

## **Bachelor-Thesis an der Hochschule Luzern - Technik & Architektur**

<b>Titel</b>	<b>Netzteil für verkettete Spannung 400V</b>
<b>Diplomandin/Diplomand</b>	<b>Meyer, David Adrian</b>
<b>Bachelor-Studiengang</b>	<b>Bachelor Elektrotechnik und Informationstechnologie</b>
<b>Semester</b>	<b>HS18</b>
<b>Dozentin/Dozent</b>	<b>Mühlethaler, Jonas</b>
<b>Expertin/Experte</b>	<b>Kreienbühl, Bruno</b>

### **Abstract Deutsch**

Die hier vorliegende Arbeit behandelt die Ausarbeitung eines Netzteiles für einen breiten Eingangsspannungsbereich unter Berücksichtigung der vordefinierten Use-Cases. Die daraus abgeleiteten Funktionsblöcke wurden anschliessend konkretisiert und durch diverse Simulationen validiert. Im Rahmen dieser Arbeit mussten vorgegebene Europäischen Normen eingehalten, sowie ein normengerechtes Layout erstellt werden. Der daraus resultierende Prototyp wurde anschliessend hinsichtlich den Projektanforderungen getestet. Aufgrund des Zeitdrucks konnte der Prototyp in seiner Gesamtheit nicht in Betrieb genommen werden. Die einzelnen Baugruppen wurden folglich separat getestet und konnten die Use-Cases sowie Projektanforderungen abdecken beziehungsweise erfüllen.

### **Abstract English**

The work presented here deals with the development of a power supply unit for a wide input voltage range, taking into account the predefined use cases. The function blocks derived from this were then concretised and validated by various simulations. Within the scope of this work, specified European standards had to be complied with and a layout in accordance with the standards had to be created. The resulting prototype was then tested with regard to the project requirements. Due to the time pressure, the prototype could not be put into operation in its entirety. The individual modules were therefore tested separately and were able to cover or fulfil the use cases and project requirements.

Ort, Datum Horw, 11.06.2021  
© David Adrian Meyer, Hochschule Luzern – Technik & Architektur

---

Alle Rechte vorbehalten. Die Arbeit oder Teile davon dürfen ohne schriftliche Genehmigung der Rechteinhaber weder in irgendeiner Form reproduziert noch elektronisch gespeichert, verarbeitet, vervielfältigt oder verbreitet werden.

Sofern die Arbeit auf der Website der Hochschule Luzern online veröffentlicht wird, können abweichende Nutzungsbedingungen unter Creative-Commons-Lizenzen gelten. Massgebend ist in diesem Fall die auf der Website angezeigte Creative-Commons-Lizenz.



# BACHELOR THESIS

Netzteil für verkettete Spannung 400V

*Meyer David Adrian TA.E.1801*

*Industriepartner: Camille Bauer Metrawatt AG*

*Betreuer: Dr. Jonas Mühlethaler*

*Experte: Bruno Kreienbühl*

## Inhaltsverzeichnis

Aufgabenstellung .....	4
Technische Kenndaten .....	4
Funktionsanforderungen.....	4
Systemmodellierung.....	5
Variante Uno .....	6
Funktionsbeschreibung.....	6
Anmerkung.....	6
Variante Due .....	7
Funktionsbeschreibung.....	7
Erläuterung Schema Spannungsversorgung.....	8
Bewertung .....	9
Fazit.....	10
Funktionsblöcke .....	11
«DC/DC Conversion + Galvanische Trennung».....	11
«Wandlertopologien ohne galvanische Trennung».....	11
«Wandlertopologien mit galvanischer Trennung» .....	11
Brückenloser-PFC-Wandler .....	12
Eintaktflusswandler (Forward Converter).....	12
Gegentaktflusswandler (Push-Pull Converter).....	12
Resonanzwandler .....	13
Sperrwandler (Fly-Back Converter).....	13
Selektion.....	13
«Spannungsversorgung intern/extern» .....	14
Autarkheit.....	14
Selektion.....	15
Output (AC / DC).....	15
Selektion.....	15
Gleichrichtung Eingangsspannung: Aktiv / Passiv .....	15
Selektion.....	16
Controller .....	17
Betriebsmodus.....	17
Rückkopplungsnetzwerk .....	18
Fazit.....	18
Eingangs- sowie Ausgangsklemmen.....	19

Funktionsweise Fly-Back Converter .....	19
Simulation / erste Komponentenevaluation .....	21
Gesamtsystem.....	22
Speisung .....	23
Simulation Speisung.....	24
Simulationsergebnisse Speisung .....	26
Regelung.....	29
Fly-Back Transformer .....	31
Mosfet + Snubber .....	33
Ausgangsbeschaltung Fly-Back .....	36
Simulation Flyback Converter .....	37
Behandelte Arbeitspunkte .....	37
Simulationsaufbau .....	38
Vollast bei 1Ph + N .....	39
Vollast bei 3Ph + N .....	42
Kühlkörperberechnung .....	45
Leerlauf bei 3Ph +N .....	46
Fazit .....	46
Schema / Komponentenauswahl .....	47
Layout Altium .....	52
Normen.....	52
Fazit Normen.....	54
PCB Design .....	55
Inbetriebnahme .....	57
Inbetriebnahme Speisung .....	58
Fazit Speisung .....	60
Inbetriebnahme Gesamtsystem .....	60
Fazit Gesamtsystem.....	62
Test Leistungsteil .....	63
Vorgehen .....	63
Initialtest.....	64
Test Teillast .....	64
Test Volllast .....	64
Fazit .....	66
Inbetriebnahme Gesamtsystem #2 .....	67

Spannungsmessung VS-Pin.....	69
Messergebnisse / Schlussstrich .....	69
Résumé .....	70
Ausblick .....	71
Literaturverzeichnis.....	72
Abbildungsverzeichnis .....	73
Formelverzeichnis .....	74
Tabellenverzeichnis.....	74
Anhang .....	74

## Aufgabenstellung

Für die Versorgung von temporär oder fest installierten Messgeräten soll ein Netzgerät entwickelt werden, welches sich ab der verketteten Spannung speist und die Versorgung bei einem Ausfall einer Phase aufrechterhält. Die Sicherheitsanforderungen für Schaltkreise im Bereich für 600V CAT III sind zu berücksichtigen und in einem Layout fachgerecht zu realisieren. Die technischen Kenndaten werden zu Beginn des Projekts genau festgelegt. (Dr. Jonas Mühlethaler, 2021)

## Technische Kenndaten

Die technischen Kenndaten wurden beim Kickoff-Meeting, welches am Freitag dem 26.2.2021 stattgefunden hat, mit dem Vertreter des Industriepartners definiert. Die untenstehende Tabelle soll die vereinbarten Kenndaten übersichtlich darstellen. Die erste Spalte beschreibt die zu klärende Position, die zweite den Beschluss.

Ausgangsleistung Netzteil	15W
Ausgangsspannung Netzteil	12VDC
Abmessung Breite	3TE (54mm)
Schutzklasse	2 (Galvanische Trennung)
Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)	Möglichst geringe Störemission
Restwelligkeit Ausgangsspannung	sekundär
Einzuhaltende Normen	EN61558-2-16
Anforderungen Schaltungslayout	600V CAT III
Effizienz	Nicht kritisch
	Stand: 18.4.2021

Wunsch-Ziel

## Funktionsanforderungen

Beim Kickoff-Meeting wurden neben den technischen Kenndaten auch noch die Funktionsanforderungen definiert.

Der Prototyp muss in der Lage sein, die daran angeschlossene Last beim Vorhandensein von zwei aktiven Anschlüssen (L1, L2, L3, N) mit der spezifizierten Leistung/Spannung zu versorgen. Es ist nicht vordefiniert, welche Anschlüsse jeweils angeschlossen bzw. aktiv sind. Die Kernaufgabe des Prototyps liegt darin bei zwei Aktiven Anschlüssen (egal welche Kombination) die Last mit 12VDC zu versorgen.

## Systemmodellierung

Das Kapitel der Systemmodellierung dient dazu die Gesamtfunktion modular, sprich in einzelnen Funktionsblöcken, übersichtlich darzustellen. Des Weiteren sollen auch die Wirkungen der einzelnen Funktionsblöcke untereinander aufgezeigt werden. Dieses Vorgehen verlangt nach einer Abstrahierung, was zusätzlich ein vertieftes Verständnis des gesamten Sachverhaltes zur Folge hat.

Der Hauptnutzen dieses Kapitels besteht darin, dass durch den iterativen Prozess des Modellierens die bestmögliche Lösungsvariante gefunden werden kann. Damit die Varianten untereinander verglichen werden können, benötigt es einheitliche Bewertungskriterien. Diese Kriterien sind untenstehend aufgelistet.

- Robustheit
- Platzbedarf
- Materialaufwand (Kosten)
- Komplexität
- Energieeffizienz

Am Ende dieses Kapitels werden die Varianten einander gegenübergestellt. Abschliessend werden diese bewertet und die am besten geeignete für den weiteren Verlauf des Projektes verfolgt.

## Variante Uno

Die erste Iteration wurde im Zeitraum zwischen dem Kickoff-Meeting und dem ersten wöchentlichen Meeting mit dem Betreuer erarbeitet.

### Funktionsbeschreibung

Das Funktionsdiagramm der Variante Uno ist in der Abbildung eins dargestellt. Das Konzept besteht im Wesentlichen aus einer quasi Echtzeitüberwachung der Anschlüsse durch einen

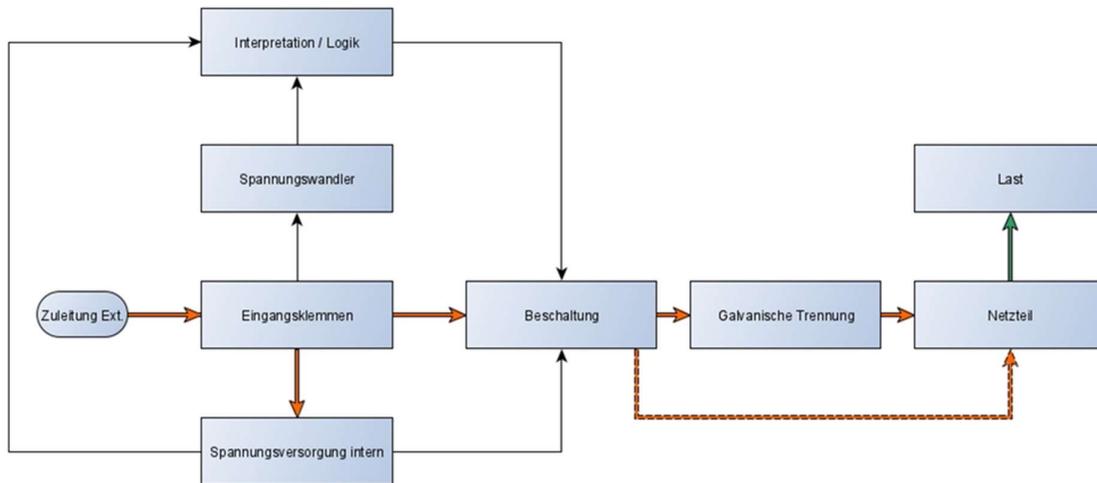


Abbildung 1: Variante Uno

Mikrocontroller sowie der dazugehörigen Beschaltung, welche dann zum eigentlichen Netzteil führt. Damit die Analog/Digital-Wandler die Werte der Sekundärabgriffe der Spannungswandler interpretieren können, müssen diese zuerst einer AC/DC-Wandlung unterzogen werden. Die AD-Wandler würden hierbei zyklisch von einer Subroutine ausgewertet und anschliessend mit dem aktuellen Zustand verglichen werden. Abschliessend würde dann der Entscheidung über die Beschaltung gefällt werden. Die Beschaltung ist primärseitig mit den Eingangsklemmen und sekundärseitig mit dem Eingang des eigentlichen Netztes oder der galvanischen Trennung verbunden.

Die orangenen Pfeile stellen hierbei den AC-Laststromkreis und die schwarzen Pfeile den DC-Steuerstromkreis dar. Der grüne Pfeil, welcher auf die Last zeigt, stellt den DC-Laststromkreis dar. Beim Funktionsblock Beschaltung führt ein gestrichelter Pfeil direkt zum Funktionsblock Netzteil. Hier wurde versucht anzudeuten, dass die galvanische Trennung durchaus im Netzteil intern realisiert werden kann.

### Anmerkung

Im Vorfeld der Variante Due wurde bereits ein Schema für die interne Spannungsversorgung gezeichnet. Begründet wird dies mit der Notwendigkeit einer autarken Spannungsversorgung ohne die Abhängigkeiten von Energiespeichern, welche mit zunehmender Lebenszeit degradieren. Auf das Schema der besagten Spannungsversorgung wird im folgenden Unterkapitel eingegangen.

## Variante Due

Die Variante Due entstand in den Grundzügen aus der Variante Uno, dem Schema für die interne Spannungsversorgung sowie den sehr informativen Inputs des Betreuers.

### Funktionsbeschreibung

Das Funktionsdiagramm der Variante Due kann der Abbildung zwei entnommen werden. Die Nomenklatur der Pfeile ist identisch mit jenen der Variante Uno. Die Einspeisung erfolgt auch hier über die Eingangsklemmen, welche wiederum den Funktionsblock «Spannungsversorgung (intern / extern)» speisen. Auffällig hierbei ist, dass dieser Funktionsblock die DC-Spannungsversorgung für den Last- sowie Steuerkreis gleichzeitig realisiert. Die Steuerspannung liegt am Controller, welcher für die Regelung der Ausgangsspannung und/oder des Ausgangsstromes zuständig ist, an. Der Funktionsblock «DC/DC Conversion + Galvanische Trennung» muss im Wesentlichen dessen Beschriftungsinhalt erfüllen. Welche Schaltungstopologien dafür in Frage kommen und wie vorteilhaft sie auf dieses Anwendungsszenario passen, ist noch unbestimmt. Von dessen Ausgang werden nachher die Ausgangsklemmen gespeist, welche wiederum die Last speisen. Die Ausgangsklemmen stellen zudem den Feedback Loop für den Controller dar.

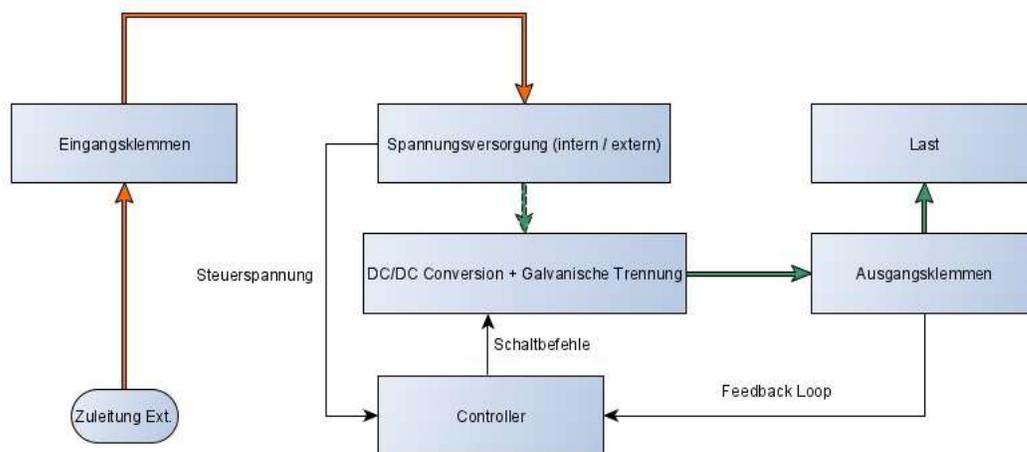


Abbildung 2: Variante Due

## Erläuterung Schema Spannungsversorgung

In diesem Unterkapitel wird das bereits im Vorfeld der Variante Due gezeichnete Schema der internen Spannungsversorgung erläutert. Das Schema (Stand 08.03.2021) kann der Abbildung drei entnommen werden.

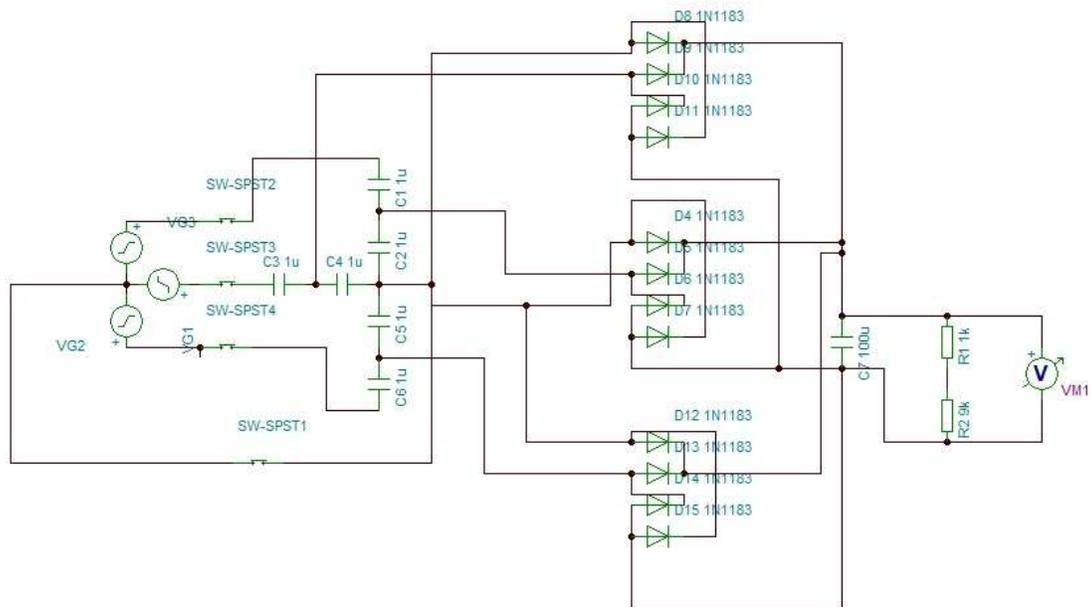


Abbildung 3: Kapazitive Spannungsversorgung

Das Schema basiert im Wesentlichen auf einem in Stern geschalteten kapazitiven Spannungsteiler, welche von den drei Spannungsquellen auf der linken Seite gespeist wird. Durch vier Schalter konnte das Schema auf seine Tauglichkeit bezüglich der gestellten Anforderungen getestet werden. Das Schema erfüllt die Anforderungen ohne Ausnahme. In diesem Beispiel hier erfolgen die Abgriffe genau in der Hälfte und führen zusammen mit dem konstruierten Sternpunkt je auf einen Brückengleichrichter. Ist der Neutralleiter von ausserhalb nicht angeschlossen und sind zwei oder mehr Aussenleiter aktiv, so führt dies zu einer Sternpunktverschiebung innerhalb der Schaltung. Mit den positiven Ausgängen wird eine grössere Kapazität geladen, welche dann die Energie für die Steuerung sowie die Last zur Verfügung stellt.

Das Schema stellt für diese Arbeit ein Schlüsselement dar und wird zu einem späteren Zeitpunkt, unabhängig von der ausgewählten Lösungsvariante, wieder behandelt.

## Bewertung

In diesem Kapitel werden die beiden Varianten Uno und Due einander gegenübergestellt und bewertet. Die Bewertung erfolgt anhand der Bewertungskriterien, welche im Kapitel «Systemmodellierung» aufgelistet wurden.

Beide Varianten werden immer in Bezug auf ein Bewertungskriterium miteinander verglichen und die dominierende (Variante Due) bekommt einen Punkt gutgeschrieben. Kann keine definitive Aussage gemacht werden oder sind beide Varianten etwa gleich vorteilhaft in Bezug auf ein Bewertungskriterium, so folgt ein Unentschieden. Hierbei kriegen beide Varianten je einen Punkt. Die Variante mit der höchsten Punktzahl wird als Referenztopologie für den weiteren Verlauf dieses Projektes gewählt.

Wie der Tabelle eins entnommen werden kann, hat sich die Variante Due gegenüber Uno durchgesetzt.

Bewertungskriterium	Bewertung Uno	Bewertung Due
Robustheit	1	1
Platzbedarf	0	1
Materialaufwand (Preis)	1	1
Komplexität	0	1
Energieeffizienz	1	1
Summe	3	5

Tabelle 1: Gegenüberstellung Uno und Due

Um die Reproduzierbarkeit bzw. Nachvollziehbarkeit der in der Tabelle eins dargestellten Bewertungsmatrix zu gewährleisten, wird hinsichtlich jedes Bewertungskriteriums untenstehend eine Begründung für den gefällten Entscheid aufgeführt.

### **Robustheit**

Hierbei wurde davon ausgegangen, dass beide Varianten, falls sie richtig implementiert werden, sehr robust sind. Die Variante Uno würde durch die Überwachung des aktuellen Zustandes durch den MüCe nur definierte Zustände zulassen, was die Betriebssicherheit verbessert. Die Variante Due und der damit verbundene Regler sind bei korrekter Auslegung auch sehr robust. Fehlerfälle könnten direkt im Regler abgefangen werden oder mit einem externen IC interpretiert (Max Spannung, Strom) und dementsprechend entschieden werden. Aufgrund dieser Ausgangslage wurden die beiden Varianten als on par bezeichnet.

**Platzbedarf**

Hierbei hat sich die Variante Due durchgesetzt. Begründet wird dies mit der kleineren Anzahl an Bauteilen. Bei der Variante Uno würden nebst dem eigentlichen Netzteil Spannungswandler, ein Mikrocontroller sowie diverse Relais benötigt. Die Relais müssten zudem der CAT III 600V – Vorschriften gerecht werden, was hierbei beim Layout in grösseren Abständen resultiert, was wiederum mehr Platzbedarf zur Folge hat. Im Punkt Spannungsversorgung sind die beiden Varianten deckungsgleich.

**Materialaufwand (Preis)**

Hierbei wurden die Varianten als gleichwertig befunden. Begründet wird dies mit dem Mangel an Informationen bezüglich der einzelnen Bauteile. Da für die Funktionsblöcke der beiden Varianten die definitiven Komponenten noch unbestimmt sind, ist eine Preisermittlung und die damit verbundene Kostenoptimierung unmöglich bzw. nicht aussagekräftig.

**Komplexität**

In diesem Punkt hat sich die Variante Due durchgesetzt. Begründet wird dies mit dem Wegfall der ganzen Beschaltung sowie des Mikrocontrollers und der Spannungswandler. Für die Beschaltung bedarf es einer separaten Logik, was den Komplexitätsaufwand massgeblich steigert. Die Verwendung eines Mikrocontrollers zur Detektion der Eingangsspannung wurde unter Berücksichtigung der Komplexität und des verhältnismässig kleinen Ertrages als ungeeignet erachtet.

**Energieeffizienz**

In Bezug auf dieses Bewertungskriterium wurden wieder beide Varianten als on par erachtet. Da bei beiden Varianten ein eigentliches Netzteil realisiert wird, wurde davon ausgegangen, dass bei einer geschickten Auslegung die Wirkungsgrade nahe beieinander zu liegen kommen. Hinsichtlich des Energieverbrauchs der Steuerungen wurde davon ausgegangen, dass der Mikrocontroller und der Regler den gleichen Verbrauch aufweisen.

**Fazit**

Abschliessen zum Kapitel «Bewertung» kann gesagt werden, dass die gewählte Variante Due die vorteilhaftere Variante ist und deshalb für den weiteren Verlauf des Projektes verfolgt wird. In einem nächsten Schritt werden die einzelnen Funktionsblöcke evaluiert und diesem Kapitel gleichend die jeweils vorteilhafteste Möglichkeit ausgewählt.

## **Funktionsblöcke**

Das Ziel dieses Kapitels ist es, die einzelnen Funktionsblöcke hinsichtlich deren Realisation zu konkretisieren. Gemeint damit ist, dass deren Struktur bzw. Funktionsweise in dessen Grundzügen definiert sein muss. Die eigentliche Komponentenevaluation folgt in einem Folgekapitel und wird in diesem Kapitel weitgehend nicht behandelt.

Damit die Ausarbeitung nachvollziehbar bleibt, werden wieder dieselben Bewertungskriterien wie im Kapitel «Systemmodellierung» verwendet. Die Kriterien sind zur Übersicht untenstehend nochmals aufgelistet;

- Robustheit
- Platzbedarf
- Materialaufwand (Kosten)
- Komplexität
- Energieeffizienz

Die notwendigen Schnittstellen (intern sowie extern) werden primär im Kapitel der Komponentenevaluation behandelt und sind nicht Gegenstand dieses Kapitels.

### **«DC/DC Conversion + Galvanische Trennung»**

Dieser Funktionsblock muss folgenden Kriterien gerecht werden. Er muss in der Lage sein, die von der Spannungsversorgung zur Verfügung gestellte Gleichspannung in die Ausgangsspannung (12VDC) umzuwandeln. Zudem wird eine galvanische Trennung gefordert.

Bei der Recherche nach Gleichspannungswandler konnte eine Vielzahl von Wandlertopologien identifiziert werden. Diese werden grundsätzlich in zwei Gruppen aufgeteilt, namentlich;

#### **«Wandlertopologien ohne galvanische Trennung»**

Ladungspumpe, Abwärtswandler (Buck Converter), Aufwärtswandler (Boost Converter), Inverswandler (Buck-Boost Converter), Synchronwandler, SEPIC-Wandler, Ćuk-Wandler, Zeta-Wandler, Doppelinverter, Split-Pi-Wandler (Boost-Buck Converter), Kaskadierter Abwärtswandler (Buck-Boost Converter)

#### **«Wandlertopologien mit galvanischer Trennung»**

Brückenloser-PFC-Wandler, Eintaktflusswandler (Forward Converter), Gegentaktflusswandler (Push-Pull Converter), Resonanzwandler, Sperrwandler (Fly-Back Converter)

Die Gruppe «Wandlertopologien ohne galvanische Trennung» entfällt für das Projekt komplett, da in dieser Gruppe das Kriterium der galvanischen Trennung aufgrund des Aufbaus nicht erreicht wird und eine galvanische Trennung auf der Ebene der Netzfrequenz einen zu grossen Transformator zur Folge hat. Grundsätzlich ist dieser Zugang machbar, jedoch wird in Anbetracht der knappen Platzverhältnisse und dem zusätzlichen Aufwand davon abgesehen. Es bietet sich daher an, eine Wandlertopologie aus der Gruppe «Wandlertopologien mit galvanischer Trennung» zu wählen.

In einem nächsten Schritt werden die verschiedenen Topologien aus besagter, in Frage kommender Gruppe, auf deren Nutzen hinsichtlich dieses Anwendungsszenarios untersucht. Die Abfolge wird in alphabetischer Reihenfolge wie die obenstehende Aufzählung abgehandelt.

#### Brückenloser-PFC-Wandler

Dieser Wandler benötigt einen AC Input, was für das Projekt ungünstig ist. Damit keine Beschaltung der Aussenleiter vorgenommen werden muss, wurde eine Lösung angedacht, welche eine geglättete DC-Spannung liefert. Hinsichtlich des Leistungsbereiches, welcher von einigen 10 Watt bis in den kW-Bereich reicht, würde diese Topologie den Anforderungen entsprechen. Zudem benötigt diese Wandlertopologie zwei Magnetics (Spulen, Übertrager), was wiederum in einem erhöhten Platzbedarf resultiert.

#### Eintaktflusswandler (Forward Converter)

Diese Wandlertopologie benötigt zwei Magnetics und braucht deshalb deutlich mehr Platz als Topologien mit nur einem Magnetic. Der Leistungsbereich ist mit kleiner 500W veranschlagt und wäre für die Anforderungen genügend.

#### Gegentaktflusswandler (Push-Pull Converter)

Dieser Wandler ist in Bezug auf den Leistungsrange ungeeignet für das Projekt. Die Ausführung als Halbbrückenflusswandler hat einen Leistungsbereich von 100W bis 2kW. Die andere Ausführung, nämlich die als Vollbrückenflusswandler, deckt den Bereich von 300W bis in den kW-Bereich ab. Des Weiteren kann gesagt werden, dass auch hier wieder zwei Magnetics benötigt werden. Der Transformator, welcher die Primär- und Sekundärseite koppelt, benötigt sekundärseitig einen Mittelabgriff was wiederum in einem grösseren Fertigungs- sowie Dimensionierungsaufwand resultiert.

### Resonanzwandler

Diese Wandlertopologie deckt den gewünschten Leistungsrange (von einigen 10W bis in den kW Bereich) ab. Für die Realisation der galvanischen Trennung wird wieder ein spezieller Transformator benötigt. Der Wandler resoniert auf der Primärseite mittels einem LC-Schwingkreis. Die Anforderungen an die Stabilität sind in diesem Projekt gross und die Komplexität des Resonanzwandlers ist im Vergleich zu den anderen verfügbaren Wandlertopologien eher hoch. Damit die galvanische Trennung hierbei realisiert werden kann, werden in Summe zwei Magnetics vorausgesetzt.

