Ultra Low-Power Hochspannungsquelle für Geigerzähler

Bernd Laquai, 27.8.2013

Die Erzeugung von Hochspannung gehört noch immer etwas zur „Black Magic“ in Bastler Kreisen. Während es aber unter normalen Bedingungen im Labor noch mit verträglichem Aufwand möglich ist, die für den Betrieb eines Geiger-Müller Zählrohrs nötige Hochspannung von etwa 400V zu irgendwie zu erreichen, so sorgen die Anforderungen eines Batteriebetriebs doch oft für das Scheitern einfacher Lösungen. Umgekehrt ist die Portabilität eines Strahlungsmessgeräts ein wichtiges Merkmal. Im Katastrophenfall wird es sogar zu einem sehr entscheidenden Faktor, wenn ein hoher Stromverbrauch einen häufigen Batteriewechsel erzwingt, aber keine Batterien verfügbar sind. Deswegen ist es erstrebenswert den Stromverbrauch des größten Stromverbrauchers in einem Geigerzähler, nämlich der Hochspannungsquelle, auf ein Minimum zu bringen. Durch Einsatz moderner hochintegrierter integrierter Schalungen, die keineswegs große Gehäuse benötigen und auch keine hochkomplexe Beschaltung erfordern, ist es möglich auf einen Stromverbrauch unter 1mA zu kommen. Das soll in diesem Dokument gezeigt werden. Ein Verständnis der grundlegenden Schaltungstechnik ist dazu aber trotzdem noch nötig.

Grundlagen

1. Aufwärtswandler

Abb. 1 zeigt die Prinzipschaltung eines Aufwärtswandlers. Das Grundprinzip geht von 2 Phasen aus, die durch die Schalterstellung gegeben sind. Wenn der Schalter für die Zeit T_{on} geschlossen wird, baut sich langsam ein Magnetfeld in der Spule auf, in dem eine gewisse Energie gespeichert wird. Dabei fließt der Strom durch die Spule und den Schalter. Die Spannung am Schalter ist Null, so dass kein Strom durch die Diode fließt. In der zweiten Phase wird der Schalter abrupt geöffnet. Die Spannung am Schalter steigt dadurch sprunghaft an, mindestens auf den Wert der Batteriespannung, so dass die Diode leitend wird und der Strom die Kapazität lädt. Da der Strom nun abnimmt zerfällt auch das Magnetfeld langsam. Sobald der Strom Null geworden ist, beginnt die Diode zu sperren und die Spannung an der Kapazität bleibt erhalten. Nach der Taktzykluszeit T beginnt das Spiel nun von neuem. Allerdings ist nun die Kapazität bereits auf einen gewissen Spannungswert vorgeladen, der höher ist als die Batteriespannung. Daher ist die Ladungsmenge, die in die Kapazität übertragen wird etwas kleiner und der Spannungsanstieg fällt ebenfalls etwas kleiner aus. Wenn die Diode ideal ist und sonst nirgendwo Verluste auftreten, wird der Spannungsanstieg in jedem Taktzyklus zwar immer kleiner aber nie Null, so dass die Spannung immer langsamer aber doch unendlich ansteigt.

Bei normalen Anwendungen hat man parallel zur Kapazität auch eine ohmsche Last, die einen gewissen Strom bei der höheren Spannung entnimmt. Dadurch stellt sich bei einer bestimmten Spannung ein Gleichgewicht ein und die Spannung steigt nicht bis ins Unermessliche. Da jedoch ein Geiger-Müllerzählrohr bei Normalbetrieb einen vernachlässigbaren Stromfluss aufweist, kann man als Last nur von der Kapazität ausgehen, so dass ohne Vorkehrungen eine sehr hohe Spannung entstehen kann.

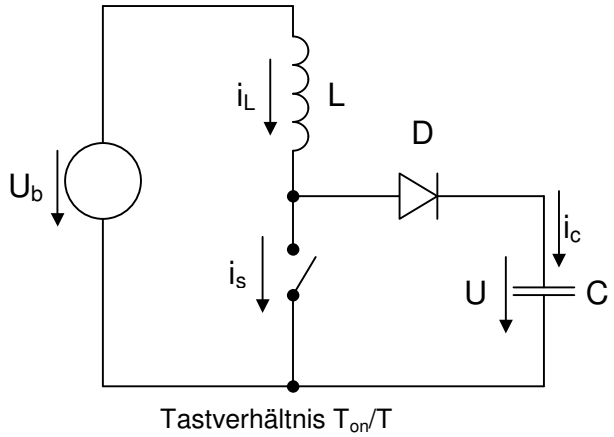

Abb. 1: Prinzipschaltung eines Aufwärtswandlers (Boost-Konverter)

Beim Schließen des Schalters steigt der Strom durch die Spule linear an, sofern man vom verlustfreien Fall ausgeht, d.h. wenn man unterstellt, dass die Spule und die Spannungsquelle keinen ohmschen Widerstand besitzen. Dann gilt nach dem Induktionsgesetz:

$$U_b = L\frac{di_L}{dt} \text{ bzw. } \frac{di_L}{dT} = \frac{U_b}{L}$$

Das bedeutet, dass der Spulenstrom in der Zeit T_{on} , solange der Schalter geschlossen ist, auf den Peak-Wert I_{pk} ansteigt mit:

$$I_{pk} = T_{on} \cdot \frac{U_b}{L}$$

Wird der Schalter wieder geöffnet, setzt sich jetzt der Stromfluss durch die Diode D fort, da die Spannung auf einen hohen Wert springt. Unterstellt man der Diode auch ein ideales Verhalten, d.h. keinen Innenwiderstand und keinen Spannungsabfall, dann lädt der Strom des zerfallenden Magnetfelds nun die Kapazität C auf und überträgt die Ladung, d.h. auch die Energie. Den Spannungszuwachs an der Kapazität C kann man aus einer Energiebetrachtung bestimmen. Die Energie in der Spule zum Zeitpunkt des Öffnens des Schalters ergibt sich zu:

$$W_L = \frac{1}{2} L \cdot I_{pk}{}^2$$

Wenn nun das Magnetfeld vollständig zerfällt indem der Schalter lange genug geöffnet bleibt, dann wird die Energie völlig in die Kapazität übertragen. Beträgt die Spannung an der Kapazität zunächst U dann ist der Energieinhalt in der Kapazität C:

$$W_C = \frac{1}{2} C \cdot U^2$$

Der Übergang der Ladung aus der Spule in die Kapazität während eines Taktzyklus erzeugt nun eine Spannungsanstieg um ΔU auf einen neuen Wert $U+\Delta U$, was einem Energieanstieg um ΔW_C an der Kapazität entspricht:

$$\Delta W_C = \frac{1}{2} C \cdot ((U + \Delta U)^2 - U^2)$$

Dieser Energieanstieg muss der Energie, welche während einem Taktzyklus in der Spule gespeichert wurde entsprechen, es muss also gelten $\Delta W_C = W_L$. Diese Energiemenge ist in jedem Taktzyklus gleich.

Damit kann der Spannungszuwachs aus einem Zyklus ΔU bestimmt werden:

$$\Delta U = \sqrt{U^2 + \Delta W_C} - U$$

Dieser Spannungsanstieg hängt vom Ladezustand der Kapazität ab. Wird der Vorgang nach der Zeit T wiederholt, so ergibt sich ein Anstieg der Spannung an der Kapazität gemäß einer Quadratwurzelfunktion:

$$U(t) = \sqrt{a \cdot t}$$

Den Wert von a kann man durch Koeffizientenvergleich aus der Energiebetrachtung bestimmen, wenn man diesen Spannungs-Zeit Zusammenhang für U(t) unterstellt. Es ergibt sich dann:

$$U(t) = \sqrt{\frac{\Delta W_c}{T_c} t} = I_{pk} \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \frac{t}{T}}$$

Nun muss man noch beachten, dass der Anfangswert U_0 der Spannung an der Kapazität in der Regel nicht Null ist, sondern mindestens $U_0 = U_b$. D.h. die Kurve verschiebt sich auf der x-Achse und wird daher zu:

$$U(t) = I_{pk} \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \frac{1}{T} t + U_0^{\,2}}$$

Daraus kann nun die Zeit t_x ermittelt werden, die benötigt wird um eine Ziel-Spannung U_x zu erreichen:

$$t_x = \frac{C \cdot T}{I_{pk}^{\,2} \cdot L} (U_x^{\,2} - U_0^{\,2}) = \frac{LC}{U_b^{\,2}} \cdot \frac{T}{T_{on}^{\,2}} \left(U_x^{\,2} - U_0^{\,2}\right)$$

Man kann also erkennen, dass L, C die Zykluszeit T klein und die Betriebsspannung sowie die Zeit, in welcher der Schalter geschlossen ist, T_{on} , groß sein sollten um schnell eine hohe

Spannung zu erreichen. Allerdings wurde vorausgesetzt, dass das Magnetfeld ganz zerfällt und daher der Ladestrom in die Kapazität auf Null abklingt. Geht man davon aus dass sich während einer Spannungsstufe die Spannung an der Kapazität nur wenig ändert, dann kann man davon ausgehen, dass der Ladestrom linear abnimmt. Die Abnahme des Ladestroms ist dann am größten, wenn die Spannung an der Kapazität am kleinsten ist d.h. wenn sie U_b beträgt.

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{U_b}{L}$$

In diesem Fall dauert der Ladevorgang am längsten, nämlich:

$$T_C = \frac{I_{pk} \cdot L}{U_b} = T_{on}$$

da $T > T_{on}+T_C$ sein sollte, ergibt sch daraus ein Kriterium für die minimal Taktperiode nämlich:

$$T > 2T_{on}$$

Man nennt dies auch den lückenden Betrieb, im Gegensatz zum kontinuierlichen Betrieb. Im kontinuierlichen Betrieb geht der Spulenstrom nicht ganz auf Null zurück und damit bleibt auch eine gewisse Restenergie in der Spule. Grob gesagt heißt das, man stellt am besten ein Tastverhältnis von 50% für den Start ein. Allmählich wird dann die Dauer des Ladungsübertrags in die Kapazität immer kürzer und die Spannungsstufe kleiner. Für den Fall $U_0=U_b$ und $T=2T_{on}$ ergibt sich damit:

$$t_x = \frac{LC}{U_b^{\,2}} \cdot \frac{2}{T_{on}} \left(U_x^{\,2} - U_b^{\,2} \right)$$

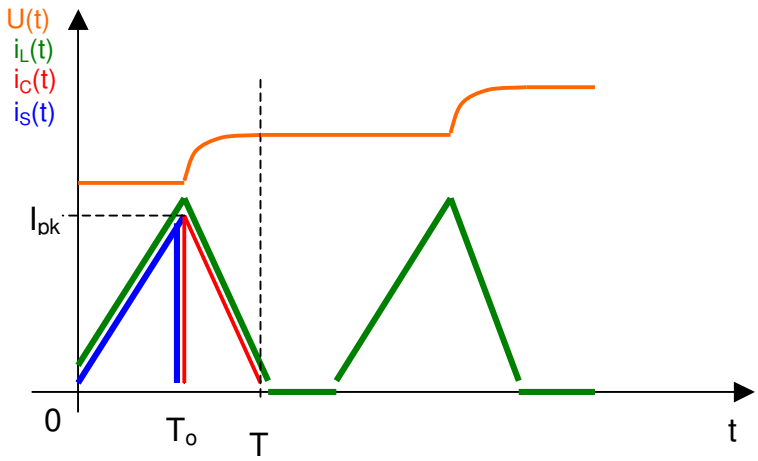

Abb. 2: Strom– und Spannungsverläufe am rein kapazitiv belasteten Aufwärtswandler

In der Realität tritt oft noch ein Problem auf, da einerseits der Schalter andererseits die Diode mit einer Parallel-Kapazität behaftet ist. Die Kapazitäten bilden mit der Induktivität einen Schwingkreis, so dass die Spannung am Schalter kräftig ins Schwingen geraten kann, sobald die Diode zu Sperren beginnt. Dies kann dazu führen, dass die Spannung am Schalter sogar negative werden kann was sehr unerwünscht ist. Deswegen wird oft noch parallel zum Schalter eine weitere Schottky-Diode mit niederer Schleusenspannung gelegt, die diese Schwingungen etwas bedämpft.

