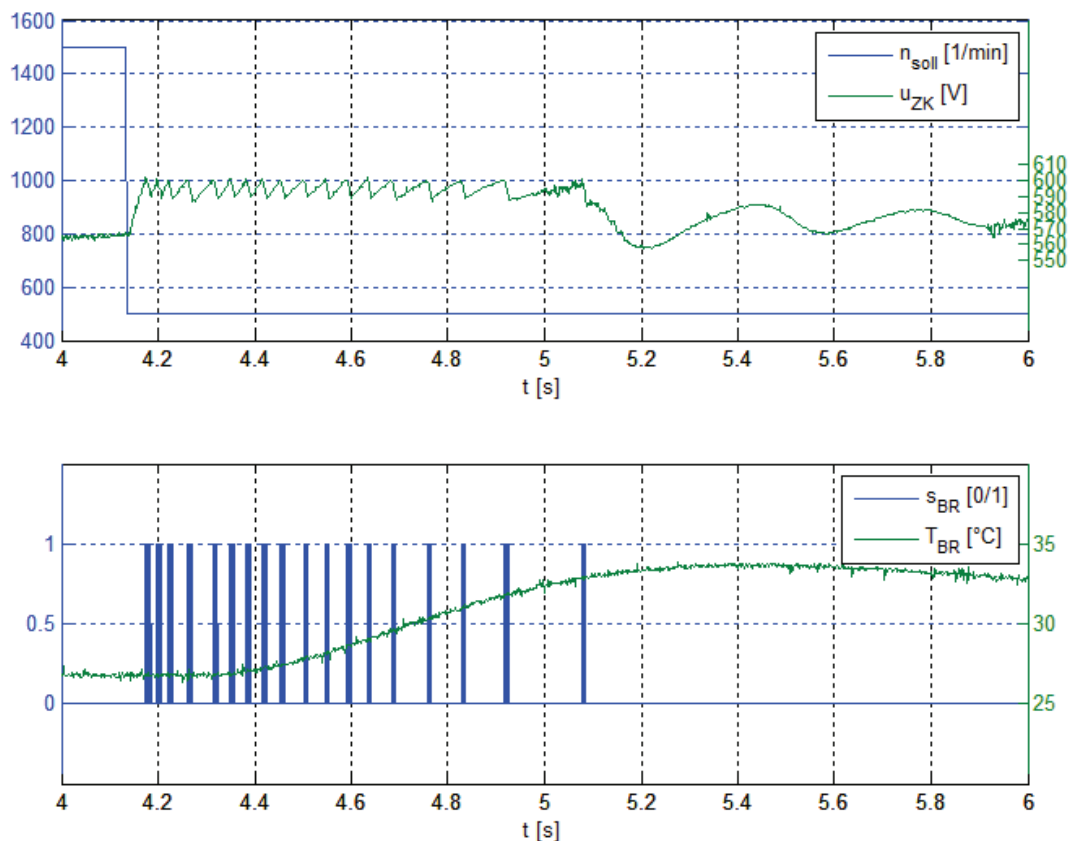


Abbildung 4-23: Bremschopperbetrieb

Anhand der zeitlichen Verläufe der Zwischenkreisspannung in der Abbildung 4-23 erkennt man direkt nach dem Sprung des Sollwertes für die Drehzahl den Arbeitsbereich des Bremschoppers. Ein leichter Temperaturanstieg spiegelt die Wärmeverluste, die durch das Schalten des IGBTs im Bremschopper entstehen, wider.

5 Zusammenfassung und Ausblick

5.1 Was wurde erreicht

Für einen Praktikumsversuch im Labor für elektrische Antriebe, Leistungselektronik und Energietechnik wird ein neuer Prüfstand einer WEA aufgebaut, der den existierenden Prüfstand in Zukunft ersetzen wird. Die Windenergie, die durch eine elektrische Antriebsmaschine simuliert wird, soll über ein Generatorsystem mit einer Asynchronmaschine über drei verschiedene Konzepte (ASM direkt am Netz, ASM mit Vollumrichter und DG-ASM mit Teilumrichter) in ein Drehstromversorgungsnetz eingespeist werden.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden die erstellten Konzepte des Generatorsystems aus der Vorgängerarbeit überarbeitet. Die bereits zu Anfang vorhandenen Komponenten wurden analysiert, ggf. modifiziert oder durch neue ersetzt. Dabei wurden zusätzliche Module für das dSPACE-System APMC beschaffen, die für die Realisierung der Regelung und Überwachung des Generatorsystems notwendig sind.

Für das neue Generatorsystem wurde ein Schaltschrank ausgesucht, in dem die einzelnen Komponenten wie Umrichter, Bremschopper, Filter und Netzteile integriert und miteinander verdrahtet wurden. Der Schaltschrank wurde neben dem Arbeitsplatz im Labor befestigt und beinhaltet eine Stecktafel mit den notwendigen Schnittstellen, die für das Realisieren geplanter Generatorsysteme mit Laborleitungen verbunden werden können.

Im Rahmen der ersten Schritte wurden die Funktionen des neuen Drehzahlgebers und des Bremschoppers getestet. Dabei wurde der Drehzahlgeber mit zwei verschiedenen dSPACE-Systemen DS1104 und APMC in Betrieb genommen. Die Funktion des Bremschoppers inklusive der Ansteuerung und Auswertung der Schnittstellen von der IGBT-Halbbrücke, sowie die Funktion der Strom- und Spannungswandler wurden zusammen in einem Testaufbau mit dem dSPACE-System APMC überprüft.

Für die Anbindung an die Schnittstellen des dSPACE Boards DS1104, die Signalanpassung für die Ansteuerung der IGBT-Treiber sowie die Messwerterfassung von den integrierten Sensoren wurden drei Platinen erstellt, aufgebaut, getestet und in den Schaltschrank integriert.

Zum Schluss wurde die Funktion des Umrichters, der aus einem eingangsseitigen Sinusfilter, einer B6 Diodengleichrichterbrücke, Bremschopper im Zwischenkreis, einem Pulswechselrichter mit B6 IGBT-Brücke und einem ausgangsseitigen Sinusfilter besteht, mit der ASM (Kurzschlussläufer) und dem dSPACE Board DS1104 getestet. Dabei wurde der Pulswechselrichter mit PWM-Signalen angesteuert, die in einer dSPACE Demo-Applikation für feldorientierte Regelung einer ASM mit Kurzschlussläufer generiert wurden. Weiterhin konnten beim Test der Regelung der ASM die Funktionen des Bremschoppers sowie aller anderen Komponenten des Generatorsystems überprüft werden.

5.2 Weiterführende Arbeiten

Das neue Generatorsystem muss noch im Rahmen weiterführender Arbeiten erweitert und optimiert werden, bevor es in den bestehenden Prüfstand für WEA integriert werden kann.

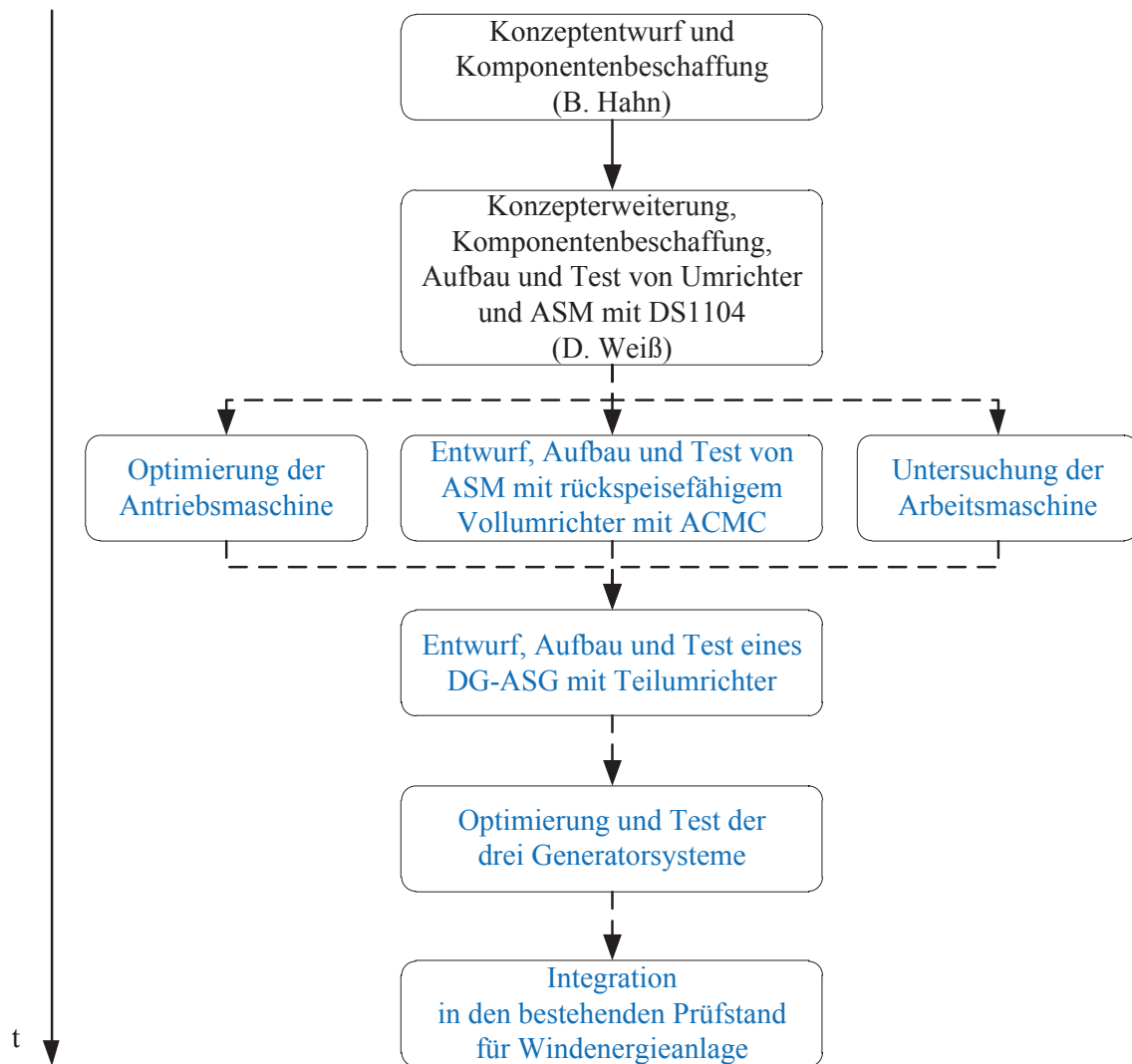


Abbildung 5-1: Übersicht der abgeschlossenen und weiterführenden Arbeiten

Die Schwerpunkte der weiterführenden Arbeiten sind in Abbildung 5-1 in blau dargestellt. Die ersten drei Arbeiten können unabhängig voneinander durchgeführt werden und sind deshalb parallel angeordnet. Die weiteren zwei Arbeiten bauen aufeinander auf und sind deshalb in einer Reihe angeordnet.

Die aktuelle Antriebsmaschine im Prüfstand weist einen passenden Drehzahlbereich für Betrieb mit dem doppelt gespeisten Asynchrongenerator auf, kann jedoch nicht das erforderliche Nenndrehmoment der Arbeitsmaschine aufbringen. Aus diesem Grund ist eine Optimierung der Antriebsmaschine notwendig. Die Aufgaben der Optimierung könnten wie folgt aussehen: Auslegung, Beschaffung, Aufbau und Inbetriebnahme einer passenden Antriebsmaschine mit einer Steuereinheit.

Für die feldorientierte Regelung müssen die Parameter der ASM bzw. Arbeitsmaschine genau bekannt sein. Die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Parameter wurden

mathematisch aus dem gegebenen Ersatzschaltbild der ASM bestimmt und können messtechnisch überprüft und optimiert werden. Dazu kann die Arbeitsmaschine im Rahmen einer Abschlussarbeit mit üblichen Methoden, wie z.B. Leerlauf- und Kurzschlussversuch, untersucht werden. Die messtechnisch gewonnenen Parameter der Arbeitsmaschine könnten dann mit den errechneten Parametern in einer Simulation verglichen werden.

Nachdem der verwendete Umrichter mit einer feldorientierten Regelung auf dem dSPACE Board DS1104 in Betrieb genommen wurde, kann im Rahmen der nachfolgenden Abschlussarbeit der nächste Schritt zur Integration des dSPACE-Systems APMC erfolgen. Dazu müssen zu Anfang die Platinen Signalanpassung und Messwerterfassung um die entsprechenden Schnittstellen des APMC erweitert bzw. überarbeitet werden. Die Entwurfskonzepte wurden bereits im Rahmen der vorliegenden Arbeit erstellt und sind im Anhang in digitaler Form abgelegt. Parallel zur Integration der neuen Platinen kann eine Steuerung und Regelung einer ASM mit rückspeisefähigem Vollumrichter entworfen, simuliert und anschließend am Prüfstand getestet werden.

Im Anschluss an die Optimierung der Antriebsmaschine, die Untersuchung der Arbeitsmaschine und dem erfolgreichen Test des Generatorsystems mit einem Vollumrichter und dem dSPACE-System APMC kann im Rahmen einer Abschlussarbeit der Entwurf, Aufbau und Test einer Regelung für das Generatorsystem DG-ASM mit Teilumrichter erfolgen. Dabei müssen die vorhandenen Hardwarekomponenten und neue Softwareroutinen zum Überlastungsschutz des Generatorsystems in der Regelung berücksichtigt werden.

Im Rahmen einer weiteren Abschlussarbeit können die drei Konzepte des neuen Generatorsystems: ASM direkt am Netz, ASM mit Vollumrichter sowie DG-ASG mit Teilumrichter optimiert und getestet werden. Durch die letzte Abschlussarbeit kann die Integration des neuen Generatorsystems in den bestehenden Prüfstand einer WEA erfolgen.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1-1: Entwicklung der installierten Leistung aus Windenergie [Deu].....	7
Abbildung 1-2: Übersicht internationaler Windmärkte (Stand: Ende 2010) [Deut]	8
Abbildung 1-3: Aufbau des bestehenden Prüfstandes für Windenergie [Huß]	8
Abbildung 2-1: Wirkungskette einer WEA [Hei].....	10
Abbildung 2-2: Mechanisch-elektrische Energiewandlungssysteme [Hei]	11
Abbildung 2-3: Symbolische Darstellung einer ASM [Ger]	13
Abbildung 2-4: Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine [Ger].....	14
Abbildung 2-5: Prinzipschaltungen von ASM direkt am Netz	16
Abbildung 2-6: Drehzahlsteife Kopplung der ASM am Netz [Gas]	17
Abbildung 2-7: Prinzipschaltung von ASM mit Vollumrichter	17
Abbildung 2-8: Drehzahlvariable Kopplung der ASM am Netz [Spe]	18
Abbildung 2-9: DG-ASG mit Teilumrichter	18
Abbildung 2-10: Elektrische Energieumformung durch Stromrichter [Hei].....	20
Abbildung 2-11: WEA mit Zwischenkreisumrichter [Hei].....	21
Abbildung 2-12: Gesteuerter Gleichrichter bzw. Pulsumrichter [Hei].....	22
Abbildung 2-13: Vorladung des Zwischenkreises, Bremschopper [Wei].....	23
Abbildung 2-14: Prinzipschaltbild eines Pulswechselrichters am Netz [Hei].....	24
Abbildung 2-15: Toleranzbandregelung für einen Brückenweig [Hei].....	25
Abbildung 2-16: Ausgangsspannung eines Pulswechselrichters [Wei]	25
Abbildung 2-17: EMV-Beeinflussungsmodell	26
Abbildung 2-18: Kopplungsmechanismen in EMV	27
Abbildung 2-19: a) Galvanische Kopplung b) Abhilfe [Sch1]	27
Abbildung 2-20: Ersatzschaltbild elektrischer Kopplung [Sch1].....	28
Abbildung 2-21: Ersatzschaltbild magnetischer Kopplung [Sch1]	29
Abbildung 2-22: Induktive Beeinflussung durch den elektrischen Antrieb [Wei].....	30
Abbildung 2-23: Induktivitätsarme Platzierung von Stützkondensatoren [Sch1]	32
Abbildung 2-24: Flächenhafte Ausführung der Schaltungsmasse [Sch1].....	33
Abbildung 3-1: Prüfstandsbereiche	34
Abbildung 3-2: Prüfstand, Grundaufbau	35
Abbildung 3-3: Konzept, ASM direkt am Netz.....	36
Abbildung 3-4: Konzept, ASM mit Vollumrichter	37
Abbildung 3-5: Konzept, DG-ASG mit Teilumrichter.....	37
Abbildung 3-6: dSPACE-Konfiguration nach MATLAB-Start.....	41
Abbildung 3-7: Zusammenspiel zw. ACOM und MATLAB/Simulink [Hah].....	43
Abbildung 3-8: PX10, Innenansicht	44
Abbildung 3-9: PX10, Anschlussseite.....	46
Abbildung 3-10: ControlDesk, Controlbar-Navigator mit DS1104	47
Abbildung 3-11: DS1104, Adapterkabel	47
Abbildung 3-12: Aufbau der Regelung eines Asynchronmotors mit DS1103 [dSP7].....	48
Abbildung 3-13: Asynchronmaschine SPER 132 MX4 SW TPM HW	49

