



# Schaltungen mit Halbleiterbauelementen

Band 3: Beispiele mit  
Germanium- und Silizium-Transistoren



# Schaltungen mit Halbleiterbauelementen

Band 3: Beispiele mit  
Germanium- und Silizium-Transistoren

Von Erich Gelder und Walter Hirschmann

3. Auflage

---

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Das vorliegende Buch ist das erste in Europa, bei dem der Satz über einen HELLCOM-Satzrechner in Verbindung mit einer DIGISET-Lichtsetzanlage der Firma Dr.-Ing. Rudolf Hell, Kiel, hergestellt wurde.

Die Herausgabe dieses dritten Bandes „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen“ ist in zweifacher Weise bemerkenswert. Satzverfahren und technischer Fortschritt vereinen sich dabei in idealer Weise.

Die Technik der elektronischen Bauelemente, die in dieser Reihe beschrieben wird, ist auch für die elektronische Satzherstellung eine der wichtigsten Voraussetzungen.

Herausgeber und Verlag: Siemens Aktiengesellschaft, Berlin · München

© 1967 by Siemens Aktiengesellschaft, Berlin · München

Alle Rechte, auch die des auszugsweisen Nachdrucks, der fotomechanischen Wiedergabe und der Übersetzung vorbehalten.

Für die in diesem Buch angegebenen Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

»Siferrit« und »Thernewid« sind eingetragene Warenzeichen

DIGISET-Lichtsatz, Lux Bildstudio GmbH, Neu-Isenburg

Offset-Druck, Erasmusdruck Mainz

Printed in Germany

## Vorwort

Das mit Band 1 — Grundlagen und Beispiele aus der NF-Technik — und Band 2 — Beispiele aus der NF- und HF-Technik — begonnene Werk „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen“ wird mit dem weiterführenden dritten Band fortgesetzt.

Seit Erscheinen der ersten beiden Bände im Dezember 1961 und Januar 1965 hat sich als neue Entwicklung auf dem Halbleiter-Markt der zunehmende Einsatz von Silizium-Transistoren ergeben. Diese Tendenz wird in dem vorliegenden Band berücksichtigt. Ausführlich werden die neuen Halbleiterbauelemente, wie Integrierte Schaltungen, abschaltbare Vierschicht-Tetroden und Feldplatten beschrieben und erläutert. Das Buch faßt die interessantesten in den letzten drei Jahren in unseren Laboratorien neu entwickelten Schaltungen zusammen.

Insgesamt etwa 150 Schaltungsbeispiele sind übersichtlich in zwölf Gruppen eingeteilt. Sie sollen die vielfältigen Möglichkeiten der Anwendung von Halbleiterbauelementen aufzeigen. Die jeweils beigegebene kurze aber vollständige Beschreibung wird dem Entwickler die Anpassung der Schaltungen an den jeweiligen speziellen Fall erleichtern. Wie bisher soll dabei auf physikalische und technologische Grundlagen nur so weit eingegangen werden, wie dies zum Verstehen der Schaltungen erforderlich erscheint.

Eine Gewähr bezüglich Patentfreiheit kann für die Schaltungen nicht übernommen werden.

Allen Mitarbeitern aus unseren Anwendungslaboratorien, deren Arbeiten zum Gelingen des Buches beigetragen haben, sei an dieser Stelle besonders gedankt.

München, Oktober 1967

## Vorwort zur dritten Auflage

Die große Nachfrage veranlaßt uns, bereits nach Ablauf eines Jahres eine neue Auflage herauszubringen. Sie erscheint unverändert.

München, Juli 1970

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

## Inhaltsverzeichnis

1.	<b>Halbleiterbauelemente</b>	11
1.1.	Integrierte Halbleiterschaltungen	11
1.2.	Abschaltbare Thyristor-Tetrode	16
1.3.	Feldplatten	17
2.	<b>NF-Verstärker</b>	21
2.1.	Ansteigen der Kollektor-Verlustleistung bei höheren Frequenzen	23
2.2.	Phono-Verstärker für Kopfhörerbetrieb	24
2.3.	Zusatzverstärker für Diktiergeräte	26
2.4.	NF-Verstärker mit Silizium-Eingangstransistor	27
2.5.	Dreistufiger NF-Verstärker in monolithischer Technik	29
2.6.	NF-Verstärker mit integrierter Halbleiterschaltung	32
2.7.	Eisenloser NF-Verstärker für 9 V / 1 W mit Komplementär-Endstufe	34
2.8.	Eisenlose Endstufe für 9 V / 1 W mit Komplementär-Endstufen und -Vorstufen	37
2.9.	Eisenloser NF-Verstärker für 9 V / 0,5 W mit kleinen Abmessungen	40
2.10.	Eisenloser NF-Verstärker für 12 V / 2,2 W mit Komplementär-Endstufe	40
2.11.	Eisenloser NF-Verstärker 12 V / 3,6 W	44
2.12.	Eisenloser NF-Verstärker für 22,5 V / 3 W	46
2.13.	Eisenloser NF-Verstärker für 30 V / 4 W	53
2.14.	Eisenloser NF-Verstärker für 24 V / 6 W mit Komplementär-Endstufe	55
2.15.	NF-Verstärker 24 V / 7 W	57
2.16.	Klangregler	59
2.17.	Eisenloser NF-Verstärker 20 V / 10 W	60
2.18.	Stereo-Vorverstärker	63
2.19.	Umschaltbarer Vorverstärker für Mikrofon und magnetischen Tonabnehmer	65
2.20.	Hi-Fi-Verstärker 30 V / 15 W	68
2.21.	Eisenloser NF-Verstärker 24 V / 10 W	72
2.22.	NF-Verstärker 32 V / 26 W	74
2.23.	Eisenloser NF-Verstärker 40 W	76
2.24.	Eisenloser NF-Verstärker 50 V / 45 W	80
2.25.	Eisenlose Endstufe für Koffer- und Autobetrieb	83
3.	<b>Zerhacker, Oszillatoren und Generatoren</b>	87
3.1.	Spannungswandler mit einer Schwingfrequenz von 19 kHz	87

3.2.	Spannungswandler für eine Batteriespannung von 1,5 V	89
3.3.	Eintakt-Sperrwandler für Solarbatterie-Betrieb	90
3.4.	Zerhacker für eine 6-W-Leuchtstofflampe	92
3.5.	Zerhacker für eine 20-W-Leuchtstofflampe	93
3.6.	Zerhacker für eine 40-W-Leuchtstofflampe	94
3.7.	Sinusgenerator für Leuchtstofflampen	96
3.8.	Rechteckgenerator für 3 Hz bis 25 kHz	97
3.9.	Geregelter Sinusgenerator 50 kHz / 5 W	100
3.10.	Zerhacker 20 W / 30 Hz	102
3.11.	Sinusgenerator 150 VA / 10 Hz	103
3.12.	Warnblinker für Glimmröhre	105
3.13.	Impulsgenerator für Weidezäune	107
3.14.	Hochspannungsgenerator für 6 kV / 10 W	110
3.15.	Sägezahn-generator mit Thyristor-Tetrode	111
3.16.	Frequenzwandler 50 Hz / 37 Hz	114
3.17.	Frequenz- und amplitudenkonstanter Sinusgenerator	116
<b>4.</b>	<b>Multivibratoren und Verzögerungsschaltungen</b>	<b>118</b>
4.1.	Astabiler Multivibrator mit diffundierten Transistoren	118
4.2.	Astabiler Multivibrator 20 Hz bis 2 kHz	119
4.3.	Astabiler Multivibrator mit Kaltleitern	124
4.4.	Blinkerschaltung	126
4.5.	Blinkerschaltung mit Komplementär-Transistoren	127
4.6.	Monostabiler Multivibrator mit großem Regelbereich	128
4.7.	Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied	131
4.8.	Verzögerungsschaltung von 3 bis 60 Minuten	134
4.9.	Elektronischer Zeitschalter	136
4.10.	Ansprechverzögerung	138
4.11.	Verzögerungsschaltung mit Thyristor-Tetrode	139
4.12.	Zeitgeber 10 bis 300 Sekunden	140
4.13.	Frequenzteiler von 1000 Hz auf 10 Hz	143
4.14.	Elektronische Warnanlage	145
4.15.	Impulsgenerator für 1 kW	145
4.16.	Monostabiler Multivibrator bis 10 MHz	151
4.17.	Astabiler Multivibrator bis 10 MHz	154
4.18.	Bistabiler Multivibrator bis 20 MHz	155
<b>5.</b>	<b>Fotoverstärker</b>	<b>158</b>
5.1.	Fotoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 1000 Lx	158
5.2.	Fotoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 100 Lx	160
5.3.	Empfindlicher Fotoverstärker mit Silizium-Transistoren	161
5.4.	Gleichstromverstärker für Lichtmessung	163
5.5.	Schaltverstärker mit Fotoelement	165
5.6.	Fotoverstärker für Lichtimpulse	165
5.7.	Wechselstrom-Fotoverstärker	168

5.8.	Linearer Verstärker für Wechsellicht	168
5.9.	Lichtschanke mit Verzögerung	172
5.10.	Dämmerungsschalter mit Verzögerung	172
5.11.	Direkte Relaissteuerung mit Silizium-Fotoelement	174
<b>6.</b>	<b>Temperatur-Regelschaltungen</b>	<b>176</b>
6.1.	Einfacher Thermoschalter	176
6.2.	Elektronische Steuerung für Klimaanlage	178
6.3.	Regelschaltung für Wohnraum-Heizung	180
6.4.	Temperaturregelschaltung für Flüssigkeiten	182
6.5.	Temperaturregelschaltung mit Thyristor-Tetrode	184
6.6.	Temperaturüberwachung mit Kaltleitern	185
<b>7.</b>	<b>Steuer- und Regelschaltungen</b>	<b>188</b>
7.1.	Trennung von Sprach- und von Musikwiedergabe	188
7.2.	Störungsmeldeanlage	190
7.3.	Spannungssollwert-Schalter	193
7.4.	Impuls-Steuerschaltung	195
7.5.	Impuls-Koppelschaltung	198
7.6.	Dezimalzähler mit Dekodiermatrix	199
<b>8.</b>	<b>Motor-Steuerschaltungen</b>	<b>203</b>
8.1.	Elektronische Synchronisier-Schaltung	203
8.2.	Steuern eines Stellmotors mit Fotoelementen	205
8.3.	Steuern der Laufrichtung von Kleinmotoren	205
8.4.	Umsteuern eines Leistungsmotors	208
8.5.	Umsteuern von Kleinstmotoren mit NF-Signalen	211
<b>9.</b>	<b>Meßverstärker</b>	<b>212</b>
9.1.	Elektronische Drehzahlmeßgeräte für Kraftfahrzeuge	212
9.2.	Flüssigkeitsstandanzeige mit Kaltleitern	215
9.3.	Leckanzeigergerät	218
9.4.	Tanküberfüllsicherung mit Kaltleitern	220
9.5.	Gleichspannungsmeßverstärker mit Transistor-Chopper	223
9.6.	Indikator für Widerstandsänderung	227
9.7.	Hochempfindliche Brückenverstärker	227
9.8.	Wechselspannungs-Brückenverstärker	231
<b>10.</b>	<b>Schaltungen mit Hallgeneratoren und Feldplatten</b>	<b>235</b>
10.1.	Hallspannungsverstärker	236
10.2.	Chopper mit Feldplatten	237
<b>11.</b>	<b>Geregelte Netzgeräte</b>	<b>240</b>
11.1.	Spannungskonstantgerät für 30 V / 0,35 A	241

11.2.	Spannungskonstantgerät für 32 V / 1,3 A mit elektronischer Sicherung	241
11.3.	Geregeltes Netzgerät 0,5 V bis 30 V, 0 bis 100 mA	243
11.4.	Geregeltes Netzgerät 60 V / 1 A	245
11.5.	Netzgerät für Kleinmotoren	248
11.6.	Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 31 V / 3,3 A	250
11.7.	Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 6 V / 0,6 A	253
11.8.	Einfaches Stromregelgerät	255
11.9.	Automatisches Ladegerät für Nickel-Cadmium-Zellen	256
11.10.	Ladegerät mit Batterieüberwachung	258
11.11.	Referenzspannungsquelle 10 V / 100 mA	258
12.	Hochfrequenz-Schaltungen	262
12.1.	Leitungs- und Fehler-Suchgerät	262
12.2.	Quarz-Oszillatoren mit Transistoren	265
12.3.	Drahtloses Mikrofon	268
12.4.	Transistorrelais mit galvanischer Trennung von Ein- und Ausgangskreis	270
12.5.	Rauscharmer UHF-Antennenverstärker	272
12.6.	Nichtneutralisierter ZF-Verstärker 36,4 MHz mit 2 × AFY 16 und AFY 37	274
13.	Rundfunkschaltungen	278
13.1.	UKW-Tuner mit Diodenabstimmung	279
13.2.	Aufwärtsgeregelter AM-ZF-Verstärker	283
13.3.	AM/FM-ZF-Verstärker ohne Neutralisation	286
13.4.	Hochwertiger FM-ZF-Verstärker	287
13.5.	Stereo-Decoder	292
13.6.	Stereo-Decoder mit Silizium-Transistoren	296
13.7.	UHF-Tuner mit automatischer Nachstimmung	300
13.8.	Rauscharmer UHF-Tuner mit Mesa-Transistor	304
13.9.	Elektronisch abstimmbarer VHF-Tuner	306
13.10.	Vollelektronischer VHF-Tuner	309
13.11.	Bild-ZF-Verstärker mit Mesa-Transistoren AF 200, AF 201 und Af 202	314
13.12.	Bild-ZF-Verstärker mit Silizium-Transistoren	318
13.13.	Einstufiger Videoverstärker	320
13.14.	Zweistufiger Videoverstärker	322
13.15.	Farbvideoschaltung nach dem RGB-Konzept	325
13.16.	Vertikalablenkung für 110°-Bildröhre	328
14.	Stichwortverzeichnis	331

# 1. Halbleiterbauelemente

## 1.1. Integrierte Halbleiterschaltungen

Bei Anwendung der Planartechnik können auf einem Silizium-Plättchen außer Transistoren auch Dioden, Kondensatoren und Widerstände hergestellt werden. Dadurch ist es möglich, ganze Schaltungen auf einem einheitlichen Grundmaterial aufzubauen. Solche Halbleiterschaltungen gewinnen nicht nur wegen ihrer Kleinheit zunehmend an Bedeutung, sondern auch wegen ihrer Betriebssicherheit und dem damit möglichen einfacheren Geräteaufbau.

Alle in der Planartechnik hergestellten Bauelemente entstehen durch Eindiffundieren bestimmter Stoffe in das Grundmaterial Silizium. Die Fläche dieser Zonen wird durch eine Oxyd-Maskierung begrenzt. Dazu geht man von einer Siliziumscheibe aus, die an der Oberfläche eine Schicht aus Silizium-Dioxyd ( $\text{SiO}_2$ ) hat. Dieses Oxyd ist sehr stabil (Quarz) und verhindert das Eindringen der meisten für die Diffusionsprozesse verwendeten Dotierungsstoffe. Durch ein fotolithographisches Verfahren werden Fenster in diese Oxydhaut geätzt, durch die die Dotierungsstoffe eindringen können.

Ein Widerstand wird in der Planartechnik z. B. dadurch hergestellt, daß man durch ein Fenster bestimmter Geometrie einen solchen Dotierungsstoff einwirken läßt, der eine andere Leitfähigkeits-Charakteristik erzeugt als das Grundmaterial hat. Da als Grundmaterial meist n-leitendes Silizium verwendet wird, nimmt man einen dreiwertigen Dotierungsstoff, z. B. Bor, zur Herstellung einer p-leitenden Zone (Bild 1.1 a). Um die Oberfläche dieser Zone zu schützen und rein zu halten, wird sie durch eine Oxydschicht abgedeckt. Nur an den beiden Enden der Zone werden zum Anbringen der Kontakte zwei neue Fenster geätzt. Der Wert dieses Widerstandes ist abhängig von der Fläche und dem Querschnitt der dotierten Zone sowie vom Dotierungsgrad. Der Widerstand ist gegen das umgebende Grundmaterial durch einen pn-Übergang abgegrenzt. Deshalb sind keine parasitären Ströme durch dieses Grundmaterial möglich, weil ein gesperrter pn-Übergang entweder den Austritt aus der Widerstandszone oder den Wiedereintritt des Stromes in diese Zone verhindert, wie die strichlierte Linie in Bild 1.1 a aussagt. An den Widerstand kann also Spannung beliebiger Polarität gelegt werden. Außerdem können nebeneinander mehrere Widerstände angeordnet werden, ohne daß diese sich wesentlich gegenseitig beeinflussen. Aus technologischen Gründen kann man nicht beliebige Widerstandswerte auf diese Weise herstellen. Vernünftige Grenzwerte sind 50

Ohm bzw. 50 kOhm. Die Toleranzen dieser Widerstände sind verhältnismäßig hoch; die relative Streuung mehrerer Widerstände auf einer Scheibe ist jedoch sehr gering, weshalb z. B. sehr genaue Spannungsteiler verwirklicht werden können.

Nach dem beschriebenen Verfahren kann auch eine Diode hergestellt werden, wobei der eine Pol durch die eindiffundierte Zone und der andere

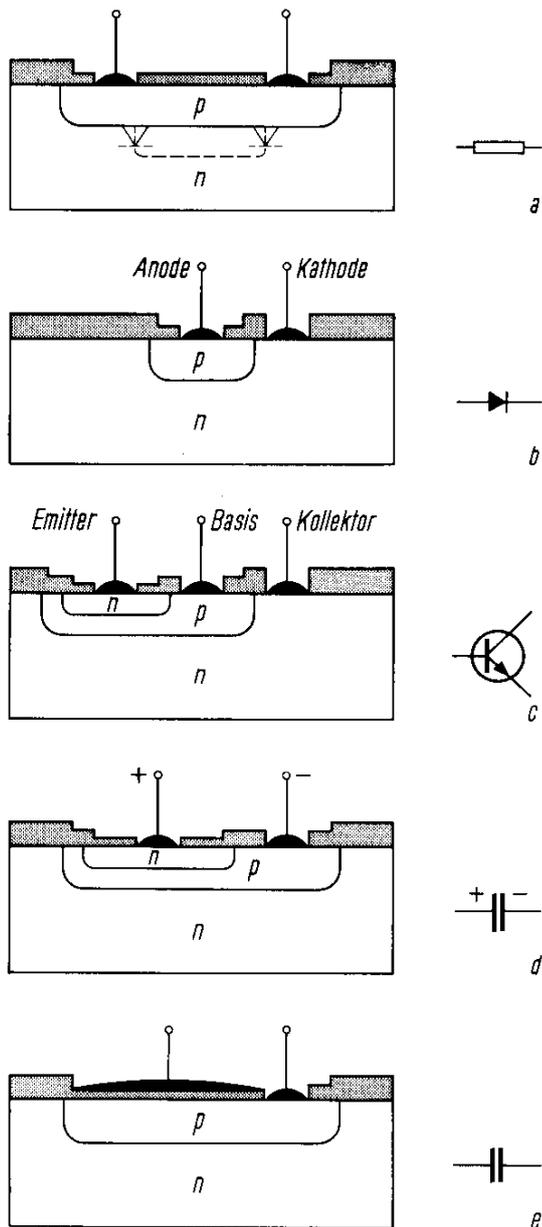


Bild 1.1.

Herstellung von Widerständen, Dioden, Transistoren und Kondensatoren in Plantechnik für Integrierte Halbleiterschaltungen

durch das Grundmaterial gebildet wird (Bild 1.1 b). Alle Kontakte werden von oben angebracht, weshalb auch für die Kontaktierung des Grundmaterials ein Fenster in die Oxydschicht geätzt wird.

Die Herstellung eines Transistors geht wie bei den Planar-Transistoren vor sich. Es sind insgesamt zwei Diffusionen — nacheinander durch verschiedene Fenster in der Oxydschicht — erforderlich; eine für die Basis und eine weitere für den Emitter. Der Kollektor wird durch das Grundmaterial gebildet (Bild 1.1 c).

Für Kondensatoren gibt es in dieser Technik zwei Möglichkeiten: entweder man benützt die Kapazität eines gesperrten pn-Überganges (Bild 1.1 d) — also eine Diode — oder man dampft auf die Oxydschicht eine Metallschicht auf und verwendet auf diese Weise das Oxyd als Dielektrikum (Bild 1.1 e). Bei dem ersten Kondensatortyp ist die Kapazität stark spannungsabhängig und es tritt ein Verluststrom (Sperrstrom) auf. Dafür können auf kleiner Fläche verhältnismäßig große Kapazitätswerte — bis  $1700 \text{ pF/mm}^2$  — erreicht werden, weil die als Dielektrikum wirkende Sperrschicht sehr dünn ist (Sperrschichtkondensator). Es handelt sich hier allerdings um gepolte Kondensatoren.

Beim zweiten Typ treten weder Spannungsabhängigkeit noch Verluststrom in Erscheinung, es können jedoch nur sehr kleine Kapazitätswerte (ungepolt) verwirklicht werden. Je Flächeneinheit ( $\text{mm}^2$ ) ist eine Kapazität von  $550 \text{ pF}$  erreichbar; der sinnvolle Maximalwert liegt bei  $100 \text{ pF}$ , weil zu großflächige Kondensatoren die Wirtschaftlichkeit der Halbleiterschaltungen herabsetzen.

Induktivitäten können in dieser Technik nicht hergestellt werden, zumindest nicht solche mit ausreichend großen Werten. Durch geeignetes Aneinanderfügen der in der Abb. 1.1 dargestellten Bauelemente können jedoch bereits sehr viele elektronische Schaltungen verwirklicht werden. Etwas umfangreichere Schaltungen lassen sich allerdings nicht mehr auf ein und demselben Grundkörper aufbauen, weil sonst alle Bauelemente mindestens einen Anschluß gemeinsam haben müßten. Deshalb ordnet man passende Gruppen der Bauelemente in voneinander isolierten Zonen, den sogenannten Wannan an. Die bekanntesten Möglichkeiten für die Herstellung dieser Wannan sind in Bild 1.2 zusammengefaßt.

Bei einer p-Diffusion in n-leitendem Silizium von unten ganzflächig und von oben durch geeignete Öffnungen in einer Oxydschicht verbleiben n-leitende Wannan (siehe Bild 1.2 a). Diese Wannan sind gegeneinander für Gleichströme isoliert, weil zwischen ihnen zwei entgegengesetzt gepolte pn-Übergänge liegen. Wegen der Kapazität dieser Sperrschichten gibt es allerdings keine vollkommene Wechselstrom-Entkopplung.

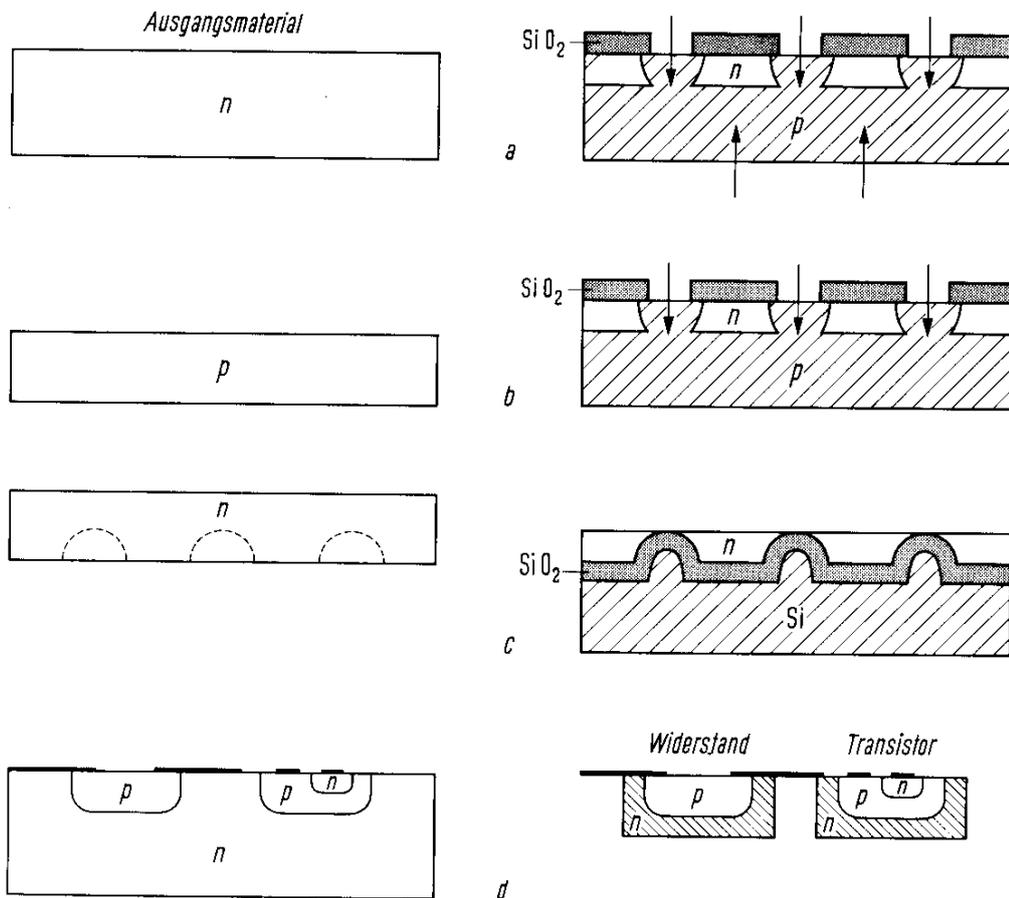


Bild 1.2.

Herstellverfahren für die Isolations-Wannen bei Halbleiterschaltungen: Diffusion (a), p-n-Epitaxie (b), Oxydschichten (c) und beamlead (d). Die Pfeile geben die Diffusionsrichtung an

Bild 1.2 b zeigt eine andere Möglichkeit der Wannenherstellung. Auf p-leitendes Silizium wird durch Epitaxie eine n-leitende Schicht abgeschieden, die anschließend durch einen ähnlichen Diffusionsvorgang von oben wie vorher unterteilt wird.

Eine dritte Möglichkeit (Bild 1.2 c) ergibt eine wesentliche Verringerung der kapazitiven Verkopplung zwischen den Wannen. Dies wird dadurch erreicht, daß die Wannen durch Siliziumoxyd-Schichten voneinander isoliert werden. Dabei geht man so vor: In n-leitendes Silizium werden gitterförmige Gräben geätzt. Dieses Relief wird daraufhin durch eine Dioxidschicht abgedeckt. Auf diese Schicht wird Silizium abgeschieden. Zum Schluß wird das n-leitende Ausgangsmaterial bis zu den Kämmen des eingätzten Gitters abgeschliffen, wodurch n-leitende Wannen zurückbleiben, die allseitig von einer Siliziumdioxidschicht umgeben sind.

Eine noch bessere kapazitive Entkopplung ist mit der „beamlead“-Technik (Bild 1.2d) möglich. Dabei werden alle Bauelemente zunächst auf einem einheitlichen Grundkörper aufgebaut und an der Oberfläche durch dicke Metallbahnen (z. B. aus Aluminium) miteinander verbunden. Danach ätzt man zwischen den einzelnen Bauelementen das überflüssige Silizium weg, so daß diese nur mehr durch die Verbindungsleitungen zusammengehalten bzw. getragen werden. So entstehen zwischen allen Bauelementen verhältnismäßig breite Luftzwischenräume, die eine gute Entkopplung gewährleisten.

Bei der einfachsten Form der integrierten Halbleiterschaltungen macht man sich den Umstand zunutze, daß gleichartige Bauelemente auf der gleichen Scheibe nur eine sehr kleine relative Streuung aufweisen. Dieser bei der Beschreibung der Widerstände bereits genannte Vorteil gilt selbstverständlich auch für alle anderen Bauelemente. Einfache Halbleiterschaltungen enthalten also zwei oder mehrere Dioden oder Transistoren, die als Paare, Quartette usw. eingesetzt werden. Für digitale Anwendungen werden außerdem die verschiedenen Arten von sogenannten Gattern entwickelt.

Bei den für logische Schaltungen verwendeten Gattern (auch Verknüpfungen genannt) unterscheidet man verschiedene Arten. Sie haben die Aufgabe, eine Vielzahl von Informationen zu verarbeiten und das richtige Ergebnis zu liefern. Wenn nur das gleichzeitige Vorhandensein mehrerer gleichartiger Informationen zu einem Ergebnis führt, spricht man von einem UND-Gatter (AND-gate). Wenn bereits eine einzige von mehreren Informationen genügt, nennt man das ein ODER-Gatter (OR-gate). Bei der Verwendung von Transistoren ergibt sich automatisch eine von der Schaltungstechnik her oft erwünschte Invertierung des Signals. Man versteht darunter eine Phasendrehung bzw. eine Umkehrung der Polarität eines Signals. Solche Gatter mit Inverter nennt man dann NAND-Gatter bzw. NOR-Gatter. In ihrer Grundsaltung müssen sich die beiden letztgenannten Gatter-Typen nicht unbedingt unterscheiden. Die verschiedene Funktionsweise kann auch durch ihre geeignete Anordnung in der Gesamtschaltung erreicht werden.

Von der Siemens AG wurde als erste Serie eine Reihe von digitalen Bausteinen in TTL-Technik (Transistor-Transistor-Logik) herausgebracht. Die Eingänge werden in dieser Technik von Transistoren mit mehreren Emittern gebildet. Die Vorteile der TTL-Technik gegenüber den vielen anderen bekannten sind hohe Störsicherheit und hohe Ausgangsbelastbarkeit. Dafür sind der Leistungsverbrauch etwas höher und die Schaltgeschwindigkeit etwas geringer, was aber nur in besonderen Fällen eine Rolle spielt.

Sehr große Bedeutung werden auch die linearen Schaltungen in monolithischer Technik erhalten. In diesem Buch sind daher mehrere Anwendungsbeispiele für die dreistufigen Niederfrequenzverstärker TAA 121 enthalten.

## 1.2. Abschaltbare Thyristor-Tetrode

Unter Thyristor-Tetroden versteht man bistabile, steuerbare Halbleiterschalter. Über die Steuerelektroden  $G_A$  und  $G_K$  kann die Thyristor-Tetrode wahlweise mit Strömen beider Polaritäten ein- und ausgeschaltet werden. Da die benötigten Steuerleistungen klein sind und die beiden stabilen Zustände „Ein“ und „Aus“ ohne zusätzliche Steuerleistung beibehalten werden, eignet sich die Thyristor-Tetrode besonders für digitale Schaltungen, z. B. in Speichern, Registern und Zähleinrichtungen, in Impulsgeneratoren, in Kontroll- und Verzögerungsschaltungen. Die große Schaltgeschwindigkeit läßt hohe Taktfrequenzen zu. Oft kann eine Thyristor-Tetrode mehrere aktive und passive Bauelemente ersetzen.

Eine Thyristor-Tetrode besteht aus vier unterschiedlich dotierten Halbleiterschichten (Bild 1.3). Um sich die Wirkungsweise zu veranschaulichen, kann man die Thyristor-Tetrode als Zusammenschaltung eines npn- und eines pnp-Transistors auffassen (Bild 1.4).

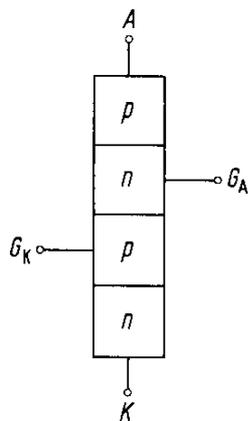


Bild 1.3.

Aufbau der Thyristor-Tetrode

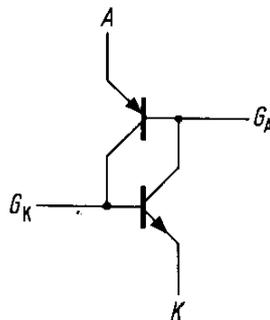


Bild 1.4.

Zur Wirkungsweise der Thyristor-Tetrode

In Sperrichtung ( $-U_{AK}$ ) verläuft der Strom wie bei einer normalen Diode. In Flußrichtung gepolt, weist die Thyristor-Tetrode zwei stabile und einen instabilen Bereich auf. Bei Spannungen zwischen Anode und Kathode, die kleiner als die Schaltspannung  $U_{AKS}$  sind, kann die Thyristor-Tetrode ohne Toransteuerung nicht zünden (Blockierbereich). Bei  $U_{AK} > U_{AKS}$  wird die

Anoden-Kathodenstrecke niederohmig (Durchlaßbereich) und der durch die Thyristor-Tetrode fließende Strom ist nur über den äußeren Widerstand begrenzt. Der Vierschichter bleibt eingeschaltet, solange der Anodenstrom größer als  $I_{AH}$  ist. Der Punkt, an welchem die Thyristor-Tetrode vom Blockierbereich über den instabilen Bereich mit negativem Widerstand in den Durchlaßbereich übergeht, wird durch die Stromverstärkung der beiden Transistoren in Abb. 1.4 bestimmt. Der Übergang erfolgt bei  $B_{npn} \cdot B_{pnp} = 1$ . Die Größe  $U_{AKS}$  ist exemplarabhängig und kann durch Ströme über die Steuerelektroden  $G_K$  und  $G_A$  beeinflusst werden, da die Stromverstärkungen  $B_{npn}$  und  $B_{pnp}$  stromabhängig sind. Die Kurven in Bild 1.5 zeigen, wie  $U_{AKS}$

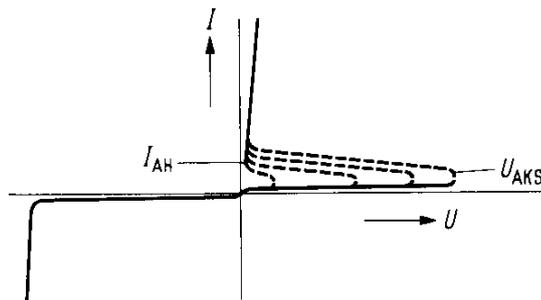


Bild 1.5.

Abhängigkeit der Größe  $U_{AKS}$  vom Torstrom

mit größer werdenden Torströmen auf kleinere Spannungen zurückgeht. Die Thyristor-Tetrode läßt sich auch bei Anodenströmen, die größer als der Haltestrom  $I_{AH}$  sind, durch Toransteuerung abschalten. Thyristor-Tetroden mit  $B_{npn} > B_{pnp}$  können über das Kathodentor mit kleineren Strömen gesteuert werden als über das Anodentor, z. B. BRY 20. Wird die Spannung zwischen Anode und Kathode bei ausgeschalteter Thyristor-Tetrode plötzlich erhöht, so kann der durch den steilen Spannungsanstieg an der mittleren Sperrschichtkapazität erzeugte Verschiebungsstrom bewirken, daß die Thyristor-Tetrode ohne Toransteuerung unterhalb der Schaltspannung  $U_{AKS}$  zündet. Diese als Rate-Effekt bekannte Erscheinung kann unterdrückt werden, wenn man vor dem Anlegen von  $U_{AK}$  das Anodengitter  $G_A$  positiv, d. h. in Sperrichtung, vorspannt.

### 1.3. Feldplatten

Als Feldplatten bezeichnet man magnetisch steuerbare Halbleiterwiderstände aus Indiumantimonid. Bringt man sie in ein Magnetfeld, so nimmt ihr Widerstand zu. Dies gilt für beide Polaritäten des Feldes. Für jedes ein-

gestellte Magnetfeld besteht Linearität zwischen Strom und Spannung, d. h. die Feldplatte ist ein ohmscher Widerstand. Die Ursache für diese Widerstandsänderung im Magnetfeld ist in Bild 1.6 schematisch erläutert. Der Halbleiter hat im Innern metallisch leitende Bezirke, in Bild 1.6 durch von oben nach unten verlaufende Streifen gekennzeichnet. Die Abstände der Bezirke liegen je nach Ausführung bei einigen Tausendstel bis zu einigen Zehnteln eines Millimeters. Legt man ohne Magnetfeld eine Spannung in der in Bild 1.6a angegebenen Weise an den Halbleiter, so laufen die Strombahnen in Richtung der Pfeile von links nach rechts, gerade so, als ob der Halbleiter die metallischen Einschlüsse nicht besäße. Schaltet man jedoch senkrecht zur Zeichenebene ein Magnetfeld ein, so erhält man ein ganz anderes Bild: die Strombahnen sind gegenüber der Richtung ohne Magnetfeld um den Hallwinkel gedreht (Bild 1.6b); dieser beträgt in einem Feld von 10000 Gauß etwa  $80^\circ$ . Durch die „Umlenkung“ der Strombahnen erhöht sich der Widerstand des Halbleiters.

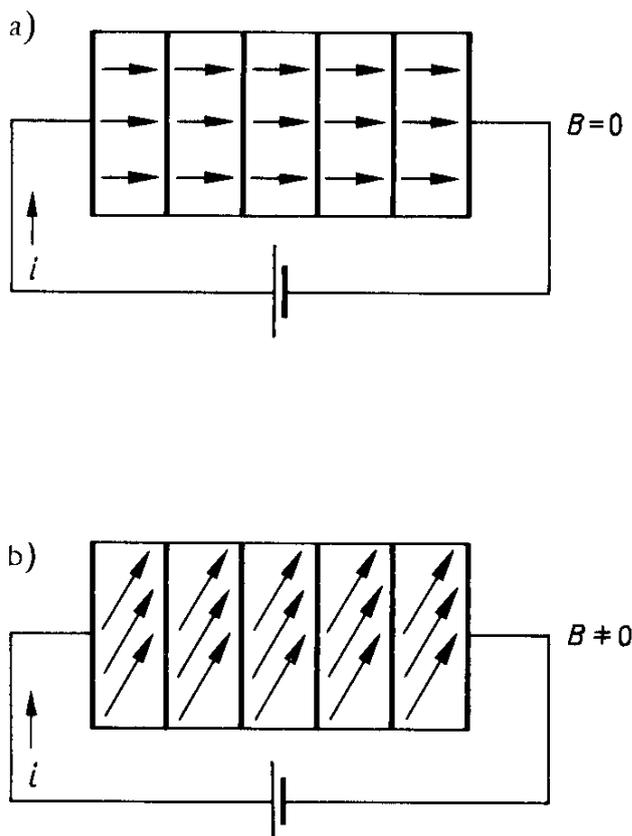


Bild 1.6.

Schematische Darstellung des Verlaufs in einer Feldplatte.

Oben ohne Magnetfeld, unten im Magnetfeld senkrecht zur Zeichenebene

Der grundsätzliche Aufbau einer Feldplatte ist in Bild 1.7 dargestellt. Auf einem isolierenden Träger von etwa 0,5 mm Dicke befindet sich die etwa 20  $\mu\text{m}$  dicke Schicht des Halbleitermaterials in Mäanderform mit den beiden Zuleitungen. Die metallisch leitenden Einschlüsse sind wegen ihrer Kleinheit in Bild 1.7 nicht eingezeichnet. Bei dieser Bauform besteht die Möglichkeit, durch Änderung von Anzahl, Länge, Breite und Dicke der einzelnen Stege des Mäanders, sowie Auswahl des Werkstoffs, den Widerstand ohne Magnetfeld in weiten Grenzen zwischen einigen Ohm und mehreren Kiloohm zu variieren.

