



Karlsruher Institut für Technologie
Fakultät für Elektrotechnik



Lichttechnisches Institut



Digital Power Systems GmbH

Entwicklung eines langlebigen und digital geregelten Sperrwandler mit sekundärseitiger Regelung

Externe Bachelorarbeit von

Anselm Scherr

23. Juli. 2023

Institutsleitung: Prof. Dr. rer. nat. Uli Lemmer

Betreut von: Dr. Michael Heidinger

Deutsches Abstract

In dieser Abschlussarbeit wird ein digital geregelter Sperrwanler entwickelt. Mit seinem großen Ausgangsspannungs- und Ausgangsstrombereich können viele Betriebspunkte von unterschiedlichen LEDs abgedeckt werden. Damit die Lebensdauer des Netzteils erhöht wird, wurden keine Elektrolytkondensatoren verwendet. Durch den sekundärseitigen Mikrocontroller wird die Regelung digitalisiert, wodurch eine schnelle Anpassung der Regelungstechnik und dynamische Benutzung des Sperrwandlers ermöglicht wird.

Im Folgenden wird detailliert auf die Funktionsweise des Sperrwandlers, des Speichertransformators, der Regelungstechnik sowie der eingesetzten Software und Hardware eingegangen. Anschließend wird der Sperrwandler dimensioniert und die Langlebigkeit und Zuverlässigkeit der Nutzung unter wichtigen EMV-Standards und Performance-Tests überprüft.

English Abstract

A digitally controlled flyback converter is developed in this thesis. Many operating points can be used by different LEDs with its large output voltage and output current range. In order to increase the life of the power supply, no electrolytic capacitors are used. On the secondary side the control is digitized by the microcontroller, which enables quick adjustment of the control technology and dynamic use of the flyback converter.

The functionality of the flyback converter, the transformer, the control technology and the used software and hardware are discussed in detail below. Based on this the flyback converter will be dimensioned and the durability and reliability of use are checked under important EMC standards and performance tests.

Erklärung

Ich versichere hiermit, dass ich meine Bachelorarbeit selbständig und unter Beachtung der Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis im Karlsruher Institut für Technologie (KIT) in der aktuellen Fassung angefertigt habe. Ich habe keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt und wörtlich oder inhaltlich übernommene Stellen als solche kenntlich gemacht.

Karlsruhe, den 23. Juli 2023

Anselm Scherr

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	iv
Tabellenverzeichnis	vi
Quellcode	vii
Symbolverzeichnis	viii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Zielsetzung	1
1.3 Anforderung	2
2 Grundlagen	3
2.1 Sperrwandler Topologie	3
2.2 Sperrwandler-IC	5
2.2.1 Eigenschaften des verwendeten Sperrwandler-ICs	5
2.2.2 Aufbau des verwendeten Sperrwandler-ICs	6
2.3 Speichertransformator	8
2.3.1 Grundlagen des Speichertransformator	8
2.4 Schaltungsblöcke innerhalb des Sperrwandlers	9
2.4.1 Snubber	9
2.4.2 DC-Link Kondensator	9
2.5 Software- und Hardware-Regelkreis	11
2.5.1 Hardware-Regelung des Sperrwandlers	11
2.5.2 Softwareregelung	13
3 Hardware-Konzept	15
3.1 Dimensionierung des Speichertransformators	15
3.1.1 Hauptinduktivität	16
3.1.2 Elektrische Arbeit	16
3.1.3 Luftspalt	17
3.1.4 Windungszahl	18
3.1.5 Lackkabel Durchmesser	18
3.2 Primärseitige Schaltung	19

3.2.1	EMI Filter	20
3.2.2	Brückengleichrichter und DC-Link Kondensatoren	21
3.2.3	Spannungsversorgung des Sperrwandler-ICs	23
3.3	Sekundärseitige Schaltung	25
3.3.1	Ausgangsschaltung	26
3.3.2	Spannungsmessung	27
3.3.3	Strommessung	28
3.3.4	Spannungs-Feedback	29
4	Software-Konzept	30
4.1	Input/Output (IO) und ihre Funktionen	30
4.2	Programmablaufplan der Software	31
4.3	Pulsweitenmodulierung für das Spannungs-Feedback	33
4.4	Interrupt des MCU-Tracers	35
4.5	Analog Digital Converter (ADC)	36
4.5.1	Dimensionierung des ADCs	36
4.6	Implementierung der Softwareregelung	38
4.6.1	Spannungsregelung	38
4.6.2	Stromregelung	40
5	Messergebnisse	41
5.1	Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)	41
5.1.1	EMV Eingangsmessung	41
5.1.2	EMV Ausgangsmessung	43
5.2	Einschaltverhalten	44
5.3	Ausschaltverhalten	45
5.4	Konstanter Strom- und Spannungszustand	46
5.5	Lastanschluss	48
5.6	Lasttrennung	50
5.7	Peak-Current Mode	51
5.8	Peak-to-peak Ausgangsstrom	52
5.9	Temperatur der Platine	53
6	Zusammenfassung	54
	Literaturverzeichnis	viii
	Anhang	x

Abbildungsverzeichnis

2.1	Schaltung des Sperrwandlers. Entnommen aus [1, S.77].	3
2.2	Spannungs- und Stromverläufe im DCM. Entnommen aus [1, S.81].	4
2.3	Blockdiagramm des AP3301K6TR-G1. Entnommen aus [2, S.3]. .	6
2.4	Schutzfunktion von AP3301K6TR-G1. Entnommen aus [2, S.12]. .	7
2.5	Snubber-Schaltung	9
2.6	Aufbau des gesamten Regelkreises des DPS-Netzteil	11
2.7	Blockdiagramm der Hardware Regelung von dem PCM Controller. entnommen aus [2].	12
2.8	Programmablaufplan der Softwareregelung	13
2.9	Spannungsregler: Kaskadenregler, mit einem inneren quadrati- schen P-Regler und einem äußeren I-Regler	14
2.10	Stromregelung mit einem PI-Regler	14
3.1	Vereinfachter Hardware-Aufbau des DPS-Netzteils	15
3.2	Aufbau der Primärseite des DPS-Netzteils	19
3.3	Netz-Filter Schaltung	20
3.4	Primärseite des DPS-Netzteils	21
3.5	Schaltung des Spannungsreglers, für Die Spannungsversorgung des Sperrwandler-IC	24
3.6	Aufbau der Sekundärseite des DPS-Netzteils	25
3.7	Vereinfachter Schaltplan der Sekundärseite des DPS-Netzteils . .	26
3.8	Schaltung der Spannungsmessung mit Differenzverstärker	27
3.9	Schaltung der Strommessung mit Differenzverstärker	28
3.10	Digital Isolator-Schaltung, zur Übertragung der Feedback-Spannung von Sekundär- auf Primärseite	29
4.1	Programmablaufplan der verwendeten Software	32
5.1	Versuchsaufbau der EMV-Messung	41
5.2	EMV-Eingangsmessung, Average Voltage Detector, Voll-Last . . .	42
5.3	EMV-Eingangsmessung, Quasi-Peak Detector, voll-Last	42
5.4	EMV-Ausgangsmessung, Average Voltage Detector, Voll-Last . . .	43
5.5	EMV-Ausgangsmessung, Quasi-Peak Detector, Voll-Last	43
5.6	Allgemeiner Testaufbau	44
5.7	Einschaltverhalten des DPS-Netzteils	45
5.8	Ausschaltverhalten des DPS-Netzteils	46

5.9	Konstanter Strom- und Spannungszustand, bei minimaler Ausgangsspannung und maximalem Strom	47
5.10	Konstanter Strom- und Spannungszustand, bei maximaler Ausgangsspannung und minimalem Strom	48
5.11	Lastanschluss, durch einschalten des Ausgangs	49
5.12	Lasttrennung, durch ausschalten des Ausgangs	50
5.13	SW (orange), SENSE (lila)	51
5.14	peak-to-peak Strom in Abhängigkeit der elektrischen Leistung . .	52
5.15	Kamera Bild des DPS-Netzteils	53
5.16	Wärmebild des DPS-Netzteils	53

Tabellenverzeichnis

1.1	Spezifikationen des DPS-Netzteils	2
4.1	Auflistung der verwendeten PINs und deren Funktionen	31
A.1	Auflistung der verwendeten Messgeräte	x
A.2	Widerstandswerte	xi
A.3	Kondensatorwerte	xii

Quellcodeverzeichnis

4.1	Berechnung und setzten des Tastgrads	33
4.2	Interrupt-Routine des MCU-Tracers	35
4.3	Funktion für die Spannungsberechnung	37
4.4	Funktion für die Stromberechnung	37
4.5	Berechnung der Regeldifferenz (error) und Aufsummierung dessen	38
4.6	Anwendung des I-Reglers	39
4.7	Anwendung des quadratischen P-Reglers	39
4.8	Deaktivierung der Stromregelung	40
4.9	Anwendung des PI-Reglers	40

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AC	Alternating current
ADC	Analog Digital Converter
CC	Constant Current
CCM	Continuous Conduction Mode
CV	Constant Voltage
DC	Direct current
DEM	demagnetization Mode
DUT	Device Under Test
EMI	Electromagnetic interference
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FOCP	Fast Over Current Protection
FPU	Floating Point Unit
HAL	Hardware Abstraction Layer
IC	Integrated Circuit
L	Phasenleiter
LEB	Leading-Edge Blanking
LED	Light Emitting Diode
LISN	Line Impedance Stabilization Network
LL	Low Layer
LSB	Least Significant Bit
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
N	Nulleiter
OpAmp	Operationsverstärker
OPP	Over Power Protection
OSC	Oscillator
PWM	Pulsweitenmodulation
QR	Quasi Resonant
SOVP	Secondary side Over Volage Protection
SWD	Serial Wire Debug
TVS	Transient Voltage Suppressor
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
UVP	Under Voltage Protection

Formelzeichen

μ_0	magnetische Feldkonstante
μ_e	effektive Permeabilität

μ_r		relative Permeabilität
\hat{V}		Spannungsamplitude
A_e		effektive magnetische Fläche
A_L		magnetischer Leitwert
A_{min}		minimale magnetische Fläche
l_e		effektive magnetische Länge
A		Fläche
B		magnetische Flussdichte
C		Kapazität
d		Durchmesser
d	/ Δ	Differenz
E		elektrische Energie
f		Frequenz
g		Gap (Luftspalt)
H		magnetische Feldstärke
I		elektrischer Strom
L		Induktivität
l		Länge
N		Wicklung
P		elektrische Leistung
S		elektrische Stromdichte
U		elektrische Spannung
u		Windungsverhältnis
V		Volumen

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Um die Sicherheit des Flugverkehrs bei Nacht oder schlechten Sichtverhältnissen zu gewährleisten, müssen Gebäude und andere Objekte mit Hindernisfeuern und Gefahrenfeuern kenntlich gemacht werden. Gebäude oder Objekte, die höher als 45m sind, werden durch Nieder-, Mittel- oder Hochleistungshindernisfeuer[3] kenntlich gemacht. Diese Vorgabe gilt auch für Windenergieanlagen, welche darüber hinaus mit Blattspitzen-Hindernisfeuern[3] ausgerüstet werden müssen.

Ziel dieser Bachelorarbeit ist es, für Hindernisfeuer an Windenergieanlagen einen digital geregelten Sperrwandler mit langer Lebensdauer und großem Strom- und Spannungsbereich zu entwickeln. Mithilfe eines Mikrocontrollers soll neben dem Messen der Spannung und des Stroms insbesondere ein Konzept der digitalen Regelung erarbeitet werden. Die dynamische Einstellung des Spannung- und Stromausgangs werden über externe Kontakte ermöglicht. Die Zuverlässigkeit des Netzteils wird durch verschiedene Betriebspunkte im Zusammenhang mit der elektromagnetischen Verträglichkeit nach der CISPR 32 Klasse A geprüft.

1.2 Zielsetzung

Um die LEDs des Hindernisfeuers zu betreiben, wird in dieser Arbeit ein 230 V_{ac,eff} Netzteil mit folgenden Funktionen entwickelt:

- Ausgabe von Konstantstrom und Konstantspannung
- Einstellbarkeit von vier Dimm-Stufen über ein Computer-Programm
- Einstellbarkeit der per Relay auszulösenden Spannung und Strom über ein Computer-Programm

- Auswählbarkeit der vier Dimm-Stufen über zwei externe Kontakte
- Ausschaltbarkeit des Netzteils über einen externen Kontakt
- Blinkimpuls über einen externen Kontakt für das Ein- und Ausschalten den Ausgangs.

1.3 Anforderung

Die Anforderungen basieren auf einem spezifischen Kundenprofil für die Anwendung des DPS Netzteils. In der Tabelle 1.1 werden die konkreten Anforderungen und deren Dimensionen aufgelistet.

Eingangsspannung	$230 V_{ac,eff}$
Ausgangsspannung	$10 V_{out,min}$ bis $60 V_{out,max}$
Ausgangsleistung	15 W
Ausgangsstrom	$0.1 A_{min}$ bis $1.2 A_{max}$
Meldekontakt	Ein Relay mit zwei Relaykontakten mit folgenden Charakteristiken: $230 V_{ac}$, 2 A und 60 W
Betriebsmodi	Konstantstrom/Spannung und Blinkender Konstantstrom/Spannung über externen Kontakt
Sicherheitsfunktionen	<ul style="list-style-type: none"> • Kurzschlusschutz • Leerlaufschutz • Unterseitige Schutzlackierung • Galvanische Trennung • Transientschutz

Tabelle 1.1: Spezifikationen des DPS-Netzteils

Kapitel 2

Grundlagen

In diesem Kapitel wird die Funktionsweise des Sperrwandlers erläutert, der Speichertransformator und der Aufbau der Software- und Hardware-Regelkreis erklärt.

2.1 Sperrwandler Topologie

Der Sperrwandler ist durch den Speichertransformator galvanisch getrennt. Er kann als Hochsetztsteller oder als Tiefsetztsteller fungieren[1]. In diesem Kapitel wird der Sperrwandler als Tiefsetztsteller betrachtet und die beiden Betriebsarten, Discontinuous-Conduction-Mode (DCM) und Continuous-Conduction-Mode (CCM) erklärt. Die Grundlagen des Speichertransformators werden ausführlich in dem Kapitel 2.3 Speichertransformator behandelt.

In der Abbildung 2.1 ist ein minimalistischer Aufbau des Sperrwandlers zu sehen.

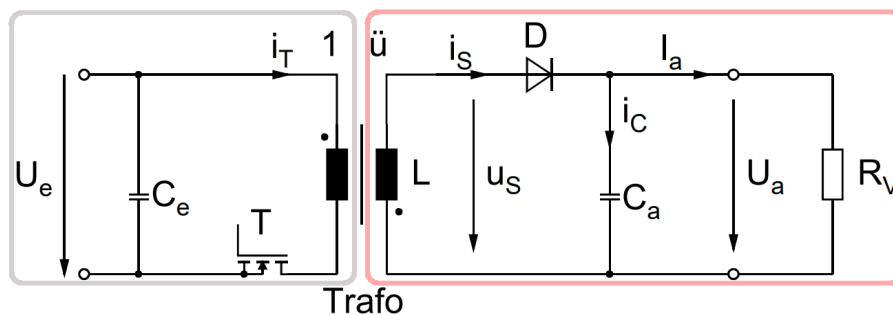


Abbildung 2.1: Schaltung des Sperrwandlers. Entnommen aus [1, S.77].

Der grau umrahmte Bereich (links) stellt die Primärseite dar. Auf dieser Seite befindet sich die Eingangsspannung U_e , der Kondensator C_e und der MOSFET T . Der pink umrahmte Bereich (rechts) stellt die Sekundärseite dar, darin befindet sich die Diode D , die Ausgangskapazität C_a , die Ausgangsspannung U_a und der

Verlustwiderstände R_V . Zwischen der Primär- und Sekundärseite befindet sich der Speichertransformator L . In Abbildung 2.2 ist der Spannungs- und Stromverlauf im DCM dargestellt. Im obersten Diagramm ist die Ausgangsspannung (U_a) und die Eingangsspannung (U_e) im Verlauf der Zeit aufgezeichnet. In dem mittleren Teil des Diagramms ist der Stromverlauf der Primärseite (i_T) über die Zeit dargestellt. Im unteren Diagramm ist der Stromverlauf der Sekundärseite (i_s) ebenfalls über die Zeit aufgezeichnet.

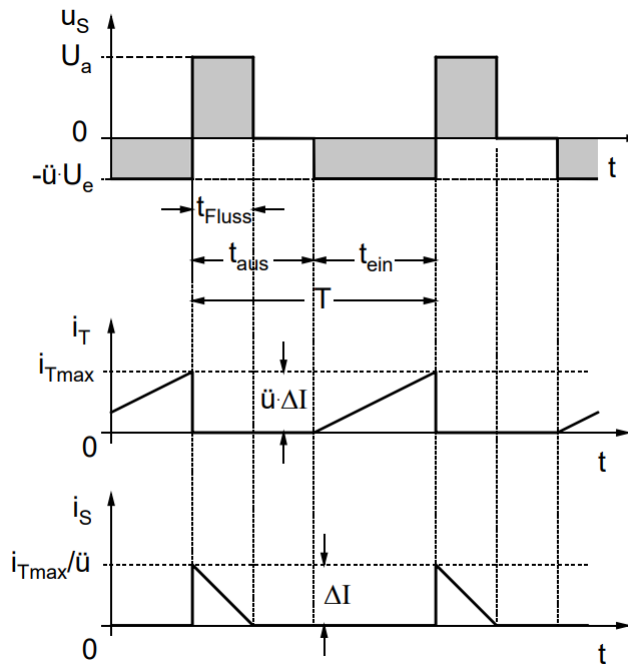


Abbildung 2.2: Spannungs- und Stromverläufe im DCM. Entnommen aus [1, S.81].

Wenn der MOSFET T eingeschaltet ist (t_{ein}), nimmt der Strom (i_T) durch die Hauptinduktivität zu[1]. Dabei sperrt die Diode D den Stromfluss auf der Sekundärseite und ein Magnetfeld baut sich in dem Speichertransformator auf.

In der nächsten Periode sperrt der MOSFET T (t_{aus}). Dadurch wird Strom (i_s) in Flussrichtung der Diode auf die Sekundärseite geleitet. C_e und C_a sind Blockkondensatoren. Da bei Schaltvorgängen die Spannung durch den impulsartigen Strom einbrechen kann, sorgen die Kondensatoren für eine konstante Ein- und Ausgangsspannung.

In dem DCM-Verfahren wird, der Strom in dem Speichertransformator zu Null bevor der MOSFET T wieder leitet. Dadurch ruht der Speichertransformator zu dem Zeitpunkt $t_{aus} - t_{fluss}$.

Im Gegensatz zu dem DCM-Verfahren, fällt in dem CCM-Verfahren der Strom in dem Speichertransformator nicht auf Null bevor der MOSFET wieder leitet. Die Energie wird dadurch in dem Speichertransformator zu dem Zeitpunkt t_{aus} gespeichert.

2.2 Sperrwandler-IC

2.2.1 Eigenschaften des verwendeten Sperrwandler-ICs

Bei dem in dieser Arbeit verwendeten Sperrwandler-IC handelt sich um einen Peak-Current-Mode (PCM) Controller. Dieser ermittelt mit Hilfe der Feedback Spannung einen Peak-Strom, welcher als Abschaltswelle für den MOSFET dient. Genauer wird auf die PCM-Regelung im Abschnitt 2.5.1 Hardware Regelung des Sperrwandlers eingegangen.

