



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Marco Brüggemann

Entwicklung und Aufbau eines 3,4kW
Wechselrichters zur Solargenerator-Netzeinspeisung

Marco Brüggemann

Entwicklung und Aufbau eines
3,4kW Wechselrichters zur Solargenerator-
Netzeinspeisung

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik
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. Jens Ginzel

Abgegeben am 10. April 2013

Marco Brüggemann

Thema der Bachelorthesis

Entwicklung und Aufbau eines 3,4kW Wechselrichters zur Solargenerator-Netzeinspeisung

Stichworte

Hochsetzsteller, Tiefsetzsteller, Wechselrichter, Photovoltaik, Regelungstechnik, dSPACE, Solargenerator, Solarwechselrichter

Kurzzusammenfassung

Die vorliegende Bachelorthesis beschäftigt sich mit der Entwicklung eines Grundkonzeptes und dem experimentellen Aufbau der leistungselektronischen Schaltungen eines einphasigen, netzgekoppelten Solarwechselrichters. Der Aufbau soll als Basis für die Modernisierung eines Praktikumsversuchs im Labor für elektrische Antriebe und Leistungselektronik dienen. Das Konzept des Hauptstromkreises mit der Auslegung dessen Komponenten, die Anbindung des Hauptstromkreises an ein Mikroprozessorsystem, und die Erstellung der Software zur Inbetriebnahme, sind die Schwerpunkte dieser Arbeit.

Marco Brüggemann

Title of the paper

Development and assembly of a 3,4kW grid-tie inverter for Photovoltaic Applications

Keywords

Boost converter, buck converter, grid-tie inverter, control engineering, dSPACE, Photovoltaic, Solar power

Abstract

The following Bachelorthesis contains the development of a basic concept and the assembly of a test setup for the power electronic circuits of a grid-tie inverter in Photovoltaic Applications. This experimental setup is intended to provide the base for the upgrading of a practical exercise in the laboratory of electrical drives and power electronics. The priorities are set to the design and rating of the primary circuit, the setup of an appropriate interface to a microprocessor system and the preliminary design of the software for the testing.

Danksagung

Zunächst möchte ich mich an dieser Stelle bei allen bedanken, die mich während der Zeit als Student unterstützt haben.

Ganz besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Röther für die fachliche Betreuung und dem interessanten und vielschichtigen Thema dieser Bachelorthesis. Weiterer Dank geht an Herrn Prof. Dr.-Ing. Jens Ginzler als Zweitgutachter dieser Thesis, sowie Herrn Dipl.-Ing. Frank Korpel für Ideen und Hinweise bei der Umsetzung des praktischen Teils dieser Arbeit.

Darüber hinaus möchte ich meine Eltern Heinz-Josef und Elke Brüggemann, meine Großmutter Ingrid Cord und meinen Onkel Wolfgang Cord hervorheben, denen ebenfalls ein ganz besonderer Dank für das Ermöglichen des Studiums und für die geistige Unterstützung während der Anfertigung der Bachelorarbeit gilt. Auch möchte ich Johanne Spieker für die tatkräftige Unterstützung und Motivation in den letzten Wochen meines Studiums ganz herzlich danken.

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	9
Abbildungsverzeichnis	10
1. Einleitung	13
1.1. Motivation	14
1.2. Ziel dieser Arbeit	14
2. Grundlagen	15
2.1. Photovoltaik	15
2.1.1. Solarzellen	15
2.1.1.1. Strom-Spannungskennlinie	15
2.1.1.2. Leistungskennlinie	17
2.1.1.3. Temperaturabhängigkeit	18
2.1.2. Solarmodule	19
2.1.2.1. Aufbau und Modulkennlinie	19
2.1.2.2. Abschattungseffekte	21
2.2. Gleichstromsteller	22
2.2.1. Hochsetzsteller	22
2.2.1.1. Funktionsweise	23
2.2.2. Tiefsetzsteller	25
2.2.2.1. Funktionsweise	25
2.3. B2-Brückenschaltung als Pulswechselrichter	26
2.3.1. Funktionsweise	27
2.3.2. Zeigerdiagramm mit Gegenspannung	28
2.4. Netzgekoppelter Solarwechselrichter	29
2.4.1. Aufbau	29
2.4.2. Regelungsstrategie	30
2.4.2.1. MPP-Tracking mit Gleichstromstellern	31
2.4.2.2. Regelung der B2-Brücke (Netzstromregelung)	31
3. Entwurf und Realisierung	33
3.1. Hauptstromkreis	33

3.1.1.	Betriebsgrenzen der Gleichstromsteller	35
3.1.2.	Leistungselektronische Bauteile	36
3.1.2.1.	IGBT-Halbbrücke SEMiX 202GB12Vs	36
3.1.2.2.	IGBT-Vollbrücke SKS 15F B2CI 03 V12	40
3.1.3.	Dimensionierung und Auswahl der Hauptkomponenten	43
3.1.3.1.	Induktivität der Gleichstromsteller	43
3.1.3.2.	Kapazitäten der Gleichstromsteller	44
3.1.3.3.	Ladewiderstand	48
3.1.3.4.	Elektromagnetische Schalter / Schütze	49
3.1.3.5.	Sicherungen	50
3.1.3.6.	Ausgangsfiler am Wechselrichter	51
3.1.4.	Messwandler	53
3.1.5.	Zusammenfassung der Signale	55
3.2.	Definition der Schnittstelle	56
3.2.1.	Echtzeit-Mikroprozessorsystem dSPACE DS1104	57
3.2.1.1.	Digitale Ein- und Ausgänge	58
3.2.1.2.	Analoge Eingänge	58
3.2.2.	Anpassung der dSPACE I/O-Ports	59
3.2.2.1.	Digitale Ausgänge	59
3.2.2.2.	Digitale Eingänge	61
3.2.2.3.	Analoge Eingänge	63
3.2.3.	Netzteile und Versorgung des Lüfters	66
3.2.3.1.	$\pm 15V$ -Netzteil	67
3.2.3.2.	24V-Netzteil	67
3.2.3.3.	Lüfter der B2-Brücke	68
3.2.4.	Leiterplatten	68
3.2.4.1.	'dSPACE Schnittstelle'	70
3.2.4.2.	'Digital I/O-Anpassung'	71
3.2.4.3.	'Stromwandler'	72
3.2.4.4.	'Spannungswandler'	73
3.3.	Aufbau, Gehäuseauswahl und Verkabelung	74
3.3.1.	Aufbau	74
3.3.2.	Gehäuse des Hauptstromkreises	75
3.3.3.	Gehäuse der Schnittstelle	76
3.3.4.	Verkabelung	79
3.4.	Software	79
3.4.1.	Entwicklungsumgebungen	79
3.4.1.1.	MATLAB Simulink	79
3.4.1.2.	dSPACE 'ControlDesk Next Generation'	80

3.4.2. Umrechnung der A/D-Wandler-Signale	80
3.4.3. Ladevorgang der Kapazitäten	81
3.4.4. Hochsetzsteller und Tiefsetzsteller	82
3.4.5. Wechselrichter	83
3.4.5.1. Messwerterfassung und Berechnung erforderlicher Größen .	84
3.4.5.2. Sollwertvorgabe und -beschränkung	88
3.4.5.3. Regler und Sollwertbildung	89
4. Inbetriebnahme und Tests	93
4.1. Hochsetzsteller	93
4.1.1. Versuchsaufbau	93
4.1.2. Ergebnisse	94
4.2. Tiefsetzsteller	97
4.2.1. Versuchsaufbau	97
4.2.2. Ergebnisse	98
4.3. Wechselrichter mit Netzstromregelung	99
4.3.1. Versuchsaufbau	99
4.3.2. Ergebnisse	100
5. Fazit und Ausblick	105
5.1. Erreichte Ziele	105
5.2. Ausblick	106
Literaturverzeichnis	108
A. Anhang	112
A.1. Stecktafelbilder	113
A.1.1. Hochsetzstellerbetrieb	113
A.1.2. Tiefsetzstellerbetrieb	114
A.1.3. Wechselrichterbetrieb	115
A.1.4. Solarwechselrichterbetrieb mit Hochsetzsteller als MPP-Tracker . . .	116
A.1.5. Solarwechselrichterbetrieb mit Tiefsetzsteller als MPP-Tracker	117
A.2. Semisel Simulationsergebnisse	118
A.3. Berechnung der Überlastkurve für den Ladewiderstand	123
A.4. Stromlaufpläne	124
A.4.1. Stromlaufplan Leiterplatte 'dSPACE Schnittstelle'	124
A.4.2. Stromlaufplan Leiterplatte 'Digital I/O-Anpassung'	126
A.4.3. Stromlaufplan Leiterplatte 'Stromwandler'	128
A.4.4. Stromlaufplan Leiterplatte 'Spannungswandler'	130
A.4.5. Stromlaufplan Hauptstromkreis	132
A.4.6. Stromlaufplan Schnittstelle	137

A.4.7. Stromlaufplan und Einbindung der Schalttransistoren 142

Tabellenverzeichnis

3.1. Komponenten im Hauptstromkreis	35
3.2. Betriebsgrenzen der Gleichstromsteller	36
3.3. Anschlussbelegung Board 2s	38
3.4. Anschlussbelegung der B2-Brücke für CN1 und CN2	42
3.5. Dimensionierung der Primärwiderstände	55
3.6. Zusammenfassung der Signale im Hauptstromkreis	56
3.7. Dimensionierung der 15V-Netzteile	67
3.8. Dimensionierung des 24V-Netzteils	68
3.9. Verkabelung zwischen der Schnittstelle und dem Hauptstromkreis	79
3.10. Parameter des beispielhaften PR-Reglers zu Abbildung 3.44	91
4.1. Parameter des PR-Reglers	101

Abbildungsverzeichnis

1.1. Kumulierte Leistung der Photovoltaikanlagen in Deutschland von 2000 bis 2012 [Sta13b]	13
2.1. Ersatzschaltbild des Zweidiodenmodells [Qua11]	16
2.2. Kennlinienverlauf einer Solarzelle für verschiedenen Einstrahlungsstärken [Qua11]	17
2.3. Strom-Spannungs- und Leistungskennlinie einer Photovoltaikzelle [Qua11] . .	18
2.4. Temperatureinfluss auf die Strom- und Spannungskennlinie [Qua11]	19
2.5. Schaltzeichen und Verschaltung von PV-Zellen zu PV-Modulen	19
2.6. Strom-Spannungs- und Leistungskennlinie eines Photovoltaikmoduls	20
2.7. Leistungskennlinie eines teilabgeschatteten Photovoltaikmoduls [Qua11] . . .	21
2.8. Schaltbild des Hochsetzstellers [Qua11]	23
2.9. Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen des Hochsetzstellers [Pro11] .	23
2.10. Schaltbild eines Tiefsetzstellers [Qua11]	25
2.11. Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen des Tiefsetzstellers [Pro11] .	26
2.12. Schaltbild einer Wechselstrom-Brückenschaltung mit sinusbewerteter PWM-Ansteuerung und Tiefpassfilter am Ausgang [Mer11]	27
2.13. Erzeugung eines sinusförmigen PWM-Signals [Mic11]	28
2.14. Schaltbild einer Netzgekoppelten B2-Brücke und das zugehörige Zeigerdiagramm [Hag09]	29
2.15. Aufbau eines einphasigen Solarwechselrichters [Mer11]	30
2.16. Prinzipschaltbild der Kaskadenregelung eines netzgekoppelten Wechselrichters [CVK09]	32
3.1. Hauptstromkreis	34
3.2. IGBT-Modul SEMiX 202GB12Vs [SEM11]	37
3.3. Adapterboard Board 2s und Treiber SKYPER 32 R [SEM09] [SEM10]	38
3.4. Wechselrichterbrücke SKS 15F B2CI 03 V12 [SEM05]	40
3.5. Prinzipschaltbild der Wechselrichterbrücke mit Treiber und Stromversorgungsplatine SKHI PS1 [SEM05]	41
3.6. Induktivität, $L = 50mH$ $I_L = 18A$	44

3.7. Hochsetzsteller: Ausgangskapazität in Abhängigkeit des Tastgrades bei beschränktem Eingangsstrom	45
3.8. Kapazität mit 2 x 1mF, 385V	48
3.9. Überlastkurve des Ladewiderstandes bei $U_{DC} = 450V$ und $C_{ges} = 10mF$	49
3.10. Elektromagnetische Schalter im Hauptstromkreis	50
3.11. Netzinduktivität und Filterkapazität	52
3.12. Bodediagramm des LC-Filters	52
3.13. Stromwandler LA 55-P mit Schaltbild [LEM09] [Dig13a]	53
3.14. Spannungswandler LV 25-P mit Schaltbild [LEM07] [Dig13b]	54
3.15. DS1104 Board-Architektur [dSP10c]	57
3.16. Digitaler I/O-Port des Master Prozessors [dSP10d]	58
3.17. Beschaltung des Pegelwandlers HEF4104B	59
3.18. Solid-State-Relais PLC-OPT-5DC/300DC/1 mit Schaltbild [Pho12]	60
3.19. Beschaltung des Fehlerausgangs am Skyper32 R [SEM09]	61
3.20. Beschaltung des LM311P	62
3.21. Schaltbild des Solid-State-Relais PLC-OSP-24DC/TTL [Pho07]	63
3.22. Beschaltung des NTC-Widerstandes	65
3.23. Gruppierung und Verteilung der Signale zwischen dem DS1104 und dem Hauptstromkreis	69
3.24. Leiterplatte 'dSPACE Schnittstelle'	70
3.25. Leiterplatte 'Digital I/O-Anpassung'	71
3.26. Schutzbeschaltung der externen 15V Versorgungsspannung	72
3.27. Leiterplatte 'Stromwandler'	72
3.28. Leiterplatte 'Spannungswandler'	73
3.29. Schematisch dargestellter Gesamtaufbau	74
3.30. Gehäuse des Hauptstromkreis; Draufsicht	75
3.31. Vorderansicht mit Steckbuchsen	76
3.32. Vorderseite der Schnittstelle, geöffnet	77
3.33. Rückseite der Schnittstelle	78
3.34. Umrechnung der A/D-Wandler-Signale am Beispiel von U_{AC}	80
3.35. Bedingungen für das Laden der Kondensatoren	81
3.36. ControlDesk Oberfläche für den Hochsetzsteller	82
3.37. Ausschnitt der ControlDesk Steueroberfläche für den Wechselrichter	83
3.38. Vergleich zwischen symmetrischen und asymmetrischen PWM-Signalen [dSP10b]	84
3.39. Hardware-Interrupt zur Triggerung der Messwerterfassung und Darstellung des Subsysteminhalts	85
3.40. Netzphasenfestes Bezugssystem [Nuß10]	86
3.41. Berechnung des Scheitelwertes und Phasenwinkels der Netzspannung	86

3.42. Spannungsabtastung und Phasenverzögerung von 90° bei 50Hz	87
3.43. Ermittlung des maximal verfügbaren Blindstromes	88
3.44. Bodediagramm eines PR-Reglers mit Oberschwingungsdämpfung	91
3.45. Bildung des sinusförmigen Stromsollwertes	92
4.1. Testaufbau für Hochsetzstellerbetrieb	93
4.2. Lastwiderstand für die Gleichstromsteller	94
4.3. Treiberplatine für die Solid-State-Relais $TTL \rightarrow 24V$	95
4.4. Messergebnisse des Hochsetzstellers in ControlDesk	95
4.5. Oszilloskopaufnahme, $\Delta I_{L,max}$ im Hochsetzstellerbetrieb; Stromskalierung ($100\text{mA}/\text{div}$); Zeitskalierung ($50\mu\text{s}/\text{div}$)	96
4.6. Messergebnisse des Tiefsetzstellers in ControlDesk	98
4.7. Oszilloskopaufnahme, $\Delta I_{L,max}$ im Tiefsetzstellerbetrieb; Stromskalierung ($100\text{mA}/\text{div}$) Zeitskalierung ($50\mu\text{s}/\text{div}$)	99
4.8. Testaufbau für Wechselrichterbetrieb mit Netzstromregelung	100
4.9. Darstellung von $u_{AC,\alpha}$ (rot), $u_{AC,\beta}$ (grün), $ u_{AC} $ (orange), γ_N (blau), U_{ZK} (violett) in ControlDesk	101
4.10. Oszilloskopaufnahme, Wirkstromsollwert $\hat{I}_{AC,d,w} = 6\text{A}$; blau: Netzspannung ($50\text{V}/\text{div}$); orange: Netzstrom ($2\text{A}/\text{div}$); Zeitskalierung ($5\text{ms}/\text{div}$)	102
4.11. Oszilloskopaufnahme eines Nulldurchgangs; blau: Netzspannung ($50\text{V}/\text{div}$); orange: Netzstrom ($2\text{A}/\text{div}$); grün: Wechselrichterausgangsspannung ($100\text{V}/\text{div}$); Zeitskalierung ($5\text{ms}/\text{div}$) Zeitskalierung ($500\mu\text{s}/\text{div}$)	103
4.12. Darstellung der Steuerspannung (rot), Regeldifferenz (violett), Netzstrom (grün), Netzspannung (blau) in ControlDesk	103
4.13. Oszilloskopaufnahme, Sollwertsprung von $\hat{I}_{AC,d,w} = 5\text{A}$ auf $\hat{I}_{AC,d,w} = 10\text{A}$; blau: Netzspannung ($50\text{V}/\text{div}$); orange: Netzstrom ($2\text{A}/\text{div}$); Zeitskalierung ($5\text{ms}/\text{div}$)	104
4.14. Oszilloskopaufnahme, Blindstromsollwert $\hat{I}_{AC,q,w} = 5\text{A}$	104
A.1. Stecktafelbild für Hochsetzstellerbetrieb	113
A.2. Stecktafelbild für Tiefsetzstellerbetrieb	114
A.3. Stecktafelbild für Wechselrichterbetrieb	115
A.4. Stecktafelbild für Solarwechselrichterbetrieb mit Hochsetzsteller als MPP- Tracker	116
A.5. Stecktafelbild für Solarwechselrichterbetrieb mit Tiefsetzsteller als MPP-Tracker	117

1. Einleitung

Energie ist für die Menschheit schon seit langem unentbehrlich und der Bedarf an diesem Gut steigt kontinuierlich aufgrund der wachsenden Weltbevölkerung an. Im Kontrast dazu, sind die Ressourcen fossiler Energieträger begrenzt und ihre Gewinnung gestaltet sich zunehmend anspruchsvoller. Darüber hinaus bildet auch die Kernenergie kein zuverlässiges Standbein für die Energieversorgung der Zukunft. Nuklearkatastrophen wie Tschernobyl und Fukushima bringen fatale Auswirkungen auf die Umwelt hervor, weshalb die gesellschaftliche Akzeptanz weiter sinkt. Um diesen Sachverhalten entgegenzukommen, ist eine nachhaltige Energieversorgung von wichtiger Bedeutung.

Mit der Energiewende hat sich die deutsche Bundesregierung das Ziel gesetzt, bis zum Jahr 2050 mindestens 80% des elektrischen Energiebedarfs aus erneuerbaren Energien zu decken. Dazu trägt die direkte Wandlung der Sonnenenergie in elektrische Energie mithilfe von Photovoltaikanlagen einen wichtigen Teil bei. Die elektrische Leistung von Photovoltaikanlagen reicht von einigen hundert Watt bis in den dreistelligen Megawattbereich.

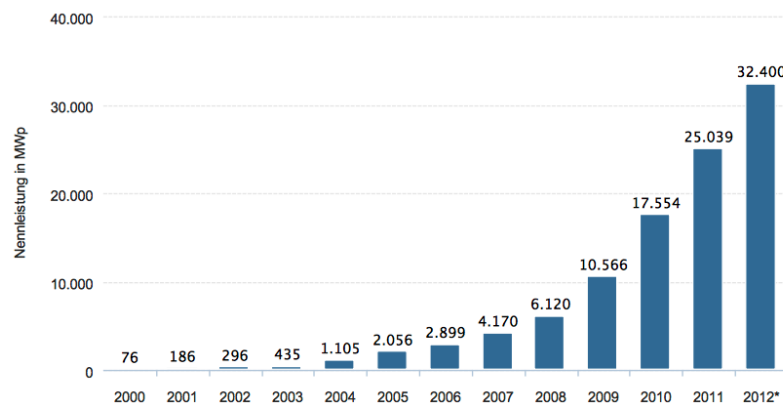


Abbildung 1.1.: Kumulierte Leistung der Photovoltaikanlagen in Deutschland von 2000 bis 2012 [[Sta13b](#)]

Die Entwicklung der installierten Leistung aus Photovoltaikanlagen in Deutschland über die letzten 13 Jahre ist in Abbildung 1.1 dargestellt. In den Jahren 2009 bis 2012 wurden jedes Jahr etwa 7000 MW elektrische Leistung neu installiert, und die Gesamtleistung summiert sich mittlerweile auf 32,4 GW. Laut [[Sta13a](#)] betrug im Jahr 2012 der Anteil der Photovoltaik

an der Bruttostromerzeugung in Deutschland 4,6%, was den Stellenwert dieser Energie-wandlung noch einmal verdeutlicht.

Ein wichtiger Bestandteil in der Photovoltaik sind die leistungselektronischen Stellglieder, um die elektrische Energie für den Großteil der Verbraucher nutzbar zu machen.

1.1. Motivation

An der Hochschule für angewandte Wissenschaften Hamburg wird im Bachelorstudiengang Informations- und Elektrotechnik die Vorlesung Regenerative Energietechnik in Kombination mit praktischen Versuchen angeboten. Einer der Versuche im Rahmen dieser Vorlesung vermittelt den Studierenden die Technologie und den Aufbau eines Solarwechselrichters. Ein programmierbares Netzteil sorgt in dem Versuch für die Simulation einer Photovoltaikanlage. Im Fokus des Versuchs stehen die leistungselektronischen Schaltungen zur Anpassung und Umwandlung des Gleichstromes aus der Photovoltaikanlage in einen Wechselstrom. Der vorhandene Versuchsstand ermöglicht aufgrund einer technischen Einschränkung bisher keine Einspeisung der Energie in das öffentliche Versorgungsnetz.

Eine Modernisierung des Versuchsstandes soll es ermöglichen, den angehenden Ingenieuren die Funktionen eines Solarwechselrichters mit Netzeinspeisung zu lehren. Dazu müssen als Basis die leistungselektronischen Schaltungen Hochsetzsteller, Tiefsetzsteller und Wechselrichter neu konzipiert, und mithilfe eines Mikrokontrollersystems getestet werden.

1.2. Ziel dieser Arbeit

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist der Entwurf und Aufbau der leistungselektronischen Schaltungen für einen netzgekoppelten Solarwechselrichter. Das zu entwickelnde Konzept des Hauptstromkreises soll als Grundlage für den zukünftigen Versuchsstand dienen. Für die Inbetriebnahme der Schaltungen ist der Hauptstromkreis an ein echtzeitfähiges Mikrokontrollersystem der Firma dSPACE anzubinden.

Ferner soll die erste Softwareversion in MATLAB/Simulink erstellt werden, um den Hochsetzsteller und den Tiefsetzsteller zu testen. Mit dem Wechselrichter soll es abschließend möglich sein, einen Strom in das Versorgungsnetz einzuspeisen.

2. Grundlagen

Das Kapitel Grundlagen verschafft einen Überblick über Solarwechselrichter und dessen Baugruppen mit ihrer Regelungsstrategie. Vorweg werden die wichtigen Eigenschaften von Solarmodulen zusammengefasst, da diese erst hervorheben wofür die einzelnen Systeme im Solarwechselrichter benötigt werden. Aus den Grundlagen wird ein Konzept für Kapitel 3 'Entwurf und Realisierung' abgeleitet, damit dort konkrete Anforderungen an den Hardwareaufbau festgelegt werden können.

2.1. Photovoltaik

Im Hinblick auf den Umfang dieser Arbeit werden für detaillierte Informationen über Solarzellen und -module, und dem Energiewandlungsprozess auf Elektronen-Ebene [Qua11] und [Mer11] empfohlen. In der vorliegenden Arbeit werden lediglich die Kennlinien der Zellen und Module, sowie deren Veränderung durch Umwelteinflüsse aufgezeigt.

2.1.1. Solarzellen

2.1.1.1. Strom-Spannungskennlinie

Solarzellen, auch Photovoltaikzellen, lassen sich im unbestrahlten Zustand gemäß einer Diode beschreiben. Dies liegt an dem physikalisch identischen Aufbau hinsichtlich der Halbleiterstruktur, welcher sich durch einen PN-Übergang auszeichnet. Der PN-Übergang sorgt für stark nichtlineares elektrisches Verhalten [Qua11].

Auf die PV-Zelle¹ treffende Lichtstrahlen, lassen durch den photovoltaischen Effekt den Photostrom I_{Ph} fließen, welcher proportional zur Einstrahlungsstärke ansteigt. (Gleichung 2.1)

¹PV: Abkürzung für Photovoltaik

$$I_{Ph} = c_0 \cdot E \quad (2.1)$$

mit

c_0 : Photostromkoeffizient, abhängig von Zelle, $c_0 = 2.9 \cdot 10^{-3} \frac{m^2}{V} \dots 3.1 \cdot 10^{-3} \frac{m^2}{V}$
 E : Einstrahlungsstärke, $\left[\frac{W}{m^2} \right]$

Eine gute elektrische Beschreibung für die Zellkennlinie bietet das Zweidiodenmodell, in welchem eine Stromquelle mit zwei verschiedenen Dioden in Durchlassrichtung beschaltet wird. (Abbildung 2.1) Dabei besitzt die Stromquelle das Verhalten aus Gleichung 2.1 [Qua11].

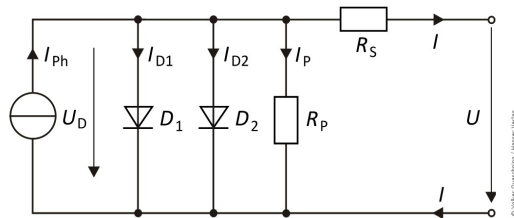


Abbildung 2.1.: Ersatzschaltbild des Zweidiodenmodells [Qua11]

Das Zweidiodenmodell wird mathematische durch Gleichung 2.2 beschrieben, die numerische Verfahren zur Lösung bedarf, da der Ausdruck $U + I \cdot R_s$ sowohl in Exponentialform vorliegt, als auch in einem der Linearerterme auftaucht. Darin beschreibt R_s den Serienwiderstand der Anschlusskontakte und R_p den Widerstand, über den die Leckströme an den Kanten der PV-Zelle fließen [Qua11].

$$0 = I_{Ph} - I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{U+I \cdot R_s}{m_1 \cdot U_T}} - 1 \right) - I_{S2} \cdot \left(e^{\frac{U+I \cdot R_s}{m_2 \cdot U_T}} - 1 \right) - \frac{U + I \cdot R_s}{R_p} - I \quad (2.2)$$

mit

I_{Ph} : Photostrom

I : Zellstrom

U : Zellspannung

I_{S1} : Sättigungsstrom der Diode D1; $I_{S1} \approx 1nA$

I_{S2} : Sättigungsstrom der Diode D2; $I_{S2} \approx 10\mu A$

m_1 : Diodenfaktor der Diode D1; $m_1 = 1$

m_2 : Diodenfaktor der Diode D2; $m_2 = 2$

U_T : Temperaturspannung; $U_T \approx 25,7mV$ bei $T = 25^\circ C$

R_s : Serienwiderstand

R_p : Parallelwiderstand

Abbildung 2.2 zeigt den Verlauf einer Zellkennlinie gemäß Gleichung 2.2 für verschiedene Einstrahlungsstärken. Es ist sofort ersichtlich, dass der Strom linear von der Einstrahlungsstärke abhängt [Qua11].

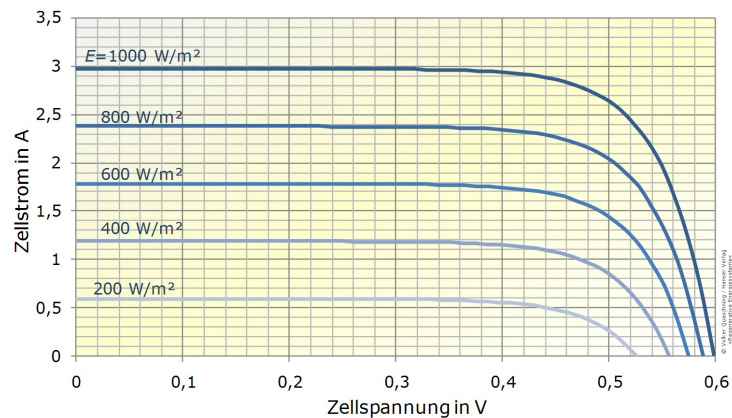


Abbildung 2.2.: Kennlinienverlauf einer Solarzelle für verschiedenen Einstrahlungsstärken [Qua11]

Zwischen der Einstrahlungsstärke E und Zellspannung U herrscht hingegen logarithmische Abhängigkeit. Anhand der Spannungswerte an den Schnittpunkten mit der x-Achse ist diese Abhängigkeit zu sehen [Qua11].

2.1.1.2. Leistungskennlinie

Weiterhin spielt die Leistungskennlinie von Photovoltaikzellen eine wichtige Rolle. Sie entsteht durch Multiplikation jedes infinitesimal auseinander liegenden Spannungswertes mit dem dazugehörigen Stromwert, und wird über die Spannung in einem Koordinatensystem aufgetragen. An der Leistungskennlinie (rote Kennlinie in Abbildung 2.3) ist unmittelbar ersichtlich, dass die abgegebene Leistung ein Maximum besitzt (roter Punkt, MPP^2) [Qua11]. Aus energieversorgungstechnischer Betrachtung ist die Leistung der dargestellten Zelle mit $P_{MPP} \approx 1,32W$ und die Zellspannung mit $U_{MPP} = 0,49V$ im MPP sehr gering. Der Zellstrom erreicht bei maximaler Leistungsabgabe mit $I_{MPP} = 2,7A$.

Die Parameter Kurzschlussstrom I_K und Leerlaufspannung U_L (Abbildung 2.3) sind aufgrund ihrer Temperaturabhängigkeit wichtige Parameter, da diese die Schnittpunkte mit den Achsen bilden und somit die Lage der Kennlinie in dem Koordinatensystem bestimmen. Variiert einer der beiden Werte, ändern sich ebenfalls die MPP-Werte einer Zelle [Qua11].

²MPP: Maximum Power Point (engl. für Punkt maximaler Leistung)

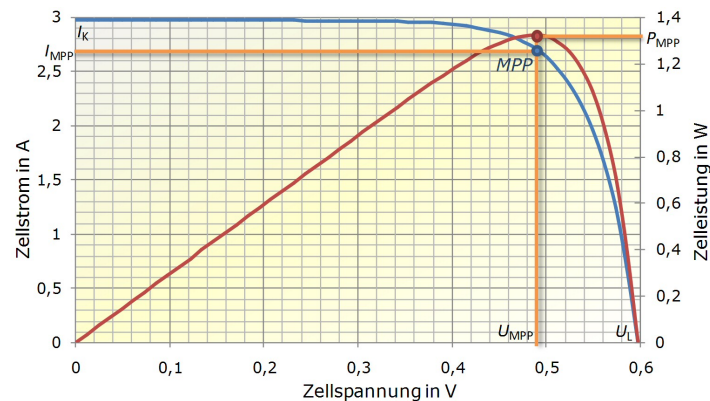


Abbildung 2.3.: Strom-Spannungs- und Leistungskennlinie einer Photovoltaikzelle [Qua11]

2.1.1.3. Temperaturabhängigkeit

Solarzellen erwärmen sich durch spektrale Anteile des Lichtes, die nicht in elektrische Energie umgewandelt werden können, sowie durch die in den Anschlusskontakten entstehende Verlustwärme.

Hingegen zu den in Laboren vorhandenen Standard Test Conditions (STC), wo unter anderem eine Zelltemperatur von $T = 25^{\circ}\text{C}$ erreicht wird, sind die Temperaturen der Halbleiter unter realen Bedingungen im Hochsommer wesentlich höher. Tatsächlich können sie bis zu $T = 60^{\circ}\text{C}$ und mehr betragen [Mer11] [Qua11].

Die Temperatur beeinflusst unter anderem folgende Parameter in dem Halbleitermaterial (Siehe dazu auch Gl. 2.2) [Qua11]:

- Temperaturspannung U_T
- Sättigungsstrom I_S
- Diodenfaktor m
- Reihen- und Parallelwiderstand, R_S und R_P

Hieraus treten Konsequenzen hinsichtlich des Stromes, der Spannung und der Leistung auf (siehe Abbildung (2.4)) [Qua11]:

- Der Kurzschluss- und MPP-Strom ändern sich nur sehr geringfügig
- Die Leerlauf- und MPP-Spannung ändern sich drastisch
- Die MPP-Leistung ändert sich drastisch

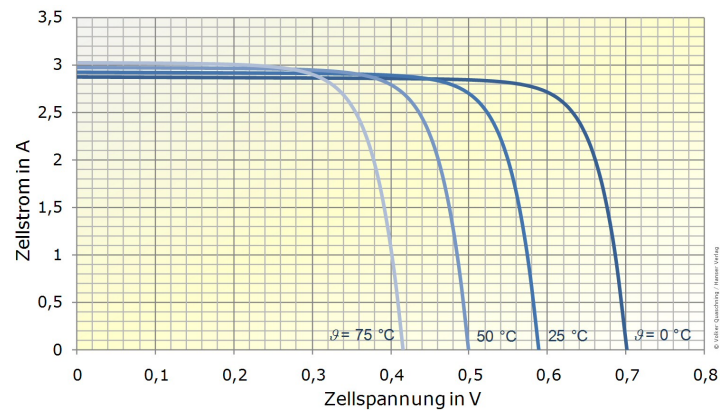


Abbildung 2.4.: Temperatureinfluss auf die Strom- und Spannungskennlinie [Qua11]

2.1.2. Solarmodule

2.1.2.1. Aufbau und Modulkennlinie

Um geeignete Spannungen und Leistungen zum Laden von Akkumulatoren, für Gleichstromverbraucher oder um Energie in das öffentliche Versorgungsnetz zu speisen, wird eine größere Anzahl von Zellen in Reihe zu Zellsträngen, auch Strings, verschaltet. Zellstränge mit gleicher Zellenanzahl des gleichen Typs können optional parallel miteinander verknüpft werden, um den verfügbaren Gesamtstrom zu erhöhen [Qua11].

Das Schema der Reihen-Parallelschaltung führt letztendlich zu PV-Modulen, und wird durch Abbildung 2.5 verdeutlicht.

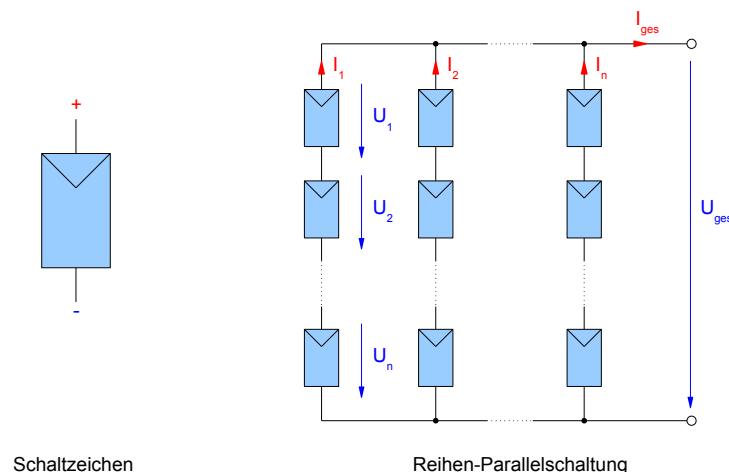


Abbildung 2.5.: Schaltzeichen und Verschaltung von PV-Zellen zu PV-Modulen

Bei identischer Temperatur aller Zellen und homogener Einstrahlung, gilt nach der Maschenregel Gleichung 2.3 für die MPP-Spannung und nach der Knotenregel Gleichung 2.4 für den

MPP-Strom [Qua11].

$$U_{MPP,gesamt} = U_{1,MPP} + U_{2,MPP} + \dots + U_{n,MPP} \quad (2.3)$$

$$I_{MPP,gesamt} = I_{1,MPP} + I_{2,MPP} + \dots + I_{n,MPP} \quad (2.4)$$

Die MPP-Leistung eines Moduls resultiert aus dem Produkt von MPP-Spannung und MPP-Strom. (Gleichung 2.5)

$$P_{MPP,Modul} = U_{MPP} \cdot I_{MPP} \quad (2.5)$$

Die Kennlinie eines Moduls hat einen qualitativ ähnlichen Verlauf wie die einer Zelle, und auch das Verhalten in Bezug auf die Temperatur- und Einstrahlungsabhängigkeit lässt sich nach dem Verhalten der Zellen beschreiben [Qua11].

Ein Beispielm modul auf Basis der Zellkennlinie aus Abbildung 2.3 mit 108 Zellen pro Zellstrang und zwei parallelen Zellsträngen, liefert folgende Ergebnisse mit der abgeschätzten Modulkennlinie in Abbildung 2.6.

$$U_{MPP} = 108 \cdot 0,49V = 52,92V \quad (2.6)$$

$$I_{MPP} = 2 \cdot 2,7A = 5,4A \quad (2.7)$$

$$P_{MPP} = 52,92V \cdot 5,4A = 285,77Wp \quad (2.8)$$

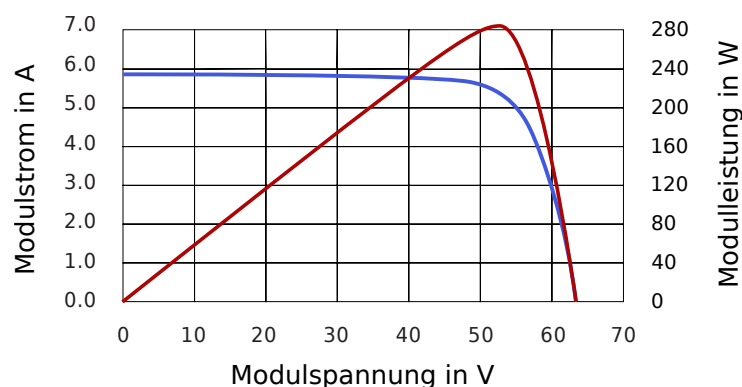


Abbildung 2.6.: Strom-Spannungs- und Leistungskennlinie eines Photovoltaikmoduls

Um auf nennenswerte Leistungen bei PV-Anlagen zu gelangen, werden die kommerziell erhält-

lichen Module eines gleichen Typs beispielsweise in Reihenschaltung zu Modulstrings verschaltet. Die Gleichungen 2.3, 2.4 und 2.5 gelten dann entsprechend für Spannung, Strom und Leistung der gesamten Anlage.

2.1.2.2. Abschattungseffekte

Abschattungen sorgen für inhomogene Einstrahlungsverhältnisse auf Solarmodulen. Davon kann eine einzelne Zellen betroffen sein, aber auch ein Großteil der Moduloberfläche. Gründe hierfür sind z.B. Verschmutzungen, Schnee oder die Umgebung. Beispielsweise können Bäume oder Teile von Häuserfassaden die Sonnenbahn vom Betrachtungspunkt eines Moduls kreuzen [Qua11].

Um eine thermische Zerstörung des Moduls zu vermeiden, werden Bypassdioden z.B. über 18 Solarzellen geschaltet. Deren genaue Funktion kann in der weiterführenden Literatur [Qua11] und [Mer11] nachvollzogen werden. Hier soll lediglich das Resultat hinsichtlich der Leistungskennlinie betrachtet werden, da dieses für den optimierten Betrieb einer Solaranlage von wichtiger Bedeutung ist.

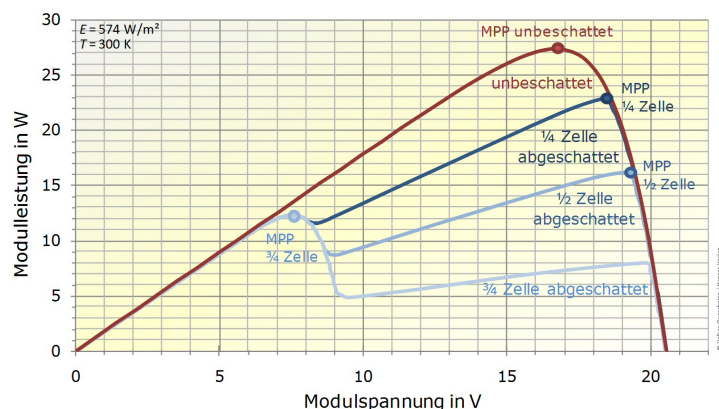


Abbildung 2.7.: Leistungskennlinie eines teilabgeschatteten Photovoltaikmoduls [Qua11]

Dazu zeigt Abbildung 2.7 die Leistungskennlinie für ein PV-Modul mit 36 Solarzellen und zwei Bypassdioden über jeweils 18 Solarzellen. Eingezeichnet sind vier verschiedene MPP-Punkte:

1. Modul unbeschattet
2. Eine einzelne Zelle ist zu $\frac{1}{4}$ abgeschattet
3. Eine einzelne Zelle ist zur Hälfte abgeschattet
4. Eine einzelne Zelle ist zu $\frac{3}{4}$ abgeschattet

Die MPP-Spannungen sind in Fall 1., 2. und 3. recht nahe beieinander, in Fall 4. ist sie jedoch deutlich niedriger. Unter der Voraussetzung, dass das Modul wirtschaftlich betrieben werden soll und möglichst immer die maximal verfügbare Leistung liefert, ist es daher unerlässlich die Spannung am Modul bzw. des Strings variabel einstellen zu können. Dieser Fakt leitet über zum nächsten Unterpunkt, den Gleichstromstellern.

2.2. Gleichstromsteller

Gleichstromsteller, auch DC-DC-Wandler³, finden heutzutage überall Einsatz wo Gleichspannungen und -ströme in Ihrer Amplitude angepasst werden müssen. Als Kernelement besitzen sie eine Schalteinheit aus Halbleitermaterial, sowie mindestens einen elektrischen Energiespeicher. In der Regel werden die Halbleiter durch PWM⁴-Signale angesteuert. Es handelt sich dabei um Signale fester Frequenz und Pulshöhe, deren Einschaltdauer variabel zwischen 0% und 100% ist. Die Periodendauer T_P , Schaltfrequenz f_{PWM} und der Tastgrad d sind definiert durch Gleichung 2.8 und 2.9 [Pro11].

$$T_P = \frac{1}{f_{PWM}} = T_E + T_A \quad (2.9)$$

$$d = \frac{T_E}{T_P} \quad (2.10)$$

mit

T_E : Einschaltdauer

T_A : Ausschaltdauer

2.2.1. Hochsetzsteller

Hochsetzsteller, oder Aufwärtswandler (engl. boost converter), finden ihre Anwendung bei Verbrauchern, die eine höhere Spannung benötigen als die vorhandene Quelle (Generator) liefern kann. Abbildung 2.8 zeigt das Schaltbild des Hochsetzstellers mit der Eingangskapazität C_1 , der Induktivität L , dem Schalter S , der Diode D und der Ausgangskapazität C_2 .

³DC: Direct Current, engl. für Gleichstrom

⁴Puls-Weiten-Modulation

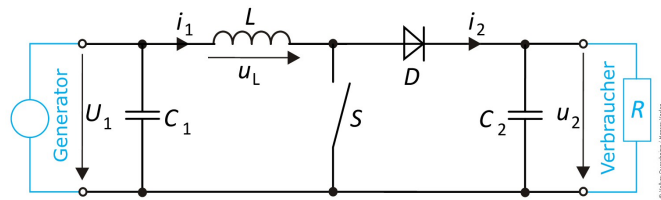


Abbildung 2.8.: Schaltbild des Hochsetzstellers [Qua11]

2.2.1.1. Funktionsweise

Um verständlich zu machen wie es am Ausgang zu einer höheren Spannung als am Eingang kommt, werden lediglich die beiden Zustände 'Schalter geöffnet' und 'Schalter geschlossen' betrachtet. Die Energiespeicher befinden sich im eingeschwungenen Zustand, der Strom in der Induktivität lückt nicht⁵ und sämtliche Bauelemente werden als verlustfrei betrachtet. Weiterhin gilt für beide Schalterstellungen $U_2 > U_1$.

Die Zeitverläufe aller Ströme und Spannungen zum Hochsetzsteller sind in Abbildung 2.9 zu sehen und erleichtern das Verständnis über die Funktion der Schaltung. Dort stellt i_S den Stromverlauf durch den Schalter und i_D den Stromverlauf durch die Diode dar.

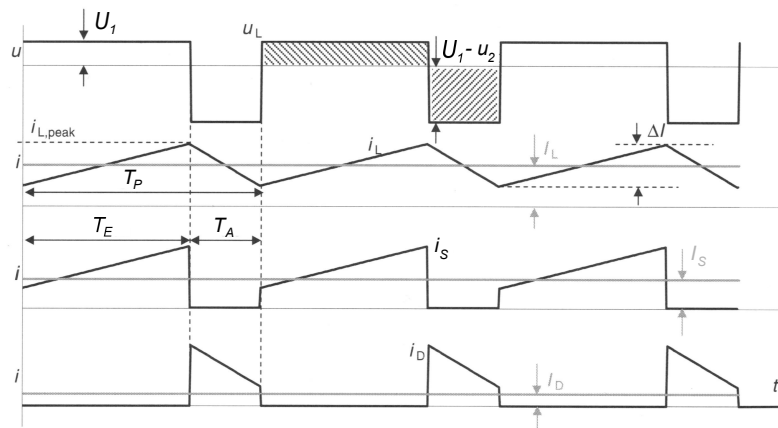


Abbildung 2.9.: Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen des Hochsetzstellers [Pro11]

Schaltzustand 'geschlossen':

Über den geschlossenen Schalter kann der Strom durch die Induktivität L fließen und es wird Energie in Form eines Magnetfeldes um die Wicklung der Induktivität aufgebaut. An ihr liegt das Potenzial U_1 und der Strom i_1 steigt linear nach Gleichung 2.11 an.

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{U_1}{L} \cdot t \quad (2.11)$$

⁵Nicht lückender Strom bedeutet, dass der Wert des Stromes in jedem Zeitpunkt größer als Null ist. Weitere Informationen zum Verhalten der Schaltung im Lückbetrieb lassen sich z.B. in [Pro11] finden.

Dabei ist $i_L(t_0)$ der Anfangswert des Stromes in dem Augenblick, wenn der Schalter geschlossen wird. Die Diode D verhindert das Entladen des Kondensators C_2 [Pro11].

Schaltzustand 'geöffnet':

Die im Magnetfeld gespeicherte Energie nimmt ab und wird in elektrischen Strom durch die Wicklung der Induktivität gewandelt. Dieser Strom fließt durch die Diode, lädt den Ausgangskondensator C_2 und versorgt den Verbraucher. An der Induktivität fällt die Spannung $U_L = U_1 - U_2$ ab, was laut Gleichung 2.12 zu einem linear abnehmenden Strom führt, da $U_2 > U_1$ ist.

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{(U_1 - U_2)}{L} \cdot t \quad (2.12)$$

Hier stellt $i_L(t_0)$ den Anfangswert in dem Augenblick dar, wenn der Schalter geöffnet wird [Pro11].

Spannungs- und Stromverhältnis

Bei der Ansteuerung durch ein PWM-Signal ist das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung in Abhängigkeit des Tastgrades von wichtiger Bedeutung. Dieses berechnet sich durch Gleichung 2.13.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-d} \quad (2.13)$$

Bei einem Tastgrad von $d = 0,5$ erreicht die Ausgangsspannung somit den doppelten Wert der Eingangsspannung. Wird ein Tastgrad von $d = 0,8$ eingestellt, hat U_2 bereits den fünf-fachen Wert von U_1 . In der Realität sind Tastgrade bis zu $d = 0,8$ möglich, jedoch steigen die Schaltverluste mit höheren Tastgraden stark an. Des Weiteren ist es sehr schwierig die Schaltung bei höheren Tastgraden exakt unter Kontrolle zu halten, da geringste Veränderungen des Tastgrades sehr hohe Ausgangsspannungsänderungen zur Folge haben.

Wegen der Leistungsbilanz ist das Stromverhältnis bei ideal betrachteter Schaltung umgekehrt zum Spannungsverhältnis [Pro11]. (Gleichung 2.16)

$$U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 \quad (2.14)$$

$$U_1 \cdot I_1 = \frac{U_1}{1-d} \cdot I_2 \quad (2.15)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{1-d} \quad (2.16)$$

2.2.2. Tiefsetzsteller

Tiefsetzsteller, oder Abwärtswandler (engl. buck converter), haben die entgegengesetzte Aufgabe des Hochsetzstellers. Sie werden also dann eingesetzt, wenn der Verbraucher eine geringere Spannung benötigt als die verfügbare Quelle (Generator) liefert.

