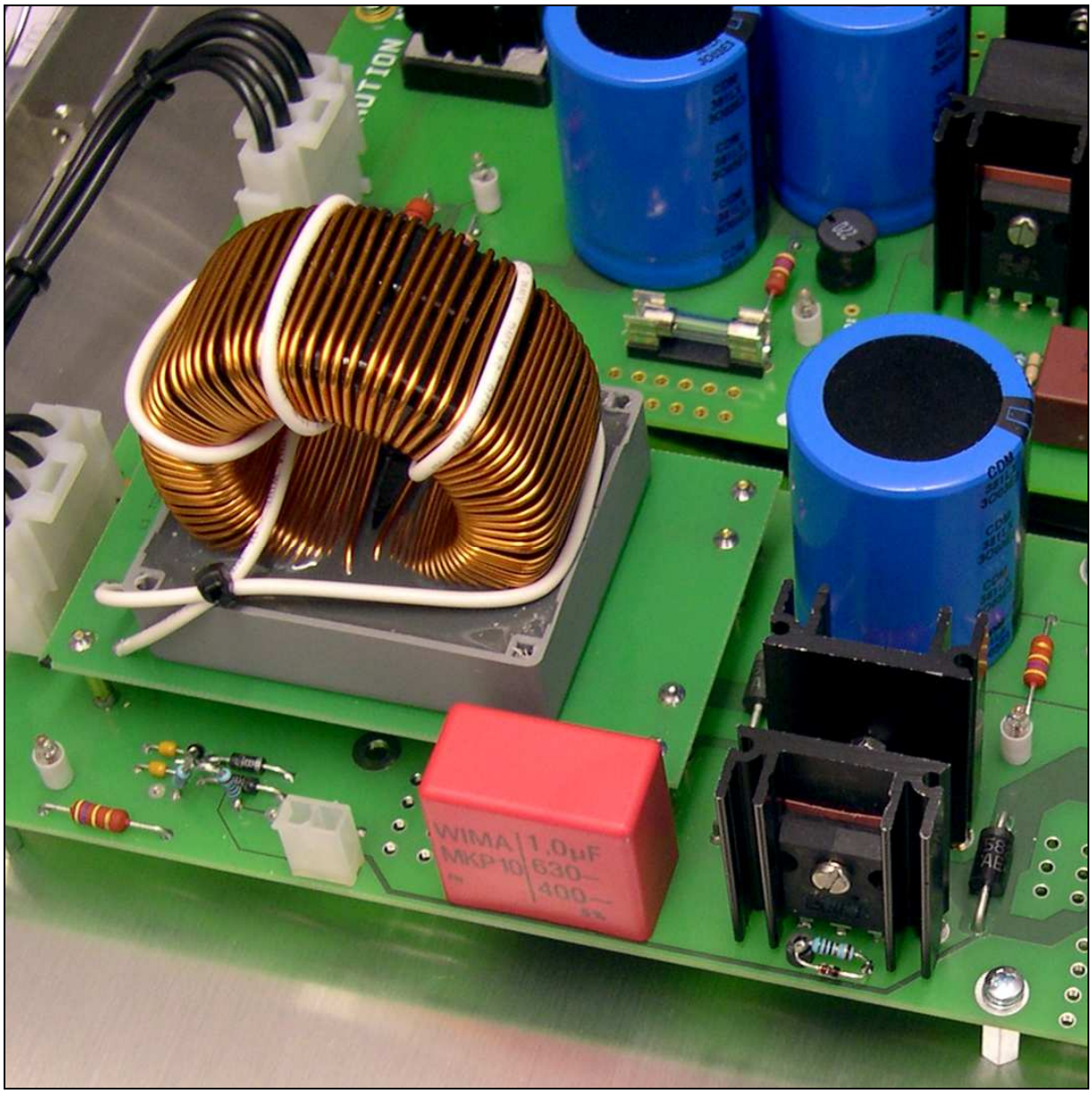
Der PFC-Vorregler SP2-085.

Von Henry Westphal



Der PFC-Vorregler SP2-085 1
Die Dokumentation des Entwurfsprozesses 3
Das prinzipielle Vorgehen 3
Allgemeine Festlegungen 5
Drossel L1: 5
Ausgangskondensator C3: 5
MOSFET Q1: 5
Freilaufdiode D2: 9
Current Sensing: 9
Peak Current Limit: 10
Multiplier Set-Up: 10
Multiplier Input Current: 10
Oscillator Frequency: 10
Current Error Amplifier Compensation: 10
Voltage Error Amplifier Compensation: 11
Feedforward Voltage Divider Filter Capacitors 11
Zusammenfassung der Anpassungen auf heutigen Baustein UC3854A nach Applikationsnote DN-44: 12
Inrush Diode: 12
Hilfsversorgung: 12
Spezifikation der PFC-Drossel: 13
Vorab-Inbetriebnahme am 01.08.2016 14
Zusammenfassung der durchgeführten Modifikationen 14
Zusammenfassung der Beobachtungen 14
Bestimmung der Windungszahl der Hilfswicklung 22
Inbetriebnahme mit der Speicherdrossel SP2-085-001 am 05.08.2016 23
Bestimmung der Resonanzfrequenz der Drossel 23
Betrieb im Leerlauf am Labornetzteil 23
Betrieb mit Last am Labornetzteil 23
Test und Modifikation der Strombegrenzung 24
Betrieb am Netz 25
Betrieb mit Versorgung aus der Hilfswicklung 26
Abbildungen 29
Danksagung 30

Die Dokumentation des Entwurfsprozesses

Das prinzipielle Vorgehen

Es wurde die Entscheidung getroffen, den ersten seinerzeit auf den Markt gekommenen PFC-Steuerbaustein UC3854 von Unitrode/TI zu verwenden. Die Innenschaltung des Bausteins ist so ausführlich dokumentiert, dass man mit diesem Baustein keine „Blackbox" vor sich hat und die innere Funktion des Bausteins sehr gut nachvollziehen kann.

Zu diesem Baustein gibt es eine sehr ausführliche und gut verständliche Beschreibung, in dem auch die zugrundeliegende Theorie sehr gründlich dargestellt wird. Diese Beschreibung ist unter der Dokumentennummer

SLUA-144 / U-134 „UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design"

auf der TI-Webseite abrufbar.

In diesem Dokument ist jedoch die initiale Version des Bausteins beschrieben, die heute nicht mehr erhältlich ist. Die heute erhältliche –A-Version hat einige kleine „Stolpersteine" der initialen Version behoben, ist also etwas einfacher anwendbar ist aber von der Funktion her identisch.

Für die Implementierung des Übergangs auf die –A-Version wurden die Dokumente

SLUA-172 / DN-392 „Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications"

und

SLUA-177 / DN-44 „UC3854A and UC3854B Advanced Power Factor Correction Control ICs"

verwendet.

Da der ausführlichen Beschreibung im Dokument SLUA-144 nichts hinzuzufügen ist, wird in diesem Text auf eine Beschreibung der Theorie und Funktionsweise der PFC-Schaltung verzichtet. In diesem Text werden lediglich die für den konkreten Entwurf spezifischen Sachverhalte dargestellt.

UNITRODE

U-134

APPLICATION NOTE

UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design

PHILIP C. TODD

ABSTRACT

This Application Note describes the concepts and design of a boost preregulator for power factor correction. This note covers the important specifications for power factor correction, the boost power circuit design and the UC3854 integrated circuit which controls the converter. A complete design procedure is given which includes the tradeoffs necessary in the process. This design procedure is directly applicable to the UC3854A/B as well as the UC3854. The recommendations in Unitrode Design Note DN-39 cover other areas of the circuit and, while not discussed here, must be considered in any design. This application note supersedes Application Note U- 125 "Power Factor Correction With the UC3854. "

INTRODUCTION

The objective of active power factor correction is to make the input to a power supply look like a simple resistor. An active power factor corrector does this by programming the input current in response to the input voltage. As long as the ratio between the voltage and current is a constant the input will be resistive and the power factor will be 1.0. When the ratio deviates from a constant the input will contain phase displacement, harmonic distortion or both and either one will degrade the power factor.

