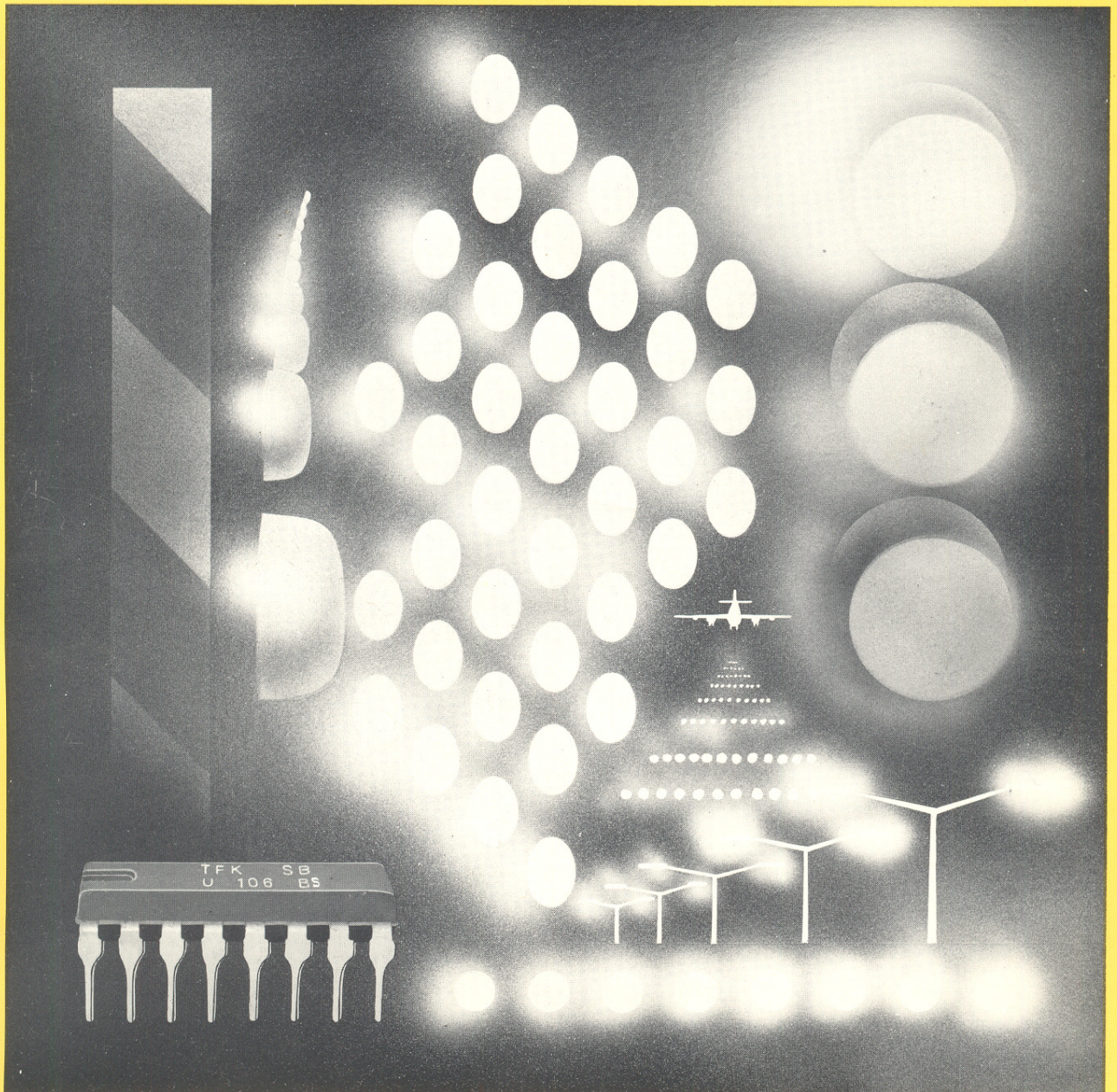




Halbleiter - Applikationsbericht

Nullspannungsschalter U 106 BS



Dieser Applikationsbericht darf ohne jede weitere Genehmigung auszugsweise wiedergegeben werden, vorausgesetzt, daß bei der Veröffentlichung Verfasser und Quelle genau angegeben und dem Herausgeber nach Erscheinen zwei Belegexemplare zur Verfügung gestellt werden.

Für vollständigen Nachdruck und für Übersetzungen bitten wir jedoch, vorher Genehmigung einzuholen.

Alle übrigen Rechte bleiben vorbehalten, auch für den Fall der Patenterteilung.

AEG-TELEFUNKEN

Fachbereich Halbleiter / Vertrieb
71 Heilbronn, Postfach 1109

Autor: K. D. Nutz

Redaktion: R. D. Nabh

Inhalt		
		Seite
1.	Einleitung	2
2.	Kurzbeschreibung der Blockschaltung	2
2.1	Versorgung	2
2.2	Impulsaufbereitung	2
2.3	Impulssteuerung	2
2.4	Zusatzfunktionen	3
3.	Schaltungsbeschreibung	3
3.1	Spannungsbegrenzung	3
3.1.1	Netzversorgung	3
3.1.2	Versorgung mit Gleichspannung	3
3.1.3	Spannungsüberwachung	4
3.2	Impulsaufbereitung	4
3.2.1	Pulserzeugung	4
3.2.2	Vollwellensteuerung	4
3.2.3	Impulsverstärker	6
3.3	Impulssteuerung	6
3.3.1	Komparator	6
3.3.2	Operationsverstärker	6
3.3.3	Dauerpulsschalter	6
3.3.4	Geberüberwachung	7
3.3.5	Pulssperre	7
3.4	Zusatzfunktionen	8
3.4.1	Sägezahngenerator	8
3.4.2	Referenzspannung	8
3.4.3	Ausgang Vollwellenlogik	8
4.	Anwendungsbeispiele	9
4.1	Thermische Geräte	9
4.2	Zeitgeber	9
4.3	Statische Schalter	10

1. Einleitung

Mit zunehmender Verbreitung elektronisch gesteuerter bzw. geregelter Geräte in den verschiedensten Anwendungsgebieten tritt immer mehr die Forderung nach möglichst rückwirkungsarmer Leistungsentnahme aus den öffentlichen Energieversorgungsnetzen in den Vordergrund.

Die wichtigsten Punkte dieser Forderung sind

- keine Leistungsfaktorverschlechterung
- keine Gleichstromkomponente im Lastkreis
- Einhaltung des Störgrades „N“
- Vermeidung von Flickererscheinungen*

Ein gangbarer Weg, diese Probleme in den Griff zu bekommen, besteht darin, möglichst im Nulldurchgang des Laststromes zu schalten und die Leistungsentnahme nach dem Prinzip der Schwingungspaketsteuerung vorzunehmen.

Da bei ohmscher Last Strom und Spannung in Phase sind, ist es naheliegend, für dieses weite Anwendungsgebiet ein spezielles Schaltungsprinzip, den Nullspannungsschalter einzusetzen. Hierfür kommt nur ein vollelektronisches Konzept mit Thyristoren bzw. Triacs als praktisch trägheitslosen Leistungsschaltern in Betracht, wobei die Eigenschaft dieser Bauelemente ausgenutzt wird, erstens mit geringer Steuerleistung durchzuschalten und zweitens im Rhythmus der Netzfrequenz kurz vor jedem Stromnulldurchgang, wieder selbsttätig zu unterbrechen.

Im folgenden wird nun der monolithisch integrierte Triac-Ansteuerbaustein U 106 BS beschrieben, der den genannten Forderungen gerecht wird und eine ganze Reihe zusätzlicher Baugruppen enthält, die eine große Zahl verschiedener Anwendungen ohne zusätzliche aktive Bauelemente ermöglichen.

Die wichtigsten Merkmale sind:

- Einfache Stromversorgung AC/DC
- Vollwellensteuerung zur Vermeidung einer Gleichstromkomponente im Lastkreis
- Dauerkurzschlußfester 250 mA Impulsausgang
- Frequenzgangkompensierter Operationsverstärker
- Sägezahngenerator
- Hochohmige Geberüberwachung
- Definiertes Einschaltverhalten
- Zusätzlicher Dauerpulseingang (Möglichkeit einer 2-Schritt-Programmsteuerung)
- Pulssperre
- Referenzspannung
- Zusätzlicher Logik-Ausgang

* Flicker: Leuchtlichteschwankungen, hervorgerufen durch periodisches Schalten großer Lasten, am öffentlichen (Energieversorgungs-) Netz.