Mit einem analogen Schaltungssimulator wie beispielsweise Spice (kostenlose Software von Linear-Technologies, LTSpice) lassen sich diese Vorgange gut simulieren und die Übereinstimmung mit der Theorie gut überprüfen.

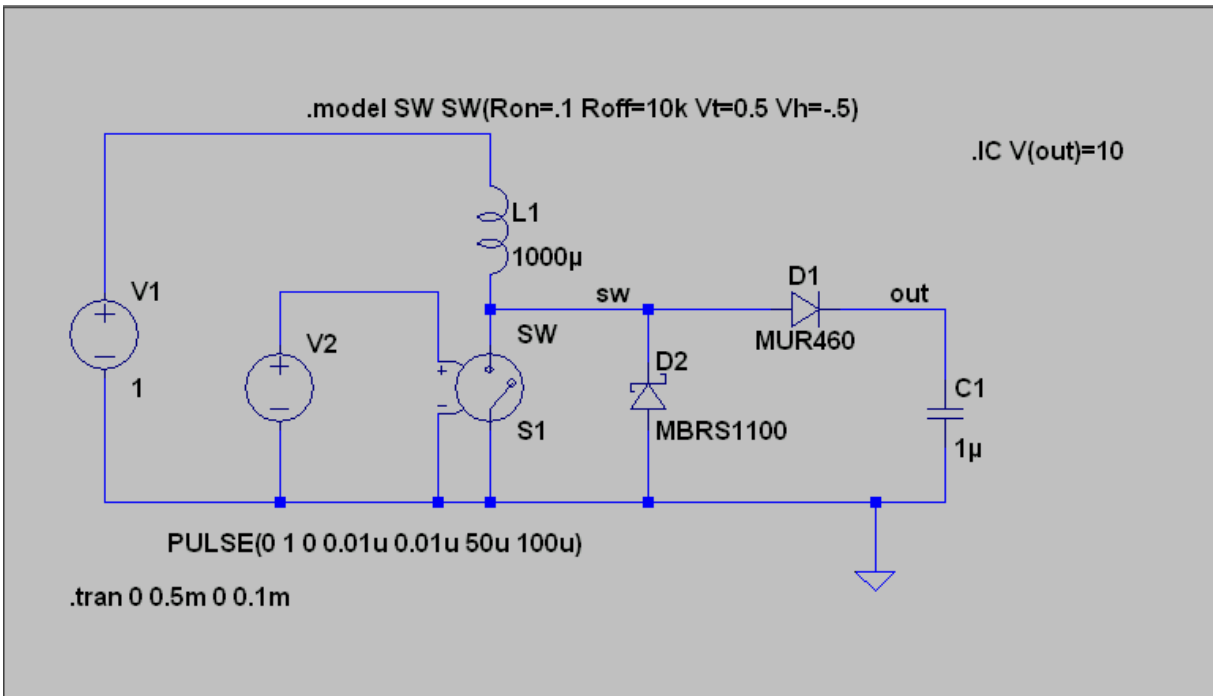

Abb. 3: Simulation des Aufwärtswandlers mit LTSpice

In der Realität wird der Schalter durch einen NPN Bipolar- oder einen NMOS Feldeffekt-Transistor ersetzt. Basis bzw. Gate des Transistors werden von einem Taktgenerator so angesteuert, dass sich die Zykluszeit T mit dem geeigneten Tastverhältnis ergibt. Dabei muss nun beachtet werden, dass die Sperrspannungsfestigkeit des Transistors deutlich größer ist als die Ziel-Spannung an der Kapazität um einen Durchbruch des Transistors zu vermeiden. Andrerseits sollte der Spannungsabfall am Transistor, während er den Strom führt, so klein wie möglich sein, damit der Stromfluss durch die Induktivität so groß wie möglich ist. Dies sind oft gegensätzliche Anforderungen. Es gibt zwar Transistoren mit hoher Sperrspannung. Aber üblicherweise sind diese dann nicht gerade für hohe Ströme ausgelegt, wenn man nicht viel Geld ausgeben will. Deswegen findet man selten Aufwärtswandler, die direkt Spannungen über 100V erzeugen. Für höhere Spannungen nimmt man daher oft Sperrwandler mit Transformatoren, so dass man mit einem günstigen Schalttransistor für hohe Ströme auskommt.

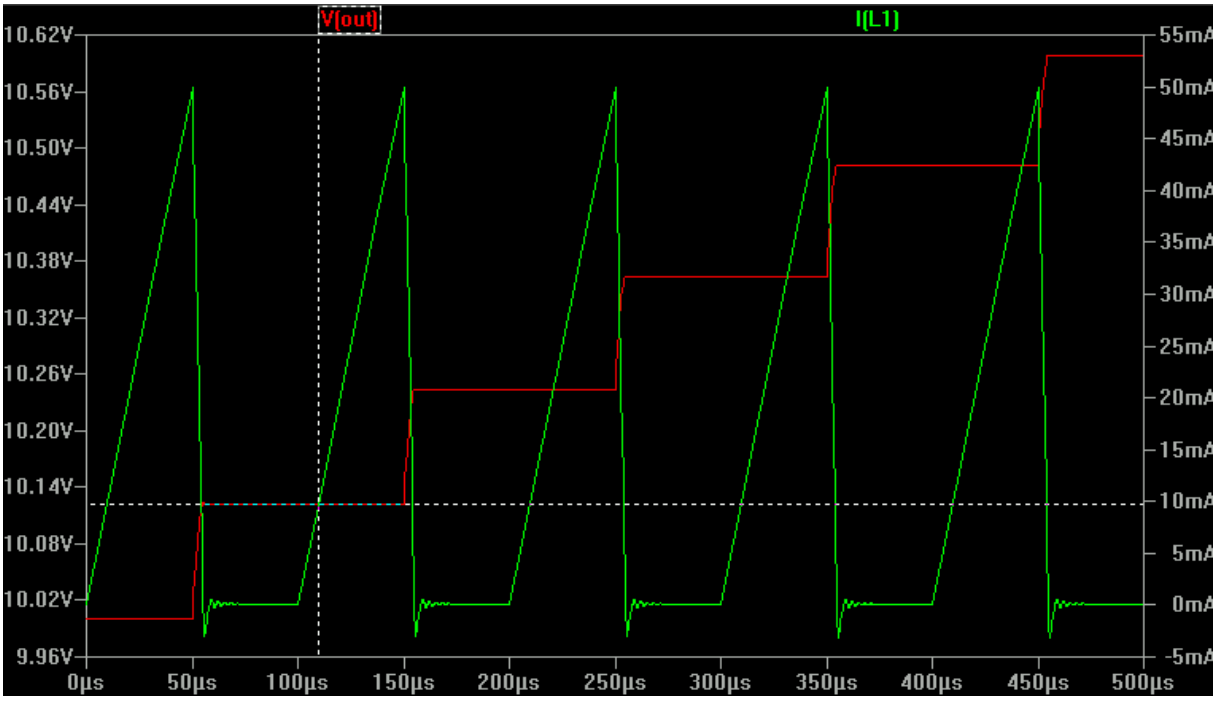

Abb. 4: Simulierter Strom und Spannungsverlauf des Aufwärtswandlers mit LTSpice

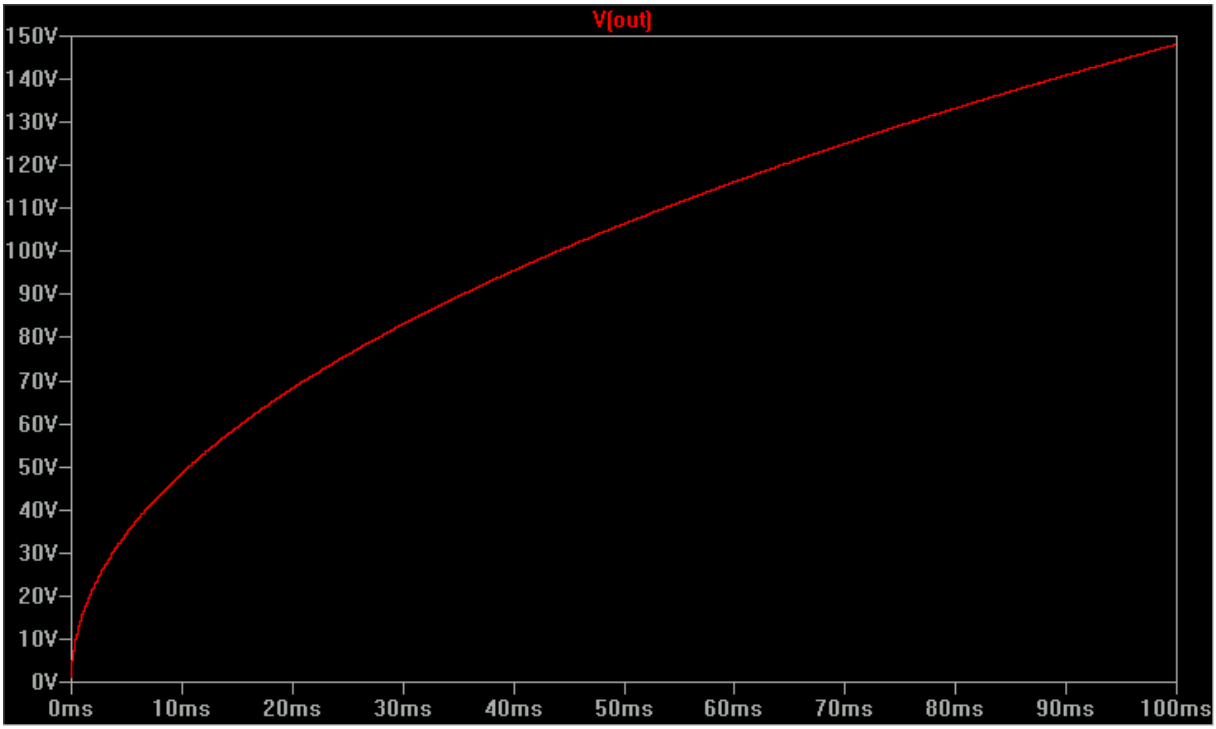

Abb. 5: Simulierte Ausgangsspannung für L=100µH

Worauf man bei der Induktivität achten sollte, ist der Serienwiderstand und der Sättigungseffekt bei hohen Strömen. Der Serienwiderstand der Induktivität sollte so gering wie möglich sein, d.h. der Drahtdurchmesser muss groß genug gewählt sein. Der Ferritkern der Induktivität sollte so beschaffen sein, dass er bei dem gewünschten Strom nicht in Sättigung geht, sonst lässt die Induktivität spürbar nach. Im Allgemeinen werden die Sättigungsströme bei Induktivitäten im Datenblatt angegeben.

2. Sperrwandler

Eine Möglichkeit um die Anforderungen an den Schalttransistor gering zu halten ist der Übergang vom Aufwärtswandler-Prinzip auf das Sperrwandler-Prinzip. Beim Sperrwandler (engl. Flyback Converter) wird in Phase 2, wenn der Schalter geöffnet wird die Energie des Magnetfelds durch einen Ladestrom aus der Sekundärwicklung eines Transformators in die Kapazität übertragen. Die Primärwicklung spielt in Phase 1 dieselbe Rolle wie die Spule beim Aufwärtswandler. Spaßeshalber kann man die Schaltung zunächst mit einem Windungsverhältnis von 1:1 simulieren. Man erhält dann dieselben Verhältnisse wie beim Aufwärtswandler, nur dass der Primärkreis und der Sekundärkreis jetzt voneinander getrennt sind und in der Primärwicklung bei geöffnetem Schalter kein Strom fließen kann. Man kann auch beide Kreise völlig galvanisch voneinander isolieren, man keine gemeinsame Masse wählt.