The most general definition of power factor is the ratio of real power to apparent power.

$$PF = \frac{P}{(Vrms \times Irms)} \quad \text{or} \quad PF = \frac{Watts}{V.A.}$$

Where P is the real input power and Vrms and Irms are the root mean square (RMS) voltage and current of the load, or power factor corrector input in this case. If the load is a pure resistance the real power and the product of the RMS voltage and current will be the same and the power factor will be 1.0. If the load is not a pure resistance the power factor will be below 1.0.

Phase displacement is a measure of the reactance of the input impedance of the active power factor corrector. Any amount of reactance, either inductive or capacitive will cause phase displacement of the input current waveform with respect to the input voltage waveform. The phase displacement of the voltage and current is the classic definition of power factor which is the cosine of the phase angle between the voltage and current sinusoids.

$$PF = \cos\theta$$

The amount of displacement between the voltage and current indicates the degree to which the load is reactive. If the reactance is a small part of the impedance the phase displacement will be small. An active power factor corrector will generate phase displacement of the input current if there is phase shift in the feedforward signals or in the control loops. Any filtering of the AC line current will also produce phase displacement.

Harmonic distortion is a measure of the non-linearity of the input impedance of the active power factor corrector. Any variation of the input impedance as a function of the input voltage will cause distortion of the input current and this distortion is the other contributor to poor power factor. Distortion increases the RMS value of the current without increasing the total power being drawn. A non-linear load will therefore have a poor power factor because the RMS value of the current is high but the total power delivered is small. If the non-linearity is small the harmonic distortion will be low. Distortion in an active power factor corrector comes from

Titelblatt der dem Entwurfsprozess zugrundeliegenden Applikationsnote

Allgemeine Festlegungen

Maximale Ausgangsleistung: 250W
(250W * 0,85 = 212W, ausreichend für 200W von SNT bei angenommen 85% Wirkungsgrad)

AC-Eingangsspannungsbereich: 80V..270V AC

Frequenz 47..65 Hz.

Output Voltage 390V DC (entsprechend Applikationsnote Seite 3-284)

Schaltfrequenz: 100kHz

Drossel L1:

Nach Seite 3-287 SLUA-144:

Ipk = 1,41 * 250 / 80 = 4,40A

Festlegung: Ripple 900mA.

D = 390V - 80V * 1,41 / 390V = 0,71
L = 80V * 1,41 / / 10E5 * 0,9A = 89 * 10 E-5 = 0,89mH

Festlegung:

L = 1mH
Ipk = 5,5A

Die Hilfswicklung ist zu einem späteren Zeitpunkt noch zu dimensionieren.

Ausgangskondensator C3:

Hold-Up bereits über Kondensatoren in SNT SP2-080 gewährleistet.
Mindestwert 0,2uF/W = 50uF, gewählt jedoch 390uF, da Gleichteil zu SNT

MOSFET Q1:

In Originalschaltung verwendeter MOSFET APT5025

Uds	500V
Id	23A
Rds on	250mOhm max.
Ciss	2380pF typ
Coss	522pF typ
Crss	196pF typ

Mögliche Auswahl VISHAY SILICONIX SiHG24N65E (Mouser)

Uds	650V
Id	24A
Rds on	145mOhm max.
Ciss	2740pF typ
Coss	122pF typ
Crss	4pF typ
TO-247	

Mögliche Auswahl VISHAY SILICONIX SiHG30N60E (Mouser)

Uds	600V
Id	29A
Rds on	125mOhm max.
Ciss	2600pF typ
Coss	138pF typ
Crss	3pF typ
TO-247	

Mögliche Auswahl VISHAY SILICONIX SiHG22N60E (Mouser)

Uds	600V
Id	21A
Rds on	180mOhm max.
Ciss	1920pF typ
Coss	90pF typ
Crss	6pF typ
TO-247	

Mögliche Auswahl STM STW28N60M2 (Mouser)

Uds	650V
Id	22A
Rds on	150mOhm max.
Ciss	1440pF typ
Coss	70pF typ
Crss	3pF typ
TO-247	

Mögliche Auswahl STM STW33N60M2 (Mouser)

Uds	650V
Id	26A
Rds on	125mOhm max.
Ciss	1781pF typ
Coss	85pF typ
Crss	2,5pF typ
TO-247	

Mögliche Auswahl IXYS IXKH 30N60C5 (Mouser)

Uds	600V
Id	30A
Rds on	125mOhm max.
Ciss	2500pF typ
Coss	120pF typ
Crss	2,5pF typ
TO-247	

Mögliche Auswahl STM STW35N60DM2 (Mouser)

Uds	600V
Id	28A
Rds on	110mOhm max.
Ciss	2400pF typ
Coss	110pF typ
Crss	2,8pF typ
TO-247	

Mögliche Auswahl STM **STW42N60M2-EP** (Mouser)

Uds	650V
Id	34A
Rds on	87mOhm max.
Ciss	2370pF typ
Coss	112pF typ
Crss	2,5pF typ
TO-247	

Es wurde entschieden, den **STW42N60M2-EP** einzusetzen, da er die für die vorliegende Anwendung beste Kombination der relevanten Parameter bietet.

Abschätzung der Verluste:

Vereinfachende Annahme: Durchlassstrom konstant 5A mit Tastverhältnis = 0,71

STW42N60M2-EP (zur Realisierung vorgesehen):

Abschätzung der Durchlassverluste:

P = 5A * 5A * 0,087R * 0,71 = 1,54W

Schaltverluste (nur Entladung Coss, keine Berücksichtigung externer Kapazitäten)

$P = W*f = ½\ CU^2 * f = 0,5 * 112pF * (400V)^2 = 10^5\ Hz = 0,896W$

Summe: 1,54W + 0,896W = 2,4W
(Erhöhung Rds on mit Temperatur vernachlässigt)

STW33N60M2 (zum Vergleich)

P = 5A * 5A * 0,125R * 0,71 = 2,22W
$P = W*f = ½\ CU^2 * f = 0,5 * 85pF * (400V)^2 = 10^5\ Hz = 0,68W$

Summe: 2,22W + 0,68W = 2,9W
(Erhöhung Rds on mit Temperatur vernachlässigt)

APT5025 (Original-Design aus SLUA-144, zum Vergleich)

P = 5A * 5A * 0,250R * 0,71 = 4,43W
P = W*f = ½ CU^2 * f = 0,5 * 522pF * $(400V)^2$ = 10^5 Hz = 4,18W
Summe: 4,43W + 4,18W = 8,6W
(Erhöhung Rds on mit Temperatur vernachlässigt)

Das ist die 3,6-fache Verlustleistung gegenüber 2,4W was mit einem heutigem MOSFET STW42N60M2-EP erreichbar ist.

Bei der späteren Inbetriebnahme zeigte es sich, das die Schaltverluste in Wirklichkeit deutlich höher als hier abgeschätzt sind. Der Grund dafür liegt darin, dass bei der hier durchgeführten Abschätzung die externen Kapazitäten nicht berücksichtigt wurden.

Auswahl des Kühlkörpers (für STW42N60M2-EP):

Sicherheitshalber wird von einer Verlustleistung von 4W ausgegangen.
(Erhöhung Rds on mit Temperatur, weitere Verlustquellen)

Die Umgebungstemperatur wird mit 55°C abgeschätzt.
Die Sperrschichttemperatur soll 125°C nicht überschreiten.

Damit ergibt sich der folgende Gesamt-Wärmewiderstand:

(125°C – 55°C) / 4W = 17,5°C/W

Wärmewiderstand Junction => case:	0,5°C/W
Wärmewiderstand Isolierscheibe (geschätzt)	0,5°C/W

Damit verbleibt für das Kühlelement:

17,5°C/W – 0,5°C/W – 0,5°C/W = 16,5°C/W.

