

Hochspannung für Geiger-Müller-Zählrohre

Inhalt:

0. Einführung und Zielsetzung.....	2
1. Funktionsprinzip des Sperrwandlers.....	2
2. Entwurf und Diskussion der Grundschaltung.....	3
2.1 Übertrager.....	5
2.1.1 Dimensionierungsüberlegung.....	6
2.1.2 Ferrit-Schalenkerne.....	7
2.2 Hochspannungs-Teilerkette.....	9
2.3 Referenzspannungsquelle und Operationsverstärker.....	10
2.4 Schalttransistor.....	11
2.5 Hochspannungsdiode.....	11
3. Auslegung: Liste der Zielvorgaben.....	12
4. Auslegung: Realisierung.....	13
4.1 Oszillatorfrequenz, Einschaltzeit.....	13
4.2 Übertrager.....	13
4.3 Hochspannungskondensator.....	15
4.4 Niederspannungskondensator.....	15
5. Mustererstellung 1998 (Aufbau von Mustern für Betrieb an Vorregelung +5 V).....	16
5.1 Stückliste.....	16
5.2 Schaltzeichnung mit Dimensionierungsangaben.....	17
5.3 Prüfung von Stromaufnahme und Einsetzen der Regelung.....	17
5.4 Platinenaufbau in konventioneller Bestückung.....	18
5.5 Beispiel für Artefakte durch nicht empfehlenswerte Hochspannungserzeugung.....	19
6. Literatur.....	20

© 1983-2024 Dr. rer. nat. Dipl.-Phys. Rolf Goedecke, Bremen.

Änderungen durch den Autor sind jederzeit auch ohne Benachrichtigung vorbehalten. Für Fehler oder zufällig oder sonstwie auftretende Folgeschäden wird keine Haftung übernommen; jegliche Gewährleistung ist ausgeschlossen. Jegliche Nutzung erfolgt auf eigene Gefahr. Alle Warenzeichen bzw. Marken sind Eigentum der jeweiligen Inhaber und werden ohne Gewährleistung einer freien Verwendung benutzt. Namen und Abkürzungen werden in der im Text erklärten Bedeutung benutzt; eine eventuelle Übereinstimmung mit außerhalb dieses Textes verwendeten Bezeichnungen wäre rein zufällig.

0. Einführung und Zielsetzung

Dieses Papier beinhaltet den Entwurf und die Dimensionierung eines Gleichspannungswandlers kleiner Leistung, der besonders für die Hochspannungsversorgung von Geiger-Müller-Zählrohren geeignet ist. Die Auslegungskriterien für diese Schaltung sind:

- Besonders kleine Ruhestromaufnahme (für möglichen Batteriebetrieb)
- Weiter erlaubter Bereich der Betriebsspannung (für möglichen Batteriebetrieb)
- Temperaturstabiler Betrieb (für möglichen Außeneinsatz)
- Spannungsgeregelte Hochspannung (für langzeitstabilen Betrieb)
- Leistungsfähige Hochspannung (Auslegung für den Dauerbetrieb bei maximal denkbaren Zählraten größtmöglicher Geiger-Müller-Zählrohre, sowie die unverfälschte Kontrollmessung mit einem handelsüblichen Vielfachmessinstrument mit Innenwiderstand 10 MΩ)
- Akzeptabel kleiner Betrag der der Hochspannung überlagerten Brummspannung
- Kurzschlussfestigkeit (Vermeidung dauerhaften Ausfalls durch Fehlerfälle)
- Betriebsfrequenz möglichst oberhalb des Hörbereichs

Als Schaltungsprinzip, mit dem diese grundsätzlichen Forderungen mutmaßlich am besten erfüllt werden können, wird hier das eines gepulst (d.h. nur bei aktuellem Bedarf) betriebenen Eintaktsperrwandlers mit angemessen kleinem Übertrager sowie Hochspannungsregelung betrachtet, zu dessen Dimensionierung die nachfolgenden Überlegungen vorgenommen werden.

Die Schaltung wurde ab 1983 entwickelt und in einigen Musterelementen gebaut und betrieben; Ausfälle sind nicht aufgetreten.

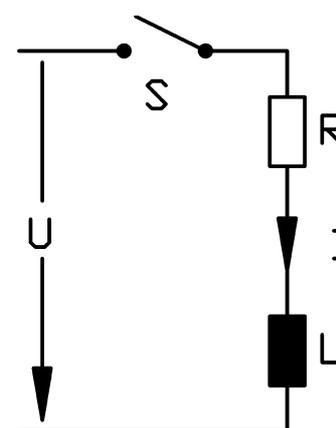
1. Funktionsprinzip des Sperrwandlers

1. In der einleitenden Stromflussphase wird der Schalter S in der gezeigten Prinzipschaltung geschlossen. Damit baut sich der Strom I auf, und es wird im Magnetfeld der Induktivität

L der Energiebetrag $E = \frac{1}{2} L I^2$ gespeichert

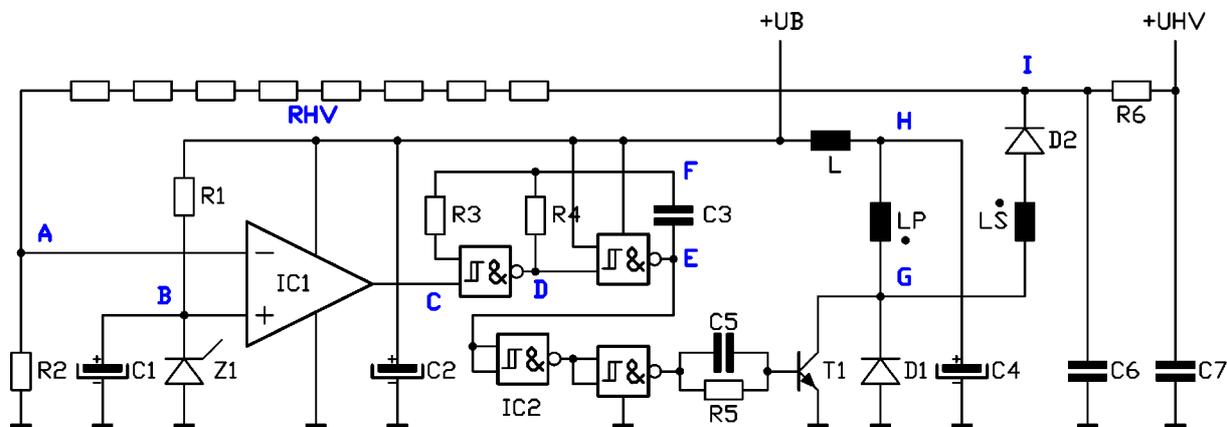
2. In der anschließenden Sperrphase (mit plötzlichem Öffnen des Schalters S) wird die im Magnetfeld der Induktivität gespeicherte Energie in elektrische Energie zurückgewandelt. Aufgrund der hohen Stromänderung tritt diese Energie an den Klemmen von L als hochgespannter Induktions-Spannungsimpuls $U_i = -L \frac{dI}{dt}$ auf. Schon dieser Effekt ergibt also

die Umsetzung auf ein hohes Spannungsniveau. Mit Hilfe einer zweiten, im Bild nicht gezeigten Wicklung hoher Windungszahl (Ausführung von L als Kleintransformator) braucht dieser Hochsetzeffekt nur noch wenig weiter vergrößert zu werden, so dass zur Erzeugung einer geforderten Hochspannung das Verhältnis der Windungszahlen deutlich kleiner gehalten werden kann als bei einem Flusswandler (wie dies z.B. jeder klassische Netztransformator ist).



2. Entwurf und Diskussion der Grundsaltung

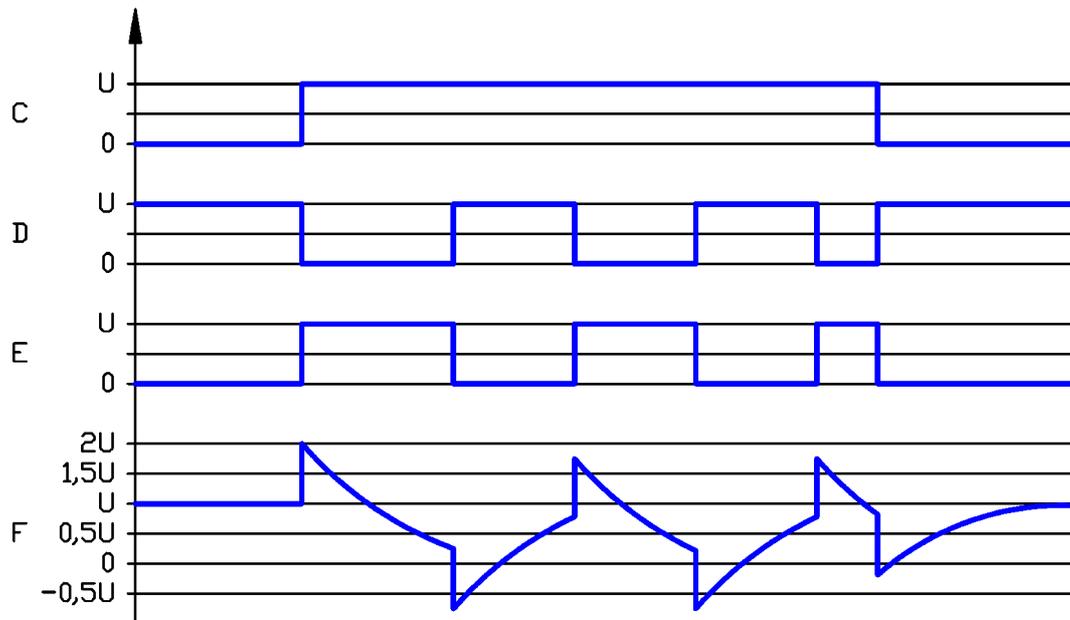
Nach einigen Vorüberlegungen wurde für das unter 0. und 1. skizzierte Schaltungsprinzip die unten abgebildete Grundsaltung für die Erzeugung der **positiven Hochspannung** $+U_{HV}$ aus der ebenfalls **positiven Betriebsspannung** $+U_B$ entworfen:



Der Operationsverstärker IC_1 vergleicht den aktuellen Wert der mit der hochspannungsgerechten Widerstandskette R_{HV} und mit R_2 heruntergeteilten Hochspannung an Punkt A mit dem Sollwert der Referenzspannungsquelle Z_1 an Punkt B. Wenn die Spannung an Punkt A kleiner ist als die an Punkt B, dann nimmt der Ausgang von IC_1 einen Spannungspegel nahe der positiven Betriebsspannung $+U_B$ an, der für die Gatterschaltung IC_2 (ein Vierfach-NAND-Gatter des Typs CMOS 4093 mit Schmitt-Trigger-Eingängen) am Punkt C einen 1-Pegel darstellt. Lag zeitlich davor an Punkt C ein 0-Pegel an, so hatte der 1-Pegel an Punkt D den Kondensator C_3 an Punkt F über R_4 auf einen 1-Pegel aufgeladen, so dass nun an beiden Eingängen des ersten NAND-Schmitt-Triggers ein 1-Pegel vorliegt. Damit springt, wenn Punkt C von 0- auf 1-Pegel wechselt, Punkt D auf 0-Pegel und Punkt E auf 1-Pegel. C_3 wird nun über R_4 entladen, bis die untere Schaltschwelle des Schmitt-Trigger-Eingangs erreicht ist. R_3 begrenzt den in den Gattereingang fließenden Strom während der Zeiten, in denen die Spannung an Punkt F außerhalb der Betriebsspannungsgrenzen des Digitalbausteins liegt.

Die Gatterschaltung oszilliert dadurch nach dem im Zeitdiagramm unten gezeigten Muster, so lange der Ausgang von IC_1 (= Punkt C) einen 1-Pegel aufweist. Die Oszillatorfrequenz ist im wesentlichen konstant (da sie durch R_4 und C_3 bestimmt wird); lediglich der erste Puls ist aufgrund der anfänglich besonderen Aufladung von C_3 geringfügig verlängert. Die Dauer des letzten Pulses ist unbestimmt, da sein Ende von der Meldung vom Erreichen des Sollwertes der Hochspannung abhängt (wenn Punkt C auf 0-Pegel wechselt).

Die Schaltung aus den ersten beiden NAND-Gatter-Schmitt-Triggern, C_3 , R_4 und R_3 wirkt somit als Oszillator mit einem Tastverhältnis von ca. 1:1, der so lange eingeschaltet bleibt, bis der Operationsverstärker IC_1 das Erreichen bzw. Überschreiten des Sollwertes der Hochspannung feststellt und am Punkt C einen 0-Pegel ausgibt. Insbesondere ist das Prinzip dieses Oszillators so beschaffen, dass die Oszillation immer auftreten muss, so lange der Sollwert der Hochspannung noch nicht erreicht ist (d.h. die Oszillation ist nicht abhängig von irgendwelchen speziellen inneren Zuständen der Schaltung) (sofern $C_3 > 0$).



Über die beiden Folgegatter und $R_5 // C_5$ erhält T_1 Basisspannung (und Basisstrom), so lange Punkt E einen 1-Pegel aufweist, so dass seine CE-Strecke für diese Zeit niederohmig leitfähig geschaltet wird und sich in der Primärwicklung L_P des Transformators der Strom I aufbaut.

Schaltet nun Punkt E auf 0-Pegel, so wird der Stromfluss plötzlich unterbrochen, und der zusammenbrechende magnetische Fluss im Übertrager baut in L_P und L_S die hohe Selbstinduktionsspannung auf, die über die Hochspannungsdiode D_2 den Kondensator C_6 nachlädt (Punkt I). Der beim Nachladen von C_6 auftretende Spannungssprung wird mit R_6 und C_7 verlangsamt, so dass die an den Geiger-Zähler gelieferte Hochspannung U_{HV} keinen nennenswerten, störenden Wechselanteil aufweist.

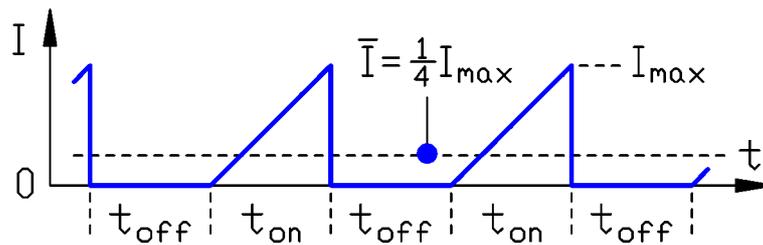
Da, wie in dieser Schaltung gefordert, eine positive Hochspannung erzeugt werden soll, kann die positive Selbstinduktionsspannung der Primärspule an Punkt G zusätzlich ausgenutzt werden, indem, wie in der Schaltung gezeigt, der Fußpunkt der Sekundärwicklung L_S mit dem Punkt G verbunden wird. Die Selbstinduktionsspannungen von L_P und L_S sind so in Reihe geschaltet, was die notwendige Windungszahl des Übertragers, sowie den Isolationsaufwand zwischen Primär- und Sekundärseite bei fortlaufend aufeinander aufgebrachter Wicklung weiter verkleinert (Betrieb als "Spartransformator").

Während der Oszillation liegt die über R_3 an den Eingang des Oszillators zurückgegebene Spannung nur kurzzeitig im Bereich um $0,5 \cdot U$, so dass der Eigenstromverbrauch dieses Oszillortyps nicht so hoch ist wie der anderer denkbarer Oszillatorschaltungen mit einem halb-analog betriebenen Digitalbaustein.

Bei der Auslegung der Schaltung, insbesondere wenn der Aufbau klein, sowie die mittlere Stromaufnahme minimal sein soll, sind noch die in den folgenden Unterkapiteln aufgeführten Punkte besonders zu beachten.

2.1 Übertrager

Bei aktivem Oszillator besitzt der Strom I durch die Endstufe ungefähr den abgebildeten Zeitverlauf:



T_I ist während t_{on} leitfähig geschaltet, so dass sich in der Primärwicklung L_P des Übertragers nach der bekannten Exponentialfunktion

$$I = I_{\infty} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \text{mit} \quad \tau = \frac{L_P}{R} \quad [2-1]$$

der Strom I aufbaut. Der Widerstand R ist dabei die Summe aus

- R_P = Widerstand der Primärwicklung (typischerweise kleiner als ein Ohm !)
- R_{CE} = Widerstand des eingeschalteten T_I (sollte klein sein gegen R_P)
- R_{C4} = Serienwiderstand des Stützkondensators C_4 (sollte klein sein gegen R_P)

I wird (zur Erreichung eines hohen Wirkungsgrades, vgl. Literatur [1]) nach kurzer Zeit wieder abgeschaltet, so dass der Stromanstieg in sehr guter Näherung nach

$$e^{-x} \approx 1 - x \quad \text{für} \quad x \rightarrow 0 \quad [2-2]$$

als linear erscheint:

$$I_{\text{max}} \approx I_{\infty} \left(1 - \left(1 - \frac{t_{\text{on}}}{\tau} \right) \right) = I_{\infty} \frac{t_{\text{on}}}{\tau} \quad [2-3]$$

$$I_{\text{max}} \approx \frac{I_{\infty} t_{\text{on}} R}{L_P} = \frac{U_H t_{\text{on}}}{L_P} \quad [2-4]$$

$$\bar{I} \approx \frac{I_{\text{max}}}{4} \approx \frac{U_H t_{\text{on}}}{4 L_P} \quad [2-5]$$

Hierin ist U_H die Spannung am Punkt H der Schaltzeichnung, d.h. die Spannung, die für den Stromaufbau durch L_P ursächlich ist. Im Zeitverlauf ergibt sich für I die blau gezeichnete Sägezahn-Form.