Der Sperrwandler-IC arbeitet in drei verschiedenen Modi[2]: Burst Modus, Quasi-Resonant Modus und Continuous-Conduction-Mode (CCM).

- Burst Modus

Das System arbeitet im Burst Modus, wenn keine oder nur eine geringe Last am Ausgang anliegt. Dabei werden eine Reihe Schaltimpulse ausgelassen, wodurch die Schaltverluste des MOSFETs reduziert werden. Die Schaltfrequenz f_s liegt in diesem Modus bei 22 kHz[2] .

- Quasi-Resonant Modus

Bei leichter und mittlerer Last am Ausgang arbeitet das System im Quasi-Resonant (QR) Modus. Der MOSFET wird erst dann eingeschaltet, wenn die Spannung V_{DS} eines ihrer Minima erreicht hat, wodurch die Schaltverluste des MOSFETs gering gehalten werden. Mit sinkender Last werden mehr Minimas übersprungen. Die Schaltfrequenz steigt mit steigender Last von 22 kHz bis 120 kHz[2] .

- CCM

Wenn die Schaltfrequenz bei steigender Last im Valley1 unter 62 kHz fällt, arbeitet der Sperrwandler-IC im CCM Modus.

2.2.2 Aufbau des verwendeten Sperrwandler-ICs

Bei dem ausgewählten Sperrwandler-IC handelt es sich um den AP3301K6TR-G1 von Diodes Incorporated. Dies ist ein PCM, QR, PWM controller[2]. Er zeichnet sich durch seinen Multi-Mode Betrieb und seine Sicherheitsfunktionen aus.

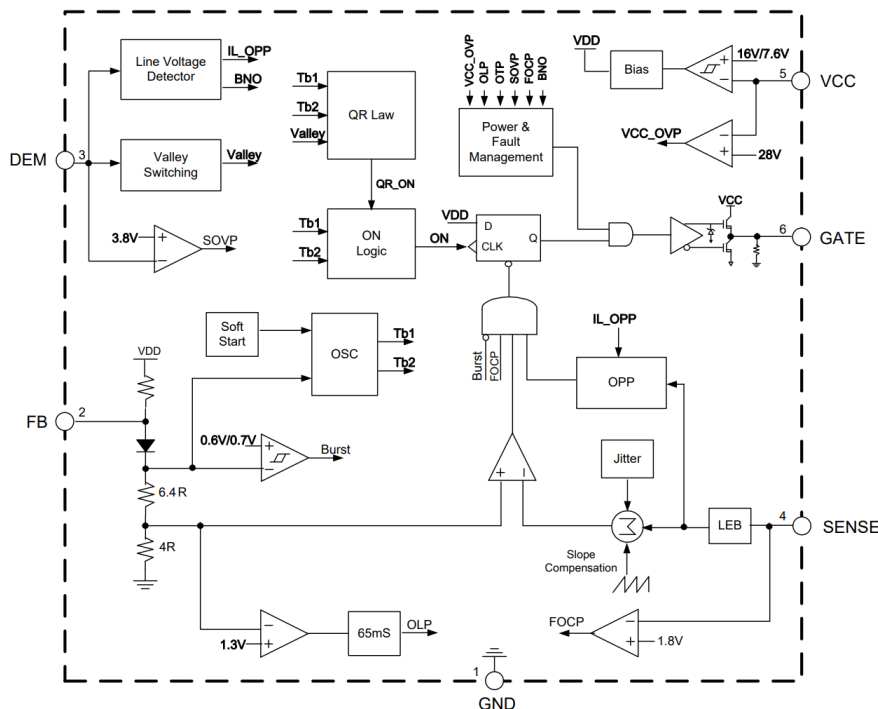


Abbildung 2.3: Blockdiagramm des AP3301K6TR-G1. Entnommen aus [2, S.3].

Das Blockdiagramm in Abbildung 2.3 fängt oben links mit dem Ground-Pin (1) an. Der Feedback Pin FB-Pin (2) ist mit dem Spannungsisolator verbunden. Intern wird der Spannung einer Verstärkung von $\frac{1}{3}$ verpasst und in Peak-Strom umgewandelt. Mit OSC wird die Schaltfrequenz bestimmt. Ist die FB-Spannung unter 0.6 V/1.7 V geht der Sperrwandler-IC in Burst Modus. Der Entmagnetisierungs DEM-Pin (3), dient als Minima Erkennung im QR Modus, als Brown-out Sicherung und als OPP. Unten rechts ist der SENSE-Pin (4) zu erkennen. Dieser misst den Strom zwischen dem MOSFET und GND. Die Leading-Edge-Blanking (LEB) verhindert falsches Schalten des MOSFETs. Die Slope Compensation stabilisiert das System bei einem Tastgrad über 50%. Darüber befindet sich der GATE-Pin (6). Er ist der Ausgang des Hardware-Reglers. Die Regelung hierzu wird in dem Kapitel, 2.5.1 Hardware Regelung erklärt. Dieser beschaltet das Gate des MOSFETs. Am rechten oberen Ende befindet sich die Versorgungsspannung VCC-Pin (5).

Im Nennbetrieb des Sperrwandler-ICs, benötigt dieser eine Versorgungsspannung von 10 V bis 25 V. Ist die Spannung zu gering oder zu hoch, wird der Sperrwandler-IC die Under-Voltage-Protection (UVP) oder Over-Voltage-Protection (OVP) aktivieren. Um eine stabile Stromübertragung gewährleisten zu können besitzt der IC eine Brownout-Sicherung, die mit der Abbildung 2.4 im folgenden erklärt wird.

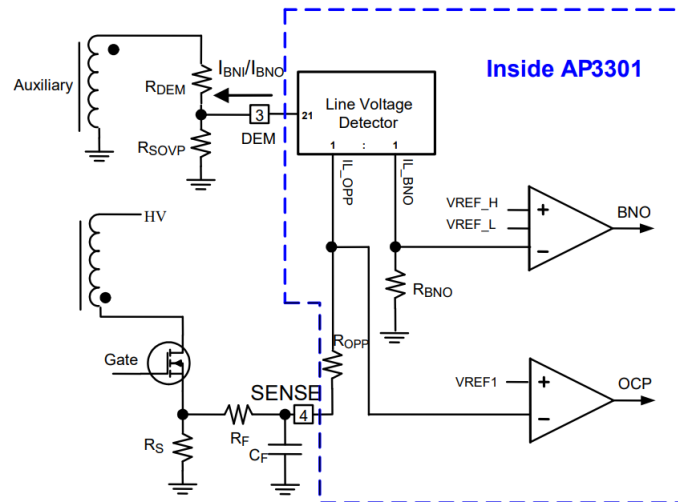


Abbildung 2.4: Schutzfunktion von AP3301K6TR-G1. Entnommen aus [2, S.12].

Während des Einschaltintervalls des MOSFETs, fließt ein Strom I_{BNO} über den Widerstand R_{DEM} an dem DEM-Pin (3). Daraus wird mit dem Widerstand R_{BNO} eine Spannung V_{BNO} erzeugt. Diese Spannung wird mit der internen fixen Schwellenwertspannung verglichen. Ist V_{BNO} unter dem fixen Schwellenwert wird die Brownout-Sicherung aktiviert und der MOSFET wird nicht angesteuert. Zugleich funktioniert der DEM-Pin (3) (Abbildung 2.4) auch als Secondary-side-Over-Voltage-Protection (SOVP). Wenn die Spannung an dem DEM-Pin über 3.8 V geht, wird der MOSFET nicht mehr angesteuert. Überschreitet der SENSE-Pin (4) 0.96 V, löst die Over-Current-Protection (OCP) aus. Weitere Sicherheitsfunktionen wie Over-Load-Protection (OLP), Over-Temperature-Protection (OTP), Over-Voltage-Protection (OVP), Under-Voltage-Protection (UVP), Floating-Protection und Short-Protection sind in dem IC vorhanden.

2.3 Speichertransformator

2.3.1 Grundlagen des Speichertransformator

Die Grundlegende Funktion des Speichertransformators wird im Folgenden anhand der Abbildung 2.1 im Kapitel 2.1 Sperrwandler Topologie erklärt. Die Erklärungen nehmen einen idealen Speichertransformator an.

Ist der MOSFET an (t_{ein}), steigt der Strom durch die Hauptinduktivität L_p an[1]. Der Speichertransformator speichert die Energie in seiner Hauptinduktivität[1]. Die primär- und sekundären Wicklungen befinden sich auf dem gleichen Kern, wodurch beide Seiten von dem gleichen magnetischen Fluss durchflossen werden. Sperrt er (t_{aus}), kann der Strom (i_T) nicht mehr weiter fließen. Der magnetische Kreis fordert einen Stromfluss[1], wodurch der Strom (i_s) über die Diode D auf der Sekundärseite erfolgt. Die magnetische Energie wird beim Leiten des MOSFETs T in einem Luftspalt gespeichert und beim sperren auf die Sekundärseite übertragen, daher wird der Wandler auch Sperrwandler genannt.

Die Berechnungen des Speichertransformators wird in dem Kapitel 3.1 Dimensionierung des Speichertransformators durchgeführt.

2.4 Schaltungsblöcke innerhalb des Sperrwandlers

2.4.1 Snubber

Bei dem Sperren des MOSFETs kann eine hohe Spannung an Drain-Source entstehen. Verursacht wird diese durch die Streuinduktivität des Speichertransformators L . Die Abbildung 2.5 zeigt einen DC-Snubber. Ein Snubber ist eine Dämpf-Schaltung. Er besteht aus einer Gleichrichterdiode $D2$, die in Sperr-Richtung zu dem MOSFET verschaltet ist und einer TVS Diode $D1$, die in Fluss-Richtung zu dem MOSFET verschaltet ist.

Damit die Spannung nicht zu groß wird, wird beim Sperren des MOSFETs die Spannung, durch $D2$ auf $D1$ geleitet. $D1$ wird durch die Überspannung kurz geschlossen. Somit dämpft der Snubber die, durch die Streuinduktivität des Speichertransformators erzeugte Überspannung.

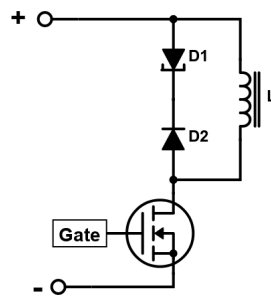


Abbildung 2.5: Snubber-Schaltung

2.4.2 DC-Link Kondensator

Die Wechselspannung am Eingang des Netzteils wird, durch den Gleichrichter auf Gleichspannung gleichgerichtet. Der darauf folgende DC-Link Kondensator ist für die Stabilisierung der Eingangsspannung zuständig. Nach der Norm EN50160 muss die Eingangsspannung bei einem Einbruch für 10ms erhalten bleiben. Mithilfe der Energie $E_{DC,Link}$ kann C_3 bestimmt werden.

$$E_{DC,Link} = U_{out,max} I_{out,betr.} t_{hold-up} \quad \text{mit } t_{hold-up} = 10 \text{ ms} \quad (2.1)$$

$$E_{DC,Link} = \frac{1}{2} C_3 \Delta U^2 \quad (2.2)$$

Der Strom $I_{out,betr.}$ ist der Strom im Betriebspunkt des Netzteils. Dieser darf zusammen mit der Spannung $U_{out,max}$, nicht die maximale Leistung von 15 W

überschreiten. Setzt man (2.1) und (2.2) gleich und löst nach C_3 auf, erhält man:

$$C_3 = \frac{2E_{DC,Link}}{(U_{max}^2 - U_{min}^2)} \quad (2.3)$$

Setzt man für $U_{max}^2 = \hat{V}^2$ ein, erhält man:

$$C_1 = \frac{2E_{DC,Link}}{(\hat{V})^2 - U_{min}^2} \quad (2.4)$$

Mit der Gleichung (2.4), wird in dem Kapitel 3.2.2 Brückengleichrichter und DC-Link Kondensatoren die DC-Link Kapazität bestimmt.

Um die Lebensdauer des Kondensators zu erhöhen, werden kein Elektrolytkondensatoren, sondern ein Folienkondensatoren für C_3 verwendet. Elektrolytkondensatoren weisen eine Lebensdauer von 10.000 Stunden bei 105°C auf. Die Lebensdauer ist stark von der Temperatur abhängig, wobei die Alterung bei minimaler Steigerung der Umgebungstemperatur massiv ansteigt. Wo hin gegen Folienkondensatoren eine Lebensdauer von über 1.000.000 Stunden haben. Der Nachteil dieses Kondensators ist die, auf die große Größe betrachtete, kleine Kapazität [4].

2.5 Software- und Hardware-Regelkreis

Der Regelkreis ist dafür zuständig, die gewollte Ausgangsspannung und Ausgangsstrom ein zu stellen und möglichst konstant zu halten. Er stellt das zentrale Gütekriterium dar. Auf die detaillierte Implementierung des Software-Regelkreises wird in dem Kapitel 4.6 und die des Hardware-Regelkreises in Kapitel 3.2 und 3.3 eingegangen.

In Abbildung 2.6 ist der gesamte Regelkreis des DPS Netzteil abgebildet. Dieser besteht aus einem Software (blau) - und einem Hardware-Abschnitt (grün). In dem Software-Abschnitt wird der Strom I_{ist} und die Spannung U_{ist} über den Analog-Digital-Converter eingelesen. Mithilfe dieser Werte, wird durch die Spannungs- und Stromregelung die Feedback-Spannung berechnet und übertragen. In dem Hardware-Abschnitt (grün) wird mit dem PCM und der Hauptinduktivität L die zu übertragende Energie bestimmt. Störeinflüsse durch die Ausgangslast werden durch die Energie E_{error} dem Regelkreis hinzugefügt. Die Ausgangsspannung wird durch die Ausgangskapazitäten und der Energie E bestimmt. Mit den Differenzverstärker wird I_{ist} / U_{ist} gemessen und an den ADC des Mikrocontrollers übergeben.

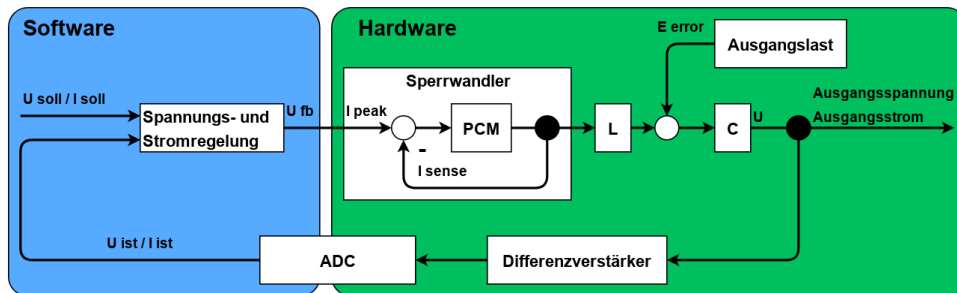


Abbildung 2.6: Aufbau des gesamten Regelkreises des DPS-Netzteil

2.5.1 Hardware-Regelung des Sperrwandlers

In diesem Unterkapitel wird der Peak-Current-Mode (PCM) des Sperrwandler-IC erklärt. Die Gleichung (2.5) zeigt die Berechnung des Spitzenstrom I_{peak} . Sie ist aus dem Datenblatt des Sperrwandler-ICs[2] entnommen.

$$I'_{peak} = \frac{(U_{fb} - 1)}{3R_s} \quad (2.5)$$

I_{peak} und I_{sense} werden am Komparator in Abbildung 2.7 miteinander verglichen. Das AND-Gatter wird bei anliegender 1, der Referenz und Fast Over Current Protection (FOCP) eine 1 ausgeben. Bei allen anderen anliegenden Möglichkeiten gibt das Gatter eine 0 aus. Die On Logic gibt den Takt vor. Wenn an Vdd eine 1 anliegt, schaltet F nach jeder Taktperiode um. Wenn Vdd 0 ist, wird der F entweder zurück auf 0 gesetzt oder behält den vorherigen Zustand. Das Power & Fault Management entscheidet mit dem F Signal, ob der Treiber eine Eins oder Null erhält. Mit dem Gate Treiber wird das MOSFET Gate beschaltet. Die von dem MOSFET und der Hauptinduktivität L bereitgestellte Energie wird über den Speichertransformator auf die Sekundärseite übertragen.

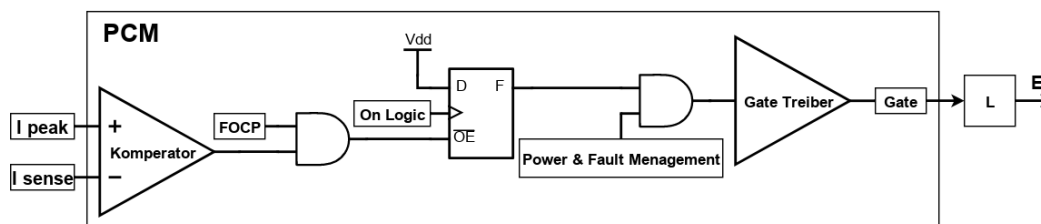


Abbildung 2.7: Blockdiagramm der Hardware Regelung von dem PCM Controller. entnommen aus [2].

2.5.2 Softwareregulung

Der Programmablaufplan, der Software Regler wird in Abbildung 2.8 dargestellt. Mit den gemessenen ADC-Werten wird in der Spannungs- und Stromregelung, die zu übertragende Energie berechnet. Dabei wird die kleinste Energie der beiden Regler bestimmt und in den Strom I'_{peak} umgerechnet. Mit der Gleichung (2.5) wird der Tastgrad für die PWM berechnet. Dieser Ablauf wird alle $62.2\text{ }\mu\text{s}$ wiederholt. Wie die Spannungsübertragung genau statt findet, wird in dem Kapitel 3.3.4 Spannungs-Feedback und 4.3 Pulsweitenmodulierung für das Spannungs-Feedback erklärt.

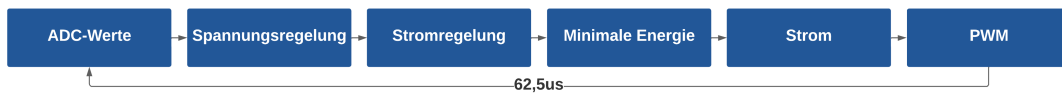


Abbildung 2.8: Programmablaufplan der Softwareregulung

In den folgenden Unterkapiteln werden die Funktionsweise des Spannungsreglers und des Stromreglers erklärt.

2.5.2.1 Spannungsregelung

Ein Kaskadenregler mit einem quadratischen P-Anteil und einem I-Regler wird in Abbildung 2.9 gezeigt. Der P-Regler regelt die Regeldifferenz zwischen $(U_{soll} - U_{ist})$ ein. Der I-Anteil summiert mit der Zeit die Regeldifferenz auf und verstärkt diese, mit einem Faktor i_{error} . Das Ergebnis daraus ist die Stellgröße $U_{soll,v2}$. Mit der Energie-Formel des Kondensators

$$E_a = \frac{1}{2} C_a U_{ist}^2 \quad (2.6)$$

ist zu erkennen, dass die U_{ist} Spannung quadratisch ist. Der Regler P_q regelt somit die Regeldifferenz $(U_{soll}^2 - U_{ist}^2)$ quadratisch. Mit der Energie-Formel der Spule

$$E_{spule} = \frac{1}{2} L I_{peak}'^2 \quad (2.7)$$

$$I_{peak}' = \sqrt{\frac{2E_{spule}}{L}} \quad (2.8)$$

wird die kleinste Energie, der beiden Regler in den I'_{peak} Strom umgerechnet. Stellt man die Gleichung (2.5) nach U_{fb} um, kann mit dieser, die zu übertragende Feedback-Spannung berechnet und mit dem PWM auf die Primärseite übertragen werden.