2. Kurzbeschreibung der Blockschaltung

Die Funktion der Schaltung läßt sich am leichtesten anhand des Blockschaltbildes (s. Anhang, **Bild B**) erläutern.

2.1 Versorgung

Der U 106 BS kann sehr einfach sowohl mit Wechselspannung (über einen Vorwiderstand und Diode direkt aus dem Netz) als auch mit Gleichspannung $-U_S = 7,3 \dots 8,2 \text{ V}$ betrieben werden.

Eine **Spannungsüberwachung** bewirkt, daß die Vollwellensteuerung nur freigegeben wird, wenn die Betriebsspannung den zur Aufrechterhaltung aller Logikfunktionen benötigten Mindestwert übersteigt.

2.2 Impulsaufbereitung:

Während eines jeden Nulldurchgangs der über einen Synchronisierwiderstand an P 14 anliegenden Wechselspannung wird ein Impuls wählbarer Breite am Gatter G_5 der Ausgangslogik zur Verfügung gestellt.

Die aus den Gattern G_1 bis G_4 , dem Halbwellendetektor und dem Speicher gebildete **Vollwellensteuerung** verarbeitet die Ausgangsinformationen von Synchronisierstufe, Spannungsüberwachung und Komparator dahingehend, daß immer nur eine gerade Anzahl aufeinanderfolgender Ausgangsimpulse abgegeben werden kann. Dabei beginnt die Impulskette immer mit der positiven und endet mit der negativen Halbwelle, so daß keine Gleichstromkomponente im Lastkreis auftreten kann.

Der **Impulsverstärker** liefert Impulsströme bis zu 250 mA und hat eine interne Strombegrenzung, so daß der Impulsausgang P 10 gegen Masse P 13 kurzschlußfest ist.

2.3 Impulssteuerung

Freie Beschaltbarkeit des intern frequenzgangkompensierten **Operationsverstärkers** ergibt zusammen mit dem hochohmigen Komparator die Möglichkeit der Realisierung von Regelungen auch mit unempfindlichen Istwertgebern und nur wenigen zusätzlichen Bauelementen.

Mit P 7 steht ein Steuereingang zur Verfügung, der es erlaubt, durch Anlegen einer definierten Spannung U_7 , unter Umgehung der Komparatoreingangsinformation U_8 **Dauerpuls** zu erzwingen, solange U_6 einen vorgegebenen Grenzwert nicht überschreitet. Bei direkter Verbindung des hochohmigen Eingangs P 11 der **Geberüberwachung** mit dem Istwertgeber, wird das Ausgangsgatter G_5 blockiert, sobald im Geberkreis eine Unterbrechung oder ein Kurzschluß vorliegt.

Zudem kann mit dieser Stufe der jeweilige Ausgangsimpuls in eine Pulskette umgewandelt werden, was speziell bei der Verwendung von Pulsübertragern zur Potentialtrennung von Steuer- und Lastkreis große Vorteile bietet.

Ein zusätzlicher Sicherheitskreis läßt sich mit Hilfe der **Pulssperre** realisieren. Bei niederohmiger Verbindung von P 12 mit Masse P 13, wird G_5 sofort verriegelt, so daß keine Ausgangsimpulse mehr abgegeben werden können.

2.4 Zusatzfunktionen

Der **Sägezahngenerator** ermöglicht Periodengruppensteuerung und Proportionalregelung auch bei einer Periodendauer bis zu etwa 200 s mit relativ kleinen und billigen Kondensatoren.

An P 5 steht eine **Referenzspannung** für Komparator und Operationsverstärker zur Verfügung, deren Pegel durch Beschaltung mit einem Widerstand verändert werden kann. (U_5 unbeschaltet typ. 5,1 V)

P 15 stellt einen mit 20 mA belastbaren **Ausgang der Vollwellenlogik** dar.

3. Schaltungsbeschreibung

siehe auch Gesamtschaltung, Anhang, **Bild A**.
Bezugspunkt P 13

3.1 Spannungsbegrenzung

Die Dioden Z_1 , D_2 (**Bild 1a**) dienen der Spannungsbegrenzung

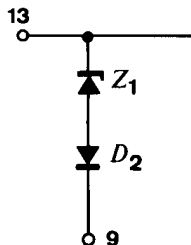


Bild 1a: Spannungsbegrenzung

3.1.1 Netzversorgung, Bild 1b

Der Vorwiderstand R_V errechnet sich aus der Netzspannung und der Stromaufnahme der Schaltung wie folgt:

Ruhestromaufnahme des IC	$I_{SOmax} = 20 \text{ mA}$
Impulsausgangsstrom*	$I_{Q10} = 1 \text{ mA}$
Gesamtstromaufnahme	$I_S = 21 \text{ mA}$

$$R_V = \frac{U_1 - 8 \text{ V}}{I_V} \quad (U_{Z1} + U_{D2} = 8 \text{ V})$$

$U_1 = \text{Mittelwert der Gleichspannung bei Einweggleichrichtung} = 0,45 U_N$

Beispiel: $U_N = 220 \text{ V} \sim$, $U_1 = 0,45 U_N = 99 \text{ V}$

$$R_V = \frac{99 - 8 \text{ V}}{21 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 4,3 \text{ k}\Omega$$

*entspricht einem Impuls von 100 mA/100 μ s

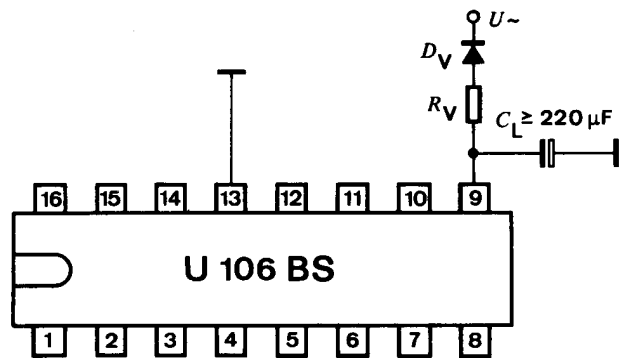


Bild 1b: Netzversorgung

Die Verlustleistung in R_V ergibt sich zu

$$P_V = \frac{(U_N - 8)^2}{2 R_V} = 5,2 \text{ W}$$

Der Ladekondensator C_L bestimmt die Restwelligkeit der Betriebsspannung und damit die Energiedifferenz zwischen den jeweiligen Zündimpulsen für positive bzw. negative Halbwellen. Im Hinblick auf die Einweggleichrichtung sollte C_L daher möglichst groß gewählt werden.

Der Eingangswiderstand an P 9 beträgt

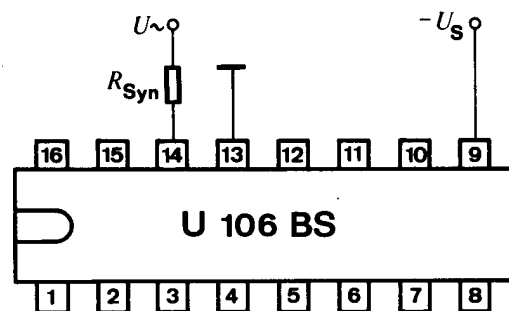
$$R_i \approx 450 \Omega \quad \text{mit } C_L = 220 \mu\text{F} \text{ ergibt sich daher}$$

$$t_i \approx 450 \cdot 220 \cdot 10^{-6} = 99 \text{ ms} \hat{=} 5 \text{ Perioden.}$$

3.1.2 Versorgung mit Gleichspannung, Bild 1c

Die Speisespannung kann auch von einem separaten Netzteil zur Verfügung gestellt werden, wenn dessen Ausgänge erdfrei sind, oder der Pluspol an Masse liegt.

Die Gleichspannung $-U_S = 7,3 \dots 8,2 \text{ V}$ wird direkt an P 9 eingespeist.



75 15 99 Tfk

Bild 1c: Gleichspannungsversorgung

3.1.3 Spannungsüberwachung

Die Transistoren T_{11} und T_{12} bilden einen Schwellenwertschalter, der über den Spannungsteiler $R_{20} - R_{21}$ die Betriebsspannung überwacht und die Vollwellensteuerung blockiert, wenn $-U_S < 5,8 \text{ V}$ wird.