Es wird das Kühlelement FISCHER SK 145/25 STS-220 mit 13,5°C/W ausgewählt.

Das Kühlelement wird mit der primärseitigen Masse verbunden, um die Abstrahlung von Störungen zu vermeiden.

Freilaufdiode D2:

Es wird eine SiC-Schottkydiode verwendet, um die Sperrerholverluste zu minimieren.

Mögliche Auswahl STM STPSC20065DY (Mouser)

650V
20A
Uf ca. 1,0V bei 5A
Sperrkapazität ca. 100pF bei 400V
TO-220

Mögliche Auswahl STM STPSC12065DY (Mouser)

650V
12A
Uf ca. 1,15V bei 5A
Sperrkapazität ca. 50pF bei 400V
TO-220

Mögliche Auswahl INFINEON IDW20G65C5 (Mouser)

650V
20A
Uf ca. 1,1V bei 5A
Sperrkapazität ca. 80pF bei 400V
TO-247

Die STPSC12065DY scheint am besten geeignet.

Es wird ebenfalls das Kühlelement FISCHER SK 145/25 STS-220 mit 13,5°C/W ausgewählt.

Current Sensing:

Bei der hier vorgesehenen Verwendung des Bausteins UC3854A sind keine Clamp-Dioden am Current-Sensing-Eingang mehr notwendig, da diese bereits integriert sind.

Es wird die Stromerfassung mit einem Shunt aus dem Referenzdesign übernommen:

Max. Verlustleistung an Rs: 5A * 5A * 0,25 Ohm * 0,71 = 4,4W

Ausgewählt:
Induktionsarmer Metallbandwiderstand
VISHAY DALE LVR05R2500FS73 0R25 1% 5W (Mouser)

Peak Current Limit:

Das Limit wird auf 5,4A gesetzt.

Spannungsabfall an Rs: 0,25 Ohm * 5,4A = 1,35V
Strom durch Rpk2 soll dann ungefähr 1mA sein.
Es wurde 1,35V/1K8 = 0,75mA gewählt.

Die in der Applikationsnote vorgefundene Formel brachte unsinnige Ergebnisse. (Widerspruch zu Applikationsschaltung)

Daher wurde ein inhaltlich abgeleitetes alternatives Berechnungsverfahren angewendet:

Beim Einsatzpunkt der Begrenzung fließt 0,75mA durch Rpk2.
Es soll daher auch 0,75mA durch Rpk1 fließen: 7,5V / 0,75mA = 10kOhm.
(Übereinstimmung mit Applikationsschaltung)

Für den Tiefpass wird C6 mit 100pF entsprechend der Applikationsschaltung dimensioniert.

Multiplier Set-Up:

Dimensionierung entsprechend Applikationsnote

RFF1 muss aus zwei Widerständen zusammengesetzt werden, um die nötige Spannungsfestigkeit (400V) zu erreichen:

Es werden jeweils 2 Metallfilmwiderstände MRS25 (350V, 1%, Farnell) in Serie geschaltet.

422K + 487K = 909K.
Abweichung zu 910K ist –0,11%

387K + 332K = 619K
Abweichung zu 620K ist –0,16%

Multiplier Input Current:

Dimensionierung entsprechend Applikationsnote

Oscillator Frequency:

Dimensionierung entsprechend Applikationsnote

Current Error Amplifier Compensation:

Dimensionierung entsprechend Applikationsnote

Voltage Error Amplifier Compensation:

Dimensionierung entsprechend Applikationsnote

Es werden jeweils 2 Metallfilmwiderstände MRS25 (350V, 1%, Farnell) in Serie geschaltet.

RV1 wird aus 2 x 255K = 510K gebildet.
Abweichung zu 511K ist –0,2%

Feedforward Voltage Divider Filter Capacitors

Dimensionierung entsprechend Applikationsnote

Zusammenfassung der Anpassungen auf heutigen Baustein UC3854A nach Applikationsnote DN-44:

(1)
Diode zum Clampen des Ausgangs VA Out entfällt.

(2)
Diode zum Clampen C/A Out enfällt

(3)
Widerstand RB1 entfällt

(4)
Widerstand von VCC zum Eingang des Current-Amplifiers entfällt

(5)
Schottkydioen-Clamp am Eingang PKLMT entfällt

(6)
Anpassung RVD an neue Referenzspannung 3V:

An RVI (510K) fällt im ausgeregelten Zustand 390V – 3V = 387V ab.
Damit fließt 387V / 510K = 0,7588mA durch RVI und RVD.
RVD (R22) ist dann: 3V / 0,7588mA = 3,953kOhm => Normwert 3K92
Abweichung: +0,85%
Damit Worst-Case mit Berücksichtigung der Toleranz der Referenzspannung +3,33% mit 1%-Widerständen: 390V + 0,85% + 2% +3,33% = 414V.

Daher wird der Wert 4K02 vorgesehen:

3V / 4K02 = 0,7462mA => 0,7462mA * /4K02 + 510K) = 383,7V.

383,7V + 2% + 3,33% = 404,3V.

Inrush Diode:

Beim initialen Aufladen der Ausgangskapazität nach dem Einschalten kann es zur Sättigung der Speicherdrossel kommen, beim dann folgenden Einschalten des MOSFEs wird dieser dann zerstört.

Es wird eine Diode 1N5408 vorgesehen. (Quelle: Applikationsschrift Infineon ICE3PCSxx)

Diese Diode zeichnet sich durch eine besonders gute Impuls-Strombelastbarkeit aus. Das sehr langsame Sperrerholverhalten spielt an dieser Stelle keine Rolle.

Die 1N5408 (Fairchild, Mouser) hat die folgenden Kenndaten

1000V
I dauer = 3A
I Puls = 200A

Hilfsversorgung:

Es wird das Konzept aus der Design-Note UNITRODE DN-44 übernommen.
Hierbei erfolgt in C15 und C16 stets eine Addition der positiven und der negativen Teile der Kurvenform der Ausgangsspannung der Sekundärwicklung auf der Drossel.

Damit wird die 100Hz-Welligkeit dieser Spannung nahezu kompensiert und die Spannung ist von der Netzspannung unabhängig.

Die maximale Spannung über der Drossel tritt bei allen Netzspannungen im Nulldurchgang auf, sie ist gleich der Ausgangsspannung von nominell 383V.

Die Versorgungsspannung des UC3854 soll zwischen 12V und 16V liegen.
Es wird 14V + 1,2V (für Spannungsabfall an den Schottkydioden) = 15,2V als Zielwert vorgesehen.
Da es sich um eine Spannungsverdopplerschaltung handelt muss die Wicklung maximal 7,6V (pk) abgeben.

Damit ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis von 383V / 7,6V = 1 zu 50.

Dieses Verhältnis ist in der Praxis ggf. nicht mit ausreichendem Kopplungsgrad zu realisieren.

Daher wird als „Fallback" noch ein Spannungsregler als Bestückungsoption vorgesehen. Die nominelle Ausgangsspannung dieses Reglers ist 14V.

Mit D7 und D303 wird verhindert, das der Startup der Schaltung durch den Eigenstromverbrauch des Spannungsreglers verhindert wird.

Für das initiale Testen der Schaltung wird über J2 eine externe Versorgungsspannung aus einem Labornetzteil eingespeist. Hierbei wird die Schaltung über einen Trenntrafo mit dem Netz verbunden.

Spezifikation der PFC-Drossel:

Teilenummer: SP2-085-001

1mH
5,5A
Hilfswicklung mit Ü= 1/50
Ringkern mit offenem Aufbau, damit man die Hilfswicklung ggf. abändern kann.
100kHz

Die Drossel wurde von der Firma Pechan konstruiert und gefertigt.

