




SIEMENS
HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1959

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



SIEMENS

HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1959

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltunterlagen und Beschreibungen sollen in Beispielen die vielfältigen Möglichkeiten der Anwendung von Halbleiter-Bauelementen zeigen. Um eine gute Übersicht zu schaffen, sind gleichartige Anwendungsfälle in Gruppen zusammengefaßt.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentverletzung übernommen.

3. Auflage

INHALTSVERZEICHNIS

| | Seite |
|---|-----------|
| I. Niederfrequenz-Verstärker | 1 |
| Die Transistor-Grundsaltungen | 1 |
| Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern bei verschiedenen Batteriespannungen und für verschiedene Ausgangsleistungen. | 3 |
| Gegentaktendstufe $2 \times$ TF 66 mit Treiberstufe TF 65 für Batteriespannungen von 3 bis 15 V und Ausgangsleistungen von 200 bis 500 mW | 5 |
| Gegentaktendstufe $2 \times$ TF 78 mit Treiberstufe TF 66 und Vorstufe TF 65 für Batteriespannungen von 4,5 bis 15 V und Ausgangsleistungen von 0,5 bis 3 W | 7 |
| Gegentaktendstufe $2 \times$ TF 80 mit Treiberstufe TF 78 und Vorstufe TF 65 für Batteriespannungen von 7 bis 24 V und Ausgangsleistungen von 5 bis 25 W | 10 |
| Gegentaktendstufe $2 \times$ TF 90 mit Treiberstufe TF 80 und Vorstufen TF 78, TF 66 und TF 65 für Batteriespannungen von 7 und 14 V und Ausgangsleistungen von 25 und 50 W | 13 |
| Thermische Stabilität und Kompensation der Arbeitspunktwanderung | 16 |
| Stereo-Verstärker für Schallplattenwiedergabe Betriebsspannung 14 V Ausgangsleistung 2 W | 17 |
| Mikrophonverstärker Batteriespannung 3 V Klirrfaktor $< 1\%$ | 19 |
| Verstärker für Tonbandgerät mit Entzerrung für die Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 19 cm/s | 19 |
| Gemischt bestückter NF-Verstärker mit ECF 83 und $2 \times$ TF 80/30 Ausgangsleistung 6 W | 23 |
| Gemischt bestückter NF-Verstärker mit ECF 83 und TF 80/30 im Eintakt-A-Betrieb Ausgangsleistung 2,5 W | 26 |
| Photoverstärker für Lichtton-Abtastung Grenzfrequenz 15 kHz | 26 |
| II. Transistoren in Rundfunkschaltungen | 28 |
| Kleinstempfänger in Reflexschaltung | 28 |

| | Seite |
|---|--------------|
| Transistor-Super für Mittelwellenempfang für Batterie- und Netzbetrieb | 29 |
| Ausgangsleistung 400 mW | |
| FM Sender für 5,5 MHz | 33 |
| Modulationsfrequenz 800 Hz | |
| III. Zerhacker mit Transistoren | 35 |
| Gegentaktzerhacker mit hoher Ausgangsspannung | 35 |
| Gegentaktschaltung mit $2 \times$ TF 80/30 | |
| Ausgangsspannung 20 kV | |
| Ausgangsleistung 5 W | |
| Leistungszerhacker für hohe Betriebsspannung | 37 |
| Gegentaktschaltung mit $2 \times$ TF 80/60 | |
| Betriebsspannung 60 V | |
| Ausgangsleistung 60 W | |
| Leistungszerhacker für eine Batteriespannung von 110 V | 38 |
| Gegentaktschaltung mit $4 \times$ TF 80/60 | |
| Ausgangsleistung etwa 100 W | |
| Gegentaktzerhacker mit hoher Ausgangsleistung | 40 |
| Gegentaktschaltung mit $2 \times$ TF 90 | |
| Batteriespannung 6 V | |
| Ausgangsleistung 50 W | |
| Blitzlichtgerät mit Transistoren | 41 |
| Eintaktsperrwandler mit TF 80/30 | |
| Batteriespannung 10 V | |
| Wiederbereitschaftszeit 8 s | |
| IV. Transistor-Oszillatoren | 44 |
| RC-Generator | 44 |
| Frequenzbereich 3 Hz bis 30 kHz | |
| Drehstromgenerator | 46 |
| Batteriespannung 24 V | |
| Ausgangsleistung 30 W | |
| Schwingfrequenz 400 Hz | |
| V. Transistoren als gesteuerte Gleichrichter | 48 |
| Netzspannung 220 V | |
| Ausgangsspannung 6 V | |
| Ausgangsleistung 83 W | |

| | Seite |
|---|-----------|
| VI. Multivibratoren und Anordnungen zur Relaisverzögerung | 50 |
| Relais mit Anzugverzögerung | 50 |
| Relais mit Abfallverzögerung | 52 |
| Einfache Verzögerungsschaltungen | 53 |
| Einschaltverzögerung | 53 |
| Ausschaltverzögerung | 54 |
| Relaisverzögerung mit Thernewid-Heißleitern | 56 |
| Anzugverzögerung | |
| Abfallverzögerung | |
| Multivibratoren mit Komplementärtransistoren | 57 |
| Periodischer Schalter mit den Transistoren TF 65 | 57 |
| Periodischer Schalter mit den Transistoren TF 65 und TF 78 | 59 |
| Blinker | 60 |
| Batteriespannung 6 V | |
| Schaltleistung 35 W | |
| mit dem Transistor TF 90 | |
| Blinker | 60 |
| mit dem Transistor TF 80 | |
| VII. Steuerschaltungen mit Halbleiter-Bauelementen | 62 |
| Hochempfindliche photoelektrische Steuerschaltung | 62 |
| für Wechsellicht 50 Hz | |
| Empfindlichkeit 50 nA effektiver Photostrom | |
| Geschwindigkeits-Kontrollgerät | 62 |
| Doppellichtschranke mit Photodioden TP 50 | |
| Steuerschaltung mit sich überschneidendem Ansprech- und Abfallpegel | 64 |
| Batteriespannung 11,5 bis 14 V | |
| Elektronische Überwachung von Temperaturen für mehrere Meßstellen | 67 |
| Integralregler zur Steuerung einer Heizung | 67 |
| Periodisches Einschalten des Heizkörpers | |
| Gleichstromverstärker geeignet als Meßverstärker | 70 |
| mit Plus-Minus-Anzeige | |
| VIII. Geregelte Netzgeräte mit Transistoren | 73 |
| Netzgerät mit doppelter Regelung | 73 |
| Ausgangsspannung 0,1 bis 15 V stufenlos einstellbar | |
| max. Ausgangsstrom 8 A | |

| | Seite |
|---|--------------|
| Elektronische Sicherung | 77 |
| flinke Sicherung für Netzgerät nach Bild 39 | |
| Netzgerät mit einfacher Regelung | 78 |
| Ausgangsspannung regelbar zwischen 10 und 20 V max. Ausgangsstrom 2 A | |
| Netzgerät für eine feste Ausgangsspannung | 78 |
| max. Ausgangsstrom 1 A | |
| Stromkonstantgerät | 78 |
| IX. Kippteil für einen Elektronenstrahl-Oszillographen, getriggert | 80 |

NF-Verstärker mit Transistoren

Die hervorragenden Eigenschaften der Transistoren, wie Betriebssicherheit, hohe Lebensdauer, Verwendbarkeit mit gutem Wirkungsgrad auch bei niedrigen Speisespannungen sind Gründe dafür, daß diese Bauteile immer weiteren Eingang in die Schaltungstechnik finden.

Es sollen deshalb die wesentlichen Eigenschaften der drei Grundschaltungen Emitter, Kollektor- und Basisschaltung mit ihren spezifischen Anwendungsfällen kurz behandelt werden.

Die gebräuchlichste Schaltungsart in NF-Verstärkern mit Flächentransistoren ist die **Emitterschaltung** (Bild 1a). Ein verhältnismäßig kleiner Basisstrom steuert einen um den Faktor der Stromverstärkung größeren Kollektorstrom. Mit ihm und mit der Größe des Arbeitswiderstandes wächst die Höhe der dadurch hervorgerufenen Spannungsänderung am Ausgang. Der Vergrößerung des Arbeitswiderstandes setzt aber der Ausgangswiderstand des Transistors eine Grenze, da dieser für Wechselströme parallel geschaltet ist. In der Emitterschaltung ist der Ausgangswiderstand sehr groß im Vergleich zum Eingangswiderstand. Neben der Stromverstärkung ist daher auch eine Spannungsverstärkung erzielbar. Die Emitterschaltung ergibt also eine große Leistungsverstärkung. Sie wird überall dort angewendet, wo in erster Linie eine hohe Verstärkung erwünscht ist.

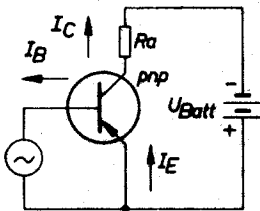


Bild 1 a

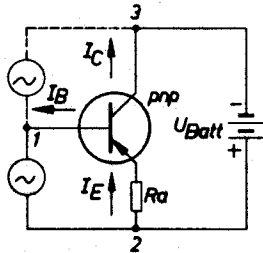


Bild 1 b

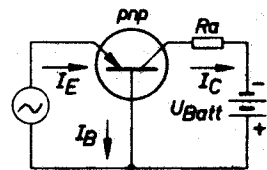


Bild 1 c

Das Bild 1b zeigt das Prinzip der **Kollektorschaltung**. Es ist völlig gleichgültig, ob die Ansteuerung hier zwischen den Punkten 1 und 2 oder zwischen 1 und 3 erfolgt, da die Punkte 2 und 3 für Wechselströme über die Batterie kurzgeschlossen sind. Die Eingangs- und Ausgangswiderstände verhalten sich genau entgegengesetzt der Basisschaltung. Der Eingang ist hochohmig im Vergleich zum Ausgang. Der hohe Eingangswiderstand erklärt sich wie folgt: Der Steuerstrom I_b bewirkt über die Stromverstärkung am Arbeitswiderstand R_a (Bild 1b) einen Spannungsabfall von der Größe $U_a = \beta \cdot I_b \cdot R_a$, wobei $\beta = I_c / I_b$ die Stromver-

stärkung des Transistors ist. Dieser Basisstrom kann nur dann fließen, wenn am Eingang eine Steuerspannung $U_{St} = U_a + U_{be}$ liegt; dabei ist U_{be} die Spannung zwischen Emitter und Basis bei einem bestimmten Wert von I_b und hat dieselbe Größe wie in Emitterschaltung. Um also in Kollektorschaltung denselben Strom I_c zu steuern wie in Emitterschaltung, ist eine um den Wert von U_a höhere Steuerspannung notwendig und der Eingangswiderstand steigt zwangsläufig um den Wert.

$$\frac{U_a}{I_b} = \frac{I_c \cdot R_a}{I_b} = \beta \cdot R_a \approx B \cdot R_a$$

also um das Produkt aus Stromverstärkung und Arbeitswiderstand. Bei üblichen Aussteuerungen kann die differentielle Stromverstärkung mit genügender Genauigkeit gleichgesetzt werden der Großsignal-Stromverstärkung B .

Bei einem Arbeitswiderstand von 5 k Ω und einer Stromverstärkung von $\beta = 50$ kann man somit einen Eingangswiderstand von 250 k Ω erzielen und dabei eine ausreichende Anpassung z. B. an den Kristalltonarm eines Plattenspielers erreichen. Den Vorteil des in dieser Schaltung auftretenden niedrigen Ausgangswiderstandes ($R_{Ausz. \min} U_{be} / I_c$) macht man sich überall dort zunutze, wo lastunabhängige Ausgangsspannungen gefordert werden. Da in Kollektorschaltung die Steuerspannung $U_{St} = U_a + U_{be}$ immer größer ist als die Ausgangsspannung U_a , kann hier keine Spannungsverstärkung, sondern nur eine Stromverstärkung erzielt werden. Die Leistungsverstärkung ist entsprechend gering, und man bezeichnet diese Stufen daher vielfach als Impedanzwandler.

Für NF-Verstärker ist die **Basisschaltung** (Bild 1c) wegen ihres sehr kleinen Eingangswiderstandes und ihrer ebenfalls geringen Leistungsverstärkung von untergeordneter Bedeutung. Für alle Flächentransistoren gilt die Stromgleichung $I_e = I_c + I_b$. Der Emitterstrom I_e ist also der größte Strom. Da nun in der Basisschaltung am Emitter gesteuert wird, ist die Stromverstärkung kleiner als 1, tatsächlich erreicht man Werte von $\alpha = 0,95$ bis 0,99. Die Spannung U_{eb} , die für einen bestimmten Wert von I_c erforderlich ist, hat wieder die gleiche Größe wie in Emitter- und Kollektorschaltung. Der Steuerstrom I_e ist jedoch in der Basisschaltung um den Faktor $(\beta + 1)$ größer. Der Eingangswiderstand ist

$$R_{eb} = \frac{U_{eb}}{I_e} = \frac{U_{eb}}{I_b (\beta + 1)}$$

und somit um den Faktor $(\beta + 1)$ kleiner als in Emitterschaltung. Der Ausgangswiderstand ist um den Faktor β höher als in Emitterschaltung und damit sehr groß im Vergleich zum Eingangswiderstand. Die auftretende Verstärkung ist eine reine Spannungsverstärkung.

Wegen der gegenüber der Emitterschaltung um den Faktor β höher liegenden Grenzfrequenz des Transistors in Basisschaltung wird diese oft in HF-Oszillatoren angewendet.

Zusammenfassend sind hier noch einmal die wesentlichen Merkmale der 3 Schaltungsarten zusammengefaßt.

| Schaltungsart | Eingangswiderstand | Ausgangswiderstand | verstärkt |
|--------------------|--------------------|--------------------|---|
| Emitterschaltung | mittel | groß | Strom u. Spannung größte Leistungs- verstärkung |
| Kollektorschaltung | groß | klein | Strom |
| Basisschaltung | klein | sehr groß | Spannung |

Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern bei verschiedenen Batteriespannungen und für verschiedene Ausgangsleistungen.

Auf den folgenden Seiten sind Angaben über eine Anzahl erprobter NF-Verstärker mit den vorhandenen Siemens-NF-Transistoren zusammengestellt. Die angegebenen Ausgangsleistungen entsprechen nicht immer den mit dem jeweiligen Transistorpaar erzielbaren Maximalwerten, vielmehr sind sie zusammen mit den Batteriespannungen so variiert, daß für alle Anwendungen ein passendes Beispiel gefunden werden kann. Die Ausgangsleistungen reichen von 0,2 W bis 50 W und die Batteriespannungen von 3 V bis 24 V.

Bei der Dimensionierung der Verstärker ist ein günstiger Kompromiß zwischen Verstärkung und Klirrfaktor angestrebt, d. h. es ist jeweils eine entsprechende Gegenkopplung vorgesehen.

Da nicht bei allen Beispielen die Endstufen-Transistoren voll ausgelastet werden, sind auch die höchsten zulässigen Umgebungstemperaturen, bis zu denen der Verstärker betrieben werden darf, verschieden.

Der in den Tabellen angegebene Temperaturwert $T_{G\max}$ entspricht jener Temperatur, die am Gehäuse des Transistors nach Erreichen des Endzustandes vorhanden sein darf. Je nach der Größe des Chassis muß die Umgebungstemperatur noch unter diesem Wert liegen.

Als Kerne für die Übertrager werden Mantelkerne verwendet, weil diese sehr gute Wirkungsgrade ermöglichen. Die Zeichen \times und $=$ bedeuten wechselsinnige bzw. gleichsinnige Schichtung der Bleche. Teilweise treten Bezeichnungen wie z. B. $4 \times 1/4 =$ oder $2 \times 1/2 =$ auf, d. h.: gleichsinnig geschichtete Pakete von $1/4$ bzw. $1/2$ der Pakethöhe werden gegensinnig angeordnet. Auf diese Weise kann man bei Blechen mit

0,5 mm Luftspalt Spaltbreiten zwischen 0,5 mm und 0 einstellen.

Für die Endstufen sind gepaarte Transistoren vorgesehen.

Die Gegentaktwicklungen der Übertrager sollen möglichst symmetrisch sein. Deshalb sind alle mit dem Zeichen bif. (bifilar) versehenen Wicklungen zweidrähtig zu wickeln und dann hintereinanderschalten. Aus der Zahlenfolge der mit n_1 , n_2 , n_3 usw. bezeichneten Wicklungen ist die Reihenfolge ersichtlich, in der die Wicklungen aufgebracht werden müssen, d. h. n_1 liegt ganz innen, darauf folgen n_2 , n_3 usw. Bei bifilaren Wicklungen müssen wie oben angegeben die beiden Wicklungen (z. B. $n_1 = n_2$) gleichzeitig aufgebracht werden. Der in den Tabellen angegebene Widerstand R_{CC} ist der Anpassungswiderstand zwischen den beiden Kollektoren der Transistoren, der bei gegebenem Lautsprecherwiderstand das Übertragungsverhältnis des Ausgangsübertragers bestimmt. Anstelle des überall angegebenen Lautsprechers mit einem Widerstand von 5Ω kann auch einer mit einem Anpaßwiderstand von der Größe R_{CC} direkt zwischen die beiden Kollektoren der Gegentakt-Transistoren angeschlossen werden. Es ist dann immer eine etwas größere Ausgangsleistung erzielbar, und in manchen Fällen kann ein kleinerer Ausgangstransformator gewählt werden.

In den nachstehenden Schaltungen sind die verschiedensten Methoden der Temperaturstabilisierung und Kompensation angewendet. Im Anschluß an die Tabellen werden diese beschrieben.

Gegentaktendstufe 2 X TF 66 mit Treiberstufe TF 65 (Bild 2)

| | | | | | | | | |
|-------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------------|
| U_{Batt} | 3 | 4,5 | 6 | 6 | 9 | 12 | 15 | V |
| N_s an R_s | 200 | 300 | 300 | 500 | 500 | 500 | 500 | mW |
| R_s | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | Ω |
| R_{CC} | 75 | 110 | 130 | 120 | 200 | 355 | 530 | Ω |
| U_{Eing} | 200 | 200 | 200 | 200 | 200 | 200 | 200 | mV |
| R_{Eing} | 8 | 8 | 8 | 8 | 5 | 5 | 5 | k Ω |

| | | | | | | | | |
|--------------------|------------------|------|------|-----|------|-----|------|-----------------|
| Tr 2 | M 30/10 | | | | | | | |
| Mat. | Dyn. Bl. IV/0,35 | | | | | | | |
| Luftsp. | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | mm |
| Schichtg. | X | X | X | X | X | X | X | |
| $n_1 = n_2$ (bif.) | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | Wdg. |
| $d_1 = d_2$ | 0,38 | 0,38 | 0,38 | 0,4 | 0,38 | 0,3 | 0,26 | CuL \emptyset |
| $n_3 = n_4$ (bif.) | 140 | 182 | 198 | 192 | 265 | 370 | 475 | Wdg. |
| $d_3 = d_4$ | 0,32 | 0,27 | 0,26 | 0,3 | 0,23 | 0,2 | 0,18 | CuL \emptyset |

| | | | | | | | | |
|--------------------|------------------|------|------|------|------|------|------|-----------------|
| Tr 1 | M 30/7 | | | | | | | |
| Mat. | Dyn. Bl. IV/0,35 | | | | | | | |
| Luftsp. | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | mm |
| Schichtg. | X | X | X | X | X | X | X | |
| $n_1 = n_2$ (bif.) | 620 | 520 | 900 | 530 | 650 | 700 | 850 | Wdg. |
| $d_1 = d_2$ | 0,13 | 0,14 | 0,11 | 0,14 | 0,13 | 0,12 | 0,1 | CuL \emptyset |
| n_3 | 130 | 110 | 90 | 100 | 60 | 60 | 60 | Wdg. |
| d_3 | 0,11 | 0,09 | 0,1 | 0,09 | 0,11 | 0,09 | 0,09 | CuL \emptyset |
| n_4 | 2100 | 2650 | 2800 | 3100 | 2000 | 2600 | 2700 | Wdg. |
| d_4 | 0,11 | 0,09 | 0,1 | 0,09 | 0,11 | 0,09 | 0,09 | CuL \emptyset |

| | | | | | | | | |
|------------------------|-----|-----|-----|-----|------|------|-----|------------|
| Widerstände | | | | | | | | |
| R_1 | — | — | — | — | 15 | 15 | 15 | k Ω |
| R_2 etwa | 120 | 180 | 250 | 250 | 40 | 60 | 70 | k Ω |
| R_3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1,25 | 1,25 | 2 | k Ω |
| R_4 | 1,5 | 2,5 | 4 | 4 | 5 | 7 | 9 | k Ω |
| R_5 (Thernewid K 11) | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | Ω |
| R_6 (var.) | 200 | 200 | 200 | 200 | 200 | 200 | 200 | Ω |
| R_7 | 0 | 0 | 7 | 0 | 10 | 15 | 25 | Ω |

Kondensatoren

| | | | | | | | | |
|---------------------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|---------------|
| C_1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | μF |
| C_2 | — | — | — | — | 25 | 25 | 25 | μF |
| $I_{\text{C Ruhe}}$ | etwa | 2 x 2 | 2 x 2 | 2 x 2 | 2 x 2 | 2 x 2 | 2 x 2 | mA |

| U_{Batt} | | 3 | 4,5 | 6 | 6 | 9 | 12 | 15 | V |
|----------------------------|-----------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|--------------------|
| I_{C1} | \leq | 1,5 | 1,5 | 1,5 | 1,5 | 1,5 | 1,5 | 1,5 | mA |
| $-U_{E1}$ | etwa | 0 | 0 | 0 | 0 | 2 | 2 | 3 | V |
| $k(N_{s, \text{max}})$ | \leq | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | % |
| $k(1/2 N_{s, \text{max}})$ | etwa | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | % |
| $T_{G \text{ max}}$ | T_s, T_s^{**} | 60 | 60 | 60 | 45 | 45 | 45 | 40 | $^{\circ}\text{C}$ |

Transistoren

| | | | | | | | |
|--------------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|----------|
| T_1 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65/30 | TF 65/30 |
| T_2, T_3^* | TF 66 | TF 66 | TF 66 | TF 66 | TF 66 | TF 66/30 | TF 66/30 |

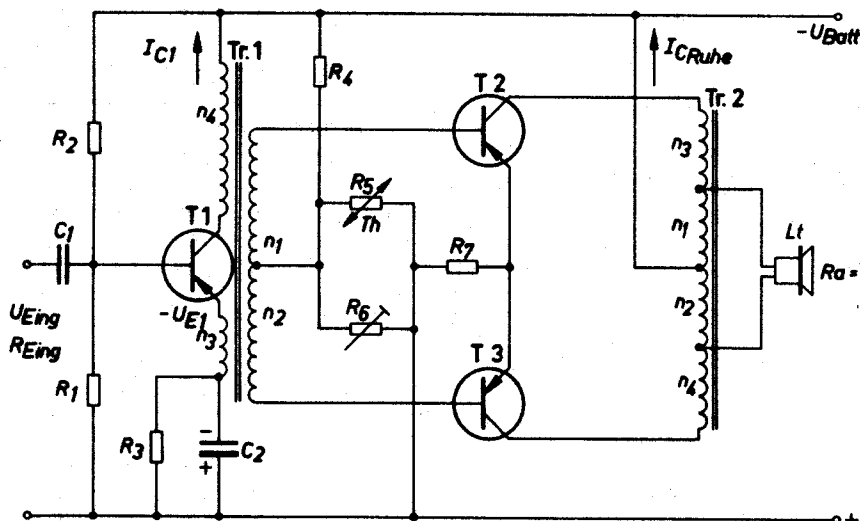


Bild 2

* Die Transistoren sind mit Khlschellen auf Alu-Blech 1 mm mindestens je 20 cm² zu montieren.

** $T_{G \text{ max}}$ = höchstzulässige Temperatur gemessen an der Metallkappe des Transistors nach Erreichen des Endzustandes.

