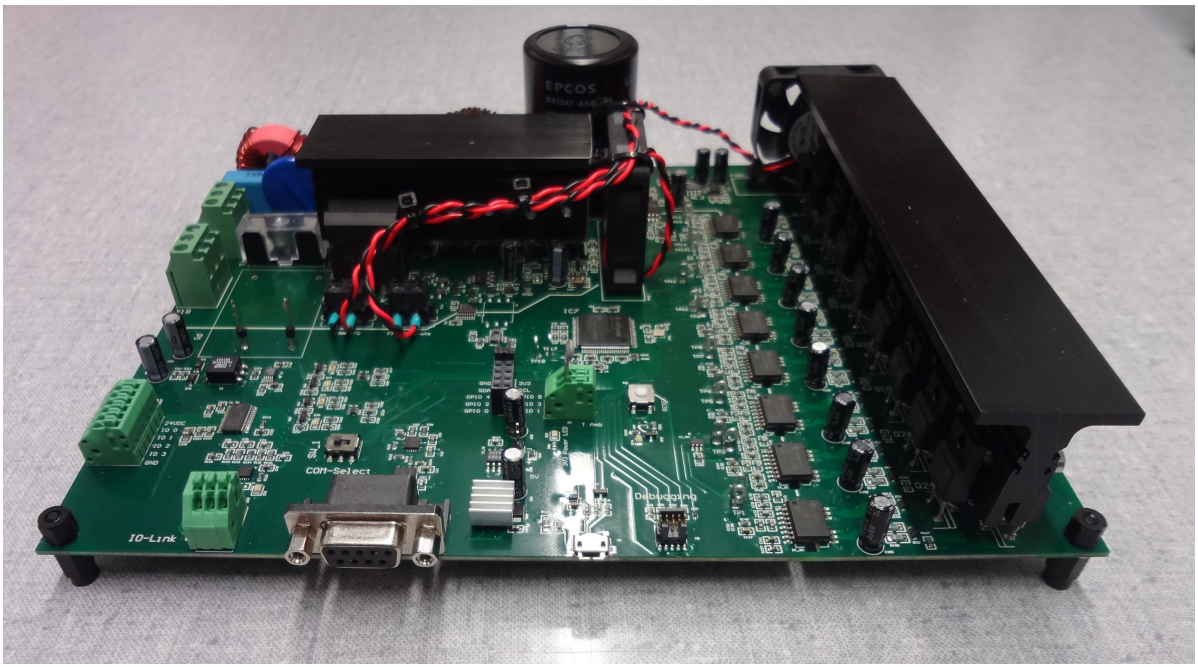
Controller mit Leistungselektronik für Klimaanlage

Bachelor Thesis im Studiengang
Elektrotechnik und Informationstechnologie



Diplomand	Andy Fischer
Dozent	Prof. Dr. Adrian Omlin
Experte	Dr. Christian Stulz
Industriepartner	Swisens AG
Geheimhaltungsstufe	öffentlich
Hochschule	Hochschule Luzern Technik & Architektur
Datum	06.Januar 2020

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis **III**

Symbolverzeichnis **IV**

Abstract **V**

1. Einleitung **1**
1.1. Aufgabenstellung . . . 2
1.2. Anforderungen . . . 3

2. Grundlagen **4**
2.1. Funktionsbeschrieb Klimagerät . . . 4
2.1.1. Kühlbetrieb . . . 5
2.1.2. Heizbetrieb . . . 5
2.2. Aktoren . . . 5
2.2.1. Kondensatormotor . . . 6
2.2.2. Spaltpolmotor . . . 7

3. Konzeptentwurf **8**
3.1. HV . . . 9
3.1.1. Netzkopplung . . . 9
3.1.1.1. Überlastsicherung F1 . . . 9
3.1.1.2. Varistor RV1 . . . 9
3.1.2. Netzfilter . . . 10
3.1.2.1. Asymmetrische Störungen . . . 10
3.1.2.2. Symmetrische Störungen . . . 11
3.1.3. Eingangsstufe . . . 12
3.1.3.1. PFC-Schaltung . . . 13
3.1.4. Inverterstufe . . . 17
3.1.4.1. Zweiphasenbetrieb . . . 18
3.1.4.2. Dreiphasenbetrieb . . . 18
3.1.4.3. Taktfrequenz . . . 19
3.1.4.4. Bootstrapping . . . 19
3.1.4.5. Gate-Widerstand . . . 20
3.1.5. Ausgangsfilterstufe . . . 22
3.1.6. Kühlkonzept . . . 23
3.1.7. Ansteuerung Heizkörper . . . 24
3.1.8. Übersicht . . . 25
3.2. LV . . . 26
3.2.1. MCU . . . 26
3.2.2. Kommunikation . . . 27
3.2.2.1. RS485 . . . 28

3.2.2.2. IO-Link . . . 28
3.2.2.3. Inter-Integrated Circuit (I²C) . . . 28
3.2.3. Digitale input/output (I/O) . . . 28
3.2.4. Temperaturmessung Umgebungsluft . . . 29
3.2.5. Ansteuerung Gate-Treiber . . . 30
3.3. Galvanische Trennung . . . 31
3.3.1. AC/DC-Schaltnetzteil . . . 31
3.3.2. Strommessung . . . 31
3.3.2.1. Strommesswiderstand . . . 32
3.3.2.2. TP-Filterstufe . . . 32
3.3.2.3. isolierte Verstärkerstufe . . . 32
3.3.2.4. Gleichtaktfilterstufe . . . 33
3.3.2.5. Differential to single-ended Verstärkerstufe . . . 33
3.3.2.6. Antialiasing Filter . . . 34
3.3.3. Push-Pull Transformator . . . 34
3.3.4. Digitale Isolatoren . . . 35
3.4. Software . . . 36
3.4.1. Tasks . . . 36
3.4.2. Schnittstellenprotokoll . . . 37
3.4.3. Signalgenerierung Inverterstufe . . . 38
3.4.3.1. Pulsweitenmodulation (PWM)-Verfahren . . . 38
3.4.3.2. Capture/Compare Unit (CCU) . . . 39
3.4.3.3. U/f-Kennlinie . . . 40
3.4.3.4. Sollwertsignal . . . 41
3.4.3.5. Implementierung . . . 42

4. Auswertung **46**
4.1. Eingangsstufe . . . 46
4.2. Inverterstufe und Ausgangsfilter . . . 47
4.3. Kühlkonzept . . . 47
4.4. Strommessung . . . 48

5. Ausblick **49**
5.1. Leiterplattendesign . . . 49
5.2. Einschaltstrombegrenzung . . . 49
5.3. Netzfilter . . . 50
5.4. Motorbetrieb . . . 50
5.5. Strommessung . . . 50

6. Schlussdiskussion **51**

Literaturverzeichnis **52**

Anhang **55**

Abkürzungsverzeichnis

ADC Analog to Digital Converter

ARM Advanced RISC Machines

CCU Capture/Compare Unit

CPU Central Processing Unit

GPIO General Purpose Input Output

HV High Voltage

I²C Inter-Integrated Circuit

I/O Input/Output

IC Integrated Circuit

LUT Look-Up-Table

LV Low Voltage

MCU Microcontroller Unit

MKE Messkontrolleinheit

NTC Negative Temperature Coefficient Thermistor

PFC Power Factor Correction

PRS Prescaler

PWM Pulsweitenmodulation

SSR Solid State Relays

UART Universal Asynchronous Receiver Transmitter

Symbolverzeichnis

$C_{Betrieb}$	Kapazität Betriebskondensator
D_{Boot}	Bootstrap-Diode
D_{ON}	Duty Cycle On
δ_f	Auflösung Ausgangsfrequenz
f_{clk_CCU}	Clockfrequenz CCU
f_g	Grenzfrequenz
f_{PWM}	Taktfrequenz Inverter
I_{eff}	Effektivwert Netzstrom
i_k	Kurzschlussstrom
i_L	Strom durch PFC-Induktivität
$i_{in_{max}}$	maximaler Eingangsstrom
$I_{v=1,eff}$	Effektivwert der Grundschwingung des Netzstromes
L	Induktivität PFC-Spule
$L1_{CM}$	Common Mode Induktivität für L1
$L1_{DM}$	Differential Mode Induktivität für L1
λ	Leistungsfaktor
ω	Kreisfrequenz
P	Wirkleistung
P_{aus}	Ausgangsleistung Zwischenkreis
Ψ	Flussverkettung
R_{G_OFF}	Gate-Ausschaltwiderstand
R_{G_ON}	Gate-Einschaltwiderstand
S	Scheinleistung
T	Periodendauer
U_{eff}	Effektivwert Netzspannung
u_{in}	Eingangsspannung PFC
U_{nenn_peak}	Amplitude Nennspannung
u_{out}	Ausgangsspannung PFC
U_{ein_eff}	Effektivwert der Netzspannung
V	Verstärkungsfaktor
φ_1	Winkel zwischen U_{eff} und $I_{v=1,eff}$
η	Wirkungsgrad der Eingangsstufe

Abstract

Swisens AG as a startup company, develops and produces measuring instruments to determine the air quality in real-time applications. The measuring stations are exposed to the daily weather conditions and must be air-conditioned. The actuators are operated in on-off mode, which causes strong vibrations and noise emissions.

Within the scope of this diploma thesis, a concept for variable speed control of single-phase induction motors (SPIM) should be developed and subsequently validated and verified. The prototype should also provide a simple communication interface which can be used for data transfer with an external device.
The following bachelor thesis describes the development of the concept for the manufactured prototype and provides test results for verification and validation.

The presented controller-board combines a line filter and a Power Factor Correction (PFC) in the input stage. The output stage is characterized by eight half-bridge circuits which can be used individually for the variable speed control of the SPIM's. In addition, a filter is located at the output of the inverter stage to reduce voltage pulses. An algorithm is presented to generate the switching signals on the Microcontroller Unit (MCU) and control the gate drivers. The implemented RS485 interface can be used for data exchange with an external device.

The developed prototype can be used to test the air conditioning unit with variable speed control and offers a useful starting point for further development steps.

1. Einleitung

Die Firma Swisens AG entwickelt Messgeräte zur Identifikation und Quantifizierung von Luftpartikeln. Den alltäglichen Witterungen und den damit verbundenen Temperaturschwankungen ausgesetzt, ist es erforderlich, dass der Messraum klimatisiert wird. Dazu befindet sich am Messgehäuse anliegend eine Klimaanlage (Abbildung 1.1). Nach Bedarf kann mit dem Klimagerät die Luft im Messraum gekühlt oder erwärmt werden.

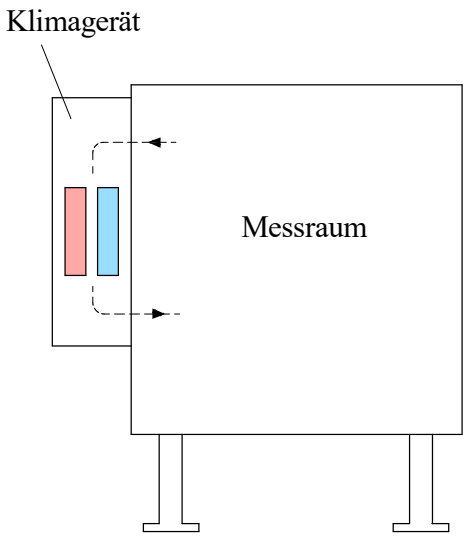


Abb. 1.1: Aufbau Messstation

Die gewünschte Zieltemperatur lässt sich über einen Controller manuell einstellen (Soll-Wert). Die Referenztemperatur (Ist-Wert) wird anhand eines Sensors (Heissleiter) ausgewertet. Dieser Sensor befindet sich direkt auf dem Board. Der Regelkreis sieht vor, dass der Ist-Wert mit dem Soll-Wert verglichen wird und ausserhalb der Soll-Wert Hysterese (Abbildung 1.2) automatisch der Kühl-respektive Heizvorgang eingeleitet wird.

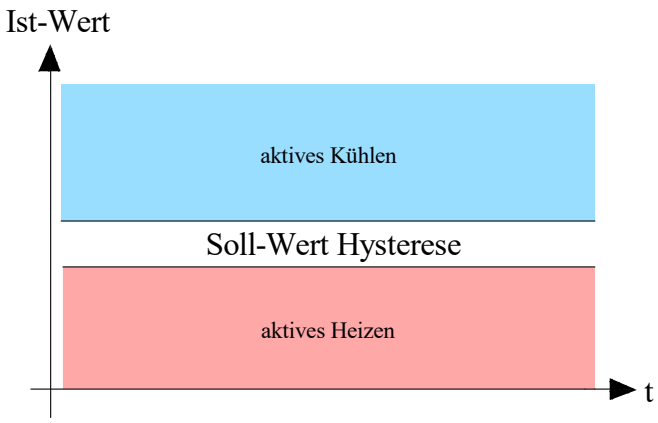


Abb. 1.2: Zweipunkteregelung Klimagerät

Der Controller regelt die Temperatur anhand eines Zweipunktebetriebs (ON-OFF). Die Aktoren befinden sich dabei ausschliesslich im Nennbetrieb, eine Drehzahlsteuerung ist nicht vorgesehen.

Das abrupte Einschalten verursacht mechanische Schwingungen, welche die Messungen negativ beeinflussen können. Je nach Standort der Messstation können Lärmemissionen, verursacht durch die Ventilatoren im Nennbetrieb, eine zusätzlich störende Komponente sein.

1.1. Aufgabenstellung

Der aktuell verbaute Controller lässt sich zu wenig flexibel einstellen und ermöglicht keinen variablen Drehzahlbetrieb. Daraus resultieren starke Vibrationen und Lärmemissionen beim Ein-und Ausschalten des Klimagerätes. Basierend auf dieser Ausgangslage soll ein Prototyp für einen neuen Controller konzeptioniert, gebaut und verifiziert werden.

1.2. Anforderungen

In Absprache mit dem Industriepartner wurde die folgende Anforderungsliste für den Prototypen erarbeitet:

- Es soll eine Hardware für einen drehzahlvariablen Betrieb der Aktoren zur Verfügung stehen. Vorzugsweise für einen Inverterbetrieb.
- Die Taktfrequenz der Inverterstufe soll mind. 100kHz betragen.
- Für die Bereitstellung der Zwischenkreisspannung soll ein PFC inklusive Aufwärtswandler (Boost Converter) implementiert werden.
- Eine Filterstufe zur Unterdrückung von Störsignalen im HV-Bereich (Netzfilterung) soll vorhanden sein.
- Für einen sicheren Betrieb soll eine galvanische Trennung zwischen Low Voltage (LV) und High Voltage (HV) vorgesehen werden.
- Als Spannungsquelle soll lediglich die Netzspannung notwendig sein (LV wird aus HV generiert, keine zusätzliche Gleichspannungsquelle).
- Der Prototyp soll für einen Weitbereichseingang von 85VAC - 265VAC betrieben werden können.
- Für den Datenaustausch zwischen der Messkontrolleinheit (MKE)[1] und dem Prototypen, soll eine einfache, in der Industrie gebräuchliche, Kommunikationsschnittstelle implementiert werden.
- Für Testzwecke sollen mehrere 3.3 Volt General Purpose Input Output (GPIO) zur Verfügung stehen.
- Es soll eine Strommessung für den Zwischenkreis entworfen und realisiert werden.
- Als Mikrocontroller soll ein Advanced RISC Machines (ARM)-Prozessor verwendet werden.
- Es sollen mehrere digitale 24 Volt Input/Output (I/O) zur Verfügung stehen.

[1] Die MKE ist definiert als übergeordnete Steuerung zum Betrieb der gesamten Messstation

2. Grundlagen

Im folgenden Kapitel wird die Funktionsweise des Klimageräts beschrieben und auf die Betriebseigenschaften der Aktoren eingegangen.

2.1. Funktionsbeschrieb Klimagerät

Das Klimagerät kann die Luft im Messraum entweder geheizt oder gekühlt werden. Da ein gleichzeitiger Heiz-und Kühlbetrieb weder wünschenswert noch möglich ist, wird im Rahmen dieser Arbeit zwischen diesen beiden Betriebsarten unterschieden. In der Abbildung 2.1 ist der Funktionskreislauf dargestellt. Der Pfeil repräsentiert die Fliessrichtung des Kältemittels und damit der gesamten Wirkungskette.

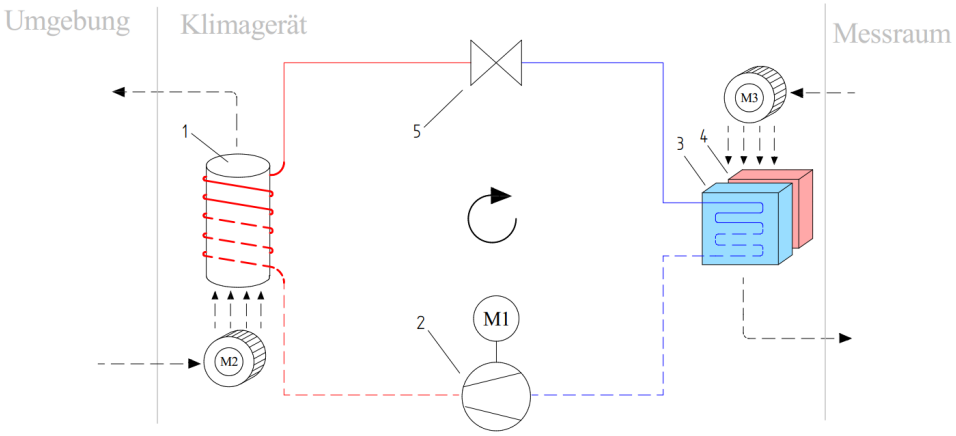


Abb. 2.1: Funktionskreislauf Klimagerät

Nr.	Bezeichnung / Funktion	Nr.	Bezeichnung / Funktion
1	Kondensator, Verflüssiger	4	Heizregister
2	Kompressor, Verdichter	5	Drosselorgan
3	Kühlregister, Verdampfer		

Tab. 1: Legende zur Abbildung 2.1

2.1.1. Kühlbetrieb

Das gasförmige Kältemittel wird vom Kompressor verdichtet, der Druck steigt und die Temperatur des Gases nimmt zu. Gelangt das Kältemittel nun zum Verflüssiger, beginnt es aufgrund der Kühlwirkung der durchströmenden Luft des Ventilators M2 zu kondensieren. Am Austritt des Kondensators ist das Kältemittel nun in flüssigem Zustand, weist jedoch noch den gleichermassen hohen Druck auf wie beim Eintritt. Im folgenden Drosselorgan entspannt es sich, der Druck nimmt ab und die Temperatur sinkt.
Im darauffolgenden Kühlregister kommt es zu einem Wärmeübertrag zwischen dem Kältemittel und der durchströmenden Luft aus dem Messraum. Während das Kältemittel erneut zu verdampfen beginnt, senkt sich die Temperatur der Luft und kehrt gekühlt zurück in den Messraum.

2.1.2. Heizbetrieb

Zum Erwärmen der Luft im Messraum wird lediglich der Ventilator und das elektrische Heizregister benötigt. Die kühle Luft wird aus dem Messraum angesaugt, erwärmt sich beim Durchströmen des Heizregisters und gelangt wieder zurück in den Messraum.

2.2. Aktoren

Damit das Lösungskonzept für einen optimalen Betriebsbereich ausgelegt werden kann, müssen einige Parameter zu den Aktoren bekannt sein. Dieses Kapitel verschafft einen Überblick zu den im Klimagerät verbauten Elektromotoren und deren Aufbau. Auf eine detaillierte Beschreibung der elektrischen Heizungen H1 (Hauptheizung) und H2 (Erwärmung Kompressorgehäuse) wird verzichtet. Aufgrund von Messergebnissen können sie vereinfacht als rein ohmsche Last betrachtet werden.

Im Klimagerät sind drei Elektromotoren verbaut und sollen individuell drehzahlvariabel angesteuert werden können. Die einphasigen Motoren unterscheiden sich dabei in der Nennleistung und folglich auch im Aufbau. Während es sich bei den Motoren M1 und M2 um einphasige Kondensatormotoren handelt, wird der Motor M3 als Spaltpolmotor betrieben. Eine Übersicht zu den Kennwerten der Aktoren befindet sich im Kapitel E.2.

2.2.1. Kondensatormotor

Bei einer einphasigen Asynchronmaschine entsteht ein Kreisdrehfeld, wenn zwei um 90° verschobene Wicklungen, mit ebenfalls um 90° Phasenverschobenen Wicklungsströmen, betrieben werden. Damit diese zeitliche Verschiebung der Ströme zustande kommt, wird beim Kondensatormotor eine Kapazität in Serie zu einer der beiden Wicklungen dazugeschaltet (Abbildung 2.2). Das dazugehörige Zeigerdiagramm ist in der Abbildung 2.3 dargestellt. Der Index 'A' referenziert auf die Hilfswicklung und 'M' auf die Hauptwicklung.

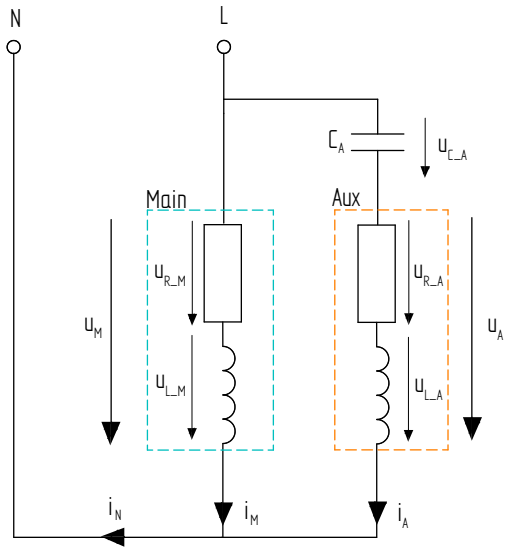


Abb. 2.2: vereinfachtes Ersatzschema einph. Kondensatormotor

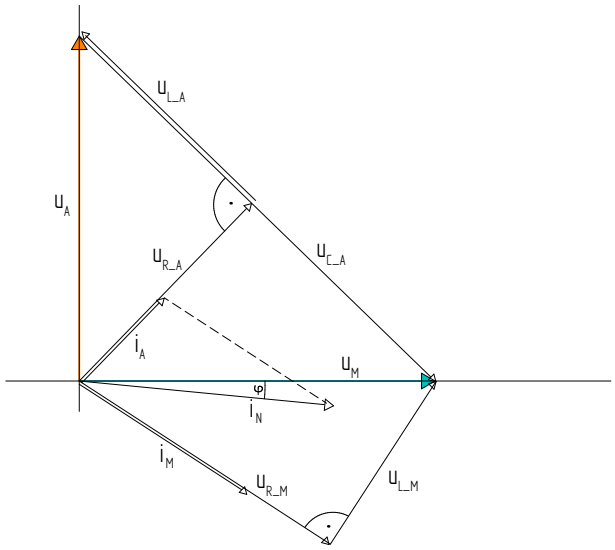


Abb. 2.3: Zeigerdiagramm

In den meisten Fällen kann ein einphasiger Asynchronmotor nach dem Anlaufen ohne Hilfswicklung betrieben werden. Das Kreisdrehfeld nimmt dann eine elliptische Form an. Einige Hersteller machen sich diesen Umstand zunutze und versehen die Motoren ausschliesslich oder zusätzlich mit einem Anlaufkondensator. Der Anlaufkondensator, oder in manchen Anwendungen sogar der gesamte Hilfsstrang, wird beim Erreichen einer bestimmten Drehzahl entkoppelt.

Bei den Motoren M1 und M2 handelt es sich um sogenannte Betriebskondensatormotoren. Sie nutzen die Kapazität für den gesamten Betriebsbereich.

2.2.2. Spaltpolmotor

Beim Lüftermotor im Innenkreis handelt es sich um einen Spaltpolmotor. Er zählt ebenfalls zu der Familie der einphasigen Asynchronmaschinen und wird, hauptsächlich aufgrund des schlechten Wirkungsgrades, typischerweise nur für kleine Leistungen eingesetzt. Im Bereich von 10 bis 50 W erreicht ein Spaltpolmotor einen Wirkungsgrad von ungefähr 25 % [8]. Auf eine detaillierte Betrachtung des Spaltpolmotors wird im Umfang dieser Arbeit verzichtet und stattdessen auf "Elektrische Maschinen 12. Auflage, 2004, Rolf Fischer, Kapitel 5.6.5, Spaltpolmotor" verwiesen.

3. Konzeptentwurf

Basierend auf den bisher erarbeiteten Grundlagen und der Anforderungen wird in diesem Kapitel der Entwurf des Lösungskonzeptes vorgestellt. Detaillierte Berechnungen können dem Anhang entnommen werden. Das Konzept lässt sich in die vier folgenden Themengebiete aufteilen:

High-Voltage (HV): Der HV-Bereich umfasst die Leistungselektronik und der damit verbundene elektronische Schaltungsaufwand. Er beinhaltete unter anderem die Netzkopplung, die Netzfilterstufe, die PFC-Einheit, die Inverterstufe und das Ausgangsfilter.

Low-Voltage (LV): Die Elemente innerhalb der LV sind galvanisch von der HV-Seite getrennt und haben einen maximalen Spannungspegel von 24VDC. Die wichtigsten Funktionsblöcke bilden die MCU und die Kommunikationsschnittstelle zur MKE.

Galvanische Trennung: Während dem Betrieb ist ein stetiger Datenaustausch zwischen der HV und LV unerlässlich. Damit bei einer Fehlfunktion im High-Voltage Bereich, in der Steuerlogik und der damit direkt verbundenen MKE, keine Folgeschäden entstehen, bedarf es einer galvanischen Trennung. Die Komponenten, welche sowohl auf der HV, als auch auf der LV Seite eine Funktion erfüllen und somit als Schnittstelle dienen, werden in diesem Abschnitt beschrieben.

Software: Die Software befindet sich auf dem Mikrocontroller und sorgt für einen autonomen Betrieb des Prototypen. Unter anderem ermöglicht sie einen Datentransfer mit der MKE oder generiert die Schaltmuster für die Inverterstufe.

3.1. HV

Dieses Kapitel befasst sich mit dem HV-Konzept, bestehend aus den sieben Teilkonzepten Netzkopplung, Netzfilter, Eingangsstufe, Inverter -und Ausgangsfilterstufe, Ansteuerung Heizkörper und dem Kühlkonzept.

3.1.1. Netzkopplung

Der Controller soll direkt am Netz betrieben werden können. Damit Überspannungen aus dem Netz oder eine erhöhte Stromaufnahme zu keinerlei Schäden führen, werden entsprechende Schutzelemente vorgesehen.

3.1.1.1. Überlastsicherung F1

Eine Schmelzsicherung im Phasenleiter sorgt dafür, dass bei Überlast der Stromkreis unterbrochen wird. Der Maximalstrom ist abhängig von der Netzspannung und der Wirkungsgrad η.

$$i_{in_{max}} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{aus}}{\eta \cdot U_{eff}}$$

3.1.1.2. Varistor RV1

Treten aus dem Netz Spannungsspitzen auf, sollen diese so früh als möglich abgefangen werden. Dazu wird ein spannungsabhängiger Widerstand, ein Varistor, parallel zwischen dem Phasenleiter (P) und dem Neutralleiter (N) platziert. Bei Überspannung wird der Stromkreis über den Varistor kurzgeschlossen und i_k löst die Sicherung aus. In der Abbildung 3.1 ist das Funktionsprinzip ersichtlich.

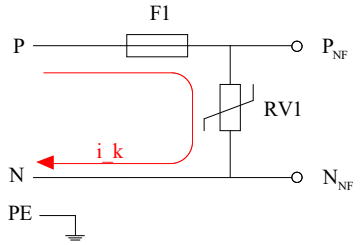


Abb. 3.1: Funktionsprinzip Varistor

3.1.2. Netzfilter

Leitungsgebundene Störungen, hautpsächlich verursacht durch den Betrieb der nachfolgenden Eingangsstufe mit dem PFC, sollen durch ein Netzfilter gedämpft werden. Bei den Emissionen wird zwischen den asymmetrischen (common mode) -und symmetrischen (differential mode) Störungen unterschieden. Der Aufbau ist als zweistufiges Netzfilter realisiert, wodurch eine verbesserte Störunterdrückung erreicht werden kann gegenüber einem einstufigen Filter. Bei der Dimensionierung wird darauf geachtet, dass die Grenzfrequenz ungefähr eine Dekade tiefer als die Taktfrequenz des PFC ist. Die Abbildung 3.2 zeigt die Schaltung des Netzfilters. Die Berechnung zur Dimensionierung befindet sich im Kapitel A.3.

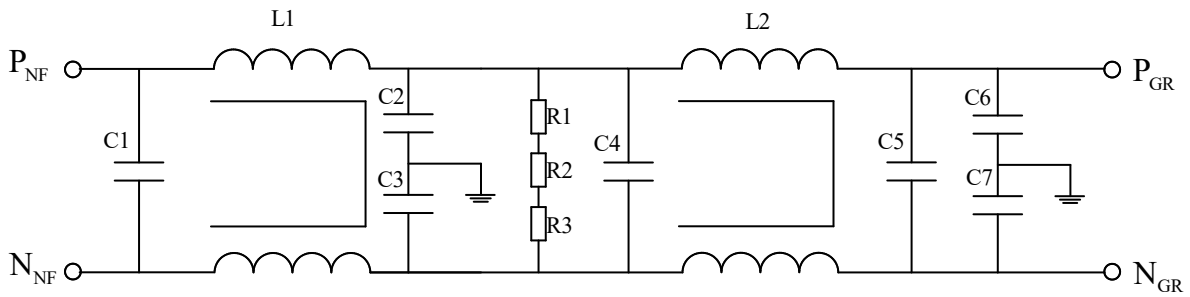


Abb. 3.2: Netzfilter

Die hochohmigen Widerstände R1, R2 und R3 dienen zur Entladung der Kondensatoren nach dem Ausschalten. Damit die Spannungsfestigkeit kein Problem darstellt werden drei Widerstände in Serie geschaltet.

3.1.2.1. Asymmetrische Störungen

Die asymmetrischen Störungen treten in den beiden Phasen L und N gleichermassen auf. Über die Kondensatoren C2, C3 und C6, C7 werden die Gleichtaktstörungen über das Erdpotential abgeleitet. Der direkte Bezug zum Schutzleiter erfordert eine spezielle Klassifizierung. Damit der Strom im Erdungsleiter nicht zu einem unbeabsichtigten Auslösen der Fehlerstrom-Schutzeinrichtung führt, haben diese sogenannten Y-Kondensatoren typischerweise einen kleinen Kapazitätswert.

