



SIEMENS

HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1964

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



SIEMENS

HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1964

SIEMENS & HALSKE AG.
Patentabteilung

1707/19

B4

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltunterlagen und Beschreibungen sollen anhand von Beispielen die vielfältigen Möglichkeiten der Anwendung von Halbleiter-Bauelementen zeigen. Um eine gute Übersicht zu schaffen, wurden gleichartige Anwendungsfälle in Gruppen zusammengefaßt. Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Niederfrequenz-Verstärker	6
1.1 Ermittlung der mit Gegentakt-B-Stufen erzielbaren Ausgangsleistung	8
1.2 Eisenlose Endstufen	11
1.3 Kühlprobleme bei Leistungstransistoren	13
1.4 Verstärker mit Gegentakt-Endstufe 14 V, 20 W	17
1.5 Eisenloser Niederfrequenz-Verstärker für 3 W	22
1.6 Verstärker 10 W mit Klangregelung	25
2. Zehacker und Oszillatoren	29
2.1 Gleichspannungswandler für Isolationsprüfung	29
2.2 Zehacker mit einstellbarer Frequenz	33
2.3 Zehacker 200 W, 50 Hz	35
2.4 Stromversorgung für Vacuumblitzlampe	37
2.5 Stromversorgung für Elektronenblitzgerät	39
2.6 Umformung von Impulsen in eine symmetrische Rechteckspannung	41
3. Photoverstärker	43
3.1 Parklichtschalter	43
3.2 Lichtschranke	44

4. Steuer- und Regelschaltungen	46
4.1 Kontaktloses Schalten von Wechselstrom	46
4.2 Decodierung eines Binärcodes	48
4.3 Elektronischer Kleinthermostat	54
4.4 Temperaturregler hoher Genauigkeit	56
4.5 Hochempfindlicher Gleichstromnullpunktverstärker	57
5. Schaltungen mit Hallgeneratoren	59
5.1 Multiplikation mit einem Hallgenerator	59
5.2 Schaltverstärker mit einem Hallgenerator	63
6. Netzgeräte	65
6.1 Stabilisiertes Netzgerät 12 V, 1,5 A	65
6.2 Spannungskonstantgerät 110 V, 2,5 A	66
6.3 Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 12 V, 2 A	70
6.4 Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 15 V, 7 A	72
7. Hochfrequenz-Schaltungen	73
7.1 Quarzoszillatoren mit Transistoren	73
7.2 Zweistufiger Verstärker für 123 MHz	76
7.3 Verstärker für 12 bis 50 MHz	79
8. Rundfunkschaltungen	81
8.1 VHF-Tuner	81
8.2 UHF-Tuner in $\lambda/4$ Technik	90
8.3 Einstufiger Videoverstärker mit benachbarten Impulsstufen	92
8.4 VHF-Antennenverstärker mit Vorstufen	94

1. NF-Verstärker

Jahre hindurch wurde fast ausschließlich das Legierungsprinzip für die Herstellung von Transistoren angewendet. Für Hochfrequenz-Transistoren mußte die Diffusionstechnik entwickelt und vervollkommen werden. Dadurch ist jedoch die Bedeutung der Legierungstechnik keineswegs geschmälert worden. Sie ist auf dem NF-Gebiet so anpassungsfähig, daß für alle vorkommenden Anwendungen hervorragend geeignete Transistoren hergestellt werden können. Die dabei besonders wichtigen Forderungen, wie hohe Emitterergiebigkeit — damit auch bei großen Strömen noch eine hohe Stromverstärkung vorhanden ist — sowie ein kleiner Kollektorbahnwiderstand — damit die Restspannung klein ist — können bei diffundierten Transistoren nur mit besonderen konstruktiven Maßnahmen erfüllt werden. Das System eines legierten pnp-Germanium-Transistors besteht aus einem einkristallinen, n-leitenden Germanium-Scheibchen, in das von zwei Seiten je eine Indiumpille einlegiert wird. Die Dotierung dieser Scheibchen soll bei allen Transistoren einer Bauform möglichst gleich sein, damit die Streuung der elektrischen Parameter klein bleibt.

Um dies zu erreichen, war die Entwicklung neuer Herstellungsverfahren für die Germanium-Einkristalle erforderlich. Es können damit Basis-Scheibchen mit einer verhältnismäßig großen Leitfähigkeit hergestellt werden, ohne daß die Durchbruchspannung der daraus hergestellten Transistoren nach zu kleinen Werten streut. Eine Folge der hohen Leitfähigkeit der Basis ist eine weitgehende Unabhängigkeit der Stromverstärkung solcher Transistoren vom Kollektorstrom. Besonders bei Leistungsverstärkern, bei denen meist eine Stromsteuerung vorliegt, gewährleistet dies eine verzerrungsfreie Verstärkung des Eingangssignals.

Vor einer näheren Beschreibung der Anwendung dieser „linearen“ Transistoren wird im folgenden kurz der Begriff hohe Klangqualität näher erläutert.

Ein Verstärker hat dann eine hohe Klangqualität, wenn er die von einer Quelle gelieferten Signale verzerrungsfrei verstärkt. Die Verzerrungen werden durch die Begriffe: Klirrfaktor und Intermodulation gekennzeichnet. Mit Klirrfaktor bezeichnet man den Prozent-

satz von nicht im Original enthaltenen Oberwellentönen. Intermodulation ist der Anteil sich bildender Summen- und Differenzfrequenzen. Die Verzerrungen werden durch nichtlineare Kennlinien hervorgerufen. Ferner ist für eine gute Wiedergabe ein ausreichender Frequenzumfang des Verstärkers erforderlich. Ein Frequenzumfang von 80 Hz bis 10 kHz ist als recht gut zu bezeichnen. Für Hi-Fi-Geräte wird ein Frequenzumfang von 30 Hz bis 15 kHz verlangt. In der Praxis muß man zwischen mindestens 2 Gruppen von NF-Verstärkern unterscheiden: Den Normalgeräten, bei denen mit einem möglichst geringen Aufwand ein Optimum an Übertragungsqualität erreicht werden soll und den Hi-Fi-Geräten, bei denen der Aufwand meist eine untergeordnete Rolle und die Klangqualität die weitaus beherrschende Rolle spielt. Es ist deshalb besonders bei den Normalgeräten wichtig, daß die verwendeten Transistoren lineare Verstärkungskennlinien haben, damit ohne großen Aufwand eine verzerrungsfreie Wiedergabe möglich ist. Man muß dann keine die Verstärkung vermindern Gegenkopplung einführen. Für diese Anwendungen wurden die Transistoren AC 153, AD 148, AD 149 und AD 150 entwickelt.

Wesentlichen Einfluß auf die Betriebsbedingungen hat auch die Entscheidung, ob eine Eintakt-A- oder eine Gegentakt-B-Stufe verwendet werden soll. Eintakt-A-Stufen haben den Vorteil, daß sie kleinere Klirrfaktoren aufweisen, weil die bei Gegentakt-B-Verstärkern auftretenden sogenannten B-Verzerrungen beim Übergang von einem auf den anderen Transistor entfallen. An den Transistoren in Eintakt-A-Verstärkern tritt jedoch im nicht ausgesteuerten Zustand eine Verlustleistung auf, die mindestens doppelt so groß ist wie die maximal erzielbare Ausgangsleistung. Der Ruhearbeitspunkt liegt bei einem Kollektorstrom, der die gleiche Größe hat wie der Spitzenwert des aussteuerbaren Wechselstromes. Bei fehlender Aussteuerung liegt am Transistor eine Verlustleistung von

$$P_{\text{tot}} = \hat{I} \cdot U_{\text{Batt}}$$

Bei Vollaussteuerung haben die Spitzenwerte von Wechselstrom und Wechselspannung die Größe von \hat{I} bzw. U_{Batt} .

Die maximale Ausgangsleistung ist gleich dem Produkt der Effektivwerte

$$P_a = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{\text{Batt}}}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{I} \cdot U_{\text{Batt}}}{2}$$

Der theoretische Wirkungsgrad einer Eintakt-A-Stufe bei Vollaussteuerung η_A , der zugleich der höchste mögliche Wirkungsgrad ist, hat deshalb den Wert:

$$\eta_A = \frac{P_a}{P_{\text{tot}}} = \frac{\frac{\hat{I} \cdot U_{\text{Batt}}}{2}}{\hat{I} \cdot U_{\text{Batt}}} = \frac{1}{2} = 50 \%$$

Bei einer kleineren Aussteuerung verringert sich der Wirkungsgrad entsprechend, weil die der Batterie entnommene Leistung P_{tot} konstant bleibt.

1.1 Ermittlung der mit Gegentakt-B-Stufen erzielbaren Ausgangsleistung

Bei Gegentakt-B-Verstärkern muß kein oder nur ein sehr kleiner Ruhestrom eingestellt werden. Die der Batterie entnommene Leistung steigt mit der Aussteuerung. Der bei Vollaussteuerung erzielbare Wirkungsgrad kann folgendermaßen berechnet werden:

Für die volle Durchsteuerung der Spannung U_{Batt} und des Stromes I_C ist die aufgenommene Gleichstromleistung gleich dem Produkt aus Batteriespannung mal dem Gleichstrommittelwert des Kollektorstromes (Sinus-Halbwellenstrom).

$$I_{\text{Cm}} = \frac{\hat{I}_C \cdot 2}{\pi}$$

Die abgegebene Wechselstromleistung ist wieder wie beim Eintakt-A-Verstärker gleich dem halben Produkt aus Spitzenspannung und Spitzenstrom.

$$P_a = \frac{\hat{I}_C \cdot U_{\text{Batt}}}{2}$$

Der theoretisch erzielbare Wirkungsgrad bei voller Durchsteuerung an der Gegentakt-B-Stufe η_B hat daher den Wert:

$$\eta_B = \frac{P_a}{P_{\text{Batt}}} = \frac{\frac{\hat{I}_C \cdot U_{\text{Batt}}}{2}}{\frac{\hat{I}_C \cdot U_{\text{Batt}} \cdot 2}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 78,6 \%$$

P_{Batt} : Der Batterie entnommene Leistung

Dieser Wirkungsgrad ist nur bedingt gültig für die Ermittlung der mit Transistoren eines bestimmten Typs erzielbaren maximalen Ausgangsleistung. Die maximale Verlustleistung tritt an den Transistoren nämlich nicht bei Vollaussteuerung auf, sondern bei der halben Ausgangsleistung $P_a/2$.

Sie ist bei dieser Aussteuerung um etwa 50% höher als bei Vollaussteuerung (P_a). Die Verluste im Ausgangsübertrager und an eventuellen Emitterwiderständen, sowie der Einfluß der Restspannung erfordern eine Aussteuerung des Transistors nach höheren Strömen, als bis zu den theoretischen Werten ohne zusätzlichen Verlust im Schaltkreis. Dadurch steigt die Verlustleistung am Transistor.

Außerdem muß noch berücksichtigt werden, daß viele Endstufen aus Batterien betrieben werden, deren Spannungen stark schwanken. Man muß mit Überspannungen von 10 % oder noch mehr rechnen. Dabei dürfen die Transistoren nicht überlastet werden, weshalb bei Nennspannung nur ein entsprechender Teil der maximal zulässigen Verlustleistung P_{tot} ausgenützt werden kann. Da sich die Lastgerade nicht ändert, werden bei 10 % Überspannung eine um den gleichen Faktor größere Spannung und ein ebenso größerer Strom angesteuert. Die Leistung steigt quadratisch, also um etwa 20 %.

Die für die maximale Ausgangsleistung bei Nennspannung zulässige Verlustleistung am Transistor P_{tot1} ist um das Produkt aus drei Faktoren kleiner, als die aus den Datenblättern für den Betriebsfall ermittelbare maximal zulässige Verlustleistung P_{tot} :

$K_1 = 1,5$ weil bei halber Ausgangsleistung eine um 50 % höhere Verlustleistung an den Transistoren auftritt als bei Vollaussteuerung.

$K_2 = 1,2$ wegen der Verluste im Ausgangsübertrager und an den Emitterwiderständen

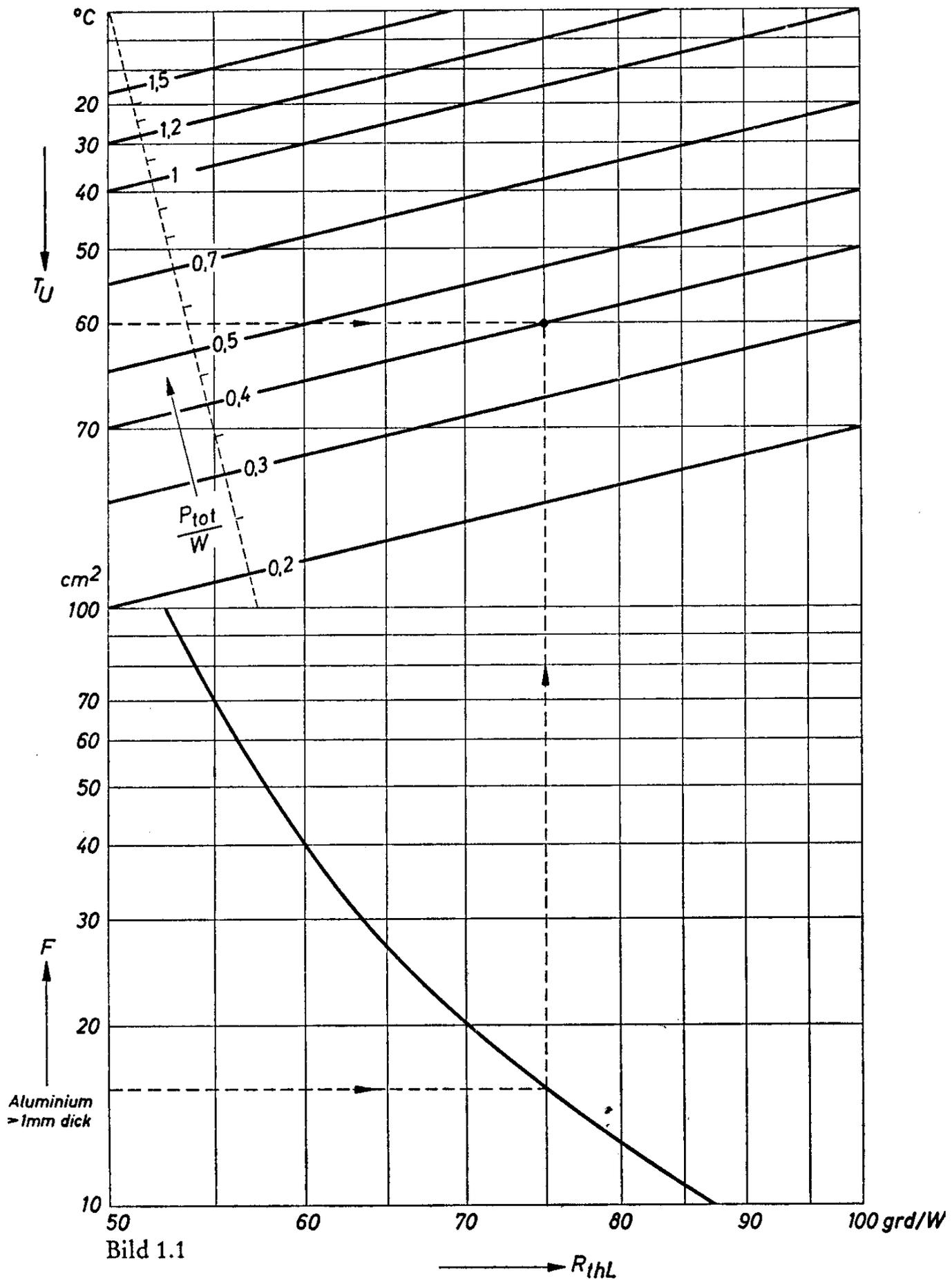
$K_3 = 1,2$ bei einer möglichen Überspannung von 10 %.

Zwischen diesen drei Faktoren besteht folgende Beziehung:

$$2 \cdot P_{tot1} = \frac{2 \cdot P_{tot}}{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3} = P_a \frac{1 - \eta_B}{\eta_B}$$

$$P_a = \frac{2 \cdot P_{tot} \cdot \eta_B}{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 (1 - \eta_B)} = \frac{2 \cdot P_{tot} \cdot 0,786}{1,5 \cdot 1,2 \cdot 1,2 (1 - 0,786)}$$

$$P_a = 3,4 P_{tot}$$

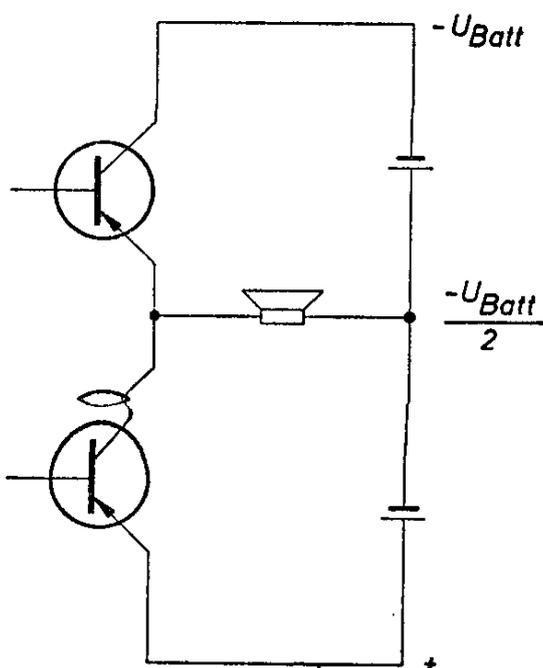


Der Faktor 2 im Ansatz erscheint, weil sich die gesamte Verlustleistung auf beide Transistoren einer Gegentakt-B-Stufe gleichmäßig aufteilt. Das Bild 1.1 zeigt ein Diagramm, mit dessen Hilfe für die Transistoren AC 153 K sehr rasch die zulässige Verlustleistung (P_{tot} in Watt) in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur und der Kühlblechgröße ermittelt werden kann.

Für andere Transistoren kann eine ähnliche Kurve gezeichnet werden oder man verwendet die später gezeigten allgemein gültigen Kurven.

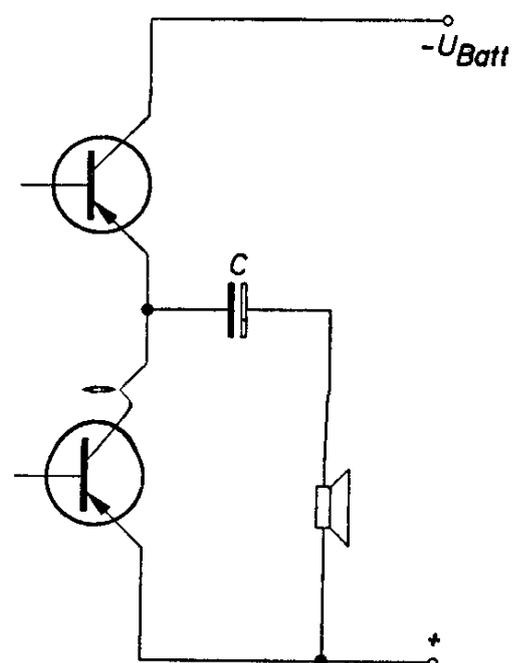
1.2 Eisenlose Endstufen

In jüngster Zeit gewinnen die eisenlosen Endstufen an Interesse. Man unterscheidet hier grundsätzlich zwei Arten. Die schaltungstechnisch einfachste Lösung ist die mit der geteilten Batteriespannung (Bild 1.2a). Kann die Batteriespannung nicht unterteilt werden, so muß die Schaltung mit einem verhältnismäßig großen Kondensator nach Bild 1.2b verwendet werden. In Normalverstärkern bieten eisenlose Endstufen preisliche Vorteile. In Hi-Fi-Verstärkern ermöglichen sie das Erreichen des angestrebten großen Frequenzberei-



mit Batterie -
Mittelabgriff

Bild 1.2a



ohne Batterie -
Mittelabgriff

Bild 1.2b

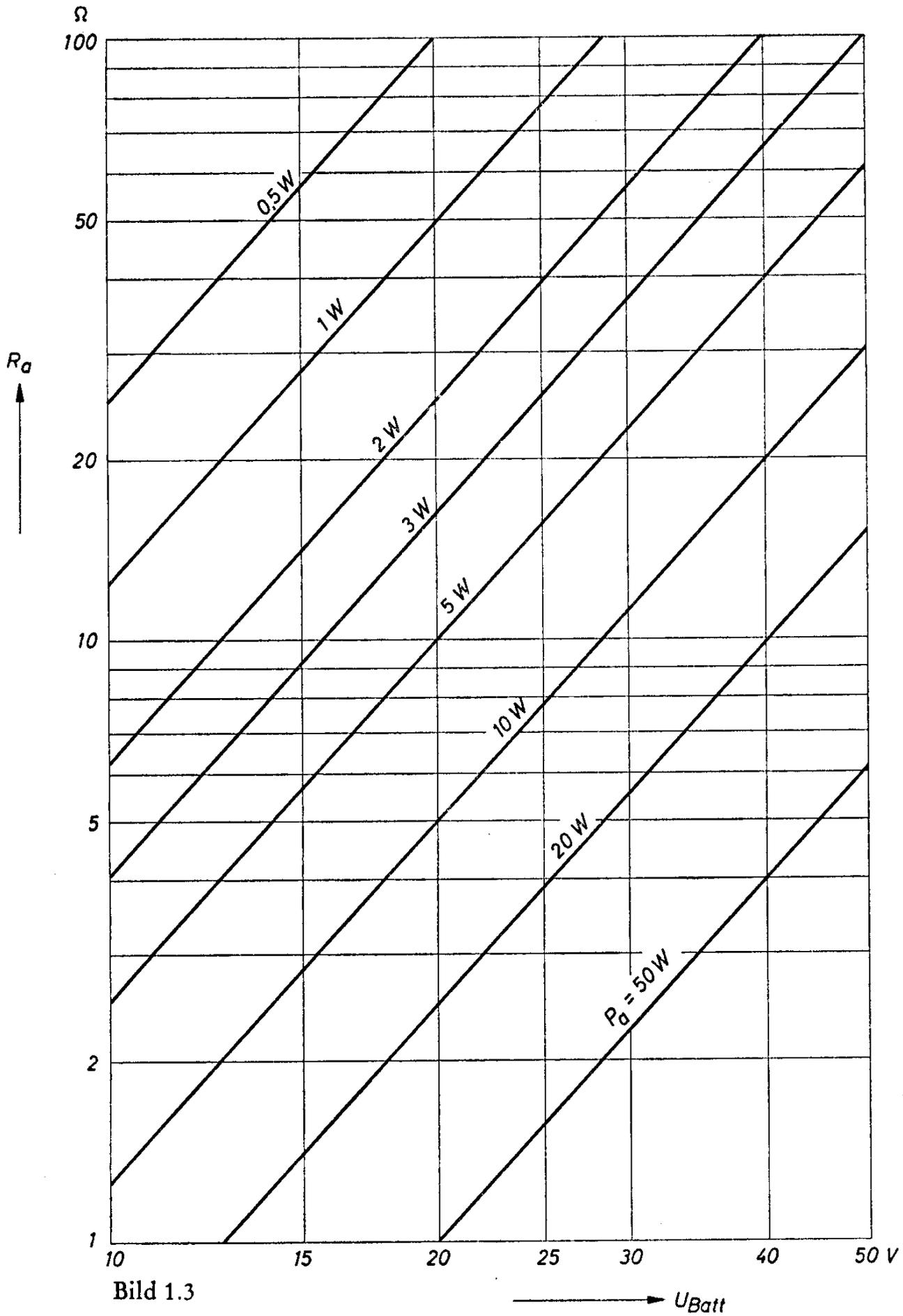


Bild 1.3

ches. Übertrager begrenzen die untere Grenzfrequenz durch die Größe der Wicklungsinduktivität und die obere Grenzfrequenz durch die Streuinduktivität. Bei Endstufen ohne Ausgangsübertrager ist allerdings zu berücksichtigen, daß der Lautsprecherwiderstand nicht mehr frei gewählt werden kann. Es gibt einen festen Zusammenhang zwischen Batteriespannung, Ausgangsleistung und Lastwiderstand, der im Bild 1.3 dargestellt ist. Dieses nur für die überschlägige Abschätzung geeignete Diagramm wurde wie folgt ermittelt:

Für jeden der beiden Transistoren steht etwa die halbe Batteriespannung zur Verfügung. Die Ausgangsleistung ist deshalb:

$$P_a = \frac{\frac{U_{\text{Batt}}}{2} \cdot \hat{I}_C}{2} = U_{\text{Batt}} \cdot \frac{\hat{I}_C}{4}$$

Der Anpaßwiderstand am Ausgang hat die Größe:

$$R_a = \frac{U_{\text{Batt}}}{2 \cdot \hat{I}_C}$$

$$\text{daraus } \hat{I}_C = \frac{U_{\text{Batt}}}{2 \cdot R_a}$$

Setzt man in die Gleichung für P_a obige Formel ein, so erhält man:

$$P_a = \frac{U_{\text{Batt}}^2}{8 \cdot R_a}$$

Bei Batteriespannungen über 6 V können für überschlägige Berechnung die Restspannung des Transistors und die anderen Spannungsabfälle vernachlässigt werden.

1.3 Kühlprobleme bei Leistungstransistoren

Das Problem der Wärmeableitung ist bei Transistoren wesentlich anders geartet als bei Elektronenröhren. Während bei Elektronenröhren wegen der hohen Betriebstemperaturen die Wärmeabfuhr vorwiegend durch Strahlung erfolgt, ist diese Form der Wärmeableitung bei Transistoren wegen der dort herrschenden niedrigen Betriebstemperaturen nur von untergeordneter Bedeutung. Bei Germaniumtransistoren liegt die für das System maximal zulässige Tem-

peratur, die sogenannte maximale Sperrschichttemperatur, bei 75 bis 90 °C. Für Siliziumtransistoren liegen diese Werte höher, nämlich bei 150 bis 250 °C. Die Verlustwärme muß deshalb durch Wärmeleitung abgeführt werden.

Die am Transistor im Betrieb verbleibende elektrische Leistung wird vorwiegend in der Kollektorsperrschicht in Wärme umgesetzt. Im statischen Betrieb stellt sich dabei in dieser Sperrschicht eine solche Temperatur ein, bei der in der Zeiteinheit die zugeführte Wärmemenge gleich der abgeführten Wärmemenge ist. Der Wärmestrom von der Sperrschicht zur Umgebung kann mit einem elektrischen Strom verglichen werden, der unter dem Einfluß einer Spannung, der Temperaturdifferenz ΔT zwischen Sperrschicht und Umgebung, über einen Widerstand, den sogenannten Wärmewiderstand R_{th} , fließt.

$$\Delta T = P_{tot} \cdot R_{th}$$

Für den Wärmestrom kann ohne weiteres die dazu proportionale Verlustleistung am Transistor P_{tot} eingesetzt werden.

Der Wärmewiderstand R_{th} setzt sich in der Praxis aus mehreren Teilen zusammen. Im einfachsten Fall, wenn der Transistor ohne zusätzliche Kühlmittel in freier Luft montiert wird, aus dem Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse und dem zwischen Gehäuse und Umgebungsluft. Für Transistoren, die vorwiegend in dieser Form betrieben werden, wird in den Datenblättern die Summe dieser beiden Teilwiderstände mit der Bezeichnung $R_{th U}$ angegeben.

Für Leistungstransistoren wird in den Datenblättern der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse $R_{th G}$ angegeben. Solche Transistoren werden meist auf Kühlbleche montiert, und der Transistor-Hersteller hat auf den Wert des gesamten Wärmewiderstandes zwischen Sperrschicht und Umgebung keinen direkten Einfluß. Er kann nur beratend zur Seite stehen, indem er möglichst genaue und ausführliche Angaben über die Wärmewiderstände von Kühlblechen macht. Der Wärmewiderstand eines Kühlbleches wird mit $R_{th K}$ bezeichnet. Der gesamte Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Umgebung bei Verwendung eines Kühlbleches hat die Bezeichnung $R_{th L}$.

Es gilt:

$$R_{th L} = R_{th G} + R_{th K}$$

Der Wärmewiderstand eines Kühlbleches ist von dessen Fläche F abhängig. Die für eine bestimmte Verlustleistung P_{tot} bei einer Temperaturdifferenz zwischen Kühlblech und Umgebung ΔT erforderliche Kühlblechgröße kann überschlägig durch folgende Faustformel bestimmt werden:

$$F = \frac{P_{\text{tot}}}{(1 \text{ bis } 1,5) \Delta T}$$

$$\begin{array}{ll} P_{\text{tot}} & \text{in mW} \\ \Delta T & \text{in grd} \\ F & \text{in cm}^2 \end{array}$$

Von einer Kühlfläche mit 1 cm^2 wird also bei einer Temperaturdifferenz von 1 grd eine Verlustleistung (-wärme) von $1 \text{ bis } 1,5 \text{ mW}$ abgeführt. Diese Formel gilt nur für kleine Kühlbleche, weil der Zusammenhang zwischen diesen drei Faktoren in Wirklichkeit keineswegs so ideal linear ist, wie es nach der obigen Gleichung zu sein scheint.

Das Bild 1.4 zeigt ein durch Berechnung und durch Versuch ermitteltes Diagramm, aus dem der Wärmewiderstand von Kühlblechen (aus Aluminium) R_{thK} in Abhängigkeit von der Fläche F für ruhende Luft und für einen Luftstrom von $1,5 \text{ m/s}$ abgelesen werden kann.

Praktisches Beispiel:

An einem Transistor tritt eine Verlustleistung von 5 W auf. Er hat einen inneren Wärmewiderstand von $R_{\text{thG}} = 1,5 \text{ grd/W}$. Die maximale Umgebungstemperatur beträgt $60 \text{ }^\circ\text{C}$, die zulässige Sperrschichttemperatur hat den Wert von $90 \text{ }^\circ\text{C}$. Daraus ergibt sich für den gesamten Wärmewiderstand R_{thL} :

$$R_{\text{thL}} = R_{\text{thG}} + R_{\text{thK}} = \frac{\Delta T}{P_{\text{tot}}} = \frac{30}{5} = 6 \text{ grd/W}$$

$$R_{\text{thK}} = R_{\text{thL}} - R_{\text{thG}} = 6 - 1,5 = 4,5 \text{ grd/W}$$

Nach dem Diagramm im Bild 1.4 entspricht diesem Wert von R_{thK} eine Kühlblechfläche von 200 cm^2 bei ruhender Luft. Um den halben Wert dieses Wärmewiderstandes zu erhalten, bzw. um bei gleicher Temperaturdifferenz die doppelte Verlustleistung zulassen zu können, genügt es jedoch nicht, einfach die Fläche zu verdoppeln, wenn die Wärmequelle an einer Stelle konzentriert ist. Nach Bild 1.4

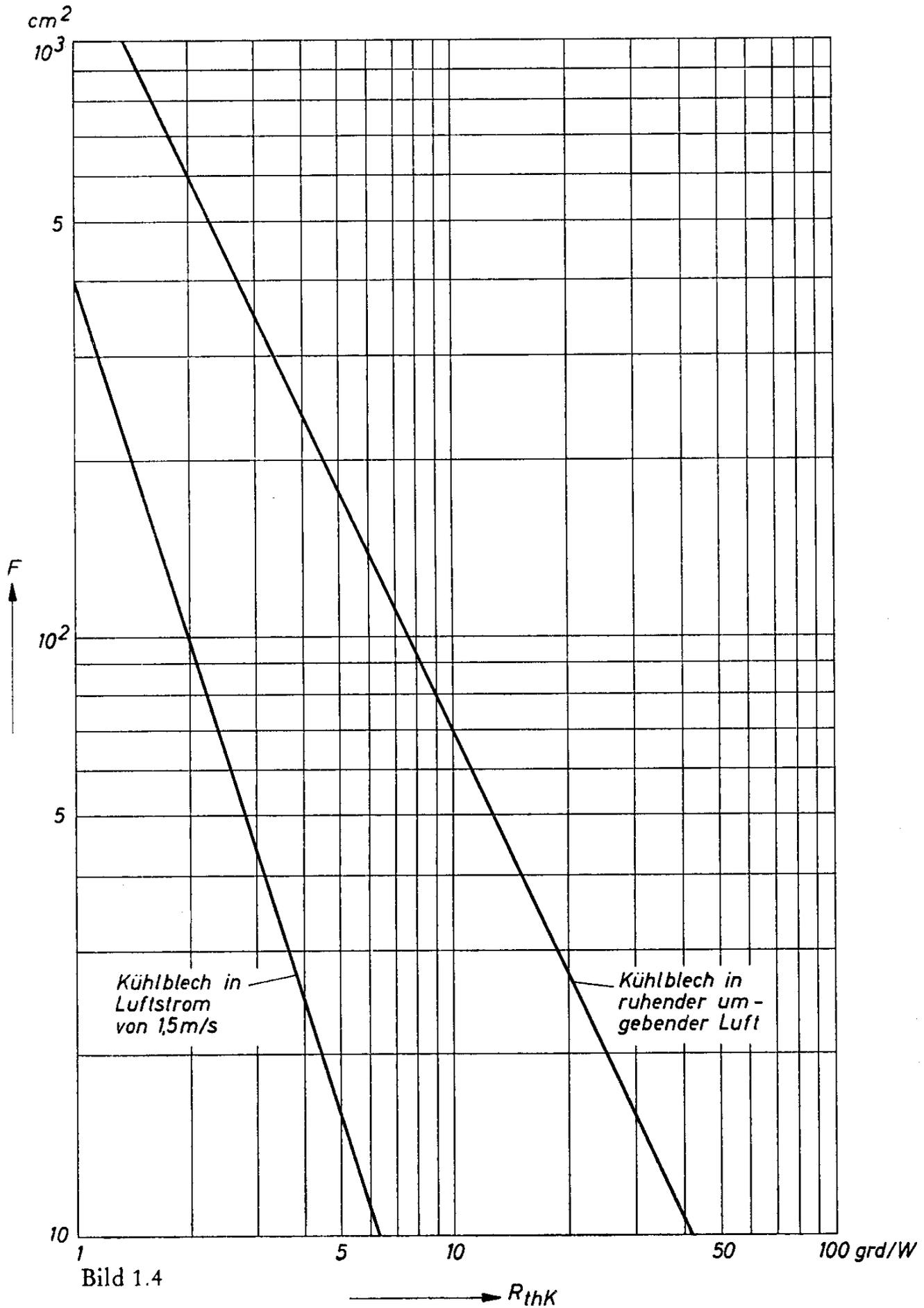


Bild 1.4

erhält man einen Wärmewiderstand $R_{th K}$ von $4,5/2 = 2,25 \text{ grad/W}$ bei einer Kühlblechfläche von 500 cm^2 . Der Grund für dieses Ergebnis ist in der ungleichmäßigen Temperaturverteilung über das Kühlblech zu suchen. Die Temperatur sinkt gegen den Rand des Kühlbleches. Hat man jedoch zwei gleichartige Wärmequellen, so kann für jede einzelne die erforderliche Kühlblechgröße ermittelt werden, die dann für die Hälfte der gesamten Verlustleistung gilt. Verdoppelt man nun diese Kühlfläche und montiert man jede der beiden Wärmequellen in der Mitte der zugehörigen Kühlblechfläche, so hat man durch Verdopplung der Kühlfläche auch eine Verdopplung der zulässigen Verlustleistung bei gleicher Temperaturdifferenz ΔT erreicht. Eine solche Anordnung kann z. B. bei Gegentakt-Endstufen verwendet werden.