Tauscht man die Bauelemente Induktivität L , Diode D und Schalter S des Hochsetzstellers im Uhrzeigersinn, entsteht das Schaltbild des Tiefsetzstellers (Abbildung 2.10).

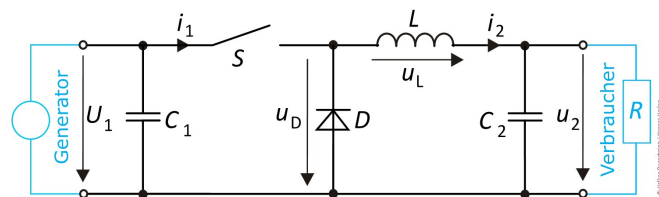


Abbildung 2.10.: Schaltbild eines Tiefsetzstellers [Qua11]

2.2.2.1. Funktionsweise

Wie auch beim Hochsetzsteller werden hier die beiden Zustände 'Schalter geöffnet' und 'Schalter geschlossen' mit verlustfreien Bauelementen und nicht lückendem Strom in der Induktivität betrachtet. Ferner befinden sich die Energiespeicher im eingeschwungenen Zustand und es gilt die Annahme $U_2 < U_1$.

Die zeitlichen Verläufe der Ströme und Spannungen sind in Abbildung 2.11 dargestellt und veranschaulichen die beiden Schalterzustände.

Schaltzustand 'geschlossen':

Die Diode befindet sich im Sperrzustand, da an ihr das Potenzial der Eingangsspannung in Sperrrichtung anliegt. Über den Schalter und durch die Induktivität fließt der Gesamtstrom $i_1 = i_L = i_2$ und in der Induktivität wird Energie in Form eines Magnetfeldes aufgebaut. Aufgrund der Maschenregel liegt an ihr die Spannung $U_L = U_1 - U_2$ und der Strom steigt linear nach Gleichung 2.17 an [Pro11].

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{(U_1 - U_2)}{L} \cdot t \quad (2.17)$$

Schaltzustand 'geöffnet':

Im geöffneten Schalterzustand beträgt die Spannung an der Induktivität $U_L = -U_2$. Da das Magnetfeld der Induktivität abgebaut wird und einen Strom durch den Ausgangskreis treibt,

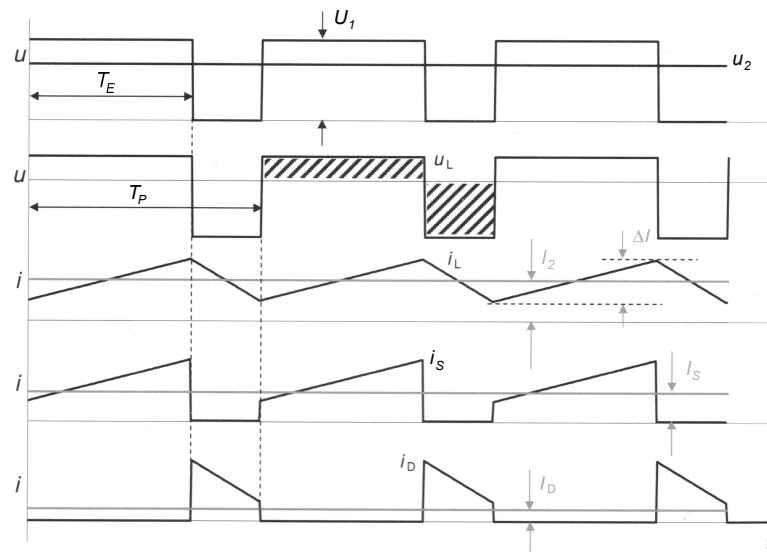


Abbildung 2.11.: Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen des Tiefsetzstellers [Pro11]

befindet sich die Diode in Durchlassrichtung. Der Strom $i_2 = i_L$ nimmt linear nach Gleichung 2.18 ab, bis der Schalter wieder geschlossen wird [Pro11].

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{(-u_2)}{L} \cdot t \quad (2.18)$$

Spannungsverhältnis

Beim Tiefsetzsteller ist das Spannungsverhältnis proportional zum Tastgrad und wird durch Gleichung 2.19 beschrieben.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{T_E}{T_P} = d \quad (2.19)$$

Auch beim Tiefsetzsteller ist das Verhältnis der Ströme umgekehrt zum Verhältnis der Spannungen [Pro11]. (Gleichung 2.20)

$$\frac{I_1}{I_2} = d \quad (2.20)$$

2.3. B2-Brückenschaltung als Pulswechselrichter

Die B2-Brückenschaltung, wie sie in Abbildung 2.12 (links) zu sehen ist, bietet die Möglichkeit am Ausgang eine Wechselspannung mit variabler Frequenz und Amplitude bereitzustellen. Diese Schaltung kann Wechselspannungssysteme mit Gleichspannungssysteme koppeln, wobei der Energiefluss in beide Richtungen stattfinden kann. Hier wird die B2-Schaltung als

selbstgeführter Wechselrichter betrachtet, dessen Schalter (IGBT, FET)⁶ sich kontrolliert ein- und ausschalten lassen.

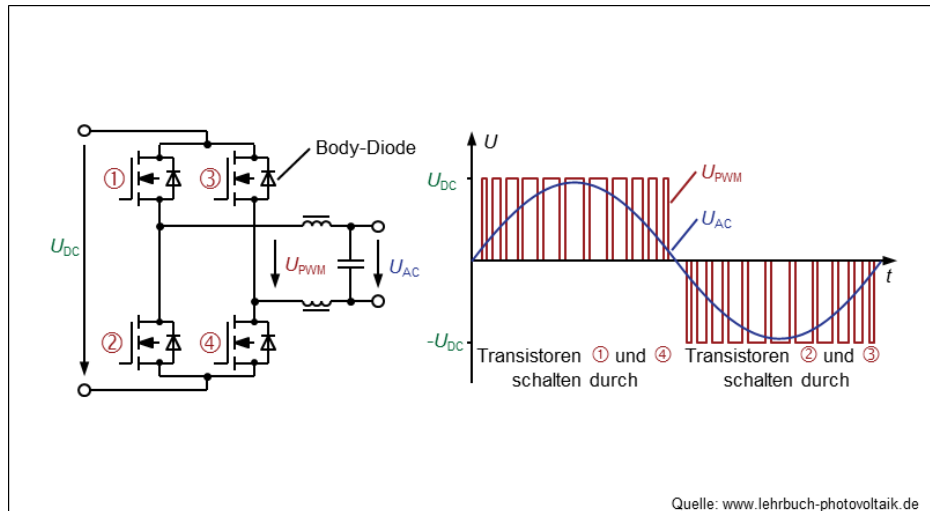


Abbildung 2.12.: Schaltbild einer Wechselstrom-Brückenschaltung mit sinusbewerteter PWM-Ansteuerung und Tiefpassfilter am Ausgang [Mer11]

Hinweis zu Abbildung 2.12: Eine Kapazität auf der Gleichspannungsseite ist nicht dargestellt und bei den Schaltelementen handelt es sich in diesem Fall um FET.

Die Schaltung besteht im Wesentlichen aus zwei Halbbrückenweigen, mit jeweils zwei Halbleiter-Schaltelementen in Reihenschaltung. Antiparallel zu den Schaltern befinden sich Freilaufdioden und auf der Gleichspannungsseite (U_{DC}) ist in der Regel eine sehr große Kapazität vorhanden, um eine möglichst konstante und gut geglättete Spannung bereitzustellen. In den häufigsten Anwendungen befindet sich ein Tiefpassfilter auf der Wechselspannungsseite (U_{PWM}), welcher für eine Unterdrückung der hohen Schaltfrequenzen sorgt. Aufgrund der Spannungspulse am Ausgang der Schaltung, ist häufig auch von einem Pulswechselrichter die Rede [Hof12] [Mer11] [Pro11].

2.3.1. Funktionsweise

Um eine positive Ausgangsspannung zwischen den Mittelabgriffen der beiden Brückenweige in Abbildung 2.12 zu erzeugen, muss das Schalterpaar (1) / (4) geschlossen werden, für eine negative Ausgangsspannung das Schalterpaar (2) / (3).

⁶IGBT: Insulated Bipolar Transistor; FET: Field Effect Transistor

Für Wechselrichter, die sinusförmige Spannungen und Ströme bereitstellen sollen, spielt die sinusbewertete Pulsweitenmodulation als Ansteuerungsmethode eine wichtige Rolle. Ein sinusbewertetes PWM-Signal kann beispielsweise durch den Vergleich eines hochfrequenten Dreiecksignals mit einem sinusförmigen Referenzsignal der gewünschten Ausgangsfrequenz moduliert werden. (Abbildung 2.13)

Ist der Momentanwert des Sinussignals größer als der Momentanwert des Dreiecksignals, sind die entsprechenden Schalter geschaltet. Ist er kleiner, sind sie gesperrt. Dabei sollte der Scheitelwert des Dreieck-Signals fest und stets größer sein als der des Sinus-Signals, um eine Übersteuerung zu vermeiden.

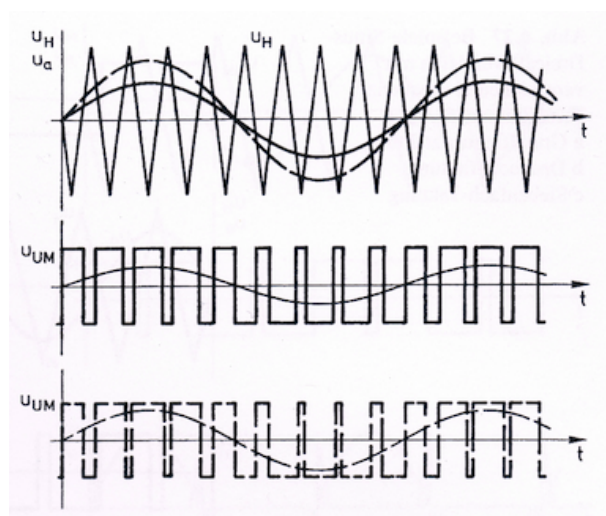


Abbildung 2.13.: Erzeugung eines sinusförmigen PWM-Signals [Mic11]

Abbildung 2.13 zeigt im oberen Teil zwei verschiedene Aussteuerungsgrade des sinusförmigen Referenzsignals und deren Auswirkung auf die PWM-Ausgangsspannung (U_{UM}) mit der darin enthaltenen Grundschwingung im mittleren und unteren Teil.

Daraus ist erkennbar, dass die Amplitude der Grundschwingung in der Ausgangsspannung über die Amplitude des Referenzsignals einstellbar ist. Die Schaltfrequenz bzw. die Frequenz des Dreiecksignals muss dabei um ein Vielfaches höher sein als die Grundschwingungsfrequenz der Ausgangsspannung [Hof12] [Mer11] [Pro11].

2.3.2. Zeigerdiagramm mit Gegenspannung

Anhand des Zeigerdiagramms aus Abbildung 2.14 für Spannungen und Strom einer netzgekoppelten B2-Brücke ist der Zusammenhang zwischen Strom und Spannungen gut zu veranschaulichen.

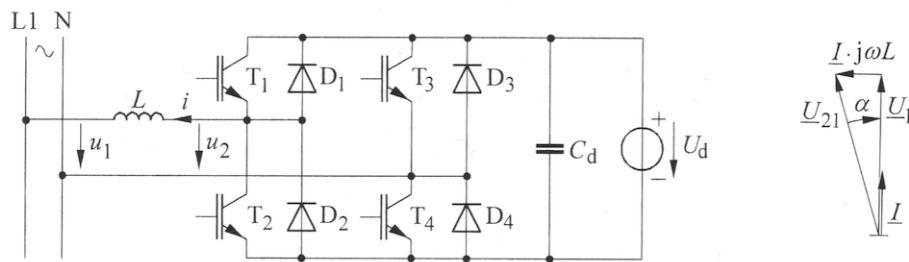


Abbildung 2.14.: Schaltbild einer netzgekoppelten B2-Brücke und das zugehörige Zeigerdiagramm [Hag09]

In dem Schaltbild ist das Erzeugerzählpeilsystem eingepflegt. Die Spannung U_{21} im Zeigerdiagramm stellt den Grundschwingungsgehalt in der PWM-Ausgangsspannung u_2 dar. Der Strom I und die Spannung $I \cdot j\omega L$ sind, bedingt durch die Induktivität, 90° zueinander verschoben. Um einen Strom in das Netz einspeisen zu können, muss die Spannung U_{21} der Netzspannung also um den Winkel α voreilen. Die Amplitude von U_{21} und der Winkel α verändern sich mit der Höhe des einzuspeisenden Stromes [Hag09].

2.4. Netzgekoppelter Solarwechselrichter

2.4.1. Aufbau

In Abbildung 2.15 ist der Aufbau eines modernen String-Wechselrichters⁷ zu sehen, wie er heute kommerziell verfügbar ist [Mer11]. Diese Variante dient zum Teil als Grundlage für den Aufbau des Prototypen.

Hochsetzsteller: Je nach Systemspannung an der Eingangsseite des Wechselrichters kann auch ein Tiefsetzsteller eingesetzt werden. Die Schaltung ermöglicht das MPP-Tracking⁸ an den angeschlossenen Solarmodulen [Mer11].

PWM-Brücke: Durch die B2-Brücke wird der eingehende Gleichstrom in Wechselstrom gewandelt. Dem Ausgang der Brücke ist eine Filterinduktivität nachgeschaltet, eine Filterkapazität, wie zuvor in Abbildung 2.12 gezeigt, ist hier nicht dargestellt [Mer11].

Fehlerstrommessung: Die Fehlerstrommessung überprüft kontinuierlich den Summenstrom des Hin- und Rückleiters am Ausgang der PWM-Brücke. Ist die Summe der Ströme ungleich null, handelt es sich um einen Fehlerfall [Mer11].

⁷String: engl. für Strang; Schaltungsvariante für PV-Anlagen, bei der PV-Module in Reihe geschaltet werden und jeder Strang einen eigenen Wechselrichter bekommt.

⁸Tracking: engl. für Folgen, Verfolgen

Wechselstromrelais: Zwischen Fehlerstrommessung und EMV-Filter am Ausgang, befindet sich ein elektromagnetischer Schalter. Dieser sorgt für eine galvanische Trennung zwischen Versorgungsnetz und Solarwechselrichter [Mer11].

EMV-Filter⁹: Die leistungselektronischen Schaltungen verursachen durch ihr Schaltverhalten EMV-Störungen. Lange Leitungen zu Solarmodulen können beispielsweise als Sendeanennen für diese Störungen agieren und elektrische Betriebsmittel in der Umgebung negativ beeinflussen. Um die Störungen in gewissen Grenzen zu halten, werden gleich- und wechselstromseitig EMV-Filter eingesetzt [Mer11].

Mikroprozessor: Die gezeigten Aktivitäten Erdschlussüberwachung, MPP-Regelung, zentrale Steuerung, Fehlerstrommessung und Netzüberwachung übernimmt ein schneller Mikroprozessor. Die Datenschnittstelle dient schließlich zum Abruf diverser Messdaten und zur Fernwartung [Mer11].

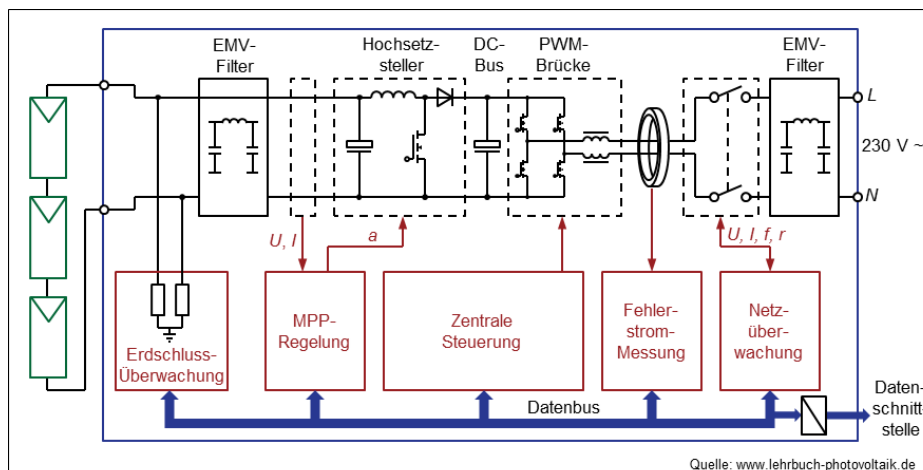


Abbildung 2.15.: Aufbau eines einphasigen Solarwechselrichters [Mer11]

Über die Schutzfunktionen (Fehlerstrommessung, Netzüberwachung, Erdschlussüberwachung) und andere Wechselrichtertypen kann in z.B. in [Mer11] mehr erfahren werden.

2.4.2. Regelungsstrategie

Die Regelung des gesamten Wechselrichtersystems lässt sich in zwei unabhängige Regelkreise aufspalten, der MPP-Regelung und der Netzstromregelung. Während die MPP-Regelung stets die Spannung U_{MPP} am Solargenerator einstellt, sorgt die Netzstromregelung dafür, dass die Leistung am Ausgang des Gleichstromstellers entsprechend in das Versorgungsnetz eingespeist wird.

⁹EMV: Elektromagnetische Verträglichkeit

2.4.2.1. MPP-Tracking mit Gleichstromstellern

Die Problematik, dass der Punkt der maximalen Leistung durch Einflüsse wie Einstrahlungsstärke, Modultemperatur und Abschattungen bei unterschiedlichen Modulspannungen liegt, wird durch MPP-Tracker gelöst. MPP-Tracker sorgen dafür, dass am Solarmodul immer die richtige Spannung eingestellt ist um dem Modul die maximale Leistung zu entnehmen.

Das MPP-Tracking wird durch die zuvor behandelten Gleichstromsteller übernommen. Mittels Änderung des Tastgrades bei den Schaltungen lässt sich die Spannung am Solargenerator verstellen. Eines der Schemata für die MPP-Regelung ist das **Suchschwingverfahren**:

1. messen von U und I am Solargenerator
2. berechnen der Leistung P und Ergebnis abspeichern
3. geringes Verändern des Tastgrades d vom Gleichstromsteller
4. messen von U_{neu} und I_{neu} am Solargenerator
5. berechnen der Leistung P_{neu}
6. wenn $P_{neu} > P$, Tastgrad in die gleiche Richtung verändern
7. wenn $P_{neu} < P$, Tastgrad in die andere Richtung verändern

Wird der Punkt der maximalen Leistung gefunden, pendelt der Tastgrad zwischen zwei Werten hin und her. Da nach Abbildung 2.7 mehrere lokale Maxima auftreten können, muss in gewissen zeitlichen Abständen die gesamte Modulkennlinie über die Tastgradveränderung auf den MPP überprüft werden [Qua11].

2.4.2.2. Regelung der B2-Brücke (Netzstromregelung)

Die Regelung des Pulswechselrichters gestaltet sich im Vergleich zu dem MPP-Tracking umfangreicher. Hierbei handelt es sich um eine Kaskadenregelung gemäß Abbildung 2.16. Das Prinzipschaltbild soll lediglich den Grundgedanken der Regelung nachvollziehbar machen. Tatsächlich ist die Erfassung und Aufbereitung der Mess- und Regelgrößen komplizierter, als in Abbildung 2.16 dargestellt.

Der Sollwert für die Zwischenkreisspannung ($U_{ZK,soll}$) ist konstant und wird manuell vorgegeben. Nach der Differenzbildung aus dem Soll- und Istwert, gibt der Zwischenkreisspannungsregler den Sollwert des Stromes ($I_{AC,soll}$) heraus.

Steigt die Zwischenkreisspannung bei ausgeregeltem System an, wird die Differenz zwischen $U_{ZK,ist}$ und $U_{ZK,soll}$ größer als null, weshalb der Stromsollwert $I_{AC,soll}$ eine positive Änderung erfährt. Sinkt die Zwischenkreisspannung ab, wird die Differenz negativ und

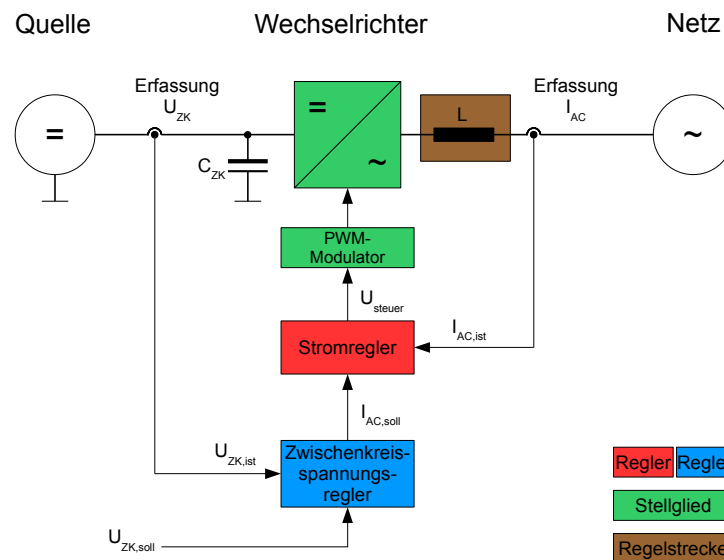


Abbildung 2.16.: Prinzipschaltbild der Kaskadenregelung eines netzgekoppelten Wechselrichters [CVK09]

der Stromsollwert wird geringer. Die B2-Brücke muss dafür sorgen, dass die überschüssige Energie aus dem Kondensator in das Stromnetz gespeist wird, um dem Anstieg der Kondensatorspannung entgegenzuwirken. Aus diesem Betrachtungswinkel fungiert die B2-Brücke als regelbare Last für die Quelle [CVK09] [NuB10].

3. Entwurf und Realisierung

Kapitel 3 befasst sich mit der Analyse und Auswahl der Komponenten des Hauptstromkreises. Das Hardwarekonzept wird erstellt und auf das Mikroprozessorsystem DS1104 der Firma dSPACE angepasst. Einige wichtige Informationen stammen aus [Wei12], auf die an den entsprechenden Stellen hingewiesen wird. In [Wei12] wurde zuvor ebenfalls mit dem DS1104 Board und der Anbindung von ähnlicher Hardware gearbeitet.

3.1. Hauptstromkreis

Der Hauptstromkreis ist derart konzipiert, dass mithilfe steckbarer Leitungen die leistungselektronischen Schaltungen einzeln, aber auch kombiniert betrieben werden können. Weiterhin ist es dadurch möglich, diverse Induktivitäten, Kapazitäten und Ausgangsfilterkombinationen problemlos in den Hauptstromkreis zu implementieren.

EMV-Filter, Erdschlussüberwachung und Fehlerstrommessung aus Kapitel 2.4.1 sind nicht Bestandteil dieser Arbeit, da in erster Linie der Aufbau und die Inbetriebnahme der Schaltungen im Vordergrund stehen.

Das Schaltbild des Hauptstromkreises, dessen Baugruppen in Tabelle 3.1 erläutert sind, ist in Abbildung 3.1 dargestellt, und durch die folgenden Betriebsarten mit den entsprechenden Stecktafelbildern in den genannten Anhängen entstanden:

1. Hochsetzstellerbetrieb (Anhang A.1.1)
2. Tiefsetzstellerbetrieb (Anhang A.1.2)
3. Wechselrichterbetrieb (Anhang A.1.3)
4. Solarwechselrichterbetrieb mit Hochsetzsteller als MPP-Tracker (Anhang A.1.4)
5. Solarwechselrichterbetrieb mit Tiefsetzsteller als MPP-Tracker (Anhang A.1.5)

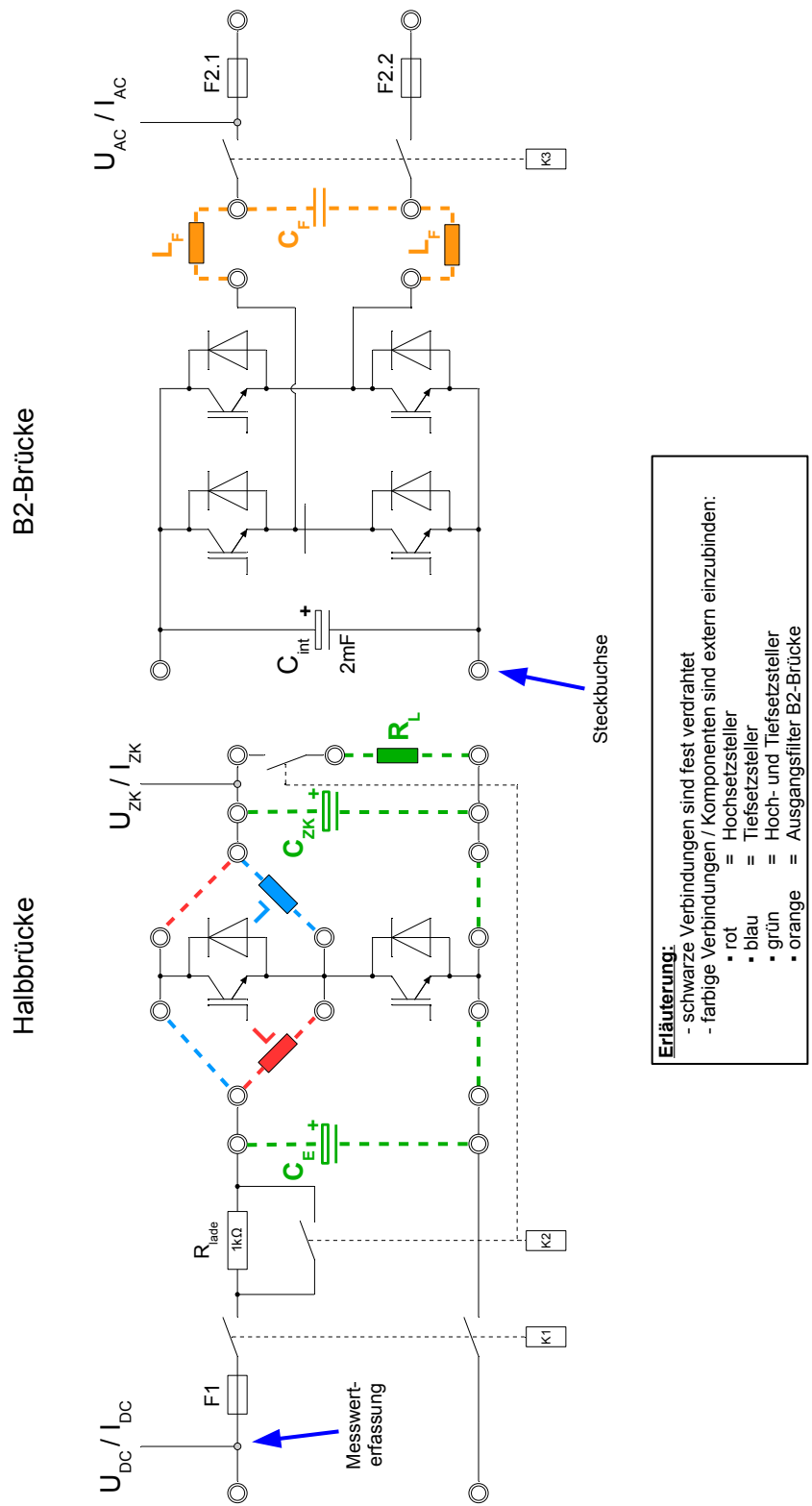


Abbildung 3.1.: Hauptstromkreis

In Abbildung 3.1 sind die Steckverbindungen für den Hochsetzstellerbetrieb in rot, und für den Tiefsetzstellerbetrieb in blau dargestellt. Die grün dargestellten Kapazitäten, sowie der Lastwiderstand sind im Hoch- und Tiefsetzstellerbetrieb eingesetzt. Am Ausgang der B2-Brücke ist beispielhaft die Steckverbindung für ein LC-Filter in orange eingezeichnet.

Komponente	Aufgabe
Sicherung $F1$	Leitungs- und Halbleiterschutz vor Überstrom
Schütz $K1$	Trennung des Gleichstromeingangs
Widerstand R_{lade}	Serienwiderstand zum Laden der Kapazitäten
Schütz $K2$	Überbrücken des Serienwiderstandes
Schütz $K3$	Trennung des Wechselstromausgangs
Sicherungen $F2.1$ und $F2.2$	Leitungs- und Halbleiterschutz vor Überstrom

Tabelle 3.1.: Komponenten im Hauptstromkreis

Zusätzlich gibt es drei Messwerterfassungsstellen, an denen jeweils Strom und Spannung gemessen werden:

1. Gleichstromeingang ($U_{DC}; I_{DC}$)
2. Gleichstromstellerausgang bzw. Wechselrichtereingang ($U_{ZK}; I_{ZK}$)
3. Wechselstromausgang ($U_{AC}; I_{AC}$)

Durch diese drei Messstellen sind alle Spannungen und Ströme zum Betreiben eines MPP-Trackings und einer Netzstromregelung erfasst. Das MPP-Tracking kann entweder mit U_{DC} und I_{DC} oder mit U_{ZK} und I_{ZK} erfolgen [Qua11].

Zwischen der Messwerterfassung ($U_{ZK}; I_{ZK}$) und dem Eingang der B2-Brücke ist keine fixe Verdrahtung vorhanden, damit diese während des Gleichstromstellerbetriebs nicht unnötig unter Spannung steht.

3.1.1. Betriebsgrenzen der Gleichstromsteller

Zunächst werden die Betriebsgrenzen der Gleichstromsteller festgelegt, da diese für die Auswahl eines geeigneten Kühlkörpers der Halbbrücke, sowie zur Dimensionierung der Induktivitäten und Kapazitäten notwendig sind.

In Zukunft wird der Solarwechselrichter mit der programmierbaren Gleichstromquelle HERCULES 5000 des Herstellers TET verwendet. Das Netzteil wurde bereits in [Vas10] verwendet und mit einer Solarmodulkennlinie versehen, und nach [TET13] liefert das Netzteil aufgrund der Steckbuchsen an der Frontseite maximal 10A bei 450V.

	Hochsetzsteller	Tiefsetzsteller
$U_{DC,max}$	360V	450V
$I_{DC,max}$	10A	10A
$U_{ZK,max}$	380V	380V
$I_{ZK,max}$	-	10A
$f_{PWM,min...max}$	5kHz...16kHz	5kHz...16kHz
$d_{min...max}$	0...0,69	0...1

Tabelle 3.2.: Betriebsgrenzen der Gleichstromsteller

In Tabelle 3.2 sind die Eckdaten für die Gleichstromsteller zusammengefasst. Für den Hochsetzsteller muss der Strom $I_{ZK,max}$ nicht definiert werden, da der Ausgangsstrom stets kleiner als der Eingangsstrom ist, abgesehen vom Tastgrad $d = 0$. (Gleichung 2.11)

3.1.2. Leistungselektronische Bauteile

Die Leistungselektronik im Hauptstromkreis wird durch Produkte der Firma SEMIKRON realisiert. SEMIKRON ist ein in Deutschland gegründetes Unternehmen und namhafter Hersteller für Leistungshalbleiter. Laut [SEM13] ist das Unternehmen in der Erneuerbare-Energien-Industrie als Lieferant für leistungselektronische Komponenten stark etabliert.

3.1.2.1. IGBT-Halbbrücke SEMiX 202GB12Vs

Das Halbbrückenmodul SEMiX 202GB12Vs besteht insgesamt aus vier IGBT mit jeweils einer Freilaufdiode. Jeweils zwei IGBT-Diodenkombinationen sind parallel geschaltet und werden als ein einzelner IGBT betrachtet, da sie simultan angesteuert werden. Zwei dieser als einzeln betrachteten IGBT mit Freilaufdiode sind in Reihenschaltung geschaltet. Aus dieser Betrachtung heraus handelt es sich um eine Halbbrücke, wie sie in Abbildung 3.1 dargestellt ist. Durch ein Gehäuse des Typs SEMiX 2, in dessen Vorderseite Federkontakte zur Anbindung der Ansteuerelektronik eingearbeitet sind, werden die Halbleiter isoliert und geschützt. (Abbildung 3.2) Die metallische Rückseite des Gehäuses ist von elektrisch leitenden Verbindungen im inneren isoliert, und auf einem Kühlkörper zu montieren, um die Verlustwärme abzuführen.

Bei den IGBT handelt es sich um 1200V-IGBT. Dies ist die Spitzensperrspannung, welche in keinem Fall überschritten werden darf, da eine Zerstörung der Halbleiter die Folge wäre. Mit einem Nennstrom von $I_{Cnom} = 200A$ ist das Modul in der Lage, die Ströme des Hauptstromkreises aus Tabelle 3.2 zu führen [SEM11].

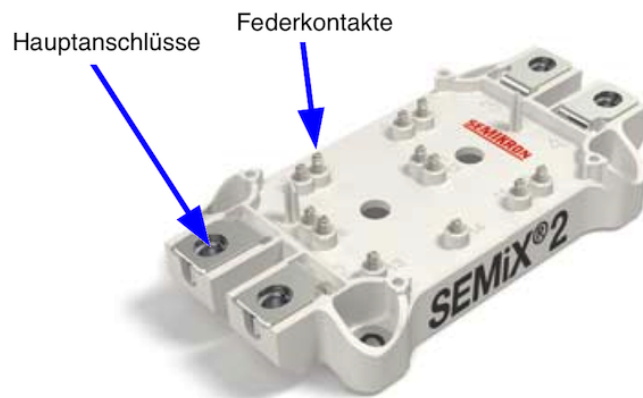


Abbildung 3.2.: IGBT-Modul SEMiX 202GB12Vs [SEM11]

In dem Gehäuse befindet sich weiterhin ein NTC-Widerstand, über den die ungefähre Gehäuseinnentemperatur ermittelt werden kann. Nach [Wei12] lässt sich die Temperatur des Halbleiter-Widerstands mit Gleichung 3.1 hinreichend genau bestimmen.

$$T(R) = \frac{B_{100}}{\frac{B_{100}}{T_{100}} + \ln\left(\frac{R}{R_{100}}\right)} \quad (3.1)$$

mit

$T(R)$: Temperatur des Widerstandes in Kelvin

R : Wert des NTC-Widerstandes

R_{100} : Wert des NTC-Widerstandes bei 100°C (nach [May09]: $R_{100} = 493\Omega \pm 5\%$)

B_{100} : Temperaturkonstante des NTC-Widerstandes (nach [May09]: 3550K)

T_{100} : absolute Temperatur in Kelvin ($T_{100} = 373,15\text{K}$)

Treiber und Adapter:

Um von der Entwicklung eines Treibers abzusehen, wird der zu dem Modul passende Treiber SKYPER 32 R mit dem Adapterboard Board 2s eingesetzt. (Abbildung 3.3) Das Adapterboard ist eine Platine zwischen IGBT-Modul und Treiber, die für die elektrische Verbindung der Federkontakte am Modul mit den entsprechenden Kontaktstiften des Treibers Sorge trägt.

Auf dem Board 2s befindet sich ein 14-poliger Wannenstecker (X20) um den Signalaustausch zwischen dem Treiber und einem Mikroprozessor zu ermöglichen. Über den Wannenstecker erfolgt außerdem die Energieversorgung des Treibers.

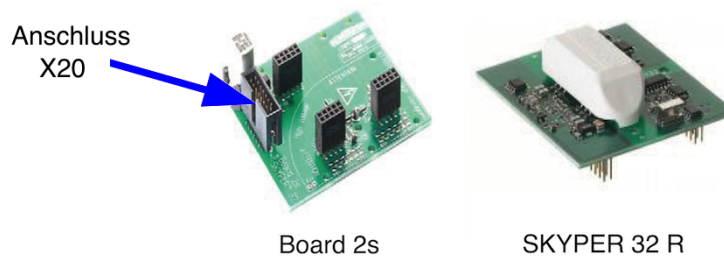


Abbildung 3.3.: Adapterboard Board 2s und Treiber SKYPER 32 R [SEM09] [SEM10]

Der SKYPER 32 R beinhaltet bereits die Ansterelektronik für zwei IGBT und sorgt für eine Verriegelung der beiden Schalter, was eine softwareseitige Realisierung erspart. Die Verriegelung ist insofern wichtig, damit die beiden IGBT nicht zeitgleich eingeschaltet werden können. Durch eine Totzeit zwischen Abschalten des einen IGBT und Ansteuern des anderen IGBT wird das Entstehen eines Kurzschlusses verhindert.

Weiterhin findet im Treiber eine dynamische Kurzschlussüberwachung (DSCP¹), sowie eine Überwachung der Energieversorgung gegen Unterspannung statt. Tritt ein Fehler im Treiber auf, ermöglicht ein Open-Collector-Ausgang die Auswertung dieses Fehlers. Im Normalbetrieb ist der Ausgang niederohmig, im Fehlerfall hochohmig.

Für die DSCP wird die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} des eingeschalteten IGBT mit einer konfigurierbaren Referenzspannung $U_{CE,ref}$ verglichen. Sobald der Spannungsfall über den IGBT größer als Referenzspannung ist, fließt ein für das Modul ungewöhnlich hoher Strom und der Treiber stoppt unmittelbar die Ansteuerung des IGBT.

Die Stromaufnahme des Treibers beträgt maximal 450mA bei einer Versorgungsspannung von $+15\text{V}/\text{pm}4\%$, und die Belegung des 14-poligen Wannensteckers ist in Tabelle 3.3 festgehalten (nicht belegte Anschlusspins sind nicht aufgeführt) [SEM09] [SEM10].

Pin	Funktion
2	Steuersignal: $0\text{V}/15\text{V}$, unterer IGBT
3	Fehlerausgang, Open-Collector: max. 15V , 30mA
4	Steuersignal: $0\text{V}/15\text{V}$, oberer IGBT
8	Versorgungsspannung: $+15\text{V} \pm 4\%$
9	Versorgungsspannung: $+15\text{V} \pm 4\%$
10	Masse für Steuersignale und Versorgungsspannung
11	Masse für Steuersignale und Versorgungsspannung

Tabelle 3.3.: Anschlussbelegung Board 2s

¹DSCP: Dynamic Short Circuit Protection; engl. für Dynamischer Kurzschlusschutz

Konfiguration des Adapterboards:

Vor der Montage des Treibers muss das Adapterboard gemäß [SEM10] zum Teil bestückt werden, da es im Auslieferungszustand nicht vorkonfiguriert ist. Für beide IGBT müssen Gate²-Widerstände (R_{Gon} ; R_{Goff}), Gate-Entkopplungswiderstand ($R_{G,X}$), sowie die Widerstände (R_{VCE} ; R_{CE}) und die Kapazität (C_{CE}) für die DSCP-Konfiguration auf das Board 2s gelötet werden.

Die Gate-Widerstände R_{Gon} und R_{Goff} beeinflussen nach [WNTR10] die Zeit, innerhalb welcher der IGBT voll ein- bzw. ausgeschaltet ist. Hierfür werden die aus dem Datenblatt [SEM11] des SEMiX 202GB12Vs empfohlenen Widerstandswerte

$$R_{Gon} = R_{Goff} = 1,5\Omega \quad (3.2)$$

ausgewählt.

Wie bereits erwähnt, handelt es sich bei dem SEMiX 2 Modul strenggenommen um eine Reihenschaltung von zwei parallelgeschalteten IGBT. Um die Steueranschlüsse der parallelen IGBT voneinander zu entkoppeln, wird ein Widerstand zur Dämpfung von eventuell auftretenden Oszillationen zwischen die Gates geschaltet. Dieser wird ebenfalls nach [SEM11] ausgewählt und beträgt:

$$R_{G,X} = 2,2\Omega \quad (3.3)$$

Für den Dynamischen Kurzschlussschutz wird der Kollektor-Serienwiderstand R_{VCE} nach [SEM10] als 0Ω -Widerstand ausgeführt, da die Spitzensperrspannung der IGBT $U_{CES} = 1200V$ anstatt $U_{CES} = 1700V$ beträgt. Weiter muss die Referenzspannung zur Kurzschlussüberwachung durch einen ohmschen Widerstand festgelegt werden. Die maximalen Ströme aus Tabelle 3.2 verursachen nach [SEM11, Fig.1] einen Spannungsfall über den IGBT von $U_{CE} < 1V$. In [Wei12, S. 69] wurde die Referenzspannung auf $U_{CE,ref} = 2V$ festgelegt und der Widerstand zu

$$R_{CE} = 4,64k\Omega \quad (3.4)$$

dimensioniert. Die typische Einschaltzeit der IGBT liegt laut [SEM11] bei weniger als $1\mu s$. Diese Konfiguration ist für den Halbleiterschutz der Gleichstromsteller in dem Solarwechselrichter angemessen und wird übernommen. Die Kapazität C_{CE} dient zur Überbrückung der Einschaltzeit des IGBT, damit die Kurzschlussüberwachung nicht während des Schalt Augenblicks, sondern erst kurz darauf beginnt. Dies ist notwendig, da die Spannungsflanken am IGBT eine endliche Steilheit besitzen. Für eine Überbrückungszeit von $t_{bl} = 5,5\mu s$ bis zum

²Als Gate wird der Steueranschluss eines IGBT bezeichnet

aktivieren der DSCP wurde in [Wei12] die Kapazität mit

$$C_{CE} = 680\text{pF} \quad (3.5)$$

dimensioniert. Weitere Informationen über die Konfiguration mit zugehörigem Schaltbild des Adapterboards und den Treiberfunktionen finden sich in [SEM09] und [SEM10].

Kühlkörper:

Ein Kühlkörper ist für das SEMiX 202GB12Vs Modul werksseitig nicht vorgesehen. Um einen verbesserten Abtransport der Verlustwärme dennoch zu bewerkstelligen, wurde ein passiver Kühlkörper mit der Online-Simulationssoftware 'Semisel' auf der Semikron Internetpräsenz verifiziert. Mit Semisel kann ein Schaltungstyp und dessen Betriebsparameter festgelegt und simuliert werden. Anschließend wird ein ausführlicher Bericht erstellt und eine Empfehlung für die Konfiguration abgegeben. Für die Online-Simulation wurde auf Tabelle 3.2 zurückgegriffen.

Der ausgewählte Kühlkörper stammt aus dem Sortiment der Firma Fischer Elektronik und hat einen Wärmewiderstand von $R_{th} = 1.5 \frac{\text{K}}{\text{W}}$. Die zugehörigen Simulationsergebnisse für den Kühlkörper befinden sich im Anhang A.2 und bestätigen einen Betrieb innerhalb der Temperaturgrenzwerte der Halbleiter.

3.1.2.2. IGBT-Vollbrücke SKS 15F B2CI 03 V12

Die vollgesteuerte B2-Brücke SKS 15F B2CI 03 V12 stammt aus der Produktreihe 'SEMITOP Stack' von SEMIKRON. Diese wird inklusive Treiber für alle IGBT, sowie mit Kühlkörper und Lüfter, fertig montiert und konfiguriert geliefert. (Abbildung 3.4)

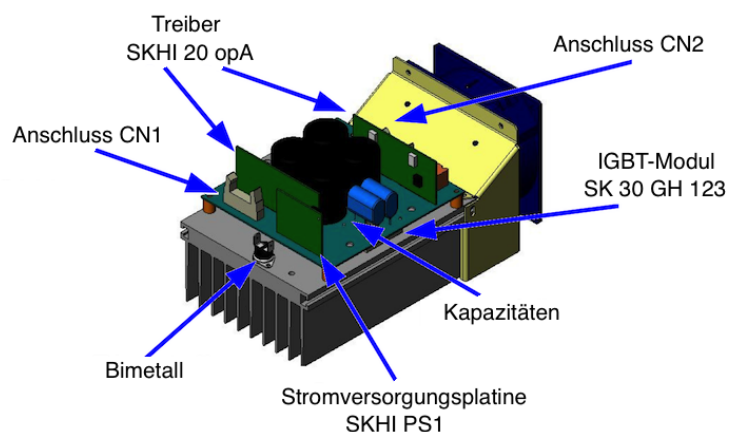


Abbildung 3.4.: Wechselrichterbrücke SKS 15F B2CI 03 V12 [SEM05]

Mit einem Nennstrom von $I_{rms,max} = 15A$ ergibt sich für eine Netzkopplung an das 230V Versorgungsnetz eine Nennwirkleistung des Wechselrichters von abgerundet $P_N = 3,4kW$ bzw. eine Nennscheinleistung von $S_N = 3,4kVA$ für den Fall, dass Blindleistung bereitgestellt wird. Die Bemessungsleistung für Solarwechselrichter wird bei den Herstellern für gewöhnlich in Form von der Wirkleistung mit dem Stellbereich für den $\cos \varphi$ in den Datenblättern angegeben.

Die Gleichspannung am Eingang der Brücke darf $U_{ZK,max} = 450V$ aufgrund der Vorgabe durch die fest installierten Kapazitäten nicht überschreiten, und die IGBT besitzen wie bei der Halbbrücke eine Spitzensperrspannung von $U_{CES} = 1200V$. Die Schaltfrequenz ist durch die Treiber auf $f_{PWM,max} = 20kHz$ limitiert.

Auf der Hauptplatine ist neben dem IGBT-Modul SK 30 GH 123, welches vier IGBT mit anti-parallelten Freilaufdioden enthält, eine Gesamtkapazität von $C = 2mF$ vorhanden. (Abbildung 3.5) Jeder der beiden Treiber SKHI 20 opA in Abbildung 3.4 ist für einen Brückenzweig zuständig und wird via 14-poligem Wannenstecker (CN1 und CN2) mit Schaltsignalen und Energie versorgt [SEM05].

Weiterhin ist eine Stromversorgungsplatine SKHI PS1 auf der Hauptplatine vorhanden, welche die Sekundärseite der Treiber mit Energie versorgt. Die SKHI PS1 Platine wird über die beiden Wannenstecker mit $+15V \pm 4\%$ versorgt. Dazu zeigt Abbildung 3.5 das Prinzipschaltbild der B2-Brücke mit den Treibern und der SKHI PS1 Platine.

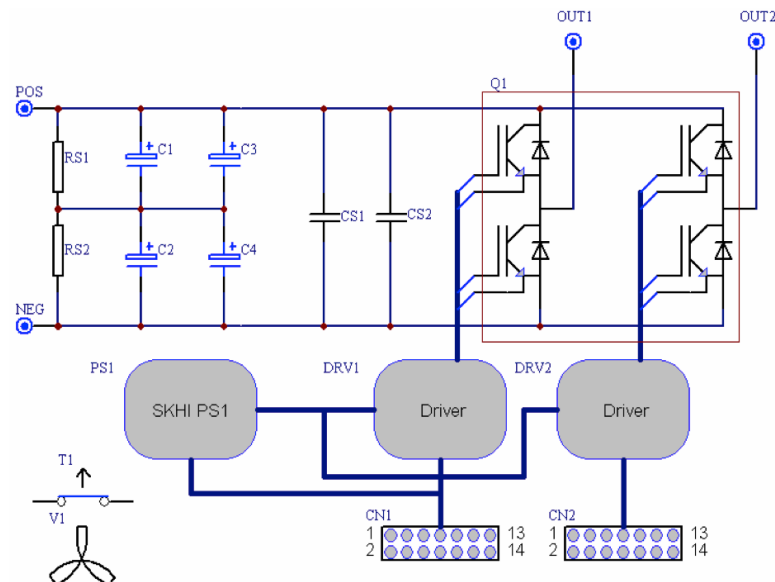


Abbildung 3.5.: Prinzipschaltbild der Wechselrichterbrücke mit Treiber und Stromversorgungsplatine SKHI PS1 [SEM05]

Die Stromaufnahme der Treiber ist in den Datenblättern untransparent dargestellt, weshalb der SEMIKRON Support kontaktiert wurde. Laut Informationen des Herstellers ist mit einem

typischen Stromverbrauch von etwa 250mA pro SKHI 20 opA bei einer Spannungsversorgung von $+15\text{V} \pm 4\%$ zu rechnen.

Die Treiber der Wechselrichterbrücke bieten ergänzend einige Schutzfunktionen an. Dazu gehören:

- Dynamischer Kurzschlusschutz (DSCP)
- Verriegelung der IGBT in einem Brückenweig
- Überwachung der Energieversorgung auf Unterspannung

Spricht eine der Schutzfunktionen an, stoppen die Treiber unmittelbar die Ansteuerung der IGBT, und der Treiber, in welchem der Fehler detektiert wurde, gibt ein Fehlersignal heraus. Hierbei handelt es sich nicht wie bei der Halbbrücke um einen Open-Collector-Ausgang, sondern um ein aktives, digitales Ausgangssignal (0V = Fehler / 15V = kein Fehler).

Ein weiterer Unterschied zum Halbbrückenmodul ist, dass kein temperaturabhängiger Widerstand in dem IGBT-Modul vorhanden ist, sondern die Überwachung der Temperatur indirekt durch ein Bimetall-Auslöser auf dem Kühlkörper realisiert wird. Bei einer Kühlkörpertemperatur von etwa $T = 85^\circ\text{C}$ wird ein elektrischer Kontakt durch Verformung des Bimetalls unterbrochen [SEM05].