Abbildung 3-14: Ersatzschaltbild der Arbeitsmaschine mit kurzgeschlossenen Rotorwicklungen	49
Abbildung 3-15: Antriebskomponente: von links b), a), c).....	51
Abbildung 3-16: Drehmoment-Drehzahl-Diagramm 1FK6103-BAF71 [SIE3]	52
Abbildung 3-17: Ausgangsspannungspegel von 1XP8001-1 [SIE3]	54
Abbildung 3-18: Ausgangsspannungspegel von 1XP8001-2 [SIE3]	54
Abbildung 3-19: Drehzahlgeber-Anschluss	55
Abbildung 3-20: Dreiphasentransformator KT3-2.5 [Hah].....	55
Abbildung 3-21: Schaltplan des Sinusfilters DEOKWN	57
Abbildung 3-22: Frequenzgang der Ausgangsspannung des Sinusfilters	58
Abbildung 3-23: Umrichter, Hauptstromkreis-Ausschnitt	58
Abbildung 3-24: Aufbau der IGBT-Brücke SKS 11F B6CI 07 V12	59
Abbildung 3-25: Typische Schaltzeiten von SK 30 GB 128 [SEM6].....	60
Abbildung 3-26: Prinzipschaltbild der IGBT-Treiberplatine SKHI 20opA [SEM7].....	61
Abbildung 3-27: Hauptstromkreis, Vorladung des Zwischenkreiskondensators	62
Abbildung 3-28: Ersatzschaltkreis für Vorladung.....	62
Abbildung 3-29: Überladungsleistungskurve der THS-Widerstände [Tyc].....	63
Abbildung 3-30: Bremschopper-Aufbau von SEMIKRON [SEM3]	64
Abbildung 3-31: Anschlussdiagramm des IGBT-Moduls SEMiX202GB12Vs [SEM4].....	65
Abbildung 3-32: MATLAB-Simulation der Temperatursensorauswertung	66
Abbildung 3-33: Blockdiagramm SKYPER 32 R [SEM4].....	67
Abbildung 3-34: U_{CE} -Überwachung im dynamischen Einschaltbereich [SEM4].....	68
Abbildung 3-35: Befestigung von IGBT-Treiberplatine auf Adapterplatine [SEM3]	70
Abbildung 3-36: Stromlaufplan des Bremschoppers ohne Ansteuerung	71
Abbildung 3-37: LEM Stromwandler LAH 25-NP (links) und LA 55-P (rechts)	72
Abbildung 3-38: LEM Spannungswandler CV 3-1000.....	73
Abbildung 3-39: Phoenix Netzteile -15V, 15V und 24V	73
Abbildung 3-40: Blockschaltbild MINI-PS-100-240AC/24DC/2 [PHO5]	74
Abbildung 3-41: Ausgangskennlinie MINI-PS-100-240AC/24DC/2 [PHO5]	74
Abbildung 3-42: Ausgangskennlinie MINI-PS-100-240AC/10-15DC/2 [PHO4]	75
Abbildung 3-43: Hauptschalter 3LD2003-OTK51 und Schaltglied 3LD9220-0B [SIE4] .	76
Abbildung 3-44: Schütz 3RT2017-1BB41 u. Überspannungsschutz 3RT2916-1DG00 [SIE1].....	77
Abbildung 3-45: Schaltplan von Optokoppler PLC-OPIT-5DC/300DC/1 [PHO].....	78
Abbildung 3-46: Schaltplan von Optokoppler PLC-OS...-24DC/TTL [PHO1].....	78
Abbildung 3-47: Überstromschutzeinrichtungen F1-F4	80
Abbildung 3-48: Überstromschutzeinrichtungen F5, F6.....	81
Abbildung 3-49: Räumliche Anordnung der Platinen.....	82
Abbildung 3-50: Aufbaudiagramm der Platine Verteilung.....	83
Abbildung 3-51: Portunus Schaltplan, Hilfskontakt von Sicherungsautomat 230VAC	84
Abbildung 3-52: Portunus Simulationsergebnisse, Auswertung des Hilfskontaktes	85
Abbildung 3-53: Platine Verteilung, Schutzbeschaltung 5VDC	86
Abbildung 3-54: Platine Verteilung, Flachbandkabel- Belegung	87

Abbildung 3-55: Aufbaudiagramm der Platine Signalanpassung	88
Abbildung 3-56: Platine Signalanpassung, Spannungsversorgung	89
Abbildung 3-57: Pinnbelegung des Levelshifters HEF4104B [NXP]	90
Abbildung 3-58: Platine Signalanpassung, Levelshifteranschluss	90
Abbildung 3-59: Portunus Schaltplan, ERROR-Ausgang des Umrichters	91
Abbildung 3-60: Portunus Simulationsergebnisse, ERROR-Anpassung des Umrichters...	92
Abbildung 3-61: Platine Signalanpassung, ERROR-Anpassung für Bremschopper	93
Abbildung 3-62: Aufbaudiagramm der Platine Messwerterfassung	94
Abbildung 3-63: Platine Messwerterfassung, Spannungsversorgung	94
Abbildung 3-64: Platine Messwerterfassung, integrierte Stromwandler	95
Abbildung 3-65: Platine Messwerterfassung, externe Stromwandler	96
Abbildung 3-66: Platine Messwerterfassung, Suppressordiode	97
Abbildung 3-67: Platine Messwerterfassung, Temperatursensoren	97
Abbildung 3-68: TTL-Ausgangspegelbereich von 1XP8001-2 [SIE2]	100
Abbildung 3-69: Anschluss eines Incremental encoders an DS1104 [dSP]	100
Abbildung 3-70: Schaltschrank im Labor und seine Zeichnung [RIT]	101
Abbildung 3-71: Temperaturregler und Lüfter im Schaltschrank	102
Abbildung 3-72: Grundplatte, hinterer Schrankteil	102
Abbildung 3-73: Elektronikplatte, vorderer Schrankteil	103
Abbildung 3-74: Vorladewiderstände auf der Rückseite der Elektronikplatte	104
Abbildung 3-75: Stecktafel	104
Abbildung 3-76: Netz- und Bremschopper-Anschluss	105
Abbildung 4-1: Drehzahlgeber-Anschlussdiagramm mit DS1104	107
Abbildung 4-2: Drehzahlgeber-Auswertung mit DS1104	107
Abbildung 4-3: Drehzahlgeber-Anschlussdiagramm mit PX10	108
Abbildung 4-4: Drehzahlgeber-Auswertung mit PX10	108
Abbildung 4-5: Drehzahlgeber-Messergebnisse mit DS1104	109
Abbildung 4-6: Drehzahlgeber-Messergebnisse mit APMC	110
Abbildung 4-7: Testaufbau Bremschopper, Blockdiagramm	111
Abbildung 4-8: Testaufbau Bremschopper, Anordnung im Labor	111
Abbildung 4-9: Bremschopper-Ansteuerung und Auswertung	112
Abbildung 4-10: Messergebnisse Bremschoppertest	113
Abbildung 4-11: Einschaltverhalten des +15V Netzteils	114
Abbildung 4-12: ACDrive1103, Aufbau des Simulink-Modells	115
Abbildung 4-13: ACDrive1103, Anpassung der ADCs an DS1104	116
Abbildung 4-14: ACDrive1103, Anpassung des Incremental Encoders an DS1104	116
Abbildung 4-15: ACDrive1103, Anpassung des PWM-Blocks an DS1104	116
Abbildung 4-16: Zusatzteil mit Schnittstellenerfassung und Schützenansteuerung	117
Abbildung 4-17: Subsystem Bremschopper & Vorladung	117
Abbildung 4-18: Bedienoberfläche der Applikation ACDrive1103	117
Abbildung 4-19: Erweiterung der Bedienoberfläche	118
Abbildung 4-20: Vorladen des Zwischenkreiskondensators	119

Abbildung 4-21: Sprungantwort der Drehzahl	119
Abbildung 4-22: Externer Bremswiderstand	120
Abbildung 4-23: Bremschopperbetrieb	120
Abbildung 5-1: Übersicht der abgeschlossenen und weiterführenden Arbeiten	122

Tabellenverzeichnis

Tabelle 3-1: Überlastschutz des Generatorsystems	38
Tabelle 3-2: Bauteilüberwachung.....	39
Tabelle 3-3: Verbraucherübersicht für Spannungsversorgung 24VDC	74
Tabelle 3-4: Verbraucherübersicht für Spannungsversorgung $\pm 15\text{VDC}$	75
Tabelle 3-5: Verbraucherübersicht für Spannungsversorgung 5VDC	86

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

AC	Alternating Current
ACMC	AC Motor Control Solution
ADC	Analog Digital Converter
AI	Analog Input
ASG	Asynchrongenerator
ASM	Asynchronmaschine
BR	Bremschopper
BT, BOT	Bottom
CLib	C Library
CPU	Central Processor Unit
DC	Direct Current
DG-ASG	Doppelt gespeister Asynchrongenerator
DI	Digital Input
DIN	Deutsches Institut für Normung
DIP	Dual In-line Package
DPTC	Drillingskaltleiter
DSCP	Dynamic Short Circuit Protection
DSP	Digital Signal Processor
DT	Drive Interlock
EAGLE	Einfach Anzuwendender Grafischer Layout-Editor
EN	Europäische Normen
EPTC	Einzelkaltleiter
FPGA	Field Programmable Gate Array
ggf.	gegebenenfalls
GND	Ground Potential
GR	Gleichrichter
HAW	Hochschule für Angewandte Wissenschaften
HIL	Hardware In the Loop
HSU	Helmut Schmidt Universität
I/O	Input / Output
IC	Integrated Circuit
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LOCMOS	Local Oxidation Complementary MOS
MUX	Multiplex
NO	Normally Open
NTC	Negative Temperature Coefficient
PC	Personal Computer

PCI	Peripheral Controller Interface
PHS	Peripheral High Speed Bus
PTC	Positive Temperature Coefficient
PWM	Pulsweitenmodulation
RCP	Rapid Control Prototyping
RTI	Real-Time Interface
RTLib	Real-Time Library
SG	Synchrongenerator
SM	Synchronmaschine
SMD	Surface-Mounted Device
SPS	Short Pulse Suppression
TP, TOP	Top
TTL	Transistor Transistor Logic
UVP	Under Voltage Protection
VDE	Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik
WEA	Windenergieanlage
WR	Wechselrichter
ZD	Z-Diode
ZK	Zwischenkreis

Formelzeichen

C	Kapazität
C_{CE}	Kapazität für U_{CE} -Überwachung
C_{ZK}	Zwischenkreiskapazität
f_1	Netzfrequenz
f_2	Rotorfrequenz
I_C	Kollektorstrom
I_N	Nennstrom
I_{NTC}	NTC-Strom
I_P	Primärstrom
I_{PN}	Primärnennstrom
i_{Rb}	Bremswiderstand-Strom
I_{WN}	Wechselrichter-Ausgangsnennstrom
K_N	Übersetzungsverhältnis
k_T	Drehmomentkonstante
L_{1h}	Hauptinduktivität der Statorwicklung
$L_{1\sigma}$	Streuinduktivität der Statorwicklung
$L_{2\sigma}$	Streuinduktivität der Rotorwicklung
M	Gegeninduktivität
M_0	Stillstandsrehmoment
M_N	Nenndrehmoment

n	Rotordrehzahl
n_0	Synchrone Drehfelddrehzahl
n_N	Mechanische Nenndrehzahl
p	Polpaarzahl der Maschine
P_{Cu}	Kupferleistung
P_G	Generatorleistung
P_N	Nennleistung
P_R	Rotorleistung
P_S	Statorleistung
R'_2	Rotorwiderstand bezogen auf die Statorseite
R_1	Widerstand der Statorwicklung
R_{115}	Widerstand bei der Temperatur von 115°C
R_{125}	Widerstand bei der Temperatur von 125°C
R_2	Widerstand der Rotorwicklung
R_{25}	Widerstand bei der Temperatur von 25°C
R_B	Bremswiderstand
R_{CE}	Widerstand für U_{CE} -Überwachung
R_G	Gate-Widerstand
R_{Goff}	Ausschalt-Gate-Widerstand
R_{Gon}	Einschalt-Gate-Widerstand
R_L	Ladewiderstand
R_M	Messwiderstand
$R_{pull-up}$	Pull-up-Widerstand
R_V	Vorwiderstand
s	Schlupf
s_N	Nennschlupf
t_{bl}	Blanking time, Mindestausblendzeit
t_{doff}	Einschaltverzögerungszeit
t_{don}	Ausschaltverzögerungszeit
T_E	Einschaltdauer pro Schaltperiode
t_f	Fall time,
T_{NAT}	Nennansprechtemperatur
t_r	Rise time, Anstiegszeit
T_S	Schaltperiode
U_B	Betriebsspannung
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
$\ddot{u}$	Übersetzungsverhältnis zwischen Stator- und Rotorseite
U_M	Messspannung
U_{NTC}	NTC-Spannung
U_{q1}	Induzierte Statorspannung
U_{q2}	Induzierte Rotorspannung
U_{q20}	Rotorstillstandsspannung

U_X	Abweichung in der Messspannung
U_{ZK}, u_{ZK}	Zwischenkreis-Spannung
V_C, V_{CC}	Versorgungsspannung
V_{CEref}	Referenzspannung für U_{CE} -Überwachung
V_{CEstat}	Statische Spannungsgrenze für U_{CE} -Überwachung
W	Energie
w_1	Windungszahl der Rotorwicklung
w_2	Windungszahl der Statorwicklung
X	Genauigkeit
X_{1h}	Hauptreaktanz der Statorwicklung
$X_{1\sigma}$	Streureaktanz der Statorwicklung
$X_{2\sigma}$	Streureaktanz der Rotorwicklung
Z	Impedanz
η_M	Wirkungsgrad der Maschine
τ	Elektrische Zeitkonstante
ω_1	Kreisfrequenz der Statorseite

Literatur- und Quellenverzeichnis

[ABB]	ABB	Technical Features – Auxiliary elements and accessories for MCBs S 200 and RCDs F 200 and DS 200 series
[Amm]	Ammon, Peter	Entwurf von Leiterplatten: 1987 Hüthig verlag
[Beh]	Behrends, Peter	Elektrische Maschinen: 2011 Vogel Verlag
[Bro]	Brosch, Peter F.	Moderne Stromrichterantriebe - Antriebssystem, Leistungselektronik, Maschinen, ...: 2008 Vogel
[Cad]	CadSoft	EAGLE Handbuch Version 6: 1. Auflage, 2011 Cadsoft Computer GmbH
[Cad1]	CadSoft	EAGLE Trainingshandbuch Version 6: 1. Auflage, 2011 Cadsoft Computer GmbH
[Deu]	Deutsche WindGuard	Auswirkungen des Regierungsentwurfs zum EEG 2012 auf die Windenergie an Land - Kurzgutachten - : http://www.eeg-aktuell.de/wp-content/uploads/2011/06/Kurzgutachten-WVW_BWE_2011-06-23.pdf [05.03.2012]
[Deu1]	Deutsche Energie-Agentur (dena)	dena-Marktanalyse 2011: Status der erneuerbaren Energien weltweit: http://www.dena.de/fileadmin/user_upload/Publikationen/Sonstiges/Dokumente/dena_EE_weltweit_291111_1_.pdf [05.03.2012]
[dSP]	dSPACE	Hardware Installation and Configuration for DS1104 and CP1104/CPL1104 Connector Panels: Release 7.0 - November 2010
[dSP1]	dSPACE	Firmenprofil: http://www.dspace.com/de/gmb/home/company/company_profile.cfm [14.03.2012]
[dSP2]	dSPACE	Software Installation and Management Guide: dSPACE Release 7.1 - Mai 2011
[dSP3]	dSPACE	User Guide – dSPACE AC Motor Control Solution: Version 7.1, 07/03/2011
[dSP4]	dSPACE	DS2004 High-Speed A/D Board – Features: Release 6.6 - Mai 2010
[dSP5]	dSPACE	DS4003 Digital I/O Board – Features: Release 6.4 - Juni 2009
[dSP6]	dSPACE	Hardware Installation and Configuration Reference – Modular Systems: Release 7.0 – November 2010
[dSP7]	dSPACE	Application Notes - Squirrel Cage Induction Motor, Control with DS1103 Controller Board: Version 2.6, April 2005

