

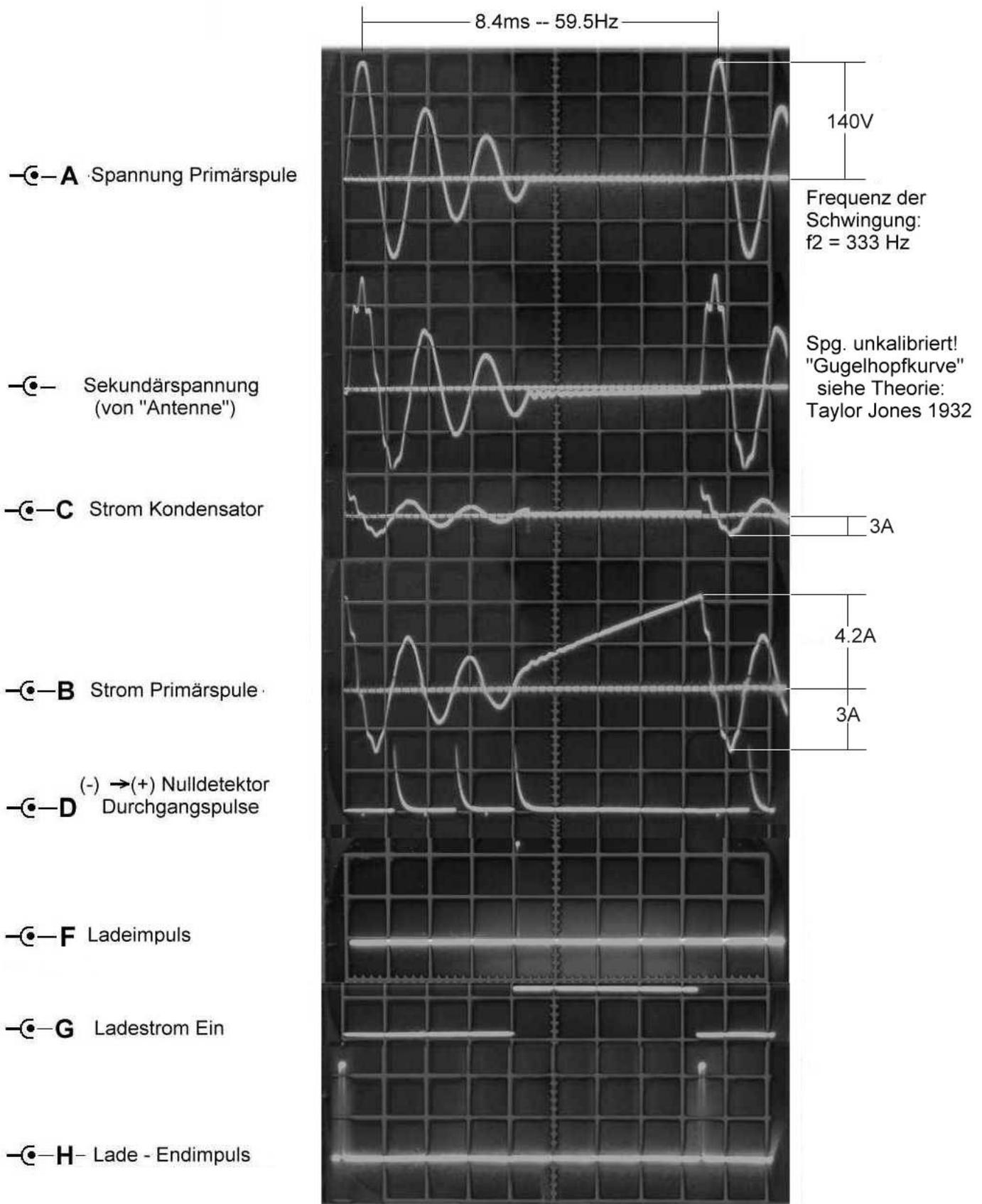
Andiruptor 2006

Dokumentiert von Kurt Schraner 27.6.2006 / 7.3.2007

Der Andiruptor (= durch **Andi Saile** im Laufe von etwa 5 Jahren, experimentell entwickelter **Interruptor**) ist ein Unterbrecher moderner elektronischer Bauart, bei welchem die Pulsenergie des Induktors in traditioneller Weise als $E = \frac{1}{2} L I^2$ aufgebaut, und alsdann durch Stromunterbrechung, unter Folge eines Selbstinduktionsspannungs-Pulses hohen Betrages, entladen wird. Durch selbstregelnde präzise Steuerung von Strom, Spannung sowie Abschaltphase der angeschlossenen Induktor-Primärspule ermöglicht er eine flexible Vielfalt von Betriebsweisen, die bisher - unseres Wissens - von anderen traditionellen Unterbrechern nur separat und einzeln realisiert werden konnten (Beispiele: Wagner-Hammer, Quecksilber-Unterbrecher, effekt-ähnlich wie Elektrolyt-Unterbrecher z.B. nach Wehnelt).

Inhalt	Seite
1.) Andiruptor 2006: Blockschema	2
2.) Zeitablauf-Diagramm	3
3.) Messverstärker	7
4.) Steuerungs-Ablauflogik & Dezimalzähler	8
5.) Stromsignal-Verstärker/Begrenzer	11
6.) Spannungsteiler 100:1	11
7.) Überspannungsdetektor	11
8.) Nulldurchgangsdetektor	13
9.) Treiber	14
10.) Steuerspannungs Netzteil	15
11.) Leistungs Netzteil	16
12.) Platinen Layout	fehlt noch
13.) Stückliste	fehlt noch
14.) Inbetriebsetzung und Betrieb	fehlt noch
15.) Konstruktion / Bilddokumentation	fehlt noch

Zeitablauf-Diagramm (experimentell)