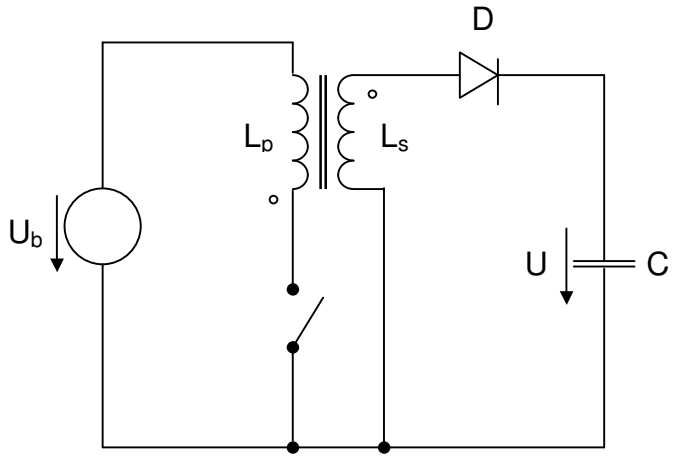

Abb. 6: Prinzipschaltbild eines Sperrwandlers (Flyback-Converter)

Entscheidend aber ist der Vorteil, dass man durch Wahl eines entsprechenden Windungszahl-Verhältnisses die Spannung auf der Sekundärseite gegenüber den Verhältnissen beim Aufwärtswandler hoch setzen kann. Aufgrund der Energieerhaltung nimmt dann natürlich der Ladestrom in den Kondensator entsprechend ab.

Verwendet man also ein Windungszahl-Verhältnis von 1:10 von Primärseite zu Sekundärseite dann erhöht das bei einem idealen Transformator die Spannung sekundärseitig um den Faktor 10 und reduziert den Strom um den Faktor 10. Da die Induktivität einer Spule ungefähr proportional zum Quadrat der Windungszahl ist bedeutet das, dass man bei einer primärseitigen Induktivität von 100uH auf der Sekundärseite etwa 10mH benötigt.

Einen geeigneten Trafo, der auch schön klein ist und von den Werten her passt, im Katalog zu finden ist recht schwer. Aber die eigene Herstellung ist eigentlich sehr einfach, wenn man einmal gesehen hat, wie das geht. Es gibt dazu eine Vielzahl an Transformatorkernen aus verschiedenen Ferriten. Eisenkerne sind bei den hohen Frequenzen eines getakteten Wandlers nicht ratsam. Ein Ferrit-Schalenkern bietet sich wegen der guten Abschirmwirkung und der einfachen zylindrischen Bauform der Spule an. Wichtig ist nun, dass man den Wert für die sogenannte Induktivitätskonstante A_L des Ferritmaterials (auch Induktanzwert genannt) richtig wählt. Der Induktanzwert gibt an, welche Induktivität man mit einer einzelnen Windung bekommt. In diesem Wert steckt also auch die Permeabilität des

Materials. Der Wert gibt aber die Induktivität pro Quadrat der Windungszahl an. Das heißt bei 10 Windungen muss man den Wert nur mit 10 multiplizieren obwohl die Induktivität mit dem Quadrat der Windungszahl steigt.

Benötigt man also eine Induktivität von 10uH auf der Primärseite, so ist beispielsweise der RM 6 Schalenkern von Epcos ein passender Kern. Unter den Kernen mit Luftspalt (Gapped) gibt es da einen aus dem Material M33, für ihn wird ein AL-Wert von 100nH pro Windung im Quadrat angegeben (Bestell-Nr. B65807+0100A033). Man braucht immer 2 solche Kerne, da es Halbschalen sind, die man zusammensetzt. Was man separat dazubestellen muss, ist der Spulenformer, d.h. ein Plastikteil, welches der Spule die passende Form gibt und Anschlussbeinchen hat, an die man den Draht anlöten kann. Dann benötigt man noch zwei Klammern, die später die Halbschalen zusammen halten. Oft gibt es dann noch ein Plastikscheibchen, das den Spulenformer zwischen den beiden Halbschalen etwas fest spannt, wenn man sie zusammenklammert.

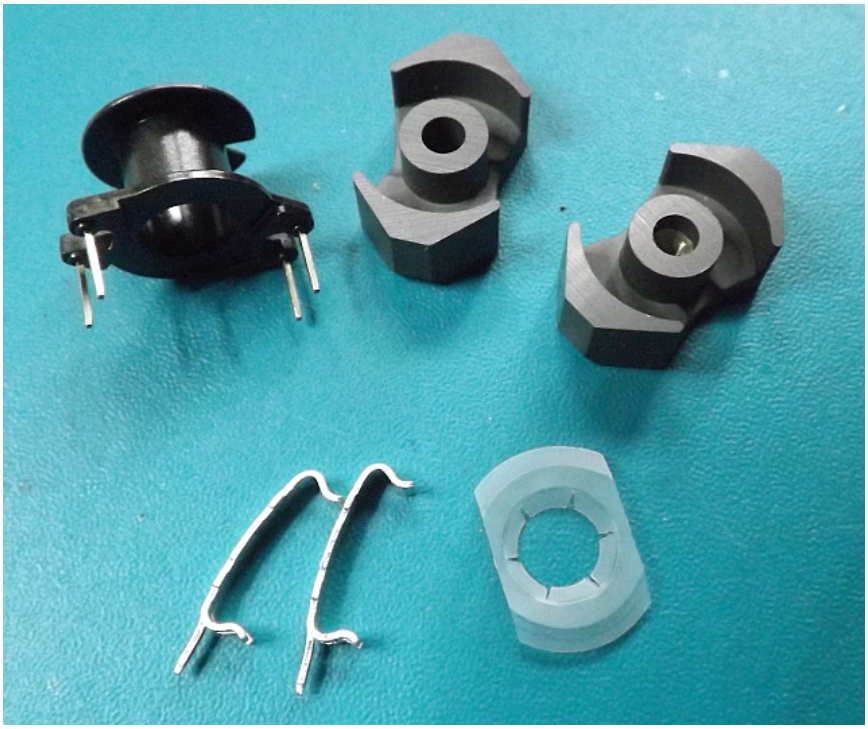

Abb. 7: Die Bauteile aus denen ein Ferritkern Trafo besteht

Um nun ein gewisses Windungszahl-Verhältnis zu erreichen sollte man von einer sinnvollen Primärwicklung mit relativ wenigen Windungen ausgehen. Bei 10uH auf dem RM 6 M33 Kern bedeutet das 10 Windungen, die man mit einem 0.4mm∅ Kupferlackdraht gut in eine Lage bekommt. Allerdings sollte man gleich auf die Wicklungsrichtung achten und sich merken, wie man die Wicklungsenden an den Beinchen befestigt hat.

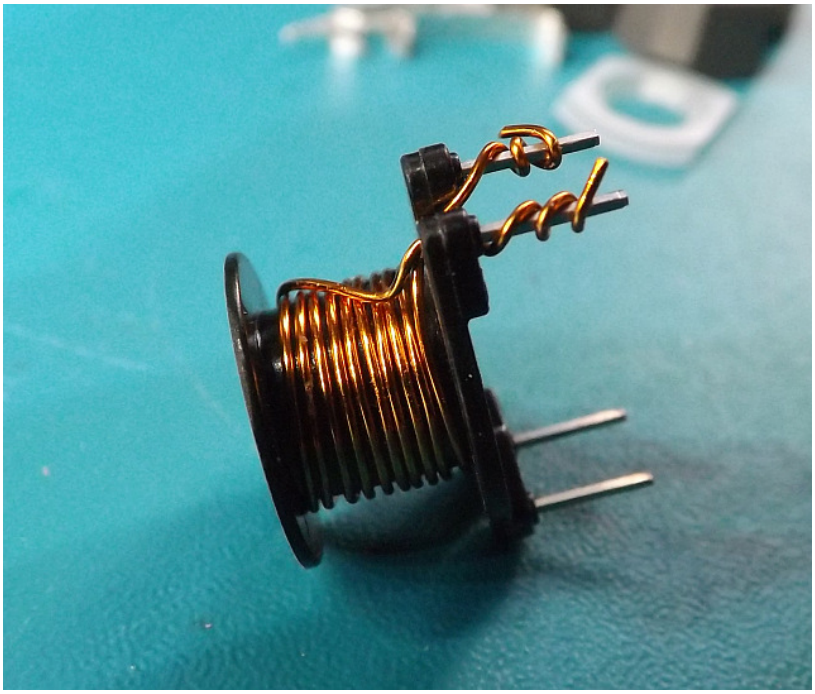
Abb. 8: Primärwicklung mit 10µH

Für die Sekundärwicklung benötigt man dann für ein Verhältnis von 1:10 eine Windungszahl von 100. Eine Windungszahl von 150 ergibt ein Verhältnis von 1:15. Wählt man einen Drahtdurchmesser von 0.15 mm∅ für den Kupferlackdraht bekommt man Windungszahlen zwischen 100 und 200 auch noch gut unter. Man kann diese Wicklung also einfach über die Primärwicklung einigermaßen gleichmäßig darüber wickeln.

Bei der Sekundärwicklung sollte man auf die gleiche Wicklungsrichtung achten und die Wicklungsenden in der gleichen Weise an den Beinchen befestigen wie auf der Primärseite. Sonst muss man später die Wicklungsrichtung mit einem Sinussignal über die Phasenlage herausmessen. Im Schaltplan wird die Wicklungsrichtung üblicherweise mit einem Phasenpunkt markiert, den man sich auch wie ein Pluszeichen vorstellen kann, der die positive Halbwelle eines Sinussignals markiert.

Man sollte sich auch ein Bild davon verschaffen, welchen ohmschen Serien-Widerstand man erreicht hat. Vor allem auf der Primärseite sollte das zu dem gedachten Wert von I_{pk} passen. Der Peakstrom sollte gegenüber der Batteriespannung nur einen vernachlässigbaren Spannungsabfall erzeigen.

Der Schalter wird üblicherweise durch einen Transistor ersetzt wobei der Transistor entweder ein MSFET oder ein Bipolar-Transistor sein kann. MOSFETs kann man leistungslos ansteuern, das heißt man braucht zum durchschalten keinen Strom. Das ist ein gewisser Vorteil hinsichtlich des Stromverbrauchs. Eine andere wichtige Kenngröße ist der Widerstand im durchgeschalteten Zustand. Bei MOS-Transistoren wird dieser direkt R_{on} oder R_{DS} angegeben, bei Biopolar-Transistoren wird meist nur der Spannungsabfall in Form der Sättigungsspannung U_{CESat} angegeben. Bei Bipolar-Transistoren ist es wichtig, dass man den Zustand kleinster Sättigungsspannung auch erreicht. Dazu ist ein entsprechender Basisstrom nötig, der sich aus dem Stromverstärkungsfaktor und dem gewünschten Kollektorstrom (I_{pk}) errechnen lässt.

