

- ● ● ● ● Fachhochschule Köln
- ● ● ● ● University of Applied Sciences Cologne
- ● ● ● ● 07 Fakultät für Informations-, Medien und
- ● ● ● ● Elektrotechnik
- ● ●

Institut für Elektrische Energietechnik

Studiengang: Elektrotechnik
Studienrichtung: Elektrische Energietechnik

Bachelorarbeit

Netzteil zur universellen Gleichspannungsversorgung von Kleingeräten

vorgelegt von : **Max Schaal**
am : **29.04.2015**
Mat. Nr. : **11085071**

Erstprüfer : **Prof. Dr. Eberhard Waffenschmidt**

Zweitprüfer : **Prof. Dr. Christian Dick**

Erlaubnis zur Veröffentlichung

Hiermit erlaube ich Prof. Dr. Waffenschmidt die Veröffentlichung meiner Bachelorarbeit im Internet. Alle Abbildungen wurden entweder mit

quelloffenen Software *LibreOffice Draw*,

der kostenlosen Software *LTSpice IV*,

dem Oszilloskop *Tektronix DPO 3014*

oder mit einer Digitalkamera selbst aufgenommen.

Die digital beiliegenden Berechnungstabellen dürfen ebenfalls veröffentlicht und verwendet werden. Sie wurden in *LibreOffice Calc* erstellt.

Erklärung

Hiermit versichere ich, dass ich diese Bachelorarbeit selbständig angefertigt und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Köln, den _____

Max Schaal

Danksagung

Hiermit möchte ich mich bei Prof. Dr. Eberhard Waffenschmidt für die Möglichkeit zu dieser Bachelorarbeit und für die Unterstützung bei der Durchführung bedanken.

Mein Dank gilt ebenfalls Prof. Dr. Christian Dick für die Übernahme des Koreferats und seine hilfreichen Ratschläge.

Des Weiteren möchte ich mich bei Herrn B.Eng. Jochen Reichert für Rat und Tat bei den Versuchen im Labor bedanken.

Außerdem bedanke ich mich bei meiner Freundin, meiner Familie und meinen Freunden, die mich schon während meine Studiums motiviert, unterstützt oder begleitet haben.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung.....	1
1.1. Aktuelle Situation und Problematik.....	1
1.2. Ziele.....	1
1.3. Existierende Systeme.....	2
2. Grundlagen.....	3
2.1. Anforderungen an das Netzteil.....	3
2.2. Konzepte der Spannungsversorgung.....	4
2.3. Feedback Optionen.....	6
2.3.1. Digital.....	6
2.3.2. Analog.....	7
2.4. Auswahl der Topologie.....	7
3. Dimensionierung und Aufbau des Sperrwandlers.....	8
3.1. Grundlagen.....	8
3.1.1. Kontinuierlicher Modus.....	9
3.1.2. Diskontinuierlicher Modus.....	11
3.2. Speichertrafo.....	12
3.2.1. Wicklungsverhältnis.....	13
3.2.2. Induktivität.....	13
3.2.3. Wicklungszahlen und Luftspalt.....	14
3.2.4. Reale Transformatoren.....	18
3.3. Regelung des Sperrwandlers.....	19
3.4. Weitere Bauteile.....	23
3.4.1. Ausgangsdiode.....	23
3.4.2. Schalter (MOSFET).....	23
3.4.3. Kondensatoren.....	24
3.4.4. Snubber Circuit.....	25
3.4.5. IC Versorgungsschaltung.....	26
3.5. Reale Bauteile.....	27
3.6. Realer Schaltplan.....	27
3.7. Layout.....	29
4. Test, Simulation und Messung.....	30
4.1. Funktionstests.....	31
4.1.1. Schaltfrequenz.....	31
4.1.2. Spannungsregelung und -stabilität.....	32
4.1.3. Überprüfung des Tastgrads.....	32
4.1.4. Messungen mit Frequenzgenerator.....	35
4.2. Weitere Simulation.....	38
5. Theoretische Umsetzung des Feedbacks.....	40
5.1. Theoretischer Aufbau.....	40
5.2. Simulation.....	41
6. Auswertung.....	42
6.1. Tests des realen Sperrwandlers mit LT1725.....	42
6.2. Simulationen.....	43
6.3. Tests mit Funktionsgenerator.....	43
6.4. Gesamtkonzept und Vorgehensweise.....	44
7. Schlussfolgerung.....	45
8. Quellen.....	46
Anhang.....	49

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Prinzip kontinuierlich variable Spannung.....	4
Abbildung 2: Prinzip Feste Spannungsstufen mit elektronischer Auswahl.....	5
Abbildung 3: Prinzip Feste Spannungsstufen mit mechanischer Auswahl.....	5
Abbildung 4: Grundschtaltung des Sperrwandlers.....	8
Abbildung 5: Stromverläufe im CCM / rot: Strom im Primärstromkreis, blau: Strom in Sekundärstromkreis.....	9
Abbildung 6: Stromverläufe im DCM / rot: Strom im Primärstromkreis, blau: Strom in Sekundärstromkreis.....	11
Abbildung 7: Querschnitt: Litze und Bündel.....	15
Abbildung 8: Überlagerte Wicklungen.....	17
Abbildung 9: Trafo A: Wickelkörper mit sichtbarer Sekundärwicklung über Primärwicklung.....	18
Abbildung 10: Vereinfachtes Schaltbild mit einfachen Bauteilen zur Einstellung des Betriebsverhalten des LT1725.....	20
Abbildung 11: Snubber Circuit.....	25
Abbildung 12: Spannungsbegrenzer für VCC.....	26
Abbildung 13: Gesamtes Schaltbild mit aktiven und passiven Bauteilen.....	28
Abbildung 14: Oberseite der Platine mit eingezeichnetem Primärstromkreis (grün).....	29
Abbildung 15: Simulation: R6 = 137k Ω ; UA (soll)= 20V; x: Simulationszeit, y: Ausgangsspannung.....	30
Abbildung 16: Simulation: R6 = 137k Ω ; UA (soll)= 20V; x:Simulationszeit; y: rot: Strom in Primärinduktivität, grün: Strom in Sekundärinduktivität bei R6 = 137ohm.....	31
Abbildung 17: x:Zeit ; violett: y:Gatespannung, blau: y:Ausgangsstrom.....	32
Abbildung 18: x: Zeit; y: violett: Spannung an Primärwicklung, hellblau: Gatesignal dunkelblau: Strom in Primärwicklung.....	33
Abbildung 19: x:Zeit; y: hellblau: VC Spannung, dunkelblau : Strom in Primärwicklung, grün: Spannung am ISense Anschluss.....	34
Abbildung 20: x:Zeit; y: grün: VC Spannung, dunkelblau : Strom in Primärwicklung, violett:Spannung an dritter Wicklung, hellblau: Gatespannung.....	34
Abbildung 21: Messreihe 1: Tastgrad 20 %; x:Zeit; y: grün: Spannung an Primärwicklung, blau: Strom in Primärwicklung, hellblau :Gatespannung.....	35
Abbildung 22: Simulation: UA(soll)= 5 V, Lastwiderstand = 4 Ω ; x:Simulationszeit; y:Spannung an VC.....	38
Abbildung 23: Simulation, Ausgangsspannung: 5V, Lastwiderstand: 4 Ω , x: Simulationszeit y: grün: Spannung an Gate / rot: Spannung an VC.....	39
Abbildung 24: Simulation, Ausgangsspannung: 5V, Lastwiderstand: 4 Ω , x: Simulationszeit y: Spannung an VC.....	39
Abbildung 25: Simulation der „test fixture“; Lastwiderstand 25 Ω ; x:Simulationszeit , y: blau: Spannung an VC, grün: Ausgangsspannung.....	39
Abbildung 26: Feedbackschaltung.....	40
Abbildung 27: Y:Ausgangsspannung X: Simulationszeit; RC=3287 Ω RL=15 Ω CR=1pF UA(soll)=19V.....	42

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Messreihe 1 Trafo A mit RC-Glied(51k Ω 3,3nF).....	36
Tabelle 2: Messreihe 2 Trafo A ohne RC-Glied.....	36
Tabelle 3: Messreihe 3 Trafo B ohne RC-Glied.....	37
Tabelle 4: Durchgeführte Simulationen.....	42
Tabelle 5: Wirkungsgrade in Messreihe 3.....	44
A2 :Berechnungstabelle für Speichertrafo, E30/15/7 3F3	50
A3 :Berechnungstabelle für Speichertrafo, E30/15/7 3C96.....	51
A4 :Tabelle der verwendeten Bauteile.....	52
A5 :Tabelle der verwendeten Geräte.....	55
A6 :Tabelle der Bauteile für die Simulation der Feedback-Schaltung.....	56

Abkürzungsverzeichnis

AC	alternating current (Wechselstrom)
DC	direct current (Gleichstrom)
CCM	continuous current mode (kontinuierlicher Modus)
DCM	discontinuous current mode (diskontinuierlicher Modus)
ESR	effective series resistance (Seriensatzwiderstand)
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
IC	integrated circuit (integrierter Schaltkreis)
MOSFET	metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor)
OP	Operationsverstärker
RC	resistor-capacitor(Widerstand Kondensator)

1. Einleitung

1.1. Aktuelle Situation und Problematik

Der Anteil und die Anzahl an Gleichstromverbrauchern im Haushalt steigt kontinuierlich an, während reine Wechselstromverbraucher seltener werden. Daneben gibt es Verbraucher die im Prinzip mit Gleich- oder Wechselspannung betrieben werden könnten. Dazu zählen u.A. traditionelle Glühlampen sowie viele Heizelemente wie sie z.B. in Wasserkochern oder elektrischen Kochfeldern verwendet werden.[1] Digitale Schaltungen hingegen brauchen für den Betrieb Gleichspannung. Oft wird daher beim Kauf von Kleingeräten und Unterhaltungselektronik ein Netzteil mit erworben, welches die 230V Wechselspannung des Netzes in die benötigte Gleichspannung wandelt. Dieses ist oft unhandlich und kann meist nur für ein Gerät verwendet werden. Viele dieser Netzteile werden nach der Benutzung des jeweiligen Gerätes nicht vom Netz getrennt, was zu unnötigem Energieverbrauch führt. Außerdem wird meistens beim Austausch eines Gerätes das Netzteil mit getauscht, obwohl es oft noch funktioniert. So entsteht viel potentiell vermeidbarer Elektroschrott. [2]

In der Masterarbeit „Optionen für eine Gleichstromversorgung in einem Wohnhaus“ von SCHEEREN (2014) [3] wurden einige Alternativen zu diesem Ablauf, bzw. Aufbau, auf ihren Wirkungsgrad und ihre Wirtschaftlichkeit untersucht. Aus der Arbeit geht hervor, dass ein Einsatz von *DC-Steckdosen* (Steckdosen mit eingebautem AC-DC-Wandler) in dem normalen 230 V Wechselstromnetz eine der effizientesten Lösungen bietet. Dies beruht zum Teil auf einem hohen angenommenen Wirkungsgrad dieser Wandler. In einer 380 V DC Verteilung, welche als Standard für Datenzentren existiert, benötigt eine DC-Steckdose nur einen DC-DC-Wandler. Diese können noch bessere Wirkungsgrade erreichen. [4] Eine 380 V DC Verteilung hat insbesondere in einem kleinen Inselnetz, z.B. mit Batterie und Photovoltaik-Anlage, etwa in einem Wochenendhaus, den weiteren Vorteil des Verzichtes auf einen DC-AC-Wandler mit entsprechenden Verlusten. [1] [5]

1.2. Ziele

Der Einsatz von *DC-Steckdosen* könnte sich in gewissen Fällen als sehr praktisch und effizienz erweisen, insbesondere wenn die von Verbrauchern benötigte Spannung automatisch von dieser geliefert würde.

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung und der Aufbau eines Schaltnetztes, zur Verwendung in einem 380 DC Netz, welches einen Großteil der im Haushalt üblichen DC-Verbraucher mit den jeweils benötigten Spannungen und Strömen versorgen kann. Das Netzteil soll auch mit gleichgerichteter und geglätteter 230V AC Netzspannung funktionieren, also mit rund 325 V DC. Dabei soll die vom Verbraucher benötigte Spannung nach dessen Anschluss automatisch zur Verfügung stehen. Zuerst soll eine Schaltung aufgebaut werden, welche die nötigen Werte für Ausgangsspannung und -strom liefert. Die automatische Einstellung der Ausgangsspannung soll danach theoretisch umgesetzt werden.

1.3. Existierende Systeme

Universalnetzteile mit manuell wählbarer Ausgangsspannung und anpassbarem Stecker, z.B. als Ersatz für defekte Notebook Ladegeräte, sind schon lange auf dem Markt. Das Wechseln des Steckers und manuelle Einstellen der Spannung macht sie jedoch für den Einsatz an unterschiedlichen Geräten unpraktisch. Außerdem sind sie unhandlich und für den Gebrauch mit kleineren Endgeräten ungeeignet.

Mobiltelefone und Tablet-Computer können heute größtenteils über USB geladen werden. Entsprechende Netzteile zum festen Einbau als Steckdose, z.B. in Kombination mit einer SCHUKO-Steckdose, werden ebenfalls von einigen Herstellern angeboten.[6] Die lieferbare Leistung ist jedoch stark begrenzt, und die Spannung ist auf 5 V festgelegt.

Ein weiteres System namens *PoE* (Power over Ethernet, aktuell definiert durch *802.3af-2009* [7]) nutzt das gleiche, oftmals bereits verlegte, Ethernet-Kabel neben der Informationsübertragung auch noch für die Energieversorgung von Netzwerkgeräten, wie Telefonen, Routern oder Ähnlichem. Die Leistung ist im aktuellen Standard auf rund 25 W begrenzt, soll jedoch in kommenden Standards (Mitte bis Ende 2015) mehr als verdoppelt werden. Da Ethernet-Kabel nur geringe Querschnittsflächen haben können sie nur vergleichsweise kleine Ströme führen. Um dennoch eine ausreichende Leistung zu übertragen wird eine Spannung von rund 50 V eingesetzt, welche z.B. von einem zentralen AC-DC-Wandler bereitgestellt wird. Diese muss dann meist im Verbraucher wieder auf kleinere Spannungen gewandelt werden. Es kommen also mehrere Wandler, mit jeweiligem Wirkungsgrad, zum Einsatz. Außerdem sind die Leitungsverluste im oberen Leistungsbereich recht hoch. [8]

2. Grundlagen

2.1. Anforderungen an das Netzteil

Zunächst müssen die Anforderungen, in Leistung, Strom und Spannung, welche das Netzteil liefern soll, festgelegt werden. Dabei müssen sinnvolle Grenzen gesetzt werden welche Geräte über ein solches Netzteil versorgt werden sollen. Die Priorität liegt dabei auf tragbaren bzw. beweglichen Geräten. Nach Recherche an Geräten im eigenen Haushalt und anhand Angaben aus einer Studie des Instituts für Ökologische Wirtschaftsforschung [9] wird festgelegt, dass sich der benötigte Spannungsbereich von 4,5 V, bei wenigen Watt Leistung [10], bis 20 V, bei 100 W Leistung [11] erstreckt um die meisten Geräte zu versorgen. Der kleinste repräsentative Verbraucher wäre ein Wecker, der größte ein Notebook. Die maximal erwarteten Ströme liegen um 5A. Auf diese Werte soll die Schaltung ausgelegt werden.

Nebst Spannungs- und Leistungs-Bereich müssen weitere Anforderungen erfüllt werden. Die Norm DIN EN 61204-7 (Stromversorgungsgeräte für Niederspannung mit Gleichstromausgang) bezieht sich bezüglich der elektrischen Sicherheit fast vollständig auf DIN EN 62477-1 (Sicherheitsanforderungen an Leistungshalbleiter-Umrichtersysteme und -betriebsmittel). Diese schreibt je nach Bedingung unterschiedliche Sicherheitsvorkehrungen vor. Für die vorliegenden Werte für Ein- und Ausgangsspannung ist zum Schutz gegen elektrischen Schlag eine galvanische Trennung zwischen Primär- und -sekundärstromkreis fast unumgänglich um die benötigten Kriech- und Luftstrecken einzuhalten, die nach Kapitel 4.4.7.6 der DIN EN 62477-1 bestimmt werden.

2.2. Konzepte der Spannungsversorgung

Es muss überlegt werden, welche Anforderungen an einen Standard zur Spannungsversorgung gesetzt werden und wie ein solcher umgesetzt werden könnte.

Grundsätzlich sind verschiedene Lösungen denkbar um die angeschlossenen Geräte mit der benötigten Spannung zu versorgen. Drei Möglichkeiten werden hier kurz erläutert und verglichen.

- *Kontinuierlich variable Spannung*

Beim Ansatz der „kontinuierlich variablen Spannung“ wird die Schaltung so ausgelegt, dass ein einziger Wandler verschiedene Ausgangsspannungen bereitstellen kann. Vorteil dieser Methode sind die beliebige Spannung und die Möglichkeit der Nachregelung z.B. zur Laderegelung. Hierzu ist jedoch eine Art Kommunikation (Feedback) zwischen Verbraucher und Netzteil nötig. (Abb.1)

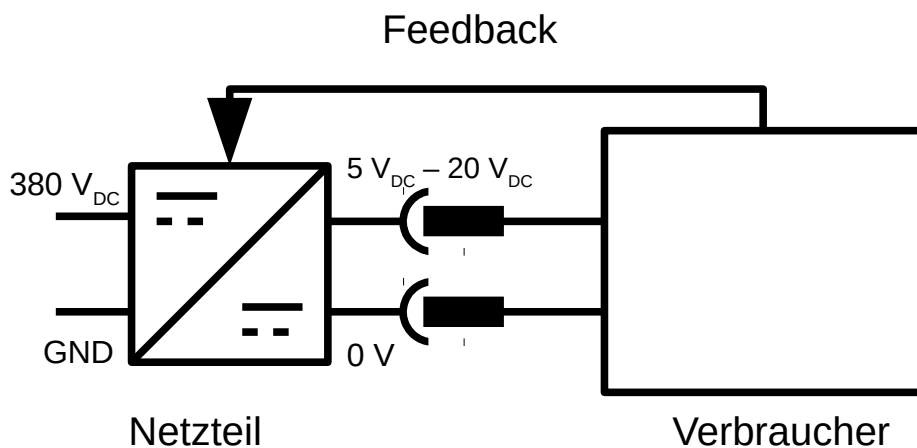


Abbildung 1: Prinzip kontinuierlich variable Spannung

- *Feste Spannungstufen mit elektronischer Auswahl*

Eine andere Methode ist ein Aufbau mit mehreren Wandlern oder einem Wandler mit mehreren Ausgängen mit jeweils fest eingestellter Spannung. Beim Anschluss des Verbrauchers muss dann nur der richtige Ausgang gewählt werden. Vorteil dieser Schaltung ist, dass mehrere Geräte an einem Netzteil angeschlossen und gleichzeitig versorgt werden könnten. Außerdem könnte ein Gerät je nach Betriebsart, z.B. Standby oder Benutzung, eine andere Spannung anfragen. (Abb.2)

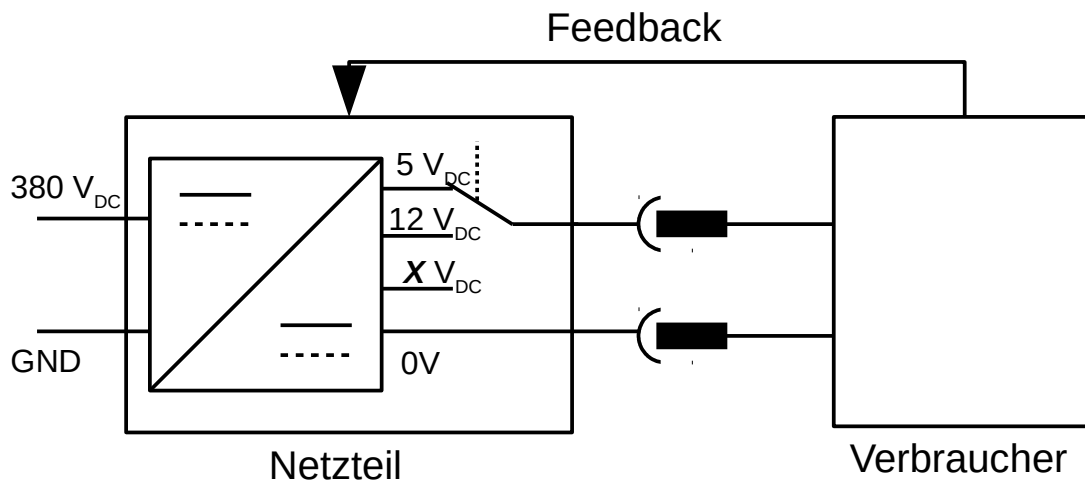


Abbildung 2: Prinzip Feste Spannungstufen mit elektronischer Auswahl

- *Feste Spannungstufen mit mechanischer Auswahl*

Ein ähnlicher Aufbau wie bei der vorherigen Lösung ist auch mit mechanischer Auswahl denkbar. Hierbei könnten Stecker mit unterschiedlicher Form oder mehreren Kontakten zum Einsatz kommen. Manche Geräte brauchen intern unterschiedliche Spannungen zum Arbeiten, wie z.B. Drucker, für Logik und Elektromotoren. Mit einem Universalstecker mit mehreren Kontakten für die unterschiedlichen Spannungen wäre es kein Problem mehrere Spannungen an das selbe Gerät zu liefern. (Abb. 3)

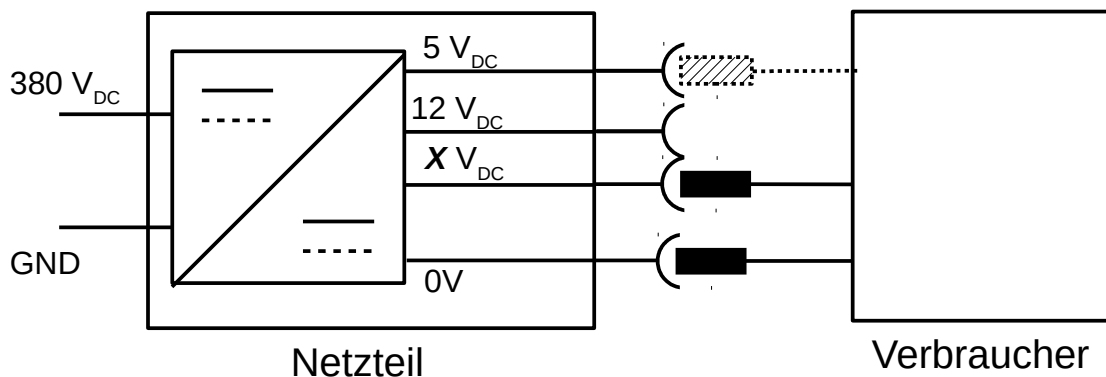


Abbildung 3: Prinzip Feste Spannungstufen mit mechanischer Auswahl

Eine Mischung bzw. Kombination der drei vorgestellten Möglichkeiten wäre auch denkbar, z.B. eine Schaltung mit zwei Ausgängen, einem mit variablem und einem mit fest eingestelltem Spannungswert. So könnte ein fester 5V Ausgang die für die Kommunikation zwischen Gerät und Netzteil nötige Energie liefern und zudem die meisten Mobiltelefone aufladen. Die Standby-Leistung einiger Geräte könnte ebenfalls geliefert werden, während ein weiterer Wandler nur zur Versorgung größerer Lasten diene. Dies könnte zu höheren Wirkungsgraden im Standby führen, da nicht nur ein Wandler den gesamten Lastbereich abdecken müsste.

Die festen Spannungsniveaus und die unterschiedlichen Stecker-Formen werden für die aufgebaute Schaltung jedoch als Ausschlusskriterien der letzteren zwei Möglichkeiten gewertet. Die Schaltung wird demnach mit nur einen Ausgang mit kontinuierlich variabler Spannung aufgebaut.

2.3. Feedback Optionen

Die in 2.2 gewählte Lösung verlangt eine Art der Kommunikation zwischen Verbraucher und Netzteil (in Abb. 1-2 als Feedback bezeichnet). An diese werden wiederum einige Anforderungen gestellt, um eine sinnvolle Umsetzung zu erreichen.

- Eine möglichst kleine Baugröße für den Einsatz in kleinen Verbrauchern.
- Eine präzise Bestimmung des Spannungswertes.
- Möglichkeit einer aktiven Nachregelung der Ausgangsspannung durch den Verbraucher.
- Schutz vor Überspannung.
- Möglichkeit zum Einsatz eines Adapters bzw. Zwischenstücks für Geräte die dem Standard nicht angepasst sind.

Es kommen sowohl analoge als auch digitale Lösungsansätze in Frage. Im Folgenden werden einige mögliche Methoden mit jeweiligen Vor- und Nachteilen verglichen.

2.3.1. Digital

Eine digitale Informationsübertragung hat gegenüber eines analogen Feedbacks einige Vorteile. Bei einer digitalen Übertragung von wenigen Bytes kann eine sichere und präzise Bestimmung des Spannungswertes, z.B. mittels Paritätskontrolle, gewährleistet werden. [12]

Komplexe Ladevorgänge, mit z.B. zunächst konstantem Strom und anschließend konstanter Spannung, wie sie von den meisten Lithiumakkus benötigt werden, können vom Netzteil geregelt werden. Dies verlangt nach weniger Leistungselektronik im angeschlossenen Gerät, was zu höheren Wirkungsgraden beim Laden führen kann.