Gedämpft werden die Störsignale über die Tiefpass-Charakteristik der Common Mode

Induktion in Verbindung mit der Kapazität der Y-Kondensatoren. Die Wicklungen der Induktionsspulen sind so ausgerichtet, dass gegenteilige Ströme, wie sie im Normalbetrieb auftreten, nahezu ungefiltert passieren können. Der Betriebsstrom hat folglich nur einen geringfügigen Einfluss auf die Verlustleistung.

Für die beiden Filterstufen werden die selben Induktions -und Kapazitätswerte vorgesehen. Es ergibt sich daraus die resultierende Grenzfrequenz für asymmetrische Störungen über das gesamte Netzfilter.

$$f_g = \frac{\sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1}}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot L1_{CM} \cdot C2}}$$

3.1.2.2. Symmetrische Störungen

Die symmetrischen Störungen sind dadurch charakterisiert, dass sie jeweils gegenteilig in den beiden Netzleitern auftreten (differential mode noise). Zur Unterdrückung soll eine Kapazität zwischen den Phasen sorgen. Die verwendeten X-Kondensatoren, oder auch Entstörkondensatoren genannt, unterliegen ebenfalls erhöhten Schutzanforderungen (DIN IEC 60384-14).

Zusätzlich gedämpft werden die Emissionen durch die Streuinduktivität der Induktionsspulen L1, resp. L2. Sie ergibt sich meist als Nebenerscheinung aufgrund der Asymmetrie der Spulen und kann als Serieninduktivität betrachtet werden. Zusammen mit den Kondensatoren sorgt sie für ein Tiefpassverhalten bei differentiellen Störsignalen. Falls C1 = C4, kann die Grenzfrequenz für symmetrische Signale folgendermassen berechnet werden:

$$f_g = \frac{\sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1}}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot L1_{DM} \cdot C1}}$$

3.1.3. Eingangsstufe

Ausgehend von der Netzseite, befindet sich nach der Filterstufe die Eingangsstufe. Sie erfüllt mehrere Funktionen. Neben der Korrektur des Leistungsfaktors, sorgt die Schaltung auch für einen stufenlosen Betrieb bei unterschiedlicher Netzspannung (Weitbereichseingang). Die Hauptfunktion dient der Sicherstellung einer konstanten Gleichspannung am Ausgang der Schaltung. Die vereinfachte Schaltung ist in der Abbildung 3.3 dargestellt. In diesem Kapitel wird hauptsächlich auf die Funktionsweise des PFC-Boosters eingegangen

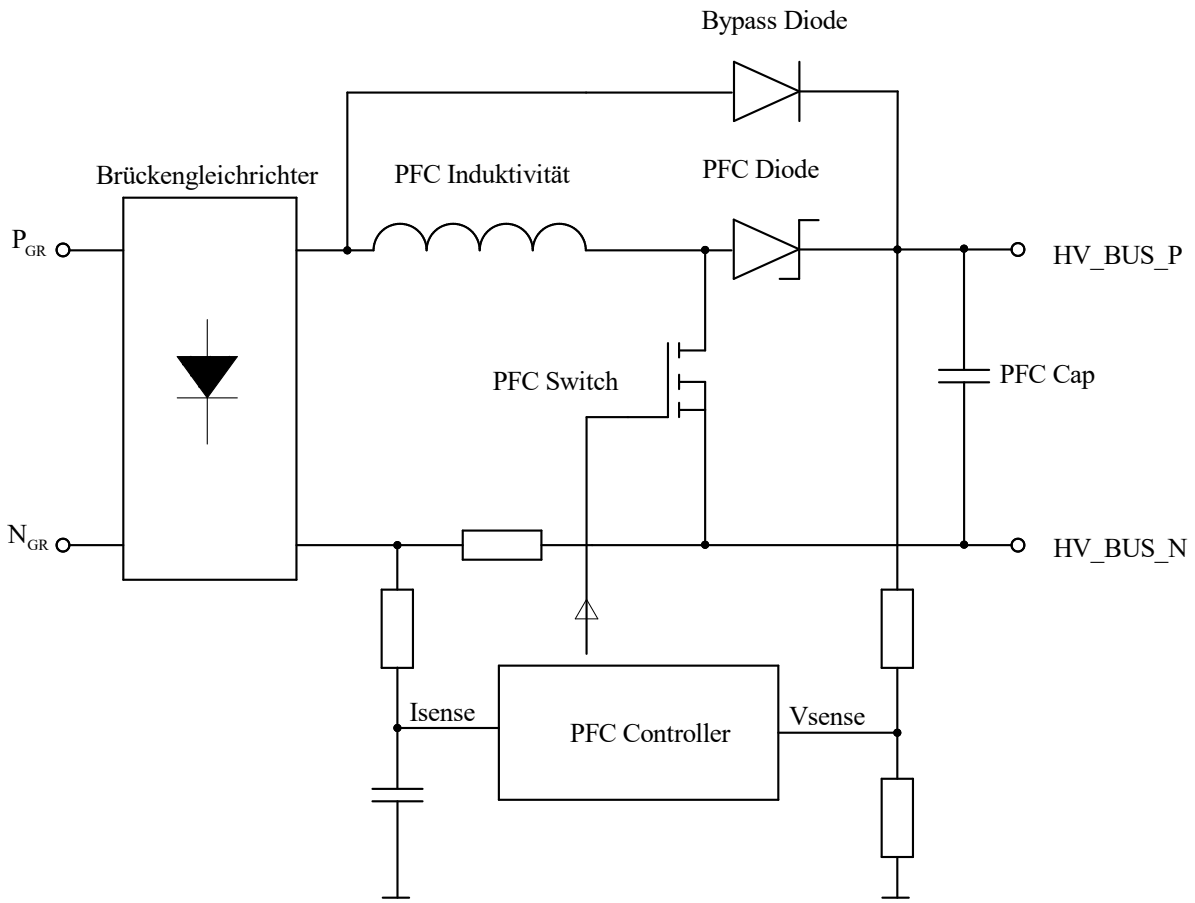


Abb. 3.3: Eingangsstufe

3.1.3.1. PFC-Schaltung

Die Notwendigkeit einer Leistungsfaktorkorrektur wird ersichtlich, wenn man sich den Kurvenverlauf des Netzstroms anschaut ohne den Einsatz eines PFC-Moduls (Abbildung 3.4).

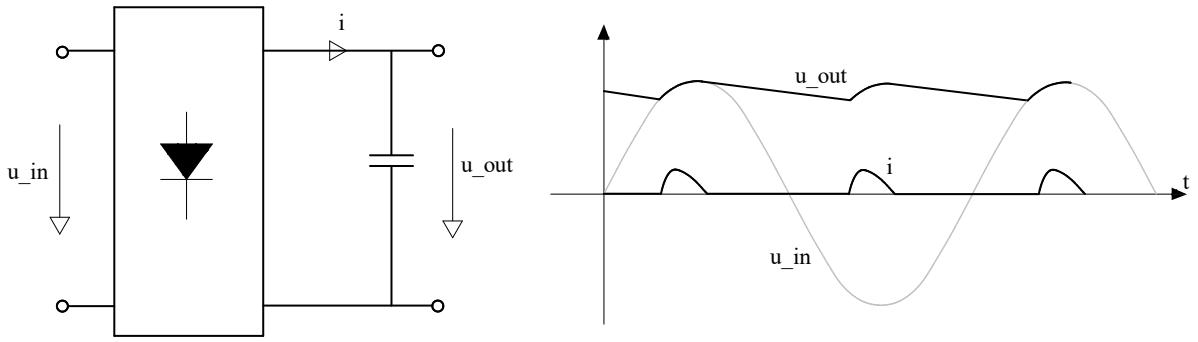


Abb. 3.4: Verlauf Netzstrom ohne PFC

Es wird ersichtlich, dass ein Laden des Kondensators nicht während der gesamten Halbperiode möglich ist, sondern nur für den Fall, dass das Potential der gleichgerichteten Netzspannung (u_in) höher ist als dasjenige, welches über dem Zwischenkreiskondensator anliegt. Es muss also gelten, $|u_in| > u_out$. Nur während diesem Zeitfenster werden die entsprechenden Dioden des Gleichrichters leitend und der Kondensator kann nachgeladen werden. Der impulsartige Strom i hat zur Folge, dass dem Netzstrom entsprechend hohe Anteile harmonischer Oberschwingungen überlagert sind.

Leistungsfaktor

Das Verhältnis zwischen der Wirkleistung und der Scheinleistung wird als Leistungsfaktor bezeichnet. Im Idealfall beträgt das Verhältnis 1, wobei die gesamte Scheinleistung aus der Wirkleistung resultiert. Unter der Annahme, dass die Netzspannung rein sinusförmig sei, trägt nur die Grundschwingung des Netzstroms zu Wirkleistung bei. Die harmonischen Anteile resultieren folglich in einem schlechteren Leistungsfaktor. Der Leistungsfaktor in einem einphasigen System ist somit folgendermassen definiert:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_{ein_eff} \cdot I_{v=1,eff} \cdot cos(\varphi_1)}{U_{eff} \cdot I_{eff}}$$

Mit der PFC-Schaltung wird das Nachladen des Kondensators während der gesamten Periodendauer ermöglicht. Folglich zieht sich der Stromimpuls in die Breite und im Kurvenverlauf der Netzspannung. Die Anteile der Oberschwingungen reduzieren sich und der Leistungsfaktor verbessert sich.

Funktionsprinzip

Mit der PFC Schaltung kann neben einem verbesserten Leistungsfaktor auch die Ausgangsspannung erhöht werden (Aufwärtssteller). Dies wird erforderlich, da die Spannung im Zwischenkreis, unabhängig des Netzspannungsbereichs von 85VAC bis 265VAC, konstant gehalten werden soll.

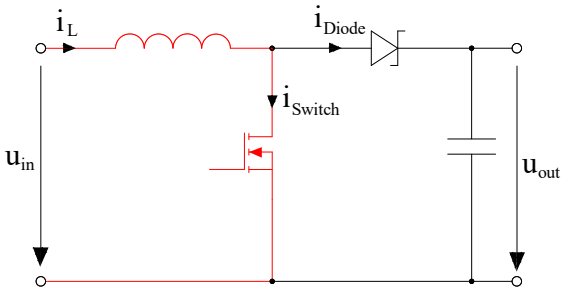


Abb. 3.5: ON-State

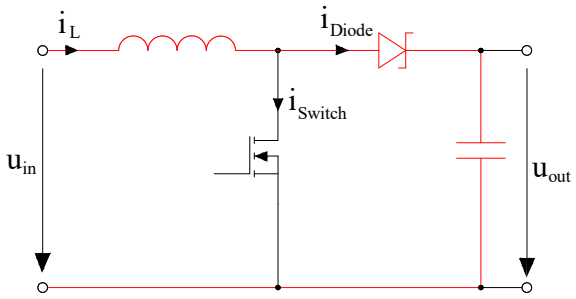


Abb. 3.6: OFF-State

Ist der Schalter geschlossen, fliesst der Strom i_L durch den Schalter (Abbildung 3.5). Die Diode sorgt dafür, dass sich der Ausgangskondensator während dieser Zeit nicht über den Schalter kurzschliesst. Aufgrund der Induktionsspule kann der Strom nicht schlagartig ändern und steigt kontinuierlich an. Es gilt:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{D_{ON} \cdot T} u_{in} \cdot dt$$

Während der Schalter geschlossen ist, nimmt der Netzstrom somit stärker zu, je höher die Netzspannung ist. Der Strom folgt der Netzspannung .

Wird der Schalter geöffnet, versucht die Spule den Stromfluss aufrechtzuerhalten, die

Spannung der Spule steigt an, bis sie höher ist als u_{out}. Die Diode beginnt zu leiten und der gespeicherte Strom in der Induktivität lädt den Kondensator auf. Für den Strom gilt:

$$\Delta i_L = \int_{D_{ON} \cdot T}^{T} \frac{u_{in} - u_{out}}{L} \cdot dt$$

Auch bei geschlossenem Schalter folgt der Strom der Spannung. Der Kurvenverlauf des Stroms i_L ist in der Abbildung 3.7 während einer Halbperiode der Netzfrequenz dargestellt.

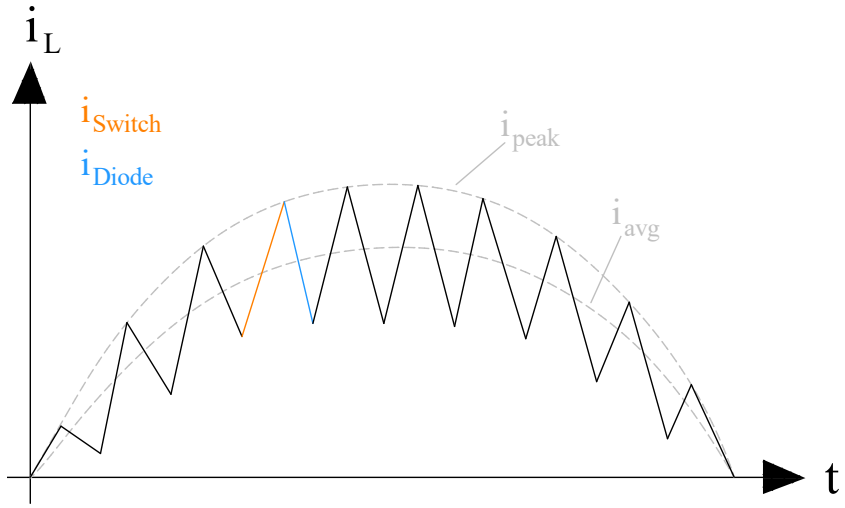


Abb. 3.7: Stromverlauf PFC-Induktivität

Wichtigste Komponenten

In diesem Abschnitt werden die zentralen Bestandteile der PFC-Schaltung vorgestellt. Die Berechnungen zur Dimensionierung befinden sich im Kapitel A.4.2

PFC Induktivität

Ein elementarer Bestandteil des PFC Schaltkreises ist die Boost Induktivität. Die Eigenschaften der Speicherinduktivität beeinflusst das Verhalten der gesamten Schaltung. Die Spule wurde im Rahmen dieser Arbeit selbst gewickelt, damit sie bestmöglich auf den Nennbetrieb abgestimmt ist.

PFC-Switch

Bei der Auswahl eines geeigneten Schalters, gilt es in erster Linie die charakteristischen Kennwerte, welche zu den Leit -und Schaltverlusten beitragen, zu beachten. Dimensioniert wird das Halbleiterbauteil zudem anhand des maximalen Stromes und der Spannungsfestigkeit.

PFC-Diode

Die Diode sollte beim Zustandswechsel des Schalters von OFF zu ON idealerweise unmittelbar vom leitenden in den sperrenden Zustand wechseln. Wie lange dieser Übergang dauert hängt stark von der sogenannten *reverse recovery time* (rrt) ab. Je grösser dieser Wert ist, desto länger kann sich der Kondensator entladen und desto schlechter wird der Wirkungsgrad der gesamten Schaltung.

Bypass Diode

Die Diode dient als Einschaltstromschutz. Abhängig davon, zu welchem Zeitpunkt der Netz-Spannungshalbwelle die Schaltung in Betrieb genommen wird, kann der Strom durch den noch ungeladenen Kondensator entsprechend hoch ausfallen. Dieser Anlaufstrom könnte die Induktivität in die Sättigung treiben. Die Diode dient als Bypass für den hohen Anlaufstrom und muss folglich für impulsartige Ströme dimensioniert werden.

Ausgangskondensator

Der Kondensator speichert die Zwischenkreisspannung auf das gewünschte Spannungspotential am Ausgang der Schaltung und dient als Energieversorgung für die am Inverter angeschlossenen Verbraucher. Bei ausreichender Dimensionierung, können diese beiden Schaltungsteile als entkoppelt betrachtet werden. Ein grosser Kapazitätswert vermindert zudem den Spannungsrippel und stabilisiert die Ausgangsspannung.

3.1.4. Inverterstufe

Um den Wechselstrommotoren ein Drehfeld zu ermöglichen, muss die Klemmenspannung der Motoren einer alternierenden Ausgangsspannung ausgesetzt sein. Da es sich bei der Zwischenkreisspannung um eine Gleichspannung handelt, wird eine Schaltung benötigt, welche die geforderte Wechselspannung bereitstellt. Zusätzlich sollen die Motoren drehzahlgesteuert werden können. Diese Schaltung wird in dieser Arbeit als Inverterstufe bezeichnet. In der Abbildung 3.8 sind die einzelnen Funktionen zu einem Blockdiagramm zusammengefasst. Die Gate-Ansteuerung und Totzeitschaltung wird im Kapitel 3.2.5 beschrieben. Eine detaillierte Erklärung zur Signalgenerierung befindet sich im Kapitel 3.4.3.

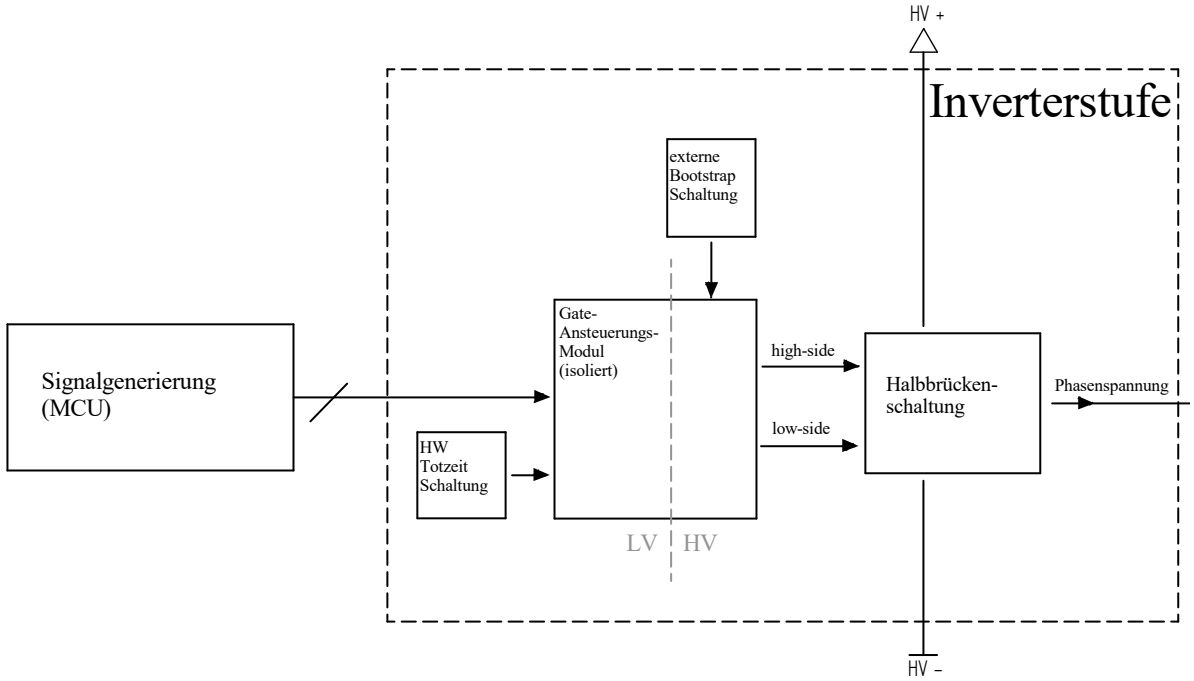


Abb. 3.8: Blockdiagramm Inverterstufe

Realisiert wird die Inverterstufe mit acht unabhängigen Halbbrückenschaltungen. Dies hat den Vorteil, dass die Kondensatormotoren frei wählbar zwei -oder dreiphasig betrieben werden können.

3.1.4.1. Zweiphasenbetrieb

Ein offensichtlicher Vorteil des Zweiphasenbetriebs ist der geringere HW-Aufwand. Der Implementierungsaufwand der Software kann ebenfalls reduziert werden. Es gilt jedoch zu beachten, dass bei tiefen Drehzahlen, die Impedanz des Kondensators höher ausfällt als bei hohen Drehzahlen, worauf sich der Strom durch die Hilfswicklung verringert. Dies kann dazu führen, dass der Motor bei tiefen Drehzahlen schlechter oder gar nicht anläuft.

3.1.4.2. Dreiphasenbetrieb

Der Dreiphasenbetrieb hat den Vorteil, dass der Motor auch bei tiefen Drehzahlen ideal betrieben werden kann. Es eröffnet sich zudem die Möglichkeit, die Phasenverschiebung zwischen der Haupt -und Hilfswicklung von der SW zu steuern. So kann der Motor über den gesamten Drehzahlbereich mit der vorgesehenen Phasenlage betrieben werden. Damit eine Phasenverschiebung von typischerweise 90° auch bei hohen Drehzahlen noch möglich ist, muss die Zwischenkreisspannung einen minimalen Wert von : $U_{nenn_peak} \cdot \sqrt{2}$ betragen. Dies entspricht dann der Spannung U_{C_A} in der Abbildung 2.3.

Beispielsweise ergäbe sich als minimales Zwischenkreispotential bei einer Nennspannung von 230VAC den Wert : 230VAC $\cdot\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} =$ 460VDC. Als Vergleich kann der Zweiphasenbetrieb betrachtet werden, da der Kondensator für die Phasenverschiebung sorgt, resultiert für die minimale Zwischenkreisspannung der Wert $230VAC \cdot \sqrt{2} =$ 325VDC. Es ergeben sich also für den Dreiphasenbetrieb höhere Schaltverluste. Zusätzlich müssen die Bauteile für eine höhere Spannungsfestigkeit dimensioniert werden.

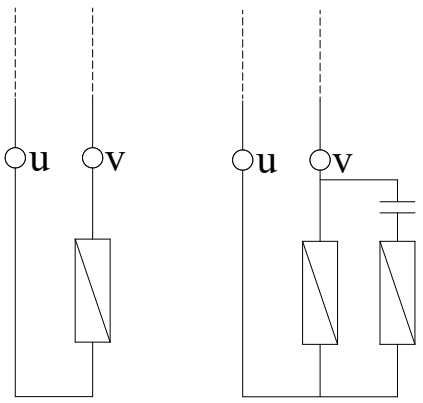


Abb. 3.9: Zweiphasenbetrieb

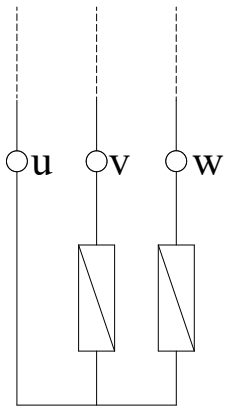


Abb. 3.10: Dreiphasenbetrieb

3.1.4.3. Taktfrequenz

Die Schaltfrequenz der Halbbrücken hat einen direkten Einfluss auf das Verhalten der Inverterstufe. Je schneller geschaltet wird, desto geringer die Leitverluste und desto kleiner kann das nachfolgende Ausgangsfilter dimensioniert werden. Bei hoher Taktfrequenz steigen hingegen die Schaltverluste und das Rauschverhalten der Bauteile wirkt stärker.

3.1.4.4. Bootstrapping

Die Bootsrap-Schaltung wird zur Ansteuerung der Halbbrücken benötigt. Die Funktionsweise wird anhand einer Vollbrückenschaltung, wie sie zum Beispiel bei der Ansteuerung des Spaltpolmotors Anwendung findet, beschrieben (Abbildung 3.11). Die Berechnungen zur Dimensionierung des Bootstrap-Kondensators befindet sich im Kapitel A.5.1.

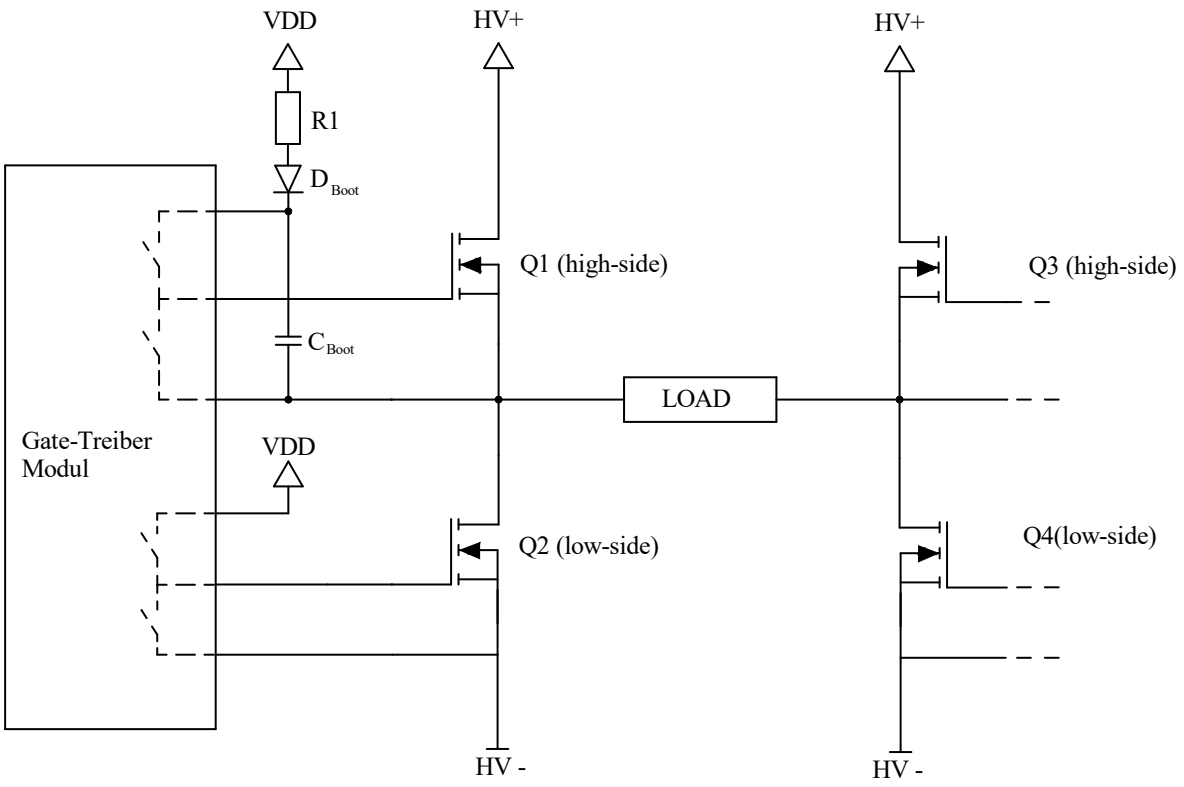


Abb. 3.11: Vollbrücke mit Bootstrapping

Ausgangszustand: Q1 sperrt, Q2 leitet
Der Kondensator C_{Boot} kann sich über Q2 auf das Potential VCC, abzüglich der Vorwärtsspannung von D_{Boot}, aufladen.

Q1 sperrt, Q2 sperrt
Sobald Q2 sich nicht mehr im leitenden Zustand befindet, ist die Spannung über Q2 abhängig vom Schaltzustand von Q3 und. Q4. Angenommen Q3 befindet sich in leitendem Zustand, liegt die Spannung HV+ über Q2 an. Damit Q1 nun eingeschaltet werden kann, muss am Gate eine Spannung grösser als HV+ anliegen. Ermöglicht wird dies, da das aufgeladene Potential am Kondensator C_{Boot} sich gleichermassen mit der Ausgangsspannung (Potential zwischen Q1 und Q2 gegenüber HV-) verschiebt. Folglich addiert sich die Spannung, welche an der Kathode von D_{Boot} anliegt, auf den Wert HV_+ + $U_{C_{Boot}}$. Die Diode sorgt dafür, dass sich der Kondensator nicht über VDD entladen kann. Bei der Auswahl von D_{Boot} muss auf eine ausreichend hohe Spannungsfestigkeit geachtet werden.

Q1 leitet, Q2 sperrt
Für das Einschalten von Q1 schliesst sich der obere der beiden internen Schalter vom Gate-Treiber Modul und die Spannung U_{GS} entspricht $U_{C_{Boot}}$. Der Bootstrap-Kondensator C_{Boot} versorgt Q1 mit der notwendigen Ladung. Für einen lückenlosen Betrieb muss folglich bei der Dimensionierung darauf geachtet werden, dass die Ladung von C_{Boot} ein Vielfaches von der Gate-Ladung speichern kann.

3.1.4.5. Gate-Widerstand

Das schnelle Umladen der Gate-Kapazitäten erfordert einen entsprechend hohen Strom. Gleichzeitig verstärken grosse du/dt, resp. du/dt die elektromagnetische Interferenz (EMI) der Schaltung. Ein ein starkes Überschwingen der Gate-Spannung ist ebenso unerwünscht und soll vermieden werden. Mit einem externen Gate-Widerstand können diese Schaltverhalten beeinflusst werden.

Da das Ein-und Ausschalten unterschiedliche Anforderungen stellt, wird auch der Widerstandswert ungleich gewählt. Die Diode in Serie zum Ausschaltwiderstand (Abbildung 3.12) hat zur Folge, dass der Gate-Widerstand beim Ausschalten kleiner ist als beim Einschalten. Der höhere Ausschaltstrom wird benötigt, da die Ausschaltverzögerung am

MOSFET länger ist als die Einschaltverzögerung und gleichzeitig parasitäres Einschalten verhindert werden soll [2].

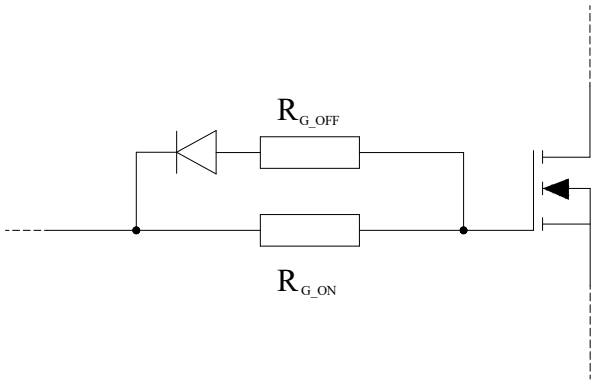


Abb. 3.12: Ansteuerung Gate

Die Gate-Treiber Module müssen während dem Betrieb periodisch den Schaltstrom umleiten (*sink* und *source*). Die maximalen Werte sind im entsprechenden Datenblatt angegeben und müssen bei der Dimensionierung der Gate-Widerstände R_{G_ON} und R_{G_OFF} berücksichtigt werden.

3.1.5. Ausgangsfilterstufe

Am Ausgang der Inverterstufe ergeben sich aufgrund der Schaltimpulse grosse Spannungssprünge. Diese haben negativen Einfluss auf die Lebensdauer der Motoren und erhöhen EMV Störeffekte. Durch den Einsatz einer zusätzlichen Filterstufe soll die Motorisolation geschützt und die Störsignale reduziert werden.

