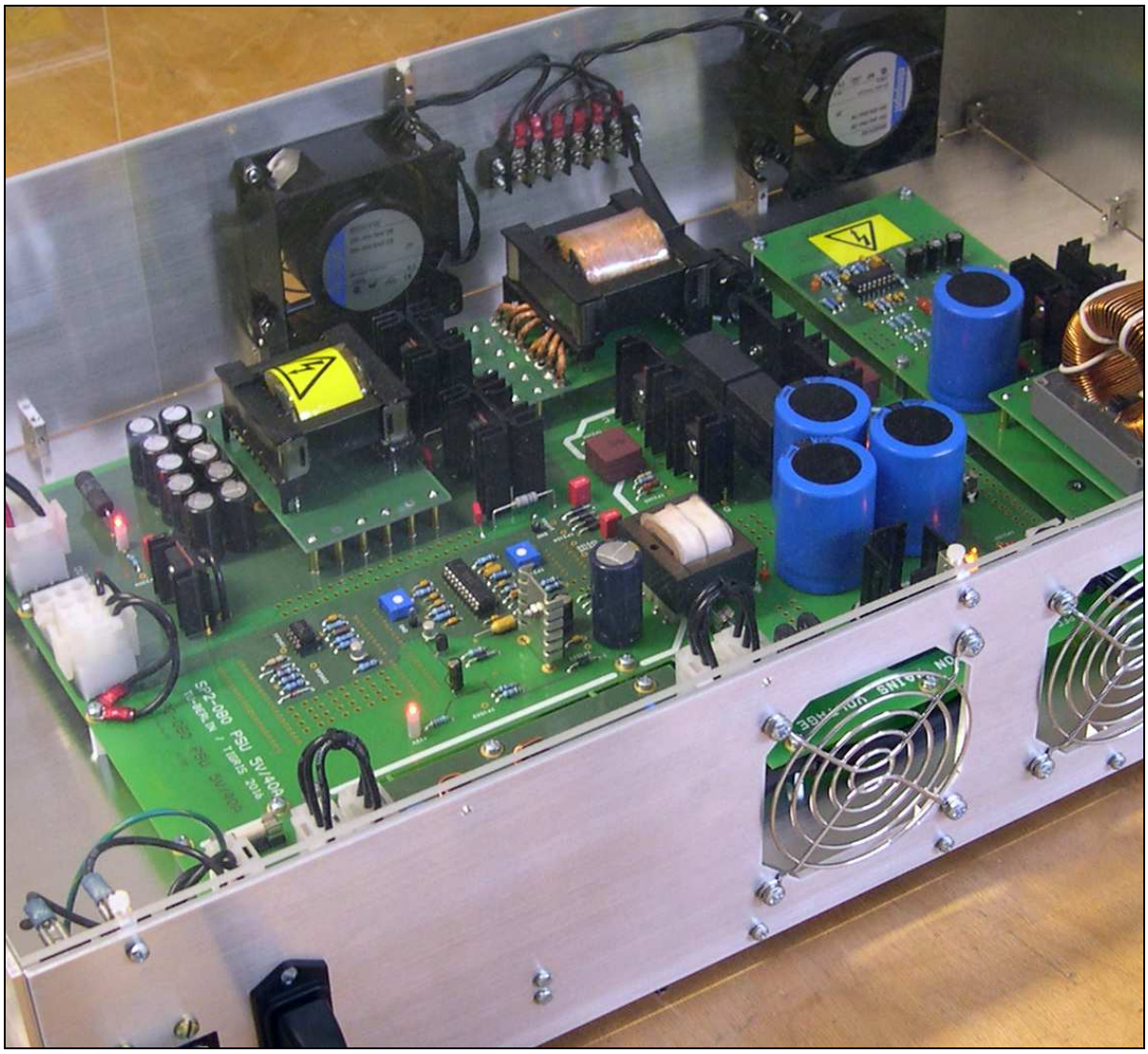
Das Schaltnetzteil SP2-080.

Von Henry Westphal,



Das Schaltnetzteil SP2-080 1
Die Dokumentation des Entwurfsprozesses 4
Die Definition der Ausgangsspannung /des Ausgangsstroms 4
Die Definition der Eingangsspannung 4
Die Grundsätzliche Festlegung der Topologie 4
Festlegung der Schaltfrequenz 8
Grundsätzliche Auslegung des Transformators 8
Grundsätzliche Auslegung der Speicherdrossel 9
Festlegung des Übersetzungsverhältnisses 9
Bestimmung der Primärwindungszahl 11
Betrachtung des Aufbaus der Wicklungen 14
Praktische Ausführung des Trafos 19
Dimensionierung der Speicherdrossel 19
Berechnung des Magnetisierungsstroms des Netztrafos 21
Bestimmung des Primärstroms 22
Dimensionierung der Ausgangskondensatoren 22
Dimensionierung des primärseitigen Serienkondensators 24
Auswahl der Schalttransistoren 24
Auswahl der Gate-Ansteuerübertrager 25
Auswahl der ausgangsseitigen Gleichrichter: 26
Dimensionierung des Eingangskondensators 27
Dimensionierung des Einschaltstrombegrenzers 27
Auswahl des Eingangsgleichrichters 27
Beschaltung Controller UC3875 28
Oszillator: 28
Ramp und Slope: 28
Referenzspannung: 28
Feedback-Spannungsteiler: 29
Regler-Kompensation: 29
Soft-Start: 29
Delay: 29
Überstromabschaltung: 29
Gate-Ansteuerung: 30
Dimensionierung der Brücke 31
Abblockung, C3101, C3102, C3103 31
Versorgungsdrossel, L3101 31
Entstördrosseln L3102,L3103 31
Serienkondensator C3110 31
Resonanzdrossel L3104 31
Dimensionierung des Ausgangskreises 31
Leerlaufschutz R3305 31
Dimensionierung der Hilfsversorgung 32
Grundsätzliches 32
Bestimmung der Trafo-Sekundärspannung 32
Dimensionierung des Netzeingangs 35
Netzsicherung F1101 35
Entladewiderstand R1201 35
DC-Sicherung F1301 35
Dimensionierung des EMI-Filters 35
Dimensionierung der Crowbar-Schaltung 38
Übertemperatuschutz 39
Zusammengefasste Spezifikation SNT-Trafo SP2-080-001 40
Zusammengefasste Spezifikation Speicherdrossel SP2-080-010 42
Vorab-Inbetriebnahme am 31.07.2016 43
Zusammenfassung aller Änderungen 43
Zusammenfassung einiger Beobachtungen 43
Modifikation am 11.08.2016 45
System-Inbetriebnahme am 13.08.2016 46

Betrieb im mittleren Betriebsbereich 46
Einstellen der Totzeit 47
Messung des Wirkungsgrades und Bestimmung der Verlustquellen 49
Untersuchung der Stabilität des Regelkreises 52
Untersuchung des Verhaltens bei Überlast 52
Betrieb mit vorgeschalteter PFC 55
Abbildungen 59
Danksagung 61

Die Dokumentation des Entwurfsprozesses

Die Definition der Ausgangsspannung /des Ausgangsstroms

Die SP2-CPU nimmt ca. 18A bei 5V +/-5% auf.
Für zukünftige Erweiterungen (Hardware-Multiplizierer/Dividierer) wird ein Strombudget von 10A vorgesehen. Damit ergibt sich ein Gesamtstrom von 28A. Um Reserven für zukünftige Erweiterungen zu haben wird 40A Ausgangsstrom festgelegt. Dies entspricht einer Ausgangsleistung von 200W.

Die Definition der Eingangsspannung

Im Betrieb ohne vorgeschaltete PFC soll das Netzteil im Spannungsbereich 230Veff. -15%... 230V eff.+5% arbeiten. Das entspricht einer Gleichspannung (Scheitelwert, ohne Beachtung von Verlusten) von 276V.. 341V.

Für den Spannungsabfall am Brückengleichrichter wird 2 x 1V angenommen.
Für den Spannungsabfall am Einschaltstrombegrenzer (NTC) wird 2V angenommen.
Damit ergibt sich eine minimale Spannung von 272V, die auf 270V abgerundet wird.

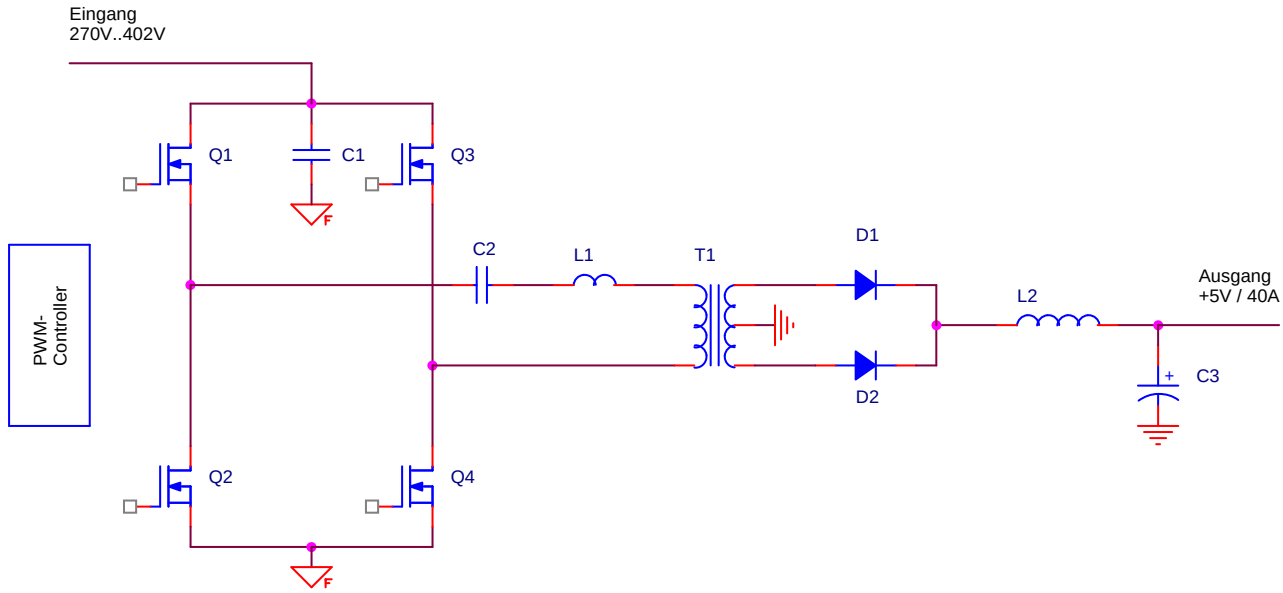
Im Betrieb mit vorgeschalteter PFC soll das Netzteil mit einer Eingangsspannung von 390V +/-3% arbeiten. Das entspricht einer maximalen Eingangsspannung von 402V.

Die mögliche DC-Eingangsspannung der Wandlerschaltung überstreicht damit den Bereich 270V..402V.

Dies ist eine Variation von 400V / 270V = 1,49.
Ohne die Möglichkeit des Anschlusses einer PFC wäre die Variation nur 341V/270V = 1,26.

Die Grundsätzliche Festlegung der Topologie

Ausgehend von Vorüberlegungen wurde die folgende Topologie festgelegt:



Es handelt sich um einen klassischen Vollbrückenwandler mit ausgangsseitigem Zweiweggleichrichter. Die PWM-Steuerung geschieht mit dem Phase-Shift-Verfahren. Es wird eine ZVS-Resonanzschaltung vorgesehen, um die Schaltverluste an den MOSFETs zu minimieren.

Es wurde bewusst auf heute übliche wirkungsgradstärkere Gleichrichterkonfigurationen wie Current Doubler oder Synchrongleichrichter verzichtet, um die Schaltung einfach zu gestalten. Die Topologie entspricht dem Stand, den Großrechner-Netzteile in den frühen 1990-er Jahren hatten. (Technikhistorisch gesehen liegt man also eine bis zwei Dekaden hinter dem Stand, den die SP2-CPU repräsentiert, dafür ist diese Topologier (für höhere Ausgangsspannungen) auch heute noch aktuell)

Als wichtigste Quellen diente zum Einen der sehr anschauliche und ausführliche Applikationsbericht SLUP-102 von Unitrode / TI und das Exemplar eines Grossrechner-Schaltnetzteils von Honeywell/Bull aus dem Jahr 1990, das im damailigen Server der Berliner Feuerwehr eingesetzt war und Ende der 1990-er Jahre auf dem Schrottplatz von Dr. Böhme Elektronik-Recycling ausgebaut wurde. Dieses Netzteil ist sehr übersichtlich aufgebaut, man kann viele relevante Aspekte sofort mit dem Auge erkennen. Es arbeitet noch nicht mit Phase-Shift-Ansteuerung sondern noch mit einem klassischen PWM-Schema. Mit diesem Netzteil konnte man sehr gut überpüfen, inwieweit Berechnungsergebnisse mit der Praxis übereinstimmen und einige wichtige konstruktive Details erkennen, die nicht in der Literatur zu finden sind.

3/25/93

Design Review: 500 Watt, 40W/in^3 Phase Shifted ZVT Power Converter

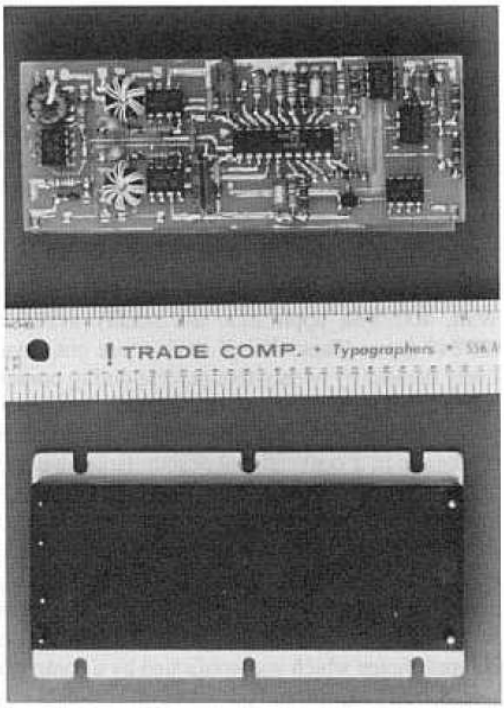
Bill Andreycak

Abstract:

A high power density 500 Watt Phase Shifted power supply design is presented and reviewed. This practical 200 kHz full bridge converter operates from a 385 Volt dc input bus, typical of a Power Factor Correction circuit, and outputs a regulated 48 Volt dc bus for distributed power and Telecommunications applications. Low profile, planar magnetics are featured with full 3750 Vac safety isolation. Over 93% efficiency is achieved. Power density approaching 40 Watts per cubic inch (2.5 W/cm^3) is featured, suitable for load-shared, modular power converter applications. Operating waveforms, printed circuit board layout and measured efficiency of the actual breadboard are also presented.

DESIGN SPECIFICATIONS :

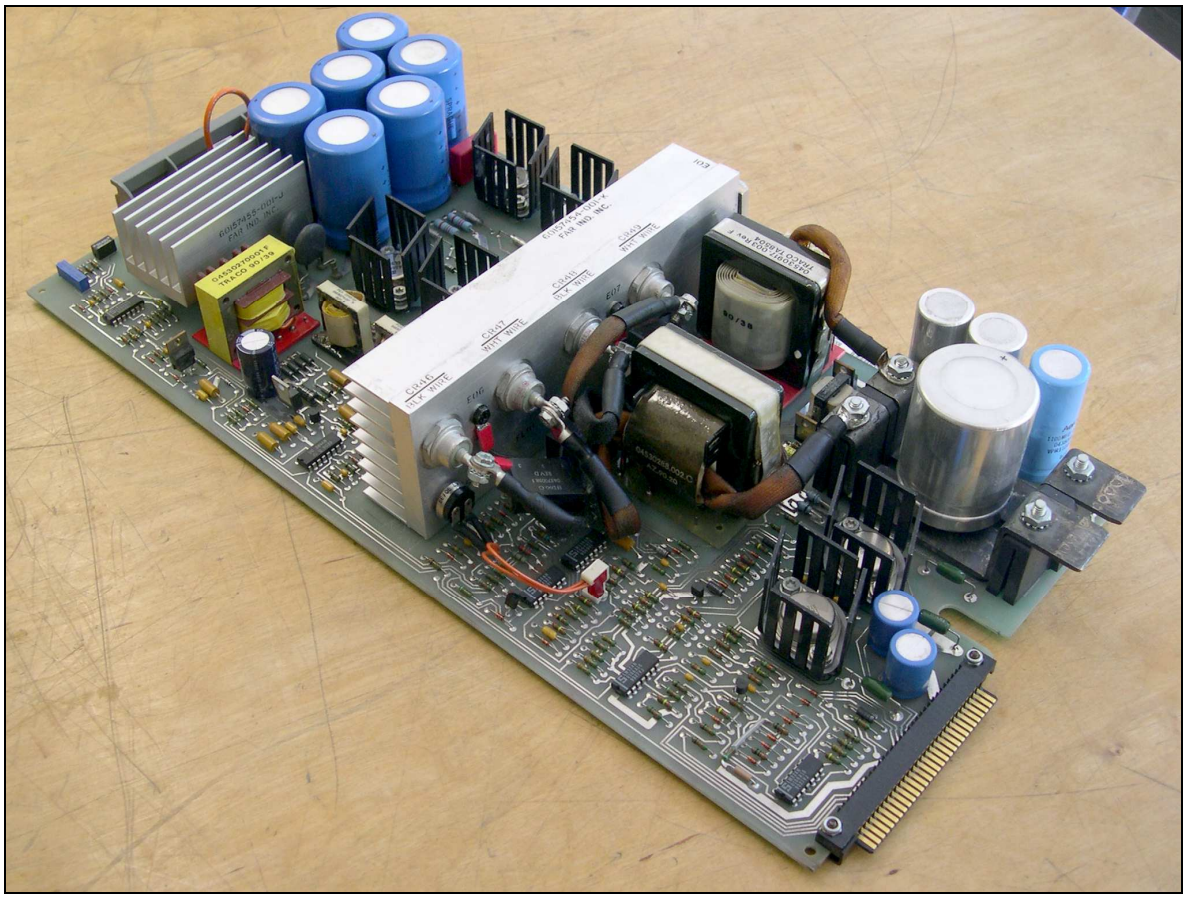
Input Voltage Range :	370 to 410 Vdc
Output Voltage :	48.8 Vdc
Output Current Range :	2 - 10.5 Adc
Output Power Range :	50 - 550 Watts
Efficiency :	93% at full load
Output Ripple :	100 mV pk-pk
Line Regulation :	1%
Load Regulation :	1%
ZVT Power Range :	50% - 100%
Safety Isolation :	3750 Vac
Switching Frequency :	200kHz
Power Density :	40W/in^3 (2.5W/cm^3)
Physical Dimensions (target) :	4.5" x 2.0" x 1.4"

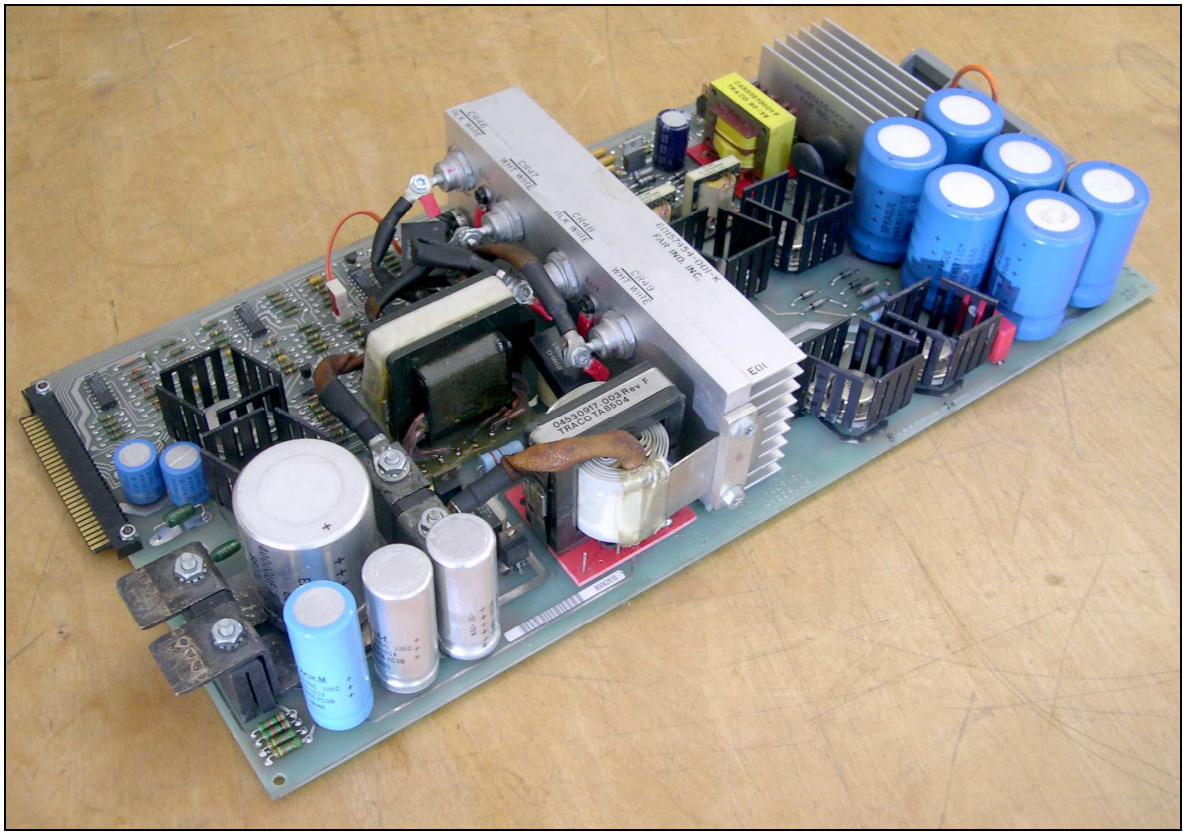


Design Overview and Considerations

The fixed frequency, phase shifted ZVT conversion technique was implemented using the Unitrode UC3875 IC for control. Power to this unit including the IC bias supply is delivered by a universal Ac (85-265 Vac) input ZVT Power Factor Correction module. The phase shifted converter's output voltage feedback path will incorporate an optocoupler to maintain the safety isolation voltage. Wherever possible, standard, commercially available products have been incorporated to simplify development efforts. A goal to achieve a standard 2.375"

Titelblatt der Applikationsnote SLUP-102 von TI





Netzteil von Honeywell-Bull aus dem Jahr 1990

Festlegung der Schaltfrequenz

Nach einem Gespräch mit Herrn Pechan von der Firma Pechan, die den Transformator herstellt, wurde eine Schaltfrequenz von 50kHz (ursprünglich 100kHz vorgesehen) festgelegt. Herr Pechan begründet diese Empfehlung damit, das bei 100kHz und Strömen im zweistelligen Ampere-Bereich die Durchlassverluste im Trafo (Skineffekt, Proximity-Effekt) zu hoch werden.