Andiruptor 2006: Blockschema

Schaltungsbeschreibung (zu verfolgen, zusammen mit dem Zeitablauf-Diagramm):
Betätigung des Startschalters **S2** bewirkt die „Ladestrom Ein“ Freigabe auf den **Treiber**, welche den IGBT durchschaltet, und somit Strom auf die Primärspule L1 bewirkt, welcher die Spule mit magnetisch gespeicherter Energie auflädt. Shunt1, welcher den gemäss $i_1 \approx (U_0/R) \cdot (1 - e^{-t/(L1/R)})$ zunehmenden Strom misst, führt den entsprechenden mV Spannungsabfall dem **Messverstärker** zu, welcher ihn mit dem Stromsollwert von P1 vergleicht (R der Formel umfasst dabei den gesamten Primärwiderstand, inklusive Innenwiderstand des Leistungs-Netzteils und des übrigen IGBT Kreises). Wird der Stromsollwert erreicht, gibt der Messverstärker ein Lade-Endsignal an die **Steuerungs-Ablauflogik**, diese schaltet auf „Ladestrom Aus“ und sperrt via Treiber den IGBT. „Gleichzeitig“ erfolgt die Freigabe des Dezimalzählers über ein „Reset J = Low“ Signal. Der Entlade-Zyklus startet!

Der vom IGBT unterbrochene Primärstromkreis besteht nun wesentlich aus einem primären Schwingkreis, aufgebaut aus Induktor-Primärspule – Kondensator C_0 – dem Shunt **2** – und der Leistungsnetzteil-Innenimpedanz. Magnetisch eng an die Primärspule gekoppelt (Kopplungsfaktor $k > 90\%$) ist dabei auch der Sekundär-schwingkreis des Induktors, bestehend aus L2 und der Sekundär Eigenkapazität C_{E2} . Die magnetisch gespeicherte Primärenergie beginnt sich in einem ca. kosinusförmigen, gedämpften, steilen Stromverlauf der ungefähren Frequenz

$$f_2 \approx 1 / \{ 2\pi * \text{sqrt} [k^2 * L_1 * (C_0 + \ddot{u}^2 * C_{E2} / k^2)] \}$$

in den Kondensator C_0 zu entladen, und erzeugt dabei eine hohe, ca. sinusförmige, gedämpfte Spannung $u_1 = -L_1 \cdot (di_1/dt)$ an der Primärspule, welche an Klemme **XLb** als positiv startende Spannung über dem Kondensator C_0 gemessen wird (dabei ist die Speisespannung $U_0 \ll u_1$ vernachlässigt!). An der Sekundärspule L2 entsteht die gewünschte sehr hohe Spannung $u_2 \approx \ddot{u} \cdot u_1$ durch Transformation, *ungefähr* gemäss Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = N_2/N_1$ (wenn man hier den Induktor vereinfacht als idealen Transformator betrachtet). Schon *vor* Erreichen des ersten Spannungsmaximums der f_2 Schwingung zündet nun die richtig eingestellte Sekundär-Funkenstrecke, was einen Nahezu-Kurzschluss der Sekundärspule darstellt, und den weiteren Anstieg der Sekundärspannung begrenzt (deshalb sollte man, zwecks Schonung der Isolation des Induktors auch nicht mit zu weit geöffneter Funkenstrecke arbeiten!). Es hat jetzt auch eine (dynamische) Schaltungsänderung des Induktors stattgefunden, und die neue, höhere Schwingfrequenz des Systems der gekoppelten Schwingkreise kann zu

$$f_1 \approx 1 / \{ 2\pi * \text{sqrt} [L_1 * (1 - k^2) * C_0] \}$$

abgeschätzt werden.

Wenn keine schaltenden Eingriffe erfolgen, läuft die gedämpfte Schwingung mit f_1 weiter, bis die Spannungsamplituden der Sekundärspule, infolge der Verluste im System soweit abgenommen haben, dass die Sekundär-Funkenstrecke löscht. Die noch übriggebliebene Primärenergie klingt dann wieder mit f_2 aus, bis mit dem nächsten Ladezyklus begonnen wird. Im Andiruptor wird diese Betriebsweise aber eher selten vorkommen, da mit einem folgenden Ladezyklus meist schon früher wieder begonnen wird (siehe unten!).

In einem Oszillogramm der Abläufe erscheint daher f_2 oft kaum, da der damit beginnende erste Anstieg nur eine kurze Teilflanke der Kurve ist, sofort f_1 erscheint, und abgestellt wird, bevor sich f_2 wieder ausbildet (deshalb auch die evtl. unlogisch erscheinende Indizierung der Frequenzen).

Zwischenbemerkung:

Zwecks besserer Übersicht ist im dargestellten Zeitablaufdiagramm allerdings eine Betriebsweise ohne Funken dargestellt. Für die Beschreibung der Andiruptor Abläufe ist dies ohne wesentlichen Einfluss (wie auch in deren praktischer Realisierung).

Das Primärstromsignal, gemessen an **Shunt1**, wird nun von der Elektronik des Andiruptors ausgewertet. Der **Stromsignal-Verstärker (mit Begrenzer)** verstärkt den mV-Abfall über dem Shunt und legt ein „Fenster“ über die verstärkte Signalspannung, welches insbesondere dazu dient, die Nulldurchgänge der Entladeschwingungen zu erfassen, und das Spannungsniveau auf $\pm 12V$, welche die Folgeelektronik verarbeiten kann, zu reduzieren. Es müssen sowohl die hohen Amplituden des Schwingungsbeginns, als auch die niedrigen am Schwingungsende verarbeitet werden.. Das Signal wird nun zum **Nulldurchgangsdetektor** weitergeleitet, welcher für jeden (-) \rightarrow (+) Strom-Nulldurchgang einen Puls erzeugt, der im **Dezimalzähler** verarbeitet werden kann. Dieser lässt an seinen verschiedenen Ausgängen, - in Folge -, jeweils für jede $\frac{3}{4}$ +ganze f_1 - oder f_2 –Strom-Periode, einen Puls anstehen, also für $\frac{3}{4}$, $1\frac{3}{4}$, $2\frac{3}{4}$, $3\frac{3}{4}$, etc. Strom-Perioden. Der daran angeschlossene vielpolige **Stufenschalter S4** wird auf die gewünschte Anzahl Nulldurchgänge - mit Unterdrückung derselben bei Stellung 0 – eingestellt. Diese entsprechen eigentlich der gewünschten Anzahl vollständiger Entlade-Spannungs-Schwingungen (siehe gleich folgend). Es wird also an ihm nun abgegriffen, wann diese gewünschte Schwingungszahl erreicht ist. Der entsprechende Puls wird als **Lade-Startimpuls** an die **Steuerungs-Ablauflogik** übergeben. Genau am Ende des mit S4 gewählten, **Entladestrom-Nulldurchganges** gibt die Ablauflogik nun die „Ladestrom-Ein“ Freigabe an den **IGBT-Treiber** weiter, welcher den momentan stromlosen IGBT in leitenden Zustand versetzt, und setzt gleichzeitig „Reset J = High“, um den Dezimalzähler zu sperren. Die erneute Ladung von L1 kann beginnen! Vor dem erneuten Bezug von Energie aus der Leistungs DC-Speisung ergibt sich aber vorerst noch folgender Ablauf:

