



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Jonas Freudenthal

Leistungsfaktorkorrektur für einen Hochsetzsteller

Jonas Freudenthal

Leistungsfaktorkorrektur für einen Hochsetzsteller

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.–Ing. Gustav Vaupel
Zweitgutachter : Prof. Dr.–Ing. Michael Röther

Abgegeben am 24.März 2016

Jonas Freudenthal

Thema der Bachelorthesis

Leistungsfaktorkorrektur für einen Hochsetzsteller

Stichworte

Leistungsfaktor, Leistungsfaktorkorrektur, Gleichrichtung, Hochsetzsteller, Schaltnetzteil, Labor für Energietechnik, PORTUNUS

Kurzzusammenfassung

Diese Bachelorthesis beschreibt die Entwicklung, die Simulation und den praktischen Aufbau einer Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe mit Hochsetzsteller Topologie als Ergänzung für den Praktikumsversuch „Schaltnetzteile“ im Labor für Energietechnik der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg.

Jonas Freudenthal

Title of the paper

power factor correction for a boost converter

Keywords

power factor, power factor correction, rectifier, boost converter, switch mode power supply, laboratory for power electronics, PORTUNUS

Abstract

This Bachelor's Thesis describes the development, the simulation and the practical construction of a power factor pre converter with boost technology as a supplement for the experiment "switch mode power supplies" at the laboratory for power electronics of the University of Applied Sciences Hamburg.

Danksagung

Bevor die eigentliche Arbeit beginnen soll, möchte ich zunächst an dieser Stelle den Menschen danken, die mich nicht nur während meiner Bachelorthesis, sondern auch während meines kompletten Studiums unterstützten.

Ein besonderer Dank geht an:

- Meine Eltern und meine Familie für die liebevolle und auch finanzielle Unterstützung.
- Herrn Constantin Matthes und Herrn Kai Hähre für eine angenehme und erfolgreiche Zusammenarbeit während der gemeinsamen Studienzeit.
- Meiner Freundin Lea-Sophie Appelt für die liebevolle Unterstützung besonders im letzten Abschnitt des Studiums.

Darüber hinaus möchte ich meinen Professoren und meinem Betreuer besonderen Dank aussprechen:

- Herrn Prof. Dr.-Ing. Gustav Vaupel für das anspruchsvolle Thema und die sehr gute Betreuung während der Bachelorthesis.
- Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Röther für die Rolle des Zweitgutachters.
- Herrn Dipl.-Ing. Frank Korpel für die freundliche Unterstützung während dieser Arbeit im Labor der Energietechnik.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation und Zielsetzung	2
1.2	Aufbau der Arbeit	2
2	Theoretische Grundlagen der Leistungsfaktorkorrektur	4
2.1	Mathematische Grundlagen	7
2.2	Leistungsfaktor und Oberschwingungen	10
2.3	EMV Gesetz	13
2.3.1	Norm EN61000-3-2	13
2.4	Aktive Leistungsfaktorkorrektur	15
2.5	Gleichungen Hochsetzsteller	15
2.6	Prinzip PFC mit Hochsetzsteller	18
2.6.1	Betrieb mit nicht lückendem Strom	19
2.6.2	Betrieb an der Lückgrenze	21
2.6.3	Betrieb mit lückendem Strom	22
2.7	Analyse und Regelung Schaltnetzteil	24
2.7.1	Regelung Allgemein	24
2.7.2	Regelung Schaltnetzteil	25
2.7.3	Mittelwert-Stromregelung (MW-CMC)	26
2.8	Mittelwert-Stromregelung mit L4981A	28
3	Dimensionierung	42
3.1	Leistungselemente	43
3.2	Steuerelemente	47
3.3	Layout <i>EAGLE</i>	52
4	Simulation	53
4.1	PORTUNUS	53
4.2	Simulation ohne Leistungsfaktorkorrektur	54
4.2.1	Simulation von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$, Phasenverschiebung und Ausgangsspannung U_a	55
4.2.2	Gesamte harmonische Verzerrung und Leistungsfaktor	57
4.3	Simulation mit Leistungsfaktorkorrektur	60
4.3.1	Simulation von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$, Phasenverschiebung und Ausgangsspannung U_a	62
4.3.2	Simulation der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$	65

4.3.3	Simulation des Spulenstroms $i_L(t)$	66
4.3.4	Simulation der PWM-Erzeugung	69
4.3.5	Gesamte harmonische Verzerrung und Leistungsfaktor	70
5	Praktische Versuchsdurchführung	73
5.1	Versuchsaufbau	73
5.1.1	Messgeräte	74
5.2	Versuchsdurchführung ohne Leistungsfaktorkorrektur	75
5.2.1	Messung von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$, Phasenverschiebung und Ausgangsspannung U_a	75
5.2.2	Gesamte harmonische Verzerrung und Leistungsfaktor	78
5.2.3	Verlustleistung und Wirkungsgrad	79
5.3	Versuchsdurchführung mit Leistungsfaktorkorrektur	82
5.3.1	Messung von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$, Phasenverschiebung und Ausgangsspannung U_a	82
5.3.2	Messung der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$	84
5.3.3	Messung des Spulenstroms $i_L(t)$	86
5.3.4	Messung der PWM-Erzeugung	89
5.3.5	Gesamte harmonische Verzerrung und Leistungsfaktor	90
5.3.6	Verlustleistung und Wirkungsgrad	91
6	Zusammenfassung und Ausblick	97
7	Anhang	100
	Literaturverzeichnis	101
	Abbildungsverzeichnis	103
	Tabellenverzeichnis	106
	Versicherung über die Selbstständigkeit	107

1 Einleitung

Heutzutage besitzen nahezu alle Elektronischen Geräte im Büro oder im privaten Haushalt, wie zum Beispiel: Computer, Fernseher, Ladegeräte für den Laptop, Tablet oder Smartphone, ein Schaltnetzteil um aus der Wechselfspannung aus dem Niederspannungsversorgungsnetz die benötigte Gleichspannung für das jeweilige Gerät zu konvertieren. Früher wurde dafür ein herkömmliches Netzteil, bestehend aus Netztransformator, Gleichrichter und einem Längsregler, eingesetzt.

Der Aufwand der Wärmeabfuhr und das dafür benötigte Volumen, sowie das Gewicht, der Einsatz für beliebige Spannungsniveaus, höherer Temperaturbereich durch einen höheren Wirkungsgrad und einen weiten Bereich der Netzspannung sind einige wichtige Vorteile und damit Gründe, warum sich heutzutage das Schaltnetzteil durchgesetzt hat [Thi95][Sch12].

Durch die Glättungs- und Speicherkondensatoren nach der Gleichrichtung der herkömmlichen Netzteile wird dem Netz der benötigte Strom impulsförmig entnommen. Dieser impulsförmige Netzstrom wird auch als stark Oberschwingungsbehaftet bezeichnet. Diese Netzverunreinigungen verursachen an den Zuleitungen des Versorgungsnetzes unnötige und unerwünschte ohmsche und induktive Spannungsabfälle und somit Verluste.

Einzelne Geräte sind dabei nicht das Problem, sondern die Masse an elektronischen Geräten die heutzutage an das Versorgungsnetz angeschlossen sind. Die durch die Oberschwingungen entstehende unerwünschte Blindleistung führt dazu, dass die Effizienz des Versorgungsnetzes sinkt[HD13]. Durch die Oberschwingungen wird Leistung auf anderen Frequenzen als der Netzfrequenz transportiert. Die Stromverzerrung kann Geräte mit Nulldurchgangs Erkennung stören und kann Überströme in den Neutralleitern hervorrufen. Dadurch müsste der Netzbetreiber die Versorgungsnetze größer dimensionieren. Deshalb besteht bei den Netzteilen die Forderung, dass der aus dem Netz entnommene Strom sinusförmig und in Phase mit der Netzspannung ist. Dazu werden sogenannte Leistungsfaktorkorrektur Schaltungen (im Folgenden: PFC¹) dem eigentlichen Netzteil vorgeschaltet.

Diese Bachelorarbeit beschreibt die nötigen Grundlagen, den Entwurf mit Simulation und den Aufbau einer aktiven PFC Vorstufe für einen schon vorhandenen Hochsetzsteller im Labor für Energietechnik der Hochschule für Angewandte Wissenschaften in Hamburg.

¹Englische Abkürzung: **P**ower **F**actor **C**orrection

1.1 Motivation und Zielsetzung

Motivation dieser Arbeit, ist eine aktive Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe für den Hochsetzsteller aus der Bachelorthesis "Entwurf und Aufbau von DC/DC Stellern" von Herrn Safa Camur [Cam15] aus dem Versuch "Schaltnetzteile" aus dem begleitenden Laborpraktikum für die Vorlesung "Antriebe und Leistungselektronik" zu entwickeln und aufzubauen. Der Versuch wurde 2015 eingeführt und hat den vorherigen Versuch zu Schaltnetzteilen, damals noch mit den *Leybolt*²-Elementen aufgebaut, ersetzt. In dem alten Versuch war eine Teilaufgabe mit einer PFC Schaltung vorhanden. Dieses Element fehlt bislang in dem aktuellen Versuch.

Die Zielsetzung dieser Arbeit ist die Unterstützung der Lehre durch diese PFC Vorstufe. Die Studierenden sollen in dem Versuch den Unterschied der Stromaufnahme aus dem Netz zwischen einem Netzteil ohne Leistungsfaktorkorrektur und einem Netzteil mit aktiver Leistungsfaktorkorrektur Stufe messtechnisch aufnehmen und dadurch die Bedeutung und Wichtigkeit erkennen.

Da die in dieser Thesis implementierte PFC Vorstufe eine Erweiterung für ein vorhandenes Schaltnetzteil ist, wird davon ausgegangen, dass die Bachelorthesis von Herrn Safa Camur bekannt ist. Aus diesem Grund wird hier nicht auf die Grundlagen der verschiedenen Strukturen von DC/DC³ Wandlern 1. Ordnung (Hoch-, Tief- und Hoch/Tiefsetzsteller) eingegangen, sondern als bekannt angenommen.

1.2 Aufbau der Arbeit

Nachdem das Thema, die Motivation und die Zielsetzung dieser Bachelorarbeit beschrieben wurden, soll nun im Folgenden der strukturelle Aufbau der Arbeit vorgestellt werden. Die Thesis gliedert sich inhaltlich in die Kapitel:

- Theoretische Grundlagen der Leistungsfaktorkorrektur
- Dimensionierung
- Simulation
- Praktische Versuchsdurchführung
- Zusammenfassung und Ausblick

Im Anschluss dieses Kapitels werden im Abschnitt der Theoretischen Grundlagen der Leistungsfaktorkorrektur auf Mathematische Grundlagen, Leistungsfaktor, Oberschwingungen, die europäischen Norm für Netzqualität und auf die aktiven Leistungsfaktorkorrektur eingegangen. Zusätzlich wird auf das gewählte Verfahren und den verwendeten IC⁴ eingegangen und deren Funktionen genauer erläutert.

²Trainings- und Ausbildungssysteme der Firma LD Didaktik GmbH

³ Englische Abkürzung: **D**irect **C**urrent (Gleichspannung)

⁴ Englische Abkürzung: **I**ntegrated **C**ircuit (Integrierter Schaltkreis)

Im darauf folgenden Kapitel der Dimensionierung der aktiven PFC Schaltung werden die Leistungselemente, sowie die externe Beschaltung des Bausteins für den vorliegenden Anwendungsfall dimensioniert. Insbesondere wird die Reglerdimensionierung behandelt.

In dem Abschnitt Simulation wird mit dem Programm *PORTUNUS*⁵ die aktive Leistungsfaktorkorrektur Schaltung mit den Werten aus der Dimensionierung simuliert, um die theoretischen Berechnungen noch einmal zu überprüfen und anzupassen.

Im anschließenden Kapitel wird die praktische Versuchsdurchführung am fertigen Gerät erläutert. Weiterhin werden hier die Messergebnisse mit den theoretischen Ergebnissen aus der Simulation verglichen.

Im letzten Kapitel dieser Arbeit ist eine Zusammenfassung der Ergebnisse und ein Ausblick über mögliche Änderungen und Weiterentwicklungen zu finden.

⁵Simulationssoftware, siehe Abschnitt 3.2 Simulation

2 Theoretische Grundlagen der Leistungsfaktorkorrektur

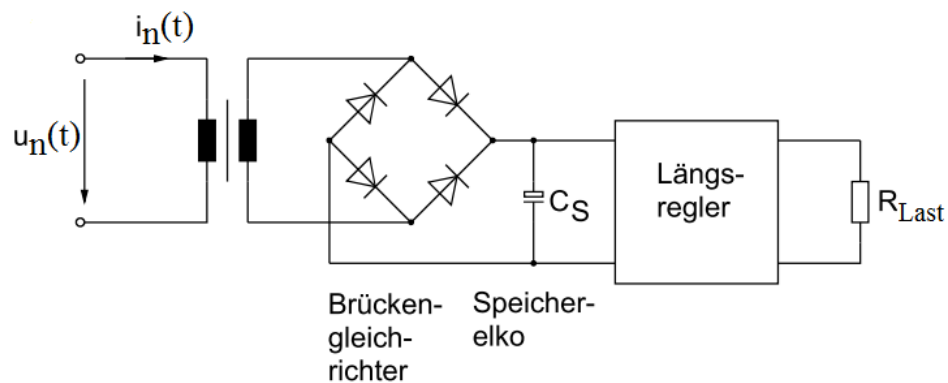


Abbildung 2.1: Schaltung eines Netzgerätes ohne PFC [Sch12]

In Abbildung 2.1 ist der prinzipielle Aufbau eines Netzgerätes ohne Leistungsfaktorkorrektur zu sehen. Bestehend aus Netztransformator, Brückengleichrichter, Speicherkondensator und Längsregler. Die Netzspannung wird durch den Transformator heruntertransformiert und danach mit dem Speicherkondensator geglättet. Der angeschlossene Verbraucher zieht seinen benötigten Strom aus dem Kondensator, wenn die heruntertransformierte Netzspannung betragsmäßig kleiner als die Spannung am Kondensator ist.

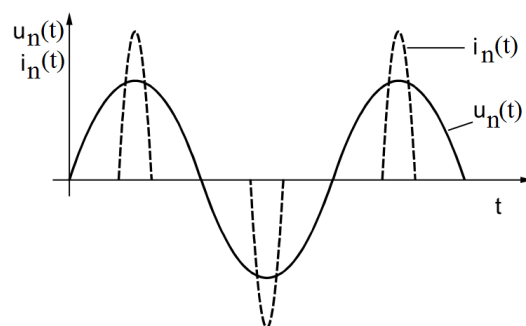


Abbildung 2.2: Prinzipieller Verlauf der impulsförmigen Stromentnahme aus dem Netz ohne PFC [Sch12]

Der Kondensator wird erst wieder von der Netzseite aufgeladen, wenn die Netzspannung betragsmäßig größer als die Kondensatorspannung ist. Nur zu diesem Zeitpunkt wird aus dem Netz Strom entnommen. Dadurch ist der aufgenommene Strom nicht sinusförmig, sondern impulsförmig wie in Abbildung 2.2 dargestellt.

Diese Art von Netzstrom wird auch als stark überschwingungsbehaftet bezeichnet [Sch12]. Durch die Überschwingungen entstehen unerwünschte Verluste im Netz. Die sinusförmige Netzspannung wird zu einer Delle im Scheitelpunkt zum Zeitpunkt des hohen Stromflusses verzerrt, da durch ihn ohmsche und induktive Spannungsabfälle auf den Leitungen verursacht werden.

Bei der aktiven Leistungsfaktorkorrektur wird durch zusätzlichen Schaltungsaufwand vor dem Speicherkondensator der Netzstrom so geregelt, dass er sinusförmig und in Phase zur Netzspannung verläuft.

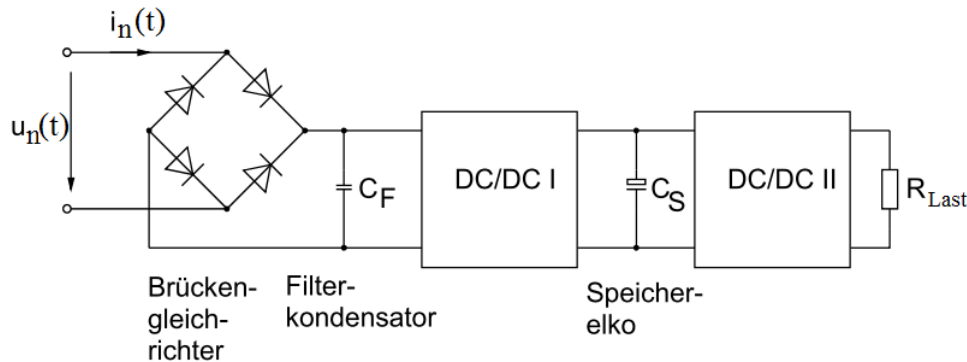


Abbildung 2.3: Schaltungsprinzip eines Schaltnetzteils mit PFC Stufe [Sch12]

In der Abbildung 2.3 ist das Schaltungsprinzip eines Schaltnetzteils mit Leistungsfaktorkorrektur zu sehen. Für die Leistungsfaktorkorrektur ist ausschließlich der erste Gleichstromsteller zuständig. Dieser wandelt die gleichgerichtete, mit doppelter Netzfrequenz pulsierende Netzspannung auf die Spannung des Speicherkondensators C_S . Üblicherweise arbeitet dieser Wandler als Hochsetzsteller und lädt den Kondensator auf einen Wert, der höher als die Amplitude der Netzspannung (325V) ist, auf. In der Praxis liegt die Spannung an dem Elektrolytkondensator zwischen 350V und 400V. Der Netzstrom wird dabei so geregelt, dass er proportional zur Netzspannung ist (Abbildung 2.4). Der Kondensator C_F ist ein reiner Filterkondensator um die hohen Schaltfrequenzen der Gleichstromsteller vom Netz fernzuhalten. Der zweite Gleichstromsteller sieht die Spannung am Speicherkondensator als Zwischenkreis. Dieser wandelt die hohe Gleichspannung dann auf die benötigte Verbraucherspannung herunter [Sch12].

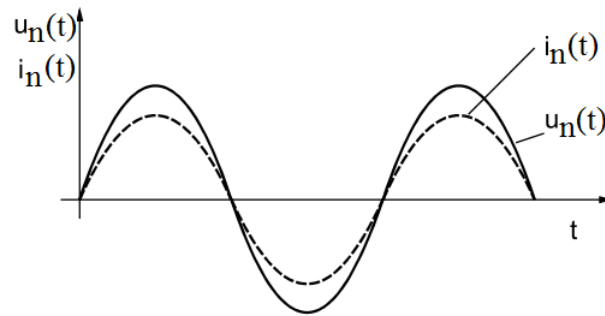


Abbildung 2.4: Sinusförmige Stromentnahme aus dem Netz durch PFC [Sch12]

Es gibt heutzutage zahlreiche ICs für die Ansteuerung der PFC-Schaltungen. Diese enthalten die notwendigen Reglerstrukturen und analogen Multiplizierer, die durch externe Beschaltung des ICs eingestellt werden.

Im Folgenden werden die benötigten mathematischen und elektrotechnischen Grundlagen für die Leistungsfaktorkorrektur beschrieben.

2.1 Mathematische Grundlagen

Kennwerte von Wechselgrößen

Eine Wechselgröße zeichnet sich dadurch aus, dass sie ihre Größe und Richtung mit der Zeit t ändert. Bei einer periodischen Wechselgröße wiederholt sich der Verlauf nach Ablauf einer Periodendauer T [MM07]. Wechselgrößen oder deren Augenblickswerte werden hier mit Kleinbuchstaben (z.B. $i(t)$ oder $u(t)$) gekennzeichnet. Für Gleichgrößen und Mittelwerte werden Großbuchstaben (z.B. I oder U) verwendet. Effektivwerte werden ebenfalls durch Großbuchstaben mit dem zusätzlichen Index *eff* (z.B. I_{eff} oder U_{eff}) bezeichnet. Bei Ausnahmen zur vereinfachten Darstellung wird explizit darauf hingewiesen.

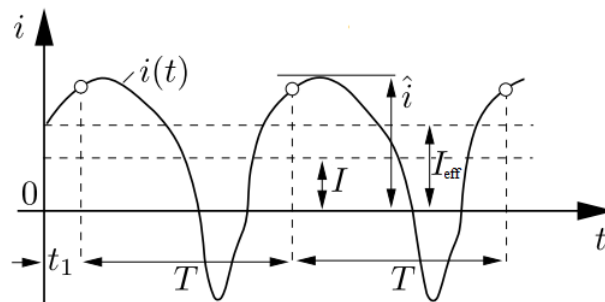


Abbildung 2.5: Beispiel einer Wechselgröße und ihrer Kennwerte [MM07]

Für eine periodische Wechselgröße, hier am Beispiel eines Stroms $i(t)$, gilt nach [MM07]:

- Frequenz:

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

- Kreisfrequenz:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad (2.2)$$

- Amplitude (Scheitelwert) \hat{i} : Der Maximalwert der Wechselgröße innerhalb einer Periode T
- Arithmetischer Mittelwert I : Der Arithmetische Mittelwert ist bei reinen Wechselgrößen, also ohne Gleichanteil, gleich Null. Bei einer Vermischung von Gleich- und Wechselanteilen gibt der Arithmetische Mittelwert die Größe des Gleichanteils an.

$$I = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i(t) dt \quad (2.3)$$

- Effektivwert I_{eff} : Der Effektivwert ist der quadratische, zeitliche Mittelwert:

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i^2(t) dt} \quad (2.4)$$

Sinusgröße

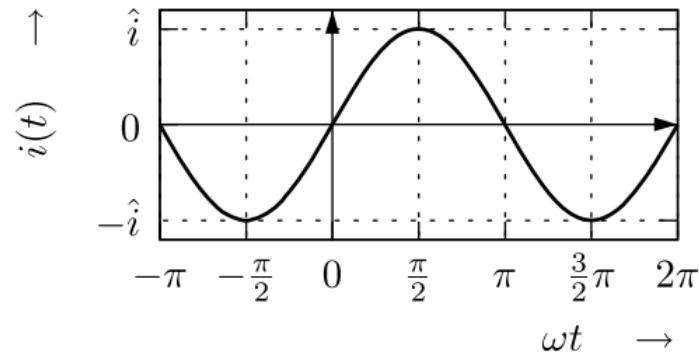


Abbildung 2.6: Beispiel einer Sinusgröße [MM07]

Der Augenblickswert $i(t)$ eines rein sinusförmigen Stroms ändert sich mit der Sinusfunktion nach Abbildung **2.6**:

$$i(t) = \hat{i} \cdot \sin(\omega t) \quad 2\pi = \omega T \quad (2.5)$$

Der arithmetische Mittelwert ist bei der reinen sinusförmigen Wechselgröße gleich Null. Für den Effektivwert I_{eff} der Sinusfunktion gilt nach [MM07]:

$$\begin{aligned} I_{eff}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{\hat{i}^2}{T} \int_0^T \sin^2(\omega t) dt \\ I_{eff}^2 &= \frac{\hat{i}^2}{2T} \int_0^T (1 - \cos(2\omega t)) dt \\ I_{eff}^2 &= \frac{\hat{i}^2}{2} \\ I_{eff} &= \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Fourierreihen und Analyse

Die Fouriersche Reihendarstellung ist in der Leistungselektronik z.B. für die Berechnung von Leistungen und Netzrückwirkungen von großer Bedeutung, da häufig periodische aber nicht mehr sinusförmige Verläufe von Spannungen und Strömen vorkommen.

Folgende Zusammenhänge gelten nach [Zac10a].

Liegt eine periodische Funktion $f(\omega t)$ mit der Periode $\omega T = 2\pi$ vor, kann man diese Funktion als Fourierreihe schreiben als:

$$f(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{v=1}^{\infty} (a_v \cdot \cos(v \cdot \omega t) + b_v \cdot \sin(v \cdot \omega t)) \quad (2.7)$$

mit

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} f(\omega t) d\omega t \quad (2.8)$$

und allgemein

$$a_v = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} f(\omega t) \cdot \cos(v \cdot \omega t) d\omega t \quad v = 1, \dots, \infty \quad (2.9)$$

sowie

$$b_v = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} f(\omega t) \cdot \sin(v \cdot \omega t) d\omega t \quad v = 1, \dots, \infty \quad (2.10)$$

als Fourierkoeffizienten. Wobei $a_0 = 0$ bei reinen Wechselgrößen. Die Koeffizienten a_1 und b_1 beschreiben die Grundschwingung und die Koeffizienten a_v und b_v mit $v = 2, \dots, \infty$ beschreiben die harmonischen Oberschwingungen. Ziel der Fourieranalyse ist es, die periodische Funktion in ihre harmonischen Bestandteile, sprich der Grundschwingung und der Oberschwingungen zu zerlegen.

Nach [Zac10a] gilt für den Spezialfall $f(\omega t + \pi) = -f(\omega t)$:

$$\begin{aligned} a_{2k+1} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \cdot \cos[(2k+1)\omega t] d\omega t \\ a_{2k} &= b_{2k} = 0 \\ b_{2k+1} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \cdot \sin[(2k+1)\omega t] d\omega t \\ &\quad (k = 0, 1, 2, \dots) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Damit sind dann nur die Grundschwingung sowie die ungeraden Vielfachen der harmonischen Oberschwingungen vorhanden.

Eine andere Schreibweise der Fourierreihe der Funktion $f(\omega t)$ ist:

$$f(\omega t) = c_0 + \sum_{v=1}^{\infty} c_v \cdot \sin(v \cdot \omega t + \varphi_v) \quad (2.12)$$

mit

$$c_0 = \frac{a_0}{2}, \quad c_v = \sqrt{a_v^2 + b_v^2} \quad (2.13)$$

sowie

$$\tan \varphi_v = \frac{a_v}{b_v} \quad (2.14)$$

Die Darstellung der Fourierreihe der Funktion $f(\omega t)$ mit Gleichung **2.12** wird so nicht mehr als Überlagerung gleichfrequenter Sinus- und Kosinusfunktionen betrachtet, sondern als eine Vielzahl von Sinusschwingungen als v -faches der Grundkreisfrequenz ω mit den Amplituden c_v und der Phasenverschiebung φ_v .

2.2 Leistungsfaktor und Oberschwingungen

Zur Beschreibung der Netzbelastung eines Gerätes wurde der sogenannte Leistungsfaktor eingeführt, um nicht immer alle Oberschwingungen bestimmen zu müssen. Bei Netzteilen wird, wie auch bei elektrischen Maschinen, für die Definition des Leistungsfaktors¹ $\cos \varphi$ das Verhältnis von der aufgenommenen Wirkleistung P zur aufgenommenen Scheinleistung S verwendet. Wobei φ die Phasenverschiebung zwischen Netzspannung und aufgenommenem Strom beschreibt [Sch12].

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (2.15)$$

Diese Gleichung gilt allerdings nur, wenn es sich bei der Spannung und dem Strom um rein sinusförmige Größen handelt. Der aus dem Netz entnommene Strom, der den Kondensator lädt, ist wie bereits erwähnt, nicht sinusförmig, sondern enthält Oberschwingungen. Der Leistungsfaktor PF bei den Schaltnetzteilen beschreibt also beides, die Phasenverschiebung und den Oberschwingungsanteil. Die folgenden Zusammenhänge gelten nach [Sch12] und [Bas14].

Für einen beliebigen periodischen Spannungsverlauf gilt:

$$u(t) = U_{1,eff} \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{2,eff} \sqrt{2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_{3,eff} \sqrt{2} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots \quad (2.16)$$

Für einen beliebigen periodischen Stromverlauf gilt:

$$i(t) = I_{1,eff} \sqrt{2} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{2,eff} \sqrt{2} \sin(2\omega t + \psi_2) + I_{3,eff} \sqrt{2} \sin(3\omega t + \psi_3) + \dots \quad (2.17)$$

¹Englisch: **P**ower **F**actor, PF

Für die Effektivwerte der Spannung bzw. des Stroms gilt:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt} \quad (2.18)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (2.19)$$

Daraus folgt für die Spannung:

$$U_{eff} = \sqrt{U_{1,eff}^2 + U_{2,eff}^2 + U_{3,eff}^2 + \dots} \quad (2.20)$$

Und für den Strom:

$$I_{eff} = \sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots} \quad (2.21)$$

Die im Mittel von einem Verbraucher aufgenommene Leistung, bei der Spannung $u(t)$ und dem Strom $i(t)$, ist die Wirkleistung P :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (2.22)$$

Nach der Lösung des Integrals mit den Gleichungen **2.16** und **2.17** ergibt das:

$$\begin{aligned} P = & U_{1,eff} I_{1,eff} \cos(\varphi_1 - \psi_1) + U_{2,eff} I_{2,eff} \cos(\varphi_2 - \psi_2) \\ & + U_{3,eff} I_{3,eff} \cos(\varphi_3 - \psi_3) + \dots \end{aligned} \quad (2.23)$$

Bei einem starren Netz² sind die Oberschwingungen der Spannung näherungsweise Null, daher gilt für die Wirkleistung P :

$$P = U_{1,eff} \cdot I_{1,eff} \cdot \cos(\varphi_1 - \psi_1) \quad (2.24)$$

Im Folgenden wird für die Phasenverschiebung $\cos(\varphi_1 - \psi_1)$ zwischen Spannung und Strom vereinfacht $\cos\varphi$ geschrieben.

Für die Scheinleistung S gilt:

$$S = U_{1,eff} \cdot I_{eff} = U_{1,eff} \cdot \sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots} \quad (2.25)$$

Daraus ergibt sich für den Leistungsfaktor PF :

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{I_{1,eff} \cdot \cos\varphi}{\sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots}} \quad (2.26)$$

²Netz mit fester Spannung und Frequenz

Der Grundschwingungsgehalt, angegeben durch die dimensionslose Verhältniszahl g , beschreibt das Verhältnis von dem Wert der Grundschwingung zum Wert der gesamten Größe (hier Strom):

$$g = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \quad (2.27)$$

Der Oberschwingungsgehalt³, angegeben durch die dimensionslose Verhältniszahl k , beschreibt das Verhältnis von dem Wert der Oberschwingungen zum Wert der gesamten Größe (hier Strom):

$$k = \frac{\sqrt{I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots}}{I_{eff}} \quad (2.28)$$

Hierbei gilt für die beiden Verhältniszahlen:

$$k^2 + g^2 = 1 \quad (2.29)$$

Wenn also der harmonische Gehalt des aus dem Netz entnommenen Stromes I gegen Null geht, dann geht $g \rightarrow 1$ Für den Leistungsfaktor kann man dann auch schreiben:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{I_{1,eff} \cdot \cos\varphi}{\sqrt{I_{1,eff}^2 + I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots}} = g \cdot \cos\varphi \quad (2.30)$$

Die gesamte harmonische Verzerrung (im Folgenden: THD⁴) ist eine Angabe um die Größe der Anteile der harmonischen Verzerrung eines Signals zu beschreiben. Die Festlegung bezieht sich auf Feldgrößen, wie dem Verlauf des Stromes in Form von Amplitudenverhältnissen. Die THD von einem Signal ist ähnlich definiert wie der Oberschwingungsgehalt oder Klirrfaktor, benutzt aber als Bezug nicht den Effektivwert des gesamten Signals, sondern nur den Effektivwert der Grundschwingung (in diesem Fall $I_{1,eff}$):

$$THD = \frac{\sqrt{I_{2,eff}^2 + I_{3,eff}^2 + \dots}}{I_{1,eff}} = \frac{\sqrt{I_{eff}^2 - I_{1,eff}^2}}{I_{1,eff}} \quad (2.31)$$

Umgeformt ergibt das:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{I_{eff}}{I_{1,eff}}\right)^2 - 1} \quad (2.32)$$

Mit der Inversen der Verhältniszahl des Grundschwingungsgehalts g lässt sich die Gleichung **2.32** auch schreiben:

$$THD = \sqrt{\frac{1}{g^2} - 1} \quad (2.33)$$

Diese Umformung ermöglicht es den Grundschwingungsgehalt in Abhängigkeit von der THD darzustellen, indem die Gleichung **2.33** nach g umgestellt wird:

$$g = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (2.34)$$

³in der Audiotechnik auch Klirrfaktor oder Verzerrungsgehalt genannt [Sch12]

⁴Englische Abkürzung: **T**otal **H**armonic **D**istortion (Gesamte harmonische Verzerrung)

Falls die THD in Prozent angegeben ist wird daraus:

$$g = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \quad (2.35)$$

Damit lässt sich für den Leistungsfaktor PF nun schreiben:

$$PF = g \cdot \cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \cdot \cos\varphi \quad (2.36)$$

Somit ist die Phasenverschiebung und der Oberschwingungsanteil im Leistungsfaktor berücksichtigt.

2.3 EMV Gesetz

In der Norm für elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), der DIN EN61000, werden in Teil 3-2 die Grenzwerte für Oberschwingungsströme festgelegt. Diese Festlegung zur Begrenzung bezieht sich auf elektrische und elektronische Geräte mit einem Eingangstrom $\leq 16A$ je Leiter, die an ein öffentliches Niederspannungsnetz angeschlossen werden [Sch12].

2.3.1 Norm EN61000-3-2

Europaweit gilt die Norm EN61000-3-2 und ihre Anhänge. Es wird für elektrische Verbraucher $\geq 75W$ eine Korrektur des Leistungsfaktors vorgeschrieben. Die zulässigen Maximalwerte der Oberschwingungsströme dürfen nicht überschritten werden, denn wenn diese Grenzwerte von den Herstellern nicht eingehalten werden, dürfen die elektronischen Geräte nicht auf den Markt gebracht werden. Nach der Norm werden elektrische Geräte, die direkt an das öffentliche Netz angeschlossen werden, in vier Klassen A bis D eingeteilt [Sch12].

- **Klasse A:** symmetrische dreiphasige Geräte, Haushaltsgeräte, Elektrowerkzeuge und Audio Einrichtungen
- **Klasse B:** tragbare Elektrowerkzeuge, nicht professionell genutzte Lichtbogenschweißeinrichtungen
- **Klasse C:** Beleuchtungseinrichtungen
- **Klasse D:** Personalcomputer, Bildschirme, Fernseh- und Rundfunkempfänger mit einer Leistung $\leq 600W$

Da hier nur die Klasse D relevant ist, werden hier nur die Strommaximalwerte (Effektivwerte) der Oberschwingungen in Tabelle **2.1** dargestellt.

Oberschwingung n	Zulässiger Oberschwingungs- strom je Watt $[\frac{mA}{W}]$	Maximal zulässiger Oberschwingungsstrom $[A]$
Ungerade harmonische Oberschwingungen		
3	3,4	2,3
5	1,9	1,14
7	1,0	0,78
9	0,5	0,4
11	0,35	0,33
13	0,3	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$3,85/n$	$2,25/n$
Gerade harmonische Oberschwingungen		
2	1,8	1,08
4	0,7	0,42
6	0,5	0,3
$8 \leq n \leq 40$	$3/n$	$1,8/n$

Tabelle 2.1: Strommaximalwerte der Oberschwingungen für Geräte mit einer Leistungsaufnahme von $75W < P < 600W$ [Sch12]

2.4 Aktive Leistungsfaktorkorrektur

Diese Thesis befasst sich ausschließlich mit einem Verfahren der aktiven PFC für einphasige Gleichrichterschaltungen. Aus diesem Grund wird hier auf kein Verfahren und auf keine Schaltungsart der passiven PFC oder dreiphasigen Gleichrichterschaltungen eingegangen.

In der Praxis werden bei Leistungen bis zu 200W oft passive PFC eingesetzt, da sich der erhöhte Aufwand der Schaltung bei einer Aktiven PFC häufig nicht lohnt [Zac10b]. Obwohl es sich hier auch um eine Schaltung im unteren Leistungsbereich handelt, wurde aber trotzdem eine aktive PFC implementiert, um den Studierenden ein bestmögliches Ergebnis und somit einen Lerneffekt zu erzielen.

Prinzipiell können alle Strukturen von Schaltnetzteilen angewendet werden um einen verbesserten Leistungsfaktor im Gegensatz zu einfachen, ungesteuerten Gleichrichterschaltungen zu erreichen. Allerdings sind sie unterschiedlich gut geeignet. In der Praxis haben sich für PFC-Schaltungen vor allem Hochsetzstellerstrukturen durchgesetzt, da die benötigte Spule klein gewählt werden kann, was an Gewicht und Volumen des Netzteils spart und der benötigte Filteraufwand am geringsten ausfällt.

Diese Vorteile bringen die niedrigsten Gesamtkosten im Vergleich zu den anderen Strukturen [Zac10b]. Da es sich um einen Lehrversuch handelt und den Studierenden die verwendete Strukturen aus der Praxis nahe gebracht werden soll, wurde sich aus diesem Grund ebenfalls für eine Hochsetzsteller Struktur entschieden.

Es gibt heutzutage von mehreren Firmen speziell entwickelte ICs, die für die benötigte Ansteuerung des Leistungsschalters sorgen. Der Regelkreis für die Ausgangsspannung der PFC Stufe und die, je nach gewähltem Verfahren, entsprechende Regelung des aufgenommenen Netzstromes sind in diesen IC enthalten. Zusätzlich sind meist noch Schutzschaltungen integriert, welche die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom begrenzen. Es gibt für die Regelung des Stromes verschiedene Konzepte. Einige dieser Betriebsarten werden hier vorgestellt und ihr Prinzip erläutert. Detailliert wird hier nur auf die in dieser Umsetzung gewählte Mittelwert - Stromregelung eingegangen.

2.5 Gleichungen Hochsetzsteller

In diesem Abschnitt werden Formeln des Hochsetzstellers ohne ausführliche Herleitung und Begründung aus der Literatur [Zac10b] übernommen um später die Regelung beschreiben zu können.

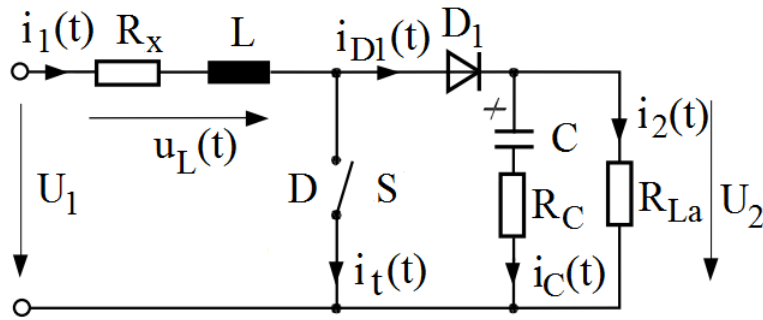


Abbildung 2.7: Schaltung eines Hochsetzstellers [Zac10b]

Für ein ausreichend genaues regelungstechnisches Konvertermodell werden für den Kondensator C ein Ersatzwiderstand (ESR⁵) R_C und für die Spule L ein Widerstand R_x berücksichtigt. Der Widerstand der Spule beinhaltet den ohmschen Widerstand und den effektiven Widerstand der Streuinduktivität. Der Schalter S und die Diode D_1 werden in diesem Modell als ideal betrachtet. Der Hochsetzsteller wird mit konstanter Schaltfrequenz $f_s = \frac{1}{T}$ betrieben wobei das Tastverhältnis D definiert ist durch:

$$D = \frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}} = \frac{t_{ein}}{T} \quad (2.37)$$

Die statischen Steuergesetze des Hochsetzstellers lauten:

$$U_2 = \frac{U_1}{1 - D} \quad (2.38)$$

$$I_2 = I_1(1 - D) \quad (2.39)$$

Für die Übertragungsfunktion der Spule gilt:

$$\frac{I_1(s)}{U_L(s)} = \frac{1}{sL + R_x} \quad (2.40)$$

⁵Englische Abkürzung: **E**quivalent **S**eries **R**esistance (äquivalente Serienwiderstand)

Der Ausgangskondensator wird zusammen mit der Last in der Übertragungsfunktion $F(s)$ zusammengefasst zu:

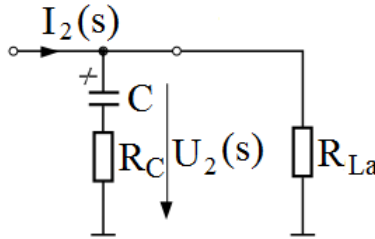


Abbildung 2.8: Ausgangsfilter [Zac10b]

Die Übertragungsfunktion des Ausgangsfilters ist:

$$F(s) = \frac{I_2(s)}{U_2(s)} = \frac{R_{La}(R_C + \frac{1}{sC})}{R_{La} + R_C + \frac{1}{sC}} = R_{La} \cdot \frac{1 + sCR_C}{1 + sC(R_{La} + R_C)} \quad (2.41)$$

Für den nichtlinearen Hochsetzsteller werden hier Näherungen für lineare Übertragungsfunktionen angegeben, die eine regelungstechnische Behandlung ermöglichen. Es gibt zwei Eingänge im regelungstechnischen Sinn. Einmal die Eingangsspannung U_1 und das Tastverhältnis D .