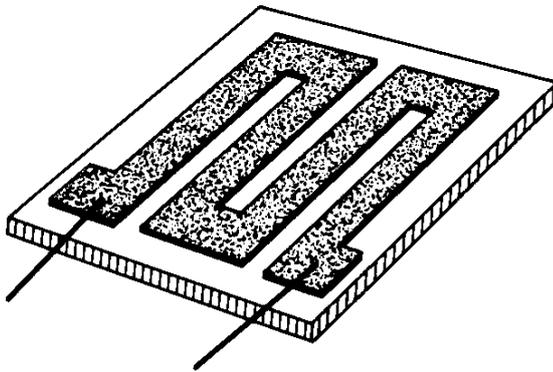


Bild 1.7.

Grundsätzlicher Aufbau einer Feldplatte

In Bild 1.8 sind die Kennlinien der für Feldplatten verwendeten Werkstoffe bei 25 °C wiedergegeben. Der Widerstand  $R_B$  im Magnetfeld, bezogen auf den Widerstand  $R_0$  ohne Magnetfeld, ist in Magnetfeldern unterhalb 3 kG quadratisch von der magnetischen Induktion  $B$  abhängig. In stärkeren Feldern wird die Abhängigkeit der Größe  $B$  allmählich linear. Bei geeignetem Material gilt die Linearität bis zu Feldern oberhalb 100 kG. In Bild 1.8 sind die verschiedenen Werkstoffe durch Buchstaben an den Kurven gekennzeichnet. Sie unterscheiden sich durch die Abhängigkeit ihres Widerstandes von der magnetischen Induktion sowie von der Temperatur. In einem Feld von 10 kG steigt für die Werkstoffe D, L, M, P und T der Widerstand auf den 6 bis 18fachen Wert. Die in Bild 1.8 angegebene mittlere Abhängigkeit des Verhältnisses  $R_B/R_0$  von der magnetischen Induktion  $B$  gilt bei geeigneter Form des Halbleiters bis zu Frequenzen im GHz-Bereich.

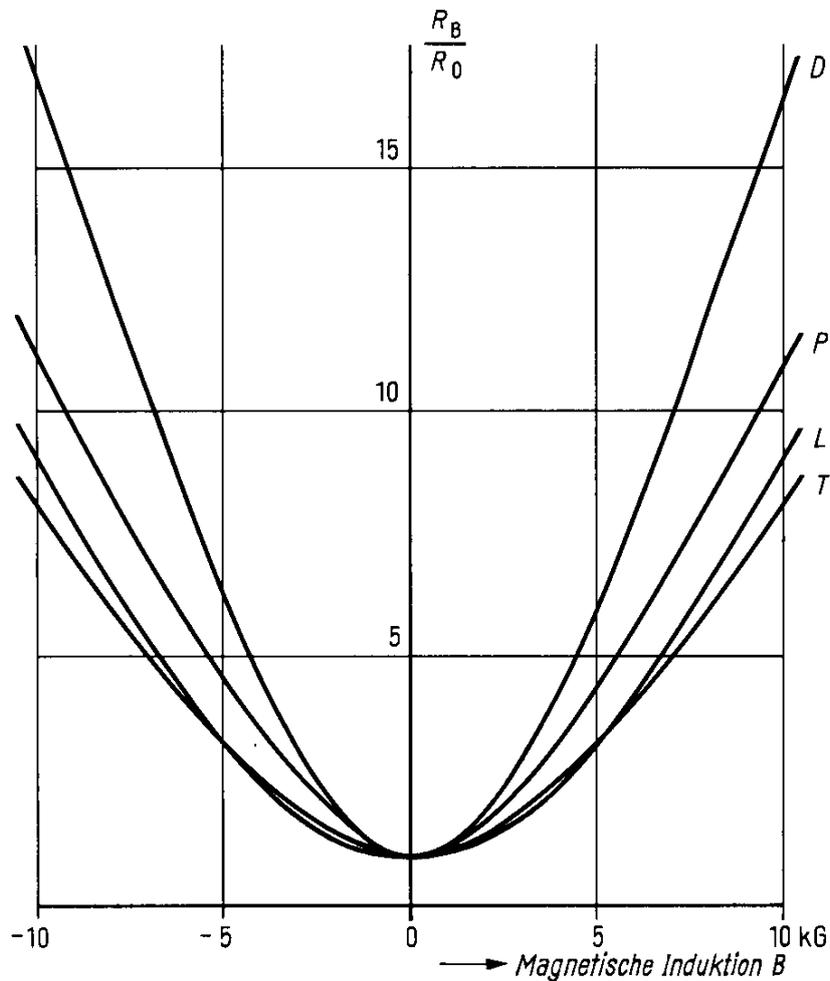


Bild 1.8.

Widerstandsverhältnis  $R_B/R_0$  in Abhängigkeit von der magnetischen Induktion  $B$  bei den verschiedenen Halbleiterwerkstoffen

Die Feldplatten sind als Sonden für die Messung und Steuerung von Magnetfeldern bis herab zu Temperaturen von 60 °C verwendbar. Mit der Doppelsonde FP 32 L 10 lassen sich z. B. Feldgradienten, mit der Sonde FP 15 M 20 Axialfelder in Spulen mit Innendurchmessern bis herab zu 1,6 mm auch bei 4,2°K (flüssiges Helium) erfassen. Vor allem lassen sich Feldplatten als kontakt- und stufenlos steuerbare Widerstände einsetzen; sie werden entweder mit einem Permanentmagneten, dessen Lage relativ zum Halbleiter verändert wird, oder über den Strom eines Elektromagneten gesteuert, in dessen Luftspalt der Halbleiter liegt. Da es sich bei Feldplatten um Zweipole handelt und ihre Widerstände bei den aufgeführten Typen ohne Magnetfeld zwischen 10 und 500 Ohm liegen, lassen sie sich leicht in herkömmliche Schaltungen einfügen.

## 2. NF-Verstärker

Bei den NF-Verstärkern mit Transistoren setzen sich Schaltungen ohne Übertrager immer mehr durch. Während bei Röhrenschaltungen solche Lösungen wegen der erforderlichen hohen Arbeitswiderstände nicht ohne weiteres möglich sind, erlauben Transistorschaltungen die Verwendung von Lautsprechern mit üblichen Widerstandswerten.

Das Wegfallen der Übertrager bringt große Vorteile mit sich. Sie bestimmen im wesentlichen die Größe des gesamten NF-Verstärkers und machen den mechanischen Aufbau schwierig, weil sie kaum, höchstens bei sehr kleinen Leistungen, unmittelbar auf der gedruckten Schaltung untergebracht werden können.

Übertrager bestimmen auch normalerweise den Frequenzgang der Verstärker, wobei die untere Grenzfrequenz durch die Induktivität der Übertragerwicklungen und die obere Grenzfrequenz durch deren Streuinduktivität festgelegt wird. Will man eine niedrigere untere Grenzfrequenz erreichen, so muß man verhältnismäßig große Übertrager verwenden. Bei eisenlosen Stufen wird die untere Grenzfrequenz nur durch die Größe der Koppelkondensatoren bestimmt. Die obere Grenzfrequenz ist von den Eigenschaften der verwendeten Transistoren abhängig. Mit modernen NF-Endstufen-Transistoren kann eine lineare Verstärkung bis über die obere Grenze des Hörbereichs erzielt werden. Bei den NF-Verstärkern gewinnen Komplementärstufen immer mehr an Bedeutung. Gemeint sind damit eisenlose Endstufen, die mit Komplementärtransistoren, also einem pnp- und einem gleichartigen npn-Transistor, bestückt sind. Es stehen jetzt insgesamt drei solche Transistorpaare zur Verfügung, und zwar das Paar AC 127/AC 152 für eine Ausgangsleistung bis 1 W, das Paar AC 176/AC 153 für 2,5 W und das Paar AD 161/AD 162 für Ausgangsleistungen bis 5 W, eventuell auch 10 W (Musikleistung).

Für noch höhere Ausgangsleistungen hat sich die Ansteuerung der beiden pnp-Endstufentransistoren mit einem Komplementärtreiber bewährt. Die Phase wird dabei bereits in der Treiberstufe gedreht, und die Endstufe wird mit zwei gegenphasigen Spannungen angesteuert.

Für Hi-Fi-Endstufen reichen die herkömmlichen Germanium-Legierungstransistoren oft nicht aus, weil deren Grenzfrequenz zu niedrig ist. Es tritt bei Frequenzen im oberen Drittel des hörbaren Bereichs durch Phasendrehung eine stärkere Belastung der Transistoren auf, die die erreichbare Ausgangsleistung bei höheren Frequenzen begrenzt. Dabei wird auch der Klirrfaktor größer.

Eine wesentliche Verbesserung ist mit diffundierten Transistoren, z. B. den neuen Typen AD 166 und AD 167, erreichbar. Durch die höhere Grenzfrequenz dieser Transistoren verlagern sich die obengenannten Schwierigkeiten zu Frequenzen, die oberhalb des hörbaren Bereichs liegen. Auch bei diesen Transistoren muß die übertragene Leistung bei hohen Frequenzen, z. B. über 30 kHz, begrenzt werden, um eine Überlastung der Transistoren zu vermeiden.

Die bekannten Vorteile von Si-Planar-Transistoren auf dem Niederfrequenzgebiet, wie kleines NF-Rauschen — hohe Stromverstärkung — kleine Restströme, haben dazu geführt, daß in den NF-Vorstufen immer mehr solche Transistoren eingesetzt werden. In vielen Beispielen erprobter Niederfrequenzverstärker ist diese Tendenz berücksichtigt. Es werden in den Vorstufen die Universal-Typen BC 107, BC 108 und BC 109 angegeben.

Selbstverständlich können an diesen Stellen auch die elektrisch äquivalenten Plastik-Typen BC 147, BC 148 und BC 149 verwendet werden. Das gleiche gilt für die Transistoren im kleineren Plastik-Gehäuse BC 167, BC 168 und BC 169. Jeweils die letzte Stelle der dreistelligen Seriennummer gibt die Zusammengehörigkeit der Typen an, dem Metall-Typ BC 107 entsprechen also die Plastik-Typen BC 147 und BC 167 usw.

Die hohe Stromverstärkung und die für NF-Anwendungen sehr hohe Grenzfrequenz dieser Transistoren macht teilweise eine besondere Schaltungstechnik erforderlich, um unerwünschte Schwingungen zu vermeiden. Darauf wird bei der Behandlung der einzelnen Schaltungen noch näher eingegangen.

Für NF-Vorverstärker eignen sich besonders gut die NF-Verstärkerbausteine in integrierter Schaltungstechnik TAA 111, TAA 121 und TAA 131. Neben dem mit diesen Verstärkern sehr einfachen Schaltungsaufbau bieten sie noch als besonderen Vorteil eine weitgehend temperaturunabhängige Verstärkung. Die Spannungsverstärkung des Verstärkers TAA 121 ändert sich in einem Temperaturbereich von  $-30$  bis  $+125$  °C im Mittel nur zwischen 64 und 68 dB. Diese geringe Temperaturabhängigkeit der Verstärkung erklärt sich aus einer inneren Kompensation, die auf ein Zusammenwirken der temperaturabhängigen Kollektorwiderstände mit den ebenfalls temperaturabhängigen Emitter-Basis-Spannungen der folgenden Transistoren zurückzuführen ist.

Mit einem solchen Verstärker kann eine Endstufe für eine Ausgangsleistung von etwa 1,5 W angesteuert werden, wie das Beispiel 2.6 zeigt.

## 2.1. Ansteigen der Kollektor-Verlustleistung bei höheren Frequenzen

Das geschilderte Ansteigen der Verlustleistung beim Betrieb der Transistoren bei höheren Frequenzen ist abhängig von der Art der Belastung, der Basis-Emitter-Kapazität der Transistoren und von der Schaltung selbst.

Das Bild 2.1 zeigt die Arbeitsgeraden eines NF-Verstärkers mit ohmscher Last (a), mit komplexer Last (b) und mit reiner Blindlast (c). Der Fall (c) wird in der Praxis wohl kaum auftreten, wohingegen der Fall (b) in NF-Verstärkern sehr häufig ist, weil als Last ein Lautsprecher (Induktivität) verwendet wird. Der Arbeitspunkt bewegt sich bei Aussteuerung entlang einer Ellipse, wobei gleichzeitig hoher Strom und hohe Spannung am Transistor auftreten, also die Verlustleistung periodisch sehr hohe Werte erreicht.

Der Einfluß der ebenfalls als schädlich erkannten Emitter-Basis-Kapazität kann so erklärt werden: beim durchgeschalteten Transistor ist diese Kapazität geladen. Zum Abschalten des Transistors muß sie entladen werden, was um so mehr Zeit in Anspruch nimmt, je größer sie ist und je größer der Wert des Widerstandes ist, über den die Entladung erfolgt. Während der Entladung kann über den Transistor noch ein hoher Kollektorstrom fließen bei gleichzeitig ansteigender Spannung. Dieser Spannungsanstieg wird in Schaltungen mit Übertragern durch die Transformation in den Übertragerwicklungen und in eisenlosen Gegentaktstufen durch das Durchschalten des anderen Transistors erzwungen.

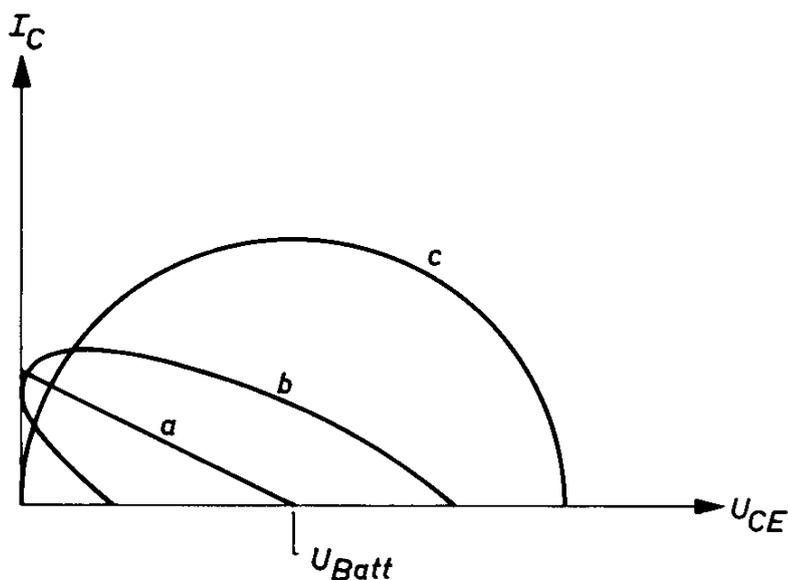


Bild 2.1.

Arbeitskennlinien eines NF-Verstärkers, abhängig von der Art der Last

Wenn höhere Frequenzen, z. B. Frequenzen über 10 kHz, noch mit großer Leistung übertragen werden sollen, müssen also Transistoren mit kleiner Basis-Emitter-Kapazität verwendet werden. Die Transistoren AD 166 und AD 167 erfüllen diese Bedingung. Eine Verbesserung des Frequenzverhaltens kann stets auch durch eine niederohmige Ansteuerung erreicht werden.

## 2.2. Phono-Verstärker für Kopfhörerbetrieb

Das von einem Kristall-Tonabnehmer abgegebene Signal kann mit einfachen Verstärkern ausreichend angehoben werden, um dynamische Kopfhörer auszusteuern. Die Wiedergabe über Kopfhörer ist seit Einführung der

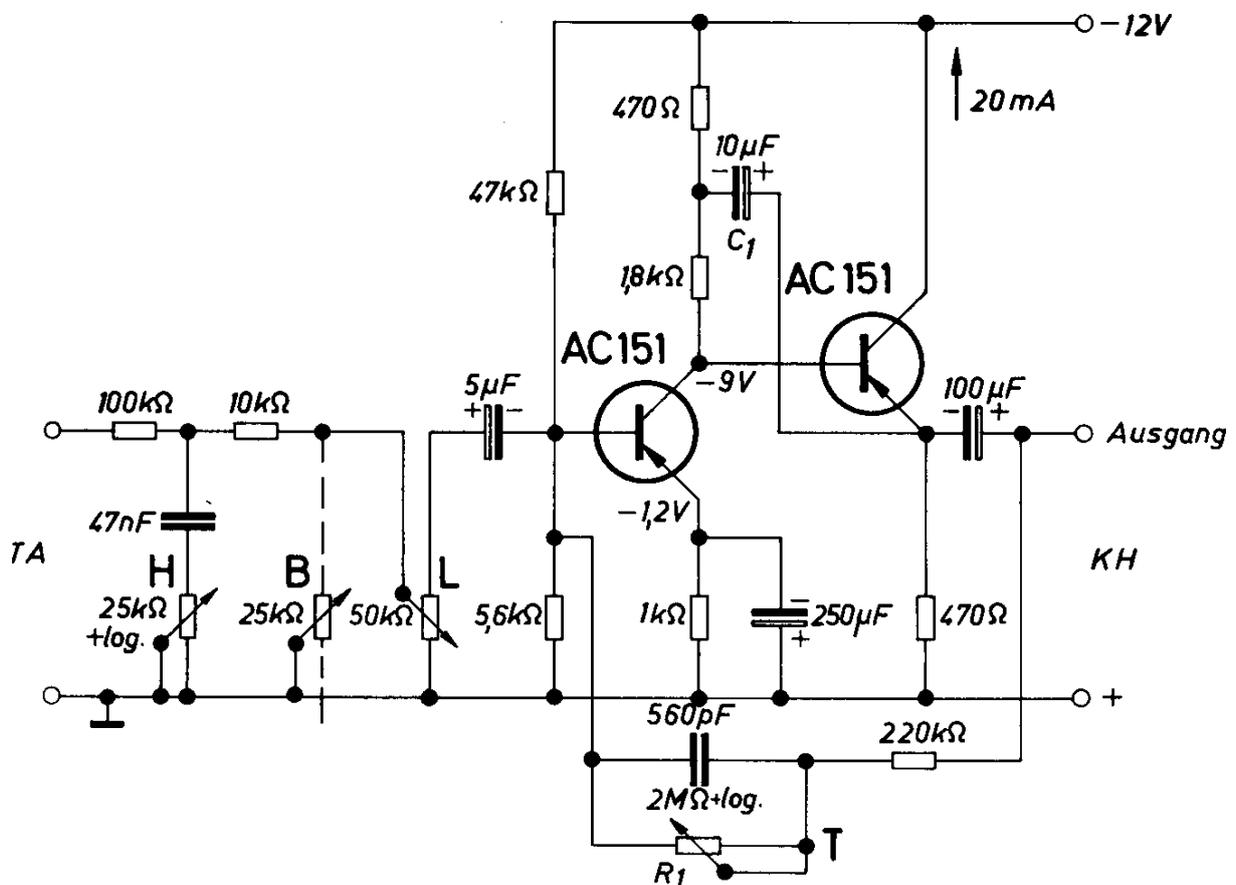


Bild 2.2.

Phono-Verstärker für Kopfhörerbetrieb

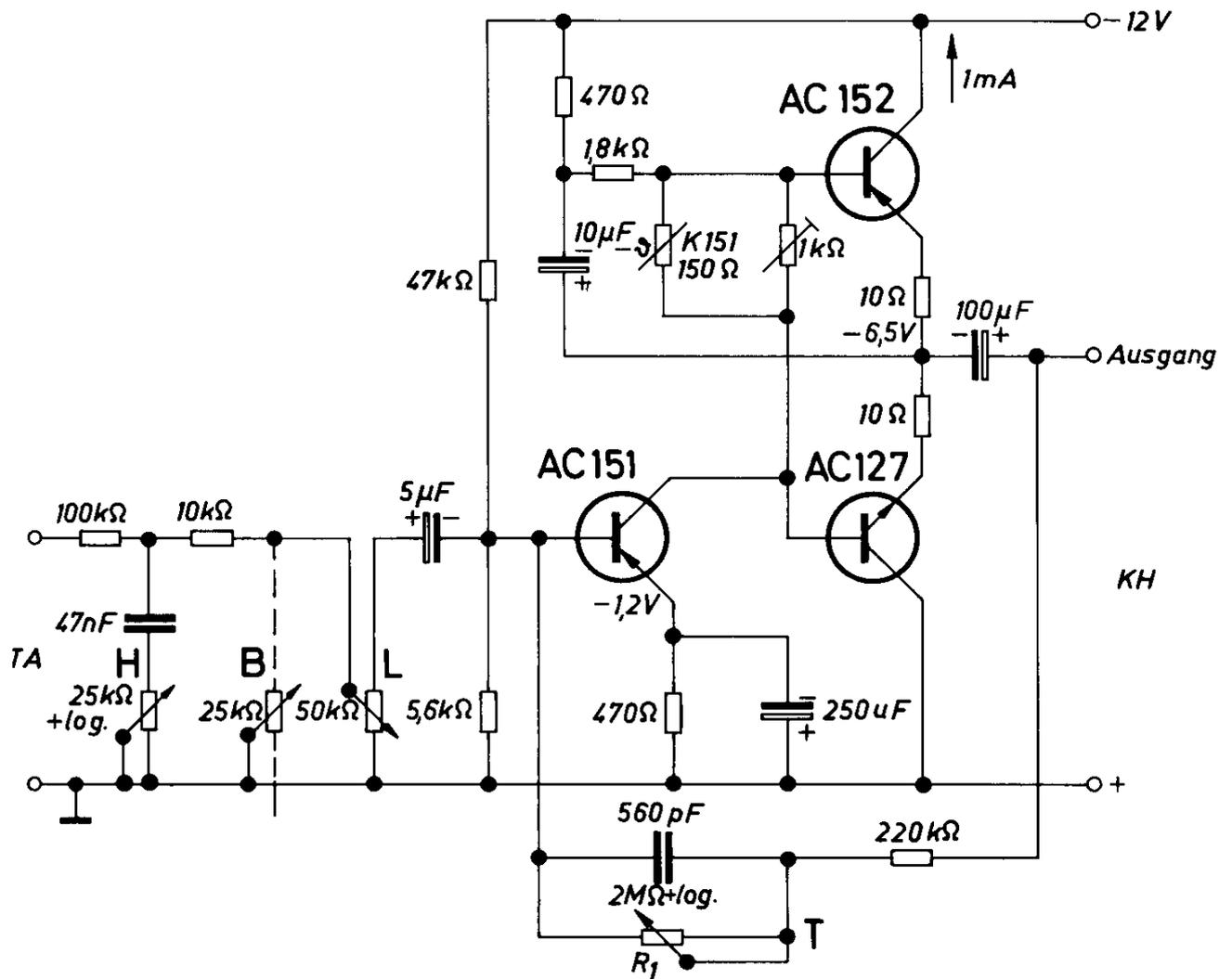


Bild 2.3.

Phono-Verstärker mit Gegentaktendstufe

Stereophonie keinesfalls mehr auf einfache Abhöranlagen beschränkt. Weil mit Kopfhörern ein Stereophonie-Effekt empfunden werden kann, gewinnt diese Form der Wiedergabe auch bei Heimgeräten an Bedeutung.

Das Bild 2.2 zeigt eine zweistufige Verstärkerschaltung, die für diese Anwendung gut geeignet ist. Ein Frequenzkorrekturglied und der Lautstärkeregler sind im Eingang angeordnet, ebenso der Balanceregler für stereophonen Betrieb, für den dieser Verstärker zweimal vorgesehen werden muß. Die frequenzabhängige Gegenkopplung ermöglicht eine Tiefenanhebung bis 12 dB (bei 100 Hz); sie ist mittels des Potentiometers  $R_1$  einstellbar.

Die hier verwendete Kollektorschaltung ergibt kleinen Ausgangswiderstand und eine gute Anpassung an den bei dynamischen Kopfhörern üblichen Widerstand von 50 bis 400  $\Omega$ . Dadurch wird ein kleiner Klirrfaktor erzielt.

Der hohe Eingangswiderstand der Endstufe in Kollektorschaltung belastet die Vorverstärkerstufe nur gering, wodurch in dieser eine hohe Spannungsverstärkung erreicht wird. Diese Verstärkung wird noch erhöht durch eine Entkopplung des Lastwiderstandes mit dem Kondensator  $C_1$ . Damit liegt der Lastwiderstand der Vorstufe nur parallel zur Basis-Emitterstrecke der Endstufe, so daß deren Eingangswiderstand nicht herabgesetzt wird.

Um den für die Anpassung an den Kristall-Tonabnehmer erforderlichen hohen Eingangswiderstand zu erzielen, sind Vorwiderstände angeordnet, die die Spannungsverstärkung der gesamten Anordnung stark verringern. Der Verstärker wirkt deshalb mehr als Impedanzwandler. Bei der Verwendung von hochverstärkenden Transistoren erreicht man eine Spannungsverstärkung um den Faktor 1 bis 2.

In der Schaltung nach Bild 2.3 ist die Endstufe im Gegentakt-Betrieb geschaltet. Der kleine Ruhestrom dieser Anordnung macht sie besonders für Koffer- bzw. Batteriebetrieb geeignet.

<i>Technische Daten</i>	Bild 2.2.	Bild 2.3.
Batteriespannung	12 V	12 V
Ruhestrom	20 mA	3 mA
Max. Laststrom	20 mA	30 mA
Min. Lastwiderstand	50 $\Omega$	50 $\Omega$
Eingangswiderstand	100 k $\Omega$	100 k $\Omega$
Max. Ausgangsleistung	6 bis 10 mW	150 mW
Klirrfaktor	2 ‰	2 ‰
Leerlauf-Spannungsverstärkung	1,2- bis 2 fach	1- bis 1,5 fach
Klangregelbereich 100 Hz	12 dB	12 dB
10 kHz	26 dB	26 dB
Max. Umgebungstemperatur	50 °C	50 °C

### 2.3. Zusatzverstärker für Diktiergeräte

Bei Diktiergeräten werden für die Wiedergabe oft Kopfhörer verwendet. Wie die Schaltung nach Bild 2.4 zeigt, kann jedoch mit einfachen Mitteln ein Zusatzverstärker aufgebaut werden, der den Betrieb eines Lautsprechers ermöglicht.

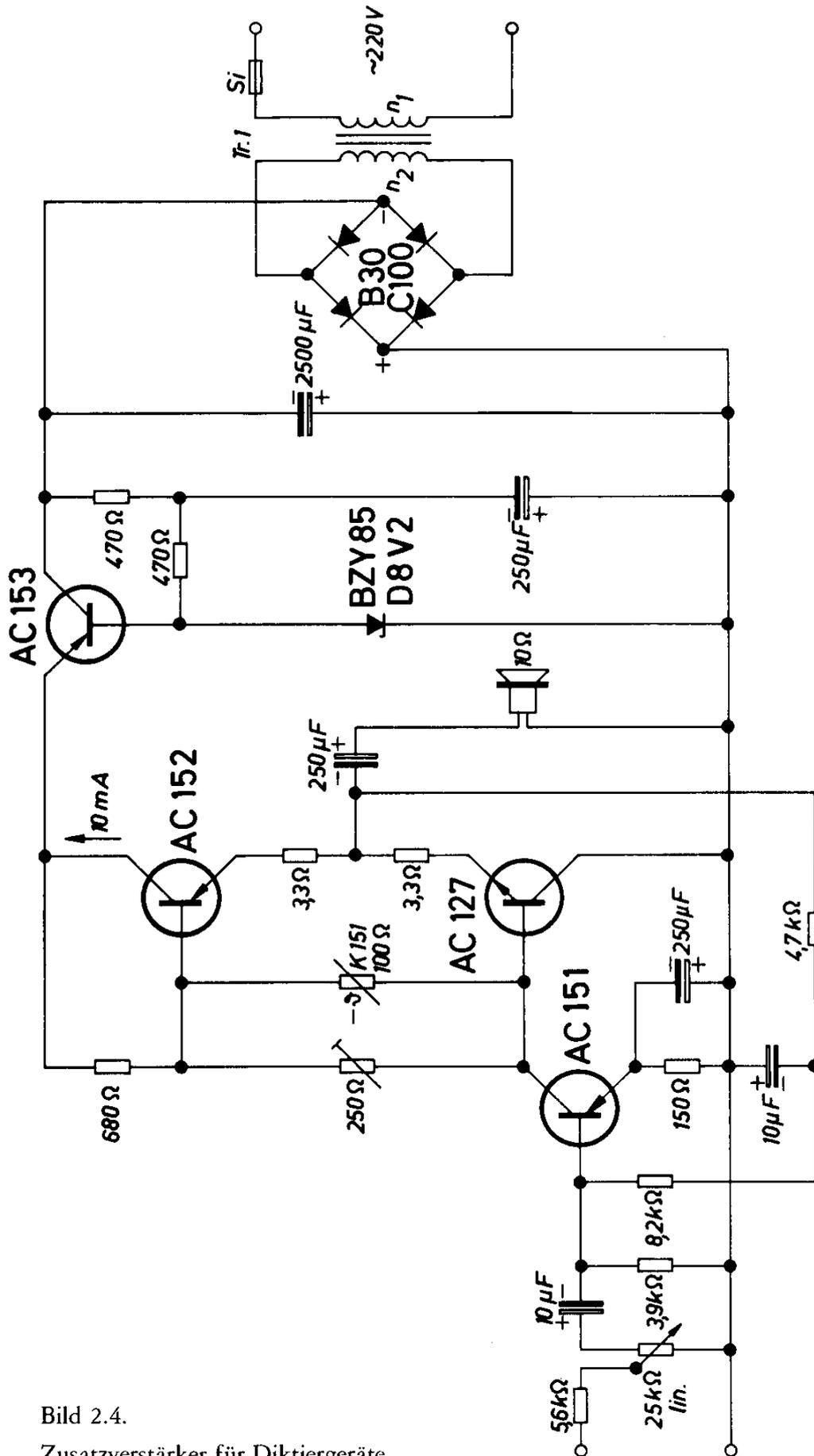


Bild 2.4.  
Zusatzverstärker für Diktiergeräte

Das stabilisierte Netzgerät liefert eine Spannung von 9 V und wird bei der maximalen Ausgangsleistung des Verstärkers von 400 mW mit einem Strom von 100 mA belastet. Die erforderliche Eingangsspannung für Vollaussteuerung ist 300 mV, der Störspannungsabstand hat am Ausgang den Wert 72 dB.

Die Schaltung ist für Wechselströme nicht gegengekoppelt.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Ausgangsleistung	400 mW
Lastwiderstand	10 $\Omega$
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	300 mV
Transformator Tr. 1:	
M42/15, Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet	
$n_1 =$	4600 Wdg 0,1 CuL
$n_2 =$	250 Wdg 0,4 CuL

#### 2.4. NF-Verstärker mit Silizium-Eingangstransistor

Bei der Verwendung eines npn-Transistors in der Vorstufe und eines pnp-Transistors in der Treiberstufe eines NF-Verstärkers kann ein Koppelkondensator eingespart werden, weil eine galvanische Kopplung möglich ist. Die Schaltung nach Bild 2.5 unterscheidet sich von der für das Transistorquartett Q 610 bekanntgemachten Schaltung dadurch, daß anstelle des Vorstufentransistors AC 127 der Silizium-Planartransistor BC 108 verwendet wird. Die hohe Verstärkung dieses Transistors ergibt einen größeren Eingangswiderstand, und der kleine Reststrom gewährleistet eine hohe Temperaturstabilität des über drei Stufen gleichstromgekoppelten NF-Verstärkers. Deshalb kann ein hochohmiger Basis-Spannungsteiler verwendet werden, der den Eingangswiderstand der Vorstufe nicht stark bedämpft.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	9 V
Ausgangsleistung	1 W
Lastwiderstand	8 $\Omega$
Eingangsspannung für eine Ausgangsleistung von 125 mW	5,6 mV
Eingangswiderstand	35 k $\Omega$

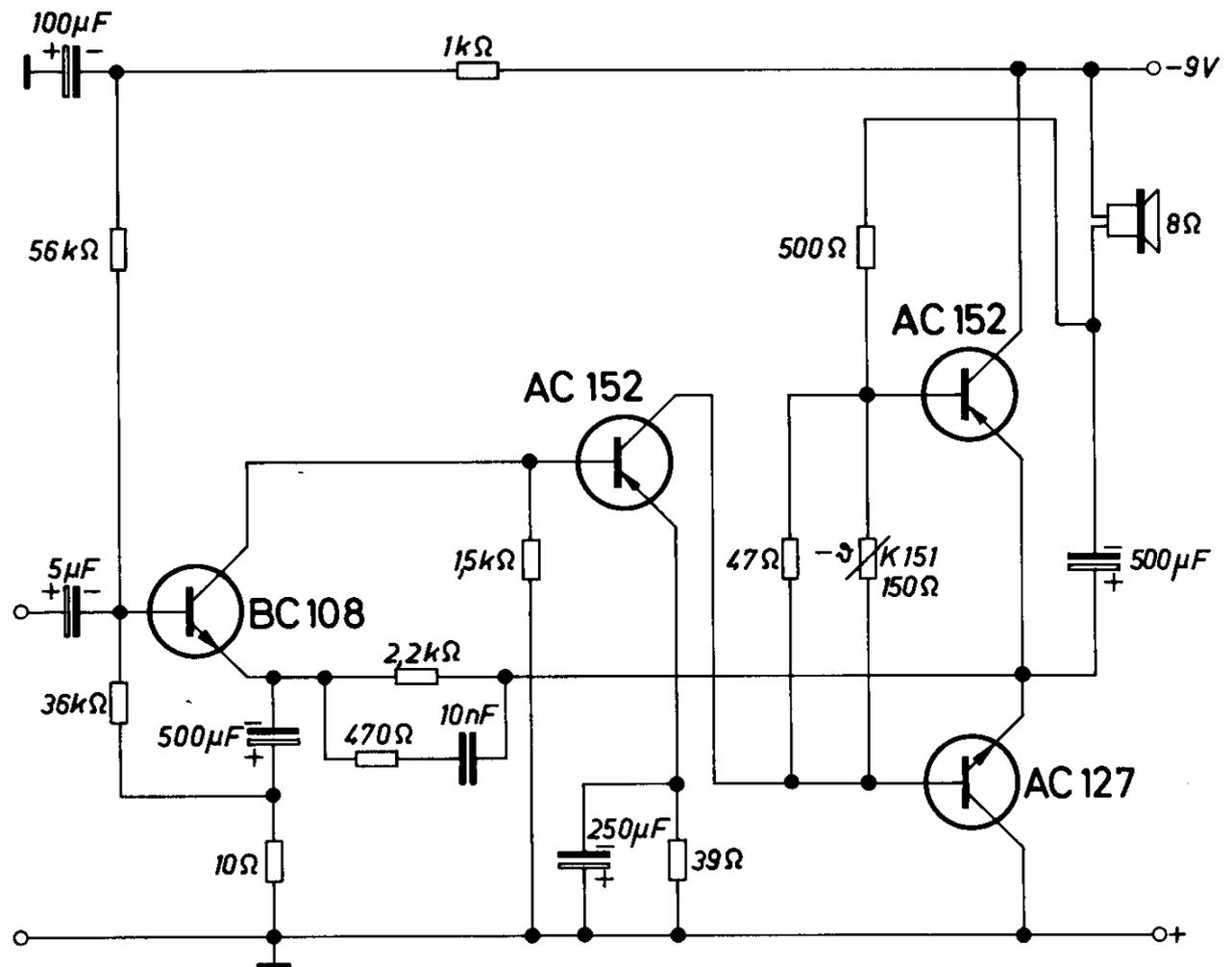


Bild 2.5.

NF-Verstärker mit Silizium-Eingangstransistor

## 2.5. Dreistufiger NF-Verstärker in monolithischer Technik

Bild 2.6 zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers in Halbleiter-Schaltungstechnik. Die im schraffierten Feld enthaltenen drei Transistoren und fünf Widerstände sind auf einem Siliziumscheibchen von etwa  $1 \text{ mm}^2$  angeordnet. Mit Hilfe der zusätzlichen Bauteile entsteht ein betriebsfertiger NF-Verstärker für Batteriespannungen von 3 bis 7 V.

Die Transistoren sind direkt gekoppelt. Mit dem außen angebrachten Potentiometer  $P$  wird der Ruhestrom der ersten Stufe und damit auch der aller übrigen Stufen eingestellt. Wegen der kleinen Restströme der Planartransistoren ist die Temperaturabhängigkeit der Arbeitspunkte gering und die thermische Stabilität der ganzen Schaltung gewährleistet. Mit dem Verstärker wird eine Spannungsverstärkung von 65 dB erreicht, die maximale Ausgangsspannung ist 1 V an einem Lastwiderstand von  $500 \Omega$ . Die 3 dB-Frequenzgrenzen liegen bei 50 Hz bzw. 150 kHz.