1.4 Verstärker mit Gegentakt-Endstufe 14 V, 20 W

Bei einer Batteriespannung von 14 V kann mit den Transistoren AD 150 im Gegentakt-Betrieb eine Ausgangsleistung von 20 W erzielt werden. Eine dafür geeignete Schaltung zeigt das Bild 1.5. Wegen der verhältnismäßig geringen Abhängigkeit der Stromverstärkung dieser Transistoren vom Kollektorstrom kann bis zu hohen Ausgangsleistungen ein kleiner Klirrfaktor erreicht werden. In diesem Beispiel erfolgt eine Aussteuerung bis zu einem Kollektorspitzenstrom von 2,5 A. Durch die Wahl eines großen Blechkernes für den Ausgangsübertrager (M 65/27) wird ein guter Transformatorwirkungsgrad erreicht. Mit einem Kern M 55/20 müßte für die gleiche Ausgangsleistung ein Kollektorstrom von 3 A angesteuert werden. Der Einfluß der bei diesen Transistoren verhältnismäßig geringen Stromabhängigkeit der Stromverstärkung wird durch eine Gegenkopplung mit Wicklungen des Ausgangsübertragers in den Emitterkreisen weiter vermindert. Die Emitterwiderstände von $0,2 \Omega$ stellen die Gegenkopplung für Gleichströme her, wodurch eine gute Symmetrie der Ruhestrome der beiden Endstufen-Transistoren erreicht wird. Dadurch ist die thermische Stabilität bis zu hohen Umgebungstemperaturen gewährleistet. Wird jeder der zwei Transistoren AD 150 auf ein Kühlblech von 100 cm^2 montiert, so kann der Verstärker bis zu einer Umgebungstemperatur von $60 \text{ }^\circ\text{C}$ betrieben werden. Das RC-Glied am Eingang der Endstufe verringert den Generatorwiderstand bei hohen Frequenzen. Ein kleinerer Generatorwider-

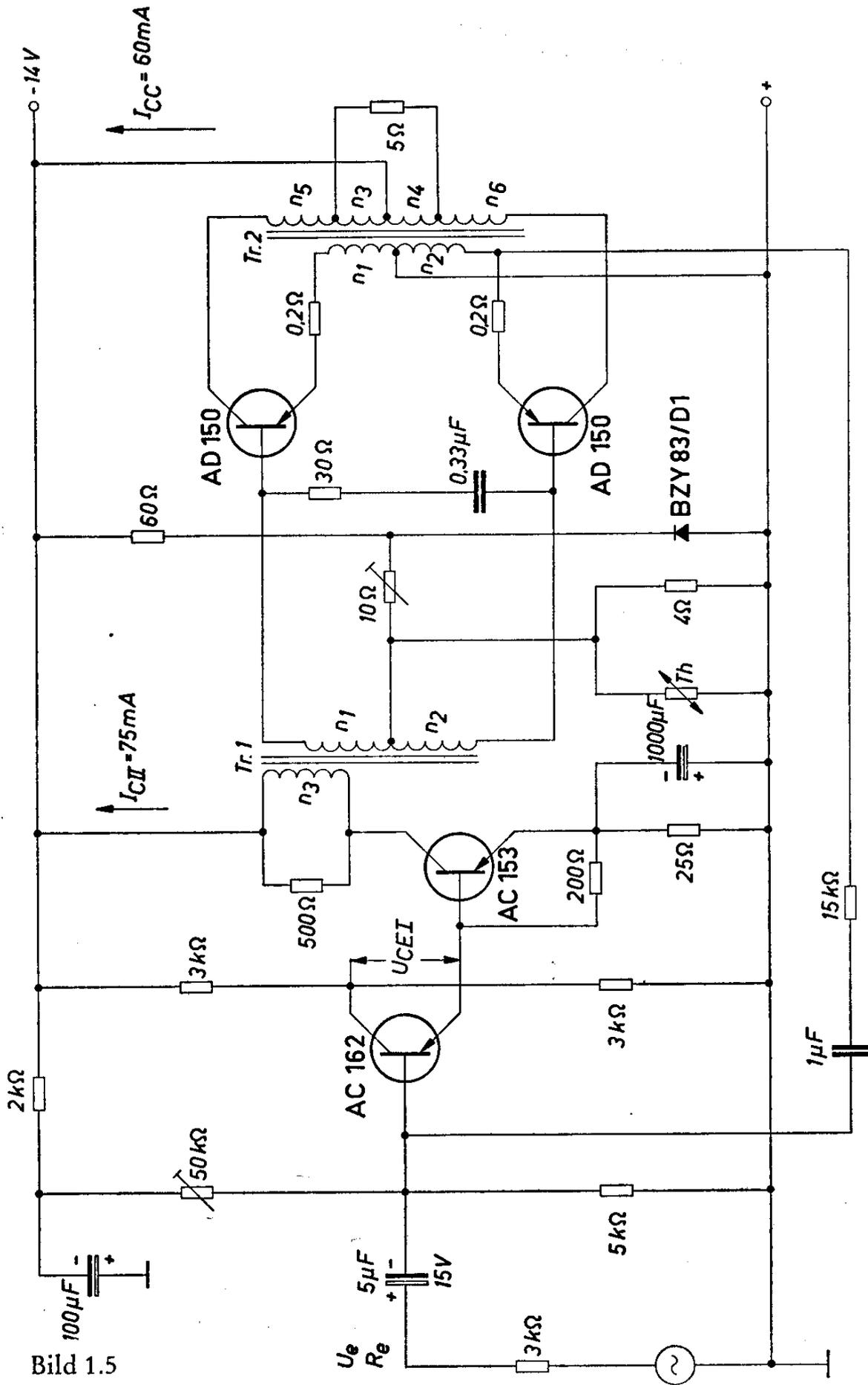


Bild 1.5

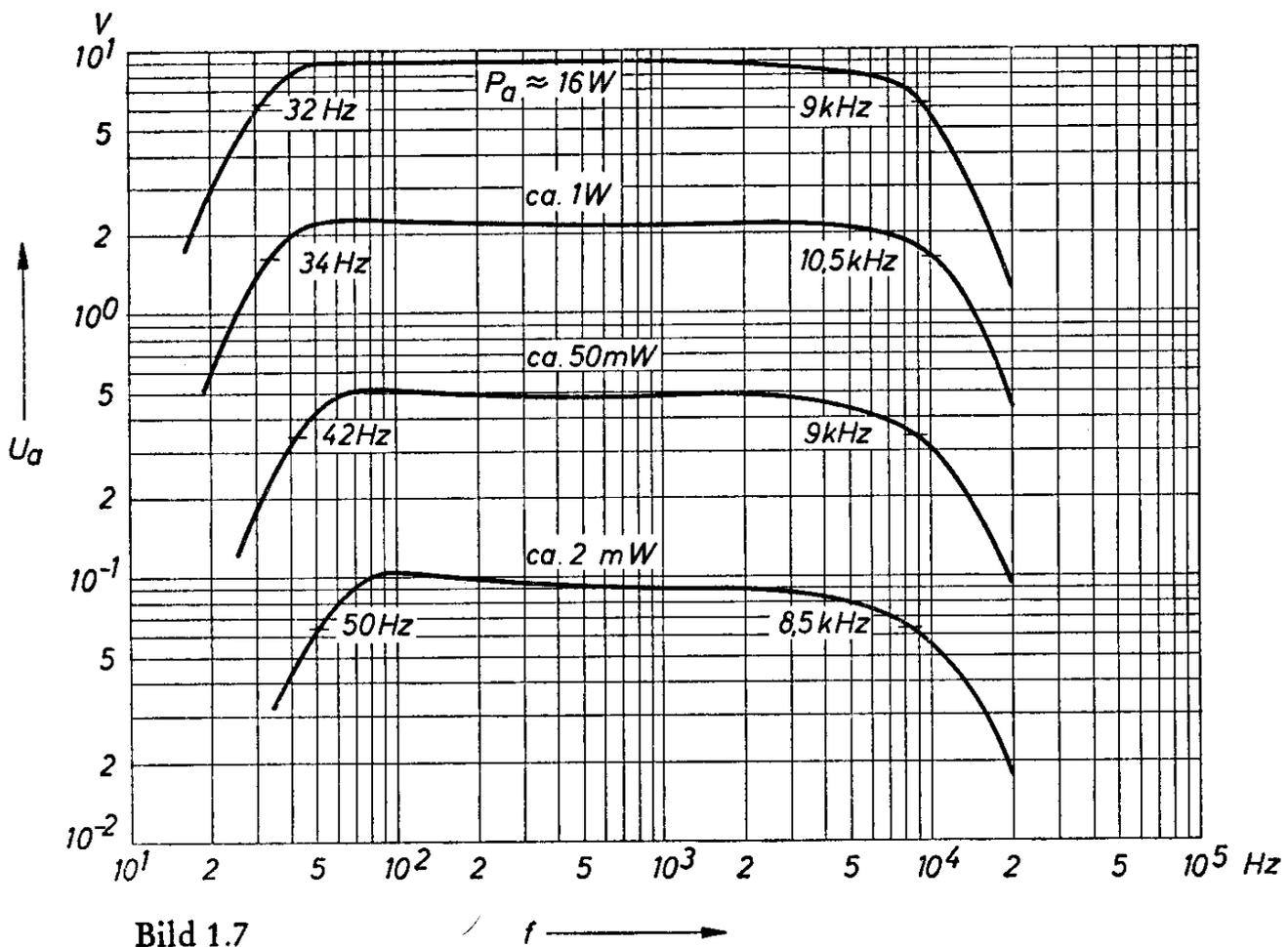
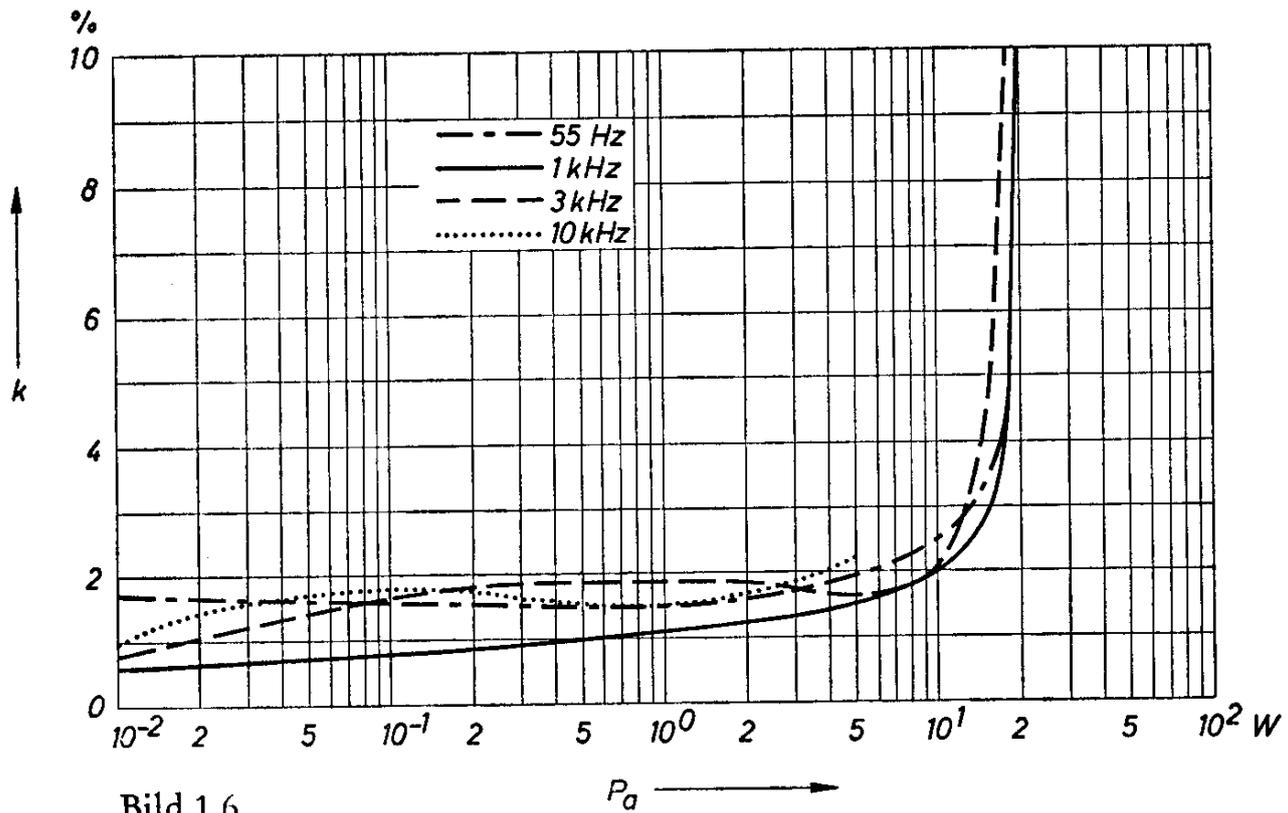
stand bedeutet eine Änderung der Ansteuerungs-Charakteristik in Richtung der Spannungs-Einprägung. Die Grenzfrequenz eines Transistors ist bei Spannungssteuerung wesentlich höher als bei Stromsteuerung (hoher Generatorwiderstand). Durch dieses RC-Glied wird deshalb der Klirrfaktor bei hohen Frequenzen verringert, allerdings verbunden mit einer Erhöhung der erforderlichen Steuerleistung. Dadurch beträgt in diesem Beispiel die maximale Ausgangsleistung bei einer Frequenz von 10 kHz nur mehr etwa 5 W bei einem Klirrfaktor von etwa 2 %. Das Bild 1.6 zeigt die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsleistung für verschiedene Frequenzen. Der Frequenzgang des gesamten Verstärkers ist für verschiedene Ausgangsleistungen im Bild 1.7 dargestellt. In diesem Diagramm sind die 3 dB-Grenzfrequenzen eingetragen. Mit einem anderen RC-Glied, z. B. 40 Ω /0,25 μ F kann noch eine Ausgangsleistung von etwa 10 W erzielt werden bei etwa der doppelten Größe des Klirrfaktors. Bei dieser Anordnung hat auch bei einer Ausgangsleistung von 5 W der Klirrfaktor bereits den Wert von etwa 3 % bei einer Frequenz von 10 kHz.

Der Ruhestrom der Endstufe ist für Temperaturänderungen durch den Heißleiter Th und für Schwankungen der Batteriespannung durch die Siliziumdiode BZY 83/D1 stabilisiert.

Das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators ist klein, weil für die Aussteuerung der Endstufe wegen der Gegenkopplung eine verhältnismäßig hohe Spannung erforderlich ist. Parallel zur Primärwicklung des Treibertransformators ist ein ohmscher Widerstand angeordnet, um den Generatorwiderstand für die Endstufe zu verringern. Außerdem wird dadurch die untere Grenzfrequenz des Verstärkers verkleinert. Für die untere Grenzfrequenz des Treibertransformators gilt:

$$f_u = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L}$$

Dabei ist der Widerstand R die Parallelschaltung des ohmschen Widerstandes von 500 Ω mit dem auf die Primärseite des Übertragers transformierten Eingangswiderstand der Endstufe. Je kleiner dieser Wert ist, um so niedriger liegt bei gegebener Induktivität L die untere Grenzfrequenz f_u . Der Treiberstufe ist ein Transistor AC 162 als Stromverstärker vorgeschaltet. Zur Verbesserung des Klirrfaktors und des Frequenzganges des gesamten Verstärkers erfolgt eine Gegenkopplung von der Endstufe zur Basis dieses Transistors.



Technische Daten:

Batteriespannung	14 V
Batteriestrom	
ohne Aussteuerung	350 mA
bei Vollaussteuerung (Mittelwert)	2 A
Maximale Ausgangsleistung $P_{a \max}$	20 W
Eingangsspannung U_e (für $P_{a \max}$)	60 mV
Eingangswiderstand R_e	700 Ω
Maximale Umgebungstemperatur	60 °C

Transformatoren

Tr. 1: M 55/20 Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 L, je 50 % der Bleche
paketweise gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = n_2 = 215 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 615 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$$

Tr. 2: M 65/27 Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = n_2 = 7 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

$$n_3 = n_4 = 45 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

$$n_5 = n_6 = 40 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

Heißleiter Th: K 15, 4 Ω

1.5 Eisenloser Niederfrequenz -Verstärker für 3 W

Der Frequenzgang von NF-Verstärkern wird vorwiegend durch die Übertrager bestimmt. Die Induktivität der Primärwicklungen ist dem Arbeitswiderstand parallelgeschaltet, wodurch die untere Grenzfrequenz festgelegt ist. Die obere Grenzfrequenz ist abhängig von der Streuinduktivität der Übertrager, wenn man vom Frequenzgang der Transistoren absieht.

Für NF-Verstärker hoher Klangqualität wird man deshalb versuchen, ohne Übertrager auszukommen.

Das Bild 1.8 zeigt die Schaltung eines solchen Verstärkers für eine Ausgangsleistung von 3 W.

In der Treiberstufe werden die beiden gegenphasigen Spannungen für die Gegentakt-Endstufe gewonnen. Sie enthält je einen Arbeitswiderstand im Emitterkreis und im Kollektorkreis. Wenn der Kollektorstrom ansteigt, so verändert sich das Potential am Emitter gegen negative Werte, das Potential am Kollektor gegen positive Werte. Die Endstufentransistoren sind, bezogen auf die Batteriespannung, hintereinandergeschaltet.

Technische Daten:

Batteriespannung	30 V	
Ausgangsleistung	3 W	
Frequenzbereich	30 Hz — 30 kHz	
Klirrfaktor bei $N_a = 1 \text{ W}$	$f = 40 \text{ Hz}$	1,5 ‰
	$f = 1 \text{ kHz}$	1 ‰
	$f = 10 \text{ kHz}$	1,2 ‰

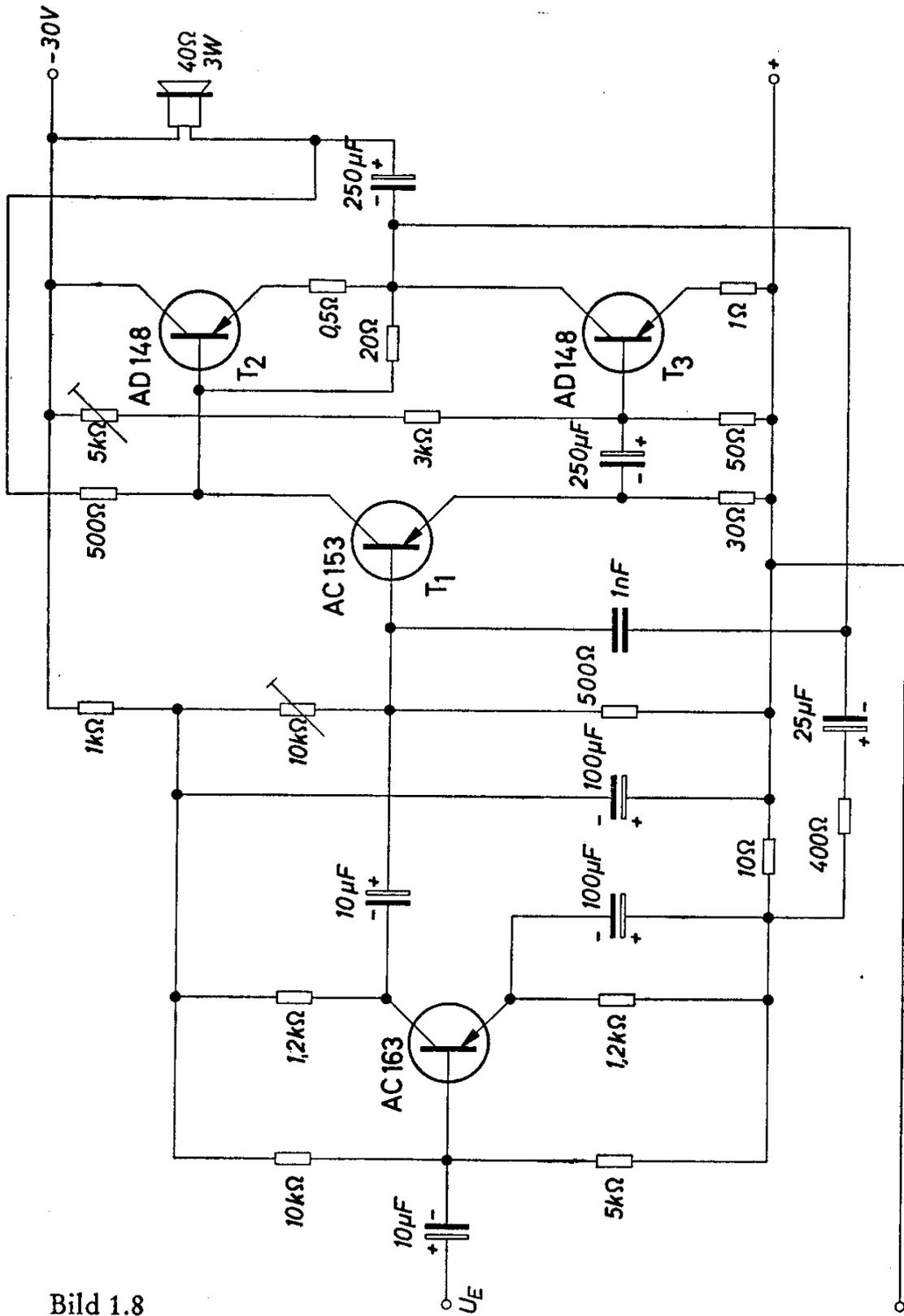


Bild 1.8

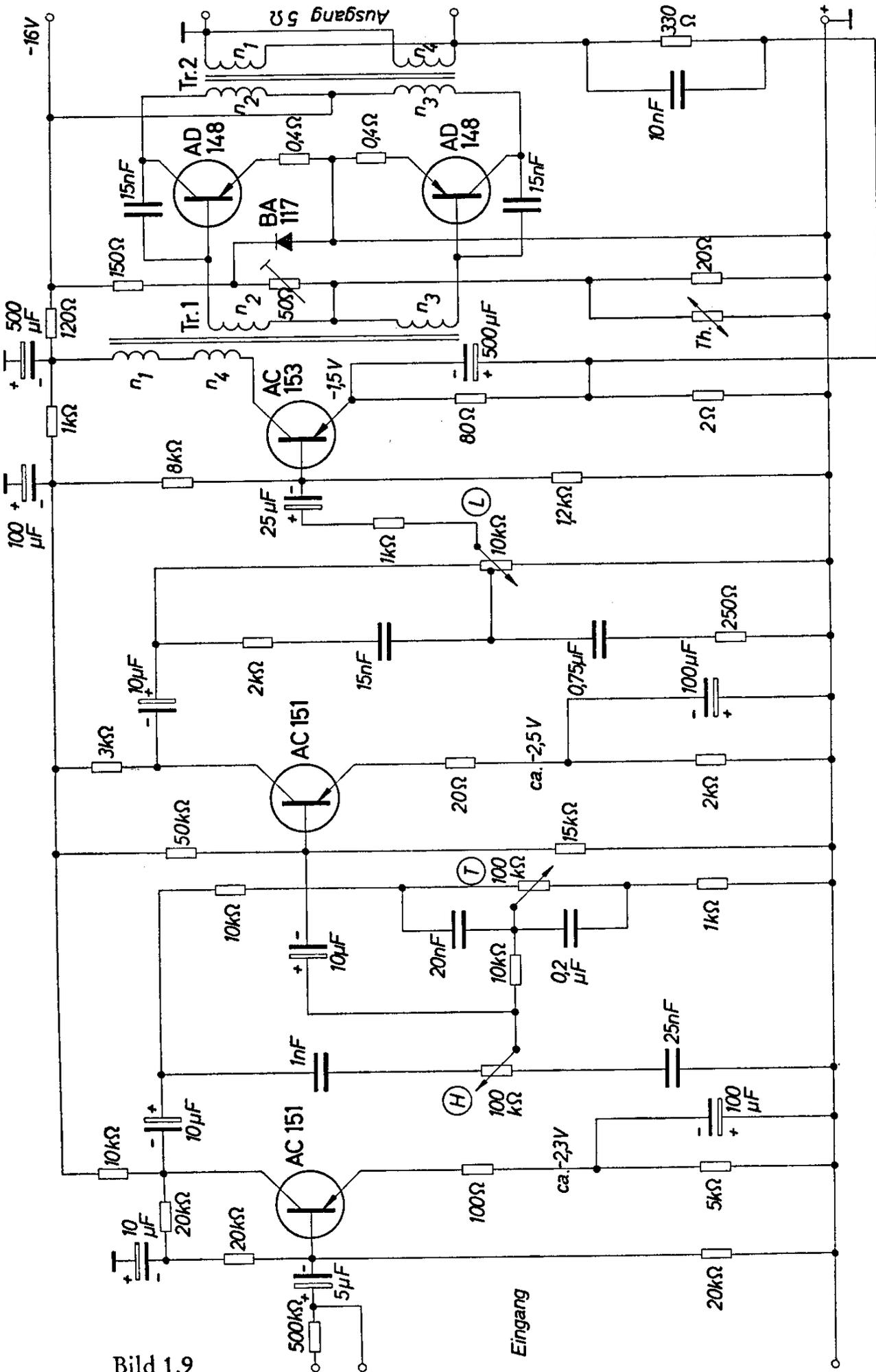


Bild 1.9

1.6 Verstärker 10 W mit Klangregelung

Die Grundforderung an einen guten Niederfrequenzverstärker ist die, daß alle Frequenzen des Hörbereiches gleichmäßig verstärkt werden. Ferner sollen Klangeinsteller es gestatten, diese geradlinige Frequenzkurve zu verändern, wenn es der Verwendungszweck oder die Raumakustik erforderlich machen. Bei einer guten Musikübertragung sollen die hohen und die tiefen Frequenzen mehr verstärkt werden als die mittleren Frequenzlagen. Diese sogenannte Höhen- und Tiefenanhebung soll sich außerdem noch mit der Lautstärke ändern, weil das Ohr für verschiedene Frequenzen und Lautstärken eine unterschiedliche Empfindlichkeit hat. Je geringer die Lautstärke ist, umso größer soll die Höhen- und Tiefenanhebung sein. Aber auch ein Absenken der hohen und der tiefen Frequenzen, also eine Verringerung der Verstärkung, muß möglich sein, da Sprachübertragungen unter Umständen besser verständlich sind, wenn die tiefen Frequenzen weniger verstärkt werden. Bei der Wiedergabe von älteren Schallplatten ist es oft zweckmäßig, die Verstärkung der hohen Frequenzen zu verringern, damit das Nadelgeräusch weniger stört. Das Bild 1.9 zeigt die Schaltung eines vierstufigen NF-Verstärkers mit einer Gegentaktendstufe für 10 W, der alle obengenannten Forderungen erfüllt. Der Klirrfaktor hat fast über den ganzen Frequenzbereich Werte unter 2%, wie aus dem Bild 1.10 hervorgeht.

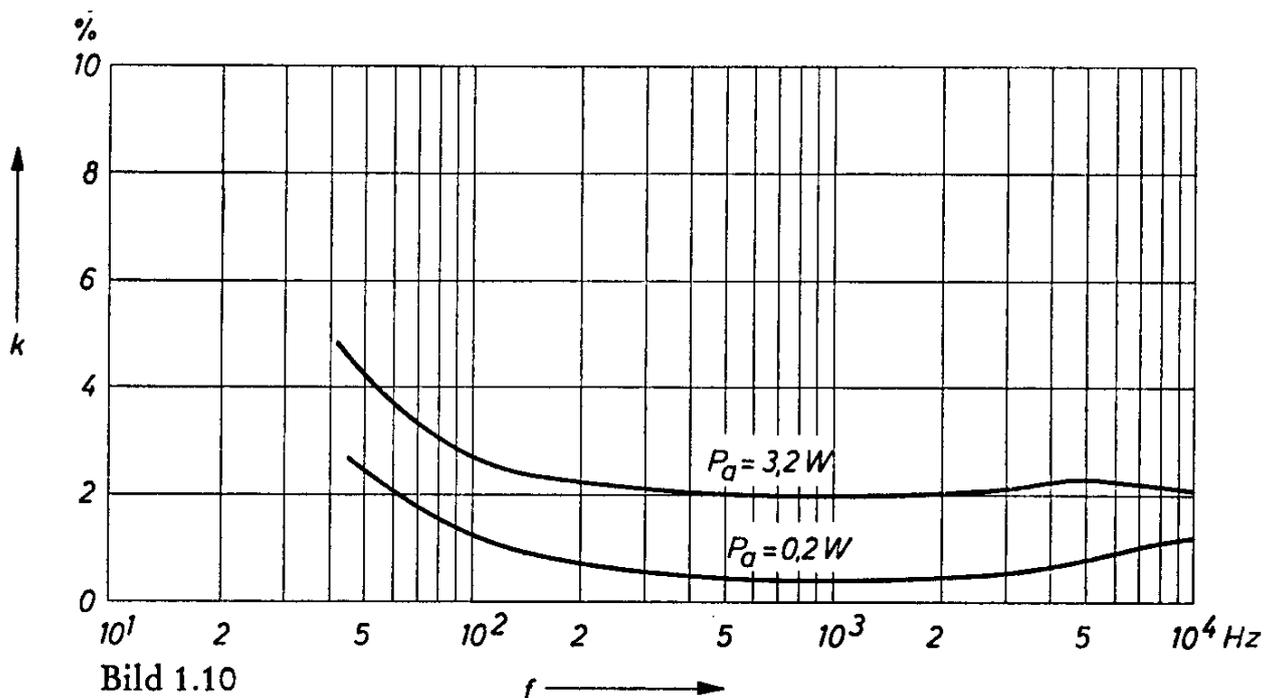


Bild 1.10

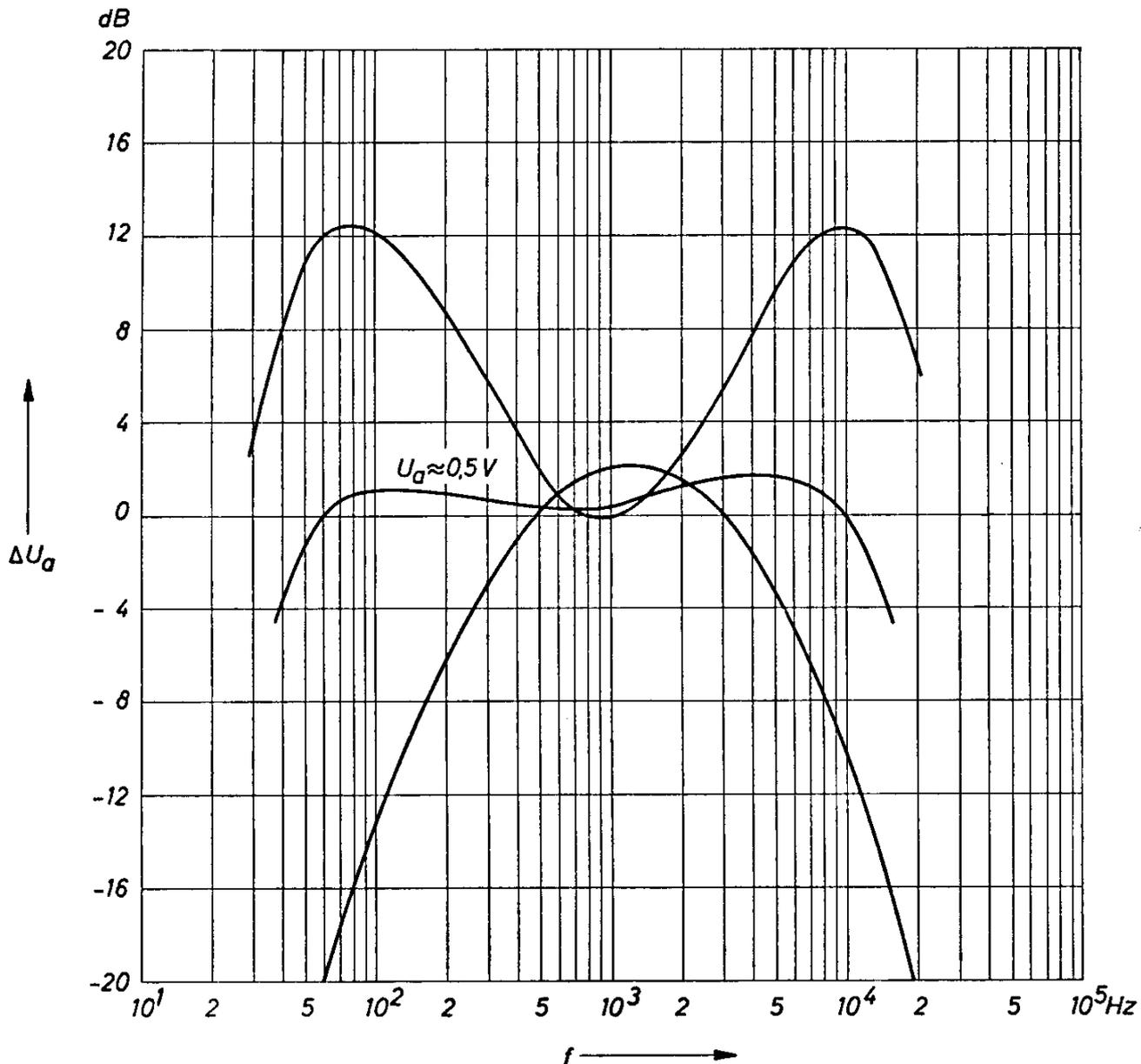


Bild 1.11

Die Klangeinstellung erfolgt mit der Brückenschaltung zwischen der ersten und der zweiten Stufe. Der linke Zweig dient zur Höhen-einstellung. Steht der Schleifer des Potentiometers am oberen Anschlag, so ist der Ausgang über den Kondensator 1nF mit dem Eingang verbunden. Das Absinken der Impedanz dieses Kondensators bei steigender Frequenz bewirkt eine Höhenanhebung. Steht der Schleifer am unteren Anschlag, so bewirkt der Kondensator 25nF einen Kurzschluß der hohen Frequenzen und damit eine Höhenabsenkung.

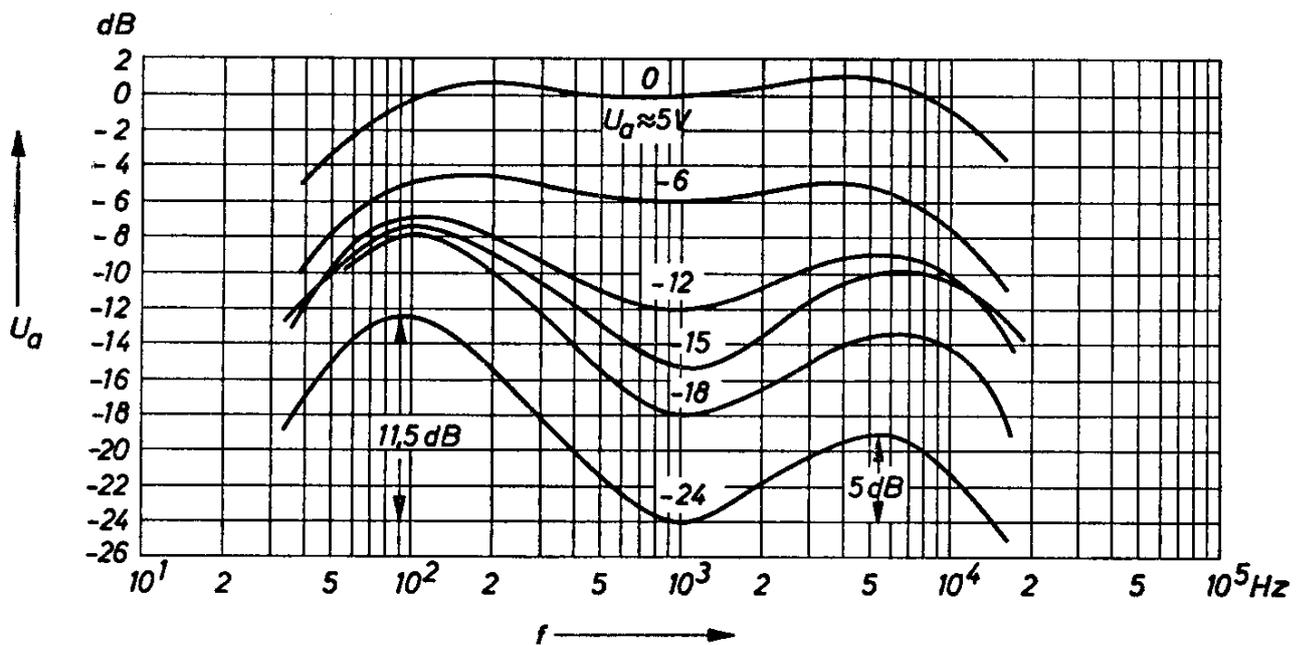


Bild 1.12

Die Tiefeneinstellung erfolgt im rechten Brückenzweig. In der oberen Schleiferstellung wird der Kondensator 20 nF kurzgeschlossen. Wegen der Serienschaltung des Kondensators $0,2 \mu\text{F}$ mit dem Widerstand von $1 \text{ k}\Omega$ steigt die Lastimpedanz bei sinkender Frequenz, wodurch eine Tiefenanhebung hervorgerufen wird. In der unteren Schleiferstellung wird der Kondensator $0,2 \mu\text{F}$ kurzgeschlossen. Der Kondensator 20 nF wirkt jetzt als frequenzabhängiger Vorwiderstand, wodurch eine Tiefenabsenkung entsteht.

Beide Frequenz-Korrekturglieder wirken auf einen gemeinsamen Ausgang und sind über einen Widerstand von $10 \text{ k}\Omega$ miteinander verbunden. Dieser Widerstand ist ausreichend hoch, um eine gegenseitige Beeinflussung der beiden Glieder zu verhindern. Dadurch ist es möglich, innerhalb der im Bild 1.11 dargestellten Kennlinienschar eine Frequenzkurve beliebiger Form einzustellen.

Die gehörrichtige (lautstärkeabhängige) Klangeinstellung ist zwischen der zweiten und der dritten Stufe angeordnet. Es wird dazu ein Lautstärkereger mit Mittelanzapfung verwendet. An diesen Abgriff sind die Korrekturglieder für die Höhen- und Tiefenanhebung angeschlossen. Die Wirksamkeit dieser Glieder ändert sich mit der Stellung des Schleifers, also mit der Lautstärke am Ausgang, in der im Bild 1.12 dargestellten Weise.

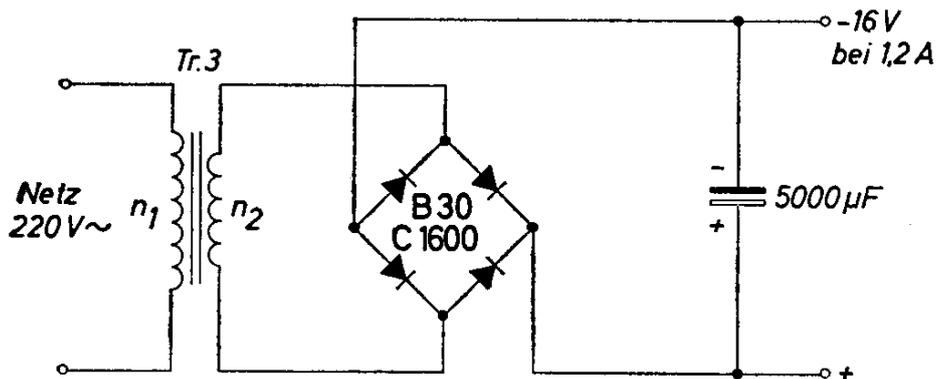


Bild 1.13

Das Bild 1.13 zeigt schließlich noch das für diesen Verstärker geeignete Netzgerät.

Technische Daten

Batteriespannung	16 V
Batteriestrom	
Vollaussteuerung	1,1 A
Leerlauf	85 mA
Ausgangsleistung	10 W
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	600 mV an 500 k Ω
Störabstand bezogen auf Vollaussteuerung	
mit max. Höhen- und Tiefenanhebung	60 dB
mit max. Höhen- und Tiefenabsenkung	74 dB

Transformatoren:

Tr. 1: EI 48/16 Dyn. Bl. IV/0,35, 0,2 L, gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = 550 \text{ Wdg } 0,17 \text{ CuL}$$

$$n_2 = n_3 = 200 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuL gemeinsam wickeln}$$

$$n_4 = 550 \text{ Wdg } 0,17 \text{ CuL}$$

Tr. 2: EI 60/20 Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 100 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL}$$

$$n_2 = n_3 = 132 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL gemeinsam wickeln}$$

$$n_4 = 100 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL}$$

Tr. 3 (Netzteil Bild 1.13): M 65/27, Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 1620 \text{ Wdg } 0,28 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 115 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 25, 10 Ω

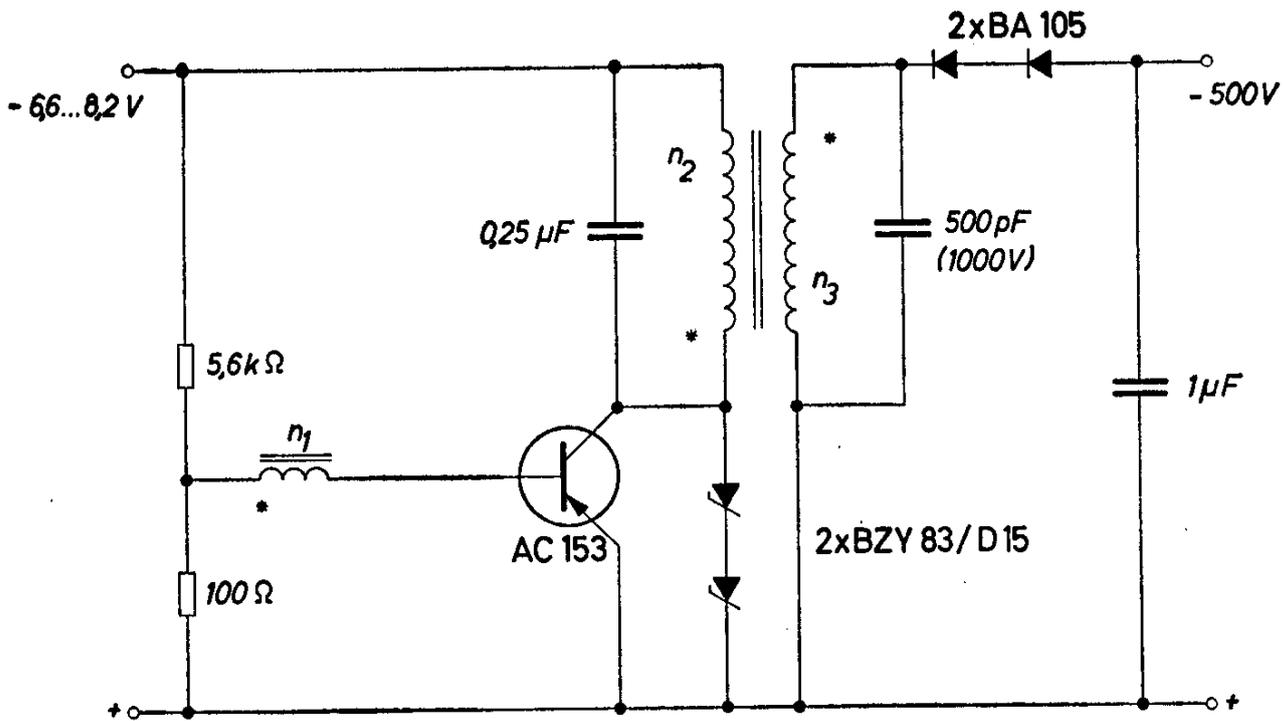
2. Zehacker und Oszillatoren

Die Verwendung von Transistoren zum periodischen Schalten von Gleichstrom bei der Umwandlung in Wechselstrom hat einige Vorzüge. Diese Geräte gewährleisten durch das Wegfallen aller mechanischen Kontakte eine lange und wartungsfreie Betriebszeit. Darüber hinaus können durch die Wahl der Schaltung ganz bestimmte Effekte erzielt werden. Beim Eintakt-Sperrwandler ist zum Beispiel eine sehr hohe Spannungsübersetzung erreichbar, ohne daß das Übersetzungsverhältnis des Übertragers sehr groß wird. Der Sperrschwinger liefert kurze Impulse in Intervallen, die ein Vielfaches länger sein können als die Zeitdauer eines Impulses.

