



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
WIEN

VIENNA
UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY

Diplomarbeit

Entwurf und Realisierung eines Schaltnetztes mit logarithmischer Steuerkennlinie zur Speisung von Hochleistungs-Leuchtdioden

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines Diplom-
Ingenieurs

unter der Leitung von

Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Franz Zach
und Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl
E372

Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen

eingereicht an der

Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik

von

Martin Scherhak
Linzerstraße 279/1/15
1140 Wien
Mat.Nr. 9026431

Wien, im Juli 2003

(Martin Scherhak)

Danksagung

Für die jahrelange Unterstützung und die Motivation mein Studium abzuschließen möchte ich meiner Familie von ganzem Herzen danken. Besonders meinen Eltern, die mir in jeder Situation finanziell und moralisch zur Seite standen.

Die Diplomarbeit entstand unter der Leitung von Univ.Prof. Dr. Zach und wurde mir durch Herrn Dr. Ertl ermöglicht, der mich während der gesamten Arbeit immer geduldig unterstützt hat und mir jederzeit mit Rat und Tat zur Verfügung stand.

Schließlich möchte ich mich noch bei meinen Kollegen DI Felicitas Goss und Reinhard Walter für unsere gemeinsamen Studienjahre bedanken.

Kurzfassung

In der Beleuchtungstechnik spielen Hochleistungs-Leuchtdioden, die seit kurzer Zeit auch in weißer Farbe herstellbar sind, eine immer wichtigere Rolle. Soll die Helligkeit von Leuchtdioden variiert werden können, so ist meist die Pulsbreitenmodulation das Mittel der Wahl. Dabei werden häufig analoge Pulsbreitengeneratoren in Form von gängigen Integrierten Schaltungen eingesetzt, mit deren Hilfe, je nach angelegter Steuerspannung, beliebige Dimmerkurven realisierbar sind. Dies ist z.B. notwendig, um die logarithmische Helligkeitskennlinie des menschlichen Sehannes ausgleichen zu können, der bei Dunkelheit geringere Helligkeitsunterschiede wahrnehmen kann, als in heller Umgebung. Soll das pulsbreitenmodulierte Signal jedoch nicht analog, sondern digital erzeugt werden, so stößt man beim Generieren kleiner Pulsbreiten schnell an die Auflösungsgrenzen der jeweiligen Digitalschaltung. Das in dieser Arbeit eingesetzte Verfahren soll Abhilfe schaffen, indem nicht nur die Pulsbreite, sondern auch die Pulsfrequenz variiert wird. Dadurch kann, mittels eines raffinierten Algorithmus, der im Zuge der Arbeit ein wenig weiterentwickelt wurde, mit sehr einfachen Mitteln eine 256-stufige, annähernd exponentielle Dimmerkennlinie erzielt werden. Gegenstand dieser Diplomarbeit ist der Entwurf und die Realisierung eines Schaltnetztes zur Speisung weißer Hochleistungs-Leuchtdioden, das eine Helligkeitsregelung mit und ohne Verwendung der oben genannten Methode ermöglicht und so dessen Vor- und Nachteile aufzeigen kann. Dabei wurden in allen Teilaufgaben möglichst einfache und kostengünstige Lösungen angestrebt und das Schaltnetzteil mit einer leistungsanpassenden Regelung versehen, um die auftretenden Verluste möglichst gering zu halten.

Abstract

Over the past couple of years, light emitting diodes, which since recently have been able to be produced as white colour devices, have played a major role in lighting technology. Aiming at adjustable brightness control, pulse width modulation is likely to be the chosen method. In many cases analogue pulse width generators in the form of commonly used IC's are preferred, allowing the required dimming curve to be achieved, dependent only on the characteristics of the control voltage. This is for example, necessary to compensate for the logarithmic brightness characteristic of the human visual perception, which in dark lighting is able to distinguish much closer between brightness levels than in daylight. However, if the pulse width modulated signal is supposed to be generated digitally, then when creating small pulse widths, the resolution limitations of the digital system are soon reached. Even the use of very fast digital components cannot cause sufficiently small brightness steps. In this project a method is introduced, that attempts to find a solution to this problem by not only varying the pulse width, but the pulse frequency too. Using a sophisticated algorithm, which has been subject to some slight changes throughout this work, a nearly exponential dimming curve can be achieved. The subject of this diploma thesis is the development and implementation of a switching power supply that drives high-performance light emitting diodes, providing brightness control with and without the method previously mentioned. In this way the advantages and disadvantages of this algorithm are revealed. During the project, every effort was made to find the simplest solution to each problem. In addition to that, the power supply features a control adjusted to the power output of the light emitting diodes.

Inhaltsverzeichnis

1	EINLEITUNG	6
2	PHYSIOLOGISCHE GRUNDLAGEN	7
2.1	HELLIGKEITSEMPFINDUNG DES MENSCHEN	7
3	DAS SCHALTNETZTEIL	9
3.1	ANFORDERUNGSLISTE	9
3.2	SPEZIFIKATION	10
3.2.1	<i>Funktionalität</i>	<i>10</i>
3.2.2	<i>Verwendete Leuchtdioden</i>	<i>10</i>
3.2.3	<i>Dimmen der Leuchtdioden</i>	<i>11</i>
3.2.4	<i>Einsatz eines Schaltnetzteiles</i>	<i>11</i>
3.2.5	<i>Regelung des Schaltnetzteiles</i>	<i>11</i>
3.2.6	<i>Abmessungen</i>	<i>12</i>
3.2.7	<i>Lebensdauer</i>	<i>12</i>
4	TECHNOLOGISCHE GRUNDLAGEN	13
4.1	„WEIßE“ LEUCHTDIODEN	13
4.1.1	<i>Vor- und Nachteile von Leuchtdioden</i>	<i>13</i>
4.1.2	<i>Funktion „weißer“ LED's</i>	<i>14</i>
4.1.3	<i>Technische Besonderheiten beim Einsatz von LED's</i>	<i>14</i>
4.1.4	<i>Dimmen von Leuchtdioden</i>	<i>15</i>
4.2	DER SPERRWANDLER	15
5	IMPLEMENTIERUNG	20
5.1	ANSTEUERUNG DER LED'S	20
5.2	LOGARITHMISCHER PULSBREITENMODULATOR	22
5.2.1	<i>Algorithmus</i>	<i>22</i>
5.2.2	<i>Auswahl der Hardware</i>	<i>26</i>
5.2.3	<i>Entwicklungsumgebung und Programmiersprache</i>	<i>27</i>
5.2.4	<i>Programmstruktur</i>	<i>28</i>
5.2.5	<i>Simulation</i>	<i>32</i>
5.2.6	<i>Programmierung des Mikrocontrollers</i>	<i>33</i>
5.2.7	<i>Beschaltung des Mikrocontrollers</i>	<i>33</i>
5.2.8	<i>Einsatz im Testaufbau</i>	<i>35</i>
5.2.9	<i>Erkenntnisse während der Programmentwicklung</i>	<i>35</i>
5.2.10	<i>Erweiterung des PWM-Algorithmus</i>	<i>36</i>
5.3	SPERRWANDLER	37
5.3.1	<i>Verwendeter Schaltnetzteil-Regler</i>	<i>37</i>
5.3.2	<i>Auswahl des Betriebsmodus</i>	<i>40</i>
5.3.3	<i>Gleichrichtung und Glättung</i>	<i>41</i>
5.3.4	<i>Transformatordimensionierung</i>	<i>46</i>
5.3.5	<i>Bedämpfungsnetzwerk</i>	<i>55</i>
5.3.6	<i>Eingangsfiler, leitungsgebundene EMV</i>	<i>59</i>
5.3.7	<i>Ausgangskreis</i>	<i>71</i>
5.3.8	<i>Regelung</i>	<i>72</i>

5.3.9	<i>Einsatz im Testaufbau</i>	73
5.4	ERWEITERTE REGELUNG DES SPERRWANDLERS	75
5.4.1	<i>Leistungsangepasste Regelung</i>	75
5.4.2	<i>Einsatz im Testaufbau</i>	76
5.5	GESAMTSCHALTUNG	77
6	MESSUNGEN	80
6.1	WIRKUNGSGRAD	80
6.2	EINGANGSSTROM (NETZSTROM)	80
6.3	SPANNUNG UND STROM AM NCP1052.....	83
6.4	VERLAUF DES SEKUNDÄRSTROMES	83
6.5	SPANNUNG AN DER STROMSENKE	84
6.6	LEITUNGSGEBUNDENE STÖRUNGEN	85
7	LITERATUR	89
7.1	GEBUNDEN	89
7.2	NORMEN.....	90
7.3	INTERNET	90
8	ANHANG	91
8.1	PLATINENLAYOUT	91
8.2	BAUTEILLISTE	92
	ABBILDUNGEN	94
	STICHWORTE	96

1 Einleitung

Mit der technischen Möglichkeit, immer hellere weiße Leuchtdioden herstellen zu können, wächst auch deren Einsatzgebiet immer mehr in die bisherige Domäne der Glühlampen bzw. Leuchtstofflampen hinein. Insbesondere die wesentlich höhere Lebensdauer der Leuchtdioden von über 100.000 Betriebsstunden und die relativ hohe Lichtausbeute spielen dabei eine große Rolle. Immerhin setzen Glühlampen typischerweise 96% der aufgenommenen Leistung in Wärme um und sind nur etwa 1000 Betriebsstunden einsatzbereit. Außerdem werden Leuchtdioden durch eine wesentlich kürzere Ansprechzeit charakterisiert, ein Vorteil, der schon den roten Leuchtdioden beim Einsatz für Bremslichter in der Automobilindustrie zu hoher Verbreitung verholfen hat. (Bei 100 km/h werden in 300ms, die eine Glühlampe im Gegensatz zur Leuchtdiode maximal zum Einschalten benötigt, immerhin mehr als 8m zurückgelegt !)

Weiß Leuchtdioden haben gegenüber Glühlampen aber auch gewisse Nachteile. Einer dieser Nachteile ist, dass die Helligkeit von Leuchtdioden aufgrund der stark temperaturabhängigen Strom-Spannungs-Kennlinie nicht über eine definierte Spannung eingestellt werden kann. Stattdessen kommt bei der Helligkeitsregelung von Leuchtdioden das Verfahren der Pulsbreitenmodulation (engl. „Pulse-Width-Modulation“, Abk. PWM) des Stromes zur Anwendung. Während die an einer Glühlampe abgegebene Leistung mit der Spannung allerdings ungefähr quadratisch steigt, zeigen lichtemittierende Halbleiter bei Veränderung der Pulsbreite eine lineare Charakteristik. Da die menschliche Wahrnehmung der Helligkeit mit zunehmender Lichtintensität unempfindlicher wird, also zwischen der Lichtintensität und dem Helligkeitsempfinden ungefähr ein logarithmischer Zusammenhang besteht, ergibt eine lineare Änderung der Spannung an einer Glühlampe auch eine relativ lineare Änderung der empfundenen Helligkeit. Hingegen entsteht bei linearem Dimmen einer Leuchtdiode über PWM ein logarithmisch abhängiger Helligkeitseindruck.

Ziel dieser Diplomarbeit ist es, ein Schaltnetzteil zur Speisung von weißen Leuchtdioden zu entwerfen, mittels dem die Sinnhaftigkeit der „Logarithmischen Pulsbreitenmodulation“ beim Dimmen von Leuchtdioden transparent gemacht werden kann. Dieses Verfahren erlaubt es, bei der digitalen Helligkeitsregelung auf das logarithmische Helligkeitsempfinden des Menschen Bedacht zu nehmen. Mit Hilfe des zu entwickelnden Gerätes soll der Unterschied zwischen linearem und logarithmischem digitalem Dimmen aufgezeigt werden. Dabei ist eine möglichst kostengünstige Realisierung anzustreben, um unter Beweis stellen zu können, dass logarithmisches Dimmen auch ohne allzu großen Aufwand möglich ist.

2 Physiologische Grundlagen

2.1 Helligkeitsempfindung des Menschen

Da es sich beim Begriff Helligkeit um eine nicht quantifizierbare psychische Empfindung handelt, muss zur Charakterisierung von Helligkeitsunterschieden auf Erkenntnisse der Psychophysik zurückgegriffen werden. Um einen Zusammenhang zwischen der physikalischen Reizintensität und der daraus resultierenden Empfindung bzw. Wahrnehmung herstellen zu können, bedient man sich sog. psychophysikalischer Funktionen. Eine große Rolle spielt in diesem Zusammenhang der kleinstmögliche gerade noch erfassbare Intensitätsunterschied zweier Reize ΔI , der auch „Ebenmerklicher Unterschied“ (engl. „just noticeable difference“) genannt wird. Ernst H. Weber¹ gelang es in dem nach ihm benannten Weberschen Gesetz 1846 erstmals einen Zusammenhang zwischen diesem Ebenmerklichen Unterschied und der Reizintensität herzustellen:

$$\frac{\Delta I}{I} = c = \text{const} \quad (1)$$

Das Verhältnis zwischen Reizzuwachs und Reiz ist demnach konstant. Das bedeutet, dass mit der Reizintensität auch jene Reizdifferenz zunimmt, die mindestens notwendig ist, um einen Reiz von einem stärkeren unterscheiden zu können. Gustav T. Fechner² führte auf der Basis von Webers Untersuchungen die psychologische Größe der „Empfindungsstärke“ E ein, wobei er davon ausging, dass der Ebenmerkliche Unterschied zweier Reize (ΔI) unabhängig von der Reizintensität vom Menschen immer gleich erlebt wird. Das daraus resultierende Fechnersche Gesetz (1860) stellt die Empfindungsstärke als Funktion der Reizintensität dar:

$$E = k \cdot \log I \quad (2)$$

Es entsteht aus dem Weberschen Gesetz durch Integration, wenn die Konstante c auf der rechten Seite durch die Empfindungsdifferenz ΔE ersetzt wird. Die Proportionalitätskonstante k ist nicht quantifizierbar, da für Empfindungen ja keine physikalischen Einheiten festgelegt werden können. Die menschliche Wahrnehmung der Helligkeit folgt demnach wie die Wahrnehmung anderer Reize einer logarithmischen Kennlinie, d.h. bei relativer Dunkelheit können wesentlich kleinere Helligkeitsänderungen wahrgenommen werden, als bei Helligkeit. Im Bereich mittlerer Reizstärken lassen sich die Gesetze von Weber und Fechner gut verifizieren.

¹ Ernst H. Weber, Physiologe, Leipzig, 1795-1878

² Gustav T. Fechner, Physiker, Leipzig, 1801-1887

Einen anderen Ansatz wählte Stanley Smith Stevens³, dessen 1957 aufgestelltes Stevens-Gesetz auf Größenschätzungen der Empfindungen von Versuchspersonen aufsetzt. Die so erhobenen Empfindungswerte sind als Potenzfunktionen der Reizintensität darstellbar, wobei der Exponent n von der Art des Reizes abhängt⁴.

$$E = k \cdot I^n \quad (3)$$

Auch das Gesetz von Stevens ergibt sich durch Integration des Weberschen Gesetzes, wobei die Konstante c auf der rechten Seite der Gleichung (1) zuvor durch $\Delta E/E$ ersetzt wird, dem „Empfindungsraum“ also auch ein logarithmischer Verlauf zugeordnet wird.

Bei Helligkeitsschätzungen konnte ein positiver Exponent exploriert werden, was zu einem dem Fechner-Gesetz qualitativ ähnlichen Kurvenverlauf führt. Schätzungen anderer Sinneseindrücke lieferten hingegen vom Fechnerschen Gesetz stark abweichende Ergebnisse. Während Stevens Untersuchungsergebnisse anfangs Anlass zu Zweifel an der Gültigkeit des Fechnerschen Gesetzes gaben, wird in [MKA91]⁵ die These vertreten, dass die „Bewertung“ als Leistung des menschlichen Gehirnes eine Korrektur der empfangenen Nervenreize vornimmt und so für die unterschiedlichen Ergebnisse verantwortlich ist. Fechners Ausdruck für die Empfindungsstärke kann also als Bestätigung für die logarithmische Empfindlichkeit der Nervenrezeptoren gedeutet werden, wogegen Stevens Gesetz die Bewertung des Reizes durch das Gehirn mit einschließt.

³ Stanley Smith Stevens, Psychologe, Harvard, 1906-1973

⁴ [RÖH95], Kapitel 3.1

⁵ [MKA91], Kapitel „Pitfalls of perceptual psychophysiology“

3 Das Schaltnetzteil

3.1 Anforderungsliste

- **Allgemeine Beschreibung:** Es ist ein Schaltnetzteil zu entwickeln, mittels welchem der Vorteil der „Logarithmischen Pulsbreitenmodulation“ durch einen digitalen Pulsbreitenmodulator zur Helligkeitsregelung weißer Leuchtdioden nachvollzogen werden kann.
- **Funktionalität:** Das zu entwerfende Gerät soll die Helligkeitsregelung der angeschlossenen externen Leuchtdioden ermöglichen. Es sollen in der Minimalausführung mindestens zwei Modi vorgesehen werden: Ein linearer und ein logarithmischer Modus. Die Vorgabe der Helligkeit kann z.B. über ein Potentiometer oder einen digitalen Geber erfolgen. Eine erweiterte Version des Gerätes könnte eine automatische Hell- Dunkelschaltung enthalten, wobei die Änderungsrate eventuell über das vorhandene Potentiometer vorgegeben werden könnte. Außerdem wäre ein „Einzelschrittmodus“ sowohl für die lineare als auch für die exponentielle Dimmerkurve wünschenswert.
- **Bedienung:** Einerseits ist eine einfache Bedienbarkeit des zu entwerfenden Gerätes anzustreben, andererseits soll die Anzahl notwendiger Bedienelemente, wie Schalter, Potentiometer, Taster oder Anzeigeelemente möglichst gering gehalten werden.
- **Spannungsversorgung:** Das Gerät soll am öffentlichen 230V-Netz betrieben werden können, es sind also die relevanten Sicherheits- und EMV-Vorschriften⁶ einzuhalten, wobei der Netzteil durch minimalen Platzbedarf und geringer Verlustleistung gekennzeichnet sein sollte.
- **Ausgangsleistung:** Das Gerät ist für eine Ausgangsleistung von 5W zu entwerfen. Die anzuschließende Last ist vorgegeben, es handelt sich um eine Serienschaltung von 5 Leuchtdioden „1 W Emitter“ der Firma Luxeon, die je 1W Leistung aufnehmen.
- **Abmessungen:** Die Platine soll möglichst einfach und klein gehalten werden, um einen geringen Aufwand zeigen zu können, dementsprechend sollten möglichst kleine Bauteile gewählt werden. Die Größe der Platine darf maximal ca. 100x75mm betragen.

⁶ „Elektromagnetische Verträglichkeit“, siehe Kapitel 5.3.6

- **Einsatzbedingungen:** Das Schaltnetzteil ist zur Präsentation in Innenräumen bei Zimmertemperatur vorgesehen und muss keinen härteren Einsatzbedingungen (erweiterter Temperaturbereich etc.) standhalten können.

3.2 Spezifikation

3.2.1 Funktionalität

Auf der Platine des Schaltnetzteiles stehen dem Benutzer ein Potentiometer, zwei Tasten und eine zweifarbige LED für die Bedienung des Gerätes zur Verfügung. Die erste Taste ermöglicht das Umschalten zwischen vier Betriebsmodi, der ausgewählte Betriebsmodus ist anhand der zweifarbigen LED zu erkennen (aus, grün, rot oder orange).

- **Modus1, keine Anzeige:** Die Veränderung der Helligkeit erfolgt über das Potentiometer entlang der exponentiellen Dimmerkurve. Die zweite Taste ermöglicht die schrittweise Erhöhung der Helligkeit, sobald das Potentiometer verdreht wird, bestimmt dieses wieder den Helligkeitswert.
- **Modus2, Anzeige grün:** Durch Drücken der zweiten Taste wird die automatische Hell/Dunkel-Schaltung entlang der exponentiellen Dimmerkurve gestartet. Die Erhöhungsrate wird dabei von der Stellung des Potentiometers bestimmt. Wird die zweite Taste während des laufenden Vorganges betätigt, so erfolgt ein Richtungswechsel.
- **Modus3, Anzeige rot:** Die Veränderung der Helligkeit erfolgt über das Potentiometer entlang der linearen Dimmerkurve. Die zweite Taste ermöglicht die schrittweise Erhöhung der Helligkeit, sobald das Potentiometer verdreht wird, bestimmt dieses wieder den Helligkeitswert.
- **Modus4, Anzeige orange:** Durch Drücken der zweiten Taste wird die automatische Hell/Dunkel-Schaltung entlang der linearen Dimmerkurve gestartet. Die Erhöhungsrate wird dabei von der Stellung des Potentiometers bestimmt. Wird die zweite Taste während des laufenden Vorganges betätigt, so erfolgt ein Richtungswechsel.

3.2.2 Verwendete Leuchtdioden

Bei den zu verwendenden weißen Leuchtdioden handelt es sich um 5 Stück „1W Emitter“ der Firma Luxeon, mit jeweils ca. 1W Leistungsaufnahme. Die genauen Daten sind im Datenblatt ersichtlich. Der „1W Emitter“ nimmt bei 3,4V etwa 300mA auf und sollte stromgeregelt betrieben werden.

3.2.3 Dimmen der Leuchtdioden

Die Veränderung der Helligkeit der Leuchtdioden entlang einer möglichst exponentiellen Dimmerkurve wird von einem zu entwickelnden digitalen, 256-stufigen Pulsbreitenmodulator bewerkstelligt. Die erzeugte Puls wiederholrate sollte zumindest etwa 100Hz betragen. Das Kapitel 5.2.1 widmet sich dem darin zu implementierenden Algorithmus. Die Ansteuerung der Leuchtdioden erfolgt über eine vom Pulsbreitenmodulator gesteuerte Stromquelle (siehe Abbildung 1). Diese muss rasch genug sein, dem pulsbreitenmodulierten Signal folgen zu können, andererseits soll sie möglichst einfach gehalten sein.

3.2.4 Einsatz eines Schaltnetzteiles

Die Stromversorgung der Schaltung soll vom Netz mit Hilfe eines Schaltnetzteiles erfolgen. Auf diese Art und Weise kann bei geringer Baugröße und stark schwankender Ausgangsleistung ein relativ hoher Wirkungsgrad erzielt werden. Nachdem ausgangsseitig nur eine Leistung von maximal ca. 6W zur Verfügung stehen muss, bietet sich die Schaltung des „Sperrwandlers“ (engl. „Flyback-Converter“) an, der mit einer vergleichsweise geringen Anzahl an Bauelementen auskommt und für kleine Leistungen gut realisierbar ist. Der große Nachteil des Sperrwandlers ist das Auftreten relativ hoher Sperrspannungen am primärseitigen Schalttransistor und an der sekundärseitigen Schaltdiode. Dieses Problem ist allerdings bei entsprechender Dimensionierung des Transformators und geeigneter Bauteilwahl heute leicht beherrschbar. Funktion und Dimensionierung des Sperrwandlers werden in den Kapiteln 4.2 bzw. 5.3 behandelt.

3.2.5 Regelung des Schaltnetzteiles

Damit alle zu dimmenden Leuchtdioden in Farbton und Helligkeit übereinstimmen, müssen sie vom gleichen Strom durchflossen werden. Dieser Strom sollte außerdem genau definiert sein, um eine stabile Leistungsabgabe und den gewünschten Farbton erreichen zu können. Das ist aufgrund der hohen Temperatur- und Exemplarstreuung der Strom-Spannungs-Kennlinie weißer Leuchtdioden nicht über eine geregelte Spannung möglich, sondern der Strom selbst muss eingestellt werden. Wird eine konstant geregelte Eingangsspannung vorausgesetzt, so liegt an der zur Stromregelung notwendigen Stromsenke, je nach über die Leuchtdioden abgegebener Leistung, eine relativ ungenau definierte Spannung an. Damit sichergestellt ist, dass der Transistor der Stromsenke immer im aktiven Bereich betrieben wird, muss die Eingangsspannung demnach für die maximal auftretende Leistung der Leuchtdioden dimensioniert werden. Allerdings muss dann bei geringerer Leistungsaufnahme der Leuchtdioden eine nicht unerhebliche Verlustleistung am Transistor der Stromsenke in Kauf genommen werden.

Eine Möglichkeit, das Auftreten allzu großer Verlustleistung zu verhindern besteht darin, anstatt der Ausgangsspannung des Schaltnetzteiles, die Spannung am Transistor der Stromsenke (U_{CE} am Transistor) zu regeln. Wie in Kapitel 5.3.1 noch detailliert beschrieben wird, muss bei der verwendeten Schaltung dabei keine Rücksicht auf die

Stabilitätsbedingungen genommen werden, so dass sich diese Vorgangsweise anbietet. Das Kapitel 5.4 ist dieser erweiterten Regelung des Schaltnetzteiles gewidmet.

3.2.6 Abmessungen

Um die Abmessungen des Gerät klein halten zu können, werden sekundärseitig bevorzugt SMD-Bauteile verwendet. Die Schaltung soll möglichst einfach sein und mit einer geringen Anzahl an Bauelementen auskommen. Für die genauen Abmessungen der Platine gibt es keine spezielle Zielsetzung, lediglich die in der Anforderungsliste (siehe 3.1) angefuhrte Maximalgröße soll eingehalten werden.

3.2.7 Lebensdauer

Die Lebensdauer des Gerätes ist nicht explizit vorgegeben, anzustreben ist jedoch eine mittlere Lebensdauer von bis zu 10.000 Betriebsstunden. Deshalb werden primärseitig keine Elektrolytkondensatoren, sondern hochwertige, hochkapazitive Folienkondensatoren eingesetzt. Die stark beanspruchten Bauteile werden in ihrer Belastbarkeit mit entsprechender Dimensionierungsreserve ausgewählt.

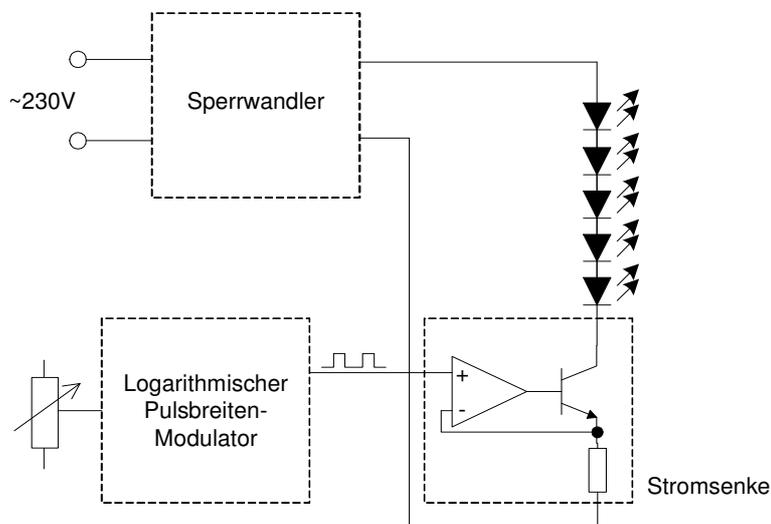


Abbildung 1: Prinzipschaltbild des Schaltnetzteiles

4 Technologische Grundlagen

4.1 „Weiße“ Leuchtdioden

4.1.1 Vor- und Nachteile von Leuchtdioden

Der wichtigste Vorteil der Leuchtdioden ist wahrscheinlich die hohe Lebensdauer von über 100.000 Betriebsstunden verglichen mit 1000 Betriebsstunden der Glühlampe. In den letzten Jahren konnte auch die Lichtausbeute, also das Verhältnis des wahrgenommenen Lichtes zur aufgenommenen Energie (in Lumen je Watt, lm/W), der Leuchtdioden aller Farben stark erhöht werden, so dass jene der Glühlampe von 18 lm/W bereits erreicht oder mit bis zu 55 lm/W sogar deutlich überboten wird. Leuchtdioden sind dank Kombination mit Lumineszenzfarbstoffen oder Integration der drei Grundfarben in einem Gehäuse heutzutage in jeder beliebigen Farbe herstellbar, auch in weiß. Aufgrund der langen Lebensdauer gehen Leuchtdioden äußerst schonend mit Ressourcen um, sie sind hochintegrierbar und werden immer häufiger auch als SMD-Bauelemente angeboten. Im Gegensatz zu herkömmlichen Lichtquellen sind Leuchtdioden extrem unempfindlich gegenüber Stößen und Vibrationen, was unter anderem auch ihre rasche Verbreitung in der Kfz-Technik erklärt. Die enorm kurze Ansprechzeit von unter 100ns ermöglicht es nicht nur, Leuchtdioden für zeitkritische Anwendungen, wie z.B. in Bremsleuchten einzusetzen, sondern auch die Technik der Pulsbreitenmodulation, die später noch genauer besprochen wird, zur Helligkeitsregelung von Leuchtdioden heranzuziehen.

Wie schon in der Einleitung erwähnt, haben Leuchtdioden gegenüber Glühlampen aber auch Nachteile. So lassen sich Glühlampen leicht für beliebige Spannungsbereiche herstellen. Während die Wellenlänge des emittierten Lichtes sinkt, steigt ihre Leuchtdichte mit der Temperatur des metallenen Glühfadens, die sich aufgrund des PTC-Verhaltens⁷ auf einen bestimmten Wert unterhalb des Schmelzpunktes des Metallfadens (weshalb meist Wolfram verwendet wird) bis ca. 3000°K einstellt, sie sind also thermisch „selbstregelnd“ und weitgehend unabhängig von äußeren Temperatureinflüssen. Da es sich bei der Glühlampe um einen näherungsweise „Schwarzen Strahler“ handelt, ist die Wendeltemperatur übrigens gleichzeitig die Farbtemperatur des emittierten Lichtes, die mit 3000°K einen leicht rötlichen, warmen Eindruck hervorruft. Das Einstellen der Helligkeit kann bei Glühlampen einfach über die angelegte Spannung erfolgen, wobei allerdings zu beachten ist, dass sich damit auch die Farbtemperatur ändert. Leuchtdioden hingegen zeigen eine sehr starke Temperaturabhängigkeit ihrer Kennlinie, so dass die Helligkeit nicht einfach über die

⁷ Bei metallischen PTC-Widerständen (engl. "Positive Temperature Coefficient"), wie z.B. dem Metallfaden einer Glühlampe, nimmt der ohmsche Widerstand mit steigender Temperatur zu, die Spannungs-Strom-Kennlinie zeigt aufgrund der Eigenerwärmung einen nichtlinearen Verlauf.

Spannung eingestellt werden kann. Im Gegensatz zur Glühlampe ist deshalb normalerweise immer ein Vorschaltgerät (z.B. eine Konstantstromquelle) notwendig, um einen definierten Arbeitspunkt gewährleisten zu können. Damit wird gleichzeitig auch die stromabhängige Farbtemperatur, die sich zwischen 4500°K und 6000°K bewegt, auf einem konstanten Wert gehalten. Das Dimmen von Leuchtdioden ist sinnvoll nur über das Verfahren der Pulsbreitenmodulation möglich, die in Kapitel 4.1.4 näher behandelt wird. Im Gegensatz dazu werden Glühlampen einfach über die angelegte Spannung gedimmt, was bei Wechselspannung mit Hilfe des Phasenanschnittsverfahrens oder des Phasenabschnittsverfahrens erfolgen kann.

4.1.2 Funktion „weißer“ LED's

Es gibt derzeit zwei Möglichkeiten, mit Hilfe von Leuchtdioden weißes Licht zu erzeugen: Entweder durch Kombination dreier Leuchtdioden in den spektralen Grundfarben rot, grün und blau in einem Gehäuse, wie sie beispielsweise auch in großflächigen, farbigen LED-Displays eingesetzt werden, oder durch die Verwendung von Lumineszenzfarbstoffen, die wie in den weit verbreiteten Leuchtstoffröhren unter Aufnahme von Energie monochromatisches Licht (Licht einer diskreten Wellenlänge) aussenden können. Während im Falle der Leuchtstoffröhren die dazu notwendige Energie durch Bestrahlung mit UV-Licht aus dem Inneren der Röhre stammt (umgesetzt mittels Stoßionisation), werden für den Einsatz in weißen Leuchtdioden blaues Licht emittierende Halbleiter verwendet, die mit gelbem Lumineszenzfarbstoff bedeckt sind. Ein Teil der vom Halbleiter emittierten Strahlung dient dazu, den Lumineszenzfarbstoff zu aktivieren, ein anderer Teil kann die Farbschicht ungehindert passieren. Die Summe des Lichtes der beiden auf diese Art und Weise abgestrahlten Wellenlängen ergibt das geforderte weiße Licht. Der Farbton kann dabei je nach verwendetem Lumineszenzfarbstoff variiert werden, wodurch bei Einsatz von Halbleitern unterschiedlicher Wellenlängen, Leuchtdioden beliebiger Farbe herstellbar sind.

4.1.3 Technische Besonderheiten beim Einsatz von LED's

Beim Einsatz von Leuchtdioden sind einige deren Eigenheiten zu berücksichtigen. Die Abstrahlung von Licht erfolgt nur bei Polung der Diode in Flussrichtung, bei verkehrter Polung reagieren die meisten lichtemittierenden Halbleiter sehr sensibel. Bei Einsatz der Pulsbreitenmodulation sollten daher mit Hilfe einer antiparallel geschalteten Diode induktive Spannungsspitzen, die beim plötzlichen Abschalten entstehen können, abgeleitet werden.

Eine weitere Besonderheit ist die Temperaturabhängigkeit. Mit steigender Temperatur kommt es nämlich nicht nur zu einer Verschiebung der Strom-Spannung-Kennlinie, sondern es wird auch weniger Licht emittiert. Bei langanhaltender starker Temperaturbelastung kommt es sogar zu bleibenden Veränderungen bzw. vorzeitigem Altern des Halbleiters. Es ist daher unbedingt dafür Sorge zu tragen, dass genügend Wärmeleistung an die Umgebung abgegeben werden kann.

4.1.4 Dimmen von Leuchtdioden

Aus 4.1.1 geht hervor, dass die günstigste Methode, um die Helligkeit von Leuchtdioden verändern zu können, die Pulsbreitenmodulation darstellt. Dabei wird die Leuchtdiode mit einer Rechteckspannung meist fester Frequenz angesteuert und nur die Pulsbreite, also das Verhältnis zwischen Einschalt- und Ausschaltzeit variiert. Der Mensch ist in der Lage Pulswiederholffrequenzen bis maximal 30 Hz erkennen zu können. Durch dieses Tiefpass-Verhalten kommt es bei entsprechend höheren Wiederholffrequenzen zur Mittelwertbildung. Wird die Frequenz der Rechteckspannung an der Leuchtdiode demnach so hoch gewählt, dass die Veränderung zwischen Hell und Dunkel vom menschlichen Sehsinn nicht mehr wahrgenommen werden kann, so entsteht für den Betrachter ein Helligkeitseindruck der dem Mittelwert der Rechteckspannung (ungefähr über den Kehrwert der Grenzfrequenz gebildet) entspricht.

Die Erzeugung der Rechteckspannung kann entweder analog oder digital erfolgen. Analoge Pulsbreitenmodulatoren werden als Integrierte Schaltungen heute von einer Vielzahl von Herstellern angeboten. Die pulsbreitenmodulierte Rechteckspannung wird von einem Komparator erzeugt, der den Steuereingang mit der, durch einen Dreiecksspannungsgenerator fester Frequenz, generierten Spannung vergleicht. Auf diese Art und Weise ist jeder beliebige Wert zwischen Minimal- und Maximalspannung der internen Dreiecksspannung umsetzbar, also kontinuierliche Spannungsänderung möglich. Soll, wie im vorliegenden Fall, eine exponentielle Dimmerkurve implementiert werden, so ist das beispielsweise mit Hilfe eines Potentiometers mit logarithmischem Widerstandsverlauf möglich.

Anders verhält es sich bei digitalen Pulsbreitengeneratoren. Die Umsetzung des Spannungswertes in die Pulsbreite kann hier nur in diskreten Stufen erfolgen. Die minimale Pulsbreite bestimmt somit die kleinste mögliche Helligkeitsänderung und die Anzahl der realisierbaren Stufen. Wird die Umsetzung von einem Mikrocontroller vorgenommen so hängt diese minimale Pulsbreite von dessen Taktfrequenz ab. Damit sind nur Dimmerkurven realisierbar, deren minimale Steigung größer oder gleich der minimal möglichen Pulsbreite ist. Ist, wie im gegenständlichen Fall, eine exponentielle Dimmerkurve zu implementieren, so muss entweder ein eventuell verwendeter Mikrocontroller sehr schnell sein, oder die Anzahl der möglichen Stufen entsprechend gering. In Kapitel 5.2.1 wird ein Algorithmus vorgestellt, der Abhilfe schaffen soll, so dass auch bei relativ geringer Taktfrequenz eine hohe Stufenanzahl entlang einer exponentiellen Dimmerkurve verwirklicht ist.

4.2 Der Sperrwandler

Der Sperrwandler gehört zur Gruppe der sog. „Primärgetakteten Schaltnetzteile“. Bei dieser Kategorie von Netzteilen wird die Netzspannung gleichgerichtet und mit Hilfe eines Schalttransistors eine hochfrequente Rechteckspannung (20kHz-200kHz) erzeugt, die dann der Primärseite des Transformators zugeführt wird. Da der Transformator somit nicht mit den herkömmlichen 50Hz des Energieversorgungsnetzes betrieben wird, sondern mit einer weitaus höheren Frequenz, kann bei gleicher

zu übertragender Leistung eine wesentlich kleinere Bauform gewählt werden ([TIE02] Kapitel 16.5). Während herkömmliche Netzteile lediglich einen Wirkungsgrad von 25-50% aufweisen, können durch die Primärtaktung Wirkungsgrade von 70-90% erreicht werden. Der Sperrwandler stellt dabei eine Schaltungsmöglichkeit dar, die sich durch eine besonders geringe Anzahl an notwendigen Bauelementen auszeichnet und sehr gut für Anwendungen kleiner Leistungen (bis max. 500W) geeignet ist.

Wie in [ERI01] unter 6.3.4 anschaulich dargelegt wird, kann die Grundsaltung des Sperrwandlers vom Buck-Boost-Konverter (siehe Abbildung 2) abgeleitet werden, indem die verwendete Speicherdrossel durch einen Transformator ersetzt wird. Dadurch wird eine galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärteil erreicht. Wie die Spule des Buck-Boost-Konverters, wird auch der Transformator des Sperrwandlers als Energiespeicher verwendet. In jedem Augenblick ist jeweils nur entweder der Primärkreis oder der Sekundärkreis des Transformators leitend, der Transformator Kern (genauer gesagt der Luftspalt des Transformator Kernes) nimmt dabei Energie von der Primärseite auf, die dann wieder auf der Sekundärseite abgegeben wird. Daher wird, anstatt der Bezeichnung „Transformator“ beim Sperrwandler, auch gerne der Ausdruck „gekoppelte Spulen“ verwendet. Abbildung 3 zeigt die Grundsaltung des Sperrwandlers.