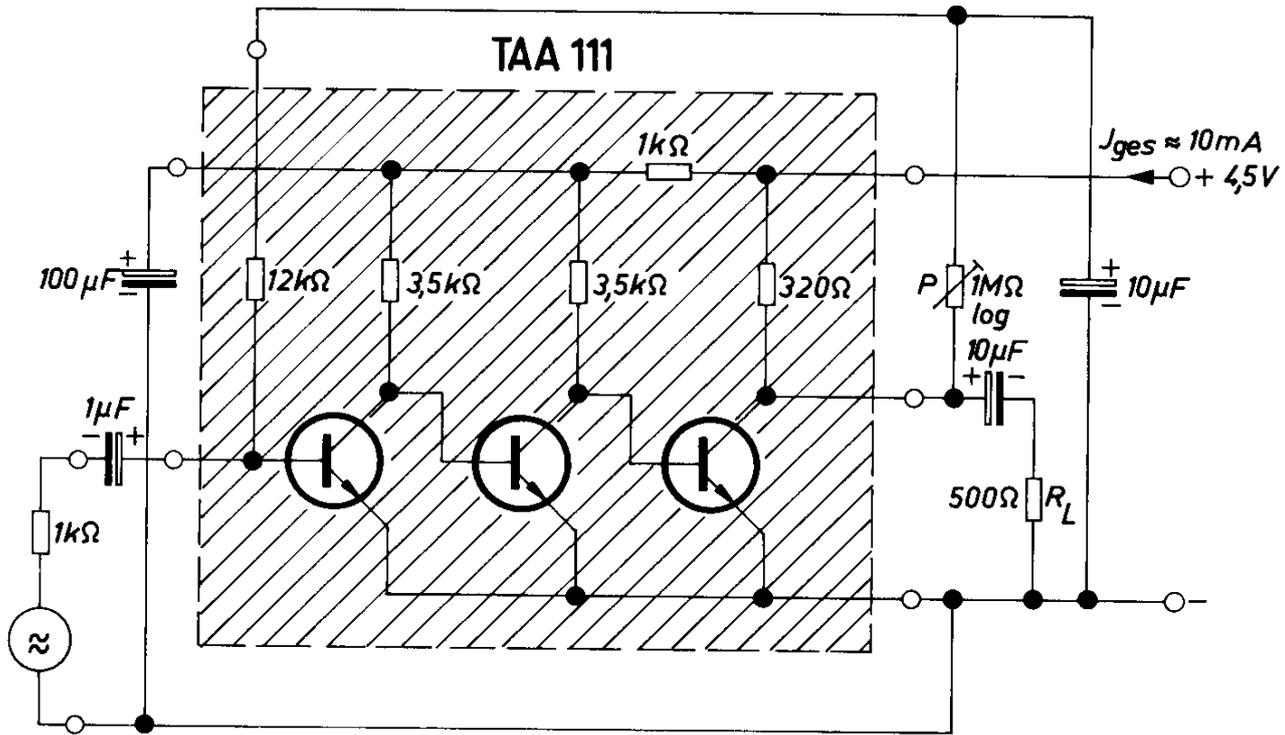


Bild 2.6.  
NF-Verstärker in monolithischer Technik

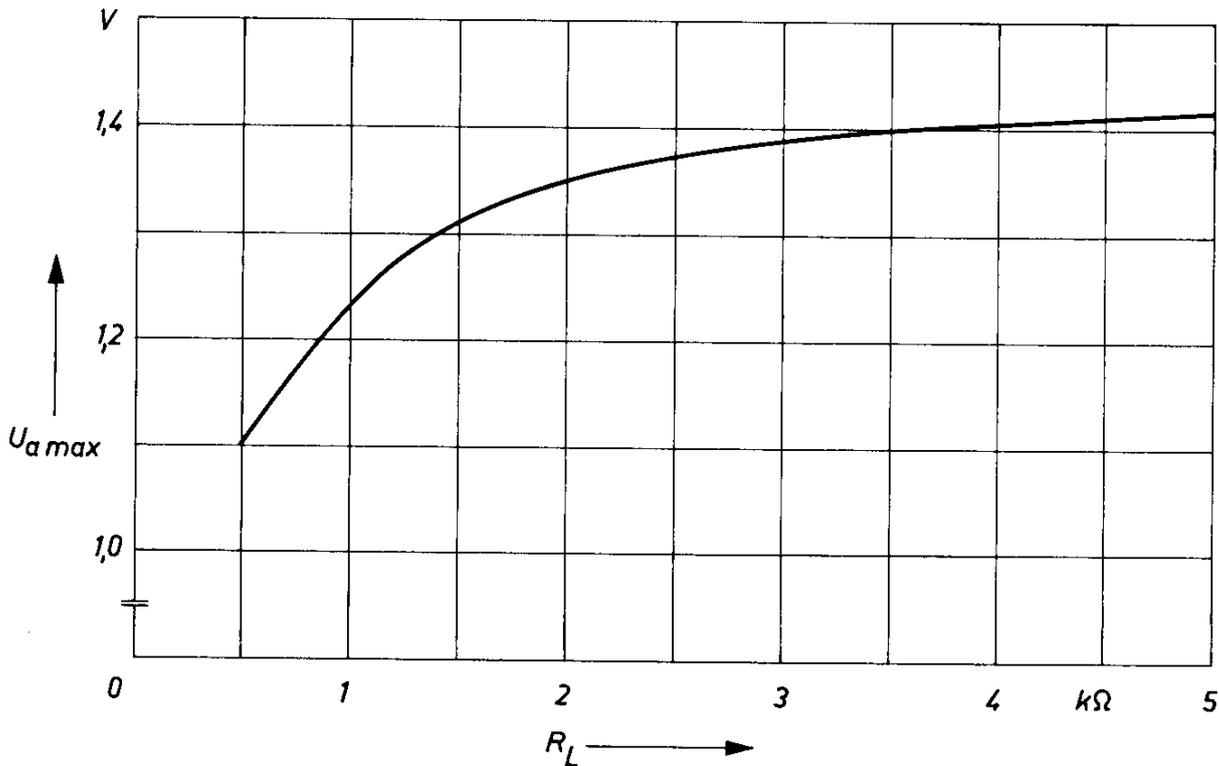


Bild 2.7.  
Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Größe des Belastungswiderstandes für Schaltung nach Bild 2.6

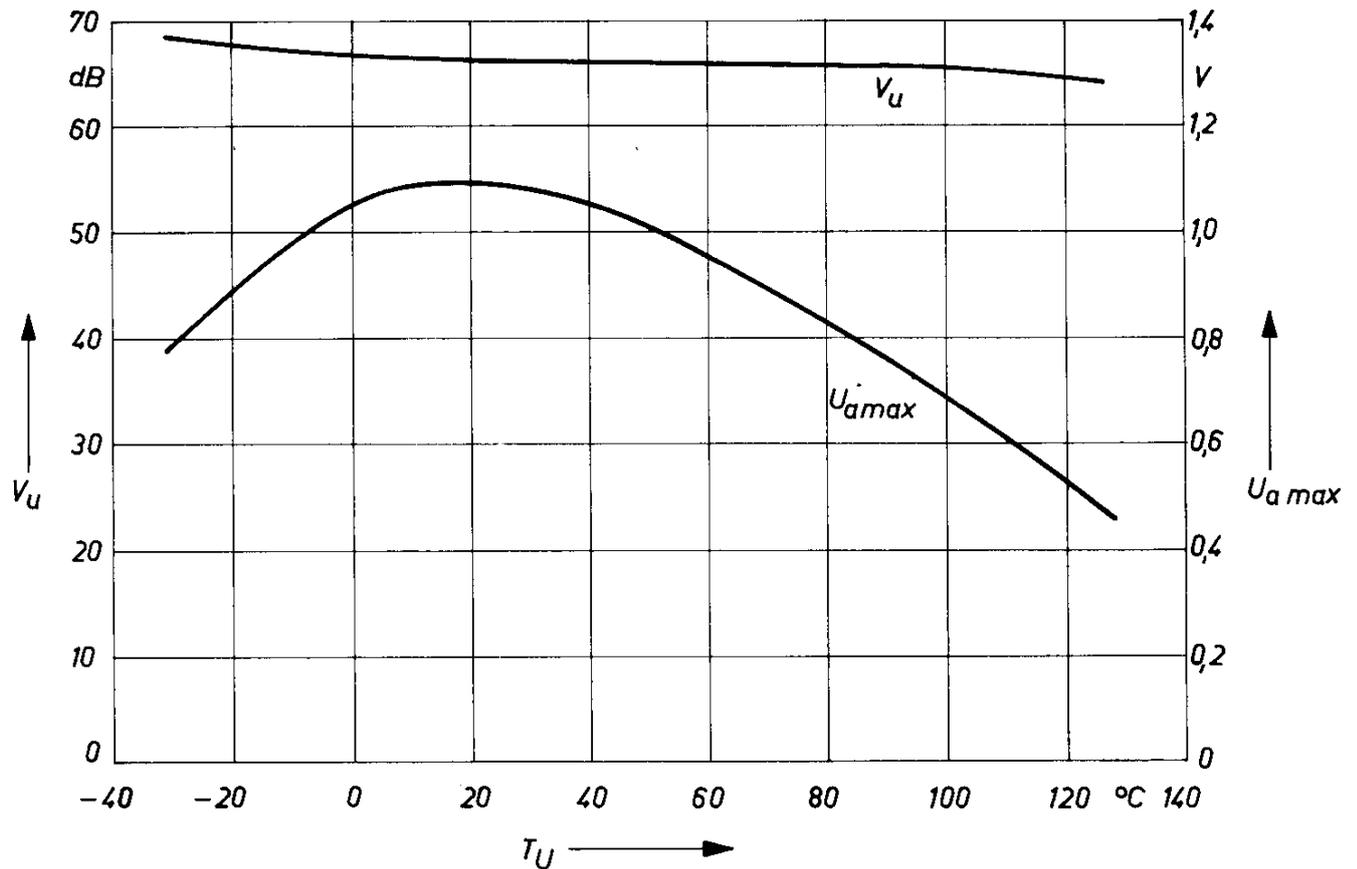


Bild 2.8.

Verhalten des Verstärkers nach Bild 2.6, abhängig von der Umgebungstemperatur

Dieser Schaltkreis, der die Bezeichnung TAA 111 hat, wird in das Normgehäuse TO-5 eingebaut.

Die erzielbare Ausgangsspannung  $U_{a\max}$  ist von der Größe des Lastwiderstandes  $R_L$  abhängig. Bild 2.7 zeigt den Zusammenhang. Der Verstärker arbeitet einwandfrei in einem Temperaturbereich von  $-30$  bis etwa  $+130$  °C. Im Bild 2.8 ist das Verhalten des Verstärkers (Spannungsverstärkung  $V_u$  und Ausgangsspannung  $U_{a\max}$ ) in diesem Temperaturbereich dargestellt. Schließlich zeigt Bild 2.9 die Abhängigkeit der Ausgangsspannung und der Spannungsverstärkung von der Betriebsspannung  $U_B$ .

#### Technische Daten

Betriebsspannung	4,5 V
Betriebsstrom	etwa 10 mA
Eingangswiderstand	$\geq 3$ k $\Omega$
Lastwiderstand	500 $\Omega$
max. Ausgangsspannung	$\geq 1$ V
Spannungsverstärkung	65 (>62) dB
Frequenzbereich ( $-3$ dB)	50 Hz bis 150 kHz

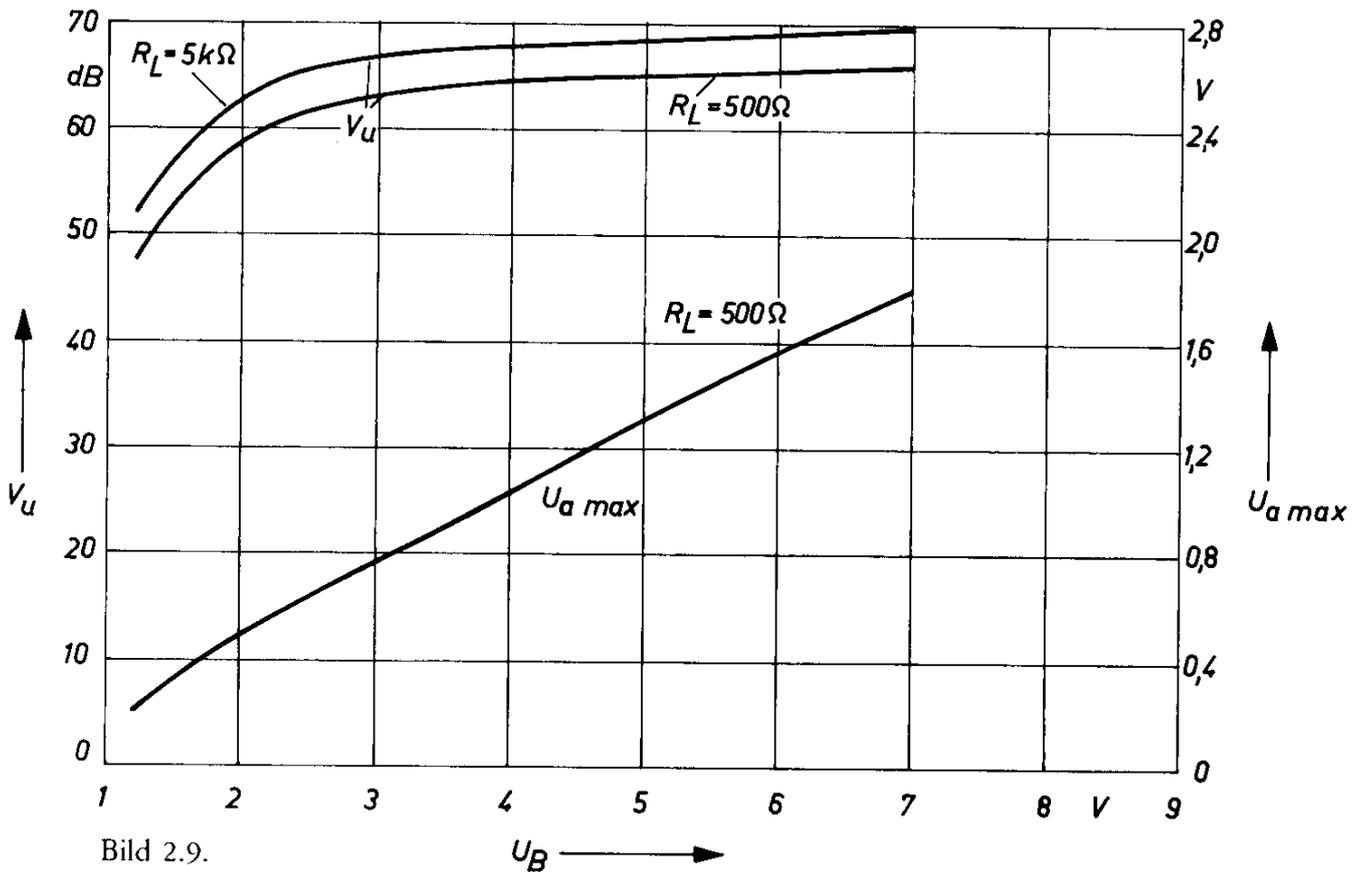


Bild 2.9.

Spannungsverstärkung der Schaltung nach Bild 2.6, abhängig von der Betriebs-  
spannung

## 2.6. NF-Verstärker mit integrierter Halbleiterschaltung

Für NF-Verstärker in integrierter Technik TAA 121 ist eine Betriebsspannung von 7 V zulässig. Da in eisenlosen Verstärkern in der Endstufe nur eine Spannung von etwa der Größe der Versorgungsspannung der Treiberstufe angesteuert werden kann, ist für einen NF-Verstärker mit TAA 121 eine Betriebsspannung von maximal 7 V möglich. Bei dem kleinsten üblichen Lautsprecherwiderstand von 3  $\Omega$  ergibt sich dann die theoretische maximale Ausgangsleistung:

$$P_a = \frac{U_B^2}{8 \cdot R_a} = 2,04$$

$P_a$  Ausgangsleistung in W

$U_B$  Betriebsspannung in V

$R_a$  Lastwiderstand in  $\Omega$

In der Schaltung nach Bild 2.10 wird eine maximale Ausgangsleistung von 1,4 W erreicht. Dazu ist es allerdings erforderlich, die Versorgungsspannung für die Treiberstufe vom Arbeitswiderstand abzunehmen, wodurch eine geringe Überhöhung erreicht wird (Schaltung A). Wenn der Treiber direkt an die Betriebsspannung angeschlossen wird, erreicht man nur eine Ausgangsleistung von 1,1 W. Dafür ist der Gesamtklirrfaktor bei der Schaltung B geringer. Er beträgt im Mittel 2,5 % gegenüber 5 % bei der Schaltung A.

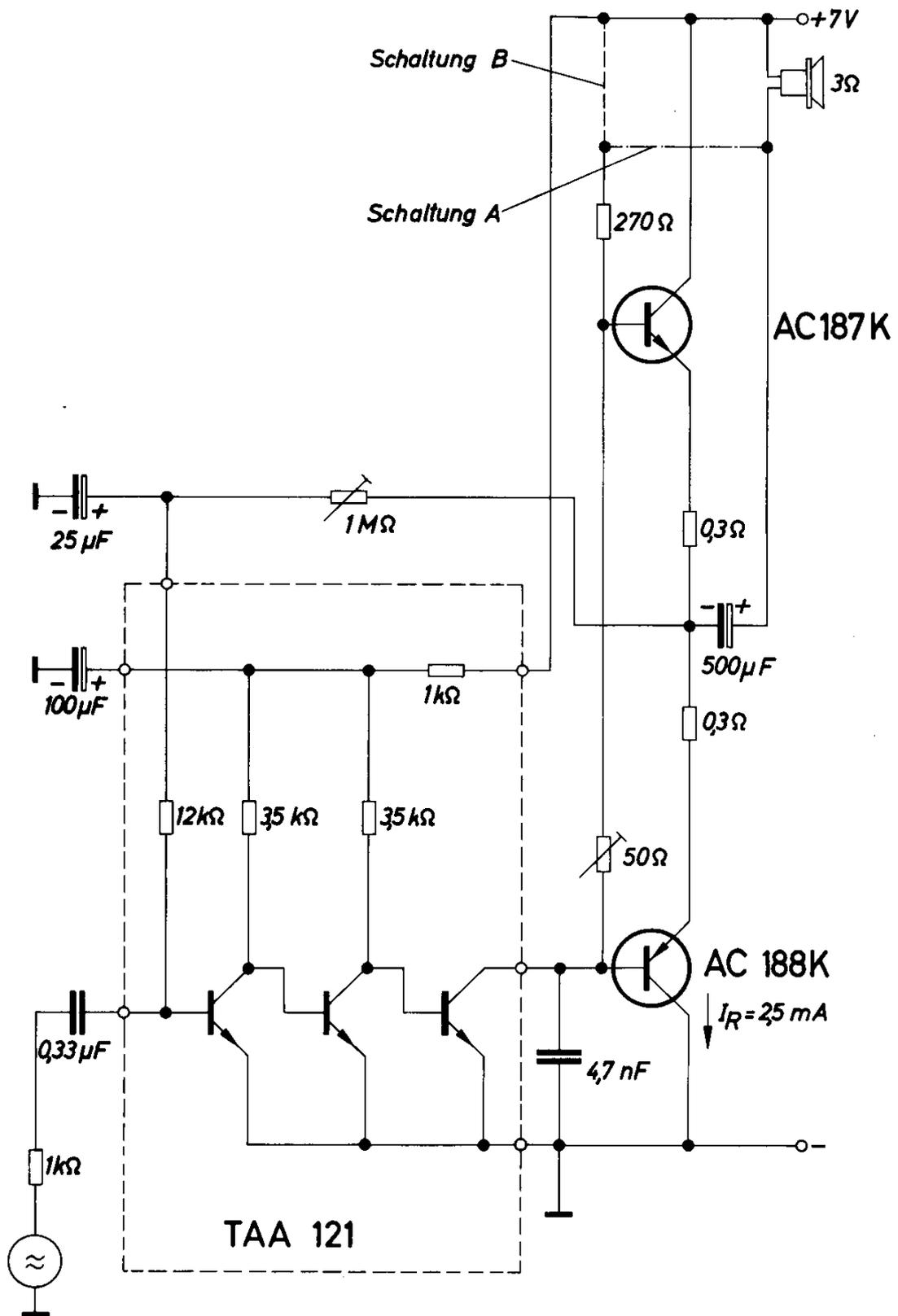


Bild 2.10.  
NF-Verstärker für 1.4 W in integrierter Technik

*Technische Daten*

Betriebsspannung	7 V
Lastwiderstand	3 $\Omega$
Ruhestrom der Endstufe	2,5 mA
Ruhestrom des Treibers	13 mA
gesamter Ruhestrom	20 mA
max. Ausgangsleistung	
Schaltung A	1,4 W
Schaltung B	1,1 W

### 2.7. Eisenloser NF-Verstärker für 9 V/1 W mit Komplementär-Endstufe

Die Verwendung von komplementären Transistoren, also von einem pnp- und einem dazu symmetrischen npn-Transistor, in der Endstufe, bringt Vorteile bezüglich der Treiberstufe mit sich. Bei der Verwendung von 2 pnp-Transistoren in eisenlosen Endstufen müssen in der Treiberstufe zwei zueinander gegenphasige Spannungen erzeugt werden, mit denen die beiden pnp-Transistoren einer Gegentakt-Endstufe angesteuert werden können.

Bei Komplementär-Endstufen entfällt dies, weil die beiden Endstufen-Transistoren jeweils auf eine verschiedene Polarität der Steuerspannung ansprechen, so daß der Gegentaktbetrieb bei Ansteuerung mit einem einzigen Signal möglich ist. Dadurch ist einerseits eine bessere Anpassung der Treiberstufe an die Endstufe möglich und kann andererseits die Treiberstufe auch mit einem kleineren Kollektor-Ruhestrom betrieben werden, was vor allem bei tragbaren Geräten wegen der damit verbundenen Stromersparnis wichtig ist.

Bild 2.11 zeigt die Schaltung eines eisenlosen NF-Verstärkers mit einer Komplementär-Endstufe, bestückt mit den Transistoren AC 152 und AC 127. Die Verstärkungskennlinien dieser Transistoren stimmen sehr gut überein, weshalb ohne viel Schaltungsaufwand geringe Klirrfaktoren erzielt werden können.

Wie bereits erwähnt, ist es bei diesen Stufen verhältnismäßig leicht, einen großen Frequenzbereich zu übertragen. Im vorliegenden Fall liegen die Frequenzgrenzen bei 60 Hz bzw. bei 24 kHz, wie aus dem Diagramm in Bild 2.12 hervorgeht. Im gleichen Diagramm ist auch die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Frequenz enthalten. Der Zusammenhang zwischen Klirrfaktor und Ausgangsleistung ist in Bild 2.13 gezeigt.

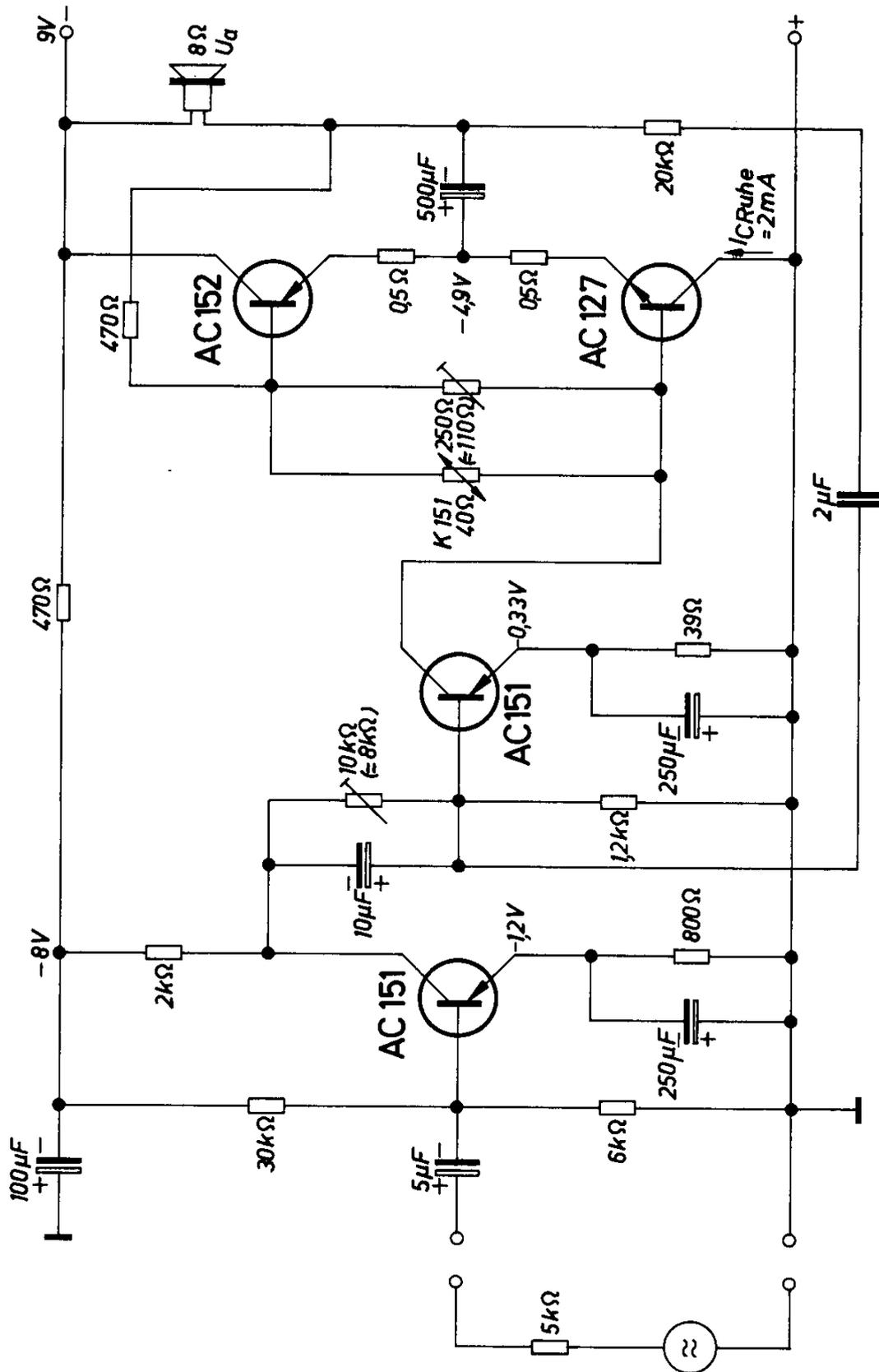


Bild 2.11.  
Eisenloser NF-Verstärker für 9 V/1 W mit Komplementär-Endstufe

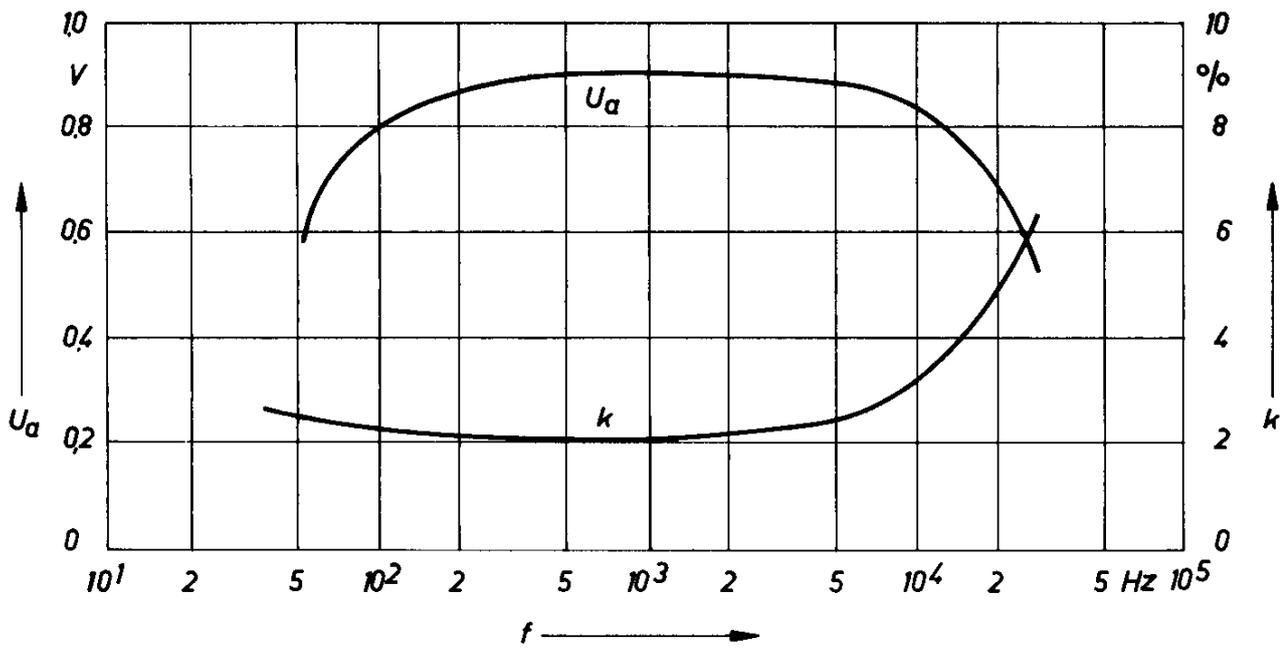


Bild 2.12.

Frequenzgang und Klirrfaktor der Schaltung nach Bild 2.11

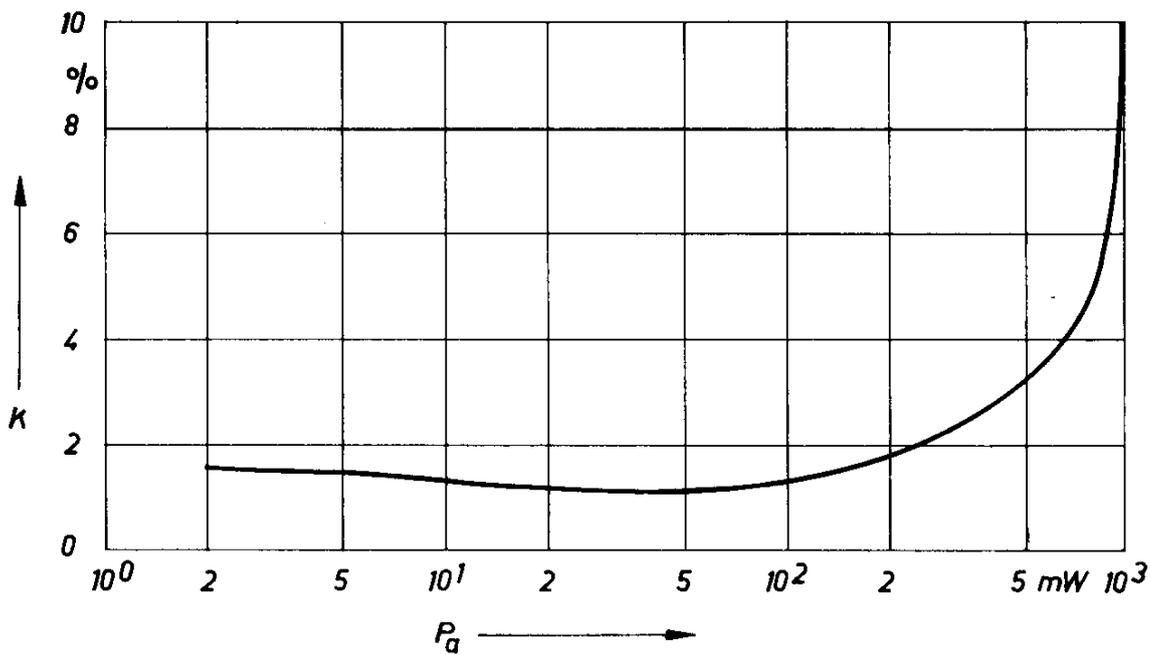


Bild 2.13.

Klirrfaktor und Ausgangsleistung der Schaltung nach Bild 2.11

*Technische Daten*

Batteriespannung	9 V
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	5,5 mV
Eingangswiderstand	etwa 2 k $\Omega$
Ausgangswiderstand	8 $\Omega$
Ausgangsleistung	1 W
Ruhestrom der Endstufe	2 mA
Max. Umgebungstemperatur	60 °C
Kühlblech für beide Endstufen-Transistoren	20 cm <sup>2</sup>

### 2.8. Eisenlose Endstufe für 9 V/1 W mit Komplementär-Endstufen und -Vorstufen

Die Anordnung nach Bild 2.14 unterscheidet sich von der Schaltung nach Bild 2.11 vor allem darin, daß auch in den Vorstufen ein npn-Transistor verwendet wird. Dadurch kann ein Koppelkondensator zwischen Vor- und Treiberstufe eingespart werden. Außerdem ergibt sich die Möglichkeit, durch geeignete Auswahl aller vier Transistoren eine sehr gleichmäßige Verstärkung in einer Serienproduktion der Verstärker zu erzielen. Für solche Schaltungen werden daher Transistorquartette geliefert, die aus zwei Transistoren AC 152 und zwei Transistoren AC 127 bestehen. Dieses Transistorquartett hat die Bezeichnung Q 610.

Die Transistoren sind so gekennzeichnet, daß man leicht deren richtige Aufteilung in einer Schaltung feststellen kann. Durch diese Quartettbildung kann in den einzelnen Stufen die Streuung der Transistoren so klein gehalten werden, daß man üblicherweise, wenn keine zu hohen Temperaturforderungen gestellt werden, die Arbeitspunkte mit Festwiderständen einstellen kann. Grenzfrequenzen und Klirrfaktoren verhalten sich ähnlich wie in dem vorher beschriebenen Beispiel (siehe Bilder 2.15 und 2.16).

*Technische Daten*

Batteriespannung	9 V
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	20 mV
Eingangsspannung für eine Ausgangsleistung von 50 mW	3,5 mV
Eingangswiderstand	etwa 2 k $\Omega$
Ausgangswiderstand	8 $\Omega$
Ausgangsleistung	1 W
max. Umgebungstemperatur	60 °C



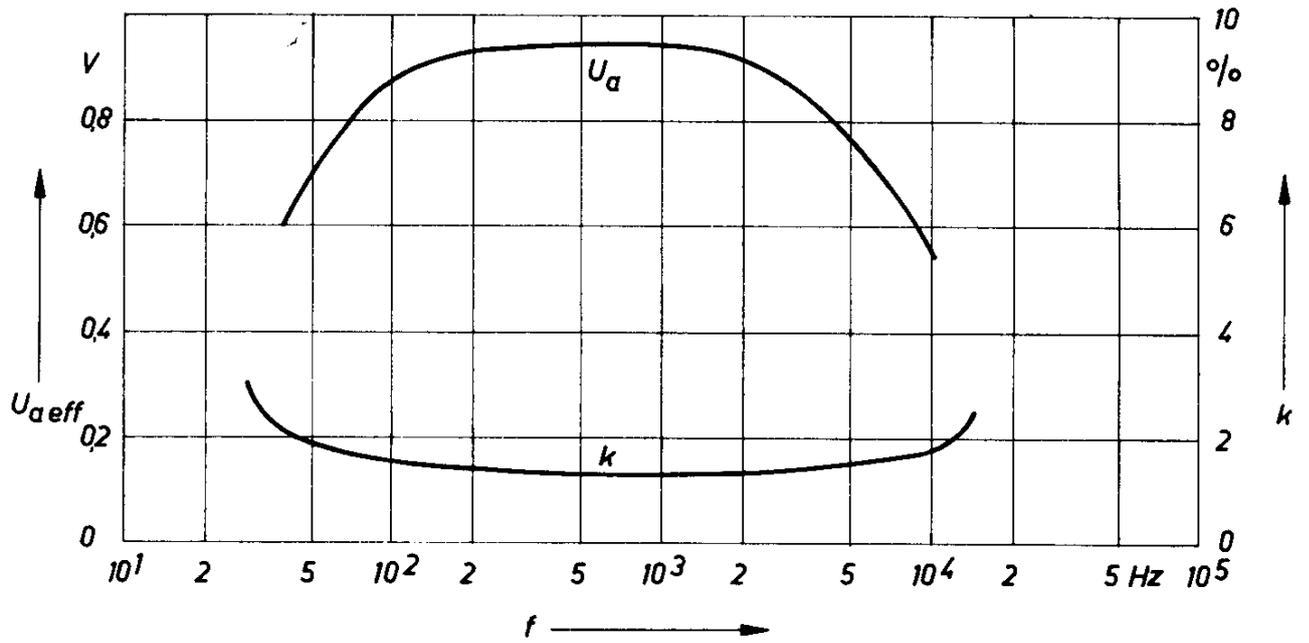


Bild 2.15.

Frequenzgang und Klirrfaktor der Schaltung nach Bild 2.14

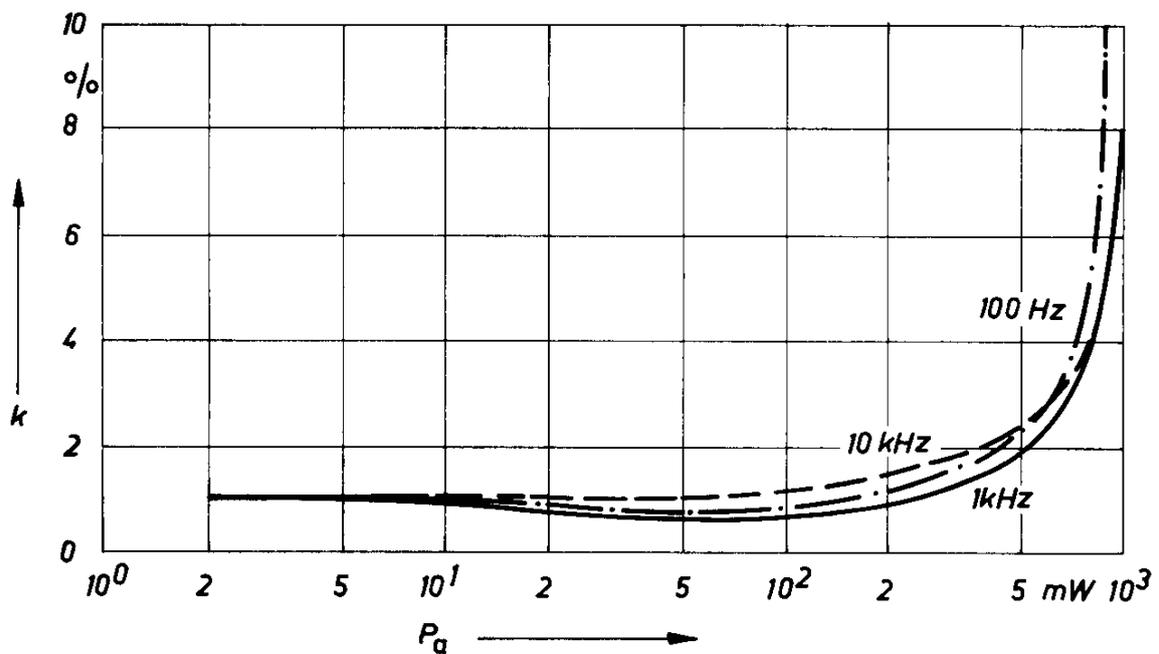


Bild 2.16.

Ausgangsleistung und Klirrfaktor der Schaltung nach Bild 2.14

## 2.9. Eisenloser NF-Verstärker für 9 V/0,5 W mit kleinen Abmessungen

In den bisher beschriebenen Schaltungen sind verhältnismäßig große Kapazitäten enthalten, die einen besonders kleinen Aufbau der NF-Verstärker verhindern. In Schaltung nach Bild 2.17 sind große Kapazitäten weitgehend vermieden. Der Verstärker ist für Plattenspieler mit Kristall-Tonabnehmer geeignet. Den Frequenzgang zeigt Bild 2.18 und die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsleistung Bild 2.19.

### Technische Daten

Batteriespannung	6,5 bis 9 V
Ausgangsleistung	0,5 W (bei 9 V) 0,3 W (bei 6,5 V)
Lastwiderstand	10 $\Omega$
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	1 V
Eingangswiderstand	etwa 1 M $\Omega$

## 2.10. Eisenloser NF-Verstärker für 12 V/2,2 W mit Komplementär-Endstufe

Die Kennlinien des neuen npn-Transistors AC 176 stimmen gut mit denen des pnp-Transistors AC 153 überein. Deshalb können mit Komplementärpaaren, die aus diesen beiden Transistoren gebildet sind, NF-Endstufen mit guter Wiedergabequalität aufgebaut werden (Bild 2.20).

Die erzielbare Ausgangsleistung ist abhängig von der Kühlung der Transistoren und der Betriebsspannung. Für die Montage mit guter Wärmeleitung auf einem Chassis gibt es beide Transistoren in der sogenannten K-Ausführung, mit einem Vierkantgehäuse.

Der zulässige Kollektorstrom und die zulässige Verlustleistung erlauben eine Ausgangsleistung bis zu 4 W. Trotzdem wird man mit dem Nennwert der Ausgangsleistung nicht so hoch gehen, weil man meist mit einer Überspannung rechnen muß, bei der die Verlustleistung an den Transistoren höher ist als im Normalfall. Der hier beschriebene Verstärker hat eine Ausgangsleistung von 2,2 W.

Die Gegenkopplung mit dem Kondensator  $C_1$  von der Endstufe zur Treiberstufe verbessert den Klirrfaktor bei höheren Frequenzen, erniedrigt aber die obere Grenzfrequenz von 15,5 kHz auf 11 kHz. Es ist deshalb von Fall zu Fall zu überlegen, ob diese Gegenkopplung eingeführt werden soll.