- [ebm] ebm-papst St. Georgen GmbH & Co. KG Webdatenblatt D, AC-Axiallüfter 4650 N: <http://img.ebmpapst.com/products/datasheets/AC-Axialventilator-4650N-GER.pdf> [13.04.2012]
- [EPH] EPHY MESS Katalog - Industrieller Motorschutz: <http://www.ephy-mess.de/deutsch/download/ms-d.pdf> [13.03.2012]
- [EPH1] EPHY MESS Katalog - Halbleiter Sensoren: <http://www.ephy-mess.de/deutsch/download/ptc-d.pdf> [13.03.2012]
- [Eqy] Egyptien, Hans Elektrische Ausrüstung von Maschinen DIN EN 60204-1 (VDE 0113 Teil 1) 2007-06: 2008 WEKA MEDIA
- [Fis] Fischer, Rolf Elektrische Maschinen: 13. Auflage, 2006 Hanser Verlag
- [Fre] Frenke, Ralph Steuerung und Visualisierung eines modernen Drehstromservoantriebs: 2004 Diplomarbeit HAW Hamburg
- [Gas] Gasch, Robert Twele, Jochen Windkraftanlagen - Grundlagen, Entwurf, Planung und Betrieb: 2011 Vieweg + Teubner Verlag
- [Ger] Gerling, Dieter Elektrische Maschinen und Antriebe: Skript zur Vorlesung, Universität der Bundeswehr München
- [Gra] Gräf, Winfried Maschinensicherheit auf der Grundlage der europäischen Sicherheitsnormen: 2008 Hüthig Verlag
- [Hah] Hahn, Benjamin Entwurf einer Windenergie-Netzeinspeisung mit Umrichter gespeistem Asynchrongenerator und dSPACE Regelsystem: 2011 Bachelorthesis HAW Hamburg
- [Hah1] Hahn, Benjamin Installationsguide für dSPACE Release 7.0 und ACMC Solution 6.6: Juli 2011 HAW Hamburg
- [Hau] Haufe, Heinz Nienhaus, Heinz Vogt, Dieter Schutz von Kabeln und Leitungen bei Überstrom - DIN VDE 0100 Teil 430 mit Beiblatt, DIN VDE 0298: 1992 VDE-Verlag
- [Hei] Heier, Siegfried Windkraftanlagen - Systemauslegung, Netzintegration und Regelung: 2009 Vieweg + Teubner Verlag
- [Heu] Heuck, Klaus Dettmann, Klaus Schulz, Detlef Elektrische Energieversorgung – Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie für Studium und Praxis: 2010 Vieweg + Teubner Verlag
- [Hof] Hoffmann, Jörg Taschenbuch der Messtechnik: 6. Auflage, 2011 Hanser Verlag
- [Hoh] Hohe, Gerhard Elektrische Sicherheit - Einführung in Schadensrisiken, Schutzkonzepte sowie sicherheitstechnische Vorschriften- und Regelwerke: 1999 VDE-Verlag
- [Hös] Hösl, Alfred Roland, Ayx Busch, Hans W. Die vorschriftsmäßige Elektroinstallation - Wohnungsbau, Gewerbe, Industrie: 2003 Hüthig Verlag

- | | | |
|--------|---|---|
| [Huß] | Huß, Jan | Asynchronmaschine mit Frequenzumrichter und Ein-/Rückspeiseeinheit zur Netzanbindung von Windkraftanlagen: 1999 Diplomarbeit HAW Hamburg |
| [Jan] | Janus, Rudolf
Nagel, Hermann | Transformatoren - Anlagentechnik für elektrische Verteilungsnetze, Band 5: 2005 VDE-Verlag |
| [Kra] | Kraft, Andreas | Feldorientierter Betrieb eines Umrichters am Prüfstand für eine Windkraftanlage mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator: 2007 Diplomarbeit HSU Hamburg |
| [Kra1] | Kraft, Andreas | Aufbau eines Prüfstandes für eine doppelt gespeiste Asynchronmaschine - Umrichter und Schaltanlage: 2006 Studienarbeit HSU Hamburg |
| [LEM] | LEM | Datenblatt Spannungswandler CV 3-1000: 090406/10 |
| [LEM1] | LEM | Datenblatt Stromwandler LA 55-P: 090519/15 |
| [LEM2] | LEM | Datenblatt Stromwandler LAH 25-NP |
| [Ler] | Lerch, Reinhard | Elektrische Messtechnik - Analoge, digitale und computergestützte Verfahren: 2010 Springer Verlag |
| [Loh] | Lohde, Ralf
Wessels, Christian
Fuchs, Friedrich | Leistungselektronik Generatorsysteme in Windenergieanlagen und ihr Betriebsverhalten: Christian-Albrechts-Universität Kiel, Technische Fakultät, Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe |
| [NXP] | NXP
Semiconductors | HEF4104B - Quad low-to-high voltage translator with 3-state outputs, Produktdatenblatt Rev. 07: 12/2009 NXP Semiconductors |
| [PHO] | PHOENIX
CONTACT | PLC-OPIT- 5DC/300DC/1, Auszug aus dem Online-Katalog:
http://eshop.phoenixcontact.de/phoenix/treeViewClick.do?UID=2900381 [02.11.2011] |
| [PHO1] | PHOENIX
CONTACT | PLC-OS...-24DC/TTL, Datenblatt 103248_de_01: 09/2007 PHOENIX CONTACT |
| [PHO2] | PHOENIX
CONTACT | SYS POWER SUPPLY UM, Anwenderhandbuch Stromversorgungen: 07/2005 PHOENIX CONTACT |
| [PHO4] | PHOENIX
CONTACT | MINI-PS-100-240AC/10-15DC/2, Produktinformation zu Stromversorgung: 09/2004 PHOENIX CONTACT |
| [PHO5] | PHOENIX
CONTACT | MINI-PS-100-240AC/24DC/2, Datenblatt 100298_de_05: 07/2010 PHOENIX CONTACT |
| [Pri] | Prietzl, André | Aufbau eines Versuchsstandes für eine doppelt gespeiste Asynchronmaschine - Die Antriebsmaschine und ihre Steuerung: 2006 Studienarbeit HSU Hamburg |
| [Räd] | Rädel, Uwe | Beitrag zur Entwicklung leistungselektronischer Komponenten für Windkraftanlagen: 2008 Dissertation TU Ilmenau |

-
- | | | |
|--------|--|--|
| [RIT] | RITTAL GmbH & Co. KG | Handbuch 33: Ausgabe 2011/2012 |
| [Ros] | Rose, Michael | Leiterplattenentwurf: 1992 Hüthig Verlag |
| [Sch] | Schrüfer, Elmar | Elektrische Messtechnik: 2007 Hanser Verlag |
| [Sch1] | Schwab, Adolf J.
Kürner, Wolfgang | Elektromagnetische Verträglichkeit: 5. Auflage, 2007
Springer Verlag |
| [Sch2] | Schneider-
Schnettler, Bruno | EMV-gerechtes Leiterplattendesign - EMV-Richtlinien für
den Leiterplattenentwurf: 1998 Franzis |
| [Sch3] | Schostan, Steffen
Dettman, Klaus
Do Thanh, Trung
Schulz, Detlef | Harmonic Propagation in a Double Fed Induction Generator
of a Wind Energy Converter: 2009 IEEE, HSU Hamburg |
| [SEM] | SEMIKRON | Applikationshandbuch Leistungshalbleiter: 2010 ISLE
Verlag |
| [SEM1] | SEMIKRON | Datenblatt Three-phase Inverter, SEMISTACK-IGBT SKS
11F B6CI 07 V12: 15/08/2008 |
| [SEM2] | SEMIKRON | Datenblatt SEMiX 2s, SEMiX202GB12Vs: Rev.2,
16/02/2011 |
| [SEM3] | SEMIKRON | Datenblatt Adaptor board, Board 2s SKYPER 32 R: Rev.1,
21/04/2010 |
| [SEM4] | SEMIKRON | Datenblatt IGBT Treiberplatine SKYPER 32 R: Rev. 5,
19/01/2007 |
| [SEM5] | SEMIKRON | SEMiX – Technical Explanations, IGBT Modules & Bridge
Rectifier Family: Ver. 3.0, 14/10/2009 |
| [SEM6] | SEMIKRON | Datenblatt IGBT-Modul SK30GB128: 08/03/2007 |
| [SEM7] | SEMIKRON | Datenblatt IGBT-Treiberplatine SKHI 20 opA: 25/07/2005 |
| [SEM8] | SEMIKRON | Datenblatt Power Supply SKHI PS2: 29/01/2004 |
| [Sen] | Senkbeil, Heinz | Kabel- und Leitungsanlagen (DIN VDE 0100-520) -
Ausführliche Kommentierung und Erläuterung der Norm:
2007 WEKA MEDIA |
| [SIB] | SIBA | URZ, Fuses for Semiconductor Protection:
http://www.siba.de/upload/dokumente/kataloge/URZ-Sicherungen.pdf [14.04.2012] |
| [SIE] | SIEMENS | SINAMICS Projektierungshandbuch - EMV-
Aufbaurichtlinie: 2008 Siemens AG |
| [SIE1] | SIEMENS | Produktdatenblatt SIRIUS Schütz, 3RT2017-1BB41: 2011
Siemens AG |
| [SIE2] | SIEMENS | Montageanleitung Drehimpulsgeber 1XP8001-1/2: 5/2006
Siemens AG |

- | | | |
|--------|------------------------------|---|
| [SIE3] | SIEMENS | Projektierungsanleitung SIMODRIVE 611
MASTERDRIVE MC, Drehstrom-Servomotoren 1FK6:
Ausgabe 05/2003 |
| [SIE4] | SIEMENS | Broschüre SENTRON Haupt- und NOT-AUS-Schalter
3LD2: 2008 |
| [Spe] | Specovius,
Joachim | Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen
und Systeme: 2011 Vieweg + Teubner Verlag |
| [Tyc] | Tyco Electronics | Datenblatt Aluminium Housed Power Resistors, THS
Series: Literature No. 1773277, Issued 03-08 |
| [VEM] | VEM motors
GmbH | Datenblatt Drehstrommotor mit Schleifringläufer SPER 132
MX4 SW TPM HW: 29.11.2010 VEM Katalog, Ver. 6.31 |
| [WAL] | WALCHER
GmbH & Co.KG | Transformatoren- Gesamtkatalog: V8/11 |
| [Wan] | Wansiedler, Jurij | Modellbildung eines Asynchrongenerators für den Einsatz
in Windkraftanlagen: 2007 Diplomarbeit HSU Hamburg |
| [Wei] | Weidauer, Jens
SIEMENS AG | Elektrische Antriebstechnik – Grundlagen, Auslegung,
Anwendungen, Lösungen: 2. Auflage, 2011 Publicis
Publishing |
| [Wor] | Wornik, Christian | Regelung eines doppelt gespeisten Asynchrongenerators für
einen Windenergieanlagenprüfstand: 2007 Diplomarbeit
HSU Hamburg |
| [Wor1] | Wornik, Christian | Aufbau eines Prüfstandes für eine doppelt gespeiste
Asynchronmaschine - Signalanpassung für Steuerung und
Messung: 2006 Studienarbeit HSU Hamburg |

Anhang

A Datenblätter

- [A1] Asynchronmaschine SPER 132 MX4 SW TPM HW
- [A2] IGBT-Brücke SKS 11F B6CI 07 V12
- [A3] IGBT-Modul SEMiX202GB12Vs
- [A4] dSPACE Board DS1104

B Platinenentwurf

- [B1] Verteilung, Schaltplan
- [B2] Verteilung, Layout
- [B3] Signalanpassung, Schaltplan
- [B4] Signalanpassung, Layout
- [B5] Messwerterfassung, Schaltplan
- [B6] Messwerterfassung, Layout

C Stromlaufpläne

- [C1] Hauptstromkreis, ASM direkt am Netz
- [C2] Hauptstromkreis, ASM mit Vollumrichter
- [C3] Hauptstromkreis, ASG mit Teilumrichter
- [C4] Steuerstromkreis 230VAC
- [C5] Steuerstromkreis 24VDC
- [C6] Steuerstromkreis $\pm 15\text{VDC}$
- [C7] Steuerstromkreis 5VDC

D Zeichnungen

- [D1] Schaltschrank, Befestigung
- [D2] Schaltschrank, Grundplatte
- [D3] Schaltschrank, Elektronikplatte
- [D4] Schaltschrank, Stecktafel

Die kompletten Anhänge sowie alle anderen elektronischen Unterlagen, die nicht im Anhang abgebildet wurden, sind vollständig in elektronischer Form auf einer CD abgelegt und beim Prüfer Prof. Dr.-Ing. Michael Röther einzusehen.



Hersteller

Kunde

VEM motors GmbH
Carl-Friedrich-Gauß-Straße 1

D-38855 Wernigerode

Drehstrommotoren mit Schleifringläufer, Niederspannungsausführung
Betriebsart S1, Dauerbetrieb

Typ	SPER 132 MX4 SW TPM HW	
Bemessungsleistung	[kW]	5,0
Betriebsart		S1
Polzahl	(-)	4
Bemessungsfrequenz	[Hz]	50
Bemessungsdrehzahl	[min ⁻¹]	1450
Spannung	[V]	230/400
Schaltung	(-)	D/Y
Strom	[A]	19,5/11,0
Leistungsfaktor	(-)	0,79
Wirkungsgrad	(%)	82,1
rel. Kippmoment	(-)	3,1
Rotorspannung	[V]	500
Rotoranschaltung	(-)	Y
Rotorstrom	[A]	6,2
Rotorwiderstand	[Ω]	1,0048
Th. Kl.		155(F)
Kühlmitteltemperatur	[°C]	40°C
Aufstellungshöhe	[m]	1000m
Schutzart		IP54
Trägheitsmoment	[kgm ²]	0,05
Masse	[kg]	95
Lager DS		6308 2RS C3
Lager NS		6308 2RS C3
Bürstenhalter		13866 01
Kohlebürste		25938 01
Schleifringkörper		12294 01
Sonderangaben zur Lagerung 1		ohne
Sonderangaben zur Lagerung 2		ohne
Lagerüberwachung		ohne
Wicklungsschutz	1 Satz Kaltleiter (TPM)	
Wicklungsschutz 2		ohne
Stillstandsheizung		ohne
Sonderausführungen 1		ohne
Sonderausführungen 2		ohne
Sonderausführungen 3		ohne
Sonderausführungen 4		ohne
Schwinggrößenstufe		Stufe A
Wuchtung mit halber Paßfeder		
Farbsystem		moderate
Farbton		RAL 7031 blaugrau
Schichtdicke		70 µm

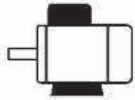
Lieferbedingungen und/oder amtliche Vorschriften: IEC / EN 60034-1

Dieses Dokument wurde elektronisch hergestellt, alle Angaben sind nur nach Bestätigung durch den Hersteller verbindlich.

Drehstrommotoren mit Schleifringläufer, Niederspannungsausführung
Betriebsart S1, Dauerbetrieb

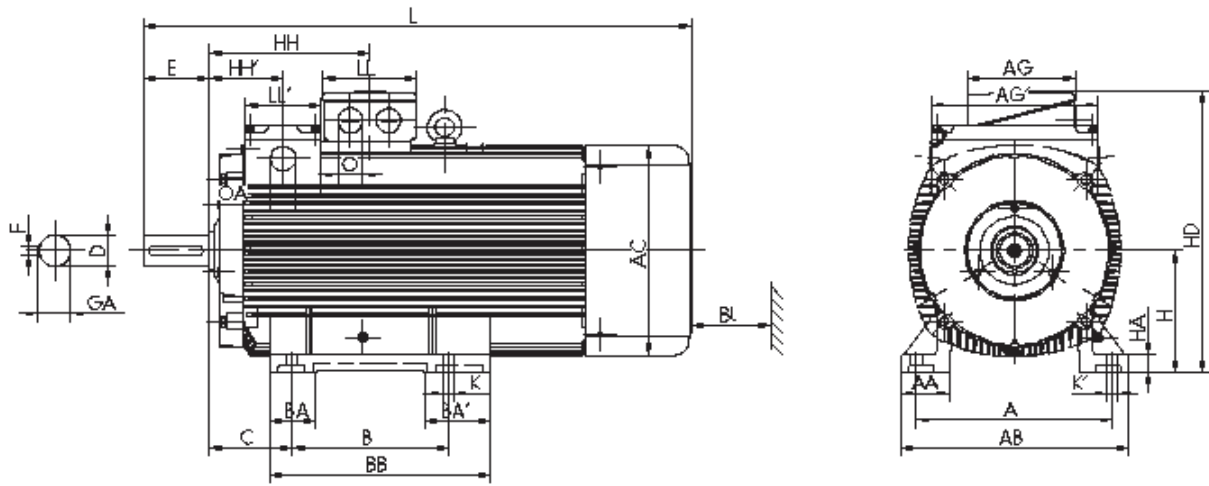
SPER 132 MX4 SW TPM HW

Einbaulage



Bauform: IM B3
Flansch: -
Klemmkastenlage: oben

Klemmenkasten: KK 25 A
Kabelverschraubung O: 1 xVerschlussstopfen
Kabelverschraubung OA: M32x1,5
Anschlusskabel: Ø 21 mm



Motor

A	AA	AB	AC	AD	B	B'	BA	BA'	BB	C	CA	K	K'
216	50	256	258	-	178	-	55	55	218	89	-	12	12

Anschlußkasten

L	LC	H	HA	HD	HH	BI	AG	AG'	LL	LL'	BE	AH
643	-	132	16	331	242	35	156	224	145	122	-	-

Flansch

P	N	LA	M	T	S	H	N	D	DA
-	-	-	-	-	-	-0,5	h6	k6	k6

Toleranzen

Welle-DS

D	E	GA	F	DB
38	80	41	10	DIN 332-DS M12

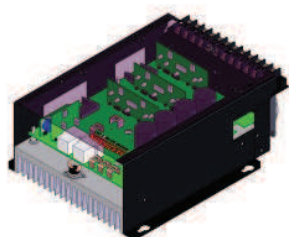
Welle-NS

DA	EA	GC	FA
-	-	-	-

DB...Zentrierbohrung

Lieferbedingungen und/oder amtliche Vorschriften: IEC / EN 60034-1

Dieses Dokument wurde elektronisch hergestellt, alle Angaben sind nur nach Bestätigung durch den Hersteller verbindlich.