Die Belegung der Anschlüsse CN1 und CN2 sind identisch und in Tabelle 3.4 festgehalten (nicht belegte Anschlusspins sind nicht aufgeführt).

Pin	Funktion
1	Masse für Steuersignale
2	Steuersignal: $0\text{V}/15\text{V}$, unterer IGBT
3	Fehlerausgang: $0\text{V}/15\text{V}$
4	Steuersignal: $0\text{V}/15\text{V}$, oberer IGBT
5	Reset Eingang: ohne Funktion
8	Versorgungsspannung: $+15\text{V} \pm 4\%$
9	Versorgungsspannung: $+15\text{V} \pm 4\%$
10	Masse für Versorgungsspannung
11	Masse für Versorgungsspannung

Tabelle 3.4.: Anschlussbelegung der B2-Brücke für CN1 und CN2

3.1.3. Dimensionierung und Auswahl der Hauptkomponenten

3.1.3.1. Induktivität der Gleichstromsteller

Hochsetzstellerbetrieb:

Der maximale Stromripple $\Delta I_{L,max}$ in der Induktivität liegt nach [Pro11] bei einem Tastgrad von $d = 0,5$ vor. Für die Bestimmung einer geeigneten Induktivität wird $\Delta I_{L,max} = 1A$ festgelegt, woraus sich ein minimaler Laststrom im Mittelwert von $0,5A$ ergibt. Dieser darf nicht unterschritten werden, da es sonst zum Lückbetrieb kommt. Weiterhin ist die geringste Schaltfrequenz $f_{PWM,min}$ mit welcher der Gleichstromsteller betrieben wird von Bedeutung, da die Größe der Induktivität reziprok zur Schaltfrequenz f_{PWM} ist. Dies ist anhand von Gleichung 3.9 und 3.11 auch zu erkennen.

Die höchste Eingangsspannung beträgt, unter Berücksichtigung der maximalen Ausgangsspannung (Tabelle 3.2) und dem Tastgrad $d = 0,5$, nach Gleichung 2.13:

$$U_{DC} = U_{ZK,max} \cdot \frac{1}{1-d} \quad (3.6)$$

$$U_{DC} = 380V \cdot \frac{1}{1-0,5} = 190V \quad (3.7)$$

Um einen Lückbetrieb zu verhindern wird der Stromripple im Grenzfall betrachtet, sodass der Strom gerade nicht den Wert null am Ende der Ausschaltphase bzw. am Anfang der Einschaltphase erreicht. Mit der Annahme $i(t_0) = 0A$ ergibt sich aus Gleichung 2.11:

$$L_{min} = U_{DC} \cdot \frac{T_E}{\Delta I_{L,max}} \quad (3.8)$$

$$\text{mit } T_E = d \cdot \frac{1}{f_{PWM,min}} = 100\mu s \quad (3.9)$$

$$L_{min} = 190V \cdot \frac{100\mu s}{1A} = 19mH \quad (3.10)$$

Die Induktivität sollte für den Hochsetzsteller bei den genannten Bedingungen mindestens $L = 19mH$ betragen.

Tiefsetzstellerbetrieb:

Auch der Tiefsetzsteller hat sein Stromrippelmaximum bei $d = 0,5$ und wird ebenfalls für

ein $\Delta I_{L,max} = 1A$ dimensioniert. Laut [Pro11] gilt für die Induktivität Gleichung 3.11.

$$L_{min} = U_{DC,max} \cdot \frac{1}{4 \cdot f_{PWM,min} \cdot \Delta I_{L,max}} \quad (3.11)$$

$$L_{min} = 450V \cdot \frac{1}{4 \cdot 5kHz \cdot 1A} = 22,5mH \quad (3.12)$$

Um eine Induktivität gemeinsam für Hoch- und Tiefsetzsteller nutzen zu können, muss diese größer als $L \geq 22,5mH$ sein. Die in Abbildung 3.6 gezeigte Induktivität steht im Labor zur Verfügung, welche mit $L = 50mH$ und einem Nennstrom von $I_L = 18A$ die Anforderungen erfüllt.



Abbildung 3.6.: Induktivität, $L = 50mH$ $I_L = 18A$

3.1.3.2. Kapazitäten der Gleichstromsteller

Ausgangskapazität, Hochsetzstellerbetrieb:

Während der IGBT eingeschaltet ist fließt kein Strom durch die Diode in den Ausgangskreis. Allein der Ausgangskondensator muss in diesem Zeitraum Strom und Spannung für die Last bereitstellen. Die Schaltfrequenz spielt auch hier eine entscheidende Rolle: Je niedriger die Schaltfrequenz, um so höher ist der Überbrückungszeitraum der Einschaltphase.

Aufgrund des beschränkten Eingangsstromes von $I_{DC,max} = 10A$ durch das HERCULES 5000 Netzteil, lässt sich die Berechnung der Ausgangskapazität leicht herleiten. Nach [BDH⁺04] und [Pro11] gilt:

$$C = \frac{I_C \cdot \Delta t}{\Delta U_C} = \frac{Q_C}{\Delta U_C} \quad (3.13)$$

Gleichung 3.13 sagt aus, dass die Größe der Kapazität C abhängig von dem zu liefernden Strom I_C über den Zeitraum Δt , bei einer definierbaren Spannungsänderung ΔU_C an der Kapazität ist. Dabei ist das Produkt $I_C \cdot \Delta t$ als Ladungsmenge Q_C definiert. (Index C für

Kapazität)

Im Falle des hier betrachteten Hochsetzstellers beträgt die Ladungsmenge mit dem konstanten Ausgangsstrom $I_{ZK,max}$ für den Zeitraum der Einschaltdauer $\Delta t = T_E$:

$$Q_C = I_{ZK,max} \cdot T_E \quad (3.14)$$

Der Ausgangsstrom berechnet sich bekanntlich nach Kapitel 2.2.1 mit Gleichung 3.15.

$$I_{ZK,max} = I_{DC,max} \cdot (1 - d) \quad (3.15)$$

Gleichung 3.15 eingesetzt in Gleichung 3.14 mit $T_E = d \cdot \frac{1}{f_{PWM,min}}$ folgt:

$$Q_C = I_{DC} \cdot (d - d^2) \cdot \frac{1}{f_{PWM}} \quad (3.16)$$

Die maximale Spannungsänderung an dem Ausgangskondensator C_A wird hier auf $\Delta U_C = \Delta U_{ZK} = 0,5V$ festgelegt. Damit ergibt sich für die Kapazität durch Einsetzen von Gleichung 3.16 in Gleichung 3.13:

$$C_{ZK} = \frac{I_{DC,max} \cdot (d - d^2)}{f_{PWM,min} \cdot \Delta U_{ZK}} \quad (3.17)$$

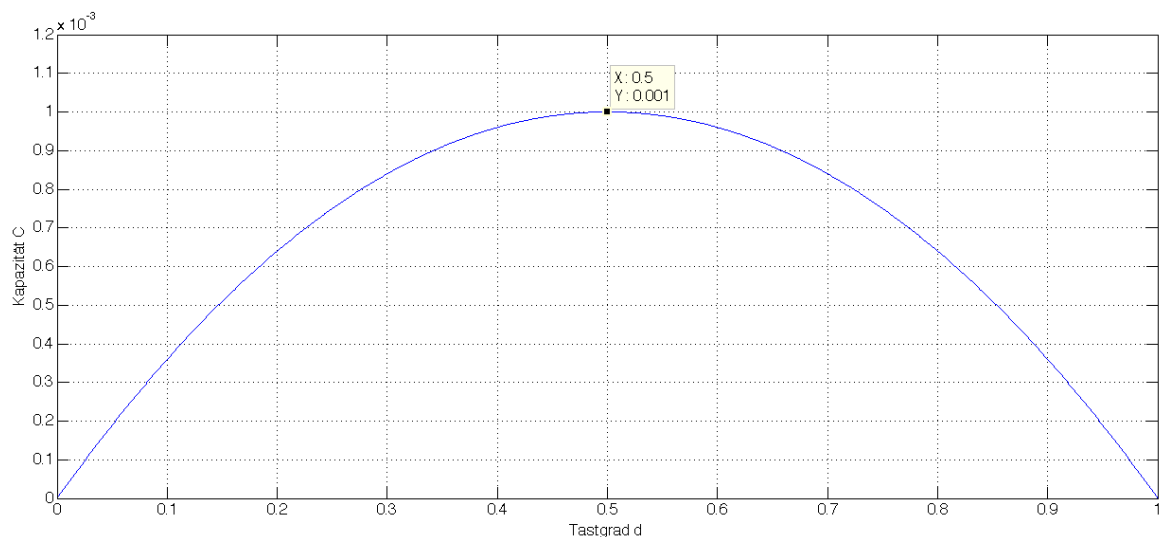


Abbildung 3.7.: Hochsetzsteller: Ausgangskapazität in Abhängigkeit des Tastgrades bei beschränktem Eingangsstrom

In Abbildung 3.7 ist die Kapazität in Abhängigkeit des Tastgrades dargestellt. Dabei sind Eingangsstrom $I_{DC,max} = 10A$, $f_{PWM,min} = 5kHz$ und $\Delta U_{ZK} = 0,5V$ konstant und es ist ein

Maximum beim Tastgrad $d = 0,5$, mit einer Kapazität von $C_{ZK} = 1mF$ zu sehen. Wird eine größere Kapazität gewählt, verbessert sich der Spannungsrippel in der Ausgangsspannung, da Kapazität C_{ZK} und Spannungsrippel ΔU_{ZK} umgekehrt proportionales Verhalten aufweisen.

Eingangskapazität, Hochsetzstellerbetrieb:

Die Eingangskapazität dient als Siebschaltung und dämpft den hochfrequenten Stromrippel, um die Spannungsquelle nicht unnötig damit zu belasten. Da dieser sein Maximum bei $d = 0,5$ und $f_{PWM,min} = 5kHz$ hat, wird die Kapazität für diesen Fall ausgelegt. Der Spannungsrippel an der Kapazität wird mit $\Delta U_C = 0,5V$ angenommen. Laut [Pro11] gilt:

$$C_E = \frac{\Delta I_{L,max}}{8 \cdot f_{PWM,min} \cdot \Delta U_C} \quad (3.18)$$

$$C_E = \frac{0,5A}{8 \cdot 5kHz \cdot 0,5V} = 250\mu F \quad (3.19)$$

Ausgangskapazität, Tiefsetzstellerbetrieb:

Beim Tiefsetzsteller wird durch die Induktivität während der Ausschaltphase weiterhin Strom für die Last bereitgestellt. Die Kapazität wirkt hier nicht als Stützkondensator, sondern wie die Eingangskapazität des Hochsetzstellers als Siebkondensator. Wegen der identischen Bedingungen wie beim Hochsetzsteller ($\Delta I_{L,max}$, $f_{PWM,min}$), wird die Kapazität mit dem Spannungsrippel von $\Delta U_C = 0,5V$ nach der Formel aus [Pro11] berechnet:

$$C_A = \frac{\Delta I_{L,max}}{8 \cdot f_{PWM,min} \cdot \Delta U_{ZK,max}} \quad (3.20)$$

$$C_A = \frac{0,5A}{8 \cdot 5kHz \cdot 0,5V} = 250\mu F \quad (3.21)$$

Eingangskapazität, Tiefsetzstellerbetrieb:

Im Gegensatz zum Hochsetzsteller liefert die Spannungsquelle beim Tiefsetzsteller keinen kontinuierlichen Strom, sondern wird nur während der Einschaltdauer belastet. Handelt es sich beispielsweise um ein Solarmodul am Eingang, so dient der Eingangskondensator in erster Linie zur Zwischenspeicherung der Energie und verhindert eine pulsformige Belastung des Moduls. Die Kapazität wirkt, wie die Ausgangskapazität des Hochsetzstellers, als Stützkondensator [Qua11].

Durch die Begrenzung des Ausgangsstroms auf $I_{ZK,max} = 10A$ (Tabelle 3.2) lässt sich eine Gleichung für die Kapazität, ähnlich wie beim Hochsetzsteller herleiten. Während der

Ausschaltdauer $T_A = T - T_E$ muss die Eingangskapazität die Ladungsmenge

$$Q_C = I_{DC} \cdot T_A = I_{DC} \cdot (T - T_E) \quad (3.22)$$

zwischen speichern. Mit $T_E = d \cdot T$ und $T = \frac{1}{f_{PWM,min}}$ folgt

$$Q_C = I_{DC} \cdot \frac{1}{f_{PWM,min}} (1 - d) \quad (3.23)$$

Da der Ausgangsstrom bei einem Tiefsetzsteller größer als der Eingangsstrom ist, wird I_{DC} mit dem beschränkten Ausgangsstrom von $I_{ZK,max} = 10A$ in Abhängigkeit des Tastgrades mit Gleichung 2.20 ersetzt:

$$Q_C = d \cdot I_{ZK,max} \cdot \frac{1}{f_{PWM,min}} (1 - d) \quad (3.24)$$

$$Q_C = I_{ZK} \cdot \frac{1}{f_{PWM,min}} (d - d^2) \quad (3.25)$$

Bei einem Vergleich von Gleichung 3.25 mit 3.16 ist sofort erkennbar, welches Ergebnis für die Kapazität am Eingang des Tiefsetzstellers zu erwarten ist. Gleichung 3.25 in 3.13 liefert:

$$C_E = \frac{I_{ZK,max} \cdot (d - d^2)}{f_{PWM,min} \cdot \Delta U_C} \quad (3.26)$$

Für $I_{ZK,max} = 10A$, $f_{PWM,min} = 5kHz$ und $\Delta U_C = \Delta U_{DC} = 0,5V$ ergibt sich aufgrund der übereinstimmenden Werte der gleiche grafische Zusammenhang wie in Abbildung 3.7. Die Kapazität muss mindestens $C_E = 1mF$ betragen, um die Spannungsschwankung auf $\Delta U_{DC} = 0,5V$ zu beschränken. Auch hier verursacht eine größere Kapazität eine geringere Spannungsschwankung.

Auswahl der Kondensatoren:

In der Hochschule sind Elektrolytkondensatoren des Herstellers Leybold in gekapselten Gehäusen mit Steckbuchsen vorhanden. (Abbildung 3.8) Darin sind zwei Kondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von 385V vorhanden und die nutzbare Kapazität kann durch Steckbrücken konfiguriert werden. So lassen sich drei verschiedene Gesamtkapazitäten bilden:

1. $C = 1mF$ bei 385V (Einzelner Kondensator)
2. $C = 2mF$ bei 385V (Parallelschaltung)
3. $C = 500\mu F$ bei 770V (Reihenschaltung)

HINWEIS: Beim Betrieb des Tiefsetzstellers mit Eingangsspannungen die höher als 385V

sind, müssen andere Kapazitäten verwendet werden! Für die Tests der Schaltungen sind die Leybold Kapazitäten ausreichend, da mit Spannungen unter 385V gearbeitet wird.

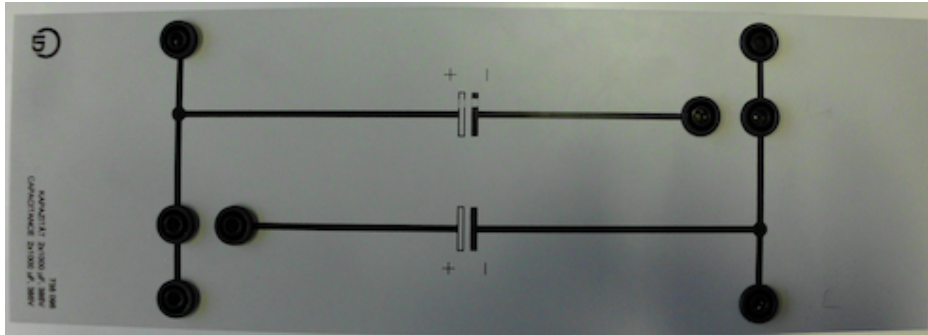


Abbildung 3.8.: Kapazität mit 2 x 1mF, 385V

3.1.3.3. Ladewiderstand

Der Serienwiderstand R_{lade} aus Abbildung 3.1 auf der Gleichspannungsseite Kapazitäten begrenzt den Strom beim Zuschalten der Eingangsspannung, da die großen Kapazitäten im ungeladenen Zustand wie ein Kurzschluss wirken. Die Anforderungen an den Widerstand sind, dass seine Nennspannung mindestens die $U_{DC,max} = 450V$ des HERCULES 5000 Netzteils beträgt. Der Widerstand wird zu $R_{lade} = 1k\Omega$ ausgewählt, dessen maximale Leistung berücksichtigt werden muss. Diese ist zum Zeitpunkt des Einschalt Augenblicks am höchsten:

$$P_V(t = 0) = \frac{U_{DC,max}^2}{R_{lade}} \quad (3.27)$$

$$P_V(t = 0) = \frac{(450V)^2}{1k\Omega} = 202,5W \quad (3.28)$$

Der Leistungswiderstand WH25-1k0JI des Herstellers TT electronics Welwyn hat eine Nennspannung von 500V und eine Nennleistung von $P_N = 25W$. Im Datenblatt [Wel12] ist bei Anwendung eines geeigneten Kühlkörpers, eine zugelassene Überlastkurve angegeben (schwarze Kurve in Abbildung 3.9). Bis zu einer Dauer von einer Sekunde darf das zehnfache der Nennleistung im Widerstand umgesetzt werden. Abbildung 3.9 zeigt, dass selbst bei einer angenommenen Gesamtkapazität von $C_{ges} = 10mF$, die im Widerstand umgesetzte Leistung (blaue Kurve) während des Ladevorgangs unterhalb der Belastungsgrenze bleibt. Die Berechnung der Kurve befindet sich in Anhang A.3.

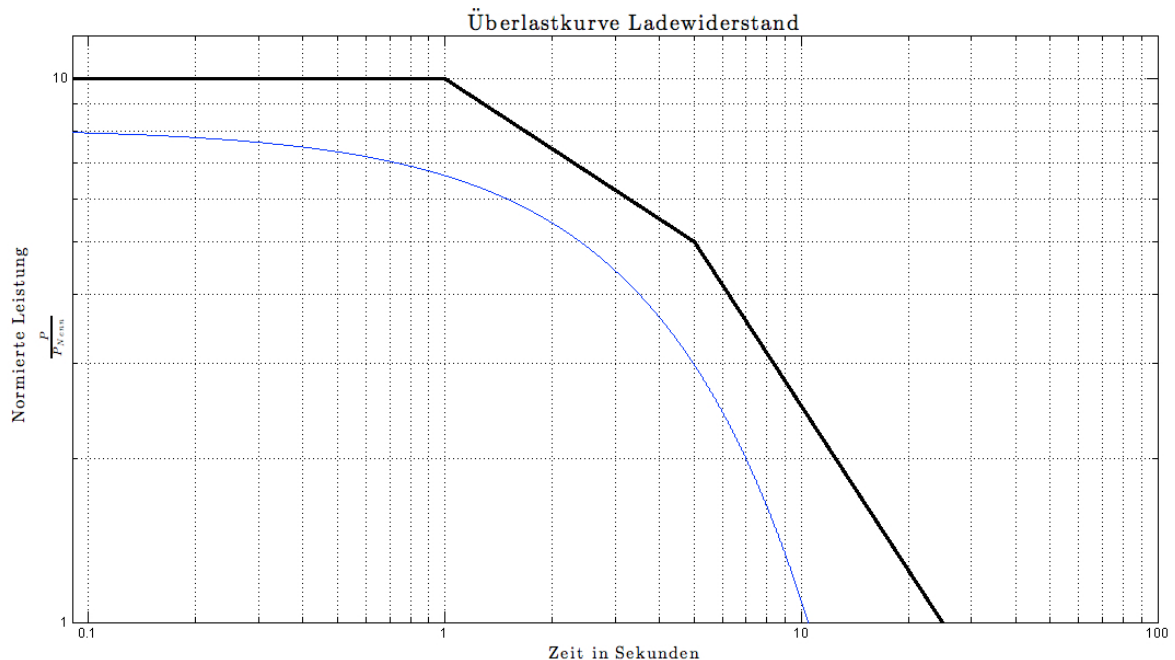


Abbildung 3.9.: Überlastkurve des Ladewiderstandes bei $U_{DC} = 450V$ und $C_{ges} = 10mF$

Der Kühlkörper 520AB mit der Breite von $50mm$ von ABL-Heatsinks, mit dem thermischen Widerstand von $R_{th} = 2,1 \frac{K}{W}$, wurde mithilfe des Widerstandsherstellers ausgewählt [ABL07].

3.1.3.4. Elektromagnetische Schalter / Schütze

Die elektromagnetischen Schalter $K1$, $K2$ und $K3$ im Hauptstromkreis müssen für die auftretenden Ströme und Spannungen ausgelegt sein.

Auf der Gleichstromseite werden Schütze des Typs 3TC44 17-0AB4 von Siemens installiert. Dieses zweipolige Schütz ist speziell zum Schalten von Gleichstromkreisen hergestellt und wird in [SIE12] mit einem Nennstrom von $21A$ bei einer Gleichspannung von $600V$ aufgeführt.

Angesteuert wird das Schütz durch eine $24V$ -Quelle bei einer Spulenleistung von $10W$, woraus sich eine Stromaufnahme von etwa $417mA$ ergibt. Diese muss bei der Dimensionierung des Netzteils zur Ansteuerung berücksichtigt werden. Zwei Öffner und zwei Schließer stehen als Hilfskontakte zum Auswerten des Schaltzustandes zur Verfügung.

Für netzgekoppelte Solarwechselrichter gibt es hinsichtlich des Relais auf der Wechselstromseite die Besonderheit, dass nach EN 60335-1³ ein Öffnungsweg bzw. Kontaktabstand

³EN 60335-1: Sicherheit elektrischer Geräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke



Siemens 3TC44 17-0AB4



Finder Serie 62

Abbildung 3.10.: Elektromagnetische Schalter im Hauptstromkreis

der Schaltkontakte von mindestens 3mm vorgeschrieben ist, damit es zur Netztrennung eingesetzt werden darf. Das Leistungsrelais '62.83.0300' aus der Serie 62 vom Hersteller Finder erfüllt genau diesen Anspruch und wird in deren Sortiment unter Photovoltaikanwendungen angeboten. Mit einem Nennstrom von 16A bei 250V Wechselspannung harmonisiert es gut mit der B2-Brücke. Das '62.83.0300' besitzt drei Hauptkontakte, wovon zwei zur Trennung der Wechselstromseite verwendet werden. Da es keine Hilfskontakte integriert hat, wird der dritte Hauptkontakt zum Auswerten des Schaltzustandes verwendet. Die Spulenspannung beträgt ebenfalls 24V und nimmt einen Strom von 125mA auf [Fin12]. Obwohl es sich um ein Relais handelt, wird es einfachheitshalber im weiteren Verlauf dieser Arbeit als Schütz bezeichnet.

3.1.3.5. Sicherungen

Die Sicherungen auf der Gleich- und Wechselstromseite schützen die Leitungen und Komponenten im Hauptstromkreis vor unzulässigen Strömen. Die steckbaren Leitungen und die Verdrahtung im Hauptstromkreis verfügen über eine Leiterquerschnittsfläche von $2,5\text{mm}^2$. Für die Dimensionierung wird auf [Wei12, S. 78 f] zurückgegriffen. Demnach gelten nach DIN VDE 0100 Teil 430 zwei Bedingungen für die Auslegung der Schutzeinrichtung:

1. Bedingung: $I_b \leq I_n \leq I_z$
2. Bedingung: $I_2 \leq 1,45 \cdot I_z$

mit

- I_b : Betriebsstrom des Stromkreises
- I_n : Nennstrom der Schutzeinrichtung
- I_z : Zulässige Strombelastbarkeit der Leitung
- I_2 : Großer Prüfstrom der Schutzeinrichtung

Auf der Gleichstromseite ist der Betriebsstrom I_b mit maximal $I_{DC,max} = 10A$ festgelegt. Wechselstromseitig entspricht der Betriebsstrom mit $I_b = 15A$ dem Nennstrom der B2-Brücke. Bei einer Leiterquerschnittsfläche $2,5mm^2$ sind nach [BDH⁺04] Ströme bis zu $I_z = 25A$ zugelassen.

Gewählt wird eine Sicherung des Herstellers PhoenixContact mit der Betriebsklasse gPV⁴ und einem Nennstrom von $I_N = 16A$. Der große Prüfstrom ist nach DIN VDE 0641 Teil 11 für Schmelzsicherungen mit Halbleitercharakteristik definiert zu $I_2 = 1,2 \cdot I_n$.

Die Bedingungen sind mit der gewählten Sicherung auf beiden Seiten erfüllt.

Gleichstromsicherung:

1. Bedingung: $10A \leq 16A \leq 25A$
2. Bedingung: $1,2 \cdot 16A \leq 1,45 \cdot 25A$

Wechselstromsicherungen:

1. Bedingung: $15A \leq 16A \leq 25A$
2. Bedingung: $1,2 \cdot 16A \leq 1,45 \cdot 25A$

3.1.3.6. Ausgangsfilter am Wechselrichter

Um die Strom- und Spannungsspitzen am Ausgang des Wechselrichters herauszufiltern wird für den Testaufbau ein LC-Filter verwendet, wie er in Abbildung 3.1 eingetragen ist. Eine Netzinduktivität mit der notwendigen Strombelastbarkeit von $15A$ ist im Labor vorhanden und über ein Stellrad zwischen $L_f = 16mH$ und $384mH$ einstellbar. Für den Ausgangsfilter wird Sie auf $16mH$ eingestellt und weist dabei einen Serienwiderstand von $R_f = 0,5\Omega$ auf. (Abbildung 3.11; links) Nach [Sch12] und [Nuß10] werden die beiden Brückenabgriffe bei einphasigen Solarwechselrichtern aus Symmetriegründen mit gleicher Induktivität versehen. Daraus ergibt sich bei zwei der zuvor genannten Induktivitäten eine Gesamtinduktivität von $L_f = 32mH$ bei einem Serienwiderstand von $R_f = 1\Omega$.

Der Kondensator auf der Netzseite wird aus einer Filterbox der Firma Leybold verwendet und hat einen Wert von $C_f = 4\mu F$. (Abbildung 3.11; rechts) Die Übertragungsfunktion des LC-Filters lautet:

$$G(j\omega) = \frac{U_{AC}}{U_{PWM}} = \frac{1}{(j\omega)^2 LC + j\omega RC + 1} \quad (3.29)$$

⁴gPV: Auslösecharakteristik für Photovoltaikanwendungen; Halbleiterschutz

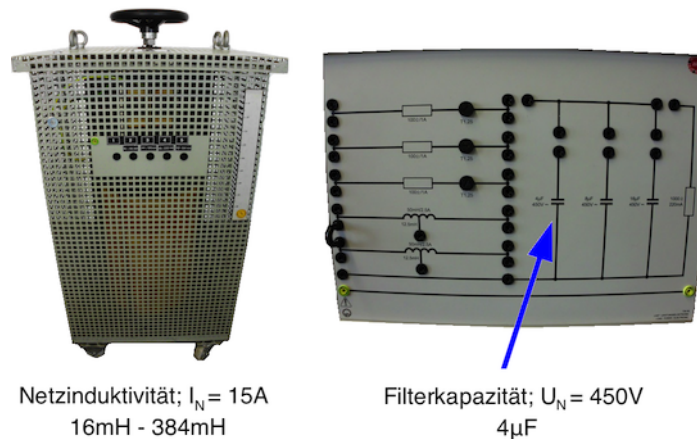


Abbildung 3.11.: Netzinduktivität und Filterkapazität

In Abbildung 3.12 ist das Bodediagramm mit $L_f = 32mH$, $R_f = 1\Omega$ und $C_f = 4\mu F$ dargestellt. Aufgrund der LC-Kombination handelt es sich um einen Schwingkreis, der bei einer Frequenz von $445Hz$ die höchste Amplitudenverstärkung aufweist. Darüber hinaus zu erkennen, dass die Betriebsfrequenzen des Wechselrichters stark gedämpft werden. Die Dämpfung reicht von $A = -41,9dB$ bei $f_{PWM,min} = 5kHz$ bis $A = -62,3dB$ bei $f_{PWM,max} = 16kHz$.

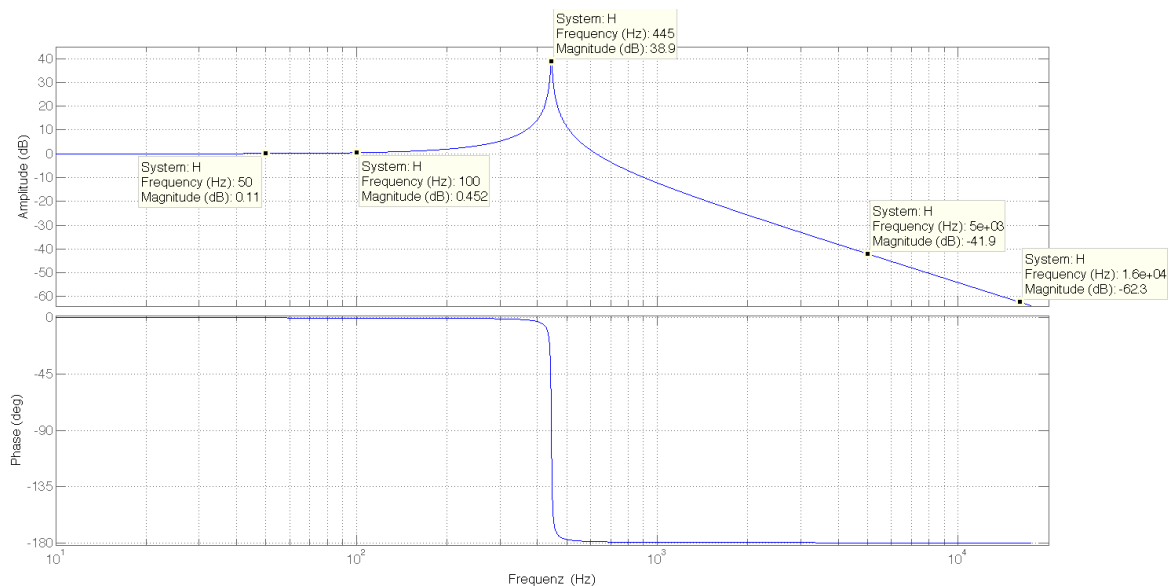


Abbildung 3.12.: Bodediagramm des LC-Filters

3.1.4. Messwandler

Zur Strom- und Spannungsmessung werden direktabbildende Kompensationsmesswandler des Herstellers LEM eingesetzt, welche mittels Hall-Effekt eine galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärseite erreichen. Dank einer integrierten Regelung sind diese Wandlertypen sehr präzise. Ferner sind diese für Gleich-, Wechsel- und Pulsströme bzw. -spannungen einsetzbar.

Bei den Spannungswandlern handelt es sich gewissermaßen auch um Stromwandler, da die zu messende Spannung via hochohmigen Messwiderstand erst in einen geringen Strom, und dieser dann mithilfe des Hall-Effekts in einen Sekundärstrom gewandelt wird [LEM96].

Stromwandler:

Für die Stromerfassungen wird der Wandlertyp LA 55-P verwendet. Diese sind zur PCB-Montage⁵ gedacht, wobei die zu messenden, stromführenden Leitungen wie bei einer Strommesszange durch die Öffnung in der Mitte des Wandlers geführt werden. Die Sekundärseite wird über Lötanschlüsse mit einer Leiterplatte verbunden und benötigt hierüber eine Versorgungsspannung von $\pm 15V$ ($\pm 5\%$). (Abbildung 3.13)

Das Übersetzungsverhältnis von 1:1000 wandelt den primären Nennstrom von $I_{PN} = 50A$ in den Sekundärstrom $I_{SN} = 50mA$ [LEM09].

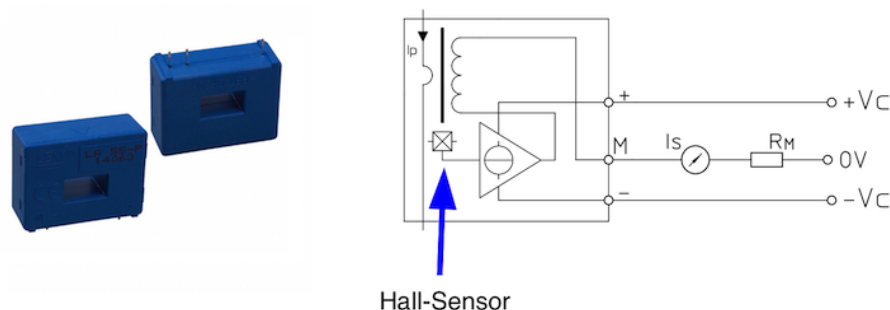


Abbildung 3.13.: Stromwandler LA 55-P mit Schaltbild [LEM09] [Dig13a]

Bei $T_A = 25^\circ C$ Umgebungstemperatur liegt die Messgenauigkeit bei $X = \pm 0,65\%$ vom Messbereichsendwert [LEM09]. Daraus folgt für das Bestimmen des Primärstromes aus dem Sekundärstrom die Toleranz in Gleichung 3.30.

$$\Delta I_N = I_N \cdot X = 50A \cdot \pm 0,65\% = \pm 325mA \quad (3.30)$$

Die Stromaufnahme des LA 55-P beträgt laut dem Datenblatt [LEM09] maximal:

$$I_C = 10mA + I_S \quad (3.31)$$

⁵PCB: Printed Circuit Board; engl. für Leiterplatte

mit

I_C : Stromaufnahme

I_S : Sekundärstrom

Aufgrund des Wandlernennstromes und der geringeren Ströme im Versuchsaufbau, wird der zu messende Leiter mehrfach durch den Stromwandler geführt. Daraus resultiert eine bessere Ausnutzung des Messbereichs und eine höhere Auflösung des Stromes. Die Anzahl der Leiterschleifen durch den Messwandler muss als Faktor bei der Umrechnung im Mikroprozessor berücksichtigt werden [Wei12]. Es hat sich beim Verdrahten herausgestellt, dass eine Einzeladerleitung mit der Leiterquerschnittsfläche von $2,5\text{mm}^2$ höchstens drei Mal durch die Wandleröffnung geführt werden kann.

Für die Wechselstromseite sind höchstens zwei Leiterdurchführungen realisierbar, da der Stromwandler für einen möglichst großen Messwiderstand nicht über $I_P = 50\text{A}$ hinaus betrieben werden darf. Der maximale Stromeffektivwert des Wechselrichters liegt bei $I_{N,rms} = 15\text{A}$ woraus sich ein Scheitelwert von $\hat{i}_N = 21,21\text{A}$ ergibt. Bei zwei Leiterdurchführungen wird der Stromwandler bei $I_{N,rms} = 15\text{A}$ über den Bereich $I_P = \pm 42,42\text{A}$ betrieben, woraus sich mit dem Wandlerverhältnis 1:1000 der Sekundärstrom $I_S = 42,42\text{mA}$ ergibt.

Für die Ströme auf der Gleichstromseite sind drei Leiterschleifen durch den Stromwandler möglich. Bei den maximalen Strömen $I_{DC,max} = 10\text{A}$ und $I_{ZK,max} = 10\text{A}$ aus Tabelle 3.2 ergibt sich ein Betriebsbereich des Stromwandlers bis $I_P = 30\text{A}$. ($I_S = 30\text{mA}$)

Spannungswandler:

Die Erfassung der Spannungen im Hauptstromkreis wird mit den Spannungswandlern des Typs LV 25-P, ebenfalls für Leiterplattenmontage, realisiert. Die Sekundärseite benötigt, genau wie die Stromwandler, eine Versorgungsspannung. Anders ist bei den Spannungswandlern hingegen, dass bei diesen auch die Primärseite über Lötanschlüsse auf die Leiterplatte geführt werden [LEM07].

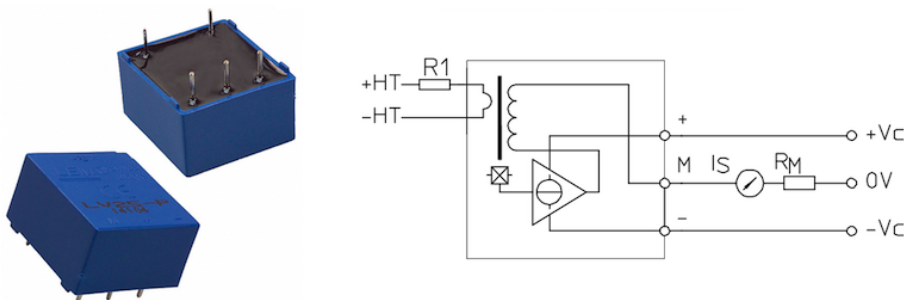


Abbildung 3.14.: Spannungswandler LV 25-P mit Schaltbild [LEM07] [Dig13b]

Die Beschaltung der Spannungswandler ist in Abbildung 3.14 gezeigt. Die zu messende Spannung an $+HT$ und $-HT$ angeschlossen. Der LV 25-P ist in seiner primären, zu messenden Nennspannung zwischen $U_{PN} = 10V$ und $500V$ frei konfigurierbar. Dazu wird in Serie zu der Primärseite des Wandlers ein Widerstand R_1 geschaltet, sodass bei der gewünschten Nennspannung ein Stromfluss von $I_{PN} = 10mA$ zustande kommt. Das Übersetzungsverhältnis von 2,5:1 sorgt für einen Sekundärstrom im Nennbetrieb von $I_{SN} = 25mA$ [LEM07].

Die Messgenauigkeit bei I_{PN} ist, bei einer Spannungsversorgung von $U_C = \pm 15V$ ($\pm 5\%$) und der Umgebungstemperatur $T_A = 25^\circ C$, mit $X = \pm 0,8\%$ hervorragend, und die Stromaufnahme beträgt laut Datenblatt [LEM07] maximal:

$$I_C = I_{PN} + I_S = 10mA + 25mA = 35mA \quad (3.32)$$

Die Berechnung und Auswahl der Primärwiderstände R_1 erfolgt in Tabelle 3.5. Bei den berechneten Werten handelt es sich um Widerstandswerte, welche keiner Normreihe entsprechen. Deshalb wird der Widerstand in eine Serienschaltung zweier Widerstände aufgeteilt, die in etwa den Gesamtwiderstand des benötigten R_1 bilden. Ausgewählt wurden Drahtwiderstände mit einer Leistung von $4W$ und einer Widerstandstoleranz von $\pm 1\%$. Durch Bestimmung des Widerstandswertes kann die Toleranz bei dem Umrechnungsfaktor in der Software kompensiert werden [IRC12].

Messwandler	Messspannung \hat{u}_{max}	Primärwiderstand R_1 $R_1 = \frac{\hat{u}_{max}}{10mA}$	Gewählte	gemessener Widerstandswert
U_{DC}	450V	45k Ω	22k Ω + 22k Ω	44,02k Ω
U_{ZK}	380V	38k Ω	18k Ω + 18k Ω	35,967k Ω
U_{AC}	325V	32,5k Ω	22k Ω + 12k Ω	33,905k Ω

Tabelle 3.5.: Dimensionierung der Primärwiderstände

3.1.5. Zusammenfassung der Signale

Aus den Komponenten des Hauptstromkreises ergeben sich die Signale, die über eine Schnittstelle zu einem Mikroprozessor geführt werden müssen. Dazu gehören die Ansteuer- und Zustandssignale der Leistungselektronik und Schütze, sowie die Messwerterfassung. Die Auflistung erfolgt in Tabelle 3.6 aus den zusammengetragenen Informationen in Kapitel 3.1 und den Datenblattangaben [SEM10] [SEM05] [SIE12] [Fin12] [LEM09] [LEM07].

Komponente	Funktion	Signal	Spezifikation
Halbbrücke	IGBT Schaltsignale Anzahl: 2	digital / PWM	0V = IGBT gesperrt 15V = IGBT eingeschaltet
	Fehlersignal, Treiber Anzahl: 1	digital	Open-Collector Ausgang LOW = kein Fehler
	Gehäusetemperatur (NTC) Anzahl: 1	analog	
B2-Brücke	IGBT Schaltsignale Anzahl: 2 bzw. 4	digital / PWM	0V = IGBT gesperrt 15V = IGBT eingeschaltet
	Fehlersignale, Treiber Anzahl: 2	digital	0V = Fehler 15V = kein Fehler
	Reset, Treiber Anzahl: 2	-	bleibt unbeschaltet
	Bimetall-Auslöser Anzahl: 1	digital	Öffner
Gleichstrom- schütze (2x)	Schaltsignal	digital	0V/24V Schalter offen / geschlossen
	Hilfskontakt	digital	Schließer
Wechselstrom- schütz	Schaltsignal	digital	0V/24V Schalter offen / geschlossen
	Hilfskontakt	digital	Schließer
Stromwandler (3x)	Messwertausgang	analog	
Spannungswandler (3x)	Messwertausgang	analog	

Tabelle 3.6.: Zusammenfassung der Signale im Hauptstromkreis

3.2. Definition der Schnittstelle

Die Steuerung und Regelung des Solarwechselrichters erfolgt über einen PC, in dem sich ein Mikroprozessorboard der Firma dSPACE befindet. Um das System an den Hauptstromkreis anzubinden, müssen die in Tabelle 3.6 aufgelisteten Signale über eine Schnittstelle auf die Spezifikationen des Mikroprozessors angepasst, und an die entsprechenden I/O-Ports⁶ verteilt werden. Zudem werden Netzteile für die notwendige Hilfsenergie der Leistungselektronik, Messwandler und Schütze in der Schnittstelle untergebracht.

⁶I/O-Port: In/Out-Port; engl. für Eingang/Ausgang

3.2.1. Echtzeit-Mikroprozessorsystem dSPACE DS1104

Das echtzeitfähige dSPACE DS1104 System ist für Rapid-Control-Prototyping⁷ Zwecke bestens geeignet, da es eine umfangreiche I/O-Port Schnittstelle und einen leistungsstarken PowerPC Prozessor für die Verarbeitung der Software zur Verfügung stellt. Über einen PCI-Slot wird das System direkt auf dem Mainboard eines PC installiert und sämtliche Ports sind auf der Rückseite des PC über ein Adapterkabel mit zwei 50-poligen D-Sub-Steckern (P1A und P1B), nach außen geführt.

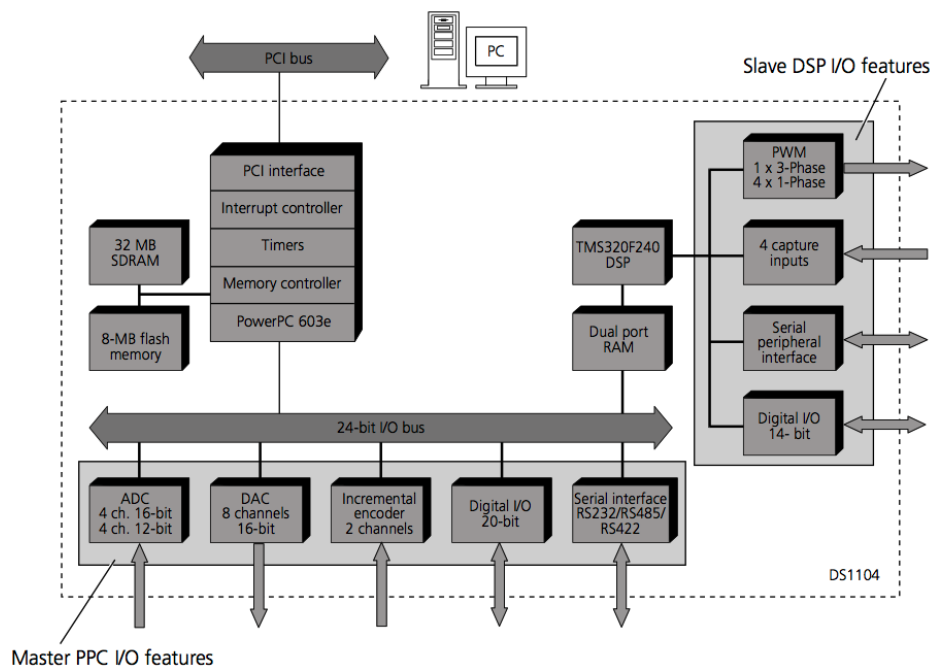


Abbildung 3.15.: DS1104 Board-Architektur [dSP10c]

Auf dem Prozessorboard befindet sich neben dem PowerPC (Master-PPC⁸) auch ein untergeordneter digitaler Signalprozessor (Slave-DSP⁹), welcher unter anderem Timer, Zähler, Interrupts und PWM-Signale enthält. (Abbildung 3.15) Da die Prozessoren asynchron arbeiten, gibt es zwischen ihnen eine physikalische Verbindung, um einen Hardware-Interrupt von dem Slave-Prozessor an den Master-Prozessor zu übermitteln. Bestimmte Prozesse lassen sich dadurch zwischen Master und Slave synchronisieren [dSP10c] [dSP10e].

⁷Rapid-Control-Prototyping bezeichnet den schnellen Entwurf von Regelungen für Prototypen

⁸PPC: Abkürzung für PowerPC

⁹DSP: Abkürzung für Digitaler Signal Prozessor

3.2.1.1. Digitale Ein- und Ausgänge

Der Master-PPC verfügt über 20 digitale I/O-Ports, welche während der Softwareerstellung als Ein- oder Ausgang konfigurierbar sind. Die Ports arbeiten mit TTL¹⁰ Pegeln und liefern als Ausgang konfiguriert einen maximalen Strom von 5mA. Bei Nutzung eines Ports als Eingang, begrenzt der interne Pull-Up-Widerstand im Falle eines Low-Pegels den aus dem Eingang herausfließenden Strom auf etwa 0,5mA. (Abbildung 3.16)

Von dem Slave-DSP werden lediglich die PWM-Ausgangssignale genutzt. Diese arbeiten ebenfalls mit TTL Pegel bei einem maximalen Ausgangsstrom von 13mA [dSP10d].

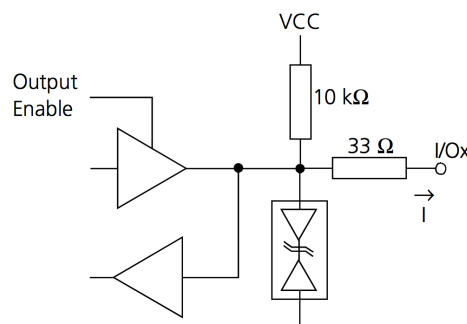


Abbildung 3.16.: Digitaler I/O-Port des Master Prozessors [dSP10d]

3.2.1.2. Analoge Eingänge

Das DS1104 verfügt über acht Analog-Digital-Eingänge, welche mittels fünf Analog-Digital-Wandlern umgesetzt werden. Vier Eingänge werden über einen Multiplexer mit einem 16-Bit-Wandler verarbeitet ($2\mu s$ Wandlungsdauer), und die übrigen vier Eingänge werden je über einen eigenen 12-Bit-Wandler gewandelt ($800 ns$ Wandlungsdauer). Ein wichtiger Hinweis im Datenblatt ist, dass aufgrund des Multiplexers an dem 16-Bit-Wandler lediglich die Erfassung von fünf Analogeingängen gleichzeitig möglich ist [dSP10a]. Zeitkritische Messwernerfassungen werden daher mit den 12-Bit-Wandlern umgesetzt. Die Messwerte im Hauptstromkreis, welche in jeder Abtastperiode der A/D-Wandler¹¹ vorhanden sein sollen, sind U_{AC} , I_{AC} und U_{ZK} , da diese für die Netzstromregelung benötigt werden. Weiterhin wird der Wert I_{ZK} auf einen 12-Bit-Wandler geführt, damit via U_{ZK} und I_{ZK} das MPP-Tracking realisiert werden kann.

Der Eingangsspannungsbereich der A/D-Wandler liegt zwischen $\pm 10V$. Damit eine hohe Auflösung der Messwerte erreicht wird, ist bei der Wahl der Messwiderstände für die Strom-

¹⁰TTL: Transistor-Transistor-Logik

¹¹Abkürzung für Analog-Digital-Wandler

und Spannungswandler darauf zu achten, dass die Eingangsspannung weitestgehend ausgenutzt wird.

3.2.2. Anpassung der dSPACE I/O-Ports

3.2.2.1. Digitale Ausgänge

PWM-Signale:

Die Leistungselektronik wird durch Signale mit den Spannungspegeln 0V und 15V angesteuert. Demgegenüber liefert das dSPACE System die PWM-Signale in TTL Pegel. Um Totzeiten in der Signalanpassung möglichst gering zu halten, eignen sich schnelle Pegelwandler des Typs HEF4104B von NXP Semiconductors. Der HEF4104B wandelt nach [NXP09] unidirektional in weniger als 140ns von einem kleinen Logikpegel ($V_{DD(A)}$) auf einen höheren Logikpegel ($V_{DD(B)}$). Dieser Pegelwandler hat sich bereits in [Wei12] mit dem dSPACE System in Kombination mit Semikron Treibern bewährt. Sie sind als IC¹² in DIP¹³ Gehäusen erhältlich und werden daher auf einer Leiterplatte untergebracht.

