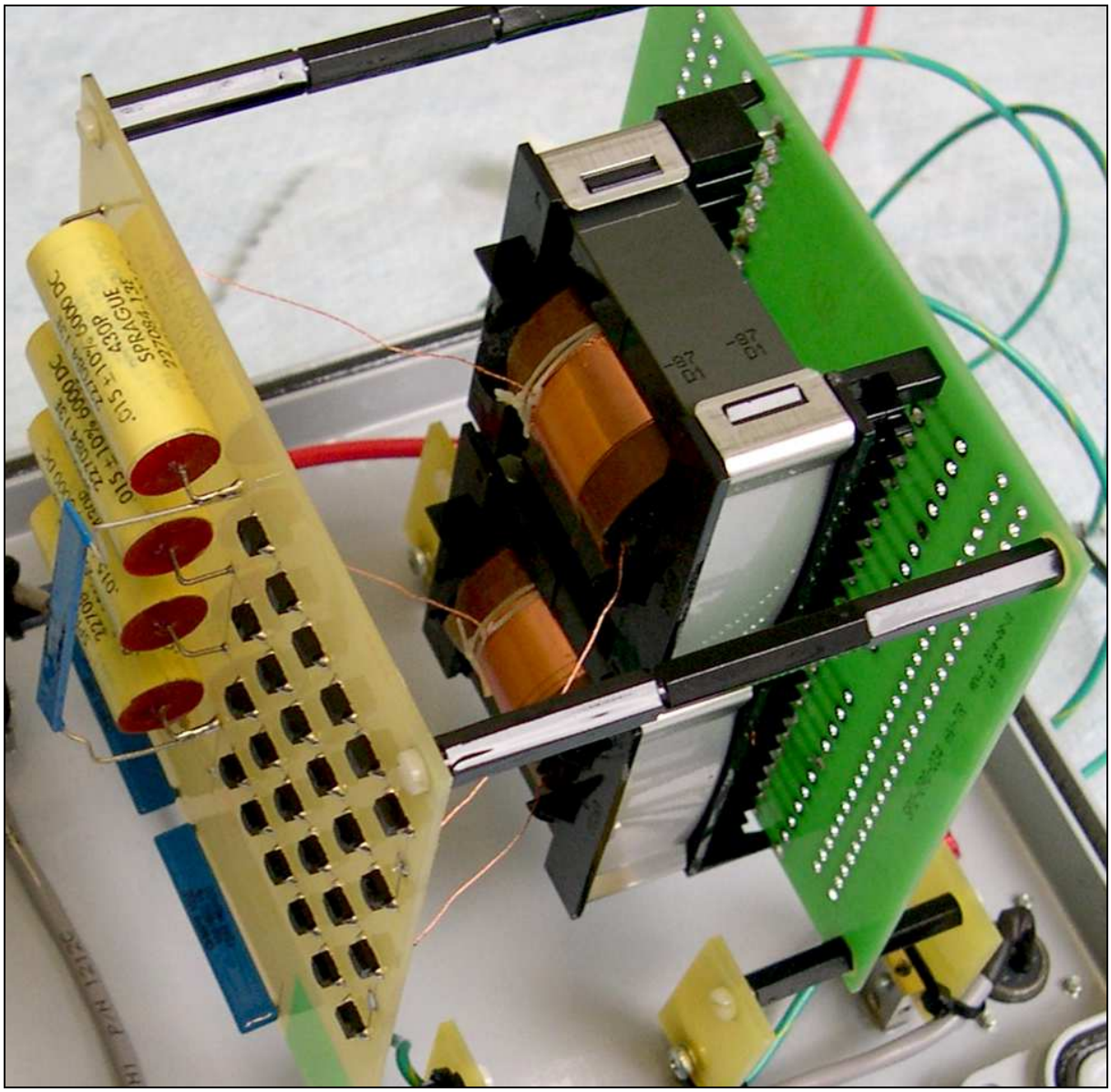
Die HV-Quelle SP2-090.

Von Henry Westphal und Lukas Hey



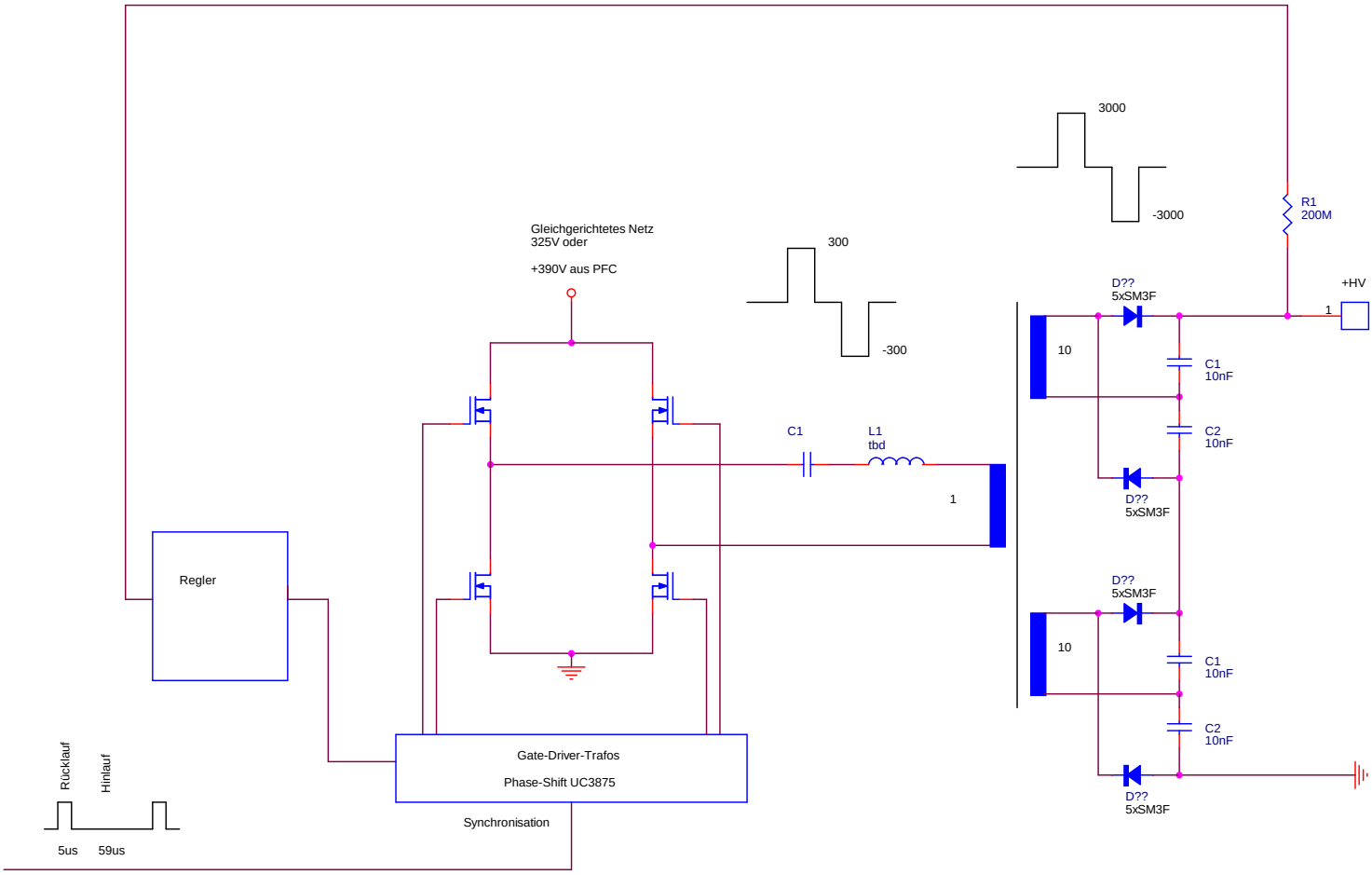
Grundsätzliche Spezifikation und Konzeption der HV-Quelle

(09.07.2016)

Die HV-Quelle hat die folgenden Eigenschaften:

Anwendung: Versorgung einer 6,5"- Monochrom-Bildröhre
Ausgangsspannung: 8kV..12kV (einstellbar)
Ausgangsstrom: max. 2mA
Schaltfrequenz: 15,625kHz
Eingangsspannung: gleichgerichtete Netzspannung 325V +5% - 10%

Die folgende Abbildung zeigt den grundsätzlichen Aufbau der HV-Quelle:



Der HV-Teil (Trafo, Gleichrichter, Kondensatoren, Teiler) wird nicht vergossen, sondern in einem Ölbad (Silikonöl Wacker Powersil TR50) betrieben. Damit ist dieser Aufbau für Reparaturen und Optimierungen zugänglich.

Die Sekundärwicklung des Trafos ist in zwei Wicklungen unterteilt, die Addition der Spannungen findet nach der Gleichrichtung statt. Die Gleichrichter sind als Spannungsverdoppler ausgeführt. Damit soll ein möglichst geringes Übersetzungsverhältnis des Trafos erzielt werden (1 zu 10 + 10). Damit soll das Erreichen einer hinreichend hohen Resonanzfrequenz der Sekundärwicklungen erleichtert werden. Diese Anordnung führt allerdings dazu, dass die Sekundärwicklungen als Ganzes Spannung gegen Erde bzw. den Kern führen.

Eine Seriendrossel auf der Primärseite kompensiert die auf die Primärseite transformierte Sekundärkapazität. Mit dieser Drossel lässt sich ggf. eine Resonanzüberhöhung nutzbar machen. Der Wert der Drossel wird experimentell bestimmt.

Die Brücke wird mit einer Phase-Shift-PWM angesteuert.

Detailentwurf der Schaltung

(17.07.2016)

Zusammenfassung der Definition der Anforderungen

- Anwendung: Versorgung einer 6,5"- Monochrom-Bildröhre
- Ausgangsspannung: 8kV..12kV (einstellbar)
- Ausgangsstrom: max. 2mA
- Schaltfrequenz: 15,625kHz, synchron zu Zeilenablenkung
- Eingangsspannung: gleichgerichtete Netzspannung 325V +5% -10%
- Die Quelle soll nur dann Energie abgeben, wenn die Zeilenablenkung der Bildröhre vorhanden ist. (Vermeidung von Einbrennflecken)

Allgemeine Vorüberlegungen

Um die Komplexität des Trafos nicht zu hoch werden zu lassen wird nicht eine klassische Fernseh-Horizontalendstufenschaltung sondern ein Flusswandler realisiert. Das Design dieses Flusswandlers ist zeitaktuell und nicht anwendungsspezifisch, es kann für verschiedene, zukünftige Anwendungen leicht modifiziert werden.

Um das Übersetzungsverhältnis des Trafos nicht zu groß werden zu lassen, wird die gleichgerichtete Netzspannung (325V) bzw. die Ausgangsspannung der PFC (390V) als Primärspannung vorgesehen.

Da keine Anforderungen an die Dynamik der Ausgangsspannung bestehen (es wird nur eine Gleichspannung benötigt) wird anstelle eines Brückengleichrichters eine Spannungsverdopplerschaltung vorgesehen. Die hierzu benötigten Kondensatoren stören bei dieser Anwendung nicht. Damit halbiert sich die von der Sekundärwicklung abzugebende Spannung, womit sich auch die Windungszahl halbiert. Damit halbiert sich auch näherungsweise die Resonanzfrequenz. (L steigt mit Quadrat der Windungszahl, fres steigt mit Wurzel der Induktivität, Kapazität näherungsweise von Windungszahl unabhängig)

Um die sekundärseitige Resonanzfrequenz weiter zu erhöhen, wird die Sekundärwicklung in zwei Wicklungen mit getrennter Gleichrichtung durch Spannungsverdopplerschaltungen aufgeteilt. Es werden dann die Ausgangsspannungen der Gleichrichter in Serie geschaltet.

Um Energieverluste in den Schaltern durch die auf die Primärseite transformierte Sekundärkapazität zu vermeiden wird eine Seriendrossel zur Primärwicklung vorgesehen.

Es wird eine Vollbrücke mit Phase-Shift-Ansteuerung vorgesehen. Hierfür werden die bereits für das Schaltnetzteil SP2-080 entwickelten Schaltungsblöcke wiederverwendet. Diese Schaltungsblöcke werden in diesem Text nicht noch einmal beschrieben.

Erzeugung des Taktes

Der verwendet Phase-Shift-Controller UC3875 muss mit Nadelimpulsen mit der doppelten Schaltfrequenz synchronisiert werden. Der Wandler soll synchron zur Horizontalablenkung arbeiten.

Als Referenz wird die Rücklaufspitze an der Horizontal-Ablenkspule abgegriffen. Dieses Signal ist nur dann vorhanden, wenn der Elektronenstrahl der Röhre tatsächlich abgelenkt wird. Mit einer entsprechenden Auswertung dieses Signals wird erreicht, dass der Wandler nur dann Energie abgibt, wenn tatsächlich abgelenkt wird.

Die Ausgangsspannung des Ablenkverstärkers (Monitorbaord „Mainstream") ist +135V beim Rücklauf. An den darauf folgenden Stellelementen dürfte sich ein Spannungsabfall von bis zu 40V einstellen. Daher erscheint +80V als sinnvolle Schaltschwelle für die Detektion der Ablenkung.
Hinweis: Aufgrund von Unterschwingern, die bis hinab zu 93V gehen, wurde die Schaltschwelle nachträglich auf 70V reduziert.

Die Signaldetektion geschieht mit dem Comparator U2201A.
Der mit R2204 und R2205 aufgebaute Spannungsteiler bewirkt eine Referenzspannung von 2,5V
Der mit R2201, R2202 und R2203 aufgebaute Spannungsteiler ist so dimensioniert, dass sich bei einer Eingangsspannung von 80V 2,5V über R2203 und damit am Minus-Eingang des Comparators einstellt. Es muss verhindert werden, dass die Eingangsspannung des Comparators durch Transienten höher als die Versorgungsspannung des Comparators (12V) minus 1,5V wird, da sonst der Comparator nicht mehr definiert arbeitet. Ebenso müssen negative Spannungen (Hinlauf) vermieden werden. Dies wird mit dem Diodenclamp aus D2201 und D2202 (Diode FDH300 hat geringen Leckstrom und ist für genau diese Anwendung vorgesehen) sowie der weiteren Spannungsteilung mit R2202 und R2203 bewirkt. Der Teiler aus R2202 und R2203 schwächt die über den Dioden verbleibende Spannung um 50% ab.

Im Schaltpunkt (2,5V) soll ein Strom von ca. 1mA durch den Teiler fließen. Dies wird mit R2203 = 2K4 hinreichend genau erreicht. Damit hat auch R2202 den Wert 2K4, da beide Widerstände gleich sein sollen. Für R2201 ergibt sich dann: (80V – 5V) / 1,04mA = 72kOhm, nächstliegender Normwert ist 71K5.

Mit R2206 wird eine Hysterese vorgesehen. Das Verhältnis des Innenwiderstandes des Teilers aus R2204 und R2205 zu R2206 soll etwa 1/100 betragen um eine Hysterese von etwa 1% zu erreichen. Dies wird mit R2206 = 1M sowie R2201 und R2205 = 22K hinreichend genau ereicht.

Es soll eine ungewollte Triggerung durch Transienten vermeiden werden. Hierzu wird mit C2201 und R2203 ein Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von ca. 160kHz (ca. 10-fache Ablenkfrequenz) gebildet.

