

Diplomarbeit

Entwurf und Aufbau eines Solarkonverters zur  
fotovoltaischen Warmwasser-Aufbereitung

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines  
**Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.)**

unter der Leitung von

**Ao.Univ.Prof.i.R. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl**

eingereicht an der

Technischen Universität Wien

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

von

**David Pribić, BSc**

Matrikelnummer 01428675

Wien, Juni 2023

## Vorwort

An dieser Stelle möchte ich mich bei Herrn Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl herzlich bedanken für die gegebene Möglichkeit diese Arbeit durchzuführen. Durch seine großartige Betreuung und fachliche Unterstützung konnte die Idee auch realisiert werden.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei meiner Familie und Freunden bedanken, die mich während des Studiums unterstützt haben.

## Kurzzusammenfassung

Diese Arbeit befasst sich mit dem Design, der Implementierung, dem Aufbau und der Inbetriebnahme eines elektrischen bzw. elektronischen System, welches die Solarenergie in die elektrische Energie und schließlich die elektrische Energie in thermische Energie zwecks Heizung eines marktüblichen Elektroboilers umwandelt. Das System kann sowohl autark als auch netzbetrieben arbeiten. Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurden für die Überprüfung der dieser Arbeit grundgelegten Annahmen die einzelnen Hardwaremodule entwickelt, entsprechend dimensioniert, in die Leiterplatte integriert und bei der Inbetriebnahme auch auf ihre Funktionalität verifiziert. Darüber hinaus wurde auch eine Software zur Umsetzung der gezielten Funktionalitäten, insbesondere zur Realisierung des „Maximum Power Point Tracking“ entwickelt.

## Abstract

This work deals with the design, implementation, manufacturing, and commissioning of the electrical/electronic system, which converts the solar energy into the electrical energy and finally transfers the electrical energy into the thermal energy for the purpose of heating a standard electric boiler. The system can operate independently as well as and can be mains operated. The individual hardware modules have been developed, dimensioned, and integrated on the printed circuit board. Their functionality was verified in a practical laboratory prototype. Furthermore, software for the implementation of the individual targeted functionalities, especially for the realization of the maximum power point tracking was developed within the frames of this work.

# Inhaltsverzeichnis

1	Einführung .....	1
2	Anforderungen und Ziele .....	3
3	Projektentwurf – Hardware .....	6
3.1	Hardwarearchitektur .....	6
3.2	Spannungsversorgungskonzept .....	10
3.3	Auswahl der Komponenten .....	14
3.3.1	Längsregler zur Spannungsstabilisierung .....	14
3.3.2	Schaltregler und Low-Dropout Regler (LDO) .....	16
3.3.3	Relais für die Umschaltung zwischen Insel- und Netzbetrieb .....	20
3.3.4	Ansteuerung der Leistungsmosfets durch den Gate-Treiber .....	24
3.3.5	Auswahl der Mikrocontroller .....	26
3.3.6	Tiefpassfilter zweiter Ordnung für MPPT .....	28
3.3.7	Realisierung der Strommessung .....	34
3.3.8	Realisierung der Spannungsmessung .....	38
3.3.9	Hochsetzsteller, Chopper und Regelung - Übersicht .....	41
3.3.10	Mechanik des Systems .....	42
3.4	Layout und Fertigung der Leiterplatte .....	43
4	Projektentwurf – Software .....	47
4.1	Maximum Power Point - Einführung .....	47
4.2	Anwendung der MPPT-Methode der Lastsprünge .....	48
5	Inbetriebnahme und Messungen .....	52
6	Zusammenfassung und Ausblick .....	62
A.	Anhang: Schaltplan .....	3
B.	Anhang: PCB-Layout .....	8

# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Hard- und Software Entwicklungsprozess basierend auf VDI/VDE 2206 V-Modell [1] .....	4
Abbildung 2: Übersicht der Hardwarearchitektur .....	8
Abbildung 3: Detailliertes Blockschaltbild des Systems .....	9
Abbildung 4: Versorgungskonzept skizziert anhand LTPowerCAD [8] .....	13
Abbildung 5: Längsregler mit Zenerdioden als Überspannungsschutz .....	15
Abbildung 6: Primärer DC-DC Wandler .....	19
Abbildung 7: Low-Dropout Regler (LDO) .....	20
Abbildung 8: Zweipunktregler: Insel- und Netzbetrieb .....	22
Abbildung 9: Ansteuerung des Relais mit zwangsgeführten Kontakten.....	23
Abbildung 10: Dual Gate-Treiber .....	24
Abbildung 11: Ansteuerung des MOSFETs.....	25
Abbildung 12: TP-Filter zweiter Ordnung kaskadiert auf die HW-Regelung .....	30
Abbildung 13: PWM-Signal der Frequenz 10Khz und Tastgrad von 50%.....	31
Abbildung 14: 1xRC und 2xRC gefiltertes 10kHz PWM-Signal .....	32
Abbildung 15: Einstellung der Eingangsspannung zur MPPT über PWM-Tastgradänderung .....	33
Abbildung 16: RC Tiefpassfilter erster und zweiter Ordnung .....	34
Abbildung 17: Signalkette der Strommessung.....	35
Abbildung 18: Simulationswerte des Eingangsstroms.....	37
Abbildung 19: Simulationswerte des Ausgangsstroms.....	37
Abbildung 20: Signalkette der Spannungsmessung.....	39
Abbildung 21: Simulationswerte der Eingangs- und Spannungsmessung.....	40
Abbildung 22: 3D Rendering der Leiterplatte.....	45

Abbildung 23: Die Leiterplatte nach der Bestückung - ISO Ansicht.....	46
Abbildung 24: Die Leiterplatte nach der Bestückung - Draufsicht.....	46
Abbildung 25: Methoden der Maximal-Leistungspunkt-Suche.....	48
Abbildung 26: MPPT Algorithmus .....	49
Abbildung 27: Maximum der Leistung bei 1000W/m <sup>2</sup> Einstrahlung .....	50
Abbildung 28: Maximum der Leistung bei 500W/m <sup>2</sup> Einstrahlung .....	51
Abbildung 29: Aufbau zur Inbetriebnahme des Geräts.....	53
Abbildung 30: Widerstandsmessung der Heizspirale bei einem Wasserkocher .....	54
Abbildung 31: Ein- und Ausgangsspannung der Hilfsenergiekomponenten.....	55
Abbildung 32: Messung der realen Größen und Größen am Eingang des ADCs.....	56
Abbildung 33: Thermische Messung bei 800W/m <sup>2</sup> Einstrahlung.....	57
Abbildung 34: Effizienzmessung bei 500W/m <sup>2</sup> und 800W/m <sup>2</sup> Einstrahlung.....	58
Abbildung 35: Signale des Hochsetzstellers bei 500W/m <sup>2</sup> Einstrahlung .....	59
Abbildung 36: Eingangs- und Ausgangssignale des Komparators .....	60
Abbildung 37: Eingangs- und Ausgangsspannung der Gateansteuerung vom Boost- Mosfet und Chopper.....	61
Abbildung 38: Schalten des Choppers und Abschalten des Thermostats .....	61
Abbildung 39: Schaltplan - Seite 1 .....	3
Abbildung 40: Schaltplan - Seite 2 .....	4
Abbildung 41: Schaltplan - Seite 3 .....	5
Abbildung 42: Schaltplan - Seite 4 .....	6
Abbildung 43: Schaltplan - Seite 5 .....	7
Abbildung 44: Leiterplatte Lage 1 .....	8
Abbildung 45: Leiterplatte Lage 2 .....	8
Abbildung 46: Leiterplatte Lage 3 .....	9
Abbildung 47: Leiterplatte Lage 4 .....	9

## Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Anforderungstabelle .....	5
Tabelle 2: Lastströme .....	12
Tabelle 3: Übersicht der DC-DC-Wandler Komponenten .....	19
Tabelle 4: Spannungsregler und ihre Ausgangsspannungen .....	20
Tabelle 5: Eigenschaften des Mikrocontrollers und des Entwicklungsboards [5] .....	27
Tabelle 6: Beschaltung der Mikrocontroller .....	27
Tabelle 7: Verschiedene Werte der Strommessung .....	38
Tabelle 8: Verschiedene Werte der Spannungsmessung.....	40
Tabelle 9: Messinstrumente in Verwendung.....	53

# 1 Einführung

Für die Menschheit ist die Sonne die größte Energiequelle. Diese Energie ist frei zugänglich und ist auch mit einer hohen Wahrscheinlichkeit vorhersehbar, da wir mit guter mittlerer Genauigkeit wissen, wann, und wieviel die Sonnenstrahlung verfügbar ist (Tages- und Jahreskurve). Darüber hinaus bietet die Nutzung dieser erneuerbaren Energie eine vielversprechende Alternative zu den herkömmlichen Methoden. Dadurch wird auch das Treibhausgas Kohlendioxid signifikant reduziert, was eine umweltschonende Wirkung als Vorteil hat. Des Weiteren bietet die Nutzung von Solarenergie auch wirtschaftliche Vorteile. Die Sonnenenergie ist eine kostenlose Energiequelle, die auch für die Warmwasseraufbereitung genutzt werden kann. Durch den Einsatz effizienter und kostengünstiger Technologien kann die Abhängigkeit von teuren fossilen Brennstoffen oder bisherigen elektrischen Heizsystemen reduziert werden, was zu erheblichen Kosteneinsparungen führt.

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung einer elektrisch-elektronisch innovativen Lösung um eine effizientere, nachhaltigere und kostengünstigere Warmwasseraufbereitung zu ermöglichen.

Um eine effiziente und sichere Übertragung der Energie zu gewährleisten, wird eine speziell für diese Anwendung entwickelte Elektronik eingesetzt. Diese Elektronik beinhaltet Komponenten wie Leistungsrelais, Stromsensoren und Steuerungseinheiten, die den Energiefluss zwischen dem PV-System und dem Elektroboiler steuern. Sie sorgt dafür, dass die Energieübertragung unter Berücksichtigung der Verfügbarkeit der Sonne optimiert wird.

Die Softwarekomponente dieser Lösung spielt dabei eine entscheidende Rolle. Durch die Implementierung von intelligenten Algorithmen und Steuerungssystemen wird die

Effizienz des Gesamtsystems maximiert. Die Software analysiert kontinuierlich die Leistungsdaten des PV-Systems und andere relevante Parameter, um den Betrieb des PV-Moduls und Elektroboilers zu optimieren.

## 2 Anforderungen und Ziele

Was die grundlegenden Anforderungen betrifft, so soll in der Arbeit ein zuverlässig einsetzbares elektronisches System entwickelt werden, welches die optimale Energieumwandlung eines PV-Moduls für einen Standard-Elektroboiler ermöglicht.

Die Entwicklung des Hardwaremoduls beruht auf der Erstellung von Designdaten wie *Blockdiagrammen*, die die grobe Struktur des funktionierenden Systems darstellen, sowie auf der Durchführung von *Simulationen*, durch welche die Schaltungen auf ihre Richtigkeit noch vor dem physikalischen Aufbau überprüft werden können. Weiters wurden *Schaltpläne* entwickelt, wo die Hardwarearchitektur im Detail konzipiert und die Verbindung der benötigten Komponenten dargestellt wurde. Letztendlich wurde mittels *PCB-Design* der Schaltplan auf die Leiterplatte übertragen und physisch umgesetzt.

Im Anschluss erfolgte die Fertigung des Hardwaremoduls und Validierung bzw. Verifizierung der zu überprüfenden Funktionalitäten im Modul mittels Tests.

Am Ende des Prozesses wurde ein System geschaffen, das sämtliche geplanten Funktionalitäten erfolgreich umsetzt und eine Warmwasseraufbereitung durch einen kostengünstigen und nachhaltigen Zugang unter Verwendung einer erneuerbaren Energiequelle ermöglicht.

Der ganze Entwicklungsprozess, der in dieser Arbeit beschrieben wird, orientiert sich an dem sog. *V-Modell*, welches insbesondere in der Automobil- und Luftfahrtindustrie häufig zur Anwendung kommt (siehe Abbildung 1).

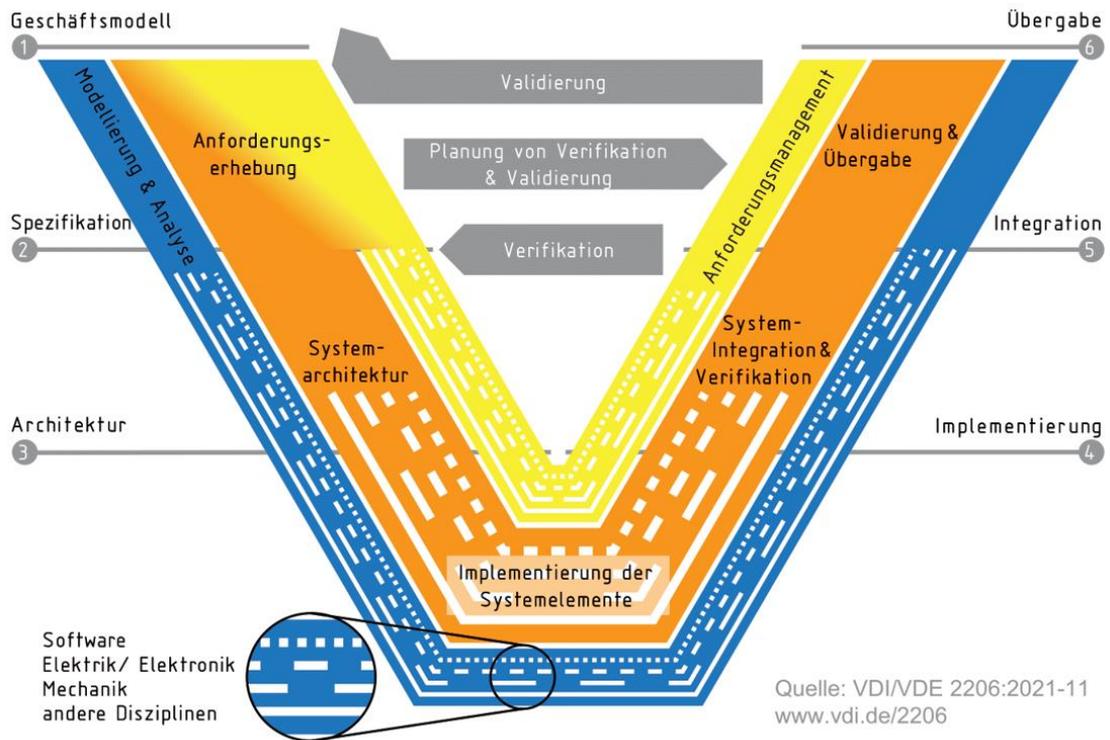


Abbildung 1: Hard- und Software Entwicklungsprozess basierend auf VDI/VDE 2206

### V-Modell [1]

#### Überblick der Herausforderungen:

- Definierung und Anpassung von Anforderungen
- Konzeption der Hardware-Architektur
- Schaltungssimulationen
- Bauteilauswahl
- Berücksichtigung von Fehlerszenarien (Überspannung, Überstrom...)
- Berücksichtigung von Kühlmöglichkeiten und Mechanikanforderungen
- Festlegung von Designdaten
- Aufbau des Systems
- Softwareentwicklung
- Inbetriebnahme des Systems und Durchführung von Tests an der Hardware

Die unten dargestellte Anforderungstabelle (siehe Tabelle 1), ist das Ergebnis von Besprechungen zur Systemkonzeption unter Berücksichtigung der unterstützenden Konsultationen mit dem Betreuer dieser Arbeit. Einige Anforderungen wurden qualitativ erfasst, allerdings finden sich in der Übersicht auch einige quantifizierbare Anforderungen wieder. Die Anforderungen wurden nummeriert - ihre Prioritätszuordnung sinkt mit steigender Nummerierung.

Anforderungszahl	Anforderung
1	Die Leistungsauslegung des Systems soll bis zu 700W erfolgen. Das Ziel ist es, zwei reihengeschaltete Solarmodule mit einer Leistung von jeweils 350W als Quelle zu verwenden.
2	Das System soll eine Eingangsspannung bis zu 100V überstehen können.
3	Der Eingangsstrom des Systems ist maximal 10A.
4	Das System soll bei einer Überschreitung der eingestellten Temperaturschwelle des Thermostats entsprechend abschalten können.
5	Die Funktionalität des Maximum Power Point Trackings (MPPT) soll vorhanden sein, um die maximale Leistung der Solarmodule nützen zu können.
6	Der Temperaturbereich, in dem das System arbeitsfähig sein soll, ist: 0°C ... +75°C
7	Das leistungselektronische System soll in der Lage sein sowohl völlig autark als auch im Netzbetrieb zu arbeiten.
8	Das System soll robust aufgebaut sein, d.h. es soll eine Schutzfunktionalität beinhalten.
9	Die verschiedenen Modi des Systems, wie z.B. Inselbetrieb, Netzbetrieb, Fehlerfall usw. sollen durch die Lichtanzeigen dargestellt werden.

Tabelle 1: Anforderungstabelle

### 3 Projektentwurf – Hardware

In diesem Kapitel werden hardwaretechnische Aspekte dieser Arbeit erläutert. Um einen groben Überblick, wie einzelne Module miteinander interagieren, zu schaffen, wird zunächst auf die Hardwarearchitektur eingegangen. Im darauffolgenden Unterkapitel wird das Versorgungskonzept beschrieben. Als Nächstes wird die Auswahl der jeweiligen Hardwarekomponenten sowie auch deren Berechnungen im Detail dargestellt. Zum Schluss werden die physische Übertragung der gesamten Schaltung auf die Leiterplatte, der Layout-Prozess, die Fertigung der Leiterplatte und die damit einhergehenden Hürden beschrieben. Im Anschluss wird die Leiterplatte gefertigt und in Betrieb genommen.

#### 3.1 Hardwarearchitektur

Ausgehend von den Anforderungen die im Abschnitt 2 angeführt sind, wird die Hardwarearchitektur entworfen.

Es wird ein Hochsetzsteller benötigt, um die Leistung eines Solarmoduls effizient an den Elektroboiler übertragen zu können. Dieser leistungselektronischer Wandler passt das Spannungsniveau der PV-Module mit Hilfe einer Regelung entsprechend der Last (Boiler-Heizwiderstand) an. Die Ist-Größe ist dabei interessanterweise nicht am Ausgang des Konverters, sondern an seinem Eingang, bzw. an dem Ausgang des Solarmoduls. Das ist notwendig, um die Anpassung des Konverters an die möglichen Einflüsse durch die Temperatur bzw. durch die Einstrahlung auf das Solarmodul zu ermöglichen. Die Ausgangsspannung ist hierbei nicht von großer Bedeutung und kann je nach Lastwiderstand variable Werte annehmen. Die Diplomarbeit „Entwurf und Konzeptionierung einer Regelschaltung zur Anpassung des Tastverhältnisses eines Boost-Konverters bei Anschluss an einem PV-Modul“ befasst sich im Detail mit der Thematik und wird in dieser Arbeit an einigen Stellen erwähnt. [2]

Von dem Solarmodul soll auch die ganze Mess- und Regelelektronik mit Hilfsenergie versorgt werden, sofern die Einstrahlung genügend hoch ist bzw. ausreichend Leistung zur Verfügung steht. Die Solarspannung wird dafür zuerst anhand geregelten Tiefsetzstellern (ca. 15V) herabgesetzt und die benötigten Spannungsniveaus werden dadurch bereitgestellt. Der Betriebsmodus ist in dem Fall ein Inselbetrieb und arbeitet völlig autonom ohne Netzversorgung.

Wenn die Leistung, durch z.B. Wetteränderungen oder durch den Tag-Nacht-Übergang auf einen gewissen Wert absinkt und sich in dem Bereich einige Zeit lang befindet, wird dies vom System erkannt und es kommt zur automatischen Umschaltung auf den Netzbetrieb. Das Gleiche gilt im gegenteiligen Fall: Wenn die Leistung einen eingestellten Mindestwert überschreitet, erfolgt die automatische Umschaltung auf den Inselbetrieb.

Angenommen, der Boiler erreicht die an ihm eingestellte Betriebstemperatur, so soll der Boiler-Thermostat abschalten können. Das wird durch den Chopper ermöglicht, der periodisch arbeitet und eine ausreichend lange Strompause sicher stellt, sodass der Thermostat auch bei einem Gleichstrom abschalten kann weil der Lichtbogen in der Strompause löscht.

Die Abbildung 2 stellt den vereinfachten Überblick des ganzen Systems dar. Die großen Pfeile stellen den Energiefluss dar, wobei der größte Energiefluss vom Solarpanel zum Boiler stattfindet und nicht in Richtung Hilfsenergie-Tiefsetzsteller. Die durchgehenden Pfeile deuten die Ansteuerung der Blöcke und ihr Zusammenspiel an. Die gestrichelten Pfeile führen die Signale von der Energiequelle und Energiesenke an den Signalverarbeitungsblock. Die sind wichtiger, da sie die Funktion des Geräts sicher stellen, und die Leistungsteile dann entsprechend angesteuert werden können.

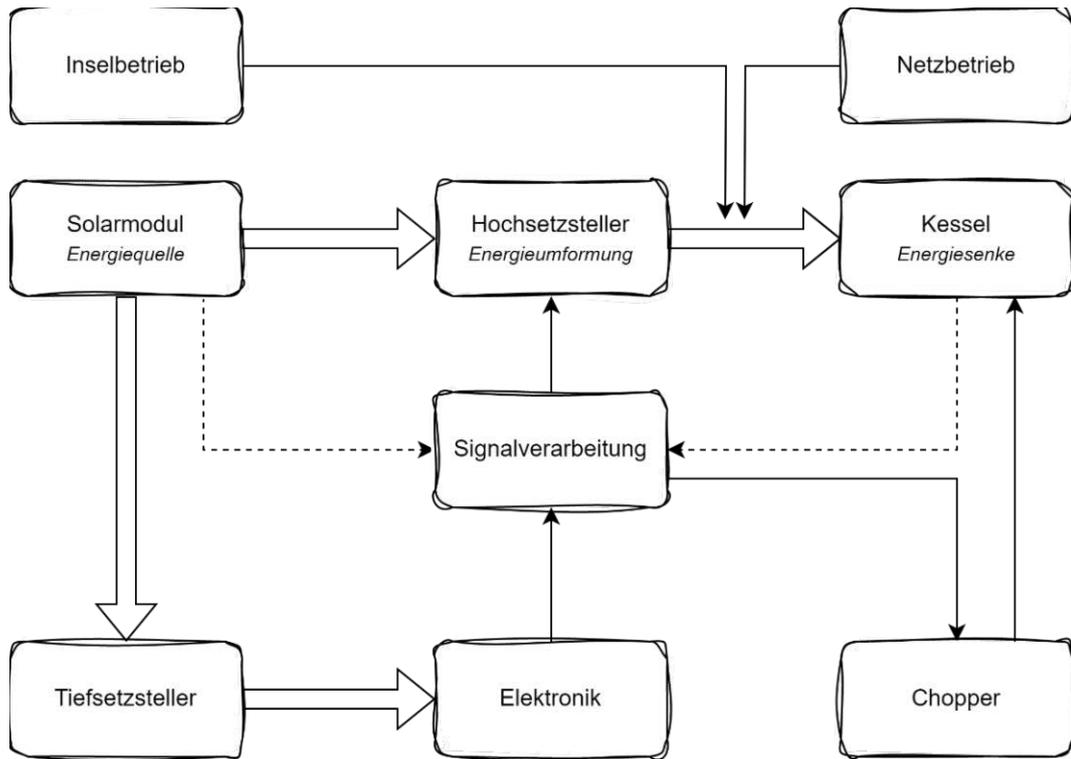


Abbildung 2: Übersicht der Hardwarearchitektur

Im Vergleich zu der Abbildung 2, die einen High-Level-Überblick der Struktur verschafft, stellt die Abbildung 3 eine detaillierte Struktur dar, wo die wichtigsten Überlegungen berücksichtigt sind. Dieses Blockschaltbild war der Orientierungspunkt im Rahmen der Erstellung und des Designs des im Anhang A gefundenen Schaltplans.