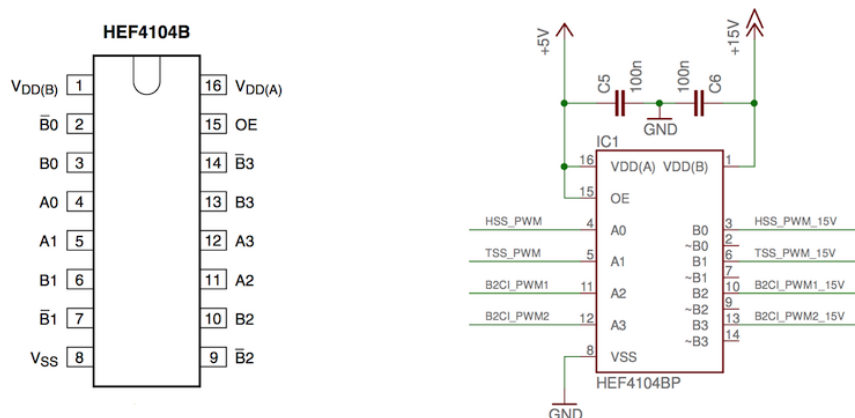


Abbildung 3.17.: Beschaltung des Pegelwandlers HEF4104B

Die Beschaltung des HEF4104B ist in Abbildung 3.17 zu sehen. Die vier Eingänge A0 bis A3 ($V_{DD(A)} = 5\text{V}$) werden in die vier Ausgänge B0 bis B3 ($V_{DD(B)} = 15\text{V}$) übersetzt. Beide Potenziale werden für eine korrekte Funktion als Versorgungsspannung für den IC benötigt. Damit in den Schaltaugenblicken der PWM-Signale genügend Strom zur Verfügung steht, sind die Spannungsversorgungen möglichst nah an den Anschlüssen mit Stützkondensatoren zu beschalten [Wei12, S. 89 f].

¹²IC: Integrated Circuit; engl. für integrierte Schaltung

¹³DIP: Dual In-Line Package; engl. für zweireihiges Gehäuse

Für die Auslegung der 15V Versorgung ist die Stromaufnahme der Pegelwandler von Bedeutung. Im Datenblatt [NXP09] ist unter den Grenzwertangaben die maximale Stromaufnahme von $I_{DD} = 50\text{mA}$ kombiniert aus beiden Versorgungsspannungen angegeben. Der Hauptanteil wird jedoch von der 15V-Quelle geliefert, da die 5V-Versorgung lediglich die interne Eingangsschaltung versorgt [NXP09, S. 2, Fig. 2].

In Tabelle 6 aus [NXP09] ist weiterhin eine Stromaufnahme von maximal $I_{DD} = 600\mu\text{A}$ bei deaktivierten Ausgängen und allen Eingangssignalkombinationen verzeichnet. Deshalb wird dieser Wert der 5V Versorgung für die Eingangsbeschaltung des HEF4104B zugeschrieben.

Steuersignale der Schütze:

Damit die Ansteuerung mit den TTL Pegeln des DS1104 möglich ist, werden Solid-State-Relais¹⁴, kurz SSR, mit Optokopplern als Schalter eingesetzt. PhoenixContact bietet mit dem PLC-OPT-5DC/300DC/1 ein passendes Modul an, welches bereits einen Überspannungs- und Verpolschutz auf der Ein- und Ausgangsseite integriert hat, sowie Ein- und Ausgang dank des Optokopplers galvanisch voneinander trennt.

Beim Abschalten eines elektromagnetischen Schalters entsteht durch die Induktivität der Wicklung des Elektromagneten eine Spannungsspitze, die zerstörend auf elektronische Bauteile wirkt. Aufgrund des integrierten Schutzes in dem Solid-State-Relais kann eine Schutzbeschaltung an den Schützen entfallen. Das Modul ist zum Einrasten auf einer Hutschiene gebaut und wird mit Einzeladern verdrahtet. (Abbildung 3.18)

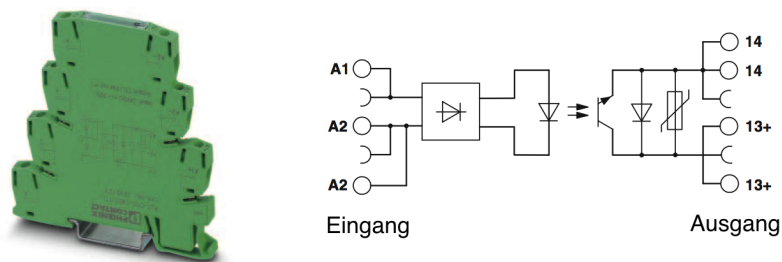


Abbildung 3.18.: Solid-State-Relais PLC-OPT-5DC/300DC/1 mit Schaltbild [Pho12]

Eingangsseitig beträgt die Stromaufnahme 5mA bei einer Spannung von 5V , was exakt auf die Ausgangsspezifikation des DS1104 passt. Der Ausgang des SSR kann eine Gleichspannung von bis zu 300V schalten und einen Grenzdauerstrom von 1A führen, weshalb es sich für die Ansteuerung der Schütze eignet [Pho12].

¹⁴auch Halbleiterrelais; Transistor der wie ein Relais genutzt wird

3.2.2.2. Digitale Eingänge

Fehlersignal des SKYPER 32 R (Treiber der IGBT Halbbrücke):

Das Fehlersignal des SKYPER 32 R wird wie bereits in Kapitel 3.1.2.1 erwähnt, über einen Open-Collector-Ausgang bereitgestellt. (Abbildung 3.19) Tritt ein Fehler im Treiber auf, ist der Transistorausgang hochohmig, andernfalls niederohmig. Die Schaltspannung des Transistors ist auf $30V$ mit einem Kollektor-Strom von höchstens $15mA$ begrenzt. Durch den SKYPER 32 R ist weiterhin eine externe Beschaltung mit einen maximalen Pull-Up-Widerstand von $10k\Omega$ auf der Anwenderseite vorgeschrieben [SEM09].

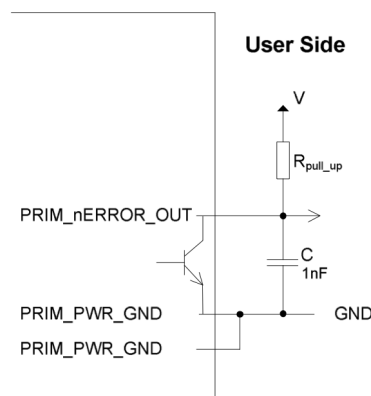


Abbildung 3.19.: Beschaltung des Fehlerausgangs am Skyper32 R [SEM09]

Aufgrund der Eingangsspezifikation aus Abbildung 3.16 mit dem integrierten $10k\Omega$ Pull-Up-Widerstand, kann der Fehlerausgang ohne Anpassung an den Eingang des dSPACE Systems angebunden werden.

Ist der Open-Collector-Ausgang niederohmig (Transistor durchgeschaltet), wird der dSPACE Eingang auf das Massepotenzial gebracht. Aus dem dSPACE Eingang fließen in diesem Fall etwa $0,5mA$ in den Open-Collector-Ausgang des IGBT Treibers und der Master-PPC registriert einen Low-Pegel. Im Falle des hochohmigen Open-Collector-Ausganges wird durch den Mikroprozessor ein High-Pegel festgestellt. Die Kapazität in Abbildung 3.19 wird zur Rauschunterdrückung empfohlen [SEM09].

Bimetall-Auslöser der B2-Brücke:

Der Bimetall-Auslöser des Wechselrichters ist nichts weiter als ein Schaltkontakt. Dieser kann deshalb gleichermaßen, wie das Fehlersignal des SKYPER 32 R, direkt an den dSPACE Eingang geführt werden. Ist die Temperatur des Kühlkörpers kleiner als $85^{\circ}C$, ist der Kontakt geschlossen und der Eingang liegt an Massepotenzial. Bei einem Temperaturfehler ist der Schaltkontakt des Auslösers geöffnet und sorgt für einen High-Pegel am DS1104 Eingang.

Fehlersignal des SKHI 20 opA (Treiber der B2-Brücke):

Um das Signal anzupassen wird der Komparator LM311P von Texas Instruments eingesetzt. Dieser ist üblicherweise in Form eines IC mit DIP-Gehäuse erhältlich. Der Komparator vergleicht die Spannung an dem nicht-invertierenden Eingang mit der an dem invertierenden Eingang. Die Ausgangsschaltung des LM311P ist als Open-Collector gemäß Abbildung 3.19 ausgeführt und kann daher direkt an einen Eingang des DS1104 geschaltet werden. Ist die Spannung am nicht-invertierenden Eingang höher als die am invertierenden Eingang, so wird der Ausgangstransistor gesperrt. (High-Pegel am Eingang)

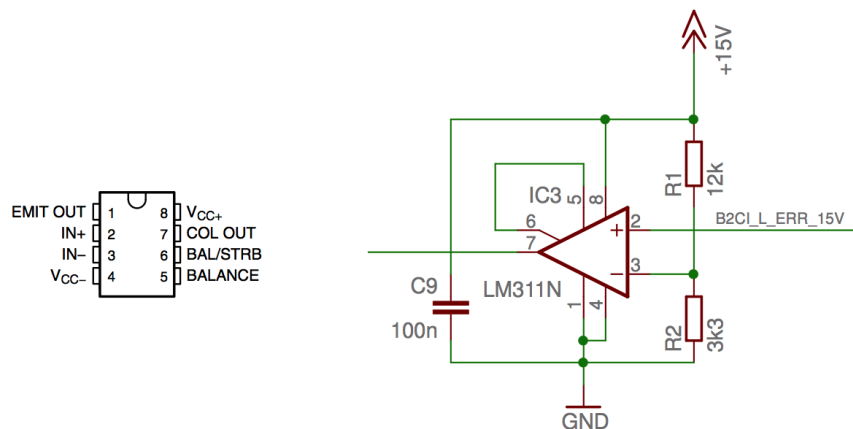


Abbildung 3.20.: Beschaltung des LM311P

Die Beschaltung des LM311P ist in Abbildung 3.20 gezeigt. Die Kapazität dient zum Stützen der IC Versorgungsspannung und Pin 5 und 6 können laut Datenblatt unter anderem zur Offsettingstellung verwendet werden. Da eine Offsettingstellung irrelevant für diese Anwendung ist, werden die Pins nach Empfehlung des Datenblattes miteinander kurzgeschlossen [Tex03].

Auf den nicht-invertierenden Eingang wird das Fehlersignal des SKHI 20 opA gelegt, und am invertierenden Eingang wird mittels Spannungsteiler eine Referenzspannung als Schwellenspannung gebildet. Diese beträgt:

$$U_{R_2} = \frac{15V}{15,3k\Omega} \cdot 3,3k\Omega = 3,24V \quad (3.33)$$

Das hat zur Folge, dass der Open-Collector-Ausgang in den hochohmigen Zustand übergeht, sobald am nicht-invertierenden Eingang eine Spannung größer als 3,24V anliegt. Der LM311P benötigt einen Strom von 7,5mA bei einer 15V Versorgung, und der Spannungsteiler verursacht einen Stromfluss von etwa 1mA aus der 15V Versorgung.

Hilfskontakte der Schütze:

Ebenso wie die Steuersignale der Schütze, werden die Hilfskontaktsignale mittels Solid-State-Relais von PhoenixContact angepasst. Der Typ PLC-OSP-24DC/TTL ist von der Bauform identisch mit dem PLC-OPT-5DC/300DC/1 und trennt den Eingang vom Ausgang über einen Optokoppler.

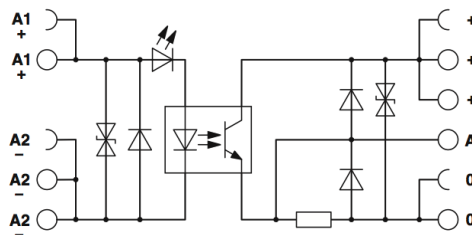


Abbildung 3.21.: Schaltbild des Solid-State-Relais PLC-OSP-24DC/TTL [Pho07]

In Abbildung 3.21 das Schaltbild zu sehen, aus dem zu erkennen ist, dass auch hier eine Schutzbeschaltung gegen Überspannung und Verpolung auf der Eingangsseite, sowie auf der Ausgangsseite vorhanden ist. Der Ausgangsport A liefert einen TTL-Pegel gemäß der Eingangsspezifikation des dSPACE Boards und ist nach [Pho07] für eine TTL-Last ausgelegt, und eingangsseitig bedarf das SSR einen Strom von 3, 4mA bei 24V.

3.2.2.3. Analoge Eingänge**Beschaltung der Stromwandler:**

Wie bereits unter Kapitel 3.2.1.2 beschrieben, ist der Eingangsbereich der Analog-Digital-Wandler auf dem DS1104 Board von $-10V$ bis $+10V$ spezifiziert. Laut Datenblatt [LEM09] muss der Messwiderstand R_M des Stromwandlers aus Abbildung 3.13 bei einer Umgebungstemperatur von $T_A = 70^\circ C$ zwischen 50Ω und 160Ω gewählt werden. ($I_{PN,max} = \pm 50A$ und $V_C = \pm 15V$)

Um aus dem Sekundärstrom des Kompensationswandlers eine möglichst große Spannung für den A/D-Wandler zu erlangen, wird ein Messwiderstand von $R_M = 150\Omega \pm 0,1\%$ aus der E96-Reihe eingesetzt. Die maximale A/D-Wandler Eingangsspannung am DS1104 ergibt sich durch die Stromwandler I_{DC} und I_{ZK} bei $I_{DC,max} = I_{ZK,max} = 10A$, drei Leiterschleifen durch den Wandler und dem Übersetzungsverhältnis von 1:1000 zu

$$U_{R_M} = 30mA \cdot 150\Omega = 4,5V \quad (3.34)$$

mit der Leistung des Messwiderstandes von:

$$P_{R_M} = (30mA)^2 \cdot 150\Omega = 135mW \quad (3.35)$$

Für den wechselstromseitigen Wandler ergibt sich eine maximale A/D-Wandler Eingangsspannung bei $\hat{i}_{AC,max} = 21,21A$ und zwei Leiterschleifen durch den Wandler von

$$U_{R_M} = 42,42mA \cdot 150\Omega = 6,363V \quad (3.36)$$

mit der Leistung des Messwiderstandes von:

$$P_{R_M} = (42,42mA)^2 \cdot 150\Omega = 270mW \quad (3.37)$$

Aufgrund der Beschränkung bei den Messwiderständen durch die Wandlerspezifikation, kann der Eingangsspannungsbereich der A/D-Wandler nicht vollständig ausgenutzt werden.

Für die Software ergibt sich der folgende Faktor um den gemessenen Strom zu errechnen:

$$CT_{Scale} = \frac{\ddot{i}}{R_M \cdot n} \quad (3.38)$$

mit

CT_{Scale} : Umrechnungsfaktor der Stromwandler

\ddot{i} : Übersetzungsverhältnis des Wandlers ($\ddot{i} = 1000$)

R_M : Wert des Messwiderstandes ($R_M = 150\Omega$)

n : Anzahl der Leiterschleifen durch den Wandler (2 bzw. 3)

Beschaltung der Spannungswandler:

Der Messwiderstand R_M aus Abbildung 3.14 am Ausgang des Spannungswandlers muss nach [LEM07] zwischen 100Ω und 350Ω liegen. ($I_{PN} = \pm 10mA$ und $U_C = \pm 15V$)

Damit auch hier der Spannungsbereich am A/D-Wandler weitestgehend ausgenutzt wird, stammt der eingesetzte Messwiderstand aus der E96-Reihe und hat einen Wert von $R_M = 330\Omega \pm 0,1\%$. Da die Spannungswandler für den Nennbetrieb konfiguriert sind, beträgt die Spannung am A/D-Wandler mit dem Nennsekundärstrom $I_{N,sek} = 25mA$:

$$U_{R_M} = 25mA \cdot 330\Omega = 8,25V \quad (3.39)$$

Die im Widerstand entstehende Verlustleistung beträgt hier:

$$P_{R_M} = (25mA)^2 \cdot 330\Omega = 206,25mW \quad (3.40)$$

Der Eingangsspannungsbereich der A/D-Wandler kann bei den Spannungswandlern aufgrund ihrer Konfigurierbarkeit, und der Möglichkeit einen größeren Messwiderstand zu verwenden, wesentlich besser ausgenutzt werden als bei den Stromwandlern.

Für die Software ergibt sich der Umrechnungsfaktor für die Spannung:

$$VT_{Scale} = \frac{\ddot{u} \cdot R_1}{R_M} \quad (3.41)$$

mit

VT_{Scale} : Umrechnungsfaktor der Spannungswandler

\ddot{u} : Übersetzungsverhältnis des Wandlers ($\ddot{u} = \frac{1}{2,5} = 0,4$)

R_M : Wert des Messwiderstandes ($R_M = 330\Omega$)

R_1 : Wert des Primärwiderstandes (siehe Tabelle 3.5)

Beschaltung des NTC-Widerstandes:

In [Wei12, S. 99] wurde bereits die Beschaltung des Temperaturwiderstandes in der IGBT-Halbbrücke entwickelt. Da die verwendete Hardware identisch ist und sich diese Schaltung als funktionsfähig herausgestellt hat, wird sie gemäß Abbildung 3.22 übernommen.

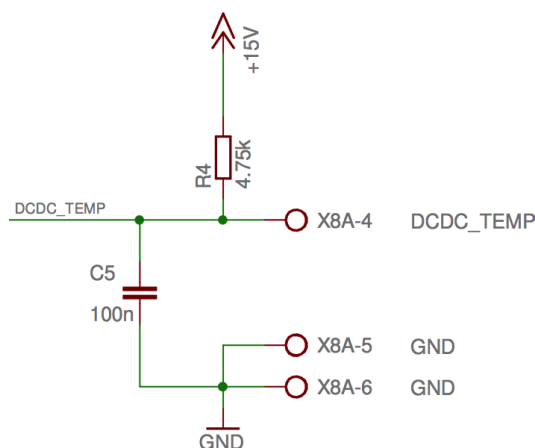


Abbildung 3.22.: Beschaltung des NTC-Widerstandes

Der Vorwiderstand $R_V = 4,75k\Omega$ ($R4$ in Abbildung 3.22) begrenzt den Strom durch den Temperaturwiderstand auf höchstens $I_{NTC,max} = 3mA$, um diesen nicht zu überlasten. Die Betriebsspannung des Spannungsteilers R_V und R_{NTC} beträgt $U_B = 15V$.

Mit Gleichung 3.1 aus Kapitel 3.1.2.1 kann die etwaige Temperatur des Widerstandes berechnet werden. Da am A/D-Wandler jedoch die Spannung U_{NTC} des Temperaturwiderstandes anliegt, muss der Widerstandswert in Abhängigkeit seines Spannungsfalls beschrieben werden:

$$R_{NTC} = \frac{U_{NTC}}{I_{NTC}} \quad (3.42)$$

mit

$$I_{NTC} = \frac{U_B}{(R_V + R_{NTC})} \quad (3.43)$$

folgt

$$R_{NTC} = \frac{U_{NTC} \cdot (R_V + R_{NTC})}{U_B} \quad (3.44)$$

$$R_{NTC} \cdot U_B - R_{NTC} \cdot U_{NTC} = R_V \cdot U_R \quad (3.45)$$

$$R_{NTC} = \frac{R_V \cdot U_R}{U_B - U_{NTC}} \quad (3.46)$$

$$R_{NTC} = \frac{R_V}{\frac{U_B}{U_{NTC}} - 1} \quad (3.47)$$

mit

U_{NTC} : Spannung am NTC-Widerstand (Eingangsspannung des A/D-Wandlers)

I_{NTC} : Strom durch den NTC-Widerstand

U_B : Versorgungsspannung des Spannungsteilers ($U_B = 15V$)

R_V : Vorwiderstand ($R_V = 4,75k\Omega$)

Damit ergibt sich durch Einsetzen von Gleichung 3.47 in Gleichung 3.1 der Umrechnungsfaktor für die Software zu Gleichung 3.48.

$$TEMP_{Scale} = \frac{B_{100}}{\frac{B_{100}}{T_{100}} + \ln \left(\frac{R_V}{R_{100} \cdot \left(\frac{U_B}{U_{NTC}} - 1 \right)} \right)} \quad (3.48)$$

3.2.3. Netzteile und Versorgung des Lüfters

Die Energieversorgung für die Leistungselektronik, für die Signalanpassung und Messwertfassung, sowie für die Ansteuerung der Schütze wird durch geregelte Schaltnetzteile bereitgestellt. Zur Leistungsbestimmung der Netzteile wird in den Tabellen 3.7 und 3.8 der Strombedarf von den Komponenten aufsummiert.

Ferner wird der Lüfter am Kühlkörper der B2-Brücke durch die Schnittstelle versorgt und mit einer Feinsicherung versehen.

3.2.3.1. $\pm 15V$ -Netzteil

Die $\pm 15V$ werden aus zwei Netzteilen in Reihenschaltung gebildet, wobei der Mittelabgriff das Bezugspotenzial bildet. Die einzige, gemeinsame Last für beide Netzteile sind die Strom- und Spannungswandler. Das $+15V$ -Netzteil muss zusätzlich noch die Treiber der Leistungselektronik und die Signalanpassung versorgen. Deshalb genügt es das Netzteil für die $+15V$ auszulegen und ein Netzteil des gleichen Typs für die $-15V$ zu verwenden. Tabelle 3.7 listet die $+15V$ -Verbraucher auf.

Komponente	max. Strombedarf	Anzahl	Summe
Skyper32 R	450 mA	1	450 mA
SKHI 20 opA	250 mA	2	500 mA
Stromwandler (DC-Seite)	(10 + 30) mA	2	80 mA
Stromwandler (AC-Seite)	(10 + 42, 42) mA	1	42, 42 mA
Spannungswandler	35 mA	3	105 mA
Pegelwandler (HEF4104B)	50 mA	1	50 mA
Signalanpassung (LM311P)	8, 5 mA	2	17 mA
NTC-Widerstand	3 mA	1	3 mA
max. Gesamtstromaufnahme			1247, 42 mA

Tabelle 3.7.: Dimensionierung der 15V-Netzteile

Der Gesamtstrombedarf wird von dem Stromvermögen des Netzteils MINI-PS-100-240AC/10-15DC/2 der Firma PhoenixContact gedeckt. Dieses wird aus dem 230V-Netz versorgt und bietet am Ausgang eine zwischen 10V und 15V justierbare Gleichspannung bei einem dauerhaften Ausgangsstrom von 2A. Die Stromreserve für zusätzliche 15V-Verbraucher beträgt etwa 750mA [Pho04].

Die Anforderung durch [SEM09] schreibt beim Einschalten des Netzteils einen linearen Anstieg der Ausgangsspannung innerhalb von 50ms vor, damit der SKYPER 32 R seinen Betrieb aufnehmen kann. In [Wei12, S. 113 f] wurde ein linearer Anstieg der Ausgangsspannung beim Einschalten dieses Netzteiltyps innerhalb von etwa 8ms nachgewiesen.

3.2.3.2. 24V-Netzteil

Das 24V Netzteil muss die Stromaufnahme der drei Solid-State-Relais PLC-OSP-24DC/TTL für die Anpassung der Hilfskontaktsignale, sowie die Leistung für die elektromagnetischen Schalter liefern. Tabelle 3.8 listet die 24V Verbraucher auf.

Komponente	Stromaufnahme	Anzahl	Summe
Solid-State-Relais	3,4 mA	3	10,2 mA
Schütz 3TC44 17-0AB4	417 mA	2	834 mA
Leistungsrelais Serie 62	125 mA	1	125 mA
max. Gesamtstromaufnahme			969,2 mA

Tabelle 3.8.: Dimensionierung des 24V-Netzteils

Auch hier wird ein geregeltes Schaltnetzteil von PhoenixContact eingesetzt. Das Modell MINI-PS-100-240AC/24DC/2 fand in [Wei12] bereits Anwendung und wird mit 230V Wechselspannung versorgt. Die Gleichspannung am Ausgang lässt sich zwischen 22,5V und 28,5V justieren, wobei die Nennleistung von 48W einen Ausgangsstrom 2A bei 24V ergibt. Es verbleibt nach Tabelle 3.8 eine Stromreserve von etwa 1030mA [Pho10].

3.2.3.3. Lüfter der B2-Brücke

In der Schnittstelle ist aufgrund der Netzteile bereits eine 230V Spannungsversorgung notwendig. Diese wird gleichermaßen zur Versorgung des Lüfters verwendet, und über eine Klemme und einer Feinsicherung an den Lüfter weiterverteilt. Im Datenblatt [SEM05] ist der Nennstrom des Lüfters mit 120mA angegeben. Zur Absicherung gegen einen Kurzschluss wird eine mittelträge Feinsicherung mit dem Nennstrom $I_N = 250mA$ eingesetzt.

3.2.4. Leiterplatten

Für einige der Signalanpassungen, sowie für die Strom- und Spannungswandler sind Leiterplatten notwendig. Außerdem ist die Verteilung und Zuordnung für die Anzahl der verwendeten Signale des DS1104 mittels Leiterplatte einfacher zu bewältigen.

Die Leiterplatten wurden mit Hilfe der Layout Software EAGLE des amerikanischen Softwarekonzerns CadSoft entwickelt. Die elektronischen Schaltpläne können aus der mitgelieferten und umfangreichen Bauteil-Bibliothek erstellt werden, und die Option für selbstdefinierte Bauteilbibliotheken erweitern EAGLE zu einer sehr leistungsfähigen Layout-Software.

In [Wei12] sind Hinweise hinsichtlich des EMV-gerechten Leiterplattendesigns notiert und bei dem Entwurf berücksichtigt¹⁵:

- Masse bzw. Bezugspotenzial großflächig auf der Leiterplattenrückseite ausführen
- Stütz- bzw. Filterkondensatoren für die Versorgungsspannungen

Für die Anbindung des Hauptstromkreises an das DS1104 Board wurden vier Leiterplatten mit den folgenden Aufgaben entwickelt:

- 'dSPACE Schnittstelle': Gruppierung und Verteilung der dSPACE I/O-Ports
- 'Digital I/O-Anpassung': Anpassung der digitalen Signale für die Leistungselektronik
- 'Stromwandler': Stromwandlermontage und -beschaltung
- 'Spannungswandler': Spannungswandlermontage und -beschaltung

Abbildung 3.23 zeigt den schematischen Zusammenhang zwischen dem DS1104 und dem Hauptstromkreis mit den Leiterplatten. Die blauen Verbindungen stellen Einzeladerverdrahtung dar, die schwarzen Verbindungen sind mehradrige Signalleitungen und, die roten Verbindungen deuten die externe Spannungsversorgung der Leiterplatten an.

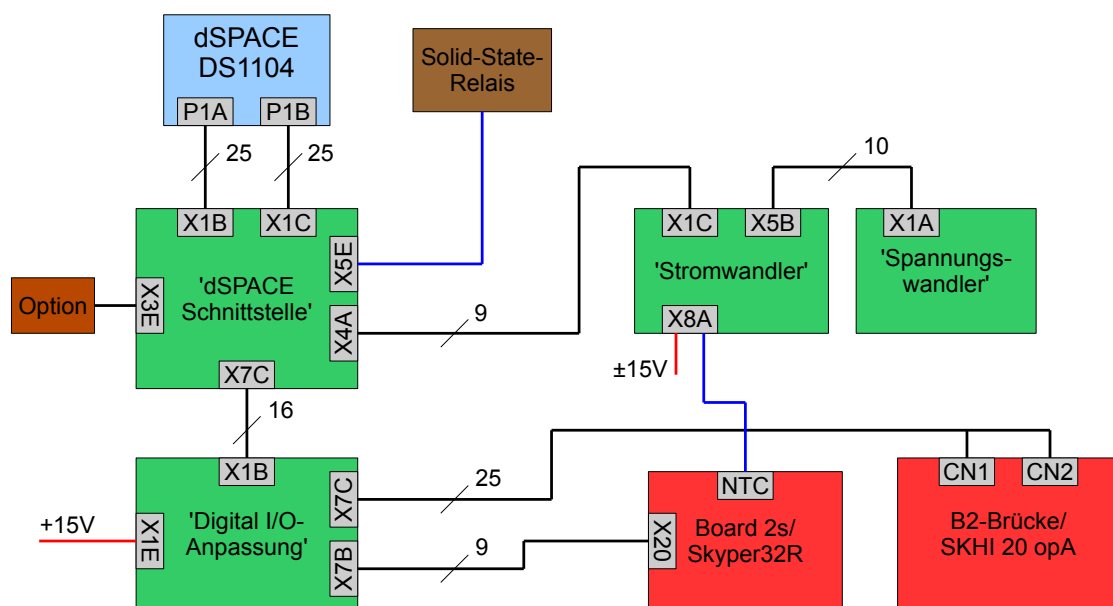


Abbildung 3.23.: Gruppierung und Verteilung der Signale zwischen dem DS1104 und dem Hauptstromkreis

¹⁵Weitere Informationen in [Wei12] und z.B. [SK11]

3.2.4.1. 'dSPACE Schnittstelle'

Mit zwei 25-poligen Leitungen wird die Platine 'dSPACE Schnittstelle' an die beiden 50-poligen D-Sub Stecker des Adapterkabels am DS1104 angebunden. (Abbildung 3.23) Da die 50-poligen D-Sub Stecker Anschlussmöglichkeiten bereitstellen, welche für den Solarwechselrichter irrelevant sind, reichen die 25-poligen Verbindungen aus. Die Belegung der D-Sub Stecker ist in elektronischer Form auf einer CD im Labor für Leistungselektronik und Antriebe der HAW Hamburg einsehbar.

Auf der Leiterplatte werden die Analogeingänge zusammengeführt und zur Verbindung mit der Platine 'Stromwandler' auf die Steckverbindung X4A geleitet. Sämtliche Signale für die leistungselektronischen Schaltungen werden an der Steckverbindung X7C gebündelt und für die Leiterplatte 'Digital I/O-Anpassung' bereitgestellt.

Um die Einzeladerverdrahtung der Solid-State-Relais zu ermöglichen, wird die Reihenklemmleiste X5E auf der Leiterplatte untergebracht.

Die unbelegten digitalen Ein- bzw. Ausgänge, sowie der unbenutzte Analog-Digital-Wandler, werden für Weiterentwicklungen auf eine Optionsschnittstelle (X3E) geführt. Die bestückte Leiterplatte ist in Abbildung 3.24 dargestellt, und der zugehörige Stromlaufplan mit der Belegung der Steckverbindungen befindet sich in Anhang A.4.1.

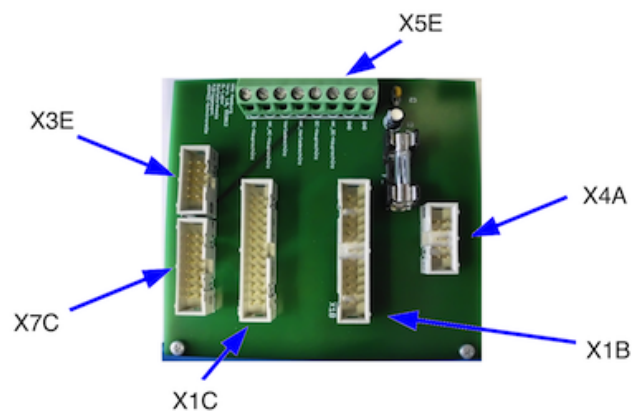


Abbildung 3.24.: Leiterplatte 'dSPACE Schnittstelle'

Ferner stellt das DS1104 eine 5V Versorgung zur Verfügung, welche für die Pegelwandler auf der Platine 'Digital I/O-Anpassung' und für die Solid-State-Relais PLC-OSP-24DC/TTL benötigt werden. Vor der Verteilung wird die 5V Versorgung mit einer Feinsicherung abgesichert, da diese laut [dSP10d] mit höchstens 500mA belastet werden darf. Die Verbraucher sind

- zwei Pegelwandler zu je $600\mu A$
- drei PLC-OSP-24DC/TTL zu je 5mA (nach [Wei12, S. 86])

woraus eine Gesamtstromaufnahme von $16,2\text{mA}$ resultiert. Es wird eine flinke Feinsicherung mit dem Nennstrom $0,125\text{A}$ eingesetzt, welche nach DIN 41.660 im Falle ihres vierfachen Nennstromes, also dem maximalen DS1104 Strom, innerhalb von höchstens 300ms auslöst. Dadurch wird ausreichend Schutz für die 5V Versorgung geboten.

3.2.4.2. 'Digital I/O-Anpassung'

Auf dieser Leiterplatte werden die Signalanpassungen der Leistungselektronik mittels der Pegelwandler HEF4104B und den Komparatoren LM311P untergebracht.

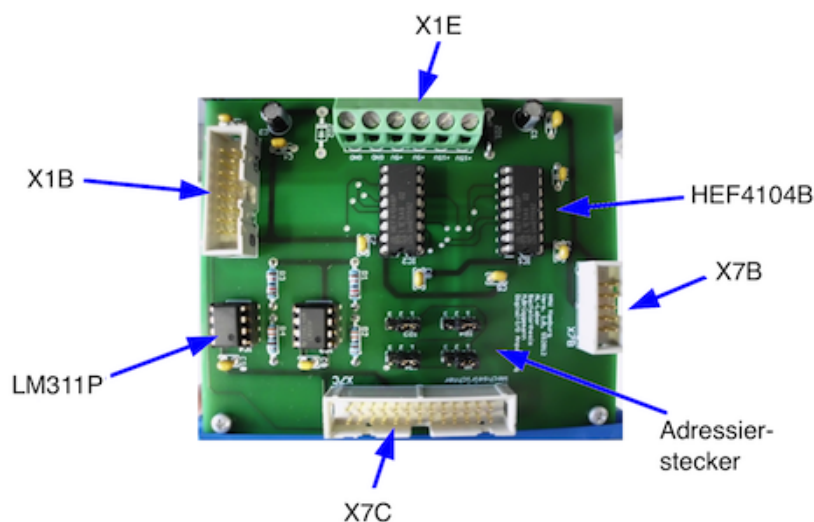


Abbildung 3.25.: Leiterplatte 'Digital I/O-Anpassung'

Für die vier PWM-Signale, zwei für die Halbbrücke und zwei für je ein gegenüberliegendes IGBT-Schalterpaar der B2-Brücke, genügt ein Pegelwandler des Typs HEF4104B. Um jedoch auch jeden IGBT der B2-Brücke einzeln ansteuerbar zu machen, werden vier I/O-Ports des dSPACE Systems über einen zweiten Pegelwandler auf die Leistungselektronik angepasst. Vor dem Wannenstecker X7C, an dem die B2-Brücke angeschlossen wird, sind vier zweipolige Stiftleisten angebracht. Mit Adressiersteckern kann ausgewählt werden, ob die IGBT über PWM-Signale oder Ausgangsports des DS1104 geschaltet werden sollen.

Ferner wird mithilfe der Reihenleiste X1E die 15V Versorgungsspannung für die Signalanpassung und IGBT Treiber auf die Leiterplatte geführt. Die Versorgungsspannung wird gebündelt mit den entsprechend angepassten Signalen an die IGBT Treiber übergeben. Die 15V Versorgung wird mit einer Überspannungsschutzbeschaltung durch eine Z-Diode nach [Wei12, S. 89] versehen, wie sie in Abbildung 3.26 zu sehen ist. Die darin abgebildeten Kondensatoren dienen zum Stützen der Versorgungsspannung für die Komponenten auf der

Leiterplatte. Dem Stromlaufplan aus Anhang A.4.2 sind die Belegung der Steckverbindungen entnehmbar.

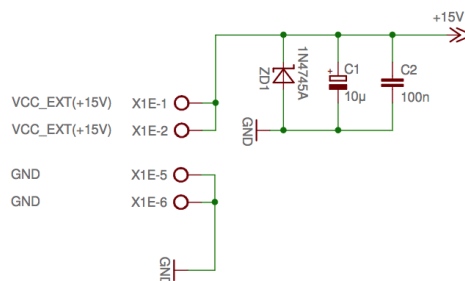


Abbildung 3.26.: Schutzbeschaltung der externen 15V Versorgungsspannung

3.2.4.3. 'Stromwandler'

Die Stromwandler des Typs LA 55-P sind für Leiterplattenmontage hergestellt, und benötigen eine Versorgungsspannung von $\pm 15V$. Diese wird über die Reihenklemmleiste X8A auf die Leiterplatte geführt, und es findet auch hier eine Überspannungsschutzbeschaltung für die Komponenten auf der Leiterplatte statt. Da der NTC-Widerstand der IGBT-Halbbrücke nicht in über den Wannenstecker X20 des Board 2s verfügbar ist, sondern mit Einzeladern direkt auf dem Board 2s verlötet werden muss, werden zwei Anschlussklemmen an der Klemmleiste X8A für den Temperaturwiderstand vorgesehen. Auf dieser Leiterplatte findet die Beschaltung des NTC mit dem Vorwiderstand, gemäß Abbildung 3.22, statt.

Damit der Spannungsfall auf der Leiterbahn möglichst gering bleibt, sind die Messwiderstände direkt an den Ausgängen der Wandler angebracht, siehe Abbildung 3.27.

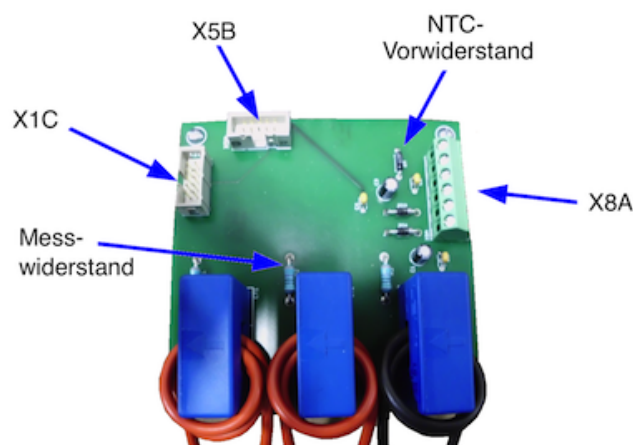


Abbildung 3.27.: Leiterplatte 'Stromwandler'

Über die 9-polige Signalleitung zwischen der Leiterplatte 'dSPACE Schnittstelle' und 'Stromwandler' werden ebenfalls die drei Analogeingänge der Spannungswandler geführt. Über die Leiterplatte Stromwandler werden die entsprechenden Ports an die Steckverbindung X5B verteilt, um sie zusammen mit der 15V Versorgung an die Leiterplatte 'Spannungswandler' zu übergeben. In Anhang A.4.3 befindet sich der Stromlaufplan dieser Leiterplatte, in welchem die Steckerbelegungen dokumentiert sind.

3.2.4.4. 'Spannungswandler'

Wie unter Kapitel 3.1.4 schon erläutert, wird die zu messende Spannung über Lötanschlüsse an den Spannungswandlereingang gebracht. Bei den auftretenden Spannungen reichen die Reihenklempen, wie sie auf den anderen Leiterplatten verwendet wurden, hinsichtlich ihrer Spannungsfestigkeit nicht aus. Daher wurden zweipolige Klemmenblöcke mit einem Rastermaß von 15mm und einer Spannungsfestigkeit von 1000V eingesetzt, um die Potenzialanschlüsse +HT und -HT auf die Leiterbahnen zu bekommen. (Abbildung 3.28) So wird ein Kurzschluss mangels Abstand zwischen den Lötanschlüssen verhindert.

Auch bei den Spannungswandlern sind die Messwiderstände so nahe wie möglich an dem Ausgang platziert, um den Spannungsfall auf der Leiterbahn gering zu halten.

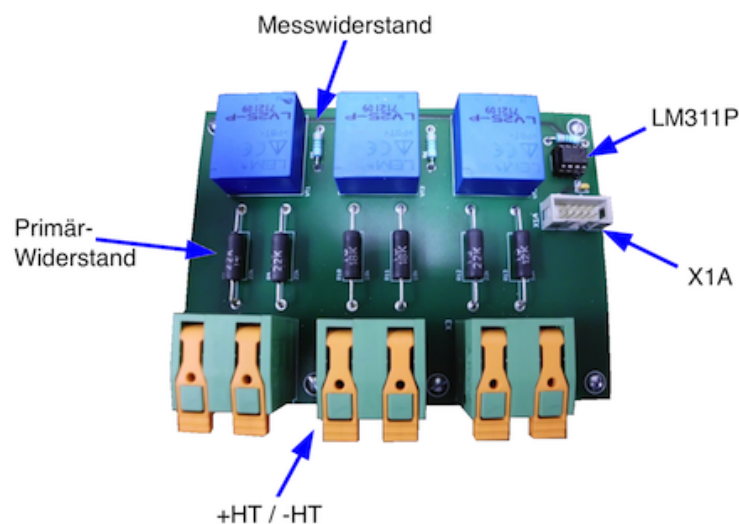


Abbildung 3.28.: Leiterplatte 'Spannungswandler'

Auf der Platine befindet sich außerdem ein Komparator des Typs LM311P, welcher die Nulldurchgänge der Wechselfspannung detektiert (ZCD¹⁶). Dazu wird der nicht-invertierende Eingang des Komparators mit der Messspannung des Wandlers für U_{AC} beaufschlagt, und der invertierende Eingang wird auf das Massepotenzial gelegt. Dadurch wird erreicht, dass der

¹⁶ZCD: Zero Crossing Detection; engl. für Nulldurchgangserkennung

Open-Collector-Ausgang des LM311P hochohmig wird, sobald die Messspannung größer als 0V ist. Findet ein Nulldurchgang von positiver Halbschwingung auf die negative Halbschwingung statt, sodass die Messspannung an dem Messwiderstand kleiner null wird, geht der Open-Collector Ausgang in den niederohmigen Zustand über. Der Ausgang der ZCD wird über die Leiterplatten 'Stromwandler' und 'dSPACE Schnittstelle' an einen Interrupt-Eingang des Master-Prozessors geführt. So lassen sich Rechenprozesse mit den Nulldurchgängen der Wechselspannung synchronisieren. Der Stromlaufplan und die Belegung der Steckverbindung dieser Leiterplatte ist in Anhang A.4.4 vorzufinden.

3.3. Aufbau, Gehäuseauswahl und Verkabelung

3.3.1. Aufbau

In Abbildung 3.29 ist der Aufbau der Schnittstelle und des Hauptstromkreises schematisch mit den beinhaltenden Komponenten dargestellt. Der PC und die dSPACE Schnittstelle werden aus dem 230V Stromnetz versorgt. Bis auf die beiden Leiterplatten 'Stromwandler' und 'Spannungswandler', werden die Komponenten aus Kapitel 3.2 in einem Gehäuse, abgetrennt vom Hauptstromkreis, untergebracht. Die Strom- und Spannungswandler befinden sich im Hauptstromkreis, damit keine unnötigen Leitungslängen entstehen, und die Ströme und Spannungen nicht in das Gehäuse der Schnittstelle eingeführt werden müssen.

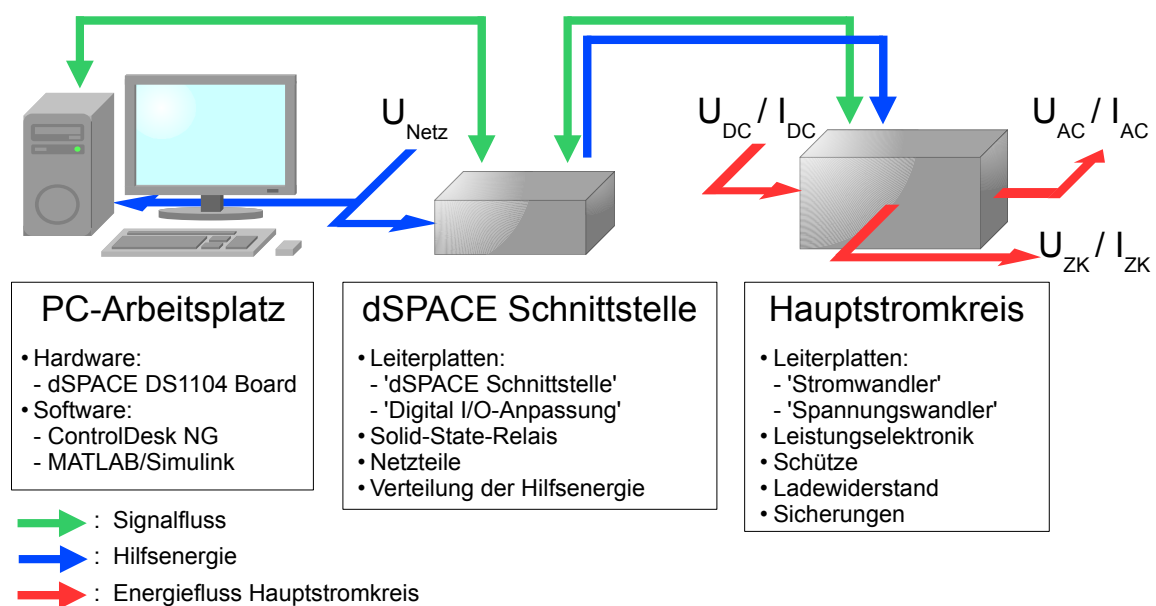


Abbildung 3.29.: Schematisch dargestellter Gesamtaufbau

3.3.2. Gehäuse des Hauptstromkreises

Hauptaugenmerk bei der Wahl des Gehäuses für den Hauptstromkreis war, dass ein sicherer Betrieb an dem Arbeitsplatz gewährleistet ist, ohne dass Menschenleben durch hohe Spannungen gefährdet sind. Die Grundplatte, die Seitenwände und die Rückwand des Gehäuses bestehen aus MDF-Platten¹⁷. Die Front- und Oberseite aus Acrylglas vervollständigen das Gehäuse, und verhindern ein Berühren der unter Spannung stehenden Komponenten.

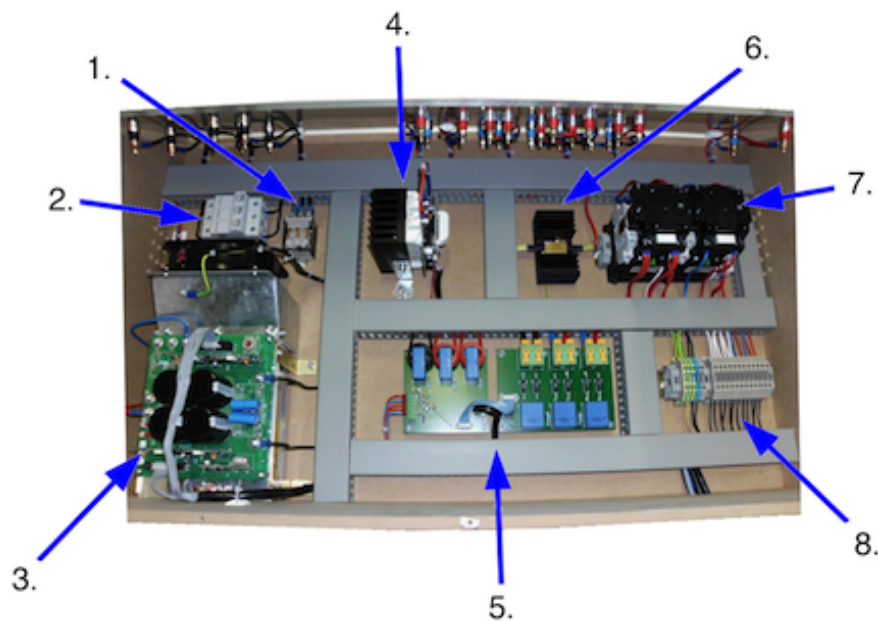


Abbildung 3.30.: Gehäuse des Hauptstromkreises; Draufsicht

Erklärung zu Abbildung 3.30:

1. Wechselstromschütz K3
2. Wechselstromsicherungen F2.1; F2.2
3. B2-Brücke mit Treiber, Kühlkörper und Lüfter
4. IGBT Halbbrücke mit Treiber, Adapterboard und Kühlkörper
5. Leiterplatten 'Stromwandler' und 'Spannungswandler'
6. Ladewiderstand und Kühlkörper
7. Gleichstromschütze K1; K2 und Gleichstromsicherung F1
8. Klemmleiste -X2.2 (Bereitstellung $\pm 15V$ und Signale der Schütze)

Hinweis: Das Gehäuse des Hauptstromkreises dient als Provisorium für den experimentellen Aufbau und die Inbetriebnahme, stellt jedoch keine endgültige Lösung dar. EMV-Richtlinien konnten bei dem Aufbau nicht berücksichtigt werden. Bei dem Umbau in ein

¹⁷MDF-Platte: Mitteldichte Faserplatte; Werkstoff aus Holz

geeignetes Gehäuse ist es empfehlenswert, die Messwerterfassungsplatinen durch eine abschirmende Trennwand von der Leistungselektronik unterzubringen, wie es in [Wei12] realisiert wurde.