Kleinsignalübertragungsfunktionen

Bei einem konstantem Tastverhältnis D und einer Änderung der Eingangsspannung im Arbeitspunkt folgt eine Änderung des Eingangsstromes und damit auch des Ausgangsstromes sowie der Ausgangsspannung.

Kleinsignaländerung des Stromes durch die Spule:

$$\delta I_1(s) = \frac{\delta U_1(s) - \delta U_2(s)(1 - D)}{sL + R_x} \quad (2.42)$$

Kleinsignaländerung des Ausgangsstromes:

$$\delta I_2(s) = (1 - D)\delta I_1(s) \quad (2.43)$$

Kleinsignaländerung der Ausgangsspannung:

$$\delta U_2(s) = \delta I_2(s) \cdot F(s) \quad (2.44)$$

Bei konstanter Eingangsspannung U_1 und Änderung des Tastverhältnisses D kommt es zu einer Änderung des Ausgangsstromes und damit auch der Ausgangsspannung.

Kleinsignaländerung des Stromes durch die Spule:

$$\delta I_1(s) = \frac{U_2 \delta D(s) - (1 - D)\delta U_2(s)}{sL + R_x} \quad (2.45)$$

Kleinsignaländerung des Ausgangsstromes:

$$\delta I_2(s) = -I_1 \delta D(s) + \delta I_1(s)(1 - D) \quad (2.46)$$

Kleinsignaländerung der Ausgangsspannung:

$$\delta U_2(s) = (-I_1 \delta D(s) + (1 - D) \delta I_1(s)) \cdot F(s) \quad (2.47)$$

2.6 Prinzip PFC mit Hochsetzsteller

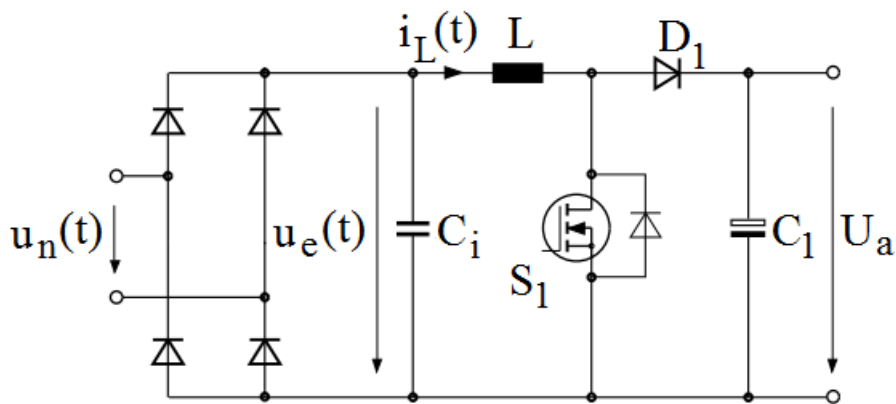


Abbildung 2.9: Einphasige Gleichrichterschaltung mit nachgeschaltetem Hochsetzsteller

Abbildung **2.9** zeigt die Prinzipschaltung einer Leistungsfaktorkorrektur mit der Topologie eines Hochsetzstellers. Der Gleichrichter wird normalerweise ohne Transformator nur über einen entsprechenden Filter direkt an die Netzspannung angeschlossen. Die Tastung von S_1 dient zur Regelung des aus dem Netz entnommenen Stromes. U_A ist nur eine Zwischenkreisspannung und ihr ist bei einer Netzfrequenz von 50Hz eine Brummspannung von einigen Volt, bestimmt durch den Ausgangskondensator C_1 , mit der doppelten Netzfrequenz von 100Hz überlagert⁶. Der Eingangskondensator C_i ist nur ein Filterkondensator, welcher zusammen mit der Spule L Störungen durch die im Bezug auf die Netzfrequenz hohen Schaltfrequenz von S_1 im ausreichenden Maß herausfiltert. Die Ansteuerung des Leistungsschalters (im Folgenden auch: MOSFET⁷) wird durch entsprechende ICs realisiert. Die Regelung des Spulenstromes und damit auch des aus dem Netz entnommenen Stromes kann prinzipiell auf drei verschiedene Arten erfolgen. Jede

⁶Nach der Gleichrichtung der Netzspannung $u_n(t)$ mit einer Frequenz von 50Hz besteht die Eingangsspannung $u_e(t)$ nur noch aus positiven Sinus Halwellen und hat daher die doppelte Frequenz

⁷Englische Abkürzung: Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor)

dieser Arten hat Vor- und Nachteile. Je nach Anwendungsfall muss entschieden werden, welches Verfahren gewählt wird. Da in dieser Thesis ein guter Verlauf des Mittelwertes des Spulenstromes im Vordergrund stand habe, ich mich entschieden die Mittelwert Regelung im nicht lückendem Betrieb für meine Implementierung zu wählen. Des weiteren ist diese Betriebsart weit verbreitet und somit die Verfügbarkeit der ICs von diversen Herstellern hoch [Zac10b], was ebenfalls zu meiner Entscheidung beigetragen hat.

2.6.1 Betrieb mit nicht lückendem Strom

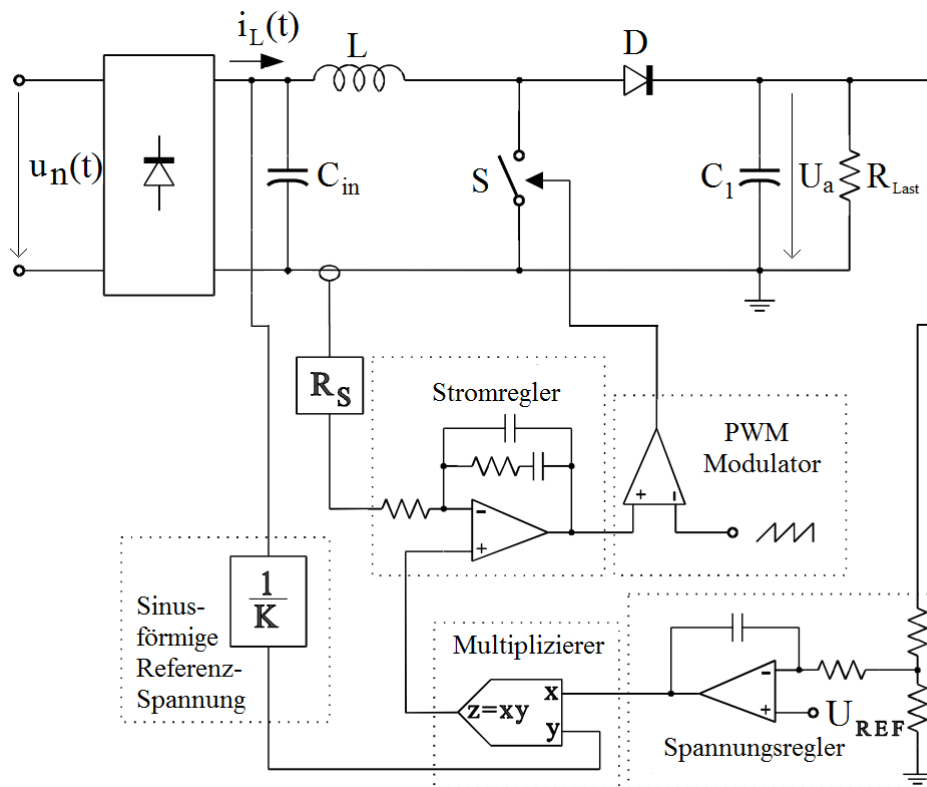


Abbildung 2.10: Prinzipieller Aufbau Hochsetzsteller mit nicht lückendem Betrieb [LR96]

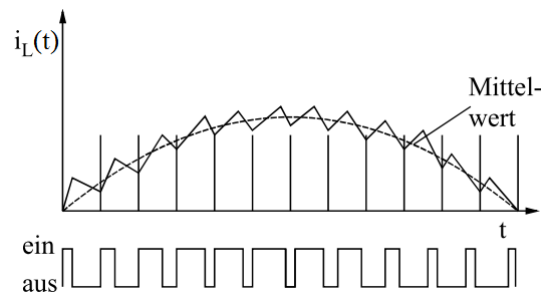


Abbildung 2.11: Prinzipieller Verlauf des Spulenstromes mit nicht lückendem Betrieb [Sch12]

Im Betrieb mit nicht lückendem Spulenstrom (CCM⁸) wird der Strom nie Null. Er hat lediglich kleinere Rippel um den Mittelwert herum, wie die prinzipielle Darstellung in Abbildung 2.11 zeigt. Der Schalter wird durch eine Pulsweitenmodulation (im Folgenden auch: PWM⁹) mit konstanter Frequenz angesteuert. Der Spulenstrom wird durch einen Messwiderstand gemessen und mit einer sinusförmigen Spannungsreferenz, welche durch Multiplikation der herunter skalierten Netzspannung mit dem Ausgang des Spannungsregler erzeugt wird, verglichen.

Der schnelle Stromregler minimiert die Abweichung zwischen dem Mittelwert des Spulenstroms und der Referenzspannung. Vorteile dieser Betriebsart sind die konstante Frequenz und sehr guter Verlauf des Mittelwerts von dem Spulenstrom, was den benötigten Filteraufwand gering hält. Des Weiteren sind die Leitend-Verluste der Bauelemente geringer als bei dem Betrieb an der Lückgrenze, beziehungsweise im lückenden Betrieb, da es nicht zu hohen Spitzenwerten des Spulenstroms kommt [Sch12].

Dadurch können die Leistungsbauteile kleiner dimensioniert werden. Der extra benötigte Messwiderstand und der zusätzliche Stromreglerkreis, der mit dem Spannungsregelkreis abgestimmt werden muss, zählen neben höheren Schaltverlusten und dem Rückwärtsstrom der Diode (Recovery Effekt¹⁰) zu den Nachteilen dieser Betriebsart [LR96]. In den folgenden Kapitel wird genauer auf die einzelnen Teile dieser Schaltung eingegangen, da die in dieser Thesis entwickelte Schaltung nach diesem Prinzip arbeitet.

⁸Englische Abkürzung: **C**ontinuous **C**urrent **M**ode oder **C**ontinuous **C**onduction **M**ode (kontinuierlich fließender Strom)

⁹Englische Abkürzung: **P**ulse-**W**idth **M**odulation (Pulsweitenmodulation)

¹⁰Die gespeicherte Ladung in der Mittelschicht der Diode bewirkt bei dem Abschalten, dass die Sperrfähigkeit erst verzögert eintritt. Während dieser Übergangszeit fließt ein negativer Rückstrom, welcher die Ladung abbaut.

2.6.2 Betrieb an der Lückgrenze

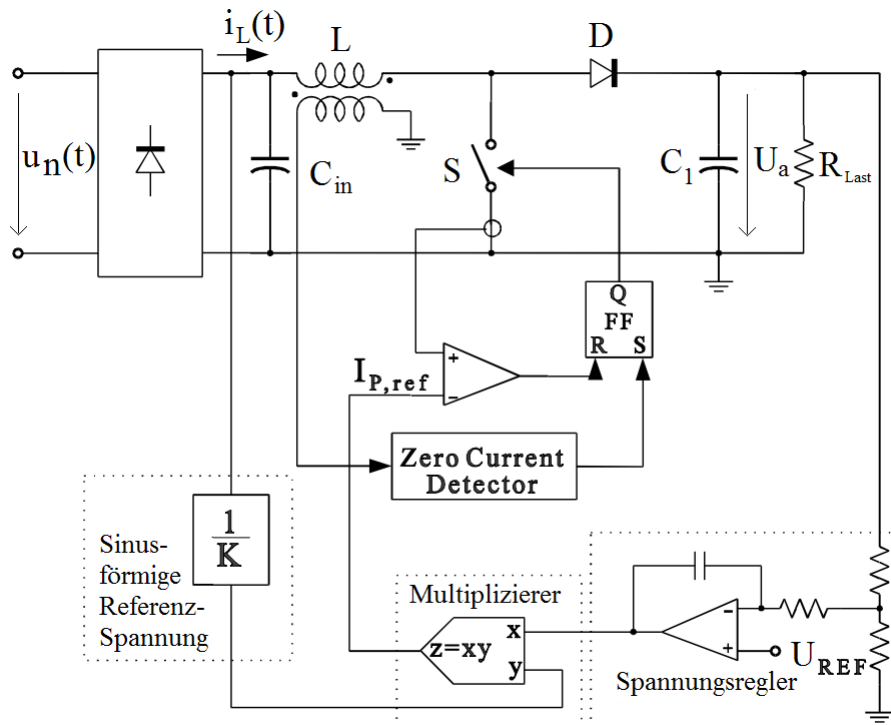


Abbildung 2.12: Prinzipieller Aufbau Hochsetzsteller mit Betrieb an der Lückgrenze [LR96]

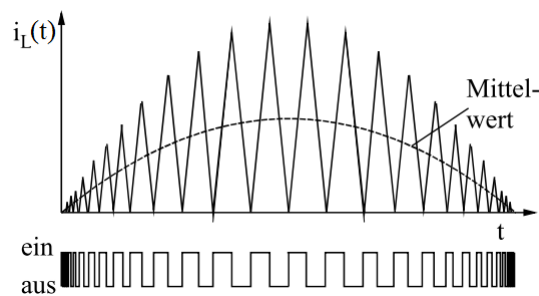


Abbildung 2.13: Prinzipieller Verlauf des Spulenstromes mit Betrieb an der Lückgrenze [Sch12]

Bei der Regelung des Spulenstromes an der Lückgrenze (CRM¹¹) lükt der Strom gerade

¹¹Englische Abkürzung: **Critical Current Mode**, oder **Critical Conduction Mode** (Betrieb an der Lückgrenze)

noch nicht. Er fällt aber in Dreiecksform bis auf Null ab. Der Konverter arbeitet also an der Grenze zwischen lückendem und nicht lückendem Betrieb. In diesem Fall wird bei sich ändernder Schaltfrequenz die Einschaltzeit des Schalters konstant gehalten. Hier wird der Strom durch den Schalter gemessen und mit einem Sollwert, welcher proportional zur Netzspannung ist, verglichen. Wenn der Spulenstrom den vorgegeben Sollwert erreicht, wird der Schalter ausgeschaltet. Durch eine ZCD¹²-Schaltung wird der Strom Nulldurchgang gemessen und der Schalter wird wieder eingeschaltet. Durch die hohen Stromspitzen ist die Belastung der Leistungsteile höher, wodurch sie größer dimensioniert werden müssen als bei dem nicht lückendem Betrieb [LR96].

Des Weiteren ist der benötigte Filteraufwand durch die hohen Spitzen und die variable Schaltfrequenz höher. Allerdings sind hier die Einschaltverluste sehr gering, da der Schalter beim Strom Null einschaltet. Zudem wird auch die Freilaufdiode sanfter ausgeschaltet, wodurch keine Recovery Verluste entstehen. Weitere Vorteile gegenüber dem nicht lückendem Betrieb sind der nicht benötigte Strommesswiderstand und der Stromregelkreis [Zac10b].

2.6.3 Betrieb mit lückendem Strom

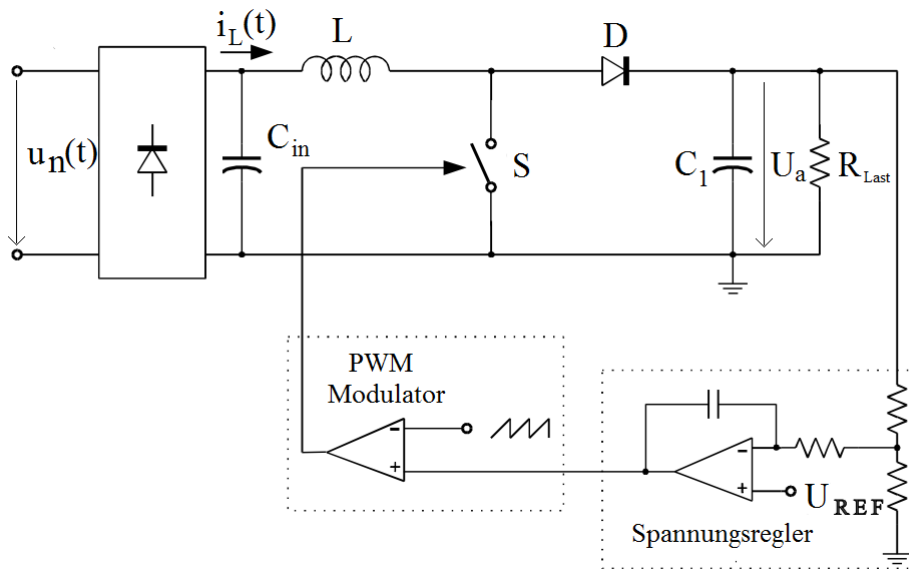


Abbildung 2.14: Prinzipieller Aufbau Hochsetzsteller mit lückendem Betrieb [LR96]

¹²Englische Abkürzung: **Z**ero **C**urrent **D**etection (Null-Strom Detektion)

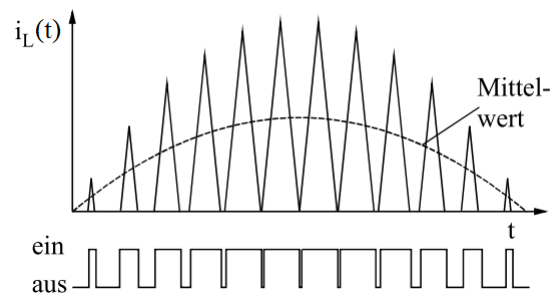


Abbildung 2.15: Prinzipieller Verlauf des Spulenstromes mit lückendem Betrieb [Sch12]

In der Betriebsart mit lückendem Strom (DCM¹³) wird der Spulenstrom zeitweilig Null und bleibt eine ganze Weile Null. Der Schalter wird mit einer konstanten Frequenz betrieben, wobei die ganze interne Stromregelung entfällt. Die den Leistungsschalter ansteuernde Pulsweitenmodulation wird nur durch den Ausgang des Spannungsregelkreises und einer Sägezahnspannung mit fester Frequenz erzeugt. Vorteile sind die einfache PWM Steuerung und der geringe Aufwand, da kein Strom gemessen werden muss. Nachteile sind hohe Stromspitzen wie bei dem Betrieb an der Lückgrenze und der im Gegensatz zu den anderen Betriebsarten schlechtere Leistungsfaktor [LR96].

¹³Englische Abkürzung: **D**iscontinuous **C**urrent **M**ode oder **D**iscontinuous **C**onduction **M**ode (nicht kontinuierlicher Stromfluss)

2.7 Analyse und Regelung Schaltnetzteil

2.7.1 Regelung Allgemein

Zu Beginn wird ein kurzer Überblick über die regelungstechnischen Definitionen und Grundbegriffe mit Hilfe von [Suh14] und [Zac10b] gegeben.

Ein Regler hat die Aufgabe die Ausgangsgröße $Y(s)$ auf einen vorgegebenen Sollwert $W(s)$, die Führungsgröße, zu bringen und dort zu halten. Bei Änderungen der Führungsgröße soll die Ausgangsgröße nachgeführt werden. Der Regler muss zusätzlich den auftretenden Störungen in geeigneter Weise entgegen wirken. In Abbildung 2.16 beeinflusst der Regler $G_R(s)$ die Regelstrecke $G_S(s)$ über die Stellgröße $U(s)$ so, dass die Regelabweichung $E(s) = W(s) - Y(s)$ minimal wird. Die Störungen, die zusätzlich auf die Strecke einwirken, werden als zu einer Ersatzstöörgröße $Z(s)$ zusammengefasst, die der Ausgangsvariablen der Strecke überlagert wird. Die Großbuchstaben bezeichnen hier im Allgemeinen Laplace-transformierte Größen der jeweiligen Zeitfunktionen.

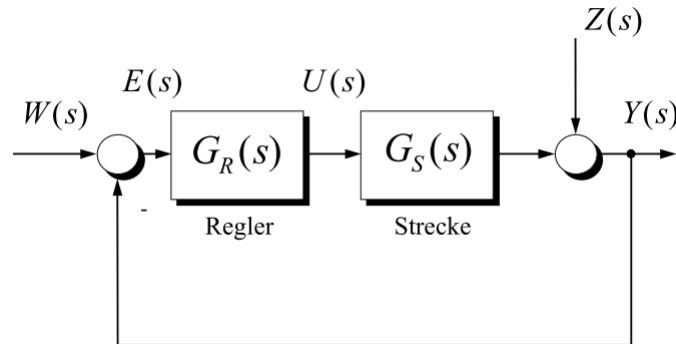


Abbildung 2.16: Regelkreis Allgemein [Suh14]

Nach [Zac10b] ergibt sich für die Ausgangsgröße $Y(s)$:

$$Y(s) = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)}W(s) + \frac{1}{1 + G_R(s)G_S(s)}Z(s) \quad (2.48)$$

Den Zusammenhang, bei vernachlässigten Störeinflüssen, zwischen Sollgröße $W(s)$ und der Regelgröße $Y(s)$ wird als Führungsverhalten $G_w(s)$ bezeichnet. Für das Führungsverhalten gilt:

$$G_w(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \quad (2.49)$$

$G_o(s)$ steht für die Kombination aus Regler und Strecke und wird als Schleifenübertragungsfunktion, Regelschleife oder offener Regelkreis bezeichnet und beschreibt den Regelkreis ohne Rückführung und Störgrößen. Für $G_o(s)$ gilt demnach:

$$G_o(s) = G_R(s)G_S(s) \quad (2.50)$$

Die möglichst günstige Auslegung des Regelkreises, für alle während des Betriebs auftretenden Belastungsfälle, ist das Ziel des Reglerentwurfs. Durch die richtige Auswahl der Reglerstruktur und Einstellung der damit verbundenen Parameter wird dieses Ziel erreicht. Dabei ist auf Stabilität des Regelkreises zu achten.

Nach Anwendung der Laplacetransformation auf die beschreibende Differentialgleichung des betrachteten Systems im Zeitbereich, lässt sich eine Übertragungsfunktion im Bildbereich allgemein darstellen als:

$$G(s) = \frac{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n}{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m} \quad (2.51)$$

Hier ist die Übertragungsfunktion durch n Nullstellen des Zählerpolynoms und m Nullstellen (Polstellen von $G(s)$) charakterisiert. Das Ziel der Reglerentwurfsverfahren ist es, die Null- und Polstellen der Übertragungsfunktion $G(s)$ der Reglerstrecke $G_S(s)$ durch die Null- und Polstellen der Übertragungsfunktion des Reglers $G_R(s)$ so zu beeinflussen, dass das gewünschte Führungsverhalten $G_w(s)$ erreicht wird. Um das zu erreichen, gibt es verschiedene Verfahren welche hier nicht näher beschrieben werden.

2.7.2 Regelung Schaltnetzteil

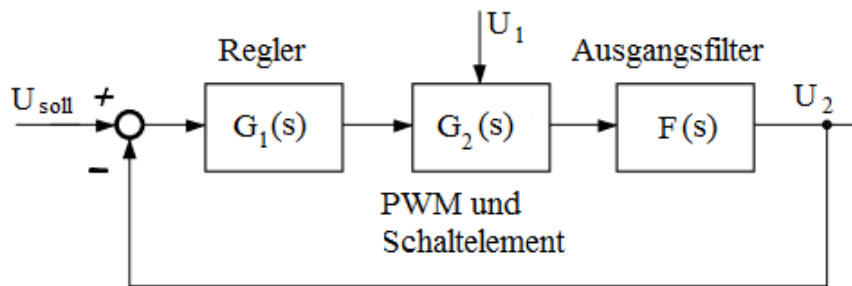


Abbildung 2.17: Blockschaltbild Regelung eines Schaltnetzteils [Zac10b]

Es werden in Schaltnetzteilen fast ausschließlich geschlossene Regelkreise verwendet, weil die Schwankungen der Last im statischen Fall exakt ausgegelt werden sollen. Zusätzlich müssen noch die dynamischen Anforderungen, bezüglich der An- und Ausregelzeit der Ausgangsspannung erfüllt werden. In Abbildung 2.17 wird das Blockschaltbild mit den wesentlichen Elementen eines Regelkreises für Schaltnetzteile dargestellt. Es ist unabhängig von der letztendlich eingesetzten Schaltungstopologie des Stellers. Die einzelnen Übertragungsfunktionen von der Pulsweitenmodulation, dem Schaltelement und des Ausgangsfilters sind dann von der jeweiligen Schaltungstopologie und der Anwendung abhängig. Die Schaltelemente, wie Dioden und der Leistungsschalter werden als ideal angenommen, da sich sonst die Modellbildung sehr aufwändig gestaltet. Durch die unstetige Ansteuerung des Leistungsschalters wird die Regelung durch die

Schließung des Regelkreises durch die Rückführung nicht linear. Deshalb wird eine Linearisierung durchgeführt, bei der Mittelwerte über einen Schaltzyklus gebildet werden. Diese Betrachtungsweise wird auch als makroskopisch bezeichnet. Durch die Variation des Tastverhältnisses werden in der Betrachtung des Regelverhaltens immer nur die Veränderungen über mehrere Pulsperioden behandelt [Zac10b].

Wenn für die benötigte Anwendung ein passendes Modell gewählt wurde, besteht die Aufgabe darin, die Rückkopplungsschleife zu schließen. Das bedeutet, den Typ mit den entsprechenden Bauteilen des gewählten Reglers so zu dimensionieren, dass die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises die gewünschten dynamischen Anforderungen erfüllt und gleichzeitig Stabilität gewährleistet. Es gibt für diese Anforderungen nach [Zac10b] verschiedene Regelungsverfahren die alle auf Pulsweitenmodulation mit fester Frequenz basieren und für alle Strukturen von Gleichstromstellern gelten.

- direkte Regelung des Tastverhältnisses D (Direct Duty Cycle Control, DDC)
- Berücksichtigung von Eingangsspannungsänderungen (Voltage Feedforward Control, VFC)
- Spitzenwert-Stromregelung mit Slope-Kompensation (Peak Current Mode Control, SW-CMC)
- Mittelwert-Stromregelung (Average Current Mode Control, MW-CMC)

Hier wird nur auf die verwendete Mittelwert-Stromregelung im nichtlückenden Betrieb ausführlicher eingegangen.

2.7.3 Mittelwert-Stromregelung (MW-CMC)

Bei den ersten beiden Regelungsverfahren (DDC und VFC) handelt es sich um eine reine Spannungsregelung, bei der das Tastverhältnis $D(t) = \frac{t_{ein}}{T}$ des Schalters direkt über die Differenz zwischen dem Momentanwert der Ausgangsspannung $u_2(t)$ sowie deren Sollwert U_{soll} beeinflusst wird. Bei den anderen beiden Regelungsverfahren (CW-CMC und MW-CMC) wird zusätzlich noch der Strom $i_L(t)$ durch die Speicherdrossel L geregelt. Diese zusätzliche Regelung geschieht in einem unterlagerten Regelkreis. Deshalb wird dabei auch von Spannungs- mit unterlagerter Stromregelung oder auch von Kaskadenregelung gesprochen [Zac10b]. Das Einschalten des Leistungsschalters erfolgt zur extern vorgegebenen Taktfrequenz. Beim Erreichen des vorgegebenen Stromspitzen- bzw. Mittelwertes wird der Schalter ausgeschaltet. Bei der Spitzenwert-Stromregelung besteht der unterlagerte Stromregelkreis aus einem einfachen Komparator. Dieser vergleicht die vom äußeren Regelkreis vorgegebene Spannung mit dem Spulenstrom (Regelgröße). Der Strom wird durch einen niederohmigen Messwiderstand in eine proportionale Spannung für diesen Vergleich umgewandelt. Bei der Mittelwert-Regelung wird in der Regelschleife ein zusätzlich integrierender Regler eingesetzt.

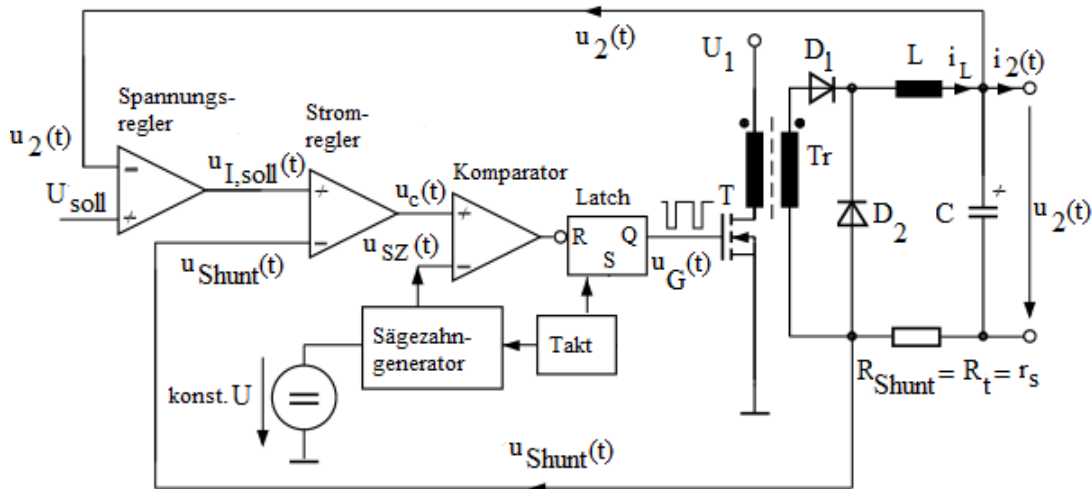


Abbildung 2.18: Vereinfachte Prinzipschaltung der Mittelwert-Stromregelung mit einem Eintakt-Durchflusswandler [Zac10b]

In der Abbildung **2.18** ist die vereinfachte Prinzipschaltung der Mittelwert-Stromregelung mit einem Eintakt-Durchflusswandler zu sehen. Das Regelungsprinzip kann aber mit allen Schaltungstopologien verwendet werden [Zac10b]. Der Spannungsregler bildet aus der Differenz zwischen der Ausgangsspannung $u_2(t)$ und dem Sollwert U_{soll} den stromproportionalen Sollwert $u_{I,soll}(t)$ für die innere Schleife des Stromreglers. Dieser bildet aus der Differenz von $u_{I,soll}(t)$ und der vom Messwiderstand $R_{Shunt} = R_t = r_s$ erzeugten Spannung $u_{Shunt}(t)$ den Reglerausgang $u_c(t)$. Der nachfolgende Komparator vergleicht $u_c(t)$ mit einer Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ mit fester Amplitude U_{SZ} und konstanter Frequenz f_{SZ} und erzeugt dadurch das PWM Signal $u_G(t)$, welches über ein Haltekreis (Latch) den Leistungsschalter schaltet.

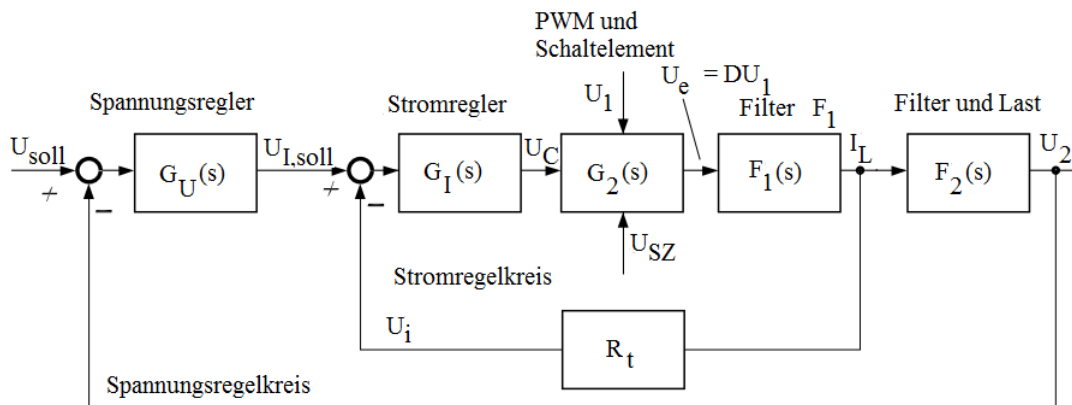


Abbildung 2.19: Blockschaltbild für die Mittelwert-Stromregelung [Zac10b]

Abbildung **2.19** zeigt das Blockschaltbild für die Mittelwert-Stromregelung. Die Übertragungsfunktionen der einzelnen Blöcke sind von den jeweils verwendeten Reglern und von der verwendeten Schaltungstopologie des Stellers abhängig. Da hier jedoch die Regelung des Eingangstromes und nicht der Ausgangsspannung thematisiert wird, soll nicht weiter auf das statische und stationäre Verhalten von Hochsetzstellern mit Mittelwert-Regelung allgemein (zur Regelung der Ausgangsspannung) eingegangen oder hergeleitet werden, sondern falls benötigt aus der Literatur übernommen. Im Folgenden wird auf die spezielle Leistungsfaktorkorrektur Schaltung und der dazugehörigen Dimensionierung eingegangen.

2.8 Mittelwert-Stromregelung mit L4981A

In diesem Abschnitt wird die implementierte PFC Stufe mit Hochsetzstellerstruktur und dem ausgewählten PFC-Controller-IC vorgestellt und die einzelnen Funktionsblöcke werden erläutert. Der verwendete Baustein mit der Bezeichnung L4981A, hergestellt von dem europäischen Halbleiterhersteller *STMicroelectronics*, bietet unter anderem folgende Funktionen [STM01]:

- Aktive Leistungsfaktorkorrektur mit Mittelwertstrom Regelung in Hochsetzsteller Topologie
- Leistungsfaktor bis zu $PF = 0,99$
- konstante, aber einstellbare PWM Schaltfrequenz bis 200kHz
- einstellbare Unterspannungs- Abschalt und -Einschalt Hysterese
- hoher Ausgangsstrom zur MOSFET Ansteuerung ohne extra Treiber
- einstellbarer Überspannungs- und Überstromschutz
- Netzspannung von 85V bis 265V
- Softstart Funktion
- Niedriger Anlaufstrom
- extern Verfügbare Referenzspannung

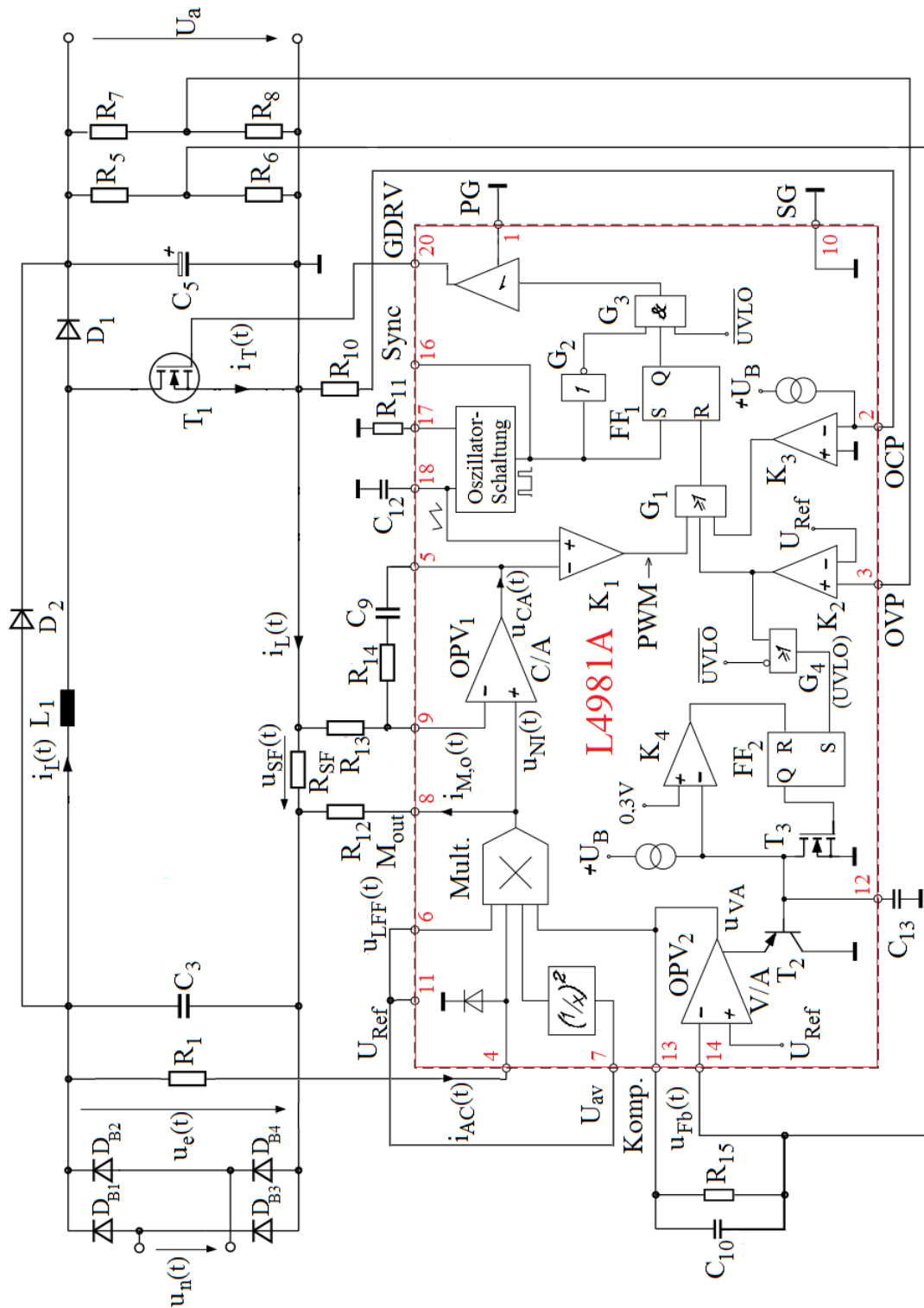


Abbildung 2.20: Hochsetzstellerstruktur mit integrierter Ansteuerschaltung des L4981A [Zac10b]

Abbildung 2.20 zeigt eine PFC Schaltung mit Hochsetzsteller Struktur und der Ansteuererschaltung des IC L4981A. Die Grundschiung wurde aus [Zac10b] übernommen und angepasst. Nicht verwendete Elemente, wie die Schaltentlastung des Leistungsschalters T_1 und das R-C Netzwerk für unterschiedliche Netzniveaus an Pin 7, wurden entfernt. Weiterhin ist die Spannungsversorgung der Schaltung nicht übernommen worden und wurde hier der Übersicht halber nicht dargestellt. Die externen Bauelemente wurden so umbenannt, dass die Bezeichnungen mit den in der letztendlich umgesetzten Schaltung übereinstimmen um die Übersicht zwischen Theorie und umgesetzter Schaltung zu vereinfachen. Alles innerhalb des roten Rahmens ist die interne Schaltung des L4981A. Die roten Ziffern geben die Nummer des jeweiligen Pins an.

Die hier beschriebene Schaltung zur Leistungsfaktorkorrektur regelt sowohl die Ausgangsspannung U_a als auch den Verlauf des Stroms durch die Spule $i_L(t)$ proportional zum Momentanwert der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$. Die Schaltung arbeitet zweischleifig, der äußere Regelkreis ist die Spannungsregelung und der innere Regelkreis ist die Stromregelung. Der Spulenstrom $i_L(t)$ verläuft hier wegen der Betriebsart mit nicht lückendem Strom kontinuierlich, jedoch entsteht um den Mittelwert herum ein Rippel mit der Schaltfrequenz. Es wird mit konstanter Schaltfrequenz f_{SZ} des Leistungsschalters gearbeitet, die Regelung ändert nur das Tastverhältnis. Im Folgenden werden die einzelnen Funktionsblöcke, sowie Anschlüsse mit Hilfe von [Zac10b], [STM04] und [STM03] beschrieben.

Spannungsregler

Der Spannungsregler in der Abbildung 2.20 besteht aus dem OPV_2 ¹⁴ mit den extern angeschlossenen Bauteilen R_{15} , C_{10} und dem Ersatzwiderstand des Spannungsteilers, bestehend aus R_5 und R_6 . Es handelt sich um einen Regler mit einer Polstelle in der linken Halbebene (PT_1 - Verhalten)[Zac10b].

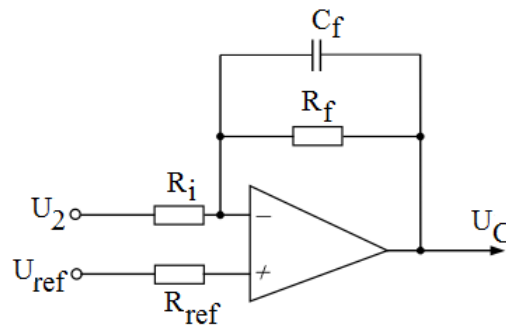


Abbildung 2.21: PT_1 Regler mit einem Operationsverstärker [Zac10b]

Die Abbildung 2.21 zeigt einen PT_1 -Regler realisiert mit einem Operationsverstärker. Bezogen auf die Schaltung 2.20 wären $U_2 = u_{Fb}(t)$ und $U_C = u_{VA}(t)$.