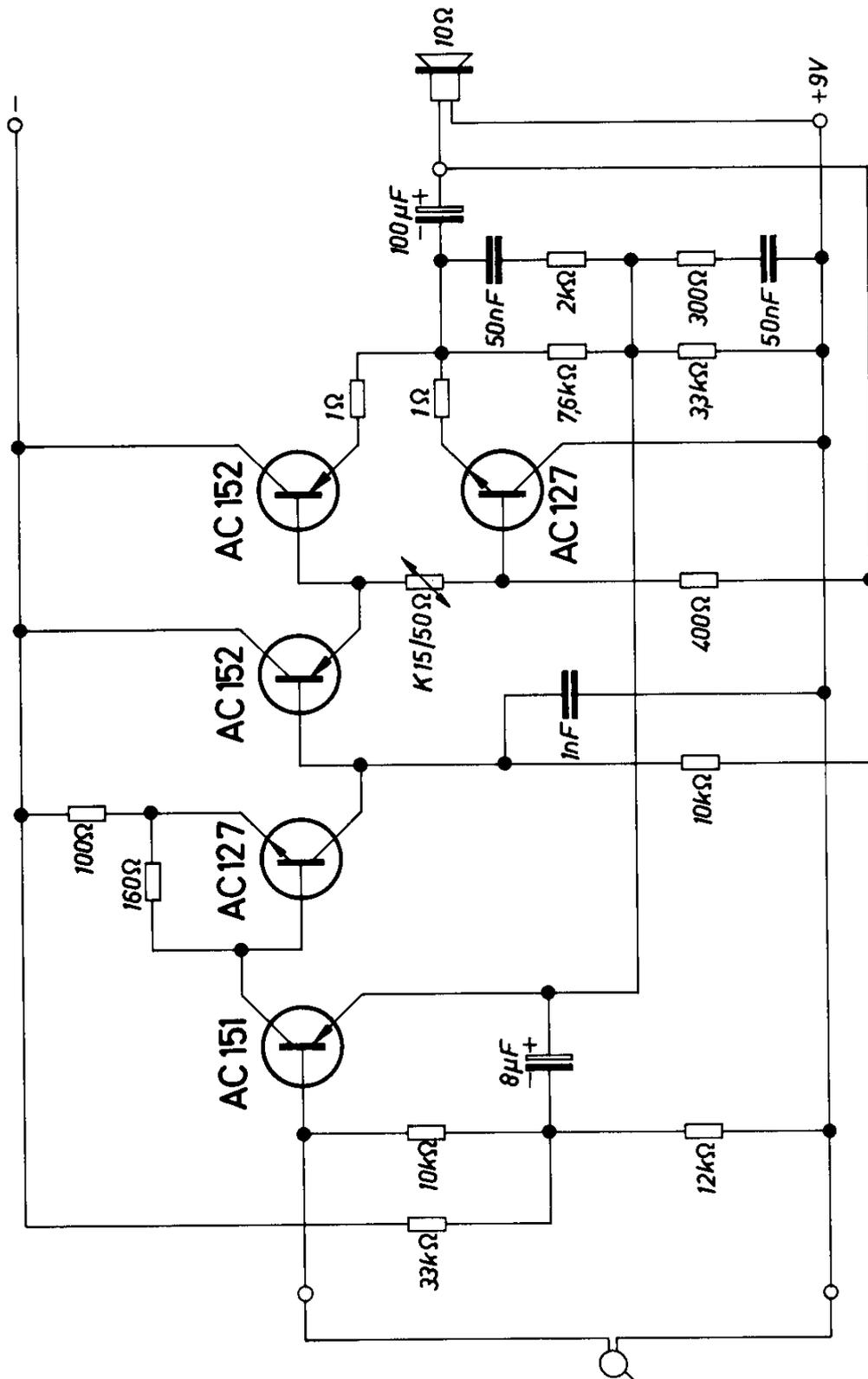


Bild 2.17.  
Eisenloser NF-Verstärker 9 V/0,5 W

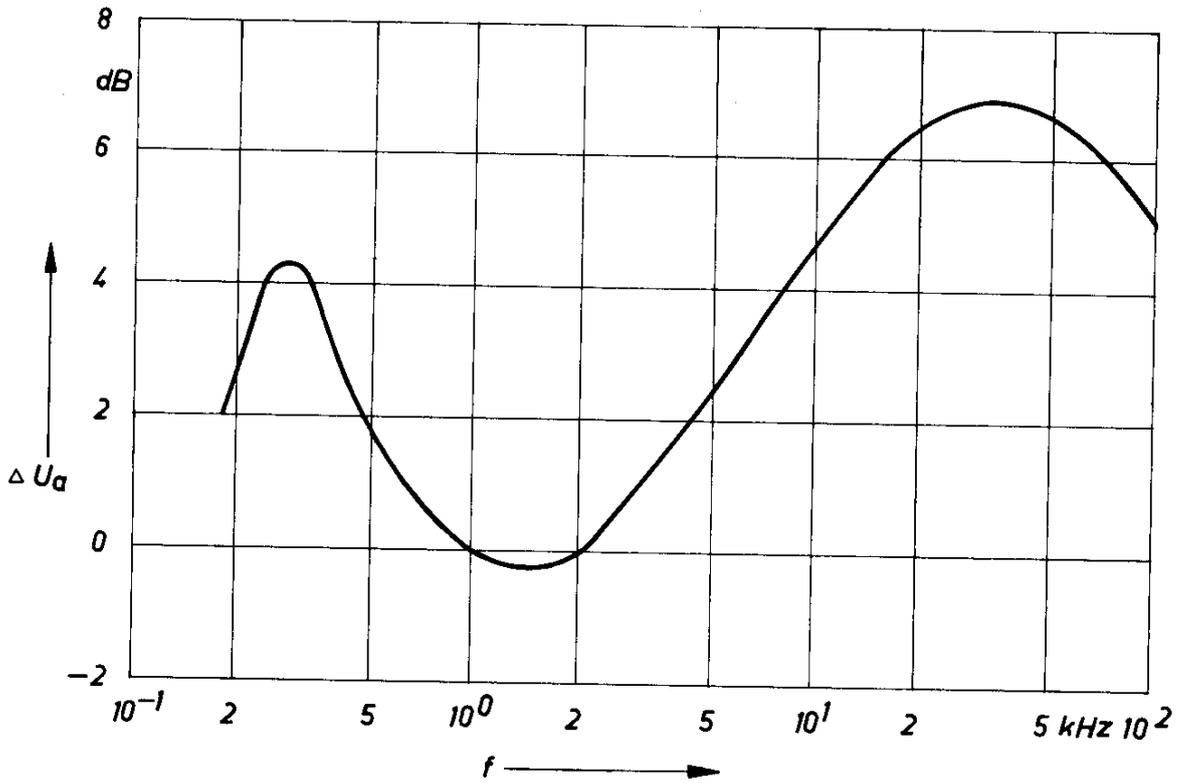


Bild 2.18.  
Frequenzgang der Schaltung nach Bild 2.17

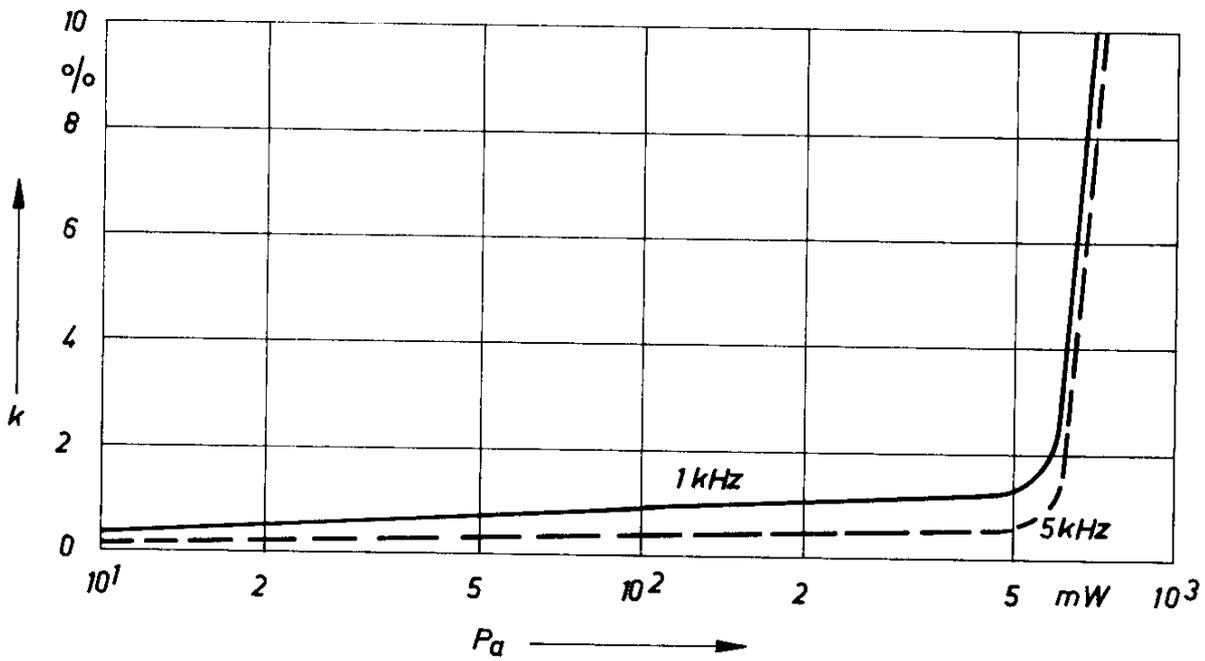


Bild 2.19.  
Klirrfaktor und Ausgangsleistung der Schaltung nach Bild 2.17

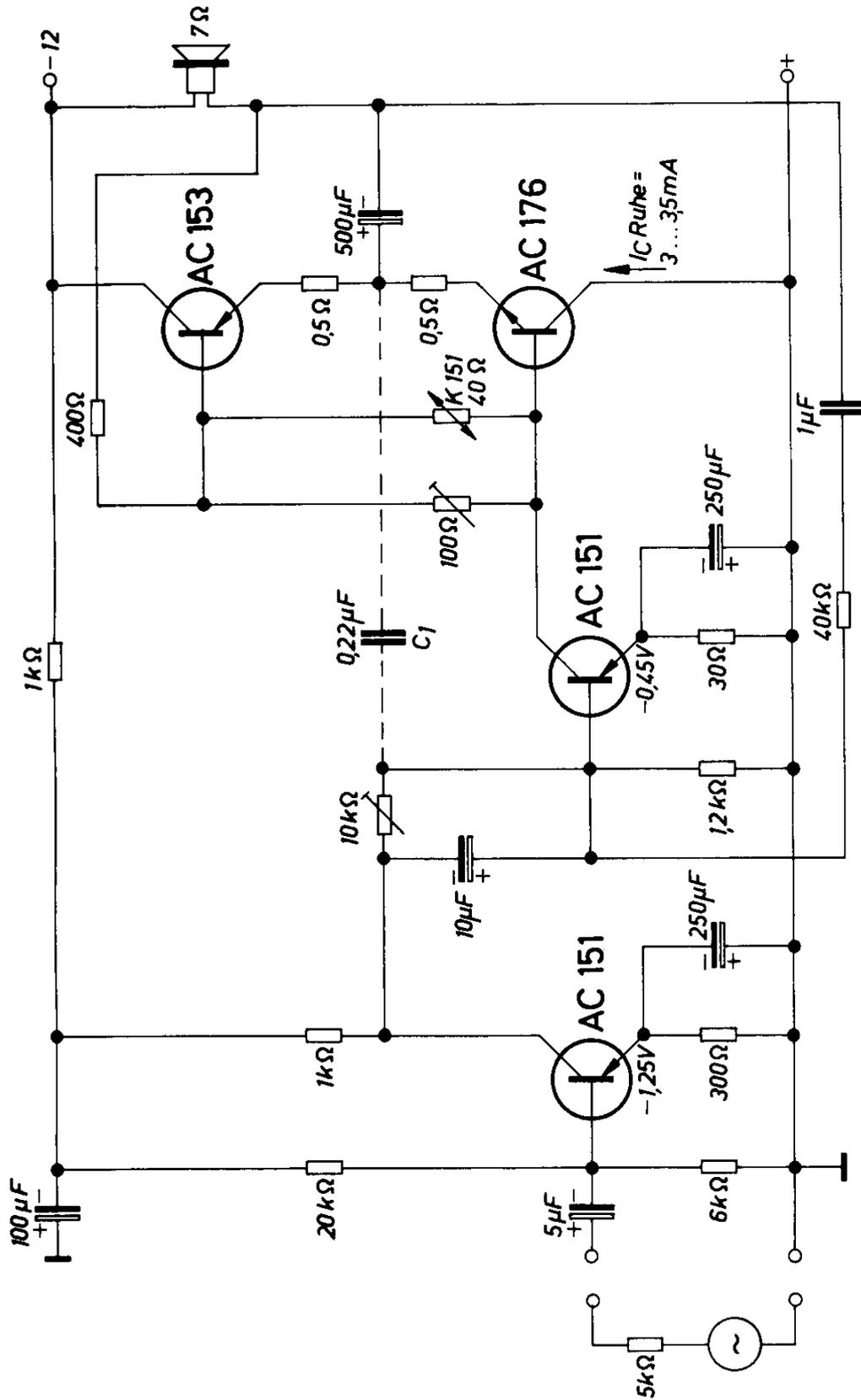


Bild 2.20.

Eisenloser NF-Verstärker für 12 V/2,2 W mit Komplementär-Endstufe

Batteriespannung	12 V
Ausgangsleistung	2,2 W
Lastwiderstand	7 $\Omega$
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	2,5 mV
Klirrfaktor bei halber Ausgangsleistung und einer Frequenz von 1 kHz	3 %
Frequenzbereich	115 Hz bis 15,5 kHz (bzw. 11 kHz mit Kondensator $C_1$ )
max. Umgebungstemperatur	60 °C
Kühlblech für beide Endstufen-Transistoren	40 cm <sup>2</sup>

### 2.11. Eisenloser NF-Verstärker für 12 V/3,6 W

Mit dem Komplementärpaar AC 187 K/AC 188 K kann bei einer Betriebsspannung von 12 V eine Ausgangsleistung von 3,6 W erreicht werden. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 2.21.

In der Vorstufe wurde der bereits unter 2.10 erwähnte Gegenkopplungskondensator zwischen Kollektor und Basis vorgesehen.

Der Ruhestrom der Endstufe wird mit Hilfe eines Heißeleiters temperaturkompensiert und mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Diode spannungskompensiert. Diese Spannungskompensation ist besonders dann erforderlich, wenn zum Betrieb des Verstärkers ein Netzteil mit hohem Innenwiderstand verwendet wird.

Die Eingangsstufe des Verstärkers ist über ein RC-Glied vom Mittelpunkt der Endstufe gegengekoppelt.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom	23 bis 440 mA
Ausgangsleistung	3,6 W
Lastwiderstand	4 $\Omega$
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	150 mV
Eingangswiderstand	35 k $\Omega$
Frequenzbereich (3 dB)	50 Hz bis 20 kHz
Klirrfaktor ( $f = 1$ kHz, $P_a = 1$ W)	1 %

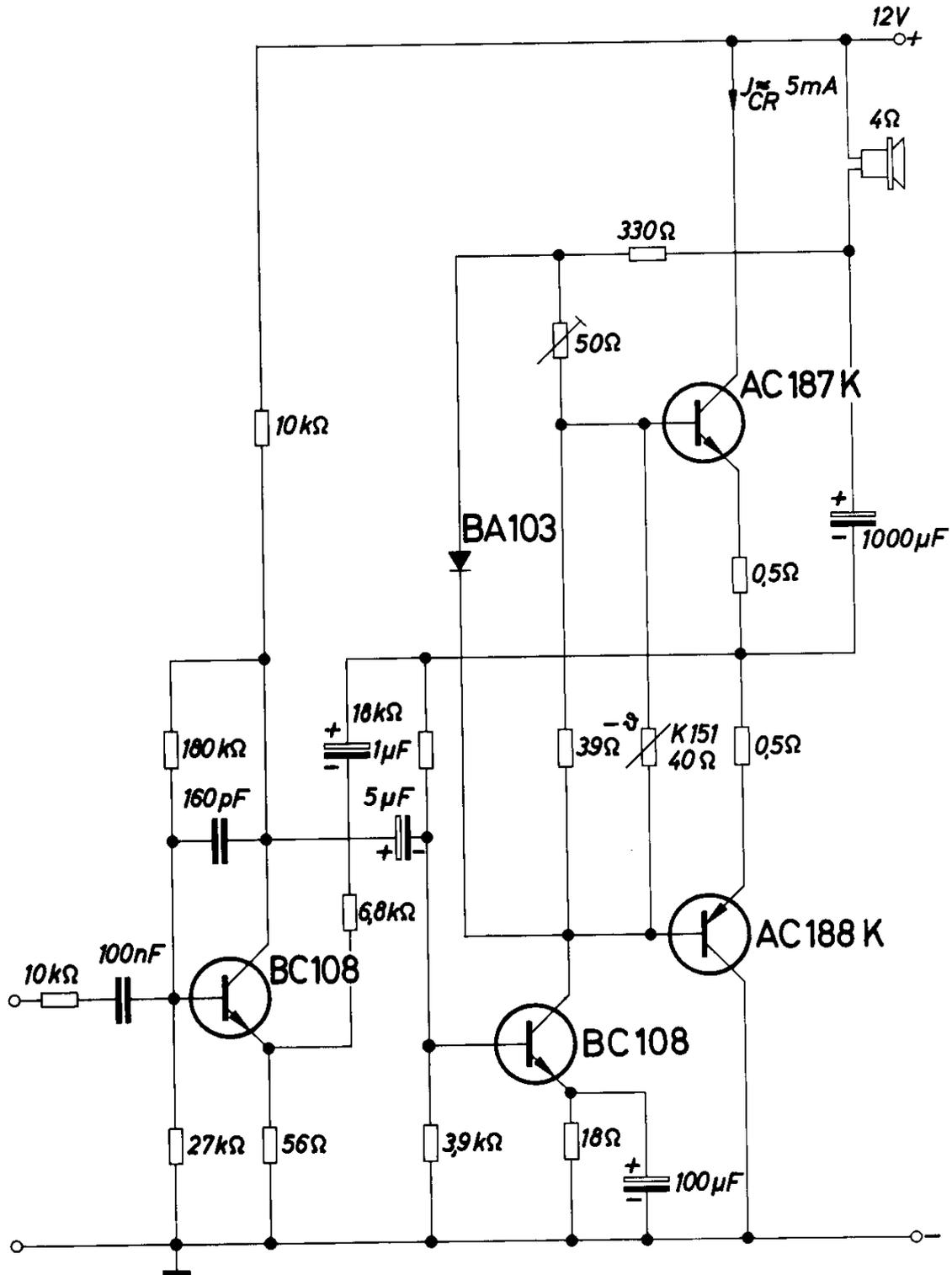


Bild 2.21.

Eisenloser NF-Verstärker für 12 V/3,6 W

## 2.12. Eisenloser NF-Verstärker für 22,5 V/3 W

In dem Beispiel nach Bild 2.22 werden in der Endstufe zwei pnp-Transistoren verwendet, die mit einer Komplementär-Treiberstufe gleichstromgekoppelt sind. Es handelt sich also hier um einen Verstärker in der bereits eingangs beschriebenen Form, an die noch eine Endstufe zur Erzielung einer höheren Ausgangsleistung angeschaltet wurde. Selbstverständlich können dafür auch stärkere Leistungs-Transistoren für eine noch höhere Ausgangsleistung verwendet werden. Bild 2.23 zeigt einen Vorverstärker für hohen Eingangswiderstand und Bild 2.24 einen solchen für niedrigen Eingangswiderstand. In beiden Vorverstärkern sind Klangregler vorgesehen, mit denen die Höhen und Tiefen bis etwa 16 dB angehoben bzw. abgesenkt werden können. Schließlich ist im Bild 2.25 noch ein Entzerrer für Tonabnehmer von Plattenspielern angegeben. Der Verstärker ist umschaltbar für Kristall- und für magnetische Tonabnehmer. In dem Diagramm nach Bild 2.26 ist die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsleistung angegeben. Bei niedrigeren Ausgangsleistungen unterscheidet sich der Klirrfaktor etwas, abhängig davon, welcher der beiden Vorverstärker verwendet wird. In Bild 2.27 ist der Klirrfaktor als Funktion der Frequenz angegeben. Auch hier gibt es wieder Unterschiede bei den beiden Vorverstärkern. Die durchgezogene Kurve gilt für den Verstärker für hochohmige Eingänge und die strichlierte Kurve gilt für den Verstärker für niederohmige Eingänge. Es sind jeweils zwei Kurven für zwei verschiedene Ausgangsleistungen eingetragen. Das Bild 2.28 zeigt die Frequenzcharakteristik des Entzerrer-Verstärkers nach Bild 2.25. Die Charakteristik ist so gewählt, daß am Ausgang dieses Verstärkers über den ganzen Frequenzbereich ein unverzerrtes Signal von 1,5 V entsteht.

Die richtige Zusammenschaltung der einzelnen Schaltungsgruppen ist durch gleiche Buchstaben an den entsprechenden Polen gekennzeichnet.

### *Technische Daten*

Batteriespannung	22,5 V
Ausgangsleistung	3 W
Lastwiderstand	16 $\Omega$
Eingangswiderstand	
Schaltung für hochohmigen Eingang	etwa 500 k $\Omega$
Schaltung für niederohmigen Eingang	etwa 12 k $\Omega$
Ausgangsspannung des Entzerrers	1,5 V
Max. Umgebungstemperatur	45 °C
Kühlfläche für beide Endstufen-Transistoren	120 cm <sup>2</sup>

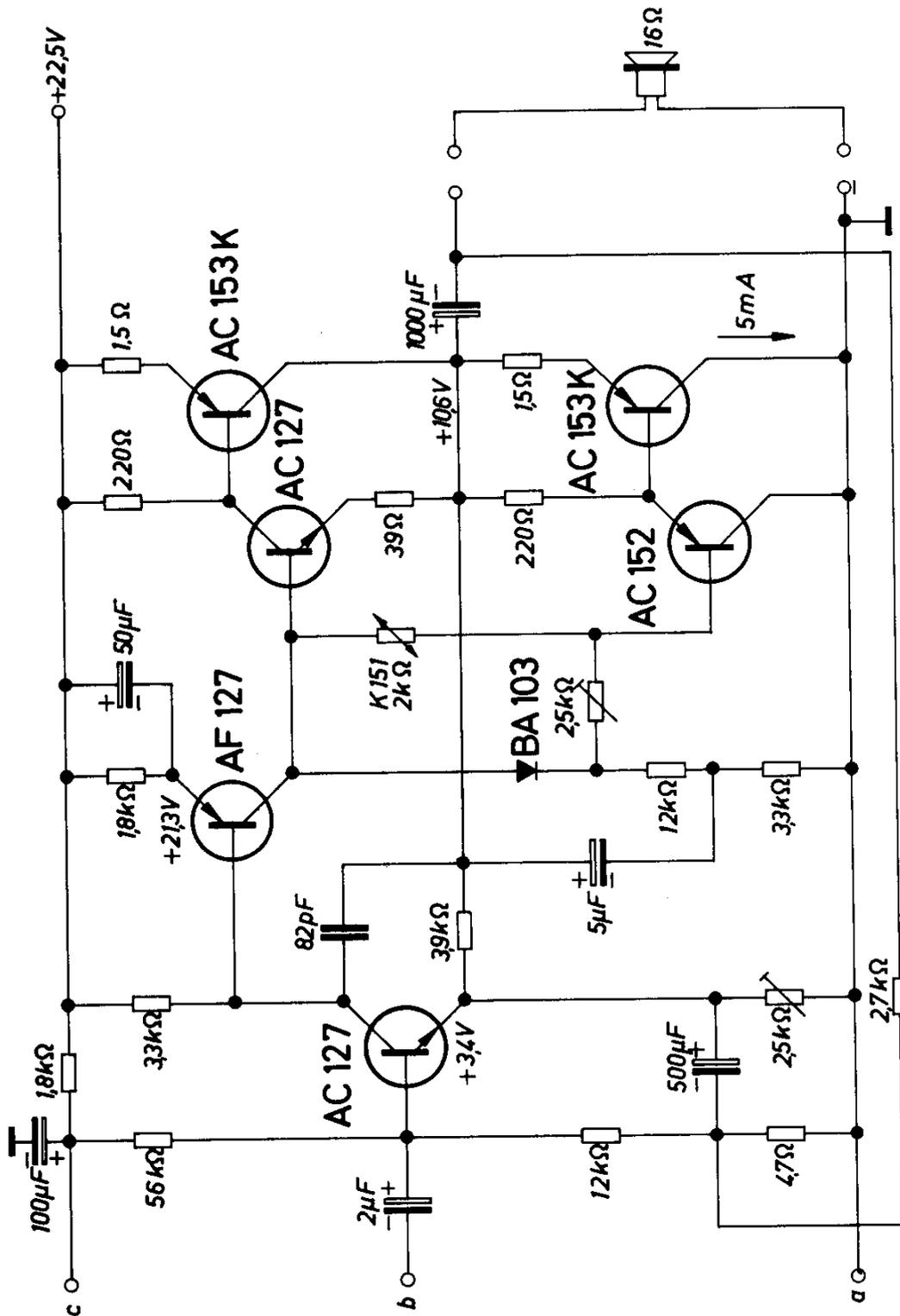


Bild 2.22.

Eisenloser NV-Verstärker für 22,5 V/3 W

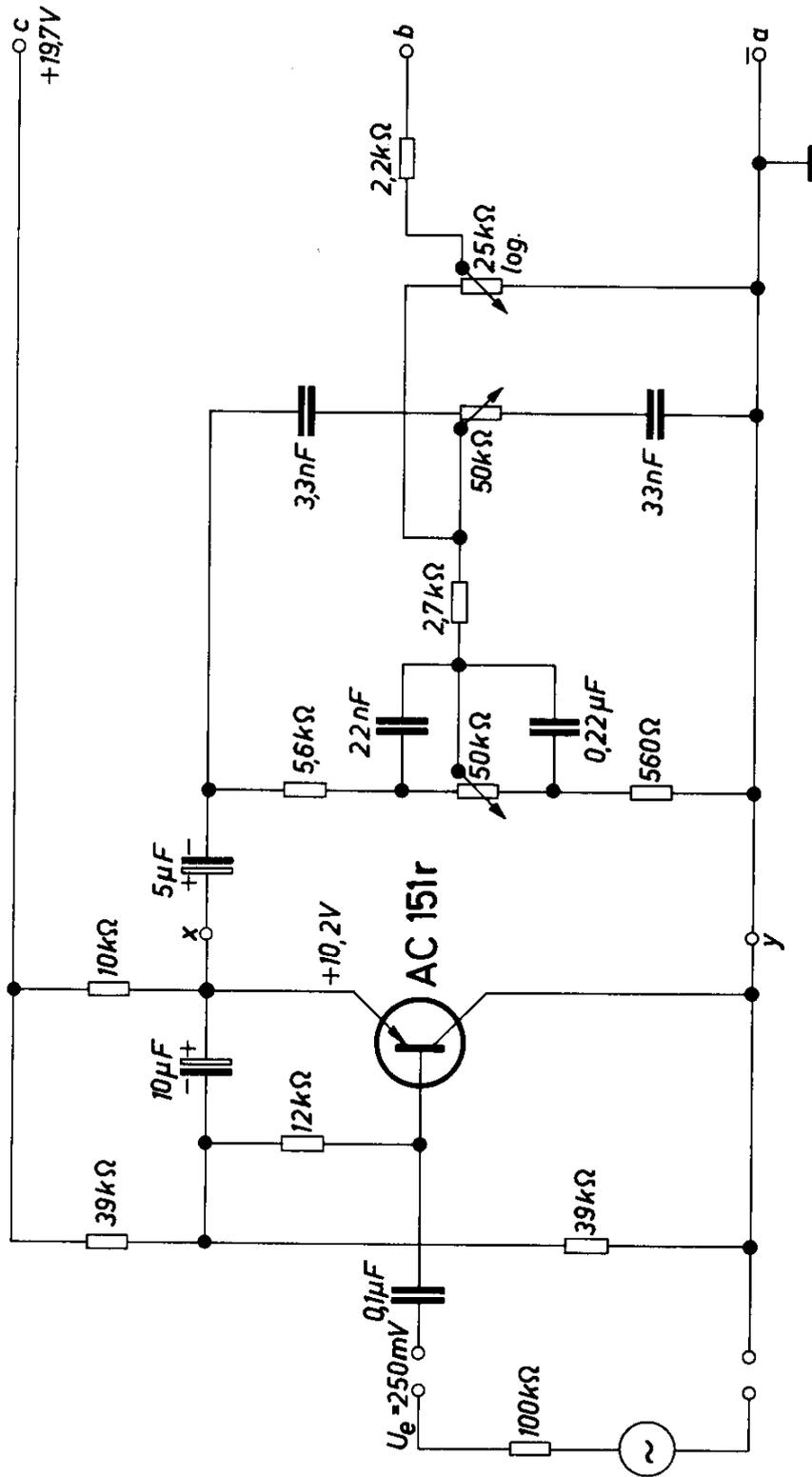


Bild 2.23.

Vorverstärker für hohen Eingangswiderstand

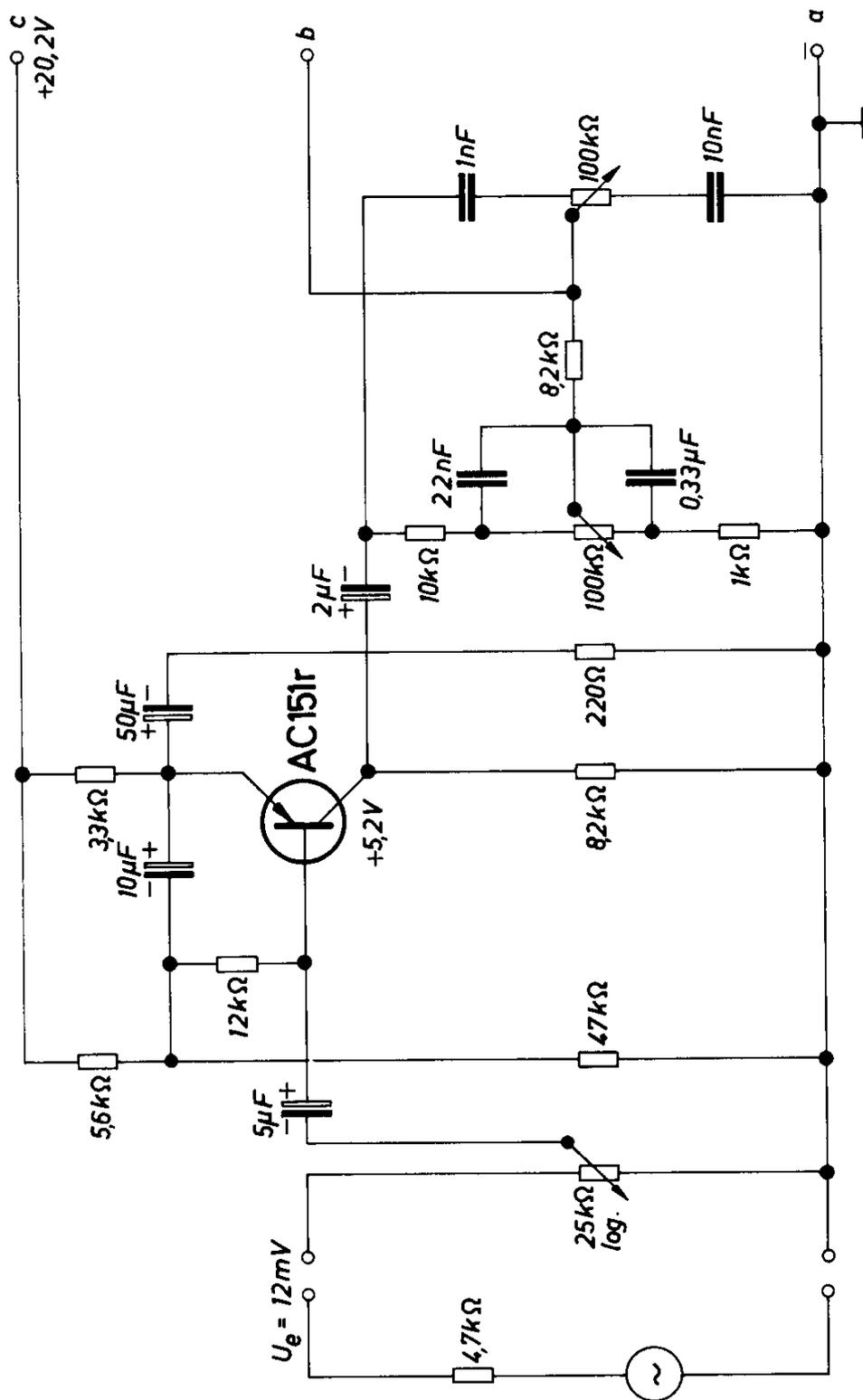


Bild 2.24.

Vorverstärker für niedrigen Eingangswiderstand

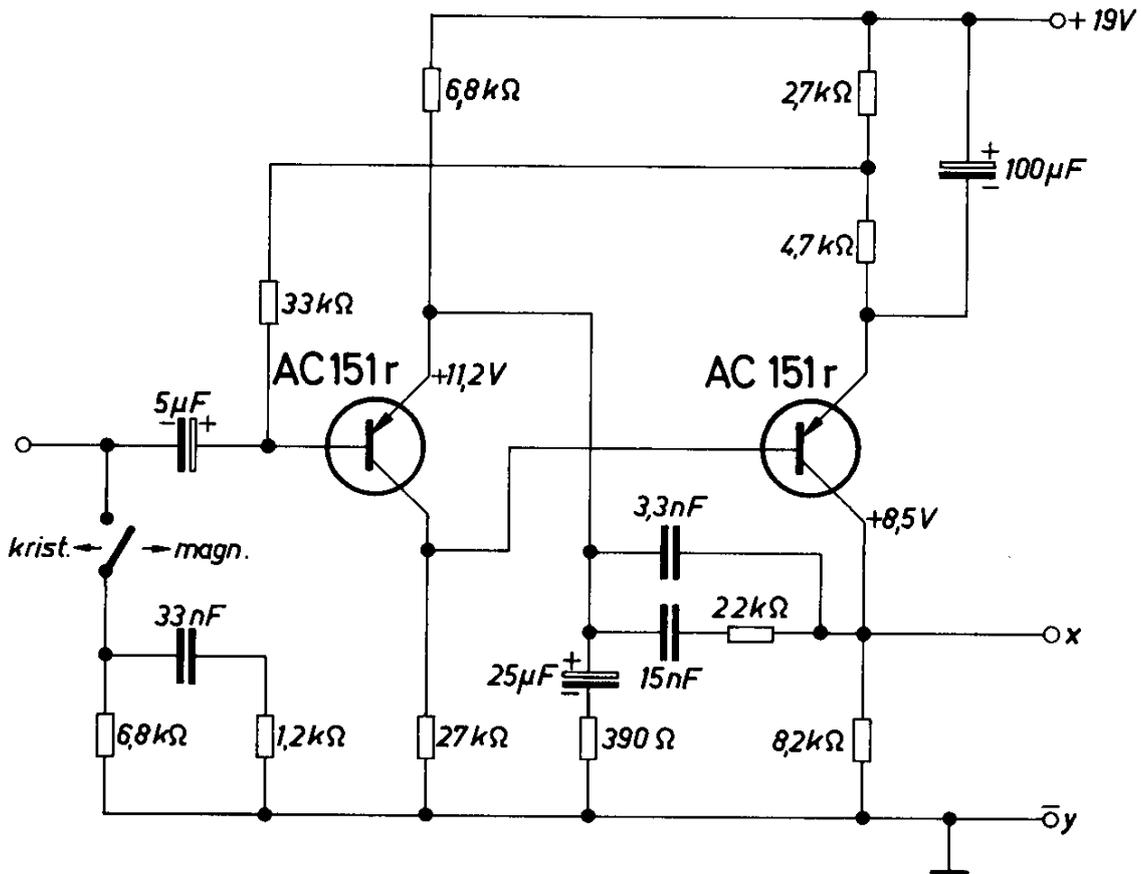


Bild 2.25.

Entzerrschaltung für Tonabnehmer

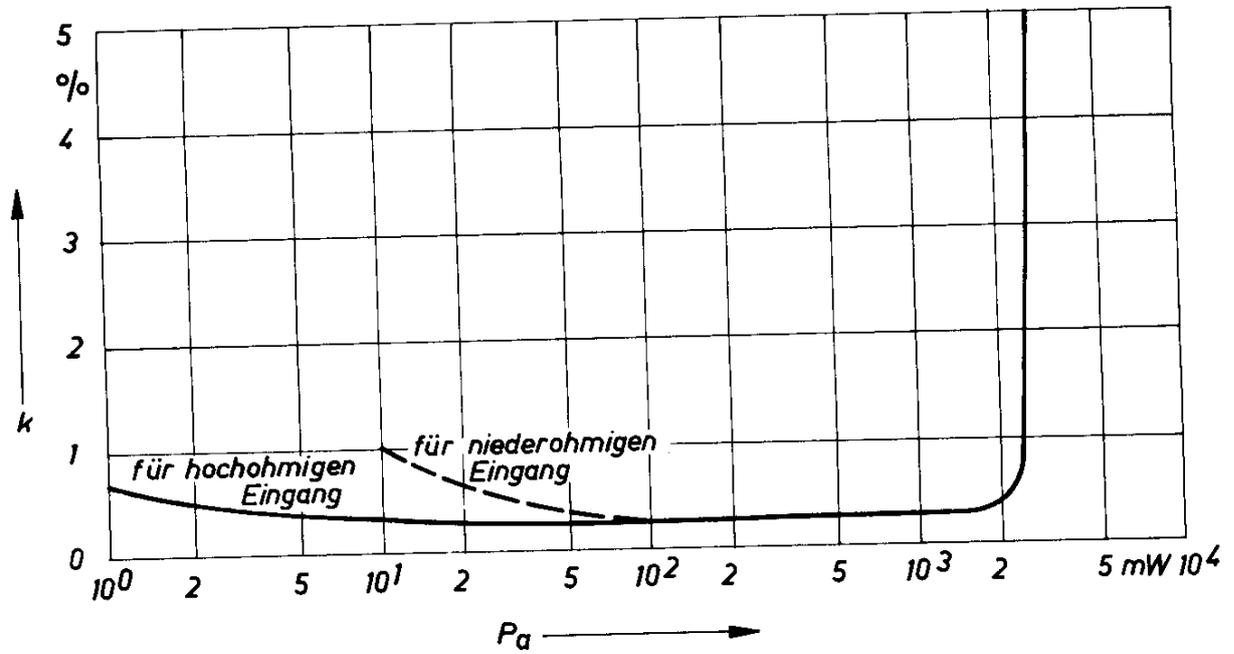


Bild 2.26.

Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 2.22

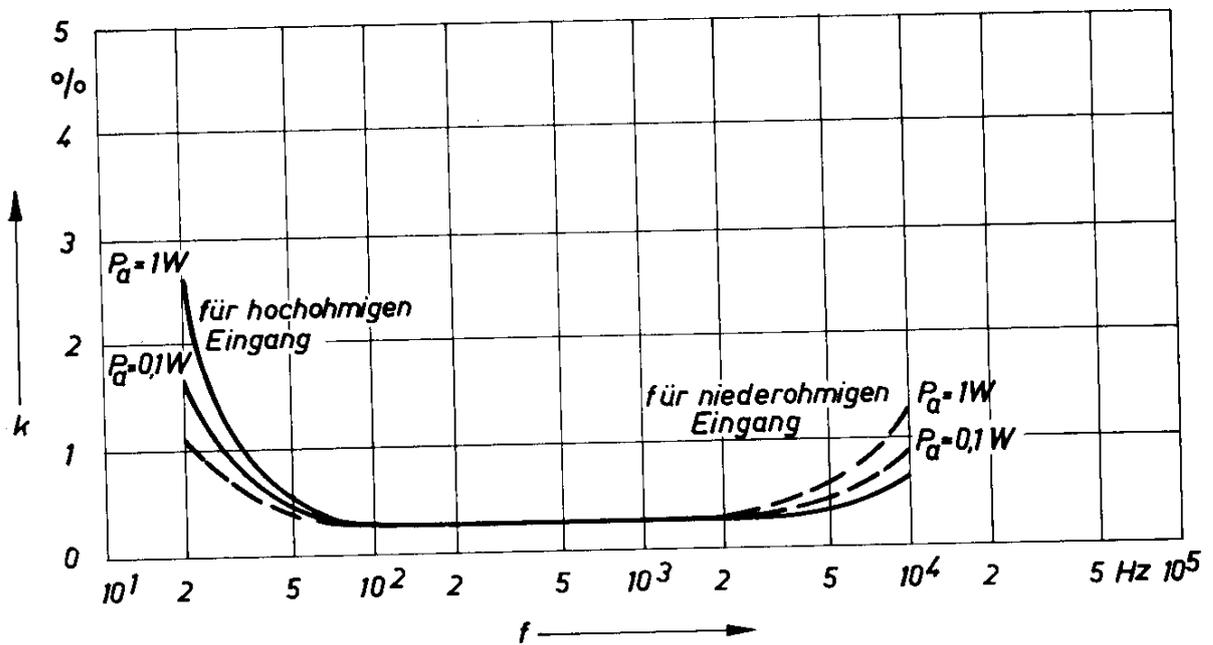


Bild 2.27.

Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Frequenz der Schaltung nach Bild 2.22

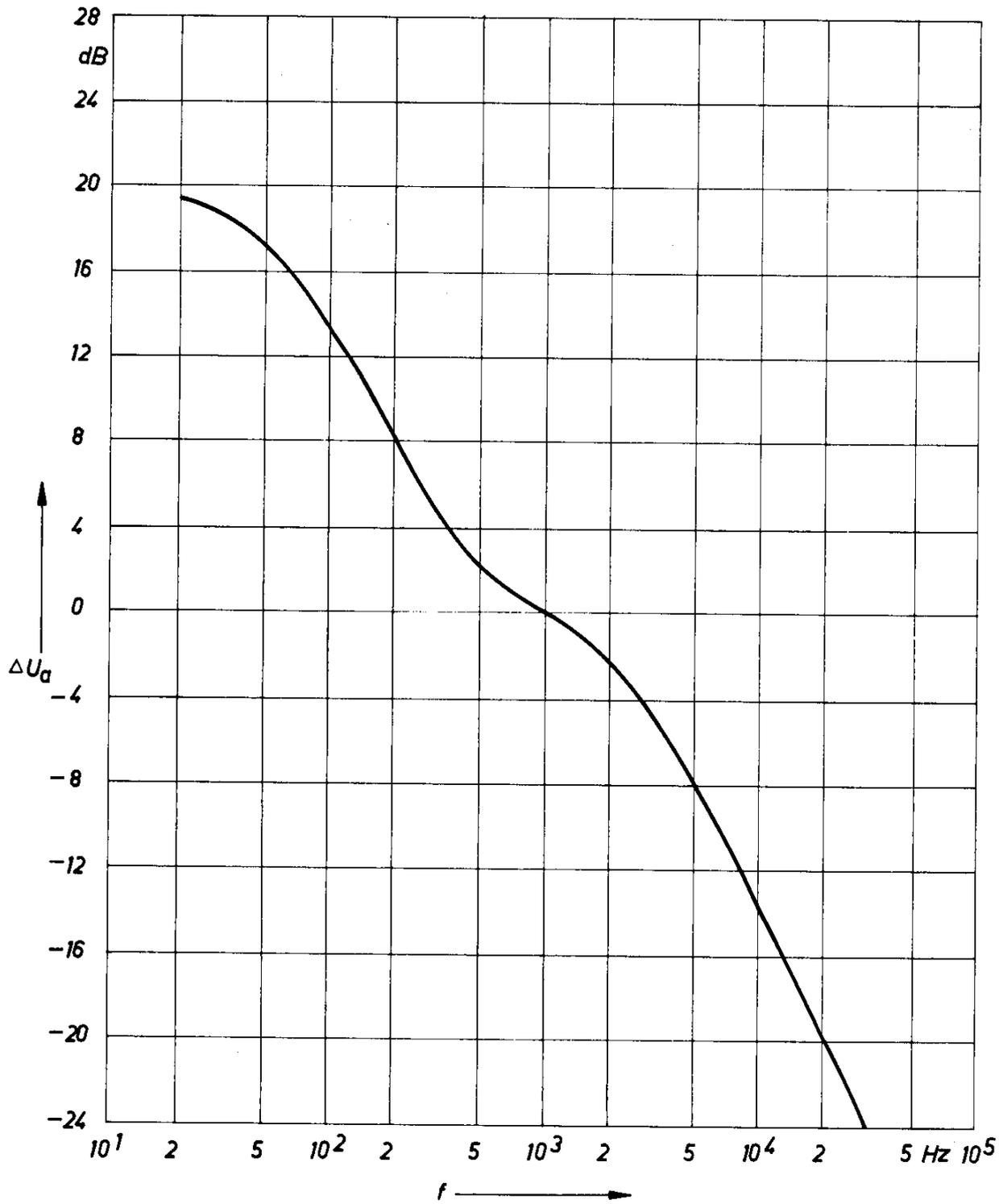


Bild 2.28.

Frequenzcharakteristik des Verstärkers  
nach Bild 2.25

### 2.13. Eisenloser NF-Verstärker für 30 V/4 W

Wie bereits erwähnt, können eisenlose Endstufen auch bei ausschließlicher Verwendung von pnp-Transistoren verwirklicht werden. Ein Beispiel dafür zeigt die Schaltung nach Bild 2.30. Es wird mit den Transistoren AD 148 in der Endstufe eine Ausgangsleistung von 4 W erzielt. Die beiden gegenphasigen Spannungen für die Endstufe werden in einer Treiberstufe mit einem Emitter- und einem Kollektorwiderstand gewonnen. Den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zeigt Bild 2.29. Im Vorverstärker ist ein Frequenz-Korrekturglied in der bekannten Brückenschaltung angeordnet. Die mit dem Klangregler möglichen Frequenzkorrekturen sind in Bild 2.31 dargestellt.

#### Technische Daten

Batteriespannung	30 V
max. Batteriestrom	320 V
max. Ausgangsleistung	4 W
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	350 mV
Eingangswiderstand	etwa 500 k $\Omega$
Frequenzbereich	30 Hz bis 20 kHz
max. Umgebungstemperatur	60 °C
Kühlblech für beide Endstufen-Transistoren	50 cm <sup>2</sup>

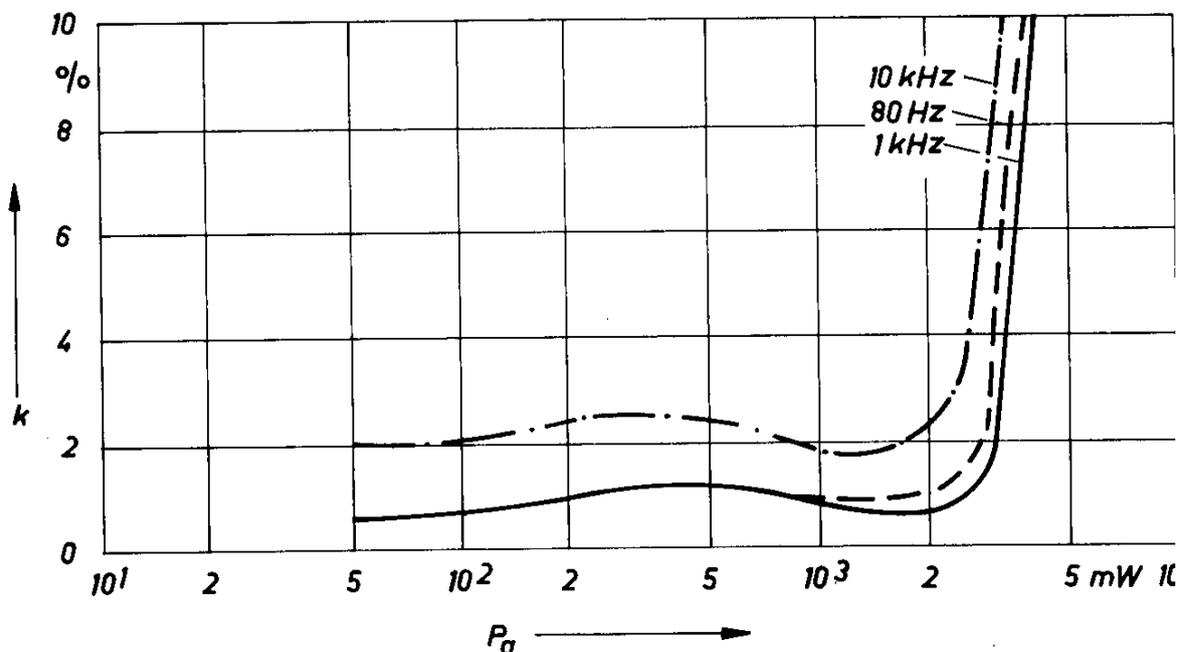


Bild 2.29.

Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsleistung für Schaltung nach Bild 2.30



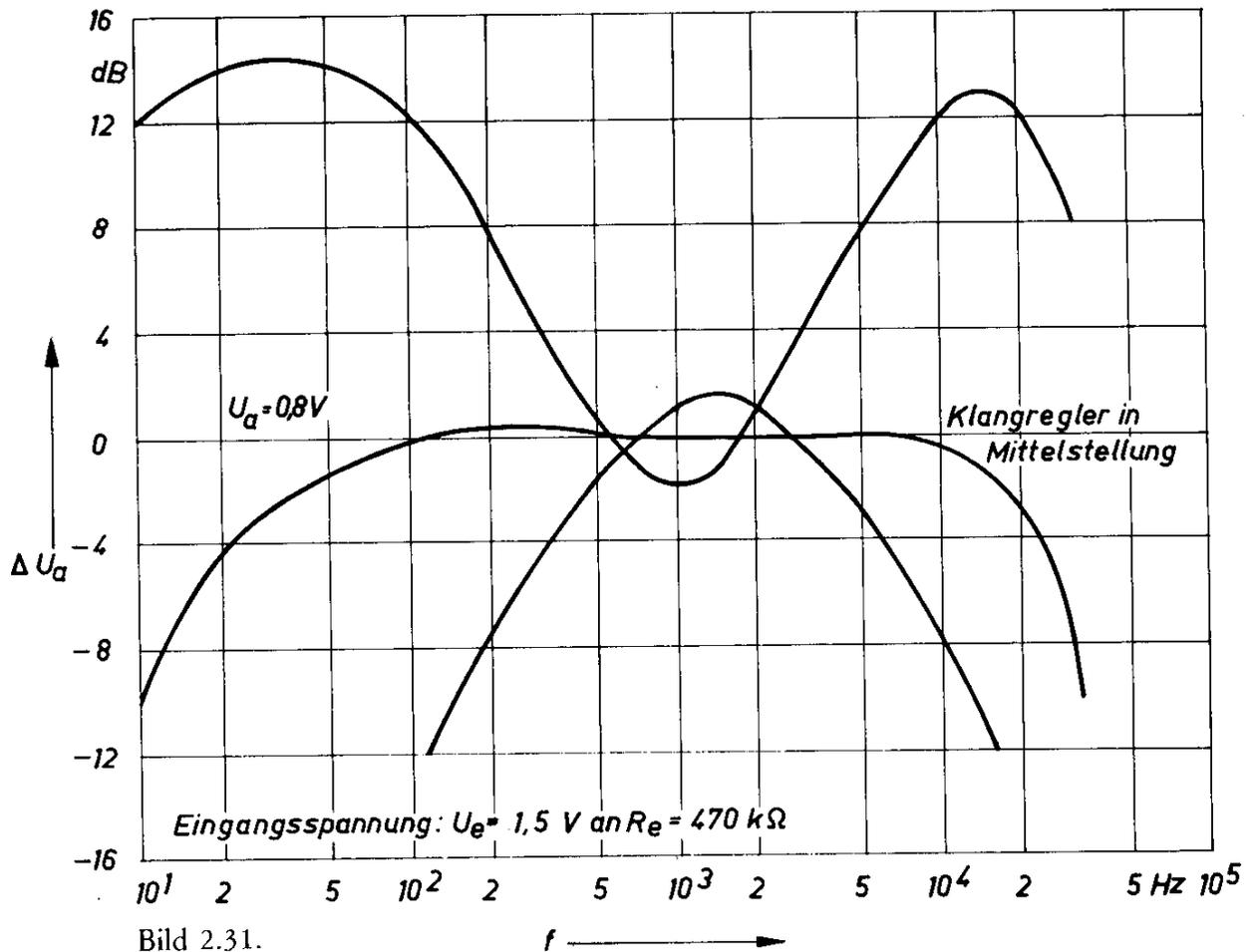


Bild 2.31.

Wirkung des Klangreglers

#### 2.14. Eisenloser NF-Verstärker für 24 V/6 W mit Komplementär-Endstufe

Mit dem Komplementärpaar AD 161 (nnp) und AD 162 (pnp) können eisenlose Endstufen für eine Ausgangsleistung bis 10 W aufgebaut werden. Auch hier gilt das bereits im Kapitel 2.10 Gesagte, weshalb in dem Beispiel nach Bild 2.32 die Ausgangsleistung auf 6 W begrenzt ist. Den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zeigt Bild 2.33. Er liegt im interessierenden Leistungsbereich zwischen 1 und 1,5 % und ist deshalb als sehr gut zu bezeichnen, wenn man den kleinen Aufwand der Schaltung berücksichtigt.

Im Bild 2.33 sind die Klirrfaktorkurven für die Übertragungsfrequenzen 90 Hz, 1 kHz und 10 kHz angegeben. Die Kurven liegen alle sehr eng beisammen, was bedeutet, daß der Klirrfaktor über den gesamten Übertragungsbereich sehr klein ist. Mit dem Potentiometer  $R_1$  ist eine Absenkung der Höhen um  $-18$  dB (bei 10 kHz) möglich, während mit dem Potentiometer  $R_2$  eine Anhebung der tiefen Frequenzen um  $+8$  dB (bei 100 Hz) erzielt werden kann (beide Werte sind auf 1 kHz bezogen). Die Lautstärke wird mit dem Potentiometer  $R_3$  eingestellt.

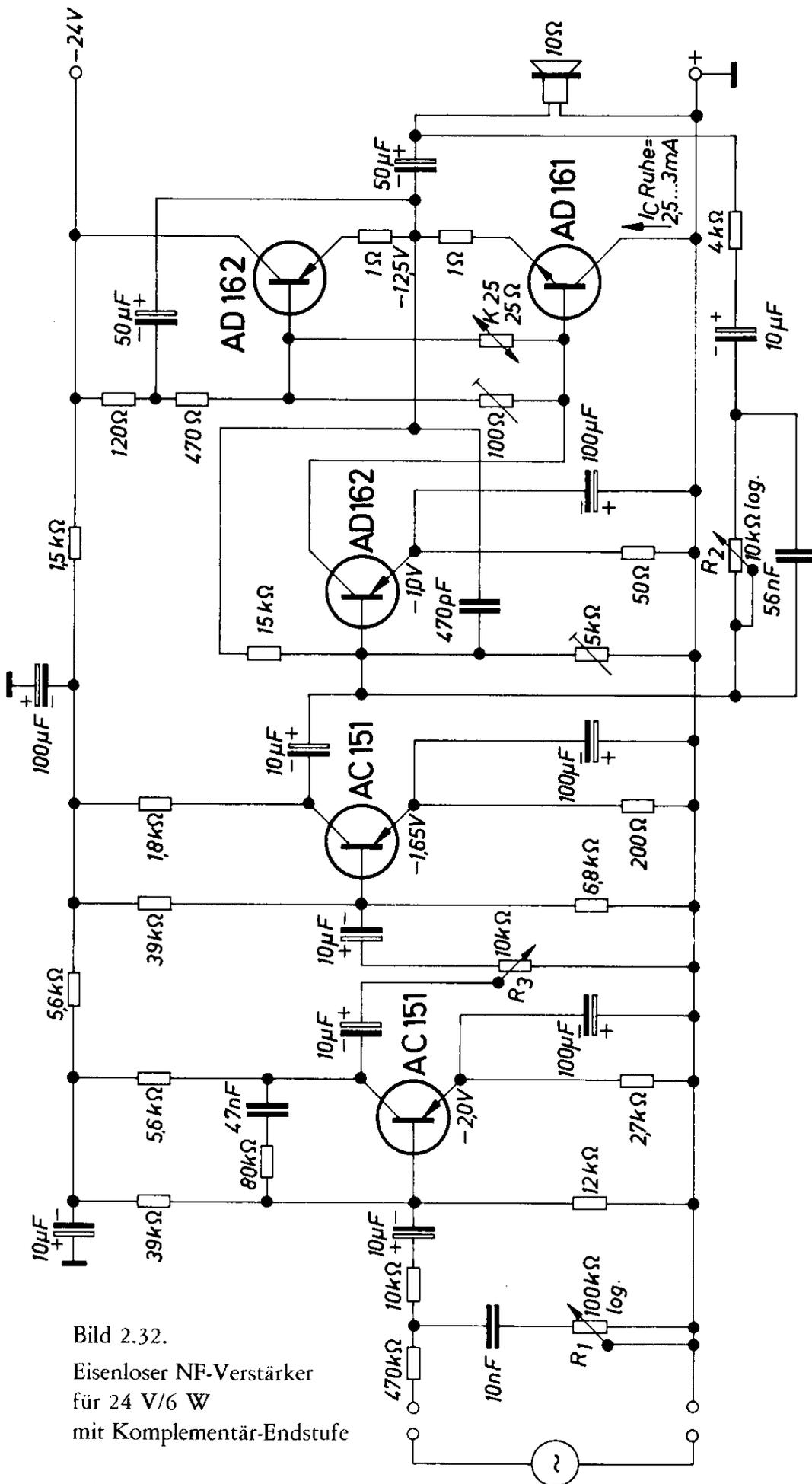


Bild 2.32.  
Eisenloser NF-Verstärker  
für 24 V/6 W  
mit Komplementär-Endstufe

*Technische Daten*

Batteriespannung	24 V
Ausgangsleistung	6 W
Lastwiderstand	10 $\Omega$
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	425 mV
Frequenzbereich	50 Hz bis 13 kHz
max. Umgebungstemperatur	60 °C
Kühlblech für beide Endstufen-Transistoren	60 cm <sup>2</sup>

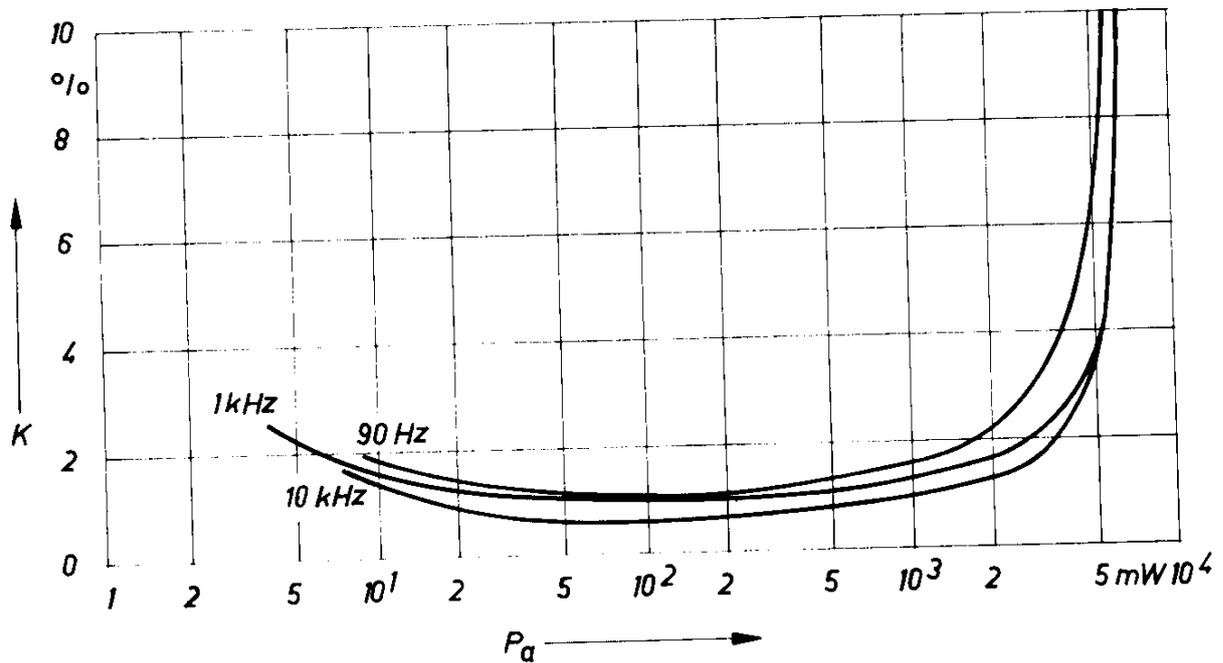


Bild 2.33.

Klirrfaktor und Ausgangsleistung für Schaltung nach Bild 2.32

## 2.15. NF-Verstärker 24 V/7 W

Die Schaltung nach Bild 2.34 ist für alle diejenigen Anwendungen geeignet, bei denen der Minuspol der Batterie an Masse gelegt wird. Dabei ergeben sich Schaltungsvorteile, wenn in den Vorstufen npn-Transistoren verwendet werden. In der Endstufe wird das leistungsstarke Komplementärpaar AD 161/AD 162 verwendet.

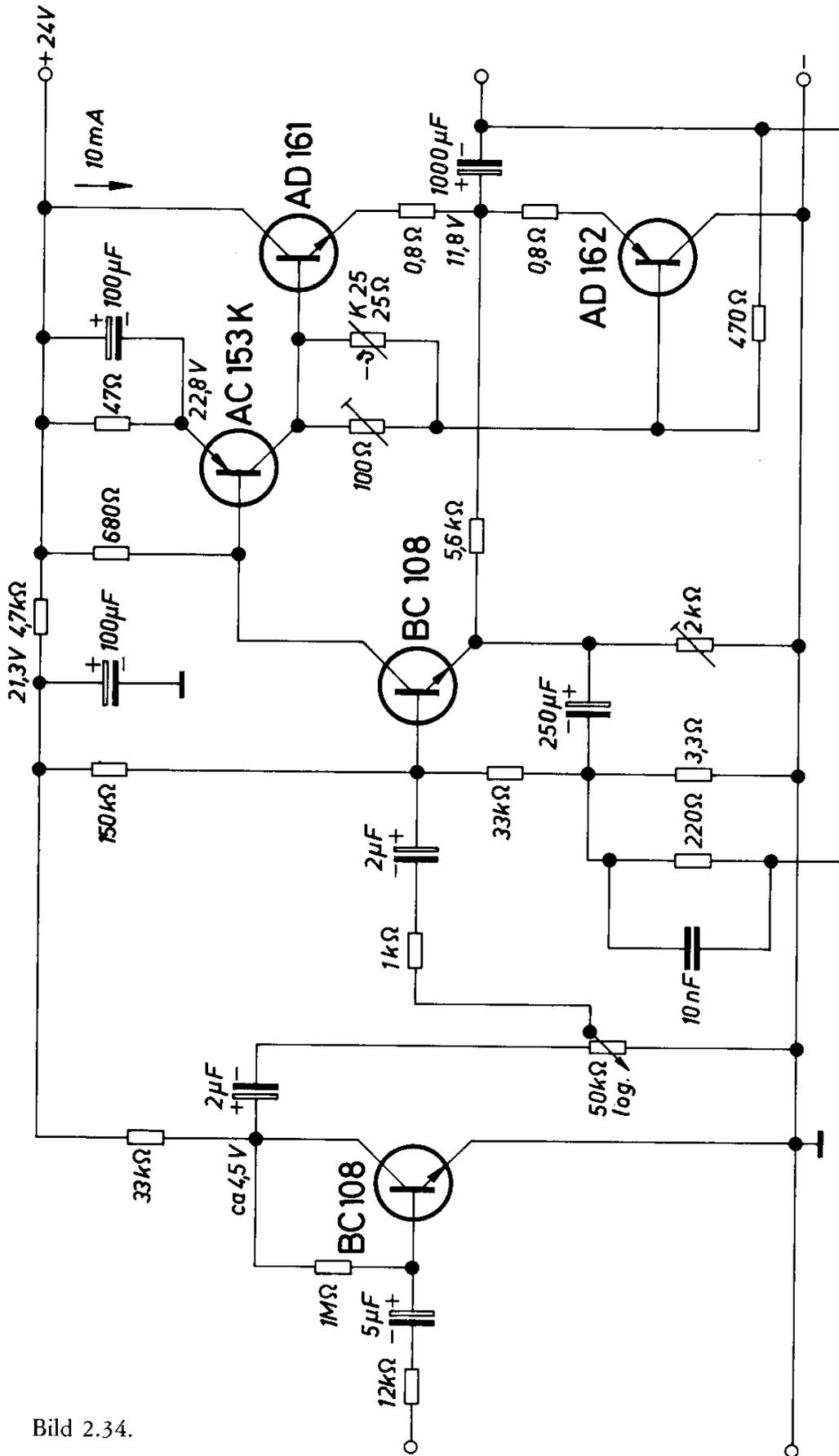


Bild 2.34.  
NF-Verstärker 24 V/7 W

**Technische Daten**

Betriebsspannung	24 V
Betriebsstrom	40 bis 470 mA
Ausgangsleistung	7 W
Lastwiderstand	8 $\Omega$
Eingangsspannung für maximale Ausgangsleistung	3 mV
Eingangswiderstand	15 k $\Omega$
Leistungsbandbreite ( $P_a = 5,6$ W, $K = 2\%$ )	25 Hz bis 20 kHz
Rauschspannung am Ausgang bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler	10 mV

**2.16. Klangregler**

Der Klangregler in Brückenschaltung nach Bild 2.35 ist für die Verwendung im NF-Verstärker nach Bild 2.34 geeignet. Er ist vor der zweiten Vorstufe anzuordnen. Die Eingangsempfindlichkeit des Verstärkers sinkt dadurch etwas (Eingangsspannung etwa 24 mV für Vollaussteuerung), weshalb eventuell noch eine zusätzliche Vorstufe verwendet werden muß. Bild 2.36 zeigt die mit dieser Anordnung mögliche Klangkorrektur.

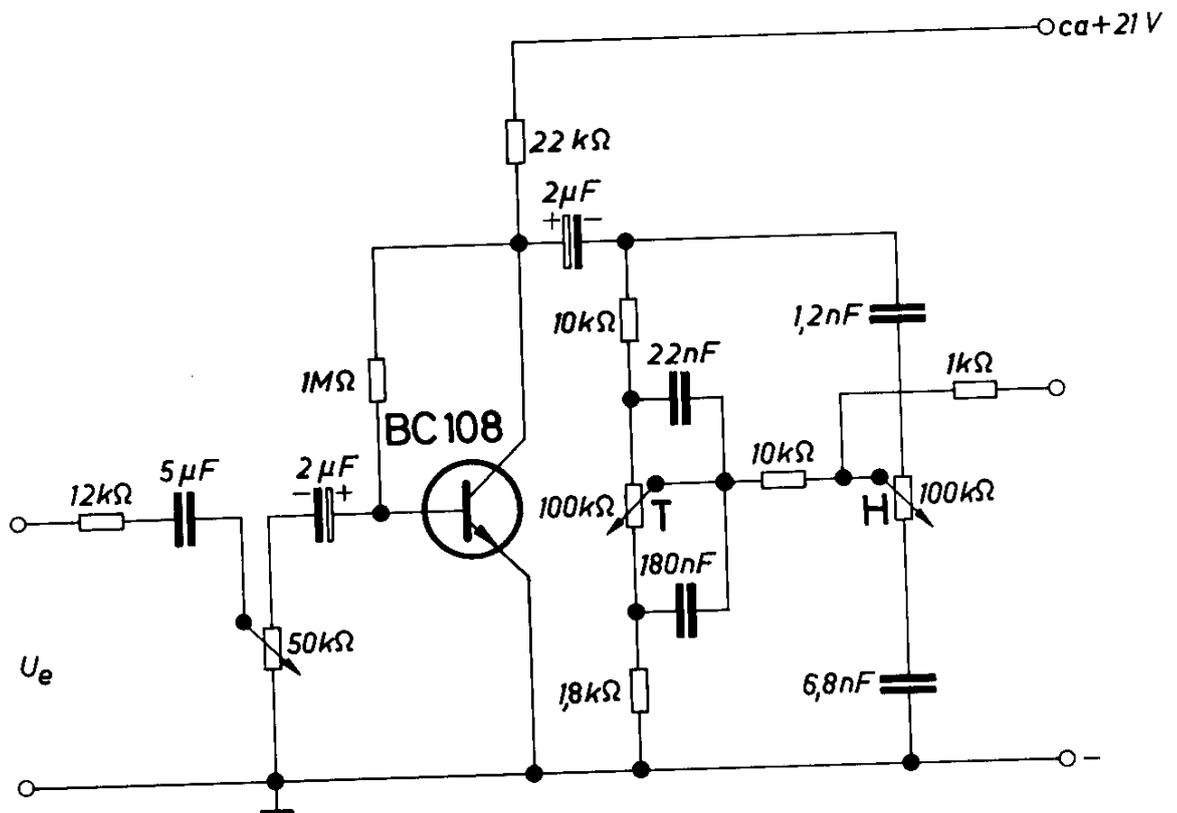


Bild 2.35.

Klangreglernetzwerk für Verstärker nach Bild 2.34

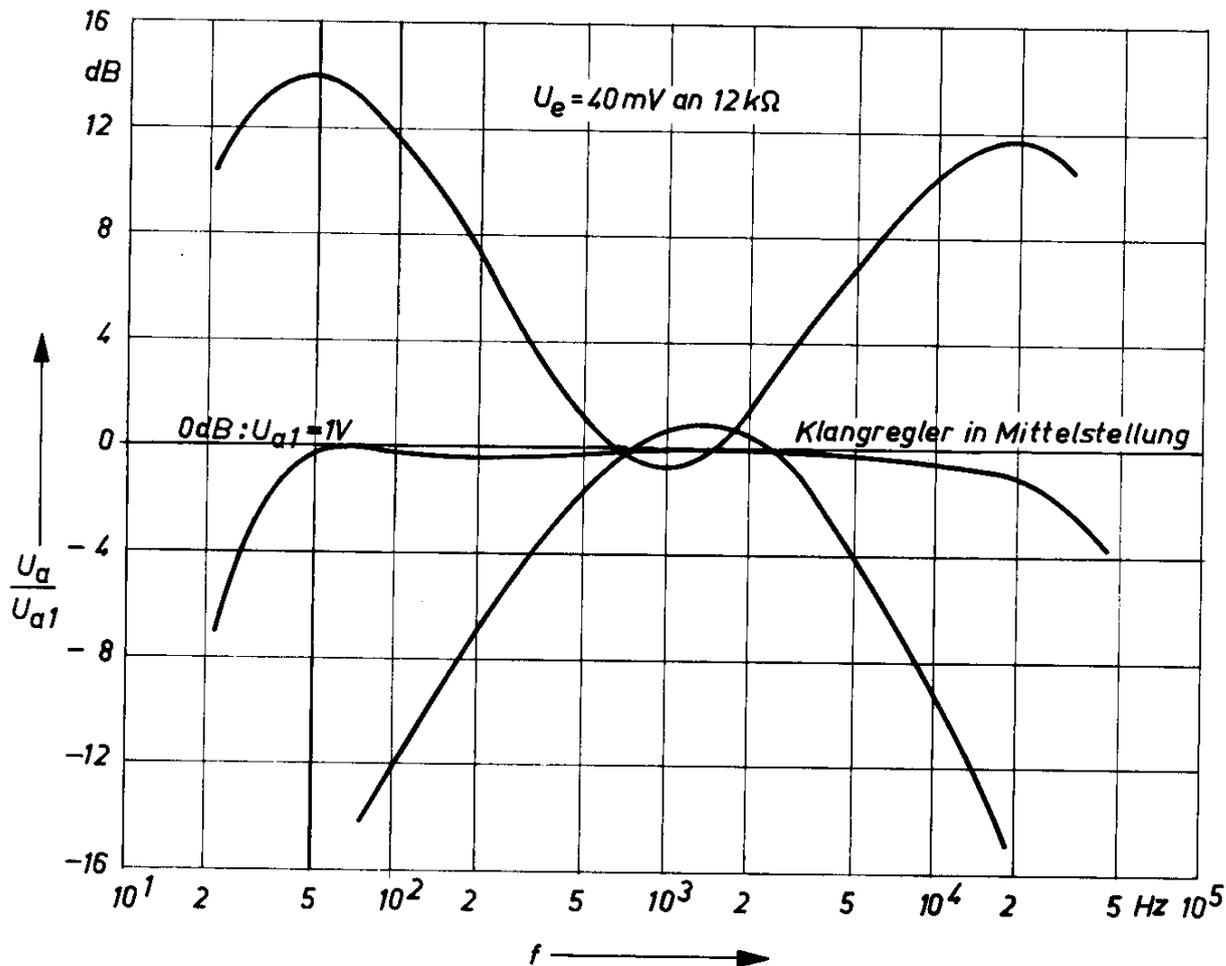


Bild 2.36.

Wirkung des Klangreglers nach Bild 2.35

## 2.17. Eisenloser NF-Verstärker 20 V/10 W

Mit dem Komplementärpaar AD 161/AD 162 kann eine Ausgangsleistung bis 10 W erreicht werden. Die Bilder 2.37 und 2.38 zeigen zwei Schaltungsvarianten, wobei die erste einen Germanium-Transistor als Treiber vorsieht, während bei der zweiten sowohl in der Vor- als auch in der Treiberstufe Silizium-Transistoren verwendet werden. In der Schaltung nach Bild 2.37 ist die Vorstufe für Gleich- und Wechselströme vom Mittelpunkt der Endstufe rückgekoppelt. Auf diese Weise wird die Mittelpunktspannung der Endstufe konstant gehalten. Um die Wirkung der Wechselstrom-Gegenkopplung zu verringern, wurde ein  $RC$ -Glied im Emitterkreis der Vorstufe gegen Masse angeordnet. Mit einer Silizium-Diode und einem Heißleiter ist der Arbeitspunkt der Endstufe in beiden Schaltungen für Spannungs- und Temperaturänderungen kompensiert. Die Größe des Kollektorwiderstandes der Treiberstufe ist abhängig von der Stromverstärkung



Technische Daten

Betriebsspannung  
 max. Betriebsstrom  
 Ausgangsleistung  
 Lastwiderstand  
 Frequenzbereich (3 dB)  
 Eingangswiderstand  
 Eingangsspannung  
 für Vollaussteuerung  
 ( $f = 1 \text{ kHz}$ )  
 Klirrfaktor  
 ( $f = 100 \text{ Hz bis } 10 \text{ kHz}$ ,  
 $P_a = 5 \text{ W}$ )

Bild 2.37

20 V  
 850 mA  
 10 W  
 4  $\Omega$   
 23 Hz bis 23 kHz  
 27 k $\Omega$   
 300 mV  
 < 1 %

Bild 2.38

20 V  
 850 mA  
 10 W  
 4  $\Omega$   
 23 Hz bis 23 kHz  
 12 k $\Omega$   
 300 mV  
 < 1 %

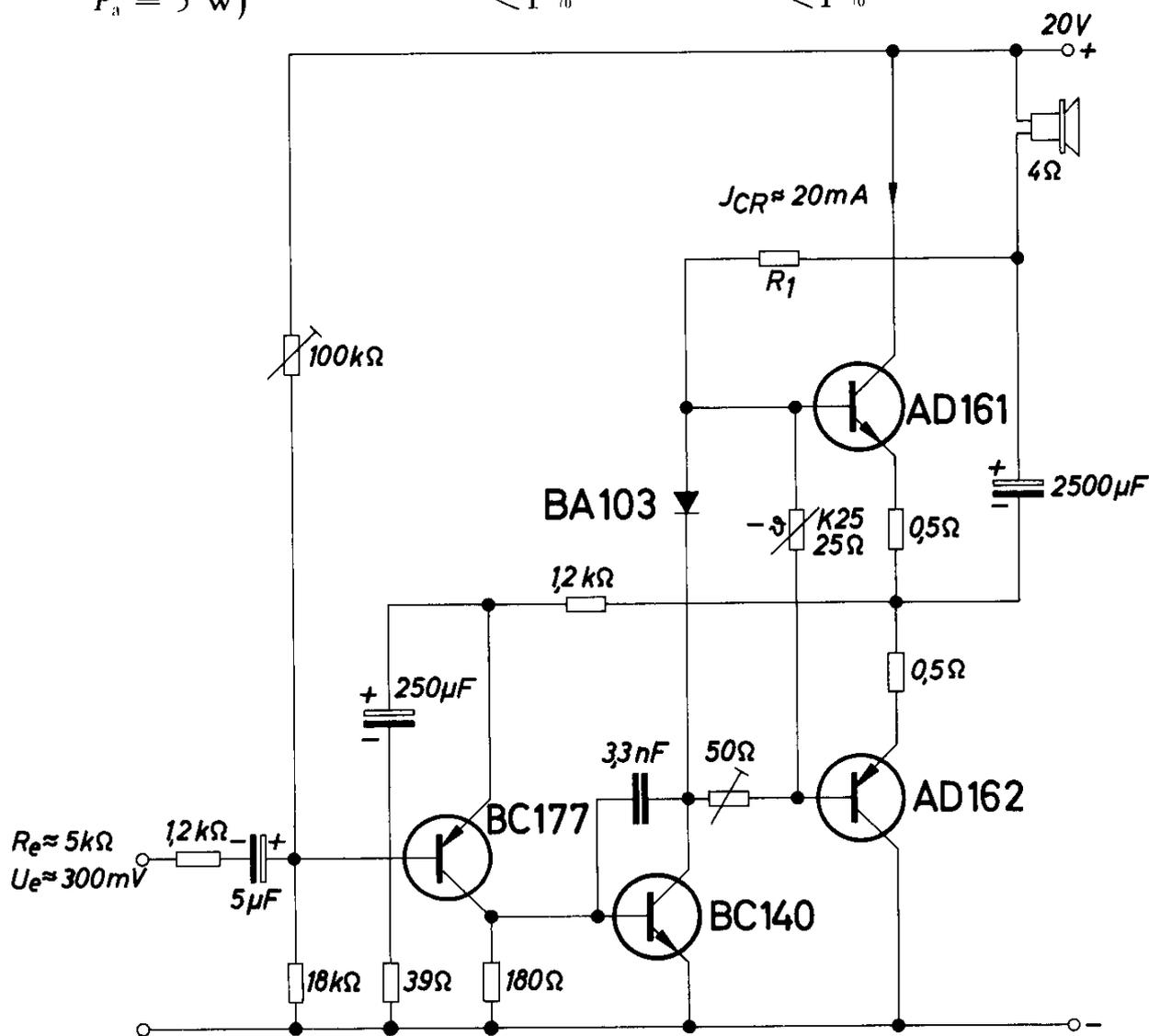


Bild 2.38.

Eisenloser NF-Verstärker 20 V/10 W mit Silizium-Transistoren in Vor- und Treiberstufe

## 2.18. Stereo-Vorverstärker

Der in Bild 2.39 gezeigte Vorverstärker eignet sich für die Ansteuerung des im Kapitel 2.20 angegebenen HiFi-Verstärkers für eine Ausgangsleistung von 15 W. Der Vorverstärker ist durchweg mit Silizium-Planar-Transistoren bestückt und arbeitet einwandfrei bis zu einer Umgebungstemperatur von 70 °C. Die Eingangsstufe ist in Kollektorschaltung ausgeführt, wodurch man einen sehr hohen Eingangswiderstand von etwa 750 k $\Omega$  erreicht. Sie ist so dimensioniert, daß sie auch sehr hohe Eingangsspannungen ohne Übersteuerung verarbeiten kann. Lautstärkereger und Balanceregler sind an die Eingangsstufe über einen Vorwiderstand angeschaltet, damit die Stellung der Potentiometer den Eingangswiderstand des Verstärkers nicht wesentlich beeinflussen.