In Abbildung 3 sind sämtliche elektronische Komponenten wie Mikrocontroller, Gate Treiber, Relais, DC/DC Wandler, LDOs, Spannungssensoren, Stromsensoren, Strommesswiderstände, Analog-Digitalwandler, Digital-Analogwandler, MOSFETs, usw. inkludiert, die im Abschnitt 3.3 einzeln beschrieben sind. Die WiFi- und Bluetooth-Funktionalitäten der Applikation sind nicht Teil dieser Arbeit, aber könnten einen nächsten Schritt in der Entwicklung darstellen.

### 3.2 Spannungsversorgungskonzept

Damit die gesamte Elektronik in dem System ordnungsgemäß funktionieren kann, ist ein Spannungsversorgungskonzept erforderlich. Das Ziel ist es, die benötigten Hilfsspannungen unter gleichzeitiger Minimierung der Verluste bereitzustellen. Es wird dabei von den jeweils zu versorgenden Lasten ausgegangen. Der „Worst-Case“-Stromverbrauch wird dabei kalkuliert und dort, wo keine Daten verfügbar sind, geschätzt. Insgesamt sind die Lasten auf *Last 1* (alles was mit mit 15V versorgt wird), *Last 2* (alles was mit 5V versorgt wird) und *Last 3* (alles was mit 12V versorgt wird) aufgeteilt und diese werden einzeln berechnet.

#### Last 1 (15V)

Zu der Last 1 gehört das Relais solange es einschaltet (also im PV-Betrieb). Der Strom fließt vom ersten Spannungsregler über die Relaispule und über den Q2 Transistor zu Masse. Der Spannungsabfall über den Transistor, während er leitet, wird vernachlässigt. Der Widerstand von der Spule beträgt  $210\Omega$ . Der Stromverbrauch beträgt daher:

$$I_{L1A} = \frac{U_1 - U_{CE,SAT}}{R_{DC,L} + R_{CE,SAT}} = \frac{U_1}{R_{DC,L}} = \frac{15V}{210\Omega} = 71.5mA \quad (3.1)$$

Der Gate-Treiber Versorgungsstrom beträgt  $3mA$  ( $I_{L1D}$ ) [3] und die Gate Lade-/Entlade Ströme der beiden MOSFETs berechnen sich zu [4]:

$$I_{L1B} = Q_{G,TOT} \cdot U_1 \cdot f_{SW,BST} = 87nC \cdot 15V \cdot 100kHz = 130.5mA \quad (3.2)$$

$$I_{L1C} = Q_{G,TOT} \cdot U_1 \cdot f_{SW,CHP} = 87nC \cdot 15V \cdot 100Hz = 130.5\mu A$$

Die Last 1 verursacht insgesamt folgenden Stromverbrauch:

$$\begin{aligned} I_{L1} &= I_{L1A} + I_{L1B} + I_{L1C} + I_{L1D} = 71.5mA + 3mA + 130.5mA + 130.5\mu A \quad (3.3) \\ &= 206mA \end{aligned}$$

Der Strom wird sicherheitshalber um 30% vergrößert. Dadurch erlangt man 267.8mA.

In der Abbildung 4 wird der Strom auf 300mA aufgerundet.

### Last 2 (5V)

Als Last 2 wird der Mikrokontroller angenommen. Die Last beträgt laut Datenblatt mindestens 500mA [5]. Zu dieser Last wird noch 30% dazugerechnet, sodass der Stromverbrauch der Last 2 insgesamt 650mA ( $I_{L2}$ ) beträgt.

### Last 3 (12V)

Diese Lasten hängen alle an der 12V-Ausgangsspannung des LDO-Linearreglers. Die Spannung ist idealerweise rippelfrei, um die analogen Bausteine mit möglichst sauber zu versorgen.

Der Komparator U6 hat einen Versorgungsstrom von 430uA ( $I_{L3A}$ ). Des Weiteren ist am positiven Eingang von U6 ein Spannungsteiler (R19, R23) vorhanden – somit fließt durch die Widerstände ein permanenter Strom. Der Eingangswiderstand des Komparators ist als unendlich anzunehmen. Der Strom berechnet sich dann wie folgt:

$$I_{L3B} = \frac{U_2}{R_{19} + R_{23}} = \frac{12V}{10k\Omega + 10k\Omega} = 600\mu A \quad (3.4)$$

Der größte Stromverbrauch wird durch „Sink-Strom“ und „Source-Strom“ am Komparator-Ausgang verursacht und berechnet sich folgendermaßen:

$$I_{L3C} = \frac{U_2 - U_{CE,SAT}}{R_{22} + R_{CE,SAT}} = \frac{U_2}{R_{22}} = \frac{12V}{1k\Omega} = 12mA \quad (3.5)$$

$$I_{L3D} = \frac{U_2 - U_{BE}}{R_{22} + R_5} = \frac{12V - 0.7V}{1k\Omega + 10k\Omega} = \frac{11.3V}{11k\Omega} = 1.03mA$$

Der daraus resultierende mittlere Strom hängt wiederum vom Tastgrad ab. Es wird ein 50% Tastgrad angenommen und die Werte im Anschluss angepasst.

Im Aus-Zustand ist der Eingangswiderstand von dem Gate-Treiber sehr hoch, wodurch praktisch kein Strom fließt. Der treibende Transistor Q3 hat den Stromverbrauch nur im An-Zustand und der Strom errechnet wie folgt:

$$I_{L3E} = \frac{U_2}{R_4} = \frac{12V}{6.8k\Omega} = 1.76mA \quad (3.6)$$

Der Stromverbrauch von dem OPA2450 Operationsverstärker U\$2 beträgt 650µA ( $I_{L3F}$ ) [6]. Der Stromverbrauch der beiden Strommessverstärker INA290 (U1 & U3) beträgt je 600µA, in Summe also 1.2mA ( $I_{L3G}$ ) [7].

Die Last 3 verursacht insgesamt somit folgenden Stromverbrauch:

$$\begin{aligned} I_{L3} &= I_{L3A} + I_{L3B} + 0.5 \cdot I_{L3C} + 0.5 \cdot I_{L3D} + I_{L3E} + I_{L3F} + I_{L3G} \\ &= 0.43mA + 0.6mA + 6mA + 0.515mA + 1.76mA \\ &\quad + 0.65mA + 1.2mA = 11.155mA \end{aligned} \quad (3.7)$$

Durch Annahme von 20% von 11.155mA als „Puffer“ erlangt man 13.39mA, was in dem Versorgungskonzept auf 13.5mA aufgerundet wird.

Als Übersicht sind die gesamten Lastströme in der Tabelle 2 dargestellt.

Last	Symbol	Stromverbrauch	Versorgungsspannung
1	$I_{L1}$	300mA	15V
2	$I_{L2}$	650mA	5V
3	$I_{L3}$	13.5mA	12V

Tabelle 2: Lastströme

Der Ausgangsstrom des primären Schaltreglers ergibt sich aus der Addition der IL1, IL3 und IL2 umgerechnet über Tastgrad und Effizienz auf Eingang vom sekundären Schaltregler. Der Ausgangsstrom ist 0.57A und der Strom vom Solarmodul ist 0.18A, siehe Abbildung 4.

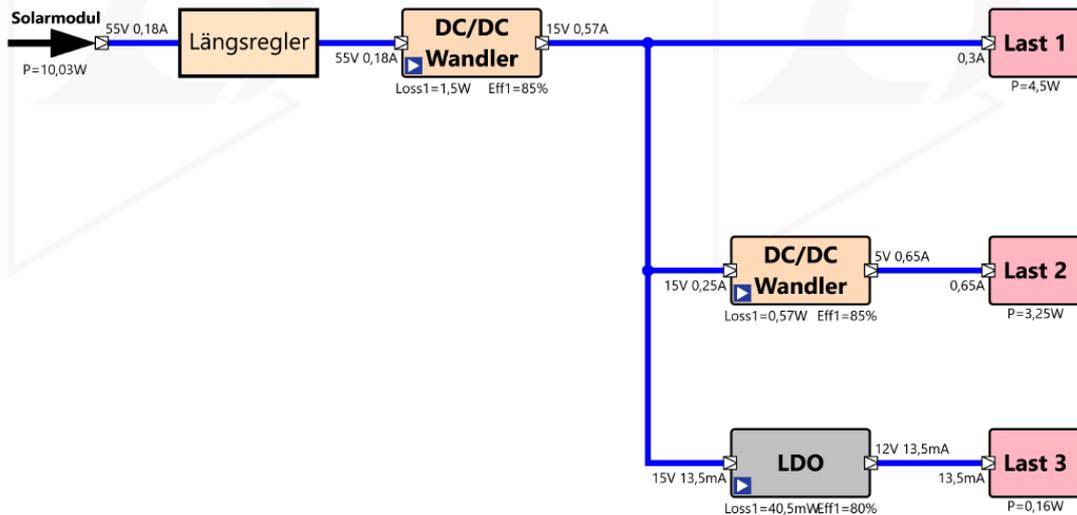


Abbildung 4: Versorgungskonzept skizziert anhand LTPowerCAD [8]

Die Effizienz der Schaltregler wurde mit 85% (15V/5V) angenommen und die Effizienz des Linearreglers mit 80% (12V). Da der Ruheverlust des Längsreglers sich in mW Bereich bewegt, wurde er aus der Kalkulation ausgeschlossen.

Der Gesamtleistungsbedarf ergibt sich aus Summe der Leistungen der Lasten und beträgt 7.91W. Die Verlustleistung ist die Summe aller Verluste der Regler und beträgt 2.12W. Somit ist die Eingangsleistung die Summe aus Ausgangsleistung und Verlustleistung. Das wichtigste Merkmal des Versorgungssystems ist die Effizienz, die ein Verhältnis zwischen dem Ausgangs- und Eingangsleistung darstellt. Diese ergibt sich zu 78.88% bei 55V Solarspannung.

$$P_{OUT} = P_{L1} + P_{L2} + P_{L3} = (4.5 + 3.25 + 0.16)W = 7.91W \quad (3.8)$$

$$P_{DISS} = P_{D1SW} + P_{D2SW} + P_{D3LIN} = 1.5W + 0.57W + 40.5mW = 2.12W$$

$$P_{IN} = P_{OUT} + P_{DISS} = 7.91W + 2.12W = 10.03W$$

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{7.91W}{10.03W} = 78.88\%$$

Wenn man die Leistung des Versorgungssystem von der Gesamtleistung, die zum Boiler übertragen wird, abzieht, kommt man von 700W auf 690W. Dies bedeutet, dass nur 1.42% der Gesamtleistung im Worst-Case-Szenario für das Versorgungskonzept notwendig ist. Die weiteren Verluste verursacht auch der Hochsetzsteller, der in der Konzeptstudie erarbeitet wird. [2]

### 3.3 Auswahl der Komponenten

In diesem Kapitel werden die elektronischen Komponenten annähernd in sich geschlossen betrachtet, die in dem detaillierten Blockdiagramm, Abbildung 3, grob skizziert sind. Die einzelnen Module werden ausgewählt und an die Applikation angepasst bzw. entworfen.

#### 3.3.1 Längsregler zur Spannungsstabilisierung

Der zusätzliche Längsregler mit Transistor U13 und einer „Zener-Dioden-Kette“ wird als Überspannungsschutz am PV-Eingang verwendet. Die Solarspannung kann schwanken und der Längsregler wird so ausgelegt, dass falls die PV-Spannung 81V übersteigt, diese begrenzt wird. Diese Spannung entspricht der Zener-Spannung bzw. der drei in Serie geschalteten Zener-Dioden. Die Zener-Spannung wurde ausgewählt, um den nachgeschalteten Schaltregler zu schützen. Die Ausgangsspannung ist um die Flussspannung von ca. 0.7V der Basis-Emitter Strecke des Transistors geringer als die Eingangsspannung: [9]

$$U_A = U_z - U_{BE} \quad (3.9)$$

Der Transistor arbeitet als Emitterfolger und kann den entsprechenden Strom von ca. 200mA liefern, wodurch auch der Zener-Strom geringer wird. Der Transistor muss aber

eine genügend hohe Kollektor-Emitter-Breakdown-Spannung haben, um selbst nicht zerstört zu werden. Die Type FZT696B hat eine Breakdown-Spannung von 180V und ist somit einsetzbar.

Der Widerstand ist so ausgelegt, siehe (3.10), dass der Zener-Strom nicht zu groß wird, und auch gleichzeitig der Begrenzung des Basisstroms des Transistors dient. [9]

$$R = \frac{V_{IN,MIN} \cdot h_{FE,MIN}}{1.2 \cdot I_{OUT,MAX}} = \frac{15V \cdot 80}{1.2 \cdot 0.2A} = 5k\Omega \quad (3.10)$$

Der Strom wird mit dem Faktor 1.2 multipliziert und  $h_{FE,MIN}$  stellt den Gleichstromverstärkungsfaktor des Transistors dar. Für den Widerstand wird der Wert von 4.7kΩ gewählt. Der Widerstand wird aus einer Parallel- bzw. einer Reihenschaltung von Einzelwiderständen gebildet, um eine Überspannung bzw. eine zu hohe Verlustleistung an den Bauteilen zu vermeiden.

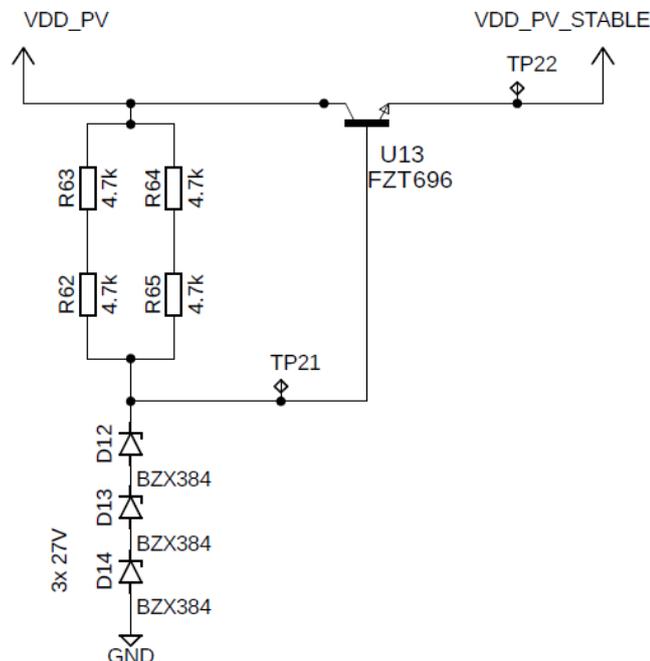


Abbildung 5: Längsregler mit Zenerdioden als Überspannungsschutz

### 3.3.2 Schaltregler und Low-Dropout Regler (LDO)

Die bis zu 81V schwankende Spannung, die vom Solarmodul geliefert wird, wird auf konstante 15V herabgesetzt. Dies erfolgt, indem man einen „primären“ Schaltregler (U10) einsetzt, der diese Anforderungen erfüllen kann und gleichzeitig über eine hohe Effizienz verfügt. Diese 15V wird dann einerseits auf 12V durch den Linearregler und andererseits auf 5V durch einen zweiten („sekundären“) Schaltregler U11 herabgesetzt.

Die Auswahl der genannten Regler wird in diesem Abschnitt näher erläutert. Das Prinzip des sekundären Schaltreglers ist ident zum primären Schaltregler. Deshalb wird auf die Dimensionierung des zweiten Wandlers hier nicht näher eingegangen.

#### DC-DC Wandler

Auf die Grundfunktion eines DC/DC-Tiefsetzstellers wird im Rahmen dieser Arbeit nicht eingegangen. Es wird bloß zweckentsprechend die Auswahl des MP9486 vom Monolithic Power Systems (MPS) und das entsprechende Design erörtert.

Der MP9486 Schaltregler akzeptiert die Eingangsspannungen von 4.5V bis zu 100V und eignet sich somit perfekt für die Anwendung. Die Regelung erfolgt hysteretisch, sprich, es ist keine „Loop Compensation“ wie bei einem Current-Mode- oder Voltage-Mode-Control notwendig, um die Regelung stabil zu halten. Die Schaltfrequenz arbeitet mit bis zu 1MHz. Sowohl der Überstromschutz als auch der Temperaturschutz sind integriert. [10]

Um eine Ausgangsspannung von 15V zu erreichen, betrachtet man das Feedback-Pin vom MP9486 (Abbildung 6), wo die Spannung von 0.2V anliegt und sich in den Grenzen zwischen zwei Komparatorschaltsschwellen von 0.185V und 0.215V befindet.

[10] Die Ausgangsspannung wird durch den Spannungsteiler R58, R59 abgezweigt und sie wird auf 15V geregelt, siehe folgende Formel (3.11):

$$R_{58} = \frac{V_{OUT} - V_{FB}}{V_{FB}} \cdot R_{59} = \frac{15V - 0.2V}{0.2V} \cdot 10k\Omega = 740k\Omega \quad (3.11)$$

Der untere Widerstand R59 wird auf 10kΩ gesetzt, um den oberen Widerstand zu berechnen. Der Wert vom Widerstand ist so gewählt, um ein Kompromiss zwischen Rauschen und Verlustleistung zu erreichen.

Nachdem der Leistungsmosfet als N-MOS integriert ist, ist auch eine Bootstrap-Schaltung integriert und braucht lediglich einen Bootstrap-Kondensator extern beschaltet. Sein Wert beträgt 0.1μF. [10]

Wenn der integrierter MOSFET sich im Aus-Zustand befindet, fließt der Strom durch die externe Schottky Diode weiter zu der Spule (Freilauf). Die Diode muss dementsprechend auf Laststrom ausgelegt werden. Ebenso ist es wichtig, dass ihre Sperrspannung über 80V beträgt. Die Diode muss folgenden mittleren Strom führen können:

$$I_D = I_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = 600mA \cdot \left(1 - \frac{15V}{80V}\right) = 487.5mA \quad (3.12)$$

Die SSC2210A Diode vom SMC Diode Solutions erfüllt diese Anforderungen und wird daher eingesetzt.

Nachdem bei einem Tiefsetzsteller der Eingangsstrom gepulst ist, muss man die Eingangskondensatoren so auslegen, dass sie den auftretenden Ripplestrom (AC RMS) verkraften können. Der Ripplestrom und Eingangsspannungsripple ergeben sich zu:

$$I_{IN\_AC} = I_{OUT} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)} = 0.6A \cdot \sqrt{\frac{15V}{80V} \cdot \left(1 - \frac{15V}{80V}\right)} = 0.23A \quad (3.13)$$

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT} \cdot V_{OUT}}{f_{sw} \cdot C_{IN} \cdot V_{IN}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) = \frac{0.6A \cdot 15V}{1MHz \cdot 6.6\mu F \cdot 80V} \cdot \left(1 - \frac{15V}{80V}\right)$$

$$= 13.85mV$$

Die Eingangskondensatoren müssen auch einer Spannung bis zu 100V stand halten da sie mit Solarspannung belastet werden. In diesem Fall wurden zwei keramische MLCC Kondensatoren mit einem Wert von 3.3  $\mu F$ /100V eingesetzt. Ebenso sind auch die Bypass-Kondensatoren von 0.1  $\mu F$  vorhanden, um hochfrequente Störungen zu unterdrücken.

Die Ausgangskondensatoren wurden eingesetzt, um den Tiefpassfilter gemeinsam mit der Spule zu bilden, die Spannung zu glätten und ebenso dienen auch als Spannungspuffer. Besonderer Wert liegt auf dem 100 $\mu F$  Elektrolyt-Kondensator, der dazu dient, Gate-Treiber Spitzenwertströme im Bereich von einigen Ampere bereitzustellen. Die Berechnung ist unter dem Abschnitt 3.3.4 zu finden.

Zuletzt müsste man auch noch die Spule auslegen. Sie ist notwendig, um die geschaltete Spannung in einen geglätteten Strom zu wandeln. Ob der Strom kontinuierlich (CCM) ist oder ein nichtlückender Betrieb (DCM) vorhanden ist, hängt von der Last ab. Nachdem der Ausgangsstrom nicht so groß ist, herrscht ein nichtlückender Betrieb, was für EMV schlecht ist, aber für den Prototyp nicht unmittelbar relevant [11]. Die Spule wird anhand folgender Formel (3.14) ausgewählt:

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{f_{sw} \cdot I_{OUT} \cdot V_{IN} \cdot k} = \frac{(20V - 15V) \cdot 15V}{1MHz \cdot 0.6A \cdot 20V \cdot 0.5} = 10\mu H \quad (3.14)$$

Die höhere Frequenz (1MHz) ermöglicht eine kleinere Bauform der Spule und somit wird der Platz gespart. Der Koeffizient k stellt prozentuell dar, wie groß der Ripplestrom durch die Induktivität sein soll. Die Type LQH32PN100MN0L im Gehäuse-Form 1210 vom Murata wurde ausgewählt.

Der Schaltregler MP9486 besitzt auch einen ENABLE-Pin, der in der Umsetzung nicht benutzt wurde. Das EN-Pin könnte für ein gezieltes Ein- bzw. Ausschalten oder eine Sequenzierung der Versorgungsbausteine verwendet werden. [10]

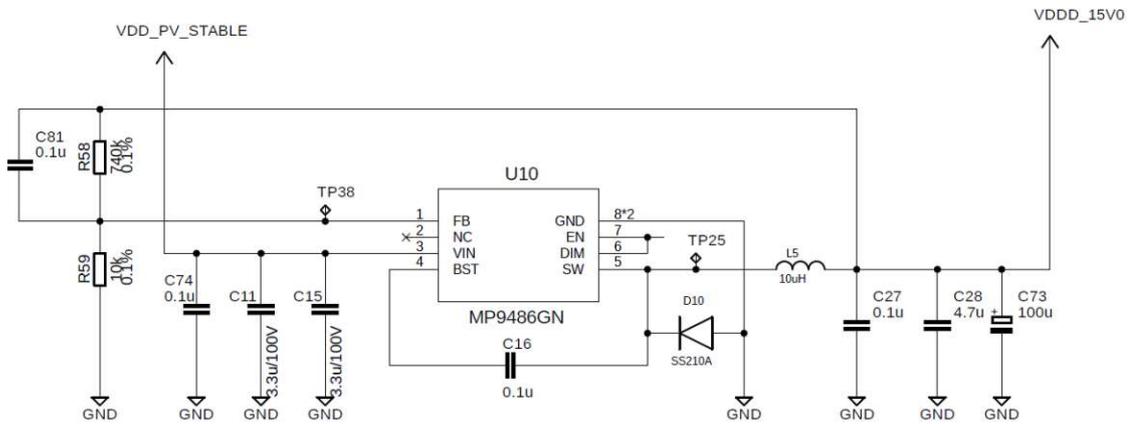


Abbildung 6: Primärer DC-DC Wandler

Die folgende Tabelle stellt die Übersicht der wichtigsten Komponenten zur Realisierung einer des primären Tiefsetzstellers mit der integrierten Leistungsstufe dar.

Komponente	Hersteller	Type
Schaltregler	Monolithic Power Systems	MP9486GN
Schottky Diode	SMC Diode Solutions	SS210A
Spule	Murata	LQH32PN100MN0L

Tabelle 3: Übersicht der DC-DC-Wandler Komponenten

### Low-Dropout Regler

Um „ruhige“ 12V für die analoge Bausteine zu erreichen, wird ein Low-Dropout-Linearregler (LDO) verwendet. Der LDO ist deswegen passend, da die analoge Elektronik möglichst wenig Rauschen herbeiführen soll, um die Signale möglichst präzise abbilden zu können. Auch der Strom soll nicht zu groß werden, sodass der LDO leistungseffizient arbeitet.

Die Beschaltung von einem LDO ist trivial, man braucht eingangs- und ausgangsseitig einen „Bypass-Kondensator“, der die hohen Frequenzen filtert und einen

„Decoupling-Kondensator“, der die Energie als Spannungspuffer liefert. Die Type MCP1804T-C002I/DB vom Microchip Technology wurde eingesetzt.