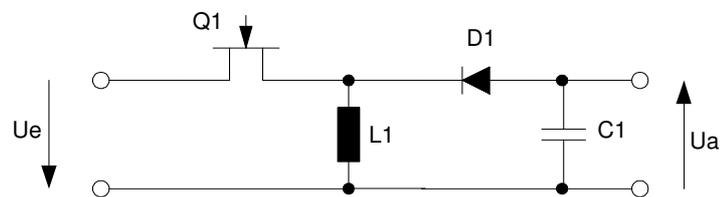


Abbildung 2: Grundsaltung des Buck-Boost-Konverters

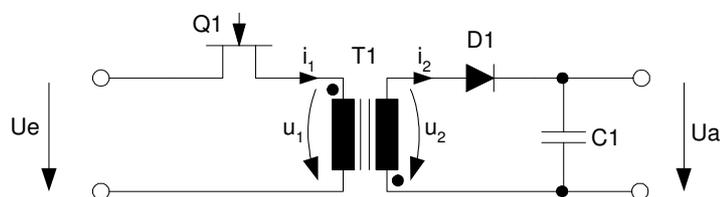


Abbildung 3: Grundsaltung des Sperrwandlers

Der Ablauf der Energieübertragung gliedert sich in jeder Schaltperiode $T=1/f$ in zwei Abschnitte, Abbildung 4 und Abbildung 5 veranschaulichen die Zusammenhänge:

- Im ersten Abschnitt ist der Transistor leitend, wodurch an der Primärseite der „gekoppelten Spulen“ die Eingangsspannung (Gleichspannung) und an der Sekundärseite die entsprechend dem Windungszahlenverhältnis übersetzte Eingangsspannung anliegt. Da die Transformatorwicklungen antiparallel geschaltet sind, befindet sich die sekundärseitige Diode in gesperrtem Zustand. Entsprechend der Primärinduktivität des Transformators kommt es nun zu einer linearen Zunahme des Stromes auf der Primärseite und des dazu proportionalen magnetischen Flusses, dem Luftspalt des Transformators wird Energie in Form dieses magnetischen Flusses zugeführt:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U_1}{L_1} \quad (4)$$

- Zweiter Abschnitt: Sobald der Transistor sperrt, kann primärseitig kein Strom mehr fließen, die daraus resultierende plötzliche, theoretisch unendlich starke, Abnahme des zuvor aufgebauten magnetischen Flusses führt während eines infinitesimal kurzen Moments auf beiden Seiten zu stark negativen Spannungen, wodurch sekundärseitig die Diode zu leiten beginnt. Über diese erfolgt nun ein, entsprechend der Spannung am großen ausgangsseitigen Kondensator, linear abnehmender Stromfluss, dem Luftspalt des Transformators wird die zuvor aufgebaute Energie entnommen.

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{U_2}{L_2} \quad (5)$$

Je nachdem, ob der Strom i_2 am Ende dieses zweiten Abschnittes bis auf 0 abgenommen hat, oder nicht, spricht man entweder vom „Discontinuous Conduction Mode“ (DCM), der auch „lückender“- oder „Dreiecksbetrieb“ genannt wird, oder vom „Continuous Conduction Mode“ (CCM), auch „nichtlückender“- oder „Trapezbetrieb“ genannt. Die Unterschiede dieser beiden Modi werden im Abschnitt 5.3.2 eingehend untersucht.

Der sekundärseitige Strom steht einerseits für die Last zur Verfügung, andererseits wird damit der ausgangsseitige Speicherkondensator geladen. Im Normalbetrieb des Sperrwandlers wird die aus Ein- und Ausschaltvorgang des Transistors bestehende Sequenz mit fixer Frequenz wiederholt. Mit Hilfe der am Ausgangskondensator anliegenden Spannung als Ist-Wert, kann dann die zu übertragende Leistung einer Soll-Spannung nachgeregelt werden, indem diese Frequenz verändert, oder bei fixer Frequenz das Verhältnis von Einschalt- zu Ausschaltzeit (die Pulsbreite, engl. „Duty-cycle“) variiert wird, was einer Pulsbreitenmodulation entspricht. Ist dabei die Einschaltzeit direkt die Stellgröße, so spricht man vom sog. „Voltage-Mode“, wird hingegen der maximale Primärstrom als Stellgröße herangezogen, vom sog. „Current-Mode“ oder „Current Programmed Control“. Letzterer wird bei nichtlückendem Betrieb des Sperrwandlers (siehe Kapitel 5.3.2) deshalb bevorzugt verwendet, weil sich damit eine Regelstrecke mit einem niederfrequenten dominanten Pol ergibt (der

zweite Pol rückt in die Nähe der Schaltfrequenz⁸), während in dieser Betriebsart im Voltage-Mode eine schwingungsfähige PT_2 -Strecke vorliegt.

Seit kurzem sind auch integrierte Schaltungen erhältlich, die den Sperrwandler bei zu hoher Ausgangsspannung einfach abschalten und erst wieder einschalten, wenn die Ausgangsspannung wieder unter diese Grenze gefallen ist. Dabei wird bei manchen ICs beispielsweise am Anfang jedes Taktes entschieden, ob der Schalttransistor für die stets gleiche Einschaltdauer (oder bis zum Erreichen einer fixen Stromschwelle) leiten soll oder nicht. Andere ICs können dabei sogar die Einschaltzeit selbst unterbrechen oder verzögern und verfügen dadurch über noch schnellere Reaktionszeiten. Diese „On/Off“-Technik, die auch „Gated Oscillator Control“ genannt wird⁹, kann zwar derzeit nur bei Leistungen bis etwa 20W angewendet werden (lückender Betrieb, siehe 5.3.2), auf diese Art und Weise wird aber eine evtl. ansonsten notwendige Stabilisierung der geschlossenen Regelschleife obsolet. Im vorliegenden Fall bietet sich die Verwendung eines solchen ICs an, da die Ausgangsleistung lediglich 6W betragen soll.

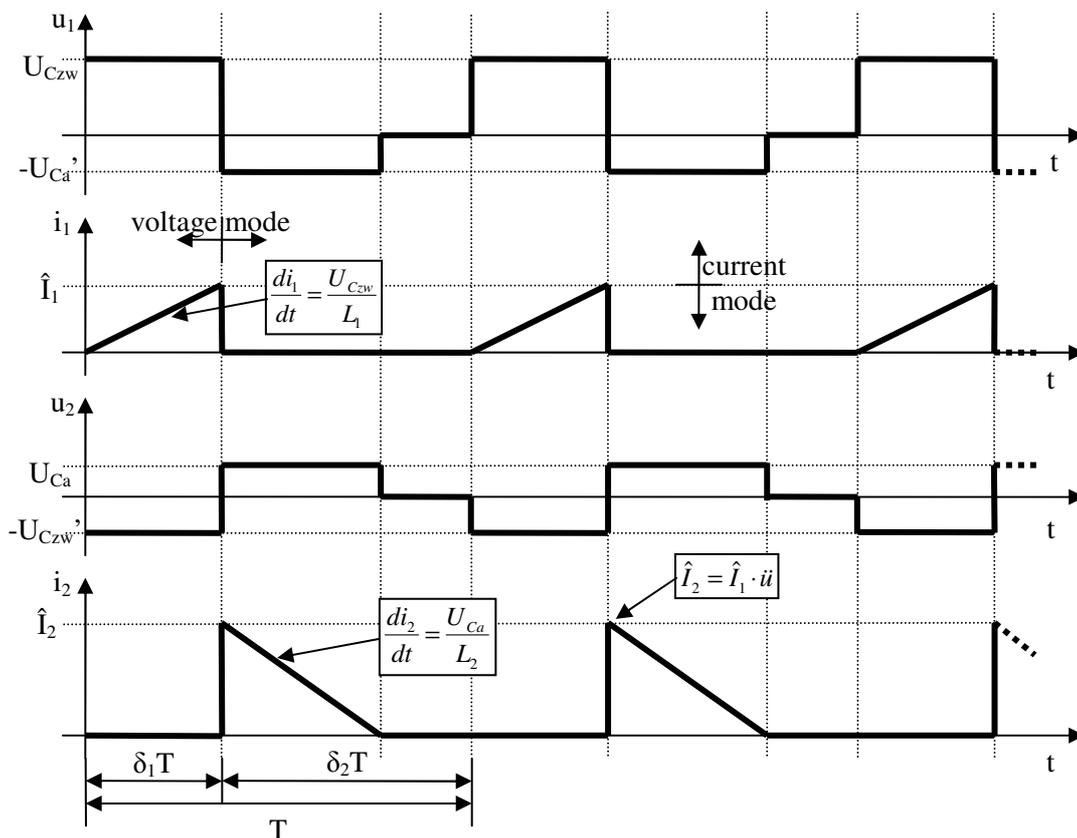


Abbildung 4: Idealisierte Spannungs- und Stromverläufe am Transformator des Sperrwandlers im „lückenden Betrieb“ („Dreiecksbetrieb“, „Discontinuous Conduction Mode“, DCM)

⁸ [ERI01], Kapitel 12

⁹ [KUL98], Kapitel 3.4.1.3

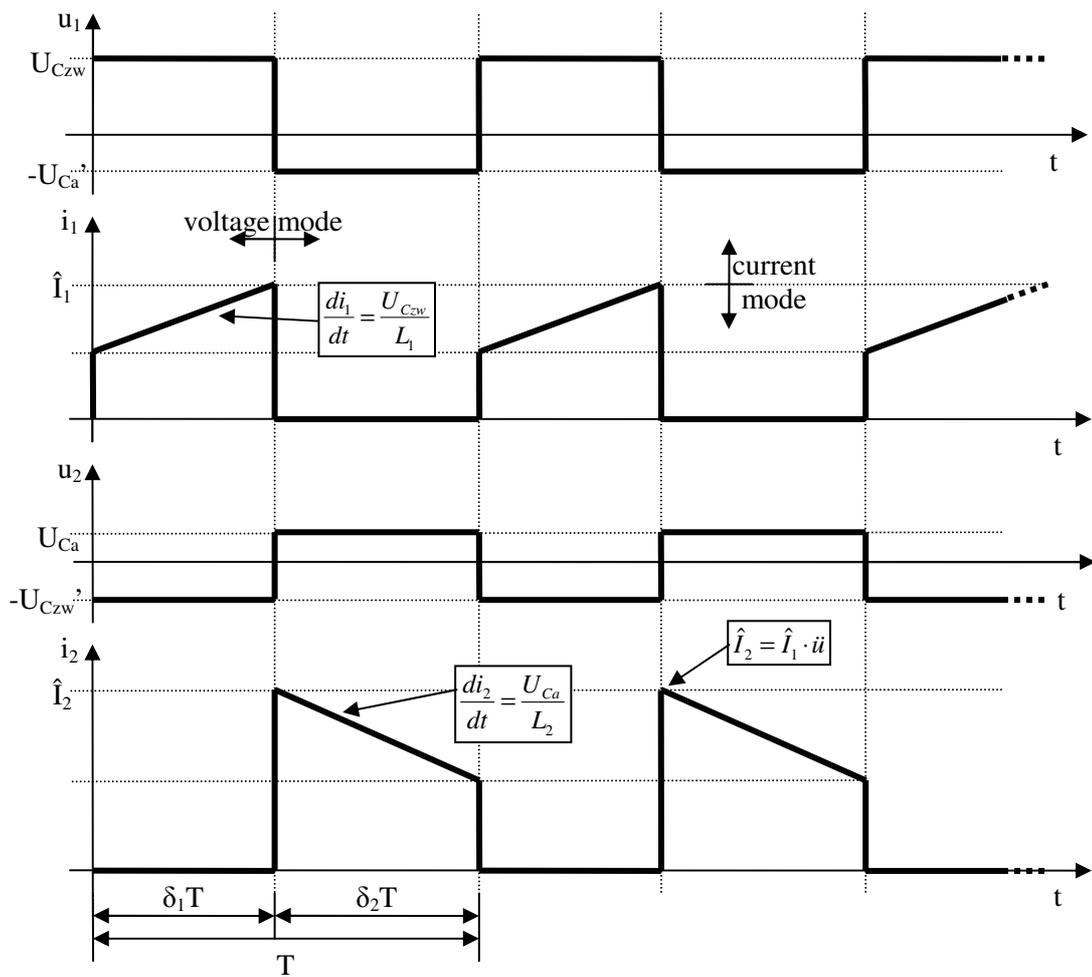


Abbildung 5: Idealierte Spannungs- und Stromverläufe am Transformator des Sperrwandlers im „nicht-lückenden Betrieb“ („Trapezbetrieb“, „Continuous Conduction Mode“, CCM)

5 Implementierung

5.1 Ansteuerung der LED's

Die einfachste Möglichkeit, für alle fünf verwendeten Leuchtdioden stabile Arbeitspunkte sicherzustellen, ist sie in Serie bei geregelterm Strom zu betreiben. Die dazu notwendige Stromsenke könnte prinzipiell aus einer einfachen Emitterschaltung bestehen, aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterspannung des verwendeten Bipolartransistors, wollen wir im gegenständlichen Fall auf eine mittels eines Operationsverstärkers geregelte Präzisionsstromsenke zurückgreifen (siehe Abbildung 6). Um möglichst wenig Platz auf der Platine zu verbrauchen, wird die Stromsenke aus SMD-Bauteilen aufgebaut. Die im Transistor der Präzisionsstromsenke dissipierte Leistung wird aufgeteilt, indem drei baugleiche Transistoren parallel geschaltet werden, die dann jeweils nur ungefähr 1/3 des Leuchtdiodenstromes zu führen haben. Der Strom über die drei gleichen Widerstände R_{E1} bis R_{E3} und damit auch über die Leuchtdioden stellt sich entsprechend

$$i_{LED} = u_{PWM} \left(\frac{1}{R_{E1}} + \frac{1}{R_{E2}} + \frac{1}{R_{E3}} \right) \approx \frac{3u_{PWM}}{R_{E1}} \quad (6)$$

ein. Über die drei gleichen Vorwiderstände R_{V1} bis R_{V3} am invertierenden Operationsverstärkereingang werden die Spannungen an R_{E1} bis R_{E3} gemittelt. Am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers kann somit das in unserem Fall verwendete pulsbreitenmodulierte Signal liegen, wobei dessen Amplitude, die natürlich möglichst genau definiert sein sollte, über einen Spannungsteiler entsprechend angepasst wird. Mit Hilfe der drei gleichen Basiswiderstände R_{B1} bis R_{B3} kann eine gewisse Symmetrierung erreicht werden, so dass sich in allen drei Ästen näherungsweise der gleiche Strom einstellt. Der Strom durch die Leuchtdioden soll, wie in 3.2.2 gefordert, 300mA betragen, also 100mA pro Zweig. Werden die drei Emitterwiderstände R_{E1} bis R_{E3} jeweils mit 1Ω bemessen, so muss demnach am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers eine Rechteckspannung (das PWM-Signal) mit einer Amplitude von 0,1V anliegen. Diese wird von der weiter unten beschriebenen (siehe 5.2.7) Digitalschaltung über einen Spannungsteiler zur Verfügung gestellt. Da der Eingangsstrom des Operationsverstärkers vernachlässigt werden kann, können die drei Vorwiderstände R_{V1} bis R_{V3} groß sein, es wird ein Wert von $10k\Omega$ gewählt. Für R_{B1} bis R_{B3} werden drei $1k\Omega$ Widerstände verwendet. Die Versorgungsspannung wird auf 19V festgelegt, so dass bei einer maximalen Spannung von 3,6V pro Leuchtdiode noch 1V für die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} an den drei Transistoren übrig bleibt. Damit ist sichergestellt, dass die Transistoren auch bei überhöhter Leuchtdiodenspannung immer im aktiven Bereich betrieben werden. Beim verwendeten Typ BC850 ist das, bei einem Kollektorstrom von 100mA, schon ab einer Spannung U_{CE} von 0,6V sichergestellt. Die maximale Verlustleistung wird mit 310mW angegeben, so dass ein gewisser Sicherheitsabstand

eingehalten werden kann. Die Diode D_N dient dazu, negative induktive Spannungsspitzen an den Leuchtdioden, die beim Abschalten der Stromquelle auftreten könnten, zu verhindern. Die Standarddiode 1N4148 ist für diese Aufgabe gut geeignet.

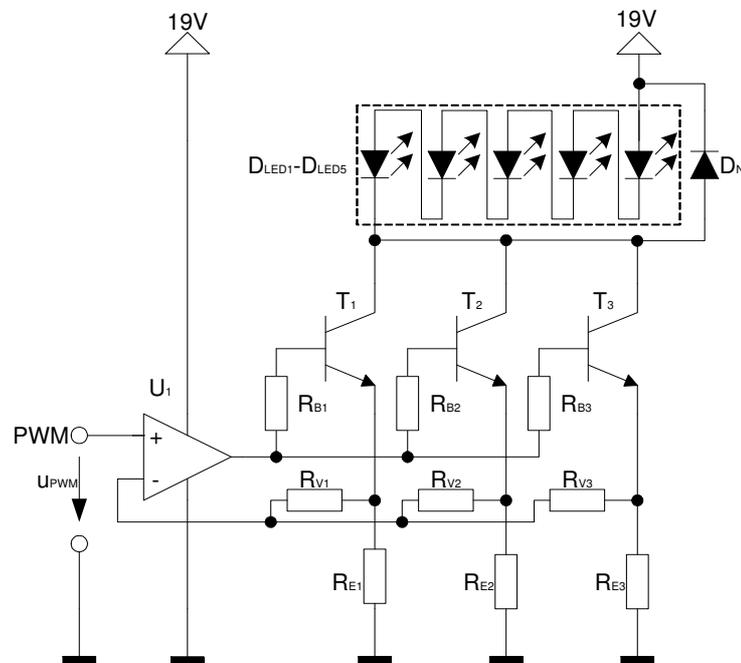


Abbildung 6: Ansteuerung der weißen Leuchtdioden (Stromsenke)

In Kapitel 5.4 wird eine erweiterte Regelungsmöglichkeit des verwendeten Sperrwandlers vorgestellt, durch welche die Kollektor-Emitter-Spannungen an den drei Transistoren geregelt werden. Damit werden auch bei geringerem Leistungsbedarf der Leuchtdioden nur die für den aktiven Betrieb der Transistoren notwendigen Kollektor-Emitter-Spannungen aufrechterhalten.

5.2 Logarithmischer Pulsbreitenmodulator

Im Rahmen der Diplomarbeit wurde ein Algorithmus entwickelt, mit welchem ein 8-Bit-Steuerwort (0..255) auf einfache Weise in ein pulsbreitenmoduliertes periodisches Rechtecksignal umgewandelt werden kann, dessen Mittelwert sich mit dem gegebenen Wert annähernd exponentiell ändert. Grundidee dabei ist, dass sowohl Pulsbreite als auch die Pulsperiode des generierten Rechtecksignals abhängig vom Wert des Steuersignals entsprechend moduliert werden. In Analogie zu einem „Logarithmischen Potentiometer“ wird das Verfahren als „Logarithmische Pulsbreitenmodulation“ bezeichnet.

5.2.1 Algorithmus

Ziel war es, einen digitalen Algorithmus für eine „logarithmische Pulsbreitenmodulation“ mit $2^8=256$ Stufen zu entwickeln.

Wie leicht einzusehen ist, ist dabei die alleinige Veränderung der Pulsbreite nicht zielführend. Der Mittelwert des pulsbreitenmodulierten Signals ist direkt proportional zur Pulsbreite P , die zwischen einem Minimalwert und der Periodendauer T variiert werden kann.

$$f(P) = \frac{P}{T} \quad \text{mit} \quad P_{\min} \leq P \leq T \quad (7)$$

Würde man die Pulsbreite bei jeder Änderung des Steuerwortes schrittweise verdoppeln, geht man also von einem exponentiellen Verlauf mit der Basis 2 aus, so müsste sich die Periodendauer auf das 2^{256} -fache ($\approx 1,16 \cdot 10^{77}$) der minimalen Pulsdauer belaufen.

$$f(y) = \frac{2^y}{2^{256}} \quad \text{mit} \quad 0 \leq x \leq 256; y \in \mathbb{N} \quad (8)$$

Auch bei starker Reduzierung der Stufenanzahl, wäre bei digitaler Realisierung der Einsatz sehr breiter (mind. 20 Bit) Timerbausteine unumgänglich, was nicht nur zu größeren Kosten führt. Eine größere Periodendauer ist ja auch gleichbedeutend mit einer kleineren Pulswiederholfrequenz, wodurch es bei unter ca. 100Hz zu merkbarem „Flackern“ der Leuchtdioden kommen würde. Wird umgekehrt eine minimale Pulswiederholrate von 100Hz vorausgesetzt, so ergäbe sich bei diesem Verfahren und 256 Stufen eine minimale Pulsdauer von $8,64 \cdot 10^{-80}$ Sekunden, was bei derzeit üblichen Taktraten natürlich nicht zu bewältigen ist.

Anders stellt sich die Situation bei Veränderung der Pulsperiode dar. Während sich das über eine Periode gemittelte Signal bei Variation der Pulsbreite linear ändert, hängt es von der Periode mit $1/x$ ab.

$$f(T) = \frac{P}{T} \quad \text{mit} \quad P \leq T < \infty \quad (9)$$

Damit könnte beispielsweise die 256-stufige Funktion

$$f(x) = \frac{1}{256 - x} \quad \text{mit} \quad 0 \leq x \leq 255; x \in \mathbb{N} \quad (10)$$

verwirklicht werden.

Werden nun aber sowohl Pulsbreite als auch Periode (bzw. Pulswiederholfrequenz) verändert, so kann auch ein exponentieller Verlauf einfacher angenähert werden. In den folgenden Überlegungen wird die Verwendung von 256 Stufen (z.B. mit Hilfe eines 8 Bit Timerbausteines) vorausgesetzt, die durch Variation von Pulsbreite und Pulswiederholfrequenz zu einem möglichst exponentiellen, pulsbreitenmodulierten Signal geformt werden sollen. Legen wir die maximale Periodendauer mit T fest, so ist die kleinstmögliche Pulsbreite durch $T/256$ gegeben, sie wird im Folgenden als Einzelpuls bezeichnet. Eine grobe exponentielle Kennlinie kann, ausgehend vom Einzelpuls, jeweils durch Verdopplung der Pulsbreite vorgegeben werden, so dass 8 Stützstellen entstehen:

$$f(y) = \frac{2^y}{256} \quad \text{mit} \quad 0 \leq y \leq 7; y \in \mathbb{N} \quad (11)$$

Diese Stützstellen müssen nun durch möglichst exponentielle Teilkurven verbunden werden, was mit Hilfe der verbleibenden Stufen geschehen soll. Definieren die obersten 3 Bit (=8 Stufen) des 8 Bit breiten Steuerwortes die Pulsbreite, so verbleiben 5 Bit (=31 Stufen) zur Gestaltung des Kurvenverlaufes zwischen je zwei Stützstellen. Dafür bietet sich die Approximation mittels $1/x$ -Funktionen an, die, wie oben beschrieben, einfach durch Variation der Periode erfolgen kann. Hilfreich ist in diesem Zusammenhang die Feststellung, dass eine Verdopplung der Pulsbreite zum gleichen Ergebnis führt, wie die Halbierung der Periodendauer. Somit können zwei Stützstellen verbunden werden, indem die Periodendauer dazwischen jeweils von T bis $T/2$ variiert wird. Das entspricht genau 128 Einzelpulsen. Bei 32 Zwischenstufen erhält man damit eine Stufenbreite von 4 Einzelpulsen.

Es ergibt sich eine Funktion

$$f(x, y) = \frac{2^y}{256 - 4 \cdot x} \quad \text{mit} \quad 0 \leq x \leq 31 \text{ und } 0 \leq y \leq 7; x, y \in \mathbb{N} \quad (12)$$

in der y durch die 3 höchstwertigen Bits und x durch restlichen 5 Bits beschrieben werden.

Abbildung 7 versucht die Methode zu veranschaulichen. Betrachtet man den Verlauf des Verfahrens von 0 beginnend, so wird also jeweils nach 32 Schritten die Pulsbreite verdoppelt und die Standardperiode T eingestellt, dazwischen wird die Periode mit jedem Schritt linear bis auf $T/2$ reduziert.

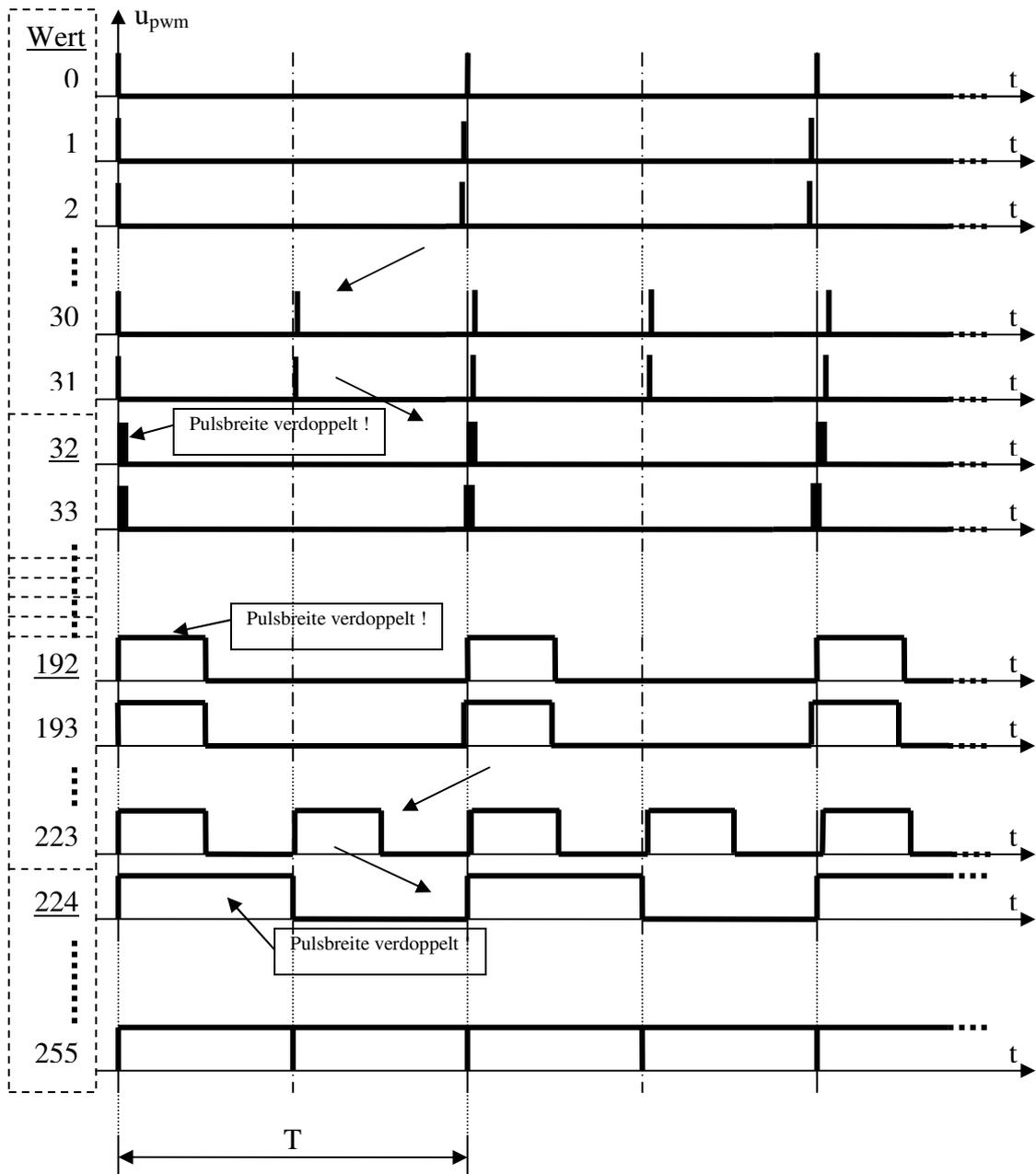


Abbildung 7: Ausgangssignale der "Logarithmischen Pulsbreitenmodulation"

Das Ergebnis des Verfahrens (d.h. die erreichte Kennlinie) wird durch die Abbildung 8 verdeutlicht. Zwischen den acht Stützstellen ergeben sich jeweils girlandenförmige Abweichungen vom ideal exponentiellen Verlauf. Die maximale Abweichung tritt dabei jeweils in der Mitte zweier Stützstellen auf und beträgt 5,7% des idealen Wertes. Zwischen der ersten und der zweiten Stützstelle erhält man beispielsweise:

$$f_{ideal} = \frac{2^{\frac{16}{32}}}{256} = \frac{2^{\frac{1}{2}}}{256} = 5,524 \cdot 10^{-3} \quad \text{und} \quad f_{real} = \frac{2^0}{256 - 4 \cdot 16} = \frac{1}{192} = 5,208 \cdot 10^{-3} \quad (13)$$

Die Näherung weicht also höchstens um $0,32 \cdot 10^{-3}$ (5,7% von $5,524 \cdot 10^{-3}$) von der ideal exponentiellen Kurve ab.

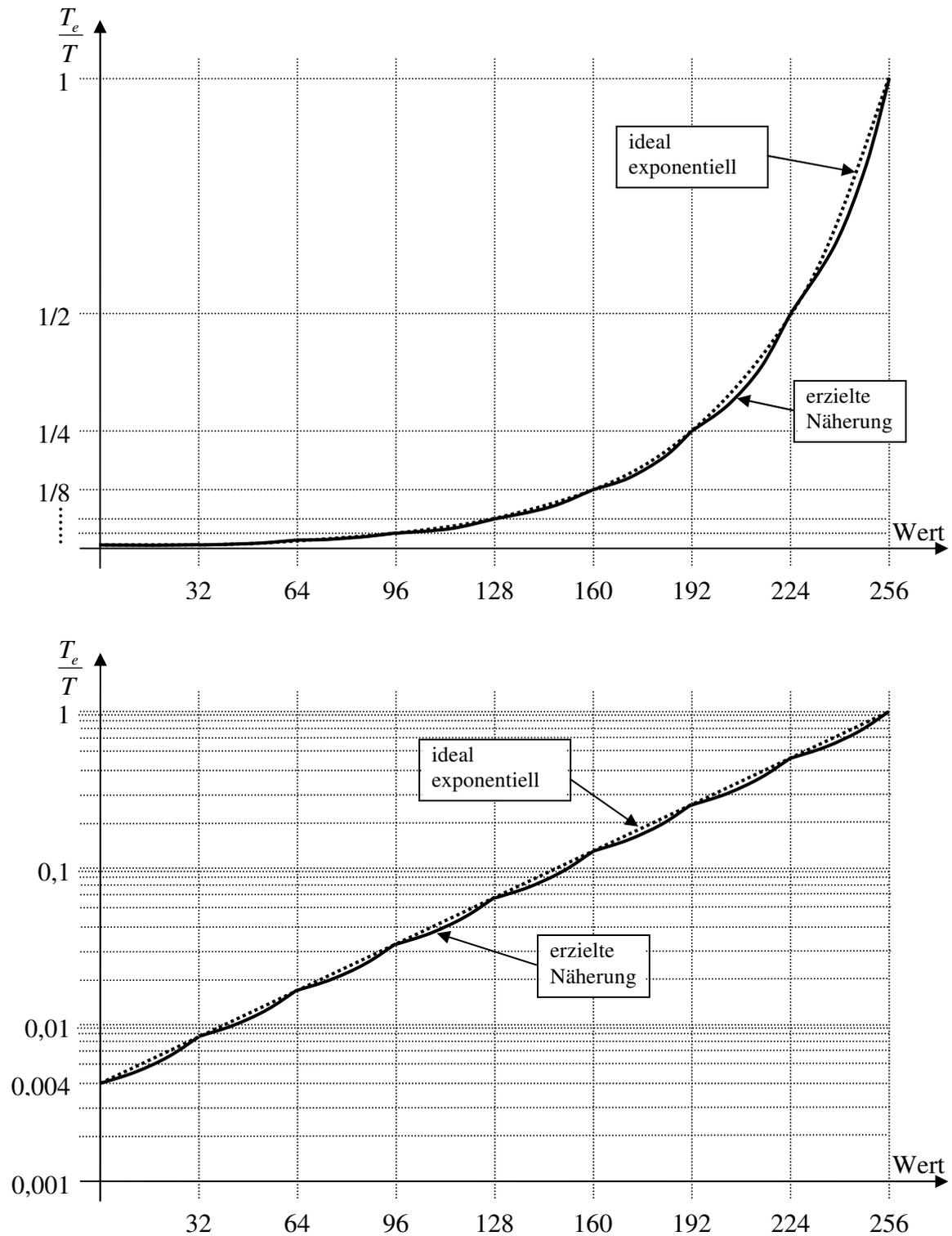


Abbildung 8: Mittelwert des durch den Algorithmus erzielten, bzw. des ideal exponentiellen pulsbreitenmodulierten Signals bei linear (oben) und logarithmisch (unten) auftragener Ordinate

5.2.2 Auswahl der Hardware

Der unter 5.2.1 beschriebene Algorithmus kann auf unterschiedliche Weise in die Praxis umgesetzt werden. Die naheliegendste Möglichkeit ist die direkte logische Umsetzung des Algorithmus auf Gatter-Ebene. Wie unschwer zu erkennen ist, ist der Hardwareaufwand einer solchen Lösung allerdings beträchtlich. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, einen Mikrocontroller einzusetzen und den Algorithmus auf Softwarebasis zu realisieren, was eindeutig die kostengünstigere Lösung darstellt. Außerdem ist damit auch die Umsetzung der unter 3.1 angeregten Zusatzfunktionen leicht möglich. Etwas schwieriger ist die Auswahl eines geeigneten Mikrocontrollers. Um aus der Vielzahl von angebotenen Mikrocontrollern den geeignetsten wählen zu können, muss zunächst eruiert werden, welche Anforderungen an die Hardware gestellt werden:

- **I/O-Ports:** Der Mikrocontroller muss über 2 digitale Eingänge, 3 digitale Ausgänge und einen analogen Eingang verfügen. Einer der digitalen Ausgänge dient zur Ausgabe des pulsbreitenmodulierten Signals, die anderen stehen für die Anzeige des Betriebsmodus über eine zweifarbige Leuchtdiode zur Verfügung. Die zwei digitalen Eingänge ermöglichen die Bedienung des Gerätes über zwei angeschlossene Taster, am analogen Eingang ist das Potentiometer angeschlossen.
- **A/D-Wandler:** Zum Einlesen des Analogwertes ist ein 8-Bit A/D-Wandler notwendig (der in 5.2.1 beschriebene Algorithmus enthält 256 Helligkeitsstufen).
- **8-Bit Timer:** Es ist zumindest ein 8-Bit Timer notwendig, um das PWM-Signal generieren zu können. Ein eventuell vorhandener zweiter Timer kann für die Implementierung der automatischen Hell- Dunkelschaltung hilfreich eingesetzt werden.
- **Einfache Befehlsstruktur:** Ein Mikrocontroller mit RISC-Architektur ist einem CISC-Design vorzuziehen, da RISC-Befehle jeweils nur aus einem einzigen Befehlswort bestehen und zur Dekodierung und Parameterübergabe jeweils nur einen Taktschritt benötigen. Dadurch ist die zur Generierung des PWM-Signals notwendige Zeit wesentlich leichter einzuplanen.
- **Prozessortakt:** Der Mikrocontroller muss für einen Befehlstakt von mindestens 1 MHz geeignet sein, um bei einer Pulswiederholrate von etwa 100 Hz die minimale Pulsbreite noch erzeugen zu können. Dabei ist zu beachten, dass je nach Controller die Anzahl der System-Taktzyklen pro Befehlstakt unterschiedlich sein kann. Manche Hersteller bieten auch Mikrocontroller an, die über einen internen Oszillator verfügen, was den notwendigen Hardwareaufwand verringern hilft.
- **Interrupts:** Ein wichtiger Punkt ist die notwendige Fähigkeit des internen Timers einen Interrupt auslösen zu können, wodurch eine sinnvolle Verwendung des Timers überhaupt erst ermöglicht wird.
- **Leichte Programmierbarkeit:** Der Programmspeicher eines Mikrocontrollers kann aus einem EPROM-, einem EEPROM- oder einem FLASH-Speicher bestehen. Obwohl alle drei Speicherarten widerbeschreibbar sind, sind EEPROM-

oder FLASH-Speicher dem EPROM aufgrund des vereinfachten Löschvorganges eindeutig vorzuziehen. Da im vorliegenden Fall eine möglichst kleine Bauform gewählt werden soll, die anzunehmender Weise nicht gesockelt werden kann, ist es günstig einen Controller auszuwählen, der „In-Circuit“ programmierbar ist. Das heißt, die Programmierung kann bei bereits eingelötetem Chip erfolgen.

- **Geringer Anschaffungspreis:** Eine günstige, weit verbreitete Lösung ist einer „exotischen“ auf jeden Fall vorzuziehen. Abgesehen von der Hardware selbst, sind auch die Kosten für die notwendige Entwicklungsumgebung einzukalkulieren.
- **Geringe Stromaufnahme:** Der Vollständigkeit halber, muss auch diese Anforderung angeführt werden.

Neben den oben angeführten Argumenten sollen auch vorhandene Erfahrungen mit Mikrocontrollern am Institut miteinbezogen werden. Eine Lösung, die alle geforderten Punkte gerade ausreichend erfüllt, wird von der Firma Microchip angeboten. Der RISC-Controller 12F675 stammt aus der Serie der PIC-Mikrocontroller, die nur 8 Pins besitzen (minimale Baugröße). Der interne 4 MHz Oszillator ermöglicht, 6 der 8 Pins je nach Konfiguration für Ein- oder Ausgänge zu verwenden. Ein 10-Bit A/D-Wandler und 2 Timer (ein 8-Bit und ein 10-Bit Timer), die beide Interrupts auslösen können, sind ebenfalls vorhanden. Der Controller besitzt ein FLASH-ROM und ist „In-Circuit“ programmierbar. Ein weiterer Vorteil des PIC ist die, in [KÖN99] erwähnte, „ordentliche Treiberleistung der Ausgänge“, wodurch es möglich ist, die im vorliegenden Fall vorhandenen Modus-LEDs direkt vom PIC zu versorgen. Während es in der Serie der PICs mit 14 Pins auch Controller gibt, die über einen eingebauten programmierbaren Pulsbreitenmodulator verfügen, ist dies bei den 8-Pin PICs leider nicht der Fall, weshalb das PWM-Signal durch die Software mit Hilfe eines der beiden Timer generiert werden muss.