Der Kleinübertrager, der die primärseitige Induktivität L_P und die sekundärseitige Induktivität L_S enthält, speichert daher je Einschaltimpuls (während E eine logische 1 liefert) in seinem magnetischen Feld den Energiebetrag

$$E_M = \frac{1}{2} L_P I_{\text{max}}^2 \quad [2-6]$$

Der Energiebetrag E_M führt (im theoretischen Idealfall eines Wirkungsgrades von 100 %) zu einer Erhöhung des Energiegehalts von C_6 , der einer pulsartigen Erhöhung seiner Hochspannung U_I um einen Betrag $\Delta U_I = U_{I2} - U_{I1}$ entspricht:

$$E_2 = E_1 + E_M \quad \text{bzw.} \quad E_M = E_2 - E_1$$

$$\frac{1}{2} L_P I_{max}^2 = \frac{1}{2} C_6 U_{I2}^2 - \frac{1}{2} C_6 U_{II}^2 = \frac{1}{2} C_6 (U_{I2}^2 - U_{II}^2)$$

$$L_P I_{max}^2 = C_6 (U_{I2} + U_{II})(U_{I2} - U_{II}) \approx 2 C_6 U_I \Delta U_I$$

$$\Delta U_I \approx \frac{L_P I_{max}^2}{2 C_6 U_I} = \frac{E_M}{C_6 U_I} \quad [2-7]$$

C_6 ist also unter Beachtung des Betrags der magnetisch gespeicherten Energie so auszulegen, dass die Spannungssprünge ΔU_I bei der zu erzielenden Hochspannung U_I auf erträgliche Werte begrenzt bleiben. Diese Forderung führt häufig zur Notwendigkeit elektrisch und räumlich unangenehm großer Hochspannungskondensatoren - als Alternative bietet sich bei Auslegung auf kleine zu übertragende Leistungen die Verwendung eines kleinen Übertragers an (der je Einschaltperiode angemessen kleine Energiepakete E_M überträgt).

2.1.1 Dimensionierungsüberlegung

Der Hochspannungskondensator sollte (für kleine Abmessungen) z.B. nur ca. $C_6 = 100 \text{ nF}$ besitzen.

Die Spannungszunahme an C_6 je übertragenem Energiepaket E_M sollte $\Delta U_I \leq 1 \text{ V}$ sein. Dies ist für den Betrieb von Auslösezählrohren ein noch akzeptabler Wert - bei dem die Absiebung schneller Änderungen ΔU_I mittels R_6 und C_7 allerdings schon sehr wünschenswert ist.

In der Praxis kann nicht die gesamte in der Primärinduktivität des Übertragers gespeicherte Energie in die erwünschte Hochspannung übersetzt werden, da insbesondere

- ein Teil der magnetisch gespeicherten Energie als elektrische Energie in der unvermeidlichen Wicklungskapazität verbleibt
- die Diode D_2 nicht ideal ist - nachdem sie die hochgespannte Ladung durchgelassen hat, benötigt sie bis zum Übergang in den sperrenden Zustand ihre nicht unerhebliche Sperrverzögerungszeit (reverse recovery time), während der ein Teil der Ladung von C_6 wieder abfließt.

Die Wicklungen des Übertragers müssen weiter eine gute magnetische Kopplung besitzen, d.h. sie müssen vom selben magnetischen Fluss durchströmt werden. (Es darf kein nennenswerter Teil des magnetischen Flusses nur durch eine der beiden Wicklungen fließen.) Nur so ist gewährleistet, dass der Spitzenwert der am Punkt G (bzw. an der Kollektor-Emitter-Strecke von T_I) anstehenden Spannung nicht wesentlich höher ist als es dem Betrag der Hochspannung mal dem Verhältnis der Windungszahlen von L_P zu L_S entspricht. Könnte diese Bedingung nicht eingehalten werden, so müsste T_I zusätzlich mit einer Z-Diode vor zu hohen Abschaltspannungen geschützt werden. Damit würde dann allerdings bei jedem Puls ein weiterer Teilbetrag der zu übertragenden Energie in dieser Z-Diode vernichtet werden und nicht auf der Hochspannungsseite ankommen.

Folglich soll der Übertrager unbedingt einen vollständig geschlossenen magnetischen Kreis besitzen, und zwar auch, damit sein Wirkungsgrad optimal, und seine Streuverluste (und damit auch die magnetische Ausstreuung auf die umliegenden Schaltungsteile) so klein wie möglich sind.

Reale Beispielrechnungen zur Dimensionierung zeigen weiter, dass die Primärwicklung des Übertragers einen möglichst kleinen ohmschen Widerstand besitzen muss, um hohe (theoretische) Endströme I_∞ zu erreichen. Nur mit dieser Auslegung können nach kurzer Einschaltzeit bereits nennenswerte Primärströme fließen.

Andererseits ist die nutzbare Magnetische Durchflutung Θ (die "Zahl der Ampèrewindungen") im Übertrager-Kern nach oben begrenzt, da er auf keinen Fall in der Nähe seiner magnetischen Sättigung betrieben werden darf.

Kleine Netztransformatoren sind i.d.R. nicht ausreichend niederohmig bewickelt, und sind außerdem zum Betrieb bei höheren Schaltfrequenzen (oberhalb der Hörgrenze, also z.B. bei $f = 20 \text{ kHz}$) ungeeignet.

Für ein durchoptimiertes Design einer Hochspannungserzeugung mit kleinem Stromverbrauch ist daher für den Übertrager ein speziell berechnetes und individuell hergestelltes Exemplar zu verwenden, z.B. in Form eines kleinen, optimal bewickelten Ferrit-Schalenkerns.

2.1.2 Ferrit-Schalenkerne

Es wird heute eine Vielfalt von weichmagnetischen Ferrit-Materialien mit im Detail firmenspezifischen, auf einen jeweiligen Anwendungsbereich (z.B. maximale Leistungsübertragung, hochkonstante Filterspulen, ...) hin optimierten Eigenschaften angeboten. Für die Beschaffung in Klein- oder Kleinstmengen wird die mögliche Vielfalt jedoch überschattet von der Schwierigkeit, überhaupt geeignete Übertragerbausätze auszuwählen und zu erhalten.

Die hier betrachtete Anwendung als Übertrager kleinster Leistung stellt günstigerweise nur geringe Anforderungen an das Kernmaterial, so dass praktisch jeder Schalenkern, vorzugsweise aus **Mangan-Zink-Ferrit** geeignet ist, wie z.B. solche aus den Standard-Materialien 3H1 oder 3H3 (Philips (Valvo) / Mullard / Ferroxcube) oder N27 oder N48 (Siemens / EPCOS / TDK). Voraussetzung für die Eignung ist nur das bei Auslegung einzuplanende Kriterium, dass die magnetische Flussdichte im Kernmaterial mit z.B. $B \leq 150 \text{ mT}$ stets sicher unterhalb des Bereichs der einsetzenden magnetischen Sättigung bleibt. Bei Beachtung dieser Bedingung muss nur noch ein Schalenkern mit geeignetem A_L -Wert ausgesucht werden.

Ursache für einen Magnetischen Fluss Φ im Kernmaterial ist die Magnetische Durchflutung $\Theta = n \cdot I$ aus dem in einer Anzahl von n Windungen um den Kern geführten Strom I . Das Kernmaterial setzt dabei der Magnetischen Durchflutung eine Reluktanz R_M (= einen Magnetischen Widerstand) entgegen, und es gilt das Hopkinsonsche Gesetz (in Analogie zum allgemein bekannten Ohmschen Gesetz):

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_M} \quad \text{mit} \quad \Theta = n I \quad . \quad [2-8]$$

Je nach Führung des magnetischen Flusses im Kernmaterial sowie dessen Geometrie kann R_M aus unterschiedlichen Summanden bestehen, in einem einfachen Fall z.B. aus

$$R_K = \frac{l_K}{\mu_0 \mu_r A_K} \quad \text{für das Kernmaterial, mit } l_K = \text{Weglänge, } A_K = \text{Kernquerschnitt, sowie}$$

$R_S = \frac{l_S}{\mu_0 A_S}$ für einen Luftspalt, mit $l_S = \text{Spaltweite}$, $A_S = \text{Spaltquerschnitt}$. Dann ist

$$R_M = R_K + R_S = \frac{l_K}{\mu_0 \mu_r A_K} + \frac{l_S}{\mu_0 A_S}$$

Wenn der Luftspalt den Kern auf ganzem Querschnitt unterbricht, ist $A_S = A_K = A$:

$$R_M = \frac{l_K}{\mu_0 \mu_r A} + \frac{l_S \mu_r}{\mu_0 \mu_r A} = \frac{l_K + l_S \mu_r}{\mu_0 \mu_r A} = \frac{1}{A_L} \quad [2-9]$$