Grundsätzliche Auslegung des Transformators

In einem Gespräch mit Herrn Pechan wurden die folgenden Parameter für den Trafo festgelegt. Durch die langjährige Erfahrung von Herrn Pechan auf diesem Gebiet konnte rasch eine Auswahl unter den ansonsten unzähligen denkbaren Möglichkeiten getroffen werden. Hierbei konnten dann gezielt Einzelteile ausgewählt werden, die ohnehin bei Pechan in der Fertigung verwendet werden bzw. unkompliziert und in kleinen Stückzahlen beschafft werden können.

Herr Pechan empfiehlt die Verwendung von ETD-Kernen (EPCOS), da der runde Wickelkörper eine ganz erhebliche Vereinfachung in der Herstellung mit sich bringt. Die Vermeidung von „Kanten" innerhalb der Wicklung verbessert zudem die elektrischen Eigenschaften. Die Größe des Kerns wird bei unserem Kern weniger durch die zu übertragende Leistung bestimmt als durch die Breite des Wickelraumes, der zur Aufnahme der Sekundärwicklung benötigt wird.

Die Sekundärwicklung wird aus mehreren parallel liegenden HF-Litzen ausgeführt, um eine vollständige Abdeckung der Breite des Wickelraumes zu gewährleisten. Nun bei vollständiger Ausnutzung der Breite ergibt sich eine hinreichend geringe Streuinduktivität.

Herr Pechan empfahl zunächst die Verwendung des Kerns ETD49 in Verbindung mit dem dazugehörigen EPCOS-Spulenkörper. Im Zuge der tatsächlichen Konstruktion des Trafos zeigte sich dann, dass der Raum des Wickelkörpers nicht ausreichte, es wurde dann der größere Kern ETD54 genommen.

Herr Pechan empfiehlt, die Sekundärwicklung doppelt auszuführen und für beide Sekundärwicklungen getrennte Gleichrichter vorzusehen und die Parallelschaltung dann hinter den Gleichrichtern vorzunehmen. Auf diese Weise werden Kreisströme in beiden Sekundärwicklungen vermieden, die bei direkter Parallelschaltung auftreten würden.

Die Lagenanzahl aller Wicklungen soll möglichst gering sein. Die Durchlassverluste nehmen durch den Proximity-Effekt mit der Anzahl der Lagen überproportional zu.

Weiterhin ist eine Aufteilung der Primärwicklung und eine Verschachtelung der Primär- und der Sekundärwicklungen notwendig, um durch den Proximity-Effekt bedingte Verluste zu minimieren.

Weiterhin merkt Herr Pechan an, das die Datenblattangaben für die Verluste pro Kernsatz zu beachten sind, nicht für die Verluste pro kg des Kernmaterials. In den Verlusten pro Kernsatz ist die Geometrie des Kerns mit unterschiedlichen Flussdichten an unterschiedlichen Stellen schon berücksichtigt.

Herr Pechan empfiehlt, eine Flussdichte von 50 Militesla bei 100kHz bzw. 100 Militesla bei 40kHz nicht zu überschreiten, damit die Kernverluste nicht zu groß werden. Mit dem tatsächlich verwendeten Kern ETD54 zeigte sich dann im Betrieb keine merkliche Erwärmung des Kernmaterials.

Die Empfehlungen von Herrn Pechan stimmen überraschend gut mit der tatsächlichen Ausführung des Trafos des uns als Anschauungsobjekt zur Verfügung stehenden Grossrechner-Netzteils von Bull aus dem Jahr 1990 überein.

Grundsätzliche Auslegung der Speicherdrossel

Herr Pechan empfiehlt für die Speicherdrossel ebenfalls den Kern ETD49 und die Ausführung der Wicklung mit Kupferfolie.

Festlegung des Übersetzungsverhältnisses

Für die Festlegung des Übersetzungsverhältnisses muss zunächst das maximale betriebliche Tastverhältnis festgelegt werden. Dieses Tastverhältnis stellt sich bei der Kombination der minimalen Eingangsspannung mit dem maximalen Laststrom ein.

Die minimale DC-Eingangsspannung ist 270V.

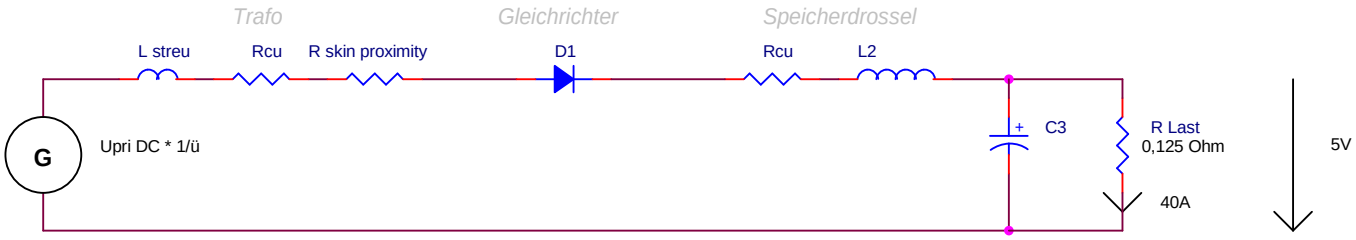
Das maximal erzielbare Tastverhältnis kann wie folgt abgeschätzt werden.

Eine halbe Periode der Schaltfrequenz ist: 1/50kHz * 0,5 = 20us * 0,5 = 10us.
Die Totzeit wird zwischen 400ns und 1us betragen.
Damit folgt ein maximales Tastverhältnis (im Worst-Case) von 10us – 1us / 10us = 90%.

Da bezüglich der folgenden Abschätzungen recht hohe Unsicherheiten bestehen, wird ein maximales Tastverhältnis von 75% festgelegt.

Nun sollen die Verluste auf der Sekundärseite abgeschätzt werden.

Hierzu dient das folgende Ersatzschaltbild:



Wären keine Trafo-Verluste vorhanden, wäre die Flussspannung des Gleichrichters Null und hätte die Speicherdrossel keine ohmschen Verluste, dann ergäbe sich die folgende Trafo-Sekundärspannung beim maximalen Tastverhältnis von 75%:

5V/0,75 = 6,67V.

Herr Pechen empfiehlt, für die Verluste im Trafo vorsichtshalber 30% der Ausgangsspannung anzunehmen. (Pessimistische Annahme, diese Verluste werden jedoch nicht ausschließlich in Wärme umgesetzt, da auch der Spannungsabfall an der Streuinduktivität in ihnen enthalten ist)

Dies entspricht 5V * 0,3V = 1,5V.

Für die Flussspannung der Diode (Schottkydiode) kann aus Datenblättern möglicherweise in Frage kommender Dioden eine typische Flussspannung von 0,6V abgelesen werden.

Für den Kupferwiderstand der Speicherdrossel und der sonstigen Zuleitungen wird 15mOhm angenommen. Damit ergibt sich ein Spannungsabfall von 0,6V.

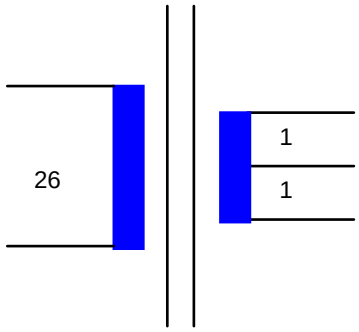
Damit ergibt sich eine Trafo-Sekundärspannung von:

(5V + 1,5V + 0,6V + 0,6V) / 0,75 = 10,2V.

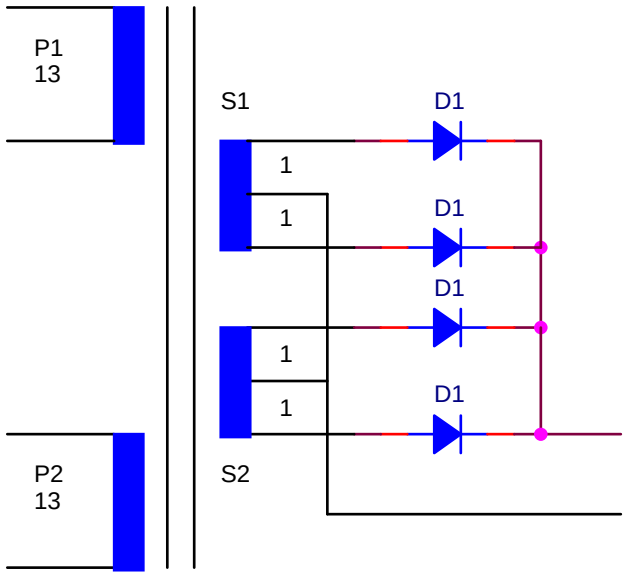
Damit ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis von:

270V / 10,2V = 26,47 gerundet zu 26

Damit ergibt sich der folgende grundsätzliche Wicklungsaufbau des Trafos:

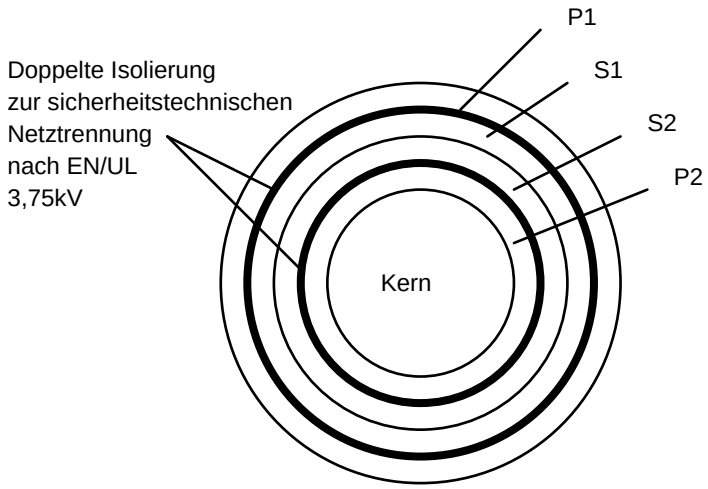


Die Sekundärwicklung wird in zwei parallelgeschaltete Wicklungen unterteilt (entsprechend Bull-Netzteil), um die Verluste zu reduzieren. Die Primärwicklung wird in zwei in Serie geschaltete Wicklungen unterteilt, damit man die Sekundärwicklungen mit den Primärwicklungen verschachteln kann. Damit werden Verluste durch den Proximity-Effekt minimiert. (Vorgehensweise ähnlich „Unitrode Magnetics Design Handbook und tatsächliche Ausführung Bull-Netzteil). Es ergibt sich dann der folgende Aufbau des Trafos:



Die einzelne Gleichrichtung der sekundärseitigen Teilwicklungen verhindert Kreisströme durch diese und erlaubt zudem eine Aufteilung des Dioden-Vorwärtsstromes auf zwei kleinere Dioden.

Das folgende Schnittbild zeigt die Lage der einzelnen Wicklungen.



Bestimmung der Primärwindungszahl

Anmerkung: Diese Berechnung bezieht sich noch auf den Kern ETD49

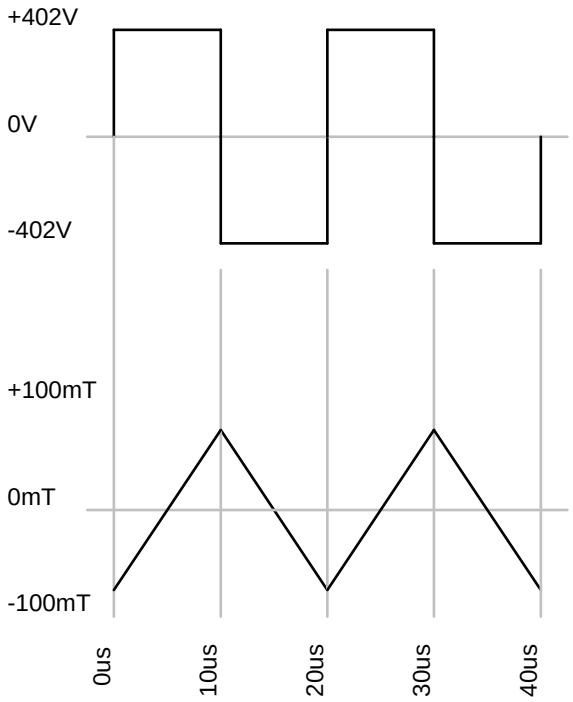
Die Primärwindungszahl muss so groß sein, das die maximale Aussteuerung des Kerns unter einem sinnvollen Limit bleibt, damit die Kernverluste nicht zu hoch werden. Weiterhin muss die Aussteuerung des Kerns auch im gestörten Betrieb unterhalb der Sättigungsgrenze liegen, da sonst ein nahezu unbegrenzter Strom durch die Wicklung fließt, womit die Schalttransistoren zerstört werden.

Herr Pechan empfiehlt einen Flussdichtehub von +/-100mT bei 40kHz und von +/-50mT bei 100kHz. EPCOS gibt die Sättigungsflussdichte B_{sat} mit 320mT an.

Für diese Betrachtung wird im Sinne der Kombination der ungünstigsten Einzelbedingungen angenommen, das die maximale Eingangsspannung von 402V anliegt und gleichzeitig das maximal mögliche Tastverhältnis anliegt, das der Einfachheit halber zu 100% aufgerundet wird.

Damit beträgt die maximale Einschaltdauer 1/50kHz * 0,5 = 10us.

Die folgende Skizze zeigt den Zusammenhang zwischen der Flussdichte im Kern und dem Spannungsverlauf über der Wicklung bei der zuvor definierten Parameterkombination.



Diese Darstellung ist insofern vereinfacht, da Hystereseeffekte und Nichtlinearitäten vernachlässigt wurden.

Der Zusammenhang zwischen der Spannung über der Primärwicklung und m magnetischen Fluss durch den Kern ist im allgemeinen Induktionsgesetzt ausgedrückt:

$U = n * dPhi / dt$

U: Spannung über der Wicklung
n: Windungszahl
Phi: Magnetischer Fluss
t: Zeit

dPhi/dt: Zeitableitung des Flusses.

Der Fluss kann auch als das Produkt der Flussdichte und der Fläche des Kerns ausgedrückt werden.

$Phi = B * A$

B: Flussdichte in Tesla
A: Fläche des Kerns (Aus Datenblatt)

An dieser Stelle ist die kleinste Fläche (A_{min}) im magnetischen Flussweg entscheiden, da der Kern an keiner Stelle in die Sättigung geraten soll.

Im Datenblatt EPCOS ETD49 ist für A_{min} 209mm^2 angegeben.

Es ergibt sich dann folgende Gestalt der Formel:

$U = n * A * dB / dt$

Da die Wicklung mit einer Rechteckspannung angesteuert wird, steigt der magnetische Fluss rampenförmig an. Daher kann die Zeitableitung dB/dt durch den Differenzquotienten delta B/ delta t ersetzt werden.

U = n * A * delta B / delta T

Nun wird die Formel nach dem gesuchten Parameter n umgestellt:

U * delta T / [A * delta B] = n

Die in der Formel vorkommenden Parameter werden nun konkreten Zahlen zugeordnet:

U =	maximale Eingangsspannung	= 402V
delta T =	maximale ON-Zeit	= 10us
A =	minimale Fläche des Kerns A_{min}	= 209mm^2
delta B =	maximaler Flussdichtehub	= 100mT

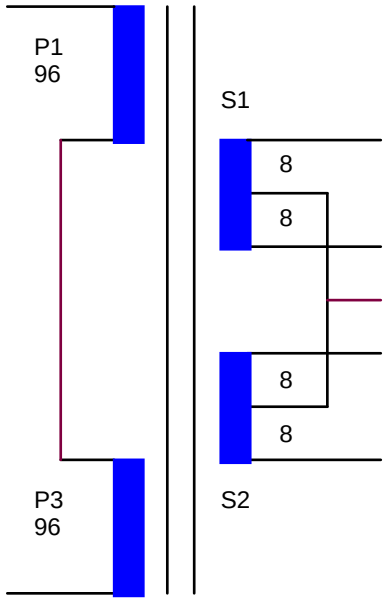
$$\frac{402V * 10us}{209mm^2 * 100mT} = n = 192 \text{ Windungen.}$$

Die Windungszahl der Sekundärwicklungen ist damit

192 / 26 = 7,4 , aufgerundet zu 8

Damit hat jede Sekundärwicklung 8 + 8 Windungen.

Damit ergibt sich dann folgender Aufbau des Trafos:



Die Kernverluste sind im Datenblatt ETD49 für das Material N87 wie folgt angegeben:

12,40W bei 200mT, 100kHz und 100°C.

Da hier die Aussteuerung auf 100mT reduziert ist und die Schaltfrequenz auf 50kHz reduziert ist, ist mit einer deutlich geringen Verlustleistung von ca, 12,4W/4 = 3,1W zu rechnen.

Kontrolle:
Vergleich mit TI-Applikationsnote „Design-Review .. " SLUP 102:

38 Wdg. * 130mT/100mT * 10us/4us * 402V/385V * 310mm^2/209mm^2 = 191,3 Wdg.

Betrachtung des Aufbaus der Wicklungen

Bei geringen Windungszahlen (z.B. 1 oder 2) wird üblicherweise Kupferfolie verwendet, die sich über die gesamte Breite des Wickelkörpers erstreckt. Damit wird erreicht, das die Primär- und die Sekundärwicklung sich vollständig überdecken, nur so lässt sich eine hinreichend kleine Streuinduktivität erzielen.

Bei höheren Windungszahlen wird dagegen HF-Litze verwendet, oft werden zwei HF-Litzen parallel geschaltet und gemeinsam gewickelt. Damit vermeidet man eine zu hohe Lagenzahl von mit Folie ausgeführten Wicklungen, die zu zu hohen Proximity-Verlusten führen würde.

Es wurde die Entscheidung getroffen, HF-Litze zu verwenden.

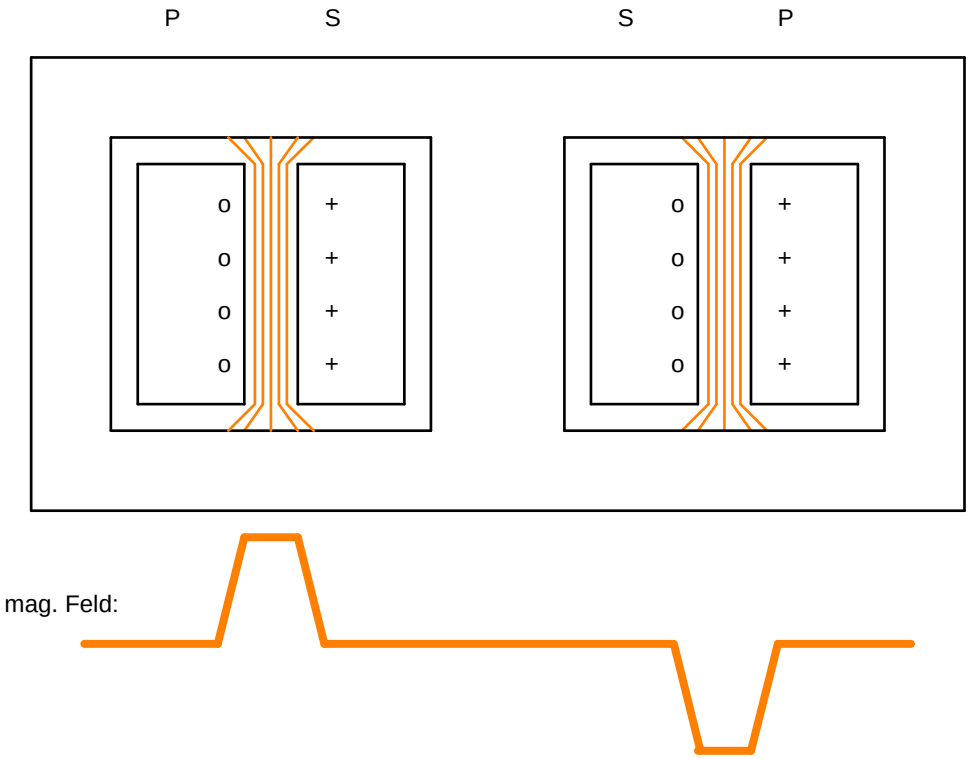
Die beiden Sekundärwicklungen werden bifilar gewickelt, um eine möglichst vollständige Flusskompensation in der Freilaufphase zu erreichen. In der Freilaufphase werden beide Sekundärwicklungen von einem in gleicher Richtung fließenden Strom durchflossen.