### Sperrwandler (Fly-Back Converter)

Dieser Wandler operiert in einem Leistungsbereich unter 250W, was für das Projekt geeignet ist. Eine geringe Anzahl an Bauteilen zeichnen diese Wandlertopologie aus. Des Weiteren wird nur ein simpler Transformator benötigt, was sich auf den Platzbedarf sowie auf den Fertigungsaufwand bezogen positiv auswirkt. Da praxisüblich mit rund 100 kHz getaktet wird, fällt die Abmessung des einzigen Magnetics auch wesentlich kleiner aus.

## **Selektion**

Da nun alle für das Projekt in Frage kommenden Wandlertopologien hinsichtlich deren Materialaufwand, Leistungsbereich sowie Komplexitätsaufwand erläutert wurden, kann eine Auswahl getroffen werden. Weil für das Projekt der Platzbedarf von grosser Bedeutung ist, werden die Wandler, welche zwei Magnetics für deren Aufbau benötigen, als ungeeignet angesehen und kommen somit für den weiteren Verlauf des Projektes nicht in Frage. Betrachtet man die übriggebliebenen Topologien mit einem Magnetic, so bleibt im Wesentlichen nur noch der Sperrwandler (Fly-Back Converter) übrig. Was den Leistungsrange betrifft, erfüllt der Sperrwandler die technische Anforderung des Projektes vollkommen. Aufgrund der Prioritätensetzung sowie der Tatsache, dass von der Auswahl genau eine Wandlertopologie die Anforderungen ausreichend erfüllt, wird auf eine Gegenüberstellung unter Berücksichtigung der Bewertungskriterien verzichtet.

## «Spannungsversorgung intern/extern»

Die Spannungsversorgung stellt ein zentrales Element in diesem Projekt dar. Dieser Funktionsblock muss fähig sein, die im Kapitel «Funktionsanforderung» beschriebenen Use-Cases zu erfüllen. Sie muss in der Lage sein die interne Steuerung zu speisen. Auch wird der Lastkreis, welcher primär durch den Funktionsblock «DC/DC Conversion + Galvanische Trennung» repräsentiert wird, durch die Spannungsversorgung gespeisen. Zusammengefasst kann gefolgert werden, dass der Funktionsblock «Spannungsversorgung intern/extern» für das Projekt als erfolgskritisch gilt und besondere Sorgfalt hinsichtlich der Selektion geboten ist.

Damit der Funktionsblock nachvollziehbar ausgearbeitet werden kann, wurde die Gesamtfunktion in mehrere Teilattribute unterteilt, namentlich;

- Autarkheit
- Output: AC/DC
- Gleichrichtung Eingangsspannung: Aktiv / Passiv

### **Autarkheit**

Mit dem Begriff autark wird die Fähigkeit bezeichnet sich selbst zu versorgen. Den Begriff der Versorgung beschreibt hier primär die Spannungsversorgung der internen Steuerung. Die nicht autarke Ausführung realisiert die Spannungsversorgung der Steuerung mittels einem lokal verbauten Energiespeicher (Akkumulator, Batterie, Supercap u. a.) sowie einer dazugehörigen Ladeschaltung für den Normalbetrieb. Damit ist gemeint, dass sich die Steuerung nach dem Abklingen der anfänglichen Transienten aus dem konstant vom Netz nachgeladenen Energiespeicher speist. Fällt der Entscheid auf eine autarke Ausführung, so würde sich die Steuerung selbst von einem normalen Kondensator speisen, welcher sich beim Aktivwerden einer möglichen Kombination automatisch lädt.

Im folgenden Abschnitt werden die beiden Möglichkeiten anhand der zuvor formulierten Bewertungskriterien beurteilt.

### **Robustheit:**

Die autarke Ausführung ist aufgrund der Absenz eines Energiespeichers und der damit verbundenen Degradierung deutlich robuster als die nicht autarke Ausführung.

### **Platzbedarf:**

Durch den Wegfall des Energiespeichers sowie der dazugehörigen Ladeschaltung ist die autarke Ausführung der nicht autarken in Bezug auf den Platzbedarf überlegen. Begründet wird dies durch die geringere Anzahl an Komponenten, insbesondere des wegfallenden Energiespeichers.

### **Materialaufwand:**

Wägt man die Kosten der beiden Ausführungen gegeneinander ab, so resultiert mit grosser Wahrscheinlichkeit ein geringerer Kostenaufwand für die autarke Ausführung. Dies wird mit den relativ hohen Anschaffungskosten für gute, robuste Energiespeicher im Vergleich zum Nichtbedarf eines solchen begründet.

**Komplexität:**

In Bezug auf die Komplexität kann aufgrund der jetzigen Ausgangslage nur eine wagen Beurteilung gemacht werden. Vorab kann gesagt werden, dass bei der nicht autarken Ausführung zusätzlich eine Ladeschaltung implementiert werden muss. Da die definitive Topologie beider Ausführungen noch nicht bekannt ist, ist eine Abschätzung der Komplexität nicht mit Fakten belegbar und somit nicht aussagekräftig. Aus diesem Grund wird dieser Teilaspekt bei der Selektion nicht mitberücksichtigt.

**Energieeffizienz:**

Hinsichtlich der Energieeffizienz kann aufgrund des aktuellen Projektstandes keine definitive Aussage gemacht werden. Es gilt zu erwähnen, dass die Energieeffizienz für dieses Projekt bei Weitem nicht an erster Stelle steht. Erwähnenswert ist jedoch, dass durch den Wegfall einer Ladeschaltung die Effizienz gesteigert werden kann. Dies würde wiederum die autarke Ausführung favorisieren.

**Selektion**

Bei der Auswertung der beiden Ausführungen anhand der Bewertungskriterien hat sich die autarke Variante durchgesetzt. Diese war mit Ausnahme der Bewertungskriterien «Komplexität» sowie «Energieeffizienz» in allen anderen Punkten der nicht autarken Ausführung überlegen. Abschliessend kann gesagt werden, dass für den weiteren Projektverlauf versucht wird eine **autarke Spannungsversorgung** zu realisieren.

**Output (AC / DC)**

Dieser Teilattribut bezieht sich auf die Ausgangsspannungen (Steuerung sowie Last) des Funktionsblockes «Spannungsversorgung intern/extern».

**Selektion**

Da bei der Selektion des vorhergehenden Unterkapitels der Entscheid auf den Fly-Back Converter gefallen ist, besteht nur noch die Möglichkeit der DC-Ausgangsspannung hinsichtlich des Lastkreises. Bezüglich der Steuerung kann gesagt werden, dass die Recherche nach geeigneten Controllern ergeben hat, dass der Grossteil mit DC gespeist wird. Da dieser Entscheid in sich konsistent sowie begründet ist, wird auf eine Beurteilung bezüglich der Bewertungskriterien verzichtet.

**Gleichrichtung Eingangsspannung: Aktiv / Passiv**

Dieser Teilattribut beschreibt wie mit der anliegenden Eingangsspannung verfahren wird, um eine Gleichspannung zu erhalten. Grundsätzlich gibt es zwei Möglichkeiten, nämlich eine passive Gleichrichtung mittels Dioden oder eine aktive mittels schaltbarer Halbleiter wie IGBT, FET, Thyristoren u. a. Im folgenden Unterkapitel werden die beiden Möglichkeiten hinsichtlich der Bewertungskriterien einander gegenübergestellt.

### **Robustheit**

Betrachtet man die Robustheit, so ist eine netzgeführte, passive Gleichrichtung im Gegensatz zu der aktiven Gleichrichtung überlegen. Alle Betriebszustände einschliesslich der Kommutierung stellen sich ein und bedürfen keiner Überwachung. Betrachtet man die aktive Ausführung, so bedarf es neben den schaltbaren Halbleitern zusätzlich einem Controller, welcher die Schaltbefehle generiert und damit die Halbleiter ansteuert.

### **Platzbedarf**

Bei diesem Teilattribut ist es von Vorteil möglichst wenig Bauteile für den angedachten Zweck zu verwenden. Deshalb fällt der Entscheid bei diesem Teilattribut auf die passive Gleichrichtung. Begründet wird dies mit dem zu realisierenden Layout, welches die Anforderungen hinsichtlich der Abstände in der EN 61558-2-16 Norm gerecht wird (electrosuisse, 2009).

### **Materialaufwand (Kosten)**

Hierbei kann sich die passive Gleichrichtung im Gegensatz zur aktiven Ausführung hinsichtlich der Kosten durchsetzen. Durch die schaltbaren Halbleiter sowie dem benötigten Controller würden Mehrkosten anfallen, was gegen die Variante Uno spricht.)

### **Komplexität**

Hinsichtlich des Komplexitätsaufwandes kann gesagt werden, dass die aktive Gleichrichtung zwar einen deutlichen Mehraufwand mit sich bringt, jedoch nicht zwingend einen Mehrgewinn darstellt. Ein Grund dafür ist, dass bei der EN 61000-3-2 Norm keine Begrenzung der Oberschwingungsströme für Geräte mit einer Nennleistung von  $\leq 75 \text{ W}$  spezifiziert ist. Würde Letzteres nicht gelten, so wäre eine aktive Gleichrichtung hinsichtlich einer benötigten PFC (Power Factor Correction / Leistungsfaktorkorrektur) durchaus eine Option.

### **Energieeffizienz**

Bezüglich der Energieeffizienz kann gesagt werden, dass die Schaltverluste bei der aktiven Ausführung aufgrund der höheren Taktfrequenz von üblichen einem bis zwei Kilohertz grösser ausfallen. Die Leitverluste sind bei beiden Ausführungen in derselben Grössenordnung. Damit eine durch Fakten gestützte Aussage gemacht werden kann, müssten die definitiven Bauteile sowie deren Datenblätter vorliegen. Abschliessend kann gesagt werden, dass  $f_{\text{Netz}} \ll f_{\text{Taktung}}$  gilt und somit die passive Ausführung favorisiert wird.

### **Selektion**

Abschliessend zu diesem Unterkapitel wird der Entscheid über den Teilattribut «Gleichrichtung Eingangsspannung: Aktiv / Passiv» gefällt. Obenstehend wurden die beiden Ausführungen einander gegenübergestellt. Als Resultat wird die passive Gleichrichtung favorisiert, weil diese einen geringeren Platzbedarf benötigt sowie der Implementationsaufwand geringer ausfällt als bei der aktiven Variante. Da ein normgerechtes Layout realisiert werden muss, wird der Platzbedarf besonders gewichtet da der verfügbare Platz ohnehin schon knapp ist. (electrosuisse, 2009)

## Controller

Der Funktionsblock «Controller» beinhaltet im Wesentlichen den eigentlichen Controller sowie das dazugehörige Rückkopplungsnetzwerk.

In diesem Unterkapitel wird ein anderer Ansatz für die Auswahl der Eigenschaften verfolgt. Die Bewertungspunkte: Robustheit, Platzbedarf, Materialaufwand (Kosten), Komplexität, Energieeffizienz haben in einer ersten Iteration zu keiner gewinnbringenden Lösung geführt. Bei der Auswahl dieser Controller ist aufgefallen, dass es nur begrenzt Handlungsspielraum gibt. Zudem sind die auf dem Markt verfügbaren Flyback-Controller alles ausgeklügelte Produkte, so dass fast sämtliche Controller die obenstehenden Kriterien gut erfüllen können. Dies setzt voraus, dass diese für den richtigen Anwendungszweck ausgewählt werden.

### Betriebsmodus

Bei der Auswahl eines Flyback Controllers gibt es eine Vielzahl von Eigenschaften bzw. Variablen, welche es zu beachten gilt. Nach einer Rücksprache mit dem Industriepartner hat sich abgezeichnet, dass die Bestimmung des Betriebsmodus als erster Schritt der Evaluation sinnvoll ist. Grundsätzlich wird zwischen dem Discontinuous Conduction Mode (DCM) sowie dessen Sonderformen und dem Continuous Conduction Mode (CCM) unterschieden. Damit die verfügbaren Betriebsmodi in Bezug auf das Projekt bezüglich deren Eignung bewertet werden können, wurden vier Bewertungskriterien eingeführt. Die Bewertungskriterien sind in der untenstehenden Tabelle zwei grün gekennzeichnet und werden anschliessend kurz eingeführt. Mit «Volumen Transformator» ist der Formfaktor des Flyback-Transformers gemeint. Allgemein gilt der Grundsatz «Je kleiner desto besser für das Projekt», da der Anspruch an einen geringen Platzbedarf seitens Industriepartner vorhanden ist. Das Kriterium «Stabilisierungsaufwand» ist weitgehend selbsterklärend und beschreibt den Aufwand, welcher betrieben werden muss, damit der geschlossene Regelkreis stabil bleibt. Mit «EMI-Filteraufwand» sind konkret die Formfaktoren der einzelnen Filterbestandteile gemeint. Das Kriterium «Schaltverluste» ist selbsterklärend und stellt einen wichtigen Bestandteil in der Evaluation des Betriebsmodus dar.

Bewertungskriterium	Volumen Transformator	Stabilisierungsaufwand	EMI-Filteraufwand	Schaltverluste
<b>Betriebsmodus</b>				
Discontinuous Conduction Mode (DCM)	--	--	++	++
Valley Switching (Sonderform DCM)	--	--	+	-
Quasiresonant Switching (Sonderform DCM)	+	+	-	--
Continuous Conduction Mode (CCM)	++	++ RHP-NS	-	-

Tabelle 2: Betriebsmodi

Gewählt wurde aus den Praxisüblichen Betriebsmodi das Valley Switching, welches eine Sonderform des DCM ist. Begründet wird dies mit dem äusserst kleinen Volumen des Transformators sowie dem geringen Stabilisierungsaufwand. Hinzukommt, dass diese Sonderform die Schaltverluste auf ein passables Niveau bringt.

## **Rückkopplungsnetzwerk**

Damit der Controller die Referenzgrösse, in diesem Fall die Ausgangsspannung, ausregeln kann, wird ein Rückkopplungsnetzwerk benötigt. Die Recherche hat gezeigt, dass es grundsätzlich drei Arten gibt, um ein Rückkopplungsnetzwerk zu realisieren.

Die erste Methode heisst Primary-Side Regulation oder kurz PSR und arbeitet nur mit dem Primärstrom des Flyback-Transformers. Hierbei wird ein maximaler Wert für den Strom mittels einem an den Controller angeschlossenen Shunt realisiert. Jedoch weiss der Controller nicht den genauen Wert der Ausgangsspannung, es ist vielmehr eine Schätzung. Ein positiver Aspekt dieser Ausführung ist die kleine Anzahl an benötigten Komponenten. Die Recherche hat gezeigt, dass diese Ausführung besonders bei Transienten Vorgängen (Lastsprüngen) Defizite aufweist. (*Differences Between PSR and SSR in Bias Power-Supply Design*, 2021)

Die Methode der Secondary-Side Regulation oder SSR realisiert das Rückkopplungsnetzwerk mittels eines Optokopplers. Hierbei wird eine galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärseite aufrechterhalten. Zudem «sieht» der Controller effektiv was auf der Sekundärseite mit der Referenzgrösse passiert und kann fast latenzfrei Einfluss nehmen. Ein kleiner Nachteil ist die erhöhte Anzahl an Bauteilen. Im Gegenzug weist diese Methode ein hervorragendes dynamisches Verhalten auf. (*Differences Between PSR and SSR in Bias Power-Supply Design*, 2021)

Die letzte Methode stellt eine Kombination der beiden oben erwähnten Methoden dar. Die Recherche hat gezeigt, dass eine Vielzahl von Flyback-Controllern beide Methoden für die Regelung verwenden um ein Maximum an Robustheit zu erlangen. (Quelle Recherche?) (*Differences Between PSR and SSR in Bias Power-Supply Design*, 2021)

Aufgrund der oben genannten Vorteile sowie der maximalen Betriebssicherheit wird für die konkrete Evaluation des Flyback-Controllers der Fokus auf die kombinierte Methode aus PSR sowie SSR gelegt.

## **Fazit**

Abschliessend zum Unterkapitel Controller kann gesagt werden, dass der Controller im Betriebsmodus Valley-Switching operieren soll und ein Rückkopplungsnetzwerk auf der Basis von PSR sowie SSR unterstützt. Nach Rücksprache mit dem Industriepartner wurde konkret der IC UCC28740 von Texas Instruments als Controller gewählt. Begründet wird dies damit, dass der Industriepartner in der Praxis bzw. der Entwicklung solcher Schaltnetzteile bereits Erfahrungen sammeln konnte und dies als einen sinnvollen wie auch logischen nächsten Schritt erachtete. Es gilt anzufügen, dass der UCC28740 beide vorgängig definierten Kriterien erfüllt.

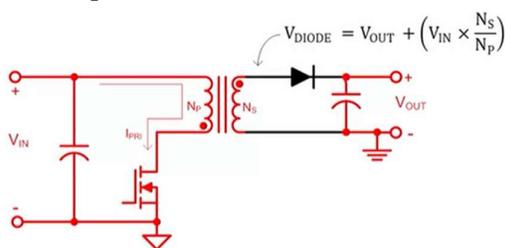
## Eingangs- sowie Ausgangsklemmen

Diese Funktionsblöcke werden, wie der Controller im Hauptkapitel «Komponentenevaluation», genauer definiert. Bezüglich der Funktionsanforderungen kann gesagt werden, dass die Klemmen die 600V CAT III Anforderungen sowie die EN61558-2-16 Norm erfüllen müssen.

## Funktionsweise Fly-Back Converter

In diesem Kapitel wird die Funktionsweise des Fly-Back Converters sowie konkret der Operationsmodus des UCC28740, nämlich das Valley Switching, erklärt. Das Ziel hierbei ist, dass der Leser durch die behandelte Theorie die weiteren Schritte des Projektes besser nachvollziehen kann.

Die untenstehende Abbildung vier zeigt in vereinfachter Form das Schema eines Fly-Back Converters. Hierbei werden mit roter Farbe die Stromflüsse signalisiert. Primärseitig kann sich durch die Schliessung des Schalters (MosFet) ein Strom, hier  $I_{pri}$ , ausbilden. Es ist allgemein bekannt, dass der Strom durch eine Induktivität aufgrund der Zustandsgleichung nicht sprunghaft ansteigen kann. Aufgrund dieser Tatsache steigt der Strom in Form einer Rampe. Der Schalter wird so lange geschlossen, bis sich der gewünschte Stromspitzenwert einstellt. Die zeitbestimmenden Einflussgrößen sind hierbei die Eingangsspannung  $V_{in}$  sowie die Hauptinduktivität. Während dieses Vorganges wird auf der Sekundärseite die Diode



aufgrund des Wicklungssinnes in Sperrichtung betrieben und lädt den Ausgangskondensator nicht. Die Formel für die Spannungsbelastung der Diode ist direkt in der Abbildung vier ersichtlich. Im Sekundärkreis fließt aus dem Kondensator ein lastabhängiger Strom.

Abbildung 4: On-Zustand

In einem nächsten Schritt wird der Schalter geöffnet und der Strom kann im Primärkreis nicht mehr weiterfließen. Die Abbildung fünf verdeutlicht dies durch einen schwarzen Primärkreis. Die in der Hauptinduktivität gespeicherte Energie wird durch den Sekundärkreis aus dem Transformator gezogen. Durch lenzsche Regel ändert sich hierbei das Vorzeichen der Spannung in der Primärwicklung und die Diode wird in Durchlassrichtung betrieben. Für die

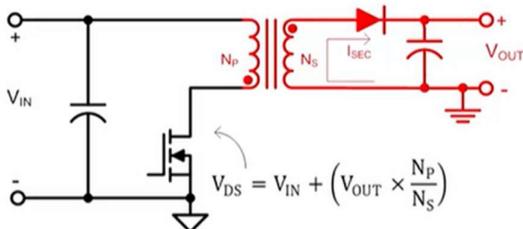


Abbildung 5: Off-Zustand

Bestimmung des Kondensatorstromes muss hierbei die Knotenregel angewendet werden, da die Last nach wie vor einen Strom aus dem Kondensator zieht. Der sich einstellende Sekundärstrom ergibt sich durch das Windungsverhältnis sowie den Primärstrom. Dieser baut sich wiederum in Form einer Rampe ab und der Zyklus wiederholt sich. Die Spannungsbelastung des MosFet's ergibt sich aus der Eingangsspannung sowie der auf die Primärseite reflektierte Ausgangsspannung, was genau die Formel in der Abbildung fünf umschreibt. Hierbei handelt es sich um eine

idealisierte Betrachtung des Transformers, welche keine Streuinduktivität miteinbezieht. Die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie kann nicht auf die Sekundärseite übertragen werden. Diese Energie muss in Wärme umgewandelt werden. Geschieht dies nicht, so ergeben sich beim Ausschalten des Schalters hohe Spannungsspitzen. Diese Spitzen überlagern sich konstruktiv mit der oben errechneten Spannungsbelastung, was zu einer sehr hohen Spannungsbelastung der MosFet's führt.

In einem nächsten Schritt wird im Anschluss der Operationsmodus des UCC28740, nämlich das Valley-Switching, erläutert. Das Ziel des Valley-Switching ist die Reduzierung der Schaltverluste. Diese sind proportional zu der Drain-Source Spannung des MosFets, welche sich zum Zeitpunkt des Schaltens optimalerweise auf einem Minimum befinden sollte.

Die untenstehende Abbildung sechs zeigt unter anderem die rampenartigen Verläufe des Primär- sowie Sekundärstromes sowie den Verlauf der Drain-Source Spannung. Die hochfrequente Schwingung im Spannungsverlauf ergibt sich aus dem Serieschwingkreis zwischen primärseitiger Streuinduktivität sowie der Ausgangskapazität des MosFets. Auffällig hierbei ist das Überschiessen der Spannung. Diese Überhöhung ist wie oben erwähnt die Ursache der in der Streuinduktivität gespeicherten Energie und stellt ein ernstzunehmendes Phänomen dar.

Der Mehrwert des Valley-Switching besteht darin, dass die Schaltverluste durch geschickte Schaltungszeitpunkte minimiert werden können. Ein Controller mit dieser Betriebsart detektiert während der Zeit  $T_{dead}$  (siehe Abbildung sechs) ein mögliches «Spannungstal» und schaltet folglich. Die hier auftretende Schwingung ergibt sich aus der Hauptinduktivität und der Ausgangskapazität des MosFets und ist folglich um ein Vielfaches niederfrequenter als die Ausschalterschwingungen.

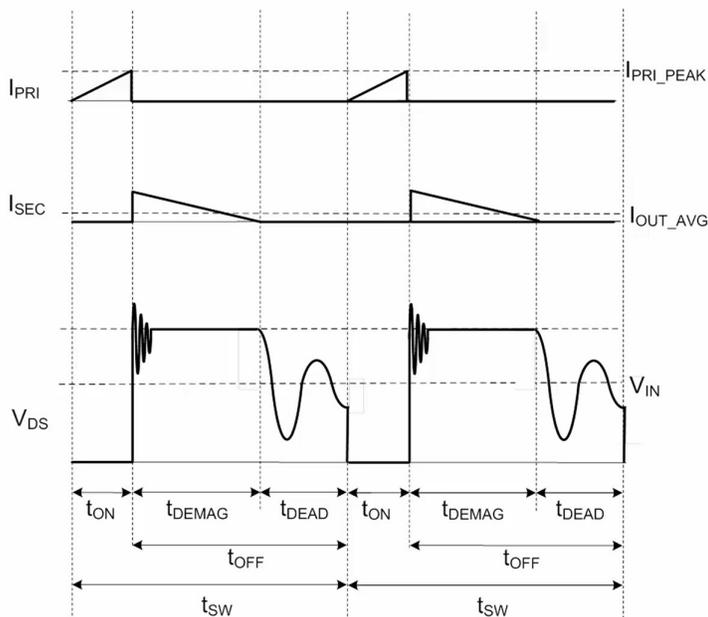


Abbildung 6: Valley Switching

## Simulation / erste Komponentenevaluation

Das Ziel dieses Kapitels ist die möglichst realitätsnahe Simulation der entworfenen Schaltung. Die hier vorliegende Schaltung ist ein Produkt aus Eigenleistung, wertvollen Inputs des Industriepartners sowie des Betreuers und bestehendem Wissen aus vorhandenen Referenzdesigns. Zudem wird versucht aus den gewonnenen Erkenntnissen aus den Simulationen direkt konkrete Bauteilwerte für die Planung des Prototyps zu bestimmen.

Durch den Prozess des Schaltungsentwurfes haben sich neue Notwendigkeiten ergeben, welche zum Zeitpunkt der Bearbeitung des Kapitels «Funktionsblöcke» nicht bekannt waren. Damit dies nachvollziehbar bleibt, wird in der untenstehenden Tabelle drei untenstehend die *neu verwendete Bezeichnungen* der Untergruppen sowie die darin inkludierten Funktionsblöcke aufgelistet.

<b>Neue Bezeichnung</b>	<b>Darin enthaltener Funktionsblock</b>
Speisung	«Spannungsversorgung intern/extern», «Eingangs- sowie Ausgangsklemmen»
Regelung	«Controller»
MosFet + Snubber	«DC/DC Conversion + Galvanische Trennung»
Fly-Back Transformer	«DC/DC Conversion + Galvanische Trennung»
Ausgangsbeschaltung Fly-Back	«Eingangs- sowie Ausgangsklemmen», «DC/DC Conversion + Galvanische Trennung»

Tabelle 3: Neue Bezeichnungen

## Gesamtsystem

In der Abbildung sieben ist das Schema des Gesamtsystems in der Simulationssoftware PLECS der Firma PLEXIM abgebildet.

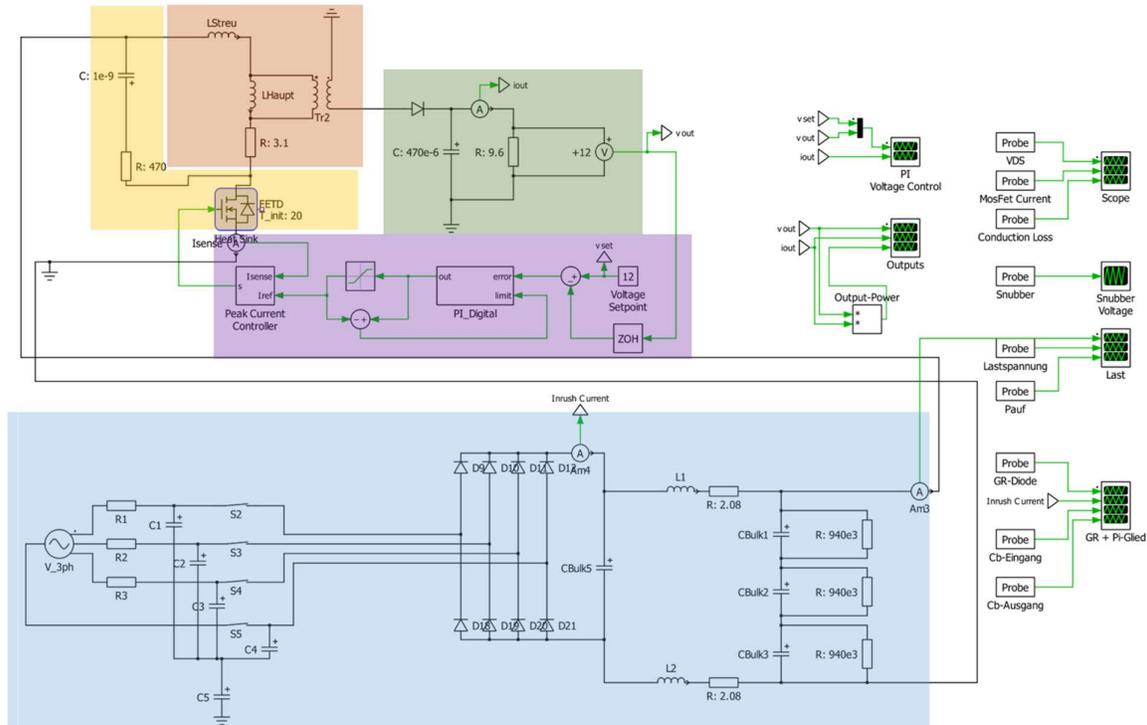


Abbildung 7: Gesamtsystem

Es bildet die Summe aller Untergruppen und dient an dieser Stelle primär der Übersicht. Während des Prozesses hat sich herausgestellt, dass die Simulation der Speisung als solche gut losgelöst von den anderen Untergruppen durchführbar ist. Die folgenden Untergruppen «Regelung», «Fly-Back Transformer», «MosFet + Snubber», «Ausgangsbeschaltung Fly-Back» sind im eigentlichen Sinne Derivate des ursprünglichen Funktionsblockes «DC/DC Conversion + Galvanische Trennung». Die Einzelsimulation besagter Untergruppen ist in diesem Kontext schwierig und nicht wirklich gewinnbringend. Deshalb wird für die Gesamtsimulation eigens ein Kapitel mit der Bezeichnung «Simulation Flyback Converter» angelegt. Damit wird eine übersichtlichere Struktur in Bezug auf das Zusammenwirken der einzelnen Untergruppen erreicht. Mit Ausnahme der Untergruppe «Speisung» werden zu den Untergruppen in den folgenden Kapiteln die Rahmenbedingungen bzw. Methodik hinsichtlich der Gesamtsimulation dargelegt. Die Speisung wird bezüglich der Simulation zwei Mal abgehandelt, einmal detailliert und isoliert betrachtet sowie einmal im Kontext des Gesamtsystems.