Bei mehrzelligen Lithium-Polymer-Akkus, bei welchen alle Zellenspannung angeglichen werden müssen (genannt: *balancing*), wäre es jedoch schwierig ohne im Verbraucher eingebaute Leistungselektronik auszukommen.

Verschiedene Spannungen für mehrere Betriebsmodi, z.B. Standby und Nutzung, können verlangt werden.

Zur digitalen Übertragung existieren viele Standards, kabelgebundene und kabellose. So werden bei dem Standard *Qi*, für kabellose Energieübertragung, Informationen über Lastmodulation übermittelt. Dies ist eine elegante Lösung, da sie die gleiche „Verbindung“ für Energieübertragung und Kommunikation nutzt. [13] Bei kabelgebundener Energieübertragung gibt es ebenfalls Systeme für Daten- und Energieübertragung in der selben Leitung, wie z.B. in Trägerfrequenzanlagen. [14] Der Aufwand zur Umsetzung solcher Systeme ist allerdings relativ hoch. Andere Methoden

benötigten zusätzlich zu zwei Drähten für die Energieübertragung noch zwei weitere, z.B. einen für Clock und einen für die Informationsbits oder zur symmetrischen Signalübertragung. [15] Da bei dieser Anwendung jedoch nur geringe Datenmengen übertragen werden müssen, kommen auch Lösungen wie die *1-wire-communication* in Frage. Hier wird nur 1 Leiter zusätzlich zu jenen der Energieübertragung benötigt. Dabei wird während der Kommunikation ein zunächst passiver Empfänger mit der zum Antworten nötigen Energie versorgt. [16] Dieses System wird z.B. von DELL-Notebooks zur Überprüfung des Ladegerätes genutzt. Eine „Kompatibilitätsabfrage“ bringt als Vorteil mit sich, dass sichergestellt werden kann ob der Verbraucher sicher versorgt werden kann. In der Anwendung in einem Universalnetzteil würde umgekehrt, das Netzteil das angeschlossene Gerät „ansprechen“. Damit könnte der Leistungsausgang bis zur definitiven Identifikation des Verbrauchers ausgeschaltet bleiben.

Nachteil der digitalen Informationsübertragung ist die größere Komplexität des Netzteiles. So wird der Einsatz von Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandlern sowie die Festlegung eines Übertragungsprotokolls nötig.

2.3.2. Analog

Ein analoger Ansatz für die Spannungsbestimmung hat ebenfalls gewisse Vorteile. Die meisten erhältlichen Controller für leistungselektronische Schaltungen brauchen ein analoges Eingangssignal zur Regelung der Ausgangsspannung. Demnach kann die Übertragung grundsätzlich mit weniger Bauteilen funktionieren als bei einer digitalen Lösung. Dieses analoge Signal muss also je nach angeschlossenem Gerät so manipuliert werden, dass die gewünschte Ausgangsspannung geregelt wird. Dies kann durch ein einzelnes Bauteil, wie einen Widerstand oder eine Zenerdiode (Z-Diode), erreicht werden. Zur Umsetzung einer Nachregelung während des Betriebs wird dann allerdings eine aktive Manipulation des Signals, welches die Ausgangsspannung an den Controller überträgt, nötig. Dies führt wiederum zu erhöhtem Schaltungsaufwand im Verbraucher.

Im Rahmen dieser Arbeit wird eine analoge Lösung geplant. Die konkrete Umsetzung ist stark von dem vom Controller benötigten Signal abhängig. In Kapitel 5 wird tiefer darauf eingegangen.

2.4. Auswahl der Topologie

Aufgrund der gegebenen Anforderungen kommen verschiedene Topologien für Schaltnetzteile in Frage. Der Sperrwandler ist aus mehreren Gründen für diese Anwendung interessant. Im Vergleich zu anderen Topologien, die galvanische Trennung bieten, benötigt er weniger Bauteile. Außerdem ist er für den Leistungs-Bereich von wenigen Watt bis einigen Hundert Watt geeignet. [17] Nachteile sind jedoch, dass im Gegensatz zum Gegentakfluss- oder Resonanzwandler sehr spezifische Anforderungen an den benötigten Trafo gesetzt werden, da dieser gleichzeitig als Energiespeicher dient. [17] Der Sperrwandler könnte mit mehreren Ausgängen für alle der in 2.2 vorgestellten Methoden eingesetzt werden. Die geringe Anzahl an Bauteilen ist für den Aufbau eines Prototypen von Vorteil, deshalb wurde sich für den Sperrwandler entschieden.

3. Dimensionierung und Aufbau des Sperrwandlers

Zuerst soll ein Sperrwandler (Englisch: flyback converter) aufgebaut werden, welcher die gewünschten Spannungen und Ströme liefern kann. Die Bauteile werden so ausgelegt dass $U_{Amin}=4V$ bis $U_{Amax}=24V$ geliefert werden kann. Die Schaltung soll allerdings auf **20 V mit 100 W** optimiert werden. Die Ausgangsspannung wird zunächst einfach über einen Potentiometer einstellbar sein.

3.1. Grundlagen

Die Grundsaltung des Sperrwandler besteht aus wenigen Bauteilen. Im Wesentlichen sind das ein Schalter, ein Speichertrafo, mit den Primär- und Sekundärwindungszahlen N_1 und N_2 , sowie eine Diode und ein Kondensator. (Abb. 4) Diese werden zunächst als ideal angesehen.

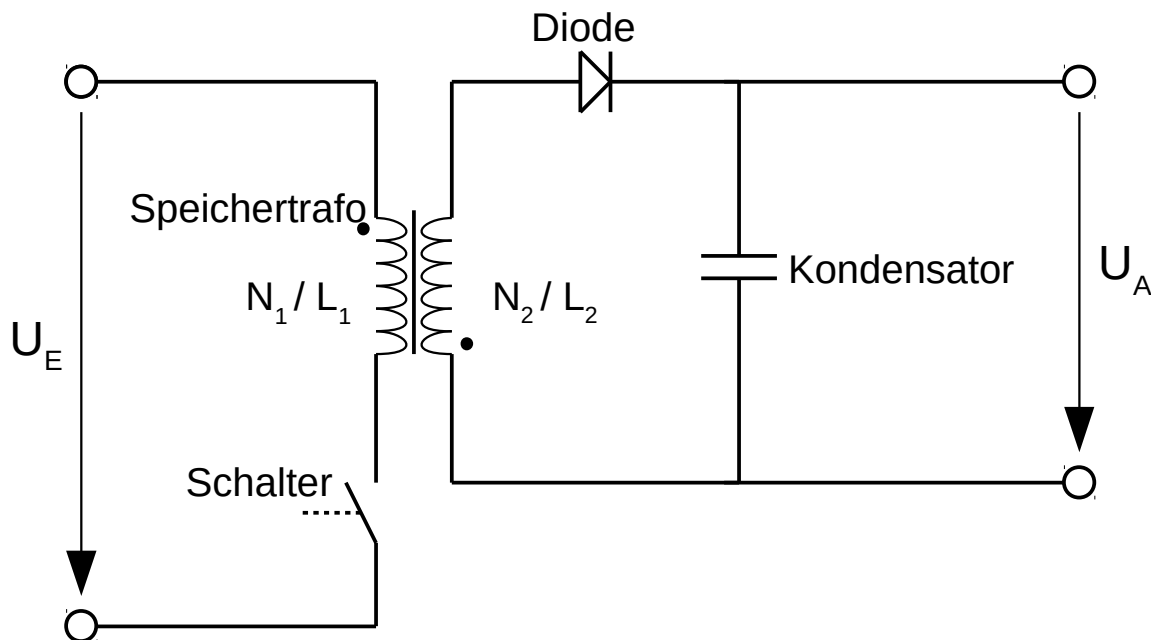


Abbildung 4: Grundsaltung des Sperrwandlers

Der Schalter, z.B. ein MOSFET, wird über einen Controller-IC, mit einer meist festen Schaltfrequenz und variablem Tastgrad (PWM), angesteuert. Leitet der Transistor, so verursacht die konstante Eingangs-Spannung U_E einen linear ansteigenden Strom i_1 in der Primärwicklung. In diesem Zeitraum fließt in der Sekundärwicklung des Speichertrafos kein Strom, da die Diode in Sperrrichtung liegt. Im Magnetfeld des Speichertrafos wird so eine gewisse Energiemenge E_{ind} gespeichert. Schaltet der Transistor aus, wird der Strom in der Primärwicklung abgeschaltet. Der magnetische Fluss, bzw. die magnetische Durchflutung, zum Zeitpunkt des Abschaltens verlangt jedoch weiteren Stromfluss. Dieser findet, mit dem Wicklungsverhältnis \ddot{u} multipliziert, in der Sekundärwicklung statt, da sie sich im gleichen magnetischen Kreis befindet. Der Kondensator sorgt während einer Periode für eine nahezu konstante Ausgangsspannung U_A . Der Strom i_2 in der Sekundär-Wicklung sinkt demnach wieder näherungsweise linear. Der Sperrwandler kann im diskontinuierlichen (im folgenden als DCM für: discontinuous current mode) und im

kontinuierlichen (im folgenden als CCM für: continuous current mode) Modus arbeiten. Im CCM fließt zu jedem Zeitpunkt entweder in Primär- oder in Sekundärwicklung Strom. Im DCM fallen die Ströme i_1 und i_2 bis auf 0 A ab. Im Folgenden wird theoretisch ausgeführt, wie sich die Schaltung in beiden Modi, im eingeschwungenen Zustand, verhält.

3.1.1. Kontinuierlicher Modus

Der eingeschwungenen Zustand setzt voraus, dass während einer Periode T die Zunahme der magnetischen Durchflutung während der Leitphase des Transistors t_{ein} , gleich der Abnahme der Durchflutung während der Sperrphase t_{aus} ist. Entsprechend gilt für die Ströme Folgendes: Die Stromzunahme ΔI_1 in der Primärwicklung während t_{ein} ist gleich der Stromabnahme in der Sekundär-Wicklung ΔI_2 während t_{aus} multipliziert mit dem Wicklungsverhältnis. Dies gilt wenn sich beide Wicklungen auf dem selben Eisenkern befinden, mit einem angenommenen Kopplungsfaktor von 1. Abbildung 5 zeigt qualitativ die Stromverläufe.

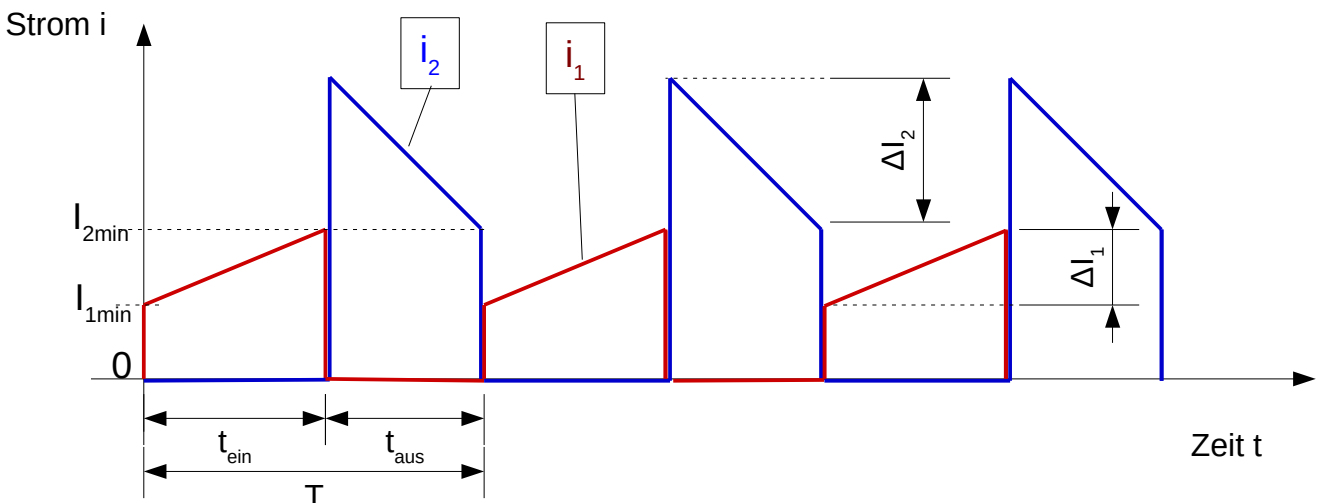


Abbildung 5: Stromverläufe im CCM / rot: Strom im Primärstromkreis, blau: Strom in Sekundärstromkreis

$$\text{Für die Durchflutung } \Theta \text{ gilt [18]: } \Theta = I \cdot N \quad (3.1.1.1) \Rightarrow \Delta I_1 \cdot N_1 = \Delta I_2 \cdot N_2 \quad (3.1.1.2)$$

$$\text{mit } \ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.1.1.3)$$

$$\text{folgt daraus: } \Delta I_1 = \frac{\Delta I_2}{\ddot{u}} \quad (3.1.1.4)$$

Für den CCM gilt demnach folgendes:

$$U_E = L_1 \cdot \frac{\Delta I_1}{t_{\text{ein}}} \quad (3.1.1.5)$$

$$U_A = L_2 \cdot \frac{\Delta I_2}{t_{aus}} \quad (3.1.1.6)$$

Die Induktivitäten hängen über die Spulenkonstante A_L zusammen:

Aus $L_1 = N_1^2 \cdot A_L$ (3.1.1.7) und $L_2 = N_2^2 \cdot A_L$ (3.1.1.8) folgt:

$$L_2 = L_1 \cdot \frac{N_2^2}{N_1^2} = \frac{L_1}{\ddot{u}^2} \quad (3.1.1.9)$$

Aus (3.1.1.6) folgt mit (3.1.1.9) und (3.1.1.4):

$$U_A = \frac{L_1}{\ddot{u}} \cdot \frac{\Delta I_1}{t_{aus}} \quad (3.1.1.10)$$

Teilt man (3.1.1.10) durch (3.1.1.5) erhält man:

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \frac{t_{ein}}{t_{aus}} \quad (3.1.1.11)$$

Mit der Definition für den Tastgrad a [20]:

$$a = \frac{t_{ein}}{T} \quad (3.1.1.12)$$

$$\text{und: } t_{aus} = T - t_{ein} \quad (3.1.1.13)$$

$$\text{folgt: } \frac{U_A \cdot \ddot{u}}{U_E} = \frac{t_{ein}}{T - t_{ein}} \quad (3.1.1.14)$$

$$\Rightarrow \frac{U_A \cdot \ddot{u}}{U_E} = \frac{a}{1 - a} \quad (3.1.1.15)$$

$$\Rightarrow a = \frac{U_A \cdot \ddot{u}}{U_E + U_A \cdot \ddot{u}} \quad (3.1.1.16)$$

Das Verhältnis zwischen Ein- und Ausgangsspannung ist im CCM demnach nur vom Wicklungsverhältnis und vom Tastgrad a abhängig und nicht von der Last. Da die Ausgangsspannung als ideal geglättet, also konstant, angesehen wird, gilt für die übertragene Leistung P :

$$P = \bar{I}_2 \cdot U_A \quad (3.1.1.17)$$

Der sekundär-seitige Strom fällt während t_{aus} auf einen minimalen Wert I_{2min} . Aus den Kurvenverläufen ergibt sich für den mittleren Ausgangsstrom:

$$\bar{I}_2 = \frac{\frac{1}{2} \cdot \Delta I_2 + I_{2min}}{T} \cdot t_{aus} \quad (3.1.1.18)$$

$$\Leftrightarrow I_{2min} = \frac{T \cdot \bar{I}_2}{t_{aus}} - \frac{1}{2} \cdot \Delta I_2 \quad (3.1.1.19)$$

Da man \bar{I}_2 aus (3.1.1.16), t_{aus} aus (3.1.1.12) und (3.1.1.13) und ΔI_2 aus (3.1.1.5) berechnen kann, kann man für eine gegebene Anordnung, also mit bekannten Werten für U_E , U_A , f , L_1 , \ddot{u} und P) alle Werte für den Kurvenverlauf im CCM ermitteln.

3.1.2. Diskontinuierlicher Modus

Im DCM fällt im Unterschied zum CCM der Strom in der Sekundär-Wicklung i_2 auf Null bevor der Transistor wieder leitend wird. Die Sekundär-Wicklung führt also nicht während der ganzen Zeit t_{aus} Strom sondern nur während t_d . (Abb. 6)

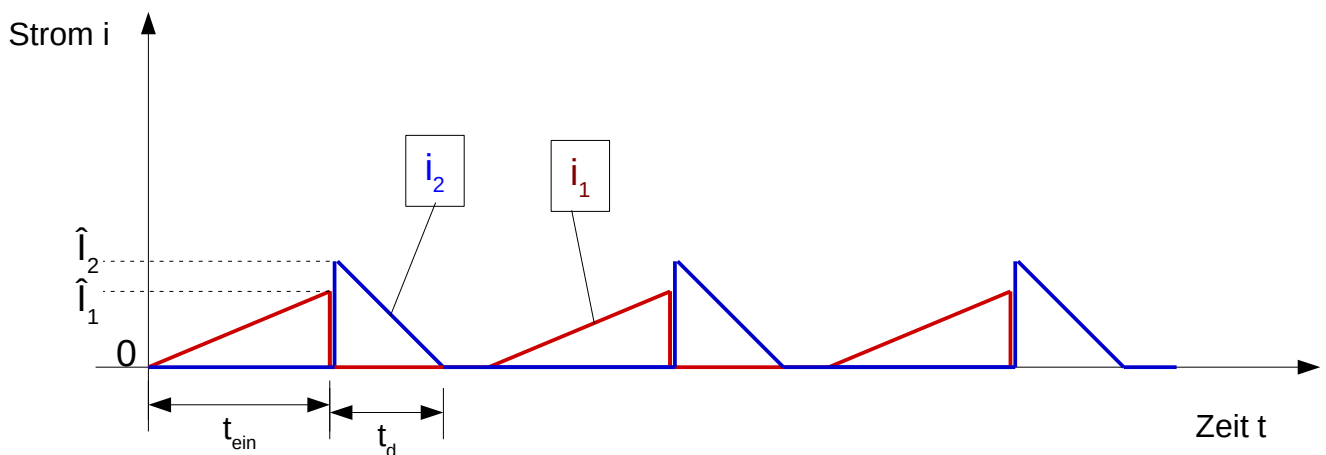


Abbildung 6: Stromverläufe im DCM / rot: Strom im Primärstromkreis, blau: Strom in Sekundärstromkreis

Die gleiche Herleitung wie im CCM ist bis (3.1.1.11) für den DCM mit t_d an Stelle von t_{aus} genauso gültig und führt zu:

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \frac{t_d}{t_{ein}} \quad (3.1.2.1)$$

Die Zeit t_d ist abhängig vom mittleren Ausgangsstrom \bar{I}_2 , und dieser wiederum von der Last.

Am einfachsten Betrachtet man für den DCM die Leistung. Um diese zu übertragen muss in jeder Periode die Energie E_{ind} im Speichertrafo zwischengespeichert werden:

$$P = U_E \cdot \bar{I}_1 = U_A \cdot \bar{I}_2 = E_{ind} \cdot f \quad (3.1.2.2)$$

Die übertragene Leistung hängt also von der pro Periode zwischengespeicherten Energie und der Schaltfrequenz ab.

allgemein gilt [18]: $E_{ind} = \frac{1}{2} \hat{I}^2 \cdot L$ (3.1.2.3)

$$\Leftrightarrow E_{ind} = \frac{1}{2} \Delta \hat{I}_1^2 \cdot L_1 \quad (3.1.2.4)$$

bzw.: $E_{ind} = \frac{1}{2} \Delta \hat{I}_2^2 \cdot L_2$ (3.1.2.5)

mit (3.1.2.4) und (3.1.1.5) :

$$E_{ind} = \frac{1}{2} \frac{U_E^2 \cdot t_{ein}^2}{L_1} \quad (3.1.2.6)$$

mit (3.1.1.12) :

$$E_{ind} = \frac{1}{2} \frac{U_E^2 \cdot T^2 \cdot a^2}{L_1} \quad (3.1.2.7)$$

mit (3.1.2.2) :

$$P = \frac{1}{2} \frac{U_E^2 \cdot a^2}{L_1 \cdot f} \quad (3.1.2.8)$$

$$U_A \cdot \bar{I}_A = \frac{1}{2} \frac{U_E^2 \cdot a^2}{L_1 \cdot f} \quad (3.1.2.9)$$

Damit lassen sich nun die Werte für den Kurvenverlauf im DCM ermitteln.

Für das Verhältnis zwischen Spitzenstrom \hat{I}_1 und \bar{I}_1 gilt im DCM $\bar{I}_1 = \int_0^T \frac{i}{T} = \frac{1}{T} \int_0^{T \cdot a} \frac{\hat{I}_1 \cdot t}{T \cdot a} dt = \hat{I}_1 \cdot \frac{a}{2}$ (3.1.2.10).

Bei gegebener Leistung wird mit größerer Schaltfrequenz die pro Periode zwischengespeicherte Energie und damit die nötige Induktivität kleiner. Eine hohe Frequenz scheint also zunächst vorteilhaft. Die meisten Fly-Back-Controller, z.B. von *Linear Technologie*, arbeiten mit Frequenzen zwischen 50 kHz und 500 kHz. Eine Frequenz von 250 kHz wurde zunächst festgelegt, da drei näher betrachtete Controller-ICs mit dieser arbeiten können.

3.2. Speichertrafo

In älteren Netzteilen von Kleingeräten kommt oft ein Transformator zum Einsatz. Dieser wird direkt an die 230 V AC der Verteilung angeschlossen und transformiert diese zunächst auf eine tiefere AC Spannung welche dann gleichgerichtet wurde. Diese Trafos arbeiten mit der Netzfrequenz von 50Hz. Um diese gleich-zurichten und zu glätten sind vergleichsweise große Kondensatoren nötig. Im Sperrwandler kommt ebenfalls ein Trafo zum Einsatz, mit den großen Unterschieden dass, eine definierte Energie in der gezielt eingestellten Induktivität zwischengespeichert wird, Primär- und Sekundär-Wicklung nicht gleichzeitig Strom führen und die Arbeitsfrequenz um ein Vielfaches

größer ist. Wegen der grundsätzlich unterschiedlichen Arbeitsweise wird dieser Trafo auch **Speichertrafo** genannt. [17]

Für die Dimensionierung des Speichertrafos müssen erst einige Variablen festgelegt werden. Dazu werden die Werte der größten zu übertragenden Leistung genommen, um in diesem Fall eine gute Effizienz zu erreichen und die Bauteile ausreichend stark zu bemessen. Um die Schaltverluste im Transistor zu minimieren, wird der Grenzfall zwischen CCM und DCM angestrebt. So gelten die folgenden Berechnungen unter diesen Annahmen:

- Es liegt der Grenzfall zwischen kontinuierlichem und diskontinuierlichem Modus vor.
- Die Ausgangsspannung U_A beträgt **20 V**.
- Die Eingangs-Spannung U_E beträgt **380 V**.
- Der Tastgrad a beträgt **50%**.
- Die Durchlassspannung der Diode U_F beträgt **0,7 V**.
- Alle Bauteile werden als optimal angesehen und ein Wirkungsgrad von 1 wird angenommen.

3.2.1. Wicklungsverhältnis

So lässt sich mit folgender Gleichung zuerst das Wicklungsverhältnis $\frac{N_1}{N_2}$ ermitteln:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_E}{U_A + U_F} \cdot \frac{a}{a-1} \quad (3.2.1.1) \quad \text{mit} \quad a=50\% \Rightarrow \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_E}{U_A + U_F} \quad (3.2.1.2)$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{380 \text{ V}}{20 \text{ V} + 0,7 \text{ V}} = 18,36 \approx \mathbf{18}$$

3.2.2. Induktivität

Anschließend wird unter folgenden Bedingungen die primär-seitige Hauptinduktivität L_1 bestimmt:

- Der Ausgangsstrom I_A beträgt **5 A**.
- Die Schaltfrequenz f beträgt **250 kHz**.
- Die zu übertragende Leistung P ist dann entsprechend:

$$P = I_A \cdot (U_A + U_F) = 5 \text{ A} \cdot (20 \text{ V} + 0,7 \text{ V}) = 103,5 \text{ W} \quad (3.2.2.1)$$

- Nach (3.1.2.2) ergibt sich:

$$E_{ind} = \frac{P}{f} = \frac{(103,5 \text{ W})}{(250 \text{ kHz})} = 414 \mu \text{ J} \quad (3.2.2.2)$$

- Stellt man (3.1.2.8) nach L_1 um erhält man:

$$L_1 = \frac{U_E^2 \cdot a^2}{P \cdot 2 \cdot f} \quad (3.2.2.3)$$

$$L_1 = \frac{380^2 V^2}{8 \cdot 250 \text{ kHz} \cdot 5 A \cdot (20 V + 0,7 V)} \quad (3.2.2.4)$$

$L_1 = 6,98 \cdot 10^{-4} H$ $L_1 = 698 \mu H$

Damit ist die wichtigste Kenngröße des Speichertrafos festgelegt. Daraufhin müssen Größe und Material für den Eisenkern gewählt werden. Für Spulen aus Eisenkern und Luftspalt mit jeweiligen magnetischen Widerständen $R_{m,Eisen}$ und $R_{m,Luft}$ gilt allgemein:

Mit $L = \frac{N^2}{R_{m,Eisen} + R_{m,Luft}}$ (3.2.2.5) [18] und $R_{m,Eisen} = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}$ (3.2.2.6) gilt:

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A}{\left(\frac{l}{\mu_r} + d\right)} \quad (3.2.2.7)$$

Wobei l die mittlere Länge, μ_r die relative Permeabilität und A die mittlere Fläche des Eisenkerns ist. d ist die Dicke des Luftspalts und μ_0 die magnetische Feldkonstante. Man sieht, dass die Induktivität von vielen, im Prinzip frei wählbaren Variablen abhängt. Diese haben jedoch zum Teil einen erheblichen Einfluss auf die Verluste im Trafo.