5.2.3 Entwicklungsumgebung und Programmiersprache

Zur Programmierung der PIC Mikrocontroller stehen prinzipiell mehrere Programmiersprachen zur Verfügung, wobei C und Assembler am weitesten verbreitet sind. Von diesen beiden Optionen ist im vorliegenden Fall eindeutig dem Assembler der Vorzug zu geben, da bei Verwendung der im PIC Mikrocontroller implementierten Maschinenbefehle die Anzahl der zur Ausführung des jeweiligen Befehls notwendigen Taktschritte bekannt ist. Der Zeitaufwand für die Abarbeitung der während der Generierung des PWM-Signals notwendigen Operationen ist dadurch überschaubar und kann im Programm entsprechend berücksichtigt werden.

Als Entwicklungsumgebung steht die kostenlos aus dem Internet zu beziehende Windows-Software MPLAB von Microchip zur Verfügung, die neben den eigenen Compilern für C und Assembler auch Compiler von Drittfirmen enthält. Die Entwicklungsumgebung kann ohne Übertreibung als ausgereift und komfortabel bezeichnet werden. Neben einem eigenen Editor mit Syntax Highlighting, steht ein Simulator (eigentlich ein PIC-Emulator) mit Debugger zur Verfügung. Unter Verwendung der entsprechenden Hardware kann außerdem auch der „In-Circuit-

Debugger“ genutzt werden, mit dessen Hilfe Programmabläufe auf der Zielplattform durchforstet werden können. Auf diesen wurde aber hier verzichtet.

5.2.4 Programmstruktur

Das zentrale Element des Programms ist die durch den Überlauf eines der beiden vorhandenen Timer (Timer0) aufgerufene Interrupt-Serviceroutine (ISR). Sie schaltet das PWM-Signal ein- bzw. aus und setzt den Timer entsprechend auf den gespeicherten Wert der Einschalt- oder Ausschaltzeit. Abbildung 9 zeigt ein vereinfachtes Struktogramm der ISR.

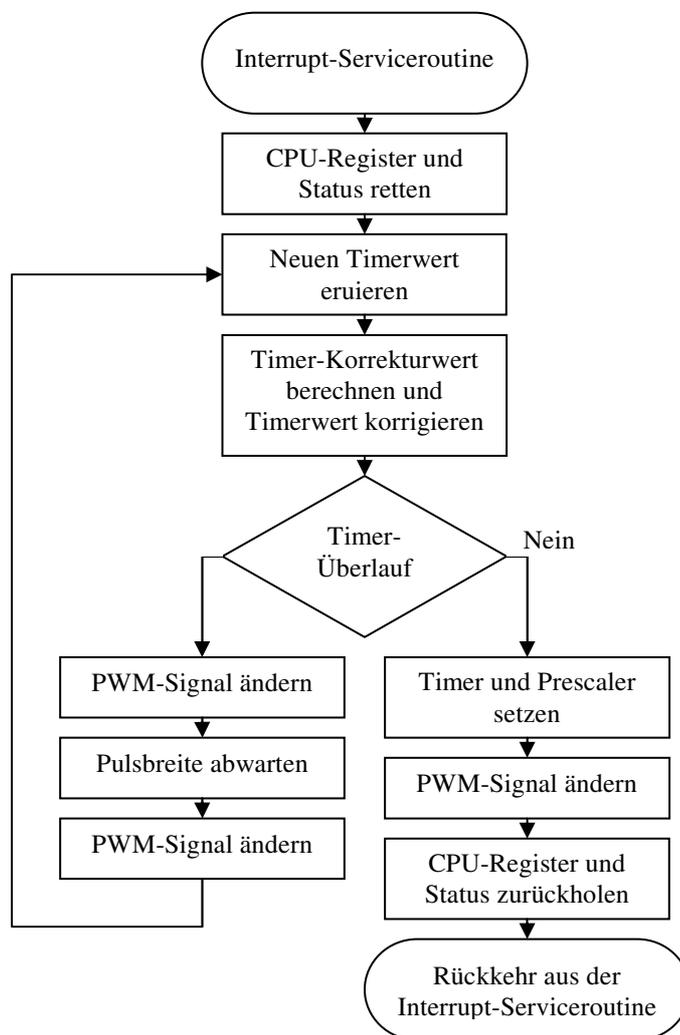


Abbildung 9: Generierung des PWM-Signales in der Interrupt-Serviceroutine

Die Timer-Werte müssen je nach eingestelltem Modus im Hauptprogramm ermittelt werden. Sie stammen entweder direkt vom A/D-Wandler, werden durch Tastendruck

um einen Einzelschritt verändert, oder nach Ablauf des zweiten Timers (Timer1), der für die automatische Hell/Dunkel-Schaltung eingesetzt wird, inkrementiert bzw. dekrementiert. Im logarithmischen Modus wird danach jeweils eine Berechnungsprozedur aufgerufen, welche die Timer-Werte entsprechend des in Kapitel 5.2.1 vorgestellten und entsprechend 5.2.10 erweiterten Algorithmus umsetzt.

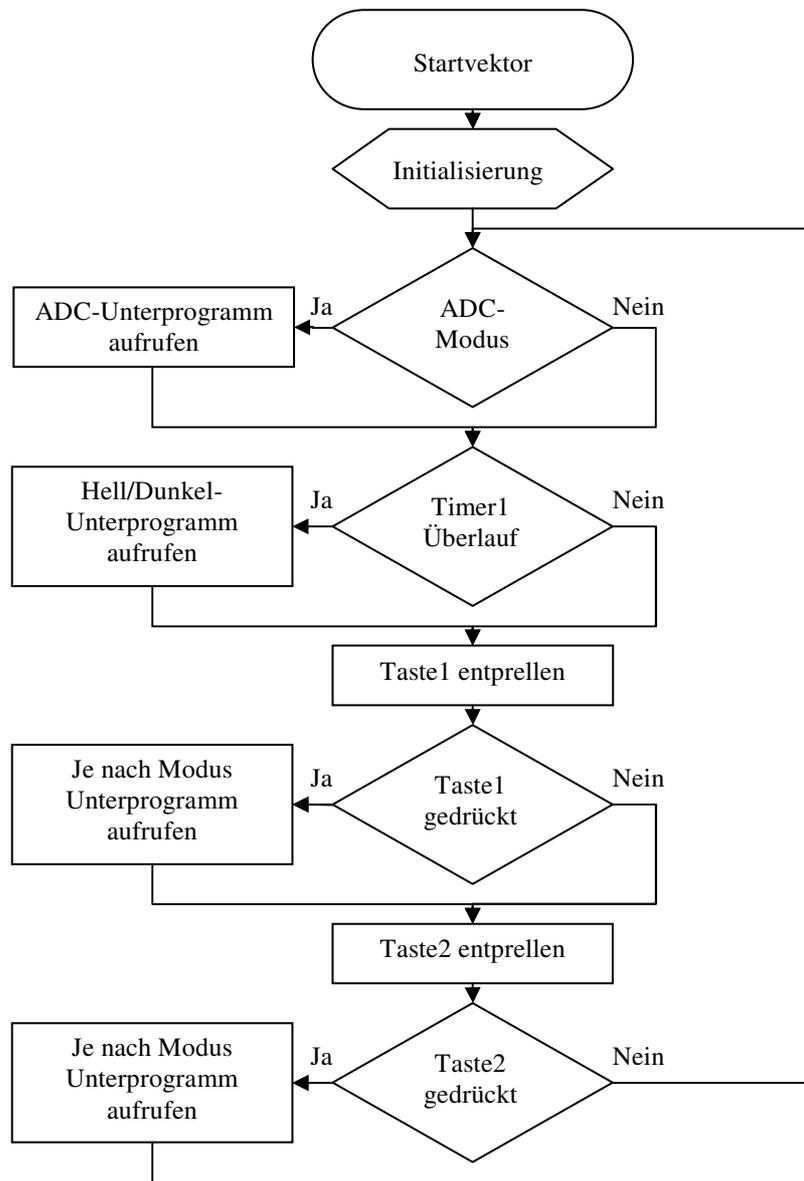


Abbildung 10: Grobe Gliederung des Hauptprogrammes

Das Hauptprogramm besteht aus einer Endlosschleife, in der neben der eben erwähnten Ermittlung der PWM Timer-Werte auch die angeschlossenen Taster abgefragt werden (Polling). Gegebenenfalls werden entsprechende Unterprogramme aufgerufen, die den Betriebsmodus (siehe Kapitel 3.2.1) ändern, die automatische

Hell-Dunkelschaltung über den Timer1 starten, oder die Helligkeit schrittweise ändern. Abbildung 10 gibt einen Überblick über die Struktur des Hauptprogramms.

Um das Polling der Taster, des zweiten Timers und des A/D-Wandlers zu vermeiden, wurden diese Komponenten in einer früheren Programmversion durch Interrupts gelöst. Das Problem bei der PIC-Architektur ist allerdings, dass die Hardware keine unterschiedlichen Interrupt-Vektoren für die unterschiedlichen Interruptquellen kennt. Die notwendigen Schritte müssen in der Interrupt-Serviceroutine von der Software selbst durchgeführt werden. Außerdem ist keine Prioritätsunterscheidung, bzw. Unterbrechung eines Interrupts durch einen anderen möglich. Da die Erzeugung des PWM-Signales im vorliegenden Fall aber immer uneingeschränkt Vorrang haben muss, dürfen die anderen Interrupts keinesfalls knapp vor dem Interrupt des PWM-Timers auftreten. Entsprechende Vorkehrungen sind einerseits sehr aufwendig und andererseits relativ fehleranfällig. Diese Probleme können durch den Einsatz von Polling leicht vermieden werden. Die Interrupt-Serviceroutine muss sich dadurch auch nicht um die Unterscheidung verschiedener Interruptquellen kümmern.

Der Funktionsumfang des Programmes wurde entsprechend dem Punkt 3.2.1 der Spezifikation implementiert. Befindet sich das System im Modus 1 (keine Anzeige) oder im Modus 3 (Anzeige-LED leuchtet rot), so ist der ADC-Modus aktiv und es wird bei jeder Wiederholung der Endlosschleife das ADC-Unterprogramm aufgerufen. Dieses dient in erster Linie dazu, den durch das Potentiometer eingestellten Spannungswert am Analogeingang des PIC einzulesen und den Mittelwert der letzten acht eingelesenen Werte zu ermitteln. Durch diesen „digitalen Tiefpass“ lassen sich Störungen, die beispielsweise an der Grenze zweier Stufen durch das Rauschen am Potentiometer verursacht werden, wirkungsvoll unterdrücken. Im Modus 1 wird anschließend das Exponentierungs-Unterprogramm aufgerufen, das für die Umsetzung des in Kapitel 5.2.1 vorgestellten Algorithmus sorgt und das Setzen von Ein- und Ausschaltzeit übernimmt. Im Modus 3 ist hingegen keine aufwendige Berechnung notwendig, die Werte für Ein- und Ausschaltzeit werden direkt ermittelt und abgespeichert.

Das ADC-Unterprogramm wird auch dann aufgerufen, wenn in den Modi 2 oder 4 (Anzeige-LED leuchtet grün bzw. orange) die Start-Taste (Taste 2) gedrückt und damit die automatische Hell/Dunkel-Schaltung aktiviert wurde. In diesem Fall wird der Analogwert eingelesen und dessen Komplement im Register des zweiten Timers (Timer 1) (und für die spätere Verwendung an einer Speicherstelle) abgelegt. Danach wird dieser Timer gestartet. Ein erfolgter Überlauf wird vom Hauptprogramm beim Durchlaufen einer entsprechenden Abfrage in der Endlosschleife erkannt und das Hell/Dunkel-Unterprogramm erhöht bzw. verringert die Helligkeit um eine Stufe. Der eingelesene Analogwert bestimmt also die Erhöhungs- bzw. Verringerungsrate der automatischen Hell/Dunkel-Schaltung. Abbildung 11 zeigt ein grobes Struktogramm des ADC-Unterprogrammes.

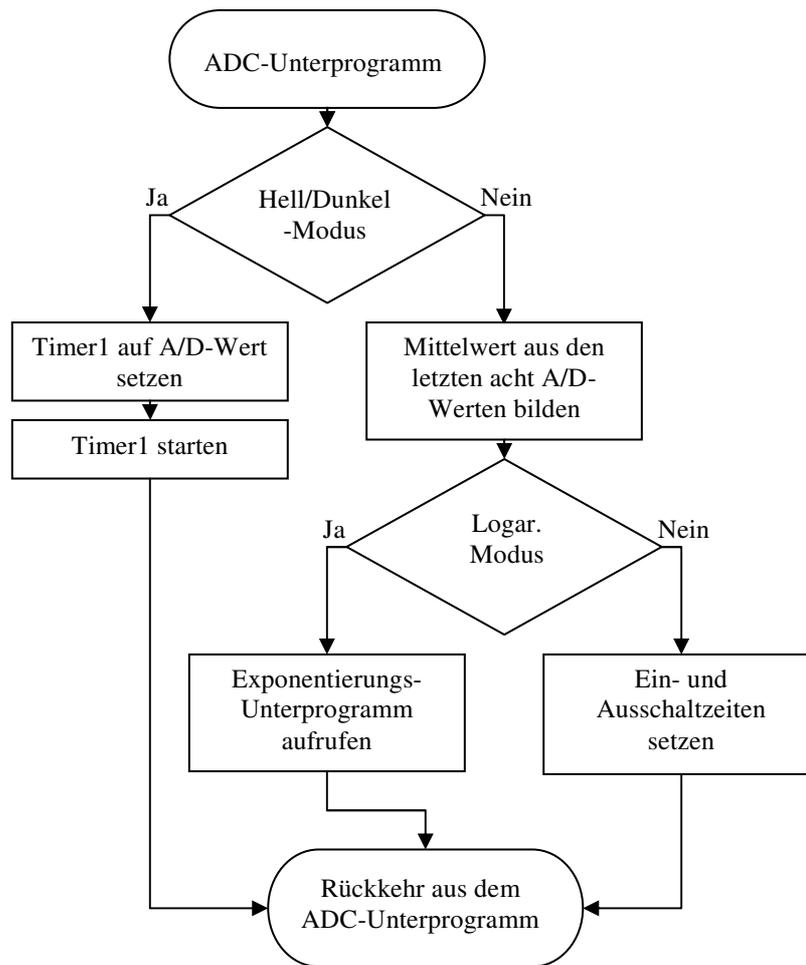


Abbildung 11: Analogwert einlesen und verarbeiten

Das Hell/Dunkel-Unterprogramm übernimmt bei jedem Aufruf das stufenweise Inkrementieren bzw. Dekrementieren von Ein- und Ausschaltzeit, bis der maximale bzw. minimale Helligkeitswert erreicht wurde. Im logarithmischen Modus (Modus 2) wird dazu der neue Wert durch anschließenden Aufruf des Exponentierungs-Unterprogrammes entsprechend dem in Kapitel 5.2.1 vorgestellten Algorithmus umgesetzt. Im linearen Modus (Modus 4) werden Ein- und Ausschaltzeit gleich direkt abgespeichert, wobei alle dazu notwendigen Operationen innerhalb einer „Critical Section“ stattfinden. So wird sichergestellt, dass ein möglicherweise gerade auftretender Interrupt des PWM-Timers immer konsistente Daten zur Verfügung hat.

Auch im Exponentierungs-Unterprogramm wird zum Setzen der Werte für Einschaltzeit, Ausschaltzeit und Prescaler eine solche „Critical Section“ verwendet. Das Eintreten in diesen geschützten Programmteil geschieht erst nachdem überprüft wurde, ob noch genügend Zeit zu dessen vollständiger Erledigung zur Verfügung steht.

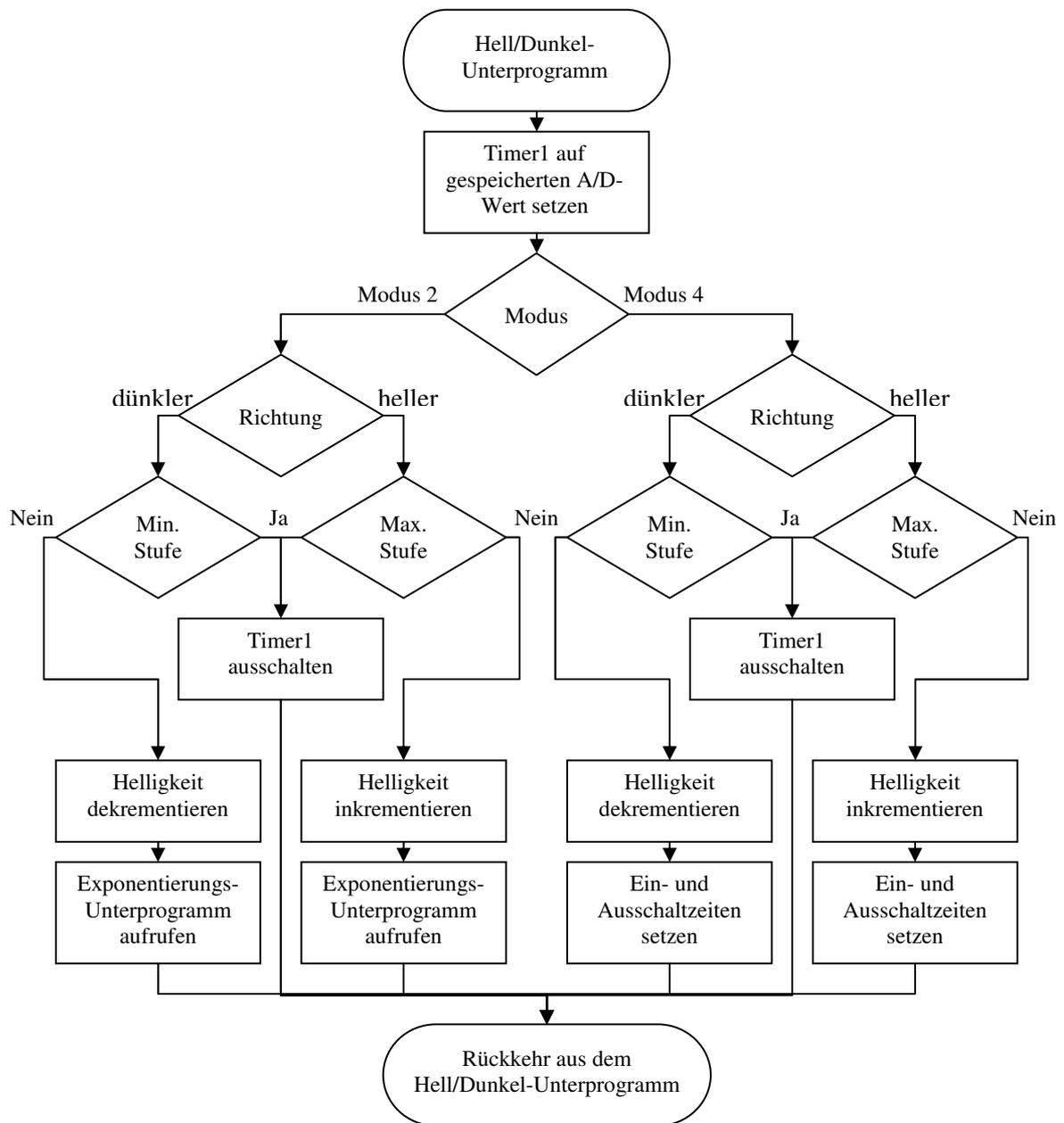


Abbildung 12: Unterprogramm zur automatischen Hell/Dunkel-Schaltung

5.2.5 Simulation

Die Simulation des Programmablaufes am PC ist mit Hilfe des in der Entwicklungsumgebung integrierten MPLAB-Simulators möglich und war während der Entwicklung dieses Programmes durchaus hilfreich. Ein Eingriff von Außen, z.B. ein Tastendruck kann mit Hilfe von „Stimuli“ erfolgen. Außerdem können Register und Speicherstellen verändert werden, wodurch beispielsweise auch ein gewünschter A/D-Wert vorgegeben werden kann. Leider können Simulationsergebnisse nur durch

Beobachtung der Register erzielt werden, die Darstellung ausgewählter Bits oder Bytes über der Zeit, wie sie aus der ASIC-Entwicklung bekannt ist, ist leider nicht vorgesehen. Schade ist auch, dass die Darstellung der Bits von Registern und Speicherstellen als „Checkboxen“ nicht implementiert ist, was Simulatoren anderer Hersteller bieten können. Damit ist das Debuggen bei der Simulation am PC eher aufwändig und war für diese Arbeit nur immer dann zielführend, wenn die Ursache eines Fehlverhaltens des Programmes im Testaufbau nicht leicht zu entdecken war.

5.2.6 Programmierung des Mikrocontrollers

Um das Programm in den Flash-Programmspeicher des PIC-Mikrocontrollers übertragen zu können, wurde das in [SPR03] beschriebene Programmiergerät „Brenner5“ etwas modifiziert nachgebaut. Dieses kann an den Parallel-Port des PC angeschlossen werden und ermöglicht mittels der ebenfalls über [SPR03] beziehbaren Software die schnelle und problemlose Programmierung des PIC. Für den Testaufbau am Steckbrett (siehe 5.2.8), worin ein PIC im DIP8-Gehäuse verwendet wurde, wurde der Mikrocontroller dazu in den passenden Sockel am Programmiergerät gesteckt. Zur Programmierung des im endgültigen Gerät eingesetzten SMD-PIC wurde hingegen ein 5-Poliges ICSP-Kabel¹⁰ benutzt, das an die eigens dafür vorgesehene Programmier-Buchse des fertigen Gerätes angeschlossen werden konnte.

5.2.7 Beschaltung des Mikrocontrollers

Die 5V Spannungsversorgung des PIC-Mikrocontrollers erfolgt über die einfachste Form eines Spannungsreglers, einem Emitterfolger dessen Basis an einer Referenzspannung liegt (siehe Abbildung 13). Die Schaltung besteht nur aus einem npn-Transistor, einem Widerstand und einer Zener-Diode. Die Änderung der Ausgangsspannung hängt von der Änderung der Eingangsspannung, dem differentiellen Widerstand der verwendeten Zener-Diode und vom Wert des Widerstandes ab¹¹.

$$\Delta U_a = \frac{r_z}{R_1 + r_z} \cdot \Delta U_e \approx \frac{r_z}{R_1} \cdot \Delta U_e \quad (14)$$

Wird ein 2,2kΩ Widerstand und eine 5,6V Zener-Diode verwendet, so ergibt sich bei einer mittleren Eingangsspannung von 18,5V etwa ein Diodenstrom von 5,8mA. Wie dem Datenblatt entnommen werden kann, hat die Zener-Diode bei diesem Strom einen differentiellen Widerstand von ca. 40Ω. Nach Gleichung (14) beträgt die Ausgangsspannungsänderung also ungefähr 1,8% der Eingangsspannungsänderung, was vertretbar ist. Ein größeres Verhältnis zwischen Ausgangsspannungsänderung und Eingangsspannungsänderung wäre deshalb nicht wünschenswert, da die

¹⁰ “In Circuit Serial Programming” ist eine von Microchip entwickelte Technik zur einfachen Programmierung geeigneter Mikrocontroller über einen seriellen Datenstrom.

¹¹ [TIE02], Kapitel 16.3.1

Spannung des eingeschalteten PWM-Signales am Ausgang des Mikrocontrollers direkt proportional zur Eingangsspannung ist. Ein Sinken der Eingangsspannung bewirkt also infolge der in 5.1 beschriebenen Stromsenke auch ein Sinken des Stromes durch die Leuchtdioden. Wird, wie in der Spezifikation im Punkt 3.2.5 gefordert, die Eingangsspannung entsprechend der Spannung am Transistor der Stromsenke geregelt, so wird durch das Sinken des Leuchtdiodenstromes ein weiteres Sinken der Eingangsspannung bewirkt. Der Leuchtdiodenstrom ändert sich deshalb leicht proportional zur Spannung an den Leuchtdioden, wobei der Proportionalitätsfaktor vom eben besprochenen Verhältnis zwischen Ausgangsspannungsänderung und Eingangsspannungsänderung des Spannungsreglers abhängt.

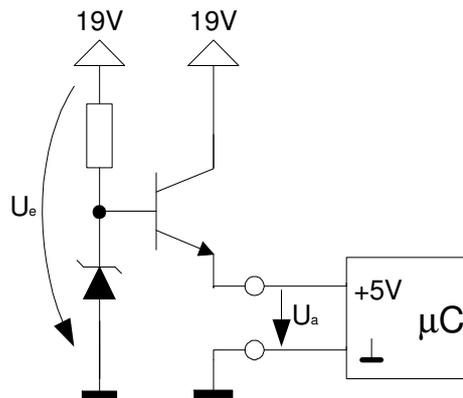


Abbildung 13: 5V-Spannungsversorgung des PIC-Mikrocontrollers

Der Analogeingang des A/D-Wandlers wird über ein zwischen 5V und Masse liegendes Potentiometer angespeist. Zur Dämpfung des Rauschens dient ein 100nF Kondensator gegen Masse.

Die Taster stellen eine direkte Verbindung des jeweiligen Einganges mit Masse her. Der Eingang GP2 des Tasters2 verfügt über einen konfigurierbaren internen Pull-up Widerstand, der Eingang GP3 des ersten Tasters wird hingegen mit Hilfe eines 220k Ω Widerstandes auf 5V gezogen.

Die Kathode der zweifärbigen Leuchtdiode, die als Anzeigeelement dient, liegt auf Masse, die Anoden werden über je einen 3,9k Ω Widerstand mit dem jeweiligen Ausgang des PIC verbunden.

Der PWM-Ausgang des PIC liefert das pulsbreitenmodulierte Rechtecksignal mit einer Amplitude, die etwa 0,7V unter dem Wert der Versorgungsspannung liegt. Die Anpassung an die in 5.1 geforderte Spannung von 0,1V erfolgt über einen Spannungsteiler der diese an den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers liefert.

5.2.8 Einsatz im Testaufbau

Zur Prüfung der Funktionsfähigkeit des Programmes, wurde eine Testschaltung auf einem Steckbrett realisiert. Der PWM-Ausgang konnte mit Hilfe einer kleinen Leuchtdiode direkt beobachtet werden, erst später wurde die im Kapitel 5.1 beschriebene Stromsenke hinzugefügt.

5.2.9 Erkenntnisse während der Programmentwicklung

Wie in 5.2.2 erwähnt, verfügt der verwendete PIC-Mikrocontroller über einen internen 4 MHz Oszillator. Die Ausführung eines Befehles benötigt 4 Taktzyklen, so dass die Programmbefehle mit einer Taktrate von 1 MHz abgearbeitet werden. Dank des zur Verfügung stehenden „Prescaler“, kann der PWM-Timer so eingestellt werden, dass ein Timerschritt eine konfigurierbare Anzahl an Befehlstakten umfasst. Wird beispielsweise ein „Prescaler“-Wert von 32 gewählt, so kann dadurch erreicht werden, dass die minimale Pulswiederholrate 122 Hz beträgt (Siehe Gl. (15)). Genau dieser fixe Wert wurde in einer ersten Programmversion auch gewählt.

$$f_{LED} = \frac{4 \cdot 10^6 \frac{\text{Oszillatortakte}}{\text{Sekunde}}}{4 \frac{\text{Oszillatortakte}}{\text{Befehlstakt}} \cdot 32 \frac{\text{Befehlstakte}}{\text{Timerschritt}} \cdot 256 \frac{\text{Timerschritte}}{\text{Pulsperiode}}} = 122,07 \text{ Hz} \quad (15)$$

Im Testaufbau funktionierte das Programm einwandfrei, die verwendete Leuchtdiode machte den Eindruck in ihrer Helligkeit stufenlos veränderbar zu sein. Erst als die Zielhardware zur Verfügung stand, konnte man bei Verwendung der wesentlich helleren weißen Leuchtdioden erkennen, dass während des Weiterschaltens von einer Stufe zur nächsten, an manchen Stellen kurze „Lichtblitze“ zu erkennen waren. Bei Beobachtung des Leuchtdiodenstromes am Oszilloskop war zu erkennen, dass es sich genau um jene Stufen handelte, an denen gleichzeitig die Pulsbreite verdoppelt und die Pulsfrequenz beinahe halbiert wird, bzw. umgekehrt. Nachdem kein Programmfehler auszumachen war, konnte nach längerer Überlegung erkannt werden, dass die kurze Änderung, die, bei der tiefpassbedingten Integration durch den menschlichen Sehsinn, während des Stufenüberganges zustande kommt, für den erkennbaren kurze Lichtimpuls verantwortlich gemacht werden kann. Erst durch eine Erhöhung der minimalen Pulswiederholfrequenz auf etwa 1 kHz, konnten die Lichtblitze zum Verschwinden gebracht werden. Leider wirkt sich bei so hohen Frequenzen die nicht zu unterschätzende Einschaltzeit der Stromsenke schon so stark aus, dass vor allem im Bereich geringer Helligkeit jeweils bei der Verdopplung der Pulsbreite deutliche Sprünge erkennbar sind. Zwar wäre bei Verwendung einer schnelleren Schaltung dieses Problem leicht in den Griff zu bekommen, aus Kostengründen wurde aber eine Software-Lösung angestrebt. Nach langer Überlegung konnte durch die im folgenden Kapitel beschriebene Maßnahme ein Ergebnis erzielt werden, das sich sowohl durch die Verhinderung der Helligkeitssprünge im dunkleren Bereich, als auch durch die Beseitigung aller auftretenden Lichtblitze auszeichnet.

5.2.10 Erweiterung des PWM-Algorithmus

Der im Kapitel 5.2.1 dargelegte Algorithmus zur Formung einer exponentiellen Dimmerkennlinie wurde im Laufe der Arbeit dahingehend verändert, dass die darin ursprünglich auftretenden gleichzeitigen Sprünge von Pulsbreite und Pulsfrequenz vermieden werden konnten. Wird nämlich gerade im Falle eines solchen Sprunges die Dauer der minimalen Pulsbreite, also der Wert des Timer-„Prescalers“, halbiert (bei Helligkeitserhöhung) bzw. verdoppelt (bei Helligkeitsverminderung), so bleibt die Pulsbreite, die sich ansonsten verdoppeln bzw. halbieren würde, gleich. Auch die Pulsfrequenz weist durch diese Veränderung des Prescalers keinen stärkeren Sprung auf, als bei allen anderen Helligkeitsschritten. Die näherungsweise Verdopplung bzw. Halbierung der Pulsperiode fällt weg. Das Resultat ist die reine Modulation der Periode, die zwischen den 8 exponentiellen Stufen über $1/x$ -Funktionen angenähert wird. In Abbildung 14 ist zu sehen, wie die Stufen mit steigenden Werten immer näher zusammenrücken.

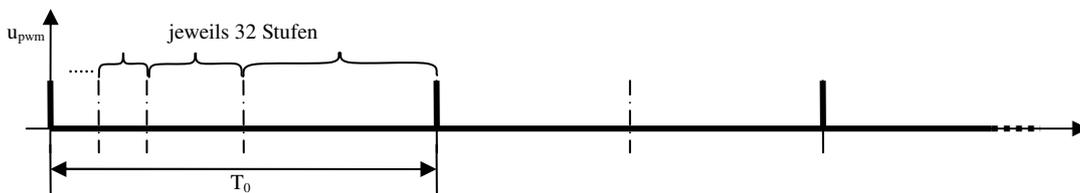


Abbildung 14: Stufen beim "erweiterten" PWM-Algorithmus

Der eingesetzte PIC-Mikrocontroller weist bei Einsatz des internen Oszillators einen Befehlstakt von 1MHz auf. Nach einigem Optimieren war es möglich, die Anzahl der Befehle die notwendig ist, um die minimale Pulsbreite zu generieren, auf vier zu verringern. Wird eine minimale Pulswiederholrate von $f=1/T=61\text{Hz}$ erlaubt, so ist immerhin eine Beseitigung der untersten vier sichtbaren Stufenübergänge möglich. Ab $f=980\text{ Hz}$ kann die Frequenz durch den PIC dann zwar nicht mehr weiter erhöht werden, da bei dieser Frequenz aber auch im ursprünglich angewendeten Verfahren keine Lichtblitze mehr sichtbar waren (siehe 5.2.9), kann ab hier wieder die Verdopplung der Pulsbreite zugelassen werden.

Es wurde also ein kombiniertes Verfahren implementiert, das sowohl die festgestellten Lichtblitze, als auch das Auftreten allzu kleiner Pulsbreiten unterbindet.

5.3 Sperrwandler

5.3.1 Verwendeter Schaltnetzteil-Regler

Die in der Spezifikation (siehe 3.2) geforderte Ausgangsleistung des Schaltnetzteiles von 6W ist, wie schon im Kapitel 4.2 vorweggenommen wurde, gut mit Hilfe eines Sperrwandler ICs realisierbar, der über eine fixe Stromschwelle verfügt und die Ausgangsspannung über eine einfache Komparatorschaltung der Referenzspannung nachführt. ICs dieses Typs sind inzwischen bei einigen Herstellern erhältlich und zeichnen sich durch besondere Robustheit, einfachen Schaltungsaufbau und großen Leistungsbereich aus. In dieser Arbeit soll ein passender IC aus der Familie NCP105x der Firma ON Semiconductors ausgewählt werden (NCP1050 bis NCP1055). Ähnliche ICs für unterschiedliche Ausgangsleistungen werden aber beispielsweise auch unter dem Namen Tiny-Switch von der Firma Power Integrations angeboten.

Die verschiedenen ICs der NCP105x-Serie unterscheiden sich durch ihre jeweils fixe Stromschwelle, wovon die damit erreichbare Ausgangsleistung abhängig ist. Welcher der ICs für die vorliegende Aufgabe optimal geeignet ist, wird bei der Ermittlung der Primärinduktivität des notwendigen Transformators (siehe 5.3.4.1) iterativ ermittelt. Im gegenständlichen Fall verfügt der NCP1052 über eine ausreichend hohe Stromschwelle und erfüllt alle gestellten Anforderungen.

5.3.1.1 Funktion der NCP105x-Familie

Über den im IC integrierten Schalttransistor wird der Strom durch die Primärwicklung des Transformators mit ungefähr gleichbleibender Frequenz eingeschaltet und bei Überschreiten einer fix vorgegebenen Stromschwelle, oder bei Erreichen des maximalen Duty-cycle (77% der Schaltperiode), wieder abgeschaltet. Überschreitet die Ausgangsspannung des Sperrwandlers die vorgegebene Soll-Spannung, so wird der Control-Eingang des IC beispielsweise über den Transistor eines Optokopplers auf Masse gezogen und es erfolgt eine sofortige Abschaltung des Schalttransistors. Sobald diese Grenzspannung (bzw. der Grenzstrom am Control-Eingang des IC) wieder unterschritten wird, wird die Energieübertragung wieder aktiviert, was aber höchstens einmal pro Taktperiode erlaubt ist. Die Regelung der Ausgangsspannung erfolgt also nicht, wie bei herkömmlichen Schaltnetzteil-Reglern, kontinuierlich über die Pulsbreite, sondern einfach über einen Komparator. Dem Nachteil, auf die dynamischen Eigenschaften eines perfekt angepassten Reglers verzichten zu müssen, stehen als große Vorteile gegenüber, dass keine Stabilitätsüberlegungen angestellt werden müssen, und anstatt einem aufwendigen Messglied, eine einfache Referenzspannung z.B. in Form einer kostengünstigen Zener-Diode vollkommen ausreicht.

Durch die fixe Stromschwelle wird außerdem ermöglicht, dass ein entsprechend dimensionierter Transformator bei maximaler Belastung optimal ausgenutzt werden kann (bis zum Sättigungswert der magnetischen Flussdichte).

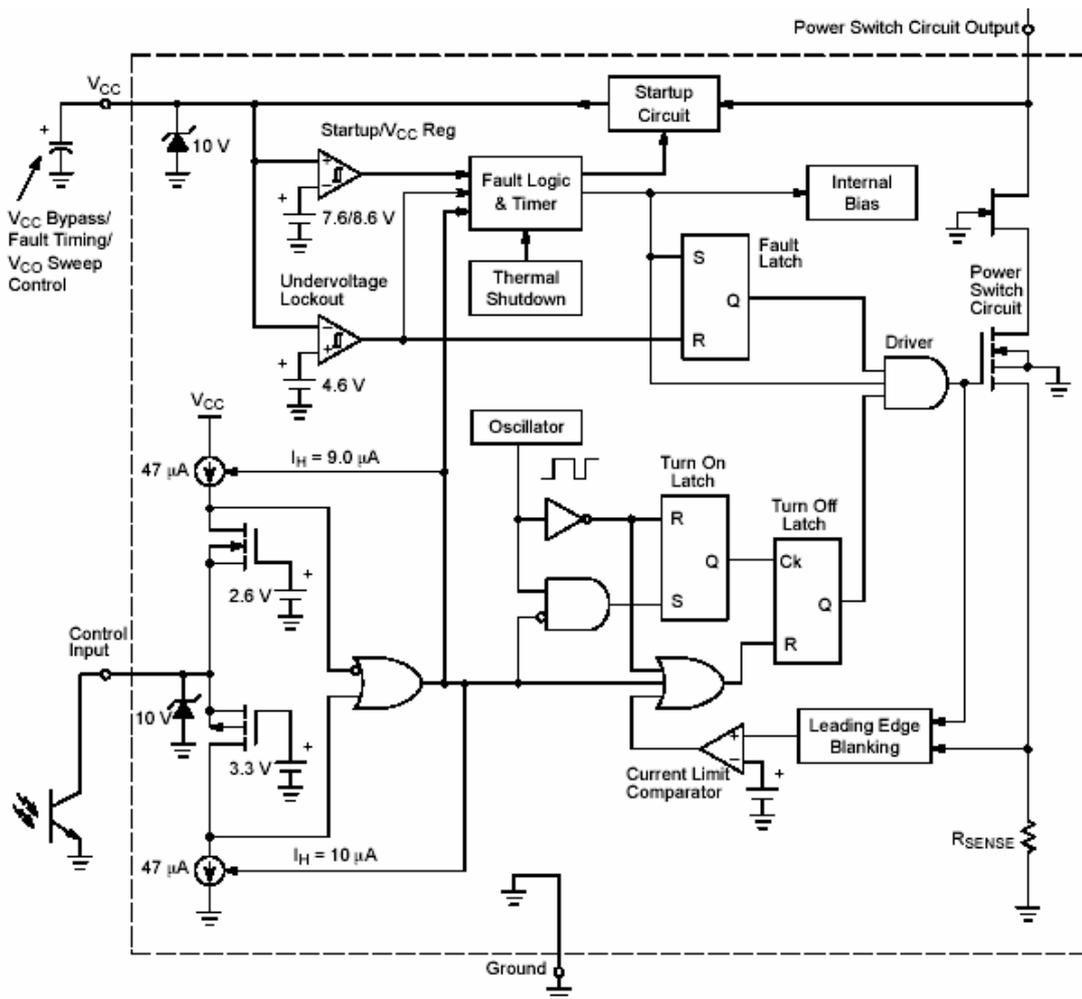


Abbildung 15: Blockschaltbild des 105x aus dem Datenblatt des Herstellers

5.3.1.2 Merkmale der NCP105x-Familie

Neben den bereits erwähnten Vor- und Nachteilen haben die ICs der NCP105x-Familie noch folgende Eigenschaften:

- Integrierter „SENSEFET“-Schalttransistor:** Der integrierte Leistungstransistor hält eine Sperrspannung von bis zu 700V aus; sein Drain-Strom wird durch einen Komparator mit der oberen Stromgrenze verglichen (100-680mA je nach IC). Wird diese erreicht, so wird der Transistor abgeschaltet. Damit die Abschaltung nicht unabsichtlicherweise durch die beim Einschalten auftretende Stromspitze erfolgt (als Folge des Ladens der Sperrschichtkapazität in der sekundärseitigen Gleichrichterdiode und diverser parasitärer Kapazitäten), wird die Stromschwelle erst 125-250ns nach dem Einschalten aktiv („leading edge blanking“).
- Integrierte Anlaufschaltung und Spannungsversorgung:** Eine interne Stromquelle lädt den am VCC-Eingang des IC liegenden Kondensator linear. Sobald die Spannung 8,6V (VCC-On) überschreitet, nimmt die Schaltung den Regelbetrieb auf. Diese am VCC-Eingang anliegende Betriebsspannung versorgt

daraufhin alle Teile der Schaltung. Sie wird jeweils nach Unterschreiten der 7,6V-Grenze (VCC-Off) über die Stromquelle wieder bis auf 8,6V erhöht. Entsprechend dieser Hysterese, die von der Kapazität des angeschlossenen Kondensators abhängig ist, werden auch die unten angeführte Spreizung des Störspektrums, sowie der Timer für die Fehlererkennung eingestellt.