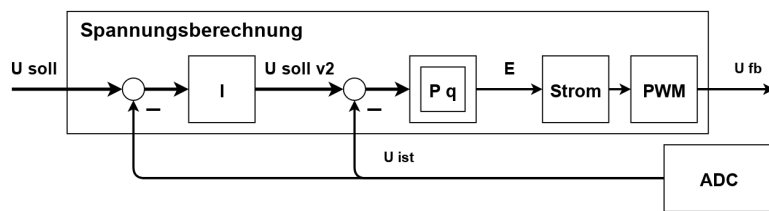


Abbildung 2.9: Spannungsregler: Kaskadenregler, mit einem inneren quadratischen P-Regler und einem äußeren I-Regler

2.5.2.2 Stromregelung

Der PI-Regler für die Stromregelung, wird in der Abbildung 2.10 gezeigt. Der P-Anteil regelt die Regeldifferenz zwischen $(I_{soll} - I_{ist})$ ein. Der I-Anteil regelt mit der Zeit kleine Abweichungen aus. Wie auch in der Spannungsregelung, wird die kleinste Energie der beiden Regler ausgewählt und mit der Gleichung (2.7) in den Strom I'_{peak} umgerechnet. Mit der Umgestellten Gleichung (2.5), wird die Spannung U_{fb} ausgerechnet und mit dem PWM auf die Primärseite übertragen.

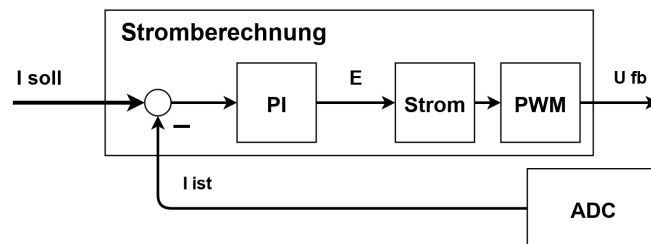


Abbildung 2.10: Stromregelung mit einem PI-Regler

Kapitel 3

Hardware-Konzept

Anhand des Vereinfachten Hardware-Aufbaus in Abbildung 3.1, wird in den folgenden Kapiteln das Hardware-Konzept für das DPS-Netzteil dimensioniert.

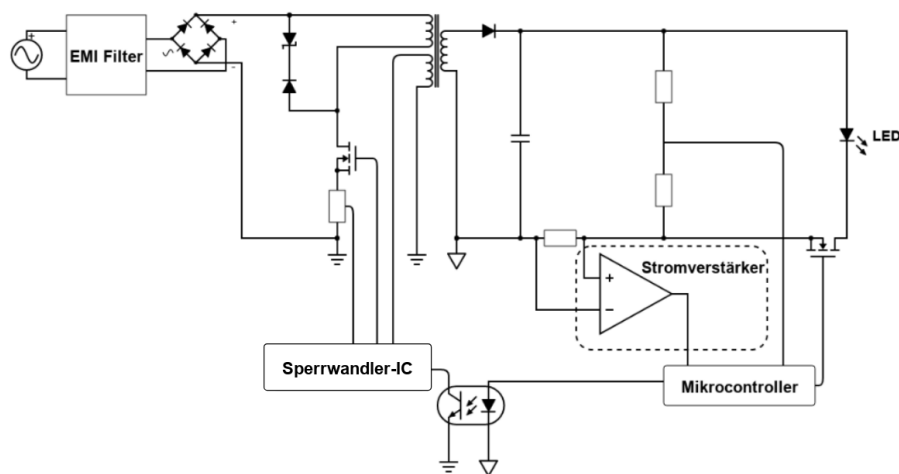


Abbildung 3.1: Vereinfachter Hardware-Aufbau des DPS-Netzteils

3.1 Dimensionierung des Speichertransformators

Ein zentrales Element eines Sperrwandlers ist die Dimensionierung des Speichertransformators. Angefangen mit der Hauptinduktivität wird der Speichertransformator dimensioniert.

3.1.1 Hauptinduktivität

Die Primärinduktivität des Speichertransformator wird mithilfe der Formeln

$$L = \frac{U_{a,max}^2 U_{DC-Link,min}}{2I_{a,max} f_{s,mid} (U_{DC-Link,min} u + U_{a,max})^2} \quad (3.1)$$

aus [1, S. 80] berechnet. Mit dem Übertragungsverhältnis

$$u = \frac{U_{eff}}{U_{out,max}} = 3,83 \quad (3.2)$$

Die minimale DC-Link-Spannung wird auf $U_{DC-Link,min} = 200$ V festgelegt. Mit den Werten $U_{minimal} = 5$ V, $f_{s,mid} = 65$ kHz und $I_{a,max} = 1.2$ A erhält man

$$L = 389.7 \mu\text{H} \quad (3.3)$$

Dabei ist dies das obere Limit. Aufgrund von mehreren getesteten Induktivitäten wurde die Hauptinduktivität zu $L = 370 \mu\text{H}$ ausgewählt.

3.1.2 Elektrische Arbeit

Die geforderte maximale Leistung beträgt $P_{sec} = 15$ W. Diese Leistung bezieht sich nur auf die LED-Leistung und nicht auf die Leistungen des Relays, Mikrocontrollers, OpAmps, der passiven Bauelementen und der primärseitigen Leistung. Um genug Marge zu haben, wird die Sekundärleistung verdoppelt.

$P_{Trafo} = 30$ W

$$W_{Trafo,ideal} = P_{Trafo} \frac{1}{f_{s,max}} \quad (3.4)$$

Mit $P_{Trafo} = 30$ W und $f_{s,max} = 120$ kHz.

$$W_{Trafo,ideal} = 250 \mu\text{J} \quad (3.5)$$

Um auch bei der Energie des Trafos genügend Marge zu haben, erhöht man die Energie um 30%

$$W_{Trafo,real} = W_{Trafo,ideal} 1,3 \quad (3.6)$$

$$W_{Trafo,real} = 325 \mu\text{J} \quad (3.7)$$

$W_{Trafo,real}$ wird im folgenden Abschnitt 3.1.3 dafür benötigt, die effektive Permeabilität auszurechnen.

3.1.3 Luftspalt

Mithilfe der Feldenergie wird die effektive Permeabilität ausgerechnet. Mit der effektiven Permeabilität und dem Datenblatt Ferrites and Accessories[5, S. 2] wird im Anschluss die Primärwicklung ausgerechnet.

$$E_{Feld} = \frac{1}{2} \int \vec{H} \vec{B} dV \quad (3.8)$$

$$E_{Feld} = \frac{1}{2} \vec{H}_{Fe} \vec{B}_{Fe} V_{Fe} + \frac{1}{2} \vec{H}_{\delta} \vec{B}_{\delta} V_{\delta} \quad (3.9)$$

$$\text{mit } \vec{B}_{Fe} \sim \vec{B}_{\delta} \text{ und } B = \mu_0 \mu_r H; V_{Fe} = l_{Fe} A; V_{\delta} = \delta A \quad (3.10)$$

$$W_{Feld} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \frac{l_{Fe}}{(\mu_r + \delta)} A \quad (3.11)$$

Die Hersteller von den Ferritkernen geben für die Gleichung (3.8) folgende Ersatzwerte an:

$$\frac{l_{Fe}}{(\mu_r + \delta)} A = A_e \frac{l_e}{\mu_e} \quad (3.12)$$

Wenn man die Gleichung (3.12) in (3.11) einsetzt erhält man:

$$E_{Feld} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \frac{l_e A_e}{\mu_e} \quad \text{mit } B = 0,3T \frac{A_{min}}{A_e} \quad (3.13)$$

$$E_{Feld} = \frac{1}{2} \frac{(0,3T \frac{A_{min}}{A_e})^2 A_e l_e}{\mu_0 \mu_e} \quad \text{mit } E_{Feld} \stackrel{\wedge}{=} W_{Trafo,real} \quad (3.14)$$

$$\Leftrightarrow \mu_e = \frac{1}{2} \frac{(0,3T \frac{A_{min}}{A_e})^2 A_e l_e}{\mu_0 W_{Trafo,real}} \quad (3.15)$$

Um genügend Wicklungen um den Kern zu bekommen, wurde E 25/13/17 (EF 25) ausgewählt. Mit den Daten aus dem Datenblatt[5, S. 2]: $A_{min} = 51.5 \text{ mm}^2$; $A_e = 52.5 \text{ mm}^2$; $l_e = 57.5 \text{ mm}$ erhält man:

$$\mu_e = 346,74 \quad (3.16)$$

μ_e bildet die kleinst mögliche Auswahl, für den Luftspalt dar. Die Mindestgröße für den Luftspalt liegt somit bei $g = 0.1 \text{ mm}$ [5, S. 2]. Damit genug Energie im Luftspalt gespeichert werden kann, wurde der Luftspalt $g = 1 \text{ mm}$ ausgewählt.

3.1.4 Windungszahl

Die Wicklungen werden mit $A_L = 91 \text{ nF}$ wie folgt berechnet.

$$N_{pri} = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (3.17)$$

$$N_{pri} = 63,76 \approx 64 \quad (3.18)$$

Mit der Primärwicklung N_{pri} können die Wicklungen N_{sec} , $N_{aux,high}$ und $N_{aux,low}$ bestimmt werden.

$$N_{sec} = \frac{V_{out,max} N_{pri}}{\hat{V}} \quad \text{mit } \hat{V} = V_{eff} \sqrt{2} \approx 325 \text{ V} \quad (3.19)$$

$$N_{sec} = 11,82 \Rightarrow 16,5 \quad (3.20)$$

Die Windung N_{sec} wird aufgrund der reflektierten Spannung von 11,82 auf 16,5 deutlich angehoben. Auf die reflektierte Spannung wird in dem Kapitel 3.2.2.1 Snubber und MOSFET genauer eingegangen.

$$N_{aux,high} = \frac{V_{Vcc,high} N_{pri}}{\hat{V}} \quad \text{mit } V_{Vcc,high} = 120 \text{ V} \quad (3.21)$$

$$N_{aux,high} = 23,26 \Rightarrow 23 \quad (3.22)$$

$$N_{aux,low} = \frac{V_{Vcc,low} N_{pri}}{\hat{V}} \quad \text{mit } V_{Vcc,low} = 18 \text{ V} \quad (3.23)$$

$$N_{aux,low} = 3,49 \Rightarrow 3,5 \quad (3.24)$$

3.1.5 Lackkabel Durchmesser

Um die Lackkabeldicke zu bestimmen, wird zuerst der neue maximale Strom an dem Seichertransformator berechnet und anschließend die Kabeldicke berechnet.

$$\Delta I_{max} = \sqrt{\frac{2W_{Trafo,real}}{L}} \quad (3.25)$$

$$\Delta I_{max} = 1,273 \text{ A}, 2,73 \text{ A} \approx 1,3 \text{ A} \quad (3.26)$$

$$d_{Lackkabel,sec} = \sqrt{\frac{4I_{max,neu}}{S\pi}} \quad \text{mit } S = 5 \text{ A mm}^{-2} \quad (3.27)$$

$$d_{Lackkabel,sec} = 0,575 \text{ mm} \Rightarrow 0,6 \text{ mm} \quad (3.28)$$

Der Verbrauch des Sperrwandler-IC beträgt maximal 2 mA. Um genügend Marge bei der Spannungsversorgung des ICs zu haben, wird der Strom $I_{Sperrwandler} = 20 \text{ mA}$ gelegt. Es wird ein Lackkabel mit dem Durchmesser $d_{aux,high/low} = 0,2 \text{ mm}$ für die AUX-Wicklungen und $d_{sec,Pri/Sec} = 0,6 \text{ mm}$ für die Primär- und Sekundärwicklungen verwendet.

3.2 Primärseitige Schaltung

Das DPS-Netzteil besteht aus einer Primär- und einer Sekundärseite. In diesem Kapitel wird in Abbildung 3.2 der Aufbau, der primärseitigen Schaltung gezeigt. Die auf der Primärseite verwendeten Widerstandswerte sind im Anhang A.2 und die Kondensatorenwerte sind im Anhang A.3 zu finden.

Links beginnend, sieht man in Abbildung 3.2 auf der Primärseite den Wechselspannungseingang, gefolgt von dem EMI Filter, der die leistungsgebundene Emissionen reduziert und der Gleichrichter, der die Wechselspannung und Gleichspannung gleichrichtet.

Der Kondensator C_3 schützt den Eingang vor Spannungseinbrüchen, die Snubber-Schaltung schützt den MOSFET Q_3 vor Spannungsspitzen und mit dem Widerstand R_{SENSE} wird die, darüber abfallende Spannung gemessen.

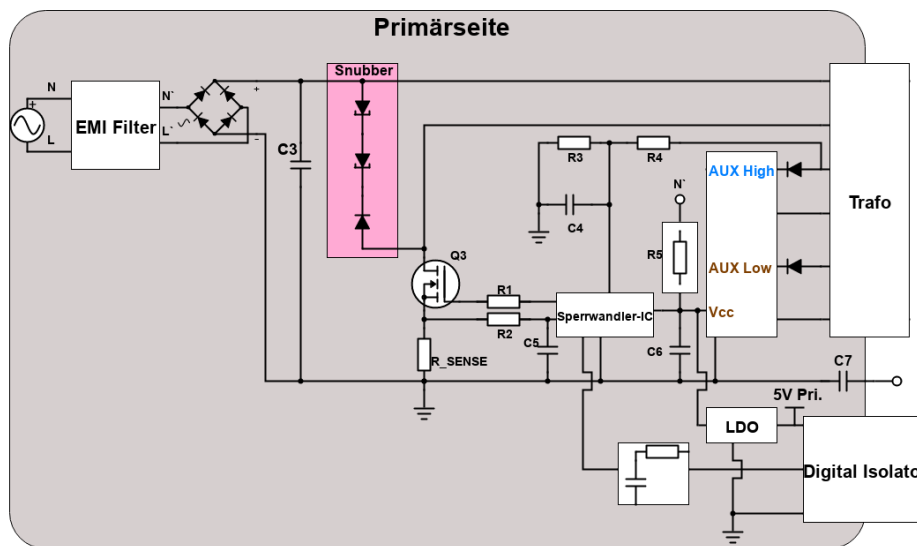


Abbildung 3.2: Aufbau der Primärseite des DPS-Netzteils

Mit dem Widerstand R_1 wird die Anstiegszeit der Gate-Source Spannung verlängert. Der R_2C_5 -Filter verhindert negative Unterschwingen, die zu dem Ausschaltzeitpunkt des MOSFETs auftreten können. Mit den Widerständen R_3 und R_4 wird die Spannung für den DEM-Pin runter geteilt, während der Kondensator C_4 Störungen raus filtert. Der Widerstand R_5 , wird für das starten des Sperrwandler-ICs benötigt. Der Kondensator C_6 , wird für das Stabilisieren der Versorgungsspannung V_{cc} benötigt. Der Spannungsregler regelt die benötigte V_{cc} Spannung ein.

Die zwei Dioden, die in Fluss-Richtung zu dem Spannungsregler platziert sind, leiten nur positive Spannungen zu dem Spannungsregler. Der Speichertransformator überträgt Energie von der Primärseite auf die Sekundärseite.

In dem unteren Bereich der Abbildung befindet sich ein RC-Filter, der das PWM Signal glättet, ein Low-Drop-Spannungsregler (LDO), der den Digital Isolator mit 5 V versorge und ein Digital Isolator, der das PWM-Signal von der Primärseite zu der Sekundärseite isoliert. der Kondensator C_2 verbindet die primär- und sekundär GNDs miteinander.

In den anschließenden Unterkapiteln wird detailliert auf wichtige Schaltplangruppen eingegangen.

3.2.1 EMI Filter

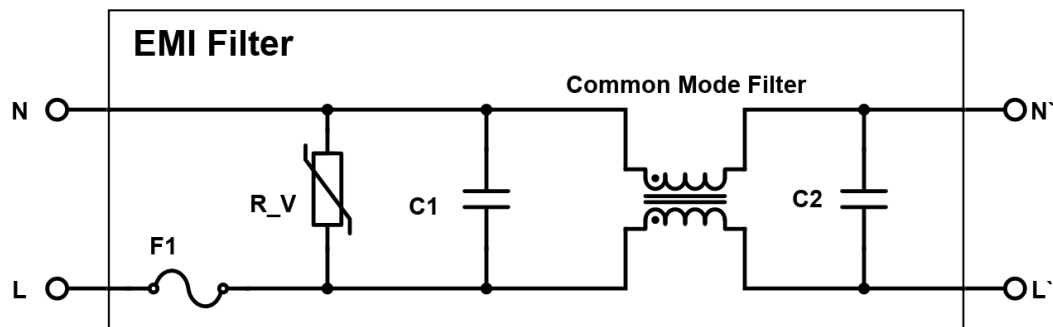


Abbildung 3.3: Netz-Filter Schaltung

In Abbildung 3.3 ist eine Netz-Filter Schaltung zu sehen. Der Nullleiter N und der Phasenleiter L bilden den Eingang der Schaltung ab. Die Sicherung F1 schützt den Schaltung vor Überlast. Der Varistor R_V schützt die Schaltung vor transienten Spannungen. Die Kondensatoren C_1 und C_2 stellen die X-Kondensatoren dar, welche die Gegentakt-Störungen dämpfen. In der Mitte der Abbildung ist der Common Mode Filter zu sehen. Dieser dämpft die Gleichtakt-Störungen des Netzes.

3.2.2 Brückengleichrichter und DC-Link Kondensatoren

In diesem Kapitel wird genauer auf den Brückengleichrichter und den Kondensator C_3 eingegangen. Die Abbildung 3.4 ist eine vereinfachte Darstellung von der Primärseite. Die Wechselspannung wird mit den Brückengleichrichterdioden auf Gleichspannung gleichgerichtet. Die Wahl der Dioden fiel auf die SM4007PL. Diese Diode weist eine hohe Sperrspannung von 1kV und eine Vorwärtsspannung von 1,1V bei 1A auf. Zudem hält sie einen Spitzenstrom von 25A aus [6].