Nach dem Comparatorausgang ist ein weiterer Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 160kHz, gefolgt von einem Schmittrigger (U2202A) vorgesehen.

Der Ausgang des Comparators geht auf L, wenn die Rücklaufspitze den Wert +80V erreicht oder übersteigt. Der Ausgang des Schmittriggers U2201A geht auf H, wenn die Rücklaufspitze erkannt wird.

Zur Verdopplung des Taktes wird ein PLL-Baustein 74HC4046 (U2203) eingesetzt.

Gemäß der Empfehlung im Datenblatt wird der Phasendetektor PC2 (flankengetriggert/Tristate) verwendet.

Der VCO wird mit C2203 = 1,5nF und R2209 = 100K für eine Mittenfrequenz von nahe 32kHz eingestellt (abgeleitet aus Beispielen in der Applikationsnote von TI)

Da keine dynamischen Anforderungen an die PLL vorliegen (Ablenksignale des Monitors ist von der Frequenz her konstant) wird als Loop-Filter ein einfacher Tiefpass vorgesehen. Der Wert 51K für R2211 wurde entsprechend der Beispielschaltung in der Applikationsnote von TI gewählt. Entsprechend der Applikationsnote wird als Grenzfrequenz des Loop-Filters 1% der Signalfrequenz vorgesehen, das ist 160Hz. Daraus folgt ein Wert von 19,3nF für C2204, es wird der Normwert 22nF vorgesehen.
Mit den (nicht bestückten) Bauteilen C2205 und R2212 kann die Filterstruktur bei Bedarf noch verändert werden.

Mit dem D-Flipflop U2204A wird die VCO-Frequenz durch zwei geteilt. Das Auusgangssignal des Flipflops wird an den Vergleichseingang des Phasendetektors geführt.

Die Dimensionierung der PLL wurde nur überschlägig vorgenommen. Diese Dimensionierung muss daher wahrscheinlich noch in der tatsächlichen Anwendungssituation experimentell angepasst werden.

Hinweis: mit der hier initial vorgesehenen Dimensionierung zeigte sich ein recht hoher Jitter. Daher wurde im Verlauf der Inbetriebnahme eine deutlich abweichende Dimensionierung des Loop-Filters gewählt.

Das Ausgangssignal des VCO hat ein Tastverhältnis von etwa 50%. Das Synchronisationssignal des PWM-Controller UC3875 muss dagegen die Form einer positiv gerichteten Nadel mit einer Dauer von ca. 100ns haben. Für die Dauer des H-Pegels des Synchronisationsimpulses kann der „Startzustand" des PWM-Zyklusses nicht verlassen werden. Hieraus folgt eine Limitierung des Tastverhältnisses nach unten, sobald man den Baustein mit Synchronisationsimpulsen speist, die länger als 100ns dauern kann sich das in der Praxis störend auswirken.

Der mit U2202F, U2205B und U2202E aufgebaute Pulsformer verkürzt den H-Anteil des hereinkommenden Taktsignals auf ca. 100ns. Die Zeit von ca.100ns wird durch die Zeitkonstante von R2218 und C2210 (1kOhm und 100pF) bestimmt.

Erzeugung des Freigabesignals

Der Wandler soll nur dann Energie abgeben, wenn tatsächlich eine Zeilenablenkung stattfindet. Hierzu wird das Ausgangssignal von U2202A darauf überwacht, ob an diesem Signal sowohl ein H-Pegel als auch ein L-Pegel zu detektieren ist. In diesem Fall ist eine Veränderung der Ablenkspannung vorhanden. (Die Überwachung des Erreichens von 80V alleine würde Fehler am Ablenkverstärker oder an der Erkennungsschaltung selbst nicht abdecken)

Die Periodendauer des Signals am Ausgang von U2202A ist ungefähr 64us.
Das Tastverhältnis des Signals am Ausgang von U2202A ist ungefähr 8%.

Der H-Pegel des Signals wird mit der Schaltung aus R2214,D2204,R2213,C2206 und U2205A überwacht.

Die Entladezeitkonstante aus C2206 und R2213 soll ungefähr 10 Perioden des Eingangssignals, das ist 640us betragen. Dies lässt sich mit C2206 = 10nF und R2213 = 68K hinreichend genau annähren.

Die Ladezeitkonstante, gegeben durch C2206 und R2214 soll ca. 2% der Entladezeitkonstante sein. Damit ist der Wert von R2214 2% des Wertes von R2213, das ist 1,36kOhm, es wird der Normwert 1K verwendet.

Der L-Pegel des Signals wird mit der Schaltung aus R2216, D2205, R2215, C2207 und U2205A überwacht. Die Entladezeitkonstante soll hier identisch zur zuvor betrachteten Schaltung sein, daher folgt C2207 = 10nF und R2215 = 68K.

Die Ladezeitkonstante, gegeben durch C2207 und R2216 soll ca. 30% der Entladezeitkonstante sein. Damit ist der Wert von R2214 30% des Wertes von R2213, das ist 20,4kOhm, es wird der Normwert 22K verwendet.

Der Ausgang von U2202C ist nur dann auf H, wenn an beiden Eingängen von U2205A eine Spannung oberhalb der Schaltschwelle von ca. 2,5V + Hysterese vorhanden ist.

Der Wandler soll erst dann anlaufen, wenn sich die PLL stabilisiert hat aber sofort abgeschaltet werden, wenn die Ablenkung nicht mehr vorhanden ist. Hierfür ist die Verzögerungsschaltung aus R2220, D2206, R2217, C2208 und U2202D vorgesehen. Die Verzögerungszeit beträgt 100ms (16 Perioden der Grenzfrequenz 160Hz des Look-Filters der PM), dies wird mit C2208 = 100nF und R2217

= 1M erreicht. Mit R2220 wird eine übermäßige Belastung des treibenden Gatters durch den Entladestrom aus C2208 vermieden.

Ein L-Pegel des Freigabesignals /EN gibt die Energieabgabe durch den Wandler frei.

Dimensionierung der Beschaltung des PWM-Controllers

Die grundsätzliche Beschaltung des PWM-Controllers UC3875 ist in der Beschreibung des Schaltnetzteils SP2-080 dokumentiert. An dieser Stelle wird nur auf die Anpassung der Schaltung an die HV-Quelle SP2-090 eingegangen.

Takterzeugung:

Der Baustein wird fremdgetaktet. Daher wird R2101 nicht bestückt. Der Eingang FREQSET wird mit C2101 gegen Störungen geblockt. Der 32kHz-Takt wird über D2203 und R2210 an den Synchronisiereingang gelegt. Diese Beschaltung wurde aus einer vergleichbaren Anwendung übernommen.

Rampensteilheit:

Kondensator C2101 war 150pF für 50kHz Schaltfrequenz.
Damit ergibt sich für 16kHz Schaltfrequenz: 150pF * 50/16 = 469pF, es wird der Normwert 470pF vorgesehen.

Einkopplung des Freigabesignals:

Das Freigabesignal /EN wirkt auf den CS+-Eingang, damit der Wandler nach dem Zuschalten der Ablenkung im Soft-Start hochläuft. Bei einem H-Pegel des /EN-Signals gelangt dieser über D2207 und R2111 an den Eingang CS+, womit die PWM-Erzeugung abgeschaltet wird. Das Tiefpassfilter aus R2108 und C2104 wurde gegenüber der vorherigen Version der Schaltung hochohmiger gemacht, damit eine zu starke Belastung des /EN-Signals durch den Shunt R3201 (51R) vermeiden wird. Der Eingang CS+ ist hinreichend hochohmig. (Angesichts der geringeren Schaltfrequenz kann ggf. C2104 ohne Schaden vergrößert werden)

Kompensation des Regelkreises:

Durch den Pufferverstärker U2102B ist die Quellimpedanz des Feedback-Signals von der Einstellung des Feedback-Spannungsteilers unabhängig. Der verwendete Operationsverstärker AD822 hat Rail-to-Rail Ein- und Ausgänge, die das Massepotential verarbeiten und ausgeben können.

Die Werte von C2103 und R2107 sind als Platzhalter zu verstehen, die optimalen Werte können erst experimentell im Gesamtsystem ermittelt werden.

Feedback-Spannungsteiler:

Im Hochspannungsteil befinden sich zwei in Serie geschaltete Widerstände 100M Ohm 1% 15kV (OHMITE SM106031006FE bei Mouser). Damit ist die Anforderung erfüllt, dass beim Ausfall eines Widerstandes der verbleibende Widerstand die Ausgangsspannung (bis 12kV) innerhalb seines Spezifikationsbereichs blocken kann.

An TP2106 soll die Ausgangsspannung durch 1000 geteilt anstehen, um eine einfache Messmöglichkeit zu haben. Daraus folgt, dass die Serienschaltung aus R2115 und R2112 einen Wert von 200kOhm haben muss. (200MOhm / 1000)

Parallel zu Serienschaltung aus R2115 und R2112 wird der Kompensationskondensator C2111 vorgesehen. Der Wert dieses Kondensator hängt vom geometrischen Aufbau des

Hochspannungsteils ab (zu den Teilerwiderständen wirksame Parallelkapazität), C2111 wird am Prototyp empirisch dimensioniert. (Bezug zu Regelkreiskompensation beachten)
Mit dem Feedback-Spannungsteiler aus R2113, P2103 und R2114 soll es möglich sein, die Ausgangsspannung zwischen 7kV und 12kV einzustellen. Die Referenzspannung des Controllers am Eingang EA+ ist 3V, bei ausgeregeltem System müssen daher 3V am Schleifer von P2103 anstehen.

R2113 wird zu Null Ohm gesetzt. Damit muss über R2112 bei einer Ausgangsspannung von 7kV eine Spannung von 3V anliegen. Der Strom durch den Spannungsteiler ist in diesem Fall 7kV / 200MOhm = 35uA. Damit ergibt sich für R2112 der Wert 3V / 35uA = 85,7kOhm, es wird der nächstliegende Normwert 86K6 vorgesehen. R2115 ist dann 200kOhm – 86,6kOhm = 113,4kOhm, es wird der nächstliegende Normwert 113K vorgesehen.

Mit dem Pufferverstärker U2102A wird der HV-Spannungsteiler von dem nachfolgenden Spannungsteiler zur Einstellung der Ausgangsspannung entkoppelt. (Hintergrund: Absoluttoleranz des Potentiometers soll nicht in Messung an TP2106 eingehen)

Bei einer Ausgangsspannung von 12kV ergibt sich ein Strom von 12kV/200MOhm = 60uA durch den Teiler und damit eine Spannung von 60uA * 86,6kOhm = 5,196V über R2112. Am Fußpunkt von P2103 soll sich hierbei eine Spannung von 3V einstellen. Für P2103 wird der Wert 5K gewählt. Über P2103 fällt in dem betrachteten Fall eine Spannung von 5,196V – 3V = 2,196V ab. R2114 ist dann 3V / 2,196V * 5kOhm = 6,83kOhm. Es wird der Normwert 6K8 vorgesehen.

Mit dem Diodenclamp aus D2208 und D2209 sowie R2116 wird der Operationsverstärker vor möglichen Überspannungen geschützt.

Dimensionierung der Hilfsversorgung und der Netzversorgung

Die Schaltung des SP2-080 wurde direkt übernommen, es wurde lediglich noch ein Spannungsregler zur Erzeugung von +5V hinzugenommen. Der Ladekondensator wurde verkleinert.

Dimensionierung des Leistungsteils (primärseitig)

Die bestehende Schaltung aus dem SP2-080 wurde beibehalten.

Die Eignung der Gate-Drive-Übertrager Kaschke SP-R 12,5/7,5/6,3 für den Betrieb mit 16kHz wurde wie folgt am 17.07.2016 experimentell nachgewiesen:

Belastung beider Sekundärwicklungen mit jeweils 2,2kOhm.
Serienschaltung von 1uF zur Primärwicklung
Speisung der Primärseite mit Funktionsgenerator HP3310 (50 Ohm), Einstellung von 16kHz Rechteck 50% Tastverhältnis. Einstellung der Amplitude so, dass der Spitzenwert der Sekundärspannung /nach der Schaltflanke) 12V ist. Bis zur dann folgenden Schaltflanke fällt die Spannung dann auf 8,2V ab. Eine Vergrößerung des Serienkondensators bringt keine signifikante Änderung, da der Spannungsabfall bereits am Ausgangswiderstand des Funktionsgenerators auftritt.

Für die Resonanzdrossel wird die folgende Abschätzung getroffen:

Es wird eine Parallelkapazität von 30pF an jeder der beiden Sekundärwicklungen willkürlich abgeschätzt.
Das Übersetzungsverhältnis ist 10.
Damit ergibt sich primärseitig eine Kapazität von (30pF + 30pF) * 100 = 6nF.

Die Resonanzfrequenz soll 16kHz betragen.

Es ergibt sich eine Induktivität von 16,7mH.
Entsprechend des Kopplungsgrades reduziert sich die Induktivität der Drossel.

Der Wert 16mH ist praxisfern hoch, wenn man ein Standardbauteil beschaffen will.

Um den optimalen Wert der Drossel festzustellen wurde eine größere Menge von Drosseln des Typs Bourns 2300LL-102-V-RC 1mH / 3,5A (Ringkern, als Speicherdrossel gedacht, Katalogware bei Mouser) beschafft, um diese dann in Serie zu schalten.

Hinweis: Es zeigte sich bei der praktischen Erprobung, dass die Resonanz tatsächlich bei der hier abgeschätzten Größenordnung der Seriendrossel lag. Es zeigte sich aber auch, dass ein Betrieb bei Resonanz zu einen zu hohen resultierenden Übersetzungsverhältnis führte, dass zu einer Gefährdung der HV-Bauteile im Leerlauf geführt hätte. Daher wurde der Trafo deutlich unterhalb der Resonanz betrieben, als Serieninduktivität wurde je eine Drossel 1mH in jedem Brückenausgang vorgesehen. Hierbei wurden zwei Drosseln Bourns 2300LL-102-V-RC verwendet.

Dimensionierung des Leistungsteils (sekundärseitig)

Für C4101..C4104 sollen bereits vorhandene Kondensatoren 15nF/6kV verwendet werden.
Damit ergibt sich eine Ausgangskapazität von 15nF/4 = 3,75nF.

Bei Entnahme von 1mA sinkt die Spannung während einer Periodendauer der Schaltfrequenz um den folgenden Betrag ab: 1mA * 64us / 2,5nF = 17V.

Die tatsächliche Absenkung ist aber geringer, da jeweils zwei der Kondensatoren um eine halbe Periode der Schaltfrequenz versetzt zu den anderen beiden Kondensatoren geladen werden.

Es soll die Auswirkung der zuvor nach oben hin abgeschätzten Spannungsschwankung betrachtet werden. Die Ablenkamplitude ist näherungsweise proportional zur Beschleunigungsspannung.

17V ist 0,17% von 10kV.
1 Pixel ist ca. 1/600 = 0,16% der Bildschirmhöhe
1 Dot ist dann 0,32% der Bildschirmhöhe

Es ergibt sich somit eine Verzerrung von 0,17% / 0,32% = 0,53 Dots.
Da diese Verzerrung phasenstarr zum Bildaufbau ist bleibt sie unsichtbar.

Bei der früheren Hochspannungsquelle des Monitors „Mainstream" wurde eine gute Störunterdrückung dadurch erreicht, dass ein Widerstand 3,9MOhm direkt in Serie zur Bildröhre geschaltet wurde. Dieser bildet mit der Kapazität der Bildröhre einen Tiefpass. Wenn als Kapazität der Bildröhre 1nF angenommen wird, ergibt sich eine Grenzfrequenz von 40Hz.