Mit den Eintakt-Durchflußwandlern und den Gegentakt-Zehackern erhält man eine Ausgangsspannung, die in weiten Grenzen unabhängig von der Belastung konstant ist, wobei mit der letztgenannten Schaltungsart größere Leistungen umgesetzt werden können. Der Wirkungsgrad aller dieser Anordnungen ist auch bei kleinen Betriebsspannungen sehr gut. Die Zehacker liefern eine Wechselspannung mit rechteckiger Kurvenform. Die Grundschaltungen wurden bereits früher eingehend beschrieben, und es werden deshalb im folgenden nur mehr Zehacker-Schaltungen für besondere Anwendungen behandelt.

2.1 Gleichspannungswandler für Isolationsprüfung

Von Isolationsprüfgeräten wird eine einigermaßen konstante Ausgangsspannung und Kurzschlußsicherheit verlangt. Diese Forderung wird von dem Zehacker nach dem Sperrwandlerprinzip im Bild 2.1 erfüllt. Es handelt sich dabei um eine LR-Schwingschaltung, an welche die Last während der Sperrzeit des Transistors, wenn also keine Energie der Batterie entnommen wird, angeschaltet ist. Dabei entlädt sich die im Übertrager während der Stromflußzeit des Transistors gespeicherte Energie über die Last. Damit ist automatisch die Kurzschlußsicherheit gegeben. Wegen der in jeder Periode gelieferten begrenzten Energie bricht die Ausgangsspannung bei Überlast zusammen. Wie aus dem Diagramm Bild 2.2 ersichtlich ist, beginnt der starke Abfall der Ausgangsspannung bei einem Lastwiderstand von etwa $500 \text{ k}\Omega$. Sie sinkt mit der Quadratwurzel des Lastwiderstandes R_a , weil die Ausgangsleistung P_a etwa konstant bleibt.



* Punkte gleicher Polarität

Bild 2.1

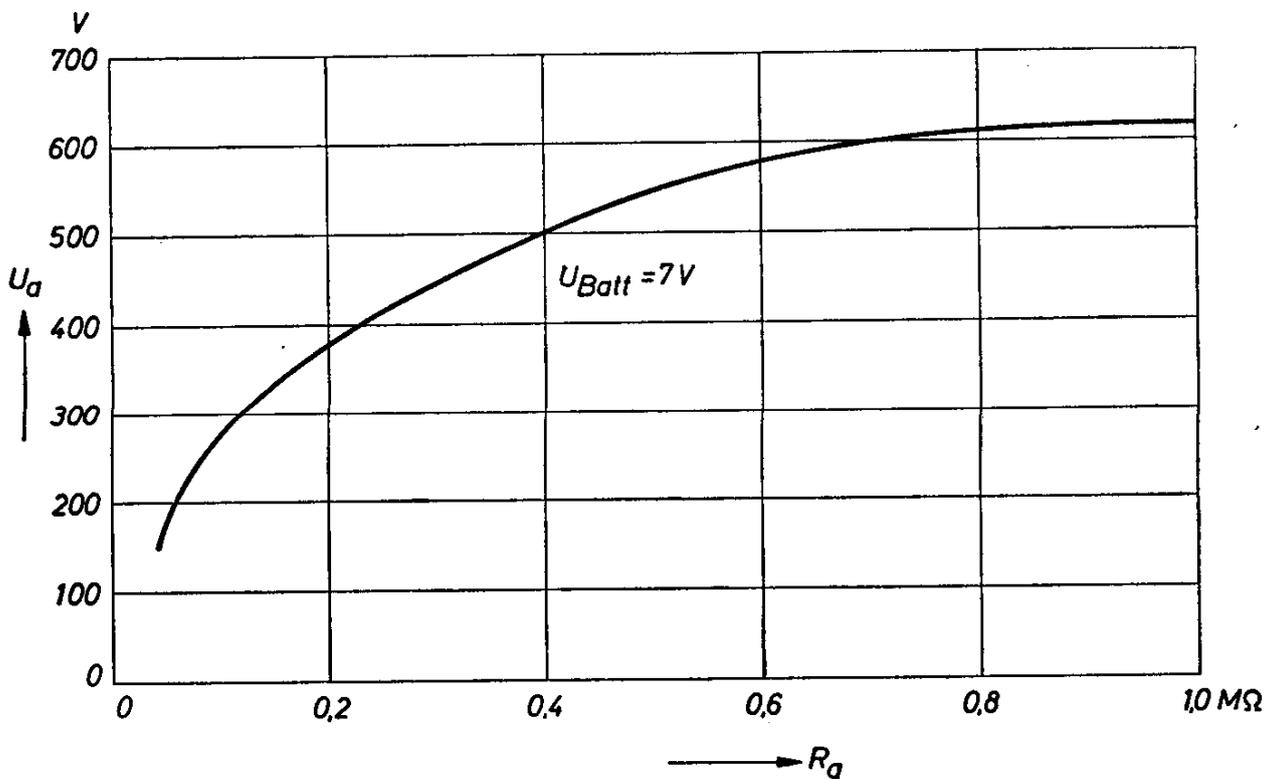


Bild 2.2

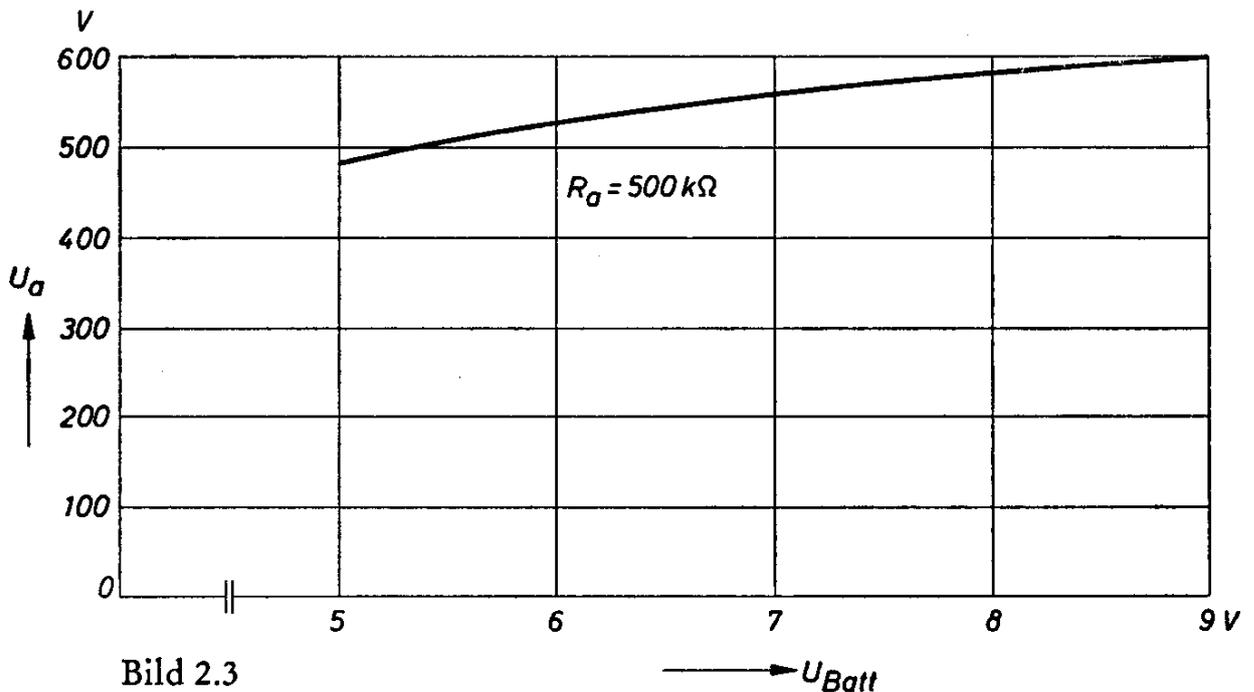


Bild 2.3

$$P_a = \frac{U^2}{R} \approx \text{konstant} \quad U \approx K \cdot \sqrt{R}$$

Die Ausgangsspannung wird auf einen Maximalwert von etwa 650 V durch Zenerdioden begrenzt. Diese sind parallel zum Ausgang des Transistors geschaltet und begrenzen die Rückschlagspannung auf der Primärseite und damit auch die Ausgangsspannung. Sie übernehmen die bei Entlastung am Ausgang nicht mehr benötigte Energie. Die Ausgangsspannung wird mit Siliziumdioden gleichgerichtet und gesiebt. Die Zenerdioden stabilisieren die Ausgangsspannung auch gegen Änderungen der Batteriespannung, wie aus dem Diagramm Bild 2.3 ersichtlich ist.

Technische Daten:

Batteriespannung	7 V (5—9 V)
Batteriestrom bei Nennlast und einer Batteriespannung von 7 V	145 mA
Schwingfrequenz	etwa 3,3 kHz
Ausgangsspannung	560 V
Nennlast	500 k Ω

Transformator: 2 Siferrit E-Kerne B 66231 - AO 200 - KO 26

$$n_1 = 15 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 80 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 1800 \text{ Wdg } 0,1 \text{ CuL}$$

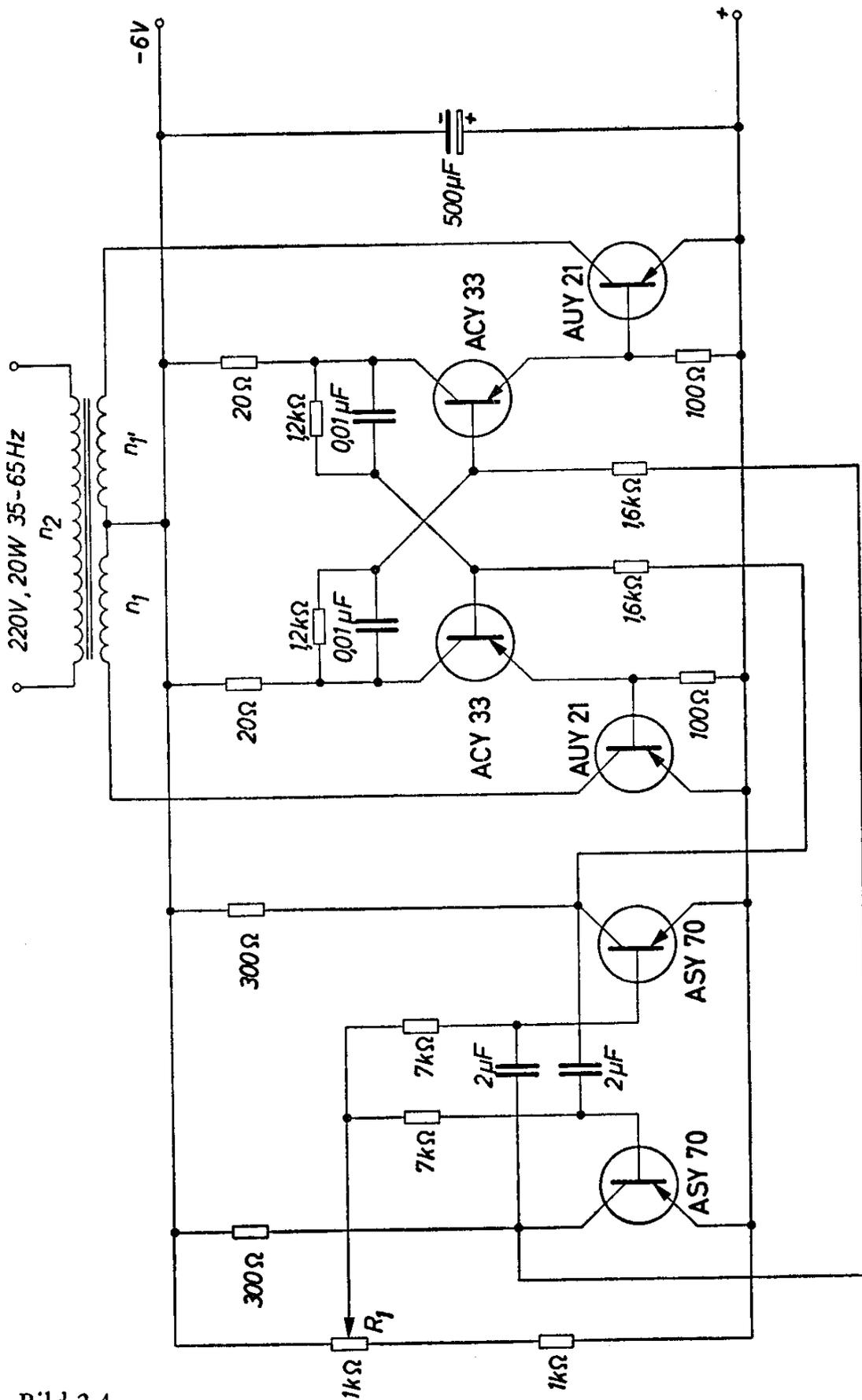


Bild 2.4

2.2 Zerhacker mit einstellbarer Frequenz

Bei LR-Schwingschaltungen bestimmen die Größe der Induktivität L und des Spitzenstromes I_C die Schwingfrequenz. Eine Veränderung dieser Frequenz im Betrieb ist deshalb kaum möglich. Man könnte vielleicht den Luftspalt veränderbar machen. Dabei werden jedoch viele Betriebsbedingungen, wie z. B. die Sättigung des Übertragers, verändert. Außerdem dürfte eine solche Lösung zumindest für höhere Leistungen mechanisch schwierig sein. Man verwendet deshalb für Zerhacker mit einstellbarer Frequenz besser RC-Schwingschaltungen, bei denen die Schwingfrequenz durch Verändern eines Widerstandes R eingestellt werden kann. Das Bild 2.4 zeigt eine solche Schaltung. Als Steuergenerator dient ein astabiler Multivibrator. Die Spannung an den beiden RC-Gliedern, welche die Impulszeiten bestimmen, wird gemeinsam durch das Potentiometer R_1 verändert, damit das Tastverhältnis konstant bleibt (1:1). Der astabile Multivibrator kann nicht beliebig niederohmig ausgeführt werden, wenn die Kondensatoren der Zeitglieder keine zu großen Kapazitäten haben sollen. Die hier angegebene Leistungsstufe kann deshalb nicht direkt angesteuert werden. Es ist eine Verstärkerstufe dazwischengeschaltet, die als bistabiler Multivibrator arbeitet. Dadurch wird die Flankensteilheit der Steuerimpulse vergrößert.

Die mit den Transistoren AUY 21 bestückte Endstufe liefert eine Ausgangsleistung von 20 W. Mit der variablen Schwingfrequenz kann z. B. die Drehzahl von Synchronmotoren geregelt werden. Besonders im Leerlauf und bei induktiver Last treten Rückströme auf, weshalb zur Stromversorgung nicht ohne weiteres geregelte Netzgeräte verwendet werden können.

Technische Daten:

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom bei Leerlauf	0,52 A
bei Nennlast	4,2 A
Ausgangsleistung	20 W
Ausgangsspannung (Rechteck)	220 V
Schwingfrequenz	35 bis 65 Hz einstellbar
Maximale Umgebungstemperatur	
bei einem Kühlblech von 150 cm ²	55 °C

Transformator:

M 74/32, Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet
 $n_1 = n'_1 = 65$ Wdg 1,1 CuL gemeinsam wickeln
 $n_2 = 2700$ Wdg 0,2 CuL

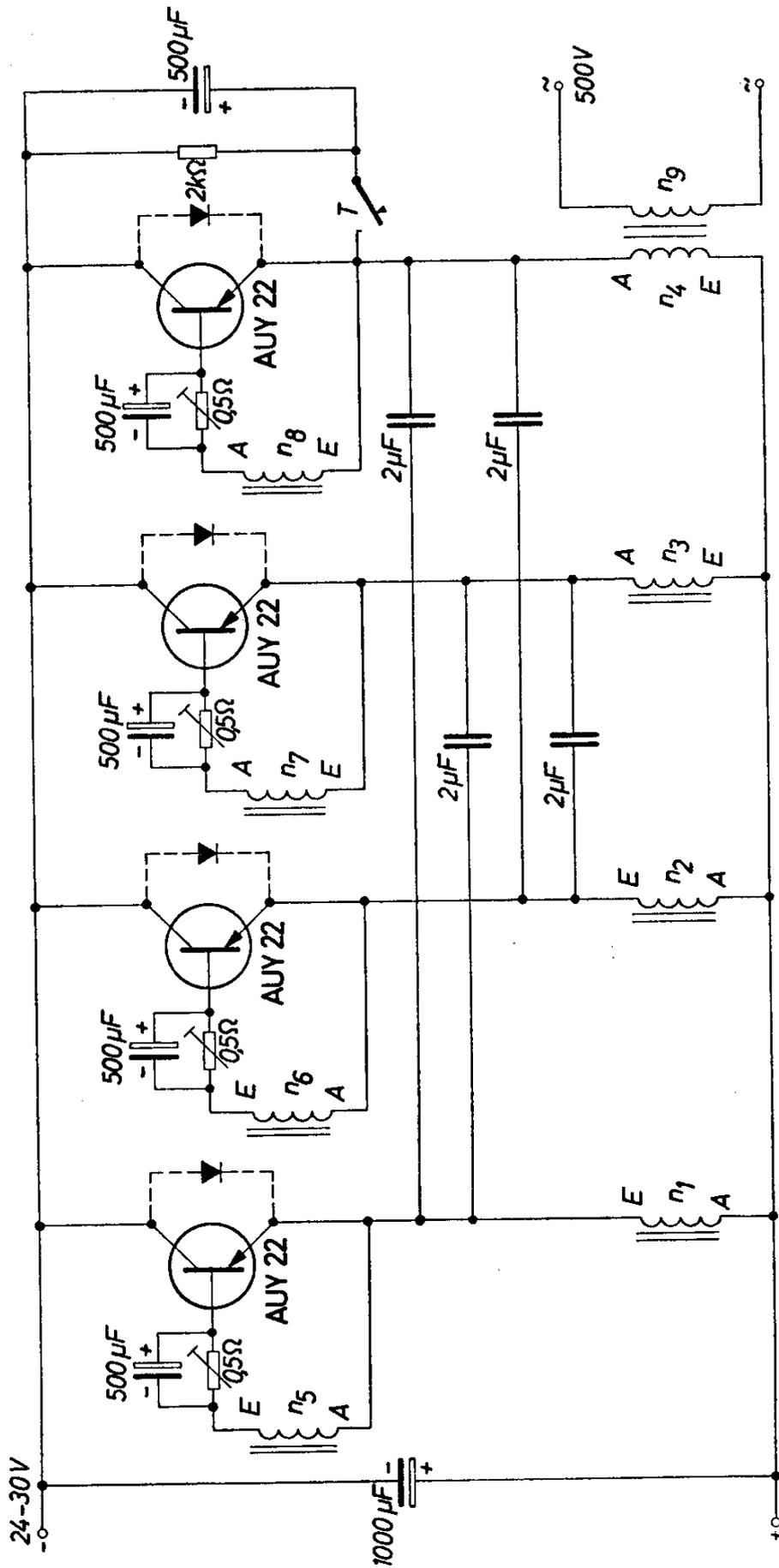


Bild 2.5

2.3 Zerhacker 200 W, 50 Hz

Wird ein Transistorzerhacker mit einer höheren Ausgangsleistung gewünscht, als sie mit vorhandenen Transistoren in üblichen Schaltungen (z. B. Gegentaktzerhacker) erreicht werden kann, muß man zu einer Parallel- oder zu einer Serienschaltung von Transistoren in jedem Stromzweig übergehen. Die Serienschaltung wird zweckmäßigerweise bei hohen Batteriespannungen angewendet, weil dann der einzelne Transistor keine so hohe zulässige Sperrspannung haben muß. Bei niedrigeren Batteriespannungen werden die Transistoren parallelgeschaltet. In beiden Fällen ist darauf zu achten, daß alle Transistoren gleichmäßig belastet werden, wenn man die größtmögliche Ausgangsleistung erzielen will. Bei der Serienschaltung gilt dies für die Sperrspannung, bei der Parallelschaltung für den Kollektorstrom.

Die Schaltung Bild 2.5 zeigt einen Gegentaktzerhacker für eine Batteriespannung von 24 V, bei dem in jedem Stromzweig je zwei Transistoren AU Y 22 parallelgeschaltet sind. Für jeden Transistor ist eine getrennte Primärwicklung des Übertragers vorgesehen. Dies ist bezüglich der symmetrischen Belastung wesentlich günstiger, als wenn man einfach die beiden Transistoren parallel an eine Wicklung schaltet. Die Primärwicklungen liegen im Emitterkreis, weshalb die Kollektoren aller Transistoren gleiches Potential haben. Dadurch ist es möglich, die Transistoren ohne Isolation auf ein gemeinsames Kühlblech zu montieren, obwohl der Kollektor mit dem Gehäuse elektrisch verbunden ist.

Um die Durchlaß- und die Umschaltverluste möglichst klein zu halten, werden die Transistoren übersteuert. Die Umschaltverluste werden außerdem noch durch Ausgleichskondensatoren am Emitter verringert. Diese Kondensatoren verändern auf günstige Weise die Umschaltkurve. Eine nicht unbedingt erforderliche Verringerung der Transistor-Belastung beim Ausschalten ist durch die im Bild 2.5 strichliert eingetragenen Dioden gegeben. Es sollen dazu Germanium-Flächendioden verwendet werden.

Jeder Transistor wird über eine eigene Wicklung des Übertragers angesteuert. Die Sättigung eines jeden Transistors kann durch einen Vorwiderstand eingestellt werden. In diesem Beispiel soll auf eine Sättigungsspannung ($U_{CE\text{ sat}}$) von 0,25 V bei Vollast abgeglichen werden. Der Übertrager muß sehr sorgfältig hergestellt werden. Zu hohe Wicklungskapazitäten ergeben gemeinsam mit den Streu-Induk-

tivitäten während der Umschaltvorgänge Schwingungen, deren Spannungsspitzen die Transistoren zerstören können. Es sollen die Wicklungen n_1 bis n_4 und n_5 bis n_8 gemeinsam gewickelt werden, um sowohl gleiche ohmsche Widerstände als auch gleiche Kopplungen zu erhalten. Eine weitere Verringerung der Wicklungskapazität kann erreicht werden, wenn immer neben einer gerade stromführenden Windung eine stromlose einer anderen Wicklung liegt. Dies ergibt sich, wenn z. B. die gemeinsam zu wickelnden Primärwicklungen so geschaltet werden, daß neben jeder Windung der Wicklung n_1 eine Windung der Wicklung n_3 , dann eine von n_2 und schließlich von n_4 liegt. Diese zusätzliche Verbesserung ist jedoch für die Funktionssicherheit nicht unbedingt erforderlich.

Dieser Zerhacker schwingt nicht selbsttätig an. Es ist deshalb eine Anschwinghilfe vorgesehen, welche über die Taste T kurzzeitig angeschaltet wird.

Die Batteriespannung darf zwischen 24 und 30 V schwanken. Dabei ändert sich natürlich die Ausgangsspannung im gleichen Maß. Die Schwingfrequenz ist gering von der Last und von der Eingangsspannung abhängig. Sie liegt jedoch immer unter 50 Hz. Deshalb ist es möglich, diese Schaltung durch Fremdsteuerung mit einem frequenzstabilen Oszillator auf eine Frequenz von 50 Hz zu synchronisieren.

Technische Daten:

Batteriespannung	24 V (24—30 V)
Batteriestrom bei Leerlauf	≈ 1,3 A
bei Vollast	≈ 10 A
Ausgangsleistung	200 W
Ausgangsspannung (Rechteck)	500 V
Schwingfrequenz	≈ 50 Hz
Maximale Umgebungstemperatur bei einem Kühlblech von 100 cm ² pro Transistor	45 °C

Transformator:

EI 130 a, Dyn. Bl. IV/0,5, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = 75$ Wdg	1,4 CuL gemeinsam wickeln
$n_5 = n_6 = n_7 = n_8 = 6$ Wdg	1,0 CuL gemeinsam wickeln
$n_9 = 1500$ Wdg	0,5 CuL

2.4 Stromversorgung für Vacuumblytlampen

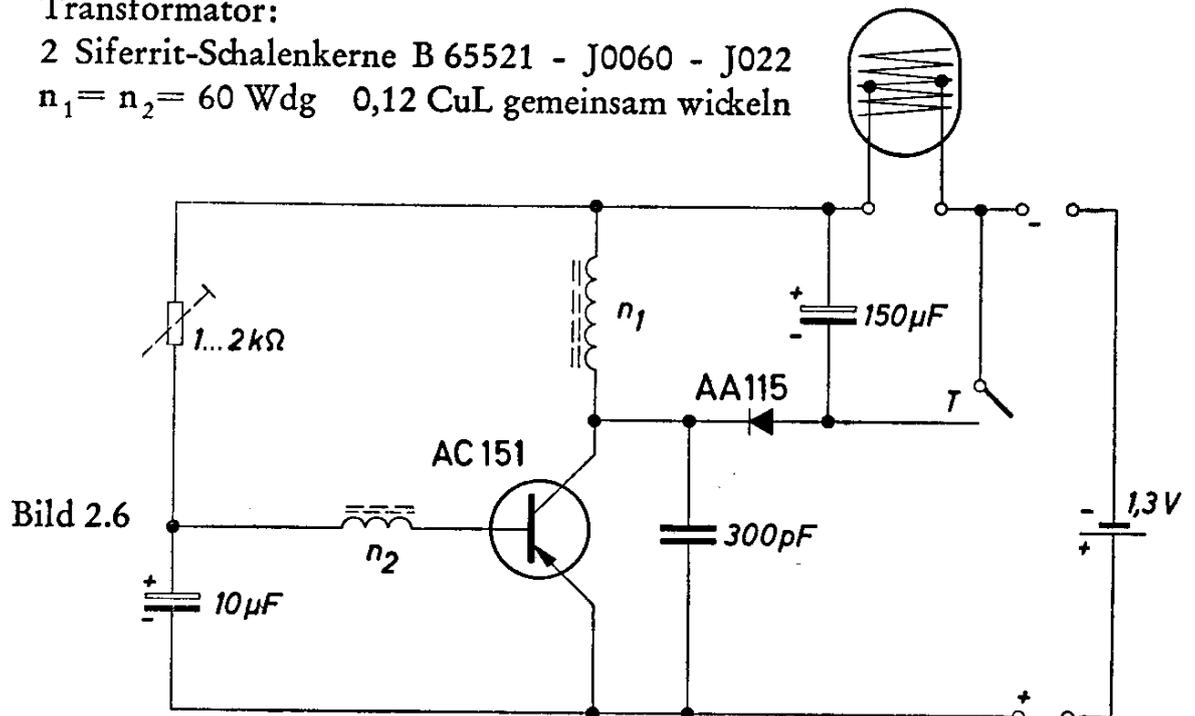
Üblicherweise wird zum Zünden einer Vacuumblytlampe ein Kondensator direkt aus einer 22,5 V-Batterie aufgeladen. Diese Batterien enthalten mehrere Zellen und können deshalb nicht beliebig klein und billig hergestellt werden. Eine Möglichkeit der Miniaturisierung einer solchen Anordnung bietet die Verwendung von kleinen Transistorzerhackern, die mit einer sehr niedrigen Batteriespannung betrieben werden können. Das Bild 2.6 zeigt die Schaltung eines solchen Zerhackers für eine Batteriespannung von 1,3 V. Die maximale Ladespannung am Blitz-Kondensator hat den Wert 15 V. Der Aufwand wurde so klein wie möglich gehalten. So gelang es, durch die Verwendung eines Sperrwandlers mit nur 2 Wicklungen des Übertragers auszukommen. Die Rückschlagspannung beim Abschalten des Transistors ist bereits in der Primärwicklung groß genug, daß der Blitz-Kondensator über eine Diode auf eine ausreichend hohe Spannung aufgeladen werden kann. Als weitere Vereinfachung haben die beiden Wicklungen, Primärwicklung und Steuerwicklung, die gleiche Windungszahl und Drahtstärke. Dadurch können beide Wicklungen in einem Arbeitsgang zweidrähtig aufgebracht werden. Der Zerhacker wird durch Einsetzen der Blitzlampe eingeschaltet. Der Blitzvorgang wird durch die Taste T ausgelöst.

Technische Daten:

Batteriespannung	1,3 V	Batteriestrom	5 mA
Max. Ladespannung	15 V	Ladezeit von 0 auf 12 V	2,5 s
Ladungsenergie	10 mWs (bei 12 V)	Schwingfrequenz	8 kHz

Transformator:

2 Siferrit-Schalenkerne B 65521 - J0060 - J022
 $n_1 = n_2 = 60$ Wdg 0,12 CuL gemeinsam wickeln



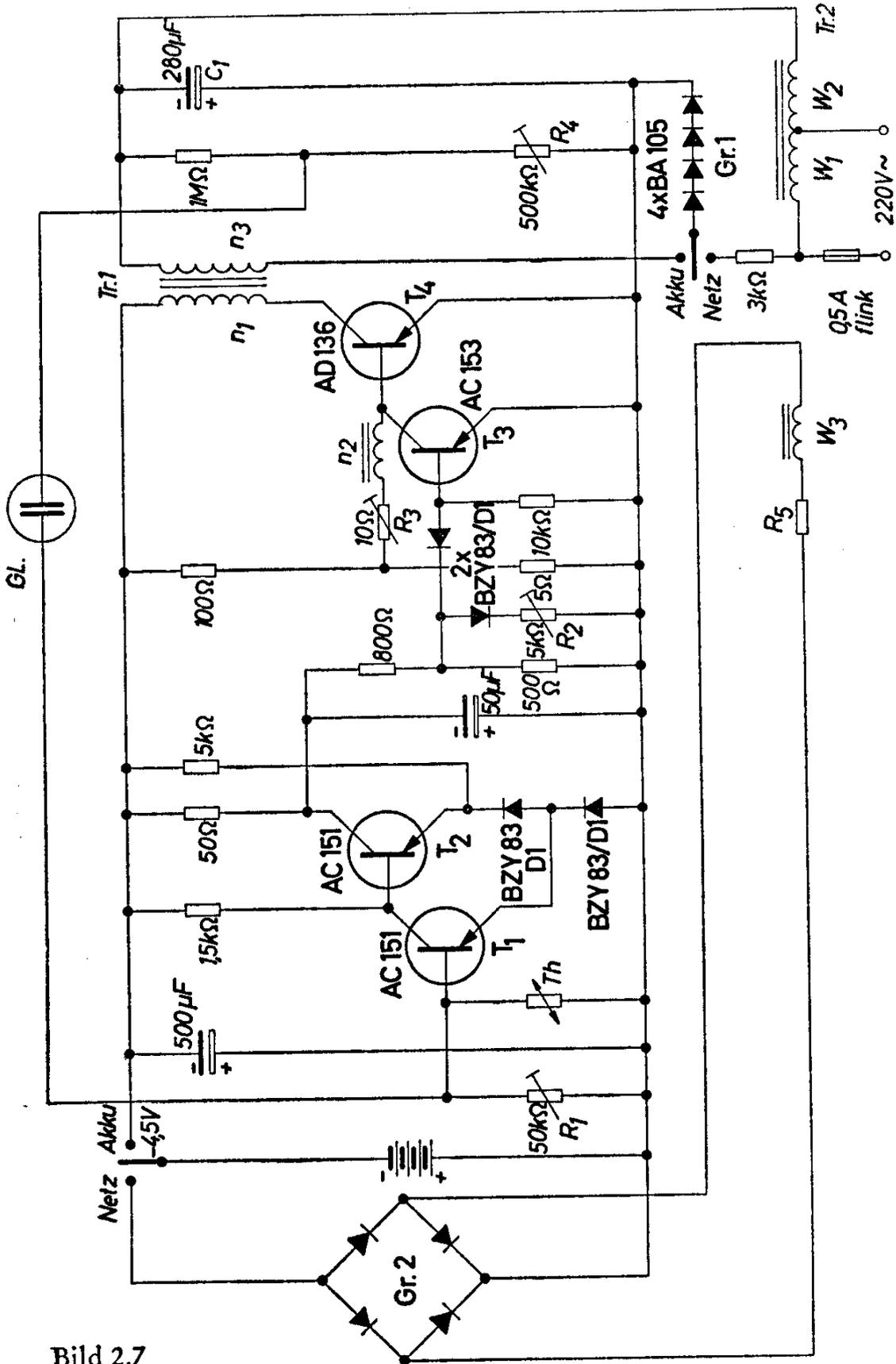


Bild 2.7

2.5 Stromversorgung für Elektronenblitzgerät

Damit ein Elektronenblitzgerät jederzeit und beliebig lange betriebsbereit ist, soll es sowohl von einem Akkumulator, als auch vom Netz gespeist werden können. Dabei soll der Blitz-Kondensator bei Netzbetrieb direkt durch die Netzspannung aufladbar sein, damit bei leerem Akkumulator die Wartezeit für dessen Aufladung entfällt. Die Schaltung nach Bild 2.7 erfüllt diese Bedingungen. Sie besteht aus einem Transistor-Sperrwandler für eine Betriebsspannung von 4,5 V mit einer Abschaltautomatik, welche die Spannung am Blitzkondensator C_1 auf etwa 500 V konstant hält. Bei Erreichen der maximalen Spannung am Kondensator C_1 zündet die Glimmlampe GL. Der Zündpunkt kann mit dem Potentiometer R_4 eingestellt werden. Sobald der Schaltverstärker der Abschaltautomatik auf diese Weise einen ausreichend hohen Steuerstrom erhält, schließt der Transistor T_3 den Eingang des Leistungstransistors T_4 kurz. Die Schwingung setzt aus, und der Spannungsanstieg am Blitz-Kondensator C_1 wird begrenzt. Der Batteriestrom sinkt auf ein Minimum. Sinkt nun entweder durch Auslösen eines Blitzes oder durch die Verluste im Hochspannungszweig die Spannung am Kondensator C_1 unter einen bestimmten Wert, so schaltet der Schaltverstärker wieder ab und der Leistungstransistor schwingt wieder an, bis er nach Erreichen der maximalen Spannung am Kondensator C_1 erneut am Eingang kurzgeschlossen wird. Der Schaltverstärker arbeitet einwandfrei bis zu einer Minimalspannung von 2,8 V, ebenso natürlich der Sperrwandler. Bei dieser Spannung steigt allerdings die Aufladezeit gegenüber der Nennspannung von 4,5 V auf etwa den doppelten Wert. Der Aufwand für die Abschaltautomatik ist mit 3 Transistoren verhältnismäßig hoch, was jedoch den Betriebsdaten zugute kommt. Je höher nämlich die Verstärkung der Abschaltautomatik ist, desto geringer ist die Belastung des Blitz-Kondensators C_1 und es können umso kleinere Spannungsunterschiede zwischen Ein- und Ausschalten erreicht werden. Im vorliegenden Fall wird bei 25 °C z. B. bei einer Spannung von 501 V am Kondensator C_1 abgeschaltet und bei einem Absinken dieser Spannung um nur 4 V auf 497 V bereits wieder nachgeladen. Bei einer Temperatur von 45 °C erhöht sich lediglich der Abschaltpunkt auf 506 V, der Einschaltpunkt bleibt praktisch gleich. Der Schalterpunkt kann durch das Potentiometer R_1 eingestellt werden. Die immer konstante Spannung am Ladekondensator verbürgt eine stets gleichbleibende Leitzahl des Blitzlichtgerätes. Diese Leitzahl (Blende mal optimal ausgeleuchtete Entfernung) ist propor-

tional der am Blitzkondensator gespeicherten Energie, welche wiederum vom Quadrat der Spannung abhängig ist $\left(\frac{CU^2}{2}\right)$. Als Akkumulatoren sollen Ni-Cd-Zellen verwendet werden. Es ist nicht möglich, eine solche Schaltung für gleiche Betriebsdaten bei der wahlweisen Verwendung von Akkumulatoren und Trockenbatterien zu dimensionieren (verschiedene Innenwiderstände der Stromversorgung).

Bei Netzbetrieb wird über einen Netztransformator mit einer Wicklung der Blitzkondensator direkt aufgeladen, mit einer anderen Wicklung erfolgt gleichzeitig die Ladung des Akkumulators. Die Umschaltung von Akku- auf Netzbetrieb erfolgt über einen zweipoligen Umschalter. Der Ladestrom und damit die Ladezeit für den Akkumulator wird mit dem Widerstand R_5 eingestellt. Bei einem Widerstand von $R_5 = 25 \Omega$ hat der Ladestrom den Wert 200 mA. Da bei Netzbetrieb die Abschaltautomatik nicht in Betrieb ist, nähert sich die Ladespannung nur langsam ihrem Endwert (vollständige Kurve einer e-Funktion). So ist bereits nach 12 s eine Spannung von 400 V erreicht, aber erst nach 45 s die Endspannung von 500 V.

Technische Daten:

	Akku	Netz
Betriebsspannung	4,5 V (2,8—4,5 V)	220 V
Betriebsstrom	≈ 7 A	
Aufladezeit (500 V an C_1 , 25—50 °C)	8 s	45 s
Sperrspannung an Gr. 1	650 V	1100 V

Transformator:

Tr. 1: M 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 L, gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = 32 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 16 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 900 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL}$$

Tr. 2: M 42/15, Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet

$$w_1 = 4300 \text{ Wdg } 0,08 \text{ CuL}$$

$$w_2 = 3200 \text{ Wdg } 0,06 \text{ CuL}$$

$$w_3 = 300 \text{ Wdg } 0,32 \text{ CuL}$$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 11 50 k Ω

GL: Glimmlampe Osram Bestell-Nr. 762315

Gr. 2: Selen-Flachgleichrichter SSF B30 C300/150

2.6 Umformung von Impulsen in eine symmetrische Rechteckspannung

• Mit der Schaltung nach Bild 2.8 können Impulse fast beliebiger Kurvenform, die in einem Rhythmus von 1 ms (1000 Hz) wiederkehren, in eine symmetrische Rechteckspannung gleicher Frequenz übergeführt werden. Jeder dieser Impulse kippt über einen Vorverstärker (T_1) einen monostabilen Multivibrator (T_2 und T_3) in den labilen Zustand. Die Verzögerungszeit des Multivibrators hat den Wert von 0,5 ms, ist also gleich der halben Periodendauer einer 1000 Hz-Schwingung. Der Gegentaktverstärker am Ausgang wird durch symmetrische rechteckige Impulse angesteuert und liefert eine Ausgangsleistung von 180 mW. An die Form der Eingangsimpulse wird lediglich die Forderung gestellt, daß ihre Impulsbreite kleiner als 0,5 ms sein muß, weil sonst der monostabile Multivibrator nicht rechtzeitig in den stabilen Zustand zurückkippen kann. Als Steuerungsspannung kann auch eine Sinusspannung von 1000 Hz wirken. Steht eine ausreichend hohe Eingangsspannung zur Verfügung, so kann der Vorverstärker entfallen und es kann direkt am Punkt A gesteuert werden. Die Verzögerungszeit von 0,5 ms wird am Potentiometer R_1 eingestellt.