Damit eine einheitliche Struktur gewährleistet werden kann, werden in allen Untergruppen folgende Gesichtspunkte behandelt;

- Erweiterung bzgl. Funktionsblock
- Tradeoffs / Kompromisse
- Begründung Wahl der Bauteilewerte

## Speisung

Bezüglich der Speisung kann gesagt werden, dass diese im Vergleich zu den vorgängig definierten Funktionsanforderungen um diverse schaltungstechnische Massnahmen ergänzt wurde. Namentlich wären dies eine Begrenzung des Einschaltstromes sowie eine Filterung von Schaltspitzen, welche mit der Schaltfrequenz des Controllers auftreten werden. Auf der Abbildung acht ist die Speisung als Ausschnitt des Gesamtsystems abgebildet.

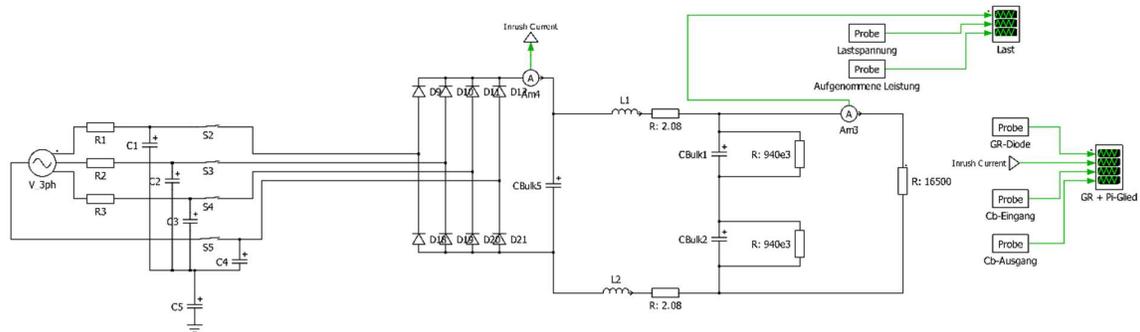


Abbildung 8: Speisung

Beginnend von der linken Seite sind die Widerstände R1-R3 sowie die Kondensatoren C1-C5 zu erkennen. Diese dienen unter anderem dazu den Inrush Current, sprich den Strom im ersten Moment des Einschaltens, auf einem zulässigen Niveau zu halten. Dieser Strom belastet die Bauteile stark und diese müssen unter Mitberücksichtigung dessen ausgewählt werden. Dieser schaltungstechnische Ansatz zur Reduktion des Inrush Currents ist keine Eigenleistung, sondern basiert auf einem bestehenden Referenzdesign von Texas Instruments, namentlich dem TIDA-00173 (Texas Instruments Incorporated, 2019). Nicht abgebildet, jedoch auch dem Referenzdesign nachempfunden, sind die angedachten Varistoren (VDR, voltage dependent resistor), welche den Überspannungsschutz der Schaltung realisieren.

Weiter rechts kommt die vier-phasige Diodenbrücke, welche ihren Ursprung in den eingangsdefinierten Funktionsanforderungen des Netzteiles hat. Ausgangsseitig der Diodenbrücke beginnt der DC-Teil der Speisung und bildet sogleich den Eingang für das sogenannte PI-Glied. Das PI-Glied erfüllt die Funktion der Inrush-Current-Limitierung sowie der Filterfunktion, um die Störspitzen der Schaltfrequenz zu unterdrücken. Der bestehende Tradeoff hierbei umfasst die Dämpfung des PI-Gliedes sowie dessen Beitrag zur Reduktion des Inrush-Currents. Auf der Ausgangsseite des PI-Gliedes wurden zwei Kondensatoren in Reihe mit je einem Widerstand parallel, verschaltet. Der Nutzen hierbei ist, dass bei einer maximal zu erwartender Spannung von 560 VDC die Spannungsbelastung jedes einzelnen Kondensators in Summe geringer ausfällt, was die Verwendung von handelsüblichen 450VDC Elektrolytkondensatoren ermöglicht. Die Widerstände dienen dazu, dass die Spannung symmetrisch über allen Kondensatoren verteilt wird.

Konkret kann zu den Bauteilwerten gesagt werden, dass diese an das Referenzdesign angelehnt sind. Diese Entscheidung basiert auf mehreren Faktoren, wie zum Beispiel der Tatsache, dass das Vorbild einwandfrei funktioniert und die Anwendung von bestehendem Wissen in diesem Anwendungsfall durchaus als sinnvoll erachtet wurde.

## Simulation Speisung

Damit das Vorgehen der Simulation nachvollziehbar bleibt, wurden die verwendeten Bauteilewerte in der untenstehenden Tabelle vier aufgelistet.

R1-R3	10 $\Omega$
C1-C5	2.2 $\mu$ F
Sämtliche Dioden	VF = 1.1V
Cbulk5	3.9nF
L1 / L2	1mH / 2.08 $\Omega$
Cbulk 1+2 / Widerstände Parallel	47 $\mu$ F / 940 k $\Omega$

Tabelle 4: Rahmenbedingungen Speisung

Das Ziel dieser Simulationseinheit war die Bestimmung von:

- Inrush Current unter Berücksichtigung der schaltungstechnischen Massnahmen
- Spannung der Dioden
- Spannungsbelastung Cbulk 1+2
- Eingangsspannungsbereich des Flybacks (Annahme  $P_{auf} = 18.75W$ , modelliert durch ohmsche Last)
- Filtereigenschaften des PI-Glieds (Schaltfrequenz UCC28740 nominal 100kHz)
- Die in Wärme umgesetzte, mittlere Leistung in R1-R3 im Worst-Case (230V Input)

In einem nächsten Schritt wird auf die Methodik der Simulationsdurchführung eingegangen. Die Abbildung neun zeigt den messtechnisch relevanten Teil der Speisung. Beginnend mit dem Inrush Current kann gesagt werden, dass dieser im Strang zwischen den Kathoden der Diodenbrücke und dem Cbulk5 gemessen wurde (Abbildung neun: «Am4»). Auf diese Weise kann der Gesamtstrom, welcher in die Schaltung hineinfliesst, ermittelt werden. Die Spannungsbelastung der Diode wurde mit einer Messsonde in der Software direkt beim Bauteil gemessen und konnte direkt in der Software visualisiert werden. Die gleiche Verfahrensweise wurde für die Bestimmung der Spannungsbelastung von Cbulk 1 + 2 angewendet. Die Nachbildung bzw. Ermittlung des Eingangsbereiches des Flyback's im Bezug auf die Spannung wurde mit einer ohmschen Last durchgeführt. Hierbei konnte die Leistungsaufnahme realitätsnah nachgebildet werden und der zu erwartende Ripple Filterkondensatoren wird deswegen miteinbezogen.

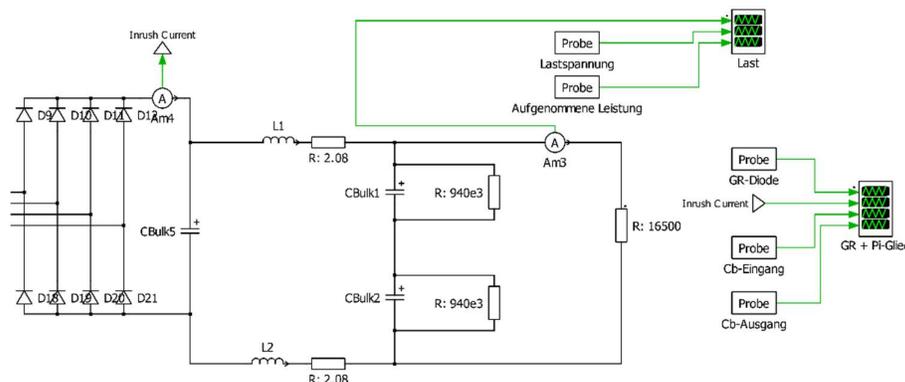


Abbildung 9: Simulationsaufbau Speisung

Folgende Resultate wurden vor der eigentlichen Simulationen erwartet;

- Der Inrush Current wird sich in der Grössenordnung 25A ausbilden. Begründet wird dies durch die Recherche bezüglich Gleichrichterdiode und den Spezifikationen in diversen Datenblättern, welche einen maximal zulässigen Strom in Form eines Pulses über eine gewisse Zeit tolerieren und dies als vernünftiger Maximalwert erachtet wurde. (Semiconductor)
- Die Spannungsbelastung der Dioden wird maximal 589.6V betragen. Gestützt wird diese Annahme durch die folgende Formel aus dem LEA Skript von Prof. Dr. Adrian Omlin (tbomlin). Der Spannungsabfall durch Kommutierung sowie Verluste werden hierbei vernachlässigt. Im Effektivwert der Netzspannung wurde hierbei der praxisübliche Maximalwert des Spannungsfaktors c, hier 1.1, bereits miteinbezogen.
$$U_{dio} = U_{N_{eff}} * \frac{3\sqrt{2}}{\pi} = 1.35 * U_{N_{eff}} = 1.35 * 440 = 589.6V$$
- Die Spannungsbelastung der beiden Kondensatoren Cbulk 1 + 2 wird mit maximal 294.8V angenommen. Dies entspricht der Hälfte des maximal zu erwartenden Spannungswertes.
- Bezüglich des Eingangsbereiches des Flybacks wird erwartet, dass die Maximal- und Minimalspannung sich ungefähr mit den Formeln der ein- sowie dreiphasigen Gleichrichter decken. Aufgrund der bezogenen Leistung sowie der Verluste in den Bauteilen wird eine Absenkung in der Spannung erwartet.
- Es wird eine ausreichende Dämpfung des PI-Gliedes bei der Zielfrequenz von 100kHz erwartet. Begründet wird das mit der Annahme, dass die Bauteilewerte übernommen wurden und TI die Wirkung der Filtereigenschaften den praxisüblichen Anforderungen entsprechen.
- Die erwartete in Wärme umgesetzte mittlere Leistung in den Widerständen wird unter einem Watt betragen. Dies wird durch die Robustheit des Referenzdesigns und der Annahme, dass die Ingenieure von TI hierbei mit einem Widerstand von 2W deutlich überdimensioniert haben, gestützt.

## Simulationsergebnisse Speisung

Die Messergebnisse bezüglich der Spannungsbelastung der Halbleiter, des Inrush Currents sowie der Ein- sowie

Ausgangskondensatoren können der Abbildung zehn entnommen werden. Die maximale Spannungsbelastung der Dioden beträgt 557V und deckt sich somit mit der Erwartungshaltung. Der Spitzenwert des Inrush Currents beträgt am Peak 17.4A, erreicht jedoch nach 1.5ms den Wert 0A. Auch diese Werte decken sich mit den Erwartungen. In diversen Datenblättern namhafter Hersteller sind Werte von bis zu 30A über eine Zeitspanne von rund 8.3ms spezifiziert. Die Spannungsbelastung des Eingangskondensators beträgt maximal 557V. Auch hier entspricht der Spannungswert der Erwartungshaltung und weist einen Wert kleiner 589.6V auf. Der Ansatz für die Aufteilung der Spannungsbelastung bei den Ausgangskondensatoren zeigt die gewünschte Wirkung. Jeder der beiden Ausgangskondensatoren wird nun nur noch mit 278V belastet.

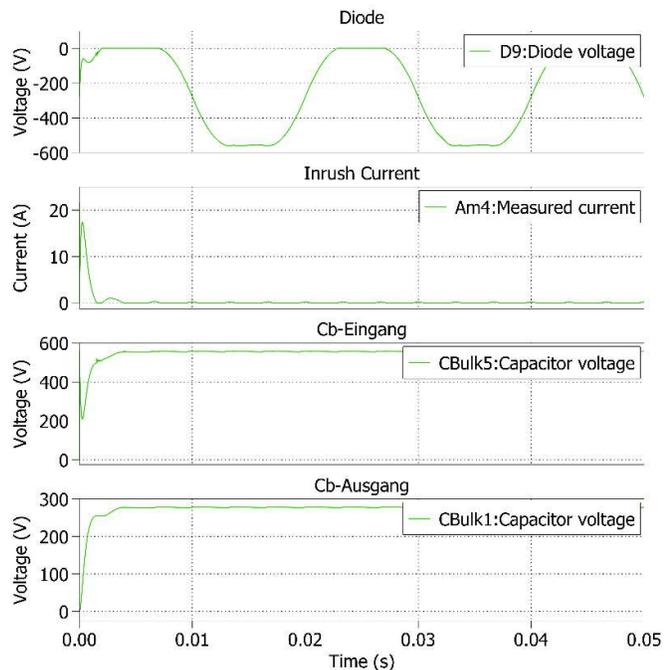


Abbildung 10: Simulationsergebnisse Speisung 1

Der Eingangsbereich des Flybacks wurde wie eingehend erwähnt mit einer ohmschen Last nachgebildet. Hierbei mussten die Werte für den Lastwiderstand den Spannungsbedingungen am Eingang der Schaltung angepasst werden. Es wurde ein Gesamtwirkungsgrad von 80% bzw. 0.8 angenommen. Für die aufgenommene Leistung ergibt sich somit ein Wert von 18.75W bezogen auf die Ausgangsleistung von 15W. Der ermittelte Eingangsbereich des Flybacks beträgt 285VDC bis 560VDC. Auf Bilder wurde hierbei verzichtet, da diese lediglich einen einzelnen Lastwiderstand mit unterschiedlichen Werten zeigen. Die Maximal- sowie Minimalwerte wurden mit PLECS aus dem Plot herausgelesen.

In einem nächsten Schritt wurde die Filtereigenschaft des angedachten PI-Gliedes mittels der Simulationssoftware TINA-TI simuliert. Der Simulationsaufbau (Abbildung elf) sowie dessen Ergebnis (Abbildung zwölf) wird in Form eines Bode-Plots dargestellt und zeigt den

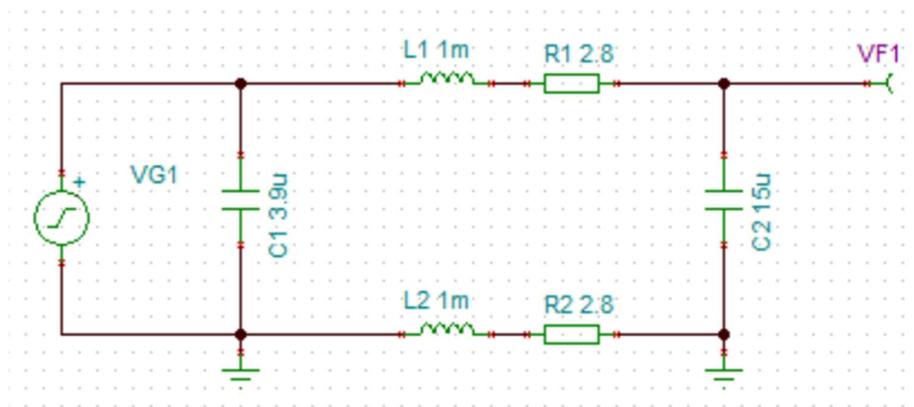


Abbildung 11: Tina Modell

Amplitudengang des Tiefpasses dritter Ordnung. Da der gewählte Controller UCC28740 mit einer maximalen Schaltfrequenz von 100kHz operiert, zeigt das PI-Glied bei der besagten Frequenz eine Amplitudendämpfung von rund 83dB. Dieser Wert wird als genügend interpretiert. Ob die Dämpfung ausreichend ist, wird sich bei den effektiven Messungen der Hardware zeigen.

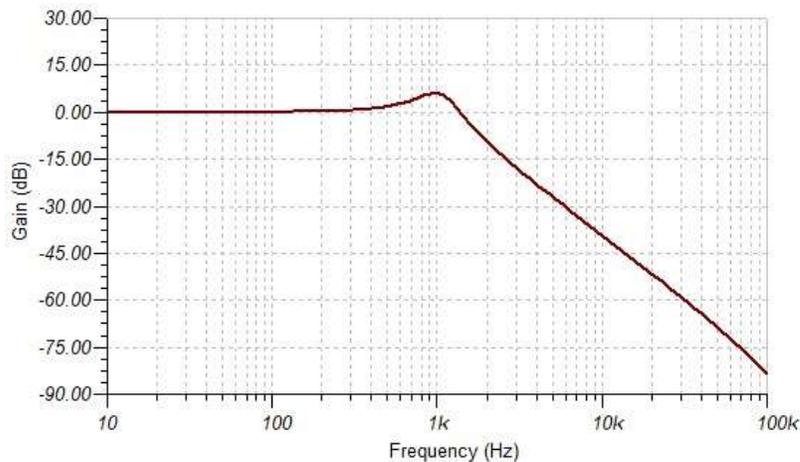


Abbildung 12: Bode-Plot Modell

Die Verlustleistung in den Widerständen R1, R2 und R3 wurde für den Fall einer Eingangsspannung von 230V simuliert. Hierbei fließt aufgrund der Formel für die aufgenommene, als konstant angenommene Leistung, der höchstmögliche Strom. Die im Widerstand R1 in Wärme umgesetzte Leistung wurde in PLECS ermittelt. Die Software bildet einen Dynamischen Mittelwert, welcher auch den Inrush Current miteinbezieht. Der Aufbau der Simulation ist in der Abbildung 13 ersichtlich. Die Y-Achse stellt die Leistung in Watt dar. Die X-Achse repräsentiert die Zeitachse in Sekunden. Die Werte können der ABB entnommen werden. Die Mittlere Leistung entspricht unter der Vernachlässigung des Inrush Currents rund 0.65W. Da die Widerstände für 2W dimensioniert sind, werden für die definitive Auswahl 1W Widerstände in Betracht gezogen.

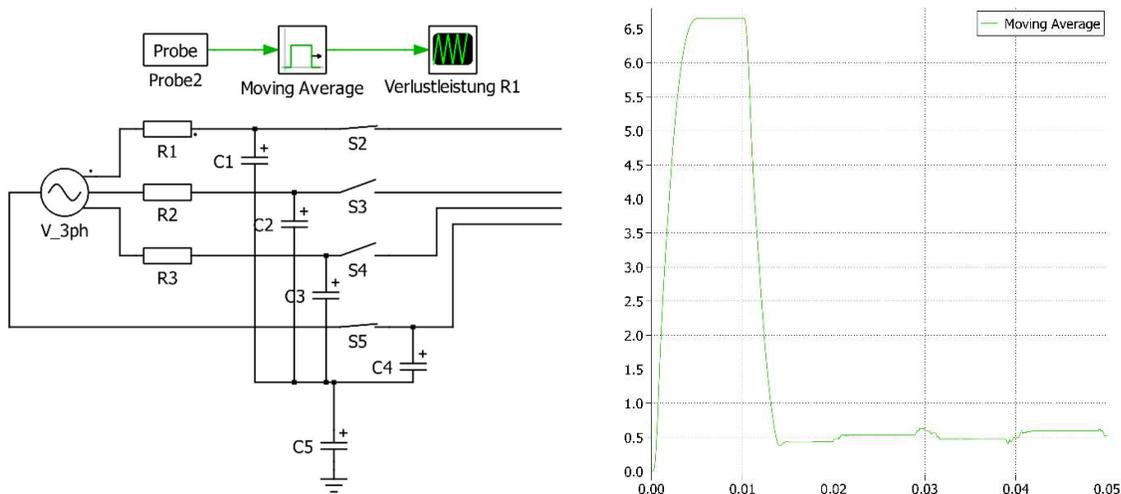


Abbildung 13: Messaufbau / Messergebnisse Inrush Current

## Regelung

Die Untergruppe Regelung weist zum vorgängig definierten Funktionsblock «Controller» keine wesentlichen Unterschiede auf. Die beiden Hauptbestandteile der Regelung sind der Fly-Back Controller, in diesem Fall der UCC28740, sowie die dazugehörigen Rückkopplungsnetzwerke.

Der wichtigste Kompromiss hierbei wurde bereits im Kapitel «Controller» behandelt, nämlich die Performance des Zusammenwirkens von Rückkopplungsnetzwerk sowie Controller und der Anzahl benötigter Bauteile für die Realisation.

Bezüglich der Bauteilwerte kann gesagt werden, dass bei der Regelung keine konkreten Werte definiert werden mussten. Die Begrenzung des Primärstromes erfolgte mittels Abgleich mit dem vordefinierten Spitzenwert in der Simulationssoftware und nicht durch eine Interpretation des Controllers durch eine Shuntmessung.

Auf eine Nachbildung des evaluierten Reglers wurde in der Simulationssoftware verzichtet. Hierbei wurde auf ein bestehendes Simulationsmodell zurückgegriffen. Begründet wird dies mit der grossen Ähnlichkeit des Simulationsmodelles im Vergleich zum Verhalten des gewählten Controllers UCC28740. Die untenstehende Abbildung 14 bildet den Simulations-Regelkreis ab.

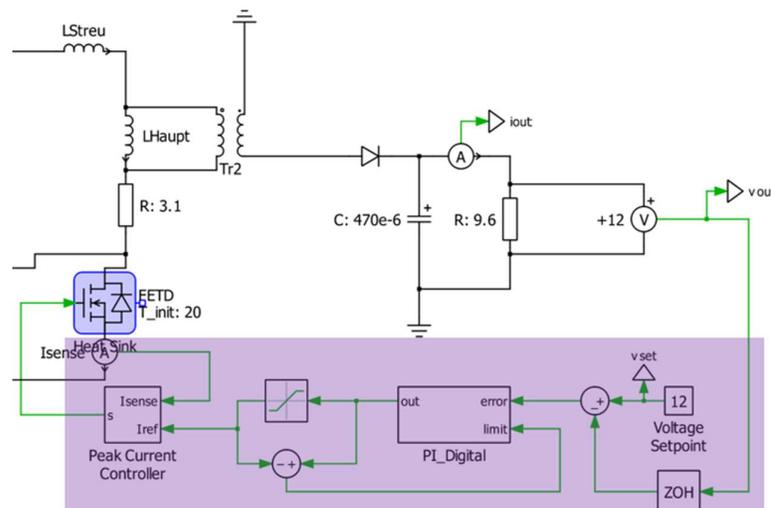


Abbildung 14: Simulation Regelkreis

Um das Simulationsmodell sowie dessen Nutzen für das Projekt übersichtlich darzustellen, wurden zwei Kategorien geschaffen. Die Kategorien sollen dem Leser einen strukturierten Überblick vermitteln, welche Funktionen des UCC28740 in der Simulation nachgebildet werden und welche nicht. Zu jeder Funktion wird kurz erläutert, wie diese erreicht wird bzw. falls sie nicht in der Simulation nachgebildet wird, wie mit dieser Lücke umgegangen wird.

*Folgende Funktionen des UCC28740 werden durch die Simulation abgedeckt:*

- **Sicherstellung von CV (Constant Voltage) und CC am Ausgang**  
Die Regelung des Ausgangsstromes wird durch die Überwachung des Primärstromes durch ein Amperemeter sowie dem bekannten Übersetzungsverhältnis erreicht. Die Überwachung der Ausgangsspannung erfolgt hierbei über ein Rückkopplungsnetzwerk auf der Sekundärseite, welches dem Controller den jeweiligen Ist-Wert liefert. Diese Funktionen werden beim UCC28740 durch eine Shuntmessung sowie ein Optokoppler basierendes Rückkopplungsnetzwerk erreicht und wird hierbei ausreichend durch die Simulation nachgebildet.
- **Discontinuous Conduction Mode (DCM)**  
Der Controller in der Simulationssoftware arbeitet im konventionellen DCM Modus und verursacht somit die höheren Spannungsspitzen als der UCC28740, welcher in der Sonderform des DCM, dem Valley Switching, operiert. Werden die Bauteile korrekt nach den Belastungsdaten der Software ausgelegt, so wird die Belastung in den zu realisierenden Prototypen geringer ausfallen.
- **Peak-Current Abschaltung**  
Der Spitzenwert des Stromes wird in der Simulation durch einen Schwellenwert des primärseitigen Stromes sowie der Auswertung des Amperemeters zuverlässig detektiert. Dieser Spitzenwert wird beim UCC28740 durch einen Shunt und einem internen Schwellenwert detektiert. Die Simulation bildet hierbei die Funktion der Abschaltung ausreichend realitätsnah ab.
- **Ansteuerung MosFet**  
Der MosFet in der Simulation wird durch die Schaltbefehle des Controllers nahezu ideal angesteuert. Dies kann mit dem UCC28740 unter Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften des «Drive» Pins (maximal verfügbarer Strom am Ausgang des Pins) sowie im Zusammenhang mit der Wahl des MosFet's (benötigte Gate Ladung) erreicht werden.

*Folgende Funktionen werden nicht durch die Simulation abgedeckt:*

- **Aufstartvorgang des gesamten Regelkreises**  
Der gesamte Regelkreis befindet sich in der Simulation beim ersten Takt bereits im eingeschwungenen Zustand. Der gewählte Controller speist sich in den ersten Paar Pulsen selbst vom Hochspannungsstrang (Ausgangs Pi-Glied) und anschliessend für den weiteren Betrieb durch die primärseitige Hilfswicklung des Fly-Back Transformers.  
Auf eine Nachbildung dessen wurde verzichtet, weil der Controller diese Aufstartfunktion implementiert hat und eine realitätsnahe Simulation dessen den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde. Der UCC28740 besitzt eine spezielle Start-Up Funktion. Diese drosselt den maximal zulässigen Primärstrom während den ersten drei Pulsen, um währenddessen allfällige Fehler in der Ein- sowie Ausgangsbeschaltung des Lastkreises feststellen zu können.

### - Reelles Rückkopplungsnetzwerk mit Spannungsreferenz

Die Momentanwerte der Ausgangsspannung werden in der Simulation durch ein ideales Rückkopplungsnetzwerk mit einstellbarem Samplingintervall dem Regler zugeführt.

Eine Abbildung des realen Rückkopplungsnetzwerkes in der Simulation bringt hierbei nur einen geringen Mehrwert. Die benötigten Bauteile können anhand des Datenblattes des UCC28740 sowie unter Zuhilfenahme des WEBENCH® Power Designer von Texas Instruments bestimmt werden (Texas Instruments Incorporated, 2013) Somit wird ein optimales Zusammenwirken von Controller und Rückkopplungsnetzwerk erreicht, was bezüglich Funktionsanforderungen als hinreichend interpretiert wird.

Abschliessend zu diesem Unterkapitel kann gesagt werden, dass das Simulationsmodell in PLECS den UCC28740 ausreichend gut abdeckt und damit genügend aussagekräftige Simulationsergebnisse erzielt werden können.

## Fly-Back Transformer

Dieses Unterkapitel dient primär der Abklärung, ob der besagten Transformer sich für die Projektanforderungen eignet. Für die Simulation des Gesamtsystems wurde der Fly-Back Transformer von Coilcraft, der WA8759-AL, gewählt. Dieser Transformer erfüllt die Anforderungen bezüglich des Eingangsspannungsbereiches, der Übersetzungsverhältnisse sowie der Leistungsanforderungen. Der Rahmen der Simulation wird im folgenden Abschnitt abgesteckt, so dass das Vorgehen nachvollziehbar bleibt.

Um den Fly-Back Transformer realitätsnah nachzubilden, wurde hierbei das Datenblatt des WA8759-AL der Firma Coilcraft konsultiert ("Wa8759"). Dem Datenblatt wurden die Werte für die Haupt- sowie Streuinduktivität (1.35mH, 34müH), der DCR (Gleichspannungswiderstand,  $3.1\Omega$ ) sowie das Übersetzungsverhältnis von Primär- zu Sekundärseite entnommen. Das Modell der Simulation ist in der Abbildung 15 ersichtlich.