Vorab-Inbetriebnahme am 01.08.2016

Die endgültige Speicherdrossel SP2-085-001 war zum Zeitpunkt des Tests noch nicht geliefert. Es wurde daher zunächst eine Drossel BOURNS 2300LL-102-V-RC (1mH 3,5A, Katalogware von Mouser) verwendet.

Zusammenfassung der durchgeführten Modifikationen

Es zeigten sich zunächst starke Oszillationen im Bereich um 50MHz beim Einschalten des MOSFETs. Diese wurden durch die Vorschaltung von zwei Ferritperlen WE 742 70011 (digikey 732-3988-ND) direkt am Gate-Anschlusspin und die Erhöhung des Gate-Vorwiderstandes von 20 Ohm auf 51 Ohm gedämpft. Um den Ausschaltvorgang damit nicht zu stark zu verlangsamen wurde eine Diode 1N4148 parallel zum Gate-Vorwiderstand geschaltet. (Kathode treiberseitig)

Zusammenfassung der Beobachtungen

Es wurde eine externe Hilfsversorgung von 17V aus einem Labornetzteil über J2 eingespeist.
Der Leistungseingang wurde zunächst mit einer Eingangsspannung von 40V aus einem Labornetzteil gespeist.

Der Wandler wurde hierbei zunächst ohne externe Last betrieben.

Die internen Verbraucher sind hierbei der Entladewiderstand R7 und der Glimmlampen-Vorwiderstand R8.

Die Ausgangsspannung ist 390V.
An R7 ergibt sich eine Verlustleistung von 1,5W
An R8 und an der Glimmlampe ergibt sich eine Verlustleistung von 0,2W.
Damit wurde aus dem Ausgang des Wandlers eine Leistung von 1,7W entnommen.

Die Versorgungsspannung war 40,9V. (Messung mit Spannungsanzeige Labornetzteil)
Der Versorgungsstrom war 0,12A (Messung mit Stromanzeige Labornetzteil)
Damit nahm der Wandler eine Leistung von 4,9W auf.

Die Verluste sind damit 4,9W – 1,7W = 3,2W.

Diese Verluste entfallen zum größten Teil auf den MOSFET, was an der Erwärmung des Kühlkörpers deutlich zu erkennen ist.

Im Moment des Einschaltens liegt über dem MOSFET die Ausgangsspannung von 390V an.
Damit werden die folgenden Kapazitäten entladen:

Coss des MOSFETs Q1:	100pF (aus Datenblatt STW42NM60M2-EP, bei 400V)
Sperrkapazität Diode D2	70pF (aus Datenblatt STPSC12065DY, bei 400V)
Parallelkapazität L1:	40pF (aus Messung Eigenresonanz Drossel Bourns 2300LL-102-V-RC*)
Kapazität Drain Q1 zu Kühler (an FGND):	42pF (Messung an unmontierter MOSFET/Kühler-Kombination)
Kapazität Anode D1 zu Kühler (an FGND):	38pF (Messung an unmontierter MOSFET/Kühler-Kombination)
Tastkopf	10pF (Schätzung)
sonstige Schaltkapazitäten:	30pF (Schätzung)
Summe:	330pF

*Messung wie folgt:
Es wurde eine zweite Wicklung mit 3 Windungen aus Litze AWG24 lose auf den Ringkern aufgebracht. An diese Wicklung wurde ein Funktionsgenerator angeschlossen. In die Nähe der Anschlüsse der Hauptwicklung wurde ein Tastkopf 1 zu 1 gebracht. Der Tastkopf wurde jedoch nicht angeschlossen, es wurde rein berührungslos gemessen. Am Funktionsgenerator (Sinus) wurde die maximale Amplitude eingestellt und die Frequenz variiert. Es zeigte sich ein deutlich erkennbarers Spannungsmaximum bei 800kHz. Mit der Beziehung $C = (0,16)^2 / (f^2 * L) \Rightarrow (0,16)^2 / ((800kHz)^2 * 1mH)$ folgt eine Kapazität von 40pF.

Bei 390V wird in 330pF die folgende Energie gespeichert:

$W = ½ CU^2 = 2,50 * 10^{-5}$ Ws

Diese Energie wird beim Einschalten im Kanal des MOSFETs in Wärme umgewandelt.

Bei einer Schaltfrequenz von 100kHz entsteht die folgende Verlustleistung:

$2,50 * 10^{-5}$ Ws $* 10^5$ 1/s = 2,50W.

Die Verluste an der Diode wurden aufgrund der Erwärmung des Kühlers auf ca. 0,5W abgeschätzt.

Damit ergibt sich eine Verlustleistung von 2,50W + 0,5W = 3,0W.
Die tatsächliche Verlustleistung ist 3,2W.

Es verbleibt eine Differenz von 3,2W – 2,93W = 0,2W, die nicht zugeordnet werden kann und die ggf. auf Mess- oder Abschätzungsfehler zurückzuführen ist.

Die Übereinstimmung ist jedoch hinreichend gut um das zuvor aufgebaute Erklärungsmodell als zutreffend anzunehmen.

Die Schaltverluste durch das Entladen der zu vor aufgeführten Kapazitäten sind von der Ausgangsleistung des Wandlers unabhängig.

Um zu verifizieren, dass die Schaltverluste tatsächlich durch den beschriebenen Verlustmechanismus dominiert werden, wurde eine erneute Messung durchgeführt, bei der der Wandlerausgang mit 10kOhm, entsprechend einer Verlustleistung von 15,2W bei 390V, belastet wurde.

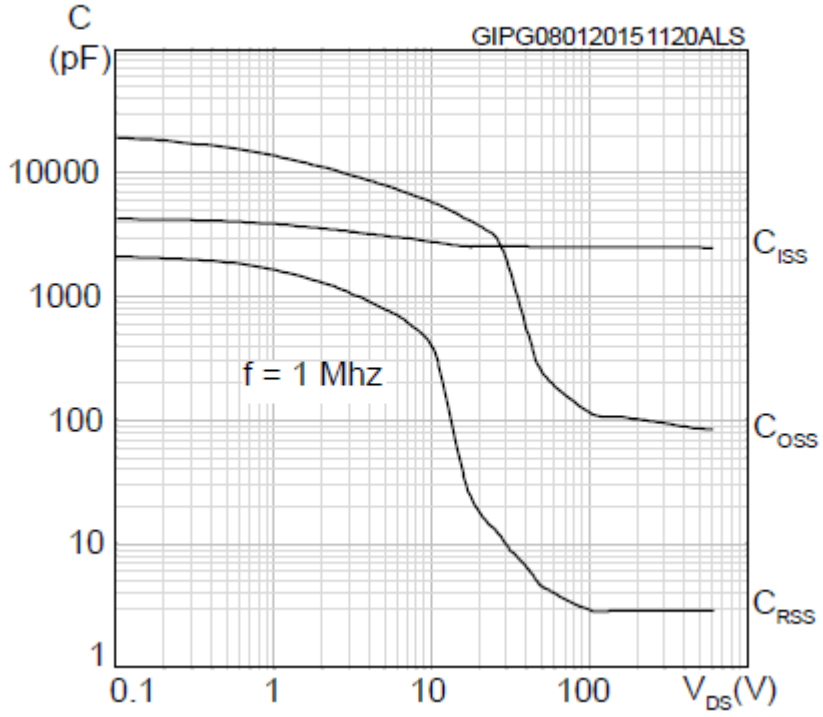
Es wurde eine Leistung von 40,9V * 0,48A = 19,6W aufgenommen (Anzeigen Labornetzteil)
Es wurde eine Leistung von 1,7W (interne Verbraucher R7 und R8/DS2) sowie eine Leistung von 15,2W (externer Widerstand) entnommen. Es verbleibt eine Verlustleistung an den Halbleitern des Wandlers von 19,6W – 1,7W – 15,2W) = 2,7W.

Dieser Wert stimmt im Rahmen der Messgenauigkeit mit dem zuvor ermittelten Wert für die Verlustleistung im Leerlauf überein, womit die zuvor aufgestellte These der Entstehung der Verluste weiter gestützt wird.