Gegentaktendstufe 2 × TF 78 mit Treiberstufe TF 66 und Vorstufe TF 65

(Bild 3)

| | | | | | | | | | |
|-------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------------|
| U_{Batt} | 4,5 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 | V |
| N_s (an R_s) | 0,5 | 1 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 3 | W |
| R_s | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | Ω |
| R_{CC} | 66 | 58 | 130 | 67 | 235 | 78 | 365 | 120 | Ω |
| U_{Eing} | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | mV |
| R_{Eing} | 3 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | k Ω |

| | | | | | | | | | |
|--------------------|------------------|------|-----|-----|------|-----|-----|-----|-------|
| Tr 2 | M 42/15 | | | | | | | | |
| Mat. | Dyn. Bl. IV/0,35 | | | | | | | | |
| Luftsp. | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | mm |
| Schichtg. | × | × | × | × | × | × | × | × | |
| $n_1 = n_2$ (bif.) | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | Wdg. |
| $d_1 = d_2$ | 0,8 | 0,8 | 0,8 | 0,8 | 0,8 | 0,8 | 0,8 | 0,8 | Cul Ø |
| $n_3 = n_4$ (bif.) | 90 | 85 | 150 | 95 | 225 | 108 | 278 | 143 | Wdg. |
| $d_3 = d_4$ | 0,55 | 0,55 | 0,4 | 0,5 | 0,35 | 0,5 | 0,3 | 0,4 | Cul Ø |

| | | | | | | | | | |
|--------------------|------------------|------|------|------|------|------|------|------|-------|
| Tr 1 | M 30/7 | | | | | | | | |
| Mat. | Dyn. Bl. IV/0,35 | | | | | | | | |
| Luftsp. | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | mm |
| Schichtg. | × | × | × | × | × | × | × | × | |
| n_1 | 185 | 136 | 160 | 100 | 315 | 130 | 360 | 160 | Wdg. |
| d_1 | 0,1 | 0,1 | 0,1 | 0,12 | 0,07 | 0,1 | 0,06 | 0,1 | Cul Ø |
| $n_2 = n_3$ (bif.) | 280 | 230 | 250 | 225 | 275 | 210 | 265 | 210 | Wdg. |
| $d_2 = d_3$ | 0,16 | 0,16 | 0,16 | 0,18 | 0,16 | 0,18 | 0,16 | 0,18 | Cul Ø |
| n_4 | 1480 | 1360 | 1600 | 1000 | 3150 | 1350 | 3600 | 1600 | Wdg. |
| d_4 | 0,1 | 0,12 | 0,1 | 0,12 | 0,07 | 0,1 | 0,06 | 0,1 | Cul Ø |

Widerstände

| | | | | | | | | | | |
|---------------------------|------|-----|-----|------|------|------|------|------|------|------------|
| R_1 | etwa | 150 | 300 | 300 | 300 | 500 | 500 | 500 | 500 | k Ω |
| R_2 | | 1,5 | 3 | 3 | 3 | 5 | 5 | 5 | 5 | k Ω |
| R_3 | | 50 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | Ω |
| R_4 | etwa | 65 | 65 | — | — | — | — | — | — | k Ω |
| R_5 | | — | — | 18 | 16 | 27 | 25 | 30 | 18 | k Ω |
| R_6 | | — | — | 10 | 10 | 10 | 10 | 15 | 10 | k Ω |
| R_7 | | 200 | 200 | 200 | 200 | 250 | 250 | 300 | 300 | Ω |
| R_8 | | 0 | 0 | 2000 | 750 | 2500 | 1000 | 5000 | 2500 | Ω |
| R_9 | | 500 | 750 | 1200 | 1200 | 1500 | 1500 | 2000 | 2000 | Ω |
| R_{10} | | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | Ω |
| R_{11} (Thernewid K 15) | | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | Ω |

| U_{Batt} | 4,5 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 | V |
|---|-------|-------|-------|-------|----------|----------|----------|----------|--------------------|
| Kondensatoren | | | | | | | | | |
| C_1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | μF |
| C_2 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | μF |
| C_3 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | μF |
| C_4 | — | — | 25 | 25 | 25 | 25 | 25 | 25 | μF |
| $I_{C \text{ Ruhe}}$ | etwa | 2x10 | 2x10 | 2x10 | 2x10 | 2x10 | 2x10 | 2x10 | mA |
| $I_{C2} \leq$ | | 1,5 | 2 | 1,25 | 3,5 | 1 | 2,5 | 1 | 2 |
| $-U_{E2}$ | etwa | 0 | 0 | 3 | 3 | 3 | 3 | 5 | 5 |
| $-U_{C1}$ | etwa | 2,5 | 3,5 | 4,5 | 4,5 | 6 | 6 | 7,5 | 7,5 |
| $k(N_{a \text{ max}}) \leq$ | | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | % |
| $k(1/2 N_{a \text{ max}}) \text{ etwa}$ | | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | % |
| $T_{G \text{ max}} T_3, T_4$ | | 73 | 72 | 72 | 67 | 70 | 65 | 70 | 65 |
| | | | | | | | | | $^{\circ}\text{C}$ |
| Transistoren | | | | | | | | | |
| U_{Batt} | 4,5 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 | V |
| T_1 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65 | TF 65 |
| T_2 | TF 66 | TF 66 | TF 66 | TF 66 | TF 66/30 | TF 66/30 | TF 66/30 | TF 66/30 | TF 66/30 |
| T_3, T_4 | TF 78 | TF 78 | TF 78 | TF 78 | TF 78/30 | TF 78/30 | TF 78/30 | TF 78/30 | TF 78/30 |

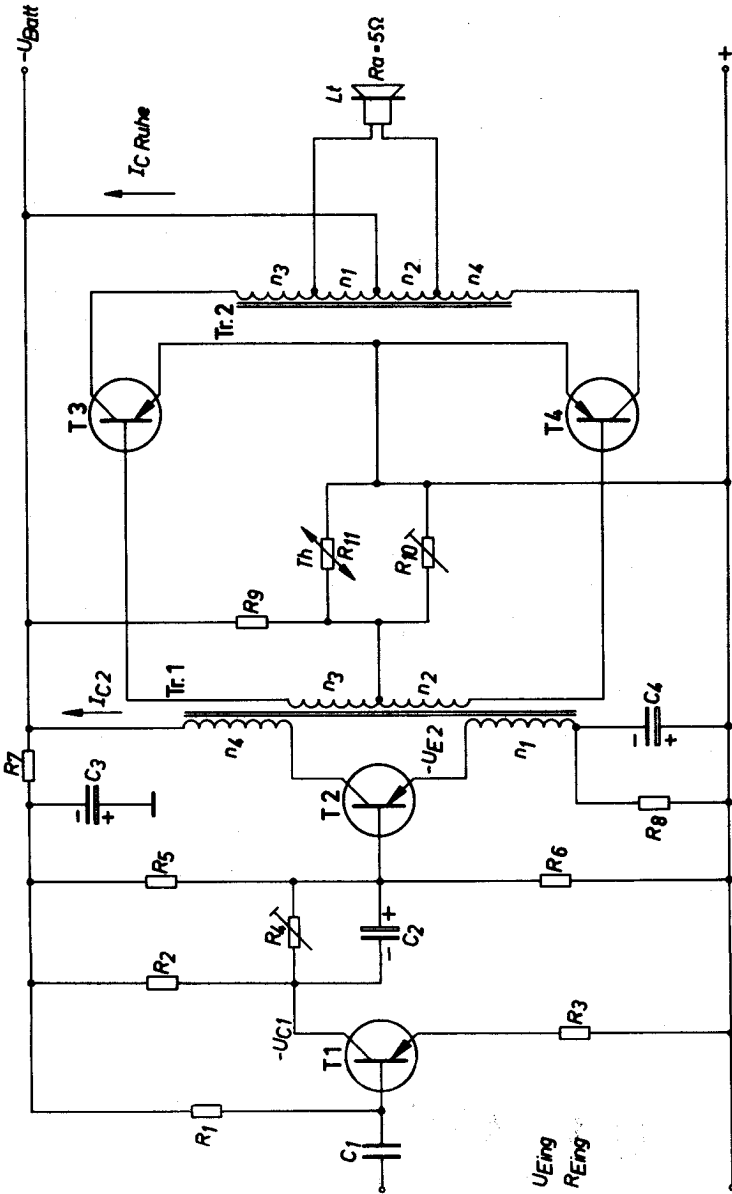


Bild 3

Gegentaktendstufe 2 × TF 80 mit Treiberstufe TF 78 und Vorstufe TF 65 (Bild 4)

| | | | | | | |
|--------------------|--|----------|----------|----------|----------|-----------------|
| U_{Batt} | 7 | 14 | 14 | 24 | 24 | V |
| N_a (an R_a) | 5 | 5 | 12 | 10 | 25 | W |
| R_a | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | Ω |
| R_{CC} | 17 | 62 | 25 | 100 | 38 | Ω |
| U_{Eing} | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | mV |
| R_{Eing} | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | k Ω |
| Tr 2 | M 42/15 | M 42/15 | M 55/20 | M 55/20 | M 65/27 | |
| Mat. | Dyn. Bl. | Dyn. Bl. | Dyn. Bl. | Dyn. Bl. | Dyn. Bl. | |
| | IV/0,35 | IV/0,35 | IV/0,35 | IV/0,35 | IV/0,35 | |
| Luftsp. | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | mm |
| Schichtg. | × | × | × | × | × | |
| $n_1 = n_2$ (bif.) | 8 | 16 | 12 | 10 | 8 | Wdg. |
| $d_1 = d_2$ | 0,8 | 0,5 | 0,8 | 0,55 | 1,2 | CuL \emptyset |
| $n_3 = n_4$ (bif.) | 41 | 65 | 54 | 48 | 50 | Wdg. |
| $d_3 = d_4$ | 0,8 | 0,5 | 0,8 | 1,0 | 1,2 | CuL \emptyset |
| $n_5 = n_6$ (bif.) | 26 | 144 | 52 | 152 | 78 | Wdg. |
| $d_5 = d_6$ | 0,8 | 0,5 | 0,8 | 0,55 | 1,2 | CuL \emptyset |
| Tr 1 | M 42/15 | M 42/15 | M 42/15 | M 42/15 | M 42/15 | |
| Mat. | Dyn. Bl. | Dyn. Bl. | Dyn. Bl. | Dyn. Bl. | Dyn. Bl. | |
| | IV/0,35 | IV/0,35 | IV/0,35 | IV/0,35 | IV/0,35 | |
| Luftsp. | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | mm |
| Schichtg. | $4 \times \frac{1}{4} = 4 \times \frac{1}{4} = 2 \times \frac{1}{2} = 4 \times \frac{1}{4} = 2 \times \frac{1}{2} =$ | | | | | |
| n_1 | 62 | 150 | 100 | 50 | 150 | Wdg. |
| d_1 | 0,4 | 0,18 | 0,28 | 0,18 | 0,2 | CuL \emptyset |
| $n_2 = n_3$ (bif.) | 100 | 240 | 200 | 200 | 210 | Wdg. |
| $d_2 = d_3$ | 0,45 | 0,35 | 0,4 | 0,35 | 0,38 | CuL \emptyset |
| n_4 | 310 | 1350 | 700 | 1850 | 1150 | Wdg. |
| d_4 | 0,4 | 0,18 | 0,28 | 0,18 | 0,2 | CuL \emptyset |
| Widerstände | | | | | | |
| R_1 | 100 | 200 | 200 | 400 | 400 | k Ω |
| R_2 | 10 | 10 | 10 | 20 | 20 | k Ω |
| R_3 | 700 | 500 | 500 | 2000 | 2000 | Ω |
| R_4 | 300 | 500 | 500 | 0 | 0 | Ω |
| R_5 (var.) | 10 | 70 | 25 | — | — | k Ω |
| R_6 | 60 | 60 | 60 | 60 | 60 | Ω |
| R_7 | — | — | — | 5 | 4 | k Ω |
| R_8 | — | — | — | ca. 15 | ca. 12,5 | k Ω |
| R_9 | 200 | 200 | 200 | 500 | 500 | Ω |

| U_{Batt} | 7 | 14 | 14 | 24 | 24 | V |
|------------------------------|--------------------|---------------|---------------|-----------------|---------------|--------------------|
| R_{10} | 0 | 0 | 0 | 800 | 220 | Ω |
| R_{11} | 80 | 160 | 160 | 400 | 400 | Ω |
| R_{12} (Thernewid K 15) | 4 | 4 | 4 | 4 | 4 | Ω |
| R_{13} (var.) | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | Ω |
| Kondensatoren | | | | | | |
| C_1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | μF |
| C_2 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | μF |
| C_3 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | μF |
| C_4 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | μF |
| C_5 | 0 | 0 | 0 | 50 | 50 | μF |
| $I_{C \text{ Ruhe}}$ | etwa 2×20 | 2×15 | 2×15 | $2 \times 12,5$ | 2×10 | mA |
| I_{C2} | ≤ 35 | 7 | 22 | 5 | 18 | mA |
| $-U_{E2}$ | 0 | 0 | 0 | 4 | 4 | V |
| $-U_{C1}$ | 3 | 6 | 6 | 8 | 8 | V |
| $k(N_{s \text{ max}})$ | ≤ 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | % |
| $k(1/2 N_{s \text{ max}})$ | etwa 4 | 4 | 5 | 4 | 5 | % |
| $T_{G \text{ max}} T_3, T_4$ | 65 | 65 | 60 | 62 | 50 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Transistoren | | | | | | |
| T_1 | TF 66 | TF 66 | TF 66 | TF 66/30 | TF 66/30 | |
| T_2 | TF 78 | TF 78/30 | TF 78/30 | TF 78/60 | TF 78/60 | |
| T_3, T_4 | TF 80 | TF 80/30 | TF 80/30 | TF 80/60 | TF 80/60 | |

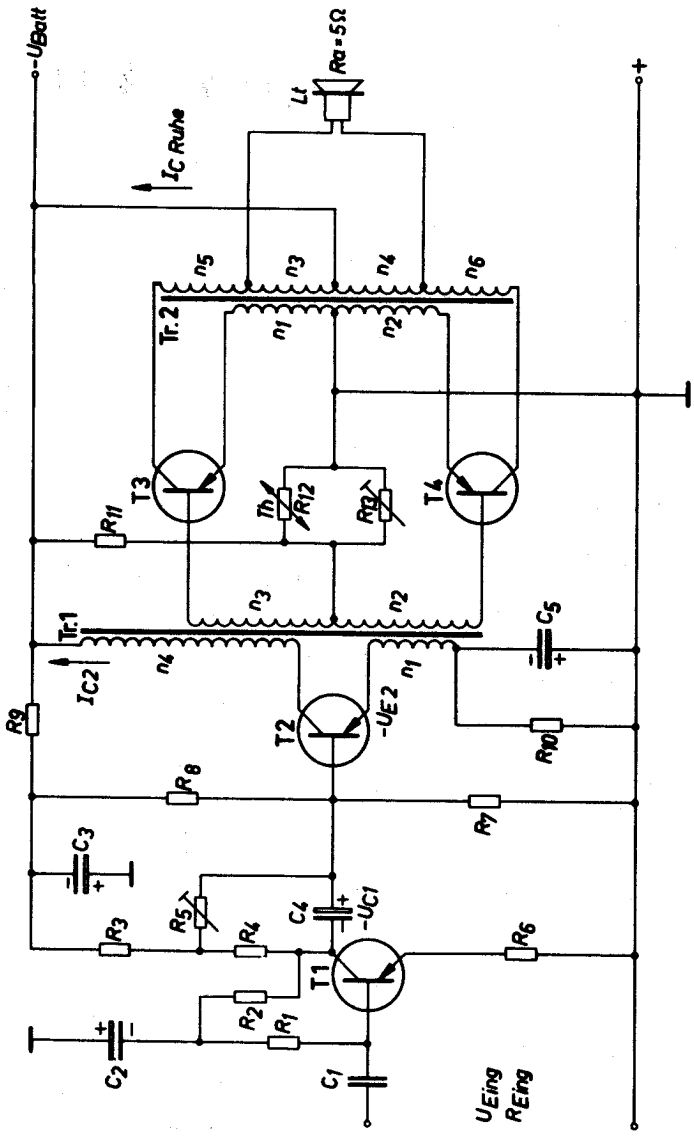


Bild 4

**Gegentaktendstufe 2 × TF 90 mit Treiberstufe TF 80 und Vorstufen
TF 78, TF 66 und TF 65 (Bild 5)**

| | | | |
|--------------------|--------------------------|--------------------------|-----------------|
| U_{Batt} | 7 | 14 | V |
| N_a (an R_a) | 25 | 50 | W |
| R_a | 2,7 | 6 | Ω |
| R_{CC} | 2,7 | 6 | Ω |
| U_{Eing} | etwa 10 | 10 | mV |
| R_{Eing} | ≥ 100 | 100 | k Ω |
| Tr 2 | M 55/20 | M 65/27 | |
| Mat. | Dyn. Bl. IV/0,35 | Dyn. Bl. IV/0,35 | |
| Luftsp. | 0,5 | 0,5 | mm |
| Schichtg. | × | × | |
| $n_1 = n_2$ (bif.) | 10 | 7 | Wdg. |
| $d_1 = d_2$ | 1,1 | 1,5 | CuL \emptyset |
| $n_3 = n_4$ (bif.) | 50 | 68 | Wdg. |
| $d_3 = d_4$ | 1,1 | 1,5 | CuL \emptyset |
| Tr 1 | M 42/15 | M 42/15 | |
| Mat. | Dyn. Bl. IV/0,35 | Dyn. Bl. IV/0,35 | |
| Luftsp. | 0,5 | 0,5 | mm |
| Schichtg. | $4 \times \frac{1}{4} =$ | $4 \times \frac{1}{4} =$ | |
| n_1 | 32 | 70 | Wdg. |
| d_1 | 0,6 | 0,28 | CuL \emptyset |
| $n_2 = n_3$ (bif.) | 80 | 165 | Wdg. |
| $d_2 = d_3$ | 0,6 | 0,4 | CuL \emptyset |
| n_4 | 126 | 630 | Wdg. |
| d_4 | 0,6 | 0,28 | CuL \emptyset |
| Widerstände | | | |
| R_1 | 2 | 2 | M Ω |
| R_2 | 350 | 350 | k Ω |
| R_3 (Pot. log.) | 5 | 5 | k Ω |
| R_4 (var.) | 150 | 150 | k Ω |
| R_5 | 1 | 1 | k Ω |
| R_6 | 50 | 50 | Ω |
| R_7 (var.) | 20 | 40 | k Ω |
| R_8 | 5 | 5 | k Ω |
| R_9 | 100 | 100 | Ω |
| R_{10} | 120 | 120 | Ω |
| R_{11} | 20 | 20 | Ω |

| U_{Batt} | 7 | 14 | V |
|------------------------------|------------|----------|--------------------|
| R_{12} (var.) | 1,5 | 4 | k Ω |
| R_{13} | 25 | 50 | Ω |
| R_{14} (var.) | 1 | 1 | Ω |
| R_{15} (Thermewid K 15) | 4 4 | 4 4 | Ω |
| Kondensatoren | | | |
| C_1 | 0,1 | 0,1 | μF |
| C_2 | 5 | 5 | μF |
| C_3 | 25 | 25 | μF |
| C_4 | 100 | 100 | μF |
| C_5 | 100 | 100 | μF |
| C_6 | 500 | 500 | μF |
| $I_{C \text{ Ruhe}}$ | 2 x 150 | 2 x 30 | mA |
| I_{C4} | ≤ 300 | 120 | mA |
| $-U_{C3}$ | 3,5 | 7 | V |
| $-U_{C2}$ | 3,5 | 7 | V |
| $-U_{E1}$ | 3,5 | 7 | V |
| $k(N_{s \text{ max}})$ | ≤ 10 | 10 | % |
| $k(1/2 N_{s \text{ max}})$ | etwa 3,5 | 5 | % |
| $T_{G \text{ max}} T_s, T_e$ | 60 | 50 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Transistoren | | | |
| T_1 | TF 65 | TF 65 | |
| T_2 | TF 66 | TF 66 | |
| T_3 | TF 78 | TF 78 | |
| T_4 | TF 80 | TF 80/30 | |
| T_s, T_e | TF 90 | TF 90/30 | |

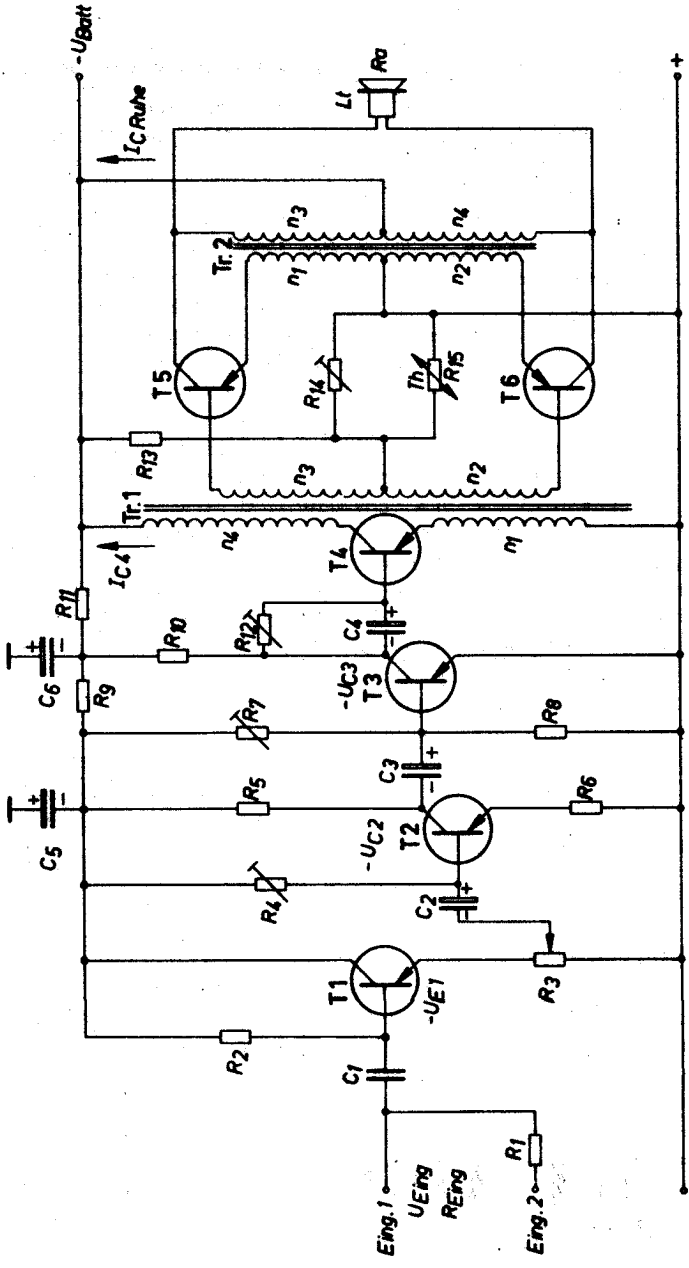


Bild 5

Thermische Stabilität und Kompensation der Arbeitspunktwanderung

Entsprechend der Temperaturabhängigkeit der Kenngrößen steigt der Kollektorstrom eines Transistors bei Temperaturerhöhung an. Dies kann eine Erhöhung der am Kollektor entstehenden Verlustleistung hervorrufen, was wiederum ein weiteres Ansteigen der Kristalltemperatur zur Folge hat. Unter ungünstigen Umständen kann diese Aufschaukelung zu einer Zerstörung des Transistors führen. Eine Möglichkeit, diesem Übel zu begegnen, besteht darin, für eine gute Wärmeableitung vom Gehäuse an die umgebende Luft, z. B. durch eine große, gut leitende Chassisfläche zu sorgen, die andere liegt in der Dimensionierung der Schaltung. Bei Verstärkern mit RC-Kopplung ist die Stabilität naturgemäß gegeben, weil für verzerrungsfreie Aussteuerung der Arbeitspunkt so eingestellt wird, daß etwa die halbe Batteriespannung an der Kollektor-Emitterstrecke des Transistors abfällt. Das Ansteigen des Stromes bedingt eine Verringerung der Kollektorspannung wegen der Vergrößerung des Spannungsabfalles am ohmschen Arbeitswiderstand.

Dabei wird die Verlustleistung im Transistor stets kleiner und kann zu keiner zusätzlichen Erhöhung der Kristalltemperatur führen.

In Stufen mit Übertragerkopplung liegt dagegen bei fehlender Aussteuerung häufig die volle Batteriespannung am Transistor. Hier ist es daher notwendig, ein Ansteigen des Kollektorstromes mit der Temperatur zu verhindern, damit die thermische Stabilität gewährleistet ist. Man spricht dann von einer Kompensation der Kollektorstromänderung oder von einer Stabilisierung des Arbeitspunktes.

Diese Kompensation ist jedoch auch bei jenen (thermisch stabilen) Stufen mit RC-Kopplung notwendig, die voll durchgesteuert werden sollen. Eine Verschiebung des Arbeitspunktes würde eine Verzerrung der NF-Spannung nach sich ziehen.

Es gibt 3 schaltungstechnische Möglichkeiten der Kompensation.

1. Stromgegenkopplung

Ein Gegenkopplungswiderstand in der Emitterleitung in Verbindung mit einem verhältnismäßig niederohmigen Spannungsteiler, der die Basisspannung festhält, bringt eine gute Kompensation der Kollektorstromänderung, allerdings in der Regel nur dann, wenn der Spannungsabfall an diesem Emitterwiderstand mehr als 1 V beträgt. Da dies nur in Vorstufen und bei ausreichend hoher Batteriespannung zulässig ist (Leistungsbilanz), wird dieses Verfahren fast ausschließlich dort angewendet. Der Widerstand kann mit einem Kondensator überbrückt werden, damit eine dynamische Gegenkopplung und die damit verbundene Verstärkungseinbuße vermieden wird.

2. Spannungsgegenkopplung

In Stufen mit ohmschen Arbeitswiderständen im Kollektorkreis wird der die Basisspannung festlegende Spannungsteiler mit dem Kollektor des Transistors verbunden. Ein Ansteigen des Kollektorstromes verringert die Spannung am Teiler und damit an der Basis. Diese teilweise Kompensation ist in vielen Fällen ausreichend, obwohl eine gewisse Arbeitspunktwanderung bleibt. Diese kann zur Arbeitspunktstabilisierung einer nachfolgenden Stufe mit Transformatorkopplung (Treiberstufe oder Endstufe) verwendet werden.

Die auftretende dynamische Gegenkopplung ist gering.

Für Endstufen mittlerer und größerer Leistung ist die Methode 1 im allgemeinen nicht brauchbar und die Methode 2 nicht ausreichend.

3. Kompensation mit Hilfe eines Halbleiters

Der Widerstand eines Halbleiters sinkt mit steigender Temperatur. Die Größe dieser Änderung wird durch den T_k -Wert als prozentuale Änderung je Temperatureinheit angegeben ($\%/^{\circ}\text{C}$). Setzt man einen Halbleiter in den positiven Zweig des Spannungsteilers (pnp-Transistor), dann verschiebt sich die Basisspannung bei Temperaturerhöhung im positiven Sinn. Der Basisstrom sinkt und ein Ansteigen des Kollektorstromes wird trotz größer werdender Stromverstärkung verhindert. Auf diese Weise können auch Endstufen großer Leistung bis zu hohen Umgebungstemperaturen ausreichend stabilisiert werden.

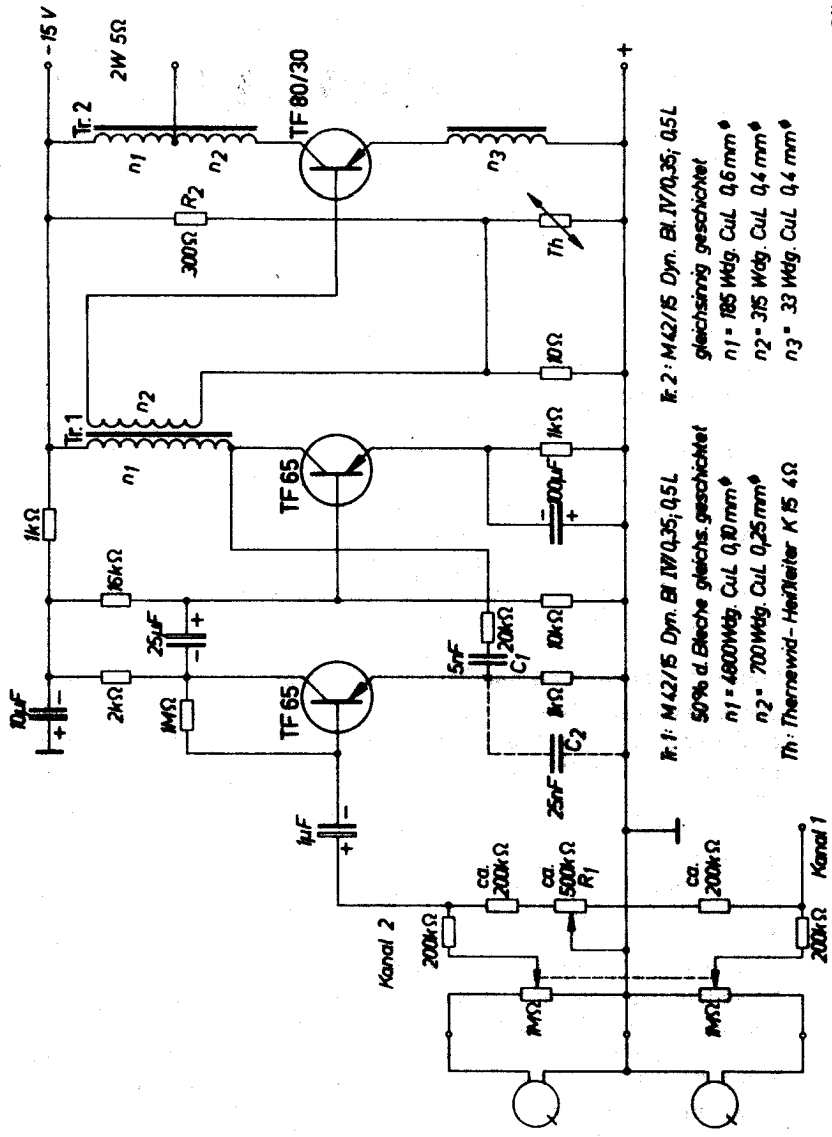
Stereo-Verstärker für Schallplattenwiedergabe

Der in Bild 6 gezeigte NF-Verstärker für Stereo-Wiedergabe besteht aus einem Balance-Regler und 2 gleichen dreistufigen NF-Verstärkern. Der Balance-Regler ermöglicht die gleichmäßige Einstellung der Lautstärke für beide Kanäle. Mit dem Widerstand R_1 können Unsymmetrien und Verstärkungsunterschiede innerhalb der beiden Übertragungswege ausgeglichen werden.