Im Wieder-Einschaltmoment des IGBT ist der Kondensator C_0 auf ein negatives Spannungsmaximum U_{rest} aufgeladen und enthält die unverbrauchte Restenergie ($\frac{1}{2} C_0 * U_{rest}^2$). Solange der Betrag von U_{rest} nun grösser als die Speisespannung U_0 ist, sperrt die Leistungsdiode D1, und im IGBT-Zweig fliesst kein Strom. Dagegen entlädt sich aber C_0 durch L1, und erzeugt dort einen Strom. Übersteigt U_0 die Gegen-spannung an C_0 , so leiten Diode und IGBT nun aktiv Strom, und die weitere Ladung der Primärspule bezieht die Energie aus der DC-Speisung. Die Restenergie wurde für den nächsten Zyklus rekuperiert! Erst jetzt setzt sich also die normale Aufladung von L1 mit magnetischer Energie, gemäss dem Beginn dieser Schaltungsbeschreibung, fort.

Hier ist übrigens zu bemerken, dass auch der Ladestrom eine Induktionsspannung $u_1 = -L_1 * (di_1/dt)$ in L1 erzeugt, und zwar negativer Polarität, da der Strom hier monoton zunimmt, d.h. (di_1/dt) positiv ist (siehe Zeitablaufdiagramm, Kurve A, sowie sogar deutlicher in Kurve „Sekundärspannung“).

Der **Spannungsteiler 100:1** dient lediglich dazu den Primärspannungsverlauf via BNC-Anschluss **A** auf einem Oszilloskop verfolgen zu können.

Im **Überspannungsdetektor** werden allfällige unzulässige +Spannungsspitzen (z.B. infolge zu geringer Primärkapazität C_0 , oder anderer abnormer Umstände) beim ersten Auftreten bemerkt, und via Steuerungs-Ablauflogik, jede weitere Zündung des IGBT verhindert. Nur durch manuelle Betätigung des **Reset Überspannungstasters S3** kann die Elektronik wieder in den Normalzustand versetzt werden. Der Überspannungsdetektor kommt bei Spannungen über +1200V zum Zug.

Im gleichen Zusammenhang ist hier auch die **Schutzbeschaltung des IGBT** zu nennen. Sie beginnt mit der schnellen Leistungs-Avalanchodiode D1, die bei positiver Spannung an XLb leitet, und bei negativer sperrt (bis 1800V). Daher leitet D1 vorerst beim L1 Ladevorgang, wenn auch der IGBT leitend ist. Sperrt der IGBT, so entsteht der erste grosse Spannungsanstieg an XLb, welcher weiterhin positiv ist, und die Diode leitet daher weiterhin. Dies ist auch nicht schädlich, da der IGBT selber in der Lage ist, positive Spannung zu sperren (bis 1700V). Bei negativer Spannung, wie sie sogleich mit der zweiten Halbwelle der Entladeschwingung auftritt, würde der IGBT dagegen zerstört, wenn D1 nicht sofort sperren würde (die im IGBT integrierte Freilaufdiode wäre eine zusätzliche Sicherheit, kommt hier aber kaum zum Zug).