SEMITOP Stack

1)

Three-phase inverter

SKS 11F B6CI 07 V12

SK 30 GB 128

P 35/260F

SKHI 20opA

Preliminary Data

Features

- Compact design
- Hall Effect Current Sensor
- Vce monitoring

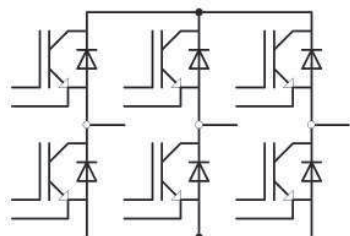
Typical Applications

- AC Motor Control
- Elevator
- Industrial

1) Photo non- contractual

Circuit	I_{rms}	V_{ac} (V_{dc})	Types
B6CI	18	440 600 - -	SKS 11F B6CI 07 V12

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{rms} max	No overload; 5 kHz	18	A
$T_{amb} = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$	150% overload, 60s every 10min (I_{ov}/I_N)	24/16	A
	200% overload, 10s every 10min (I_{ov}/I_N)	34/17	A
V_{ce} max		1200	V
f_{sw} max	Absolute maximum switching frequency	20	kHz
f_{sw} maxCsl	Advise maximum switching frequency	10	kHz
C	Type EPCOS B43503-S5477-M91	470/450	$\mu\text{F}/\text{V}$
C_{eqvl}	Equivalent capacitor bank	940/900	$\mu\text{F}/\text{V}$
$T_{ds\%}$	Discharge time of the capacitor bank	240	s
V_{DC} max	Max DC voltage applied to capacitor bank	800	V
Rectifier			V_{ac}
V_{net} max	Max network voltage (line side)	-20%/+15%	
T_{vj}	Junction temperature for continous operation	-40...+125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	without requirement of reforming of capacitors	-20...+40	$^{\circ}\text{C}$
T_{amb}		-20...+55	$^{\circ}\text{C}$
V_{isol}	60Hz/1min	2500	V
w	Aprox. total weight	5.5	Kg
Cooling	Fan, DC power supply	24	V
	Current Consumption (per fan)	0.11	A
	Required air flow (per fan)	42.5	m^3/h
Losses	B6CI, Converter at P_{max} , $T_{amb} = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$	300	W
	Efficiency	97	%
Current sensor	Hall-type LEM LAH 25-NP		
Thermal trip	normally closed	71	$^{\circ}\text{C}$
Others components			
Options			
Tests	Functional Test Short Circuit Test Visual Inspection		
	-		



B6CI



SEMiX® 2s

SEMiX202GB12Vs

Features

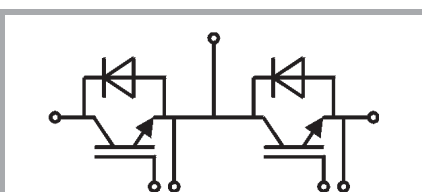
- Homogeneous Si
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- High short circuit capability
- UL recognised file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic Welding

Remarks

- Case temperature limited to $T_C=125^\circ\text{C}$ max.
- Product reliability results are valid for $T_J=150^\circ\text{C}$
- Dynamic values apply to the following combination of resistors:
 $R_{Gon,main} = 1,5 \Omega$
 $R_{Goff,main} = 1,5 \Omega$
 $R_{G,X} = 2,2 \Omega$
 $R_{E,X} = 0,5 \Omega$



GB

Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions		Values	Unit
IGBT				
V _{CES}			1200	V
I _C	T _j = 175 °C	T _c = 25 °C	310	A
		T _c = 80 °C	237	A
I _{Cnom}			200	A
I _{CRM}	I _{CRM} = 3xI _{Cnom}		600	A
V _{GES}			-20 ... 20	V
t _{psc}	V _{CC} = 600 V V _{GE} ≤ 15 V V _{CES} ≤ 1200 V	T _j = 125 °C	10	μs
T _j			-40 ... 175	°C
Inverse diode				
I _F	T _j = 175 °C	T _c = 25 °C	229	A
		T _c = 80 °C	172	A
I _{Fnom}			200	A
I _{FRM}	I _{FRM} = 3xI _{Fnom}		600	A
I _{FSM}	t _p = 10 ms, sin 180°, T _j = 25 °C		990	A
T _j			-40 ... 175	°C
Module				
I _{t(RMS)}	T _{terminal} = 80 °C		600	A
T _{stg}			-40 ... 125	°C
V _{isol}	AC sinus 50Hz, t = 1 min		4000	V

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
IGBT						
V _{CE(sat)}	I _C = 200 A	T _j = 25 °C		1.75	2.2	V
	V _{GE} = 15 V chiplevel	T _j = 150 °C		2.2	2.5	V
V _{CE0}		T _j = 25 °C		0.94	1.04	V
		T _j = 150 °C		0.88	0.98	V
r _{CE}	V _{GE} = 15 V	T _j = 25 °C		4.0	5.8	mΩ
		T _j = 150 °C		6.6	7.6	mΩ
V _{GE(th)}	V _{GE} =V _{CE} , I _C = 8 mA		5.5	6	6.5	V
I _{CES}	V _{GE} = 0 V	T _j = 25 °C		0.1	0.3	mA
	V _{CE} = 1200 V	T _j = 150 °C				mA
C _{ies}	V _{CE} = 25 V V _{GE} = 0 V	f = 1 MHz		12.0		nF
C _{oes}		f = 1 MHz		1.18		nF
C _{res}		f = 1 MHz		1.18		nF
Q _G	V _{GE} = - 8 V...+ 15 V			2200		nC
R _{Gint}	T _j = 25 °C			3.75		Ω
t _{d(on)}	V _{CC} = 600 V	T _j = 150 °C		424		ns
t _r	I _C = 200 A	T _j = 150 °C		64		ns
	V _{GE} = ±15 V	T _j = 150 °C		24.9		mJ
E _{on}	R _{G on} = 2.9 Ω	T _j = 150 °C		619		ns
t _{d(off)}	R _{G off} = 2.9 Ω	T _j = 150 °C		90		ns
t _f	di/dt _{on} = 3800 A/μs	T _j = 150 °C				
E _{off}	di/dt _{off} = 2000 A/μs	T _j = 150 °C		24.1		mJ
	du/dt _{off} = 6500 V/μs					
R _{th(j-c)}	per IGBT				0.14	K/W



SEMiX® 2s

SEMiX202GB12Vs

Features

- Homogeneous Si
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- High short circuit capability
- UL recognised file no. E63532

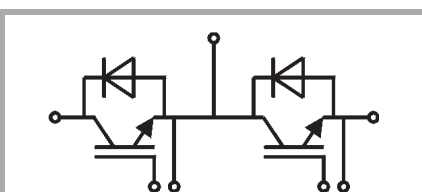
Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic Welding

Remarks

- Case temperature limited to $T_C=125^\circ\text{C}$ max.
- Product reliability results are valid for $T_j=150^\circ\text{C}$
- Dynamic values apply to the following combination of resistors:
 $R_{Gon,main} = 1,5 \Omega$
 $R_{Goff,main} = 1,5 \Omega$
 $R_{G,X} = 2,2 \Omega$
 $R_{E,X} = 0,5 \Omega$

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Inverse diode						
V _F = V _{EC}	I _F = 200 A V _{GE} = 0 V chip	T _j = 25 °C		2.2	2.52	V
		T _j = 150 °C		2.1	2.5	V
V _{F0}		T _j = 25 °C	1.1	1.3	1.5	V
		T _j = 150 °C	0.7	0.9	1.1	V
r _F		T _j = 25 °C	4.0	4.5	5.1	mΩ
		T _j = 150 °C	5.3	6.3	6.8	mΩ
I _{RRM}	I _F = 200 A	T _j = 150 °C				A
Q _{rr}	di/dt _{off} = 3900 A/μs	T _j = 150 °C				μC
E _{rr}	V _{GE} = -15 V V _{CC} = 600 V	T _j = 150 °C	14.5			mJ
R _{th(j-c)}	per diode		0.26			K/W
Module						
L _{CE}			18			nH
R _{CC'+EE'}	res., terminal-chip	T _C = 25 °C	0.7			mΩ
		T _C = 125 °C	1			mΩ
R _{th(c-s)}	per module		0.045			K/W
M _s	to heat sink (M5)		3	5		Nm
M _t		to terminals (M6)	2.5	5		Nm
				Nm		
w			250			g
Temperatur Sensor						
R ₁₀₀	T _C =100°C (R ₂₅ =5 kΩ)		493 ± 5%			Ω
B _{100/125}	R(T)=R ₁₀₀ exp[B _{100/125} (1/T-1/T ₁₀₀)]; T[K];		3550 ±2%			K



GB

DS1104 Data Sheet

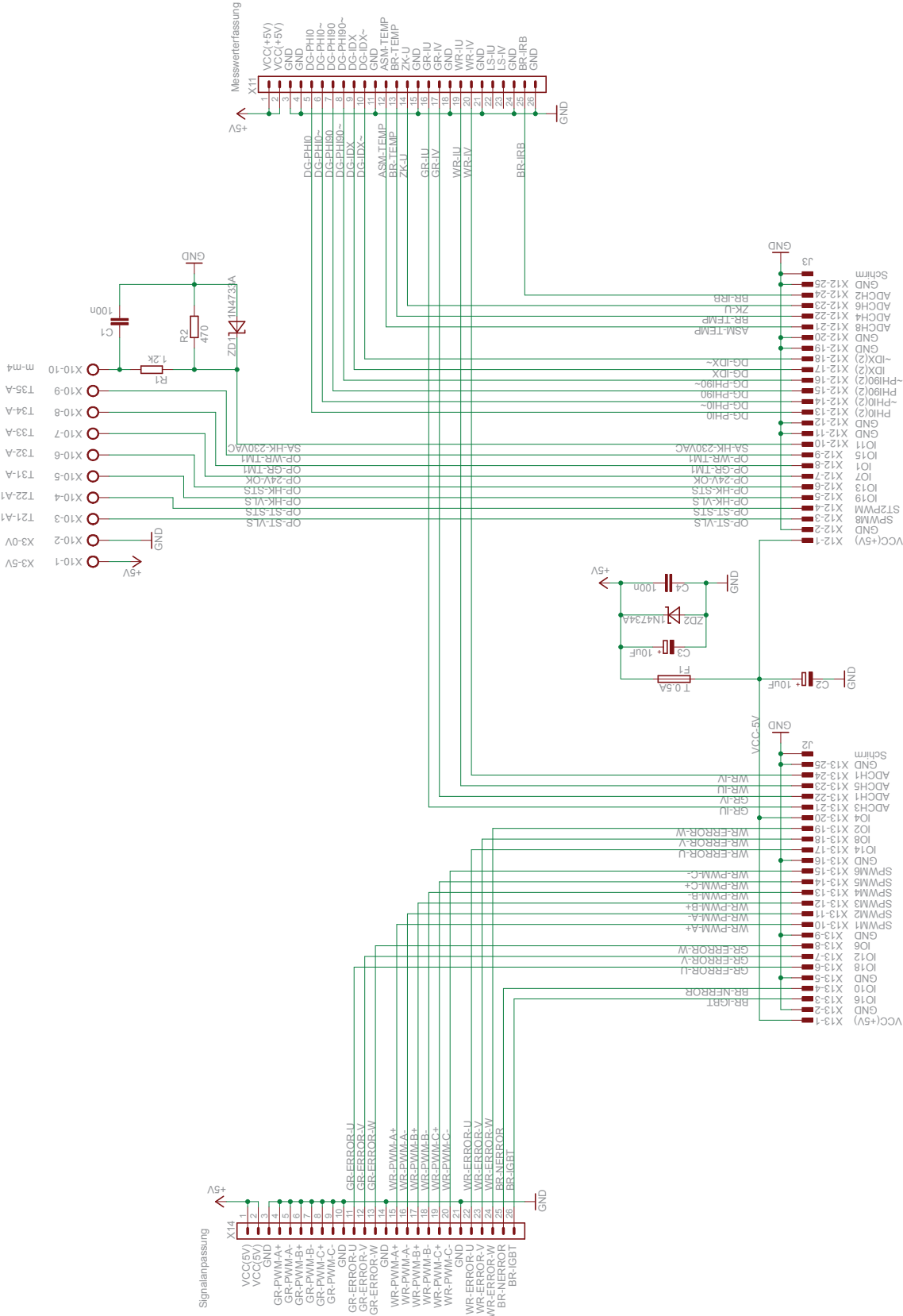
Technical data

The following table shows the data sheet of the DS1104 R&D Controller Board.

Parameter	Characteristics
Processor	■ MPC8240 processor with PPC603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ 250 MHz CPU ■ 2 x 16 KB cache; on-chip ■ On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	■ Global memory: 32 MB SDRAM ■ Flash memory: 8 MB
Timer	■ 1 sample rate timer (decrementer): 32-bit down counter, reload by software, 40 ns resolution ■ 4 general purpose timer: 32-bit down counter, reload by hardware, 80 ns resolution ■ 1 time base counter: 64-bit up counter, 40 ns resolution, range 23400 years
Interrupt controller	■ 5 timer interrupts ■ 2 incremental encoder index line interrupts ■ 1 UART interrupt ■ 1 slave DSP interrupt ■ 1 slave DSP PWM interrupt ■ 5 ADC end of conversion interrupts ■ 1 host interrupt ■ 4 user interrupts from the I/O connector
ADC 1 x 16-bit ADC with mux	■ 4 muxed channels equipped with one 16-bit sample & hold ADC Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneous ■ 16-bit resolution ■ ± 10 V input voltage range ■ 2 μs conversion time ■ ± 5 mV offset error ■ ± 0.25 % gain error ■ 4 ppm/K offset drift ■ 25 ppm/K gain drift ■ >80 dB signal-to-noise ratio (SNR)

Parameter	Characteristics
ADC 4 x 12-bit ADC	■ 4 channels each equipped with one 12-bit sample & hold ADC Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneous ■ 12-bit resolution ■ ± 10 V input voltage range ■ 800 ns conversion time ■ ± 5 mV offset error ■ ± 0.5 % gain error ■ 4 ppm/K offset drift ■ 25 ppm/K gain drift ■ >65 dB signal-to-noise ratio (SNR)
DACs 8 x 16-bit DAC	■ 16-bit resolution ■ ± 10 V output voltage range ■ ± 5 mA maximum output current ■ Max. 10 μs settling time (full scale, accuracy 1/2 LSB) ■ ± 1 mV offset error ■ ± 0.1 % gain error ■ 13 ppm/K offset drift ■ 25 ppm/K gain drift ■ >80 dB signal-to-noise ratio (SNR)
Digital I/O	■ 20-bit parallel I/O ■ Single bit selectable for input or output ■ ± 5 mA maximum output current ■ TTL output/input levels
Digital Incremental Encoder Interface (2 x 24 bit)	■ 2 channels ■ Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input ■ Fourfold line subdivision ■ Max. 1.65 MHz input frequency, i.e. fourfold pulse counts up to 6.6 MHz ■ 24-bit loadable position counter ■ Reset on index ■ 5 V/0.5 A sensor supply voltage
Serial interface	■ 1 serial UART (universal asynchronous receiver and transmitter) ■ Selectable transceiver mode: RS232/RS422/RS485 ■ Max. baudrate RS232: 115.2 kBaud ■ Max. baudrate RS422/RS485: 1 MBaud