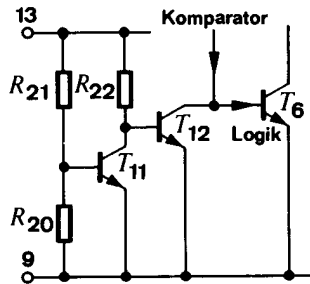


Bild 2: Spannungsüberwachung

3.2 Impulsaufbereitung

3.2.1 Pulserzeugung

Die Komplementär-Darlingtonstufe T_2, T_3 liegt mit ihrer Basis-Emitter-Strecke in der Diodenbrücke D_3, D_5, D_6, D_7 und ist sowohl während der positiven, als auch der negativen Halbwellen der Synchronisierspannung durchgesteuert. Nur im Bereich des Null-

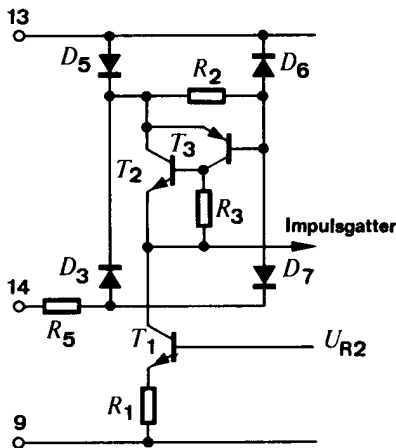


Bild 3: Nulldurchgangsdetektor

durchganges, des von der Synchronisierstufe über R_5 angebotenen Stromes, sperren T_2, T_3 und der von T_1 gelieferte Konstantstrom steht als Impuls am Gatter G_5 an. Die Pulsbreite wird bestimmt durch den Wert des Synchronisierwiderstandes R_{Syn} , Bild 4a.

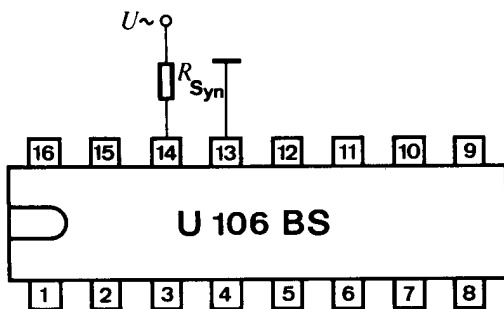


Bild 4a: Synchronisierung

Der minimale Synchronisierstrom (maximale Pulsbreite) ergibt sich aus der Schaltung von Pulserzeugung und Halbwellendetektor zu

$$I_{Syn \min} = 400 \mu\text{A}, U_{14 \text{ Schwelle}} = 2,52 \text{ V}, t_{p \max} = 1,5 \text{ ms}$$

dabei muß die maximale interne Verlustleistung des IC, etwa 400 mW, unbedingt berücksichtigt werden

$$R_{Syn \max} = \frac{U_{Syn} - 2,52 \text{ V}}{0,4 \text{ mA}} \quad (\text{k}\Omega)$$

$$I_{Syn \max} = 5 \text{ mA} \quad R_{Syn \min} = \frac{U_{Syn} - 10 \text{ V}}{5 \text{ mA}} \quad (\text{k}\Omega)$$

Bei kleinen Lastströmen und einem großen dynamischen Haltestrom des verwendeten Triacs besteht die Möglichkeit, den Ausgangsimpuls aus der Nulllage heraus zu verschieben und dadurch in seiner Wirkung zu verlängern, Bild 4b.

C_{Syn} bildet mit R_{Syn} und R_{IP14} ein Phasenschiebeglied. Für die Umgebung des Nulldurchgangs gilt:

$$R_{IP14} = 22 \text{ k}\Omega$$

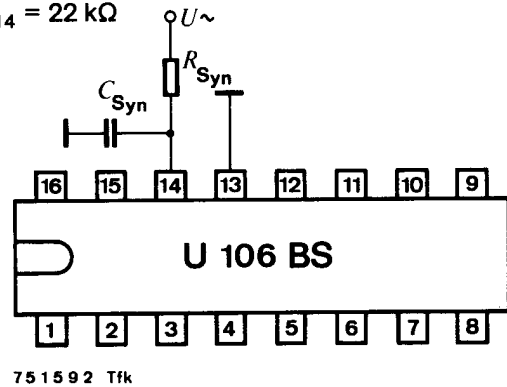


Bild 4b: Impulsverzögerung

Bei Anwendung des Phasenschiebekondensators C_{Syn} muß berücksichtigt werden, daß sich wegen der Parallelschaltung von C_{Syn} zu R_{IP14} eine Änderung des Spannungsteilerverhältnisses mit R_{Syn} ergibt. Damit wird die Pulsbreite größer bei gleichbleibendem R_{Syn} .

Als Anhaltswerte seien genannt:

$$U_{\sim} = 220 \text{ V}, R_{Syn} = 47 \text{ k}, C_{Syn} = 50 \text{ nF}, t_p = 200 \mu\text{s}$$

$$\Delta t = 100 \mu\text{s}.$$

3.2.2 Vollwellensteuerung

Das Prinzip der Vollwellenlogik wird anhand des Blockschaltbildes (Bild 5a) und Impulsdiagrammes (Bild 5b) erläutert, wobei die Darstellung in positiver Logik erfolgt. Geht G_1 auf H, das bedeutet, die Versorgungsspannung ist in Ordnung und der Komparator bzw. Schwellenwertschalter erhalten die Information „Pulse erwünscht“, geht auch G_2 auf H. Beim nächsten Hochschalten des Halbwellendetektors wird $G_4 = H$ und setzt den Speicher. G_6 ist vorbereitet und der nächste Puls aus G_5 gelangt an den Ausgang. Springt G_1 gerade während einer negativen Halbwellen auf L, bleibt der Speicher trotzdem gesetzt, da G_2 über G_4 auf H gehalten wird.

Bei der abfallenden Flanke des Halbwellensignales springt G_4 wieder auf L, G_2 sperrt damit ebenfalls und G_3 ist vorbereitet. Die nächste positive Flanke des Halbwellensignales schaltet G_3 auf H und der Speicher wird zurückgesetzt.

Schaltet G_1 und damit auch G_2 gerade während einer negativen Halbwelle von L auf H, so wird der Speicher ebenfalls gesetzt, da G_4 ja vorbereitet ist und den Sprung von G_2 direkt an den Setzeingang weiterleitet, während G_3 den Rücksetz-Eingang des Speichers sperrt.

Der Speicher kann also nur während der Zeit seinen Zustand ändern, in der der Halbwellendetektor ein H-Signal abgibt, also während der negativen Halbwelle. Da nun zwischen jeweils 2 negativen Halbwellen auch 2 Nulldurchgänge der Synchronisierspannung liegen, ist somit gewährleistet, daß am Ausgang immer nur Pulspaare erscheinen können, und zwar beginnend immer mit einem Puls im positiven Nulldurchgang und endend mit einem Puls bei negativem $\frac{du}{dt}$.