Technische Daten:

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom	23 mA
Steuerspannung	
Eingang	> 20 mV
Punkt A	> 600 mV
Lastwiderstand	200 Ω

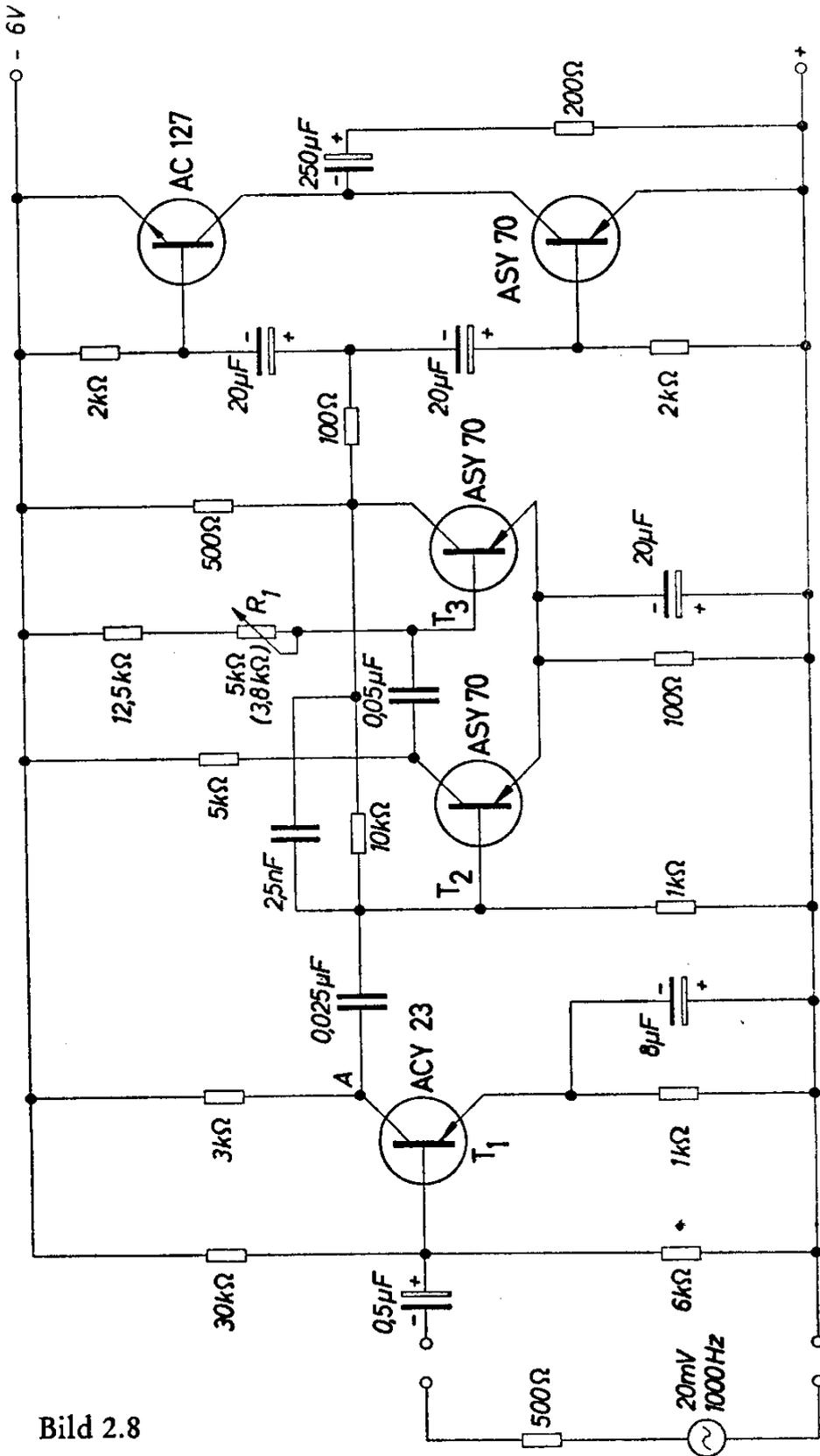


Bild 2.8

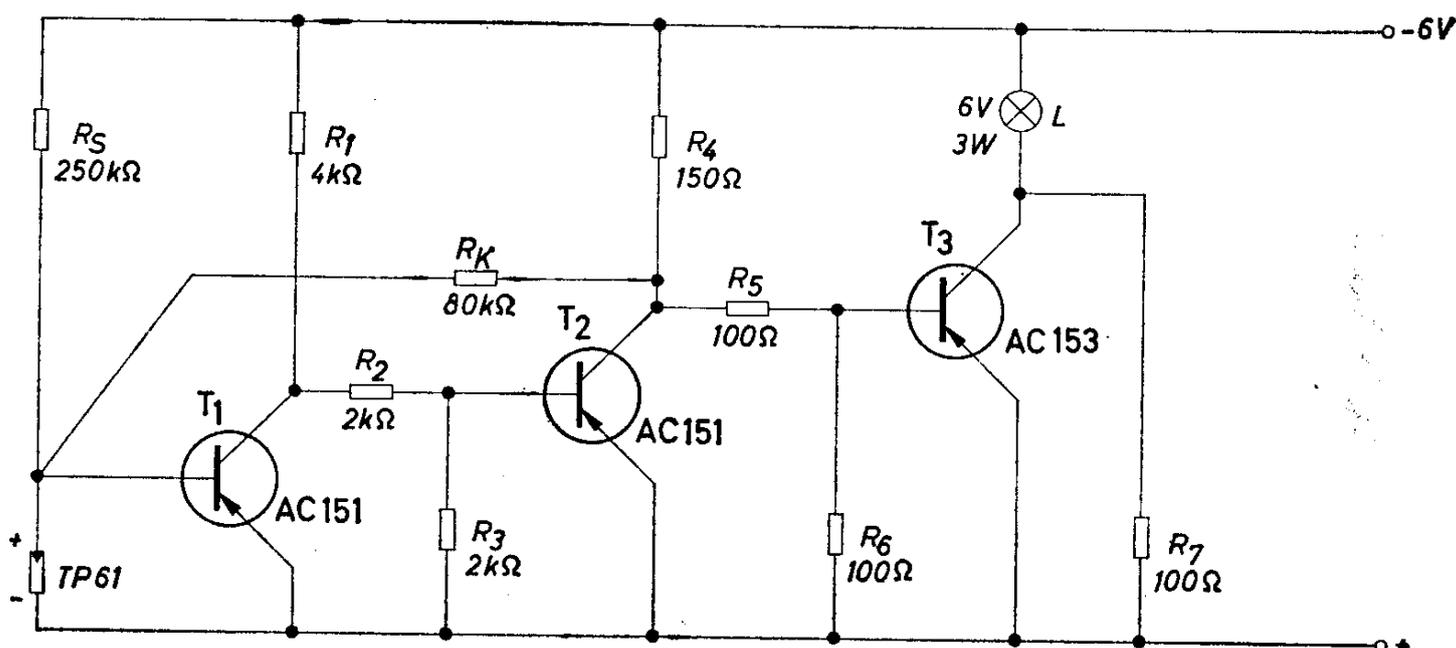
3. Photoverstärker

Unter Photoverstärkern versteht man Anordnungen, bei denen das von einem lichtempfindlichen Element, wie Photodiode, Photowiderstand oder Photoelement, abgegebene Signal verstärkt wird, um bestimmte Vorgänge auszulösen. Die Silizium-Photoelemente BPY 11 und BP 100 haben eine besonders hohe Anfangsempfindlichkeit. Bereits bei sehr kleinen Lichtstärken erhält man ein verhältnismäßig großes Signal. Deshalb sind diese Photoelemente besonders für solche Lichtschranken oder Abtasteinrichtungen geeignet, bei denen aus irgendwelchen Gründen die Intensität der Lichtquelle nicht hoch sein kann.

3.1 Parklichtschalter

Für im Freien abgestellte Kraftfahrzeuge hat ein automatischer Parklichtschalter, der bei Unterschreitung einer Mindesthelligkeit das Parklicht einschaltet, große Vorteile. So ein Dämmerungsschalter kann mit Halbleiter-Bauteilen auf recht einfache Weise hergestellt werden. Die Schaltung zeigt das Bild 3.1. Solange das Silizium-Photoelement TP 61 ausreichend belichtet ist, sperrt es mit positiver Spannung den Transistor T_1 . Der Transistor T_2 ist dann durchgesteuert und der Transistor T_3 wieder gesperrt. Die Parkleuchte brennt nicht. Sinkt die Helligkeit, so gelangt an die Basis des Transistors T_1 über den Widerstand R_5 negatives Potential, wodurch er leitend wird. Dadurch wird der Transistor T_2 gesperrt. Dieser Umschaltvorgang wird durch die Rückkopplung mit dem Widerstand R_K beschleunigt. Wenn der Transistor T_2 gesperrt ist, wird der Transi-

Bild 3.1



stor T_3 leitend und die Parkleuchte brennt. Sobald die Helligkeit einen bestimmten Wert überschreitet, wird der Transistor T_1 wieder gesperrt und die Parkleuchte erlischt. Um den Transistor T_3 vor einem zu hohen Einschalt-Stromstoß zu bewahren, wird die Lampe über den Widerstand R_7 ständig etwas vorgeheizt. Der Stromverbrauch von 60 mA spielt für Autobatterien keine Rolle. Dieser Dämmerungsschalter ist so ausgelegt, daß die Parkleuchte bei einer Helligkeit von 20—30 Lx eingeschaltet wird. Das Abschalten erfolgt bei einer um etwa 50 % höheren Lichtstärke.

Daten der Schaltung nach Bild 3.1 für eine Batteriespannung von 12 V:

$R_S = 500 \text{ k}\Omega$	$R_4 = 300 \Omega$	L: 12 V/3 W
$R_K = 200 \text{ k}\Omega$	$R_5 = 200 \Omega$	
$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$	$R_6 = 100 \Omega$	
$R_2 = 2 \text{ k}\Omega$	$R_7 = 200 \Omega$	
$R_3 = 2 \text{ k}\Omega$		

3.2 Lichtschranke

Die Schaltung einer Lichtschranke, die bereits auf sehr kleine Helligkeitsunterschiede anspricht, ist im Bild 3.2 dargestellt. Sie ist z. B. geeignet für das Feststellen von Aufdrucken auf durchsichtigen Folien. Der empfindlichste Punkt der Schaltung wird folgendermaßen eingestellt: Man verändert bei beleuchtetem Photoelement das Potentiometer 100 k Ω derart, daß am Eingangstransistor ein Basisstrom von 130 μA fließt. Eine Verringerung des Photostromes um nur 10 bis 15 μA bewirkt dann bereits eine Sperrung des Transistors und damit ein Kippen des über eine Verstärkerstufe angeschalteten Schmitt-Triggers. Dieser hat symmetrische Lastwiderstände. Es kann deshalb das Ausgangsrelais wahlweise in einen der beiden Kollektorkreise geschaltet werden, und man erhält dadurch entgegengesetzte Aussagen. Einmal spricht also das Relais beim Übergang von klarer Folie zum Aufdruck an, das andere Mal beim Übergang vom Aufdruck zur durchsichtigen Folie oder von einer gefärbten Folie zu einer klaren Stelle oder einem Loch. Eine einfache Lösung für diese Umschaltung ist im Schaltbild eingetragen.

Technische Daten:

Batteriespannung	24 V
Lichtquelle	Lämpchen 6 V/5 W
Relais R: Trls 6 a nach TBv 62016/20a	

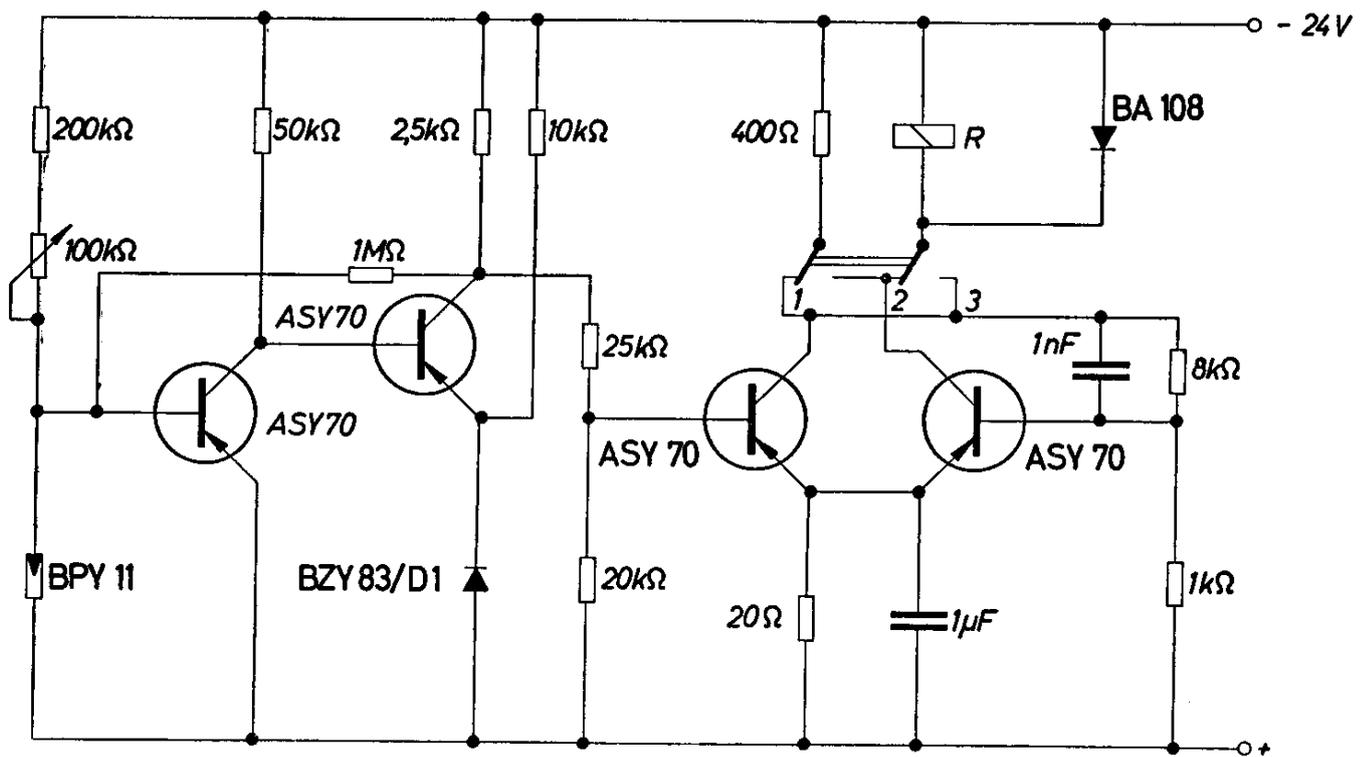


Bild 3.2

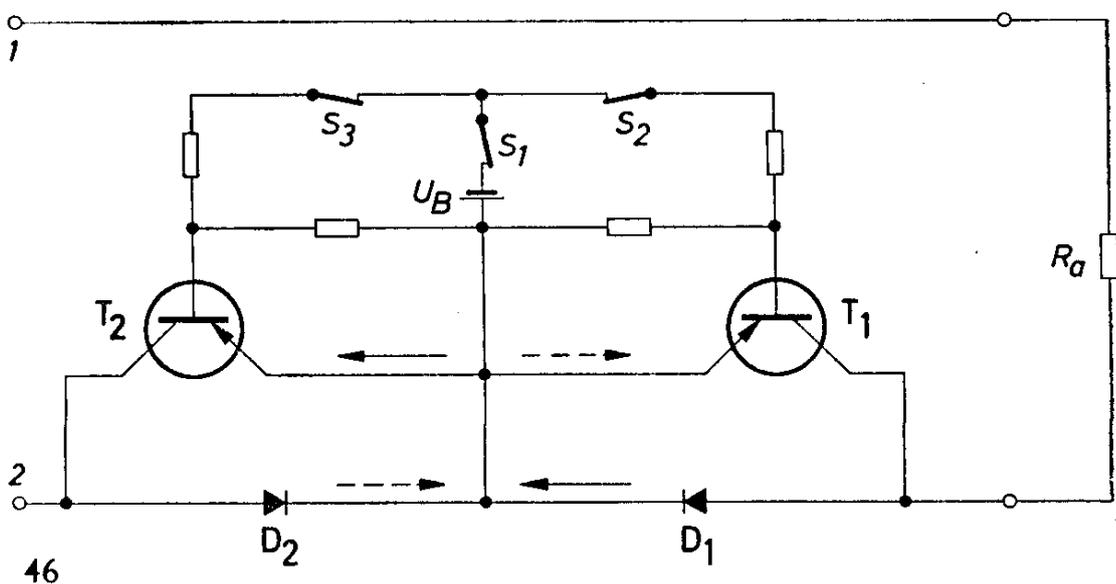
4. Steuer- und Regelschaltungen

Wegen ihrer Kleinheit, der sofortigen Betriebsbereitschaft und noch anderer Eigenschaften werden die Halbleiterbauelemente, wie Transistoren, Dioden, Photodioden, Hallgeneratoren und Heißleiter, vielfältig in Steuer- und Regelschaltungen verwendet. Die zuletzt genannten Bauteile sind besonders zur Umwandlung von Meßwerten geeignet.

4.1 Kontaktloses Schalten von Wechselstrom

Während durch einen Relaiskontakt Ströme beliebiger Richtung geschaltet werden können, ist der Transistor auch im durchgeschalteten Zustand im Normalfall nur für einen Strom bestimmter Richtung durchlässig. Es kann zwar auch ein Strom in Gegenrichtung fließen, der sogenannte Inversstrom, es ist aber dann ein sehr hoher Steuerstrom erforderlich, und man kann deshalb eine solche Lösung zumindest nicht bei Leistungsschaltern anwenden. Die sogenannte Inversstromverstrkung eines üblichen Transistors ist nämlich wesentlich kleiner als die Stromverstärkung im Normalfall. Kontaktlose Wechselstromschalter kann man jedoch mit 2 Transistoren herstellen, wie es die Prinzipschaltung Bild 4.1 zeigt. Die Wechselspannung liegt an den Klemmen 1 und 2. Die Transistoren erhalten von einer Hilfsspannungsquelle eine Steuer-Gleichspannung. Die Steuerleistung muß so groß sein, daß die Transistoren noch bei dem durch den Lastwiderstand R_a begrenzten maximalen Wechselstrom (Spitzenwert!)

Bild 4.1



bis zur Restspannung durchgesteuert sind. Die eine Halbwelle der Wechselspannung fließt dann über die Diode D_1 und den Transistor T_2 , die andere über D_2 und T_1 . Durch den Schalter S_1 kann die Hilfsspannung abgetrennt werden. Es sind dann beide Transistoren gesperrt und der Wechselstrom ist unterbrochen. An beiden Transistoren liegt abwechselnd der Spitzenwert der Wechselspannung als Sperrspannung, weil immer eine der beiden Dioden leitend und eine gesperrt ist. Da die Transistoren nicht durch eine Sperrspannung am Eingang ausgeschaltet werden, darf der Spitzenwert der Wechselspannung nicht größer sein als die bei offener Basis zulässige Sperrspannung U_{CEO} . Man kann jedoch auch mit einer zweiten Hilfsspannung eine kleine positive Sperrspannung an die Basis der Transistoren bringen; dann gilt der immer höhere Wert von U_{CEV} als maximal zulässige Sperrspannung.

Mit der gleichen Anordnung kann auch eine Halbwellen-Gleichrichtung stattfinden. Je nachdem, ob der Schalter S_2 oder S_3 geöffnet wird, kann nur während einer der beiden Halbwellen Strom fließen. Man erreicht dadurch z. B. auf einfache Weise eine Verringerung der Leistung am Lastwiderstand R_a auf die Hälfte.

Das Bild 4.2 zeigt eine praktisch ausgeführte Schaltung. Als Dioden können Selengleichrichter oder Halbleiter-Flächendioden verwendet werden.

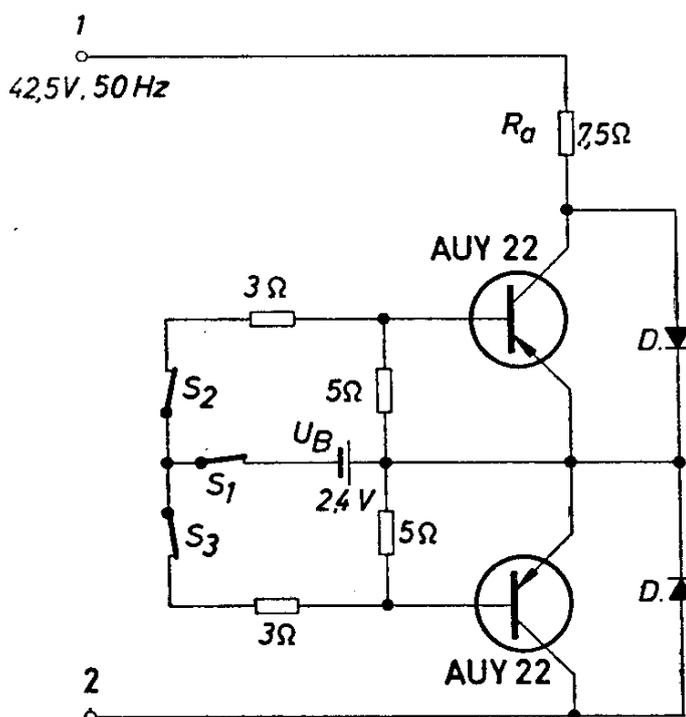


Bild 4.2

4.2 Decodierung eines Binär-codes

In der Digitaltechnik ist die binäre Darstellung von Zahlen fast durchweg üblich. Als binäres Element bezeichnet man eine Einheit mit 2 stabilen Schaltzuständen. Das ist im einfachsten Falle ein Schalter mit 2 Stellungen: Ein und aus. Ein binäres Element ist z. B. auch ein Relaiskontakt (offen - geschlossen), eine Diode (gesperrt - leitend), oder ein bistabiler Multivibrator.

Die jeweilige Schaltstellung eines binären Elementes bezeichnet man mit den Ziffern „0“ und „1“ oder, um Verwechslungen mit Zahlen des Dezimalsystems auszuschließen, mit „O“ und „L“. Dabei wird für den Fall, daß das binäre Element leitend ist „L“ und für den Sperrfall, bzw. Kontakt offen, symbolisch „O“ geschrieben.

Ein Größe, die nur die Werte O und L annehmen kann, bezeichnet man als 1 Bit. Mit einem Binär-cod von 2 Bit lassen sich 2^2 Zustände beschreiben:

LO OL OO LL

Allgemein gilt: mit n Bit sind

$$N = 2^n$$

Funktionen darstellbar, bzw. zur Darstellung von N Funktionen sind

$$n = N \cdot \log 2$$

Bit nötig.

Zur Entschlüsselung eines Binär-codes, also einer Folge der Variablen „O“ und „L“, kann eine Anordnung von Diodengattern herangezogen werden. Die Gatter werden dabei so verknüpft, daß am Ausgang einer solchen Anordnung für jede vorkommende Kombination der Eingangsvariablen eine gesonderte Leitung vorhanden ist (wenn alle aufgrund der Anzahl von Bit vorhandenen Möglichkeiten genutzt werden).

Die Schaltung wird meist in der Art eines orthogonalen Netzes dargestellt, weswegen solche Anordnungen als „Matrizen“ bezeichnet werden.

Für die Zahl der benötigten Dioden zur Decodierung von Binär-codes von n Bit gilt die Beziehung:

$$D = n \cdot 2^n$$

Das ergäbe eine Matrix mit $D = 384$ Dioden für $n = 6$ Bit. Durch eine sinnvolle Unterteilung der Matrix in 2 Eingangs- und 1 Verbundgatter läßt sich diese Zahl stark reduzieren, im vorliegenden Falle ($n = 6$ Bit) genügen dann 176 Dioden (Bild 4.3 a und b).

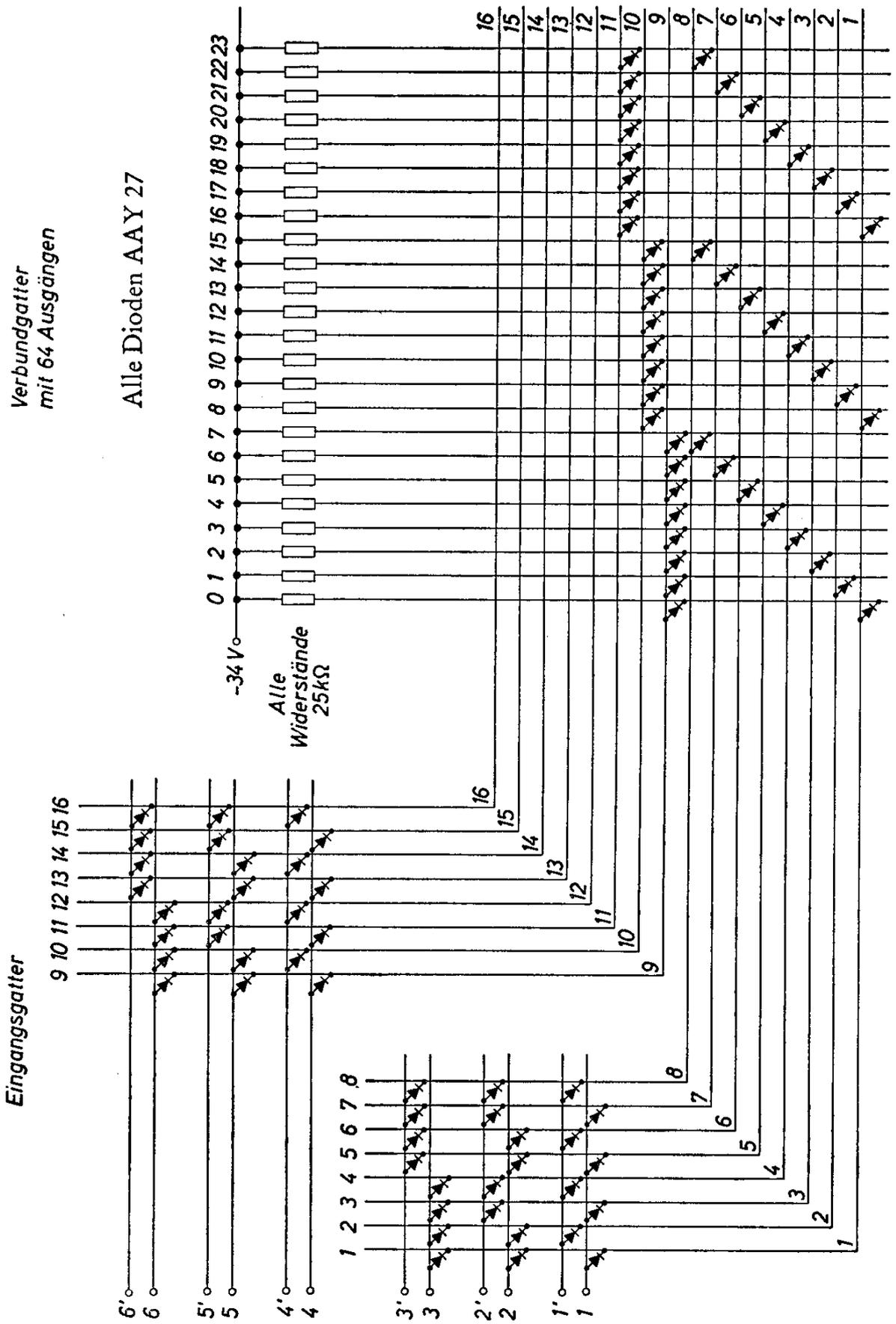


Bild 4.3 a

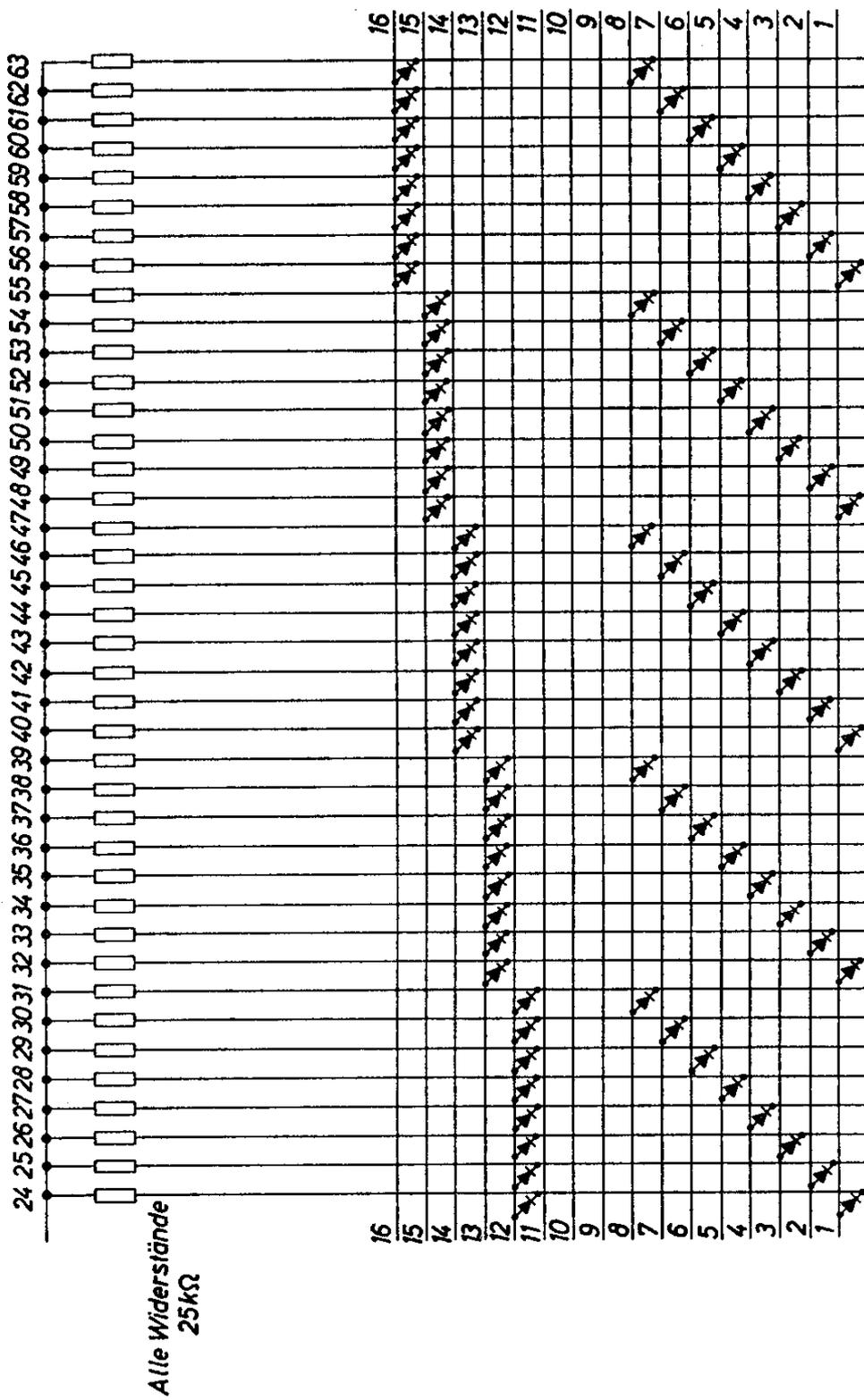


Bild 4.3 b

Alle Dioden AAY 27

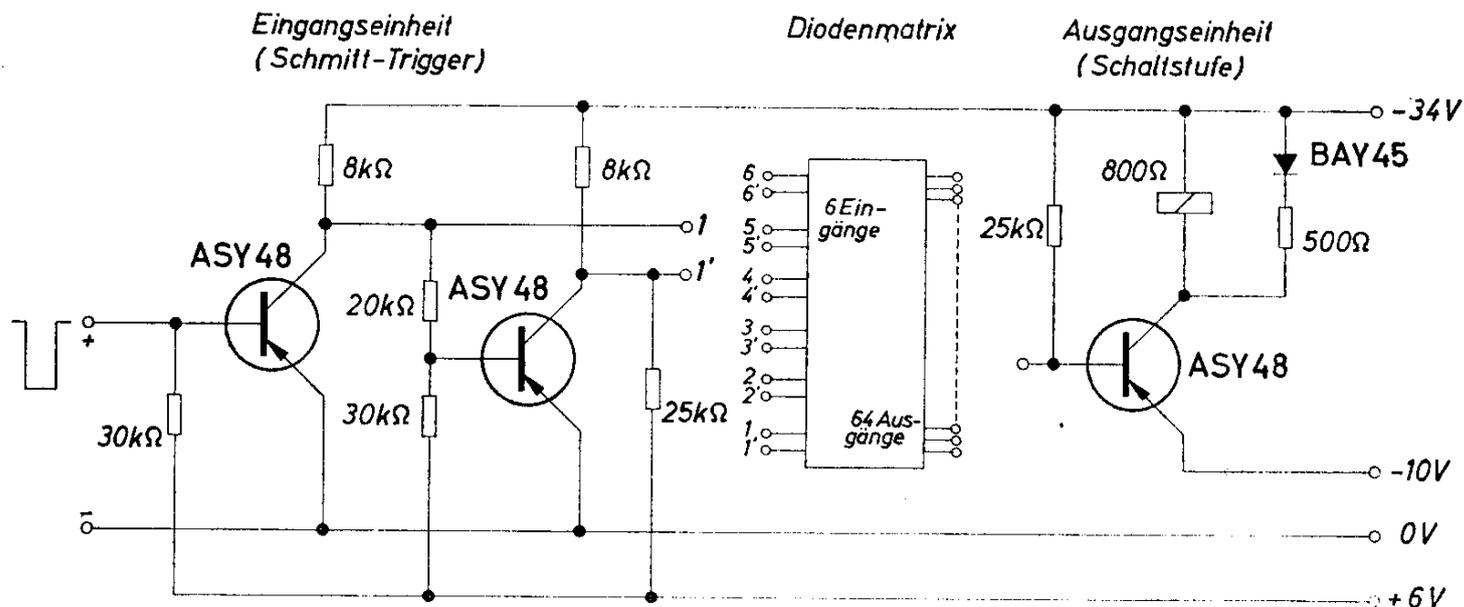


Bild 4.4

In den 2 parallelgeschalteten Eingangsgattern werden jeweils 3 Stellen des insgesamt 6-stelligen Binärcodes entschlüsselt und in dem darauf folgenden Verbundgatter geschieht dann die Zuordnung an eine der 64 Ausgangseinheiten. Im Verbundgatter sind auf diese Weise nur noch 2 Dioden pro Ausgang enthalten, gegenüber 6 (entsprechend $n = 6$ Bit) bei nicht vorgenommener Unterteilung. Eine weitere Einsparung an Dioden ist möglich, wenn nicht alle der bei n Bit verfügbaren Ausgänge benötigt werden, was ja in der Praxis häufig der Fall sein wird.

Die ankommenden Impulse gelangen an die Schmitt-Trigger, welche an den 6 Eingängen angeschlossen sind. Negative Impulse schalten die Schmitt-Trigger um. Im Ruhezustand haben die Ausgänge 1 bis 6 der Trigger negatives Potential und die Ausgänge 1' bis 6' liegen ungefähr auf Potential 0 (Bild 4.4). Beim Umschalten eines Triggers vertauschen die beiden Ausgänge ihr Potential.

Bei den Ausgangseinheiten handelt es sich um lauter gleichartige Schaltstufen, mit einer Relaiswicklung im Kollektorkreis der Transistoren (Bild 4.4). Zum Durchschalten ist es erforderlich, daß alle 8 der Matrix dieser Schaltstufe zugeordneten Dioden über die in den Eingangseinheiten enthaltenen $8k\Omega$ -Kollektorwiderstände mit dem Minuspol der Batterie verbunden sind.

Im Ruhezustand, wenn also keine Impulse an die Eingänge gelangen, hat die Schaltstufe 0 durchgeschaltet und das zugehörige Relais angezogen (Bild 4.5). Denn nur für diese Stufe trifft die obengenannte Bedingung zu, daß alle zugehörigen Dioden auf Minus-Potential liegen. Das Auftreten eines negativen Impulses an irgendeinem der 6 Eingänge

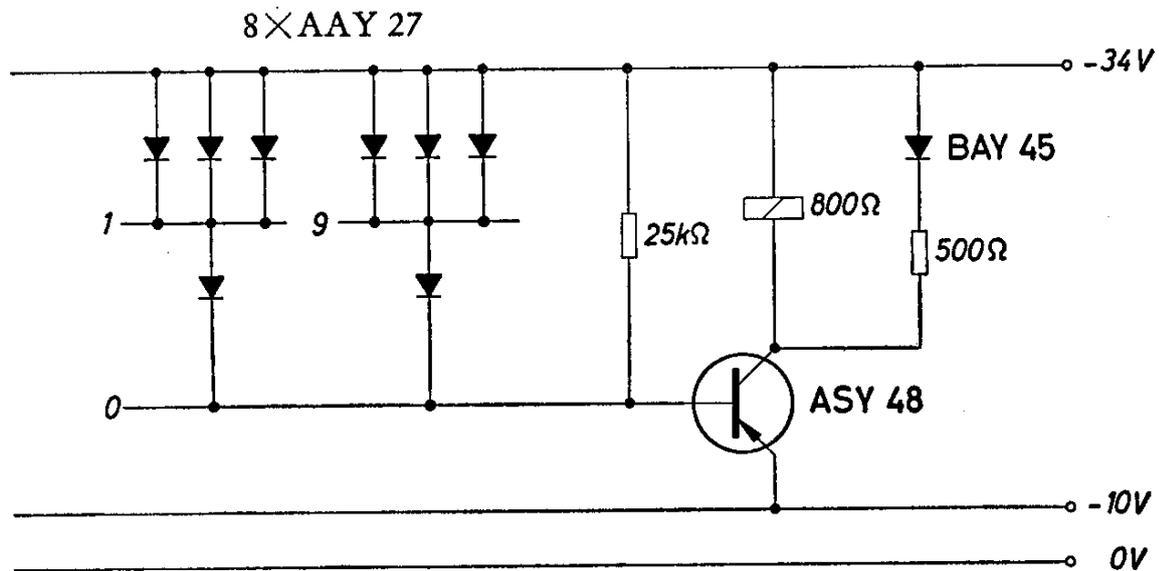


Bild 4.5

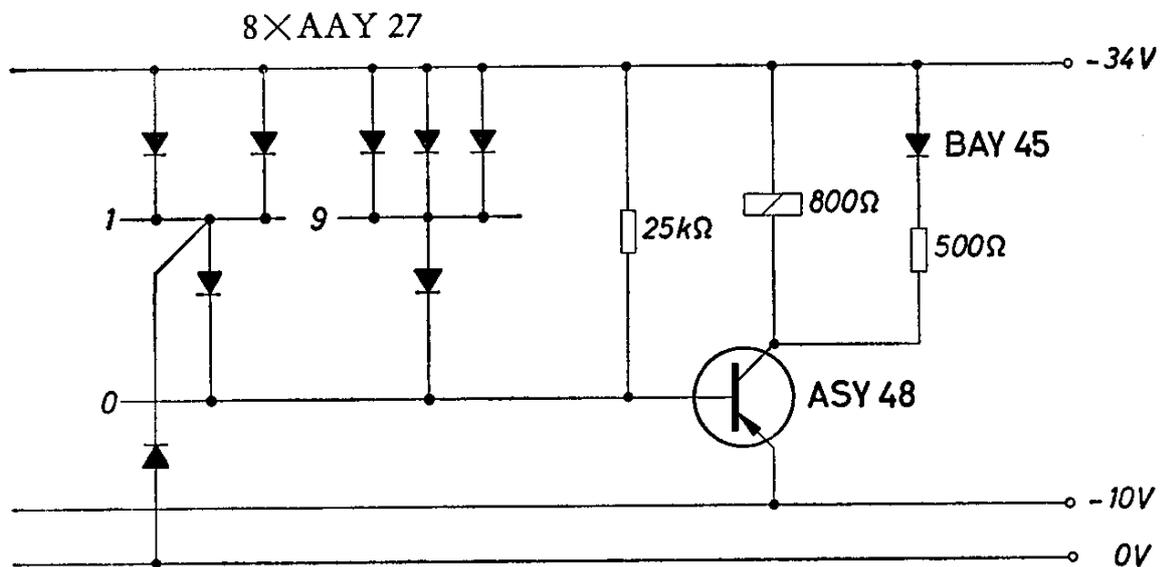


Bild 4.6

hat sogleich den Abfall des Relais O zur Folge. Eine Diode aus einem Eingangsgatter liegt dann, so wie im Bild 4.6 gezeichnet, am Eingang der Schaltstufe und sperrt den Transistor. Ein anderes Relais zieht an. Für die Impulsfolge LOLOLO sind die in Frage kommenden Dioden und Leitungen im Bild 4.7 gezeichnet.