Weiterhin wurde der Anstieg der Spannung am Drain von Q1 nach dem Sperren von Q1 beobachtet. Hier fiel zunächst eine unerwartet langsamer Anstieg der Spannung auf. Insbesondere zu Beginn des Anstiegs erfolgt dieser sehr langsam. 600ns nach dem Beginn des Sperrens ist erst eine Spannung von 40V erreicht. Danach erfolgt ein recht steiler Anstieg, nach 800ns ist ca. 300V erreicht. Ab ca. 300V flacht sich der Anstieg wieder etwas ab.

Dieses Verhalten ist in der Nichtlinearität der Kapazität Coss von Q1 und der Sperrkapazität von D1 begründet.

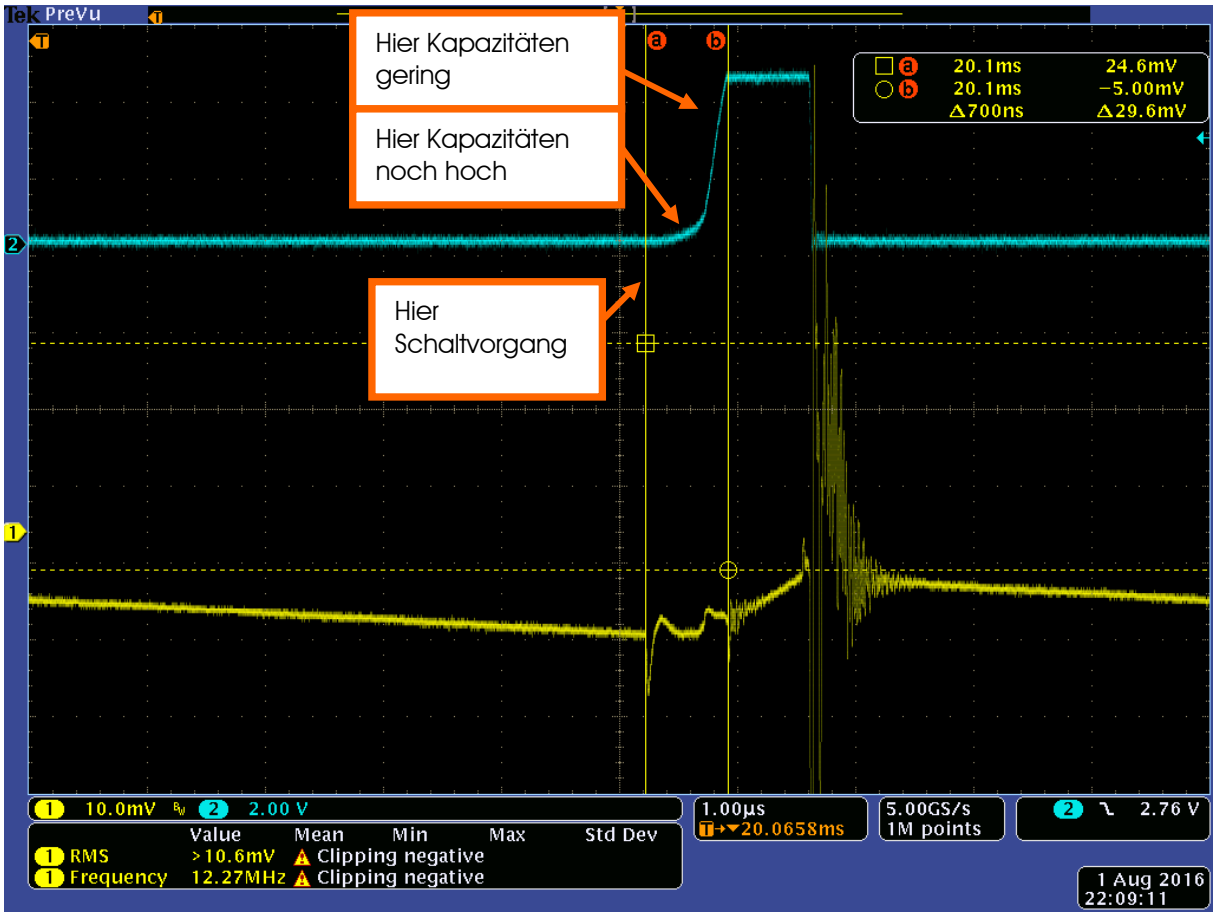
Figure 10: Capacitance variations



Auszug Datenblatt STPSC12065DY

Im Moment des Sperrens erreicht der Strom durch L1 seinen Höchstwert von 0,312A.
Dieser Strom fließt nun in Coss von Q1 und die Sperrkapazität von D1. Die Summe dieser Kapazitäten erreicht zunächst etwa 20nF, womit der Spannungsanstieg nur langsam erfolgt. (Laden der Kapazitäten aus der als Konstantstromquelle wirksamen Drossel) Damit nimmt aber auch der Strom durch die Drossel nur wenig ab. Mit steigender Aufladung nimmt die Kapazität der Halbleiter ab, besonders drastisch nach dem Erreichen von ungefähr 30..40V. Damit nimmt die Spannung am Drain nun rasch zu. Bei immer weiter ansteigender Spannung am Drain wird der Drossel pro Zeiteinheit immer mehr Energie entzogen. Damit nimmt der Strom rascher ab. Dies erklärt den an 300V sich wieder verzögernden Anstieg der Spannung. Die Kapazitäten bleiben in diesem Spannungsbereich konstant, während der Strom abnimmt.

An zwei Bereichen des ansteigenden Spannungsverlaufes am Drain (0..40V und 100..300V) wurde die Steigung du/dt abgeschätzt und mit der Beziehung $du/dt = i / C$ verglichen. Hierbei ergab sich in beiden Fällen hinreichende Übereinstimmung.



Blau: Spannung Drain Q1 200V / DIV
Gelb: Strom an TP2 0,4A/DIV

Bei höherem Strom nimmt die Anstiegszeit der Spannung am Drain deutlich sichtbar ab.

Der Wandler wurde mit einer Ausgangsleistung von 46W (Last 3,3kOhm) längere Zeit betrieben.
Die Umgebungstemperatur betrug 28°C.
Der Kühlkörper von Q1 hatte eine Temperatur von 70°C an der heißesten Stelle.
Der Kühlkörper von D1 hatte eine Temperatur von 43°C an der heißesten Stelle.

Es wurde eine Leistung von 40,9V * 1,26A = 51,5W aufgenommen (Anzeigen Labornetzteil)
Es wurde eine Leistung von 1,7W (interne Verbraucher R7 und R8/DS2) sowie eine Leistung von 46,1W (externer Widerstand) entnommen. Es verbleibt eine Verlustleistung an den Halbleitern des Wandlers von 51,5W – 1,7W –46,1W) = 3,7W. Dies entspricht einem Wirkungsgrad von 93%.
Man erkennt, dass zu den Schaltverlusten nun auch noch Durchlassverluste hinzukommen.

Der Spitzenwert des Stroms durch L1 betrug 3,8A, der Minimalwert des Stroms betrug 2,68A, die Stromwelligkeit ist damit 1,12App.

Der Wandler wurde am Stelltrafo mit einer sinusförmigen Eingangsspannung betrieben.

Hierbei fiel auf, dass der Wandler in einem bestimmten Amplitudenbereich in der Nähe des Nulldurchgangs eine Unterschwingung des Regelkreises zeigte. Hierbei war jeder zweite Puls so kurz, dass am Drain von Q1 die Ausgangsspannung nicht erreicht wurde. Der dann folgende Puls war dann dagegen länger, als es bei der erwarteten Funktion des Regler der Fall wäre. Faktisch halbierte sich die Schaltfrequenz und verdoppelte sich der Stromripple.