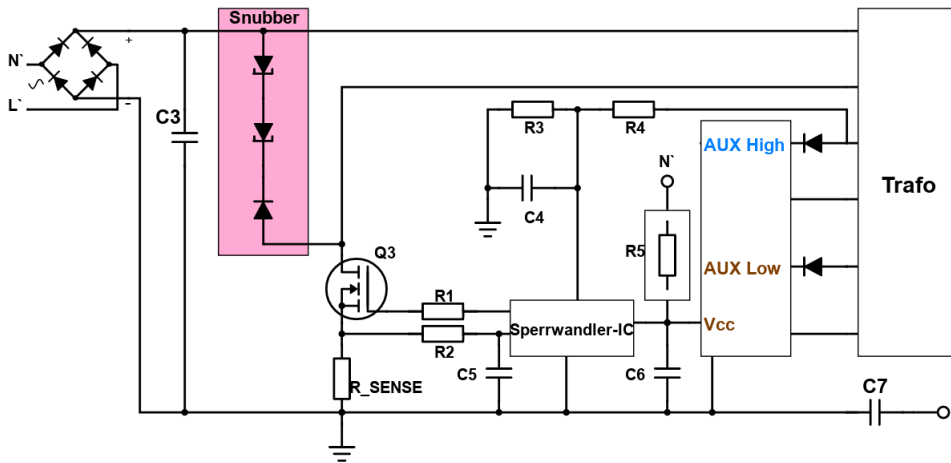


Abbildung 3.4: Primärseite des DPS-Netzteils

Die Kapazität für C_3 wird wie folgt berechnet: Mit der Formel (2.1), aus dem Kapitel 2.4.2 DC-Link Kondensator und den Werten $U_{out,max} = 60\text{ V}$, $I_{out,betr.} = 0.2\text{ A}$ und $t_{hold-up} = 10\text{ ms}$ wird die $E_{DC,Link}$ bestimmt.

$$E_{DC,Link} = 0.12\text{ W} \quad (3.29)$$

Diese Energie wird in (2.4) eingesetzt. Die DC-Link-Spannung wird wie im Abschnitt 3.1.1 auf $U_{DC-Link,min} = 200\text{ V}$ festgelegt. Mit den Spannungen $\hat{V} = 230\text{ V}\sqrt{2}$ und $U_{DC-Link,min} = 200\text{ V}$ erhält man.

$$C_3 = 3.657\text{ }\mu\text{F} \quad (3.30)$$

Um genügend Marge zu haben, werden zwei $4.7\text{ }\mu\text{F}$ Kondensatoren vorgesehen.

3.2.2.1 Snubber und MOSFET

Die Anforderung an den MOSFET sind, einen kleinen Durchgangswiderstand $R_{DS(ON)}$, eine geringe Gate-Kapazität Q_g und eine große Sperr-Spannung U_{DS} . Angefangen mit der Mindest-Sperr-Spannung, wird mit $V_{f,Diode} = 0.95 \text{ V}$, $V_{out,max} = 60 \text{ V}$, $N_{pri} = 64$ und $N_{sec} = 16,5$ wie folgt berechnet.

$$V_{sec,ref} = (V_{out,max} + V_{f,Diode}) \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \quad (3.31)$$

$$V_{sec,ref} = 232.72 \text{ V} \quad (3.32)$$

Um genügend Marge für die Sperrspannung des MOSFETs zu erhalten, wird diese um 30% erhöht.

$$V_{max,MOSFET-Sperrspannung} = (\hat{V} + V_{sec,ref})1,3 = 725.39 \text{ V} \quad (3.33)$$

Aufgrund des kleinen Durchgangswiderstands $R_{DS(ON)} = 1.4 \Omega$, der geringen Gate-Kapazität $Q_g = 7.5 \text{ nC}$ und der großen Sperr-Spannung $U_{DS} = 800 \text{ V} > V_{max,MOSFET-Sperrspannung}$ fiel die Wahl dabei auf den OSG80R1K4DF[7] von ORIENTAL SEMI.

Aufgrund der hohen reflektierenden Spannung und der dadurch entstehenden hohen Verlustleistung werden für die Snubber-Schaltung zwei TVS Dioden in serie verwendet, womit sich die Verlustleistung pro TVS Diode halbiert. Mithilfe der reflektierenden Spannung von $V_{sec,ref} = 236.4 \text{ V}$ wurden zwei SMAJ150A in Reihe ausgewählt. Diese brechen bei 167 V ein und bilden zusammen eine Sperrspannung von 300 V [8], welche größer als $V_{sec,ref}$ ist. Bei der Diode in Sperr-Richtung handelt es sich um eine ES1J. Diese bietet eine schnelle Sperrverzögerungszeit und ihre maximale Sperrspannung beträgt 600 V [9]. Der Kondensator dient als zusätzliche Dämpfung für Störungen beim Schalten.

Der R_{SENSE} Widerstand von 1Ω , dient zur Low-Side Strommessung für den Sperrwandler-IC. Die galvanisch getrennten GNDs werden durch den Kondensator C_7 miteinander verbunden, um Störungen zwischen den beiden Seiten zu vermeiden.

3.2.3 Spannungsversorgung des Sperrwandler-ICs

Der Ausgangsspannungsbereich des DPS-Netzteils ist für die Spannungsversorgung des Sperrwandler-ICs mit nur einer Hilfswicklung zu groß. Mit einer zweiten Hilfswicklung und das einhalten der Grenzbereiche wurde ein Spannungsregler erstellt.

Im folgenden werden die zwei Grenzbereiche aufgelistet und erläutert.

- Grenzbereich 1

Die Ausgangsspannung $V_{sec,min}$ liegt bei 10 V mit der Spannungsübertragungsgleichung bei einem idealen, unbelasteten Transformator.

$$U_{Aux,Low} = \frac{N_{Aux,Low}}{N_{sec}} U_{sec,min} \quad (3.34)$$

Mit $N_{Aux,Low} = 3,5$ und $N_{sec} = 16,5$ geht hervor, dass die Spannung

$$U_{Aux,Low} = 2.12 \text{ V} \quad (3.35)$$

beträgt. Der Sperrwandler-IC benötigt mindestens 10 V. Dafür ist die zweite Hilfswicklung AUX-High zuständig.

$$U_{Aux,High} = \frac{N_{Aux,High}}{N_{sec}} U_{sec,min} \quad (3.36)$$

Die Spannung dieser Hilfswicklung beträgt

$$U_{Aux,High} = 13.94 \text{ V} \quad (3.37)$$

Der Sperrwandler-IC wird in Situation 1 von der AUX-High Hilfswicklung versorgt.

- Grenzbereiche 2

Die Ausgangsspannung $V_{sec,max}$ liegt bei 60 V. Mit der Gleichung (3.34) erhält man für Aux-Low

$$U_{Aux,Low} = 12.72 \text{ V} \quad (3.38)$$

und mit der Gleichung (3.36) erhält man für Aux-High

$$U_{Aux,High} = 83.64 \text{ V} \quad (3.39)$$

AUX-high überschreitet die maximale Versorgungsspannung von 28 V des Sperrwandler-ICs. Der Sperrwandler-IC wird in der Situation 2 von der AUX-Low Hilfswicklung versorgt.

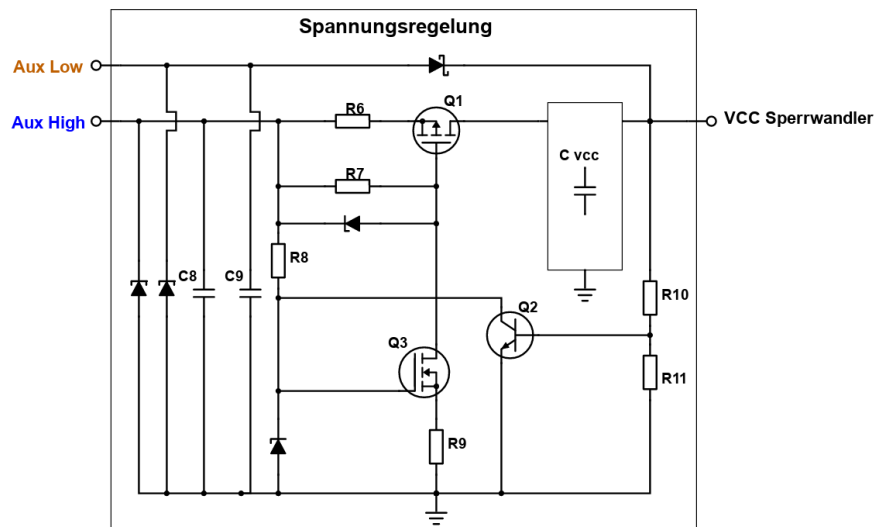


Abbildung 3.5: Schaltung des Spannungsreglers, für Die Spannungsversorgung des Sperrwandler-IC

Der Spannungsregler in Abbildung 3.5 dient zur Spannungsversorgung für den Sperrwandler-IC und des Spannungs-Isolators. Die Widerstandswerte werden im Anhang A.2 aufgezählt. Mit der farbe Braun ist die Aux-Low Spannung und mit Blau die Aux-High Spannung gekennzeichnet.

Die TVS-Dioden an den Hilfswicklungen dienen dem Überspannungsschutz. Mit den Kondensatoren C_9 und C_8 werden die Spannungen der Hilfswicklungen stabilisiert. Die schottky-Diode verhindert die falsche Fluss-Richtung der Spannung U_{vcc}

Die Aux-High Hilfswicklung ist den Widerstand R_6 mit dem MOSFET Q_1 verbunden. Die Zener-dioden begrenzen die Gate-Source Spannung auf 15 V. Über den Spannungsteiler R_{10} und R_{11} , der an der Basis des NPN Transistor Q_2 anliegt, wird die Ausgangsspannung eingestellt. Ist die Ausgangsspannung über 11 V, zieht der Transistor Q_2 das Gate des MOSFET Q_3 nahezu auf GND, dieser wird ausgeschaltet, der MOSFET Q_1 leitet dabei nicht mehr. Ist die Ausgangsspannung unter 11 V, funktioniert das Schaltprinzip umgekehrt. Die Ausgangskondensatoren dienen zur Stabilisierung der Spannung und zur Verringerung des Spannungsrippels.

3.3 Sekundärseitige Schaltung

In diesem Kapitel, wird in Abbildung 3.6 der Aufbau der sekundärseitigen Schaltung gezeigt. Die auf der Sekundärseite verwendeten Widerstandswerte sind im Anhang A.2 und die Kondensatorenwerte im Anhang A.3 zu finden.

Der Schaltplan in Abbildung 3.6 beginnt oben links mit dem Speichertransformator Trafo, der Schottky Diode D_1 die, die Energie des Trafo auf die Sekundärseite leitet und der pi-Filter-Schaltung, welche die Schalt-Rippel dämpft und die Ausgangsspannung stabilisiert.

Mit dem MCU Signal wird mithilfe des MOSFETs Q_1 und Transistors Q_2 , der MOSFET Q_3 ein- und ausgeschaltet. Der Kondensator C_{11} dämpft kleine Schaltstörungen und die TVS-Diode dient als Verpolungsschutz.

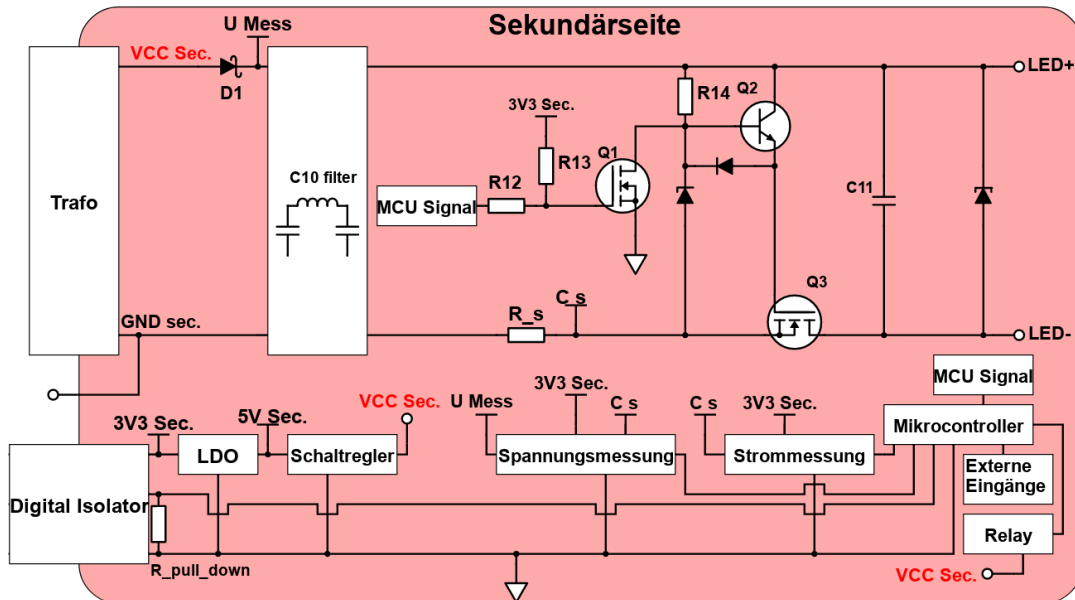


Abbildung 3.6: Aufbau der Sekundärseite des DPS-Netzteils

In der unteren Hälfte der Abbildung ist der Digital Isolator mit seinem pull-down-Widerstand $R_{pull-down}$. Anschließend ist der LDO und Schaltregler zu sehen. Diese sind für die Spannungsversorgung des Mikrocontrollers, des digital Isolator, der Spannungsmessung und Strommessung zuständig. Der Mikrocontroller gibt dem Digital Isolator und dem Relay ein PWM Signal aus und liest Werte über die Spannungs- und Strommessung, als auch von externen Eingängen ein.

3.3.1 Ausgangsschaltung

Bei der Schottky-Diode in Abbildung 3.7 handelt es sich um eine SS3200. Mit einer Sperrspannung von 200 V, einem Vorwärtsstrom von 3 A und einer Vorwärtsspannung von 0.95 V bei 3 A [10], ist die Schottky-Diode für die Anforderung von $V_{out,max} = 60\text{ V}$ und $I_{out,max} = 1.2\text{ A}$ ausgelegt.

Mit U_{mess} wird die Spannung nach der Diode D_1 gemessen. Im Kapitel 3.3.2

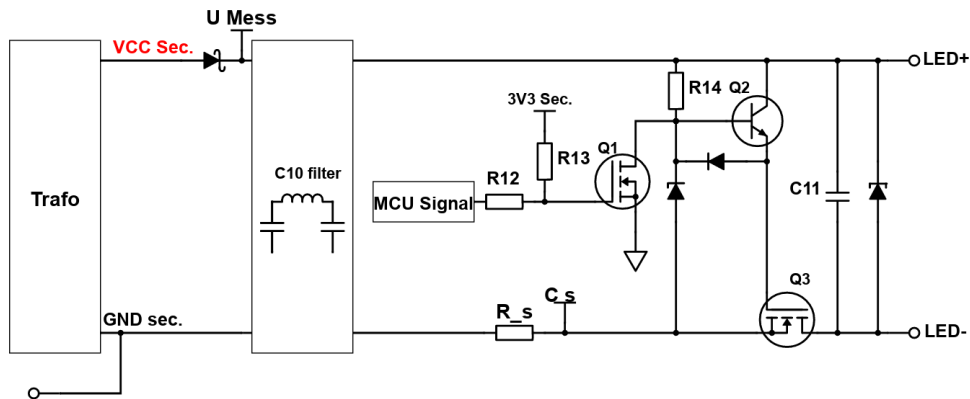


Abbildung 3.7: Vereinfachter Schaltplan der Sekundärseite des DPS-Netzteils

wird näher auf die Funktion von U_{mess} eingegangen.

Im Anschluss befindet sich eine pi-Filter-Schaltung, welche den Schaltrippel dämpft und die Spannung konstant hält. Mit dem Shuntwiderstand R_s wird der Ausgangsstrom gemessen. Im Kapitel 3.3.2 wird näher auf die Funktion von R_s eingegangen.

An dem Gate von Q_1 ist ein Pull-Up angeschlossen, wodurch der MOSFET Q_3 mithilfe von Q_2 nahezu auf GND gezogen wird. Dies resultiert in einem ausgeschalteten Ausgang. Um Leistungsverluste zu minimieren, ist es wichtig, dass Q_2 einen kleinen Durchgangswiderstand $R_{DS(ON)}$ besitzt. Das Kriterium war letztendlich entscheidend für die Verwendung des HSBA0056. HSBA0056 besitzt einen maximalen $R_{DS(ON)}$ von $30\text{ m}\Omega$ [11]. Für Q_1 wurde der MMBT5551 ausgewählt. Er ist dafür zuständig, dass, wenn eine größere Last an LED+ und LED- anliegt, Q_3 ein- und ausgeschaltet werden kann. Q_1 ist der 2N7002. darauf folgende Kondensator dämpft kleine Schaltstörungen und die TVS-Diode SMAJ58A, zwischen LED+ und LED- dient als Verpolungs- und Überspannungsschutz.

Die in der Abbildung 3.7 verwendeten Widerstandswerte sind im Anhang A.3 und die Kondensatorenwerte sind im Anhang A.3 zu finden.

3.3.2 Spannungsmessung

In Abbildung 3.8 wird der Nichtinvertierende Operationsverstärker (OpAmp) GS8592-MR als Differenzverstärker eingesetzt. Es wurde auf ein Differenzverstärker gesetzt, weil dieser als Buffer für den ADC-Eingang dient. Der Spannungsteiler teilt die Spannung U_{mess} mit einer Verstärkung von

$$V_{Spannungsteiler} = \frac{R_{16}}{R_{15}R_{16}} \quad (3.40)$$

$$V_{Spannungsteiler} = 0,043 \quad (3.41)$$

auf. Der OpAmp besitzt einen Verstärkungsfaktor von.

$$V_{OpAmp,Spannungsmessung} = 1 + \frac{R_{18}}{R_{17}} \quad (3.42)$$

$$V_{OpAmp,Spannungsmessung} = 1,05 \quad (3.43)$$

Gemessen wird zwischen U_{mess} und nach dem Shuntwiderstand R_s , um Kopplungen zwischen der Spannung- und Strommessung zu vermeiden. Die gemessene Spannung wird anschließend nach dem OpAmp mit einem Tiefpassfilter gefiltert.

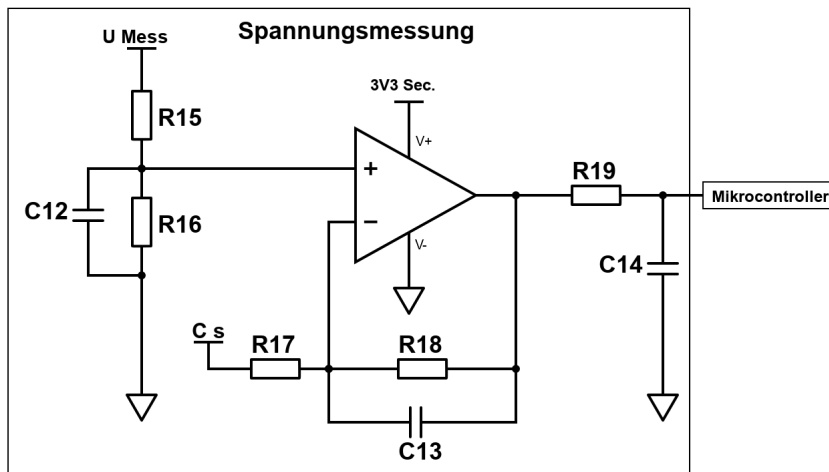


Abbildung 3.8: Schaltung der Spannungsmessung mit Differenzverstärker

3.3.3 Strommessung

In Abbildung 3.9 wird die abfallende Spannung über den Widerstand R_s durch den Nichtinvertierenden Differenzverstärker GS8592-MR mit einem Verstärkungsfaktor von

$$V_{OpAmp,Strommessung} = 1 + \frac{R_{21}}{R_{20}} \quad (3.44)$$

$$V_{OpAmp,Strommessung} = 46,33 \quad (3.45)$$

verstärkt. Der Verstärkungsfaktor ist aufgrund der geringen, abfallenden Spannung über den Sense-Widerstand notwendig. Der Ausgang wird mit einem RC Tiefpass gefiltert.