Die Möglichkeiten bei der Dimensionierung reichen von einfachen LC-Tiefpassfiltern bis hin zu komplexen Mehrfach-Filterstufen. Für diese Arbeit wurde ein LC-Tiefpassfilter analog dem Netzfilter entworfen. In der Abbildung 3.13 ist der Aufbau für den Zweiphasenbetrieb dargestellt.

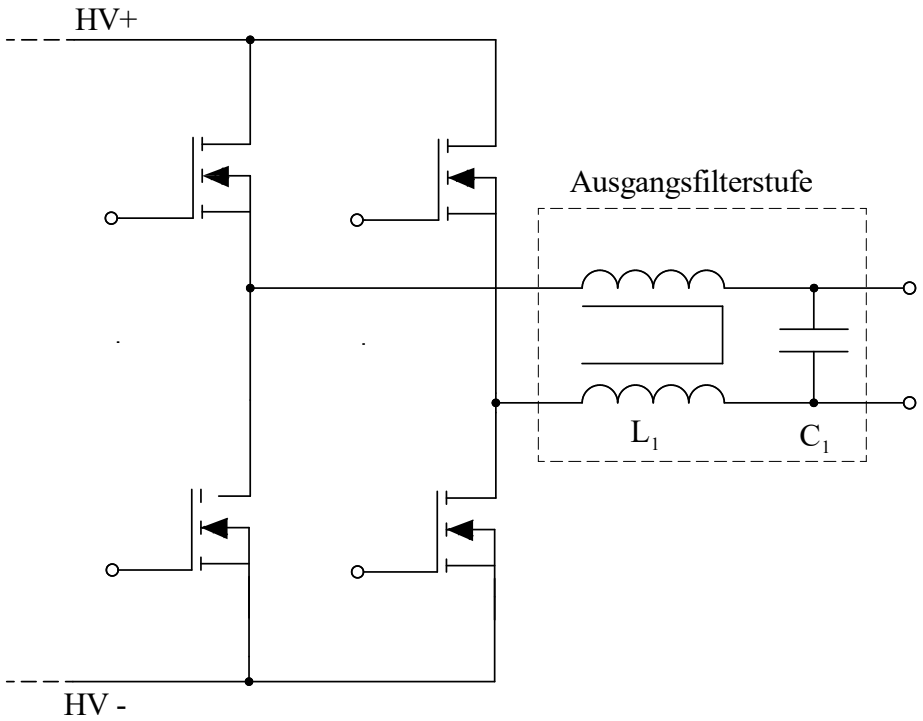


Abb. 3.13: Schema Ausgangsfilter

Zur Berechnung der Grenzfrequenzen gelten die selben Formeln wie im Kapitel 3.1.2. Für eine wirkungsvolle Dämpfung grosser du/dt-Werte, wird die gewünschte Grenzfrequenz ungefähr zwei Dekaden unterhalb der Taktfrequenz angesetzt.

3.1.6. Kühlkonzept

Die Bauteile der Eingangs -und Inverterstufe generieren im Betrieb Verlustleistung in Form von Abwärme. Wird dabei die zulässige Maximaltemperatur überschritten, kann dies zu einer starken Verringerung der Lebensdauer der gesamten Schaltung führen. Zur Wärmeableitung wird somit für beide Stufen ein Kühlkörper vorgesehen

Mit der Überwachung der Temperatur an den Kühlkörpern soll ein Überhitzen der Bauteile verhindert werden. Direkt auf die Oberfläche montiert, wechseln die verwendeten Thermoschalter beim Erreichen ihrer Schalttemperatur vom sperrenden in den leitenden Zustand.

Pro Kühlkörper sind zwei Thermoschalter montiert. Der erste Schalter sorgt dafür, dass beim Erreichen seiner Schwellwert-Temperatur ein zusätzlicher Kühllüfter eingeschaltet wird (Abbildung 3.14). Sollte die Temperatur trotzdem weiter ansteigen, ist der zweite Schalter dafür zuständig, dass dieser Umstand an den Mikrocontroller übermittelt wird (Abbildung 3.15). Da die MCU für die Ansteuerung der Inverterstufe zuständig ist, kann sie auch die Ausgangsleistung und damit die Verlustleistung beeinflussen und so zu einer Abkühlung der Bauteile beitragen.

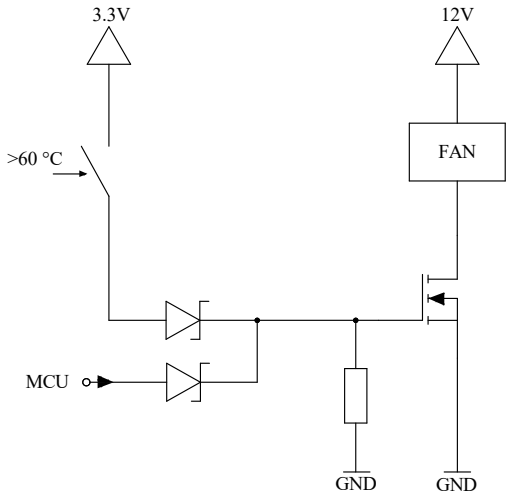


Abb. 3.14: Schema Schalter 1

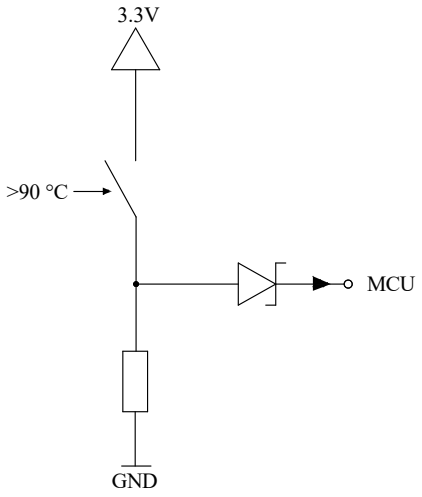


Abb. 3.15: Schema Schalter 2

3.1.7. Ansteuerung Heizkörper

Die beiden Heizungen H1 und H2 stellen keine besonderen Anforderungen an die Regelbarkeit. Sie sollen weiterhin als Zweipunktschaltung vom Mikrocontroller aus betrieben werden können. Dazu wird eine einfache Schaltung zur Ansteuerung der beiden Solid State Relays (SSR) entworfen.

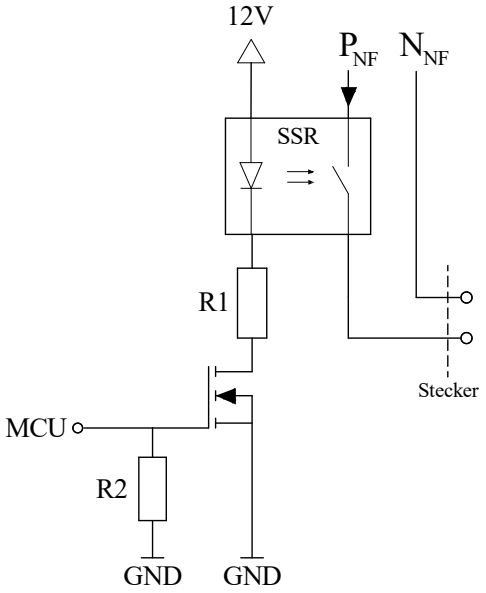


Abb. 3.16: Ansteuerung Heizkörper

In der Grafik 3.16 ist das Schema abgebildet. Der Widerstand R1 begrenzt den Strom durch die Photodiode und der hochohmige Widerstand R2 sorgt für ein definiertes Potential gegenüber GND.

3.1.8. Übersicht

Dieses Kapitel bietet einen gesamtheitlichen Blick auf die zuvor Beschriebenen Lösungskonzepte. In der Abbildung 3.17 stehen die horizontalen Konzeptblöcke, mit Ausnahme des Kühlkonzeptes, in direkter Verbindung zueinander und beschreiben von links nach rechts die Reihenfolge der Wirkungskette.

Im Gegensatz dazu ergibt sich beim Lösungskonzept für den Temperaturschutz nur in vertikaler Ausrichtung, mit den drei angrenzenden Blöcken, eine Abhängigkeit.

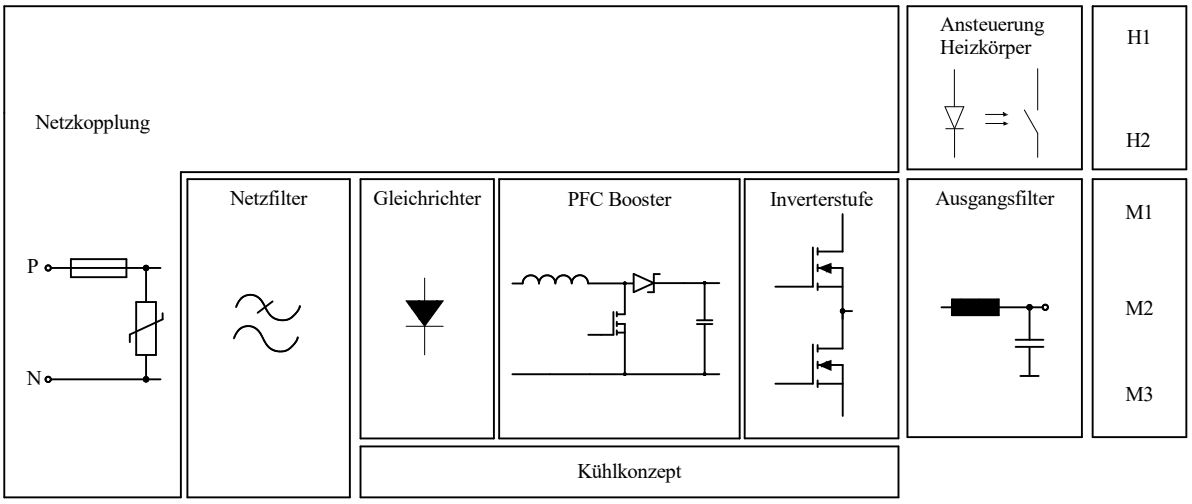


Abb. 3.17: Wirkungskette HV

3.2. LV

In diesem Kapitel wird das LV-Konzept vorgestellt. Der Fokus wird auf die MCU, die unterschiedlichen Kommunikationsmöglichkeiten mit der MKE, die Lufttemperaturmessung, die digitalen IO's und die Ansteuerung der Gate-Treiber Module gelegt.

3.2.1. MCU

Alle Teilfunktonen der LV-Seite werden von der Mikrocontroller-Einheit aus gesteuert. Über die galvanische Trennung können auch verschiedene Funktionen auf der HV-Seite gesteuert werden. Die Grafik in der Abbildung 3.18 bietet einen Überblick zu den Abhängigkeiten der MCU.

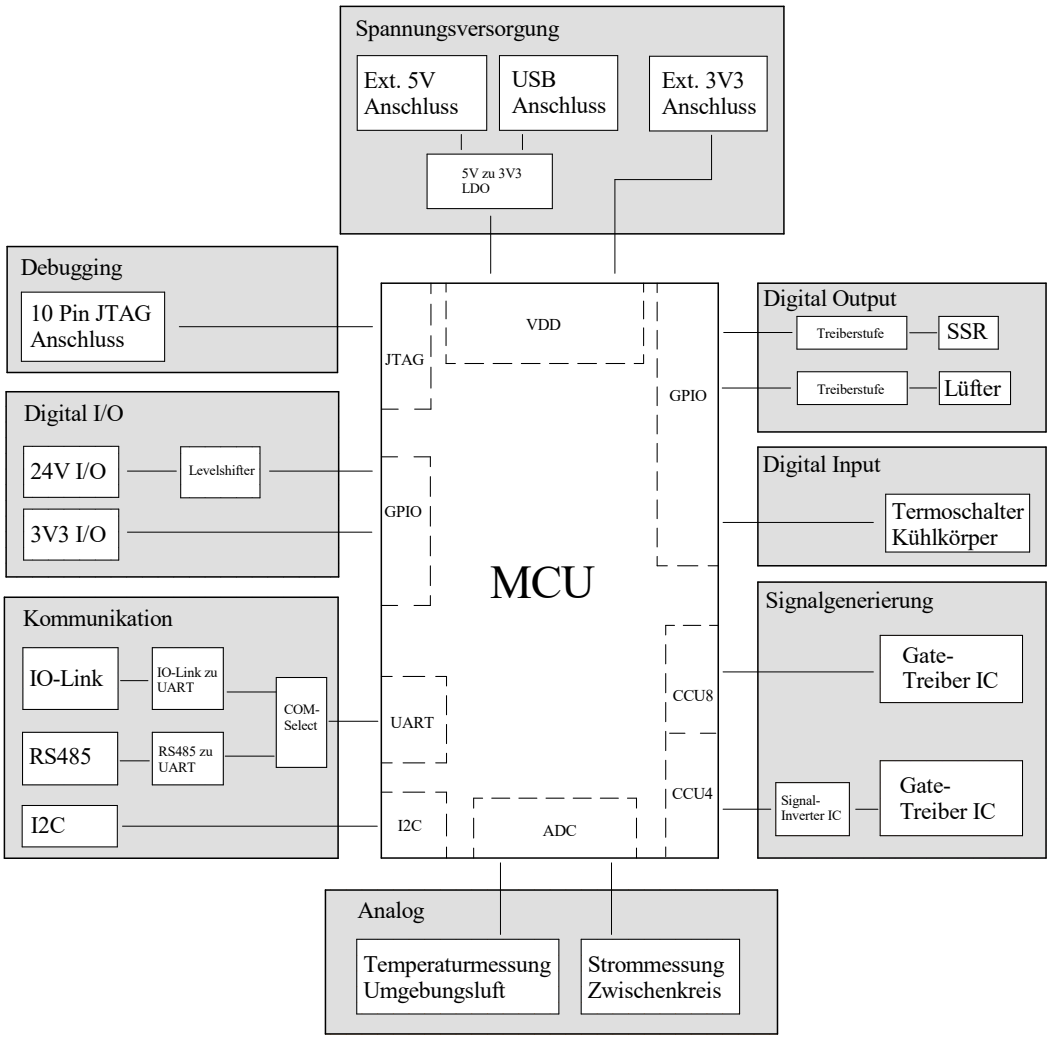


Abb. 3.18: Übersicht Abhängigkeiten MCU

Der Mikrocontroller verarbeitet die Signale der Sensoren, IO's und Kommunikationsschnittstellen und handelt entsprechend der implementierten Logik. Die Schaltmuster für den Betrieb der Inverterstufe werden ebenfalls auf dem 32-Bit Prozessor generiert. Bei der Auswahl wurde gemäss den Anforderungen eine ARM Cortex M4 Central Processing Unit (CPU) ausgewählt.

Der XMC4400 eignet sich gemäss den Herstellerangaben insbesondere für industrielle Motorkontroll-Anwendungen [3].

3.2.2. Kommunikation

Damit ein Datenaustausch mit einer externen Steuerung oder der MKE stattfinden kann, müssen die Protokolle aufeinander abgestimmt sein. Bei der MCU können die internen Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART)-Schnittstellen genutzt werden. Gemäss den Anforderungen, ein in der Industrie weit verbreitetes Kommunikationsprotokoll zu verwenden, stehen dem Nutzer eine RS485 und eine IO-Link Schnittstelle zur Verfügung. Um einen Datentransfer zu ermögliche müssen diese unterschiedlichen Schnittstellen für einander kompatibel gemacht werden. Dazu wurden die Adapterblöcke, RS485 zu UART und IO-Link zu UART entworfen. Über einen Umschalter auf dem Board kann die gewünschte Kommunikationsart ausgewählt werden (Abbildung 3.19).

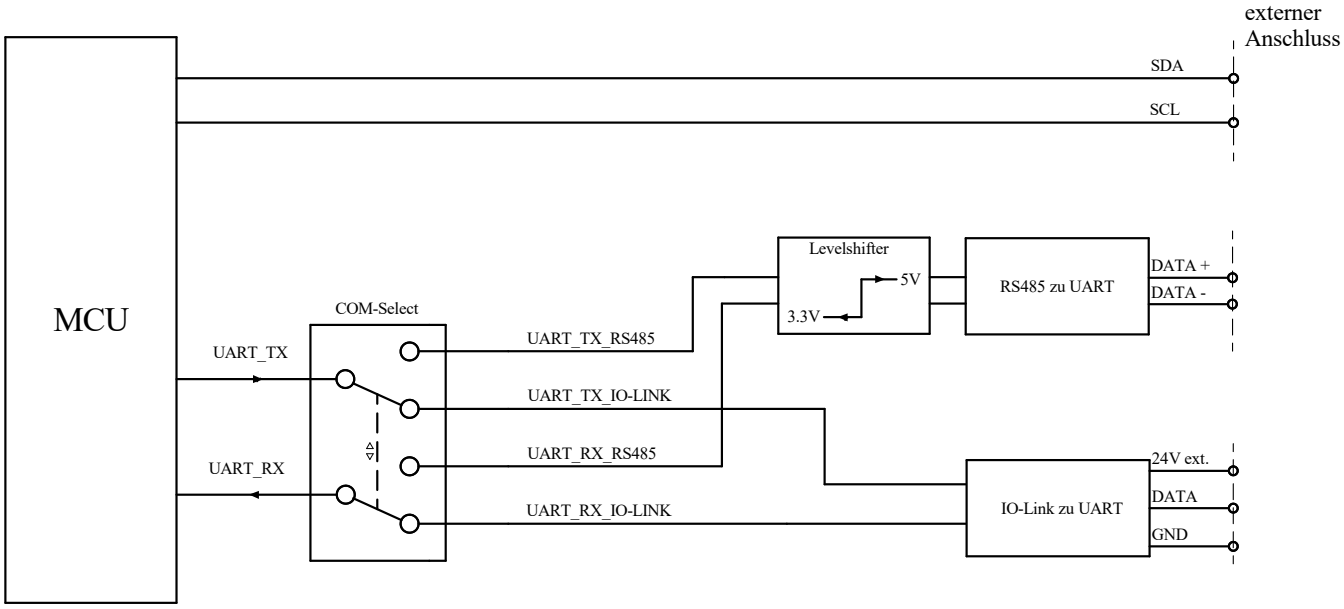


Abb. 3.19: Konzeptskizze Kommunikation

3.2.2.1. RS485

Aufgrund der einfachen Implementierung und der Robustheit ist die RS485 Schnittstelle, insbesondere im industriellen Umfeld, weit verbreitet. Zur Datenübertragung werden lediglich zwei Leitungen benötigt, welche gegensätzliche Spannungspegel aufweisen (differentielle Datenübertragung). Da eine Störgrösse gleichermassen auf beiden Datenkabeln überlagert wird, kann diese beim Empfänger effizient gefiltert werden. Dieser Umstand führt dazu, dass grosse Distanzen zwischen Sender und Empfänger möglich sind.

3.2.2.2. IO-Link

IO-Link ist ein Markenname und beschreibt einen Kommunikationsstandard für industrielle Anwendungen. Die IO-Link Schnittstelle kann genutzt werden zur Kommunikation mit externen Sensoren und Aktoren oder über einen IO-Link Master an einen Feldbus angeschlossen werden [1].

3.2.2.3. I²C

Als dritte Kommunikationsmöglichkeit steht dem Nutzer ein I²C-Kanal zur Verfügung. Über diese Schnittstelle lassen sich auch nachträglich externe Sensoren, zb. Feuchtigkeitssensoren mit der MCU verbinden.

3.2.3. Digitale input/output (I/O)

Dem Nutzen stehen insgesamt zehn individuell konfigurierbare digitale I/O's zur Verfügung. Die sechs 3.3V IO's sind hauptsächlich für die Inbetriebnahme und zu Testzwecken vorgesehen. Für die vier 24V IO's sind unterschiedliche Anwendungsmöglichkeiten denkbar. Als logischer Eingang konfiguriert, können externe Signale wie zum Beispiel der Zustand eines Türsensor abgefragt werden. Als Ausgang programmiert, wäre z.B. die Ansteuerung eines externen Alarmsignals oder Relais möglich.

3.2.4. Temperaturmessung Umgebungsluft

Wie bereits im HV-Bereich beschrieben, hat die Temperatur einen entscheidenden Einfluss auf die Lebensdauer eines elektronischen Bauteils. Da im LV-Bereich keine Kühlkörper vorgesehen sind, erfolgt der Wärmeübertrag einzig über die Umgebungsluft. Diese Lufttemperatur wird im LV-Bereich mithilfe eines Negative Temperature Coefficient Thermistor (NTC)Widerstands ermittelt. Der Schaltungsaufbau ist in der Abbildung 3.20 dargestellt.

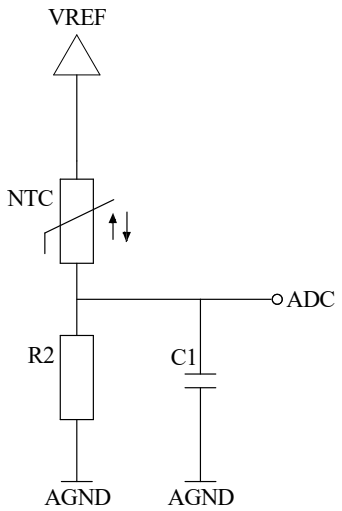


Abb. 3.20: Temperaturmessung Umgebungsluft

Aufgrund der Temperaturabhängigkeit des Thermistors verändert sich der Spannungswert am Eingang des Analog zu Digital -Wandlers und lässt Rückschlüsse zur Umgebungstemperatur zu. Damit allfällig eingekoppelte Störsignale die Messung nicht verfälschen, bildet der Kondensator C1 zusammen mit R2 einen Tiefpassfilter. Die Messung soll als Schutzfunktion dienen und ein Überhitzen der Bauteile aufgrund einer erhöhten Umgebungstemperatur verhindern.

3.2.5. Ansteuerung Gate-Treiber

Mit der MCU kann jeder Gate-Treiber und somit auch jede Halbbrücke einzeln und unabhängig voneinander betrieben werden. Die generierten Schaltmuster für den high-side und low-side Schalter pro Modul, werden nahe am Integrated Circuit (IC) mit einer passiven Tiefpassschaltung erster Ordnung (RC) von hochfrequenten Störsignalen entkoppelt.

Sind die beiden Schalter einer Halbbrücke gleichzeitig eingeschaltet, kommt es zu einem Kurzschluss. Die Totzeit ist definiert als minimale Verzögerung zwischen dem Ausschalten des einten Schalters und dem Einschalten des anderen Schalters (Abbildung 3.21).

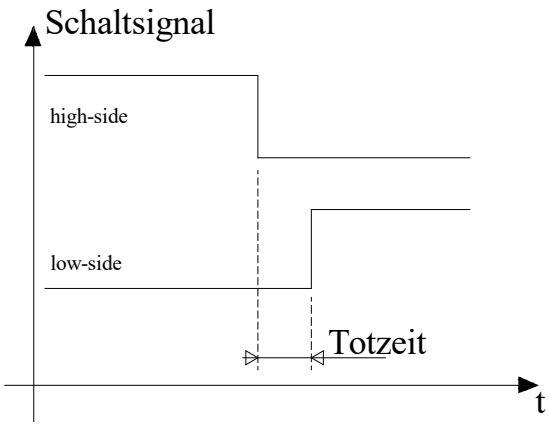


Abb. 3.21: Funktionsprinzip Totzeit

Die HW-Totzeit wird mit einer Parallelschaltung eines Widerstandes und Kondensators realisiert. Dimensioniert werden sie aufgrund der Angaben im Datenblatt und den Schaltverzögerungen der Halbleiter.

3.3. Galvanische Trennung

Eine galvanische Entkopplung zwischen der HV und der LV stellt eine elementare Anforderung an das Lösungskonzept. Die Potentiale der untereinander ausgetauschten Signale sollen voneinander getrennt sein. Mit Ausnahme der Gate-Treiber Module, welche bereits vorgängig beschrieben wurden, werden alle Bauteile, die sowohl auf der HV, wie auch der LV Seite eine Funktion erfüllen, in diesem Kapitel beschrieben.

3.3.1. AC/DC-Schaltnetzteil

Das Lösungskonzept sieht vor, dass als Energieversorgung für den gesamten Prototypen lediglich der Netzanschluss notwendig ist. Zur Bereitstellungen der Gleichspannung im LV-Bereich wird ein AC/DC -Schaltnetzteil mit einer hohen Isolationsspannung verwendet. Weiter soll der Spannungswandler über den definierten Weitbereichseingang von 85VAC bis 265VAC verwendet werden können.

3.3.2. Strommessung

Die Stromaufnahme der inverterbetriebenen Motoren wird im Zwischenkreis gemessen und soll von der MCU ausgewertet werden. Die Wirkungskette ist in der Grafik 3.22 zusammengefasst.

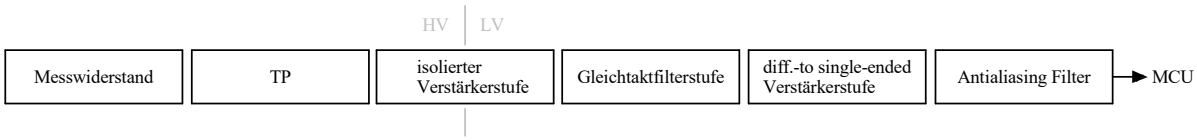


Abb. 3.22: Funktionsdiagramm Strommessung

Die einzelnen Funktionen werden in den folgenden Kapiteln anhand des Schemas in der Abbildung 3.23 beschrieben. Die Berechnungen zur Dimensionierung der Schaltung befindet sich im Kapitel A.6.

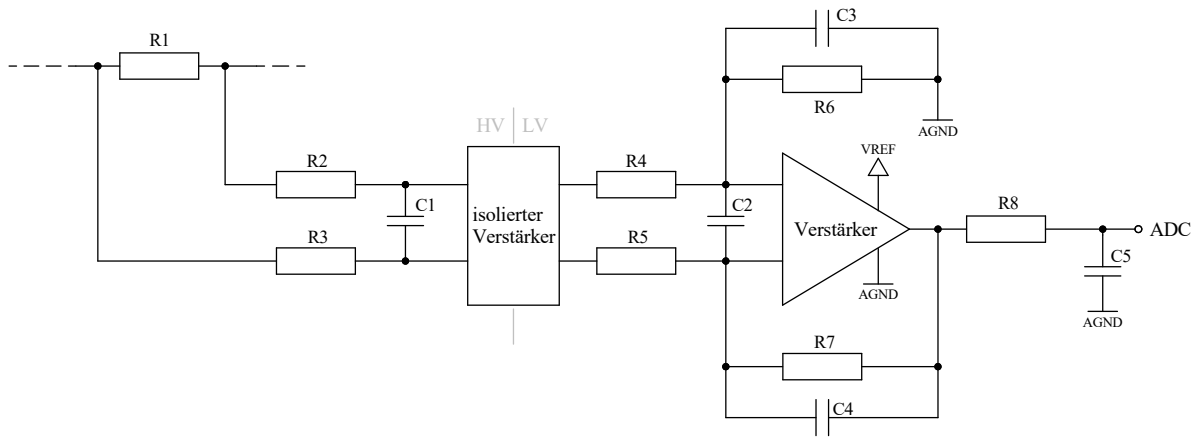


Abb. 3.23: Funktionsschema

3.3.2.1. Strommesswiderstand

Der Widerstandswert ergibt sich anhand der gewünschten Messanforderungen (Maximalstrom, Auflösung). Er resultiert aus den Eigenschaften der übrigen Schaltungskomponenten und wird als letztes Bauteil dimensioniert.

3.3.2.2. TP-Filterstufe

Da Störungen möglichst am Anfang der Wirkungskette gefiltert werden sollen, wird das Messignal vor der isolierten Verstärkerstufe gefiltert. Da man grundsätzlich am Mittelwert des Stromes interessiert ist, werden die hochfrequenten Anteile im Signal mit einer Tiefpassschaltung gedämpft. Die Grenzfrequenz ergibt sich gemäss:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R2 + R3) \cdot C1}$$

3.3.2.3. isolierte Verstärkerstufe

Das gefilterte Signal wird für den Übergang von der HV zur LV Seite über die isolierte Verstärkerstufe galvanisch entkoppelt. Am Ausgang resultiert gegenüber dem Eingang eine verstärkte Gleichtaktspannung.

3.3.2.4. Gleichtaktfilterstufe

Da die TP-Filterstufe die Störsignale nicht komplett filtern, befinden sich weiterhin hochfrequente Anteile davon im Messsignal in Form von Gleichtaktstörungen. Als zusätzliche Filterung dient die Parallelschaltung der Widerstände R6, R7 mit den Kondensatoren C3, C4. Es handelt sich dabei um einen Hochpassfilter. Frequenzanteile oberhalb der Grenzfrequenz können über die Kondensatoren passieren und tragen somit nicht zur Verstärkung bei. Folglich treten sie auch gedämpft in der Ausgangsspannung auf. Die Grenzfrequenz für $C3 = C4$ beträgt:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R6 \cdot C3}$$

3.3.2.5. Differential to single-ended Verstärkerstufe

Der Mikrocontroller bietet mehrere analoge Eingänge. Die anliegende Spannung wird über einen Analog to Digital Converter (ADC), entsprechend der Amplitude, in einen digitalen Zahlenwert umgewandelt. Bei diesen Eingängen handelt es sich um sogenannte single-ended Ports. Der Spannungswert wird somit gegenüber dem analogen Massenpotential gemessen. Die Spannung am Ausgang der isolierten Verstärkerstufe bezieht sich jedoch nicht auf dieses Massenpotential, sondern ist in den beiden Leitungen gegenteilig eingekoppelt.

Mithilfe der vorliegenden Schaltung wird erzielt, dass das differentielle Signal gegenüber dem analogen Massenpotential gemessen werden kann. Die Verstärkung des Messsignals ist für $R6 = R7$ und $R4 = R5$ folgendermassen definiert:

$$V = \frac{R7}{R5}$$

3.3.2.6. Antialiasing Filter

Eine weitere TP-Filterstufe soll nahe am analogen Eingang restliche Störsignale vom Messsignal trennen. Die Grenzfrequenz des sogenannten Anti-Aliasing Filter beträgt:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R8 \cdot C5}$$

3.3.3. Push-Pull Transformator

Auf der HV Seite werden analog zur LV-Seite während dem Betrieb verschiedene Gleichspannungspotentiale benötigt. Bspw. als Speisespannung der elektronischen Bauteile oder zur Ansteuerung der Halbleiter bei der Inverterstufe. Mithilfe von Push-Pull Transformatoren ist es möglich Gleichspannungen potentialfrei zu übertragen. In der Abbildung 3.24 ist das Funktionsprinzip dargestellt.