3.2.3. Wicklungszahlen und Luftspalt

Um diese Verluste abzuschätzen und zu minimieren, müssen die maximale magnetische Flussdichte, zur Berechnung der Kernverluste, und die ohmschen Widerstände der Wickeldrähte berechnet werden. Prof. Dr. E. Waffenschmidt hat als Anhaltspunkt für einen Sperrwandler dieser Leistung die Größe E30 empfohlen und einen Wickeldraht, mit Stoffisolierung und 36 isolierten und verdrehten Einzeladern mit je $d_{EA} = 0,03 \text{ mm}$ Durchmesser, zur Verfügung gestellt. Da die Schaltung mit einer relativ hohen Spannung arbeitet, wird die Spannungsfestigkeit geprüft. Dazu werden zwei Drähte miteinander verdreht und eine 50Hz Wechselspannung von 270V angelegt. Dabei tritt ein kaum messbarer Strom von wenigen μA auf.

Es werden Verlustberechnungen für verschiedene Kerngrößen, von E25 bis E35 und verschiedene Kernmaterialien durchgeführt. Die Kernmaterialien werden nach ihrer Eignung für den Frequenzbereich gewählt. Dabei werden jeweils die optimalen Windungszahlen ermittelt. Dazu wird eine Berechnungstabelle (in *LibreOffice Calc*) angelegt um alle Parameter zu variieren. Im Folgenden werden die in der Tabelle verwendeten Formeln hergeleitet.

Die ohmschen Verluste im Wickeldraht steigen mit zunehmender Windungszahl an. Die Kernverluste steigen mit steigender maximaler Flussdichte und sinken folglich mit zunehmender Windungszahl. Dementsprechend ist es möglich ein Optimum zu finden. Eine Optimierung

hinsichtlich der Schaltfrequenz wäre auch möglich, da diese ebenfalls einen Einfluss auf die Verluste hat. Sie wäre allerdings recht aufwändig und wird im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt. Die Dicke des Wickeldrahtes wird durch Bündeln des Einzeldrahtes so eingestellt, dass Primär- und Sekundärwicklung in der zur Verfügung stehenden Fläche des Wickelkörpers etwa gleich viel Platz einnehmen. Dies führt zu etwa gleichen Stromdichten in den Drähten und somit zu ähnlich großen Verlusten. Zum Abschätzen des Drahtdurchmessers wurden probeweise Bündel angefertigt (Abb 7).

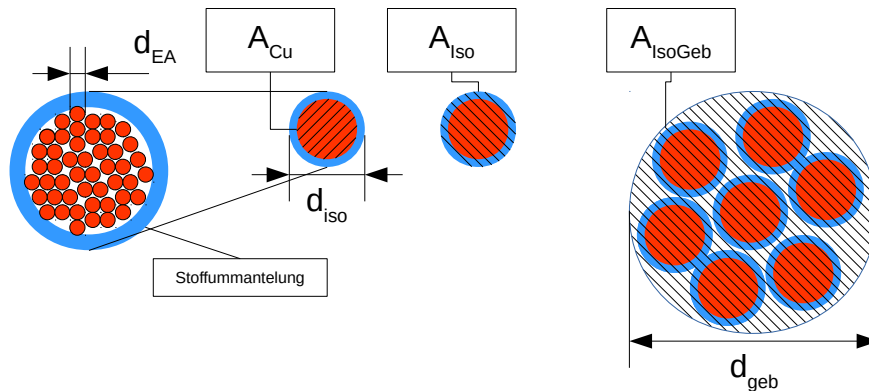


Abbildung 7: Querschnitt: Litze und Bündel

So wurden für den zur Verfügung stehenden Draht folgende Werte ermittelt:

- Kupfer-Querschnittsfläche A_{Cu} einer einzelnen Litze:

$$A_{Cu} = 36 \cdot \left(\frac{d_{EA}}{2}\right)^2 \cdot \pi = 36 \cdot \left(\frac{0,03 \text{ mm}}{2}\right)^2 \cdot \pi = 0,0254 \text{ mm}^2$$

- Querschnittsfläche mit Isolierung A_{Iso} einer Litze:

$$A_{Iso} = \left(\frac{d_{iso}}{2}\right)^2 \cdot \pi = 0,071 \text{ mm}^2$$

- Mit einem Bündel aus 32 Litzen wird die Querschnittsfläche mit Isolierung A_{IsoGeb} einer Litze im Bündel:

$$A_{IsoGeb} = \frac{A_{32}}{32} = \frac{\left(\frac{d_{geb}}{2}\right)^2 \cdot \pi}{32} = \frac{\left(\frac{2,5 \text{ mm}}{2}\right)^2 \cdot \pi}{32} = 0,15 \text{ mm}^2$$

Die ohmschen Verluste, P_{Ohm1} und P_{Ohm2} , in den ohmschen Widerständen, R_P und R_S von Primär- und Sekundärwicklung, werden mit folgenden Formeln berechnet:

$$P_{Ohm1} = I_{EFF1}^2 \cdot R_p \quad (3.2.3.1) \text{ bzw.: } P_{Ohm2} = I_{EFF2}^2 \cdot R_s \quad (3.2.3.2)$$

$$\text{mit: } R_p = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{mP} \cdot N_1}{A_{PCu}} \quad (3.2.3.3) \text{ bzw.: } R_s = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{mS} \cdot N_2}{A_{SCu}} \quad (3.2.3.4)$$

Dabei gilt für **a=50%** und Grenzfall zwischen DCM und CCM für die Effektivwerte der Ströme

I_{EFF}:

$$I_{EFF1} = 1,6 \cdot \bar{I}_1$$

und

$$\hat{I}_1 = 4 \cdot \bar{I}_1$$

Da die beiden Wicklungen die gleiche Fläche **A_w** einnehmen sollen ergibt sich:

$$N_1 \cdot A_p = A_w = N_2 \cdot A_s \quad (3.2.3.5)$$

Dabei sind **A_p** und **A_s** die jeweiligen Querschnittsflächen der gebündelten Litze von Primär- bzw. Sekundär-Wicklung. **A_w** ist die Hälfte der im Datenblatt des Wickelkörpers angegebenen Wickelfläche. Für **N₁** und **N₂** werden in der Tabelle die maximalen Querschnittsflächen berechnet und die dafür nötige Anzahl der Litzen, **n₁** für Primär-Wicklung **n₂** für Sekundär-Wicklung, je Bündel.

$$A_p = \frac{A_w}{N_1} = n_1 \cdot A_{IsoGeb} \quad (3.2.3.6) \text{ bzw.: } A_s = \frac{A_w}{N_2} = n_2 \cdot A_{IsoGeb} \quad (3.2.3.7)$$

daraus folgt:

$$n_1 = \frac{A_w}{N_1 \cdot A_{IsoGeb}} \quad (3.2.3.8) \text{ bzw.: } n_2 = \frac{A_w}{N_2 \cdot A_{IsoGeb}} \quad (3.2.3.9)$$

Die Effektive Kupfer-Querschnittsfläche für Primärwicklung **A_{PCu}** und Sekundärwicklung **A_{SCu}** ergeben sich aus:

$$A_{PCu} = n_1 \cdot A_{Cu} \text{ und } A_{SCu} = n_2 \cdot A_{Cu} \quad (3.2.3.10)$$

Im Laufe der Tests wurde zur Reduktion der Streuinduktivität ein Trafo mit sich überlagernden Windungen gewickelt. Hier liegt eine Hälfte der Primärwicklung unter und die andere Hälfte über der Sekundär-Wicklung (Abb 8). Dabei sind **I_{ms}** und **I_{mT}** gleich **I_m**. Bei nicht überlagerten Wicklungen unterscheiden sich **I_{ms}** und **I_{mT}** allerdings.

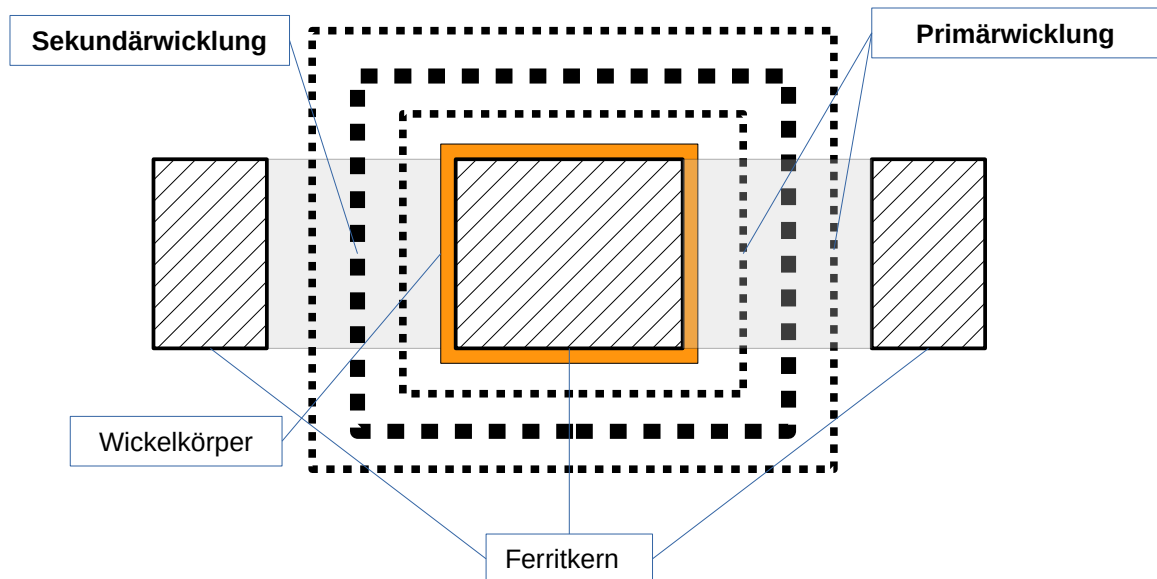


Abbildung 8: Überlagerte Wicklungen

Nun wird immer noch unter den in 3.2.2 aufgelisteten Bedingungen für jede Spalte der Tabelle der benötigte Luftspalt d wie folgt berechnet:

$$(3.2.2.7) \text{ nach } d \text{ umgestellt ergibt: } d = \frac{N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot A}{L_1} - \frac{l}{\mu_r} \quad (3.2.3.11)$$

Der magnetische Widerstand R_m berechnet sich dann wie folgt:

$$R_m = R_{mLuft} + R_{mEisen} = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} + \frac{d}{\mu_0 \cdot A} \quad (3.2.3.12)$$

Die größte auftretende Flussdichte B berechnet sich nach:

$$B = \frac{\hat{I} \cdot N_1}{A} \quad (3.2.3.13)$$

Die Verlustleistung im Kern P_{VKern} ist abhängig vom Material, dem Volumen des Kerns, der auftretenden Flussdichte sowie von der Arbeitsfrequenz. Die Verlustleistung pro Volumeneinheit wird den Kurvenverläufen aus dem entsprechenden Datenblatt von *Ferroxcube* bestimmt (Anhang 1).

Die ohmschen Verluste P_{Ohm} und die Kernverluste P_{Kern} werden jeweils für jede Windungszahlkombination addiert und können so verglichen werden. Die E34 Kerngröße ergibt die geringsten Verluste, sie sind nur unwesentlich geringer als die der E30. Auf Anfrage wurden von *Ferroxcube* nur E30 Kerne in 3F3 und 3C96 als Muster geliefert, somit wurde mit diesen weitergearbeitet. Die Berechnungstabelle dieser Kerne mit drei Wicklungszahlenkombinationen ist als Anhang 2 & Anhang 3 beigelegt. Die Tabellen sind so ausgelegt, dass sie im Prinzip für jeden Sperrwandler konfiguriert werden können.

Die geringsten Verluste bei E30 Kernen werden für die Windungszahlen $N_1=144$ und $N_2=8$ und für das Material **3F3** berechnet. Nur geringfügig schlechtere Ergebnisse ergaben sich für das Material **3C96**. Dabei muss der Draht, um die gewünschten Querschnittflächen zu erhalten, für die Primärwicklung $n_1=2$ -fach und für die Sekundärwicklung $n_2=33$ -fach genommen werden, welcher um den Skin-Effekt zu minimieren wiederum verdrillt wird. Es ergeben sich für Primär- und Sekundärwicklung respektive Widerstände $R_P=2,9\Omega$ und $R_S=0,008\Omega$.

Für die Verluste ergibt sich: $P_{Ohm}=1,15\text{ W}$, $P_{Kern}=0,88\text{ W}$ und $P_{Trafo}=2,03\text{ W}$.

3.2.4. Reale Transformatoren

Es wurden zwei Trafos gewickelt, die Wicklungen werden mit Klebeband voneinander getrennt. Anschließend wird bei gleichzeitiger Messung von L_1 mit einem LCR Messgerät (Escort ELC 131) der Luftspalt mit gefalteter Kunststofffolie so eingestellt, dass der Zielwert von L_1 gemessen wird.

Eine dritte Wicklung wird für den Betrieb des eingesetzten IC benötigt, sie wird in 3.3 behandelt.

Danach werden genauere Messungen mit dem „Impedance Analyser“ 4294A der Marke *Agilent* bei 250 kHz durchgeführt. Die Messungen für L_1 werden mit offenen Kontakten der Sekundärwicklung und der dritten Wicklung durchgeführt. Zur Messung der Streuinduktivität L_{1S} werden Sekundärwicklung und dritte Wicklung kurzgeschlossen.

- Es wird zunächst ein **Trafo A** (Abb. 9) mit dem 3F3 Kern gewickelt, ohne die Wicklungen zu überlagern, die gemessene Streuinduktivität L_{1S} der Primärseite ist jedoch erheblich. Folgende Werte werden gemessen:

$$R_{PA}=2,3\ \Omega; R_{SA}=0,02\ \Omega$$

$$L_{1A}=723,2\ \mu\text{H}; L_{1SA}=102\ \mu\text{H}$$

- Im Laufe der Tests an der Schaltung wird ein weiterer **Trafo B** mit dem 3C96 Kern und überlagerten Wicklungen (Abb. 6) aufgebaut. Er hat folgende Werte:

$$R_{PB}=2,1\ \Omega; R_{SB}=0,02\ \Omega$$

$$L_{1B}=703\ \mu\text{H}; L_{1SB}=34,9\ \mu\text{H}$$

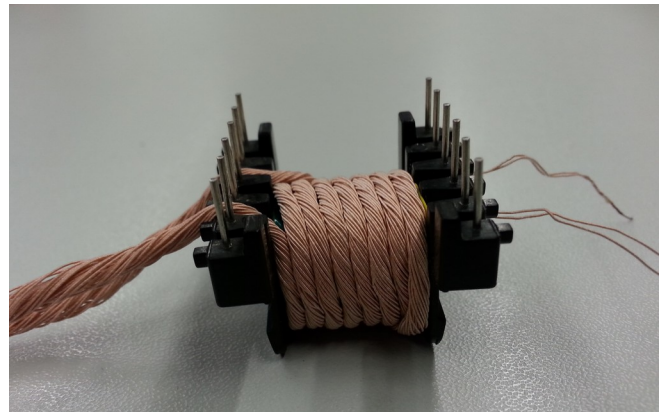


Abbildung 9: Trafo A: Wickelkörper mit sichtbarer Sekundärwicklung über Primärwicklung

3.3. Regelung des Sperrwandlers

Sogenannte „flyback-controller“ sind Schaltungen, welche einen Großteil der für die Regelung eines Sperrwandlers nötigen Funktionen durchführen. Sie werden von verschiedenen Herstellern von ICs (integrated circuit, Deutsch: integrierter Schaltkreis) angeboten. Es gibt solche mit eingebautem Leistungsschalter, welche jedoch meist nur kleinere Ströme führen und Spannungen sperren können, oder solche mit einem Gate-Treiber welcher einen externen Leistungsschalter ansteuert. Außerdem unterscheiden sie sich in Baugröße, benötigter Eingangsspannung und nach der Art der Messung bzw. Regelung der Ausgangsspannung. Die meisten modernen Fly-Back-Controller arbeiten mit dem sogenannten „current-mode“ im gegensatz zum „voltage-mode“. Dies bedeutet grob, dass der Leistungsschalter nicht nach einem geregelten Tastgrad geschaltet wird, sondern er wird dann abgeschaltet wenn der Strom in der Primärwicklung einen gewissen Pegel erreicht hat. Dieser Pegel wiederum wird von der Ausgangsspannung beeinflusst. Ist die gemessene Ausgangsspannung zu hoch, so wird der Pegel gesenkt, ist sie zu niedrig wird er erhöht. Der „current-mode“ bietet daher eine gewisse Unempfindlichkeit gegen Schwankungen der Eingangsspannung. Außerdem wird auf die Erzeugung eines Sägezahnsignals verzichtet wie es im „voltage-mode“ zur PWM benötigt wird. [19]

Es wird zunächst eine kleine Auswahl, anhand folgender Kriterien von Controllern des Herstellers *Linear Technology* getroffen:

- Externer Leistungsschalter
- Einstellung der Ausgangsspannung über ein einziges Bauteil
- Von der Eingangsspannung unabhängige Versorgung des ICs

Diese wurden etwas genauer betrachtet und die Wahl fiel aufgrund der SO(Small-Outline) Bauform auf den LT1725, da dieser auf einen recht einfachen Sockel und per Hand gelötet werden kann. Das Datenblatt dess LT1725 befindet sich im Anhang. [Anhang 8]

Der LT1725 benötigt eine dritte Wicklung im Speichertrafo. Über diese erhält er während der Leitphase in der Sekundär-Wicklung Informationen über die Ausgangsspannung und wird gleichzeitig mit Energie versorgt. Der IC kann demnach für Sperrwandler mit beliebiger Ein- und Ausgangsspannung eingesetzt werden.

Die Windungszahl N_3 dieser dritten Wicklung bestimmt sich daraus, dass der IC bei minimaler Ausgangsspannung U_{Amin} noch mit der nötigen Spannung $U_{CCTurnOFF}$ versorgt werden muss. Da diese Wicklung nur kleine Ströme führen muss, wird sie mit einem einzelnen Draht gewickelt.

$$\frac{N_3}{N_2} = \frac{U_{CC\text{TurnOFF}}}{U_{Amin}} = \frac{11\text{V}}{4\text{V}} = 2,75$$

$$N_3 = 2,75 \cdot N_2$$

$$\text{für } N_2 = 8$$

$$N_3 = 2,75 \cdot 8 = 22$$

Das Verhalten des LT1725 wird über einige externe Widerstände und Kondensatoren an den jeweiligen Anschlüssen bestimmt und eingestellt. Im Folgenden werden die Anschlüsse aufgelistet und die jeweils davon abhängigen Bauteile bestimmt. Ein vereinfachtes Schaltbild soll zunächst bei der Bestimmung dieser Bauteile für Überblick sorgen (Abb 10).

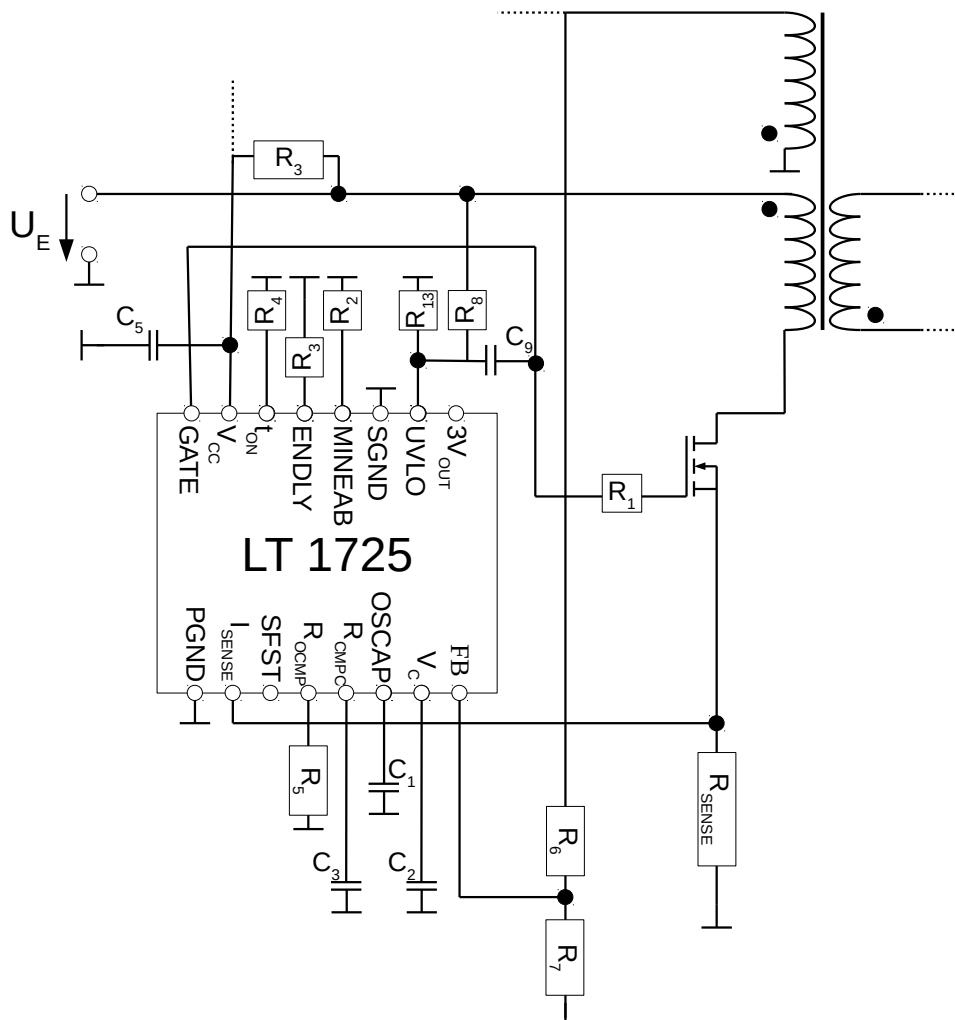


Abbildung 10: Vereinfachtes Schaltbild mit einfachen Bauteilen zur Einstellung des Betriebsverhalten des LT1725

- Eine Kapazität am **OSCAP**-Anschluss bestimmt die Arbeitsfrequenz **f** der Schaltung. Der Wert ist aus dem im Datenblatt enthaltenen Kurvenverlauf [Anhang 8 Seite 14] zu bestimmen. Für die gewünschte Schaltfrequenz von **250 kHz** ergibt sich ein Wert von **C₁=40 pF**.
- Ein Spannungsteiler am **FB**-Anschluss stellt die Ausgangsspannung ein. Für die Einstellbarkeit der Ausgangsspannung wird ein Teil des Spannungsteilers als Potentiometer ausgeführt. Das Spannungsteilerverhältnis bestimmt sich unter Vernachlässigung des Widerstands des Schaltungsausgangs wie folgt:

$$\frac{R_6 + R_7}{R_7} = \frac{U_A + U_F}{U_{BG} \cdot N_{ST}}$$

$$R_6 = R_7 \cdot \left(\frac{U_A + U_F}{U_{BG} \cdot N_{ST}} - 1 \right)$$

$$\text{mit } N_{ST} = \frac{N_2}{N_3} = \frac{1}{2,75}$$

U_{BG} ist die interne Referenzspannung des ICs, sie ist dem Datenblatt entnommen. **R₇** soll **3kΩ** betragen. **N_{ST}** ist das Wicklungsverhältnis von Sekundär-Wicklung zur dritten Wicklung. Für **R₆** ergibt sich also mit Reserve für minimale bzw. maximale Ausgangsspannung:

$$R_{6\text{MAX}} = 3\text{ k}\Omega \cdot \left(\frac{24\text{ V} + 0,7\text{ V}}{1,245\text{ V} \cdot \left(\frac{1}{2,75} \right)} \right) = 163,7\text{ k}\Omega$$

$$R_{6\text{min}} = 3\text{ k}\Omega \cdot \left(\frac{4\text{ V} + 0,7\text{ V}}{1,245\text{ V} \cdot \left(\frac{1}{2,75} \right)} \right) = 28,1\text{ k}\Omega$$

- Über den **UVLO**-Anschluss kann eine Abschaltung bei zu niedriger Eingangs-Spannung **U_{Emin}** eingestellt werden. Fällt die Spannung an UVLO unter **U_{UVLO}=1,25 V** [Anhang 8] schaltet der IC den Gate-Ausgang nicht mehr. Um die Schaltung mit Labornetzteilen testen zu können wird **U_{Emin}** auf etwa 33 V festgelegt. Zudem wird ein im Datenblatt empfohlener Kondensator **C₉=100 pF** hier angebracht.

$$\frac{U_{Emin}}{U_{UVLO}} = \frac{R_8 + R_{13}}{R_{13}}$$

$$\Rightarrow R_8 = \frac{U_{Emin} \cdot R_{13}}{U_{UVLO}} - R_{13}$$

$$\text{mit } R_{13} = 33\text{ k}\Omega$$

$$R_8 = \frac{33\text{ V} \cdot 33\text{ k}\Omega}{1,25\text{ V}} - 33\text{ k}\Omega = 840\text{ k}\Omega$$

- Der IC wird über den **VCC**-Anschluss mit Energie versorgt. Zu Beginn nach Einschalten der Eingangsspannung kann der IC noch nicht über die dritte Wicklung versorgt werden da $U_A=0$ ist und kein Strom in der Sekundär-Wicklung fließt. Der Kondensator **C₅** wird daher zunächst über **R₃** aufgeladen bis die Spannung an VCC etwa **15V** erreicht. Für die ersten Schaltvorgänge wird der IC nun über **C₅**, welcher minimal 1 µF groß sein soll versorgt. **R₃** muss so gewählt werden dass darüber mehr als der „**Start-Up current**“ von maximal **280 µA** fließt, der über VCC abfließt während der IC nicht schaltet, sodass **C₅** aufgeladen wird. Es soll etwa 1mA fließen.
Daher wird **R₃=360 kΩ** gewählt.

$$\frac{U_E}{R_3} = \frac{380 \text{ V}}{360 \text{ k} \Omega} = 1,06 \text{ mA}$$

- Über den **I_{SENSE}**-Anschluss wird der durch den Schalter fließende Strom, über den Spannungsabfall am Widerstand **R_{SENSE}** gemessen. Mit **R_{SENSE}** wird außerdem festgelegt wie groß der maximale Strom sein darf. So wird der Schalter bei Erreichen einer Spannung von 0,25 V (Wert ist leicht abhängig vom Tastgrad [siehe Anhang 4 Seite 20]) an **I_{SENSE}** unabhängig von der Ausgangsspannung abgeschaltet. Dies bietet einen gewissen Schutz bei Kurzschluss, da die übertragene Leistung begrenzt wird. Da bei maximaler Last ein

Spitzenstrom von $\hat{I}_{pmax} = \sqrt{\frac{P_{max} \cdot 2}{L_1 \cdot f}} \approx \sqrt{\frac{210 \text{ W}}{698 \mu \text{ H} \cdot 250 \text{ kHz}}} \approx 1,1 \text{ A}$ in der Primär-Wicklung zu erwarten ist wird mit Reserve **R_{SENSE}=0,15 Ω** gewählt sodass die Begrenzung bei

$$\hat{I}_{plimit} = \frac{0,25 \text{ V}}{0,15 \Omega} = 1,6 \text{ A} \text{ liegt.}$$

Damit sind die wichtigsten Parameter eingestellt. Folgend kommen einige Bauteile die die Regelung optimieren können. Die optimalen Werte müssen empirisch ermittelt werden, sie werden zunächst auf die im Datenblatt [Anhang 8] angegebenen Standardwerte eingestellt.