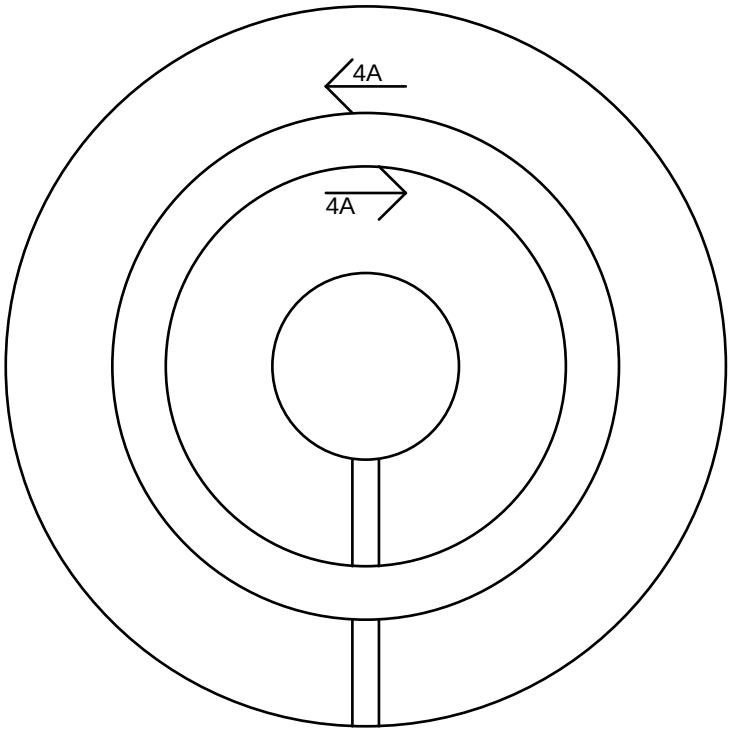
Die drei Teilwicklungen der Primärwicklung werden, wenn möglich, einlagig, höchstens aber zweilagig, ausgeführt. Die Verschachtelung der Primär- und Sekundärwicklungen führt zu einer teilweisen Kompensation der lokalen Magnetfelder zwischen den Wicklungen, womit dann die Proximity-Verluste sinken.

Dieser Sachverhalt soll in der Folge erklärt werden:

Bei allen folgenden Grafiken wird zugrunde gelegt, dass die Stärke des Leiters größer als die Eindringtiefe des Stroms bei der gegebenen Frequenz ist. Damit kann das Magnetfeld nicht in den Leiter eindringen.

Es werden zunächst die Verhältnisse bei einem Trafo mit einem Übersetzungsverhältnis von 1 zu 1 gezeigt:



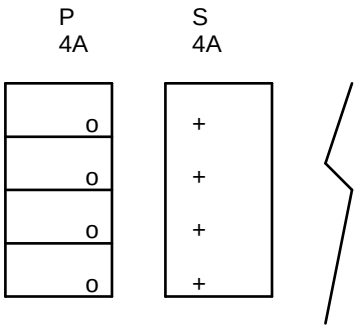


Auf der Folgeseite wird ein Trafo mit einem Übersetzungsverhältnis von 4 zu 1 gezeigt.

In der ersten Grafik befinden sich die 4 Windungen der Primärwicklung in einer einzigen Lage.
In der dann folgenden Grafik wird die Primärwicklung mit zwei Lagen mit je 2 Windungen ausgeführt.
In der untersten Grafik wird die Primärwicklung mit 4 Lagen mit je einer Windung ausgeführt.

Man erkennt, das sich die Verluste von der obersten zur untersten Grafik beinahe verdoppeln.

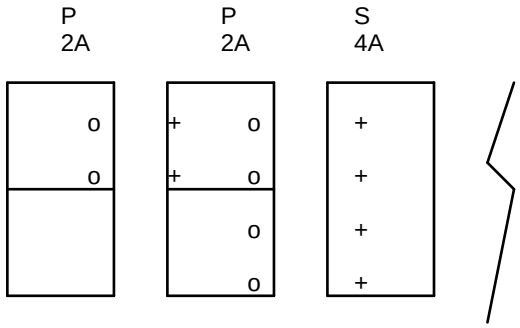
Für die Berechnung der Verluste wird angenommen, dass jede Windung den gleichen Widerstand R (bei der gegebenen Frequenz) habe. Es wird von einem Strom von 1A in der Primärwicklung und von 4A in der Sekundärwicklung ausgegangen. Der Verlust pro Windung ist dann die Summe des Quadrats des Stromes an jeder der beiden Oberflächen mal Eins. Wenn man einen Widerstand von 1 Ohm annimmt hat der so errechnete Verlust eine direkte Skalierung in Watt.



Pv = 4*4 + 4*4 = 32

mag. Feld:

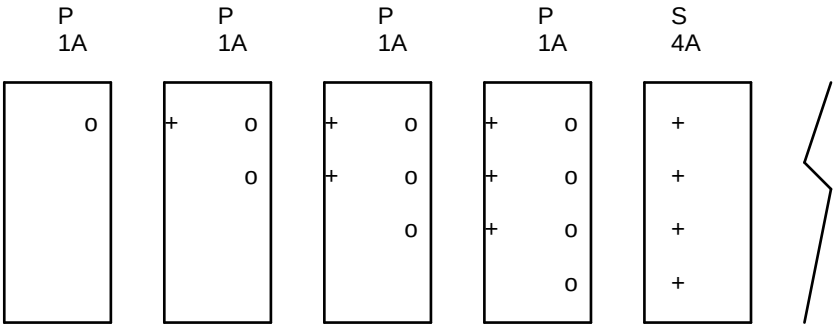




Pv = 2*2 + 2*2 + 4*4 + 4*4 = 40

mag. Feld:



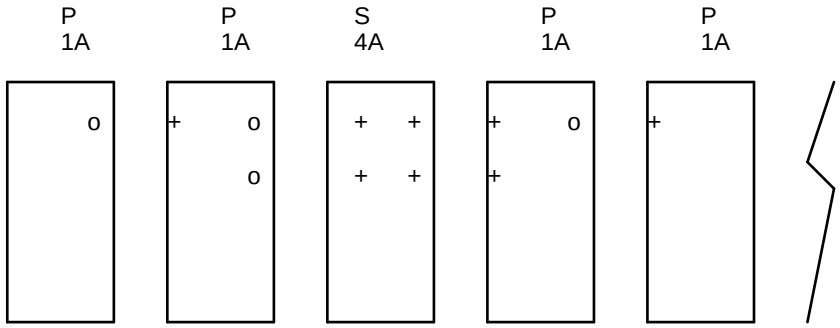


Pv = 1*1 + 1*1 + 2*2 + 2*2 + 3*3 + 3*3 + 4*4 + 4*4 = 60

mag. Feld:



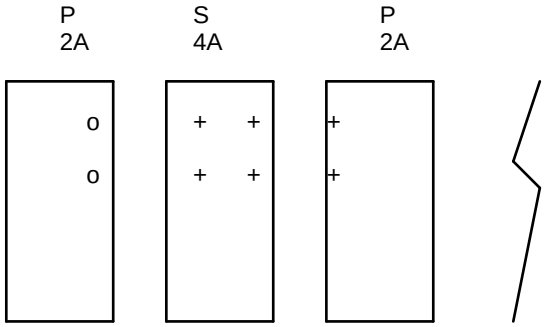
Durch Verschachtelung von Primär- und Sekundärwicklung können die Verluste ganz erheblich reduziert werden:



Pv = 1*1 + 1*1 + 2*2 + 2*2 + 2*2 + 2*2 + 1*1 + 1*1 = 20

mag. Feld:





Pv = 2*2 + 2*2 + 2*2 + 2*2 = 16

mag. Feld:



I^2R Verluste einlagig:	32
I^2R Verluste zweilagig:	40
I^2R Verluste vierlagig:	60
I^2R Verluste vierlagig,verschachtelt:	20
I^2R Verluste zweilagig,verschachtelt:	16

Beim Netztrafo des Bull-Netzteils findet sich exakt die hier dargestellte Art der Verschachtelung (P – S – P)

Praktische Ausführung des Trafos

Im Zuge der Detailkonstruktion des Trafos beim Hersteller Pechan stellte sich heraus, dass der ursprünglich vorgesehene Kern ETD49 räumlich zu klein ist, um die Wicklungen aufzunehmen, auch wenn er magnetisch absolut ausreichend ist. Daher wurde der größere Kern ETD54 verwendet.

Dimensionierung der Speicherdrossel

Die Sekundärspannung bei 402V Eingangsspannung beträgt 402V / 26 = 15,46V, gerundet zu 15,5V. Da die Stromwelligkeit gerade bei kleinen Ausgangsströmen nicht über den an dieser Stelle festzulegenden Wert ansteigen soll, (außer durch die beginnende Kernsättigung der Drossel) wird nur der Immer vorhandene Diodenverlust von 0,6V berücksichtigt.

Damit liegt über der Drossel im Einschaltzustand eine Spannung von 15,5V – 0,6V – 5V = 9,9V an.
Im Freilaufzustand liegt 5V + 0,6V (Diodenflussspannung) = 5,6V an.

Eine Stromwelligkeit von 20% des maximalen Ausgangsstroms von 40A, enstprechend 8App erscheint sinnvoll und wird zunächst als Grundlage für die Dimensionierung der Drossel genommen.

Der nicht lückende Betrieb des Netzteils beginnt dann bei einem Ausgangsstrom von 8A, was hinreichend unter der stets vorhandenen Stromaufnahme der CPU von ca. 18A liegt.

Für die folgende Modellrechnung an einem willkürlich festgelegten Arbeitspunkt gilt:

Eingangsspannung: 402V, damit Sekundärspannung minus Diodenflussspannung 15,5V – 0,6V = 14,9V. Damit folgendes Tastverhältnis: 5V / 14,9V = 33,6%. Damit Einschaltdauer: 10us * 0,336 = 3,36us.

Damit wird folgende Induktivität benötigt:

$L = U * t / i$

(Linearer Stromanstieg in der Spule bei Rechteckspannung über der Spule)

= 9,9V * 3,36us / 8A = 4,16uH.

Hinweis: Diese Rechnung gilt aufgrund des durch den Regelkreis bestimmten Verhältnisses von Eingangsspannung zu Tastverhältnis zur Erzielung einer konstanten Ausgangsspannung von +5V für alle Eingangsspannungen. Bei höheren Ausgangsströmen nehmen die Verluste in der Sekundärwicklung zu, womit das Tastverhältnis ansteigt.

Erster Ansatz (nicht zur Realisierung vorgesehen):

Es wird ein Kern ETD49 mit einem Luftspalt von 1,0mm vorgesehen.
Der Al-Wert beim Material N87 ist dann 314nH.

Damit ergibt sich die benötigte Windungszahl wie folgt:

$L = n^2 * Al \Rightarrow n = \text{Wurzel}(L / Al)$

N = Wurzel (4,16uH / 0,314uH) = 3,64, aufgerundet zu 4.

Damit ergibt sich dann eine Induktivität von 4 * 4 * 0,314uH = 5,0uH.

Es soll nun die Flussdichte im Kern abgeschätzt werden.

Aufgrund der Recheckförmigen Spannungen und der damit verbundenen rampenförmigen Stromanstiege werden Zeitableitungen auch hier wieder durch Differenzquotienten ersetzt.

U * delta t / = delta I

wird umgeformt in:

U * delta t = L * delta I

Es wurde bereits die folgende Beziehung eingeführt:

U * delta T / [A * delta B] = n

In dieser Beziehung wird nun U * delta t = L * delta I eingesetzt:

L * delta I / A * delta B = n

nun wird nach delta B umgeformt:

$$\frac{L * \text{delta } I}{A * n} = \text{delta } B$$

Nun werden die konkreten Zahlen eingesetzt:

L =	5uH
I =	Ausgangsstrom plus Welligkeit /2 = 40A + 8A/2 = 44A.
A =	minimale Fläche des Kerns A_{min} = 209mm^2
n =	Windungszahl = 4

$$\frac{5uH * 44A}{209mm^2 * 4} = \text{delta } B = 263mT.$$

Die maximal zulässige Flussdichte ist 320mT, sie wird zu 82% ausgenutzt.

Das erscheint zu riskant. Daher wird noch eine alternative Berechnung mit einem Luftspalt von 2mm vorgenommen:

Zweiter Ansatz (zur Realisierung vorgesehen):

Es wird ein Kern ETD49 mit einem Luftspalt von 2,0mm vorgesehen.
Der Al-Wert beim Material N87 ist dann 188nH.

N = Wurzel (4,16uH / 0,188uH) = 4,7, aufgerundet zu 5.

Damit ergibt sich dann eine Induktivität von 5 * 5 * 0,188uH = 4,7uH.

Die maximale Flussdichte ist:

$$\frac{4{,}7\text{uH} * 44\text{A}}{209\text{mm}^2 * 5} = \text{delta B} = 198\text{mT}.$$

Diese Flussdichte ist weit genug von B_{sat} entfernt. Daher wird diese Dimensionierung vorgezogen. Der Kupferwiderstand nimmt lediglich um ca. 5 Wdg/ 4 Wdg = 25% zu.

Flussdichte-Änderung: 20% von 198mT pp = 10% von 198mT peak = 10mT peak, bei 100kHz.
Dies erscheint bezüglich der Kernverluste unbedenklich.

Die Wicklung wird aus Kupferfolie ausgeführt.

Beim Bull-Netzteil ist ein Kern E55 mit 5 Windungen aus Kupferfolie verbaut. (Der Luftspalt des E-Kerns ist von außen nicht sichtbar)

Damit erscheint dieser Dimensionierungsweg bestätigt.

Vergleichsrechnung, ohne Luftspalt:
(aufgrund zu hoher Verluste jedoch ohnehin nicht realisierbar)

N = Wurzel (4,16uH / 3,8uH) = 1,05, abgerundet zu 1

$$\frac{4{,}16\text{uH} * 44\text{A}}{209\text{mm}^2 * 1} = \text{delta B} = 875\text{ mT}.$$

Man erkennt eine deutliche Überschreitung von Bsat = 320mT.

Berechnung des Magnetisierungsstroms des Netztrafos

Es wird zunächst von dem Material N87 ausgegangen. Es kann auch das (bessere) Material N97 verwendet werden. Das Material N27 erscheint dagegen als ungeeignet. (zu geringer Frequenzbereich)

Wenn man das Material N87 ohne Lufspalt verwendet, dann ergibt sich ein Al-Wert von 3800nH + 30/-20%.
Es ergibt sich mit dem nominellen Al-Wert eine Primärinduktivität von $n^2 * Al = 192^2 * 3{,}8\text{uH} = 140\text{mH}$.

Es soll nun davon ausgegangen werden, das bei der maximalen Eingangsspannung von 402V die maximal denkbare Einschaltzeit von 1/50kHz * 0,5 = 10us wirksam sei. Dann steigt der Magnetisierungsstrom auf den folgenden Wert an: $I = U * t / L = 402\text{V} * 10\text{us} / 140\text{mH} = 28{,}7\text{mA}$.

Bestimmung des Primärstroms

Nun kann der Primärstrom bestimmt werden. Der Magnetisierungsstrom kann hierbei vernachlässigt werden.

Der Sekundärstrom steigt während der Einschaltzeit auf den Wert des mittleren Ausgangsstromes plus 4A an. Dies kann bis zu 40A + 4A = 44A sein. Der Primärstrom steigt dann bis auf 44A / Ü = 44 A / 26 = 1,7A an.

Dimensionierung der Ausgangskondensatoren

Die ausgangsseitige Welligkeit soll ca. 25mVpp betragen.
Das ist 0,5% der mittleren Ausgangsspannung.

Der Strom in den Ausgangskondensator ist dreiecksförmig. Die Spannung über dem Kondensator ist das Integral des in den Kondensator fließenden Stroms. Damit ergibt sich ein parabelförmiger Spannungsverlauf über dem Kondensator.

In dem Buch „Schaltnetzteile und ihre Peripherie" von Ulrich Schlienz ist auf den Seiten 17 und 18 dieses Intregral aufgelöst. Das Ergebnis dieser Rechnung ist die folgende, einfach anzuwendene Formel:

$$C = \frac{T * \text{delta I}}{8 * \text{delta U}}$$

Mit den folgenden Zahlenwerten:

T= Dauer einer Halbperiode der Schaltfrequenz = 10us
delta I = Stromwelligkeit = 8App
delta U = Spannungswelligkeit = 25mV

$$C = \frac{10us * 8A}{8 * 25mV} = 400uF$$

Dieser Wert würde jedoch nur für einen idealen Kondensator mit vernachlässigbarem Innenwiderstand gelten, da die Spannungsabfälle am Innenwiderstand des Kondensators nicht zu vernachlässigen sind.

Hätte man eine unendlich hohe Kapazität, dann dürfte der Innenwiderstand nicht größer sein als:

25mVpp / 8App = 3,125mOhm.

Für die konkrete Auswahl des Kondensators soll zunächst der Effektivstrom durch den Kondensator abgeschätzt werden:

Es handelt sich um einen Dreiecksförmigen Strom mit einem Scheitelwert von 4A.
Der Effektivwert eines Dreiecksförmigen Stroms ist das 0,577-fache des Scheitelwertes, das ist 2,31A.

Es werden 5 Kondensatoren des Typs PANASONIC EEU-FM1C222 (Mouser) mit den folgenden Kenndaten parallelgeschaltet:

2200uF
16V
3,19A
15mOhm

Damit ergibt sich eine Gesamtkapazität von 11‘000uF und ein Gesamt-Innenwiderstand von 3mOhm.

Am Innenwiderstand ergibt sich ein Spannungsabfall von 3mOhm * 8App = 24mV.

An der Kapazität ergibt sich ein Spannungsaufbau von:

$$C = \frac{T * \text{delta I}}{8 * \text{delta U}} \Rightarrow \text{delta U} = \frac{T * \text{delta I}}{8 * C} = \frac{10us * 8A}{8 * 11‘000uF} = 0{,}9mV$$

In der Summe ergibt sich eine Welligkeit von 24,9mVpp

Aufgrund der Übergangwiderstände wird die tatsächliche Welligkeit jedoch höher sein.

Knickfrequenz: 1/ (2pi * 11‘000uF * 3mOhm) = 480kHz

Der sich rechnerisch ergebende Wechselstrom pro Kondensator ist 3,31A / 5 = 0,462A.
Damit sind die Kondensatoren weit unterlastet

Beim Bull-Netzteil ist ein einziger, spezieller Low-Impedance Elko SPRAGUE 622D mit einer Kapazität von 40‘000uF und einer Nennspannung von 6,3V vorhanden. (Die exakten Daten dieses Kondensators sind nicht mehr auffindbar, da diese Serie schon seit langem nicht mehr hergestellt wird, im SPRAGUE-Katalog von 1992 wird für den ähnlichen Typ 42000uF/6,3V ein Innenwiderstand von 4,1mOhm und eine Strombelastbarkeit von 14,4A bei 20kHz angegeben)

Knickfrequenz: 1/ (2pi * 40‘000uF * 4mOhm) = 100kHz

Das Bull-Netzteil ist jedoch für einen höheren Ausgangsstrom, vermutlich 100A vorgesehen.
Da es eventuell einen noch nicht bekannten Grund geben kann, die Kapazität über 11‘000uF hinaus zu vergrößern, werden die Anschlussbohrungen und Flächen für weitere Kondensatoren am Ausgang des Wandlers vorgesehen.

Alternative:

Kondensator 622D 14000 uF / 16V mit Innenwiderstand 7,6mOhm aus altem Lagerbestand (Ebay)

Dimensionierung des primärseitigen Serienkondensators

An dieser Stelle kommt ein Folienkondensator zum Einsatz.

Es soll die Eignung des Standardwertes 10uF überprüft werden:

In der maximalen Einschaltzeit baut sich eine vom Primärstrom abhängige Spannung über dem Kondensator auf. Es wurde bereits ein Endwert des Primärstroms von 1,76A bestimmt. Es wird vereinfachend angenommen, es würde während der gesamten Einschaltdauer bereits der Endwert des Stromes fließen. Dann baut sich die folgende Spannung über dem Serienkondensator auf:

1,76A * 10us / 10uF = 1,76V.

Diese Spannung ist hinreichend klein gegenüber der minimalen Primärspannung von 270V.

Auswahl der Schalttransistoren

Da eine Phase-Shift-Ansteuerung verwendet wird, treten an den Inversdioden der MOSFETS keine Sperrerholverluste auf.

In der TI-Applikationsnote SLUP-102 (ca. 1990) wurde für eine vergleichbare Schaltung im Zuge eines Vergleichs der Transistor IRF840 ausgewählt. Hierfür waren insbesondere die geringen Kapazitäten dieses MOSFETs ausschlaggebend.

Dieser Transistor hat die folgenden Kenndaten:

Uds	500V
Rds on	850mOhm
Qg	38nC
Ciss	1018pF
Coss	1490pF
trr	422ns
Qrr	2,16uC
Case:	TO-220

Es wird ein „modernerer" Transistor gesucht, der bei verringertem Rds on keine höheren Kapazitäten als der IRF840 hat und gleichzeitig eine höhere Spannungsfestigkeit hat. Wegen des geringeren thermischen Widerstandes wird ein TO-247-Gehäuse bevorzugt.

Es wird der STW13N60M2 von ST gewählt (Mouser)

Dieser Transistor hat die folgenden Kenndaten:

Uds	650V
Rds on	380mOhm
Qg	17nC
Ciss	580pF
Coss	120pF
trr	297ns
Qrr	2,18uC

Case: TO-247

Die Durchlassverluste an den Transistoren sollen abgeschätzt werden.