Dieses Verhalten soll nun begründet werden:

Bei dem zuvor beschriebenen breiten Puls wird so viel Energie an den Ausgang abgegeben, dass der Strom durch L1 deutlich zurückgeht. Bei dem dann folgenden Puls dauert der Spannungsanstieg (Aufladung der Kapazitäten geht proportional mit dem Strom durch L1 schneller) so lange, dass die Ausgangsspannung innerhalb der Pulsdauer nicht erreicht wird, somit keine Energie an den Ausgangskreis abgegeben wird. Die bis zum Ende des Pulses in die Kapazitäten parallel zum Drain von Q1 eingebrachte Energie wird beim Ende des Pulses (erneutes Durchschalten von Q1) in Wärme umgewandelt. Der Strom in L1 geht während dieses Pulses kaum zurück, so dass der Anstieg des Stromes dann von einem bereits hohen Wert aus weiter erfolgt. Beim dann folgenden Puls erfolgt der Anstieg der Spannung bereits so rasch, dass eine hinreichende Energieübertragung in den Ausgangskreis erfolgt.

Regelungstechnisch gesehen kann man formulieren, dass sich für Pulse unterhalb der Anstiegszeit eine Verstärkung des Regelkreises von nahe Null einstellt. (Stromabnahme deutlich unterproportional zur Pulsdauer) Dieser Fall tritt bei geringen Strömen auf. Mit dann steigenden Strömen nimmt auch die Verstärkung zu, da die Energieabgabe überproportional mit der Zeit zunimmt (Wirkung der nichtlinearen Kapazitäten) Mit noch weiter ansteigenden Strömen nimmt dann die Verstärkung wieder ab, da die Anstiegsdauer dann gegenüber der Dauer der Energieabgabe in den Ausgangskreis ist.

Man hat also ein Maximum der Verstärkung in dem beschriebenen Bereich, das zu der beobachteten Instabilität des Reglers führt.

Nach derzeitiger Einschätzung ist dieses Verhalten unschädlich, dies muss aber noch mit der endgültigen Dimensionierung der PFC bei Betrieb unter Volllast verifiziert werden.

Es zeigte sich bei der praktischen Erprobung, dass das beobachtete Verhalten unschädlich ist. Es tritt (bei üblichen Netz-Eingangsspannungen) nur dann sehr kurzzeitig auf, wenn der Strom ohnehin weit unter dem Scheitelwert liegt.



Blau: Spannung Drain Q1 200V / DIV
Gelb: Strom an TP2 0,4A/DIV

Erwartetes Verhalten



Blau: Spannung Drain Q1 200V / DIV
Gelb: Strom an TP2 0,4A/DIV

Instabiles Verhalten



Blau: Spannung Drain Q1 20V / DIV
Gelb: Dreieckspannung/ Plus-Eingang PWM-Comparator (UC3854 Pin 14) 2V/DIV
Violett: Ausgangsspannung Strom-Regelverstärker / Minus-Eingang PWM-Comparator (UC3854 Pin 3) 2V/DIV

Hinweis: Nullpunkt und Skalierung beider Comparator-Eingangssignale (Gelb und Violett) liegen exakt übereinander.

Instabiles Verhalten

Bestimmung der Windungszahl der Hilfswicklung

(04.08.2016)

Die Windungszahl der PFC-Drossel ist 80

Es soll eine Spannung von 15Vpp aus der Hilfswicklung entnommen werden.
Die Spannung über der Drossel ist 390Vpp

Damit werden 15/390 * 80 = 3 Windungen benötigt.

Die Hilfswicklung wird nicht mit Lackdraht, sondern mit AWG24-Litze mit dickem Isolationsmantel (600V-Ausführung) gewickelt, um die Kapazität zwischen Haupt-und Hilfswicklung nicht zu groß werden zu lassen.

Inbetriebnahme mit der Speicherdrossel SP2-085-001 am 05.08.2016

Bestimmung der Resonanzfrequenz der Drossel

Es wurde an der von Pechan gelieferten Speicherdrossel SP2-85-001eine Resonanzfrequenz von 880kHz gemessen. Damit liegt die Parallelkapazität ungefähr bei 40pF, ähnlich wie bei der zuvor verwendeten Bourns-Drossel.

Betrieb im Leerlauf am Labornetzteil

Der Wandler wurde erneut im Leerlauf am Labornetzteil betrieben. Die Leistungsaufnahme war exakt identisch zu der bereits getesteten Version mit der Bourns-Drossel. Es wurde bereits hergeleitet, dass die Verlustleistung am MOSFET im Leerlauf bei ungefähr 2,5W liegt.

Mit dieser Abschätzung der Verlustleistung wird der Thermische Widerstand des Kühlelements über eine Temperaturmessung abgeschätzt, um bei späteren Tests über eine erneute Temperaturmessung die Verlustleistung am MOSFET einschätzen zu können.

Die mit dem Thermoelement gemessene Umgebungstemperatur betrug 27,7°C
Nach einiger Betriebszeit stellte sich direkt oberhalb der Oberkante des MOSFET-Gehäuses eine Temperatur von 51,5°C ein.

Damit ergibt sich der folgende thermische Widerstand: 51,5°C – 27,7°C / 2,5W = 9,5°C/W.

Betrieb mit Last am Labornetzteil

Die Ausgangsspannung betrug 381V. Dies ist 2,3% unterhalb der als Berechnungsgrundlage vorgesehenen Spannung von 390V. Diese Abweichung ist mit der Toleranz der Referenzspannung von 1% und mit der Toleranz der Teilerwiderstände von 1% sowie der Abweichung des Teilerverhältnisses vom idealen Wert durch die Stufung der verwendeten Normwerte zu erklärbar.

Es wurden jeweils zwei Labornetzteil-Ausgänge parallel geschaltet und zwei Netzteile mit parallel geschalteten Kanälen in Serie geschaltet.

Als Last wurden 3 Widerstände mit je 3,3kOhm parallel geschaltet.

Ausgangsspannung: 381V
Ausgangsstrom: 0,349A => Ausgangsleistung 133W

Eingangsspannung: 83,4V
Eingangsstrom: 1,70A => Eingangsleistung 141,8W

Verlustleistung an den internen Verbrauchern: (Entladewiderstand, Glimmlampe mit Vorwiderstand) 1,7W

Damit gesamte Ausgangsleistung des Wandlers: 133W + 1,7W = 134,7W.

Damit Verluste im Wandler selbst: 141,8W – 134,7W = 7,1W.

Diese Verluste teilen sich ungefähr wie folgt auf:

Schaltverluste am MOSFET (Entladung Drain-Source-Kapazität):	2,5W	
Durchlassverluste MOSFET (1,7A^2 * 0,076 Ohm * 1,5 (Tj ca. 80°C)		0,33W
Durchlassverluste Shunt (1,7A^2 * 0,25 Ohm)		0,7W
Durchlassverluste Diode (1,7A * 0,9V * 80 / (300 + 80)	0,32W	
Summe:		3,85W

Es verbleibt eine Verlustleistung von 7,1W – 3,85W = 3,25W, die keine der oben genannten Verlustquellen zugeordnet werden kann.

Da sich die Drossel überhaupt nicht erwärmt und sich der Ausgangselko nur sehr geringfügig erwärmt wird davon ausgegangen, dass die noch nicht zugeordneten Verluste hauptsächlich während der Übergangszustände beim Schalten des MOSFETs auftreten, bei denen schon Strom durch den MOSFET fließt, während noch eine Spannung über ihm vorhanden ist.

Es wurden nach längerem Betrieb die folgenden Temperaturen gemessen:

Kühlkörper MOSFET:	82°C	Verlustleistung mit 9,5°C/W ist 5,8W
Kühlkörper Diode:	48°C	Verlustleistung mit 9,5°C/W ist 2,2W

Die Summe der Verlustleistungen nach obiger Abschätzung ist 8,0W, was recht gut mit der zuvor ermittelten Verlustleistung für den gesamten Wandler übereinstimmt. Außer am Shunt ist nur an den Kühlkörpern von MOSFET und Diode eine signifikante Erwärmung festzustellen.