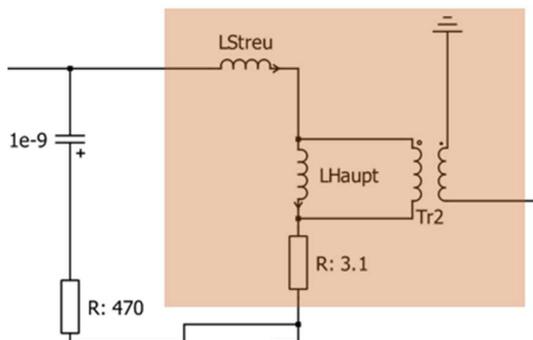


Abbildung 15: Simulationsmodell Fly-Back

Die folgenden Berechnungen haben zum Ziel, die Eignung des gewählten Fly-Back Transformers anhand der Formel drei bezüglich der Leistungsanforderungen sowie den im

Datenblatt des UCC28740 ausgewiesenen Rahmenbedingungen abzuklären. Besagte Formel wird anschliessend nach  $f_{max}$  umgestellt.

Die Reihenfolge der Berechnungen entspricht derjenigen des Datenblattes.

Der primärseitige Spitzenwert des Stromes wurde mit der folgenden Reihe an Formeln anhand des Datenblattes (UCC28740) berechnet; (Texas Instruments Incorporated, 2013). In einem ersten Schritt musste der benötigte Shuntwiderstand für die Strommessung auf der Primärseite, namentlich  $R_{CS}$ , mit der folgenden Formel eins berechnet werden:

$$R_{CS} = \frac{V_{CCR} \times N_{PS}}{2I_{OCC}} \times \sqrt{\eta_{XFMR}} \quad \text{Formel 1}$$

Wobei:

- $V_{CCR}$  ein CC-Faktor des UCC28740 ist (Constant Current)
- $N_{PS}$  das Windungsverhältnis zwischen Primär- sowie Sekundärseite repräsentiert
- $I_{OCC}$  ist der Zielausgangsstrom (basierend auf den Ausgangsgrössen 12V/15W)
- $\eta_{XFMR}$  gibt den Wirkungsgrad des Transformers bei voller Leistung an (approximativer Wert, genaue Angaben sind dem Datenblatt zu entnehmen)

Der Widerstandswert von  $R_{CS}$  beläuft sich unter Annahme der anderen Grössen auf  $1.4\Omega$

$$V_{CCR} = 330mV, N_{PS} = 12, I_{OCC} = 1.35, \eta_{XFMR} = 0.91$$

In einem nächsten Schritt wurde der maximal mögliche Spitzenstrom anhand der folgenden Formel zwei berechnet.

$$I_{PP(max)} = \frac{V_{CST(max)}}{R_{CS}} \quad \text{Formel 2}$$

Wobei  $V_{CST(max)} = 773mV$  eine Konstante aus dem Datenblatt ist, welche die maximale Schwellenspannung am CS-Pin (Current Sense) repräsentiert. Für  $I_{PP(max)}$  resultiert ein Wert von  $0.552A$ .

Anhand der untenstehenden Formel wurde abgeklärt, wie geeignet der gewählte Fly-Back Transformer von Coilcraft für den UCC28740 ist. Für diesen Zweck wurde die Formel drei nach  $f_{max}$  umgestellt.

$$L_P = \frac{2(V_{OCV} + V_F + V_{OCBC}) \times I_{OCC}}{\eta_{XFMR} \times I_{PP(max)}^2 \times f_{MAX}} \quad \text{Formel 3}$$

Um die Übersichtlichkeit zu gewährleisten, wurde auf eine Auflistung der Konstanten verzichtet. Diese können alle dem Datenblatt des UCC28740 entnommen werden (Texas Instruments Incorporated, 2013). Die resultierende maximale Schaltfrequenz beläuft sich auf  $91603.9Hz$ . Dazu kann gesagt werden, dass die geforderte Leistung über den Transformer übertragen wird und der Controller mit einer maximalen Schaltfrequenz von  $100kHz$  hierbei gut ausgenützt wird.

## Mosfet + Snubber

Diese Untergruppe besteht im Wesentlichen aus zwei Baugruppen, welche in der untenstehenden Abbildung 16 orange eingefärbt sind. Namentlich sind das der MosFet und der sogenannte Snubber.

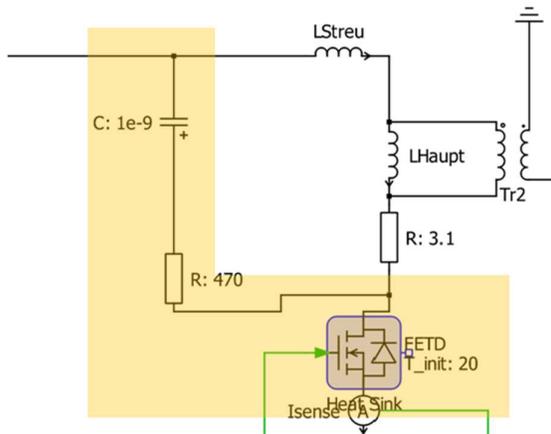


Abbildung 16: Simulationsmodell MosFet+Snubber

Der MosFet stellt im Gesamtkonstrukt des Fly-Back Converters ein zentrales und wichtiges Element dar. Der MosFet führt die Schaltbefehle des Controllers aus und ist grossen Belastungsgrössen ausgesetzt. Der durch den MosFet fliessende Strom verursacht Leitverluste, welche in der Gesamtsimulation unbedingt mitberücksichtigt werden müssen. Aufgrund der Lenzschen Regel sowie der Tatsache, dass die Ausgangsspannung des gesamten Converters über das Übersetzungsverhältnis zurück auf die Primärseite reflektiert wird, ergibt sich eine sehr hohe Spannungsbelastung für den MosFet. Um einen erste Abschätzung machen zu können wurde folgende Formel aufgestellt.

$$\begin{aligned}
 V_{DS} &= \left( V_{IN(MAX)} + \ddot{u} * (V_{OUT} + V_F) + \frac{U_{IN(MAX)}}{3} \right) \\
 &= \left( 560V + 12 * (12V + 0.7V) + \frac{560V}{3} \right) \\
 &= 902.4V
 \end{aligned}$$

Das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  wurde aus dem Datenblatt des Transformers WA8759-AL übernommen. Die maximale Eingangsspannung wurde bereits im Kapitel «Speisung» bestimmt und beträgt 560V. Der reflektierende Teil, bestehend aus der Ausgangsspannung sowie der Diodenspannung, wurden hierbei mit 12V bzw. 0.7V angenommen. Der Term, bei welchem die maximale Eingangsspannung gedrittelt wird, versucht die Spannungsbelastung, welche von der Streuinduktivität ausgeht, miteinzubeziehen.

Die resultierende Spannung beträgt 902.4V, wobei hierbei die Wirkung des Snubbers vernachlässigt wurde. Für die Dimensionierung des MosFet's wird bewusst ohne Snubber gerechnet, damit dadurch eine genügend hohe Sicherheitsmarge geschaffen werden kann.

Damit überhaupt simuliert werden kann, muss der MosFet sowie der Snubber parametrisiert werden. Die Recherche hat gezeigt, dass in der Praxis oft einer der folgenden

Snubbertopologien eingesetzt wird. Namentlich wären dies der RC Dämpfungssnubber und der RCD-Snubber. Für dieses Projekt wurde ein RCD-Snubber gewählt. Dieser weist im Vergleich zum RC-Snubber bei gleichem Kondensatorwert die geringeren Verluste auf, was für dieses Projekt als wünschenswert erachtet wurde.

Zur Klärung des vorgängig in den Grafiken verwendeten RC-Snubbers kann gesagt werden, dass dieser bis zum jetzigen Zeitpunkt mehr als Randphänomen behandelt wurde. Für den weiteren Projektverlauf wird explizit mit dem RCD-Snubber weitergearbeitet. Die Abbildung 17 der Simulation zeigt den Aufbau des RCD Snubbers.

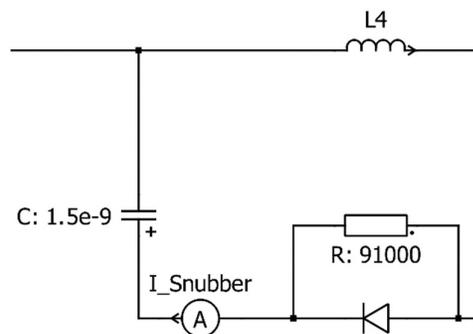


Abbildung 17: Snubber

Der resultierende Kondensator (1.5nF) und der parallel zur Diode angeordnete Widerstand (91kOhm) wurden mit einer Application Note, welche von der Firma «FAIRCHILD SEMICONDUCTOR» herausgegeben wurde, berechnet. (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2006). Als Diode wurde eine Schottky-Diode verwendet, da diese eine schnelle RRT (Reverse Recovery Time) besitzt, welche um ein Vielfaches schneller ist als die maximale Taktfrequenz.

Grundsätzlich dient der Snubber dazu, die beim Ausschalten des MosFet's auftretenden Spannungsspitzen zu reduzieren. Diese Spannungsspitzen werden von der primärseitigen Streuinduktivität des Transformators verursacht. Hierbei bildet sich ein Serie-Schwingkreis zwischen besagter Streuinduktivität und der Ausgangskapazität des MosFet's ( $C_{oss}$  im Datenblatt). Die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie wird nicht vom Transformator auf die Sekundärseite übertragen werden. Sie muss primärseitig durch den Snubber in Wärme umgewandelt werden.

Bei der Wahl des MosFet's wurde nach dem Prinzip einer möglichst tiefen FOM (Figure of Merit) gearbeitet bzw. ausgewählt. Die untenstehende Formel vier legt dar aus welchen Parametern die FOM gebildet wird.

$$\text{Figure of Merit (FOM)} = Q_g * R_{DS\_on} \quad \text{Formel 4}$$

Wobei  $Q_g$  die benötigte Gateladung für die Einschaltung und  $R_{DS\_on}$  der Seriewiderstand des MosFet's im leitenden Zustand umschreibt. In der Simulation wurde der MosFet mit der Bezeichnung STD2N95K5 der Firma STMicroelectronics verwendet. Dieser hat ein  $R_{DS\_on}$  von  $4.2\Omega$  sowie ein  $Q_g$  von  $10nC$ . Zudem weist der MosFet eine maximale Sperrspannung zwischen Drain und Source von  $950V$  auf. Diese Ziffer genügt der vorgängig, ohne Snubber berechneten, Spannungsbelastung von  $902.4V$ .

Dieser MosFet hat eine ausserordentlich gute FOM und diese Produktfamilie von STMicroelectronics wurde auch im Referenzdesign TIDA-00173 (Texas Instruments Incorporated, 2019) eingesetzt.

Die Berechnung der Verlustleistung wird im folgenden Abschnitt theoretisch abgehandelt und dient als Basis für die Erwartungshaltung bezüglich der Simulation. Die Gesamtverlustleistung setzt sich aus den Leit- sowie Schaltverlusten zusammen und ist untenstehend als Formel fünf dargestellt.

$$P_{V\_Ges} = P_{V\_Leit} + P_{V\_Schalt} \quad \text{Formel 5}$$

Die Formel für die Leitverluste ist untenstehend abgebildet. Als Berechnungsgrundlage wird der maximale Primärstrom von  $0.552A$  angenommen.

$$P_{V\_Leit} = R_{DS\_on} * I_{Peak\_Pri}^2 = 4.2\Omega * 0.552A^2 = 1.279W \quad \text{Formel 6}$$

Die resultierende Verlustleistung beläuft sich auf  $1.279W$ . Für die Berechnung der Schaltverluste wurde die maximal zulässige Schaltfrequenz des Controllers im Zusammenwirken mit dem Fly-Back Transformer von Coilcraft verwendet ( $91603.9Hz$ ). Als Berechnungsgrundlage wurde folgende Formel sieben verwendet (Schlienz, 2020).

$$P = \frac{U_0 \cdot I_0}{2} \cdot t_{12} \cdot f \quad \text{Formel 7}$$

Dabei wurden folgende Grössen als Berechnungsgrundlage verwendet;

$$U_0 = 560V, I_0 = 0.552A, t_{12} = 32.5ns \text{ und } f = 91603.9Hz$$

Die Resultierende Schaltverlustleistung beläuft sich auf  $0.4601W$ . Die gesamte theoretische Verlustleistung beläuft sich unter Berücksichtigung der Formel sechs auf **1.73914W**. Diese Zahl stellt ein realistisches Resultat dar und bildet eine solide Basis für die Erwartungshaltung bzgl. der Gesamtsimulation. Die effektive Berechnung der Benötigten Kühlungsmaßnahmen wird erst nach der Gesamtsimulation durchgeführt.

## Ausgangsbeschaltung Fly-Back

Diese Untergruppe bildet die sekundärseitige Beschaltung des Fly-Back Transformers. Das Simulationsmodell ist in der Abbildung 18 abgebildet. Die grossen Rippleströme mit Spitzenwerten von einigen Ampere belasten hierbei die Kondensatoren stark, was jedoch in der Simulation nicht abgebildet werden kann. Die in der Simulation verwendete Diode ist nahezu ideal. Für die effektive Realisation ist eine Diode mit einer kurzen RT (Recovery Time) aufgrund der hohen Schaltfrequenz vorzusehen.

Diese Untergruppe birgt jedoch in den meisten Schaltnetzteilen eine grosse Fehlerquelle und ist verantwortlich für eine reduzierte MTBF (Mean Time Between Failures). Der namhafteste Kompromiss hierbei besteht in der Wahl der Art sowie Anzahl der Ausgangskondensatoren. Betreffend der Anzahl kann gesagt werden, dass wenn mehr Kondensatoren parallel geschaltet werden, dass das resultierende ESR (Equivalent Series Resistance) somit reduziert werden kann. Der Tradeoff hierbei resultiert in einem erhöhten Platzbedarf aus.

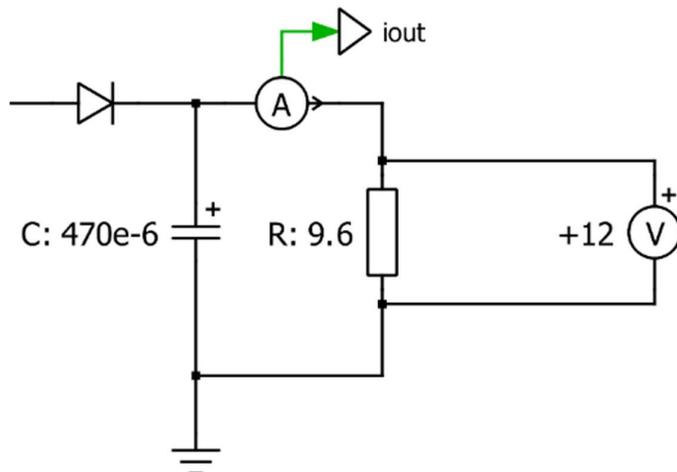


Abbildung 18: Simulationsmodell Ausgangsbeschaltung

## Simulation Flyback Converter

Dieses Kapitel hat zum Ziel, das Zusammenwirken der oben erläuterten Untergruppen zu simulieren und dessen Plausibilität hinsichtlich Realisation abzuklären. Es wird geprüft, ob die angedachte Schaltung den Projektanforderungen gerecht wird sowie innerhalb der Limitierung der bereits angedachten Bauteile operiert werden kann. Die Eingangsbeschaltung des eigentlichen Fly-Back Converters basiert wie beim Prototypen auf der Basis des Speisungsteils und nicht auf einer idealen DC-Quelle.

### Behandelte Arbeitspunkte

Als erstes werden die zu untersuchenden Betriebszustände bzw. Arbeitspunkte aufgelistet. Sie setzen sich aus folgenden Kombinationen zusammen.

- Vollast bei 1Ph + N
- Vollast bei 3Ph + N
- Leerlauf bei 3Ph +N

Hierbei gilt es anzumerken, dass der Controller im Vollastbetrieb mit einer Taktfrequenz von 91603.9Hz und im Leerlauf mit den im Datenblatt spezifizierten 170Hz den MosFet taktet (Texas Instruments Incorporated, 2013).

Damit die Übersichtlichkeit gewährleistet wird, wurden die zu messenden Grössen in drei **Gruppen** aufgeteilt und sind untenstehend fett markiert.

### **Spannungen**

- Spannungsbelastung MosFet  $V_{DS} \leq 950V$
- Spannung im Snubber-Kondensator
- Ausgangsspannung

### **Ströme**

- Stromverlauf in der Primär- sowie Sekundärwicklung
- Strom durch Snubberwiderstand
- Ausgangsstrom

### **Leistungen**

- Schalt- und Leitverluste MosFet
- Verlustleistung Snubber
- Abgegebene Leistung

## Simulationsaufbau

Die untenstehende Abbildung 19 zeigt den Aufbau der Gesamtsimulation. Die beiden Striche links unten im Bild führen zur Speisung, welche hier aber nicht abgebildet wurde. Die Scopes in «PLECS» wurden nach den vorgängig definierten Messgruppen angelegt, da dies am intuitivsten erschienen ist.

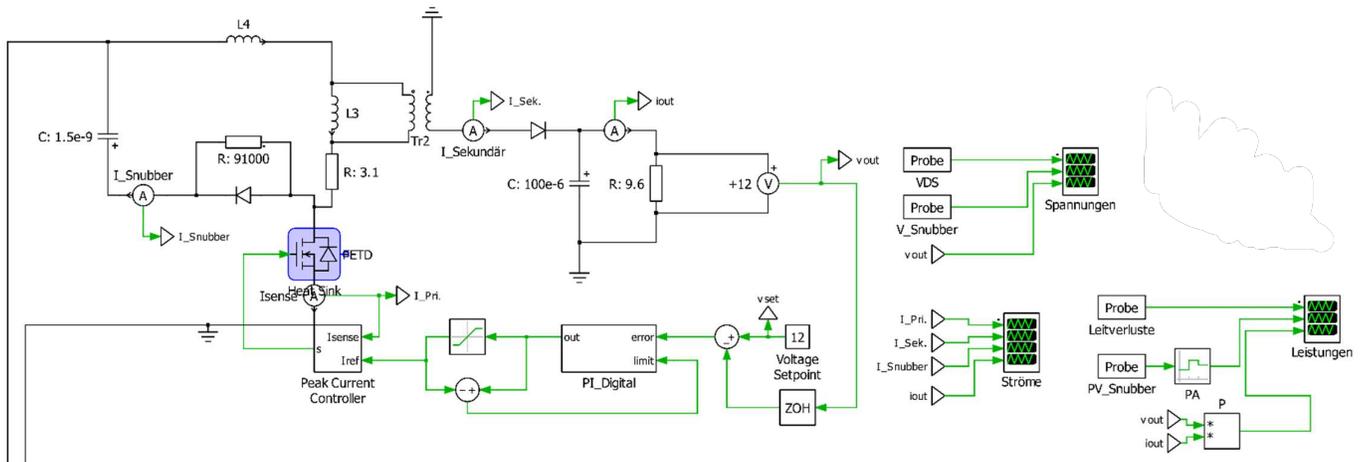


Abbildung 19: Simulationsaufbau

Beginnend von der Netzseite wird kurz auf die einzelnen Messpunkte eingegangen. Der Strom durch den Snubberwiderstand wird seriell zum dazugehörigen Kondensator gemessen. Die Leistung, welche im Snubberwiderstand umgesetzt wird, wird direkt beim Bauteil gemessen. Die Strommessung auf der Primärseite wird durch das Amperemeter unterhalb des MosFet's realisiert. Die Leitverluste des MosFet's werden direkt beim Bauteil gemessen. Auf der Sekundärseite wird der Strom zweimal gemessen. Einmal direkt nach der Sekundärwicklung um einen schönen Kurvenverlauf ohne Interferenzen mit der Last am Ausgang zu haben und einmal vom Ausgangskondensator zur Last hin. Die Ausgangsleistung ergibt sich aus dem Produkt der parallel zur Last gemessenen Spannung sowie dem Ausgangsstrom.

Die Last wurde als rein ohmsche Last modelliert. Der für 15W äquivalente Widerstand beträgt hierbei 9.6Ohm und wurde parallel zum Ausgangskondensator geschaltet.

## Vollast bei 1Ph + N

In diesem Kapitel werden die Simulationsergebnisse präsentiert, welche sich bei dem Anschluss von einem Aussenleiter sowie dem Neutralleiter eingestellt haben.

Die beiden untenstehenden Grafiken in Abbildung 20 stellen die Resultate der Spannungsmessungen einmal in einer Makro- und einmal in einer Mikroansicht dar.

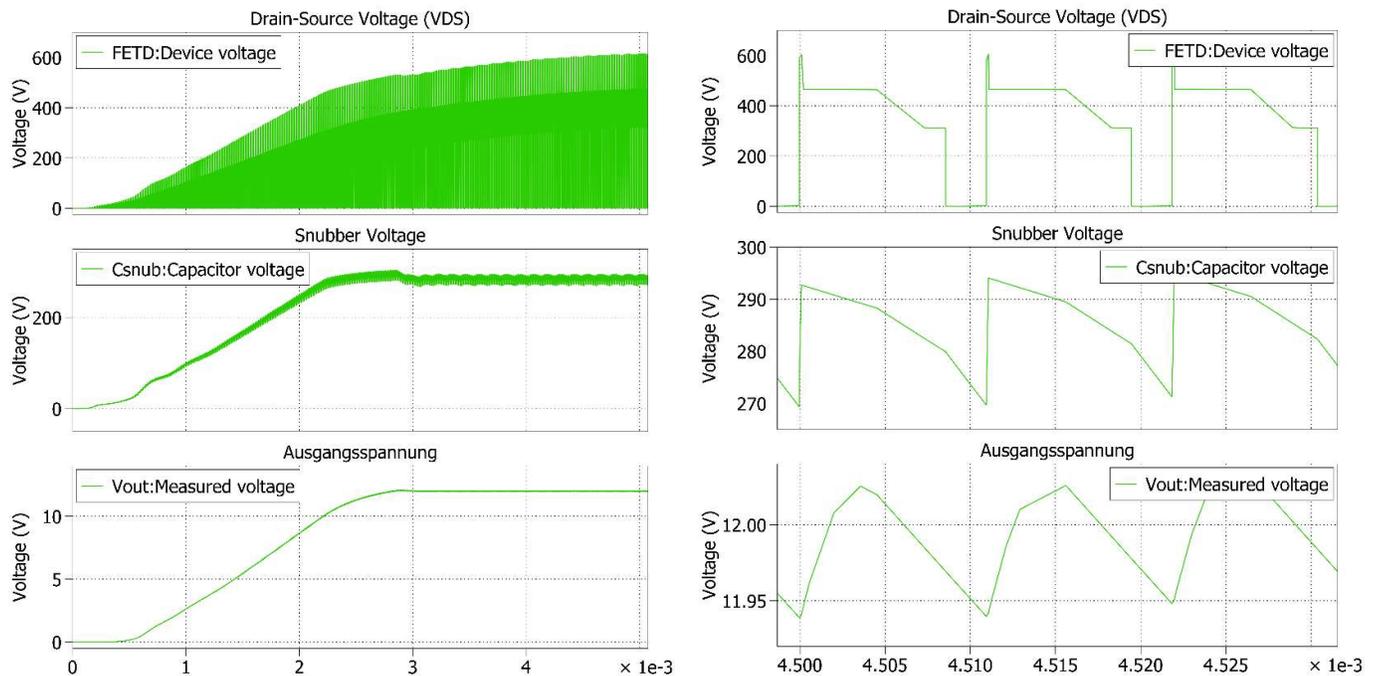


Abbildung 20: Simulationsergebnisse Spannung (Makro + Mikro)

Bei der Betrachtung der Makroansicht können die Einschwingvorgänge sowie die betreffenden Endwerte entnommen werden. In den betroffenen Kurvenverläufen gibt es keine Anomalien, was zu erwarten war. Die Mikroansicht zeigt drei Perioden aus einem eingeschwungenen Ausschnitt und ist repräsentativ für die Interpretierung der Werte. Die maximale Drain-Source Voltage beträgt hierbei 582V, die mittlere Spannung über dem Snubber-Kondensator beträgt 283V und die Ausgangsspannung bewegt sich um nahezu den vordefinierten 12V.

Die hier auftretende Drain-Source Voltage von 582V stellt keine Gefahr für den gewählten MosFet mit einem Spannungsrating von 950V dar. Der Kurvenverlauf ist typisch für die Fly-Back Topologie. Die Nichtmodellierung der Ausgangskapazität des MosFet's ist die Ursache für die Abwesenheit der Resonanzschwingung beim Ausschalten.

Der Kondensator ist im Mittel mit 283V geladen, was rund die Hälfte der Eingangsspannung ist. Welchen Effekt dies auf die verheizte Leistung im Snubber-Widerstand hat, wird zu einem späteren Zeitpunkt in diesem Kapitel behandelt.

Die Ausgangsspannung weist keinen nennenswerten Spannungsripple auf.

Die Abbildung 21 stellt wiederum eine Makro- sowie eine Mikroansicht der gemessenen Ströme dar. Durch die Makroansicht können auch hier die Einschwingvorgänge sowie die Annäherung an die betroffenen Endwerte beobachtet werden.

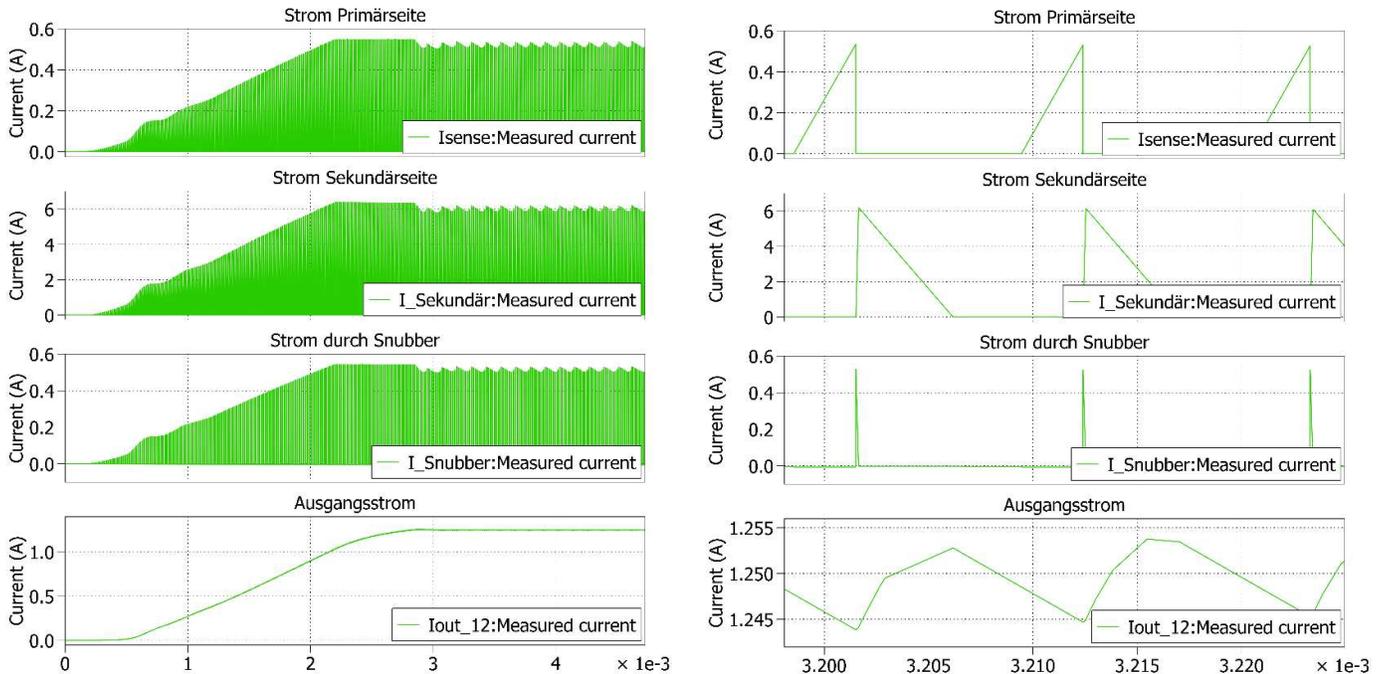


Abbildung 21: Simulationsergebnisse Strom (Makro + Mikro)

Betreffend des Primärstromes kann gefolgert werden, dass dessen Maximalwert in der Simulation mit 0.55A funktioniert. Der Maximalwert beträgt hierbei 0.558A und wurde vom Regler nicht reglementiert. Dies bedeutet, dass der mit dem Datenblatt (Texas Instruments Incorporated, 2013) des UCC28740 aufgeführten Zusammenhänge in sich konsistent sind. Die Kurvenverläufe der Simulation decken sich mit denen der Theorie sehr gut. Die Ströme bauen sich in Rampenverläufen auf und ab. Der sekundärseitige Spitzenstrom setzt sich aus dem maximalen Primärstrom und dem Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  zusammen und bildet mit den bekannten Daten einen plausiblen Wert. Dieser Wert beträgt 6.1A.