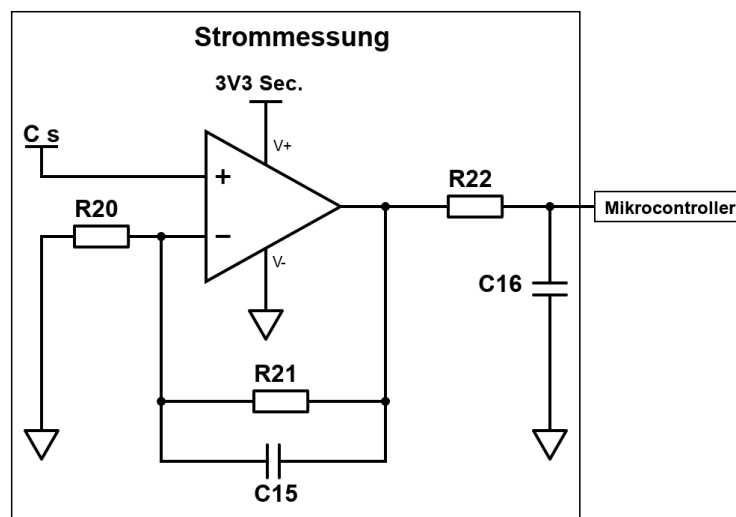


Abbildung 3.9: Schaltung der Strommessung mit Differenzverstärker

3.3.4 Spannungs-Feedback

In Abbildung 3.10 ist der Digital Isolator CA-IS3722HS zu sehen. Dieser überträgt das PWM Signal von der Sekundärseite auf die Primärseite des DPS-Netzteils. Der Widerstand $R_{pull-down}$ zieht das PWM-Signal, damit der Sperrwandler für den Start keine Maximale Spannung gibt, auf GND. Durch seine transiente Isolationsspannung von 5.3kV und seiner maximalen Arbeitsisolation von $U_{DC} = 637\text{ V}$ und $U_{RMS} = 450\text{ V}$ ist der digitale Isolator gut für die Isolationsbedingungen geeignet. Auf der Primärseite wird das PWM Signal mit einem drei-fachen RC-Filter ($R = 1\text{ k}\Omega$ und $C = 3.9\text{ nF}$) gefiltert, damit am FB-Pin eine Gleichspannung anliegt.

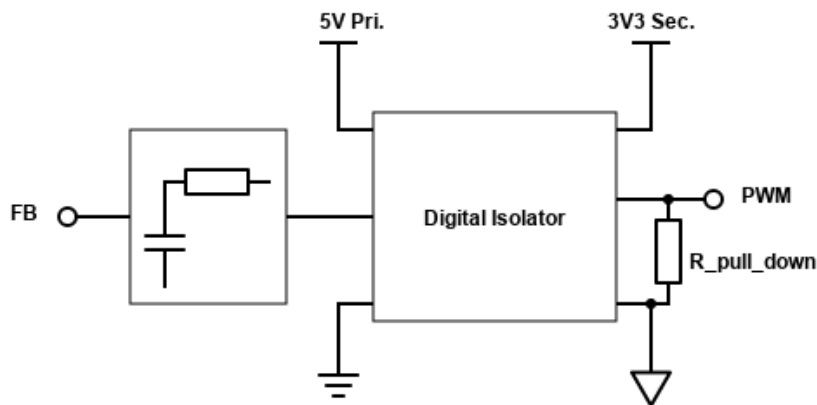


Abbildung 3.10: Digital Isolator-Schaltung, zur Übertragung der Feedback-Spannung von Sekundär- auf Primärseite

Kapitel 4

Software-Konzept

Der verwendete Mikrocontroller ist der STM32L011F4U3TR von STMicroelectronics. Der Programmcode wurde mit der STM32CubeIDE programmiert. C wurde als Programmiersprache verwendet. Es wurde der LL Treiber verwendet. Der Programmcode wurde über den J-Link von Segger mit dem SWD Protokoll aufgespielt. Über die serielle Schnittstelle UART wird mit dem Mikrocontroller kommuniziert.

4.1 Input/Output (IO) und ihre Funktionen

Die PINs des verwendeten Mikrocontroller werden in der nachfolgende Tabelle 4.1 aufgezählt und deren Funktion erklärt.

PIN Name	Funktion
OFF_MCU	Ein- und Ausschalten des LED-Ausgangs
Opto	PWM Ausgang für den Feedback-Schleife
SYS_SWCLK & SYS_SWDIO	Programmierschnittstelle
USART2_RX & USART2_TX	Kommunikationsschnittstelle
Current_Sensing	ADC-Input für die Strommessung
P	Input_Pin um das DPS Netzteil auszuschalten
T	Input_Pin um die Blinkfrequenz zu starten (Verbunden mit einem GPS-Modul)
H.1 / H.0	Input-Pin um vier voreingestellte LED-Helligkeitsstufen einzustellen
Voltage_Sensing	ADC-Input für die Spannungsmessung
NRST	Zurücksetzen des Mikrocontrollers
VSS / VDD & VDDA	GND und 3.3 V Versorgungsspannung

Tabelle 4.1: Auflistung der verwendeten PINs und deren Funktionen

4.2 Programmablaufplan der Software

Die Software wird mit dem, in der Abbildung 4.1 abgebildeten Programmablaufplan beschrieben.

Nach dem Softwarestart (oben) werden die Interrupt Prioritäten gesetzt. Dabei hat der Power-Voltage-Detector (PVD), beschrieben in dem Abschnitt 4.4 die höchste Priorität. Danach folgt der Regelungsinterrupt und zum Schluss, mit der kleinsten Priorität der MCU-Tracer-Interrupt.

Anschließend wird der Interne-Watchdog (IWDG), der PWM-TIM2 und General Purpose Input/Output (GPIO) initialisiert. Nach der Initialisierung kann der IWDG durch ein ShutDownFlag ausgelöst werden. Ist der IWDG ausgelöst, wird der Mikrocontroller zurückgesetzt.

Anschließend wird die System-Clock und die Anlauf-PWM konfiguriert.

Nachfolgend wird der MCU-Tracer-Interrupt, der MCU-Tracer, der DMA und der ADC initialisiert.

Der MCU-Tracer-Interrupt wird in dem Kapitel 4.4 Unterbrechungsroutine des

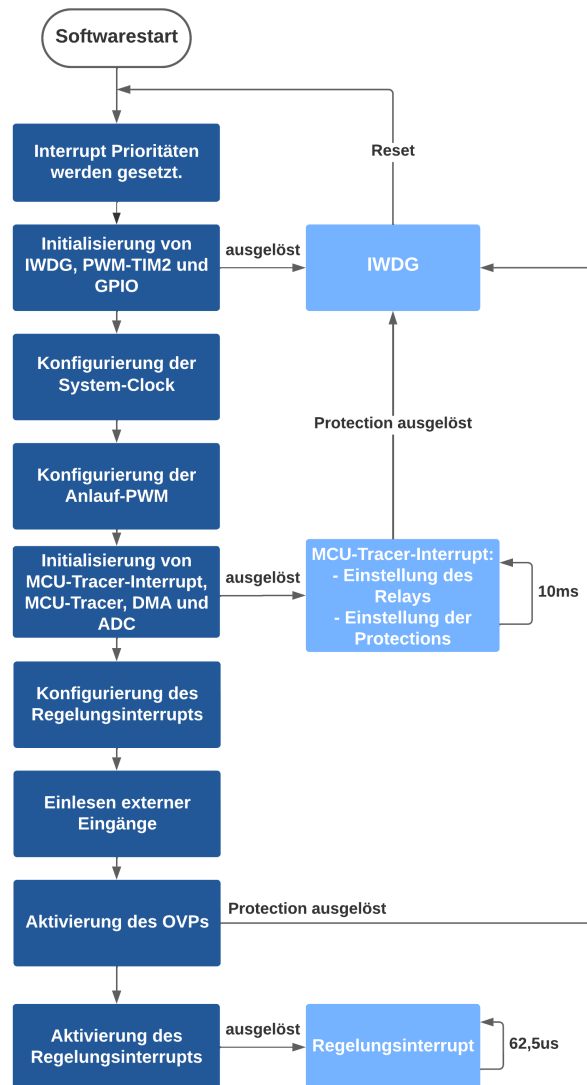


Abbildung 4.1: Programmablaufplan der verwendeten Software

MCU-Tracer genauer erklärt. Mit dem MCU-tracer kann man über den UART mit dem Mikrocontroller kommunizieren. Werte in Variablen, als auch ganze Funktionen, können durch ihn geändert oder aufgerufen werden, wodurch das debuggen der Software erleichtert wird. Der ADC wird mit dem DMA in dem Kapitel 4.5 Analog-digital-Converter (ADC) beschrieben.

Hiernach wird der Regelungsinterrupt konfiguriert, die externen Eingänge eingelesen, die OVP aktiviert und der Regelungsinterrupt aktiviert. Wie die Regler in dem Regelungsinterrupt implementiert wurden, wird in dem Kapitel 4.6 Softwareregelung beschrieben.

4.3 Pulsweitenmodulierung für das Spannungs-Feedback

Die Pulsweitenmodulation moduliert einen Rechteckimpuls von 0 V - 3.3 V. Durch die Impulsdauer/Tastgradzyklus wird die PWM-Spannung in diesem Intervall verändert. Die PWM wird für das Einstellen der Feedback-Spannung in der Regelschleife verwendet.

Anhand des Quellcodes 4.1, wird im folgenden die Implementierung des PWMs erklärt. Die PWM-Frequenz wurde mittels der Farey-Reihe[12] variabel eingestellt. Dies ist eine Reihe aufsteigender positiver Brüche. Um Rechenzeit auf dem Mikrocontroller zu sparen, wird die Farey-Reihe mit der Ordnung $N = 80$ in einem zweidimensionalen Array implementiert. Dabei stellt die erste Dimension den Zähler und die zweite den Nenner dar. Mit dem berechneten Tastgrad (Z. 3) wird auf den benötigten Zähler und Nenner zugegriffen. Mit dem Zähler wird der Wert im Counter Register (Z. 13) gesetzt und mit dem Nenner wird der Wert im Auto-Reload Register (Z. 11) gesetzt. Dadurch erhält man die maximale PWM-Frequenz bei hoher PWM-Auflösung. Mit der Funktion `RelayGetPwm` (Z.14), wird der Tastgrad in Abhängigkeit der Ausgangsspannung bestimmt.

```

1  __attribute__((always_inline)) static inline void calcOptoDuty(
    regelung_t *mn) {
2
3  int32_t tastgrad = (178286 - 123 * calcMinCurrent(mn)) >> 7;
4  if(tastgrad < 300){
5      tastgrad = 300;
6      mn->i_ki_error = mn->i_ki_error_alt;
7      mn->u_integrator = mn->u_integrator_alt;
8  }
9  if(tastgrad > 1535) tastgrad = 1535;
10 uint8_t base = farey[tastgrad][1];
11 LL_TIM_SetAutoReload(TIM2, base);
12
13 LL_TIM_OC_SetCompareCH3(TIM2, farey[tastgrad][0]);
14 LL_TIM_OC_SetCompareCH1(TIM2, RelayGetPwm(base));
15 }

```

Quellcode 4.1: Berechnung und Setzen des Tastgrads

Der Tastgrad für das Relay wird wie folgt berechnet.

$$D_{Relay} = \frac{265U_{Relay}}{U_{out}} \quad (4.1)$$

Damit der gewollte Strom I_{peak} am Sperrwandler-IC über den digitalen Isolator mittels der Pulsweitenmodulation übermittelt wird, wird der Tastgrad-Zyklus wie folgt bestimmt.

Zum Anfang wurde das Tastgrad-Intervall bestimmt, in dem die Spannung am FB Pin im Arbeitsbereich liegt. Es zeigt sich, dass sowohl bei einem Tastgrad von 1200 am FB Pin 1.6 V als auch bei einem Tastgrad von 300 am FB Pin 4.4 V anlagen. Das Spannungsintervall von 1.6 V - 4.4 V wird in der folgenden Rechnung linearisiert und in fixpunkt-Schreibweise umgeformt.

$$D = \frac{1024(U_{ref} - U_{FB})}{p} \quad (4.2)$$

$$1200 = \frac{1024(U_{ref} - 1,6V)}{p} \quad (4.3)$$

$$300 = \frac{1024(U_{ref} - 4,4V)}{p} \quad (4.4)$$

Löst man (4.3) nach U_{ref} auf und setzt die Gleichung in (4.4) ein, erhält man für $p = 3.186$. Setzt man p in (4.3) ein, erhält man für $U_{ref} = 5.333$ V. Vereinfacht man die Gleichung (4.2) und setzt die Gleichung (2.5) und teilt diese durch 1000, um mV zu erhalten ein, erhält man:

$$D = 321,429(5,333 - (\frac{I_{peak}3R_s + 1}{1000})) \quad (4.5)$$

Diese Gleichung wird in fixpunkt-Schreibweise umgeformt und man erhält:

$$D = (178286 - 123I_{peak}) >> 7 \quad (4.6)$$

4.4 Interrupt des MCU-Tracers

Die Interrupt-Routine des MCU-Tracers wird, mit der niedrigsten Priorität alle 10ms aufgerufen. In dem Quellcode 4.2 ist die Funktion der Interrupt-Routine dargestellt. In der If-Abfrage (Z. 3-12) werden die Funktionen, die für die Kommunikation zwischen dem Computer und dem Mikrocontroller benötigt werden, aufgerufen. Die RelayTask-Funktion (Z. 14) ist für die Tastgradberechnung in Abhängigkeit der Ausgangsspannung zuständig. Mit der If-Abfrage (Z. 16-18) wird die output_on_time Variable hochgezählt. Die Protection-Funktion (Z. 20) beinhaltet die Under-Voltage-Protection (UVP) mit PVD, Überstrom- und Überspannung-Protection. Damit die Sicherheitsfunktionen nicht falsch ausgelöst werden, werden diese nach 100 ms aktiviert.

```
1 void TIM21_IRQHandler(void) {
2
3     if (LL_TIM_IsActiveFlag_CC1(TIM21)) {
4         LL_TIM_ClearFlag_CC1(TIM21);
5         mcu_tracer_time_tick();
6         //Look if we have any data, to add to receive buffer
7         mcu_tracer_usart_pollfordata();
8         //execute portionierer
9         mcu_tracer_rec_portionierer_process();
10        //flush sendbuffer, answers to master
11        mcutracer_sendbuffer_flush();
12    }
13    //Tastgrad in abhaengigkeit der Ausgangsspannung updaten
14    RelayTask();
15    //100ms Timer:
16    if(output_on_time < 10){
17        output_on_time++;
18    }
19    //Sicherheitsfunktionen implementieren
20    protection();
21 }
```

Quellcode 4.2: Interrupt-Routine des MCU-Tracers

4.5 Analog Digital Converter (ADC)

4.5.1 Dimensionierung des ADCs

Die Standard-Auflösung des ADCs, beträgt 12-bit. Damit die Auflösung erhöht und die Störungen am ADC reduziert werden, wird er im Oversampling Mode betrieben. Die Auflösung wird mit einer 16x Oversampling Ratio auf 14-bit erhöht. Dies wird erreicht, indem 16 ursprünglichen 12-bit ADC-Wert zusammengeführt werden und durch 16 geteilt oder 4-bits nach rechts geschoben werden.

Der Datentransfer von ADC zu dem Speicher wird standardmäßig von dem Prozessor abgewickelt. Der Prozessor muss dabei die ADC-Werte lesen und anschließend einem Speicherplatz zuweisen. Dies kann dazu führen, dass der Prozessor schnell ausgelastet wird. Um dies zu verhindern, werden die ADC-Werte mittels Direct-Memory-Access (DMA) direkt in den Speicher geladen. Dies hat zur Folge, dass der Prozessor für diese Aufgabe nicht in Anspruch genommen wird.

Mit folgenden Umrechnungen werden die digitalisierten ADC-Werte in die gewünschte Spannung umgerechnet.

$$U_{max,mess} = U_{DDA} \frac{R_1}{R_2} \quad (4.7)$$

Mit der Versorgungsspannung U_{DDA} von 3.3 V und $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 6.8 \text{ k}\Omega$ erhält man $U_{max,mess} = 72\,794 \text{ mV}$. Mit der maximal messbaren Spannung und der Auflösung des ADC kann man die gemessene Spannung berechnen. Da der Mikrocontroller keine Floating-Point-Unit (FPU) besitzt, wird die Rechnung aufgrund von Performance Gründen mit der Fixpunkt umgeformt.

$$U_{mess} = \frac{\text{ADC Wert } U_{max,mess}}{\text{ADCAuflösung}} \quad (4.8)$$

Da der Nenner einen Wert aus dem Dualsystem entspricht, muss die Rechnung um 12 Bits nach rechts verschoben werden. Durch das Oversampling wird letztendlich die Rechnung nur um 10 Bits nach rechts geschoben.

Die Strommesungsrechnung folgt mit einem ähnlichen Aufbau wie die Spannungsmessung Rechnung:

$$U_c = \frac{\text{ADC Wert } U_{DDA}}{\text{ADCAuflösung}} \quad (4.9)$$

Mit U_c folgt:

$$I_{mess} = \frac{U_c}{\text{Gain } R_s} \quad (4.10)$$

$$I_{mess} = \frac{\text{ADC Wert } U_{DDA}}{\text{ADC Auflösung } R_s \text{ Gain}} \quad (4.11)$$

Der Nenner wird zusammengefasst und mit der Fixpointiteration, ein Faktor x und der Bit Wert, wird bestimmt, um wie viel die Rechnung verschoben werden soll bestimmt. Von diesem Wert werden 2 Bits wegen dem Oversampling abgezogen. Es folgen die im Code integrierten Rechnungen für die Spannungsrechnung

```
1 __attribute__((always_inline)) static inline uint32_t
   adc1value_converter_input_voltage() {
2   _voltage = (adc1_raw_val1() * 4554)>>10;
3   return _voltage;
4 }
```

Quellcode 4.3: Funktion für die Spannungsrechnung

und Stromrechnung

```
1 __attribute__((always_inline)) static inline uint32_t
   adc1_convert_vol_to_cur() {
2   _current = (adc1_raw_val2() * 9565)>>16;
3   return _current;
4 }
```

Quellcode 4.4: Funktion für die Stromrechnung

4.6 Implementierung der Softwareregelung

In diesem Kapitel wird der Spannungsregler und der Stromregler, basierend auf seiner Implementierung in die Software erklärt.

4.6.1 Spannungsregelung

Anfangen mit dem Spannungsregler, wird in dem Quellcode 4.5 die Berechnung der Regeldifferenz und dessen Aufsummierung dargestellt.