- **Unterspannungsabschaltung:** Unterschreitet die eben beschriebene VCC-Spannung die untere Grenze von 4,6V (VCC-Reset), so wird der Regelbetrieb eingestellt und erst wieder aufgenommen, sobald die VCC-On Spannung von 8,6V erreicht wurde.
- **Schutz vor Thermischer Überlastung mit Hysterese:** Sollte die Junction-Temperatur des integrierten Schalttransistors über 160°C steigen, so wird dieser abgeschaltet. Die Einschaltung erfolgt erst, sobald die Junction-Temperatur wieder unter 85°C gefallen ist.
- **Extrem schnelle Reaktionszeiten:** Während der erlaubten Einschaltzeit kann der Schalttransistor je nach Status am Control-Eingang jederzeit ein- oder ausgeschaltet werden, allerdings maximal einmal pro Schaltperiode, um hochfrequente Komponenten im Störspektrum zu verhindern („Double Pulse Suppression“).
- **Schutz vor plötzlichem Leerlauf:** Eine Abtrennung der Last bewirkt wegen der gerade genannten schnellen Reaktion ein sofortiges Ausschalten des Schalttransistors.
- **Abschaltung im Überlast- oder Kurzschlussfall:** Das System enthält einen konfigurierbaren Timer. Sollte im von diesem Timer bestimmten Zeitraum keine Rückmeldung über den Control-Eingang des IC erfolgen, so wird die Energieübertagung vorübergehend eingestellt und danach ein neuerlicher Versuch gestartet.
- **Aufspreizung des Spektrums der leitungsgebundenen Störungen:** Die Schaltfrequenz ist nicht konstant, sondern ändert sich in einem kleinen Bereich periodisch. Auf diese Art und Weise wird eine Aufspreizung des Störspektrums erreicht, die Störungen sind kontinuierlich über einen größeren Frequenzbereich verteilt, dafür aber kleiner. Dadurch wird das Einhalten der gesetzlich vorgeschriebenen Grenzen der leitungsgebundenen EMV¹² sehr erleichtert.

¹² Unter der Elektromagnetischen Verträglichkeit (Abk. EMV, engl. „Electromagnetic Compatibility“ Abk. EMC) versteht man nach DIN VDE 0870 “die Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung – Anlage, Gerät, Baugruppe – in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne diese Umgebung unzulässig zu beeinflussen“ ([DUR99], Kapitel 1.2.1.2) Siehe auch Kapitel 0.

5.3.2 Auswahl des Betriebsmodus

Es gibt zwei Modi, mit welchen ein Sperrwandler betrieben werden kann (siehe 4.2): Den „Continuous Conduction Mode“ (CCM), auch „nichtlückender“- oder „Trapezbetrieb“ genannt, und den „Discontinuous Conduction Mode“ (DCM), der auch „lückender“- oder „Dreiecksbetrieb“ genannt wird. Während im Dreiecksbetrieb bei jedem Takt die gesamte im Transformator gespeicherte Energie sekundärseitig entnommen wird, fließt im Trapezbetrieb am Ende jedes Taktes noch ein Strom i_2 , der magnetische Fluss ist also ungleich 0. Es ergibt sich für i_1 und i_2 jeweils ein trapezförmiger Stromverlauf.

Bei näherer Betrachtung erkennt man zwischen Dreieck- und Trapezbetrieb folgende Unterschiede:

- Da der magnetische Fluss im Trapezbetrieb nie 0 wird, tritt beim Einschalten des Schalttransistors eine nahezu sprunghafte Änderung des Stromes auf, was zu höheren Einschaltverlusten führt. Diesbezüglich erweist sich der Dreiecksbetrieb als vorteilhafter.
- Der Diodenrückstrom in der sekundären Gleichrichterdiode bewirkt im Trapezbetrieb beim Einschalten des Transistors eine kurze Stromspitze im Primärstrom, weshalb an die Diode höhere Anforderungen bezüglich möglichst geringer Speicherladung gestellt werden.
- Eine Veränderung der übertragenen Leistung ist im Trapezbetrieb nur deshalb möglich, da die im Transformator speicherbare Energie quadratisch mit dem Strom zunimmt (wird im Kapitel 5.3.4 behandelt). Verändert sich die Last, so tritt im Gegensatz zum Dreiecksbetrieb nur kurzzeitig eine durch die Regelung hervorgerufene Änderung des Duty-Cycles auf. Dadurch wird das durchschnittliche Niveau des magnetischen Flusses (und proportional zu dessen Quadrat auch die übertragene Energie pro Taktperiode) nach oben bzw. unten verschoben. Danach stellt sich der Duty-Cycle wieder genau auf das aus dem Grenzfall zwischen Dreieck- und Trapezbetrieb resultierende Gleichgewichtsverhältnis ein. Dieser Mechanismus wird nur durch den Effekt der „magnetischen Sättigung“ nach oben hin begrenzt.
- Wird der Sperrwandler im Voltage-Mode betrieben, so erweist sich der Dreiecksbetrieb, wie aus dem im vorigen Punkt Gesagten hervorgeht, vor allem im dynamischen Verhalten des Wandlers als günstiger, da die Regelstrecke dann nur über einen niederfrequenten dominanten Pol aufweist, während der zweite Pol in die Nähe der Schaltfrequenz rückt. Da im gegenständlichen Fall aufgrund der einfachen „On/Off“-Regelung des verwendeten Sperrwandler-ICs allerdings keine Stabilitätsüberlegungen angestellt werden müssen, stellt dieser Umstand kein Argument für den Dreiecksbetrieb dar.
- Ein Argument ist allerdings die im verwendeten Sperrwandler-IC vorhandene fixe Stromschwelle, durch welche eine Erhöhung des durchschnittlichen Stromniveaus (und damit des durchschnittlichen Niveaus des magnetischen Flusses) im Trapezbetrieb bei gleichbleibendem Duty-Cycle verhindert, die übertragbare

Leistung im Trapezbetrieb also stark eingeschränkt wird. Das Maximum der übertragenen Leistungen liegt damit genau an der Grenze zwischen Dreieck- und Trapezbetrieb.

Unser Sperrwandler sollte also auch bei maximal anzunehmender Last den Dreiecksbetrieb nicht verlassen, um eine ökonomische Dimensionierung erreichen zu können.

5.3.3 Gleichrichtung und Glättung

Damit der NCP1052 die hochfrequente Rechteckspannung erzeugen kann, muss die 50Hz-Wechselspannung zuvor gleichgerichtet werden. Die über einen Brückengleichrichter gleichgerichtete Spannung u_G wird dem Speicherkondensator C_{ZW} , dem sog. „Zwischenkreiskondensator“ zugeführt, der für eine möglichst gute Glättung sorgen soll (siehe Abbildung 16, die Filterelemente R_f , L_f und C_f können vernachlässigt werden).

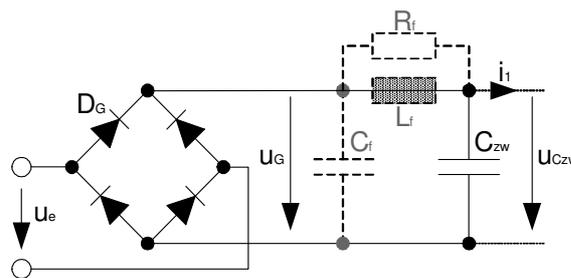


Abbildung 16: Gleichrichtung und Glättung

Obwohl diese Anforderung an sich für die Auswahl eines möglichst hochkapazitiven Kondensators sprechen würde, darf hier kein allzu hoher Kapazitätswert gewählt werden, um das Stromversorgungsnetz nicht mit hohen Oberschwingungsströmen zu belasten, also Netzzrückwirkungen zu erzeugen. Die Oberschwingungen entstehen nämlich bei Abweichung des Netzstromes vom erwünschten sinusförmigen Stromverlauf und bewirken das Entstehen von Blindleistung und somit eine stärkere Belastung sämtlicher Zuleitungselemente, wie z.B. Versorgungstransformatoren, die dementsprechend höher dimensioniert werden müssen. Die passive Gleichrichtung, wie sie bei Schaltnetzteilen oft verwendet wird, generiert solche Oberschwingungsströme, da der Stromfluss in den Zwischenkreiskondensator bei jeder Halbperiode immer nur ab jenem Zeitpunkt erfolgt, in dem die Eingangsspannung gerade den augenblicklichen Wert der Kondensatorspannung annimmt (Diodenspannung am Gleichrichter vernachlässigt). In Abbildung 17 unten ist ein daraus resultierender Stromverlauf zu sehen.

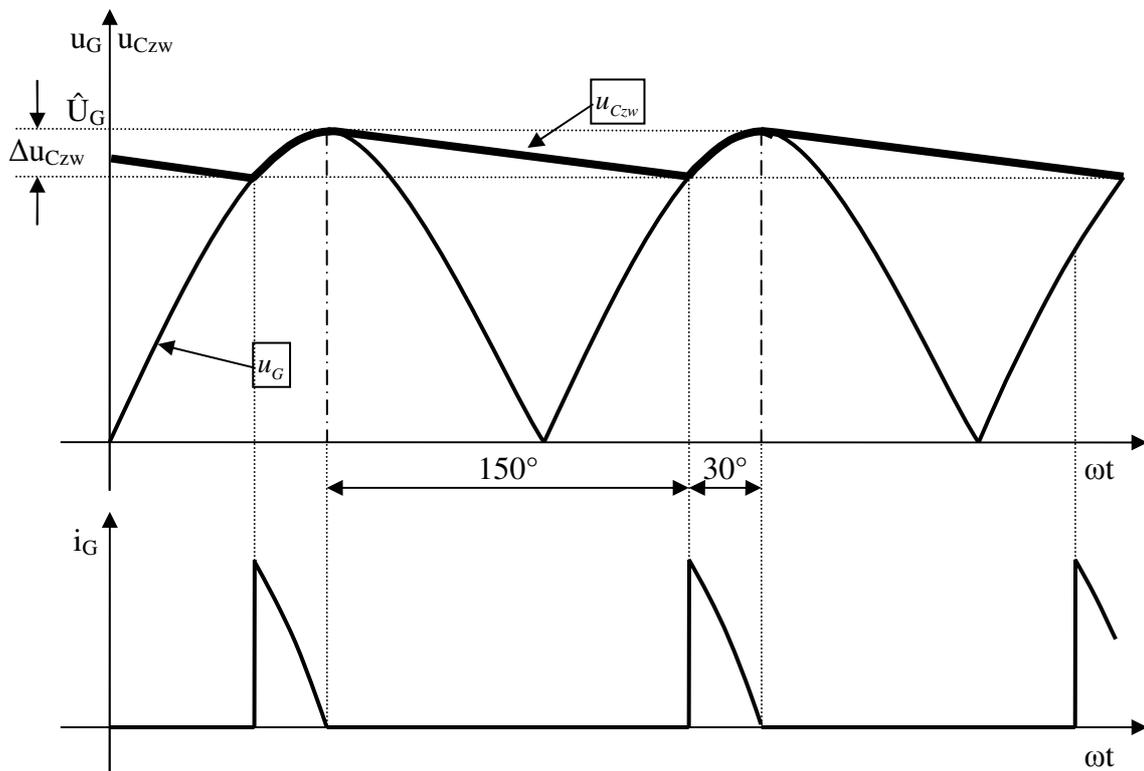


Abbildung 17: Qualitativer Spannungs- und Stromverlauf am Gleichrichter

In der EU ist für alle Geräte mit einem Eingangsstrom von unter 16A seit 1.1.2001 die EU-Norm EN61000-3-2 einzuhalten¹³, in der die Grenzwerte für die Oberschwingungsströme festgelegt sind. Dabei werden gemäß der Abänderung A14 vier Klassen von Geräten unterschieden, für die jeweils unterschiedliche Grenzwerte gelten¹⁴:

- **Klasse A:** Symmetrische dreiphasige Geräte, Haushaltsgeräte (außer Klasse D-Geräte), Dimmer für Glühlampen, Elektrowerkzeuge (außer tragbare), Audio-Einrichtungen und andere Geräte, die nicht zu den Klassen B bis D gehören.
- **Klasse B:** Tragbare Elektrowerkzeuge
- **Klasse C:** Beleuchtungseinrichtungen
- **Klasse D:** PCs, Monitore, Fernseher, Rundfunkempfänger mit einer Eingangsleistung < 600 W

¹³ [ÖVE1], Seite 15

¹⁴ [IEE00], Seite 114

Für das zu entwickelnde Schaltnetzteil ist somit die Klasse C relevant. Für Geräte mit einer Eingangswirkleistung von $\leq 25\text{W}$ wird darin bei Volllast gefordert, dass

- die Oberschwingungsströme bestimmte, in einer Tabelle angegebene, leistungsbezogene Grenzwerte nicht überschreiten dürfen, oder dass
- der Oberschwingungsstrom dritter Ordnung höchstens 86%, jener fünfter Ordnung höchstens 61% des Grundschwingungsstromes betragen darf, und der Strom bei maximal 60° der Grundschwingung zu fließen beginnt, mindestens bis 90° fließt und sein letzter Spitzenwert bei 65° auftritt (dabei wird vorausgesetzt, dass der Nulldurchgang der Eingangsspannung bei 0° liegt).

Ob die für die Oberschwingungsströme geforderten Grenzwerte tatsächlich eingehalten werden können, kann nur durch Messung am fertigen Gerät ermittelt werden. Die oben genannte Forderung, dass der Stromflusswinkel mindestens 30° betragen muss, kann jedoch leicht bei der Dimensionierung berücksichtigt werden. Für den Zwischenkreiskondensator bedeutet dies, dass seine Spannung $u_{C_{zw}}$ in jeder Halbperiode zumindest so weit abgenommen haben muss, dass der Stromfluss bereits 30° vor dem Erreichen der Amplitudenspannung einsetzt. Die Kondensatorspannung in Abbildung 17 zeigt einen solchen Verlauf. Die maximal auftretende Gleichrichter-spannung nehmen wir mit +10% der nominalen Netzspannung an:

$$\hat{U}_G = 325\text{V} + 32,5\text{V} \approx 360\text{V} \quad (16)$$

Die Kondensatorspannung darf dann also bei Einsetzen des Stromflusses vom Gleichrichter höchstens

$$u_{C_{zw}}(\Delta t_{150^\circ}) = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{U}_G = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot 360\text{V} \approx 311,8\text{V} \quad (17)$$

betragen. Daraus resultiert ein minimaler Spannungs-Ripple am Kondensator von etwa 50V. Die minimale Kondensatorspannung muss nach einer Zeit von

$$\Delta t_{150^\circ} = \frac{1}{2f_N} \cdot \frac{150^\circ}{180^\circ} = 8,33\text{ms} \quad (18)$$

erreicht werden. Da der Spannungsverlauf am Kondensator während der Entladephase (bei gesperrtem Gleichrichter) näherungsweise linear verläuft, beträgt die über die Entladezeit gemittelte Kondensatorspannung etwa:

$$\bar{u}'_{C_{zw}} \approx \frac{\hat{U}_G + u_{C_{zw}}(\Delta t_{150^\circ})}{2} = \frac{360\text{V} + 311,8\text{V}}{2} \approx 336\text{V} \quad (19)$$

Wird die maximale Eingangsleistung P_e auf etwa 9W geschätzt, so liefert der Kondensator während des Entladevorgangs an die nachfolgende Schaltung den durchschnittlichen Strom:

$$\bar{i}_1 = \frac{P_e}{\bar{u}_{C_{zw}}} = \frac{9W}{336V} \approx 26,8mA \quad (20)$$

Damit kann die maximal erlaubte Kapazität berechnet werden:

$$C_{zw} \leq \frac{\bar{i}_1 \Delta t_{150^\circ}}{\Delta u_{C_{zw}}} = \frac{26,8mA \cdot 8,33ms}{48,2V} \approx 4,6\mu F \quad (21)$$

Dieser Wert ist natürlich nur eine Abschätzung, weil in dessen Berechnung ein näherungsweise konstanter Entladestrom vorausgesetzt wurde. Ein genauerer Wert der maximalen Kapazität kann folgendermaßen ermittelt werden: Wird wieder eine konstante Eingangsleistung P_e vorausgesetzt, so verhält sich die Spannung am Kondensator während des Entladevorganges (bei gesperrtem Gleichrichter) entsprechend der Differentialgleichung:

$$C_{zw} \cdot \frac{du_{C_{zw}}}{dt} = -\frac{P_e}{u_{C_{zw}}} \Rightarrow u_{C_{zw}} \cdot \frac{du_{C_{zw}}}{dt} = -\frac{P_e}{C_{zw}} \quad (22)$$

Diese besitzt die Lösung:

$$u_{C_{zw}}^2 = u_{C_{zw}}(t=0) - \frac{2P_e t}{C_{zw}} \quad (23)$$

Einsetzen von Anfangs- und Endspannung des Entladevorgangs (360V und 311,8V) und der korrespondierenden Zeitwerte ($T_N/4$ und $4T_N/6$) liefert bei Gleichsetzen der beiden entstandenen, nach der Anfangsbedingung $u_{C_{zw}}(t=0)$ umgeformten Gleichungen:

$$C_{zw,max} \cdot [(360V)^2 - (311,8V)^2] = 2 \cdot 9W \cdot \frac{5}{12} \cdot 50 \Rightarrow C_{zw,max} = 4,6\mu F \quad (24)$$

Die Näherung aus Gleichung (21) stimmt mit diesem Ergebnis bis zur dritten Nachkommastelle überein!

Da der Zwischenkreiskondensator hohen Belastungen ausgesetzt ist, werden, wie in 3.2.7 gefordert, zwei hochwertige 2,2μF-Folienkondensatoren parallel geschaltet.

Der Effektivwert des Kondensatorstromes $I_{C_{zw}}$ kann mittels Integration über eine Halbperiode ermittelt werden, wobei zwei Bereiche unterschieden werden: Einerseits der Zeitraum, in dem der Gleichrichter gerade leitet, und andererseits jener, in dem er sperrt. Im Zeitbereich des leitenden Gleichrichters liegt, bei Vernachlässigung der Flussspannungen an den Gleichrichterioden, die gleichgerichtete Eingangsspannung direkt am Kondensator an (siehe Abbildung 17), was in der folgenden Gleichung im zweiten Integral zum Ausdruck kommt. Bei gesperrtem Gleichrichter kommt der an die nachfolgende Schaltung gelieferte Strom, den wir, wie zuvor, als näherungsweise konstant annehmen wollen, dann zur Gänze vom Zwischenkreiskondensator. Es wird also der in Gleichung (20) berechnete, gemittelte Strom \bar{i}_1 verwendet.

Damit ergibt sich für den Effektivwert des Stromes im Zwischenkreiskondensator:

$$\begin{aligned}
I_{C_{zw}} &\approx \sqrt{\frac{2}{T_N} \int_0^{\frac{\pi}{3\omega_N}} (-\bar{i}_1)^2 dt + \frac{2}{T_N} \int_{\frac{\pi}{3\omega_N}}^{\frac{2\omega_N}{\pi}} \left(C_{zw} \frac{du_{C_{zw}}}{dt} \right)^2 dt + \frac{2}{T_N} \int_{\frac{2\omega_N}{\pi}}^{\frac{\pi}{2\omega_N}} (-\bar{i}_1)^2 dt =} \\
&= \sqrt{2f_N \frac{\bar{i}_1^2 \pi}{3\omega_N} + 2f_N \int_{\frac{\pi}{3\omega_N}}^{\frac{2\omega_N}{\pi}} \left(C_{zw} \frac{d(\hat{U}_G \sin(\omega_N t))}{dt} \right)^2 dt + 2f_N \frac{\bar{i}_1^2 \pi}{\omega_N} - 2f_N \frac{\bar{i}_1^2 \pi}{2\omega_N} =} \\
&= \sqrt{2f_N \frac{\bar{i}_1^2 \pi}{3\omega_N} + 2f_N \frac{\bar{i}_1^2 \pi}{2\omega_N} + 2f_N \int_{\frac{\pi}{3\omega_N}}^{\frac{2\omega_N}{\pi}} \left(C_{zw} \hat{U}_G \omega_N \cos(\omega_N t) \right)^2 dt =} \\
&= \sqrt{2f_N \frac{\bar{i}_1^2 \pi}{3 \cdot 2\pi f_N} + 2f_N \frac{\bar{i}_1^2 \pi}{2 \cdot 2\pi f_N} + 2f_N \int_{\frac{\pi}{3\omega_N}}^{\frac{2\omega_N}{\pi}} C_{zw}^2 \hat{U}_G^2 \omega_N^2 \frac{1 + \cos(2\omega_N t)}{2} dt =} \\
&= \sqrt{\frac{\bar{i}_1^2}{3} + \frac{\bar{i}_1^2}{2} + 2f_N C_{zw}^2 \hat{U}_G^2 \omega_N^2 \left[\frac{t}{2} + \frac{\sin(2\omega_N t)}{4\omega_N} \right]_{\frac{\pi}{3\omega_N}}^{\frac{2\omega_N}{\pi}} =} \\
&= \sqrt{\frac{5}{6} \bar{i}_1^2 + 2f_N C_{zw}^2 \hat{U}_G^2 \omega_N^2 \left[\frac{\pi}{4\omega_N} - \frac{\pi}{6\omega_N} + \frac{\sin\left(2\omega_N \frac{\pi}{2\omega_N}\right)}{4\omega_N} - \frac{\sin\left(2\omega_N \frac{\pi}{3\omega_N}\right)}{4\omega_N} \right] =} \\
&= \sqrt{\frac{5}{6} \bar{i}_1^2 + 2f_N C_{zw}^2 \hat{U}_G^2 \omega_N^2 \left[\frac{\pi}{12\omega_N} + \frac{\sin(\pi)}{4\omega_N} - \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}{4\omega_N} \right] =} \\
&= \sqrt{\frac{5}{6} \bar{i}_1^2 + 8\pi^2 f_N^3 C_{zw}^2 \hat{U}_G^2 \left[\frac{1}{24f_N} - \frac{\sqrt{3}}{16\pi f_N} \right] =} \\
&= \sqrt{\frac{5}{6} \cdot (26,7mA)^2 + 8 \cdot \pi^2 \cdot (50Hz)^3 \cdot (4,4\mu F)^2 \cdot 360^2 \cdot 4 \cdot \left[\frac{1}{24 \cdot 50} - \frac{\sqrt{3}}{16 \cdot 50 \cdot \pi} \right] =} \quad (25) \\
&= 64,5mA
\end{aligned}$$

Bei diesem geringen Stromeffektivwert sind, dank des niedrigen parasitären Serienwiderstandes des Zwischenkreiskondensators, die auftretenden Verluste verschwindend klein.

Eine effektivere Methode, Oberschwingungsströme zu minimieren, bietet die sog. „Power Factor Correction“ Abk. PFC, die in vielen modernen Netzteilen und Anlagen höherer Leistung eingesetzt wird. Es handelt sich um eine Gleichrichterschaltung, die für das versorgende Netz einen möglichst ohmschen Verbraucher darstellt, also einen sinusförmigen Strom entnimmt, der mit der Eingangsspannung in Phase sein sollte. Man unterscheidet aktive und passive PFCs. Eine passive PFC besteht aus Induktivitäten, Kapazitäten und Dioden, die dem Zwischenkreiskondensator vorgeschaltet sind. Wesentlich effizienter ist jedoch die aktive PFC, die z.B. durch Vorschalten eines Hochsetzstellers (Boost-Konverters) erreicht wird. Nähere Informationen zu diesem Thema sind in [HIR90], Kapitel 6, „Sinusförmige Netzstromaufnahme“ enthalten.

5.3.4 Transformatordimensionierung

Der Dimensionierung des Hochfrequenztransformators des Sperrwandlers unterscheidet sich von der Dimensionierung eines herkömmlichen Netztransformators in erster Linie dadurch, dass im Transformator des Sperrwandlers Energie zwischengespeichert werden muss. Somit muss im Kern (meist wird ein Ferritkern verwendet) bei jedem Taktschritt primärseitig genug magnetische Energie aufgenommen und anschließend sekundärseitig wieder abgeben werden können. Aufgrund der Verwendung des Transformators als Energiespeicher spricht man in diesem Zusammenhang, wie in Kapitel 4.2 erwähnt, auch von „gekoppelten Spulen“, was als Beschreibung dieses elektrischen Bauelementes viel besser seiner tatsächlichen Aufgabe gerecht wird. Wir können den Transformator in den beiden getrennten Zeitabschnitten Energiezuführung/Energieentnahme deshalb jeweils als einfache Spule betrachten. Die in einer Spule gespeicherte Energie W beläuft sich auf

$$W = \frac{LI^2}{2} \quad (26)$$

worin L die Induktivität der Spule und I den Spulenstrom bezeichnen. Ein Energiezuwachs bzw. eine Energieabnahme erfolgt also durch entsprechend große Stromänderungen bei genügend großer Induktivität. Mit

$$U = L \frac{dI}{dt} \text{ bzw. } \frac{dI}{dt} = \frac{U}{L} \quad (27)$$

steigt der Strom und damit auch magnetische Feldstärke und magnetischer Fluss bei konstanter angelegter Spannung U linear an. Allerdings zeigt jedes magnetisch leitende Material ab einer bestimmten magnetischen Feldstärke das Phänomen der Sättigung, oberhalb der die magnetische Flussdichte bei weiterer Feldstärkeerhöhung nicht mehr weiter zunimmt. Da die magnetische Flussdichte B proportional zur Induktivität L und umgekehrt proportional zur Windungszahl N und zur effektiven Kernquerschnittsfläche A_e ist, also

$$LI = NBA_e \quad (28)$$

gilt, muss die Induktivität so klein, bzw. die Windungszahl oder die effektive Kernquerschnittsfläche so groß gewählt werden, dass die Sättigung gerade nicht erreicht wird. Die entsprechende Verringerung der Induktivität kann am einfachsten mit Hilfe eines Luftspaltes erfolgen.

Bei der Dimensionierung des Transformators muss auch zwischen lückendem und nicht-lückendem Betrieb unterschieden werden. Aus Kapitel 5.3.2 geht hervor, dass die Funktionsweise der verwendeten On/Off-Regelung des Sperrwandler ICs, bei der eine fixe Stromschwelle existiert, nahe legt, den Sperrwandler immer im lückenden Modus zu betreiben. Dadurch wird erreicht, dass auch noch bei geringster anzunehmender Eingangsspannung die notwendige Leistung abgegeben werden kann, weil die übertragene Leistung bei Eintritt in den nicht-lückenden Modus drastisch abnehmen würde (siehe 5.3.2 letzter Punkt). Da der Stromanstieg bzw. -abfall im lückenden Betrieb bei gleicher Energieübertragung höher sein muss als im kontinuierlichen Modus, ist die Induktivität noch umso kleiner anzunehmen.

5.3.4.1 Ermittlung der erforderlichen Induktivität und des Windungszahlenverhältnisses

Die minimal notwendige Induktivität wird über die zu übertragende Energie pro Taktperiode, also die zu übertragende Leistung ermittelt, wobei bei gegebener Ausgangsleistung noch der Wirkungsgrad η berücksichtigt werden muss. Mit

$$\frac{P_0}{\eta} \leq \frac{L_1 \hat{I}_1^2}{2} f \quad (29)$$

ergibt sich für L_1

$$L_1 \geq \frac{2P_0}{\eta \hat{I}_1^2 f} \quad (30)$$

L_1 muss also die Ungleichung (30) erfüllen, um die geforderte Leistung übertragen zu können.

Im gegenständlichen Fall wird von der angestrebten Verwendung des ICs NCP1052 ausgegangen, der eine konstante Stromschwelle von 300mA vorsieht. Die maximal abzugebende Ausgangsleistung beläuft sich auf etwa 6W, die Schaltfrequenz soll 100kHz betragen und für den Wirkungsgrad des Netzteiles kann etwa 70% vorausgesetzt werden. Werden diese Werte in die Gleichung (30) eingesetzt, so ergibt sich für den Minimalwert der Primärinduktivität:

$$L_1 \geq \frac{2 \cdot 6}{0,7 \cdot 0,3^2 \cdot 10^5} = 1905 \mu H \quad (31)$$

Ihr Maximalwert hingegen ergibt sich aus der Forderung, dass bei durch Netzschwankungen bedingter geringster Eingangsspannung und gegebener Ausgangsleistung gerade noch der lückende Betrieb aufrechterhalten werden soll. Das

Tastverhältnis zwischen ein- und ausgeschaltetem Transistor δ_1 zusammen mit dem zur sekundärseitigen Energieentnahme notwendigen Teil δ_2 der Taktperiode darf somit maximal 1 betragen (lückender Betrieb).

$$\delta_1 + \delta_2 \leq 1 \quad (32)$$

Setzt man in (32) für δ_1 und δ_2 die nach δ_1 bzw. δ_2 umgeformten Gleichungen

$$U_1 = L_1 \frac{\hat{I}_1}{\delta_1 T} \quad (33)$$

und

$$U_2 + U_D = L_2 \frac{\hat{I}_2}{\delta_2 T} \quad (34)$$

ein, so erhält man:

$$\frac{L_1 \hat{I}_1}{U_{1\min} T} + \frac{L_2 \hat{I}_2}{(U_2 + U_D) T} \leq 1. \quad (35)$$

Dabei wurden auch der Spannungsabfall U_D an der sekundärseitigen Diode und die minimale auftretende Eingangsspannung $U_{1\min}$ berücksichtigt und linearer Stromanstieg vorausgesetzt. Ersetzt man nun weiters in Gleichung (35) mit Hilfe des Windungszahlenverhältnisses

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_1} \quad (36)$$

noch L_2 und \hat{I}_2 durch L_1 , \hat{I}_1 und $\frac{N_1}{N_2}$, so ergibt sich nach dem Umformen der gesuchte Maximalwert der Primärinduktivität L_1 :

$$\begin{aligned} \frac{L_1 \hat{I}_1}{U_{1\min} T} + \frac{L_1 \hat{I}_1}{\frac{N_1}{N_2} (U_2 + U_D) T} &\leq 1 \\ L_1 \frac{\hat{I}_1}{T} \cdot \frac{\frac{N_1}{N_2} (U_2 + U_D) + U_{1\min}}{U_{1\min} \frac{N_1}{N_2} (U_2 + U_D)} &\leq 1 \\ \Rightarrow L_1 &\leq \frac{T}{\hat{I}_1} \cdot \frac{U_{1\min} \frac{N_1}{N_2} (U_2 + U_D)}{U_{1\min} + \frac{N_1}{N_2} (U_2 + U_D)} \end{aligned} \quad (37)$$

Das Verhältnis der Windungszahlen bestimmt wiederum die während der sekundärseitigen Energieentnahme zur Primärseite rücktransformierte Spannung $(U_2 + U_D) \cdot \frac{N_1}{N_2}$. Während der Sperrphase des Schalttransistors liegt an diesem ja nicht nur die Eingangsspannung, sondern die Summe aus Eingangsspannung und

rücktransformierter Sekundärspannung an, die natürlich nicht größer sein darf, als die maximal erlaubte Sperrspannung U_S des Schalttransistors. Bei Verwendung des Höchstwertes der Eingangsspannung $U_{1\max}$ ergibt sich damit ein Maximalwert für das Übertragungsverhältnis \ddot{u} :

$$U_{1\max} + (U_2 + U_D)\ddot{u} \leq U_S \Rightarrow \ddot{u} \leq \frac{U_S - U_{1\max}}{U_2 + U_D} \quad (38)$$

Dabei wurde wieder der Spannungsabfall U_D an der sekundärseitigen Diode berücksichtigt. Wird das größtmögliche, gerade noch erlaubte Übertragungsverhältnis und damit die schnellstmögliche Energieentnahme unter Einhaltung der maximalen Sperrspannung des Transistors vorausgesetzt, also

$$\ddot{u} = \ddot{u}_{\max} = \frac{U_S - U_{1\max}}{U_2 + U_D} \quad (39)$$

so lässt sich Gleichung (37) schließlich umschreiben und man erhält

$$L_1 \leq \frac{U_{1\min}}{\hat{I}_1 f} \cdot \frac{U_S - U_{1\max}}{U_S - U_{1\max} + U_{1\min}} \quad (40)$$

Liegt der vorstehend berechnete Maximalwert der Primärinduktivität oberhalb des zuvor errechneten Minimalwertes der Primärinduktivität, so genügt der gewählte Sperrwandler-IC den an ihn gestellten Anforderungen und es kann für die Primärinduktivität irgendein Wert innerhalb dieser vorgegebenen Grenzen angenommen werden. Ansonsten muss ein IC herangezogen werden, die eine höhere Stromschwelle zulässt.

Im gegenständlichen Fall wird die maximale Sperrspannung U_S des Transistors vom Hersteller mit 700V angegeben, um eine Zerstörung des Schalttransistors auf jeden Fall zu vermeiden, werden wir hier allerdings nur eine maximale Sperrspannung von 650V zulassen. Die maximal auftretende Primärspannung nehmen wir, wie schon in Kapitel 5.3.3 errechnet, mit +10% der nominalen Netzspannung an,

$$U_{1\max} = 325V + 32,5V \approx 360V \quad (41)$$

Die minimal auftretende Primärspannung ergibt sich aus der kleinsten auftretenden Netzspannung, wofür wir -20% der Nominalspannung annehmen wollen, und dem am primären Glättungskondensator auftretendem maximalen Ripple. Ein Ripple von 50V (siehe 5.3.3) führt damit auf eine minimale Primärspannung von

$$U_{1\min} = 325V - 65V - 50V = 210V \quad (42)$$

Somit ergibt sich für die maximale Primärinduktivität bei Einsetzen in (40)

$$L_1 \leq \frac{210V}{0,3A \cdot 10^5 Hz} \cdot \frac{650V - 360V}{650V - 360V + 210V} = 4060\mu H \quad (43)$$

Bei der Berechnung dieses Maximalwertes der Primärinduktivität wurde vorausgesetzt, dass gemäß (39) das maximal erlaubte Übertragungsverhältnis verwendet wird:

$$\ddot{u}_{\max} = \frac{U_S - U_{1\max}}{U_2 + U_D} = \frac{650V - 360V}{19V + 0,7V} \approx 14 \quad (44)$$

Da der Maximalwert der Primärinduktivität sehr weit über deren Minimalwert liegt, kann ohne weiteres ein etwas niedriger Wert für das Übertragungsverhältnis gewählt werden. Bei $\ddot{u}=12$, ergibt sich für L_1 nach Gleichung (37) immer noch ein Maximalwert von $3689\mu\text{H}$.

Zusammen mit Gleichung (31) ergeben sich bei einem Übertragungsverhältnis von 12 somit folgende Grenzen für die Primärinduktivität:

$$\boxed{1905\mu\text{H} \leq L_1 \leq 3689\mu\text{H}} \quad (45)$$

Bei der Entscheidung für einen bestimmten Wert der Primärinduktivität muss allerdings noch in Betracht gezogen werden, dass eine größere Induktivität auch mit größeren Kosten verbunden ist. Deshalb ist es oft sinnvoll sich möglichst mit einem geringen Wert der Primärinduktivität zufrieden zu geben. Details zu diesem Thema werden im folgenden Kapitel behandelt. Wir werden im vorliegenden Fall eine Primärinduktivität von 2mH anstreben, wodurch die geforderte Leistung von 6W leicht erbracht, der Transformator dennoch relativ klein gehalten werden kann.

5.3.4.2 Auswahl von Transformator kern, Luftspalt, Windungszahlen und Drahtquerschnitten

Nachdem nun die für die Schaltung relevanten Eigenschaften des zu dimensionierenden Transformators, die primäre Induktivität L_1 und das Übertragungsverhältnis \ddot{u} , bekannt sind, können die geometrischen Parameter iterativ ermittelt werden. Dabei ist einer Vielzahl unterschiedlicher Anforderungen Rechnung zu tragen:

- Einerseits müssen die Wicklungen bei vorliegendem Windungszahlenverhältnis im Wickelraum des Transformators Platz finden,
- andererseits dürfen die Drahtquerschnitte nicht zu klein gewählt werden, um allzu große ohmsche Verluste, (ein Teil der sogenannten „Kupferverluste“) zu vermeiden.
- Außerdem ist eine gewisse Primärwindungszahl notwendig, um den Induktionshub B_{\max} und damit die hysteresebedingten „Kernverluste“ (die auch proportional zur gewählten Schaltfrequenz sind) möglichst gering halten zu können.
- Weiters ist der effektive Kernquerschnitt einzubeziehen und

- schlussendlich muss die sich ergebende Geometrie des Luftspaltes gewisse realisierbare Grenzen einhalten, so dass keine allzu großen Streufelder auftreten.