Der Kehrwert des Magnetischen Widerstands ist - wie angegeben - gleich dem Induktivitätsfaktor des Kerns (= seinem **AL-Wert**), aus welchem sich bekanntlich die Induktivität L für eine aufgebrauchte Windungszahl n einfach berechnen lässt:

$$L = n^2 A_L \quad . \quad [2-10]$$

Das Hopkinsonsche Gesetz lässt sich also auch schreiben als

$$\Phi = \Theta A_L = n I A_L \quad . \quad [2-11]$$

Die Magnetische Flussdichte im Kernmaterial ist damit

$$B = \frac{\Phi}{A} = \frac{\Theta A_L}{A} \quad . \quad [2-12]$$

und umgekehrt die maximale Durchflutung für eine einzuhaltende, maximale Flussdichte im Kern:

$$\Theta_{max} = \frac{A}{A_L} B_{max} \quad . \quad [2-13]$$

Eine weitere für die Auswahl eines Übertragerkerns wichtige Größe ist die Zeitkonstante τ_P der Primärwicklung L_P , die sich aus elementaren Beziehungen ergibt, wenn man für die Wicklung eine Kammer eines Zweikammer-Spulenkörpers vorsieht (also knapp die Hälfte des insgesamt zur Verfügung stehenden Wickelraums):

$$L_P = n^2 A_L \quad R_P = \frac{\rho l_P}{q_P} \quad q_P = \frac{f F_P}{n} \quad l_P = n u$$

ergibt mit

$L_P = \text{Induktivität der Primärwicklung}$

$n = \text{Windungszahl}$

$A_L = \text{AL-Wert des Kerns}$

$R_P = \text{Ohmscher Widerstand der Primärwicklung}$

$\rho = 1,78 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} = \text{Spezifischer Widerstand von Kupfer(draht)}$

$l_P = \text{Drahtlänge der Primärwicklung}$

$q_P = \text{Drahtquerschnitt}$

$f = 0,5 = \text{Kupferfüllfaktor}$

$F_P = \text{Wickelfensterfläche der Primärwicklung}$

$u = \text{Mittlere Windungslänge}$

$$\tau_P = \frac{L_P}{R_P} = \frac{A_L \cdot f \cdot F_P}{\rho \cdot u} \quad [2-14]$$

τ_P ist ausdrücklich **nur die Zeitkonstante für die Primärwicklung** des Schalenkerns, und **nur wenn die Primärwicklung die Hälfte der Wickelfensterfläche einnimmt**. τ_P wird in der realen Schaltung auf τ verkleinert (vgl. oben unter 2. und 2.1), u.a. durch die in Reihe zum Widerstand R_P der Primärwicklung liegenden Ohmschen Widerstände des eingeschalteten Transistors T_1 sowie des Stützkondensators C_4 ; vgl. Gleichung [2-1].

Nachfolgend sind einige Werte für in Betracht gezogene Schalenkerne der klassischen Bauform P (das P steht historisch für "Pot Core" = Topfkern) gelistet, wobei $B_{max} = 150 \text{ mT}$ als Grenze zum Bereich der einsetzenden Magnetischen Sättigung angesetzt wurde:

Maximale Durchflutung $\Theta_{max} = n \cdot I$ für $B_{max} = 150 \text{ mT}$, sowie τ_P							
Kern	l_K / mm	A / mm^2	A_L / nH	Θ_{max} / A	u / mm	F_P / mm^2	τ_P / ms
P11/7	15,5	16	100	24	23	2,17	0,265
			160	15			0,424
			250	9,6			0,663
P14/8	20	25	160	23,4	29	4,1	0,635
			250	15			0,993
			315	11,9			1,251
			400	9,4			1,589
P18/11	26	44	250	26,4	37	8,1	1,537
			315	21			1,937
			400	16,5			2,460
			630	10,5			3,874

Wenn durch die Auslegung sichergestellt wird, dass die in der Tabelle aufgeführte maximale Durchflutung Θ_{max} zu keiner Zeit überschritten wird, sollten damit Kerne jedes Anbieters und aus allen verfügbaren Kernmaterialien einsetzbar sein.

2.2 Hochspannungs-Teilerkette

Der im Prinzipschaltbild eingezeichnete Spannungsteiler zur Regelung der Hochspannung besteht aus den Widerständen R_2 und R_{HV} , wobei letzterer aus einer größeren Anzahl in Reihe geschalteter Teilwiderstände zusammengesetzt ist. Dies hat folgende Hintergründe:

- Widerstände besitzen eine begrenzte Spannungsfestigkeit. So dürfen etwa konventionell bedrahtete, gewendelte Metallschichtwiderstände der Belastbarkeit $0,6 \text{ W}$ meist nur mit jeweils maximal 250 V betrieben werden; für SMD-Widerstände der Bauform 1206 liegt der Maximalwert typischerweise bei 200 V , und für kleinere SMD-Widerstände noch darunter. Diese Begrenzungen gelten unabhängig von den in den Widerständen umgesetzten Leistungen, und zwar aufgrund der Möglichkeit von Kriechströmen und Spannungsüberschlägen im Bauteil Widerstand. Eine Hochspannungsteilerkette für 400 V , 500 V , oder 600 V muss also allein schon aus diesem Grund aus mehreren - sinnvollerweise gleichen - Widerständen bestehen.

- Die zur Regelung der Hochspannung erforderliche Widerstandskette ist ein dauernder Verbraucher und vernichtet damit bei unangemessener Auslegung den Löwenanteil der zur Hochspannungsversorgung benötigten Energie. Ein Beispiel:
Es sei $+U_{HV} = +450\text{ V}$. Bestünde R_{HV} nur aus einem einzigen Widerstand von $10\text{ M}\Omega$, so flösse durch ihn ein Strom von $45\text{ }\mu\text{A}$, was zunächst vielleicht noch nicht erschreckt. Aufgrund der hohen Spannung U_{HV} betrüge die mit diesem Widerstand umgesetzte Leistung jedoch $20,25\text{ mW}$, wofür allein gut 4 mA aus einer $+5\text{ V}$ -Versorgung aufgebracht werden müssten, und das bei einem unterstellten Wandler-Wirkungsgrad von 100% ! Mit den im Prinzipschaltbild beispielhaft eingezeichneten 8 Widerständen jeweils gleichen Wertes (z.B. je $10\text{ M}\Omega$) ergäbe sich nur noch eine theoretische Stromaufnahme (nur für diesen Schaltungsaspekt) von gut $0,5\text{ mA}$ aus einer $+5\text{ V}$ -Versorgung.
- Die zum Teiler verbauten Widerstände R_{HV} und R_2 sollten kleine und gleiche Temperaturkoeffizienten und gleiches Alterungsverhalten besitzen, d.h. die Widerstände sollten derselben grundsätzlichen Bauartreihe entstammen. Es verbietet sich also, für R_2 (meist einige hundert Kiloohm) einen Widerstandswert aus einer Universalreihe (i.d.R. Metallschicht) zu verwenden, und für die R_{HV} -Kette Widerstände gänzlich anderer Bauartreihen (wie z.B. Metall-Glasur, oder gar Kohleschicht). Die Universalwiderstandsreihen mit dem kleinsten Temperaturkoeffizienten (Metallschicht) enden i.d.R. am oberen Ende mit dem Widerstandswert $10\text{ M}\Omega$, so dass R_{HV} in aller Regel aus einer größeren Anzahl dieser in Reihe geschalteten Widerstandswerte bestehen muss.
- Die Widerstandsteilerkette ist hochohmig und elektrisch hoch sensibel; es ist unbedingt darauf zu achten, dass ...
 - Leckströme von und zu anderen Schaltungsteilen sicher verhindert werden
 - elektrische Einstreuungen verhindert werden (\rightarrow Abschirmung vorsehen!)
 - z.B. aus den pulsformigen Feldern aus dem Übertrager (das Kernmaterial *Ferrit* ist ein elektrischer Nichtleiter; die gesamte Außenfläche der Sekundärwicklung strahlt daher ungeschwächt auf die Umgebung ein!)
 - z.B. gegen elektrische Wechselfelder aus der Umgebung des Gerätes.
- Die obere Grenze für die für R_{HV} verwendeten Widerstandswerte ist durch den Rest- bzw. Leckstrom des invertierenden Eingangs von IC_1 vorgegeben. Letzterer soll typischerweise mindestens um einen Faktor 100 kleiner sein als der durch R_{HV} fließende Strom. Hieraus folgt, dass für IC_1 ein Operationsverstärker mit FET-Eingängen (vorzugsweise MOSFET-Eingängen) vorzusehen ist.

2.3 Referenzspannungsquelle Z_1 und Operationsverstärker IC_1

Als Referenzspannungsquelle für kleine Betriebsspannungen $+U_B$ im Bereich $+3\text{ V} \dots +6\text{ V}$ kommen Z-Dioden nicht in Frage, da deren Temperaturkoeffizient bei kleinen Z-Spannungen zu groß ist. Für Z_1 ist daher eine Bandgap-Referenz vorzusehen, die für den Betrieb bei möglichst kleinem Strom spezifiziert ist. C_1 muss angemessen dimensioniert werden, um die Schwingneigung des Referenzelements sicher zu unterdrücken und das von ihm produzierte Rauschen klein zu halten (vgl. Datenblatt).