Das Treibermodul sorgt dafür, dass die Primärspannung 12V_iso durch schnelles Umschalten abwechselnd den Potentialbezug innerhalb des Transformators wechselt (rote Pfeile auf der LV Seite). Es resultiert eine Wechselspannung, welche übertragen wird auf die Sekundärseite. Entsprechend dem Verhältnis der Windungszahlen auf der Primar -und Sekundärseite ergibt sich die Spannungsamplitude auf der Ausgangsseite (rote Pfeile HV Seite). Die beiden Dioden dienen als Gleichrichterschaltung.

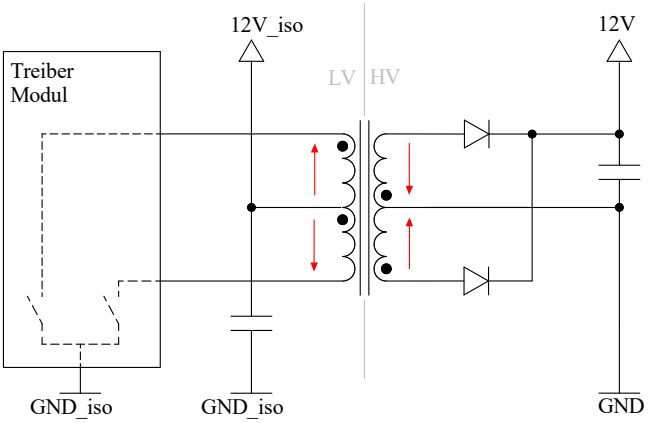


Abb. 3.24: Funktionsprinzip Push-Pull Transformator

3.3.4. Digitale Isolatoren

Neben analogen Signale werden auch digitale Signale zwischen HV und LV ausgetauscht. Für den binären Datentransfer wird ein digitales Isolationsmodul mit vier Kanälen verwendet. Die Signale und deren Funktionen sind in der Tabelle 2 zusammengefasst.

Signalpfad	Funktion
LV $\rightarrow$ HV	Ansteuerung Kühllüfter
LV $\rightarrow$ HV	Ansteuerung Heizung H1 (SSR1)
LV $\rightarrow$ HV	Ansteuerung Heizung H2 (SSR2)
LV $\leftarrow$ HV	Übertemperatur Kühlkörper

Tab. 2: Signalaustausch zwischen HV und LV

3.4. Software

Die Aufgabe der Software (SW) ist es eine autonome Temperaturregelung anhand den Vorgaben einer externen Steuerung zu ermöglichen. Die wichtigsten Konzepte und Funktionen werden in den folgenden Kapiteln beschrieben.

3.4.1. Tasks

Da die Software im Rahmen dieser Arbeit nicht komplett fertig gestellt werden konnte, wird in diesem Kapitel das Entwurfsmuster vorgestellt.

Zur Implementierung der SW wird der Programmablauf auf drei Aufgabengebiete zusammengefasst. Ein Task sorgt jeweils für die Verwaltung und kann als unabhängiger Verarbeitungsprozess verstanden werden. Nachfolgend sind die Tasks und deren Hauptaufgaben beschrieben.

Controller: Im eigentlichen Haupttask ist die Ablaufsteuerung implementiert. Er setzt die notwendigen Parameter zur Ansteuerung der Aktoren aufgrund der Informationen und Messwerten der anderen beiden Tasks.

Communication: Der Kommunikationstask sorgt für einen reibungslosen Datentransfer mit der externen Steuerung. Die eingehenden Anweisungen der MKE werden decodiert und an den Controller-Task weitergeleitet.

Measurement: Die Auswertung der analogen Messwerte wird vom Measurement-Task übernommen. Zusätzlich wird der Zustand der Thermoschalter überwacht. Ein Datenaustausch mit dem Controller-Task wird erforderlich, wenn bspw. ein Thermoschalter auslösen sollte oder die Stromaufnahme der Inverterstufe einen maximalen Wert überschreitet.

Für einen bidirektionalen Datentransfer sind entsprechend der Abbildung 3.25 zwei Queues vorgesehen. Nach dem First In - First out Prinzip können Nachrichten zwischen den Tasks versendet und entgegengenommen werden.

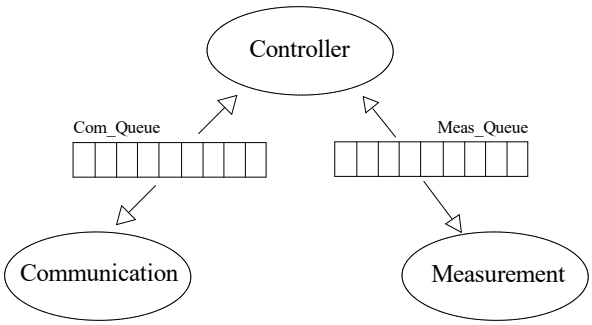


Abb. 3.25: Datentransfer Tasks

3.4.2. Schnittstellenprotokoll

Für einen effizienten Informationsaustausch zwischen der MKE Steuerung und dem Communication-Task wird ein einfaches Protokoll vorgestellt. Jedes Datenpaket beinhaltet ein Kommandobyte und zwischen 0 und drei Datenbytes. Exemplarisch sind in der Tabelle 3 einige Kommandos aufgelistet.

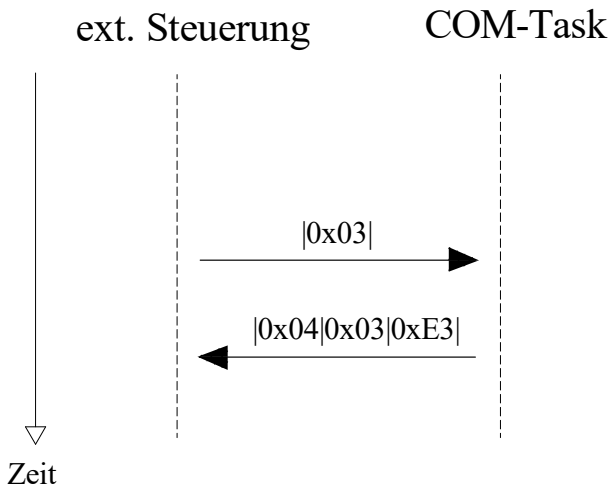
Kommandobyte	**Beschreibung**	**Datenbytes**	**Übertragung** *
0x01	neue Zieltemperaturvorgabe	1	1
0x02	Ist-Temperatur	1	1
0x03	Anfrage Wert Strommessung	0	1
0x04	aktueller Wert Strommessung	2	2
0x05	unmittelbares Ausschalten	0	1
0x06	Überstrommeldung	0	2
0x07	neue Parameter Anfahrrampe	2	1

Tab. 3: Übersicht Kommandos

* 1: von externer Steuerung zu Communication Task,
2: von Communication Task zu externer Steuerung

Beispiel

Angenommen die MKE möchte den aktuellen Strom im Zwischenkreis abfragen, dann könnte ein möglicher Datenaustausch folgendermassen aussehen (abhängig vom aktuellen Stromwert):



Der aktuell gemessene Strom würde in diesem Fall 0x03E3 = 995mA betragen.

3.4.3. Signalgenerierung Inverterstufe

Ein elementarer Bestandteil der Software befasst sich mit den Schaltmustern zur flexiblen Ansteuerung der Invertertsufe. Die wichtigsten Funktionen und Algorithmen, welche zur Signalgenerierung beitragen, werden in diesem Kapitel einzeln betrachtet.

3.4.3.1. PWM-Verfahren

Der Algorithmus für die Schaltmuster richtet sich nach dem PWM-Verfahren. Diese Methode hat den Vorteil, dass sie auf einem Mikrocontroller für ein-und dreiphasige Systeme einfach implementiert werden kann. In der Grafik 3.26 ist die Funktionsweise ersichtlich.

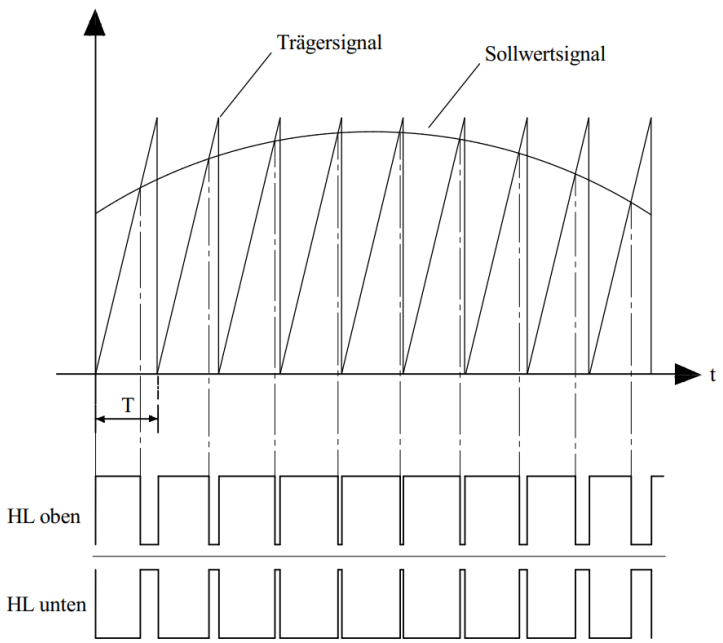


Abb. 3.26: Signalgenerierung PWM

3.4.3.2. CCU

Die CCU beschreibt einen Peripheriebaustein des Mikrocontrollers. Diese Einheit kann auf externe Ereignisse reagieren (capture) oder eigenständig Signale generieren (compare). Eine elementare Aufgabe der Software ist die Signalgenerierung zur Ansteuerung der Inverterstufe. Diese Signale werden mit der Compare-Funktion generiert. Jede CCU hat einen eigenen Timer und kann individuell konfiguriert werden (Ausgangspin, Anfangszustand usw.).

Wie im vorangehenden Abschnitt beschrieben, wird beim PWM-Verfahren das Trägersignal mit dem Referenzsignal verglichen. Das Trägersignal, ein Sägezahnmuster, wird mit einem CCU-Timer realisiert. Der Sinusreferenzwert wird mit der gewünschten Auflösung quantifiziert und in einer Look-Up-Table (LUT) abgespeichert. Das Inkrement des Timers wird kontinuierlich mit dem Inhalt an der entsprechenden Stelle der LUT verglichen (compare). Überschneiden sich die beiden Signale wechselt der dafür vorgesehen Ausgangspin seinen Logikzustand (high $\rightarrow$ low oder low $\rightarrow$ high).

Am Ende jeder Periode T, sorgt eine Interrupt-Funktion dafür, dass der Pin wieder den Anfangszustand annimmt.

3.4.3.3. U/f-Kennlinie

Das Drehmoment der Asynchronmaschine verhält sich über den Hauptteil des Drehzahlbereichs proportional zur Flussverkettung Ψ. Für einen stationären Betriebsfall und unter der Annahme von sinusförmigen Grössen, gilt der folgende Zusammenhang:

$$u \approx \omega \cdot \Psi \tag{3.1}$$

Grundsätzlich wird erwünscht, dass sich das Drehmoment über den gesamten Betriebsbereich konstant hält. Als Konsequenz muss somit proportional zur Frequenzänderung $\Delta\omega$ die Spannung angepasst werden.

Die Abbildung 3.27 zeigt eine typische U/f-Kennlinie. Damit der Motor bei sehr tiefen Frequenzen zu drehen beginnt, wird ein Spannungsboost U_{offset} benötigt. Im zweiten Abschnitt wird sich der zuvor beschrieben Zusammenhang zunutze gemacht. Die Steigung ergibt sich für ein konstantes Drehmoment. Da die Zwischenkreisspannung begrenzt ist und für den Nennbetrieb des Motors dimensioniert wird, kann die Spannung ab diesem Betriebszustand nicht weiter gesteigert werden. Die Drehzahl des Motors lässt sich jedoch weiterhin erhöhen. Gemäss der Formel 3.1 verringert sich dadurch die Flussverkettung und folglich auch das Drehmoment des Motors für diesen Betriebsfall.

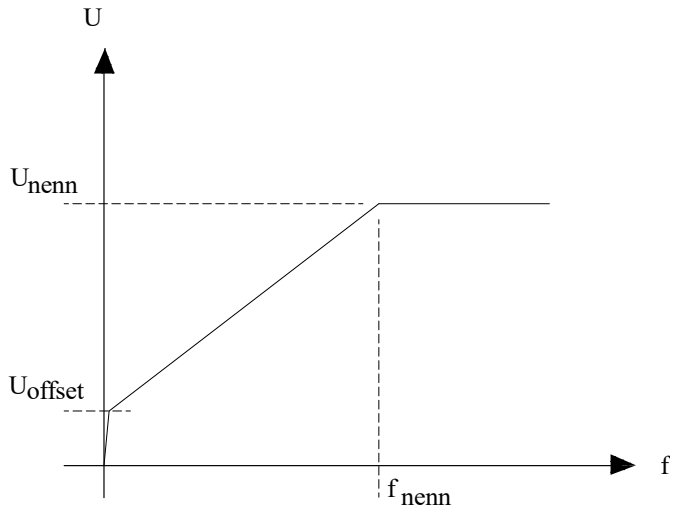


Abb. 3.27: U/f-Kennlinie

3.4.3.4. Sollwertsignal

Zur Nachbildung des sinusförmigen Sollwertsignals werden nur Referenzpunkte vom ersten Quadranten benötigt. Die darauffolgenden Abschnitte lassen sich gemäss der Abbildung 3.28 anhand der ersten 90° nachbilden.

Die Anzahl der Punkte n die in der LUT gespeichert werden müssen, hängt von der gewünschten Auflösung der Ausgangsfrequenz δ_f, und der Inverter-Taktfrequenz f_{PWM} ab. Dabei gilt der folgende Zusammenhang:

$$n = \frac{f_{PWM}}{\delta_f \cdot 4}$$

Der Wert der Amplitude entspricht dem Referenzpunkt P_n und ergibt sich aus der Clock Frequenz der CCU f_{clk_CCU}, dem Prescaler (PRS) Wert PRS und der Inverter-Taktfrequenz f_{PWM}.

$$Amplitude = P_n = \frac{f_{clk_CCU}}{PRS \cdot f_{PWM}} - 1$$

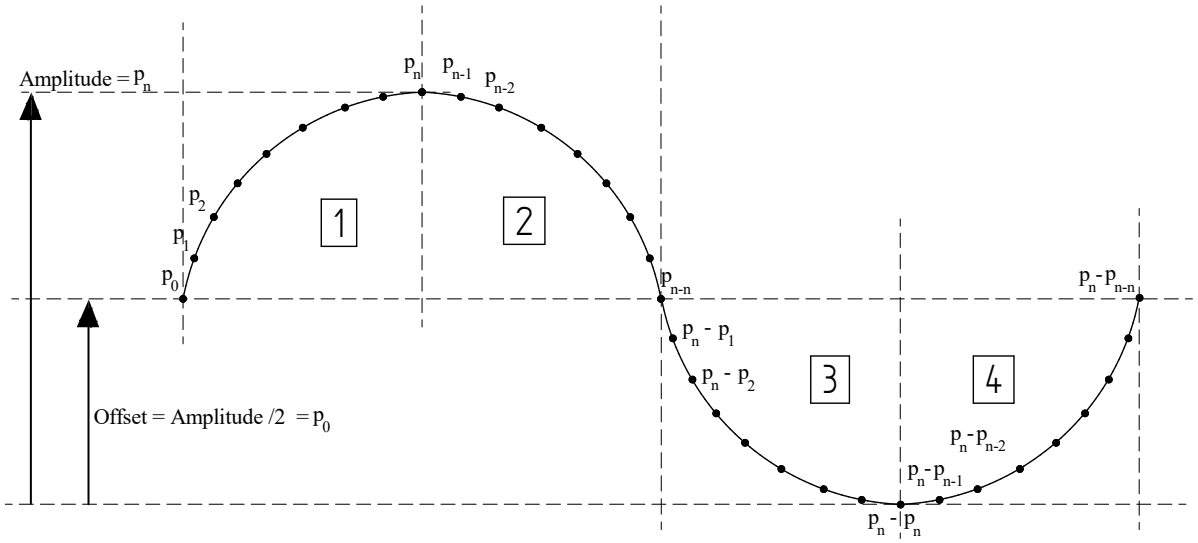


Abb. 3.28: Referenzwertnachbildung Sinus

3.4.3.5. Implementierung

Die bisher vorgestellten Konzepte zur Signalgenerierung werden in diesem Abschnitt implementiert. Der folgende Source-Code beschreibt die Signalgenerierung für eine Halbbrücke und gilt für:

$$f_{PWM} = 100kHz$$
$$\delta_f = 0.25Hz$$
$$f_{clk_CCU} = 120MHz$$
$$PRS = 2$$

```
1  #define RESOLUTION_FREQ_OUT 0.25              // 0.25Hz
2  #define RESOLUTION_CONST (1/RESOLUTION_FREQ_OUT)   // 4
3  #define AMPLITUDE TIMER_PERIOD_VALUE           // 599
4  #define OFFSET ((AMPLITUDE/2)+1)              // 300
5  #define N_OF_POINTS_SIN_LUT 100000
6  #define MAX_CNT_VALUE (N_OF_POINTS_SIN_LUT-1)
```

Am Ende jeder Taktperiode T_{PWM} wird die folgende Interrupt-Routine aufgerufen. Nachfolgenden sind die wichtigsten Implementierungsschritte detailliert beschrieben.

```
1  void CCU42_0_IRQHandler(void) {
2    /* Clear pending interrupt */
3    XMC_CCU4_SLICE_ClearEvent(SLICE0_PTR,
4        XMC_CCU4_SLICE_IRQ_ID_COMPARE_MATCH_UP);
5
6    /*get desired output frequency value*/
7    freq = getFreq();
8
9    /*calculate counter step for LUT*/
10   cnt_step = freq * RESOLUTION_CONST;
11
12   /*calculate new Timer Compare Value*/
```

```
13    sine_value =((int32_t)(comparevalue[LUT_pos]-OFFSET) * (
      getModulationValue(freq)))/100 + OFFSET;
14
15    /*Set new Timer Compare Value*/
16    XMC_CCU4_SLICE_SetTimerCompareMatch(SLICE0_PTR, sine_value);
17
18    /*calculate LUT Position for next Interrupt*/
19
20    if(Quad_cnt % 2){ //odd section
21      LUT_pos = (LUT_pos>= MAX_CNT_VALUE) ? (cross_section(cnt_step)) : (
      LUT_pos += cnt_step);
22    }
23    else{ //even section
24      LUT_pos = (LUT_pos <= 0) ? (cross_section(cnt_step)) ? (LUT_pos -=
      cnt_step);
25      }
26  ...
27  }
28  uint16_t cross_section(uint16_t cnt_step){
29    DIR_CNT = ~DIR_CNT; // toggle counting direction
30    Quad_Cnt = (Quad_Cnt == 4)? 0 : (Quad_Cnt += 1);
31    return (DIR_CNT%2)?(cnt_step):(MAX_CNT_VALUE - cnt_step);
32  }
```

freq - Zeile 7

Die Interrupt-Routine wird mit T_{PWM} periodisch aufgerufen. Nach dem Zurücksetzen des Interrupt-Flags wird die aktuelle Ausgangsfrequenz in der Zeile 7 neu abgefragt. Diese kann mit einer Auflösung von 0.25Hz bestimmt werden. Für den Fall, dass eine Rampe gefahren werden möchte, wird die Frequenz in der Funktion *getFreq()* jeweils neu berechnet. Für einen konstanten Betriebspunkt (zb. 40Hz) ändert sich der Wert $freq$ nicht.

cnt_step - Zeile 10

Abhängig von der gewünschten Ausgangsfrequenz $freq$ ergibt sich der *cnt_step*. Die LUT als eindimensionales Array beinhaltet pro Quadrant 100'000 Einträge. Bei einer Ausgangsfrequenz von z.B. 25Hz, ergibt sich:

$$cnt_step = 25 * 4 = 100$$

folglich wird nur jeder hundertste Wert in der LUT als Sollwertpunkt benötigt.

LUT_pos - Ab Zeile 20

Die Berechnung der LUT Position geschieht abhängig vom Quadranten. Grundsätzlich muss nur zwischen den geraden (2 und 4) und ungeraden (1 und 3) Abschnitten unterschieden werden. Betrachtet man die Abbildung 3.28 wird ersichtlich, dass bei den geraden Abschnitten die LUT aufsteigend und in den ungeraden absteigend abgefragt wird. Für die Abschnitte 3 und 4 muss zusätzlich der Offset P_n beachtet werden.

In der Zeile 20 wird entsprechend zwischen den geraden und ungeraden Quadranten unterschieden. Angenommen man befindet sich im dritten Abschnitt, gelangt man als nächstes zur Zeile 21. Grundsätzlich gilt für die neue Position; $LUT_pos = LUT_pos + cnt_step$. Erreicht man jedoch das Ende der LUT und somit des aktuellen Quadranten, wird die Funktion *cross_section* aufgerufen (Ab Zeile 28) und die Abfragerichtung der LUT (aufsteigend, absteigend) wird gewechselt.

sine_value - Zeile 13

Mit der *LUT_pos* wird der aktuelle Sinus-Sollwert abgefragt. Anhand der U/f-Kennlinie wird dieser Wert noch mit dem Modulationsfaktor verrechnet. Bei Frequenzen unterhalb dem Nennbetriebspunkt, wird der Sinus in der vertikalen Richtung gestaucht. Bei der Signalgenerierung muss dieser Umstand berücksichtigt werden. Die Berechnung wird in der Funktion *getModulationValue* durchgeführt.

```
1  #define U_NENN 230000 // [mV]
2  #define F_NENN 50 // [Hz]
3  #define U_F_OFFSET (0.05*U_NENN) //5% of U_NENN [mV]
4  #define U_F_CONST ((U_NENN - U_F_OFFSET)/(F_NENN)) // 4370 [mV]
5
6  uint8_t getModulationValue(float freq){
7    if(freq<=0){
8      return 0;
9    }else if(freq >= F_NENN){
10     return 100;
11   }
12   return ((((U_F_CONST * freq) + U_F_OFFSET)*100)/U_NENN);
13 }
```

Es wird gemäss der Abbildung 3.27 zwischen den drei folgenden Betriebsarten unterschieden:

Ausgangsfrequenz	**Beschreibung**	**Modulationsfaktor**
$f = 0$	Keine Spannung am Motor	M = 0%
$0 < f < f_{nenn}$	Spannung proportional zur Frequenz	M $\propto f$
$f > f_{nenn}$	Spannung bleibt konstant auf U_{nenn}	M = 100%

Zweiphasenbetrieb

Soll am Inverterausgang zum Beispiel ein Spaltpolmotor betrieben werden, müssen die Schaltsignale für zwei Phasen implementiert werden. Es kann für beide Halbbrücken die selbe LUT genutzt werden. Während eine Phase vom ersten Quadranten ausgehend auf die LUT zugreift, verläuft die Abfrage bei der anderen Phase in die entgegengesetzte Richtung.

Dreiphasenbetrieb

Auch bei dieser Betriebsart kann die selbe LUT genutzt werden Mit jeweils einem Offset von 120° werden die Werte ausgelesen. Befindet sich zum Beispiel der Sollwert der ersten Phase an der Stelle P_0, muss die LUT für die zweite Phase an der Position $P_{n-(1/3 \cdot P_n)}$ abgefragt werden. Die dritte Phase referenziert zu diesem Zeitpunkt auf die Stelle $P_n - (2/3 \cdot P_n)$ innerhalb der LUT. Für die Implementierung ändert sich beim dreiphasigen Betrieb somit nur der Startwert zwischen den Phasen.

4. Auswertung

Aufgrund einer Fehlfunktion des Ofens beim Reflow-Löten stellte sich eine zu hohe Lufttemperatur ein und es kam zu Blasenbildungen in einzelnen Bereichen der Platine. Dies hatte zur Folge, dass einige elektrische Verbindungen auf der Platine unterbrochen wurden. Die Schäden in den mittleren Lagen konnten nicht repariert werden und führten zu einer verminderten Testfähigkeit des Prototypen. Aus zeitlichen Gründen war es zudem nicht möglich alle Funktionen einzeln zu prüfen. Um trotzdem eine abschliessende Aussage über die Funktionstüchtigkeit des Prototypen treffen zu können, wurde der Fokus während der Testphase auf diejenigen Konzepte gelegt, bei denen eine direkte oder indirekte Abhängigkeit zu weiteren Teilfunktionen besteht. Dies ermöglicht es mit einer Messung mehrere Konzepte zeitgleich zu verifizieren. Die Auswertungen der Testergebnisse sind in diesem Kapitel beschrieben.

4.1. Eingangsstufe

Aufgrund der Beschädigung der Leiterplatte ist keine funktionsfähige Verbindung der Eingangsstufe mit der Inverterstufe möglich. Es wird die Annahme getroffen, dass der grosszügig dimensionierte Zwischenkreiskondensator die beiden Schaltungen entkoppelt und sie unabhängig voneinander getestet werden können.

Für den Funktionstest der Eingangsstufe wurde die Schaltung mit einem veränderbaren Widerstand belastet (Der Messaufbau und die Ergebnisse dazu befinden sich im Kapitel C.1). Gemessen wurde der Netzstrom und die Netzspannung bei unterschiedlicher Belastung der Eingangsstufe.

Mit den Ergebnissen konnte nachgewiesen werden, dass die PFC-Schaltung über den gesamten definierten Lastbereich die Zwischenkreisspannung konstant auf 398VDC halten kann. Anhand der Auswertung wird zudem ersichtlich, dass die Anteile harmonischer Oberschwingungen im Netzstrom deutlich reduziert werden können. Auffallend ist dabei, dass mit zunehmender Ausgangsleistung sich die Werte verbessern. Die Effizienz der Eingangsstufe nimmt mit steigender Belastung ebenfalls zu und beträgt zwischen 93.3 - 98.3 %.

Die Tests haben gezeigt, dass sich die Eingangsstufe entsprechend den Erwartungen und Berechnungen verhält. Die Netzqualität konnte deutlich verbessert werden und erzielt die besten Resultate bei Nennleistung.

4.2. Inverterstufe und Ausgangsfilter

Eine Folge der Blasenbildung auf der Platine ist eine verminderte Durchschlagsfestigkeit. Messungen haben ergeben, dass der Isolationswert in den mittleren Lagen, je nach Druckpunkt auf dem PCB, stark variiert. Da sich auf diesen Lagen hauptsächlich das HV+ und HV- Potential befindet, wurde aus Sicherheitsgründen und um Folgeschäden zu verhindern, die Inverterstufe nur bis zu einer Spannung von maximal 100VDC zwischen HV+ und HV- getestet.

Zur Funktionsprüfung wurde der zweiphasige Betrieb getestet. Die entsprechenden Gate-Treiber Modulen wurden vom Mikrocontroller aus für unterschiedliche Ausgangsfrequenzen angesteuert.
Die erste Messung im Kapitel C.2 hat ergeben, dass die Signalgenerierung und Ansteuerung der Gate-Treiber Module gemäss dem beschriebenen Konzept funktioniert. Die Spannung am Ausgang des Inverters verhält sich anhand der festgelegten Parameter. Die Ausgangsfrequenz kann von der Software zur Laufzeit verändert werden, worauf sich auch die Ausgangsspannung entsprechend der U/f-Kennlinie anpasst.

Die zweite Messung zeigt den Effekt des Filters auf die Ausgangsspannung. Es ist zu erkennen, dass die steilen Schaltflanken deutlich verringert werden können durch den Einsatz einer Tiefpassfilterung.

In einem dritten Test wurde die Funktion der Totzeitschaltung überprüft. Dazu wurden von der Software für zwei übereinanderliegende Schalter Signale generiert, die sich im ON-Zustand überschneiden, was einen Kurzschluss bedeuten würde. Die Auswertung hat ergeben, dass die Mindesttotzeit gemäss der Dimensionierung eingehalten wird.

4.3. Kühlkonzept

Das Kühlkonzept ist im Kapitel A.8 beschrieben und basiert auf den Verlustleistungsberechnungen aus dem Kapitel A.7. Die Berechnungen haben ergeben, dass ein kritischer Temperaturbereich im Nennbetrieb nur bei der Eingangsstufe zu erwarten ist. Der Funktionstest wurde somit nur an der Eingangsstufe verifiziert. Bei unterschiedlicher Belastung (analog zu den Funktionstests der Eingangsstufe) wurde mit einer Thermobildkamera die Oberflächentemperatur der Bauteile überwacht.

Die Ergebnisse haben gezeigt, dass die Eingangsstufe bis zu einer Belastung von ca.

600W ohne zusätzlichen Kühllüfter betrieben werden kann. Bei weiterer Belastung wird eine aktive Kühlung erforderlich, da der PFC-Switch an der Oberfläche die berechnete Grenztemperatur von 66°C erreicht.

Der Thermoschalter, der beim Erreichen seiner vorgesehenen Schalttemperatur die aktive Kühlung aktiviert, löst jedoch unter diesen Bedingungen noch nicht aus und muss durch ein Bauteil mit einer tieferen Schalttemperatur ersetzt werden. Das Kühlkonzept sieht vor, dass die Lüfter auch von der Software gestartet werden können. Es konnte festgestellt werden, dass durch die zusätzliche Kühlleistung, sich die Oberflächentemperatur der Bauteile um bis zu 14 °C absenkt. Unter diesen Bedingungen ist ein Betrieb über den gesamten Leistungsbereich möglich. Die Thermobilder bei 600W, mit und ohne aktiver Kühlung sind im Kapitel C.1.1 abgebildet

4.4. Strommessung

Das im Kapitel 3.3.2 vorgestellte Konzept zur Strommessung im Zwischenkreis konnte aufgrund von unterbrochenen Leiterbahnen in den mittleren Lagen nicht getestet werden. Damit das Konzept zumindest in der Theorie verifiziert werden konnte, wurde eine Simulation durchgeführt. Die einzelnen Schritte dieser Simulation sind im Kapitel B.1 beschrieben.

Die Resultate haben ergeben, dass sich die Schaltung für diese idealisierten Bedingungen wie vorgesehen verhält und die Berechnungen zur Dimensionierung bestätigt.

5. Ausblick

Diese Kapitel dient als Hilfestellung bei der Weiterentwicklung des Prototypen und bietet Optimierungsvorschläge basierend auf den Messergebnissen des bestehenden Konzepts.