In der Eintakt-Endstufe der Schaltung wird je ein Transistor TF 80/30 verwendet. Der Arbeitspunkt ist mit Hilfe eines Thernewid* stabilisiert. Dadurch ist die Endstufe ebenso wie die beiden Vorstufen thermisch stabil bis zu einer Temperatur des Transistorgehäuses von 50°C . Der Ruhestrom des Transistors TF 80/30 muß mit dem Potentiometer R_2 auf 350 mA bei 20°C eingeregelt werden. Die tiefen Frequenzen sind gegenüber der Frequenz von 2 kHz durch den Kondensator C_1 um etwa 12 dB überhöht, die hohen Frequenzen können durch den gestrichelt eingetragenen Kondensator C_2 bei Bedarf um 6 dB angehoben werden.

* Eingetragenes Warenzeichen

Bild 6



Technische Daten

| | |
|------------------------------------|-------------------------|
| Betriebsspannung | 14 bis 15 V |
| Stromaufnahme je Kanal | etwa 470 mA |
| Eingangswiderstand | > 500 k Ω |
| Eingangsspannung für $N_s = 1,5$ W | etwa 350 mV |
| Maximale Ausgangsleistung | 2 W an $R_s = 5 \Omega$ |
| Klirrfaktor bei 800 Hz | |
| bei $N_s = 2$ W | etwa 10 % |
| bei $N_s = 500$ mW | etwa 2 % |
| Leistungsverstärkung | 70 dB |
| Frequenzbereich | 50 Hz bis 12 kHz |

Mikrophonverstärker

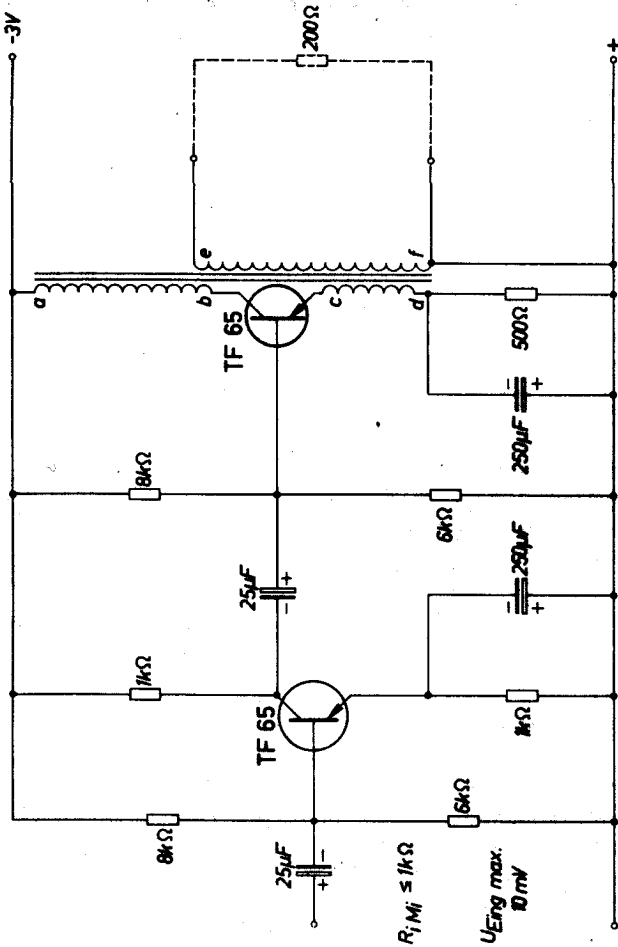
Einen Mikrophonverstärker mit Anpassung für ein dynamisches Mikrophon zeigt Bild 7. Er besteht aus zwei gegengekoppelten Emitterstufen. Die Emitterwiderstände sind mit verhältnismäßig großen Kondensatoren überbrückt, um bei tiefen Frequenzen den Verstärkungsabfall gering zu halten.

Technische Daten

| | |
|---|------------------|
| U_{Batt} | 3 V |
| Spannungsverstärkungsfaktor | etwa 100 |
| Eingangswiderstand | 200 Ω |
| Anpassungswiderstand am Ausgang | 200 Ω |
| Maximale Ausgangsspannung an 200 Ω | 1 V |
| Eingangsspannung | ≤ 10 mV |
| Störabstand | 50 dB |
| Klirrfaktor | < 1 % |
| Frequenzbereich | 50 Hz bis 20 kHz |

Verstärker für Tonbandgerät

Als Ergänzung des Beispiels 10 unseres Schaltbeispielheftes 1958 für die Bandgeschwindigkeiten von 2,4 und 4,75 cm/s (Diktiergerät) wird hier mit Bild 8 ein Magnetophon-Verstärker für 9,5- und 19-cm-Bandgeschwindigkeit beschrieben. Dieser soll vor allem als Vorverstärker zum Anschluß an ein Rundfunkgerät dienen. Mit der Gegentakt-Endstufe (Transistoren $2 \times$ TF 78) kann jedoch auch ein eingebauter Lautsprecher betrieben werden. Die Ausgangsleistung beträgt 0,8 W. Dieselben Transistoren arbeiten bei Aufnahme als Oszillator mit 55 kHz. Dieser liefert die notwendige Energie für den Löschkopf und zur Vormagnetisierung des Aufsprechkopfes. Als Hör- und Sprechkopf wurde ein üblicher hochohmiger Tonkopf mit einer Spaltbreite von 5μ vorgesehen. Daher muß die NF-Spannung beim Aufsprechen mit dem Transformator Tr 1 hoch-



Trafoarten :
 Kern: M 30/17, Dyn. Blech IV, je 25% der
 Bleche gleichsinnig geschichtet
 a-b 800 Wdg. CuL 0,13 mm²
 c-d 100 Wdg. CuL 0,13 mm²
 e-f 600 Wdg. CuL 0,15 mm²

Frequenzbereich 50 Hz - 20 kHz
max. Ausgangsspannung ca. 1V
Spannungsverstärkung : 100
Klärfaktor k ≤ 1%

Bild 7

transformiert werden, damit der NF-Magnetisierungsstrom durch den Widerstand R_2 ausreichend linearisiert werden kann.

Das Gerät wurde nur mit dem notwendigsten Aufwand aufgebaut. Dabei ist trotzdem die Wiedergabe sehr gut, vor allem dann, wenn an den Ausgang der Treiberstufe TF 66 ein Qualitäts-Verstärker angeschlossen wird, der für die notwendige Anhebung der Höhen und Tiefen sorgt. Dabei muß die eingebaute Endstufe abgeschaltet werden. Das Tonbandgerät selbst hat den erforderlichen linearen Frequenzgang.

Die obere Grenzfrequenz ist bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s 11 kHz und bei 19 cm/s 16 kHz. Die untere Grenzfrequenz liegt für beide Geschwindigkeiten bei 50 Hz.

Als Aussteuerungsanzeige wird ein μ A-Instrument mit Brückengleichrichter verwendet. Je nach Empfindlichkeit dieses Instrumentes muß ein geeigneter Widerstand vorgeschaltet werden.

Um den Frequenzgang des Tonkopfes zu kompensieren, ist eine geeignete Entzerrung vorgesehen.

Kenngrößen des Entzerrungsgliedes für die beiden Bandgeschwindigkeiten

| | 9,5 | 19 | cm/s |
|----------------|---|--|----------------|
| R_1 | etwa 70 | etwa 150 | Ω |
| C_1 | 75 | 25 | nF |
| L_1 | 2 | 2 | mH |
| f_{Res} | 12 | 20 | kHz |
| Kern (L_1) | Siferrit* Schalenkern B 65561 M 25 A 60 (18 × 14) | Siferrit Schalenkern B 65561 M 25 A 60 (18 × 14) | |
| n | 180 | 180 | Wdg. |
| d | 0,28 | 0,28 | mm \emptyset |

Daten der Übertrager

Tr 1

Kern M 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35 0,5 L

Schichtung wechselsinnig

| | | |
|-------|---------------------------|---|
| n_1 | = 150 Wdg. | CuL 0,15 mm \emptyset |
| n_2 | = n_3 = 250 Wdg. (bif.) | CuL 0,2 mm \emptyset |
| n_4 | = 1500 Wdg. | CuL 0,18 mm \emptyset |
| n_5 | = 3000 Wdg. | CuL 0,09 mm \emptyset (3 Lagen zu je 1000 Wdg.) |
| n_6 | = 150 Wdg. | CuL 0,15 mm \emptyset |

* Eingetragenes Warenzeichen

Tr 2

Kern: M 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35 0,5 L

Schichtung wechselsinnig

| | | |
|---------------|-------------------------|---------------|
| $n_1 = n_2 =$ | 10 Wdg. (nebeneinander) | CuL 0,5 mm Ø |
| $n_3 = n_4 =$ | 50 Wdg. (bif.) | CuL 0,6 mm Ø |
| $n_5 = n_6 =$ | 140 Wdg. (bif.) | CuL 0,45 mm Ø |

Tr 3

Kern: Siferfrit-Schalenkern: B 65541 M 25 A 40 (14 × 8)

| | | |
|---------------|------------------------|---------------|
| $n_1 = n_2 =$ | 5 Wdg. (nebeneinander) | CuL 0,15 mm Ø |
| $n_3 = n_4 =$ | 9 Wdg. (nebeneinander) | CuL 0,35 mm Ø |
| $n_5 =$ | 70 Wdg. | CuL 0,1 mm Ø |
| $n_6 =$ | 210 Wdg. | CuL 0,1 mm Ø |
| $L_2 :$ | etwa 8 m H | |

Gemischt bestückter NF-Verstärker mit ECF 83 und 2 × TF 80/30

Die Anpassung der Gegentakt-Endstufe (Transistoren 2 × TF 80/30) an die Treiberröhre ECF 83 ist in dem Beispiel nach Bild 9 gut gelöst.

Die Anodenspannung der Röhre ist 100 V. Die Endstufe kann für eine Batteriespannung von 7 und 14 V umgeschaltet werden. Die im Schaltbild angegebene Gegenkopplung verringert die Streuungen der Empfindlichkeit und den Klirrfaktor. Der Kollektor eines Transistors wird über einen Kondensator von 1 nF und einen Widerstand von 1,2 MΩ mit dem Gitter der Treiberröhre verbunden. Die Kombination Widerstand R_1 — Kondensator C_1 senkt den durch B-Verzerrungen verursachten Klirrfaktor bei Lautsprecheranschluß, insbesondere bei höheren Frequenzen. Sie ist jedoch nicht unbedingt erforderlich. Die erzielbare Ausgangsleistung ist 6 W bei einem Klirrfaktor von $k \leq 10\%$. Die höchstzulässige Gehäusetemperatur des Transistors ist 60° C.

Daten der Übertrager

Tr 1

Kern: EI 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35 o. L.

| | | |
|-----------------|--------------------|---------------|
| n_1 (1—2—3) = | 2 × 67 Wdg. (bif.) | CuL 0,35 mm Ø |
| n_2 (1—2) = | 2650 Wdg. | CuL 0,1 mm Ø |

Tr 2

Kern: EI 52/20 Dyn. Bl. IV/0,35 o. L.

| | | |
|-----------------|-------------|--------------|
| n_1 (1—2—3) = | 2 × 3 Wdg. | CuL 0,4 mm Ø |
| n_2 (1—2) = | 38 Wdg. | CuL 0,5 mm Ø |
| (2—3) = | 20 Wdg. | CuL 0,8 mm Ø |
| (3—4—5) = | 2 × 32 Wdg. | CuL 0,8 mm Ø |
| (5—6) = | 20 Wdg. | CuL 0,8 mm Ø |
| (6—7) = | 38 Wdg. | CuL 0,5 mm Ø |

Thernewid Th: K 15 4 Ω

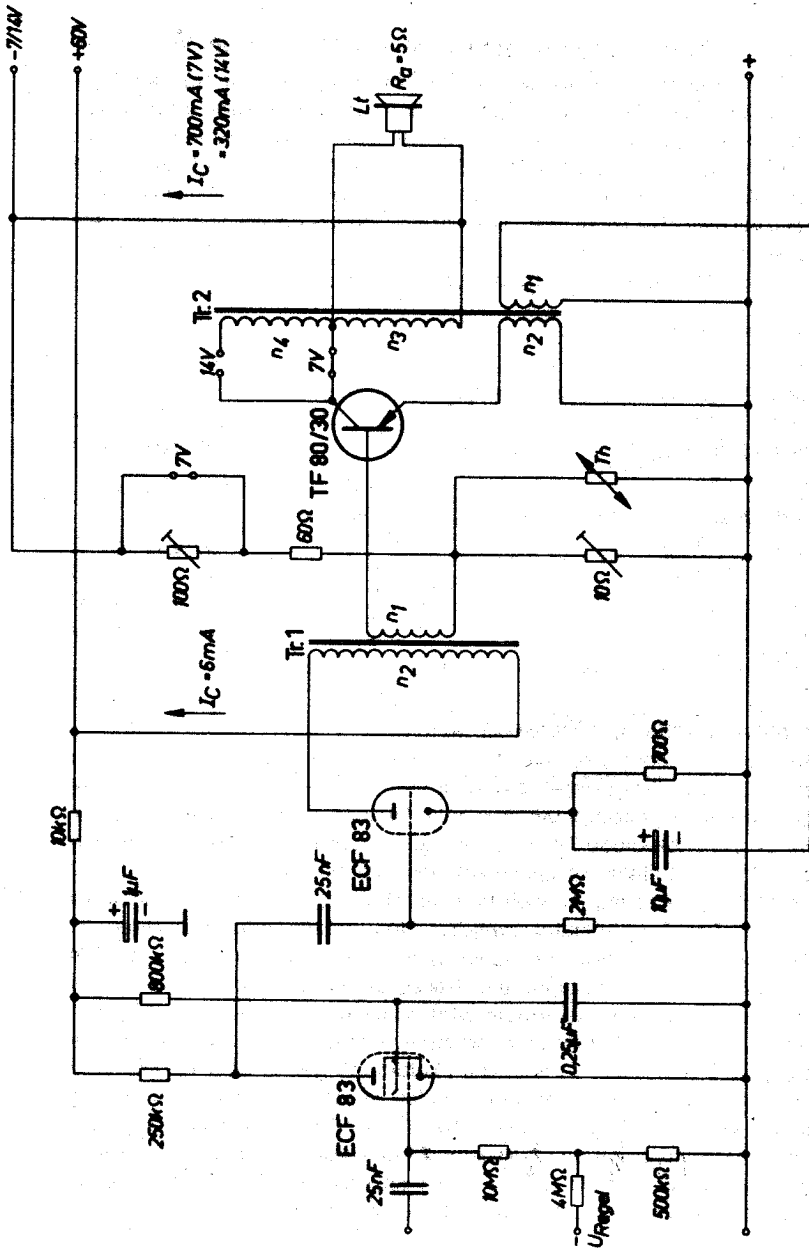


Bild 10

Gemischt bestückter NF-Verstärker mit ECF 83 und TF 80/30

Bild 10 zeigt eine ähnliche Anordnung. Die Endstufe arbeitet allerdings im Eintakt-A-Betrieb. Sie ist ebenfalls für 7- und 14-V-Betrieb umschaltbar. Die Anodenspannung der Röhre beträgt hier nur 60 V. Der Ruhestrom des Transistors TF 80/30 soll auf 700 mA bei 7 V Batteriespannung und 320 mA bei 14 V Batteriespannung eingestellt werden. Die maximale Ausgangsleistung ist 2,5 W. Die Eingangsempfindlichkeit am Gitter der Pentode beträgt 12 mV bei einer Ausgangsleistung von 50 mW. Die höchstzulässige Temperatur des Transistorgehäuses ist 50° C.

Daten der Übertrager

Tr 1

Kern: EI 30 Dyn. Bl. IV/0,35 o. L.

$n_1 = 75$ Wdg.

CuL 0,35 mm \emptyset

$n_2 = 2000$ Wdg.

CuL 0,08 mm \emptyset

Tr 2

Kern: EI 48 Dyn. Bl. IV/0,35 0,2 mm Luftspalt

$n_1 = 50$ Wdg.

CuL 0,15 mm \emptyset

$n_2 = 24$ Wdg.

CuL 0,6 mm \emptyset

$n_3 = 140$ Wdg.

CuL 0,6 mm \emptyset

$n_4 = 230$ Wdg.

CuL 0,38 mm \emptyset

Thermewid Th: K 15 4 Ω

Photoverstärker für Lichtton-Abtastung

Bei dem Verstärker nach Bild 11 für Lichtton-Abtastung wurde vor allem auf große Arbeitssicherheit bei Temperaturschwankungen und auf geringen Klirrfaktor geachtet. Um eine hohe Temperaturkonstanz zu erreichen, wurde die Photodiode TP 55 so geschaltet, daß sie den Temperaturgang des TF 65 in Kollektorschaltung kompensiert. Der Widerstand von 50 k Ω parallel zum Eingang ermöglicht eine obere Grenzfrequenz von etwa 15 kHz. Der Transformator zwischen den beiden Verstärkerstufen ist unbedingt erforderlich, da sonst beim Klartoneverfahren die großen Gleichspannungsänderungen am Transistor T_2 störende Verzerrungen verursachen würden. Außerdem wird damit ein geeigneter Quellwiderstand für diesen Transistor geschaffen. Infolge des hochohmigen Eingangs des Transistors T_1 wird die Photodiode gering belastet und kann trotz ihres sehr hohen Innenwiderstandes an diesen eine verhältnismäßig große Signalspannung abgeben (etwa 0,3 V). Diese Spannung wird über den Transformator an den Transistor T_2 gebracht und verstärkt. Am Ausgang stehen dann etwa 2 V an einem Abschlußwiderstand $R_2 > 10$ k Ω mit einem Quellwiderstand von 2 k Ω zur Verfügung.

Daten des Übertragers T_r

Kern: M 30/7 Dyn. Bl. IV/0,35 0,3 L wechselsinnig geschichtet
 $n_1 = n_3 = 2500$ Wdg. CuL 0,06 mm Ø
 $n_2 = n_4 = 1000$ Wdg. CuL 0,09 mm Ø
 $T_G \text{ max} = 60^\circ \text{ C}$

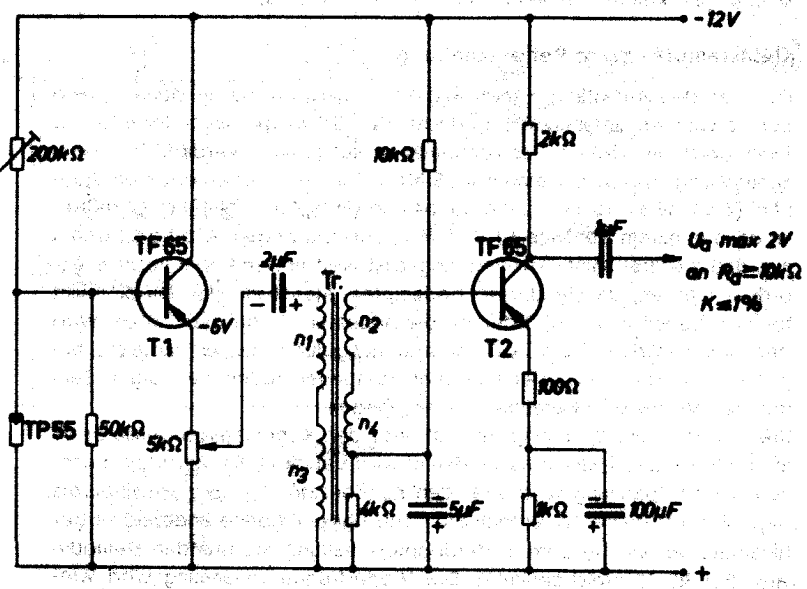


Bild 11

Transistoren in Rundfunkschaltungen

Transistoren sind in Rundfunkschaltungen auch bei niedrigster Batteriespannung sehr gut verwendbar. Auf den folgenden Seiten sind einige Schaltungen angegeben, die als Beispiele für die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten der Transistoren in kleinsten Geräten, wie Miniaturempfänger, kleine Meßsender usw. zu werten sind.

Kleinstempfänger in Reflexschaltung

Der Geradeausempfänger nach Bild 12 ist vorwiegend für den Empfang des jeweiligen Ortssenders gedacht. Der Schwingkreiskondensator C_1 kann dann als kleiner Festkondensator ausgeführt werden. Die Feinabstimmung erfolgt mit einem im Siferrit-Rohrkern verschiebbaren Stabkern (4X15/B 61110/M 11). Die ganze Anordnung, einschließlich Ohrhörer, ist dann in einem Gehäuse $60 \times 35 \times 15$ unterzubringen. Wichtig ist dabei nur, daß die drei Sammlerzellen möglichst weit entfernt vom Ferrit angeordnet werden, da sie diesen bedämpfen. Man kann das Gerät leicht bei sich tragen und z. B. jederzeit die neuesten Nachrichten hören. Wird der Abstimmkondensator C_1 variabel ausgeführt, ist es möglich, bei geringer Vergrößerung der Geräteabmessungen jeden beliebigen Sender des Mittelwellenbereiches zu empfangen.

Die Hochfrequenz-Spannung gelangt über den Kopplungskondensator C_2 an die Basis des Transistors TF 49 und wird verstärkt. Ein Bruchteil dieser verstärkten Spannung wird über den Kondensator C_3 dem Schwingkreis zugeführt, um diesen zu entdämpfen. Der überwiegende andere Teil der HF-Spannung wird in dem in Verdopplerschaltung arbeitenden Demodulator $2 \times RL 32$ gleichgerichtet. Die Niederfrequenzspannung wird wiederum dem Transistor TF 49 zugeführt und gleichfalls verstärkt. Wichtig ist daher, daß der Arbeitspunkt dieser Transistorstufe im linearen Teil der Kennlinie liegt. Der Rückkopplungsgrad läßt sich sowohl mit dem Kondensator C_3 wie auch mit dem Widerstand R_2 einstellen. Da über R_2 gleichzeitig die Gleichrichterdiode vorgespannt werden, ergibt sich für einen guten Richtwirkungsgrad ein günstiger Einstellwert von R_2 . Für dieses Optimum kann ein Festwert der Kapazität C_3 eingesetzt werden, der den Schwingeinsatz bewirkt. Der Transistor TF 65 arbeitet als reiner NF-Verstärker und liefert genügend Ausgangsleistung für einen kleinen Magnethörer.

Daten der Schwingspule Tr

Kern: Siferrit-Rohrkern $8 \times 4 \times 60$ B 62110/M 11

Isolation 0,5 mm

| | | | |
|-----------------|-------|---------------------------------|---------------|
| $n_1 = 90$ Wdg. | CuL S | $10 \times 0,07$ mm \emptyset | } 370 μ H |
| $n_2 = 10$ Wdg. | CuL S | $10 \times 0,07$ mm \emptyset | |

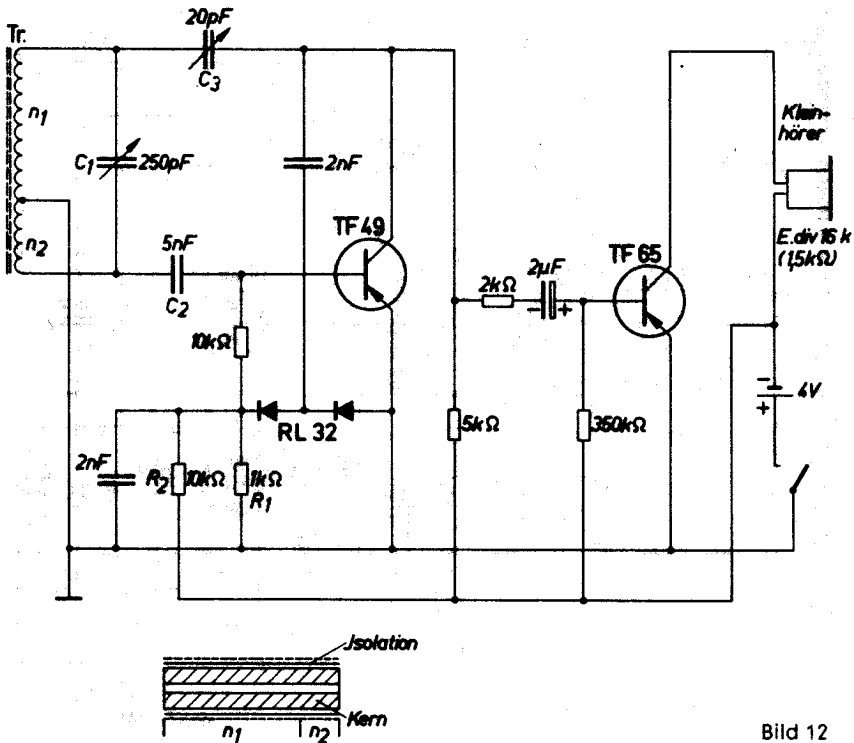


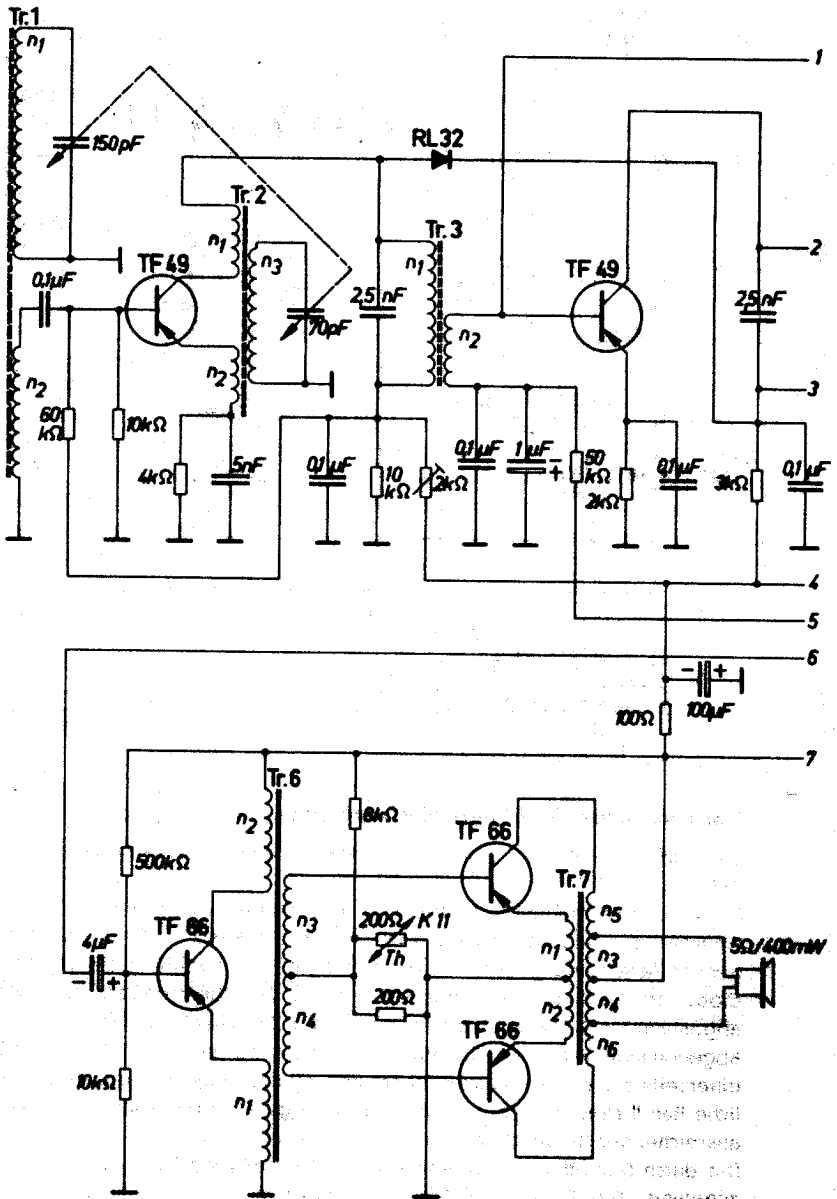
Bild 12

Transistor-Super für Mittelwellenempfang

Das Bild 13 zeigt die vollständige Schaltung eines Transistor-Supers für AM-Empfang.