IC_1 ist, wie bereits erwähnt, ein Operationsverstärker mit FET- oder (noch besser) MOSFET-Eingängen. Er muss die folgenden Bedingungen erfüllen:

- Ausgangspegel bis an die Versorgungsspannungsgrenzen (rail-to-rail-Ausgang)
 - Kleine Ruhestromaufnahme
 - Kurze Reaktionszeit (hohe Verstärkung bei zu fordernder Schaltfrequenz, hohe slew-rate)
 - Kleiner Temperaturkoeffizient der Eingangs-Offsetspannung
- Da sich die Anforderungen widersprechen, können die Auswahl der Type, sowie der ggf. einzustellende Betriebsstrom des ausgewählten OPs, also nur einen Kompromiss darstellen.

2.4 Schalttransistor T_1 (sowie L und C_4)

Im heutigen Zeitalter der Leistungs-MOSFETS erscheint es zunächst absolut widersinnig, für T_1 einen Bipolar-Transistor auch nur anzudenken, denn schließlich wird zu dessen Ansteuerung ein nicht unerheblicher Basisstrom, und damit Steuerleistung benötigt. Bei der konkreten Auswahl eines Bauteils für T_1 ist jedoch zu bedenken:

- T_1 muss einen kleinen Einschaltwiderstand R_{CE} besitzen, um einen hohen theoretischen Strom I_∞ zu erreichen
- MOSFETs mit kleinem Einschaltwiderstand besitzen beachtlich hohe Kapazitäten zwischen Drain und Source, die die Geschwindigkeit der Spannungsänderungen an LP und damit auch die Höhe der induzierten Spannung begrenzen, und somit den Wirkungsgrad verkleinern können
- MOSFETs mit kleinem Einschaltwiderstand besitzen außerdem hohe Kapazitäten zwischen Drain und Gate. Da das Schaltungsprinzip das häufige Schalten von T_1 vorsieht, ist die aufzubringende Steuerleistung auch bei Verwendung eines MOSFETs keineswegs gleich Null!

Während des Oszillatorbetriebs ist die Stromaufnahme von T_1 (wie unter 2.1 gezeigt)

- während der Einschaltzeit angenähert linear ansteigend (da stets nur kurz der Beginn des exponentiellen Stromanstiegs genutzt wird), und
- während der Pausenzeit gleich Null.

Der Stromverlauf besitzt also die oben gezeigte Form eines Sägezahns, wobei der mittlere Strom ungefähr gleich einem Viertel des Spitzenwerts ist.

Die Versorgung der Leistungsstufe soll über die ganze Puls-/Pausen-Periode ausschließlich aus dem Stützkondensator C_4 erfolgen, d.h. dieser soll so groß dimensioniert sein, dass die Spannung an Punkt H durch den geschalteten Stromfluss durch LP nur minimal einbricht.

Die Entnahme aus C_4 um den Energiebetrag E_M führt zu einer pulsartigen Verkleinerung seiner Spannung U_H um einen Betrag $\Delta U_H = U_{H1} - U_{H2}$

$$E_2 = E_1 - E_M \quad \text{bzw.} \quad E_M = E_1 - E_2$$

$$\frac{1}{2} L_P I_{max}^2 = \frac{1}{2} C_4 U_{H1}^2 - \frac{1}{2} C_4 U_{H2}^2 = \frac{1}{2} C_4 (U_{H1}^2 - U_{H2}^2)$$

$$L_P I_{max}^2 = C_4 (U_{H2} + U_{H1})(U_{H2} - U_{H1}) \approx 2 C_4 U_H \Delta U_H$$

$$\Delta U_H \approx \frac{L_P I_{max}^2}{2 C_4 U_H} = \frac{E_M}{C_4 U_H} \quad [2-15]$$

Um auch diese Restbrummspannung nicht an $+U_B$ und damit nicht an den Steuerteil, und auch nicht an empfindliche externe Schaltungsteile weiterzugeben, ist die weitere Siebung der Niederspannungs-Versorgung mit L und C_2 vorgesehen.

2.5 Hochspannungsdiode D_2

Die Hochspannungsdiode muss insbesondere folgende Kriterien erfüllen:

1. Kleiner Leckstrom (reverse current) bei der vorgesehenen Betriebsspannung
2. Kurze Sperrverzögerungszeit (reverse recovery time)
3. Unempfindlichkeit gegen Licht

Von diesen Punkten wird insbesondere Nr. 3 in den Hersteller-Datenblättern erstaunlicherweise meist völlig ignoriert. Dabei ist das Problem ganz und gar einfach und einsichtig:

Jede Diodenstrecke ist lichtempfindlich, sofern die Bestrahlung bis an den Halbleiterchip vordringen kann, und verhält sich damit wie eine Photodiode: die vorgespannte Diode lässt einen Sperrstrom fließen, dessen Stärke im wesentlichen proportional ist der eingestrahlten Lichtintensität. Diodengehäuse aus schwarzem Epoxid sind praktisch vollständig lichtdicht; Diodengehäuse aus Glas und/oder Keramik sind dagegen vergleichsweise transparent. Auftreffendes Lampenlicht, und erst recht auftreffendes Sonnenlicht lassen ganz erhebliche Sperrströme fließen, die die übertragene, hochgespannte Ladung vom Hochspannungskondensator wieder abfließen lässt, und den Wirkungsgrad des Gesamtsystems erheblich verkleinert.

Sollen nicht vollständig lichtdichte Hochspannungsdioden eingesetzt werden, so sind diese während des Betriebs vollständig abzudunkeln, z.B. durch ein lichtundurchlässiges Gerätegehäuse **und** (vor dem Einlöten) durch Überziehen der Diode mit einem Stück tiefschwarzen Schrumpfschlauchs (Grenze der Temperaturbelastbarkeit der Diode beim Schrumpfprozess beachten!)

3. Auslegung: Liste der Zielvorgaben

- Betriebsspannung:
 - $+U_B = +4 V \dots +8 V$ bei $I_B \leq 1 mA$ (Batteriebetrieb)
 - $+U_B = +12 V$ (+8 V ... +24 V)..... (Netzstromversorgung mit Vorregelung, z.B. über Spannungsregler 78 L 05)
- Hochspannung:
 - $+U_{HV} = +450 V$ mit $I_{HV} \geq 50 \mu A$ (geeignet zur Prüfung mit Vielfachinstrument)
- Spannungsstabilität:
 - $\Delta U_{HV} < 1 V$ (unter allen Betriebsbedingungen)
- Betriebstemperatur:
 - $\theta_{amb} = -40 ^\circ C \dots +70 ^\circ C$ (wie für gängige Geiger-Müller-Zählrohre)
- Betriebsfrequenz:
 - $f >= 20 kHz$ (Orientierung an menschlicher Hörgrenze)
- Startzeit:
 - $t_0 \leq 10 s$ (Hochspannungsaufbau nach Einschalten, Anlaufstrom $< 100 mA$)

4. Auslegung: Realisierung

Die Auslegung wird iterativ vorgenommen, d.h. es wird mit Hilfe der bisher durchgeführten, mehr grundsätzlichen Betrachtungen probeweise eine Dimensionierungsrechnung durchgeführt und deren Ergebnisse geprüft. Wenn danach Anlass zur Vermutung bestehen sollte, dass eine alternative Bestückung und Auslegung noch deutliche Vorteile erbringen könnte, soll probeweise eine entsprechend angepasste Dimensionierungsrechnung durchgeführt werden.

4.1 Oszillatorfrequenz, Einschaltzeit

Als Oszillatorfrequenz wird $f \approx 25 \text{ kHz}$ gewählt. Die Einschaltzeit t_{on} (bzw. t_l in [1]) beträgt damit

$$t_1 = t_{on} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f} \approx 20 \mu\text{s} \quad . \quad [4-1]$$

4.2 Übertrager

Als Übertrager wird ein Ferrit-Schalenkern des Typs P14/8 $A_L = 400 \text{ nH}$ (Kernmaterial 3H1; Hersteller: Philips) ausgewählt. Die Tabelle oben unter 2. zeigt, dass die Magnetische Durchflutung kleiner als $\Theta_{max} = 9,4 \text{ A}$ bleiben sollte.