5.1. Leiterplattendesign

Eine grosse Herausforderung bei der Weiterentwicklung stellt die Anforderung dar, das neue Controller-Board auf die vorherrschenden Platzverhältnisse im Klimagerät anzupassen. Damit das Gerät zukünftig im vorgesehenen Bereich montiert werden kann, muss das Leiterplattendesign überarbeitet werden. Denkbar wäre ein Konzept mit zwei Platinen, die übereinander angeordnet sind. Aufgeteilt auf HV und LV ergäbe sich eine zusätzliche Isolierungsmöglichkeit dieser Potentiale aufgrund der räumlichen Trennung.

5.2. Einschaltstrombegrenzung

Wie im Kapitel 3.1.3.1, Abschnitt *Bypass Diode* beschrieben, kann der Netzstrom bei ungeladenem Zwischenkreiskondensator nahezu ungebremst durch die Eingangsstufe fliessen. Zur Begrenzung des Einschaltstromes, kann in Serie zu einer Netzphase ein NTC-Widerstand geschaltet werden. Ein hoher Anlaufstrom erwärmt den NTC, der Widerstandswert nimmt zu und begrenzt den Strom. Bei Bedarf kann der NTC im Normalbetrieb mit einem Relais überbrückt werden (Abbildung 5.1).

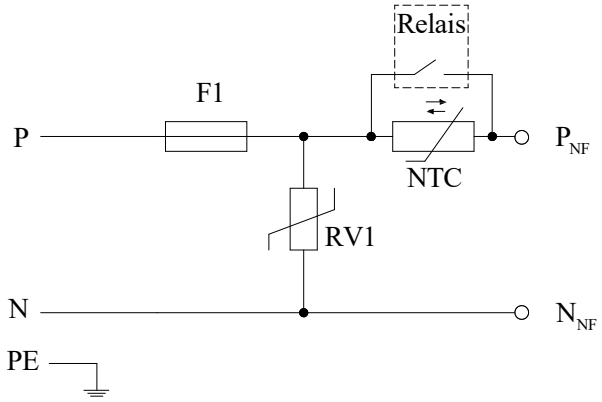


Abb. 5.1: Einschaltstrombegrenzung

5.3. Netzfilter

Weitere Tests sind notwendig, um zu überprüfen ob das zweistufige Netzfilter eventuell durch ein einstufiges Konzept ersetzt werden kann. Als Entscheidungsgrundlage dienen die in der Industrie vorgeschriebenen Normen an die Netzqualität. Sollte sich herausstellen, dass die Richtlinien bereits mit einer Filterstufe eingehalten werden, lassen sich einerseits kostenintensive Bauteile einsparen und andererseits kann der Platzbedarf verringert werden.

5.4. Motorbetrieb

Aufgrund der eingeschränkten Testfähigkeit, durch die Schäden an der Leiterplatte, waren keine Tests mit den Motoren aus dem Klimagerät möglich. Folglich konnte der Effekt einer Drehzahlreduktion auf die Lärmemissionen und mechanischen Schwingungen nicht gemessen werden.

Mit einer neu gefertigten Platine soll insbesondere die Steuerbarkeit der Kondensatormotoren im Zweiphasenbetrieb bei tiefen Drehzahlen und der Einfluss auf die Lärmentwicklung und Vibrationen verifiziert werden. Sollte sich herausstellen, dass die Motoren auch bei tiefen Drehzahlen ein gutes Betriebsverhalten aufweisen, könnte die Inverterstufe für den nächsten Prototypen um zwei Halbbrückenschaltungen verringert werden aufgrund des Zweiphasenbetriebs. Als weitere Konsequenz, kann die Zwischenkreisspannung gesenkt werden. Bei voller Aussteuerung muss dann lediglich noch die Spannung : $U_{aus} = 230VAC \cdot \sqrt{2} = 325V$ von der PFC-Schaltung bereitgestellt werden können. So liesse sich auch die Verlustleistung in den Halbleitern verringern.

5.5. Strommessung

Mit dem aktuellen Konzept wird der Betriebsstrom der Gate-Treiber Module auf der HV-Seite bei der Strommessung im Zwischenkreis mitgemessen. Grundsätzlich wäre dies nicht notwendig und verfälscht das Messergebnis.

Mit einer galvanischen Trennung zwischen den beiden Bezugspotentialen HV- und dem GND vom Gate-Treiber Modul könnte verhindert werden, dass der Strom über den Messwiderstand fliessen muss.

6. Schlussdiskussion

Während dem Studium durfte ich viele neue Themengebiete und Konzepte der Elektrotechnik und Elektronik kennenlernen. Über diese Zeit wuchs bei mir das Interesse und die Freude an der Antriebstechnik und für Mikrocontroller-Anwendungen gleichermassen. So war ich dann auch von Anfang an begeistert von der Aufgabenstellung dieser Diplomarbeit. Über die letzten Wochen schöpfte ich meine Motivation aus dem Bestreben, diese Begeisterung zu Teilen und einen funktionstüchtigen Prototypen präsentieren zu können.

Mit dem vorgestellten Controller-Board war es mir möglich einen grossen Teil der Anforderungen anhand von Messungen erfolgreich zu verifizieren und validieren. Mit Ausnahme der IO-Link Kommunikation (keine HW verfügbar) konnte ich alle vorgestellten Konzepte auf der LV-Seite mit Erfolg auf ihre Funktionstauglichkeit prüfen. Im HV-Bereich konnte ich bis auf die Inverterstufe alle Konzepte wie geplant verifizieren. Aufgrund der verringerten Durchschlagsfestigkeit war es mir leider nicht möglich die Halbbrücken bei der vorgesehenen Zwischenkreisspannung von 400VDC zu testen. Mit einer tieferen Spannung von 100VDC konnte ich dann zumindest den Algorithmus zur Signalgenerierung und die grundsätzliche Funktionsfähigkeit der Inverterschaltung zusammen mit dem Ausgangsfilter erfolgreich prüfen.

Im Verlaufe dieser Arbeit sind mir Denkfehler unterlaufen, welche sich weder auf den Prototypen noch auf den ohnehin schon dicht gedrängten Zeitplan positiv ausgewirkt haben. Die Lösung dieser Probleme hat mir allerdings die Möglichkeit geboten viel neues zu lernen und führt hoffentlich dazu, dass mir diese Fehler in Zukunft nicht mehr unterlaufen.

Allgemein bin ich dankbar für die umfangreiche und anspruchsvolle Aufgabenstellung. Sie hat mir ermöglicht, einen grossen Teil der im Studium erlernten Fach -und Methodenkompetenzen in einer praxisbezogenen Arbeit anzuwenden.

Literaturverzeichnis

[1] Was ist io-link. https://io-link.com/de/Technologie/Was_ist_IO-Link.php. Besucht am: 19.12.2019.

[2] Infineon Technologies AG. Gate resistor for power devicess. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-EiceDRIVER-Gate_resistor_for_power_devices-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462518ffd8501523ee694b74f18, -. Besucht am: 18.12.2019.

[3] Koester Bjoern. Xmc4400. https://www.infineon.com/cms/en/product/microcontroller/32-bit-industrial-microcontroller-based-on-arm-cortex-m/32-bit-xmc4000-industrial-microcontroller-arm-cortex-m4/xmc4400/, -. Besucht am 5.10.2019.

[4] C.-H.Liu C.-M.Young, C.-C.Liu. New inverter-driven design and control method for two-phase induction motor drives. https://ieeexplore.ieee.org/document/553463, 1996.

[5] T.W. Ching. An investigation on electrical performance of variable-frequency drives for air-conditioning applications. https://ieeexplore.ieee.org/document/4763373, 2008.

[6] CREE. C3d04060a. https://www.mouser.ch/datasheet/2/90/3d04060a-838578.pdf, 2016. Besucht am: 3.11.2019.

[7] CSC. Magnetic powder cores. http://www.mhw-intl.com/assets/CSC/CSC_Catalog.pdf, -. Besucht am: 15.11.2019.

[8] Rolf Fischer. *Elektrische Maschinen*. Carl Hanser Verlag, 2004. Kapitel 5.6.5.

[9] Schaffner Group. Emc/emi filter design with rb common-mode chokes. https://www.schaffner.com/fileadmin/media/downloads/application_note/Schaffner_AN_RB_common_chockes.pdf, -. Besucht am: 15.12.2019.

[10] Texas Instruments. Ucc28180 programmable frequency, continuous conduction mode (ccm), boostpowerfactorcorrection(pfc) controller.

https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28180.pdf, 2016. Besucht am: 1.12.2019.

[11] Texas Instruments. Reinforced isolation dual-channel gate driver. https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21540.pdf, 2019. Besucht am: 12.11.2019.

[12] Dahaman Ishak M. Faizal Abdullah, Shahid Iqbal. A highly efficient single-phase sine-wave inverter with single-switch high-frequency modulation. https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/tee.22485, 2016.

[13] E.C. dos Santos C.B. Jacobina A.M.N. Lima M.B.R. Correa, P.M. Santos. Sensorless control strategies for single-phase induction motor drive system. https://ieeexplore.ieee.org/document/1581704, 2005.

[14] A. Shaltout N. Abdel-Rahim. Operation of single-phase induction motor as two-phase motor. https://ieeexplore.ieee.org/document/1185403, 2002.

[15] STMicroelectronics. Stb28n65m2. https://www.mouser.ch/datasheet/2/389/stb28n65m2-955512.pdf, 2014. Besucht am: 10.11.2019.

[16] TOSHIBA. Tk28a65w. https://www.mouser.ch/datasheet/2/408/TK28A65W_datasheet_en_20150223-769039.pdf, 2015. Besucht am: 3.11.2019.

[17] VISHAY. Lvb2560. https://www.mouser.ch/datasheet/2/427/lvb2560-85609.pdf, 2013. Besucht am: 4.11.2019.

Anhang

Inhaltsverzeichnis

A. Berechnungen **56**
A.1. HV 56
A.2. Überlastsicherung 56
A.3. Netzfilter 57
A.4. Eingangsstufe 58
A.5. Inverterstufe 62
A.6. Strommessung 63
A.7. Verlustleistungsberechnungen 65
A.8. Kühlkonzept 72

B. Simulationen **74**
B.1. Simulationsbeispiel Strommessung 74

C. Messergebnisse **77**
C.1. Funktionstest Eingangsstufe und Netzfilter 77
C.2. Inverterstufe und Ausgangsfilter 82

D. Testpunkte **85**

E. Weitere Angaben **86**
E.1. Isolationswerte Galvanische Trennung 86
E.2. Übersicht Kennwerte Aktoren 86
E.3. Stromverbrauch LV 87

F. Software **88**

G. Schema **88**

A. Berechnungen

A.1. HV

In diesem Kapitel befinden sich alle Berechnung zu den Komponenten der HV-Seite. Es gelten die folgenden Angaben:

Parameter		Wert
η	Wirkungsgrad Eingangsstufe	94%
P_{aus}	Ausgangsleistung PFC	800W
U_{eff}	Effektivwert Netzsspannung	85VAC - 265VAC
f_{Line}	Netzfrequenz	47Hz - 63Hz
f_{PFC}	Taktfrequenz PFC	117kHz
U_{aus}	Ausgangsspannung PFC	400VDC
I_{aus}	Ausgangsstrom PFC	2A
k_i	Rippelfaktor Strom PFC-Induktion	40%
k_u	Rippelfaktor Spannung U_aus	5%
f_{PWM}	Taktfrequenz Inverter	100kHz
VDD	Spannung Gate-Treiber HV-Seite	12VDC

Tab. 4: Grundlagen Berechnungen HV

A.2. Überlastsicherung

Bei einer Netzspannung von 230V ergibt sich ein maximaler Eingangsstrom von:

$$i_{in_{max}} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{aus}}{\eta \cdot U_{eff}} = 5.23A \tag{A.1}$$

Für F1 wurde eine 6.4A Sicherung verwendet.

A.3. Netzfilter

Die Grenzfrequenz der Netzfilterung soll ungefähr eine Dekade tiefer als die Taktfrequenz sein. Es wurden die folgenden Bauteile verwendet:

$C1$	$\rightarrow$	$1.5\mu F$	$C4 = C5$	$\rightarrow$	$1.5\mu F$
$L1_{CM}$	$\rightarrow$	6.5mH	$L2_{CM}$	$\rightarrow$	6.5mH
$L1_{DM}$	$\rightarrow$	6.5μH	$L2_{DM}$	$\rightarrow$	6.5μH
$C2 = C3$	$\rightarrow$	2.2nF	$C6 = C7$	$\rightarrow$	2.2nF

A.3.1. Asymmetrische Störungen

$$f_g = \frac{\sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1}}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot L1_{CM} \cdot C2}} = 19.15kHz$$

A.3.2. Symmetrische Störungen

Ausgehend von einer Leakage Induktion von 1% [9], ergibt sich eine Differential Mode Induktivität L_{DM}von $65\mu H$.

$$f_g = \frac{\sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1}}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot L1_{DM} \cdot C1}} = 7.3kHz$$

A.4. Eingangsstufe

A.4.1. Brückengleichrichter

Der verwendete Gleichrichter richtet sich in erster Linie nach dem maximalen Eingangsstrom. Anhand der Formel A.1 ergibt sich bei einer Netzspannung von 85VAC ein Wert von 14.2A. Zuzüglich des maximalen Rippelstroms (siehe Berechnung PFC-Induktivität) ergibt sich ein Eingangsstrom von 14.2A + 5.66A = 19.86A. Es wurde ein Gleichrichter mit einem maximalen Durchlassstrom von 25A ausgewählt [17].

A.4.2. PFC

Die Berechnungen zur Dimensionierung der PFC-Komponenten stammen aus dem Datenblatt [10].

A.4.2.1. PFC-Induktivität

Als erstes wird der maximale Rippelstrom durch die Induktivität berechnet.

$$I_{RIPPLE} = k_i \cdot I_{in_{max}} = 0.4 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 800W}{0.94 \cdot 85VAC} = 5.66A$$

Basierend auf den Berechnungen für I_{RIPPLE} kann nun die minimal notwendige Induktivität bestimmt werden.

$$L_{min} = \frac{U_{aus} \cdot D_{ON}(1 - D_{ON})}{f_{SW} \cdot I_{RIPPLE}}$$

Mit $D_{ON} = 0.5$ ergibt sich der grösste Wert:

$$L_{min} = \frac{400V \cdot 0.5(1 - 0.5)}{117kHz \cdot 5.66A} = 150\mu H$$

Für die Induktionsspule wurde ein magnetischer Pulverkern mit den untenstehenden Angaben verwendet. Die folgenden Kennwerte und Formeln stammen aus dem Datenblatt des Herstellers [7].

A_L	$\rightarrow$	nominale Induktivität	$=$	$75\ \frac{nH}{N^2}$
μ	$\rightarrow$	Permeabilitätszahl	$=$	60
l	$\rightarrow$	magnetische Pfadlänge	$=$	6.35 cm
A	$\rightarrow$	Schnittfläche	$=$	$0.654cm^2$

Es gilt der folgende Zusammenhang:

$$L = \frac{0.4 \cdot \mu \cdot N^2 \cdot A \cdot 10^{-2}}{l}$$

Die Induktionsspule wurde mit einem Drahtdurchmesser von 1.2mm und 60 Windungen gewickelt. Daraus ergibt sich eine Induktivität von 280 μH.

Anhand der Parameter aus dem Datenblatt kann für den gewählten Pulverkern der Zusammenhang zwischen der Induktivität und dem DC Bias Strom dargestellt werden. In der Abbildung A.1 wird ersichtlich, dass die Induktivität über den gesamten Betriebsbereich ausreichend ist.

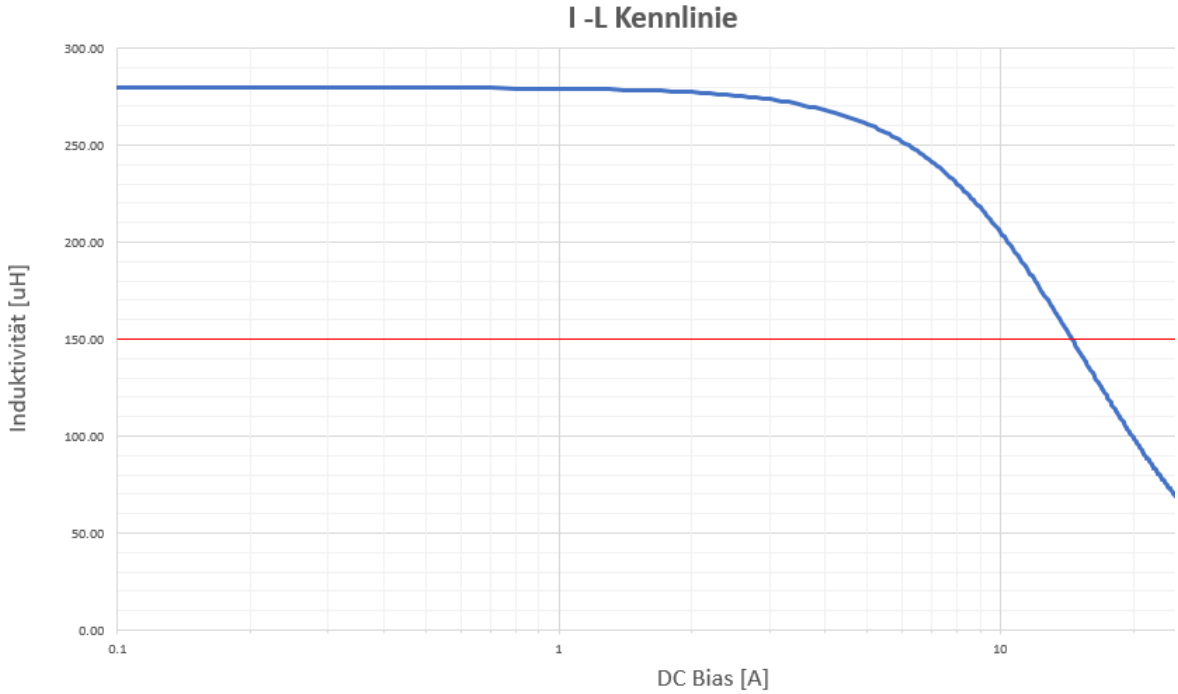


Abb. A.1: I-L Kennlinie

A.4.2.2. PFC-Switch

Der maximale Strom durch den Schalter ergibt sich bei einer Netzspannung von 85VAC. Gemäss der Formel A.1 und zuzüglich des maximalen Rippelstroms von 5.66A, beträgt dieser Wert 19.86A. Für den PFC-Switch wurde der TK28A65W,S5X N-Kanal MOSFET mit den folgenden Angaben verwendet [16]:

I_d	$\rightarrow$	maximaler Drain-Source Strom	$=$	27.6A
U_{ds}	$\rightarrow$	maximale Drain-Source Spannung	$=$	650V
r_{DS_ON}	$\rightarrow$	Drain-source-on-resistance	$=$	94 $m\Omega$

A.4.2.3. PFC-Diode

Die Diode muss die Spannung vom Zwischenkreis sperren und den Strom in den Ausgangskondensator passieren lassen. Entsprechend muss das Bauteil auch für diese Kennwerte ausgelegt sein. Es wurde die 941-C3D04060A Schottky Diode mit den folgenden Angaben verwendet [6]:

U_{rrm}	$\rightarrow$	Periodische Sperrspannung	=	600V
i_{fsm}	$\rightarrow$	Durchlass-Stossstrom	=	110A
U_f	$\rightarrow$	Durchlassspannung bei 2A	=	1.25V
I_f	$\rightarrow$	kontinuierlicher Vorwärtsstrom	=	13.5A

A.4.2.4. Ausgangskondensator

Die minimale Kapazität wird berechnet nach:

$$C = \frac{I_{aus}}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_{Line_min}) \cdot k_u \cdot U_{aus}}$$

$$= \frac{\frac{800W}{400V}}{2 \cdot \pi (2 \cdot 50Hz) 0.05 \cdot 400V} = 160\mu F$$

Es wurde ein Elektrolyt-Kondensator mit $470\mu F$ verwendet. Die übrigen Bauteile der Bootstrap-Schaltung wurden anhand der Richtlinien im Datenblatt dimensioniert.

A.5. Inverterstufe

A.5.1. Bootstrapping

Der verwendete N-Kanal MOSFET hat eine Gate Ladung Q_G von 35nC [15]. Entsprechend den Angaben im Datenblatt des Gate-Treiber Modul Herstellers [11] wird bei jedem Schaltzyklus eine Ladung von Q_{Total} erforderlich.

$$Q_{Total} = Q_G + \frac{I_{VDD_100kHz}}{f_{PWM}} = 35nC + \frac{1.5mA}{100kHz} = 50nC$$

Mit der Bedingung, dass sich die Spannung des Kondensators dabei nicht mehr als 0.5V verringert (Spannungsrippel ΔU_{VDD}), ergibt sich:

$$C_{Boot} = \frac{Q_{Total}}{\Delta U_{VDD}} = 100nF$$

Für einen lückenlosen Betrieb und möglichst geringem Rippel in der Versorgungsspanung VDD wurde ein $1\mu F$ Kondensator verwendet.

A.6. Strommessung

Bei einer Ausgangsleistung von 800W und einer Zwischenkreisspannung von 400V beträgt der nominale Strom 2A. Grundsätzlich wird eine möglichst hohe Aussteuerung beim Analog-zu-Digital Konverter angestrebt. Da auch der Anlaufstrom detektiert werden soll und der bei einem einphasigen Wechselstrommotor entsprechend höher ausfällt als der nominale Strombezug, wird die Schaltung für einen maximal zu messenden Strom von 8.5A ausgelegt.

A.6.1. TP-Filterstufe

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R2 + R3) \cdot C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (33\Omega + 33\Omega) \cdot 220nF} = 10.96kHz$$

A.6.2. Gleichtaktunterdrückung

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R6 \cdot C3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 22k\Omega \cdot 330nF} = 22kHz$$

A.6.3. Differential to single-ended Verstärkerstufe

$$V = \frac{R7}{R5} = \frac{22k\Omega}{10k\Omega} = 2.2$$

A.6.4. Antialiasing Filter

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R8 \cdot C5} = 482Hz$$

A.6.5. Messwiderstand

Der isolierte Operationsverstärker hat einen konstanten Verstärkungsfaktor von 8. Mit V = 2.2 ergibt sich eine Gesamtverstärkung von 17.6 über die gesamte Schaltung. Mit VREF = 3.3V und dem maximal zu messenden Strom von I_{max} = 8.5A ergibt sich für den Messwiderstand:

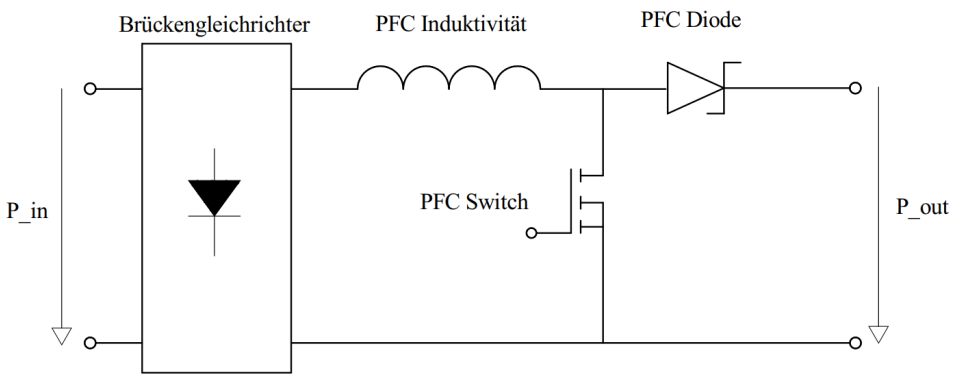
$$R1 = \frac{VREF}{17.6 \cdot 8.5A} = 22m\Omega$$

A.7. Verlustleistungsberechnungen

A.7.1. Eingangsstufe

Es werden die Verlustleistungen der folgenden Bauteile berechnet:

→ PFC Induktivität
→ PFC Switch
→ PFC Diode
→ Brückengleichrichter



A.7.1.1. PFC-Induktivität

Zur Berechnung der Verlustleistung wird die folgende Formel verwendet:

$$P_{Verlust_Ind} = I^2_{in_RMS} \cdot R_{cond_ind}$$

Es gilt:

$$I_{in_RMS} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot U_{eff_min} \cdot \sqrt{2} \cdot \lambda} = \frac{800W}{0.94 \cdot 85V \cdot \sqrt{2} \cdot 0.99} = 10.1A$$

Für den Drahtwiderstand der Spule gilt:

$$R_{cond_ind} = \frac{\rho \cdot l}{\frac{d^2 \cdot \pi}{4}}$$

ρ	$\rightarrow$	spez. Widerstand von Kupfer	$0.0175 \frac{\Omega mm^2}{m}$
l	$\rightarrow$	Länge Kupferdraht	2.7m (gemessen)
d	$\rightarrow$	Kupferdrahtdurchmesser	1.2mm

es folgt:

$$R_{cond_ind} = \frac{0.0175 \frac{\Omega mm^2}{m} \cdot 2.7m}{\frac{1.2mm^2 \cdot \pi}{4}} = 0.112\Omega$$

Für die Verlustleistung resultiert:

$$P_{Verlust_Ind} = 10.1A^2 \cdot 0.112\Omega = 11.4W$$

A.7.1.2. PFC-Switch

Die folgenden Angaben aus dem Datenblatt werden berücksichtigt zur Berechnung der Verlustleistung:

r_{DS_ON}	$\rightarrow$	Drain-source-on-resistance	=	94 $m\Omega$
C_{rss}	$\rightarrow$	Reverse transfer capacitance	=	8 pF
C_{oss}	$\rightarrow$	Output capacitance	=	$70pF$
Q_g	$\rightarrow$	Total gate charge	=	75 nC
t_r	$\rightarrow$	Switching time (rise time)	=	25 ns
t_f	$\rightarrow$	Switching time (fall time)	=	7 ns

Die Verluste am MOSFET ergeben sich hauptsächlich aus den Leit-und Schaltverlusten.

$$P_{Verlust_Switch} = P_{cond} + P_{SW}$$

<u>Leitverluste</u>

$$P_{cond} = I^2_{DS_RMS} \cdot r_{DS_ON}$$

Zur Bestimmung von I_{DS_RMS} wird die folgende Formel verwendet [10].

$$I_{DS_RMS} = \frac{P_{out}}{V_{in_min}} \cdot \sqrt{2 - \frac{16 \cdot V_{in_min}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}}} = \frac{800W}{85V\sqrt{2}} \cdot \sqrt{2 - \frac{16 \cdot 85V\sqrt{2}}{3 \cdot \pi \cdot 400V}} = 8.1A$$

Daraus folgt:

$$P_{cond} = I_{DS_RMS}^2 \cdot r_{DS_ON} = (8.1A)^2 \cdot 94m\Omega = 6.2W$$

<u>Schaltverluste</u>

$$P_{SW} = f_{SW}\left[\frac{1}{2} \cdot V_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{in_RMS} \cdot (t_r + t_f) + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{out}^2\right]$$

Bei einer Schaltfrequenz f_{SW} von 117kHz ergibt sich für P_{SW} eine Verlustleistung von 11.35W.
Die gesamte Verlustleistung am MOSFET beträgt:

$$\underline{P_{Verlust_Switch}} = P_{cond} + P_{SW} = 6.2W + 11.35W = \underline{17.55W}$$

A.7.1.3. PFC-Diode

Da es sich um eine Schottky Diode handelt, werden die Reverse-Recover-Verluste vernachlässigt. Die Bestimmung der Verlustleistung vereinfacht sich entsprechend und wird mit der folgenden Formel berechnet:

$$P_{Verlust_Diode} = U_F \cdot I_{out} = U_F \cdot \frac{P_{aus}}{U_{aus}} = U_F \cdot \frac{800W}{400V}$$

Gemäss den Angaben im Datenblatt ergibt sich bei $I_F = I_{aus} = 2\text{A}$ ein Spannungsabfall über der Diode von $U_F = 1.25\text{V}$. Folglich gilt für die Verlustleistung:

$$P_{Verlust_Diode} = U_F \cdot I_{aus} = 1.25V \cdot 2A = 2.5W$$

A.7.1.4. Brückengleichrichter

Für die Verlustleistung des Gleichrichters gilt:

$$P_{Verlust_GR} = 2 \cdot U_F \cdot I_{ein_AVG_max}$$

Es gilt:

$$I_{ein_AVG_max} = \frac{2 \cdot I_{ein_max}}{\pi} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ein_RMS}}{\pi} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 10.1A}{\pi} = 9.09A$$

Entsprechend dem Datenblatt stellt sich bei einem mittleren Strom von 9A pro Diode einen Spannungsabfall U_F von 0.85V ein. Für die Verlustleistung gilt somit:

$$P_{Verlust_GR} = 2 \cdot V_F \cdot I_{in_AVG_max} = 2 \cdot 0.85V \cdot 9.09A = 15.5W$$

A.7.2. Inverterstufe

Die Verlustleistung der Endstufe wird exemplarisch anhand eines hihgh-side FETs (Schalter oben) berechnet. Die folgenden Parameter werden zur Berechnung der Verlustleistung benötigt.

U_{in}	$\rightarrow$	Spannung im Zwischenkreis	=	400V
t_r	$\rightarrow$	Switching time (rise time)	=	10ns
t_f	$\rightarrow$	Switching time (fall time)	=	8.8ns
f_{SW}	$\rightarrow$	Schaltfrequenz	=	100kHz
C_{oss}	$\rightarrow$	Output capacitance	=	60pF
D_{ON_max}	$\rightarrow$	Maximaler Duty Cycle ON	=	0.8
r_{DS_ON}	$\rightarrow$	Drain-Source-on-resistance	=	0.18 Ω

<u>Leitverluste</u>

$$P_{cond_HL} = I^2_{DS_RMS} \cdot r_{DS_ON} \cdot D_{ON_max}$$

Für eine plausible Abschätzung von I_{DS_RMS}, wurde der aufgenommene Strom vom Kompressormotor M1 im Netzbetrieb aufgenommen. Die Messung ergab einen Effektivwert von $I_{RMS} = 2.26$A.

$$P_{cond_HL} = I^2_{DS_RMS} \cdot r_{DS_ON} \cdot D_{ON_max} = (2.26A)^2 \cdot 180m\Omega \cdot 0.8 = 0.74W$$

Schaltverluste

$$P_{SW} = f_{SW}\left[\frac{1}{2}\cdot U_{in}\cdot\sqrt{2}\cdot I_{DS_RMS}\cdot(t_r+t_f)+\frac{1}{2}\cdot C_{oss}\cdot U_{in}^2\right]$$

$$= 100kHz\left[\frac{1}{2}\cdot 400V\cdot\sqrt{2}\cdot 2.26A\cdot(10ns+8.8ns)+\frac{1}{2}\cdot 60pF\cdot(400V)^2\right]$$

$$= 1.68W$$

Die Gesamtverlustleistung an einem high-side Switch beträgt:

$$P_{Verlust_HL} = P_{cond_HL} + P_{SW} = 0.74W + 1.68W = 2.42W$$

A.8. Kühlkonzept

A.8.1. Eingangsstufe

In der Abbildung A.2 sind die Parameter der einzelnen Bauteile mit Kühlkörper und zusätzlichem Lüfter aufgeführt. Der jeweilige Wert des thermischen Kontaktwiderstandes zwischen der Oberfläche vom Bauteil und dem Kühlkörper entspricht einer Schätzung. Die restlichen Werte stammen aus den Datenblättern.