Hierfür wird vereinfachend davon ausgegangen, das der maximal mögliche Endwert des Primärstroms 50% der Zeit durch jeden Transistor fließt.

Damit ergibt sich dann näherungsweise die folgende Verlustleistung:

$1{,}76A^2$ * 0,38 Ohm = 1,18W * 0,5 = 0,6W (pro Transistor, Tj = 25°C)

Bei einer Sperrschichttemperatur von 100°C steigt der On-Widerstand jedoch um das 1,7-fache an, die Verlustleistung steigt damit auf 1,0W an.

Hinzu kommen die Schaltverluste, die sehr grob auf 2W abgeschätzt werden.

Es wird zunächst von einer Verlustleistung von bis zu 3W pro Transistor ausgegangen.
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) / 3W = 23,3°C/W

Wärmewiderstand Junction => case:	1,14°C/W
Wärmewiderstand Isolierscheibe (geschätzt)	0,5°C/W

Damit verbleibt für das Kühlelement:

23,3°C/W – 1,14°C/W – 0,5°C/W = 21,7°C/W.

Die Kühlelemente werden mit der primärseitigen Masse verbunden, um die Abstrahlung von Störungen zu vermeiden.

Auswahl der Gate-Ansteuerübertrager

E ist vorgesehen, Übertrager des Typs KASCHKE SP-R 12,5/7,5/6,3 zu verwenden. Diese Übertrager wurden schon erfolgreich mit 100kHz Schaltfrequenz eingesetzt.

Es wurde experimentell bestätigt, das die Übertrager mit 50kHz eingesetzt werden können. Spannungseinbruch dann ca. 20% am Ende der Halbperiode. (Belastung beider Sekundärwicklungen mit 2K2 parallel 680K.)

Auswahl der ausgangsseitigen Gleichrichter:

Aufgrund des zu erwartenden Überschwingens der Sekundärwicklung wird eine Sperrspannung von 60V vorgesehen. Die maximale „statische" Sekundärspannung ist 402V / 26 = 15,5V. Damit liegt über der sperrenden Dioden bis zu 15,5V * 2 = 31V an. Die doppelt so hohe Sperrspannung vermeidet übermäßige Verluste durch eine zu starke Bedämpfung der Sekundärwicklung mit RC-Reihenschaltungen. Gleichzeitig kann die Sperrspannung auch nicht zu hoch gewählt werden, weil dann die Durchlassverluste an den Dioden zunehmen.

Es werden Dual-Schottkydioden mit gemeinsamer Kathode des Typs DSSK70-008A von IXYS (Mouser) vorgesehen, mit den folgenden Kenndaten:

80V
2 x 35A
Vf = 0,66V bei 35A (Hier Betrieb mit bis zu 22A, daher ist mit Vf = 0,6V wie bisher angenommen zu rechnen, kann so aus Diagramm im Datenblatt abgelesen werden)
Ir = 4mA (25°C)
Case: TO-247

Es ergibt sich näherungsweise die folgende maximale Verlustleistung pro Doppeldiode:

Annahme: Ausgangsstrom 40A, Tastverhältnis ist irrelevant, das Dioden auch als Freilaufdioden arbeiten, Annahme einer gleichen Stomaufteilung zwischen beiden Wicklungen.

0,6V * 20A = 12W.

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) / 12W = 5,8°C/W

Wärmewiderstand Junction => case:	0,8°C/W
Wärmewiderstand Isolierscheibe (geschätzt)	0,5°C/W

Damit verbleibt für das Kühlelement:

5,8°C/W – 0,8°C/W – 0,5°C/W = 4,5°C/W.

Alternative Rechnung:

Bei einer Sperrschichttemperatur von 150°C geht die Flussspannung jedoch auf 0,4V zurück. (Tj max. ist 175°C)

0,4V * 20A = 8W.
(150°C – 55°C) / 8W = 11,9°C/W

Damit verbleibt für das Kühlelement:

11,9°C/W – 0,8°C/W – 0,5°C/W = 10,6°C/W.

Die Kühlelemente werden mit der sekundärseitigen Masse verbunden, um die Abstrahlung von Störungen zu vermeiden.

Dimensionierung des Eingangskondensators

Der maximale Primärstrom bei minimaler Eingangsspannung und maximalem Ausgangsstrom ist unter der Annahme eines sich dann einstellenden Tastverhältnisses von 75% näherungsweise 1,76A * 0,75 = 1,32A.

Es soll unter diesen Umständen eine Welligkeit von 5% (der minimalen Eingangsspannung 270V) toleriert werden, das ist 13,5Vpp.

Damit ergibt sich eine Kapazität von näherungsweise:

1,32A * 10ms / 13.5V = 980uF.

Es wird eine Nennspannung von 450V benötigt (max. Eingangsspannung 402V)

Es erscheint sinnvoll, z.B. 4 Elkos 330uF/450V = 1320uF, 3 Elkos 390uF/450V = 1170uF 4 Elkos 390uF/450V = 1560uF oder 3 Elkos 470uF/450V = 1410uF parallel zu schalten. (Vergleich Bull-Netzteil: 1230uF)

Geeignet: CDE 380LQ391M450K042 Farnell 104-0895 390uF 450V d = 30mm h = 40mm LS = 10mm

CDE 381LX471M450A052 Farnell 1041017 470uF 450V d = 35mm h = 50mm LS = 10mm

Es wird ein Entladewiderstand von 100kOhm vorgesehen. Es ergibt sich eine Zeitkonstante von 1170uF * 100kOhm = 117s. Bei der maximalen Spannug von 402V ergibt sich eine Verlustleistung von 1,6W.

Geeignet: VISHAY PR03000201003JAC00 100K/3W 750V Farnell 183-2639

Dimensionierung des Einschaltstrombegrenzers

Im Bull-Netzteil sind zwei NTCs mit einem Kaltwiderstand von 3 Ohm und einem Scheibendurchmesser von ca. 20mm in Serie geschaltet.

Die Kombination 3 Ohm/20mm ist im Sortiment von Farnell nicht exakt auffindbar.

Es wird daher eine Serienschaltung aus zwei NTCs 4 Ohm/22mm vorgesehen.

Diese NTCs haben die folgende Teilenummer:
AMTEHERM SL22 4R014 Farnell 1653456

Die Serienschaltung von zwei kleineren NTCs hat eine kürzere thermische Zeitkonstante als ein größerer NTC.

Auswahl des Eingangsgleichrichters

Der Eingangsgleichrichter muss weit überdimensioniert werden, da er (wenn man das Netzteil ohne PFC betreibt) vom nadelförmigen Ladestrom der Kondensatoren durchflossen wird. Weiterhin führen

Netztransienten zu hohen Ladestromtransienten durch den Gleichrichter. Spikes auf dem Netz beanspruchen den Gleichrichter auch spannungsmäßig.

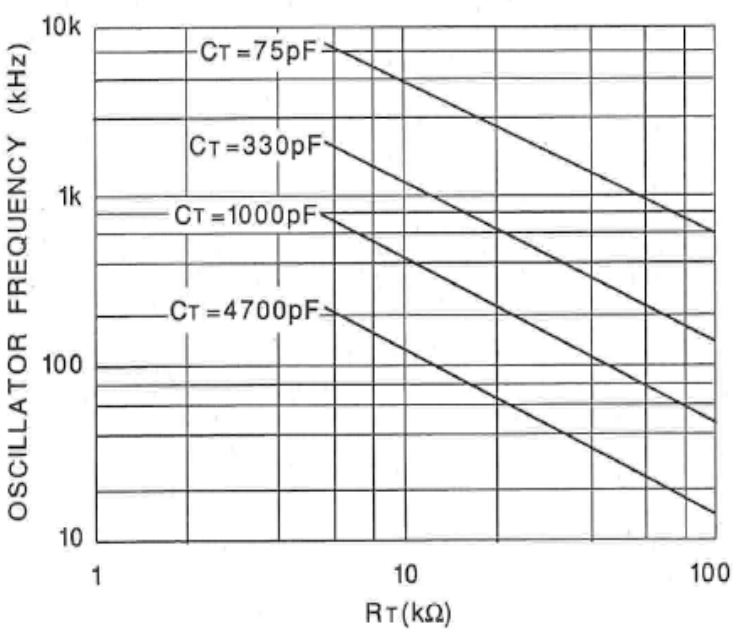
Geeignet:
VISHAY VS-GBPC3508W Farnell 9099000 800V / 35A

Beschaltung Controller UC3875

Oszillator:

Die Oszillatorfrequenz muss gleich der doppelten Schaltfrequenz sein.
2 x 50kHz => 100kHz

Aus dem Diagramm im Datenblatt kann die Wertekombination 47kOhm und 1nF R2101 und C2101 abgelesen werden.



Ramp und Slope:

In einer Periode des Oszillators soll die Rampe den Endwert 3,8V erreichen.

In SLUP102 wird dabei die Wertekombination 75K und 75pF angegeben, für eine Periode des Oszillators von 5us.

Damit kann geschlossen werden, das für die hier vorhandene Periodendauer der Oszillatorfrequenz von 10us die Wertekombination 75K (R2102) und 150pF (C2102) geeignet ist.
(Rechnung nach Formel in Datenblatt ergibt dagegen 175pF)

Referenzspannung:

Gemäß Texas-Applikationsnote SLUP102 wird R2104 mit 2K0 und R2104 mit 3K0 dimensioniert. Damit ergibt sich eine Referenzspannung von 3,0V für den Error-Amplifier.
Dies liegt nahe der Mitte des Common-Mode-Bereichs des Error Amplifiers.

Feedback-Spannungsteiler:

Das Teilerverhältnis muss gleich dem Referenzspannungsteiler sein, da die zu regelnde Ausgangsspannung und die Referenzspannung gleich groß sind, beide Spannungen betragen 5V.
Damit ist R2105 = 2K0 und R2106 = 3K0.

Regler-Kompensation:

Die Werte für R2107 (P-Anteil) und C2103 (I-Anteil) können nur experimentell ermittelt werden.
Als Startwerte werden die in SLUP102 angegebenen Werte 150K und 100nF eingesetzt.
Diese Werte begrenzen jedoch die Verstärkung unnötig, da in dem Referenzdesign SLUP102 noch eine weitere Verstärkerstufe, vor dem dort verwendeten Optokoppler vorhanden ist.

In einem Referenzdesign von Unitrode für den UC3864 wird dagegen bei einem Spannunsgteiler-Quellwiderstand von 1,125kOhm eine Serienschaltung aus 68K und 1,5nF zur Kompensation vorgesehen. Diese Werte wurden übernommen. In der Praxis zeigte sich damit ein einwandfreies Verhalten des Regelkreises.

Soft-Start:

Dimensionierung enstprechend Referenzdesign SLUP102.
Mit C2105 = 1uF ergibt sich eine Länge des Softstart-Zyklusses von 4,8V * 1uF /9uA = 530ms.

Delay:

Mit den Werten der Serienschaltungen aus R2109 und P2101 sowie R2110 und P2102 werden die Pausenzeiten zwischen dem Abschalten und dem Einschalten der „übereinanderliegenden" MOSFETs festgelegt.

Die Formeln für die Delay-Zeit aus dem Datenblatt können zusammengefasst und umgestellt werden:

$R * 62{,}5 * 10^{-12} / 2{,}4 = t$

Der geringste einstellbare Wert ist damit, bei einem dann wirksamen Widerstand von 3,9kOhm: 100nS
Der größte einstellbare Wert ist damit, bei einem dann wirksamen Widerstand von 23,9kOhm: 620ns

Mit C2106 und C23107 wird das mögliche Einkoppeln hochfrequenter Störungen in die DELAY-Eingänge vermieden. Die Werte von C2106 und C2107 wurden in Anlehnung an eine bereits existierende Schaltung mit 47nF dimensioniert.

Überstromabschaltung:

Als Stromwandler eignet sich der PE-51686NL von PULSE (Mouser) mit den folgenden Kenndaten:

Untersetzung 1:50
Frequenzbereich: 20kHz..200kHz
Maximaler Strom: 20A
Isolation nach VDE und IEC950

Der Endwert des Stromes im ungestörten Betrieb ist maximal 1,76A.

Es erscheint sinnvoll, bei einem Strom von 2,5A abzuschalten.

2,5A verursachen auf der Sekundärseite des Sensors einen Strom von 2,5A / 50 = 50mA.

Beim Erreichen einer Spannung von 2,5V am Eingang CS+ des UC3875 wird die weitere Leistunsgabgabe temporär abgeschaltet.

Damit ergibt sich folgender Wert für R3201:
2,5V / 50mA = 50 Ohm.
Es wird der Normwert 51R vorgesehen.

Durch die in Serie mit der Sekundärwicklung des Stromwandlers liegenden Dioden verändert sich das tatsächlich wirksame Übersetzungsverhältnis. Daher muss R3201 noch experimentell angepasst werden. Hierzu kann der Primärstrom mit dem zweiten Stromsensor T3103 beobachtet werden. Dieser Sensor ist nur für Diagnosezwecke im Entwicklungsstadium vorgesehen, wird aber dann in der Schaltung belassen.

Um eine Fehltriggerung der Überstromabschaltung durch Schaltspitzen zu vermeiden, wird das mit R2108 und C2104 aufgebaute Tiefpassfilter vorgesehen. Die Dimensionierung wird entsprechend des Referenzdesigns SLUP102 vorgenommen: R2108 = 100R, C2104 = 1nF.

Für die Gleichrichtung des Ausgangssignals des Stromsensors werden schnelle Dioden 1N4148 vorgesehen. Mit langsameren Dioden kann es zu deutlichen Messfehlern kommen.

Gate-Ansteuerung:

Die im Referenzdesign SLUP102 verwendeten Dioden 1N5820 sind bei Mouser erhältlich.

Um eine Vormagnetisierung der Kerne von T3101 und T3102 zu vermeiden, sind die Kondensatoren C3104 und C3107 vorgesehen. der Wert 1uF ist ein Erfahrungswert.

Parallel zu den Sekundärwicklungen der Trafos T3101 und T3102 sind RC-Reihenschaltungen zur Bedämpfung der Streuresonanz vorgesehen. Es ist sehr wahrscheinlich, das die Parallelschaltung der Widerstände bereits ausreichende Dämpfung bei noch hinzunehmender Belastung des Nutzsignals bringt. Sollte dies jedoch nicht der Fall sein, dann besteht die Möglichkeit, den Wert der Widerstände zu verringern und den Einfluss der Widerstände auf das Nutzsignal durch die Serienschaltung der (zuvor kurzgeschlossenen) Kondensatoren zu reduzieren.

Aus einer ähnlichen existierenden Schaltung ist der Wert 2K7 für die Parallelwiderstände bekannt.
Im Referenzdesign SLUP102 ist der Wert 10kOhm vorzufinden. Im Bull-Netzteil ist eine RC-Reihenschaltung aus 220 Ohm und einer unbekannten Kapazität vorhanden.

Weiterhin sind Serienwiderstände vorgesehen, um die Flankensteilheit an den MOSFETs im Bedarfsfall reduzieren zu können, um den Störpegel im zweistelligen MHz-Bereich zu reduzieren. Weiterhin verhindern diese Widerstände parasitäre Oszillationen der MOSFETs durch Dämpfung des Gate-Kreises. Als Startwert wird der Erfahrungswert 10R vorgesehen. Parallel zu diesen Widerständen sind noch Dioden als Bestückungsoption vorgesehen, um bei einer Erhöhung der Widerstandswerte selektiv die einschaltende Flanke, nicht aber das Sperren des MOSFETs zu verlangsamen. Damit wird

einem Querstrom durch „übereinanderliegende" MOSFETs während des Umschaltens der Halbbrücke vermieden. An dieser Stelle wird die Diode 1N4148 eingesetzt, die sich in der Vergangenheit bei experimentellem Vergleich verschiedener Diodentypen als besonders geeignet herausgestellt hat.

Dimensionierung der Brücke

Abblockung, C3101, C3102, C3103

Erfahrungswert 10uF für C3103
Es wird ein verlustarmer Polypropylenkondensator mit geringem Innenwiderstand und geringer Serieninduktivität vorgesehen.

Geeignet: VISHAY MKP1848C61050JK2 10uF 500V (Mouser)

Die direkt an den MOSFETS befindlichen Kondensatoren haben einen deutlich kleineren Wert und damit eine deutlich höhere Eigenresonanz:

Geeignet: VISHAY CERA-MITE 562R5GAS10 10nF/1kV (Mouser)

Versorgungsdrossel, L3101

Erfahrungswert 22uH
Geeignet: COILCRAFT RFB1010-220L 22uH / 4,1A Farnell 245-7795

Entstördrosseln L3102,L3103

Dimensionierung nur experimentell möglich

Serienkondensator C3110

Dimensionierung wurde bereits dargestellt.
Geeignet: VISHAY MKP1848C61050JK2 10uF 500V (Mouser)

Resonanzdrossel L3104

Dimensionierung nur experimentell möglich

Dimensionierung des Ausgangskreises

Leerlaufschutz R3305

Mit R3305 soll eine zu hohe Ausgangsspannung im Leerlauffall (Spitzenwertgleichrichtung im lückenden Betrieb) vermieden werden. (Gefahr des Auslösens des Crowbar-Überspannungsschutzes)

Mit dem Wert 10 Ohm für R3305 fließt ein Preload-Strom von 0,5A.

Hierbei entsteht eine Verlustleistung von 2,5W.
Geeignet: VISHAY DALE CW00510R00JE12 10R 5W Drahtwiderstand axial (Mouser)

Dimensionierung der Hilfsversorgung

Grundsätzliches

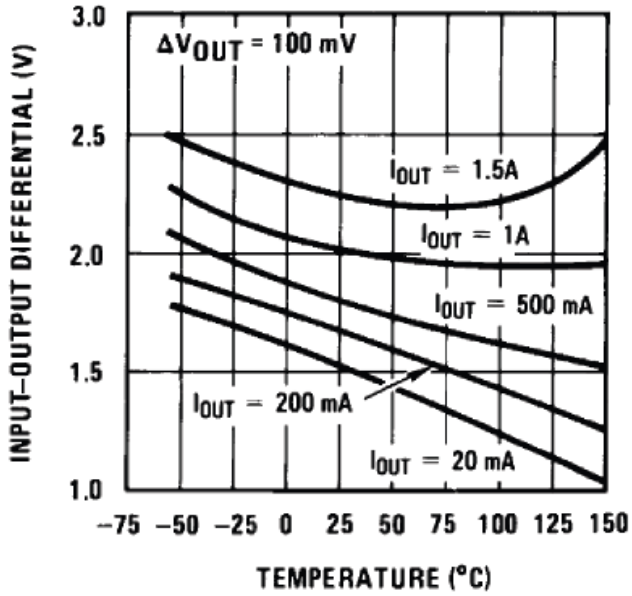
Es wird ein Strom von bis zu 300mA aus der 12V-Versorgung angenommen.

Um eine Einschaltverzögerung mit einfachen Mitteln zu implementieren wird ein Reglerbaustein LM317 vorgesehen.

Bestimmung der Trafo-Sekundärspannung

Der minimale Scheitelwert der Trafo-Sekundärspannung wird wie folgt abgeschätzt:

Dropout-Spannung LM317:



Auszug Datenblatt LM317

Man erkennt eine Spannungsdifferenz von ca. 1,8V bei 300mA.

Es wird ein Ripplespannung von 0,5Vpp angenommen.
Für den Spannungsabfall an den Gleichrichterdioden wird 2 x 0,6V = 1,2V angenommen.

Man erhält folgende Spannung:

12V	(Ausgangsspannung)
+ 1,8V	(LM317)
+1,2V	(Gleichrichter)
+1V	(Ripple)
= 16,0V.	

Um die Abflachung der Sinuskuppen durch die impulsförmige Belastung mit dem Ladestrom zu berücksichtigen, wird dieser Wert durch den Faktor 0,85 (Erfahrungswert) geteilt.

Man erhält: 16,0V / 0,85 = 18,8V.
Dieser Wert soll bei einer Netzspannung von 230V –15% erreicht werden. (also beim 0,85-fachen der Netzspannung)

Damit ergibt sich bei nomineller Netzspannung ein Scheitelwert der Sekundärspannung von 18,8V / 0,85 = 22,1V. Dies entspricht einem Effektivwert von 22,1V * 0,71 = 15,7V.

Damit kann ein Trafo mit einer handelsüblichen Sekundärspannung von 16V eingesetzt werden.

Geeignet: BEL SIGNAL TRANSFORMER DST-4-16 16V / 400mA (Mouser 530-DST-4-16)

Es soll nun die Verlustleistung des Spannungsreglers bei maximaler Eingangs 230V +5% abgeschätzt werden:

Scheitelwert: 16V * 1,05 * 1,41 = 23,7V
Multiplikation mit „Abflachungsfaktor" 0,85 = 20,13V
Abzüglich Flussspannung Gleichrichter = 1,2V = 18,93V
Abzüglich Ripple/2 = 0,5V = 18,5V

Es ergibt sich eine Verlustleistung von: (18,5V – 12V) * 0,3A = 1,95W.