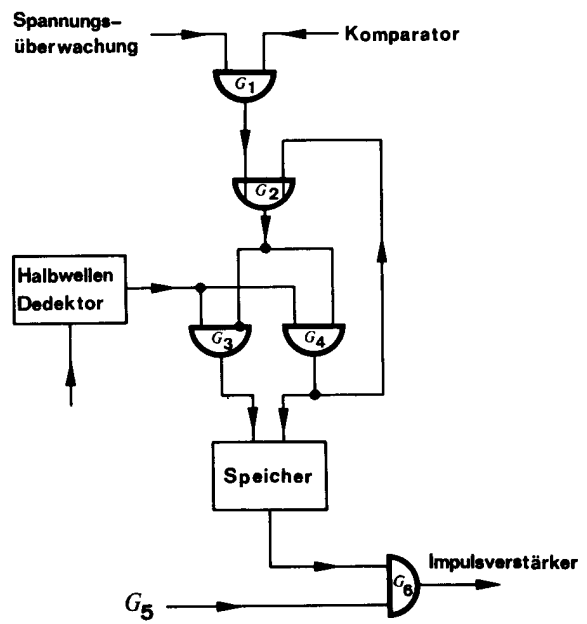


Bild 5a: Vollwellenlogik

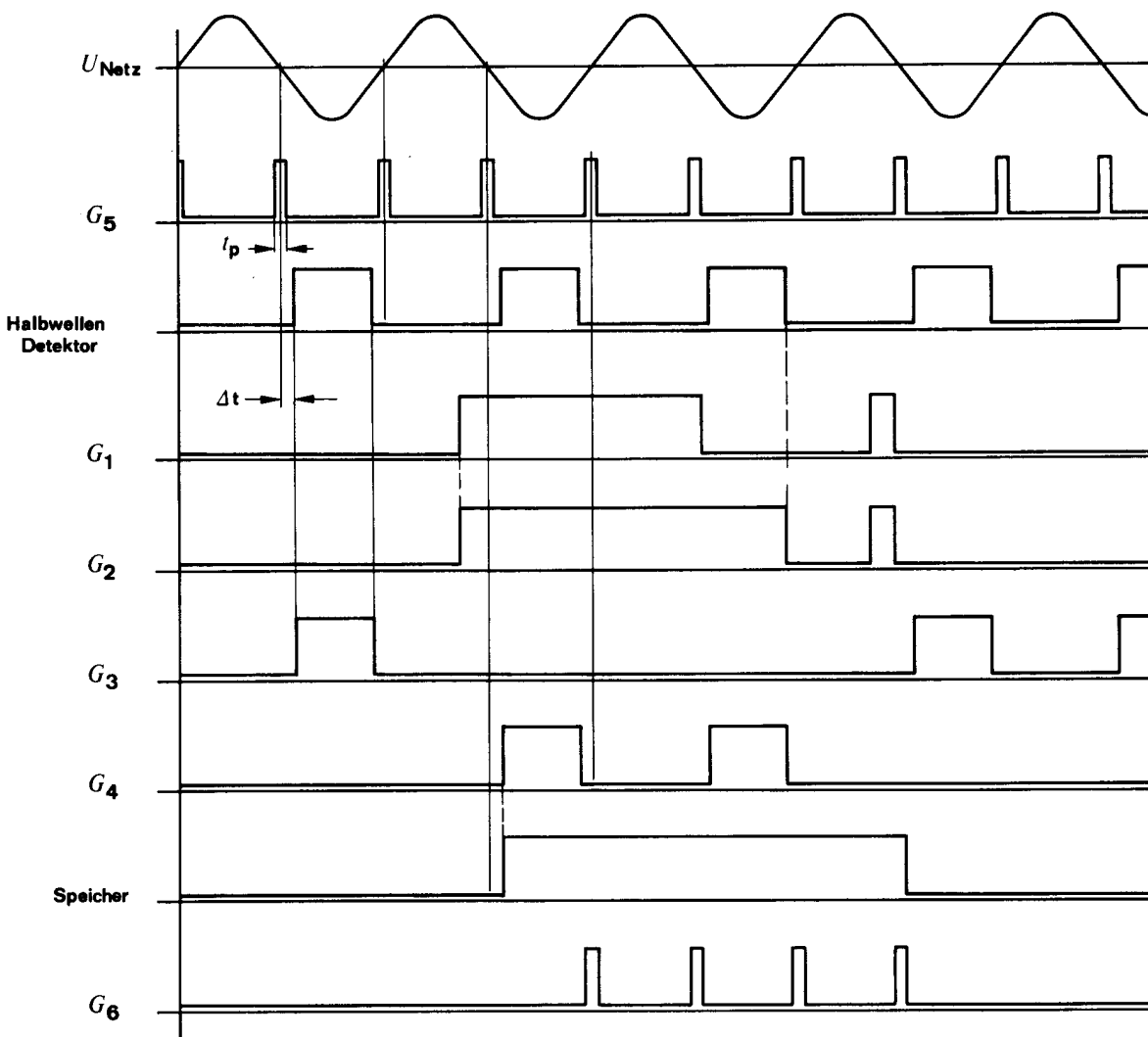


Bild 5b: Impulsdiagramm der Vollwellenlogik

3.2.3 Impulsverstärker, Bild 6a, 6b

Der Verstärkerausgang ist gegen Masse, P 13, kurzschlußfest. Bekommt T_{31} aus G_6 Basisstrom, wird die Darlingtonstufe $T_{31} - T_{32}$ durchgeschaltet. Da das Basispotential an T_{31} nicht über $3 \times U_F$ von D_{15} ansteigen kann, wird der Ausgangsstrom durch R_{44} intern begrenzt auf etwa 200 mA.

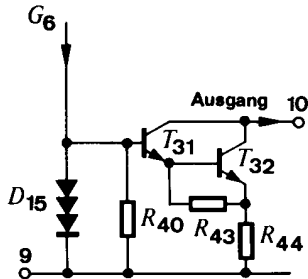


Bild 6a: Impulsausgang

Da in vielen Anwendungen ein Gate-Puls-Strom $I_{GT} < 250$ mA ausreicht, ist es zur Verringerung der internen Verlustleistung vorteilhaft, einen Begrenzungswiderstand R_B in der Gate-Leitung vorzusehen

$$R_B = \frac{U_s - 3 \text{ V}}{I_{GT}}$$

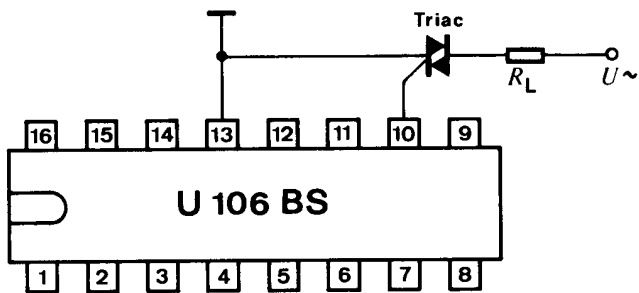


Bild 6b: Impulsausgang

3.3 Impulssteuerung

3.3.1 Komparator

Der mit Komplementär-Darlingtonstufen aufgebaute Komparator (Bild 7) hat hochohmige Eingänge und wird zur Verbesserung des Gleichaktverhaltens aus einer Konstantstromquelle gespeist.

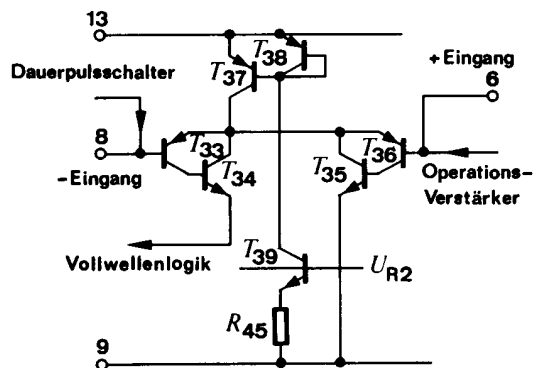


Bild 7: Komparator

3.3.2 Operationsverstärker

Der Operationsverstärker (Bild 8) ist durch C_1 frequenzgangkompensiert und wird durch eine Mehrfachkonstantstromquelle T_{46} bis T_{49} weitgehend unabhängig von Betriebsspannungsschwankungen. Der Ausgang P 6 ist direkt mit dem nichtinvertierenden Komparatoreingang verbunden.

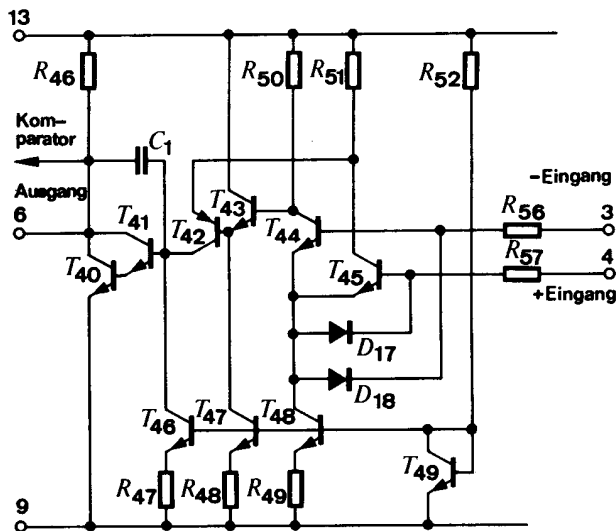


Bild 8: Operationsverstärker

3.3.3 Dauerpulsschalter, Bild 9

Ist das Potential an P 7 höher als $U_{R2} + U_{BE}(T_{27}) + U_{FZ5}$, leitet T_{27} . T_{26} sperrt und beeinflusst den Komparator nicht. Liegt P 7 tiefer, ist T_{26} durchgesteuert und legt U_{R2} an den Komparatoreingang P 8.

Wird die Funktion nicht benötigt, muß P 7 mit P 13 verbunden werden.