Parameter	Characteristics
Slave DSP subsystem	■ Texas Instruments TMS320F240 DSP ■ 16-bit fixed-point processor ■ 20 MHz clock frequency ■ 64 K x 16 external program memory ■ 28 K x 16 external data memory ■ 4 K x 16 dual-port memory for communication ■ 16 K x 16 flash memory ■ 1 x 3-phase PWM output ■ 4 x 1-phase PWM output ■ 4 capture inputs ■ SPI (serial peripheral interface) ■ Max. 14-bit digital I/O ■ TTL output/input levels for all digital I/O pins ■ ± 13 mA maximum output current
Host interface	■ 32-bit PCI host interface ■ 5 V PCI slot ■ 33 MHz ± 5 %
Physical size	PCI 185 x 106.68 mm (7.28 x 4.2 in)
Ambient temperature	0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)
Cooling	Active cooling by fan
Power supply	■ +5 V ± 5 %, 2.5 A ■ +12 V ± 5 %, 0.3 A ■ -12 V ± 5 %, 0.2 A
Power consumption	18.5 W



dSPACE_DS1104-P1/A

dSPACE_DS1104-P1/B

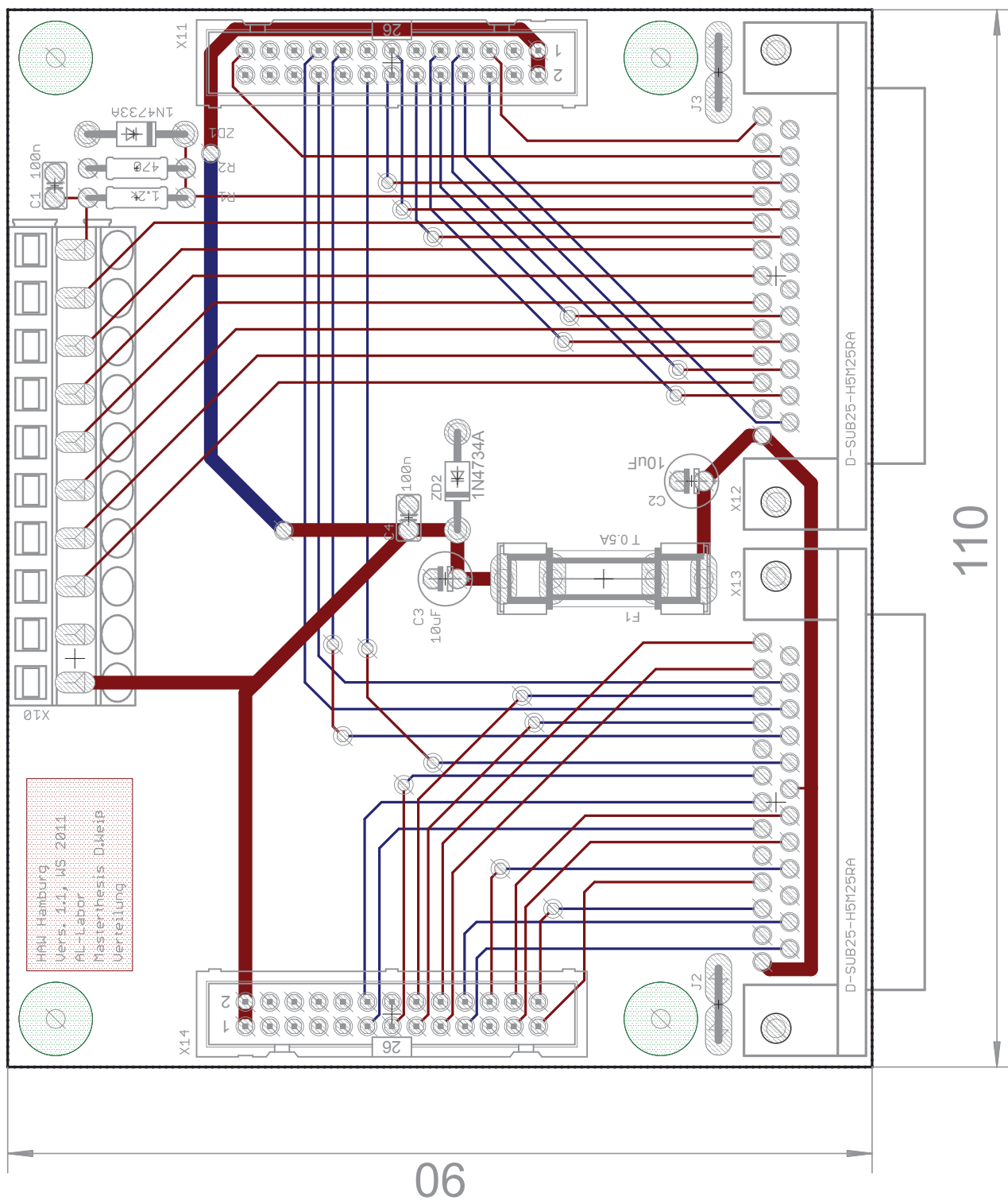
TITLE: Verteilung

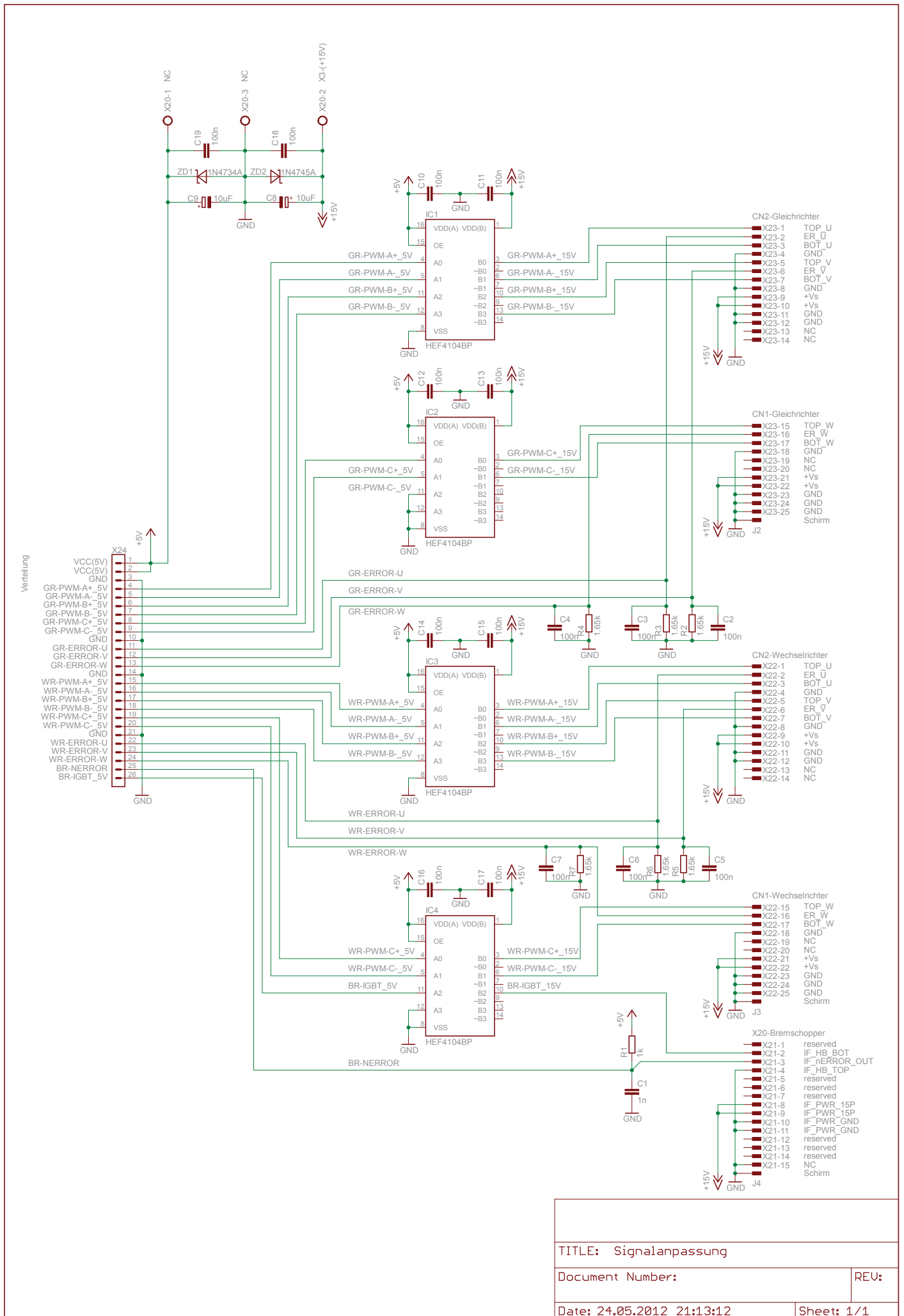
Document Number:

REV:

Date: 24.05.2012 21:14:03

Sheet: 1/1





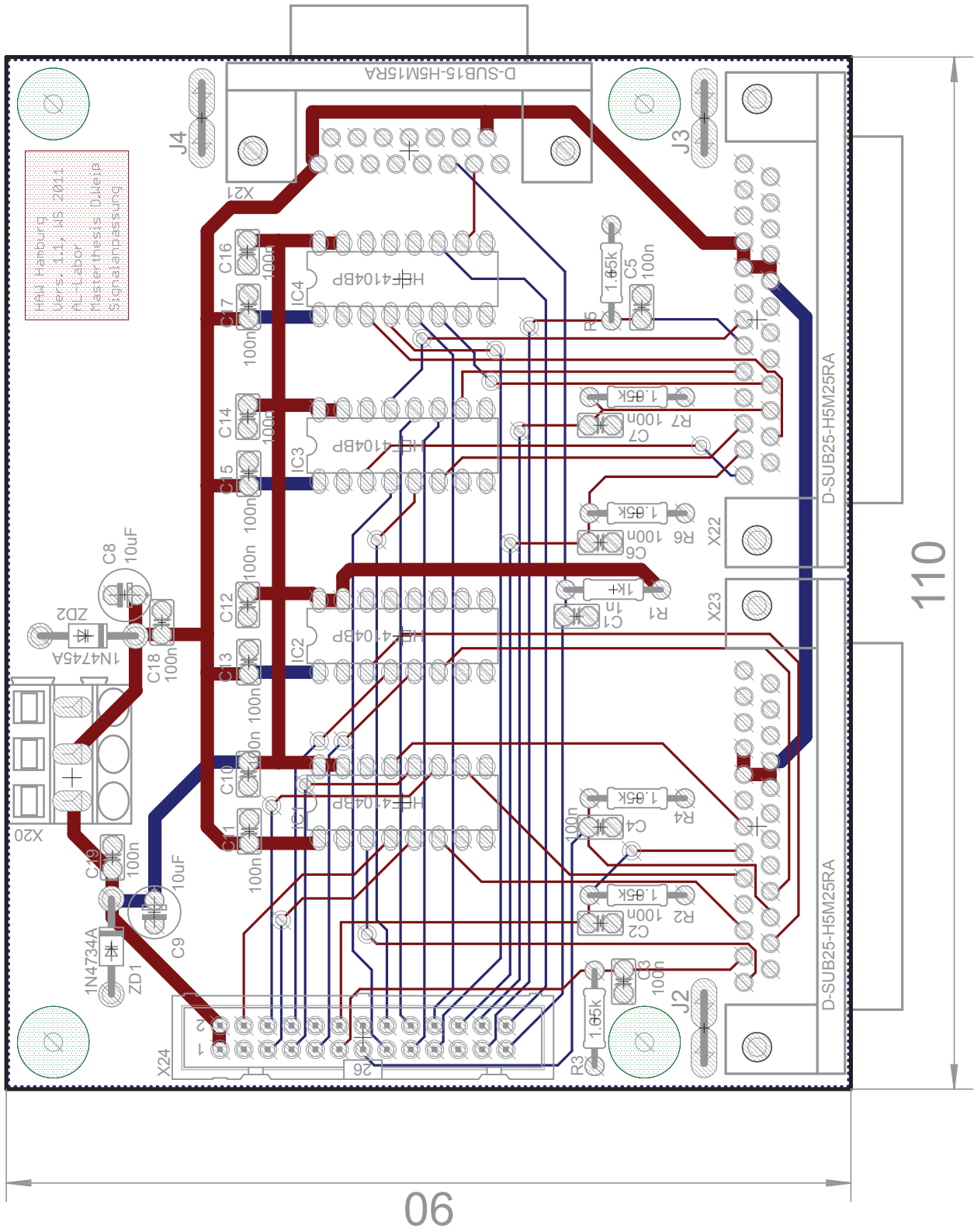
TITLE: Signalanpassung

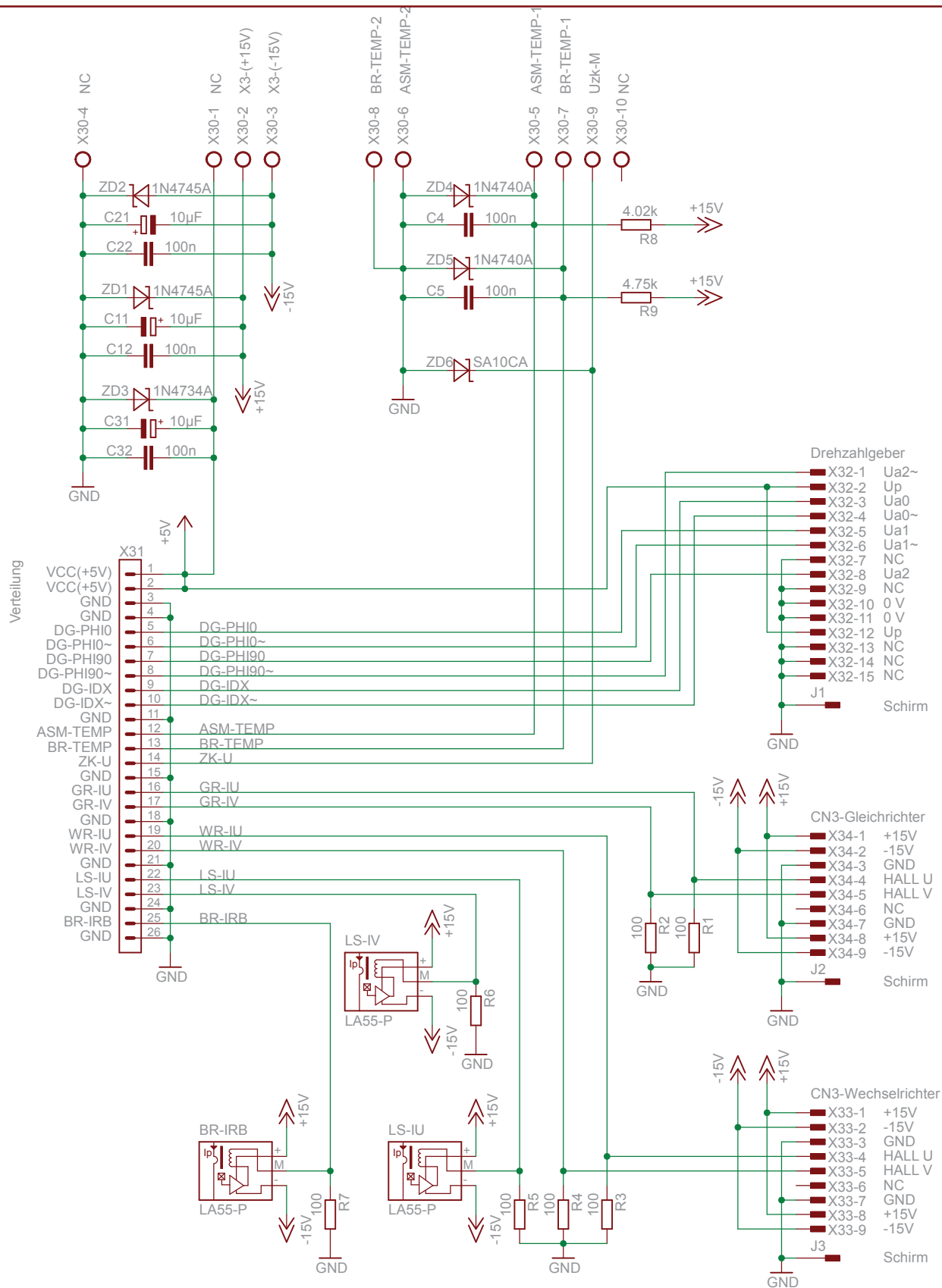
Document Number:

REV:

Date: 24.05.2012 21:13:12

Sheet: 1/1





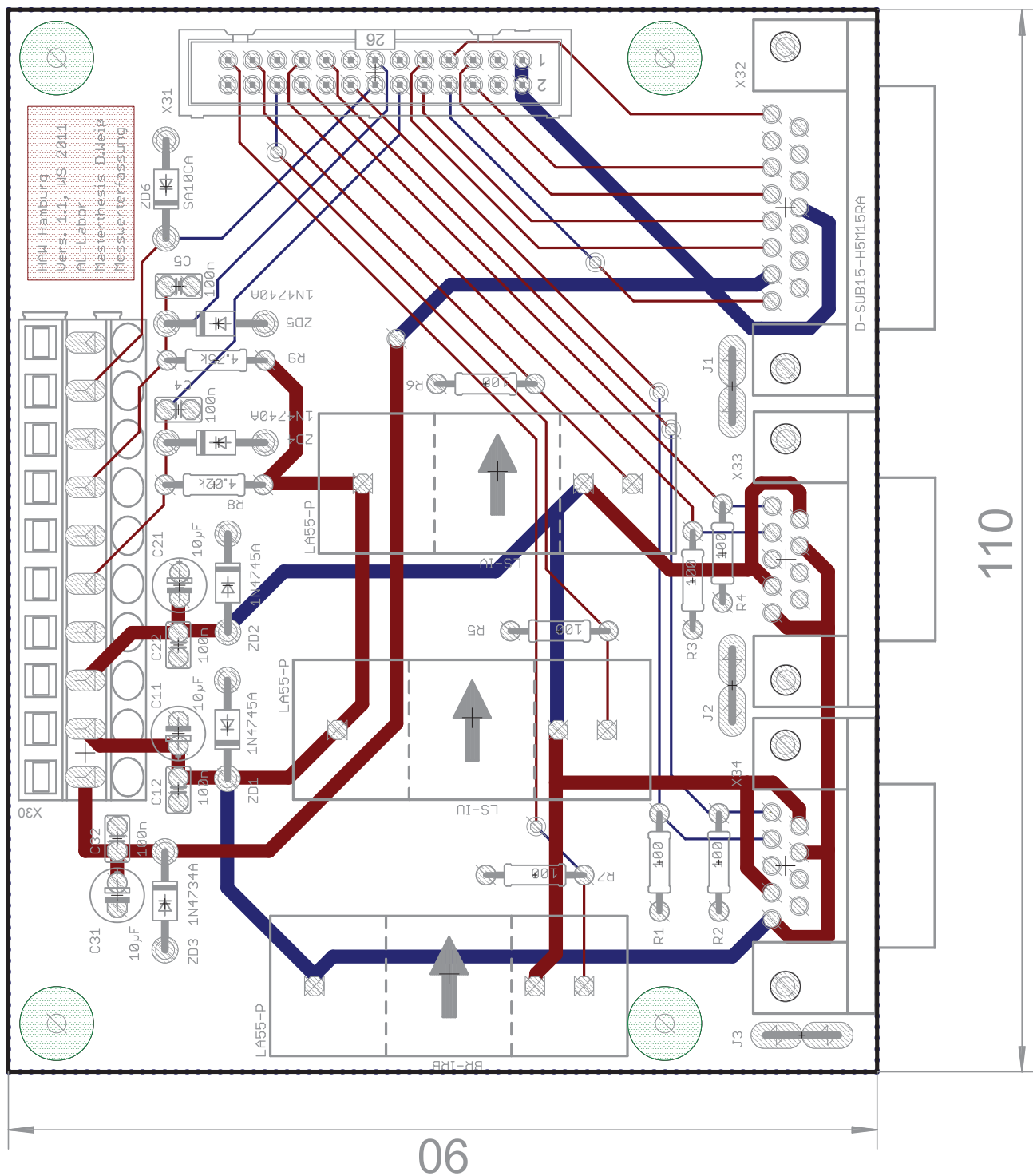
TITLE: Messwerterfassung

Document Number:

REV:

Date: 26.05.2012 13:13:58

Sheet: 1/1



Hauptstromkreis, ASM direkt am Netz

400V / 50Hz

L1

L2

L3

N

S0

u_{12}

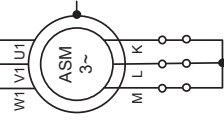
u_{23}

i_1

i_2

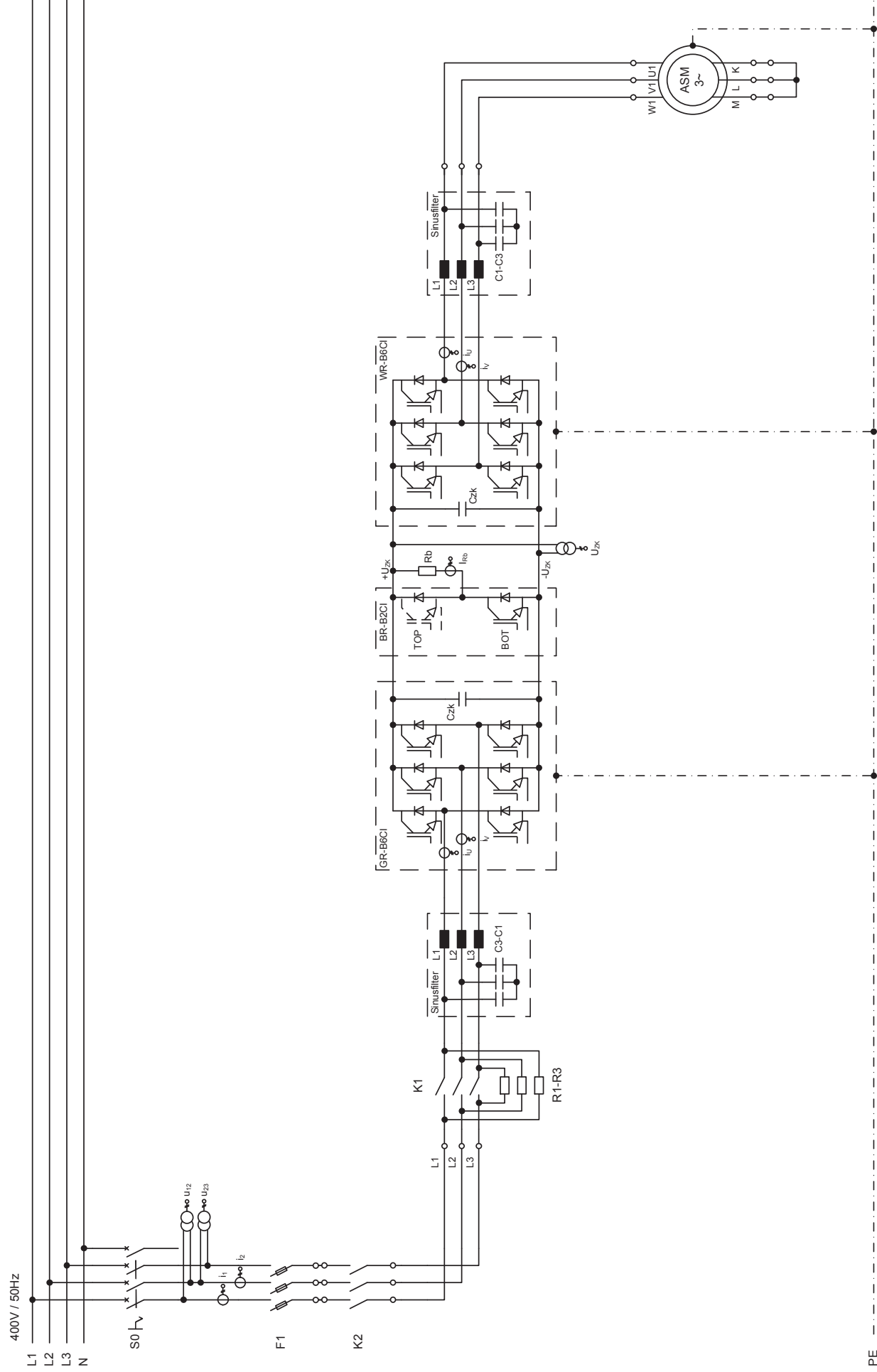
F1

K2

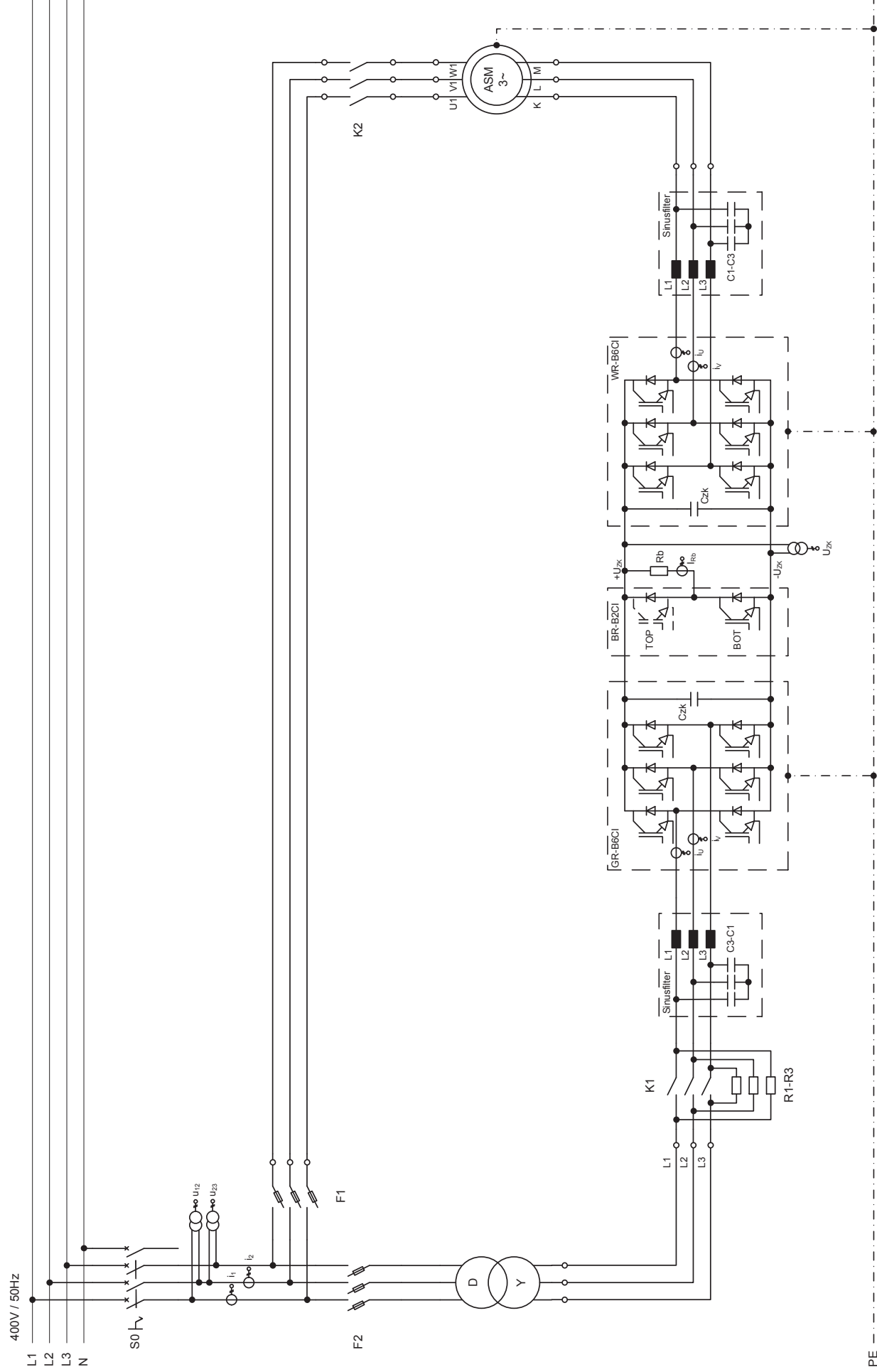


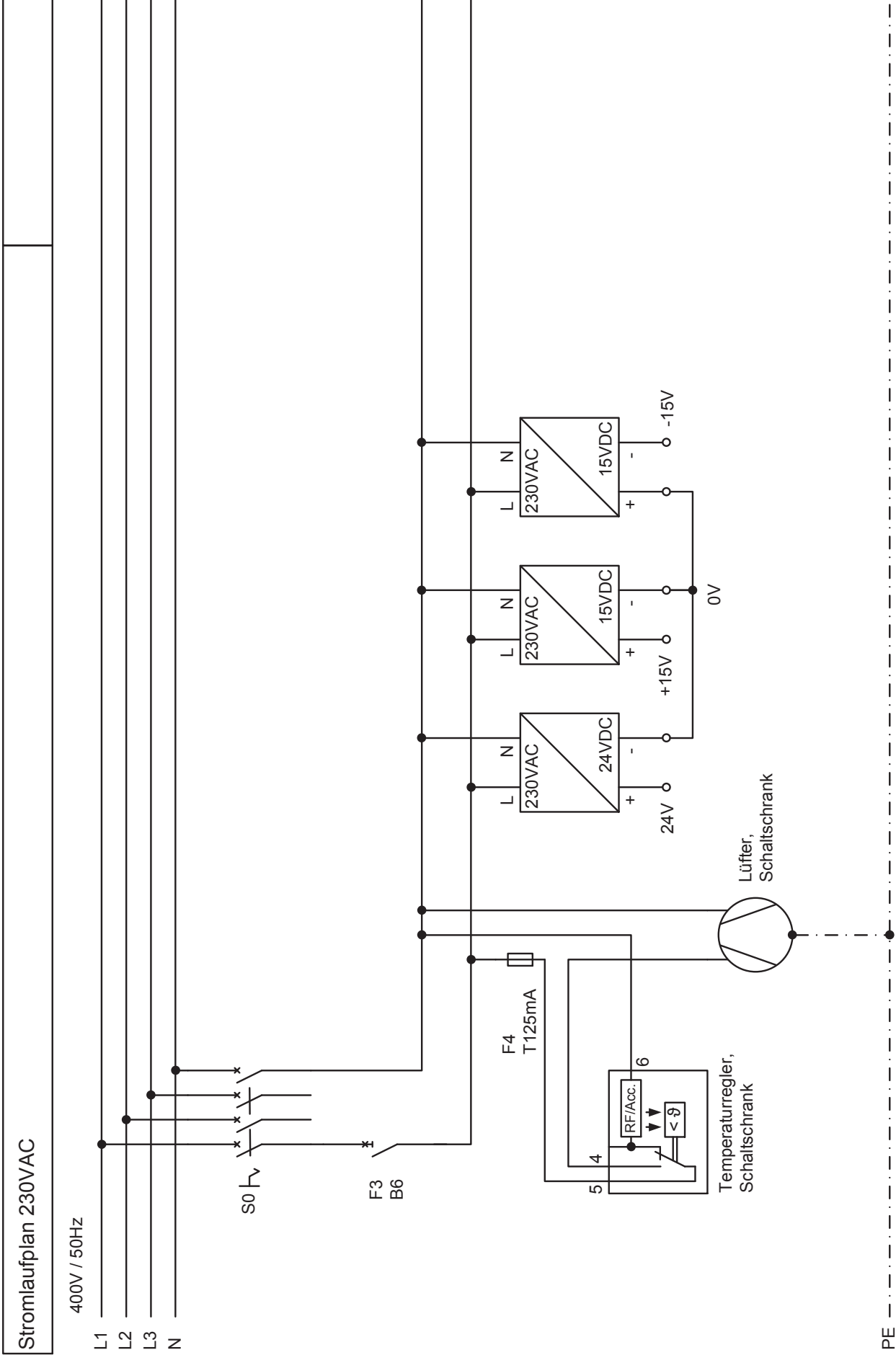
PE

Hauptstromkreis, ASM mit Vollrichter

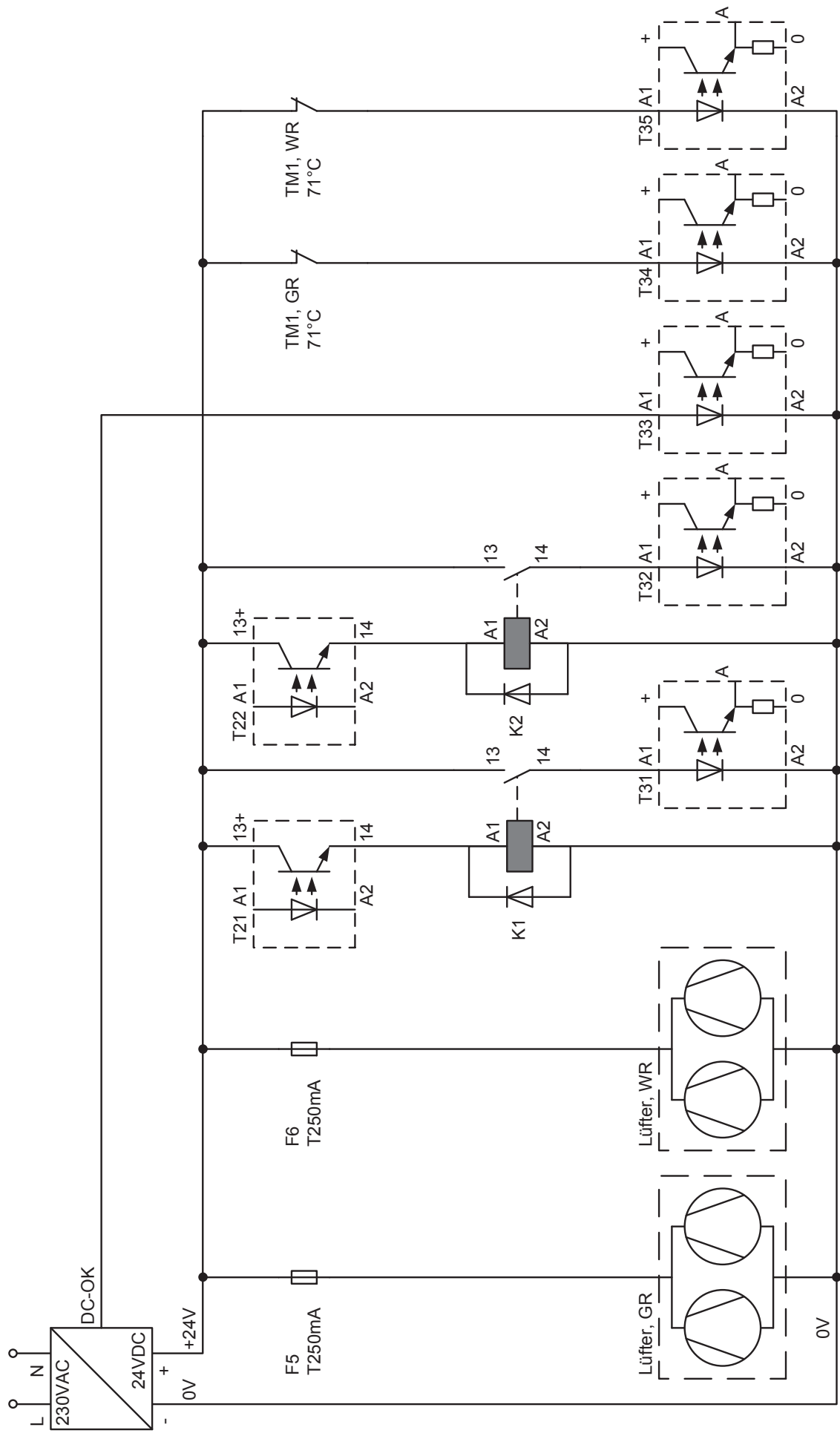


Hauptstromkreis, DG-ASG mit Teilumrichter

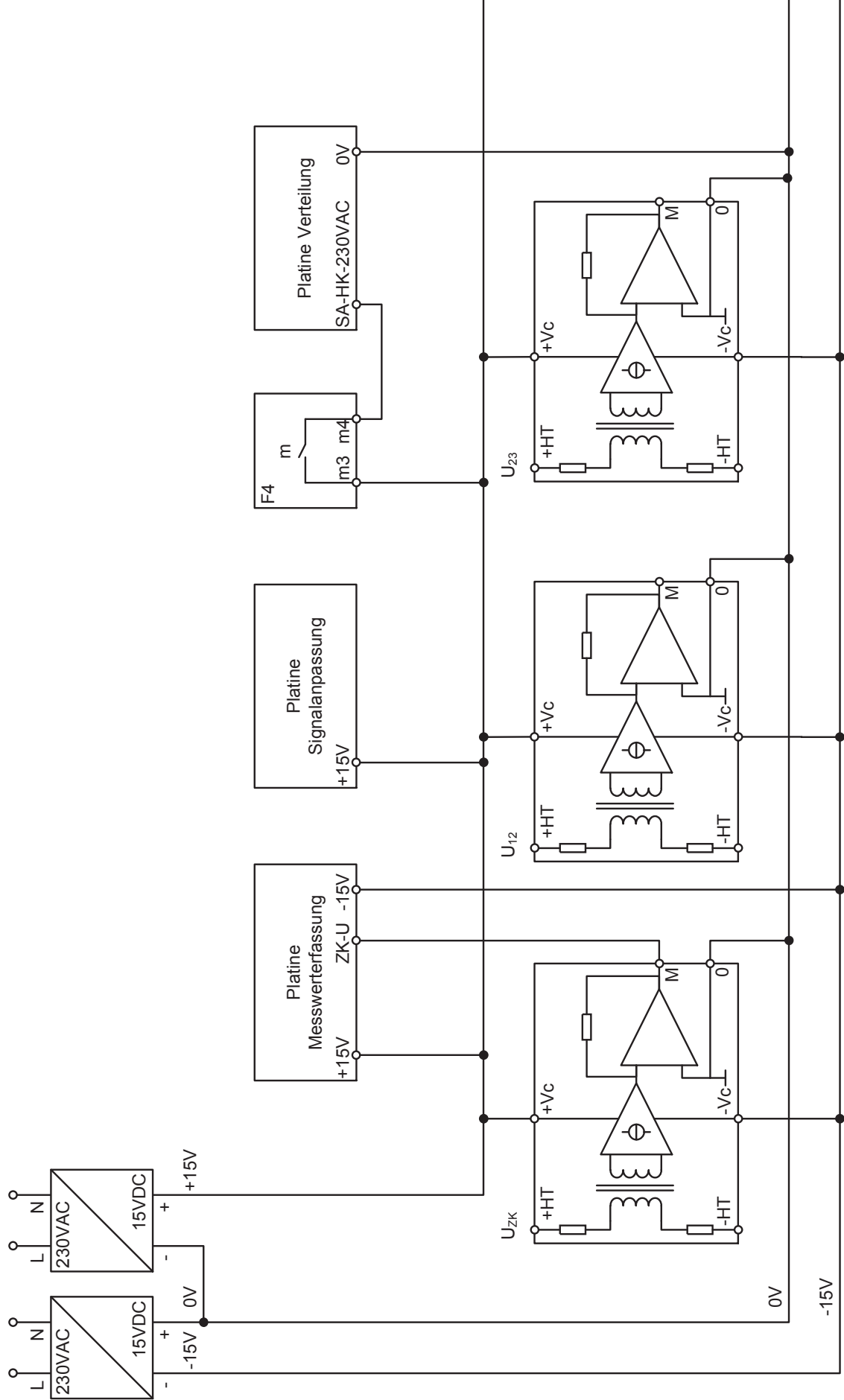




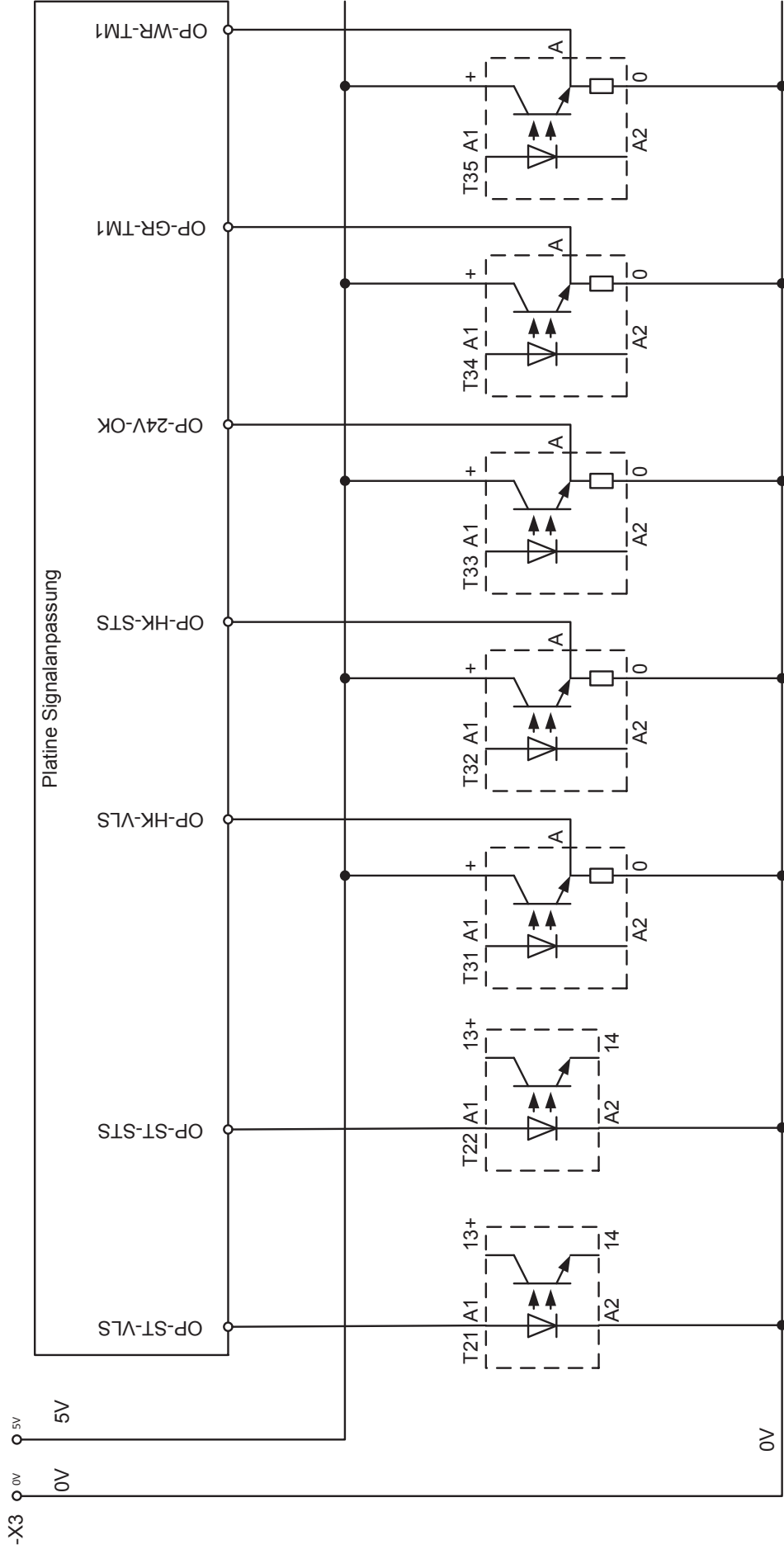
Stromlaufplan 24VDC	
---------------------	--