Die Sperrschichttemperatur soll 125°C nicht überschreiten, bei einer Umgebungstemperatur von 55°C. Damit ergibt sich ein Wärmewiderstand von maximal: (125°C – 55°C) / 1.95W = 35,9°C/W.
Es kann ein Standard-Kühlkörper 21°C/W des Typs FISCHER FK 218 32 MI (Bürklin 65 B 345) verwendet werden. (Achtung: Ausführung –SA von Farnell ungeeignet, da nicht lötbar)

Für den Gleichrichter werden Standard-Schottkydioden SB140 (40V/1A) verwendet.
Für den Ladekondensator ergibt sich der folgende Wert:

0,3A * 10ms / 1V = 3000uF

Die maximale Spannung über dem Kondensator im Leerlauffall bei Netzspannung 230V +5% ist unter der Annahme eines Leerlauffaktors von 25%:

16V * 1,05 * 1,25 * 1,41 = 29,61V.

Es wird also eine Elko-Nennspannung von mindestens 35V benötigt.

Geeignet: PANASONIC EEU-FC1V332 3300uF/35V Farnell 969-2355

Die maximale Eingangsspannung des LM317 ist 37V.

R1501 wird auf 240 Ohm festgelegt.
Über R1501 fällt 1,25V ab.
Damit fließt ein Strom von 1,25V / 240 Ohm = 5,208mA durch R1501.
Für eine Ausgangsspannung von 12V muss über R1502 dann 12V – 1,25V = 10,75V abfallen.
Der Adjust-Pin-Current wird vernachlässigt.
Damit ergibt sich für R1502 der Wert 10,75V / 5,208mA = 2,064kOhm.
Es wird der Normwert 2K0 vorgesehen.

Im Zuge des Einfügens der Crowbar-Schaltung wurden die Werte von R1501und von R1502 halbiert, damit der Latching-Strom des Thyristors Q3403 (4mA) sicher erreicht wird.

Möglichkeit 1 für Soft-Start/Delay:

Die Ausgangsspannung soll nach 2s den Wert 12V erreicht haben. Nach dem Einschalten steigt sie prinzipbedingt sprungförmig auf 1,25V an. Damit ergibt sich eine Rampensteilheit von (12V – 1,25V) / 2s = 5,375 V/s.

Der Ladestrom in C1503 entspricht näherungsweise dem in R1501 eingeprägten Strom (wenn man den Strom durch R1502 vernachlässigt). Damit würde eine Kapazität von C = i * t / u = 5,2mA * 1s / 5,375V = 967uF benötigt.

Aufgrund des Stromes durch R1502 wird der Anstieg der Spannung jedoch verlangsamt. Daher wird die Kapazität, im Sinne einer hier ausreichenden groben Abschätzung, auf 680uF verringert.

Geeignet (Low Leakage) NICHICHON UKL1C681KHD 680uF 16V (Mouser)

Für den Ausgangskondensator C1503 soll ein Low-Impedance-Typ eingesetzt werden:

Geeignet: PANASONIC EEUFM1H101 100uF 50V Farnell 121-9478

Möglichkeit 2 für Soft-Start/Delay: (vorgezogen)

Es wird die Applikationsschaltung von TI vorgesehen. (Quelle: Datenblatt LM317)
Durch Veränderung des Wertes von R1504 kann die Delay-Zeit unkompliziert eingestellt werden.

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Aufladung von C1505 steuert Q1501 auf, damit Nebenschluss zu R15602 und geringere Spannung.

Dimensionierung des Netzeingangs

Netzsicherung F1101

Die Sicherung wird durch die Aufladung der Elkos nach dem Einschalten beansprucht.
Daher wird eine Sicherung 10A träge vorgesehen.

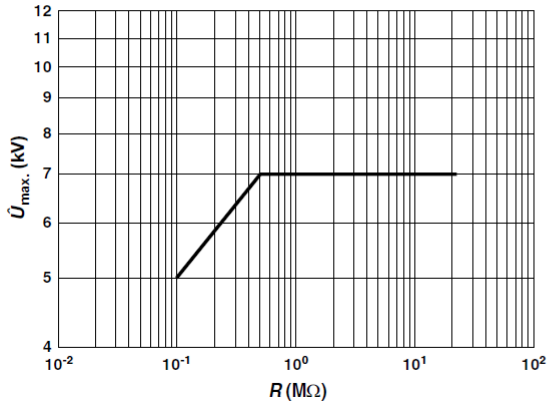
Entladewiderstand R1201

Der Widerstand liegt direkt über dem Netz, daher muss eine stossspannungsfeste Ausführung verwendet werden.

Geeignet: VISHAY HVR2500001004FR500 1M 1% 0,25W, 1,6kV
(statische Leistung bei 230V ist 53mW)
Farnell 2410658

Note

- Maximum allowed peak pulse voltage in accordance with IEC 60065, 14.1.a; 50 discharges from a 1 nF capacitor charged to $U_{max.}$; 12 discharges/min



HVR25
$\Delta R = \pm (4.0\ \%\ R + 0.1\ \Omega)$

DC-Sicherung F1301

Es soll eine flinke Sicherung mit dem Nennwert 3,15A verwendet werden.

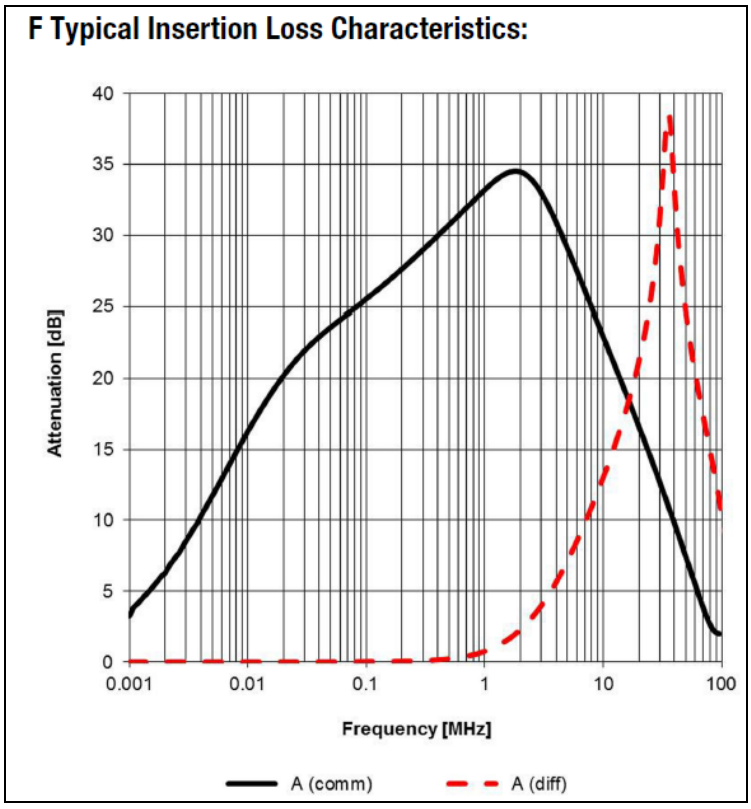
Dimensionierung des EMI-Filters

Die abschließende Dimensionierung des EMI-Filters kann nur experimentell erfolgen. (Im EMV-Labor bei REICHL-EMV)

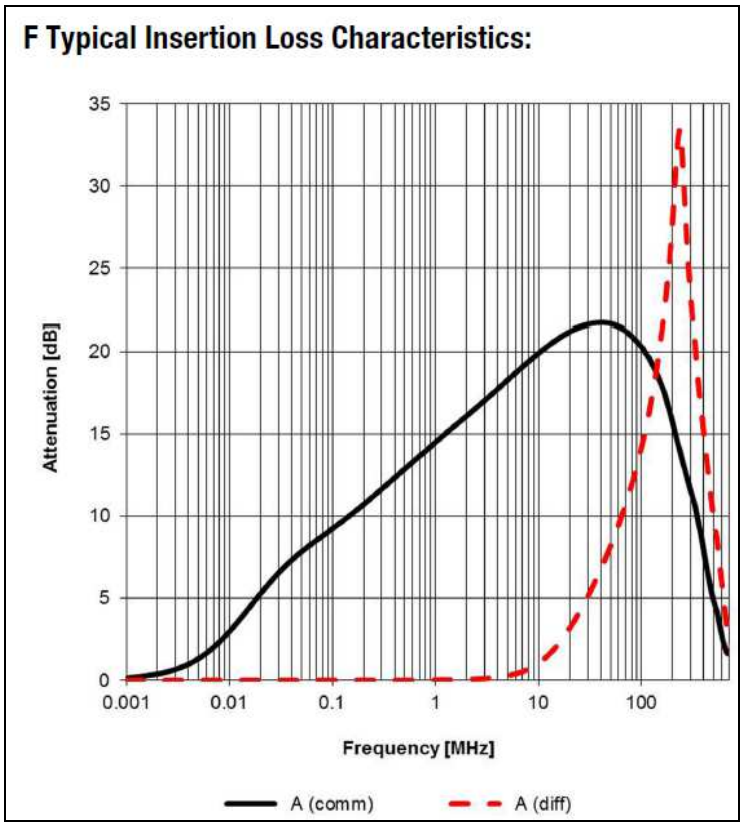
Es werden jedoch plausibel erscheinende Startwerte für die einzelnen Bauteile vorgesehen:

Für L1201 und L1203 werden Gleichtaktdrosseln mit unterschiedlichen Eigenresonanzen vorgesehen:

L1203:
WÜRTH 7448030509 Gleichtaktfilter / Drosseln WE-CMBNC Type M 2x9.0mH 10kHz 5A
Eigenresonanz: 2MHz.
(Mouser 710-7448030509)



L1201:
WÜRTH 7448031501 Gleichtaktfilter / Drosseln WE-CMBNC Type M 2x1.0mH 10kHz 15A
Eigenresonanz: 40MHz.
(Mouser 710-7448031501)



L1204 und L1205 werden zunächst nicht bestückt (Kurzschlussbrücke)

Der maximal zulässige Ableitstrom nach DIN VDE 0701-0702 ist 3,5mA.
Damit darf die Impedanz der Y-Kondensatoren nicht kleiner sein als 276V {max. Netzspannung} / 3,5mA = 78,8kOhm. Dies entspricht einer Kapazität von 40nF bei 50Hz.
Es sind 4 Y-Kondensatoren vorhanden. Damit ist die Obergrenze für die Kapazität eines jeden Kondensators 10nF. Da es noch andere Pfade für Ableitströme geben könnte, werden die Y-Kondensatoren mit 4,7nF dimensioniert.

Geeignet: KEMET C961U472MZWDBA7317 4700pF 300VAC Y2 Mouser 80-C961U472MZWDBAP

Für die X-Kondensatoren wird eine Kapazität von 100nF vorgesehen.
Geeignet: EPCOS B32912A3104K 0,1uF 330V AC X1 Mouser 871-B32912A3104K

Dimensionierung der Crowbar-Schaltung

Die Crowbar-Schaltung schützt die teuere CPU gegen Überspannungen, wie sie bei einem Fehler im Schaltnetzteil möglicherweise vorkommen könnten.

Beim Überschreiten einer Ausgangsspannung von ca. 6,8V soll der Ausgang über einen Thyristor kurzgeschlossen werden. Weiterhin soll die interne 12V-Versorgung über einen zweiten Thyristor abgeschaltet (bzw.hinreichend verringert) werden, um eine weitere Energieabgabe des Netzteils (dann in den Thyristor hinein) zu verhindern.

Es wird ein integrierter Ansteuer-Baustein MC3423 eingesetzt. (Wird nicht mehr hergestellt, konnte aber bei Ebay gekauft werden)

In diesem Baustein ist das Problem gelöst, das handelsübliche Comparatoren unterhalb ihrer definierten Mindest-Versorgungsspannung nicht mehr definiert arbeiten. Daraus könnte, ohne weitere Maßnahmen, eine ungewollte Zündung der Thyristoren beim Hochfahren des Netzteils nach dem Einschalten resultieren.

Auswahl Q3401:

STM TN5050H-12WY (Mouser)

80A
1,2kV
Igt = 50mA
200A/us
TO-247

Auswahl Q3403:

NXP BT169D-L,116 (Mouser)

0,8A
400V
Igt = 0,05mA
I latch = 4mA max.
TO-92

R3402: 2K7 nach Fig.9 Datenblatt

R3401: Vtrip = 2,6V (1 + R3401/R3402) (Datenblatt Fig.4)
mit R3402 = 2,7kOhm und nach Umstellen folgt: R3401 = 4,36kOhm

Es wird der Normwert 4K3 vorgesehen.
Damit Vtrip = 6,74V.

C3401: 4,7nF für ca. 50us Latenzzeit, nach Fig.11 Datenblatt

R3403: Null Ohm, Widerstand wird erst ab Vcc = 11V benötigt, hier 5V.

L3401: Der Stromanstieg durch den Thyristor soll auf kleiner 200A/us begrenzt werden (Siehe Thyristor-Datenblatt) 6,8V * 1us / 200A = 0,034uH. Nach Spulen-Rechner von B.Kainka (http://www.b-kainka.de) lässt sich mit ½ Wdg mit 10mm Durchmesser 0,05uH erreichen. Es wird daher eine entsprechende Schleife aus Litze AWG14 vorgesehen.

R3404: Basisstrom Q3402 soll ca. 1mA sein, Spannung über R3404 ca. 10V => 10kOhm.
R3405: Ableiten von Leckströmen, ebenfalls 10K
R3406: Zündstrom soll ca. 2mA sein: 12V / 2mA = 24kOhm => 22K.
R3407: Ableiten von Leckströmen, ebenfalls 22K

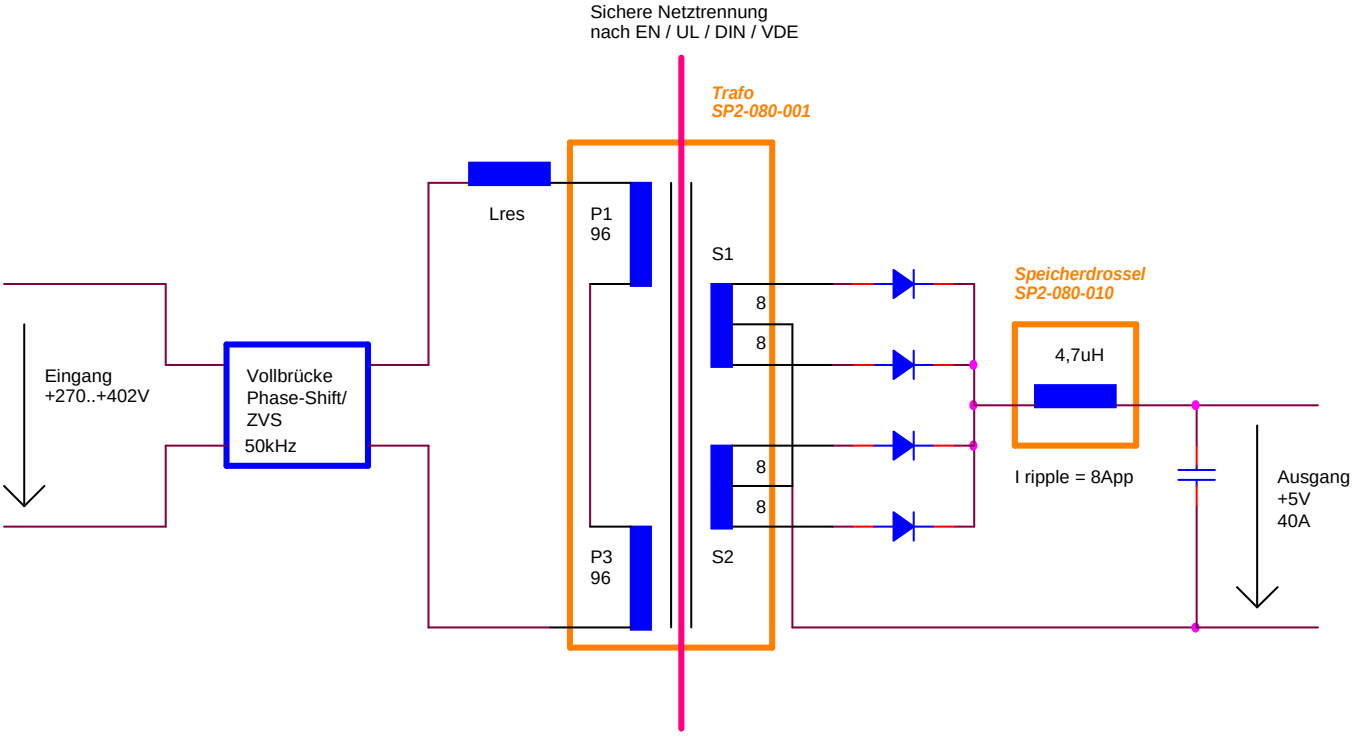
D3401 und D3491 dienen als Oder-Gatter für die Einschleifung des Übertemperaturschutzes.

Übertemperatuschutz

Am Kühlkörper einer der Ausgangsdioden ist ein Thermoschalter 67L080 angebracht. Wird eine Temperatur von 80°C überschritten, dann öffnet dieser Schalter. (z.B. bei Lüfterausfall)
Damit gelangt die +12V-Spannung über R3408,R3409 und D3402 an das Gate des Thyristors, womit das Netzteil abgeschaltet wird.

Zusammengefasste Spezifikation SNT-Trafo SP2-080-001

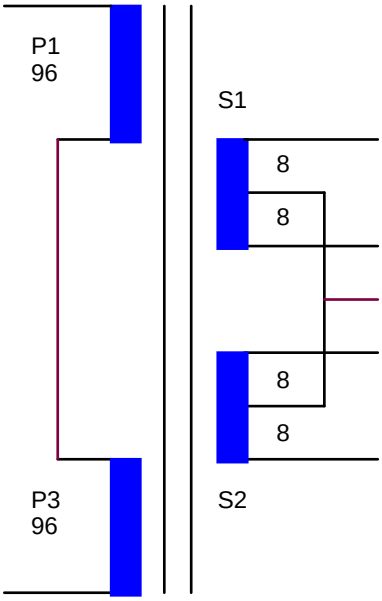
Prinzipschaltbild der Anwendungsschaltung:

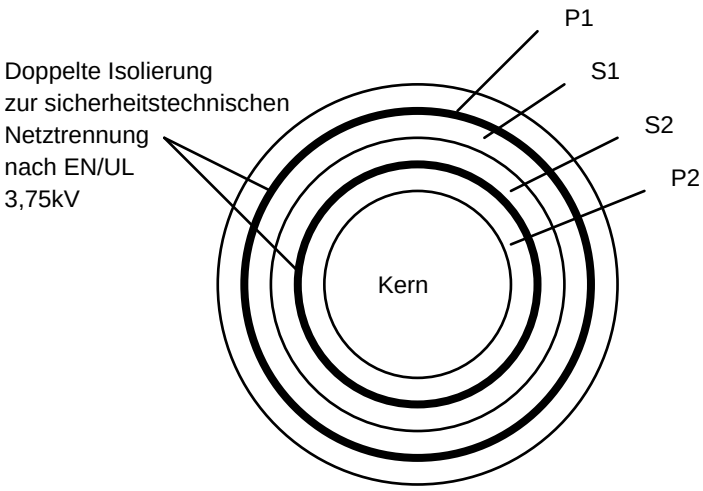


Kern: ETD54
Ferritmaterial: N87
Spulenkörper mit PCB-Pins
Pinbelegung kann frei gewählt werden

Schaltfrequenz: 50kHz (auf Primärwicklung bezogen)

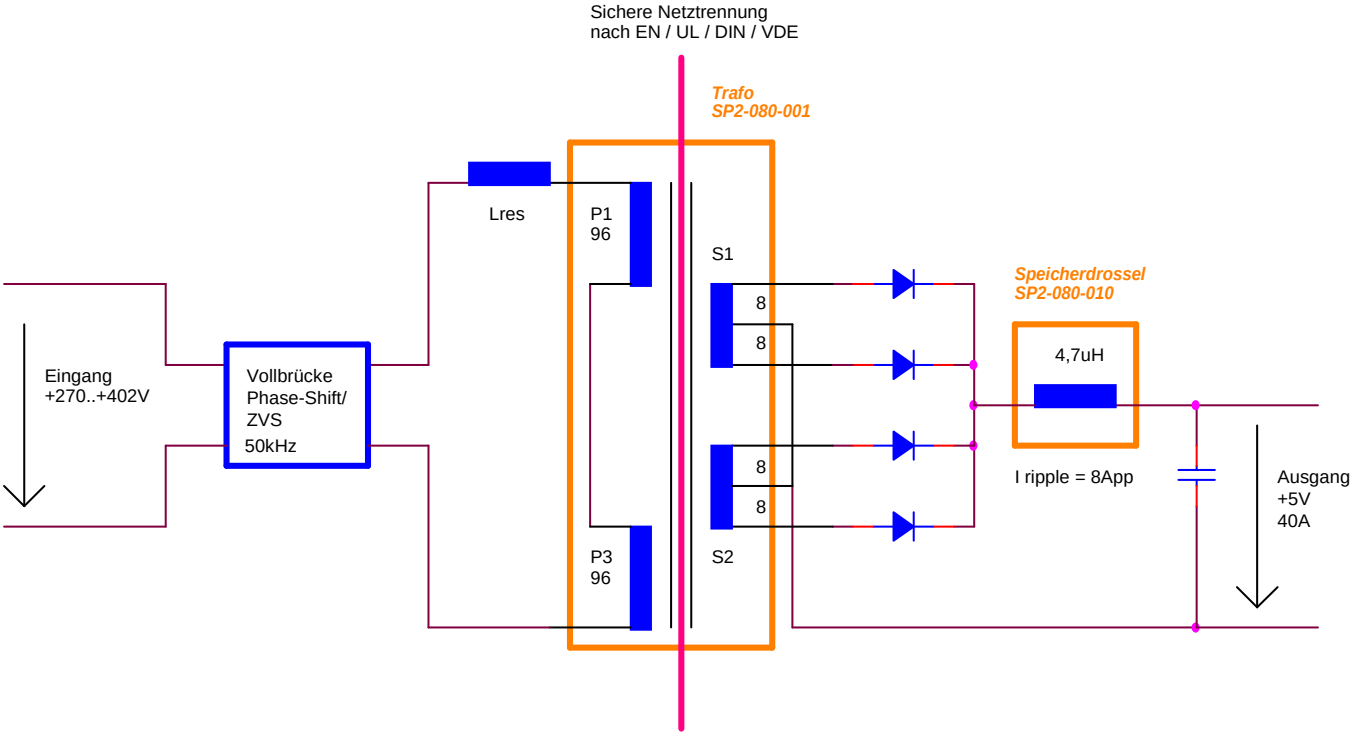
Wicklungsaufbau und Windungszahlen





Zusammengefasste Spezifikation Speicherdrossel SP2-080-010

Prinzipschaltbild der Anwendungsschaltung:



Kern: ETD49 mit Luftspalt 2mm
Ferritmaterial: N87
Spulenkörper mit PCB-Pins
Pinbelegung kann frei gewählt werden

5 Windungen aus Kupferfolie, damit L = 4,7uH

DC-Strom bis zu 40A
Stromwelligkeit 8App

An der Drossel wirksame Schaltfrequenz: 100kHz.