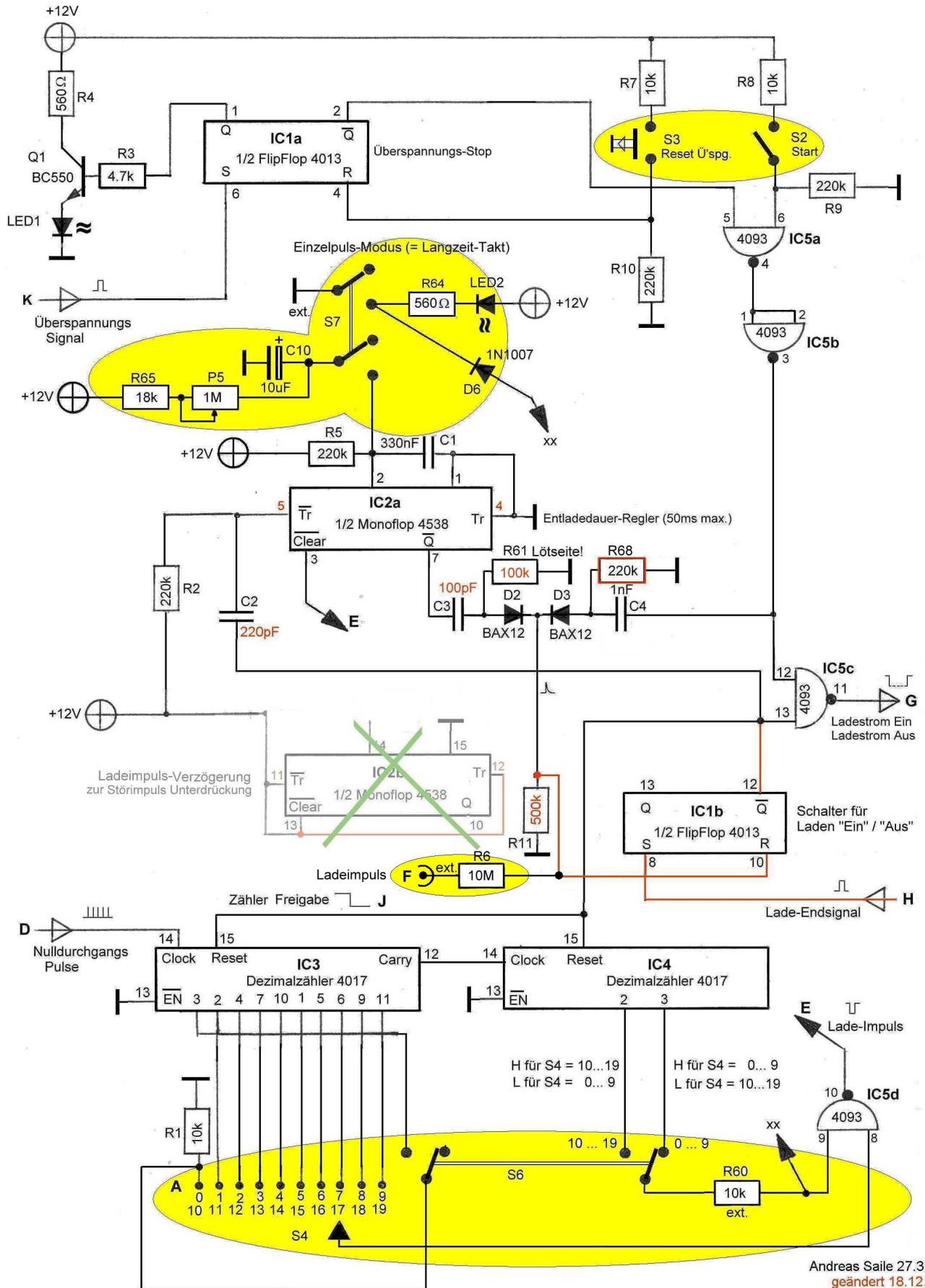
Die **Schutzdioden-Seriekombination Z1** tritt in Aktion, wenn die Spannung am IGBT Collector +1500V überschreitet. Zumindest teilweise wird **in ihr** die Energie des allfälligen Überspannungsimpulses verheizt. Die am Gate des IGBT entstehende positive Spannung wird von der Schutz(-Zener-)diode Z2 auf 15V begrenzt. Der IGBT schaltet durch, absorbiert allenfalls die restliche Energie, und verhindert so den weiteren Anstieg der Spannung.

Die Spannungs-Schutzeinrichtungen werden weiterhin unterstützt von den beiden seriegelagerten spannungsabhängigen Widerständen VDR, welche über dem Kondensator (und damit auch über dem IGBT) liegen, Sie sollten bereits ab $\pm 1100V$ „weich“ anzusprechen beginnen.

Wie die verschiedenen Schutzbeschaltungen genau - besonders auch zeitlich – zusammenwirken, liegt ausserhalb unserer amateurmässigen Messmöglichkeiten, und ist noch Gegenstand der Diskussion. Die Blockierung des Betriebes durch den Überspannungsdetektor wird immerhin öfter beobachtet, wenn mit geringer Co-Kapazität und höherem Primärstrom gearbeitet wird. Seit Einbau der Schutzmassnahmen ist jedoch keiner der teuren IGBT's mehr explodiert, und deren Preis rechtfertigt sicher einen gewissen Aufwand für den Schutz...

Nachdem nun die Funktion des Gesamtsystems einigermaßen klar sein sollte, werden folgend dessen Unterbausteine beschrieben.

Steuerungs-Ablauflogik mit Dezimalzähler



Andreas Saile 27.3.2006
geändert 18.12.2006

Steuerungs-Ablauflogik & Dezimalzähler

Vorbemerkung: 1 im Text bedeutet ca.+12V (logisch "H", "On", "High", "Ja")
0 im Text bedeutet ca. 0V (logisch "L", "Off", "Low", "Nein")

Nach Aktivierung der 12V DC Hilfsspannung liegt am einen Eingang des NAND Gliedes **IC5a** logisch 1 an, ermöglicht durch abwesende Überspannung (s. unten). Beim Betätigen des Startschalters S2 erhält auch der zweite Eingang von **IC5a** logisch 1, dessen Ausgang geht auf 0, und der Ausgang des Inverter-NAND **IC5b** auf logisch 1. Einer der Eingänge von **IC5c** wird ebenfalls 1, und...

1.) via Differenzierglieder C4,R11(initial), oder C3,R11(im Zyklusbetrieb) (→ „oder“ realisiert durch die Dioden D3,D2) wird eine positive Flanke **an den Reset Eingang R von Flipflop IC1b geleitet, welche dessen Invers-Ausgang Q auf 1 setzt, was bedeutet, dass jetzt ein Ladevorgang beginnen soll.**

„Gleichzeitig“ zum Ladevorgangs-Beginn geschieht nun dreierlei:

2.) Die Reset Eingänge des Dezimalzählers **IC4+IC5** werden auf 1 gesetzt, der Zähler wird auf Null gesetzt und wartet

3.) Kondensator C2 zum Monoflop **IC2a** wird beidseitig auf +12V Potential gesetzt. Mit dem Monoflop geschieht sonst nichts.

4.) NAND **IC5c** hat nun beide Eingänge auf 1, und sein Ausgang wird auf 0 gesetzt, was den „Ladestrom Ein“ Befehl an den Treiber bedeutet (**G** im Schema). Die *Aufladung von L1 des Induktors* mit magnetischer Energie beginnt, und dauert an, bis, bei Erreichen des Ladestrom-Sollwertes, vom Messverstärker ein Ladestrom Endsignal in der Ablauflogik ankommt (**H** im Schema).