- Ein Kondensator **C₂** am **V_C**-Anschluss dient zur Glättung des Ausgangssignals der IC-internen Feedback-Schaltung. Zudem können hiermit eventuelle Schwingungen in der Regelung minimiert werden. **C₂=1 nF**. Die Spannung an diesem Anschluss wird mit dem Signal von **I_{sense}** verglichen und regelt somit den Tastgrad.
- Zwischen **Gate**-Anschluss und Gate des Transistors wird ein Widerstand **R₁** eingesetzt, er dient der Dämpfung von Schwingungen beim Entladen der Gatekapazität. **R₁** ist nicht zwingend nötig. Es wird zunächst ein Widerstand von **R₁=0 Ω** als Platzhalter eingesetzt. Der Wert wird im Laufe der Test variiert.
- Am **t_{on}**-Anschluss wird mit **R₄** die minimale Einschaltdauer des Gate-Ausgangs festgelegt, während derer die Strombegrenzung unwirksam ist. Dies verhindert dass Stromspitzen, welche durch parasitäre Kapazitäten beim Einschalten des Transistors auftreten können, am **I_{sense}**-Eingang zum sofortigen Ausschalten des Transistors führen. Diese Dauer bestimmt

allerdings auch den minimalen Tastgrad und damit die minimal nötige Last um korrekte Regelung zu gewährleisten. Der gewählte Wert von $R_4=25\text{ k}\Omega$ sorgt für eine minimale Einschaltdauer von etwa **100ns**. (Anhang 4 Seite 14: Figure 3) Nach 3.1.21 ist dann bei $U_E=380\text{V}$ die minimale Ausgangsleistung $P_{\text{Min}} = 0,26\text{ W}$.

- Der Widerstand R_9 am **ENDLY**-Anschluss legt eine Verzögerung fest, mit welcher die interne Feedback-Schaltung nach Abschalten des Transistors einschaltet. Dies dient dazu die nach Abschalten des Transistors an der dritten Wicklung auftretenden Spannungsspitzen zu ignorieren.
- Der Widerstand R_5 am **ROCOMP**-Anschluss dient zur Kompensation des Spannungsabfalls an der Ausgangsdiode D_{sek} und dem ohmschen Widerstand der Sekundär-Wicklung. Dieser Widerstand ist nicht unbedingt notwendig. Um Störungen zu vermeiden wird er mit $R_5=100\text{ k}\Omega$ bemessen.
- Der Kondensator C_3 am **RCMPC** wird im Zusammenhang mit **ROCOMP** benötigt und soll laut Datenblatt $C_3=100\text{ nF}$ betragen.

3.4. Weitere Bauteile

3.4.1. Ausgangsdiode

Die Ausgangsdiode D_{sek} wird mit unter den in 3.2 aufgelisteten Bedingungen maximal mit dem Spitzenstrom $\hat{I}_2=20\text{A}$ und dem mittleren Strom $\bar{I}_1=5\text{A}$ belastet. Bei einer Durchlassspannung von $U_F=0,7\text{V}$ beträgt die Verlustleistung P_D dann: $P_D = U_F \cdot \bar{I}_1 = 0,7\text{ V} \cdot 5\text{ A} = 3,5\text{ W}$

Des Weiteren muss die Sperrspannung $U_{R\text{Sek}}$ folgendermaßen bemessen sein

$$U_{R\text{Sek}} = U_{A\text{Max}} + U_{E\text{Max}} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 24\text{ V} + 380\text{ V} \cdot \frac{1}{18} = 45\text{ V}$$

3.4.2. Schalter (MOSFET)

Die wichtigsten Kenngrößen, die für die Auswahl des MOSFETs benötigt werden, sind die maximale Drain-Source-Spannung U_{DS} und der maximale Drain-Strom I_D .

Die größte Spannung $U_{DS\text{max}}$, mit welcher der MOSFET belastet wird, tritt während des Stromflusses auf der Sekundärseite auf und wird folgendermaßen berechnet:

$$U_{DS\text{max}} = U_E + (U_A + U_D) \cdot \frac{N_1}{N_2}$$

$$U_{DS\text{max}} = 380\text{ V} + 20,7\text{ V} \cdot 18 = 752,6\text{ V}$$

Daneben ist es noch wichtig zu wissen wie viel Leistung abgeführt werden kann. Die auftretende Verlustleistung P_V lässt sich abschätzen: $P_V = f \cdot (W_{\text{on}} + W_{\text{off}}) + P_{\text{Leit}}$

Dabei sind die Ein- bzw. die Ausschaltverluste, W_{on} und W_{off} , bei konstantem geschaltetem Drain-

Strom I_D abschätzbar durch:

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot I_D \cdot t_{ri} \quad t_{ri} = \text{Stromanstiegszeit}$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot U_{DS} \cdot I_D \cdot t_{fa} \quad t_{fa} = \text{Stromabfallszeit}$$

Da wir uns jedoch im Grenzfall zwischen DCM und CCM befinden, ist der Stromfluss beim Einschaltvorgang jedoch null und steigt durch die Induktivität L_1 bedingt langsam an. W_{on} wird vernachlässigbar klein. t_{fa} und t_{ri} sind stark von der Ansteuerung abhängig.

Für den MOSFET **IRFBG30** ergibt sich für minimale t_{fa} , welche im Datenblatt angegeben wird:

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot U_{DSmax} \cdot \hat{I}_1 \cdot t_{fa} = \frac{1}{2} \cdot U_{DSmax} \cdot 4 \cdot \bar{I} \cdot t_{fa}$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot 752,6 \text{ V} \cdot 4 \cdot 0,28 \text{ A} \cdot 29 \text{ ns} = 12 \mu \text{ J}$$

P_{Leit} ist die Verlustleistung, die während des Leitens im MOSFET entsteht. Sie ist abhängig vom Effektivwert I_{EFF1} des primärseitigen Stromes sowie vom Widerstand des MOSFETs im leitenden Zustand R_{DSon} .

$$P_{Leit} = I_{EFF1}^2 \cdot R_{DSon}$$

Als Verlustleistung ergibt sich dann: $P_V = 250 \text{ kHz} \cdot 12 \mu \text{ J} + (1,6 \cdot 0,28 \text{ A})^2 \cdot 5 \Omega = 4,00 \text{ W}$

3.4.3. Kondensatoren

Für den Betrieb des Sperrwandlers müssen Ein- und Ausgangsspannung möglichst konstant sein. Der Einsatz des Kondensators im Ausgang ist zum Betrieb unbedingt notwendig. Da primärseitig auch „sägezahnförmige“ Ströme fließen empfiehlt es sich selbst beim Einsatz einer Gleichspannungsquelle einen Kondensator C_8 , der die Eingangs-Spannung glättet, einzubauen. Zudem wird noch ein Kondensator C_6 direkt an der Primärwicklung und an source des MOSFETs eingebaut. Dieser *blendet* die parasitären Induktivitäten der Leitungen und Bauteile in der Schaltung für Primärinduktivität und Transistor *aus*.

Im eingeschwungenen Zustand setzt sich die Schwankung U_{PP} der Ausgangsspannung aus dem Spannungsrückgang ΔU_C durch Entladen des Ausgangskondensators C_4 in der Sperrphase der Ausgangsdiode D_{Sek} und dem Spannungsabfall U_{ESR} am **ESR**(Serieneratzwiderstand) des Kondensators während der Leitphase zusammen.

Wenn **ESR** \ll R_L (Lastwiderstand) gilt näherungsweise:

$$U_{PP} \approx \Delta U_C + U_{ESR} \approx \frac{\bar{I}_2 \cdot t_d}{C_4} + (\hat{I}_2 - \bar{I}_2) \cdot ESR$$

bei den unter 3.2 aufgelisteten Bedingungen ergibt sich dafür:

$$U_{PP} \approx \Delta U_C + U_{ESR} \approx \frac{\bar{I}_2}{C_4 \cdot 2 \cdot f} + (\hat{I}_2 - \bar{I}_2) \cdot ESR$$

Beispielhafte Rechnung für *Panasonic FM Series* Kondensator (mit: $C=470\mu\text{F}$, $ESR=0,02\Omega$, $U=50\text{V}$)

$$U_{PP} \approx \frac{5 \text{ A}}{470 \mu\text{F} \cdot 2 \cdot 250 \text{ kHz}} + (20 \text{ A} - 5 \text{ A}) \cdot 0,02 \Omega = 0,021 \text{ V} + 0,3 \text{ V} = \mathbf{0,321 \text{ V}}$$

Man sieht dass der zweite Term und damit **ESR** einen wesentlich größeren Einfluss hat.

Zusätzlich kommt ein Keramik-Kondensator $C_7=220\text{nF}$ zur Filterung hochfrequenter Schwingungen zu Einsatz.

Zur weiteren Begrenzung von U_{PP} kann eine weitere Drossel und ein weiterer Kondensator in Π Schaltung eingefügt werden.

3.4.4. Snubber Circuit

Zusätzlich zu den Bauteilen der Grundschaltung des Sperrwandlers wird unter anderem noch ein sogenannter „Snubber-Circuit“ benötigt. Dieser dient hauptsächlich dazu den den MOSFET vor zu hohen Spannungen zu schützen. Während der Leitphase des MOSFETs wird auch in der Streuinduktivität L_{1S} der Primärwicklung ein Strom etabliert welcher im Abschaltzeitpunkt nicht auf Sekundär-Wicklung übergehen kann da L_{1S} nicht mit L_2 magnetisch gekoppelt ist. Beim Abschalten muss der Strom in L_{1S} also auf der Primärseite abgebaut werden. Da der MOSFET und damit der Strom in L_{1S} möglichst schnell abgeschaltet werden soll kommt es zu sehr hohen Spannungsspitzen. Diese werden über den „Snubber-Circuit“ begrenzt. Dieser kann auf mehrere Arten umgesetzt werden. Der Aufbau mit Diode und Zener-Diode (Abb. 11) ist am effizientesten und im Gegensatz zu einem RC-Glied(Reihenschaltung aus Widerstand und Kondensator) unabhängig vom Wert von L_{1S} . [21]

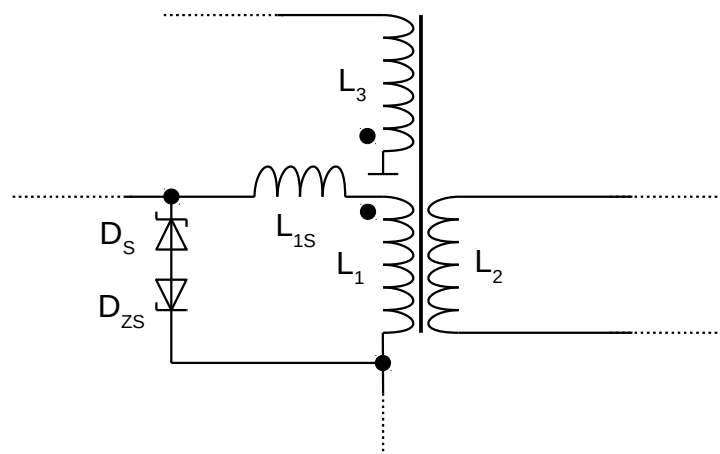


Abbildung 11: Snubber Circuit

Der entscheidende Wert ist hier die Durchbruch-Spannung U_Z der Zener-Diode D_{ZS} und darf maximal

$$U_Z < U_{DS} - U_E = 1000 \text{ V} - 380 \text{ V} = 620 \text{ V}$$

sein um den MOSFET mit der maximalen Sperrspannung U_{DS} noch zu schützen. Minimal muss sie

$$U_Z > U_A + U_F \cdot \frac{N_1}{N_2} = 25 \text{ V} \cdot 18 = 450 \text{ V}$$

betragen um die während der Leitphase der Sekundär-Wicklung reflektierte Spannung zu sperren. Für U_Z wird eine Spannung von **600V** gewählt und wird durch eine Reihenschaltung aus drei Zenerdioden mit jeweils **200V** Sperrspannung erreicht.

3.4.5. IC Versorgungsschaltung

Der Controller LT1725 braucht eine Versorgungsspannung U_{VCC} am V_{CC} -Anschluss von 11V bis 22V. Die direkte Versorgung über die dritte Wicklung ist deshalb nicht ohne Weiteres einsetzbar da die Spannung die von dieser geliefert wird direkt proportional zur Ausgangsspannung ist. Diese variiert jedoch um den Faktor 5. Die Wicklungszahl N_3 wurde in Kapitel 3.3 so ausgewählt dass der IC noch bei der geringsten Ausgangsspannung versorgt wird. Er muss also vor höheren Spannungen geschützt werden. Dafür wird für die Versorgung des IC eine simpler Spannungsbegrenzer aufgebaut. (Abb 12)

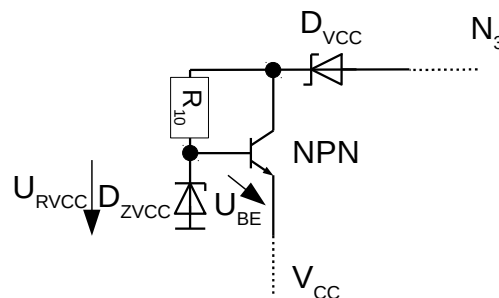


Abbildung 12: Spannungsbegrenzer für V_{CC}

Für D_{ZVCC} wird eine Diode mit einer Durchbruchspannung von $U_{RVCC} = 15 \text{ V}$ gewählt. Durch diese Schaltung wird die Spannung am V_{CC} -Anschluss auf etwa

$$U_{VCC} \approx U_{RVCC} - U_{BE} \approx 15 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 14,3 \text{ V} \text{ begrenzt. } R_{10} \text{ muss klein genug gewählt werden um}$$

einen ausreichenden Basisstrom zu liefern, sollte aber nicht zu klein sein um die Verlustleistung in D_{ZVCC} zu begrenzen. Der eingesetzte **NPN**-Transistor hat eine Stromverstärkung von mindestens **B=25**. Ein Widerstand von $R_{10}=5 \text{ k}\Omega$ liefert in allen Bereichen ausreichend Strom an die Basis des Transistors. An der Diode D_{VCC} fallen die an N_3 auftretenden negativen Spannungen während der Leitphase des Transistors ab. Die benötigte Sperrspannung beträgt

$$U_{DVCC} = U_E \cdot \frac{N_3}{N_1} = 380 \text{ V} \cdot \frac{144}{22} \approx 60 \text{ V}$$

3.5. Reale Bauteile

Für einige Bauteile sind die benötigten Werte nicht erhältlich, die Spannungsfestigkeit klein oder die maximale Verlustleistung zu gering. Sie werden daher als Reihen- oder -Parallelschaltung von Bauteilen anderer Kennwerte zusammengesetzt. Für einige Bauteile wurden bereits die real verwendeten Bauteile genannt. Alle verwendeten Bauteile werden in Anhang 4 zusammengefasst.

3.6. Realer Schaltplan

Aufgrund der Anordnung der Anschlüsse des LT1725, insbesondere des **Gate**-Anschlusses, wird dieser verkehrt herum eingesetzt. Folgendes Schaltbild (Abb. 13) entspricht dem realen Layout nur grob, dient allerdings dazu die vollständige Schaltung darzustellen.

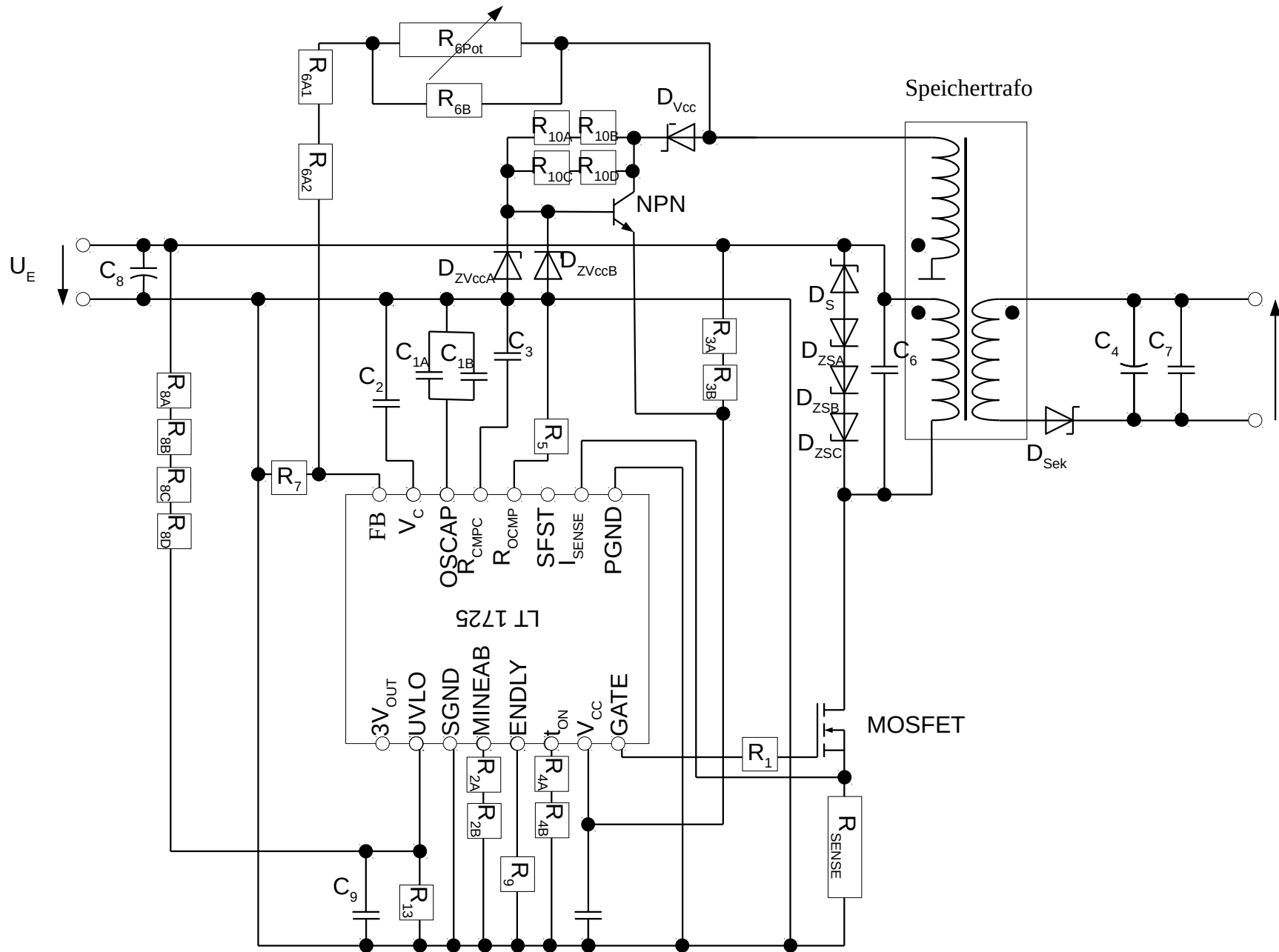


Abbildung 13: Gesamtes Schaltbild mit aktiven und passiven Bauteilen

3.7. Layout

Die Schaltung wird auf einer Lochrasterplatte aufgebaut. Dies ermöglicht die Schaltung leicht zu erweitern oder zu verändern, dennoch werden zum Teil SMD-Bauteile (surface-mounted device deutsch: oberflächenmontiertes Bauelement) verwendet damit die Schaltung kompakt bleibt.

Neben rein praktischen Aspekten spielt die EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit) beim Layout (Deutsch: Anordnung) eine große Rolle. Bei diesem Aufbau auf Lochrasterplatte werden kapazitive sowie resistive Kopplung weitgehend vernachlässigt. Die induktive Kopplung sollte jedoch berücksichtigt werden. Vor allem da beim Sperrwandler \hat{I}_1 abrupt abgeschaltet wird. Wichtig ist daher, dass Stromkreise welche große Ströme führen möglichst kleine Flächen aufschlagen.[20] Beim Sperrwandler sind dies der durch L_1 , Schalttransistor und R_{sense} gebildete Stromkreis sowie Sekundärstromkreis und der Stromkreis über den die Gatekapazität des MOSFET entladen bzw. aufgeladen wird. Auf der Primärseite werden der Hinleiter und der Rückleiter möglichst nahe aneinander verlegt. Zur Verringerung der Störungen werden auch Bauteile unter den IC verlegt.

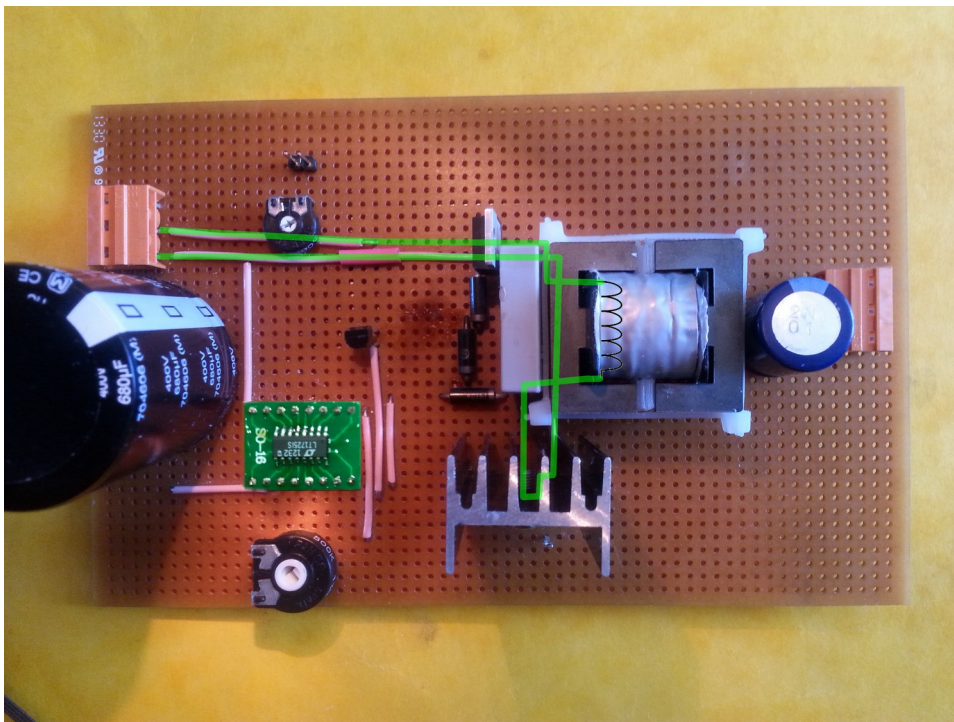


Abbildung 14: Oberseite der Platine mit eingezeichnetem Primärstromkreis (grün)

4. Test, Simulation und Messung

Da ein IC von *Linear Technologie* ausgewählt wurde, gibt es ein entsprechendes *LTSpice* Modell. Deshalb wird zunächst die in Kapitel 3 dimensionierte Schaltung mit *LTSpice* simuliert. *LTSpice* ist ein kostenlos erhältliches Programm zur Schaltungssimulation. Verwendet wird die Version 4.22x. Die Simulation soll eventuelle Fehler bei der Dimensionierung aufdecken. Anschließend folgen Messwerte sowie die Oszilloskop-Aufnahmen der Labortests mit Erklärungen.