Die Grenzfrequenz dieser Anordnung wird von den Anzugs- und Abfallzeiten der Relais bestimmt. Die Grenzfrequenz der gesamten Schaltung ohne Relais läge bei etwa 10 kHz.

Die einwandfreie Arbeitsweise der Schaltung wird bis zu Umgebungstemperaturen von 60 °C nicht beeinflusst.

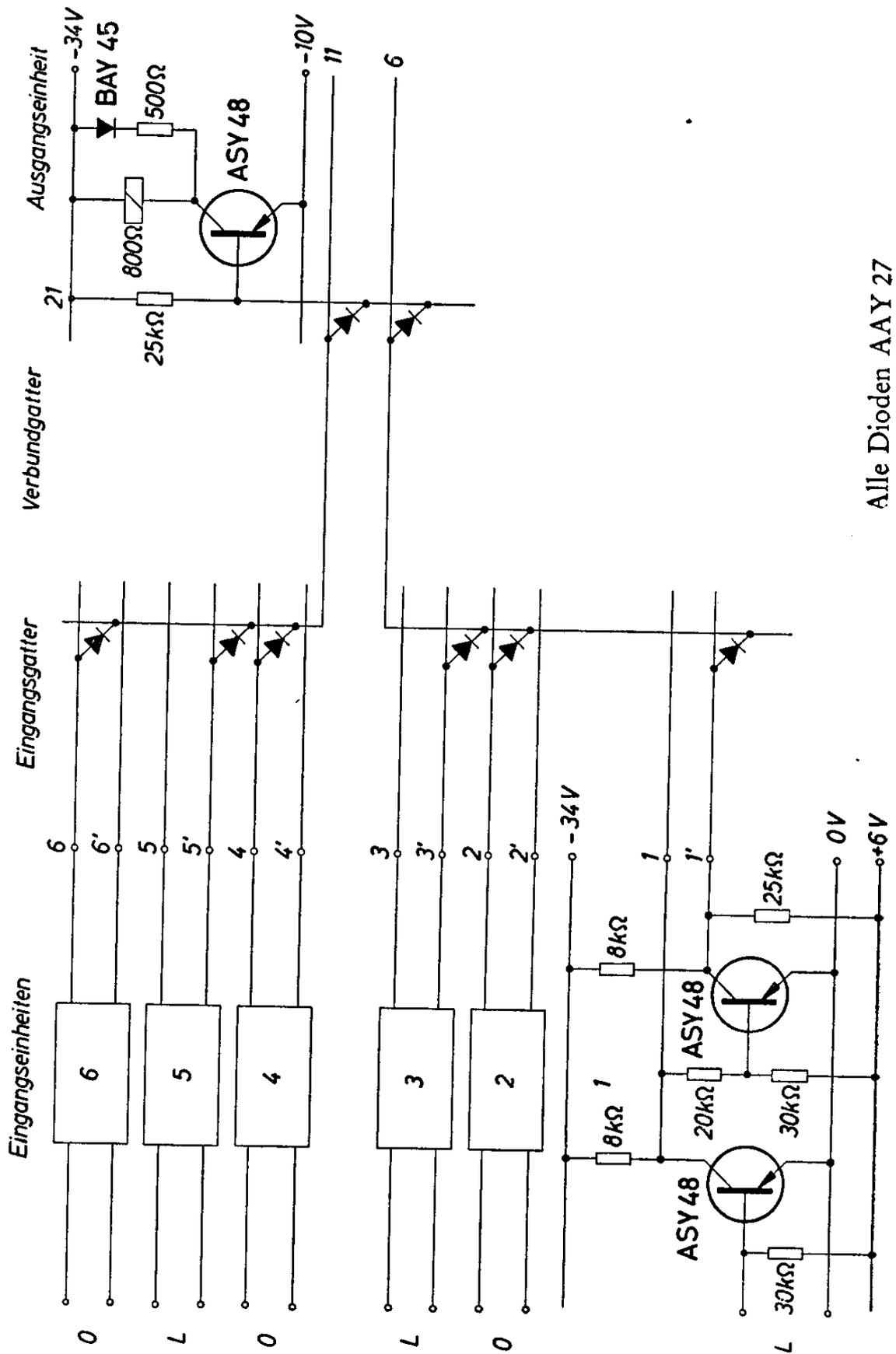


Bild 4.7

Alle Dioden AAY 27

4.3 Elektronischer Kleinthermostat

Eine konstante Temperatur läßt sich in kleinsten Räumen nur durch eine kontinuierliche Regelung der Heizleistung erzielen. Die Wärmeträgheit des Heizkörpers ist im allgemeinen größer als die des zu stabilisierenden Raumes. Eine kontinuierliche Regelung der Heizleistung ist auf einfache Weise dann möglich, wenn man als Heizkörper einen Transistor verwendet. Das Bild 4.8 zeigt eine solche Anordnung. Abhängig von der Verstimmung der Brückenschaltung durch den Heißleiter ändert sich die Verlustleistung am Transistor T_2 . Ist die Temperatur z. B. niedriger als $50\text{ }^\circ\text{C}$, für welchen Wert die Brücke abgeglichen ist, so gelangt an die Basis des Transistors T_1 positives Potential, und er wird gesperrt. Der Transistor T_2 wird über den Widerstand R_1 durchgesteuert, und sein Kollektorstrom steigt. Die dadurch hervorgerufene höhere Verlustleistung am Transistor heizt den zu stabilisierenden Raum, bis die eingestellte Temperatur erreicht ist. Am Widerstand R_2 fällt nur ein geringer Teil der Versorgungsspannung ab. Der Kollektorstrom des Transistors könnte abhängig von seiner Stromverstärkung unzulässig hoch ansteigen. Deshalb sind parallel zum Eingang zwei in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdioden geschaltet, welche die Basisspannung auf etwa $1,2\text{ V}$ begrenzen. Der Kollektorstrom des Transistors T_2 wird auf etwa 100 mA wirksam begrenzt.

Steigt die Temperatur über den eingestellten Wert an, so wird der Transistor T_1 mit negativer Eingangsspannung immer stärker durchgesteuert. Die Potentialänderung an dessen Kollektor führt zu einer Verringerung des Kollektorstromes bzw. der Verlustleistung oder Heizleistung des Transistors T_2 . Bei der Dimensionierung solcher Anordnungen muß darauf geachtet werden, daß die für den Transistor T_2 zulässige maximale Sperrschichttemperatur nicht überschritten wird. Von diesem Wert hängen die einstellbare Temperatur und die Heizleistung ab.

Es empfiehlt sich, die mechanische Anordnung so zu wählen, daß der Thermostat nach Bild 4.8 und die auf konstanter Temperatur zu haltenden Bauteile auf einem Aluminiumblech untergebracht werden. Gegen die Umgebung soll diese Anordnung möglichst gut wärmeisoliert werden. Die beiden Versorgungsspannungen müssen voneinander galvanisch getrennt sein. Der Heißleiter und die Transistoren müssen stets die gleiche Temperatur haben, sie sollen deshalb möglichst nahe zusammen montiert werden.

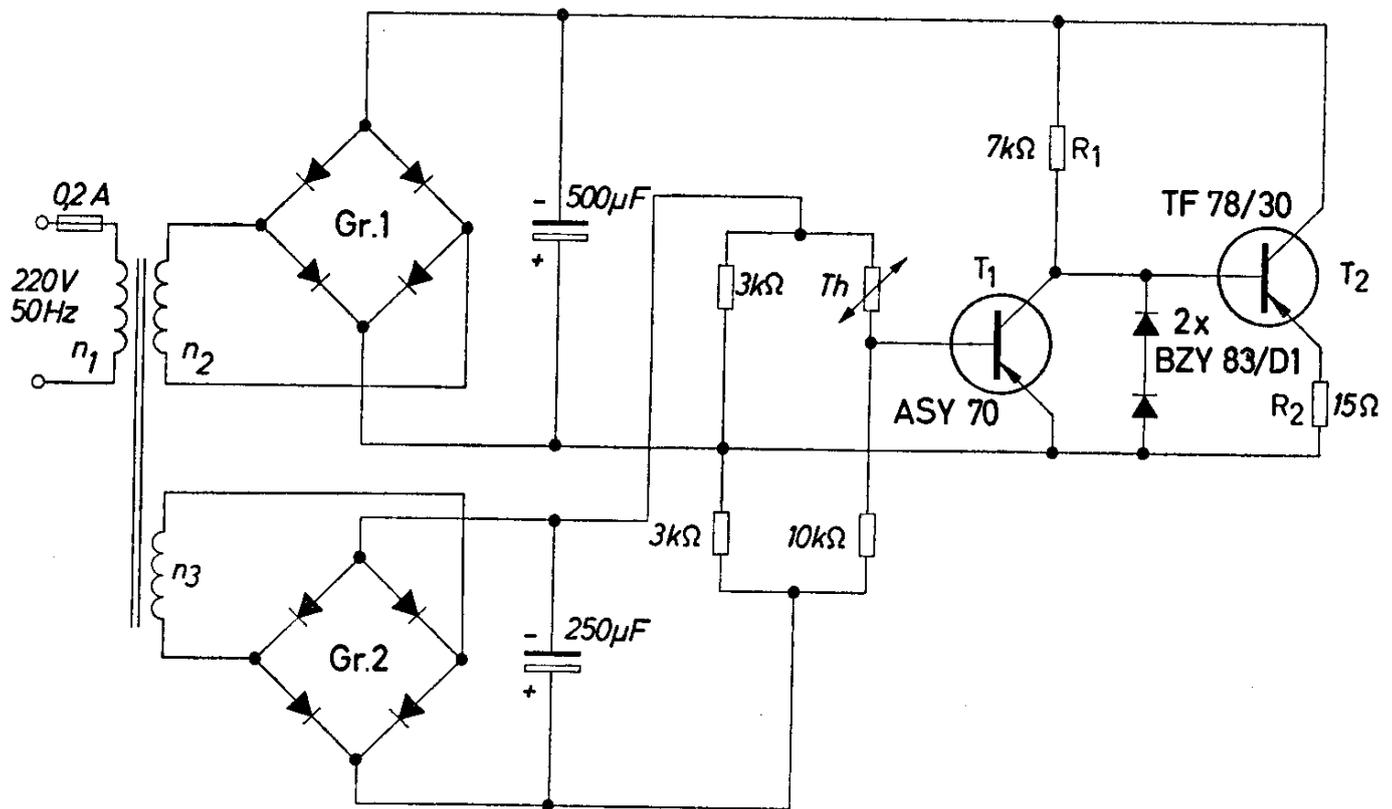


Bild 4.8

Im Bild 4.8 ist auch die Schaltung des dazugehörigen Netzgerätes angegeben. Das Blech oder der Metallklotz, auf dem der Transistor TF 78/30 montiert ist, wird auf einer konstanten Temperatur von 50 °C gehalten. Bei einer Schwankung der Raumtemperatur zwischen 10 und 40 °C ändert sich die Temperatur des Thermostatblocks nur um $\pm 0,25$ grad. Er kann z. B. für die Herstellung der Bezugstemperatur von Thermoelementen verwendet werden.

Technische Daten:

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Konstante Temperatur	50 °C \pm 0,25 grad

Netztransformator:

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

$n_1 = 4700$ Wdg 0,1 CuL

$n_2 = 505$ Wdg 0,22 CuL

$n_3 = 480$ Wdg 0,08 CuL

Th: Heißeleiter (Thernewid) K 22, 40 k Ω

Gr. 1 = Gr. 2: Selen-Flachgleichrichter SSF B 30 C300/150

4.4 Temperaturregler hoher Genauigkeit

Wegen des Unterschiedes zwischen Ansprech- und Abfallerregung muß ein Relais über einen Schaltverstärker gesteuert werden, wenn es bei einer kleinen Differenz des Eingangssignals ansprechen bzw. abfallen soll. Die Schaltung Bild 4.9 enthält einen Differentialverstärker, der schon auf sehr kleine Änderungen der Nullspannung der vorgeschalteten Heißleiterbrücke reagiert. Die Ansprechgenauigkeit ist praktisch temperaturunabhängig. Bei einer durch das Potentiometer R_1 einstellbaren Schalttemperatur zwischen 20 und 30 °C schaltet das Relais bei einer Temperaturdifferenz von nur 0,1 grad um. Die Spannung an der Brücke, die durch die Widerstände R_1 , R_2 , R_3 und R_4 gebildet ist, wird durch eine Zenerdiode konstant gehalten.

Technische Daten:

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz	oder 2×24 V
Temperaturregelbereich	20 ... 80 °C	
Regelgenauigkeit	± 0,1 grad	
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C	

Transformator:

EI 42/14, Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 4500$ Wdg 0,06 CuL

$n_2 = 530$ Wdg 0,10 CuL

$n_3 = 530$ Wdg 0,16 CuL

Th: Heißleiter (Thernewid) K 13,2 k Ω

Gr. 1 = Gr. 2: Selen-Flachgleichrichter SSF E30 C200

Relais R: Trls 154 c nach TBv 65422/97 d

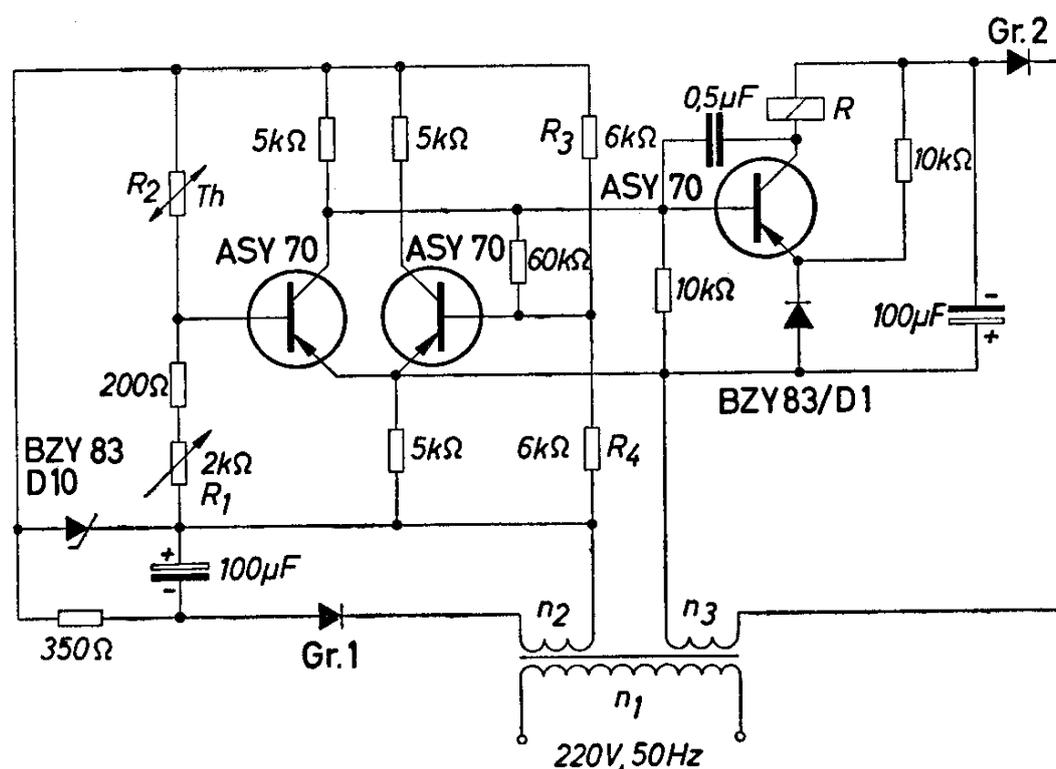


Bild 4.9

4.5 Hochempfindlicher Gleichstromnullpunktverstärker

Es bereitet große Schwierigkeiten, Gleichstromverstärker mit Transistoren zu entwickeln, welche bereits auf sehr kleine Signalspannungen ansprechen und dabei eine ausreichend hohe Verstärkung liefern. Einen Ausweg bietet hier die Ausnützung des folgenden Effektes:

Wird der Kollektorstrom eines Transistors konstant gehalten, so genügen bereits kleinste Änderungen des Basisstromes, um eine große Änderung der Kollektorspannung hervorzurufen. Dieser Vorgang ist im Bild 4.10 schematisch im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors dargestellt. Konstanter Kollektorstrom bedeutet, daß die Arbeitsgerade einen waagrechten Verlauf hat, was einem unendlich großen Arbeitswiderstand entspricht. Der Schnittpunkt dieser Geraden mit der Kennlinie, die dem einzustellenden Basisstrom entspricht, ergibt den Arbeitspunkt A. Senkt man nun diesen Basisstrom um etwa 2%, wie es im Bild 4.10 durch die strichlierte Kennlinie dargestellt ist, so wandert der Arbeitspunkt zum Punkt A', und die Kollektorspannung ändert sich vom Wert U_{CE1} auf den Wert U_{CE2} , also z. B. von 3 auf 6 V.

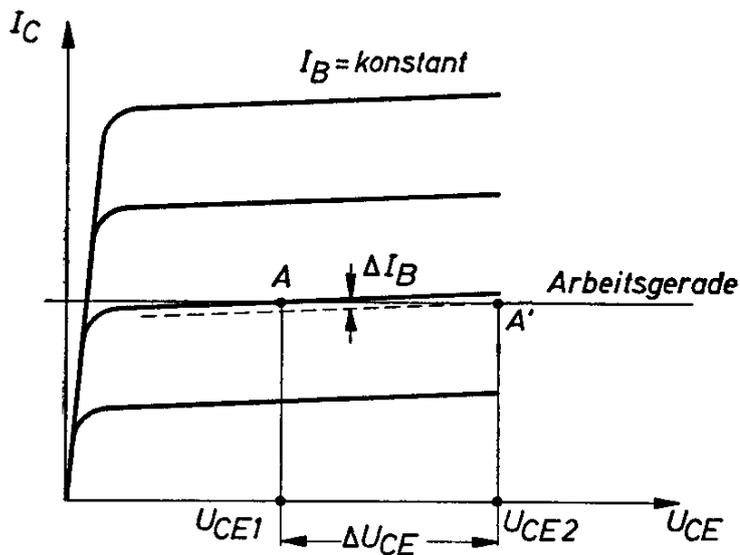
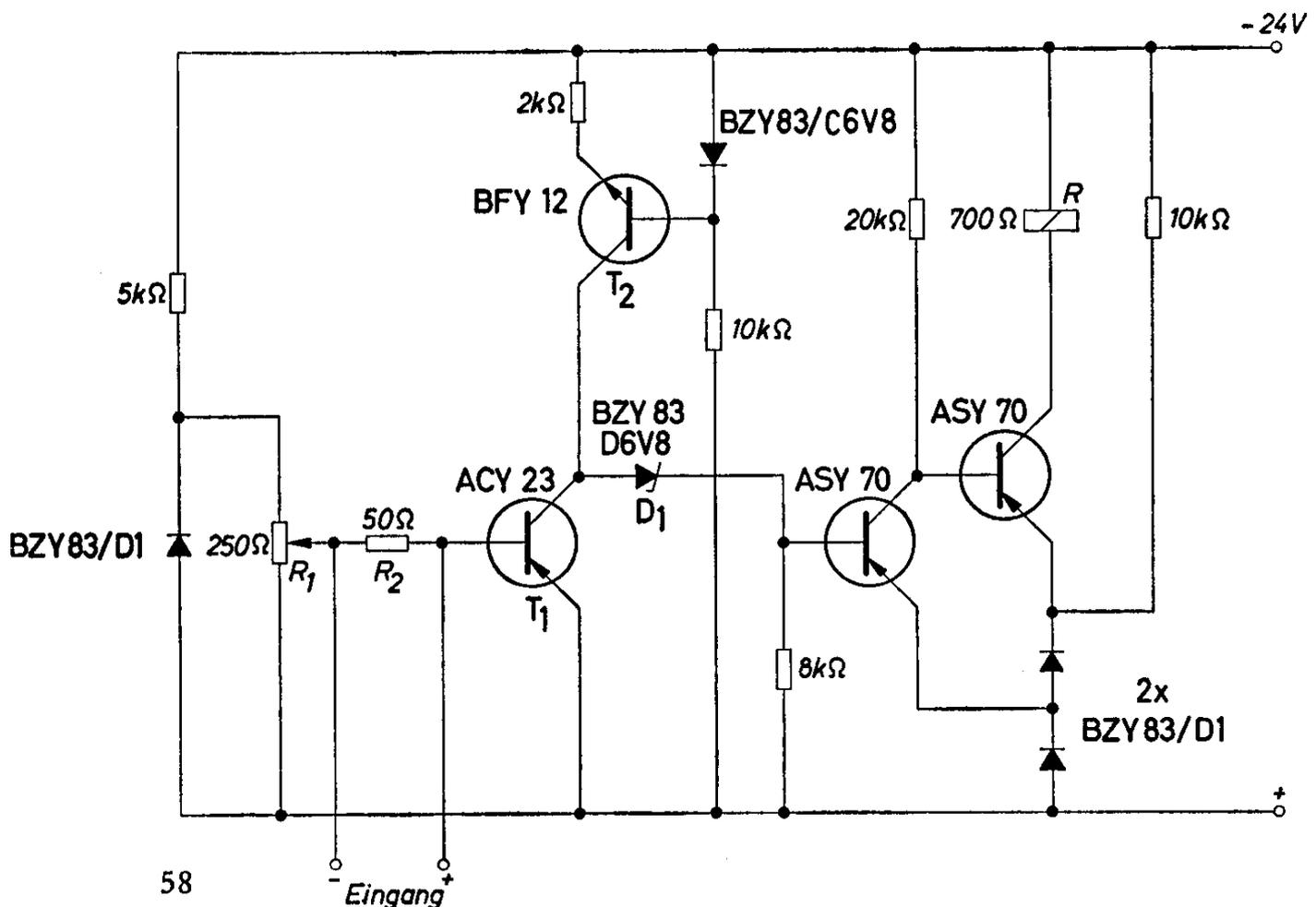


Bild 4.10

Eine Schaltung, in der dieser Effekt ausgenutzt wird, zeigt das Bild 4.11. Der Kollektorstrom des Transistors T_1 wird durch die Regelschaltung mit dem Transistor T_2 konstant gehalten. Außerdem muß die Temperatur des Transistors T_1 konstant gehalten werden, z. B. mit der im Kapitel 4.3 beschriebenen Anordnung. Über die Zenerdiode D_1 wird die Änderung der Kollektorspannung auf einen Schaltverstärker übertragen. Dieser wird durchgesteuert, sobald die Kollektorspannung am Transistor T_1 auf den Wert der Zenerspannung angestiegen ist. Mit dem Potentiometer R_1 wird der Arbeitspunkt A eingestellt. Er soll bei etwa 1 V Kollektorspannung liegen. Legt man nun an den Widerstand R_2 eine Gleichspannung von nur 3 mV mit der im Bild 4.11 angegebenen Polarität, so wird der Schaltverstärker durchgesteuert und Relais R spricht an.

Man kann jedoch auch mit dem Potentiometer R_1 einen solchen Arbeitspunkt einstellen, bei dem die Kollektorspannung des Transistors T_1 größer ist als die Zenerspannung der Diode D_1 . Dann ist zunächst das Relais angezogen und fällt ab, wenn an den Eingang ein kleines Signal entgegengesetzter Polarität gegeben wird.

Bild 4.11



5. Schaltungen mit Hallgeneratoren

Hallgeneratoren ermöglichen die technische Ausnützung des Halleffektes. Als Halleffekt bezeichnet man folgende Erscheinung:

Wird ein Plättchen aus geeignetem Material in Längsrichtung von einem Strom durchflossen und wirkt senkrecht auf seine Fläche ein Magnetfeld, so entsteht zwischen den Mittelpunkten der beiden dem Stromfluß parallelen Seiten eine Spannung, die der Größe des Stromes, des sogenannten Steuerstromes, und des Magnetfeldes proportional ist. Diese Spannung entsteht, weil die Ladungsträger, welche den Steuerstrom bilden, durch das Magnetfeld abgelenkt werden. Die Linien gleichen Potentials, die Äquipotentiallinien, stehen senkrecht zur Richtung der Ladungsträger und werden deshalb mitgedreht. Die sich gegenüberliegenden Punkte für die Abnahme der Hallspannung liegen bei Auftreten eines Magnetfeldes nicht mehr auf derselben Äquipotentiallinie, wodurch eine Spannung zwischen ihnen entsteht. Die Höhe dieser Spannung ist proportional der Höhe des Steuerstromes und der Stärke des Magnetfeldes. Verschwindet einer dieser beiden Werte, so wird auch die Hallspannung Null. Dies gilt allerdings nur im Idealfall. In der Praxis werden sich die Punkte nicht exakt gegenüberliegen, weshalb auch bei fehlendem Feld eine kleine Hallspannung auftritt. Diese sogenannte ohmsche Nullkomponente (Resthallspannung) kann durch schaltungstechnische Maßnahmen kompensiert werden. Außerdem gibt es noch eine induktive Nullkomponente. Diese wird dadurch hervorgerufen, daß die beiden Zuleitungen zu den Hall-Elektroden eine Schleife im Magnetfeld bilden. Bei der Herstellung der Hallgeneratoren wird darauf geachtet, daß die Fläche dieser Schleife klein ist.

Wird einer der beiden Faktoren, Steuerstrom oder Magnetfeld, konstant gehalten, so kann mittels der Hallspannung die Größe des anderen Faktors gemessen werden.

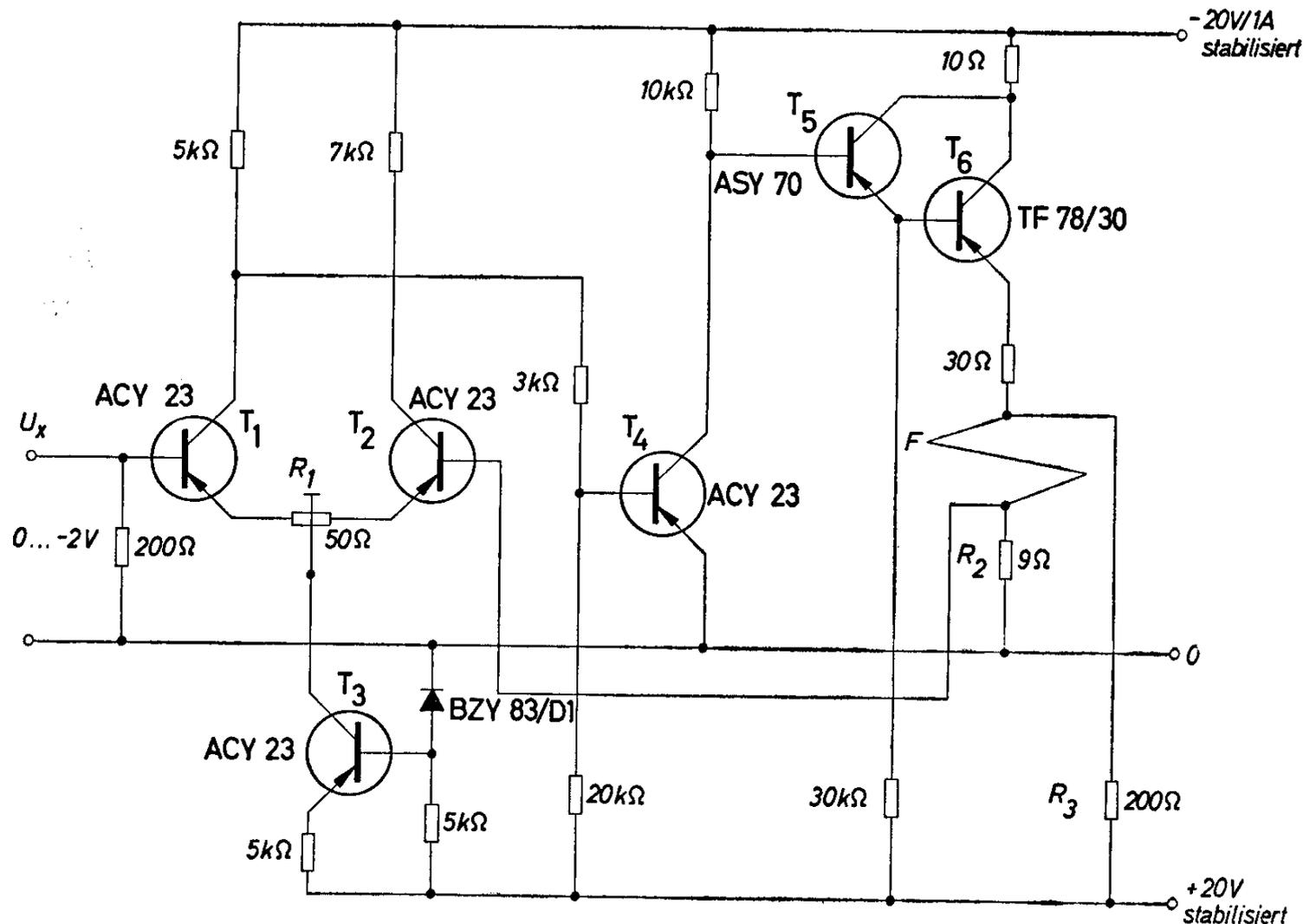
5.1 Multiplikation mit einem Hallgenerator

Die Hallspannung eines Hallgenerators ist proportional dem Produkt aus Magnetfeld und Steuerstrom durch den Hallgenerator. Wenn die Steuersignale klein sind, müssen sie linear verstärkt werden. Das Bild 5.1 zeigt eine Schaltung zur Verstärkung des einen Signals U_x in einen proportionalen und ausreichend großen Strom durch die Feld-

wicklung des Hallgenerators. Sie besteht aus einem Differentialverstärker mit den Transistoren T_1 und T_2 , deren Emitterstrom durch eine Regelschaltung mit dem Transistor T_3 konstant gehalten wird. Das Ausgangssignal des Differentialverstärkers wird durch die Transistoren T_4 , T_5 und T_6 verstärkt. Am Vorwiderstand R_2 wird eine dem Feldstrom proportionale Spannung abgenommen und zum zweiten Eingang des Differentialverstärkers geführt. Auf diese Weise wird die lineare Verstärkung des Eingangssignals erreicht. Der Nullabgleich erfolgt mit dem Potentiometer R_1 . Wenn die Signalspannung U_x den Wert 0 hat, so muß auch der Feldstrom 0 sein.

Der zweite Faktor für die Produktbildung, das Signal U_y , muß linear auf einen ausreichend großen Steuerstrom verstärkt werden. Eine dazu geeignete Schaltung zeigt das Bild 5.2. Die Funktion ist etwa gleich der der vorher beschriebenen Schaltung. Der Kondensator C_1 verhindert Regelschwingungen.

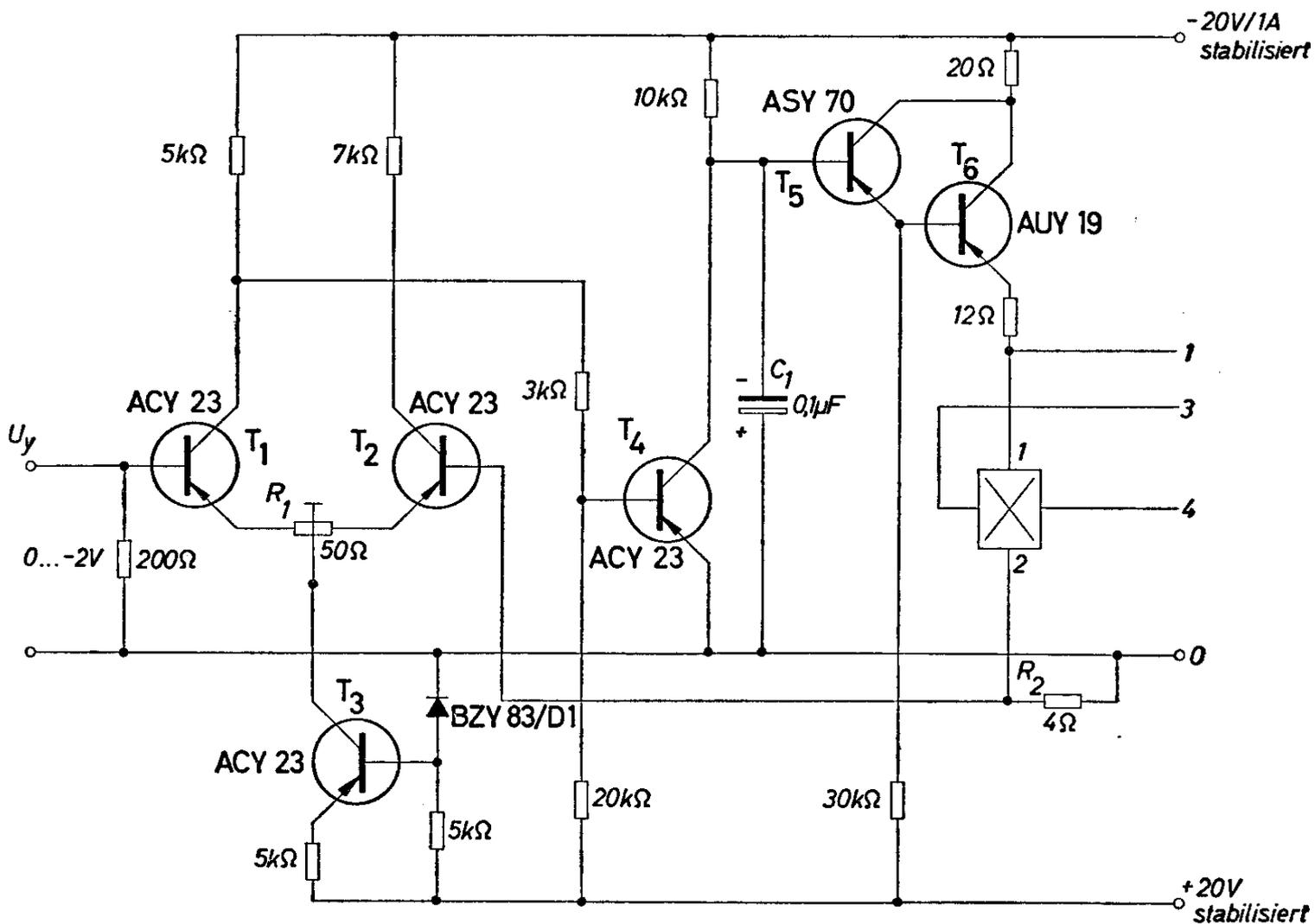
Bild 5.1



Die Linearitätsabweichung beträgt bei beiden Verstärkern etwa 1 ‰, wenn die Temperatur der Transistoren T_1 bis T_4 konstant gehalten wird. Sonst muß mit einer zusätzlichen Abweichung von etwa 1 ‰/grd gerechnet werden. Die Versorgungsspannungen müssen stabilisiert sein. Die Eingangssignale können Werte von 0 bis 2 V haben. Die Feldwicklung des Hallgenerators MB26 hat 330 Wdg. Die Rechenzeit wird durch die Einstellzeit des Feldstromes bestimmt, welche von der Induktivität der Feldwicklung abhängt. Sie beträgt im vorliegenden Beispiel etwa 3 ms. Bei Spulen mit geringerer Windungszahl ist auch die Einschwingzeit des Feldstromes kürzer. Der Widerstand R_3 beschleunigt das Absinken des Feldstromes (Bild 5.1).

Mit dem Differentialverstärker nach Bild 5.3 wird die Hallspannung verstärkt und von den Steuerelektroden entkoppelt, so daß sie gegen Nullpotential abgenommen werden kann. Der Widerstand $R_{3\text{Lin}}$ ist der Abschlußwiderstand für lineare Anpassung.

Bild 5.2



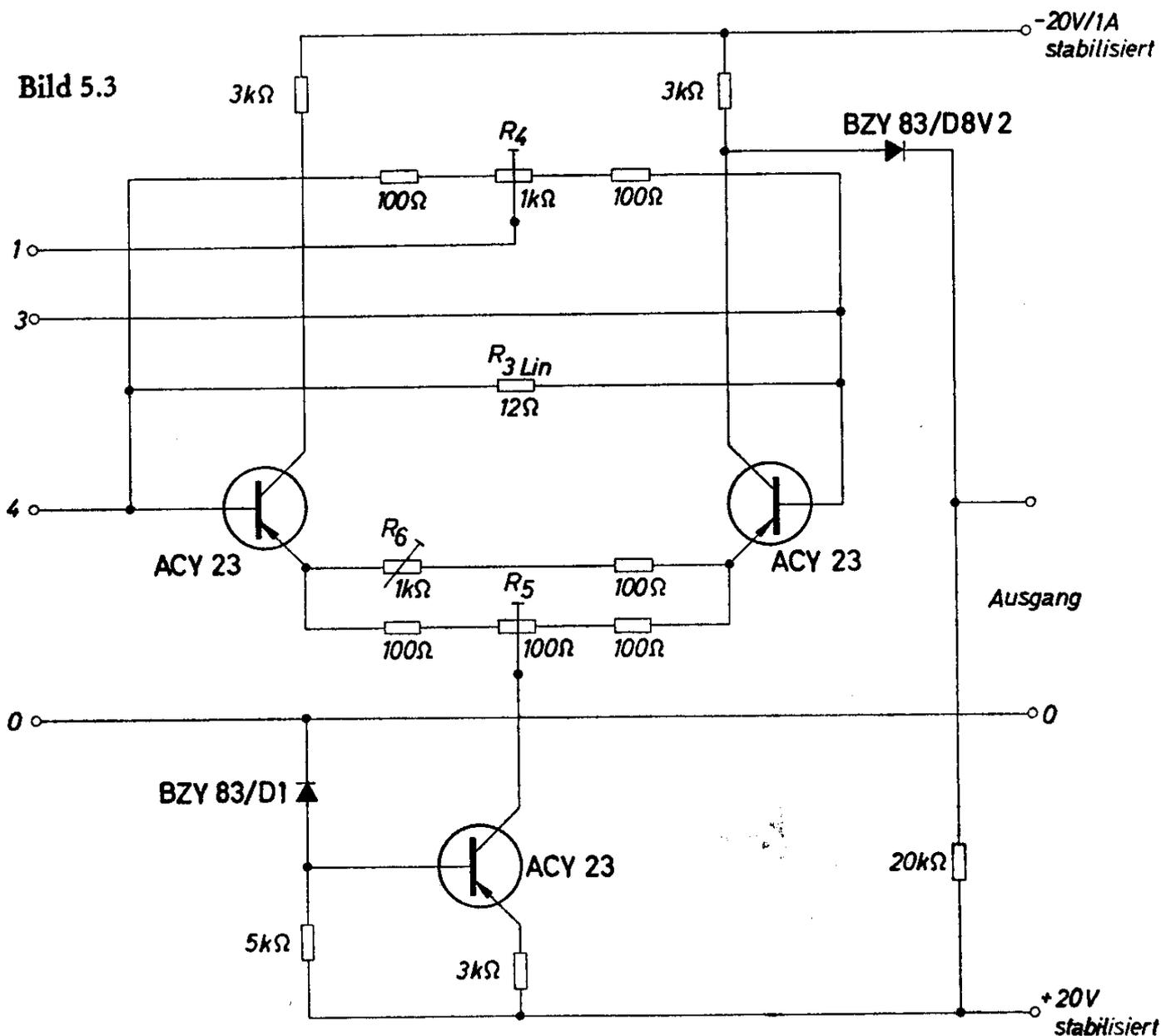
Der Abgleich geht folgendermaßen vor sich:

Bei $U_x = 0$ und $U_y = -2$ V fließt der maximale Steuerstrom, aber kein Feldstrom. Die dabei zwischen den Klemmen 3 und 4 auftretende Resthallspannung kann durch Einstellung des Potentiometers R_4 kompensiert werden. Das Potentiometer R_5 ist so einzustellen, daß die Ausgangsspannung 0 ist. Sie muß den Wert 0 haben, weil ja einer der beiden Faktoren 0 ist. Bei $U_x = -2$ V und $U_y = -2$ V kann mit dem Potentiometer R_6 eine maximale Ausgangsspannung von -4 V eingestellt werden. Der Linearitätsfehler dieses Verstärkers liegt zwischen 0,5 und 1 %.