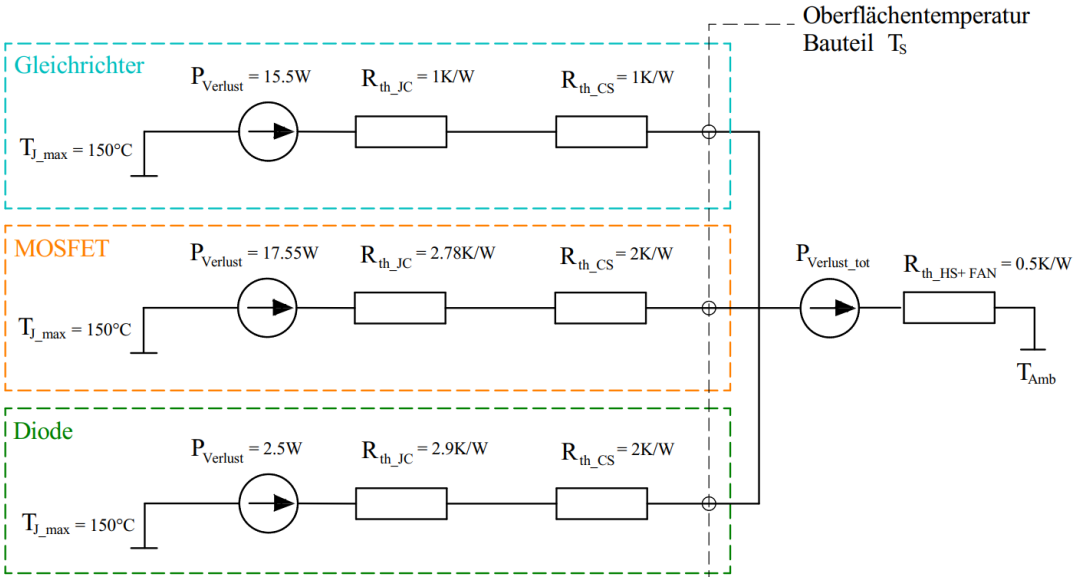


Abb. A.2: Thermische Wirkungskette Eingangsstufe

Für den MOSFET ergibt sich eine maximale Oberflächentemperatur von:

$$T_{S_max} = T_{J_max} - P_{Verlust} \cdot \left(R_{th_JC} + R_{th_CS}\right) = 66.1°C$$

A.8.2. Inverterstufe

Die Wirkungskette ist in der Abbildung A.3 dargestellt. Die Bauteile teilen sich wie bei der Eingangsstufe einen gemeinsamen Kühlkörper.

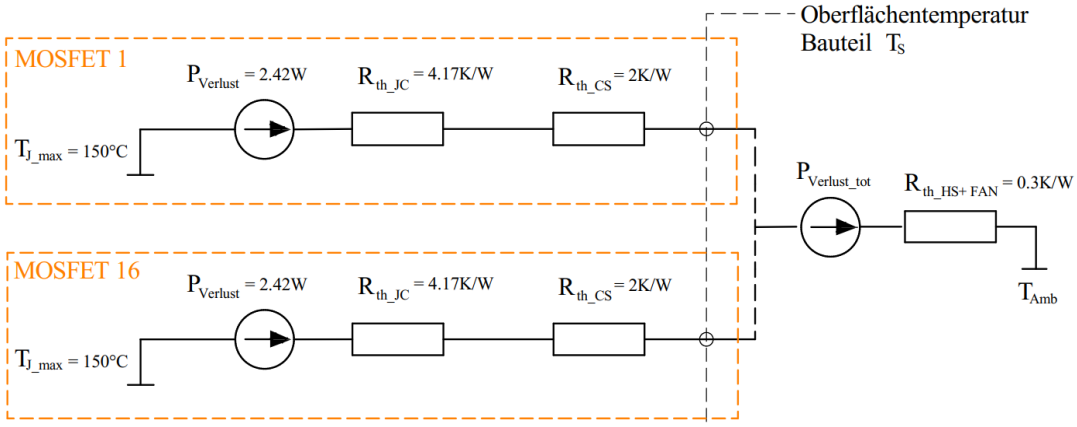


Abb. A.3: Thermische Wirkungskette Inverterstufe

Analog zur Eingangsstufe kann nun T_{Amb_max} berechnet werden. Die maximale Umgebungstemperatur für die Endstufe beträgt 123 °C unter Berücksichtigung, dass der Kühllüfter eingeschaltet ist.

B. Simulationen

B.1. Simulationsbeispiel Strommessung

Im Zwischenkreis wird nach 50ms einen Stromsprung von 2A simuliert. Als Störgrösse wird dem Signal einen Sägezahnrippelstrom mit einer Amplitude von 1A und einer Frequenz von 50kHz überlagert. Der Schaltungsaufbau ist in der Abbildung B.2 dargestellt.

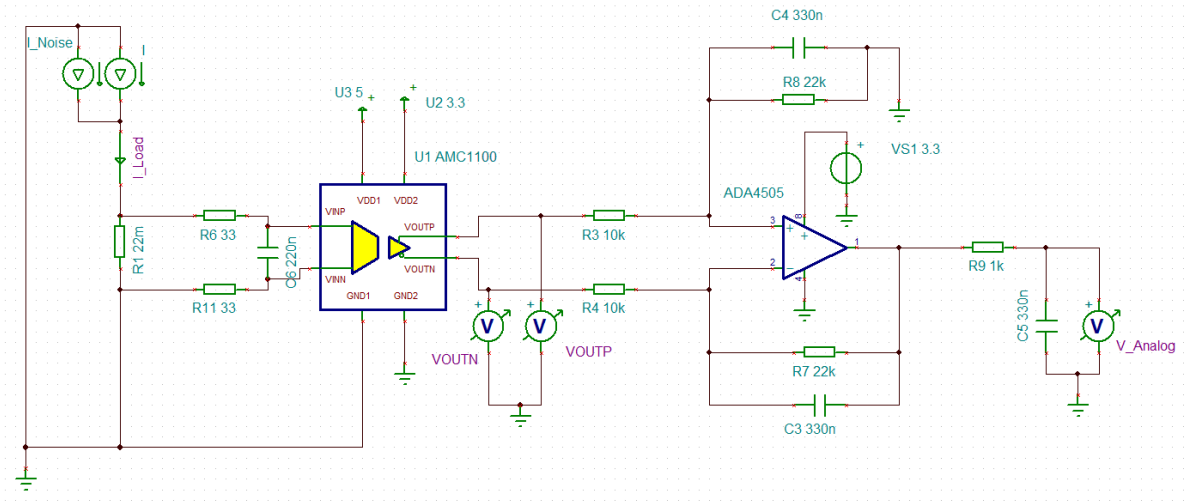


Abb. B.1: Schaltungsaufbau

Der Strom I verursacht im Messwiderstand und folglich am Eingang der isolierten Verstärkerstufe, einen Spannungsabfall von

$$VNP - VNN = I \cdot R1 = 2A \cdot 0.022\Omega = 44mV$$

Dieser wird im AMC1100 mit dem Faktor 8 verstärkt. Zwischen VOUTP und VOUTN resultiert ein Potentialunterschied von

$$VOUTP - VOUTN = 8 \cdot 44mV = 352mV$$

Aufgrund der differential to single-ended Ausgangsverstärkerstufe mit dem Verstärkungsfaktor 2.2 ergibt sich schliesslich für die Spannung V_Analog einen Wert von :

$$V_Analog = 352mV \cdot 2.2 = 774mV$$

Die entsprechenden Kurvenverläufe sind in der folgenden Abbildung dargestellt.

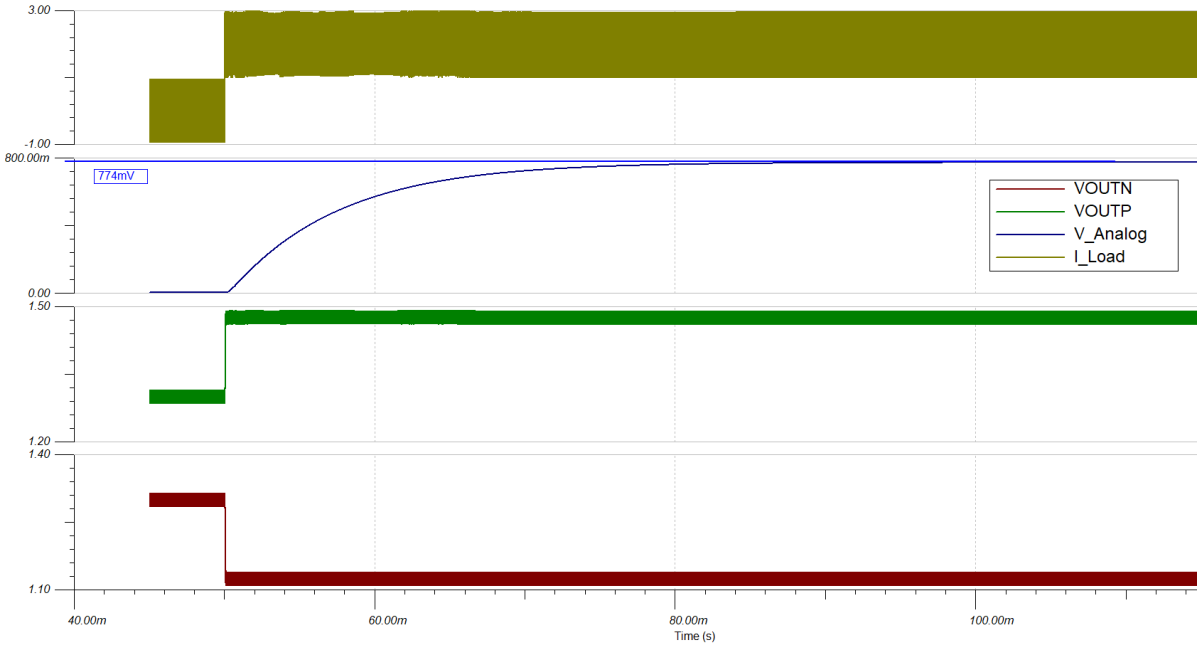


Abb. B.2: Kurvenverläufe Berechnungsbeispiel

Es ist ersichtlich, dass die beiden Kurven $VOUTP$, sowie $VOUTN$ den selben Ausgangswert von 1.29V haben. Dies entspricht der Gleichtaktspannung der isolierten Verstärkerstufe.
Ebenso lässt sich der Effekt der Filterstufen zu Erkennen. Während der Störstrom im I_LOAD noch dominant vertreten ist, tritt er in den Spannungen $VOUTP$, respektive $VOUTN$ nur noch gedämpft auf. In der Ausgangsspannung V_Analog ist der Rippelstrom gar nicht mehr zu erkennen.

Im Mikrocontroller integriert befindet sich der Analog-zu-Digital-Konverter, dieser wandelt die Spannung mit einer Auflösung von 12Bit in einen Zahlenwert im Bereich von 0 bis $2^{12}-1$ um. Die Messschaltung sieht vor, dass die Spannung am ADC (V_Analog) bei einem Laststrom von 0A ebenfalls zu einem Wert von 0V führt und bei 8.5A entsprechend 3.3V beträgt. Der digitale Ausgangswert des ADCs beträgt im Berechnungsbeispiel mit einem Laststrom von 2A:

$$Res_Digital = \frac{2^{12}-1}{V_{Ref}} \cdot \frac{I_{Load}}{8.5A} \cdot V_{Ref} = \frac{2^{12}-1}{3.3V} \cdot V_Analog = 960$$

C. Messergebnisse

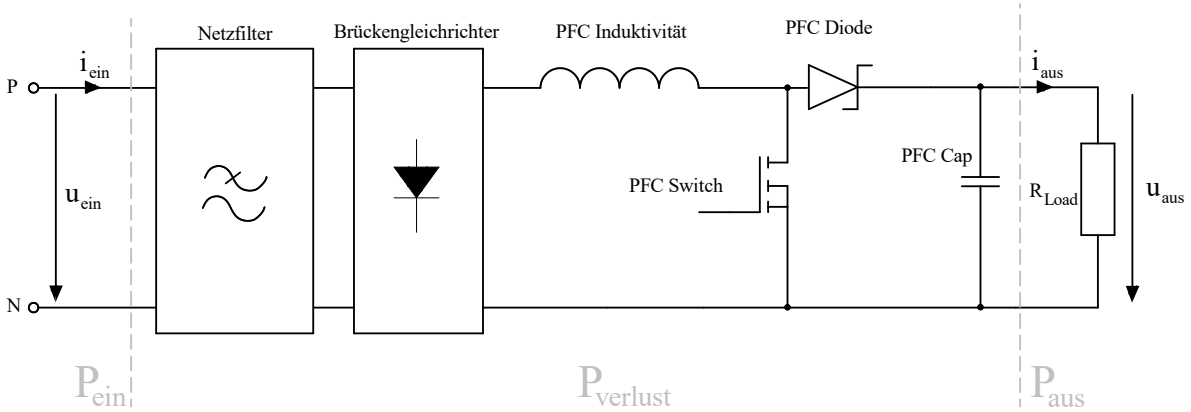
C.1. Funktionstest Eingangsstufe und Netzfilter

Diese Messung soll Aufschluss geben über die Funktion der Eingangsstufe bei unterschiedlicher Belastung. Da direkt bei der Netzkopplung gemessen wird, sollen die Ergebnisse auch den Effekt der Netzfilterung aufzeigen.

Messbedingung

Parameter		Wert
Netzspannung	u_{in}	230VAC
Netzfrequenz	f_{in}	50 Hz
Nennausgangsleistung	P_Nenn_{aus}	200W-800W
Zwischenkreisspannung	U_{aus}	400VDC
Schaltfrequenz PFC	f_{SW}	117kHz

Messaufbau



Messergebnisse

Die Resultate der Messungen sind in der Tabelle 5 aufgelistet. Die Ergebnisse der ersten Zeile wurden bei ausgeschaltetem PFC aufgenommen.

P_{aus}[W]	u_{ein}[V]	i_{ein}[A]	$cos(\varphi_1)$	P_{ein}[W]	u_{aus}[V]	i_{aus}[A]	η[%]	λ	$i_{THD_{ein}}$[%]
127	238.3	0.913	0.47	129.8	325	0.39	97.86	0.26	151
199	238	1.0	0.9	213.44	398.3	0.5	93.3	0.88	22.5
293	235.6	1.34	0.95	297.4	398.3	0.735	98.47	0.94	16.16
398.8	236.3	1.77	0.975	404.2	398.7	1.0	98.7	0.97	8.98
501.5	234.8	2.23	0.982	509	398	1.26	98.5	0.98	7.06
604.4	235.6	2.66	0.984	614.8	398.4	1.52	98.3	0.98	6.45
795.12	235	3.5	0.99	808.9	398	2.0	98.3	0.99	6.2

Tab. 5: Messergebnisse Eingangsstufe inkl. Netzfilterung

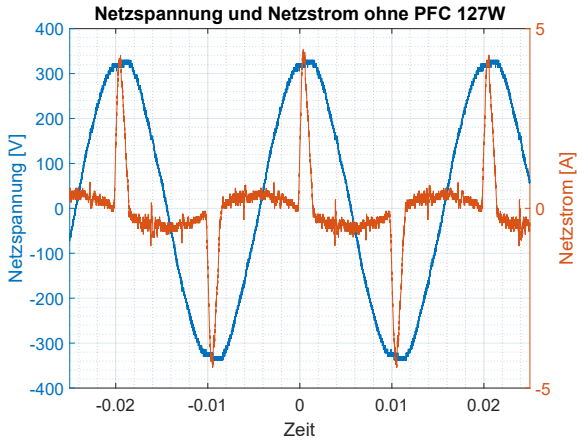
es gilt:

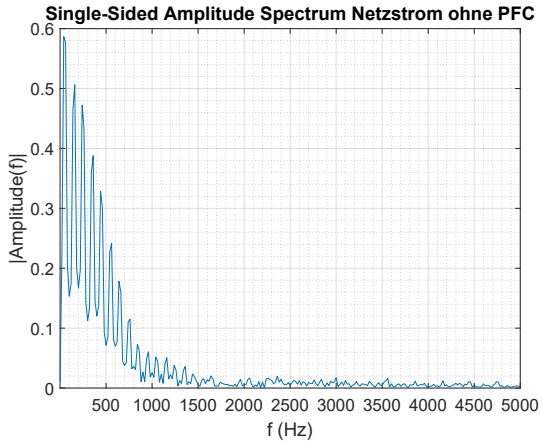
$$\lambda \quad : \quad \text{Leistungsfaktor} \quad = \quad \frac{i_{ein_eff_v=1}}{i_{eff}} \cdot cos(\varphi_1)$$

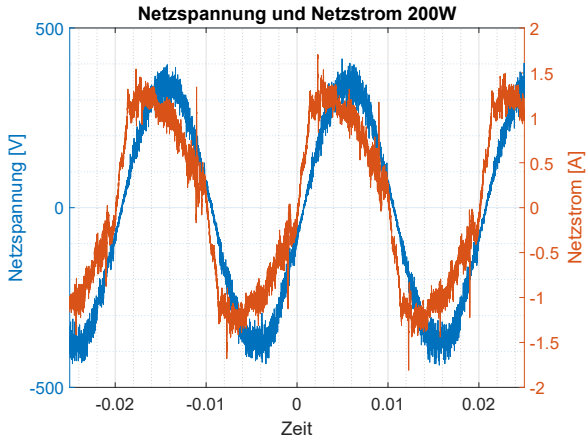
$$\eta \quad : \quad \text{Wirkungsgrad} \quad = \quad \frac{P_{aus}}{P_{ein}}$$

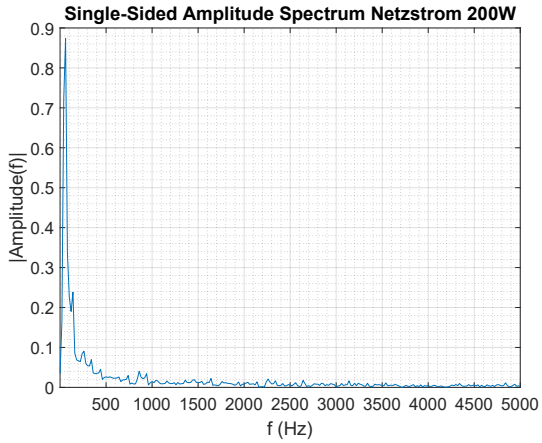
$$i_{THD_{ein}} \quad : \quad \text{Total Harmonic Distortion } i_{ein} \quad = \quad \frac{\sqrt{i^2_{eff_v=2} + i^2_{eff_v=3} + ... + i^2_{eff_v=n}}}{i_{eff_v=1}}$$

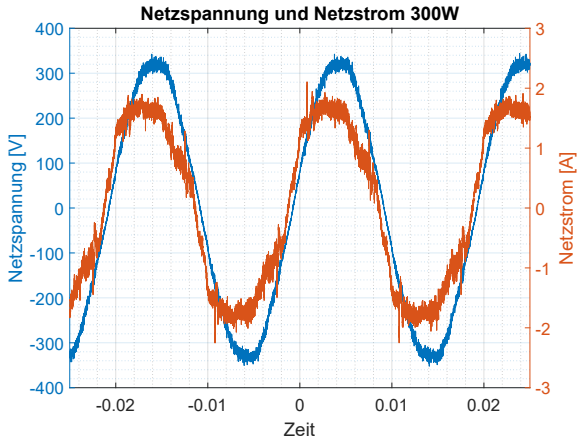
Auf den nachfolgenden Grafiken sind die dazugehörigen Kurvenverläufe des Netzstroms und der Netzspannung ersichtlich.

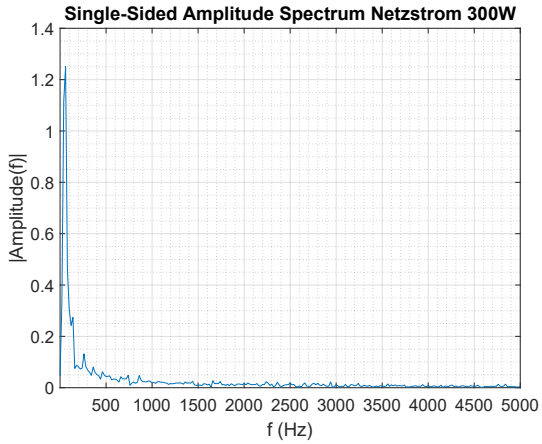

Netzspannung und Netzstrom ohne PFC 127W
Netzspannung [V]
Netzstrom [A]
Zeit

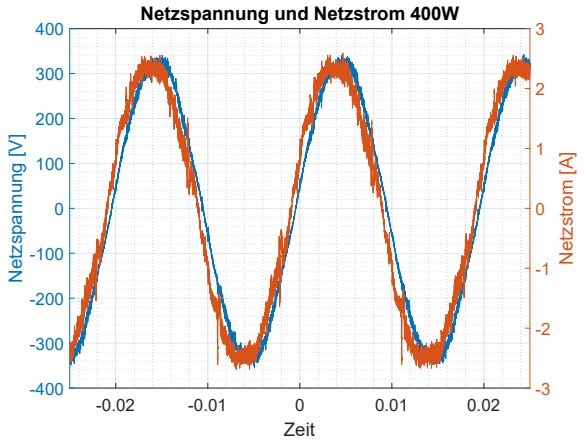

Single-Sided Amplitude Spectrum Netzstrom ohne PFC
|Amplitude(f)|
f (Hz)

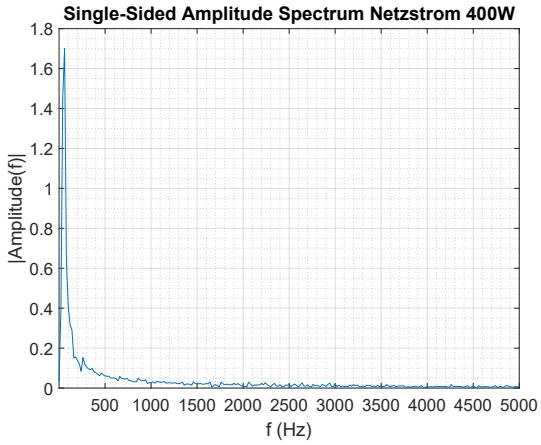

Netzspannung und Netzstrom 200W
Netzspannung [V]
Netzstrom [A]
Zeit

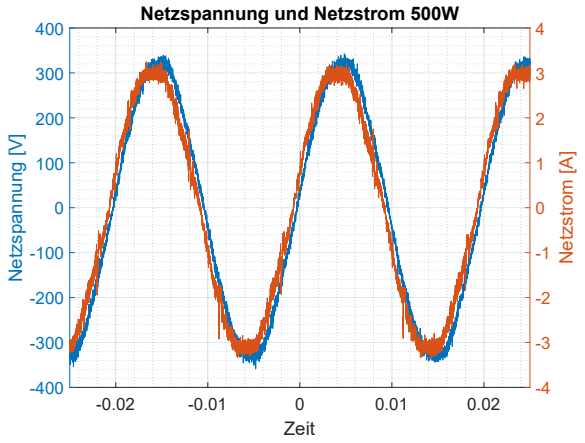

Single-Sided Amplitude Spectrum Netzstrom 200W
|Amplitude(f)|
f (Hz)

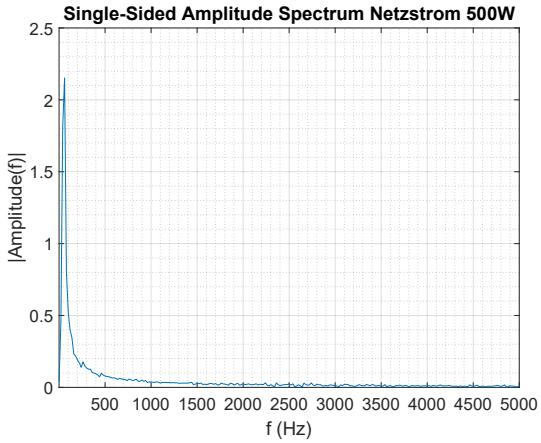

Netzspannung und Netzstrom 300W
Netzspannung [V]
Netzstrom [A]
Zeit

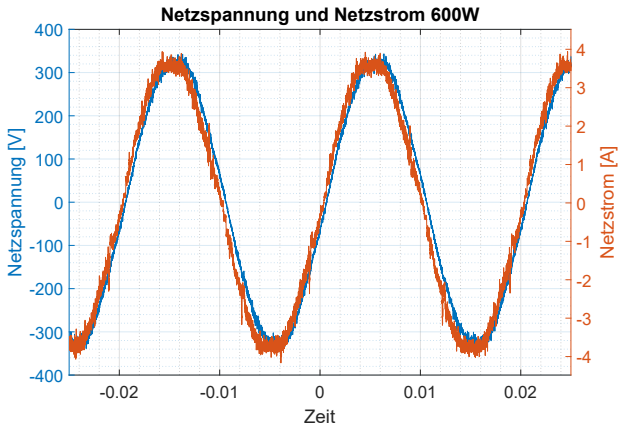

Single-Sided Amplitude Spectrum Netzstrom 300W
|Amplitude(f)|
f (Hz)

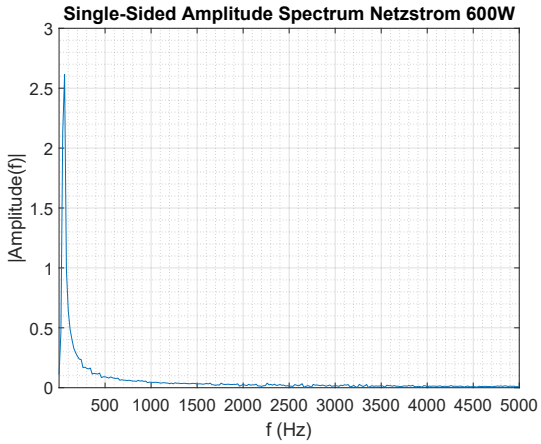

Netzspannung und Netzstrom 400W
Netzspannung [V]
Netzstrom [A]
Zeit

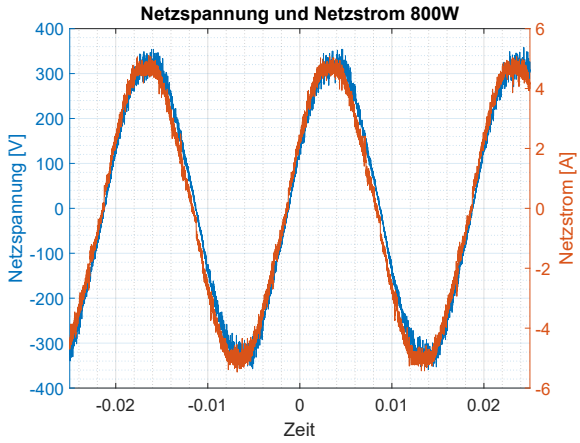

Single-Sided Amplitude Spectrum Netzstrom 400W
|Amplitude(f)|
f (Hz)

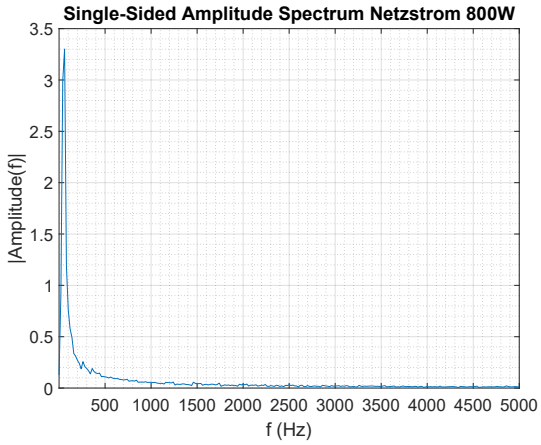

Netzspannung und Netzstrom 500W
Netzspannung [V]
Netzstrom [A]
Zeit


Single-Sided Amplitude Spectrum Netzstrom 500W
|Amplitude(f)|
f (Hz)


Netzspannung und Netzstrom 600W
Netzspannung [V]
Netzstrom [A]
Zeit


Single-Sided Amplitude Spectrum Netzstrom 600W
|Amplitude(f)|
f (Hz)





C.1.1. Temperaturmessung Eingangsstufe

Zur Evaluierung des Kühlkonzeptes wurden verschiedene Temperaturmessungen bei unterschiedlicher Belastung durchgeführt. Die folgenden Grafiken ergaben bei einer Leistung von 600W und zeigen den Effekt der aktiven Kühlung auf die Oberflächentemperatur.