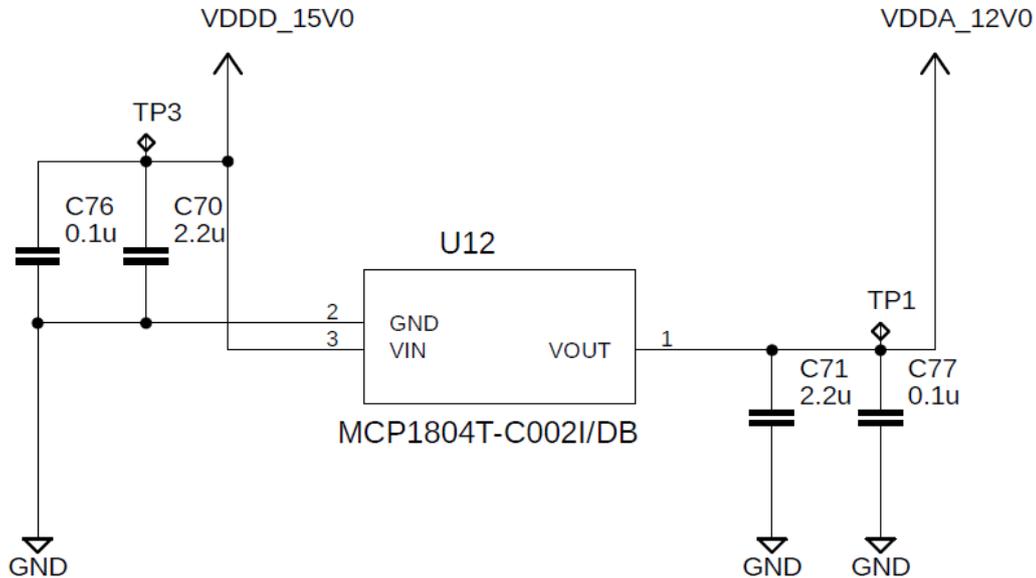


Abbildung 7: Low-Dropout Regler (LDO)

### Überblick der Regler

Die folgende Tabelle 4 stellt die verwendeten Regler und ihre Spannungen dar.

Regler	Type	Ausgangsspannung
DC-DC Wandler	MP9486	15V
DC-DC Wandler	MP9486	5V
Low-Dropout Regler	MCP1804	12V

Tabelle 4: Spannungsregler und ihre Ausgangsspannungen

### 3.3.3 Relais für die Umschaltung zwischen Insel- und Netzbetrieb

Um eine automatische Umschaltung zwischen einem Inselbetrieb und einem Netzbetrieb zu ermöglichen, wird ein Relais benötigt. Ein normales Relais genügt nicht, sondern es muss ein sogenanntes Relais mit zwangsgeführten Kontakten implementiert werden, auch Elementarrelais genannt. Das Relais ist so ausgeführt, dass es zu einem sicheren Zustand im Fehlerfall kommen kann. Es muss mindestens einen Öffner (normalerweise geschlossen) und einen Schließer (normalerweise geöffnet) besitzen,

und diese müssen mechanisch so konstruiert werden, dass im Falle vom Versagen sich beide im geschlossenen Zustand befinden (wenn der Öffner versagt und sich nicht öffnet, dementsprechend wird sich der Schließer nicht schließen können). Die Relais werden auch nach Typ A und Typ B unterscheiden und müssen eindeutig gekennzeichnet werden. Typ A ist ein Relais, bei dem alle Kontakte mechanisch verbunden sind und Typ B ist ein Relais, das sowohl mechanisch miteinander verbundene Kontakte als auch nicht mechanisch miteinander verbundene Kontakte aufweist. [12]

Das gewählte Elementarrelais ist von der Type 56.OW69.1200N der Firma Altech Corporation. Der Kupferwiderstand vom Steuerkreis beträgt  $210\Omega$ , was bei der Berechnung berücksichtigt wird. Die nominelle Spannung beträgt 12VDC, maximale DC Schaltspannung 250V und maximale AC Schaltspannung 400V. Somit sind die genannten Spannungen mit für die Anwendung geeignet. [13]

Falls die Eingangsleistung den Wert von 150W mit einer Hysterese von 10W übersteigt, befindet sich das System in einem Inselbetrieb und muss vom Netzbetrieb umgeschaltet werden. Wenn die Leistung unter 150W minus die Hysterese sinkt, also kommend vom Inselbetrieb, wird dementsprechend das Relais das System in Netzbetrieb bringen. Die Hysterese ist in beiden Richtungen vorhanden, damit man auf kurze Wetterveränderungen, bei denen sich die Einstrahlung reduziert (kurze Sonnen-Wolken Übergänge), nicht reagiert. Die Hysterese ist in der Abbildung 8 dargestellt. Sie kann mittels Software umgesetzt werden, indem man einen digitalen Port als Ausgang konfiguriert. Basierend auf der Leistung werden kurze Einschaltpulse von 3.3V herausgeschickt. Nach dem kurzen Puls wird die Stellung des Relais geändert, falls kein Fehler aufgetreten ist. Der maximale Strom, den der GPIO-Pin liefern kann, beträgt nur 10mA und muss dementsprechend beim Design der Ansteuerung des Relais mit einem NPN-Transistor berücksichtigt werden.

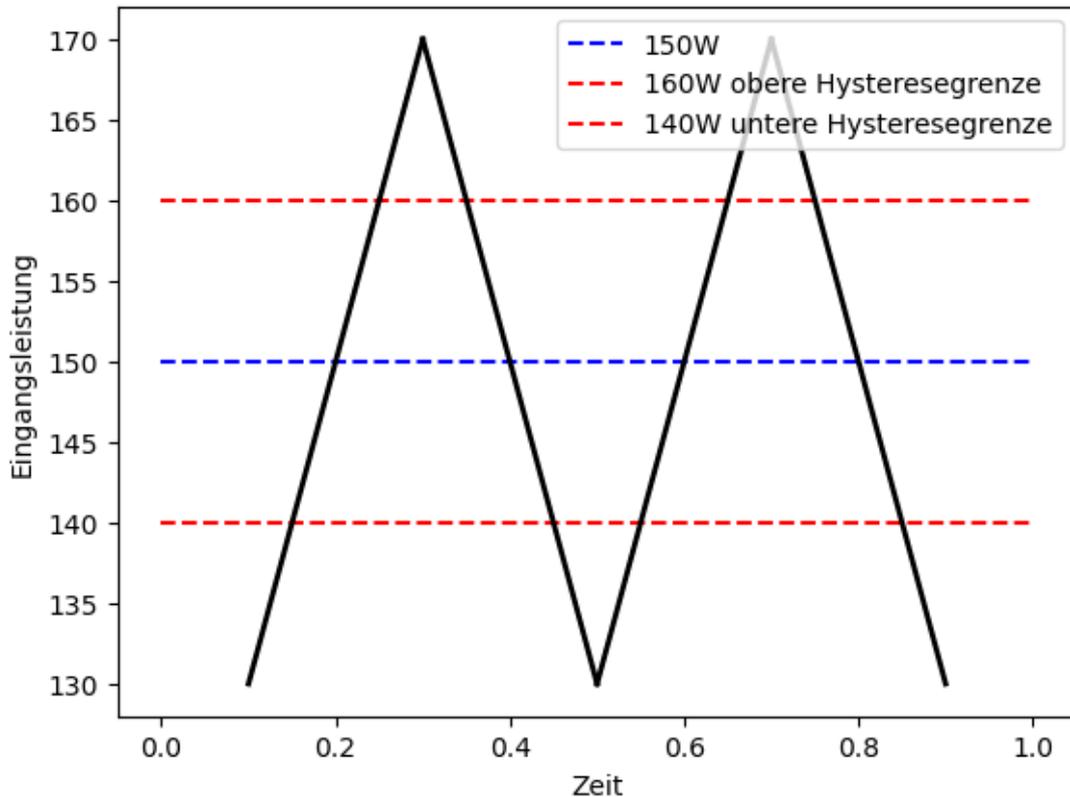


Abbildung 8: Zweipunktregler: Insel- und Netzbetrieb

Der Steuerkreis vom Relais wird durch 15V angesteuert. Die Schutzdiode ist in antiparalleler Richtung vorhanden, um den Ansteuertransistor gegen Überspannungen zu schützen. Der Einsatz eines BJT NPN Transistors (BC847) statt eines N-MOSFETs ist wegen dem Stromverstärkungsfaktor und dem selteneren Auftreten von Spannungspulsen vorteilhaft. Darüber hinaus fließt der Basisstrom nicht ständig und der Stromverbrauch ist dadurch vernachlässigbar. Der Kollektorstrom wird anhand des Kupferwiderstands und der anliegenden Spannung von 15V berechnet. Dementsprechend muss der Basisstrom unter 10mA gehalten werden, was mit dem Basiswiderstand garantiert wird.

$$I_C = \frac{U_1}{R_{Relais} + R_{CE,SAT}} = \frac{U_1}{R_{Relais}} = \frac{15V}{210\Omega} = 71.42mA \quad (3.15)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{71.42mA}{250} = 285.7\mu A$$

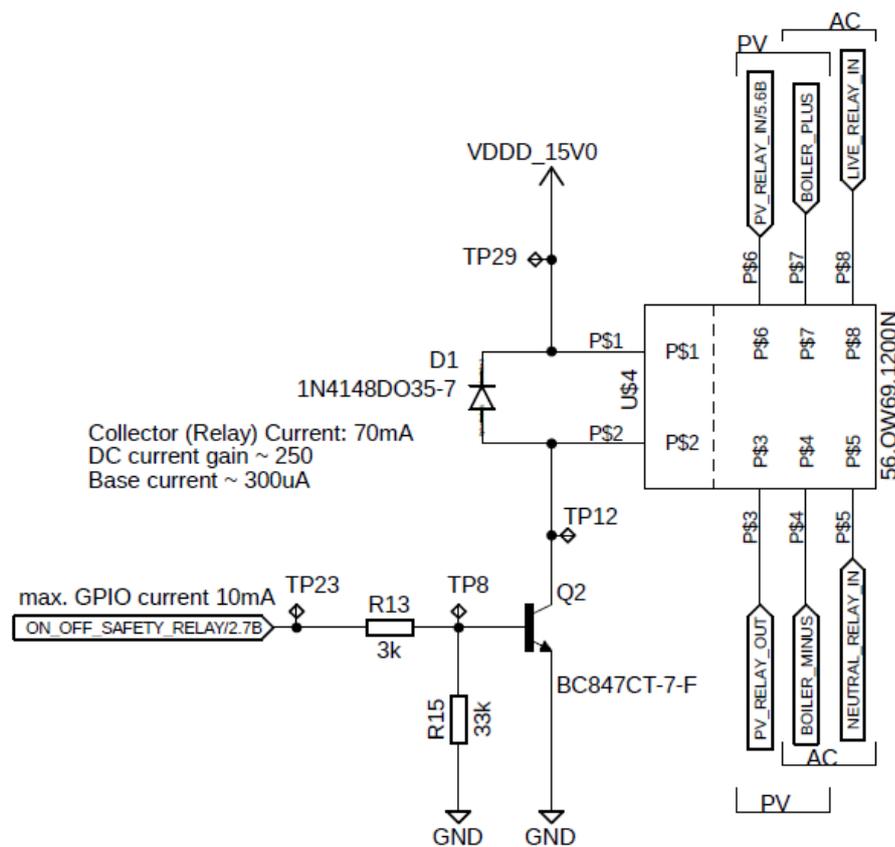


Abbildung 9: Ansteuerung des Relais mit zwangsgeführten Kontakten

Bei der Umschaltung vom Inselbetrieb auf Netzbetrieb muss sichergestellt werden, dass die restlichen Komponenten des Systems in einen Aus-Zustand gebracht werden. Dies erfolgt, indem man den Hochsetzsteller deaktiviert und ebenso den Chopper kurzzeitig länger eingeschaltet lässt, sodass sich die Ausgangskondensatoren entladen können. Danach wird er ausgeschaltet. Wenn die Leistung so gering ist, dass die 15V nicht geliefert werden können, müssen die Zustände in einem nicht-flüchtigen Speicher gespeichert werden.

Die Spule L2 ist implementiert um die Schaltflanken der 100Hz-Gleichstrompulse im Boiler-Strom etwas zu glätten.

### 3.3.4 Ansteuerung der Leistungsmosfets durch den Gate-Treiber

Es sind zwei Leistungsmosfetschalter in Verwendung. Beide Schalter sind als Low-Side Schalter eingesetzt. Ein MOSFET wird für die Hochsetzsteller Funktionalität verwendet und der zweite für die Chopper-Funktionalität.

Um das Gate von einem Leistungsmosfet laden und entladen zu können, ist eine spezielle Gate-Treiber-Schaltung nötig. Der Gate-Treiber hat die Aufgabe der Spannungsübersetzung vom Logikpegel auf 15V sowie genügenden Strom für schnelles Aufladen der Gate-Source Kapazität des MOSFETs zu liefern.

Es wird ein ADP3654 dual Gate-Treiber (zwei Treiber in einem Package) von Analog Devices verwendet, um dies zu realisieren. Die Ausgangsspannungen vom Gate-Treiber sind 15V. Die Treiber sind als Push-Pull Stufe realisiert und haben ebenso einen Pull-Down Widerstand am Eingang und am Ausgang integriert. Der maximale Ausgangsstrom ist 4A. [3] Die Realisierung der Ansteuerschaltung ist in der Abbildung 10 sichtbar.

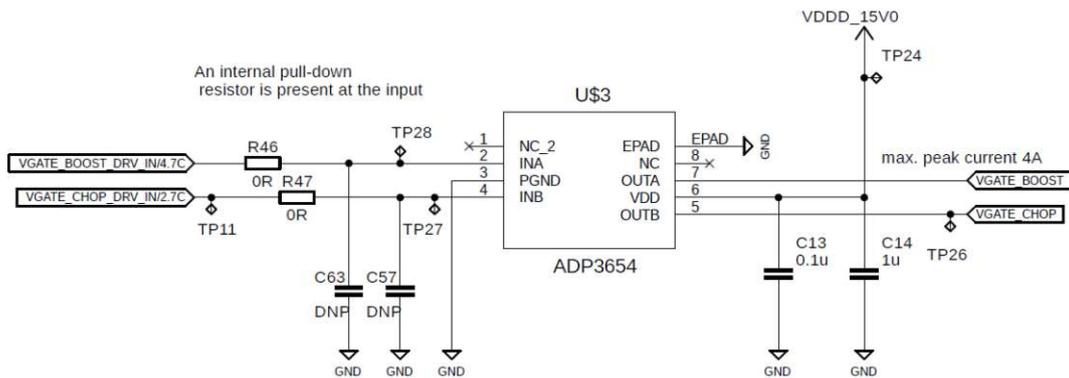


Abbildung 10: Dual Gate-Treiber

Für Boost-MOSFET Ansteuerung ist die Eingangsspannung der Treiber im Bereich von 12V und mit einer Frequenz von bis 100kHz geschaltet. Dies verursacht sehr hohe Lade- und Entladeströme im Gatepfad. Im Ladepfad vom MOSFET ist nur Gate-Widerstand

R39 vorhanden. Dieser verlangsamt und verkleinert den Lade-Peak Strom. Im Entladepfad liegt R39 parallel zu D7 und R51. Somit ergibt sich ein  $5\Omega$  Widerstand und das MOSFET wird schneller entladen als geladen. Der Widerstand R36 wirkt als Pulldown-Widerstand. Wenn nichts angeschlossen ist und das Gate noch Kapazität besitzt, kann sich der MOSFET über R36 langsam entladen. Der gleiche Aufbau ist auch beim Chopper-MOSFET vorhanden, der einzige Unterschied liegt an der Frequenz von nur 100Hz, weshalb die Schaltverluste viel kleiner sind. Die Eingangsspannung am Gate-Treiber beträgt maximal 3.3V, da sie von einem Mikrocontroller kommt. Die Spannung geht beim Ausgang in 15V über. Mit 15V ist man deutlich über der Gate-Threshold-Spannung und über Miller-Plateau vom MOSFET. Somit ist die erwähnte Pegelwandlung notwendig, um den MOSFET richtig ein- und ausschalten zu können. Der verwendete MOSFET ist ein IPP110N20N3 vom Infineon und hat eine typische Threshold-Spannung von ca. 4V. [14]

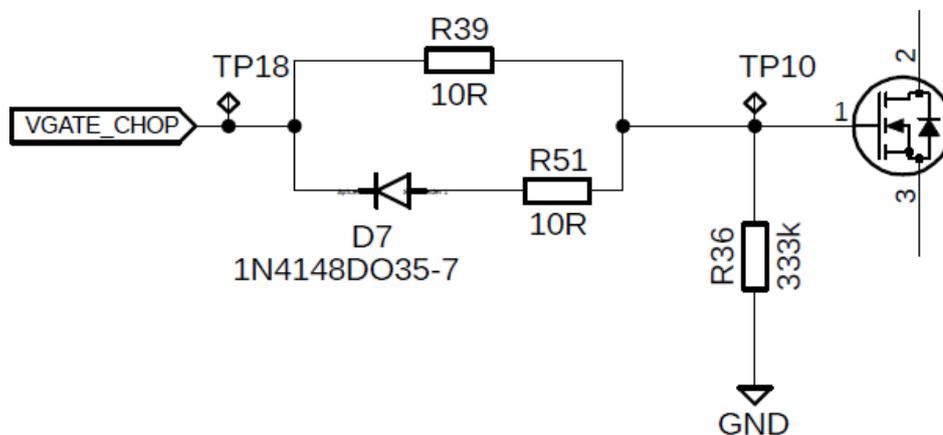


Abbildung 11: Ansteuerung des MOSFETs

Die Gate-Lade- und Entladeströme werden folgendermaßen berechnet: Um den Peak-Strom zu berechnen ist es notwendig, die Anstiegs- und Abfallszeiten und die totale Gate Ladung zu kennen. Die Werte wurden dem Datenblatt vom MOSFET entnommen und sind in der Kalkulation inkludiert. [14]

$$I_{G,ON} = \frac{Q_G}{t_{rise}} = \frac{87nC}{26ns} = 3.5A \quad (3.16)$$

$$I_{G,OFF} = \frac{Q_G}{t_{fall}} = \frac{87nC}{11ns} = 7.9A$$

Dies bedeutet, die Peak Ströme übersteigen den maximalen Wert des Spitzenstroms des Gate-Treibers. Der entsprechende Strom wird mit einem Kondensator von 100µF gepuffert, der sich an dem Ausgang des 15V Reglers befindet und welcher hohe Peak-Ströme liefern kann.

Im Mittel dagegen ist der Gate-Strom von beiden Leistungsmosfets im mA-Bereich und wird in der Gleichung (3.2) berechnet.

### 3.3.5 Auswahl der Mikrocontroller

Damit man die Steuersignale ausgeben und analoge Signale erfassen kann und auch damit die Funktionalität des Systems erfüllt werden kann (MPP-Tracking), ist ein Mikrocontroller nötig. Wegen des leichteren und schnelleren Einsatzes im System wird ein Entwicklungs-Board verwendet. Das bedeutet, dass man den Mikrocontroller leicht über USB-to-UART-Schnittstelle programmieren und debuggen kann. Die ganze Versorgung und die Schutzschaltung auf dem MCU Development Board ist schon integriert. Bei der Auswahl des Mikrocontrollers ist das primäre Ziel ein geringer Stromverbrauch, um die Effizienz des ganzen Systems nicht zu verringern. Eine Bluetooth-Low-Energy oder Wi-Fi Funktionalität sollte auch vorhanden sein, um die Daten auch leitungslos übertragen zu können und somit die „User-Experience“ zu verbessern. Für den Mikrocontroller wurde die Type ESP32-C3 und für das Entwicklungs-Board die Type ESP32-C3-DevKitC-02. Die Spannungspegel der Logik ist 3.3V. [5]

Die nachfolgende Tabelle 5 stellt die wichtigsten Eigenschaften des Mikrocontrollers bzw. des Entwicklungsboards dar.

<b>Mikrocontroller</b>	
<i>Eigenschaften</i>	<i>Wert</i>
Spannungsversorgung	3.0V ... 3.6V
Betriebstemperatur	-40°C ... 105°C
CPU	Xtensa dual-core 32-bit LX6
Frequenz	240MHz
On-Chip Speicher	448KB ROM, 520KB SRAM, 16KB SRAM
Wi-Fi	802.11b/g/n
Bluetooth	V4.2, Bluetooth LE
Peripherien	SD-Card, UART, SPI, SDIO, I2C, LED-PWM, Motor-PWM, I2S, GPIO, ADC, DAC, TWAI usw.
Antenne	IPEX, On-Board
<b>Entwicklungs- Board</b>	
<i>Eigenschaften</i>	<i>Wert</i>
Spannungsversorgung	USB-Schnittstelle: 5.1V 3.6V über Input-Pins
Stromverbrauch	500mA (peak), betriebsmodusabhängig
GPIO maximale Belastbarkeit	10mA, gesamt 50mA
ISM-BAND Frequenzbereich	2.4GHz: 2.412GHz ... 2.472GHz
USB-Schnittstelle	CP2104, MicroUSB

Tabelle 5: Eigenschaften des Mikrocontrollers und des Entwicklungsboards [5]

Der Mikrocontroller hat verschiedene Peripherien, die kann per Software wählbar und konfigurierbar sind. Aus der Tabelle 6 ist ersichtlich, wie die Ports konfiguriert sind und für welche Funktionalitäten sie benutzt werden.

<b>Pin-Nummer</b>	<b>Peripherie</b>	<b>Funktion</b>
19	Versorgung	5V Versorgung der internen Beschaltung
5	ADC1_CH6	Messung des Eingangsstroms
6	ADC1_CH7	Messung des Ausgangsstroms
9	ADC2_CH8	Messung der Eingangsspannung
10	ADC2_CH9	Messung der Ausgangsspannung
27	PWM	PWM-Signal zur Ansteuerung des LS-MOSFETs (Chopper)
28	PWM	PWM-Signal zur Realisierung der MPPT
33	GPIO21 (OUT)	Start/Stopp der Regelung und des Boost-Konverters
36	GPIO22 (OUT)	Insel- und Netzbetrieb Umschaltung
12,13,23,24,30,31	GPIOx (OUT)	LED-Anzeige für Zustände

Tabelle 6: Beschaltung der Mikrocontroller

### 3.3.6 Tiefpassfilter zweiter Ordnung für MPPT

Der Hochsetzsteller und seine interne Hardwareregelung beinhalten keine Maximum-Power-Point-Tracking Regelung. Die interne Hardwareregelung ist eine schnelle Regelung, deren Ziel es ist, den Strom in der Hochsetzsteller-Spule konstant zu halten, um möglichst wenig Effizienz zu verlieren. Das ist notwendig, weil der Chopper periodisch die Ausgangsspannung zerhackt.