Die Regeldifferenz, $U_{soll} - U_{ist}$ wird in der (Z. 1) berechnet. Der Vordefinierte Integrator übergibt seinen wert an den alten Integrator (Z. 2). Anschließend wird mit der Regeldifferenz die Summe des Integrator gebildet. Die If-Abfragen (Z. 4-6) und (Z. 7-11), schützen die Variablen vor dem überlaufen.

```
1  int32_t error = (mess->_u_soll_mV - mess->volt);
2      mess->u_integrator_alt = mess->u_integrator;
3  mess->u_integrator += error;
4  if (error > 10000) {
5      error = 10000;
6  }
7  int32_t limit = 15000000;
8  if (mess->u_integrator > limit)
9      mess->u_integrator = limit;
10 if (mess->u_integrator < -limit)
11     mess->u_integrator = -limit;
```

Quellcode 4.5: Berechnung der Regeldifferenz (error) und Aufsummierung dessen

In dem Quellcode 4.6 wird die Anwendung des I-Reglers gezeigt. Der I-Regler ist in Zeile 1 zu sehen. Dort wird der, in 4.5 Aufsummierte Integrator, durch 256 geteilt und mit i_{error} multipliziert. Die If-Abfrage (Z. 3-6) dient als Überlaufschutz von der $U_{soll,v2,ianteil}$ -Variable. Anschließend wird $U_{soll,v2}$ mit U_{soll} und $U_{soll,v2,ianteil}$ bestimmt. Diese wird bei einer Spannung über 70 V mit der IF-Abfrage (Z. 9-11) dem Benutzer, über den MCU-Tracer mitgeteilt.

```

1  int32_t u_soll_V2_ianteil = (((mess->u_integrator / 256) * mess->
    i_error)));
2  if (u_soll_V2_ianteil > 5000)
3      u_soll_V2_ianteil = 5000;
4  if (u_soll_V2_ianteil < -5000)
5      u_soll_V2_ianteil = -5000;
6
7  u_soll_V2 = mess->u_soll_mV + u_soll_V2_ianteil;
8  if (u_soll_V2 > 70000) {
9      mcu_tracer_msg("Potential V2 overvoltage");
10 }

```

Quellcode 4.6: Anwendung des I-Reglers

In dem Quellcode 4.7 wird die Anwendung des quadratischen P-Reglers dargestellt. Mit dem Proportionalitätsfaktor k_{pv} (Z. 1) wird bei steigender Spannung $k_{pv,dyn}$ kleiner. Dies ist erforderlich, um in dem gesamten Regelbereich eine stabile Regelung zu ermöglichen. Die Energie (Z. 2-4) wird mit dynamischen $k_{pv,dyn}$ und der quadratischen Regeldifferenz berechnet. Damit der I-Regler nicht unkontrolliert bei negativen Energien weiter arbeitet (Z. 6-8), wird er auf seinen alte Integrator-Wert zurück gesetzt. Der Integrator-Wert wird auf seinen alten Wert zurück gesetzt (Z. 9-11), wodurch das Überspringen der Ausgangsspannung bei anschließen einer Last verhindert wird.

```

1  uint32_t kpvdyn = -(mess->volt / 16) + mess->k_pv;
2  mess->_e_v_nJ = ((int64_t) kpvdyn
3      * ((int64_t) u_soll_V2 + mess->volt)
4      * ((int64_t) u_soll_V2 - mess->volt)) >> 13;
5
6  if (mess->_e_v_nJ < 0) {
7      mess->u_integrator = mess->u_integrator_alt;
8  }
9  if (output_on_time < 2) {
10     mess->u_integrator = mess->u_integrator_alt;
11 }

```

Quellcode 4.7: Anwendung des quadratischen P-Reglers

4.6.2 Stromregelung

Die Implementierung der Stromregelung wird anhand der Quellcodes 4.8 und 4.9 erklärt.

In dem Quellcode 4.8 ist die Deaktivierung des Stromreglers zu sehen. In der If-Abfrage (Z. 1-2) wird der Status des Ausgangs und die Größe der Ausgangsspannung überprüft. Ist der Ausgang aus oder die Ausgangsspannung kleiner als 5 V wird die Stromregelung, durch das Maximieren seiner Energie abgeschaltet. Grund der Überprüfung ist, dass die Stromregelung bei einem ausgeschalteten Ausgang und bei zu geringer Ausgangsspannung nicht stabil arbeitet.

```

1  if (mess->.status == 0 || mess->volt < 5000){
2      mess->.e_c_nJ = LONG_MAX;
3      return;
4  }
```

Quellcode 4.8: Deaktivierung der Stromregelung

In dem Quellcode 4.9 wird die Anwendung des PI-Reglers gezeigt. Wie in der Spannungsregelung, wird die Regeldifferenz $I_{soll} - I_{ist}$ (Z. 1) bestimmt, der alte Integrator-Wert dem neuen übergeben (Z. 2), der Integrator aufsummiert (Z. 3) und der Integrator mit der If-Abfrage (Z. 4-8) vor dem überlaufen geschützt. Anschließend wird die Energie (Z. 10-12) mit dem P-Anteil $error_I$ und k_{pc} und dem I-Anteil k_{ic} und $i_{ki,error}$ bestimmt. Damit der I-Regler nicht unkontrolliert bei negativen Energien weiter arbeitet (Z. 14-16), wird er auf seinen alten Integrator-Wert zurück gesetzt.

```

1  int32_t error_I = (mess->i_soll_mA - mess->current);
2  mess->i_ki_error_alt = mess->i_ki_error;
3  mess->i_ki_error += error_I;
4  int32_t limit = 400000;
5  if (mess->i_ki_error > limit)
6      mess->i_ki_error = limit;
7  if (mess->i_ki_error < -limit)
8      mess->i_ki_error = -limit;
9
10 mess->.e_c_nJ = ((int64_t) 524
11     * ((int64_t) error_I * mess->.k_pc
12     + (int64_t) mess->.k_ic * mess->i_ki_error)) >> 5;
13
14 if (mess->.e_c_nJ < 0) {
15     mess->i_ki_error = mess->i_ki_error_alt;
16 }
```

Quellcode 4.9: Anwendung des PI-Reglers

Kapitel 5

Messergebnisse

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse des untersuchten DPS Netzteil dargestellt und erläutert. Die zum Messen verwendeten Messgeräte sind im Anhang A.1 aufgelistet. Die Messungen wurden mit dem Tool Gnuplot 5.4 erstellt.

5.1 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)

5.1.1 EMV Eingangsmessung

Der Messaufbau für die EMV-Messung am Eingang des Device-Under-Test (DUT) ist folgendermaßen aufgebaut: DUT wird durch das LISN mit dem Labortrennstellentransformator mit Wechselspannung versorgt. Der Spektrumanalysator ist mit dem LISN verbunden.

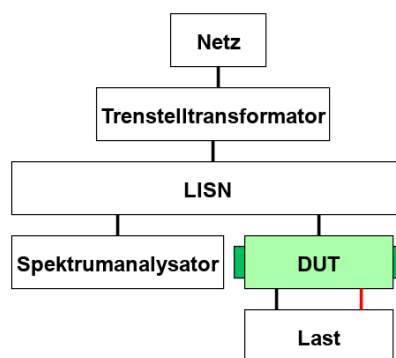


Abbildung 5.1: Versuchsaufbau der EMV-Messung

Die Amplitude der Average Voltage 5.2 und die Quasi-Peak 5.3 Messungen, werden in Abhängigkeit der Frequenz, von 150 kHz bis 30 MHz abgebildet.

In den beiden Messungen Average Voltage 5.2 und Quasi-Peak 5.3 ist zu erkennen, dass es drei Frequenzen gibt, die heraus stechen. Im unteren Frequenzbereich bei 100 kHz und bei 900 kHz und im oberen Frequenzbereich bei 28 MHz. Im ganzen Frequenzbereich überschreitet die braune Device Emission Linie nicht die grüne CISPR 32 Klasse A Limits Linie.

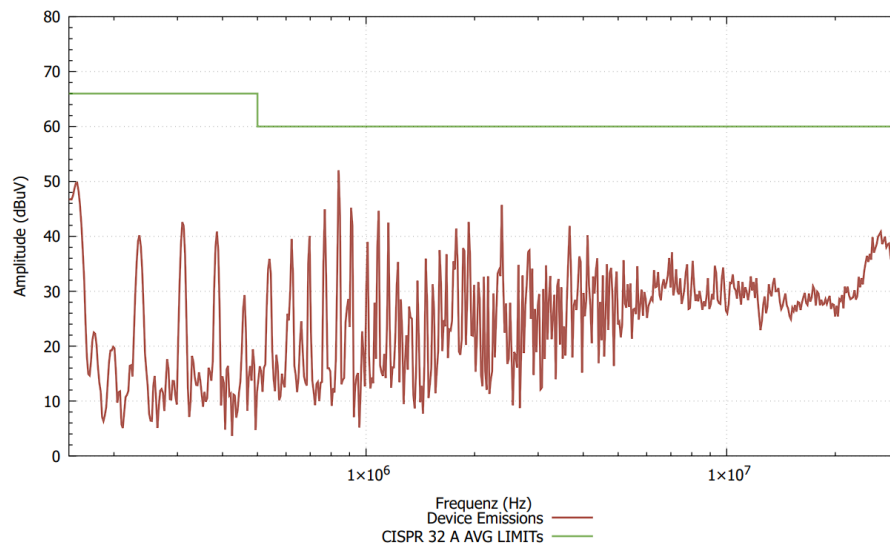


Abbildung 5.2: EMV-Eingangsmessung, Average Voltage Detector, Voll-Last

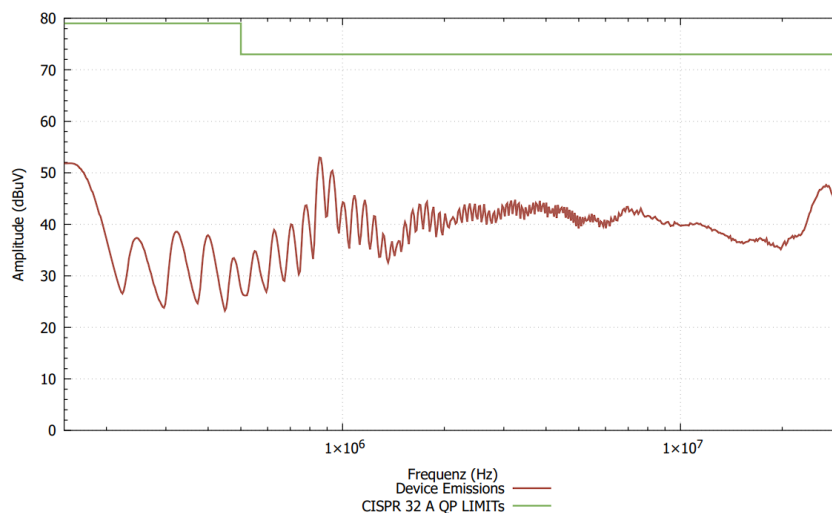


Abbildung 5.3: EMV-Eingangsmessung, Quasi-Peak Detector, voll-Last

5.1.2 EMV Ausgangsmessung

In den Abbildungen 5.4 und 5.5 ist zu erkennen, dass die Amplitude in dem unteren Frequenzbereich von 100 kHz bis 1 MHz konstanter gehalten wird. Auch zu erkennen ist, dass die CISPR 32 A Limits nicht überschritten werden.

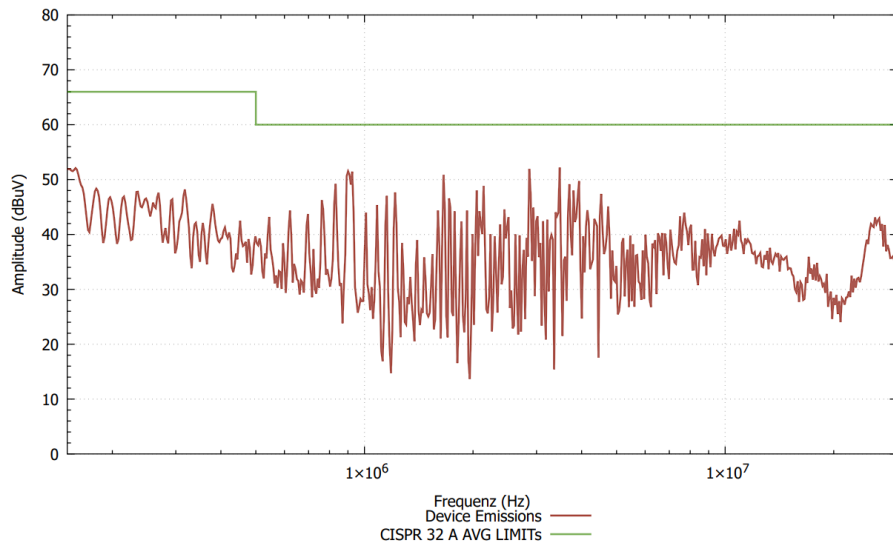


Abbildung 5.4: EMV-Ausgangsmessung, Average Voltage Detector, Voll-Last

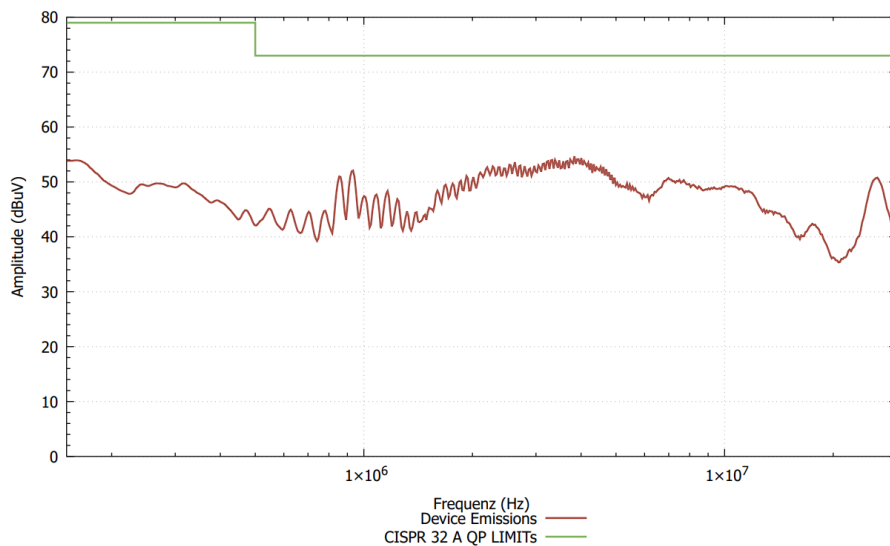


Abbildung 5.5: EMV-Ausgangsmessung, Quasi-Peak Detector, Voll-Last

5.2 Einschaltverhalten

Der Messaufbau für die folgenden Messungen wird in der Abbildung 5.6 dargestellt. Dabei wird an dem DUT ein Trenstelltransformator, eine DC-Elektroniklast, ein Multimeter, ein Oszilloskop, eine Strommesszange und zwei aktive Differential-Tastköpfe. Der Trenstelltransformator versorgt das DUT mit $230\text{ V}_{\text{ac,eff}}$ Wechselspannung. Mit der DC-Elektroniklast kann die Ausgangslast, der Konstantstrom und die Konstantspannung variabel eingestellt werden. Das Multimeter und das Oszilloskop dienen zur Spannungs- und Strommessung. Die Stromzange ist für die Messung des Stroms und der Aktive Differential-Tastkopf für die Messung der Ausgangsspannung zuständig. Die Relay Spannung wurde mithilfe eines RC-filters ($R = 11\text{ k}\Omega$ und $C = 4.7\text{ }\mu\text{F}$) und einem Differential-Tastkopf gemessen.

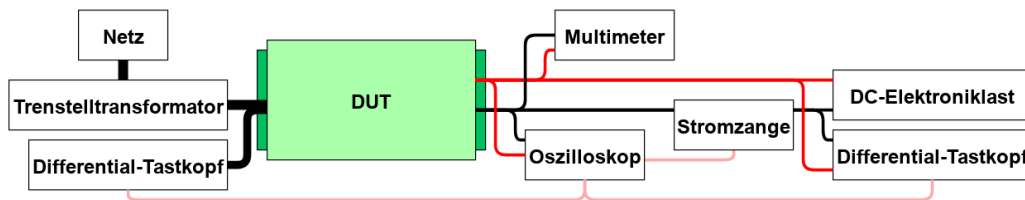


Abbildung 5.6: Allgemeiner Testaufbau

Das Einschaltverhalten wird in der Abbildung 5.7 dargestellt. Dort ist die AC-Eingangsspannung (dunkel magenta), die Ausgangsspannung (braun), der Ausgangsstrom (blau) und die Relay-Spannung in (rot) in Abhängigkeit der Zeit t aufgezeichnet. Die Ausgangsspannung wurde auf 20 V , der Ausgangsstrom wurde auf 0.1 A und die Relay-Spannung wurde auf 3.5 V eingestellt.

Die AC-Eingangsspannung (dunkel magenta) wird zu dem Zeitpunkt 0 ms eingeschaltet. Zu dem Zeitpunkt 610 ms sind bei der Ausgangsspannung (braun) und dem Ausgangsstrom (blau) Sprünge zu erkennen. Diese sind auf das Langsame ausschalten des MOSFET am Ausgang zurück zu führen. Nach 765 ms gibt das DPS-Netzteil 20 V und 0.1 mA aus. Der Überschwing-Schutz ist zwischen 770 ms und 799 ms zu erkennen. Die hohen Stromsprünge kommen, durch die Kapazitäten der DC-Elektroniklast und des DPS Netzteil zustande. Das Relay wird erst 303 ms nach der Strom- und Spannungsausgabe gestartet. Durch den RC-Tiefpass steigt die Spannung, zwischen 1068 ms und 1280 ms auf 5.75 V an und fällt zwischen, 1280 ms und 1500 ms auf 3.25 V ab.