Es ergibt sich damit ein Wirkungsgrad von 134,7W / 141,8W = 95,0%.

Der Wirkungsgrad in der realen Anwendung ist besser, da das mittlere Verhältnis von der Eingangs- zur Ausgangsspannung ausgeglichener ist, da die mittlere Eingangsspannung deutlich höher als 80V ist.

Test und Modifikation der Strombegrenzung

Da die PFC nur mit Spannungen bis hinab zu 230V – 15% = 195V betrieben werden soll, reicht es aus, den Strom auf 3A zu begrenzen, anstelle des ursprünglich vorgesehenen Wertes von 5,5A. Damit wird die Belastung des Wandlers bei möglichen Störfällen reduziert.

Gemäß der Formel aus dem Datenblatt ist Rpk 2 (R12):

Vrs * Rpk 1 / Vref = 3A * 0,25 Ohm * 10kOhm / 7,5V = 1kOhm.

Zum vorhandenen Widerstand R12 mit 1,8kOhm wird ein weiterer Widerstand mit 2,2kOhm parallel geschaltet, um den gewünschten Wert 1kOhm zu erreichen.

Der Wandler wurde mit 80V aus den Labornetzteilen versorgt. Die Last wurde auf 412 Ohm reduziert. Es zeigte sich ein Einsetzen der Strombegrenzung bei 3,2A.



Gelb: Drain Q1 100V/DIV
Blau: Spannung über Shunt 0,25 Ohm (Strom im Einsatzpunkt 3,2A) 0,5V/DIV

Man erkennt, dass nach dem Einsatz der Strombegrenzung so viel Energie in den Ausgangskreis abgegeben wird, dass es einige Perioden braucht, bis sich wieder ein Strom aufgebaut hat, der die Strombegrenzung erneut triggert.

Es baut sich dadurch eine Unterschwingung zur Schaltfrequenz auf.
Dieses Verhalten ist erwartbar und stellt keine Einschränkung dar.

Betrieb am Netz

Aus Sicherheitsgründen wurde die PFC über einen Trenntrafo betrieben.
Es wurde der Gleichrichter auf der SP2-080-Netzteilbaugruppe verwendet.

Als Last wurden 6 Widerstände 3,3kOhm parallel geschaltet, was einem Gesamtwiderstand von 550 Ohm entspricht.

Mit dem DMM wurde eine Spannung von 376,8V am Ausgang gemessen. Dieser Spannungswert weicht von dem Spannungswert bei DC-Speisung ab, da sich ein 100Hz-Ripple auf der Ausgangsspannung befindet.

Der Eingangsstrom am Netzeingang wurde mit einer Halleffekt-Stromzange gemessen. Der Eingangsstrom war näherungsweise sinusförmig, in der Netzspannung vorhandene Abweichungen von der Sinusform (verursacht durch Stelltrafo und Trenntrafo) wurden im Stromverlauf nachgebildet. Der Effektivwert des Stroms betrug ca. 1,23A. (Abschätzung basierend auf Peak-to-Peak-Wert,

Genauigkeit des Stromsensors in dem hier gemessenen Strombereich fraglich) Die Netzspannung betrug 231V eff. Damit wurde eine Leistung von ca. 284W aus dem Netz aufgenommen.

Die Ausgangsleistung betrug ca. 258W. (Ohne Berücksichtigung der Widerstandstoleranz)

Man erkennt eine Verlustleistung von 26W, die unrealistisch ist und auf einen Messfehler beim Strom hindeutet. An den NTC-Widerständen und am Gleichrichter auf der SP2-080-Leiterplatte entsteht eine Verlustleistung von ca. 8W.

Die Temperatur des Kühlkörpers des MOSFETs betrug 60°C. Mit einem angenommenen Rth von 9,5°C/W entspricht dies einer Verlustleistung von ca. 3,5W am MOSFET.

Es wurden nun 8 Widerstände 3,3kOhm als Last parallel geschaltet. Der Gesamtwiderstand ist dann 412,5 Ohm.

Die Ausgangsspannung betrug 372V.

Damit ergibt sich, ohne Berücksichtigung der Widerstandstoleranzen, eine Ausgangsleistung von 335W.

Der aus dem Peak-to-Peak-Wert abgeschätzte Effektivwert des Eingangsstroms betrug 1,52A. Die Netzspannung betrug ca. 230V. Damit wurde eine Leistung von ca. 350W aufgenommen.

Die Netzspannung wurde mit dem Stelltrafo schrittweise reduziert. Beim Unterschreiten von ca. 165V erkennt man den Einsatz der Strombegrenzung. Das Signal an TP2 (Spannung über Shunt) zeigt den Einsatz der Strombegrenzung bei 3,3A und einen Mittelwert des Stroms von ca. 2,9A in dem Zeitraum, in dem die Strombegrenzung einsetzt. Gleichzeitig erkennt man am Eingangsstrom, das dessen Sinusform beim Erreichen von ca. 2,88A „abgeschnitten" wird.

Der Wandler wird längere Zeit mit einer Last von 412,5 Ohm und einer Netzspannung von 160V betrieben.

Die Temperatur am Kühlkörper des MOSFET beträgt ca. 82°C.
Die Temperatur am Kühlkörper der Diode beträgt ca. 56°C.
Die Drossel zeigt überhaupt keine Erwärmung.
Der Ausgangselko erwärmt sich auf c. 35°C.

Betrieb mit Versorgung aus der Hilfswicklung

Zunächst wurde die Stromaufnahme des Controller-Teils bei einer Versorgung mit 16,5V aus dem Labornetzteil während des realen Betriebs des Wandlers gemessen. Es zeigte sich eine Stromaufnahme von 18mA.

Anschließend wurde die Hilfswicklung angeschlossen und zunächst R2 einseitig (an der Verbindung zu TP6) aus der Schaltung genommen. An das offene Ende von R2 wurde dann ein Widerstand 750R nach FGND angeschlossen, der den Stromverbrauch des Controllers simuliert. (16,5V / 18mA = 916 Ohm, 750 Ohm + 100 Ohm = 850 Ohm) Es zeigte sich eine Spannung von ca. 18V von TP5 nach FGND, die aber in den Nulldurchgängen der Netzspannung kurzzeitig unterbrochen war.