Trifft das Lade-Endsignal aus dem Messverstärker ein, so geht es wie folgt weiter:

5.) Flipflop **IC1b** wird vom Lade-Endsignal via Set Eingang S zurückgesetzt. Dessen Invers-Ausgang **Q** schaltet auf 0, und es werden, wieder „gleichzeitig“, die 3 nächsten Ereignisse initialisiert:

6.) NAND **IC5c** erhält an einem der Eingänge 0, sein Ausgang geht auf 1, was „Ladestrom-Aus“ für den Treiber bedeutet, und schliesslich durch sperren des IGBT den Primärstrom unterbricht. *Die Entladung beginnt!*

7.) C2 erhält von IC1b einseitig 0 (die andere Seite ist auf 1), und am Eingang **Tr** des rückstellbaren Monoflops **IC2a** entsteht eine negative Flanke, welche an Invers-Ausgang **Q** einen langen 0 Puls von etwa 50ms (bestimmt durch R5,C1) startet. Die lange Pulsdauer entspricht der *maximal* als möglich gewählten Dauer der Entladung, und kann mittels Rückstellung **Clear** vorzeitig unterbrochen werden. (Die gleichzeitig mit dem Pulsstart via C3,D2 generierte, negative Flanke an **Reset von IC1b** ist ohne Einfluss). Die volle Pulsdauer kommt nur bei „Naturbetrieb“ des Induktors zum Zug, was durch Einstellung des Stufenschalter **S4** auf Null der Fall ist (s. unter **8.**)).

Mit „**Naturbetrieb**“ ist gemeint, dass die Entladezeit so lange dauert, bis die Funken, infolge Verbrauchs der geladenen Energie in Funken und Verlusten, von selbst abreißen, und schliesslich erst nach allfälligem Ausschwingen *ohne* Funken zum nächsten Ladezyklus geschritten wird. (Die ~50ms sind dabei keineswegs „natur“)

Schalter S7 erlaubt die Zuschaltung von R65+P5,C10 zu C1,R5 (siehe schattierter Bereich). Damit ist es möglich, sehr niedrige Taktfrequenz zu erzwingen, mit Zeiten von einigen Sekunden zwischen den Entladungen. Wir nennen diesen Betrieb „**Einzelpuls-Modus**“. Diese Betriebsart wird durch LED angezeigt, und gleichzeitig alle anderen Betriebsweisen gesperrt -> Diode D6 und Verbindung xx...xx.

8.) Der Dezimalzähler IC3,IC4 wird zum Zählen freigegeben. Während der Entladung erhält er nun die Zählimpulse (**D** im Schema) aus dem Nulldurchgangsdetektor, welche die vollendeten Perioden der Entladeschwingung markieren. Wird die an Stufenschalter **S4** eingestellte, gewünschte Anzahl Perioden erreicht, so gehen beide Eingänge des NAND Gliedes **IC5d** - während der Dauer des entsprechenden Zählimpulses - auf 1, und an dessen Ausgang wird ein logisch 0-Puls generiert (**E** im Schema).

Ausnahmen: Ist **S4** auf Stellung Null, oder „Einzelpuls-Modus“ eingeschaltet, so kommt nie ein Puls aus **IC5d**, da einer der Eingänge stets auf logisch 0 liegt. Die maximale Dauer der Entladezeit läuft in **IC2a** ab, und setzt an deren Ende den IC2a Ausgang **Q** auf 1. Es geht dann weiter mit **10.**)

Im Normalfall, mit Stufenschalter **S4** auf Stellung 1 bis 19 folgt aber:

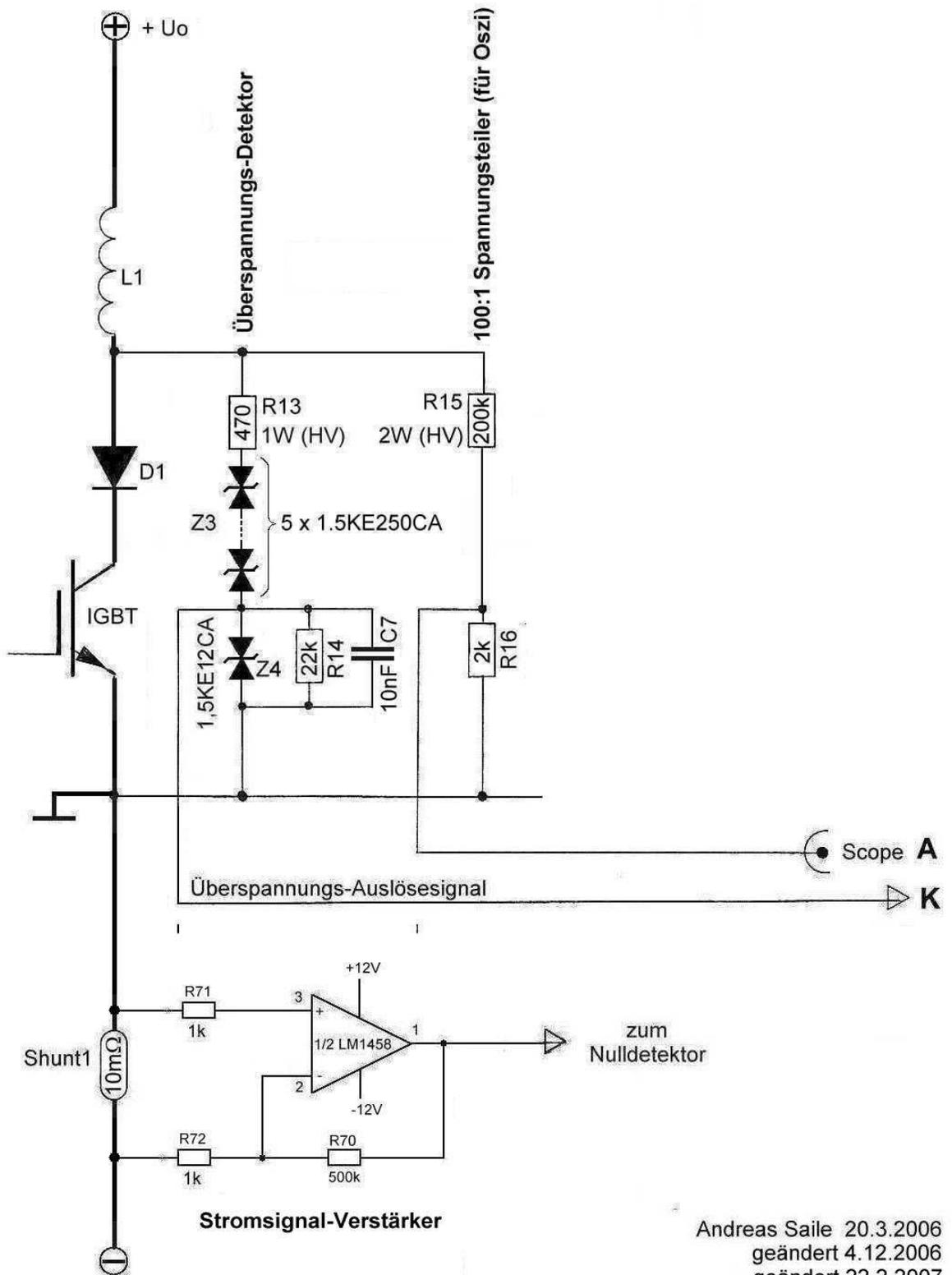
9.) Der 0-Puls an **E** unterbricht via Eingang Clear des Monoflop **IC2a**, den 50ms-Entladepuls vorzeitig, und setzt an dessen Invers-Ausgang **Q** auf 1.