Man betrachtet zuerst den Spannungsteiler R18, R20, C21, siehe Abbildung 12. Da die Ausgangsspannung von dem Spannungsteiler weiter zum invertierenden Eingang des Komparators geht und der nicht-invertierende Eingang des Komparators auf 6V eingestellt ist, wird im Mittel auch auf dem invertierenden Eingang 6V erwartet und die Dimensionierung der Komponenten orientiert sich an diesen 6V. Wie aus der Formel (3.17) ersichtlich, wird die geschaltete Spannung im Mittel auf 72V gehalten, um den Strom durch die Spule konstant zu halten. Die Regelung ist nicht Maximal-Leistungspunkt-Suche geeignet.

$$V_{SW} = V_{COMP} \cdot \frac{R_{18} + R_{20}}{R_{20}} = 6V \cdot \frac{110k\Omega + 10k\Omega}{10k\Omega} = 72V \quad (3.17)$$

Die maximale Spannung ( $V_{MPP,STC}$ ) eines Solar-Moduls ist kleiner als die Leerlaufspannung ( $V_{OC,STC}$ ). Darum muss man die Spannung  $V_{SW}$  entsprechend anpassen können. Das geschieht, indem man den Spannungsteiler extern beeinflusst. Dazu kommen noch zwei Widerstände vom Tiefpassfilter in Serie, d.h.  $902\Omega$  wird dem R20 dazugezählt. Und die Widerstände sind dann an einen PWM-Ausgang von dem Mikrocontroller angeschlossen, der die Spannung von 0 bis 3.3V ausgeben kann. Dadurch ergeben sich folgende Formeln (3.18) zur „Worst-Case“-Berechnung der MPPT-Einstellung:

$$V_{SW} = (V_{COMP} - V_{MCU}) \cdot \frac{R_{18} + R_{20} + R_{41} + R_{52}}{R_{20} + R_{41} + R_{52}} \quad (3.18)$$

$$V_{SW,max} = (6V - 0V) \cdot \frac{120k\Omega + 902\Omega}{10k\Omega + 902\Omega} = (6V - 0V) \cdot 11.089 = 66.54V$$

$$\begin{aligned} V_{SW,min} &= (6V - 3.3V) \cdot \frac{120k\Omega + 902\Omega}{10k\Omega + 902\Omega} + 3.3V \\ &= (6V - 3.3V) \cdot 11.089 + 3.3V = 33.24V \end{aligned}$$

Es ergibt sich somit ein Bereich zwischen 33.24V bis 66.54V, wo man die Eingangsspannung auch zur Leistungsanpassung regeln kann, um die maximale PV-Leistung übertragen zu können. Da die Spannungen am invertierenden Eingang des Komparators und Mikrocontroller nicht entkoppelt sind, wird auch der Spannungsteiler beeinflusst und z.B. 50% Duty Cycle von 3.3V ergibt nicht 1.65V sondern 2V, wie oben in der Formel (3.18) ersichtlich. Statt dem Tiefpass zweiter Ordnung könnte man alternativ ein Sallen-Key Filter verwenden, welches ebenfalls ein Filter zweiter Ordnung ist. Dieser Filter wäre aber ein aktives Filter, welches auch einen Impedanzwandler beinhaltet, womit sich die Spannungen entkoppeln und die Berechnung vereinfachen würde.

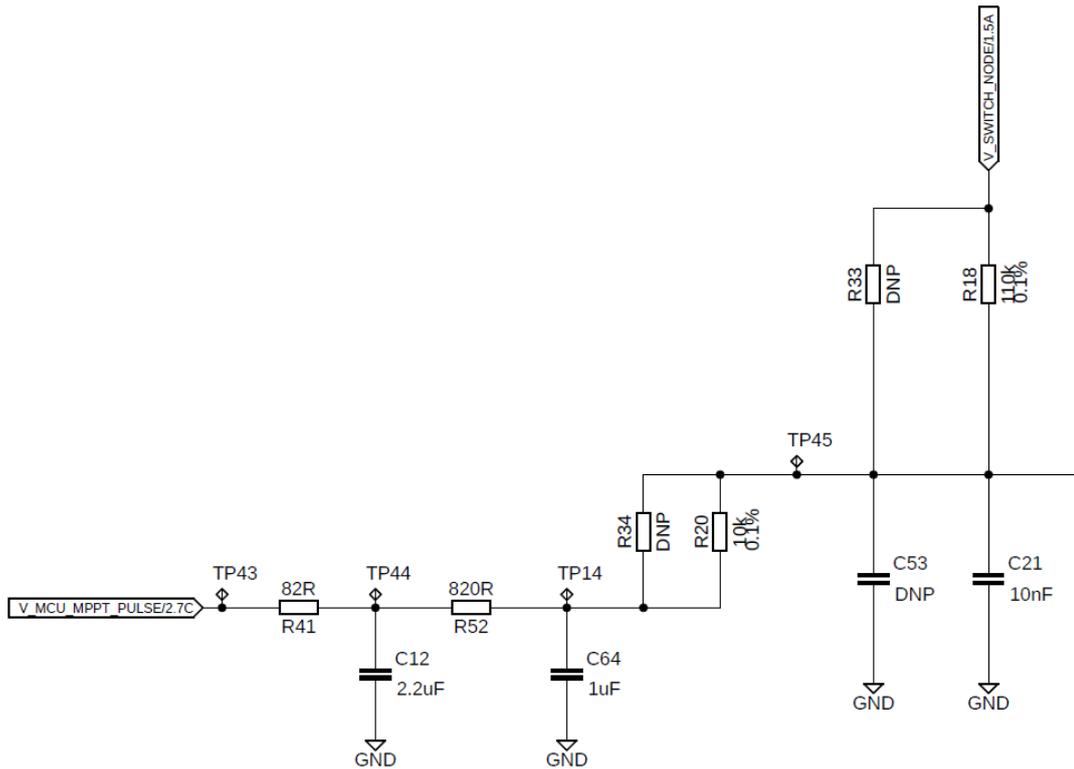


Abbildung 12: TP-Filter zweiter Ordnung kaskadiert auf die HW-Regelung

Der Mikrocontroller gibt ein 10kHz PWM-Signal aus und so ein Signal muss gefiltert werden, damit am TP14 ein geglättetes Signal zwischen 0 und 3.3V vorhanden ist. Mit dem Filter erster Ordnung ist die Realisation möglich, aber der Widerstand würde zu groß sein und somit würde man den primären Spannungsteiler zu sehr beeinflussen.

In der Abbildung 13 ist der Ausschnitt einer LTSpice Simulation ersichtlich. Es ist ein 3.3V PWM-Signal mit dem 50% Tastgrad und Spannung nach dem ersten RC-Glied und Spannung nach dem zweiten RC-Glied ersichtlich. Man sieht, dass ein Filter erster Ordnung das PWM-Signal nicht genügend glättet.

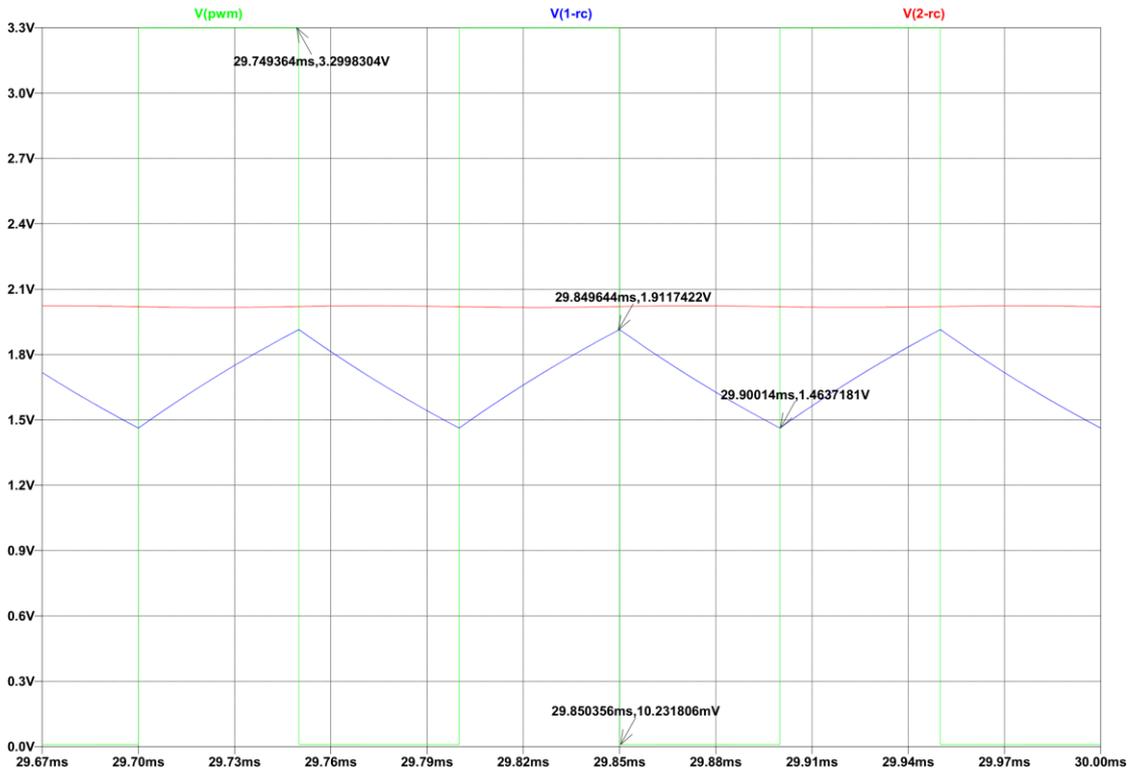


Abbildung 13: PWM-Signal der Frequenz 10Khz und Tastgrad von 50%

In der Abbildung 14 sind die erste und die zweite Stufe des RC-Tiefpassfilters dargestellt. Man erkennt, dass die Spannung den Wert von 2V bei 50% Duty Cycle erreicht. Ebenso ist auch ein Knick bei ungefähr 3ms vorhanden. Bis zu dem Punkt wird die Spannung am invertierenden Eingang auf Masse gehalten, sodass man die großen Ausgangskondensatoren von 1mF laden kann und dass der Hochsetzsteller nicht sofort arbeitet sondern erst nach einer gewissen Zeit bzw. wenn die Eingangsspannung gleich dem Ausgangsspannung vom Hochsetzsteller. Ab 3ms Zeitpunkt wird der Schalter geöffnet und somit liegt die mittlere 6V Spannung am invertierenden Eingang vom Komparator.

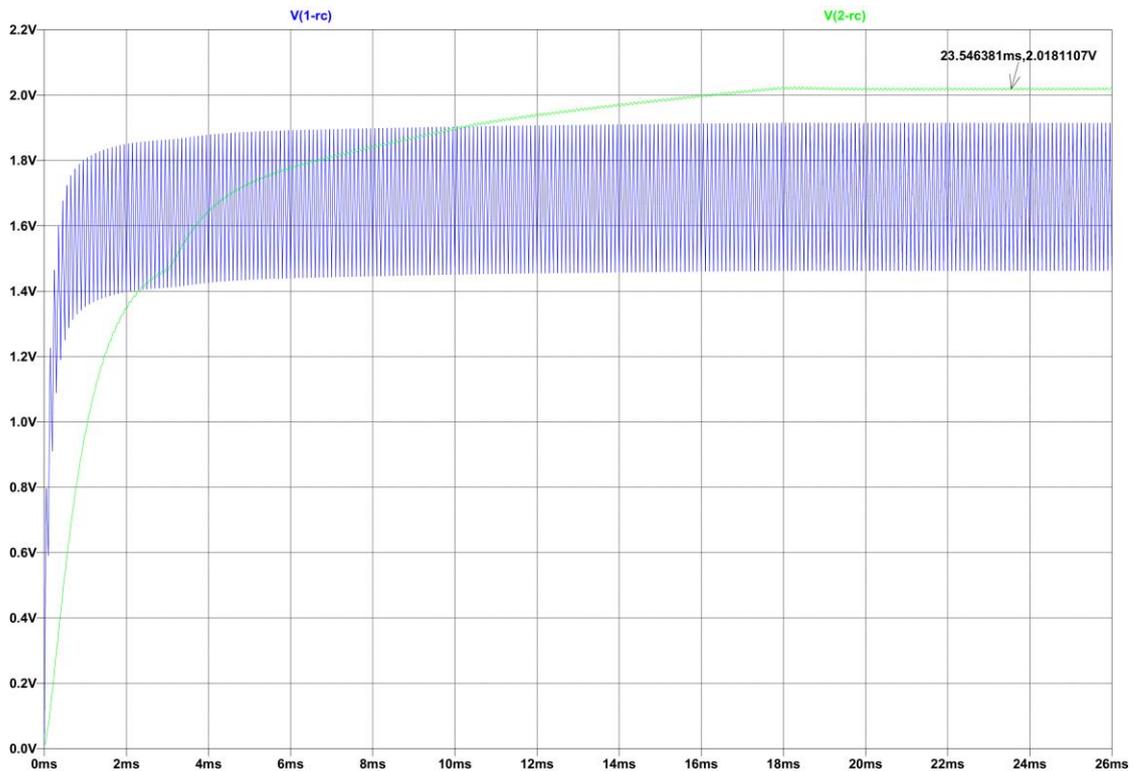


Abbildung 14: 1xRC und 2xRC gefiltertes 10kHz PWM-Signal

Der Simulationsausschnitt aus der Abbildung 15 zeigt an, wie die Eingangsspannung bzw. die Solarspannung vom Tastgrad des PWM-Signals geregelt werden kann. Somit kann man die Maximum-Power-Point-Tracking (MPPT) realisieren. Bei drei verschiedenen Duty-Cycles sind Eingangsspannungen vorhanden, und zwar bei 0%, 50% und 100%. Man erkennt, dass bei größerem Duty-Cycle die Solarspannung sinkt und umgekehrt. Ebenso ist die Spannung beim 0% Duty-Cycle nicht 66.54V sondern etwas kleiner, da in der Simulation ein PWM-Signal mit 0% Duty-Cycle kleine Peaks hat und somit beeinflusst das den Spannungsteiler und damit auch die Eingangsspannung.

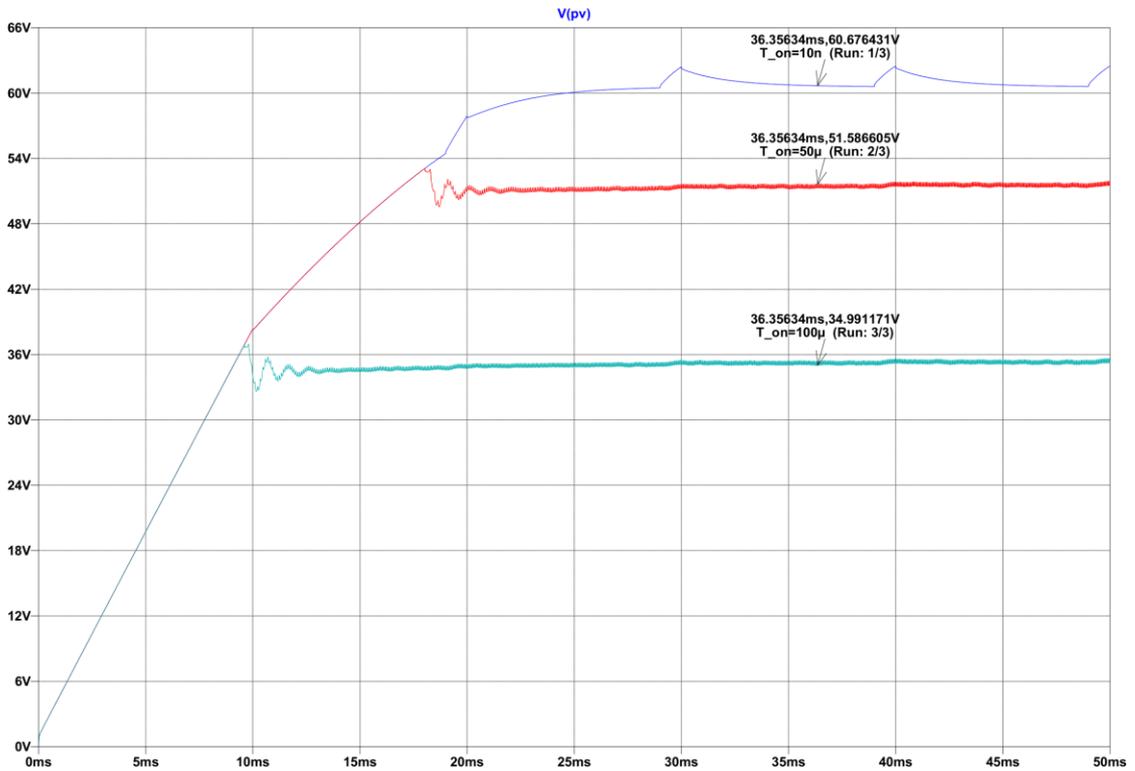


Abbildung 15: Einstellung der Eingangsspannung zur MPPT über PWM-Tastgradänderung

Die Grenzfrequenz bei einem Tiefpassfilter erster Ordnung ist genau da, wo die Amplitude der Ausgangsspannung bei 70.7% der Amplitude von der Eingangsspannung entspricht, bzw. -3dB. Pro Dekade wird die Ausgangsspannung um 20dB gedämpft. Bei dem Filter zweiter Ordnung ist der Spannungsabfall nach der Grenzfrequenz um 40dB pro Dekade, die Grenzfrequenz ist aber nicht bei -6dB da der Einfluss von der zweiten Stufe auf die erste Stufe des Filters stattfindet.

$$f_{c,1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 82\Omega \cdot 2.2\mu F} = 882.23\text{Hz} \quad (3.19)$$

$$f_{c,1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{82\Omega \cdot 820\Omega \cdot 2.2\mu F \cdot 1\mu F}} = 413.8\text{Hz}$$

Die Abbildung 16 stellt die Transferfunktionen der ersten und der zweiten Stufe des RC-Filters bis zu 20kHz dar. Ebenso sind die Grenzfrequenzen und die Amplitudendämpfungen ersichtlich.

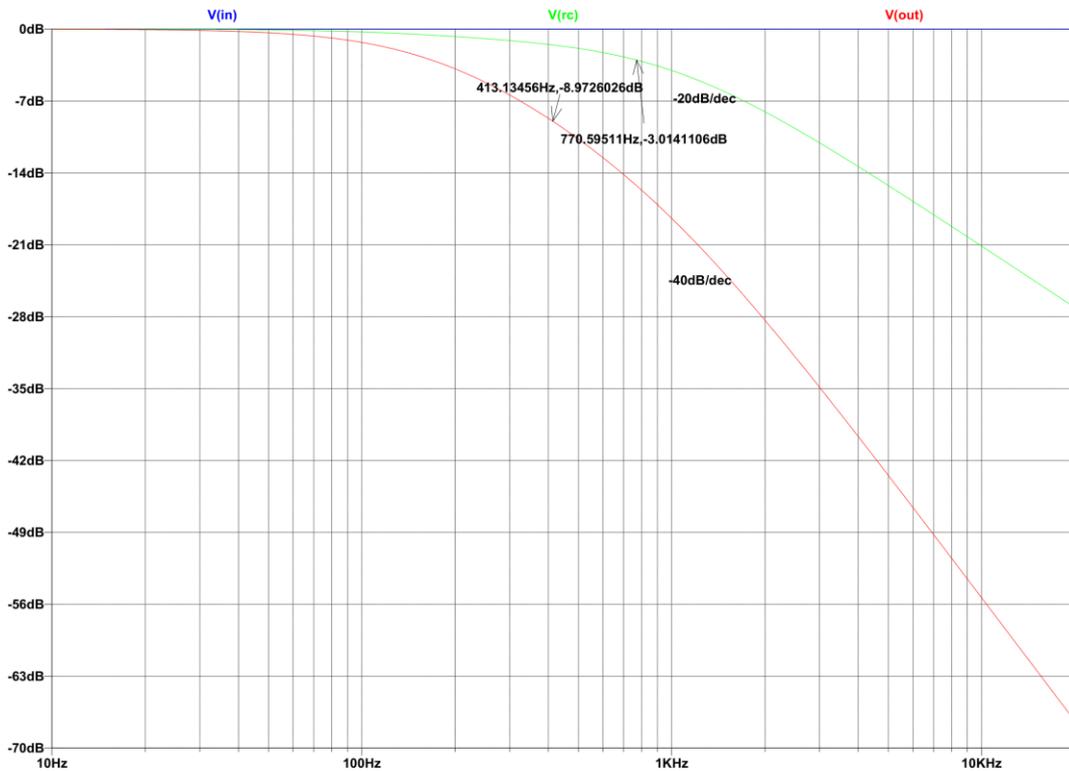


Abbildung 16: RC Tiefpassfilter erster und zweiter Ordnung

### 3.3.7 Realisierung der Strommessung

Um die MPPT-Regelung per Software realisieren zu können, ist es notwendig, die Eingangsspannung und den Eingangsstrom zu jedem Zeitpunkt zu kennen. In diesem Kapitel wird die Strommessung anhand des Strommesswiderstands erläutert. Die Signalkette des gemessenen Signals ist in der Abbildung 17 ersichtlich. Ebenso soll auch der Ausgangsstrom gemessen werden, was nicht notwendig ist, aber einige Schutzvorteile bietet. Die Schaltungen für den Eingangs- als auch für den Ausgangsstrom sind ident bis auf den Filter. Aus diesem Grund wird sich die Berechnung nur auf den Eingangsstrom beziehen.

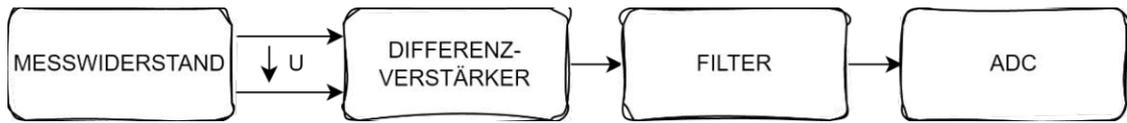


Abbildung 17: Signalkette der Strommessung

Es wird ein Shunt bzw. ein Strommesswiderstand von  $5\text{m}\Omega$ , 0,25%, 2W von Ohmite verwendet. Die Signalkette wird auf den „worst-case“ Eingangsstrom von 10A ausgelegt.

$$U_{SH} = R \cdot I_{MAX} = 5\text{m}\Omega \cdot 10\text{A} = 50\text{mV} \quad (3.20)$$

$$P_D = R \cdot I_{MAX}^2 = 5\text{m}\Omega \cdot (10\text{A})^2 = 0.5\text{W}$$

Die maximale Spannung wie aus der Formel (3.20) ersichtlich, die am Shunt liegt ist 50mV. Der Leistungsverlust von 0.5W ist auch in den Grenzen gehalten und ist weit unter den maximal zulässigen Wert von 2W. Da die Shunt-Spannung sehr klein ist, ist es fast unmöglich aus dieser Spannung direkt eine genaue Information über den Strom zu bekommen. Deswegen wird diese Spannung über einen INA290 Differenzverstärker von Texas Instruments verstärkt. Es wird die Variante A2 verwendet, die einen fixen Verstärkungsfaktor von 50 hat. Das heißt, die Ausgangsspannung ist 50-mal höher als die Eingangsspannung. Oft wird es vergessen, die „Common-Mode-Spannung“ Spezifikation zu beachten. Da die Shunts sowohl auf dem + Bein als auch auf dem – Bein sehr hoher Spannungen ausgesetzt sind, muss man die Gleichtaktspannung im Auge behalten. Die maximale CM-Spannung von dieser Type ist 120V. Es wird die maximale Solarspannung von 80V angenommen und die Spannung liegt ungefähr beidseitig auf dem Shunt.

$$U_{GAIN} = 50 \cdot U_{SH} = 50 \cdot 50\text{mV} = 2.5\text{V} \quad (3.21)$$

$$U_{CM,MAX} = \frac{U_{SH+} + U_{SH-}}{2} = \frac{80\text{V} + 80\text{V}}{2} = 80\text{V}$$

Die maximale Spannung, die der ADC in der CPU verarbeiten kann, liegt bei 3.3V. Somit hat man noch 0.7V Reserve, um Ströme am Eingang des Systems über 10A zu erfassen. Die Linearität des ADCs sinkt dann ab 2.5V und es wird empfohlen, sich im Bereich bis zu 2.5V zu halten. Die Gleichtaktspannung liegt bei 80V bei dem Eingangshunt und stellt keine Gefahr für den Betrieb des Differenzverstärker dar. Die Spannung wird dann schließlich auch mit einem RC-Tiefpassfilter gefiltert, bevor sie mit dem ADC abgetastet wird.

$$\tau = R \cdot C = 1.5k\Omega \cdot 100nF = 150\mu s \quad (3.22)$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 150\mu s} = 1kHz$$

Die verwendeten Werte für RC-Glied sind 1.5kΩ und 100nF. Damit ergibt sich laut (3.22) die Zeitkonstante von 150μs und eine Grenzfrequenz von 1kHz. Da der Eingangsstrom einen gewissen Rippel hat, überträgt sich das auch auf die Shunt Spannung und muss somit entsprechend geglättet werden.