Der kleine Rampenverlauf des Snubber-Stromes ist plausibel. Die Streuinduktivität und die Ausgangskapazität des MosFet's weisen zusammen ein viel kleineres Tau auf als die Hauptinduktivität mit der Ausgangskapazität des MosFet's. Der Snubber-Kreis wurde dementsprechend nach einer Application Note ausgelegt und zeigt die gewünschte Wirkung (FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2006).

Der Ausgangsstrom rippelt um den Mittelwert von 1.25A und entspricht den Erwartungen an die Simulation.

Die Abbildung 22 stellt die Makro- sowie Mikroansicht der gemessenen Leistungen dar. Durch die Makroansicht können auch hier die Einschwingvorgänge sowie die Annäherung an die betroffenen Endwerte beobachtet werden.

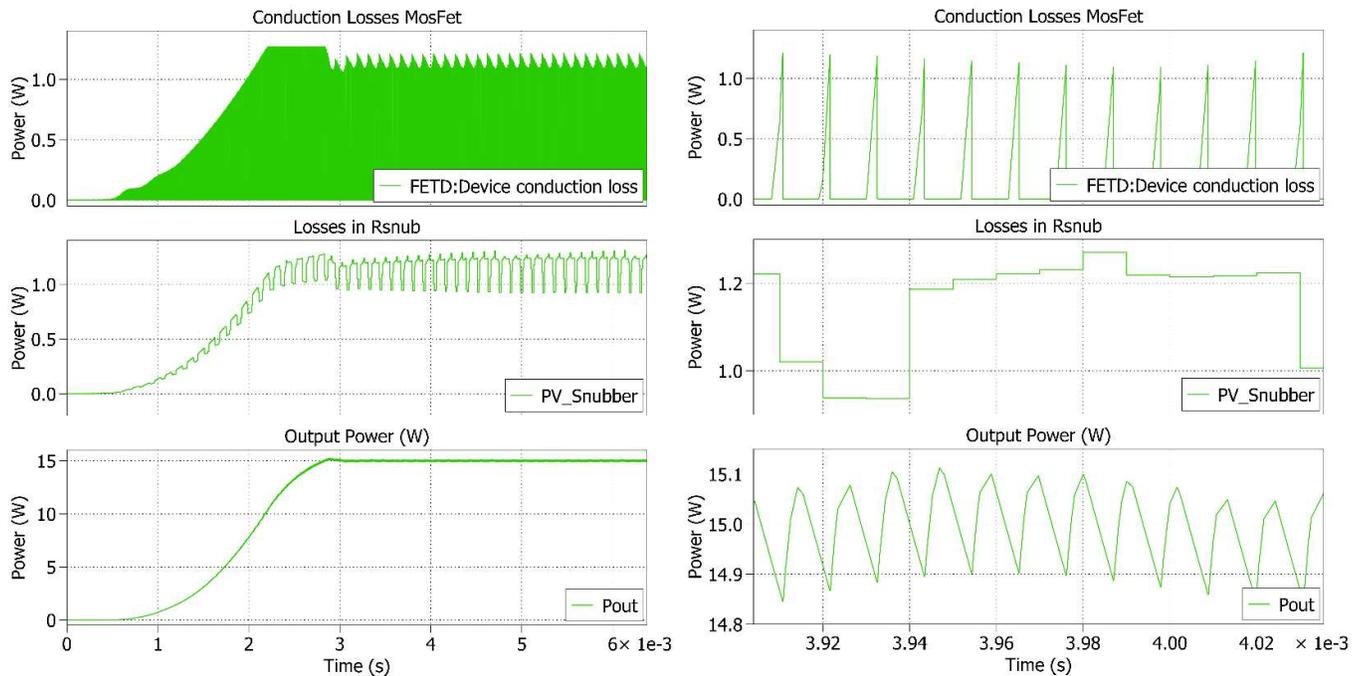


Abbildung 22: Simulationsergebnisse Leistungen (Makro + Mikro)

Der Spitzenwert der Leitverluste beträgt maximal 1.2W und deckt sich mit dem errechneten Wert. Die Schaltverluste konnten nicht innerhalb eines vertretbaren Zeitrahmens simuliert werden, deshalb wird der Wert der theoretischen Abhandlung für die Kühlkörperdimensionierung verwendet. Insgesamt ergibt sich somit eine Gesamtverlustleistung von rund 1.66W (1.2W+0.4601W). Die Verluste im Snubberwiderstand betragen im Mittel 1.1W, was als akzeptabel erachtet wird. Die Ausgangsleistung rippelt um die geforderten 15W.

## Vollast bei 3Ph + N

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Simulation präsentiert, welche sich bei dem Anschluss von allen drei Aussenleitern sowie dem Neutralleiter ergeben haben.

Die untenstehende Abbildung 23 verdeutlicht die Resultate der Spannungsmessungen einmal in einer Makro- und einmal in einer Mikroansicht.

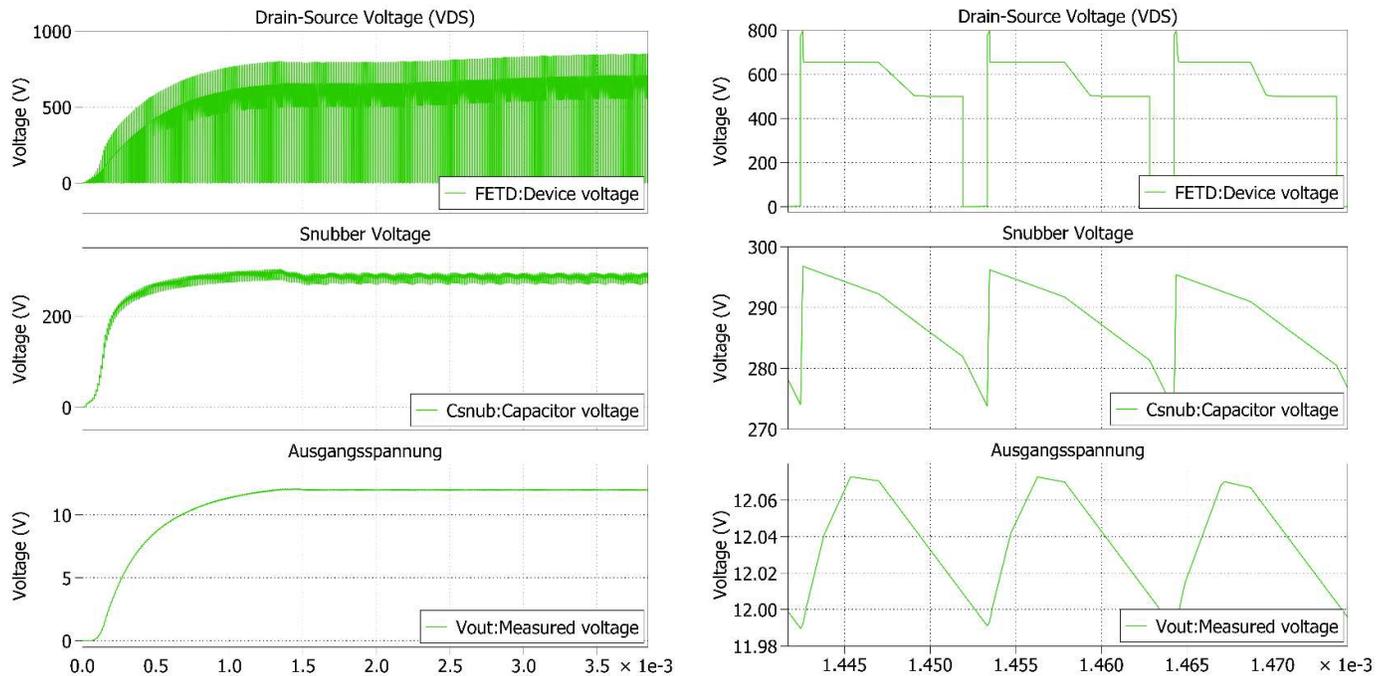


Abbildung 23: Simulationsergebnisse Spannung (Makro + Mikro)

Bezüglich der Makroansicht und den darin ersichtlichen Einschwingvorgängen stellte sich keine Abweichung hinsichtlich der Erwartungshaltung ein. Das System schwingt sich mit der Maximalfrequenz hoch und belastet den MosFet mit maximal 800V. Diese Spannungsspitze vermag den gewählten MosFet nicht zu beschädigen und bestätigt die vorgängig gemachten Berechnung hinsichtlich derer Richtigkeit.

Die Spannung über dem Snubber-Kondensator rippelt hierbei ähnlich wie beim Fall «1Ph + N» um 285V. Die Ausgangsspannung erfüllt die Erwartungen und bewegt sich bei Vollast ohne nennenswerten Spannungsrattle um die geforderten 12V.

Die untenstehenden Grafiken in Abbildung 24 stellen die Resultate der Strommessung wiederum in einer Gross- sowie Detailansicht dar. Der Primärstrom übersteigt hierbei die errechneten 0.552A nicht und befindet sich deshalb im abgesteckten Rahmen. Die Steilheit der Stromrampe nimmt aufgrund der grösseren Eingangsspannung zu, was aufgrund der Zustandsgleichung der Induktivität zu erwarten war. Die Steilheit der sekundärseitigen Stromrampe bleibt nahezu unverändert. Der Spitzenstrom durch den Snubber entspricht in Bezug auf dessen Amplitude genau dem primärseitigen Spitzenstrom, jedoch wie bereits erwähnt, mit einem viel steileren Verlauf.

In Bezug auf den Ausgangsstrom gibt es keine von der Erwartungshaltung abweichende Erkenntnisse. Der benötigte Strom für die ausgangsseitigen 15W stellt sich ohne nennenswerten Ripple ein.

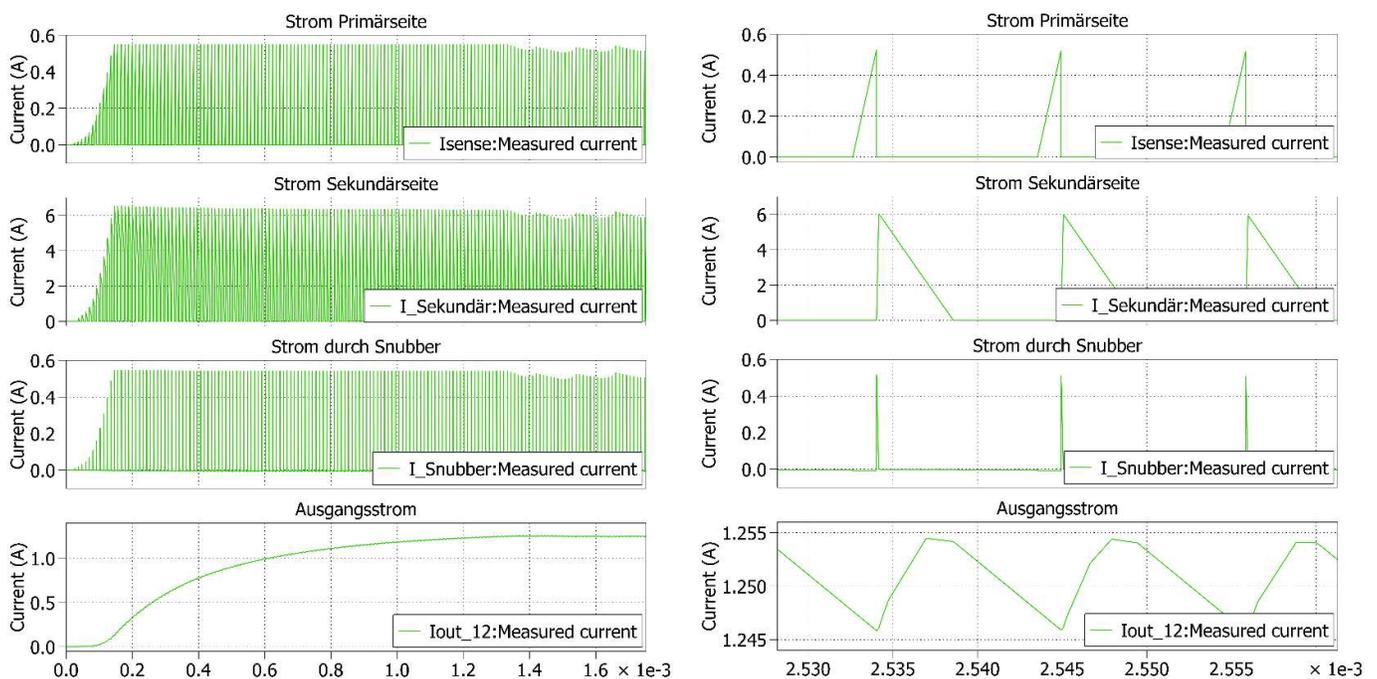


Abbildung 24: Simulationsergebnisse Strom (Makro + Mikro)

Die Abbildung 25 zeigt die Makro- sowie Mikroansicht der gemessenen Leistungen. Bezüglich den Einschwingvorgängen gab es keine unerwarteten Ergebnisse, das System schwingt sich wie gewohnt ein. Hinsichtlich der Verluste kann gesagt werden, dass diese bis auf die Verlustleistung im Snubber identisch mit denen des Anwendungsfalles «1Ph + N» sind. Dies war zu erwarten, denn der primärseitige Spitzenstrom ist auch hier auf 0.552A begrenzt. Die Schaltverluste hierbei sind gleich wie diejenigen im vorhergehenden Fall, da in der Berechnung der «Worst-Case» in Bezug auf die Spannung, nämlich 560V, angenommen wurden. Die gesamte Verlustleistung des MosFet's beträgt dabei 1.66W (1.2W+0.4601W).

Die Verluste im Snubberwiderstand betragen im Mittel rund 1.2W. Die Ausgangsleistung rippelt um die angedachten 15W und befindet sich hinsichtlich des Ripples im angedachten Bereich.

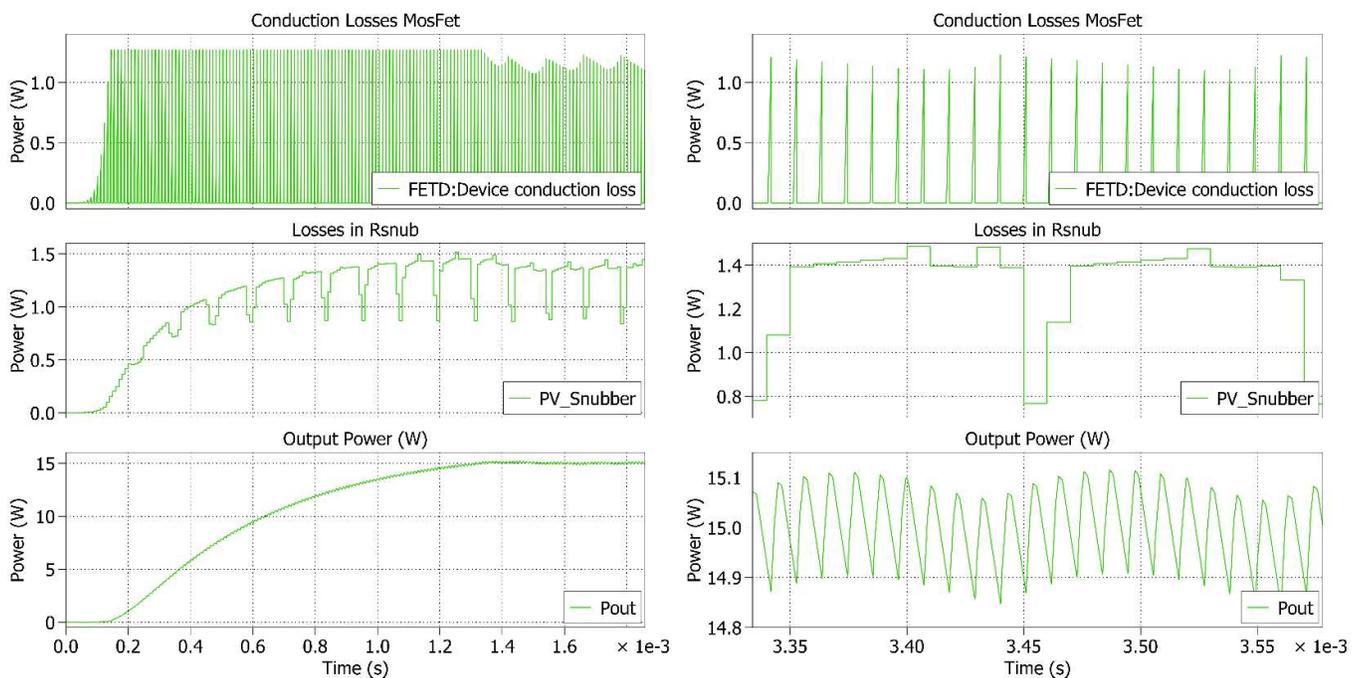


Abbildung 25: Simulationsergebnisse Leistung (Makro + Mikro)

## Kühlkörperberechnung

Dieser Kapiteleinschub behandelt die Kühlkörperberechnung und wurde an dieser Stelle eingeschoben, weil die maximale Verlustleistung des MosFet's nun bekannt ist. Die Verlustleistung beträgt 1.66W und dient als Grundlage für die Berechnungen.

Für die Berechnungen wird eine Umgebungstemperatur von 40°C angenommen. Die Abweichung von der nominalen Raumtemperatur von 20°C wird durch die Tatsache, dass das Schaltnetzteil in einem Gehäuse verbaut wird, begründet. In einem geschlossenen Gehäuse kann sich die entstehende Wärme viel besser ansammeln und nicht wie in einem offenen Raum schlechter an die Umgebung abgegeben werden.

Die untenstehende Abbildung 26 zeigt die thermischen Charakteristiken des ausgewählten MosFet's und wurde dem dazugehörigen Datenblatt entnommen (STMICROELECTRONICS, 2013).

**Table 3. Thermal data**

Symbol	Parameter	Value		Unit
		TO-220FP	DPAK, TO-220, IPAK	
$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case max	6.25	2.78	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal resistance junction-ambient max	62.50		°C/W

Abbildung 26: Auszug Datenblatt MosFet

Die thermischen Widerstände wurden addiert. Begründet wird dies mit dessen Notwendigkeit und mit dem Fakt, dass so der gesamte Wärmeübergangswiderstand von der Wärmequelle bis hin zur Umgebung miteinbezogen wird. Die sich daraus bildende Summe beläuft sich auf 65.28 °C/W. Multipliziert man diesen Wert mit der errechneten Verlustleistung, so erhält man eine Temperaturerhöhung von 108.365°C. Nun gilt es die angenommene Raumtemperatur von 40°C hinzuzuaddieren. Die am MosFet resultierende Temperatur beläuft sich hierbei auf 148.365°C, was genau noch in den Rahmenbedingungen des Datenblattes liegt (STMICROELECTRONICS, 2013). Die Bauart des, im Projekt eingesetzte MosFet, wird mit DPAK bezeichnet. Die Abbildung 27 des Datenblattes stellt diese Bauform dar. Dies bietet den Vorteil, dass der MosFet nicht absteht und direkt auf dem PCB anliegt. Aufgrund der angedachten Platzverhältnisse macht dies durchaus Sinn. Die Kühlung dieser Bauform geschieht durch Massnahmen im Schaltungslayout. Auf die konkret getroffenen Massnahmen wird im Kapitel «Layout Altium» genauer eingegangen.

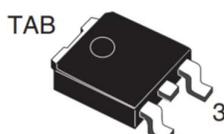


Abbildung 27: DPAK MosFet

**DPAK**

## Leerlauf bei 3Ph +N

Die Simulation des Leerlaufes hat aufgrund des implementierten Controllers absolut unrealistische Resultate zur Folge gehabt. Es konnte festgestellt werden, dass bei einer minimalen Frequenz von 170Hz der Controller für diese Zeit einfach den Schalter schliesst. Da  $170\text{Hz} \ll 91603.9\text{Hz}$  gilt, konnte sich hierbei ein viel zu grosser Strom in der Primärinduktivität ausbilden. Dieses Ergebnis stimmt mit der Realität schlichtweg nicht überein, da der UCC28740 über eine Peak-Current-Abschaltung verfügt. Durch den Shuntwiderstand wird der Spitzenstrom so genau wie möglich auf 0.552A limitiert.

Dieser Sachverhalt wurde als solcher belassen, da genügend Kenntnisse über das Verhalten des UCC28740 vorhanden sind und eine richtiggestellte Simulation an dem realen Verhalten des Controllers nichts ändern würde. Die untenstehende Abbildung 28 zeigt den Verlauf der überhöhten Ströme.

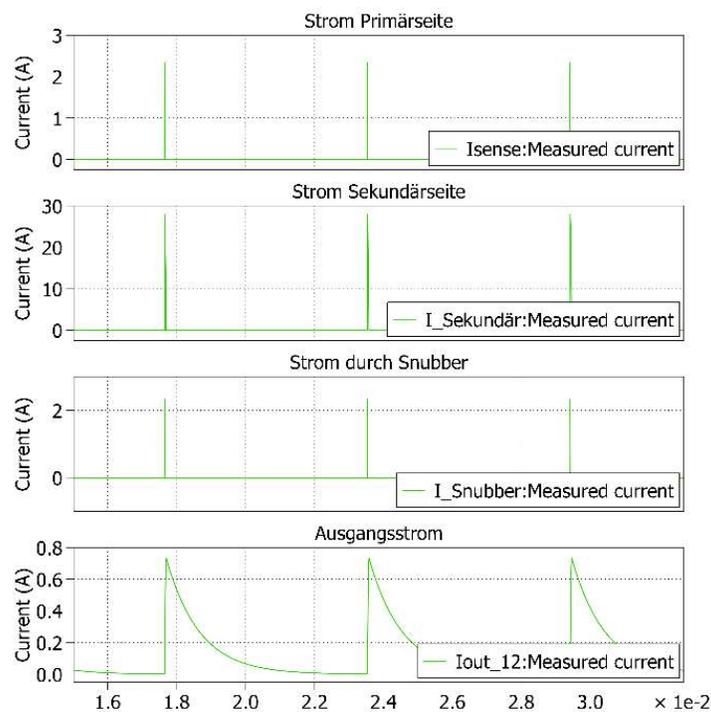


Abbildung 28: Simulation Leerlauf

## Fazit

Abschliessend zum Kapitel Simulation kann gesagt werden, dass die Simulation die Erwartungen erfüllt hat. Die Verifizierung der Maximalströme sowie der Verlustleistung des MosFet's bildet eine solide Ausgangslage für den weiteren Verlauf des Projektes. Die Simulation vermochte nicht sämtliche reellen Effekte dieser Schaltung abzubilden. Die Abwesenheit der Resonanzschwingungen in den Drain-Source Spannungsplots kann als Beispiel dafür betrachtet werden. Diese Kleinigkeiten mindern jedoch nicht die Aussagekraft der Simulation.

## Schema / Komponentenauswahl

In diesem Kapitel wird auf das Schema und die damit verbundene Komponentenauswahl eingegangen. Das finale Schema ist in der Abbildung 29 ersichtlich. Dessen Aufbau wird beginnend mit der Netzseite bis hin zu den Ausgangsklemmer schrittweise erläutert. Auf die Komponenten wird jeweils direkt eingegangen und Entscheide werden begründet. Damit die Übersichtlichkeit gewährleistet bleibt, werden auf den kommenden Seiten die farbig markierten Gruppen jeweils einzeln behandelt. Die Farbgebung ist deckungsgleich mit derjenigen der Simulation. Die rotgestrichelten Umrandungen definieren sogenannte «Rooms». Diese dienen zur Modularisierung des Gesamtschemas und lassen die Definition von spezifischen Designregeln zu. Auf die Designregeln wird im folgenden Kapitel «Layout Altium» eingegangen.

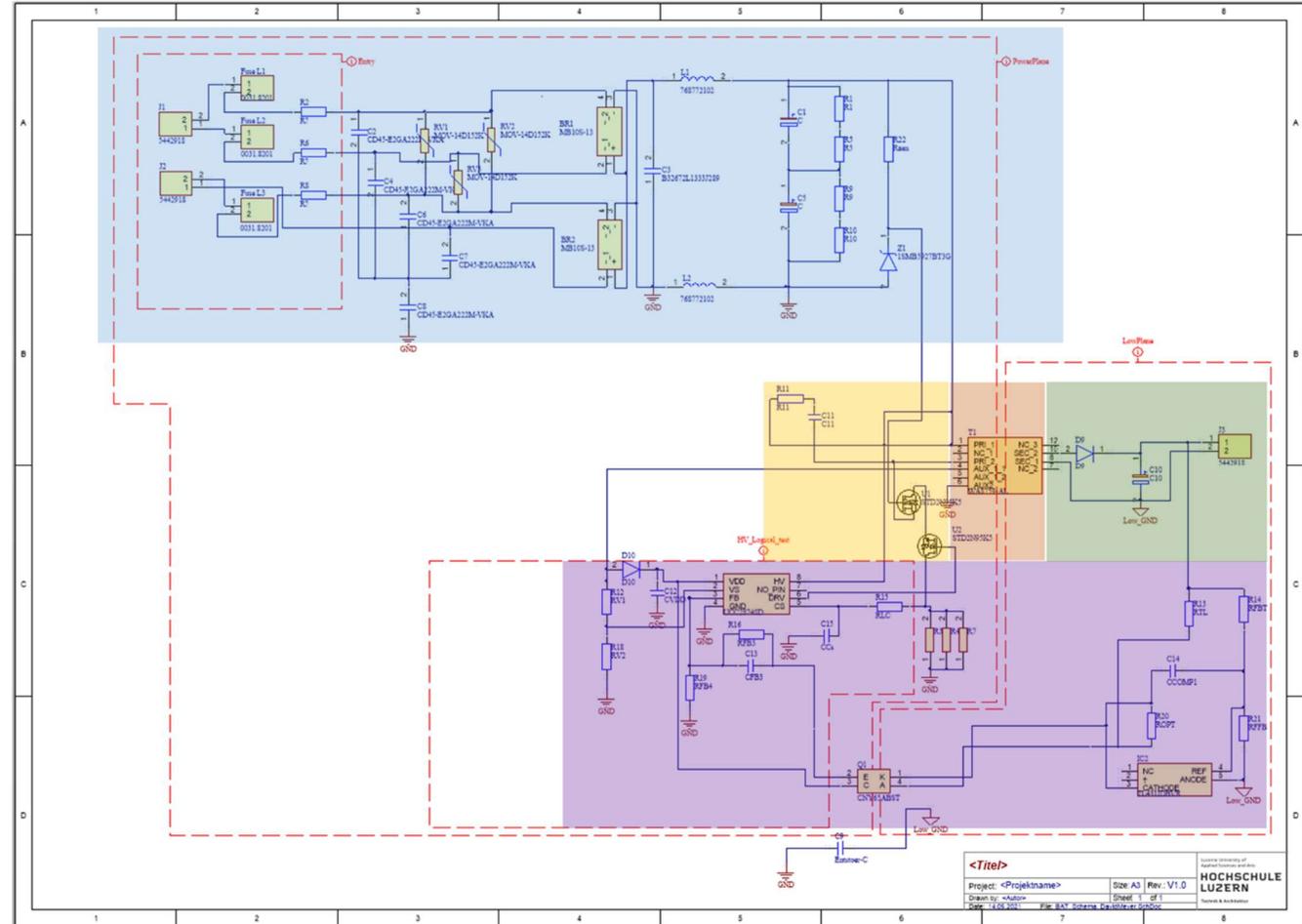


Abbildung 29: Gesamtes Schema

Die Abbildung 30 zeigt den Eingangsbereich des Schemas. Mit «J1» und «J2» werden die Eingangsklemmen realisiert. Es handelt sich jeweils um eine Zweipol-Schraubklemme von «Phoenix Contact». Gewählt wurde sie, weil die Abstände der Montagebeinchen den Anforderungen entsprechen und sich diese in vorhergehenden Projekten bewährt haben. Damit die gesamte Schaltung gegen Überlast sowie Kurzschlüsse geschützt ist, wurden Feinsicherungshalter der Firma Schurter eingesetzt. Diese sind im Schema seriell zu den Eingangsklemmen eingeschlaucht und sind mit «Fuse Lx» bezeichnet. Die Widerstände R2, R6 und R8 (100 $\Omega$ , 350VAC) sowie die Kondensatoren C2, C4, C6, C7 und C8 (2.2nF, 400VAC) sowie die Varistoren RV1, RV2 und RV3 (1.5 kVDC) sind vom Referenzdesigns (Texas Instruments Incorporated, 2019) übernommene schaltungstechnische Massnahmen. Bezüglich der Widerstände kann gesagt werden, dass nicht dieselben verwendet wurden. Die Simulation hat gezeigt, dass deren Belastung mit  $\leq 1W$  ausfällt und somit die im Referenzdesign verwendeten 2W-Widerstände überdimensionierte Bauteile darstellen. Deshalb wurden Widerstände mit einer Bemessungsleistung von 1W gewählt. Den Abschluss dieses Schemateiles bilden die beiden 1-phasigen Gleichrichterelemente BR1 und BR2. Dieser Teil der Speisung wurde als Konsequenz der Anforderungen selbst angedacht sowie evaluiert. Um Platz auf dem PCB zu sparen wurden die anfangs in der Simulation angedachten Dioden durch besagte Gleichrichter ersetzt. Bezüglich der Belastung, kann gesagt werden, dass die Gleichrichter einen nicht wiederkehrenden sinusförmigen Strom von 30A über eine Zeitspanne von 8.3ms aushalten kann. Dieser Aspekt wurde aus dem gewonnenen Wissen der Simulation in die Komponentenauswahl miteinbezogen.