Die Induktivitäten und Kapazitäten der leistungselektronischen Schaltungen, werden über steckbare Kontakte in den Hauptstromkreis implementiert. Dazu sind Steckerbuchsen der MultiContact AG in die Acrylglasplatte auf der Frontseite eingearbeitet, die für einen Strom bis 32A ausgelegt sind und eine Spannungsfestigkeit von 1000V aufweisen [Mul12]. Ein Aufkleber mit dem Schaltbild des Hauptstromkreises auf der Frontseite ordnet den Steckerbuchsen ihren Anschluss an der entsprechenden Komponente zu. (Abbildung 3.31)

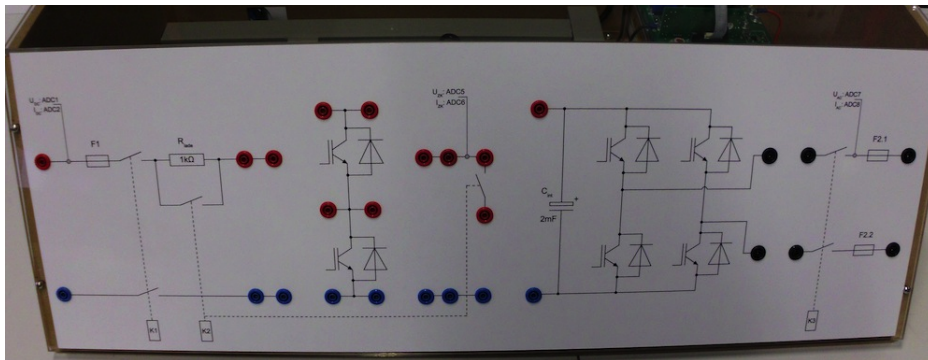


Abbildung 3.31.: Vorderansicht mit Steckbuchsen

In der Gehäuserückwand befinden sich einige Lüftungslöcher, an denen die Wechselrichterbrücke derart platziert ist, dass der Luftstrom des Lüfters von der Wechselrichterbrücke durch die Löcher entweichen kann. Um die Zuluft für den Lüfter zu verbessern, sind in den Seitenwänden ebenfalls Löcher vorhanden. Die Luftzirkulation ist zwar nicht berechnet, genügt jedoch für die kurzen Laufzeiten der Schaltungen während der Inbetriebnahme, um einen Wärmestau zu vermeiden.

Der Stromlaufplan für die interne Verdrahtung des Hauptstromkreises befindet sich unter Anhang A.4.5.

3.3.3. Gehäuse der Schnittstelle

Bei dem Gehäuse für die Schnittstellenkomponenten handelt es sich um ein 19 Zoll breites Tischgehäuse, wie es in Abbildung 3.32 dargestellt ist. Die Vorderseite ist zur Darstellung der Komponenten für diese Abbildung geöffnet, ansonsten befinden sich über die gesamte Breite der Vorderseite Aluminiumfrontplatten. Die Leiterplatten 'dSPACE Schnittstelle' und

'Digital I/O-Anpassung' sind mit einer Halterung an den Frontplatten des Gehäuses montiert und durch Führungsschienen fixiert. Die Netzteile und Solid-State-Relais sind auf einer Hutschiene eingerastet und mit Endklammern befestigt.

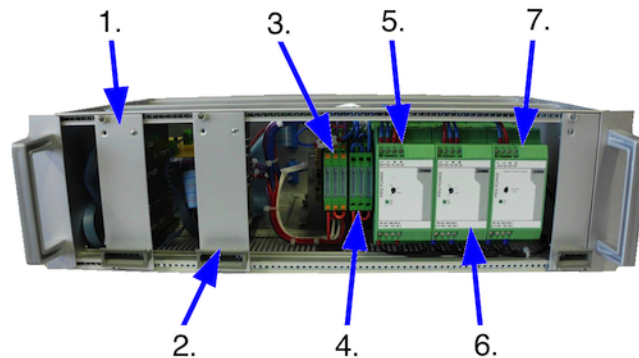


Abbildung 3.32.: Vorderseite der Schnittstelle, geöffnet

Erklärung zu Abbildung 3.32:

1. Leiterplatte 'dSPACE Schnittstelle'
2. Leiterplatte 'Digital I/O-Anpassung'
3. Solid-State-Relais TTL \rightarrow 24V
4. Solid-State-Relais 24V \rightarrow TTL
5. Netzteil +15V
6. Netzteil -15V
7. Netzteil +24V

Auf der Rückseite befindet sich unter anderem ein Gerätesteckeranschluss mit integriertem Schalter und zweipoliger Absicherung durch Feinsicherungen. Mit einem Kaltgerätestecker wird die 230V Versorgung über den Gerätesteckeranschluss in das Gehäuse geführt. Für die Auslegung der Feinsicherung wird die Stromaufnahme und das Schmelzintegral der Einschaltstromspitzen von den Netzteilen betrachtet [Pho04] [Pho10]:

- +15V Netzteil: max. 200mA bei 230V; Schmelzintegral: max. 1,7A²s
- -15V Netzteil: max. 200mA bei 230V; Schmelzintegral: max. 1,7A²s
- +24V Netzteil: max. 400mA bei 230V; Schmelzintegral: max. 4,1A²s

Das aufsummierte Schmelzintegral beträgt 7,5A² und die Stromaufnahme der Netzteile liegt unter maximaler Belastung bei 800mA. Hinzu kommt die Stromaufnahme des Lüfters an der B2-Brücke mit 120mA. Es ergibt sich für die Sicherung ein Nennstrom von mindestens

920mA bei einem Mindestschmelzintegral von $7,5A^2s$. Gewählt wird eine flinke Feinsicherung mit dem Nennstrom 2,5A und einem Schmelzintegral von $14,13A^2s$. Diese löst im Falle ihres vierfachen Nennstromes innerhalb von 300ms aus und bietet ausreichend Schutz für einen Fehlerfall in dem Gehäuse.

In Abbildung 3.33 sind die Anschlüsse auf der Rückseite der Schnittstelle gezeigt, über welche der Signalaustausch und die Bereitstellung der Hilfsenergie stattfinden. Durch eine farbliche Markierung sind die 25-poligen Leitungen zwischen der Schnittstelle und den Steckern P1A und P1B des DS1104 zugeordnet. Die übrigen D-Sub Steckbuchsen unterscheiden sich in der Anzahl der Pole, weshalb ein Vertauschen der Leitungen zwischen der Schnittstelle und dem Hauptstromkreis unmöglich ist.

Im Gehäuseinneren sind die D-Sub Steckbuchsen über Flachbandleitungen mit den entsprechenden Anschlüssen der Leiterplatten verbunden. Die Verdrahtung im inneren der Schnittstelle ist in dem Stromlaufplan in Anhang A.4.6 dokumentiert.

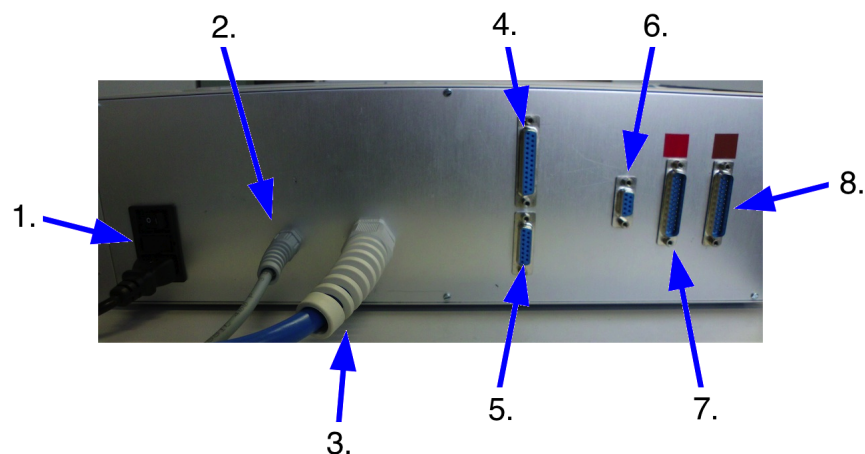


Abbildung 3.33.: Rückseite der Schnittstelle

Erklärung zu Abbildung 3.33:

1. Gerätesteckeranschluss mit Schalter und Feinsicherung
2. Leitung 3G0, $75mm^2$; Versorgung des Lüfters der B2-Brücke
3. Leitung 12x0, $75mm^2$; Signale der Schütze; Versorgung der Strom- und Spannungswandler
4. D-Sub Buchse, 25-polig; Anschluss für die B2-Brücke
5. D-Sub Buchse, 15-polig; Anschluss für die Halbbrücke
6. D-Sub Buchse, 9-polig; Anschluss für Leiterplatte 'Stromwandler'
7. D-Sub Buchse, 25-polig; Anschluss für P1B (DS1104)
8. D-Sub Buchse, 25-polig; Anschluss für P1A (DS1104)

3.3.4. Verkabelung

Die Verkabelung zwischen der dSPACE Schnittstelle und dem Hauptstromkreis erfolgt Komponentenweise nach Tabelle 3.9. Die Versorgungsspannung $\pm 15V$ für die Messwandler ist in der Leitung mit den 24V Signalen der Schütze integriert, und die 230V Versorgungsspannung des Lüfters an der Vollbrücke wird separat in einer weiteren Leitung geführt.

Komponente	Leitungstyp	Anschluss 1 (Schnittstelle)	Anschluss 2 (Hauptstromkreis)
IGBT-Halbbrücke	Flachbandleitung, 9-polig; ummantelt	D-Sub Stecker 15-polig; (M)	Pfostenverbinder, 14-polig; (F)
IGBT-Vollbrücke	Flachbandleitung, 26-polig; ummantelt	D-Sub Stecker 25-polig; (M)	2 x Pfostenverbinder, je 14-polig; (F)
Leiterplatte Stromwandler	Flachbandleitung, 9-polig; ummantelt	D-Sub Stecker 9-polig ; (M)	Pfostenverbinder 10-polig; (F)
Schütze und $\pm 15V$ Versorgung	12 x 0,75mm ² ;	Einzelader auf Klemmleiste	Einzelader auf Klemmleiste
Versorgung 230V	3 G 0,75mm ²	Einzelader auf Klemmleiste	Einzelader auf Klemmleiste

Tabelle 3.9.: Verkabelung zwischen der Schnittstelle und dem Hauptstromkreis

3.4. Software

3.4.1. Entwicklungsumgebungen

3.4.1.1. MATLAB Simulink

Die Softwareentwicklung für die dSPACE Hardware findet auf dem PC am Arbeitsplatz mit MATLAB Simulink statt. Durch die Installation des dSPACE Real-Time Interface¹⁸ (RTI) ist das Implementieren einer Software auf dem Echtzeit-Mikroprozessorsystem komfortabel gestaltet, da die C-Programmierung durch die grafische Programmierung in Simulink abgelöst wird.

Das RTI verbindet die dSPACE Hardware mit MATLAB Simulink, indem es ein Blockset für die I/O-Ports der verwendeten dSPACE Hardware in die Simulink Bibliothek integriert. Der

¹⁸Real-Time Interface: engl. für Echtzeit Schnittstelle

Simulink C-Code Generator wird um den C-Code des Blocksets erweitert und ermöglicht somit die Übersetzung eines Simulink Modells mit dSPACE Blöcken in äquivalenten C-Code. Nach der Fertigstellung eines Modells, kann dieses direkt aus der Simulink-Oberfläche in ein lauffähiges Programm kompiliert werden. Das RTI kontrolliert dabei den Ablauf und ruft die notwendigen Schritte auf, um die PowerPC Applikation zu erstellen. Anschließend wird die Applikation automatisch auf die dSPACE Hardware heruntergeladen und gestartet [dSP13a].

3.4.1.2. dSPACE 'ControlDesk Next Generation'

Auf dem PC ist neben MATLAB Simulink auch die Entwicklungsumgebung 'ControlDesk Next Generation', im Folgenden ControlDesk genannt, aus dem Hause dSPACE installiert. Es handelt sich dabei um eine Software, mit der Echtzeit-Applikationen während des Betriebs visualisiert und gesteuert werden können.

Durch die integrierte Bibliothek mit einer Vielzahl konfigurierbarer Messinstrumente, können schnell und problemlos anwendungsspezifische grafische Oberflächen geschaffen werden. Unter [dSP13b] sind Produktvideos über ControlDesk zu finden, die eine Übersicht von der Leistungsfähigkeit der Software geben, auf die an dieser Stelle nicht weiter eingegangen wird.

3.4.2. Umrechnung der A/D-Wandler-Signale

Die Umrechnungsfaktoren der Strom- und Spannungswandler, sowie für die Temperaturberechnung des NTC-Widerstandes in dem SEMiX 2 Modul, wurden in Kapitel 3.2.2.3 bereits erläutert. Innerhalb der Simulink Modelle erfolgt die Umrechnung der A/D-Wandler signale gemäß Abbildung 3.34. Dort ist beispielhaft die Umrechnung des Spannungswandlers für die Wechselspannung U_{AC} dargestellt. Der RTI-Block 'DS1104ADC_C7' liefert die Eingangsspannung des A/D-Wandlers ($-10V$ bis $10V$) auf -1 bis 1 normiert, weshalb der Faktor $ADC_{Scale} = 10V$ zur Korrektur vorgeschaltet wird [dSP10e].

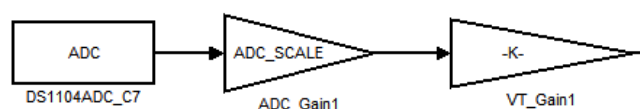


Abbildung 3.34.: Umrechnung der A/D-Wandler-Signale am Beispiel von U_{AC}

Der Block 'VT_Gain1' beinhaltet die Konstante VT_{Scale} aus Kapitel 3.2.2.3 welche in diesem

Fall nach Gleichung 3.50 mit $R_{1,AC}$ aus Tabelle 3.5 berechnet wird.

$$VT_{Scale,AC} = \frac{\ddot{u} \cdot R_{1,AC}}{R_M} \quad (3.49)$$

$$VT_{Scale,AC} = \frac{1}{2,5} \cdot \frac{33905\Omega}{330\Omega} = 41,097 \quad (3.50)$$

3.4.3. Ladevorgang der Kapazitäten

Abbildung 3.35 zeigt den Ausschnitt des Simulink Modells, wie er beim Hochsetzsteller, Tiefsetzsteller und beim Wechselrichter vorhanden ist um die Kondensatoren auf ein gewisses Spannungsniveau zu laden. Dafür wird der Vergleich $U_{ZK} > U_{zk_faktor} \cdot U_{DC}$ herangezogen. Ist diese Bedingung erfüllt, wird das Überbrückungsschütz $K2$ mithilfe des Signals OK_VLS_st geschlossen. Für U_{zk_faktor} bietet sich beispielsweise ein Wert von 0,9 an, woraus folgt dass der Ladewiderstand überbrückt wird sobald die Kondensatoren 90% der Eingangsspannung erreicht haben.

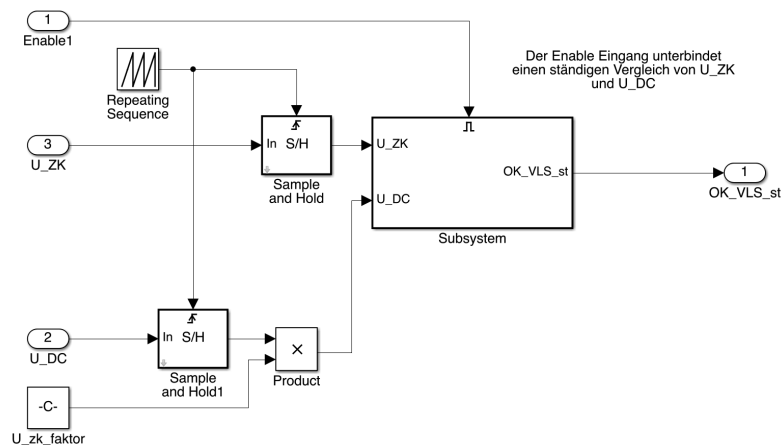


Abbildung 3.35.: Bedingungen für das Laden der Kondensatoren

Bei einer den geringen Zykluszeiten des Hauptprogramms ($< 500\mu s$), kann ein geringes Messrauschen in dem A/D-Wandlersignal dafür sorgen, dass das Schützsteuersignal OK_VLS_st in einem Programmzyklus einen High-Pegel zugewiesen bekommt, in dem darauf folgenden Zyklus wieder Low-Pegel. Diese Problematik kann sich über mehrere Programmzyklen hinaus strecken. Da die Schaltzeit des Überbrückungsschützes nach [SIE12] zwischen $35ms$ und $190ms$ liegt, fängt das Schütz kurzzeitig an zu schwingen. Um die Mechanik des Bauteils nicht unnötig zu belasten und dem Schütz genügend Zeit zum Schließen der Kontakte zur Verfügung zu stellen, werden die Spannungen U_{ZK} und U_{DC} über einen 'Sample and Hold'-Block im Sekundentakt abgetastet. Das Triggersignal zum Abtasten wird durch den Block 'Repeating Sequence' erzeugt.

3.4.4. Hochsetzsteller und Tiefsetzsteller

Die Simulink Modelle für den Hoch- und für den Tiefsetzsteller weichen nur sehr gering voneinander ab und sind recht unkompliziert. Da sie sich für die Inbetriebnahme der Schaltungen auf das Laden der Kapazitäten und die Ansteuerung der Leistungselektronik durch eine Tastgradvorgabe beschränken, wird an dieser Stelle nicht näher auf die Modelle eingegangen. Die GUI¹⁹ in ControlDesk ist für beide Schaltungen identisch aufgebaut, und am Beispiel des Hochsetzstellers in Abbildung 3.36 dargestellt.

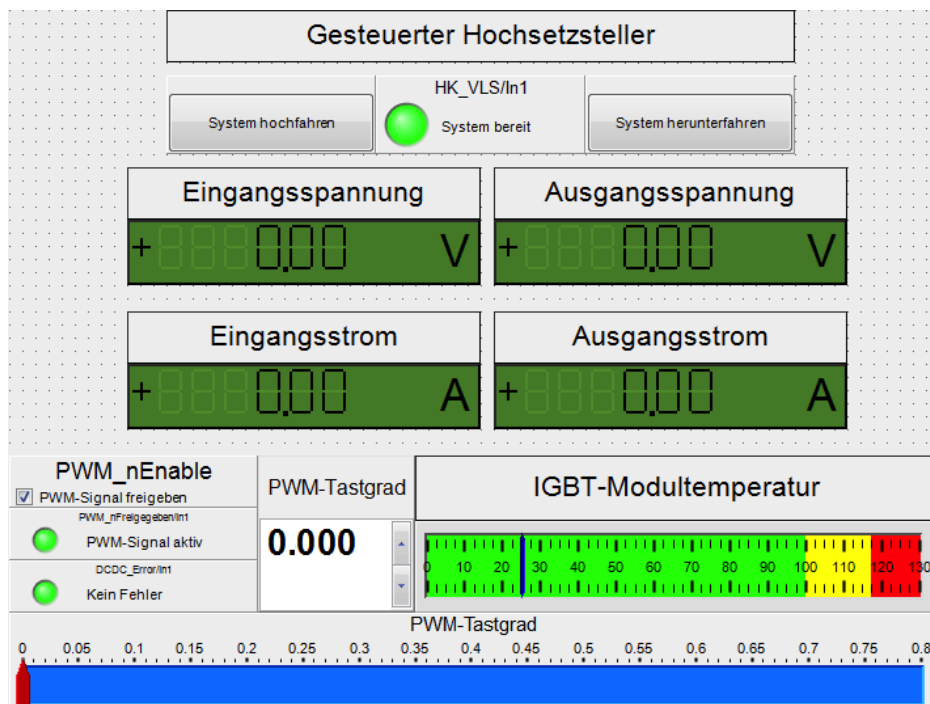


Abbildung 3.36.: ControlDesk Oberfläche für den Hochsetzsteller

Über die GUI wird das Schütz $K1$ zunächst mit der Betätigung der Taste 'System hochfahren' geschlossen um den Ladevorgang der Kondensatoren einzuleiten. Nachdem das Laden der Kondensatoren abgeschlossen ist, leuchtet die Anzeige rechts neben der Taste 'System hochfahren' grün auf und die Textmeldung 'System bereit' wird angezeigt.

Die Kontrollanzeige 'DCDC_Error' wertet das Fehlersignal des SKYPER 32 R aus. Über das Setzen eines Hakens im Feld 'PWM_nEnable' kann die Ausgabe des PWM-Signals aktiviert bzw. deaktiviert werden und mithilfe der numerischen Eingabe oder des Schiebereglers kann der Tastgrad des PWM-Signals variiert werden.

Die Analogeingänge der Messwandler am Eingang (U_{DC} ; I_{DC}) und am Ausgang (U_{ZK} ; I_{ZK}) werden über Digitalanzeigen, und die IGBT Modultemperatur über eine Balkenanzeige dargestellt. Die Temperatur kann während des Betriebs mittels der farblichen Hinterlegung des

¹⁹GUI: Graphical User Interface; engl. für grafische Benutzeroberfläche

Anzeigebalkens überwacht werden. Beim Eintreten in den roten Bereich ist die Ansteuerung des IGBT zu stoppen, da sich die Gehäusetemperatur dem Grenzwert von $\vartheta_{max} = 125^{\circ}\text{C}$ nähert [SEM11].

3.4.5. Wechselrichter

In den nachfolgenden Unterkapiteln sind ausgewählte Simulink Ausschnitte und Berechnungen für die Inbetriebnahme der B2-Brücke mit Netzstromregelung dargestellt und erläutert. Abbildung 3.37 zeigt den Ausschnitt für die Steueroberfläche aus der ControlDesk GUI des Wechselrichters.

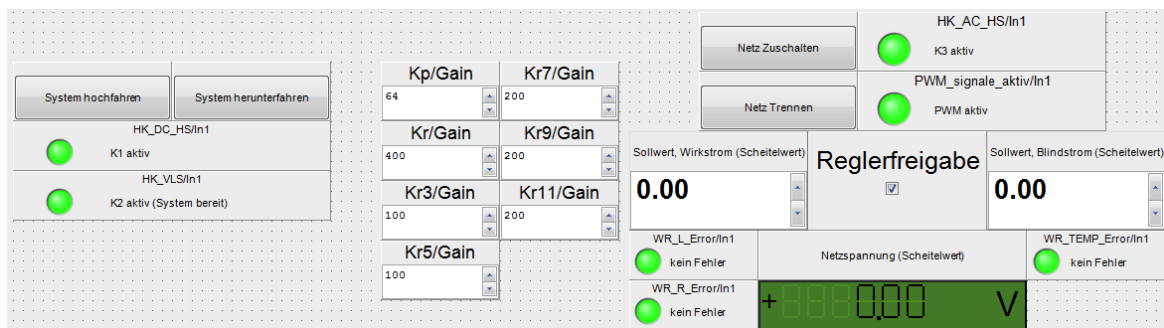


Abbildung 3.37.: Ausschnitt der ControlDesk Steueroberfläche für den Wechselrichter

Darin sind diverse numerische Eingabefelder vorhanden, mit deren Hilfe unter anderem die Reglerparameter während des Betriebs einstellbar sind und Sollwertvorgaben für den ins Netz zu speisende Strom erfolgen.

In der linken Hälfte der Abbildung befinden sich die Kontrollanzeigen für die Schütze $K1$ und $K2$, sowie die Schaltflächen 'System hochfahren' um den Ladevorgang der Kapazitäten einzuleiten und 'System herunterfahren' um die Gleichstromschütze zu öffnen.

Durch das Betätigen der Schaltflächen 'Netz zuschalten' und 'Netz Trennen' in der rechten Hälfte der Abbildung, wird das Wechselstromschütz $K3$ entsprechend geschlossen bzw. geöffnet. Eine Verriegelung sorgt dafür, dass das Netz erst dann zugeschaltet werden kann, wenn die Kondensatoren im Zwischenkreis geladen sind, da die großen Kapazitäten auf der Gleichstromseite im Einschaltaugenblick aufgrund der Freilaufdiode wie ein Kurzschluss auf das Netz wirken. Die Kontrollanzeige 'HK_AC_HS' liefert die Information des Schaltzustandes.

Die Reglerfreigabe bzw. die Freigabe der PWM-Signale geschieht durch Setzen der Markierung in dem Feld 'Reglerfreigabe'. Die Fehlerausgänge der SKHI 20 opA Treiber werden über die Anzeigen 'WR_L_Error' für den linken Halbbrückenast und 'WR_R_Error' für den rechten Halbbrückenast dargestellt, und der Schaltzustand des Bimetalls wird durch die Anzeige 'WR_TEMP_Error' visualisiert.

Ferner ist die Digitalanzeige implementiert, um Auskunft über den Scheitelwert der Netzspannung zu liefern.

3.4.5.1. Messwerterfassung und Berechnung erforderlicher Größen

Für die Erfassung des Netzstromes I_{AC} und der Netzspannung U_{AC} , ist das durch den Hardware-Interrupt 'DS1104SLAVE_PWMINT' getriggerte Subsystem 'Strom_Spannungsabtastung' in Abbildung 3.39 zuständig. Der Hardware-Interrupt wird in der Mitte jeder PWM-Periode ausgelöst, um die Strom- und Spannungsabtastung mit dem PWM-Signal zu synchronisieren. Als Triggerzeitpunkt wurde die Mitte der PWM-Periode gewählt, da es sich um ein symmetrisches PWM-Signal handelt. Der Unterschied zwischen symmetrischen und asymmetrischen PWM-Signalen wird in Abbildung 3.38 deutlich. Die Einschaltdauer beim symmetrischen PWM-Signal ist symmetrisch um die Hälfte der Periodendauer verteilt. Bei asymmetrischer PWM-Erzeugung hingegen beginnt die PWM-Periode mit der Einschaltdauer.

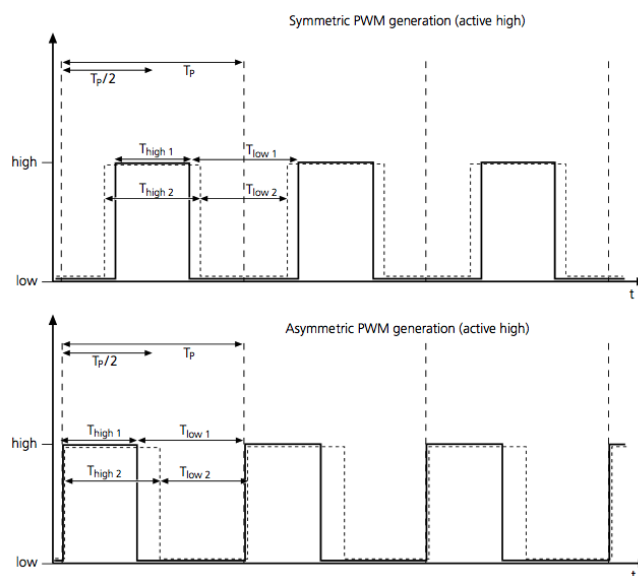


Abbildung 3.38.: Vergleich zwischen symmetrischen und asymmetrischen PWM-Signalen [dSP10b]

Die Triggerung für die Abtastung ist unbedingt notwendig, da es sonst zu Messwerterfassung während der Schalt Augenblicke eines IGBT-Paares kommen kann. Schaltvorgänge verursachen hohe Störungen in den Messwerten und können die Regelung außer Kontrolle bringen [NuB10].

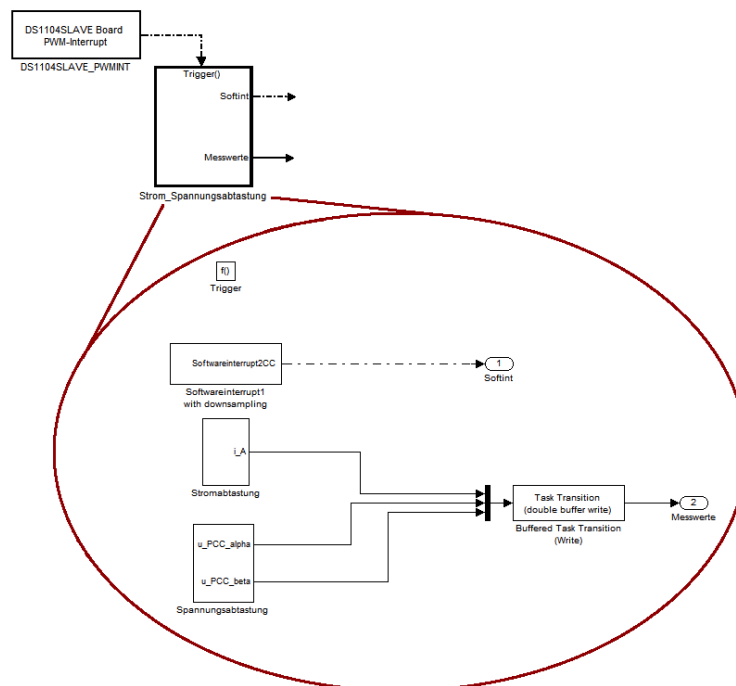


Abbildung 3.39.: Hardware-Interrupt zur Triggerung der Messwerterfassung und Darstellung des Subsysteminhalts

Innerhalb der roten Umrandung in Abbildung 3.39 ist der Inhalt des Subsystems 'Strom_Spannungsabtastung' dargestellt, in welchem unter anderem ein Software-Interrupt mittels Downsampling²⁰ erzeugt wird. Darauf wird in Kapitel 3.4.5.3 näher eingegangen.

In den Subsystemen 'Stromabtastung' und 'Spannungsabtastung' befinden sich die RTI-Blöcke der A/D-Wandler mit den zugehörigen Umrechnungs- und Skalierungsfaktoren. Der Block 'Buffered Task Transition (write)' sorgt für die Konsistenz der Messwerte, da die Triggerung für die Abtastung asynchron zu dem Hauptprogramm läuft.

Um einen sinusförmigen Strom in Phasenlage zur Netzspannung einzuspeisen, ist die Information des Phasenwinkels der sich zeitlich ändernden Spannung u_{AC} zu jedem Abtastzeitpunkt erforderlich. Um an diese Information zu gelangen kann die Orthogonalgröße zur Netzspannung herangezogen werden. Dazu muss die gemessene Netzspannung u_{AC} um 90° verzögert werden. Die so entstehende Komplementärgröße $u_{AC,\beta}$ wird mit der Netzspannung $u_{AC,\alpha} = u_{AC}$ in die komplexe α - β -Ebene gelegt, um einen mit der Kreisfrequenz ω_N rotierenden Spannungszeiger zu erhalten [Nuß10].

Abbildung 3.40 verdeutlicht diesen Sachverhalt für zwei verschiedenen Zeitpunkte der Wechselspannung. Auf die reelle Achse wird die gemessene Spannung $u_{AC,\alpha}$ und auf die Imaginärachse die um 90° verzögerte Spannung $u_{AC,\beta}$ projiziert. Aus der geometrischen Addition

²⁰Downsampling: engl. für Heruntertaktung

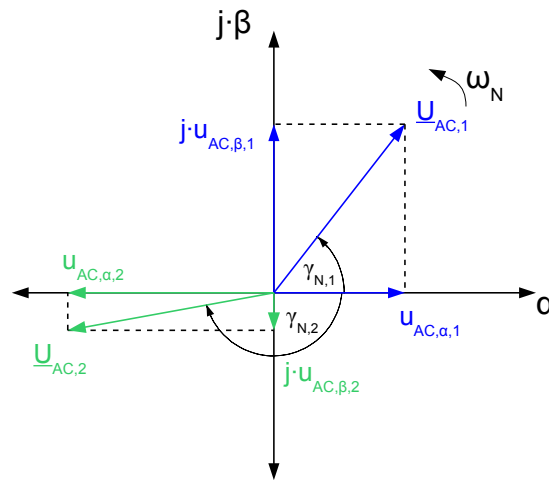


Abbildung 3.40.: Netzphasenfestes Bezugssystem [Nuß10]

der Komplementärgrößen ergibt sich der komplexe, rotierende Zeiger \underline{u}_{AC} , mit dem Scheitelwert der Netzspannung als Zeigerlänge und dem Winkel γ_N als Phasenlage [Nuß10].

Die Größen \underline{u}_{AC} und γ_N berechnen sich mit den Gleichungen 3.51 und Gleichung 3.52, und Abbildung 3.41 zeigt die Realisierung dieser Berechnung in Simulink. Ferner findet in dem Simulink Modell eine Winkelkorrektur für die Quadranten III und IV der komplexen Ebene statt [Nuß10].

$$|\underline{u}_{AC}| = \sqrt{u_{AC,\alpha}^2 + u_{AC,\beta}^2} \tag{3.51}$$

$$\gamma_N = \arccos\left(\frac{u_{AC,\alpha}}{|\underline{u}_{AC}|}\right) \tag{3.52}$$

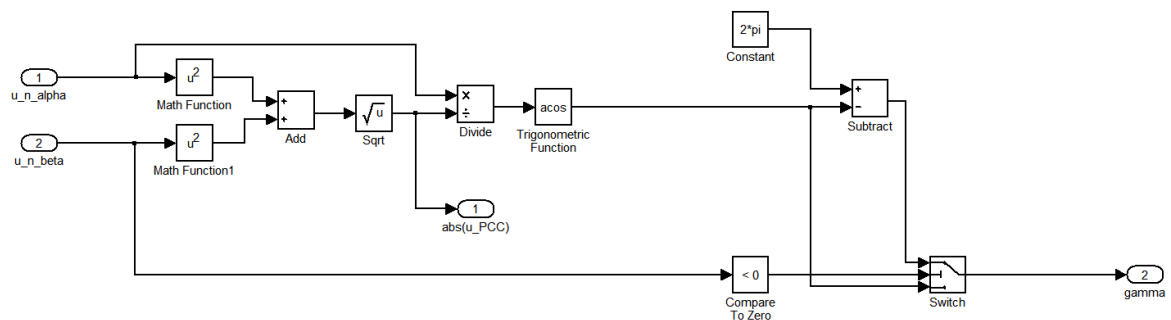


Abbildung 3.41.: Berechnung des Scheitelwertes und Phasenwinkels der Netzspannung

Der Inhalt des Subsystems 'Spannungsabtastung' aus Abbildung 3.39 wird in Abbildung 3.42 dargestellt, und setzt die Phasenverzögerung von 90° um. Es enthält neben dem A/D-Wandler 'DS1104ADC_C7' für die Netzspannung und den Faktoren ADC_{Scale} und $VT_{Scale,AC}$ noch ein 'Integer Delay'.

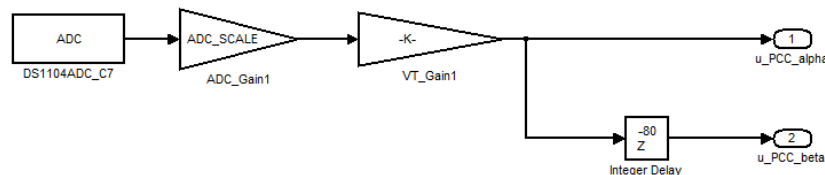


Abbildung 3.42.: Spannungsabtastung und Phasenverzögerung von 90° bei 50Hz

In diesem Fall verursacht das 'Integer Delay' eine Signalverzögerung von 80 Abtastzyklen. Bei einer Abtastfrequenz $f_S = 16\text{kHz}$ bedeutet dies nach Gleichung 3.53 eine Verzögerung von 5ms , was bei der Netzfrequenz 50Hz nach Gleichung 3.54 einer Verzögerung von 90° entspricht. Wird die Abtastfrequenz oder die Netzfrequenz geändert, muss das 'Integer Delay' entsprechend angepasst werden, damit eine Signalverzögerung von 90° entsteht.

$$T_{Z-80} = 80 \cdot T_S = n \cdot \frac{1}{f_S} = \cdot 80 \cdot 62,5\mu\text{s} = 5\text{ms} \quad (3.53)$$

$$\varphi = \frac{T_{80}}{T_N} \cdot 360^\circ = \frac{5\text{ms}}{20\text{ms}} \cdot 360^\circ = 90^\circ \quad (3.54)$$

mit

T_{Z-80} : Verzögerungszeit des 'Integer Delay' bei 80 Abtastzyklen

T_S : Abtastzeit

f_S : Abtastfrequenz; $f_S = \frac{1}{T_S}$

T_N : Periodendauer der Netzfrequenz; $T_N = 20\text{ms}$

φ : Phasenverschiebungswinkel zwischen den Komplementärgrößen

Die Netzspannung muss nach DIN EN 50160 in einem Jahr zu 99,5% innerhalb der Toleranzgrenze $\pm 1\%$ liegen. Trotz einer abweichenden Frequenz, verursacht das 'Integer Delay' stets eine Verzögerung von 5ms . Daraus folgt für eine Abweichung der Netzfrequenz 50Hz , dass der Verschiebungswinkel φ zwischen gemessener Netzspannung und verzögerter Spannung ebenfalls um $\pm 1\%$ variieren kann.

3.4.5.2. Sollwertvorgabe und -beschränkung

Die Stromsollwertvorgabe erfolgt für die Inbetriebnahme des Wechselrichters manuell, mithilfe einer numerischen Eingabe in ControlDesk. Solarwechselrichter müssen nach der Niederspannungsrichtlinie VDE-AR-N 4105 ab einer Bemessungsleistung von $S_N \leq 3,68 \text{ kVA}$ einen gewissen Anteil Blindleistung bereitstellen können. Bei der Leistung der hier verwendeten B2-Brücke mit $P_N = 3,4 \text{ kW}$ bzw. $S_N = 3,4 \text{ kVA}$ ist dies nicht zwingend erforderlich, jedoch kann die Strombelastbarkeit der IGBT für einen Blindstrom ausgenutzt werden, falls der Wirkstrom geringer als der maximale IGBT-Strom ist.

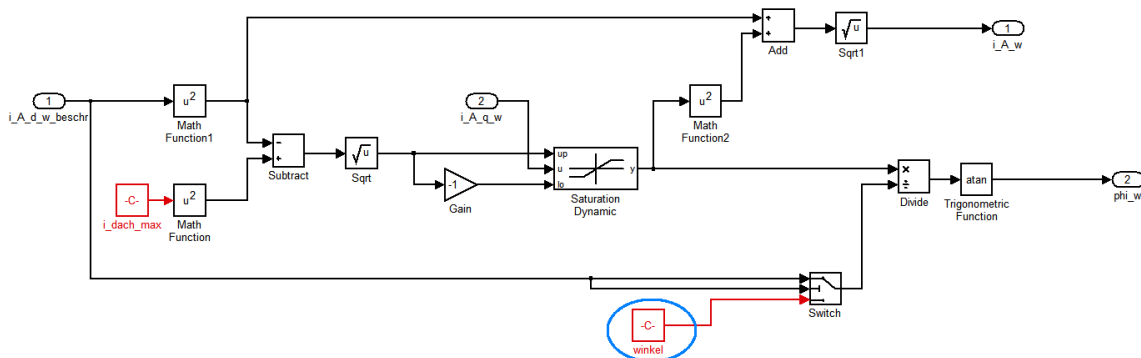


Abbildung 3.43.: Ermittlung des maximal verfügbaren Blindstromes

Die Berechnung des maximal verfügbaren Blindstromes erfolgt in Abbildung 3.43 und wird dort als Ober- und Untergrenze für den Block 'Saturation Dynamic'²¹ vorgegeben, durch den der Sollwert des Blindstromes adaptiv begrenzt wird. Gleichung 3.55 stellt die Berechnung für die Eingänge 'up' and 'lo' dar. Der verfügbare Blindstrom errechnet sich aus der geometrischen Differenz des maximalen IGBT-Stromes und des aktuellen Wirkstromsollwertes. Der Wirkstromsollwert ist bereits durch einen vorgeschalteten Sättigungsblock auf den maximalen Strom der B2-Brücke begrenzt. Aufgrund der von dem Wirkstromsollwert abhängigen Grenzen des Blindstromsollwertes, hat die Wirkleistungseinspeisung eine höhere Priorität.

Hinweis: Die Berechnungen in dem Simulink Modell findet mit Scheitelwerten statt.

$$I_{A,q,max} = \sqrt{I_{A,max}^2 - I_{A,d,w,beschr}^2} \quad (3.55)$$

mit

- $I_{A,q,max}$: Maximal verfügbarer Blindstrom
- $I_{A,max}$: Maximaler Wechselrichterausgangsstrom
- $I_{A,d,beschr}$: Ausgangsstromsollwert; beschränkt

²¹Saturation Dynamic: engl. für dynamische Sättigung

Ein Blindstrom kann sowohl positiv als auch negativ in der ControlDesk Oberfläche vorgegeben werden. Im Falle des positiven Blindstromes eilt der Blindstrom dem Wirkstrom voraus (übererregter Betrieb), und der Wechselrichter liefert induktive Blindleistung bzw. wirkt kapazitiv auf das Netz. Bei negativer Sollwertvorgabe eilt der Blindstrom dem Wirkstrom nach (untererregter Betrieb), und der Wechselrichter liefert kapazitive Blindleistung bzw. wirkt induktiv auf das Netz [FD08].

Der Gesamtstromsollwert wird durch die geometrische Addition des Wirkstromsollwertes mit dem Blindstromsollwert nach Gleichung 3.56 berechnet. Für den Phasenverschiebungswinkel zwischen Wirk- und Blindstromsollwert liefert der Arkustangens gemäß Gleichung 3.57 den Sollwert für die Phasenlage des einzuspeisenden Stromes bezogen auf die Netzspannung. Siehe dazu auch Abbildung 3.43.

$$I_{A,w} = \sqrt{I_{A,d,w}^2 + I_{A,q,w}^2} \quad (3.56)$$

$$\varphi_w = \arctan\left(\frac{I_{A,q,w}}{I_{A,d,w}}\right) \quad (3.57)$$

mit

φ_w : Sollwert für den Phasenverschiebungswinkel

$I_{A,q,w}$: Blindstromsollwert

$I_{A,d,w}$: Wirkstromsollwert

Die blau markierte Konstante in Abbildung 3.43 verhindert eine Division durch null am 'Divide'-Block, falls der Wirkstromsollwert null ist.

3.4.5.3. Regler und Sollwertbildung

Das Downsampling aus Abbildung 3.39 generiert einen Software-Interrupt, welcher ganze Vielfache des Hardware-Interrupt bzw. der Abtastzeit betragen kann. Dieser wird genutzt um die Stellgrößenberechnung bzw. den Stromregelkreis entsprechend niedrigerfrequenter zu triggern, da die Berechnungen bei hohen Abtastfrequenzen zu in der kurzen Zeit nicht durchführbar sind. Für Schaltfrequenzen, deren Periodendauer ausreicht um die Stellgrößenberechnung durchzuführen, kann das Downsampling umkonfiguriert werden.

Regler:

Als Regler wurde ein Proportional-Resonanzregler, kurz PR-Regler, ausgewählt. Dieser hat

einige Vorteile gegenüber der dq-Regelung aus der Antriebstechnik, bei der die Wechselgrößen zunächst in Gleichgrößen transformiert werden, und die Regelung der Gleichgrößen mithilfe eines PI-Reglers erfolgt. Der Rechenaufwand wird durch das Entfallen der Umrechnung in Gleichgrößen beim PR-Regler minimiert, da er in der Lage ist, sinusförmige Größen mit stationärer Genauigkeit zu regeln. Weiterhin ist es sogar möglich die harmonischen Oberschwingungen im Netzstrom mit einer Modifikation des Reglers zu dämpfen. Die Übertragungsfunktion des PR-Reglers ist in Gleichung 3.58 festgehalten [CVK09] [CGS⁺12] [BM11].

$$G_R(s) = G_{K_P}(s) + G_{K_R}(s) = K_P + \frac{K_R \cdot 2 \cdot \omega_g \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_g \cdot s + \omega_N^2} \quad (3.58)$$

mit

$G_{K_P}(s)$: Übertragungsfunktion des Proportionalanteils

$G_{K_R}(s)$: Übertragungsfunktion des Resonanzanteils

K_P : Proportionalbeiwert

K_R : Resonanzverstärkungsfaktor

ω_g : Grenzfrequenz des Reglers

ω_N : Resonanzfrequenz des Reglers

Die Resonanzfrequenz des Reglers wird auf die Netznennfrequenz von $\omega_N = 2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz}$ eingestellt, sodass der Nenner von $G_{K_R}(s)$ gegenüber dem Resonanzverstärkungsfaktor gering wird, wenn der Regler mit dieser Frequenz angeregt wird. Dadurch wird mit entsprechender Wahl des K_R und ω_g eine sehr hohe Verstärkung bei dieser Frequenz verursacht. Die Grenzfrequenz legt das Frequenzband um die Resonanzfrequenz des Reglers fest, in welchem die Resonanzverstärkung ihre Wirkung zeigt. Da die Netzfrequenz, wie zuvor erwähnt, um $\pm 1\%$ variieren kann, ist es ein gewisses Frequenzband um die Resonanzfrequenz des Reglers vorteilhaft [CVK09].

Die Übertragungsfunktion $G_R(s)$ kann zur Dämpfung von harmonischen Oberschwingungen erweitert werden. Dazu wird die Resonanzfrequenz der Übertragungsfunktion $G_{K_R}(s)$ auf die entsprechende Frequenz der harmonischen Oberschwingung konfiguriert und zu der bestehenden Reglerübertragungsfunktion addiert [BM11], sodass sich die Reglerübertragungsfunktion in Gleichung 3.59 ergibt.

$$G_R(s) = G_{K_P}(s) + G_{K_R}(s) + G_{K_{R,3}}(s) + G_{K_{R,5}}(s) + \dots + G_{K_{R,n}}(s) \quad (3.59)$$

$$G_{K_{R,n}}(s) = \frac{K_{R,n} \cdot 2 \cdot \omega_g \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_g \cdot s + n \cdot \omega_N^2} \quad (3.60)$$

mit

n : Ordnung der harmonischen Oberschwingung

$K_{R,n}$: Dämpfungsfaktor für die n -te harmonische Oberschwingung

Das Bodediagramm eines beispielhaften PR-Reglers ist nach Gleichung 3.59 mit den Werten aus Tabelle 3.10 in Abbildung 3.44 dargestellt. Darin sind deutlich die hohen Verstärkungen in der Grundschwingungsfrequenz und den konfigurierten harmonischen Oberschwingungen zu erkennen.

Parameter	Wert
ω_N	$2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz}$
ω_g	$2 \cdot \pi \cdot 0,125\text{Hz}$
K_P	1
K_R	100
$K_{R,3}$	100
$K_{R,5}$	50
$K_{R,7}$	50

Tabelle 3.10.: Parameter des beispielhaften PR-Reglers zu Abbildung 3.44

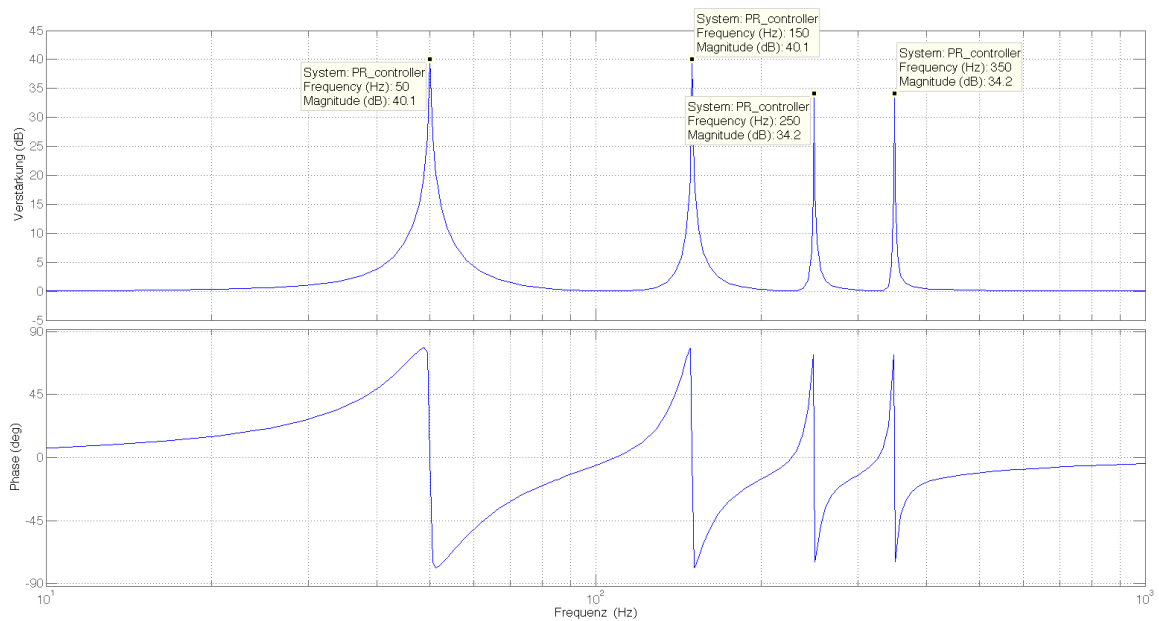


Abbildung 3.44.: Bodediagramm eines PR-Reglers mit Oberschwingungsdämpfung

Bildung des Sollwertes und der Regeldifferenz:

Die Sollwertvorgabe für den PR-Regler muss in für diese Anwendung sinusförmig erfolgen. Durch Multiplikation des Stromsollwertes $\hat{i}_{A,w}$ mit dem Kosinus des aktuellen Phasenwinkels γ_N entsteht der sinusförmige Sollwertverlauf, in Phasenlage zur Netzspannung. Die Multiplikation muss an dieser Stelle mit der Kosinusfunktion durchgeführt werden, da der Winkel der Netzspannung nach Gleichung 3.52 mit dem Arkuskosinus ermittelt wurde.