Zur Simulation kommen für Widerstände, Kondensatoren und Speichertrafo die in *LTSpice* integrierten Bauteile zum Einsatz. Für einige reale Bauteile von denen Spice Modelle existieren werden diese integriert, andere werden durch ähnliche Bauteile repräsentiert oder es werden vorhandene Bauteile angepasst.

Aus der Simulation mit eingestellter Ausgangsspannung von 20 V (Abb. 15) ist ersichtlich dass die Schaltung knapp im CCM (Abb. 16) arbeitet. Dies ist wahrscheinlich auf eine wegen der Spannungsspitzen, leicht erhöhte Leistung(etwa 104W statt 100W) im Lastwiderstand und auf die in der in den Simulierten parallel zu den Spulen enthaltenen Widerstände zurückzuführen.

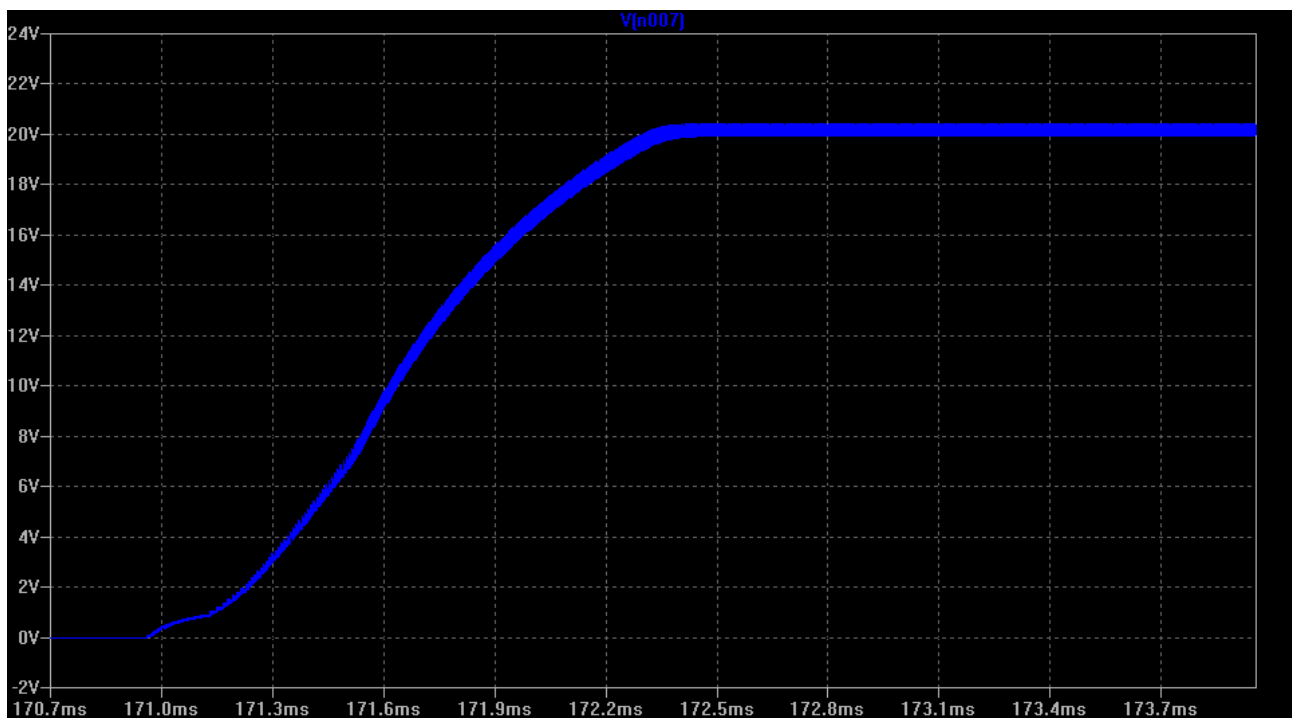


Abbildung 15: Simulation: $R_6 = 137k\Omega$; U_A (soll)= 20V; x: Simulationszeit, y: Ausgangsspannung
Die Berechneten Ströme liegen im Bereich derer die in 3.2 errechnet wurden(Abb. 16).

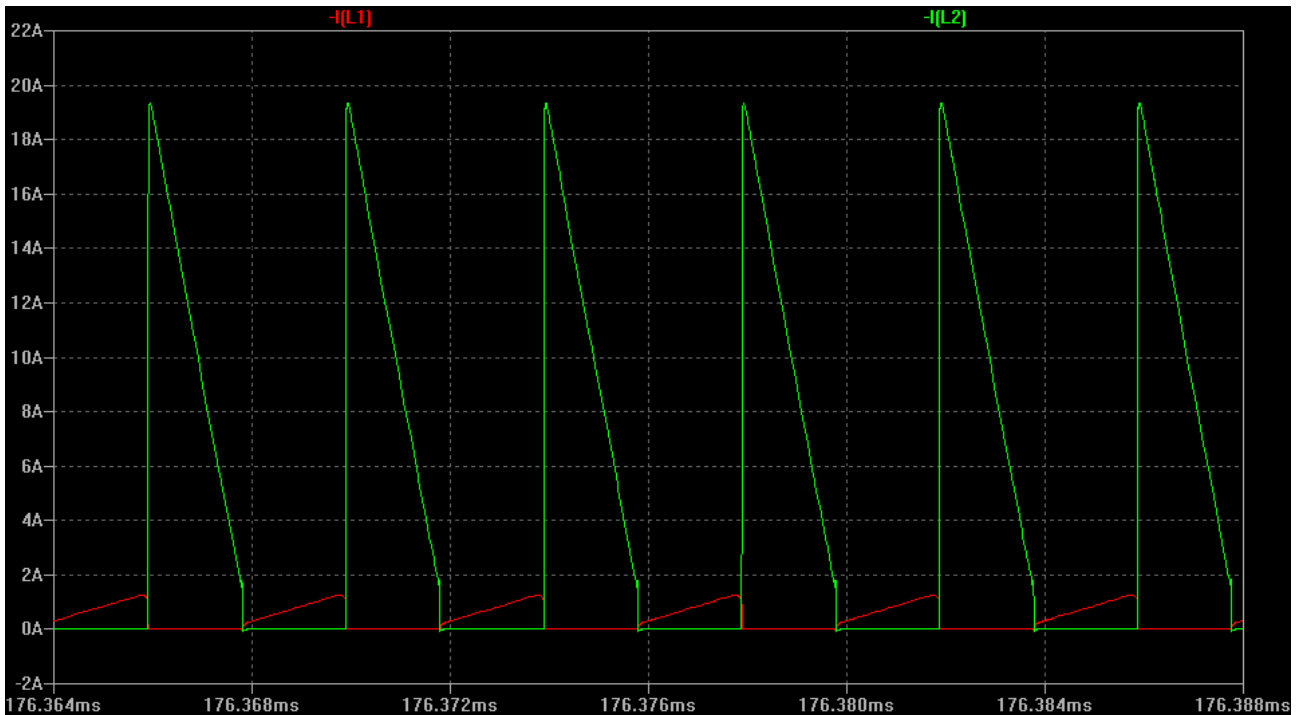


Abbildung 16: Simulation: $R_6 = 137k\Omega$; U_A (soll) = 20V; x: Simulationszeit; y: rot: Strom in Primärinduktivität, grün: Strom in Sekundärinduktivität bei $R_6 = 137\Omega$

4.1. Funktionstests

Eine Liste der bei den folgenden Tests an der realen Schaltung eingesetzten Geräte befindet sich im Anhang. [Anhang 5]

Der Widerstand R_{VCC} wird für die Tests stark erhöht und der IC wird über eine externe Spannungsquelle versorgt. Dies dient zunächst dazu die optimale Versorgung des IC sicherzustellen und diese als Fehlerquelle auszuschließen. Außerdem kann die Schaltung im Falle von Problemen schnell abgeschaltet werden.

Am Ende der Primär- und der Sekundärwicklung wird jeweils eine Drahtschleife angelötet um die jeweiligen Ströme mit der Strommesszange zu Oszillographieren.

4.1.1. Schaltfrequenz

Die ersten Tests werden an 2 in Reihe geschalteten Gleichspannungsquellen mit 50V durchgeführt. Dabei wird ein einstellbarer Leistungswiderstand ($R \approx 25\Omega$ $I_{Max}: 5A$) als Last angeschlossen. Zunächst soll überprüft werden ob der IC mit der richtigen Frequenz arbeitet. Dazu wird mit dem Oszilloskop das Gatesignal aufgenommen. Die gemessene Periodendauer $T=4,3\mu s$ entspricht einer Arbeitsfrequenz von

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4,3} \mu s = 233 \text{ kHz} .$$

4.1.2. Spannungsregelung und -stabilität

Anschließend soll durch zwei grundlegende Tests die Regelung durch die Feedbackschaltung der ICs geprüft werden. Zuerst wird die Spannungsveränderung durch Veränderung der Last überprüft. Die Eingangsspannung wird auf 100V eingestellt.

Ein Lastwiderstand von 28Ω wird angeschlossen und der Potentiometer R_{Pot} wird kontinuierlich von einem Anschlag auf den Anderen gedreht. Dabei wird die Ausgangsspannung gemessen. Diese verändert sich von 4,3 V kontinuierlich bis 23,4 V.

Die Ausgangsspannung wird mit dem Potentiometer so eingestellt dass im Ausgang an einem Lastwiderstand von 28Ω , 11,0 V gemessen werden. Nun wird die Last um etwa die Hälfte, auf 13Ω reduziert. Dabei fällt die Ausgangsspannung auf 10,4 V ab.

4.1.3. Überprüfung des Tastgrads

Bei gleichen Parametern wie in 4.1.2 mit einer Last von $R_L=28\Omega$ wird das Gatesignal (Spannung am Gateanschluss des Schalttransistors) Oszillographiert (Abb 17)

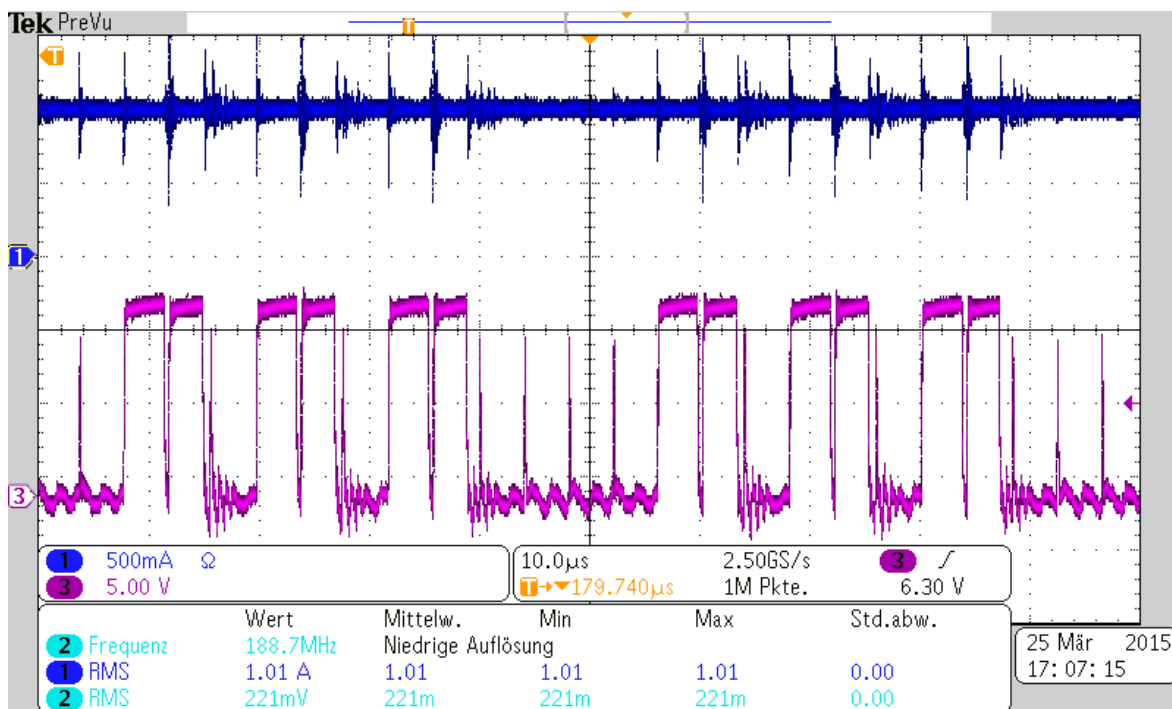


Abbildung 17: x:Zeit ; violett: y:Gatespannung, blau: y:Ausgangsstrom

Dabei fällt auf, dass der Tastgrad sehr unregelmäßig ist. Es werden weitere Tests mit Veränderung der R_L , U_E , R_{Pot} unternommen. Dabei tritt fast immer dieses Verhalten auf. Dennoch bleibt in allen Fällen die Ausgangsspannung stabil. Es wurde vermutet, dass dieses Verhalten auf eine, z.B. durch induktive Kopplung, gestörte Spannung am **FB**- oder **V_C**-Anschluss zurückzuführen ist. Zur Verminderung von Schwingung wird ein **RC**-Glieder (Reihenschaltung aus Widerstand und Kondensator) parallel zu dem bereits vorhandenen snubber-circuit eingebaut. Es werden zwei Werte (1nF und 3nF) für C und mehrere Werte für R zwischen 1kΩ und 51kΩ getestet. Des Weiteren wird das Layout verbessert und die Kapazität C_2 am **V_C**-Anschluss wird erhöht.

Dabei kommt es zwar zum Teil zu stabilen Tastgraden (Abb. 18). Jedoch kann nun die Ausgangsspannung nicht mehr über dem ganzen Bereich eingestellt werden. Dies ist wahrscheinlich auf ein verfälschtes Feedbacksignal (Spannung an Primärwicklung und dritter Wicklung während der Leitphase der Ausgangsdiode) zurückzuführen da in der Primärwicklung nach Abschalten des Transistors weiter Strom ins RC-Glied fließt. Außerdem kommt es zu erheblichen Verlusten im RC-Glied, welche sich durch starke Erwärmung der Bauteile bemerkbar machen.

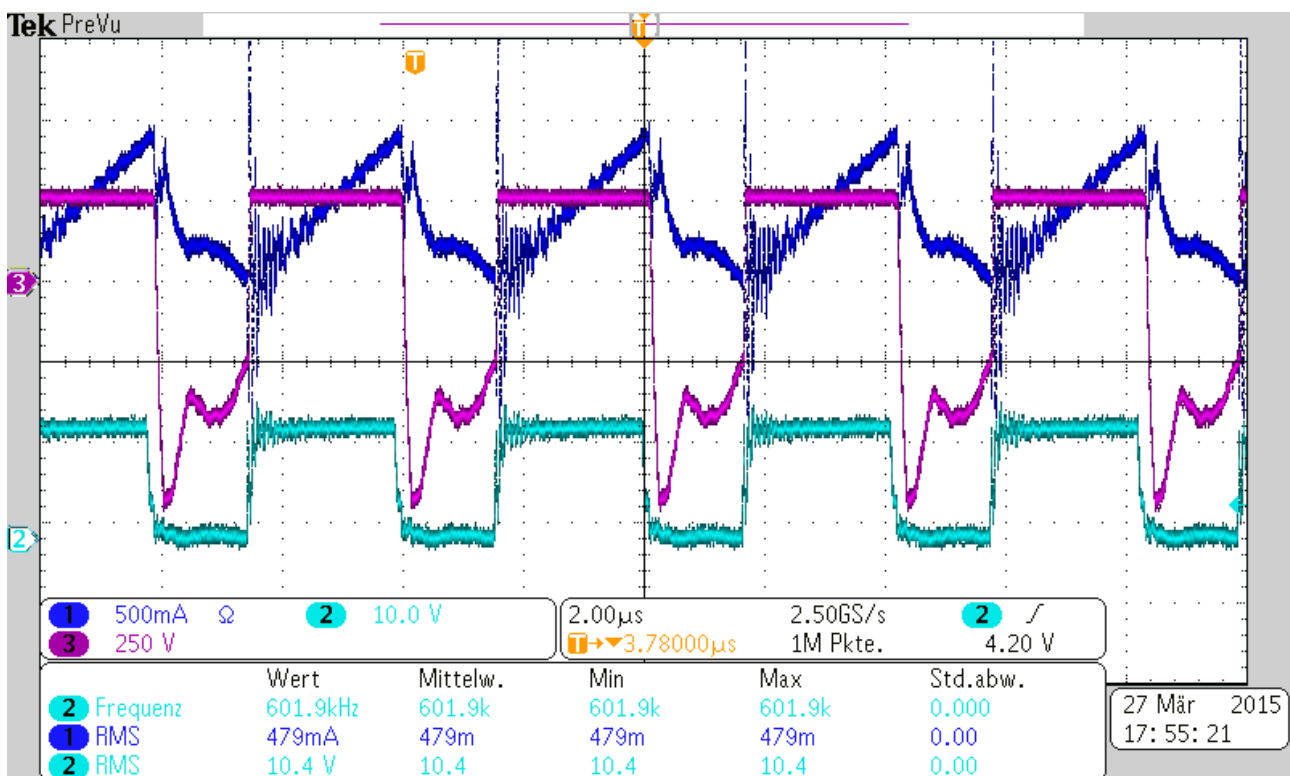


Abbildung 18: x: Zeit; y: violett: Spannung an Primärwicklung, hellblau: Gatesignal dunkelblau: Strom in Primärwicklung

Folgende Oszilloskop-Aufnahmen zeigen den Zusammenhang zwischen der Spannung am V_C -Anschluss und des Tastgrads. Es ist ersichtlich, dass der Strom in der Primär-Wicklung bei sinkender V_C -Spannung auch bei niedrigeren Werten abgeschaltet wird (current mode control). Allerdings wird der Tastgrad bei Erreichen einer V_C -Spannung von 1,75 V auf ein Minimum reduziert (Abb 19). Die V_C -Spannung steigt dann wieder kontinuierlich, bis es wieder zu Schaltvorgängen kommt. Dieses Verhalten wiederholt sich in Abhängigkeit der angeschlossenen Last und der Position des R_{6Pot} mit unterschiedlicher Frequenz. (Abb. 20)

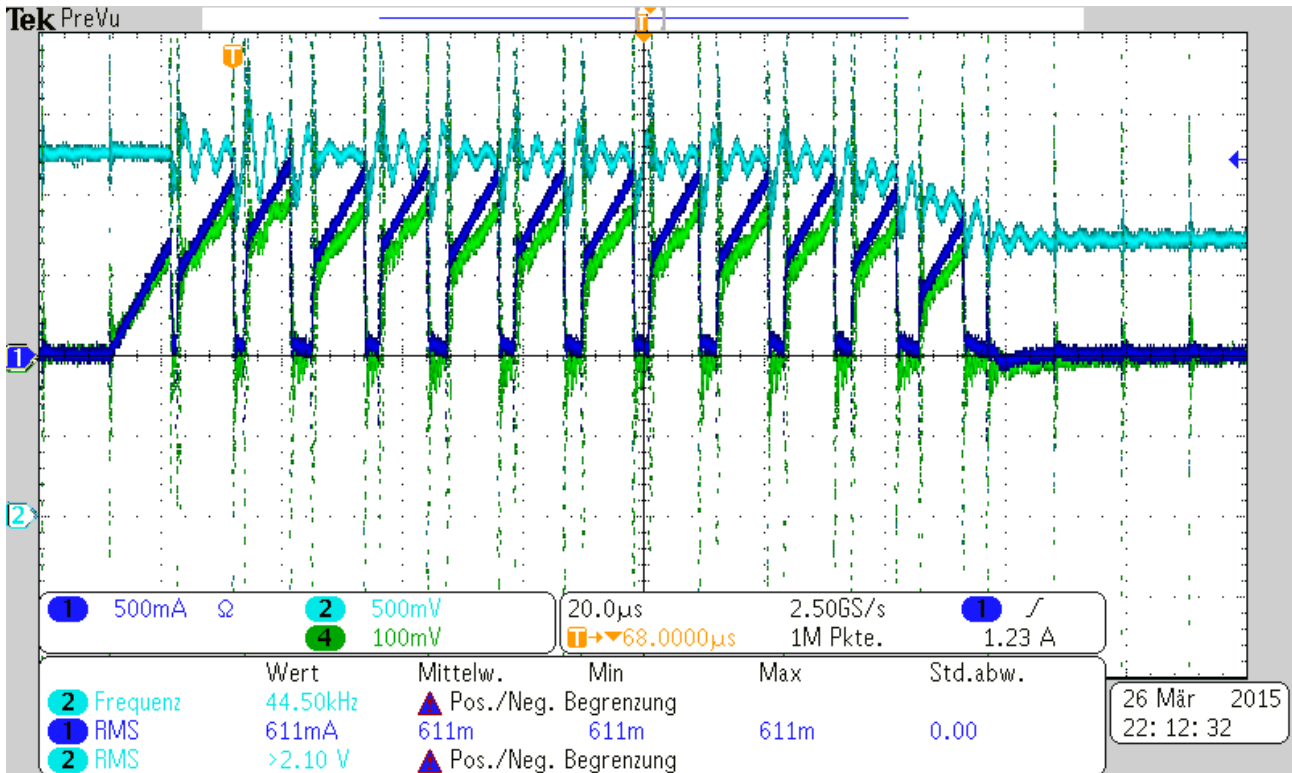


Abbildung 19: x:Zeit; y: hellblau: VC Spannung, dunkelblau : Strom in Primärwicklung, grün: Spannung am I_{Sense} Anschluss

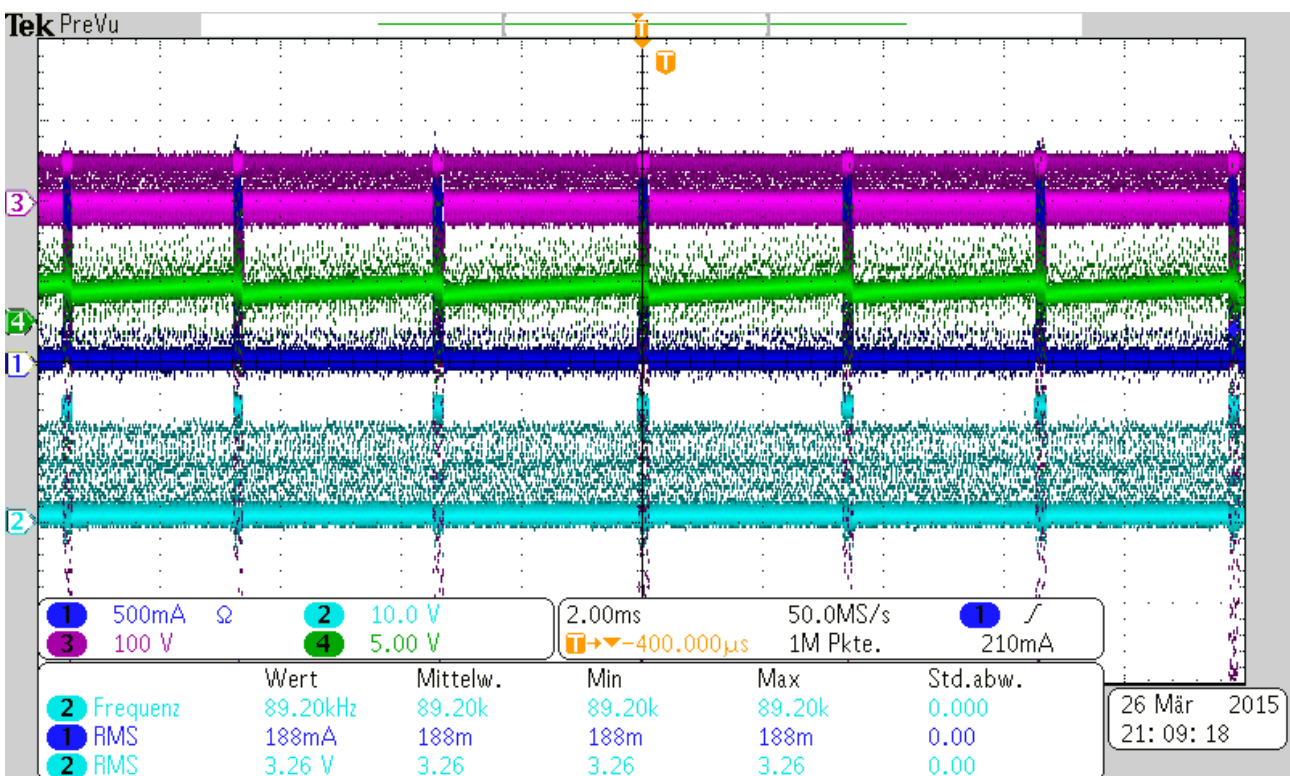


Abbildung 20: x:Zeit; y: grün: V_C Spannung, dunkelblau : Strom in Primärwicklung, violett:Spannung an dritter Wicklung, hellblau: Gatespannung

Trotz diesen Verhaltens wird die Ausgangsspannung in den meisten Fällen stabil geregelt.