Ausgangspunkte für die Berechnung der konkreten Bewicklung sind die gewünschte, zu erreichende Sekundärspannung und die Spannungsfestigkeit der Kollektor-Emitter-Strecke von Tl , aus denen die Verhältnisse der Windungszahlen folgen. Allgemein gilt für jeden (idealierten) Transformator

$$\frac{n_S}{n_P} = \frac{U_S}{U_P} \quad [4-2]$$

und speziell hier zusätzlich

$$U_{CE} = U_B + U_P \quad [4-3]$$

und

$$U_{HV} = U_B + U_P + U_S = U_B + \left(1 + \frac{n_S}{n_P}\right) U_P = U_B + \left(1 + \frac{n_S}{n_P}\right) (U_{CE} - U_B) \quad . \quad [4-4]$$

Umgestellt ergibt sich

$$\frac{n_S}{n_P} = \frac{U_{HV} - U_{CE}}{U_{CE} - U_B} \quad . \quad [4-5]$$

Mit $U_{HV} = 450 \text{ V}$, $U_{CE} = 60 \text{ V}$, $U_B = 5 \text{ V}$ erhält man

$$\frac{n_S}{n_P} = \frac{450 \text{ V} - 60 \text{ V}}{60 \text{ V} - 5 \text{ V}} \approx \frac{7,1}{1} \quad . \quad [4-6]$$

Für den praktischen Aufbau der Wicklungen sind einige pragmatische Überlegungen sinnvoll:

1. Primär- und Sekundärwicklung müssen nicht unbedingt gleich große Wickelfensterflächen einnehmen. Folglich bietet sich die Verwendung eines Einkammer-Spulenkörpers (mit seiner beliebigen Aufteilungsmöglichkeit) an, zumal durch die Schaltung als Spartransformator der Anfang der Sekundärwicklung ohnehin elektrisch mit dem Ende der Primärwicklung verbunden ist.
2. Der zum Wickeln verwendete Draht muss aufgrund der Kleinheit des Kerns selber und direkt (ohne Verwendung von Anschlusslitze) dauerhaft von der Wicklung nach außen geführt werden, was eine gewisse mechanische Mindesthaltbarkeit erfordert. Es erscheint daher als guter Kompromiss (zwischen Herstellbarkeit und möglichst hoher Windungszahl), auch für die Sekundärwicklung einen nicht allzu kleinen Drahtdurchmesser zu wählen; in diesem Fall: $d_S = 0,10 \text{ mm CuL}$.
3. Nominal steht eine Wickelfensterfläche von $F = 9 \text{ mm}^2$ zur Verfügung, die - bei voller Verwendung nur für die Sekundärwicklung - rechnerisch Platz für ca. $n = 567$ Windungen mit $d_S = 0,10 \text{ mm CuL}$ böte.
4. Da nur kleine Leistungen übertragen werden sollen, darf der Ohmsche Widerstand R_P der Primärwicklung etwas höher sein, als es für maximale Leistung optimal wäre. Es wurde $d_P = 0,15 \text{ mm CuL}$ gewählt. Bei diesem Drahtdurchmesser füllt die Zahl von $n_P = 56$ Windungen gerade die *untersten 2 Lagen* im Spulenkörper aus. Die Drahtlänge ist deshalb mit $l_P = n_P \cdot u_P = 1,275 \text{ m}$ etwas kürzer als im Mittel, und der Widerstand ist mit $R_P \approx 1,3 \Omega$ etwas kleiner als im Mittel.
5. Das geforderte Verhältnis der Windungszahlen von 7,1:1 (oder auch gerne noch etwas größer, soweit noch Wickelplatz vorhanden ist) gibt für die Sekundärwicklung damit $n_S \geq 400$ vor. Damit ergibt sich bei $d_S = 0,1 \text{ mm CuL}$ und einer mittleren Windungslänge von $u_S = 30 \text{ mm}$ eine Drahtlänge von $l_S = n_S \cdot u_S \geq 12 \text{ m}$ und ein Widerstand von $R_S \geq 26,8 \Omega$.

Mit $n_P = 56$ wird

$$L_P = n^2 A_L = 1,2544 \text{ mH} \quad [4-7]$$

Weiter kann nach [2-4] und mit den Werten $U_H = 5 \text{ V}$ und $t_{on} = 20 \mu\text{s}$ nun I_{max} berechnet werden:

$$I_{max} \approx \frac{U_H t_{on}}{L_P} = \frac{5 \text{ V} \cdot 20 \mu\text{s}}{1,2544 \text{ mH}} \approx 80 \text{ mA} \quad [4-8]$$

Um $\Theta_{max} = 9,4 \text{ A}$ nicht zu überschreiten, dürften folglich primär höchstens

$$n_{P \text{ max}} = \frac{\Theta_{max}}{I_{max}} = \frac{9,4 \text{ A}}{80 \text{ mA}} \approx 118 \quad [4-9]$$

Windungen benutzt werden - mit der tatsächlichen Windungszahl von $n_P = 56$ Windungen wird also die maximal erlaubte Durchflutung mit Sicherheit niemals erreicht. Der mittlere Strom durch die Endstufe beträgt (bei ständig eingeschaltetem Oszillator) nur

$$\bar{I} \approx \frac{I_{max}}{4} = 20 \text{ mA} \quad [4-10]$$

Weiter ist

$$E_M \approx \frac{L_P I_{max}^2}{2} = \frac{1,2544 \text{ mH} \cdot (80 \text{ mA})^2}{2} = 4,014 \mu\text{J} \quad [4-11]$$

Die (theoretische) Zeitkonstante der Primärwicklung ergibt

$$\tau_P = \frac{L_P}{R_P} = \frac{1,2544 \text{ mH}}{1,3 \Omega} = 0,96 \text{ ms} \quad [4-12]$$

Angesichts des recht kleinen Wertes von $R_P \approx 1,3 \Omega$ ist zu erwarten, dass gegenüber diesem Wert die in [2-1] zusätzlich aufgelisteten Beiträge R_{CE} und R_{C4} nicht vernachlässigbar klein sein werden. Wird deren Summe ebenfalls mit z.B. $R_{CE} + R_{C4} = 1,3 \Omega$ angesetzt, so erhält man

$$\tau = \frac{L_P}{R_P + R_{CE} + R_{C4}} \approx \frac{1,2544 \text{ mH}}{1,3 \Omega + 1,3 \Omega} = 0,48 \text{ ms} \quad [4-13]$$

Mit dem Verhältnis

$$x = \frac{t_{on}}{\tau} = \frac{20 \mu\text{s}}{0,48 \text{ ms}} \approx 0,04 \quad [4-14]$$

wird gemäß der theoretischen Betrachtung in [1] ein hervorragender Wirkungsgrad von

$$\eta = \frac{1 - 2e^{-x} + e^{-2x}}{2(x + e^{-x} - 1)} \approx 0,974 \quad [4-15]$$

aufgrund der primärseitigen ohmschen Verluste gewährleistet (vgl. Literatur [1]).

4.3 Hochspannungskondensator C_6

Die Spannungszunahme je übertragenem Energiepaket im schließlich (aufgrund der Baugröße) gewählten Hochspannungskondensator $C_6 = 68 \text{ nF}$ (630 V) beträgt damit im normalen Betrieb:

$$\Delta U_I \approx \frac{E_M}{C_6 \cdot U_I} = \frac{4,014 \mu\text{J}}{68 \text{ nF} \cdot 450 \text{ V}} \approx 131 \text{ mV}$$

4.4 Niederspannungskondensator C_4

Die Spannungsabnahme je übertragenem Energiepaket im gewählten Niederspannungskondensator $C_4 = 1000 \mu\text{F}$ beträgt im normalen Betrieb:

$$\Delta U_H \approx \frac{E_M}{C_4 \cdot U_H} = \frac{4,014 \mu\text{J}}{1000 \mu\text{F} \cdot 5 \text{ V}} \approx 0,8 \text{ mV}$$

5. Mustererstellung 1998 (Aufbau von Mustern für Betrieb an Vorregelung +5 V)

5.1 Stückliste

C₁ = 6,8 μF 15 V (Tantal)

C₂ = 1000 μF 6,3 V

C₃ = 270 pF (SMD0805)

C₄ = 1000 μF 6,3 V

C₅ = (nicht bestückt)

C₆ = 0,068 μF 630 V MKS4 (Folie)

C₇ = 0,068 μF 630 V MKS4 (Folie)

D₁ = 1 N 4148

D₂ = BY 505

IC₁ = ICL 7611 DCPA ($I_Q = 10 \mu A \leftrightarrow \text{Pin } 8 = V+$)

IC₂ = CD 4093 BE

L = 2,7 mH 6,2 Ω

LP/LS = Schalenkern P 14/8 3H1 (Philips) $A_L = 400 \text{ nH}$ $nS/nP \approx 7,1:1$

LP = 56 Wdg. 0,15 CuL. ($56 \cdot 0,0228 \text{ m} \cdot 0,99 \Omega/\text{m} \rightarrow 1,3 \Omega$)

LS = 400 Wdg. 0,10 CuL. ($400 \cdot 0,0300 \text{ m} \cdot 2,23 \Omega/\text{m} \rightarrow 26,8 \Omega$)

R₁ = 39 k

R₂ = 221 k

R₃ = 470 k

R₄ = 47 k

R₅ = 0 R

R₆ = 47 k

RHV = 8 x 10 M

T₁ = BC 546 B ($U_{CB0} = 80 \text{ V}$, $U_{CE0} = 65 \text{ V}$, $I_{Cpeak} = 200 \text{ mA}$) oder:

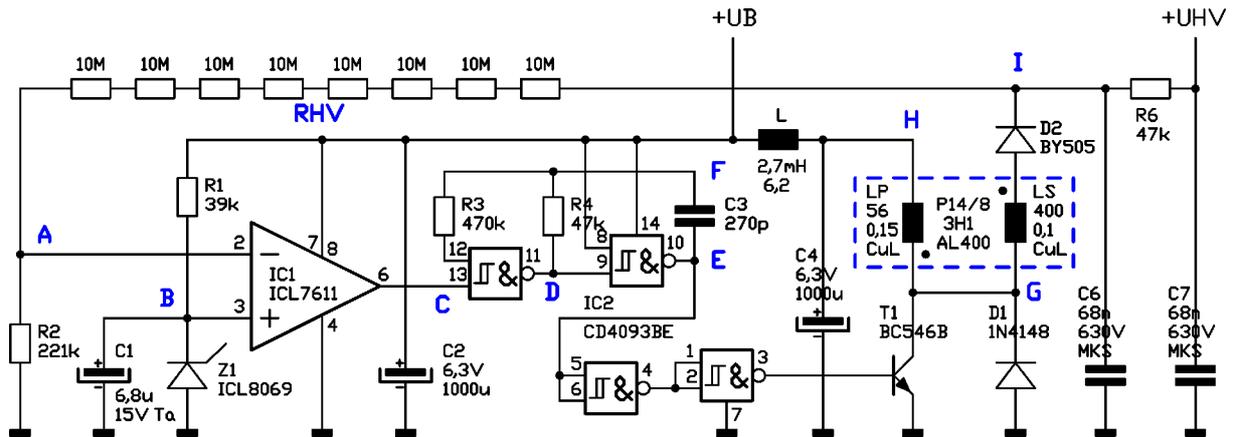
T₁ = BS 107 ($U_{DS} = 200 \text{ V}$, $R_{on} \leq 10 \Omega$)

Z₁ = ICL 8069

Die dem Vorregler angelieferte Betriebsspannung von nominal +12 V ist im Betriebsgerät mit einer selbstrückstellenden Sicherung (PTC) versehen (sog. Polyswitch 0,1 A // 0,2 A).

5.2 Schaltzeichnung mit Dimensionierungsangaben

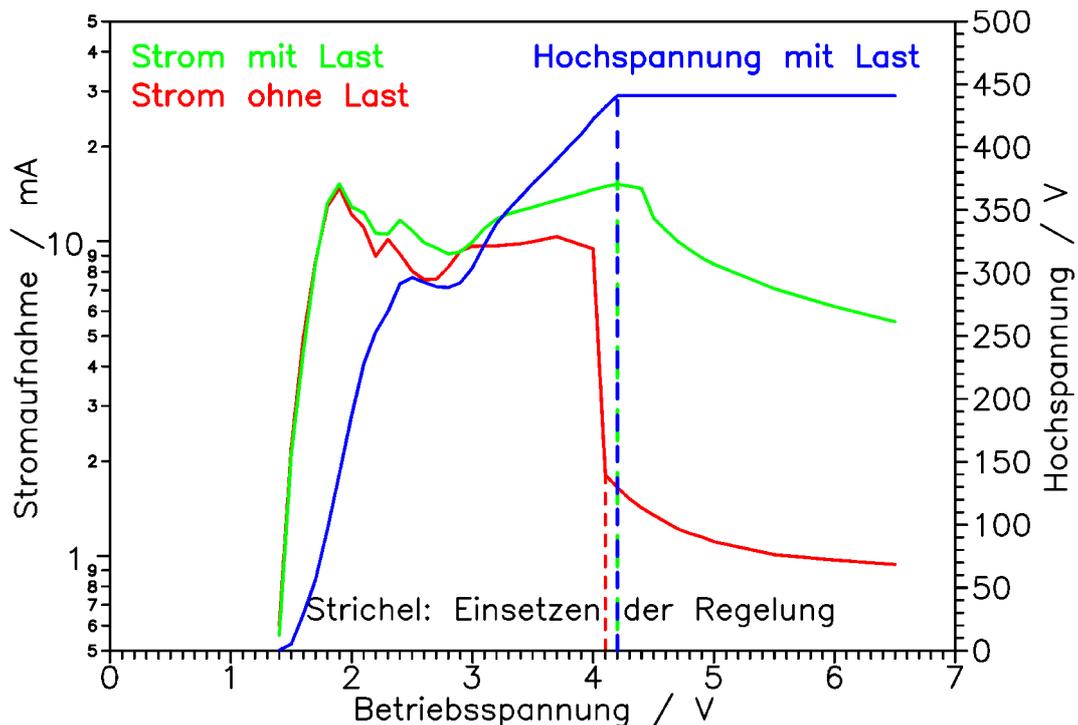
Die vollständige Schaltzeichnung folgt mit den o.a. Dimensionierungen wie abgebildet.



5.3 Prüfung von Stromaufnahme und Einsetzen der Regelung

Eine der wichtigeren Prüfungen der entworfenen Schaltung betrifft deren Stromaufnahme, da entsprechend den Auslegungskriterien ein mobiler Betrieb aus Batterien möglich sein soll. Die folgende Grafik zeigt das Verhalten eines Prototyps (ohne Vorregelung der Betriebsspannung, exakt entsprechend der o.a. Schaltung), der hier an der variablen Spannung $U_{Bmin} = +1,4 V \dots U_{Bmax} = +6,5 V$ betrieben wurde. (Der Betrieb der Schaltung ist auch für höhere Spannungen bis ca. $U_B = +8 V$ problemlos möglich; in solchen Fällen müssen dann lediglich auch C_2 und C_4 mit Bauteilen ausreichender Spannungsfestigkeit bestückt werden.)

Der in der Grafik ausgewiesene Betrieb mit Last erfolgte bei Messung der Hochspannung mit einem handelsüblichen Digitalvoltmeter (Metex - M4630) mit Innenwiderstand $R_I = 10 M\Omega$, was - wie oben unter 0. andiskutiert - gleichzeitig die größtmögliche Betriebslast und damit die sinnvolle Auslegungslast darstellt. Gemessen wurde am Punkt $+U_{HV}$ (also hinter R_6).



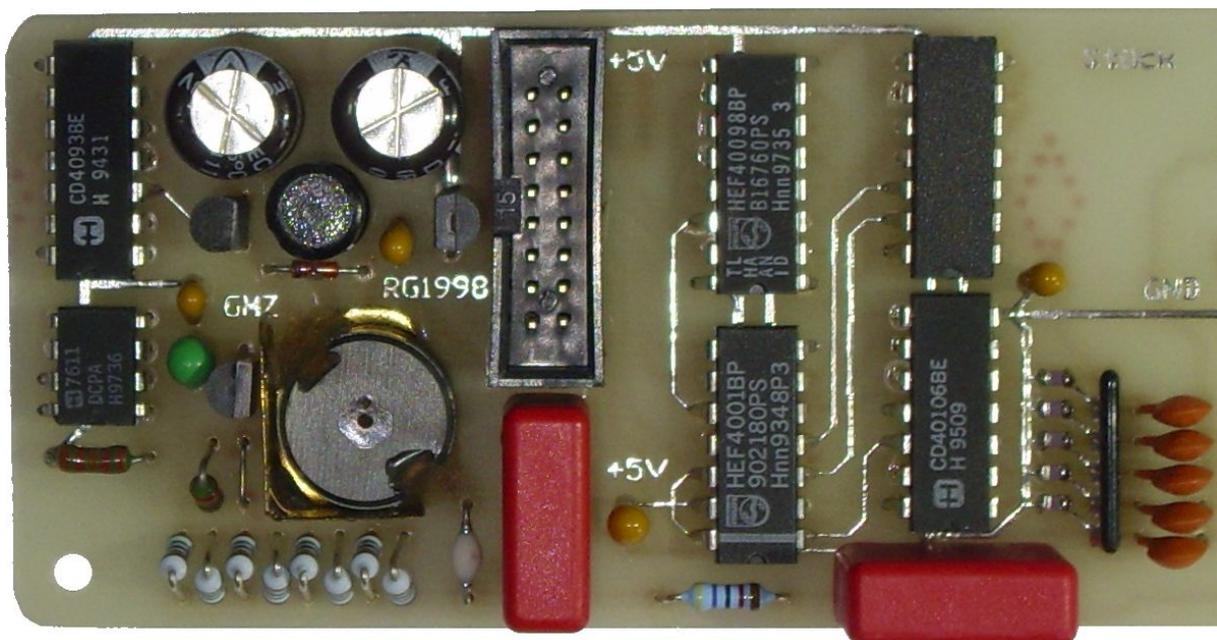
Vor dem mit den gestrichelten Linien angedeuteten Erreichen des Sollwertes der Hochspannung, d.h. also vor dem Einsetzen der Spannungsregelung (hier unterhalb von $U_B \approx 4,1 V \dots 4,2 V$) ist die Stromaufnahme (für eine Hochspannungserzeugung für Geiger-Müller-Zählrohre) mit ca. $10 mA$ und mehr unangemessen hoch. Dies liegt daran, dass der Sollwert der Hochspannung in diesem Bereich vom eigentlichen Generator noch nicht erreicht wird, er zu diesem Zweck ständig eingeschaltet bleibt, und "verzweifelt" versucht, seine Aufgabe (Erreichen des Sollwertes) endlich zu erfüllen. Sobald dagegen - wie in dieser Schaltung - die Rückmeldung (über IC_1) über die Erreichung des Sollwertes eintrifft, wird der Generator immer wieder über längere Zeiten abgeschaltet, und die Hochspannung bleibt konstant und hochstabil bei (in diesem Fall) $U_{HV} = +440,9 V$ (konstant über den gemessenen Bereich ab $U_B \geq +4,2 V$). Die Stromaufnahme fällt mit Einsetzen der Regelung auf kleine Werte ab (ohne Last auf ca. $1,11 mA$ bei $U_B = +5 V$), und wird auch danach noch kleiner, weil mit höherer Betriebsspannung die Nachlieferung von Ladung auf die Hochspannungsseite immer effizienter und damit das Einschalten des Generators immer seltener erforderlich wird.