Der Phasenwinkel wird bei Blindstromvorgabe vor der Kosinusbildung gemäß Abbildung 3.45 um den Phasenwinkelsollwert φ_w vergrößert bzw. verkleinert. (Abbildung 3.45)

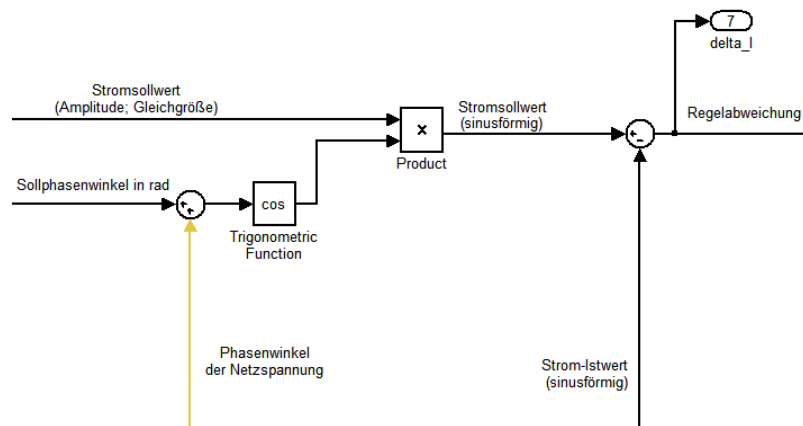


Abbildung 3.45.: Bildung des sinusförmigen Stromsollwertes

4. Inbetriebnahme und Tests

Im Kapitel 'Inbetriebnahme und Tests' werden die Funktion des Hochsetzstellers, des Tiefsetzstellers und der stromgeregelten B2-Brücke verifiziert. Der Versuchsaufbau jeder Schaltung wird kurz beschrieben und ausgewählte Messergebnisse werden präsentiert. Für die Tests wurde eine kompakte Gleichspannungsquelle des Typs 'PS 8000 T' Herstellers EA-Elektroautomatik GmbH verwendet. Diese hat eine Nennleistung von 1500W bei einer einstellbaren Ausgangsspannung von 0V bis 360V [Aut12].

4.1. Hochsetzsteller

4.1.1. Versuchsaufbau

Abbildung 4.1 zeigt ein Bild von dem Versuchsaufbau im Labor mit den angeschlossenen Komponenten. Dazu ist die Induktivität $L = 50mH$ und zwei der Kapazitäten aus Kapitel 3.1.3.1 mit jeweils $C_E = C_{ZK} = 2mF$ gemäß Anhang A.1.1 in den Hauptstromkreis eingebunden.

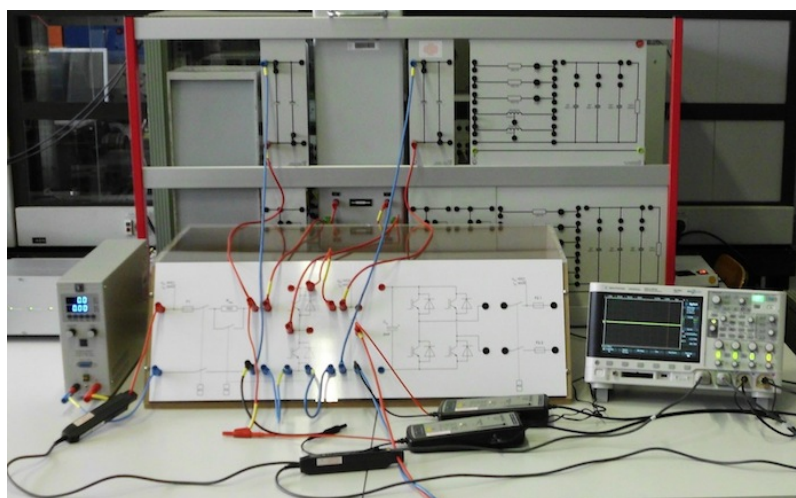


Abbildung 4.1.: Testaufbau für Hochsetzstellerbetrieb

Für den Test ist die Gleichspannungsquelle mit steckbaren Leitungen an die Eingangsbuchsen des Hauptstromkreises angeschlossen und die Eingangsgleichspannung beträgt $U_{DC} = 150V$. Als Last wird der Leistungswiderstand aus Abbildung 4.2 nach Anhang A.1.1 am Ausgang des Hochsetzstellers angebunden. Dieser ist auf den Wert $R_L = 90\Omega$ eingestellt und mit der maximalen Strombelastbarkeit von $20A$ für diesen Versuchsaufbau geeignet.



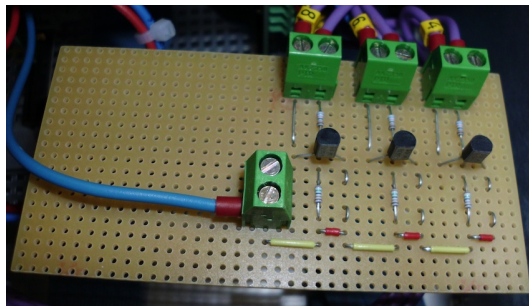
Abbildung 4.2.: Lastwiderstand für die Gleichstromsteller

4.1.2. Ergebnisse

Bei dem Betätigen der Taste 'System hochfahren' in der ControlDesk Oberfläche wurde der Ladevorgang der Kapazitäten zunächst nicht eingeleitet. Als Fehlerquelle haben sich die Solid-State-Relais zum Ansteuern der Schütze herausgestellt, da die Spannung am Ausgang des dSPACE Systems eingebrochen ist. Dies ist die Folge einer zu hohen Belastung des Ausgangsports. Eine Referenzmessung des PLC-OPT-5DC/300DC/1 an einer $5V$ -Spannungsquelle lieferte eine Stromaufnahme von $I_{SSR,TTL \rightarrow 24V} = 16,7mA$, was mehr als dem dreifachen der Datenblattangabe entspricht. Nach der Kontaktierung des Herstellers, stellte sich ein fehlerhaftes Datenblatt als Ursache heraus.

Um die Inbetriebnahme fortzusetzen wurde eine Lochrasterplatine, siehe Abbildung 4.3, mit drei Schalttransistoren des Typs $BC547B$ in Emitterschaltung eingesetzt. Die Transistoren sind mit einem Kollektorstrom von $I_C = 100mA$ in der Lage, die drei Solid-State-Relais anzusteuern [Fai02]. Der Schaltplan zur Einbindung in die Schnittstelle befinden sich in Anhang A.4.7.

Nach dem Laden der Kondensatoren und dem Aktivieren der PWM-Signale ist ein Tastgrad von $d = 0,5$ bei der Schaltfrequenz $f_{PWM} = 5kHz$ eingestellt worden, um den

Abbildung 4.3.: Treiberplatine für die Solid-State-Relais $TTL \rightarrow 24V$

Induktivitätsstrom im ungünstigsten Fall zu untersuchen. Die Digitalanzeigen der Control-Desk Oberfläche, siehe Abbildung 4.4, zeigen die Ströme und Spannungen am Ein- und Ausgang. Die Ausgangsspannung beträgt annähernd das doppelte der Eingangsspannung (Abweichung 0,86%) und der Ausgangsstrom stellt sich nach dem Ohmschen Gesetz auf den Wert $I_{ZK} = 3,3A$ ein. Anhand des Eingangsstromes, welcher nicht dem doppelten des Ausgangsstromes beträgt, ist die Verlustleistung der Schaltung zu erkennen. Der Wirkungsgrad liegt bei vorbildlichen 96,93%, wie Gleichung 4.1 zeigt.

$$\eta = \frac{U_{ZK} \cdot I_{ZK}}{U_{DC} \cdot I_{DC}} = \frac{297,27V \cdot 3,3A}{149,93V \cdot 6,75A} = 96,93\% \quad (4.1)$$

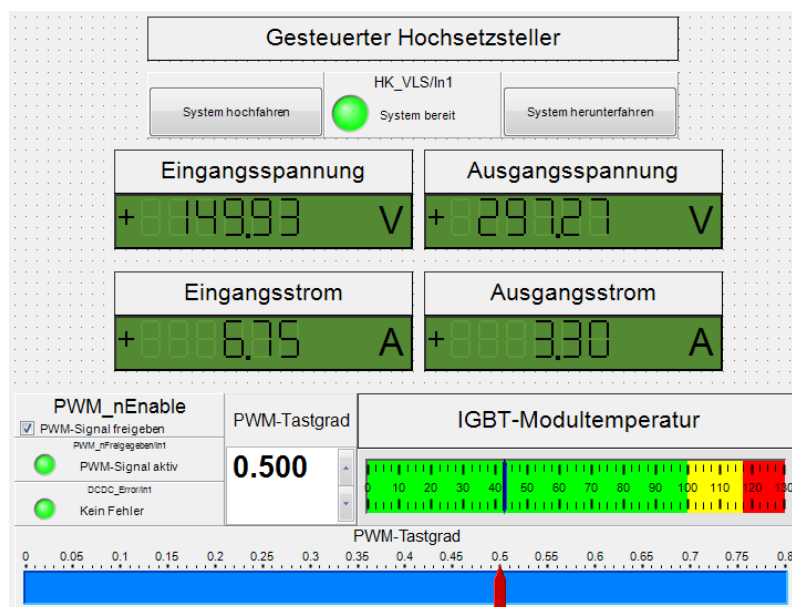


Abbildung 4.4.: Messergebnisse des Hochsetzstellers in ControlDesk

In Abbildung 4.5 ist die Oszilloskopaufnahme des Wechselstromanteils in der Induktivität bei dem Tastgrad $d = 0,5$ dargestellt. Mit der verwendeten Induktivität $L = 50mH$ und der

eingestellten Spannung $U_{DC} = 150V$, ergibt sich nach Umstellen der Gleichung 3.8 ein theoretischer Stromrippel von $\Delta I_{L,ideal} = 300mA$, siehe Gleichung 4.2.

$$\Delta I_{L,ideal} = 150V \cdot \frac{100\mu s}{50mH} = 300mA \quad (4.2)$$

Hingegen beträgt der gemessene Stromrippel in Abbildung 4.5 $\Delta I_L = 450mA$. Die Abweichung beträgt mit dem 1,5-fachen Wert der theoretischen Schwankungsbreite offenkundig zu viel. Da die Schaltfrequenz und die Eingangsspannung konstant sind, liegt die Ursache womöglich in der Induktivität. Um dies zu überprüfen wird der gemessene Stromrippel $\Delta I_L = 450mA$ in Gleichung 3.8 eingesetzt. Daraus resultiert ein theoretischer Induktivitätswert von $L = 33,33mH$.

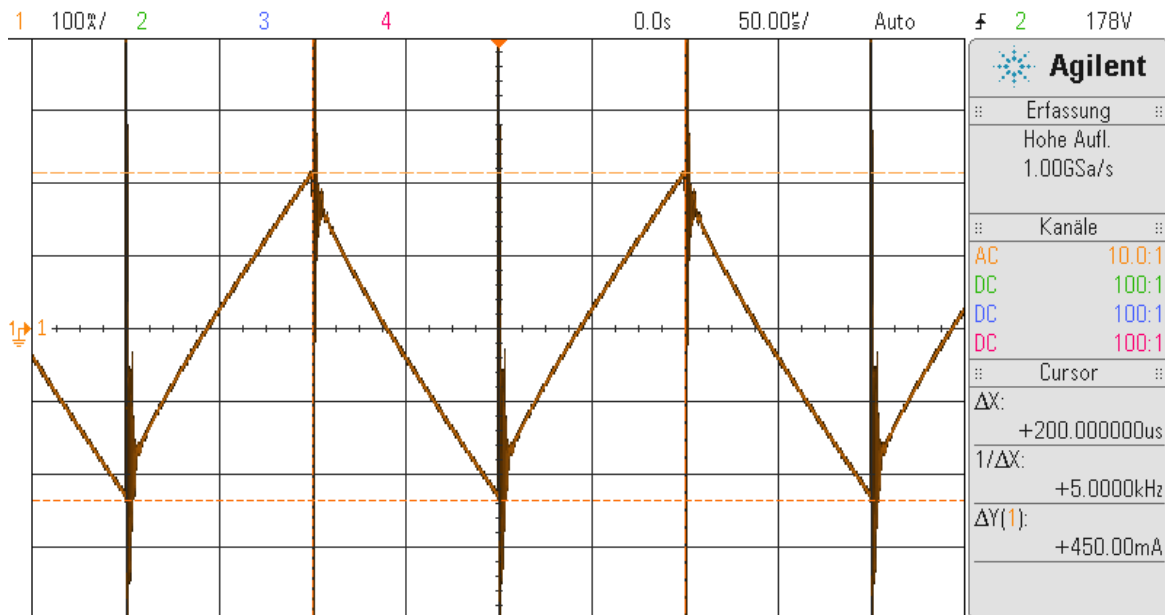


Abbildung 4.5.: Oszilloskopaufnahme, $\Delta I_{L,max}$ im Hochsetzstellerbetrieb; Stromskalierung ($100mA/div$); Zeitskalierung ($50\mu s/div$)

Eine Messung an der Induktivität ergab, dass sie nicht den Wert $L = 50mH$ aufweist. Dazu wurde mithilfe eines Funktionsgenerators der induktive Blindwiderstand durch Strom- und Spannungsmessung ermittelt, wobei der ohmsche Widerstand mit $0,16\Omega$ vernachlässigbar klein ist. Die Frequenz der Wechselspannung am Funktionsgenerator ist wegen der Schaltfrequenz beim Hochsetzsteller auf $f_{PWM} = 5kHz$ eingestellt worden. Dabei wurde ein Strom von $I_L = 6,519mA$ und eine Spannung von $U_L = 7,1V$ an der Induktivität

gemessen. Nach Gleichung 4.4 lässt sich der Induktivitätswert ermitteln [BDH⁺04].

$$X_L = \frac{U_L}{I_L} = 2 \cdot \pi \cdot f_{PWM} \cdot L \quad (4.3)$$

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{\frac{7,1V}{6,519mA}}{2 \cdot \pi \cdot 5kHz} = 34,67mH \quad (4.4)$$

Mit dem nun bekannten Wert der Induktivität ergibt sich mit der Spannung $U_{DC} = 150V$ nach Gleichung 3.8 ein theoretischer Stromrippel von $\Delta I_L = 439,8mA$, was dem Messergebnis aus Abbildung 4.5 sehr nahe kommt.

4.2. Tiefsetzsteller

4.2.1. Versuchsaufbau

Die Komponenten im Versuchsaufbau des Tiefsetzstellers sind nach Anhang A.1.2 an den Hauptstromkreis angeschlossen. Die Eingangskapazität beträgt $C_E = 3mF$, die Ausgangskapazität $C_{ZK} = 1mF$ und die Induktivität $L = 34,67mH$, wie sich unter Kapitel 4.1.2 herausgestellt hat.

Betrieben wird die Schaltung mit der Eingangsspannung $U_{DC} = 360V$, und als Last dient der Widerstand aus Abbildung 4.2 mit einem Widerstandswert von $R_L = 30\Omega$.

Die Größe der Kapazität C_E hat sich als notwendig herausgestellt, da die Messwerterfassung für I_{DC} in ControlDesk nicht befriedigend war. Mithilfe einer Referenzmessung mittels TRMS¹-Strommessgerätes wurde eine fehlerhafte Anzeige in ControlDesk festgestellt. Bei Vergrößerung der Kapazität trat dieses Problem nicht auf. Die Vermutung liegt in der Triggerung der Messwerterfassung, da es sich um einen Multiplexereingang des 16-Bit A/D-Wandlers handelt. In Kapitel 3.2.1.2 wurde bereits erwähnt, dass die simultane Erfassung der Analog-Digital-Wandler laut [dSP10a] mit nur einem Eingang des 16-Bit A/D-Wandlers ermöglicht wird.

Weiterhin traten im Tiefsetzstellerbetrieb EMV-Störungen in den Analogwerten zwischen den Tastgraden $d = 0,69$ und $d = 0,79$ auf. Der Verdacht hierbei liegt an dem experimentellen Aufbau.

Eine genaue Ursache dieser beiden Probleme konnte aus zeitlichen Gründen nicht gefunden werden.

Hier wird lediglich das Ergebnis mit der erhöhten Kapazität vorgestellt, um die Funktion der leistungselektronischen Schaltung zu verifizieren.

¹TRMS: True Root Mean Square; engl. für Echteffektivwert

4.2.2. Ergebnisse

Die Messung für den Tiefsetzstellerbetrieb ist ebenfalls mit der Schaltfrequenz von $f_{PWM} = 5\text{kHz}$ und dem Tastgrad $d = 0,5$ erfolgt, um den ungünstigsten Fall für den Strom in der Induktivität zu betrachten. Die Digitalanzeigen in der ControlDesk Oberfläche (Abbildung 4.6) belegen die Funktion des Tiefsetzstellers. Die Ausgangsspannung beträgt bei dem Tastgrad $d = 0,5$ etwa die Hälfte der Eingangsspannung.

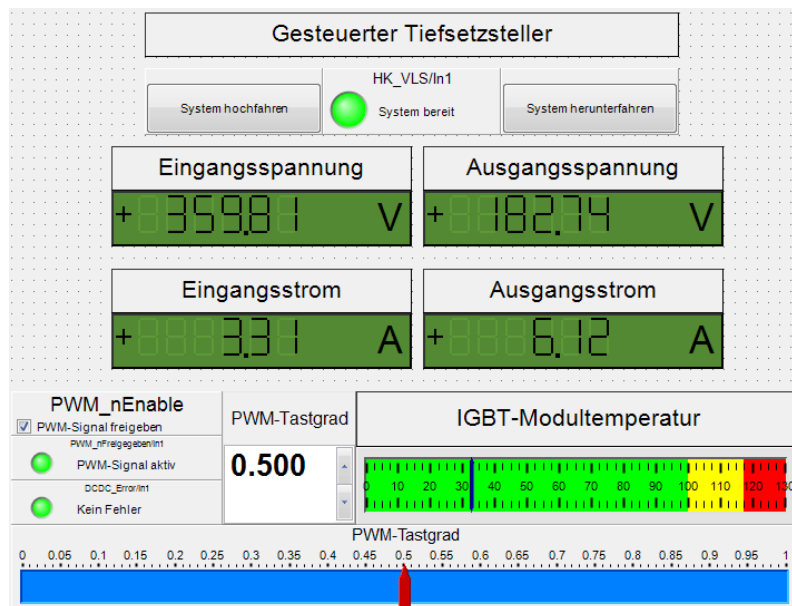


Abbildung 4.6.: Messergebnisse des Tiefsetzstellers in ControlDesk

Mit den in Abbildung 4.6 dargestellten Werten errechnet sich ein Wirkungsgrad von:

$$\eta = \frac{U_{ZK} \cdot I_{ZK}}{U_{DC} \cdot I_{DC}} = \frac{182,74\text{V} \cdot 6,12\text{A}}{359,81\text{V} \cdot 3,31\text{A}} = 93,9\% \quad (4.5)$$

Die Oszilloskopaufnahme des Stromverlaufs in der Induktivität ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Die Messung zeigt einen Stromrippel von etwa 535mA . Rechnerisch ergibt sich der folgende Stromrippel nach Umstellung der Gleichung 3.8 mit der Spannung $U_{DC} = 360\text{V}$:

$$\Delta I_L = 360\text{V} \cdot \frac{1}{4 \cdot 5\text{kHz} \cdot 34,67\text{mH}} = 519,2\text{mA} \quad (4.6)$$

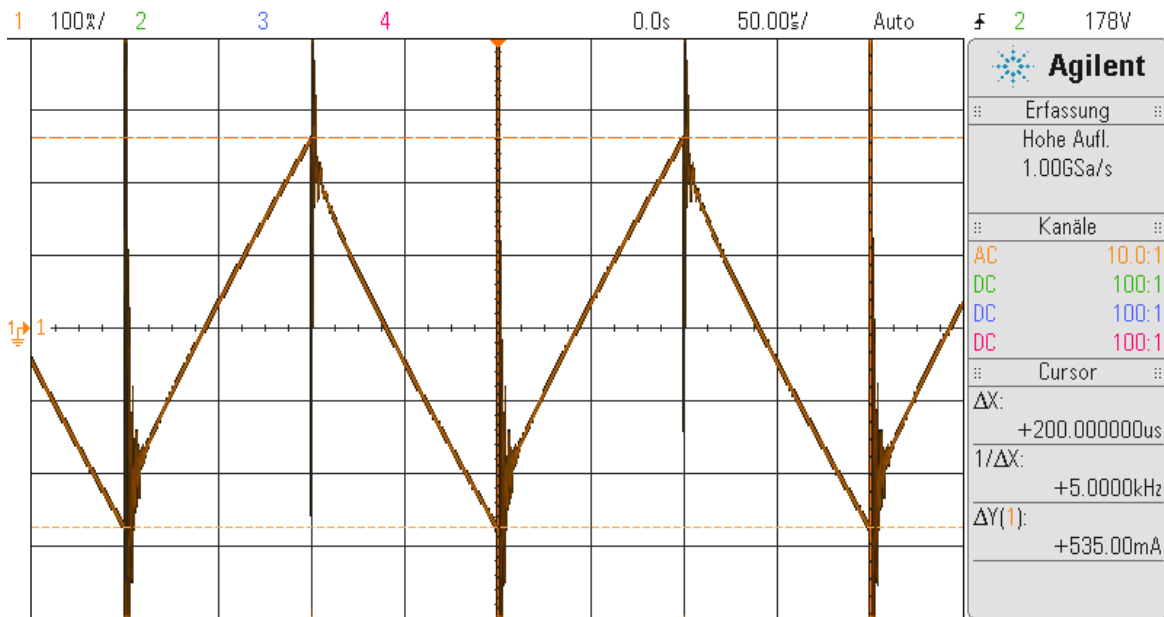


Abbildung 4.7.: Oszilloskopaufnahme, $\Delta I_{L,max}$ im Tiefsetzstellerbetrieb; Stromskalierung (100mA/div) Zeitskalierung (50µs/div)

4.3. Wechselrichter mit Netzstromregelung

Für die Inbetriebnahme des Wechselrichters werden zunächst die Induktivitäten des Ausgangsfilters überprüft. Die Vorgehensweise für die Ermittlung der Induktivitäten ist identisch mit der Messung der Induktivität unter Kapitel 4.1.2.

Da eine reale Induktivität laut [Zim00] aufgrund parasitärer Effekte einen frequenzabhängigen Induktivitätswert aufweist, wird die Frequenz des Funktionsgenerators auf die Netzfrequenz 50Hz eingestellt. Nach Gleichung 4.4 ergibt sich mit den gemessenen Werten $U_L = 0,687V$ und $I_L = 135mA$ die folgende Induktivität:

$$L = \frac{\frac{0,687V}{135mA}}{2 \cdot \pi \cdot 50Hz} = 16,2mH \quad (4.7)$$

4.3.1. Versuchsaufbau

Der Versuchsaufbau des netzgekoppelten Wechselrichters erfolgt nach dem Stecktafelbild in Anhang A.1.3. Die Komponenten $C_E = 2mF$, $L = 34,67mH$ und $C_{ZK} = 2mF$ dienen zum Glätten des Stromes und der Spannung an der Gleichstromseite der B2-Brücke. Am Eingang des Hauptstromkreises befindet sich die Spannungsquelle mit $U_{DC} = 360V$, und am Ausgang des Wechselrichters ist der LC-Filter aus Kapitel 3.1.3.6 mit $L_f = 32,4mH$ und $C_f = 4\mu F$ in den Hauptstromkreis eingebunden. Die Schaltfrequenz der PWM-Brücke

wird mit $f_{PWM} = 16\text{kHz}$ gewählt, und das Downsampling mit $D = 2$, sodass die Stellgrößenberechnung der Regelung mit einer Frequenz von 8kHz stattfindet.

Ferner werden für die Inbetriebnahme der Regelung zwei Phasen des Drehstromnetzes auf eine Spannung von $U_{AC} = 130\text{V}$ mithilfe eines Transformators heruntertransformiert, und an den Ausgang des Hauptstromkreises angeschlossen.

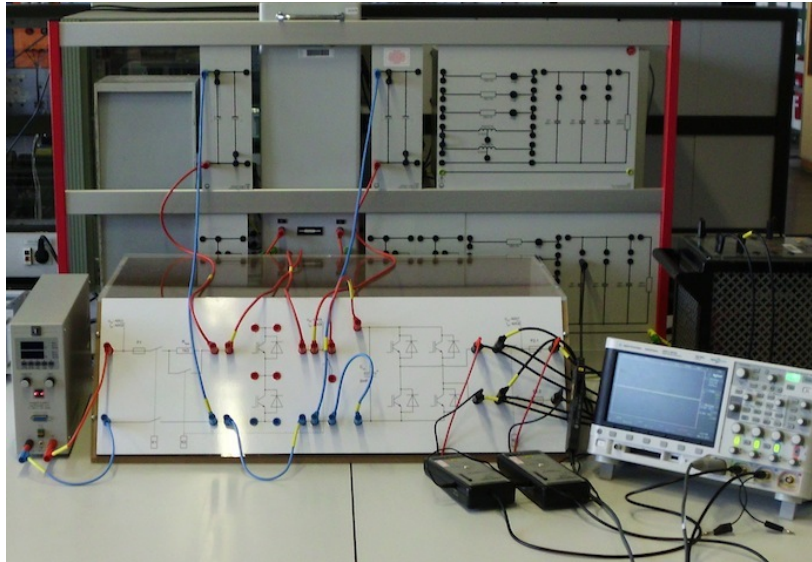


Abbildung 4.8.: Testaufbau für Wechselrichterbetrieb mit Netzstromregelung

4.3.2. Ergebnisse

Bevor die Regelung getestet werden kann, müssen die durch die Software generierten Hilfsgrößen überprüft werden. Dazu zeigt Abbildung 4.9 die gemessene Spannung $u_{AC,\alpha}$ in rot, und die um 90° verzögerte Komponente $u_{AC,\beta}$ in grün. Der Phasenwinkel γ_N ist blau dargestellt und verläuft von $\gamma_N = 0$ bis $2 \cdot \pi$. Die für die Regelung wichtigen Größen, werden korrekt durch die Applikation gebildet. Ferner sind der Scheitelwert der Netzspannung \hat{u}_{AC} (orange) und die Spannung U_{ZK} (violett) dargestellt.

Nachdem die Hilfsgrößen verifiziert wurden, müssen die Reglerparameter gewählt werden. Diese sind im Verlauf der Tests empirisch ermittelt worden, wobei die Resonanzfrequenz ω_N und die Grenzfrequenz ω_g des PR-Reglers den Werten aus Tabelle 3.10 entsprechen. Die empirische Ermittlung ist in diesem Fall möglich, da durch den Resonanzanteil keine Schwingungen in dem System zu erwarten sind. Lediglich ein zu hoher Proportionalanteil kann zu einer Schwingung auf der Stellgröße führen, weshalb dieser vorsichtig zu erhöhen ist. Für die Ermittlung der Reglerparameter wurde ein Stromsollwert von $\hat{i}_{AC,d,w} = 6\text{A}$ vorgegeben.

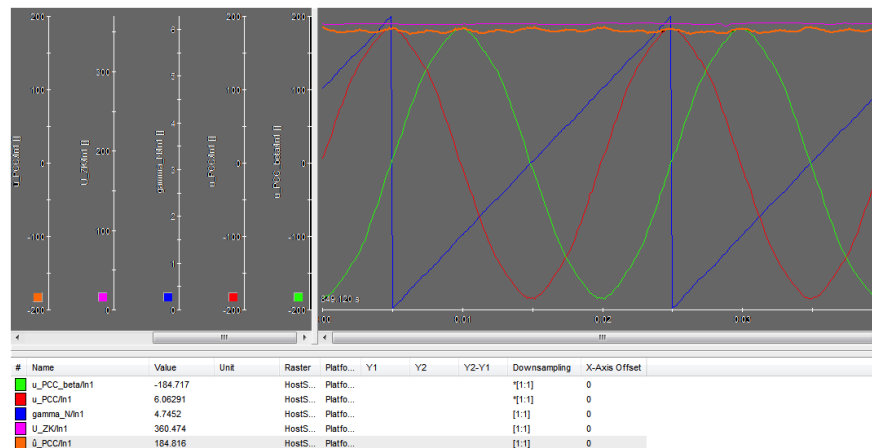


Abbildung 4.9.: Darstellung von $u_{AC,\alpha}$ (rot), $u_{AC,\beta}$ (grün), $|u_{AC}|$ (orange), γ_N (blau), U_{ZK} (violett) in ControlDesk

Weiterhin ist der Regler mit den ergänzenden Dämpfungsreglern der 3., 5., 7., 9., und 11. Oberschwingung ausgestattet.

Zunächst wurde der K_P -Wert vorsichtig erhöht, bis die Auswirkung auf den Verlauf des Netzstromes gering wurde. Währenddessen stand die Stellgröße am PWM-Modulator in der ControlDesk Oberfläche unter Beobachtung, damit der Proportionalanteil nicht zu drastisch in die Stellgröße eingreift.

Daraufhin ist der Resonanzverstärkungsfaktor K_R für die Grundschwingungsfrequenz 50Hz erhöht worden, bis der Scheitelwert \hat{i}_{AC} seinen Sollwert von 6A erreicht hat. Dafür hat sich ein Wert von $K_R = 400$ als hinreichend gut herausgestellt.

Die weiteren Resonanzverstärkungsfaktoren $K_{R,3}$, $K_{R,5}$, $K_{R,7}$, $K_{R,9}$ und $K_{R,11}$ wurden schrittweise und unter Beobachtung der Stellgröße verändert, bis sich ein nahezu sinusförmiger Stromverlauf ergeben hat. Tabelle 4.1 listet die ermittelten Werte auf.

Ordnung der Oberschwingung	Frequenz	Resonanzverstärkung
3	150Hz	$K_{R,3} = 100$
5	250Hz	$K_{R,5} = 100$
7	350Hz	$K_{R,7} = 200$
9	450Hz	$K_{R,9} = 200$
11	550Hz	$K_{R,11} = 200$

Tabelle 4.1.: Parameter des PR-Reglers

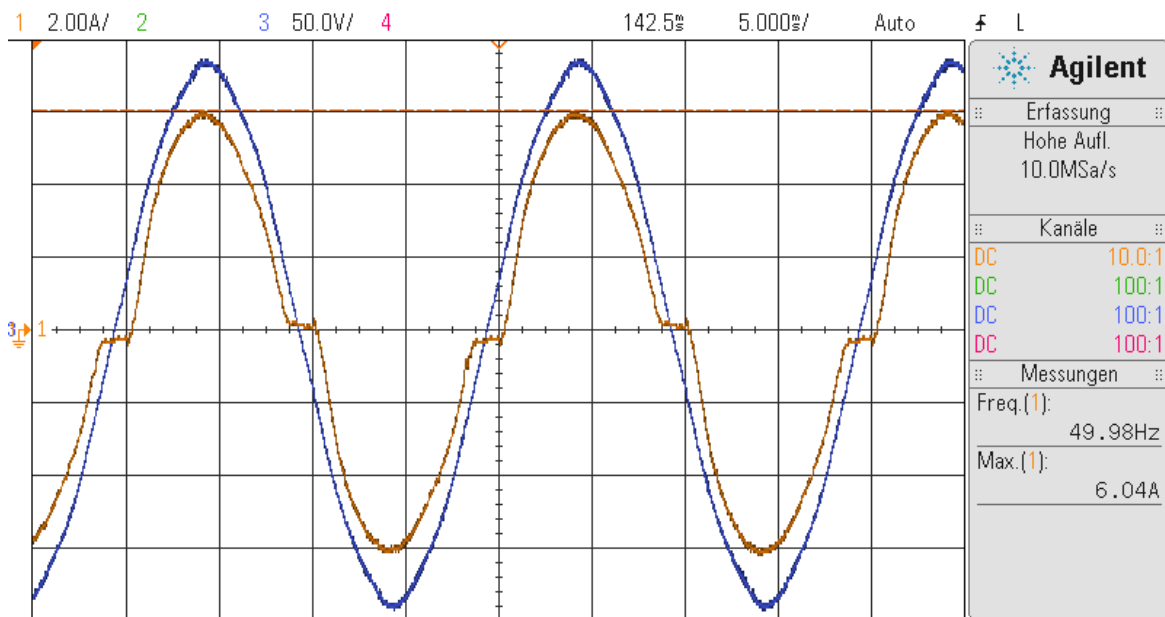


Abbildung 4.10.: Oszilloskopaufnahme, Wirkstromsollwert $\hat{i}_{AC,d,w} = 6A$; blau: Netzspannung ($50V/div$); orange: Netzstrom ($2A/div$); Zeitskalierung ($5ms/div$)

Das Ergebnis für den Verlauf des Netzstromes stellt Abbildung 4.10 in orange dar, und es ist deutlich erkennbar, dass der vorgegebene Sollwert des Stromes erreicht wird. Die Messung des Oszilloskopes im unteren rechten Teil des Bildes verdeutlicht dies nocheinmal. Weiterhin ist erkennbar, dass der Strom in Phase zur Netzspannung liegt.

In den Nulldurchgängen kommt es zu einem Effekt, welcher unter dem Begriff *Zero-Crossing Distortion* bekannt ist. Abbildung 4.11 zeigt die Nahaufnahme eines Nulldurchganges von einer negativen Halbschwingung auf eine positive Halbschwingung. Nach [WLDW07] liegt die Ursache an dem nichtlinearen Verhältnis zwischen der Stellgröße am PWM-Modulator und der Ausgangsspannung der Wechselrichterbrücke. Die Nichtlinearitäten entstehen demnach durch Totzeiteffekte hinsichtlich der endlichen Ein- und Ausschalt Dauern und dem Spannungsfall über die beiden aktiven IGBT. Weiterhin kommt es beim Nulldurchgang zu einer Totzeitverriegelung zwischen den beiden IGBT Schalterpaaren. Diese Effekte werden bei der Generierung der Steuerspannung durch den Regler nicht berücksichtigt.

Die ControlDesk Oberfläche in Abbildung 4.12 zeigt die Stellgröße (rot), Regeldifferenz (violett), Netzstrom (grün) und Netzspannung (blau). Die Regeldifferenz sorgt zwar für ein starkes Eingreifen in die Stellgröße, jedoch kann der Regler die oben genannten Effekte nicht kompensieren. Nach [KHJ02] taucht dieses Problem der Nulldurchgänge ebenfalls bei einigen kommerziell erhältlichen Solarwechselrichtern auf.

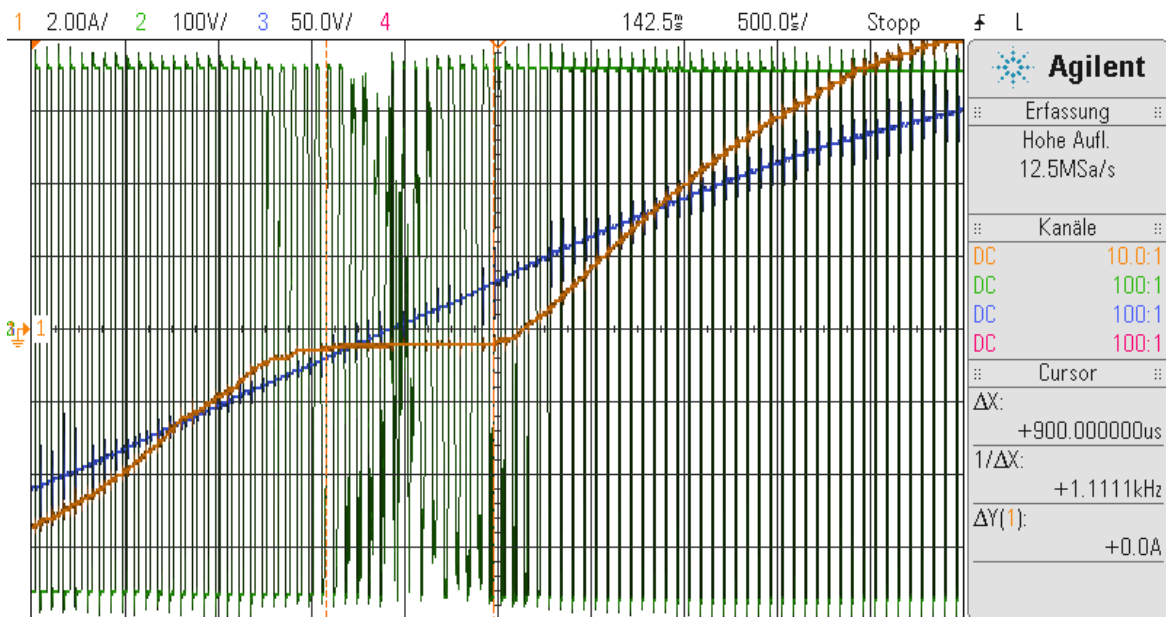


Abbildung 4.11.: Oszilloskopaufnahme eines Nulldurchgangs; blau: Netzspannung (50V/div); orange: Netzstrom (2A/div); grün: Wechselrichterausgangsspannung (100V/div); Zeitskalierung (5ms/div) Zeitskalierung (500µs/div)

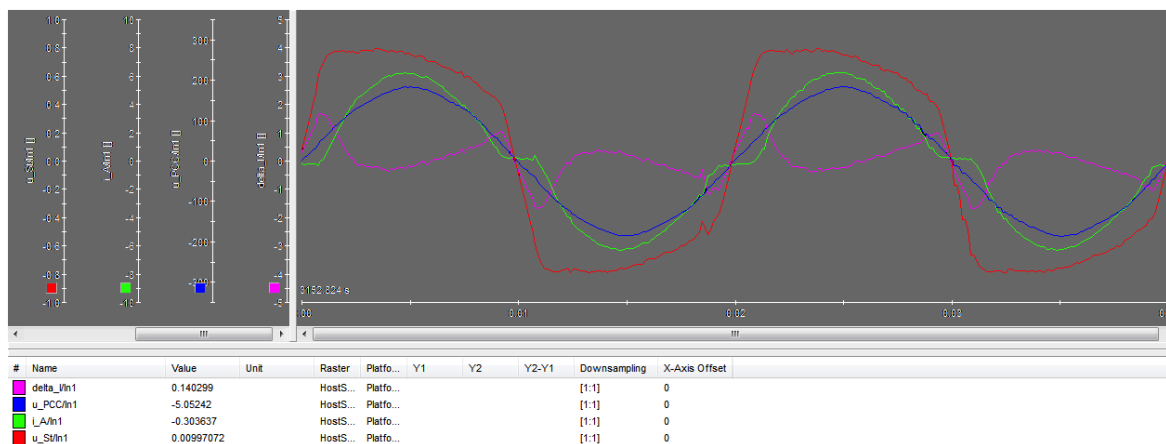


Abbildung 4.12.: Darstellung der Steuerspannung (rot), Regeldifferenz (violett), Netzstrom (grün), Netzspannung (blau) in ControlDesk

In der Abbildung 4.13 ist ein Sollwertsprung für den Strom von $\hat{i}_{AC,d,w} = 5A$ auf $\hat{i}_{AC,d,w} = 10A$ dargestellt. Der Regler reagiert unmittelbar auf den Sprung und erreicht in den Scheitelwerten seinen Sollwert. Das Problem der Nulldurchgänge bleibt weiterhin bestehen, verringert sich jedoch ein wenig, aufgrund der steileren Nulldurchgänge.

Schließlich erfolgt noch die Vorgabe eines Blindstromes (übererregter Betrieb) mit dem Soll-

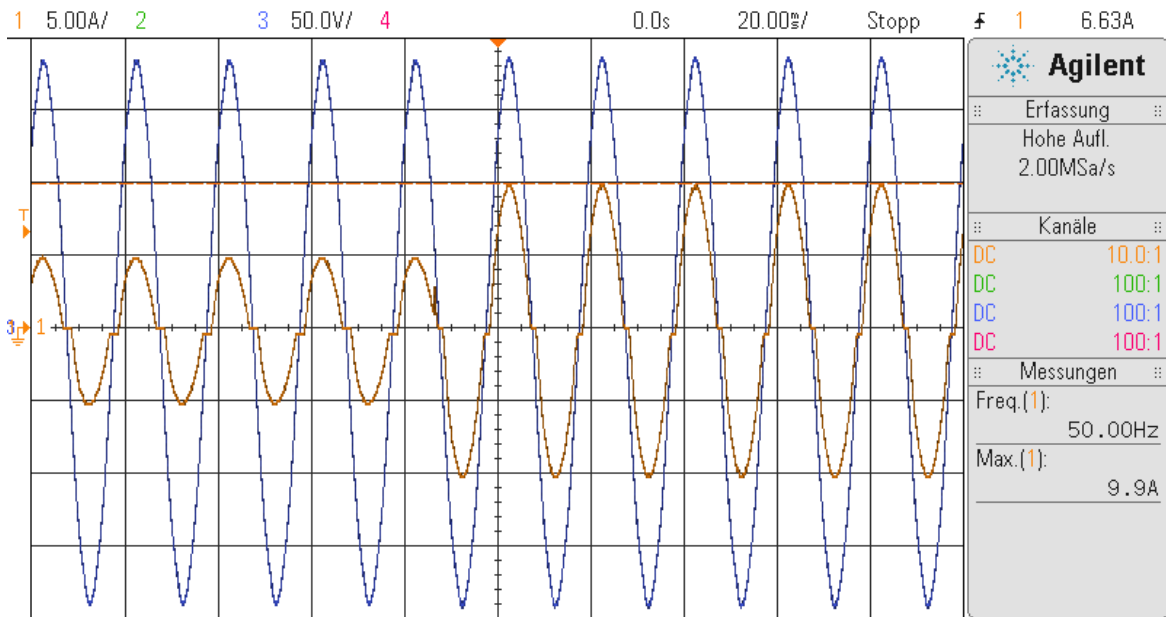


Abbildung 4.13.: Oszilloskopaufnahme, Sollwertsprung von $\hat{i}_{AC,d,w} = 5A$ auf $\hat{i}_{AC,d,w} = 10A$; blau: Netzspannung (50V/div); orange: Netzstrom (2A/div); Zeitskalierung (5ms/div)

wert $\hat{i}_{AC,q,w} = +5A$. Auch hier tritt das Phänomen der stufenförmigen Nulldurchgänge auf, wie in Abbildung 4.14 zu sehen ist. Bei der Blindstromsollwertvorgabe reagiert der Regler im Vergleich zur Wirkstromvorgabe (Abbildung 4.10) aggressiver, jedoch erreicht der Strom auch hier seinen Sollwert, ungeachtet der Nulldurchgänge.

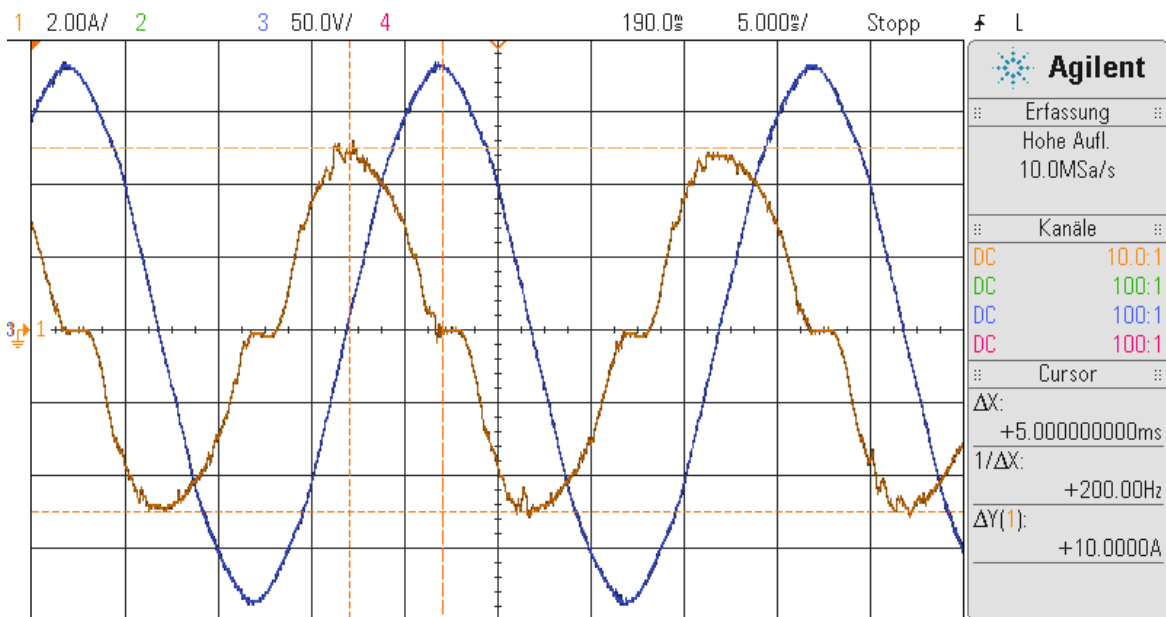


Abbildung 4.14.: Oszilloskopaufnahme, Blindstromsollwert $\hat{i}_{AC,q,w} = 5A$

5. Fazit und Ausblick

5.1. Erreichte Ziele

Ziel dieser Bachelorthesis war es, eine Basis für die Modernisierung des Versuchsstandes zu schaffen. Dazu sollte ein Konzept des Hauptstromkreises entwickelt werden, welches die Auslegung der Komponenten umfasst und für den zukünftigen Versuch dienen soll. Weiterhin war es notwendig eine geeignete Anbindung der leistungselektronischen Schaltungen an das echtzeitfähige Mikroprozessorsystem DS1104 der Firma dSPACE zu errichten, um die Schaltungen zu testen. Mit dem Wechselrichter sollte es abschließend möglich sein, einen Strom in das öffentliche Versorgungsnetz einzuspeisen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Grundstein für die Modernisierung des praktischen Versuchs gelegt. Die wichtigen Komponenten im Hauptstromkreis wurden ausgelegt. Eine flexible Gestaltung des Hauptstromkreises ermöglicht es, dass die leistungselektronischen Schaltungen einzeln, aber auch kombiniert untersucht werden können, ohne dass ein Umbau des gesamten Versuchsstandes notwendig ist.

Damit die Inbetriebnahme der Schaltungen möglich ist, wurde eine geeignete Schnittstelle zwischen dem Mikroprozessorsystem DS1104 und dem Hauptstromkreis entwickelt. Diese umfasst die Anpassung der Signalpegel, eine geeignete Messwerterfassung, sowie die Bereitstellung von Hilfsenergie für die Komponenten im Hauptstromkreis. Weiterhin erfolgte der experimentelle Aufbau des Hauptstromkreises, unter der Berücksichtigung, dass ein ausreichender Berührungsschutz für die gefährlichen Spannungen gegeben ist.

Anschließend wurde eine erste Software mit MATLAB/Simulink zum Testen der Schaltungen erstellt und auf dem Echtzeitsystem implementiert. Bei der Inbetriebnahme traten Probleme in der Signalanpassung für die Ansteuerung der elektromagnetischen Schalter auf. Der Fehler wurde lokalisiert und konnte mithilfe einer Adapterplatine behoben werden. Ferner wurde während des Tests am Hochsetzsteller festgestellt, dass die verwendete Induktivität einen geringeren Wert aufweist, als der vom Hersteller angegebene. Bei der Untersuchung des Tiefsetzstellers traten zwei Probleme auf, welche aus zeitlichen Gründen nicht behoben werden konnten. Zum einen konnte der Eingangsstrom mit dem Mikroprozessorsystem bei zu geringer Eingangskapazität nicht korrekt erfasst werden, und zum anderen traten in einem geringen Stellbereich EMV-Störungen auf.