Technische Daten:

Hallgenerator	MB 26 EI 38/MU	Rechengeschwindigkeit	3 ms
Feldwicklung	330 Wdg, 0,35 CuL	Rechengenauigkeit	1 %
Max. Feldstrom	200 mA	Eingangsspannungen	0 bis -2 V
Max. Steuerstrom	500 mA	Max. Ausgangsspannung	4 V

Bild 5.3



5.2 Schaltverstärker mit einem Hallgenerator

Die Hallspannung ist proportional dem Produkt aus Steuerstrom und Magnetfeld, das auf den Hallgenerator wirkt. Ist einer der beiden Faktoren 0, so ist keine Hallspannung vorhanden, wenn man von den Nullkomponenten absieht. Betreibt man einen Hallgenerator mit einem bestimmten konstanten Steuerstrom und führt man ihn an Magneten vorbei, so wird jedesmal ein Hallspannungsimpuls abgegeben. Auf diese Weise können kontaktlose Endschalter, wie sie für die verschiedensten Steuerungen notwendig sind, hergestellt werden. Als Beispiele seien Aufzugsteuerung und die Steuerung von Werkzeugmaschinen genannt. Führt man den Hallgenerator an mehreren in bestimmten Abständen angeordneten Magneten vorbei und wertet man die Hallimpulse in einer Zählhaltung aus, so kann eine Längenmessung durchgeführt werden. Dazu ist es erforderlich, den Hallimpulsen steile Flanken zu geben. Eine dazu geeignete Schaltung zeigt Bild 5.4. An sie kann eine Zählhaltung angeschlossen werden.

In der Schaltung Bild 5.4 werden die Hallspannungsimpulse verstärkt und bringen einen Schmitt-Trigger zum Kippen, der dann die gewünschten steilen Impulse liefert. Der verwendete Ferrit-Hallgenerator SBV 539 wird mit einem Steuerstrom von 50 mA betrieben. Dieser wird von einer getrennten Spannungsquelle mit 24 V geliefert. Die Steuerseite muß von der Hallseite, und damit in dieser Schaltung von der Versorgungsspannung des Verstärkers, galvanisch getrennt sein. Wird der Steuerstrom von einem Netzgerät geliefert, so muß man darauf achten, daß seine Welligkeit klein ist, da sonst die wechselnde Hallspannung die einwandfreie Funktion der Anordnung gefährdet.

Als Magnete können Ferrit-Dauermagnete verwendet werden. Beim Musteraufbau hatten sie die Abmessung $3 \times 3 \times 5 \text{ mm}^3$. Es muß darauf geachtet werden, daß bei der Anordnung mehrerer Magnete diese gegeneinander abgeschirmt sind. Sonst wird vom Hallgenerator nicht der maximal mögliche Hall-Impuls abgegeben, weil eine Gleichstromkomponente überlagert ist. Als minimaler Abstand zwischen 2 Magneten sind etwa 10 mm sinnvoll. Der Abstand zwischen Hallgenerator und Magnet muß kleiner als 2 mm sein. Mit dem Potentiometer R_1 kann die Ansprechempfindlichkeit der Schaltung eingestellt werden. Durch den Spannungsteiler R_1/R_2 wird der Hallspannung eine Gleichspannung überlagert. Dadurch wird eine besondere Kompensation der ohmschen Nullkomponente des Hallgenerators überflüssig. Beim Versuchsaufbau lag der günstigste Einstellwert R_1 bei 70 Ω .

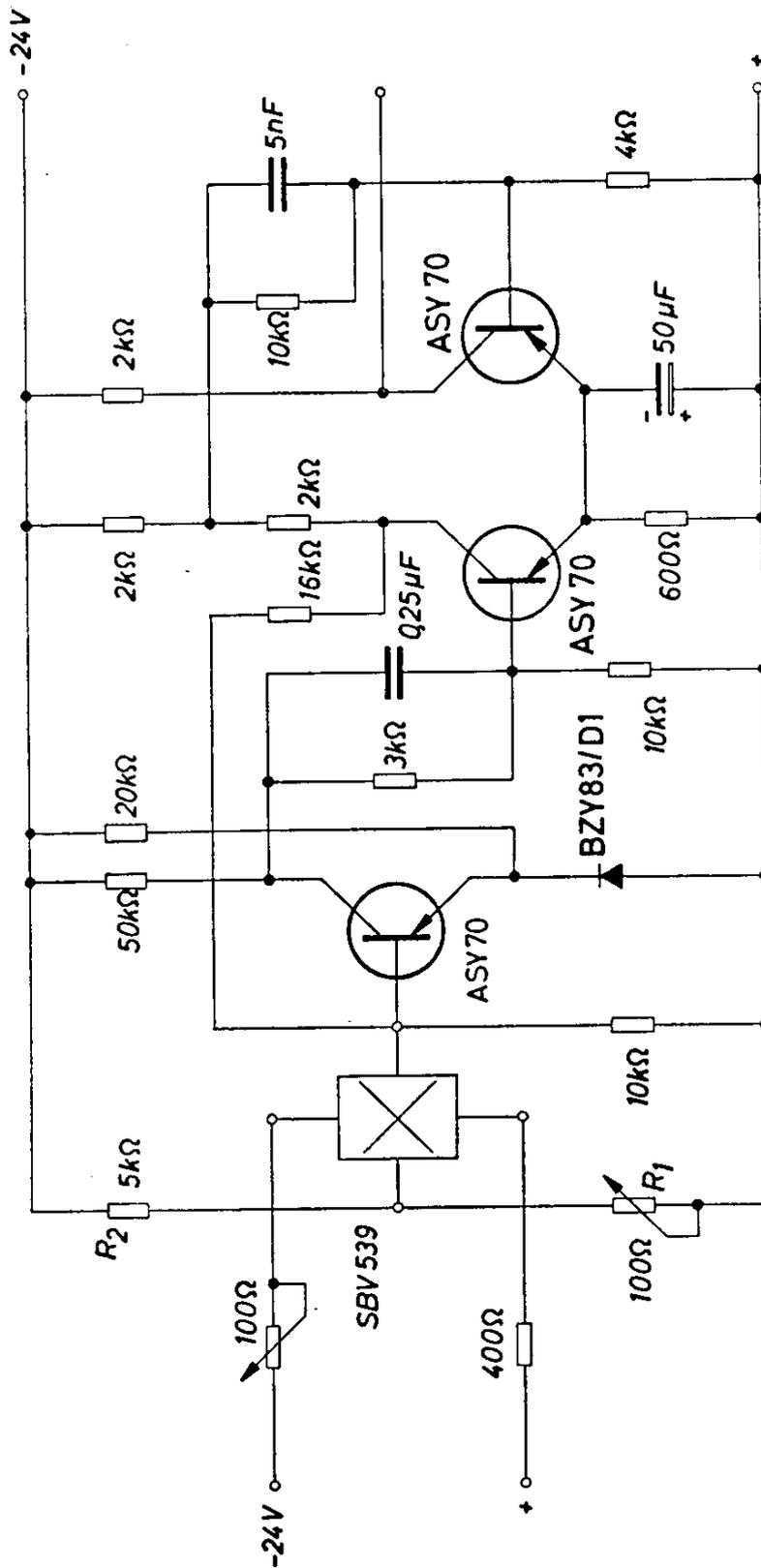


Bild 5.4

6. Geregelte Netzgeräte

Transistorgeräte arbeiten bei niedrigen Batteriespannungen. Trotz des kleinen Energiebedarfs der Transistoren müssen von den Stromversorgungsteilen zumindest für Leistungsstufen verhältnismäßig hohe Ströme geliefert werden. Die Herstellung von solchen Netzteilen mit niedrigem Innenwiderstand ist am einfachsten mit einer Transistorregelschaltung möglich. Dabei können die Transistoren als Vorwiderstand oder als Parallelwiderstand geschaltet werden. Sie haben einerseits die Aufgabe, die Ausgangsspannung oder den Ausgangsstrom bei Belastungsschwankungen konstant zu halten, andererseits können sie auch zur Siebung der gleichgerichteten Spannung verwendet werden.

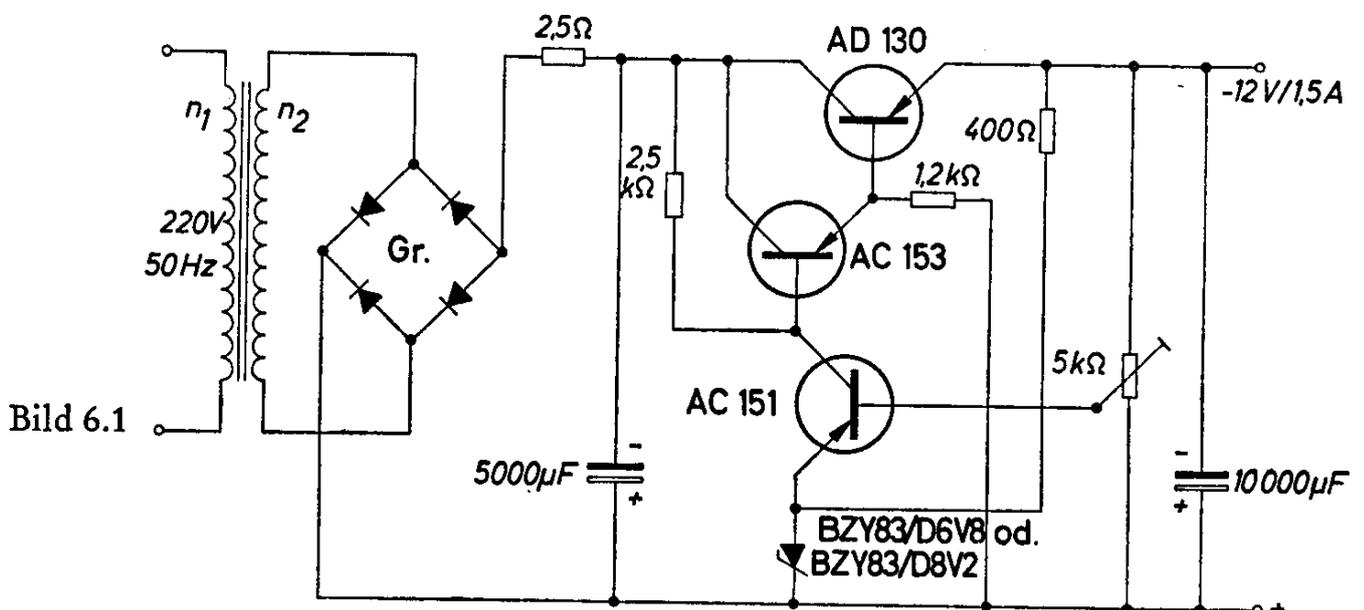
6.1 Stabilisiertes Netzgerät 12 V, 1,5 A

Das Bild 6.1 zeigt die Schaltung eines einfachen geregelten Netzgerätes, wie es z. B. für die Stromversorgung von transportablen Fernsehgeräten mit Transistoren geeignet ist. Die absolute Höhe der Zenerspannung ist unkritisch, weshalb zwei verschiedene Zenerdioden wahlweise verwendet werden können. Der parallel zum Ausgang angeordnete Kondensator von 10 000 μF ist vor allem beim Betrieb von Fernsehgeräten wegen der dort auftretenden kurzzeitigen Spitzen und Rückströme erforderlich.

Technische Daten:

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz	Ausgangsspannung	12 V
Maximaler Laststrom (Gleichstrom)			1,5 A

Transformator: EI84a, Dyn. Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet
 $n_1 = 1150$ Wdg 0,34 CuL $n_2 = 105$ Wdg 1,1 CuL Gr: B30 C2200



6.2 Spannungskonstantgerät 110 V, 2,5 A

In Netzgeräten, in denen Leistungstransistoren als regelbare Vorwiderstände betrieben werden, treten an diesen Transistoren hohe Verlustleistungen auf. Man kann die Gesamtverlustleistung auf mehrere Transistoren aufteilen, indem man Leistungstransistoren parallel oder hintereinanderschaltet. Es muß dabei darauf geachtet werden, daß immer alle Transistoren gleichmäßig belastet werden, weil nur so eine optimale Ausnützung des Leistungsteils möglich ist. Bei der Parallelschaltung erfolgt die Symmetrierung üblicherweise durch Gegenkopplungswiderstände im Emitter eines jeden Transistors. Damit wird erreicht, daß durch alle Transistoren immer ein gleich großer Kollektorstrom fließt. Bei der Hintereinanderschaltung von Transistoren erfolgt die gleichmäßige Aufteilung der Verlustleistung durch eine Aufteilung der Spannung. Der Strom ist ja naturgemäß bei allen hintereinandergeschalteten Transistoren gleich. Von den Zerhackern für hohe Spannungen ist eine Symmetrierung der Kollektorspannungen durch Parallelschalten von gleichen Widerständen und Kondensatoren zur Kollektor-Emitter-Strecke eines jeden Transistors bekannt. Dort muß jedoch die Kollektorspannung gleichmäßig aufgeteilt werden, während der Transistor gesperrt ist, wenn er also sehr hochohmig ist. Die Symmetrierung kann deshalb mit sehr hohen Widerstandswerten oder kleinen Kapazitäten erfolgen. Anders sieht die Sache bei geregelten Netzgeräten aus. Dort sind die Transistoren nie vollständig gesperrt, weil selbst bei Leerlauf am Ausgang über die Leistungstransistoren noch immer zumindest der Strom für die Zenerdiode zur Gewinnung der Vergleichsspannung fließt. Man muß sich deshalb hier eine andere Lösung für eine gleichmäßige Spannungsaufteilung überlegen. Eine solche zeigt die Schaltung im Bild 6.2. An der Basis des Transistors T_2 liegt immer eine Spannung, die halb so groß ist wie die Gesamtspannung an den Kollektor-Emitter-Strecken beider Transistoren. Für die Durchsteuerung des Transistors T_2 ist eine Basis-Emitter-Spannung von nur etwa 0,2 bis 0,5 V erforderlich. Sein Emitter hat also immer etwa gleiches Potential, wie seine Basis. Damit ergibt sich automatisch eine gleichmäßige Spannungsaufteilung. Diese Schaltung hat auch noch den Vorteil, daß nur an der Basis eines einzigen Transistors gesteuert werden muß. Selbstverständlich können auf diese Weise eine beliebige Anzahl von Transistoren hintereinandergeschaltet werden.

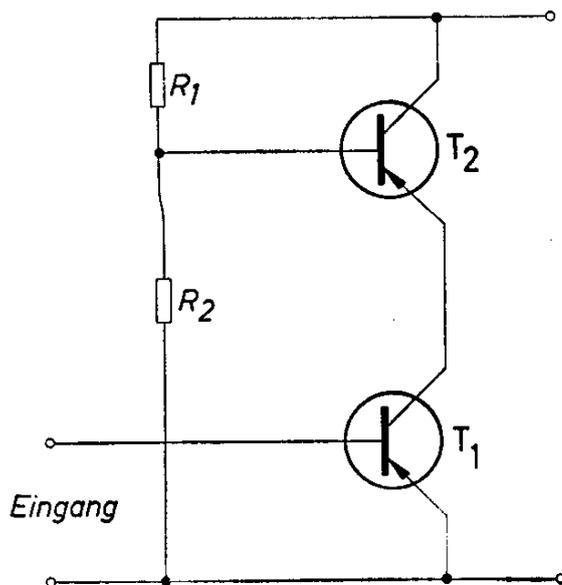


Bild 6.2

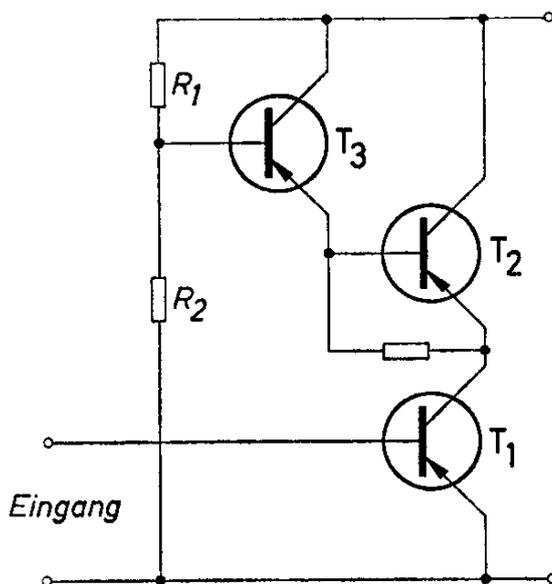
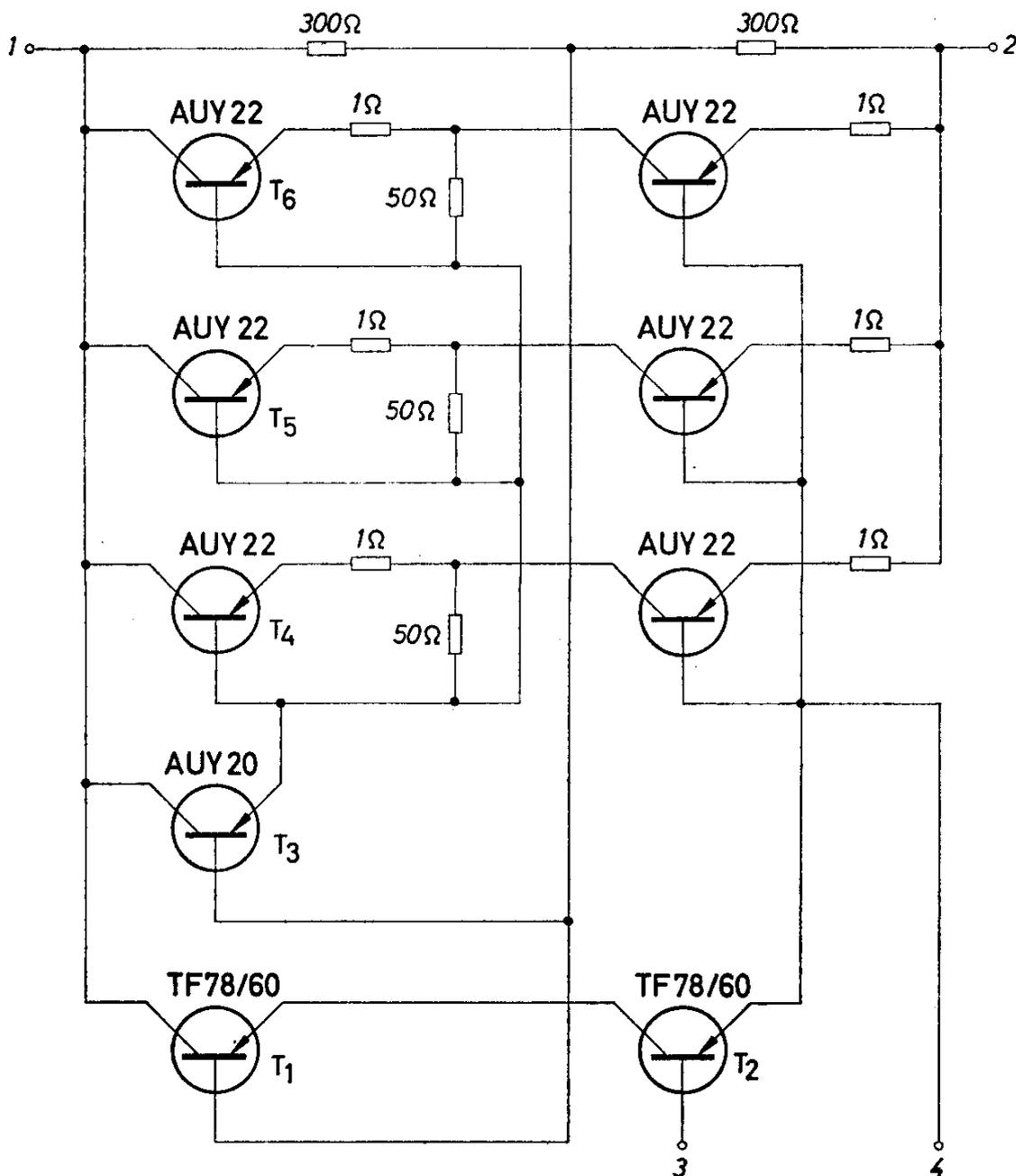


Bild 6.3

Kleine Differenzen ergeben sich in der Spannungsaufteilung, weil durch einzelne Glieder des Spannungsteilers noch zusätzlich Basisströme für die Transistoren fließen. In der Schaltung nach Bild 6.2 fließt z. B. durch den Widerstand R_1 der Basisstrom für den Transistor T_2 . Der erforderliche Basisstrom und damit die Unsymmetrie kann durch Vorschalten eines Transistors verkleinert werden (Bild 6.3). Eine un-symmetrische Auslegung des Spannungsteilers schafft keine Abhilfe, weil der Basisstrom für den Transistor T_2 keinen konstanten Wert hat, sondern von der Größe des Kollektorstromes durch beide Transistoren abhängt.

Das Bild 6.4 zeigt eine nach dem oben beschriebenen Prinzip ausgeführte Schaltung eines Leistungsteils für ein geregeltes Netzgerät für 110 V, 2,5 A. Bereits bei der Treiberstufe mit den Transistoren T_1 und T_2 ist die Spannungsaufteilung in dieser Form vorgenommen. Der Transistor T_3 verstärkt den Basisstrom für die Transistoren T_4 , T_5 und T_6 und verringert dadurch den zusätzlichen Strom durch den Widerstand R_1 , der zur Unsymmetrie führt. Wegen der hohen Ausgangsleistung sind 3×2 Transistoren hintereinandergeschaltet.

Bild 6.4



Die Steuerschaltung und die Netzversorgung zeigt das Bild 6.5. Die zugehörigen Anschlüsse sind durch gleiche Ziffern gekennzeichnet.

Technische Daten:

Betriebsspannung 220 V, 50 Hz

Ausgangsspannung 110 V

Maximaler Laststrom 2,5 A

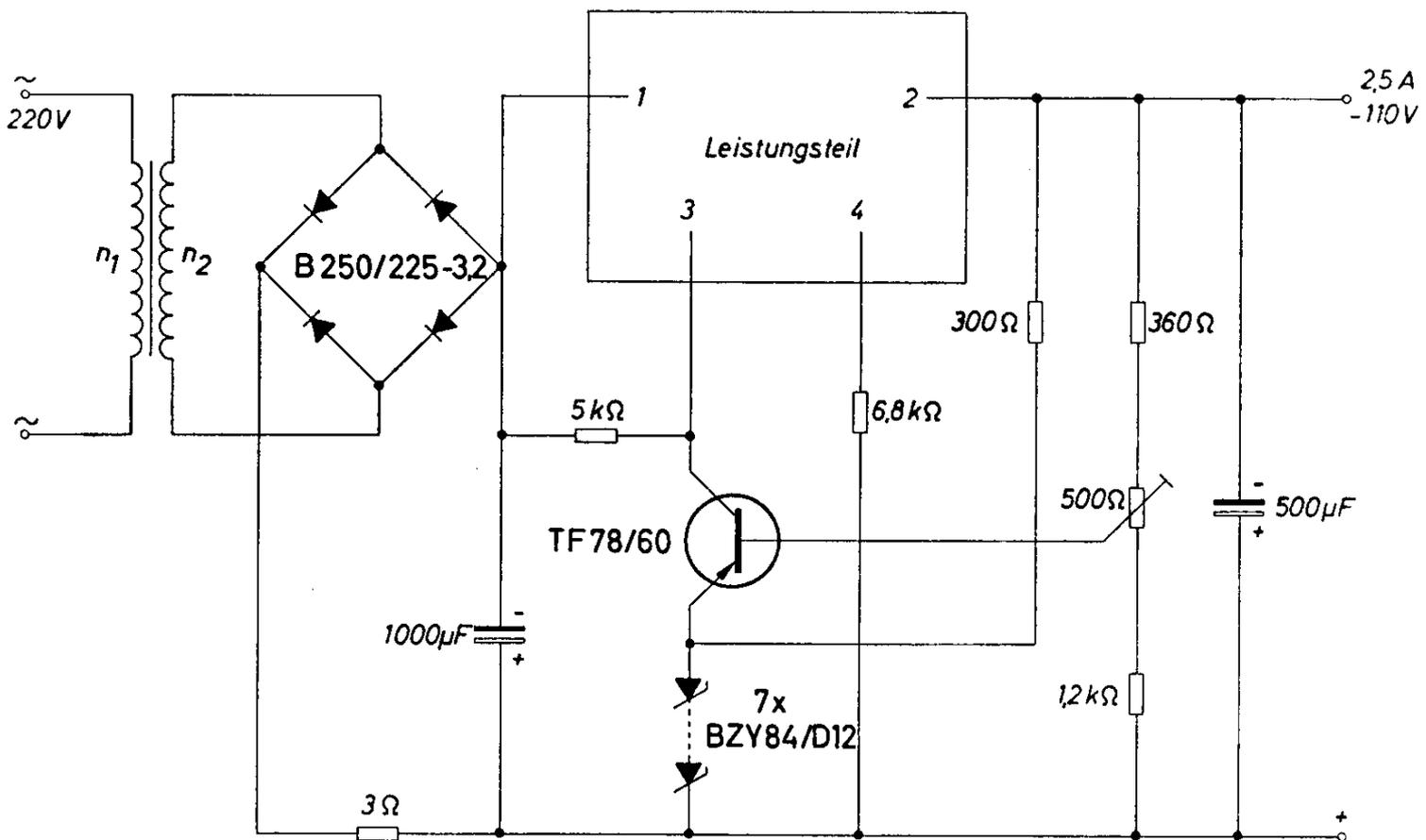
Transformator:

EI150 a, Dyn. Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 650 \text{ Wdg}$ 1,0 CuL

$n_2 = 460 \text{ Wdg}$ 1,2 CuL

Bild 6.5



6.3 Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 12 V, 2A

Mit einem impulsgetasteten Spannungskonstantgerät kann man bei verhältnismäßig kleiner Verlustleistung am Regelglied große Ausgangsleistungen erzielen. Es wird dabei ein Kondensator mit Impulsen aufgeladen, deren Breite oder deren Folgefrequenz von der Belastung abhängig sind. Man spart dabei an Aufwand für den Leistungsteil und erreicht höhere Wirkungsgrade. Es ist allerdings ein größerer Aufwand an Siebmitteln am Ausgang erforderlich als bei den kontinuierlich geregelten Netzgeräten.

Im Bild 6.6 ist die Schaltung eines impulsgeregelten Spannungskonstantgerätes für 12 V, 2 A angegeben. Man erkennt sofort den geringen Aufwand. Überschreitet die Spannung am Ausgang, also am Kondensator C_1 , einen bestimmten Wert, so wird die Zenerspannung der Diode D_1 überschritten, und der Transistor T_1 erhält Basisstrom, der ihn durchschaltet. Dadurch wird der Eingang des Transistors T_2 kurzgeschlossen, wodurch dieser Transistor und der npn-Transistor T_3 gesperrt werden. Die während der Stromflußzeit des Transistors T_3 in der Drossel $Dr.$ gespeicherte Energie entlädt sich nun an den über die Diode D_2 parallelgeschalteten Kondensator C_1 . Diese zurückgewonnene Energie entspricht derjenigen, welche in den kontinuierlich geregelten Netzgeräten an den Leistungstransistoren als Verlustleistung bleibt. Sobald die Spannung am Kondensator C_1 durch Entladung über die Last so weit abgesunken ist, daß die Zenerdiode D_1 sperrt, wird auch der Transistor T_1 gesperrt, und die Transistoren T_2 und T_3 werden durchgeschaltet. Nun erfolgt die Nachladung des Kondensator C_1 über den Transistor T_3 und die Drossel $Dr.$, bis am Kondensator wieder die Zenerspannung der Diode D_1 erreicht wird und der beschriebene Vorgang von neuem beginnt. Der Ladestrom hat einen Maximalwert von 5 A. Um einen günstigen Wirkungsgrad zu erzielen, ist vor allem darauf zu achten, daß die Transistoren schnell ganz durchschalten. Dazu dient die Rückkopplung über den Widerstand R_1 an die Basis des Transistors T_2 . Mit dem Potentiometer R_2 kann die Empfindlichkeit eingestellt werden. Voraussetzung für ein einwandfreies Funktionieren der Schaltung ist eine bestimmte Spannungsänderung am Kondensator C_1 . Die Ausgangsspannung ist an dieser Stelle also nicht brummfrei. Falls dies stört, muß sie durch nachfolgende Siebglieder geglättet werden. Im Beispiel nach Bild 6.6 hat am Kondensator die Brummspannung den Wert von 200 mV_{SS} . Die Höhe der Brummspannung ist auch vom Verhältnis des Energie-

inhalts der Drossel $Dr.$ zur Speicherkapazität des Kondensators C_1 abhängig. Ist der Energieinhalt der Drossel groß gegen die Speicherkapazität des Kondensators, so bewirkt die Entladung der Induktivität eine Spannungsüberhöhung am Kondensator. Eine zu kleine Drossel hat aber wieder eine Erhöhung der Schalzhäufigkeit zur Folge, weil die Entladung des Kondensators C_1 über die Last schneller vor sich geht. Dies erhöht die Umschaltverluste an den Transistoren. Man wird von Fall zu Fall überlegen müssen, welche Spannungsüberhöhung am Kondensator zugelassen werden kann. In diesem Beispiel beträgt sie etwa 50 mV. Dieser Wert ist in der mit 200 mV_{SS} angegebenen Brummspannung bereits enthalten.

Technische Daten:

Betriebsspannung 17,5 bis 30 V Laststrom 0 bis 2 A

Ausgangsspannung 12 V

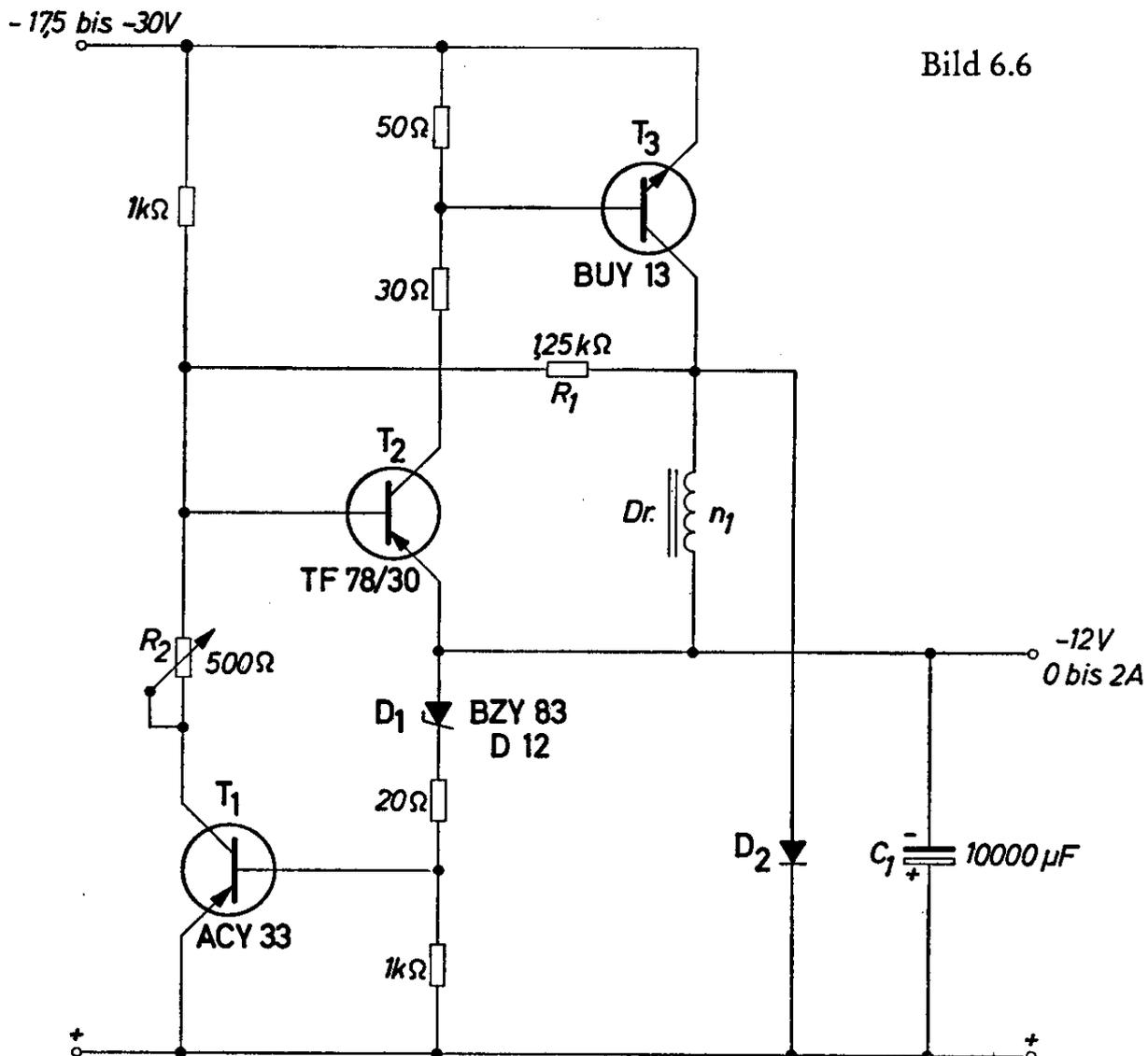
Durchschnittlicher Wirkungsgrad

(abhängig von Eingangsspannung und Laststrom) 80 %

Drossel $Dr.$: M 65/27, Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 L, gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 4 \times 50 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL parallel}$

D_2 : Germanium-Flächendiode oder Selengleichrichter



7. Hochfrequenz-Schaltungen

Mit den modernen Diffusionstransistoren aus Germanium und Silizium können Verstärker und Oszillatoren für hohe Frequenzen und verhältnismäßig große Ausgangsleistung hergestellt werden. Während die Germanium-Transistoren vor allem für die Verwendung bei sehr hohen Frequenzen geeignet sind, verwendet man die Silizium-Transistoren meist dort, wo höhere Leistungen gewünscht werden.

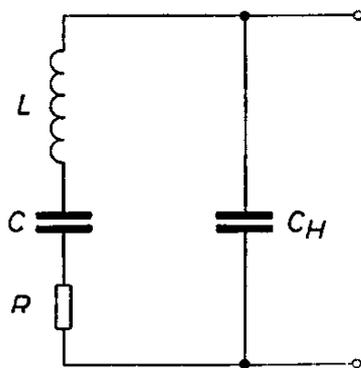


Bild 7.1

7.1 Quarzoszillatoren mit Transistoren

Die Charakteristik der Schwingquarze macht diese sehr geeignet für die Frequenzstabilisierung von Transistor-Oszillatoren. Das Bild 7.1 zeigt das Ersatz-Schaltbild eines Schwingquarzes. Man sieht daraus, daß sich der Schwingkreis wie ein Serien-Resonanzkreis mit der Resonanzfrequenz f_s verhält:

$$f_s = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

Die Kapazität C_H ist die Kapazität der Quarzhalterung. Sie hat viel höhere Werte als die Eigenkapazität C des Quarzes ($C_H \approx 10 \dots 20$ pF, $C \approx 0,02$ pF). Durch diese Kapazität C_H entsteht eine zweite Resonanzstelle mit Parallelresonanz-Charakter.

$$f_p = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \frac{C \cdot C_H}{C + C_H}}}$$

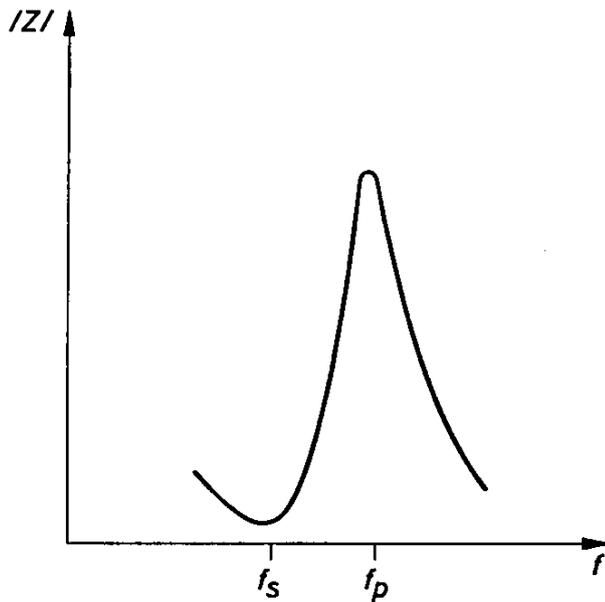


Bild 7.2

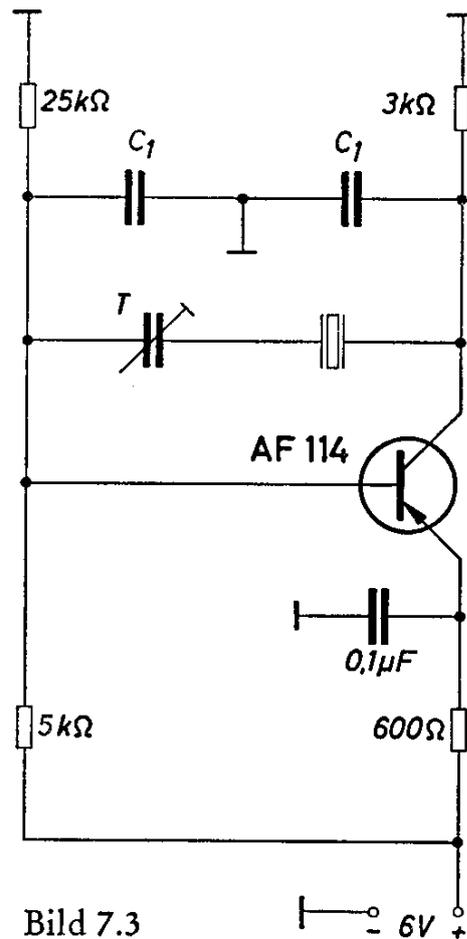


Bild 7.3

Für den Parallelschwingkreis sind also die beiden Kapazitäten hintereinandergeschaltet. Weil die Kapazität C_H viel größer ist als die Kapazität C , ist für die Gesamtkapazität der Reihenschaltung vorwiegend die Größe von C maßgebend. Die Resonanzfrequenz f_s und f_p werden sich nur gering unterscheiden. Bild 7.2 zeigt den charakteristischen Impedanzverlauf eines Schwingquarzes über der Frequenz.