Am Ausgang des Systems befindet sich auch die gleiche Schaltung mit dem gleichen Messwiderstand. Der Filter hat aber mit 16Ω und 100nF eine höhere Grenzfrequenz von ca. 99.5kHz. Dies ist notwendig, da der Ausgangsstrom mit der 100Hz Periode rechteckförmig verläuft. Das ist deswegen, da der Low-Side Schalter schaltet kontinuierlich mit der 100Hz Frequenz ein- und aus. Die Spannung am Ausgang kann die Werte über 120V annehmen und somit eignet sich der Differenzverstärker nicht für den „high-side“ Einsatz und für eine zukünftige Version muss man den Shunt unter dem Chopper anordnen. Dadurch entsteht ein kleiner Massenversatz, aber die Gleichtaktspannung hält sich in Grenzen. Diese Strominformation kann verwendet werden, um zu überprüfen, ob der Chopper richtig schaltet. Ebenfalls kann die Information genutzt werden für die Überprüfung der Ausschaltung des Boiler-Thermostats.

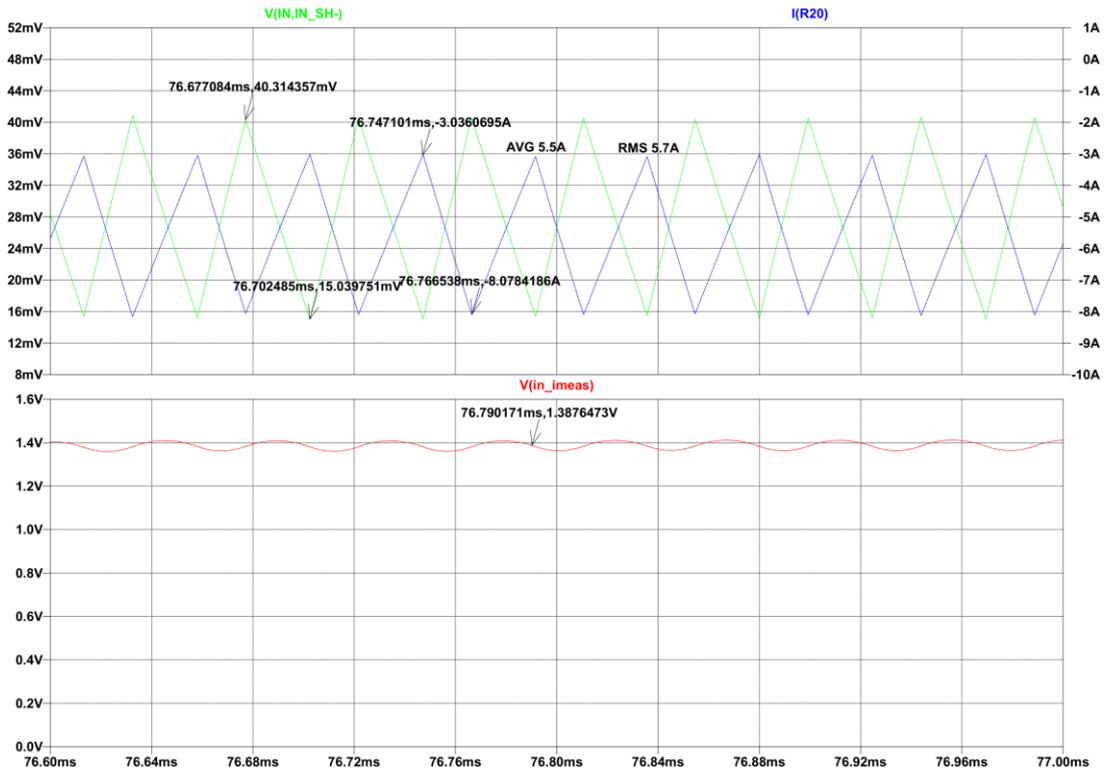


Abbildung 18: Simulationswerte des Eingangsstroms

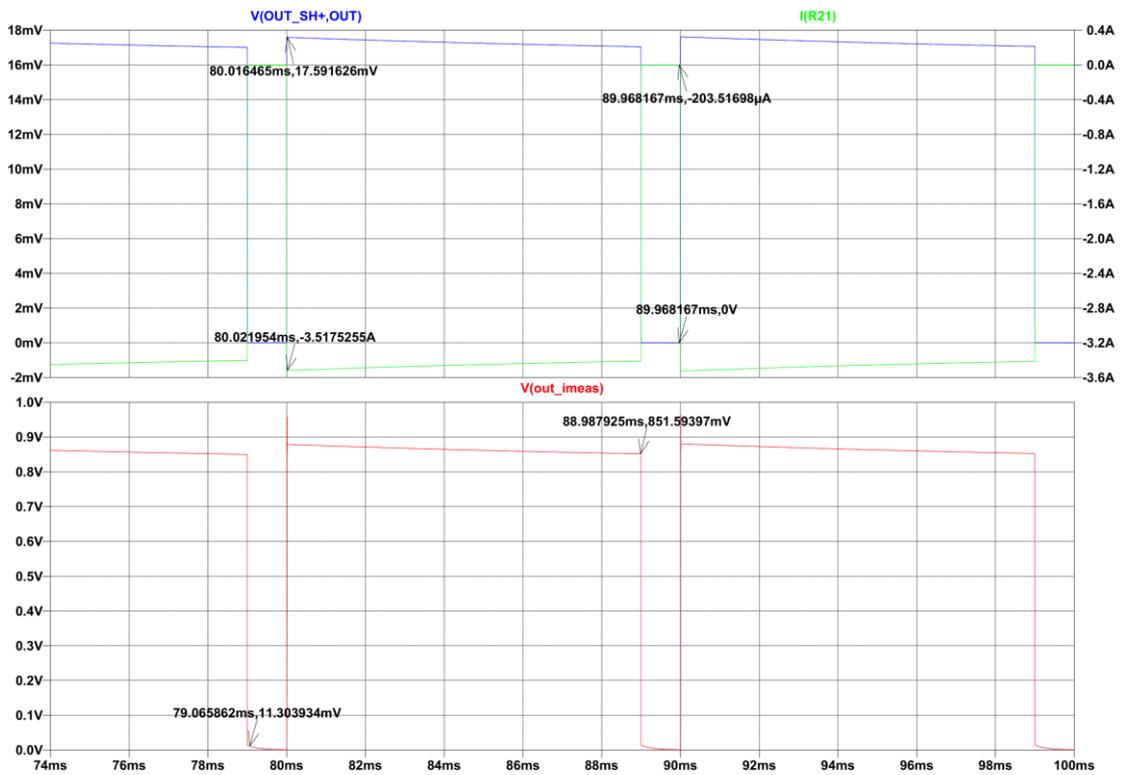


Abbildung 19: Simulationswerte des Ausgangsstroms

Die obigen Abbildung 18 und Abbildung 19 zeigen die Ergebnisse einer LTSpice Simulation für den Eingangsstrom und für den Ausgangsstrom. Die Messung des Eingangsstromes wird durch den Filter gefiltert und übrig bleibt eine mittlere Spannung, die am ADC-Eingang anliegt. Der Ausgangsstrom ist rechteckförmig durch das Schalten des Choppers und wird nicht gefiltert, sodass die Information erhalten bleibt.

Die folgende Tabelle 7 zeigt die verschiedenen Werte der Strommessungen als Übersicht an.

<b>Strom</b>	<b>Shunt-Spannung</b>	<b>Spannung am ADC-Eingang nach der 50-fachen Verstärkung</b>
0A	0mV	0V
1A	5mV	0.25V
2A	10mV	0.5V
3A	15mV	0.75V
5A	25mV	1.25V
8A	40mV	2V
10A	50mV	2.5V

Tabelle 7: Verschiedene Werte der Strommessung

Die Realisierung der beiden Schaltungen ist im Anhang A in der Abbildung 43 gezeigt.

### 3.3.8 Realisierung der Spannungsmessung

Für die MPPT-Regelung braucht man nicht nur die Information über den Eingangsstrom, sondern auch die Eingangsspannung muss gemessen werden. Somit kann man mit beiden Werten auf die Leistung schließen und diese dann maximieren.

Die Abbildung 20 stellt die Signalkette der Spannungsmessung dar. Die Spannung wird am Eingang und am Ausgang des Systems abgegriffen und mit dem Spannungsteiler auf einen niedrigeren Wert reduziert. Um den Spannungsteiler durch den Analog-Digital-Wandler nicht zu beeinflussen ist auch ein Impedanzwandler (U\$2) vorhanden, dessen Ausgangsimpedanz einen sehr kleinen Wert hat. Wie bei der Strommessung ist die Schaltung für Spannungsmessung für Eingangs- und Ausgangsspannung identisch. Die Dimensionierung erfolgt daher nur für die Ausgangsspannung. Diese stellt den

„worst-case“ Fall dar, da die Ausgangsspannung ja hochgesetzt wird und so viel größer als die Eingangsspannung ist.

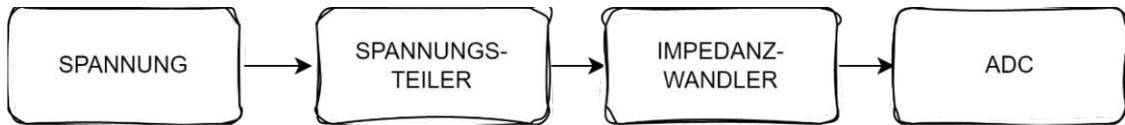


Abbildung 20: Signalkette der Spannungsmessung

Es wird eine maximale Spannung von 180V angenommen und der Spannungsteiler wird basierend darauf ausgelegt. Die Toleranzen der Widerstände sind 0.1%, um wenig Messfehler zu verursachen.

$$U = U_{MAX} \cdot \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{10}} = 180V \cdot \frac{8.25k\Omega}{8.25k\Omega + 511k\Omega} = 2.86V \quad (3.23)$$

Mit 180V ergibt sich 2.86V am Eingang des ADCs, somit kann man etwas höhere Spannungen als 180V messen, um auch die transienten Vorgänge abzufangen. Der Impedanzwandler ist ein OPA2145 von Texas-Instruments und ist als Dual-Package ausgeführt. Das bedeutet, dass ein Baustein für sowohl die Eingangs- als auch für die Ausgangsspannungsmessung verwendet wird.

In der Abbildung 21 sind die Eingangs- und Ausgangsspannung aus einer LTSpice Simulation ersichtlich. Die Spannungen sind dann über den Spannungsteiler reduziert, wie im unteren Plot zu sehen ist. Die Werte werden dann mit dem integrierten ADC des Mikrocontrollers abgetastet.

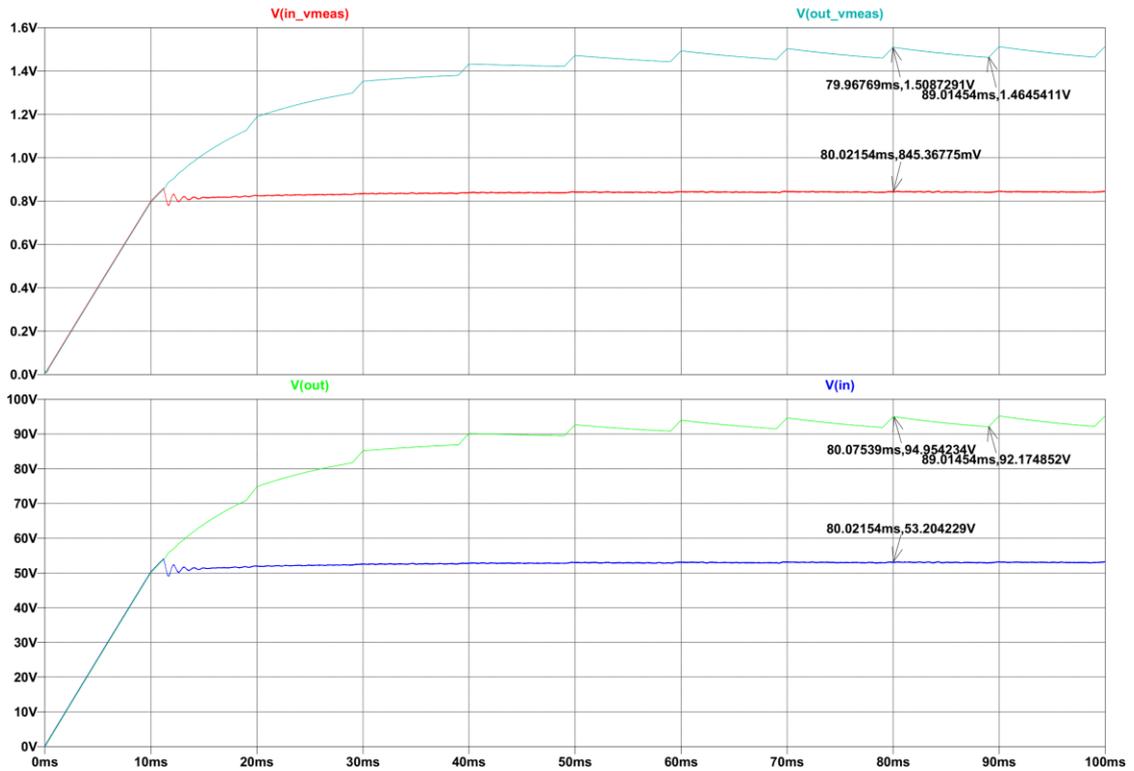


Abbildung 21: Simulationswerte der Eingangs- und Spannungsmessung

Die folgende Tabelle 8 zeigt die Übersicht der verschiedenen Werte der Spannungsmessungen.

Spannung	Spannung am ADC nach dem Spannungsteiler
0V	0V
20V	0.317V
50V	0.794V
80V	1.271V
100V	1.588V
150V	2.383V
180V	2.859V

Tabelle 8: Verschiedene Werte der Spannungsmessung

Die Umsetzung der beiden Schaltungen ist im Anhang A in der Abbildung 43 abgebildet.

### 3.3.9 Hochsetzsteller, Chopper und Regelung - Übersicht

Um die Last nicht direkt an ein PV-Modul anzuschließen, wird ein diskreter Hochsetzsteller entworfen und zwischengeschaltet, der entsprechend die PV-Spannung hochsetzt und Leistung aus dem PV-Modul im MPP-Punkt an die Last überträgt.

Zwischen der Last und der Masse befindet sich ein „Low-Side“-Schalter, ausgeführt als Leistungsmosfet (Chopper), der ständig mit einer Frequenz von 100Hz arbeitet und einen Tastgrad von 90% hat. Das entspricht einer 1ms Nullwert-Zeit welche notwendig ist, um die Last mit einem mechanischen Schalter (Thermostat) abschalten zu können. Ohne dem Chopper würde es beim Abschalten im Thermostat zu einem Dauerlichtbogen kommen und die Sicherheit des Geräts würde in Frage gestellt werden (Zerstörung des Thermostats, Brandgefahr).

Der Chopper zerhackt periodisch das Signal, wodurch eine Strompause von 1ms entsteht. In diesem Zeitpunkt erkennt der Boost-Regler keine Last, was zur Steigung der Spannung am Ausgang des Konverters und zum starken Rückgang des Stroms durch die Konverter-Spule führt. Dies führt zu einem hohen Leistungsverlust, der vermieden werden soll. Dementsprechend ist eine diskrete Regelschaltung in Hardware entworfen worden, die die Eingangsspannung bzw. die Solarspannung regelt. Es wird ein „Switch-Node“-Signal vom Konverter im Mittel mit einer Referenzspannung verglichen und das PWM-Signal am Leistungsschalter vom Boost-Konverter so angepasst, dass ein konstantes Mittelwert sich einstellt, der Strom damit nicht einbricht. Dadurch erreicht man einen kontinuierlichen Leistungsfluss von der Energiequelle zur Energiesenke.

Die Konzeption der Regelschaltung und des Hochsetzstellers wird in der Arbeit [2] im Detail behandelt und ist hier nur kurz erwähnt, da es ein Teil des Hardware-Systems ist. Die konkrete Umsetzung im HW ist im Anhang A des Schaltplans ersichtlich.

Die Funktionalität der Schaltungen wurde bei der Inbetriebnahme überprüft und die Resultate mit dem Entwurf verglichen, siehe hierzu Kapitel 5.

### 3.3.10 Mechanik des Systems

Die Mechanik des Systems beinhaltet die Schraubklemmen zum Anschließen der externen Komponenten und die Thermik bzw. die Kühlung der Leistungsbauteile.

Insgesamt befinden sich sieben Schraubklemmen auf der Platine. Diese dienen primär dem Anschluss des Solarmoduls (2x), aber auch dem als Boileranschluss (2x) und dem Netzanschluss: Phasenleiter, Nullleiter und Erdung (3x). Elektrisch müssen sie die Ströme über 10A und die Spannungen über 230V aushalten können. Deswegen sind die Buchanan 796750-2 vom TE Connectivity gewählt worden. Diese sind spezifiziert für 30A und 300V und eignen sich für die Anwendung ein.

Eine ausreichende Kühlung des Systems muss auch berücksichtigt werden. Die 4 Leistungshalbleiter sind im Layout nebeneinander platziert, sodass man sie alle auf einen Kühlkörper schrauben kann und so die Wärme abgeführt wird. Die Leistungselemente sind zwei FETs (1x Hochsetzsteller, 1x Chopper) und zwei Leistungsdioden (1x Bypass-Diode, 1x Hochsetzsteller-Diode). Es wird eine „Worst-Case“-Simulation durchgeführt mit einer Eingangsspannung von 100V und einer Last von 22Ω (Heizspirale des Boilers). Den Wert für die Bypass-Diode kann man vernachlässigen. Die mittlere Leistung für den Chopper beträgt 0.4W, für den Boost-FET wiederum 1.7W und für die Boost-Diode 4.5W. Insgesamt ergibt das einen Wert von ungefähr 6.6W an Leitverlusten. Die Betriebstemperatur von Leistungselementen liegt bei 175°C. Es wird angenommen, dass die Umgebungstemperatur eine Raumtemperatur von 25°C hat. Es empfiehlt sich der Einsatz eines Kühlkörper BDN18-3CB/A01 mit dem thermischen Widerstand von 10.8°C/W.

$$T_J = T_A + P_D \cdot \Theta = 25^\circ\text{C} + 6.6\text{W} \cdot 10.8 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 96.28^\circ\text{C} \quad (3.24)$$

Mit diesem Kühlkörper wird also eine Junction-Temperatur der Bauelemente bis zu  $100^\circ\text{C}$  erreicht und ist immer damit noch um  $75^\circ\text{C}$  von der maximalen Betriebstemperatur entfernt. Für die Zwecke der Umsetzung dieser Arbeit wurde mangels Verfügbarkeit der obengenannten Type ein Kühlkörper verwendet, der im Labor vorrätig war. Somit fehlen die Daten des Kühlkörpers über seinen thermischen Widerstand, die die Durchführung einer vergleichbaren Berechnung ermöglichen würden. Nichtsdestotrotz wird der thermische Zustand der Elemente mit einem FLIR-Gerät gemessen, siehe Kapitel 5.

### 3.4 Layout und Fertigung der Leiterplatte

Nach der Fertigstellung Schaltplans und der Überprüfung des Designs wurden die Komponenten physikalisch verbunden. Beim Entwerfen der Platine sind viele Aspekte zu beachten. Folgende Informationen und nützliche Hinweise in diesem Zusammenhang wurden im Rahmen der Entwicklung gesammelt:

- Anhand der Ströme wird die minimale Leiterbreite definiert, um den Temperaturanstieg in Grenzen zu halten
- Die Leiterbahnen sollten möglichst kurz gestaltet werden
- Digitale und analoge Signale sollen voneinander in einer möglichst großen Entfernung gehalten werden
- Mindestens eine großflächige „Ground-Plane“ als Masseverbindung wird benötigt
- Es sind möglichst viele Durchkontaktierungen (Via) einzusetzen, wo große Temperaturen erreicht werden, um die Temperatur der Bauelemente an die Leiterplatte abführen zu können

- Bypass-Kondensatoren sollen möglichst nahe an Versorgungspins der Schaltkreise positioniert werden
- Switch-Node beim Schaltreglern beachten und die Feedback-Leitung möglichst entfernt von diesem Knotenpunkt mit hohem  $du/dt$ -Wert routen
- Abzweige vom Strommesswiderstand sollen differentiell geroutet werden
- Beim 230V-Wechselstromsystem sollen Luft- und Kriechstrecken beachtet werden

Die Leiterplatte hat eine Fläche von ungefähr  $210\text{cm}^2$ . Die Dimensionen von Länge und Breite ergeben sich zu  $151.53\text{mm} \times 138.45\text{mm}$ . Die Dicke der Leiterplatte beträgt  $1.63\text{mm}$  und die Platine besitzt 4 Lagen.

Die Lagen 1 und 4 werden für Signal-Routen benutzt, wobei die Lage 4 auch großflächig mit der Masse verbunden ist. Dazwischen dienen die Lagen 2 und 3 als eine Massefläche und bieten sehr gute Kopplung zu den Signallagen, sodass die elektrische Feldstärke nur zwischen Lage 1-2 und zwischen Lage 3-4 konzentriert ist. Die Lage 2 beinhaltet auch verschiedene Masseflächen wie z.B. eine analoge Masse, eine digitale Masse und eine Versorgungsmasse, die dann im Sternpunkt in der Lage 3 gemeinsam verbunden sind. Mit möglichst vielen Durchkontaktierungen sind alle Masseflächen miteinander verbunden.

Die größte Leiterbreite findet sich nach dem Ausgang des Hochsetzstellers, da dort entweder der Gleichstrom bis zu  $8\text{A}$  oder AC-Strom von  $10.45\text{A}$  fließen kann. Der AC Strom Wert ergibt sich, wenn die Netzspannung von  $230\text{V}$  dem Widerstand von  $22\Omega$  des Boilers anliegt. Die Leiterbreite wird anhand des IPC-2152 Standards mithilfe vom verfügbaren Rechner vom PCB-Toolkit bestimmt [15]. Die Leiterbreite beträgt  $5\text{mm}$ . Dies bedeutet, wenn der Strom von ca.  $9.5\text{A}$  fließt, beträgt der Temperaturanstieg von dem Leiter nur  $10^\circ\text{C}$ , was in Ordnung ist.

In der Abbildung 22 ist ein 3D-Render der Leiterplatte ersichtlich. Es ist sichtbar, dass die 200 $\mu$ H Spule vom Hochsetzsteller den meisten Platz der Leiterplattenfläche einnimmt. Die Antenne des Mikrocontrollers befindet sich am Rande der Leiterplatte, um omnidirektionale Strahlung einzufangen, was das Programmieren und Debuggen allerdings etwas erschwert, da der USB-Anschluss genau gegenüber liegt. Der Kühlkörper ist nicht im Rendering dargestellt.

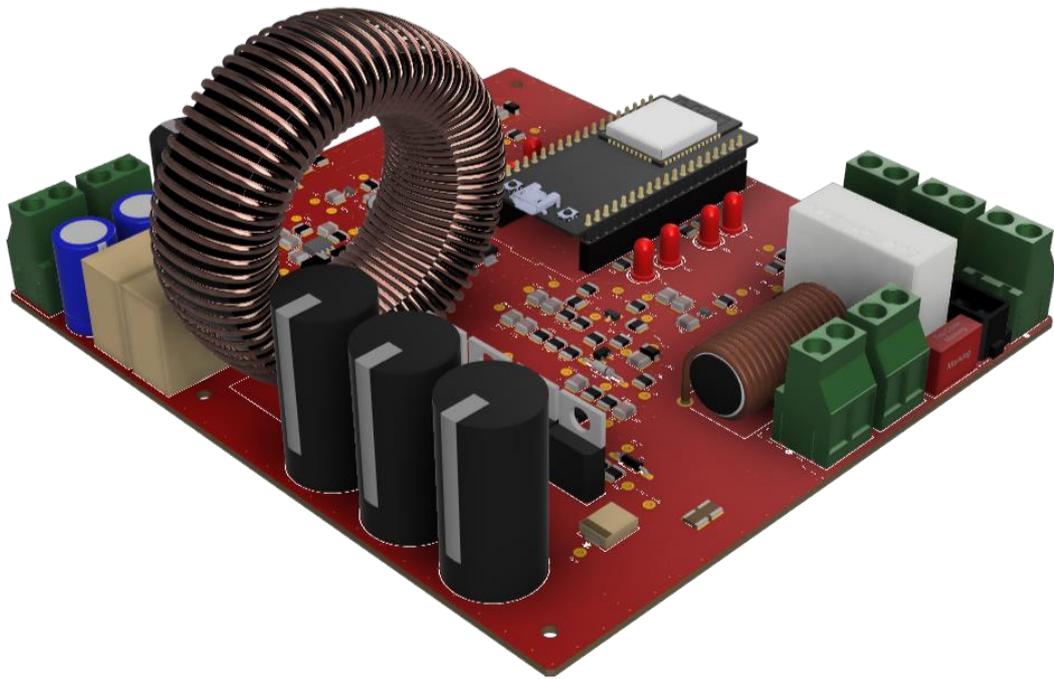


Abbildung 22: 3D Rendering der Leiterplatte

Es sind einige Fehler im Zuge des Routens der Leiterplatte aufgetreten, die dann bei der Inbetriebnahme behoben wurden. Diese Fehler können dann im Rahmen der Entwicklung der nächsten Systemversion behoben werden. Ein Fehler war bei dem Footprint vom LVK25R005CER Strommesswiderstand aufgetreten. Die Serien LVK12,20 und 24 haben den gleichen Footprint bzw. der Strom soll über die lange Kante vom Widerstand fließen, was bei der LVK25 Serie genau umgekehrt ist. Dieser Umstand wurde im Rahmen der Umsetzung übersehen. Ebenso wurden die Eingänge beim Komparator vertauscht und in weiterer Folge ausgebessert. In

Abbildung 23 und Abbildung 24 ist die fertig bestückte Leiterplatte inklusive Kühlkörper zur Kühlung der Leistungsbau-elemente ersichtlich.