Die an der Ferritantenne auftretende hochfrequente Spannung wird aus Gründen der Anpassung untersetzt und an die Basis der selbstschwingenden Mischstufe gebracht. Die Mischung erfolgt additiv in der Emittierdiode. Im Kollektorkreis liegt ein auf die Zwischenfrequenz 455 kHz abgestimmter Selektionskreis, von dem die Zwischenfrequenz-Spannung abgenommen wird. Für die optimale Anpassung an die 1. ZF-Stufe ist einerseits die reine Leistungsanpassung, andererseits auch die erforderliche Bandbreite maßgebend. Zur Erzielung guter Verstärkungswerte und ausreichender Selektion wurden 2 ZF-Stufen vorgesehen.

Die durch Demodulation gewonnene NF-Spannung wird der Treiberstufe zugeführt. Die Endstufe liefert eine maximale Ausgangsleistung von



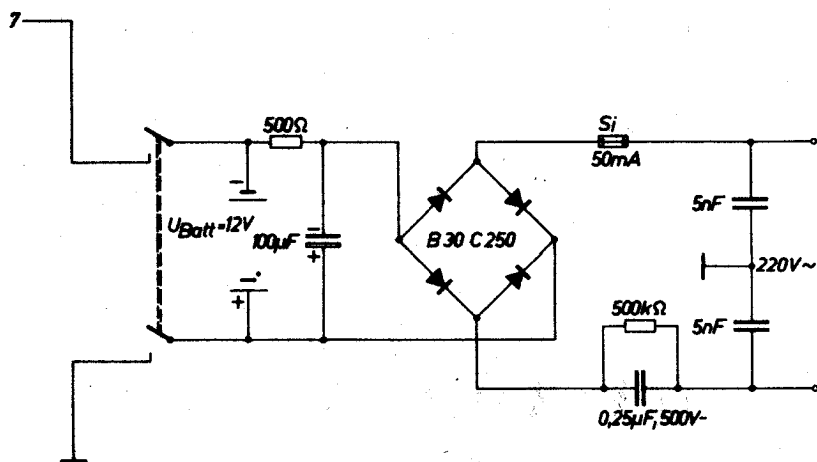
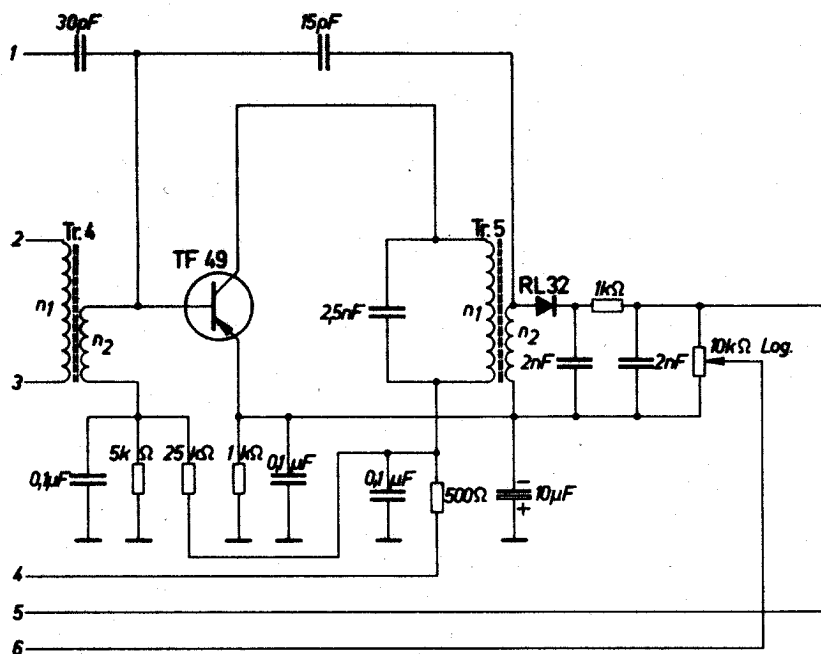


Bild 13

400 mW. Durch die im Emitterkreis der Treiberstufe liegende Wicklung des Treibertransformators wird bei richtiger Polung eine Gegenkopplung erzielt, die den Klirrfaktor erniedrigt. Ein weiterer Vorteil dieser Gegenkopplung ist die Erhöhung des Eingangswiderstandes der Treiberstufe und die deshalb bessere Anpassung an die Demodulatorstufe. Eine gleichartige Gegenkopplung ist aus den oben genannten Gründen auch in der Endstufe vorgesehen. Der Ausgangsübertrager ist als Spartransformator ausgeführt.

Als Batterie sollen möglichst Ni-Cd-Akkumulatoren verwendet werden (Deac-Zellen). Das Netzgerät ist sehr einfach und billig. Die Niederspannung wird durch kapazitive Spannungsteilung gewonnen. Durch geeignete Wahl der Kondensatoren wird der Dauer-Ladestrom auf den für die verwendeten Zellen zulässigen Maximalwert begrenzt.

Daten der Übertrager

Tr 1: Siferrit-Antennenstab $10 \times 200/B 6161/M 25$

$n_1 = 2 \times 45$ Wdg. CuL S $20 \times 0,05$ mm \emptyset

$n_2 = 8$ Wdg. CuL $0,2$ mm \emptyset

Tr 2: Zylinderspule 9 mm $\emptyset \times 30$ mm

2 Siferrit-Schraubkerne $M 7 \times 1 \times 17,3/B 6331/M 24$

$n_1 = 20$ Wdg. CuL $0,1$ mm \emptyset

$n_2 = 2$ Wdg. CuL $0,12$ mm \emptyset

$n_3 = 140$ Wdg. CuL S $3 \times 0,07$ mm \emptyset

Tr 3: Siferrit-Schalenkern B 65561/M 25 A 100 (14 x 8)

$n_1 = 22$ Wdg. CuL S $40 \times 0,05$ mm \emptyset

$n_2 = 5$ Wdg. CuL $0,2$ mm \emptyset

Tr 4: Siferrit-Schalenkern B 65561/M 25 A 100 (14 x 8)

$n_1 = 22$ Wdg. CuL S $40 \times 0,05$ mm \emptyset

$n_2 = 7$ Wdg. CuL S $0,2$ mm \emptyset

Tr 5: Siferrit-Schalenkern B 65561/M 25 A 100 (14 x 8)

$n_1 = 22$ Wdg. CuL S $40 \times 0,05$ mm \emptyset

$n_2 = 10$ Wdg. CuL $0,2$ mm \emptyset

Tr 6: M 30/7 Dyn. Bl. IV/0,35 $0,3$ L., wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 100$ Wdg. CuL $0,07$ mm \emptyset

$n_2 = 3900$ Wdg. CuL $0,07$ mm \emptyset

$n_3 = n_4 = 1000$ Wdg. CuL $0,07$ mm \emptyset bifilar gewickelt

Tr 7: M 30/7 Dyn. Bl. IV/0,35 0,3 L, wechelsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = 26$ Wdg. CuL 0,06 mm \varnothing nebeneinander gewickelt

$n_3 = n_4 = 33$ Wdg. CuL 0,5 mm \varnothing bifilar gewickelt

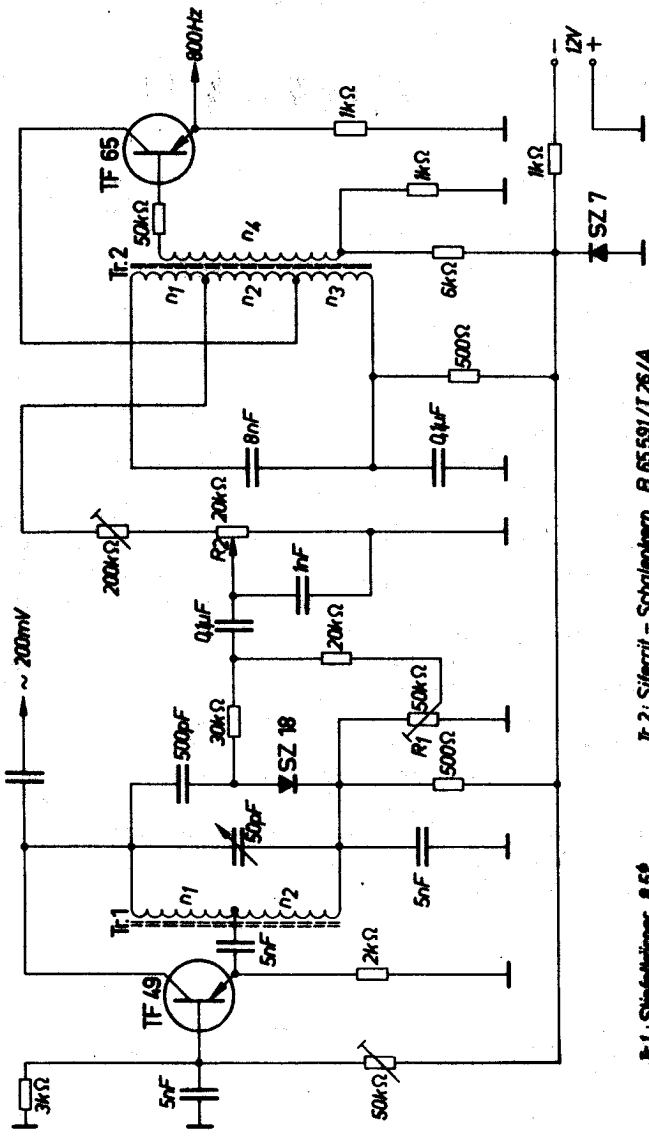
$n_5 = n_6 = 364$ Wdg. CuL 0,13 mm \varnothing bifilar gewickelt

FM Sender für 5,5 MHz

Zur Untersuchung der Demodulatoren von UKW- und Fernsehempfängern werden frequenzmodulierte Oszillatoren benötigt. Mit Hilfe von Sperrschicht-Kondensatoren und Transistoren können für die Fertigung und für den Reparaturdienst solche Geräte in kleiner, handlicher Form gebaut werden.

Die in Bild 14 angegebene Schaltung besteht aus einem Dreipunktoszillator mit dem Transistor TF 49, der die Trägerfrequenz von 5,5 MHz erzeugt. Die als Sperrschichtkondensator geschaltete Siliziumdiode SZ 18 liegt mit einer Serienkapazität von 500 pF, die in diesem Fall nicht zur Verbesserung des Verlustwinkels, sondern als Gleichspannungs-Sperre dient, am Schwingkreis. Wird der am spannungsabhängigen Sperrschichtkondensator liegenden Gleichspannung, die aus der Oszillatorstufe TF 65 gewonnene NF-Spannung von 800 Hz überlagert, so ändert sich die Kapazität des Kondensators und damit die Schwingfrequenz des HF-Oszillators im Rhythmus der NF-Spannung. Dabei muß der Sperrschichtkondensator so vorgespannt sein (eingestellt mit Potentiometer R_1), daß der weitgehend lineare Anfangsteil der Umwandlungskennlinie wirksam wird. Die Umwandlungskennlinie gibt die Abhängigkeit der durch die Kapazitätsänderung hervorgerufenen Frequenzverstimmung von der Spannung am Sperrschichtkondensator an. Der Frequenzhub kann mit dem Potentiometer R_1 eingestellt werden. Bei einem Frequenzhub von ± 50 kHz erreicht man im vorliegenden Fall einen Klirrfaktor der demodulierten NF-Spannung von etwa 3%.

Bei Klirrfaktormessungen an Demodulatoren mit Hilfe dieses FM-Senders muß dieser Eigenklirrfaktor berücksichtigt werden.



Tr. 2: Silicium - Schaltkern B 65 591/T 26/A

Tr. 1: Siliciumkörper 8,5µ

- n₁ = 48 Wdg. CuL 0,6mm^ø
- n₂ = 8 Wdg. CuL 0,6mm^ø
- n₃ = 150 Wdg. CuL 0,15mm^ø
- n₄ = 30 Wdg. CuL 0,15mm^ø

Bild 14

Zerhacker mit Transistoren

Die Verwendung von elektronischen Schaltern zur Umwandlung von Gleich- in Wechselspannung hat viele wesentliche Vorteile. Durch den Wegfall aller mechanischen Kontakte wird die wartungsfreie Betriebszeit und die Lebensdauer überhaupt sehr stark erhöht. Bei Gleichspannungswandlern, d. h. bei Geräten, bei denen die transformierte Wechselspannung wieder gleichgerichtet wird, kann man sich den Vorteil zunutze machen, daß die Schwingfrequenz in weiten Grenzen frei gewählt werden kann. Die aus einer Wechselspannung hoher Frequenz gewonnene Gleichspannung kann mit einfachen und billigen Mitteln gut gesiebt werden. Alle störenden Geräusche werden vermieden, wenn die Schwingfrequenz oberhalb des hörbaren Bereiches (über 16 kHz) liegt.

Nachstehend werden besonders interessante Schaltungen sowie ein Gegentaktzerhacker für hohe Ausgangsleistung beschrieben.

Gegentaktzerhacker mit hoher Ausgangsspannung

Die hohe Ausgangsspannung von 20 kV des Spannungswandlers nach Bild 15 kann z. B. zur Messung von Isolationswiderständen verwendet werden. Als Übertrager wird ein Fernseh-Zeilentransformator aus Siferit-Material gewählt. Der Spulenkörper ist aus Pertinaxteilen zusammengesetzt. Die Wicklungen n_1 und n_2 sind als erste einlagig aufgebracht, und zwar in der Form, daß die 2×3 -Wicklungen der Wicklungen n_2 in der Mitte des Körpers liegen und sich die Wicklungen n_1 mit je 7 Windungen rechts und links befinden. Zwischen diesen und der am inneren Ende zu erdenden Hochspannungswicklung n_3 sind 4 Lagen von 0,1 mm dickem Lackpapier angeordnet. Nach je 200 Windungen der Hochspannungswicklung ist eine Lagenisolation von $1 \times 0,1$ mm Lackpapier vorgesehen. Die Lackpapierstreifen sollen seitlich etwas aufgebogen sein, damit das Durchrutschen einer Windung in eine darunterliegende Lage verhindert wird. Nach der Fertigstellung muß die ganze Wicklung im Vakuum getränkt werden.

Technische Daten

Gegentakttschaltung mit $2 \times TF 80/30$

Batteriespannung 12 V

Ausgangsspannung 20 kV

Maximale Ausgangsleistung 5 W

Schwingfrequenz $f \approx 2,5$ kHz

Die Daten des Übertragers

Kern: 2 Stück Siferrit-U-Kerne B 67240/N 22

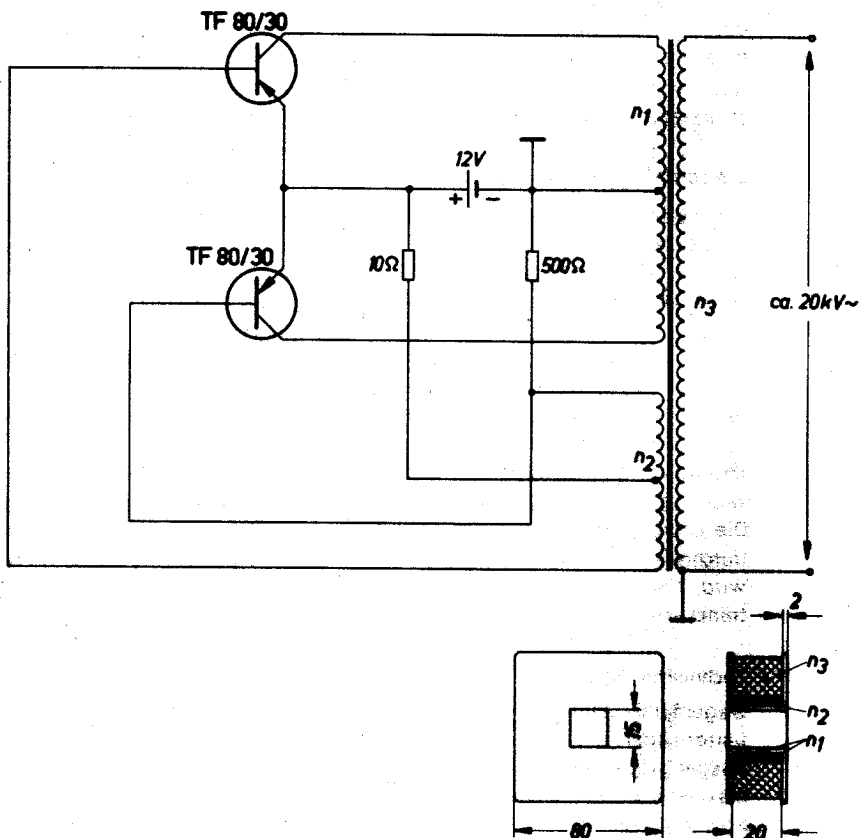
 $n_1 = 2 \times 7$ Wdg. CuL 0,5 mm \emptyset $n_2 = 2 \times 3$ Wdg. CuL 0,5 mm \emptyset $n_3 = 16\,000$ Wdg. CuL 0,1 mm \emptyset Maße des Spulenkörpers $80 \times 80 \times 20$ mm

Bild 15

Leistungs-Zerhacker für hohe Betriebsspannung

Bei den üblichen Schaltungen von Gegentakt-Zerhackern (z. B. Bild 15) tritt am Kollektor der Transistoren eine Sperrspannung auf, die mindestens doppelt so groß ist wie die Batteriespannung. Es müssen also bei einer Speisespannung von 24 V Transistoren mit einer zulässigen Sperrspannung von mindestens 48 V verwendet werden.

Bei der in Bild 16 gezeigten Schaltung ist die auftretende Kollektorsperrspannung nie größer als die Batteriespannung. Es ist daher möglich, z. B. mit Transistoren TF 80/60 einen Leistungszerhacker an einem 60-V-Netz zu betreiben. Die beiden Transistoren werden hier wohl in Gegentakt gesteuert, sie sind jedoch in bezug auf die Batteriespannung hintereinander-

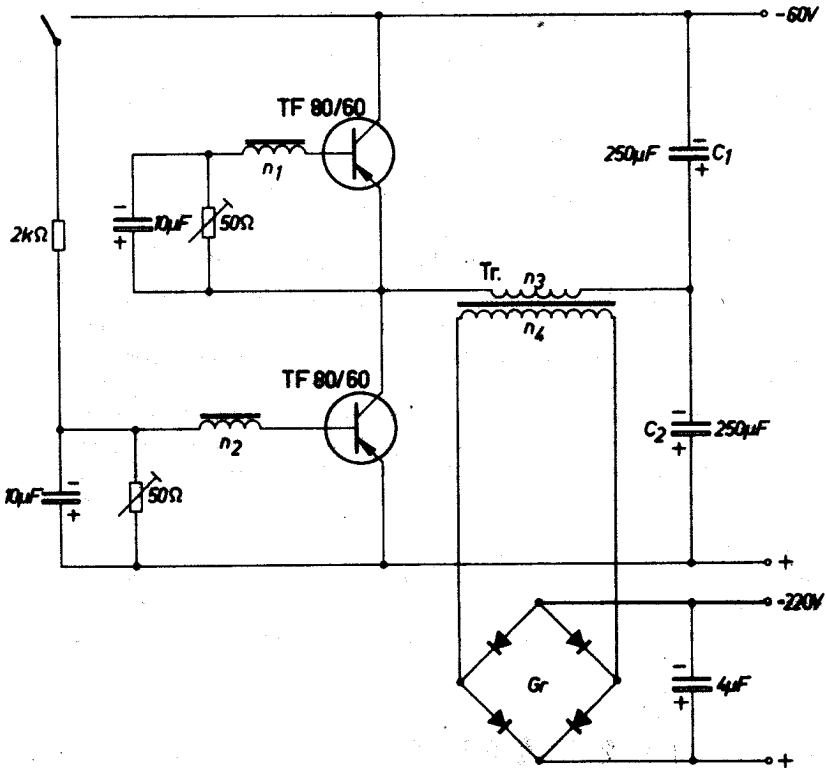


Bild 16

andergeschaltet. Ein Ansteigen der Spannung an einem der beiden Transistoren über die Batteriespannung ist nicht möglich. Durch die Kondensatoren C_1 und C_2 wird die Bezugsspannung halbiert. Der bei dieser Anordnung fließende Kollektorstrom ist doppelt so groß wie der Batteriestrom.

Der Schwingübertrager hat nur eine Primärwicklung, wodurch eine bessere Wickelraumausnutzung gewährleistet ist.

Technische Daten

| | | | | |
|-------------------|----------|-------|----------|-------------------------------------|
| U_{Batt} | = 60 V | U_a | = 220 V | Schwingfrequenz $f \approx 2,3$ kHz |
| I_{Batt} | = 1,25 A | I_a | = 270 mA | $\eta = 80\%$ |
| N_{Batt} | = 75 W | N_a | = 60 W | |

Die Daten des Transformators

Kern: Siferrit-Schalenkern B 65631 N 22 A (47×28)

$n_1 = n_2 = 3$ Wdg. CuL 0,5 mm Ø

$n_3 = 30$ Wdg. CuL 1,0 mm Ø

$n_4 = 250$ Wdg. CuL 0,4 mm Ø

Gr = Gleichrichter SSF 2×V 125 C 180

Leistungserhacker für eine Batteriespannung von 110 V

Der Zerhacker für eine Batteriespannung von 110 V nach Bild 17 ist ähnlich dem Beispiel in Bild 16 ausgeführt, die Anzahl der Transistoren ist lediglich verdoppelt. Um eine ungleiche Aufteilung der Sperrspannung an den in Reihe geschalteten Transistoren zu verhindern, müssen geeignete RC-Glieder parallelgeschaltet werden. Mit den Potentiometern R_1 werden die Basisströme der Transistoren auf gleiche Werte eingeregelt. Zur Auslösung der Schwingung wird über die Taste T ein kurzer Stromstoß durch eine eigene Wicklung des Übertragers gesandt.

Technische Daten

| | | | |
|------------------|-------|------------------|-------|
| Batteriespannung | 110 V | Ausgangsleistung | 103 W |
| Batteriestrom | 1,2 A | Wirkungsgrad | 77 % |
| Ausgangsspannung | 24 V | Schwingfrequenz | 4 kHz |
| Ausgangsstrom | 4,2 A | | |

Die Daten des Übertragers

Kern: 2 Siferrit-E-Kerne 0/B 6625/Tr 7

$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = 2$ Wdg. CuL 1,0 mm Ø gemeins. gewickelt

$n_5 = 33$ Wdg. CuL 1,2 mm Ø

$n_6 = 16$ Wdg.

CuL 1,5 mm Ø

$n_7 = 25$ Wdg.