Zuerst muss in diesem iterativen Prozess ein Transformator Kern der ungefähr zu erwartenden Größe ausgewählt und dessen Daten (z.B. aus dem Datenblatt des jeweiligen Herstellers) ermittelt werden. Mit Hilfe der Gleichung (28) kann bei vorausgesetzter Primärinduktivität L_1 und ermittelter effektiver Kernquerschnittsfläche A_e sowie erlaubtem Induktivitätshub B_{\max} die notwendige Primärwindungszahl N_1 errechnet werden:

$$N_1 = \frac{L_1 \hat{I}_1}{B_{\max} A_e} \quad (46)$$

B_{\max} ist in dieser Gleichung nicht etwa die magnetische Flussdichte, oberhalb der magnetische Sättigung auftritt (etwa $0,3T$), sondern sie stellt jene magnetische Flussdichte dar, bei der die hysteresebedingten Kernverluste bei der verwendeten Schaltfrequenz (also nach f -maligem Durchlaufen der Hystereseschleife pro Sekunde) gerade noch akzeptabel sind. Es muss für jeden Transformator Kern bei vorausgesetzten Kernverlusten separat ermittelt werden, meist stellt der Hersteller eine Tabelle im jeweiligen Datenblatt zur Verfügung, in der einigen Werten für den Induktionshub B_{\max} bei verschiedenen Schaltfrequenzen die entsprechenden Werte für die Kernverluste gegenübergestellt sind. Diese müssen also für die weiteren Berechnungen als gegeben vorausgesetzt und gegebenenfalls iterativ verändert werden.

Da eine größere Primärwindungszahl, und damit über das gegebene Windungszahlenverhältnis natürlich auch die Sekundärwindungszahl, zu entsprechend steigendem Platzbedarf und höheren ohmschen Verlusten führt, muss ein Transformator Kern ausgewählt werden, der über sein B_{\max} und A_e auf eine praktikable Primärwindungszahl führt und gleichzeitig den notwendigen Platz für die berechneten Windungen bietet. Erfahrungsgemäß erweist sich im relevanten Leistungsbereich eine Windungszahl zwischen 100 und 200 Windungen als günstig.

Für die vorliegende Arbeit steht ein E16-Transformator Kern zur Verfügung, dessen Brauchbarkeit wir nun überprüfen wollen. Die effektive Kernquerschnittsfläche A_e beträgt $31,2\text{mm}^2$ und aus dem Datenblatt ist zu entnehmen, dass die Kernverluste, bei 100kHz und einem magnetischen Fluss von 160mT , etwa 200mW betragen, ein hier gerade noch vertretbarer Wert. In Kapitel 5.3.4.1 wurde eine Primärinduktivität L_1 von 2mH berechnet und die Stromschwelle des NCP1052 \hat{I}_1 liegt bei 300mA . Damit erhält man nach Einsetzen in (46) die praktikable Primärwindungszahl

$$N_1 = \frac{2\text{mH} \cdot 300\text{mA}}{160\text{mT} \cdot 31,2\text{mm}^2} = 120 \text{ Windungen} \quad (47)$$

Für die Sekundärwindungszahl N_2 ergibt sich

$$N_2 = \frac{N_1}{\ddot{u}} = \frac{120}{12} = 10 \text{ Windungen} \quad (48)$$

Nachdem die Windungszahlen feststehen, kann nun der erforderliche Luftspalt berechnet werden. Da der größte Teil der im Transformator aufgebauten magnetischen Feldstärke im Luftspalt auftritt, kann zu dessen Berechnung die magnetische Spannung im Ferritkern vernachlässigt werden. Für die Primärinduktivität des Transformators gilt dann näherungsweise:

$$L_1 \approx \frac{\mu_0 N_1^2 A_e}{l_L} \quad (49)$$

In diesem Ausdruck ist l_L die Länge des Luftspaltes und μ_0 die magnetische Feldkonstante. Durch Umformen und Einsetzen ergibt sich die Länge unseres Luftspaltes zu:

$$l_L \approx \frac{\mu_0 N_1^2 A_e}{L_1} = \frac{4\pi 10^{-7} \cdot 120^2 \cdot 31,2 \text{ mm}^2}{2 \text{ mH}} = 0,2823 \text{ mm} \quad (50)$$

Das ist ein gut realisierbarer Wert, der trotzdem klein genug ist, um keine allzu großen Streufelder zu bewirken.

Um die entstehende Verlustleistung und damit die insgesamt abzuführende Wärmeleistung zu ermitteln, müssen nun zu den Kernverlusten, die wie erwähnt im Datenblatt des Kernherstellers dem verwendeten B_{\max} entsprechen, noch die Kupferverluste addiert werden. Dabei überwiegen meist die ohmschen Verluste des Drahtes, welche über die Leitfähigkeit κ_{Cu} von Kupfer berechnet werden können. Dazu müssen zuerst die Effektivwerte von Primärstrom i_1 und Sekundärstrom i_2 ermittelt werden. Bei dreieckförmigem Verlauf erhält man für den Effektivwert des Primärstromes:

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\delta_1 T} \left(\frac{\hat{I}_1}{\delta_1 T} t \right)^2 \cdot dt} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{\hat{I}_1}{\delta_1 T} \right)^2 \cdot \frac{t^3}{3} \right]_0^{\delta_1 T}} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{\hat{I}_1^2}{\delta_1^2 T^2} \cdot \frac{\delta_1^3 T^3}{3}} = \\ &= \hat{I}_1 \sqrt{\frac{\delta_1}{3}} \end{aligned} \quad (51)$$

Analog ergibt sich für den Effektivwert des Sekundärstromes:

$$I_2 = \hat{I}_2 \sqrt{\frac{\delta_2}{3}} \quad (52)$$

Der ohmsche Widerstand der Primärwicklung beträgt

$$R_{1,CU} = \frac{l_1}{\kappa_{CU} A_1}, \quad (53)$$

jener der Sekundärwicklung ist

$$R_{2,CU} = \frac{l_2}{\kappa_{CU} A_2}. \quad (54)$$

In den Gleichungen (53) und (54) bedeuten l_1 und l_2 die Wicklungslängen, A_1 und A_2 die Querschnittsflächen der Kupferdrähte. Mit steigendem Drahtquerschnitt und sinkender Drahtlänge verkleinert sich der Widerstand, so dass bei gegebenen Wicklungslängen möglichst große Querschnittsflächen anzustreben ist. Aufgrund des begrenzten Wickelraumes kann das aber nur in beschränktem Maße geschehen. Sind bei vorgegebenem Transformatorkern und Windungszahlen die Drahtwiderstände zu groß, können die Kupferverluste demnach nur durch eine Reduzierung der Drahtlängen, also durch Verkleinerung der Windungszahlen und dadurch wieder möglicher Querschnittsvergrößerung verringert werden. Das führt allerdings, wie aus Gleichung (46) hervorgeht, zu größerem Induktionshub B_{\max} und damit zu größeren Kernverlusten. Es muss also ein Kompromiss zwischen Kupferverlusten und Kernverlusten gefunden werden.

Die gesamte ohmsche Verlustleistung ergibt sich zu:

$$P_{CU} = R_{1,CU} I_1^2 + R_{2,CU} I_2^2 \quad (55)$$

Mit Hilfe der Kernparameter „Mittlere Windungslänge“ l_θ , „Wicklungsraum“ A_W , dem „Kupferfüllfaktor“ K_{CU}

$$l_\theta = \frac{l_1}{N_1} = \frac{l_2}{N_2} \quad (56)$$

$$\frac{A_W}{2} \geq \frac{N_1 A_1}{K_{CU}} \quad \text{und} \quad \frac{A_W}{2} \geq \frac{N_2 A_2}{K_{CU}} \quad (57)$$

kann die ohmsche Verlustleistung aus Gleichung (55) umgeformt werden:

$$P_{CU} = \frac{l_1}{\kappa_{CU} A_1} \cdot \frac{\hat{I}_1^2 \delta_1}{3} + \frac{l_2}{\kappa_{CU} A_2} \cdot \frac{\hat{I}_2^2 \delta_2}{3}$$

$$P_{CU} = \frac{N_1 l_\theta}{\kappa_{CU} \frac{A_W K_{CU}}{2N_1}} \cdot \frac{\hat{I}_1^2 \delta_1}{3} + \frac{N_2 l_\theta}{\kappa_{CU} \frac{A_W K_{CU}}{2N_2}} \cdot \frac{\hat{I}_2^2 \delta_2}{3}$$

$$P_{CU} = \frac{2N_1^2 l_\theta}{\kappa_{CU} A_W \kappa_{CU}} \cdot \frac{\hat{I}_1^2 \delta_1}{3} + \frac{2N_2^2 l_\theta}{\kappa_{CU} A_W \kappa_{CU}} \cdot \frac{\hat{I}_2^2 \delta_2}{3} \quad (58)$$

In dieser Gleichung wird vorausgesetzt, dass der Wicklungsraum vollständig ausgenutzt wird, wobei jeder Wicklung genau die Hälfte des Wicklungsraumes zur Verfügung gestellt wird. [ERI01] beschreibt in Kapitel 14.3 (Multiple-winding magnetics design via the K_g method) detailliert die Aufteilung des Wicklungsraumes, wobei sich genau dann ein Optimum ergibt, wenn sie entsprechend der den Windungen zugeordneten Leistungen erfolgt. Bei zwei Windungen entspricht das unter Vernachlässigung der Verluste einer 1:1-Aufteilung.

Mit Hilfe der Gleichungen (33) und (34) können δ_1 und δ_2 in Gleichung (58) ersetzt werden:

$$P_{CU} = \frac{2N_1^2 l_\theta}{\kappa_{CU} A_W \kappa_{CU}} \cdot \frac{\hat{I}_1^2 \frac{L_1 \hat{I}_1}{U_1 T}}{3} + \frac{2N_2^2 l_\theta}{\kappa_{CU} A_W \kappa_{CU}} \cdot \frac{\hat{I}_2^2 \frac{L_2 \hat{I}_2}{(U_2 + U_D) T}}{3}$$

Werden im zweiten Summanden der rechten Seite dieses Ausdrucks nun der sekundäre Spitzenstrom, die Sekundärinduktivität und die Sekundärwindungszahl auf die Primärseite übersetzt, so erhält man:

$$P_{CU} = \frac{2N_1^2 l_\theta}{3\kappa_{CU} A_W \kappa_{CU}} \cdot \frac{\hat{I}_1^3 L_1}{U_1 T} + \frac{2N_1^2 l_\theta}{3\kappa_{CU} A_W \kappa_{CU}} \cdot \frac{\hat{I}_1^3 L_1}{(U_2 + U_D) \hat{I}_1 T}$$

Im letzten Schritt kann der rechte Teil der Gleichung (46) durch Herausheben noch etwas vereinfacht werden und es ergibt sich schließlich ein geschlossener Ausdruck für die ohmschen Kupferverluste des Transformators:

$$P_{CU} = \frac{2N_1^2 L_1 \hat{I}_1^3 l_\theta f}{3\kappa_{CU} A_W \kappa_{CU}} \cdot \left(\frac{1}{U_1} + \frac{1}{(U_2 + U_D) \hat{I}_1} \right) \quad (59)$$

Man erkennt auch, dass ein größerer Kern zu geringeren Kupferverlusten führt, da in Gleichung (59) l_θ im Zähler dem Kernparametern A_W im Nenner gegenübersteht, der mit wachsender Kerngröße normalerweise stärker ansteigt. Einen Parameter, der die Größe des Transformatorkernelnes beschreibt, stellt übrigens die in [ERI01], Kapitel 14.1.5 beschriebene „geometrische Kernkonstante“ K_g dar, die auch in manchen Datenblättern enthalten ist.

Für den zuvor ausgewählten Transformatorkernel ergibt sich nach Einsetzen in Gleichung (59) eine ohmsche Verlustleistung von

$$P_{CU} = \frac{2 \cdot 120^2 \cdot 2mH \cdot 0,3^3 \cdot 47mm \cdot 100kHz}{3 \cdot 40 \frac{m}{\Omega \cdot mm^2} \cdot 19mm^2 \cdot 0,4} \cdot \left(\frac{1}{210V} + \frac{1}{(16V + 0,7V) \cdot 12} \right) \quad (60)$$

$$\boxed{\Rightarrow P_{cu} \approx 78,6mW} \quad (61)$$

Zusammen mit den zuvor aus dem Datenblatt des Kernes entnommenen Kernverlusten von 200mW ergibt sich somit eine Gesamtverlustleistung des Transformators von etwa 280mW. Diese Leistung muss in Form von Wärme abgeführt werden können, wobei ohne weiteres höhere Temperaturen zugelassen werden können, ohne die Zerstörung des Bauteils zu riskieren.

Natürlich kommen zu den ohmschen Verlusten und den Kernverlusten auch noch Verluste hinzu, denen parasitäre Effekte zugrunde liegen, wie z.B. die Stromverdrängungseffekte Skineneffekt und Proximity-Effekt, durch die es zu einer drastischen Verkleinerung der leitenden Querschnittsfläche kommen kann. Sie können zwar bei geringem Drahtdurchmesser und geringer Anzahl von Lagen meist vernachlässigt werden, trotzdem muss in der Praxis mit einer geringfügig höheren Verlustleistung gerechnet werden.

Nachdem die Berechnung der Kupferverluste zu einem zufrieden stellenden Ergebnis geführt hat, können jetzt über die Gleichungen (57) die notwendigen Drahtquerschnitte berechnet werden. Es ergeben sich folgende Werte:

$$A_1 = \frac{A_w K_{cu}}{2N_1} = \frac{19mm^2 \cdot 0,4}{2 \cdot 120} \quad \text{und} \quad A_2 = \frac{A_w K_{cu}}{2N_2} = \frac{19mm^2 \cdot 0,4}{2 \cdot 10} \quad (62)$$

$$\Rightarrow A_1 = 3,17 \cdot 10^{-2} mm^2 \quad \text{und} \quad \Rightarrow A_2 = 0,38mm^2 \quad (63)$$

Die optimalen Drahtdurchmesser betragen somit:

$$\boxed{\Rightarrow d_1 = 0,2mm} \quad \text{und} \quad \boxed{\Rightarrow d_2 = 0,7mm} \quad (64)$$

Da für diese Arbeit kein 0,7mm-Draht für die Sekundärwicklung verfügbar war, wurde ein Drahtquerschnitt von 0,5mm verwendet, wodurch die Kupferverluste nicht signifikant ansteigen. P_{cu} erhöht sich um etwa 24mW, womit sich die Gesamtverlustleistung des Transformators dann auf etwas über 300mW beläuft.

Der erforderliche Luftspalt des Trafos wurde provisorisch mit Hilfe einer unregelmäßig starken Verpackungsfolie realisiert, die an einer geeigneten Stelle ziemlich genau 280µm dünn war. Die beiden Hälften des E-Kernes werden mit Kapton-Klebeband zusammengehalten, wodurch im Betrieb eine leichte Geräuschentwicklung bemerkbar ist. Da die Möglichkeit zur Änderung des Transformators gegeben bleiben sollte, wurde auf ein Verkleben der beiden Kernhälften mit dem Wickelkörper verzichtet.

5.3.5 Bedämpfungsnetzwerk

Wie schon in Kapitel 4.2 erwähnt, besteht einer der gravierenden Nachteile des Sperrwandlers in den hohen auftretenden Sperrspannungen am Schalttransistor und der ausgangsseitigen Gleichrichterdiode. An der gerade nicht stromführenden Transformatorwicklung tritt jeweils die um das Übersetzungsverhältnis transformierte

Spannung der gerade leitenden Wicklung auf. Hinsichtlich Spannungsbelastung des Transistors bzw. der Diode addiert sich dazu noch die Eingangs- bzw. Ausgangsspannung. In Kapitel 5.3.4.1 wurde deshalb die maximal erlaubte Sperrspannung des Schalttransistors in die Berechnung der maximalen Primärinduktivität des Transformators miteinbezogen.

Zusätzlich muss nun noch eine weitere Komponente der Sperrspannung am Transistor beachtet werden. Da die Wicklungen des realen Transformators nie ganz genau vom selben magnetischen Fluss durchsetzt werden, besitzt der reale Transformator neben der ideal gekoppelten Hauptinduktivität noch die sog. Streuinduktivitäten. Die in der primären Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$ bei leitendem Transistor gespeicherte Energie, kann während der Sperrphase nicht von der Sekundärseite übernommen werden und würde ohne geeignete Maßnahmen in den parasitären Elementen des Transformators und des Transistors dissipieren. Dabei kommt es wegen der geringen parasitären Kapazitäten des Transformators und des Transistors zu einer sehr hohen Spannungsspitze, welche die zuvor berechnete Sperrspannung am Schalttransistor noch zusätzlich stark erhöht. Die tatsächlich am Transistor anliegende Sperrspannung ergibt sich somit zu

$$u_s = U_1 + \ddot{u}U_2 + u_{\sigma}, \quad (65)$$

worin u_{σ} den durch die Umladung der primären Streuinduktivität bewirkten Spannungsverlauf darstellt. Aufgrund des gebildeten Serienschwingkreises entsteht eine langsam abklingende Schwingung. Unter Verwendung der Wicklungskapazität C_{W1} und der Ausgangskapazität des Schalttransistors C_{DS} ergibt sich:

$$u_s = U_1 + \ddot{u}U_2 + \hat{I}_1 \sqrt{\frac{L_{\sigma 1}}{C_{W1} + C_{DS}}} \quad (66)$$

Um diese weitere Belastung des Transistors zu reduzieren, ist das sog. Bedämpfungnetzwerk (engl. „Snubber-Circuit“ oder „Snubber network“) vorzusehen.

Nach [MAX01] kann man dabei drei Kategorien von derartigen Netzwerken unterscheiden:

- Snubber zur Spannungsbegrenzung
- Begrenzung des Spannungsanstieges
- Dämpfung (Abklingverhalten der parasitären Schwingung)

Ein dämpfendes Snubber-Netzwerk ist per definitionem dissipativ, Snubber der anderen beiden Kategorien können dissipativ oder nicht-dissipativ sein. Während bei dissipativen Entlastungsnetzwerken die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie über einen Widerstand in Wärme umgesetzt wird, kann sie bei nicht-dissipativen Snubber-Circuits zum eingangs- oder ausgangsseitigen Speicherkondensator übertragen werden und geht dadurch nicht verloren. Außerdem unterscheidet man aktive und passive Snubber, wobei passive Snubber eben nur aus den passiven Elementen Widerstand, Kondensator und Diode bestehen.

Im gegenständlichen Fall bietet sich die Realisierung eines spannungsbegrenzenden Snubbers an, wobei wir uns mit einem passiven RCD-Glied begnügen wollen. Abbildung 18 zeigt die verwendete Schaltung.

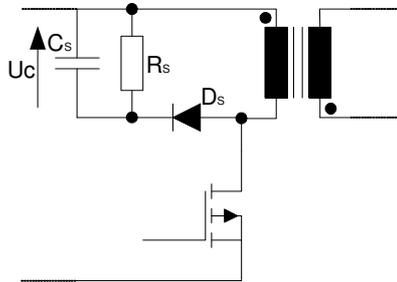


Abbildung 18: RCD-Entlastungsnetzwerk zur Sperrspannungsbegrenzung am Schalttransistor

Der Widerstand R_S stellt in dieser Schaltung eine „Ersatzlast“ dar, welche die pro Schaltperiode in der primären Streuinduktivität gespeicherte Energie aufnehmen soll. Im Prinzip funktioniert die Energieübertragung zum Kondensator C_S genauso wie jene zum Ausgangskondensator im Sekundärkreis (siehe Kapitel 4.2) Während der Transistor sperrt, leitet die Diode D_S und entlädt die primäre Streuinduktivität entsprechend der Gleichung

$$U_{C_S} = L_{\sigma 1} \frac{\hat{I}_1}{\Delta t} + \ddot{u} U_2. \quad (67)$$

Dabei wird vorausgesetzt, dass sich die Spannung am Kondensator C_S nur unmerklich ändert, die Zeitkonstante $R_S C_S$ also groß im Vergleich zur Schaltperiode gewählt wird. Die von der Streuinduktivität abgegebene Leistung beträgt

$$P_{L_\sigma} = U_{C_S} \frac{\hat{I}_1 \Delta t}{2} f \quad (68)$$

Wird Gleichung (67) nach Δt umgeschrieben

$$\Delta t = \frac{L_{\sigma} \hat{I}_1}{U_{C_S} - \ddot{u} U_2} \quad (69)$$

und in (68) eingesetzt so ergibt sich für die von der Streuinduktivität abgegebene Leistung

$$P_{L_\sigma} = \frac{U_{C_S}}{U_{C_S} - \ddot{u} U_2} \cdot \frac{L_{\sigma} \hat{I}_1^2}{2} f \quad (70)$$

Diese Leistung wird auf den Kondensator C_S übertragen und durch den Widerstand R_S in Form von Wärme abgegeben.

Die in R_s dissipierte Leistung beträgt

$$P_{R_s} = \frac{U_{C_s}^2}{R_s} \quad (71)$$

Damit kann durch Gleichsetzen von (70) und (71) bei vorgegebener Kondensatorspannung der notwendige Widerstand berechnet werden.

$$R_s = \frac{2U_{C_s} (U_{C_s} - \hat{u}U_2)}{\hat{I}_1^2 L_{\sigma} f} \quad (72)$$

Die Bemessung der Kapazität geschieht bei Festlegung der maximal erlaubten Spannungswelligkeit am Kondensator. Die gemittelte Kondensatorspannung U_{C_s} muss dann zur Spannungswelligkeit im selben Verhältnis stehen, wie die Zeitkonstante des RC-Gliedes zur Schaltperiode. Die minimale Kapazität des Kondensators beträgt somit:

$$\frac{U_{C_s}}{\Delta U_{C_s}} = \frac{R_s C_s}{T}$$

$$\Rightarrow C_s = \frac{U_{C_s}}{\Delta U_{C_s} R_s f} \quad (73)$$

In den Gleichungen (67) bis (73) wurden übrigens die Diodenspannungen der sekundärseitigen Gleichrichterdiode und der Snubber-Diode vernachlässigt. Die in einigen Gleichungen auftauchende primäre Streuinduktivität $L_{\sigma 1}$ wird bei Verwendung eines E-Kernes nach [WÜS82] Kapitel 3.3.1.5 näherungsweise folgendermaßen berechnet:

$$L_{\sigma 1} \approx \mu_0 N_1^2 \frac{l_{\theta}}{h} \left(b + \frac{a}{3} \right) \quad (74)$$

In diesem Ausdruck sind μ_0 die magnetische Feldkonstante und l_{θ} die mittlere Wicklungslänge. Die Bedeutung der geometrischen Konstanten a , b und h ist der Abbildung 19 zu entnehmen. Im vorliegenden Fall ergibt sich ein ungefährender Wert von etwas unter $10\mu\text{H}$, das sind 0,5% der Primärinduktivität. Dieser Richtwert konnte auch durch Messung der Induktivität auf der Primärseite bei kurzgeschlossener Sekundärwicklung bestätigt werden.

Einsetzen in Gleichung (72) liefert, nach einigem Probieren, bei Vorgabe einer Kondensatorspannung von 246V, einen runden Wert:

$$R_s = \frac{2 \cdot 246\text{V} (246\text{V} - 12 \cdot 19)}{0,3^2 \cdot 10\mu\text{H} \cdot 100\text{kHz}} \approx 100\text{k}\Omega \quad (75)$$

Soll die Kondensatorspannung um höchstens 0,1% schwanken, so entspricht das einer Spannungswelligkeit von 246mV. Nach Gleichung (73) ergibt sich damit eine Kapazität von:

$$\Rightarrow C_s = \frac{246V}{246mV \cdot 100k\Omega \cdot 100kHz} = 100nF \quad (76)$$

Als Snubber-Diode muss eine möglichst schnelle Diode verwendet werden, die eine hohe Sperrspannung verträgt. Für die vorliegende Anwendung wurde eine BYV26C mit einer erlaubten Sperrspannung von 600V ausgewählt.

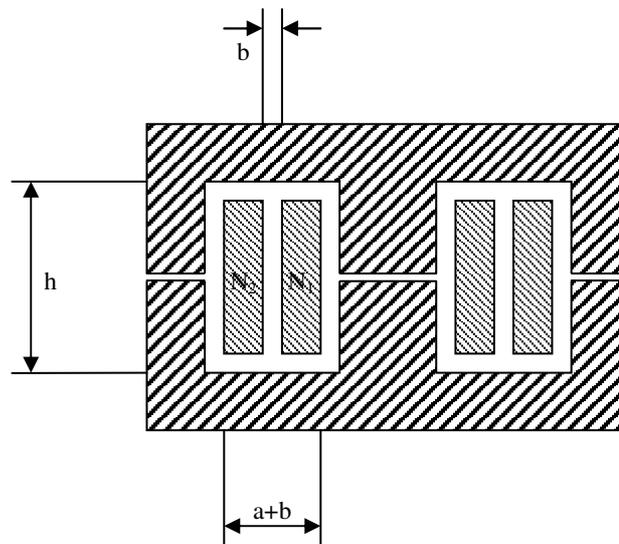


Abbildung 19: Geometrische Konstanten zur Berechnung der primären Streuinduktivität

5.3.6 Eingangsfiler, leitungsgebundene EMV

Die in Schaltnetzteilen generierten hochfrequenten Schaltvorgänge haben zur Konsequenz, dass ohne weitere Maßnahme, Störungen an die Umgebung abgegeben werden. Unter dem Begriff „Elektromagnetische Verträglichkeit“ (Abk. EMV, engl. „Electromagnetic Compatibility“ Abk. EMC) versteht man nach DIN VDE 0870 „die Fähigkeit einer elektrischen Einrichtung – Anlage, Gerät, Baugruppe – in ihrer elektromagnetischen Umgebung zufriedenstellend zu funktionieren, ohne diese Umgebung unzulässig zu beeinflussen“¹⁵. Elektrische Geräte sollten also einerseits möglichst resistent gegenüber von außen einwirkenden Störungen sein und andererseits möglichst wenige Störungen verursachen. Je nachdem, ob die Übertragung von Störungen über das versorgende Netz oder elektromagnetische Wellen bzw. elektrische oder magnetische Felder erfolgt, spricht man von „leitungsgebundenen“ oder „strahlungsgebundenen“ Störungen. Leitungsgebundene

¹⁵ [DUR99], Kapitel 1.2.1.2

Störungen äußern sich im Auftreten der sog. „unsymmetrischen Störspannungen“ zwischen je einer Netzzuleitung und der Schutzterde. Die Gesamtheit der unsymmetrischen Störspannungen aller Leitungen kann in einen symmetrischen Teil („symmetrische Störspannungen“ bzw. „Gegentakt-Störspannungen“ engl. „Differential Mode Conducted Emissions“) und einen asymmetrischen Teil („asymmetrische Störspannungen“ bzw. „Gleichtakt-Störspannungen“, engl. „Common Mode Conducted Emissions“) aufgeteilt werden. Während man unter der „asymmetrischen Störspannung“ einer Frequenz die Summe aller unsymmetrischen Störspannungen dieser Frequenz versteht, sind bei den „symmetrischen Störspannungen“ die hochfrequenten Spannungen zwischen je zwei Netzzuleitungen, also bei einphasigen Verbrauchern z.B. zwischen L und N, gemeint.

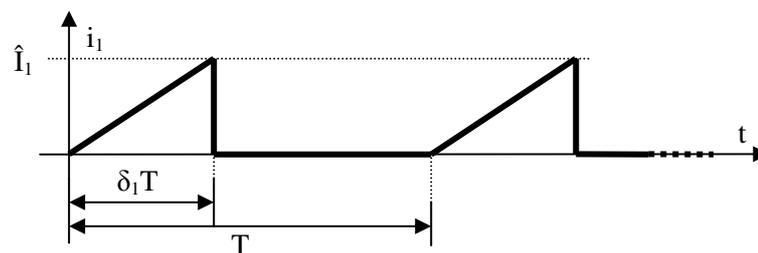


Abbildung 20: Idealisierter Stromverlauf im Primärkreis

Die symmetrischen leitungsgebundenen Störungen, die von unserem Sperrwandler ausgehen, werden durch die periodische, dreieckförmige Stromentnahme vom Zwischenkreiskondensator (siehe Kapitel 5.3.3) verursacht. Abbildung 20 zeigt den idealisierten Verlauf des Primärstromes. Die hochfrequenten Anteile dieses Stromes können die Kapazität des Zwischenkreiskondensators zwar nahezu ungehindert passieren, bewirken jedoch einen Spannungsabfall an dessen parasitärem Serienwiderstand¹⁶ und der parasitären seriellen Induktivität¹⁷ (siehe Abbildung 21). In der Praxis überwiegt dabei der Spannungsanteil am parasitären seriellen Widerstand, so dass jener an der parasitären seriellen Induktivität vernachlässigt werden kann¹⁸. Der resultierende periodische Spannungsverlauf am Zwischenkreiskondensator bewirkt einen periodischen Stromfluss über die Impedanz der Versorgungsleitung, wodurch an dieser die unerwünschten Störspannungen auftreten. Abbildung 22a zeigt ein stark

¹⁶ Der parasitäre Serienwiderstand eines Kondensators wird „Effective Serial Resistance“, Abk. ESR genannt. Vor allem Elektrolytkondensatoren besitzen meist ESR-Werte die, je nach Anwendung, nicht vernachlässigt werden dürfen. Allerdings gibt es auch Beispiele, in denen die transienten-dämpfende Wirkung höherer ESR-Werte von Vorteil sein kann.

¹⁷ Die parasitäre serielle Induktivität eines Kondensators wird „Effective Serial Inductivity“, Abk. ESL genannt. Sie entsteht infolge der Induktivität der Zuleitungsdrähte und sorgt dafür, dass sich Kondensatoren bei sehr hohen Frequenzen schließlich wie Spulen verhalten. Je nach Bauform des Kondensators ist sie mehr oder weniger stark ausgeprägt, axiale Elektrolytkondensatoren besitzen eine besonders hohe ESR.

¹⁸ [WÜS82], Kapitel 4.4.1

vereinfachtes Kleinsignal-Ersatzschaltbild, worin der Zwischenkreiskondensator als Störspannungsquelle u_{Qst} dargestellt ist. Dabei ist zu beachten, dass das Störsignal nur während jenes Zeitraumes an der Netzimpedanz anliegt, während dessen jeweils zwei der vier Gleichrichterdioden gerade leiten (siehe Kapitel 5.3.3), was in Abbildung 22 durch die beiden Schalter angedeutet wird.

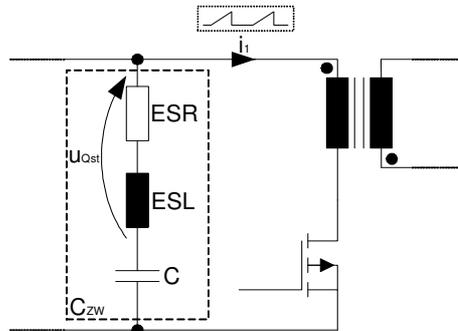


Abbildung 21: Ersatzschaltbild des realen Zwischenkreiskondensators im Primärkreis

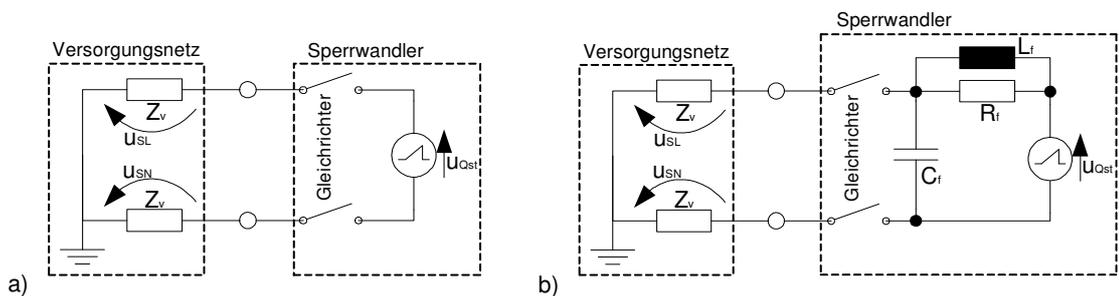


Abbildung 22: Kleinsignal-Ersatzschaltbild des a) ungefilterten, b) gefilterten Sperrwandler-Eingangs

Der spektrale Verlauf der maximal erlaubten unsymmetrischen Störspannungen ist in verschiedenen nationalen Normen gesetzlich geregelt, und nach Geräteklassen eingeteilt¹⁹. In den meisten Ländern halten sich diese Normen sehr eng an die von der IEC²⁰ erarbeiteten internationalen Standards. Dabei wird zwischen Grundnormen, Fachgrundnormen und Produktfamiliennormen unterschieden. Während in den Grundnormen die grundsätzlichen Funktionseigenschaften der Prüfgeräte und die zugehörigen Prüfvorschriften festgelegt sind, enthalten die Fachgrundnormen die einzuhaltenden Grenzwerte, die gegebenenfalls durch Produktfamiliennormen noch zusätzlich eingeschränkt werden.

¹⁹ [DUR99], Kapitel 3.3.3.3

²⁰ Die "International Electrotechnical Commission" ist die weltweit führende Organisation zur Vorbereitung und Veröffentlichung internationaler Standards in allen Bereichen der Elektrotechnik.

Grundsätzlich ist für unser Gerät in der Europäischen Union die Fachgrundnorm für die Störaussendung im Wohnbereich EN50081-1 einzuhalten ([ÖVE2]). Allerdings gehört es auch der Produktfamilie der „Beleuchtungseinrichtungen und ähnliche Elektrogeräte“ an, so dass die tatsächlich einzuhaltenden Grenzwerte für die Störspannungen an den Stromversorgungsanschlüssen der Produktfamiliennorm EN55015 entstammen. In Abbildung 23 ist der spektrale Verlauf der Grenzwerte für Störspannungen nach EN55015 dargestellt.

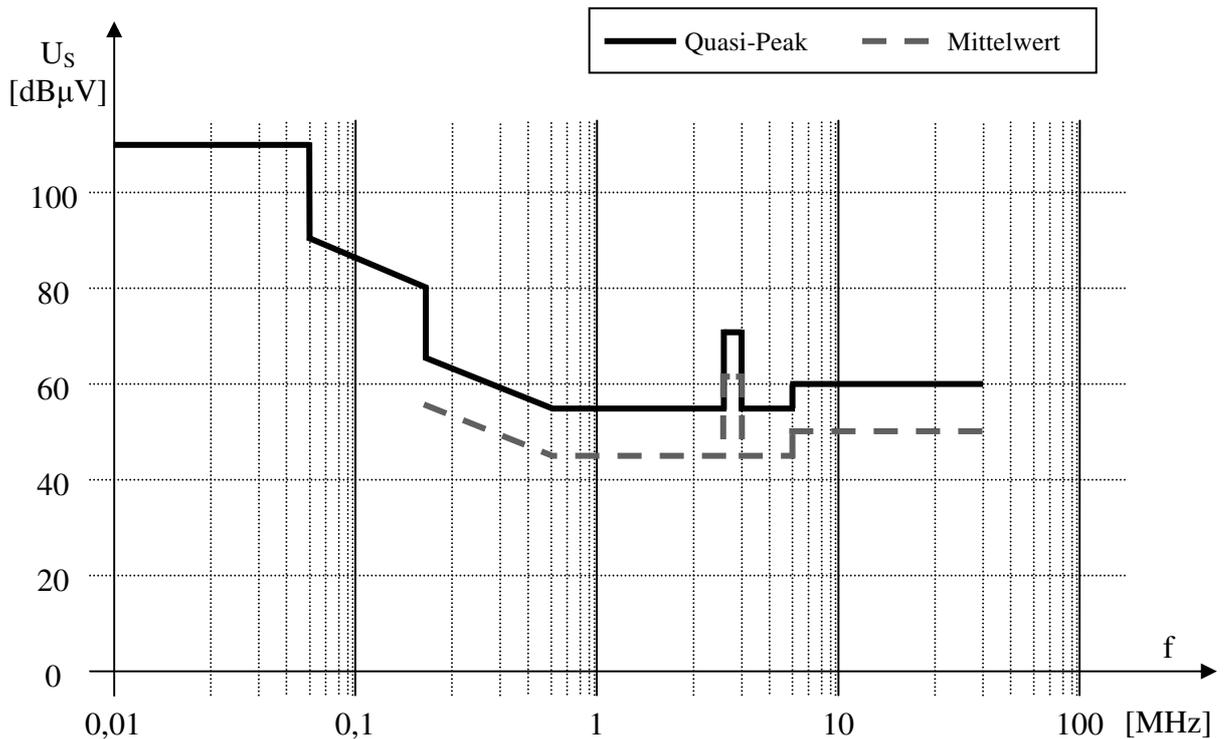


Abbildung 23: Spektraler Verlauf des maximal erlaubten „Quasi-Spitzenwertes“ (durchgezogen) bzw. Mittelwertes (strichliert) der Störspannung nach EN55015

Zur Messung der spektralen Störspannungsverläufe eines Gerätes wird dieses über eine sog. V-Netznachbildung (engl. „Line Impedance Stabilisation Network“, Abk. LISN) an das Versorgungsnetz angeschlossen. Die Netznachbildung stellt so eine definierte genormte HF-Abschlußimpedanz für die Störspannungen dar, so dass reproduzierbare Messungen durchgeführt werden können. Abbildung 24 zeigt die vereinfachte Schaltung einer solchen Netznachbildung. An dieser werden, beispielsweise mit Hilfe eines Spektrumanalysators, die spektralen Verläufe der Störspannungen gemessen (u_{SL} und u_{SN}). Je nach Messmethode (Spitzenwert-, „Quasispitzenwert“- oder Mittelwertmessung) und Gerätekategorie dürfen sie die entsprechenden Grenzwerte aus Abbildung 23 nicht überschreiten. Es muss angemerkt werden, dass die tatsächliche Impedanz des Versorgungsnetzes von Standort zu Standort sehr starken Schwankungen unterworfen sein kann; die genormte Netzimpedanz von $(50\mu\text{H} + 5\Omega) \parallel 50\Omega$ der Netznachbildung dient dazu, normierte

Messergebnisse unbeeinflusst von den tatsächlichen jeweiligen Netzverhältnissen zu ermöglichen.