4.1.4. Messungen mit Frequenzgenerator

Um die eingesetzten Bauteile der Grundschaltung des Sperrwandlers zu überprüfen, wird der IC vom Rest der Schaltung getrennt. Das Gate wird nun über einen Frequenzgenerator angesteuert. Die maximale Frequenz bei welcher dieser noch ein PWM-Signal erzeugen kann liegt bei 100 kHz. Das Gate des Transistors wird über relativ lange Leitungen angesteuert, außerdem beträgt der Ausgangswiderstand des Frequenzgenerators 50 Ω. Dies sind relativ schlechte Bedingungen. Dennoch soll ein Eindruck gewonnen werden ob die Bauteile korrekt dimensioniert wurden.

Für diese Tests wird eine Eingangs-Spannung von 325 V DC eingestellt. Es werden Ein- und Ausgangsstrom und Ein- und Ausgangsspannung gemessen. Messungen mit beiden Trafos werden durchgeführt. Abbildung 21 zeigt eine beispielhafte Aufnahme. Die Messwerte befinden sich in Tabelle 1 bis 3.

Messreihe 1 wurde abgebrochen, da es zu erheblicher Erwärmung des RC-Glieds kam.

Messreihe 2 wurde wegen Erwärmung der Z-Dioden des „snubber circuit“ abgebrochen. Bei

Messreihe 3 kam es zur Überhitzung des MOSFETs.

- **Messreihe 1**

Trafo A: $L_{1A}=723,2 \mu\text{H}$ $L_{1SA}=102 \mu\text{H}$

Schaltung nach 3.6 mit zusätzlichem RC-Glied parallel zum vorhandenen „Snubber Circuit“ mit $R_{RC}=51 \text{ k}\Omega$ und $C_{RC}=3,3 \text{ nF}$

- **Messreihe 2**

Trafo A: $L_{1A}=723,2 \mu\text{H}$ $L_{1SA}=102 \mu\text{H}$

Schaltung nach 3.6 ohne RC-Glied

- **Messreihe 3**

Trafo B: $L_{1B}=703 \mu\text{H}$ $L_{1SB}=34,9 \mu\text{H}$

Schaltung nach 3.6 ohne RC-Glied

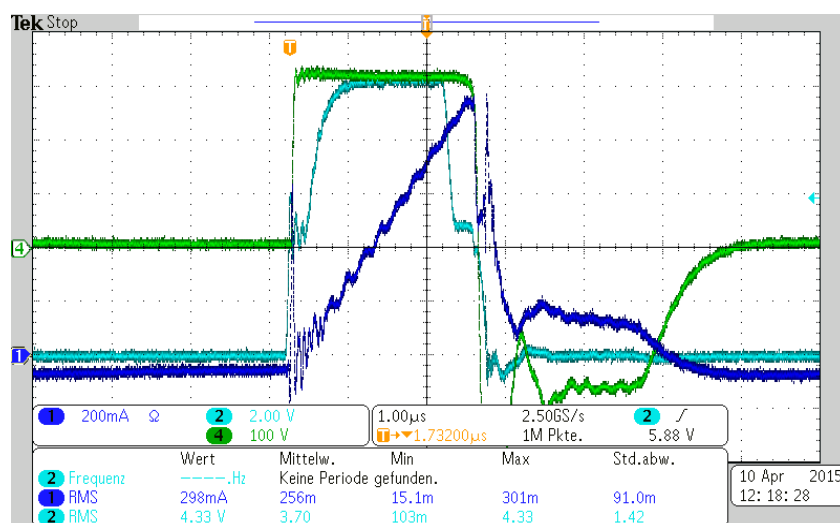


Abbildung 21: Messreihe 1: Tastgrad 20 %; x:Zeit; y: grün: Spannung an Primärwicklung, blau: Strom in Primärwicklung, hellblau :Gatespannung

Tabelle 1: Messreihe 1 Trafo A mit RC-Glied(51k Ω 3,3nF)

Tastgrad [%]	Lastwiderstand [Ω]	Eingangsspannung [V]	Eingangsstrom [mA]	Ausgangsspannung [V]	Ausgangsstrom [mA]
5	28	324,4	36	7,445	259
10	28	320	68	11,89	404
15	28	318	112	16,1	545
5	15	322,2	36	5,904	382
10	15	320	69	9,44	603
15	15	319	110	12,88	819
20	15	317	160	16,1	1021
25	15	315	218	19,15	1233

Tabelle 2: Messreihe 2 Trafo A ohne RC-Glied

Tastgrad [%]	Lastwiderstand [Ω]	Eingangsspannung [V]	Eingangsstrom [mA]	Ausgangsspannung [V]	Ausgangsstrom [mA]
5	10	324	19	6,47	616
10	10	321	50	10,68	1005
15	10	320	83	14	1348
20	10	318,8	113	15,8	1524
25	10	318	205	20,7	2005

Tabelle 3: Messreihe 3 Trafo B ohne RC-Glied

Tastgrad [%]	Lastwiderstand [Ω]	Eingangsspannung [V]	Eingangsstrom [mA]	Ausgangsspannung [V]	Ausgangsstrom [mA]
5	28	323,8	20	11,46	398
10	28	322	55	19,3	648
15	28	322	72	22	730
5	15	323,5	25	9,425	609
10	15	322	44	13,02	829
15	15	321	76	16,58	1075
20	15	318,5	155	22,7	1497
25	10	318	170	19,1	2051
20	5	319	130	12,77	2455
25	5	317	210	16,05	3092
30	5	315,5	231	16,92	3258
35	5	315	332	19,8	3845
35	4	313,3	350	19,05	4225
37	4	313	411	20,57	4520
40	3,5	312	400	18,9	4881
42	3,5	313	430	18,2	5410

4.2. Weitere Simulation

Nachdem die letzten Tests an der realen Schaltung durchgeführt wurden, werden zum Ausschließen von Fehlern im Aufbau oder durch Probleme der EMV, weitere Simulationen mit gleicher Grundschialtung wie zu Beginn von Kapitel 4 durchgeführt, die Wichtigsten werden hier erläutert.

Es fällt auf, dass das in 4.1.3 auftretende Verhalten in abgeschwächter Form auch in der Simulation auftritt, wenn die Schaltung im unteren Leistungs-Bereich arbeitet. Abbildung 22 bis 24 zeigen das Verhalten der Schaltung bei 5 V Ausgangsspannung und einem Lastwiderstand von 4Ω . Abbildung 22 zeigt die Spannung an V_C im Anfangsbereich, bis hin zum Erreichen eines eingeschwungenen Zustands. Abbildung 23 zeigt die Spannung an V_C und am Gate. Hier wird die Schwankung des Tastgrads deutlich. Abbildung 24 zeigt die Spannung an V_C mit besserer Auflösung im gleichen Zeitbereich. Aufgrund einer Vermutung, dass das Signal an I_{sense} zu schwach ist, wird R_{sense} in beide Richtungen variiert. Es ergeben sich fast identische Kurvenverläufe. Interpretationen dieses Verhaltens werden in Kapitel 6 aufgeführt.

Abbildung 25 zeigt die Simulation der in LTSpice enthaltenen „test fixture“, einer vorgegebenen Schaltung, mit einem verdoppelten Lastwiderstand.

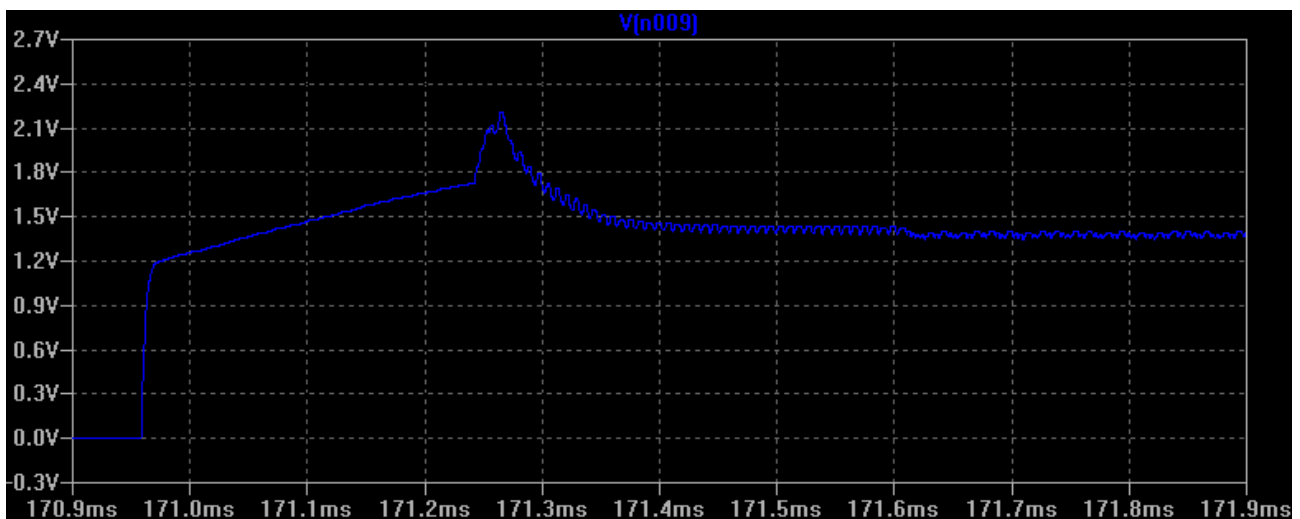


Abbildung 22: Simulation: $U_A(\text{soll}) = 5\text{ V}$, Lastwiderstand = 4Ω ; x: Simulationszeit; y: Spannung an V_C

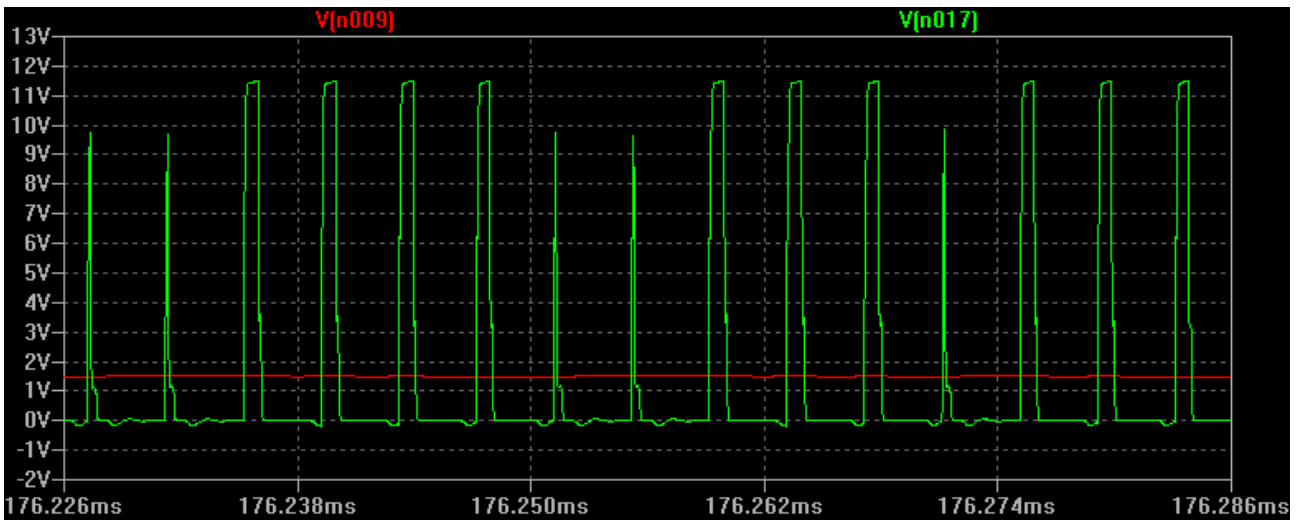


Abbildung 23: Simulation, Ausgangsspannung: 5V, Lastwiderstand: 4Ω , x: Simulationszeit y: grün: Spannung an Gate / rot: Spannung an VC

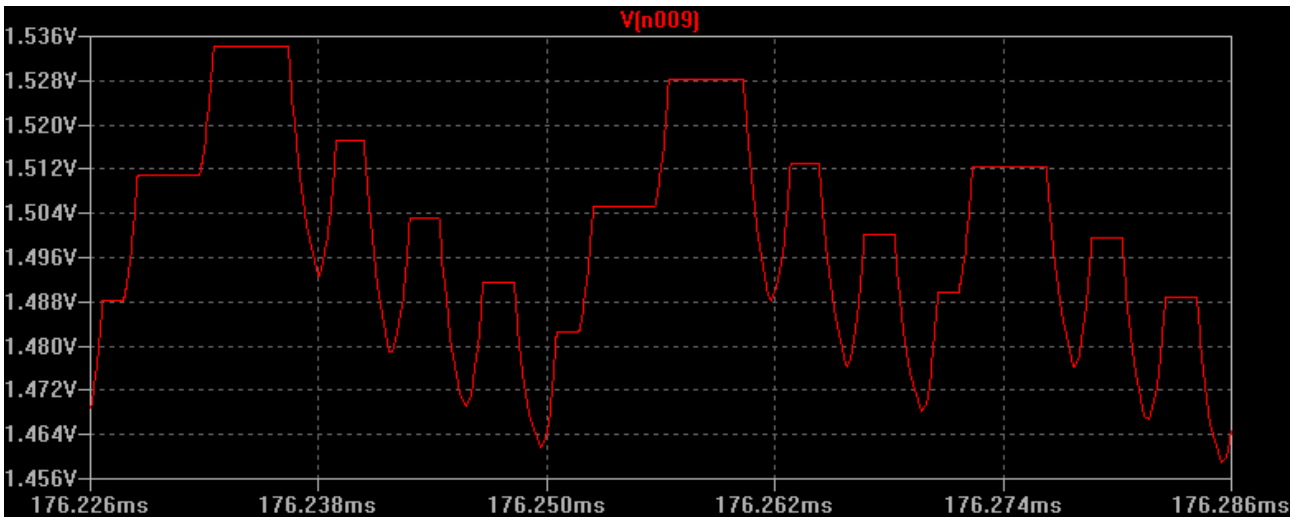


Abbildung 24: Simulation, Ausgangsspannung: 5V, Lastwiderstand: 4Ω , x: Simulationszeit y: Spannung an VC

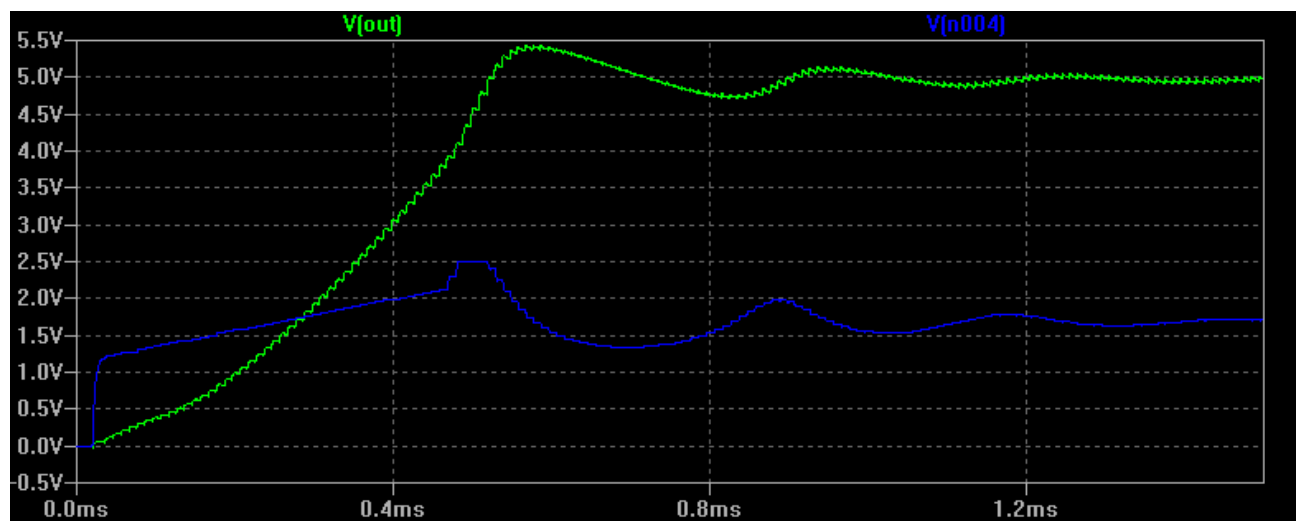


Abbildung 25: Simulation der „test fixture“; Lastwiderstand 25Ω ; x: Simulationszeit, y: blau: Spannung an V_C , grün: Ausgangsspannung

5. Theoretische Umsetzung des Feedbacks

Eine mögliche Umsetzung einer analogen Feedbackschaltung wird hier zunächst erklärt und die grundsätzliche Funktionsfähigkeit mit einer *LTSpice* Simulation getestet.

5.1. Theoretischer Aufbau

Die Feedbackschaltung wird so aufgebaut sein dass sie neben Plus- und Minuskontakt des Ausgangs nur einen weiteren Kontakt benötigt. Es wird nur ein Widerstand im Verbraucher bzw. im Adapter benötigt um die Spannung zu festzulegen. Die Regelung des Sperrwandlers erfolgt nun nicht mehr über die im LT1725 integrierte Feedback-Schaltung, stattdessen wird über den V_C -Anschluss direkter Einfluss auf den Tastgrad genommen. Anhand eines Prinzipschaltbilds (Abb 26) wird nun seine Funktionsweise erklärt.

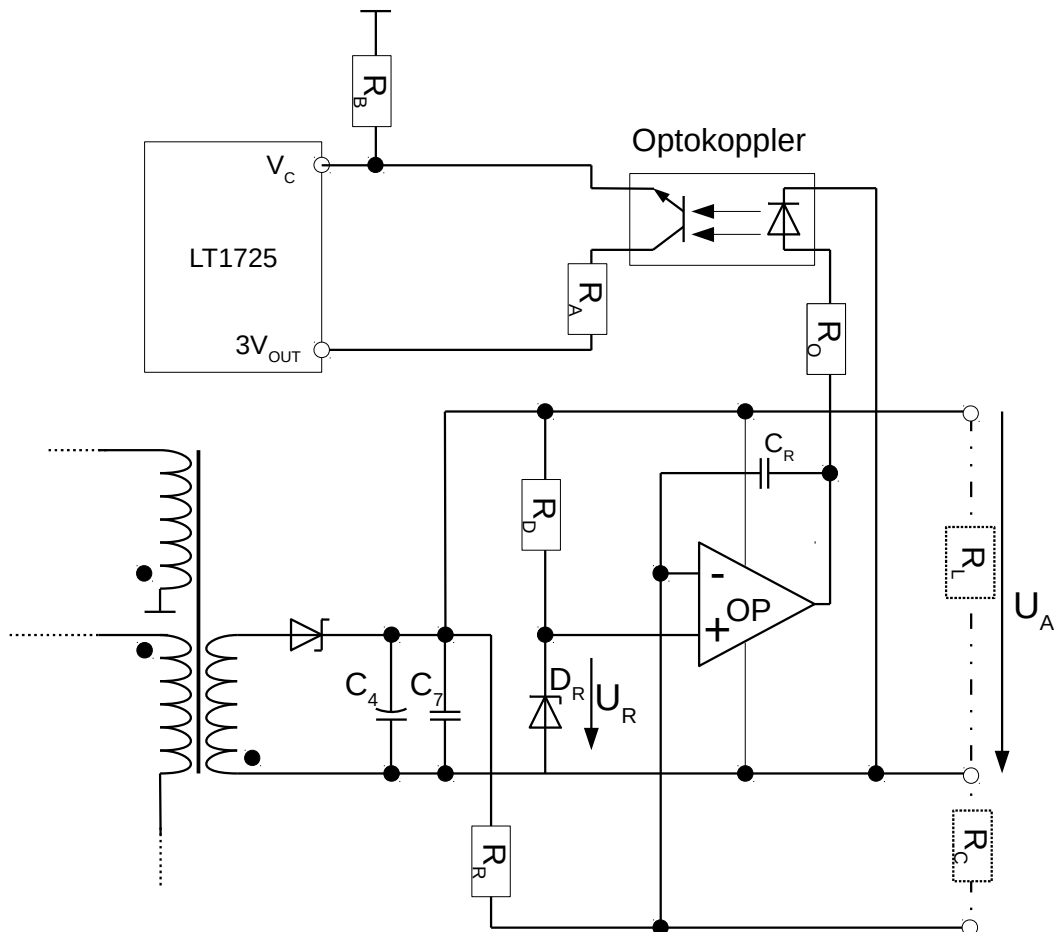


Abbildung 26: Feedbackschaltung

Die Zener-Diode D_R stellt mit ihrer Durchbruch-Spannung U_R eine feste Referenz für den nicht-invertierenden Eingang des OPs (Operationsverstärker) zur Verfügung. Der invertierende Eingang wird über den Spannungsteiler aus R_R und R_C angesteuert. Die Spannung ist gleich der, die an R_C

abfällt. Der OP bildet mit R_C einen I-Regler, dessen Ausgangssignal kontinuierlich ansteigt, solange die Spannung am invertierenden Eingang niedriger als die Referenzspannung U_R ist und sinkt, wenn sie größer ist. Das Ausgangssignal wiederum liefert über R_O Strom zum Optokoppler. Die Reaktionsgeschwindigkeit des I-Reglers lässt sich mit R_C einstellen. Der Ausgang des Optokopplers regelt die Spannung am V_C -Anschluss des LT1725.

Im eingeschwungenen Zustand fällt an R_C die Spannung U_R ab. Daraus folgt:

$$\frac{R_C}{R_R + R_C} = \frac{U_R}{U_A} \quad (5.1.1)$$

Nach R_C umgestellt erhält man:
$$R_C = \frac{R_R}{\frac{U_A}{U_R} - 1} \quad (5.1.2)$$

Die Ausgangsspannung wird demnach über den Widerstand R_C eingestellt welcher in den Verbraucher eingebaut werden kann.

Die Durchbruch-Spannung U_R muss unterhalb der minimalen gewünschten Ausgangsspannung liegen. R_D , R_C und R_R müssen so gewählt werden, dass genug Strom für den beim realen Operationsverstärker nicht unendlichen Eingangswiderstand geliefert wird. Sie sollten aber auch nicht zu klein sein um zu große Verluste zu vermeiden.

Diese Schaltung liefert bei nicht Vorhandenem R_C ($R_C \rightarrow \infty$) nur die Referenzspannung U_R . Und bei schlechtem Kontakt niemals größere sondern nur kleinere Spannungswerte. Wird der Ausgang des Optokopplers stark leitend so wird die Spannung an V_C , und damit der Tastgrad, durch den durch R_A und R_B gebildeten Spannungsteiler begrenzt. Damit kann wiederum die Ausgangsleistung begrenzt werden.

5.2. Simulation

Diese Schaltung wird mit *LTSpice* simuliert. Die Schaltung wird aus der aus Kapitel 4 vorhandenen Simulation abgeleitet. Die Widerstände R_6 und R_7 , welche dort das Feedback bildeten werden entfernt. Es wird ein im Programm enthaltener OP, Optokoppler und weitere Bauteile verwendet. Die eingestellten Werte befinden sich im Anhang. [Anhang 6]

Mit diesen Werten werden Simulationen für einige Werte von R_L und R_C durchgeführt. Bis zu den Grenzwerten für U_A und Leistungsbereich. Diese Werte müssten für reale Bauteile ggf. angepasst werden.