CuL 0,4 mm Ø

Gr: Selengleichrichter B 30/5

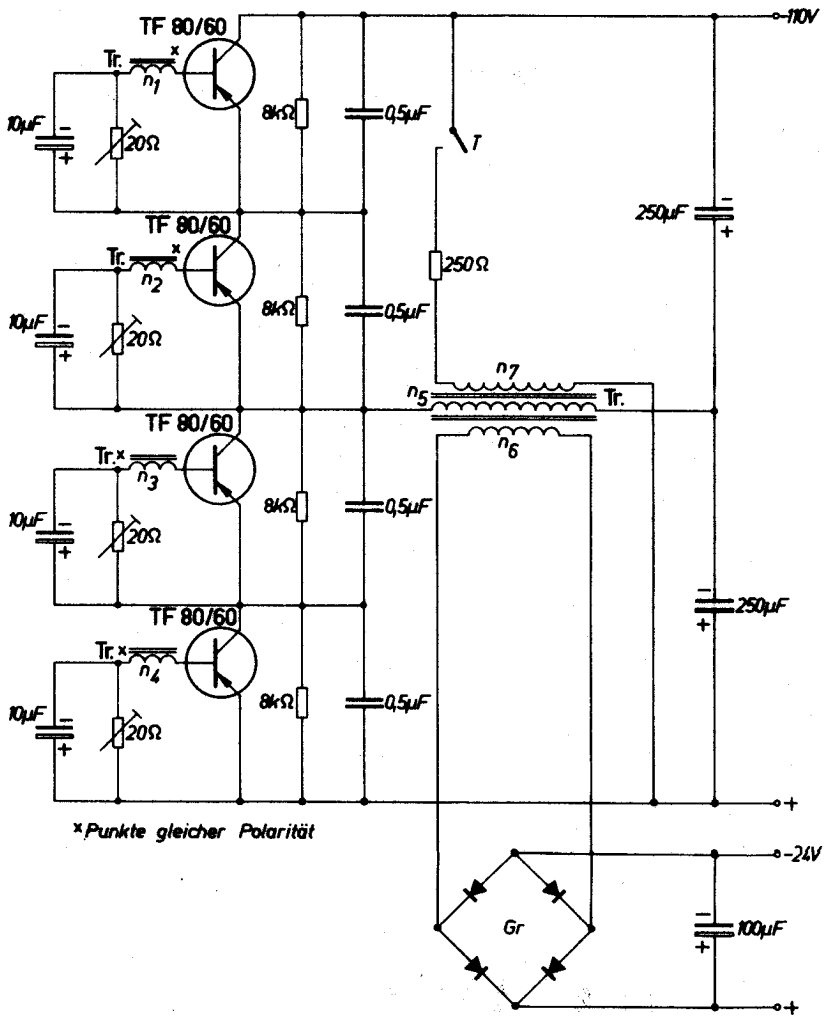


Bild 17

Gegentaktzerhacker mit hoher Ausgangsleistung

Mit dem in Bild 18 gezeigten Gegentaktzerhacker mit den Transistoren 2×TF 90 kann eine Ausgangsleistung von 50 W bei einer Batteriespannung von 6 V erzielt werden.

Technische Daten

| | | | |
|------------------|--------|------------------|--------|
| Batteriespannung | 6 V | Ausgangsleistung | 50 W |
| Batteriestrom | 11,8 A | Wirkungsgrad | 70 % |
| Ausgangsspannung | 220 V | Schwingfrequenz | 200 Hz |
| Ausgangsstrom | 230 mA | | |

Die Daten des Transformators

Tr: Kern: M 74/32 Dyn. Bl. IV/0,35 mm 0,5 L gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 2 \times 20$ Wdg.

CuL 1,7 mm Ø

$n_2 = 2 \times 8$ Wdg.

CuL 1,2 mm Ø

$n_3 = 880$ Wdg.

CuL 0,4 mm Ø

Gr: Siemens-Flachgleichrichter SSF B 250 C 250

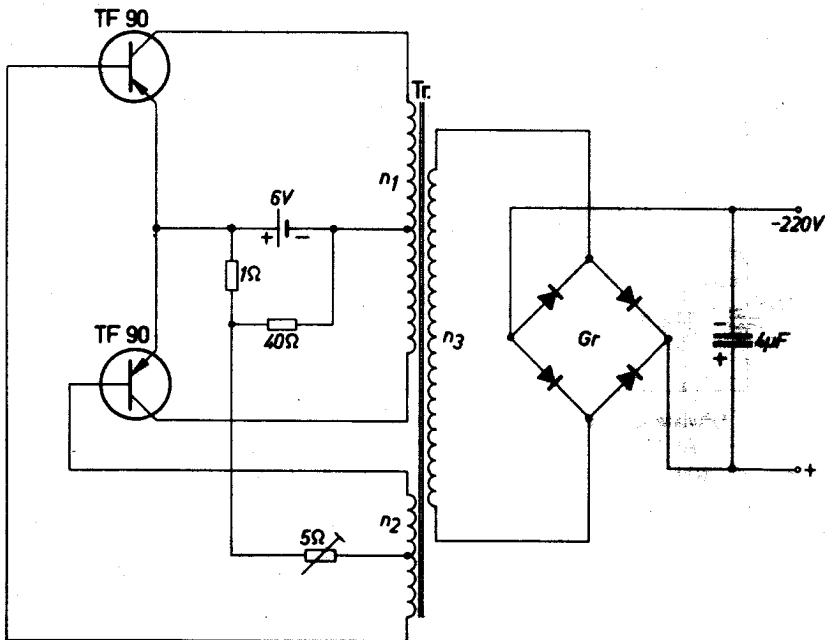


Bild 18

Blitzlichtgerät mit Transistoren

In Blitzlichtgeräten hat der Zerhacker die Aufgabe, die zur Aufladung des Blitz-Kondensators notwendige Energie zu liefern. Der Kondensator stellt im entladenen Zustand eine hohe Last dar. Um daher bei Verwendung eines Zerhackers mit niedrigem Innenwiderstand (z. B. mech. Zerhacker, Transistor-Gegentaktzerhacker u. Eintakt-Durchflußwandler) einen Kurzschluß zu vermeiden, muß die Aufladung über einen Vorwiderstand erfolgen. Da an diesem Vorwiderstand ein beträchtlicher Teil der Ladeenergie verloren geht, wird der Wirkungsgrad durch ihn verschlechtert. Dies ist besonders bei jenen Blitz-Geräten von Bedeutung, die mit Trockenbatterien gespeist werden, weil durch die schlechte Energiebilanz die Anzahl der erzielbaren Blitze pro Batteriesatz vermindert wird. Aus dem oben genannten Grund ist der Transistor-Sperrwandler als Energiequelle für die Aufladung von Kondensatoren besonders geeignet. Beim Eintakt-Sperrwandler ist während der Zeit, in der der Transistor leitend ist, die Last durch den Gleichrichter im Ausgang abgeschaltet. Die aufgenommene Energie wird im Schwingübertrager gespeichert. Während des zweiten Teils der Periode, in der der Transistor gesperrt ist, wird dieser Gleichrichter stromdurchlässig und die gespeicherte Energie entlädt sich über den Lastwiderstand. Da die gespeicherte Energie praktisch konstant ist, erfolgt die Entladung an einen kleinen Lastwiderstand mit großem Strom und niedriger Spannung, an einen großen Lastwiderstand mit kleinem Strom und hoher Spannung. Dadurch ist die Anpassung an den jeweiligen Ladezustand des Kondensators gewährleistet, und die Aufladung erfolgt mit etwa konstanter Leistung. Die volle Aufladung von Blitzkondensatoren ist meistens bei einer Spannung von 500 V erreicht. Das stetige Ansteigen der Ausgangsspannung des Transistor-Sperrwandlers muß deshalb bei Erreichen dieses Wertes unterbrochen werden, weil sonst der Blitz-Kondensator zerstört werden würde.

Das Bild 19 zeigt die Schaltung eines solchen Eintakt-Sperrwandlers mit geeigneter Regelanordnung.

Die Steuerspannung für den Regelverstärker wird dem Blitz-Kondensator über einen Spannungsteiler entnommen. Während der Aufladezeit ist der Transistor T_2 gesperrt und der Transistor T_1 stromdurchlässig. Das Relais A ist erregt, und der Batteriestromkreis ist über den Relaiskontakt a geschlossen. Nach Erreichen der Endspannung zündet die Glimmlampe, die gleichzeitig zur Ladungsanzeige verwendet werden kann, und der an dem Widerstand R_1 auftretende Spannungsabfall bewirkt ein Öffnen des Transistors T_2 . Dadurch wird zwangsläufig der Transistor T_1 gesperrt. Das Relais A fällt ab, und der Batteriestromkreis wird durch den Relaiskontakt a unterbrochen. Sobald am Blitz-Kondensator auf

Grund der Eigenverluste und der Verluste des Spannungsteilers die Spannung soweit sinkt, daß der Transistor T_2 über die Glimmlampe nicht mehr den zu seiner Durchsteuerung erforderlichen Basisstrom erhält, kippt der Leitfähigkeitszustand der beiden Steuertransistoren in den Anfangszustand zurück, und der Kondensator wird kurz nachgeladen. Durch das Abschalten des Zerhackers nach erfolgter Ladung wird eine Schonung der Batterie erreicht. Bei Verwendung eines Thermwid-Heißleiters im Regelkreis arbeitet die ganze Anordnung zuverlässig bis zu einer Umgebungstemperatur von 50°C .

Technische Daten

Batteriespannung 10 V

Wiederbereitstellungszeit $< 8\text{ sec}$

Die Daten des Transformators

Kern: M 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35 0,5 L gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 73\text{ Wdg.}$

CuL 0,6 mm \varnothing

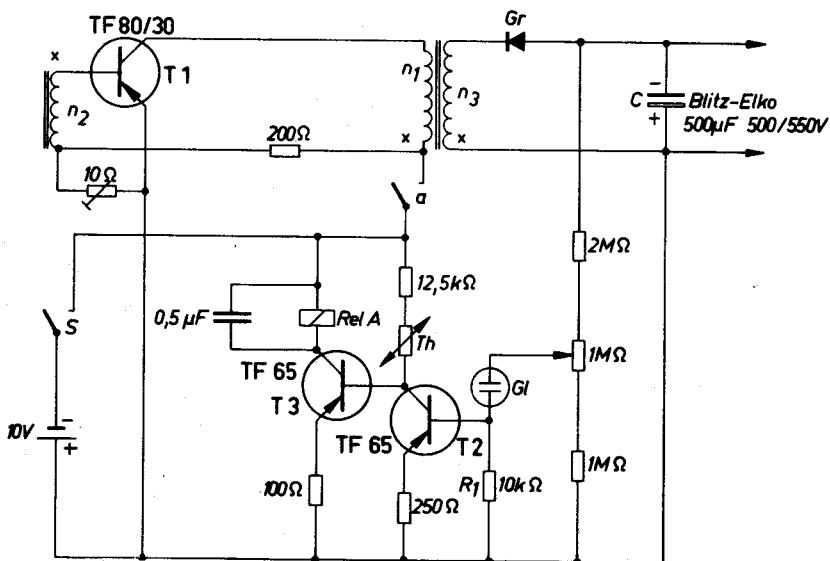
$n_2 = 40\text{ Wdg.}$

CuL 0,4 mm \varnothing

} gemeinsam gewickelt

$n_3 = 2500\text{ Wdg.}$

CuL 0,15 mm \varnothing



x Punkte gleicher Polarität

Bild 19

Th: Thernewid-Heißleiter K 11 10 k Ω

Rel. A: Trls 151 x nach TBv 65022/71a mit Klebblech

GL: Zwerg-Glimmlampe für 150 V Zündspannung, 0,6 mA

Gr: Siemens-Flachgleichrichter SSF V 150 C 60

Transistor-Oszillatoren

Ebenso wie Zerhacker mit rechteckiger Ausgangsspannung können selbstverständlich auch Sinusoszillatoren mit Transistoren ausgeführt werden. Als Beispiele werden ein RC-Generator und ein Drehstromgenerator beschrieben.

RC-Generator

Die Schaltung eines RC-Generators mit Transistoren für kontinuierlich veränderliche Frequenz ist in Bild 20 angegeben. Bei dieser nach dem Prinzip des Wien-Generators aufgebauten Schwingungsschaltung wird die Frequenzänderung mittels eines Tandem-Potentiometers vorgenommen. Der Frequenzbereich von 3 Hz bis 30 kHz ist in 8 Bereiche unterteilt, eine stufenlose Frequenzvariation kann bis zu einem Verhältnis von 1 : 4 vorgenommen werden. Eine ausreichende Überschneidung der Bereiche ist vorhanden. Die verhältnismäßig hohe Anzahl der Stufen wurde gewählt, weil bei Verwendung eines Tandem-Potentiometers mit linearer Charakteristik (Draht-Potentiometer) eine starke Kompression der Skala gegen höhere Frequenzen auftritt. Wird ein logarithmisches Abstimmpotentiometer verwendet, kann ohne weiteres eine dekadische Stufung vorgesehen werden. Der in den Gegenkopplungszweig eingesetzte Thernewid-Heißleiter dient zur Amplitudenbegrenzung. Außerdem wird erreicht, daß auch bei der tiefsten Frequenz von 3 Hz der Klirrfaktor sehr gering bleibt. Diese niedrige Frequenz zwingt dazu, relativ große Kapazitäten in den Übertragungsweg einzusetzen. Der Kondensator C_1 sollte bei hohen Anforderungen an die Frequenzkonstanz jedoch auf jeden Fall, auch bei höheren Frequenzen, mit der angegebenen Kapazität eingesetzt werden, um eine Frequenzverstimmung bei Spannungsänderungen der Stromquelle zu verhindern.

Technische Daten

gemessen bei einer Frequenz von 800 Hz

Betriebsspannung 30 V

Ausgangsspannung ca. 2,5 V

Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung $< 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$

Temperaturabhängigkeit der Frequenz $< 0,5 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$

Spannungsabhängigkeit der Ausgangsspannung

bei $\pm 15\%$ Schwankung der Batteriespannung $< \pm 10^{-4}$

Spannungsabhängigkeit der Frequenz

bei $\pm 15\%$ Schwankung der Batteriespannung $< \pm 5 \cdot 10^{-4}$

Klirrfaktor $< 1\%_{00}$

Frequenzbereich 3 Hz bis 30 kHz

Thernewid Th: R 51 4/1/20

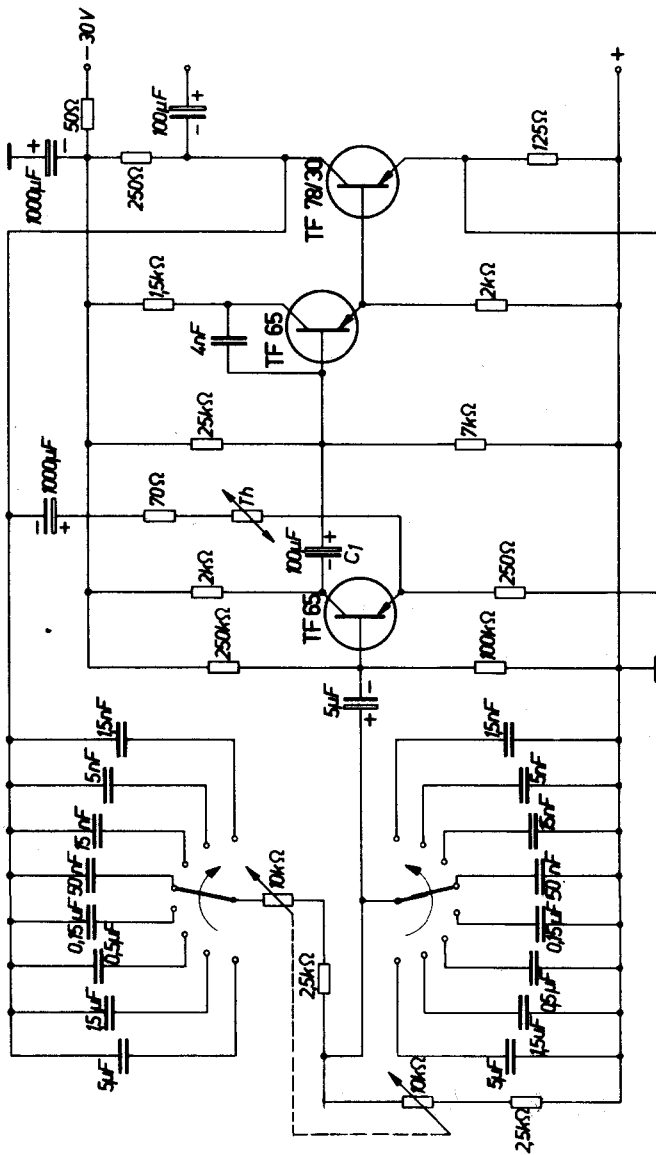


Bild 20

Drehstromgenerator

In Bild 21 wird die Schaltung eines Drehstromgenerators mit 30 Watt Ausgangsleistung gezeigt.

Zur Erzeugung des Dreiphasen-Drehstromes werden zwei miteinander zwangssynchronisierte Sinusoszillatoren, bestehend aus je 2 Transistoren TF 80/60 in Gegentaktschaltung verwendet. Der Oszillator I steuert und synchronisiert über ein Phasendrehglied, bestehend aus dem Kondensator C_1 und dem Transformator Tr 2, den Oszillator II. Dessen Phasenlage wird dadurch um 90 Grad gegenüber der des Steueroszillators gedreht. Mit der Gegentaktwicklung des Steueroszillators ($k-i-h$ des Transformators Tr 1) werden zwei bezüglich des Mittelabgriffes i entgegengesetzt gerichtete Spannungen gewonnen. An den Mittelpunkt dieser beiden Vektoren wird die um 90° phasenverschobene Spannung des Transformators Tr 3 angesetzt. Bei geeigneter Größe der 3 Spannungen bilden die Spitzen der Vektoren ein gleichseitiges Dreieck. Der Mittelpunkt für die Sternschaltung wird durch eine geeignete Unterteilung des um 90° verschobenen Spannungsvektors gewonnen (Anzapfung i der Wicklung $b-k$ des Übertragers Tr 3).

Beide Oszillatoren arbeiten in Kollektorschaltung. Die Schwingkreise sind niederohmig dimensioniert, damit bei Vollast noch eine ausreichende Kreisgüte erzielt wird. Beide Kreise müssen die gleiche Resonanzfrequenz haben. Bei gegenseitiger Verstimmung steigen die Verluste und der Klirrfaktor stark an.

Das Phasendrehglied ist auf Resonanz abgestimmt. Die Größe der Phasenverschiebung wird von der Sekundärseite nicht beeinflusst. Der Generator hält daher die Phasenlage der Spannungen auch bei Laständerung gut ein.

Technische Daten

$$U_{\text{Bott}} = 24 \text{ Volt}$$

$$\eta_{\text{gesamt}} = 60\%$$

$$N_a = 30 \text{ W}$$

$$f = 400 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_{\text{max}} < 1\%$$

(zwischen Leerlauf und symmetrischer Vollast)

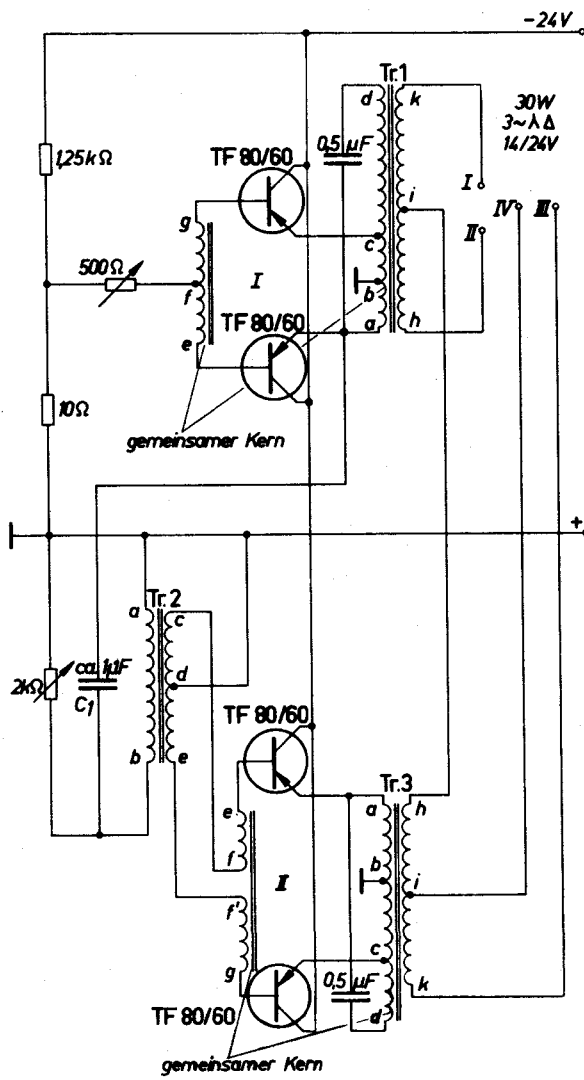
$$U_a = 14/24 \text{ V Stern-Dreieck}$$

Klirrfaktor k :

$$\text{Leerlauf} < 1\%$$

$$\text{Vollast} < 10\%$$

$$T_G \text{ max} = 50^\circ \text{ C}$$



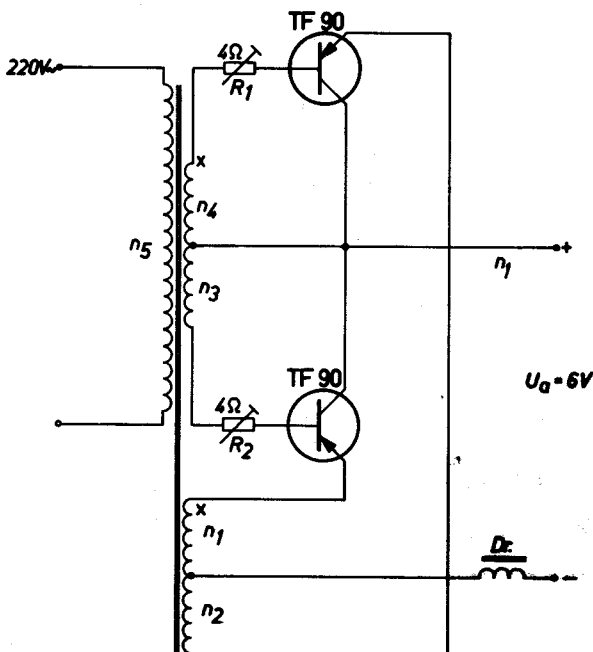
- Tr.1 : Kern M 55/20 Dyn. Bl. IV/Q.35 1L
gleichsinnig geschichtet
a - b - c 70+70 Wdg. CuL 0,5mm²
c - d 635 Wdg. CuL 0,35mm²
e - f - g 88+88 Wdg. CuL 0,3 mm²
h - i - k 55+55 Wdg. CuL 0,4 mm²
- Tr.2 : Kern M 30 Bl.D1/0,1 0,3L
gleichsinnig geschichtet
a - b 730 Wdg. CuL 0,12mm²
c - d - e 170+170 Wdg. CuL 0,2mm²
- Tr.3 : Kern M 55/20 Dyn. Bl. IV/Q.35 1L
gleichsinnig geschichtet
a - b - c 70+70 Wdg. CuL 0,5mm²
c - d 635 Wdg. CuL 0,35mm²
e - f - g 88+88 Wdg. CuL 0,3 mm²
h - i - k 55+55 Wdg. CuL 0,4 mm²
- I : Kern M 55/20 Dyn. Bl. IV/Q.35 1L
gleichsinnig geschichtet
a - b - c 70+70 Wdg. CuL 0,5mm²
c - d 635 Wdg. CuL 0,35mm²
e - f - g 88+88 Wdg. CuL 0,3 mm²
h - i 31 Wdg. CuL 0,45mm²
i - k 62 Wdg. CuL 0,45mm²

Bild 12

Transistoren als gesteuerte Gleichrichter

Bei der Auslegung eines Netzgerätes, das hohe Gleichströme bei kleinen Spannungen liefern soll, müssen Gleichrichter mit möglichst geringen Rest- bzw. Schließenspannungen verwendet werden, wenn ein guter Wirkungsgrad erzielt werden soll. Für diesen Zweck erscheint die Emitter-Kollektor-Strecke eines Germanium-Transistors besonders geeignet. Die Restspannung des Transistors TF 90 z. B. liegt bei einem Kollektorstrom von 10 A noch unter 0,3 V.

Die Schaltung eines Netzgerätes für eine Ausgangsspannung von 6 V und für einen maximalen Laststrom von 10 A ist in Bild 22 dargestellt. Die Transistoren TF 90 sind als gesteuerte Gleichrichter eingesetzt. Diese Schaltung ist die Umkehrung eines Gegentaktzerhackers. An die Stelle, an der bei diesem die Wechselfspannung abgenommen wird, wird hier das Netz angeschlossen. Die Gleichspannung gewinnt man an der Stelle, an der beim Gegentaktzerhacker die Batterie liegt. Die Widerstände R_1 und R_2 dienen zur Symmetrierung der beiden Transistoren.



x Punkte gleicher Polarität

Bild 22

Technische Daten

$$N_{\text{m}} = 83 \text{ W}$$

$$U_a = 6 \text{ V}$$

$$N_a = 60 \text{ W}$$

$$I_a = 10 \text{ A}$$

$$\eta = 72 \%$$

Die Daten des Übertragers

Tr 1

Kern: M 102 Dyn. Bl. IV/0,35 0,5 L gegenseitig geschichtet

 $n_1 = n_2 = 25$ Wdg. CuL 2,5 mm \emptyset (oder entsprech. Bandmaterial) $n_3 = n_4 = 8$ Wdg. CuL 1,5 mm \emptyset $n_5 = 718$ Wdg. CuL 0,5 mm \emptyset

Siebdrossel Tr 2

Kern: M 74 Dyn. Bl. IV/0,35 0,5 L gleichsinnig geschichtet

 $n_1 = 65$ Wdg. CuL 2,5 mm \emptyset (oder entsprechendes Bandmaterial)

Multivibratoren und Anordnungen zur Relaisverzögerung

Der Transistor eignet sich wegen seines niedrigen Durchlaß- und hohen Sperrwiderstandes und wegen seiner geringen Trägheit in hervorragendem Maße als Schalter. Ein besonders breites Anwendungsgebiet für Transistoren sind die verschiedenen Kippschaltungen. Erst mit Transistoren wurde der Einsatz von monostabilen, bistabilen und astabilen Multivibratoren bei kleinen Batteriespannungen möglich.

Unter einem monostabilen Multivibrator versteht man eine Kippschaltung, welche durch einen Auslöseimpuls aus ihrem ursprünglichen, stabilen Schaltzustand in einen labilen gebracht wird und nach Ablauf einer bestimmten Zeit selbständig in ihre Ausgangslage zurückkippt.

Der bistabile Multivibrator hat zwei stabile Stellungen, in die er durch zwei verschiedene (meist entgegengesetzt gepolte) Impulse gebracht wird.

Solche Anordnungen eignen sich besonders für die Impulsverstärkung. Dabei kann unabhängig von der Form des Eingangsimpulses die Dauer des Ausgangsimpulses weitgehend beeinflußt werden.

Der astabile Multivibrator hingegen kippt unabhängig von irgendeiner Beeinflussung von außen selbsttätig in einem bestimmten Rhythmus zwischen zwei Schaltstellungen. Als Anwendungen sind Taktgeber, Blinkerschaltungen und periodische Schalter bemerkenswert. Es werden an dieser Stelle nur die besonders interessanten Schaltungen für Relaisverzögerung und eine Abart des astabilen Multivibrators berücksichtigt. Durch Verwendung von Komplementär-Transistoren (pnp-npn) ist es gelungen, besonders hohe Tast-Pauseverhältnisse (bis 1 : 10 000) zu erhalten.

Relais mit Anzugverzögerung

Mit einem monostabilen Multivibrator kann man Relaisverzögerungen bis 30 Min. erreichen. Dabei schaltet das Relais nach Ablauf der eingestellten Zeit schlagartig ab, so daß auch höhere Ströme und Spannungen sicher und zuverlässig mit den Relaiskontakten geschaltet werden können.