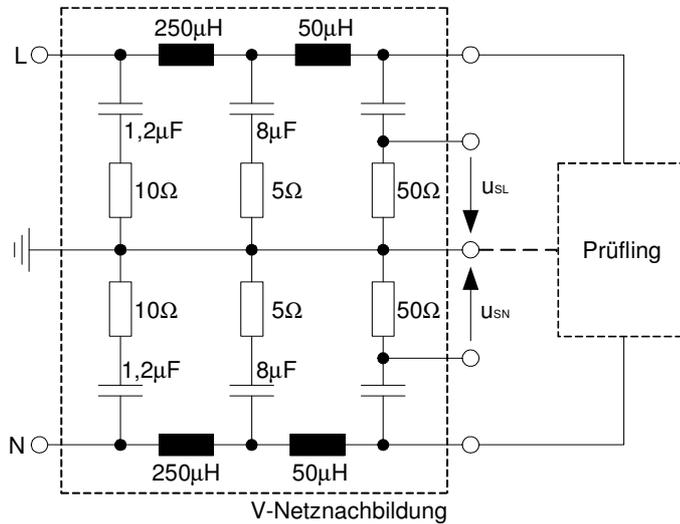


Abbildung 24: Vereinfachte Schaltung einer V-Netznachbildung nach EN55015

Um die vom Sperrwandler ausgehenden leitungsgebundenen Störungen quantifizieren zu können, bedienen wir uns der Theorie linearer zeitinvarianter Systeme und betrachten den Eingangskreis des Sperrwandlers im Frequenzbereich. Der in Abbildung 20 dargestellte dreieckförmige, periodische Stromverlauf im Zwischenkreiskondensator kann nach Fourier als Summe von Sinusschwingungen dargestellt werden (Fourier-Reihe):

$$i_1(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{I}_k \cdot e^{jk\omega_1 t} \right], \quad \omega_1 = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f_1 \quad (77)$$

mit den komplexen Amplituden

$$\hat{I}_k = \frac{1}{T} \int_0^T i_1(t) \cdot e^{-\frac{j2k\pi}{T} t} dt \quad (78)$$

und der Schaltfrequenz von 100kHz als Grundfrequenz f_1 .

Beim vorliegenden Stromverlauf $i_1(t)$ ergibt sich damit mittels partieller Integration für die komplexe Amplitude der k -ten Oberschwingung:

$$\begin{aligned}
\hat{I}_k &= \frac{1}{T} \int_0^{\delta_1 T} \frac{\hat{I}_1}{\delta_1 T} \cdot t \cdot e^{-\frac{j2k\pi}{T} t} dt = \\
&= \frac{1}{T} \left[\frac{\hat{I}_1}{\delta_1 T} \cdot t \cdot \frac{jT}{2k\pi} \cdot e^{-\frac{j2k\pi}{T} t} \right]_0^{\delta_1 T} - \int_0^{\delta_1 T} \frac{\hat{I}_1}{\delta_1 T} \cdot \frac{jT}{2k\pi} \cdot e^{-\frac{j2k\pi}{T} t} dt = \\
&= \frac{\hat{I}_1}{2k\pi\delta_1 T} \left[j \cdot t \cdot e^{-\frac{j2k\pi}{T} t} \right]_0^{\delta_1 T} - \frac{\hat{I}_1}{2k\pi\delta_1 T} \int_0^{\delta_1 T} j \cdot e^{-\frac{j2k\pi}{T} t} dt = \\
&= \frac{\hat{I}_1}{2k\pi\delta_1 T} \left[j \cdot t \cdot e^{-\frac{j2k\pi}{T} t} + \frac{T}{2k\pi} \cdot e^{-\frac{j2k\pi}{T} t} \right]_0^{\delta_1 T} = \\
&= \frac{\hat{I}_1}{2k\pi\delta_1 T} \left[j \cdot \delta_1 T \cdot e^{-\frac{j2k\pi\delta_1 T}{T}} + \frac{T}{2k\pi} \cdot e^{-\frac{j2k\pi\delta_1 T}{T}} - \frac{T}{2k\pi} \right] = \\
&= \frac{\hat{I}_1}{4k^2 \pi^2 \delta_1} \left[(j2k\pi\delta_1 + 1) \cdot e^{-j2k\pi\delta_1} - 1 \right]
\end{aligned} \tag{79}$$

Wird im rechten Teil von Gleichung (79) noch Real- und Imaginärteil getrennt, so erhält man schließlich:

$$\hat{I}_k = \frac{\hat{I}_1 \{ [\cos(2k\pi\delta_1) + 2k\pi\delta_1 \sin(2k\pi\delta_1)] + j \cdot [2k\pi\delta_1 \cos(2k\pi\delta_1) - \sin(2k\pi\delta_1)] - 1 \}}{4k^2 \pi^2 \delta_1} \tag{80}$$

und für den Effektivwert der k-ten Oberschwingung des Stromes:

$$I_k = \frac{|\hat{I}_k|}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{I}_1 \{ [\cos(2k\pi\delta_1) + 2k\pi\delta_1 \sin(2k\pi\delta_1)] + j \cdot [2k\pi\delta_1 \cos(2k\pi\delta_1) - \sin(2k\pi\delta_1)] - 1 \}}{\sqrt{2} \cdot 4k^2 \pi^2 \delta_1} \tag{81}$$

An der ESR des Zwischenkreiskondensators ergeben sich somit die Spannungseffektivwerte:

$$U_{Qst_k} = ESR \cdot I_k \tag{82}$$

Der Zwischenkreiskondensator besteht in der vorliegenden Schaltung aus zwei parallel geschalteten 2,2µF-Folienkondensatoren, durch die jeweils etwa der halbe Primärstrom zur Verfügung gestellt wird. Gleichung (82) muss also geringfügig modifiziert werden. Wird die ESR eines Kondensators mit ca. 0,05Ω angenommen, so ergeben sich die Effektivwerte der Störspannungen der k-ten Oberschwingung an den beiden Zwischenkreiskondensatoren:

$$U_{Qst_k} = 0,05 \cdot \frac{I_k}{2} \tag{83}$$

Die Ergebnisse für die Grundschwingung und die ersten 10 Oberschwingungen können der Tabelle 1 entnommen werden, worin die Störspannungen, zum leichteren

Vergleich mit den Grenzwerten nach EN55015, in dB μ V angegeben sind, $U[\text{dB}\mu\text{V}] = 20 \cdot \log(U[\mu\text{V}])$.

k	\hat{I}_k [mA]	I_k [mA]	$U_{Qst.}$ [dB μ V]
1	39,6	28	56,9
2	29,7	21	54,4
3	18,1	12,8	50,1
4	10,6	7,5	45,4
5	9,4	6,7	44,5
6	8,7	6,2	43,8
7	6,7	4,8	41,6
8	5,6	4	40
9	5,5	3,9	39,8
10	4,9	3,5	38,8
11	4,1	2,9	37,2

Tabelle 1: Stromamplituden, Stromeffektivwerte und Effektivwerte der Störspannungen der k-ten Oberschwingung an den beiden Zwischenkreiskondensatoren

Wie zu erkennen ist, liegt beispielsweise der Wert der ersten Harmonischen der Störspannung ($k=2$) bereits knapp über der Mittelwert-Grenze, obwohl in der bisherigen Berechnung die asymmetrischen Störungen noch gar nicht berücksichtigt wurden.

Um diese von unserem Sperrwandler ausgehenden symmetrischen, leitungsgebundenen Störungen wirkungsvoll reduzieren zu können, ist deshalb an dessen Eingang ein Filter vorzusehen, das in Richtung der Versorgungsleitung wirkt (siehe Abbildung 22b). Es muss natürlich so dimensioniert werden, dass dabei die eigentliche Funktion des Schaltnetztes möglichst nicht beeinflusst wird, der Zwischenkreiskondensator also, wie in Kapitel 5.3.3 beschrieben, in jeder Halbperiode voll geladen werden kann. Da höhere Frequenzen herausgefiltert werden sollen, ist ein Filter mit Tiefpassverhalten vorzusehen, das in der Lage ist, alle Frequenzen ab der Schaltfrequenz von 100kHz in genügendem Ausmaß zu unterdrücken. Ein Tiefpass zweiter Ordnung stellt ein einfaches, aber wirkungsvolles Filter dar, dessen Betragsfrequenzgang $|G_f(j\omega)|$ bekannterweise mit 40dB pro Dekade absinkt (siehe Abbildung 25).

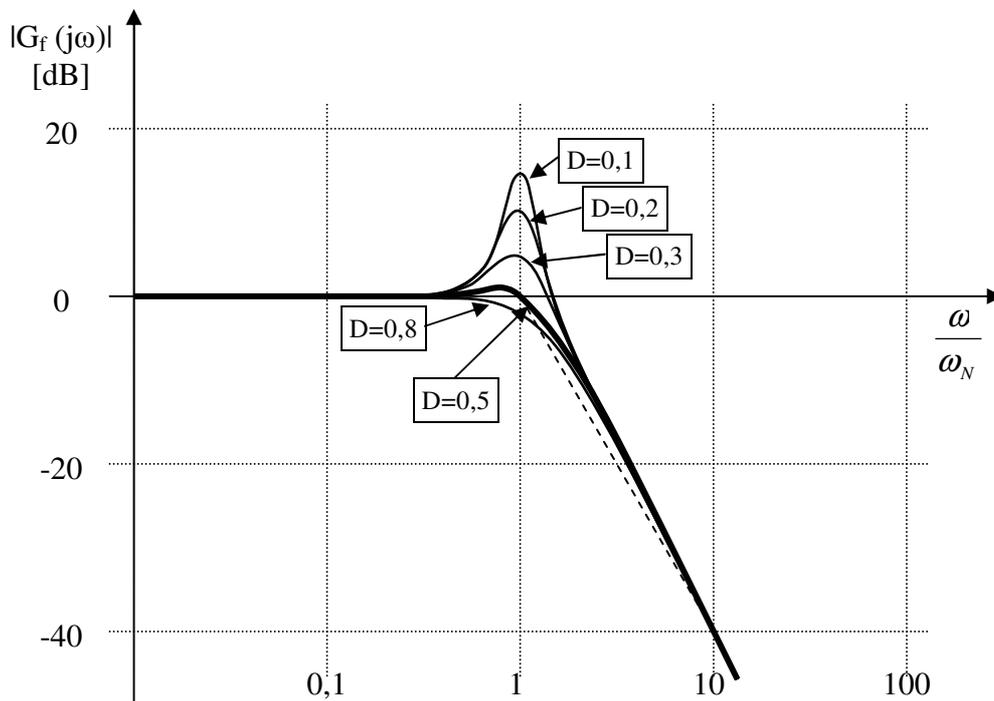


Abbildung 25: Betrags-Bode-Diagramm des Tiefpasses zweiter Ordnung für unterschiedliche Dämpfungsgrade D in der Umgebung der Schwingfrequenz ω_N des ungedämpften Systems

Da es sich dabei um ein schwingfähiges System handelt, empfiehlt es sich, Maßnahmen zur Dämpfung zu setzen, um eine hohe Verstärkung von evtl. in der Nähe der Schwingfrequenz auftretenden Störungen zu verhindern. Das wird einerseits schon durch die Netzimpedanz selbst erreicht, zusätzlich kann beispielsweise, wie in Abbildung 22b gezeigt, der Widerstand R_f parallel zur Induktivität L_f vorgesehen werden. In Abbildung 26 wurde die Netzimpedanz durch die normierten Werte der V-Netznachbildung (siehe Abbildung 24) ersetzt.

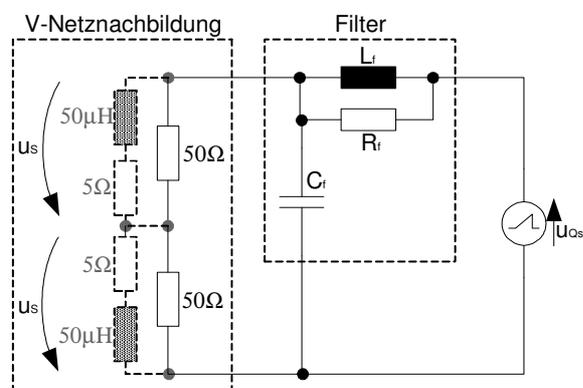


Abbildung 26: Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Eingangskreises

Damit ist es nun möglich, die Übertragungsfunktion von der Störquelle bis zur Netzimpedanz aufzustellen.

$$G_S(s) = \frac{U_S(s)}{U_{Qst}(s)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(2Z_v) \parallel C_f}{(2Z_v) \parallel C_f + L_f \parallel R_f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{1}{sC_f}} + \frac{1}{50\Omega}}{\frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{1}{sC_f}} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{sL_f}} \quad (84)$$

Nach einigem Umformen ergibt sich für die Übertragungsfunktion dritter Ordnung:

$$G_S(s) = \frac{\frac{1}{2} \cdot \left(1 + s \frac{L_f}{R_f}\right) \cdot \left(1 + s \frac{50\mu H}{50\Omega}\right)}{\left(L_f C_f \frac{50\mu H}{50\Omega}\right) \cdot s^3 + \left(C_f + \frac{50\mu H}{R_f \cdot 50\Omega} + \frac{50\mu H}{2 \cdot 50\Omega \cdot 50\Omega}\right) \cdot L_f \cdot s^2 + \left(\frac{50\mu H}{50\Omega} + \frac{L_f}{R_f} + \frac{L_f}{2 \cdot R_1} + \frac{L_f}{2 \cdot R_2}\right) \cdot s + 1} \quad (85)$$

Da die Polstellen dieser Übertragungsfunktion sehr kompliziert sind und sie kaum Aufschluss über das dynamische Verhalten des Systems geben kann, wird der nicht-ohmsche Zweig der Netznachbildung vernachlässigt (siehe Abbildung 26), was für Frequenzen über 100kHz gerade noch zu rechtfertigen ist. Es entsteht eine Übertragungsfunktion zweiter Ordnung:

$$G_S(s) \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{(2 \cdot 50\Omega) \parallel C_f}{(2 \cdot 50\Omega) \parallel C_f + R_f \parallel L_f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{1}{\frac{1}{100\Omega} + sC_f}}{\frac{1}{100\Omega} + sC_f + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{sL_f}} \quad (86)$$

und nach einigen Umformungen:

$$G_S(s) \approx \frac{\frac{1}{2} \cdot \left(1 + s \cdot \frac{L_f}{R_f}\right)}{L_f C_f \cdot s^2 + \left(\frac{L_f}{R_f} + \frac{L_f}{2 \cdot 50\Omega}\right) \cdot s + 1} \quad (87)$$

Diese besitzt nur eine Nullstelle, die für $R_f \gg \omega L_f$ sehr weit links liegt, und zwei reelle oder konjugiert komplexe Polstellen (in der Regelungstechnik spricht man dem entsprechend von einem PDT₂- bzw. PDT_{2,s}-System). Damit kann der Nenner dieser einfacheren Übertragungsfunktion nun mit dem Nenner eines typischen PT₂-, bzw.

PT_{2,s}-Systems verglichen werden, von dem die wichtigsten dynamischen Eigenschaften, wie Überschwingen und Grenzfrequenz, bekannt sind:

$$G_{PT_2}(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_N^2} s^2 + \frac{2D}{\omega_N} s + 1} \quad (88)$$

In Gleichung (88) sind ω_N die Schwingkreisfrequenz des ungedämpften Systems und D der Dämpfungsgrad. Die Kreisfrequenz ω_N ist gleichzeitig die „Knickfrequenz“ des angenäherten Polygonzuges. In Abbildung 25 ist der Betragsfrequenzgang von PT_{2,s}-Systemen für einige Werte des Dämpfungsgrades aufgetragen.

Werden die Kapazität des Filterkondensators, die gewünschte Knickfrequenz und der erwünschte Dämpfungsgrad vorgegeben, so kann durch Koeffizientenvergleich von (87) und (88) zuerst die Induktivität L_f

$$\frac{1}{\omega_N^2} = L_f C_f \Rightarrow L_f = \frac{1}{\omega_N^2 C_f} \quad (89)$$

und anschließend der notwendige Dämpfungswiderstand R_f bestimmt werden:

$$\frac{2D}{\omega_N} = \frac{L_f}{R_f} + \frac{L_f}{2 \cdot 50\Omega} \Rightarrow R_f = \frac{L_f}{\frac{2D}{\omega_N} - \frac{L_f}{2 \cdot 50\Omega}} = \frac{2 \cdot 50\Omega \cdot \omega_N L_f}{4 \cdot 50\Omega \cdot D - \omega_N L_f} \quad (90)$$

Bei Verwendung eines 150nF-Kondensators und Vorgabe einer Knickfrequenz von 10kHz erhält man nach Einsetzen in Gleichung (89) für die Filterinduktivität L_f :

$$L_f \approx \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 10\text{kHz})^2 \cdot 150\text{nF}} = 1,69\text{mH} \quad (91)$$

Die Auswahl des runden Wertes von 1mH führt zu einer geringfügig höheren, aber akzeptablen Knickfrequenz von ca. 13kHz.

Wird ein Dämpfungsgrad von mindestens 0,45 angestrebt, so kann durch Einsetzen in Gleichung (90) der Maximalwert des Dämpfungswiderstandes ermittelt werden:

$$R_f = \frac{2 \cdot 50\Omega \cdot 2 \cdot \pi \cdot 13\text{kHz} \cdot 1\text{mH}}{4 \cdot 50\Omega \cdot 0,45 - 2 \cdot \pi \cdot 13\text{kHz} \cdot 1\text{mH}} = 981,9\Omega \approx 1\text{k}\Omega \quad (92)$$

Damit sind die Werte der drei Filterelemente R_f , L_f und C_f bekannt und es können mit Hilfe der Übertragungsfunktion (85) und den Quellspannungen aus Tabelle 1 die Effektivwerte der Störspannungen an der Netzimpedanz errechnet werden.

$$U_{s_k} = |G_S(j2\pi f_k)| \cdot U_{Qst_k} \quad (93)$$

Die in dB μ V umgerechneten Ergebnisse sind der Tabelle 2 zu entnehmen.

k	U_{Qst.} [dBμV]	U_{Qstk} [dBμV]
1	56,9	18,5
2	54,4	5,4
3	50,1	-3,7
4	45,4	-11,4
5	44,5	-14,5
6	43,8	-17
7	41,6	-20,7
8	40	-23,4
9	39,8	-24,6
10	38,8	-26,6
11	37,2	-28,9

Tabelle 2: Effektivwerte der Störspannungen der k-ten Oberschwingung an den Zwischenkreiskondensatoren und an der Netzimpedanz

Obwohl daraus hervorgeht, dass die spektralen Anteile der Störspannung überall weit unter den in Abbildung 23 geforderten Grenzwerten liegen, kann erst durch Messung klargestellt werden, ob das Gerät tatsächlich den Anforderungen bezüglich der Unterdrückung leitungsgebundener Störungen entspricht. Schließlich wurden die asymmetrischen Störungen bisher noch gar nicht berücksichtigt, die erfahrungsgemäß aber eher die höheren Frequenzen ab 1MHz dominieren.

Da es schwierig ist, die asymmetrischen Störspannungen in einfacher Art und Weise zu quantifizieren, verlässt man sich bei der Dimensionierung geeigneter Filterelemente meist auf Erfahrungswerte. Die Hauptquelle der asymmetrischen Störungen ist die hohe Rechteckspannung u_{1s} an der Primärwicklung und am Schalttransistor des Sperrwandlers²¹, die durch das Ein- und Ausschalten der rücktransformierten Sekundärspannung entsteht. Sie bewirkt, wie aus Abbildung 27a hervorgeht, entsprechend hochfrequente Stromanteile über die Kapazität zwischen den Transformatorwicklungen und die parasitäre Kapazität zwischen Last und Erde (oder auch über die Kapazität zwischen Drain des Schalttransistors und Erde) und über die beiden, im asymmetrischen Fall parallel liegenden, Netzimpedanzen Z_v zwischen Erde und dem jeweiligen Netzanschluss. Für $C_D \ll C_L \ll C_W$ wird die Spannung u_1 durch die Wicklungskapazität halbiert (in Abbildung 27a durch den Spannungsteiler der beiden Kapazitäten $C_W/2$) und die Kapazität C_D kann vernachlässigt werden, womit sich das in Abbildung 27b gezeigte Ersatzschaltbild ergibt. An den Netzimpedanzen liegt somit der asymmetrische Anteil der Störspannung an.

²¹ [WÜS82], Kapitel 4.4.2

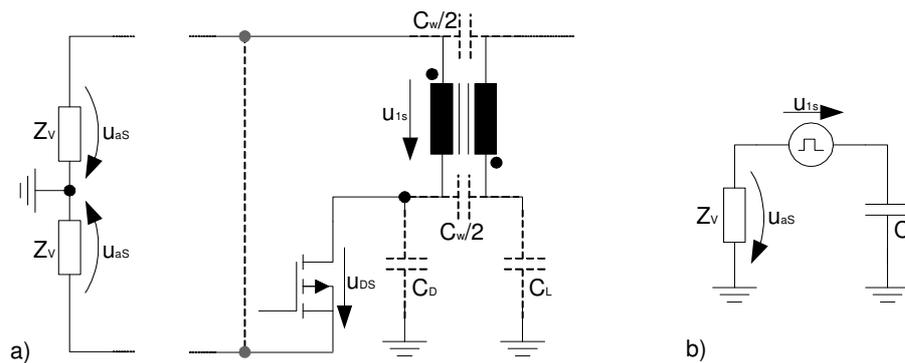


Abbildung 27: a) Quelle der asymmetrischen Störspannungen und beteiligte parasitäre Kapazitäten
b) Vereinfachtes Ersatzschaltbild des asymmetrischen Störkreises

Die gebräuchlichste Lösung zur Unterdrückung dieser „Gleichtakt-Störungen“ ist der Einsatz sog. „Common-Mode-Drosseln“. Diese besteht aus zwei auf einen gemeinsamen Eisenkern antiparallel aufgefädelt Wicklungen gleicher Windungszahl, wovon eine beispielsweise den Strom zum positiven Pol des Zwischenkreiskondensators, und die andere den Rückstrom von dessen negativen Pol, führt. Sind die beiden Ströme gleich, so heben sich, aufgrund der antiparallelen Wicklungen, die durch sie im Eisenkern erzeugten magnetischen Flüsse auf und die Drossel ist (bei Vernachlässigung der Streuinduktivitäten) wirkungslos. Für jene Stromanteile, die allerdings nur in einem der beiden Zweige auftreten, wird die meist sehr hohe Induktivität voll wirksam. Somit können diese sog. „Gleichtakt-Ströme“ recht gut reduziert werden. Der Nachteil der Common-Mode-Drossel ist ihre relativ große Bauform, die notwendig ist um die hohe Induktivität zu erzielen.

Eine weitere Möglichkeit bietet die Ableitung der hochfrequenten Gleichtakt-Ströme über einen Kondensator, so dass sie nicht den Weg über die Erde und die Netzimpedanzen nehmen. Dabei kommen die sog. „Y-Kondensatoren“ zum Einsatz, die besonderen gesetzlichen Bestimmungen unterworfen sind. Sie dürfen auch bei extrem hohen Spannungen nicht durchschlagen. Allerdings sind sie auch in der maximal erlaubten Kapazität begrenzt, um im Fehlerfall das Abfließen größerer Ströme über den Menschen zu verhindern. Daher werden sie meist zusätzlich zur Common-Mode-Drossel verwendet.

Auch der Einsatz von Schirmungen kann zur Reduzierung von asymmetrischen Störspannungen beitragen. Wird beispielsweise zwischen der Primär- und der Sekundärwicklung eine sog. „Schirmungswicklung“ eingebracht, so kann die kapazitive Kopplung der Wicklungen verhindert oder zumindest drastisch reduziert werden. Dabei werden die kapazitiv eingekoppelten Ströme über ein Ende der Schirmungswicklung zur Primärseite (z.B. zur primären Masse) zurückgeleitet.

Im vorliegenden Fall wird zur Reduzierung asymmetrischer Störungen nur ein Y-Kondensator verwendet, der die primäre Masse mit der sekundären verbindet.

5.3.7 Ausgangskreis

5.3.7.1 Gleichrichterdiode

Analog zum Schalttransistor des Sperrwandlers, muss auch die sekundärseitige Gleichrichterdiode einer erhöhten Sperrspannung standhalten können. Zur Spannung am Ausgangskondensator kommt bei eingeschaltetem Transistor und sperrender Ausgangsdiode in diesem Fall noch die transformierte Primärspannung hinzu. Nach Gleichung (41) (siehe Kapitel 5.3.4.1) wird die maximale Eingangsspannung mit 360V angenommen. Mit dem Übertragungsverhältnis \hat{u} von 12 und der maximalen Ausgangsspannung von 19V ergibt sich für die Sperrspannung:

$$U_{Ds} \leq 19V + \frac{360V}{12} = 49V \quad (94)$$

Die Berechnung der Strombelastung kann über die Gleichung (52) erfolgen. Unter Verwendung der Gleichungen (34) und (36) erhält man für den Effektivwert des Sekundärstromes:

$$I_2 = \sqrt{\frac{L_1 \hat{I}_1^3 \hat{u} f}{3 \cdot (U_2 + U_D)}} = \sqrt{\frac{2mH \cdot (0,3A)^3 \cdot 12 \cdot 100kHz}{3 \cdot (19 + 0,7)}} \approx 1A \quad (95)$$

Der mittlere Strom durch die Diode beträgt:

$$\bar{i}_2 = \frac{\hat{I}_2}{2} \delta_2 = \frac{L_1 \hat{I}_2^2 f}{2 \cdot (U_2 + U_D)} = \frac{2mH \cdot (0,3A)^2 \cdot 100kHz}{2 \cdot (19 + 0,7)} \approx 456,9mA \quad (96)$$

Die Spannung an der leitenden Diode kann näherungsweise durch die Summe aus der Flussspannung und der Spannung am differentiellen Widerstand r_D dargestellt werden:

$$U_D = U_F + r_D I_2 \quad (97)$$

Somit kann die an der sekundären Gleichrichterdiode näherungsweise auftretende Verlustleistung berechnet werden:

$$P_D = U_F \bar{i}_2 + r_D I_2^2 \quad (98)$$

Die Flussspannung der Diode sollte natürlich möglichst niedrig sein, damit allzu große Verluste vermieden werden können. Außerdem muss die Diode möglichst schnell sein, um beim Abschalten des Schalttransistors zusätzliche Spannungsspitzen in dessen Sperrspannung möglichst zu vermeiden. Die Schottky-Diode SB160 erfüllt diese Anforderungen. Ihre maximale Flussspannung beträgt 0,7V, der Maximalwert des durchschnittlichen Vorwärts-Stromes wird mit 1A angegeben und sie hält einer maximalen Sperrspannung von 60V stand.

Einsetzen in Gleichung (98) liefert bei Schätzung des differentiellen Widerstandes r_D auf $0,05\Omega$:

$$P_D \approx 0,7V \cdot 456,8mA + 0,05 \cdot (1mA)^2 \approx 370mW \quad (99)$$

Die Ausgangsdiode verursacht also eine Verlustleistung, die ungefähr jener des Transformators entspricht.

5.3.7.2 Ausgangskondensator

Die Kapazität des Ausgangskondensators muss mindestens so hoch gewählt werden, dass die in jeder Schaltperiode zu übertragende Energie aufgenommen werden kann. Bei einer Maximalleistung von 6W und einer Ausgangsspannung von mindestens 10V folgt daraus:

$$\frac{C_a U_a^2}{2} f \geq P_0 \Rightarrow C_a \geq \frac{2P_0}{U_a^2 f} = \frac{2 \cdot 6W}{(10V)^2 \cdot 100kHz} = 1,2\mu F \quad (100)$$

Allerdings muss der tatsächliche Wert der Kapazität wesentlich höher sein, um den auftretenden Spannungsrippel möglichst klein zu halten. Wird ein sehr großer Kapazitätswert angestrebt, muss jedoch beachtet werden, dass der Fault-Timer des NCP1052 die Energieversorgung sofort abschaltet, wenn in einem konfigurierbaren Zeitraum keine Rückmeldung über den Control-Eingang des IC erfolgt (siehe Kapitel 5.3.1.2). Wird das Gerät also bei Volllast eingeschaltet, so muss trotzdem gewährleistet sein, dass der Kondensator in dieser Zeit die vorgegebene Ausgangsspannung erreichen kann. Der Timerwert wird dabei durch den Versorgungskondensator am VCC-Eingang des IC bestimmt. Für sehr hohe Werte des Ausgangskondensators muss also auch der Versorgungskondensator entsprechend höher dimensioniert werden.

Im vorliegenden Fall wird am Ausgang des Sperrwandlers ein $470\mu F$ -Elektrolytkondensator eingesetzt, als Versorgungskondensator des IC kommt ein $10\mu F$ -Elektrolytkondensator zum Einsatz. Mit dem ursprünglich vorgesehenen $1000\mu F$ -Elektrolytkondensator war das Hochfahren unter Volllast aus oben beschriebenen Gründen nicht möglich.

5.3.8 Regelung

Die Regelung des Sperrwandlers kann, wie in Kapitel 5.3.1.1 erwähnt, je nach verwendeter Referenz, mit Hilfe einer vorgegebenen Schwellspannung oder vorgegebenem Grenzstrom geschehen.

Sobald der vom Control-Eingang des IC entnommene, oder auch an diesen gelieferte, Strom einen Wert von $\pm 10\mu A$ über- bzw. unterschreitet, schaltet der NCP1052 den Schalttransistor aus. In den meisten Anwendungen findet, zur galvanischen Trennung von Primär- und Sekundärkreis, ein Optokoppler Einsatz. Dieser wird, bei entsprechend hohem Überschreiten einer vorgegebenen Referenzspannung, so

angesteuert, dass über dessen Transistor dem Control-Eingang des IC ein Strom von mindestens $10\mu\text{A}$ entnommen, und die Energieübertragung somit abgeschaltet wird. Da nur ein- oder ausgeschaltet wird, muss keinerlei Rücksicht auf die Übertragungsfunktion von der Ausgangsspannung bis zum Control-Eingang des IC genommen werden. Aufgrund des geringen notwendigen Schwellstromes von $10\mu\text{A}$, erfolgt die Abschaltung schon bei kleinster Aussteuerung, so dass die Genauigkeit der Regelung größtenteils von jener der verwendeten Spannungsreferenz abhängig ist. Für unsere Ansprüche genügt eine Zener-Diode, die an der Kathode des Optokopplers ein Potential von 19V bezüglich Masse vorgibt.

5.3.9 Einsatz im Testaufbau

Um den Sperrwandler unter möglichst einsatznahen Verhältnissen testen und messen zu können, wurde ein Prototyp angefertigt, dessen Platinen-Layout später auch größtenteils in das Layout der Gesamtschaltung übernommen werden konnte. Die Platinengröße beträgt $50\times 75\text{mm}$. Als CAD-Werkzeug wurde das Programm Eagle 4.09r2 von Cadsoft benutzt, das für Platinengrößen bis $80\times 100\text{mm}$ gratis aus dem Internet bezogen werden kann. Abbildung 28 zeigt die bestückte Seite des fertigen Prototyps. Darin ist unter anderem erkennbar, dass gar nicht die gesamte Platinenfläche ausgenützt werden musste. Links befinden sich die beiden Zwischenkreiskondensatoren und darunter die vergleichsweise große Netzbuchse. Der NCP1052 liegt ziemlich in der Mitte. Rechts oben ist der Transformator zu sehen, der gemeinsam mit dem darunter sitzenden Y-Kondensator und dem Optokoppler für die galvanische Trennung der Sekundärseite sorgt.

In Abbildung 29 ist die Kupferseite der Platine zu sehen. Anstatt eines Ausgangskondensators, befinden sich ganz links drei parallel geschaltete SMD-Kondensatoren. Sie wurden sehr bald durch einen Elektrolytkondensator höherer Kapazität in Standard-Bauform ersetzt.

Da die Sperrwandler-Schaltung für die Realisierung des endgültigen Gerätes beibehalten werden konnte, ist sie dem oberen Teil des Stromlaufplanes in Abbildung 31 (Seite 77) zu entnehmen.

Für erste Messungen wurde das Schaltnetzteil aus einer regelbaren Gleichspannungsquelle mit einstellbarem Maximalstrom gespeist. Die Eingangsspannung wurde dabei schrittweise erhöht und die Spannungsverläufe am Ausgang, am Drain des im NCP1052 integrierten Schalttransistors, am Snubber und am Control-Eingang des IC beobachtet. Dabei wurde die Schaltung jeweils bei unterschiedlicher Belastung betrieben. Bereits ab einer Eingangsspannung von 85V DC war ein Betrieb bei Maximallast von ca. 6W möglich.

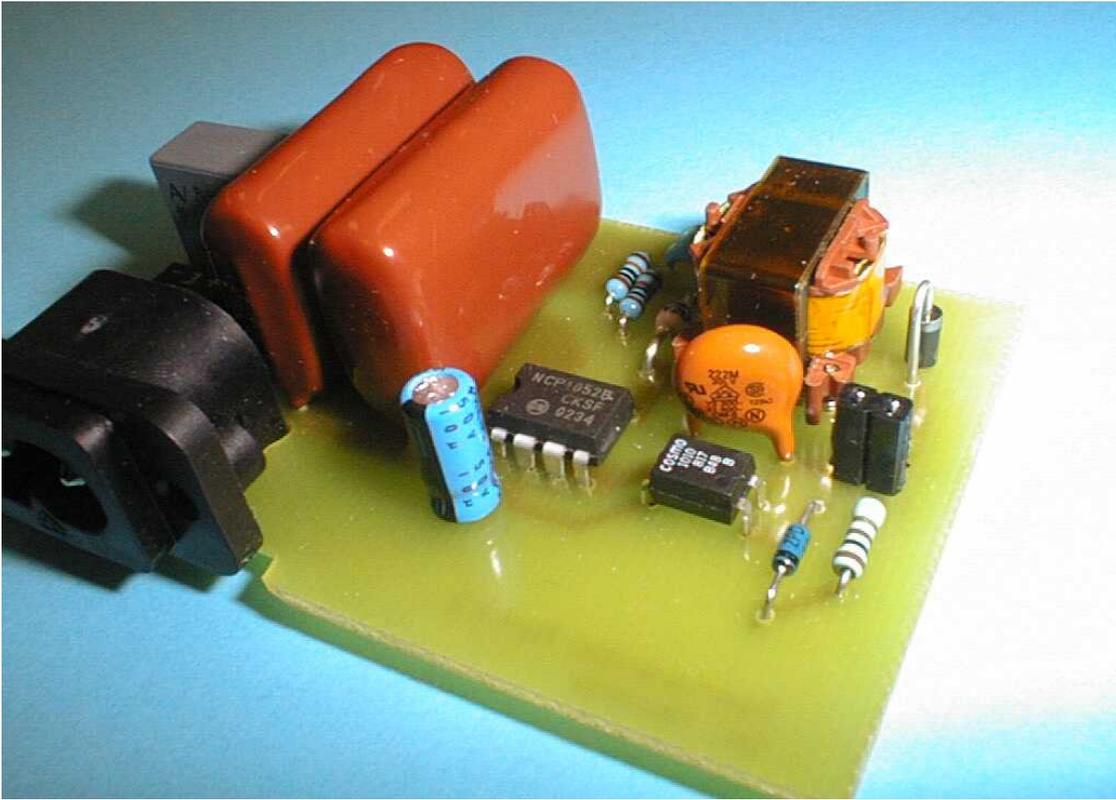


Abbildung 28: Prototyp des Sperrwandlers, Platinenvorderseite

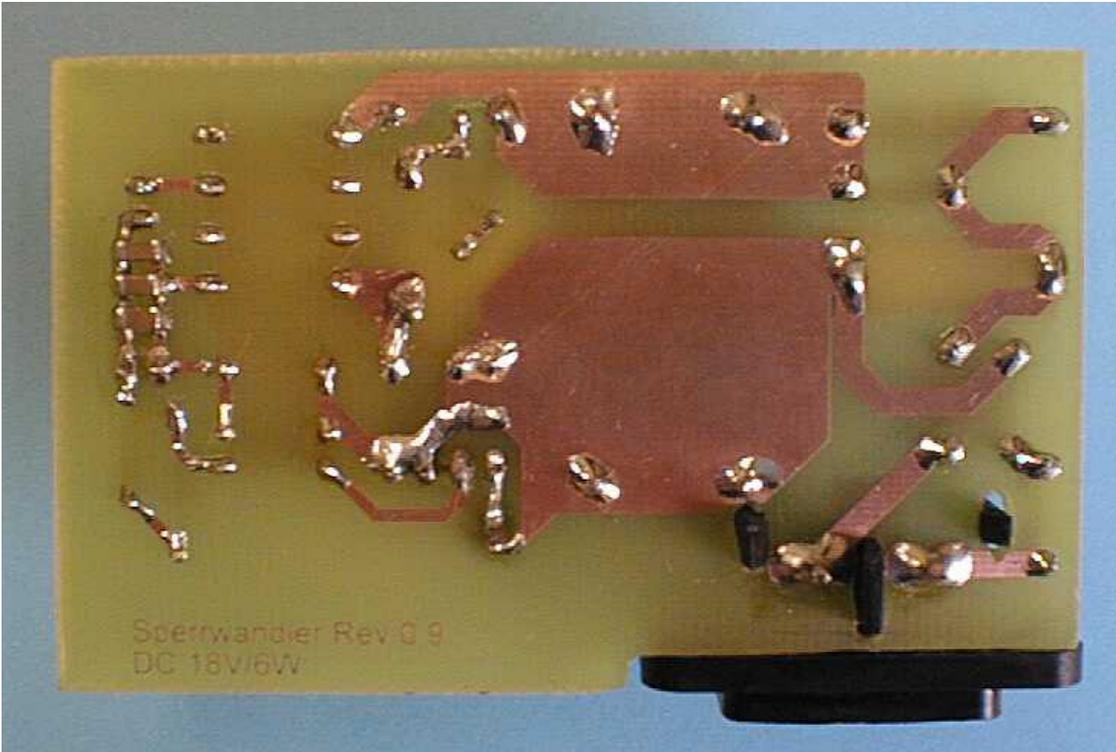


Abbildung 29: Prototyp des Sperrwandlers, Platinenrückseite

5.4 Erweiterte Regelung des Sperrwandlers

5.4.1 Leistungsangepasste Regelung

Wird der Sperrwandler, wie in Kapitel 5.3.8 beschrieben, einer konstanten Spannung von 19V nachgeregelt, so müssen, bei geringerer Leistungsaufnahme durch die Leuchtdioden, höhere Verlustleistungen an den Transistoren der Stromsenke akzeptiert werden (siehe Kapitel 5.1). Diese wurden zwar für Maximalleistung ausgelegt, aber schon aus ökonomischer Sicht ist es wünschenswert, die dissipierte Leistung zu minimieren.