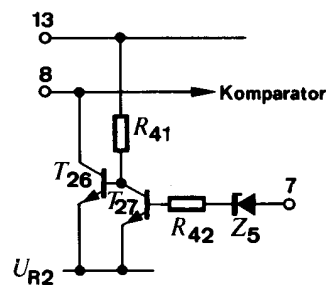


Bild 9: Dauerpulsschalter

3.3.4 Geberüberwachung, Bild 10a

Liegt das Potential von P 11 zwischen den beiden Referenzspannungen U_{R1} und U_{R2} , sind die Transistoren T_{14} und T_{15} gesperrt. Durch R_{30} fließt Basisstrom für T_{20} und T_{19} . T_{19} , T_{21} sind durchgeschaltet und damit auch T_{22} , der voll den Strom übernimmt, der aus der Konstantstromquelle T_{24} angeboten wird. T_{23} bleibt somit gesperrt und hat keinen Einfluß auf G_5 . Überschreitet die Spannung an P 11 den Wert von U_{R1} , dann wird der Basisstrom des T_{20} von T_{14} übernommen. Dieser sperrt und der Konstantstrom I_{T24} fließt über die Basis-Emitter-Strecke von T_{23} . T_{23} schaltet durch und G_5 ist gesperrt. Unterschreitet U_{11} hingegen den Wert von U_{R2} , wird T_{15} leitend, sperrt dadurch T_{19} , T_{22} erhält keinen Basisstrom mehr, so daß T_{23} wiederum durchschaltet und G_5 sperrt.

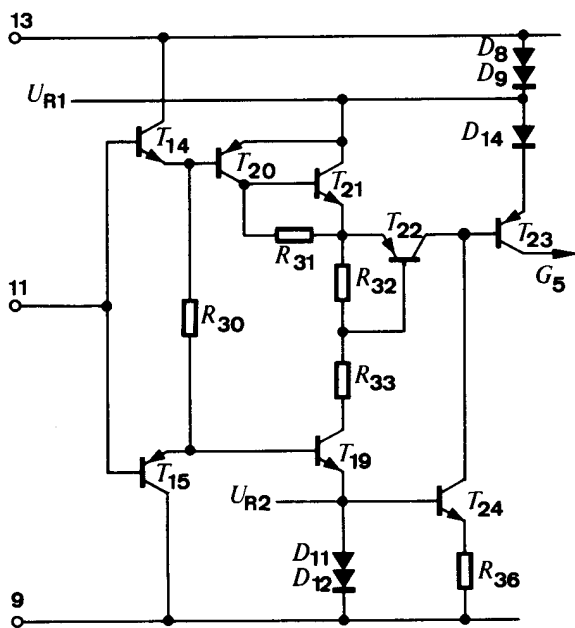


Bild 10a: Geberüberwachung

Zusätzlich zu dieser Überwachungsfunktion läßt sich durch Beschalten nach Bild 10b erreichen, daß der jeweilige Ausgangsimpuls in eine Pulschette zerhackt

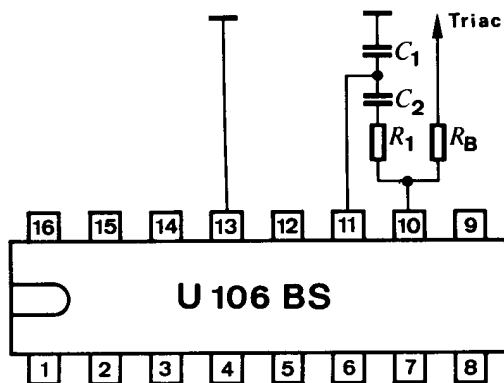


Bild 10b: Ausgangsimpulszerhackung

wird. Dadurch wird die Zündenergie pro Zeiteinheit verringert. Der Zündimpuls kann somit in seiner Wirkung verlängert werden, was bei Triacs mit großem dynamischen Haltestrom von Vorteil sein kann.

Zudem erlaubt diese Schaltung, Triacs zwecks Potentialtrennung auch über kleine Pulsübertrager anzusteuern.

Anhaltswerte: $C_1 = 0,047 \mu F$, $C_2 = 0,68 \mu F$, $R_1 = 1 k\Omega$

3.3.5 Pulssperre, Bild 11

Die Ansprechschwelle der Pulssperre liegt bei $U_{PS} = -3,2 V$. Der maximale Übergangswiderstand des Pulssperrschalters (z. B. Optokoppler) ergibt sich zu

$$R_U \leq \frac{U_{PS}}{I_{T1 \max}} = \frac{3,2 V}{20 \mu A} = 160 k\Omega$$

$$I_{T1 \max} = I_{PS \max} = \text{maximaler Pulssperr-Strom}$$

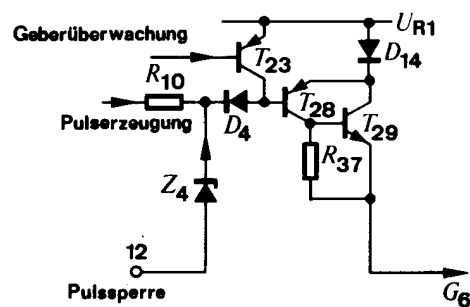


Bild 11: Pulssperrgatter G_5

Soll der Sperreingang über ein TTL-Gatter angesteuert werden, sieht die Beschaltung folgendermaßen aus: Bild 12

Der Wert der Z-Diode Z_{PS} ergibt sich aus der Ansprechschwelle der Pulssperre einerseits und den garantierten Grenzwerten der logischen Ausgangspegel von TTL-Schaltkreisen andererseits.

$$U_Z > 0,4 + 3,2 = 3,6 V \quad \text{z. B.} \\ U_Z = 4,6 V \quad \text{TFK-BZY 85 C4V7} \\ U_Z < 2,4 + 3,2 = 5,6 V \quad U_Z = 4,4 \dots 5,0 V$$

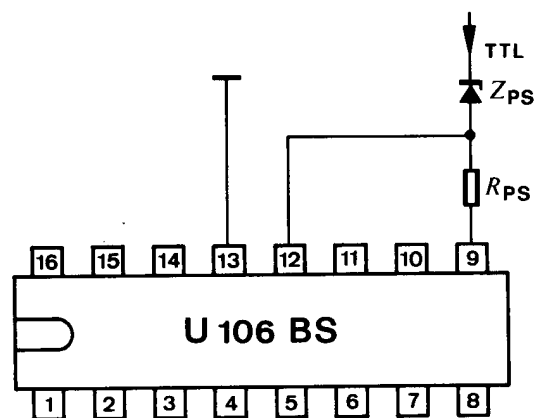


Bild 12: TTL-Ansteuerung

3.4 Zusatzfunktionen

3.4.1 Sägezahngenerator, (siehe Bild 13)

Über eine extern durch R_T einstellbare Konstantstromquelle T_{51} wird der Kondensator C_T aufgeladen. T_{55} vergleicht die Kondensatorspannung mit einer durch die Stromquelle T_{57} und den Widerstand R_{63} gebildeten Referenzspannung. Unterschreitet das Potential am Emitter von T_{55} das an seiner Basis anstehende um die Basis-Emitterschwellenspannung, geht er in den leitenden Zustand über. Reicht der Konstantstrom $I_{T_{51}}$ aus, um an R_{62} einen Spannungsabfall, entsprechend der Basis-Emitterschwellenspannung von T_{56} zu erzeugen, wird auch T_{56} leitend, steuert T_{55} ganz durch und der Kondensator kann sich über R_{55} , T_{55} , T_{56} und D_{20} entladen.

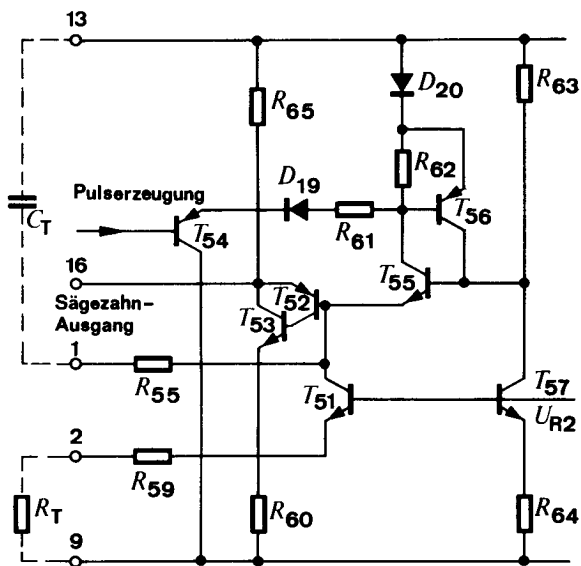


Bild 13: Sägezahngenerator

Erst wenn der Haltestrom dieses Gebildes, bestimmt durch den Konstantstrom $I_{T_{57}}$ und die Stromverstärkung von T_{56} , unterschritten wird, sperren T_{56} und T_{55} und der Vorgang wiederholt sich.