In der Schaltung nach Bild 23 ist im Ruhezustand der Transistor T_1 gesperrt, der Transistor T_2 durchlässig. Es kann jedoch kein Kollektor-Strom fließen, weil durch den Schalter S der Stromkreis unterbrochen ist. Der Ruhestromverbrauch ist deshalb sehr gering. Der zusammen mit den Widerständen R_1 und R_2 die Verzögerungs-Zeit bestimmende Kondensator C_1 ist über R_3 und die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2 ständig aufgeladen. Damit der Transistor T_1 auch sicher gesperrt ist, wird die Emitterspannung durch einen Spannungsteiler etwas angehoben.

Wird der Schalter S geschlossen, gelangt eine hohe negative Spannung an die Basis des Transistors T_1 . Dieser zieht Strom, der an R_2 einen Spannungsabfall hervorruft. C_1 überträgt die Spannungsänderung auf die Basis des Transistors T_2 , die dadurch ein positives Potential erhält. Der Transistor wird gesperrt und das Relais bleibt stromlos. Die hohe negative Spannung liegt weiterhin an der Basis des Transistors T_1 . Diese Spannung wurde im Umschaltmoment durch den Kondensator C_2 aufrechterhalten.

Der Kondensator C_1 entlädt sich nun über die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors T_1 gegen negatives Potential. Sobald die Basis des Transistors T_2 negativ wird, kippt der Multivibrator, das Relais spricht an und die Spannung am Kollektor sinkt auf die Größe der Restspannung. Dadurch wird der Transistor T_1 gesperrt.

Die Verzögerungszeit errechnet sich aus der Gleichung

$$t = 0,7 \cdot C_1 (R_1 + R_2)$$

Im vorliegenden Fall kann die Verzögerungszeit zwischen 5 und 1,5 s mit dem Potentiometer eingestellt werden.

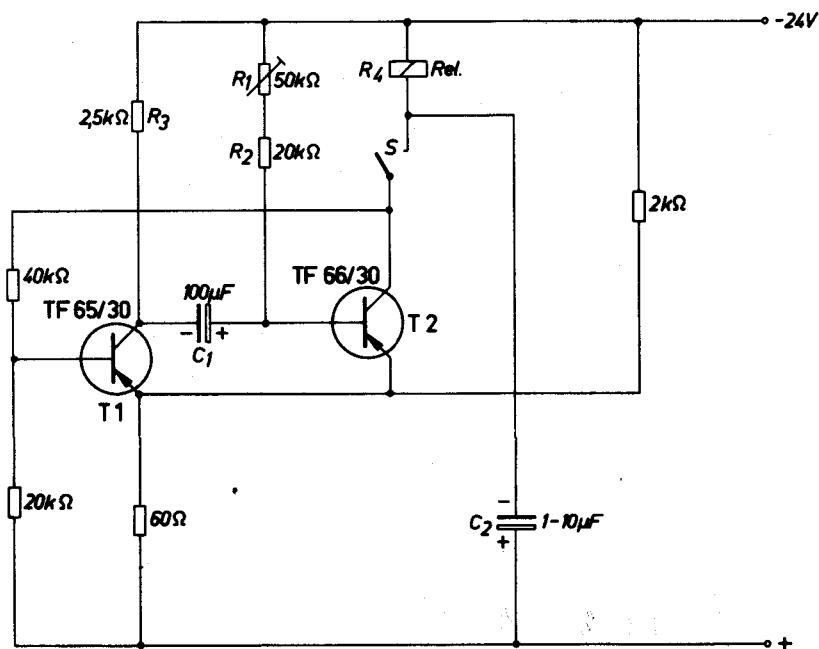


Bild 23

Der Widerstand ($R_1 + R_2$) darf nur so groß gewählt werden, daß über ihn der für die Durchsteuerung des Transistors T_2 notwendige Basisstrom fließen kann, weil nur dann nach dem Kippen der Transistor sicher durchläßig bleibt.

Es soll daher

$$(R_1 + R_2) \leq 0,8 \cdot B \cdot R_4$$

sein, wobei B die Gleichstrom- oder Großsignalverstärkung des Transistors T_2 bedeutet. Der Faktor 0,8 ist als Sicherheit eingeführt. Es ist also nicht möglich, wie aus der Gleichung für die Verzögerungszeit hervorzugehen scheint, den Widerstand ($R_1 + R_2$) möglichst groß zu wählen, um mit kleinen Kapazitäten auszukommen.

Die Wiederbereitschaftszeit, also die Zeit, in der der Kondensator wieder aufgeladen wird, beträgt $3 \cdot R_3 \cdot C_1$, ist also immer bedeutend kleiner als die Verzögerungszeit.

Technische Daten

Arbeitskontakt: Anzugsverzögerung

Ruhekontakt: Abfallverzögerung

Verzögerungszeit: etwa 5 s

Rel.: Trls 151 x nach TBV 65026/74 d

Relais mit Abfallverzögerung

Grundsätzlich kann mit Hilfe eines Ruhekontaktes am Relais mit der vorhin beschriebenen Schaltung eine Abfallverzögerung erzielt werden. In vielen Fällen liegt jedoch auch der Wunsch vor, daß ein Relais bei kurzzeitiger Betätigung einer Taste sofort anspricht und nach einer definierten Zeit selbsttätig wieder abfällt.

Diese Forderung erfüllt der in Bild 24 gezeigte monostabile Multivibrator. Der Transistor TF 78 ist im Ruhezustand gesperrt, das Relais ist stromlos. Durch Drücken der Taste T wird der Transistor TF 78 durchgeschaltet und wie oben beschrieben der Transistor TF 65 gesperrt. Das Relais spricht an und fällt nach der Zeit $t = 0,7 \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_2)$ selbsttätig ab.

Technische Daten

Rel.: Trls 6 a nach TBV 62010/9 c — 20 a (120 Ω)

Schaltverzögerung: $T \sim 0,7 \cdot C_1 (R_1 + R_2)$ 0,5—6 s

Relais bleibt jedoch stromlos, da der Schalter S geöffnet ist (Bild 25). Wird der zweipolige Schalter S geschlossen, so entlädt sich der Kondensator. Die Basis erhält positives Potential und der Transistor wird dadurch gesperrt. Das Relais bleibt weiterhin unerregt, bis nach Beendigung der Entladung des Kondensators ($t = 0,7 \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_2)$) der Transistor wieder geöffnet wird. Das Relais spricht an und bleibt angezogen bis der Schalter S erneut betätigt wird, wenn die bereits erwähnte Bedingung $(R_1 + R_2) \leq 0,8 \cdot B \cdot R_{Re1}$ eingehalten ist.

Technische Daten

Rel = Trls 151 x nach TBv 65026

Arbeitskontakt gibt Einschaltverzögerung

Ruhekontakt gibt Ausschaltverzögerung

Verzögerungszeit: 1,5—5 s

$S = 2$ poliger Schalter

$t_{Chass} = -10$ bis $+50^\circ \text{C}$

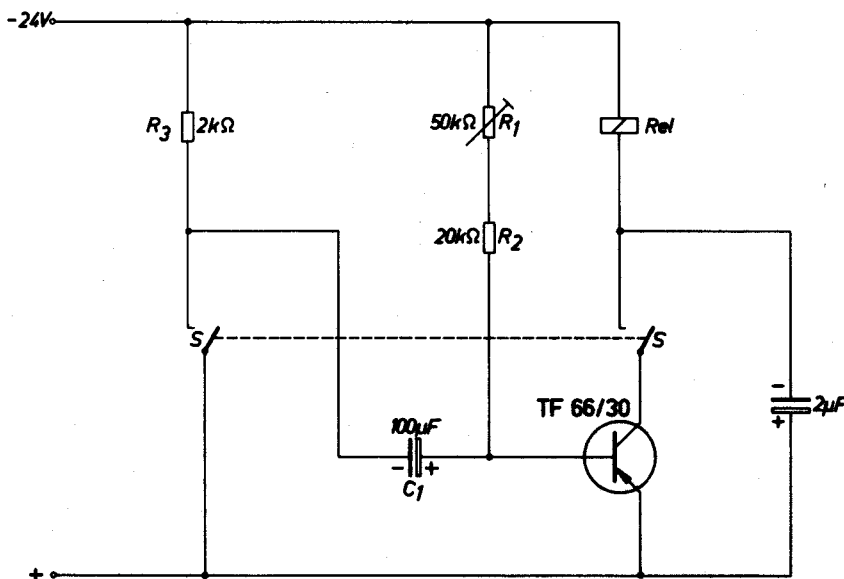


Bild 25

Ausschaltverzögerung

Hier ist im Ruhezustand der Transistor wieder stromdurchlässig, jetzt ist aber das Relais erregt, weil der zweipolige Schalter S geschlossen ist. Der Kondensator ist aufgeladen (Bild 26).

Nach dem Öffnen des Schalters S bleibt der Transistor durchlässig, weil der Kondensator für die erforderliche Basisspannung sorgt. Der Stromkreis ist weiterhin über den Arbeitskontakt a des Relais geschlossen. Würde der Kondensator nur über die Basis-Emitterstrecke entladen, so wäre die Verzögerungszeit temperaturabhängig. Um diesen Einfluß zu verringern, muß ein Widerstand parallel geschaltet werden, der so groß sein soll, daß die Entladung vorwiegend über ihn vor sich geht. Man kann dann bei Verwendung eines Relais mit dem üblichen Anzug-Abfall-Verhältnis als Verzögerungszeit etwa $t = C_1 \cdot R_1$ setzen.

Technische Daten

Rel = Trls 151 x nach TBv 65026

Arbeitskontakt gibt Ausschaltverzögerung

Ruhekontakt gibt Einschaltverzögerung

Verzögerungszeit: etwa 3 s

S = 2poliger Schalter

$t_{Chass} = -10$ bis $+50^\circ$ C

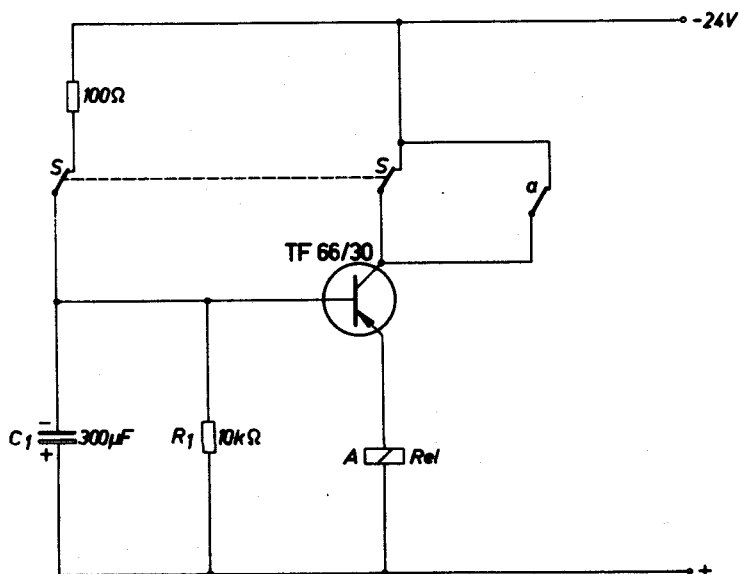


Bild 26

Relaisverzögerung mit Thernwid-Heißeitern

Wenn die Verzögerungszeit nicht einstellbar sein muß und wenn keine zu große Genauigkeit gefordert wird, können mit Heißeitern Verzögerungsschaltungen bei geringem Aufwand verwirklicht werden, und zwar Anzug- und Abfallverzögerungen.

Zur Anzugverzögerung (Bild 27) wird der Heißeiter in Serie zum Relais geschaltet. Nach dem Anschalten der Batteriespannung fließt ein Strom durch die Relaisspule, der durch den hohen Kaltwiderstand des Heißeiters auf einen Bruchteil des Relais-Ansprechstromes begrenzt wird. Durch die Eigenaufheizung des Heißeiters nimmt sein Widerstand ab, und der Strom steigt an, bis der Ansprechstrom erreicht ist.

Die Wiederbereitschaftszeit, das ist die Zeit, in der der Heißeiter etwa auf Raumtemperatur abgekühlt ist, liegt hier bei mehreren Sekunden und kann aus den Angaben für die thermische Abkühlzeitkonstante in den Datenblättern der Heißeiter genau ermittelt werden. Damit diese Abkühlung schon während der Zeit vor sich gehen kann, in der das Relais angezogen ist, empfiehlt es sich, den Heißeiter mit einem Relaiskontakt abzuschalten.

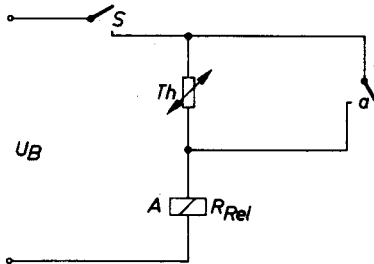


Bild 27

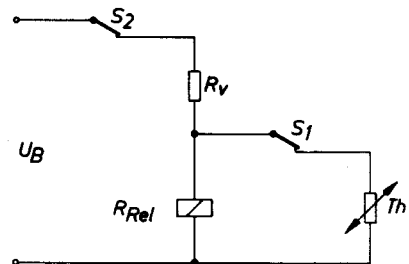


Bild 28

Schaltet man den Heißeiter parallel zum Relais, so kann eine Abfallverzögerung erzielt werden (Bild 28). Es gibt dabei 2 Möglichkeiten: Schalter S_2 bleibt geschlossen, S_1 wird geschlossen. Der Heißeiter wird von einem Strom durchflossen und aufgeheizt. Es tritt eine Spannungsteilung zwischen R_V und dem Heißeiter auf. Die stetige Verkleinerung der Spannung am Heißeiter führt schließlich zum Abfallen des Relais.

Die zweite Möglichkeit ist folgende: Schalter S_1 ist geschlossen, S_2 geöffnet. Wird nun S_2 betätigt, so spricht das Relais sofort an und fällt nach Ablauf der Aufheizzeit des Heißeiters selbsttätig wieder ab.

Die Konstanz der Verzögerungszeiten ist abhängig von der Toleranz des Kaltwiderstandes und des Temperaturkoeffizienten und von der

Umgebungstemperatur. Diese Verzögerungsschaltungen sind deshalb nur in solchen Fällen verwendbar, in welchen keine hohe Genauigkeit gefordert wird.

Richtwerte der Verzögerungszeiten t bei verschiedenen Batteriespannungen U_B und Relais-Widerständen R_{Rel} in Sekunden.

| Bauform | Typ | U_B | 8 | 12 | 24 | 36 | 48 | 60 | 110 | V |
|---------|-------|-----------|-----|-----|-----|-----|------|------|------|----------|
| A 34 | 2/30 | t | 2 | 0,7 | 0,1 | | | | | s |
| | | R_{Rel} | 125 | 200 | 400 | | | | | Ω |
| | 10/25 | t | | | | 10 | 6 | 3,5 | 1 | s |
| | | R_{Rel} | | | | 800 | 1200 | 1500 | 3000 | Ω |
| | 14/30 | t | | | | | 40 | 24 | 6 | s |
| | | R_{Rel} | | | | | 1000 | 1500 | 2500 | Ω |

Multivibratoren mit Komplementärtransistoren

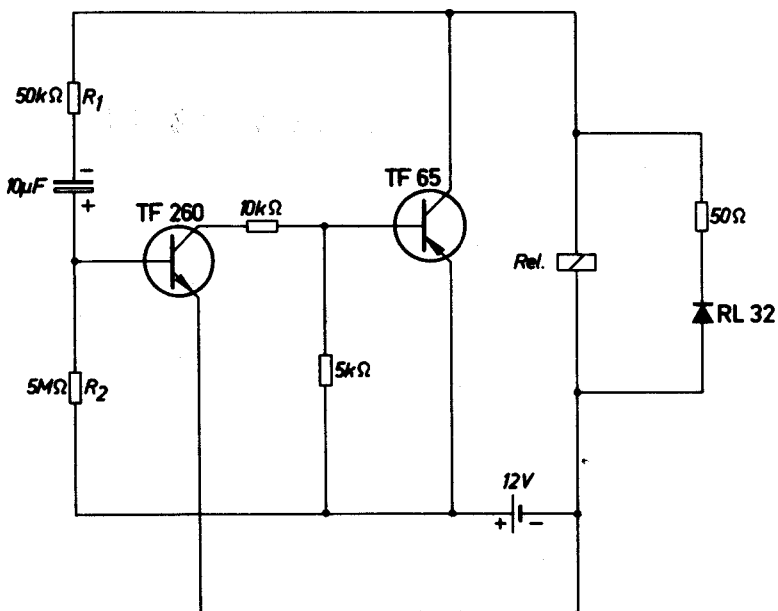
Diese Variante des astabilen Multivibrators mit einem npn und einem pnp Transistor weist gegenüber den gebräuchlichen Kippschaltungen mehrere bedeutende Vorteile auf, nämlich sehr guter Wirkungsgrad, großer Variationsbereich des Tastverhältnisses (bis 1 : 10 000), große Schaltströme bei relativ kleiner Schwingkapazität und scharfe Rechteckform des abgegebenen Signals.

Ein weiterer Vorteil ist der hohe erzielbare Wirkungsgrad. Weil während der Impulspause beide Transistoren gesperrt sind, können Wirkungsgrade von 95 bis 98% erzielt werden. Dies ist besonders bei einer Anwendung in nicht ortsgebundenen Verbrauchern mit Batteriebetrieb wie z. B. Warnlaternen für Baustellen, Blinkbojen usw. wichtig.

Der Anwendungsbereich der Schaltung erstreckt sich auf alle periodisch wiederkehrenden Schaltvorgänge wie z. B. Lichthupen, Fahrtrichtungsanzeiger bzw. Blinker, funkenlose Schalter und elektr. Uhrenaufzug.

Periodische Schalter

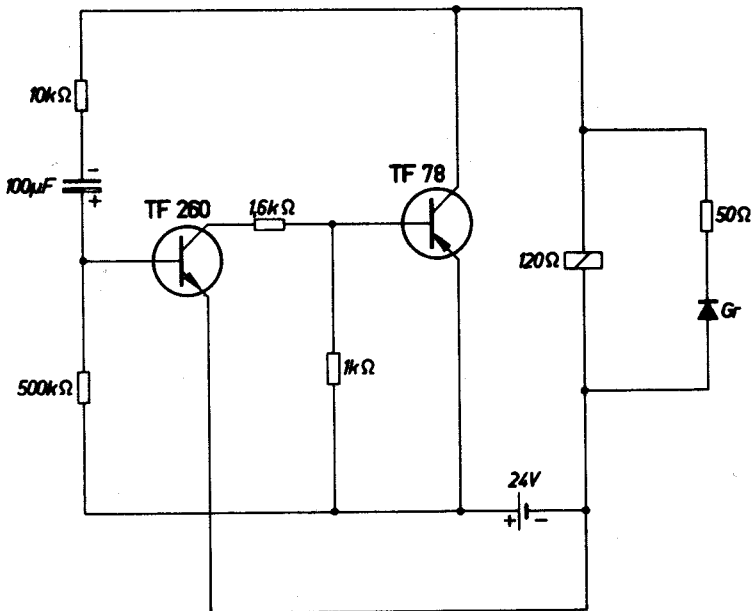
Zur Beschreibung dieser astabilen Schwingschaltung nach Bild 29 muß man von irgendeinem Augenblickszustand ausgehen, am besten von der Impulspause, in der beide Transistoren gesperrt sind. Der linke Transistor (nnp) bleibt so lange gesperrt, bis die Spannung am Kondensator,



Impulsdauer 1 s
 Impulspause 30 s
 Rel.: Trls 151 x nach TBv 65021/74 d

Bild 29

der über den Relaiswiderstand und die Widerstände R_1 und R_2 aufgeladen wird, den Wert der Schwellspannung der Basis-Emitter-Diodenstrecke des npn Transistors erreicht hat. Es fließt dann zunächst ein kleiner Basisstrom, der um den Faktor der Stromverstärkung vergrößert dem rechten Transistor (pnp) als Steuerstrom zugeführt wird. Dieser zieht ebenfalls Strom und der Spannungsabfall am Relaiswiderstand bewirkt ein Wandern des Kollektorpotentials nach positiven Werten. Durch die Rückkopplung über R_1 und C wird der Basisstrom des npn Transistors rasch vergrößert und die Durchschaltung wird dadurch beschleunigt. Beide Transistoren sind stromdurchlässig und das Relais ist erregt. Der Kondensator entlädt sich nun über R_1 und die Basis-Emitterstrecke des linken Transistors. Sobald die Entladung so weit fortgeschritten ist, daß der zur Durchschaltung erforderliche Basisstrom nicht mehr aufgebracht werden kann, kippt der Multivibrator wieder um. Für die Länge der Impulspause ist daher in erster Linie der Widerstand R_2 und für die Impulsdauer der Widerstand R_1 maßgeblich. Das Ansteigen der



Impulsdauer 2,5 s
 Impulspause 30 s
 Gr: SSF V 15 C 200

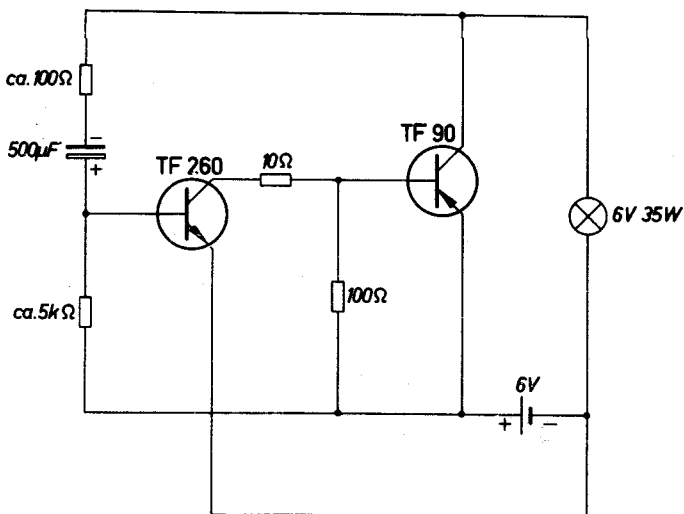
Bild 30

Spannung am Kollektor des rechten Transistors nach negativen Werten wird wieder über die Rückkopplung auf den Eingang übertragen, wodurch auch diese Umschaltung sehr rasch vor sich geht. Tatsächlich kann die abgegebene Spannung als streng rechteckig bezeichnet werden. Die Umschaltverluste an den Transistoren sind daher minimal.

Um zu hohe Spannungsspitzen beim Abschalten des Relais am Kollektor des pnp Transistors zu vermeiden, wurde eine Diode parallel zum Relais geschaltet. Ein Abschneiden der Spitzen mit Hilfe eines Kondensators ist nicht zu empfehlen, da der Multivibrator durch die Kapazität zu stark bedämpft wird. Bei Verwendung von Transistoren größerer Leistung können selbstverständlich auch höhere Ströme geschaltet werden, wie das zweite Beispiel (Bild 30) zeigt, bei dem der Transistor TF 78 verwendet wird.

Blinker

Das periodische Schalten von Glühlampen mit Multivibratoren wirkt ein Problem auf. Der Kaltwiderstand der Glühfäden ist so gering, daß Einschaltstromstöße in der Größenordnung des 5 bis 10fachen Betriebsstromes auftreten. Bei der im folgenden Beispiel (Bild 31) verwendeten Glühlampe (6 V, 35 W) würde der Einschaltstromstoß 45 A betragen. Dieser Strom wird jedoch durch den Transistor begrenzt. Dabei entsteht allerdings an diesem eine Verlustwärme, für deren Abfuhr gesorgt werden muß.



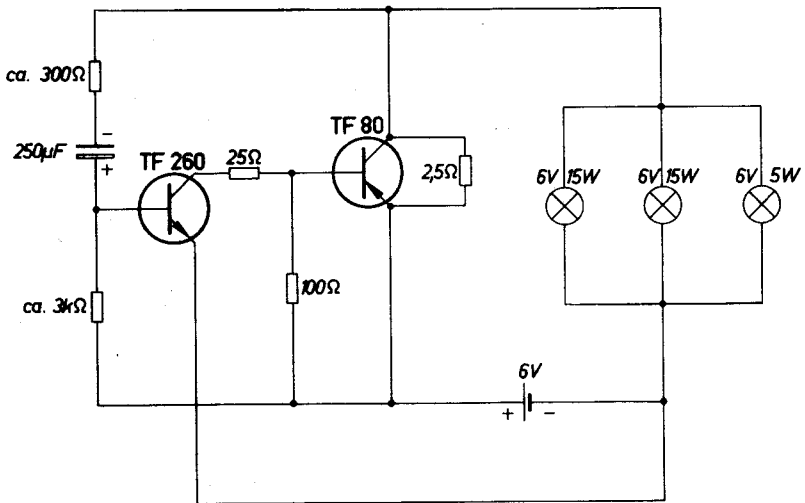
Impulsdauer ca. 0,25 s

Impulspause ca. 1,75 s

Bild 31

Es wurde deshalb in dem vorliegenden Beispiel der Transistor TF 90 wegen seines großen zulässigen Kollektorstromes und wegen seines geringen Wärmewiderstandes gewählt.

Die Einschalt-Stromspitze kann jedoch auch noch auf andere Weise begrenzt werden. Wie in dem Beispiel nach Bild 32 gezeigt wird, kann man durch Parallelschalten eines geeigneten Widerstandes zur Kollektor-Basisstrecke des schaltenden Transistors die Lampen während der Impulspause etwas vorheizen. Der Widerstand des Glühfadens ist dann beim Einschalten höher und der Spitzenstrom ist begrenzt. In dieser Schaltung kann daher bei etwa gleicher Schaltleistung der kleinere Transistor TF 80 verwendet werden.



Impulsdauer ca. 0,25 s
Impulspause ca. 0,4 s

Bild 32

Steuerschaltungen mit Halbleiter-Bauelementen

Auch auf dem Gebiet der Steuer-Technik können mechanische Einrichtungen vielfach vorteilhaft durch elektronische Anordnungen mit Halbleiter-Bauelementen ersetzt werden. Die im folgenden beschriebenen Beispiele sind eine Auswahl aus der Vielzahl der Anwendungsmöglichkeiten.