10.) Der ganze beschriebene *Zyklus beginnt nun wieder von vorne*, bei **1.**)

Bleibt noch die Beschreibung der Behandlung eines Überspannungs-Signals an **K**.

Dieses wird als positiver Puls vom Überspannungsdetektor an Eingang S des Flipflops **IC1a** geliefert. Dessen Ausgänge werden gesetzt: Q auf 1; **Q** auf 0. Letzteres setzt einen Eingang des NAND **IC5a** auf 0, und unterbricht so jeden weiteren Ladezyklus. Nur mittels manuellem Eingriff, durch betätigen des Tasters **S3**, kann das Flipflop wieder zurückgesetzt, und der Logik-Ablaufzyklus damit wieder in Gang gebracht werden. Ausgang Q des Flipflops bringt, nach Verstärkung in Transistor Q1, eine Leuchtdiode **LED1** zum leuchten, welche die Überspannungs-Blockade anzeigt, und nach betätigen von Taster S3 wieder löscht.

Spannungsteiler 100:1 Überspannungsdetektor Stromsignal-Verstärker



Andreas Saile 20.3.2006
geändert 4.12.2006
geändert 22.2.2007

Stromsignal-Verstärker/Begrenzer

Der Stromsignal-Verstärker dient dazu ein Signal zu erzeugen, welches die Nulldurchgänge des Primärstromes erfasst. Diese Nulldurchgänge sind der *ideale* Zeitpunkt für das Soft-(on)-Switching des IGBT.

Durch den **symmetrisch mit $\pm 12V$ gespeisten OpAmp** wird das Ausgangssignal auf $\pm \sim 11V$ begrenzt. Man bedenke: Die Schaltung muss einen sehr grossen Amplitudenbereich verarbeiten können: **von bis mehreren 10A am Anfang, bis zu bloss wenigen 10mA am Auslauf der gedämpften Entladeschwingung.**

Spannungsteiler 100:1

Er besteht lediglich aus der genügend spannungsfesten Widerstandskombination R15 (200k; 2W; ca. 2kV) und R16 (2k), und dient, wie bereits unter „Blockschema“ erwähnt, dazu den Primärspannungsverlauf via BNC-Anschluss **A** auf einem Oszilloskop verfolgen zu können