¹⁴Abkürzung: **O**perations**v**erstärker

Für die Übertragungsfunktion des Reglers allgemein gilt nach [Zac10b]:

$$G_R(s) = \frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} \quad (2.52)$$

Mit

$$Z_i(s) = R_i \quad (2.53)$$

$$Z_f(s) = \frac{R_f \cdot \frac{1}{sC_f}}{R_f + \frac{1}{sC_f}} \quad (2.54)$$

Somit gilt für $G_R(s)$:

$$G_R(s) = \frac{R_f \cdot \frac{1}{sC_f}}{R_f + \frac{1}{sC_f}} \cdot \frac{1}{R_i} = \frac{R_f \cdot \frac{1}{sC_f}}{R_f R_i + \frac{R_i}{sC_f}} = \frac{R_f}{R_f R_i s C_f + R_i} = \frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + s R_f C_f} \quad (2.55)$$

Mit den Bauelementen aus der verwendeten Schaltung ergibt das für die Übertragungsfunktion des Spannungsreglers:

$$G_{RU}(s) = \frac{R_{15}}{R_5} \cdot \frac{1}{1 + s R_{15} C_{10}} \quad (2.56)$$

Der Koeffizientenvergleich der Übertragungsfunktion eines PT_1 -Gliedes [Ott89a] liefert:

$$G(s) = K_r \cdot \frac{1}{1 + s T_{p1}} \quad (2.57)$$

$$K_R = \frac{R_{15}}{R_5} \quad (2.58)$$

$$T_{p1} = \frac{1}{\omega_{p1}} = R_{15} C_{10} \quad (2.59)$$

Die Verstärkung für niedrige Frequenzen bis zur Grenzfrequenz beträgt:

$$K_R = \frac{R_{15}}{R_5} \quad (2.60)$$

Ab der Grenzfrequenz nimmt die Verstärkung mit 20dB/Dekade ab.

Die Polstelle liegt demnach bei

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_{15} C_{10}} \quad (2.61)$$

Für die Grenzfrequenz folgt:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_{15} C_{10}} \quad (2.62)$$

Üblicherweise wird die Grenzfrequenz mit $f_g < 10Hz$ festgelegt [Zac10b].

Der innere Stromregelkreis ist mit einer Frequenz von $f_{SZ} = 80kHz \dots 100kHz$ dagegen relativ hochdynamisch geregelt. Es werden also nur langsame Änderungen von $u_a(t)$

ausgeregelt. Deshalb ist auch der Mittelwert U_a als Ausgangsspannung angegeben. Am Ausgang, also Ausgangskondensator C_5 mit der Last, ergibt sich aber ein nicht vernachlässigbarer 100Hz-Brummstrom. Dieser Strom tritt auf, weil die Leistung des Einphasennetzes und der gleichgerichtete Eingangstrom durch den Stromregler mit 100Hz pulsiert. Die Grenzfrequenz ist so zu wählen, dass der 100Hz-Rippel der Ausgangsspannung nicht ausgeregelt wird, was sonst ein Widerspruch zur Leistungsfaktorkorrektur wäre[Zac10b].

Die Ausgangsspannung U_a der PFC-Vorstufe wird durch den Widerstandsspannungsteiler und der internen Referenzspannung von $U_{ref} = 5,1V$ festgelegt:

$$U_a = U_{ref} \cdot \frac{R_5 + R_6}{R_6} \quad (2.63)$$

Die Polstelle des Reglers dient zur Kompensation der Nullstelle des Leistungskreises der Regelstrecke. Die Regelstrecke für den Spannungsregler wäre bei genauer Betrachtung der Ausgangskondensator C_5 mit dem Ersatzserienwiderstand R_{C5} und der Last R_{Last} . Für die Übertragungsfunktion des Ausgangsfilters gilt mit Gleichung 2.41:

$$F_2(s) = R_{La} \cdot \frac{1 + sC_5R_{C5}}{1 + sC_5(R_{La} + R_{C5})} \quad (2.64)$$

Für den geschlossenen inneren Stromregelkreis, siehe Abschnitt Stromregler. Dieser kann für die Betrachtung des Spannungsregelkreises konstant mit $F_{Iw}(s) = \frac{1}{R_{SF}}$ angenommen werden [Zac10b]. Für den Spannungsregelkreis ergibt das vereinfachte Blockschaltbild:

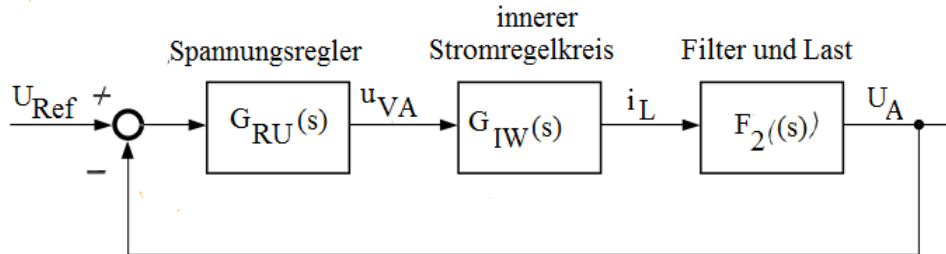


Abbildung 2.22: Blockschaltbild Spannungsregelkreis [Zac10b]

So ergibt sich mit:

$$G_{RU}(s) = \frac{R_{15}}{R_5} \cdot \frac{1}{1 + sR_{15}C_{10}} \quad (2.65)$$

für die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises $G_{Uo}(s)$:

$$G_{Uo}(s) = G_{RU}(s) \cdot G_{Iw}(s) \cdot F_2(s) \quad (2.66)$$

Und damit für die Führungsübertragungsfunktion $G_{Uw}(s)$:

$$G_{Uw}(s) = \frac{G_{Uo}}{1 + G_{Uo}} = \frac{G_{RU}(s) \cdot G_{Iw}(s) \cdot F_2(s)}{1 + G_{RU}(s) \cdot G_{Iw}(s) \cdot F_2(s)} \quad (2.67)$$

Das Ziel bei der Dimensionierung des Spannungsregler eines Schaltnetzteils ist es normalerweise, die höchstmögliche Durchtrittsfrequenz ω_{UD} des offenen Regelkreises G_{Uo} zu erreichen. Dieses mit bis dahin möglichst konstantem Verstärkungsverlauf. Die eigentliche und genaue Spannungsregelung eines Schaltnetzteils findet jedoch in einem der PFC-Vorstufe nachgestellten Stufe statt. Diese sieht dann den Ausgangskondensator der PFC-Vorstufe als Zwischenkreis. Hier steht jedoch die Regelung des Eingangsstroms im Vordergrund.

Für die endgültige Dimensionierung werden Vorgehensweisen und Erfahrungswerte aus den Application Notes [STM04] und [STM03] des IC Herstellers verwendet. Im Folgenden wird diese Vorgehensweise hier beschrieben.

Dimensionierung nach Datenblatt

Die Kleinsignalverstärkung K_R des Reglers wird hier als Verhältnis von der Schwankung der Ausgangsspannung des Spannungsreglers $\Delta u_{VA}(t)$ zur eingepprägten Ausgangsspannungsschwankung ΔU_a betrachtet. Zunächst wird die Verstärkung ohne den Widerstand R_{15} in der Rückführung betrachtet und K'_R genannt. Dann gilt für K'_R zunächst:

$$K'_R = \frac{u_{VA}(t)}{u_a(t)} = \frac{1}{s \cdot R_5 \cdot C_{10}} \quad (2.68)$$

Das Ausgangssignal des Spannungsreglers u_{VA} kann Werte zwischen 1,28V und 5,1V ($\Delta u_{VA} = 5,1V - 1,28V = 3,82V$) annehmen. Hier wird ein Wert der kleiner als 2,5% von Δu_{VA} ist für die Dimensionierung des Kondensators C_{10} festgelegt. Somit ist eine ausreichende Dämpfung bei doppelter Netzfrequenz von 100Hz vorhanden und wird damit nicht ausgeregelt. Mit dieser Vorgabe gilt für die Verstärkung:

$$K_R \leq \frac{0,025 \cdot \Delta u_{VA}}{\Delta U_a} = \frac{0,025 \cdot 3,82V}{\Delta U_a} = \frac{0,095}{\Delta U_a} \quad (2.69)$$

Die daraus resultierende Kapazität des Kondensators C_{10} kann dann bestimmt werden nach:

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 50Hz \cdot R_5 \cdot K_R} \geq \frac{1}{60} \cdot \frac{\Delta U_a}{R_5} \quad (2.70)$$

In dieser Anwendung kann für die Regelstrecke, die durch den Ausgangskondensator C_5 und die Last repräsentiert wird, auch gesagt werden, dass die ganze Lastschwankung, sprich der Ausgangsstrom I_a , durch die Ausgangsänderung Δu_{VA} des Spannungsreglers kompensiert werden muss. Für die Verstärkung der Strecke K_S kann demnach geschrieben werden:

$$K_S = I_a \cdot \frac{X_{C5}}{\Delta u_{VA}} = \frac{P_a \cdot X_{C5}}{U_a \cdot \Delta u_{VA}} = \frac{P_a}{U_a \cdot \Delta u_{VA}} \cdot \frac{1}{sC_5} \quad (2.71)$$

Wobei für $I_a = \frac{P_a}{U_a}$ gilt und X_{C5} für die Reaktanz des Ausgangskondensators C_5 steht. Bei der Durchtrittsfrequenz f_D gilt für die Verstärkung des offenen Regelkreises:

$$1 = K_R \cdot K_S = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_D \cdot R_5 \cdot C_{10}} \right) \cdot \left(\frac{P_a}{U_a \cdot \Delta u_{VA}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_D \cdot C_5} \right) \quad (2.72)$$

Umgestellt nach der Durchtrittsfrequenz f_D :

$$f_D = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi \cdot R_5 \cdot C_{10}}\right) \cdot \left(\frac{P_a}{U_a \cdot \Delta u_{VA}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot C_5}\right)} \quad (2.73)$$

Mit der bestimmten Durchtrittsfrequenz f_D und dem Kondensator C_{10} wird der Widerstand R_{15} so gewählt, das eine hohe Proportionalverstärkung und eine ausreichende Phasenreserve vorhanden ist. Laut Datenblatt gilt dafür:

$$\frac{1}{2\pi \cdot f_D \cdot C_{10}} \leq R_{15} \leq \frac{2,75}{2\pi \cdot f_D \cdot C_{10}} \quad (2.74)$$

Sind die Werte gewählt, wird mit den Gleichung **2.60** und **2.62** die aus den Werten endgültig resultierende Verstärkung K_R und die Grenzfrequenz f_g des Spannungsreglers berechnet.

Multiplizierer

Der Multiplizierer dient zum Berechnen des Momentanstromwertes aufgrund der aktuellen Größen an seinen vier Eingängen. Der Ausgang kann als gesteuerte Stromquelle betrachtet werden, da der Strom gemessen und geregelt wird [Zac10b]. Der Ausgangsstrom des Multiplizierers $i_{M,o}(t)$ berechnet sich mit:

$$i_{M,o}(t) = 0,37 \cdot i_{AC}(t) \cdot (u_{VA}(t) - 1,28V) \cdot (0,8 \cdot u_{LFF}(t) - 1,28V) \cdot \left(\frac{1}{u_{av}^2(t)}\right) \quad (2.75)$$

Die Gewichtungsfaktoren 0,37 und 0,8 sowie die Referenzspannung von 1,28V sind durch den internen Aufbau des L4981A vorgegeben. $u_{VA}(t)$ ist die Ausgangsspannung des Spannungsreglers. Am Eingang an Pin 4 fließt der Strom $i_{AC}(t)$ in den IC hinein. Durch ihn wird der Momentanwert der gleichgerichteten Netzspannung repräsentiert. Der Widerstand ist so zu dimensionieren, dass ein Strom zwischen 0 und $500\mu A$ eingespeist wird. Falls die Schaltung nur an einer Netzspannung betrieben wird, also davon ausgegangen wird, dass die Amplitude der Netzspannung konstant ist, reicht es für eine Mittelwert-Stromregelung die beiden Eingänge $u_{VA}(t)$ und $i_{AC}(t)$ zu multiplizieren. Der Eingang an Pin 7 $u_{av}(t)$ ist für den Fall, dass die Schaltung an den verschiedenen Netzspannungsniveaus (z.B. 120V Netz in Amerika) benutzt wird. Da die hier implementierte Schaltung aber an nur einer Spannung betrieben wird, kann darauf verzichtet werden. Falls diese Funktion nicht genutzt wird, muss der Eingang mit der extern an Pin 11 verfügbaren Referenzspannung $U_{Ref} = 5,1V$ verbunden werden [STM04]. Am Eingang Pin 6 mit der Spannung $u_{LFF}(t)$ ¹⁵ kann als Störgrößenaufschaltung eine Spannung proportional zum Laststrom angelegt werden um die relativ langsame Ausregelung von Lastsprüngen zu verbessern. Diese Funktion wird in der Implementierung ebenfalls nicht genutzt und der Pin wird auch auf die Referenzspannung $U_{Ref} = 5,1V$ gelegt [STM04].

¹⁵Englische Abkürzung: **Load Feed Forward** (Störgrößenaufschaltung)

Stromregler

In der Abbildung 2.20 bildet der Operationsverstärker OPV_1 den Stromregler. Er ist extern über die Widerstände R_{13} und R_{14} , sowie dem Kondensator C_9 gegen gekoppelt. Somit ergibt sich für den Stromregler ein nichtinvertierender Verstärker mit PI-Charakteristik. Die Übertragungsfunktion für einen PI-Regler lautet allgemein [Ott89b]:

$$G_R(s) = K_I \cdot \left[1 + \frac{1}{T_I s} \right] \quad (2.76)$$

Die Festlegung der Verstärkung K_I und der Nachstellzeit T_I des Reglers und somit auch die Dimensionierung der externen Bauelemente erfolgt mittels der folgenden Vorgehensweise aus [Zac10b].

Abbildung 2.23 zeigt den Stromregler mit seiner Beschaltung im Detail.

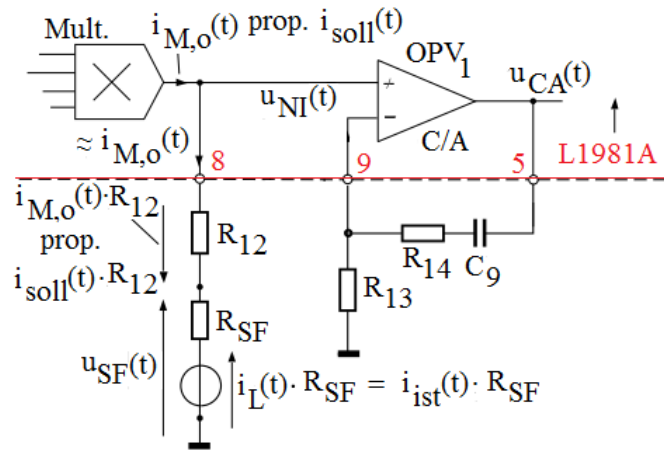


Abbildung 2.23: Stromregler mit Beschaltung [Zac10b]

Der Stromregler vergleicht den Stromsollwert $i_{soll}(t)$, welcher proportional zu dem Ausgangsstrom des Multiplizierers $i_{M,o}(t)$ ist, mit dem Stromwert $i_L(t) = i_{ist}(t)$. Für den ausgeregelten Zustand ($i_{soll}(t) = i_L(t)$) am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers gegenüber Masse gilt $u_{NI} = 0$, weil dann auch an dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers Null ist. Der Widerstand R_{12} ist entsprechend dem maximalen Strom $i_L(t)$ zu dimensionieren und mit dem Messwiderstand R_{SF} anzupassen [Zac10b][STM04]. SF steht hier als Abkürzung für Stromfühler. Der Ausgang des Multiplizierers liefert einen Strom von bis zu $i_{M,o,max} = 700\mu A$ [STM01]. Der Sollwert wird durch:

$$i_{soll}(t) = i_{M,o}(t) \cdot \frac{R_{12}}{R_{SF}} \quad (2.77)$$

bestimmt. Ein idealer Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand sei vorausgesetzt. Aus der Abbildung 2.23 ist ersichtlich, dass für die Spannung $u_{NI}(t)$ am nicht-

invertierenden Eingang gilt:

$$\begin{aligned} u_{NI}(t) &= i_{M,o}(t) \cdot (R_{12} + R_{SF}) - i_L(t) \cdot R_{SF} \\ &= R_{SF} \left(i_{M,o}(t) \frac{R_{12}}{R_{SF}} + i_{M,o}(t) - i_L(t) \right) \end{aligned} \quad (2.78)$$

Da der Widerstand R_{12} im Bereich von mehreren $k\Omega$ und der Messwiderstand R_{SF} nur wenige $m\Omega$ hat, kann das Produkt aus $i_{M,o}(t) \cdot R_{SF}$ in der Gleichung **2.78** vernachlässigt werden [Zac10b].

$$\begin{aligned} u_{NI}(t) &= i_{M,o}(t) \cdot R_{12} - i_L(t) \cdot R_{SF} \\ &= R_{SF} \left(i_{M,o}(t) \frac{R_{12}}{R_{SF}} - i_L(t) \right) \\ &= R_{SF} (i_{soll}(t) - i_{ist}(t)) \end{aligned} \quad (2.79)$$

Am Ausgang des Stromreglers entsteht die dreieckförmige Spannung $u_{CA}(t)$. Die Differenz zwischen Soll- und Istwert des Stromes wird durch den Regler gemäß der Gleichung $u_{CA}(t) = K_I(i_{soll}(t) - i_{ist}(t))$ verstärkt. Das Ausgangssignal wird mit der von der Oszillatorschaltung erzeugten Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ über den Komparator K_1 verglichen, wodurch das PWM-Signal $u_G(t)$ zur Ansteuerung des Leistungsschalters S_1 generiert wird. Wenn der Leistungsschalter geschlossen ist ($u_G(t) = \text{high}$, $S_1 = \text{ein}$), steigt der Strom durch die Spule $i_L(t) = i_{ist}(t)$ an, was zu einem Absinken der Ausgangsspannung $u_{CA}(t)$ führt. Sobald die Spannung $u_{CA}(t)$ niedriger als die Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ ist, wird der Schalter S_1 geöffnet ($u_G(t) = \text{low}$, $S_1 = \text{aus}$). Jetzt wird die in der Spule gespeicherte Energie in den Ausgangskondensator C_5 entladen, womit der Strom durch die Spule $i_L(t) = i_{ist}(t)$ sinkt. Durch das Sinken des Stroms wird die Differenz an dem Stromregler $i_{soll}(t) - i_{ist}(t)$ wieder größer, wodurch die Ausgangsspannung $u_{CA}(t)$ steigt bis die Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ ihr Maximum erreicht hat und wieder Null wird.

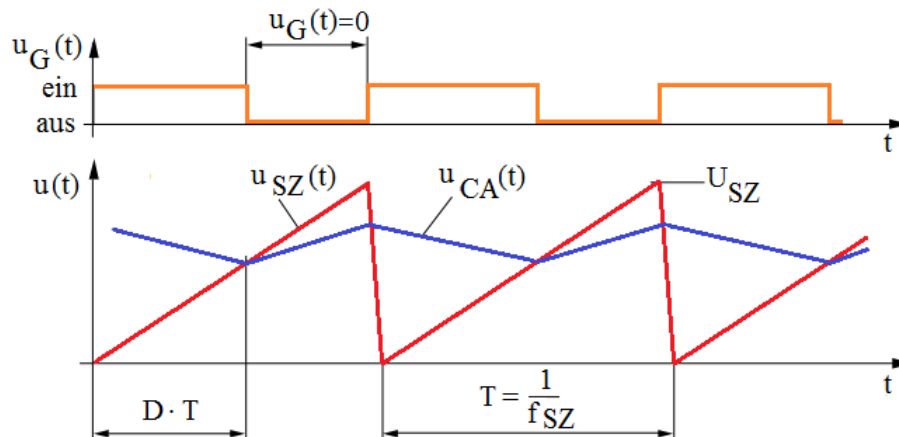


Abbildung 2.24: Verlauf der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$, der Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ und der daraus resultierenden Steuerspannung $u_G(t)$ des Leistungsschalters [Zac10b]

Der prinzipielle Verlauf der beschriebenen Spannungen ist in Abbildung **2.24** zu erkennen. Der Stromsollwert $i_{soll}(t)$ kann im Vergleich zu der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ als zeitlich konstant betrachtet werden, da er nur mit doppelter Netzfrequenz von 100Hz pulsiert. Die Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ und somit auch die Änderungen von $i_L(t) = i_{ist}(t)$, jedoch mit der Taktfrequenz von $f_{SZ} = 80...100kHz$.

Um eine korrekte Verschneidung von der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ mit dem Ausgangssignal des Stromreglers $u_{CA}(t)$ zu erhalten, muss darauf geachtet werden, dass die Steigung des dreieckförmigen Signals $u_{CA}(t)$ kleiner ist als die der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ um ein unerwünschtes Gleiten¹⁶ zu vermeiden [Zac10b]. Für die Steigung der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ gilt näherungsweise:

$$\frac{du_{SZ}(t)}{dt} = U_{SZ} \cdot f_{SZ} \quad (2.80)$$

Die Steigung von der Spannung $u_{CA}(t)$ ist von Stromänderungsgeschwindigkeit $\frac{di_L(t)}{dt}$, dem Messwiderstand R_{SF} und der Proportionalverstärkung K_I des Stromreglers abhängig. Die Stromänderungsgeschwindigkeit $\frac{di_L}{dt} = \frac{U_a}{L_1}$ wird maximal, wenn bei gesperrtem Schalter die gleichgerichtete Eingangsspannung in Abbildung **2.20** $u_e(t) = 0V$ ist.

$$\frac{du_{CA}(t)}{dt} = R_{SF} \cdot K_I \cdot \frac{U_a}{L_1} \quad (2.81)$$

Aus der Bedingung für die Verschneidung der beiden Signale folgt:

$$\frac{du_{CA}(t)}{dt} \leq \frac{du_{SZ}(t)}{dt} \quad (2.82)$$

$$R_{SF} \cdot K_I \cdot \frac{U_a}{L_1} \leq U_{SZ} \cdot f_{SZ} \quad (2.83)$$

Aus dieser Bedingung lässt sich durch Umformen der Gleichung **2.83** die maximale Proportionalverstärkung K_I des Stromreglers bestimmen:

$$K_I \leq \frac{U_{SZ} \cdot f_{SZ} \cdot L_1}{U_a \cdot R_{SF}} \quad (2.84)$$

Daraus lassen sich die extern benötigten Widerstände für den Stromregler bestimmen, denn für einen nichtinvertierenden Verstärker gilt für die Proportionalverstärkung [Zas14]:

$$K_I = 1 + \frac{R_{14}}{R_{13}} \quad (2.85)$$

Im Folgenden wird die Knickfrequenz f_N des PI-Reglers bestimmt. Die Wahl von ungefähr $f_N = \frac{f_D}{4}$ ergibt eine Dimensionierung nach dem symmetrischen Optimum¹⁷

¹⁶Die Reglerverstärkung muss so ausgelegt werden, dass die Steigung der Rampe jene der Sägezahnspannung nicht übersteigt, um Schwingungen (auch Gleiten genannt wegen des schnellen Schaltens sozusagen an der Sägezahnspannung entlang gleitet) entgegenzuwirken [Zac10b]

¹⁷Das symmetrische Optimum ist ein Auslegungsverfahren in der Regelungstechnik, bei der, mit durch Einsatz eines geeigneten Reglers, die Verzögerung der Regelstrecke kompensiert wird.

[Zac10b]. Für diese Vorgabe muss zunächst die Durchtrittsfrequenz f_D bestimmt werden, bei der für die Gesamtverstärkung des offenen Regelkreises laut Definition gilt:

$$K_I \cdot K_{Strecke} = 1 \quad (2.86)$$

Aufgrund der Vorgabe $f_N = \frac{f_D}{4}$ kann im Bereich von f_D von dem PI-Regler der integrierende Anteil vernachlässigt und nur der P-Anteil mit der Proportionalverstärkung K_I berücksichtigt werden [Zac10b]. Die Strecke befindet sich zwischen dem Stromregler Ausgang $u_{CA}(t)$ und dem Strommesswiderstand R_{SF} . Demnach wird die Verstärkung der Strecke durch die Änderung der Spannung am Messwiderstand R_{SF} in Abhängigkeit der Änderung der Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ bestimmt:

$$K_{Strecke} = \frac{\delta U_{R_{SF}}(s)}{\delta U_{CA}(s)} \quad (2.87)$$

Die Änderung der Spannung am Messwiderstand $\delta U_{R_{SF}}(s)$ ist abhängig von dem Strom der durch den Messwiderstand R_{SF} , also auch den der Spule $\delta I_1(s)$, fließt.

$$\delta U_{R_{SF}}(s) = R_{SF} \cdot \delta I_L(s) \quad (2.88)$$

Die Ausgangsspannung $U_{CA}(s)$ des Stromreglers wird mit der Verschneidung der Sägezahnspannung U_{SZ} in ein proportionales Verhältnis $D(s)$ umgewandelt:

$$D(s) = \frac{U_{CA}(s)}{U_{SZ}} \quad (2.89)$$

sowie

$$\delta D(s) = \frac{\delta U_{CA}(s)}{U_{SZ}} \quad (2.90)$$

Somit gilt für die Änderung der Ausgangsspannung des Stromreglers $\delta U_{CA}(s)$:

$$\delta U_{CA}(s) = U_{SZ} \cdot \delta D(s) \quad (2.91)$$

Die Gleichungen **2.88** und **2.91** liefern mit Gleichung **2.87** für die Streckenverstärkung:

$$K_{Strecke} = \frac{\delta U_{R_{SF}}(s)}{\delta U_{CA}(s)} = \frac{R_{SF} \cdot \delta I_L(s)}{U_{SZ} \cdot \delta D(s)} \quad (2.92)$$

Also muss die Änderung des Spulenstroms $\delta I_L(s)$ in Abhängigkeit von der Änderung des Tastverhältnisses $\delta D(s)$ bestimmt werden. Dazu wird die Gleichung **2.45** der Kleinsignaländerung des Stromes durch die Spule bei konstanter Eingangsspannung und Änderung des Tastverhältnisses (für diesen Fall $I_1 = I_L$ und $U_2 = U_a$ und $L = L_1$):

$$\delta I_L(s) = \frac{U_A \delta D(s) - (1 - D) \delta U_a(s)}{sL_1 + R_x} \quad (2.93)$$

und die Gleichung **2.47** der Kleinsignaländerung der Ausgangsspannung (für diesen Fall $I_1 = I_L$ und $U_2 = U_a$):

$$\delta U_a(s) = (-I_L \delta D(s) + (1 - D) \delta I_L(s)) \cdot F_2(s) \quad (2.94)$$

Mit der Übertragungsfunktion des Ausgangsfilters, wobei $R_C = 0$ (für diesen Fall $C = C_5$) sein soll:

$$F_2(s) = R_{La} \cdot \frac{1}{1 + sC_5 R_{La}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{La}} + sC_5} \quad (2.95)$$

Aus Gleichung **2.94** wird mit der Übertragungsfunktion des Ausgangsfilters wird:

$$\delta U_a(s) = (-I_L \delta D(s) + (1 - D) \delta I_L(s)) \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_{La}} + sC_5} \quad (2.96)$$

Eingesetzt in die Gleichung der Spulenstroms $\delta I_L(s)$:

$$\delta I_L(s) = \frac{U_a \delta D(s) - (1 - D) \cdot [-I_L \delta D(s) + (1 - D) \delta I_L(s)] \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right)}}{sL_1 + R_x} \quad (2.97)$$

Umformungen führen zu:

$$\delta I_L(s) = \frac{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) U_a \delta D(s) - (1 - D) \cdot [-I_L \delta D(s) + (1 - D) \delta I_L(s)]}{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) \cdot (sL_1 + R_x)} \quad (2.98)$$

$$\delta I_L(s) = \frac{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) U_a \delta D(s) + (1 - D) I_L \delta D(s) - (1 - D)^2 \delta I_L(s)}{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) \cdot (sL_1 + R_x)} \quad (2.99)$$

$$\delta I_L(s) \left[1 + \frac{(1 - D)^2}{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) \cdot (sL_1 + R_x)} \right] = \delta D(s) \left[\frac{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) U_a + (1 - D) I_L}{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) \cdot (sL_1 + R_x)} \right] \quad (2.100)$$

$$\frac{\delta I_L(s)}{\delta D(s)} = \frac{\left[\frac{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) U_a + (1 - D) I_L}{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) \cdot (sL_1 + R_x)} \right]}{\left[1 + \frac{(1 - D)^2}{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) \cdot (sL_1 + R_x)} \right]} \quad (2.101)$$

und schließlich zu:

$$\frac{\delta I_L(s)}{\delta D(s)} = \frac{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) U_a + (1 - D) I_L}{\left(\frac{1}{R_{La}} + sC_5\right) \cdot (sL_1 + R_x) + (1 - D)^2} \quad (2.102)$$

Für große Frequenzen ergibt sich näherungsweise:

$$\frac{\delta I_L(s)}{\delta D(s)} = \frac{sC_5 \cdot U_a}{s^2 LC_5} = \frac{U_a}{sL_1} \quad (2.103)$$

Mit Gleichung **2.103** und **2.92** ergibt sich für die Verstärkung der Strecke:

$$K_{Strecke} = \frac{R_{SF} \cdot \delta I_L(s)}{U_{SZ} \cdot \delta D(s)} = \frac{R_{SF} \cdot U_a}{U_{SZ} \cdot sL_1} \quad (2.104)$$

Damit kann nun die Durchtrittsfrequenz des offenen Regelkreises nach Gleichung **2.86** bestimmt werden, mit $\omega = 2\pi f$, $f = f_D$:

$$1 = K_I \cdot K_{Strecke} = \frac{U_{SZ} \cdot f_{SZ} \cdot L_1}{U_A \cdot R_{SF}} \cdot \frac{R_{SF} \cdot U_a}{U_{SZ} \cdot sL_1} = \frac{f_{SZ}}{2\pi f_D} \quad (2.105)$$

Somit ergibt das für f_D :

$$f_D = \frac{f_{SZ}}{2\pi} \quad (2.106)$$

Und damit ergibt sich für die Knickfrequenz des PI-Reglers $f_N = \frac{f_D}{4}$:

$$f_N = \frac{f_{SZ}}{8\pi} \quad (2.107)$$

Damit können die externen Bauelemente C_9 und R_{14} der Rückführung des PI-Reglers nach der Festlegung der Sägezahnfrequenz f_{SZ} bestimmt werden:

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f_N R_{14}} \quad (2.108)$$

Oszillatorschaltung

Mit dem Widerstand R_{10} an Pin 17 und dem Kondensator C_{12} an Pin 18 wird die Frequenz des der Sägezahnspannung festgelegt. An dem Kondensator C_{12} tritt eine Sägezahnspannung auf.

PWM-Generator

Durch den Komparator K_1 wird die Ausgangsspannung $u_{CA}(t)$ des Stromreglers OPV_1 mit dem von der Oszillatorschaltung erzeugten Momentanwert der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ verglichen. Dadurch wird ein PWM-Signal erzeugt, dessen Tastgrad proportional zu der Ausgangsspannung $u_{CA}(t)$ des Stromreglers OPV_1 ist.

Steuerlogik

Durch die Blöcke G_1 , G_2 , G_3 und FF_1 wird definiert, wann der Leistungsschalter T_1 ein- und ausgeschaltet wird. Der Block G_2 verhindert ein dauerhaftes Einschalten des Leistungsschalters.

Softstart-Schaltung

Die Softstart-Schaltung besteht aus den Schaltern T_2 und T_3 , dem Komparator K_4 , dem Flipflop FF_2 und dem extern an Pin 12 angeschlossenem Kondensator C_{13} . Durch die Schaltung wird die Stellgröße des Spannungsregler OPV_2 begrenzt, denn sie wird unmittelbar nach Anlegen der Versorgungsspannung an Pin 19 oder beim Auftreten einer Überspannung am Ausgang aktiviert. Der Sanftanlauf verhindert beim Laden des Ausgangskondensators einen Überlaststrom im Leistungsschalter. Erst wenn der Ausgangskondensator C_5 auf den gewünschten Wert aufgeladen ist, beginnt der IC mit seiner Funktion. Bei Unterspannung an Pin 19 oder bei Überspannung am Ausgang wird das Flipflop FF_2 gesetzt. Dadurch wird der interne Schalter T_3 durchgeschaltet und der Kondensator C_{12} über ihn entladen und somit zieht der PNP- Transistor T_2 den Ausgang des Spannungsreglers auf Masse. Somit wird auch der Ausgang des Multiplizierers Null.

Überspannungsschutz

Der Überspannungsschutz (OVP¹⁸) am Ausgang wird mit einem Widerstandsspannungsteiler, bestehend aus R_7 und R_8 , an dem Pin 3 des ICs realisiert. Sobald die Spannung an dem Pin die interne Referenzspannung von $U_{ref} = 5,1V$ überschreitet, schaltet der Komparator K_2 unverzüglich den Leistungsschalter über den Block G_1 ab und startet die Softstart Schaltung über G_4 .

Überstromschutz

Der Komparator K_3 schaltet unverzüglich über den Block G_1 den Leistungsschalter aus, falls die Spannung an dem Pin 2 (OCP¹⁹) gleich Null wird. Durch eine interne Stromquelle und einen extern angeschlossenen Widerstand wird die Spannung und somit die Schwelle zum Auslösen des Überstroms eingestellt. Der Widerstand wird zwischen Pin 3 und dem Strommesswiderstand R_{SF} geschaltet.

Kontrollschaltung für die Spannungsversorgung des ICs

Falls die Versorgungsspannung an Pin 19 unter einen einstellbaren Schwellenwert fällt, werden alle Funktionsblöcke des ICs deaktiviert und die Softstart Funktion wird gestartet. Dadurch ist ein kontrolliertes Hochfahren der Schaltung möglich. Diese Funktion wird als Under-Voltage-Lockout (UVLO) bezeichnet. Erst wenn die Spannung wieder über einen zweiten Schwellenwert steigt, werden wieder alle Funktionsblöcke aktiviert. Diese Schwellenwerte können über einen externen Widerstandsspannungsteiler an PIN 15 (P-UVLO) eingestellt werden.

¹⁸Englische Abkürzung: **O**ver **V**oltage **P**rotection (Überspannungsschutz)

¹⁹Englische Abkürzung: **O**ver **C**urrent **P**rotection (Überstromschutz)

3 Dimensionierung

In diesem Kapitel werden zu Beginn die einzelnen Bauteile der hier in dieser Thesis implementierten Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe dimensioniert und ausgewählt.

Die hier durchgeführten Berechnungen zur Dimensionierung der einzelnen Bauelemente werden mit Hilfe des Datenblatts des verwendeten ICs L4981A und den dazugehörigen Application Notes durchgeführt. Bei einigen Gleichungen handelt es sich nur um Annäherungen. Um einen eventuell vorkommenden Reparaturfall oder Änderungen an der Schaltung zu vereinfachen, wurden Bauelemente ausgewählt, die bei herkömmlichen Händlern für elektronische Bauteile leicht zu beschaffen sind. Die Abbildung **Schaltplan** aus dem Anhang **I.Dimensionierung** zeigt den Schaltplan mit allen Bauelementen der umgesetzten Leistungsfaktorkorrektur. Die Bezeichnungen der einzelnen Bauelemente beziehen sich auf diesen Schaltplan.

Leistung Hochsetzsteller

Um die Dimensionierung der Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe durchzuführen, wird die maximal benötigte Ausgangsleistung P_a , also der Eingangsleistung des Hochsetzstellers $P_{e_{HS}}$ bestimmt. Da der Hochsetzsteller eine maximale Ausgangsspannung von $U_{a_{HS}} = 50V$ und einen festen Lastwiderstand von $R_{Last_{HS}} = 100\Omega$ besitzt [Cam15], beträgt die maximale Ausgangsleistung des Hochsetzstellers $P_{a_{HS}}$:

$$P_{a_{HS}} = \frac{U_{a_{HS}}^2}{R_{Last_{HS}}} = \frac{50V^2}{100\Omega} = 25W \quad (3.1)$$

Der Wirkungsgrad bei einer Ausgangsleistung $P_{a_{HS}} = 25W$ beträgt laut den Messungen aus [Cam15] $\eta_{HS} \approx 0,84$. Damit gilt für die Eingangsleistung des Hochsetzstellers mit:

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} \quad (3.2)$$

$$P_{e_{HS}} = \frac{P_{a_{HS}}}{\eta_{HS}} = \frac{25W}{0,84} = 29,76W \quad (3.3)$$

Um etwas Sicherheitsspielraum zu erhalten wird die benötigte Ausgangsleistung der Leistungsfaktorkorrektur für die weiterführende Dimensionierung auf $P_a = 35W$ festgelegt.

3.1 Leistungselemente

Für die Dimensionierung werden folgende Vorgaben für die Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe gesetzt:

- Effektivwert Eingangsspannung $U_{n_{eff}} = 12V$
- Frequenz der Eingangsspannung $f = 50Hz$
- Ausgangsspannung $U_a = 20V$
- Ausgangsspannungsschwankung $\Delta U_a = \pm 0,2V$
- Ausgangsleistung $P_a = 35W$
- Schaltfrequenz $f_{SW} = 80kHz$
- maximale Spulenstrom Schwankung $\Delta I_{L1(max)} = 10\%$

Spule L_1

In der hier gewählten Betriebsart mit kontinuierlichem Spulenstrom wird nicht die gesamte in der Spule gespeicherte Energie in jedem Schaltzyklus in den Ausgangskondensator geleitet. Die benötigte Induktivität der Spule ist abhängig von der maximalen gewünschten Schwankung des Spulenstroms $\Delta I_{L1(max)}$, der Ausgangsspannung U_a und der Schaltfrequenz f_{SW} . Übliche Werte des aus dieser Vorgabe resultierenden Strom Rippel Faktors K_r für diese Betriebsart sind zwischen 10% und 35% [STM04]. Für den Mindestwert der Spule gilt:

$$L_{1(min)} = \frac{U_a}{4 \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_{L1(max)}} \quad (3.4)$$

Für die Dimensionierung gilt es den maximalen Spulenstrom zu ermitteln. Bei einer maximalen Ausgangsleistung von $P_a = 35W$ und der Annahme eines Wirkungsgrades der PFC Stufe von $\eta = 0,9$ ergibt das eine maximale Eingangsleistung von

$$P_e = \frac{P_a}{\eta} = \frac{35W}{0,9} = 38,89W \quad (3.5)$$

Der Effektivwert des Eingangstromes und somit auch des Spulenstromes beträgt damit:

$$I_{e_{eff}} = I_{L1_{eff}} = \frac{P_e}{U_{n_{eff}}} = \frac{38,89W}{12V} = 3,24A \quad (3.6)$$

und der Spulenspitzenstrom:

$$I_{L1Sp} = \sqrt{2}I_{L1_{eff}} = \sqrt{2}3,24A = 4,58A \quad (3.7)$$

Für die maximale Schwankung des Spulenstroms $\Delta I_{L1(max)}$ gilt mit der Wahl des Faktors $K_r = 0,1$:

$$\Delta I_{L1(max)} = K_r \cdot 2 \cdot I_{L1Sp} = 0,1 \cdot 2 \cdot 4,58A = 0,916A \quad (3.8)$$

Die dafür minimal benötigte Induktivität beträgt:

$$L_{1(min)} = \frac{U_a}{4 \cdot f_{SW} \cdot \Delta I_{L1(max)}} = \frac{20V}{4 \cdot 80kHz \cdot 0,916A} = 68,23\mu H \quad (3.9)$$

Typisch erhältliche Werte für geeignete Spulen sind $L = 47\mu H$, $L = 68\mu H$ und $L = 100\mu H$. Je größer die Induktivität der Spule ist, desto geringer die Stromschwankungen um den Mittelwert und die damit entstehenden Störungen [Bas14]. Es wurde eine Spule $L = 68\mu H$ mit einem zulässigem Effektivwert des Spulenstroms von 6,2A gewählt.

Brückengleichrichter B1

Der Brückengleichrichter wird abhängig von der Spitzeneingangsspannung $U_{n(Sp)} = U_{n_{eff}} \cdot \sqrt{2} = 16,9V$ und dem maximalen Effektivwert des Eingangstromes $I_{n_{(eff)}} = 3,24A$ gewählt [STM03]. Es wurde ein Brückengleichrichter mit 50V/25A gewählt.