Am einfachsten wird die Parallelresonanz eines Quarzes in Dreipunktschaltung erregt (Colpitts-Oszillator, Bild 7.3). Die Kapazität der Kondensatoren C_1 hängt von der Schwingfrequenz ab. Sie beträgt für $f = 100 \text{ kHz}$ etwa $C_1 = 2 \text{ nF}$, für $f = 1 \text{ MHz}$ $C_1 = 200 \text{ pF}$. Bei Frequenzen von 10 MHz und höher können diese Kondensatoren entfallen. Mit dem Trimmer T kann die Schwingfrequenz um etwa 1 ‰ verändert werden. Wenn dieser Abgleich nicht erforderlich ist, kann der Quarz unmittelbar zwischen Basis und Kollektor des Transistors geschaltet werden. Die Schaltung nach Bild 7.3 hat den Nachteil, daß bei ungünstiger Dimensionierung der Kondensatoren C_1 unerwünschte Oberwellen des Quarzes erregt werden können.

Wenn der Kollektorwiderstand durch einen Schwingkreis ersetzt wird, kann die Schaltung nur mit einer Frequenz schwingen, die nahe der Resonanzfrequenz des Schwingkreises liegt. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 7.4. Mit der veränderlichen Induktivität L_1 lässt sich die Schwingfrequenz nur wenig beeinflussen, mit ihr kann nur die Schwingstabilität eingestellt werden. Für eine genaue Frequenzeinstellung ist wieder der Trimmer in Serie zum Quarz erforderlich. Die Auskoppelstufe liefert eine Ausgangsspannung von 0,3 bis 0,6 V an einem Widerstand von $60\ \Omega$. Ihre Basis-Vorspannung wird am Emitter-Widerstand des Oszillators abgegriffen.

Für die verschiedenen Frequenzen haben die Bauteile der Schaltung nach Bild 7.4 folgende Werte:

Quarz Q	100 kHz	1 MHz	10 MHz	50 MHz
T_1	ACY 23	AF 117	AF 117	AF 114
T_2	ASY 70	AFY 10	AFY 10	AFY 10
n_1/n_2 (ü)	10	10	10	5
L_1	250 μH	42 μH	1 μH	0,2 μH
C_1	10 nF Styr.	600 pF Styr.	250 pF Styr.	50 pF Styr.
C_2	0,25 μF MKL	25 nF Keram.	10 nF Keram.	10 nF Keram.

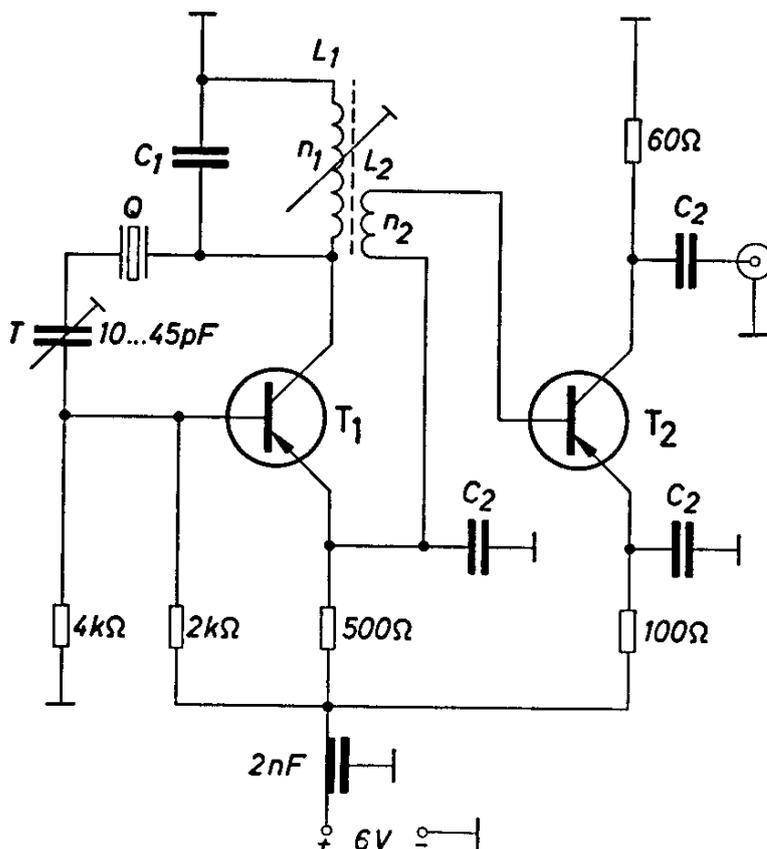


Bild 7.4

Oszillatoren in Basisschaltung lassen sich vorteilhaft durch die niederohmige Serienresonanz eines Quarzes steuern. Es wird dabei der Emitterkondensator durch den Quarz ersetzt (Bild 7.5).

Die Resonanzfrequenz von Quarzen ist temperaturabhängig. Deshalb ist ein großer Vorteil, daß die Transistoren selbst kaum Wärme erzeugen, wenn man es nicht überhaupt vorzieht, den Quarz in einen Thermostaten einzubauen. Ein dafür geeigneter Kleinthermostat wurde in einem früheren Kapitel beschrieben.

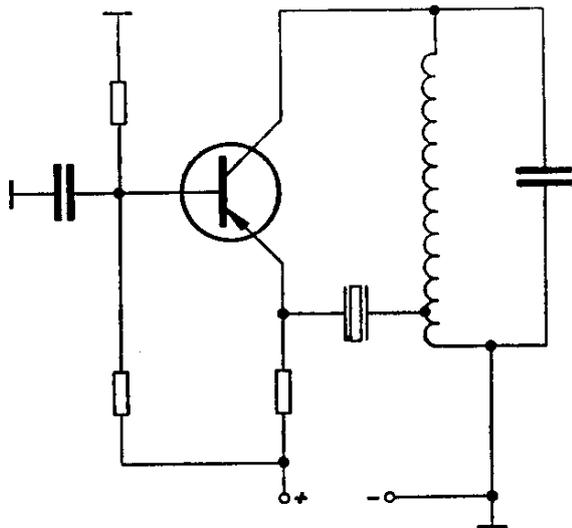


Bild 7.5

7.2 Zweistufiger Verstärker für 123 MHz

Die im Bild 7.6 gezeigte Schaltung eines Verstärkers für 123 MHz besteht aus einer Vorstufe in Emitterschaltung und einer Endstufe, in der zwei Transistoren parallelgeschaltet sind. Die erreichbare Ausgangsleistung ist 400 mW bei einer Steuerleistung von 7 mW.

In der Vorstufe hat die Emitterschaltung gegenüber der Basisschaltung den Vorteil, daß bei ihr die Gleichstrom-Zuführung nicht über Drosseln erfolgen muß, welche die Schwingneigung des Verstärkers erhöhen würden. Die Induktivität L_1 dient zur Kompensation der kapazitiven Blindkomponente des Eingangswiderstandes. Damit wird bereits eine ausreichend gute Anpassung an den Generatorwiderstand von 60Ω erzielt. Der Reflexionsfaktor hat etwa die Größe 0,1. Als optimaler Lastwiderstand wurde für die Vorstufe ein Wert von $R_a = 600 \Omega$ ermittelt.

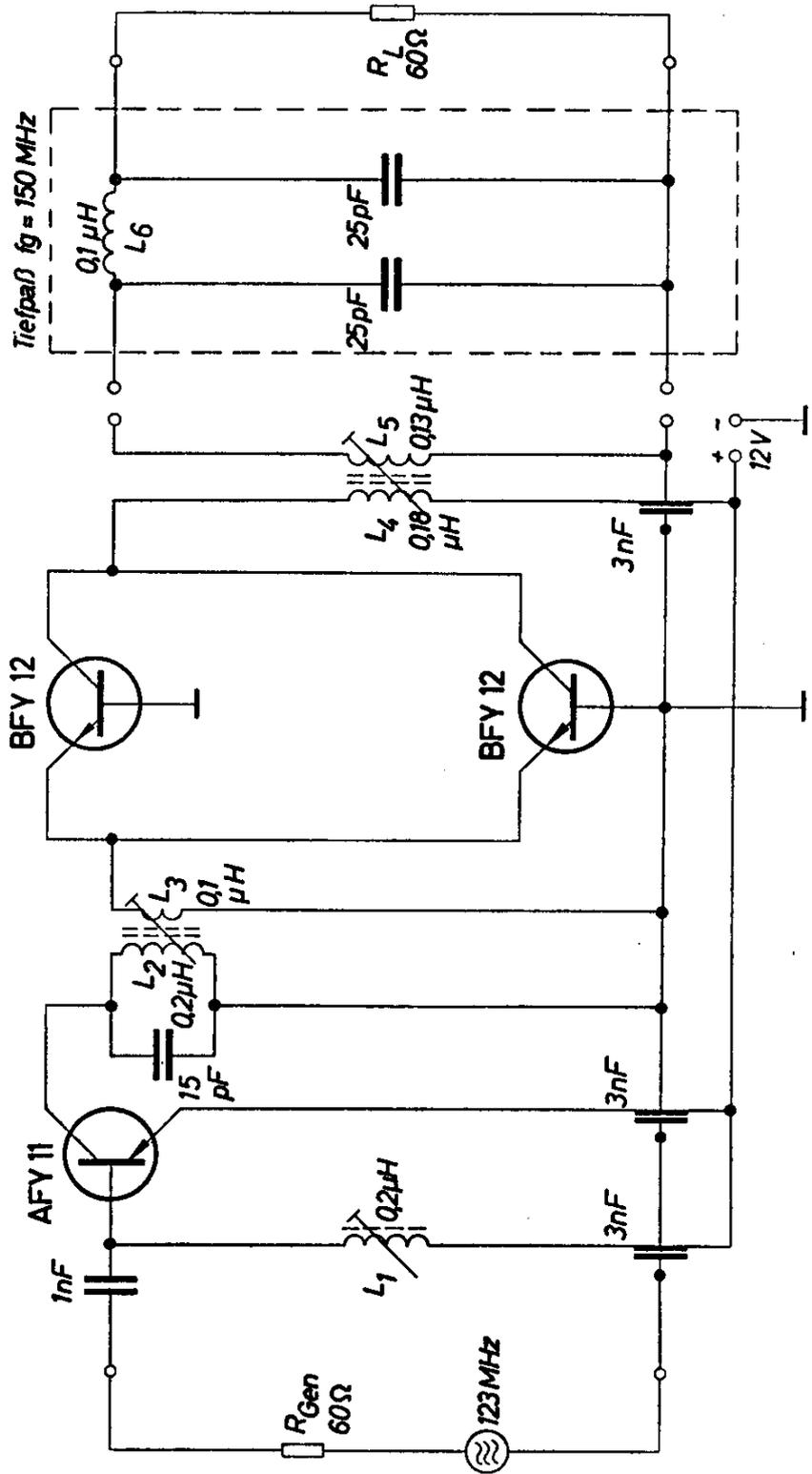


Bild 7.6

Untersuchungen haben gezeigt, daß eine Gegentaktschaltung zumindest im vorliegenden Fall bezüglich Ausgangsleistung und Wirkungsgrad keine Vorteile gegenüber einer Parallelschaltung der beiden Transistoren ergibt. Die Parallelschaltung ist jedoch bei so hohen Frequenzen schaltungstechnisch leichter zu lösen. Die beiden Endstufentransistoren werden in Basisschaltung betrieben, weil bei der Frequenz von 123 MHz die Leistungsverstärkung der verwendeten Siliziumtransistoren BFY 12 in Basisschaltung etwas höher ist als in Emitterschaltung. Der Realteil des Eingangswiderstandes der Parallelschaltung hat etwa den Wert $R_E = 50 \Omega$ bei dem eingestellten Emittterstrom von 30 mA pro Transistor. Damit ergibt sich als Übersetzungsverhältnis für die Koppelspule:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_e}} = \sqrt{\frac{600}{50}} \approx 3$$

Die Vorstufe liefert eine Ausgangsleistung von etwa 100 mW bei der Steuerleistung von 7 mW. Diese Leistung reicht aus, um bei Mittelwerts-Transistoren die Endstufe bis zu einer Leistung von 400 mW durchzusteuern.

Technische Daten:

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom bei Vollaussteuerung	80 mA
Maximale Ausgangsleistung	400 mW
Steuerleistung	7 mW
Maximale Umgebungstemperatur bei Betrieb der Transistoren in freier Luft	60 °C

Induktivitäten	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	
Windungszahl	3	3	1	4	3	Wdg
Spulendurchmesser	7	7	7	7	7	mm
Spulenlänge	6	7	3	8	6	mm
Drahtdurchmesser (Cu versilbert)	1	1	1	1	1	mm

Alle Kerne: Siferrit-Gewindekerne B63310 U17 C13,3

Bei einer Batteriespannung von 15 V kann mit der gleichen Anordnung eine Ausgangsleistung bis 700 mW erzielt werden.

7.3 Verstärker für 12 bis 50 MHz

Der dreistufige Verstärker nach Bild 7.7 liefert eine maximale Verstärkung von 50 dB. Die 3 dB-Bandbreite ist 12 bis 50 MHz. Eingang und Ausgang sind an 60 Ω angepaßt. Bei der Dimensionierung wurde besonderer Wert auf die Rauschanpassung gelegt. Die Bandbreite wurde durch Anhebung der oberen Verstärkungsgrenze mittels Induktivitäten erweitert. Bei der Verwendung von 2 Stabzellen von 3 V ergibt sich eine Betriebszeit von 150 Stunden.

Technische Daten:

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom	7,5 mA
Maximale Verstärkung	50 dB
3 dB-Bandbreite	12 bis 50 MHz
Verstärkungsabfall	15 dB/Oktave (Frequenzverdopplung)
Rauschzahl (12-400 MHz)	2,5

Induktivität L_1 : Luftspulen, 3 Wdg, Wicklungsdurchmesser 4 mm, hergestellt aus den Zuleitungsdrähten der Widerstände von 100 Ω .

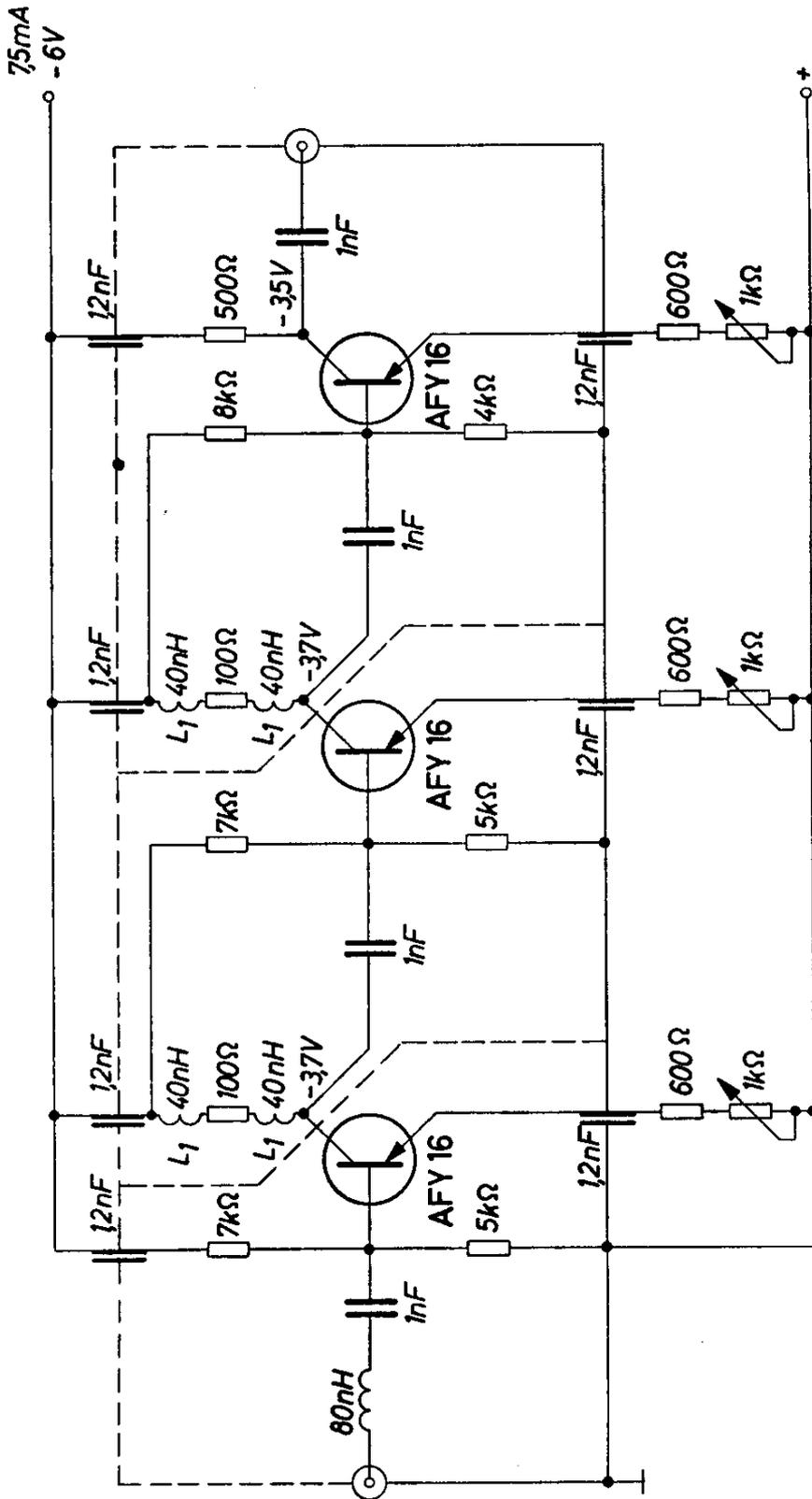


Bild 7.7

8. Rundfunkschaltungen

Neue Fertigungsverfahren haben die Herstellung von Transistoren ermöglicht, die als Verstärker und Oszillatoren bei hohen Frequenzen gut geeignet sind. Im folgenden werden einige Rundfunkschaltungen beschrieben, die mit Transistoren vorteilhaft verwirklicht werden können.

8.1 VHF-Tuner

Der Tuner besteht aus HF-Vorstufe, Mischstufe und Oszillatorstufe. Dieses Konzept entspricht den bekannten Schaltungen von VHF-Tunern mit Röhren und ist auch für Transistor-Tuner als vorteilhaft zu betrachten. Selbstschwingende Mischstufen eignen sich nicht wegen des kleinen Abstandes der Oszillatorfrequenz in Band I zur Zwischenfrequenz (Bild-ZF). Die angegebene Schaltung ist sowohl für Tuner mit schrittweiser Kanaleinstellung (Trommel- oder Schalter-Tuner) als auch für kontinuierliche Abstimmung (Variometer) geeignet. Die Eingangsstufe der Schaltung (Bild 8.1) ist so ausgeführt, daß zwischen Verstärkung, Rauschzahl und Kreuzmodulationseigenschaften ein Optimum erreicht wird. Dies gilt besonders für das Band I. Der Tuner enthält vom ersten ZF-Filter nur den Primärkreis; der Sekundärkreis wird üblicherweise auf dem Chassis des ZF-Verstärkers angeordnet. Die Verbindungsleitung ist unkritisch, weil der Ausgang niederohmig ist (kapazitive Stromkopplung).

Die Kopplung zwischen der HF-Vorstufe und der Mischstufe erfolgt über einen Siebschaltungsvierpol. Den Anforderungen hinsichtlich Bandbreite, Selektion und Leistungsübertragung wird am besten ein zweikreisiges Bandfilter gerecht.

Die Anpassung der Antenne an den Eingangswiderstand der HF-Vorstufe erfordert ein entsprechendes Transformationsglied. Da außerdem auch alle Störsignale vom Eingang des Transistors ferngehalten werden sollen, ist eine ein- bis zweikreisige Siebschaltung zweckmäßig. Um die Kreuzmodulation, Intermodulation und die Entstehung störender Klirrprodukte klein zu halten, sollte die Siebschaltung möglichst schmalbandig und selektiv sein. Andererseits nimmt mit steigender Kreiszahl die Anzahl der Umschaltkontakte zu, und auch die Übertragungsverluste wachsen an, so daß sich dadurch die Rauschigenschaften der Schaltung verschlechtern. Aus wirtschaftlichen Gründen wurde deshalb nur ein Vorkreis vorgesehen.

Wird für die Empfindlichkeit des Fernsehempfängers ein Signal-Rauschabstand von 40 dB für ein gutes Bild gefordert, so folgt daraus, daß ein Empfänger mit der Rauschzahl 20 (13 dB) ein Nutzsignal von $1000 \mu\text{V}$ an 240Ω benötigt. Dagegen liefert ein Empfänger mit der Rauschzahl 5 (7 dB) bereits bei einer Eingangsspannung von $500 \mu\text{V}$ ein gleich gutes Bild. Bei gleichem Eingangssignal ergibt diese Senkung der Rauschzahl eine deutlich erkennbare Verbesserung der Bildgüte. Noch kleinere Rauschzahlen der Transistoren bringen kaum mehr eine Verbesserung, weil dann auch andere Rauschquellen in Erscheinung treten, z. B. das Antennenrauschen und der allgemeine Störpegel. Bei Verwendung des Transistors AF 109 in der hier vorgeschlagenen Tunerschaltung liegt der Rauschfaktor im gesamten VHF-Bereich im Mittel bei 6 dB.

Hinsichtlich Rauschanpassung wäre eine möglichst große Bandbreite des Eingangskreises günstig. Dies steht im Widerspruch zu der Forderung nach möglichst guter Vorselektion, um die Kreuzmodulation klein zu halten und die Bildung störender Klirrprodukte zu verhindern. Es kommt bei der Dimensionierung also auf einen Kompromiß an bzw. es müssen die Gesamteigenschaften des Empfängers abgewogen werden, welchem Umstand mehr Gewicht beizumessen ist.

Kreuzmodulation

Die Kreuzmodulation des Tuners kann je nach der Frequenzlage des Störers entweder von der Vorstufe herrühren, oder von der Mischstufe oder von beiden Stufen zusammen. Für sehr nahe neben dem Nutzkanal liegende Störer (z. B. der Bildträger des oberen Nachbarkanals) ist bei unregelter oder nur schwach geregelter Vorstufe praktisch die Mischstufe ausschlaggebend. Denn für diesen Störer haben der Antennenkreis und das VHF-Zwischenfilter noch keine merkbare Selektion, so daß der Störer genau so wie der Nutzsender durch die Vorstufe verstärkt wird. Mit Rücksicht auf die Kreuzmodulationsempfindlichkeit der Mischstufe ist in diesem ungünstigen Fall die zulässige Eingangsstörspannung relativ klein.

Für Störer im unteren Nachbarkanal oder um 2 oder mehr Kanalbreiten abliegende Störer sind die Selektionsmittel vor dem Eingang der Mischstufe schon so wirksam, daß für die Kreuzmodulation die Vorstufe maßgebend ist. Diese letztgenannten Fälle sind in der Praxis aber bei weitem die häufigsten, so daß die günstigen Eigenschaften des AF 109 bezüglich Kreuzmodulation entscheidende Vorteile bringen.

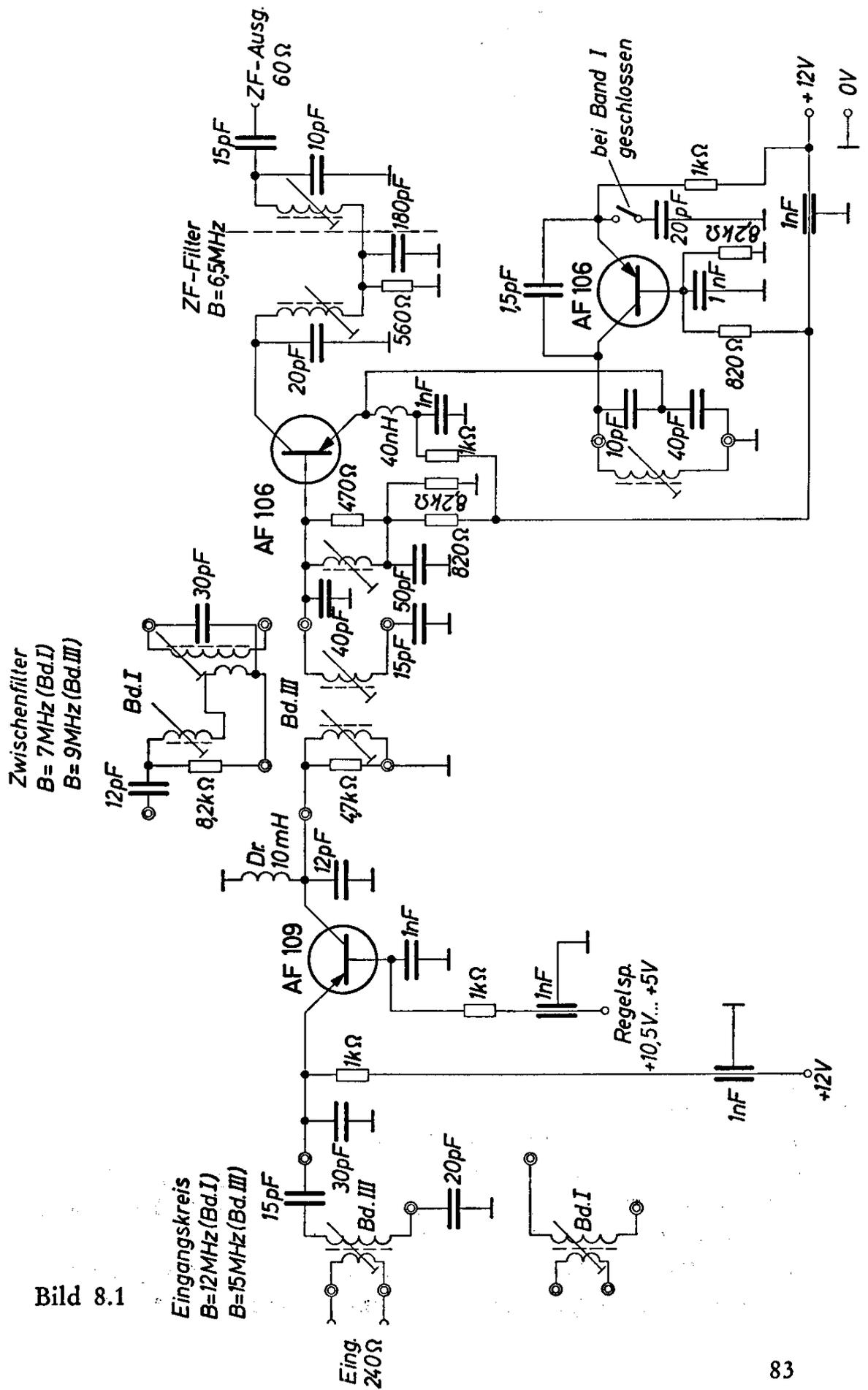


Bild 8.1

Bemessung der Schaltung

Die Vorstufe arbeitet mit AF 109 in Basisschaltung, da in beiden Bändern auf eine Neutralisation verzichtet werden kann und optimale Kreuzmodulationseigenschaften erreicht werden können. Die Nachteile der Basisschaltung — schlechtere Anpassung bezüglich Reflexionsfaktor und Rauschzahl und geringere Verstärkung als die Emitterschaltung (bzw. Zwischenbasisschaltung) — wurden deshalb in Kauf genommen.

Anpassung

Die Anpassung muß auf die günstigste Rauschzahl erfolgen, soweit dies mit einem Reflexionsfaktor von $\leq 0,5$ vereinbar ist. Es empfiehlt sich, hinsichtlich Wirk- und Blindkomponente fehl anzupassen, d. h. die Antenne muß loser angekoppelt werden als es der Leistungsanpassung entsprechen würde. Außerdem muß der Eingangskreis nach höheren Frequenzen zu verstimmt werden. Die Bandbreite des Eingangskreises soll zwischen 12 und 18 MHz betragen. Eine wesentliche Vergrößerung über diesen Wert würde die Kreuzmodulationseigenschaften der Vorstufe nachteilig beeinflussen, weil die Spannungen von Störsendern aus anderen Kanälen praktisch ungeschwächt an den Eingang des Transistors gelangen könnten. Daher ist eine sehr breitbandige Eingangsschaltung hier nicht empfehlenswert.

Verstärkung

Die Leistungsverstärkung der VHF-Vorstufe soll so groß sein, daß das Rauschen der Mischstufe keinen wesentlichen Einfluß auf die Gesamttrauschzahl des Empfängers hat.

$$F_{\text{ges}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_{\text{LI}}} \quad (1)$$

Für eine Verschlechterung der Gesamttrauschzahl auf $F_{\text{ges}} = 5$ durch die Mischstufe errechnet sich aus Gleichung (1) die Leistungsverstärkung der Vorstufe wie folgt:

$$V_{\text{LI}} \cong \frac{F_2 - 1}{5 - F_1} \quad (2)$$

Aus Messungen am AF 109 geht hervor, daß man im Band I mit einer Rauschzahl $F = 1 + F_z = 2,8$ und im Band III mit $F = 1 + F_z = 3,5$ rechnen kann. Diese Werte werden durch die Verluste in der Schaltung und durch Anpassungsfehler noch geringfügig verschlechtert, so daß man für die Vorstufe in Basisschaltung folgende Mittelwerte erhält:

Band I: $F_1 \leq 3,5$ (5,5 dB) Band III: $F_1 \leq 4,0$ (6 dB)

Wie aus der Literatur und aus eigenen Messungen hervorgeht, kann man das Rauschen einer additiven Mischstufe mit Transistoren unter optimalen Oszillatorbedingungen um den Faktor 2 bis 2,5 schlechter ansetzen als das Rauschen eines Geradeausverstärkers. Da der Misch-Transistor in Emitterschaltung arbeitet, müssen hier die Rauschfaktoren des Transistors AF 106 in Emitterschaltung berücksichtigt werden.

Band I: $F_{\text{Misch}} = F_2 = 6 \text{ bis } 8$ (7,5 bis 9 dB)

Band III: $F_{\text{Misch}} = F_2 = 8 \text{ bis } 10$ (9 bis 10 dB)

Setzt man diese Werte in Gleichung (2) ein, so erhält man als notwendige Leistungsverstärkung der Vorstufe in beiden Bändern mindestens 6 bis 9 dB. Mit Rücksicht auf die Gesamtverstärkung des Tuners ist es aber zweckmäßig, die Vorverstärkung auf etwa 8 dB im Band I und 12 dB im Band III festzulegen. Diese Forderung kann mit dem Transistor AF 109 leicht erfüllt werden. Eine wesentliche Erhöhung der Verstärkung ist nicht zu empfehlen, da sich sonst der Kreuzmodulationseinfluß der Mischstufe störend bemerkbar macht. Die zulässige Störspannung für 1 % Kreuzmodulation ist in den Bildern 8.2 und 8.3 als Funktion der Regelung der Vorstufe dargestellt.

Es sind die Werte für den ungünstigsten Fall, nämlich für den Nachbarkanal, angegeben. Da in der Praxis immer ein Abstand von mindestens 2 Kanälen eingehalten wird, liegen auch die Kreuzmodulationswerte immer wesentlich günstiger, als in diesem Diagramm angegeben.

Regelung

Ein Transistor verhält sich bezüglich Verstärkungsregelung wesentlich anders als eine Röhre. Messungen zeigen, daß eine ausreichend große Verstärkungsänderung durch Verringerung des Kollektorstromes (Abwärtsregelung) erst bei so kleinen Kollektorströmen erreicht wird, daß der Aussteuerbereich und alle nichtlinearen Eigenschaften sehr verschlechtert werden. Außerdem ändert sich der Eingangswiderstand stark. Auch durch Vergrößerung des Kollektorstromes kann eine Regulierung erzielt werden (Aufwärtsregelung). Bei dieser Methode bleiben beim AF 109 in Basisschaltung die Änderung der Ein- und Ausgangs-Impedanzen in zulässigen Grenzen. Da sich der Aussteuerbereich und das nichtlineare Verhalten mit zunehmendem Strom verbessern, ist der Aufwärtsregelung unbedingt der Vorzug zu geben. Der Transistor AF 109 ist speziell für Aufwärtsregelung entwickelt worden. Die Regelung der Vorstufe soll bei Eingangsspannungen zwischen 0,8 bis 1 mV einsetzen. Der Regelungsbereich sollte mit Rücksicht auf die Rückwärtsdämpfung (Störstrahlung!) nicht mehr als 34 dB betragen.

VHF-Bandfilter

Dieses Filter hat die Aufgabe, den Eingang der Mischstufe möglichst gut vor Störsignalen zu schützen. Im Gegensatz zu den entsprechenden Röhrenschaltungen muß dieses Filter auf Leistungsübertragung ausgelegt werden. Man kann die gewünschte Bandbreite (8 bis 10 MHz) und Welligkeit (1 bis 2 dB) bei optimalen Selektionseigenschaften auch durch unterschiedliche Bemessung der Kreisdämpfungen erreichen. Davon wird insbesondere in Band I Gebrauch gemacht, weil der hochohmige Ausgangswiderstand des Transistors nur eine verhältnismäßig geringe Dämpfung des Primärkreises bewirkt. Durch entsprechend starke Bedämpfung des Sekundärkreises durch den niederohmigen Eingang des Mischtransistors werden die gewünschten Filtereigenschaften erreicht. Da die erreichbare Verstärkung größer ist als mit Rücksicht auf die Kreuzmodulationseigenschaften des Tuners sinnvoll wäre, sollen die Übertragungseigenschaften des Filters so bemessen werden, daß sich zwischen dem 240- Ω -Antenneneingang und der Basis der Mischstufe eine maximale Spannungsverstärkung (im unregulierten Zustand) von 6 bis 8 dB ergibt, was einer Leistungsverstärkung von etwa 8 bis 12 dB entspricht. Das wird am einfachsten durch eine kapazitive Anzapfung des Primärkreises erreicht. Um die Stabilität der Durchlaßkurve bei Regelung des Vorstufentransistors zu erhöhen, ist es außerdem zweckmäßig, diesen Kreis zusätzlich durch einen Widerstand zu bedämpfen. Die Veränderung der Durchlaßkurven bei Regelung können dem Bild 8.4 entnommen werden.

Mischstufe

Die Mischstufe wird vorteilhaft in Emitterschaltung betrieben, weil sich dabei eine höhere Mischverstärkung erzielen läßt als in Basischaltung. Die größere Rückwirkung der Emitterschaltung, die sich vor allem in Band I störend bemerkbar machen könnte, wird durch Anordnung eines ZF-Saugkreises an der Basis des Mischtransistors praktisch eliminiert. Die Einkopplung des Oszillatorsignals erfolgt am Emitter, weil sich dadurch eine bessere Entkopplung zwischen Oszillator- und HF-Kreisen ergibt. Die Oszillatorspannung am Emitter des Mischers soll für optimale Rauschzahl und Verstärkung etwa 250 mV sein ($I_E = 3 \text{ mA}$). Mit Rücksicht auf die Störstrahlung des Oszillators sollte die Oszillatorspannung am Mischer 400 mV im Band I und 350 mV im Band III nicht überschreiten. Im Ausgang des Mischtransistors befindet sich der Primärkreis des ersten ZF-Filters, während der Sekundärkreis im ZF-Verstärker angeordnet wird. Die Bandbreite dieses Filters soll etwa 6 bis 7 MHz betragen.