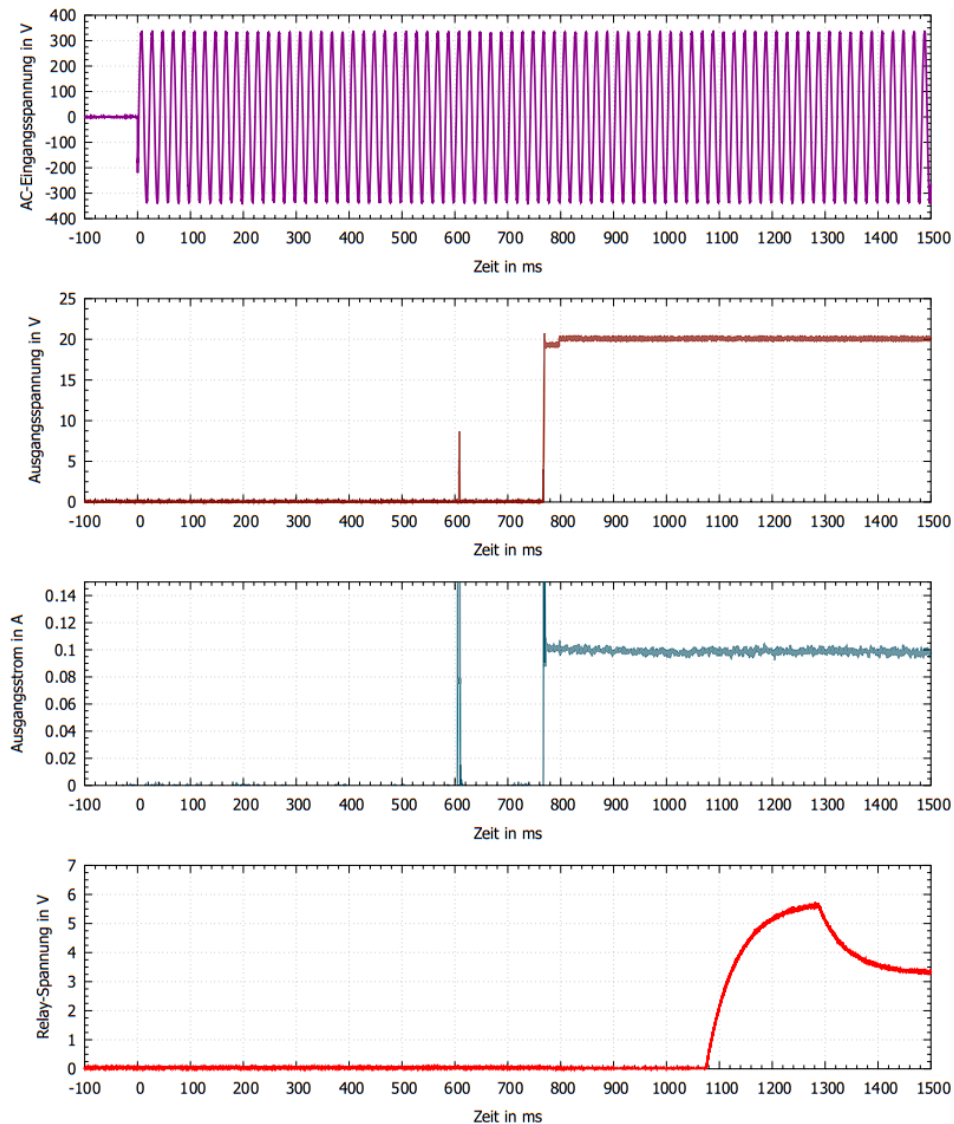


Abbildung 5.7: Einschaltverhalten des DPS-Netzteils

5.3 Ausschaltverhalten

Das Ausschaltverhalten wird in der Abbildung 5.8 dargestellt.

Dort ist die AC-Eingangsspannung (dunkel magenta), die Ausgangsspannung (braun), der Ausgangsstrom (blau) und die Relay-Spannung in (rot) in Abhängigkeit der Zeit t aufgezeichnet. Zu dem Zeitpunkt 0 ms, wird die AC-Eingangsspannung ausgeschaltet. Diese ist für 160 ms negative. Die Ausgangsspannung sinkt zu dem Zeitpunkt 160 ms auf 0 V ab. Der Strom sinkt nach 283 ms auf 0 A ab. Die Relay-Spannung beträgt wegen der Vorwärtsspannung der Diode nicht 3.5 V sondern 3.25 V.

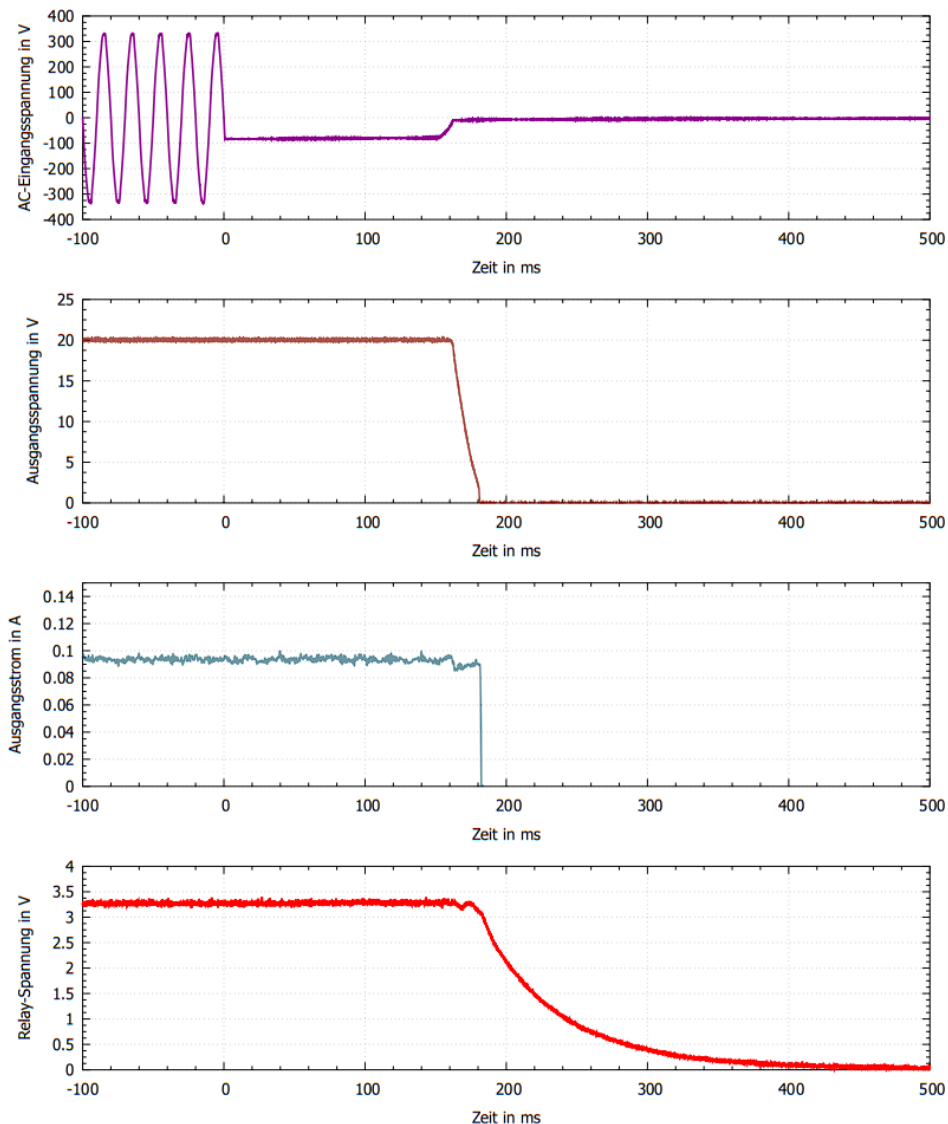


Abbildung 5.8: Ausschaltverhalten des DPS-Netzteils

5.4 Konstanter Strom- und Spannungszustand

Der konstante Zustand, bei minimaler Ausgangsspannung und maximalem Strom wird in der Abbildung 5.10 dargestellt.

Dort ist die Eingangsspannung (magenta), die Ausgangsspannung (braun), der Ausgangsstrom (blau) und die Feedback-Spannung in (grün) in Abhängigkeit der Zeit t aufgezeichnet. In dem Diagramm der Eingangsspannung (magenta) ist der 100 Hz Rippel zu erkennen. Dieser ist auf den Gleichrichter zurückzuführen. In dem Verlauf der Ausgangsspannung (braun) und der Feedback-Spannung (grün) ist die Dauer der Regelschleife von 1 ms zu erkennen. Der Ausgangsstrom (blau) ist bei 1.255 A und nicht bei 1.2 A, was auf den off-set der Stromzange zurückzuführen ist.

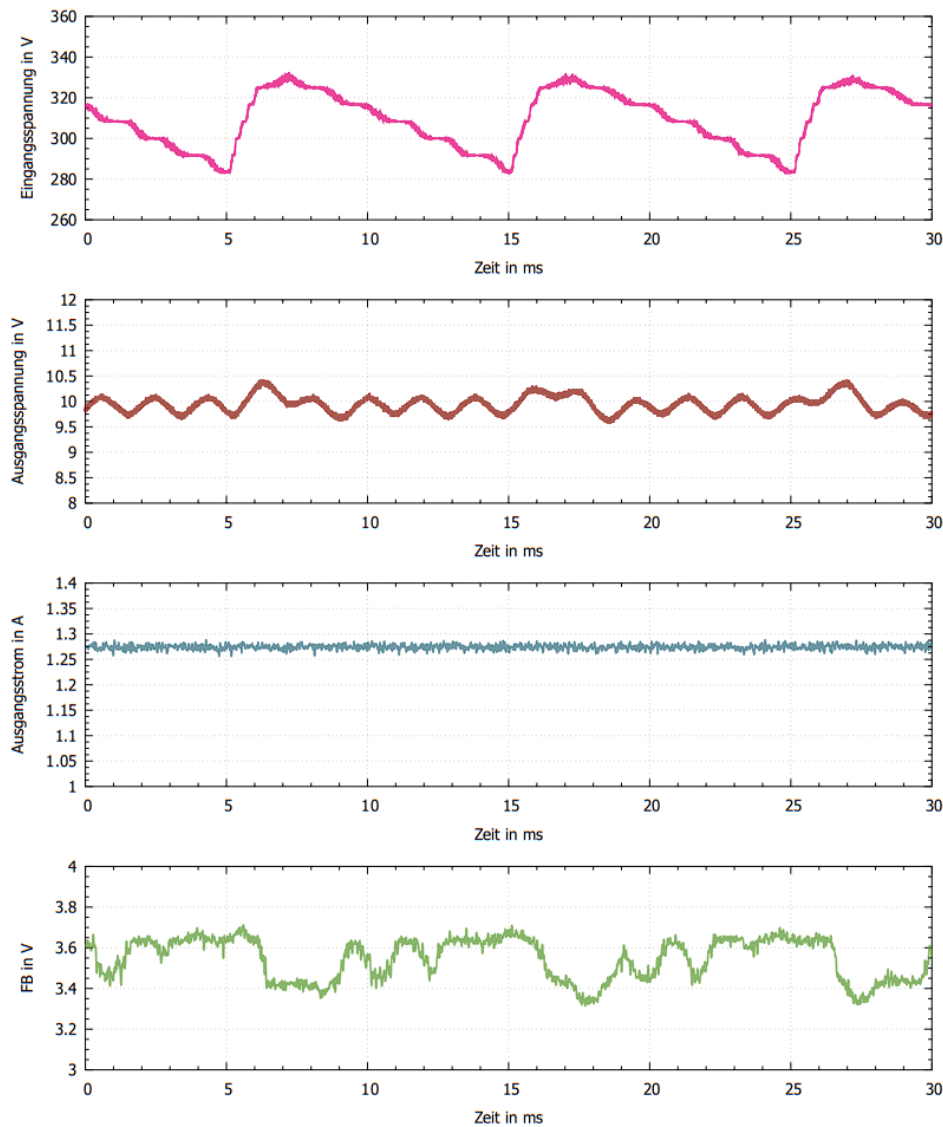


Abbildung 5.9: Konstanter Strom- und Spannungszustand, bei minimaler Ausgangsspannung und maximalem Strom

Der konstante Zustand, bei maximaler Ausgangsspannung und minimalem Strom wird in der Abbildung 5.10 dargestellt. Dort ist die Eingangsspannung (magenta), die Ausgangsspannung (braun), der Ausgangsstrom (blau) und die Feedback-Spannung in (grün) in Abhängigkeit der Zeit t aufgezeichnet.

Die Eingangsspannung (magenta) ist identisch zu der Eingangsspannung in Abbildung 5.9, fällt jedoch tiefer auf 312.5 V. Die Ausgangsspannung (braun) schwingt um 61 V. Aufgrund der abweichenden Verstärkung des differentiellen-Tastkopfs ist die Ausgangsspannung mit 61 V, 1 V zu hoch. Wie in der vorherigen Abbildungserklärung, ist die Stromabweichung auf den off-set der Stromzange zurückzuführen und die Dauer der Regelschleife von 1 ms, in der Feedback-Spannung (grün) zu erkennen

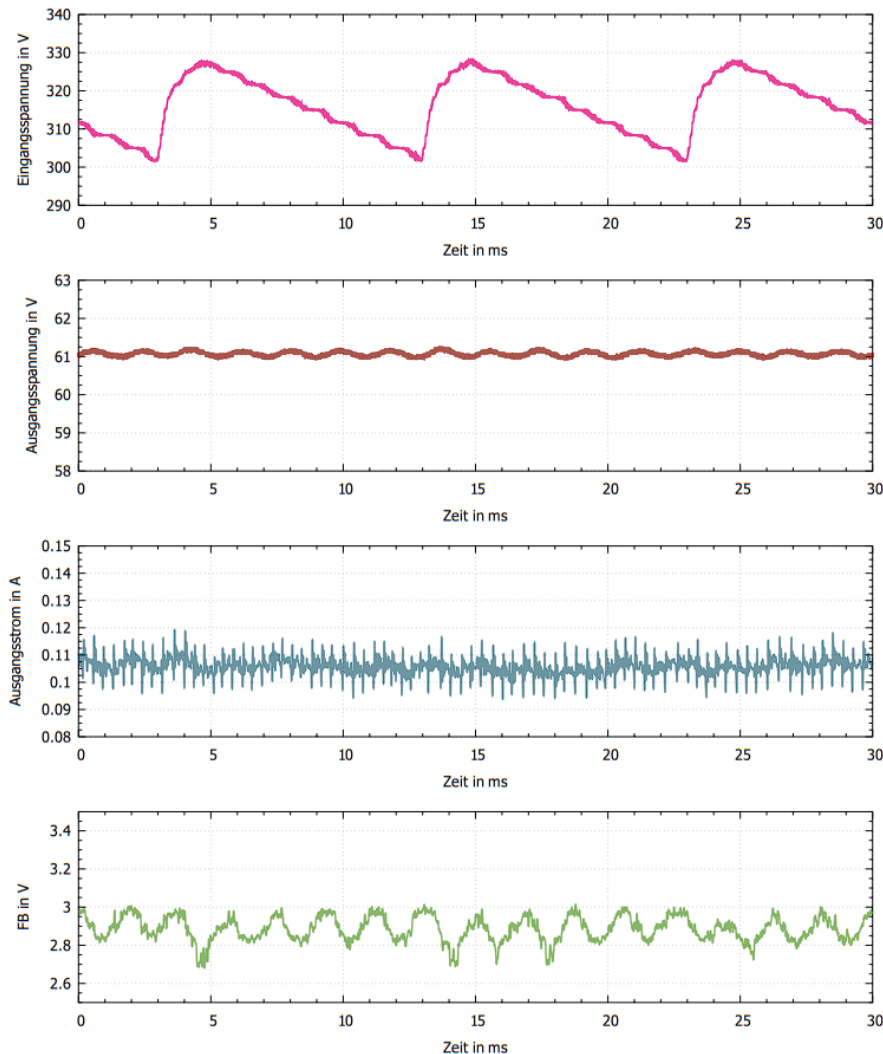


Abbildung 5.10: Konstanter Strom- und Spannungszustand, bei maximaler Ausgangsspannung und minimalem Strom

5.5 Lastanschluss

Die Abbildung 5.11 zeigt das Verhalten des Lastanschlusses, durch das leiten des MOSFETs am Ausgang. Der Strom wurde auf 0.8 A und die Spannung auf 20 V eingestellt. Dort ist die Eingangsspannung (magenta), die Ausgangsspannung (braun), der Ausgangsstrom (blau) und die Feedback-Spannung (grün) in Abhängigkeit der Zeit t aufgezeichnet.

Bei dem Einschalten des Ausgangs (0 ms), schießt die Ausgangsspannung auf 18.75 V. Im Nachgang fällt die Ausgangsspannung auf 16.5 V ab und steigt ab 23 ms auf 20 V. Dieses Verhalten ist auf das verhindern des Überspringens der Ausgangsspannung zurückzuführen. Der Ausgangsstrom schießt über 0.8 A und sinkt im Nachhinein auf 0.85 A ab. Die Abweichung des Messwerts ist auf den

off-set der Stromzange zurückzuführen. Die Regelung reagiert mit der Feedback-Spannung 4.5 V auf den Lastanschluss und bewegt sich im hinterher zwischen 4 V und 4.5 V.

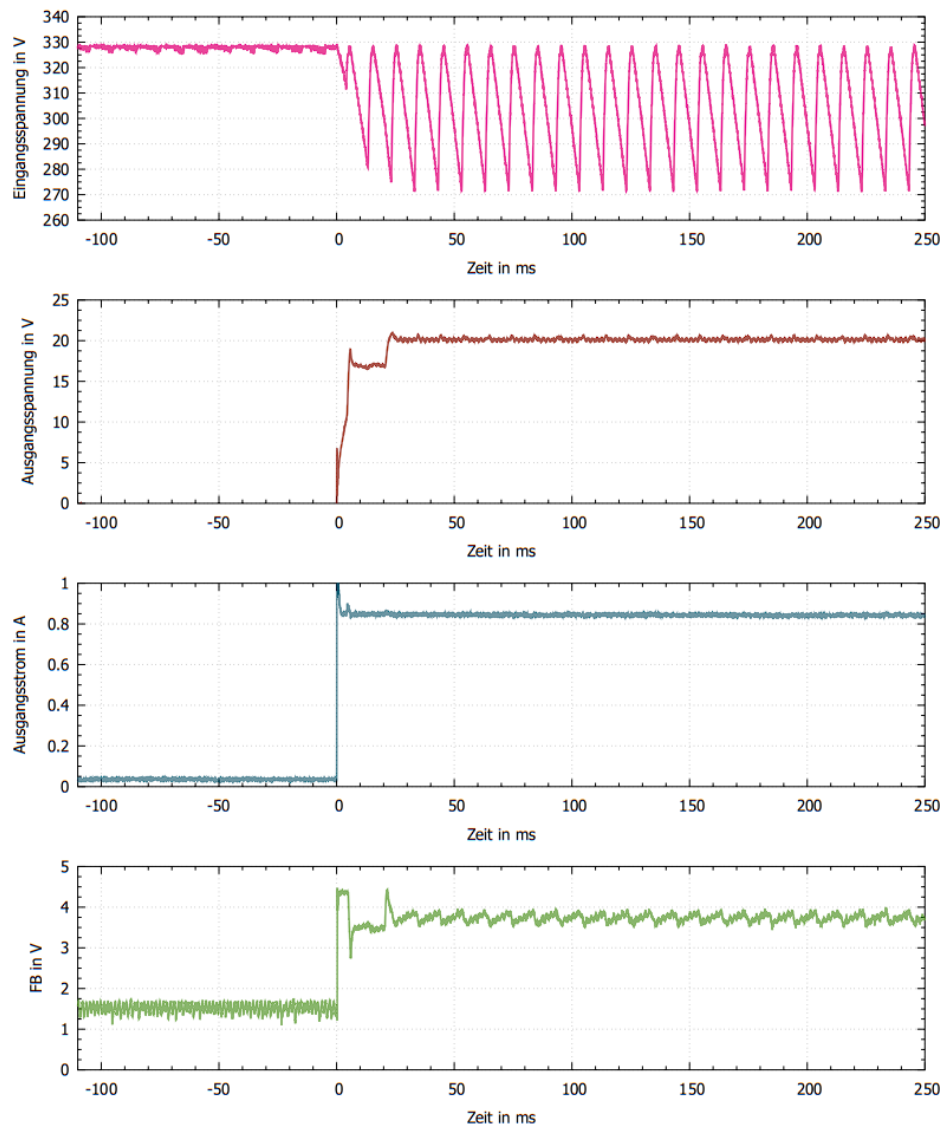


Abbildung 5.11: Lastanschluss, durch einschalten des Ausgangs

5.6 Lasttrennung

Die Abbildung 5.12 zeigt das Verhalten des Lastanschlusses, durch das sperren des MOSFETs am Ausgang. Dort ist die Eingangsspannung (magenta), die Ausgangsspannung (braun), der Ausgangsstrom (blau) und die Feedback-Spannung (grün) in Abhängigkeit der Zeit t aufgezeichnet.