Abschließend wurde mithilfe von MATLAB/Simulink eine Regelung für den in das Versorgungsnetz einzuspeisenden Strom realisiert. Das in der Literatur bisher selten auftauchende Konzept eines Proportional-Resonanzreglers wurde angewendet und lieferte gute Ergebnisse. Die Einspeisung von Energie in das öffentliche Versorgungsnetz ist damit erreicht worden, und darüber hinaus ist es möglich, Blindleistung mit dem Wechselrichter bereitzustellen. Lediglich die Nulldurchgänge des Netzstromes weisen eine Störung auf, wie sie nach [KHJ02] auch bei kommerziell erhältlichen Solarwechselrichtern auftritt. Das Problem liegt nach [WLDW07] an den nichtlinearen Verhältnissen in der Wechselrichterbrücke, was sich durch eine Modifizierung der Regelung beheben lassen kann. Der Aufwand für diese Modifizierung der Regelung wurde für die verbleibende Zeit als zu hoch eingeschätzt, weshalb die Störung der Nulldurchgänge im Verlaufe dieser Arbeit nicht behoben werden konnte.

5.2. Ausblick

Um den experimentellen Aufbau für einen praktischen Versuch zu Nutzen, sind noch einige Modifikationen erforderlich. Es bietet sich an, die nachfolgenden Weiterentwicklungen in Form von Abschlussarbeiten und/oder Studienarbeiten an dem Versuchsstand vorzunehmen.

Mit einer nachfolgenden Abschlussarbeit kann der EMV-gerechte Aufbau des Hauptstromkreises in einen Schaltschrank durchgeführt werden, und das Implementieren der Treiberplatine für die Solid-State-Relais auf die Leiterplatte 'dSPACE Schnittstelle' erfolgen. Die Auseinandersetzung mit der Messwerterfassung des Eingangsstromes beim Tiefsetzstellerbetrieb und die Erstellung einer MPP-Regelung für den Hochsetzsteller- und Tiefsetzstellerbetrieb können weiterhin Bestandteil dieser Arbeit sein. Für die MPP-Regelung sollte die Solarzellenkennlinie des programmierbaren Netzteils optimiert werden. Kenntnisse im Bereich der Photovoltaik und Elektromagnetischen Verträglichkeit sind eine Voraussetzung für diese Arbeit.

Parallel dazu kann in einer weiteren Arbeit die Wechselrichterbrücke mit den Datenblattangaben modelliert, und mithilfe eines Simulationsprogrammes, wie SimPowerSystems von 'The Mathworks', hinsichtlich der Regelung untersucht werden. Zunächst kann dabei eine Modifikation der Regelung zum Beheben der Störungen in den Nulldurchgängen vorgenommen werden. Ist das Nulldurchgangsproblem behoben, könnte das Implementieren und Auslegen einer Regelung auf der Basis der Clarke- und Park-Transformation (dq-Regelung) erfolgen. Weiterhin kann die Dimensionierung verschiedener Ausgangsfilter für die Wechselrichterbrücke in dieser Thesis erfolgen, da mit dem Simulationsmodell der Wechselrichterbrücke die Filterkombinationen auf ihre Güte überprüft werden können. Im Hinblick auf den Umfang und der Komplexität dieses Arbeitspaketes bietet sich eine Masterthesis an, da fundier-

te Kenntnisse im Themengebiet der Leistungselektronik und Regelungstechnik notwendig sind.

Eine abschließende Thesis kann die Erkenntnisse aus den beiden vorhergehenden Arbeiten zusammenführen und in das Wechselrichtersystem implementieren. Passenden Ausgangsfilter für den Wechselrichter können beschaffen und getestet werden. Die Regelungsmodifikation zum Beheben der Störungen im Nulldurchgang kann mit einem Test an dem Solarwechselrichter überprüft und gegebenenfalls optimiert werden. Ferner ist ein Vergleich zwischen der Netzstromregelung mit PR-Regler und mit PI-Regler im Hinblick auf die Performanz des Systems interessant und kann hergestellt werden. Für die Betriebsarten 'Solarwechselrichterbetrieb mit Hochsetzsteller' und 'Solarwechselrichterbetrieb mit Tiefsetzsteller' sind die MPP-Regelungen mit der Wechselrichterbrücke zu kombinieren und der notwendige Zwischenkreisspannungsregler ist zu entwerfen, um die Stromsollwertvorgabe des Wirkstromes zu automatisieren. Die Erarbeitung eines praktischen Versuchs mit Aufgabenbeschreibung und Musterlösung schließen die Entwicklung des Wechselrichters zur Solargenerator-Netzeinspeisung ab.

Literaturverzeichnis

- [ABL07] ABL, Heatsinks: *500 Series*. Datenblatt, 13.03.2007
- [Aut12] AUTOMATIK, Elektro: *PS 8000 T*. Datenblatt, 2012
- [BDH⁺04] BRECHMANN ; DZIEIA ; HÖRNEMANN ; HÜBSCHER ; JAGLA ; KLAUE ; WICKERT: *Elektrotechnik, Tabellen Energieelektronik*. Westermann Verlag, 2004. – ISBN 3–14–225035–2
- [BM11] BAROTE, L. ; MARINESCU, C.: *Current Control of Single-Phase Inverter for Wind Turbine Applications*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), Erschienen in: International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), Bukarest, 2011
- [CGS⁺12] CARDONA ; GIL ; SALES ; SEGUI-CHILET ; GRAU ; GALEANO: *Improved Control of Current Controlled Grid Connected Inverters in Adjustable Speed Power Energies*; Erschienen in: *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*. <http://www.icrepq.com/papers-icrepq09.htm>.
Version: 12.12.2012
- [CVK09] CHA, Hanju ; VU, Trung-Kien ; KIM, Jae-Eon: *Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), Erschienen in: Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, 2009. – ISBN 9781424428922
- [Dig13a] DIGIKEY: *Sensors, Transducers*. <http://www.digikey.com/product-detail/en/LA%2055-P/398-1010-ND/409823>.
Version: 11.03.2013
- [Dig13b] DIGIKEY: *Sensors, Transducers*. <http://www.digikey.com/product-detail/en/LV%2025-P/398-1019-ND/409832>.
Version: 11.03.2013
- [dSP10a] dSPACE: *DS1104 Datasheet*. Datenblatt, 11/2010
- [dSP10b] dSPACE: *DS1104 Features*. dSPACE GmbH, 11/2010
- [dSP10c] dSPACE: *DS1104 R&D Controller Board Features*. dSPACE GmbH, 11/2010

- [dSP10d] dSPACE: *Hardware Installation and Configuration*. dSPACE GmbH, 11/2010
- [dSP10e] dSPACE: *RTI Reference*. dSPACE GmbH, 11/2010
- [dSP13a] dSPACE: *Produktvideos 'Real-Time Interface'*. http://www.dspace.com/de/gmb/home/medien/software_demos/productvideos/video_rti.cfm. Version: 26.01.2013
- [dSP13b] dSPACE: *Produktvideos 'ControlDesk Next Generation'*. http://www.dspace.com/de/gmb/home/medien/software_demos/productvideos/video_controldeskng.cfm. Version: 28.01.2013
- [Fai02] FAIRCHILD: *BC547*. Datenblatt, 08/2002
- [FD08] FUEST, Klaus ; DÖRING, Peter: *Elektrische Maschinen und Antrieben*. Vieweg+Teubner Verlag Wiesbaden, 2008. – ISBN 3–8348–0098–5
- [Fin12] FINDER: *Leistungsrelais Serie 62*. Datenblatt, 2012
- [Hag09] HAGMANN, Gert: *Leistungselektronik*. AULA-Verlag GmbH, Wiebelsheim, 2009. – ISBN 3–89104–732–3
- [Hof12] HOFER, Klaus: *Power Management*. VDE Verlag GmbH Berlin / Offenbach, 2012. – ISBN 3–8007–2965–4
- [IRC12] IRC, TT electronics: *Widerstand Typ T-3; 4W*. Datenblatt, 07/2012
- [KHJ02] KOTSOPOULOS, A. ; HESKES, P. ; JANSEN, M.: *Zero-Crossing Distortion in Grid-Connected PV Inverters*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), Erschienen in: IECON 02 Annual Conference of the Industrial Electronics Society, Sevilla, Spanien, 11/2002
- [LEM96] LEM: *Galvanisch getrennte Strom- und Spannungswandler*. Broschüre, 10/1996
- [LEM07] LEM: *LV 25-P*. Datenblatt, 27.04.2007
- [LEM09] LEM: *LA 55-P*. Datenblatt, 19.05.2009
- [May09] MAY, Martin: *SEMiX IGBT Modules & Bridge Rectifier Family; Technical Explanations*. SEMIKRON, 10/2009
- [Mer11] MERTENS, Konrad: *Photovoltaik*. Carl Hanser Verlag München, 2011. – ISBN 3–446–42172–1
- [Mic11] MICHEL, Manfred: *Leistungselektronik*. Springer Verlag Berlin / Heidelberg, 2011. – ISBN 3–642–15983–1
- [Mul12] MULTICONTACT: *Katalog: Messzubehör für Elektroinstallateure (CAT III)*. 12/2012

- [Nuß10] NUSS, Uwe: *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. VDE Verlag GmbH Berlin / Offenbach, 2010. – ISBN 3–8007–3218–0
- [NXP09] NXP: *HEF4104B*. Datenblatt, 16.12.2009
- [Pho04] PHOENIXCONTACT: *MINI-PS-100-240AC/10-15DC/2*. Datenblatt, 01.09.2004
- [Pho07] PHOENIXCONTACT: *PLC-OSP-24DC/TTL*. Datenblatt, 09/2007
- [Pho10] PHOENIXCONTACT: *MINI-PS-100-240AC/24DC/2*. Datenblatt, 26.07.2010
- [Pho12] PHOENIXCONTACT: *PLC-OPT-5DC/300DC/1*. Datenblatt, 27.07.2012
- [Pro11] PROBST, Uwe: *Leistungselektronik für Bachelors*. Carl Hanser Verlag München, 2011. – ISBN 3–446–42734–1
- [Qua11] QUASCHNING, Volker: *Regenerative Energiesysteme*. Hanser Verlag München, 2011. – ISBN 3–446–42732–7
- [Sch12] SCHRÖDER, Dierk: *Leistungselektronische Schaltungen*. Springer Verlag Berlin / Heidelberg, 2012. – ISBN 3–642–30103–2
- [SEM05] SEMIKRON: *SKS 15F B2CI 03 V12*. Datenblatt, 28.11.2005
- [SEM09] SEMIKRON: *SKYPER 32 R*. Datenblatt, 26.05.2009
- [SEM10] SEMIKRON: *Board 2s*. Datenblatt, 21.04.2010
- [SEM11] SEMIKRON: *SEMiX 202GB12Vs*. Datenblatt, 16.02.2011
- [SEM13] SEMIKRON: *Über SEMIKRON; Anwendungen*. <http://www.semikron.com/skcompub/de/applications-213.htm>. Version: 15.02.2013
- [SIE12] SIEMENS: *Katalog IC 10*. 2012
- [SK11] SCHWAB, Adolf ; KÜRNER, Wolfgang: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer Verlag Berlin / Heidelberg, 2011. – ISBN 3–642–16610–5
- [Sta13a] STATISTA: *Anteil der Photovoltaik an der Bruttostromerzeugung in Deutschland in den Jahren 2002 bis 2012*. <http://de.statista.com/statistik/daten/studie/250915/umfrage/anteil-der-photovoltaik-an-der-stromerzeugung-in-deutschland/>. Version: 25.03.2013
- [Sta13b] STATISTA: *Installierte Leistung der Photovoltaikanlagen in Deutschland 2000 bis 2012*. <http://de.statista.com/statistik/daten/studie/13547/umfrage/leistung-durch-solarstrom-in-deutschland-seit-1990/>. Version: 25.03.2013

- [TET13] TET: *HERCULES 5000*. Datenblatt, 02/2013
- [Tex03] TEXASINSTRUMENTS: *LM311*. Datenblatt, 09/2003
- [Vas10] VASQUEZ, Rüdiger Nicholas H.: *Entwicklung und Aufbau eines Solarwechselrichters mit MPP-Tracking*. Diplomarbeit, HAW Hamburg, 2010
- [Wei12] WEISS, Dimitri: *Entwurf und Aufbau eines Prüfstandes für Windenergie-Netzeinspeisung mit doppelt gespeistem Asynchrongenerator*. Masterthesis, HAW Hamburg, 2012
- [Wel12] WELWYN, TT electronics: *WH25-1k0Jl*. Datenblatt, 09/2012
- [WLDW07] WANG, Qingyi ; LUO, Hui ; DEN, Xing ; WAN, Shuyun: *An Improved Method of Dead Time Compensation in the Zero-crossing Current Region with Low-Frequency Operation*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), Erschienen in: *Industrial Electronics and Applications*, Harbin, China, 05/2007
- [WNTR10] WINTRICH, Arendt ; NICOLAI, Ulrich ; TURSKY, Werner ; REIMANN, Tobias: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. ISLE Verlag Ilmenau, 2010. – ISBN 3–938843–56–7
- [Zim00] ZIMMER, Gernot: *Hochfrequenztechnik*. Springer Verlag Berlin / Heidelberg, 2000. – ISBN 3–540–66716–4

A. Anhang

Der gesamte Anhang, sowie die nicht im Anhang aufgeführten Datenblätter und elektronischen Unterlagen (Simulink Modelle etc.) sind in elektronischer Form auf einer CD abgelegt, und beim Erstprüfer Prof. Dr.-Ing. Michael Röther, sowie beim Zweitprüfer Prof. Dr.-Ing. Jens Ginzel einsehbar.

A.1. Stecktafelbilder

A.1.1. Hochsetzstellerbetrieb

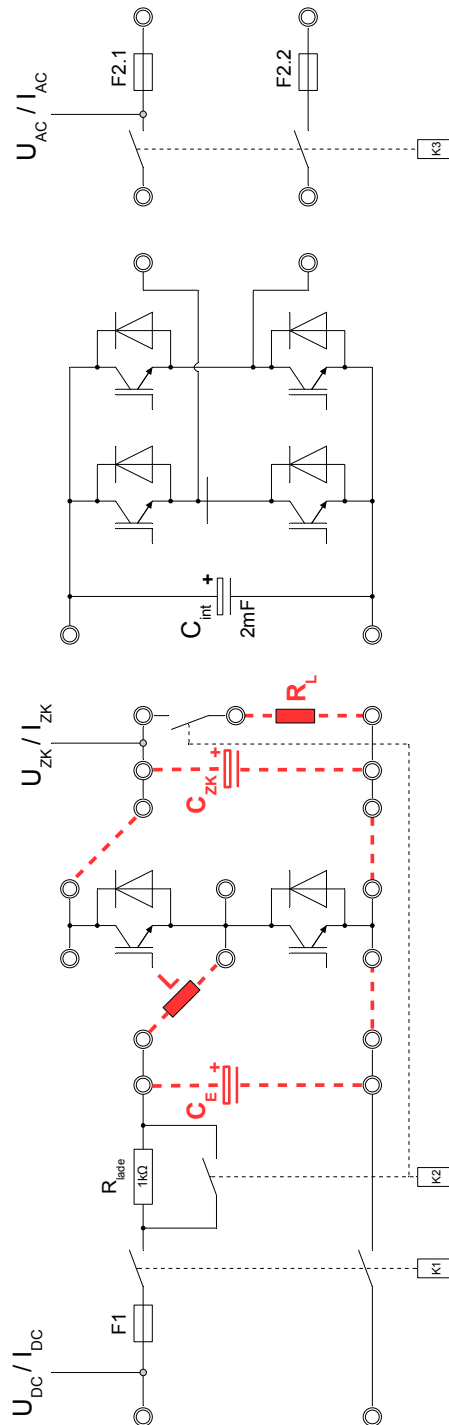


Abbildung A.1.: Stecktafelbild für Hochsetzstellerbetrieb

A.1.2. Tiefsetzstellerbetrieb

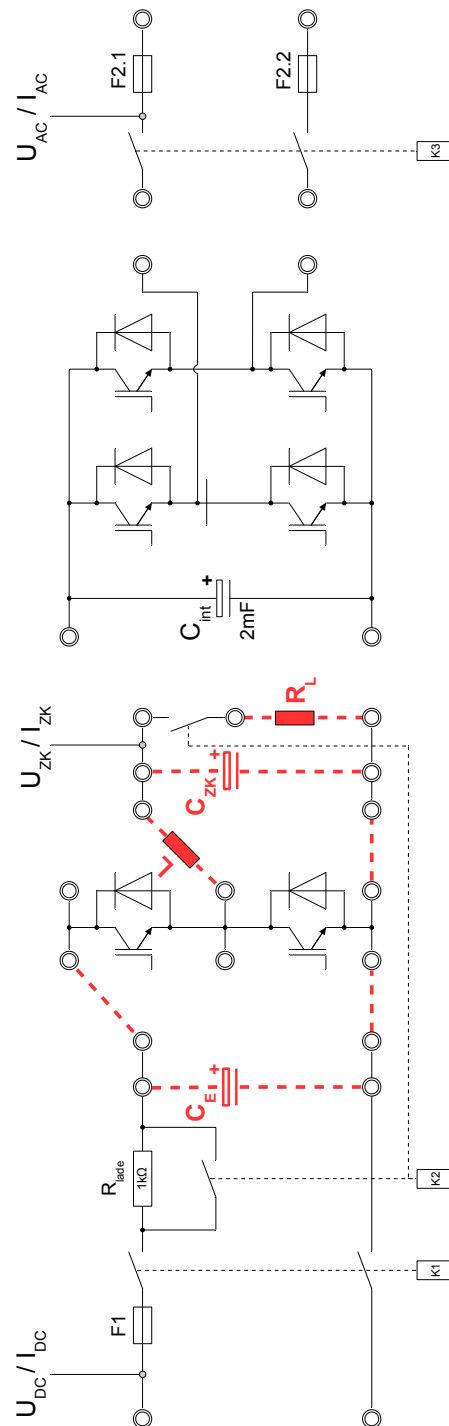


Abbildung A.2.: Stecktafelbild für Tiefsetzstellerbetrieb

A.1.3. Wechselrichterbetrieb

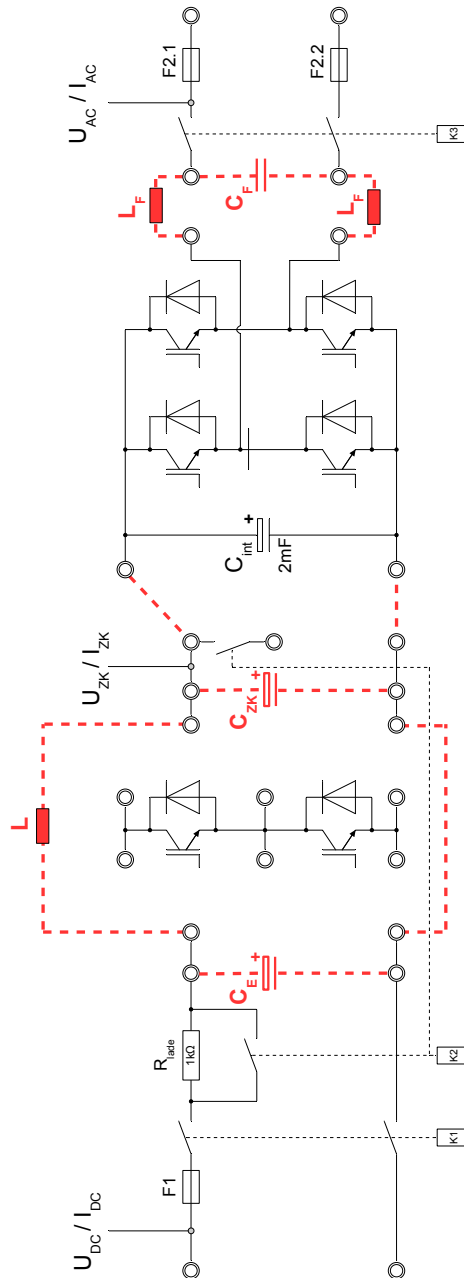


Abbildung A.3.: Stecktafelbild für Wechselrichterbetrieb

A.1.4. Solarwechselrichterbetrieb mit Hochsetzsteller als MPP-Tracker

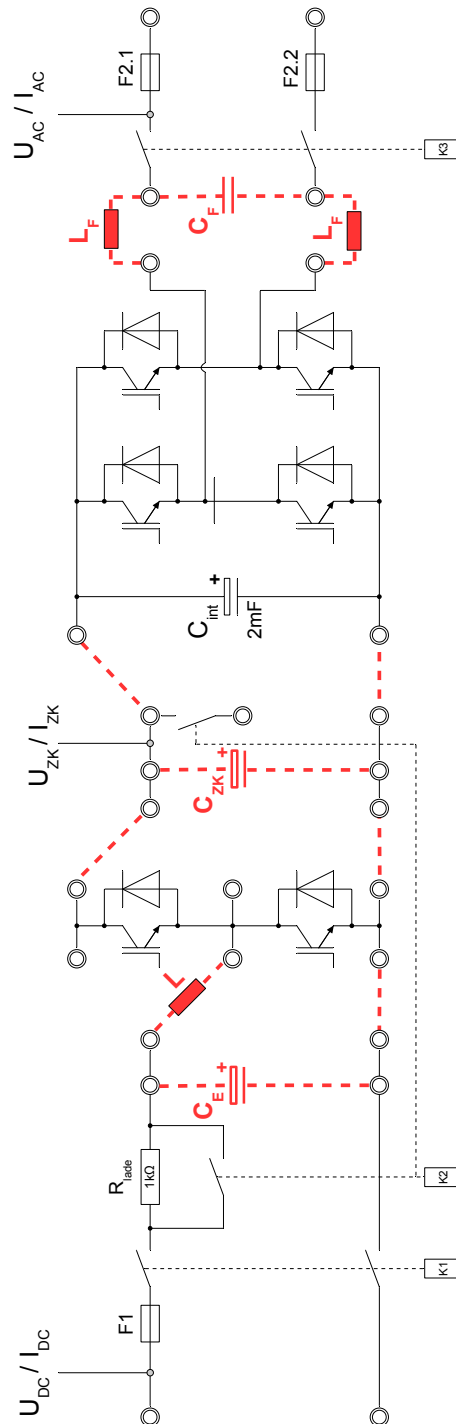


Abbildung A.4.: Stecktafelbild für Solarwechselrichterbetrieb mit Hochsetzsteller als MPP-Tracker

A.1.5. Solarwechselrichterbetrieb mit Tiefsetzsteller als MPP-Tracker

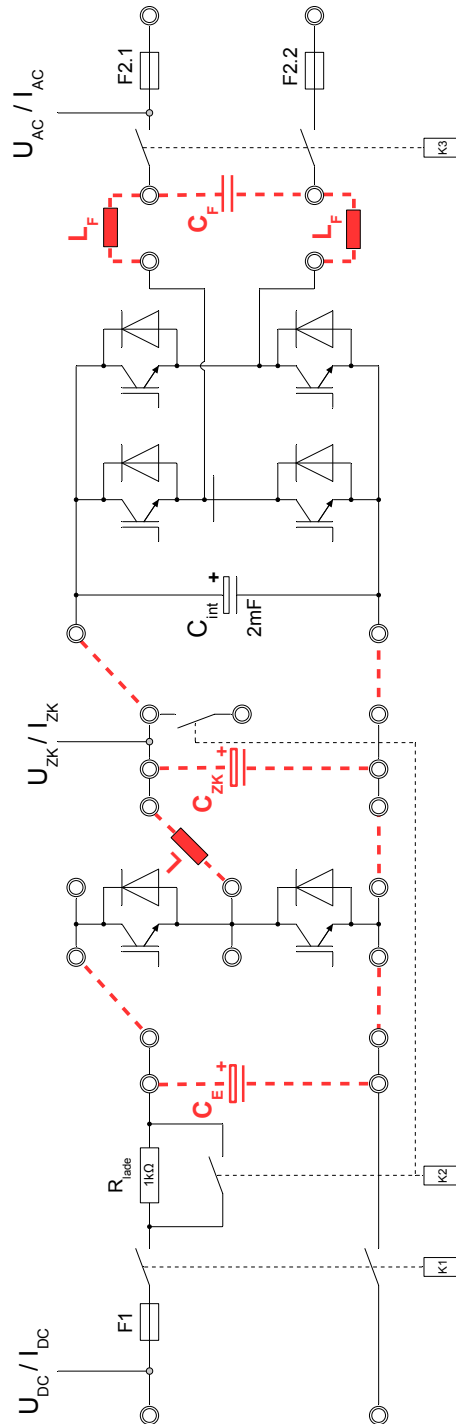
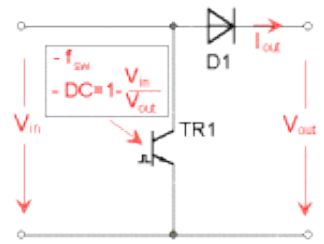


Abbildung A.5.: Stecktafelbild für Solarwechselrichterbetrieb mit Tiefsetzsteller als MPP-Tracker

A.2. Semisel Simulationsergebnisse

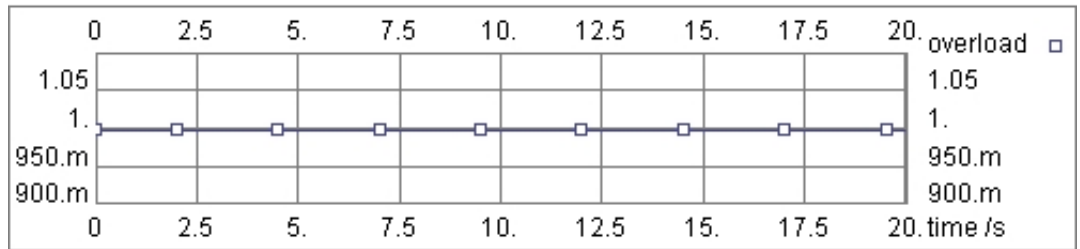
Project:
 Topology DC/DC
 Circuit Boost
 E-Mail marco.brueggemann@gmx.net
 Application Bachelorthesis Solarwechselrichter



Description -

Circuit:

V_{in} 120 V
 I_{in} 10.26 A
 f_{sw} 16 kHz
 Duty Cycle 0.684(x100%)
 V_{out} 380 V
 I_{out} 3.1 A
 $t_{on\ fwd}$ 0.267
 Overload factor 1
 Overload duration 10s



Overload characteristic

Device :

Product line **SEMiX**
 Device **SEMiX202GB12Vs**
 Use maximum values No
 Max. junction temperature 175

Transistor

$E_{tr} = 49\text{ mJ (@600V)}$
 $V_{CE0.150} = 0.892\text{ V}$
 $r_{C.150} = 6.09\text{ mOhm}$
 $V_{CE.sat} = 2.11\text{ V}$
 $I_c = 200.00\text{ A}$
 $R_{th(j-c)} = 0.14\text{ K/W}$
 $R_{th(c-s)} = 0.045\text{ K/W}$

Data set from 2011/02/02

Diode

$E_d = 14.5\text{ mJ}$
 $V_{T0.150} = 0.98\text{ V}$
 $r_{T.150} = 6.42\text{ mOhm}$
 $V_f = 2.26\text{ V}$
 $I_f = 200.00\text{ A}$
 $R_{th(j-c)} = 0.26\text{ K/W}$

Cooling:

Ambient temperature 40 °C
 Number of switches per heat sink 1
 Number of parallel devices on the same heat sink 1
 Additional power source at this heat sink 0
 Self defined heat sink

t_{th1} :	1	R_{th1} :	1.5
t_{th2} :	1	R_{th2} :	0
t_{th3} :	1	R_{th3} :	0
t_{th4} :	1	R_{th4} :	0

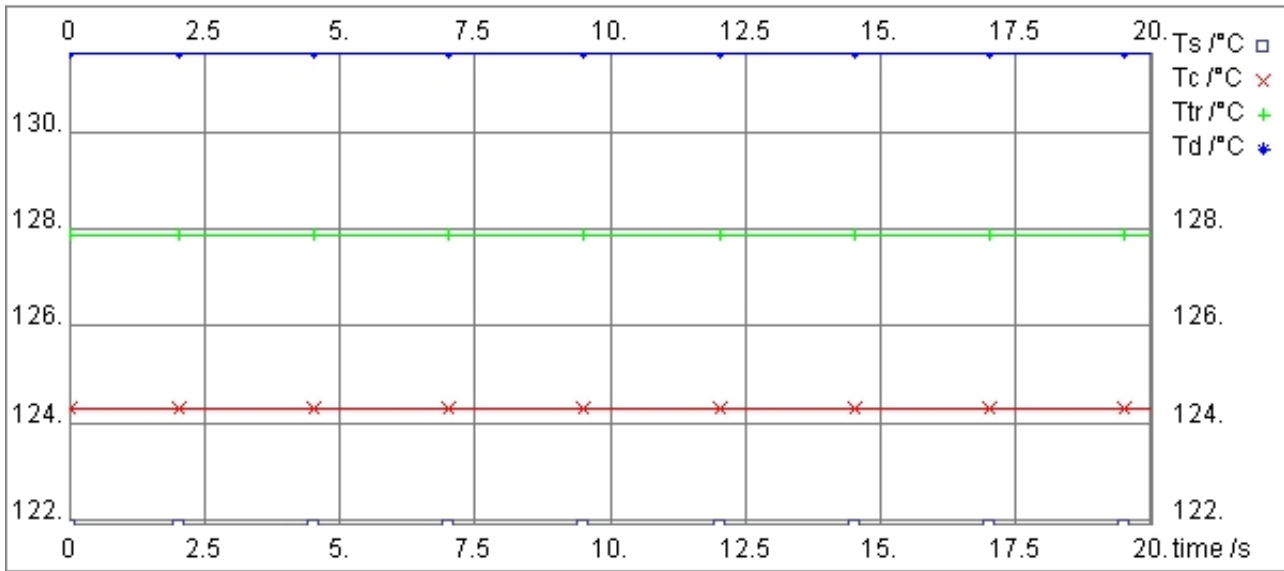
Calculated losses and temperatures with rated current and at overload:

	Rated Current	Overload
$P_{cond\ tr}$	6.53 W	6.52 W
$P_{sw\ tr}$	19 W	20 W
P_{tr}	26 W	26 W
$P_{cond\ d}$	2.78 W	2.74 W
$P_{sw\ d}$	25 W	26 W
P_d	28 W	29 W
P_{tot}	54 W	55 W
T_s	120 °C	122 °C
T_c	120 °C	124 °C
T_{tr}	124 °C	128 °C

T_d

127 °C

132 °C



Temperature characteristic overload current

**Evaluation:**

This configuration works fine.

Device driver suggestion:

Name	$I_{out(av)}$ /mA	\hat{I}_{out} /A	V_{isol} /kV	$V_{ce\ max}$ /V	R_{gmin} / Ohm	Channels
1x SKHI22A R or SKHI22B R ⁽¹⁾	40	8	2.5	1200	3.0	2
1x SKHI23/12 R	50	8	2.5	1200	2.7	2
1x SKYPER 32 R or SKYPER 32PRO R	50	15	4.0	1200	1.5	2

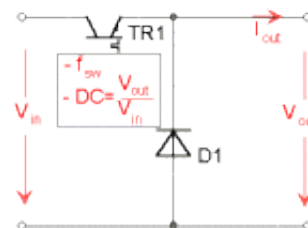
Additional Characteristics at given nominal operation conditions with one free parameter - X:

None selected

Note

1) A: 15V - V_{in} ; B: 5V - V_{in}

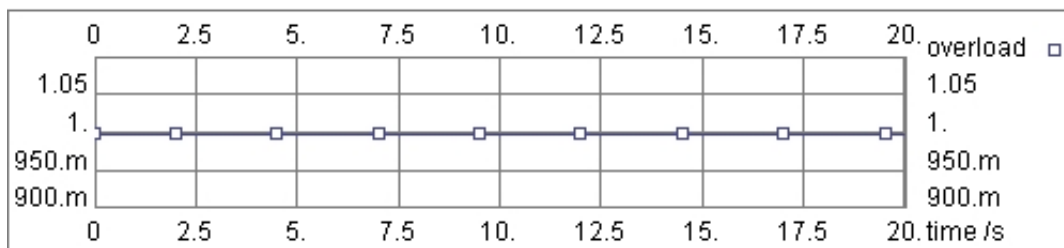
Project:
 Topology DC/DC
 Circuit Buck
 E-Mail marco.brueggemann@gmx.net
 Application Bachelorthesis Solarwechselrichter



Description -

Circuit:

V_{in} 380 V
 I_{in} 10.14A
 f_{sw} 16kHz
 Duty Cycle 1(x100%)
 V_{out} 380V
 I_{out} 10A
 $t_{on\ fwd}$ 0
 Overload factor 1
 Overload duration 10s



Overload characteristic

Device :

Product line **SEMiX**
 Device **SEMiX202GB12Vs**
 Use maximum values No
 Max. junction temperature 175

Transistor

$E_{tr} = 49\text{ mJ (@600V)}$
 $V_{CE0.150} = 0.892\text{ V}$
 $r_{C,150} = 6.09\text{ mOhm}$
 $V_{CE.sat} = 2.11\text{ V}$
 $I_c = 200.00\text{ A}$
 $R_{th(j-c)} = 0.14\text{ K/W}$
 $R_{th(c-s)} = 0.045\text{ K/W}$

Data set from 2011/02/02

Diode

$E_d = 14.5\text{ mJ}$
 $V_{T0.150} = 0.98\text{ V}$
 $r_{T,150} = 6.42\text{ mOhm}$
 $V_f = 2.26\text{ V}$
 $I_f = 200.00\text{ A}$
 $R_{th(j-c)} = 0.26\text{ K/W}$

Cooling:

Ambient temperature 40 °C
 Number of switches per heat sink 1
 Number of parallel devices on the same heat sink 1
 Additional power source at this heat sink 0
 Self defined heat sink

t_{th1}	1	R_{th1}	1.5
t_{th2}	1	R_{th2}	0
t_{th3}	1	R_{th3}	0
t_{th4}	1	R_{th4}	0

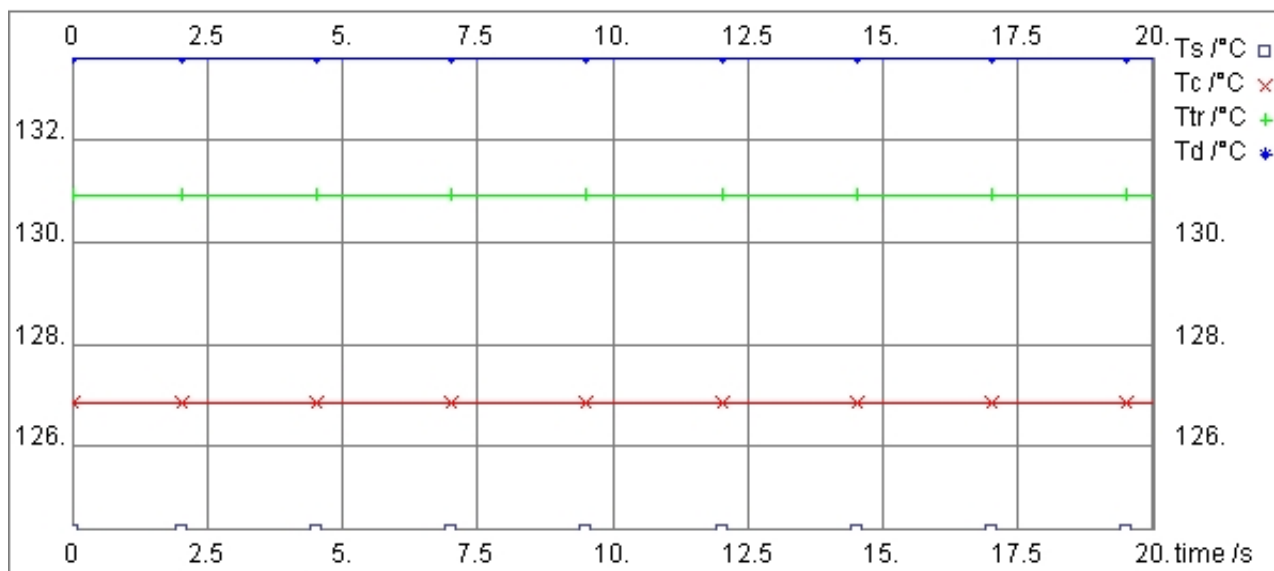
Calculated losses and temperatures with rated current and at overload:

	Rated Current	Overload
$P_{cond\ tr}$	9.73 W	9.72 W
$P_{sw\ tr}$	20 W	20 W
P_{tr}	30 W	30 W
$P_{cond\ d}$	0.00 W	0.00 W
$P_{sw\ d}$	25 W	26 W
P_d	25 W	26 W
P_{tot}	55 W	56 W
T_s	122 °C	124 °C
T_c	122 °C	127 °C
T_{tr}	126 °C	131 °C

T_d

128 °C

134 °C



Temperature characteristic overload current

**Evaluation:**

This configuration works fine.

Device driver suggestion:

Name	$I_{out(av)}$ /mA	\hat{I}_{out} /A	V_{isol} /kV	$V_{ce\ max}$ /V	R_{gmin} / Ohm	Channels
1x SKHI22A R or SKHI22B R ⁽¹⁾	40	8	2.5	1200	3.0	2
1x SKHI23/12 R	50	8	2.5	1200	2.7	2
1x SKYPER 32 R or SKYPER 32PRO R	50	15	4.0	1200	1.5	2

Additional Characteristics at given nominal operation conditions with one free parameter - X:

None selected

Note

1) A: 15V - V_{in} ; B: 5V - V_{in}

A.3. Berechnung der Überlastkurve für den Ladewiderstand

Mit der steigenden Spannung an der Kapazität kommt es zu einem Spannungsteiler. Am Widerstand folgt der Spannungsverlauf aus der Differenz der Eingangsspannung und der Spannung am Kondensator. Für die Spannung am Widerstand gilt nach [BDH⁺04] die Gleichung A.1.

$$U_{R_{lade}}(t) = U_{DC} \cdot e^{\left(\frac{-t}{R_{lade} \cdot C_{ges}}\right)} \quad (\text{A.1})$$

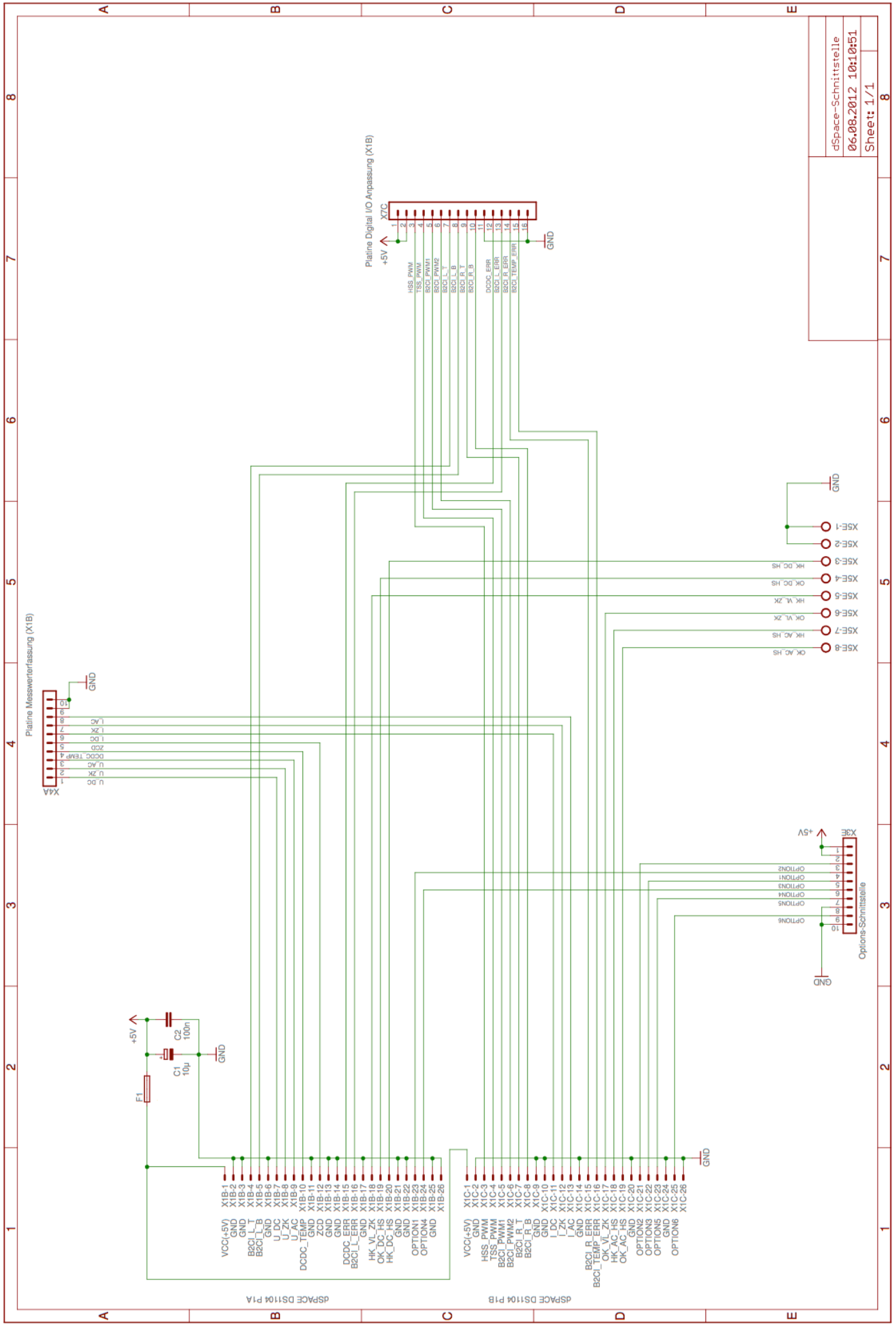
Daraus folgt für die Leistung im Widerstand, normiert auf die Nennleistung, in Gleichung A.3:

$$P_V(t) = \frac{U_{R_{lade}}^2}{R_{lade}} = \frac{\left(U_{DC} \cdot e^{\left(\frac{-t}{R_{lade} \cdot C_{ges}}\right)} \right)^2}{R_{lade}} \quad (\text{A.2})$$

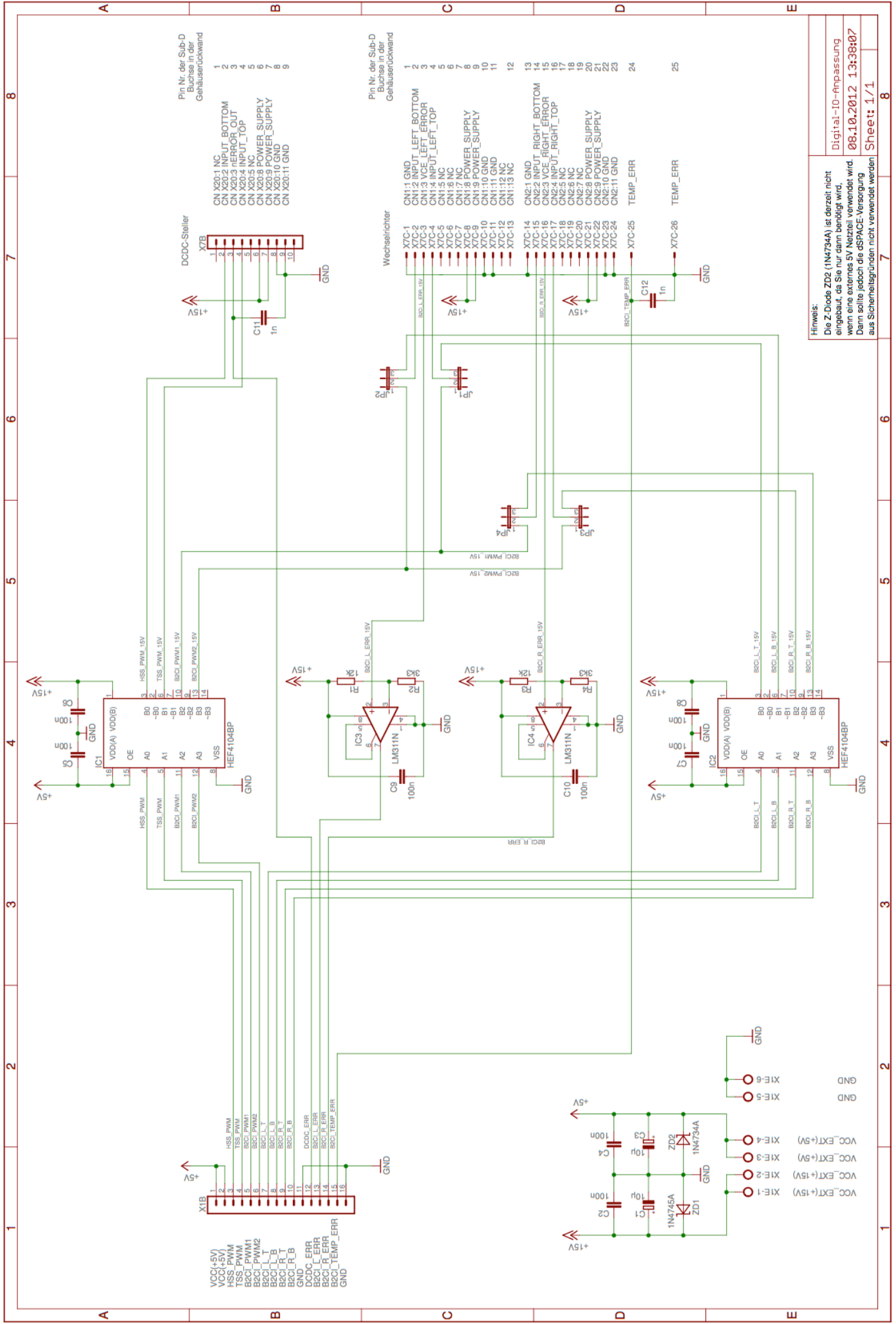
$$\frac{P_V(t)}{P_{Nenn}} = \frac{\left(U_{DC} \cdot e^{\left(\frac{-t}{R_{lade} \cdot C_{ges}}\right)} \right)^2}{R_{lade} \cdot P_{Nenn}} \quad (\text{A.3})$$

A.4. Stromlaufpläne

A.4.1. Stromlaufplan Leiterplatte 'dSPACE Schnittstelle'



A.4.2. Stromlaufplan Leiterplatte 'Digital I/O-Anpassung'



Pin Nr. der Sub-D Buchse in der Gehäuserückwand

1 CN X20:1 NC
 2 CN X20:2 INPUT_BOTTOM
 3 CN X20:3 INPUT_RIGHT_OUT
 4 CN X20:4 INPUT_TOP
 5 CN X20:5 NC
 6 CN X20:6 NC
 7 CN X20:8 POWER_SUPPLY
 8 CN X20:9 POWER_SUPPLY
 9 CN X20:10 GND
 10 CN X20:11 GND

Pin Nr. der Sub-D Buchse in der Gehäuserückwand

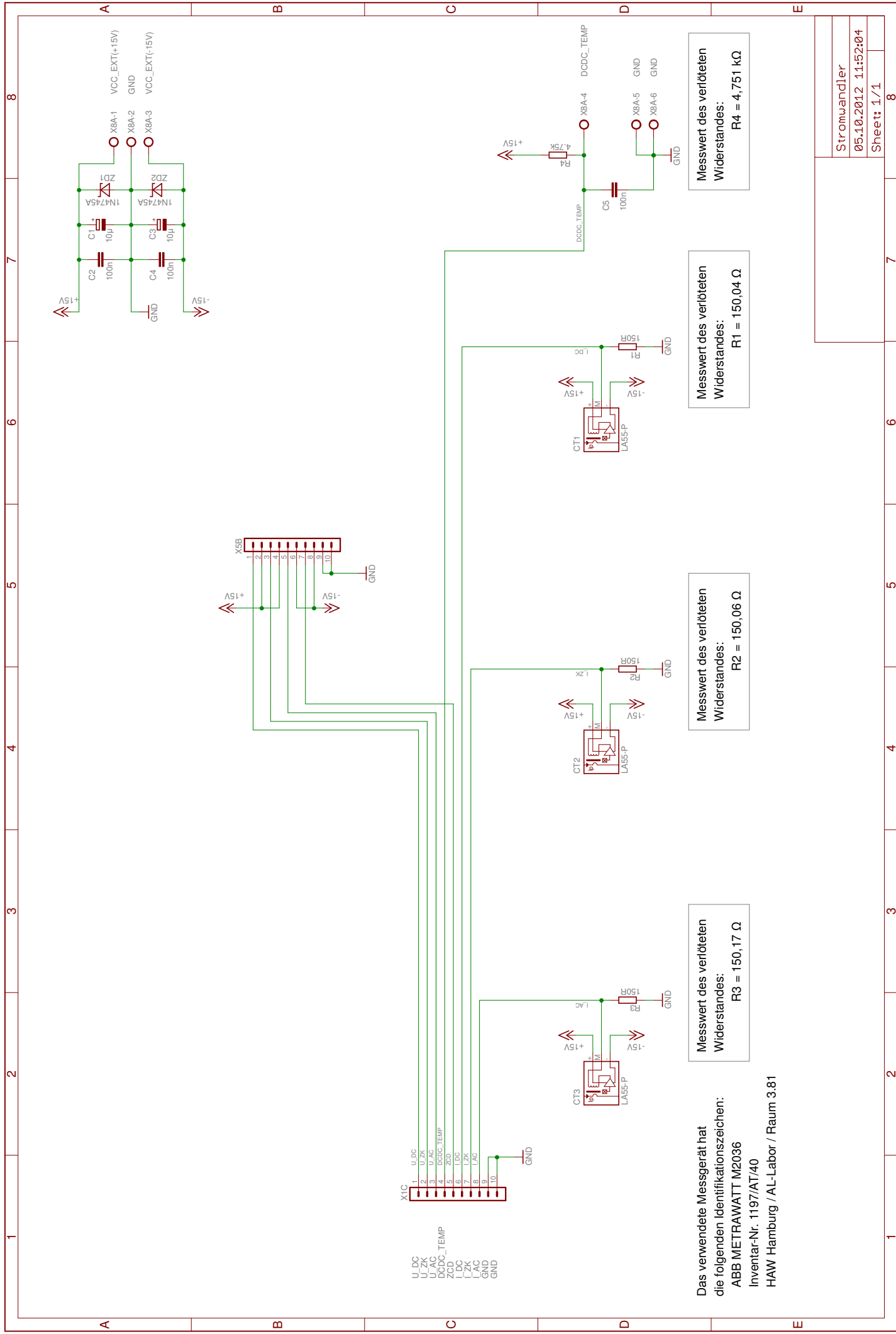
1 X7C-1
 2 X7C-2
 3 X7C-3
 4 X7C-4
 5 X7C-5
 6 X7C-6
 7 X7C-7
 8 X7C-8
 9 X7C-9
 10 X7C-10
 11 X7C-11
 12 X7C-12
 13 X7C-13
 14 X7C-14
 15 X7C-15
 16 X7C-16
 17 X7C-17
 18 X7C-18
 19 X7C-19
 20 X7C-20
 21 X7C-21
 22 X7C-22
 23 X7C-23
 24 X7C-24
 25 X7C-25 TEMP_ERR
 26 X7C-26 TEMP_ERR

Die Z-Diode ZD2 (1N4734A) ist derzeit nicht eingebaut, da Sie nur dann benötigt wird, wenn eine externes 5V Netzteil verwendet wird. Dann sollte jedoch die dSPACE-Versorgung aus Sicherheitsgründen nicht verwendet werden.