Eingangskondensatoren C_3 und C_4

Der Eingangskondensator dient als Filter, um die hohen Schaltfrequenzen des Leistungsschalters vom speisenden Netz fernzuhalten. Er darf nicht zu groß sein, da er sonst einen Einfluss auf den Verlauf der gleichgerichteten Spannung hat, was den Stromverlauf verzerren würde [Zac10b]. Für den Eingangskondensator gilt nach [STM04]:

$$C_{in} \geq K_r \cdot \frac{I_{L1_{eff}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{SW} \cdot r \cdot U_{n_{eff}}} \quad (3.10)$$

mit dem Hochfrequenz Spannungsrippelfaktor $r = \frac{\Delta U_{n_{eff}}}{U_{n_{eff}}}$, für den in der Praxis Werte von $r = 0,02$ bis $0,08$ gelten [STM04]. In diesem Fall wurde $r = 0,02$ gewählt:

$$C_{in} \geq 0,1 \cdot \frac{3,24A}{2 \cdot \pi \cdot 80kHz \cdot 0,02 \cdot 12V} = 2,687\mu F \quad (3.11)$$

Der Filterkondensator wurde mit den zwei parallel geschalteten Tantal-Kondensatoren C_3 und C_4 mit jeweils $2,2\mu F$ realisiert.

Ausgangskondensatoren C_5 und C_6

Der Ausgangskondensator dient zur Pufferung der Energie. An ihn wird die Last angeschlossen, die die Ausgangsspannung als Zwischenkreis sieht. Die eigentliche Spannungsregelung findet im nachgeschalteten Hochsetzsteller statt. Die Wahl des Kondensator

hängt hauptsächlich von der gewünschten Ausgangs Rippel-Spannung ab. Wenn der geringe ESR des Kondensator vernachlässigt wird, gilt für die Kapazität [STM04]:

$$C = \frac{P_a}{2\pi \cdot 2 \cdot f \cdot \Delta U_a \cdot U_a} = \frac{35W}{2\pi \cdot 2 \cdot 50Hz \cdot 0,2V \cdot 20V} = 13,93mF \quad (3.12)$$

Der Ausgangskondensator muss eine Spannungsfestigkeit haben, die höher ist als die maximal möglich auftretende Spannung die am Kondensator anliegen kann. Mit einer zusätzlichen Berücksichtigung einer Sicherheit von 10% der Ausgangsspannung ergibt das:

$$U_{Kondensator} > U_a + \Delta U_a + U_{Sicherheit} = 20V + 0,2V + 2V = 22,2V \quad (3.13)$$

Es wurden zwei Elektrolyt-Kondensatoren mit einer Kapazität von jeweils $C_5 = C_6 = 6800\mu F$ mit einer Spannungsfestigkeit von 25V gewählt.

Leistungsschalter T_1

Der Leistungsschalter wird durch einen Leistungs MOSFET realisiert. Dieser muss für die Ausgangsspannung, sowie die benötigte Ausgangsleistung ausgelegt sein. Für die Ausgangsspannung gilt das Gleiche, wie bei dem Ausgangskondensator. Des Weiteren muss der MOSFET für die Schaltfrequenz f_{SW} ausgelegt sein. Ein MOSFET ist ein spannungsgesteuertes Bauelement [Zas14]. Bei angelegter Gate-Source Spannung wird der MOSFET leitend und es bleibt ein Restwiderstand im $m\Omega$ Bereich zwischen Drain-Source, genannt R_{DSon} .

Für die statische Ansteuerung braucht der MOSFET keine Ansteuerleistung. Für den Schaltvorgang sind dynamische Gateströme notwendig, weil Kapazitäten umgeladen werden müssen. Die benötigten Schaltströme werden größer, desto kleiner die Schaltzeiten sind [Zas14].

Der verwendete IC L4981A besitzt eine integrierte Ausgangs-Treiber-Stufe und kann direkt ohne zusätzlichen MOSFET Treiber an das Gate des Leistungsschalters angeschlossen werden [STM01].

Laut Datenblatt beträgt die Ausgangsspannung im Schaltzustand "high" an Pin 20 $U_{GDRV_{High}} = 12,5V$ und im Schaltzustand "low" $U_{GDRV_{Low}} = 0,5V$. Der integrierte Treiber liefert einen maximalen Gatetreiber Spitzenstrom von $I_{GDRV_{max}} = 1,5A$ für eine Schaltzeit von $t = 1\mu s$ [STM01].

Als Leistungsschalter wurde der Power MOSFET IRL3103 der Firma International Rectifier gewählt. Dieser kann, laut Datenblatt, mit einer Gatespannung von $U_{GS} = \pm 16V$ betrieben werden, womit der Ausgang des L4981A direkt an das Gate des MOSFETs angeschlossen werden kann. Der benötigte Treiberstrom I_{GDRV} lässt sich für die Einschaltzeit t_{son} bestimmen mit:

$$t_{son} = \frac{Q_G}{I_{GDRV}} \quad (3.14)$$

Wobei Q_G die Leistungsschalter spezifische Gate-Ladung ist, die bei jedem Ein- und Ausschalten benötigt wird. Aus dem Datenblatt des MOSFETs aus Abbildung 6 [Int11]

ergibt sich bei einer Gate-Source Spannung $U_{GS} = 12,5V$ und der hier vorliegenden Drain-Source Spannung von $U_{DS} = 20V$ eine Gate-Ladung von $Q_G \approx 40nC$. Durch den zusätzlich gewählten Gate-Vorwiderstand $R_{18} = 15\Omega$ wird der maximale Gatestrom begrenzt auf maximal

$$I_{GDRV} = \frac{U_{GDRV_{High}}}{R_{18}} = \frac{12,5V}{15\Omega} = 833,33mA \quad (3.15)$$

Dadurch ergibt sich eine Einschaltzeit von:

$$t_{son} = \frac{40,0nC}{833,33mA} = 48ns \quad (3.16)$$

Der gewählte MOSFET IRF530N kann also durch den L4981A ohne weitere Maßnahmen betrieben werden.

Diode D_1

Für die Diode wurde eine MBR10100 Schottky Diode von Vishay verwendet. Sie ist für einen maximalen, mittleren Strom von 10A und einer maximalen Durchbruchspannung von 100V ausgelegt. Typische Anwendungen sind laut Datenblatt Hochfrequenz Gleichrichter in Schaltnetzteilen, Freilauf Dioden und DC/DC Konverter [ON 12]. Womit sie für diese Anwendung geeignet ist.

Einschaltstrombegrenzung NTC

Wenn die PFC Stufe eingeschaltet wird, sind alle Kondensatoren entladen. Dadurch entsteht im ersten Moment ein sehr hoher Einschaltstrom, welcher Bauteile beschädigen oder Sicherungen auslösen könnte. Damit dieser Einschaltstrom begrenzt wird, wurde der NTC-Widerstand¹ vor den Brückengleichrichter geschaltet. Dieser hat bei Raumtemperatur einen Widerstand von $R_{25} = 2,5\Omega$. Somit wird der Strom im Einschaltmoment auf:

$$\hat{i}_{einschalt,max} = \frac{\hat{u}_n}{R_{25}} = \frac{16,97V}{2,5\Omega} = 6,79A \quad (3.17)$$

begrenzt.

Durch den fließenden Strom erwärmt sich der NTC-Widerstand. Laut Datenblatt verringert sich der Widerstand bei einem Effektivwert des Eingangsstromes von $I_{eff} = 3,24A$ auf ungefähr $180m\Omega$ [EPC12].

Bypass Diode D_2

Die zusätzliche Bypass Diode D_2 ist in der Größenordnung der Spannungen und Ströme hier nicht unbedingt notwendig. Sie überbrückt die anderen Leistungselemente im Einschaltmoment, damit der Ausgangskondensator sofort geladen werden kann. Des Weiteren schützt sie auch vor Spannungsüberhöhungen, da es durch die Reihenschaltung von

¹Englische Abkürzung: **N**egative **T**emperature **C**oeffizient (Heißleiter)

der Spule und dem Ausgangskondensator im Einschaltmoment zu einer Schwingung mit einem Spitzenwert der doppelten Eingangsspannung kommen kann [Zac10b]. Hier wurde ebenfalls die Schottky Diode MBR10100 gewählt.

Transformator

Als Anforderung für den Transformator gilt, dass er als Sekundärspannung einen Effektivwert von $U_{eff} = 12V$ hat und den Maximalen Strom liefert, ohne in die Sättigung zu geraten. Es wurde ein Sicherheitstransformator VSTR 100/12 gewählt. Dieser besitzt eine Sekundärspannung von $U_{eff} = 12V$ und einen maximalen Strom von $I_{eff} = 8,33A$.

3.2 Steuerungselemente

Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung für den PFC Controller IC L4981A wird mittels einfacher Spannungsstabilisierung mit einer Z-Diode realisiert. Die Spannung U_{CC} an Pin 19 sollte laut Datenblatt zwischen 15,5V und maximal 19,5V liegen [STM01]. Hier wurde zur Stabilisierung eine 18V/5W Z-Diode (Z_1) mit parallel geschaltetem Elektrolytkondensator $C_8 = 220\mu F$ zur Pufferung gewählt. Zusätzlich gegen hochfrequente Störungen wurde noch $C_7 = 100nF$ parallel dazu geschaltet. Die Versorgungsspannung wird an den Ausgangskondensatoren C_5 und C_6 abgegriffen. Der maximale Strom der Z-Diode beträgt:

$$I_{Z(max)} = \frac{P_{tot}}{U_Z} = \frac{5W}{18V} = 277,77mA \quad (3.18)$$

Der minimale von der Z-Diode benötigte Strom beträgt ungefähr 10% [Zas14] von $I_{Z(max)}$, demnach $I_{Z(min)} \approx 28mA$. Der maximale Strom für den L4981A beträgt bei einer Versorgungsspannung von $U_{CC} = 18V$ und einer maximalen Verlustleistung von $P_{tot} = 1W$ ungefähr 50mA. Der Vorwiderstand R_9 der Z-Diode muss demnach bei einer maximalen Ausgangsspannung von $U_{a(max)} = U_a + \Delta U_a = 20V + 0,2V = 20,2V$ mit

$$R_9 = \frac{20,2V - 18V}{50mA + 28mA} = 28,2\Omega \quad (3.19)$$

betragen.

Strommesswiderstand $R_2||R_3||R_4$

Für die Realisierung des Strommesswiderstandes wurden die Werte aus der Application Note [STM04] übernommen und die Widerstände $R_2 = R_3 = R_4 = 0,1\Omega$ parallel zusammen geschaltet, sodass sich ein Strommesswiderstand von $R_{SF} = R_2||R_3||R_4 = 33,33m\Omega$ ergibt.

Überstrombegrenzung mit R_{10}

Durch einfaches Beschalten eines Widerstandes zwischen Pin 2 und dem Strommesswiderstand wird die Überstrombegrenzung realisiert. Der maximale Spitzenstrom der PFC Stufe wird so begrenzt. Der Widerstand R_{10} ist abhängig von dem Strommesswiderstand R_{SF} , des gewünschten maximalen Spitzenstroms I_{L1Sp} und der internen festen Stromquelle $I_{ipk} = 85\mu A$ [STM04]:

$$R_{10} = \frac{R_{SF} \cdot I_{L1Sp}}{I_{ipk}} = \frac{33,33m\Omega \cdot 4,58A}{85\mu A} = 1796\Omega \quad (3.20)$$

Für den Widerstand R_{10} wurde ein Potentiometer mit $R = 2,5k\Omega$ gewählt, welches bei der Inbetriebnahme eingestellt wird. Bei Bedarf kann die Begrenzung nachträglich noch verändert werden.

Spannungsreferenz mit R_1

An Pin 4 wird für den Multiplizierer ein proportional zum Momentanwert der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$ der Strom $i_{AC}(t)$ mit Hilfe des Widerstandes R_1 eingespeist. Laut Datenblatt ist der maximal erlaubte Strom $i_{ACmax} = 5mA$ an Pin 4 [STM01]. Es wurde sich an die Größenordnung der Praxiswerte aus den Application Notes [STM04] und [STM03] gehalten, wobei ein maximaler Strom von $\hat{i}_{AC} = 400\mu A$ eine die maximale Eingangsspannung von $\hat{u}_e = \sqrt{2}U_{eff} = \sqrt{2} \cdot 12V = 16,9V$ repräsentieren soll. Damit gilt für den Widerstand R_1 :

$$R_1 = \frac{\hat{u}_e}{\hat{i}_{AC}} = \frac{16,9V}{400\mu A} = 42,25k\Omega \quad (3.21)$$

Gewählt wurde $R_1 = 40,2k\Omega$.

Überspannungsschutz mit R_7 und R_8

Der Überspannungsschutz der Ausgangsspannung wird mit dem Widerstandsspannungsteiler aus R_7 und R_8 realisiert. Der interne Komparator vergleicht die Spannung an Pin 3 mit der internen Referenzspannung von $U_{Ref} = 5,1V$. Bei Überschreitung wird der PFC Controller in den Stand-By-Modus geschaltet und der Softstart Kondensator wird entladen. Für das Spannungsteilerverhältnis gilt [STM04]:

$$\frac{R_7}{R_8} = \frac{U_a + \Delta U_a}{5,1V} - 1 = \frac{20,2V}{5,1V} - 1 = 2,96 \quad (3.22)$$

Damit ergibt sich nach Orientierung an dem Datenblatt für $R_7 \approx 60k\Omega$ und für $R_8 \approx 20k\Omega$. Es wurde ein Potentiometer für $R_7 = 100k\Omega$ und ein Potentiometer für $R_8 = 50k\Omega$ gewählt, um den Überspannungsschutz im Betrieb einzustellen.

Oszillatorbeschaltung mit R_{11} und C_{12}

Die konstante Schaltfrequenz f_{SW} wird mit dem Widerstand R_{11} an Pin 17 zur Masse und dem Kondensator C_{12} an Pin 18 zur Masse definiert. Der Widerstand R_{11} bestimmt den Auf- und Entladestrom des Kondensators C_{12} . Die Referenzspannung an Pin 17 ist intern fest mit 1,28V vorgegeben. Für den Aufladestrom gilt [STM04]:

$$I_{Aufladen} = 10 \cdot \frac{1,28V}{R_{11}} \quad (3.23)$$

Für den Entladestrom gilt:

$$I_{Entladen} = 200 \cdot \frac{1,28V}{R_{11}} \quad (3.24)$$

Die Kapazität des Kondensator C_{12} bestimmt die Anstiegs- und Abfallzeit der Sägezahnspannung mit fester Amplitude $U_{SW} = 5V$ und damit die Schaltfrequenz f_{SW} . Für die Periodendauer der Schaltfrequenz gilt:

$$T_{sw} = t_{Anstieg} + t_{Abfall} = U_{SW} \cdot C_{12} \cdot \left(\frac{1}{I_{Aufladen}} + \frac{1}{I_{Entladen}} \right) \quad (3.25)$$

Für die Schaltfrequenz f_{SW} gilt die Näherungsformel:

$$f_{SW} = \frac{1}{T_{sw}} \approx \frac{2,44}{R_{11} \cdot C_{12}} \quad (3.26)$$

Mit der Wahl des Widerstandes nach Fig.19 [STM01] des Datenblatt von $R_{11} = 30k\Omega$ ergibt sich für den Kondensator C_{12} bei einer gewünschten Schaltfrequenz von $f_{SW} = 80kHz$:

$$C_{12} = \frac{2,44}{80kHz \cdot 30k\Omega} = 1,0167nF \quad (3.27)$$

Wahl des Kondensators $C_{12} = 1nF$.

Stromregler

Die Dimensionierung der Beschaltung des Stromreglers wird nach der Theorie in Abschnitt **2.8 Stromregler** durchgeführt. Der Widerstand R_{12} am Ausgang des Multiplizierers muss mit dem Messwiderstand R_{SF} abgestimmt sein, auch hier wurde sich wie bei der Wahl des Messwiderstandes an dem Application Note [STM04] orientiert und ein Wert von $R_{12} = 2,7k\Omega$ gewählt. Aufgrund der hohen Impedanz der Rückkopplung des Verstärkers wurde wie in [STM04] $R_{12} = R_{13} = 2,7k\Omega$ gewählt. Für die Proportionalverstärkung des PI-Reglers gilt mit Gleichung **2.84**:

$$K_I \leq \frac{U_{SZ} \cdot f_{SZ} \cdot L_1}{U_a \cdot R_{SF}} = \frac{5V \cdot 80kHz \cdot 100\mu H}{20V \cdot 33,33m\Omega} = 60 \quad (3.28)$$

Für die Proportionalverstärkung wird $K_I = 11$ gewählt. Damit kann der Wert des Widerstandes R_{14} bestimmt werden:

$$K_I = 1 + \frac{R_{14}}{R_{13}} \Rightarrow R_{14} = (K_I - 1) \cdot R_{13} = (11 - 1) \cdot 2,7k\Omega = 27k\Omega \quad (3.29)$$

Für die Knickfrequenz f_N des Reglers gilt mit einer Sägezahnfrequenz von $f_{SZ} = 80kHz$ mit Gleichung **2.107**

$$f_N = \frac{f_{SZ}}{8\pi} = \frac{80kHz}{8\pi} = 3,18kHz \quad (3.30)$$

Der Kondensator der Rückführung wird dann mit der Gleichung **2.108** bestimmt mit:

$$C_9 = \frac{1}{2\pi f_N R_{14}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,18kHz \cdot 27k\Omega} = 1,85nF \quad (3.31)$$

Wahl des Kondensators mit $C_9 = 1,5nF$.

Spannungsregler

Für die Dimensionierung des Spannungsreglers wird zunächst die Rückkopplungsschleife mit dem Spannungsteiler R_5 und R_6 bestimmt, für die gilt nach Gleichung **2.63**

$$\frac{U_a}{U_{ref}} - 1 = \frac{R_5}{R_6} = \frac{20V}{5,1V} - 1 = 2,92 \quad (3.32)$$

Für die Größenordnung der Widerstände wurden Werte aus dem Datenblatt [STM01] und [STM04] für eine Realisierung aus der Praxis genommen und auf diesen Anwendungsfall angepasst. Festlegung des Widerstandes $R_6 = 10k\Omega$. Daraus ergibt sich für $R_5 \approx 30k\Omega$. Beide Widerstände wurden jeweils durch ein Potentiometer mit $R_5 = R_6 = 50k\Omega$ realisiert, um im Betrieb die Werte anzupassen. Für die Dimensionierung des Kondensators C_{10} und des Widerstandes R_{15} wurde, wie in Abschnitt **2.8 Spannungsregler** beschrieben, vorgegangen. Für den Kondensator C_{10} gilt mit der Festlegung für die Verstärkung:

$$K_R \leq \frac{0,095V}{\Delta U_a} = \frac{0,095V}{0,2V} = 0,475 \quad (3.33)$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi \cdot 2f \cdot R_5 \cdot K_R} \geq \frac{1}{60} \cdot \frac{\Delta U_a}{R_5} \quad (3.34)$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi \cdot 100Hz \cdot 30k\Omega \cdot 0,475} = 111,68nF \geq \frac{1}{60} \cdot \frac{0,2}{30k\Omega} = 111,11nF \quad (3.35)$$

Wahl des Kondensators mit der Kapazität $C_{10} = 220nF$.

Für die Verstärkung der Strecke gilt nach Gleichung **2.71**:

$$K_S = \frac{P_a}{U_a \cdot \Delta U_{VA}} \cdot \frac{1}{sC_5} \quad (3.36)$$

Berechnung der Durchtrittsfrequenz f_D des offenen Regelkreises:

$$f_D = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi \cdot R_5 \cdot C_{10}}\right) \cdot \left(\frac{P_a}{U_a \cdot \Delta U_{VA}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot C_5}\right)} \quad (3.37)$$

$$f_D = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi \cdot 30k\Omega \cdot 220nF}\right) \cdot \left(\frac{35W}{20V \cdot 3,82V} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 13,6mF}\right)} = 11,37Hz \quad (3.38)$$

Mit der bestimmten Durchtrittsfrequenz f_D und dem Kondensator C_{10} wird der Widerstand R_{15} bestimmt:

$$\frac{1}{2\pi \cdot f_D \cdot C_{10}} \leq R_{15} \leq \frac{2,75}{2\pi \cdot f_D \cdot C_{10}} \quad (3.39)$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot 11,73Hz \cdot 220nF} \leq R_{15} \leq \frac{2,75}{2\pi \cdot 11,73Hz \cdot 220nF} \quad (3.40)$$

$$61,67k\Omega \leq R_{15} \leq 169,6k\Omega \quad (3.41)$$

Wahl des Widerstandes $R_{15} = 100k\Omega$. Mit den berechneten Werten gilt für die Proportionalverstärkung des Spannungsreglers:

$$K_R = \frac{R_{15}}{R_5} = \frac{120k\Omega}{30k\Omega} = 3,33 \quad (3.42)$$

Und für die Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_{15} C_{10}} = \frac{1}{2\pi 100k\Omega \cdot 220nF} = 7,23Hz \quad (3.43)$$

Unterspannungs Hysterese R_{16} und R_{17}

An dem Pin 15 P-UVLO kann mit Hilfe eines Spannungsteilers die Aus- und Einschalthysterese der Spannungsversorgung eingestellt werden. Ohne zusätzliche Beschaltung befindet sich die Einschaltsschwelle bei $U_{CC_{on}} = 15,5V$ und die Ausschaltsschwelle bei $U_{CC_{off}} = 10V$. Die gewünschte Einschaltsschwelle soll hier jedoch bei $U_{CC_{on}} = 12V$ und die gewünschte Ausschaltsschwelle bei $U_{CC_{off}} = 10,1V$ liegen. Laut Datenblatt sind dazu die Widerstände $R_{16} = 220k\Omega$ und $R_{17} = 33k\Omega$ nötig [STM01].

Softstart mit C_{13}

Die Dauer des Softstarts t_{SS} wird durch den Kondensator C_{13} an Pin 12 festgelegt. Diese Zeit ist abhängig von den Bauteilen und der Größenordnung der Spannungen, Ströme der PFC Stufe und sollte laut Datenblatt einige zehnfache Millisekunden betragen [STM04]. Die Zeit wird durch den Ausgang $U_{VA_{out}} = 5,1V$ des Spannungsreglers und einer festen internen Stromquelle von $I_{SS} = 100\mu A$ mit dem Kondensator C_{13} bestimmt:

$$t_{SS} = C_{13} \cdot \frac{U_{VA_{out}}}{I_{SS}} \quad (3.44)$$

Durch übliche Werte aus den Application Notes und dem Datenblatt wurde die Kapazität des Kondensators mit $C_{13} = 1\mu F$ gewählt. Daraus ergibt sich eine Softstartzeit von $t_{SS} = 51ms$.

Anschluss Buchsen

An den Buchsen X_1 und X_2 wird die Eingangsspannung $u_n(t)$ angeschlossen. Die Buchsen X_3 und X_4 sind für die Messung der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$. Der Spulenstrom $i_L(t)$ wird mit einer Stromzange an einer Leitung zwischen den Buchsen X_5 und X_6 gemessen. Die Ausgangsspannung U_a mit Leistungsfaktorkorrektur wird an den Buchsen X_9 und X_{10} gemessen. Durch Umschalten des Schalters S_1 kann zwischen den Ausgängen mit und ohne Leistungsfaktorkorrektur gewählt werden. Wobei an den Buchsen X_7 und X_8 die Ausgangsspannung U_a ohne Leistungsfaktorkorrektur anliegt. Um möglichst gleiche Bedingungen für den angeschlossenen Hochsetzsteller zu erzielen, wurden die Ausgangskondensatoren $C_1 = C_2 = C_5 = C_6$ gewählt.

3.3 Layout EAGLE

Die Schaltung der Leistungsfaktorkorrektur Stufe wurde mit den berechneten Bauteilen in dem Schaltplan Editor der Software *EAGLE*, Einfach Anzuwendender Grafischer Layout-Editor (Englisch: Easily Applicable Graphical Layout Editor), der Firma *CadSoft Computer GmbH* umgesetzt und mit dem Layout Editor wurde ein Layout erstellt. Das erstellte Layout wurde eingeschickt und bei Firma *Beta-Layout* in dreifacher Ausführung geätzt. Bei dem Layout wurde darauf geachtet, dass eine optische Trennung zwischen der Gleichrichtung mit Leistungsfaktorkorrektur und ohne Leistungsfaktorkorrektur auf der Platine sichtbar ist. Die Leiterbahnen der Leistungselektronik wurde der Übersicht halber auf die Oberseite der Platine gelegt. Die Steuerungselektronik dagegen auf die Unterseite. Der Schaltplan, das Layout, sowie die *EAGLE* Dateien mit einer tabellarischen Auflistung aller Bauelemente der PFC Stufe befinden sich im Anhang unter **I.Dimensionierung**.

4 Simulation

4.1 PORTUNUS

Die Simulation der Leistungsfaktorkorrektur Schaltung wurde mit Hilfe der Software *PORTUNUS* mit der Version 6.1 durchgeführt. Die Software aus dem Hause *Adapted Solutions* dient zur Systemsimulation und zeichnet sich unter anderem durch eine Vielzahl von Möglichkeiten zur Beschreibung des zu untersuchenden Systems, eine komfortable Benutzeroberfläche und leistungsfähige Schnittstellen zur Programmierung aus. Die Anwendungen der Software reichen von Simulationen in der Elektrotechnik, Leistungselektronik und Antriebstechnik über thermische Berechnungen, Untersuchungen von Magnetkreisen bis hin zu Regelungen [AS].

In der Simulation wurden die Leistungsteile und die Mittelwertstrom-Regelung mit den Reglern und der Logik des ICs L4981A umgesetzt. Durch die simulierte hohe Schaltfrequenz von $f_{SW} = 80kHz$ muss bei der transienten Simulation die Untergrenze der Simulationsschrittweite entsprechend niedrig gewählt werden, um ein repräsentatives Ergebnis zu erzielen.

Aus diesem Grund beträgt die Simulationsdauer für eine Simulations-Endzeit von 500ms zwischen 10 und 15 Minuten. Deshalb wurden nur die nötigsten Elemente für die Schaltung der Leistungsfaktorkorrektur umgesetzt.

Die Spannungsversorgung des ICs, die Überstrombegrenzung, der Überspannungsschutz, die Unterspannungshysterese und der Softstart wurden in der Umsetzung nicht simuliert. Des Weiteren wurde der nachgeschaltete Hochsetzsteller nur mit den grundlegenden Elementen nachgebildet und ebenfalls keine Spannungsversorgungen, Schutzschaltungen und Treiberbausteine berücksichtigt.

Die Simulation dient als Hilfe für die Dimensionierung und Anpassung der Schaltung. Außerdem unterstützt sie beim Verständnisaufbau der Mittelwert-Stromregelung.

Zunächst wird die Gleichrichtung ohne Leistungsfaktorkorrektur simuliert. Danach folgt die Simulation der umgesetzten Leistungsfaktorkorrektur mit Mittelwert-Stromregelung.

4.2 Simulation ohne Leistungsfaktorkorrektur

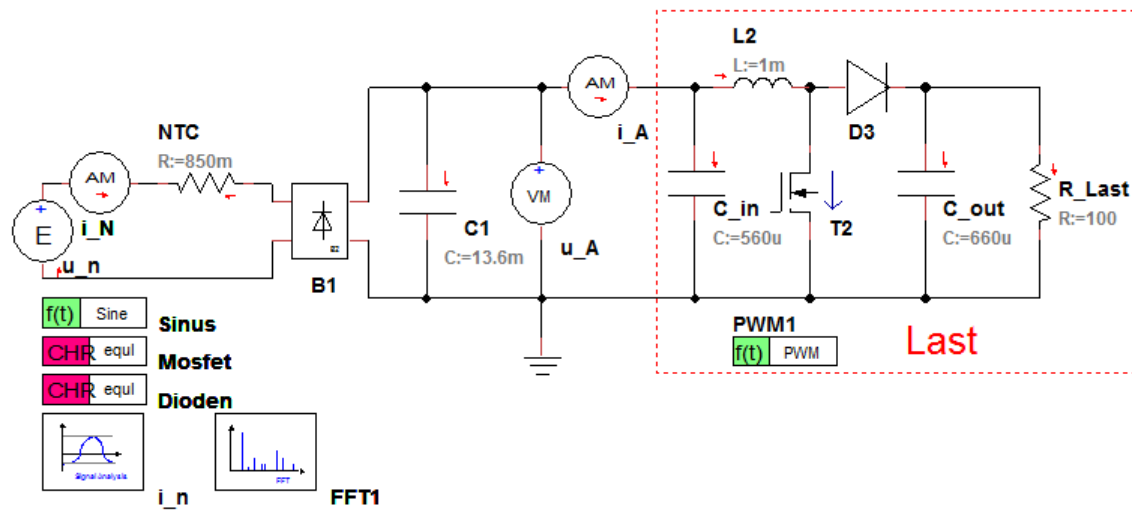


Abbildung 4.1: Simulationsschaltung ohne Leistungsfaktorkorrektur

In der Abbildung 4.1 ist die Schaltung der umgesetzten Simulation ohne Leistungsfaktorkorrektur zu sehen. Die Gleichrichtung der Netzspannung $u_n(t)$ erfolgt nur durch den Brückengleichrichter B_1 und dem nachgeschalteten Glättungskondensator C_1 . Der als Last angeschlossene Hochsetzsteller wurde mit seinen grundlegenden Elementen und den Werten der Bauelemente aus "Entwurf und Aufbau von DC/DC Stellern" [Cam15] von Herrn Safa Camur übernommen. Der Leistungsschalter T_2 des Hochsetzstellers wird mit einer konstanten Schaltfrequenz von $f_{SW_{HS}} = 18\text{kHz}$ und einen Tastgrad von $d_{HS} = 0,5$ simuliert. An den Ausgang des Hochsetzstellers ist ein Lastwiderstand mit $R_{Last} = 100\Omega$ angeschlossen. Die Spannungs- und Stromverläufe des Hochsetzstellers werden hier nicht behandelt. Die Netzspannung $u_n(t)$ wurde mit dem Effektivwert $U_{neff} = 13,3\text{V}$ von dem aus dem praktischen Versuch verwendeten Transformators und nicht mit dem aus der Dimensionierung festgelegten Effektivwert $U_{neff} = 12\text{V}$ simuliert. Dies ermöglicht einen besseren Vergleich mit der praktischen Versuchsdurchführung. Der *Signal Analyser* Block dient zur Bestimmung des Effektivwertes I_{neff} der Netzspannung. Mit dem Block FFT_1 wird eine FFT-Analyse des Netzstroms $i_n(t)$ durchgeführt. Der NTC zur Einschaltstrombegrenzung wurde in der Simulationsschaltung mit $R_{NTC} = 850\Omega$ nach dem Datenblatt [EPC12] angenähert. Der Brückengleichrichter wurde mit einer Durchlassspannung $U_D = 0,7\text{V}$ je Diode simuliert.

4.2.1 Simulation von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$, Phasenverschiebung und Ausgangsspannung U_a

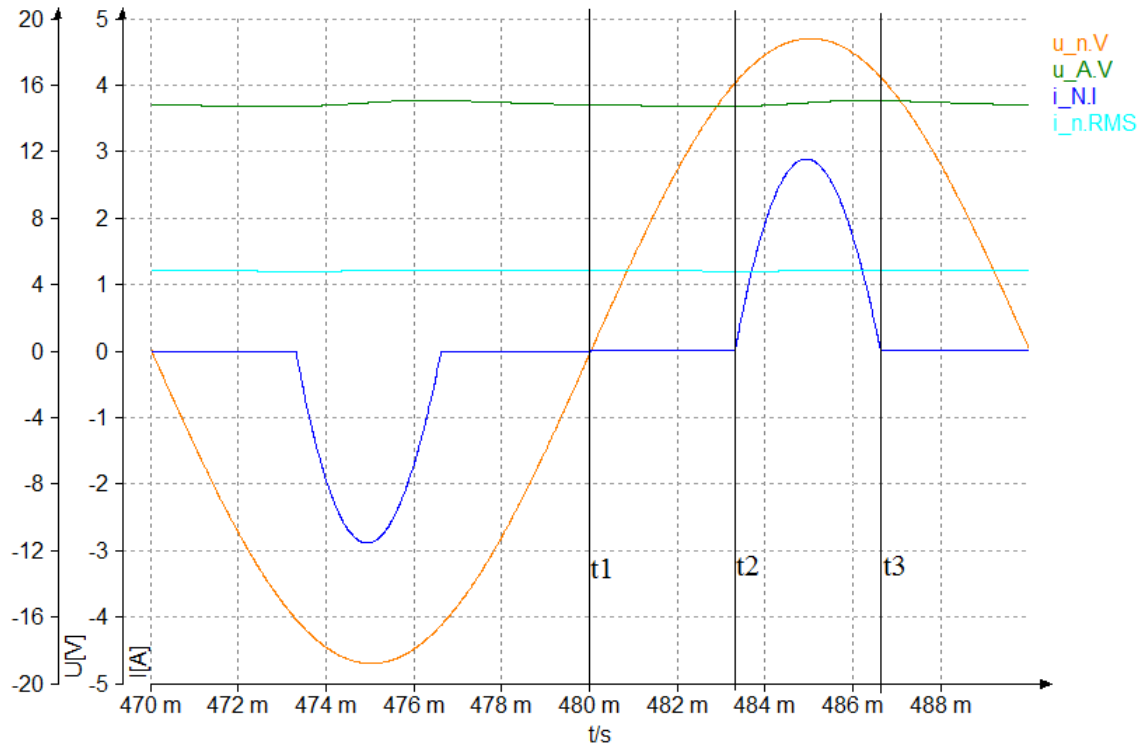


Abbildung 4.2: Simulationsergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) mit Effektivwert $I_{n_{eff}}$ (türkis) und Ausgangsspannung U_a (grün)

Der simulierte Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$ mit Effektivwert $I_{n_{eff}}$ und der Ausgangsspannung U_a über eine Netzperiode $T = 20ms$ ohne Leistungsfaktor-korrektur ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Netzstrom $i_n(t)$ nicht sinusförmig verläuft und der Spannung nacheilt.

Mit der Cursor-Funktion von *PORTUNUS* wurden die eingezeichneten Zeitpunkte t_1 , t_2 und t_3 mit den entsprechenden Momentanwerten ermittelt. Die Amplitude der Netzspannung beträgt $\hat{u}_n = 18,8V$. Das Maximum der Netzspannung wurde mit $\hat{i}_n = 2,889A$ ermittelt. Der Effektivwert des Netzstroms ergibt sich zu $I_{n_{eff}} = 1,215A$. Die Stromentnahme aus dem Netz beginnt erst ab $t_2 = 483,274ms$ und endet bei $t_3 = 486,618ms$. Es wird dem Netz also für eine Dauer von:

$$t_{i_n} = t_3 - t_2 = 486,618ms - 483,274ms = 3,344ms \quad (4.1)$$

pro Halbwelle der Netzspannung $u_n(t)$ Strom entnommen. Die verbleibende Dauer bezieht der, als Last angeschlossene, Hochsetzsteller den Strom aus dem Kondensator C_1 .

Da die Kapazität des Glättungskondensators $C_1 = 13,6mF$ beträgt, kommt es kaum zu einem sichtbaren Spannungsabfall der Ausgangsspannung U_a . Sie erreicht ihr Minimum $U_{a_{min}} = 14,707V$ zum Zeitpunkt t_2 , wird dann über die Dauer von t_{i_n} aufgeladen und erreicht bei t_3 ein Maximum von $U_{a_{max}} = 15,087V$. Theoretisch beginnt die Stromentnahme aus dem Netz, wenn die Netzspannung $u_n(t)$ betragsmäßig größer ist als die Ausgangsspannung U_a , also $|u_n| > U_A$. Weil aber der Brückengleichrichter mit einer Durchlassspannung $U_D = 0,7V$ pro Diode simuliert wurde, muss diese Spannung zusätzlich überschritten werden. Demnach beginnt die Stromentnahme erst bei $|u_n| > U_A + 2 \cdot U_D$. Die Differenz der Momentanwerte von der Netzspannung $u_n(t_2) = 16,103V$ und der Ausgangsspannung $u_A(t_2) = 14,707V$ zum Zeitpunkt t_2 ergibt deshalb die doppelte Durchlassspannung U_D :

$$u_n(t_2) - u_a(t_2) = 16,103V - 14,707V = 1,396V \approx 2 \cdot U_D = 1,4V \quad (4.2)$$

Zur Bestimmung der Phasenverschiebung φ zwischen der Netzspannung $u_n(t)$ und dem Netzstrom $i_n(t)$ wurden die Zeitpunkte $t_1 = 480ms$ und $t_2 = 483,274ms$ verwendet und die Differenz Δt daraus gebildet.

$$\Delta t = t_2 - t_1 = 483,274ms - 480,000ms = 3,274ms \quad (4.3)$$

Bei einer Periodendauer von $T = 20ms$ ergibt das eine Phasenverschiebung φ von:

$$\varphi = \Delta t \cdot \frac{360^\circ}{T} = 3,274ms \cdot \frac{360^\circ}{20ms} = 58,932^\circ \quad (4.4)$$

In der Abbildung **4.3** ist der zeitliche Verlauf von der Ausgangsspannung $u_a(t)$ in vergrößerter Auflösung und der Verlauf des Ausgangsstroms $i_a(t)$ mit Mittelwert I_a zu sehen. Hier ist der Maximalwert $U_{a_{max}} = 15,087V$ und der Minimalwert $U_{a_{min}} = 14,707V$ deutlicher zu erkennen. Der Mittelwert des Ausgangsstrom beträgt in der Simulation $I_a = 626,89mA$.

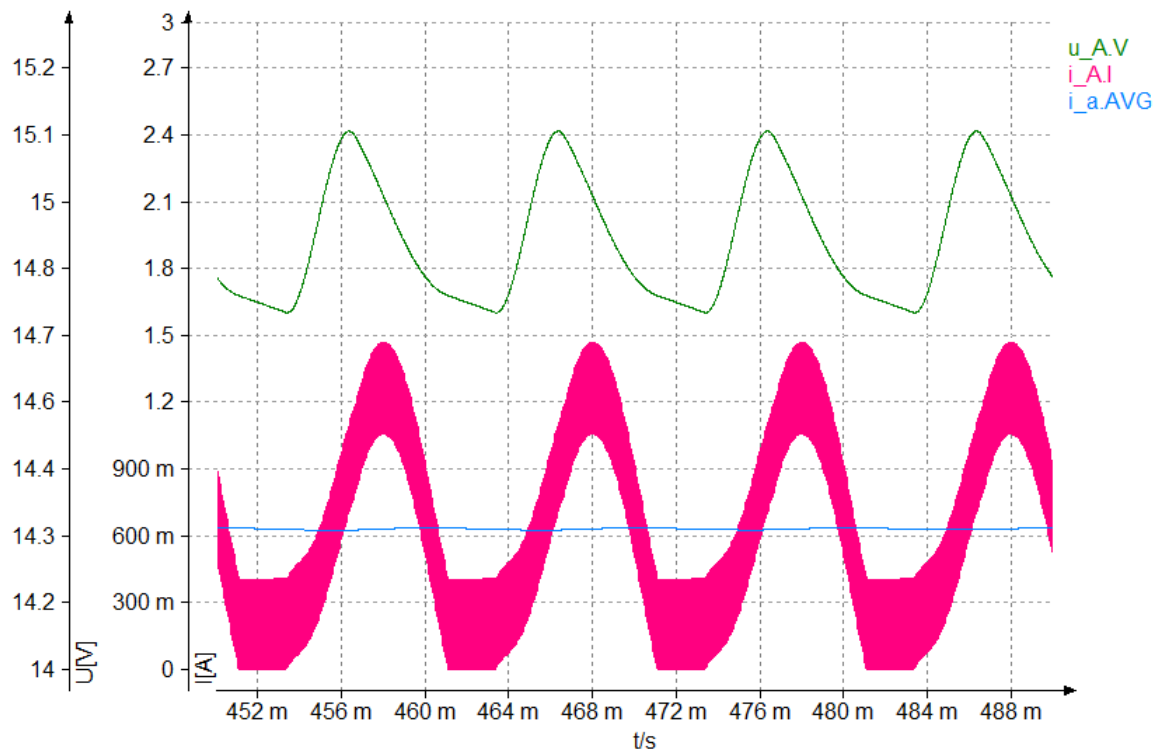


Abbildung 4.3: Simulationsergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf von Ausgangsspannung $u_a(t)$ (grün) und Ausgangsstrom $i_a(t)$ (pink) mit Mittelwert I_a (blau)

4.2.2 Gesamte harmonische Verzerrung und Leistungsfaktor

Mit dem Analyse Block FFT_1 aus Abbildung 4.1 wurde eine FFT-Berechnung des Netzstroms $i_n(t)$ mit den Parametern Grundfrequenz $FF = 50Hz$ und Abtastfrequenz $SF = 12,800kHz$ durchgeführt. Das Ergebnis wird als Textdatei exportiert.