Um bei gleichen Zeitkonstanten mit kleineren Kondensatoren auskommen zu können, wird ein geringer Zündstrom der Anordnung dadurch erreicht, daß dem Basispotential von T_{56} eine Pulschette überlagert wird, deren Amplitude gerade noch nicht ausreicht, um T_{56} durchzusteuern. Nun reicht schon ein sehr kleiner Ladestrom, der nach Ablauf der Ladezeitkonstante zusätzlich über R_{62} fließt, um den Zündvorgang auszulösen.

$$i = \text{Konst.} \quad U_c = \frac{I_L \cdot t}{C_T}$$

$$T = \frac{C_T \cdot \Delta U}{I_L}$$

$$\Delta U = U_{\max} - U_{\min} = 4,5 \text{ V typ} \quad T = \frac{C_T (\mu\text{F}) \cdot 4,5 (\text{V})}{I_L (\mu\text{A})}$$

Der Ladestrom I_L muß dabei folgende Bedingung erfüllen:

$$I_L = \frac{0,8 \text{ V}}{R_T \text{ k}\Omega + 11,5 \text{ k}\Omega} \quad I_L \geq 3 \mu\text{A}$$

$$R_{T \max} = 250 \text{ k}\Omega$$

Durch R_{59} wird $I_{L \max}$ begrenzt. P 2 kann also auch direkt mit P 9 verbunden werden.

Ersetzt man C_T durch einen Widerstand R_{Ref} , steht an P 16 eine niederohmige Referenzspannung mit Werten zwischen $-4 \dots 0 \text{ V}$ zur Verfügung

$$-U_{\text{Ref } 16} = I_L \cdot R_{\text{Ref}} - 0,6 \text{ V}$$

3.4.2 Referenzspannung, Bild 14

Der Transistor T_{50} liefert einen konstanten Strom von $I_K \approx 1 \text{ mA}$. Bei unbelastetem Ausgang P 5 stellt sich somit eine Spannung ein von

$$U_5 = I_K \cdot R_{54} \approx 5,1 \text{ V, wobei } R_{54} = 5,1 \text{ k}\Omega$$

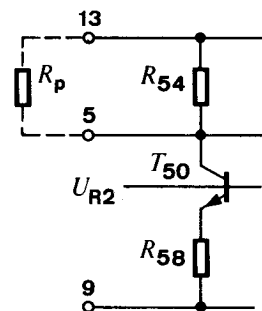


Bild 14: Referenzquelle

Wird extern parallel zu R_{54} (zwischen P 5 und Masse P 13) ein Widerstand R_p geschaltet, ergibt sich

$$U_5 = I_K \cdot \frac{R_{54} \cdot R_p}{R_{54} + R_p} \quad \text{wobei } R_p \text{ in k}\Omega \text{ einzusetzen ist.}$$

$$= 1 \text{ mA} \cdot \frac{5,1 \cdot R_p}{5,1 + R_p} (\text{V}),$$

U_5 ist somit direkt abhängig vom Eingangswiderstand der Belastung. Da Operationsverstärker und Komparator sehr hochohmige Eingänge haben, kann diese Belastung jedoch vernachlässigt werden.

3.4.3 Ausgang Vollwellenlogik, Bild 15

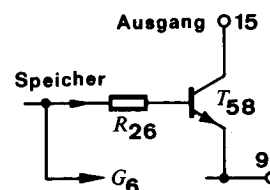


Bild 15

Im Zustand „ein“ der Vollwellenlogik schaltet T_{58} die Speisespannung U_{S9} an P 15. ($I_{Q15} \leq 20 \text{ mA}$)

4. Anwendungsbeispiele

Die Hauptanwendungsbereiche des U 106 B lassen sich in drei große Gruppen unterteilen.

4.1 Thermische Geräte

Mit wenigen zusätzlichen passiven Bauelementen lassen sich verschiedene Arten von Temperaturregelungen realisieren, wobei die interne Baugruppe „Dauerpulsschalter“ auch eine Zweischrittsteuerung möglich macht.

Als typisches Beispiel für diese wichtigste Gruppe sei die Schaltung eines Proportionalreglers mit Einschalt-Vollastphase und Geberüberwachung mit PTC-Meßfühler erläutert (Bild 16a).

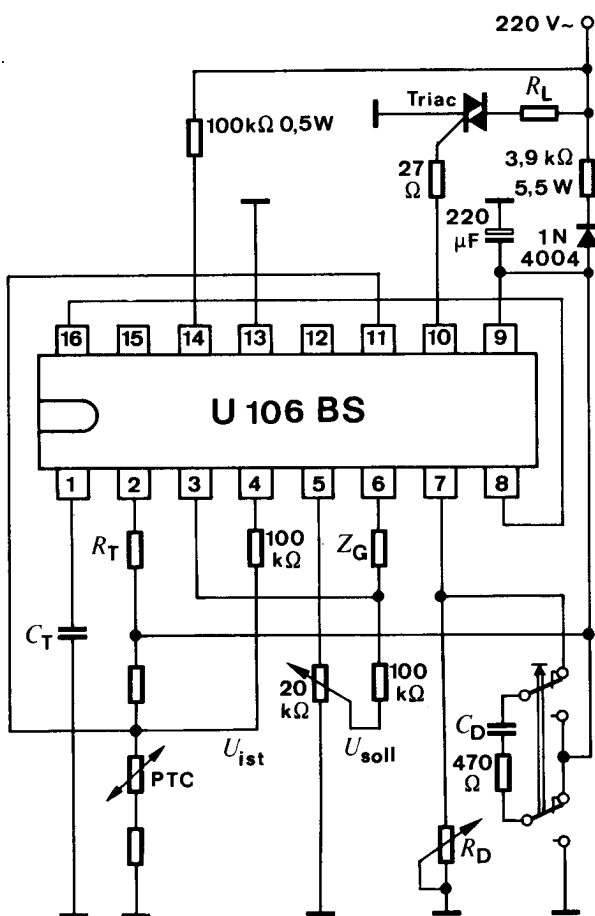


Bild 16a: Proportionalregler mit Einschalt-Vollastphase

Durch Drücken der Doppeltaste wird C_D umgeladen. Nach dem Loslassen der Taste liegt zunächst an P7 etwa $-2U_S$. Der Dauerpulsschalter legt nun den Komparatoreingang P 8 so lange auf die interne Referenz U_{R2} bis C_D über R_D wieder umgeladen ist. Die Vollwellenlogik ist also für etwa eine Zeitkonstante $T_D \approx C_D \cdot R_D$ aktiviert, vorausgesetzt, daß der Istwert einen Maximalwert nicht übersteigt, so daß $U_6 < U_{R2}$ bleibt.

Wird der Istwert während T_D wider Erwarten zu groß, schaltet der Komparator die Vollwellenlogik ab, bis der Grenzwert wieder unterschritten wird.

Nach Ablauf dieser Einschaltphase arbeitet das System als Proportionalregler weiter (Bild 16b). Der Operationsverstärker vergleicht Soll- und Istwert, verstärkt die Regelabweichung und steuert damit den einen Komparatoreingang an. Der invertierende Komparatoreingang P 8 ist mit dem Ausgang des Sägezahngenerators verbunden, dessen Zeitkonstante durch R_T und C_T bestimmt ist und auf die Zeitkonstante der zu regelnden Anlage abgestimmt werden muß ($T_{\text{Sägezahn}} < T_{\text{Heizsystem}}$).

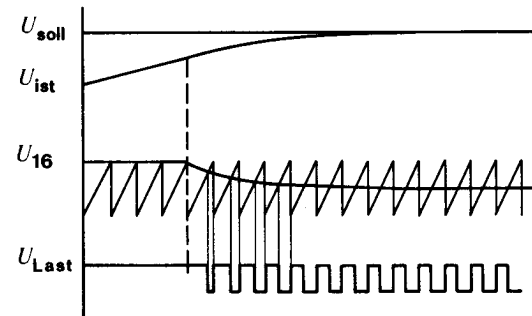


Bild 16b: Proportionalregelverhalten

Das Regelverhalten wird dabei maßgeblich von dem Gegenkopplungszweig Z_G bestimmt. Eine zusätzliche Sicherheitsfunktion ergibt sich durch Verbinden von P11 mit dem Meßfühler. Erstens werden Zündimpulse unterdrückt, wenn der Geberkreis unterbrochen wird oder Kurzschluß hat und zweitens schaltet nun die Geberüberwachung auch ab, wenn der Istwert den vorgegebenen Grenzwert bei einem Fehler in der Regelung überschreiten sollte. Deshalb ist der Geberkreis so zu dimensionieren, daß der Istwert normalerweise immer innerhalb der durch die Geberüberwachung vorgegebenen Schranken bleibt.