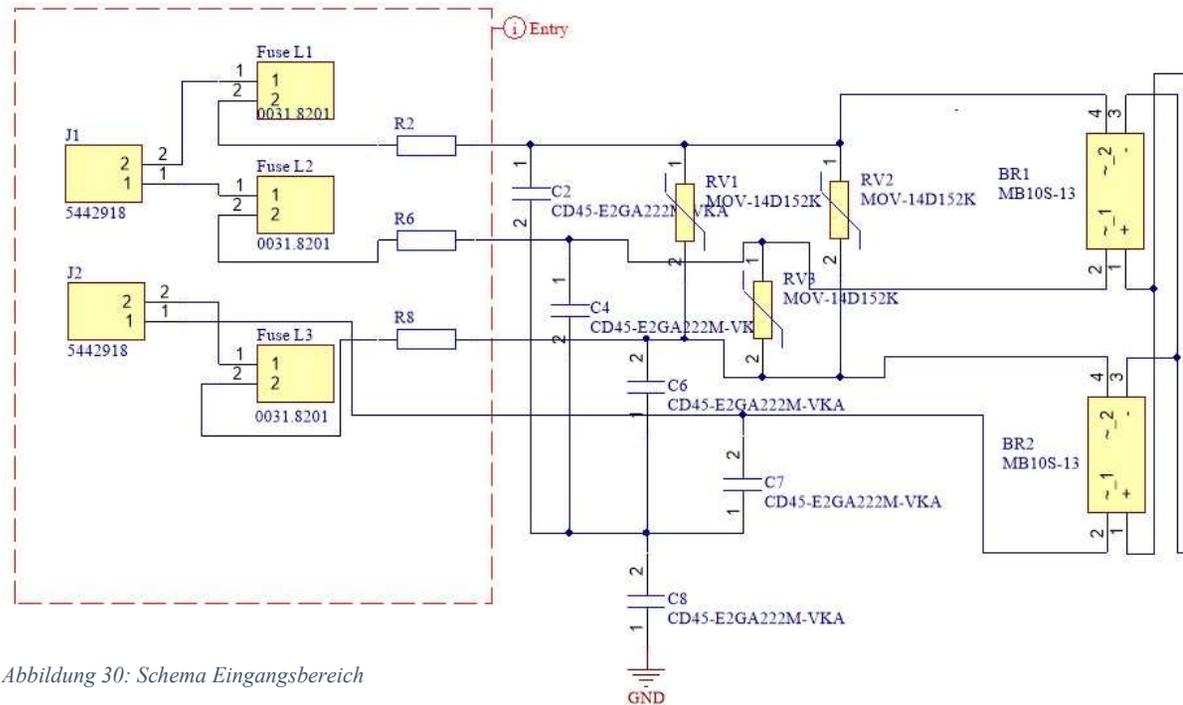


Abbildung 30: Schema Eingangsbereich

Auf der Sekundärseite der Brückengleichrichter befindet sich das PI-Glied (C3, L1, L2, C1, C5, R1, R5, R8, R9, R10) sowie eine schaltungstechnische Erweiterung bezüglich der Ansteuerung der MosFet's (R22, Z1) und ist in der Abbildung 31 ersichtlich. Die Bauteilewerte des PI-Glieds entsprechen hierbei denen der Simulation. Ein Unterschied zur Simulation bildet die Verwendung von je zwei statt nur einem Parallelwiderstand bei den Ausgangskondensatoren (C1, C5).

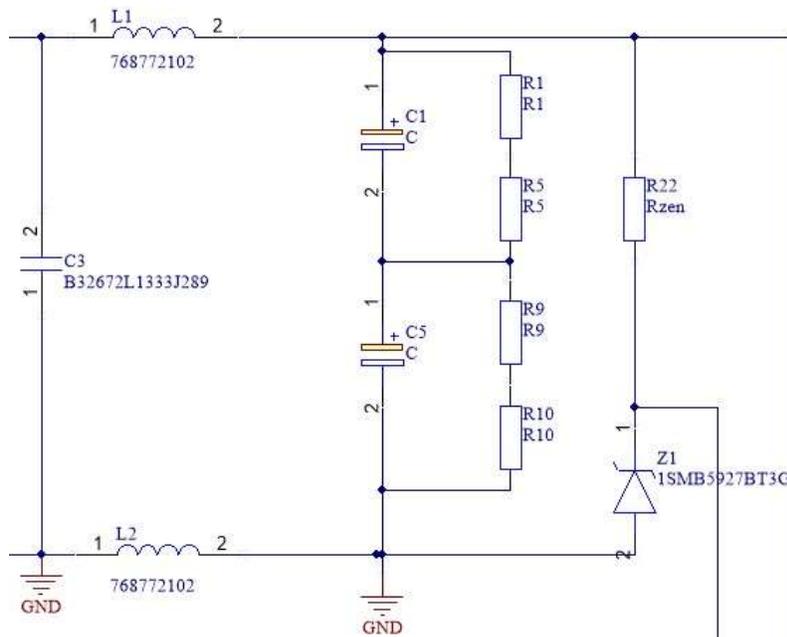


Abbildung 32: Schema Pi-Glied

Die Behandlung der schaltungstechnischen Massnahme bildet die Überführung zu der Realisation der MosFet's, welche in Abbildung 32 abgebildet sind. Diese Wirkung der Zenerdiode und dem Widerstand ermöglicht eine Kaskadenansteuerung der beiden in Serie geschalteten MosFet's. Dieser Input kommt vom Industriepartner, welcher diesen wiederum von einem Datenblatt von Texas Instruments hat. In einer ersten Iteration wird jedoch nur ein MosFet vom UCC28740 angesteuert. Dies bildet ein Backup, falls die Spannungsbelastung der gesamten Schaltung die maximale Sperrspannung eines einzelnen MosFet's übersteigen sollte. Der Snubber, welcher hierbei durch R11 und C11 dargestellt ist, wurde wie in der Simulation parallel zur Primärwicklung des Fly-Back Transformers angedacht.

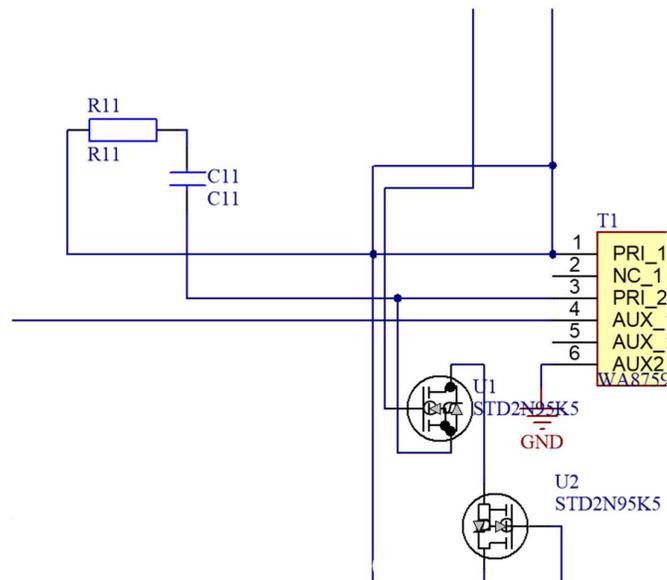


Abbildung 31: Beschaltung MosFet's



Der Abschluss dieses Kapitels bildet der eigentliche Fly-Back Transformer sowie dessen Ausgangsbeschaltung. Das Transformer-Modell wurde von der Firma Coilcraft zur Verfügung gestellt und bedarf keinen weiteren

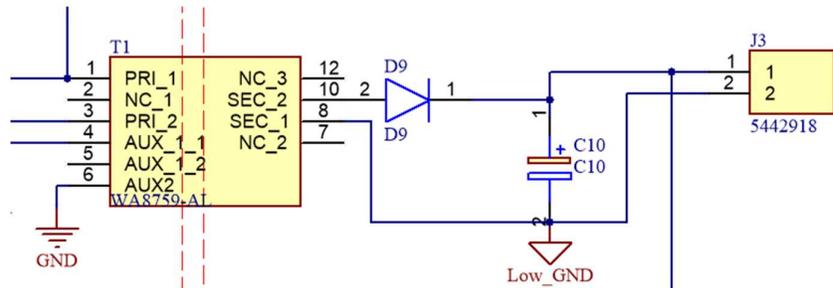


Abbildung 34: Schema Ausgangsbeschaltung

Erläuterungen. Bei der Auslegung der Ausgangsbeschaltung wurden die wertvollen Inputs des Industriepartners umgesetzt. Bei der Wahl der Diode wurde explizit das Augenmerk auf die RRT (reverse recovery time) gelegt. Diese Zeit muss kleiner sein als die Periodendauer der maximal geltenden Schaltfrequenz. Bei rund 91Khz wären dies 10.917us. Die hier verwendete Diode weist eine von maximal 75ns auf. Der Ausgangskondensator C10 ist kein Aluminium-Elektrolytkondensator, sondern ein organischer Polymer-Aluminiumkondensator. Der Vorteil der Polymer-Technologie besteht darin, dass diese unter den gleichen Bedingungen (Ripple-Ströme) im Vergleich zu konventionellen Elkos eine erhöhte Lebensdauer aufweisen. Die Ausgangsklemme ist dieselbe wie bei der Netzseite. Um den Anforderungen der Spannungsbelastung gerecht zu werden, wurde bei der Auswahl des Ausgangskondensator eine Spannungsfestigkeit von 50VDC gewählt.

## Layout Altium

Dieses Kapitel hat zum Ziel den Schritt vom vorgängig behandelten Schema zur eigentlichen Leiterplatte / Printed Circuit Board (PCB) aufzuzeigen. Zudem wird auf die Normen und Vorschriften eingegangen, welche es in diesem Projektrahmen einzuhalten gilt.

### Normen

Dieses Kapitel behandelt die für das Projekt relevanten Normen und deren daraus abgeleiteten Rahmenbedingungen. Namentlich sind dies folgende Normen;

- EN61558-2-16:2009
- EN 60664-4
- EN 60664-1

Wie den technischen Anforderungen entnommen werden kann, muss das Schaltungsdesign hinsichtlich Spannungsfestigkeit der 600V CAT III gerecht werden. Nach Rücksprache mit dem Industriepartner stellte sich heraus, dass die Kategorie 300V CAT IV den Anwendungsfall des Projektes abdeckt. Die Bemessungsstossspannungen sind hier mit 6kV identisch. Dies bedeutet, dass wenn die Spannung an der Netzseite bzw. der Primärseite des Fly-Back Transformers angeschlossen wird kein Durchschlag auf die Sekundärseite erfolgen darf. Die untenstehende Abbildung 35 zeigt die Tabelle F.1, welche der Norm EN 60664-1:2007 entnommen wurde. Diese stellt die Überspannungskategorien strukturiert dar und dient dem Verständnis der einzelnen Kategorien.

**Tabelle F.1 – Bemessungs-Stoßspannung für Betriebsmittel, die direkt vom Niederspannungsnetz gespeist werden**

Nennspannung des Stromversorgungssystems <sup>1)</sup> (Netz) nach IEC 60038 <sup>3)</sup>		Spannung Leiter zu Neutralleiter, abgeleitet von der Nennwechsel- oder Nenngleichspannung bis einschließlich	Bemessungs-Stoßspannung <sup>2)</sup>			
Dreiphasig	Einphasig		Überspannungskategorie <sup>4)</sup>			
V	V	V	I V	II V	III V	IV V
		50	330	500	800	1 500
		100	500	800	1 500	2 500
	120–240	150 <sup>5)</sup>	800	1 500	2 500	4 000
230/400 277/480		300	1 500	2 500	4 000	6 000
400/690		600	2 500	4 000	6 000	8 000
1000		1 000	4 000	6 000	8 000	12 000

<sup>1)</sup> Zur Anwendung auf bestehende abweichende Niederspannungsnetze und deren Nennspannungen siehe Anhang B.

<sup>2)</sup> Betriebsmittel mit dieser Bemessungs-Stoßspannung dürfen in Anlagen in Übereinstimmung mit IEC 60364-4-44 verwendet werden.

<sup>3)</sup> Der / Strich bezeichnet ein Dreiphasen-4-Leitersystem. Der tiefere Wert ist die Spannung Leiter zu Neutralleiter, während der höhere Wert die Spannung Leiter zu Leiter ist. Wo nur ein Wert angegeben ist, bezieht er sich auf Dreiphasen-3-Leitersysteme und bezeichnet die Spannung Leiter zu Leiter.

<sup>4)</sup> Zur Erläuterung der Überspannungskategorien siehe 4.3.3.2.2.

<sup>5)</sup> Die Nennspannungen für Einphasensysteme in Japan sind 100 V oder 100–200 V. Der Wert der Bemessungs-Stoßspannung wird jedoch aus den Spalten der Spannung Leiter zu Neutralleiter für einen Spannungswert von 150 V abgeleitet (siehe Anhang B).

Abbildung 35: Tabelle F.1 Norm EN 60664-1:2007

Bevor die effektive Luftstrecke bestimmt werden kann, benötigt es noch eine Begriffserklärung. In den folgenden Tabellen sind die Abstände unter anderem nach dem sogenannten Verschmutzungsgrad bemessen. Die Abbildung 36 aus der EN 60664-1:2007 Norm zeigt die Definitionen sämtlicher Verschmutzungsgrade. Für dieses Projekt wurde ein Verschmutzungsgrad von zwei angenommen, weil die Berührung des Prints durch die Finger nicht vermieden werden kann. Die Verunreinigung durch das Hautfett stellt eine nicht leitfähige Verschmutzung dar und ist Grund für die Annahme dieses Verschmutzungsgrades.

**4.6.2 Verschmutzungsgrade der Mikro-Umgebung**

Um Luft- und Kriechstrecken zu bestimmen, werden die nachstehenden vier Verschmutzungsgrade für die Mikro-Umgebung festgelegt:

- *Verschmutzungsgrad 1*  
Es tritt keine oder nur trockene, nicht leitfähige Verschmutzung auf. Die Verschmutzung hat keinen Einfluss.
- *Verschmutzungsgrad 2*  
Es tritt nur nicht leitfähige Verschmutzung auf. Gelegentlich muss jedoch mit vorübergehender Leitfähigkeit durch Betauung gerechnet werden.
- *Verschmutzungsgrad 3*  
Es tritt leitfähige Verschmutzung auf oder trockene, nicht leitfähige Verschmutzung, die leitfähig wird, da Betauung zu erwarten ist.
- *Verschmutzungsgrad 4*  
Es tritt eine dauernde Leitfähigkeit auf, hervorgerufen durch leitfähigen Staub, Regen oder Nässe.

Abbildung 36: Definition Verschmutzungsgrade

Mit der nun bekannten Stossspannung sowie dem bekanntem Verschmutzungsgrad kann die nötige Luftstrecke zwischen Primär- sowie Sekundärkreis evaluiert werden.

**Tabelle F.2 – Luftstrecken für transiente Überspannungen**

Erforderliche Steh-Stoßspannung <sup>1)5)</sup>  kV	Mindestluftstrecken bei Höhen bis 2 000 m über NN					
	Bedingung A inhomogenes Feld (siehe 3.15)			Bedingung B homogenes Feld (siehe 3.14)		
	Verschmutzungsgrad <sup>6)</sup>			Verschmutzungsgrad <sup>6)</sup>		
	1	2	3	1	2	3
	mm	mm	mm	mm	mm	mm
0,33 <sup>2)</sup>	0,01			0,01		
0,40	0,02			0,02		
0,50 <sup>2)</sup>	0,04			0,04		
0,60	0,06	0,2 <sup>3) 4)</sup>	0,8 <sup>4)</sup>	0,06	0,2 <sup>3) 4)</sup>	0,8 <sup>4)</sup>
0,80 <sup>2)</sup>	0,10			0,10		
1,0	0,15			0,15		
1,2	0,25	0,25		0,2		
1,5 <sup>2)</sup>	0,5	0,5		0,3	0,3	
2,0	1,0	1,0	1,0	0,45	0,45	
2,5 <sup>2)</sup>	1,5	1,5	1,5	0,60	0,60	
3,0	2,0	2,0	2,0	0,80	0,80	
4,0 <sup>2)</sup>	3,0	3,0	3,0	1,2	1,2	1,2
5,0	4,0	4,0	4,0	1,5	1,5	1,5
6,0 <sup>2)</sup>	5,5	5,5	5,5	2,0	2,0	2,0
8,0 <sup>2)</sup>	8,0	8,0	8,0	3,0	3,0	3,0
10	11	11	11	3,5	3,5	3,5
12 <sup>2)</sup>	14	14	14	4,5	4,5	4,5
15	18	18	18	5,5	5,5	5,5
20	25	25	25	8,0	8,0	8,0
25	33	33	33	10	10	10
30	40	40	40	12,5	12,5	12,5
40	60	60	60	17	17	17
50	75	75	75	22	22	22
60	90	90	90	27	27	27
80	130	130	130	35	35	35
100	170	170	170	45	45	45

Abbildung 37: Tabelle F.2 Norm EN 60664-1:2007

Die Abbildung 37 zeigt die Tabelle F.2 der EN 60664-1:2007 Norm, welche die Abmessungen der Mindestluftstrecken vorgibt. Auch hier wurde ein Verschmutzungsgrad von zwei angenommen. Zudem wurde die Bedingung A, sprich der Fall eines inhomogenen Feldes, gewählt, da dies den Worst-Case abdeckt.

Die resultierende Luftstrecke für eine Stossspannung von 6kV beträgt hierbei 5.5mm für die Basisisolierung und 11mm für die doppelte bzw. verstärkte Isolierung.

In einem nächsten Schritt musste bestimmt werden, wie gross die Abstände innerhalb des Primär- sowie Sekundärkreises gemacht werden müssen. Die Abbildung 38 zeigt die Tabelle 109 der EN 61558-2-16:2009 Norm, welche massgebend für diese Bestimmung ist. Diese bezieht sich auf den Verschmutzungsgrad zwei. Für die Evaluation wurde eine Schaltfrequenz kleiner gleich 100kHz sowie eine Arbeitsspannung von 1kV angenommen. Der daraus resultierende Mindestabstand für doppelte Verstärkung beträgt 1.44mm.

Tabelle 109 – Doppelte oder verstärkte Isolierung – Mindestwerte für Kriechstrecken für unterschiedliche Frequenzbereiche (Verschmutzungsgrad 2)

Arbeits- spannung $U_{\text{Spitze}}$ (kV <sup>a)</sup>	Kriechstrecke (mm)													
	30 kHz < f < 100 kHz	f < 150 kHz	f < 200 kHz	f < 300 kHz	f < 400 kHz	f < 500 kHz	f < 600 kHz	f < 700 kHz	f < 800 kHz	f < 900 kHz	f < 1 MHz	f < 2 MHz	f < 3 MHz	
0,1	0,04	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	0,72
0,2	0,10	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	0,36	6,72
0,3	0,20	0,21	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	0,22	1,92	48,00
0,4	0,30	0,31	0,31	0,34	0,36	0,39	0,42	0,46	0,58	0,71	0,84	10,80	–	–
0,5	0,44	0,45	0,46	0,53	0,60	0,72	0,84	0,96	1,84	2,72	3,60	48,00	–	–
0,6	0,64	0,64	0,65	0,80	0,96	1,32	1,68	2,04	5,36	8,68	12,00	–	–	–
0,7	0,86	0,89	0,91	1,27	1,63	2,61	3,58	4,56	19,04	33,52	48,00	–	–	–
0,8	1,08	1,20	1,32	1,98	2,64	4,80	6,96	9,12	–	–	–	–	–	–
0,9	1,26	1,61	1,97	3,26	4,56	10,00	15,44	20,88	–	–	–	–	–	–
1,0	1,44	2,10	2,76	4,98	7,20	19,20	31,20	43,20	–	–	–	–	–	–
1,1	1,64	2,86	4,08	8,04	12,00	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,2	2,04	3,90	5,76	12,72	19,68	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,3	2,88	5,64	8,40	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,4	3,96	7,98	12,00	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,5	5,52	11,52	17,52	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,6	7,56	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,7	10,56	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,8	14,64	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–

<sup>a)</sup> Der höchste Spitzenwert der hochfrequenten Spannung welche über der Isolierung zwischen dem Eingangs- und Ausgangskreis bei er Bemessungs-Versorgungsspannung im normalen Betrieb bei geerdeten Ausgangskreisen auftritt. Transiente sind eingeschlossen.

Abbildung 38: Tabelle 109 Norm EN 61558-2-16:2009

## Fazit Normen

Die Quintessenz der Abstandsevaluation ist der 11mm Abstand zwischen Primär- sowie Sekundärkreis des Prints sowie die 1.44mm für die Schaltkreise untereinander. Diese wurden im Programm Altium Designer als einzuhaltende Regeln definiert. Für dessen Realisation mussten sogenannte Unterräume definiert werden, damit den einzelnen Bereichen unterschiedliche Regeln zugeordnet werden konnten.

## PCB Design

In diesem Kapitel wird der Schaffungsprozess des PCB's erläutert.

In der Abbildung 39 ist die gefertigte Version der Leiterplatte abgebildet. Um die Übersichtlichkeit zu gewährleisten, wurden nur die Leiterbahnen des Top-Layers eingeblendet. Das Primärziel war es unter der Einhaltung der Normenabstände ein möglichst kompaktes Design zu schaffen. Primärseitig wurde mit Ausnahme des Steuerungsteil die Fläche nicht mit der GND-Plane geflutet. Dies war ein Input des Industriepartners und wurde auch Folge dessen umgesetzt. Das Ziel war, dass der Signalflussrichtung und die Anordnung der Bauteile miteinander korrelieren. Gut zu erkennen ist die Kriechstrecke zwischen Primär- und Sekundärkreis, welche mit rund 14mm die Anforderungen mit Reserve erfüllt.

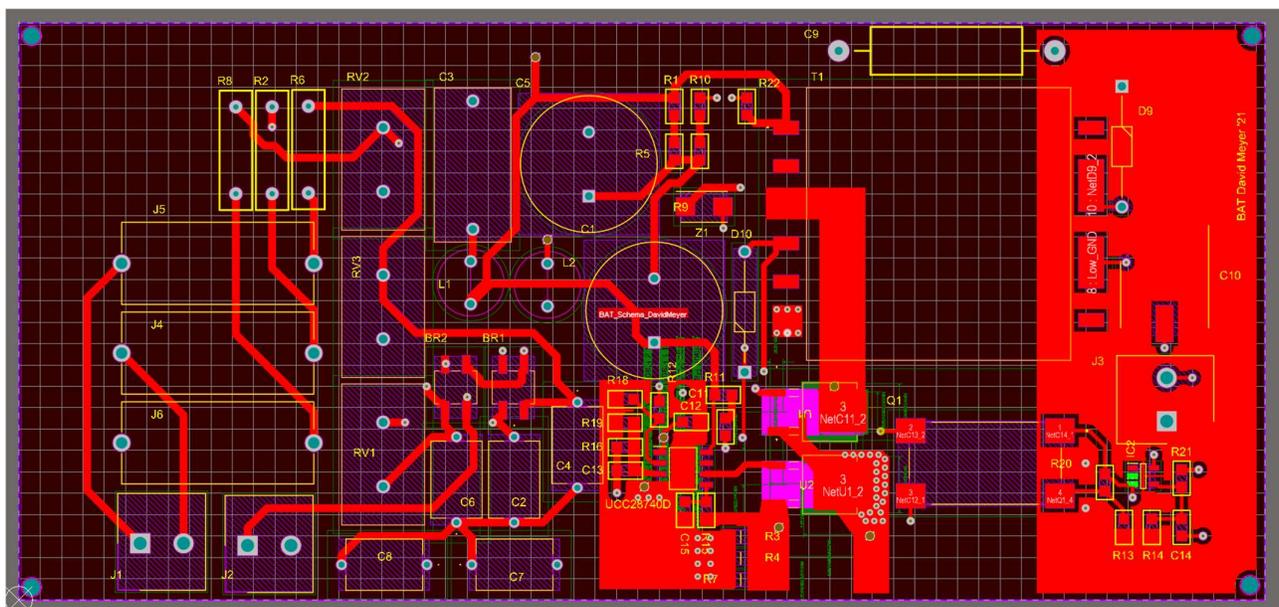


Abbildung 39: fertiges PCB

Die grösste Herausforderung stellte die kompakte Anordnung des Steuerungsteils mit dem UCC28740 sowie die MosFet's und deren Kühlung dar. Die Abbildung 40 zeigt untenstehend diesen Ausschnitt des PCB's.

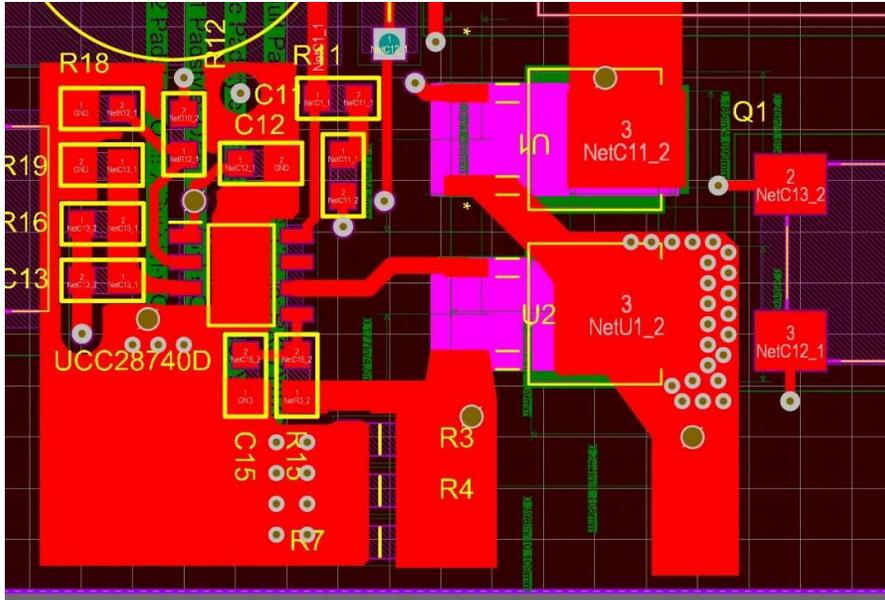


Abbildung 40: Ausschnitt Steuerungsteil

Beim Steuerungsteil musste darauf geachtet werden, dass die Groundfläche (GND) um den Controller satt gezogen ist. Wird dies vernachlässigt, so kann es sein, dass die Shuntmessung des Controllers an Genauigkeit einbüsst. Zudem gilt es den Ansteuerungspin (DRV) so nahe wie möglich am Gate des MosFet's zu platzieren. Diese Leitung führt hohe  $dV/dt$  Signale und Einkopplungen von Störsignalen sind hier unerwünscht.

Für die Kühlung der auf dem PCB anliegenden DPAK MosFet's wurden extra alle vier Lagen des PCB's um den MosFet vom restlichen Teil der Schaltung isoliert. Diese wurden durch eine Vielzahl von Vias durchlöchert und bilden als Einheit einen Kühlkörper. Dadurch kann der thermische Widerstand des MosFet's und somit dessen Erwärmung bei gleichbleibender Verlustleistung reduziert werden. Diese Massnahme wurde umgesetzt, um die thermische Marge beim MosFet auszubauen, damit dieser nicht am Limit läuft. Aufgrund des hohen geforderten Abstandes zwischen Primär- und Sekundärkreis musste ein Optokoppler mit speziell grossem Beinabstand gewählt werden. Konkret wurde der CNY65ABST von Vishay Semiconductors gewählt ("Cny64-1766932").

Bei der Dimensionierung der Shuntmessung musste die für SMD Bauteile relativ Verlustleistung von rund 0.6W mitberücksichtigt werden. Hierbei wurden drei 4.22Ohm Widerstände mit je einer maximalen Verlustleistung von 1/4W parallel verschaltet. Zudem wurden auf der GND-Seite der Widerstände diverse Vias für die Wärmeabführung angedacht.

## Inbetriebnahme

In diesem Kapitel wird die gesamte praktische Umsetzung des Projektes von der Bestückung bis hin zu der Inbetriebnahme behandelt.

Die Abbildung 41 zeigt den unbestückten Print. Das Resultat der Fertigung entspricht bis auf den Lötstopplack auf dem Source Pins des unteren MosFet's den Erwartungen.