Daher soll anstatt der Ausgangsspannung des Sperrwandlers, die Kollektor-Emitter-Spannung der angesprochenen Transistoren, bzw. die dazu proportionale Spannung u_K zwischen Kollektor und Masse geregelt werden. Da der gemeinsame Kollektorstrom der drei Transistoren allerdings nicht konstant ist, sondern in Form des pulsbreitenmodulierten Rechtecksignals verläuft, ist der Istwert der zu regelnden Spannung nur gültig, wenn die Stromsenke gerade eingeschaltet ist. Daher muss die vor dem Abschalten der Stromsenke anliegende Spannung $u_K=U_{Ks}$ unbedingt bis zum Wiedereinschalten zwischengespeichert werden, um einen kontinuierlichen Istwert liefern zu können. Da die Energieübertragung beim NCP1052 nach Vergleich von Sollwert und Istwert lediglich ein- oder ausgeschaltet wird, ist es außerdem notwendig, dass die zwischengespeicherte Spannung U_{Ks} mit der Ausgangsspannung des Sperrwandlers „mitgeht“. Ansonsten würde der Leistungsteil des IC während der gesamten Zeit, in der die Stromsenke ausgeschaltet ist, im momentanen Status verharren, also ein- bzw. ausgeschaltet bleiben.

Abbildung 30 zeigt eine mögliche Lösung des Problems. Sobald die Stromsenke (Transistor T_3) eingeschaltet ist, wird der Kondensator C_K über die Diode D_K auf die Spannung $u_{Ck}=u_a-u_K$ aufgeladen. Über den Pull-up Widerstand R_K erfolgt die langsame Entladung des Kondensators. Die Zeitkonstante $R_K C_K$ wird gegenüber der maximalen Periode des PWM-Signales sehr groß gewählt, so dass die Spannung am Kondensator u_K während der Zeit, in der die Stromsenke ausgeschaltet ist, annähernd konstant bleibt. Diese Spannung wird, mit Hilfe des als Komparator verwendeten Operationsverstärkers U_2 , mit der Referenzspannung an D_{Z1} verglichen. Ist sie größer als diese Referenzspannung, so geht der Ausgang des Operationsverstärkers in die Sättigung und liefert einen Strom an die Leuchtdiode des Optokopplers, so dass die Energieübertragung des NCP1052 abgeschaltet wird. Da der Kondensator C_K zum Zeitpunkt des Einschaltens der Spannungsversorgung noch ungeladen ist und erst mit dem ersten Sprung des PWM-Signales auf die Ist-Spannung geladen wird, liegt am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers nach dem Einschalten des Gerätes die Ausgangsspannung des Sperrwandlers an. Ohne weitere Maßnahmen würde die Versorgungsspannung nie über die Referenzspannung an D_{Z1} steigen, der Mikrocontroller könnte nicht versorgt werden und deshalb auch keinen ersten Sprung des PWM-Signales bewirken. Deshalb muss dafür Sorge getragen werden, dass die Ausgangsspannung mindestens 5V oder etwas mehr betragen muss, bevor der Optokoppler angesteuert werden darf. Das wird durch die Zener-Diode D_{min} erledigt. Die Zener-Diode D_{max} bestimmt die maximal erlaubte Ausgangsspannung des Sperrwandlers und sollte im Normalbetrieb nicht begrenzend wirken. Für den Fall, dass die

maximale Ausgangsspannung doch überschritten wird, soll die Diode D_{Z2} einen Stromfluss in den niederohmigen Ausgang des Operationsverstärkers verhindern.

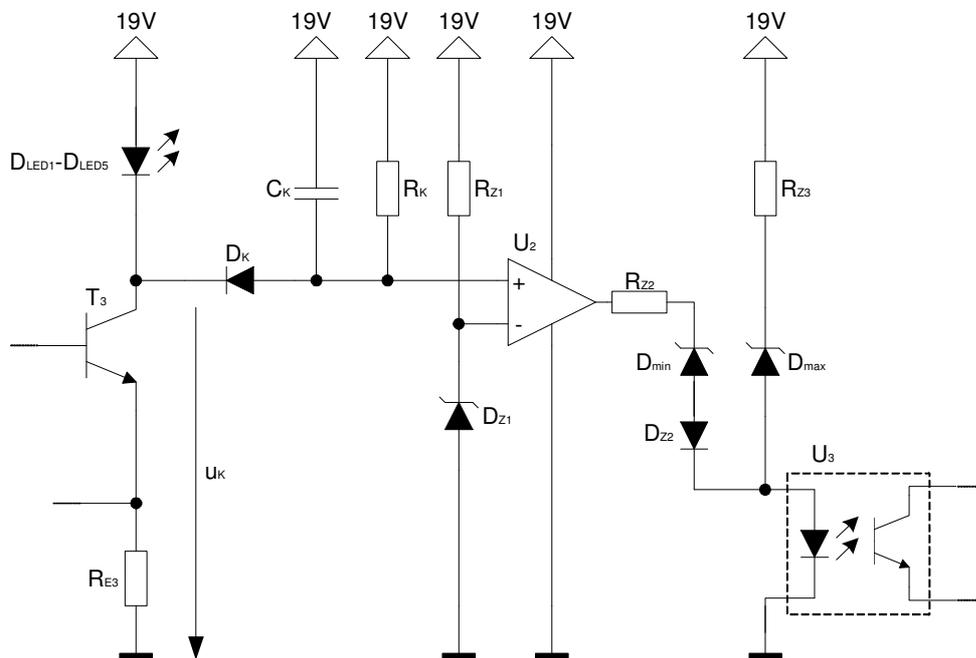


Abbildung 30: Erweiterte Regelung des Sperrwandlers

Aus Platzgründen werden wieder SMD-Bauteile eingesetzt. Für die RC-Kombination R_K - C_K wird eine Zeitkonstante von etwa 1s gewählt, eine Kapazität von $4,7\mu\text{F}$ und ein $220\text{k}\Omega$ -Widerstand erfüllen diese Vorgabe. D_{Z1} ist eine 1V-Zener-Diode, die über den $3,3\text{k}\Omega$ -Widerstand R_{Z1} mit einem Strom von $5,45\text{mA}$ beliefert wird. Für die Diode D_K , über die der Kondensator regelmäßig geladen wird, und die Diode D_{Z2} werden 1N4148 Standarddioden verwendet. D_{\min} ist eine 5,6V Zener-Diode, welche die minimale Ausgangsspannung festsetzt, der Widerstand R_{Z2} wurde mit $3,9\text{k}\Omega$ so dimensioniert, dass sich bei einer Versorgungsspannung von 19V in der Leuchtdiode des Optokopplers ein Strom von 3mA einstellt. Für die Zener-Diode D_{\max} wird ein Wert von 19V gewählt, der Widerstand R_{Z3} muss natürlich relativ klein sein und wird mit 100Ω bemessen.

5.4.2 Einsatz im Testaufbau

Zum Testen der erweiterten Regelung wurde die Schaltung (siehe Abbildung 30) zusätzlich zur Mikrocontroller-Schaltung und zur Stromsenke auf dem schon zuvor verwendeten Steckbrett aufgebaut. Die Kathode der Diode D_{Z2} wurde über einen Draht mit der Anode des Optokoppler-Einganges auf der Platine des Sperrwandler-Prototyps verbunden. Die Elemente R_{Z3} und D_{Z3} stammen aus der ursprünglichen Schaltung, in der die Ausgangsspannung des Sperrwandlers geregelt wurde, und sind daher auf der Platine des Prototyps bereits vorhanden. Durch An- bzw. Abklemmen

der Drahtverbindung konnte der Unterschied der beiden Regelungen im Laufenden Betrieb beobachtet werden.

5.5 Gesamtschaltung

Die Gesamtschaltung des entwickelten Gerätes ist in Abbildung 31 dargestellt.

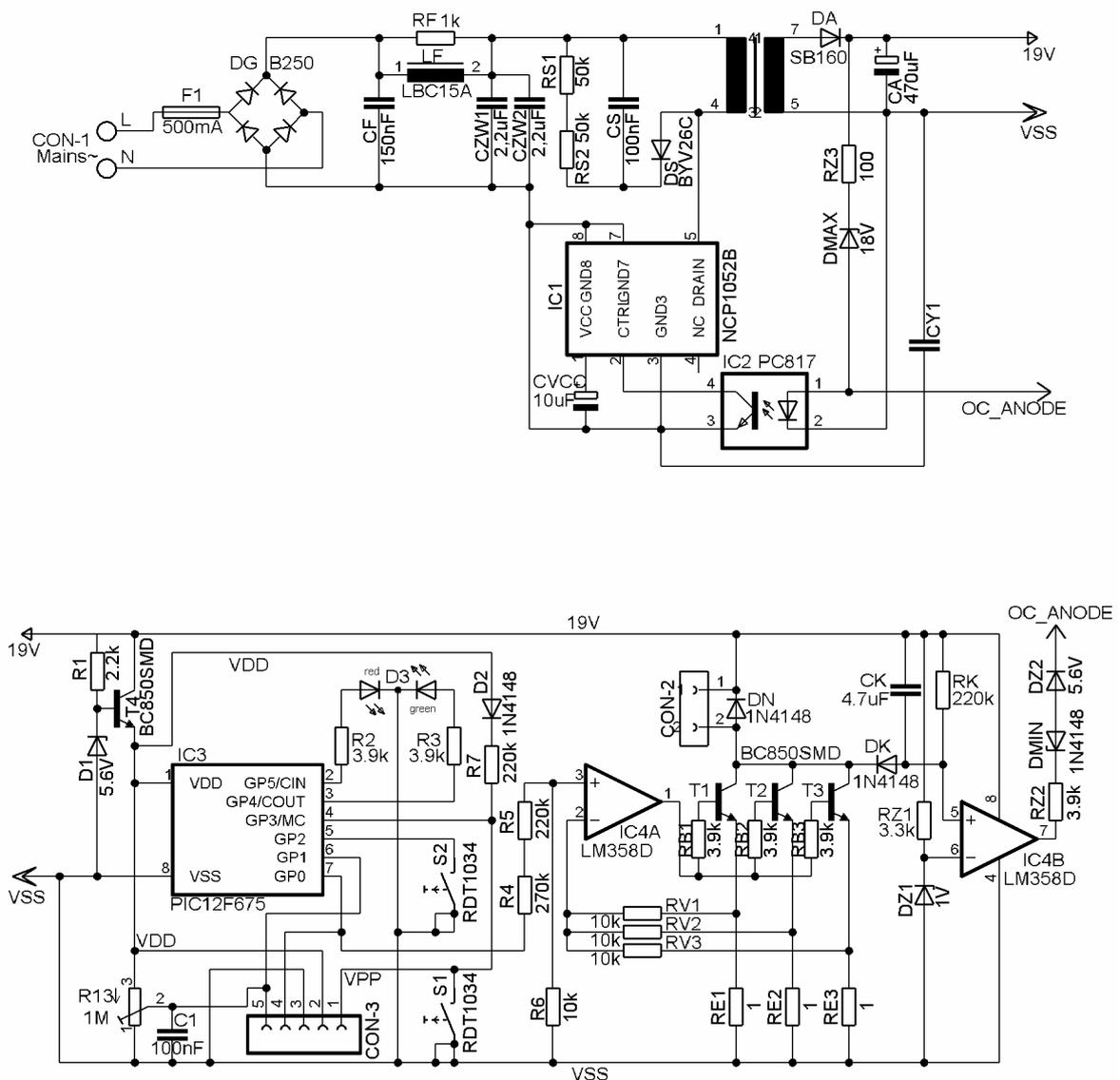


Abbildung 31: Gesamtschaltung des entwickelten Gerätes

Wie schon beim Prototyp des Sperrwandlers (siehe Kapitel 5.3.9), wurde für die Erstellung des Platinen-Layouts das Programm Eagle 4.09r2 von Cadsoft benutzt.

Dank der Auswahl möglichst vieler SMD-Bauteile konnte die gesamte Schaltung nach einigem Optimieren auf einer nur einseitig kupferbeschichteten Platine von lediglich 50x75mm Fläche untergebracht werden. Dabei gelang es, alle leitenden Verbindungen manuell so zu entflechten, dass keine Drahtbrücken notwendig wurden.

Abbildung 32 zeigt die Vorderseite der bereits komplett bestückten Platine. Links sind die beiden vergleichsweise großen Zwischenkreiskondensatoren zu sehen, der NCP1052 befindet sich ziemlich in der Mitte und oben leicht rechts der Mitte befindet sich der Transformator. Der NCP1052 ist gesockelt, um zu Testzwecken das leichte Auswechseln gegen eine leistungsstärkere Variante, den NCP1053 zu ermöglichen. Die gesamte Elektronik der Sekundärseite und die Bedienelemente sind im rechten Drittel der Platine untergebracht.

In Abbildung 33 ist die Kupferseite mit den eingelöteten SMD-Bauelementen zu sehen. Der obere IC beherbergt die beiden Operationsverstärker der Schaltung (LM358), beim unteren IC handelt es sich um den PIC12F675-Mikrocontroller. Gleich unterhalb des LM358 befinden sich die drei Transistoren der Stromsenke.

Um eine gefahrlosen Inbetriebnahme des Gerätes gewährleisten zu können ist die Platine in einem provisorischen Gehäuse untergebracht (siehe Abbildung 34).

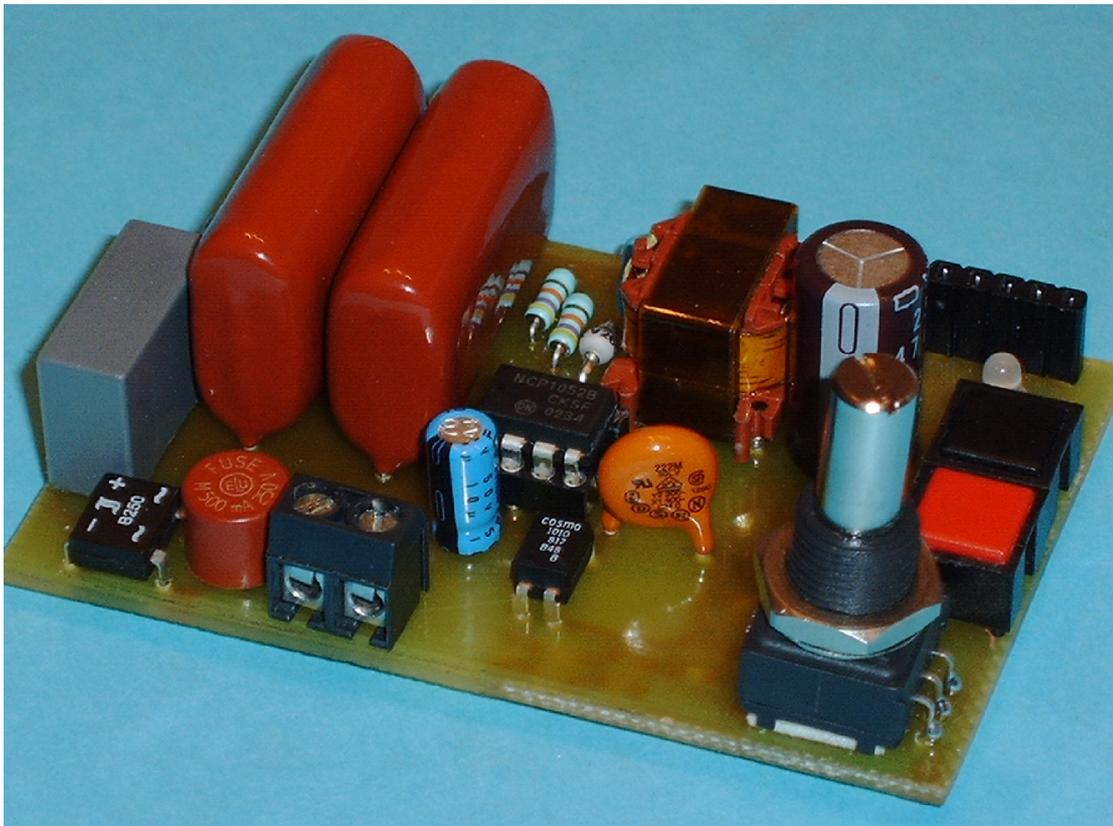


Abbildung 32: Platine des fertigen Gerätes auf der Bestückungsseite

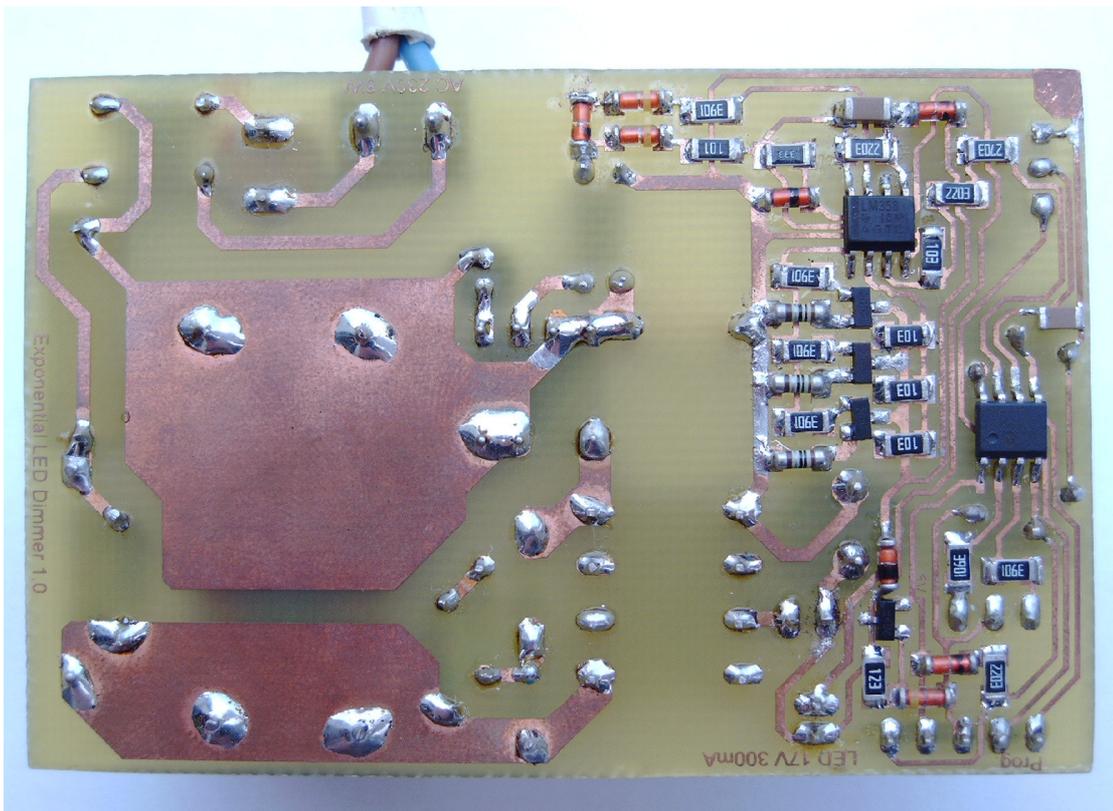


Abbildung 33: Rückseite der Platine des fertigen Gerätes

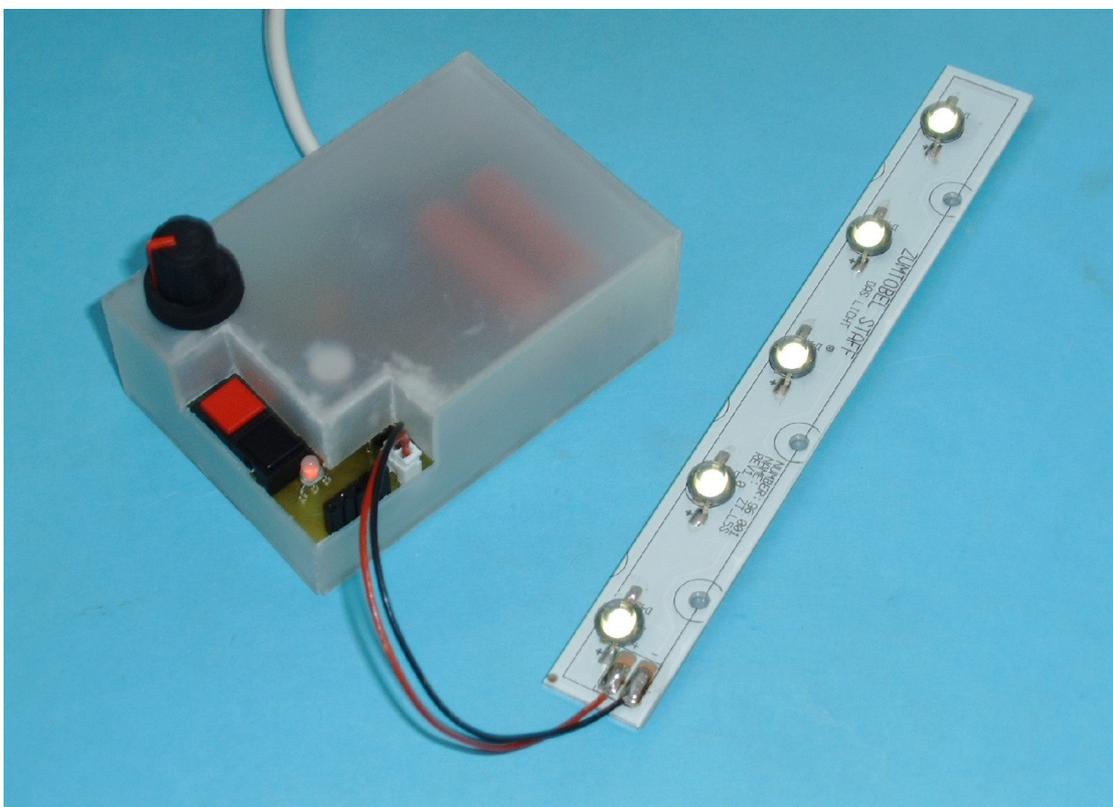


Abbildung 34: Fertiges Gerät in provisorischem Gehäuse mit angeschlossener LED-Anordnung

6 Messungen

6.1 Wirkungsgrad

Zur Ermittlung des ungefähren Wirkungsgrades wurden an Ein- und Ausgang jeweils die Ströme und Spannungen gemessen, wobei das Gerät an einer regelbaren Gleichspannungsquelle betrieben wurde. Dadurch konnte der Messaufwand entsprechend gering gehalten werden. Abbildung 35 zeigt den ermittelten Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von der Eingangsgleichspannung $U_{e=}$. Der Maximalwert des Wirkungsgrades tritt ungefähr bei einer Eingangsgleichspannung von 250V auf.

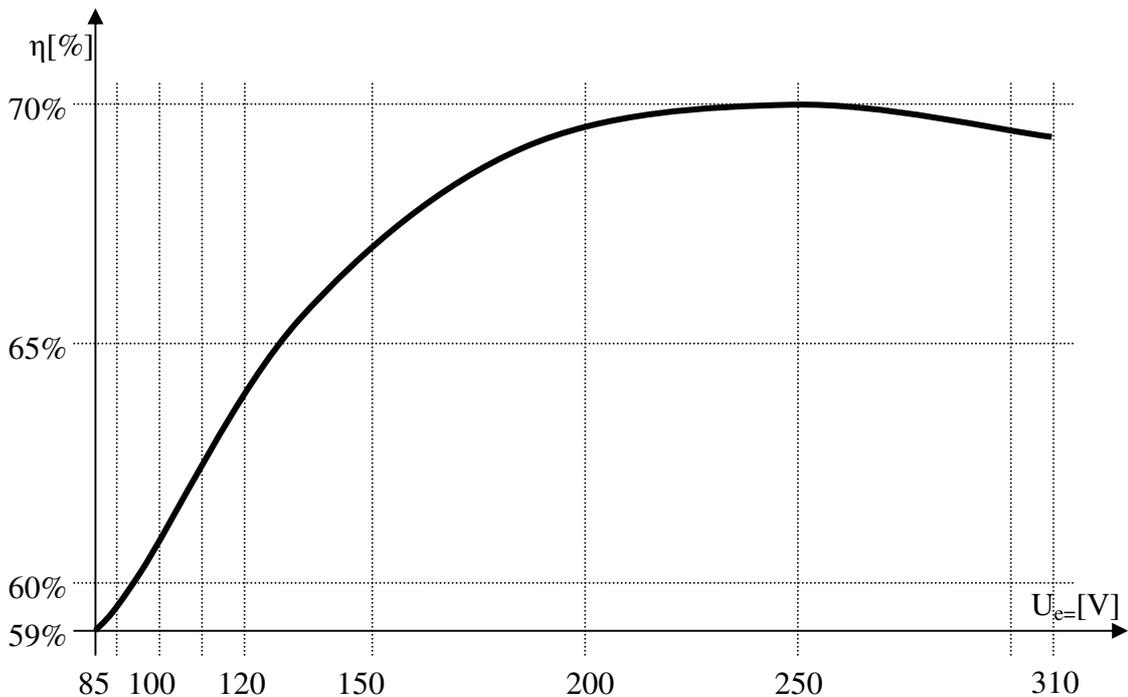


Abbildung 35: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von der Eingangsgleichspannung $U_{e=}$

6.2 Eingangsstrom (Netzstrom)

Der Eingangsstrom des Sperrwandlers wurde mit Hilfe eines Digital-Speicheroszilloskops gemessen (Abbildung 36). Da das Gerät während der Messung am normalen Stromnetz der TU betrieben wurde, ist die Eingangsspannung aufgrund der Belastung durch Oberschwingungsströme anderer Verbraucher nicht exakt sinusförmig, was zu der in Abbildung 36 sichtbaren Welligkeit des Eingangsstromes führt. Der Zwischenkreiskondensator „zieht“ sozusagen im Netz vorhandene Ober-

schwingungsströme an sich. Es ist jedoch gut erkennbar, dass der in Kapitel 5.3.3 geforderte Stromflusswinkel von mindestens 30° eingehalten wird. Ob das Gerät damit der Europäischen Norm EN61000-3-2 entspricht, kann allerdings erst nach Betrachtung der Oberschwingungen dritter und fünfter Ordnung gesagt werden.

Dazu wurden die vom digitalen Speicheroszilloskop über eine Periode aufgenommenen Daten des abgetasteten Eingangsstromes auf einen PC übertragen und mit Hilfe des Programms Mathematica eine diskrete Fouriertransformation durchgeführt. Als Ergebnis lässt sich feststellen, dass die Oberschwingung dritter Ordnung 86,8% und jene fünfter Ordnung 63,9% der Grundschwingung betragen und damit leider geringfügig über den geforderten Grenzwerten von 86% bzw. 61% liegen (siehe Abbildung 37). Ob die geringfügige Überschreitung dieser Werte den Tatsachen entsprechen, könnte nur durch genauere Messung mittels eines Präzisions-FFT-Analysators geklärt werden. Abhilfe wäre dann leicht möglich, indem der Stromflusswinkel durch marginale Verringerung der Kapazität des Zwischenkreiskondensators etwas vergrößert würde. Aus Gründen des Messaufwandes wurde hier auf diese Vorgangsweise verzichtet.

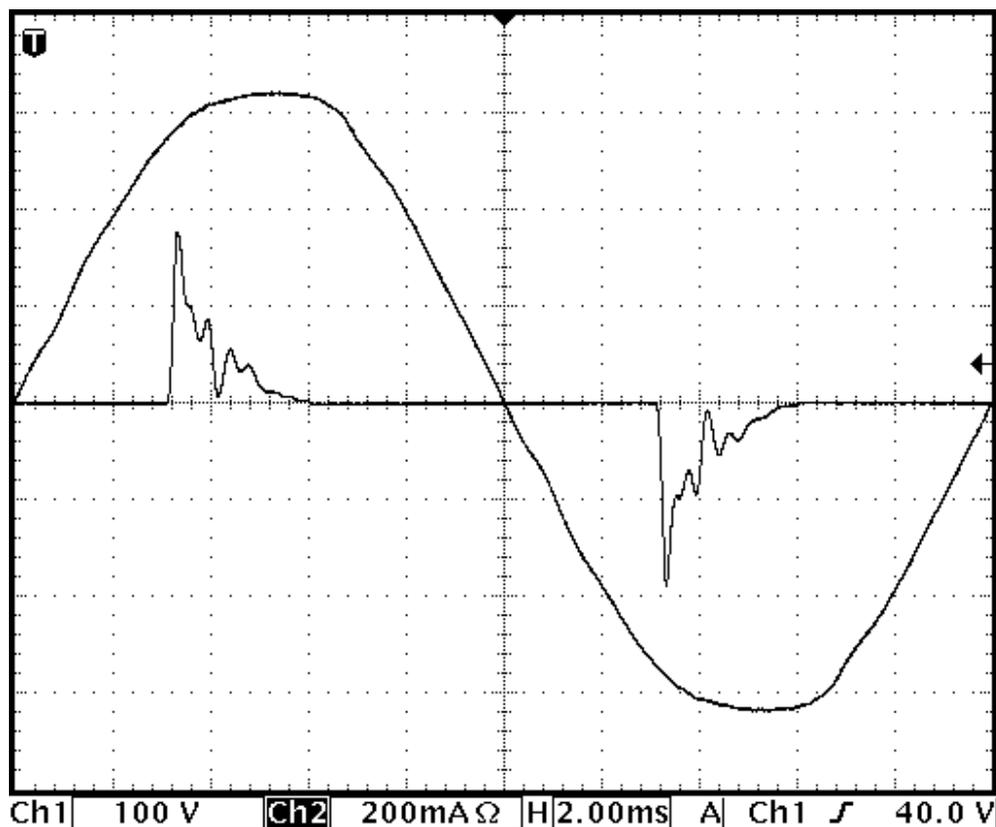


Abbildung 36: Eingangsspannung (Ch1) und Eingangsstrom (Ch2) des Sperrwandlers

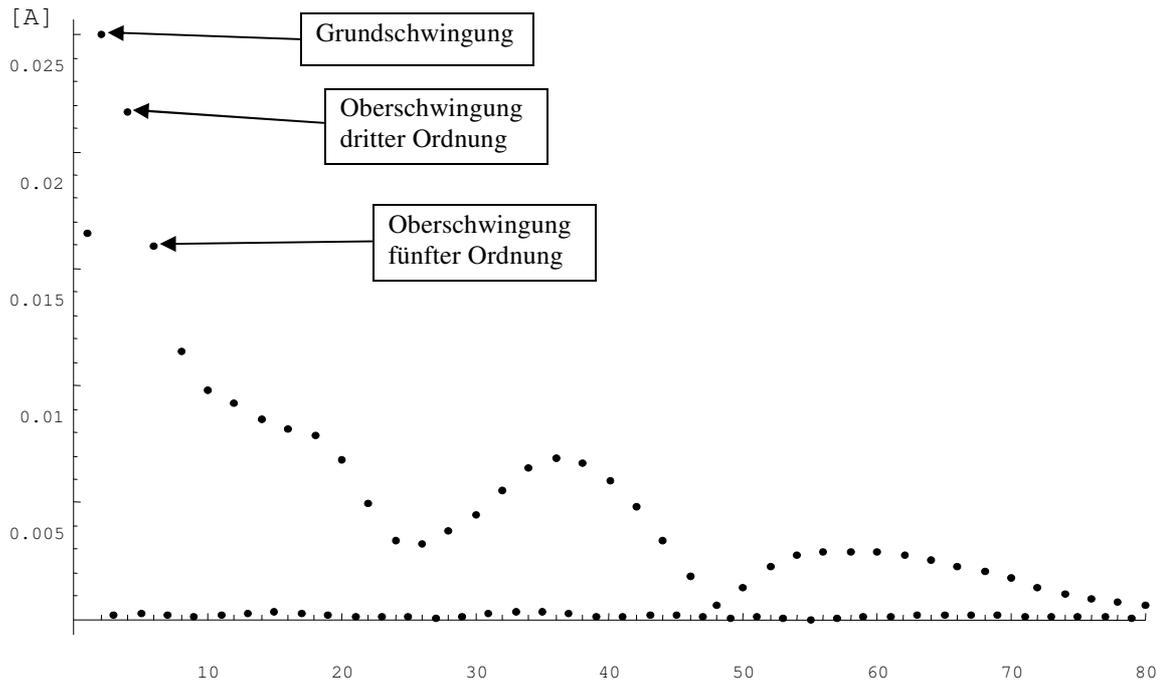


Abbildung 37: Spektrum des Eingangsstromes (DFT-Analyse)

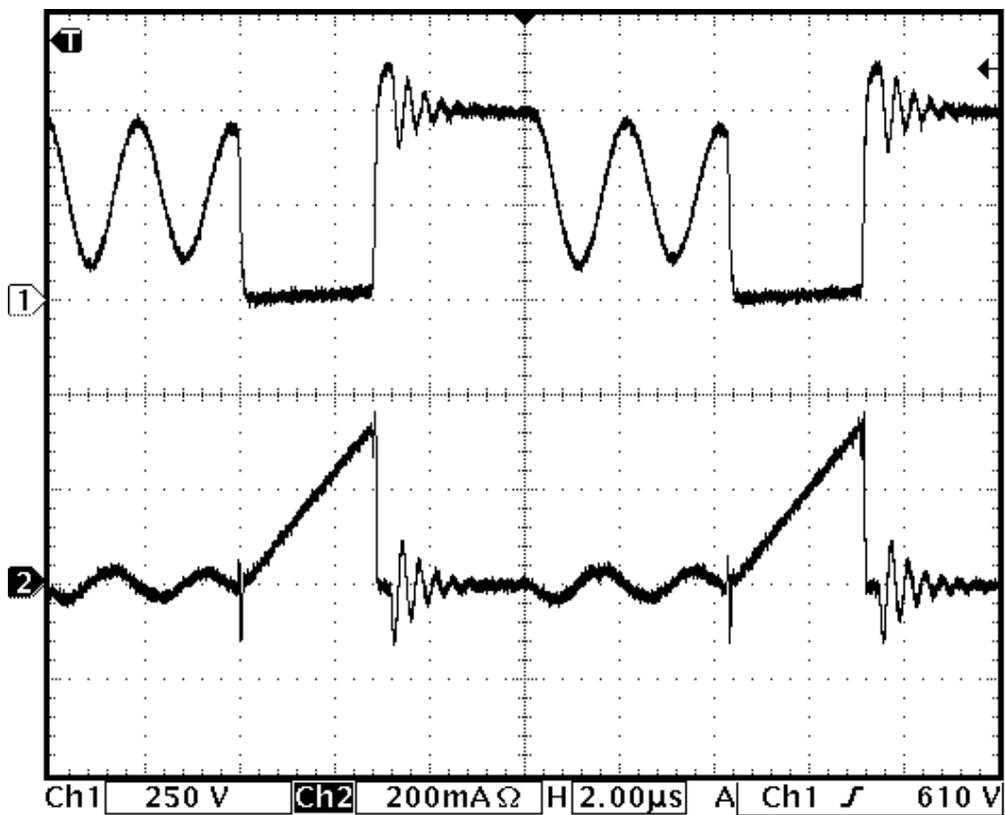


Abbildung 38: Drain-Spannung u_D (Ch1) und Drain-Strom i_1 (Ch2) am NCP1052

6.3 Spannung und Strom am NCP1052

Die Drain-Spannung und der Drain-Strom am NCP1052 (siehe Abbildung 38) zeigen die für den Sperrwandler typischen Verläufe. Die durch das in Kapitel 5.3.5 vorgestellte Bedämpfungsnetzwerk begrenzte Spitzenspannung am gesperrten Schalttransistor beträgt etwas unter 650V, danach pendelt sich die Sperrspannung auf ca. 500V ein, bis dem Transformator sekundärseitig die gesamte gespeicherte Energie entnommen wurde und die Sperrspannung aufgrund eines parasitären Schwingkreises um die gleichgerichtete Eingangsspannung schwingt. Bei eingeschaltetem Schalttransistor steigt der Primärstrom linear an, bis die beim NCP1052 fixe Stromschwelle von 300mA erreicht wurde und der Transistor abschaltet.

6.4 Verlauf des Sekundärstromes

Auch die Aufzeichnung des Stromes durch die Sekundärwicklung des Transformators und die sekundäre Gleichrichterdiode zeigt keine überraschenden Ergebnisse. In Abbildung 39 ist sein Verlauf am Oszilloskop dargestellt.

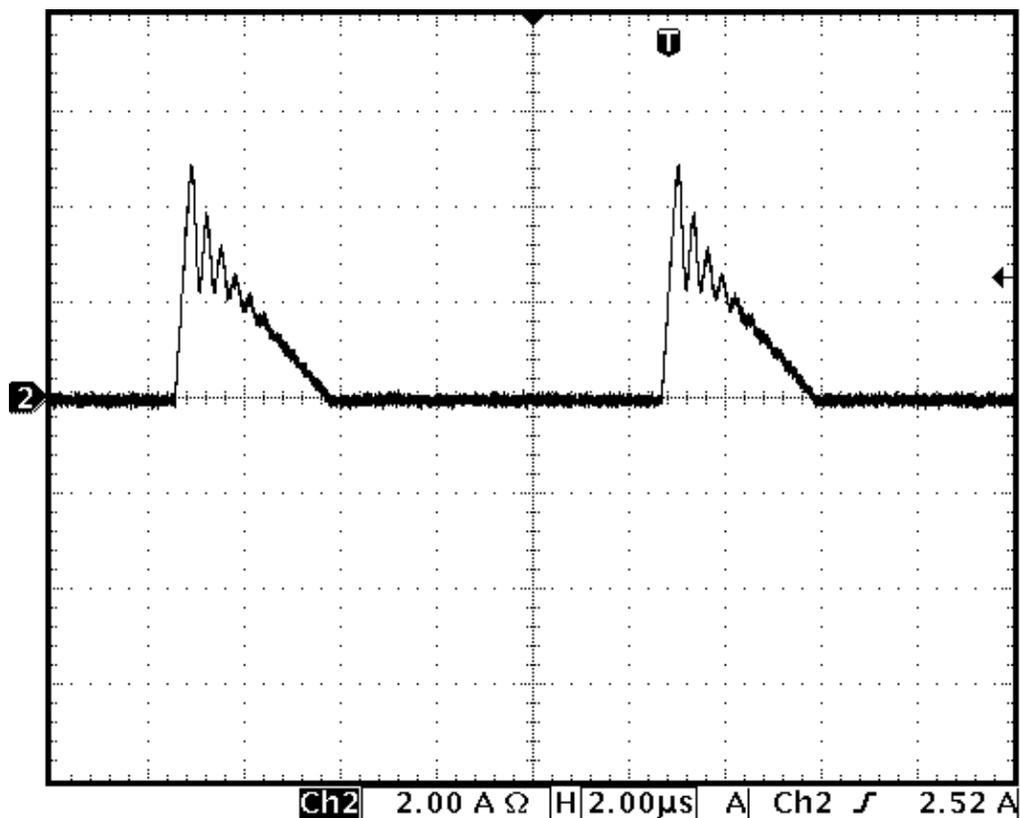


Abbildung 39: Sekundärer Diodenstrom i_2

6.5 Spannung an der Stromsenke

Wie in Kapitel 5.4.1 erläutert wurde, wird im fertigen Gerät nicht die Ausgangsspannung des Sperrwandlers, sondern die Kollektor-Masse-Spannung an den drei Transistoren der Stromsenke konstant gehalten, was zur Verringerung der Verlustleistung sowie zur Reduzierung der Belastung der drei Transistoren beiträgt.