Mit dem anschließenden Klangregel-Netzwerk können Höhen- und Tiefenanhebungen bzw. -absenkungen bis jeweils etwa 20 dB eingestellt werden.

Die Arbeitspunkteinstellung der nächsten Verstärkerstufe erfolgt über einen Widerstand vom Emitter des Transistors T<sub>4</sub>. Dies ergibt eine sehr gute Temperaturkompensation. Steigt z. B. bei Temperaturerhöhung der Strom durch den Transistor T<sub>3</sub> an, so ändert sich die Vorspannung an der Basis des Transistors T<sub>4</sub> nach negativen Werten. Dadurch sinkt der Spannungsabfall am Emitterwiderstand dieser Stufe, wodurch über den Widerstand von 4 M $\Omega$  der Transistor T<sub>3</sub> eine kleinere Vorspannung erhält. Die gleiche Kompensationswirkung tritt auch bei einer Änderung der Betriebsspannung auf. An die letzte Stufe des Verstärkers kann über einen Vorwiderstand von 1 k $\Omega$  der bereits genannte Leistungsverstärker angeschlossen werden.

Die folgenden technischen Daten beziehen sich auf die gesamte Anordnung, d. h. auf den hier beschriebenen Vorverstärker plus Leistungsverstärker nach Kapitel 2.20. Dies gilt auch für die in Bild 2.40 gezeigten Klangregler-Kurven.

### *Technische Daten des kompletten Verstärkers*

Betriebsspannung	30 V		
Betriebsstrom	50 bis 1000 mA	Fremdspannungsabstand	> 50 dB
Ausgangsleistung	15 W	max. Eingangsspannung	
Lastwiderstand	4 $\Omega$	ohne Begrenzung	
Eingangsspannung		( $f = 1$ kHz)	5,3 V
für Vollaussteuerung		Eingangswiderstand	
( $f = 1$ kHz)	350 mV	( $f = 1$ kHz)	$\approx 750$ k $\Omega$

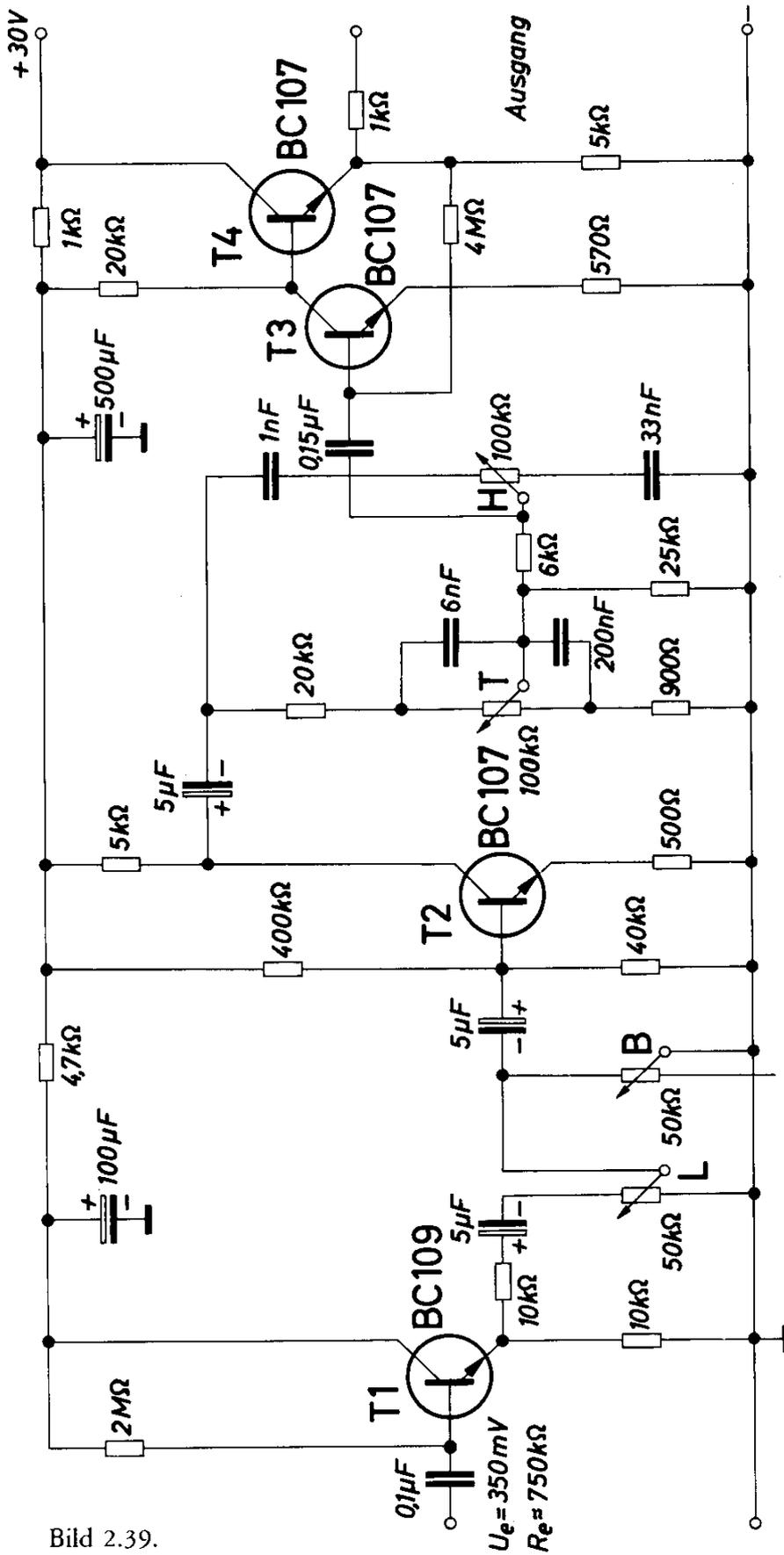


Bild 2.39.  
Stereo-Vorverstärker

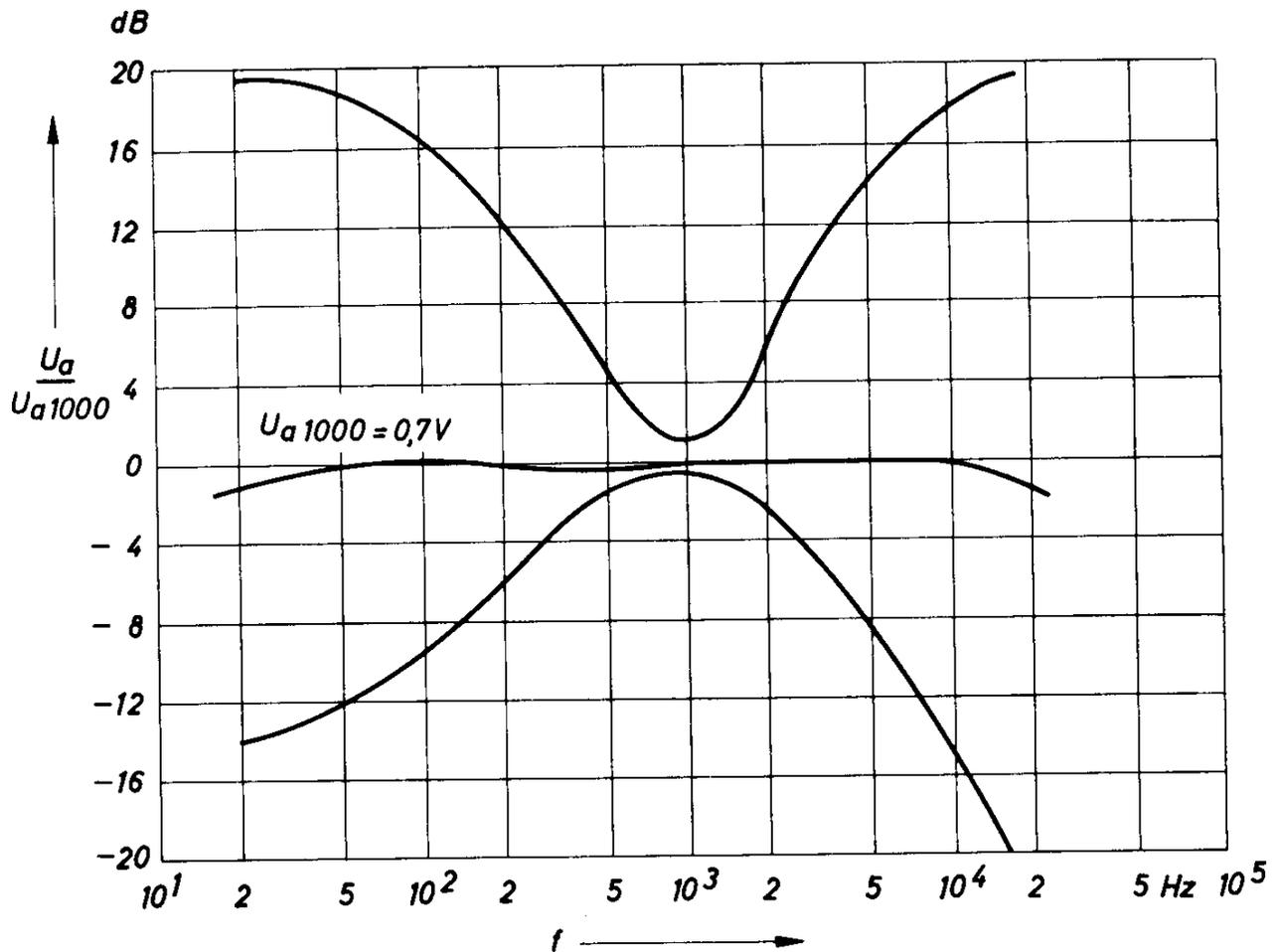


Bild 2.40.

Wirkung des Klangreglers für Vorverstärker nach Bild 2.39  
und Leistungsverstärker nach Bild 2.43

### 2.19. Umschaltbarer Vorverstärker für Mikrofon und magnetischen Tonabnehmer

Dieser Verstärker, dessen Schaltung das Bild 2.41 zeigt, kann dem im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Verstärker vorgeschaltet werden. Der Frequenzgang ist umschaltbar. Für die Verwendung als Mikrofonverstärker kann ein linearer Frequenzgang und für die Verwendung als Vorverstärker für einen magnetischen Tonabnehmer der erforderliche Spannungsfrequenzgang eingeschaltet werden.

Für den Einsatz als Mikrofonverstärker wird eine frequenzunabhängige Gegenkopplung und als Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer ein frequenzabhängiges Gegenkopplungsglied angeschaltet. Gegenüber einer frequenzabhängigen Dämpfung hat diese Methode zur Erzeugung des gewünschten Frequenzganges den Vorteil, daß der Klirrfaktor kleiner ist. Um zu verhindern, daß bei der Umschaltung der Arbeitspunkt der Transistoren verändert wird, ist es erforderlich, den ersten Transistor für Gleich-

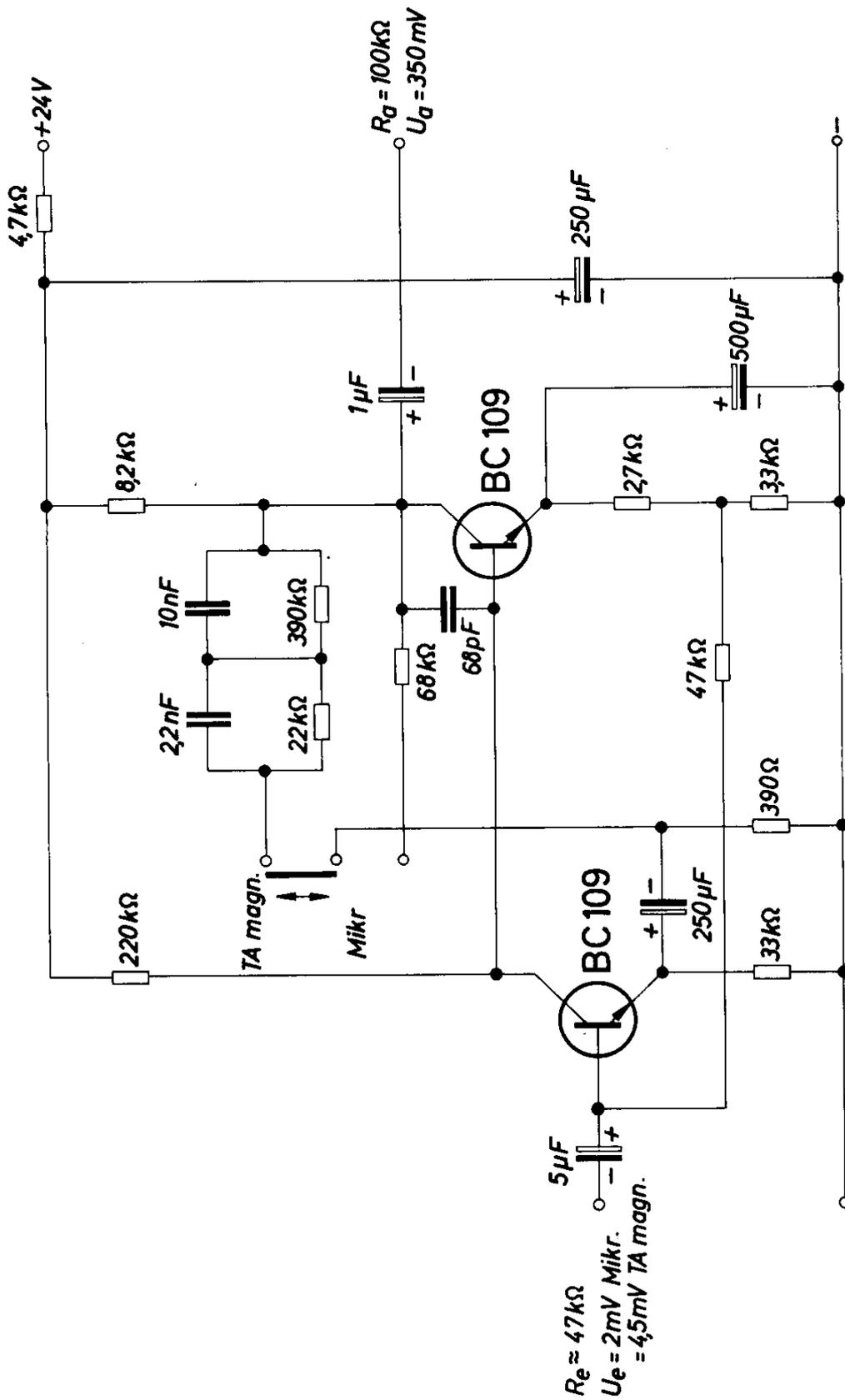


Bild 2.41.

Vorverstärker für Mikrofon und magnetischen Tonabnehmer

ströme vom Gegenkopplungsglied zu entkoppeln (Kondensator von  $250 \mu\text{F}$ ). Der Arbeitspunkt wird in der bereits im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Weise eingestellt.

Der Basis-Widerstand von  $47 \text{ k}\Omega$  legt im wesentlichen den Eingangswiderstand des Verstärkers fest, weil der Eingangswiderstand des ersten Transistors selbst immer viel größer als dieser Wert ist.

Der Gegenkopplungskondensator von  $68 \text{ pF}$  zwischen Kollektor und Basis des zweiten Transistors verringert eine wegen der hohen Verstärkung und hohen Grenzfrequenz des Transistors BC 109 vorhandene Schwingneigung.

Um besonders gutes Rauschverhalten der ersten Stufe zu erhalten, wurde ein sehr kleiner Arbeitspunktstrom von etwa  $100 \mu\text{A}$  eingestellt. Der Frequenzgang für beide Betriebsarten zeigt Bild 2.42.

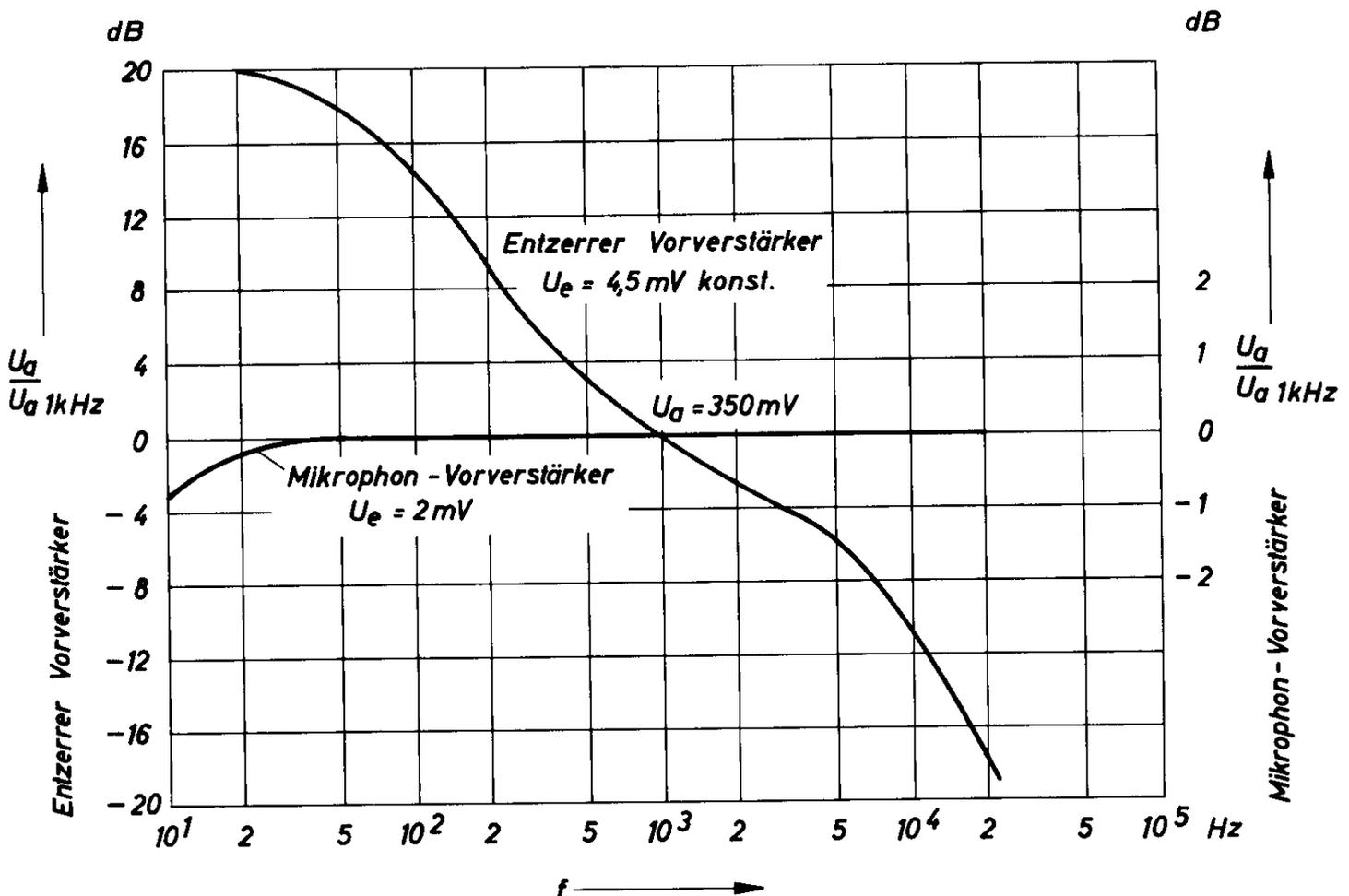


Bild 2.42.

Frequenzgang der Schaltung nach Bild 2.41

<i>Technische Daten</i>	Mikrofon- Vorverstärker	Entzerrer- Vorverstärker
Betriebsspannung	24 V	24 V
Betriebsstrom	0,85 mA	0,85 mA
Ausgangsspannung ( $f = 1 \text{ kHz}$ , $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ )	350 mV	350 mV
Eingangsspannung ( $f = 1 \text{ kHz}$ )	2 mV	4,5 mV
max. Eingangsspannung ohne Begrenzung ( $f = 1 \text{ kHz}$ )	20 mV	43 mV
Eingangswiderstand	47 k $\Omega$	47 k $\Omega$
Klirrfaktor (Ausgangsspannung 350 mV)		
$f = 100 \text{ Hz}$	0,3 ‰	0,2 ‰
$f = 1 \text{ kHz}$	0,3 ‰	0,1 ‰
$f = 20 \text{ kHz}$	— ‰	0,2 ‰
Fremdspannungsabstand	>50 dB	>50 dB

## 2.20. Hi-Fi-Verstärker 30 V/15 W

An die Endstufentransistoren von Hi-Fi-Verstärkern werden mehrere Forderungen gestellt. Sie sollen vor allem eine lineare Kennliniencharakteristik bis zu hohen Signalen haben und eine möglichst hohe Grenzfrequenz. Die Grenzfrequenz von legierten Leistungstransistoren liegt in der fast immer in NF-Endstufen angewendeten Emitterschaltung bei etwa 10 bis 15 kHz, also noch etwas unterhalb der Hörgrenze, weshalb nur mit Hilfe von Gegenkopplung und niederohmiger Ansteuerung eine gute Wiedergabe des gesamten hörbaren Bereiches möglich ist.

Neuerdings stehen Leistungs-Drifttransistoren mit wesentlich höherer Grenzfrequenz zur Verfügung. Es sind die Typen AD 166 und AD 167. Bild 2.43 zeigt die Schaltung einer NF-Endstufe für eine Ausgangsleistung von 15 W mit den Transistoren AD 167.

Die Phasenumkehrung besorgt die Gegentakt-Treiberstufe mit dem Komplementärpaar AC 127/AC 152. Die an den Endstufen-Transistoren bei einer Frequenz von 1 kHz auftretende mittlere Verlustleistung beträgt 5,5 W; diese steigt jedoch bei Frequenzen über 15 kHz stark an, besonders bei Übersteuerung. Deshalb muß der Vorverstärker so ausgelegt sein, daß eine Übersteuerung bei höheren Frequenzen vermieden wird. Bild 2.44 zeigt die zulässige Übersteuerung in Abhängigkeit von der übertragenen Frequenz.

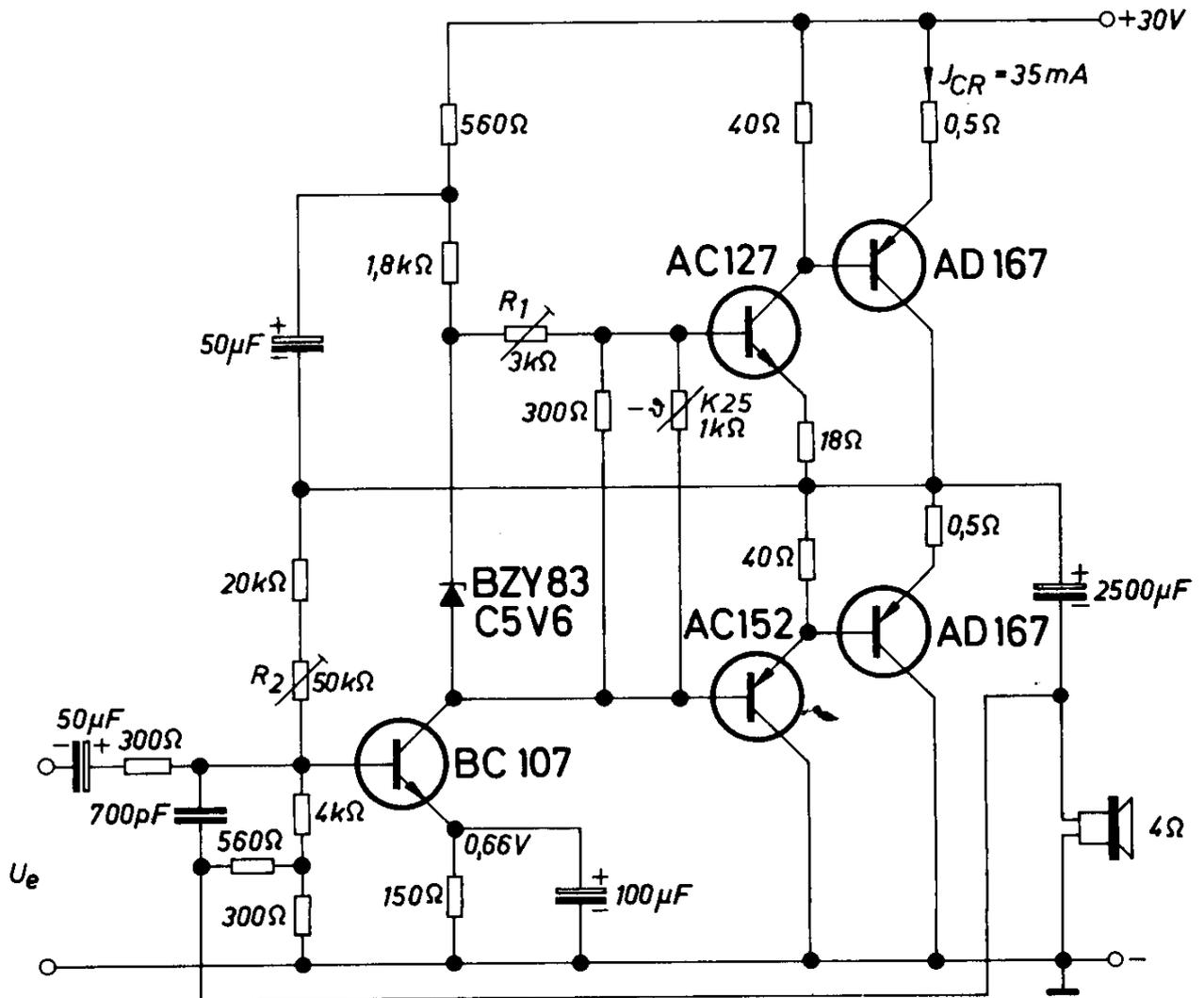


Bild 2.43.

Hi-Fi-Verstärker 30 V/15 W

Die Stabilisierung des Ruhestromes der Endstufe erfolgt für Temperaturänderung mit einem Heißleiter K 25 und für eine Änderung der Versorgungsspannung mit einer Zenerdiode BZY 83. Der Heißleiter soll auf dem gleichen Kühlblech montiert werden wie die Endstufen-Transistoren.

Bei der Dimensionierung des Verstärkers wurde neben dem durch die verwendeten Transistoren möglichen guten Frequenzgang (Bild 2.45) vor allem ein kleiner Klirrfaktor angestrebt. Bild 1.46 zeigt die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Frequenz, er liegt praktisch im ganzen Übertragungsbereich unter 0,3 %.

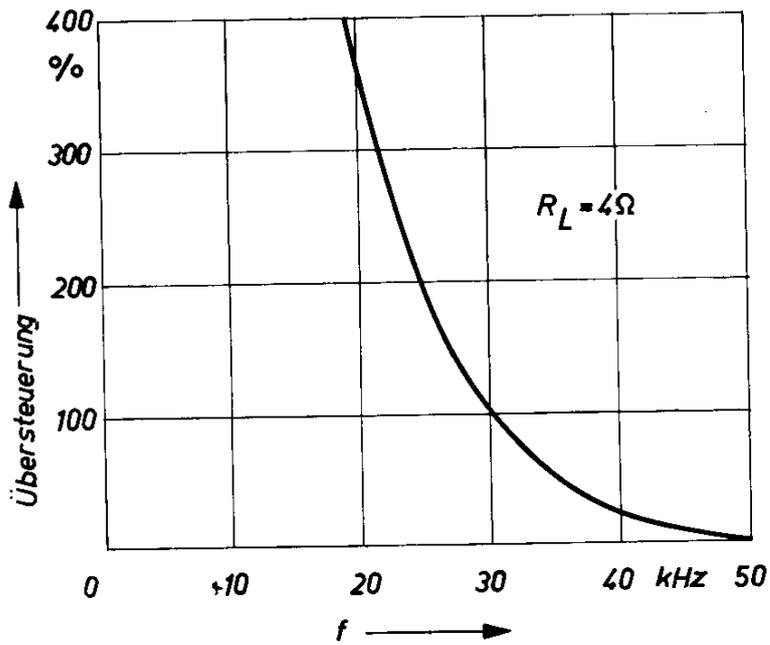


Bild 2.44.

Zulässige Übersteuerung in Abhängigkeit von der Frequenz für Schaltung nach Bild 2.43

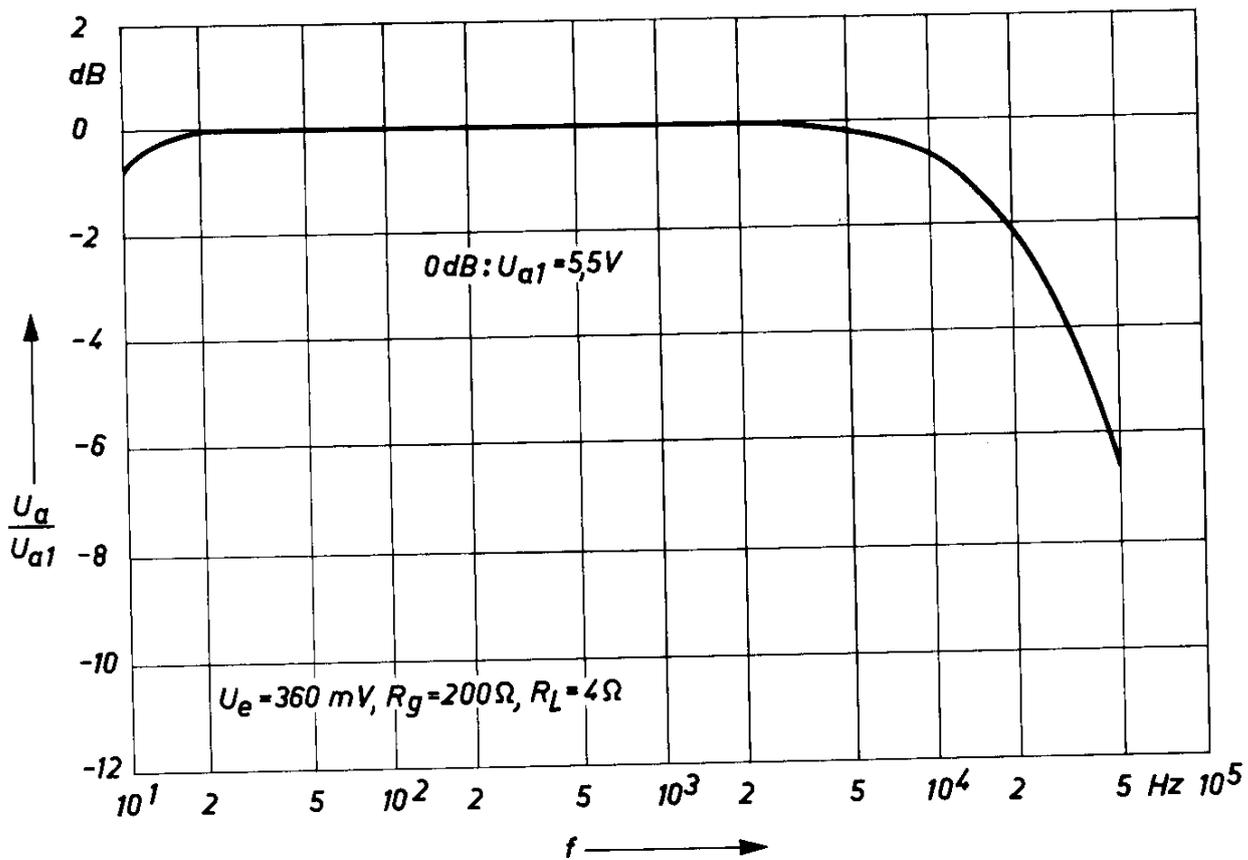


Bild 2.45.

Frequenzgang der Schaltung nach Bild 2.43

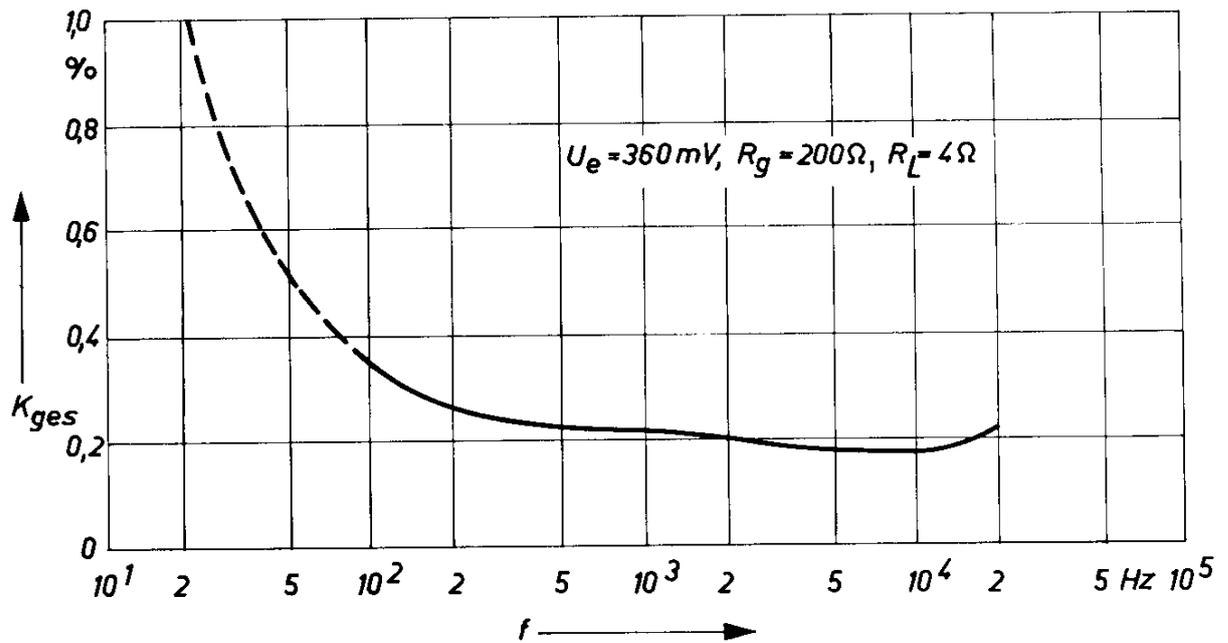


Bild 2.46.

Klirrfaktor abhängig von der Frequenz für Schaltung nach Bild 2.43

In Bild 2.47 ist schließlich der Klirrfaktor über der Ausgangsleistung bei vier verschiedenen Frequenzen aufgetragen. Bis zur Aussteuerungsgrenze liegt der Klirrfaktor bei allen Frequenzen unter  $0,3\%$ .

#### Technische Daten

Betriebsspannung	30 V
Betriebsstrom	50 bis 1000 mA
Ausgangsleistung	15 W
Lastwiderstand	4 $\Omega$
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	500 mV
Eingangswiderstand	> 300 $\Omega$
Brummspannungsabstand	
( $P_a = 100 \text{ mW}$ , Netz-Brummspannung = 0,27 V	
$R_G = 200 \Omega$ , $R_L = 4 \Omega$ )	60 dB
Fremdspannungsabstand ( $P_a = 100 \text{ mW}$ )	> 85 dB

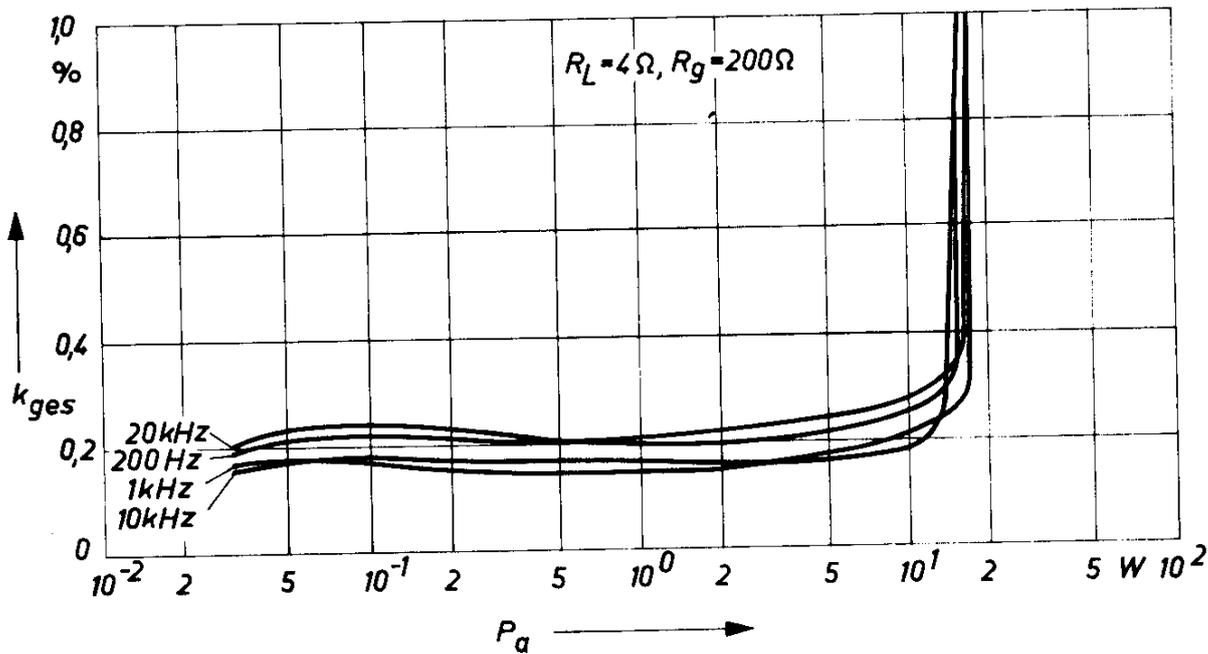


Bild 2.47.

Klirrfaktor, abhängig von der Ausgangsleistung für Schaltung nach Bild 2.43

### 2.21. Eisenloser NF-Verstärker 24 V/10 W

In der Endstufe der Schaltung nach Bild 2.48 werden Leistungs-Drifttransistoren verwendet. Diese Transistoren haben eine höhere Grenzfrequenz als die normalen legierten Leistungs-Transistoren und haben trotzdem noch deren Vorteile, wie kleiner Durchlaßwiderstand und gute Stromverstärkungslinierität. Deshalb können mit diesen Transistoren Leistungsverstärker hoher Klangqualität verwirklicht werden. Da keine Komplementärpaare zur Verfügung stehen, muß die Phase für die (eisenlose) Ansteuerung einer Gegentakt-Endstufe in der Treiberstufe umgekehrt werden. Dazu wird in Schaltung nach Bild 2.48 ein Komplementärpaar AC 127/AC 152 verwendet. Der Ruhestrom der Endstufe für Temperaturänderung wird mit einem Heißleiter K 25 und für eine Änderung der Versorgungsspannung mit einer Zenerdiode BZY 83 stabilisiert. Der Heißleiter soll auf dem gleichen Kühlblech montiert werden, wie die Endstufen-Transistoren. Der Klirrfaktor der Stufe liegt im ganzen Übertragungsbereich unter 0,4%. Als Vorverstärker kann die in Kapitel 2.18 beschriebene Anordnung verwendet werden. Außerdem ist es möglich, den umschaltbaren Vorverstärker für Mikrofon und magnetischen Tonabnehmer nach Kapitel 2.19 vorzuschalten.