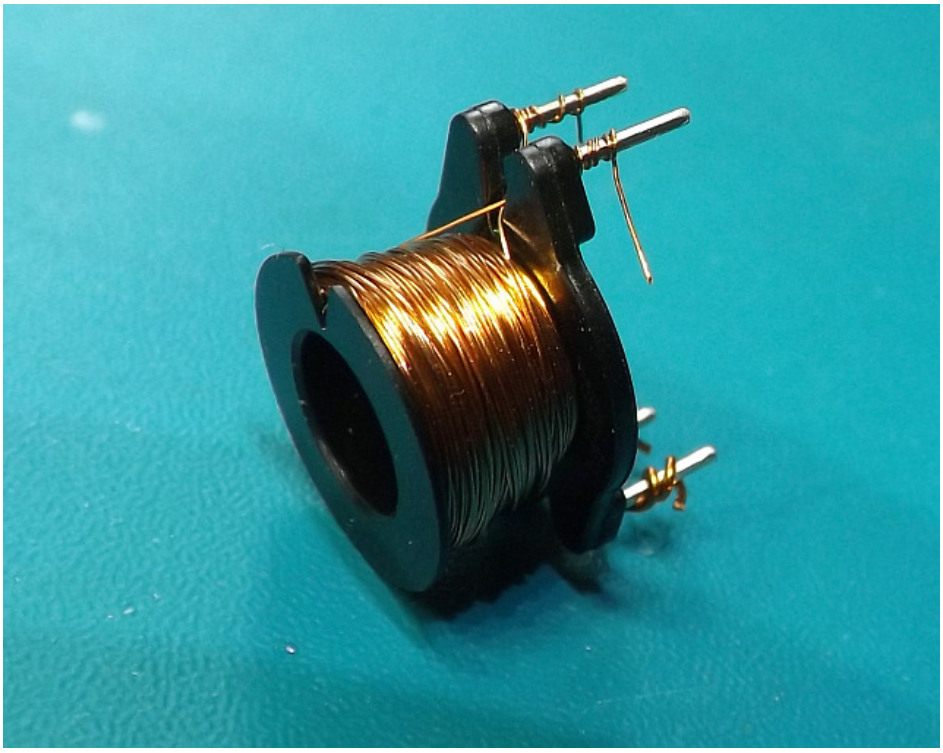

Abb. 9: Sekundärwicklung mit 150 Windungen auf die Primärwicklung gewickelt

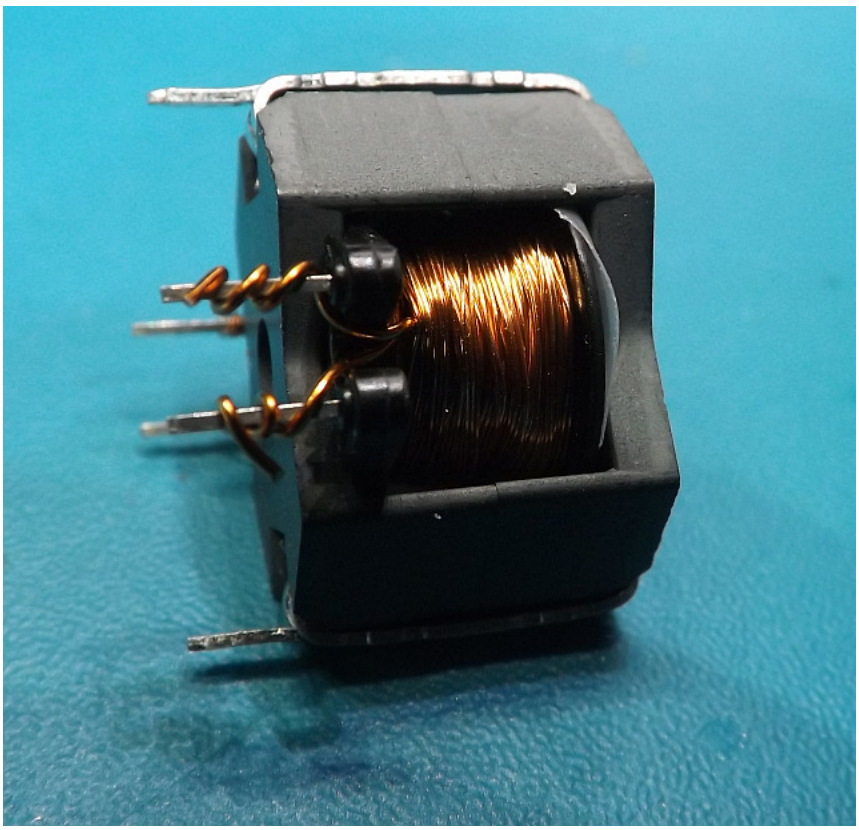

Abb. 10: Zusammengebauter Schalenkern Trafo, dass Kunststoff-Spannscheibchen liegt auf der eingesetzten Spule oben auf

Ein weitere bedeutsamer Parameter ist die Größe der Drain-Source Kapazität bzw. der Kollektor-Emitter Kapazität. Diese sollte möglichst niedrig sein, damit sich die Schwingungen

beim Sperren der Diode leichter bändigen lassen. Meist ist es so, dass diese Kapazität umso höher ist, je größer der Maximalstrom des Transistors ist. Einen sehr großen Transistor zu wählen nur um ein kleinstmöglichstes R_{on} zu erreichen ist also nicht immer die beste Wahl.

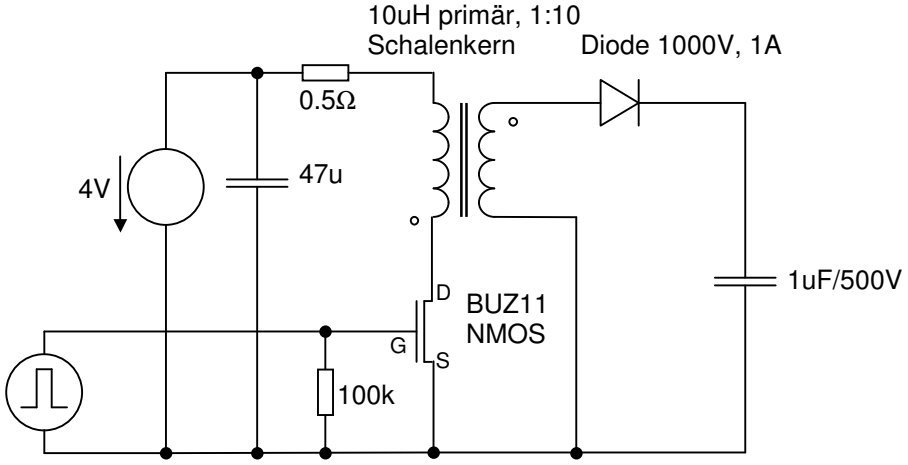

Abb. 11: Implementierung eines Sperrwandlers mit einem NMOS Transistor

Abb. 11 zeigt eine konkrete Implementierungsmöglichkeit eines Sperrwandlers mit einem N-Kanal Power MOSFET Transistor als Schalter. Der BUZ11 ist ein Transistor für Spannungen bis 50 V und hat einen On-Widerstand von 0.04Ω. Alternativ könnte man auch einen NPN Transistor nehmen, beispielsweise einen BSP50 Darlington (45V 1A), denn man noch mit einem moderatem Basisstrom aus einer Logikschaltung direkt angesteuert bekommt. Der Eingang wurde im Falle des NMOS mit einem 100k versehen um eine Ladungsspeicherung am Gate zu verhindern, die den Transistor permanent durchschalten könnte, wenn kein Steuersignal anliegt. Der 47µF dient der Pufferung auf der Platine, um eine konstante Versorgungsspannung auf der Platine zu erreichen. In die Zuleitung zur Primärwicklung wurde ein Messshunt mit 0.5Ω eingefügt um den Strom mit dem Oszilloskop sichtbar machen zu können.

Abb. 12 zeigt den Betrieb bei einem Taktsignal von 200kHz am Gate. Man kann den linearen Verlauf des Spulenstroms erkennen, der allerdings von einigen parasitären Effekten überlagert ist. Primärseitig entstehen Peaks mit fast 50V, was die Kapazität bei einem Wicklungsverhältnis von 1:10 auf fast 500V auflädt. Bei 4V beträgt der Stromverbrauch bei kontinuierlichem Takt so etwa 70mA. Wenn man die gewünschte Hochspannung erreicht hat kann man die Taktung aussetzen um den Stromverbrauch im Mittel zu senken. Da ein Geiger-Müller Zählrohr einen sehr geringen Stromverbrauch hat, bleibt die Spannung an der 1µF Kapazität lange erhalten, so dass Takt-Bursts zur Erhaltung der Hochspannung und zum Ausgleich der verbrauchten Ladung nur gelegentlich nötig sind.

Wenn man einen Sperrwandler selbst aufbaut, stellt man schnell fest, dass es neben dem Grundprinzip noch etliche parasitäre Effekte geben kann, die es sehr schwer machen können, die gewünschte Hochspannung auch mit einem geringen Stromverbrauch zu erreichen.

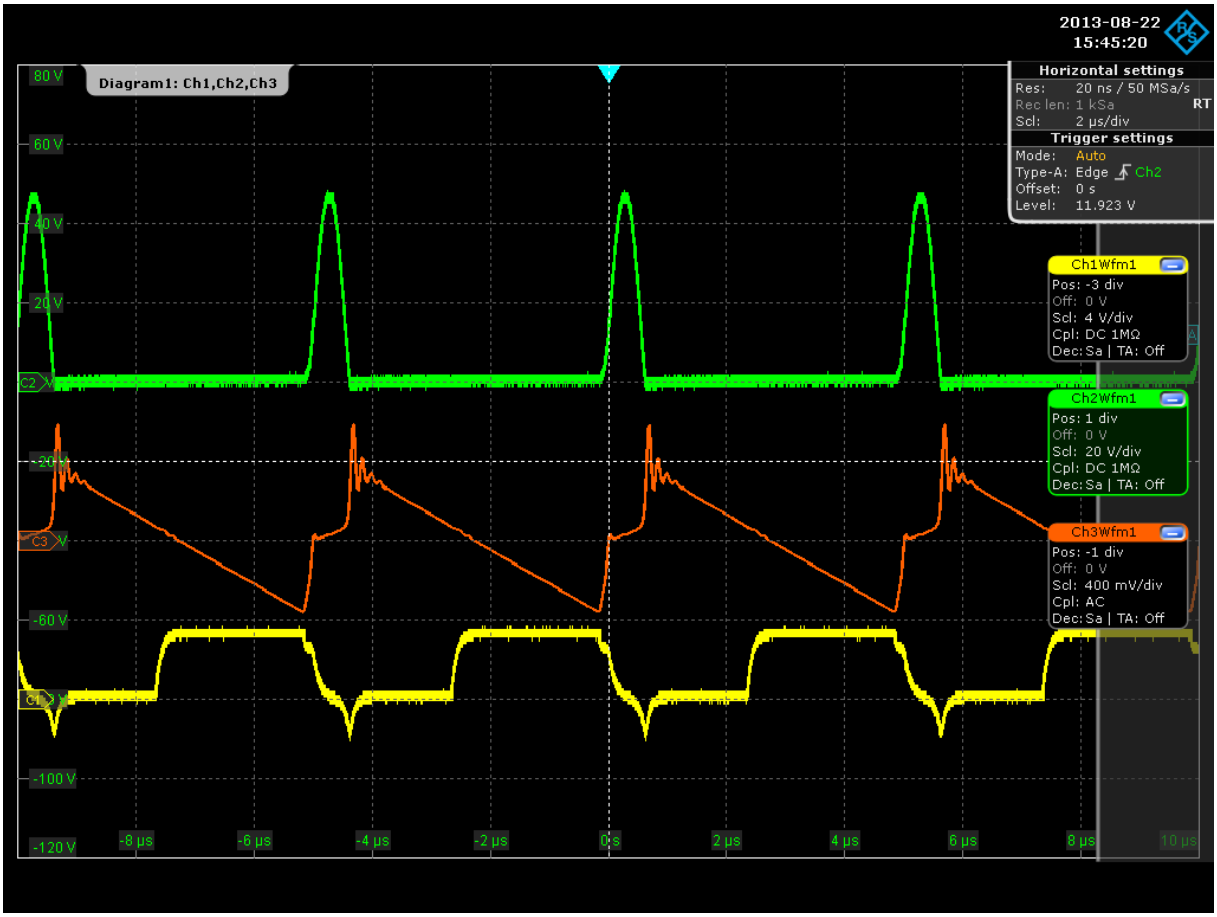

Abb. 12: Grün: Drainspannung, braun: Spannung am Shunt (Spulenstrom), Gelb: Gatespannung