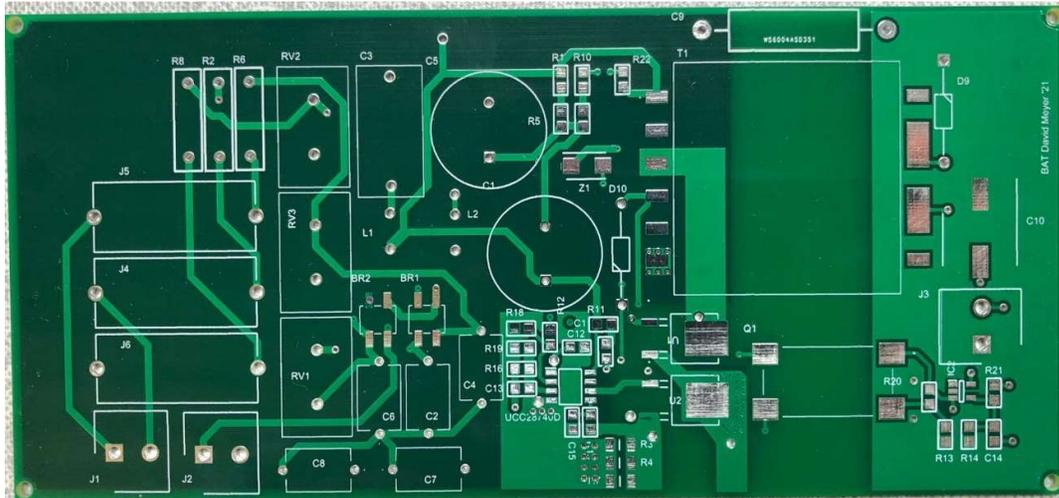


Abbildung 41: Unbestückter Print

Anschliessend wurde der Print bestückt. Begonnen wurde mit den SMD Bauteilen, weil wenn die Through Hole Komponenten bereits bestückt wären, diese sich beim Festbacken der SMD Bauteile wieder lösen würden. Aufgrund von Lieferengpässe beim Onlinehändler wurde die sekundärseitige Spannungsreferenz «TL431IDBVR» nicht ausgeliefert. Diese wurde postwendend bei einem anderen Anbieter bestellt. Die restlichen Bauteile wurden alle geliefert und konnten dementsprechend bestückt werden. Die Abbildung 42 zeigt den fertig bestückten Print. Der abstehende, dicke Draht dient dazu, den getakteten Teil der Schaltung von der Speisung zu trennen damit diese separat in Betrieb genommen werden kann.



Abbildung 42: Bestückter Print

## Inbetriebnahme Speisung

Die separate Inbetriebnahme hat hinsichtlich potenzieller Fehler einen grossen Mehrwert. Allfällige Fehler können mit geringem Aufwand isoliert bzw. bestimmt werden. In einem ersten Schritt wurde ausschliesslich der Speisungsteil der Schaltung in Betrieb genommen. Dabei wurde mit einem galvanisch getrennten Stelltransformator sukzessiv die Eingangsspannung von null Volt bis 230VAC erhöht. Die Speisung hat das gewünschte Verhalten gezeigt und hat die Eingangsspannung gemäss den Erwartungen gleichgerichtet sowie geglättet. Anschliessend wurde ein ohmscher Lastwiderstand an den Ausgang der Speisung geschaltet, um den Volllastbetrieb zu emulieren. Für den ein- sowie mehrphasigen Betrieb wurde pauschal eine aufgenommene Leistung von 19W angenommen, da dies den angedachten Wirkungsgrad bei einer Ausgangsleistung von 15W mitberücksichtigt. Beim einphasigen Betrieb resultiert hierbei ein Widerstand von rund 3550 und für den mehrphasigen Betrieb 16500 Ohm.

Anschliessend wurden alle vier möglichen Anschlüsse angeschlossen welche von einem Laborturm der Hochschule gespiesen wurde. Das Ziel dieser Messung ist die Aufnahme der Spannungskurve unter der jeweiligen ohmschen Volllast. Wie die Use-Cases vorgeben, muss das Netzteil mit Spannungssprüngen im Bezug auf eine Ein- sowie Ausschaltung der angeschlossenen Leiter funktionieren.

Gemessen wurde mit einer sogenannten Differentialsonde, welche an einer Virtual Bench von «National Instruments» angeschlossen wurde. Bei der Sonde wurde ein Verhältnis von 1/200 eingestellt, da die Virtual Bench mit maximal 12V Eingangsspannung zurechtkommt. Gemessen wurde parallel zu der angeschlossenen Last bzw. parallel zu den beiden Ausgangskondensatoren des Pi-Glieds. Bei den folgenden drei Abbildungen entspricht ein Häuschen 500mV bzw. 100V am Eingang der Sonde. Als Feinsicherungen wurden Träge mit 1A Nennstrom eingesetzt. Bei der ersten Messung wurde der Neutraleiter angeschlossen und der Aussenleiter L1 sprunghaft dazugeschaltet. Das Verhalten der Speisespannung kann der Abbildung 43 entnommen werden. Die Spannung verhält sich beim Sprung von L1 wie ein PT1-Glied und erreicht einen Spitzenwert von rund 260V. Aufgrund der Last stellt sich entsprechend der Erwartungshaltung ein Spannungsripple ein. Der tiefste gemessene Spannungswert ist hierbei 230V und der maximale Ripple somit 30V.

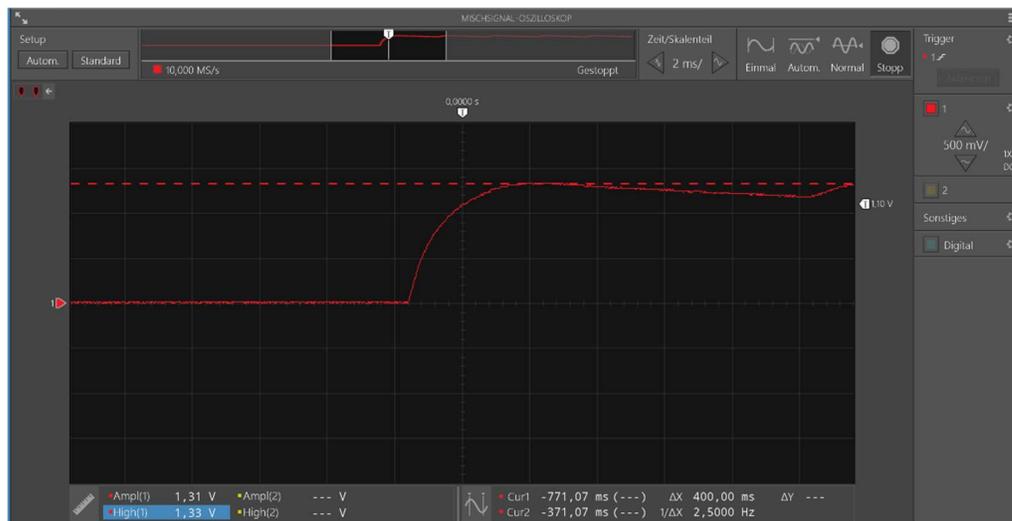


Abbildung 43: Sprungantwort einphasig

In einem nächsten Schritt wurde der Lastwiderstand auf 16500 erhöht, was den 19W unter 560V entspricht. Das Resultat der Zuschaltung eines zweiten Aussenleiters L2 ist in der Abbildung 44 ersichtlich. Die Spannung erhöht sich hier wiederum in Form eines PT1 von 260VDC auf 560VDC. Dieser Sachverhalt entspricht den Erwartungen und erfüllt bis anhin die vordefinierten Use-Cases.

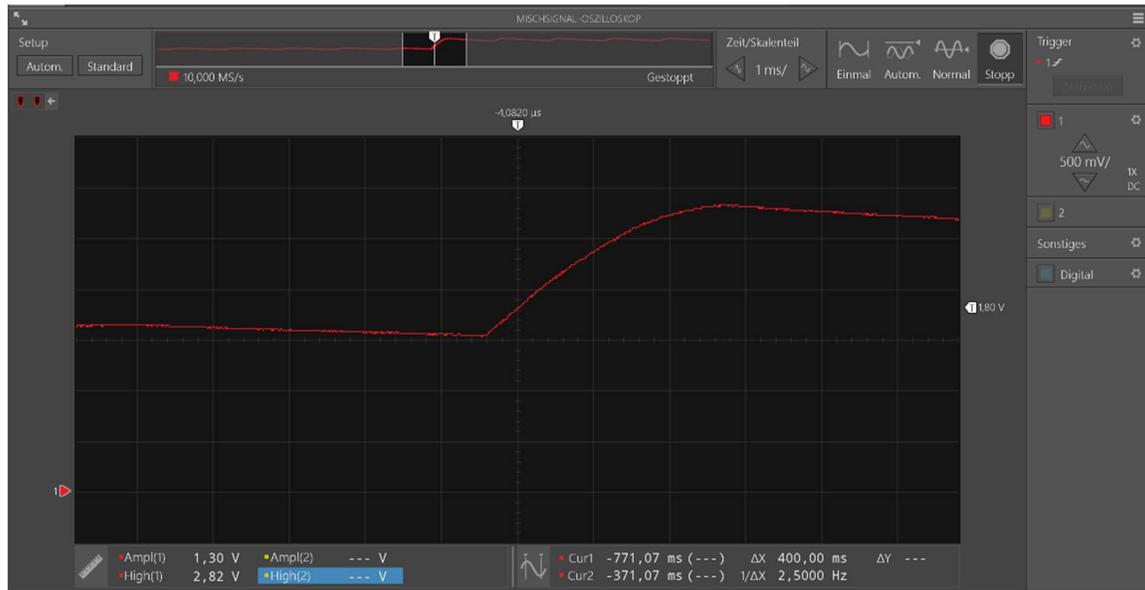


Abbildung 44: Sprungantwort zweiphasig

Der Vollständigkeit halber wurde der Aussenleiter L3 auch noch dazugeschaltet. Das Ergebnis dieser Messung ist in der Abbildung 45 ersichtlich. Gut zu erkennen ist, dass der Ripple kleiner wird. Dies ist auf die höhere Anzahl Pulse dieser Schaltung zurückzuführen. Die Kommutierungsreihenfolge ist nun optimal und der Betrag des Spannungsripples nimmt ab.

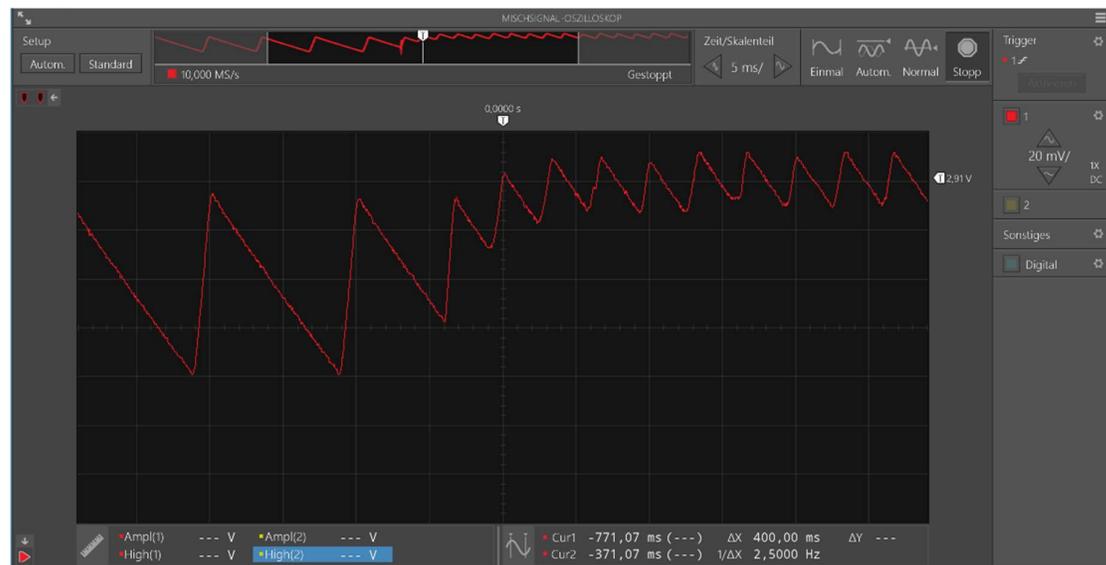


Abbildung 45: Sprungantwort dreiphasig

## **Fazit Speisung**

Die Speisung zeigte bei den Messungen das gewünschte Verhalten und erfüllt die Use-Cases vollständig. Innerhalb der Speisung konnte kein fehlerhaftes Verhalten der Schaltung festgestellt werden, was den Weg für die Inbetriebnahme der gesamten Schaltung ebnet. Die Speisung ist sogar im Stande rund 75W Leistung zu liefern. Bei einer Messung wurde fälschlicherweise der ohmsche Widerstand nicht der höheren, zu erwartenden Speisespannung angepasst. Dies führte folglich zu einem grösseren Spannungsripple, jedoch nicht zu einer Auslösung der Feinsicherungen.

## **Inbetriebnahme Gesamtsystem**

Für die Inbetriebnahme des Gesamtsystems, sprich des Speisungsteils inklusive dem getakteten Leistungsteils, musste die aufgetrennte Verbindung wieder geschlossen werden. Folgende Grössen sollten während der ersten Messung aufgezeichnet werden;

- Ausgangsspannung Speisung
- Ausgangsspannung über der Last (9.6 Ohm)
- Spannungsverlauf der Drain-Source Spannung über dem MosFet

Die ersten beiden Messgrössen wurden je mit einem «FLUKE 87 True RMS Multimeter» und der dazugehörigen Verkabelung gemessen. Für die Erfassung der Drain-Source Spannung über dem MosFet wurde die Virtual Bench verwendet und bei der Sonde ein Tastverhältnis von 1/20 eingestellt.

Vor dem ersten Einschalten wurde die Verkabelung nochmals sorgfältig kontrolliert.

Nachdem dies überprüft wurde, konnte die Spannung wieder mit dem galvanisch getrennten Stelltransformator auf 100V hochgefahren werden. Diese Spannung bildet die Schwelle, ab welcher der Chip über den High Voltage Anschluss (HV-Pin) beginnt sich selbst und den Kondensator beim VDD-Pin zu speisen. Die Ausgangsspannung blieb auf 0V, woraufhin die Spannung wurde weiter erhöht. Ab einer Eingangsspannung von ca. 110VDC konnte ein hörbares «Klick»-Geräusch, welches vom Chip ausging, wahrgenommen werden.

Die Frequenz des «Klickens» war sehr tief und es war klar, dass dies nicht der normale Betriebszustand des Chips war. Die fehlende Spannungsreferenz auf der Sekundärseite konnte als Fehlerquelle ausgeschlossen werden. Die Leuchtdiode des Optokopplers beginnt bei der Erreichung der gewünschten Spannung zu leuchten und signalisiert dem UCC28740 so, dass die Sollspannung erreicht ist. Im Fall der fehlenden Spannungsreferenz kommt nie ein Leuchtimpuls von der Sekundärseite und der Chip müsste mit der maximalen Schaltfrequenz den MosFet pulsen.

Die Abbildung 46 zeigt das aufgenommene Bild der Drain-Source Spannung während des «Klickens», wobei die Spannung hierbei rund 110V betrug.

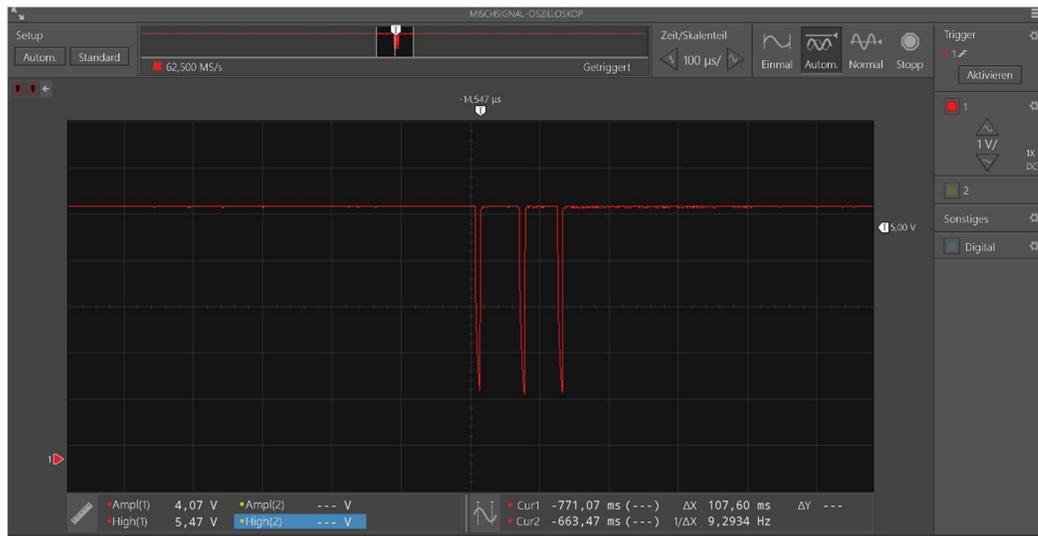


Abbildung 46: Drain-Source Spannung Störungsfall

Diesem Sachverhalt musste nachgegangen werden. Bei der Konsultation des Datenblattes vom UCC28740 wurde bewusst nach den abgedeckten Fehlerfällen gesucht. Die Abbildung 47 ist ein Auszug aus dem Datenblatt (Texas Instruments Incorporated, 2013) und führt die abgedeckten Fehlerfälle auf.

### 7.3.4 Fault Protection

The UCC28740 provides extensive fault protection. The protection functions include:

- Output overvoltage
- Input undervoltage
- Internal overtemperature
- Primary overcurrent fault
- CS-pin fault
- VS-pin fault

A UVLO reset and restart sequence applies to all fault-protection events.

Abbildung 47: Auszug Fehlerfälle

Aufgrund der sorgfältig ausgeführten Bestückung konnten die Fehler an dem CS- und VS-Pin ausgeschlossen werden. Diese Fehler decken eine Fehlbeschaltung ab, welche zu diesem Zeitpunkt als nicht realistisch erachtet wurde.

Ein Ansprechen des internen Übertemperaturschutzes konnte ausgeschlossen werden, weil der Chip noch gar nicht richtig taktete und somit eine Überhitzung sehr unwahrscheinlich ist. Der Fehlerfall des primärseitigen Überstromes ist aufgrund der sorgfältigen Dimensionierung des Shuntwiderstandes unwahrscheinlich. Eine Detektion einer allfälligen Überspannung auf der Ausgangsseite mittels den beiden VS-Widerständen wurde aufgrund der inexistenten Ausgangsspannung sowie der richtigen Dimensionierung der Widerstände ausgeschlossen. Übrig blieb nur noch der Fehlerfall, welcher die Unterschreitung der Eingangsspeisespannung

abdeckt. Anschliessend wurde die Spannung über dem VDD-Pin des Controllers zum Ground gemessen. Als Messinstrument wurde das «FLUKE 87 True RMS Multimeter» verwendet da, dies über eine Peak-, Average- und Minimummessfunktion verfügt. Die Eingangsspannung wurde auf rund 150V erhöht und der UCC28740 begann wieder zu «Klicken». Der gemessene Mittelwert der Spannung betrug hierbei 13.2V, was unter dem im Datenblatt spezifizierten Spannungsschwelle von 21V liegt. Diese Erkenntnis führte zum Ansatz den Controller mit einem externen Labornetzgerät zu speisen. Als Speisegerät wurde ein «Philips PE1537» verwendet. Die eingestellte Spannung betrug hierbei 23V. Laut Datenblatt ist dies der höchste Wert bei dem der Controller spätestens beginnt hochzufahren. Damit der Einfluss der Hilfswicklung eliminiert werden kann, wurde die Kathode der Diode ausgelötet. Hierbei handelt es sich um die Diode, welche den Eingangskondensator der VDD-Pins speist. Die Spannung konnte über zwei Testpunkte auf den VDD- sowie GND-Pin angelegt werden. In einem ersten Schritt wurde wieder die Ausgangsspannung des Speisungsteiles auf rund 150VDC erhöht und erst dann die angedachten 23V auf den VDD-Pin dazugeschaltet. Das Ergebnis dieses Versuches war, dass der Controller nicht zu arbeiten begann. Die Schaltung wurde visuell inspiziert und es konnte eine unsaubere Kontaktstelle zwischen der Messklemme und dem Testpunkt (VDD) festgestellt werden. Aufgrund einer Fehlüberlegung wurde vorsichtig versucht, die Messklemme besser zu befestigen. Dabei stand die Schaltung noch unter Spannung. Bei der Umpositionierung der Messklemme rutschte ich ab und verursachte einen Kurzschluss. Das Ergebnis dieses Kurzschlusses war ein zerstörter UCC28740. Dieser wurde Folge dessen ausgelötet.

### **Fazit Gesamtsystem**

Die Fehlfunktion des UCC28740 und die damit verbundene Fehlersuche lieferte nicht die gewünschten Ergebnisse. Eine Vorevaluation der möglichen Fehlerszenarien wurde durchgeführt und führte zum Versuch, den Controller extern zu speisen. Der Messaufbau in sich entsprach den Ansprüchen. Eine Unachtsamkeit führte jedoch zur Zerstörung des Chips und eine neue Ausgangslage wurde geschaffen.

Da der Controller ausgelötet wurde, bot dies die Gelegenheit, den Leistungsteil ohne den UCC28740 zu testen. Auf diese Testreihe wird im Folgekapitel «Test Leistungsteil» eingegangen.

## Test Leistungsteil

Dieses Kapitel behandelt den Test des Leistungsteils ohne den UCC28740 Chip. Der Leistungsteil umfasst im Wesentlichen den MosFet, Fly-Back Transformer sowie die gesamte Ausgangsbeschaltung. Die Beschaltung des UCC28740 durch Widerstände und Kondensatoren bleibt erhalten, hat aber ohne bestückten Chip auch keinen Einfluss auf diese Testreihe.

Das Ziel hierbei ist es analog zur Speisung den Leistungsteil hinsichtlich der technischen Anforderungen zu testen sowie dessen Performance zu bestimmen.

### Vorgehen

Aufgrund der gewonnenen Kenntnisse durch die Simulation hinsichtlich des maximalen Primärstromes kam ein gesteuerter Betrieb des MosFet's durch einen Funktionsgenerator in Frage. Aufgrund der bestehenden Rahmenbedingungen (Primärseitige Hauptinduktivität, Schaltverluste etc.) kann bei gegebener Taktfrequenz und hinreichender Ansteuerung des MosFet's das Verhalten des Leistungsteils zu einem Grossteil vorausgesagt werden. Der Wegfall der Peak-Current Abschaltung hat zur Folge, dass der Primärstrom durch die Reduzierung der Eingangsspannung sowie der Taktung mit 91600Hz begrenzt werden muss. Der Maximalstrom beträgt idealerweise mit der Zustandsgleichung ( $V_{in} = 280V$ ) der Induktivität gerechnet 1.12A, was für einen kurzzeitigen Test dieses Schaltungsteils hinsichtlich Verlustleistungen noch vertretbar ist. Natürlich könnte die Frequenz weiter erhöht werden, was aber die Bestimmung der Performance in diesem Projektrahmen verfälscht. Die Verwendung der maximal berechneten Taktfrequenz des Controllers soll Aufschluss darüber geben, ob die geforderte Ausgangsleistung am Ausgang verfügbar ist.

Die Ansteuerung des MosFet's erfolgt mittels eines Funktionsgenerators. In diesem Fall wurde ein «Hameg HM 8030-5» verwendet. Das verwendete Testsignal ist in der Abbildung 48 dargestellt. Das Tastverhältnis der verwendeten Messsonde wurde mit 1/20 gewählt und entspricht einer Amplitude von 10.52V. Die Frequenz beträgt 91600Hz.

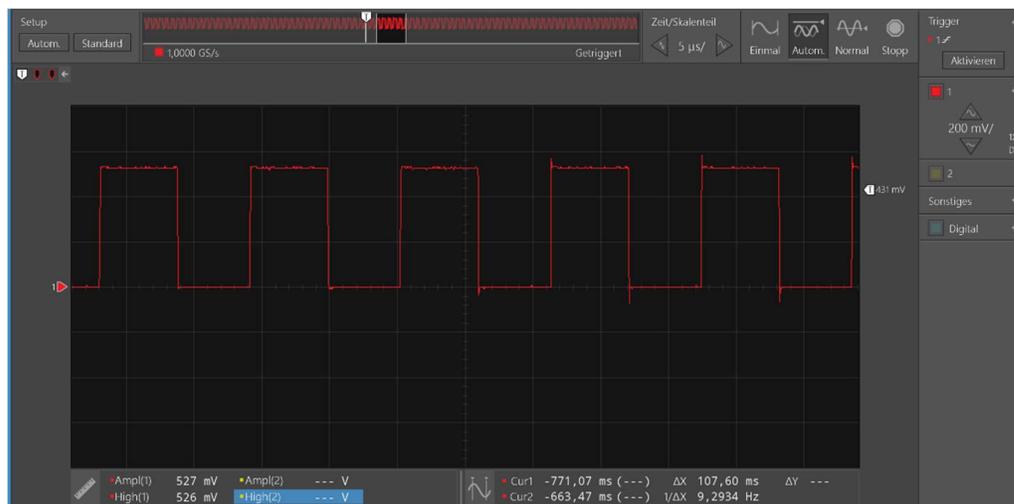


Abbildung 48: Testsignal MosFet

## Initialtest

Das Ziel des ersten Tests war die Funktionsprüfung der angedachten Ansteuerung mit geringer Eingangsspannung (50VDC) und einem Lastwiderstand von 17.3Ohm (8.324W bei 12V Ausgangsspannung) bei einer Schaltfrequenz von 91600Hz.

Gemessen wurde die DC-Eingangsspannung, die Ausgangsspannung sowie die Drain-Source Spannung des MosFet's. Bei der Aktivierung des Funktionsgenerators ging aufgrund der Belastung die Eingangsspannung entsprechend der Erwartungshaltung runter. Die Ausgangsspannung erreichte den Wert von 7.8V als die sekundärseitige Diode verbrannte. Der Fehler war schnell gefunden; die verwendete Diode hatte einen zu kleinen Nennstrom (1A) und wurde durch eine gröbere (3A) der hochschulinternen Werkstatt ausgetauscht. Der kurzzeitige, sekundärseitige Spitzenstrom betrug in der Simulation rund 6A, jedoch nur für einen ganz kurzen Augenblick. Diesem Sachverhalt wurde zu wenig Beachtung geschenkt und die Lehren daraus gezogen.

## Test Teillast

Der zweite Test sollte die Tauglichkeit der neu verbauten Schottky-Diode sowie den Teillastbetrieb mit einer Last von 17.3Ohm (8.324W bei 12V Ausgangsspannung) testen. Die Taktfrequenz betrug 91600Hz. Als das Ansteuerungssignal auf das Gate des MosFet's geschaltet wurde, passierte bei der geringen Eingangsspannung noch nichts. Sukzessiv wurde nun die Eingangsspannung erhöht, bis die gewünschten 12V am Ausgang erschienen sind. Die resultierende Eingangsspannung war für den Teillastbetrieb rund 110V. Die Schaltung wurde in diesem Betriebspunkt ein paar Minuten belassen, um zu schauen, ob diese die Belastung aushält. Die Schaltung zeigte nach besagter Dauer keinen Defekt. Damit war der Grundstein für den Vollastbetrieb geebnet.

## Test Vollast

Um den Vollastbetrieb zu emulieren, musste der Ausgangswiderstand von 17.3 auf 9.6 Ohm reduziert werden. Erwartet wird hierbei, dass die benötigte Eingangsspannung für die Nennausgangsspannung aufgrund der höheren Ströme grösser als beim Teillastbetrieb ausfallen wird. Folgende Grössen sollten gemessen werden:

- Drain-Source Spannung des MosFet's
- Primärstrom
- RMS Spannungswert Ausgangsspannung

Die Messung der Drain-Source Spannung wurde mit bereits eingeführten differentiellen Messsonde unter einem Tastverhältnis von 1/200 realisiert. Für die Messung des Primärstromes wurde die Verbindung zwischen dem Drain-Pin des MosFet's und dem Ausgang der Primärwicklung aufgetrennt. Anschliessend wurde mit einem Kupferdraht die Verbindung wieder hergestellt. Mit besagtem Kupferdraht wurden N=3 Windungen für die

Strommessung mittels Zangenamperemeter geschaffen. Das Amperemeter liefert für ein gemessenes Ampere 100mV was beim gegebenen  $N=3$  rund 0.33A entsprechen. Die Messung der Ausgangsspannung erfolgte mit dem «FLUKE 87 True RMS Multimeter».