Die Ausgaben der Amplituden und der Phasenverschiebungen der harmonischen Schwingungen erhalten Indizes mit den Ordnungszahlen der betrachteten Frequenz. Dabei steht der Index $n = 1$ für die Grundschwingung. Die Ergebnis-Daten wurden mit *Matlab*¹ importiert und in einem Frequenzbereich von $f = 0Hz \dots 1kHz$ in Abbildung 4.4 dargestellt. Zusätzlich sind die Messergebnisse in Tabelle 4.1 dargestellt.

Da das verwendete Oszilloskop aus der praktischen Versuchsdurchführung die FFT- Ergebnisse als Effektivwerte der Oberschwingungen darstellt, wurden die Amplituden der simulierten Oberschwingungen zum besseren Vergleich zusätzlich in der Tabelle mit den Effektivwerten dargestellt. Des Weiteren wird die gesamte harmonische Verzerrung THD und damit auch der Leistungsfaktor PF mit den Effektivwerten berechnet. Die Ober-

¹kommerzielle Mathematik Software des Unternehmens The MathWorks, Inc.

schwingungen mit den geraden Indizes $n = 2, 4, \dots$ gehen gegen Null, da es sich um den Symmetriefall nach **2.11** handelt. Diese Werte sind in der Tabelle nicht aufgeführt.

Harmonische n	Frequenz f	Amplitude \hat{i}_n	Effektivwert $I_{n_{eff}}$
1	50Hz	1,24A	877,52mA
3	150Hz	990,90mA	700,67mA
5	250Hz	598,10mA	422,92mA
7	350Hz	217,50mA	153,79mA
9	450Hz	30,96mA	21,89mA
11	550Hz	108,10mA	76,44mA
13	650Hz	67,58mA	47,79mA
15	750Hz	5,99mA	4,24mA
17	850Hz	43,43mA	30,71mA
19	950Hz	32,73mA	23,14mA

Tabelle 4.1: Simulationsergebnisse der Oberschwingungen des Netzstromes $i_n(t)$ ohne Leistungsfaktorkorrektur

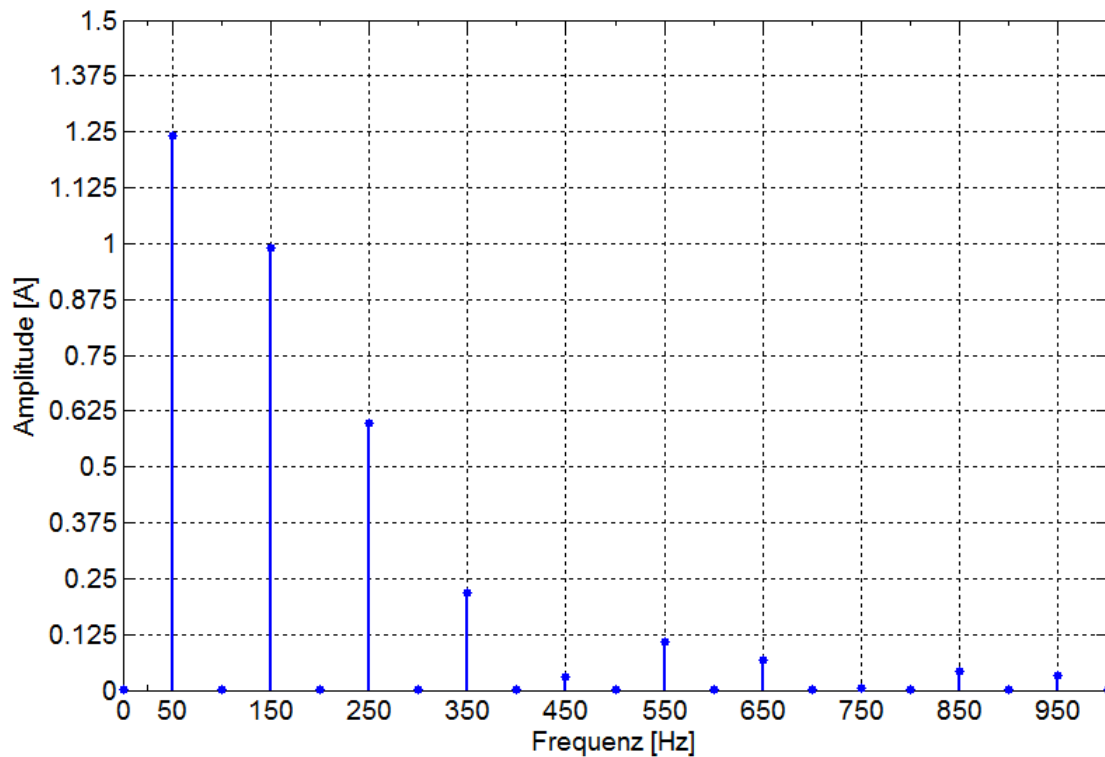


Abbildung 4.4: Amplitudenspektrum des simulierten Netzstroms $i_n(t)$ ohne Leistungsfaktorkorrektur

Da in der praktischen Messung nur bis zur $n = 19$ Harmonischen ($f = 950Hz$) gemessen wird, wurden die Simulationsergebnisse ebenfalls nur entsprechend beachtet.

Mit den Ergebnissen der FFT-Messung lässt sich die gesamte harmonische Verzerrung THD sowie der Leistungsfaktor PF der simulierten Ergebnisse bestimmen. Mit der Gleichung **2.31** gilt mit den Effektivwerten aus Tabelle **4.1** für THD :

$$\begin{aligned}
 THD &= \frac{\sqrt{I_{3_{eff}}^2 + I_{5_{eff}}^2 + I_{7_{eff}}^2 + I_{9_{eff}}^2 + I_{11_{eff}}^2 + I_{13_{eff}}^2 + I_{15_{eff}}^2 + I_{17_{eff}}^2 + I_{19_{eff}}^2}}{I_{1_{eff}}^2} \\
 &= \frac{\sqrt{700,67mA^2 + 422,92mA^2 + \dots + 23,14mA^2}}{877,52mA^2} \\
 &= 0,9559 = 95,59\%
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Für den Grundschwingungsgehalt g gilt mit **2.34**:

$$g = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,9559)^2}} = 0,723 \tag{4.6}$$

Mit dem Grundschwingungsgehalt und der bestimmten Phasenverschiebung $\varphi = 58,93^\circ$ aus Abbildung **4.2** lässt sich der Leistungsfaktor für diesen Fall mit der Gleichung **2.36** bestimmen:

$$PF = g \cdot \cos(\varphi) = 0,723 \cdot \cos(58,93^\circ) = 0,373 \tag{4.7}$$

4.3 Simulation mit Leistungsfaktorkorrektur

Abbildung 4.5 zeigt die gesamte Schaltung der umgesetzten Simulation der Leistungsfaktorkorrektur mit Mittelwert-Stromregelung. Die Werte der Bauelemente wurden aus der Dimensionierung übernommen. Die nötigen Elemente der Mittelwertstromregelung des L4981A, wie der Spannungs- und Stromregler, sowie der Multiplizierer, wurden ebenfalls nachgebildet. Die roten Ziffern innerhalb des gestrichelten Rahmens stehen für die Ein- bzw. Ausgänge des ICs.

Der als Last angeschlossene Hochsetzsteller wurde mit seinen grundlegenden Elementen und den Werten der Bauelemente aus "Entwurf und Aufbau von DC/DC Stellern" [Cam15] von Herrn Safa Camur übernommen. Der Leistungsschalter T_2 des Hochsetzstellers wird mit einer konstanten Schaltfrequenz von $f_{SW_{HS}} = 18kHz$ und einen Tastgrad von $d_{HS} = 0,5$ simuliert. An den Ausgang des Hochsetzstellers ist ein Lastwiderstand mit $R_{Last} = 100\Omega$ angeschlossen. Die Spannungs- und Stromverläufe des Hochsetzstellers werden hier nicht behandelt. Die Netzspannung $u_n(t)$ wurde mit einem Effektivwert $U_{n_{eff}} = 13,3V$ und nicht mit dem aus der Dimensionierung festgelegten Effektivwert $U_{n_{eff}} = 12V$ simuliert, um einen besseren Vergleich mit der praktischen Versuchsdurchführung zu ermöglichen. Die Leistungsschalter T_1 und T_2 sind hier ideal und werden mit den logischen Pegeln "1" für den Schaltzustand "ein" und "0" für den Schaltzustand "aus" simuliert. Die *Signal Analyser* Blöcke dienen zur Bildung von Effektiv- und Mittelwerten. Der Widerstand $R_{100} = 100\Omega$ am Ausgang der PFC Stufe wurde hinzugefügt, um die in der Simulation nicht umgesetzten Elemente, wie Spannungsversorgung des ICs und Sicherheitsbeschaltungen, anzunähern, um so einen besseren Vergleich zu der praktischen Messung zu ermöglichen. Der Spannungsregler wurde hier mit dem Operationsverstärker OPV_2 simuliert. Am nichtinvertierenden Eingang des OPs liegt die interne Referenzspannung $U_{ref} = 5,1V$. Der Multiplizierer ist mit Logikblöcken simuliert worden und bildet das Ausgangssignal nach Gleichung 2.75:

$$i_{M,o}(t) = 0,37 \cdot i_{AC}(t) \cdot (u_{VA}(t) - 1,28V) \cdot (0,8 \cdot u_{LFF}(t) - 1,28V) \cdot \left(\frac{1}{u_{av}^2(t)} \right) \quad (4.8)$$

Wobei $u_{av}(t)$ und $u_{LFF}(t)$ konstant 5,1V betragen, da diese Eingänge nicht verwendet werden und mit der internen Referenzspannung des ICs verbunden sind. Dadurch vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$i_{M,o}(t) = 0,37 \cdot i_{AC}(t) \cdot (U_{VA} - 1,28V) \cdot (0,8 \cdot 5,1V - 1,28V) \cdot \left(\frac{1}{5,1V^2} \right) \quad (4.9)$$

$$i_{M,o}(t) = 0,0398 \frac{1}{V} \cdot i_{AC}(t) \cdot (u_{VA}(t) - 1,28V) \quad (4.10)$$

Der Faktor $0,0398 \frac{1}{V}$ wird durch den Source Block *Gewichtungsfaktoren* repräsentiert. Das Ergebnis von der letzten Multiplikation i_{multi_out} bildet zusammen mit der Stromquelle i_{M_out} den Ausgangsstrom $i_{M,o}(t)$ des Multiplizierers. Die Ausgangsspannung $u_{CA}(t)$ des Stromreglers, gebildet durch OPV_1 mit Beschaltung, wird durch den Komparator Block U_PWM mit dem Sägezahnsignal u_{SZ} verglichen. Das entstehende PWM-Signal steuert den Leistungsschalter T_1 . Die gestrichelte Linie dient nur zum Verständnis.

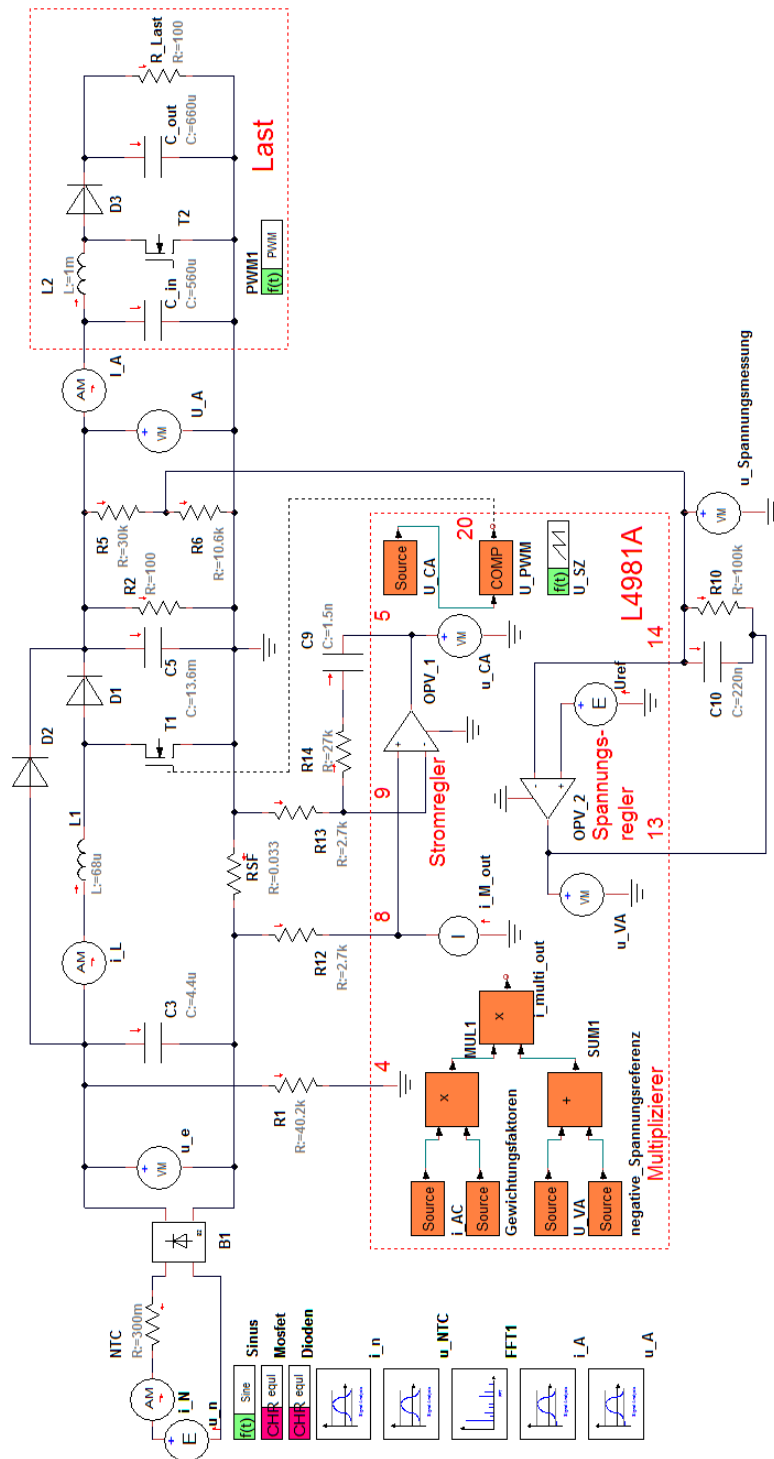


Abbildung 4.5: Simulationsschaltung mit Leistungsfaktorkorrektur

4.3.1 Simulation von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$, Phasenverschiebung und Ausgangsspannung U_a

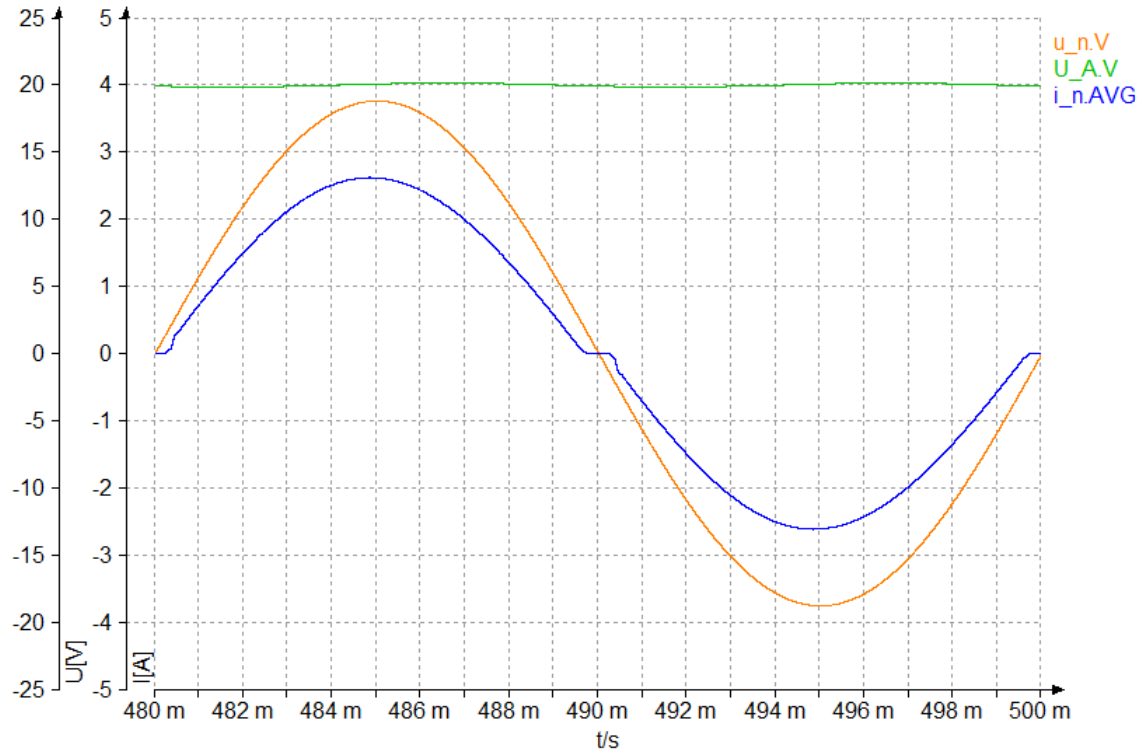


Abbildung 4.6: Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) und Ausgangsspannung U_a (grün)

In der Abbildung 4.6 ist der Verlauf der Netzspannung $u_n(t)$, des Netzstroms $i_n(t)$ und der Ausgangsspannung U_a der PFC Stufe über eine Periodendauer $T = 20\text{ms}$ der Netzfrequenz $f = 50\text{Hz}$ zu sehen. Der Verlauf des Netzstrom $i_n.AVG(t)$ ist der Mittelwert über ein gleitendes Zeitfenster von $25\mu\text{s}$, gebildet mit dem *SignalAnalyser* i_n . Der Netzstrom $i_n(t)$ verläuft exakt wie der Spulenstroms $i_L(t)$ aus Abbildung 5.12, da die Filterwirkung des Eingangskondensators C_3 nicht simuliert wird.

Um einen besseren Vergleich mit der praktischen Messung zu erzielen, wurde der Mittelwert gebildet. Der Netzstrom $i_n.AVG(t)$ verläuft nahezu sinusförmig. Für ein detailliertes Bild des Nulldurchgangs und der Phasenverschiebung, siehe Abbildung 4.7 und 4.11.

Des Weiteren ist zu erkennen, dass die Ausgangsspannung leicht um den gewünschten Wert $U_a = 20\text{V}$ pulsiert. Die Messung der Ausgangsspannungsschwankung ΔU_a erfolgt in Abbildung 4.8. Eine nähere Beschreibung der Netzspannung $u_n(t)$ und der Eingangsspannung $u_e(t)$ erfolgt in Abbildung 4.9. Der Spitzenwert des Netzstroms beträgt $\hat{i}_n = 2,619\text{A}$. Der simulierte Effektivwert des Netzstroms beträgt $I_{n_{eff}} = 1,816\text{A}$.

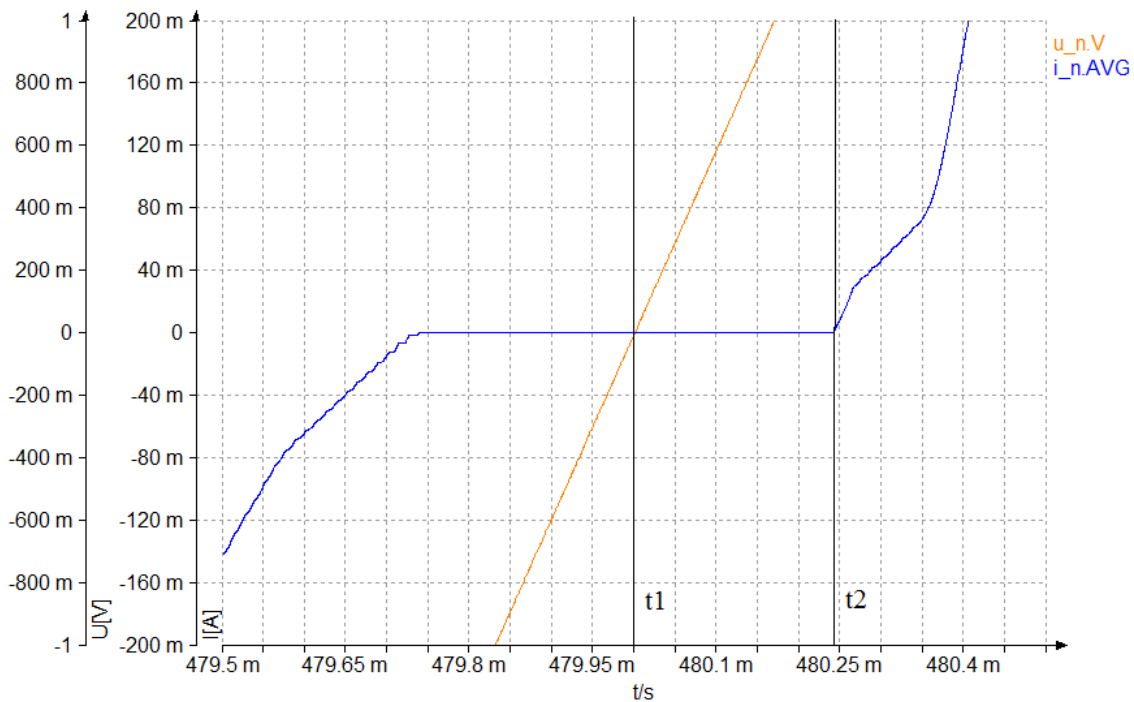


Abbildung 4.7: Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange) und Netzstrom $i_n(t)$ (blau) zur Bestimmung der Phasenverschiebung

Für die Bestimmung der verbleibenden Phasenverschiebung φ zwischen der Netzspannung $u_n(t)$ und des Netzstroms $i_n(t)$ wurde der Nulldurchgang in Abbildung 4.7 vergrößert dargestellt. Die Bestimmung der Zeiten t_1 und t_2 wurden mit der integrierten Cursor-Funktion von *PORTUNUS* durchgeführt. Allerdings wird dann nur noch der selektierte Verlauf angezeigt und die verbleibenden Verläufe ausgeblendet. Die Messung ergab für den Zeitpunkt $t_1 = 480\text{ms}$ und für den Zeitpunkt $t_2 = 480,24126\text{ms}$.

$$\Delta t = t_2 - t_1 = 480,24126\text{ms} - 480\text{ms} = 241,26\mu\text{s} \quad (4.11)$$

Bei einer Periodendauer von $T = 20\text{ms}$ ergibt das eine Phasenverschiebung:

$$\varphi = \Delta t \cdot \frac{360^\circ}{T} = 241,26\mu\text{s} \cdot \frac{360^\circ}{20\text{ms}} = 4,34^\circ \quad (4.12)$$

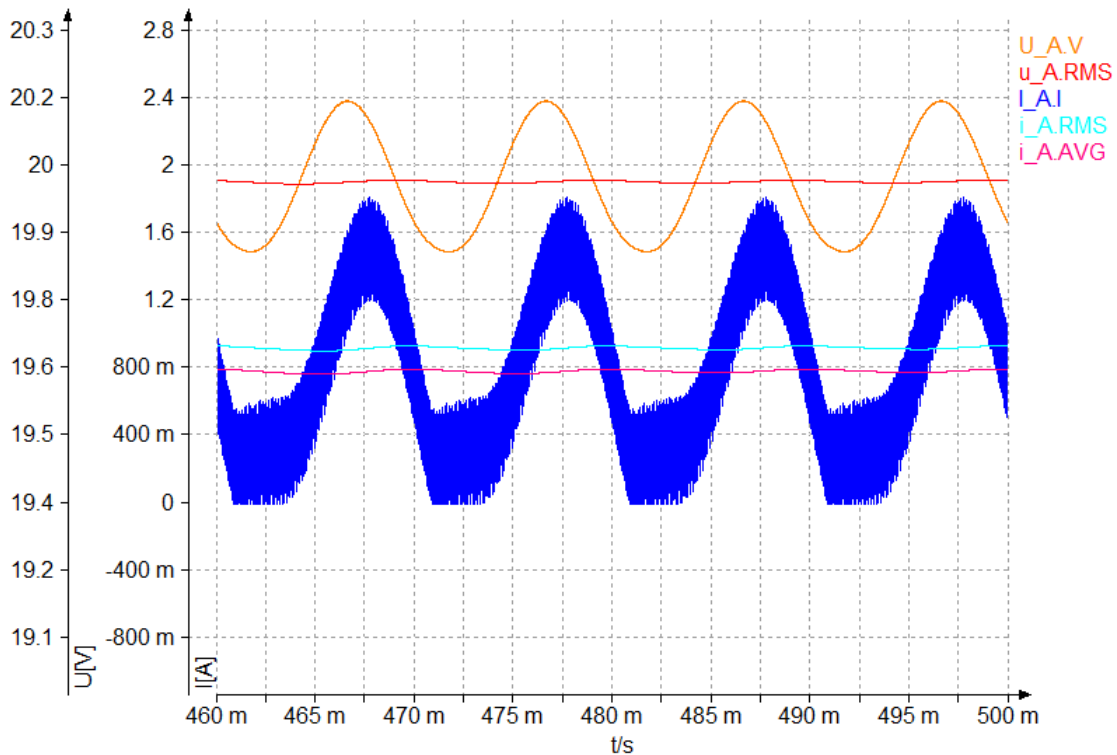


Abbildung 4.8: Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Ausgangsspannung $u_a(t)$ (orange) und Ausgangsstrom $i_a(t)$ (blau) zur Bestimmung der Ausgangsspannungsschwankung

In der Abbildung 4.8 ist der simulierte Verlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ und des Ausgangsstroms $i_a(t)$ zu erkennen. Zusätzlich ist der Effektivwert der Ausgangsspannung $U_{a,RMS}$ und des Ausgangsstroms $I_{a,RMS}$, sowie der Mittelwert des Ausgangsstroms $I_{a,AVG}$ dargestellt. Der Effektivwert der Ausgangsspannung beträgt $U_{a,RMS} = 19,9V$. Die Ausgangsspannungsschwankung pulsiert mit der doppelten Netzfrequenz von $f = 100Hz$ um den Effektivwert. Die Messung mit der Cursor-Funktion ergab $u_{a,max} = 20,1429V$ für das Maximum und $u_{a,min} = 19,8531V$ für das Minimum. Daraus ergibt sich ein Spitze-Spitze Wert der Ausgangsspannungsschwankung von:

$$u_{a,SS} = u_{a,max} - u_{a,min} = 20,1429V - 19,8531V = 0,2898V \quad (4.13)$$

Die Ausgangsspannungsschwankung ist somit $\Delta U_a \pm 0,145V$. Damit erfüllt der simulierte Wert die Vorgabe aus den gewählten Dimensionierungsvorgaben (siehe 3.1) der maximalen Ausgangsspannungsschwankung von $\Delta U_a \pm 0,2V$. Der Effektivwert des Ausgangsstroms liegt in diesem Arbeitspunkt des Hochsetzstellers bei $I_{a,eff} = 925,96mA$ und der Mittelwert bei $I_a = 790,84mA$

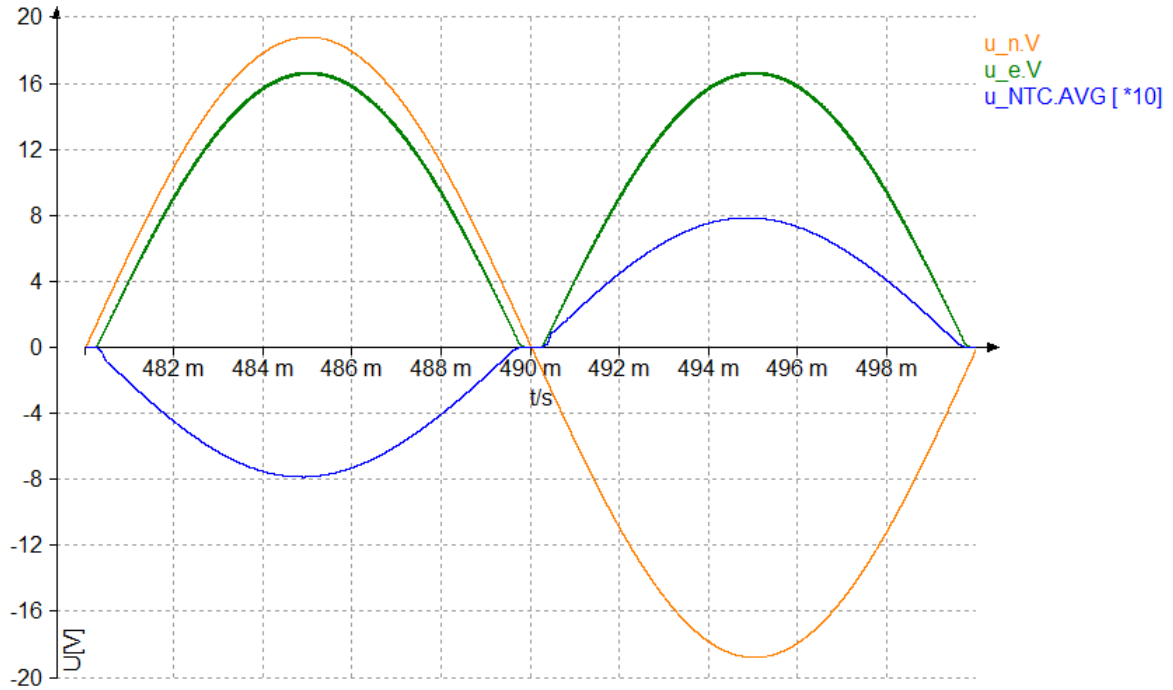
4.3.2 Simulation der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$ 

Abbildung 4.9: Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Eingangsspannung $u_e(t)$ (grün) und Spannung am Heissleiter $u_{NTC}(t)$ (blau)

Abbildung 4.9 zeigt den simulierte Verlauf der Netzspannung $u_n(t)$, der Eingangsspannung $u_e(t)$ und die Spannung $u_{NTC}(t)$ über dem Heissleiter für die Einschaltstrombegrenzung. Der Effektivwert der Netzspannung wurde von $U_{n_{eff}} = 12V$ auf $U_{n_{eff}} = 13,3V$ der Sekundärspannung des Transformators angepasst. Der Scheitelwert der Netzspannung beträgt $\hat{u}_n = \sqrt{2} \cdot U_{n_{eff}} = \sqrt{2} \cdot 13,3V = 18,8V$. Durch die Durchlassspannung $U_D = 0,7V$ der jeweils zwei gleichzeitig leitenden Dioden des Brückengleichrichters und dem Spannungsabfall über dem Heissleiter $\hat{u}_{NTC} \approx 800mV$ im Scheitelpunkt, beträgt der Scheitelwert der Eingangsspannung \hat{u}_e :

$$\hat{u}_e = \hat{u}_n - 2 \cdot U_D - \hat{u}_{NTC} = 18,8V - 2 \cdot 0,7V - 0,8V = 16,6V \quad (4.14)$$

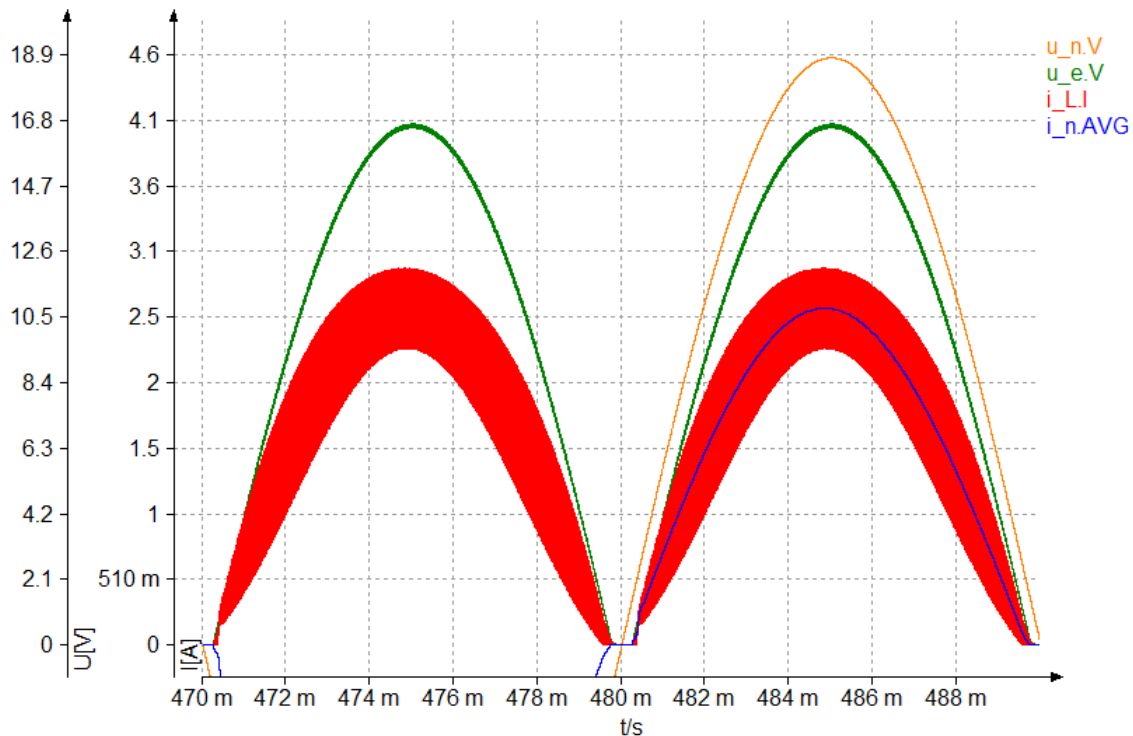
4.3.3 Simulation des Spulenstroms $i_L(t)$ 

Abbildung 4.10: Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Eingangsspannung $u_e(t)$ (grün), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (rot) im Netzfrequenzbereich

Der simulierte Verlauf der Netzspannung $u_n(t)$, der Eingangsspannung $u_e(t)$, des Netzstroms $i_n(t)$ und des Spulenstroms $i_L(t)$ im Netzfrequenzbereich ist in Abbildung 4.10 dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass der Verlauf des Spulenstroms $i_L(t)$ dem theoretischen Verlauf im kontinuierlichen Betrieb aus Abbildung 2.10 gleicht. Des Weiteren ist zu erkennen, dass der Spulenstrom $i_L(t)$ um den Momentanwert des Netzstroms $i_n(t)$ schwankt. Nur im Bereich des Nulldurchgangs verläuft der Spulenstrom $i_L(t)$ nicht kontinuierlich, eine größere Darstellung des Nulldurchgangs ist in Abbildung 4.11 zu sehen. Eine genauere Darstellung des Netzstroms $i_L(t)$ im Schaltfrequenzbereich ist in Abbildung 4.12 aufgezeigt. Der simulierte Effektivwert des Spulenstroms beträgt $I_{L_{eff}} = 1,816A$.

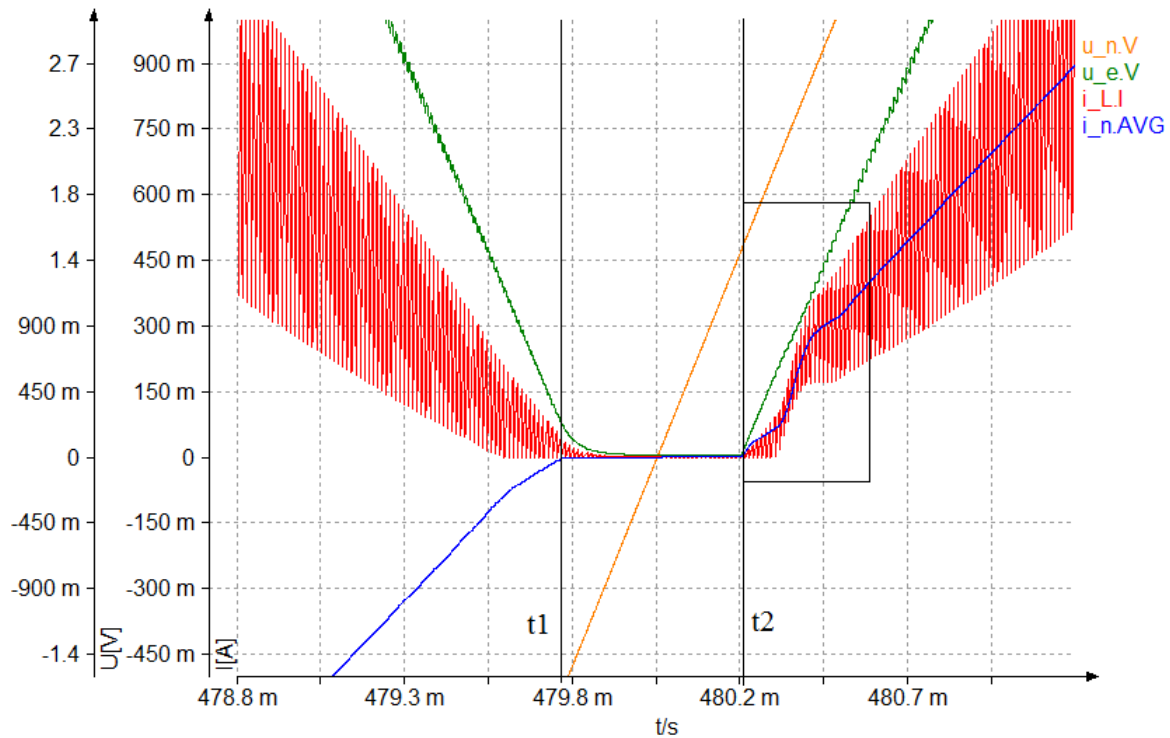


Abbildung 4.11: Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Eingangsspannung $u_e(t)$ (grün), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (rot), vergrößerter Ausschnitt im Nulldurchgang mit Durchlassspannung $U_D = 0,7V$ des Brückengleichrichters

Abbildung 4.11 zeigt den Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$, Eingangsspannung $u_e(t)$, Netzstrom $i_n(t)$ und Spulenstrom $i_L(t)$ im Bereich des Nulldurchgangs.

Es ist zu erkennen, dass der Netzstrom $i_n(t)$ zum Zeitpunkt t_1 Null wird und bis zum Zeitpunkt t_2 auch dort bleibt. Die Zeitpunkte wurden mit der Cursor-Funktion von *POR-TUNUS* ermittelt und betragen $t_1 = 479,730ms$ und $t_2 = 480,245ms$. Der Netzstrom ist demnach $i_L(t) = 0A$ für einen Zeitraum von:

$$t_{Null} = t_2 - t_1 = 480,245ms - 479,730ms = 0,515ms \quad (4.15)$$

Ausschlaggebend dafür ist die Durchlassspannung $U_D = 0,7V$ der jeweils gleichzeitig leitenden Dioden des Brückengleichrichters. Diese leiten nicht für den Zeitraum in dem die Netzspannung $u_n(t) < 2 \cdot U_D = 1,4V$ ist. In diesem Zeitraum ist die Eingangsspannung $u_e(t) = 0V$. Im Zeitpunkt t_2 ist zu erkennen, dass die Eingangsspannung u_e erst wieder steigt, wenn die Netzspannung $u_n(t) > 1,4V$ beträgt. Da der Spulenstrom $i_L(t)$ so geregelt wird, dass er der Eingangsspannung $u_e(t)$ folgt, ist dieser in diesem Zeitraum ebenfalls Null. Je geringer die Durchlassspannung U_D gewählt wird, desto kürzer ist der Zeitraum t_{Null} . Die Abbildung im Anhang **II.Simulation** zeigt den Verlauf bei einer Simulation mit einer Durchlassspannung von $U_D = 0,0001V$.

Nach dem Zeitraum kommt es zur sogenannten Cusp-Distortion [Bas14]. Markiert durch das schwarze Rechteck in 4.11. Der Spulenstrom $i_L(t)$ kann nicht augenblicklich zu dem Sollwert springen und eilt somit hinterher, da die Spannung über der Spule zu gering ist. Somit kommt es zum Durchhängen des Stromes in diesem Bereich.