Hinweis: Bei der praktischen Erprobung (mit einer HV-Quelle von VENUS SCIENTIFIC) stellte sich die Wirkung dieses Widerstandes als nachteilig für die Bildqualität heraus, daher wurde er bei der HV-Quelle SP2-090 weggelassen.

Inbetriebnahme der Hauptbaugruppe

(06/07.8.2016)

Spannungsversorgung +5V

Der verwendete Spannungsregler LM2940 benötigt lauf Datenblatt eine Mindestkapazität von 22uF am Ausgang. Dieser Kondensator wurde versehentlich weggelassen. Damit zeigte sich eine Sägezahnschwingung von ca. 14kHz auf der +5V-Versorgung mit einer Amplitude von ca. 100mV. Dieser Fehler wurde erst sehr spät bemerkt, da sich diese Schwingung auf den von außen in die Baugruppe eingespeisten 16kHz-Takt synchronisierte!

Dach dem Parallelschalten eines 47uF-Tantalelkos zur +5V-Versorgung zeigte sich dann ein einwandfreies Verhalten.

PLL und Watchdog

In der ursprünglich vorgesehenen Dimensionierung des Loop-Filters (51kOhm und 22nF) zeigte sich eine Regelschwingung. Mit einem Serienwiderstand zum 22nF-Kondensator konnte diese Schwingung beseitigt werden. Es zeigte sich dann ein sehr großer Jitter der Ausgangsfrequenz von mehreren 100ns.

Daher wurde die Grenzfrequenz des Loop-Filters mit dann 470kOhm und 470nF um ungefähr den Faktor 200 verringert. (Der Freiheitsgrad hierzu bestand, da ein rasches Einschwingen der PLL nicht notwendig ist). Damit sank der Jitter auf ca. 50ns (pp) ab. Eine weitere Verringerung der Grenzfrequenz des Filters brachte keine Verbesserung des Jitters mehr.

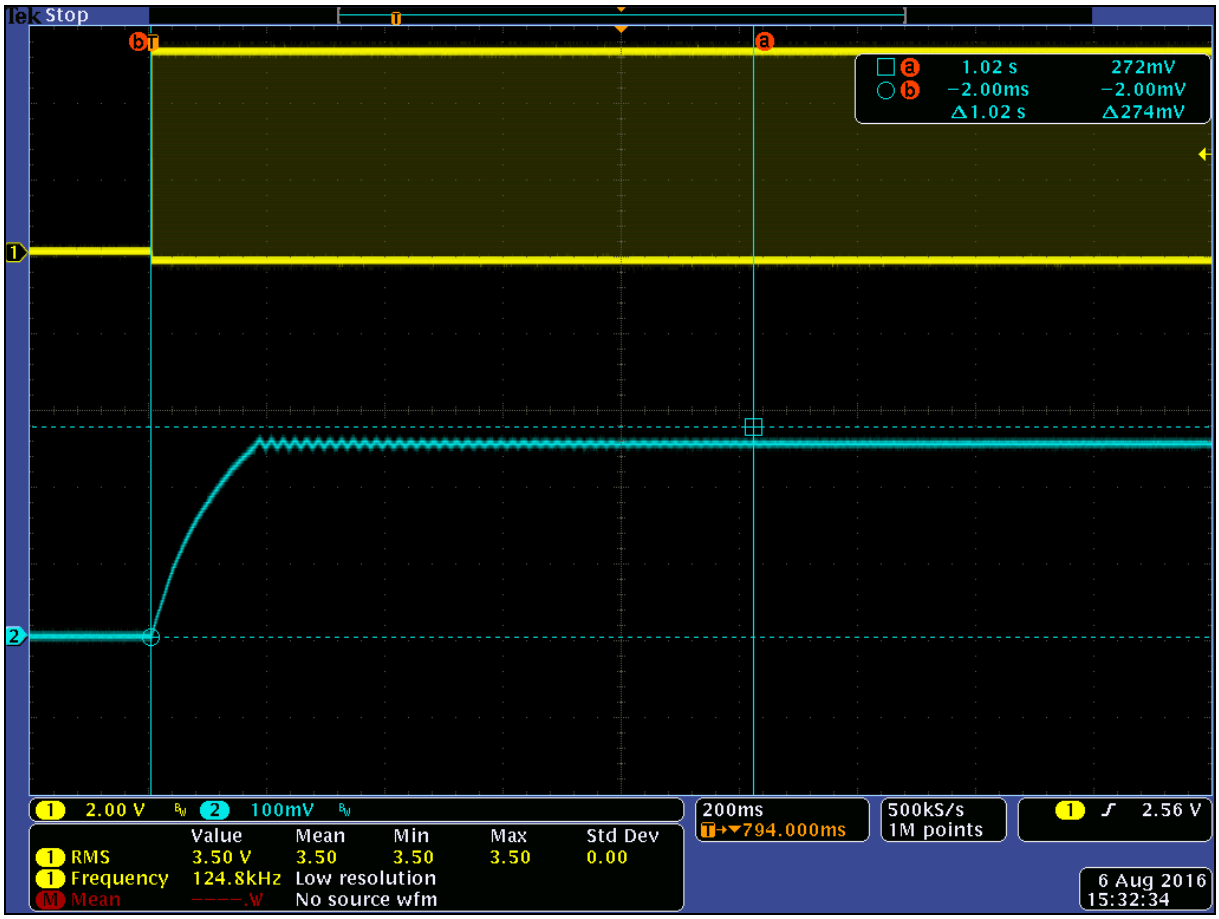
Es zeigte sich, dass der Jitter dann am geringsten wurde, wenn der Serienwiderstand zum Kondensator Null betrug. Dies ist darin begründet, dass eine in das Loop-Filter eingebrachte Störspannung zu einem Spannungsabfall am Serienwiderstand führt.

Durch das Weglassen des Serienwiderstandes zeigte sich ein relativ geringer Phasenrand, den man am nur langsamen Abklingen einer Regelschwingung nach dem Zuschalten des Eingansgtakts erkennt.

Es wurde die Entscheidung getroffen, die Regelschwingung zugunsten des geringen Jitters zu akzeptieren.

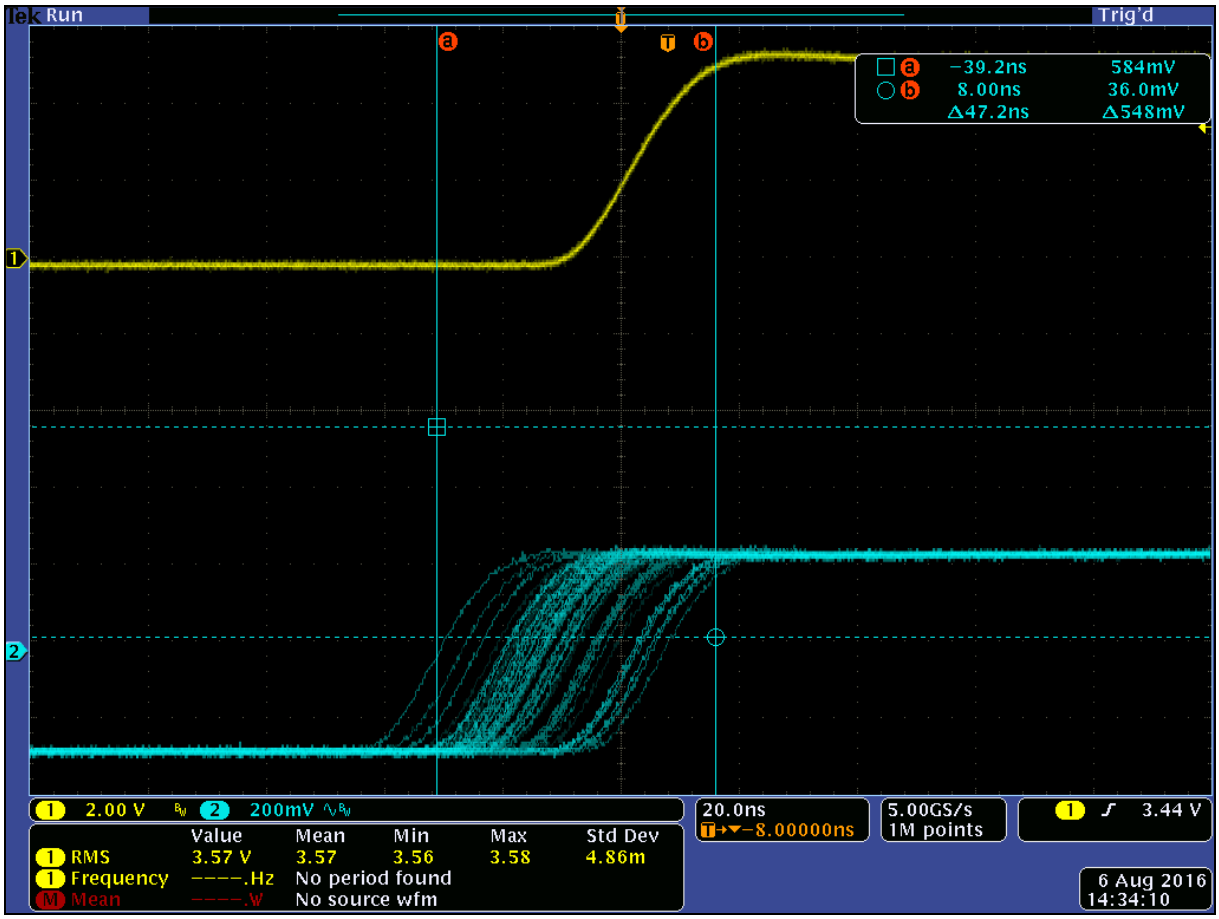
Die Versorgung der PLL wurde über einen Tiefpass aus 33uH und 22uF par. 100nF von der allgemeinen +5V-Versorgung abgekoppelt. Hierdurch ergab sich keine Reduktion des Jitters. Versuchsweise wurde ein 1000uF-Elko parallel zur Versorgung der PLL geschaltet. Hierdurch ergab sich keine Veränderung des Jitters.

Um ein zu frühes Einschalten der HV-Versorgung in der Stabilisierungszeit der PLL zu verhindern wurde die Verzögerungszeit des Watchdogs für das Zuschalten der Energieabgabe auf ca. 1,1s erhöht, indem C2208 auf 1uF erhöht wurde. Die Verzögerung für das Abschalten nach Ausbleiben des Taktes betrug dann ca. 600us.



Gelb: Takt am Eingang der PLL (TP2205) 2V/DIV
Blau: VCO-Eingang der PLL (TP2207) 1V/DIV

Man erkennt eine abklingende Regelschwingung



Gelb: Takt am Eingang der PLL (TP2205) 2V/DIV
Blau: Ausgang der PLL (TP2208) 2V/DIV

Man erkennt einen Jitter von ca. 50ns pp.

Brücke

Die Brücke nahm bei einer Zwischenkreisspannung von 40V (und noch nicht mit Masse verbundenen Kühlern) im Leerlauf 3,6mA auf. (Dies ist in Bezug auf die Messungen am Schaltnetzteil SP2-080 plausibel, dort wurden 9,9mA bei 40V und 50kHz gemessen, 9,9mA * 16kHz/50kHz = 3,2mA)

Strombegrenzung und- Messung

Die Shunts R3201 und R3202 wurden an das Übersetzungsverhältnis der Stromübertrager angepasst:

1A * 1/100 = 0,01A. 0,01A * 100 Ohm = 1V => gewünschtes Verhältnis 1V/A erreicht.

Der Einsatzpunkt der Strombegrenzung betrug ca. 2,1A.

Beseitigung einer Störung des PWM-Controllers durch die Brücke

Bei Betrieb mit der vollen Netzspannung und noch nicht mit den Masseanschlüssen verlöteten Kühlelementen der Brücke zeigte sich das folgende Verhalten, das beim Berieb mit 40V Zwischenkreisspannung noch nicht zu erkennen war:

- Der Hochlauf des Softstarts war in einigen Fällen diskontinuierlich. Die Rampe am Pin 6 des UC3875 (Soft-Start) fällt zu einem zufälligen Zeitpunkt auf ca. 0,4V zurück um dann erneut wieder anzusteigen und wieder auf ca. 0,4V zurückzufallen. Vor dem Zurückfallen wird eine Spannung von weniger als 1V erreicht. Ist eine gewisse Spannung überschritten, dann erfolgt kein Zurückfallen mehr.

- Es fiel auf, dass dieses Verhalten temperaturabhängig ist, bei tiefen Temperaturen (Kältespray) tritt es häufiger und ausgeprägter auf.

- Es fiel auf, dass dieses Verhalten bei einigen Exemplaren der Bausteinen UC3875 ausgeprägter ist als bei anderen Exemplaren.

- Durch eine Verkleinerung von C2105 oder das Parallelschalten von Widerständen zur internen 9uA-Stromquelle zum Laden von C2105 wurde das gestörte Verhalten seltener und reduzierte sich die Zeitdauer seines Auftretens.

- Der Oszillator wurde durch Bestücken von R2101 und Reduzieren der Kapazität von C2101 auf eine freies Schwingen bei ca. 25kHz eingestellt. Damit wurde das gestörte Verhalten seltener und reduzierte sich die Zeitdauer seines Auftretens.

- Bei Erschütterung der Baugruppe wurden die noch nicht verlöteten Kühlelemente der Brücke kurzzeitig mit der Masse (FGND) verbunden. Daraufhin ging die Spannung an Pin 6 des UC3875 auf Null zurück und stieg dann in einer monotonen und „richtigen" Rampe wieder an.

- Wenn man mit einem Tastkopf den SYNC-Eingang des UC3875 (Pin17) berührte, dann zeigte sich ein chaotisches Verhalten des Systems mit permanenten „Aussetzern"

- Nach dem Verlöten der Kühlkörperanschlüsse an Masse zeigten sich regelmäßige Bursts von Abfällen der Spannung an UC3875/6 auf Null mit anschließendem, monotonen und vollständigen, Anstieg der Rampe.