Vorab-Inbetriebnahme am 31.07.2016

Da der Trafo und die Speicherdrossel noch nicht geliefert waren, wurde die Funktion der SNT-Baugruppe für sich selbst so weit wie möglich getestet.

Zusammenfassung aller Änderungen

(1)
R2101 hat den richtigen Wert 47K, Irrtümlich (Copy-Paste-Fehler) war in Schaltplan, Stückliste und Layout der Wert 33K verzeichnet. Damit zu hohe Oszillatorfrequenz 130kHz, nach Bestücken von 47K ergab sich eine Oszillatorfrequenz von 99kHz (Sollwert 100kHz)

(2)
Es zeigte sich zunächst bei Erhöhung der Netzspannung auf über ca. 210V ein Schwingungsburst während des Schaltvorgangs mit einer Frequenz von ca. 75MHz. Dieser Burst wurde in den Eingang CS+ (Überstromabschaltung) des UC3875 eingekoppelt. Damit schaltete sich der Baustein bei Netzspannungen größer ca. 210V regelmäßig ab.

Mit der folgenden Modifikation der Schaltung wurde eine deutliche Reduktion der Burstamplitude erreicht, es traten auch bei 270V Netzspannung keine Abschaltungen mehr auf.

Die Leiterbahnen, die vom Gate-Widerständen zu den Gate-Anschlüssen von Q3101..Q3104 führen, wurden abgefräst. Es wurde ein Schaltdraht mit zwei Ferritperlen des Typs Würth 742 700 11 (Digikey 732-3988-ND) anstelle der Leiterbahn eingefügt. Die Gate-Vorwiderstände R3102, R3104, R3106 und R3108 wurden von 10 Ohm auf 51 Ohm erhöht.

(3)
Beim Thyristor Q3401 wurden die Anschlüsse G und A (Pins 2 und 3) vertauscht. (Zeichenfehler). Der Fehler wurde durch Nachverdrahtung korrigiert.

Zusammenfassung einiger Beobachtungen

(1)
Belastung der 12V-Hilfsversorgung mit 47 Ohm (255mA), UC3857 noch nicht gesteckt.
Dann 21,4V vor LM317 bei Netzspannung 230V.
Bei einer Netzspannung von 202V sind noch 16V vor dem LM317. (ausreichende Reserve)
Bei einer Netzspannung von 182V geht die 12V-Versorgungsspannung aus der Regelung.

(2)
Zeitverhalten beim Hochfahren der 12V-Versorgung:
Die Spannung geht zunächst sprunghaft auf ca. 3V
Dann steigt sie rampenförmig an.
Ca. 4s nach dem Einschalten wird eine Spannung von 10V erreicht.

(3)
Spannungsbereich des RAMP-Signals (UC3875 Pin 19) überstreicht ca. 0V.. ca. 3V.
Frequenz 99kHz.

(4)
Strombegrenzung (gemessen mit Labornetzteil und Last 10 Ohm)
Einsatz bei ca. 2,5A.

(5)

Stromaufnahme bei 40V Zwischenkreisspannung (aus Labornetzteil) ist 9,9mA.

Coss ist 120pF bei 40V.
Es erfolgen 4 Ladevorgänge in jeweils ein Coss in einer Taktperiode der Schaltfrequenz.
Damit ist mit folgendem Strom zu rechnen:

I = 4 * Coss * U * f
I = 4 * 120pF * 40V * 50kHz = 0,96mA.

Tatsächlich gemessen wurde jedoch 9,9mA.
Nach Abschalten der PWM ging der Strom auf 0,6mA zurück.

Man erkennt eine Abweichung um den Faktor 10.
Als Erklärung dafür wird der stark mit sinkender Spannung steigende Wert von Coss vermutet.
40V liegt in einem Gebiet der Spannungs/Kapazitäts-Kurve, in der die Steigung sehr hoch ist.

Um diese These zu überprüfen wurde eine weitere Messung mit einer Zwischenkreisspannung von 5V vorgenommen. Bei 5V ist die Steigung der Spannungs/Kapazitäts-Kurve weit geringer als bei 40V.
Coss ist 2nF bei 5V

Rechnerisch ist der folgende Strom zu erwarten:

I = 4 * Coss * U * f
I = 4 * 2nF * 5V * 50kHz = 2mA.

Tatsächlich gemessen wurde 3,5mA.

Der Fehler bei 5V ist dann der Faktor 1,75, während er bei 40V der Faktor 10 war.
Diese Beobachtung stützt die Vermutung, dass die Nichtlinearität der Kapazität Coss für die Unterschiede zwischen Rechnung und Messung ursächlich ist.

Für eine Zwischenkreisspannung von 325V wird der folgende Strom abgeschätzt:

Coss ist 25pF bei 325V.

I = 4 * Coss * U * f
I = 4 * 25pF * 325V * 50kHz = 1,6 mA.

Damit entsteht eine Verlustleistung von 325V * 1,6mA = 0,52W in der gesamten Brücke.

Die Brücke wurde einige Zeit im Leerlauf mit ca. 325V Zwischenkreisspannung betrieben.
Die Kühlelemente der MOSFETs erwärmten sich dabei um einige wenige °C.

Man kann eine tatsächliche Verlustleistung in der Größenordnung von weniger als 2W für die gesamte Brücke abschätzen. (in dieser Verlustleistung sind alle weiteren möglichen Verlustquellen und die Auswirkungen der Nichtlinearität von Coss enthalten)

Damit sind die kapazitiv bedingten Schaltverluste der Brücke hinreichend gering.

(6)
Die Brücke wurde mit einer Last von 412 Ohm bei ca. 325V Zwischenkreisspannung für einige Zeit betrieben. (Abgegebene Leistung 256W) Durch Abschätzen der Kühlkörpertemperatur durch Berührung kann man eine Verlustleistung von etwa 1W pro MOSFET abschätzen, womit die gesamte Verlustleistung der Brücke ca. 4W beträgt.

(7)
Die Schaltschwelle der Crowbar-Überspannungsschutzschaltung ist 6,3V. Beim Ansprechen der Schutzschaltung geht die 12V-Versorgung auf ca. 2,2V zurück. (Zündung Q3403)

Modifikation am 11.08.2016

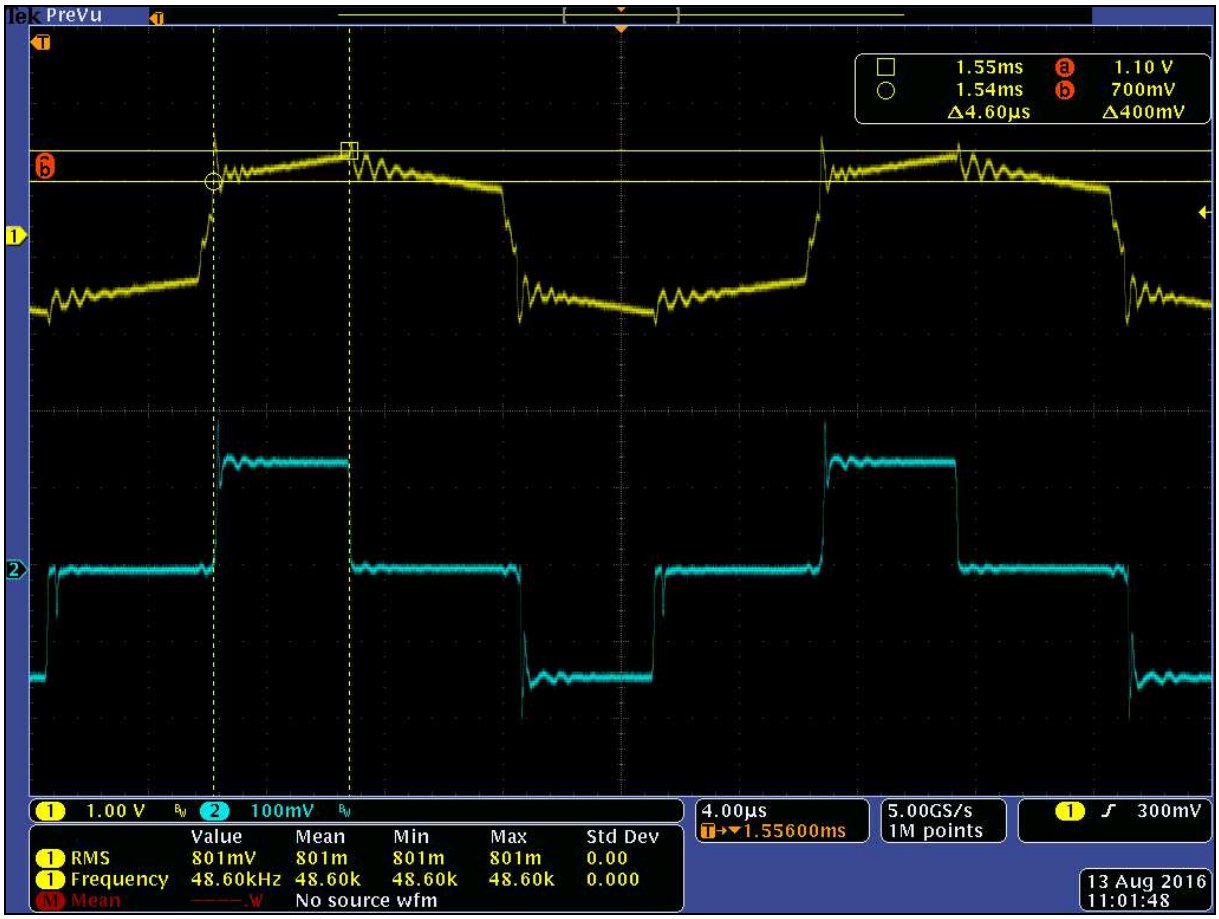
Die Gate-Vorwiderstände wurden von 51R auf 100R vergrößert, da sich bei der Inbetriebnahme der der schaltungsmässig identischen Brücke des HV-Wandlers SP2-090 mit 51R Störungen zeigten, die sich mit 100R deutlich reduzierten.

System-Inbetriebnahme am 13.08.2016

Betrieb im mittleren Betriebsbereich

Das SNT wurde ohne PFC direkt an s Netz (über Stell- und Trenntrafo) angeschlossen.
Es wurde 230V eingestellt.
Es wurde ein Laststrom von 20A bei einer Ausgangsspannung von 5V entnommen.

Die grundlegenden Kurvenformen werden auf Plausibilität untersucht:



Gelb: Primärstrom, gemessen an TP3202 ca. 1A/DIV
blau: Sekundärspannung Trafo, gemessen an TP3301 10V/DIV

Die Einschaltphase dauert 4,6us.
Die Induktivität der Speicherdrossel beträgt 4,4uH (laut Prüfprotokoll des Herstellers)
Die Spannung über der Speicherdrossel in der Einschaltphase ist:

14,2V (Spannung vor Gleichrichter)
- 0,6V (angenommene Flussspannung Diode)
-5V (Ausgangsspannung)

= 8,6V.

Es ergibt sich damit ein Stromanstieg von:

8,6V * 4,6us / 4,4uH = 8,99A.

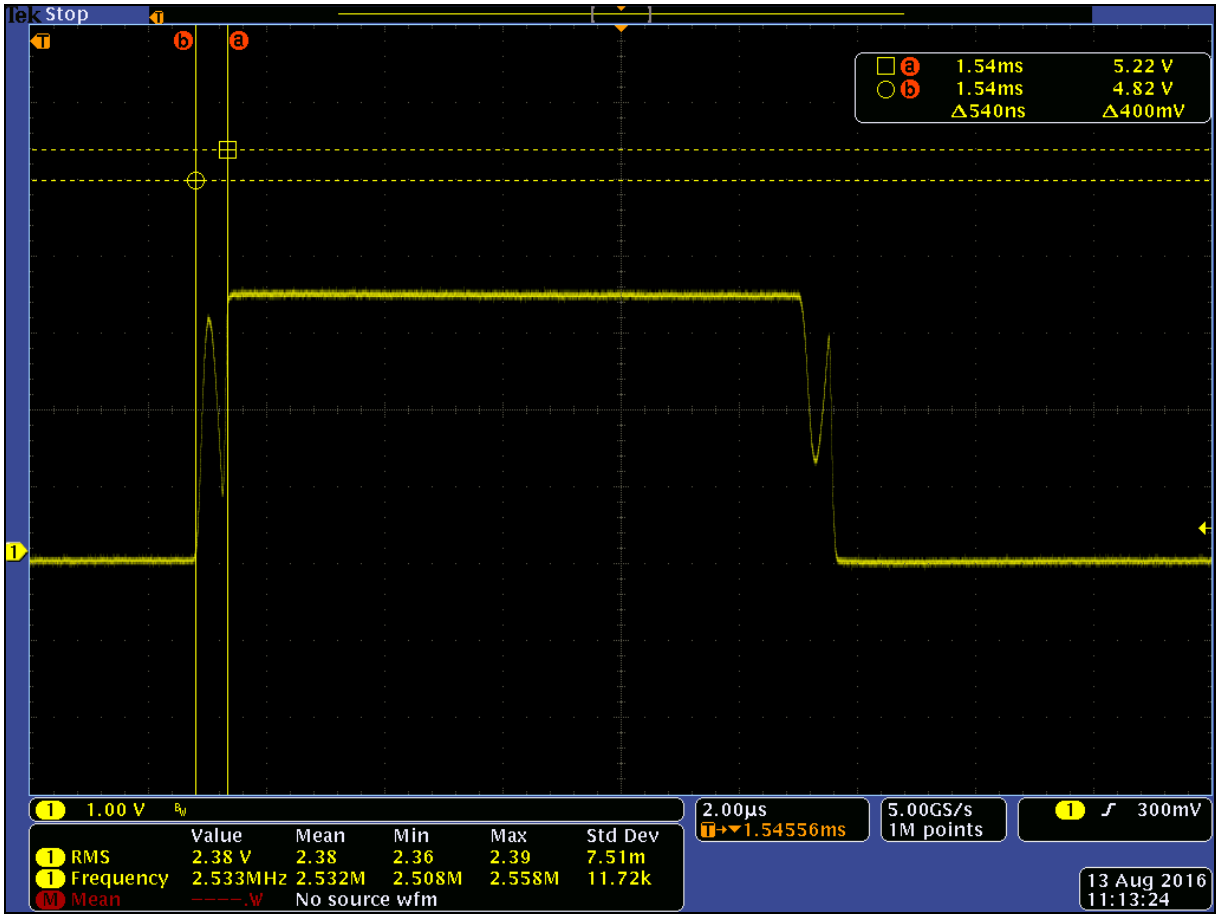
Das Übersetzungsverhältnis des Trafos ist 24.
Daraus folgt ein primärseitiger Stromanstieg von 8,99A / 24 = 0,375A.

Man erkennt eine Übereinstimmung zwischen dem errechneten Wert und dem im obenstehenden Oszillogramm gekennzeichneten Stromanstieg, der im Rahmen der Ablese- und Messgenauigkeit liegt.

Einstellen der Totzeit

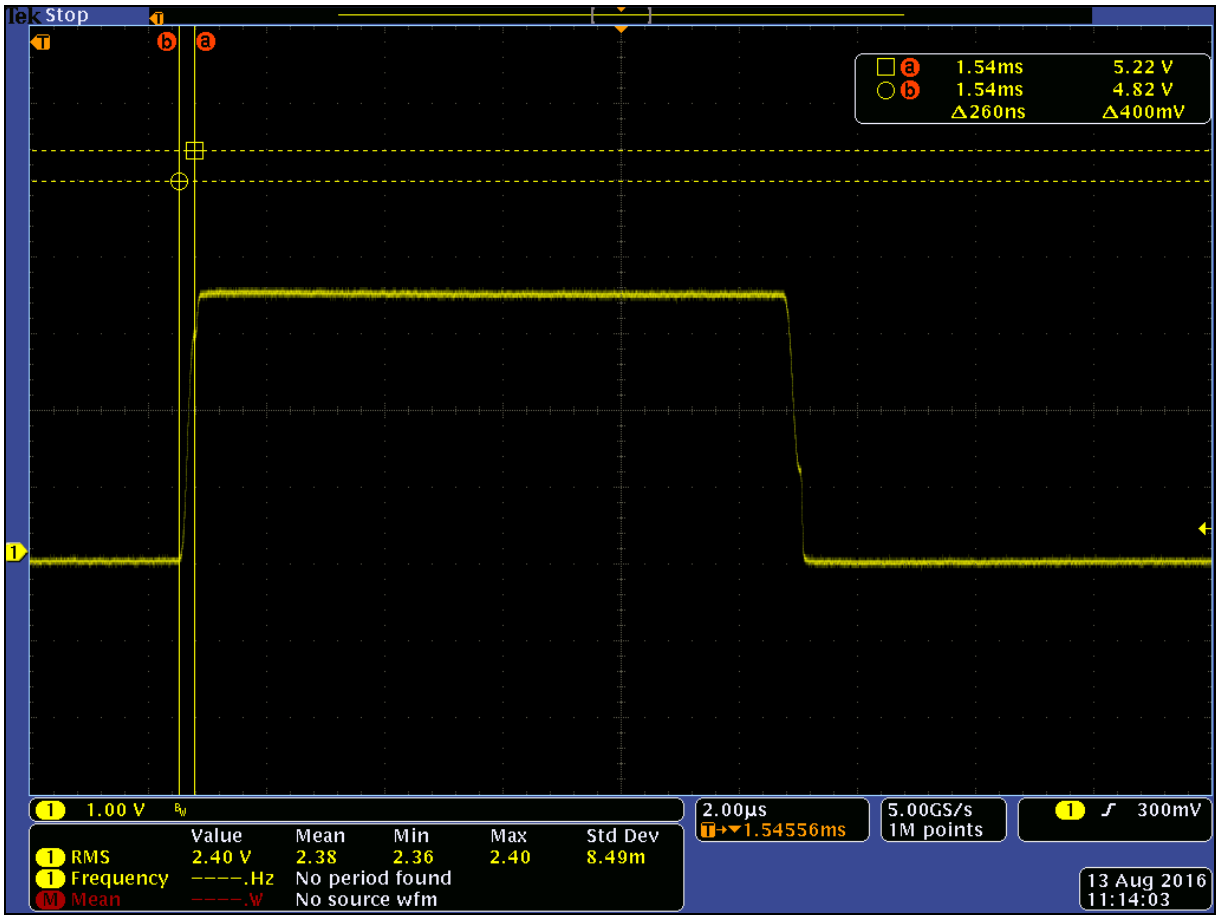
Zum Einstellen der Totzeit wurde der Wandlerausgang mit 20A belastet, da kleinere Ströme in der Praxis nicht vorkommen (Stromaufnahme der CPU ca. 19A)

An TP3106 zeigte sich zunächst eine zu lange Totzeit, womit sich eine unnötig hohe Schaltflanke ergab:



Spannung an TP3106 100V/DIV, vor Abgleich

Die Totzeit wurde durch Einstellen am Potentiometer „Delay A/B" verringert:

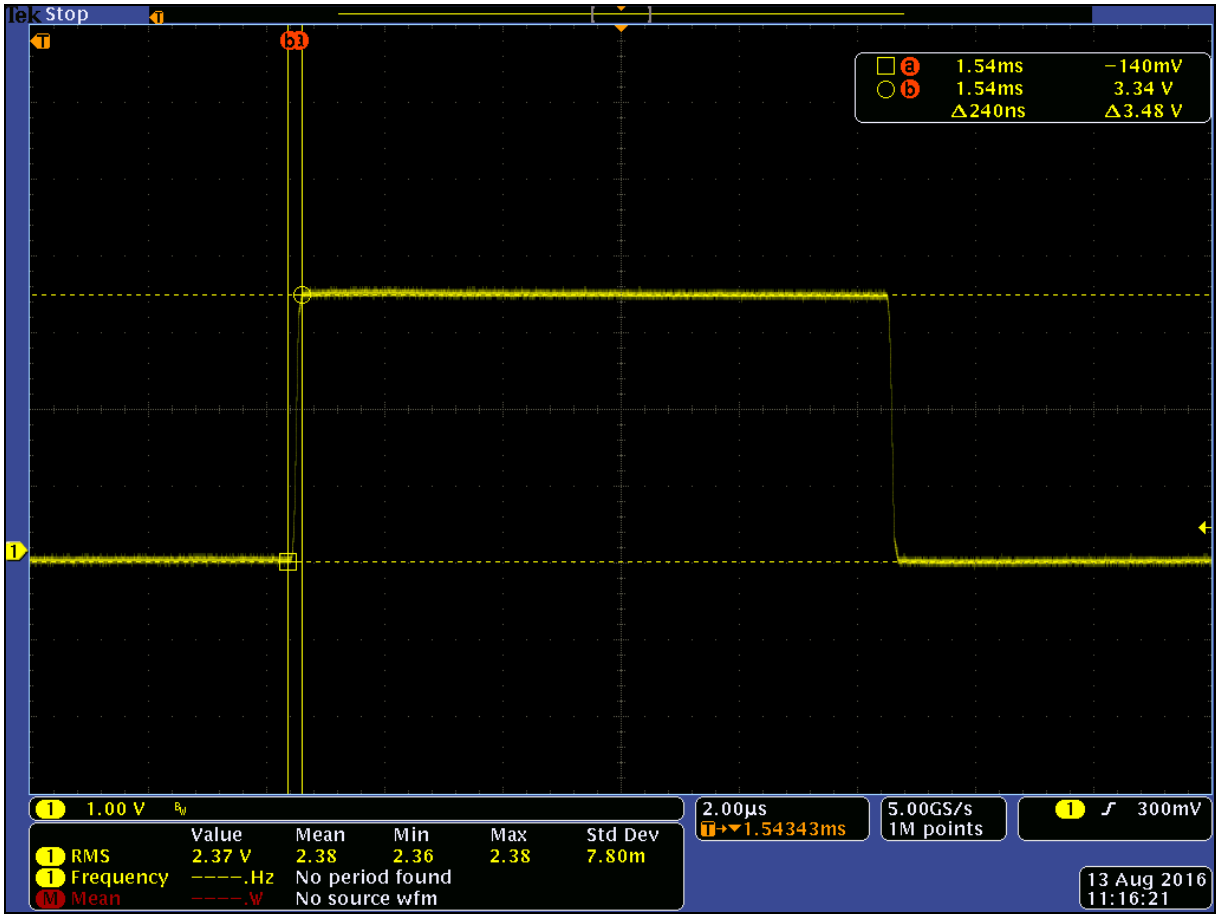


Spannung an TP3106 100V/DIV. Nach Abgleich

Man erkennt, dass die im Primärkreis gespeicherte Energie nicht dazu ausreicht, ein vollständiges ZVS-Schalten zu erreichen.