Abbildung 23: Die Leiterplatte nach der Bestückung - ISO Ansicht

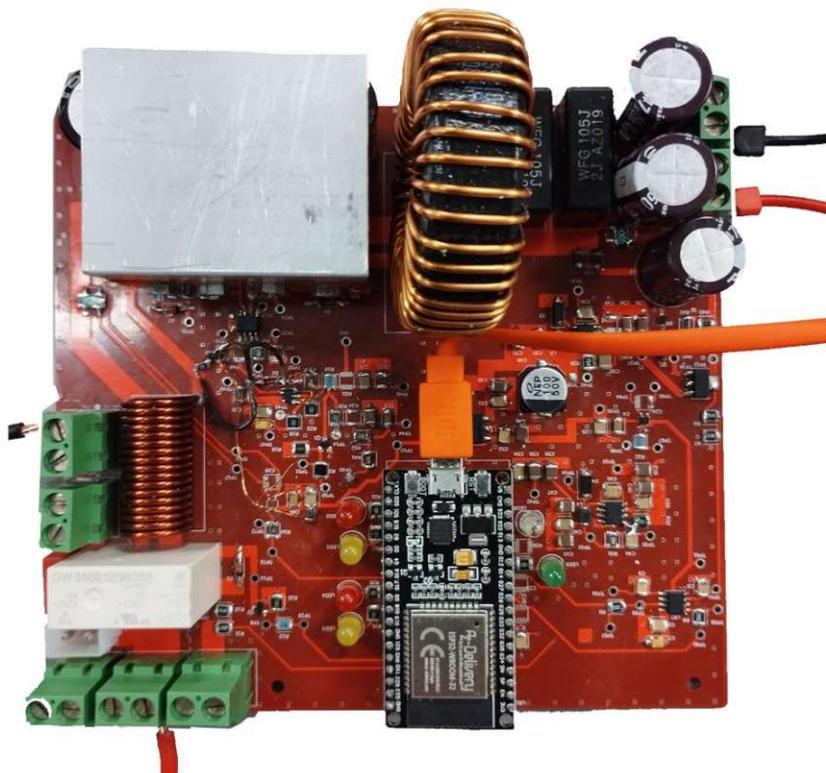


Abbildung 24: Die Leiterplatte nach der Bestückung - Draufsicht

## 4 Projektentwurf – Software

Neben dem Hardware-Entwurf wurde auch eine Software für die Leiterplatte (PCB) entwickelt. Die Erklärung der verschiedenen Software-Funktionalitäten würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen, daher wird im Rahmen dieser Arbeit bloß die Funktionalität und Umsetzung der Maximum-Power-Point-Tracking Regelung für das System näher erläutert. Dies ist nämlich die wichtigste Funktionalität, die zu jedem Zeitpunkt den maximalen Leistungsbezug aus der Solarquelle ermöglicht.

Die Solarspannung und der Solarstrom wurden gemessen und mittels ADC abgetastet und digitalisiert. Die Daten wurden dann in einem ESP32 Mikrocontroller verarbeitet und als PWM-Signal zur Leistungsmaximierung herausgegeben.

Es wurde der obengenannte Mikrocontroller wegen seines geringen Stromverbrauchs und guter Eignung für Prototypen eingesetzt. Durch den Einsatz des obengenannten Mikrocontrollers wird die Softwareentwicklung darüber hinaus erleichtert, da man nicht auf die Registerwerte zugreifen muss, vielmehr ist die Funktionalität abstrahiert.

### 4.1 Maximum Power Point - Einführung

Wenn man eine Last, z.B. Widerstand direkt an einen Solarmodul anschließt, hängen die Ausgangsleistung bzw. der Ausgangsstrom des Solarmoduls vom Betriebspunkt des Moduls ab. Der Betriebspunkt des Moduls befindet sich an dem Schnittpunkt der Stromspannungskurven des Moduls und der Last. Die Strom-Spannungskurve des Moduls ist nichtlinear und beinhaltet nur einen Punkt der maximalen Leistung (MPP), der selten auch ein Schnittpunkt mit der Lastkennlinie ist. Ebenso ändert sich die Solarkennlinie mit Veränderungen an den externen Faktoren wie Einstrahlung und Temperatur. [16]

Um den Punkt der maximalen Leistung (Maximum-Power-Point) des Moduls zu finden und die Effizienz zu steigern, sind verschiedene Suchalgorithmen bekannt. Wie in der

Abbildung 25 zu sehen ist, werden die MPPT-Methoden nach Off-line-, On-line- und nach der sog. intelligenten Methode unterschieden. Es wird die Methode der Lastsprünge („Perturb and Observe“) implementiert. Die am einfachsten zu implementierenden Methoden sind die Off-line-Methoden. Diese basieren auf einem gewählten Faktor der Leerlaufspannung oder des Kurzschlussstroms. Die hier aber verwendete Methode der Lastsprünge wird in folgendem Abschnitt im Detail erklärt. Die Erklärung der anderen Methoden würde den Rahmen dieser Arbeit überschreiten und wird daher hier nicht näher erläutert. [16]

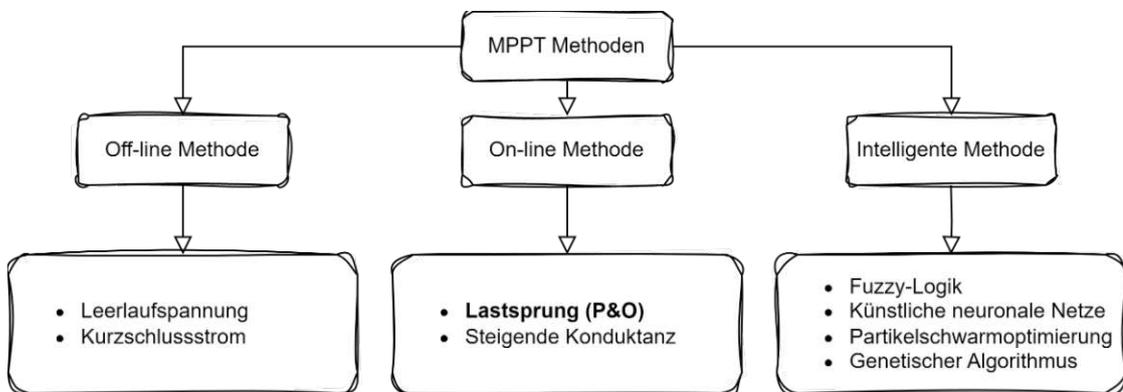


Abbildung 25: Methoden der Maximal-Leistungspunkt-Suche

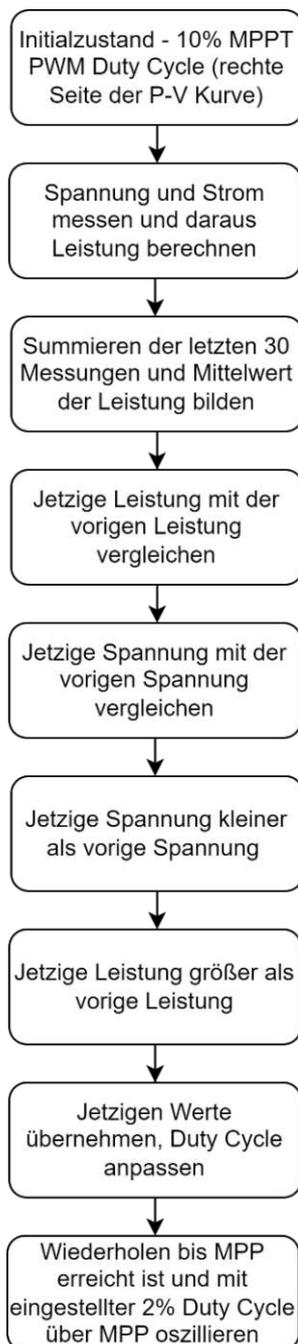
## 4.2 Anwendung der MPPT-Methode der Lastsprünge

Um eine MPPT durchführen zu können, sind die Werte der Eingangsspannung und des Eingangsstroms notwendig. Die Werte werden anhand internen ADCs verarbeitet. Die ADCs haben eine 12-Bit Auflösung und bieten 4096 digitale Werte an.

D.h. bei einer Spannung von 3.3V, hat das kleinste Bit (LSB), das dargestellt werden kann, einen Wert von 805.66µV, was mehr als genug Auflösung für die Anwendung darstellt, da es meistens um sehr große Ströme und Spannungen geht.

Da der ADC meist fehlerbehaftet ist, was auch bei diesem System der Fall ist, muss man das kompensieren, um die richtigen Messergebnisse zu bekommen. Der ADC hat einen

Offset-Fehler und weicht somit von der idealen Kennlinie ab. Der Offset-Fehler beträgt etwa 150 Bits, was einer Spannung von 120mV entspricht. D.h. bis zu einem Wert von 120mV am ADC-Eingang wird falsch gemessen und man kompensiert das, indem man den Wert von 120mV als Startpunkt setzt. Die Messung der kleinen Ströme und Spannungen wird dadurch im Kauf genommen. Die ADC-Messungen der Ströme und Spannungen werden mit einer seriellen Schnittstelle zum Rechner ständig überwacht und entsprechend verarbeitet zur Realisierung des MPPT-Algorithmus.



Rechts in der Abbildung 26 ist ein implementierter „Perturb and Observe“ Algorithmus zu sehen. Da der MPPT anhand des oben gesprochenen PWM-Signals umgesetzt wird, setzt man als ersten Schritt den Anfangszustand. In dem Fall wird beliebig ein Wert von 10% gesetzt, sodass man sich auf der rechten Seite bzw. rechts vom Maximumpunkt der P-V Kurve befindet. Mittels ADC wird der Strom und die Spannung erfasst und gemessen. Da sich die Werte schnell ändern, werden die durchschnittlichen Werte von 30 Messungen herangezogen. Dadurch wird der maßgebliche Wert der Leistung bestimmt und gespeichert. Es werden sowohl die jetzige Leistung als auch die Leistung im vorigen Zeitpunkt gespeichert und miteinander verglichen. Der gleiche Vorgang wie bei der Leistung erfolgt auch mit der Spannung. Falls die jetzige Spannung kleiner als die vorige Spannung und ebenso die jetzige Leistung größer als die vorige Leistung, ist der Punkt dem MPP näher als der vorige Punkt. Diese Spannungs- bzw. Leistungswerte werden übernommen und gespeichert.

Abbildung 26: MPPT Algorithmus

Diese Vorgehensweise wird so lange wiederholt bis der MPP gefunden wird und schließlich wird um den MP-Punkt herum mit dem eingestellten 2% des Duty-Cycles oszilliert.

Es wird ein „Simulation Interface“ als PV-Modul bzw. als Simulation des PV-Moduls verwendet (Labor-Netzteil mit Solarmodul-Emulation). Der Wert der Leerlaufspannung wird auf 68.4V gesetzt, der Kurzschlussstrom bei STC (Standard Test Conditions) auf 11A. Der MP-Punkt der Spannung befindet sich bei 60V und einem Strom von 10A. Bei der Abbildung 27 ( $1000\text{W}/\text{m}^2$ ) und der Abbildung 28 ( $500\text{W}/\text{m}^2$ ) ist der gefundene MPP zu sehen.

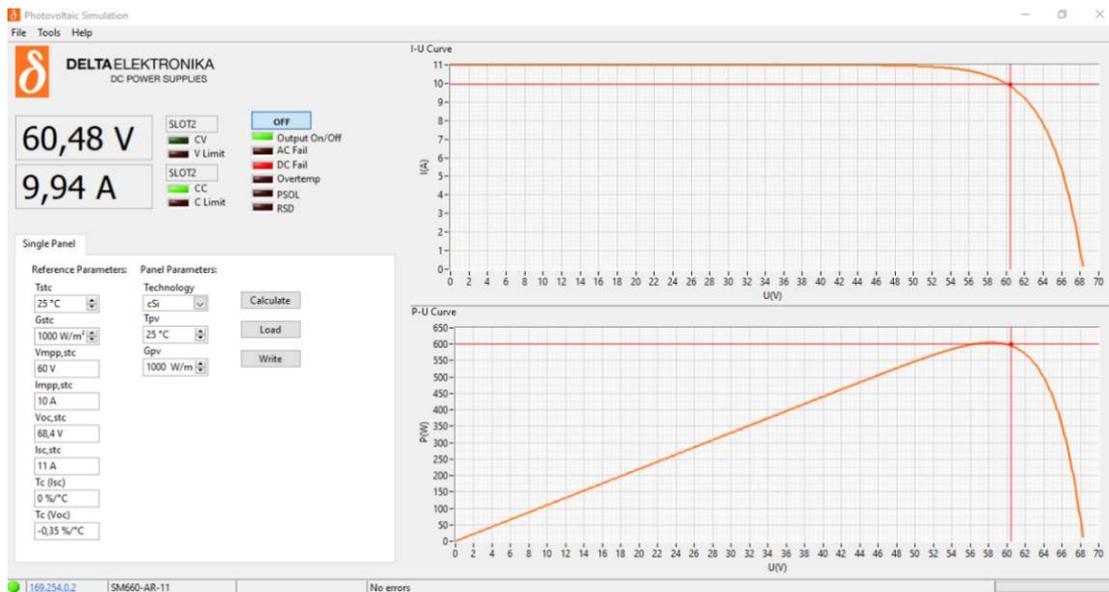


Abbildung 27: Maximum der Leistung bei  $1000\text{W}/\text{m}^2$  Einstrahlung

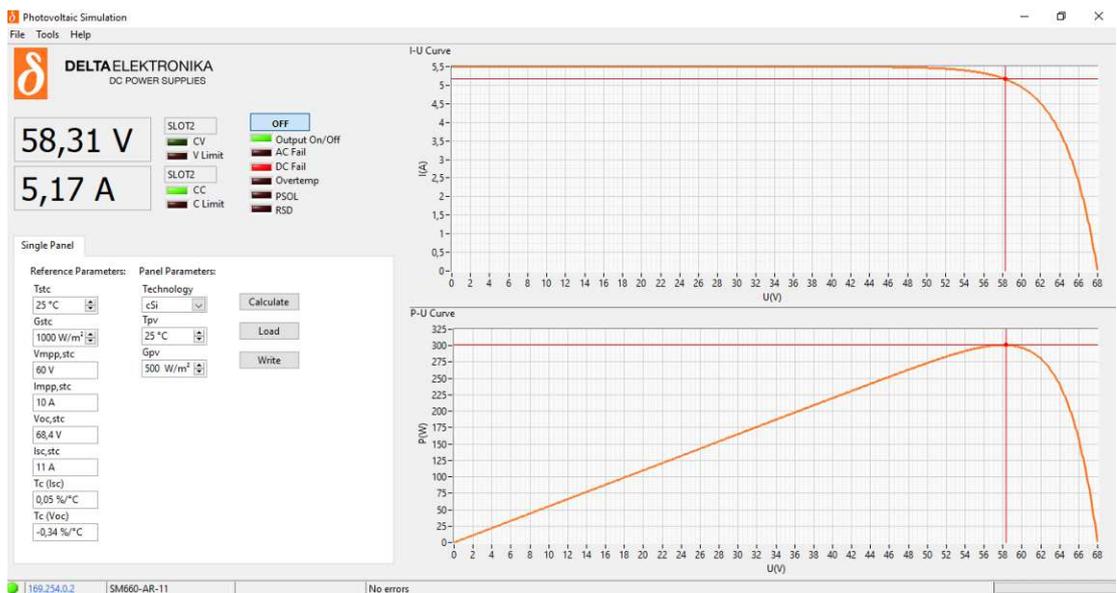


Abbildung 28: Maximum der Leistung bei 500W/m<sup>2</sup> Einstrahlung

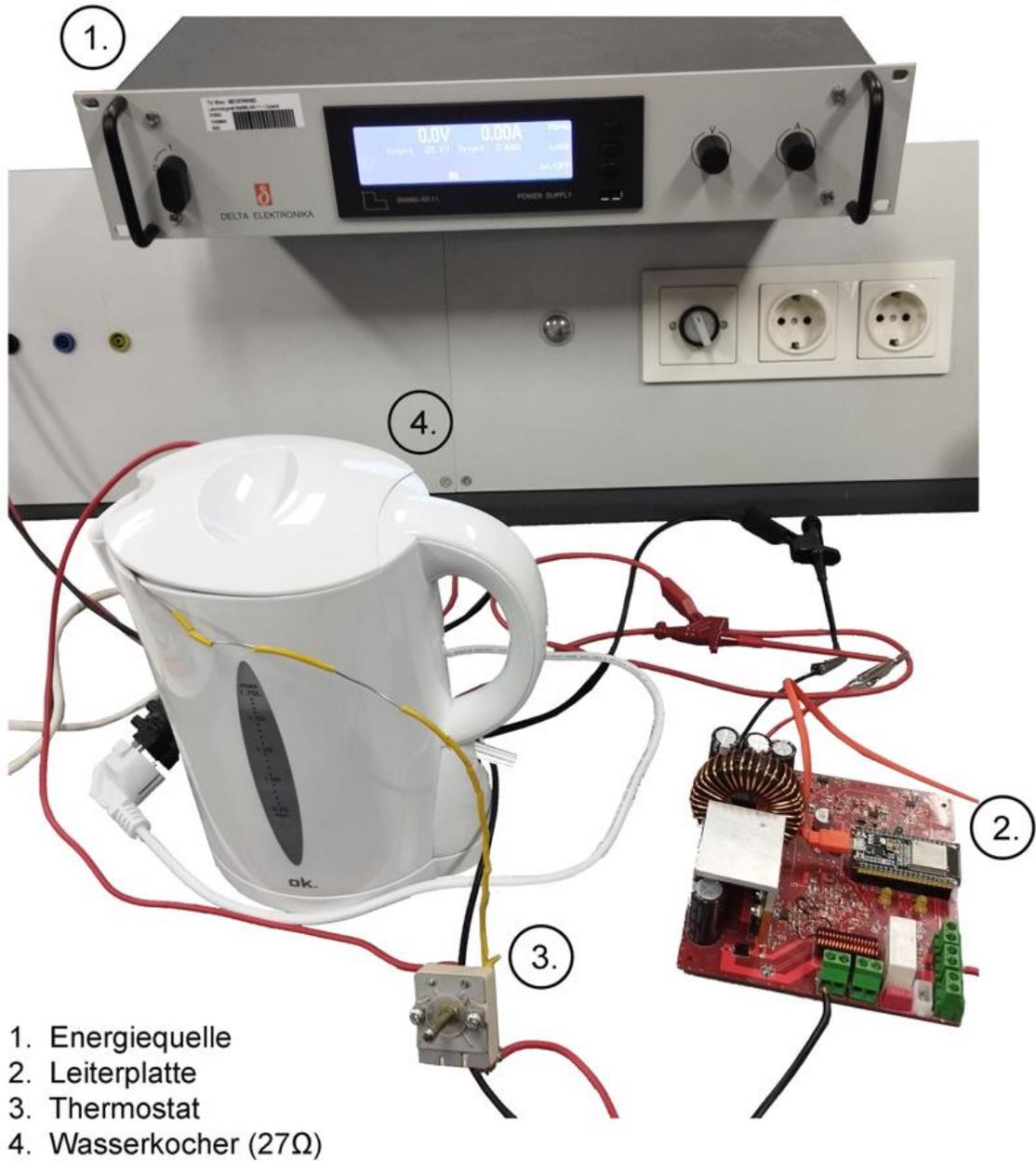
## 5 Inbetriebnahme und Messungen

In diesem Abschnitt wird die Inbetriebnahme des Geräts sowie zahlreiche durchgeführte Messungen zur Überprüfung der Funktionalität näher erläutert.

Für den Zweck der Inbetriebnahme wurde der in der Abbildung 29 ersichtliche Aufbau verwendet. Als Quelle wurde ein Labornetzteil aus der SM3300 Serie der Firma Delta Elektronik herangezogen. Die Quelle wird aber nicht als reine Spannungs- oder Stromquelle verwendet, sondern es besteht die Möglichkeit, eine Einschubkarte „Simulation Interface SM3300“ einzusetzen. Somit kann man einen PC an die Quelle über LAN anschließen und per Software die PV simulieren. Dadurch funktioniert das Labornetzteil wie ein Solar-Modul.

Die Quelle 1 aus der Abbildung 29 liefert die Energie über die Anschlüsse an die Platine 2. Dort wird sie entsprechend umgewandelt. Die Platine liefert dann die Energie über dem Thermostat 3 an die Last, bzw. an den Wasserkocher 4. Der Thermostat wird so eingestellt, dass er ab einer gewissen Temperatur abschaltet. Durch seinen Kapillarrohr-Temperatursensor wird die Temperatur des Wassers gemessen. Wenn die Temperatur des Wassers die eingestellte Schwelle am Thermostat erreicht, schaltet dieser ab. Somit ist der Energiekreis unterbrochen, bis die Temperatur die untere Schwelle der Temperatur erreicht, wonach sich der Thermostat dann wieder einschaltet und der Zyklus sich wiederholt.

Es wurden zahlreiche Messgeräte für die durchgeführten Messungen verwendet, wie z.B. Oszilloskop, Multimeter, Stromzange, Labornetzteil, Rechner für Ansteuerung, Wasserkocher und Widerstände als Lasten. Die folgende Tabelle 9 zeigt eine Übersicht der meistverwendeten Messinstrumente bei diesen Messungen.



1. Energiequelle
2. Leiterplatte
3. Thermostat
4. Wasserkocher (27Ω)

Abbildung 29: Aufbau zur Inbetriebnahme des Geräts

Messgerät	Type	Hersteller
Multimeter 1	23	FLUKE
Multimeter 2	87	FLUKE
Multimeter 3	175	FLUKE
Labornetzteil	SM660-AR-11	Delta Elektronika
PV-Simulationskarte	SM3300	Delta Elektronika
Oszilloskop	DSO5034A	Agilent Technologies
Stromzange	PR30	LEM
Thermische Kamera	TG267	Teledyne FLIR

Tabelle 9: Messinstrumente in Verwendung

### Widerstandsmessung der Heizspirale vom Wasserkocher

Ein konventioneller Elektroboiler stellt für das System eine Last dar, die normalerweise einen Widerstand von etwa  $22\Omega$  besitzt (2.4kW Heizleistung bei 230V AC). Im Rahmen der Inbetriebnahme wurde als eine mit dem Boiler vergleichbare Last ein Wasserkocher eingesetzt. Dieser ist auch in der Abbildung 29 zu finden.



Um einen Unterschied zwischen dem Boiler und Wasserkocher feststellen zu können, wird der Widerstand der Heizspirale mit einem Multimeter gemessen. Sein Wert beträgt  $27\Omega$ , wie links aus der Abbildung 30 ersichtlich.