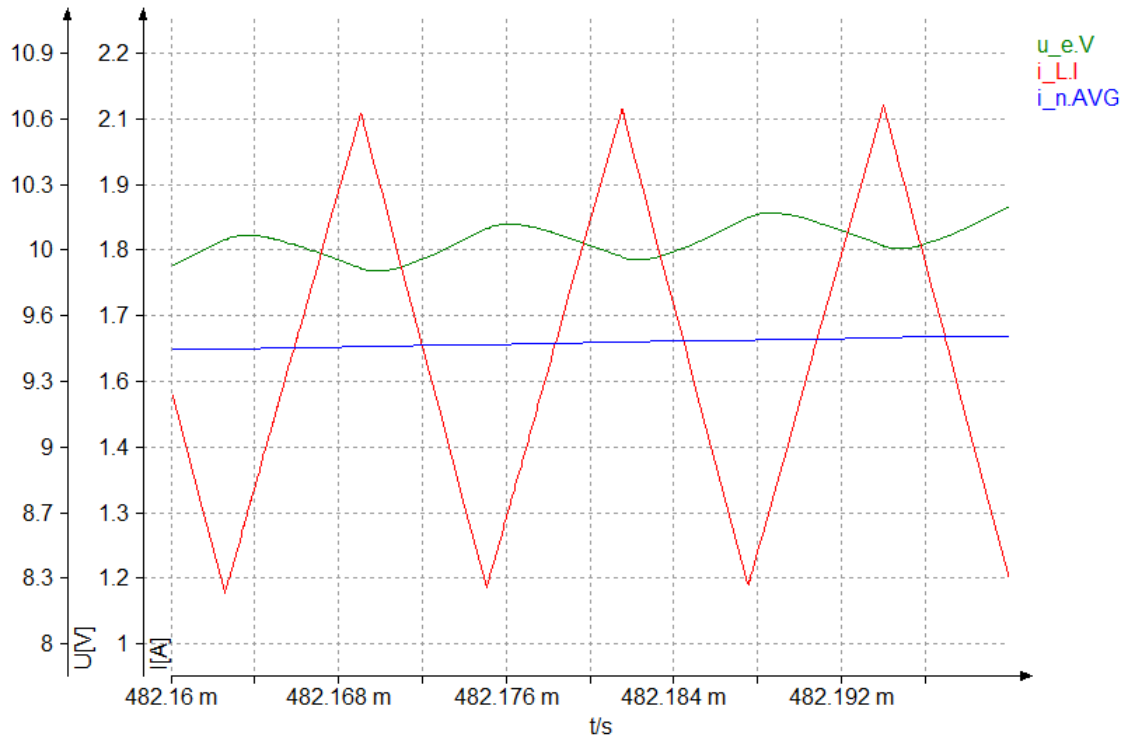


Abbildung 4.12: Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung u_e (grün), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (rot) im Schaltfrequenzbereich

Der Verlauf des Spulenstroms $i_L(t)$ im Schaltfrequenzbereich von $f_{SW} = 80kHz$ wird zusammen mit dem Verlauf von der Eingangsspannung $u_e(t)$ und dem Netzstrom $i_n(t)$ in Abbildung 4.12 dargestellt. Die Stromschwankung ΔI_L um den Mittelwert wird maximal, wenn der Momentanwert der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t) = \frac{U_a}{2} = \frac{20V}{2} = 10V$ beträgt [STM04]. Für die theoretische, maximale Stromschwankung gilt nach Gleichung 3.4:

$$\Delta I_{L_{max,th}} = \frac{U_a}{4 \cdot f_{SW} \cdot L_1} = \frac{20V}{4 \cdot 80kHz \cdot 68\mu H} = 0,919A \quad (4.16)$$

Mit der Cursor-Funktion wurde in Abbildung 4.12 für $i_{L_{max}} = 2,109A$ und für $i_{L_{min}} = 1,190A$ ermittelt. Daraus ergibt sich für die simulierte maximale Stromschwankung $\Delta I_{L_{max,si}}$ bei einem Momentanwert der Eingangsspannung $u_e(t) = 10V$:

$$\Delta I_{L_{max,si}} = i_{L_{max}} - i_{L_{min}} = 2,109A - 1,190A = 0,919A \quad (4.17)$$

Somit stimmt der simulierte Wert mit dem theoretischen Wert überein.

4.3.4 Simulation der PWM-Erzeugung

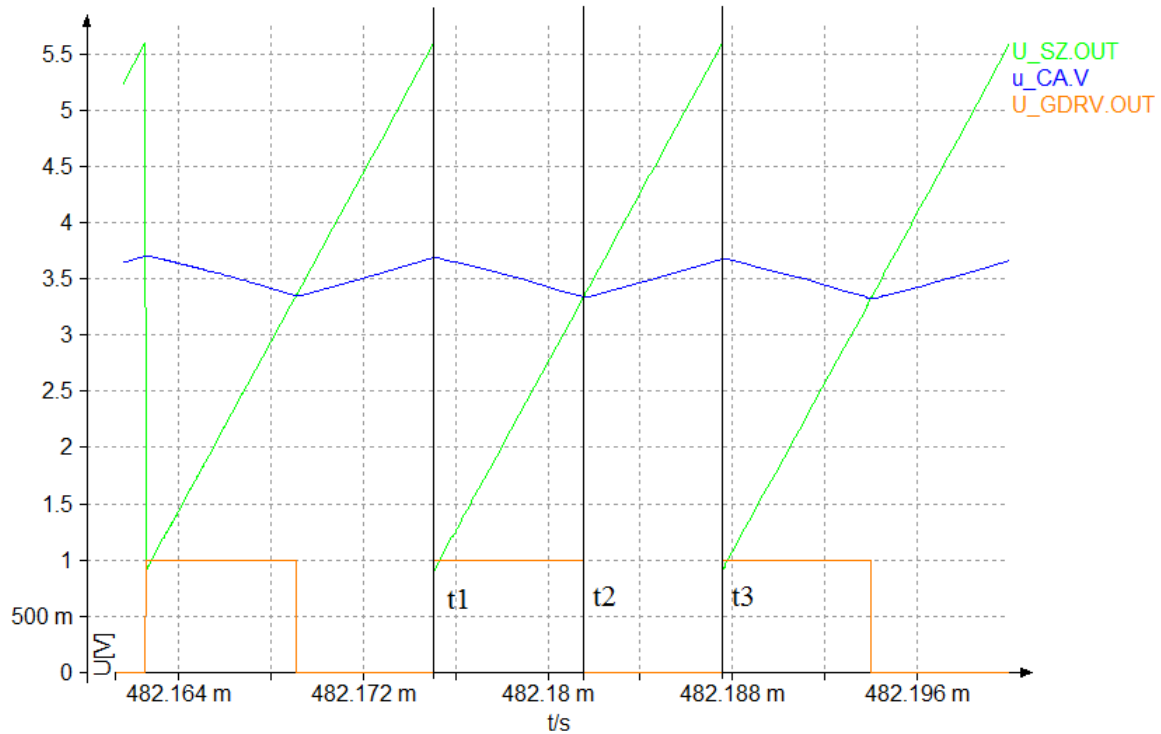


Abbildung 4.13: Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ (grün), Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ (blau) und Steuerspannung $u_{GDRV}(t)$ des Leistungsschalters T_1 (orange)

Die Abbildung 4.13 zeigt den Verlauf der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$, die Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ und das PWM-Signal $u_{GDRV}(t)$ zur Ansteuerung des Leistungsschalters T_1 .

Das Steuersignal $u_{GDRV}(t)$ entsteht durch den Vergleich des Momentanwertes der Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ mit dem Momentanwert der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$. Das Steuersignal ist $u_{GDRV}(t) = 1V$ im Zeitraum $t_1 \leq t \leq t_2$, was einem "high"-Pegel entspricht. Der Leistungsschalter ist in diesem Zeitraum durchgeschaltet. Deshalb steigt der Strom durch die Spule an, was ein absinken der Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ zur Folge hat. Zum Zeitpunkt $t = t_2$ ist der Momentanwert von $u_{CA}(t)$ kleiner als der Momentanwert der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$. Dadurch wird $u_{GDRV}(t) = 0V$ und der Leistungsschalter T_1 sperrt. Durch den gesperrten MOSFET sinkt der Spulenstrom $i_L(t)$ wieder ab, was einen Anstieg von $u_{CA}(t)$ zur Folge hat. Das PWM-Signal bleibt $u_{GDRV}(t) = 0V$ bis zum Zeitpunkt $t = t_3$, wo die Sägezahnspannung

nach Erreichen ihres Maximums wieder ihren Tiefstwert annimmt und somit kleiner ist als die Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$.

Für die Bestimmung der Steigung der Sägezahnspannung $\frac{du_{SZ}(t)}{dt}$ wurden mit der Cursor-Funktion die Werte $u_{SZmin} = 0,908V$ bei $t_1 = 482,17502ms$ und $u_{SZmax} = 5,596V$ bei $t_3 = 482,18749ms$ bestimmt. Daraus ergibt sich mit:

$$\begin{aligned} \frac{du_{SZ}(t)}{dt} &= \frac{u_{SZmax} - u_{SZmin}}{t_3 - t_1} \\ &= \frac{5,596V - 0,908V}{482,18749ms - 482,17502ms} \\ &= \frac{4,688V}{12,47\mu s} \\ &= 0,376 \frac{V}{\mu s} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Für die Steigung der Ausgangsspannung des Stromreglers $\frac{du_{CA}(t)}{dt}$ wurden die Werte $u_{CAmin} = 3,336V$ bei $t_2 = 482,18152ms$ und $u_{CAmax} = 3,681V$ bei $t_3 = 482,18749ms$ ermittelt. Daraus ergibt sich:

$$\begin{aligned} \frac{du_{CA}(t)}{dt} &= \frac{u_{CAmax} - u_{CAmin}}{t_3 - t_2} \\ &= \frac{3,681V - 3,336V}{482,18749ms - 482,18152ms} \\ &= \frac{0,345V}{5,97\mu s} \\ &= 0,057 \frac{V}{\mu s} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Somit ist die Bedingung zur Vermeidung des unerwünschten Gleitens bei der Verschneidung der beiden Signale nach Gleichung **2.82**:

$$\frac{du_{CA}(t)}{dt} \leq \frac{du_{SZ}(t)}{dt} \quad (4.20)$$

erfüllt.

Aus Abbildung **4.13** ist jedoch auch rein optisch ersichtlich, dass die Steigung der Sägezahnspannung $\frac{du_{SZ}(t)}{dt}$ größer ist als die Steigung der Ausgangsspannung des Stromreglers $\frac{du_{CA}(t)}{dt}$.

4.3.5 Gesamte harmonische Verzerrung und Leistungsfaktor

Mit dem Analyse Block FFT_1 aus Abbildung **4.5** wurde eine FFT-Berechnung des Netzstroms $i_n(t)$ mit den Parametern Grundfrequenz $FF = 50Hz$ und Abtastfrequenz $SF = 12,800kHz$ durchgeführt. Entsprechend der Simulation ohne Leistungsfaktorkorrektur wurden die Ergebnisse in *Matlab* importiert und in **4.14** dargestellt. Zusätzlich

sind die Messergebnisse in Tabelle 4.2 aufgezeigt. Die Oberschwingungen mit den geraden Indizes $n = 2, 4, \dots$ gehen gegen Null, da es sich um den Symmetriefall nach 2.11 handelt. Diese Werte sind in der Tabelle nicht aufgeführt.

Harmonische n	Frequenz f	Amplitude \hat{i}_n	Effektivwert $I_{n_{eff}}$
1	50Hz	$2,55\text{A}$	$1,80\text{A}$
3	150Hz	$109,80\text{mA}$	$77,64\text{mA}$
5	250Hz	$53,22\text{mA}$	$37,63\text{mA}$
7	350Hz	$38,45\text{mA}$	$27,19\text{mA}$
9	450Hz	$29,92\text{mA}$	$21,16\text{mA}$
11	550Hz	$24,30\text{mA}$	$17,18\text{mA}$
13	650Hz	$20,04\text{mA}$	$14,17\text{mA}$
15	750Hz	$16,89\text{mA}$	$11,94\text{mA}$
17	850Hz	$14,12\text{mA}$	$9,98\text{mA}$
19	950Hz	$11,75\text{mA}$	$8,31\text{mA}$

Tabelle 4.2: Simulationsergebnisse der Oberschwingungen des Netzstromes $i_n(t)$ mit Leistungsfaktorkorrektur

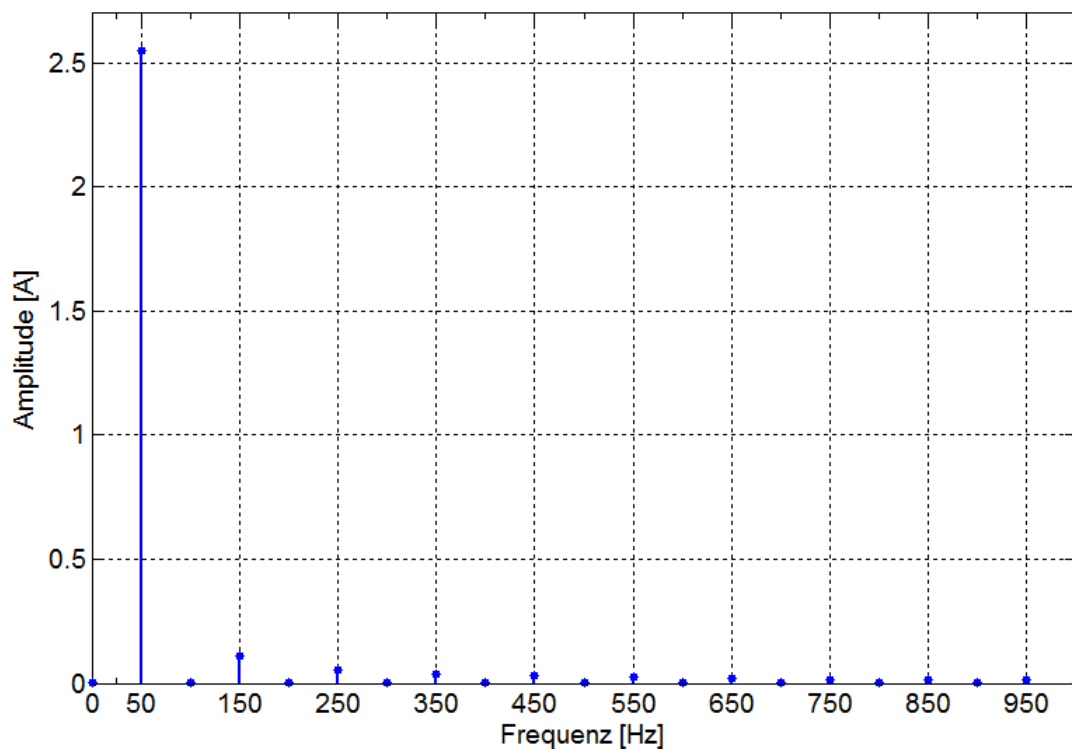


Abbildung 4.14: Amplitudenspektrum des simulierten Netzstromes $i_n(t)$ mit Leistungsfaktorkorrektur

Mit den Ergebnissen der FFT-Messung lässt sich die Gesamte harmonische Verzerrung THD sowie der Leistungsfaktor PF der simulierten Ergebnisse bestimmen. Mit der Gleichung **2.31** gilt mit den Effektivwerten aus **4.2** für THD :

$$\begin{aligned}
 THD &= \frac{\sqrt{I_{3_{eff}}^2 + I_{5_{eff}}^2 + I_{7_{eff}}^2 + I_{9_{eff}}^2 + I_{11_{eff}}^2 + I_{13_{eff}}^2 + I_{15_{eff}}^2 + I_{17_{eff}}^2 + I_{19_{eff}}^2}}{I_{1_{eff}}^2} \\
 &= \frac{\sqrt{77,64mA^2 + 37,63mA^2 + \dots + 8,31mA^2}}{1,80A^2} \\
 &= 0,02998 = 2,998\%
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

Für den Grundschwingungsgehalt g gilt mit **2.34**:

$$g = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,02998)^2}} = 0,999 \tag{4.22}$$

Mit dem Grundschwingungsgehalt und der bestimmten Phasenverschiebung $\varphi = 4,34^\circ$ aus Abbildung **4.7** lässt sich der Leistungsfaktor für diesen Fall mit der Gleichung **2.36** bestimmen:

$$PF = g \cdot \cos(\varphi) = 0,999 \cdot \cos(4,34^\circ) = 0,997 \tag{4.23}$$

5 Praktische Versuchsdurchführung

5.1 Versuchsaufbau



Abbildung 5.1: Gesamtaufbau der Versuchsanordnung

Abbildung 5.1 zeigt einen Überblick über den gesamten Aufbau der Versuchsanordnung. An den Ausgang der Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe wird der vorhandene Hochsetzsteller mit einem Lastwiderstand von 100Ω angeschlossen.

Zu Beginn der Laborversuche "Schaltnetzteile" wird der Hochsetzsteller neben anderen Topologien separat untersucht. Die Leistungsfaktorkorrektur ist eine Ergänzung des vorhandenen Versuchs und wird von den Studierenden zum Schluss bearbeitet. In diesem Teil wird der Hochsetzsteller mit festen Werten betrieben und nicht mehr verstellt.

Da es sich um einen Laborversuch handelt, muss mit nicht lebensgefährlicher Berührungsspannung¹ gearbeitet werden. Des Weiteren ist der bereits vorhandene Hochsetzsteller nur für einen Eingangsspannungsbereich von 12-25V ausgelegt [Cam15]. Aus diesem Grund wird ein Sicherheitstransformator mit einer Sekundärspannung von 12V verwendet.

Die Messungen des entnommenen Netzstroms werden in dem Versuch an der Sekundärseite des Transformators durchgeführt. Der Transformator wird weder in der Simulation noch in der praktischen Messung berücksichtigt.

Für die folgenden Messungen an der Leistungsfaktor Vorstufe wird der nachgeschaltete Hochsetzsteller im Arbeitspunkt mit dem Tastgrad $D_{HS} = 0,5$ und der Frequenz $f_{HS} = 18kHz$ betrieben. Dieser Arbeitspunkt wird vorab eingestellt und während des Versuchs nicht geändert.

¹Kleinspannung $\leq 50V$ bei Wechselspannung und $\leq 120V$ bei Gleichspannung

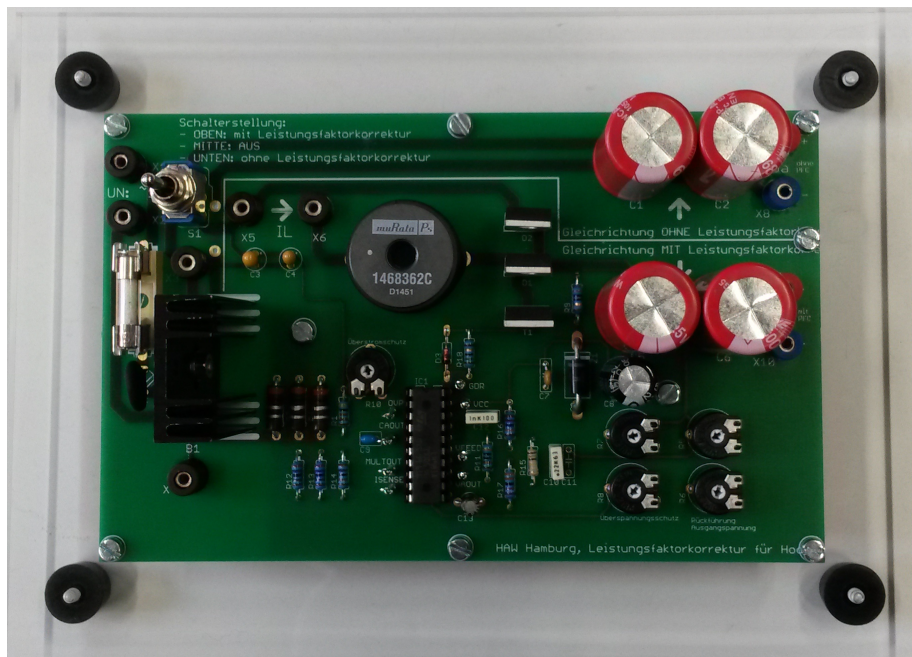


Abbildung 5.2: Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe

Die Abbildung 5.2 zeigt die aufgebaute Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe. Die Buchsen X1 und X2 werden mit der Sekundärspannung des Transformators verbunden. Mit dem Schalter kann zwischen Gleichrichtung mit oder ohne PFC umgeschaltet werden. Die Schalterstellung "oben" schaltet die Gleichrichtung mit PFC aktiv, die Schalterstellung "unten" schaltet die Gleichrichtung ohne PFC aktiv. Bei Mittelstellung des Schalters ist keiner der Ausgänge aktiv. Die Buchsen X5 und X6 werden miteinander verbunden, um mittels Strommesszange den Spulenstrom $i_L(t)$ zu messen. Bei Verwendung der Gleichrichtung ohne PFC werden die Ausgangsbuchsen X7 und X8 mit dem Hochsetzstellereingang verbunden. Dementsprechend werden bei Nutzung der Gleichrichtung mit PFC die Ausgangsbuchsen X9 und X10 verwendet.

5.1.1 Messgeräte

Für die Messungen an der Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe werden folgende Messinstrumente benutzt.

- Digitales Speicheroszilloskop **InfiniiVision DSO-X 3014A**, 4 Kanäle, 100MHz von *Agilent Technologies*
- Differentialtastköpfe **TT-SI 9101**, 1:10 und 1:100, 100MHz von *TESTEC*
- Stromzangen **N2893A**, 15A Spitze/100MHz, 0,1V/1A(10:1) von *Agilent Technologies*

5.2 Versuchsdurchführung ohne Leistungsfaktorkorrektur

Zunächst wurde die Netzspannung $u_n(t)$ unbelastet bei mittlerer Schalterstellung gemessen um eventuell auftretende Differenzen zwischen den Verläufen zu erkennen.

5.2.1 Messung von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$, Phasenverschiebung und Ausgangsspannung U_a

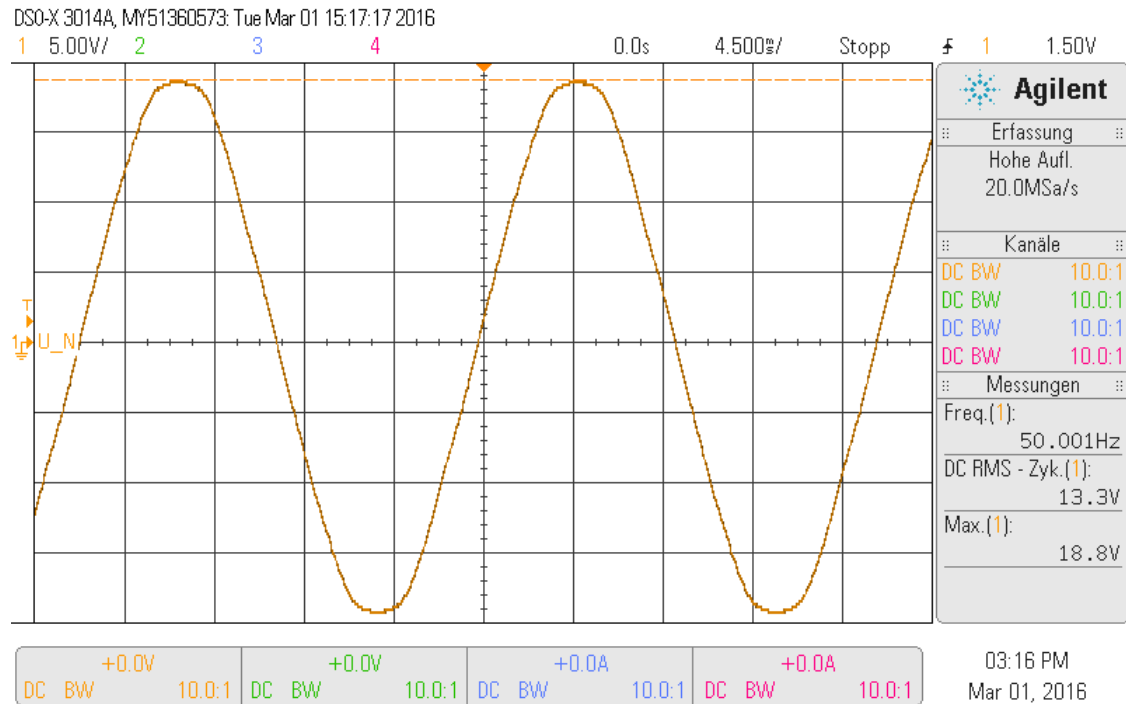


Abbildung 5.3: Messergebnis unbelastet; Zeitlicher Verlauf von $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb)

Die Abbildung 5.3 zeigt den zeitlichen Verlauf der unbelasteten Netzspannung u_n , gemessen mit einem Differentialastkopf mit einem Teilverhältnis 10:1 an den Buchsen X1 und X2. Die Netzfrequenz beträgt wie erwartet $f = 50\text{Hz}$. Der Effektivwert der unbelasteten Netzspannung beträgt $U_{n_{eff}} = 13,3\text{V}$ und der Scheitelwert dementsprechend $\hat{u}_n = \sqrt{2}U_{n_{eff}} = 18,8\text{V}$.

Der Hochsetzsteller wird nun mit dem Arbeitspunkt ($D_{HS} = 0,5$, $f_{HS} = 18\text{kHz}$) an die Ausgangsbuchsen X7 und X8 angeschlossen. Die Schalterstellung "unten" ist entsprechend der Gleichrichtung ohne Leistungsfaktorkorrektur gewählt. In den folgenden Abbildungen sind die Strom- und Spannungsverläufe dargestellt, die mit Hilfe der oben genannten Messgeräte aufgenommen wurden.

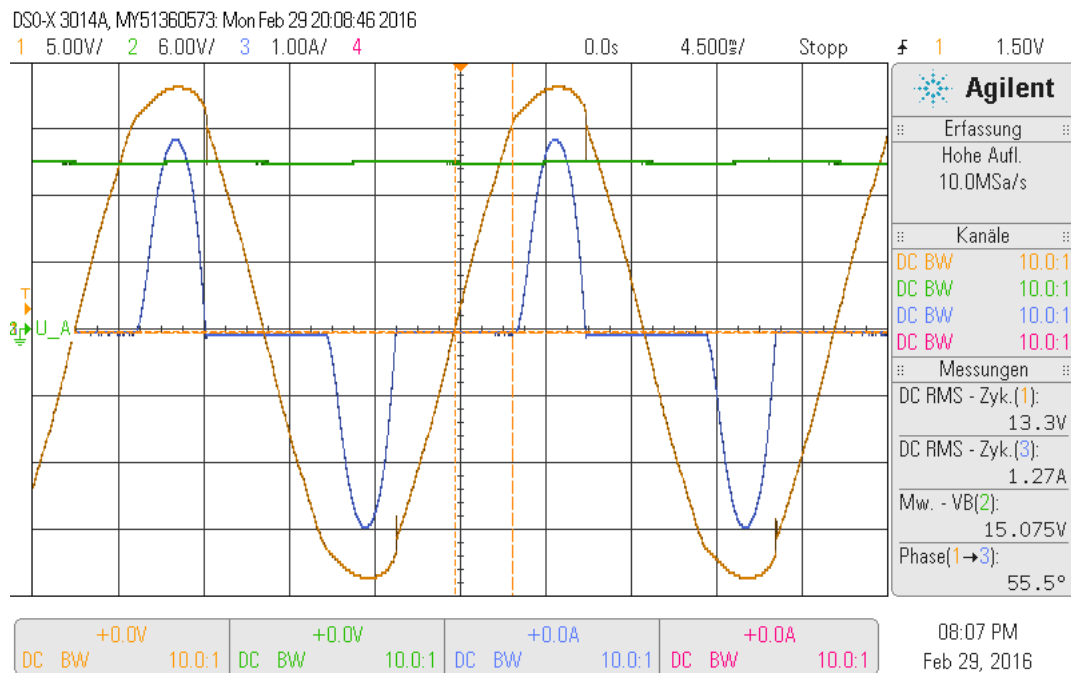


Abbildung 5.4: Messergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Ausgangsspannung U_a (Kanal 2, grün)

Die Netzspannung $u_n(t)$ wurde mit einem Differentialastkopf mit einem Teilverhältnis von 10:1 an X1 und X2 gemessen. Der aus dem Netz entnommene Strom $i_n(t)$ wurde mit einer Strommesszange mit einem Teilverhältnis von 10:1 an der Verbindungsleitung zwischen Transformator und X1 gemessen.

Es wurde ein Maximum des Netzstroms von $\hat{i}_n = 2,65A$ und ein Effektivwert $I_{n_{eff}} = 1,27A$ ermittelt. Die Ausgangsspannung wurde an X7 und X8 per Differentialastkopf mit einem Verhältnis von 10:1 gemessen und beträgt $U_a = 15,075V$. Die Ausgangsspannung ist im Betrieb ohne Leistungsfaktorkorrektur gleich der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$.

In Abbildung 5.4 sind die entsprechenden zeitlichen Verläufe zu sehen. Dem Netz wird nur dann Strom entnommen, wenn der Momentanwert der Netzspannung $u_n(t)$ höher ist, als die Spannung an den Glättungskondensatoren C_1 und C_2 und diese dadurch nachgeladen werden.

Ist der Momentanwert der Netzspannung niedriger als die Spannung an den Kondensatoren, bezieht der angeschlossene Hochsetzsteller den benötigten Strom aus den Kondensatoren, wodurch diese entladen werden. Dadurch verläuft die Stromentnahme aus dem Netz nicht sinusförmig und es kommt zu einer Phasenverschiebung zwischen der Netzspannung und dem Netzstrom von $\varphi = 55,5^\circ$. Durch diese impulsförmige Stromentnahme entstehen Oberschwingungen. Dadurch wird die Netzspannung $u_n(t)$ während der Stromentnahme zu einer Delle im Bereich des Scheitelwertes verbogen.

Durch den hohen Strom entstehen ohmsche und induktive Spannungsabfälle an der Netzimpedanz. Bei einem Vergleich des Verlaufes der Netzspannung $u_n(t)$ aus Abbildung 5.3 mit dem aus Abbildung 5.4 ist die Verformung während der Stromentnahme gut zu erkennen.

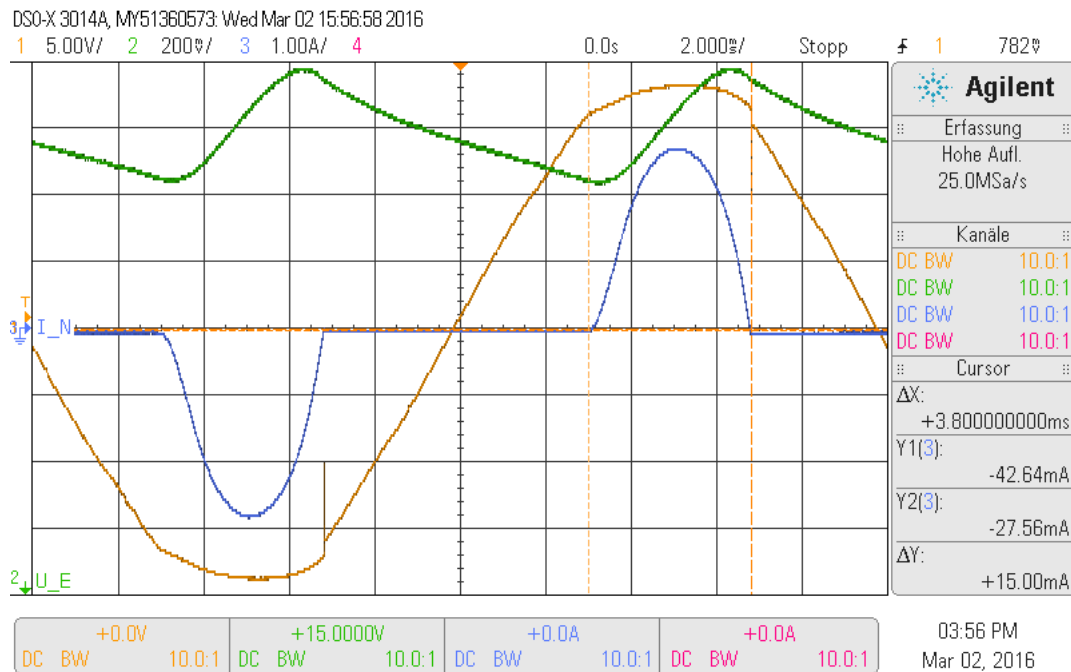


Abbildung 5.5: Messergebnis ohne PFC; Vergrößerter zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau), Ausgangsspannung U_a (Kanal 2, grün) zur Messung der Dauer des Stromimpulses

In Abbildung 5.5 wurde die Darstellung der Ausgangsspannung U_a auf 200mV/Dekade eingestellt und die um einen Offset von +15V verschoben um den typischen Verlauf zu verdeutlichen.

Mit der Cursor-Funktion wurde das Maximum mit $U_{a,max} = 15,185V$ und das Minimum mit $U_{a,min} = 14,795V$ gemessen. Daraus ergibt sich für die Ausgangsspannungsschwankung $\Delta U_a = 400mV$. Wie in der Abbildung 4.2 ist zu erkennen, dass zum Zeitpunkt des Stromanstiegs von $i_n(t)$ die Spannung am Kondensator, also am Ausgang U_a steigt, der Kondensator also geladen wird. Sobald die Netzspannung $u_n(t)$ betragsmäßig kleiner ist als die Spannung am Kondensator und der doppelten Durchflussspannung U_D des Brückengleichrichters, sinkt diese wieder ab.

Zusätzlich wurde mit der Cursor-Funktion die Dauer des Stromflusses von $i_n(t)$ mit $t_{i_n} = 3,8ms$ ermittelt. Für den Verlauf des Ausgangsstroms $i_a(t)$ und deren gemessene Werte, siehe Abbildung 5.8.

5.2.2 Gesamte harmonische Verzerrung und Leistungsfaktor

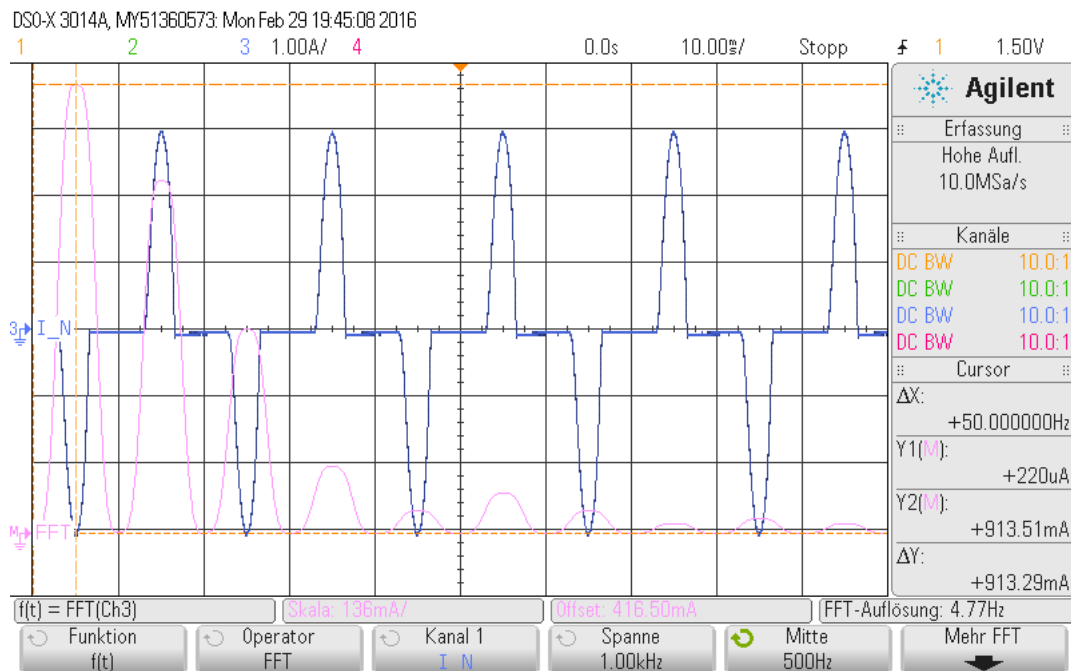


Abbildung 5.6: Messergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf von dem Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und FFT-Ergebnis (Mathematische Funktion, pink)

Das verwendete Oszilloskop bietet die Möglichkeit einer FFT-Messung. Dabei wird die schnelle Fourier-Transformation auf ein anliegendes Signal in einem der Eingänge angewendet. Die FFT Funktion erfasst den digitalisierten Zeiteintrag des gewählten Kanals und wandelt ihn in den Frequenzbereich um. Dadurch wird das Frequenzspektrum des Signals auf dem Oszilloskop dargestellt.

Auf der horizontalen Achse wird die Frequenz abgebildet und auf der vertikalen Achse kann wahlweise die Angabe von Dezibel oder der Effektivwert V_{RMS} der jeweiligen Frequenz dargestellt werden [AT12].

In Abbildung 5.6 ist der zeitliche Verlauf des Netzstromes mit dazugehörigem Frequenzspektrum zu sehen. Die FFT-Auflösung wird automatisch gewählt. Durch die Einstellung Spanne wird die gesamte Breite des angezeigten Frequenzspektrums ausgewählt.

Um ein repräsentatives Bild des Ergebnisses zu erhalten wurde hier ein Wert von $f = 1\text{kHz}$ gewählt, mit dem sich die Effektivwerte der Grundschwingung $h_1 = 50\text{Hz}$ bis zur 19ten Harmonischen $h_{19} = 950\text{Hz}$ bestimmen lassen. Mit der Einstellung Mitte wird die Frequenz definiert, die an der mittleren vertikalen Gitterrasterlinie angezeigt wird. Mit Hilfe der Cursor-Funktion des Oszilloskops wurden die jeweiligen Effektivwerte bestimmt. Hierzu als Beispiel in Abbildung 5.6 die Bestimmung des Effektivwertes von $I_{1_{eff}} = 913,51\text{mA}$ der Grundschwingung bei $f = 50\text{Hz}$.

Die Abbildungen befinden sich im Anhang unter **III. Praktische Versuchsdurchführung**. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Die Oberschwingungen mit den geraden Indizes $n = 2, 4, \dots$ gehen gegen Null, da es sich um den Symmetriefall nach 2.11 handelt. Diese Werte sind in der Tabelle nicht aufgeführt.

Harmonische n	Frequenz f	Effektivwert $I_{n_{eff}}$
1	50Hz	913,51mA
3	150Hz	719,12mA
5	250Hz	415,76mA
7	350Hz	135,74mA
9	450Hz	46,39mA
11	550Hz	81,52mA
13	650Hz	46,26mA
15	750Hz	20,69mA
17	850Hz	30,27mA
19	950Hz	20,03mA

Tabelle 5.1: Ergebnisse Oberschwingungen des Netzstromes $i_n(t)$ ohne Leistungsfaktorkorrektur

Mit den Ergebnissen der Messung lässt sich nun die Gesamte harmonische Verzerrung THD sowie der Leistungsfaktor PF berechnen. Mit der Gleichung 2.31 gilt:

$$\begin{aligned}
 THD &= \frac{\sqrt{I_{3_{eff}}^2 + I_{5_{eff}}^2 + I_{7_{eff}}^2 + I_{9_{eff}}^2 + I_{11_{eff}}^2 + I_{13_{eff}}^2 + I_{15_{eff}}^2 + I_{17_{eff}}^2 + I_{19_{eff}}^2}}{I_{1_{eff}}} \\
 &= \frac{\sqrt{719,12mA^2 + 415,76mA^2 + \dots + 20,03mA^2}}{913,51mA^2} \\
 &= 0,8641 = 86,41\%
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Für den Grundschwingsungsgehalt g gilt mit 2.34:

$$g = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,8641)^2}} = 0,757 \tag{5.2}$$

Mit dem Grundschwingsungsgehalt und der gemessenen Phasenverschiebung $\varphi = 55,5^\circ$ aus Abbildung 5.4 lässt sich der Leistungsfaktor für diesen Fall mit der Gleichung 2.36 bestimmen:

$$PF = g \cdot \cos(\varphi) = 0,757 \cdot \cos(55,5^\circ) = 0,429 \tag{5.3}$$

5.2.3 Verlustleistung und Wirkungsgrad

Zur Bestimmung des Wirkungsgrades und der Verlustleistung der Gleichrichtung ohne Leistungsfaktorkorrektur wurde die Eingangsleistung P_e sowie die Ausgangsleistung P_a mit Hilfe des Oszilloskops gemessen. Zur Bestimmung der Eingangsleistung P_e wurden

die Netzspannung $u_e(t)$ mit einem Differentialastkopf mit einem Teilverhältnis von 10:1 an X1 und X2 gemessen und der Netzstrom $i_n(t)$ mit einer Strommesszange mit einem Teilverhältnis von 10:1 an der Verbindungsleitung zwischen Transformator und X1 gemessen.

Mit der mathematischen Funktion des Oszilloskops wurden diese beiden Verläufe multipliziert. Von dem daraus entstehenden zeitlichen Verlauf der Eingangsleistung $p_e(t)$ wurde der Mittelwert P_e mit der Messfunktion bestimmt. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.7 zu sehen.