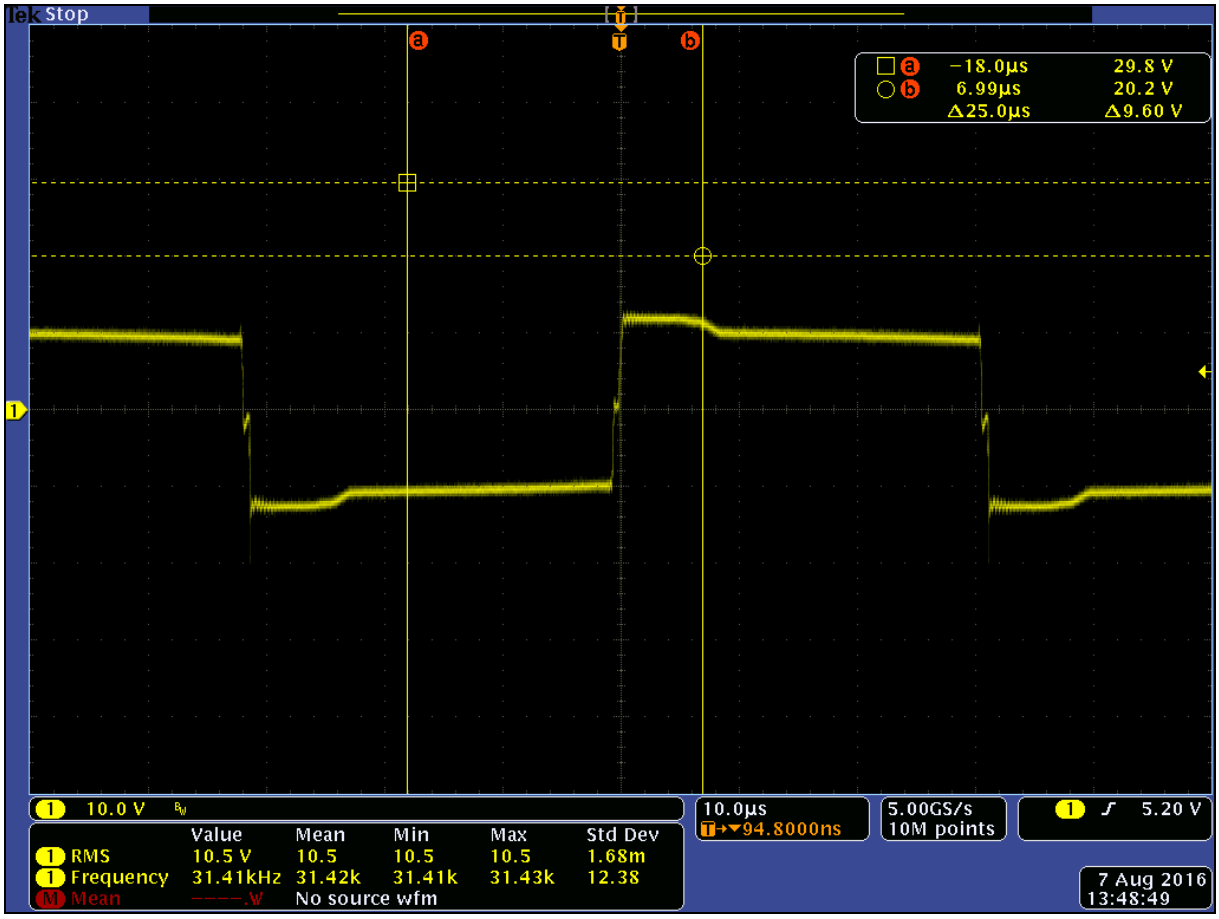
Als Ursache für das gestörte Verhalten wurde eine Schwingung bei ca. 60MHz identifiziert, die sich beim Einschalten der MOSFETs ausbildet. Diese Schwingung bildet sich während des Plateaus des Anstiegs der Gatespannung aus. (Man kann sich dann den Gate-Anschluss wie den Summenpunkt eines invertierenden Integrators auf OPV-Basis vorstellen, dessen Potential bei linearer Arbeitsweise ja auch konstant bleibt. Der Gate-Vorwiderstand ist dann der Eingangswiderstand des Integrators, die Millerkapazität ist dann der Gegenkopplungskondensator dieses Integrators) Durch das Vergrößern des Gate-Vorwiderstandes wird dann das du/dt am Ausgang des Integrators, als den man den in diesem Abschnitt des Schaltvorgangs als linearen Verstärker arbeitenden MOSFET sehen kann, reduziert.

Tatsächlich zeigte sich nach einer Erhöhung des Gate-Vorwiderstandes von ca. 50 Ohm auf ca. 75 Ohm eine ganz erhebliche Reduzierung der Amplitude der 60MHz-Störung, direkt gemessen am Gate und auch gemessen zwischen zwei Massepunkten auf dem Control-Teil der Schaltung (Induktion in die Leiterschleife zum Tastkopf-Massekabel bzw. Gleichtaktsignal)

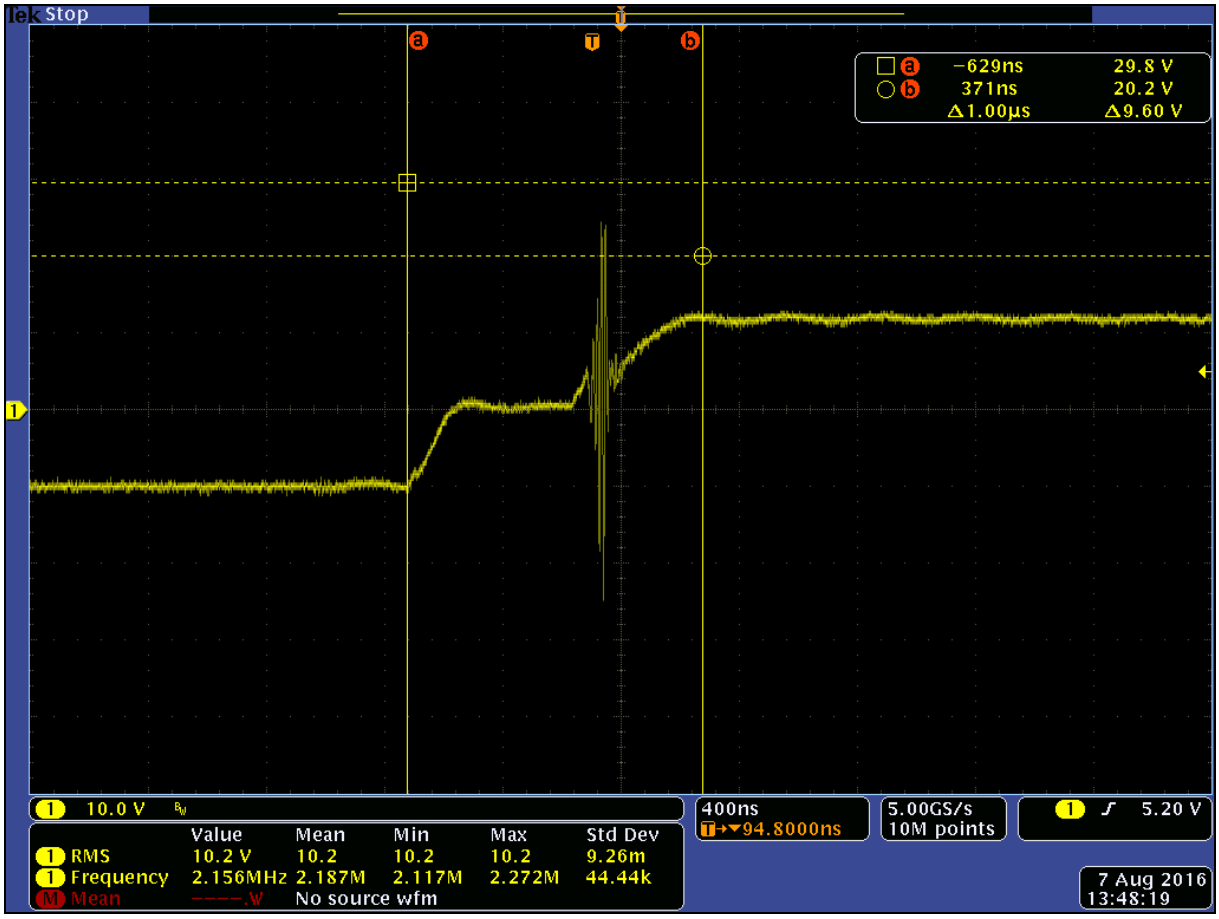
Eine weitere Erhöhung auf 100 Ohm brachte keine Verbesserung mehr, wurde aber beibehalten. Durch die Verzögerung des Einschaltens entstanden keine erkennbaren zusätzlichen Verluste in den MOSFETs (Betrieb bei ca. 340V Zwischenkreisspannung mit Last 2 * 3,3kOhm parallel)

Mit dieser Modifikation zeigte sich nun ein einwandfreies Verhalten des Controller-Bausteins. Auch beim Anlegen eines Tastkopfs an den SYNC-Eingang arbeitete der Controller einwandfrei.

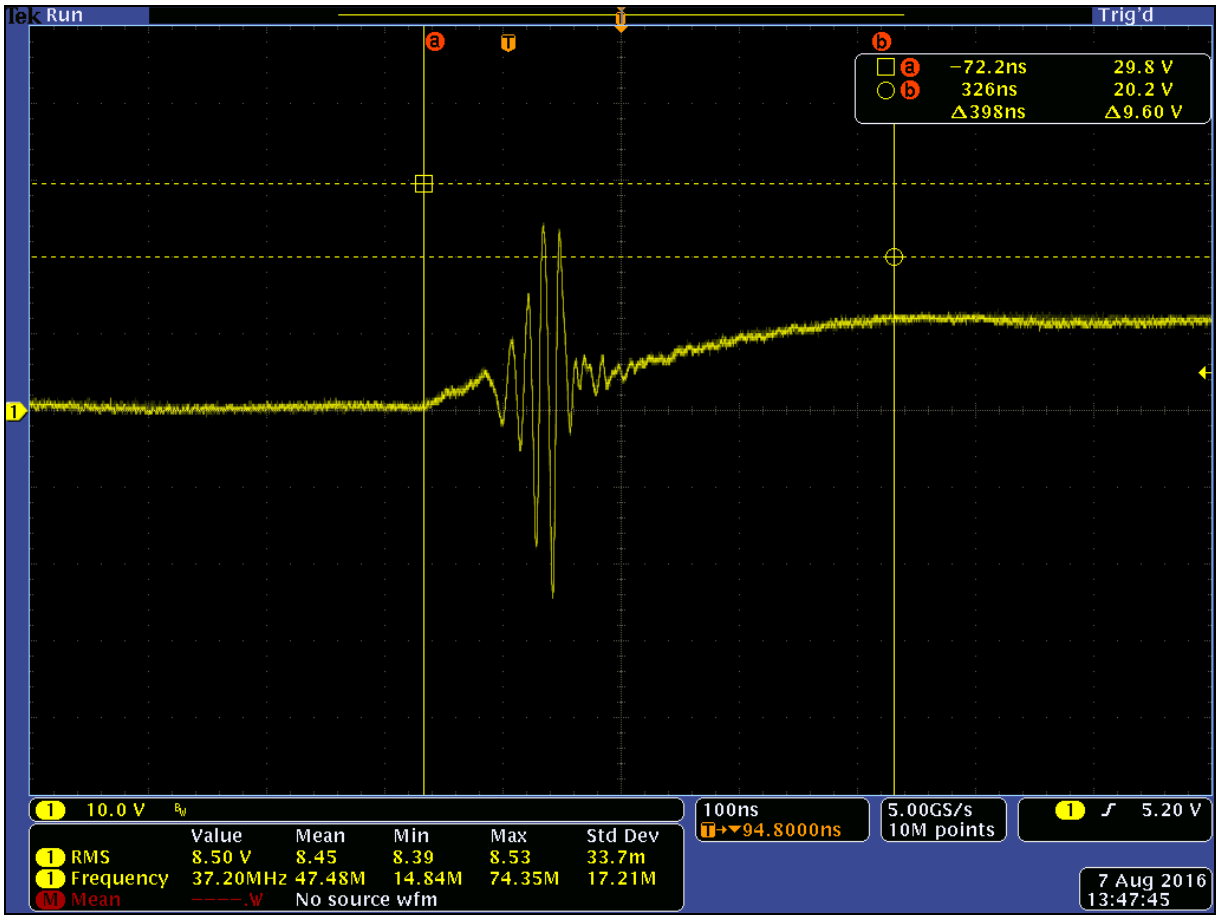
Die zuvor an der Beschaltung des Controllers durchgeführten Änderungen (Freies Schwingen des Oszillators auf ca. 25kHz, Verringerung des Softstart-Kondensators) wurden beibehalten, da durch sie im Zweifelsfall die Sicherheitsmarge gegen Störungen erhöht wird.



Gate-Ansteuersignal Q3102 10V/DIV



Gate-Ansteuersignal Q3102 10V/DIV
Andere Zeitbasis, man erkennt den beschriebenen Burst mit ca. 60MHz und eine weitere gedämpfte Schwingung mit 6MHz, die vermutlich der Eigenresonanz von Ansteuertrafo und Gatekreis entspricht.



Gate-Ansteuersignal Q3102 10V/DIV
Andere Zeitbasis, man erkennt, dass der beschriebenen Burst mit ca. 60MHz während der Plateauphase des Anstiegs der Gate-Phase auftritt.

Konstruktion des HV-Teils

(10.08.2016)

Der HV-Teil ist mit Silikonöl WACKER Powersil TR50 gefüllt.

Es wurde ein Alu-Druckgussgehäuse BOPLA A150 (Material-Nr. 01150000) verwendet. Dieses Gehäuse hat die Schutzart IP65, die Verbindung von Deckel und Basisteil ist über eine Nut und eine Gummidichtung gedichtet.

Alle Bauteile sind an den Deckel montiert. Durch Abheben dies Deckels kann die Schaltung wieder zugänglich gemacht werden. Ein zweites, leeres Gehäuse-Unterteil dient dabei als Abtropfgefäss.

Es ist eine Einfüllöffnung und eine Druckausgleichsöffnung vorhanden. Die Einfüllöffnung wird nach Befüllung mit einem Blindstopfen verschlossen. Im Betriebs- und Lagerzustand befindet sich in der Druckausgleichsöffnung ein Druckausgleichselement mit einer Goretex-Membran. Damit wird verhindert, dass bei Abkühlung des Öls im HV-Teil (signifikante Vergrößerung des Volumens des Öls mit der Temperatur) durch das dann sich ergebende Einziehen von Luft Feuchtigkeit in das Innere des HV-Teils gelangt. Feuchtigkeit wird über die Zeit vom Öl aufgenommen, womit sich dessen Isolationsfähigkeit vermindert. Die Goretex-Membran wird durch den Kontakt mit Öl unbrauchbar. Daher ist das Druckausgleichselement erhöht montiert, um bei Erschütterungen oder leichtem Kippen des Gerätes einen Kontakt mit dem Öl zu vermeiden. Für den Transport muss das Druckausgleichselement entfernt werden und durch einen Blindstopfen ersetzt werden.

Der vorgeschriebene Füllstand ist 4cm unterhalb der Deckel-Oberkante. (Kontrolle mit Schiebelehre, Feststellung von Benetzung mit Öl) Mit diesem Füllstand sind alle hochspannungsführenden Teile mit einer Sicherheitsreserve unterhalb des Ölspiegels.

Für die Primär- und Feedback-Anschlüsse werden öldichte Steckverbinder der Reihe AMPHENOL MS-R vorgesehen.

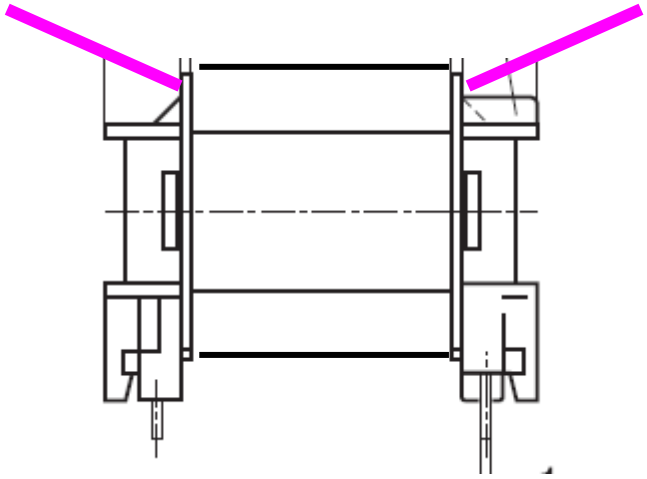
Das Gerät darf NIEMALS mit nicht gestecktem Feedback-Anschluss betrieben werden. In diesem Fall läuft die Ausgangsspannung unkontrolliert hoch. Am Feedback-Stecker steht dann (über 200 MOhm) die volle Ausgangsspannung an, womit es an diesem Stecker zu einem Überschlag kommt. (Aufladung der Kapazität der internen Verbindungsleitung)

Alle Kabel innerhalb des HV-Teils sind mehrfach mit Kabelbindern fixiert, so dass beim Ablösen eines Kabels von seiner Lötstelle eine Kontaktierung des losen Kabels mit hochspannungsführenden Potentialen unmöglich ist.