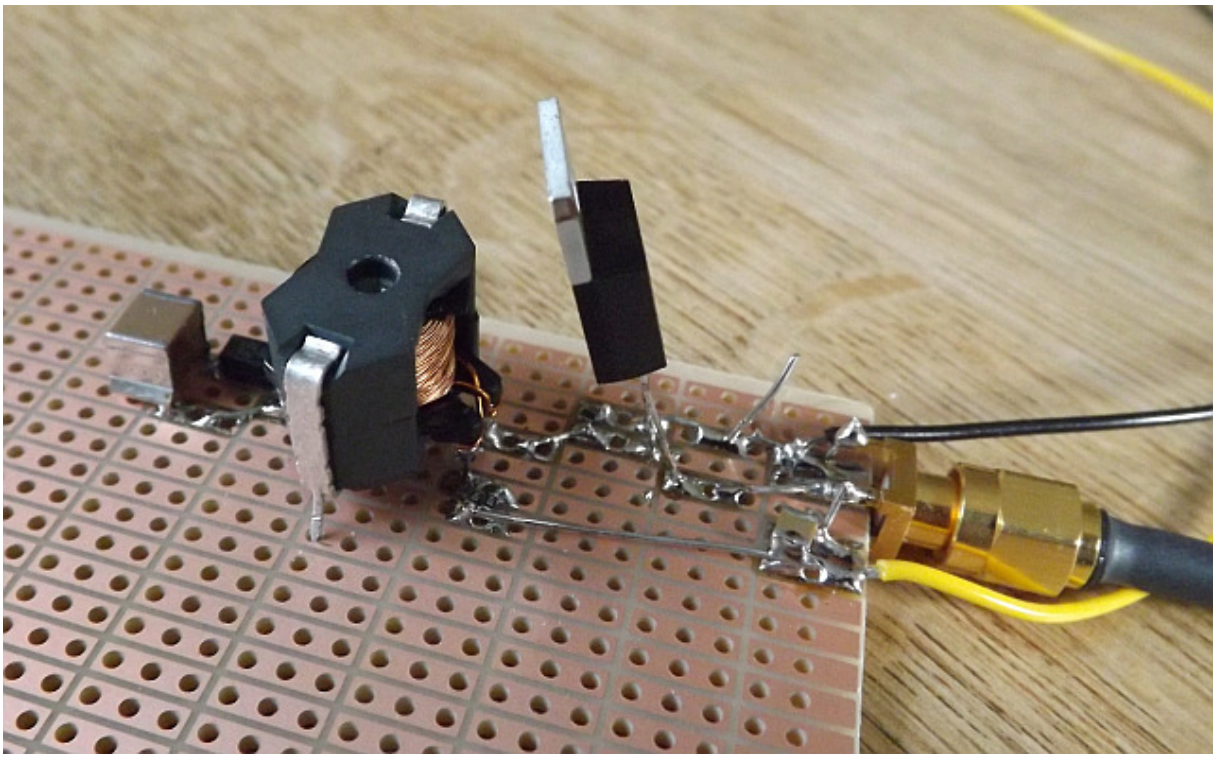

Abb. 13: Aufbau eines Sperrwandlers mit NMOS Transistor auf einer Laborplatine.

Das liegt meist daran, dass auch die Ansteuerung des Schalttransistors mit hoher Flankensteilheit erfolgen sollte um einen hohen Wirkungsgrad zu erreichen. Man erreicht das mit vernünftigen Mitteln nur durch den Einsatz von ICs, welche auf diese Anwendung zugeschnitten sind und auch die Ansteuerung bereits enthalten.

Ein fast optimal passender IC ist der LT3468 Photoflash Charger von Linear Technologies. Es ist ein Chip, der für die Erzeugung der Hochspannung in einfachen Kameras vorgesehen ist. Da diese Hochspannung in etwa der gleichen Größenordnung liegt, ist die Anwendung schnell auf die Bedürfnisse eines Geigerzählers angepasst. Typischerweise wird bei billigen Kameras eine Kapazität von etwa 100µF auf etwa 320V aufgeladen. Eine so große Ladungsmenge zu speichern ist für ein Zählrohr nicht nötig und birgt auch Gefahren. Berührt man eine solche Kapazität wenn sie geladen ist, kann man schon einen gefährlichen und äußerst unangenehmen Stromschlag bekommen. Schließt man die geladene Kapazität mit einem Metallteil aus Versehen kurz, dann knallt es richtig und die Kapazität kann durch den hohen Strom zerstört werden. Man sollte also für den Betrieb eines Zählrohrs nicht mehr als 1uF vorsehen. Die Plateauspannung der meisten Geiger-Müller Zählrohre liegt aber höher als bei einer Xenon Blitzröhre, nämlich in der Gegend von etwa 400V, was man durch ein etwas höheres Windungsverhältnis beim Herstellen des Trafos leicht erreichen kann.

Der LT3468 Photoflash Charger ist vom Prinzip her für einen Sperrwandlerbetrieb vorgesehen. Er enthält einen NPN Bipolar-Schalttransistor mit einer max. Sperrspannung von 50V. Es gibt drei Varianten des Chips, die sich nur im maximalen Schaltstrom unterscheiden. Es empfiehlt sich die Variante mit dem höchsten Schaltstrom zu verwenden um die kürzeste Ladezeit aus dem ungeladenen Zustand heraus zu bekommen.

Der IC wird in einem sehr kleinen SOT 23-5 SMD Gehäuse geliefert, das lediglich 5 Anschlüsse besitzt. Das sehr kleine Gehäuse garantiert auch kleine parasitäre Induktivitäten in den Zuleitungen, was die Effizienz erhöht. Allerdings stellt das an die Löttechnik gewisse Anforderungen. Im Prinzip sollte man sich für die Schaltung eine Platine für SMT Lötmontage herstellen und sich dabei an den im Datenblatt vorgegebenen Layout-Vorschlag halten um auch gute Ergebnisse zu erhalten.

Der IC arbeitet nun wie folgt: Sobald der CHARGE Pin von 0 auf 1 geht wird die Lade-Schaltung getriggert und bleibt aktiv, bis am Kollektoranschluss des Transistors (SW Pin) die Spannungspeaks eine Höhe von 31.5V erreicht haben. Bei einem Windungszahlverhältnis von 1:10.2 entspricht das einer Sekundärspannung von 320V. Im Emitterzweig des Schalttransistors befindet sich ein Shunt (Rsense), welcher der Messung des Spulenstroms dient. Sobald der Schalttransistor durchschaltet, steigt der Spulenstrom linear an und die Spannung am Shunt steigt entsprechend proportional dazu. Sobald der interne Komparator (A1 im Datenblatt) eine Shunt-Spannung misst, welche dem maximalen Spulenstrom von etwa 1.2A entspricht, wird der Schalttransistor abgeschaltet und der Strom in der Primärwicklung springt auf Null zurück. Dadurch wird primärseitig eine Spannung induziert, die um das Windungszahlverhältnis kleiner ist als die Spannung auf der Sekundärseite. Anfangs ist diese Spannung klein, mit zunehmender Spannung an der Kapazität aber steigt diese bei jedem Schaltzyklus allmählich bis auf 31.5V. Ein zweiter Komparator (A3) detektiert wenn die Spannung an der Spule bis auf die Versorgungsspannung abgesunken ist, und schaltet den Schalttransistor erneut durch.

Wird die primärseitige Spannung der Peaks von 31.5V erreicht und damit sekundärseitig die Ladeendspannung von 320V erreicht, deaktiviert ein weiterer Komparator (A2) den Ladevorgang. Der Ladevorgang wird erst wieder gestartet wenn der CHARGE Pin von Low auf High gebracht wird. Man kann den Ladevorgang aber vorzeitig pausieren, indem man den CHARGE Pin wieder auf Low bringt. Geht der CHARGE Pin danach wieder auf High, lädt die Schaltung die Kapazität von dem bisherigen Spannungsniveau aus weiter auf.

Der DONE Pin (invertiertes Signal) ist ein offener Kollektor Ausgang. Der entsprechende Transistor wird durchgeschaltet und zieht damit den DONE Pin auf Null, sobald die Hochspannung erreicht ist. Dieser offene Kollektor ist aber nicht in der Lage direkt eine Status-LED zu treiben, er kann höchstens ein Logiksignal in einen hochohmigen Eingang treiben. Weitere Informationen zu dem IC siehe Datenblatt.

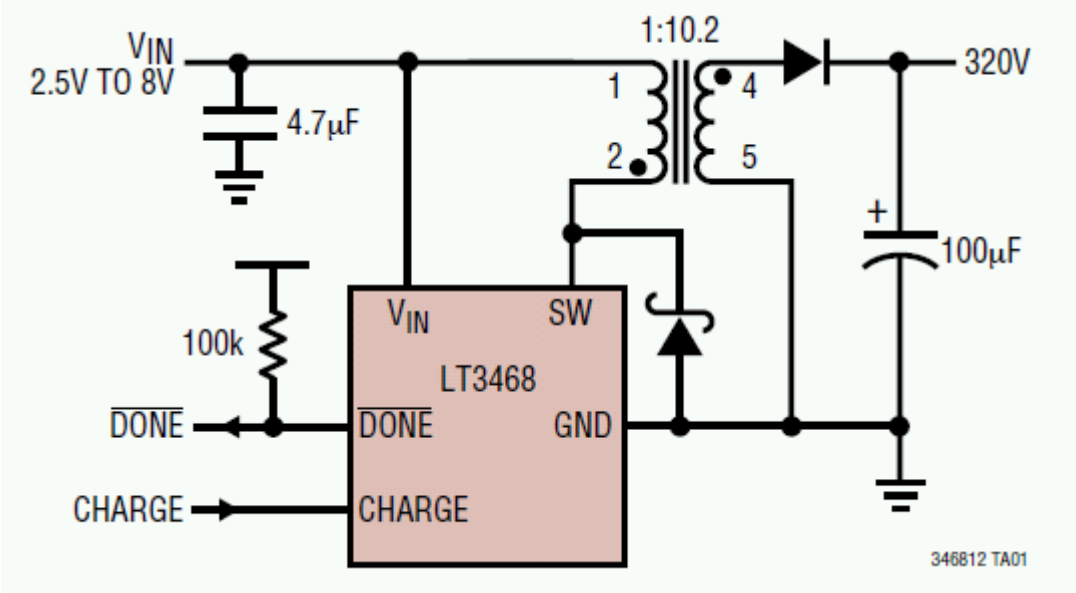

Abb. 14: Der Photoflash Charger IC LT3468 von Linear Technologies

Ein Nachteil des IC in der Anwendung als Hochspannungserzeugung für einen Geigerzähler ist, dass die Steuerung für ein einmaliges Triggern gedacht ist und nicht für kontinuierlichen Betrieb. Das Nachladen muss also bei Abfall der Hochspannung immer wieder neu getriggert werden. Zudem kommt, dass man die Platine sehr sauber layouten muss, dass auch die Abschaltung nach Erreichen der Primärspannung von 31.5V ordentlich funktioniert.

Diese Nachteile lassen sich einigermaßen stromsparen beheben, indem man einen Takt aus einem Taktbaustein benutzt um den LT3468 wiederholt zu triggern, solange die sekundärseitige Ausgangsspannung noch kleiner als die Zielspannung ist. Sobald die Zielspannung erreicht ist, deaktiviert man dann den Takt. Dazu muss man aber den Trafo so bemessen, dass die Ausgangsspannung einige 10V höher ist, als die Zielspannung. Die gesamte Anordnung bildet also einen Regelkreis, bei der die Ausgangsspannung gemessen und entsprechende Taktbursts an den IC angelegt werden um auf die Zielspannung zu regulieren.

Als Taktgenerator kann ein Baustein ähnlich dem NE555 benutzt werden. Es empfiehlt sich jedoch die von der äußeren Beschaltung her kompatible und deutlich stromsparendere

CMOS Variante ICM7555 zu verwenden, die es von mehreren Herstellern mit gleichem Pinout gibt. Dieser Taktbaustein hat einen Reset/Enable Pin (Pin 4) über den die Takterzeugung ausgeschaltet werden kann.