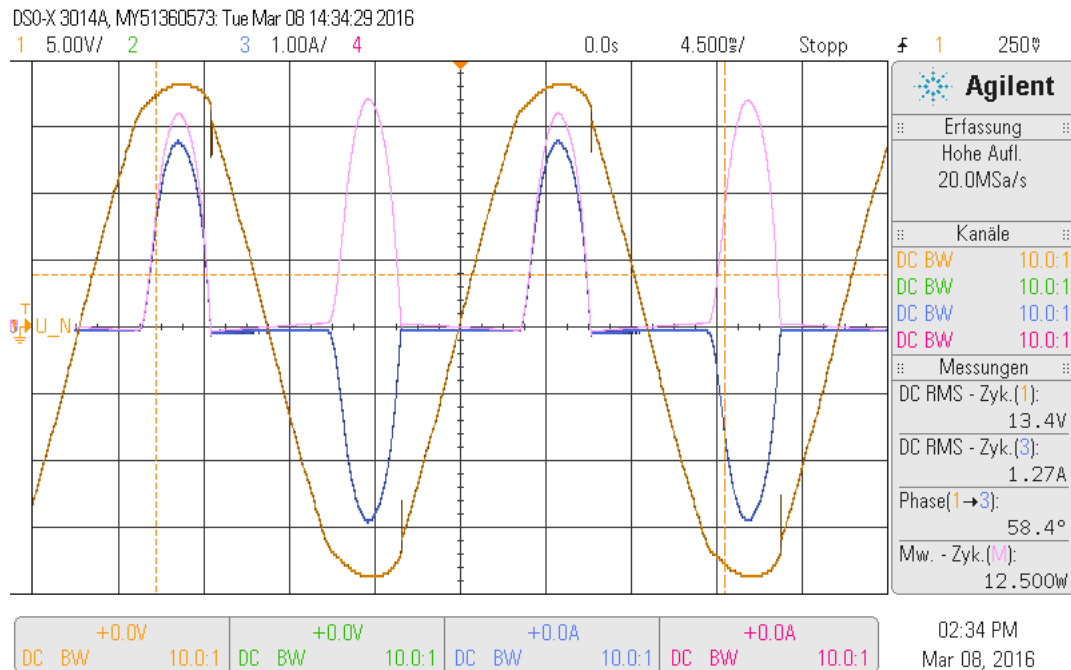


Abbildung 5.7: Messergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf der Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und der Eingangsleistung $p_e(t)$ (Mathematische Funktion, pink)

Es ist zu erkennen, dass der Verlauf der Eingangsleistung $p_e(t)$ wie der Netzstrom $i_n(t)$ impulsförmig ist.

Die Messung der Eingangsleistung ergab $P_e = 12,5W$ ohne Leistungsfaktorkorrektur. Zur Bestimmung der Ausgangsleistung P_a wurden die Ausgangsspannung $u_a(t)$ mit einem Differentialastkopf (10:1) an X7 und X8, sowie der Ausgangsstrom $i_a(t)$ mit einer Strommesszange (10:1) an der Verbindungsleitung zwischen X7 und dem Hochsetzsteller gemessen. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Die Messung der Ausgangsleistung ergab $P_a = 9,961W$.

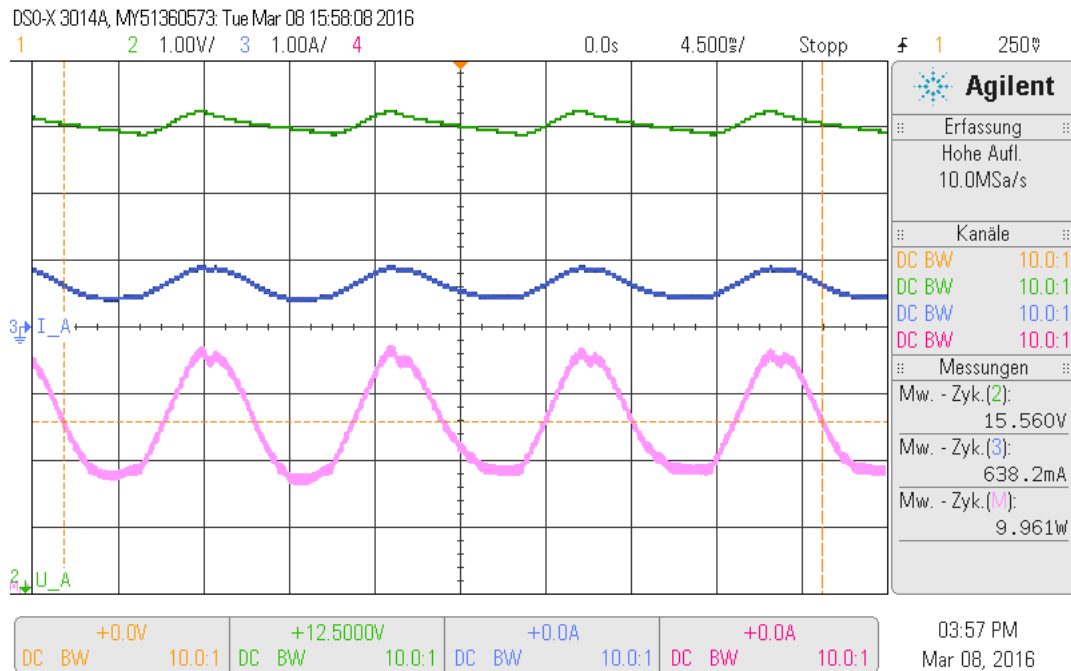


Abbildung 5.8: Messergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ (Kanal 2, grün), Ausgangsstrom $i_a(t)$ (Kanal 3, blau) und der Ausgangsleistung $p_a(t)$ (Mathematische Funktion, pink)

Damit ergibt sich für den Wirkungsgrad η der Gleichrichtung ohne Leistungsfaktorkorrektur:

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} = \frac{9,961W}{12,500W} = 0,7969 = 79,69\% \quad (5.4)$$

Die Verlustleistung P_V beträgt demnach:

$$P_V = P_e - P_a = P_a \cdot \frac{1}{\eta} = 12,500W - 9,961W = 2,539W \quad (5.5)$$

Die Verluste treten bei der Gleichrichtung ohne Leistungsfaktorkorrektur im Brückengleichrichter B_1 und an dem NTC zur Einschaltstrombegrenzung auf.

Die Verlustleistung des Brückengleichrichters lässt sich mit der Durchlassspannung $U_D = 0,7V$ je gleichzeitig leitende Diode und dem Effektivwert des Netzstroms $I_{n_{eff}} = 1,27A$ annähern zu:

$$P_{V_{B1}} \approx 2 \cdot U_D \cdot I_{n_{eff}} = 1,4V \cdot 1,27A = 1,778W \quad (5.6)$$

Für die Berechnung der Verlustleistung des NTC wurde der Effektivwert der Spannung über dem NTC gemessen mit $U_{NTC} = 650mV$. Damit ergibt sich:

$$P_{V_{NTC}} = U_{NTC} \cdot I_{n_{eff}} = 0,65V \cdot 1,27A = 0,826W \quad (5.7)$$

Damit setzt sich die Verlustleistung mit:

$$P_V = P_{V_{B1}} + P_{V_{NTC}} = 1,778W + 0,826W = 2,604W \quad (5.8)$$

5.3 Versuchsdurchführung mit Leistungsfaktorkorrektur

Der Hochsetzsteller wird nun mit dem Arbeitspunkt ($D_{HS} = 0,5$, $f_{HS} = 18kHz$) an die Ausgangsbuchsen X9 und X10 angeschlossen. Die Schalterstellung "oben" ist entsprechend der Gleichrichtung mit Leistungsfaktorkorrektur gewählt. In den folgenden Abbildungen sind die Strom- und Spannungsverläufe dargestellt, die mit Hilfe der oben genannten Messgeräte aufgenommen wurden.

5.3.1 Messung von Netzspannung $u_n(t)$, Netzstrom $i_n(t)$, Phasenverschiebung und Ausgangsspannung U_a

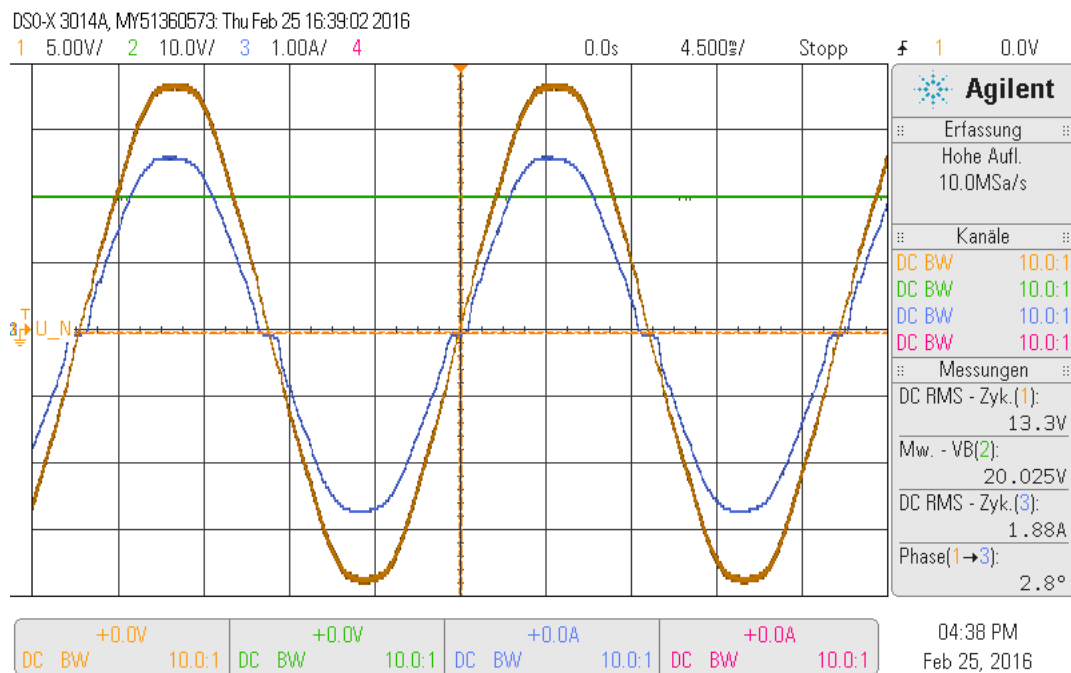


Abbildung 5.9: Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Ausgangsspannung U_a (Kanal 2, grün)

Die Netzspannung $u_n(t)$ wurde an X1 und X2 mit einem Differentialastkopf (10:1) und die Ausgangsspannung U_a mit einen Differentialastkopf (10:1) an dem Ausgang X9 und X10 gemessen. Der Netzstrom $i_n(t)$ wurde mit Hilfe einer Stromzange (10:1) an der Verbindung zwischen Transformator und X1 gemessen.

Abbildung 5.9 zeigt die entsprechenden zeitlichen Verläufe. Die Netzspannung wurde wieder mit einen Effektivwert von $U_{neff} = 13,3V$ gemessen. Im Gegensatz zum Verlauf der Netzspannung ohne Leistungsfaktorkorrektur (Abbildung 5.4) ist hier gut zu erkennen, dass durch die geregelte Stromentnahme aus dem Netz keine Verformung der

Netzspannung auftritt. Der Mittelwert der Ausgangsspannung beträgt $U_a = 20,025V$ und entspricht somit der Vorgabe aus der Dimensionierung (siehe 3.1) und dem simulierten Wert aus 4.6. Durch die Auflösung 10V/Dekade und die hohe Kapazität der Ausgangskondensatoren ist die Schwankung ΔU_a mit doppelter Netzfrequenz hier nicht zu erkennen (siehe dafür Abbildung 5.11). Der Netzstrom $i_n(t)$ verläuft nahezu sinusförmig (Beschreibung an dem Nulldurchgang siehe 5.14 sowie in der Simulation) und hat einen Effektivwert von $I_{n_{eff}} = 1,88A$.

Die Phasenverschiebung zwischen Netzspannung und Netzstrom beträgt hier mit der automatischen Messung des Oszilloskops nur noch $\varphi = 2,8^\circ$.

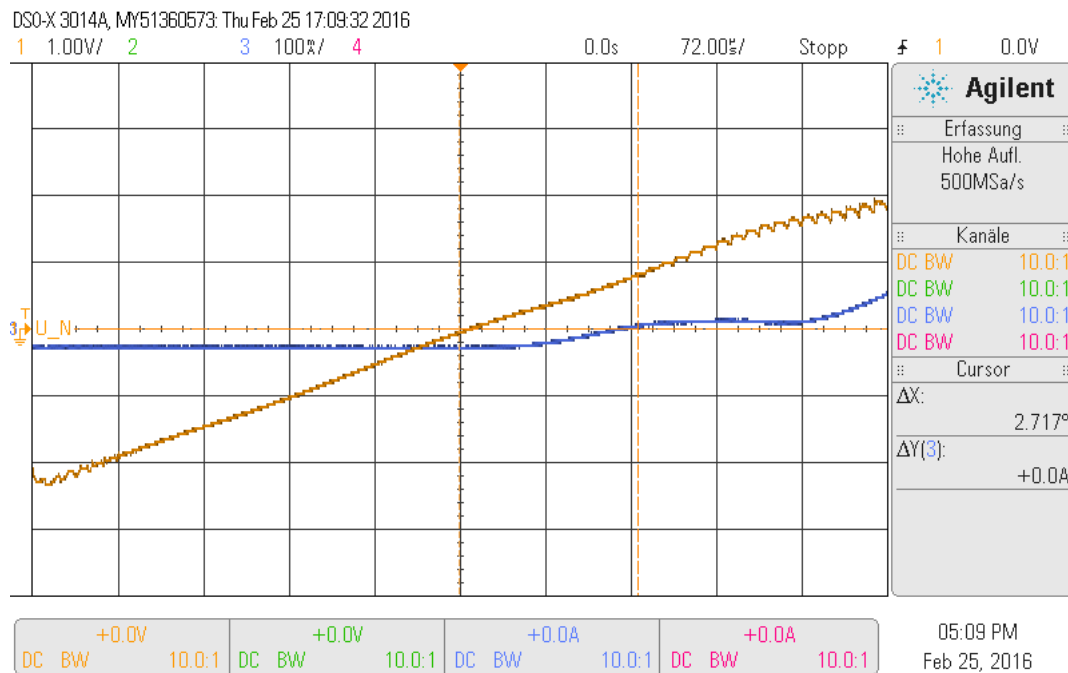


Abbildung 5.10: Messergebnis mit PFC; Vergrößerter zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb) und Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) zur Messung der Phasenverschiebung

In Abbildung 5.10 ist der vergrößerte Verlauf der Netzspannung $u_n(t)$ und des Netzstromes $i_n(t)$ zur manuellen Messung der Phasenverschiebungswinkels φ . Mit Hilfe der Cursor-Funktion des Oszilloskops wurde ein Phasenverschiebungswinkel von $\varphi = 2,717^\circ$ gemessen. Die automatische Messung stimmt somit mit der Manuellen überein.

Allerdings stimmt der gemessene Phasenverschiebungswinkel nicht mit dem aus der simulierten Messung aus Abbildung 4.7 überein. Gründe hierfür können Messungenauigkeiten und Wertetoleranzen der Bauteile sein.

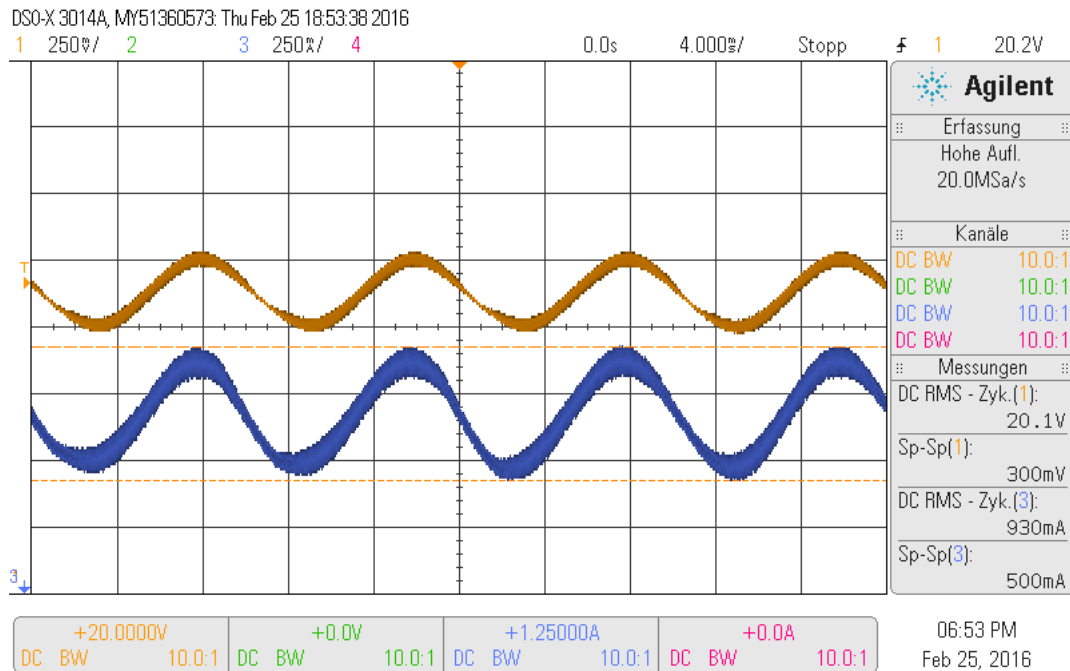


Abbildung 5.11: Messergebnis mit PFC; Vergrößerter zeitlicher Verlauf von Ausgangsspannung $u_a(t)$ (Kanal 1, gelb) und Ausgangsstrom $i_a(t)$ (Kanal 3, blau)

Abbildung 5.11 zeigt den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ und des Ausgangsstroms $i_a(t)$.

Die Ausgangsspannung wurde mit einem Differentialastkopf (10:1) an X9 und X10 und der Strom mit einer Stromzange (10:1) an der Verbindung zwischen X9 und dem Hochsetzsteller gemessen. Der Offset der Ausgangsspannung beträgt +20V, damit die Ripple-Spannung mit der Frequenz $f = 100\text{Hz}$ gut zu erkennen ist. Es ist zu sehen, dass der Ausgangsspannung $U_a = 20\text{V}$ die Ripple-Spannung mit einem Spitze-Spitze Wert von $u_{aSS} = 300\text{mV}$ überlagert ist. Das entspricht einer Ausgangsspannungsschwankung von $\Delta U_a \pm 0,15\text{V}$. Damit erfüllt der gemessene Wert die Vorgabe aus den gewählten Dimensionierungsvorgaben (siehe Kapitel 3.1) der maximalen Ausgangsspannungsschwankung von $\Delta U_a \pm 0,2\text{V}$ und deckt sich mit dem Simulationsergebnis von $\Delta U_a \pm 0,145\text{V}$ aus Abbildung 4.8.

5.3.2 Messung der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$

Da die PFC Regelung dafür sorgt, dass der Spulenstrom $i_L(t)$ und damit der Netzstrom $i_n(t)$ der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$ folgt und nicht direkt der Netzspannung $u_n(t)$, wird diese näher betrachtet.

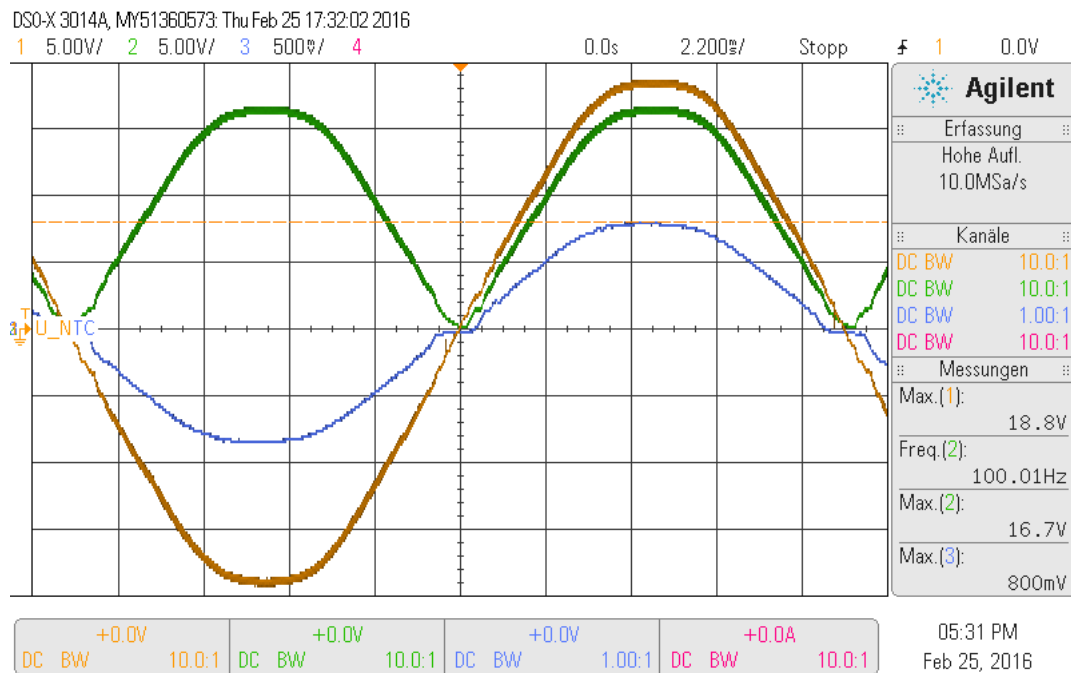


Abbildung 5.12: Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Eingangsspannung $u_e(t)$ (Kanal 2, grün) und der Spannung am NTC $u_{NTC}(t)$ (Kanal 3, blau)

Die Eingangsspannung $u_e(t)$ wurde mit einem Differentialastkopf (10:1) an X3 und X4 gemessen. Die Spannung $u_{NTC}(t)$ über dem Heissleiter wurde mit einem Tastkopf (1:1) gemessen. Die Eingangsspannung hat nach der Gleichrichtung eine Frequenz von $f = 100\text{Hz}$ und nur noch eine Amplitude von $\hat{u}_e = 16,7\text{V}$. Die Differenz zur Amplitude der Netzspannung von $\hat{u}_n = 18,8\text{V}$ kommt vom Spannungsabfall am Heissleiter mit $\hat{u}_{NTC} = 800\text{mV}$ und von der Durchbruchspannung $U_D \approx 0,7\text{V}$ der jeweils gleichzeitig leitenden Dioden des Brückengleichrichters B_1 .

$$\hat{u}_n \approx \hat{u}_e + \hat{u}_{NTC} + 2 \cdot U_D \quad (5.9)$$

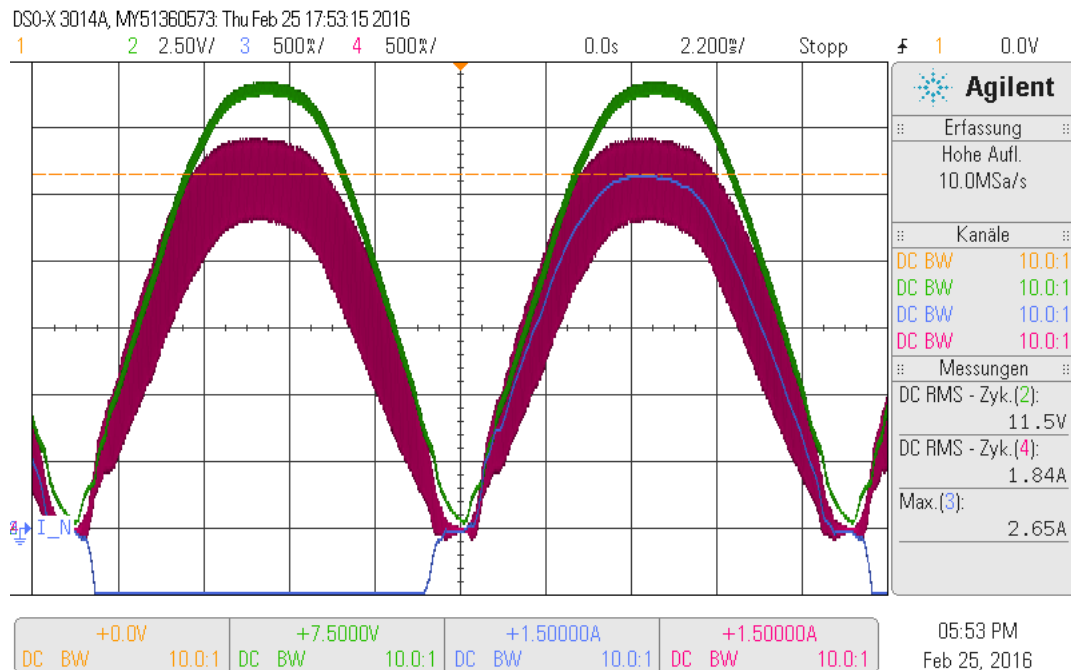
5.3.3 Messung des Spulenstroms $i_L(t)$ 

Abbildung 5.13: Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung $u_e(t)$ (Kanal 2, grün), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (Kanal 4, rot)

Abbildung 5.13 zeigt neben der gleichgerichteten Eingangsspannung $u_e(t)$ und dem Netzstrom $i_n(t)$ den zeitlichen Verlauf des Spulenstroms $i_L(t)$ zunächst im Bereich der Netzfrequenz.

Der Spulenstrom $i_L(t)$ wurde mit einer Strommesszange (10:1) an der Verbindung zwischen X5 und X6 gemessen. Der Effektivwert des Spulenstroms beträgt $I_{L_{eff}} = 1,84A$. Des Weiteren ist zu erkennen, dass der Spulenstrom dem Verlauf der gleichgerichteten Eingangsspannung folgt und sich mit dem Simulationsergebnis aus Abbildung 4.10 deckt.

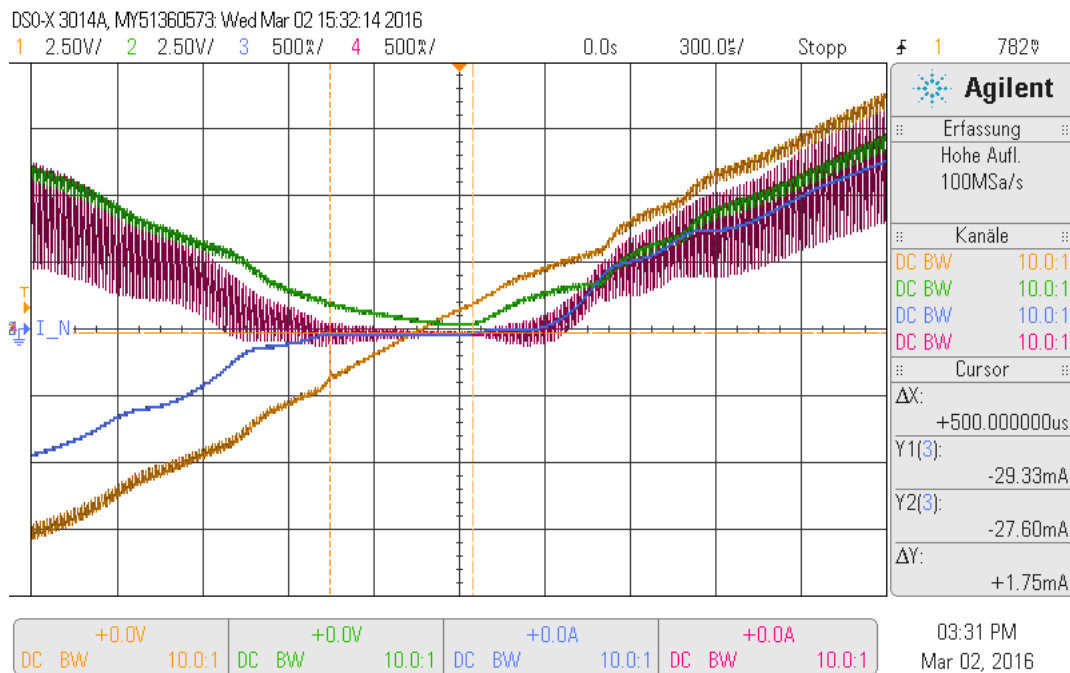


Abbildung 5.14: Messergebnis mit PFC; Vergrößerter zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung $u_e(t)$ (Kanal 2, grün), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (Kanal 4, rot)

In der Abbildung 5.14 ist der Ausschnitt um den Nulldurchgang zu sehen.

Der Strom wird zu Null und bleibt dort für $t_{Null} = 500\mu s$, weil der Momentanwert der Netzspannung nicht für die Durchbruchspannung der Dioden des Brückengleichrichters ausreicht (siehe Simulation).

Der gemessene Wert von t_{Null} stimmt mit dem theoretisch ermitteltem Wert $t_{Null} = 512,22\mu s$ aus der Simulation aus Abbildung 4.11 überein. Die geringe Abweichung von $12,22\mu s$ lässt sich auf Messungenauigkeiten zurückführen.

Nach dem Nulldurchgang kommt es, wie in der Simulation auch, zu der Cusp-Distortion, weil der Spulenstrom $i_L(t)$ nicht augenblicklich zu dem Sollwert springen kann und hinterher eilt, da die Spannung über der Spule zu gering ist. Je größer die Spule, desto größer die Cusp-Distortion [Bas14].

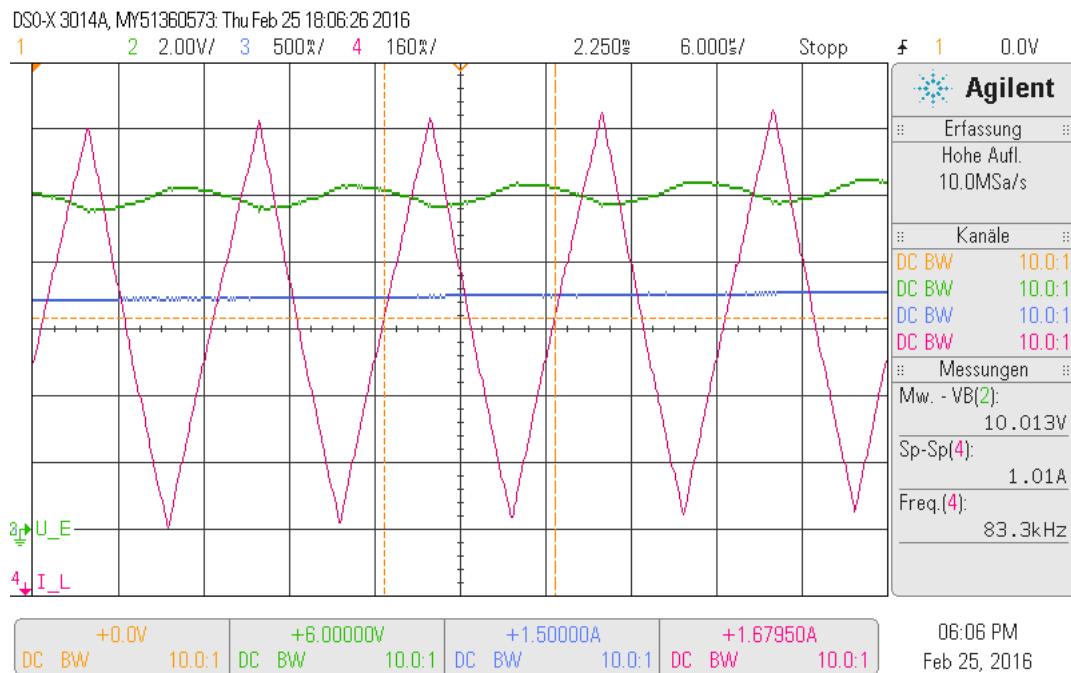


Abbildung 5.15: Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung $u_e(t)$ (Kanal 2, grün), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (Kanal 4, rot) im Schaltfrequenzbereich

Der Strom durch die Spule $i_L(t)$ wird in Abbildung 5.15 im Bereich der Schaltfrequenz dargestellt.

Die gemessene Schaltfrequenz beträgt $f_{SW} = 83,3\text{kHz}$. Die Stromschwankung in der Spule wird maximal, wenn der Momentanwert der gleichgerichtete Eingangsspannung $u_e(t)$ gleich der Hälfte der Ausgangsspannung U_a ist, also bei $u_e(t) = \frac{U_a}{2} = 10\text{V}$. Für die maximale Stromschwankung $\Delta I_{L_{max}}$ gilt dann nach Gleichung 3.4:

$$\Delta I_{L_{max}} = \frac{U_a}{4 \cdot f_{SW} \cdot L} = \frac{20\text{V}}{4 \cdot 83,3\text{kHz} \cdot 68\mu\text{H}} = 882,7\text{mA} \quad (5.10)$$

Der mit der Cursor-Funktion gemessene Spitze-Spitze Wert des Spulenstroms beträgt zu diesem Zeitpunkt $i_{L_{SS}} = 960\text{mA}$.

Die Differenz kommt zustande, weil die Induktivität der Spule wahrscheinlich nicht exakt $68\mu\text{H}$ beträgt. Laut Datenblatt gilt für die Toleranz der Induktivität $\pm 10\%$ [Mur12].

Des Weiteren ist in der Abbildung 5.15 am Verlauf der gleichgerichtete Eingangsspannung $u_e(t)$ in diesem Zeitbereich auch der schaltfrequente Rippel zu erkennen, der nicht ganz durch die Eingangskondensatoren C_3 und C_4 herausgefiltert wird.

5.3.4 Messung der PWM-Erzeugung

Die Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ wurde mit einem Tastkopf (1:1) an dem Pin 18 des L4981A gegen Masse gemessen. Die Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ wurde mit einem Tastkopf (1:1) am Testpin "CAOUT" gegen Masse gemessen. Für die Messung des Gate-Steuersignals $u_{GDRV}(t)$ wurde ein Tastkopf (10:1) verwendet und von dem Testpin "GDR" zur Masse gemessen.

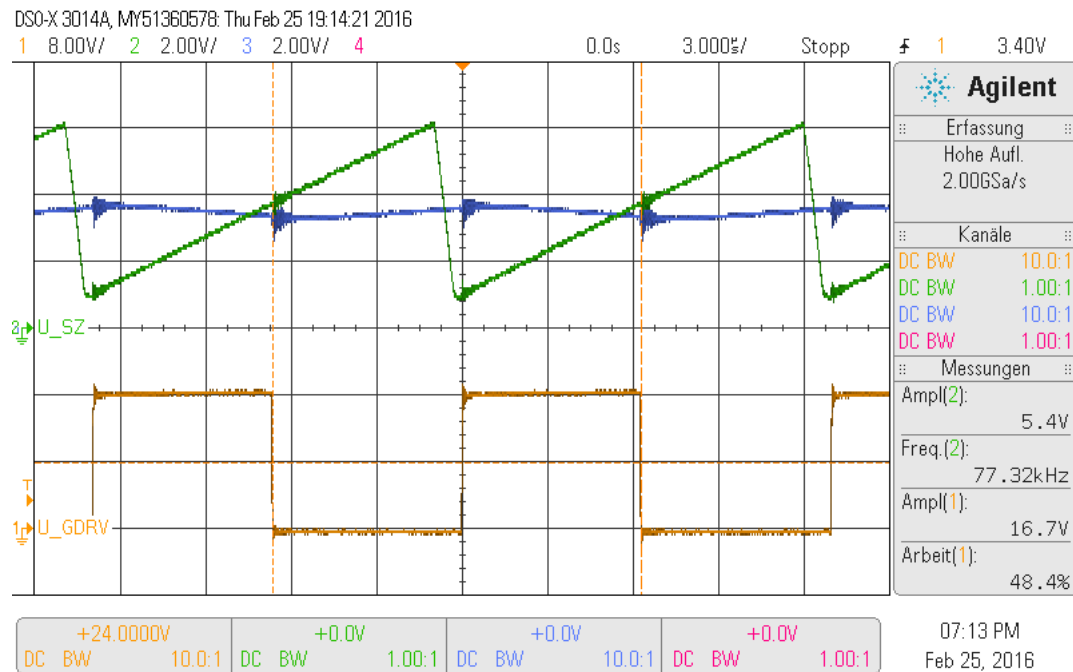


Abbildung 5.16: Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Gate-Steuersignal $u_{GDRV}(t)$ (Kanal 1, gelb), Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ (Kanal 2, grün) und Ausgangssignal des Stromreglers $u_{CA}(t)$ (Kanal 3, blau)

Die Verschneidung von der Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ mit der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ und das dadurch entstehende Ansteuersignal $u_{GDRV}(t)$ des Leistungsschalters T_1 ist in Abbildung 5.16 zu erkennen. Während das Ansteuersignal des Leistungsschalters "high"-Pegel hat, steigt der Spulenstrom $i_L(t)$ an und somit sinkt die Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ ab.

Sobald die Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ größer ist als die Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$, schaltet die Steuerlogik das PWM-Signal $u_{GDRV}(t)$ auf "low"-Pegel. Dadurch sinkt der Strom durch die Spule und somit steigt die Ausgangsspannung des Stromreglers an, bis die Sägezahnspannung nach Erreichen des Maximums wieder bei ihrem "low"-Pegel beginnt und somit niedriger ist als die Ausgangsspannung des Stromreglers.

Die Steigung der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ ist erkennbar größer als die Steigung der

Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$. Somit ist die Bedingung **2.82** erfüllt und es kommt nicht zum unerwünschten Gleiten. Durch den Kontakt des Pin 18 des ICs mit dem Tastkopf verändert sich die Kapazität an dem Pin durch den internen Aufbau des Tastkopfes. Dadurch kommt es zu einer Verringerung der Schaltfrequenz auf $f_{SZ} = 77,32kHz$ während dieser Messung.

5.3.5 Gesamte harmonische Verzerrung und Leistungsfaktor

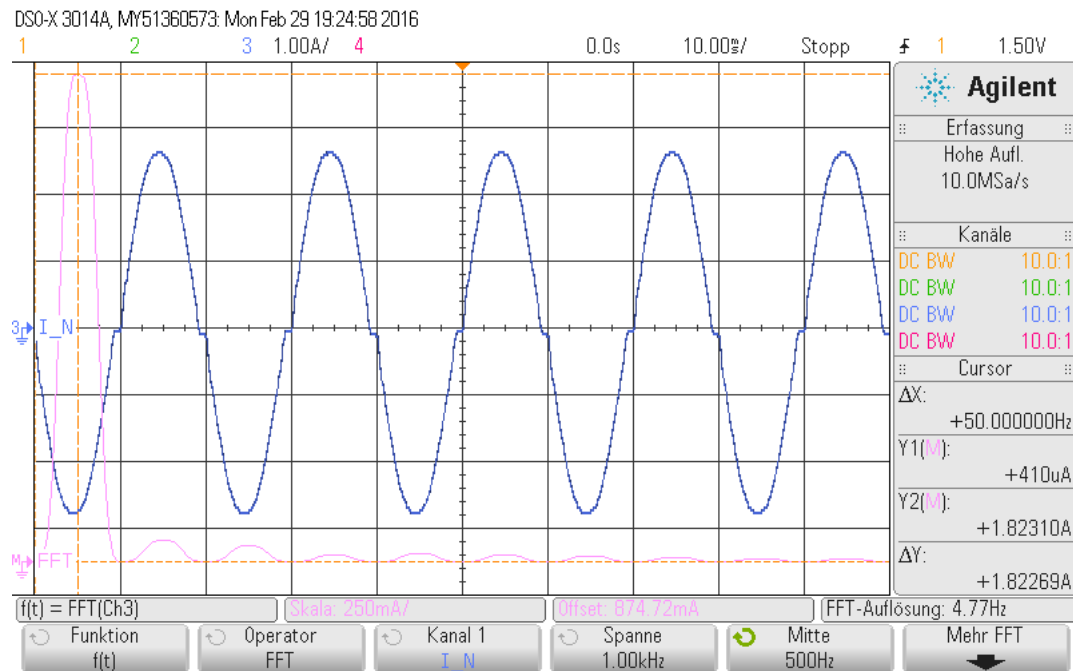


Abbildung 5.17: Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von dem Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und FFT-Ergebnis (Mathematische Funktion, pink)

Die Abbildung **5.17** zeigt den Verlauf des Netzstroms mit Leistungsfaktorkorrektur und dazugehörigem Frequenzspektrum.

Die Einstellungen der FFT-Funktion wurden wie bei der Versuchsdurchführung ohne Leistungsfaktorkorrektur durchgeführt. Die Abbildung zeigt wieder als Beispiel die Messung des Effektivwerts $I_{1_{eff}}$ der Grundschwingung bei $f = 50Hz$. Für die weiteren Messungen wurde die Skala und der Offset angepasst. Die Abbildungen befinden sich im Anhang unter **III. Praktische Versuchsdurchführung**. Die Messergebnisse wurden in der Tabelle **5.2** zusammengefasst. Die Oberschwingungen mit den geraden Indizes $n = 2, 4, \dots$ gehen gegen Null, da es sich um den Symmetriefall nach **2.11** handelt. Diese Werte sind in der Tabelle nicht aufgeführt.