Um ein vollständiges ZVS-Schalten zu erreichen, könnte man eine Resonanzdrossel in Serie mit der Primärwicklung schalten. Es wurde jedoch entschieden, den gezeigten Zustand zu akzeptieren, da die Schaltverluste nur einen geringen Bruchteil der Durchlassverluste betragen, der Aufwand durch das Hinzufügen der Drossel steht in keinem Verhältnis zu seinem Nutzen, insbesondere da der Fall des Betriebs mit Lastströmen kleiner ca. 19A niemals vorkommt.

An TP3107 zeigt sich folgendes Verhalten:



Spannung an TP3107 100V/DIV

Man erkennt ein vollständiges Umschwingen, die Kurvenform wird durch den Abgleich nicht beeinflusst. Daher wurde die zuvor eingestellte maximale Verzögerungszeit aus Gründen der Betriebssicherheit beibehalten.

Messung des Wirkungsgrades und Bestimmung der Verlustquellen

Der Wirkungsgrad wird mittels Messen des Zwischenkreisstroms über einen Shunt 0,1 Ohm in Fassung für Sicherung F1301 (mit nachgeschaltetem Tiefpass 2kOhm/100uF mit fg = 0,8Hz) ermittelt.

Kurz nach dem Einschalten des Gerätes ergaben sich folgende Messwerte:

Zwischenkreisstrom:	399mA
Zwischenkreisspannung:	314,2V
Aufgenommene Leistung:	125,4W
Ausgangsstrom:	20,5A
Ausgangsspannung:	5,016V
Abgegebene Leistung:	102,83W.

Leistung am Preload (R3305) 2,5W (5V an 10 Ohm)

Da es um den Wirkungsgrad des Wandlers selbst geht, wird die im Preload umgesetzte Leistung zur Ausgangsleistung hinzuaddiert.

Summe abgegebene Leistung: 105,33W

Die Summe der Verluste im Wandler beträgt: 125,4W – 105,3W = 20,1W.

Der Wirkungsgrad beträgt: 105,33W / 125,4W = 84,0%.

Nach längerer Betriebszeit gehen die Verluste des Wandlers leicht zurück, was durch die Abnahme der Flussspannung des sekundärseitigen Gleichrichters mit steigender Temperatur zu erklären ist.

Es ergaben sich die folgenden Messwerte:

Zwischenkreisstrom:	392mA
Zwischenkreisspannung:	314,2V
Aufgenommene Leistung:	123,2W
Ausgangsstrom:	20,6A
Ausgangsspannung:	5,017V
Abgegebene Leistung:	103,25W.

Leistung am Preload (R3305) 2,5W (5V an 10 Ohm)

Da es um den Wirkungsgrad des Wandlers selbst geht, wird die im Preload umgesetzte Leistung zur Ausgangsleistung hinzuaddiert.

Summe abgegebene Leistung: 105,75W

Der Wirkungsgrad beträgt: 105,75W / 123,2W = 85,8%.

Die Summe der Verluste im Wandler beträgt: 123,2W – 105,75W = 19,9W.

Es soll nun betrachtet werden, wie sich die Verluste im Wandler zusammensetzen.

Für die Verluste am Gleichrichter kann 20A * 0,6V = 12W abgeschätzt werden.

Es verbleiben dann noch 19,9W – 12W = 7,9W.

Um die Verteilung dieser Verluste abzuschätzen, wurden die Temperaturen verschiedener Komponenten mit einem Thermoelement gemessen:

Die Umgebungstemperatur wurde mit 26°C gemessen.

Q3101/Q3102, Kühlelement direkt an Transistorgehäuse:	30°C
Q3103/Q3104: Kühlelement direkt an Transistorgehäuse:	31°C

Trafo, an der Anschnitsseite des Wicklungsaufbaus, etwa in der Mitte:	44°C
Trafo, Kern an der Innseite, im Spalt zwischen Wicklung und Kern:	36°C
Trafo, Kern an der Außenseite:	34°C
Speicherdrossel, an der Anschnitsseite des Wicklungsaufbaus, etwa in der Mitte:	33°C
Gleichrichter, Kühlkörper nahe Oberkante:	51°C

An den Ausgangselkos wurde überhaupt keine erhöhte Temperatur festgestellt.
An den 2mm-Steckkontakten der Trafo-Sekundärwicklungen sowie an den zu ihnen führenden Leiterbahnen wurde eine leichte Erwärmung festgestellt.

Nach Einschätzung des Verfassers kann von einer Verlustleistung von ca. 0,4W pro MOSFET in der Brücke ausgegangen werden, womit sich an der Brücke eine Verlustleistung von ca. 1,6W ergibt.

Für die Verlustleistung an den Leiterbahnen und Steckkontakten des Trafo-Sekundäranschlusses wird 1W abgeschätzt.

Für die Verluste an der Speicherdrossel wird 1W abgeschätzt.

Für die Verluste am Trafo wird 4W abgeschätzt.

Man erhält damit die folgende (abgeschätzte) Zusammensetzung der Verluste:

Gleichrichter:	12W
Trafo:	4W
Brücke:	1,6W
Speicherdrossel	1W
Anschluss Sekundärwicklung	1W
Sonstige Verluste:	0,3W
Summe:	19,9W

Die Messung des Wirkungsgrades wurde mit einem Laststrom von ca. 40A und einer auf 195V reduzierten Netzspannung wiederholt. Dies ist der ungünstigste Fall der auftreten kann, wenn das Gerät ohne PFC betrieben wird.

Nach einiger Betriebszeit des Gerätes ergaben sich folgende Messwerte:

Zwischenkreisstrom:	1042mA
Zwischenkreisspannung:	243,6V
Aufgenommene Leistung:	253,8W
Ausgangsstrom:	40,6A
Ausgangsspannung:	5,017V
Abgegebene Leistung:	203,8W.

Leistung am Preload (R3305) 2,5W (5V an 10 Ohm)

Da es um den Wirkungsgrad des Wandlers selbst geht, wird die im Preload umgesetzte Leistung zur Ausgangsleistung hinzuaddiert.

Summe abgegebene Leistung: 206,3W

Die Summe der Verluste im Wandler beträgt: 253,8W – 206,3W = 47,5W.

Der Wirkungsgrad beträgt: 206,3W / 253,8W = 81,3%.

Da die Durchlassverluste im Trafo und an den Leitungsverbindungen sowie an den MOSFETs quadratisch mit den Strom anwachsen geht der Wirkungsgrad bei erhöhtem Ausgangsstrom nach unten.

Untersuchung der Stabilität des Regelkreises

Der Wandlerausgang wurde mit einer festen Belastung von 20A betrieben.
Eine weitere Belastung von 7A wurde mit einer Frequenz von ca. 15Hz und einem Tastverhältnis von ca. 50% über einen MOSFET prellfrei periodisch hinzugeschaltet.

Bei Betrachtung der +5V-Ausgangsspannung konnte das Ein- und Ausschwingen des Reglers nicht erkannt werden, da es im Störteppich unterging. Daher wurde das Stellgrößen-Signal E/A out an Pin2 des UC3875 betrachtet.

An diesem Signal zeigte sich ein aperiodischen Unter- und Überschwingen (Ein Durchgang durch den Endwert nach dem Unterschwinger, kein Durchgang durch den Endwert nach dem Überschwinger). Die Stabilitätsreserve des Reglers ist damit hinreichend groß.

Untersuchung des Verhaltens bei Überlast

Zunächst wurde der Wert von R3201 von 51 Ohm auf 62 Ohm erhöht, um die Ansprechschwelle der Überstromabschaltung so zu legen, dass sie bei 40A gerade noch nicht anspricht.
Bei einem Laststrom von 40A ergab sich (bei dem ursprünglichen Wert 51 Ohm für R3201) ein Spitzenwert der Spannung an TP3202 von 1,90V.

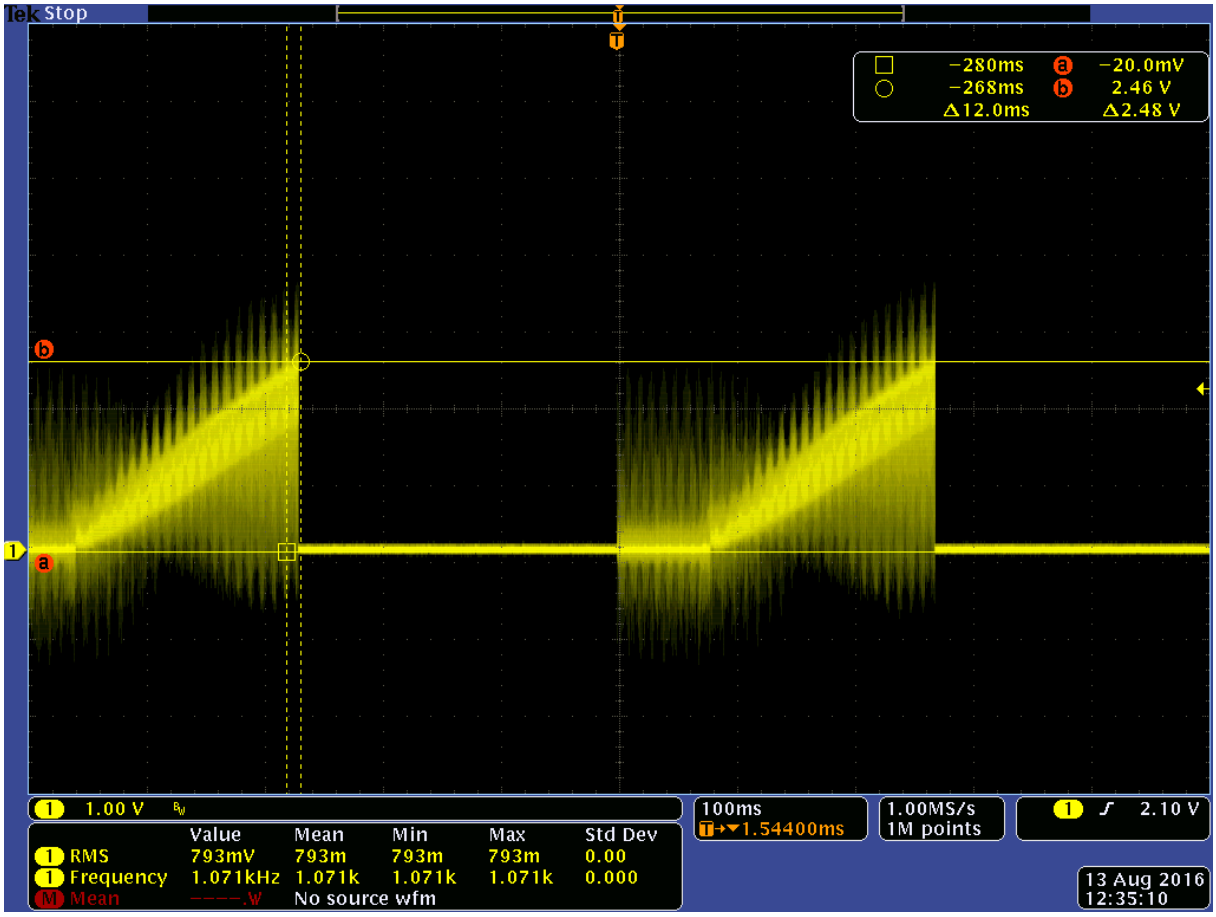
Um bei einem Ausgangsstrom von 40A mit 2,3V mit einem Sicherheitsabstand gerade unterhalb der Auslöseschwelle von 2,5V zu sein, wurde R3210 auf 51 Ohm * 2,3V / 1,9V = 62 Ohm erhöht.

Diese Modifikation wurde zu einem späteren Zeitpunkt wieder rückgängig gemacht, da sich eine ungewollte Interaktion mit der PFC zeigte.

Der Spitzenwert der Spannung an TP3202 geht NICHT mit sinkender Netz-Eingangsspannung nach oben, da zwar dann das Tastverhältnis zunimmt, aber der Anstieg des Stroms abnimmt.

Der Spitzenwert des Primärstroms bei Abgabe von 40A ist, gemessen an TP3201, 1,74A.
Das Tastverhältnis bei 195V Netzspannung und Abgabe von 40A beträgt ca. 68%.

Der Wandler wurde mit einer Überlast (0,095 Ohm, bei 5V würden dann 53A fließen) belastet.
Es zeigte sich der folgende Kurvenverlauf an TP3202:

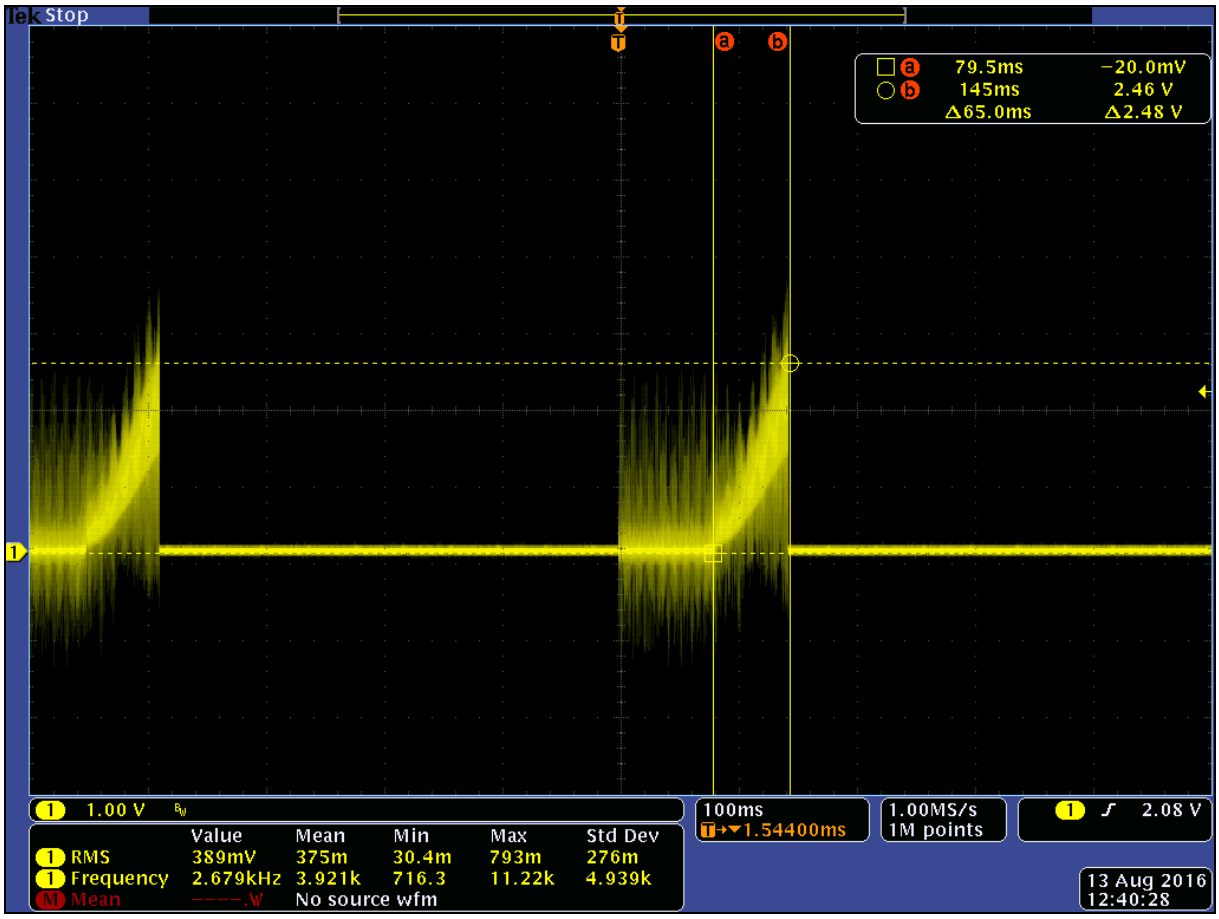


Spannung an TP3202 1V/DIV

Nach dem Erkennen des Überstroms schaltet sich der Wandler zunächst für 350ms ab.
Danach erfolgt ein Softstart mit einer Rampenlänge von ca. 190ms.

Die Temperaturen der belasteten Bauteile des Wandlers steigen nicht signifikant an, gehen stattdessen gegenüber den Temperaturen im ungestörten Berieb bei 40A zurück.

Weiterhin wurde der Ausgang (über einen Shunt 10mOhm) kurzgeschlossen.
Es zeigte sich das folgende Verhalten:

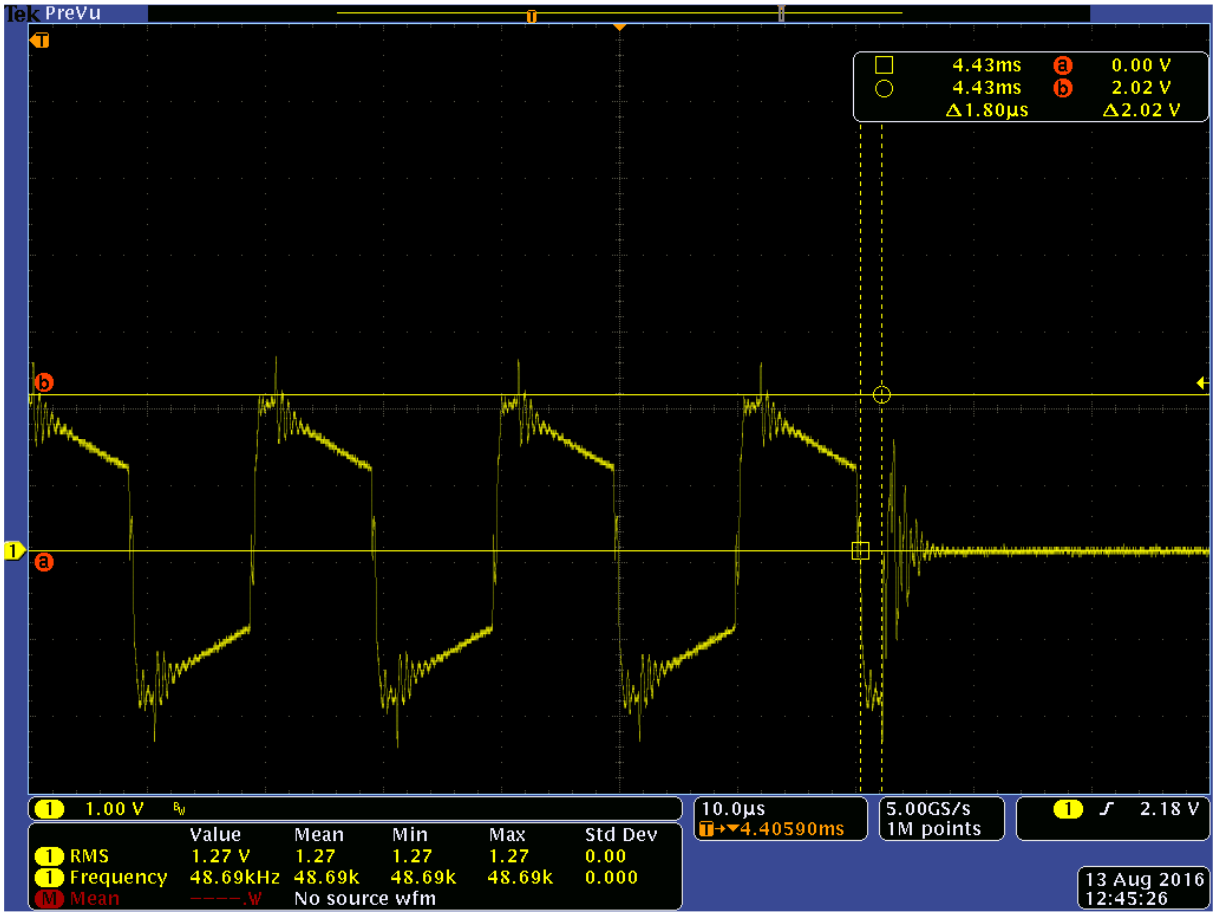


Spannung an TP3202 1V/DIV

Der Stromanstieg, bei durch die Softstart-Funktion gegebenen Anstieg des Tastverhältnisses, ist nun deutlich größer als im vorhergehenden Überlastfall. Durch die feste Austastzeit nimmt aber die thermische Belastung der Komponenten des Wandlers nicht signifikant zu.