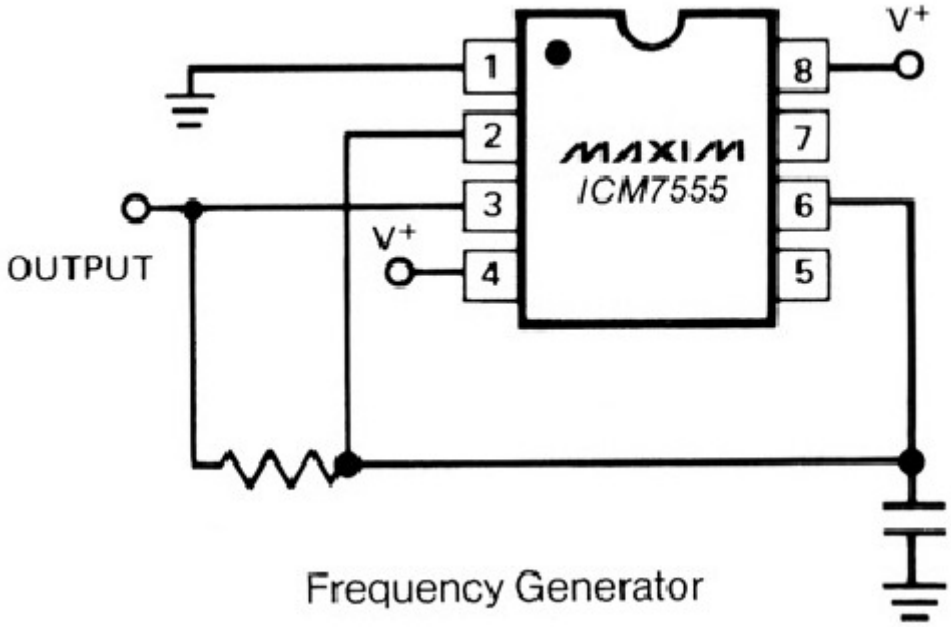

Abb. 15: Stromsparender NE555 kompatibler Taktbaustein zum Triggern

Das stromsparende Messen der Hochspannung ist allerdings nicht ganz einfach. Es gibt dazu einige Schaltungsbeispiele bei denen eine Serie von Hochvolt-Zenerdioden mit der Basis eines Bipolar-Transistors verbunden ist. Die Idee dabei ist, dass die Zener-Dioden leitend werden sobald die gewünschte Hochspannung erreicht ist. Der Strom durch diese Zenerdioden ist gleichzeitig der Basisstrom des Transistors, der dadurch dann durchschaltet. Der Stromfluss durch die Zenerdioden kann aber durchaus beträchtlich werden und wird mit dem Windungszahlverhältnis auf die Primärseite übersetzt. D.h. der Stromverbrauch durch eine solche Messeinrichtung nimmt enorm zu. Zweckmäßiger ist es, den Strom an den Zenerdioden über einen hochohmigen Widerstand abfallen zu lassen und einen stromsparenden Komparator zu benutzen um den Stromfluss zu detektieren. Bei Erreichen der Hochspannung schaltet der Komparator den Ladevorgang ab, so dass der Strom durch die Messeinrichtung nicht weiter zunehmen kann. Die Gesamtschaltung dazu ist in Abb. 16 gezeigt.

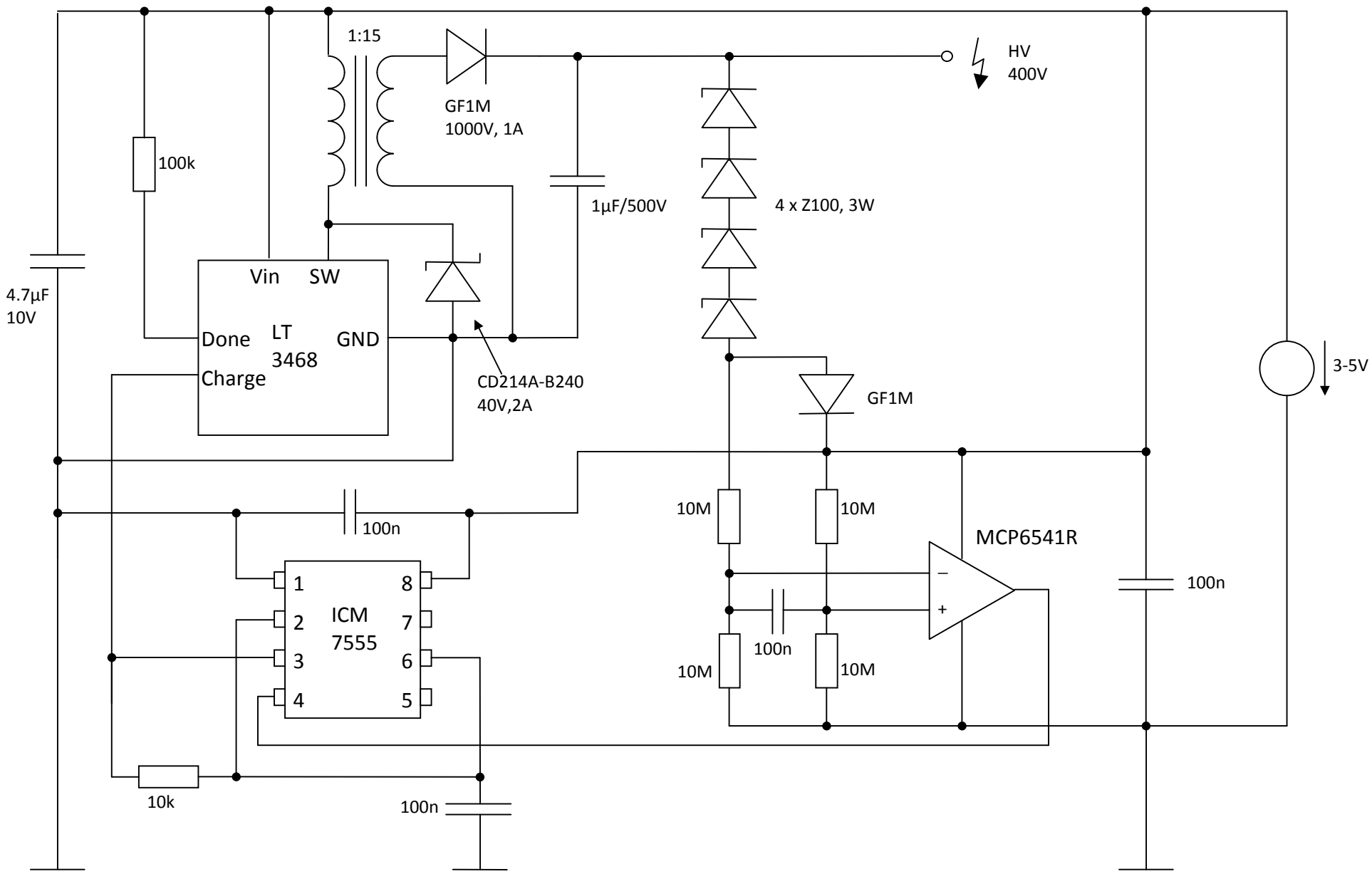

Abb. 16: Gesamtschaltung der Low-Power Hochspannungsversorgung auf der Basis des LT3468 Photoflash-Charger ICs von Linear

Der LT3468 ist wie im Datasheet beschrieben beschaltet. Es ist darauf zu achten, dass der IC gut mit einem 4.7uF Abblock-Kondensator gepuffert ist, der nahe am Gehäuse sitzt. Auch die Primärwicklung sollte mit möglichst kurzen Verbindungen angeschlossen sein damit keine parasitären Induktivitäten entstehen.

Der Transformator (Schalenkern RM6 M33 wie oben beschrieben) sollte mit 10Windungen primärseitig und 150 Windungen sekundärseitig bewickelt sein, damit ein Windungsverhältnis von 1:15 entsteht bei einer Primärinduktivität von 10uH. Damit erreicht die sekundärseitige Spannung maximal 500V. Somit bleibt genug Reserve für die Regelung auf etwa 400V.

Zur Messung der Spannung sind 4 Zenerdioden vorgesehen, mit jeweils einer Zenerspannung von 100V. Damit wird die Zielspannung von 400V festgelegt. Der Rest der erzeugten Spannung fällt an den beiden in Serie geschalteten 10MΩ Widerständen ab. Solange die Hochspannung weniger als 400V beträgt, fließt durch die Zenerdioden kein Strom und die normale Diode die mit der Kathode an der Batteriespannung liegt sperrt. Sobald aber die Spannung von 400V erreicht ist beginnt ein Strom zu fließen und es entsteht ein Spannungsabfall an den Messwiderständen. Sobald dieser Spannungsabfall die Batteriespannung um die Schleusenspannung der normalen Diode übersteigen würde, würde diese leitend. Sie begrenzt damit den maximalen Spannungsabfall auf etwa 3.5V. An dem unteren der beiden 10MΩ Widerstände fällt daher etwas mehr als die halbe Batteriespannung ab. Dieses Spannungssignal wird auf den negativen Komparatoreingang geführt. Der positive Komparatoreingang erhält dagegen genau die Hälfte der Batteriespannung als Vergleichsignal, was durch den zweiten Spannungsteiler erzeugt wird, der ohne Diode aus der Batteriespannung gespeist wird. Damit ist sichergestellt, dass der negative Eingang den Komparator sicher ausschaltet, da er im extremsten Fall um die halbe Schleusenspannung der Diode größer wird als der positive Eingang.

Sobald aber der Komparator ausschaltet wird der CHARGE Pin des LT3468 auf Low gelegt, was die Ladung der Hochspannungskapazität unterbricht. Erst wenn die Hochspannung wieder soweit abgesunken ist, dass der Komparator wieder einschaltet, wird vom LT3468 ein Taktburst geschickt, der die Hochspannung wieder erhöht. Der Komparator ist ebenfalls ein sehr stromsparender Typ, welcher eine Stromaufnahme unter 1mA hat, wenn er nicht groß belastet wird.

Der Taktbaustein ist wie im Datenblatt (von Maxim) für den astabilen Betrieb mit ca. 50% Tastverhältnis beschaltet. Der 10k Ohm zusammen mit dem 100nF als frequenzbestimmende Bauteile legen eine Taktfrequenz von etwa 700Hz für die Pulse eines Taktbursts fest, was für den Verbrauch eines normalen GM-Zählrohrs völlig ausreichend ist.

Im Betrieb erkennt man, dass ohne Last nur alle Sekunde ein kurzer Taktburst entsteht. Belastet man die Hochspannungskapazität z.B. mit einem hochohmigen Voltmeter mit 10MΩ Eingangswiderstand über einen 100MΩ Vorwiderstand (Teilverhältnis 0.09) dann sieht man, wie die Taktbursts etwas in der Länge zunehmen und etwas häufiger auftreten. Belastet man die Hochspannungskapazität direkt mit einem hochohmigen Voltmeter (10MΩ) dann nimmt die Häufigkeit und Länge kräftig zu, ohne aber in den kontinuierlichen Betrieb überzugehen.

Während des Ladevorgangs aus dem ungeladenen Zustand heraus steigt der Kurzzeitmittelwert des Stromverbrauchs auf bis zu 500mA an. Er geht dann aber nach wenigen Sekunden auf Werte unter 1mA zurück. Im eingeschwungenen Zustand mit einem bei Nullrate laufenden Zählrohr liegt der Stromverbrauch im Mittel schließlich deutlich unter 1mA.