Hochempfindliche photoelektrische Steuerschaltung

Wechselstromverstärker mit Transistoren haben gegenüber Gleichstromverstärkern den Vorteil, daß sie mit verhältnismäßig geringem Aufwand temperaturstabilisiert werden können. Während bei Gleichstromverstärkern hoher Empfindlichkeit bereits kleine Verschiebungen des Arbeitspunktes stören, bleiben diese bei Wechselstromverstärkern in weiten Grenzen ohne Einfluß. Da man z. B. bei Lichtschranken vielfach mit geringer Lichtintensität auskommen bzw. große Entfernungen überbrücken will, war es naheliegend, das lichtempfindliche Element mit Wechsellicht zu beeinflussen und den Photo-Wechselstrom zu verstärken (Bild 33). Als Lichtquellen können Glühlampen, Glimmlampen und Leuchtstoffröhren verwendet werden. Auf Schwankungen des Tageslichtes spricht der Verstärker selbstverständlich nicht an (Gleichlicht), was besonders bei Lichtschranken sehr erwünscht ist.

Die Frequenz der Licht-Welligkeit ist gleich der doppelten Betriebsfrequenz, die im allgemeinen die Netzfrequenz sein wird. Die Schwingkreise des Selektivverstärkers sind daher auf eine Frequenz von 100 Hz abgestimmt. Am Ausgang des dreistufigen Verstärkers ist ein Relais angeschaltet, das bei einem effektiven Photostrom von 50 nA sicher anspricht. Der dynamische Eingangswiderstand der ersten Stufe beträgt ungefähr 2 k Ω , die erforderliche Steuerwechselspannung ist also 100 μ V eff. Die Grenze der erreichbaren Empfindlichkeit ist durch das Rauschen der Eingangsstufe festgelegt. Durch die hohe Güte des ersten Schwingkreises (Tr 1) kommt nur ein kleiner Frequenzbereich des Rauschens zur Geltung. In der vorliegenden Schaltung konnte noch kein störender Einfluß des Rauschens festgestellt werden; man könnte also mit Hilfe einer 4. Stufe die Empfindlichkeit noch mindestens um den Faktor 100 erhöhen, bezogen auf den Photostrom.

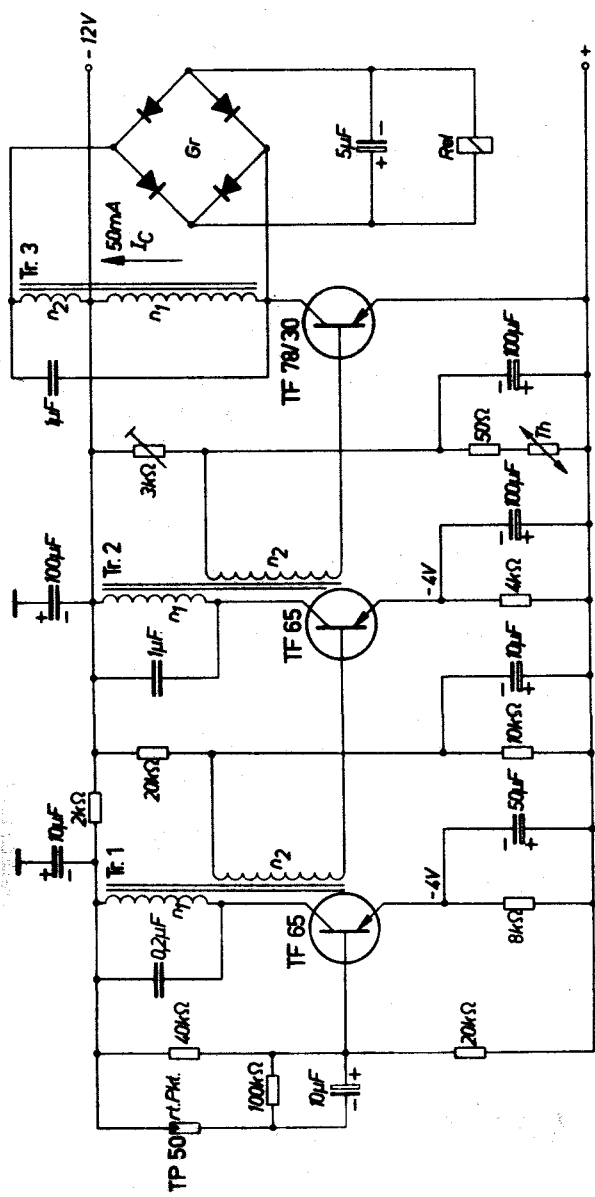
Technische Daten

Batteriespannung 12 V

Eingangsempfindlichkeit 50 nA eff. Photostrom bei Ansprechen des Relais.

Geschwindigkeits-Kontrollgerät

Beim Durchlaufen einer Doppellichtschranke ist der zeitliche Abstand der beiden erzeugten Impulse umgekehrt proportional der Geschwindig-



Trafdaten:
 Tr. 1: Siferrit Schalenkern B 65581 (20x23) N22 A 400
 $\eta_1 = 5000$ Wdg. CuL 0,08 mm ϕ außen
 $\eta_2 = 650$ Wdg. CuL 0,08 mm ϕ innen
 Tr. 2: Siferrit Schalenkern B 65581 (20x23) N22 A 630
 $\eta_1 = 2100$ Wdg. CuL 0,12 mm ϕ außen
 $\eta_2 = 100$ Wdg. CuL 0,15 mm ϕ innen
 Tr. 3: M 42/15 Dyn. Blech IV/0,35 Q5L
 je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet ($4 \times \frac{1}{4}$)
 $\eta_1 = 800$ Wdg. CuL 0,3 mm ϕ innen
 $\eta_2 = 800$ Wdg. CuL 0,3 mm ϕ außen
 Th = Thermwid.-Heißleiter K 15 50 Ω
 Gr = Siemens Gleichrichter: SSF B 30 C 250

Rel. = Tris 151x nach TBx 65022/71a
 Eingangsimpf/dlichkeit: 50nA erf. bei Ansprechen des Relais
 maximale Schaltfrequenz: 5 Hz

Bild 33

keit. Die Schaltung nach Bild 34 vergleicht den Abstand der Impulse mit einer einstellbaren Zeitkonstante und zeigt an, ob die Geschwindigkeit über oder unter dem eingestellten Wert liegt. Dieses Gerät ist zur Kontrolle von Fahrzeuggeschwindigkeiten, Bandgeschwindigkeiten usw. gedacht.

Durch den Abstand der beiden Lichtschranken wird eine gewisse Strecke definiert, die der zu messende Körper durchlaufen muß. Trifft der Körper auf die erste Schranke, so wird der Lichtstrahl unterbrochen, und die Photodiode TP 50₁ (Bild 34) wird hochohmig. Ein durch den Verstärker I_1 verstärkter Impuls bringt den monostabilen Multivibrator M_1 zum Kippen. Der Punkt 1 erhält negatives Potential nahezu in der vollen Höhe der Batteriespannung. Der Körper durchläuft nun die vorgegebene Strecke und deckt bei Erreichen der zweiten Lichtschranke die Photodiode TP 50₂ (Bild 34) ab. Über einen dem Verstärker I_1 gleichen Verstärker I_2 gelangt ein negativer Spannungsimpuls an den monostabilen Multivibrator M_2 . Dieser kann nur dann kippen, wenn am Punkt 1 noch negatives Potential liegt, wenn also der Multivibrator M_1 noch nicht in seine Ausgangslage zurückgekehrt ist. Durchläuft demnach der Körper die beiden Lichtschranken in einer Zeit, die kleiner ist als die Zeitkonstante des Multivibrators M_1 , so leuchtet die über einen Ruhekontakt des Relais A an eine Spannungsquelle angeschlossene Glühlampe auf und zeigt an, daß die Geschwindigkeit des Körpers zu groß war.

Wird jedoch die zweite Lichtschranke erst nach Ablauf der Zeitkonstante des Multivibrators M_1 unterbrochen, so ist der Eingang des Multivibrators M_2 wegen des nun positiven Potentials des Punktes 1 über die Diode RL 32 kurzgeschlossen. Der Multivibrator M_2 kippt nicht, und die Anzeigelampe bleibt dunkel. Dies ist ein Zeichen dafür, daß die vorge-schriebene Geschwindigkeit nicht überschritten wurde. Das Gerät ist zu einer Ja-Nein-Anzeige geeignet.

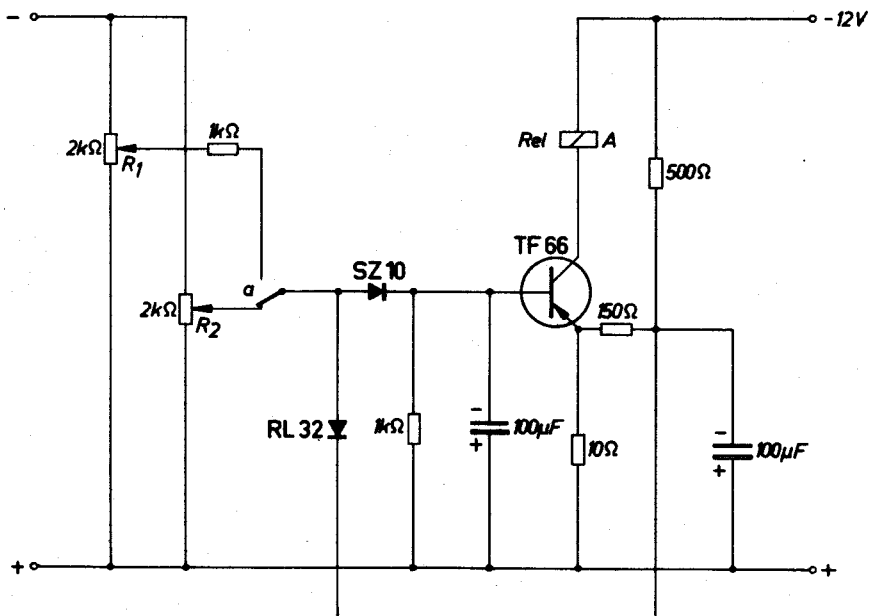
Bei dem Beispiel nach Bild 34 können bei einem Abstand der Lichtschranken von 20 cm mit dem Potentiometer R_1 Grenzhgeschwindigkeiten zwischen 8 und 50 m/sek. eingestellt werden. Es ist selbstverständlich auch möglich, durch geeignete Veränderung der Widerstände R_1 und R_2 und des Kondensators C_1 auch andere Multivibrator-Zeitkonstanten und damit Grenzhgeschwindigkeiten vorzugeben. (Siehe Kapitel: Multivibratoren.)

Steuerschaltung mit sich überschneidendem Ansprech- und Abfallpegel

Vielfach liegt der Wunsch vor, daß in elektronischen Steuerungen ein Relais bei Erreichen einer bestimmten Spannung anspricht, aber erst nach Absinken der Signalspannung weit unter den Ansprechwert wieder

abfällt. Mit der Schaltung nach Bild 35 kann ein Unterschied zwischen Ein- und Abschaltpegel bis zu 300% erreicht werden.

Wird eine Spannung an die Eingangsklemmen gelegt, so gelangt eine dazu proportionale Spannung über den Relaiskontakt a an die Zenerdiode SZ 10. Ein Basisstrom kann jedoch erst dann fließen, wenn die Zenerspannung der Diode erreicht wird. Das Relais spricht dann an und der Umschaltkontakt a wird betätigt. Dadurch wird der Spannungsteiler R_1 wirksam. Ist der als Vorwiderstand geschaltete Teil des Potentiometers R_1 kleiner als der des Potentiometers R_2 , so fließt auch bei einem Absinken der Steuerspannung noch Basisstrom. Durch das Verhältnis dieser Vorwiderstände kann die Differenz zwischen Ansprech- und Abfallspannung eingestellt werden. Als Steuerspannung kommen Gleich- und Wechselspannungen in Frage. Bei der Verwendung einer Wechselspannung wird die positive Halbwelle durch die Diode RL 32 abgeschnitten.



Rel A: Irits 151x nach TBv 65021/74d

Bild 35

Technische Daten

| | |
|---|-------------------------|
| Günstiger Wert der Geberspannung | max. 40 V |
| Prozentualer Unterschied der Geberspannungen zwischen Anzug und Abfall der Relais | einstellbar 2% bis 300% |
| Betriebsspannung | 11,5—14 V |
| Zulässige Betriebstemperatur am Gehäuse des Transistors | — 20 bis + 60° C |
| Unsicherheit des Schaltpunktes bei Änderung der Temperatur und der Batteriespannung | max. 3% |

Elektronische Überwachung von Temperaturen

Das Bild 36 zeigt eine Meß- bzw. Steuerschaltung mit Halbleiter-Bau-elementen, die die gleichzeitige Überwachung von beliebig vielen Temperatur-Meßstellen ermöglicht.

Bei der Parallelschaltung mehrerer gleichwertiger Geber ist es schwierig, eine Summenbildung der verschiedenen Signalspannungen zu verhindern, also jedes Signal unabhängig von anderen Meßstellen auszuwerten.

Dieses Problem wurde hier dadurch gelöst, daß die einzelnen Meßstellen über Germanium-Dioden an den Schaltverstärkern angeschlossen werden. Durch den hohen Sperrwiderstand dieser Dioden wird eine Rückwirkung der Signalspannung eines Gebers auf einen anderen vermieden.

Als Temperaturfühler dienen Thernewid-Heißleiter.

Diese Schaltanordnung ermöglicht auch eine Wiedereinschaltverzögerung. Wird der Querstrom über die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 nicht viel größer als der Relaisstrom gewählt, so wird bei Abfallen des Relais (Erreichen der Abschalttemperatur) wegen des kleiner werdenden Spannungsabfalles an den Widerständen R_2 und R_3 die ganze Anordnung derart verstimmt, daß erst nach Abkühlung der Meßstelle um einen bestimmten Wert das Relais wieder anspricht. Diese Intervalle betragen bei der angegebenen Dimensionierung 1—3° C.

Integralregler zur Steuerung einer Heizung

Für die Temperaturkonstanz in einem Raum ist nicht nur die Genauigkeit der Regelanordnung, sondern auch die Trägheit der Heizung selbst maßgebend.

Mit dem Integralregler nach Bild 37 erreicht man ein gutes Ergebnis. Hier wird über ein Relais die Heizung periodisch an und abgeschaltet. Die Länge einer Periode bleibt konstant, das Tastverhältnis ändert sich jedoch in Abhängigkeit vom Verhältnis der Raumtemperatur zur eingestellten Temperatur. Diese Änderung umfaßt den gesamten Bereich von 0 bis $1 \times T$, wobei T die konstante Periodendauer ist.

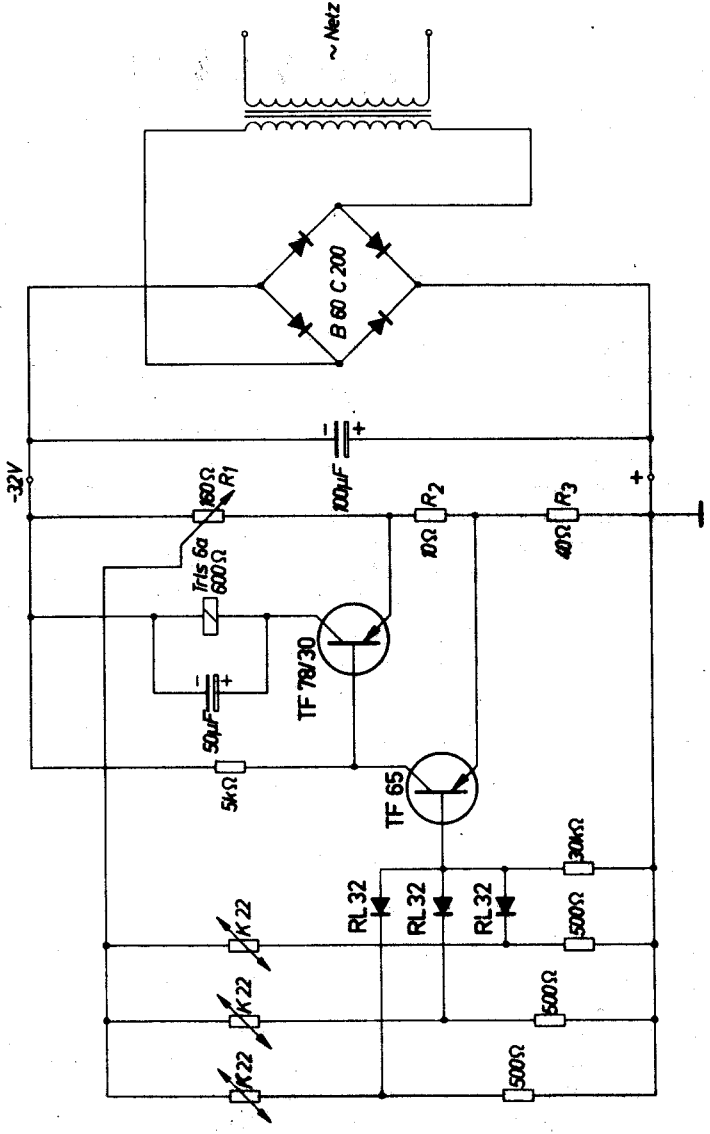
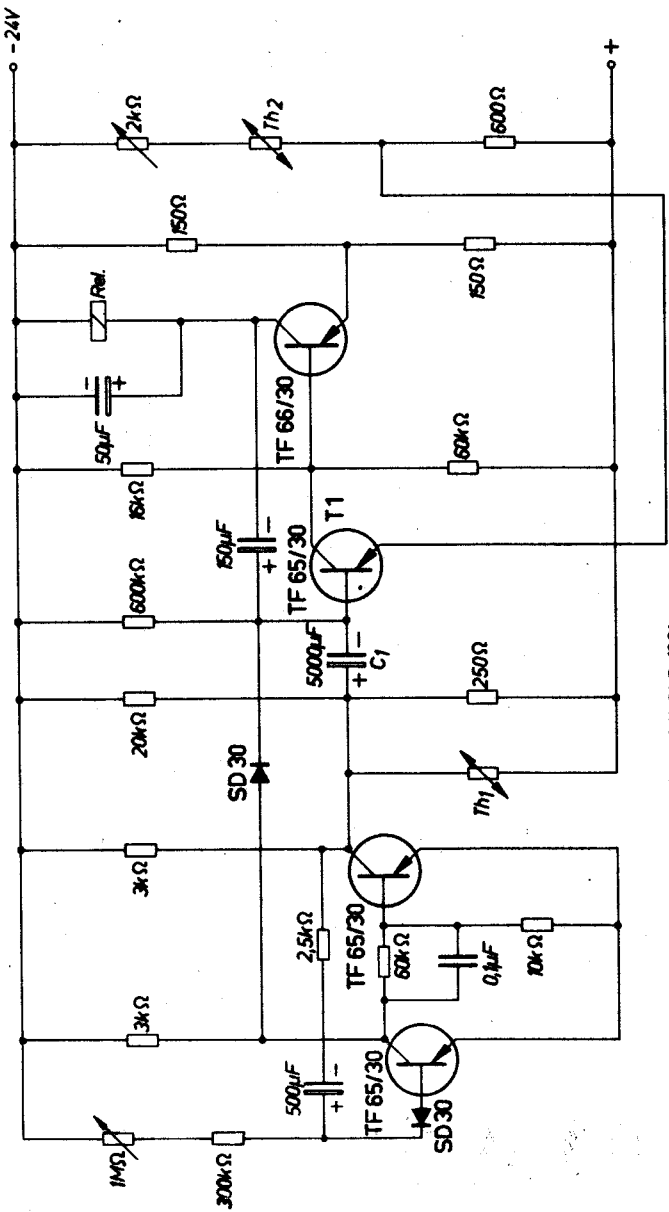


Bild 36

Abschaltpunkt regelbar zwischen 80 und 170°C

Anspruchsgenauigkeit ± 1°C



Th₁ = Thernewid - Halbleiter K 11, 2kΩ, 10%
 Th₂ = Thernewid - Halbleiter K 11, 1kΩ, 10%

Rel. = Irls 151x nach TBV 65062/74d

Der astabile Multivibrator M (Bild 37) bestimmt die Länge der Periodendauer T . Der Kondensator C_1 wird abwechselnd auf- und entladen. Der Wert des Ladezustandes, der an diesem Kondensator erreicht sein muß, damit der Schaltverstärker V erregt wird, ist abhängig von dem jeweiligen Potential des Emitters des Transistors T_1 . Dieses Potential verschiebt sich wegen des im Spannungsteiler befindlichen Heißleiters Th_2 mit der Temperatur. Damit ist die Regelung des Tastverhältnisses gegeben.

Der Meßthernewid Th_2 muß nicht mit dem Gerät räumlich verbunden sein. Selbstverständlich kann dieser Integralregler auch mit anderen Elementen gesteuert werden, z. B. mit Photodioden. Der Thernewid Th_1 dient zur Temperaturkompensation der Anordnung.

Technische Daten

Betriebsspannung 18 bis 30 V

Betriebsstrom 100 mA bei 24 V

Betriebstemperatur -25°C bis $+35^\circ\text{C}$

Regelbereich -20°C bis $+20^\circ\text{C}$

Periodendauer T etwa 4,5 min

Gleichstrom-Verstärker

Der Verstärker nach Bild 38 kann zur Verstärkung kleiner Gleichspannungen, wie sie Hallgeneratoren, Photozellen oder Thermoelemente liefern, verwendet werden.

Die Spannungsverstärkung beträgt ca. 60 dB. Sie ist linear bis zu einer Eingangsspannung von 10 mV.

Der Verstärker ist in Gegentaktschaltung mit A-Betrieb ausgeführt; dadurch wird eine Plus-Minus-Anzeige erreicht. Wegen der starken Gegenkopplung wird der Verstärker verhältnismäßig gut temperaturstabil.

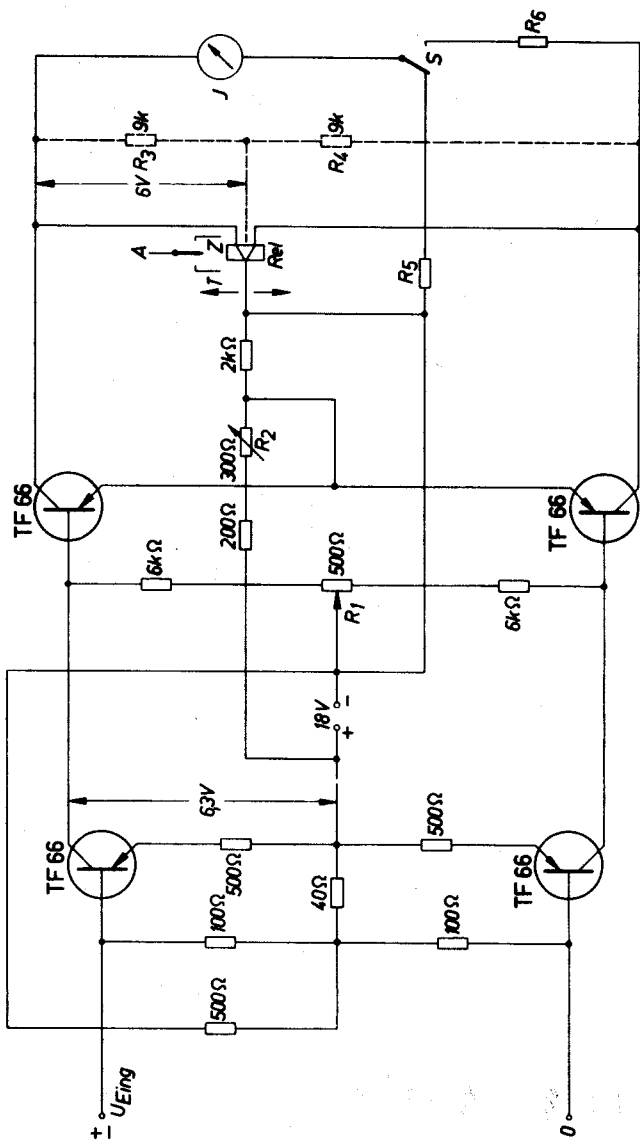
Am Ausgang des Verstärkers können je nach Bedarf das angegebene Kleinpolrelais mit Mittelpunkt-Ruhelage oder die strichliert eingezeichneten Arbeitswiderstände R_3 und R_4 angeordnet werden. In beiden Fällen muß die Kontrolle des Nullpunktes und des Arbeitspunktes mit einem Instrument I (z. B. $20\ \mu\text{A}$) und entsprechenden Widerständen R_5 und R_6 vorgenommen werden. Der Nullpunkt wird mit Hilfe des Potentiometers R_1 und der Arbeitspunkt mit dem Potentiometer R_2 nachgeregelt.

Der Arbeitspunkt ist richtig eingestellt wenn die Spannung an dem Widerstand R_3 etwa 6 V beträgt.

Der Nullpunkt ist dann richtig eingestellt wenn die Summe der Spannungen an R_5 und R_6 gleich Null ist.

Die Größe der Widerstände R_5 und R_6 ist abhängig vom verwendeten Strommeßgerät.

Für beide Gegentaktstufen müssen gepaarte Transistoren eingesetzt werden.



S = Empfänger Umschalter

Rel = Kleinpol Relais Iris 65a /3504/24

J = μ A-Meter, Nullpunkt in der Mitte (20 μ A Endausschlag)

R_5, R_6 entsprechend μ A Instrument

Bild 38

Geregelte Netzgeräte mit Transistoren

Niederspannungs-Netzgeräte können durch gleichstromgekoppelte Transistor-Verstärker gut stabilisiert werden. Die Ausgangsspannung wird mit einer Vergleichsspannung, die vorteilhaft mit Hilfe einer Silizium-Zenerdiode hergestellt wird, verglichen.

Die Eingangsgleichspannung am Regelverstärker ergibt sich aus der Gleichung.

$$U_a - U_z = U_{\text{Regel}} \pm \Delta u$$

Dabei ist:

U_a , die gewünschte Ausgangsspannung.

U_z , die mit einer Zenerdiode hergestellte Vergleichsspannung.

U_{Regel} , die am Steuertransistor auftretende Spannung zwischen Emitter und Basis.

Δu die Änderung der Ausgangsspannung.

Der Innenwiderstand bzw. die Güte der Regelung ist abhängig von der Spannungsverstärkung des Regelgliedes. Es können Innenwiderstände $< 2 \text{ m}\Omega$ erzielt werden. Nachstehend sind verschiedene Beispiele von transistorgeregelten Netzgeräten angegeben.

Netzgerät mit doppelter Regelung (Bild 39)

Dieses Gerät ist besonders für die Verwendung im Labor geeignet. Es hat geringen Innenwiderstand und kleine Brummspannungen. Es ersetzt einen Auto-Akkumulator von 12 V, hat aber gegenüber diesem den Vorteil, daß die Spannung stufenlos regelbar ist.

Um eine hohe Konstanz der Ausgangsspannung zu erzielen, werden die Hilfsspannungen mit Zenerdioden stabilisiert.