Modifikation der Spezifikation für den HV-Trafo

(11.08.2016)

Die HV-Anschlüsse (Sekundärwicklung) sollen wie folgt den Spulenkörper verlassen:



Damit liegen sie direkt gegenüber von den dazugehörigen Anschlüssen der gegenüberliegenden Gleichrichter-Leiterplatte. Damit ergibt sich ohne weitere Maßnahmen eine kreuzungsfreie Leitungsführung.

Es wurde entschieden, anstelle des (schwierigen) Aufbringens von zwei Sekundärwicklungen auf einen Kern zwei identische Trafos mit je einer Sekundärwicklung aufzubauen und deren Primärwicklungen parallelzuschalten.

Man erhält damit den Vorteil, dass beide Sekundärwicklungen nicht magnetisch miteinander gekoppelt sind, womit sich prinzipiell höhere Resonanzfrequenzen erreichen lassen.

Es wurde weiterhin entschieden, das Übersetzungsverhältnis von 1 zu 10 auf 1 zu 12 zu erhöhen.

Inbetriebnahme des Gesamtsystems am 20/21.08.2016

Test der Resonanzfrequenz:

Der Test wurde vor der Befüllung des HV-Moduls mit Öl durchgeführt.
An den Primäranschluss des HV-Moduls wurde ein Funktionsgenerator (Sinus) angeschlossen.
Zwischen Funktionsgenerator und Primäranschluss wurden verschiedene Drosseln geschaltet.

Als Kriterium für die Resonanz wurde das Maximum der DC-Ausgangsspannung (Leerlauf) genommen. (Bei einigen Messungen am Anfang wurde die Amplitude der lose an den Tastkopf gekoppelten AC-Sekundärspannung als Kriterium genommen)

1mH	47kHz
4mH	34kHz
6mH	21,5kHz
8mH	19kHz
9mH	18kHz
10mH	17,8kHz
12mH	16,8kHz
14mH	16,3kHz
16mH	15,6kHz

Bei 16mH wurde die Resonanzfrequenz 15,6kHz beibehalten.
Es wurden die folgenden Ausgangsspannungen gemessen:
Die Amplitude am Funktionsgenerator betrug 15Vp.

Im Leerlauf (auch ohne Spannungsteiler)	3,0kV
Mit Last 200 MOhm:	2,6kV
Mit Last 200 MOhm par. 50MOhm:	1,76kV

Die Spannung über der Primärwicklung betrug im Resonanzfall ca. 200Vp, also mehr als das 10-fache der Eingangsspannung.

Der Widerstand 50M / 20kV wurde parallel zur Ausgangsspannung fest eingebaut, um eine Leerlaufsituation grundsätzlich auszuschließen. Bei 12kV Ausgangsspannung ergibt sich eine Verlustleistung von 2,88W an 50MOhm, die noch hinreichend gering ist.

Nach dem Befüllen mit Öl (und einer Wartezeit von 12h) wurden die soeben beschriebenen Tests wiederholt.

Die Resonanzfrequenz (mit 16mH) sank auf 13,7kHz ab, wie es auch durch die Vergrößerung der Wicklungskapazität durch das in die Wicklung eingedrungene Öl zu erwarten ist (Öl hat eine höheres Epsilon r als Luft).

Die Amplitude im Resonanzfall bei Last 50MOhm par. 200MOhm betrug 1,78kV, also im Rahmen der Mess-und Einstellgenauigkeit identisch zur Amplitude im Resonanzfall bei gleicher Last vor der Befüllung mit Öl.

Dimensionierung der Seriendrossel

Ein Betrieb im Resonanzfall ist in der Praxis nicht vorteilhaft, da schon bei sehr geringen Tastverhältnissen dann sehr hohe Spannungen erreicht werden und die Verstärkung der Regelstrecke sehr stark von der Frequenz (und den Bauteiltoleranzen) abhängt.

Es wird daher ein gewünschter Wert für die Übersetzung von der Eingangsspannung (Spitzenwert) zur DC-Ausgangsspannung ermittelt.
Die Resonanzfrequenz des Systems wird anschließend durch Verringerung der Zahl der Seriendrosseln so weit erhöht, bis sich die Übersetzung auf den gewünschten Wert vermindert, wenn das System mit der nominalen Zeilenfrequenz von 15,625kHz betrieben wird.

Der gewünschte Wert für die Übersetzung ist:

Zwischenkreisspannung bei Netz = 230V: 325V
Zwischenkreisspannung bei Netz mit 10% Unterspannung: 292,5V, gerundet auf 290V.
Es soll bei einer Zwischenkreisspannung von 290V noch im Leerlauf (nur interne Last) eine Ausgangsspannung von 16kV erzielbar sein (Reserve 33% zu max. einstellbarer Ausgangsspannung 12kV)

Ü = 16kV / 290V = 55.

Ohne Resonanzeffekte würde man folgendes Übersetzungsverhältnis bekommen:

Ü = 12 * 2 * 2 = 48.

Die Primärseite wurde mit einer Sinusschwingung mit einer Amplitude von 15Vp und einer Frequenz von 15,6 kHz gespeist.

Es ergaben sich die folgenden Ausgangsspannungen (Last 50M par. 200M) in Abhängigkeit von den Seriendrosseln:

16mH	900V	
14mH	1140V	
12mH	1600V	
10mH	2200V	
9mH	2400V	
8mH	2340V	
7mH	1940V	
6mH	1540V	
5mH	1250V	
4mH	1060V	
3mH	900V	
2mH	800V	Ü = 53,3
1mH	680V	
keine	640V	

Es wurde entschieden, 2mH vorzusehen. In jeden Brückenzweig wurde eine Ringkerndrossel 1mH 3,5A (Bourns 2300LL-102-V-RC, Mouser) geschaltet. Damit wird an beiden Brückenzweigen verhindert, dass die steilen Schaltflanken auf die Kabelverbindung zum HV-Trafo gelangen.

Bei Betrieb mit 2mH, 15Vp und 15,6kHz sank die Ausgangsspannung von 800V auf 700V, wenn der internen Last (200M par. 50M) eine externe Last von 10MOhm parallel geschaltet wurde.

Betrieb mit reduzierter Zwischenkreisspannung aus Labornetzteil

Der Zwischenkreis wurde mit einer Spannung von 40V aus einem Labornetzteil versorgt.

Der Generator wurde auf 15,6kHz synchronisiert.

Es ergab sich eine Ausgangsspannung von 3,05kV mit interner Last und von 3,0kV bei zusätzlicher Anschaltung von 10MOhm an den Ausgang.

Ü ist dann 3050V / 40V = 76,2.

Man erkennt eine höheres Übersetzungsverhältnis bei Rechteckspeisung als bei Sinusspeisung.

Dennoch wurde aus praktischen Gründen und um eine gewisse Reserve für höhere Belastung bereitzuhalten auf eine weitere Reduzierung der Serieninduktivität verzichtet.

Anschließend wurde der Zwischenkreis aus dem Netz gespeist.
Um ein langsames Hochfahren der Zwischenkreisspannung zu ermöglichen, wurde die Versorgungsspannung für den Control-Teil (16V vor Spannungsregler) von einem Labornetzteil (Anschluss hinter Gleichrichter D1501..1504, Herausnehmen von F1501) eingespeist.

Abschirmung der Feedback-Leitung

Beim ersten Inbetriebsetzen des Regelkreises zeigte sich ein starker 50Hz-Brumm auf der Ausgangsspannung. Die zuvor unabgeschirmte Feedback-Leitung wurde durch eine abgeschirmte Leitung ersetzt. Damit ging der Brumm deutlich zurück.

Dimensionierung der Kompensation des Spannungsteilers und der Kompensation des Reglers

Mit der initialen Reglerkompensation zeigte sich mit höherer Zwischenkreisspannung zunehmend und mit geringerer eingestellter Ausgangsspannung zunehmend (beides erhöht die Verstärkung des offenen Regelkreises) eine Kippschwingung auf der Ausgangsspannung.

Diese Kippschwingung wird durch einen höheren Laststrom begünstigt.

Diese Kippschwingung mit einer Frequenz im Bereich 90..300Hz (je nach Reglerdimensioneirung) kommt folgendermassen zustande:

Aus noch zu beschreibender Ursache ist die Ausgangskapazität auf eine Spannung aufgeladen, die über dem Sollwert für die Ausgangsspannung liegt. Damit fährt der Regler die Stellgröße herunter. Die Ausgangskapazität entlädt sich in die Last. Dabei wird der Sollwert der Ausgangsspannung erreicht und bei fortdauernder Entladung unterschritten. Die Stellgröße beginnt nun anzusteigen, während die Ausgangsspannung weiter absinkt. Da die AC-Ausgangsspannung des Trafos dabei aber zunächst noch geringer als die Spannung über der Ausgangskapazität ist, wird keine Energie an den Ausgang übertragen. Die Ausgangsspannung sinkt weiter. während die Stellgröße (aufgrund der nun größeren Regelabweichung) immer rascher ansteigt. Nun erreicht die AC-Ausgangsspannung die noch über der Ausgangskapazität vorhandene Spannung. Die Ausgangskapazität wird rasch aufgeladen und erreicht nach kurzer Zeit den Sollwert. Die Stellgröße kann aber der sich rasch verringernden Regelabweichung nicht unmittelbar folgen, womit weiterhin Energie abgegeben wird und sich die Ausgangskapazität über den Sollwert hinaus auflädt.

Von diesem Punkt an wiederholt sich der beschriebene Zyklus.

Die Regelschwingung wird durch die Verbindung eines integrierenden Reglers mit einer Totzeit verursacht.

Wenn die Regelschwingung eine gewisse Amplitude übersteigt, dann sind die Ladeströme in die Ausgangskapazität so hoch, dass die primärseitige Strombegrenzung anspricht und eine Austastung erfolgt. Hieraus ergibt sich ein stochastisches Schwingungsmuster.

Zunächst wurde der Kompensationskondensator C2111 versuchsweise vergrößert, um eine störende Modulation der Stellgröße an E/A Out des UC3875 mit der Schaltfrequenz zu verringern. Die dadurch entstehende Verzögerung der Gegenkopplung führte zu einer deutlichen Verstärkung der Schwingneigung.

Daher wurde entschieden, den Regler als I-Regler auszuführen (der Frequenzen im Bereich der Schaltfrequenz bezüglich der Stellgröße ausmittelt) und den Kompensationskondensator C2111 so klein wie möglich zu machen. (Die Schaltfrequenz wird im HV-Modul kapazitiv in den Spannunsgteiler gekoppelt)

Es zeigte sich, dass eine Verkleinerung von C2111 auf 470pF möglich ist, ohne dass die verbleibenden Schaltfrequenzanteile im Gegenkopplungssignal zu hoch werden.

Um ein stabiles Verhalten des Reglers zu erreichen mussten deutlich größere Kapazitäten für C2103 vorgesehen werden, als es dem initialen Entwurf entspricht. Um hierdurch möglicherweise entstehenden Begrenzungseffekten am Ausgang des Regelverstärkers des UC3875 entgegenzuwirken, wurden alle Impedanzen verzehnfacht. R2106 wurde von 1K auf 10K erhöht. R2117 wurde von 220R auf 2K2 erhöht.

C2103 wurde zunächst auf 22nF erhöht. R2107 wurde durch ein Potentiometer 10K ersetzt, um die Möglichkeit zu haben, einen P-Anteil einzustellen. Tatsächlich konnte eine Einstellung für den P-Anteil gefunden werden, mit der in fast allen Arbeitspunkten ein stabiler Betrieb möglich wurde. Ein zu geringer Wert des P-Anteils führte zu einer gleichförmigen Regelschwingung, die durch die Phasenverzögerung des Integrators verursacht ist. Ein zu hoher P-Anteil führte zu einer störenden Modulation der Stellgröße mit der Schaltfrequenz, die zu einem der Ausgangsspannung überlagerten stochastischen Pulsmuster führte.

Mit der Erhöhung von C2103 auf 47nF zeigte sich ein in allen Arbeitspunkten stabiles Verhalten in einem sehr weiten Einstellbereich des P-Anteils. Die Mitte dieses Einstellbereichs lag bei ca. 390 Ohm, womit dann für R2107 der Wert 390 Ohm bestückt wurde.

Mit Ausgangsspannungen über den vollen Einstellbereich von 7kV bis 12kV sowie mit Lasten vom Leerlauf bis zu 5MOhm wurde ein stabiles Verhalten nachgewiesen.

Verhalten bei verschiedenen Lasten:

Leerlauf: (nur interne Last)

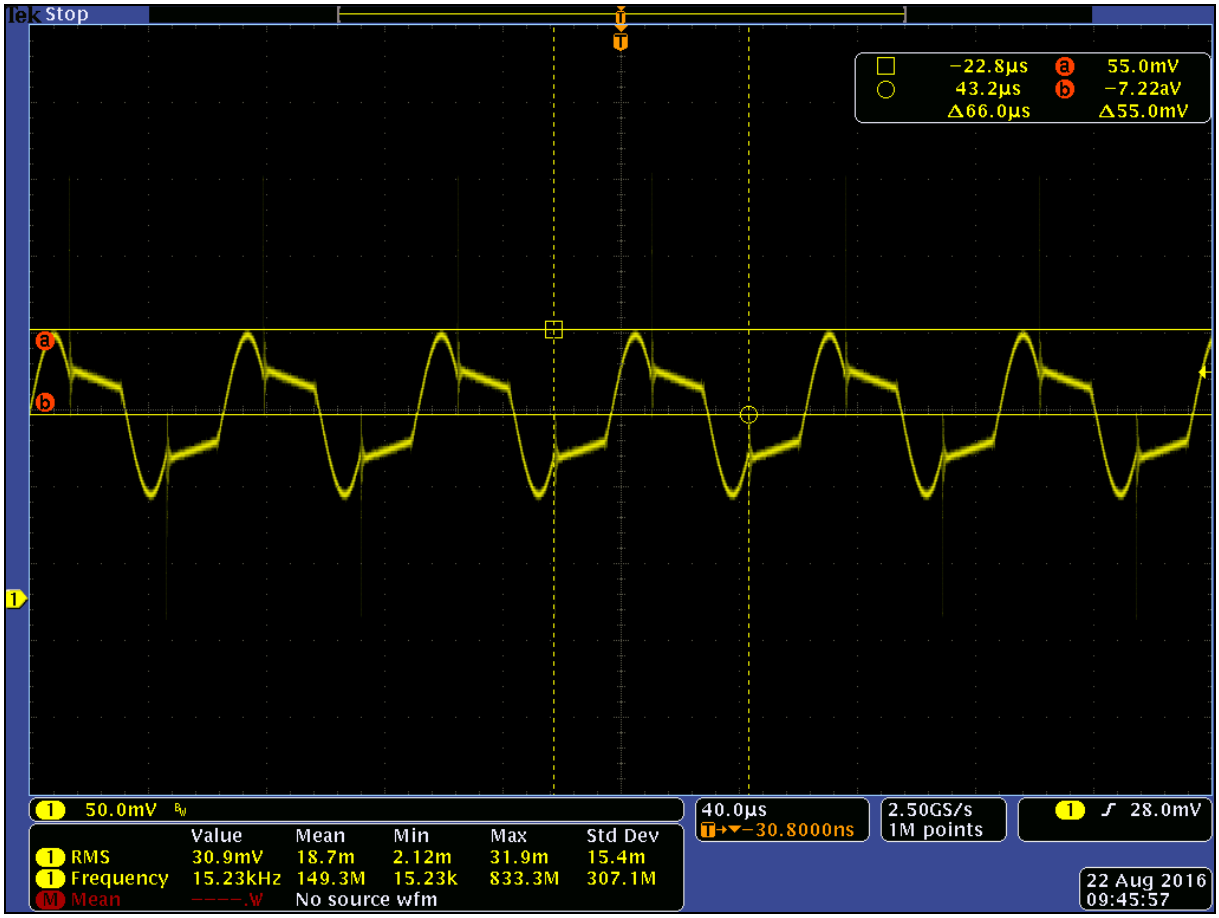
Spannung 10,2kV (Messung mit Oszilloskop)
Ripple 16Vpp mit 50Hz

Last 5 MOhm: (Pout = 20W)

Spannung 10,2kV (Messung mit Oszilloskop)
Ripple 28Vpp mit 50Hz- und 100Hz-Komponenten.