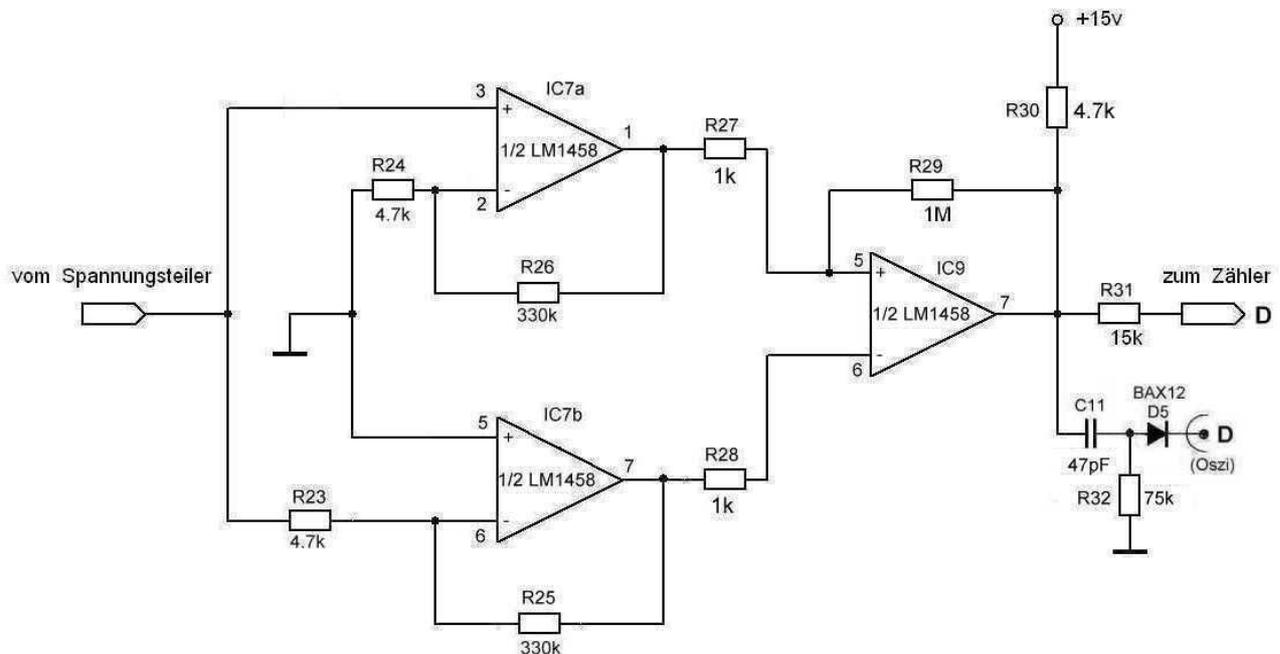
Überspannungsdetektor

Liefert eine ca. 15V Spannung an die Steuerungslogik, falls die Primärspannung ca. $\pm 1250V$ überschreitet. Die Avalanche-Schutzdiodenkombination Z3,Z4 leitet, wenn diese Spannung überschritten wird. Negative Spannungsspitzen kommen nicht zum Zug, weil sie von der Nachfolge-Logik nicht verarbeitet werden. Widerstand R13 begrenzt den Strom. Die Ausgangsspannung (= Überspannungs-Auslösesignal **K**) wird von der Schutzdiode Z4 auf 15V begrenzt. C7 verhindert, dass sehr kurze Spannungsspitzen zum Zug kommen; dito das RC-Glied R21,C9. R14 sorgt dafür, dass C7 normalerweise spannungslos ist.

Nulldurchgangsdetektor

Er liefert die (-) → (+) Nulldurchgänge als Zählimpulse an den Dezimalzähler, und besteht eingangsseitig aus einem symmetrisch angeordneten paar von Op-Amp's, die je eine Hälfte des LM1458, IC7 beanspruchen. Die vom **Stromverstärker** ankommende, konditionierte Analogspannung wird hier weiter verstärkt und in einem der Zweige invertiert. Die zweite Stufe der Schaltung besteht aus einer Hälfte des Komparators CA3290, IC9, und arbeitet als nichtinvertierender Schmitt-Trigger mit kleiner Spannungshysterese. Übersteigt die Spannung am + Eingang des Komparators jene am – Eingang, so kippt der Trigger und generiert einen positiven Zählimpuls. Das Ausgangssignal wird - zwecks leichter Ablesbarkeit etwas aufbereitet durch C11,R32,D5 - auch für die Oszilloskopische-Kontrolle auf einem BNC Anschluss zur Verfügung gestellt.

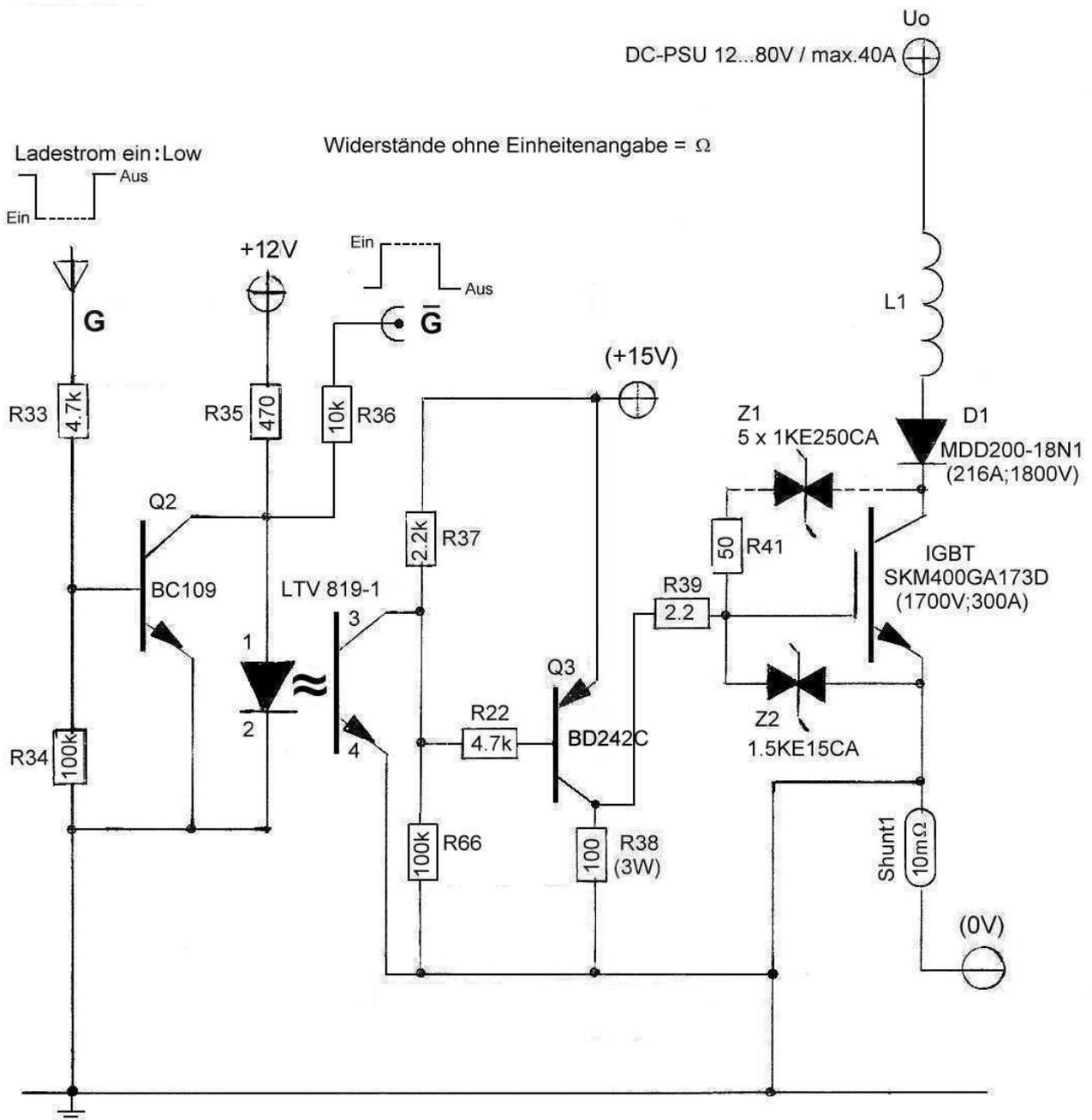
Die Praxis hat gezeigt, dass dieser Nulldetektor sehr zuverlässig arbeitet. Er stellt einen glücklichen Einfall von Andi dar, und wurde mittels „Versuch und Irrtum“ empirisch entwickelt.