4.2 Zeitgeber

Ein weiteres wichtiges Einsatzgebiet des U 106 BS sind Zeitgeber in verschiedenen Varianten für Ampelsteuerungen, Belichtungsautomaten, Impulssteuerungen u. v. a.

Zum Beispiel eine kombinierte one-shot-Einschaltverzögerung mit folgendem Pulsdiagramm (Bild 17a, 17b).

C_{T1} und R_{T1} bestimmen wie im vorhergehenden Beispiel die Anlaufphase. T_2 wird durch ein weiteres Zeitglied R_{T2} , C_{T2} vorgegeben. Der Operationsverstärker arbeitet als Spannungsfolger in Elektrometerschaltung und der Komparator vergleicht U_{CT2} mit einer durch R_{URef} bestimmten Referenzspannung.

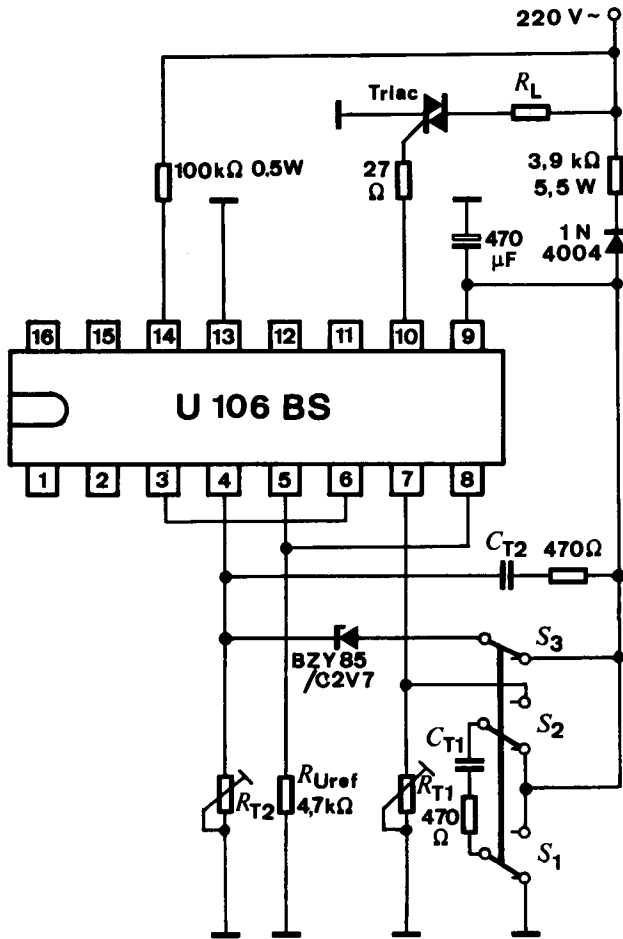


Bild 17a: Kombinierte „One-Shot“-Einschaltverzögerung

Die Z-Diode wird benötigt, um U_{CT2max} kleiner zu halten als die interne Referenz U_{R2} , die in der Anlaufphase durch den Dauerpulschalter an P8 des Komparators gelegt wird. Bedingt dadurch darf auch R_{Uref} nicht kleiner als 4,7 kΩ gewählt werden, um die zusätzliche Strombelastung während T_1 nicht zu groß zu machen.

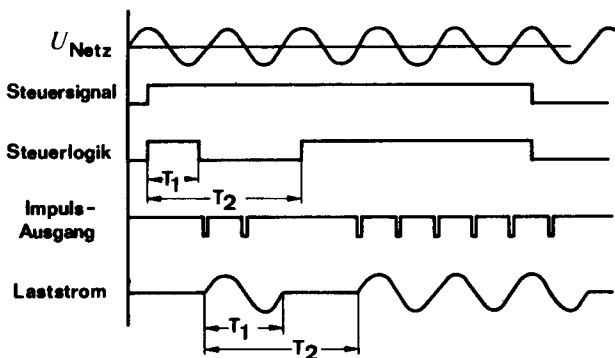


Bild 17b: Impulsdiagramm der „One-Shot“-Einschaltverzögerung

4.3 Statischer Schalter Bild 18

Bei Anwendung des Nullspannungsschalters als statischer Schalter liegt der Hauptvorteil darin, daß die Stromanstiegsgeschwindigkeit während des Einschaltvorganges definierbar wird.

In bezug auf die Phasenlage der Netzspannung unkontrolliertes Einschalten von Glühlampen zum Beispiel, hat auf Grund des sehr geringen Kaltwiderstandes der Glühwendeln Einschaltstoßströme bis zum 18fachen Nennwert zur Folge. Durch Einsatz des Nullspannungsschalters reduziert sich dieser Wert auf etwa $5 \times I_{Nenn}$ woraus eine Verlängerung der Lebensdauer um den Faktor 7 ... 10 resultiert.