Es wurde sowohl mit einem beim Einschalten des Gerätes bereits bestehen als auch mit einem während des laufenden Betriebs hergestellten Kurzschluss getestet, in beiden Fällen zeigte sich das zuvor beschriebene Verhalten.

Das folgende Oszillogramm zeigt das Abschalten im Kurzschlussfall:



Spannung an TP3201 1V/DIV = 1A/DIV

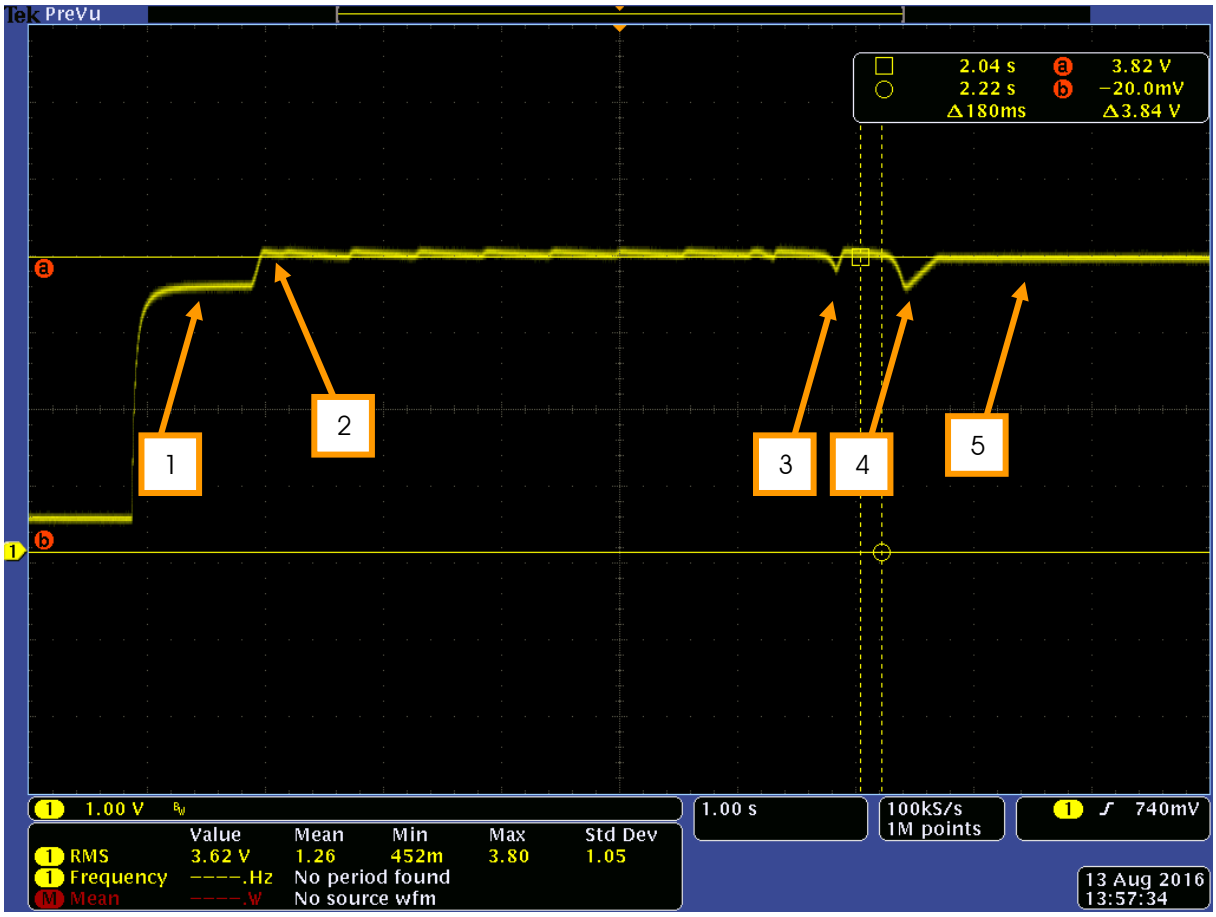
Man erkennt, dass beim Erreichen eines Spitzenwertes von ca. 2A des Primärstroms abgeschaltet wird.

Betrieb mit vorgeschalteter PFC

Das SNT wird nun mit vorgeschalteter PFC betrieben.

Beim Betrieb mit 40A Laststrom stellte sich zunächst ein Verhalten ein, bei dem die Überstromabschaltung, bedingt durch das Aufladen der Ausgangskapazität bei gleichzeitiger hoher Belastung, ansprach. (Aufgrund der bei höherer Zwischenkreisspannung steiler ansteigenden Kurvenform des Primärstroms erfolgt die Abschaltung bei höheren Zwischenkreisspannungen bei etwas geringeren Lastströmen als bei geringeren Zwischenkreisspannungen).

Der sich hierbei ergebende Lastwechsel am Ausgang der PFC führt dann dazu, dass der Regelkreis der PFC „durcheinanderkommt" uns sich ein Spannungseinbruch ergibt. Dieses Verhalten ist in dem folgenden Oszillogramm gezeigt:



Zwischenkreisspannung an TP1301, 100V/DIV

Der dargestellte Kurvenzug beginnt nicht bei Null, da beim Einschalten noch Restladung aus dem vorherigen Versuch im Zwischenkreis vorhanden war.

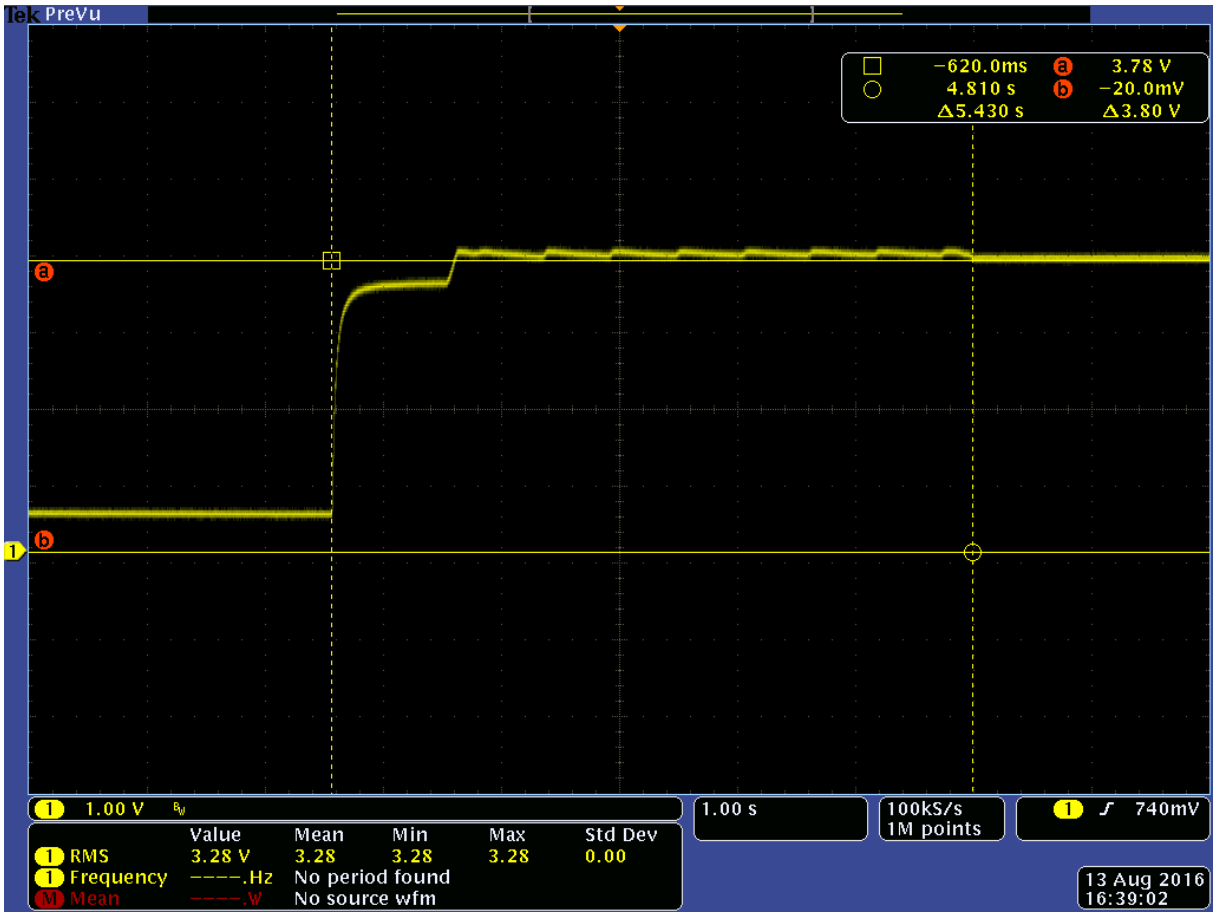
Im Abschnitt (1) wird der Ausgangselko direkt aus dem Netz geladen, über die Paralleldiode zum PFC-Regler.

Nach dem Anschwingen des PFC-Reglers (2) läuft dieser zunächst etwas über seine normale Ausgangsspannung hoch, da er noch nicht belastet wird. Beim Erreichen eines Maximalwertes wird der Wandler abgeschaltet. Der Zwischenkreis entlädt sich dann bis zum Erreichen der Nominalspannung, womit dann der PFC-Regler kurzzeitig anläuft.

(3) und (4) sind die Spannungseinbrüche, die in Folge Lastwechsels im Zuge des Einsatzes der Überstromabschaltung beim Hochlauf des SNT auftreten.

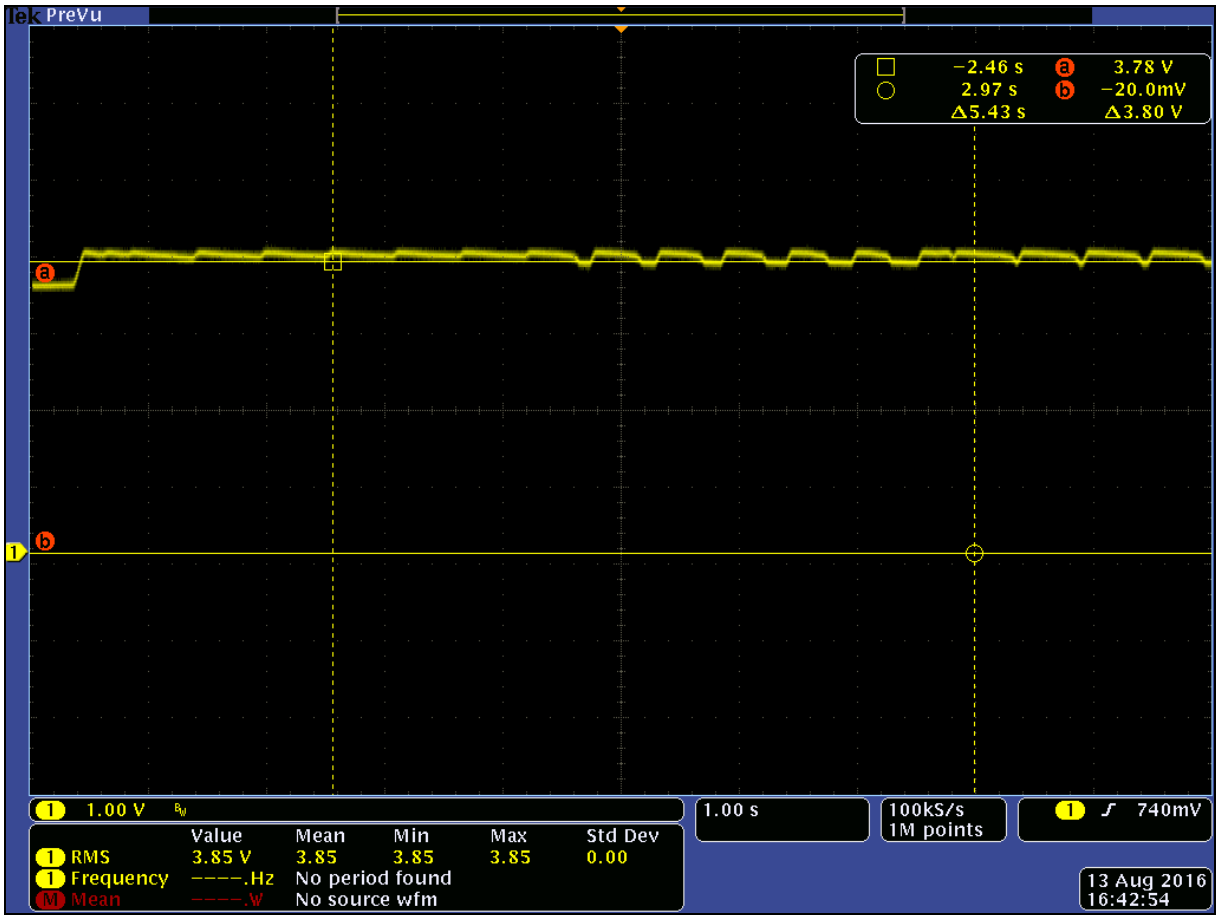
Im Zeitraum (5) zeigt sich dann ein stabiles Betriebsverhalten.

Der Einsatzpunkt der Strombegrenzung wurde dann wieder etwas hochgesetzt (R3201 auf 52R3 anstelle von 62R). Damit wird die Überstromabschaltung auch im Fall „Hochlaufen mit Last 40A bei Zwischenkreisspannung 380V aus PFC" nicht mehr ausgelöst.



Zwischenkreisspannung an TP1301, 100V/DIV
Bei Hochlauf mit Last 40A

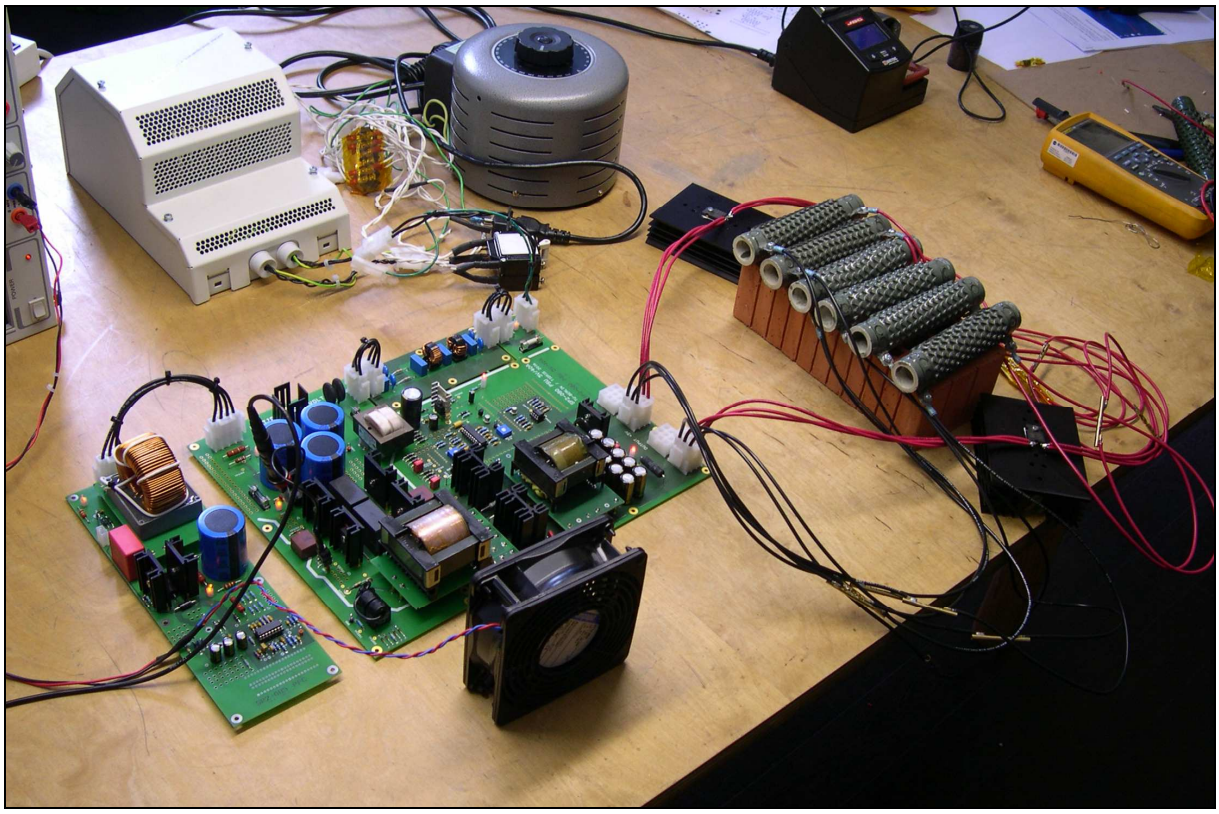
Weiterhin wird das Verhalten des Zwischenkreises bei Kurzschluss am Ausgang untersucht:



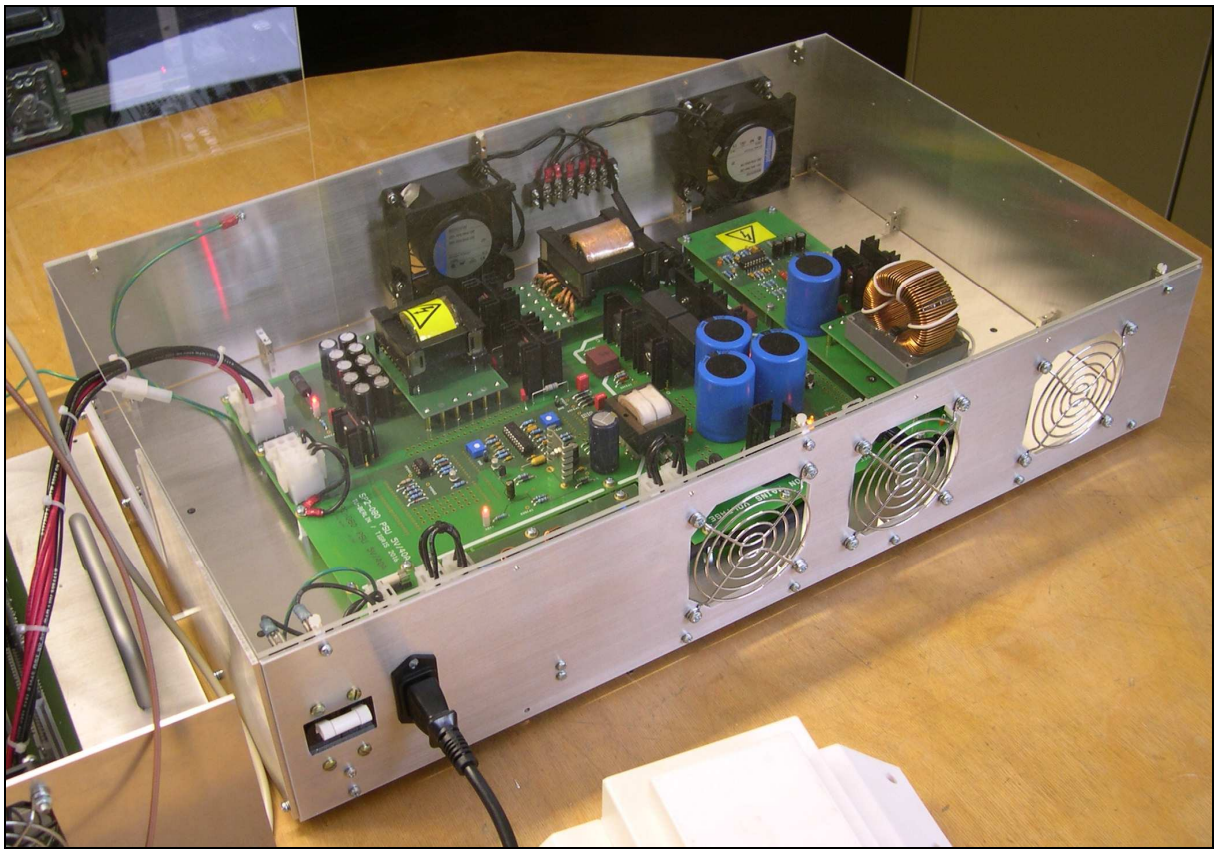
Zwischenkreisspannung an TP1301, 100V/DIV
Bei Hochlauf mit Kurzschluss (über Shunt 10mOhm am Ausgang)

Man erkennt, dass keine unsicheren Zustände auftreten.

Abbildungen



Ansicht des Versuchsaufbaus bei der Erstinbetriebnahme



Das fertiggestellte Schaltnetzteil mit PFC im Gehäuse

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 des SNT-Trafos und der Speicherdrossel, der Detailkonstruktion des Trafos und der Drossel und der Fertigung eines Musterloses des Trafos und der Drossel.