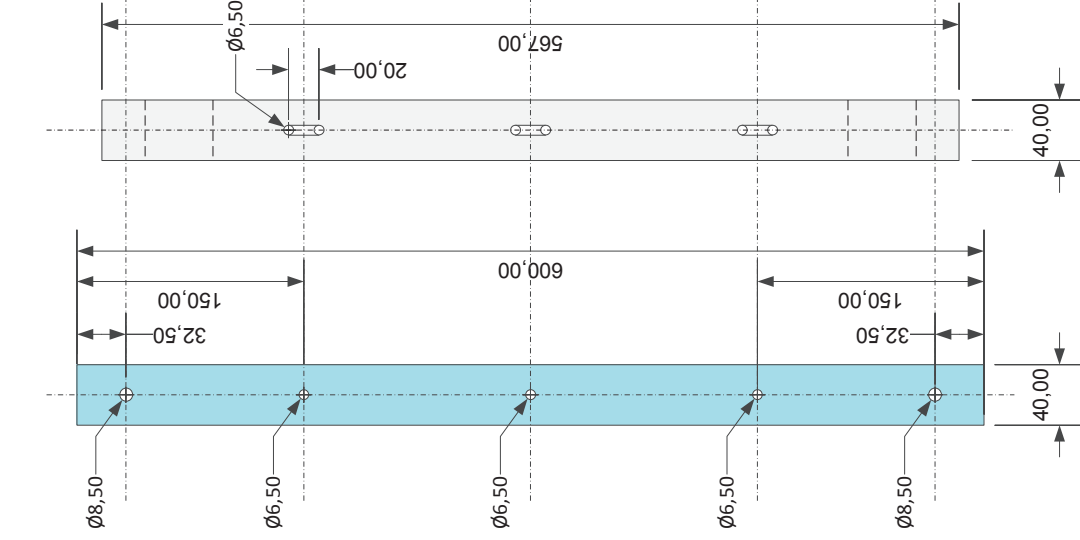
Stromlaufplan ±15VDC



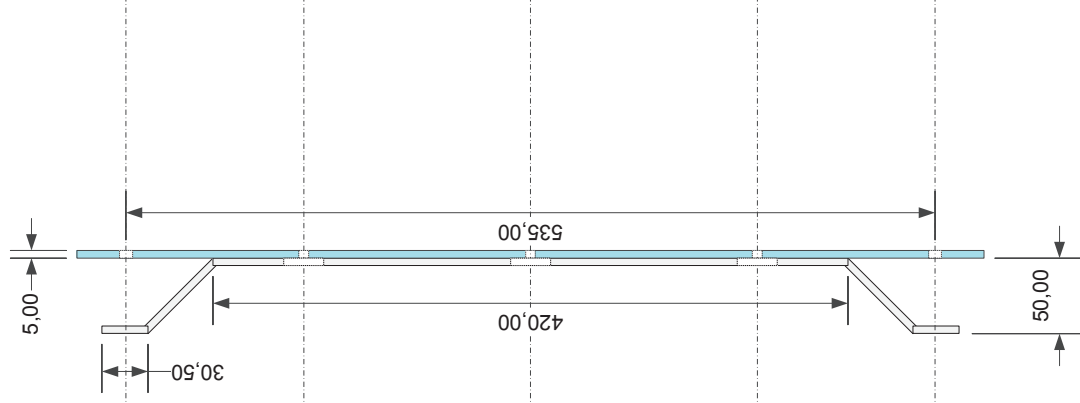
Stromlaufplan 5VDC



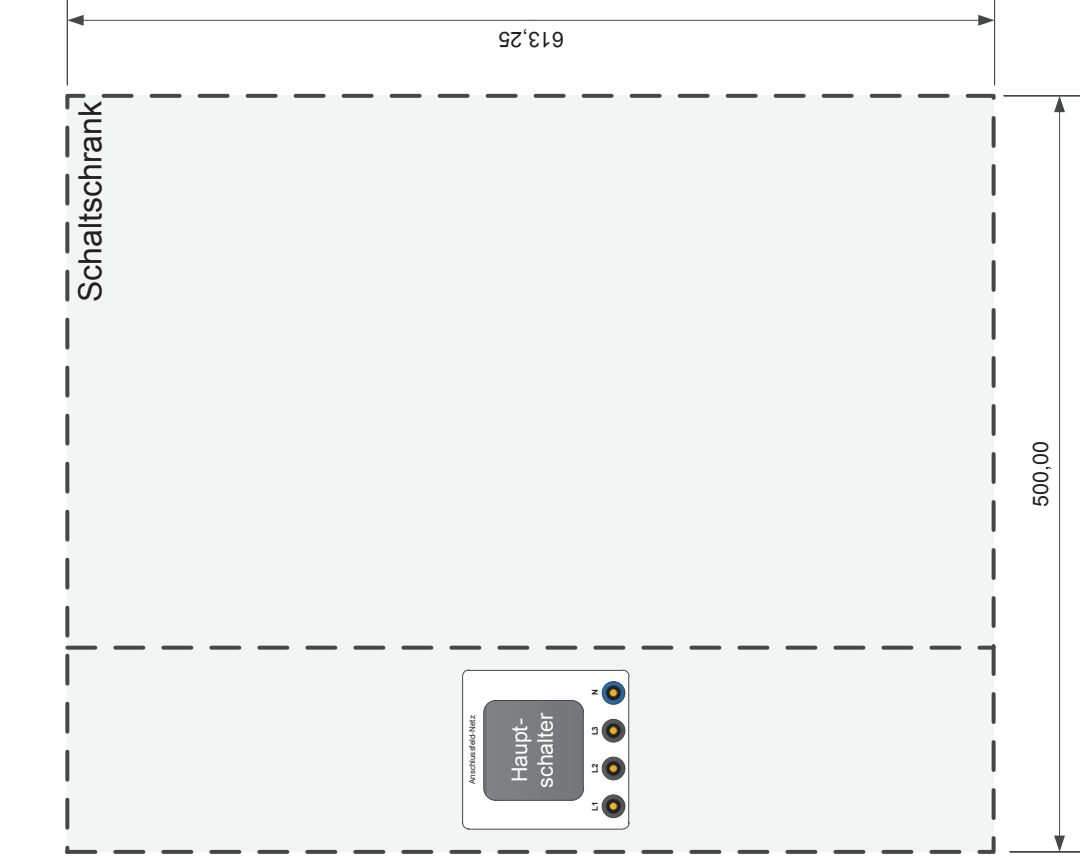
Sicht von vorn



Sicht von links

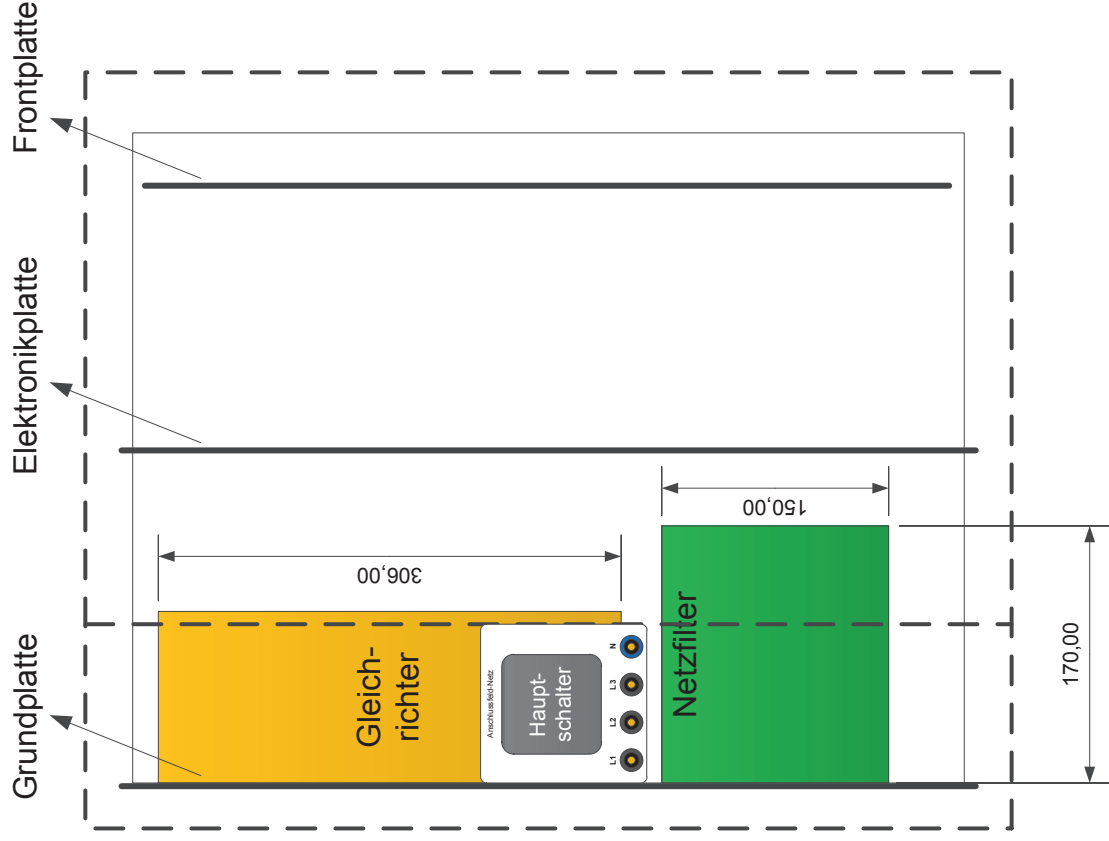
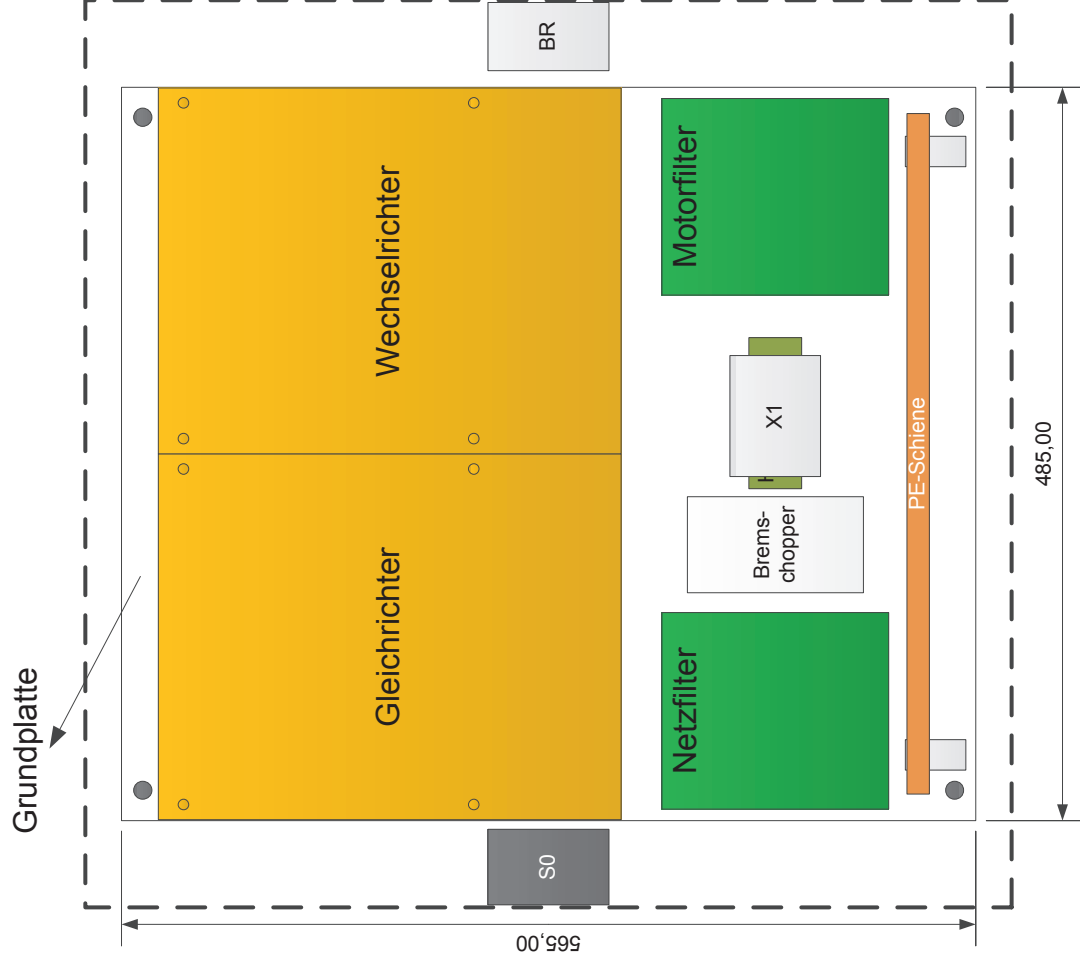


Sicht von links



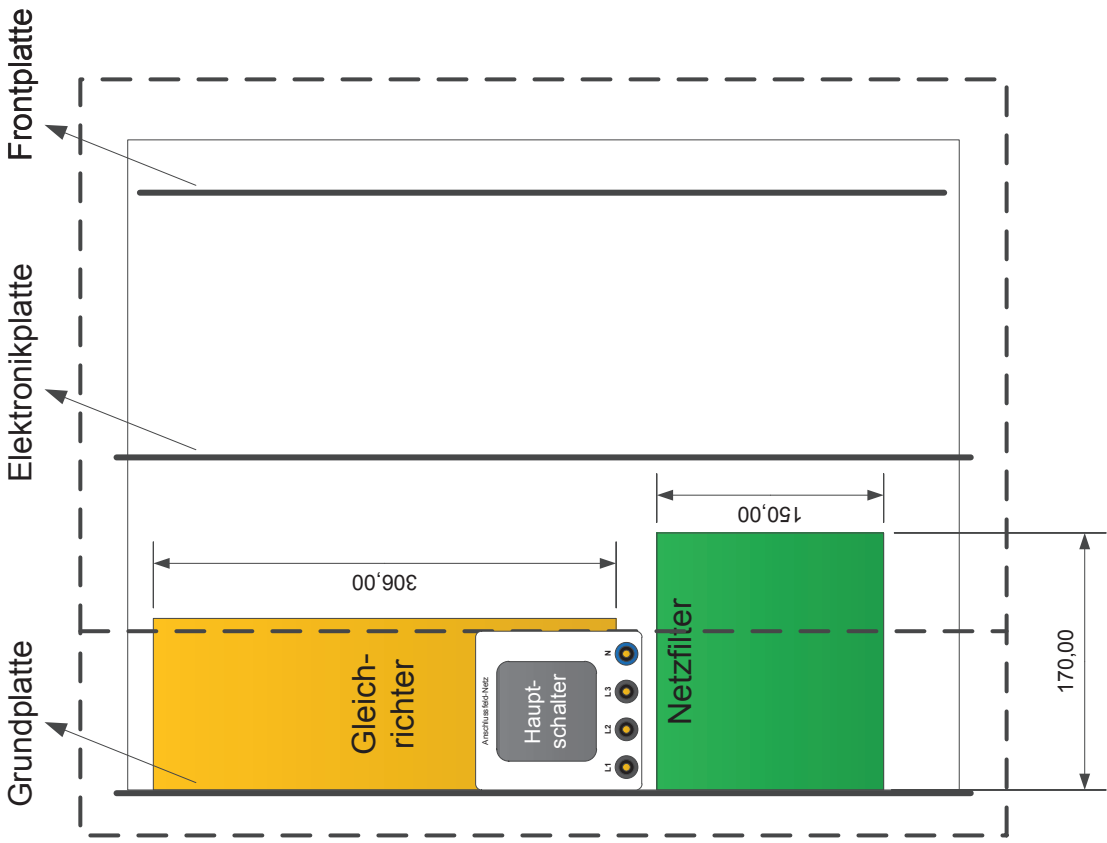
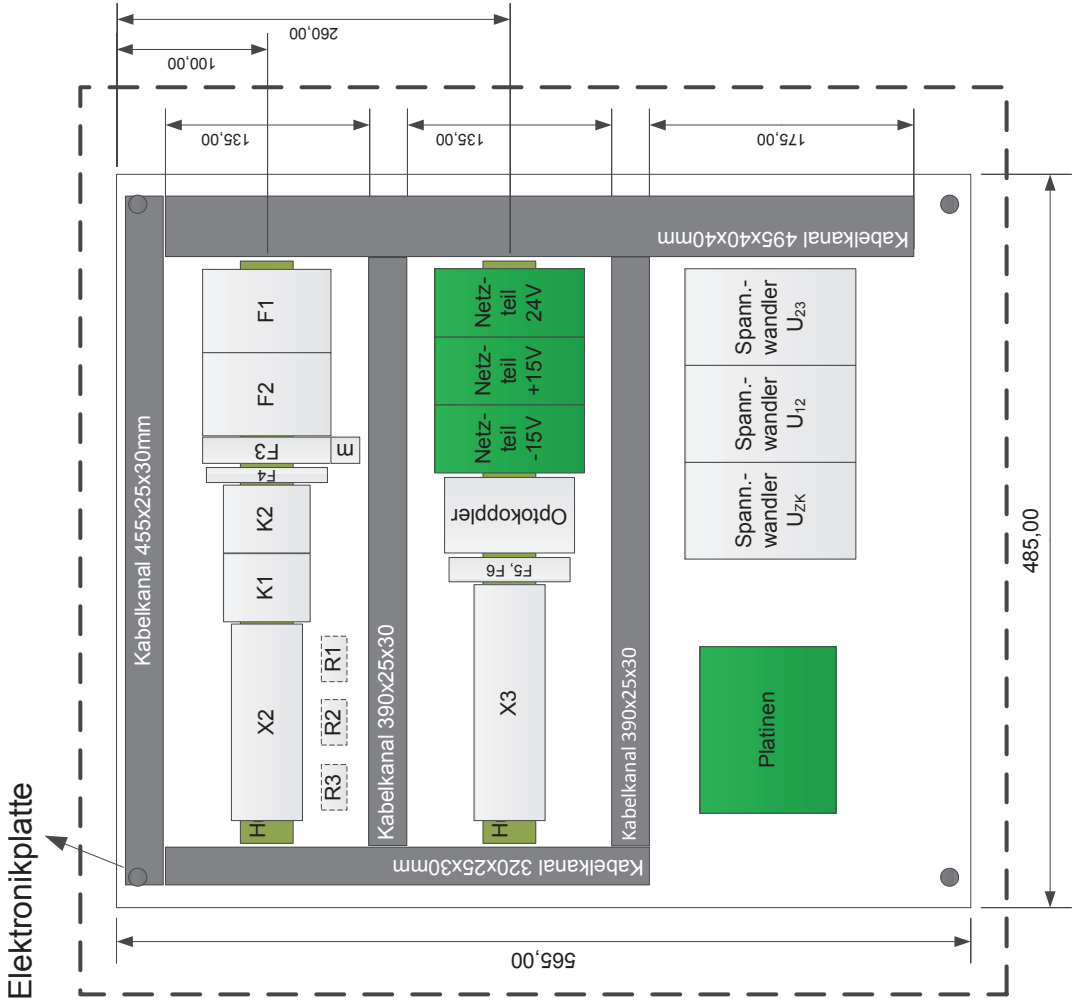
Sicht von vorn

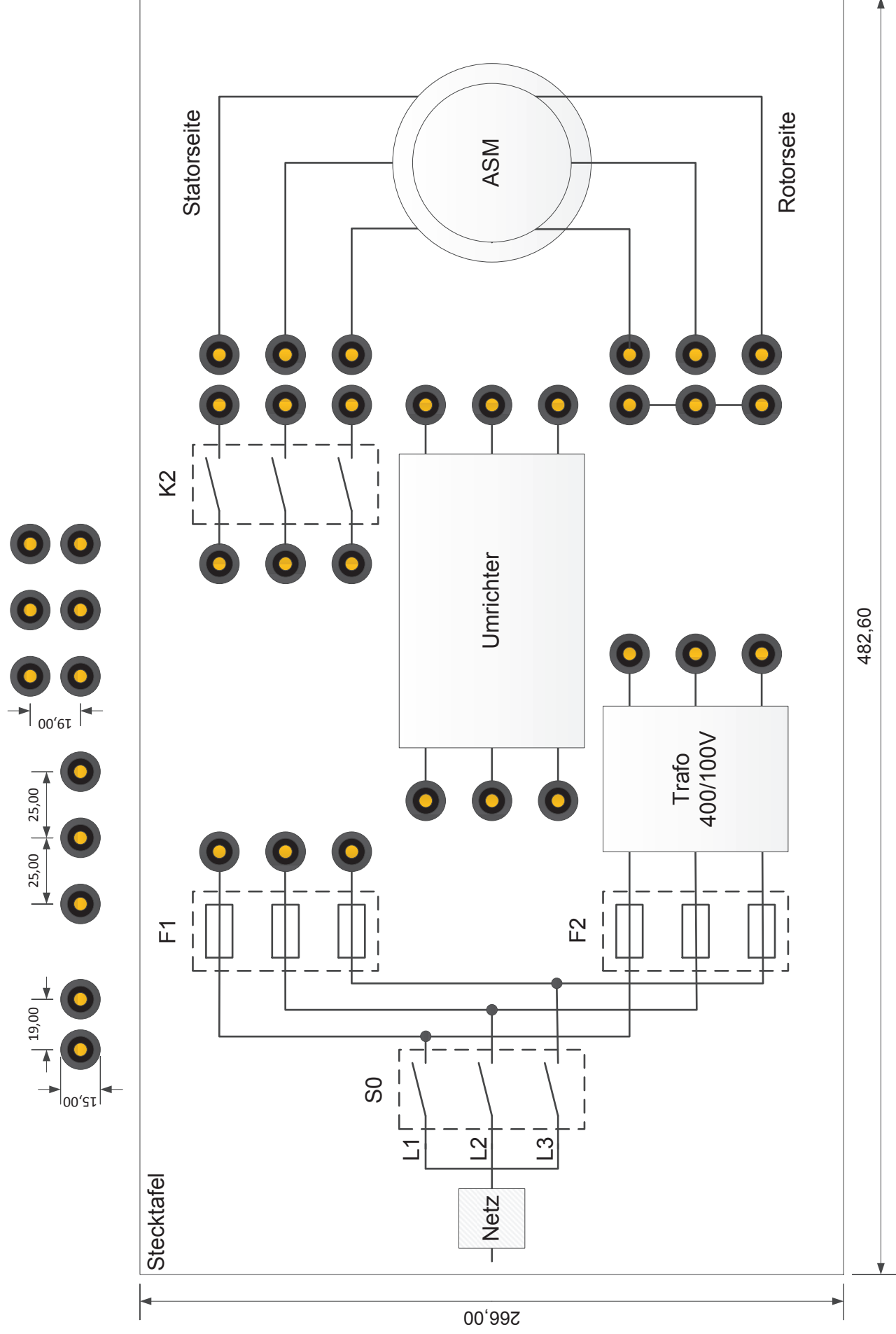
Sicht von links



Sicht von vorn

Sicht von links





Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, den 31.05.2012

Dimitri Weiß