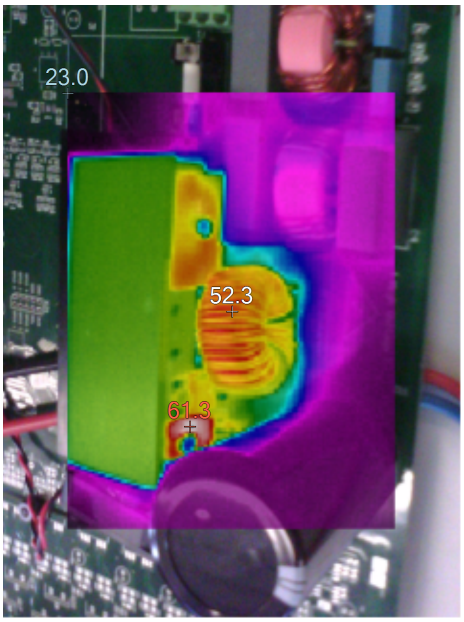


Abb. C.1: ohne aktive Kühlung

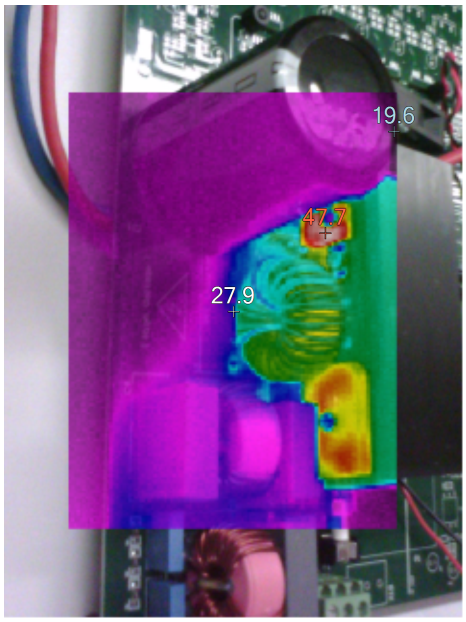


Abb. C.2: mit aktiver Kühlung

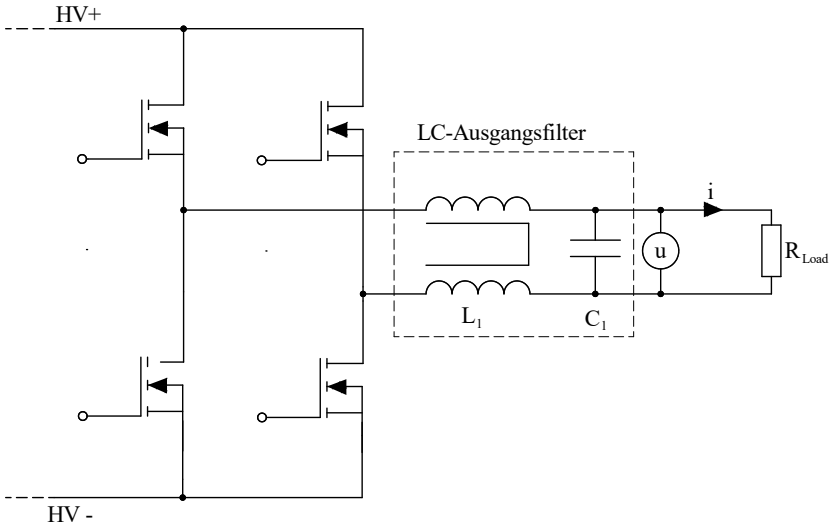
C.2. Inverterstufe und Ausgangsfilter

Diese Messung soll die Funktion der Inverterstufe verifizieren. Zusätzlich soll der Effekt eines Ausgangsfilters auf die Ausgangsspannung getestet werden. In einem weiteren Test wurde die HW-Totzeit Schaltung überprüft. Dazu wurden zwei übereinanderliegende Schalter überschneidend angesteuert.

Messbedingung

Parameter		Wert
Zwischenkreisspannung	U_{HV}	50VDC,75VDC
Ausgangsfrequenz	f_{aus}	10Hz, 50Hz
Filterkapazität	C1	$1\mu F$
Filterinduktivität	L1	$13mH$
Belastungswiderstand	R_{Load}	50Ω

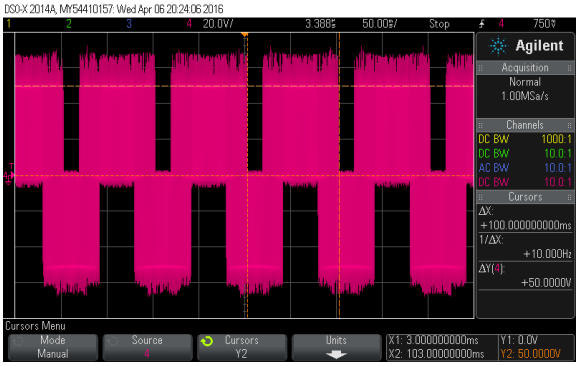
Messaufbau

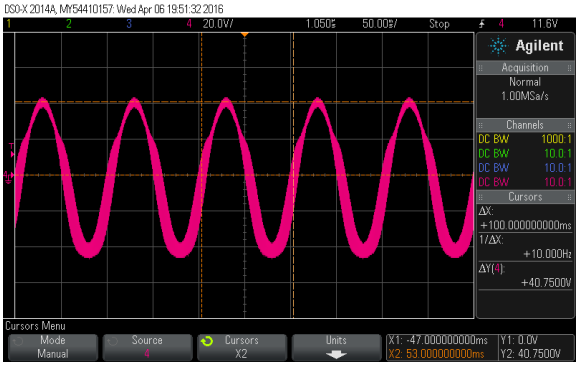


Messergebnis 1

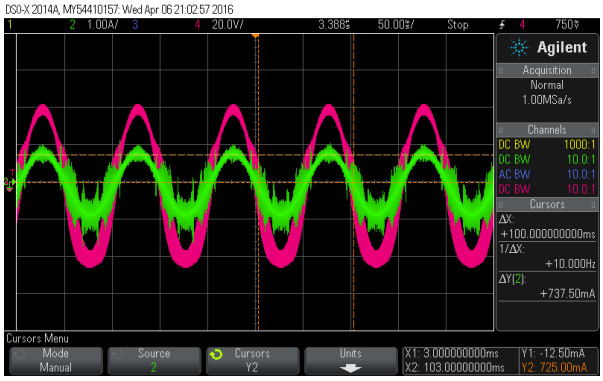
Die folgenden Kurvenverläufe ergeben sich bei belasteter und unbelasteter Schaltung.

Ausgangsspannung unbelastet



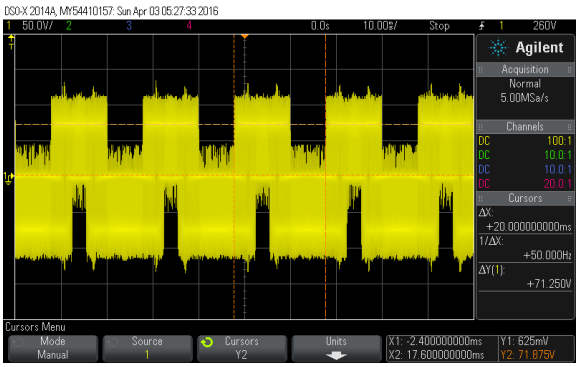


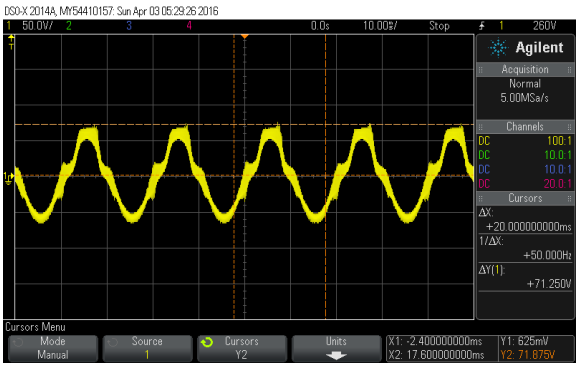
Ausgangsspannung und Ausgangsstrom (grün) belastet



Messergebnis 2

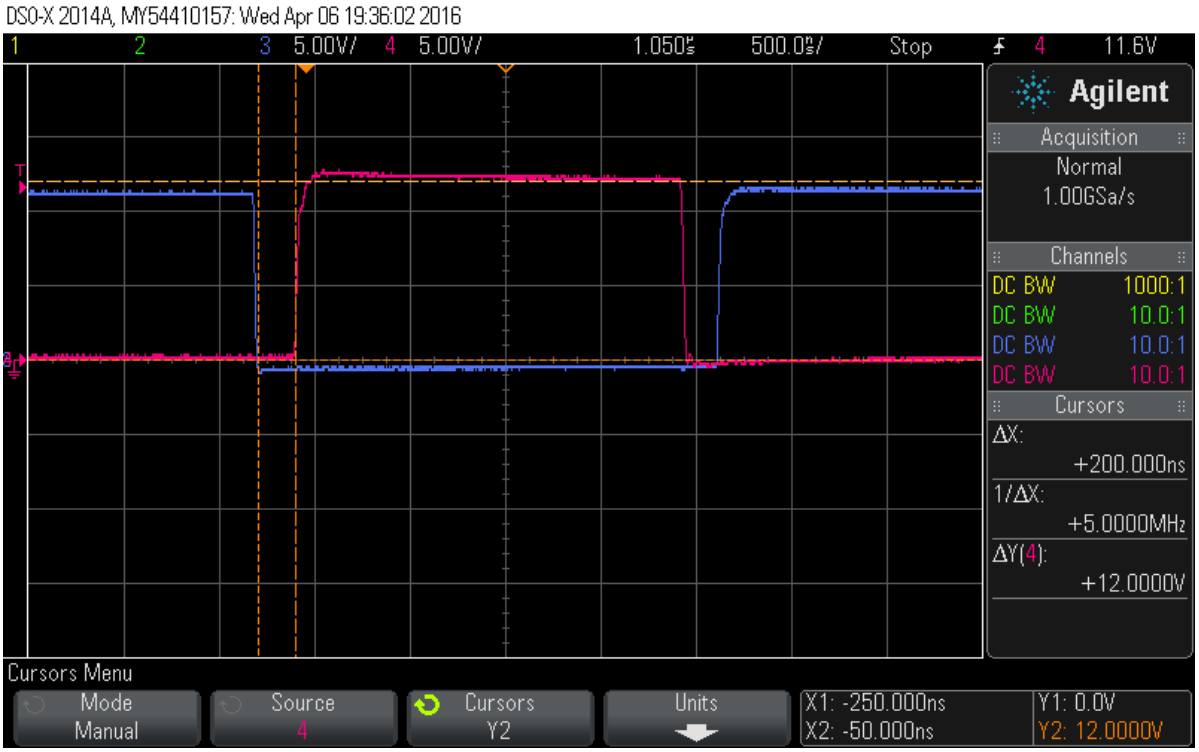
Die folgende Grafik zeigt den Effekt eines Tiefpassfilters auf die Ausgangsspannung. Die Zwischenkreisspannung beträgt in diesem Versuch 75VDC und die Ausgangsfrequenz 50Hz.





Messergebnis 3

Die folgende Grafik zeigt die Gatespannung der beiden Schalter und lässt erkennen, dass die Mindesttotzeit eingehalten wird.



D. Testpunkte

Bezeichnung	**Signal**	**Funktion**
TP1	Gatetreiber M3_V low-side	Inverterstufe
TP2	Gatetreiber M3_V high-side	Inverterstufe
TP3	Gatetreiber M3_U low-side	Inverterstufe
TP4	Gatetreiber M3_U high-side	Inverterstufe
TP5	Gatetreiber M2_W low-side	Inverterstufe
TP6	Gatetreiber M2_W high-side	Inverterstufe
TP7	Gatetreiber M2_V low-side	Inverterstufe
TP8	Gatetreiber M2_V high-side	Inverterstufe
TP9	Gatetreiber M2_U low-side	Inverterstufe
TP10	Gatetreiber M2_U high-side	Inverterstufe
TP11	Gatetreiber M1_W low-side	Inverterstufe
TP12	Gatetreiber M1_W high-side	Inverterstufe
TP13	Gatetreiber M1_V low-side	Inverterstufe
TP14	Gatetreiber M1_V high-side	Inverterstufe
TP15	Gatetreiber M1_U low-side	Inverterstufe
TP16	Gatetreiber M1_U high-side	Inverterstufe
TP17	NTC-Analogwert	Lufttemperaturmessung
TP18	Analogmesswert Strom	HV-Zwischenkreismessung
TP19	Gateansteuerung MOSFET	PFC

Tab. 6: Übersicht Testpunkte

E. Weitere Angaben

E.1. Isolationswerte Galvanische Trennung

Die Bauteile, welche eine galvanische Trennung erfordern sind nummeriert und die dazugehörigen Spannungswerte können der Tabelle 7 entnommen werden.

Nr.	Bezeichnung	Isolationsspannung
1	AC/DC-Schaltnetzteil	5656 V_{DC}
2	Digitalisolator	3000 V_{RMS}
3	Push-Pull Transformator	3125 V_{AC}
4	Isolierter Operationsverstärker (Strommessung)	5100 V_{RMS}
5	Gate-Treiber Module	5700 V_{RMS}

Tab. 7: Übersicht Isolationswerte

E.2. Übersicht Kennwerte Aktoren

Aufgrund von Messungen und Herstellerangaben ergeben sich die in der Tabelle 8 aufgeführten Parameter bei Nennbetrieb (230VAC / 50Hz). Sie dienten als Grundlage beim Entwurf des Prototypen.

	M1	M2	M3	H1	H2
P_{ein}	320W	100W	36W	390W	27W
i	1.6A	0.45A	0.25A	1.7A	0.115A
$cos(\varphi_1)$	0.7	0.97	0.65	0.99	0.99
n	-	$2600min^{-1}$	$2780min^{-1}$	-	-
$C_{Betrieb}$	$12\mu F$	$2.5\mu F$	-	-	-

Tab. 8: Übersichtstabelle Aktoren

E.3. Stromverbrauch LV

Die Angaben stammen aus den entsprechenden Datenblättern und entsprechen dem Maximalwert.

Netzbez.	Beschreibung	Stromverbrauch	Stromverbrauch Netz
24V_iso	Digital IO-Stufe	160mA	160mA
12V_iso	Push-Pull Trafo Treiber	70mA (2 x 35mA)	115mA
	LDO Spannungsregler	45mA (3 x 15mA)	
12V	Lüfter	96mA (2 x 48mA)	150.8mA
	Solid State Relais	30mA (2 x 15mA)	
	PFC-Modul	8.8mA	
	LDO	15mA	
12V_Aux	Gate Driver Modul HV	40mA (8 x 5mA)	40mA
5V	AMC1100 Trennverstärker	8mA	23mA
	LDO Spannungsregler	15mA	
5V_iso	Gate Driver Modul LV	40mA (8 x 5mA)	55mA
	LDO Spannungsregler	15mA	
3V3_iso	Mikrocontroller Unit	170mA	172mA
	LED Grün	2mA	

Tab. 9: Übersicht Stromverbrauch Gleichspannung

Der gesamte Stromverbrauch beläuft sich auf ungefähr 715.8mA. Dieser Wert ergibt sich nur für die Annahme, dass die maximalen Stromwerte alle zur selben Zeit erreicht werden. Der verwendete AC/DC Spannungskonverter TMG_15112 hat einen Weitbereichseingang von 90-264VAC und eine Ausgangsleistung von 15W bei 12VDC.

F. Software

DAVE™ - professional development platform for XMC™ microcontrollers
`https://infineoncommunity.com/dave-download_ID645`

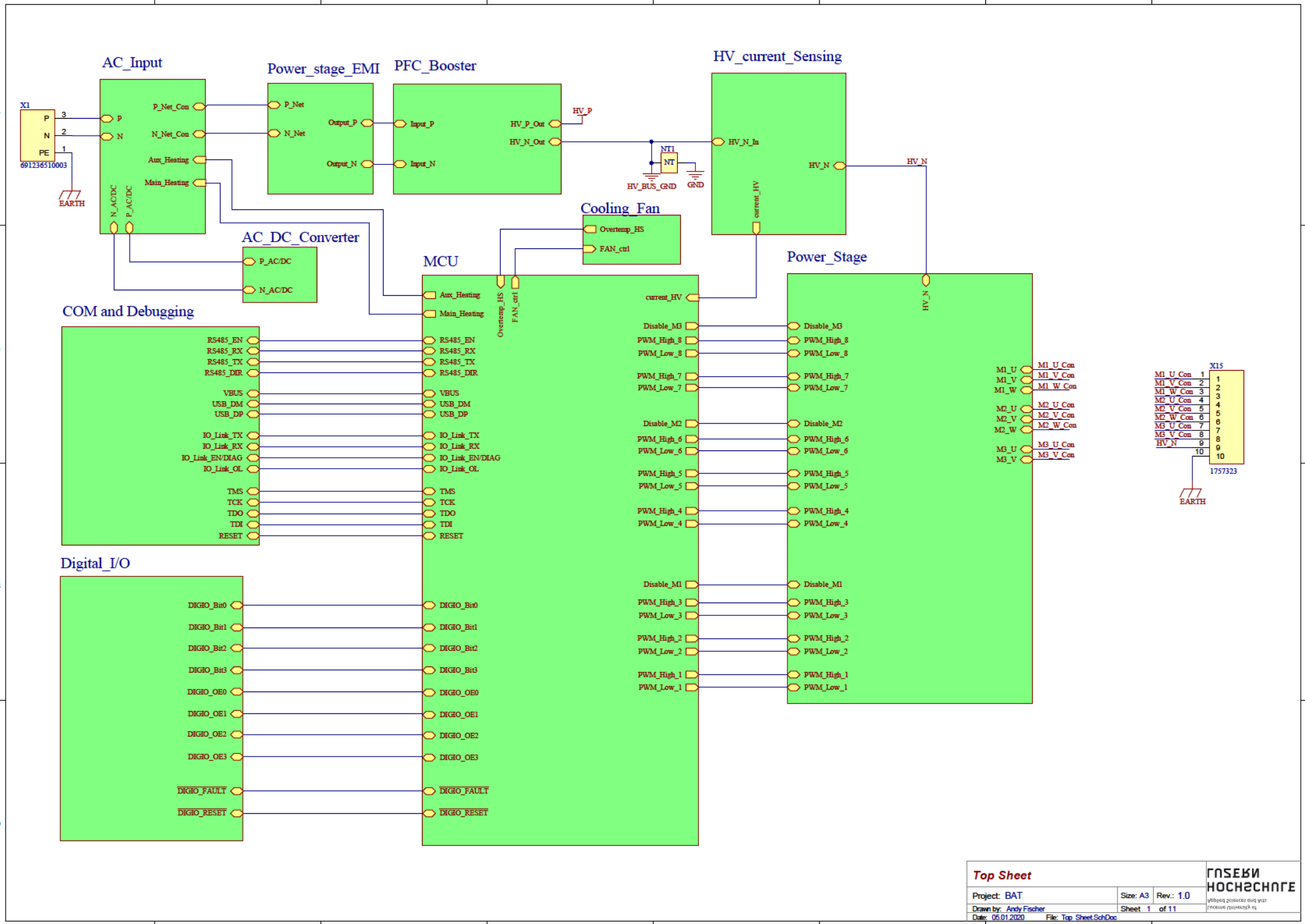
Altium, PCB-Designsoftware
`SoftwarekioskHSLU`

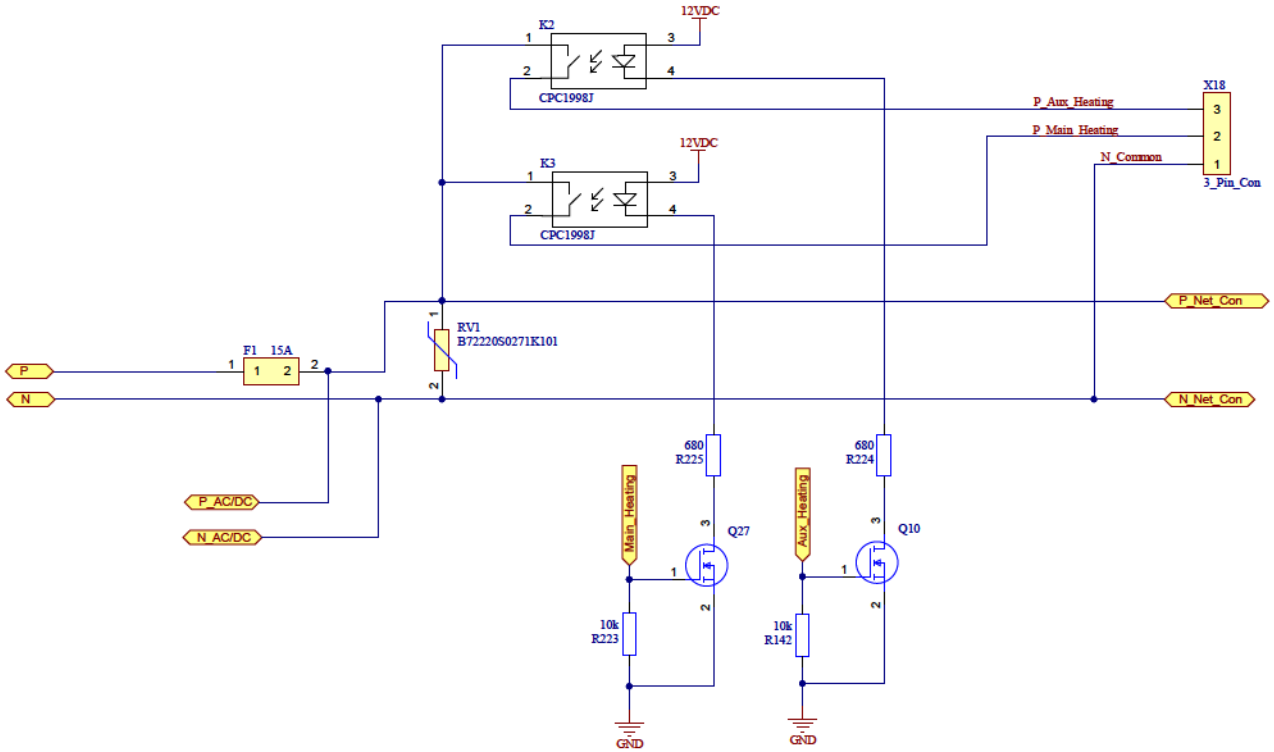
Matlab & Simulink, Version R210a
`SoftwarekioskHSLU`

TINA 11
`SoftwarekioskHSLU`

Sine Look Up Table Generator
`https://daycounter.com/Calculators/Sine-Generator-Calculator.phtml`

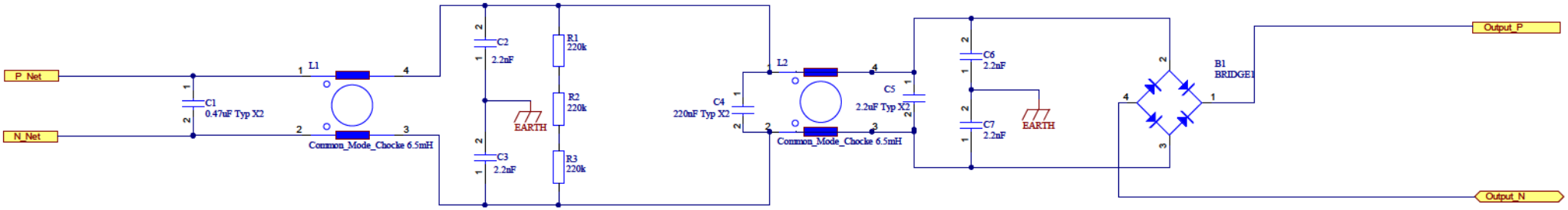
G. Schema


AC_Input
Power_stage_EMI
PFC_Booster
HV_current_Sensing
Cooling_Fan
AC_DC_Converter
MCU
Power_Stage
COM and Debugging
Digital_I/O
X1
691236510003
EARTH
P_Net_Con
N_Net_Con
Aux_Heating
Main_Heating
N_AC/DC
P_AC/DC
P_Net
N_Net
Output_P
Output_N
Input_P
Input_N
HV_P_Out
HV_N_Out
HV_P
NT1
HV_BUS_GND
GND
HV_N_In
HV_N
current_HV
Overtemp_HS
FAN_ctrl
RS485_EN
RS485_RX
RS485_TX
RS485_DIR
VBUS
USB_DM
USB_DP
IO_Link_TX
IO_Link_RX
IO_Link_EN/DIAG
IO_Link_OL
TMS
TCK
TDO
TDI
RESET
DIGIO_Bit0
DIGIO_Bit1
DIGIO_Bit2
DIGIO_Bit3
DIGIO_OE0
DIGIO_OE1
DIGIO_OE2
DIGIO_OE3
DIGIO_FAULT
DIGIO_RESET
Disable_M3
PWM_High_8
PWM_Low_8
PWM_High_7
PWM_Low_7
Disable_M2
PWM_High_6
PWM_Low_6
PWM_High_5
PWM_Low_5
PWM_High_4
PWM_Low_4
Disable_M1
PWM_High_3
PWM_Low_3
PWM_High_2
PWM_Low_2
PWM_High_1
PWM_Low_1
M1_U
M1_V
M1_W
M2_U
M2_V
M2_W
M3_U
M3_V
M1_U_Con
M1_V_Con
M1_W_Con
M2_U_Con
M2_V_Con
M2_W_Con
M3_U_Con
M3_V_Con
X15
1757323
Top Sheet
Project: BAT
Size: A3
Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer
Sheet 1 of 11
Date: 05.01.2020
File: Top_Sheet.SchDoc
FUSERN HOCHSCHULE



AC Input Stage		
Project: BAT	Size: A3	Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer	Sheet 2 of 11	
Date: 05.01.2020	File: AC_Input_SchDoc.SchDoc	

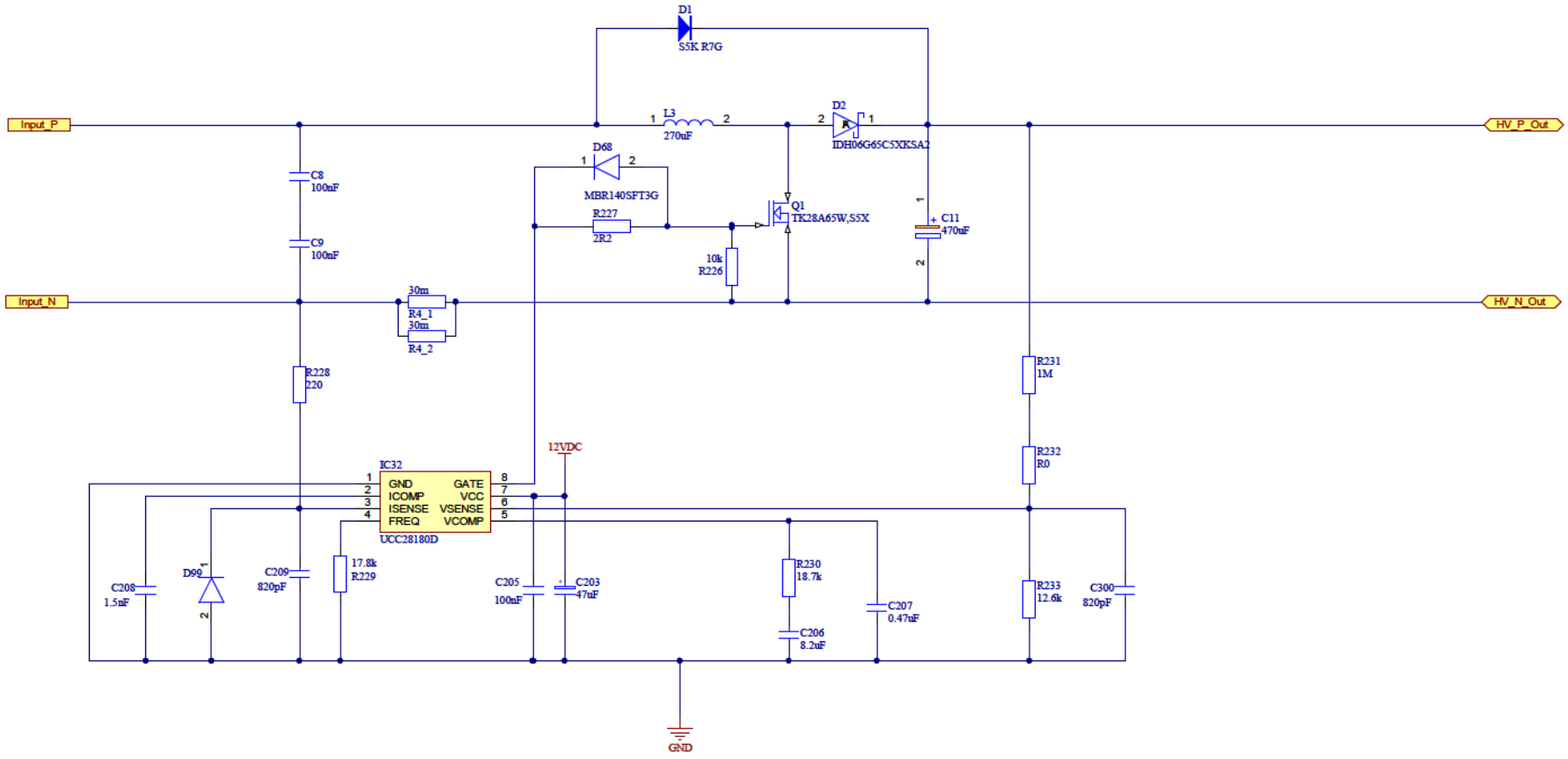
HOCHSCHULE



EMI Filter Stage

Project: BAT	Size: A3	Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer	Sheet 3 of 11	
Date: 05.01.2020	File: Power_stage_EMI.SchDoc	