Im Leerlauf zeigte sich dagegen eine Spannung von ca. 40V an TP5

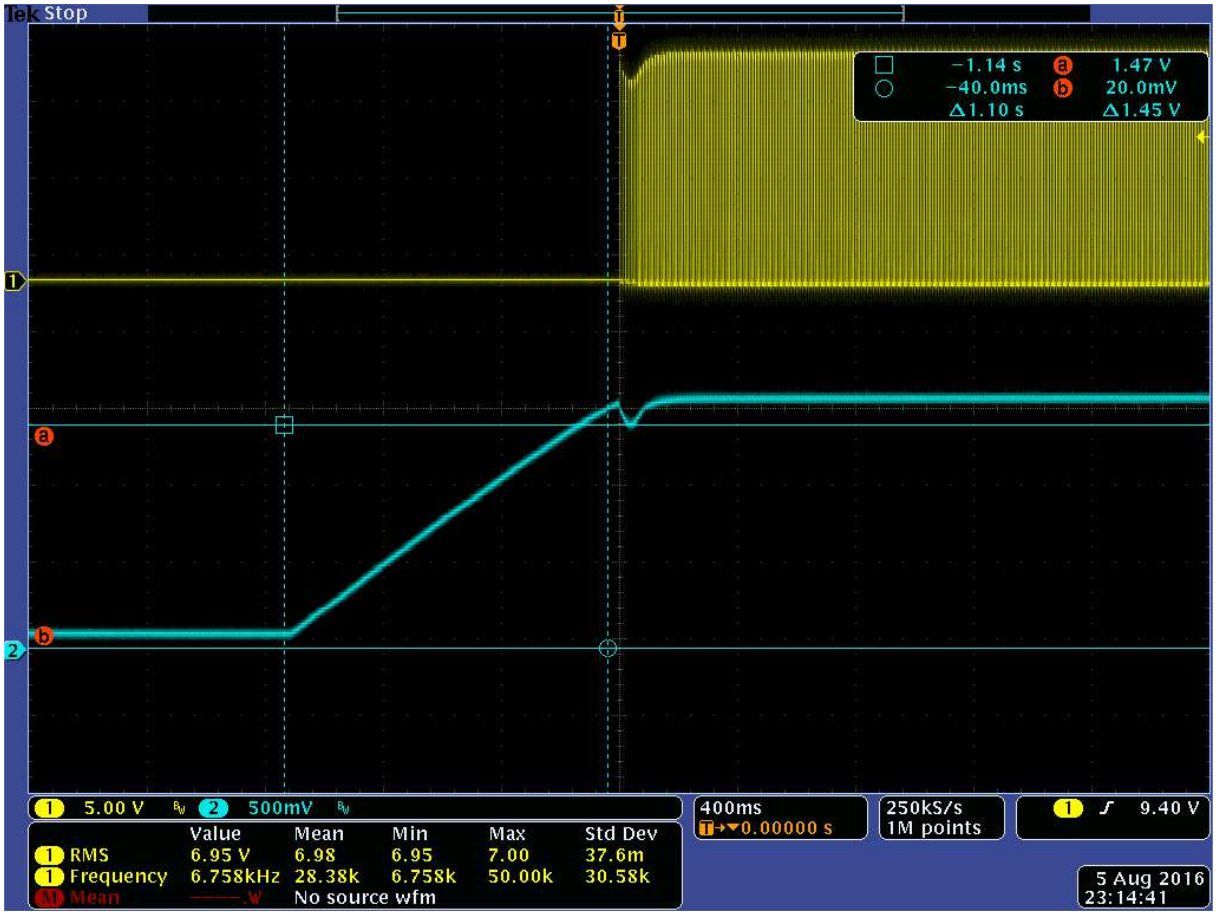
Vorsichtshalber wurde die Schaltung dahingehend modifiziert, dass T2 in zwei Teilwiderstände zu je 51 Ohm aufgesplittet wurde. An den Verbindungspunkt der Teilwiderstände wurde eine 22V-Zenerdiode nach FGND eingefügt.

Das Absolute Maximum Rating für die Versorgungsspannung des UC3854 ist 22V. Am 51-Ohm-Widerstand zwischen der Zenerdiode und dem Controller fällt im Normalbetrieb 0,9V ab, womit der Controller gegen Abweichungen der Zenerspannung nach oben geschützt ist. Der Tiefpass aus dem Teilwiderstand und C17 verhindert, dass aus transienten Ereignissen Überspannungen am Controller entstehen. Andererseits wird die Zenerdiode durch den zweiten Teilwiderstand gegenüber zu hohen Energien aus der Hilfswicklung geschützt.

Zunächst lief der Wandler nach dem Umbau auf Versorgung aus der Hilfswicklung nicht an. Nach dem Erreichen der Einschaltschwelle von 16V wurden nur einzelne Gate-Ansteuerimpulse ausgegeben, so dass die Versorgungsspannung rasch auf die Abschaltschwelle 10,5V abfiel, womit dann ein neuer Start-Zyklus begann.

Als Grund für dieses Verhalten wurde ein zu großer Wert des Soft-Start-Kondensators C12 von 1uF identifiziert. Dieser Wert wurde aus der initialen Applikationsnote von TI für den UC3854 übernommen. In einer späteren Applikationsnote für den UC3854A wurde der Wert von 1uF auf 10nF reduziert. Dementsprechend wurde C12 von 1uF auf 10nF reduziert, womit sich dann eine einwandfreie Funktion ergab.

Das folgende Oszillogramm zeigt einen Startvorgang.

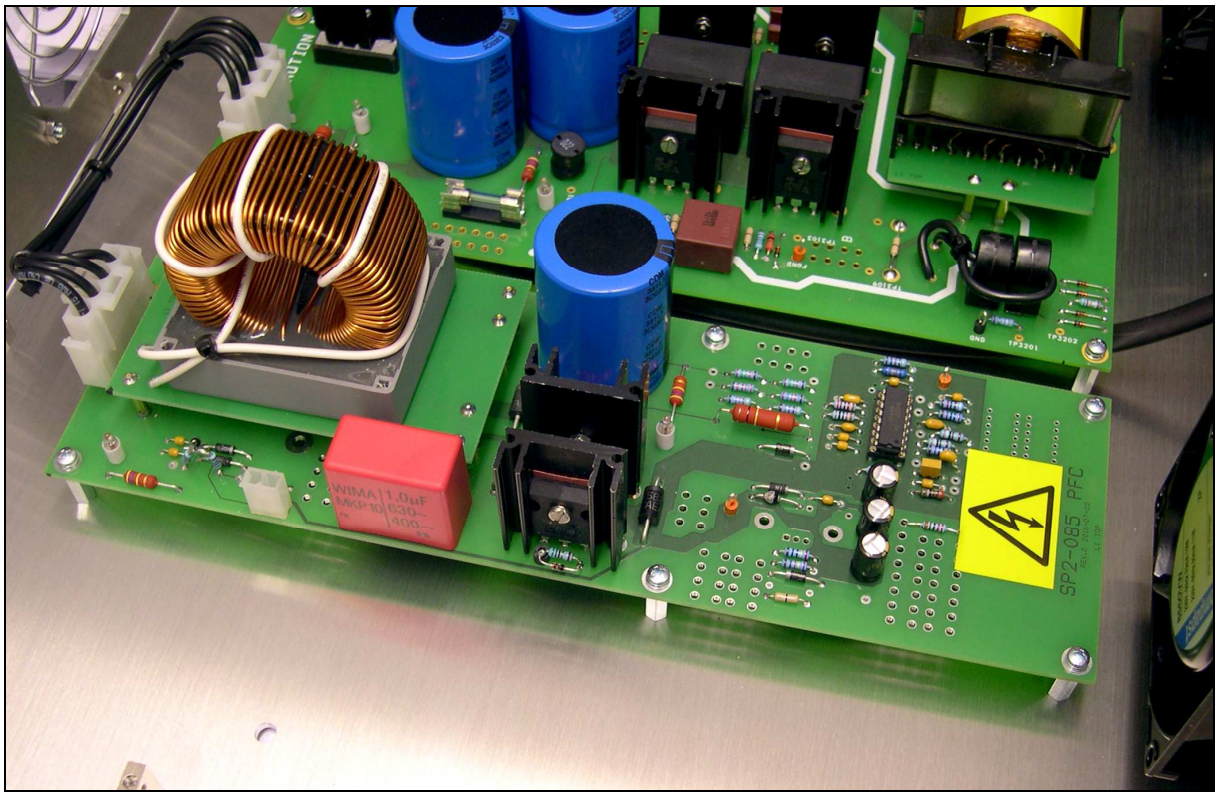


Gelb: Gate-Ansteuerimpulse an TP8 5V/DIV
Blau: Versorgungsspannung an TP7 5V/DIV

Man erkennt zunächst das rampenförmige Laden von C17 über R1.
Nach dem Start des Controllers bricht die Versorgungsspannung durch Entladung von C17 zunächst auf 14,5V ein. Anschließend steigt die Versorgungsspannung durch Einspeisung aus der Hilfswicklung auf ca. 16,2V an.

Man erkennt, dass die Kapazität von C17 ausreichend ist.

Abbildungen



Fertiggestellte PFC-Baugruppe SP2-085

Danksagung

Wir danken Herrn Thilo Pechan von der Firma Roland Pechan GmbH & Co KG für seine freundliche Spende in Form der Unterstützung bei der Konzeption der PFC-Drossel, der Detailkonstruktion der Drossel und der Fertigung eines Musterloses.