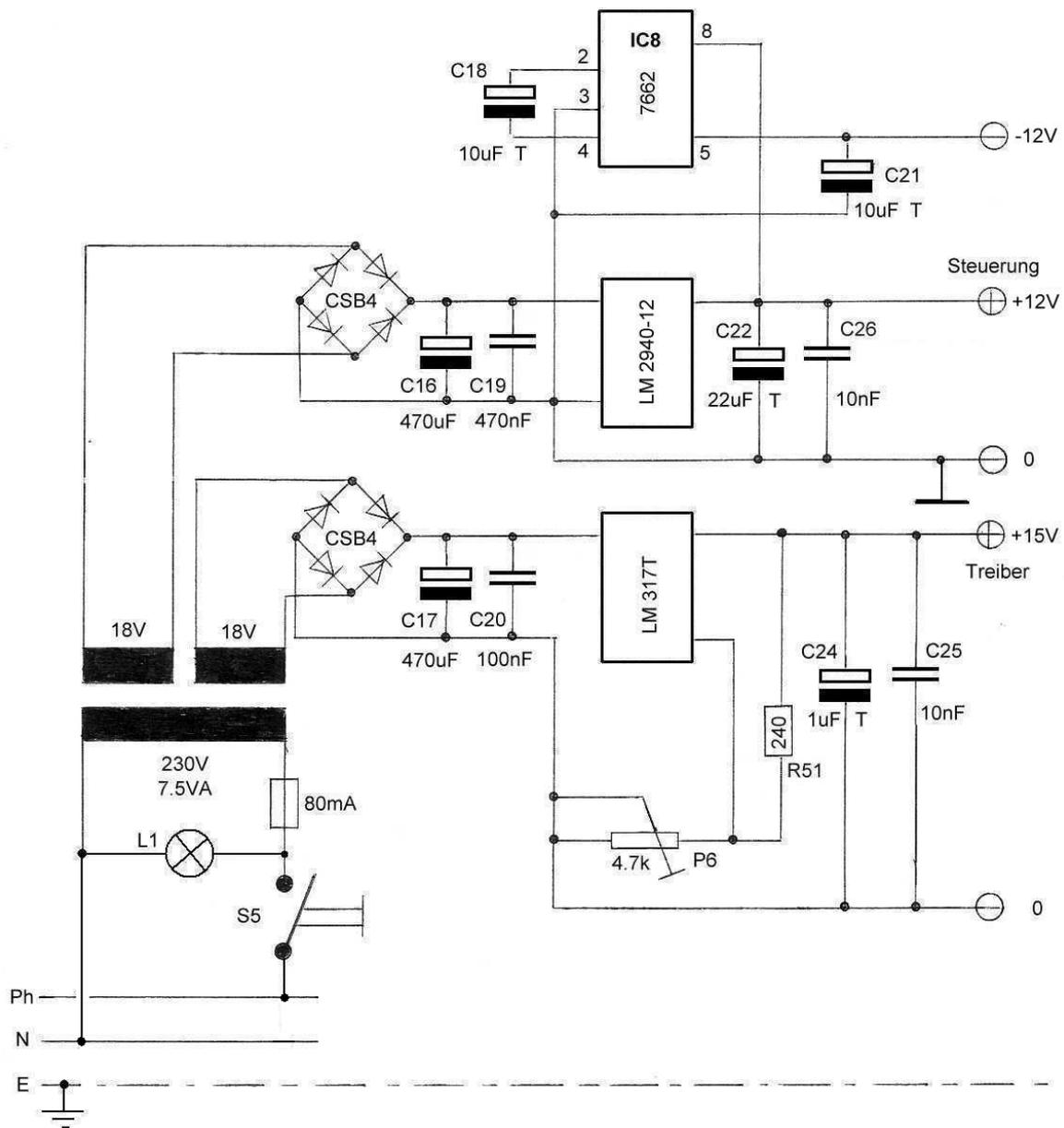
Achtung: Versorgungsspannung +12V und -12V

Treiber

Dient dazu, das Ladestrom-Ein Schaltsignal auf die nötige Leistung zu bringen, und die übrige Elektronik von dieser Leistungsstufe galvanisch zu trennen. Nach Vorverstärkung in Q2 trennt der Optokoppler LT819-1 den Eingangskreis galvanisch vom Rest der Schaltung. Dieser Rest wird von einer separaten +15V Spannungsquelle gespeist, deren Minuspol nicht an Masse liegt, da in Shunt1 der Ladestrom, welcher durch den IGBT fließt, gemessen werden soll. In Q3 wird das Schaltsignal dann auf Leistung verstärkt. Die Avalancheodiode D4 fördert das schnelle Öffnen des Schalttransistors Q3, was der raschen Sperrung des IGBT dient: Wenn der Optokoppler sperrt, steigt das Potential an der Basis von Q3 rascher auf „High“, da D4 sperrt → Q3 leitet → Gate des IGBT geht auf „Low“ → IGBT sperrt! (Das Eingangssignal wird insgesamt 3-fach invertiert, was dazu führt, dass das „High“-Eingangssignal für Ladestrom-Aus als „Low“ am Ausgang des Treibers erscheint). Der IGBT Leistungselektronik-Kreis wurde bereits unter „Blockschema“ beschrieben.



Stromversorgung für Steuerelektronik



Leistungs- DC-Netzteil