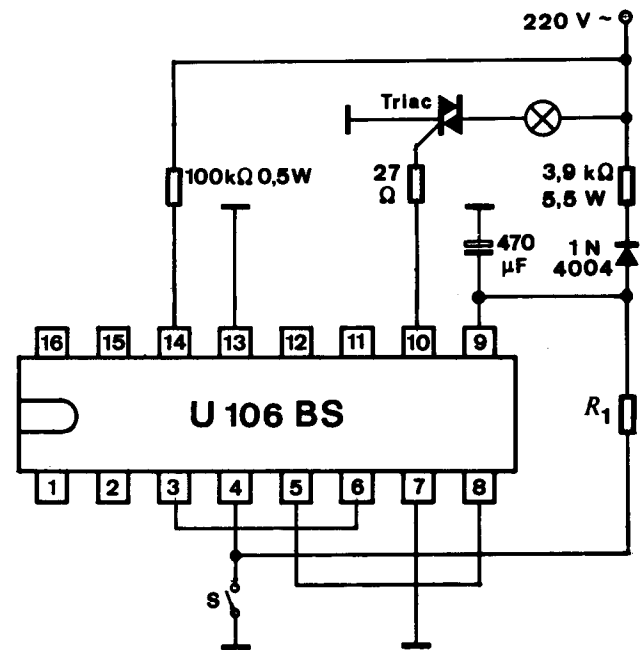


Bild 18: Statischer Schalter

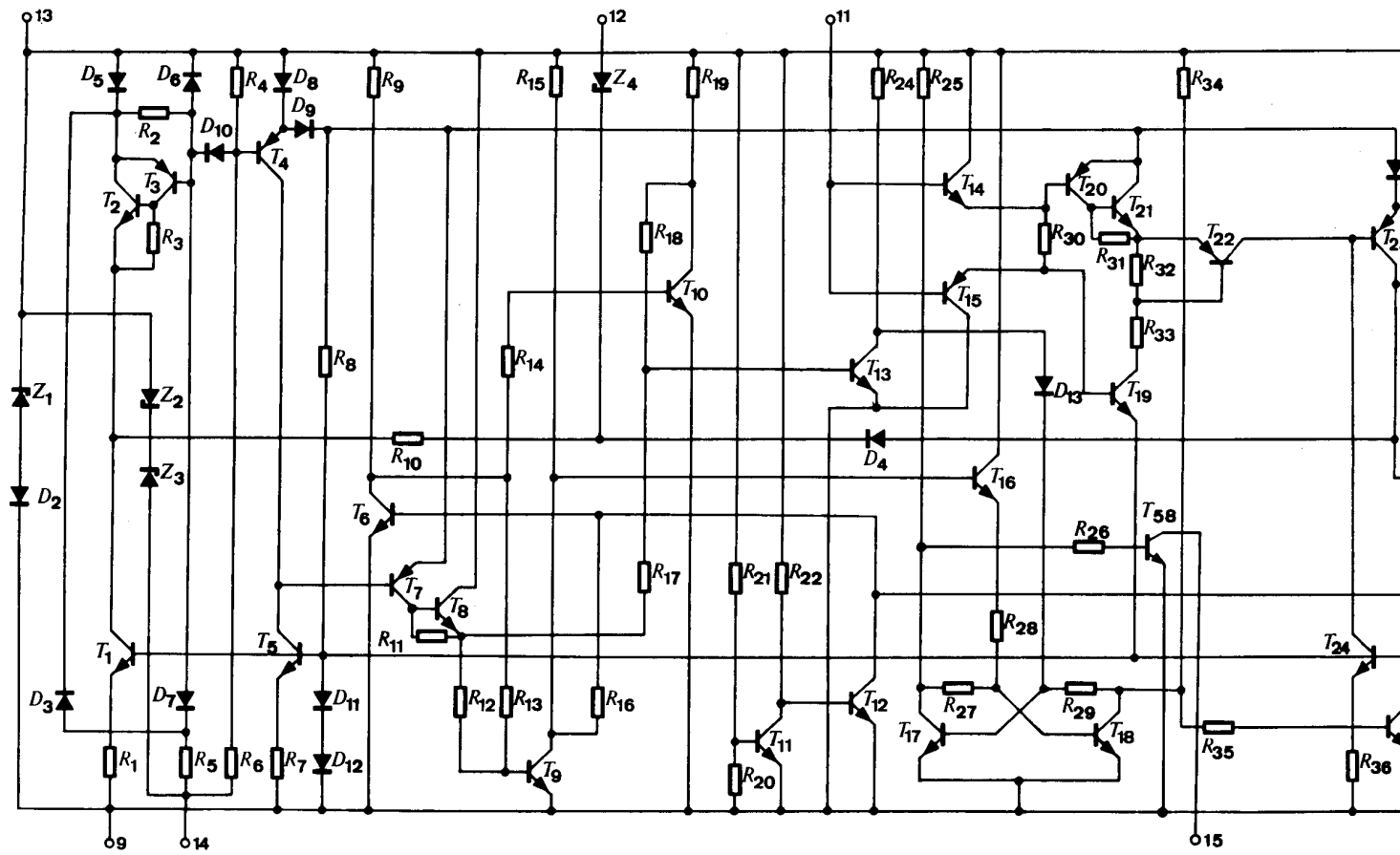
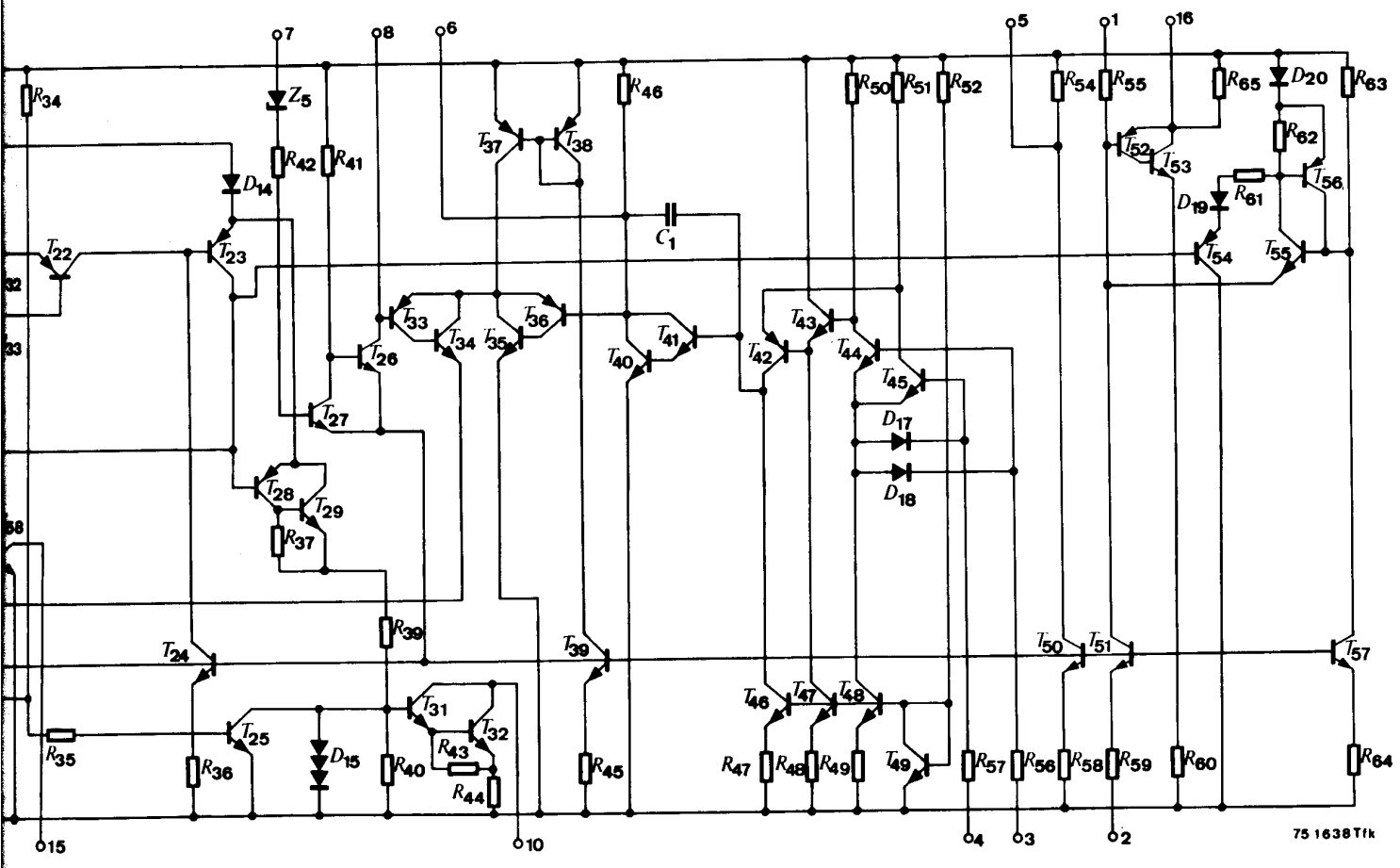
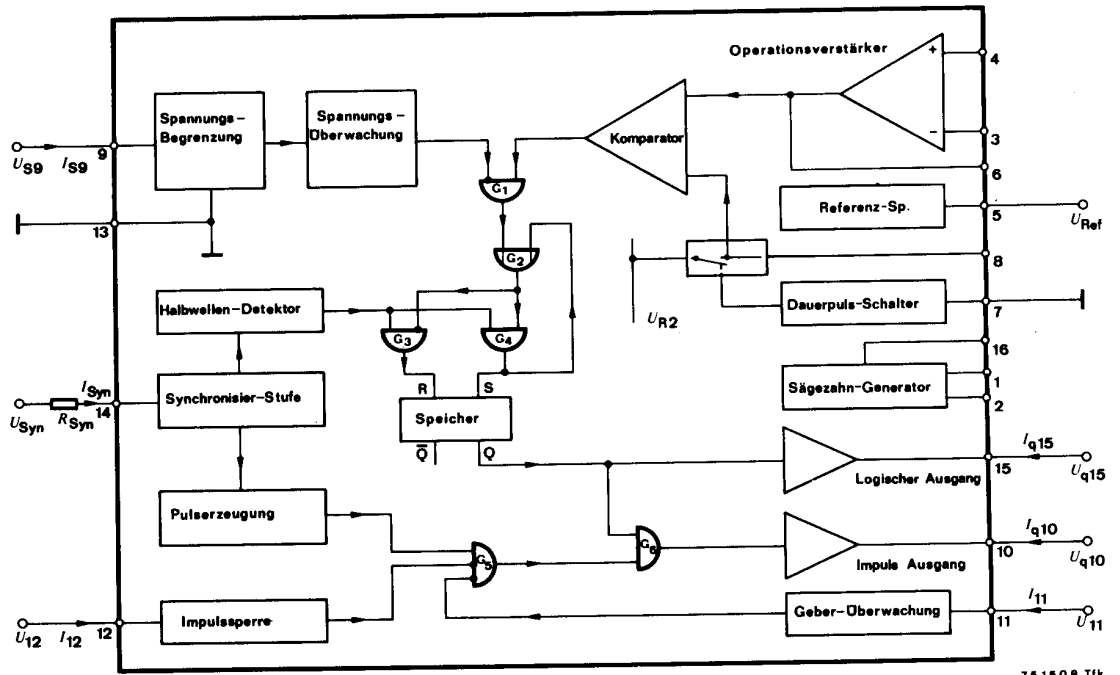


Bild A: Gesamtschaltung



75 1638 Tfk



75 1508 Tfk

Bild B: Blockschaltung

AEG-TELEFUNKEN

Printed in Western-Germany

B2/V.7. 40/0874