Der Widerstand des Wasserkochers ist somit etwas größer. Dies spielt aber für die Messungen und Charakterisierung des Geräts keine Rolle und wird im Weiteren als Hauptlast verwendet.

Abbildung 30: Widerstandsmessung der Heizspirale bei einem Wasserkocher

### Messung der Spannungsversorgungskomponenten

Es wird das im Kapitel 3.2 entworfene Konzept hier auf die Funktionalität überprüft. Zuerst wird der Längsregler zur Spannungsstabilisierung gemessen. Es wird bei einer Einstrahlung von  $500\text{W}/\text{m}^2$  die Kollektorspannung, Basisspannung und die Emitterspannung (Abbildung 31, oben links) gemessen. Man erkennt, anhand der Basis-Emitter-Flussspannung von  $0.7\text{V}$ , dass der Transistor leitet. Die Emitterspannung stellt die Ausgangsspannung für den Längsregler dar.

Die nächste zu untersuchende Komponente ist der primäre Tiefsetzsteller. Hier werden die Eingangsspannung und die Ausgangsspannung gemessen. Am Eingang liegt eine Spannung von  $54.4\text{V}$  und am Ausgang eine Spannung von ungefähr  $15\text{V}$ . D.h. in dem

Zustand ist sein Tastverhältnis ungefähr 27.57%. Die Messung ist in der Abbildung 31 oben rechts ersichtlich.



Abbildung 31: Ein- und Ausgangsspannung der Hilfsenergiekomponenten

Weiters wird der Low-Dropout Regler untersucht. Dieser liefert bei ca. 15V Eingangsspannung eine saubere 12V Ausgangsspannung wie der Abbildung 31 unten links zu entnehmen ist.

Der sekundäre Tiefsetzsteller soll die Spannung mit einem Tastverhältnis von ungefähr 33% von 15V auf 5V herabsetzen wie unten rechts in der Abbildung 31 zu sehen ist.

### Messung der Strom- und Spannungswerte

Die Größen, die für die Umsetzung des Maximum Power Point Trackings wichtig sind, werden auch bei einer Einstrahlung von  $500\text{W}/\text{m}^2$  gemessen. Der Eingangsstrom wird

als Erstes gemessen, und zwar der Spannungsabfall am Strommesswiderstand. Dieser ergibt 25.3mV. Nach einer 50-fachen Verstärkung und nach dem Filtern liegt eine Spannung von 1.293V am ADC-Eingang (Abbildung 32, links). Der Eingangsstrom ergibt sich aus dem Shunt-Spannungsabfall und dem Widerstandswert vom 5mΩ und beträgt ungefähr 5A.

Bei gleicher Einstrahlung hat die Eingangsspannung im MPPT einen Wert von 57.7V und am ADC-Eingang liegt eine herabgesetzte Spannung von 0.961V (Abbildung 32, mitte).

Die Ausgangsspannung wird auch gemessen und sein Wert beträgt 92.7V und die gleiche Spannung am ADC hat einen Wert von 1.52V (Abbildung 32, rechts). Der Ausgangsstrom wird nicht gemessen, da wegen der sehr hohen Gleichtaktspannung der Stromverstärker nicht bestückt war. Der Strommesswiderstand ist „high-side“ platziert und wird bei der nächsten Version „low-side“ platziert.



Abbildung 32: Messung der realen Größen und Größen am Eingang des ADCs

### Thermische Messung

Da die Daten des verwendeten Kühlkörpers unbekannt sind, kann man die Messung mit der berechneten Werten nicht direkt vergleichen. Es wird trotzdem eine thermische Messung durchgeführt. Es wird von einer relativ hohen Einstrahlung von ungefähr  $800\text{W/m}^2$  ausgegangen. Das Gerät soll ungefähr für 10 Minuten laufen, bis die

Temperatur einen eingeschwungenen Zustand erreicht hat. Es wird mit einer FLIR-Infrarotkamera einmal die Kühlkörpertemperatur und einmal die „Case/Junction“ Temperatur von allen Leistungsbau-elementen gemessen. Man erkennt, dass die Case-Temperatur bei ungefähr 50°C liegt und die Kühlkörpertemperatur bei etwa 35°C. Es ist wichtig anzumerken, dass die Messung bei einer Raumtemperatur von 25°C und im eingeschwungenen Zustand durchgeführt ist. Die Temperatur von 50°C ist viel geringer als die maximale Betriebstemperatur von 175°C von allen Leistungsbau-elementen und daher soll die Thermik keine große Gefahr für den Betrieb des Geräts darstellen.

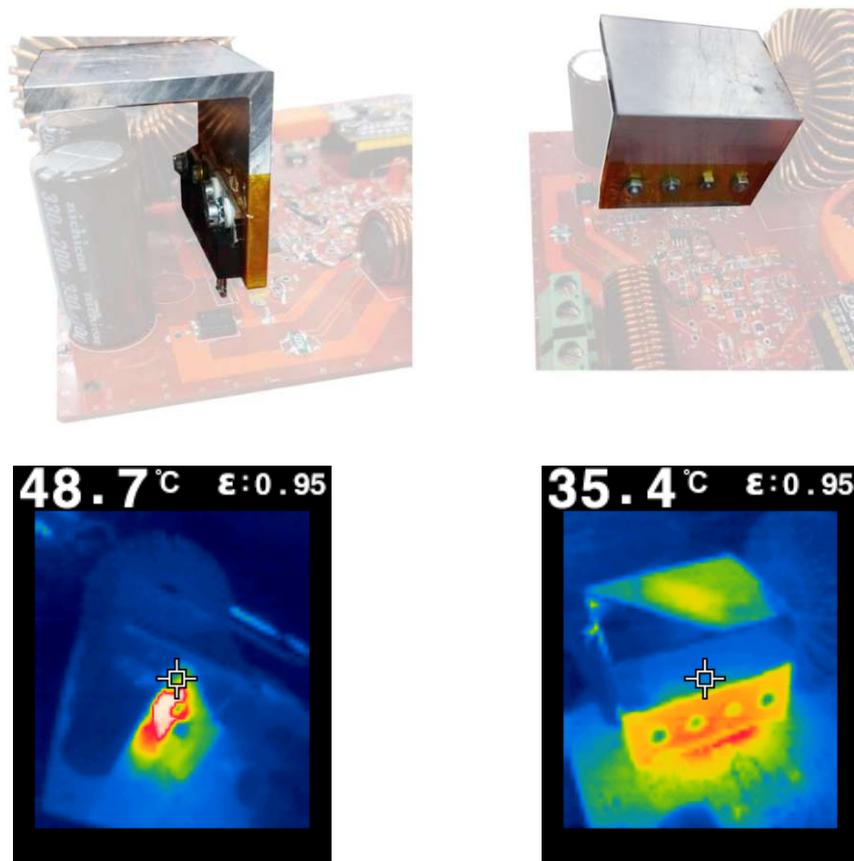


Abbildung 33: Thermische Messung bei 800W/m<sup>2</sup> Einstrahlung

### Effizienzmessung

Die Effizienzmessung wird bei einer Einstrahlung von 500W/m<sup>2</sup> sowie auch bei einer Einstrahlung von 800W/m<sup>2</sup> durchgeführt. Man misst die Eingangsleistung, d.h. den Eingangsstrom und die Eingangsspannung sowie die Ausgangsleistung, d.h. den

Ausgangsstrom und die Ausgangsspannung. Da nur 3 Messgeräte für die Überprüfung verfügbar waren, wurde die Eingangsleistung gleich vom Netzteil abgelesen. Diese beträgt **298.5W** bei  $500\text{ W/m}^2$  Einstrahlung bzw. **485.3W** bei  $800\text{ W/m}^2$  Einstrahlung. Die Ausgangswerte werden mit den Multimetern gemessen. Die Ausgangsleistung bei  $500\text{ W/m}^2$  Einstrahlung beträgt **257.11W** und bei  $800\text{ W/m}^2$  hat sie einen Wert von **407.1W**. Die Messung kann aus der Abbildung 34 abgelesen werden.



Abbildung 34: Effizienzmessung bei  $500\text{ W/m}^2$  und  $800\text{ W/m}^2$  Einstrahlung

Dementsprechend bei einer Einstrahlung von  $500\text{ W/m}^2$  beträgt die Effizienz **86.13%** und bei einer Einstrahlung von  $800\text{ W/m}^2$  ist sie bei **83.88%**. Evident ist, dass die Effizienz bei höherer Einstrahlung etwas geringer ist. Das ist deswegen, weil die Leitungsverluste quadratisch mit steigendem Strom steigen. Außerdem waren die hier eingesetzten Anschlusskabel nicht optimal, bzw. sie waren ziemlich lang und nicht breit genug, was sich auf die Verluste bei größeren Strömen ausgewirkt hat.

Da der Widerstand von den Anschlusskabeln nicht gemessen wurde, um die Effizienz besser zu approximieren, wurde hier eine Annahme getroffen. Es wurde eine Länge der Zu- und Rückleiter insgesamt von **2m** und der Querschnitt als  **$2.5\text{ mm}^2$**  angenommen. Der spezifische Widerstand vom Kupfer beträgt  **$1.68 \cdot 10^{-8} \Omega\text{ m}$** . Aus der folgenden Formel wird der Widerstand der Anschlussleitungen berechnet:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} = 1.68 \cdot 10^{-8} \Omega m \cdot \frac{2m}{1.5mm^2} = 14.93m\Omega \quad (5.1)$$

Durch diesen Widerstand fließt der Eingangsstrom von 5A und 8.31A in beiden oben genannten Fällen. Die Leistungsverluste in beiden Fällen ergeben **0.373W** und **1.03W** und werden bei der neuen Berechnung der Effizienz vom Eingangsleistung abgezogen, da sie die Effizienzmessung beeinflussen. Dadurch werden etwas optimalere Werte von **86.24%** und **84%** erreicht. Eine höhere Effizienz könnte man durch den Einsatz eines FETs bzw. eines synchronen Hochsetzstellers statt einer Schottky-Diode für den Hochsetzsteller erreichen.

### Hochsetzsteller und Regelung

Es werden zuerst die wichtigsten Signale des Hochsetzstellers gemessen. Die „Switch-Node“-Spannung im schaltenden Knotenpunkt zwischen Spule, MOSFET und Diode und ist in der Abbildung 35 links ersichtlich. Das wird bei einer Einstrahlung von 500W/m<sup>2</sup> gemessen.

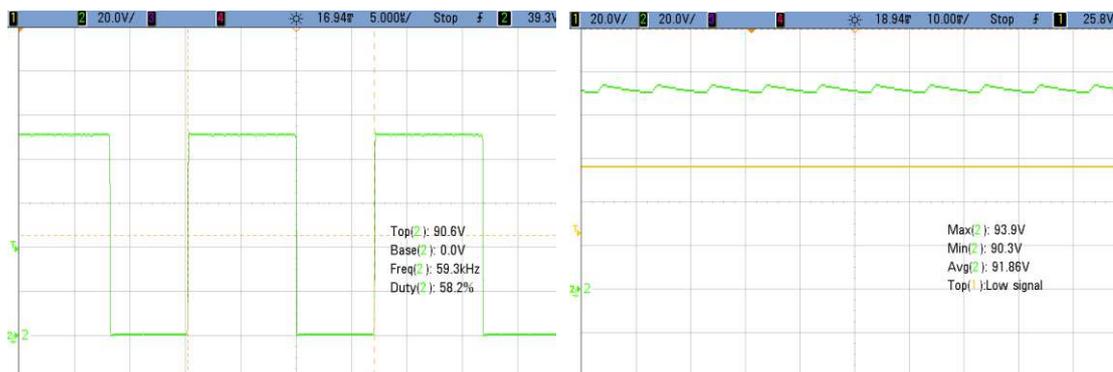


Abbildung 35: Signale des Hochsetzstellers bei 500W/m<sup>2</sup> Einstrahlung

Beim Betrieb des Choppers und beim Einsatz der Regelung sind in der Abbildung 35 rechts die Ausgangsspannung und ihr prinzipbedingter Rippel ersichtlich. Am Ausgang befindet sich ein Signal mit einem Mittelwert von 91.86V. Die Eingangsspannung liegt

bei etwa 55V, was durch Abzählen vom Kästchen auf dem Oszillogramm ermittelt werden kann.

In der Abbildung 36 (links) ist ein Referenzsignal am nichtinvertierenden Eingang vom Komparator zu sehen. Dieses Signal oszilliert wie erwartet von 5.7V bis 6.3V. Mit diesem Signal wird ein Dreieckssignal verglichen, was eigentlich ein herabgesetztes und integriertes „Switch-Node“ Signal ist. In der rechten Abbildung sind ein Dreieckssignal und die Ausgangsspannung des Komparators dargestellt, die der Ansteuerung des Hochsetzstellers dient. Die Frequenz des Signals liegt bei etwa 60kHz.

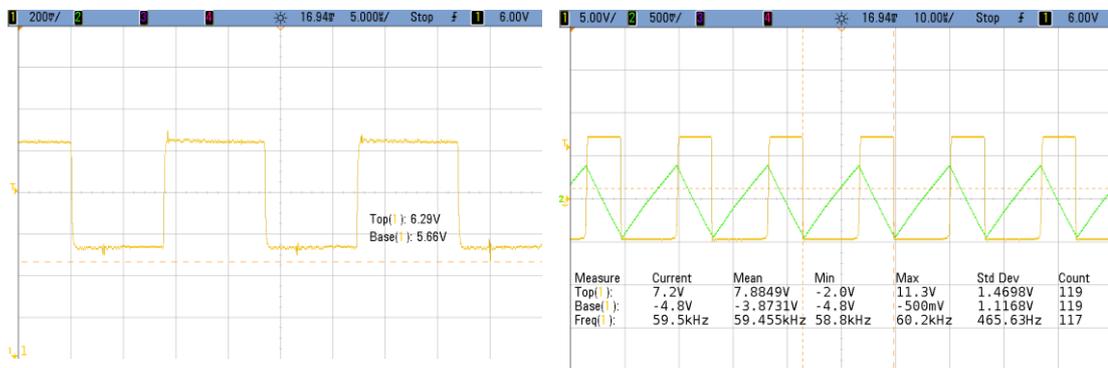


Abbildung 36: Eingangs- und Ausgangssignale des Komparators

### Dual Gate Treiber

Die Eingangsspannung und die Ausgangsspannung des Dual-Gate-Treibers werden ebenfalls gemessen. In Abbildung 37 sieht man links die Eingangs- und die Ausgangsspannung, die für die Ansteuerung des Boost-Mosfets benötigt ist. Diese Spannung wird von etwa 12V auf 15V erhöht, sodass der MOSFET völlig leitend ist.

Auf der rechten Seite von Abbildung 37 sind die für die Ansteuerung des Choppers benötigten Eingangs- und Ausgangsspannung zu sehen. Die Frequenz des Signals beträgt 100Hz bzw. die Periodendauer 10ms. Hier wird das Signal direkt vom Mikrocontroller-Ausgangspin, der 3.3V beträgt, auf 15V erhöht, um genügend Leistung bzw. Strom und Spannung an das Gate von MOSFET zu liefern.

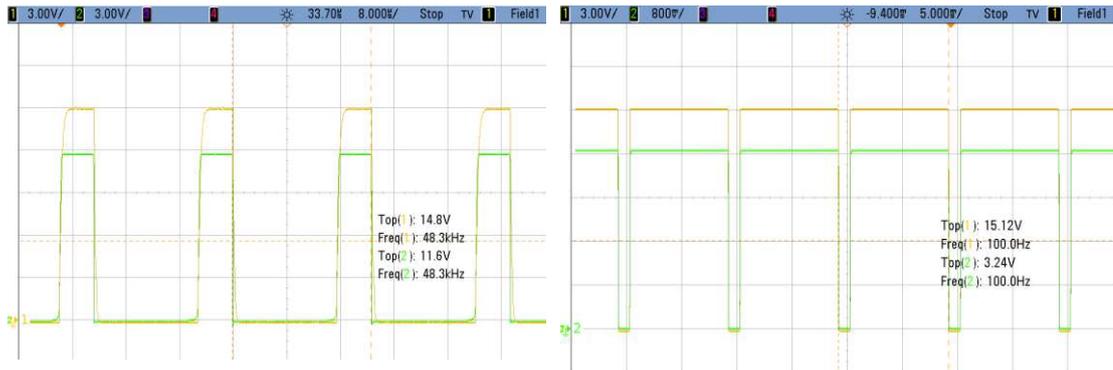


Abbildung 37: Eingang- und Ausgangsspannung der Gateansteuerung vom Boost-Mosfet und Chopper

### Chopper und Abschalten des Thermostats

Mit einer Stromzange wird der Strom am Ausgang gemessen. Man erkennt, dass der sich der Strom zu 0A reduziert, wenn der Chopper ausgeschaltet wird. Ebenso steigt die Ausgangsspannung wie in der Abbildung 38 dargestellt. Die Gate-Ansteuerung vom Chopper ist ebenso ersichtlich.

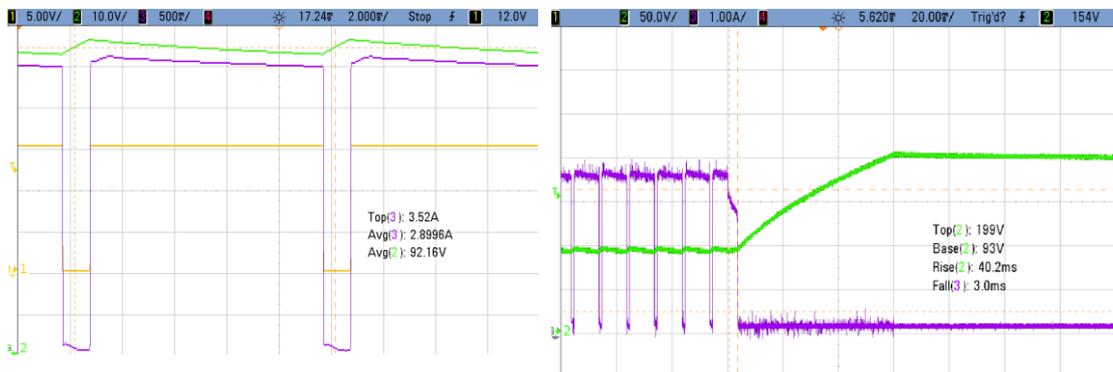


Abbildung 38: Schalten des Choppers und Abschalten des Thermostats

Rechts in Abbildung 38 ist das Abschalten des Thermostats dargestellt. Das Wasser im Wasserkocher hat die Abschalt-Temperatur des Thermostats erreicht. Man erkennt, dass der Strom innerhalb 3ms auf 0 sinkt. Die Spannung steigt bis zu 200V und der Hochsetzsteller wird auch nicht mehr angesteuert. Idealerweise sollte der Chopper eingeschaltet sein, um die Kondensatoren, die eine Kapazität von ungefähr 1mF besitzen, am Ausgang sicher entladen zu können.

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein einfacher Solarkonverter zur Speisung von elektrischen Widerstandsheizungen entworfen, gefertigt und getestet. Herausforderungen dabei war einerseits ein eingangsseitiger DC/DC-Konverter dessen Aufgabe vor allem in der Anpassung der Solar modul-Ausgangsspannung an den jeweiligen Last-/Heizwiderstand liegt, sodass das Solar modul am Punkt größtmöglicher Leistung (Maximum-Power-Point) betrieben wird. Andererseits musste auch eine Lösung gefunden werden, dass die üblichen Betriebs- und Sicherheits-Thermostate im Elektro-Heizsystem (z.B. ein üblicher Elektro-Warmwasserboiler) weiterverwendet werden können. Diese Thermostate (z.B. Bimetall-Schalter) sind für das Schalten von Wechselströmen ausgelegt, eine direkte Speisung der Heizwiderstände mit dem Ausgangs-Gleichstrom eines DC/DC-Konverters ist daher nicht möglich. Es hat sich aber in Voruntersuchungen gezeigt, dass bei gepulsten Gleichströmen mit Strompausen, deren Länge etwa dem Nulldurchgang eines netzfrequenten Wechselstromes entsprechen, die Funktionalität von Standard-Thermostaten gegeben ist und eine vergleichbare Kontakt-Lebensdauer erreicht wird. Der entworfene Solarkonverter ist dafür zusätzlich zum DC/DC-Hochsetzsteller am Eingang (Solar modul) ausgangseitig (Boiler-Last) mit einem niederfrequent getakteten MOSFET-Chopper ausgestattet.

Im Rahmen der Arbeit wurde – basierend auf einem in einer vorausgehenden Diplomarbeit erstellten Hardware-Regelkonzept – eine komplette Hardwarearchitektur entwickelt und erfolgreich implementiert. Die einzelnen Komponenten des Systems (Leistungsteil, Hilfs-versorgungen, Mess-Sensorik, Mikroprozessor) wurden sowohl individuell als auch im Gesamtsystem betrachtet und den Anforderungen entsprechend entworfen. Zudem wurde die mechanische Konstruktion (Leiterplatte, Kühler etc.) durchgeführt und die thermische Auslegung behandelt. Neben der Hardware wurde

auch eine Software zum Betrieb des Gesamtsystems inklusive des Maximum-Power-Point-Trackings entwickelt und erfolgreich programmiert bzw. implementiert.

Das entworfene und umgesetzte Gesamtsystem wurde mittels zahlreicher Messungen überprüft und verifiziert. Bei der Inbetriebnahme der Leiterplatte stellten sich diverse Korrekturen heraus die notwendig waren und welche auch zu Erkenntnissen führten, dass gewisse Module weiter optimiert werden können. Insbesondere ist anzumerken, dass es günstiger wäre, die Shunts zur Strommessung eingangs- wie ausgangseitig in die negative Versorgungsschiene einzufügen, um die Gleichtaktspannung der Messverstärker zu reduzieren und somit deren Beschädigung oder Zerstörung zu vermeiden. Des Weiteren sollte das Filter zweiter Ordnung, welches zur Realisierung der MPPT-Funktionalität verwendet wird (Steuerspannung für den Hardware-Regler), mit einem Spannungsfolger entkoppelt werden, um gegenseitige Beeinflussungen zu vermeiden. Eine Möglichkeit dazu wäre die Verwendung eines so genannten Sallen-Key-Filters.

Um die Effizienz des Gesamtsystems, die derzeit nur etwa 87% beträgt, zu steigern, würde sich anbieten, die Leistungsdiode des Hochsetzstellers durch ein Leistungsmosfet zu ersetzen. Diese Topologie („Synchron-Gleichrichter“ bzw. „aktive Diode“ genannt) erfordert zwar auch einen Halbbrücken-Gatetreiber, reduziert aber – bei entsprechender Mosfet-Auswahl – die Leitverluste der Leistungshalbleiter signifikant, insbesondere auch im Teillastbetrieb wegen der bei Mosfets quadratisch vom Strom abhängigen Leitverluste.

Auch wäre zu evaluieren, ob nicht mit einem entsprechenden Mikrocontroller bzw. einer Hardware-nahen Assembler-Programmierung die Regelung vollständig digital implementiert werden könnte. Weiters besteht die Möglichkeit das Layout zu optimieren, insbesondere durch eventuelle galvanische Trennung von Bereichen großer

und kleiner Spannungen, aus Sicherheitsgründen bzw. um potenzielle Beschädigungen zu vermeiden. Auch der Eigenverbrauch des Systems (derzeit etwa 10W) bietet noch Potential für Verbesserungen, die sich auch auf den Wirkungsgrad abbilden. Nachdem der Mikrocontroller eine Bluetooth-Schnittstelle bzw. WiFi-Schnittstelle anbietet, besteht die Möglichkeit die erfassten Daten an ein Endgerät weiterzuleiten, um den Endbenutzern eine ortsunabhängige Einsicht bzw. Datenaufzeichnung zu ermöglichen.