Da der Sollwert der Hochspannung mit Z_1 und über die Widerstandsteilerkette aus R_{HV} und R_2 klar und temperaturstabil definiert ist, wird eine Vorregelung bei Batteriebetrieb im Grunde nicht benötigt: der für netzversorgte Geräte vorgesehene 78L05 verbraucht alleine für sich einen Ruhestrom von bis zu $5 mA$ und kann dann entfallen.

Mit dem Vorregler kann die Schaltung bei Betriebsspannungen im Bereich $+7,5 V \dots +30 V$ verwendet werden und ist damit sehr weitgehend zerstörungssicher.

5.4 Platinenaufbau in konventioneller Bestückung

Die Hochspannungserzeugung nimmt nur den im Bild links dargestellten Platz auf der hier nicht vollständig gezeigten, doppelseitigen Platine (Gesamtgröße $48 mm \times 160 mm$) bis zum 16pol. Pfostensteckverbinder, sowie der beiden großen (roten) Glättungskondensatoren C_6 und C_7 ein. Ein mit auf der Platine befindlicher 78L05 dient als Vorregler zur Erzeugung der $U_B = +5 V$. Der Schalenkern im unteren linken Teil ist mit Epoxidkleber auf einem unterlegten Messingblech befestigt, das die Reihe der aus acht Einzelwiderständen aufgebauten Widerstandskaskade R_{HV} gegen die im Schalenkern erzeugten, hochgespannten, gepulsten elektrischen Felder abschirmt.



Dies ist wichtig, weil die Hochspannungsteilerkette mit ihrem hohen Gesamtwiderstand von hier $80\text{ M}\Omega$ sehr empfindlich gegen niederfrequente elektrische Felder ist. Aus demselben Grund ist **für den Betrieb der gesamten Platine ein abschirmendes Gehäuse vorzusehen.**

Die vier in der rechts gezeigten Platinenhälfte sichtbaren DIL-ICs haben mit der Hochspannungserzeugung im engeren Sinne nichts zu tun; sie dienen mitsamt den dort befindlichen Widerstands-/Kondensator-Netzwerken der Ankopplung von maximal fünf Geiger-Müller-Zählrohren.

5.5 Beispiel für Artefakte durch nicht empfehlenswerte Hochspannungserzeugung

Bei sehr vielen im Internet kursierenden Schaltungsvorschlägen zur Hochspannungserzeugung von Geiger-Müller-Zählrohren wird auf eine Regelung der Hochspannung verzichtet, und oft sogar auf jegliche Hochspannungsstabilisierung! Stromaufnahme und erzeugte Hochspannung einer solchen Schaltung entsprechen dann im wesentlichen der in der obigen Grafik gezeigten, sofern ausschließlich der Bereich links von den gestrichelten vertikalen Linien betrachtet wird. Hier ist der Betrag der erzeugten Hochspannung in schlecht definierter Weise mehr oder weniger proportional dem Betrag der Betriebsspannung.

Bei solchen, derartig "vorsintflutlich" konstruierten Modulen, wie sie z.B. die Aufsteckplatine PiGI für den bekannten Kleincomputer "RaspberryPi" darstellt, ist dies der einzige mögliche Betriebsmodus. Insbesondere ist jene Schaltung weder gegen Schwankungen der Betriebsspannung, noch gegen Änderungen der Belastung der Hochspannung, noch gegen Temperaturschwankungen stabilisiert. Der Hochspannungsgenerator läuft dort dauernd, die Stromaufnahme ist entsprechend hoch, und das Ergebnis ist insgesamt miserabel:

Der Betrag der erreichten Hochspannung ist dort so undefiniert, dass ein Anschluss einer Last (in Höhe der Auslegungslast für die in diesem Papier vorgestellte Schaltung) die Hochspannung sofort bis auf die Hälfte des Sollwerts zusammenbrechen lässt - womit ein Geiger-Müller-Zählrohr nicht mehr betrieben werden kann. Die "Entwickler" dieser grauenhaften Aufsteckplatine (die ihr eigenes Produkt in den allerhöchsten Tönen anpreisen, vgl. <https://apollo.open-resource.org/mission:start>) empfehlen den NutzerInnen ausdrücklich, die "Einstellung" des Betrags der Hochspannung (an einem Potentiometer) "nach Gehör" vorzunehmen, nämlich nach dem Ansprechen eines angeschlossenen Geiger-Müller-Zählrohrs, während es von einem radioaktiven Präparat bestrahlt wird (eben weil der Anschluss eines Messinstruments dort nicht möglich ist). Jeder ernsthaft mit Elektronik im Allgemeinen und Umweltmesstechnik im Besonderen Befasste kann sich nur noch mit Grausen abwenden!

Ein abschreckendes Beispiel für Ergebnisse, wie sie mit derartigen "Lösungen" produziert werden, bietet u.a. die private Aachener Gruppe TDRM (Tihange-Doel-Radiation-Monitoring), deren Geräte mit der PiGI-Aufsteckplatine ausgestattet sind:

Insbesondere im Sommer, z.T. aber auch bei Abwesenheit höherer Temperaturen, zeigen etliche der Messstationen dieser ansonsten sehr erfreulich engagierten Gruppe katastrophal fehlerhafte Messdaten, wie z.B. die hier nachfolgend diskutierten.

Die gezeigte Zeitreihengrafik besteht - deutlich sichtbar - aus den zwei übereinander angeordneten Bereichen. Der untere Bereich zeigt die gemessene Lufttemperatur (magenta-farbene Balken) sowie den gemessenen Luftdruck (grüne Linie) am Standort Bremen (eigene Daten). Der obere Bereich zeigt mit Geiger-Müller-Zählrohren gemessene Dosisraten am Standort Bremen (blaue Kurve; eigene Daten) sowie an drei Standorten der o.g. Gruppe TDRM (rote, grüne, magenta-farbene Kurven; Daten © TDRM, aus dem Internet-Angebot dieser Gruppe).



Diese letztgenannten - hier in das eigene Messdaten-Auswertesystem importierten - Daten weisen offenbar ganz erhebliche Schwankungen auf.

Von Reaktorkatastrophen wurde im fraglichen Zeitraum weltweit nichts berichtet, so dass diese geradezu chaotischen Zählratenschwankungen auf andere Ursachen zurückgeführt werden müssen. (Auch zeigt der Zeitverlauf der am Standort Bremen erhobenen Dosisleistung (blaue Linie) keine Auffälligkeiten im Zeitverlauf der Strahlungsintensität.)

Bei ruhiger Betrachtung scheint in den rot, grün und magenta-farbenen Zählraten ein Temperatureinfluss sehr wahrscheinlich, auch wenn berücksichtigt werden muss, dass an diesen TDRM-Standorten selbst keine Daten der Lufttemperatur erhoben wurden. Jedoch scheinen die Artefakte in deren Dosisleistungskurven - trotz derer räumlichen Entfernung - mehr oder weniger, auf mglw. komplex zu beschreibende Weise, mit Lufttemperaturen am Standort Bremen zu korrelieren. Der Verdacht liegt sehr nahe, dass die Zählratenartefakte an den belgischen und niederländischen Standorten durch nicht temperaturstabile Hochspannungsversorgungen verursacht werden.

Zumindest nach meinem Eindruck sind so grob und unvorhersagbar schwankende "Messdaten" für eine ernsthafte Umgebungsüberwachung unbrauchbar, was den gesamten, von der privaten Initiative getriebenen, nicht unerheblichen und sehr anerkennenswerten Aufwand für Installation und Betrieb ihrer Messanlagen ernsthaft in Frage stellt.

6. Literatur

1. Goedecke, Rolf:

Optimierung der Einschaltdauer bei Eintakt-Sperrwandlern. Arbeitspapier, Stand 2020.