Harmonische n	Frequenz f	Effektivwert $I_{n_{eff}}$
1	50Hz	1,832A
3	150Hz	78,08mA
5	250Hz	58,26mA
7	350Hz	24,47mA
9	450Hz	29,98mA
11	550Hz	24,25mA
13	650Hz	20,77mA
15	750Hz	17,23mA
17	850Hz	13,78mA
19	950Hz	12,35mA

Tabelle 5.2: Ergebnisse Oberschwingungen des Netzstromes $i_n(t)$ mit Leistungsfaktorkorrektur

Mit den Ergebnissen der Messung lässt sich nun die gesamte harmonische Verzerrung THD sowie der Leistungsfaktor PF berechnen. Mit der Gleichung **2.31** gilt:

$$\begin{aligned}
 THD &= \frac{\sqrt{I_{3_{eff}}^2 + I_{5_{eff}}^2 + I_{7_{eff}}^2 + I_{9_{eff}}^2 + I_{11_{eff}}^2 + I_{13_{eff}}^2 + I_{15_{eff}}^2 + I_{17_{eff}}^2 + I_{19_{eff}}^2}}{I_{1_{eff}}^2} \\
 &= \frac{\sqrt{78,08mA^2 + 58,26mA^2 + \dots + 12,35mA^2}}{1,832A^2} \\
 &= 0,0335 = 3,35\%
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

Für den Grundschwingungsgehalt g gilt mit **2.34**:

$$g = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,0335)^2}} = 0,999 \tag{5.12}$$

Mit dem Grundschwingungsgehalt und der gemessenen Phasenverschiebung $\varphi = 2,8^\circ$ aus Abbildung **5.9** lässt sich der Leistungsfaktor für diesen Fall mit der Gleichung **2.36** bestimmen:

$$PF = g \cdot \cos(\varphi) = 0,999 \cdot \cos(2,8^\circ) = 0,998 \tag{5.13}$$

5.3.6 Verlustleistung und Wirkungsgrad

Zur Bestimmung des Wirkungsgrades und der Verlustleistung der Gleichrichtung mit Leistungsfaktorkorrektur wurde wieder die Eingangsleistung P_e sowie die Ausgangsleistung P_a mit Hilfe des Oszilloskops gemessen.

Zur Bestimmung der Eingangsleistung P_e wurden die Netzspannung $u_e(t)$ mit einem Differentialtastkopf mit einem Teilverhältnis von 10:1 an X1 und X2 gemessen und der Netzstrom $i_n(t)$ mit einer Strommesszange mit einem Teilverhältnis von 10:1 an

der Verbindungsleitung zwischen Transformator und X1. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.18 zu sehen.

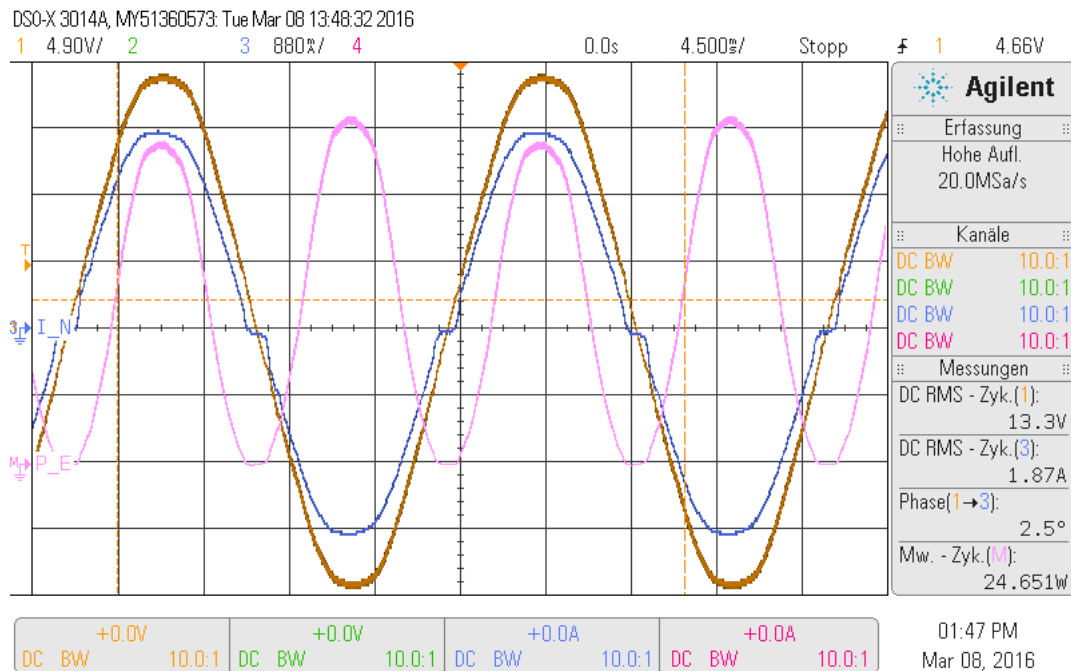


Abbildung 5.18: Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf der Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und der Eingangsleistung $p_e(t)$ (Mathematische Funktion, pink)

Der Verlauf der Eingangsleistung $p_e(t)$ mit Leistungsfaktorkorrektur lässt sich durch einen \sin^2 -Verlauf beschreiben. Die Messung der Eingangsleistung ergab $P_e = 24,651W$ mit Leistungsfaktorkorrektur. Zur Bestimmung der Ausgangsleistung P_a wurden die Ausgangsspannung $u_a(t)$ mit einem Differentialastkopf (10:1) an X9 und X10, sowie der Ausgangsstrom $i_a(t)$ mit einer Strommesszange (10:1) an der Verbindungsleitung zwischen X9 und dem Hochsetzsteller gemessen.

Das Ergebnis ist in Abbildung 5.19 dargestellt. Die Messung der Ausgangsleistung ergab $P_a = 17,375W$. Damit ergibt sich für den Wirkungsgrad η der Gleichrichtung mit Leistungsfaktorkorrektur:

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} = \frac{17,375W}{24,651W} = 0,7048 = 70,48\% \quad (5.14)$$

Die Verlustleistung P_V beträgt demnach:

$$P_V = P_e - P_a = P_a \cdot \frac{1}{\eta} = 24,651W - 17,375W = 7,276W \quad (5.15)$$

Die Verluste bei der Gleichrichtung mit Leistungsfaktorkorrektur treten wieder im Brückengleichrichter und im NTC auf. Zusätzlich kommt es nun zu Durchlass- und Schaltverlust-

ten im MOSFET T_1 und der Leistungsdiode D_1 .

Des Weiteren treten Verluste in der Spannungsstabilisierung mit der Z-Diode Z_1 für die Spannungsversorgung des L4981A und dem IC selbst auf. Es kommt auch zu ohmschen und ummagnetisierungs Verlusten in der Spule, sowie zu Verlusten in den ohmschen Widerständen zur Strom- und Spannungsmessung. Neben den Verlusten der Bauteile entstehen zusätzlich Verluste durch Widerstände an den Kontakt- und Lötstellen und durch die Widerstände der Leiterbahnen.

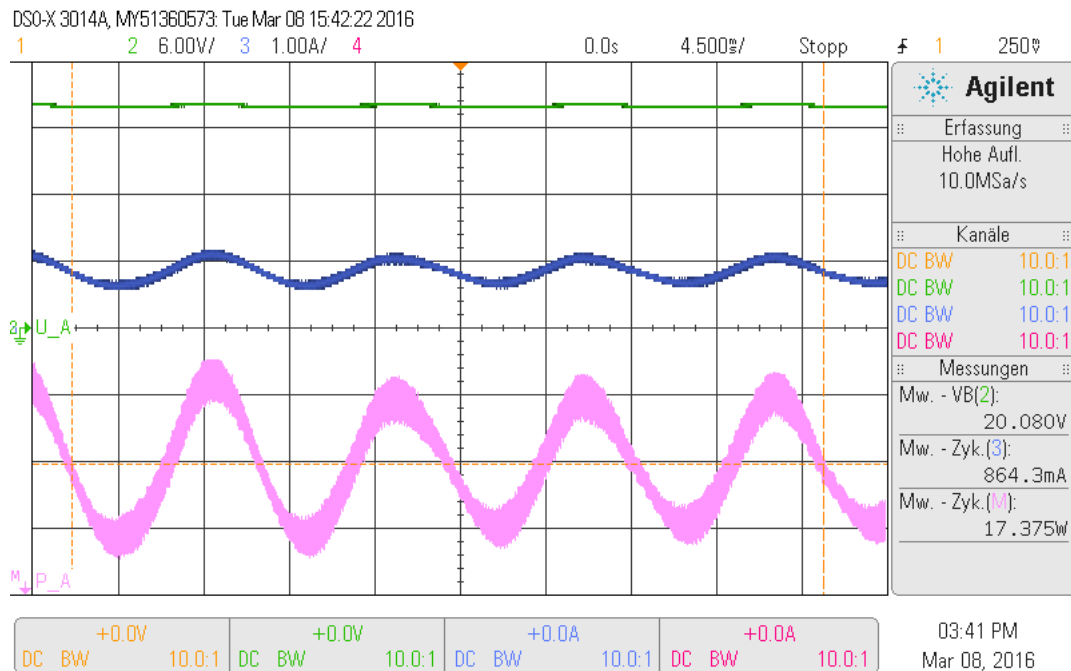


Abbildung 5.19: Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ (Kanal 2, grün), Ausgangsstrom $i_a(t)$ (Kanal 3, blau) und der Ausgangsleistung $p_a(t)$ (Mathematische Funktion, pink)

Im Folgenden werden die Verlustleistungen der einzelne Bauelemente angenähert.

Brückengleichrichter

Die Verlustleistung des Brückengleichrichters wird wieder mit der Durchlassspannung $U_D = 0,7V$ je gleichzeitig leitender Diode und dem Effektivwert des Netzstroms $I_{neff} = 1,88A$ angenähert:

$$P_{VB1} = 2 \cdot U_D \cdot I_{neff} = 1,4V \cdot 1,88A = 2,632W \quad (5.16)$$

NTC

Die Verlustleistung des Heissleiters lässt sich mit dem Effektivwert des Netzstroms $I_{neff} = 1,88A$ und dem Effektivwert des Spannungsabfalls aus Abbildung 5.12 $U_{NTC_{eff}} = \frac{\hat{u}_{NTC}}{\sqrt{2}} = \frac{800mV}{\sqrt{2}} = 0,566V$ bestimmen:

$$P_{V_{NTC}} = U_{NTC_{eff}} \cdot I_{neff} = 0,566V \cdot 1,88A = 1,063W \quad (5.17)$$

MOSFET

Die gesamte Verlustleistung bei einem MOSFET setzt sich aus Durchlass- und Schaltverlusten zusammen [Hag15].

Die Durchlassverluste entstehen durch den bleibenden Einschaltwiderstand $R_{DS_{on}}$ im eingeschalteten Zustand. Durch den Stromfluss entsteht ein geringer Spannungsabfall und dadurch die Verlustleistung. Die Ein- und Ausschaltverluste entstehen, weil bei dem Übergang vom gesperrten in den eingeschalteten Zustand kurzzeitig hohe Augenblickswerte von Spannung und Strom auftreten. Das führt zu kurzzeitig erhöhten Verlustleistungen.

Die dabei im Mittel auftretenden Verluste werden Schaltverluste genannt und nehmen proportional zur Schaltfrequenz zu.

Für die Durchlassverluste eines MOSFETs gilt nach [Kil86]:

$$P_{V_d} = I_{T1}^2 \cdot R_{DS_{on}} \quad (5.18)$$

Da der Effektivwert des Stroms durch den MOSFET messtechnisch nachträglich schwer zu erfassen war, wurde der Effektivwert aus der Simulation mit $I_{T1} = 1,045A$ für die Berechnung verwendet. Der Durchlasswiderstand des verwendeten MOSFETs beträgt laut Datenblatt [Int11] $R_{DS_{on}} = 12m\Omega$. Damit ergibt sich eine Durchlassverlustleistung von:

$$P_{V_d} = 1,045A^2 \cdot 12m\Omega = 13,11mW \quad (5.19)$$

Für die Schaltverlustleistung gilt nach [Kil86]:

$$P_{V_s} = U_{DS} \cdot \frac{t_r + t_f}{2} \cdot I_{T1} \cdot f_{SW} \quad (5.20)$$

Dabei steht t_r für die Anstiegszeit und t_f für die Abfallzeit. Die Zeiten betragen laut Datenblatt $t_r = 120ns$ und $t_f = 9,1ns$. In diesem Fall ist $U_{DS} = U_A$. damit ergibt sich für die Schaltverluste:

$$P_{V_s} = 20V \cdot \frac{120ns + 9,1ns}{2} \cdot 1,045A \cdot 83,3kHz = 112,38mW \quad (5.21)$$

Die gesamte Verlustleistung des MOSFETs beträgt:

$$P_{V_{T1}} = P_{V_s} + P_{V_d} = 112,38mW + 13,11mW = 125,48mW \quad (5.22)$$

Diode

Die Durchlassverlustleistung einer Diode wird nach [Spe08] bestimmt mit:

$$P_{V_d} = U_F \cdot I_F + r_F \cdot I_{F_{eff}}^2 \quad (5.23)$$

Wobei U_F die Durchlassspannung und r_F der differentielle Durchlasswiderstand der Diode ist. Der Effektivwert $I_{F_{eff}} = 1,494A$ und der Mittelwert $I_F = 0,997A$ des Diodenstroms wurden zur Annäherung der Verlustleistung der Diode aus der Simulation entnommen. Die Durchlassspannung beträgt laut Datenblatt $U_F = 0,7V$. Der differentielle Durchlasswiderstand wurde aus Abbildung 1 des Datenblatts [ON 12] mit

$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{0,8V - 0,6V}{20A - 4A} = 12,5m\Omega \quad (5.24)$$

bestimmt. Die Schaltverluste wurden vernachlässigt. Damit ergibt sich eine Durchlassverlustleistung von:

$$P_{V_{D1}} = 0,7V \cdot 997mA + 12,5m\Omega \cdot 1,494A^2 = 725,8mW \quad (5.25)$$

Spannungsstabilisierung mit Z-Diode

Die Verlustleistung der Spannungsstabilisierung mit der Z-Diode Z_1 setzt sich aus der Verlustleistung im Vorwiderstand R_9 und aus der Verlustleistung der Z-Diode zusammen [Zas14]. Für die maximale Verlustleistung des Vorwiderstandes gilt:

$$P_{V_{R9,max}} = \frac{U_{R9,max}^2}{R_9} = \frac{(U_{a,max} - U_Z)^2}{R_9} = \frac{(20,15V - 18V)^2}{20\Omega} = 231,125mW \quad (5.26)$$

Dabei fließt ein maximaler Strom $I_{R9,max} = 107,5mA$ durch den Vorwiderstand. Für die minimale Verlustleistung gilt entsprechend:

$$P_{V_{R9,min}} = \frac{U_{R9,min}^2}{R_9} = \frac{(U_{a,min} - U_Z)^2}{R_9} = \frac{(19,85V - 18V)^2}{20\Omega} = 171,125mW \quad (5.27)$$

Hier fließt ein minimaler Strom $I_{R9,min} = 92,5mA$ durch den Vorwiderstand. Ein Teil des Stroms fließt durch die Z-Diode und ein Teil in den PFC-Controller IC. Die Stromaufnahme des ICs ist nicht immer konstant. Laut Datenblatt beträgt sie im Maximalfall $I_{CC,max} \leq 50mA$ und im Minimalfall nach dem Hochfahren bei $I_{CC,min} = 8mA$. Bei einem Stromfluss von $I_{CC,max} = 50mA$ in den IC fließen noch $I_{Z,min} = I_{R9,min} - I_{CC,max} = 92,5mA - 50mA = 42,5mA$ durch die Z-Diode. Damit ergibt sich für diesen Fall eine minimale Verlustleistung der Z-Diode von:

$$P_{V_{Z1,min}} = U_Z \cdot I_{Z,min} = 18V \cdot 42,5mA = 765mW \quad (5.28)$$

Für die maximale Verlustleistung der Z-Diode ergibt sich für den Fall bei $I_{Z,max} = I_{R9,max} - I_{CC,min} = 107,5mA - 8mA = 99,5mA$:

$$P_{V_{Z1,max}} = U_Z \cdot I_{Z,max} = 18V \cdot 99,5mA = 1,791W \quad (5.29)$$

Spule

Die Spule besteht aus einem Kupferdraht und besitzt einen ohmschen Widerstand. Der beträgt laut Datenblatt $R_L = 32m\Omega$ [Mur12]. Damit ergibt sich mit dem gemessenen Effektivwert des Spulenstroms von $I_{L_{eff}} = 1,84A$ eine Verlustleistung von $P_{V_{L1}} = 32m\Omega \cdot 1,84A^2 = 108,34mW$. Die Ummagnetisierungsverluste werden vernachlässigt.

IC L4981A

Die Stromaufnahme und damit die Verlustleistung des verwendeten ICs ist nicht konstant und kann zwischen den bereits genannten Werten $I_{CC,min} = 8mA$ und $I_{CC,max} = 50mA$ variieren [STM01]. Für eine Annäherung der mittleren Verlustleistung wird ein Strom $I_{CC} = 25mA$ angenommen. Damit ergibt sich eine Verlustleistung des ICs mit:

$$P_{V_{IC}} = U_{CC} \cdot I_{CC} = 18V \cdot 25mA = 450mW \quad (5.30)$$

Gesamtverlustleistung

Es ergibt sich mit den berücksichtigten Bauelementen eine angenäherte Gesamtverlustleistung der PFC Stufe von:

$$\begin{aligned} P_V &= P_{V_{B1}} + P_{V_{NTC}} + P_{V_{T1}} + P_{V_{D1}} + P_{V_{Z1,max}} + P_{V_{R9,max}} + P_{V_{L1}} + P_{V_{IC}} \\ &= 2,632W + 1,063W + 125,48mW + 725,8mW \\ &\quad + 1,791W + 231,125mW + 108,34mW + 450mW \\ &= 7,127W \end{aligned} \quad (5.31)$$

Damit deckt sich die berechnete Verlustleistung mit der gemessenen Verlustleistung bis auf eine Abweichung von $\approx 150mW$.

Gründe dafür sind die Vernachlässigungen einiger Bauelemente, Messungenauigkeiten, sowie die verwendeten Werte aus der Simulation und die Näherungsgleichungen.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Zu Beginn dieses abschließenden Kapitels der Bachelorthesis werden die erzielten, relevanten Ergebnisse aus der Simulation und der praktischen Versuchsdurchführung noch einmal zum besseren Vergleich tabellarisch zusammengefasst.

Messgröße	Ergebnis ohne PFC		Ergebnis mit PFC	
	Simulation	Messung	Simulation	Messung
Netzspannung $U_{n_{eff}}$	13,3V	13,3V	13,3V	13,3V
Netzspannung \hat{u}_n	18,8V	18,8V	18,8V	18,8V
Effektivwert Netzstrom $I_{n_{eff}}$	1,215A	1,27A	1,82A	1,88A
Effektivwert Grundschiwingung $I_{n1_{eff}}$	877,52mA	913,51mA	1,80A	1,83A
Grundschiwingungsgehalt g	0,723	0,757	0,999	0,999
Netzstrom \hat{i}_n	2,889A	2,65A	2,62A	2,65A
Phasenverschiebung φ	58,932°	55,5°	4,34°	2,80°
Eingangsspannung \hat{u}_e	/	/	16,6V	16,7V
Ausgangsspannung U_a	14,9V	15,075	19,9V	20,0V
Ausgangsspannungsschwankung ΔU_a	380mV	400mV	289,8mV	300,0mV
Ausgangsstrom I_a	626,89mA	638,20mA	790,84mA	864,30mA
ges. harm. Verzerrung THD	95,59%	86,41%	2,99%	3,35%
Leistungsfaktor PF	0,373	0,429	0,997	0,998
Eingangsleistung P_e	/	12,50W	/	24,65W
Ausgangsleistung P_a	/	9,96W	/	17,38W
Wirkungsgrad η	/	79,69%	/	70,48%
Spulenstrom $I_{L_{eff}}$	/	/	1,82A	1,84A
Spulenstromschwankung $\Delta I_{L_{max}}$	/	/	919,1mA	882,7mA
Schaltfrequenz f_{SW}	/	/	80kHz	83,3kHz

Tabelle 6.1: Zusammenfassung der Simulations- und Messergebnisse

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Ergebnisse der Simulation mit und ohne Leistungsfaktorkorrektur mit den Ergebnissen der praktischen Messung übereinstimmen. Die dennoch entstandenen Abweichungen lassen sich durch Wertevarianz der einzelnen Bauelemente, Messungenauigkeiten sowie der in der Simulation angenäherten Last erklären.

Auf den ersten Blick auf die Zusammenfassung wäre zu erwarten, dass der Effektivwert des Netzstromes $I_{n_{eff}}$ bei der Gleichrichtung mit PFC geringer sein müsste, als bei der Gleichrichtung ohne PFC. Es gilt dabei zu beachten, dass bei der Gleichrichtung mit

PFC die Ausgangsspannung der Vorstufe U_A um den Faktor $1, \bar{3}$ höher ist als bei der Gleichrichtung ohne PFC. Folgende Überlegungen und Abbildungen dienen dem direkten Vergleich beider Betriebsarten.

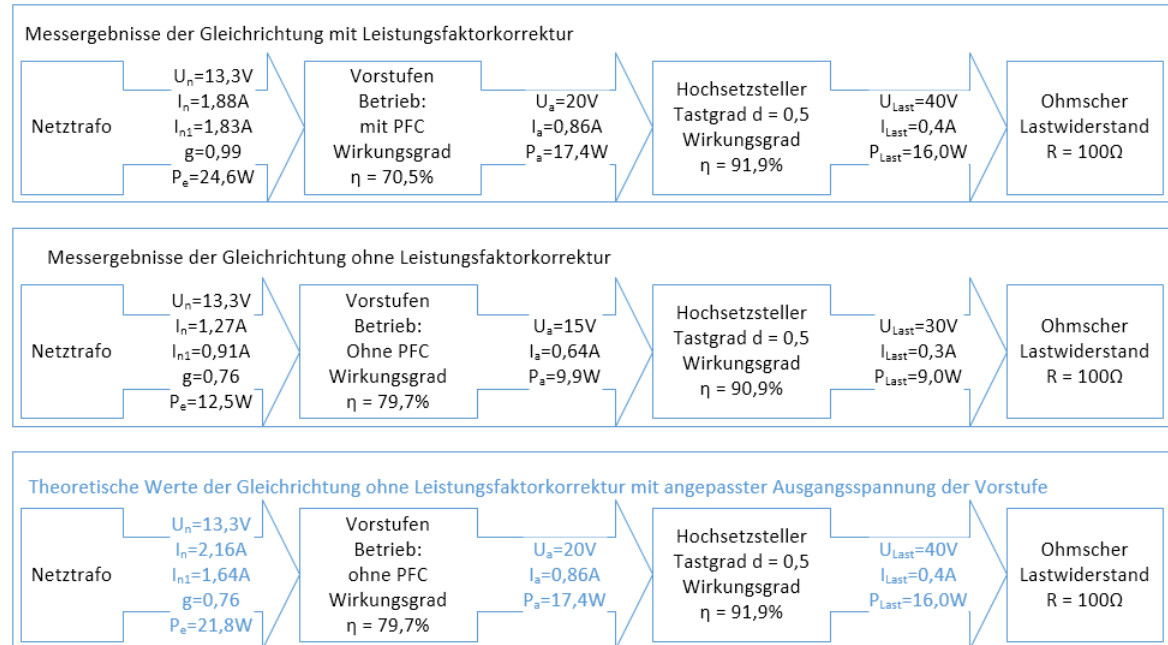


Abbildung 6.1: Gegenüberstellung der Ergebnisse bei theoretisch identischer Ausgangsspannung und konstanter Last

Die theoretische Erhöhung der Ausgangsspannung U_a der Vorstufe ohne PFC um den Faktor $1, \bar{3}$ von $U_a = 15V$ auf $U_a = 20V$ bewirkt, dass wie die Leistung im Lastwiderstand mit dem Quadrat des Faktors, also $1, \bar{3}^2 = 1, \bar{7}$ von $P_{Last} = 9W$ auf $P_{Last} = 16W$ steigt. Das bedeutet, dass der Ausgangsstrom I_a und die Ausgangsleistung P_a entsprechend auf die Wert in Abbildung 6.1 steigen und somit identisch mit denen aus der Messung mit PFC sind.

Mit dem Wirkungsgrad $\eta = 70,5\%$ ergibt das eine Eingangsleistung der Vorstufe von $P_e = 21,8W$. Da die Netzspannung $U_{neff} = 13,3V$ konstant bleibt, bedeutet das eine Erhöhung des Netzstromes. Die Wirkleistung P_e wird nur mit der Grundschiwingung des Stromes übertragen und beträgt demnach $I_{n1eff} = \frac{21,8W}{13,3V} = 1,64A$. Unter der Annahme, dass der Grundschiwingungsgehalt $g = 0,76$ konstant bleibt, ergibt sich für den Effektivwert $I_{neff} = \frac{I_{n1eff}}{g} = \frac{1,64A}{0,76} = 2,16A$. Bei gleicher Ausgangsspannung der Vorstufe ergibt sich also, wie erwartet, ein geringerer Effektivwert des Netzstromes bei Verwendung der PFC-Stufe. Da die Eingangsleistung mit $P_e = 24,6W$ dennoch höher ist, liegt an der höheren Verlustleistung der Vorstufe in der Betriebsart mit Leistungsfaktorkorrektur.

Die Simulation mit *PORTUNUS* hat sehr bei dem Verständnis der Theorie der Leistungsfaktorkorrektur, sowie bei der Dimensionierung der letztendlich umgesetzten Schaltung beigetragen. Ein Vergleich der gemessenen Werte der entstandenen Oberschwingungen mit den Vorgaben aus dem EMV-Gesetz machen jedoch wenig Sinn, da die Leistungsaufnahme $P_e < 75W$ beträgt. Die Ströme der Oberschwingungen sind im Fall mit und ohne Leistungsfaktorkorrektur so gering, dass sie die Vorgaben erfüllen.

Im Vordergrund der Dimensionierung und des gesamten Aufbaus stand die Funktion der Leistungsfaktorkorrektur bestmöglich darzustellen und einen hohen Leistungsfaktor zu erzielen.

Jedoch lässt sich die entworfene Schaltung im Hinblick auf die Verlustleistung und damit den Wirkungsgrad noch verbessern. Es könnten einzelne Dioden mit sehr geringer Durchlassspannung U_D verwendet werden, anstatt dem Brückengleichrichter. Des Weiteren könnte die Einschaltstrombegrenzung durch ein Relais erweitert, sowie die Spannungsversorgung des ICs mit einer zweiten Wicklung der Spule und eigener Gleichrichtung realisiert werden.

Das Ziel und die Motivation dieser Bachelorthesis war die Entwicklung einer aktiven Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe für einen Hochsetzsteller als Ergänzung für den Versuch "Schaltnetzteile" aus dem begleitenden Laborpraktikum für die Vorlesung "Antriebe und Leistungselektronik" zu entwickeln und aufzubauen.

Dieses Ziel wurde mit Hilfe der durchgeführten Simulation und der Verwendung verschiedenster Datenblätter, dazugehöriger Application Notes sowie Fachliteratur erreicht.

Zur Unterstützung der Lehre stehen nun Transformator und Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe in dreifacher Ausführung zur Verfügung.

Durch die erweiterte Aufgabenstellung des Versuchs sind die Studierenden in der Lage, messtechnisch den Unterschied zwischen einer Gleichrichtung mit und ohne Leistungsfaktorkorrektur zu ermitteln und zu verstehen. Die erweiterte Aufgabenstellung mit Musterlösung der Messungen befinden sich im Anhang.

Es kann zu geringen Unterschieden der Messergebnisse im Labor zu denen in dieser Arbeit erzielten kommen. Diese können durch die Wertevarianzen der Bauelemente und durch die geringfügig unterschiedliche Sekundärspannung der Sicherheitstransformatoren entstehen.

7 Anhang

Der Anhang dieser Arbeit ist der beigefügten CD zu entnehmen oder beim Erstprüfer Prof.Dr.-Ing. Gustav Vaupel oder dem Zweitprüfer Prof.Dr.-Ing. Michael Röther einzusehen.

Inhaltsverzeichnis des Anhangs

I.Dimensionierung

1.EAGLE

a.Schaltplan

b.Layout

c.EAGLE Dateien

2.Datenblätter und Application Notes

3.Tabellarische Auflistung aller Bauelemente der PFC Stufe

II.Simulation

1.Simulationsdatei ohne Leistungsfaktorkorrektur

2.Simulationsdatei mit Leistungsfaktorkorrektur

3.Simulationsergebnis idealer Brückengleichrichter

III.Praktische Versuchsdurchführung

1.Messergebnisse Oberschwingungen ohne Leistungsfaktorkorrektur

2.Messergebnisse Oberschwingungen mit Leistungsfaktorkorrektur

IV.Aufgabenstellung und Handbücher

1.Beschreibung der Laborversuche

2.Benutzerhandbuch Oszilloskop

Literaturverzeichnis

- [AS] ADAPTED-SOLUTIONS: *Portunus Überblick*. <http://www.adapted-solutions.com/web/ASProduktPortunusUeberblick.html>. Zugriff am 16.03.2016 um 16:34 Uhr.
- [AT12] AGILENT-TECHNOLOGIES: *Benutzerhandbuch - Agilent InfiniiVision 3000 X-Series Oszilloskope*, 6. Ausgabe Auflage, Juli 2012.
- [Bas14] BASSO, CHRISTOPHE P.: *Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs*. McGraw-Hill Education, New York, 2 Auflage, 2014. ISBN 978-0-07-182346-3.
- [Cam15] CAMUR, SAFA: *Entwurf und Aufbau von DC/DC-Stellern*. Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, 2015. Bachelorthesis.
- [EPC12] EPCOS: *Datasheet: NTC thermistors for inrush current limiting Series: B57237S0xxxM0xx*, August 2012. Datenblatt: siehe Anhang.
- [Hag15] HAGMANN, GERT: *Leistungselektronik: Grundlagen und Anwendungen in der elektrischen Antriebstechnik*. AULA-Verlag, Wiebelsheim, 5 Auflage, 2015. ISBN 978-3-89104-793-4.
- [HD13] HARTMUT DORNER, MANFRED FENDER: *Wissenswertes über Netzrückwirkungen*. VDE Verlag, Berlin, 1 Auflage, 2013. ISBN 978-3-8007-3476-4.
- [Int11] INTERNATIONAL RECTIFIER: *Datasheet: IRL3103 Power MOSFET*, 2011. Datenblatt: siehe Anhang.
- [Kil86] KILGENSTEIN, OTMAR: *Schaltnetzteile in der Praxis*. Vogel-Fachbuch, Würzburg, 1 Auflage, 1986. ISBN 3-8023-0727-5.
- [LR96] L. RESSETTO, G. SPIAZZI, P.TENTI: *Control techniques for power factor correction converters*. Technischer Bericht, Department of Electrical Engineering, University of Padova, 1996.
- [MM07] MARLENE MARINESCU, JÜRGEN WINTER: *Basiswissen Gleich- und Wechselstromtechnik: Mit ausführlichen Beispielen*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2 Auflage, 2007. ISBN 978-3-8348-0344-3.
- [Mur12] MURATA POWER SOLUTIONS: *Datasheet: Bobbin Type Inductors 1400 Series*, 2012. Datenblatt: siehe Anhang.

- [ON 12] ON SEMICONDUCTOR: *Datasheet: Schottky Rectifiers MRB10100G*, Januar 2012. Datenblatt: siehe Anhang.
- [Ott89a] OTTO, PROF. DIPL.-ING. MICHAEL: *Tafel der wichtigsten linearen Übertragungsglieder der Regelungstechnik*. Blatt 1, März 1989.
- [Ott89b] OTTO, PROF. DIPL.-ING. MICHAEL: *Tafel der wichtigsten linearen Übertragungsglieder der Regelungstechnik*. Blatt 2, März 1989.
- [Sch12] SCHLIENZ, ULRICH: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 5 Auflage, 2012. ISBN 978-3-8348-1646-7.
- [Spe08] SPECOVIUS, JOACHIM: *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2 Auflage, 2008. ISBN 978-3-8348-0229-3.
- [STM01] STMICROELECTRONICS: *Datasheet L4981A/B Power Factor Corrector*, November 2001. Datenblatt: siehe Anhang.
- [STM03] STMICROELECTRONICS: *AN827 Application Note: A 500W high power factor with the L4981A continuous mode IC*, November 2003. Application Note: siehe Anhang.
- [STM04] STMICROELECTRONICS: *AN628 Application Note: Designing a high power factor switching preregulator with the L4981 continuous mode*, April 2004. Application Note: siehe Anhang.
- [Suh14] SUHL, PROF.DR.ANDREAS: *Zustandsregelung*. Teil I - Reglersynthese im Frequenzbereich, 25.02.2014.
- [Thi95] THIEL, UDO LEONHARD: *Schaltnetzteile erfolgreich planen und dimensionieren*. Franzis-Verlag, München, 1 Auflage, 1995. ISBN 3-7723-7682-7.
- [Zac10a] ZACH, FRANZ: *Leistungselektronik - Ein Handbuch Band 1*. SpringerWienNewYork, Wien, 4. Auflage, 2010. ISBN 978-3-211-89213-8.
- [Zac10b] ZACH, FRANZ: *Leistungselektronik - Ein Handbuch Band 2*. SpringerWienNewYork, Wien, 4. Auflage, 2010. ISBN 978-3-211-89213-8.
- [Zas14] ZASTROW, DIETER: *Elektronik*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 12 Auflage, 2014. ISBN 978-3-658-03310-1.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Schaltung eines Netzgerätes ohne PFC	4
2.2	Prinzipieller Verlauf der impulsförmigen Stromentnahme aus dem Netz ohne PFC	4
2.3	Schaltungsprinzip eines Schaltnetzteils mit PFC Stufe	5
2.4	Sinusförmige Stromentnahme aus dem Netz durch PFC	6
2.5	Beispiel einer Wechselgröße und ihrer Kennwerte	7
2.6	Beispiel einer Sinusgröße	8
2.7	Schaltung eines Hochsetzstellers	16
2.8	Ausgangsfilter	17
2.9	Einphasige Gleichrichterschaltung mit nachgeschaltetem Hochsetzsteller .	18
2.10	Prinzipieller Aufbau Hochsetzsteller mit nicht lückendem Betrieb	19
2.11	Prinzipieller Verlauf des Spulenstromes mit nicht lückendem Betrieb . . .	20
2.12	Prinzipieller Aufbau Hochsetzsteller mit Betrieb an der Lückgrenze	21
2.13	Prinzipieller Verlauf des Spulenstromes mit Betrieb an der Lückgrenze . .	21
2.14	Prinzipieller Aufbau Hochsetzsteller mit lückendem Betrieb	22
2.15	Prinzipieller Verlauf des Spulenstromes mit lückendem Betrieb	23
2.16	Regelkreis Allgemein	24
2.17	Blockschaltbild Regelung eines Schaltnetzteils	25
2.18	Vereinfachte Prinzipschaltung der Mittelwert-Stromregelung mit einem Eintakt-Durchflusswandler	27
2.19	Blockschaltbild für die Mittelwert-Stromregelung	27
2.20	Hochsetzstellerstruktur mit integrierter Ansteuerschaltung des L4981A . .	29
2.21	PT_1 Regler mit einem Operationsverstärker	30
2.22	Blockschaltbild Spannungsregelkreis	32
2.23	Stromregler mit Beschaltung	35
2.24	Verlauf der Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$, der Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ und der daraus resultierenden Steuerspannung $u_G(t)$ des Leistungsschalters	36
4.1	Simulationsschaltung ohne Leistungsfaktorkorrektur	54
4.2	Simulationsergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) mit Effektivwert $I_{n_{eff}}$ (türkis) und Ausgangsspannung U_a (grün)	55
4.3	Simulationsergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf von Ausgangsspannung $u_a(t)$ (grün) und Ausgangsstrom $i_a(t)$ (pink) mit Mittelwert I_a (blau) . .	57

4.4	Amplitudenspektrum des simulierten Netzstroms $i_n(t)$ mit Leistungsfaktorkorrektur	58
4.5	Simulationsschaltung mit Leistungsfaktorkorrektur	61
4.6	Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) und Ausgangsspannung U_a (grün)	62
4.7	Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange) und Netzstrom $i_n(t)$ (blau) zur Bestimmung der Phasenverschiebung	63
4.8	Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Ausgangsspannung $u_a(t)$ (orange) und Ausgangsstrom $i_a(t)$ (blau) zur Bestimmung der Ausgangsspannungsschwankung	64
4.9	Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Eingangsspannung $u_e(t)$ (grün) und Spannung am Heissleiter $u_{NTC}(t)$ (blau)	65
4.10	Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Eingangsspannung $u_e(t)$ (grün), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (rot) im Netzfrequenzbereich	66
4.11	Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (orange), Eingangsspannung $u_e(t)$ (grün), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (rot), vergrößerter Ausschnitt im Nulldurchgang mit Durchlassspannung $U_D = 0,7V$ des Brückengleichrichters	67
4.12	Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung $u_e(t)$ (grün), Netzstrom $i_n(t)$ (blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (rot) im Schaltfrequenzbereich	68
4.13	Simulationsergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ (grün), Ausgangsspannung des Stromreglers $u_{CA}(t)$ (blau) und Steuerspannung $u_{GDRV}(t)$ des Leistungsschalters T_1 $i_L(t)$ (orange)	69
4.14	Amplitudenspektrum des simulierten Netzstroms $i_n(t)$ mit Leistungsfaktorkorrektur	71
5.1	Gesamtaufbau der Versuchsanordnung	73
5.2	Leistungsfaktorkorrektur Vorstufe	74
5.3	Messergebnis unbelastet; Zeitlicher Verlauf von $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb) . . .	75
5.4	Messergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Ausgangsspannung U_a (Kanal 2, grün)	76
5.5	Messergebnis ohne PFC; Vergrößerter zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau), Ausgangsspannung U_a (Kanal 2, grün) zur Messung der Dauer des Stromimpulses .	77
5.6	Messergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf von dem Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und FFT-Ergebnis (Mathematische Funktion, pink)	78

5.7	Messergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf der Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und der Eingangsleistung $p_e(t)$ (Mathematische Funktion, pink)	80
5.8	Messergebnis ohne PFC; Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ (Kanal 2, grün), Ausgangsstrom $i_a(t)$ (Kanal 3, blau) und der Ausgangsleistung $p_a(t)$ (Mathematische Funktion, pink)	81
5.9	Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Ausgangsspannung U_a (Kanal 2, grün)	82
5.10	Messergebnis mit PFC; Vergrößerter zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb) und Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) zur Messung der Phasenverschiebung	83
5.11	Messergebnis mit PFC; Vergrößerter zeitlicher Verlauf von Ausgangsspannung $u_a(t)$ (Kanal 1, gelb) und Ausgangsstrom $i_a(t)$ (Kanal 3, blau) . . .	84
5.12	Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Eingangsspannung $u_e(t)$ (Kanal 2, grün) und der Spannung am NTC $u_{NTC}(t)$ (Kanal 3, blau)	85
5.13	Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung $u_e(t)$ (Kanal 2, grün), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (Kanal 4, rot)	86
5.14	Messergebnis mit PFC; Vergrößerter zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung $u_e(t)$ (Kanal 2, grün), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (Kanal 4, rot)	87
5.15	Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Eingangsspannung $u_e(t)$ (Kanal 2, grün), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und Spulenstrom $i_L(t)$ (Kanal 4, rot) im Schaltfrequenzbereich	88
5.16	Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von Gate-Steuersignal $u_{GDRV}(t)$ (Kanal 1, gelb), Sägezahnspannung $u_{SZ}(t)$ (Kanal 2, grün) und Ausgangssignal des Stromreglers $u_{CA}(t)$ (Kanal 3, blau)	89
5.17	Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf von dem Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und FFT-Ergebnis (Mathematische Funktion, pink)	90
5.18	Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf der Netzspannung $u_n(t)$ (Kanal 1, gelb), Netzstrom $i_n(t)$ (Kanal 3, blau) und der Eingangsleistung $p_e(t)$ (Mathematische Funktion, pink)	92
5.19	Messergebnis mit PFC; Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ (Kanal 2, grün), Ausgangsstrom $i_a(t)$ (Kanal 3, blau) und der Ausgangsleistung $p_a(t)$ (Mathematische Funktion, pink)	93
6.1	Gegenüberstellung der Ergebnisse bei theoretisch identischer Ausgangsspannung und konstanter Last	98

Tabellenverzeichnis

2.1	Strommaximalwerte der Oberschwingungen für Geräte mit einer Leistungsaufnahme von $75W < P < 600W$ [Sch12]	14
4.1	Simulationsergebnisse der Oberschwingungen des Netzstromes $i_n(t)$ ohne Leistungsfaktorkorrektur	58
4.2	Simulationsergebnisse der Oberschwingungen des Netzstromes $i_n(t)$ mit Leistungsfaktorkorrektur	71
5.1	Ergebnisse Oberschwingungen des Netzstromes $i_n(t)$ ohne Leistungsfaktorkorrektur	79
5.2	Ergebnisse Oberschwingungen des Netzstromes $i_n(t)$ mit Leistungsfaktorkorrektur	91
6.1	Zusammenfassung der Simulations- und Messergebnisse	97

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 24.März 2016

Ort, Datum

Unterschrift