Es wurde eine Drossel 10H/300mA zwischen Gleichrichter und Zwischenkreis geschaltet.

Der 50/100Hz-Ripple bei 5MOhm Last sinkt damit von 28Vpp auf 19Vpp.



Primärstrom (gemessen an TP3201) bei Abgabe von 10,3kV an 5MOhm bei Zwischenkreisspannung ca. 325V.
Nullpunkt bei Cursormarke b.
Skalierung 0,1V/A.
Man erkennt einen Scheitelwert des Primärstroms von 0,55A.

Die Delay-Zeiten des UC3875 wurden auf Maximum (ca. 400ns) gestellt.

Die Flanken an den Brückenausgängen wurden bei Abgabe von 10,3kV an 5MOhm bei Zwischenkreisspannung ca. 325V.

Hierbei zeigte sich am Brückenausgang C/D ein vollständiger Umschwingvorgang.
Am Brückenausgang A/B zeigte sich ein Umschwingvorgang auf ca. 90% der Zwischenkreisspannung

Betrachtung des 50Hz/100Hz-Ripples:

Als Ursache des Ripples wurde die Gleichtaktspannung zwischen der Leistungsmasse und der Regler-Masse erkannt. Wenn man beide Massen verbindet (was bei dem hier angewandten Betrieb mit Trenntrafo möglich ist), dann geht die Amplitude des Ripples auf einen Bruchteil zurück.

Es wurde festgestellt, dass die Feedback-Leitung der Einkopplungspunkt für den Ripple ist. Bei Berühren des Gehäuses von R2115 steigt die Amplitude des Ripples an.

Versuchsweise wurde der Bereich um R2115 auf der Unterseite der Leiterplatte abgeschirmt. Es zeigte sich keinerlei Reduktion des Ripples.

Daher wird angenommen, dass der Ripple innerhalb des Hochspannungsmoduls in die Feedback-leitung eingekoppelt wird. Die Feedback-Leitung innerhalb des HV-Moduls ist nicht abgeschirmt verlegt.

Beim Systemtest mit Textdarstellung auf der Bildröhre wurde festgestellt, dass sich bei Verbindung der Leistungsmasse mit der Reglermasse keinerlei Veränderung des (sehr guten) Bildeindrucks zeigte.

Am 22.08.2016 wurde das HV-Modul noch einmal geöffnet und die Feedback-Leitung abgeschirmt verlegt.

Es wurden die folgenden Ripple-Spannungen gemessen:

Abgabe von 10,3kV an 5MOhm, mit Zwischenkreisdrossel 10H:
6,8Vpp, 50Hz (Wert ohne Abschirmung bei identischen Bedingungen war 19Vpp)

Abgabe von 10,3kV an 10MOhm, mit Zwischenkreisdrossel 10H:
6,8Vpp, 50Hz (unverändert zu 5MOhm)

Abgabe von 10,3kV an 5MOhm, ohne Zwischenkreisdrossel 10H:
43Vpp, vorrangig 100Hz (Wert ohne Abschirmung bei identischen Bedingungen war 28Vpp, ggf. Messfehler oder zufällige Kompensation ohne Abschirmung)

Bei allen Messungen war die Leistungs-Masse nicht mit der Control-Masse verbunden.

Veränderung der Schaltschwelle für die Erkennung des Horizontal-Rücklaufimpulses:

Der Rücklaufimpuls hat einen Unterschwinger, der bis auf 93V hinabreicht. Daher wurde entschieden, die Schaltschwelle zu seiner Erkennung von ca. 80V auf ca. 70V zu reduzieren. Dazu wurde zu R2201 ein Widerstand mit 330kOhm parallel geschaltet.

Verhalten bei zu geringer Eingangsfrequenz:

Bei Eingangsfrequenzen unterhalb von ca. 12kHz kommt es zu doppelten Schaltvorgängen, da dann die Frequenz des eigenen Oszillators des UC3875 unterschritten wird. Unterhalb von ca. 8kHz geraten die Gate-Ansteuerübertrager in die Sättigung. Dies zeigt sich in einer extrem hohen Stromaufnahme des UC3875. Versuchsweise wurde die Oszillatorfrequenz tiefer gelegt. Hierdurch gab es dann keine doppelten Schaltvorgänge mehr. Dafür tritt aber die Sättigung der Gate-Übertrager bereits bei 12kHz ein. Durch die Lage der Oszillatorfrequenz knapp unterhalb der Synchronisationsfrequenz erhält man also eine bessere Sicherheitsmarge gegen Sättigung.

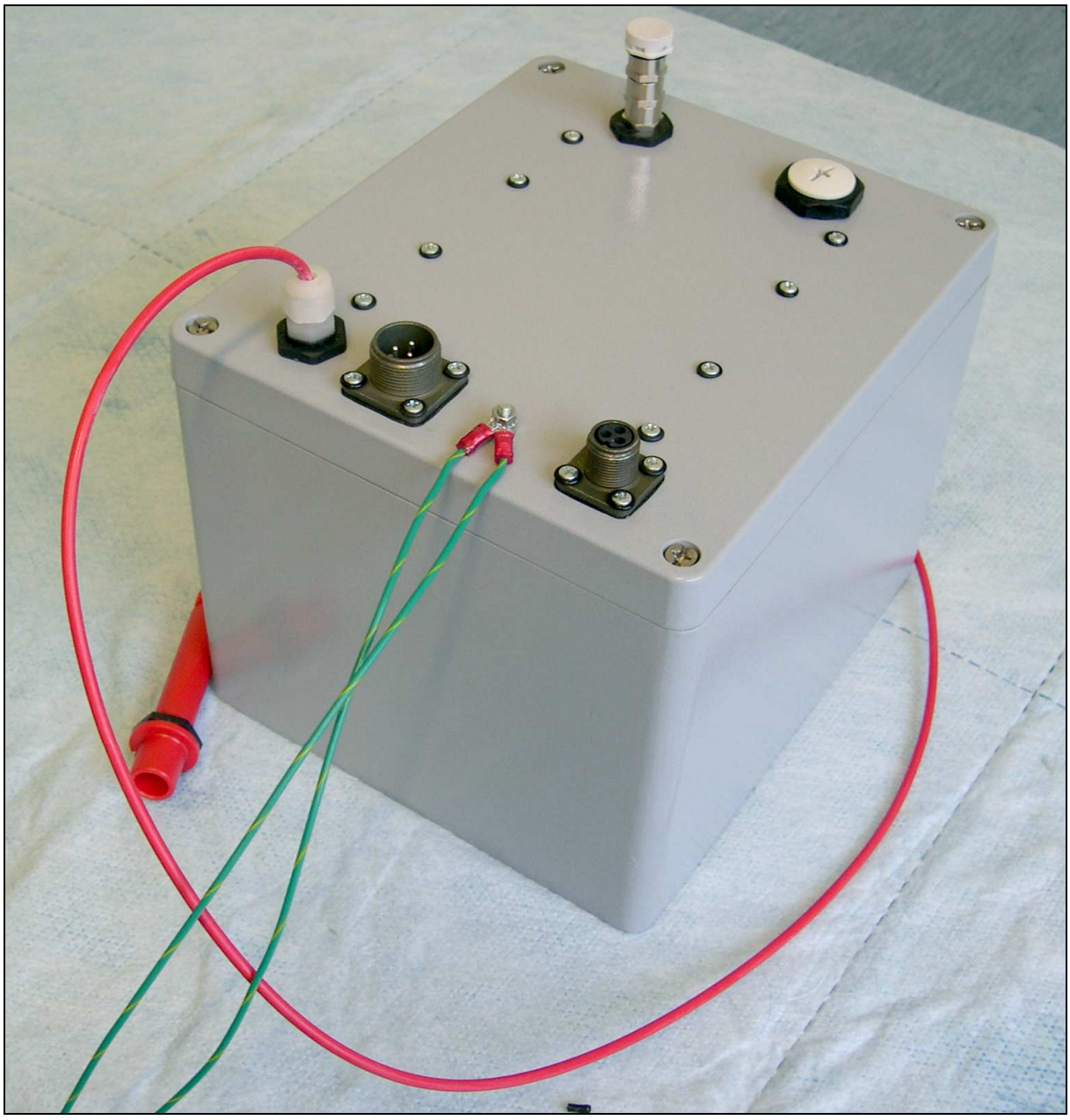
Bei einem Testaufbau ausserhalb der HV-Baugruppe wurde eine Gate-Übertrager entsprechend der Konfiguration in der HV-Baugruppe beschaltet. (Serien-C 1uF, 2K55 an jedem Ausgang als Last) Als Speisesignal wurde eine Rechteckschwingung mit 24Vpp und 50% Tastverhältnis aus dem Funktionsgenerator verwendet. Die Sättigung trat bei 12kHz ein.

Verhalten im Systemtest:

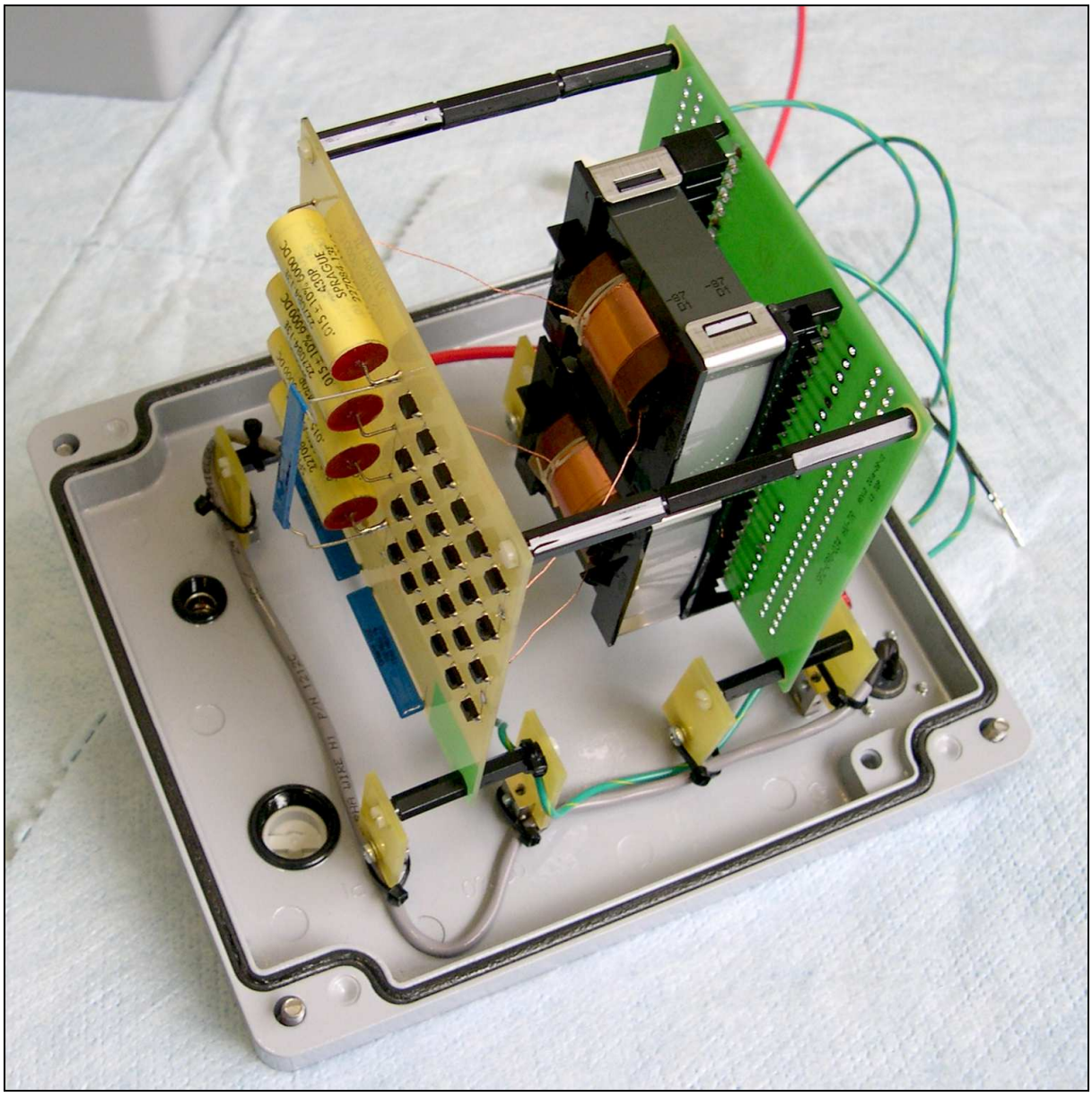
Es ergibt sich ein hervorragender Bildeindruck. Die bisher vorhandenen durchwandernden Streifen sind verschwunden.

Die Wärmeentwicklung an den MOSFETs der Brücke ist vernachlässigbar.