In der Simulation wird die Ausgangsspannung recht gut stabilisiert allerdings kommt es zu einer Schwingung der Ausgangsspannung. (Abb. 27)

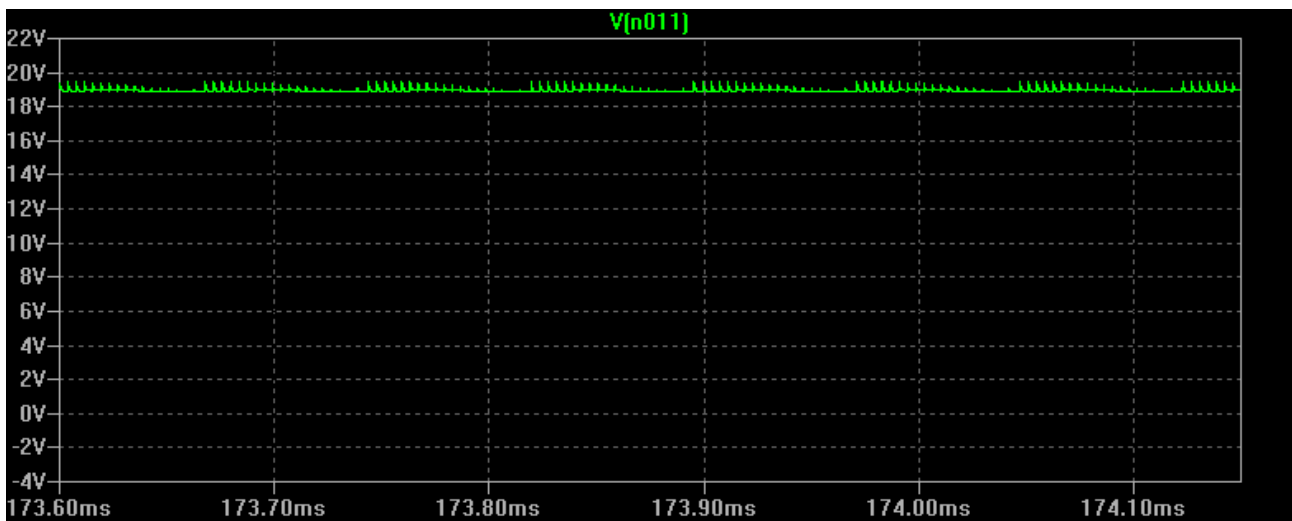


Abbildung 27: Y:Ausgangsspannung X: Simulationszeit; $R_C=3287\Omega$ $R_L=15\Omega$ $C_R=1pF$ $U_A(soll)=19V$

In der folgenden Tabelle werden einige der durchgeführten Simulationen zusammengefasst. Ausschnitte der jeweiligen Kurvenverläufe der Ausgangsspannung befinden sich im Anhang.

Tabelle 4: Durchgeführte Simulationen

R_C [Ω]	R_L [Ω]	C_R [pF]	U_A [V](soll)	Anhang
156667	15	1	5	A7.1
157667	5	1	5	A7.2
8868	5	1	10	A7.3
8868	15	1	10	A7.4
3072	5	1	20	A7.5
3072	15	1	20	A7.6
3072	5	20	20	A7.7
3072	5	0,5	20	A7.8

Ein zusätzlicher Kondensator am V_C -Anschluss kann die Schwingungen zwar verringern, allerdings immer nur für einen kleinen Bereich für Spannung und Last, außerhalb dessen er sich eher negativ auswirkt.

6. Auswertung

6.1. Tests des realen Sperrwandlers mit LT1725

Die bei den Tests 4.1.3 auftretenden Schwankungen des Tastgrads sind für dauerhaften Betrieb der Schaltung unakzeptabel. Dadurch dass die Schaltung nicht im eingeschwungenen Zustand arbeiten werden einige Bauteile erheblich stärker belastet. Das Verhältnis vom Effektivwert des Strom zum Mittelwert, und damit zur übertragenen Leistung verschlechtert sich erheblich. Folglich können keine hohen Wirkungsgrade erreicht werden. Die Ausgangsspannung wird trotz der Schwankungen des Tastgrads durch den Kondensator C_4 relativ gut stabilisiert.

Das Verhalten des IC ist möglicherweise darauf zurückzuführen dass die Spannung an V_C nur in einem eingeschränkten Bereich liegen kann. Die Grenzen in abhängigkeit der Temperatur sind im Datenblatt [Anhang 8] im Diagramm „ V_C Clamp Voltage, Switching Threshold vs Temperature“ zu sehen. Die obere Grenze dient, wie bereits 3.3 erwähnt, zur absoluten Begrenzung des Stroms in der Primärwicklung. Die untere Grenze, im Diagramm „switching threshold“ bezeichnet, verhindert offenbar wenn sie unterschritten wird Schaltvorgänge mit längerer Dauer als die am t_{ON} -Anschluss definierte. Aus dem Datenblatt erhielt ich jedoch kein vollständiges Verständnis darüber.

Diese Einschränkung der V_C -Spannung könnte für den schlagartigen Anstieg und Abfall des Tastgrads wie er in 4.1.3 (Abb. 19) zu sehen ist verantwortlich sein. Die Folge ist eine Art Hysterese. Die Ausgangsspannung sinkt unterhalb des Zielwerts, dadurch wird die V_C -Spannung durch die Feedbackschaltung des IC langsam erhöht. Anstatt dass nun der Tastgrad kontinuierlich mit der V_C -Spannung ansteigt, springt er nach Erreichen einer gewissen Spannung schlagartig auf einen sehr hohen Wert. Die Ausgangsspannung steigt entsprechend schnell an und übersteigt den Zielwert. Dieser Vorgang wiederholt sich ständig. Widersprüchlich ist allerdings dass der Tastgrad schon bei Erreichen einer V_C -Spannung von rund 1,75V (Abb. 19) auf ein Minimum reduziert wird, ein Wert der noch um einiges höher ist als das „switching threshold“.

6.2. Simulationen

Das in 6.1. beschriebene Verhalten ist in der Simulation bei niedriger Ausgangsleistung ebenfalls zu beobachten. Sowohl bei der Simulation mit der für den LT1725 vorgesehenen Feedbackschaltung als auch mit der in Kapitel 5 selbst entwickelten Schaltung. Auffällig ist wieder der schlagartige Anstieg des Tastgrads. Die Simulation mit der „test fixture“ zeigt zu Beginn zwar ebenfalls eine Schwingung, diese klingt jedoch ab. Auffällig ist dass im Gegensatz zu der Schaltung aus Kapitel 4 in der „test fixture“ selbst kleine Tastgrad geregelt werden. Die in 6.1 beschriebene Hysterese tritt also nicht auf.

Selbst nach wiederholtem Durchlesen des Datenblatts kann ich das Verhalten des IC leider nicht vollständig erklären.

Die Umsetzung des Feedbacks in Kapitel 5 ist für diesen IC schwierig wegen des schwer einzuschätzenden Verhaltens. Für einige Arbeitspunkte konnte zwar akzeptables Verhalten erzielt werden, jedoch nie über einen großen Lastbereich. Für andere Controller existieren bereits passende ICs zur Übermittlung der Ausgangsspannung über einen Optokoppler an den Controller. Da zunächst ein funktionsfähiger Sperrwandler aufgebaut werden sollte wurde der Feedbackschaltung bei der Auswahl des IC jedoch zu wenig Beachtung geschenkt.

6.3. Tests mit Funktionsgenerator

Die Tests mit dem Funktionsgenerator sind nur begrenzt aussagekräftig. Allerdings wird deutlich dass die Verminderung der Streuinduktivität des Trafo B zu Trafo A bereits erhebliche Verbesserung mit sich gebracht hat. Als Anhaltspunkt wird in „LT1070 Design Manual“ für $L_{S1} = 1\%L_1$ genannt. [21] Dies wurde selbst mit Trafo B mit überlagerten Wicklungen bei weitem nicht erreicht. L_{S1} hat

erheblichen Einfluss auf den Wirkungsgrad des Sperrwandlers da in ihr in der Leitphase des MOSFETs ebenfalls Energie gespeichert wird welche während der Sperrphase zum größten Teil in den Primärstromkreisen als Abwärme verloren geht.

Aus den in Messreihe 3 aufgenommenen Werten wurde jeweils der Wirkungsgrad ermittelt und in Tabelle 5 dargestellt.

Tabelle 5: Wirkungsgrade in Messreihe 3

Tastgrad [%]:	Lastwiderstand [Ω]:	Eingangsleistung [W]:	Ausgangsleistung [W]:	Wirkungsgrad [%]:
5	28	6,48	4,56	70,43
5	15	8,09	5,74	70,97
10	28	17,71	12,51	70,62
10	15	14,17	10,79	76,18
15	28	23,18	16,06	69,27
15	15	24,40	17,82	73,06
20	15	49,37	33,98	68,83
20	5	41,47	31,35	75,60
25	10	54,06	39,17	72,46
25	5	66,57	49,63	74,55
30	5	72,88	55,13	75,64
35	5	104,58	76,13	72,80
35	4	109,66	80,49	73,40
37	4	128,64	92,98	72,27
40	3,5	124,80	92,25	73,92
42	3,5	134,59	98,46	73,16

Die Erreichten Wirkungsgrade sind annehmbar wenn man bedenkt dass die Schaltung mit einer Frequenz von 100kHz statt 250kHz und zudem das Gate suboptimal angesteuert wurde. Der relativ hohe Ausgangswiderstand des Funktionsgenerators und die langen Leitungen verursachen eine Verlangsamte Abschaltung des MOSFETs. Dies hat eine erhebliche Zunahme der Verluste während der Schaltvorgänge zur folge(siehe 3.4.2). Dies machte sich während der Test durch einen starke Erhitzung des MOSFETs bemerkbar, während sich alle anderen Bauteile nicht bemerkbar erwärmten. Dennoch ist ersichtlich dass der Wirkungsgrad des Wandlers über einen weiten Leistungs-Bereich relativ stabil bleibt.

6.4. Gesamtkonzept und Vorgehensweise

Der Einbau eines solchen Universalnetzteils in eine DC-Steckdose kann einige Vorteile mit sich bringen. Zur Energieversorgung oder Aufladung eines Kleingeräts mit DC-Bedarf, bräuchte man weder ein externes Netzteil, noch müsste ein Wandler im Gerät verbaut sein. Lediglich ein Anschlusskabel wäre von Nöten. Die mechanische Belastung, welche an den üblichen externen Netzteilen auftreten, würden vermieden und der Ersatz eines zerstörtes Kabel ist leichter und günstiger, als die Reparatur am Netzteil. Durch eine mechanische Abschaltung des Wandlers beim herausziehen des Steckers könnte zudem die Standbyleistung des Netzteils praktisch eliminiert werden.

Zur Vorgehensweise bei dieser Arbeit ist zu sagen, dass der Zeitaufwand für den Aufbau und die

Fehlersuche erheblich unterschätzt wurde. Ohne vorherige Erfahrung auf dem Gebiet der Schaltungsentwicklung stellen sich die Arbeitseinteilung und Planung, sowie das sinnvolle Setzen von Prioritäten als kritische Aspekte heraus.

7. Schlussfolgerung

Die Topologie des Sperrwandlers wird wegen des geringen Bauteilaufwands und des über weite Leistungsbereiche stabilen Wirkungsgrads als geeignet betrachtet.

Die Komplexität des eingesetzten ICs hat die Fehlersuche und die Umsetzung der Feedbackschaltung erschwert. Es konnten weder für den aufgebauten Sperrwandler noch für die simulierte Feedbackschaltung zufriedenstellende Ergebnisse erreicht werden. Die gesetzten Ziele wurden demnach nicht zufriedenstellend erreicht. Die Dimensionierung der Grundschialtung hingegen wird als akzeptabel eingeschätzt, wobei weitere Verbesserung am Layout sowie eine weitere Reduktion der Streuinduktivität durchgeführt werden sollten. Außerdem wäre der Einsatz eines einfacheren ICs, zumindest bei der Entwicklung eines Prototypen, empfehlenswert.

Bei der Umsetzung des Konzepts einer DC-Steckdose, wird es weitere Probleme zu lösen geben. So muss beim Einbau in einer Steckdose die Abwärme abgeführt werden und eine einheitliche Steckerform und ein Standard entwickelt werden. Dennoch könnte sich eine DC-Steckdose, wenn sich große Hersteller, z.B. von Unterhaltungselektronik, auf einen Standard einigen oder zumindest ihre Geräte kompatibel gestalten würden, auf dem Markt durchsetzen. Sei es zum Einsatz in einem DC-Netz oder mit schlechteren Wirkungsgraden in einem AC-Netz.

8. Quellen

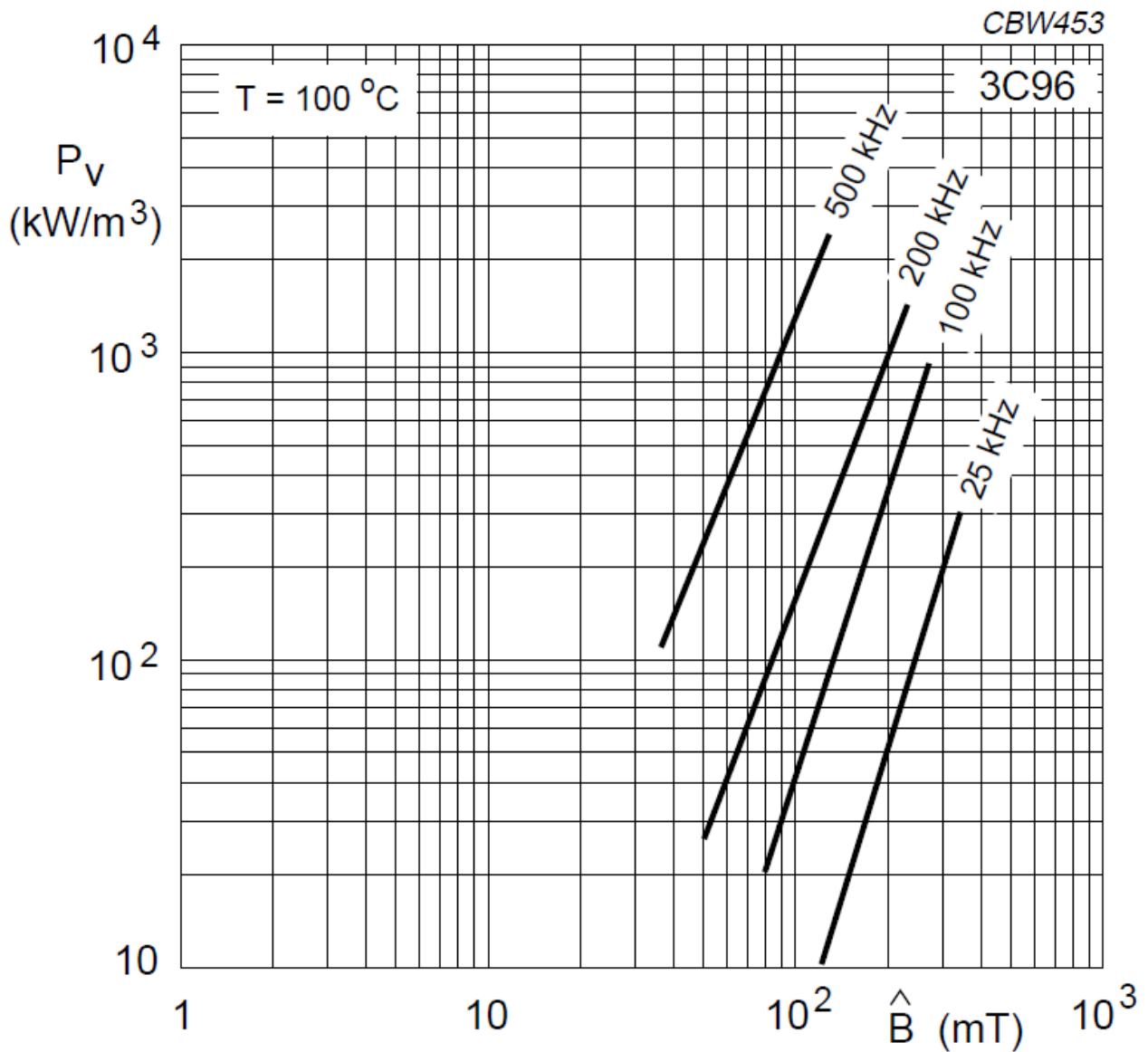
- [1] D. Salomonsson und A. Sannino:
Load modelling for steady-state and transient analysis of low-voltage DC systems
IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 5, (September 2007)
[Online] verfügbar unter:
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=4295939>
[letzter Zugriff: April 2015]
- [2] Europäisches Parlament
Parlament fordert einheitliches Handy-Ladegerät (März 2013)
<http://www.europarl.europa.eu/news/de/news-room/content/20140307IPR38122/html/Parlament-fordert-einheitliches-Handy-Ladeger%C3%A4> [letzter Zugriff: April 2015]
- [3] Bernhard Scheeren
Optionen für eine Gleichstromversorgung in einem Wohnhaus (April 2014)
- [4] EMerge Allicance
DC Microgrids (2011)
[Online] verfügbar unter:
<http://www.emergealliance.org/About/Vision.aspx> [Letzter Zugriff: März 2015]
- [5] Karina Garbesi, Vagelis Vossos, and Hongxia Shen
Catalog of DC Appliances and Power Systems (Oktober 2011)
[Online] verfügbar unter:
<http://escholarship.org/uc/item/8076s5c3> [Letzter Zugriff: April 2015]
- [6] Busch-Jaeger
SCHUKO® USB-Steckdose
[Online] verfügbar unter:
<https://www.busch-jaeger.de/produkte/produktloesungen/steckdosen/schuko-usb-steckdose/>
[Letzter Zugriff: April 2015]
- [7] LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society
IEEE Std 802.3at™-2009 (2009)
[Online] verfügbar unter:
<http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.3at-2009.pdf>
[Letzter Aufruf: April 2015]
- [8] Chad Jones
PoE Targets More Applications With Higher-Power IEEE 802.3bt (Januar 2014)
[Online] verfügbar unter:
<http://electronicdesign.com/power/poe-targets-more-applications-higher-power-ieee-8023bt>
[Letzter Zugriff: April 2015]

- [9] Mark Bost, Dr. Bernd Hirschl, Dr. Astrid Aretz
Effekte von Eigenverbrauch und Netzparität bei Photovoltaik (2011)
[Online] verfügbar unter:
http://www.ioew.de/uploads/tx_ukioewdb/Effekte_der_Netzparit%C3%A4t_-_Langfassung.pdf [Letzter Zugriff: April 2015]
- [10] Foren Industries LTD.
Weckernetzteil
- [11] Conrad Elektrohandel
Dell Notebook Netzteil
[Online] verfügbar unter
<http://www.conrad.de/ce/de/product/516732/Notebook-Netzteil-Dell-PA-10-90-W-195-VDC-4620-mA> [Letzter Zugriff: April 2015]
- [12] Klaus Fricke
Digitaltechnik (2014)
ISBN 978-3-8348-1783-9 Verlag: Springer Vieweg
- [13] Wireless Power Consortium
Qi How it works (April 2010)
[Online] verfügbar unter:
<http://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/how-it-works.html>
[letzter Zugriff: April 2015]
- [14] Jörg Bausch
Elektrische Installationsnetze als Datenübertragungsmedium zur Gebäudeautomatisierung
ISBN: 3-89820-986-5 Verlag: Mensch & Buch
- [15] Kunbus industrial communication
Symmetrische Signalübertragung
[Online] verfügbar unter:
<http://www.kunbus.de/symmetrische-signaluebertragung.html>
[letzter Zugriff: April 2015]
- [16] Bernhard Linke
Overview of 1-Wire Technology and Its Use (Juni 2008)
[Online] verfügbar unter:
<http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/1796>
[letzter Zugriff: April 2015]
- [17] Dr. Schmidt-Walter
Vorlesung Schaltnetzteile :Sperrwandler
[Online] verfügbar unter:
http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/snt/snt_deu/sntdeu3b.pdf
[letzter Aufruf: April 2015]

- [18] Häberle, H.
Tabellenbuch der Elektrotechnik (2013)
ISBN: 978-3-8085-3227-0 Verlag: Europa Lehrmittel
- [19] Sanjaya Maniktala
Voltage-Mode, Current-Mode (and Hysteretic Control) Technical Note TN-203
, 2012 (2012)
[Online] verfügbar unter:
http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/124786-voltage-mode-current-mode-and-hysteretic-control [Letzter Zugriff: April 2015]
- [20] Ulrich Schlienz
Schaltnetzteile und ihre Peripherie (2007)
ISBN: 978-3-8348-0239-2 Verlag: Vieweg
- [21] Carl Nelson
LT1070 Design Manual (Juni 1986)
[Online] verfügbar unter:
<http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an19fc.pdf> [Letzter Zugriff: April 2015]

Anhang

A1 Verlustleistungskurven des Ferritmaterials 3C96



Quelle:

Ferroxcube (2013)

Soft Ferrites and Accessories Data Handbook

[Online] verfügbar unter:

http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/FXC_HB2013.pdf [Letzter Zugriff: April 2015]

A2 Berechnungstabelle für Speichertrafo, E30/15/7 3F3

Konstanten:	μ_0 [H/m]:	1,2566E-006	
	ρ_{Cu} [$\Omega \cdot mm^2/m$]:	0,017	
Schaltungsgrößen:	f [Hz]:	250000	
	N1/N2 :	18	
	L_1 [H]:	0,000687619	
	P_{Max} [W]:	103	
	i_1 [A] :	0,2777777778	
	i_2 [A] :	5	
Drahteigenschaften:	A_{IsoGeb} [mm ²] :	0,15	
	A_{Cu} [mm ²] :	0,0254	
Kerneigenschaften:	Maße:	E30/15/7	
	Material:	3F3	
	Volumen [mm³] :	4000	
	Länge [mm] :	67	
	Fläche [mm²] :	60	
	B_{Sat} [mT] :	440	
	μ_r :	2000	
	Wickelfläche [mm²]:	80	
	l_m [mm] :	56	
	$l_{m,Prim}$ [mm] :	56	
	$l_{m,Sek}$ [mm] :	56	
N1:		126	144
N2:		7	8
Luftspalt d [mm]		1,71	2,24
Rm [A/(Vs)] :		23088,37	30156,23
B_{max} [mT] :		101,06	88,43
A_p [mm²]:		0,3175	0,2778
A_s [mm²]:		5,7143	5,0000
n_1:		2,1164021164	1,8518518519
n_2:		38,0952380952	33,3333333333
A_{PCu} [mm²]:		0,0537566138	0,047037037
A_{SCu} [mm²]:		0,9676190476	0,8466666667
$l_{mP} \times N_1$ [mm]:		7056	8064
$l_{mS} \times N_2$ [mm]:		392	448
R_p [Ω]:		2,2313905512	2,9144692913
R_s [Ω]:		0,0068870079	0,0089952756
P_{OHM1} [W]:		0,4407685039	0,5756976378
P_{OHM2} [W]:		0,4407685039	0,5756976378
P_{OHM} [W]:		0,8815370079	1,1513952756
Kernverlust pro Volumen [kW/m³]:		300	220
P_{kern} [W]:		1,2	0,88
P_{Trafo} [W]:		2,0815370079	2,0313952756
			2,0572346457

A3 Berechnungstabelle für Speichertrafo, E30/15/7 3C96

Konstanten:	μ_0 [H/m]:	1,2566E-006	
	ρ_{Cu} [$\Omega \cdot mm^2/m$]:	0,017	
Schaltungsgrößen:	f [Hz]:	250000	
	N1/N2 :	18	
	L_1 [H]:	0,000687619	
	P_{Max} [W]:	103	
	I_1 [A] :	0,2777777778	
	I_2 [A] :	5	
Drahteigenschaften:	A_{IsoGeb} [mm ²] :	0,15	
	A_{Cu} [mm ²] :	0,0254	
Kerneigenschaften:	Maße:	E30/15/7	
	Material:	3C96	
	Volumen [mm ³] :	4000	
	Länge [mm] :	67	
	Fläche [mm ²] :	60	
	B_{Sat} [mT] :	500	
	μ_r :	2000	
	Wickelfläche [mm ²]:	80	
	l_m [mm]:	56	
	$l_{m,Prim}$ [mm]:	56	
$l_{m,Sek}$ [mm]:	56		
N1:	126	144	162
N2:	7	8	9
Luftspalt d [mm]	1,71	2,24	2,84
R_m [A/(Vs)] :	23088,37	30156,23	38166,48
B_{max} [mT] :	101,06	88,43	78,60
A_p [mm ²]:	0,3175	0,2778	0,2469
A_s [mm ²]:	5,7143	5,0000	4,4444
n_1 :	2,1164021164	1,8518518519	1,646090535
n_2 :	38,0952380952	33,3333333333	29,6296296296
A_{pCu} [mm ²]:	0,0537566138	0,047037037	0,0418106996
A_{sCu} [mm ²]:	0,9676190476	0,8466666667	0,7525925926
$l_{mP} \times N_1$ [mm]:	7056	8064	9072
$l_{mS} \times N_2$ [mm]:	392	448	504
R_p [Ω]:	2,2313905512	2,9144692913	3,6886251969
R_s [Ω]:	0,0068870079	0,0089952756	0,0113846457
P_{OHM1} [W]:	0,4407685039	0,5756976378	0,7286173228
P_{OHM2} [W]:	0,4407685039	0,5756976378	0,7286173228
P_{OHM} [W]:	0,8815370079	1,1513952756	1,4572346457
Kernverlust pro Volumen [kW/m ³]:	350	230	160
P_{kern} [W]:	1,4	0,92	0,64
P_{Trafo} [W]:	2,2815370079	2,0713952756	2,0972346457