Durch die Trennung der Last (0 ms), sinkt die Ausgangsspannung als auch der Ausgangsstrom abrupt auf 0 ab. Die Feedback-Spannung sinkt auf 1.25 V ab und schwingt im Nachgang um 1.5 V herum.

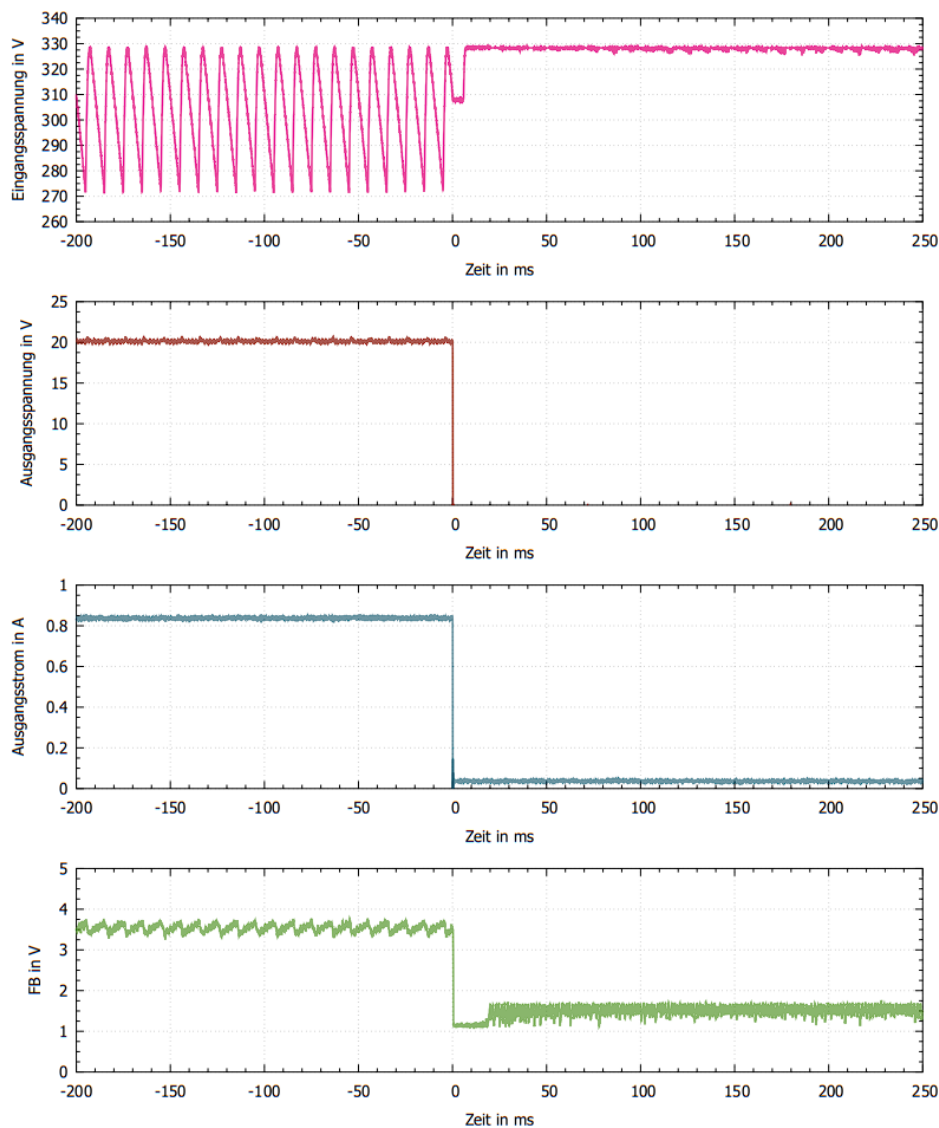


Abbildung 5.12: Lasttrennung, durch ausschalten des Ausgangs

5.7 Peak-Current Mode

Das Schaltverhalten des MOSFET wird in der Abbildung 5.13 in orange dargestellt. In magenta ist die SENSE-Spannung dargestellt. Bei dieser Messung wurde die Spannung auf 20 V und der Strom auf 0.87 A festgelegt. Der MOSFET befindet sich im QR Modus, da er im Valley ($0\text{ }\mu\text{s}$) ausgeschaltet wird und er unter voll-Last betrieben wird. Die SENSE-Spannung (lila) steigt nach dem ausschalten des MOSFETs (orange) ($0\text{ }\mu\text{s}$) auf 1.5 V. Dieselbe Spannung fällt nach dem Einschalten des MOSFETs (lila) bei $1.2\text{ }\mu\text{s}$, auf nahezu 0.1 V ab. Dies wiederholt sich ab $13.35\text{ }\mu\text{s}$ periodisch.

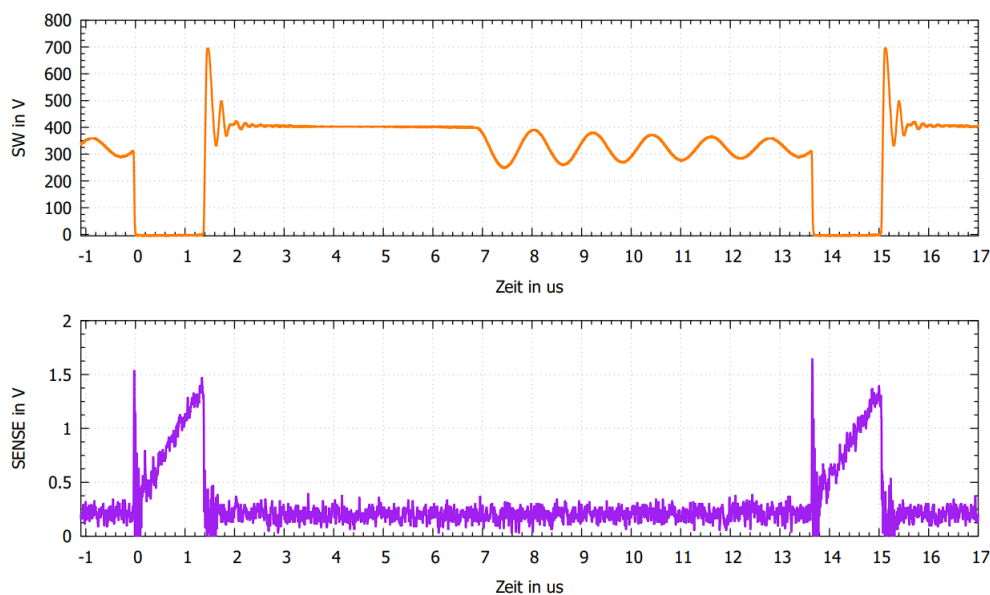


Abbildung 5.13: SW (orange), SENSE (lila)

5.8 Peak-to-peak Ausgangsstrom

In Abbildung 5.14 ist auf der Y-Achse ist der Peak-to-peak Strom und auf der X-Achse ist die Leistung aufgetragen. Es wurde mit der DC-Elektroniklast ein konstanter Strom, in aufsteigenden 100 mA schritten, an den Ausgang angelegt. Die Ausgangsspannung wurde von dem Multimeter abgelesen. Der peak-to-peak Strom wurde über das Oszilloskop mit der Stromzange abgelesen. Mit der Ausgangsspannung und dem Ausgangsstrom wurde die Leistung berechnet

Der peak-to-peak Strom von der Spannung 10 V_a (rot) sticht bei niedrigen Leistungen 3 W und 4 W mit einem peak-to-peak Strom über 100 mA_{pp} gegenüber den andern hervor. In dem 5 W bis 9 W Bereich sind alle peak-to-peak Ströme nahezu identisch. Nach den 9 W bleiben alle peak-to-peak Ströme, bis auf die 24 V_a (blau) nahezu gleich. Der peak-to-peak Strom von der Spannung 24 V_a (blau) steigt ab 9 W auf 125 mA_{pp} und erreicht sein Maximum von 133 mA_{pp} bei 9 W. Da bei 10 V_a und 14 W der Strom bei 1.4 A liegt, wurde dieser nicht weiter erhöht.

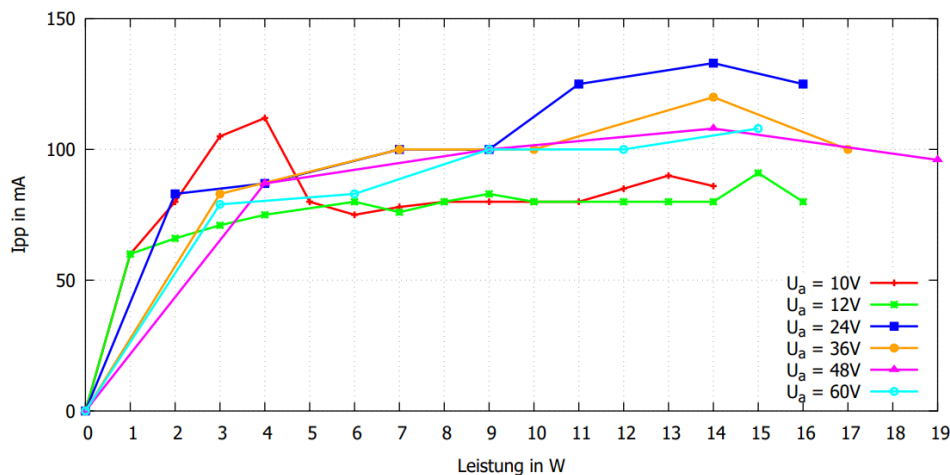


Abbildung 5.14: peak-to-peak Strom in Abhängigkeit der elektrischen Leistung

5.9 Temperatur der Platine

Die Ausgang des DPS-Netzteil wurde auf 30 V und 0.27 A eingestellt. Die Messung wurde bei einer Umgebungstermperatur von 28,8°C durchgeführt. Der Wärmeherd erstreckt sich von dem MOSFET über die Snubber-Schaltung zu der Schottky-Diode am Ausgang. Der MOSFET bildet dabei die wärmste Stelle, mit 47,7°C dar. Die TVS-Dioden[8], der MOSFET[7] und die Schottky-Diode[10] werden mit einer betriebstemperatur von -55°C bis 150°C angegeben. Damit liegt die Betriebstemperatur des DPS-Netzteils im Rahmen.



Abbildung 5.15: Kamera Bild des DPS-Netzteils

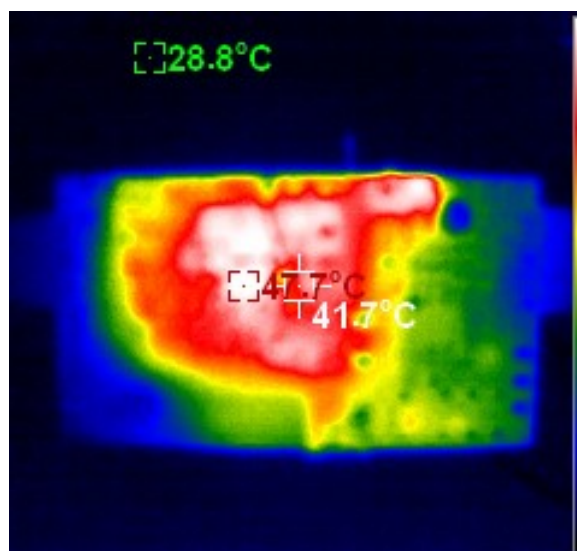


Abbildung 5.16: Wärmebild des DPS-Netzteils

Kapitel 6

Zusammenfassung

Ziel dieser Bachelorarbeit war es, für Hindernisfeuer ein digital geregelten Sperrwandler mit langer Lebensdauer und großem Strom und Spannungsbereich zu entwickeln.

Die lange Lebensdauer des Netzteils wurde, durch das einsetzen von Folienkondensatoren und Multilayer Ceramic Chip Kondensatoren (MLCC) erreicht. Die Anforderungen an die Ausgangsleistung, die minimale und maximale Ausgangsspannung, als auch der minimale und maximale Ausgangsstrom wurden eingehalten. Der Meldekontakt, wurde mit einem Relay, welches aus zwei Relaykontakten besteht implementiert. Mit der digitalen Regelung können die Betriebsmodi über externe Kontakte oder ein Software-Tool eingestellt werden. Die Anforderungen an die Sicherheitsfunktionen wie der Kurzschlusschutz, Leerlaufschutz, Transientschutz, Schutzlackierung und die galvanische Trennung wurden, durch die verwendete Sperrwandler-Topologie und des Hardware-Konzepts umgesetzt.

Die EN50160 Norm bezüglich der Überbrückungszeit bei Spannungseinbrüchen wurde eingehalten. Mithilfe des EMI-Filters konnten Leistungsgebundene Emissionen reduziert werden, wodurch die CISPR 32 Klasse A Norm bestanden wurde. Des DPS-Netztil wurde erfolgreich entwickelt und unter Laborbedingungen getestet. Es erfüllt alle in dem Abschnitt 1.3 genannten Anforderungen

Literaturverzeichnis

- [1] Ulrich Schlien, “8.1 Der Sperrwandler mit nicht lückendem Strom,” in *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*, 2020.
- [2] “AP3301 QUASI-RESONANT PWM CONTROLLER,” in https://datasheet.lcsc.com/lcsc/2201131130_Diodes-Incorporated-AP3301K6TR-G1_C780761.pdf, Abrufdatum: 04.2023.
- [3] Heinrich Mensen, “28.5.3 Befeuerung von Objekten,” in *Handbuch der Luftfahrt*, pp. 1087–1096, 2013.
- [4] “Kondensatoren und deren Lebensdauer. Ein Shoot-out,” in https://www.linkedin.com/pulse/kondensatoren-und-deren-lebensdauer-ein-shoot-out-michael-heidinger/?trk=public_profile_article_view, Abrufdatum: 05.2023.
- [5] “Ferrites and accessories,” in https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/e_25_13_7.pdf, Abrufdatum: 04.2023.
- [6] “SM4007PL Datenblatt,” in https://datasheet.lcsc.com/lcsc/1809301215_MDD-Microdiode-Electronics--SM4007PL_C64898.pdf, Abrufdatum: 05.2023.
- [7] “SMAJ150A,” in https://datasheet.lcsc.com/lcsc/1912111437_Shandong-Jingdao-Microelectronics-SMAJ150A_C353480.pdf, Abrufdatum: 06.2023.
- [8] “SMAJ150A,” in https://datasheet.lcsc.com/lcsc/1912111437_Shandong-Jingdao-Microelectronics-SMAJ150A_C353480.pdf, Abrufdatum: 06.2023.
- [9] “ES1J,” in https://datasheet.lcsc.com/lcsc/2008281133_TWGC-ES1J_C727090.pdf, Abrufdatum: 05.2023.

- [10] “SS3200,” in https://datasheet.lcsc.com/lcsc/2303141030_MDD-Microdiode-Electronics--SS3200_C65001.pdf, Abrufdatum: 05.2023.
- [11] “HSBA0056,” in https://datasheet.lcsc.com/lcsc/2208111730_HUASHUO-HSBA0056_C5128206.pdf, Abrufdatum: 05.2023.
- [12] “Farey series,” in https://encyclopediaofmath.org/wiki/Farey_series, Abrufdatum: 06.2023.
- [13] “Selbstinduktion und Induktivität,” in <https://www.leifiphysik.de/elektrizitaetslehre/elektromagnetische-induktion/grundwissen/selbstinduktion-und-induktivitaet>, Abrufdatum: 04.2023.
- [14] “LENZsche Regel,” in <https://www.leifiphysik.de/elektrizitaetslehre/elektromagnetische-induktion/grundwissen/lenzsche-regel>, Abrufdatum: 04.2023.
- [15] “Wickeldaten Speicherdrossel,” in http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/smps/etd_hilfe.html, Abrufdatum: 04.2023.
- [16] Serge Zacher und Manfred Reuter, “1 Einleitung,” in *Regelungstechnik für Ingenieure*, 2022.
- [17] “Bild einer Regelschleife,” in https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/0/0e/Blockschaltbild_erweiterter_regelkreis.gif, Abrufdatum: 04.2023.
- [18] “Peak Current Mode Control,” in <https://microchipdeveloper.com/dcdt:peak-current-mode-control>, Abrufdatum: 04.2023.
- [19] “AN2834 Application note,” in <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32l011f4.html#documentation>, Abrufdatum: 04.2023.
- [20] Gerhard Babel, “7.2 Die RCD-Schutzbeschaltung,” in *Bordnetze und Powermanagement*, p. 106, 2013.

Anhang A

Tabellen und Graphen

Messung	Name	Funktion
EMV	DSA705 von Rigol	Spektrumanalysator: Erfassung von Signalen im Frequenzbereich
EMV	TBL5016-2 von TekBox	Netznachbildung (LISN)
EMV / Strom- und Spannungsmessung	LTS 604 von Thalheimer Transformatorenwerke	Labortrennstelltransformator
Strom- und Spannungsmessung	SDS2104X Plus von Siglent	Oszilloskop: zeigt den zeitlichen Verlauf des gemessenen Signals dar
Strom- und Spannungsmessung	KEL103 von Korad	elektronische Last
Strom- und Spannungsmessung	IT8512A+ von ITECH	elektronische Last
Strommessung	CP2100B von Micsig	Strommesszange
Spannungsmessung	DP10013 von Micsig	Aktiver Differential-Tastkopf
Strom- und Spannungsmessung	BM235 von Welectron	Multimeter
Temperaturmessung	HT-19 von Hti	Wärmebildkamera

Tabelle A.1: Auflistung der verwendeten Messgeräte

Name	Wert
R_{SENSE}	$1\ \Omega$
R_1	$100\ \Omega$
R_2	$100\ \Omega$
R_3	$33\ \text{k}\Omega$
R_4	$30\ \text{k}\Omega$
R_5	$990\ \text{k}\Omega$
R_6	$100\ \Omega$
R_7	$470\ \text{k}\Omega$
R_8	$390\ \text{k}\Omega$
R_9	$270\ \text{k}\Omega$
R_{10}	$39\ \text{k}\Omega$
R_{11}	$1.8\ \text{k}\Omega$
R_{12}	$1\ \text{k}\Omega$
R_{13}	$10\ \text{k}\Omega$
R_s	$33\ \text{m}\Omega$
R_{14}	$100\ \text{k}\Omega$
R_{15}	$150\ \text{k}\Omega$
R_{16}	$6.8\ \text{k}\Omega$
R_{17}	$150\ \text{k}\Omega$
R_{18}	$6.8\ \text{k}\Omega$
R_{19}	$470\ \Omega$
R_{20}	$150\ \Omega$
R_{21}	$6.8\ \text{k}\Omega$
R_{22}	$470\ \Omega$
$R_{pull-down}$	$10\ \text{k}\Omega$

Tabelle A.2: Widerstandswerte

Name	Wert
C_1	100 nF
C_2	100 nF
C_3	4.7 μ F
C_4	100 pF
C_5	100 pF
C_6	10.1 μ F
C_7	10 nF
C_8	940 nF
C_9	1 μ F
$C_{10,filter}$	150.1 μ F
C_{11}	100 nF
C_{12}	470 pF
C_{13}	470 pF
C_{14}	10 nF
C_{15}	470 pF
C_{15}	10 nF

Tabelle A.3: Kondensatorwerte