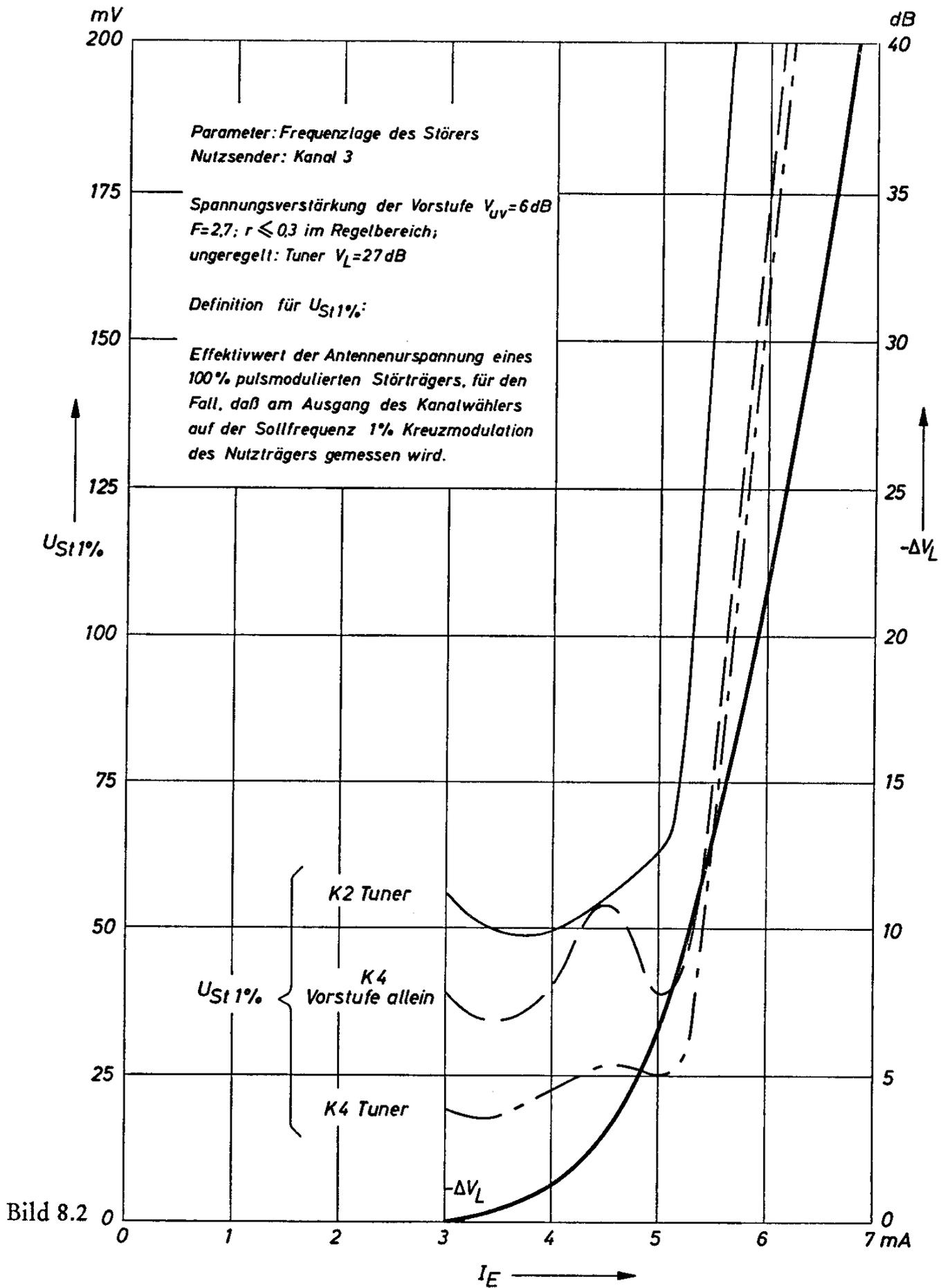


Bild 8.2

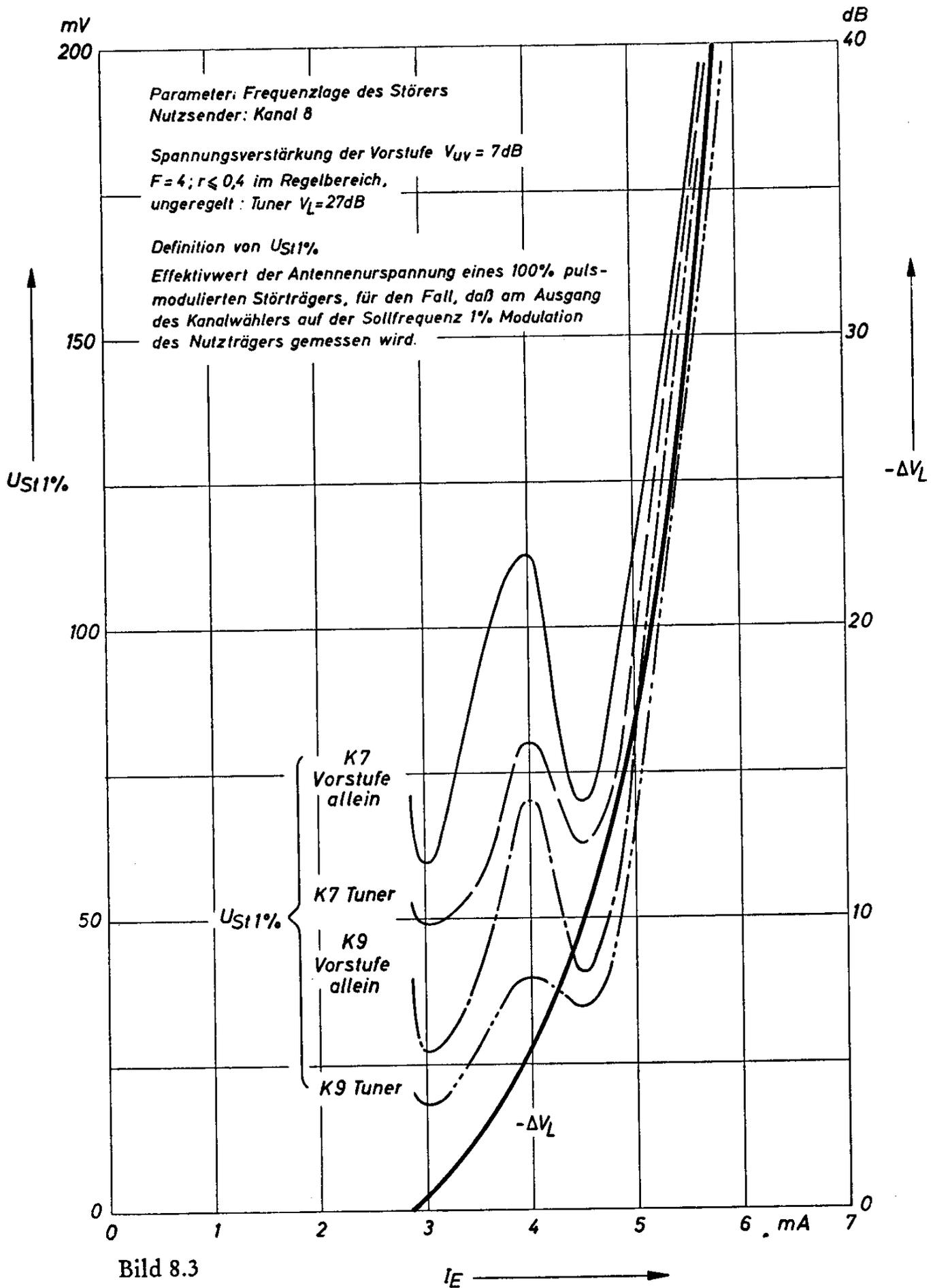
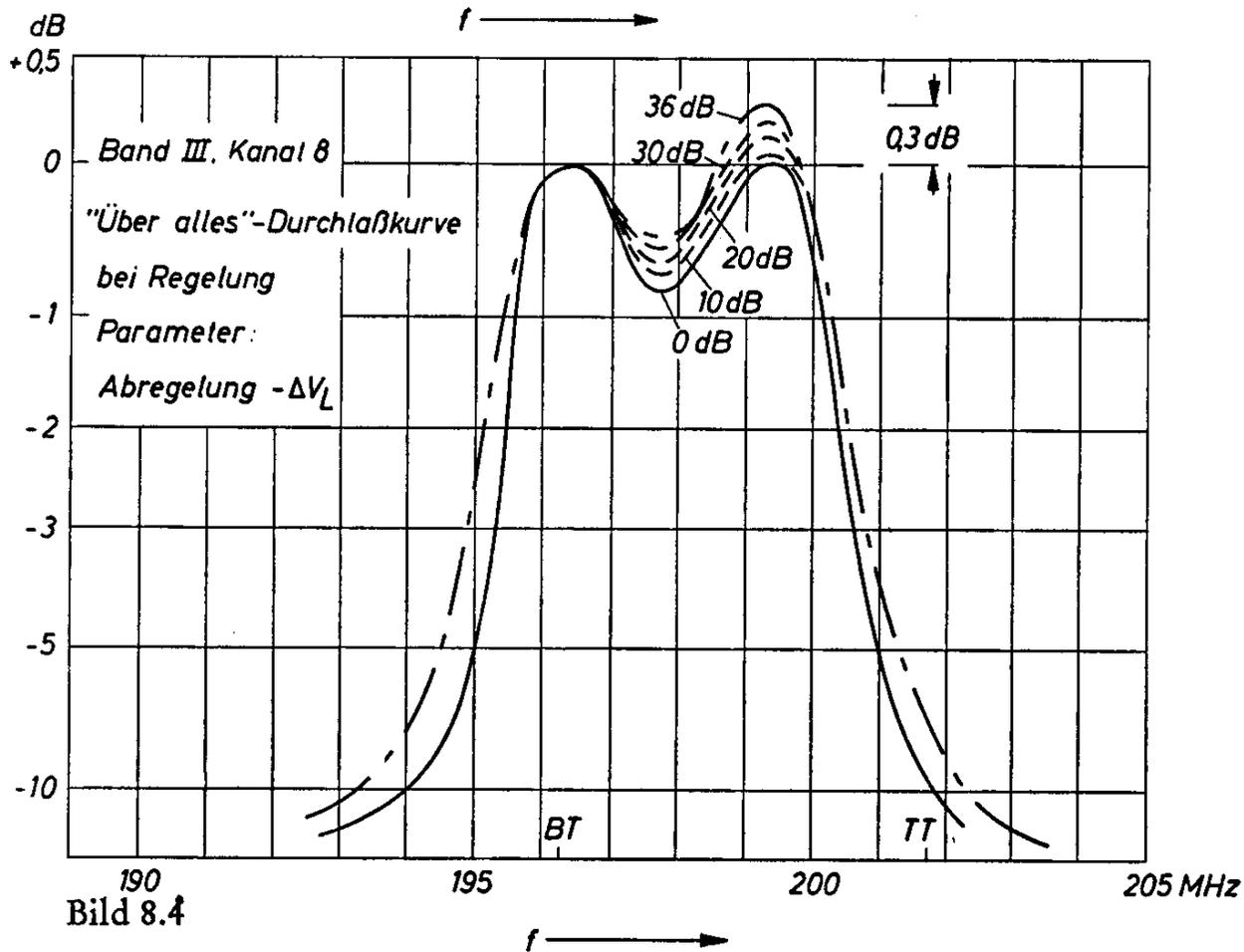
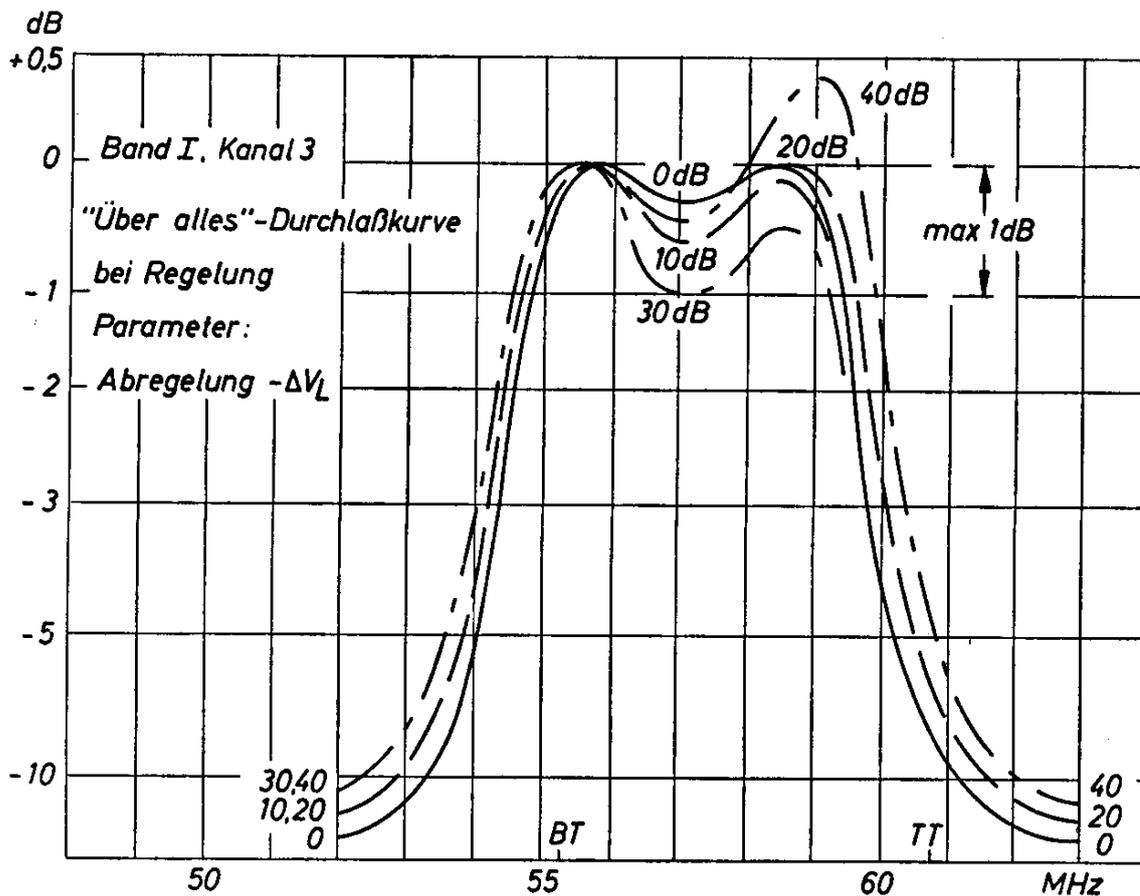


Bild 8.3



8.2 UHF-Tuner $\lambda/4$ -Technik

Während sich für Röhren-UHF-Tuner bei Drehkondensatorabstimmung die $\lambda/4$ -Technik wegen der zu langen Zuleitungen zum Röhrensystem kaum anwenden läßt, eignet sie sich gut für transistorisierte Tuner (Bild 8.5), die sich in dieser Technik kleiner und mit etwas verringertem Aufwand bauen lassen.

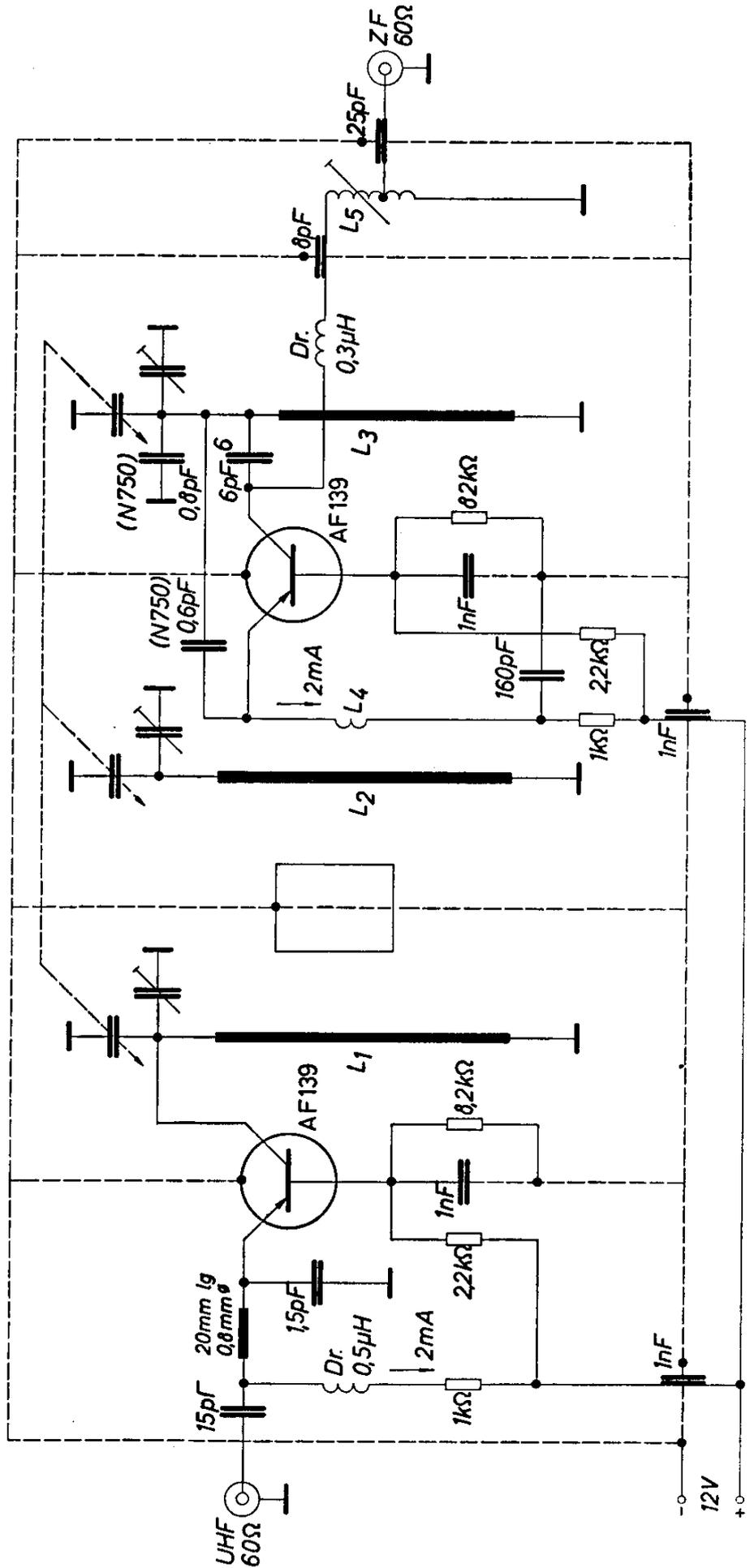
$\lambda/2$ -Schwingkreise bestehen aus (mindestens) drei Blindelementen und haben deshalb zwei (oder mehr) Resonanzstellen, die u. U. sehr dicht nebeneinander liegen können. Sind außerdem noch Drosseln zur Spannungszuführung mit ihrem im UHF-Bereich kaum berechenbaren Impedanzverhalten notwendig, treten vor allem im Mischer mitunter Schwinglöcher oder unerwünschte Schwingungen auf, die aus dem Zusammenwirken dieser Impedanzen zu erklären sind. Eine zweite Resonanzstelle kann bei $\lambda/4$ -Schwingkreisen nur bei mehr als der doppelten Grundresonanzfrequenz auftreten. Sein Leiter ist einseitig geerdet. Die bei $\lambda/2$ -Tunern notwendigen Drosseln entfallen. Ferner ist vorteilhaft, daß sich der Hochpunkt des Kreises (Spannungsbauch) beim Durchstimmen nicht verschiebt.

Der Abgleich erfolgt am oberen Bereichsende mit Hilfe von versilberten Kupferblechstreifen, die als Trimmer dienen, und weiter durch Justierung der Lamellen des Drehkondensators. Damit die Innenleiter möglichst wenig Platz beanspruchen, werden diese gleichzeitig als Stützen für die Stator-Pakete ausgebildet, so daß auch die sonst gebräuchlichen Keramikstützen entfallen. Dadurch ist es möglich, mit dem halben Volumen eines üblichen $\lambda/2$ -Tuners auszukommen. Die Abmessungen dieses Tuners sind nunmehr hauptsächlich durch den Drehkondensator bestimmt.

Für Vor- und Mischstufe wurde ein Emitterstrom von 2 mA eingestellt. Die Kopplung des Zwischenbandfilters erfolgt durch einen Schlitz in der Kammerwand und eine Koppelschleife. Im Gegensatz zu $\lambda/2$ -Leitungskreisen werden kapazitiv abgestimmte $\lambda/4$ -Kreise mit sinkender Frequenz niederohmiger. Deshalb ist bei diesem Tuner die Verstärkung über den Bereich weitgehend konstant und die am unteren Bereichsende manchmal schwierige Eingangs-Anpassung läßt sich leichter beherrschen, weil die Lastimpedanz des Vorstufentransistors hier immer so klein gehalten werden kann, daß die Rückwirkung wenig stört.

Die Dimensionierung des Oszillators ist in $\lambda/4$ -Technik ebenfalls weniger kritisch. Eine ausreichende Schwingamplitude auch am oberen Bereichsende ist hier leicht zu erzielen.

Bild 8.5



Um zu verhindern, daß andere Frequenzen außer der Oszillatorfrequenz angefacht werden, wurde die Rückkopplungskapazität 0,6 pF vom Emitter des Mischers direkt auf den UHF-Oszillatorkreis gelegt. Die Pendelneigung wurde durch eine entsprechend kleine Kapazität (120 pF) am Emitter des Mischers unterdrückt.

Technische Daten (Mittelwerte):

Rauschen: 470 MHz: $F = 5$

860 MHz: $F = 11$

Leistungsverstärkung $V_L = 20$ dB

L_1, L_2, L_3 Innenleiter versilbert

$1 \times 4,5$ mm

L_4 2 Wdg Cu versilbert 0,5 ϕ auf Dorn 3 ϕ gewickelt

L_5 10 Wdg 0,2 CuLS auf Spulenkörper 6 ϕ

Anzapfung nach 3 Wdg vom kalten Ende

8.3 Einstufiger Videoverstärker mit benachbarten Impulsstufen

Das Bild 8.6 zeigt die Schaltung eines einstufigen Videoverstärkers mit dem Transistor BF 110, der die Bildröhre in der Kathode ansteuert. Das an seinem Ausgang im Falle maximaler Aussteuerung zur Verfügung stehende Signal hat bei einer 3-dB-Bandbreite von 4,7 MHz eine Amplitude von $90 V_{SS}$. Die durch günstige Einfügung des Tonsperrkreises erreichte Verstärkung ist 80-fach. Der Sperrkreis (5,5 MHz) senkt den Ton, unabhängig von der Kontrasteinstellung, um 33,5 dB ab. Der Kontrast wird durch einen frequenzkompensierten Spannungsteiler in der Kollektorleitung des Transistors geregelt. Der Regler erlaubt eine Amplitudenschwächung bis zum Faktor 5. Über eine Kapazität von 1 pF wird die Ton-ZF (5,5 MHz) aus dem Kollektor des BF 110 dem Eingangskreis des Ton-ZF-Verstärkers zugeführt.

Der Regelspannungsgenerator mit AC 152 ist an den Emitter des BF 110 angeschlossen und wird im Kollektor vom Zeilenrücklaufimpuls aufgetastet. Sein Arbeitspunkt ist so eingestellt, daß er erst dann an dem im Kollektorkreis liegenden RC-Glied (20 k Ω ; 0,5 μ F) eine Regelspannung erzeugt, wenn bei Maximalstellung des Kontrastreglers das VF-Signal an der Bildröhrenkathode auf $90 V_{SS}$ angezogen ist. Diese Regelspannung wird über den nachfolgenden Gleichspannungs-Verstärker, mit AC 152 bestückt, der Regelstufe im ZF-

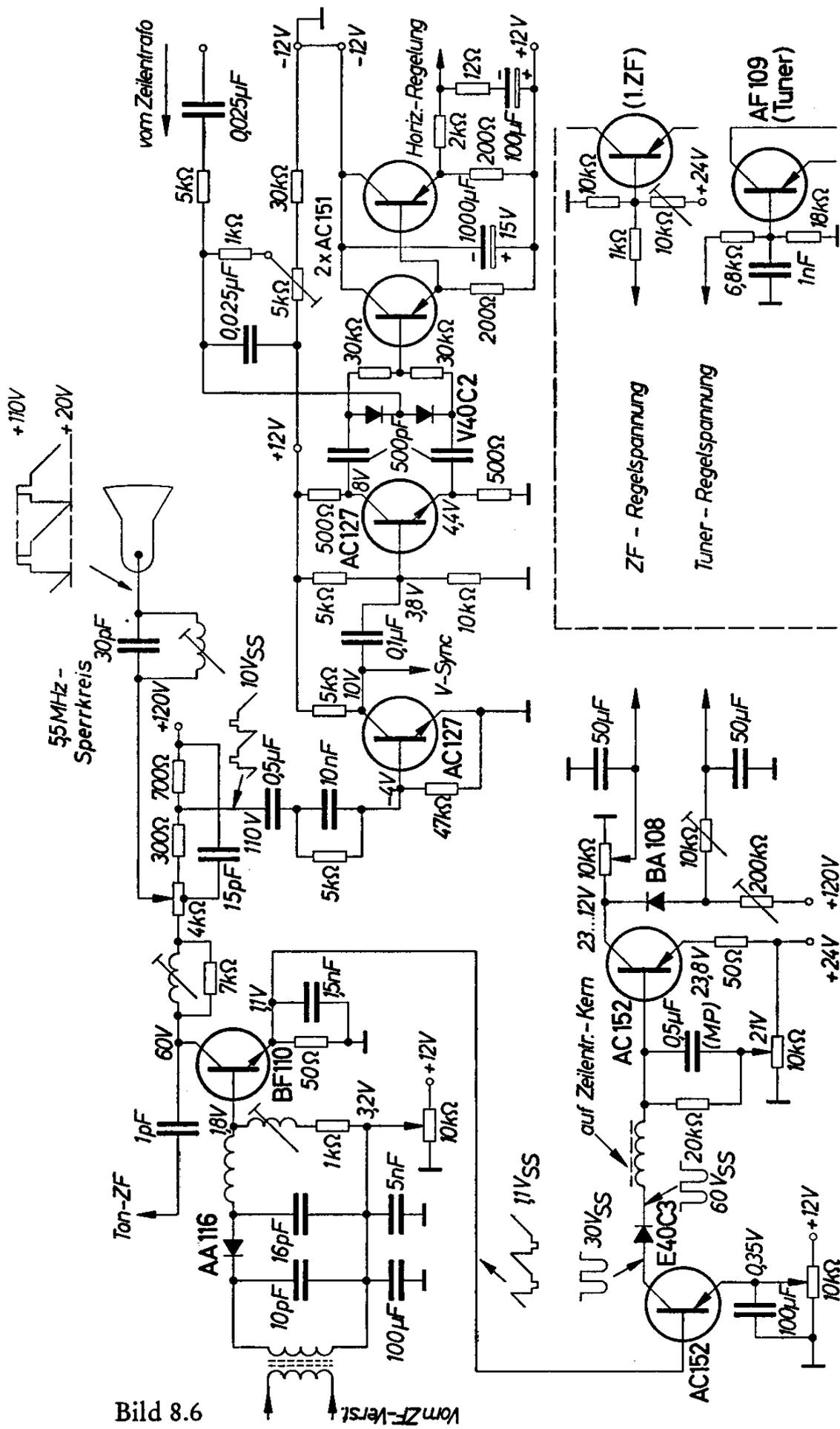


Bild 8.6

Die Spannungen sind auf Masse bezogen und gelten für den Fall, daß kein Signal vorhanden ist

Verstärker direkt und dem Tuner über eine vorgespannte Diode BA 108 verzögert zugeführt. Sowohl der Regeleinsatz des Tuners wie auch der dem ZF-Verstärker zugeführte Regelspannungsanteil können mit den auf den Regelspannungs-Nachverstärker folgenden zwei $10\text{ k}\Omega$ -Potentiometern und dem $200\text{ k}\Omega$ -Regler eingestellt werden. Mit der Schaltung werden bei Verwendung des für die Untersuchungen herangezogenen Tuners (AF 109 + $2 \times$ AF 106) und eines Bild-ZF-Verstärkers mit einer Verstärkung von $V_{L\text{ ZF}} = 72\text{ dB}$ noch maximale Antennensignale bis zu $200\text{ mV}_{\text{eff}}$ an $240\ \Omega$ so abgeregelt, daß keine störende Verformung des Video-Ausgangssignals auftritt. Das Amplitudensieb und der nachfolgende Phasensplitter sind wegen der Polarität des Steuersignals am Eingang des Amplitudensiebs mit npn-Transistoren AC 127 bestückt. Das vorgenannte Steuersignal hat eine Amplitude von ca. $10V_{SS}$ und wird am Arbeitswiderstand der Video-Stufe abgegriffen. Die Impulsabtrennung arbeitet noch bei Antennensignalen störungsfrei, die um den Faktor 7 kleiner sind als das für volle Bildröhrendurchsteuerung benötigte Signal.

Das Diagramm im Bild 8.7 zeigt die Abhängigkeit des Video-Ausgangssignals und der Regelspannung für Tuner und ZF-Verstärker in Abhängigkeit von der HF-Eingangsspannung.

8.4 VHF-Antennenverstärker

Wegen ihres geringen Energiebedarfes ist es naheliegend, Transistoren auch in Antennenverstärkern einzusetzen. Neuerdings stehen Transistoren zur Verfügung, die bei hohen Frequenzen neben einer großen Verstärkung auch noch eine für viele Antennenverstärker ausreichende Ausgangsleistung liefern. Die Schaltung nach Bild 8.8 ist für das UKW- und das VHF-Gebiet geeignet und liefert unverzerrt eine Ausgangsspannung von 1 V an einem Widerstand von $60\ \Omega$. Der Transistor AFY 18 wird in Emitterschaltung betrieben, weil diese die höchste Leistungsverstärkung ergibt und auch bei Verwendung der Basisschaltung neutralisiert werden müßte. Im Bild 8.9 ist die Neutralisations-Brücke allein dargestellt. Sie ist nur aus Kapazitäten aufgebaut. Auf diese Weise ist gewährleistet, daß sich die Neutralisation ohne Nebenresonanzen stabil einstellen läßt. Der Trimmer C_3 wird am besten mit Hilfe eines Wobblers auf minimale Spannung am Eingang eingestellt, wenn am Ausgang die Hochfrequenz eingespeist wird.

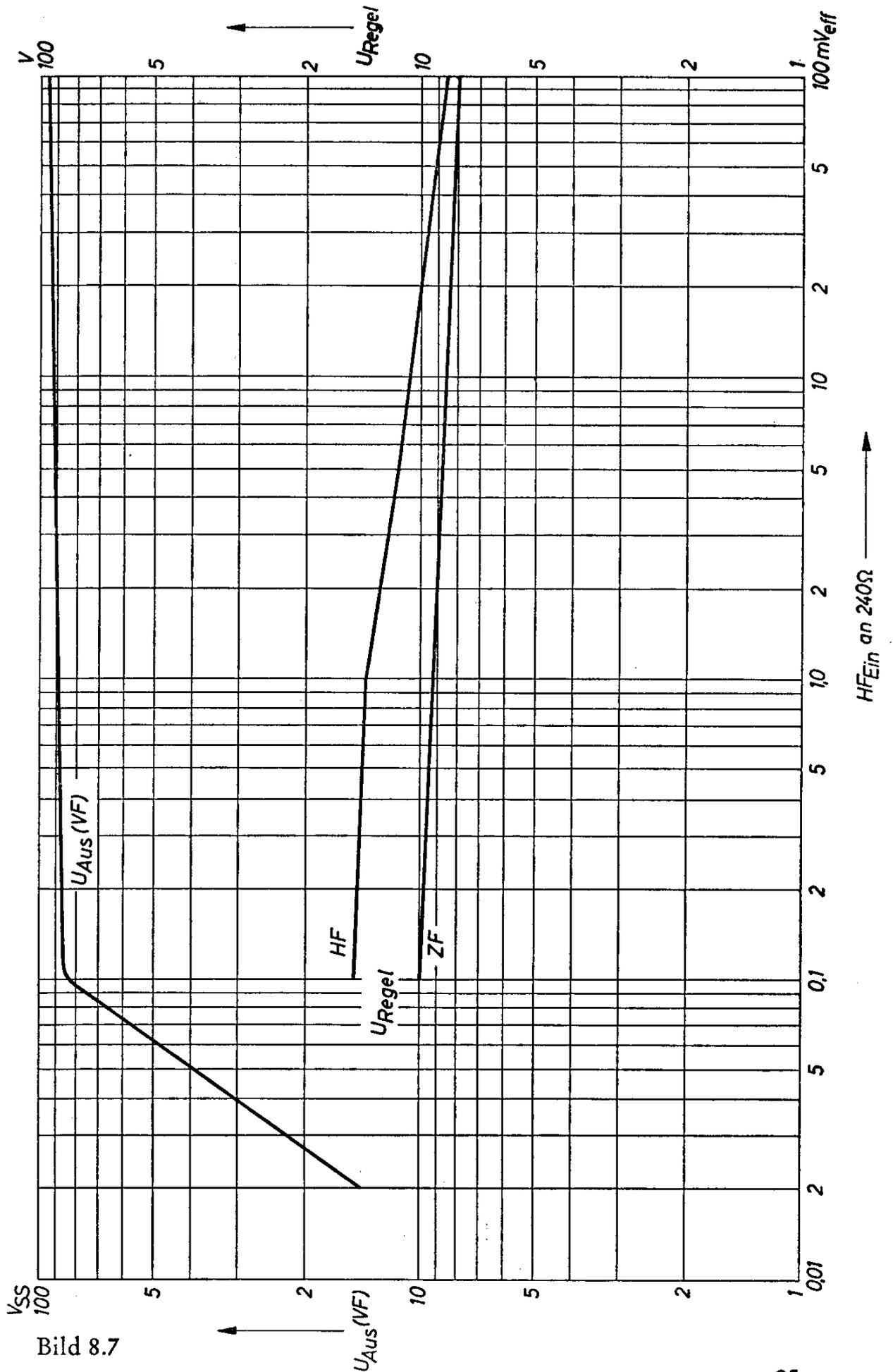


Bild 8.7

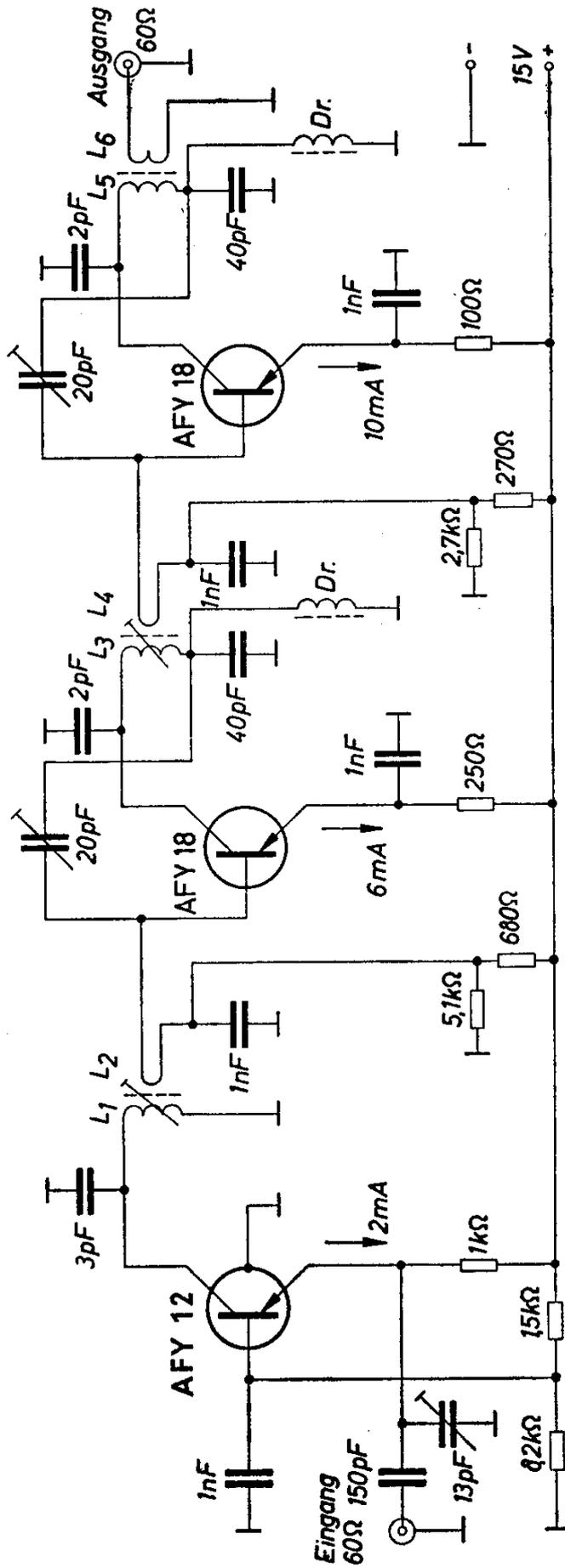


Bild 8.8

Bis zu einer effektiven Ausgangsspannung von 1 V an einem Widerstand von 60Ω wird das Eingangssignal linear verstärkt. Bei 1,3 V beträgt die Linearitätsabweichung 10 %.

Der Verstärker soll aus Gründen der Kreuzmodulation als Einkanal-Verstärker ausgeführt werden. Der dreistufige Verstärker liefert eine Gesamtverstärkung von 51 dB bei einer Frequenz von 215 MHz. Die Vorstufe ist mit dem Transistor AFY 12 bestückt. Wird der Regeltransistor AF 109 eingesetzt, so kann auf einfache Weise durch Verändern des Kollektorstromes die jeweils gewünschte Verstärkung eingestellt werden. Die gesamte Schaltung ist sehr stabil und schwingt nicht, auch bei offenem Ein- und Ausgang. Sollte jedoch der durch die Drossel und die nachfolgenden Kapazitäten gebildete Serienkreis erregt werden, so muß ein Serienwiderstand von 10 bis 20Ω als Dämpfung vorgesehen werden.

Technische Daten:

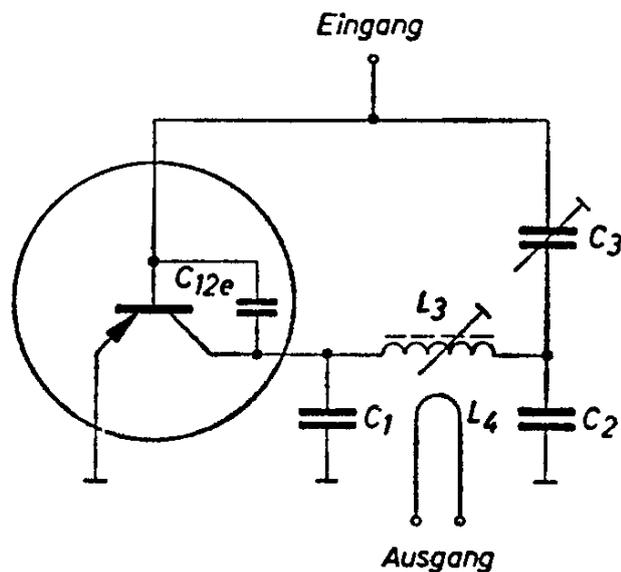
$L_1 = L_3 = L_5$: Siferrit Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3
4 Wdg 0,8 Cu versilbert

$L_2 = L_4$: 1 Wdg 0,8 CuL, über L_1 bzw. L_3 gewickelt
Lage justierbar

L_6 : 2 Wdg 0,8 CuL, über L_5 gewickelt, Lage justierbar

Dr.: Drossel $L = 2 \mu\text{H}$

Batteriespannung	15 V
Batteriestrom	18 mA
Frequenz	215 MHz
Leistungsverstärkung	51 dB
Bandbreite	12 MHz
Rauschzahl	3,8
Ausgangsleistung	1 V an 60Ω



Anschriften unserer Geschäftsstellen (Bundesgebiet und West-Berlin)

Ort	Büro	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber	
1000	Berlin SW 11	ZN	Schöneberger Str. 2-4	18 00 21	01 83766
2800	Bremen 1	ZN	An der Weide 14/16	30 14 41	02 44814
4500	Osnebrück	TB	Möserstr. 28	3 28 47	09 4827
2940	Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	2 61 87	02 5305
4600	Dortmund	ZN	Märkische Str. 8-14	54 81	08 22122
4700	Hamm 1	TB	Luisenstr. 5	2 68 41	08 28834
4400	Münster 1	TB	Herwarthstr. 6-8	4 06 31	08 92828
5770	Arnsberg	IB	Heilefelder Str. 29	20 56/59	08 4286
4000	Düsseldorf 1	ZN	Oststr. 34	3 55 21	08 582665, 08 58214
5600	Wuppertal- Elberfeld	TB	Hofkamp 106-108	44 16 61	08 512853
4300	Essen 1	ZN	Kruppstr. 16	2 01 31	08 57437
4100	Duisburg 1	TB	Friedenstr. 85	2 80 01, 2 39 51	08 55843
6000	Frankfurt 1	ZN	Gutleutstr. 31	33 06 01	04 11203, 04 11204
6100	Darmstadt 1	TB	Hügelstr. 18-20	7 60 48	04 189246
3500	Kassel 1	TB	Bürgermeister-Brunner-Str. 15	1 92 81	09 9839
6500	Mainz 1	TB	Flachmarktstr. 13-17	39 21	04 1877/65
6330	Wetzlar 1	TB	Karl-Kellner-Ring 19-21	71	04 83845
6200	Wiesbaden 1	IB	Adolfsallee 27/29	5 95 25	04 186701
2000	Hamburg 1	ZN	Lindenplatz 2	24 82 11	02 11891
2300	Kiel	TB	Holstenbrücke 26/28	5 11 01	02 9814
2400	Lübeck	IB	Breite Str. 52/54	2 59 21	02 6728
2390	Flensburg	IB	Neustadt 10	73 69	02 2745
3000	Hannover 1	ZN	Am Maschpark 1	88 65 31, 88 66 91	09 22333
4800	Bielefeld 2	TB	Kavalleriestr. 26	5 71	09 32805
3300	Braunschweig	TB	Fallersleber Str. 6-8	7 51	09 52820
3380	Goslar 1	TB	Am Markt 5	39 31/33	09 53832
3321	Salzgitter- Watenstedt	IB	Hauptstr. 60	2 52 74	09 52730
5000	Köln 1	ZN	Friesenplatz 8-14	5 72 21	08 881 470, 08 881 471
5100	Aachen	TB	Kurbrunnenstr. 14-20	4 81 41-4 81 48	08 32866
5300	Bonn	TB	Mülheimer Platz 1	5 19 21	08 86655
5400	Koblenz	TB	Emil-Schüller-Str. 20/22	26 81	08 6831
5900	Siegen	TB	Sandstr. 44	2 67 41	08 72635
6800	Mannheim 1	ZN	N 7.18	29 61	04 62261
7800	Freiburg 1	TB	Habsburger Str. 132	21 21	07 7842
6750	Kaiserslautern 2	TB	Pariser Str. 23	75 31	04 5832
7500	Karlsruhe 1	TB	Bahnhofstr. 5	89 71	07 82831
8000	München 3	ZN	Prannerstr. 8	22 89 61	05 23224
8900	Augsburg	TB	Hübnerstr. 3	3 25 21	05 3821
8960	Kempten 2	IB	Salzstr. 27	36 22	05 4827
8500	Nürnberg 2	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	2 06 26	06 22251
8700	Würzburg 1	TB	Theaterstr. 25	5 08 50	06 8844
8580	Bayreuth 2	IB	Bahnhofstr. 4 b	33 73	06 42889
8400	Regensburg 2	IB	Maximilianstr. 29	62 24/28	06 5807
7000	Stuttgart 1	ZN	Geschw.-Scholl-Str. 24	29 97 61	07 23941
7900	Ulm 1	TB	Frauenstr. 11	6 12 41	07 12826
7210	Rottwell	IB	Am Stadtgraben 12	81 06, 81 09	07 62889
6600	Saarbrücken 3	ZN	Mainzer Str. 139	6 49 41	04 42226

ZN = Zweigniederlassung TB = Technisches Büro IB = Ingenieurbüro