Damit unter Volllast am Ausgang 12V erschienen sind, musste bei gleichbleibender Frequenz eine Eingangsspannung von 154V angelegt werden. Das Multimeter wurde nicht fotografiert, jedoch verbildlicht die untenstehende Abbildung 49 die Messergebnisse des Oszilloskops.



Abbildung 49: Volllastbetrieb 1

Die rote Kurve entspricht der Drain-Source Spannung und zeigt das erwartete Verhalten. Die Amplitude der Spannung beträgt hierbei 370V. Der angedachte SMD Snubber wurde im Schema fälschlicherweise ohne Diode gezeichnet und musste behelfsmässig mit grösseren Bauteilen realisiert werden was durch die langen Beinchen wiederum in seriellen Induktivitäten resultiert. Die Wirksamkeit dessen wird unter Mitberücksichtigung der Messergebnisse als klein eingestuft. Für eine zweite Iteration des PCB's müsste dies geändert werden. Der gelb farbige Strom baut sich wie in der Theorie rampenförmig und erreicht unter Vernachlässigung der hochfrequenten Spitzenströme eine Amplitude von rund 0.7A. Die hochfrequenten Spitzenströme sind mit grosser Wahrscheinlichkeit das Resultat eines nicht optimal dimensionierten Snubbers.

Auch wurde in einem zweiten Schritt die effektive Ausgangsspannung sowie der Sekundärseitige Strom vor der Ausgangsdiode mit dem Oszilloskop erfasst. Die untenstehende Abbildung 50 zeigt das Ergebnis dieser Messung.

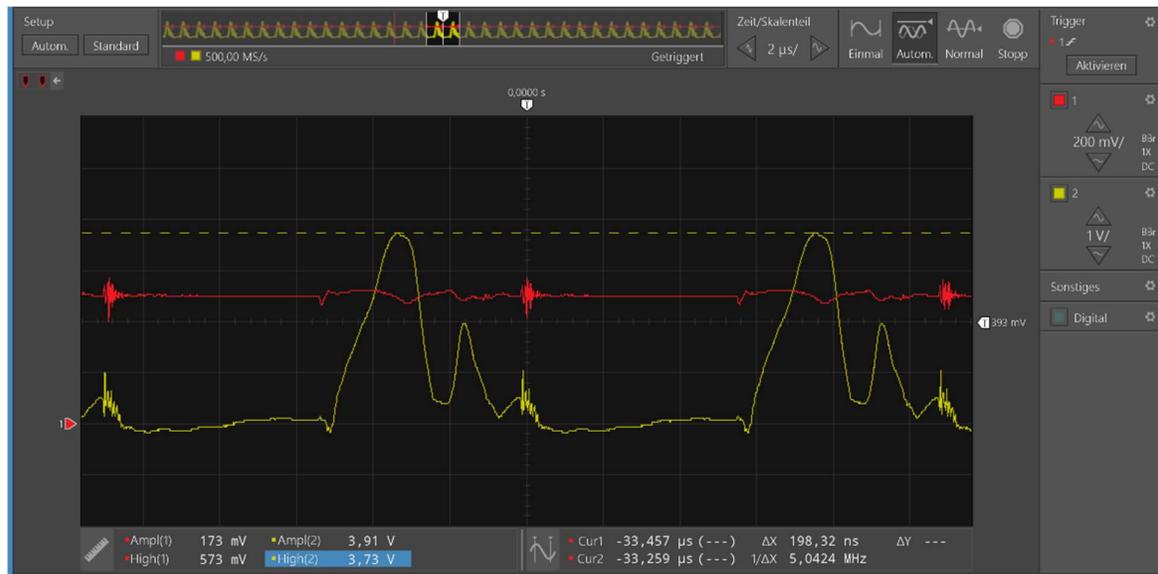


Abbildung 50: Vollastbetrieb 2

Die rote Kurve zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung und beträgt hierbei umgerechnet 11.46V bei einer Anzeige von 12.01V auf dem Multimeter. Die Diskrepanz bezüglich der abweichenden Werte kann vernachlässigt werden da im geregelten Betrieb der UCC28740 die Ausgangsspannung im vorgesehenen Betriebspunkt unabhängig von der Last ausregelt. Die gelbe Kurve zeigt den sekundärseitigen Strom welcher, mit einer Windungszahl von  $N=5$  und einem Stromübersetzungsverhältnis von 100mV/A einen Spitzenwert von rund 7.4A. Dieser Wert weicht von dem in der Simulation berechneten 6A ab. Begründet wird dies mit dem im Vergleich zu der Simulation erhöhten Primärstrom von 0.7A. Im Abgleich mit der Simulation müsste, die Stromkurve in der Form einer einzelnen Rampe sinken. Wieso eine zweite Überhöhung aufgetreten ist, konnte nicht bestimmt werden.

## Fazit

Der realisierte Leistungsteil erfüllt hinsichtlich der Performance die angedachten Anforderungen und ist in der Lage im gesteuerten Betrieb die 15W am Ausgang zu liefern. Die Schaltung wurde 15 Minuten laufen gelassen und wies nach dieser Zeitspanne keinen Defekt auf. Die aus der Simulation hervorgegangenen Kurvenverläufe konnten unter Berücksichtigung des gesteuerten Settings (Abweichungen) in den durchgeführten Messungen verifiziert werden. Abschliessend kann gesagt werden, dass, die hier vorliegende Schaltung eine solide Basis für die weitere Inbetriebnahme bildet. In einem nächsten Schritt wird der zweite UCC28740 wieder eingelötet und es wird versucht das Gesamtsystem vollständig in Betrieb zu nehmen.

## Inbetriebnahme Gesamtsystem #2

In diesem Kapitel wird die zweite Iteration der Inbetriebnahme des Gesamtsystems behandelt. Das Ziel ist es, dass die gesamte Schaltung die angedachten Wirkungen zeigt. Damit dies erreicht werden kann muss, die Ursache für den unsachgemässen Betrieb des UCC28740 gefunden sowie behoben werden. Als Einstiegspunkt dient hierbei der Schlusspunkt der ersten Gesamtinbetriebnahme. Nach wie vor liegt der Verdacht nahe, dass die am Spannungsversorgungspin (VDD) herrschende Spannung unter dem spezifizierten Threshold von 21V bzw. 23V liegt. Bei spätestens 23V beginnt laut Datenblatt der Controller zu arbeiten. Die naheliegendste Ursache stellt das Windungsverhältnis von der Primär- zur Hilfswicklung dar. Dieses fällt beim WA8759-AL mit rund 7:1 aus und sollte nach der unterstehenden Formel 8 ab einer Eingangsspannung von 158.9V ausreichen um den Controller ausreichen zu speisen. Im Fall von 23V am VDD-Pin entspricht das Resultat 172.9V. Die Vorwärtsspannung der verwendeten Diode ist untenstehend mit  $V_F$  bezeichnet und beträgt 1.7V.

$$V_{In\_min} = N_{PA} * (V_{On\_min} + V_F) = 7 * (21V + 1.7V) = 158.9V$$

Formel 8: Minimale Eingangsspannung

Das Ziel der nächsten Messung ist das Erfassen der Spannung über dem VDD-Pin zu Ground unter einer Eingangsspannung von rund 173V. Hierbei wurde das FLUKE Multimeter zur Bestimmung der Eingangsspannung und das Oszilloskop zusammen mit der Differentialsonde zur Erfassung des Spannungsverlaufes, verwendet. Die untenstehende Abbildung 51 zeigt den Spannungsverlauf über dem VDD-Pin unter einem Tastkopfverhältnis von 1/20. Die Spitzenwerte des sägezahnartigen Verlaufes betragen 21.4V und rund 8V.

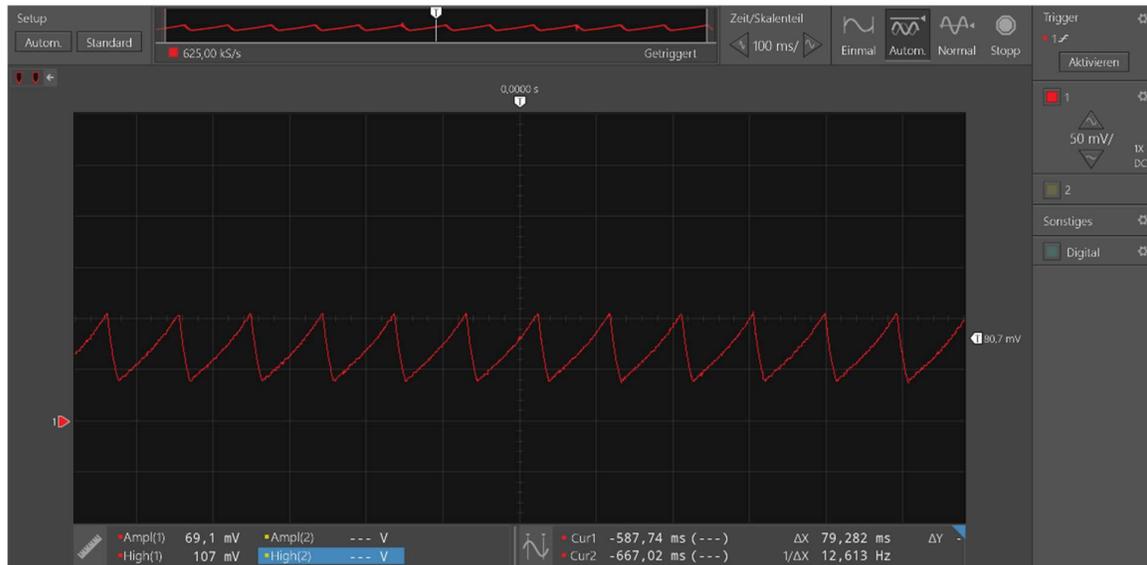


Abbildung 51: Spannungsverlauf Eingang VDD-Pin

Das Verhalten entspricht dem im Datenblatt beschriebenen Verhalten nach einem Fehlerfall. Der Controller lädt den VDD-Kondensator auf die gemessenen 21.4V und detektiert einen Fehlerfall. Ein vordefinierter Strom entlädt den Kondensator auf den Ausschaltswellwert, in diesem Fall auf 8V. Dieser Sachverhalt zeigt, dass, die Hilfswicklung sehr wohl in der Lage

ist den Controller bzw. dessen Speisekondensator mit einem ausreichenden Spannungslevel zu versorgen.

In einem nächsten Schritt werden konkrete Massnahmen zur systematischen Eingrenzung des Fehlers definiert. Hierbei von grosser Wichtigkeit ist, die detaillierte Beschreibung der Fehlerfälle aus dem Datenblatt des UCC28740 welche, in Abbildung 52 ersichtlich sind.

The output-overvoltage function is determined by the voltage feedback on the VS pin. If the voltage sample of VS exceeds 4.6 V, the device stops switching and the internal current consumption becomes  $I_{\text{FAULT}}$  which discharges the VDD capacitor to the UVLO-turnoff threshold. After that, the device returns to the start state and a startup sequence ensues.

The UCC28740 always operates with cycle-by-cycle primary peak current control. The normal operating voltage range of the CS pin is 0.773 V to 0.194 V. An additional protection, not filtered by leading-edge blanking, occurs if the CS pin voltage reaches 1.5 V, which results in a UVLO reset and restart sequence.

Current into the VS pin during the MOSFET on-time determines the line-input run and stop thresholds. While the VS pin clamps close to GND during the MOSFET on-time, the current through  $R_{S1}$  is monitored to determine a sample of  $V_{\text{BULK}}$ . A wide separation of the run and stop thresholds allows for clean startup and shutdown of the power supply with the line voltage. The run-current threshold is 225  $\mu\text{A}$  and the stop-current threshold is 80  $\mu\text{A}$ .

The internal overtemperature-protection threshold is 165°C. If the junction temperature reaches this threshold the device initiates a UVLO-reset cycle. If the temperature is still high at the end of the UVLO cycle, the protection cycle repeats.

Protection is included in the event of component failures on the VS pin. If complete loss of feedback information on the VS pin occurs, the controller stops switching and restarts.

Abbildung 52: Fehlerfälle Auszug Datenblatt

Der unterste Fehlerfall welcher, den Komponentenausfall am VS-Pin (Voltage Sense) abdeckt konnte durch eine Messung der dazugehörigen Widerstände RS1 und RS2 ausgeschlossen werden. Die Möglichkeit, dass der Übertemperaturschutz des Controllers angesprochen hat wird in dieser Laborumgebung (trockene Luft, 20 Grad Celsius) als unwahrscheinlich eingestuft.

Die im zweiten Absatz beschriebene Primärseitige Stromspitzenwertkontrolle welche, bei jedem Zyklus durchgeführt wird, sollte nicht ansprechen. Begründet wird dies mit der Tatsache, dass, bei den Berechnungen des Shuntwiderstands die angegebenen Spannungen und damit resultierende Spannungsrange miteinbezogen wurde. Damit diese Vermutung gestützt werden kann, wird noch eine Spannungsmessung beim CS-Pin (Current Sense) durchgeführt.

Der dritte Absatz beschreibt das Verhalten des Controllers bei eingeschaltetem MosFet und führt die Schwellenwerte der Eingangsströme des VS-Pins für das Ein- sowie Ausschalten auf. Diese Schwellenwerte sind nach einer retrospektiven Betrachtung in der Berechnungsformel für den Widerstand RS1 bereits miteinbezogen. Aufgrund dessen wird auf eine Messung besagter Ströme verzichtet.

Die Ausgangs-Überspannungsüberwachung welche, im ersten Absatz beschrieben wird kann für das Fehlverhalten des Controllers verantwortlich sein. Der Controller misst hierbei bei ausgeschaltetem MosFet über das Widerstandsnetzwerk die auf die Primärseite reflektierte Spannung und schliesst daraus auf die Ausgangsspannung. Bei 4.6V am VS-Pin bzw. über dem R18 zu Ground wird dieser Fehlerfall ausgelöst. Da zum jetzigen Zeitpunkt keine Kenntnis über das Verhalten des Spannungsfeedbacks im ausgeschalteten Zustand vorhanden ist, wird hier eine Messung durchgeführt.

## **Spannungsmessung VS-Pin**

In diesem Unterkapitel wird die Spannungsmessung beim VS-Pin im Rahmen der Fehlersuche behandelt. Die angedachte Eingangsspannung beträgt hierbei 173V, die angeschlossene Last der Volllast von 9.6Ohm. Gemessen wird die Spannung mit der Differentialsonde und einem Tastverhältnis von 1/20.

Als alle Messklemmen positioniert und das Oszilloskop aufgesetzt war wurde die Eingangsspannung sukzessiv erhöht. Zur eigenen grossen Bestürzung reagierte der Controller selbst bei einer Eingangsspannung von 173V nicht. Bei dieser Spannung müsste erfahrungsgemäss das «Klicken» schon eingesetzt haben. Auch das Bild auf dem Oszilloskop blieb still.

### **Messergebnisse / Schlusstrich**

Die gesamte Schaltung wurde sofort wieder spannungsfrei gemacht. Die Verbindungsleitungen zum Hochspannungsanlauf Pin (HV) wurden mit dem Ohmmeter auf Durchgang kontrolliert und wurden für gut befunden. Der Gesamtwiderstand der Shuntwiderstände wurde gemessen und entsprach dem vorgesehenen Wert. Die Widerstandswerte des Spannungsteilers am Eingang des VS-Pins (R12, R18) wurden gemessen und waren im Rahmen. Der Widerstand R18 wurde vor der Messung durch ein Potentiometer ausgetauscht welches, mit dem Multimeter auf denselben Wert wie das ausgelötete SMD-Bauteil eingestellt wurde.

Die durchgeführten Messungen und die mehrfache Überprüfung der effektiven Eingangsspannung legt nahe, dass, der letzte verfügbare UCC28740 zerstört ist. Die daraus resultierende Konsequenz besteht darin, dass, keine weiteren Messungen hinsichtlich des diagnostizierten Fehlerzustandes des Controllers durchgeführt werden können. Im Rahmen des Projektes wurden lediglich zwei UCC28740 Chips bestellt, was rückblickend eine kleine Anzahl ist. Eine Nachbestellung des Chips und die damit verzögerten Messungen sind aufgrund der fortgeschrittenen Zeit nicht mehr möglich.

Aufgrund der Vorkommnisse wurde entschieden, dass, der jetzige Projektstand eingefroren und ein Schlusstrich gezogen wird.

## Résumé

Dieses Kapitel bildet den Schluss der Bachelorthesis «Netzteil für verkettete Spannung 400V» welches in Zusammenarbeit mit dem Industriepartner «Camille Bauer Metrawatt AG» erarbeitet werden durfte. In diesem Kapitel werden die Kernpunkte der Arbeit nochmals aufgegriffen und deren Erfüllungsgrad hinsichtlich der technischen Anforderungen bestimmt.

Das Lastenheft verlangte nach einem Netzteil welches, 15W bei 12VDC am Ausgang liefert und eine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgangsklemmer realisiert. Für den gesamten Umfang der Realisation mussten die Richtlinien der EN61558-2-16 u.A eingehalten werden. Hinsichtlich der Spannungsfestigkeit musste, das Schaltungslayout der 300V CAT IV Überspannungskategorie gerecht werden. Zudem sollte die Schaltung eine möglichst geringe Störemission aufweisen. Die Restwelligkeit der Ausgangsspannung, die Effizienz sowie die Abmessungen wurden für diesen Projektrahmen als zweitrangig eingestuft. Die Realisation der galvanischen Trennung wurde durch die gezielte Wahl einer geeigneten Wandlertopologie, dem Fly-Back Converter, erreicht. Das angedachte Schema durchlief einen ausgiebigen Simulationsblock. Auf diese Weise konnten diverse Schwachstellen aufgedeckt und neue Erkenntnisse gewonnen werden. Die geforderten 15W/12V am Ausgang wurden im Schema wie auch in der Simulation stets miteinbezogen und haben bei der Dimensionierung der Bauteile eine wichtige Rolle gespielt. Die Einhaltung der Normen sowie der Überspannungskategorie war ein zentraler Aspekt des Leiterplattendesigns. Die für das Projekt relevanten Bemessungsgrößen wurden evaluiert und im Tool «Altium Designer» eingepflegt. Das fertige Design durfte erfahrenen Personen wie einem Mitarbeiter der Camille Bauer Metrawatt AG sowie einem Masterabsolventen in Elektrotechnik zum Review gegeben werden. Hierbei konnten nochmals einige Fehler aufgedeckt sowie behoben werden.

Die Bestückung der Leiterplatte bereitete keine nennenswerten Schwierigkeiten. Leider konnte der realisierte Prototyp in seiner Gesamtheit nicht in Betrieb genommen werden. Dies machte eine Messung der Störemissionen sowie der Effizienz überflüssig da, hierbei keine aussagekräftigen Resultate evaluiert werden konnten.

Jedoch konnte in Form eines modularen Testings die Tauglichkeit der einzelnen Baugruppen hinsichtlich der technischen Anforderungen verifiziert werden. Die realisierte Speisung deckt sämtliche, an das Projekt gestellte Use-Cases ab. Die Speisung beginnt ab einer Kombination von zwei aktiven Anschlüssen zu funktionieren und vermag auch den Fall von vier aktiven Leitern abzudecken. Aufgrund eines systematischen Fehlers bei der Messung wurde festgestellt, dass, die realisierte Speisung ein Vielfaches der geforderten Leistung erbringen kann. In Ziffern ausgedrückt wären dies rund 70W anstelle der angedachten 19W.

Die Baugruppe welche, den MosFet, den Fly-Back Transformer, die Shuntwiderstände sowie die gesamte Ausgangsbeschaltung umfasst konnte mittels eines Funktionsgenerators in gesteuerten Betrieb getestet werden. Die resultierenden Kurvenverläufe decken sich mit der Theorie. Die Baugruppe erfüllt die gestellten Anforderungen hinsichtlich der verfügbaren Leistung sowie Spannung am Ausgang vollständig.

## **Ausblick**

In diesem Kapitel werden die nächsten logischen Arbeitsschritte für eine hoffentlich erfolgreiche Inbetriebnahme des gesamten Prototyps erläutert. Diese können aufgrund der fortgeschrittenen Zeit im Rahmen dieser Projektarbeit nicht mehr praktisch umgesetzt werden.

Der Hauptgrund hierbei bei den beiden bestellten und leider defekten UCC28740 Controller, welche ein speditives Weiterarbeiten unmöglich machen. Der nächste Schritt wäre die Wiederbestellung besagter Chips, vorzugsweise in grösserer Stückzahl. Da die Analyse der möglichen Fehlerfälle im Rahmen dieser Projektarbeit bereits behandelt wurde, kann auf dieses zurückgegriffen werden. Die umschriebenen Messungen müssten für eine eindeutige Isolation des Fehlers systematisch korrekt durchgeführt werden. Der Aufbau des Snubbers hat sich bei den Tests als unzureichend herausgestellt. Dieser müsste im Leiterplattendesign für eine optimale Performance umstrukturiert werden.

Abschliessend kann gesagt werden, dass, der Fehler mit grosser Wahrscheinlichkeit in der externen Beschaltung des UCC28740 liegt.

## Literaturverzeichnis

- cny64-1766932. <https://www.mouser.ch/datasheet/2/427/cny64-1766932.pdf>
- Differences between PSR and SSR in bias power-supply design.* (3. Juni 2021).  
[https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/powerhouse/posts/differences-between-psr-and-ssr-in-bias-power-supply-design](https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/posts/differences-between-psr-and-ssr-in-bias-power-supply-design)
- Dr. Jonas Mühlethaler. (2021). *Netzteil für verkettete Spannung 400V.*
- electrosuisse (2009). *Sicherheit von Transformatoren, Drosseln, Netzgeräten und dergleichen für Versorgungsspannungen bis 1 100 V - Teil 2-16: Besondere Anforderungen und Prüfungen an Schaltnetzteilen (SMPSU) und Transformatoren in Schaltnetzteilen* (Europäische norm EN 61558-2-16).
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. (2006). *Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters: Application Note AN-4147.* <https://www.onsemi.com/>
- Schlien, U. (2020). *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV* (7th ed. 2020). Springer Fachmedien Wiesbaden; Imprint: Springer Vieweg.  
<https://doi.org/10.1007/978-3-658-29490-8>
- Semiconductor, O. UF4001-UF4007 Fast Rectifiers.  
[https://www.mouser.ch/datasheet/2/308/1/UF4007\\_D-2320162.pdf](https://www.mouser.ch/datasheet/2/308/1/UF4007_D-2320162.pdf)
- STMICROELECTRONICS (2013). N-channel 950 V, 4.2 typ., 2 A Zener-protected SuperMESH™ 5 Power MOSFETs in DPAK, TO-220FP, TO-220 and IPAK packages.  
<https://www.mouser.ch/datasheet/2/389/dm00096154-1797897.pdf>
- tbomlin. Microsoft Word - LEA Kapitel 5 Gleichrichter.doc.  
[https://elearning.hslu.ch/ilias/goto.php?target=file\\_4297595\\_download&client\\_id=hslu](https://elearning.hslu.ch/ilias/goto.php?target=file_4297595_download&client_id=hslu)
- Texas Instruments Incorporated. (2013). *UCC28740: Constant-Voltage Constant-Current Flyback Controller Using Optocoupled Feedback.*  
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28740.pdf>
- Texas Instruments Incorporated. (2019). *TIDA-00173: 400-V to 690-V AC Input, 50-W Flyback Isolated Power Supply Reference Design for Motor Drives.*  
<https://www.ti.com/tool/TIDA-00173>
- wa8759. <https://www.coilcraft.com/getmedia/439e5a5b-2fd9-4681-adf5-c4da78da997e/wa8759.pdf>

## Abbildungsverzeichnis

ABBILDUNG 1: VARIANTE UNO .....	6
ABBILDUNG 2: VARIANTE DUE .....	7
ABBILDUNG 3: KAPAZITIVE SPANNUNGSVERSORGUNG .....	8
ABBILDUNG 4: ON-ZUSTAND .....	19
ABBILDUNG 5: OFF-ZUSTAND .....	19
ABBILDUNG 6: VALLEY SWITCHING.....	20
ABBILDUNG 7: GESAMTSYSTEM.....	22
ABBILDUNG 8: SPEISUNG .....	23
ABBILDUNG 9: SIMULATIONSAUFBAU SPEISUNG .....	24
ABBILDUNG 10: SIMULATIONSERGEBNISSE SPEISUNG 1.....	26
ABBILDUNG 11: TINA MODELL.....	27
ABBILDUNG 12: BODE-PLOT MODELL.....	27
ABBILDUNG 13: MESSAUFBAU / MESSERGEBNISSE INRUSH CURRENT.....	28
ABBILDUNG 14: SIMULATION REGELKREIS .....	29
ABBILDUNG 15: SIMULATIONSMODELL FLY-BACK.....	31
ABBILDUNG 16: SIMULATIONSMODELL MOSFET+SNUBBER .....	33
ABBILDUNG 17: SNUBBER .....	34
ABBILDUNG 18: SIMULATIONSMODELL AUSGANGSBESCHALTUNG.....	36
ABBILDUNG 19: SIMULATIONSAUFBAU .....	38
ABBILDUNG 20: SIMULATIONSERGEBNISSE SPANNUNG (MAKRO + MIKRO) .....	39
ABBILDUNG 21:SIMULATIONSERGEBNISSE STROM (MAKRO + MIKRO) .....	40
ABBILDUNG 22:SIMULATIONSERGEBNISSE LEISTUNGEN (MAKRO + MIKRO) .....	41
ABBILDUNG 23:SIMULATIONSERGEBNISSE SPANNUNG (MAKRO + MIKRO) .....	42
ABBILDUNG 24: SIMULATIONSERGEBNISSE STROM (MAKRO + MIKRO) .....	43
ABBILDUNG 25: SIMULATIONSERGEBNISSE LEISTUNG (MAKRO + MIKRO) .....	44
ABBILDUNG 26: AUSZUG DATENBLATT MOSFET .....	45
ABBILDUNG 27: DPAK MOSFET .....	45
ABBILDUNG 28: SIMULATION LEERLAUF .....	46
ABBILDUNG 29: GESAMTES SCHEMA.....	47
ABBILDUNG 30: SCHEMA EINGANGSBEREICH .....	48
ABBILDUNG 31: BESCHALTUNG MOSFET'S .....	49
ABBILDUNG 32: SCHEMA PI-GLIED .....	49
ABBILDUNG 33: SCHEMA RÜCKKOPPLUNGSNETZWERK.....	50
ABBILDUNG 34: SCHEMA AUSGANGSBESCHALTUNG .....	51
ABBILDUNG 35: TABELLE F.1 NORM EN 60664-1:2007.....	52
ABBILDUNG 36: DEFINITION VERSCHMUTZUNGSGRADE .....	53
ABBILDUNG 37: TABELLE F.2 NORM EN 60664-1:2007.....	53
ABBILDUNG 38: TABELLE 109 NORM EN 61558-2-16:2009 .....	54
ABBILDUNG 39: FERTIGES PCB.....	55
ABBILDUNG 40: AUSSCHNITT STEUERUNGSTEIL.....	56
ABBILDUNG 41: UNBESTÜCKTER PRINT .....	57
ABBILDUNG 42: BESTÜCKTER PRINT .....	57
ABBILDUNG 43: SPRUNGANTWORT EINPHASIG .....	58
ABBILDUNG 44: SPRUNGANTWORT ZWEIPHASIG .....	59
ABBILDUNG 45: SPRUNGANTWORT DREIPHASIG .....	59
ABBILDUNG 46: DRAIN-SOURCE SPANNUNG STÖRUNGSFALL .....	61
ABBILDUNG 47: AUSZUG FEHLERFÄLLE .....	61
ABBILDUNG 48: TESTSIGNAL MOSFET .....	63
ABBILDUNG 49: VOLLASTBETRIEB 1 .....	65
ABBILDUNG 50: VOLLASTBETRIEB 2 .....	66
ABBILDUNG 51: SPANNUNGSVERLAUF EINGANG VDD-PIN.....	67
ABBILDUNG 52: FEHLERFÄLLE AUSZUG DATENBLATT .....	68

## Formelverzeichnis

FORMEL 1	32
FORMEL 2	32
FORMEL 3	32
FORMEL 4	35
FORMEL 5	35
FORMEL 6	35
FORMEL 7	35
FORMEL 8: MINIMALE EINGANGSSPANNUNG	67

## Tabellenverzeichnis

TABELLE 1: GEGENÜBERSTELLUNG UNO UND DUE	9
TABELLE 2: BETRIEBSMODI	17
TABELLE 3: NEUE BEZEICHUNGEN	21
TABELLE 4: RAHMENBEDINGUNGEN SPEISUNG	24

## Anhang

Den Anhang dieser Arbeit finden Sie in digitaler Form unter der Bezeichnung «BAT-EIT-FS21-TechDocs-Meyer-1449879».