A4 Tabelle der verwendeten Bauteile

Name	Typ	Bezeichnung	Eigenschaften
Widerstände			Widerstandswert [Ω]; max. Spannung [V]; max. Verlustleistung [W]
R _{2A} R _{4A}	SMD 0805	Multicomp E24	24 k; 150; 0,1
R _{2B} R _{4B}	SMD 0805	Multicomp E24	1 k; 150; 0,1
R ₅	SMD 0805	Multicomp E24	100 k; 150; 0,1
R _{6A1}	SMD 0805	Multicomp E24	27 k; 150; 0,1
R _{6A2}	SMD 0805	Multicomp E24	1 k; 150; 0,1
R _{6B}	SMD 0805	Multicomp E24	200 k; 150; 0,1
R _{6Pot}	Potentiometer	Piher 723	0-500 k; /;/
R ₉	SMD 0805	Multicomp E24	100 k; 150; 0,1
R ₁	SMD 0805	Multicomp E24	10; 150; 0,1
R _{3A} R _{3B}	SMD 1210	ERJ14NF1803U	180 k;200;0,5
R _{VCCA/B/ C/ D}	SMD 0805	Multicomp E24	24 k; 150; 0,1
R ₇	SMD 0805	Multicom E24	3 k; 150; 0,1
R _{Sense}	SMD 1206	ERJB3CFR15V	0,15; 150; 0,5
R _{8A/B/C}	SMD 0805	Multicomp E24	200 k; 150; 0,1
R _{8D}	SMD 0805	Multicomp E24	240 k; 150; 0,1
Kondensatoren			Kapazität [F]; max. Spannung [V]
C _{1A}	Keramik-Kondensator	GRM21A5C2E390JW01D	39 p; 250
C _{1B}	Keramik-Kondensator	08051A1R0CAT2A	1 p; 100
C ₂	Keramik-Kondensator	MC0805B102K500CT	1 n; 50
C ₃	Keramik-Kondensator	MC0805B104K500CT	100 n; 50
C ₄	Elektrolytkondensator	/	470 u; 50
C ₅	Keramik-Kondensator	UMK325B	10 u ; 50

Name	Typ	Bezeichnung	Eigenschaften
C ₆	Folien-Kondensator	1840-M Vishay MKP1840410104M	100 n; 1000
C ₇	Keramik-Kondensator	SMD Mira Typ 130	220 n; 25
C ₈	Elektrolyt-Kondensator	/	680u; 400
C ₉	Keramik-Kondensator	SMD Mira Typ 130	100p; 18
Halbleiter Bauelemente			
D _S	Diode Schottky	CSD01060A	Sperrspannung= 600 V ; max. Spitzendurchlassstrom = 9 A;
D _{ZS}	Zener-Diode	1N5388BG	Durchbruchspannung= 200 V; max. Verlustleistung = 5 W
D _{Sek}	Diode Schottky	STPS1045B	max. mittlerer Durchlassstrom = 10 A; Sperrspannung = 45 V ; Durchlassspannung = 0,57 V; max. Spitzendurchlassstrom=75A
D _{VCC}	Schottky-Diode	MULTICOMP SS110B	1A, 100V
D _{ZVCCA/B}	Z-Diode	PDZ15B,115	max. Verlustleistung = 0,4 W; Durchbruchspannung = 15 V
MOSFET	MOSFET-Transistor	IRFBG30 TO-220	max. Sperrspannung = 1000 V; min. drain Source Widerstand=5ohm; max. mittlerer Durchlassstrom = 3,1 A;max. Spitzenstrom = 12 A
NPN	NPN-Transistor	Mpsa 42 (TO 92) DIO	Maximale Verlustleistung = 625 mW ; Stromverstärkung = 20-40
Weitere Bauteile			
Trafokern	Ferritkern	E30/15/7- 3F3(-3C96)	
Wickelkörper		432202104101	
Wickeldraht	Kupferlitze / Stoffummantelt		Anzahl an Einzeldrähten = 36; Einzeldrahtdurchmesser = 0,03 mm
Lochrasterplatine	Hartpapier	RE200-HP	100mm x 160 mm

Name	Typ	Bezeichnung	Eigenschaften
Controller IC		LT1725	
Anschlussdosen		1625620000	3 Polig; max. Strom= 19 A; max. Spannung = 400 V
Stecker		1508160000	3 Polig; max. Strom= 19 A; max. Spannung = 400 V
IC-Sockel			SO16 zu DIP

A5 Tabelle der verwendeten Geräte

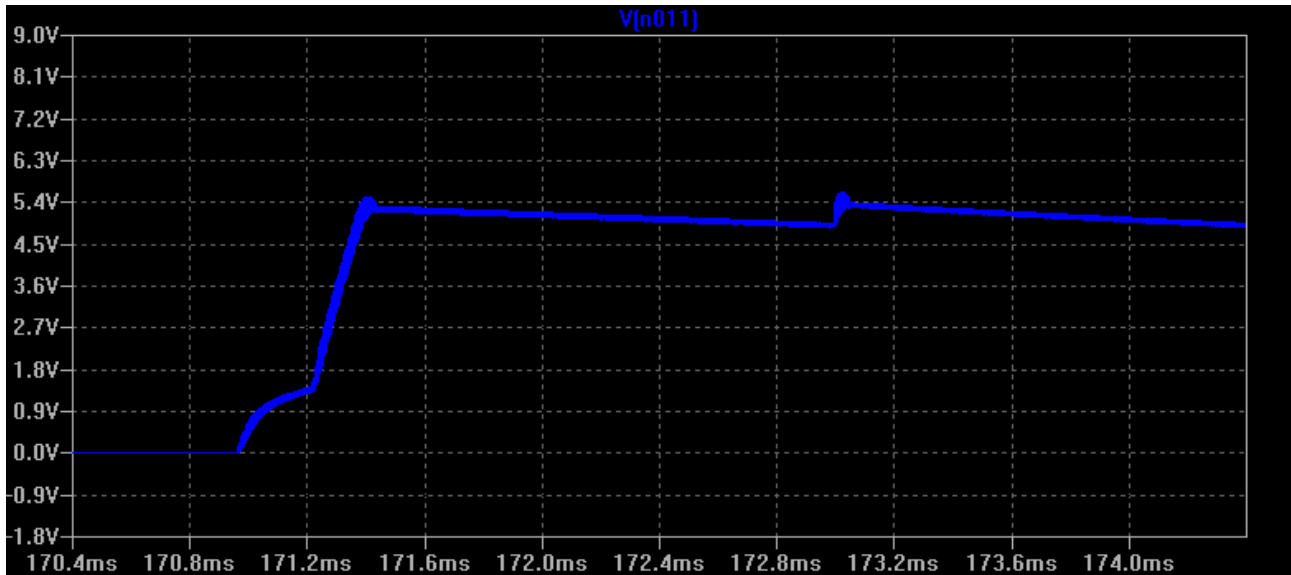
Funktion:	Bezeichnung:	Eingesetzt für:
Gleichspannungsquelle	Rohde & Schwarz HMP 2030	Spannungsversorgung des Controller-ICs
Gleichspannungsquelle 2x	OLTRONIX B300D	Eingangs-Spannungen von 0V-100V DC
Gleichrichter	Gleichrichter 10A/800V	Eingangs-Spannung von 100V-380V DC
Stelltransformator	Philips 242252900005	Regelung der Eingangsspannung des Gleichrichters
Multimeter 2x	Philips PM 2718	RMS-messung von Eingangsspannung und Eingangsstrom
Oszilloskop	Tektronix DPO 3014	Aufnahme von Oszillogrammen unterschiedlicher Messgrößen
Differentialastkopf	Tektronix THDP 0200	Galvanisch getrennte Aufnahme der Spannung an den Trafowicklungen
Spannungstastkopf	Tektronix P6139B	Aufnahme von Spannungssignalen an unterschiedlichen Messpunkten (z.B. Gate, V _C -Anschluss)
Strommesszange	Tektronix TCP 202	Aufnahme der Ströme in Primär- und -sekundärwicklung des Trafo sowie des Ein- und -ausgangsstroms
Multimeter 2x	HP 35501A	RMS-messung der Ausgangsspannung sowie des Ausgangsstroms bis 4A
Multimeter	Fluke 207	RMS-messung des Ausgangsstroms ab 4A
Leistungswiderstand	N°08505(25Ω 5A / 4Ω 13A)	Lastwiderstand
Funktionsgenerator	Rohde & Schwarz HM8150	Ansteuerung des Gates

A6 Tabelle der Bauteile für die Simulation der Feedback-Schaltung

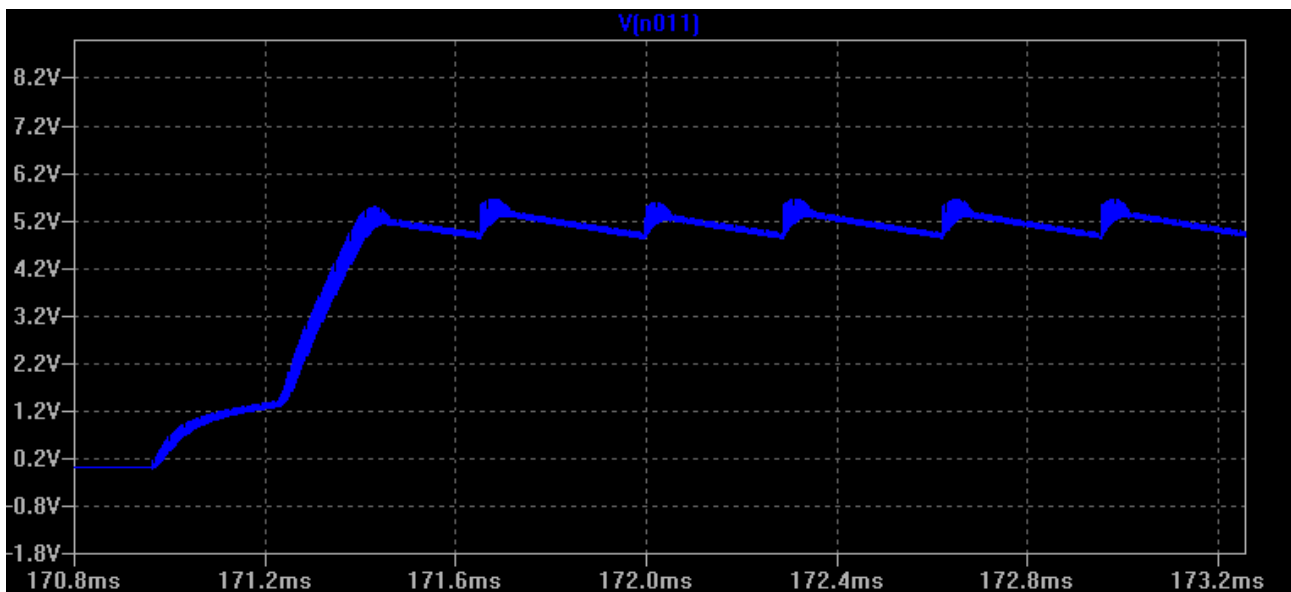
Bauteil	Kennwert	Modell
R_D	1 k Ω	Standard Widerstand
R_R	1 k Ω	Standard Widerstand
R_O	1 k Ω	Standard Widerstand
R_A	5 k Ω	Standard Widerstand
R_B	20 k Ω	Standard Widerstand
C_R	1 pF bzw. 20 pF	Standard Kondensator
Optokoppler	/	PC817A
Operationsverstärker	/	LT1677
D_R	$U_R = 4,7$ V	1N750

A7 Kurvenverläufe der Simulation mit Feedback-Schaltung

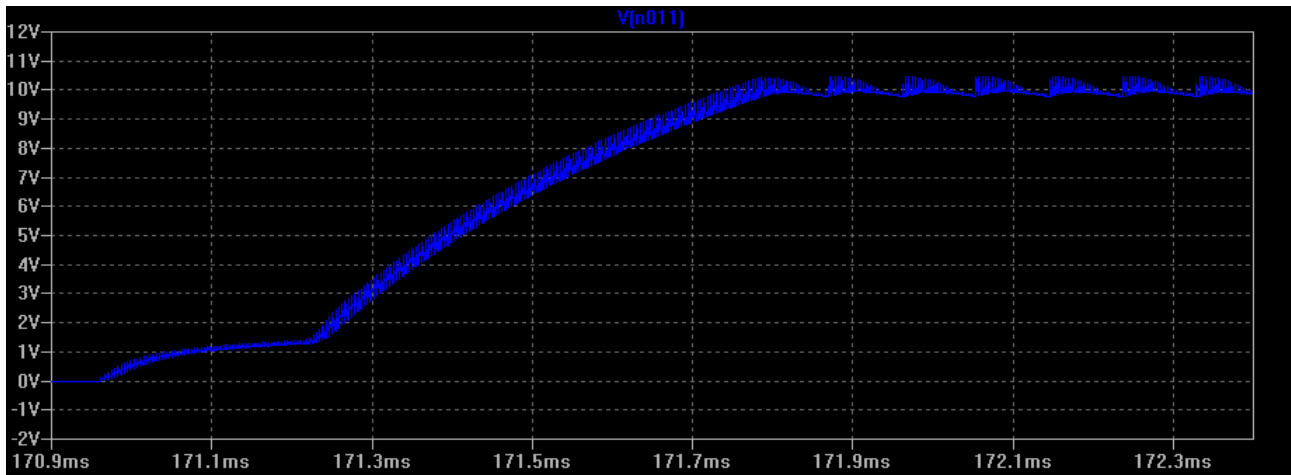
A7.1 $U_A(\text{soll}) = 5 \text{ V}$, $R_L = 15 \Omega$,



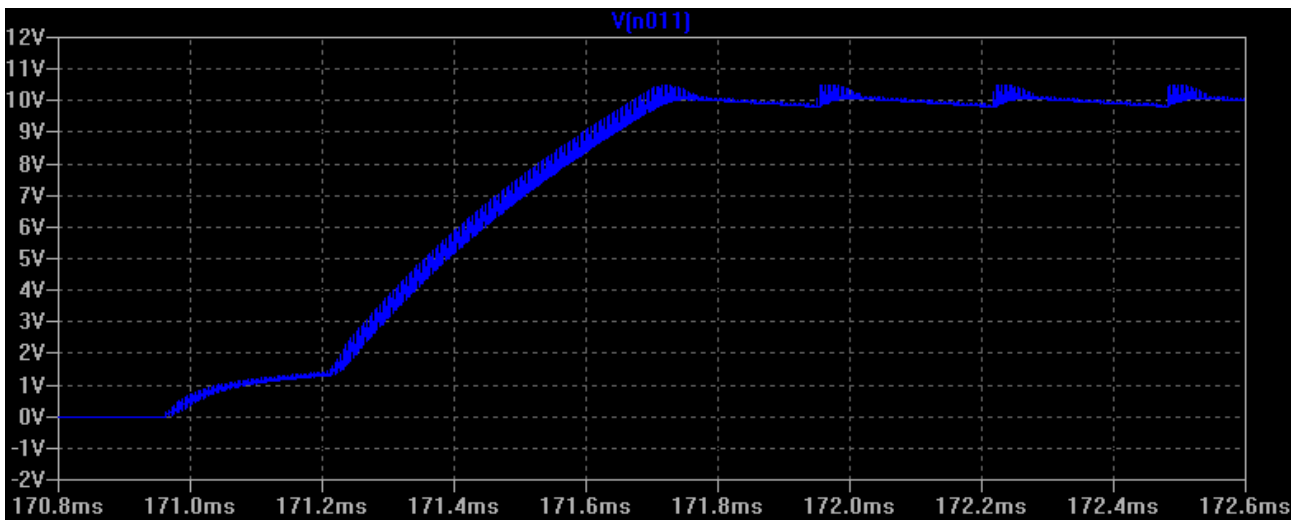
A7.2 $U_A(\text{soll}) = 5 \text{ V}$, $R_L = 5 \Omega$,



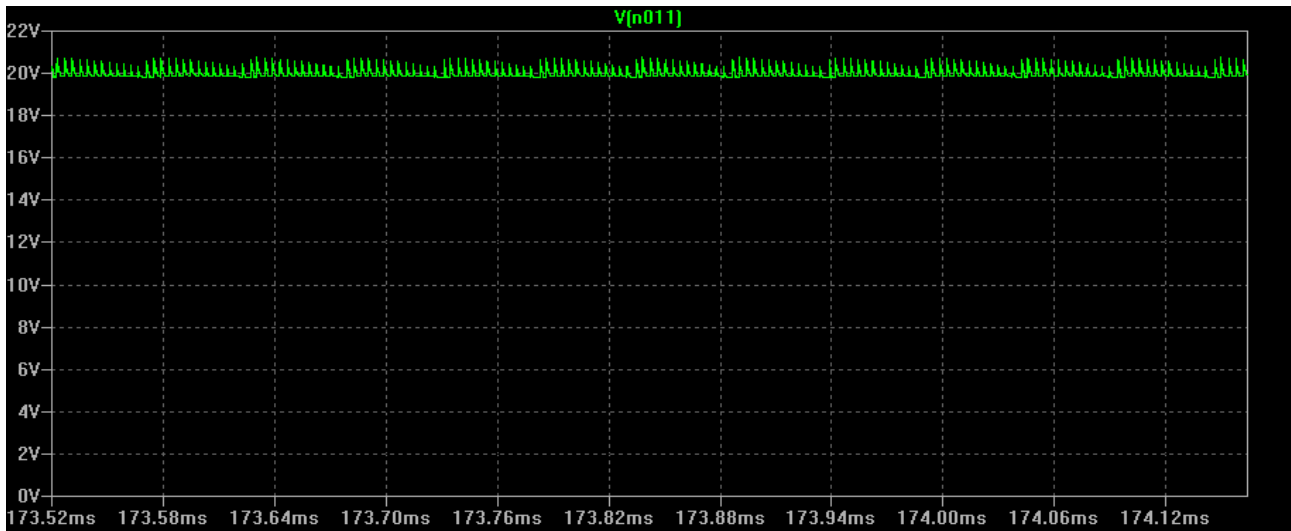
A7.3 $U_A(\text{soll}) = 10 \text{ V}$, $R_L = 5 \Omega$,



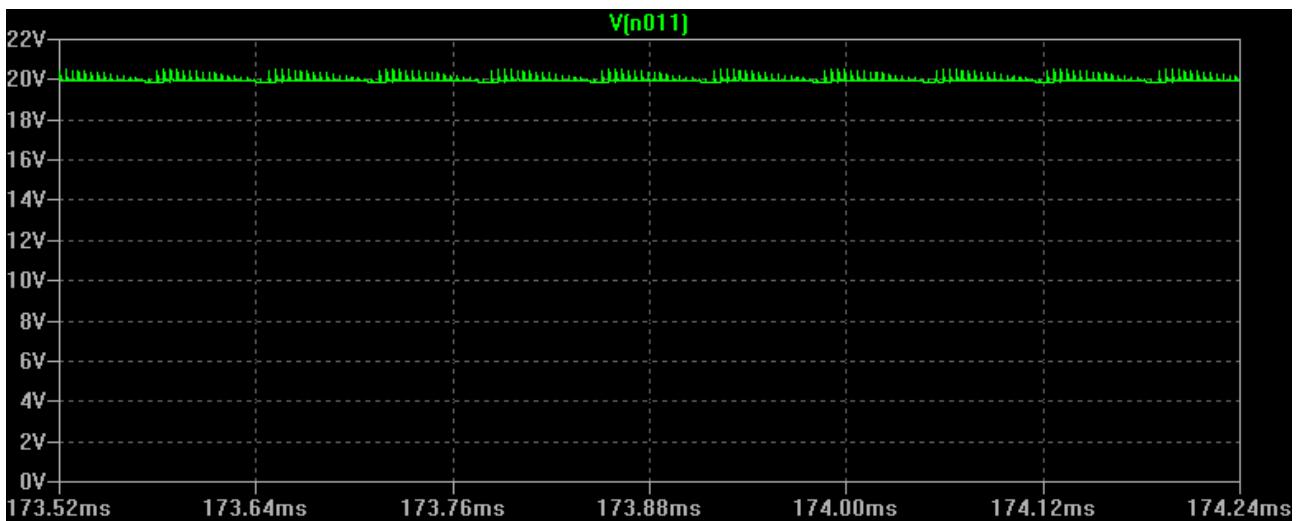
A7.4 $U_A(\text{soll}) = 10 \text{ V}$, $R_L = 15 \Omega$,



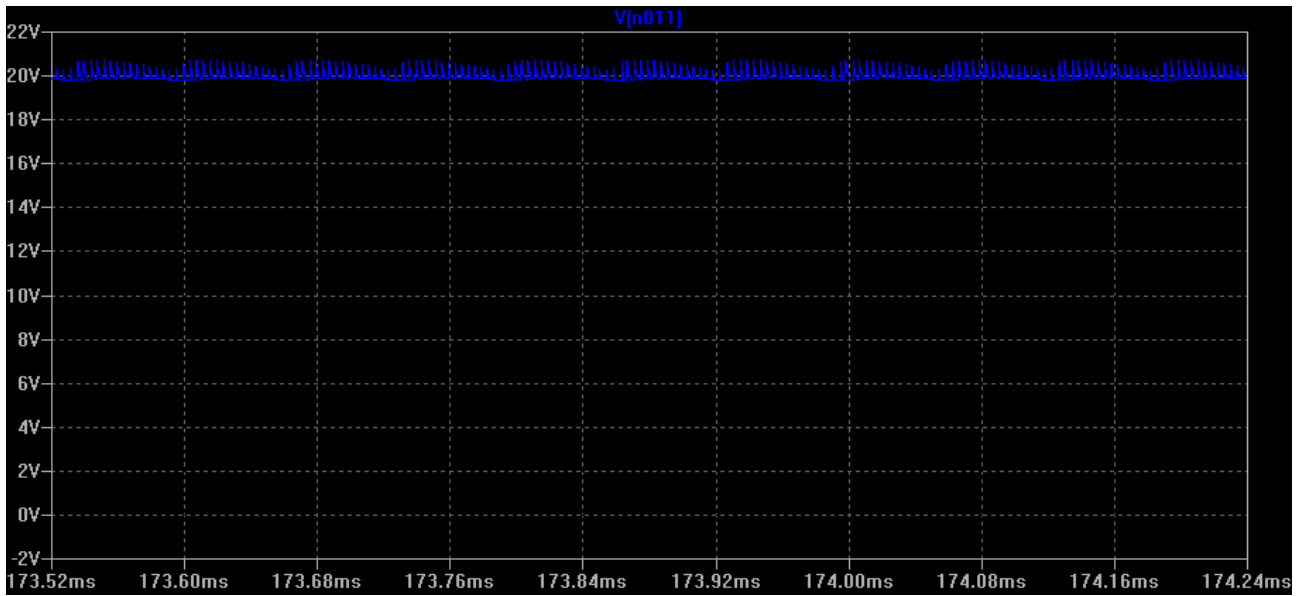
A7.5 $U_A(\text{soll}) = 20 \text{ V}$, $R_L = 5 \Omega$,



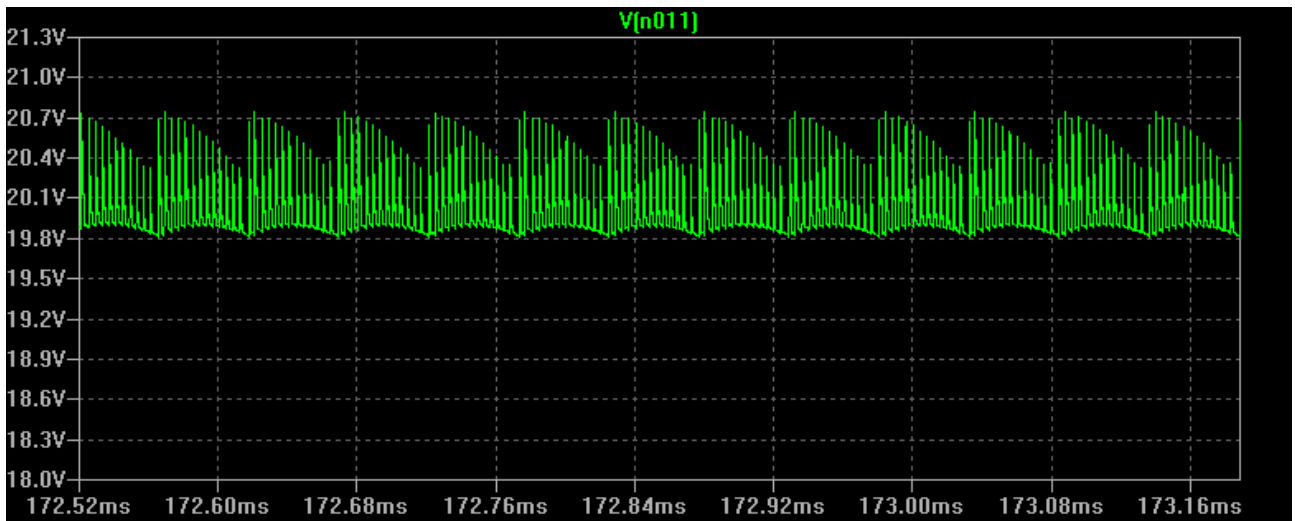
A7.6 $U_A(\text{soll}) = 20 \text{ V}$, $R_L = 15 \Omega$,



A7.7 $U_A(\text{soll}) = 20 \text{ V}$, $R_L = 5 \ \Omega$, $C_R = 20 \text{ pF}$



A7.8 $U_A(\text{soll}) = 20 \text{ V}$, $R_L = 5 \ \Omega$, $C_R = 0,5 \text{ pF}$



A8 Datenblatt LT1725

[Online] verfügbar unter: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1725fa.pdf> [Letzter Aufruf: April 2015]