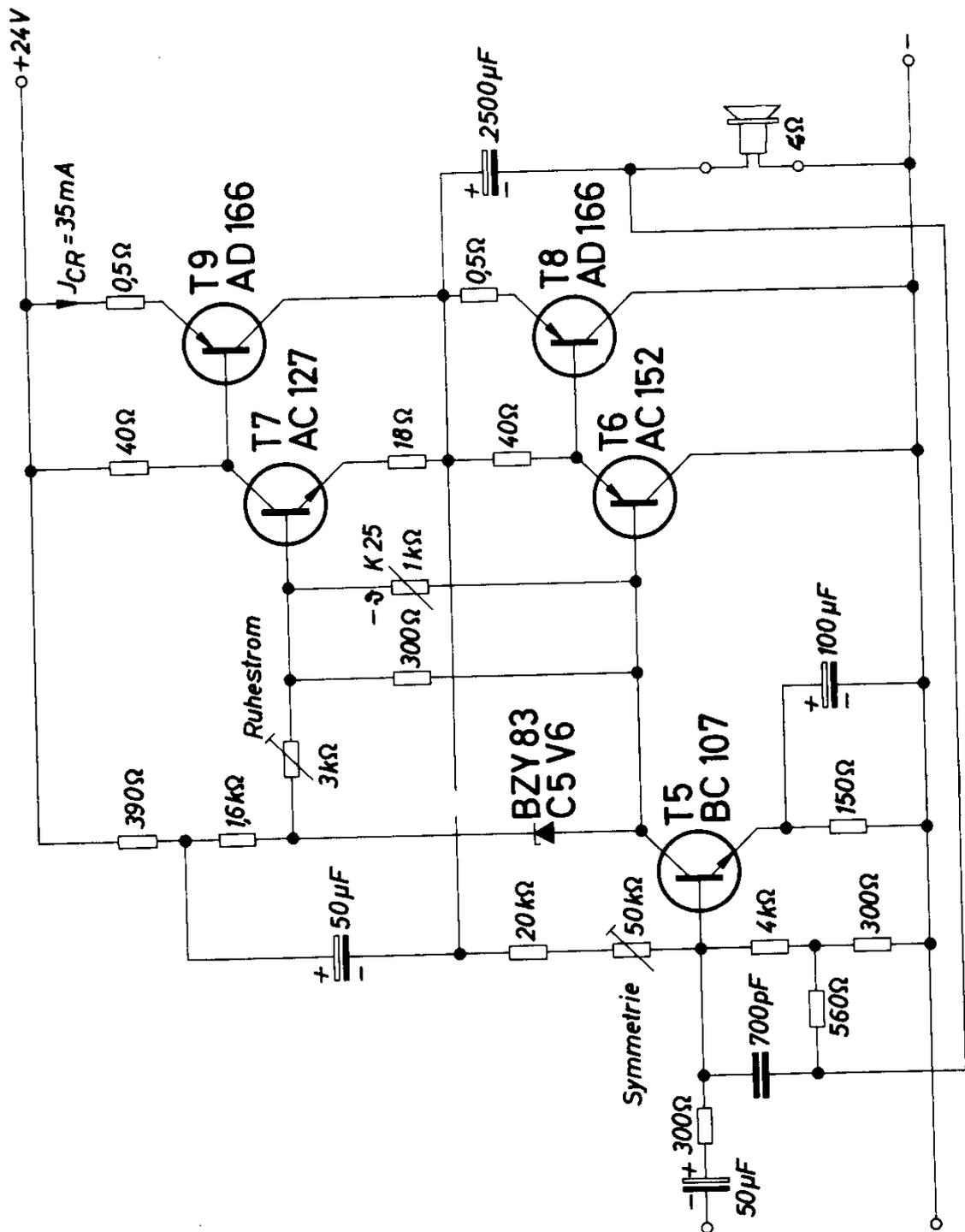


Bild 2.48.  
Eisenloser NF-Verstärker 24 V/10 W

*Technische Daten*

Betriebsspannung	24 V
Betriebsstrom	50 bis 1000 mA
Ausgangsleistung	10 W
Lastwiderstand	4 $\Omega$
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	500 mV
Eingangswiderstand	300 $\Omega$
Brummspannungsabstand $P_a = 100$ mW, Netz-	
Brummspannung = 0,27 V, $R_G = 200$ $\Omega$ , $R_L = 4$ $\Omega$	60 dB
Fremdspannungsabstand ( $P_a = 100$ mW)	85 dB

## 2.22. NF-Verstärker 32 V/26 W

Für Ausgangsleistungen über 10 W stehen noch keine günstigen Komplementär-Transistoren zur Verfügung, weshalb sich für eisenlose Leistungsverstärker die Ansteuerung von zwei pnp-Leistungs-Transistoren mit einem Komplementär-Treiber durchgesetzt hat. Bild 2.49 zeigt eine entsprechende Schaltung. Die Endstufe wird möglichst niederohmig angesteuert, um einen guten Frequenzgang zu erreichen. Für Stereobetrieb ist am Eingang ein Balanceregler vorgesehen. Der Verstärker zeichnet sich durch sehr kleine Klirrfaktoren aus, wie aus den Diagrammen in den Bildern 2.50 und 2.51 ersichtlich ist.

*Technische Daten*

Betriebsspannung	32 V
Betriebsstrom	40 bis 1250 mA
Ausgangsleistung	26 W
Lastwiderstand	4 $\Omega$
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	140 mV
Eingangswiderstand (ohne Lautstärkeregler)	50 k $\Omega$
Frequenzbereich (-1 dB)	20 Hz bis 20 kHz

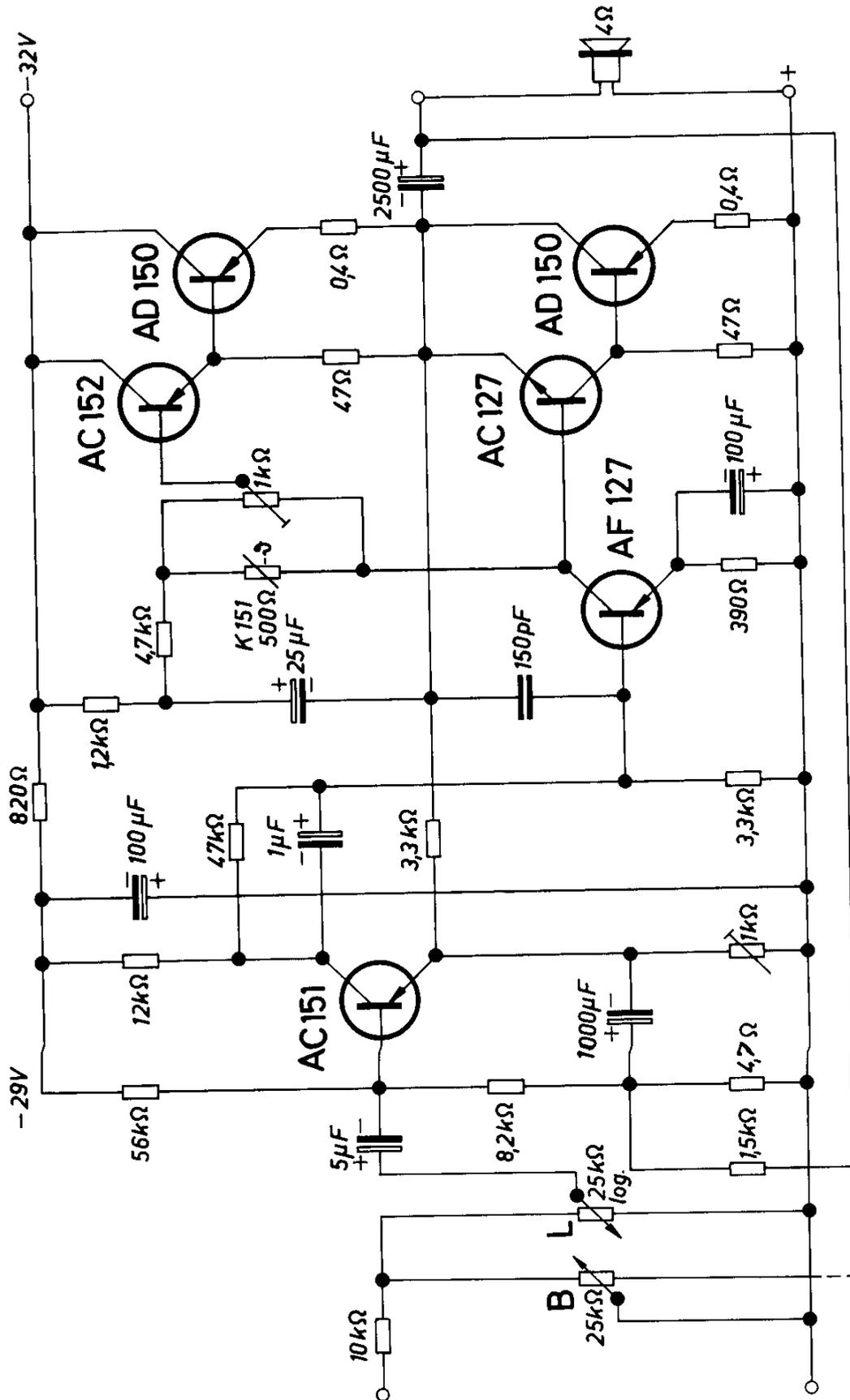


Bild 2.49.  
NF-Verstärker 32 V/26 W

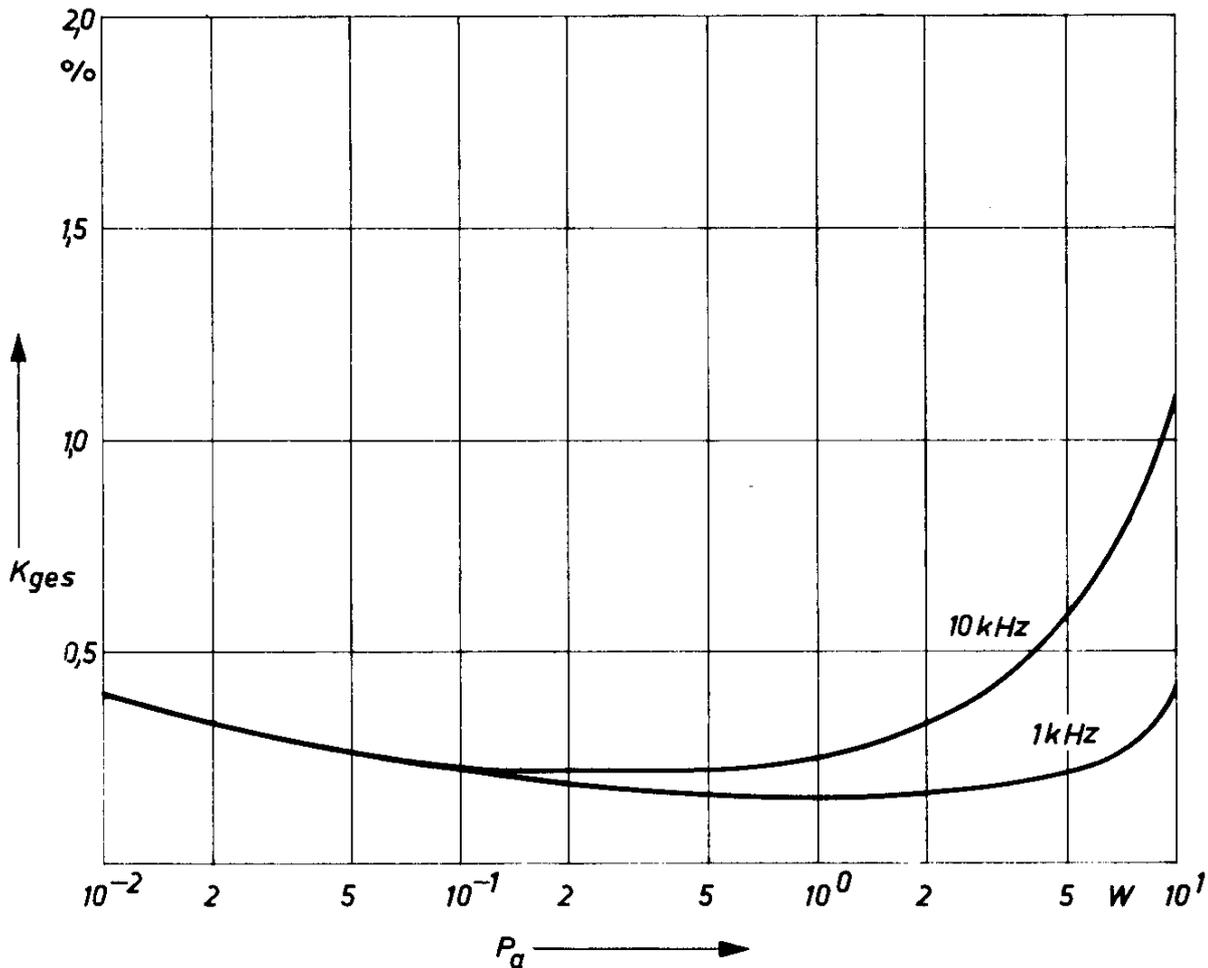


Bild 2.50.

Klirrfaktor, abhängig von der Ausgangsleistung für Schaltung nach Bild 2.49

### 2.23. Eisenloser NF-Verstärker 40 W

Die Bezeichnung „Komplementärpaar“ wird üblicherweise nur für solche Paare verwendet, bei denen die Kenndaten des pnp- und des npn-Transistors weitgehend übereinstimmen. Die für solche Komplementärpaare sehr einfache Schaltungstechnik für eisenlose Endstufen kann unter bestimmten Voraussetzungen auch bei Transistorpaaren angewendet werden, die aus Transistoren unterschiedlicher Charakteristik bestehen. Es ist dazu erfor-

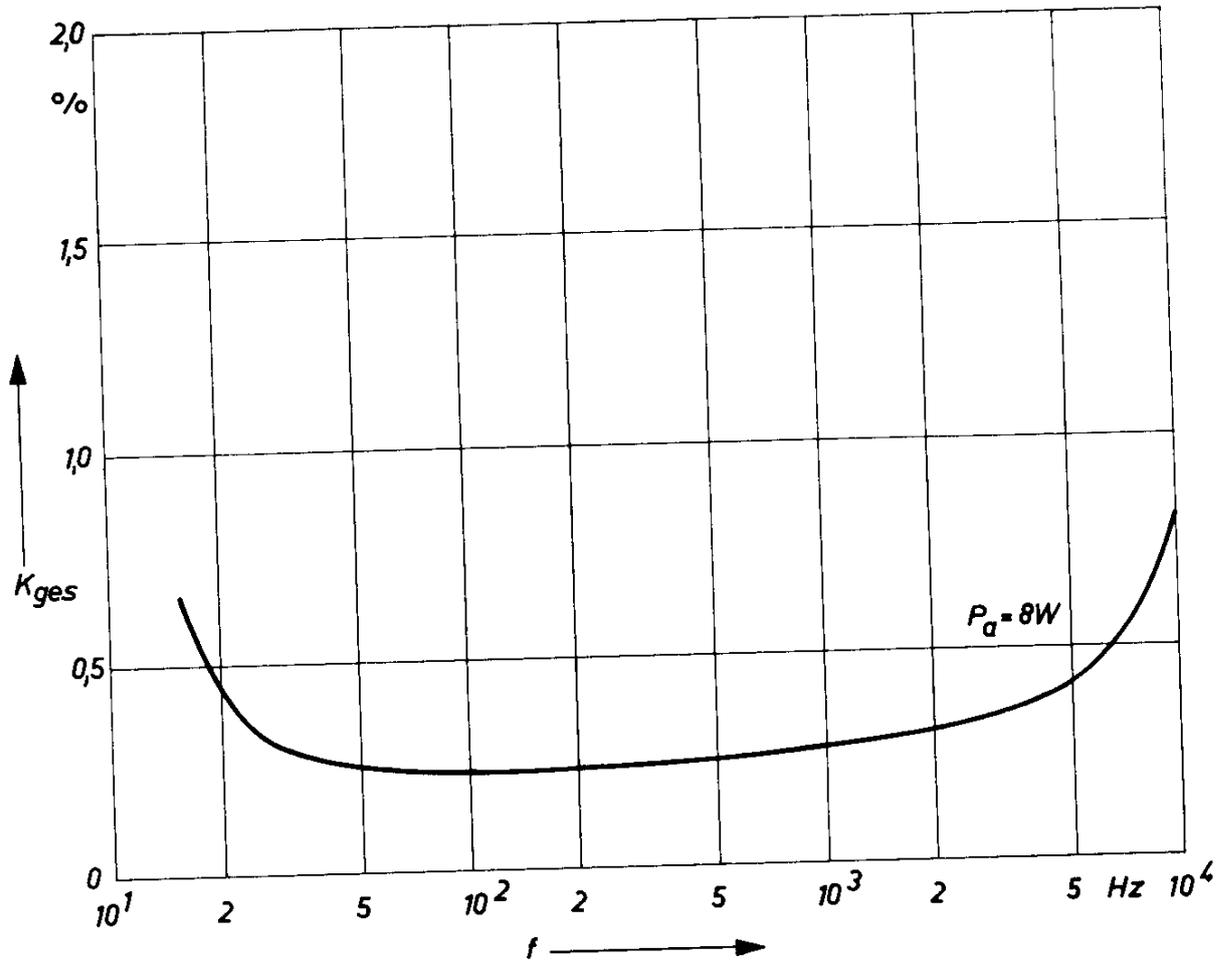


Bild 2.51.

Klirrfaktor, abhängig von der übertragenen Frequenz für Schaltung nach Bild 2.49

derlich, eine starke Gegenkopplung einzuführen, was am zweckmäßigsten dadurch erfolgt, daß die Kollektorschaltung angewendet wird. In der Schaltung nach Bild 2.52 werden für die Endstufe die Transistoren BUY 13 und AU 105 verwendet. Dabei ist der BUY 13 ein npn-Silizium-Leistungstransistor und der AU 105 ein pnp-Germanium-Leistungstransistor. Trotz dieser sehr unterschiedlichen Transistortypen bleibt der Klirrfaktor ohne Übersteuerung im gesamten hörbaren Frequenzbereich unter 1%.

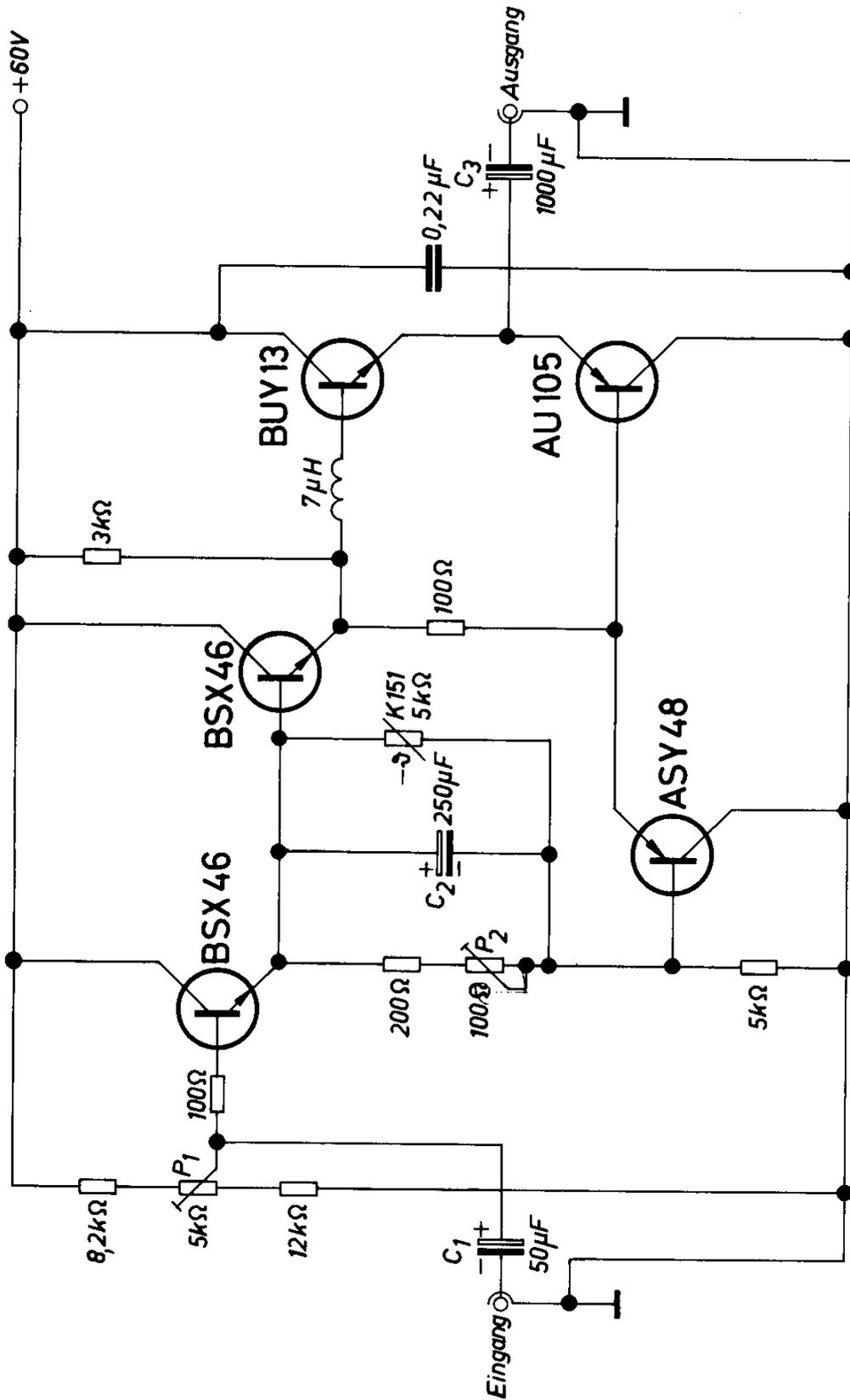


Bild 2.52.

Eisenloser NF-Verstärker 40 W mit starker Gegenkopplung

Der Endstufe ist eine Gegentakt-Treiberstufe vorgeschaltet, die ebenfalls mit einem npn-Siliziumtransistor und einem pnp-Germaniumtransistor, allerdings mit kleinerer Leistung, bestückt ist. Auch diese Stufe arbeitet in Kollektorschaltung.

Da auch die Vorstufe in Kollektorschaltung arbeitet, hat der gesamte Leistungsteil keine Spannungsverstärkung, das heißt, er wirkt nur als Impedanzwandler. Der Arbeitspunkt der drei Stufen wird in der Vorstufe eingestellt, da sie miteinander galvanisch gekoppelt sind. Mit Hilfe des Potentiometers  $P_1$  wird die Mittelpunktspannung am Ausgang festgelegt, das Potentiometer  $P_2$  dient zur Einstellung des Arbeitspunktes der Endstufe. Der Ruhestrom dieser Stufe soll mit Rücksicht auf den Klirrfaktor nicht zu niedrig eingestellt werden. Zu empfehlen ist ein Wert von  $I_{C \text{ Ruhe}} = 25 \text{ mA}$ . Damit die thermische Stabilität des Verstärkers gewährleistet ist, ist eine Kompensationsschaltung mit einem Heißleiter K 151 vorgesehen. Dieser Heißleiter ist mit gutem Wärmekontakt zum Transistor BUY 13 zu montieren. Er verhindert bei einer Erwärmung der Endstufen-Transistoren ein Ansteigen des Kollektorstromes, da er die Basisspannung der Treiberstufe herabsetzt.

Die Kapazität der Kondensatoren  $C_1$  und  $C_3$  ist davon abhängig, welche untere Grenzfrequenz übertragen werden soll. Mit den in Bild 2.52 angegebenen Werten wird ein Wert von  $f_u = 40 \text{ Hz}$  erreicht. Der Kondensator  $C_3$  soll schaltfest sein, da er bei Aussteuerung des Verstärkers ständig mit hohem Strom umgeladen wird. Der Kondensator  $C_2$  sorgt für gleiches Wechselstrom-Potential an den Eingängen der beiden Treiber-Transistoren.

Zur Stromversorgung ist ein Netzgerät für 60 V, 1 A erforderlich. Ein dafür geeignetes geregeltes Netzgerät ist im Kapitel 11.4 beschrieben. Das Netzgerät soll eine elektronische Sicherung enthalten, weil die Endstufen-Transistoren des NF-Verstärkers bei Lastspitzen und Kurzschluß gefährdet sind.

#### Technische Daten

Betriebsspannung	60 V
Betriebsstrom	1 A
Ausgangsleistung	40 W
Lastwiderstand	8 $\Omega$
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	25 V
Eingangswiderstand	etwa 5 k $\Omega$
Frequenzbereich ( $-3 \text{ dB}$ )	20 Hz bis 25 kHz
Klirrfaktor (Ausgangsleistung 30 W)	$\leq 1 \%$

## 2.24. Eisenloser NF-Verstärker 50 V/45 W

Mit je zwei parallelgeschalteten Leistungs-Drifttransistoren AD 167 kann im Gegentaktbetrieb eine Ausgangsleistung von 45 W bei einer Betriebsspannung von 50 V erreicht werden. Die in Schaltung nach Bild 2.53 erreichte Wiedergabequalität entspricht den Anforderungen der Hi-Fi-Technik.

Für die Komplementär-Treiberstufe wird ein npn-Silizium-Transistor BCY 65 und ein pnp-Germanium-Transistor ASY 48 verwendet.

Für eine gleichmäßige Strombelastung der vier Endstufen-Transistoren sorgen die Emitter-Widerstände von 1  $\Omega$ . Alle drei Stufen des Verstärkers sind galvanisch gekoppelt. Mit dem Potentiometer von 1 k $\Omega$  werden die Ruhestrome aller Stufen eingestellt. Im übrigen ist die Schaltung sehr ähnlich der im Kapitel 2.21 beschriebenen Anordnung.

Für jeden der vier Endstufen-Transistoren soll eine Kühlfläche mit einem Wärmewiderstand von  $R_{thK} < 2,5 \text{ grad/W}$  zur Verfügung stehen. Auch für die Transistoren der Treiberstufen ist eine zusätzliche Kühlung vorzusehen. Auch für diesen Endverstärker können die Vorverstärker nach Kapitel 2.18 und 2.19 verwendet werden.

Den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung bei verschiedenen Frequenzen sowie die zulässige Übersteuerung zeigen die Diagramme in Bild 2.54 bzw. 2.55.

### Technische Daten

Betriebsspannung	50 V
Betriebsstrom	0,13 bis 1,65 A
Ausgangsleistung ( $k < 1\%$ )	45 W
Lastwiderstand	4 $\Omega$
Klirrfaktor	$< 0,4\%$
Frequenzbereich (1 dB)	10 Hz bis 17 kHz
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung ( $f = 1 \text{ kHz}$ )	500 mV
Eingangswiderstand	350 $\Omega$
Fremdspannungsabstand bezogen auf eine Ausgangsleistung von 50 mW	80 dB



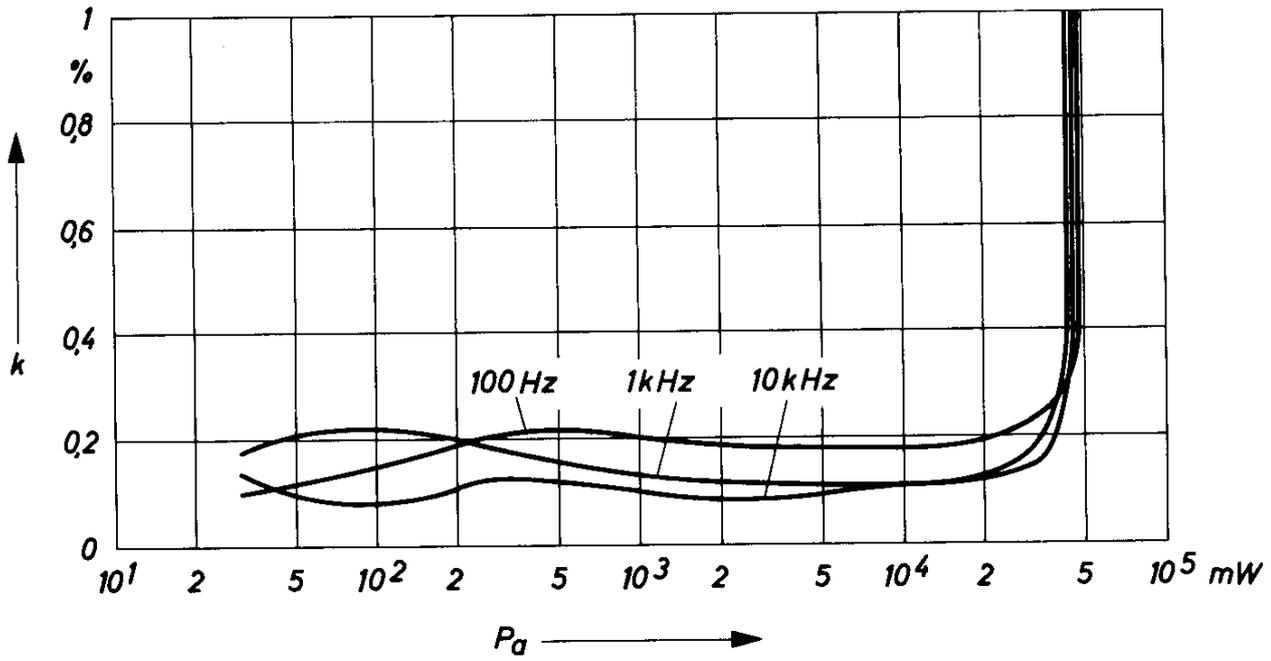


Bild 2.54.

Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung bei verschiedenen Frequenzen für Schaltung nach Bild 2.53

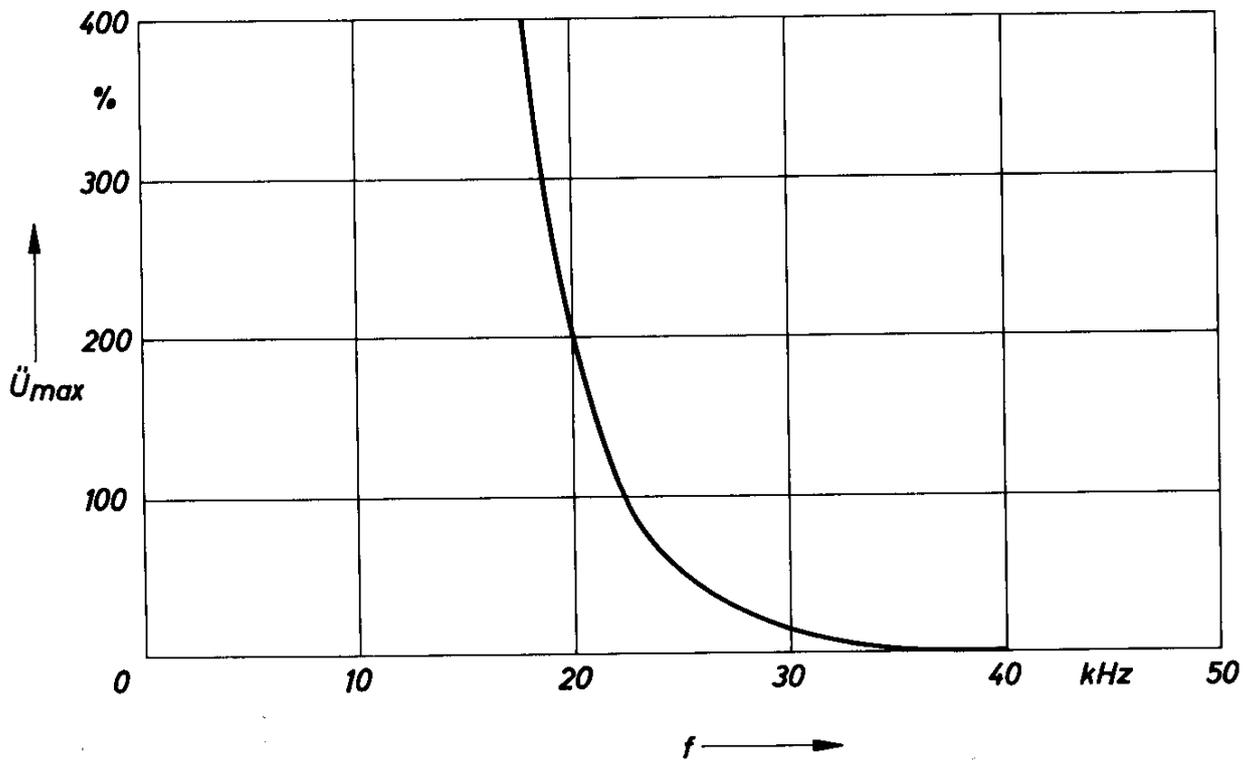


Bild 2.55.

Zulässige Übersteuerung des Verstärkers nach Bild 2.53

## 2.25. Eisenlose Endstufe für Koffer- und Autobetrieb

Eisenlose Endstufen setzen sich wegen ihres geringen Materialaufwandes immer mehr durch. Störend ist für eine universelle Anwendung lediglich der feste Zusammenhang zwischen Betriebsspannung, Ausgangsleistung und Lastwiderstand, der wegen des Fehlens eines Transformationsgliedes gegeben ist. Es können immer nur zwei der drei genannten Größen frei gewählt werden, wobei für den Lastwiderstand durch die Verwendung von Lautsprechern mit handelsüblichen Innenwiderständen sehr enge Grenzen gegeben sind.

Bei den Auto-Einschubgeräten besteht der Wunsch nach einer hohen Ausgangsleistung beim Betrieb an der Autobatterie, die oft eine Spannung von nur 6 V hat. Beim Betrieb als Kofferradio mit einer Trockenbatterie von meist 9 V soll die Ausgangsleistung zur Schonung der Batterie auf kleinere Werte begrenzt sein. Es ergibt sich deshalb die Forderung, daß bei der kleineren Betriebsspannung eine höhere Ausgangsleistung abgegeben werden soll.

Der Zusammenhang zwischen Betriebsspannung  $U_B$ , Lastwiderstand  $R_L$  und Ausgangsleistung  $P_a$  kann wie folgt ermittelt werden.

In eisenlosen Endstufen sind die Transistoren hintereinandergeschaltet. Für jeden der beiden Transistoren steht deshalb nur die halbe Betriebsspannung zur Verfügung. Die effektive Ausgangsleistung ist gleich dem Produkt aus den Effektivwerten der Wechselspannung und des Wechselstromes bzw. gleich dem halben Produkt aus den beiden Spitzenwerten:

$$P_a \approx \frac{\frac{U_B}{2} \cdot I_C}{2} = U_B \cdot \frac{I_C}{4}$$

Der Lastwiderstand hat die Größe:

$$R_L \approx \frac{U_B}{I_C} = \frac{U_B}{2 \cdot I_C}$$

Daraus ergibt sich für den Spitzenstrom  $I_C$ :

$$I_C \approx \frac{U_B}{2 \cdot R_L}$$

Setzt man die Gleichung in der für die Ausgangsleistung  $P_a$  gefundenen Formel ein, so erhält man den gesuchten Zusammenhang:

$$P_a \approx \frac{U_B^2}{8 \cdot R_L}$$

In dieser Formel sind der Einfluß der Restspannung der Transistoren und andere Verluste nicht berücksichtigt.

Wenn nun z. B. im 6-V-Betrieb eine gegenüber dem 9-V-Betrieb doppelte Ausgangsleistung gefordert wird, dann müßte der Lastwiderstand auf etwa ein Viertel seines Wertes bei 9 V verringert werden. Geht man von dem üblichen Wert von 8  $\Omega$  aus, käme man dabei auf einen Lautsprecherwiderstand von nur etwa 2  $\Omega$ , der nur schwer zu verwirklichen ist.

Einen Ausweg bietet die Verwendung einer Brückenschaltung im 6-V-Betrieb. Dabei steht für die Aussteuerung die volle Betriebsspannung zur Verfügung, und die oben für normale eisenlose Endstufen durchgeführte Berechnung ändert sich:

$$P_a \approx \frac{U_B \cdot I_C}{2}$$

$$R_L \approx \frac{U_B}{I_C} \text{ bzw. } I_C \approx \frac{U_B}{R_L}$$

daraus:

$$P_a \approx \frac{U_B^2}{2 \cdot R_L}$$

Bei sonst gleichen Verhältnissen ( $U_B$  und  $R_L$  gleich) erzielt man also beim Umschalten auf Brückenbetrieb die vierfache Ausgangsleistung  $P_a$ . Wenn gleichzeitig, wie im vorliegenden Fall, die Betriebsspannung von 9 V auf 6 V geändert wird, so erhält man etwa die doppelte Ausgangsleistung.

Das Bild 2.56 zeigt eine für diese Anwendung geeignete Schaltung. Im 6-V-Betrieb tritt in der Endstufe ein Spitzenstrom von etwa 1 A auf, weshalb das Komplementärpaar AC 153/AC 176 verwendet wird. Die Treiberstufe für dieses Endstufen-Paar benötigt einen Ruhestrom von etwa 20 mA. Dieser Strom ist für den Kofferbetrieb zu hoch (Schonung der Batterie), weshalb dem im Batteriebetrieb verwendeten Brückenweig ein kleineres Komplementärpaar, bestehend aus den Transistoren AC 127/AC 152, vorgeschaltet ist. Diese im Gegentakt geschalteten Transistoren benötigen nur

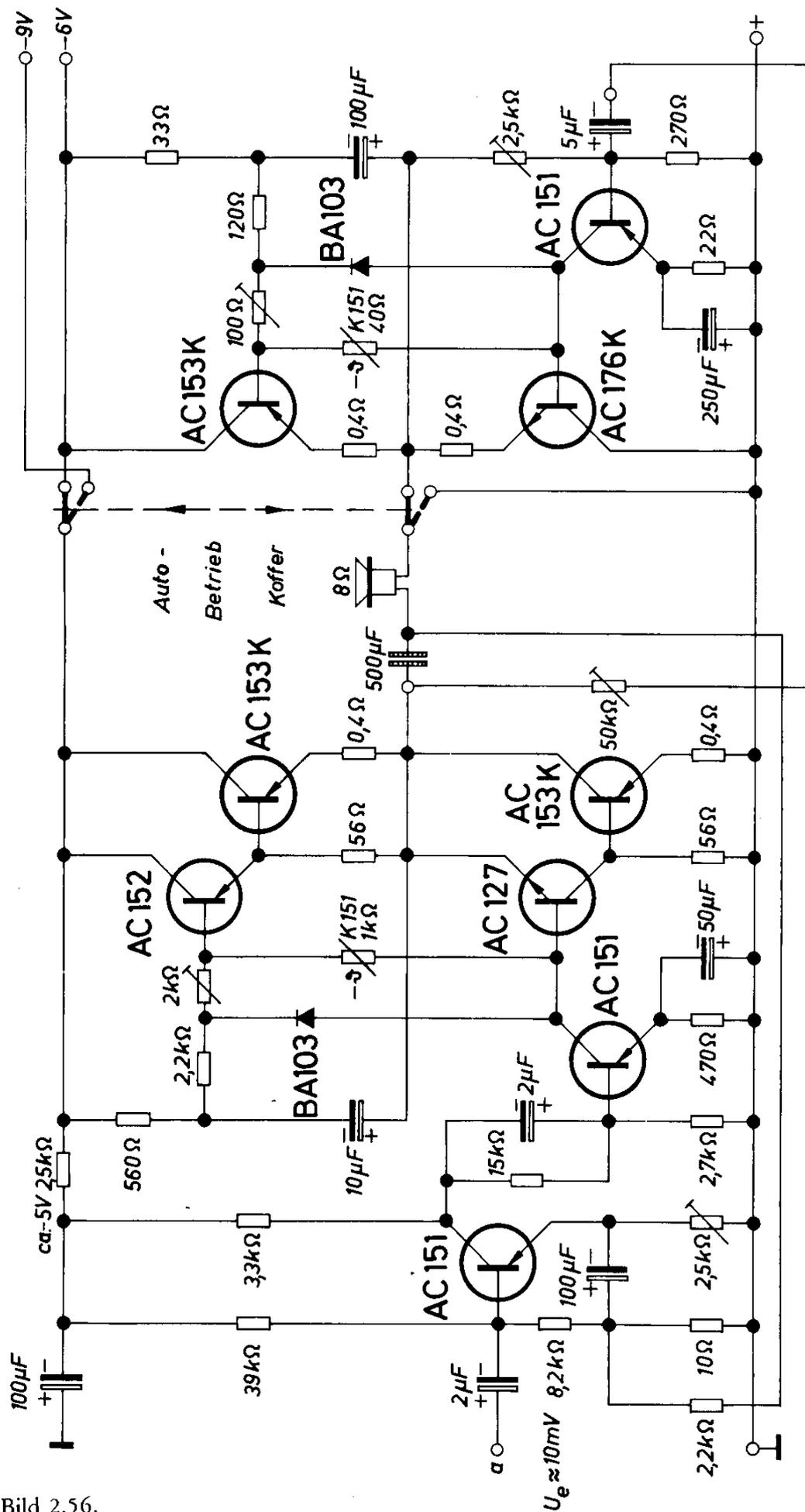


Bild 2.56.  
Eisenlose Endstufe für beweglichen Betrieb

einen Ruhestrom von 1 bis 1,5 mA. Da hier die Phase bereits in der Treiberstufe umgekehrt wird, können in der Endstufe zwei pnp-Transistoren AC 153 verwendet werden.