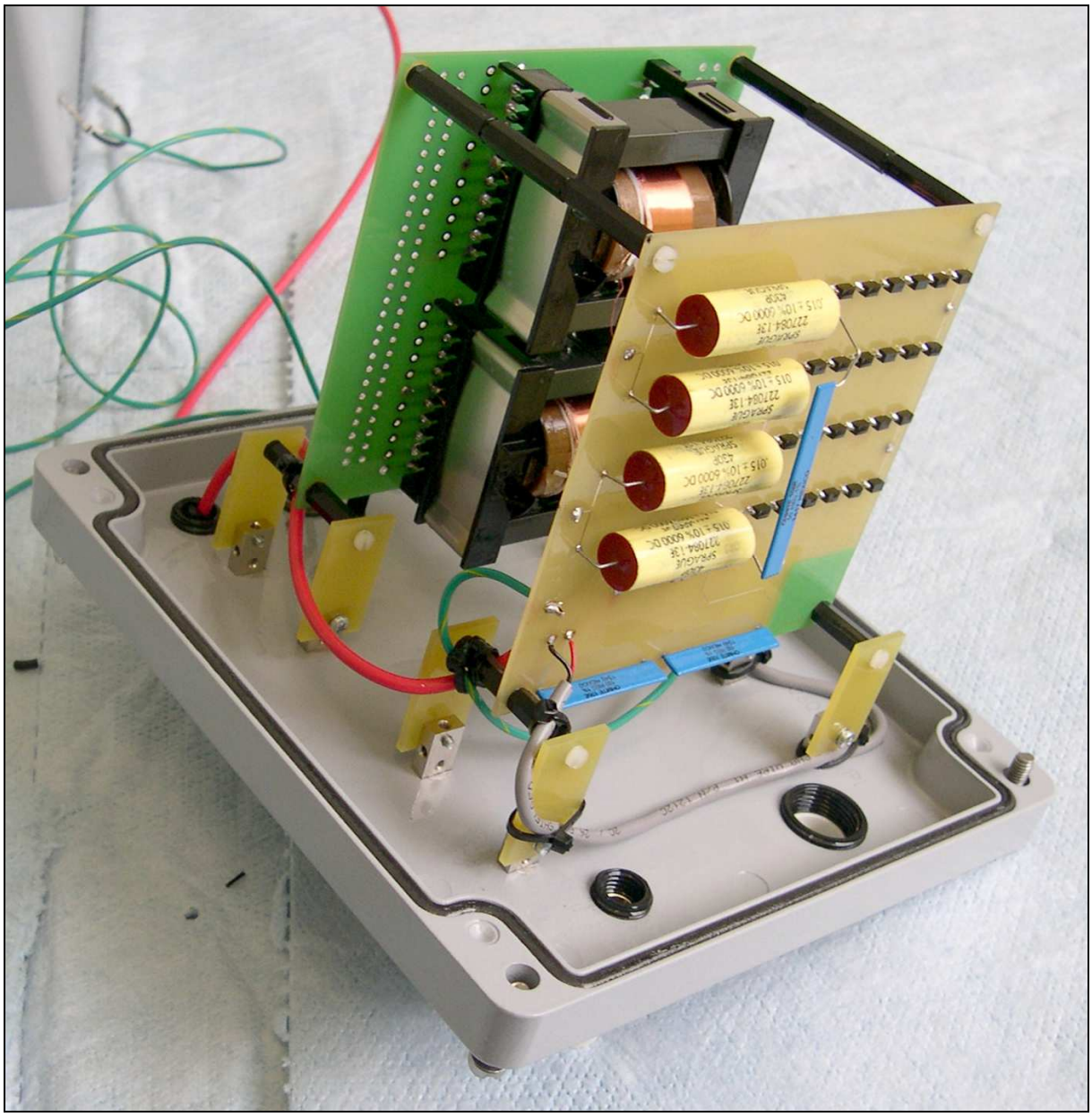
Abbildungen:



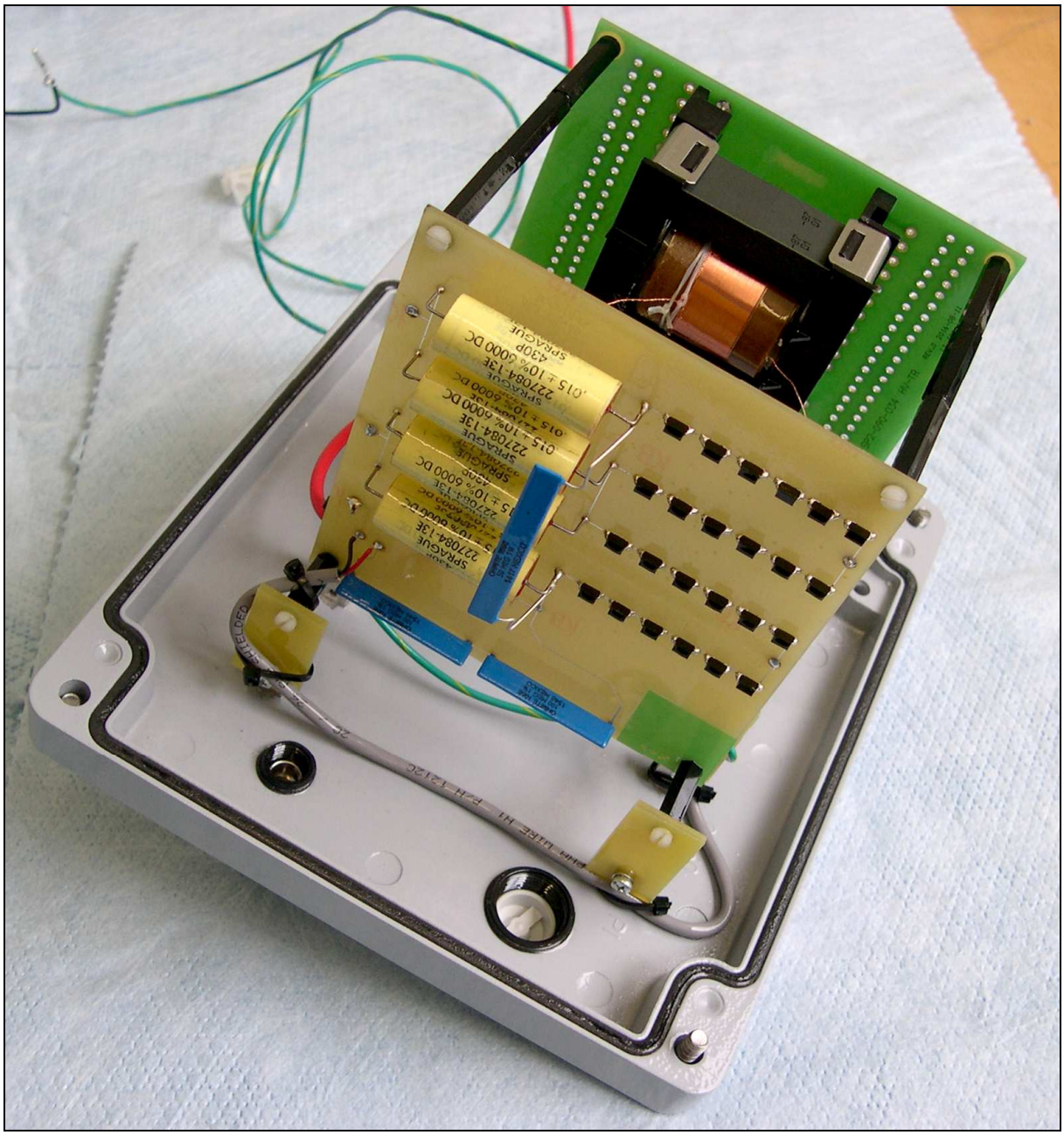
HV-Teil, Außenansicht



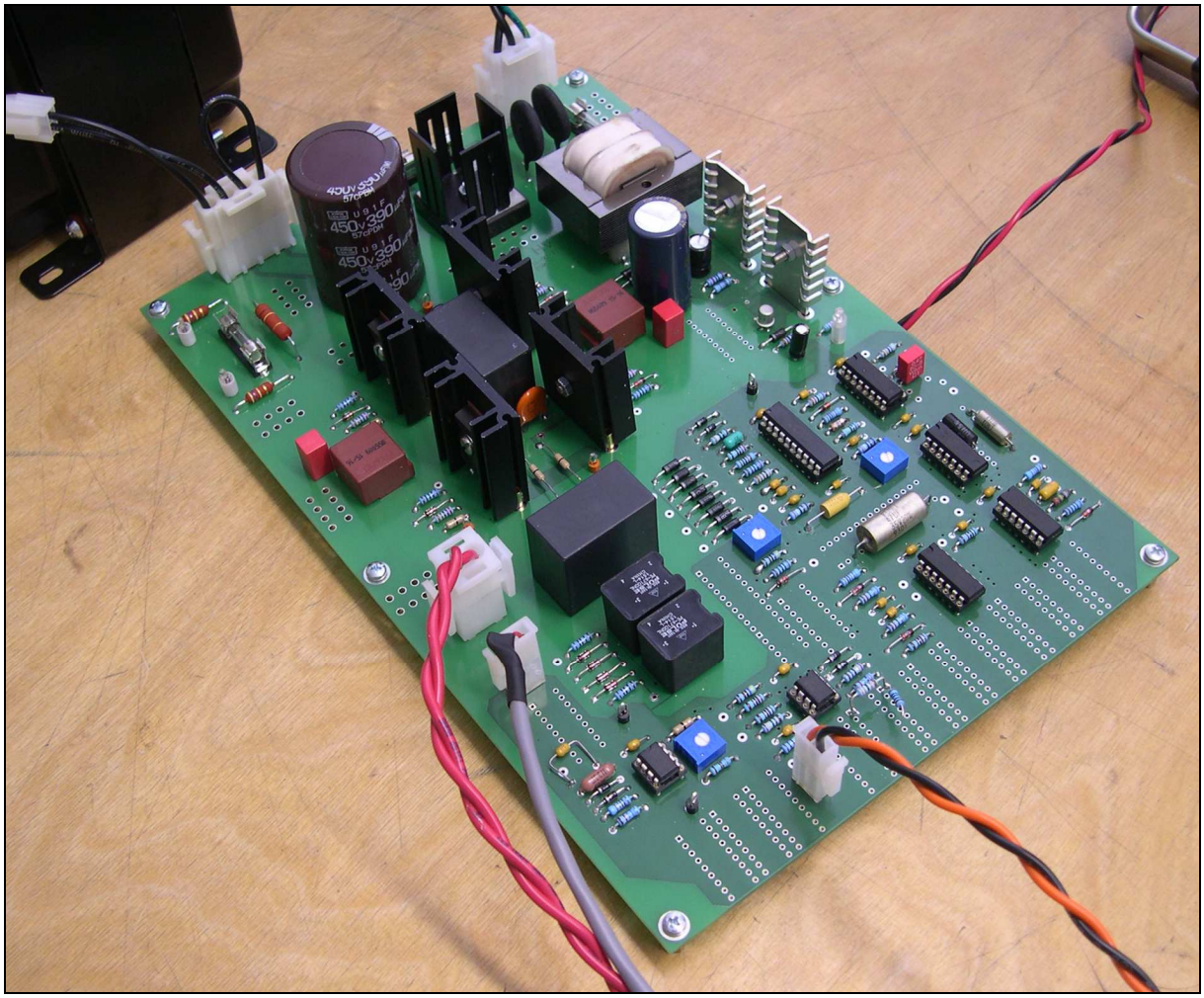
HV-Teil, Innenansicht



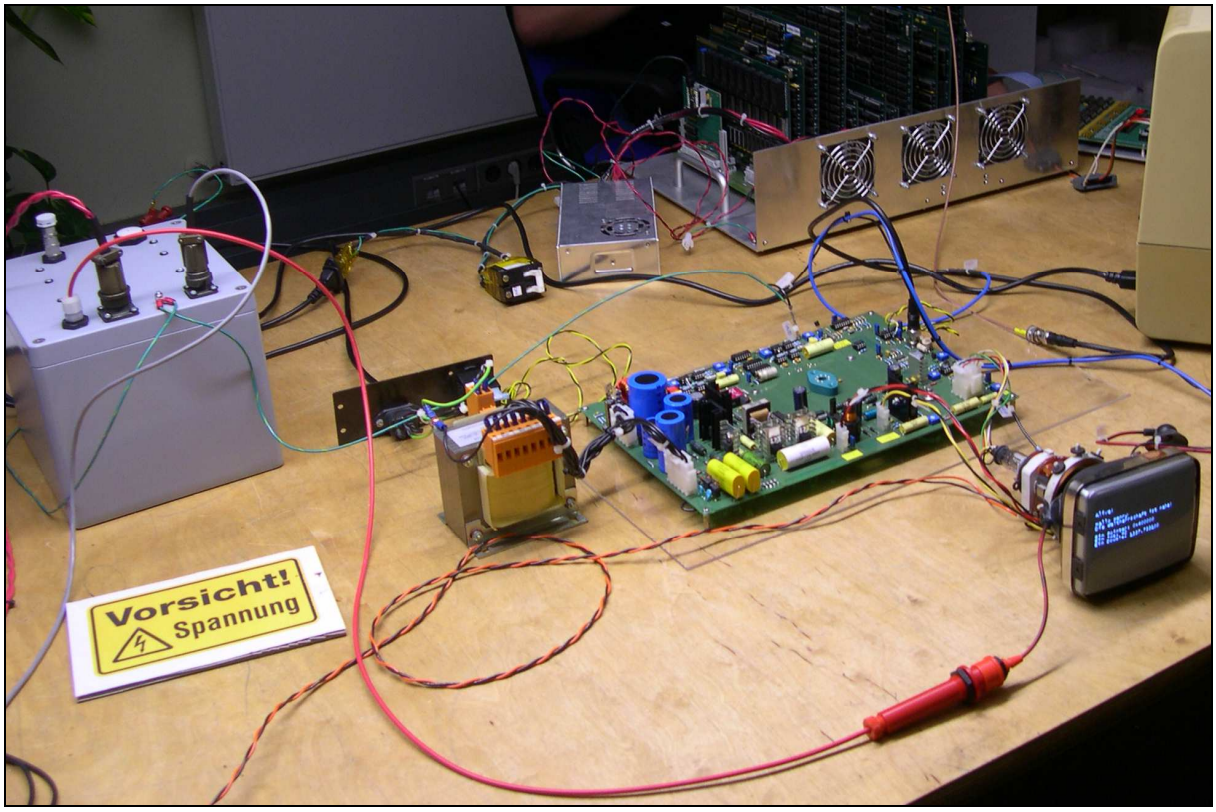
HV-Teil, Innenansicht



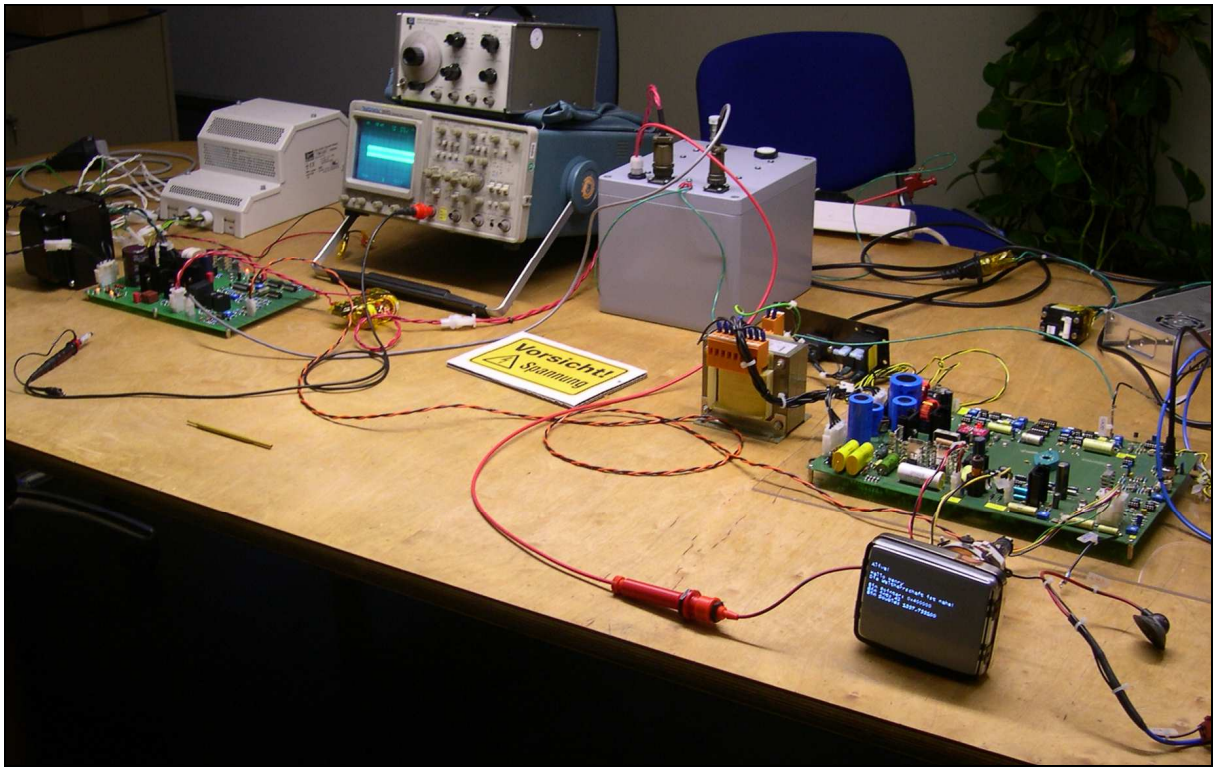
HV-Teil, Innenansicht



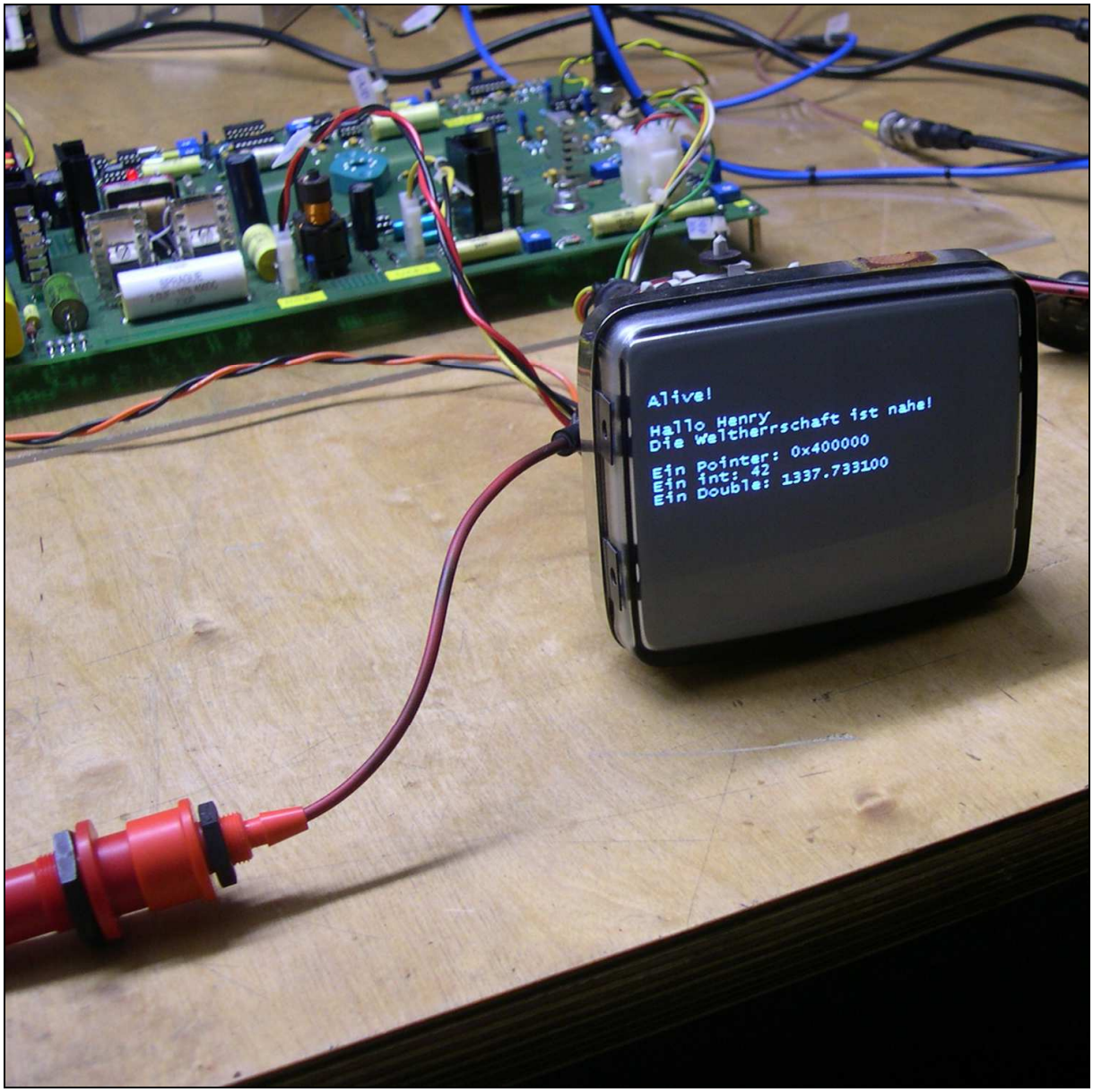
HV-Teil, Hauptbaugruppe



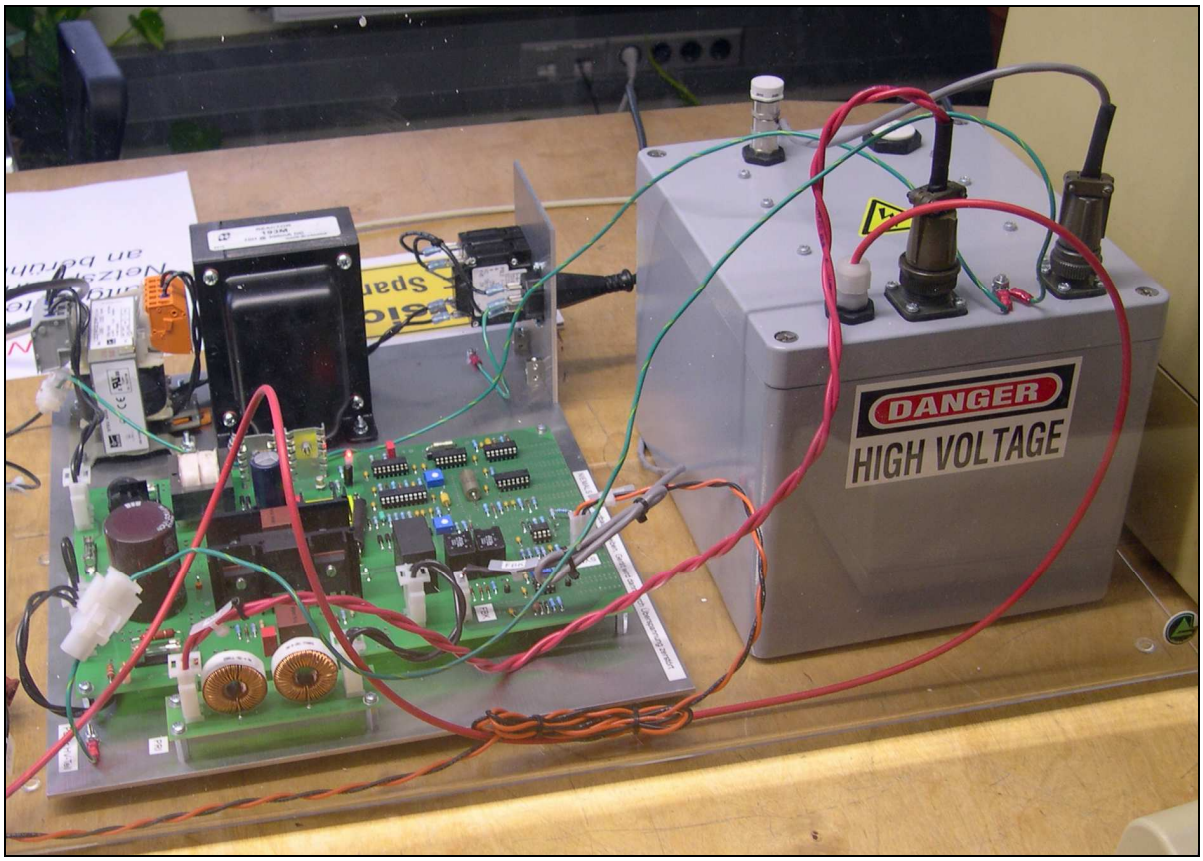
Testaufbau am 21.8.2016

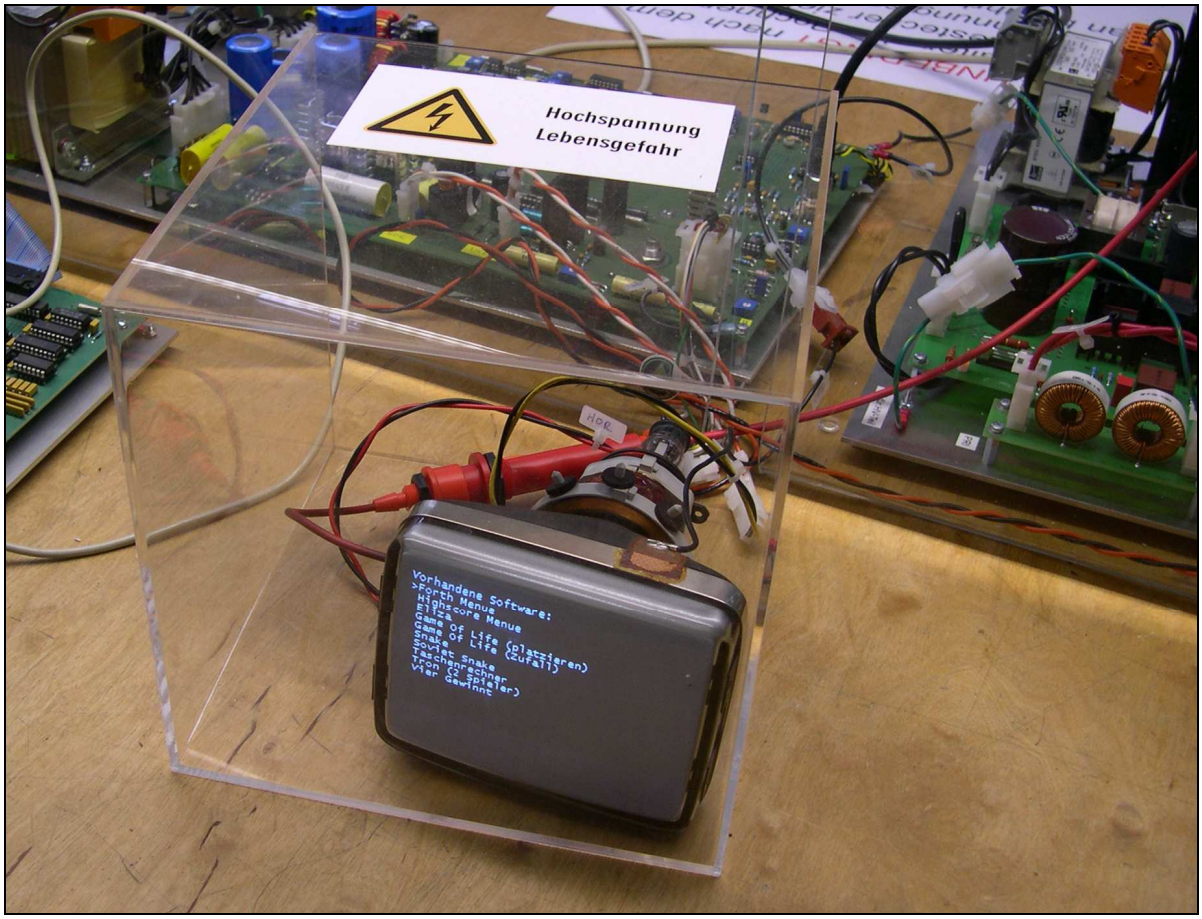


Testaufbau am 21.8.2016

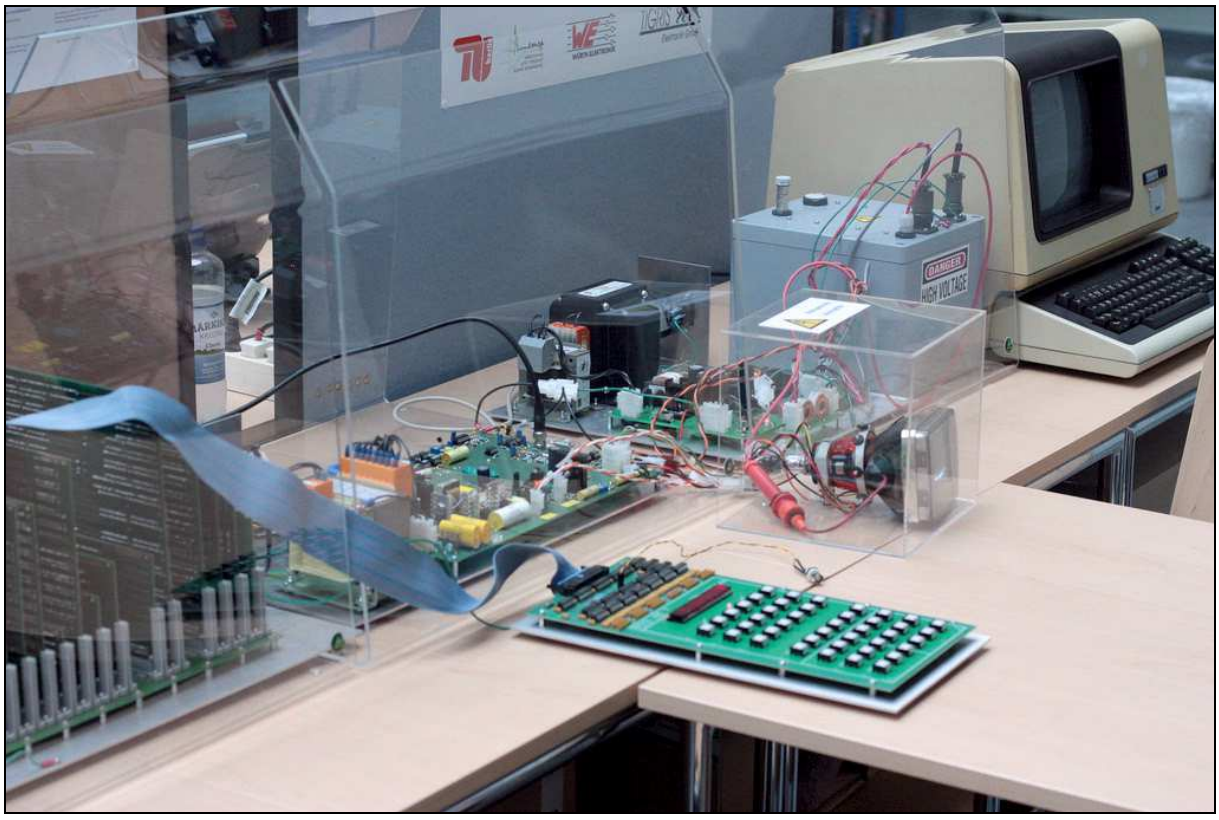


Testaufbau am 21.8.2016





Die HV-Quelle im System



Die HV-Quelle im System auf dem Ausstellungsstand auf der VCFB 2016