## Literaturverzeichnis

- [1] V., VDI e., „Entwicklung mechatronischer und cyber-physischer Systeme,“ VDI Verein Deutscher Ingenieure e.V., Düsseldorf, Berlin, 2021.
- [2] I. Grubestic, „Entwurf und Konzeptionierung einer Regelschaltung zur Anpassung des Tastverhältnisses eines Boost-Konverters bei Anschluss an einem PV-Modul,“ Masterarbeit an der TU-Wien, 2023.
- [3] Analog Devices, „High Speed, Dual, 4A MOSFET Driver,“ Norwood, 2010-2015.
- [4] G. Lakkas, „MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency,“ *Analog Applications Journal*, 2016.
- [5] Espressif Systems, „ESP32-C3-WROOM-02 Datasheet,“ Shanghai, 2023.
- [6] Texas Instruments, „OPAx145 High-Precision, Low-Noise, Rail-to-Rail Output, 5.5-MHz JFET Operational Amplifiers,“ Dallas, 2017.
- [7] Texas Instruments, „INAx290 2.7-V to 120-V, 1.1-MHz, Ultra-Precise, Current-Sense Amplifier,“ Dallas, 2021.
- [8] Analog Devices, *LTPowerCAD Tool*.
- [9] M. Brown, *Power supply cookbook*, Boston: Newnes, 2001.
- [10] Monolithic Power Systems, „100V Input, 1A, Step-Down Converter,“ Kirkland, 2018.

- [11] Murata, „Wire Wound Ferrite Inductor for Power Lines,“ Nagaokakyō, 2023.
- [12] DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik  
Elektronik Informationstechnik e.V., „Elektromechanische Elementarrelais - Teil  
3: Relais mit (mechanisch) zwangsgeführten Kontakten (IEC 61810-3:2015);  
Deutsche Fassung EN 61810-3:2015,“ VDE Verlag, Berlin, 2016.
- [13] Altech Corporation, „Safety Relay OA/OW 5669,“ Flemington, 2023.
- [14] Infineon , „OptiMOS TM 3 Power-Transistor,“ Neubiberg, 2011.
- [15] Saturn PCB Design, Inc., *PCB Toolkit v8.31*.
- [16] A. Eltamaly und A. Almoataz, Modern Maximum Power Point Tracking  
Techniques for Photovoltaic Energy Systems, Springer, 2020.

# A. Anhang: Schaltplan

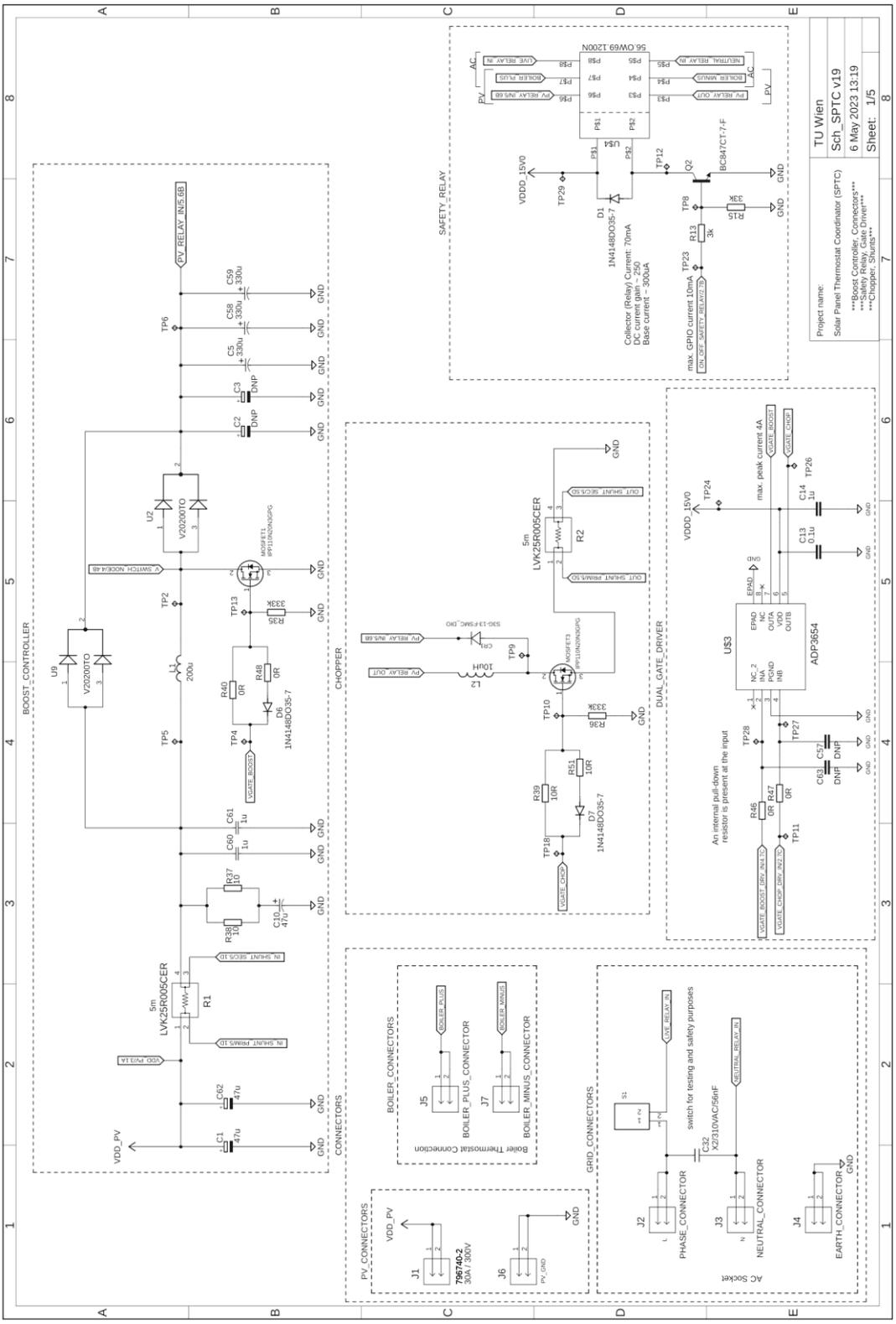
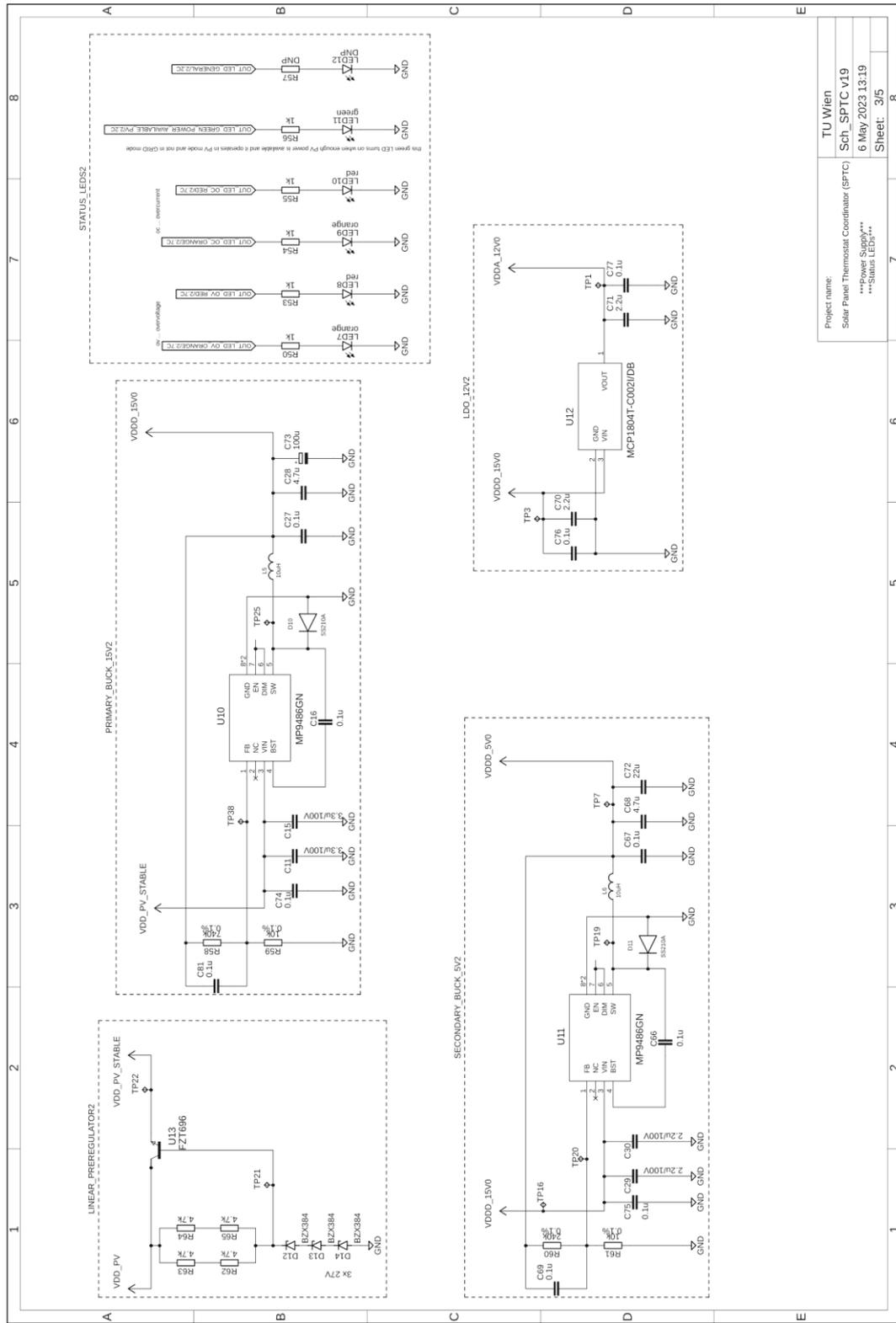


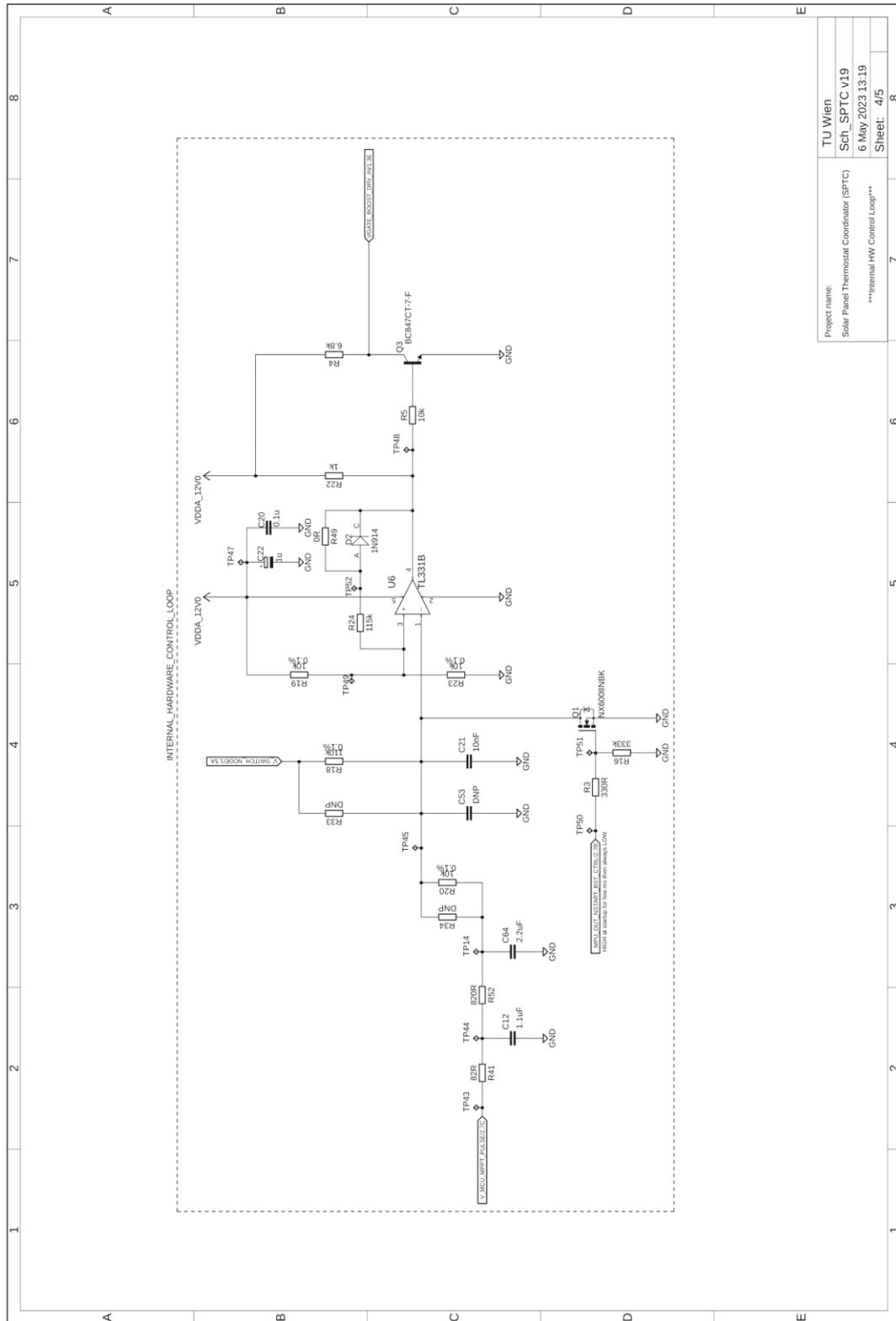
Abbildung 39: Schaltplan - Seite 1





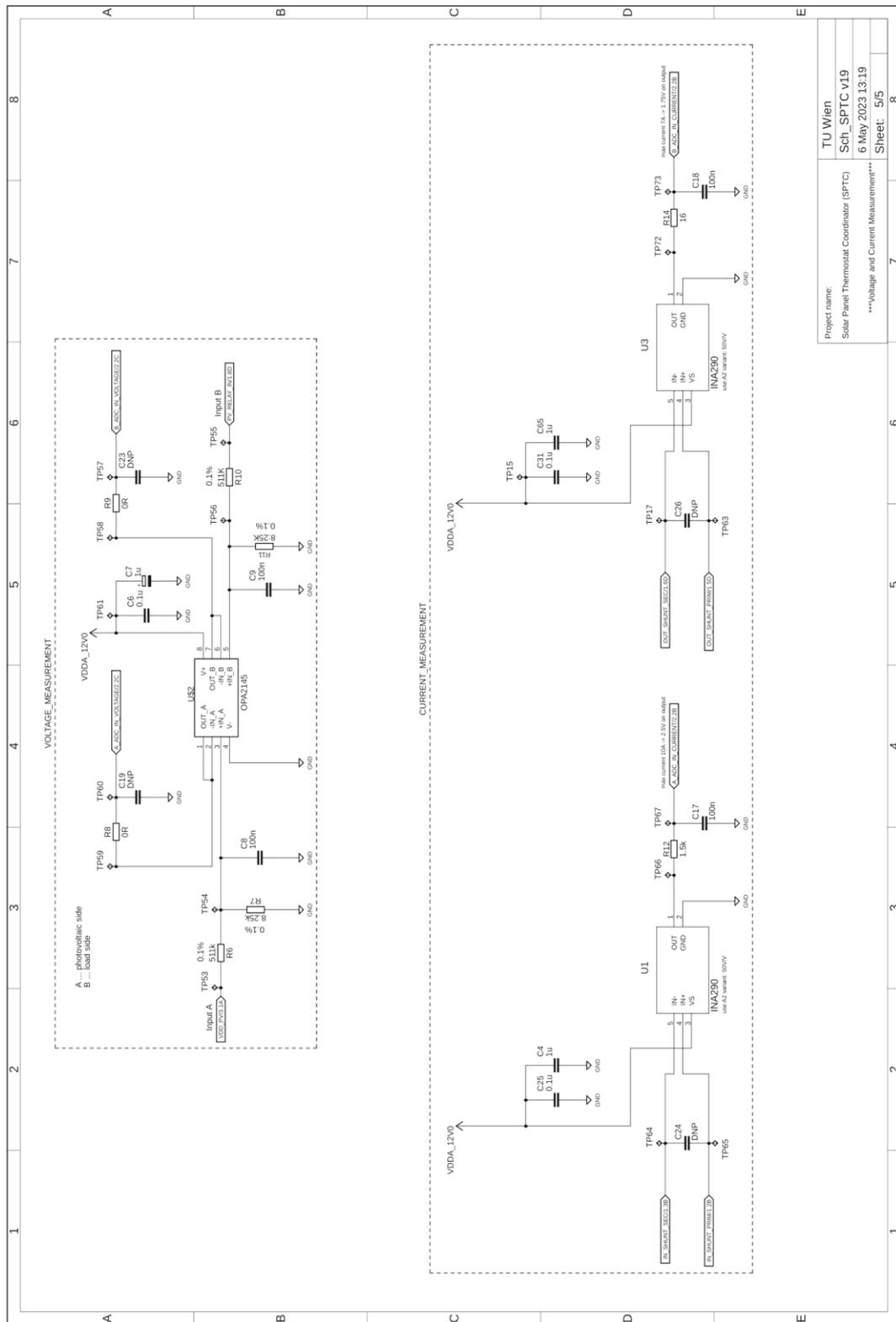
Project name:	TU Wien
Solar Panel Thermostat Coordinator (SPTC)	Sch_SPTC_V19
***Power Supply***	6 May 2023 13:19
***Status LEDs***	Sheet: 3/5

Abbildung 41: Schaltplan - Seite 3



Project name:	TU Wien
Solar Panel Thermostat Coordinator (SPTC)	Sch_SPTC v19
6 May 2023 13:19	6 May 2023 13:19
***Internal HW Control Loop**	Sheet: 4/5

Abbildung 42: Schaltplan - Seite 4



Project name:	TU Wien
	Solar Panel Thermostat Coordinator (SPTC)
	Sch_SPTC V19
	6 May 2023 13:19
	***Voltage and Current Measurement***
	Sheet: 5/5

Abbildung 43: Schaltplan - Seite 5

## B. Anhang: PCB-Layout

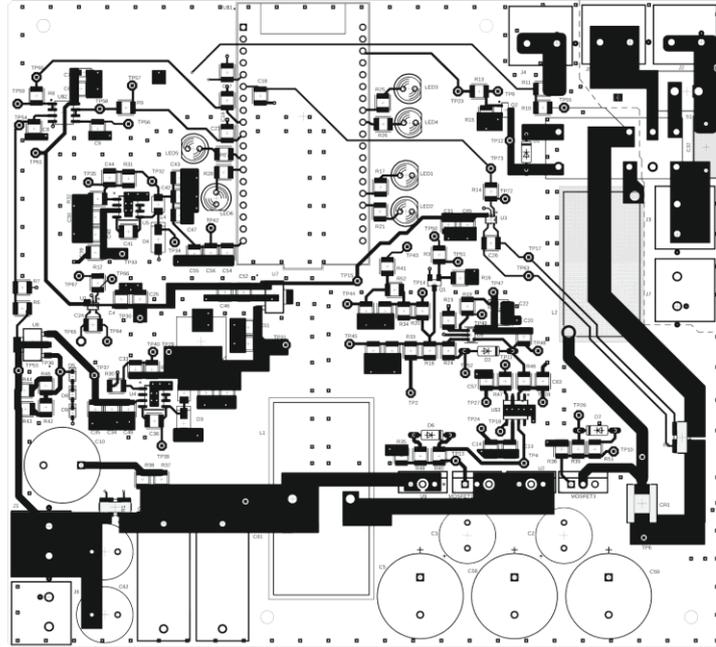


Abbildung 44: Leiterplatte Lage 1

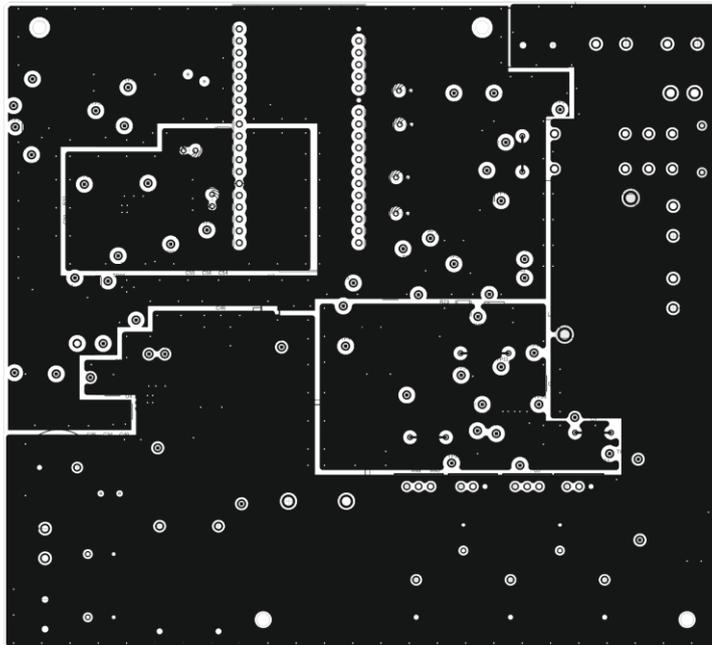


Abbildung 45: Leiterplatte Lage 2

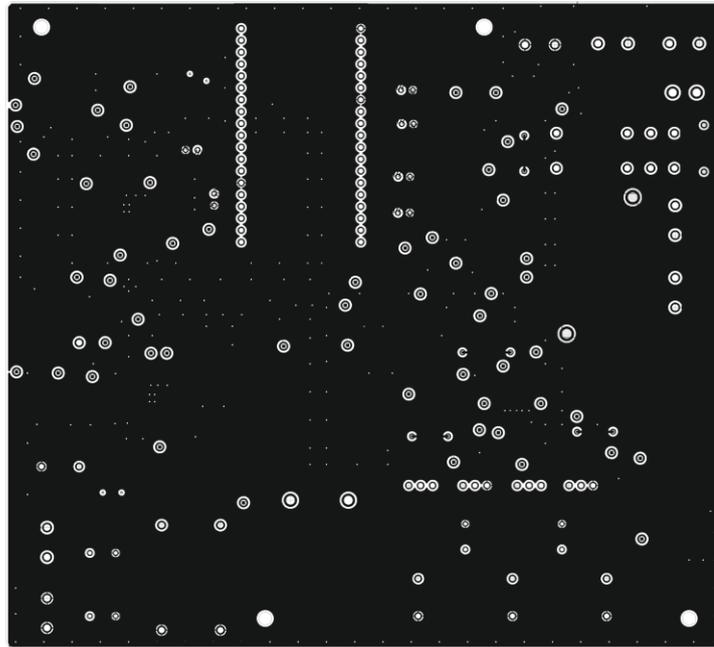


Abbildung 46: Leiterplatte Lage 3

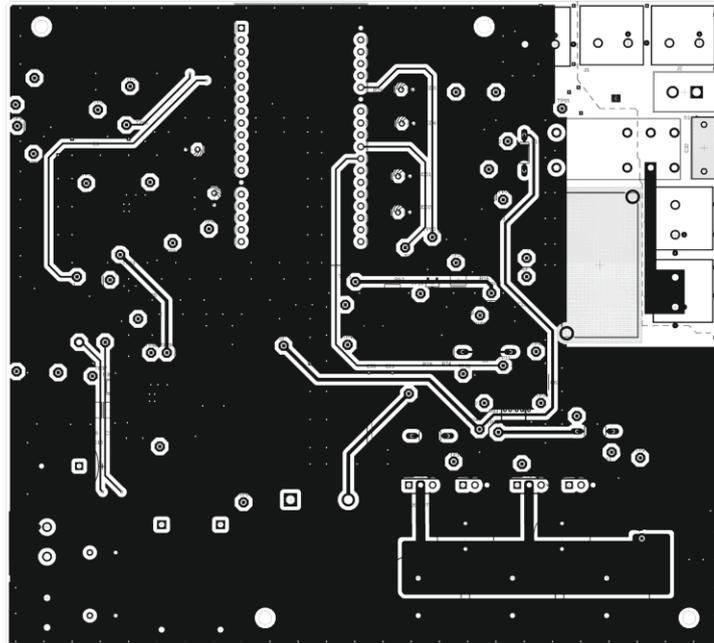


Abbildung 47: Leiterplatte Lage 4

## Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct, insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quellen gekennzeichnet.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, Juni 2023

---

David Pribić