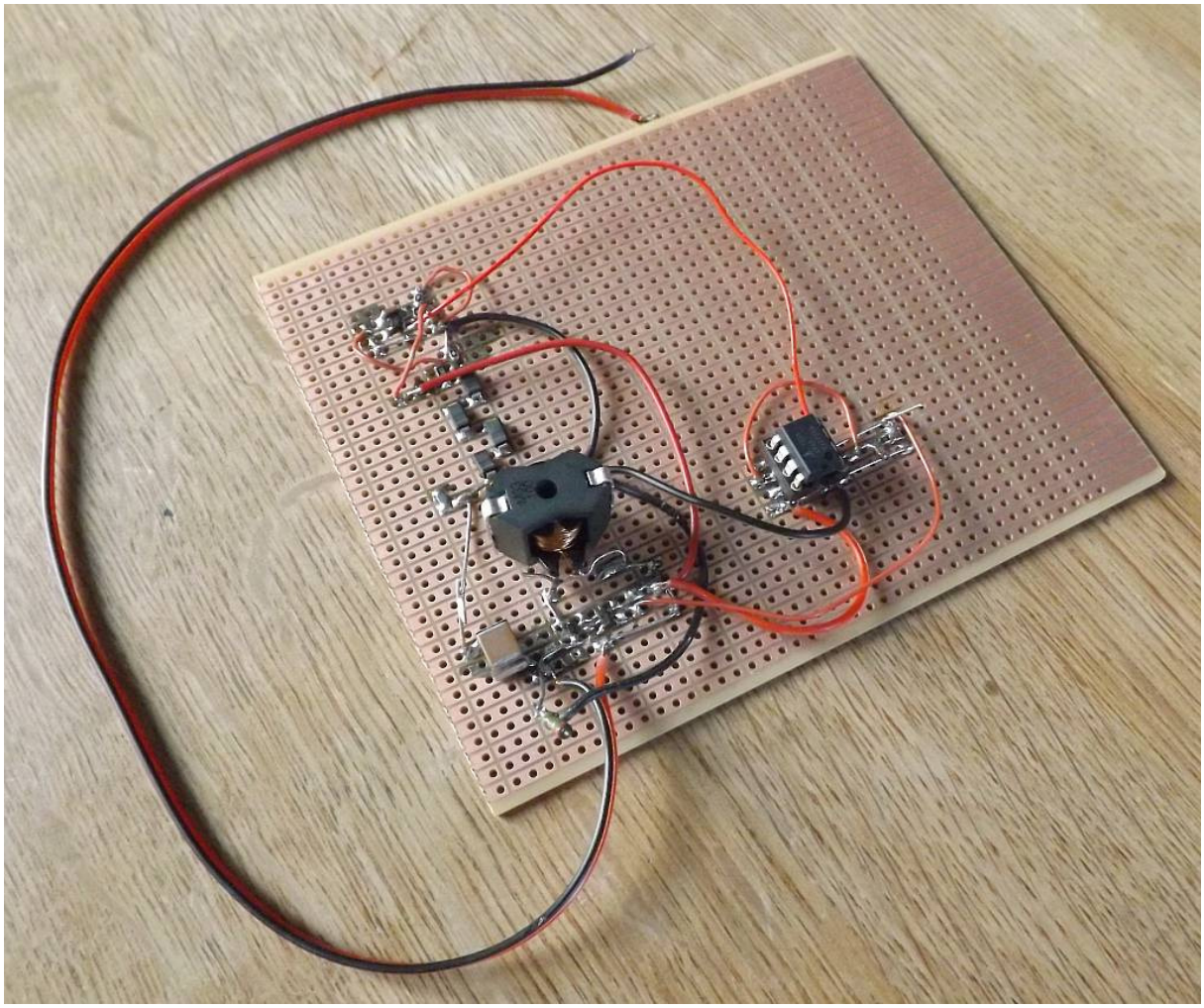

Abb. 17: Prototyp der Hochspannungserzeugung auf einer Laborkarte

Datenblätter

LT3468 (Linear): http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/346812fa.pdf
ICM7555 (Maxim): http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/ICM7555-ICM7556.pdf
MCP6541R (Microchip): http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21696H.pdf

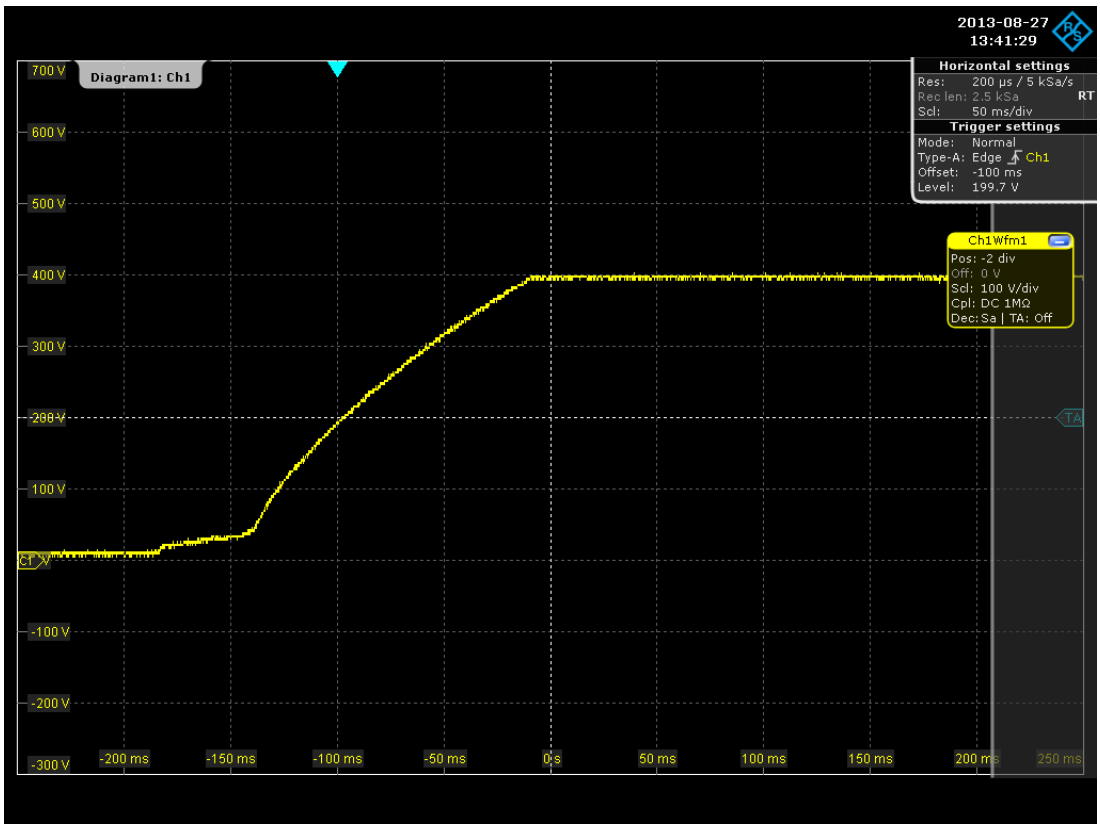

Abb. 18: Anstieg der Hochspannung auf den Zielwert aus dem ungeladenen Zustand

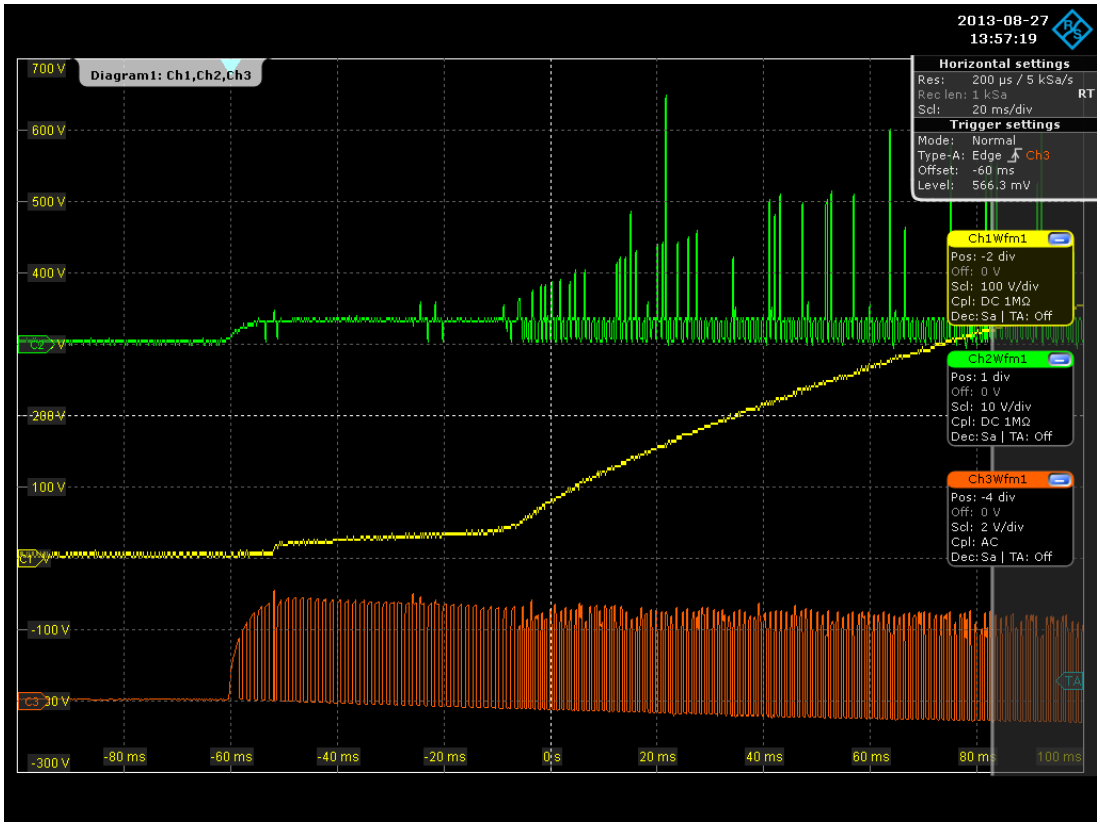

Abb. 19: Anlauf der der Hochspannungsgenerierung, Grün: Primärspannung, Gelb: Spannung an der Kapazität, Braun: Taktbursts. Die primärseitigen Peaks werden in der Zeitskala vom Scope nicht richtig aufgelöst