Um den Unterschied sichtbar zu machen, wurde die Spannung zwischen den Kollektoren der Transistoren und Masse einmal bei inaktiver und einmal bei aktiver „erweiterter Regelung“ gemessen:

- Abbildung 40 zeigt den Verlauf der Kollektor-Masse-Spannung bei konstanter 19V-Ausgangsspannung des Sperrwandlers und hoher Helligkeit. Man erkennt, dass bei eingeschalteten Transistoren fast 3V anliegen. Da der Strom dann ja konstant 300mA beträgt, haben die drei Transistoren die Verlustleistung von fast 900mW zu bewältigen.
- In Abbildung 41 ist der Spannungsverlauf hingegen mit aktiver „erweiterter Regelung“ dargestellt. Bei eingeschaltetem Strom fallen an Transistoren und den 1 Ω -Widerständen wie gewünscht lediglich etwa 1,2V ab.

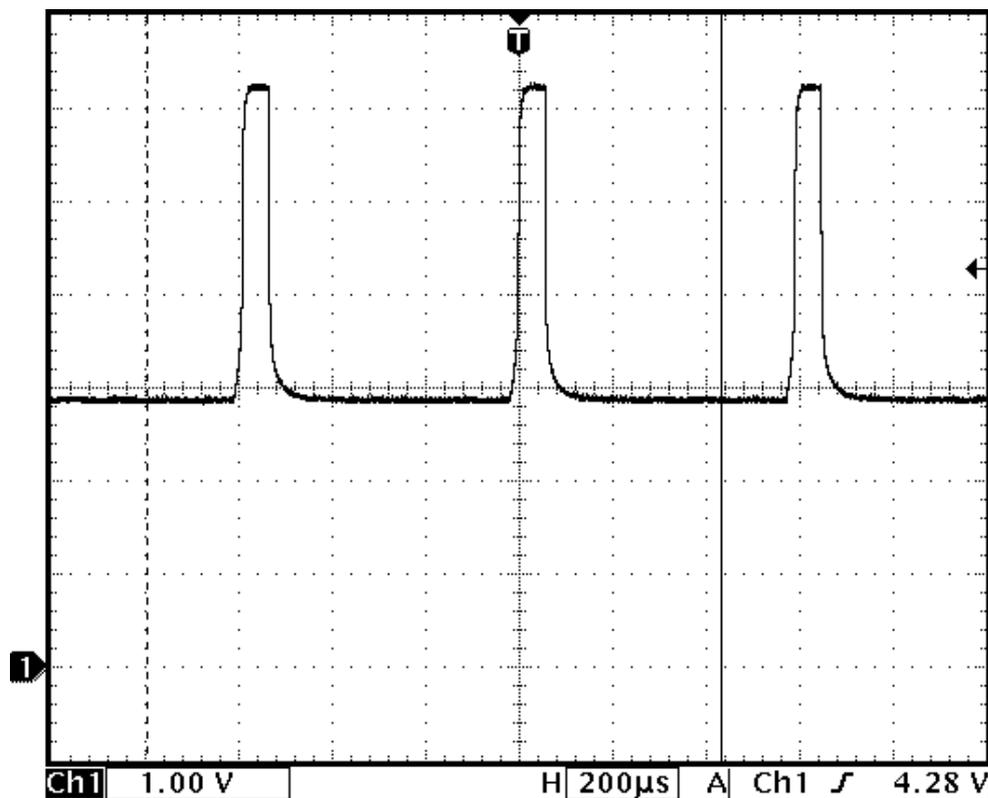


Abbildung 40: Kollektorspannung an den Transistoren der Stromsenke bei geregelter, konstanter Ausgangsspannung von 19V

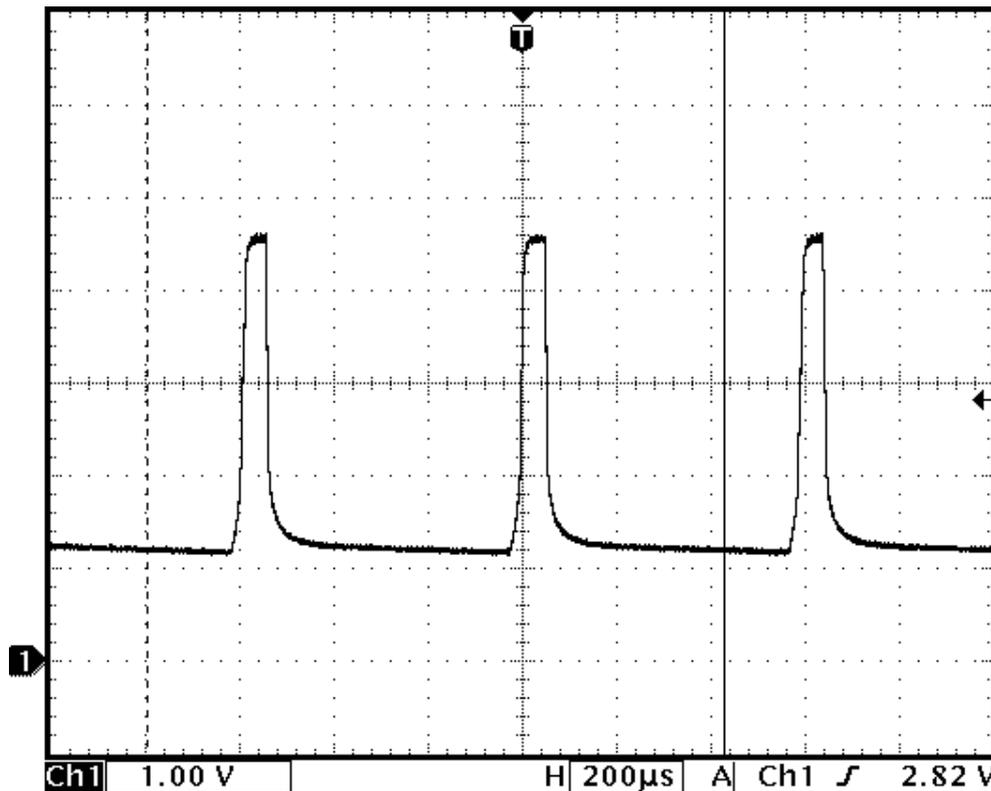


Abbildung 41: Kollektorspannung an den Transistoren der Stromsenke bei Regelung des Minimalwertes dieser Spannung

6.6 Leitungsgebundene Störungen

Zur Messung der vom Gerät ausgehenden leitungsgebundenen Störungen stand ein Messempfänger für den Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz zur Verfügung. Als Grenzwertverlauf wurde jener der Fachgrundnorm EN50081-1 ausgewählt, der im Bereich von 150kHz bis 30MHz weitgehend dem Verlauf der Grenzwerte nach EN55015 (Produktfamiliennorm der „Beleuchtungseinrichtungen und ähnlicher Geräte“) folgt und nur in einem kleinen Bereich zwischen 2,51MHz und 3MHz restriktiver ist. Entspricht das Gerät in diesem Frequenzbereich also der Norm EN50081-1, so ist damit auch die Einhaltung der Grenzwerte nach EN55015 gewährleistet. Der Frequenzbereich zwischen 9kHz und 150kHz konnte damit zwar leider nicht gemessen werden, allerdings ist es aufgrund der in diesem Bereich relativ hoch angesetzten Grenzwerte eher unwahrscheinlich, dass sie überschritten werden, sofern jene des restlichen Frequenzbereiches eingehalten werden können. Die Messung wird in vier Schritten durchgeführt.

- Zuerst wird eine schnelle und eher grobe „Sweep“-Messung durchgeführt, in der festgestellt wird, in welchen Teilgebieten des Frequenzbereiches die Amplitude dem Grenzwertverlauf relativ nahe kommt. Abbildung 42 zeigt das Ergebnis der „Sweep“-Messung unseres Gerätes.

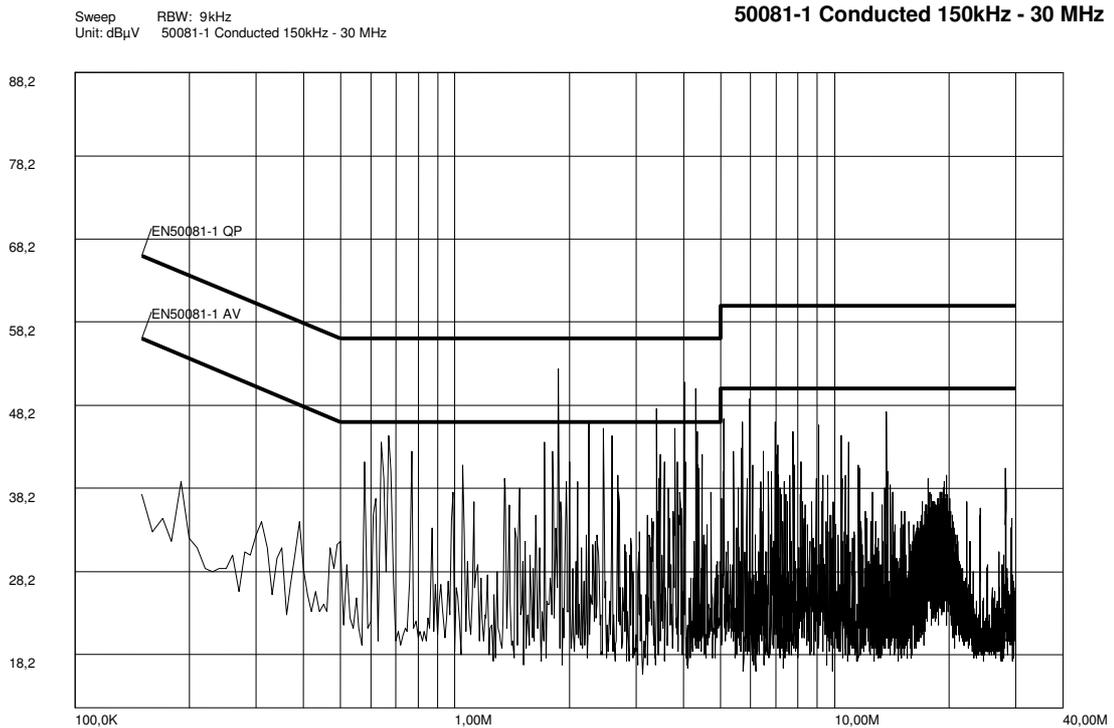


Abbildung 42: Schnelle "Sweep"-Messung über den gesamten Frequenzbereich (150kHz bis 30MHz)

- Diese Bereiche werden dann mit dem „Peak Detektor“ (Spitzenwertmessung) genauer untersucht, der den in einer vorgegebenen Zeitspanne für eine bestimmte Frequenz jeweils höchsten auftretenden Amplitudenwert ermittelt.

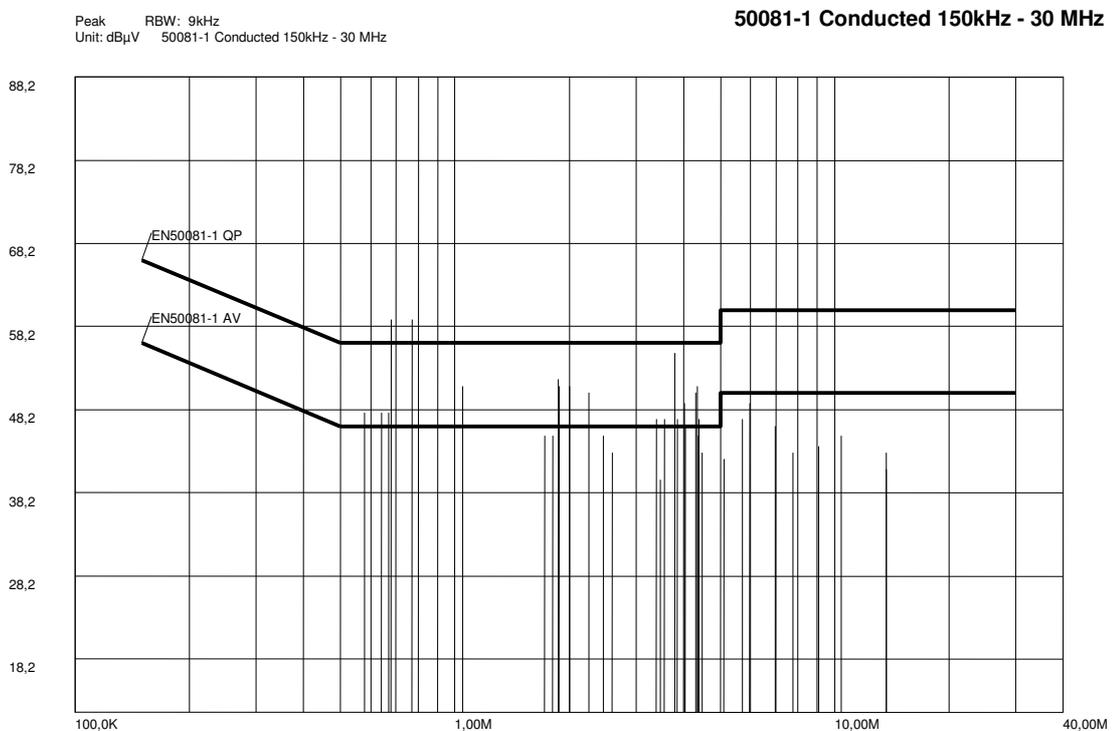


Abbildung 43: Spitzenwertmessung in den interessierenden Frequenzbereichen

Wie in Abbildung 43 zu erkennen ist, werden in unserem Fall die vorgeschriebenen „Quasi-Peak“-Grenzwerte an zwei Stellen überschritten.

- In der anschließenden relativ zeitaufwändigen „Quasi-Peak“-Messung konnte allerdings festgestellt werden, dass die tatsächlich normenwichtigen „Quasi-Peak“-Werte auch in diesen kritischen Bereichen ausreichend weit unterhalb des Grenzwertverlaufes zu liegen kommen (siehe Abbildung 44). Bei der „Quasi-Peak-Detection“ handelt es sich um eine „bewertete“ Messung, in die neben den Spitzenwerten entsprechend einer Bewertungskurve auch deren Auftretshäufigkeiten eingehen²². Dadurch wird berücksichtigt, wie stark die durch die Störspannung der jeweiligen Frequenz verursachten Beeinflussungen (z.B. Knackgeräusche bei Rundfunkempfängern) vom Menschen tatsächlich empfunden werden.

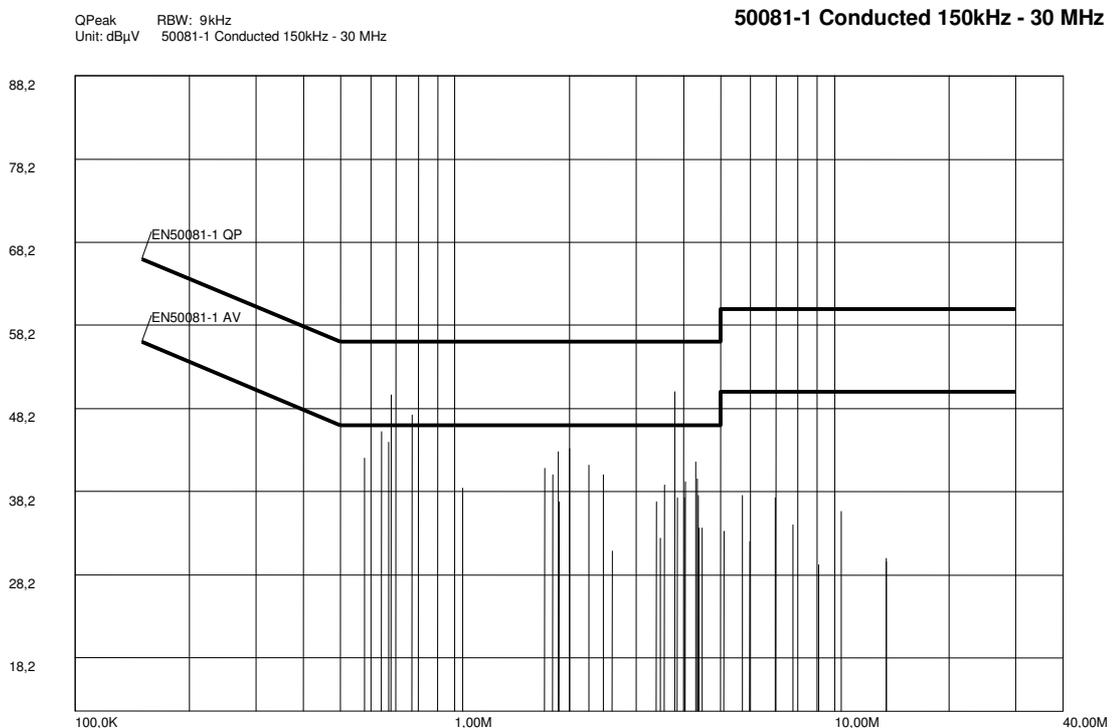


Abbildung 44: „Quasi-Peak“-Messung in den interessierenden Frequenzbereichen

- Zum Schluss wird noch mit Hilfe der Mittelwertmessung klargestellt, dass auch den Grenzen für die Mittelwerte der bei der jeweiligen Frequenz auftretenden Störspannungen entsprochen werden kann, was bei Einhaltung der „Quasi-Peak“-Grenzwerte erfahrungsgemäß immer der Fall ist. In Abbildung 45 ist gut erkennbar, dass die Mittelwerte der Amplituden in den interessierenden Frequenzbereichen tatsächlich weit unter den geforderten Mittelwert-Grenzwerten liegen.

²² [GÖP95], Kapitel 3.1.1.2

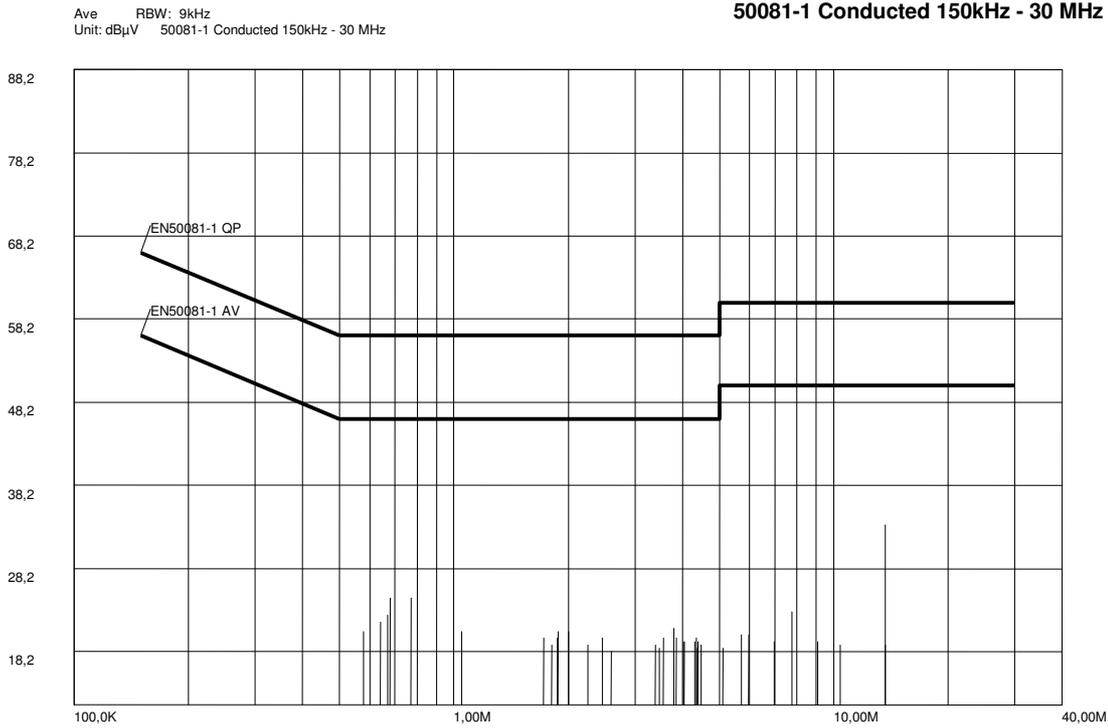


Abbildung 45: Mittelwertmessung in den interessierenden Frequenzbereichen

7 Literatur

7.1 Gebunden

- [DUR99] Georg Durcansky: EMV-gerechtes Gerätedesign, 5. neu bearbeitete und erweiterte Auflage, Franzis, Poing 1999
- [ERI01] Robert W. Erickson/Dragan Maksimovic: Fundamentals of Power Electronics, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, USA 2001
- [ERT96] Johann Ertl: Konstruktion Leistungselektronischer Systeme, Vorlesungsskriptum, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, Technische Universität Wien 1996
- [FEL00] Rainer Felderhoff/Udo Busch: Leistungselektronik, 3.korrigierte Auflage, Hanser, München 2000
- [GOL02] E. Bruce Goldstein: Wahrnehmungspsychologie, 2. deutsche Auflage, Akademia Verlag, Heidelberg 2002
- [GÖP95] Klaus Dieter Göpel: Die Konzeption von EMV-Meßplätzen, Franzis, Poing 1995
- [HIR90] Walter Hirschmann/Alfred Hauenstein: Schaltnetzteile, Siemens AG, Berlin 1990
- [KÖN99] Anne König/Manfred König: Das PICmicro Profi-Buch, Franzis, Poing 1999
- [KUL98] Nihal Kularatna: Power Electronics Design Handbook, Butterworth-Heinemann, USA 1998
- [MAC82] Otto Macek: Schaltnetzteile, Motorsteuerungen und ihre speziellen Bauteile, Hüthig, Heidelberg 1982
- [MKA91] Donald MacCrimmon MacKay: Behind the Eye, „The Gifford lectures delivered in the University of Glasgow, October-November 1986 with the title Under our own microscope: what brain science has to say about human nature“ edited by Valerie MacKay, Basil Blackwell, Oxford 1991
- [RÖH95] Rainer Röhler: Sehen und Erkennen, Psychophysik des Gesichtssinnes, Springer, Berlin-Heidelberg 1995
- [TIE02] Ulrich Tietze/Christoph Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, 12. Auflage, Springer, Berlin/Heidelberg 2002

[WÜS82] Joachim Wüstehube: Schaltnetzteile, 2.überarbeitete Auflage, Expert Verlag, Sindelfingen 1982

7.2 Normen

[ÖVE1] **EN61000-3-2+A14:** *Elektromagnetische Verträglichkeit Teil 3: Grenzwerte Hauptabschnitt 2: Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Engangstrom ≤ 16 A je Leiter)*, Österreichischer Verband für Elektrotechnik, Wien 2000

[ÖVE2] **EN55015+A1:** *Grenzwerte und Messverfahren für Funkstörungen von elektrischen Beleuchtungseinrichtungen und ähnlichen Elektrogeräten*, Österreichischer Verband für Elektrotechnik, Wien 2002

7.3 Internet

[IEE00] *Kein Freibrief mehr für 'Professionelle Geräte' - Geänderte Oberschwingungsnorm*, Artikel, IEE 45. Jahrgang 2000, Nr.11, <http://dbindustrie.svhfi.securitas.net/AI/resources/b19a96f2030.pdf>.

[MAX01] *Snubber Circuits Suppress Voltage Transient Spikes in Multiple Output DC-DC Flyback Converter Power Supplies*, Application Note, Maxim Integrated Products, Nov.2001, http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/848.

[SPR03] **Jörg Bredendiek:** www.sprut.de, nicht-kommerzielle Homepage für Elektronik-Bastler, Heinsberg 2003, <http://www.sprut.de>.

[WEL99] **Heinz Wellhausen:** *Schaltnetzteile*, „Konkrete Anleitung zum Verständnis der Funktion von Schaltnetzteilen“, Fachhochschule Hannover 1999, <http://www.stud.fh-hannover.de/~wellhaus/Snteil.pdf>.

8 Anhang

8.1 Platinenlayout

Die folgenden Abbildungen wurden dem CAD-Projekt entnommen und sind in Originalgröße dargestellt.

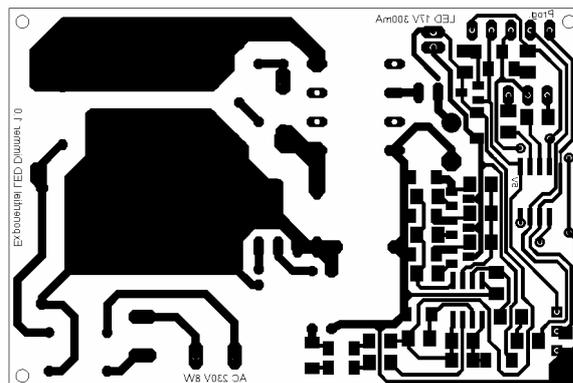


Abbildung 46: Kupferseite der Platine (gespiegelt)

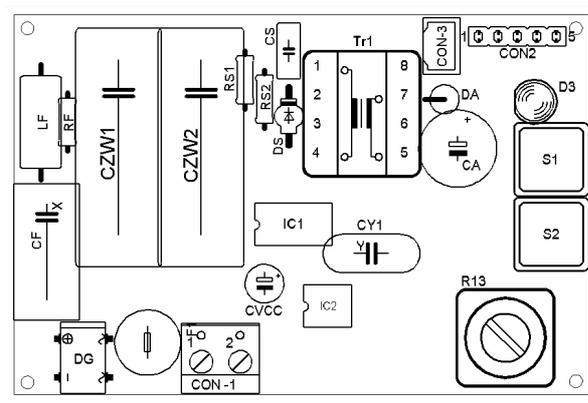


Abbildung 47: Anordnung der Bauteile auf der Platinenoberseite

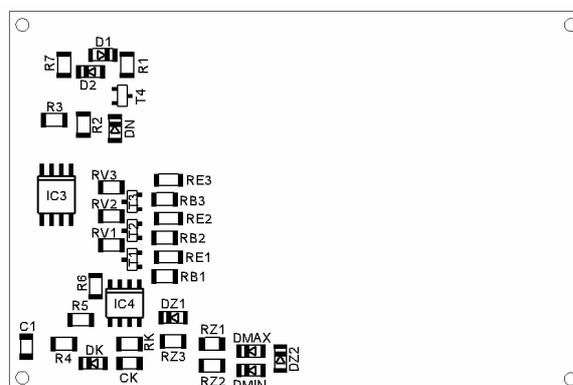


Abbildung 48: Anordnung der Bauteile auf der Platinenunterseite

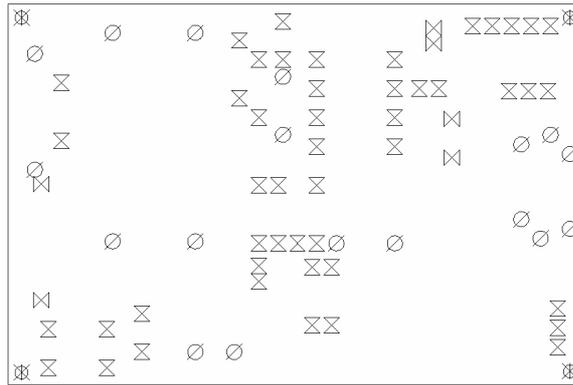


Abbildung 49: Bohrplan aus Sicht der der Platinenoberseite

8.2 Bauteilliste

Bez.	Bauteil	Wert	Gehäuse
C1	Kondensator	100nF	C1206
CA	Elko	470 μ F	radial 10,5mm
CF	X-Kondensator	150nF	17,5 x 8mm
CK	Kondensator	4.7 μ F	C1206
CON-1	Schraubklemme		
CON-3	Buchse		
CON2	Buchse		
CS	Kondensator	100nF	3 x 7,5mm
CVCC	Elko	10 μ F	radial 5mm
CY1	Y-Kondensator		12,5 x 5mm
CZW1	Kondensator	2,2 μ F	31,6 x 11mm
CZW2	Kondensator	2,2 μ F	31,6 x 11mm
D1	Zener-Diode	5.6V	SOD80C
D2	Diode	1N4148	SOD80C
D3	2-farbige LED		3mm
DA	Diode	SB160	DO35
DG	Gleichrichter	B250	B-DIL
DK	Diode	1N4148	SOD80C
DMAX	Zener-Diode	18V	SOD80C
DMIN	Diode	1N4148	SOD80C
DN	Diode	1N4148	SOD80C
DS	Diode	BYV26C	SOD57
DZ1	Zener-Diode	1V	SOD80C
DZ2	Zener-Diode	5.6V	SOD80C
F1	Sicherung	500mA	TR5
IC1	Sperrwandler-IC	NCP1052B	DIL08
IC2	Optokoppler	PC817	DIL04
IC3	Mikrocontroller	PIC12F675	SO-08M

Bez.	Bauteil	Wert	Gehäuse
IC4	2-fach Operationsverstärker	LM358D	DIL08
LF	Spule	LBC 1mH	LBC15A
R1	Widerstand	2.2k Ω	M1206
R2	Widerstand	3.9k Ω	M1206
R3	Widerstand	3.9k Ω	M1206
R4	Widerstand	270k Ω	M1206
R5	Widerstand	220k Ω	M1206
R6	Widerstand	10k Ω	M1206
R7	Widerstand	220k Ω	M1206
R13	Widerstand	1M Ω	M1206
RB1	Widerstand	3.9k Ω	M1206
RB2	Widerstand	3.9k Ω	M1206
RB3	Widerstand	3.9k Ω	M1206
RE1	Widerstand	1 Ω	M1206
RE2	Widerstand	1 Ω	M1206
RE3	Widerstand	1 Ω	M1206
RF	Widerstand	1k Ω	0207
RK	Widerstand	220k Ω	M1206
RS1	Widerstand	50k Ω	0207
RS2	Widerstand	50k Ω	0207
RV1	Widerstand	10k Ω	M1206
RV2	Widerstand	10k Ω	M1206
RV3	Widerstand	10k Ω	M1206
RZ1	Widerstand	3.3k Ω	M1206
RZ2	Widerstand	3.9k Ω	M1206
RZ3	Widerstand	100 Ω	M1206
S1	Taster	RDT1034	
S2	Taster	RDT1034	
T1	Bipolartransistor	BC850SMD	SOT23
T2	Bipolartransistor	BC850SMD	SOT23
T3	Bipolartransistor	BC850SMD	SOT23
T4	Bipolartransistor	BC850SMD	SOT23
TR1	Transformator		EE16

Tabelle 3: Verwendete Bauteile

Abbildungen

Abbildung 1: Prinzipschaltbild des Schaltnetztes	12
Abbildung 2: Grundschtung des Buck-Boost-Konverters	16
Abbildung 3: Grundschtung des Sperrwandlers	16
Abbildung 4: Idealisierte Spannungs- und Stromverläufe am Transformator des Sperrwandlers im „lückenden Betrieb“ („Dreiecksbetrieb“, „Discontinuous Conduction Mode“, DCM)	18
Abbildung 5: Idealisierte Spannungs- und Stromverläufe am Transformator des Sperrwandlers im „nicht-lückenden Betrieb“ („Trapezbetrieb“, „Continuous Conduction Mode“, CCM)	19
Abbildung 6: Ansteuerung der weißen Leuchtdioden (Stromsenke)	21
Abbildung 7: Ausgangssignale der „Logarithmischen Pulsbreitenmodulation“	24
Abbildung 8: Mittelwert des durch den Algorithmus erzielten, bzw. des ideal exponentiellen pulsbreitenmodulierten Signals bei linear (oben) und logarithmisch (unten) aufgetragener Ordinate	25
Abbildung 9: Generierung des PWM-Signales in der Interrupt-Serviceroutine	28
Abbildung 10: Grobe Gliederung des Hauptprogrammes	29
Abbildung 11: Analogwert einlesen und verarbeiten	31
Abbildung 12: Unterprogramm zur automatischen Hell/Dunkel-Schtung	32
Abbildung 13: 5V-Spannungsversorgung des PIC-Mikrocontrollers	34
Abbildung 14: Stufen beim „erweiterten“ PWM-Algorithmus	36
Abbildung 15: Blockschtbild des 105x aus dem Datenblatt des Herstellers	38
Abbildung 16: Gleichrichtung und Glättung	41
Abbildung 17: Qualitativer Spannungs- und Stromverlauf am Gleichrichter	42
Abbildung 18: RCD-Entlastungsnetzwerk zur Sperrspannungsbegrenzung am Schalttransistor	57
Abbildung 19: Geometrische Konstanten zur Berechnung der primären Streuinduktivität	59
Abbildung 20: Idealisierter Stromverlauf im Primärkreis	60
Abbildung 21: Ersatzschaltbild des realen Zwischenkreiskondensators im Primärkreis	61
Abbildung 22: Kleinsignal-Ersatzschaltbild des a) ungefilterten, b) gefilterten Sperrwandler-Eingangs	61
Abbildung 23: Spektraler Verlauf des maximal erlaubten „Quasi-Spitzenwertes“ (durchgezogen) bzw. Mittelwertes (strichliert) der Störspannung nach EN55015	62
Abbildung 24: Vereinfachte Schaltung einer V-Netznachbildung nach EN55015	63

Abbildung 25: Betrags-Bode-Diagramm des Tiefpasses zweiter Ordnung für unterschiedliche Dämpfungsgrade D in der Umgebung der Schwingfrequenz ω_N des ungedämpften Systems	66
Abbildung 26: Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Eingangskreises	66
Abbildung 27: a) Quelle der asymmetrischen Störspannungen und beteiligte parasitäre Kapazitäten b) Vereinfachtes Ersatzschaltbild des asymmetrischen Störkreises	70
Abbildung 28: Prototyp des Sperrwandlers, Platinenvorderseite.....	74
Abbildung 29: Prototyp des Sperrwandlers, Platinenrückseite.....	74
Abbildung 30: Erweiterte Regelung des Sperrwandlers	76
Abbildung 31: Gesamtschaltung des entwickelten Gerätes	77
Abbildung 32: Platine des fertigen Gerätes auf der Bestückungsseite.....	78
Abbildung 33: Rückseite der Platine des fertigen Gerätes.....	79
Abbildung 34: Fertiges Gerät in provisorischem Gehäuse mit angeschlossener LED-Anordnung	79
Abbildung 35: Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von der Eingangsgleichspannung $U_{e=}$	80
Abbildung 36: Eingangsspannung (Ch1) und Eingangsstrom (Ch2) des Sperrwandlers	81
Abbildung 37: Spektrum des Eingangsstromes (DFT-Analyse).....	82
Abbildung 38: Drain-Spannung u_D (Ch1) und Drain-Strom i_1 (Ch2) am NCP1052 ...	82
Abbildung 39: Sekundärer Diodenstrom i_2	83
Abbildung 40: Kollektorspannung an den Transistoren der Stromsenke bei geregelter, konstanter Ausgangsspannung von 19V.....	84
Abbildung 41: Kollektorspannung an den Transistoren der Stromsenke bei Regelung des Minimalwertes dieser Spannung	85
Abbildung 42: Schnelle "Sweep"-Messung über den gesamten Frequenzbereich (150kHz bis 30MHz)	86
Abbildung 43: Spitzenwertmessung in den interessierenden Frequenzbereichen	86
Abbildung 44: „Quasi-Peak“-Messung in den interessierenden Frequenzbereichen...	87
Abbildung 45: Mittelwertmessung in den interessierenden Frequenzbereichen	88
Abbildung 46: Kupferseite der Platine (gespiegelt).....	91
Abbildung 47: Anordnung der Bauteile auf der Platinenoberseite	91
Abbildung 48: Anordnung der Bauteile auf der Platinenunterseite	91
Abbildung 49: Bohrplan aus Sicht der der Platinenoberseite	92

Stichworte

A/D-Wandler	26	Logarithmischer Pulsbreitenmodulator	22
Abmessungen	9, 12	lückender Betrieb	17, 40
Anforderungsliste	9	Luftspalt	47
Assembler	27	magnetische Sättigung	46
asymmetrische Störspannungen	60	maximale Sperrspannung	49
Bedämpfungsnetzwerk	55	Messempfänger	85
Boost-Konverter	46	Mikrocontroller	26
Brückengleichrichter	41	Mittelwertmessung	87
Buck-Boost-Konverter	16	Mittlere Windungslänge	53
Common Mode Conducted Emissions	60	Netznachbildung	62
Continuous Conduction Mode ...	17, 40	Netzurückwirkungen	41
Current Programmed Control	17	nichtlückender Betrieb	17, 40
Current-Mode	17	Peak Detektor	86
Differential Mode Conducted Emissions	60	Polling	30
Discontinuous Conduction Mode	17, 40	Prescaler	35
Dreiecksbetrieb	17, 40	Primärinduktivität	17, 47, 48, 49, 50, 51, 56
Duty-cycle	17	Produktfamiliennorm	61
Ebenmerklicher Unterschied	7	Quasi-Peak-Detection	87
Elektromagnetische Verträglichkeit ..	59	Reizintensität	7
Ersatzlast	57	Schaltnetzteil	11, 15
Fachgrundnorm	61	Simulation	32
Fechnersches Gesetz	7	Snubber	56
Ferritkern	46	Sperrwandler	15, 37
Flyback-Converter	11	Stevens-Gesetz	8
Gated Oscillator Control	18	Störspannungen	60
Gegentakt-Störspannungen	60	Störungen	59
geometrische Kernkonstante	54	strahlungsgebundene Störungen	59
Gleichtakt-Störspannungen	60	Streuinduktivität	56
Grundnorm	61	Stromsenke	20
Hauptprogramm	29	Sweep-Messung	85
HF-Abschlußimpedanz	62	symmetrische Störspannungen	60
Hochfrequenztransformator	46	Timer	26
Hochsetzsteller	46	Transformator	46
Interrupt	26	Trapezbetrieb	17, 40
Interrupt-Serviceroutine	28	unsymmetrische Störspannungen	60
Kernquerschnittsfläche	46, 51	V-Netznachbildung	62
Kernverluste	50, 51	Voltage-Mode	17
Kupferfüllfaktor	53	Webersches Gesetz	7
Kupferverluste	50, 52, 53	Wicklungsraum	53
Lebensdauer	12	Windungszahl	46
leitungsgebundene Störungen	59	Wirkungsgrad	47
Line Impedance Stabilisation Network	62	Zwischenkreiskondensator	41, 60