Technische Daten

Ausgangsspannung 0,1 bis 15 V stufenlos einstellbar

max. zulässige Stromentnahme 8 A

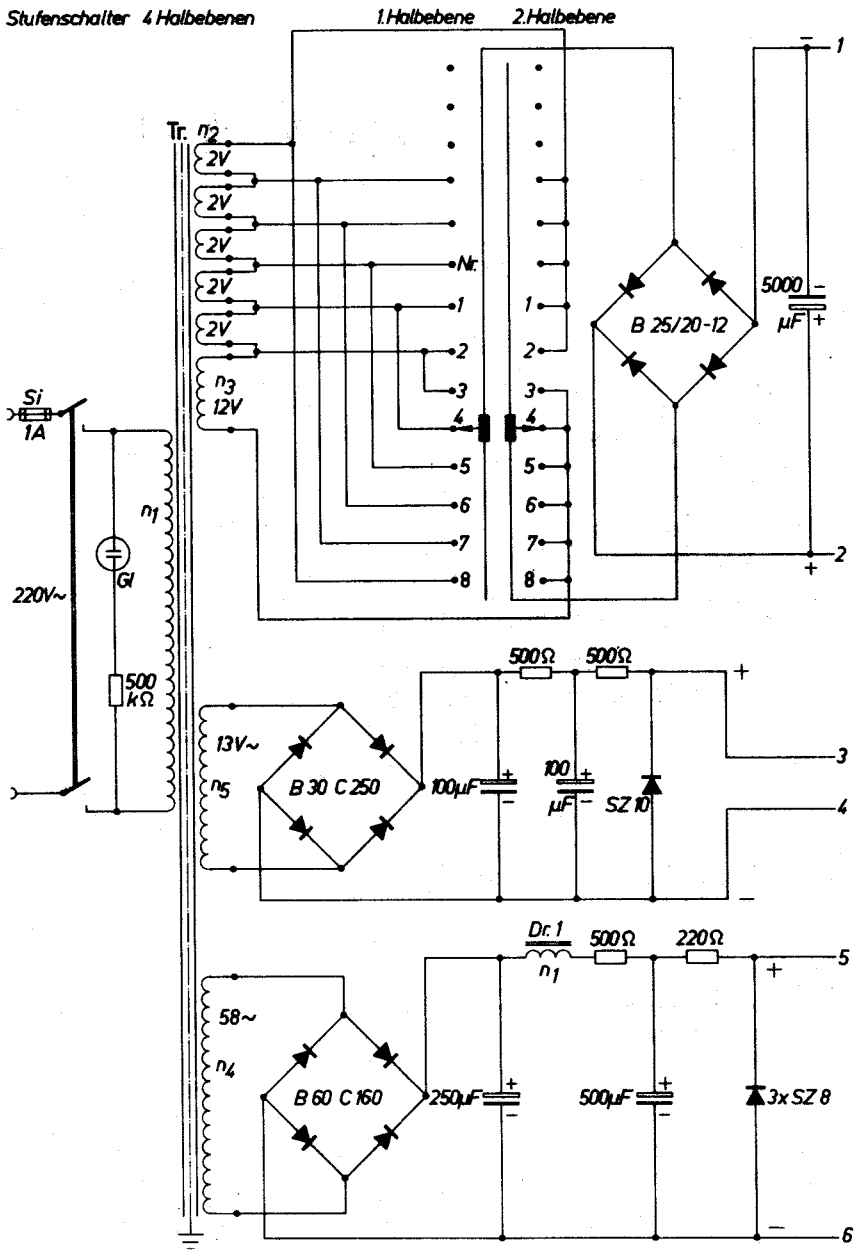
Brummspannung 0,2 mV

Innenwiderstand 1,5 m Ω

Der Ausgang ist massefrei

Die Ausgangsspannung wird von Netzspannungsschwankungen bis $\pm 10\%$ nicht beeinflusst.

Stufenschalter 4 Halbebenen



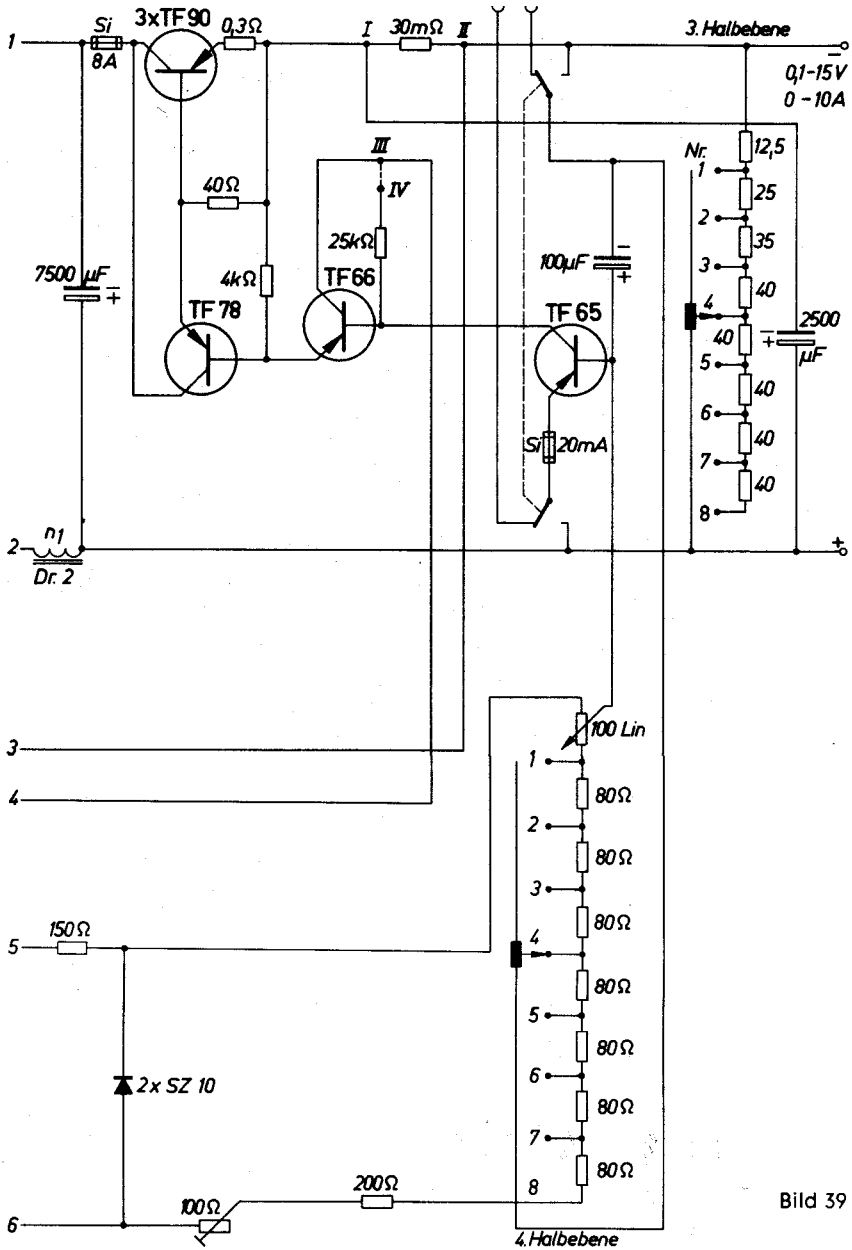


Bild 39

Die Daten des Transformators und der Drosseln

Tr

Kern: M 102/52 Dyn. Bl. IV/0,35 0,5 L gegenseitig geschichtet

$n_1 = 480$ Wdg. CuL 0,8 mm \varnothing

$n_2 = 5 \times 4$ Wdg. CuL 2,2 mm \varnothing

$n_3 = 24$ Wdg. CuL 2,2 mm \varnothing

$n_4 = 120$ Wdg. CuL 0,3 mm \varnothing

$n_5 = 35$ Wdg. CuL 0,3 mm \varnothing

Dr. 1:

Kern: M 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35 1,0 L gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 5000$ Wdg. CuL 0,15 mm \varnothing

Dr. 2:

Kern: M 102/35 Dyn. Bl. IV/0,35 1,0 L gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 125$ Wdg. CuL 2,2 mm \varnothing

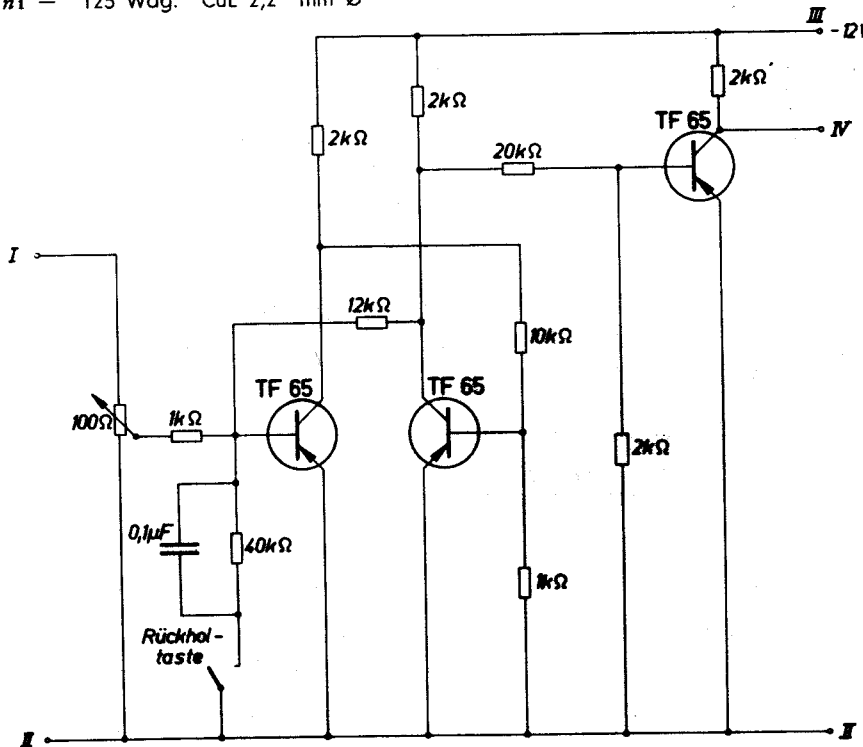


Bild 40

Elektronische Sicherung

Das Bild 40 zeigt eine elektronische Sicherung, wie sie in das Netzgerät nach Bild 39 eingesetzt werden kann. Schmelzsicherungen schützen den Transistor nur unzureichend gegen plötzliche Überlastung, weil sie zu träge sind.

Diese extrem flinke Sicherung arbeitet nach dem Prinzip eines bistabilen Multivibrators. Überschreitet die Eingangsspannung (Klemmen I und II) auf Grund eines Stromanstieges einen bestimmten Wert, so kippt der Multivibrator und bleibt solange in der neuen Stellung, bis er durch die Rückholtaste wieder in seine alte Lage gebracht wird.

Um zu kennzeichnen, wie diese elektronische Sicherung an das Netzgerät angeschlossen werden muß, sind die Anschlüsse mit römischen Ziffern gekennzeichnet. Dieselben Ziffern erscheinen auch in der Schaltung nach Bild 39.

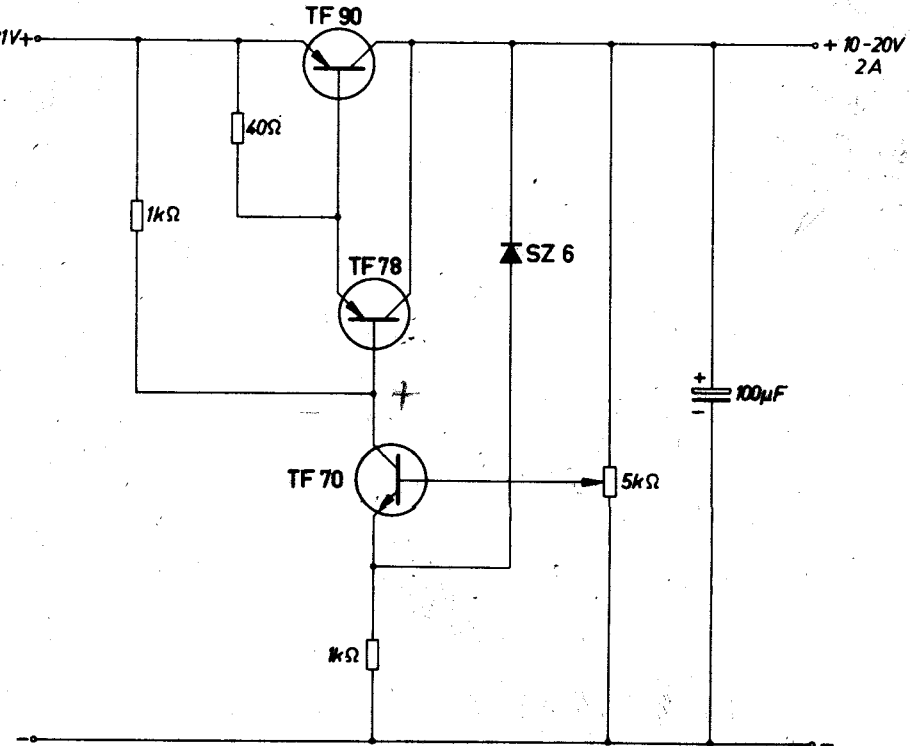


Bild 41

Netzgerät mit einfacher Regelung

In Bild 41 ist die Regelschaltung eines Netzgerätes für geringere Ansprüche angegeben. Die Ausgangsspannung ist regelbar zwischen 10 und 20 V, der größte zulässige Laststrom beträgt 2 A.

Netzgerät für eine feste Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung des Netzgerätes nach Bild 42 ist nicht regelbar. Sie ist konstant 24 V bis zu einer Belastung von 1 A.

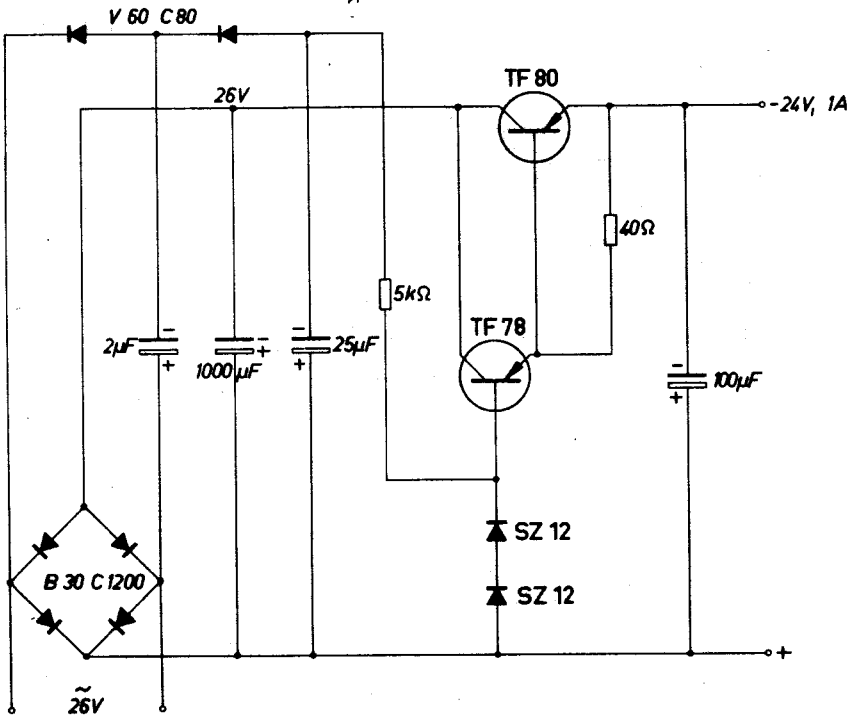


Bild 42

Stromkonstantgerät

Das Bild 43 zeigt eine Regelschaltung zur Strom-Konstanthaltung. Eine Vergleichsspannung, die hier aus einer Neumann-Zelle gewonnen wird, wird mit dem konstant zu haltenden Spannungsabfall an einen Vorwider-

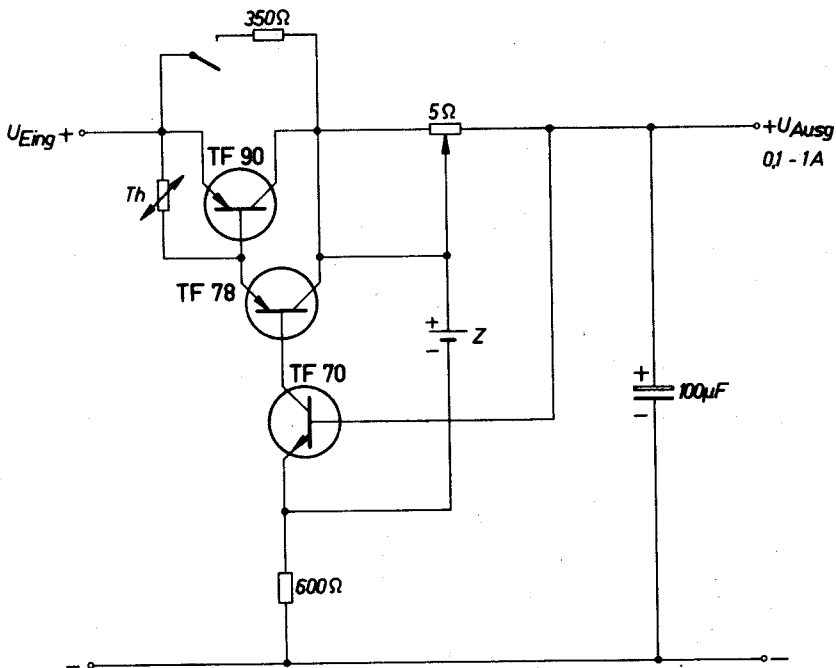
Th: Thernewid-Heißleiter K 11, $200\ \Omega$

Bild 43

stand im Ausgangskreis verglichen. Dabei muß jede Änderung an diesem Meßwiderstand direkt am Steuertransistor wirksam werden. Damit die Regelung auch bei tiefen Temperaturen sicher anspricht, kann mit einer Taste ein Widerstand parallel zu dem Transistor TF 90 geschaltet werden. Und zwar deshalb über eine Taste, weil bei einer dauernden Anschließung die Regelung verschlechtert wird.

Kippteil für einen Elektronenstrahloszillographen

Grundsätzlich unterscheidet man bei Elektronenstrahl-Oszillographen zwei Gruppen: Solche mit synchronisierbarem, freilaufendem Kippgerät und andere mit getriggertem Kippgerät.

Freilaufende, synchronisierbare Kippgeräte haben den Vorteil sehr kleinen Aufwandes und damit auch höherer Betriebssicherheit. Dem steht der große Nachteil gegenüber, daß sie nur in einem ganz engen Frequenzbereich synchronisierbar sind. Wird dieser verlassen, dann springt das Bild oder kann überhaupt nicht mehr festgehalten werden. Daher ist es auch nur in einem sehr kleinen Bereich dehnbar.

Beim getriggerten, nicht freilaufenden Kippgerät wird der Kippvorgang nur ausgelöst, wenn das zu oszillographierende Signal einen bestimmten, einstellbaren Wert erreicht hat. Der Kippvorgang geht dann unabhängig davon vor sich, wie das Bildsignal weiter verläuft. Man kann mit einem solchen Gerät also beliebig hohe Kippfrequenzen auch bei einem niederfrequenten Eingangssignal einstellen und dieses damit zeitlich dehnen.

Außerdem ist durch die Triggerung ein absoluter Stillstand des Bildes zu erreichen.

Durch den definierten Bildanfang wird es auch möglich, einmalige Impulse zu untersuchen und bei geeichtem Kippteil direkte Zeitmessungen an dem zu untersuchenden Signal vorzunehmen.

Diese Vorteile rechtfertigen den größeren Aufwand, der für getriggerte Kathodenstrahl-Oszillographen nötig ist, angefangen von der mehrfachen Zahl der Stufen bis zu einer Verzögerungsleitung, die das zu untersuchende Signal um die Laufzeit des Triggerimpulses verzögern muß, damit zwischen dem Beginn der Ablenkung und dem Punkt des abzubildenden Signals, auf dem der Ablenkvorgang ausgelöst wird, keine zeitliche Verschiebung auftritt.

Wegen der großen Anzahl der Stufen kann nur bei Verwendung von Transistoren ein einigermaßen handliches Gerät mit getriggertem Kippteil gebaut werden (Bild 44).

In der vorliegenden Schaltung wird auf die Verzögerung des Signals verzichtet, da das Gerät nur im NF-Gebiet (bis 20 kHz) arbeiten soll.

Anschriften unserer Geschäftsstellen

| Ort | Büro* | Straße | Fernsprecher | Fernschreiber |
|-----------------------|-------|-------------------------------|---------------------|----------------------|
| Aachen | TB | Theaterstr. 106 | 3 98 41 | 08 32866 |
| Arnsberg | IB | Hellefelder Str. 29 | 20 56 | 08 4286 |
| Aschaffenburg | IB | Ludwigstr. 17 | 23 14 | 04 18839 |
| Augsburg | TB | Fuggerstr. 9 | 51 76, 9 48 81 | 05 3821 |
| Berlin | ZN | Schöneberger Str. 2—4 | 66 00 11 | 01 83766 |
| Bielefeld | TB | Kavalleriestr. 26 | 6 36 11 | 09 32805 |
| Bonn | TB | Mülheimer Platz 1 | 5 19 21 | 08 86655 |
| Braunschweig | TB | Bankplatz 8 | 2 04 41 | 09 52820 |
| Bremen | ZN | An der Weide 14—16 | 30 14 41 | 02 44814 |
| Bremerhaven | IB | Brommystr. 20 | 23 32/33 | — |
| Coburg | IB | Judengasse 41 | 37 44 | 06 63212 |
| Darmsstadt | IB | Hügelstr. 18—20 | 35 79, 60 48 | 04 19246 |
| Dortmund | ZN | Märkische Str. 12—14 | 2 26 41 | 08 22122 |
| Düsseldorf | ZN | Oststr. 34 | 86 31 | 08 582665, 08 582814 |
| Duisburg | IB | Friedenstr. 85 | 2 80 01 | 08 55843 |
| Essen | ZN | Kruppstr. 16 | 2 07 31 | 08 57437 |
| Flensburg | IB | Neustadt 10 | 74 49 | 02 2745 |
| Frankfurt (Main) | ZN | Gutleutstr. 31 | 33 06 01 | 04 11203, 04 11204 |
| Freiburg i. Br. | TB | Habsburgerstr. 132 | 21 21 | 07 7842 |
| Fulda | IB | Ohmstr. 24 | 30 10 | — |
| Göttingen | IB | Weender Landstr. 6—10 | 2 49 24 | 09 6861 |
| Goslar | TB | Am Markt 5 | 39 31/33 | 09 53832 |
| Gummersbach/ | | | | |
| Niederseßmar | IB | Kölnler Str. 95 | 30 42 | — |
| Hagen (Westf.) | IB | Prentzelstr. 11 | 2 74 45 | — |
| Hamburg | ZN | Lindenplatz 2 | 24 82 11 | 02 11891 |
| Hamm | IB | Luisenstr. 5 | 68 41 | 08 28834 |
| Hannover | ZN | Am Maschpark 1 | 8 65 31, 8 66 91 | 09 22353 |
| Heilbronn (Neckar) | IB | Schaeffelenstr. 15 | 67 46/48 | 07 28714 |
| Hof | IB | Theresenstr. 13 | 22 66/67 | 06 43865 |
| Kaiserslautern | TB | Eisenbahnstr. 18 | 75 31 | 04 5832 |
| Karlsruhe | TB | Bahnhostr. 3—7 | 2 69 61 | 07 82831 |
| Kassel | TB | Bürgermeister-Brunner-Str. 15 | 1 92 81 | 09 9839 |
| Kempten (Allgäu) | IB | Salzstr. 27 | 36 22 | 05 4827 |
| Kiel | TB | Holstenbrücke 26 | 4 46 71, 4 08 01 | 02 9814 |
| Koblenz | TB | Emil-Schüller-Str. 20—22 | 24 86 | 08 6831 |
| Köln | ZN | Friesenplatz 8—14 | 29 91 | 08 881470, 08 881471 |
| Konstanz | IB | Hussenstr. 6 | 36 93, 50 57 | 07 32209 |
| Lübeck | IB | Breite Str. 52—54 | 2 59 21 | 02 6728 |
| Mainz | TB | Große Bleiche 29 | 2 67 71/72 | 04 17765 |
| Mannheim | ZN | N 7, 18 | 5 80 31 | 04 62261 |
| Möchen-Gladbach | IB | Eickener Str. 45 | 2 18 75, 2 26 26 | — |
| Mühdorf/Obb. | IB | Trausnitzstr. 11 | 8 36 | — |
| München | ZN | Prannerstr. 8 | 2 89 61 | 05 23224 |
| Münster | TB | Herwarthstr. 6—8 | 4 06 31 | 08 92828 |
| Neustadt/Weinstr. | IB | Landauer Str. 55 | 26 90/94, 34 35 | — |
| Nürnberg | ZN | Richard-Wagner-Platz 1 | 2 87 21 | 06 2120 |
| Offenburg (Baden) | IB | Rheinstr. 3 | 23 13 | 07 5886 |
| Osnabrück | TB | Möserstr. 28 | 76 01 | 09 4827 |
| Ravensburg | IB | Gartenstr. 16 | 24 34, 29 82/83 | 07 32884 |
| Regensburg | IB | Maximilianstr. 24 | 2 38 23 | 06 5807 |
| Reutlingen | IB | Unter den Linden 47 | 43 41/43, 67 82 | 07 29723 |
| Rottweil | IB | Am Stadtgraben 12 | 8 06/07 | 07 62889 |
| Saarbrücken 3 | ZN | Mainzer Str. 139 | 6 49 41 | 04 4226 |
| Salzgitter-Watenstedt | IB | Hauptstr. 66 | 5 22 75 | 09 52730 |
| Schweinfurt | IB | Luitpoldstr. 6 | 27 53 | 06 73207 |
| Siegen | TB | Sandstr. 38 | 2 67 41 | 08 7635 |
| Stuttgart | ZN | Geschw.-Scholl-Str. 24—26 | 9 90 61 | 07 23941 |
| Trier | IB | Deutscherrenstr. 38—44 | 32 57, 37 33, 27 57 | 04 7815 |
| Ulm | TB | Frauenstr. 9 | 6 85 71 | 07 12826 |
| Wetzlar | TB | Karl-Kellner-Ring 25 | 34 51 | 04 83845 |
| Wiesbaden | IB | Adolfsallee 27—29 | 5 95 25 | — |
| Wilhelmshaven | IB | Paul-Hug-Str. 8 | 59 48, 54 57, 54 54 | 02 5305 |
| Wuppertal-Elberf. | TB | Neumarktstr. 52 | 4 18 81 | 08 512853 |
| Würzburg | TB | Theaterstr. 25 | 5 08 50 | 06 8844 |

*ZN Zweigniederlassung

TB Technisches Büro

IB Ingenieurbüro

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
 WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