Digital-I/O-Anpassung
 Ø8.10.2012 1.3:38:07

Sheet: 1/1

A.4.3. Stromlaufplan Leiterplatte 'Stromwandler'



X1C
 1 U_DC
 2 U_ZK
 3 U_LAC
 4 U_LAK
 5 Z0D
 6 L_DC
 7 L_ZK
 8 L_LAC
 9 L_LAK
 10 GND

U_DC
 U_ZK
 U_LAC
 U_LAK
 Z0D
 L_DC
 L_ZK
 L_LAC
 L_LAK
 GND

X5B
 1
 2
 3
 4
 5
 6
 7
 8
 9
 10
 GND

Messwert des verflöteten
 Widerstandes:
 R3 = 150,17 Ω

Messwert des verflöteten
 Widerstandes:
 R2 = 150,06 Ω

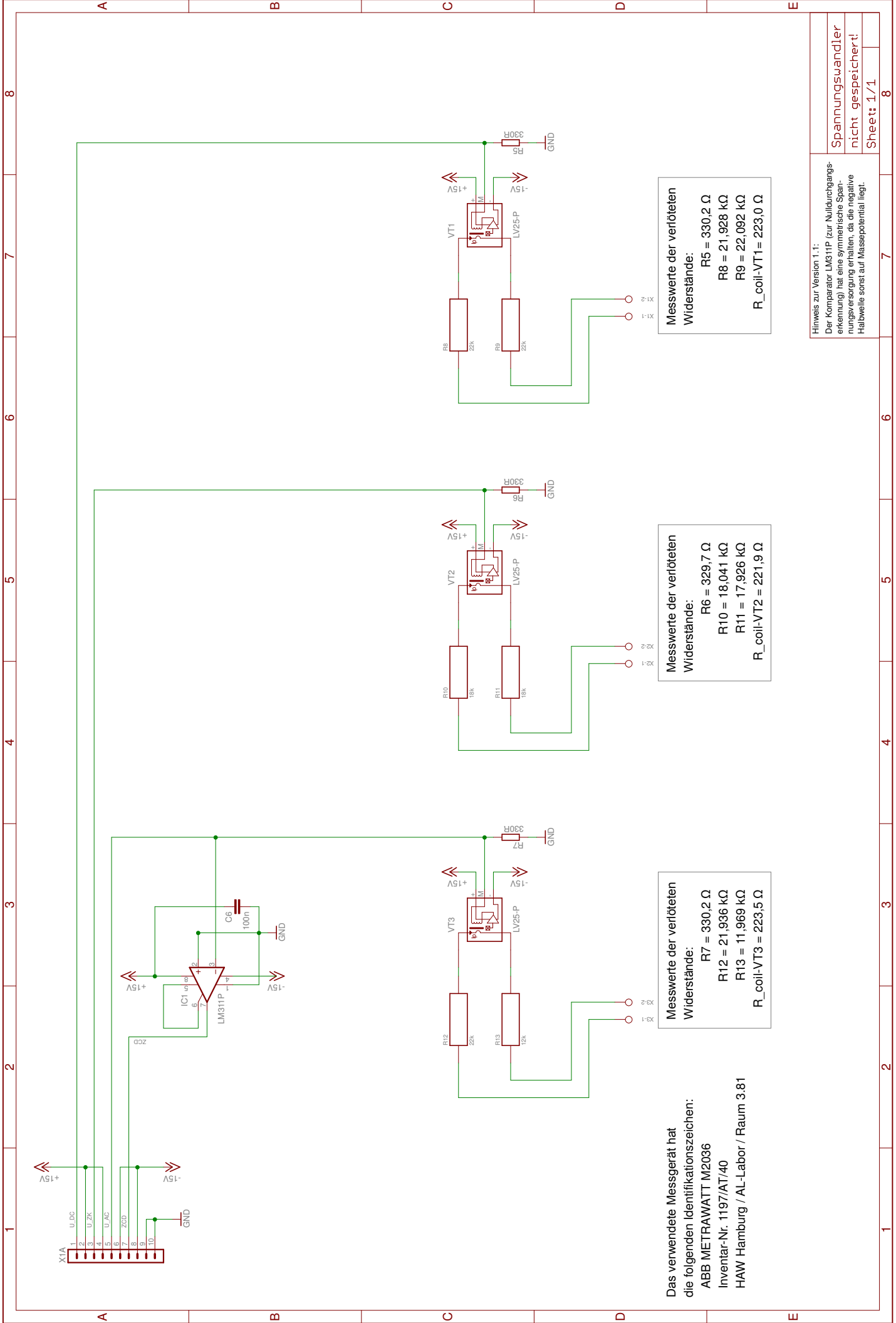
Messwert des verflöteten
 Widerstandes:
 R1 = 150,04 Ω

Messwert des verflöteten
 Widerstandes:
 R4 = 4,751 kΩ

Das verwendete Messgerät hat
 die folgenden Identifikationszeichen:
 ABB METRAWATT M2036
 Inventar-Nr. 1197/AT/40
 HAW Hamburg / AL-Labor / Raum 3.81

Stromwandler	8
05.10.2012 11:52:04	7
Sheet: 1/1	6
	5
	4
	3
	2
	1

A.4.4. Stromlaufplan Leiterplatte 'Spannungswandler'



Das verwendete Messgerät hat die folgenden Identifikationszeichen:
 ABB METRAWATT M2036
 Inventar-Nr. 1197/AT/40
 HAW Hamburg / AL-Labor / Raum 3.81

Messwerte der verflöteten Widerstände:
 $R7 = 330,2 \Omega$
 $R12 = 21,936 \text{ k}\Omega$
 $R13 = 11,969 \text{ k}\Omega$
 $R_{\text{coil-VT3}} = 223,5 \Omega$

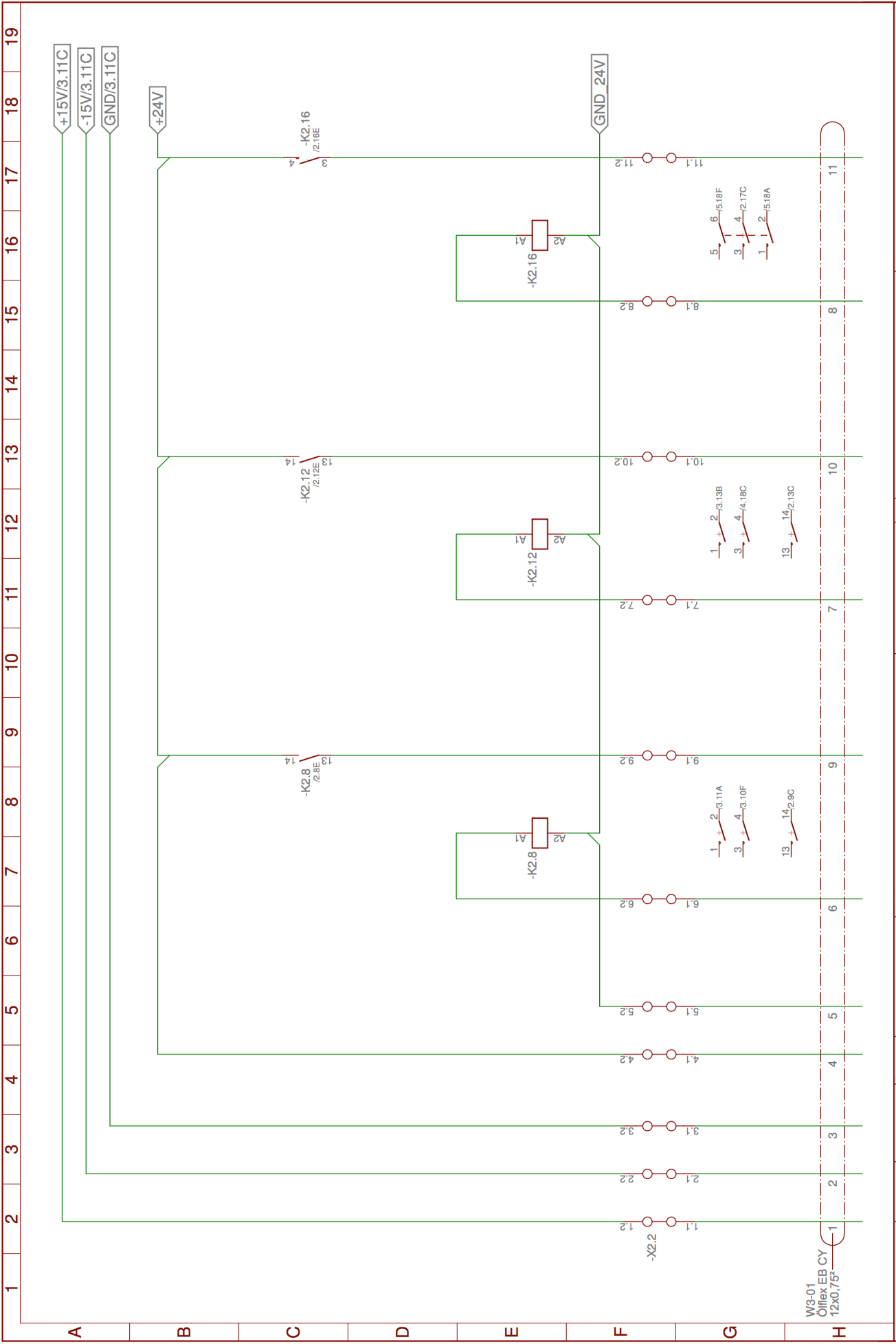
Messwerte der verflöteten Widerstände:
 $R6 = 329,7 \Omega$
 $R10 = 18,041 \text{ k}\Omega$
 $R11 = 17,926 \text{ k}\Omega$
 $R_{\text{coil-VT2}} = 221,9 \Omega$

Messwerte der verflöteten Widerstände:
 $R5 = 330,2 \Omega$
 $R8 = 21,928 \text{ k}\Omega$
 $R9 = 22,092 \text{ k}\Omega$
 $R_{\text{coil-VT1}} = 223,0 \Omega$

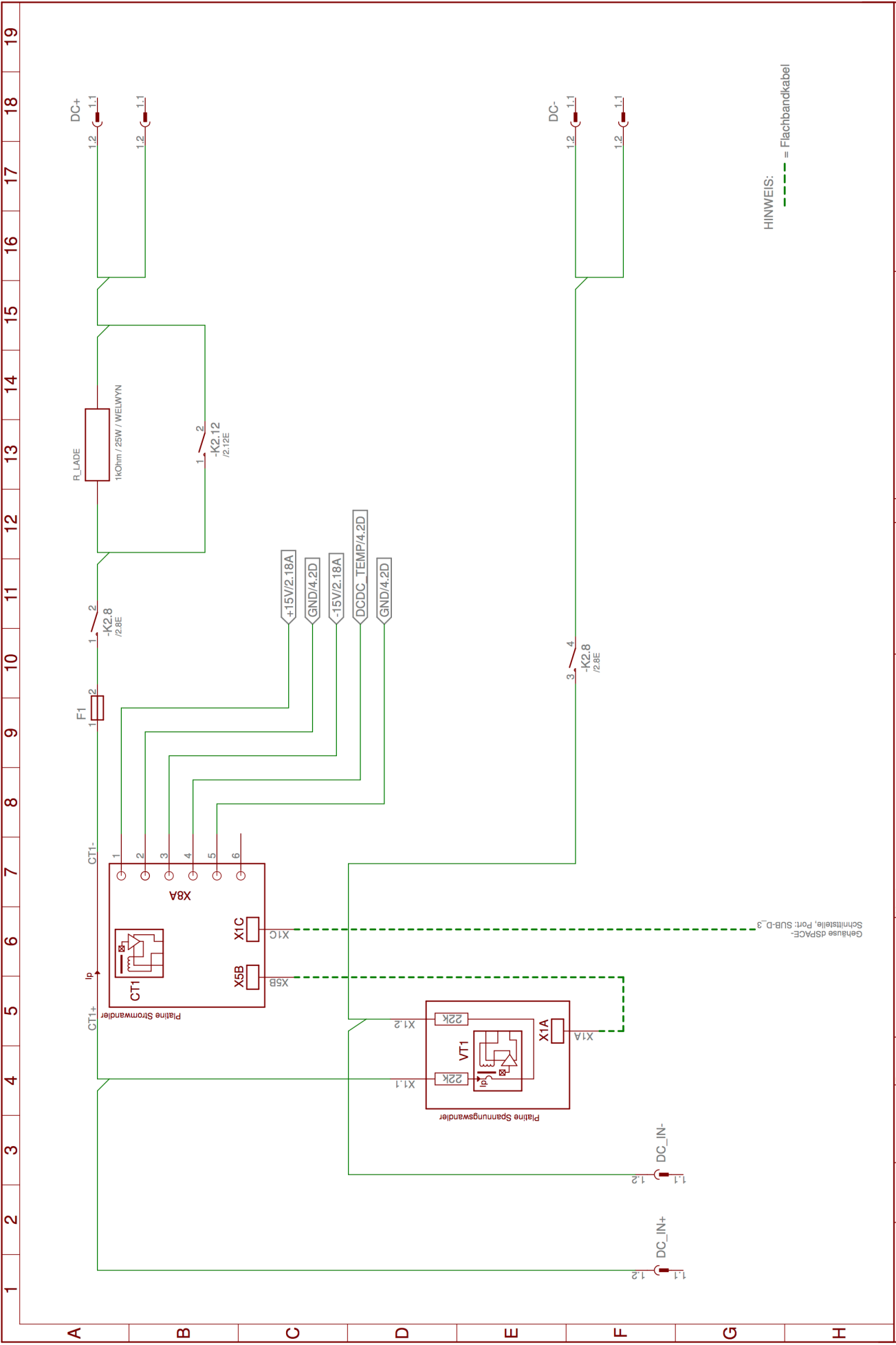
Hinweis zur Version 1.1:
 Der Komparator LM311P (zur Nulldurchgangserkennung) hat eine symmetrische Spannungsversorgung erhalten, da die negative Halbwelle sonst auf Massepotential liegt.

Spannungswandler	
nicht gespeichert!	
Sheet: 1/1	

A.4.5. Stromlaufplan Hauptstromkreis

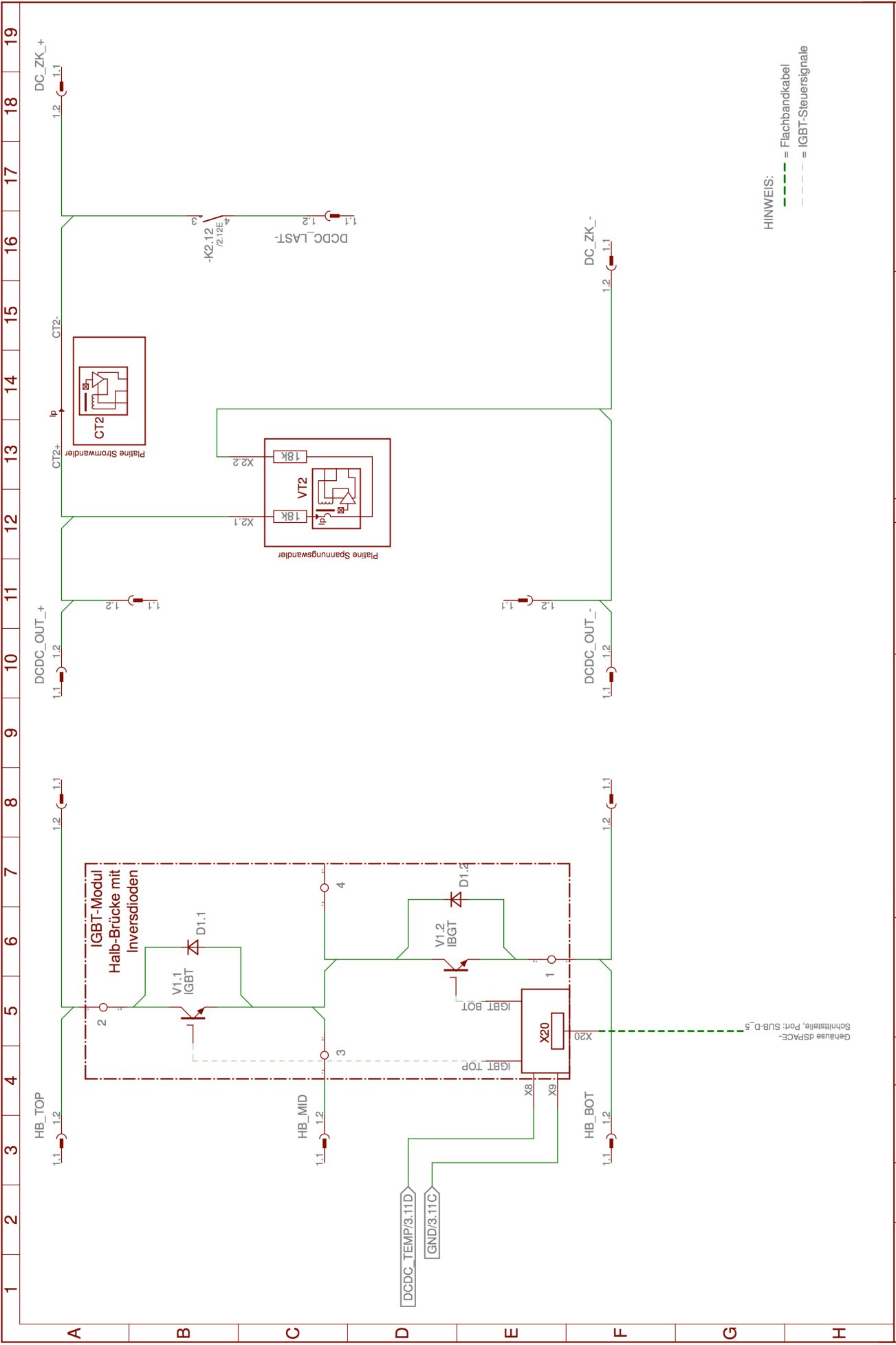


Änderung	Datum	Name	Steuerstromkreis		Auftrags-Nr.:		Werks-Nr.:		Dateiname:	
	10.10.12	M.Brüggemann	-		-		-		- Lastkreis	
Papierrand	Datum	Name	-		-		-		-	
	10.10.12	M.Brüggemann	-		-		-		-	
-	Gepr.	Norm	-		-		-		-	
	10.10.12	M.Brüggemann	-		-		-		-	
-	Urspr.	Urspr.	-		-		-		-	
	10.10.12	M.Brüggemann	-		-		-		-	
-	Ers. f.	Ers. d.	-		-		-		-	
	10.10.12	M.Brüggemann	-		-		-		-	
-	Zeichnung:	Zeichnungs-Nr.	-		-		-		-	
	10.10.12	M.Brüggemann	-		-		-		-	
-	Blatt	Blatt	-		-		-		-	
	2/5	2/5	-		-		-		-	



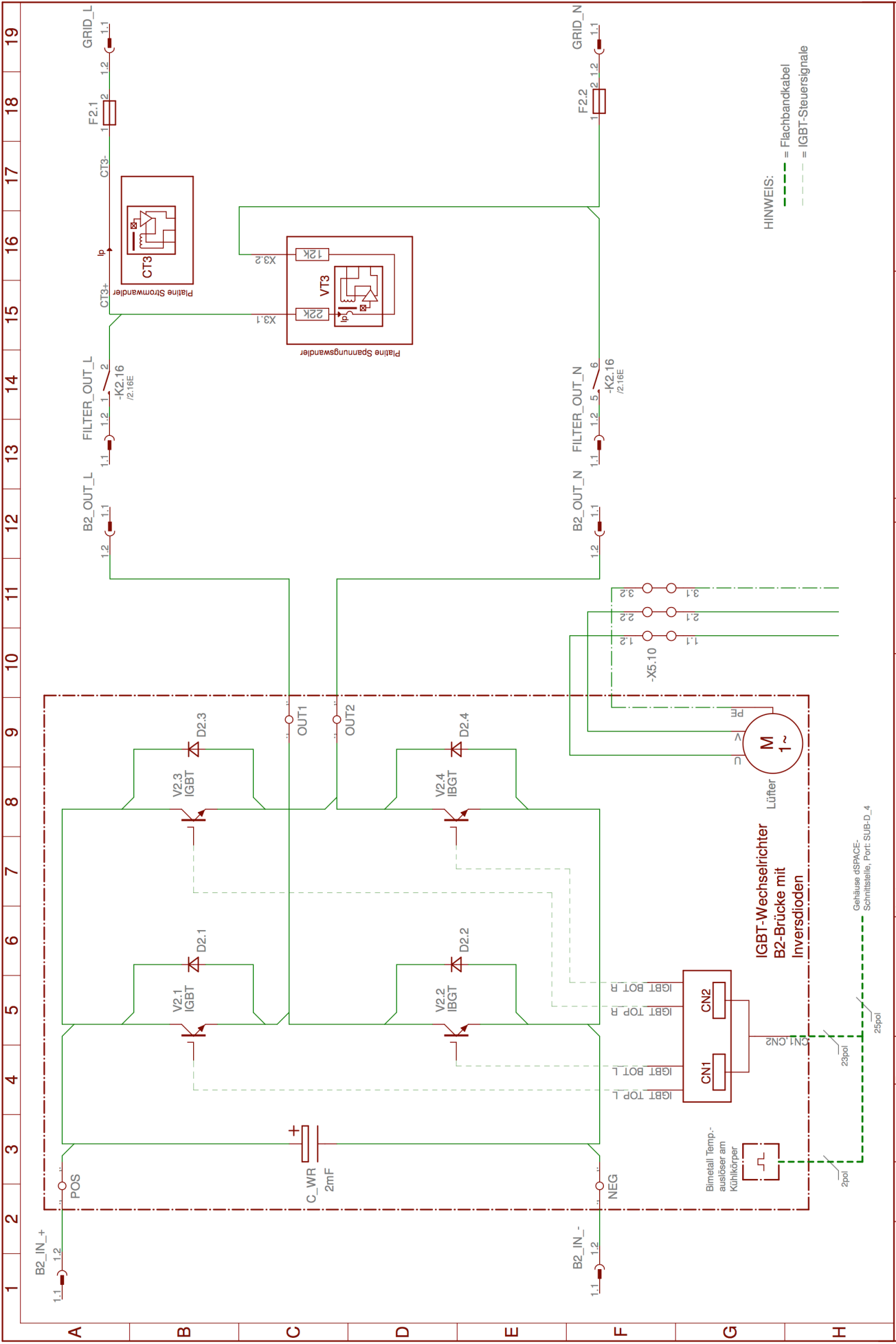
HINWEIS:
 ----- = Flachbandkabel

Änderung	Datum	Name	Datum: 10.10.12		Kunde: HAW Hamburg		Auftrags-Nr.:		Werks-Nr.:		Dateiname:	
			Bearb. M.Brüggemann	Gepr. M.Brüggemann	Norm	Zeichnung: -	Ers. f. -	Urspr.: -	Ersteller M.Brüggemann	Zeichnungs-Nr. -	Lasikreis	Blatt 3/5



HINWEIS:
 - - - - - = Flachbandkabel
 - - - - - = IGBT-Steuersignale

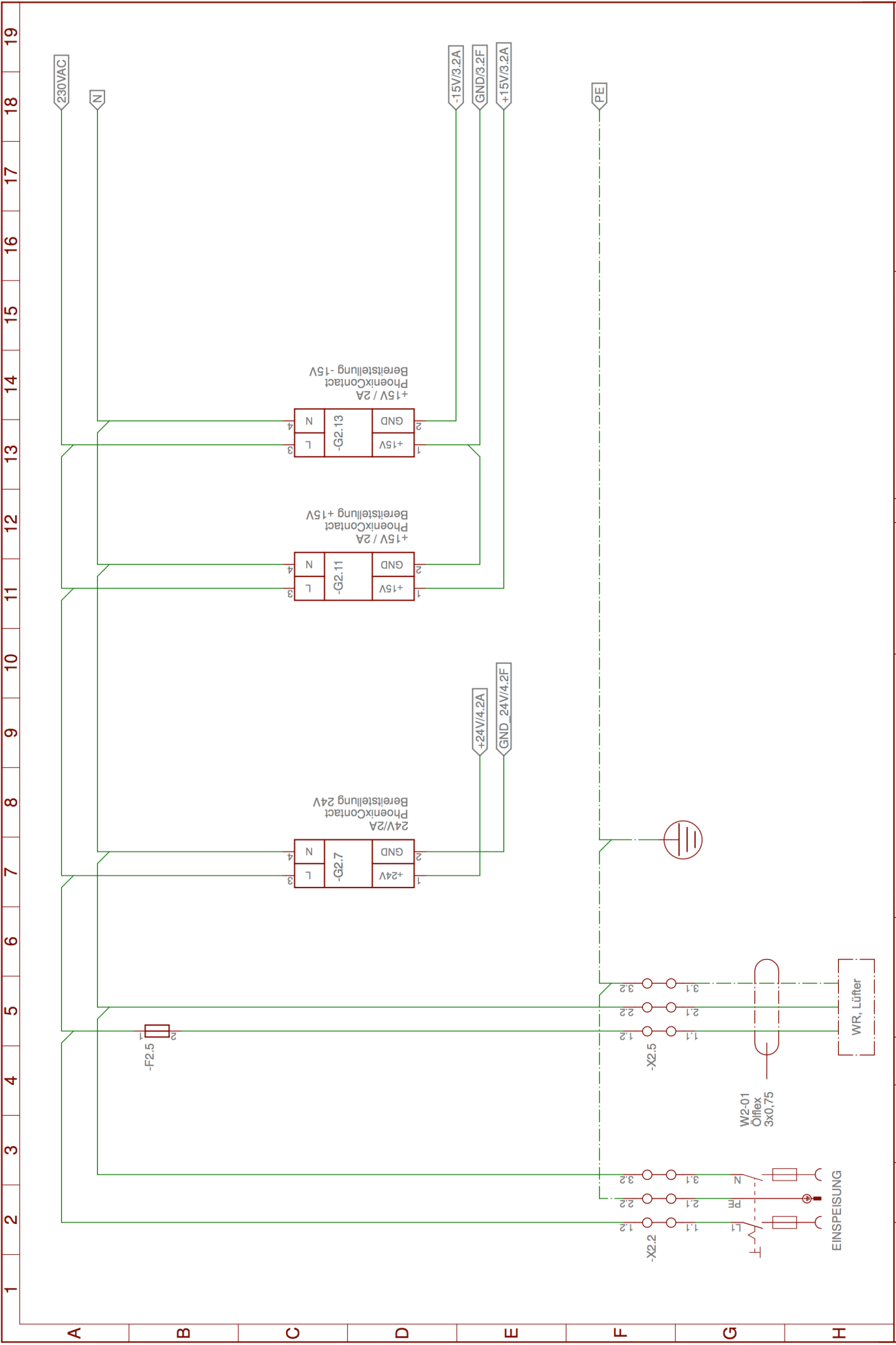
Änderung	Datum	Name	Datum	Norm	Gepr.	M.Brüggemann	10.10.12	M.Brüggemann	Kunde:	HAW Hamburg
									Kunden-Zeichnung:	-
									Urspr.:	-
									Ers. f.:	-
									Ers. d.:	-
									Hauptstromkreis	
									Ersteller	M.Brüggemann
									Zeichnungs-Nr.	-
									Werks-Nr.	Lasikreis
									Datenname:	Lasikreis
									Auftrags-Nr.:	-
									Blatt	4/5



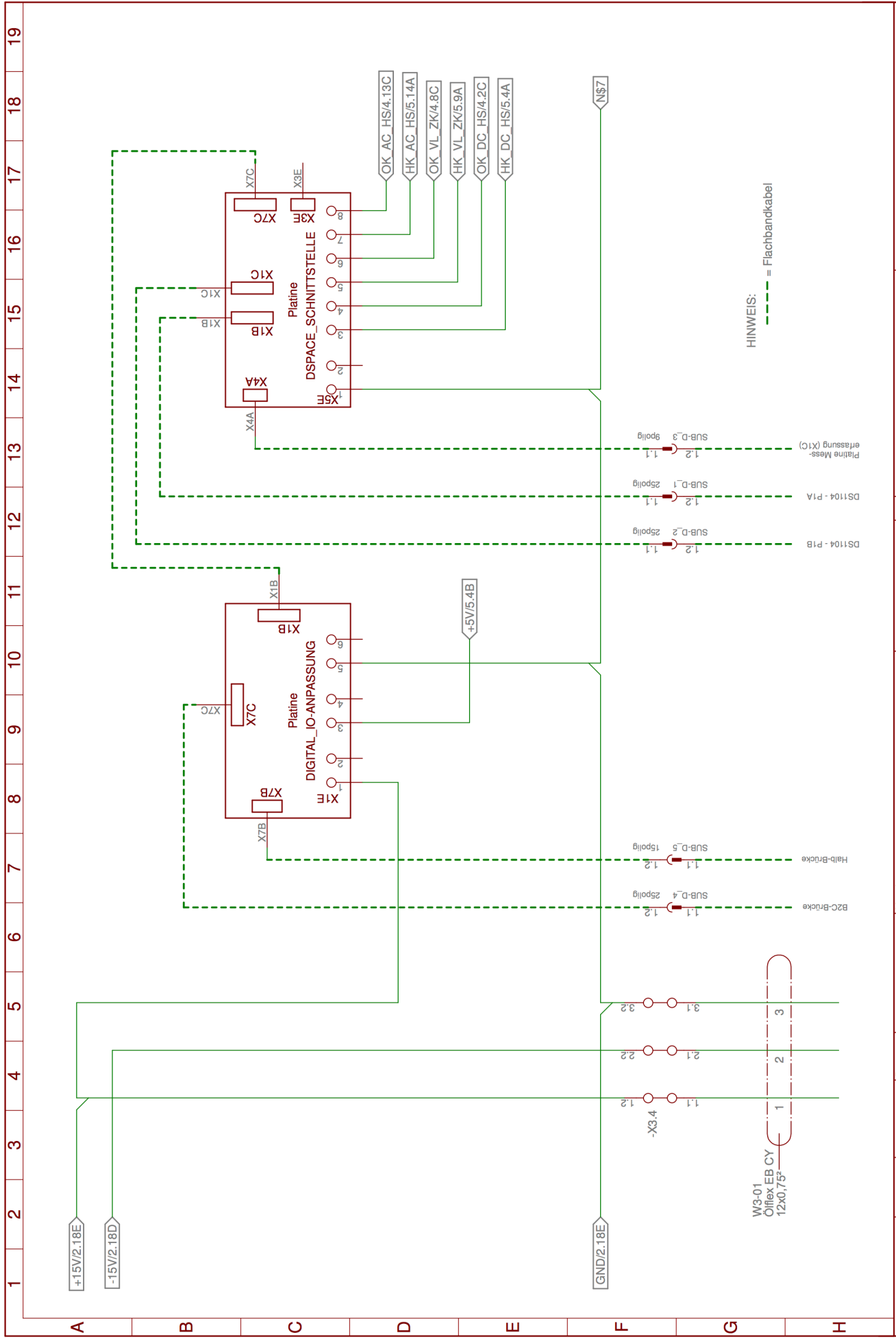
Änderung	Datum	Name	Hauptstromkreis		Auftrags-Nr.:	Werks-Nr.:	Dateiname:
			Ers. d.	Ers. f.			
Papierrand							Blatt 5/5

Hefttrand

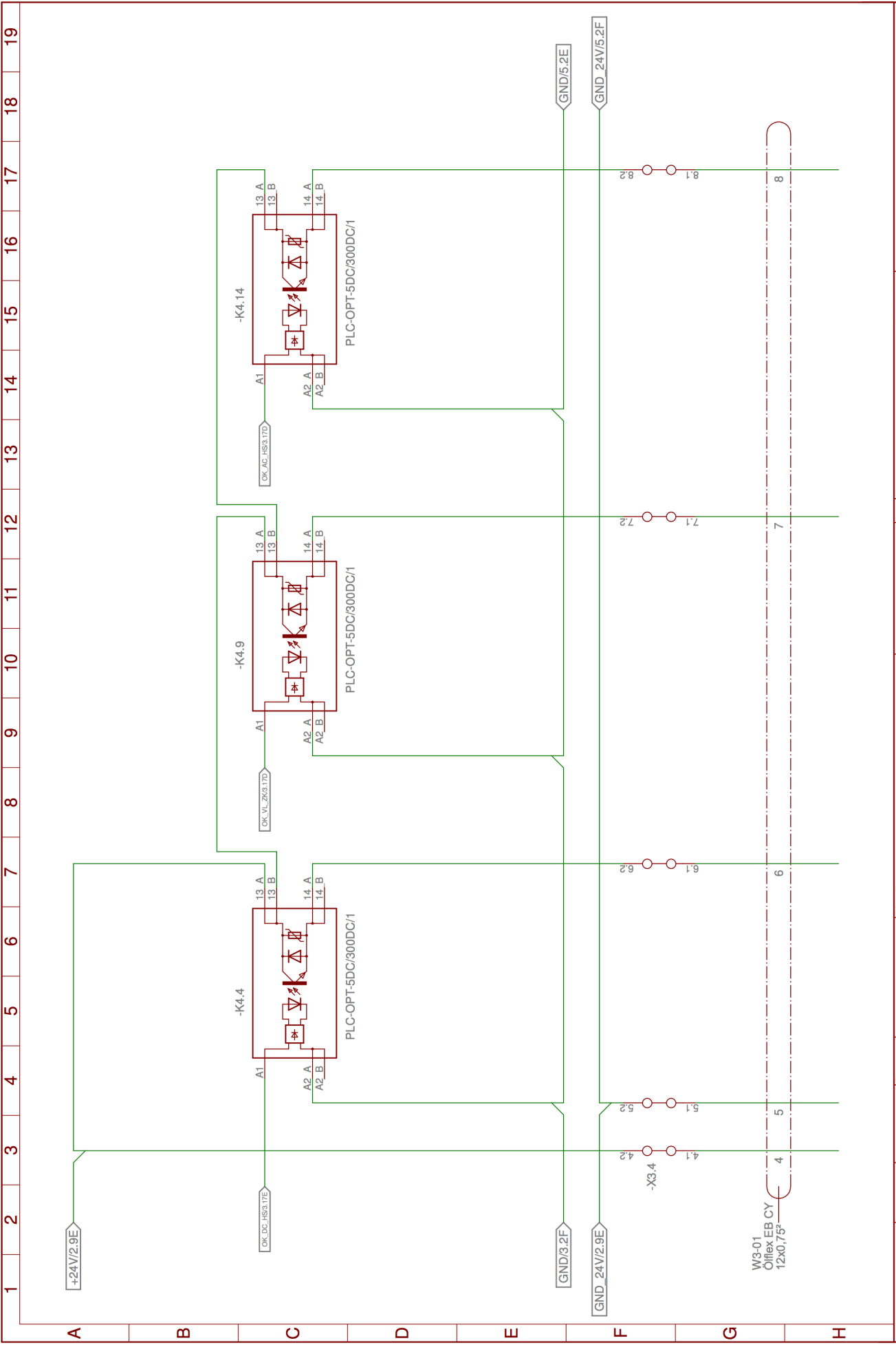
A.4.6. Stromlaufplan Schnittstelle



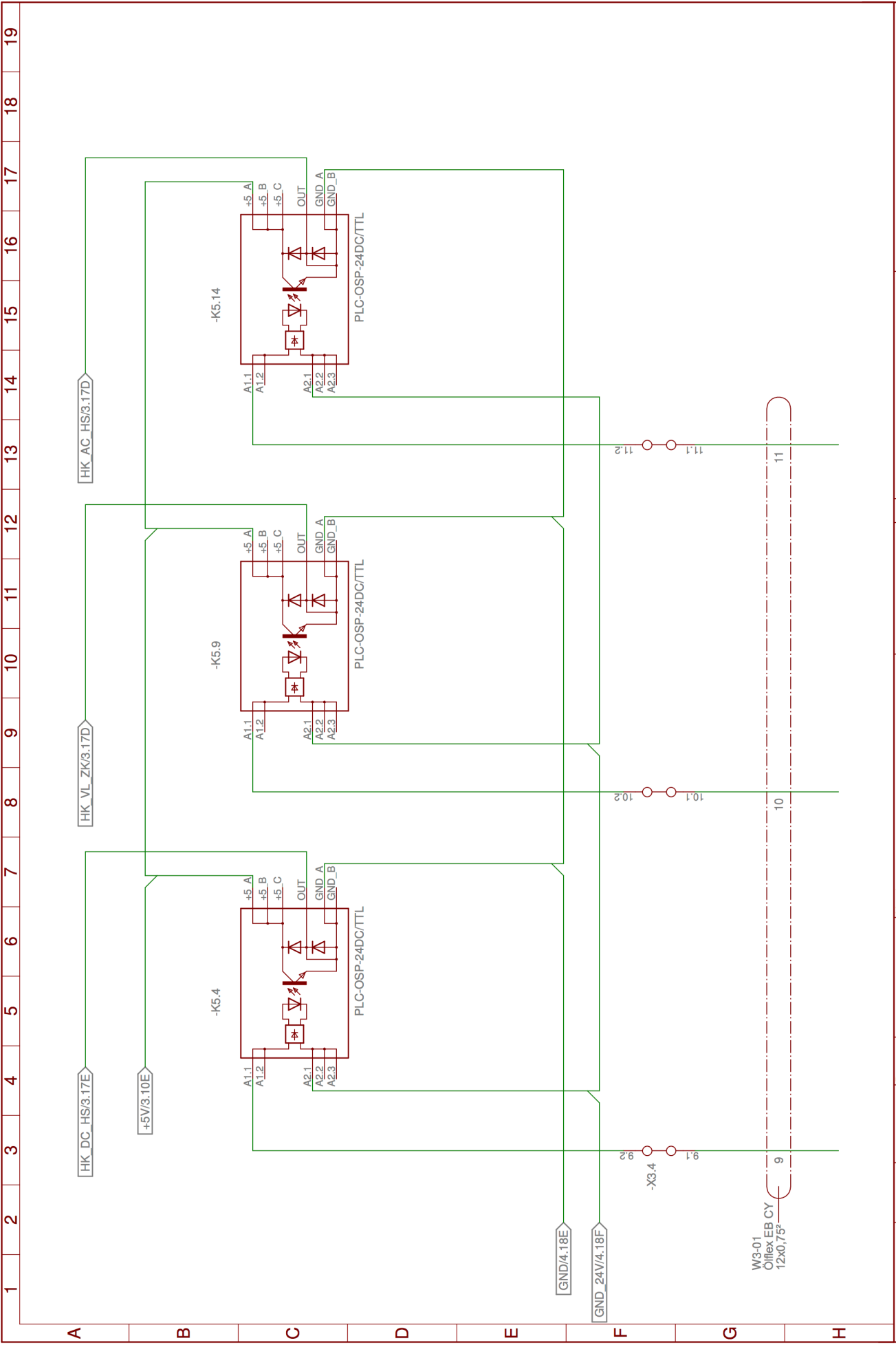
Änderung	Datum	Name	Datum		Name		Datum		Name		
Datum Bearb. Gepr.			Datum Bearb. Gepr.			Datum Bearb. Gepr.			Datum Bearb. Gepr.		
->DATUM ->BEARBEITET ->GEPRÜFT ->NORM			->DATUM ->BEARBEITET ->GEPRÜFT ->NORM			->DATUM ->BEARBEITET ->GEPRÜFT ->NORM			->DATUM ->BEARBEITET ->GEPRÜFT ->NORM		
Kunde: >KUNDE			Kunde: >KUNDE			Kunde: >KUNDE			Kunde: >KUNDE		
Kunden-Zeichnung: >KD ZEICHNUNG			Kunden-Zeichnung: >KD ZEICHNUNG			Kunden-Zeichnung: >KD ZEICHNUNG			Kunden-Zeichnung: >KD ZEICHNUNG		
Urspr.: >URSPRUNG			Urspr.: >URSPRUNG			Urspr.: >URSPRUNG			Urspr.: >URSPRUNG		
Ers. f. >ERSATZ_FUER			Ers. f. >ERSATZ_FUER			Ers. f. >ERSATZ_FUER			Ers. f. >ERSATZ_FUER		
Ers. d. >ERSETZT_DURCH			Ers. d. >ERSETZT_DURCH			Ers. d. >ERSETZT_DURCH			Ers. d. >ERSETZT_DURCH		
Auftrags-Nr.: >AUFTRAGS-NR Ersteller			Auftrags-Nr.: >AUFTRAGS-NR Ersteller			Auftrags-Nr.: >AUFTRAGS-NR Ersteller			Auftrags-Nr.: >AUFTRAGS-NR Ersteller		
Zeichnungs-Nr. >ZEICHNUNGS-NR			Zeichnungs-Nr. >ZEICHNUNGS-NR			Zeichnungs-Nr. >ZEICHNUNGS-NR			Zeichnungs-Nr. >ZEICHNUNGS-NR		
Blatt 2/5			Blatt 2/5			Blatt 2/5			Blatt 2/5		



Änderung	Datum	Name	Datum		Kunde: >KUNDE		Auftrags-Nr.:		Werks-Nr. Dateiname:	
			Bearb. Gepr. Norm	>BEARBEITET >GEPRÜFT >NORM	Kunden-Zeichnung: >KD ZEICHNUNG	Urspr.: >URSPRUNG	Ers. f. >ERSATZ_FUER	Ers. d. >ERSETZT_DURCH	>AUFTRAGS_NR	>WERKS_NR ePlan
					Erstellung: >URSPRUNG		Ersteller		Zeichnungs-Nr.	
					Ers. f. >URSPRUNG		>ERSTELLER		>ZEICHNUNGS_NR	
					Ers. f. >URSPRUNG				Blatt	
					Ers. f. >URSPRUNG				3/5	



Änderung	Datum	Name	Datum		Kunde		Auftrags-Nr.:		Werks-Nr. / Dateiname:	
			Bearb.	Gepr.	Norm	Bearb.	Gepr.	Urspr.	Urspr.	Ersteller
			>DATUM	>BEARBEITET	>KUNDE	>KUNDEN-ZEICHNUNG	>AUFTRAGS-NR	>WERKS-NR	>WERKS-NR	>eplan
			>GEPRUEFT	>NORM	>URSPRUNG	Ers. d. >ERSATZ_FUER	Ers. d. >ERSATZ_FUER	>ZEICHNUNGS-NR	>ZEICHNUNGS-NR	Blatt
										4/5



Änderung	Datum	Name	Datum		Kunde: >KUNDE		Auftrags-Nr.:		Werks-Nr. Dateiname:	
			Bearb.	Gepr.	>BEARBEITET	>GEPRUEFT	>AUFTRAGS_NR	Ersteller	>WERKS_NR	>WKS_Nr eplan
			Norm	Urspr.:	>URSPRUNG	Ers. f.:	>ERSATZ_FUER	Ersteller	Zeichnungs-Nr.	Blatt
								>ERSETZT_DURCH	>ZEICHNUNGS_NR	5/5

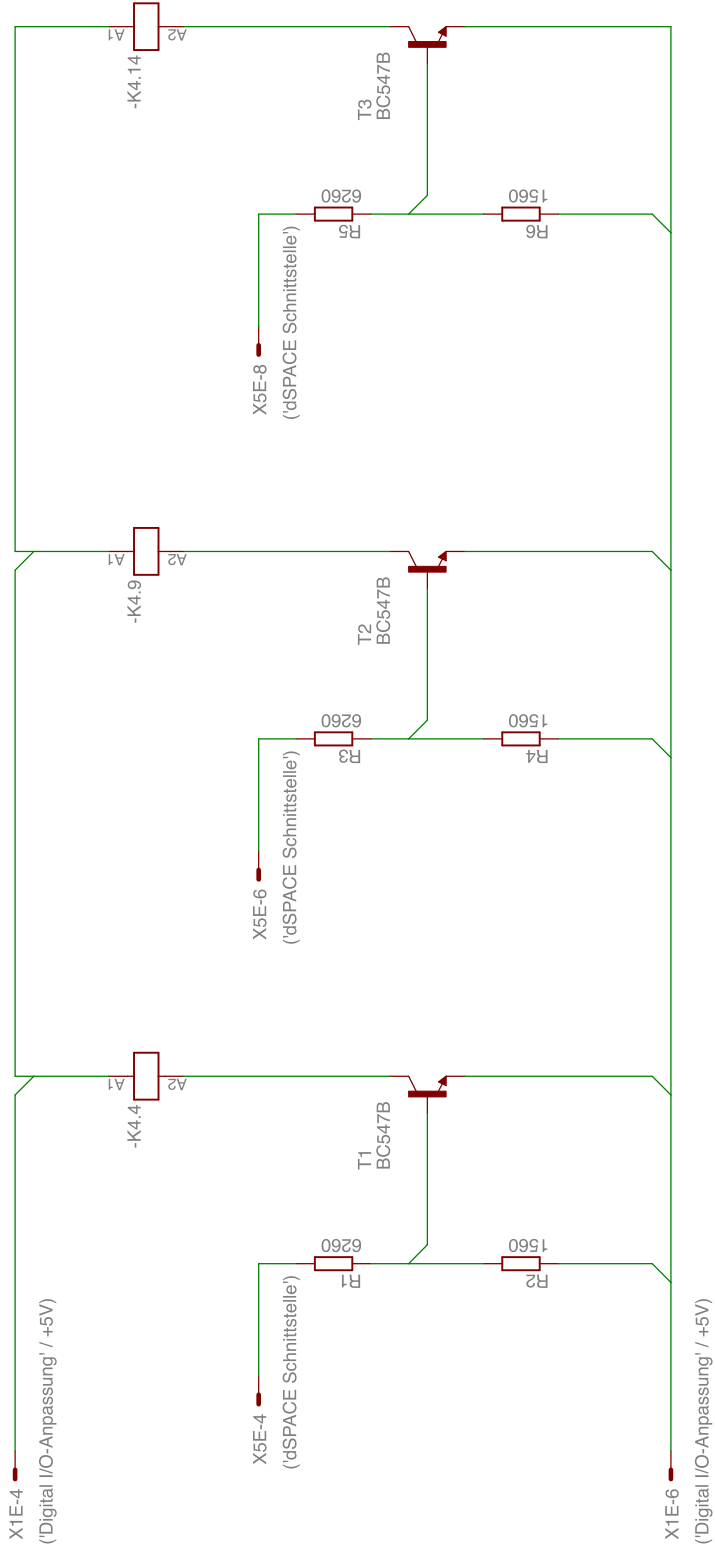
Hefttrand

Papiertrand

A.4.7. Stromlaufplan und Einbindung der Schalttransistoren

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19

A B C D E F G H



Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig 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, 10. April 2013

Ort, Datum

Unterschrift