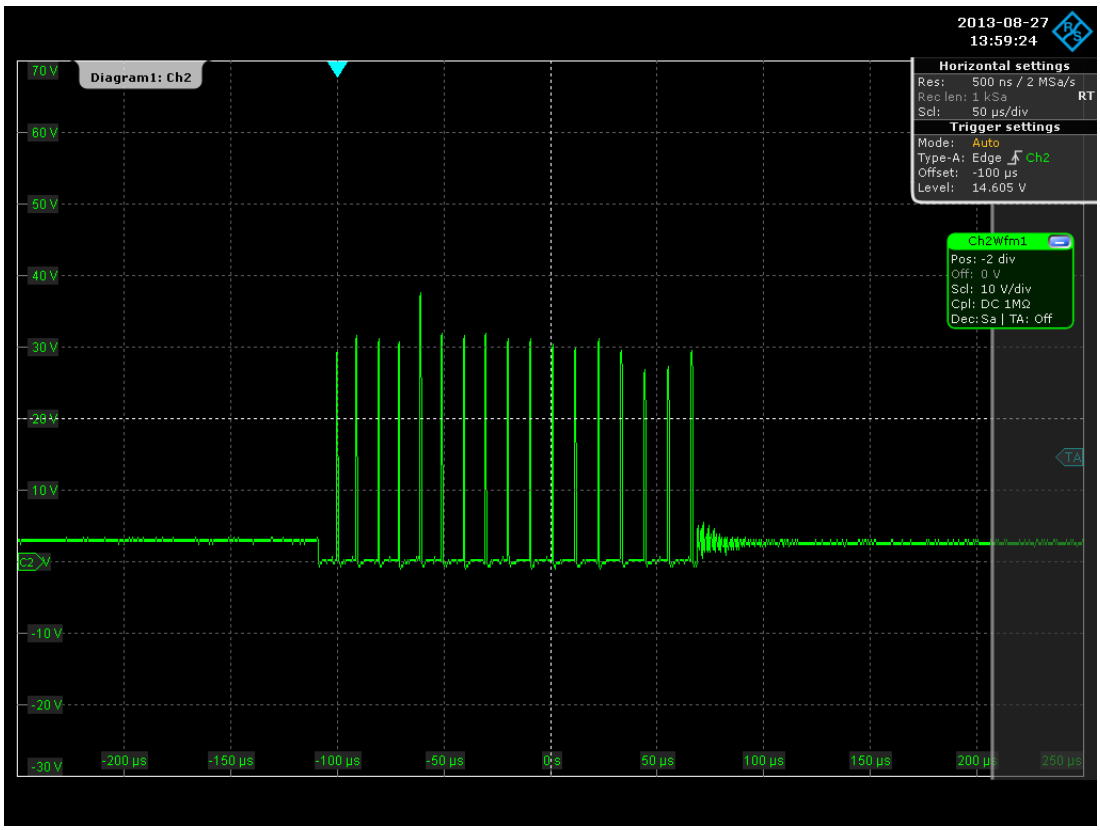

Abb. 20: Details eines primärseitigen Bursts

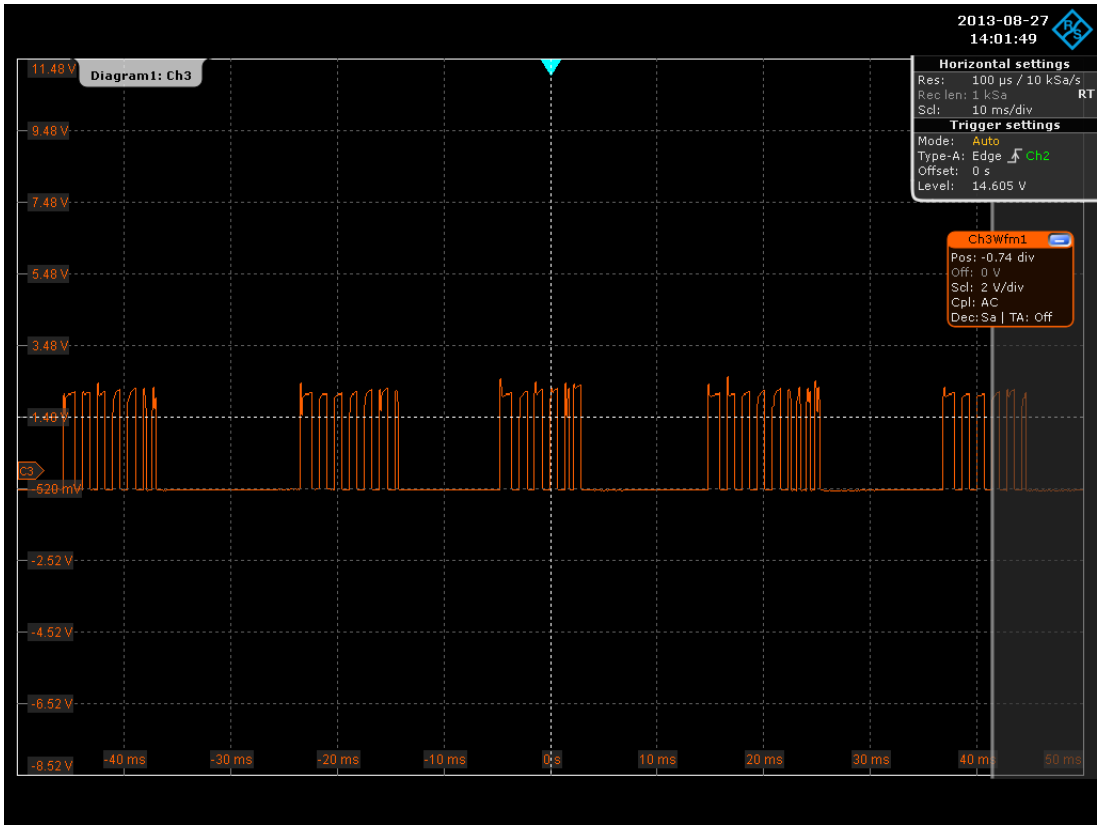

Abb. 21: Zoom auf die Taktbursts des Taktgenerators bei Belastung der Hochspannung mit 10MΩ

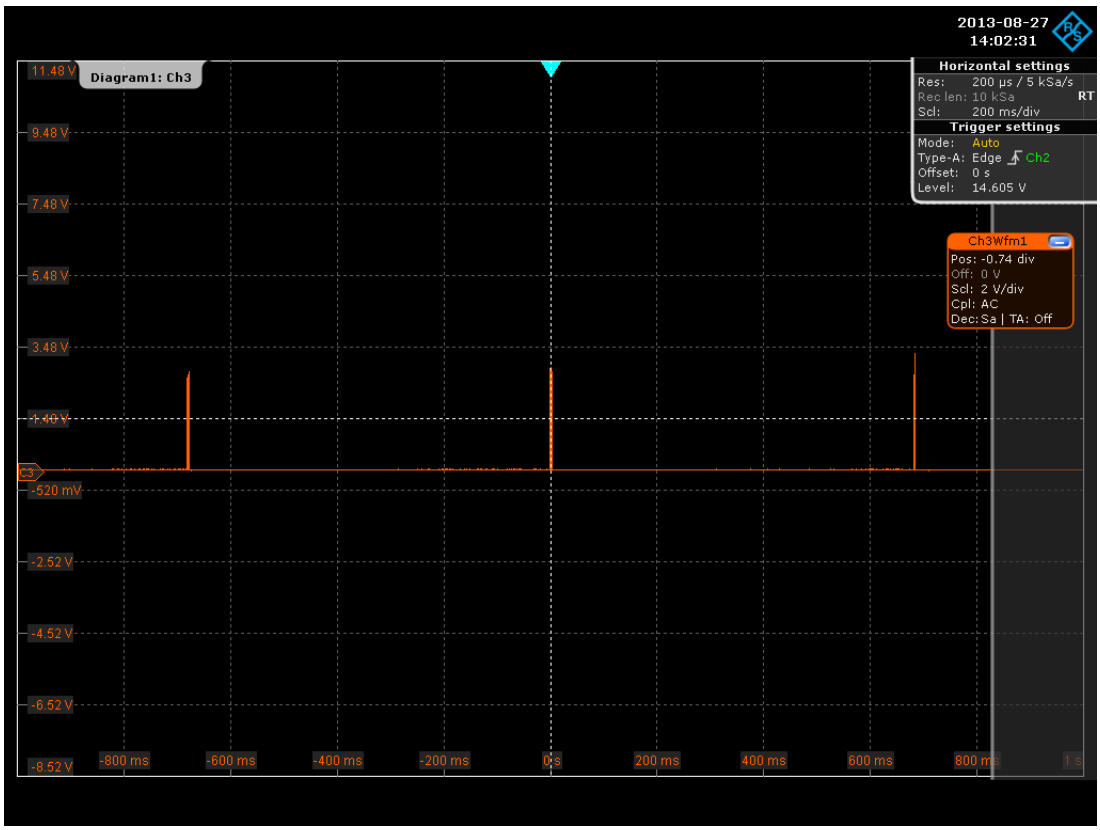

Abb. 22a: Taktbursts ohne jede Last an der Kapazität

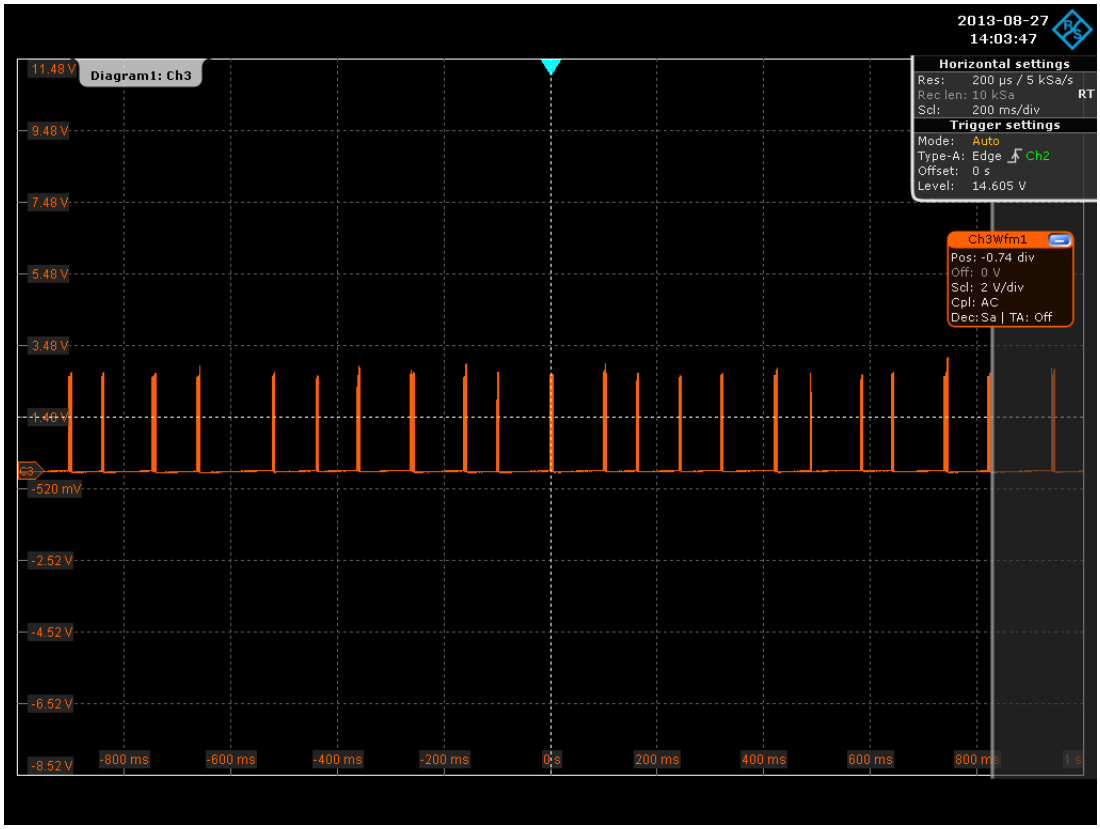

Abb. 22b: Taktbursts mit 100MΩ Last an der Kapazität

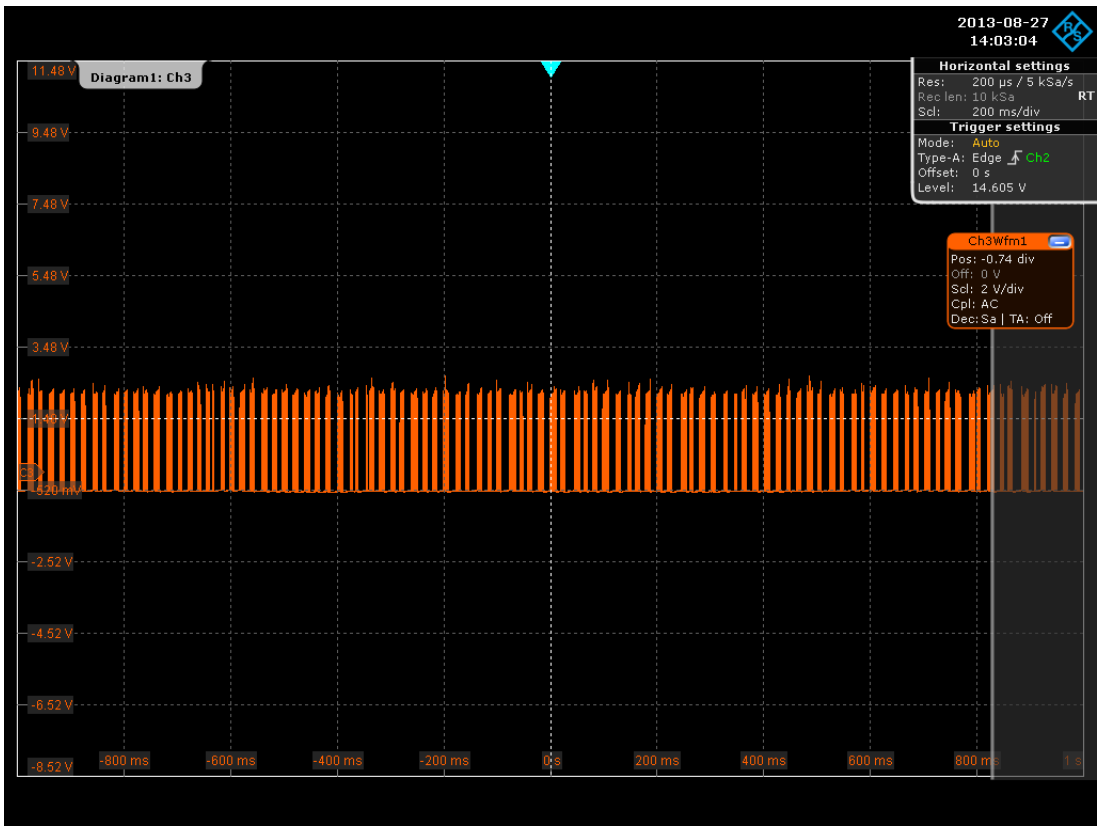

Abb. 22c: Taktbursts mit 10MΩ Last an der Kapazität