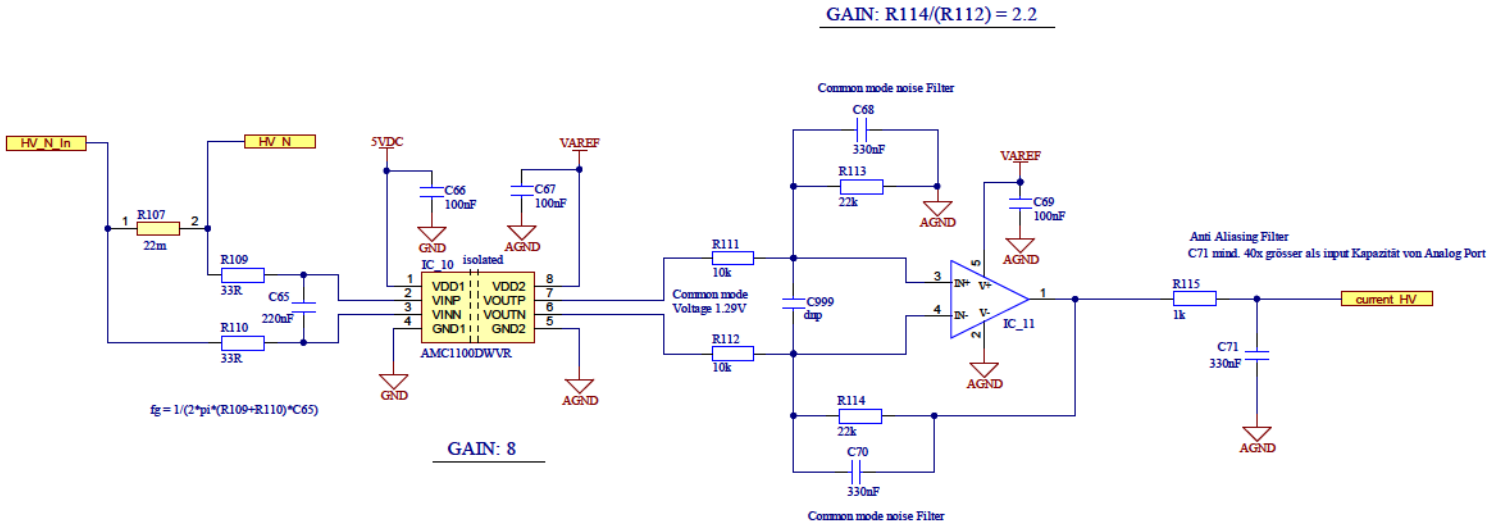
FUSERN HOCHSCHULE



PFC Booster Stage

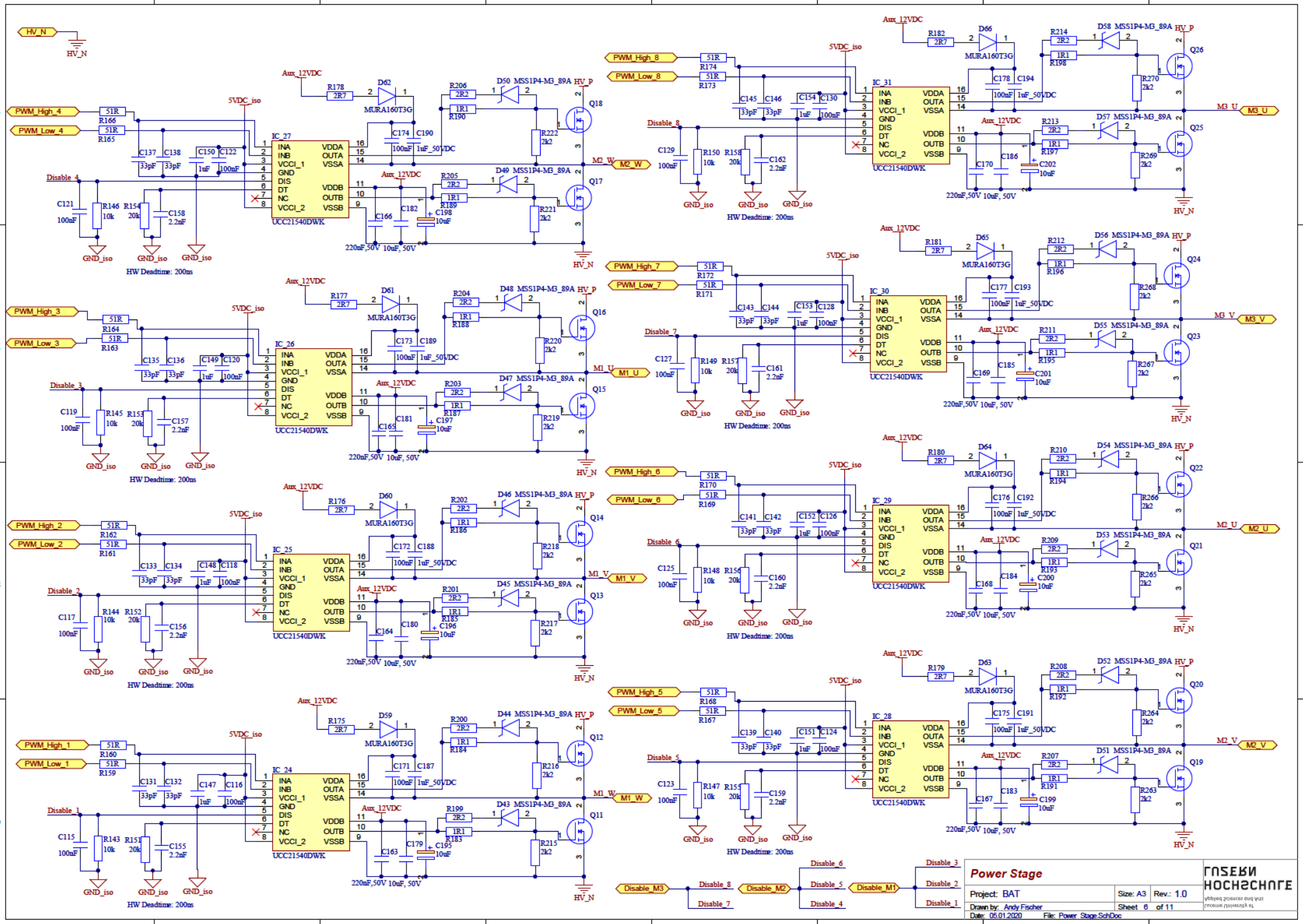
Project: BAT	Size: A3	Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer	Sheet 4 of 11	
Date: 05.01.2020	File: PFC_Booster.SchDoc	

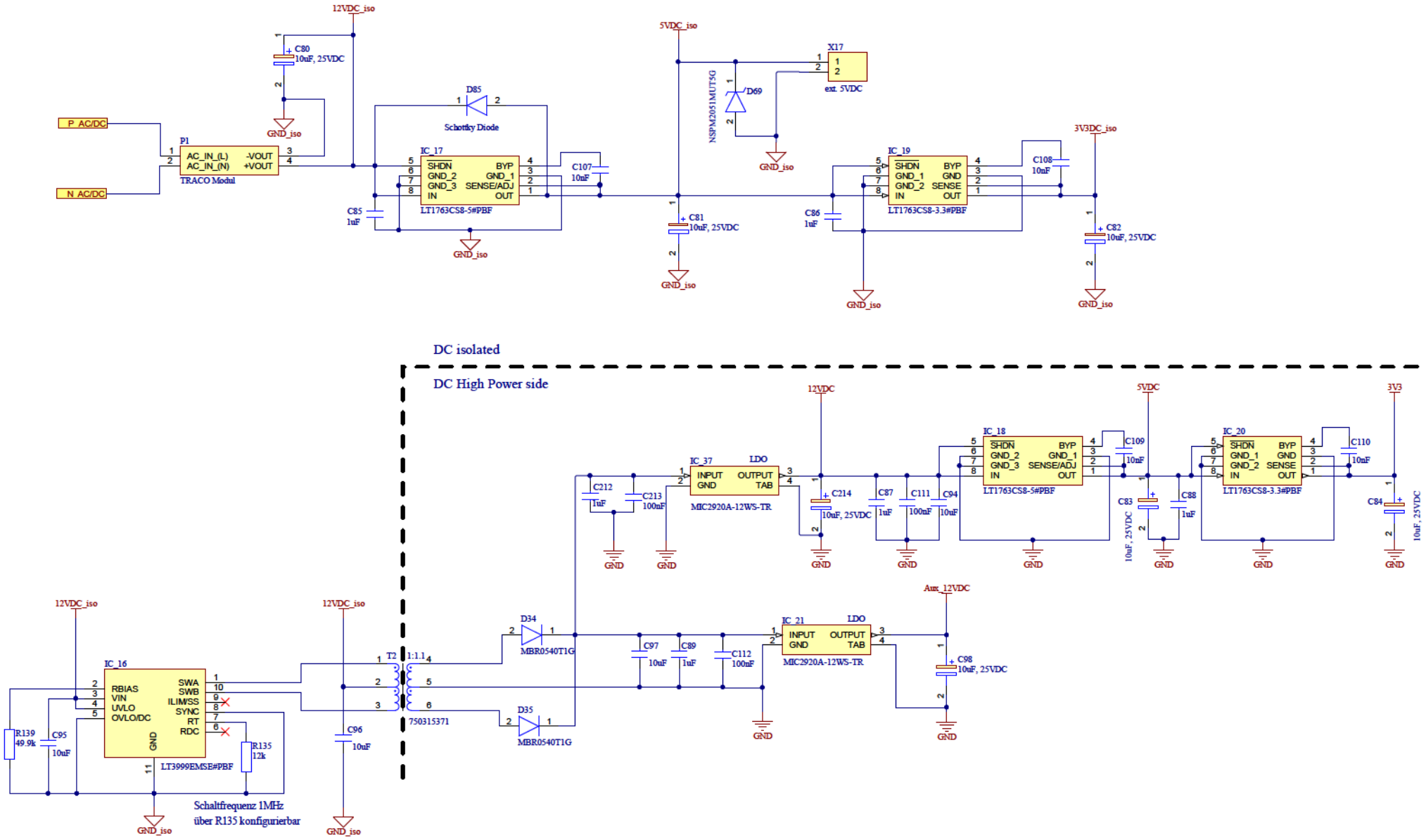
HOCHSCHULE



HV Current Sensing Stage		
Project: BAT	Size: A3	Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer	Sheet 5 of 11	
Date: 05.01.2020	File: HV current Sensing.SchDoc	

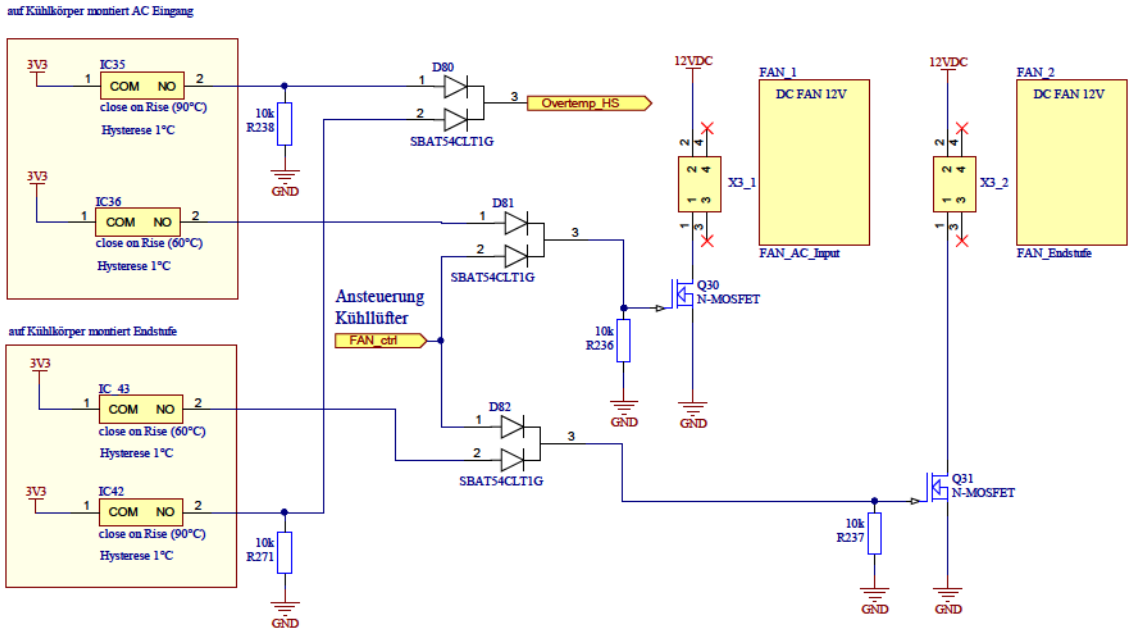
LUSERN HOCHSCHULE


Power Stage
Project: BAT
Size: A3
Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer
Sheet 6 of 11
Date: 05.01.2020
File: Power Stage.SchDoc
HW Deadtime: 200ns
UCC21540DWK
MURA160T3G
MSS1P4-M3_89A
Aux_12VDC
5VDC_iso
HV_P
HV_N
GND_iso
M1_U
M1_V
M1_W
M2_U
M2_V
M2_W
M3_U
M3_V
Disable_M1
Disable_M2
Disable_M3

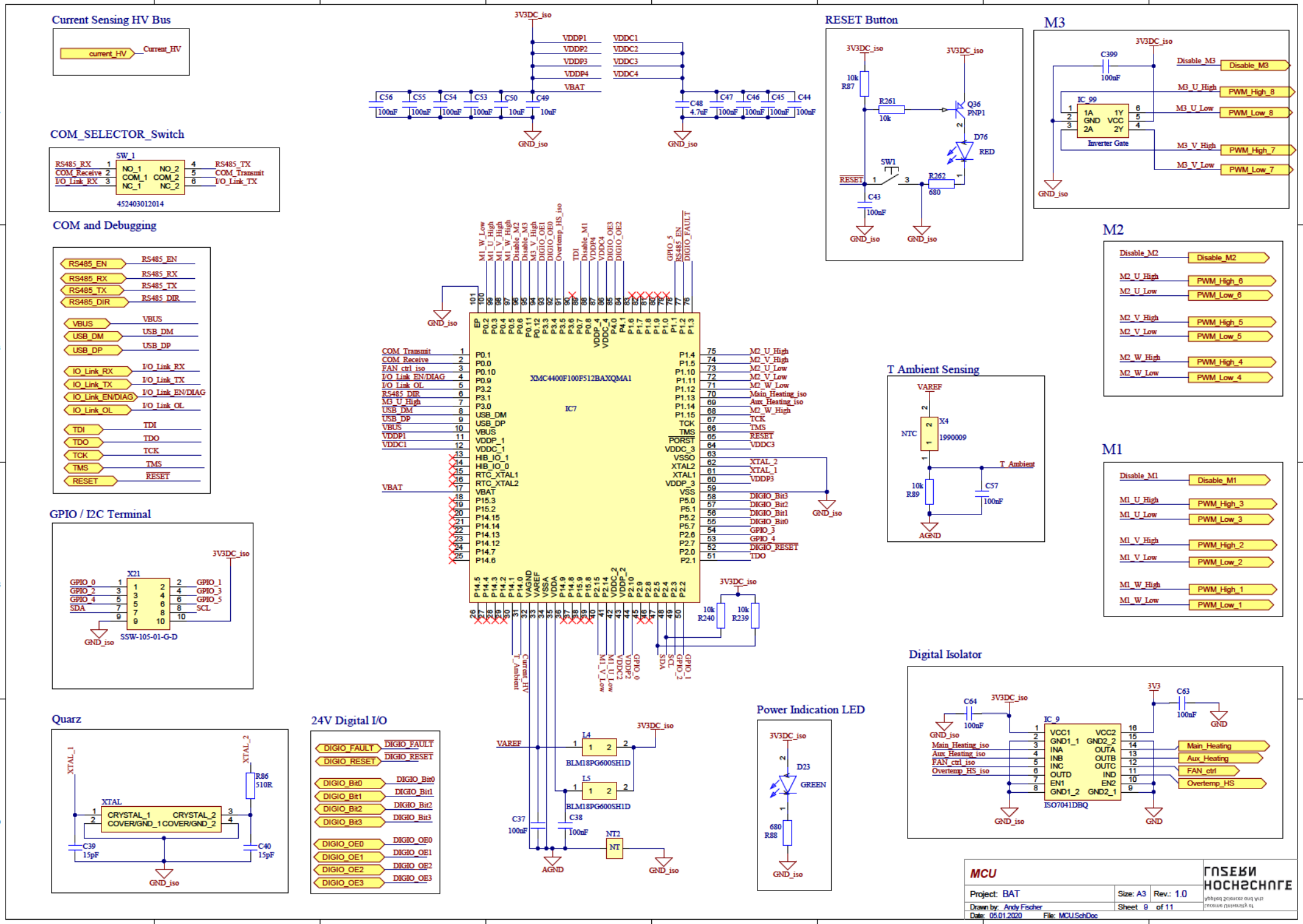


AC DC Converter Stage		FUSERN HOCHSCHULE
Project: BAT	Size: A3	Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer	Sheet 7 of 11	
Date: 05.01.2020	File: AC DC Converter.SchDoc	

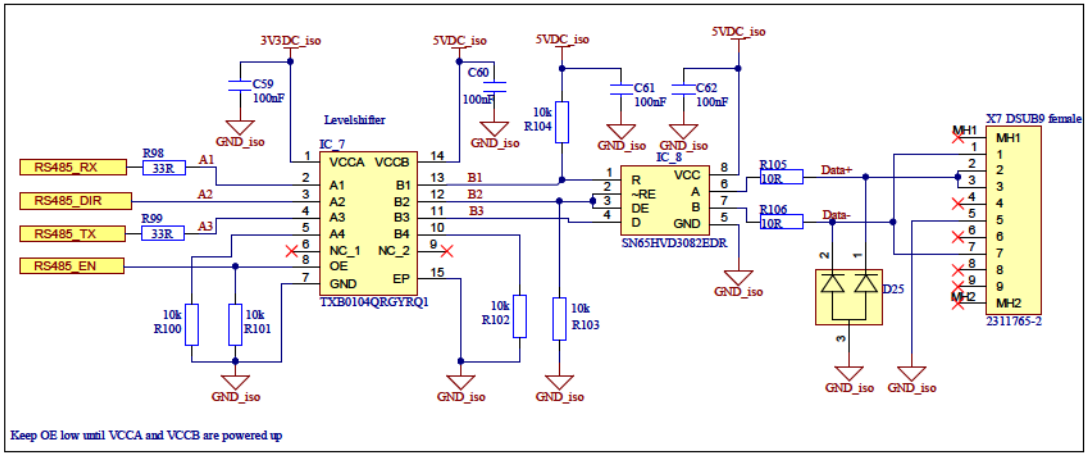
Detektierung



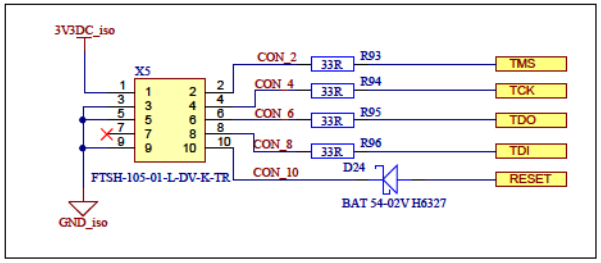
Cooling Fan Stage			
Project: BAT	Size: A3	Rev.: 1.0	
Drawn by: Andy Fischer	Sheet 8 of 11		
Date: 05.01.2020	File: Cooling_Fan.SchDoc		


Current Sensing HV Bus
current_HV
Current_HV
COM_SELECTOR_Switch
SW_1
RS485_RX
COM_Receive
I/O_Link_RX
NO_1
COM_1
NC_1
NO_2
COM_2
NC_2
RS485_TX
COM_Transmit
I/O_Link_TX
452403012014
COM and Debugging
RS485_EN
RS485_RX
RS485_TX
RS485_DIR
VBUS
USB_DM
USB_DP
IO_Link_RX
IO_Link_TX
IO_Link_EN/DIAG
IO_Link_OL
TDI
TDO
TCK
TMS
RESET
GPIO / I2C Terminal
X21
GPIO_0
GPIO_2
GPIO_4
SDA
GPIO_1
GPIO_3
GPIO_5
SCL
SSW-105-01-G-D
3V3DC_iso
GND_iso
Quarz
XTAL_1
XTAL_2
XTAL
CRYSTAL_1
COVER/GND_1
CRYSTAL_2
COVER/GND_2
R86
510R
C39
15pF
C40
15pF
24V Digital I/O
DIGIO_FAULT
DIGIO_RESET
DIGIO_Bit0
DIGIO_Bit1
DIGIO_Bit2
DIGIO_Bit3
DIGIO_OE0
DIGIO_OE1
DIGIO_OE2
DIGIO_OE3
VDDP1
VDDP2
VDDP3
VDDP4
VBAT
VDDC1
VDDC2
VDDC3
VDDC4
C56
C55
C54
C53
C50
C49
C48
C47
C46
C45
C44
100nF
10uF
4.7uF
XMC4400F100F512BAXQMA1
IC7
COM_Transmit
COM_Receive
FAN_ctrl_iso
I/O_Link_EN/DIAG
I/O_Link_OL
RS485_DIR
M3_U_High
USB_DM
USB_DP
VBUS
VDDP1
VDDC1
VBAT
M2_U_High
M2_V_High
M2_U_Low
M2_V_Low
M2_W_Low
Main_Heating_iso
Aux_Heating_iso
M2_W_High
TCK
TMS
RESET
VDDC3
XTAL_2
XTAL_1
VDDP3
DIGIO_Bit3
DIGIO_Bit2
DIGIO_Bit1
DIGIO_Bit0
GPIO_3
GPIO_4
DIGIO_RESET
TDO
R240
R239
L4
L5
BLM18PG600SH1D
C37
C38
NT2
AGND
RESET Button
R87
R261
Q36
PNP1
D76
RED
SW1
R262
C43
680
M3
C399
Disable_M3
M3_U_High
M3_U_Low
M3_V_High
M3_V_Low
PWM_High_8
PWM_Low_8
PWM_High_7
PWM_Low_7
IC_99
Inverter Gate
M2
Disable_M2
M2_U_High
M2_U_Low
M2_V_High
M2_V_Low
M2_W_High
M2_W_Low
PWM_High_6
PWM_Low_6
PWM_High_5
PWM_Low_5
PWM_High_4
PWM_Low_4
T Ambient Sensing
VAREF
NTC
X4
1990009
T_Ambient
R89
C57
AGND
M1
Disable_M1
M1_U_High
M1_U_Low
M1_V_High
M1_V_Low
M1_W_High
M1_W_Low
PWM_High_3
PWM_Low_3
PWM_High_2
PWM_Low_2
PWM_High_1
PWM_Low_1
Power Indication LED
D23
GREEN
R88
680
Digital Isolator
C64
C63
100nF
IC_9
ISO7041DBQ
VCC1
GND1_1
INA
INB
INC
OUTD
EN1
GND1_2
VCC2
GND2_2
OUTA
OUTB
OUTC
IND
EN2
GND2_1
Main_Heating
Aux_Heating
FAN_ctrl
Overtemp_HS
GND
MCU
Project: BAT
Size: A3
Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer
Sheet 9 of 11
Date: 05.01.2020
File: MCU.SchDoc

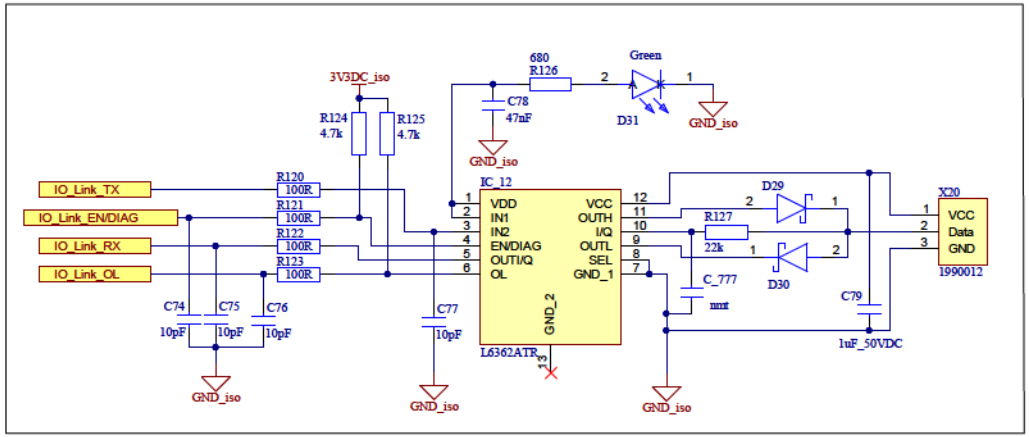
RS485



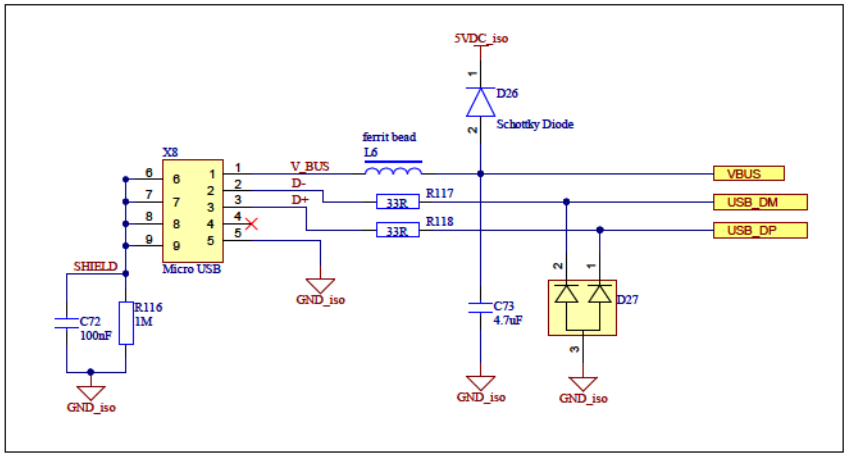
Debugging Connector



IO-Link

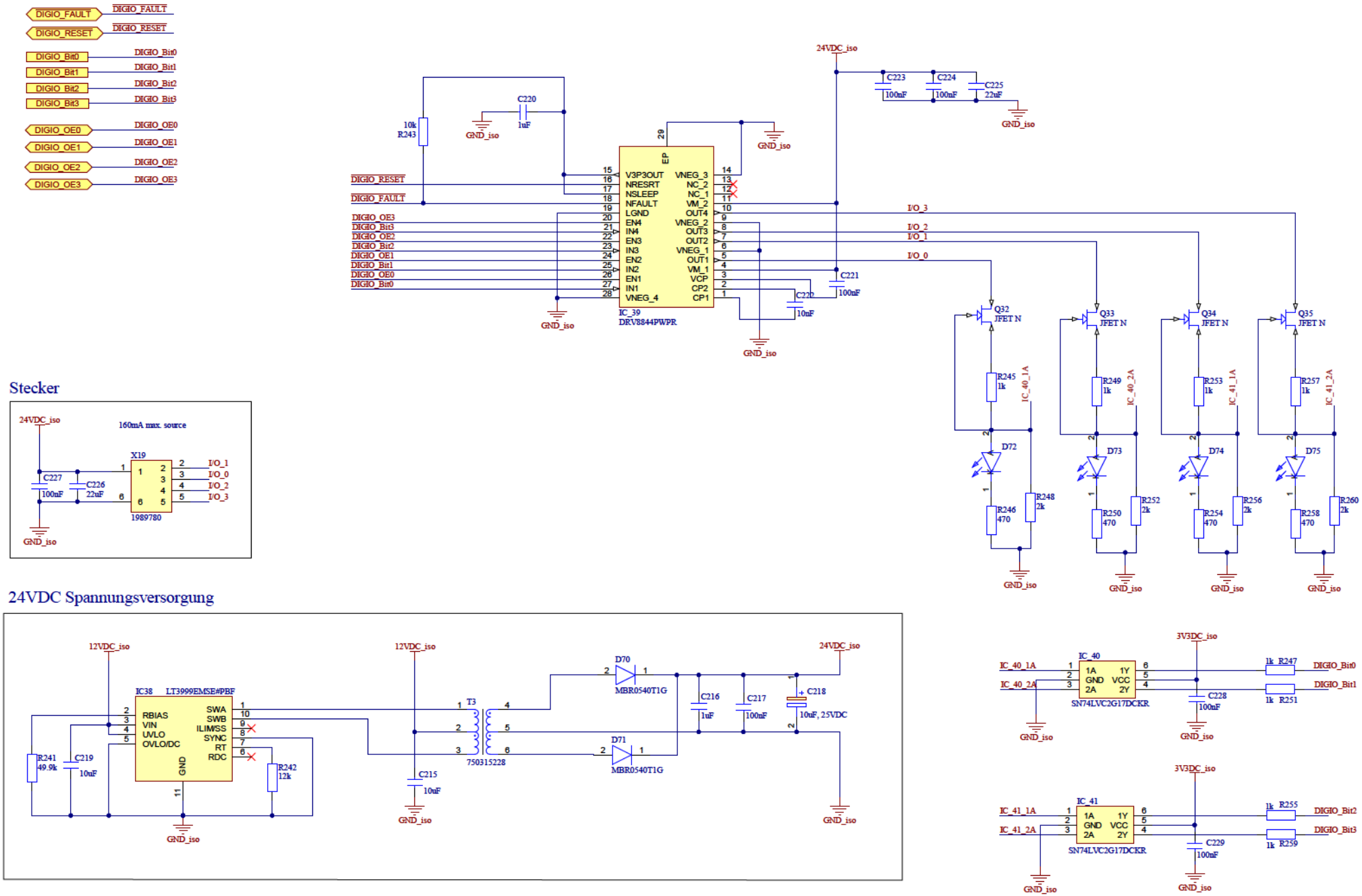


USB/ Power from USB



COM and Debugging		
Project: BAT	Size: A3	Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer	Sheet 10 of 11	
Date: 05.01.2020	File: COM and Debugging.SchDoc	

HOCHSCHULE


DIGIO_FAULT
DIGIO_RESET
DIGIO_Bit0
DIGIO_Bit1
DIGIO_Bit2
DIGIO_Bit3
DIGIO_OE0
DIGIO_OE1
DIGIO_OE2
DIGIO_OE3
24VDC_iso
GND_iso
C220
1uF
10k
R243
C223
100nF
C224
100nF
C225
22uF
IC_39
DRV8844PWPR
V3P3OUT
NRESRT
NSLEEP
NFAULT
LGND
EN4
IN4
EN3
IN3
EN2
IN2
EN1
IN1
VNEG_4
VNEG_3
NC_2
NC_1
VM_2
OUT4
VNEG_2
OUT3
OUT2
VNEG_1
OUT1
VM_1
VCP
CP2
CP1
EP
C221
100nF
C222
10nF
I/O_3
I/O_2
I/O_1
I/O_0
Q32
JFET N
Q33
JFET N
Q34
JFET N
Q35
JFET N
R245
1k
R249
1k
R253
1k
R257
1k
IC_40_1A
IC_40_2A
IC_41_1A
IC_41_2A
D72
D73
D74
D75
R246
470
R248
2k
R250
470
R252
2k
R254
470
R256
2k
R258
470
R260
2k
Stecker
160mA max. source
X19
1989780
C227
100nF
C226
22uF
I/O_1
I/O_0
I/O_2
I/O_3
24VDC Spannungsversorgung
12VDC_iso
IC38
LT3999EMSE#PBF
RBIAS
VIN
UVLO
OVLO/DC
SWA
SWB
ILIM/SS
SYNC
RT
RDC
GND
R241
49.9k
C219
10uF
R242
12k
T3
750315228
C215
10uF
D70
MBR0540T1G
D71
MBR0540T1G
C216
1uF
C217
100nF
C218
10uF, 25VDC
3V3DC_iso
IC_40
SN74LVC2G17DCKR
1A
GND
2A
1Y
VCC
2Y
C228
100nF
1k R247
1k R251
DIGIO_Bit0
DIGIO_Bit1
IC_41
SN74LVC2G17DCKR
C229
100nF
1k R255
1k R259
DIGIO_Bit2
DIGIO_Bit3
Digital_I_O_24V
Project: BAT
Size: A3
Rev.: 1.0
Drawn by: Andy Fischer
Sheet 11 of 11
Date: 05.01.2020
File: Digital_I_O.SchDoc
HOCHSCHULE