Die Ruhestrome der Endstufen müssen temperaturstabilisiert werden. Dies geschieht mit Hilfe von zwei Heißeleitern K 151. Da die Spannung der Batterie stark schwanken kann, ist auch noch eine Stabilisierung des Arbeitspunktes mit in Durchlaßrichtung betriebenen Silizium-Dioden BA 103 vorgesehen.

Der für den Kofferbetrieb erforderliche Ausgangskondensator von 500  $\mu\text{F}$  muß auch im Brückenbetrieb in Serie zum Lastwiderstand liegen, wenn die Ausgangspotentiale der beiden Brücken-Hälften nicht gleich sind. Dies kann z. B. der Fall sein, wenn eine Hälfte im Kofferradio und die andere Hälfte im Autoeinschub angeordnet ist. Für den Kondensator muß dann eine bipolare Ausführung gewählt werden.

Der für diese Schaltung erforderliche Aufwand erscheint relativ hoch, sie stellt jedoch eine zur Zeit mögliche Lösung der gestellten Aufgabe in eisenloser Technik dar.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	6 V	9 V
Ausgangsleistung	2 W	1 W
Lastwiderstand	8 $\Omega$	8 $\Omega$
Eingangsspannung für Vollaussteuerung	10 mV	10 mV

### 3. Zehacker, Oszillatoren und Generatoren

In diesem Kapitel werden Schwingaltungen mit Transistoren behandelt, die in den verschiedensten Ausführungsformen für viele Anwendungszwecke geeignet sind. Es können z. B. mit Transistorgegaktzerhackern hohe Leistungen umgesetzt oder mit Eintaktsperrwandlern große Spannungsübersetzungen erreicht werden. Transistor-Sperrschwinger geben kurze Impulse ab, die in verhältnismäßig großen Abständen wiederkehren. Unter Zehackern versteht man allgemein alle Schwingaltungen, die ein rechteckförmiges Signal abgeben, das entweder symmetrisch sein kann, wie beim Gegaktzerhacker oder unsymmetrisch, wie Eintaktzerhacker. Wenn in einer Anordnung die zehackte, also in eine Wechselfspannung übergeführte Gleichspannung nach der Transformation wieder gleichgerichtet wird, spricht man von einem Spannungswandler.

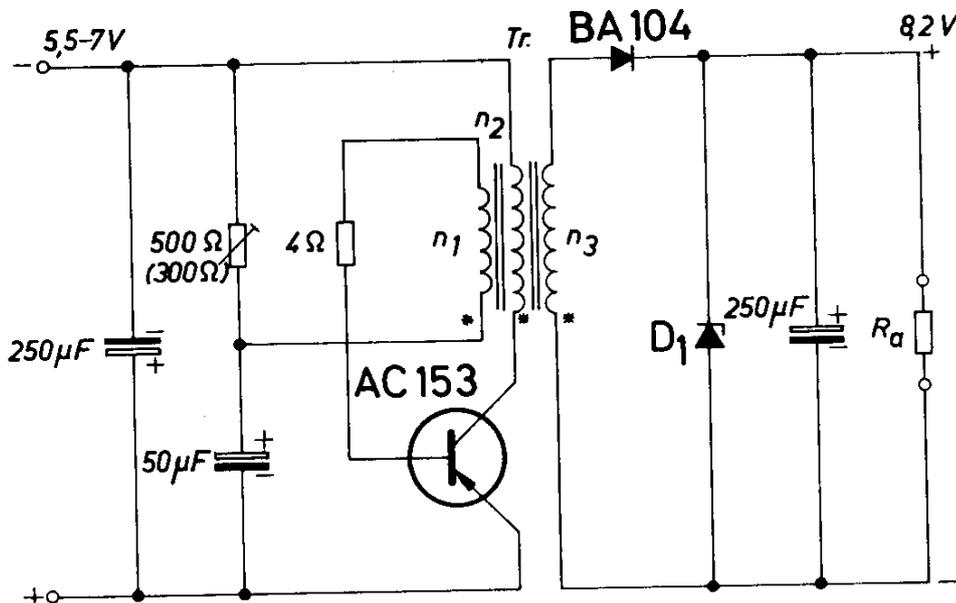
Zum Unterschied von den Niederfrequenzverstärkern, bei denen neue Transistoren immer wieder andere Schaltungskonzepte ermöglichten, hat sich die Schaltungstechnik bei den Transistor-Zehackern bzw. Spannungswandlern in den letzten Jahren praktisch nicht verändert. Für Gegaktzerhacker, Eintaktdurchflußwandler und Eintakt-Sperrwandler wurden in früher erschienenen Bänden bereits viele Schaltungen angegeben, weshalb hier vorwiegend auf speziellere Anwendungsmöglichkeiten von Transistor-Zehackern und Transistor-Oszillatoren eingegangen wird. Unter anderem wird ein Sägezahngenerator mit einer Vierschicht-Tetrode beschrieben.

#### 3.1. Spannungswandler mit einer Schwingfrequenz von 19 kHz

Bei Transistor-Zehackern ist es meist nicht zu vermeiden, daß die Schwingfrequenz hörbar wird. Die Ursache ist oft der Übertrager, aber mitunter auch der Gleichrichter. Auch bei noch so sorgfältigem Aufbau und der Verwendung von schalldämpfenden Mitteln ist dieses meist störende Geräusch nicht ganz zu vermeiden. Außerdem wird durch die Schalldämpfung die Kühlung des Transformators schlechter, wodurch die umsetzbare Leistung sinkt. Wenn mit der aus einem solchen Zehacker- bzw. Gleichspannungswandler gewonnenen Spannung ein empfindlicher Verstärker betrieben wird, so tritt die Schwingfrequenz als „Brummspannung“ auf.

Für beide Störeffekte ist Abhilfe dadurch möglich, daß der Spannungswandler mit einer Frequenz schwingt, die über dem hörbaren Bereich liegt.

Die Schaltung in Bild 3.1 zeigt einen Eintakt-Spannungswandler mit einer Schwingfrequenz von 19 kHz. Trotz dieser hohen Schwingfrequenz kann durch eine geeignete Auslegung der Schaltung ein üblicher NF-Transistor verwendet werden, ohne daß der Wirkungsgrad durch eine Verzerrung der Rechteckspannung verschlechtert wird.



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.1.

Spannungswandler mit einer Schwingfrequenz von 19 kHz

Der Transistor wird an der Basis mit einer verhältnismäßig hohen Sperrspannung gesperrt, wodurch man ein rasches Abschalten erreicht. Zur Begrenzung des sogenannten Ausräumstromes, der in der Basis im Abschaltmoment fließt, ist in der Basisleitung ein Widerstand von 4  $\Omega$  angeordnet.

#### Technische Daten

Batteriespannung	5,5 V	6 V	7 V
Batteriestrom	0,24 A	0,26 A	0,32 A
Schwingfrequenz	20 kHz	19 kHz	17 kHz
Ausgangsspannung	8 V	8 V	8 V
Wirkungsgrad (ohne Zenerdiode)	67 %	67 %	65 %
Strom durch die Zenerdiode bei einem Ausgangswiderstand von $R_A = 75 \Omega$	3 mA	25 mA	71 mA
Ausgangsleistung ohne Zenerdiode	0,88 W	1,06 W	1,42 W

Transformator Tr:

Siferrit-Schalenkerne B65561 - A0250 - A022

$n_1 = 10$  Wdg 0,2 CuL (alle Wicklungen

$n_2 = 30$  Wdg 0,4 CuL gemeinsam

$n_3 = 30$  Wdg 0,4 CuL wickeln)

Diode  $D_1$  : Leistungs-Zenerdiode für 8 V; 1,5 W

Um eine gute Kopplung zu erreichen, müssen alle Wicklungen des Übertragers gemeinsam gewickelt werden.

Die Anwendungsmöglichkeiten des Spannungswandlers sind sehr vielseitig. Er kann z. B. zur Herstellung einer konstanten Spannung bei schwankender Betriebsspannung in Rundfunkgeräten aller Art verwendet werden. Die konstante Ausgangsspannung wird mit Hilfe einer Leistungs-Zenerdiode erreicht.

### 3.2. Spannungswandler für eine Batteriespannung von 1,5 V

Der Spannungswandler nach Bild 3.2 wurde zum Betrieb einer Glimmlampe an einer Monozelle mit 1,5 V entworfen. Durch den hier gewählten Sperrwandlerbetrieb kann trotz der hohen Spannungsübersetzung ein verhältnismäßig kleines Windungs-Übersetzungsverhältnis gewählt werden. Dadurch ist es möglich, als Übertrager einen kleinen Ferrit-Schalenkern zu verwenden, ohne daß die Sekundärwicklung mit einem zu dünnen und deshalb fertigungstechnisch schlecht handhabbaren Draht ausgeführt werden muß. Diese Anordnung kann z. B. für Isolationsprüfungen verwendet werden, wobei sich ein sehr handliches Gerätchen ergibt.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung	1,5 V
Batteriestrom	100 mA
Schwingfrequenz	25 kHz
Ausgangsspannung	140 V
Laststrom	0,5 mA

Transformator Tr:

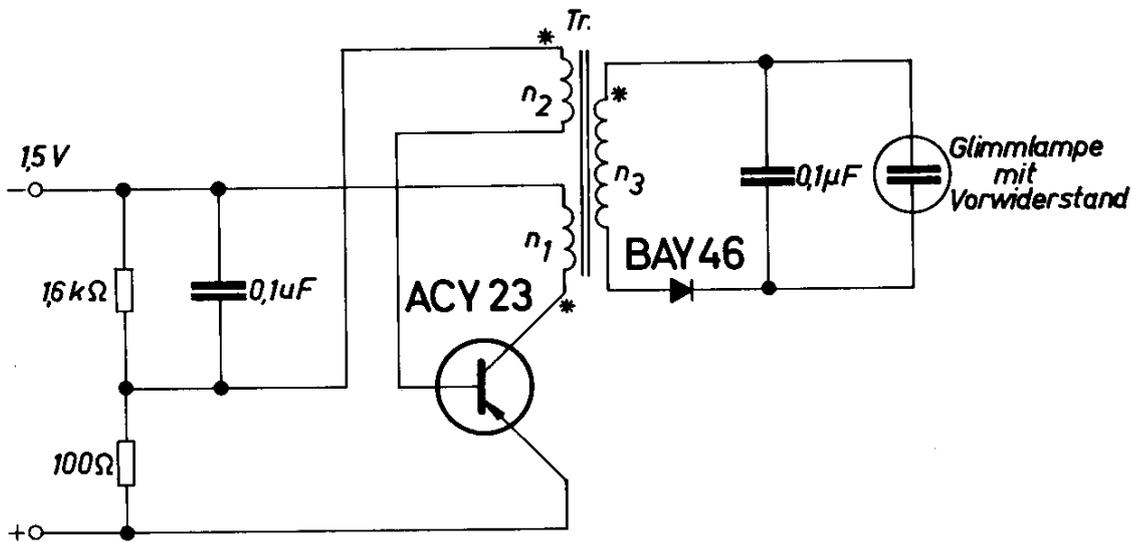
Siferrit-Schalenkerne

B65541 - K0000 - R026

$n_1 = 12$  Wdg 0,28 CuL

$n_2 = 10$  Wdg 0,18 CuL

$n_3 = 300$  Wdg 0,1 CuL



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.2.

Spannungswandler für eine Batteriespannung von 1,5 V

### 3.3. Eintakt-Sperrwandler für Solarbatterie-Betrieb

Silizium-Fotoelemente können zur direkten Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie verwendet werden, d. h. sie sind in der Lage, bei entsprechender Beleuchtung elektrische Leistung abzugeben. Dabei entspricht jeder Beleuchtungsstärke eine bestimmte Leerlaufspannung und ein bestimmter Kurzschlußstrom des Fotoelementes. Würde man mit einem Silizium-Fotoelement, hier auch Solarzelle genannt, direkt eine Batterie laden, so könnte bei wirtschaftlicher Leistungsanpassung nur bei sehr starker Beleuchtung geladen werden. Die Beleuchtung müßte so stark sein, daß die von der oder von den Solarzellen bei Belastung abgegebene Spannung größer ist, als die Spannung der zu ladenden Batterie. Besonders bei stark wechselnder Lichtintensität (z. B. Tageslicht) erreicht man auf diese Weise keine optimale Ausnutzung der Solarzellen.

Ein wesentlich günstigeres Verhältnis erreicht man, wenn an die Solarbatterie ein Eintakt-Sperrwandler angeschlossen wird; dieser hat die Eigenschaft, daß zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung kein konstantes Verhältnis besteht, sondern daß vielmehr das Spannungsübersetzungsverhältnis vom jeweiligen Betriebsfall abhängt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß beim Eintakt-Sperrwandler während der Stromflußzeit des Transistors im Schwingübertrager Energie gespeichert wird, die sich während der Sperrung des Transistors an den Verbraucher entlädt. Dabei entlädt sich diese

Energie an einen Verbraucher mit hohem Widerstand mit großer Spannung und kleinem Strom und an einen Verbraucher mit kleinem Widerstand mit kleiner Spannung und großem Strom.

Der in Bild 3.3 gezeigte Eintakt-Sperrwandler liefert bei Betriebsspannungen zwischen 0,5 und 2 V eine so große Ausgangsspannung, daß z. B. eine 6-V-Batterie ständig geladen wird. Dies bedeutet, daß mit Solarbatterien über eine solche Anordnung eine Batterie auch bei stark wechselnder Beleuchtung ständig geladen wird. Als Solarbatterie wurden vier in Reihe geschaltete Silizium-Solarelemente verwendet. Der Sperrwandler liefert eine Ausgangsleistung von etwa 3 mW bei Beleuchtung der Fotoelemente mit hellem Tageslicht.

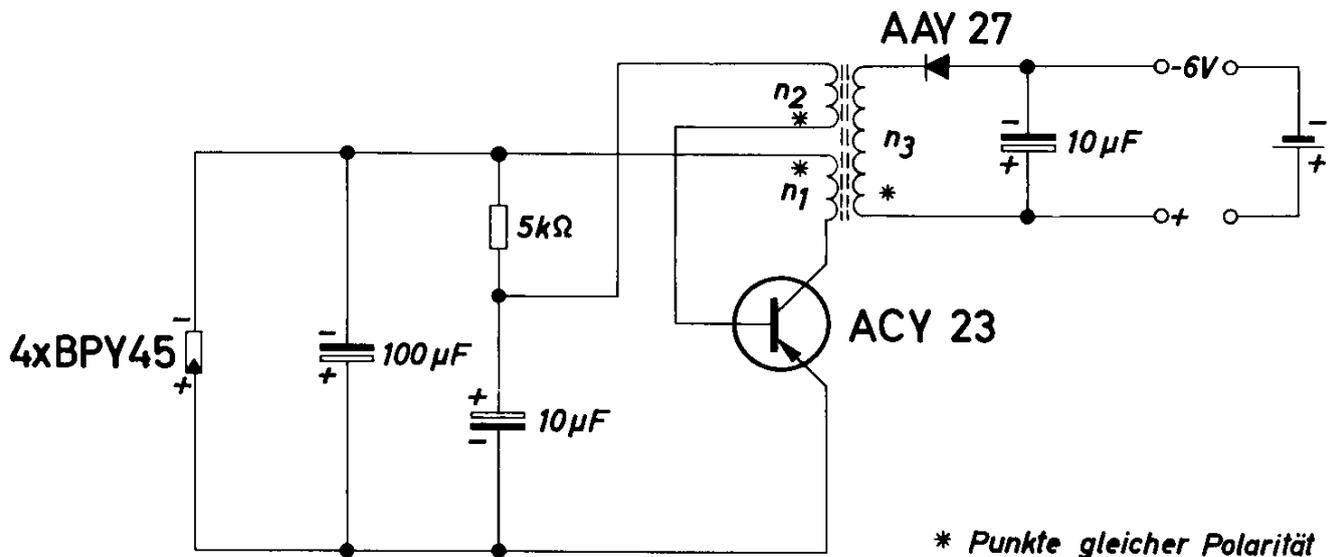


Bild 3.3.

Eintakt-Sperrwandler für Solarbatterie-Betrieb

#### Technische Daten

Batteriespannung	0,5 bis 2 V
Stromaufnahme	2,5 mA
Schwingfrequenz	etwa 10 kHz
Wirkungsgrad	etwa 60 %

Transformator: Siferrit-Schalenkern B65561-A0250-A022

$$n_1 = 270 \text{ Wdg CuL } 0,1$$

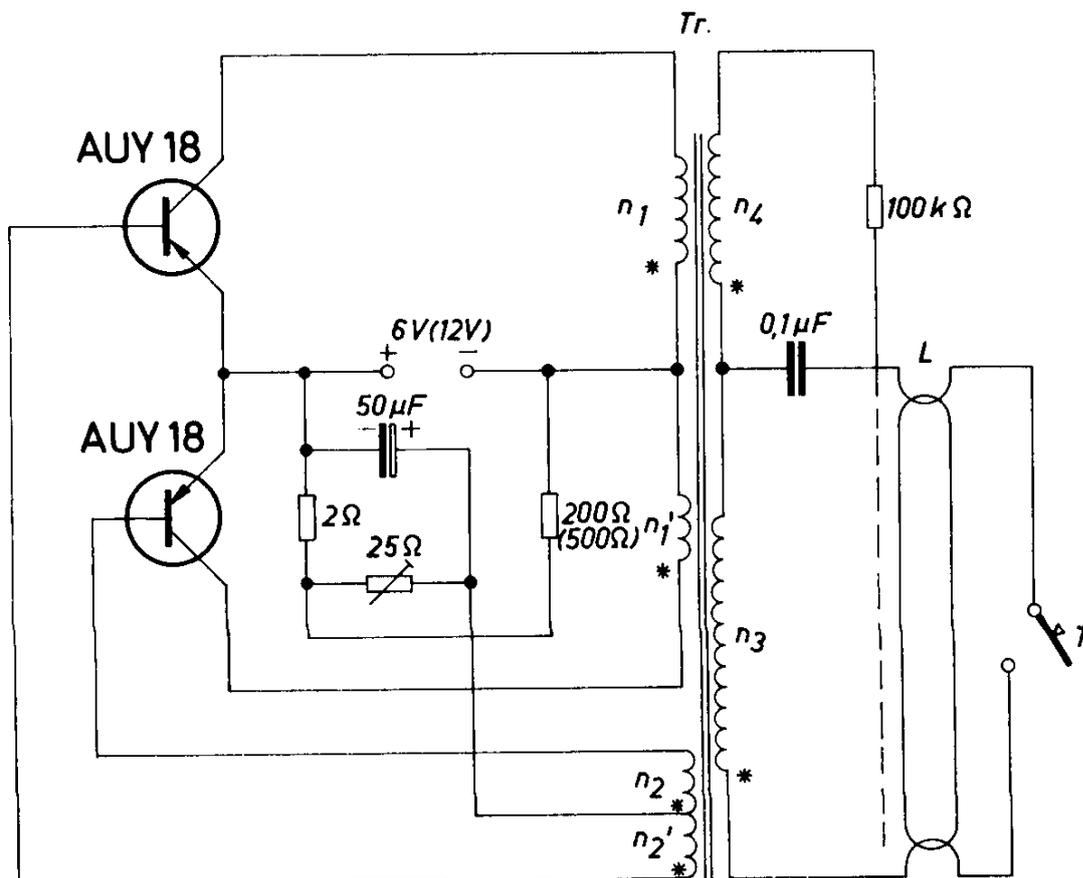
$$n_2 = 60 \text{ Wdg CuL } 0,08$$

$$n_3 = 1000 \text{ Wdg CuL } 0,05$$

### 3.4. Zerhacker für eine 6-W-Leuchtstofflampe

Leuchtstofflampen benötigen zum Zünden eine Spannung, die wesentlich höher ist als die Brennspannung. Diese Zündspannung wird in der Schaltung nach Bild 3.4 durch eine getrennte Transformatorwicklung erzeugt und zwischen der Elektrode und dem Glaskolben angelegt.

Als zweite Elektrode kann dafür ein auf der Leuchtstofflampe aufgebracht elektrischer Streifen verwendet werden. Zum Zünden der Lampe wird die Taste T betätigt, wodurch die beiden Heizwendel erwärmt werden. Der Strom durch die Heizwendel wird durch einen Kondensator begrenzt. Sobald die Lampe zündet, kann die Taste T wieder losgelassen werden. Die Schaltung ist für eine Batteriespannung von 6 und 12 V geeignet. Im Schaltbild sind die für eine Betriebsspannung von 12 V abzuändernden Werte in Klammern eingetragen.



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.4.

Zerhacker für 6-W-Leuchtstofflampe

Die im Leerlauf sehr hohe Sekundärspannung des Übertragers geht nach dem Zünden der Lampe auf den Wert der Lampenbrennspannung zurück.

#### Technische Daten

Batteriespannung	6 V	12 V
Batteriestrom	1,2 A	0,59 A
Lampenleistung	6 W	6 W
Brennspannung der Lampe	20 V	20 V
Zündspannung der Lampe	250 V	250 V
Lampenstrom	155 mA	155 mA
Leerlaufschwingfrequenz	11 kHz	11 kHz

#### Transformator Tr:

Siferrit-Schalenkerne B65581 - A0250 - A022

$n_1 = n'_1 = 12$ Wdg	0,6	CuL (für 6 V, gemeinsam wickeln)★
$n_1 = n'_1 = 25$ Wdg	0,4	CuL (für 12 V, gemeinsam wickeln)★
$n_2 = n'_2 = 6$ Wdg	0,2	CuL (gemeinsam wickeln)
$= n_3 = 105$ Wdg	0,3	CuL
$= n_4 = 400$ Wdg	0,06	CuL

★ wahlweise anzubringen

#### 3.5. Zerhacker für eine 20-W-Leuchtstofflampe

Die Schaltung nach Bild 3.5 arbeitet ähnlich wie die Anordnung nach Bild 3.4. Auf der Sekundärseite des Übertragers sind zwei zusätzliche Wicklungen zur Erzeugung der Heizspannung für die Leuchtstofflampe untergebracht. Mit den beiden Basiswiderständen  $R_b$  soll der Kollektor-Spitzenstrom bei einer Batteriespannung von 24 V auf einen Wert von 2,3 A eingestellt werden.

#### Technische Daten

Batteriespannung	24 V	30 V
Batteriestrom	1,38 A	1,66 A
Schwingfrequenz	3,5 kHz	4 kHz
Brennspannung	26 V	24 V
Lampenstrom	0,38 A	0,54 A
Zündspannung	300 V	360 V

Transformator Tr:

Siferrit-E-Kerne B66241 - A0000 - R026

$n_1 = n'_1 = 23$  Wdg 0,9 CuL (gemeinsam wickeln)

$n_2 = n'_2 = 2$  Wdg 0,35 CuL (gemeinsam wickeln)

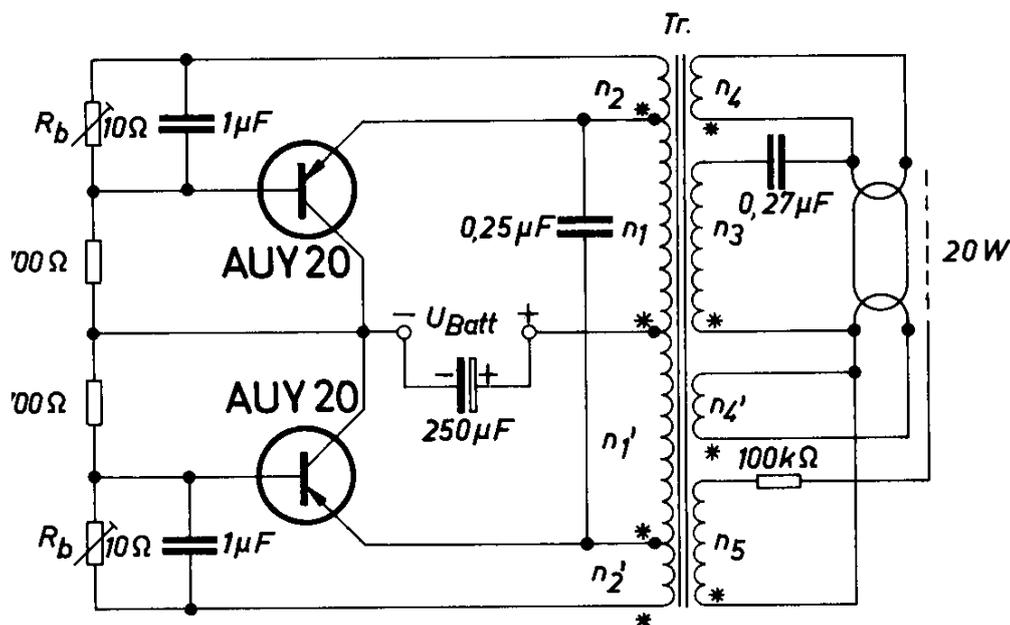
$n_3$  70 Wdg 0,6 CuL

$n_4 = n'_4 = 6$  Wdg 0,55 CuL

$n_5$  280 Wdg 0,08 CuL

Kühlfläche pro Transistor  $220 \text{ cm}^2$

(Alu, 1,5 mm dick)



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.5.

Zerhacker für 20-W-Leuchtstofflampe

### 3.6. Zerhacker für eine 40-W-Leuchtstofflampe

Eine zum Betrieb von 40-W-Leuchtstofflampen geeignete Schaltung zeigt das Bild 3.6. Wegen der höheren Ausgangsleistung werden hier die Transistoren AU22 verwendet.

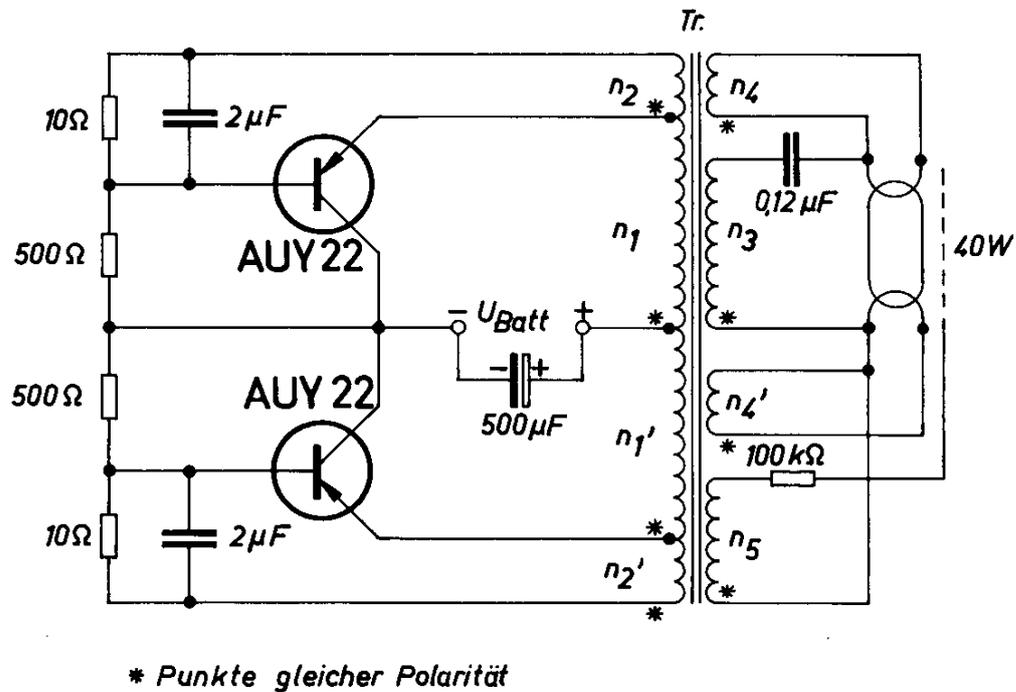


Bild 3.6.

Zerhacker für 40-W-Leuchtstofflampe

*Technische Daten*

Batteriespannung	24 V	30 V
Batteriestrom	2,8 A	3,5 A
Schwingfrequenz	3,5 kHz	4 kHz
Brennspannung	44 V	44 V
Lampenstrom	0,41 A	0,58 A
Zündspannung	400 V	480 V

Transformator Tr:

Siferrit-E-Kerne B66241 - A0000 - R026

$$n_1 = n'_1 = 23 \text{ Wdg } 0,9 \text{ CuL}$$

$$n_2 = n'_2 = 5 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 152 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL}$$

$$n_4 = n'_4 = 6 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL}$$

$$n_5 = 370 \text{ Wdg } 0,08 \text{ CuL}$$

Kühlfläche pro Transistor 350 cm<sup>2</sup>

(Alu, 1,5 mm dick)

### 3.7. Sinusgenerator für Leuchtstofflampen

Übliche Zerkhacker mit Transistoren liefern eine rechteckförmige Ausgangsspannung. Werden höhere Schwingfrequenzen gewünscht, z. B. über der Hörgrenze liegende, so bewirken die höheren, schlecht zu bestimmenden Sättigungswerte u. U. starke Verluste im Eisenkern. Die Gesamtverluste werden durch die Transistor-Umschaltverluste zusätzlich erhöht. Es kann dann wegen des Wirkungsgrades günstiger sein, anstelle des Zerkhackers einen Sinusgenerator zu verwenden.

Der Sinusgenerator nach Bild 3.7 verwendet eine Schwingfrequenz von etwa 17 kHz, d. h. er liefert keine hörbaren störenden Schwingungen. An den Ausgang des Sinusgenerators kann eine 6-W- oder eine 4-W-Leuchtstofflampe angeschlossen werden. Bei Anschluß einer 4-W-Leuchtstofflampe ist der den Heiz- und Betriebsstrom begrenzende Koppelkondensator auf einen Wert von 33 nF zu reduzieren.

Die Zündspannung kann an eine Außenelektrode, z. B. eine Drahtwendel am Glaskolben, angelegt werden. Die Zündwicklung  $n_1$  muß sorgfältig ausgeführt werden, da die Windungsspannung nur etwas weniger als 1 V beträgt.

Zum Einstellen der Schaltung wird Schalter S geschlossen und bei der niedrigsten vorkommenden Betriebsspannung das Potentiometer  $R_1$  soweit verkleinert, daß der Generator sicher anschwingt. Daraufhin wird der Widerstand des Potentiometers  $R_2$  soweit verringert, bis die Röhre nach kurzem Schließen des Schalters S sicher zündet.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	10 bis 12,5 V
Betriebsstrom	etwa 12 A
Wirkungsgrad	35 bis 40 %

Übertrager: Siferrit E-Kern B66231-A0200-K026

$n_1 = 740$  Wdg 0,08 CuL

$n_2 = 80$  Wdg 0,15 CuL

$n_3 = 16$  Wdg 0,4 CuL

$n_4 = 23$  Wdg 0,1 CuL

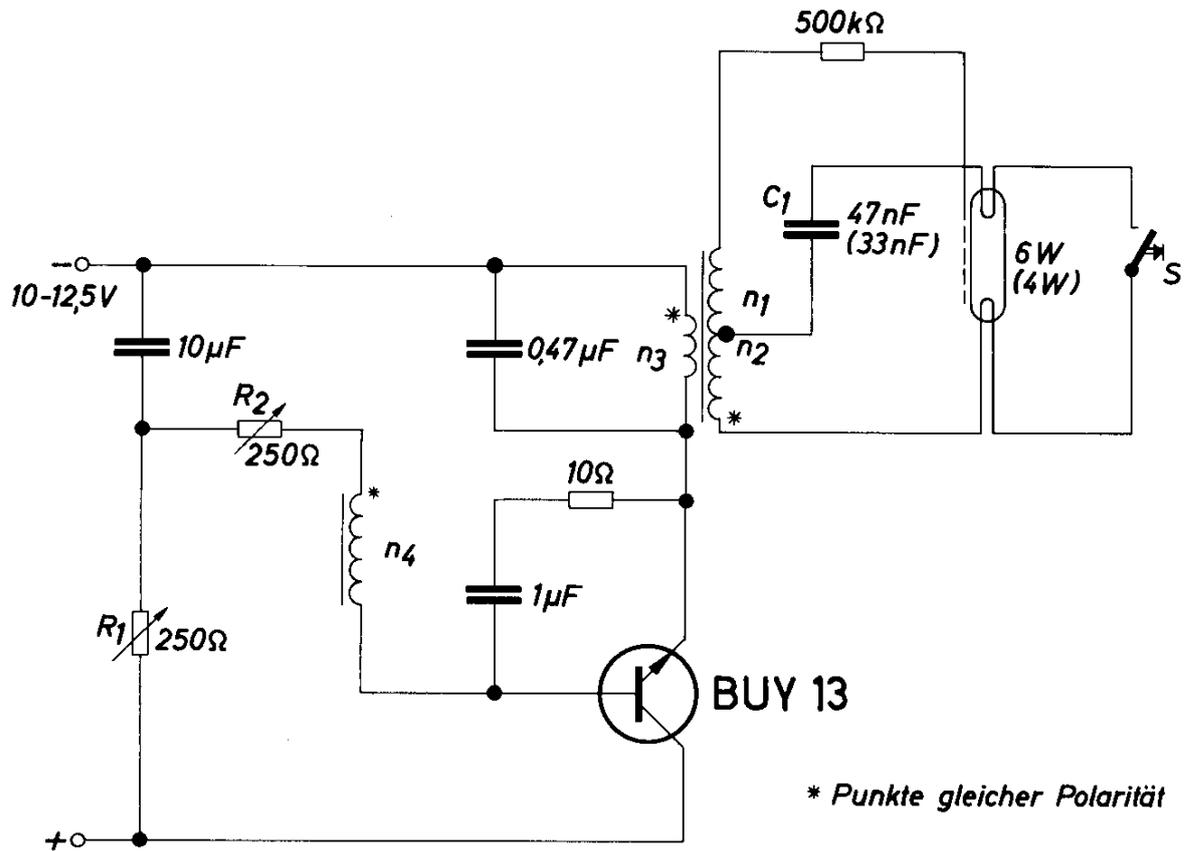


Bild 3.7.  
Sinusgenerator für Leuchtstofflampen

### 3.8. Rechteckgenerator für 3 Hz bis 25 kHz

Der Rechteckgenerator besteht aus einem Sinusgenerator (Bild 3.8) und einer Impulsformerstufe (Bild 3.9). Bei dem Sinusgenerator handelt es sich um einen *RC*-Generator, der nach dem Prinzip des Wien-Generators aufgebaut ist. Die Frequenzänderung wird mittels eines Tandem-Potentiometers vorgenommen. Der gesamte Bereich von 3 Hz bis 25 kHz ist in acht Bereiche unterteilt. Innerhalb jedes Bereiches ist eine stufenlose Frequenzvariation von 1 : 4 möglich. Eine ausreichende Überschneidung der einzelnen Bereiche ist vorhanden.

Die Impulsformerstufe wird mit einer verhältnismäßig hohen Sinusspannung (4,8 V) angesteuert. Die Eingangsstufe ist in Kollektorschaltung ausgeführt, weil deren kleiner Ausgangswiderstand unempfindlicher ist gegen die beim Umschalten des anschließenden Schmitt-Triggers auftretenden

de starke Belastungsänderung. Es ist dadurch verhindert, daß die Wechselspannung unsymmetrisch wird. Der Trigger wird über eine Zenerdiode angesteuert. Sobald am Arbeitswiderstand der Eingangsstufe die Spannung bis zum Wert der Zenerspannung dieser Diode angestiegen ist, wird der Schmitt-Trigger umgeschaltet und zwar so, daß der linke Transistor des Schmitt-Triggers durchgesteuert und über eine zweite Zenerdiode der rechte Transistor gesperrt wird. Während des steilen Anstieges der Sinusspannung wird umgeschaltet. Weil im Schmitt-Trigger Hochfrequenz-Transistoren verwendet werden, erreicht man eine sehr hohe Flankensteilheit des rechteckförmigen Ausgangssignals. Anstiegs- und Abfallzeit haben etwa den Wert von 25 ns. Die symmetrische Rechteckspannung schwankt nur etwa um  $\pm 1\%$ . Die kurzen Umschaltzeiten werden nur erreicht, wenn für den Aufbau des Schmitt-Triggers induktivitäts- und kapazitätsarme Bauelemente und Zuleitungen verwendet werden.

Selbstverständlich kann der RC-Generator auch ohne Impulsformerstufe verwendet werden. Man erhält dann eine sinusförmige Ausgangsspannung mit einem sehr kleinen Klirrfaktor. Die Versorgungsspannung soll für beide Schaltungen  $30\text{ V} \pm 1\%$  betragen, bei einer Brummspannung von höchstens  $30\text{ mV}_{\text{ss}}$ .

### Technische Daten

Frequenzbereich der Schaltstufen:

Stufe 1	2,7 bis	11,6 Hz
Stufe 2	10,3 bis	40,8 Hz
Stufe 3	27 bis	109 Hz
Stufe 4	101 bis	416 Hz
Stufe 5	297 bis	1228 Hz
Stufe 6	881 bis	3559 Hz
Stufe 7	2814 bis	10700 Hz
Stufe 8	7536 bis	25310 Hz

Klirrfaktor des Sinusgenerators bei einem Lastwiderstand von  $10\text{ k}\Omega$

Frequenz	25	50	250	800	2500	7500	10000	Hz
Klirrfaktor	0,80	0,55	0,30	0,28	0,28	0,65	0,88	%

Ausgangsspannung des Sinusgenerators 4,5 bis 5 V  
(etwas abhängig vom Bereich und der Stellung des Tandem-Potentiometers).

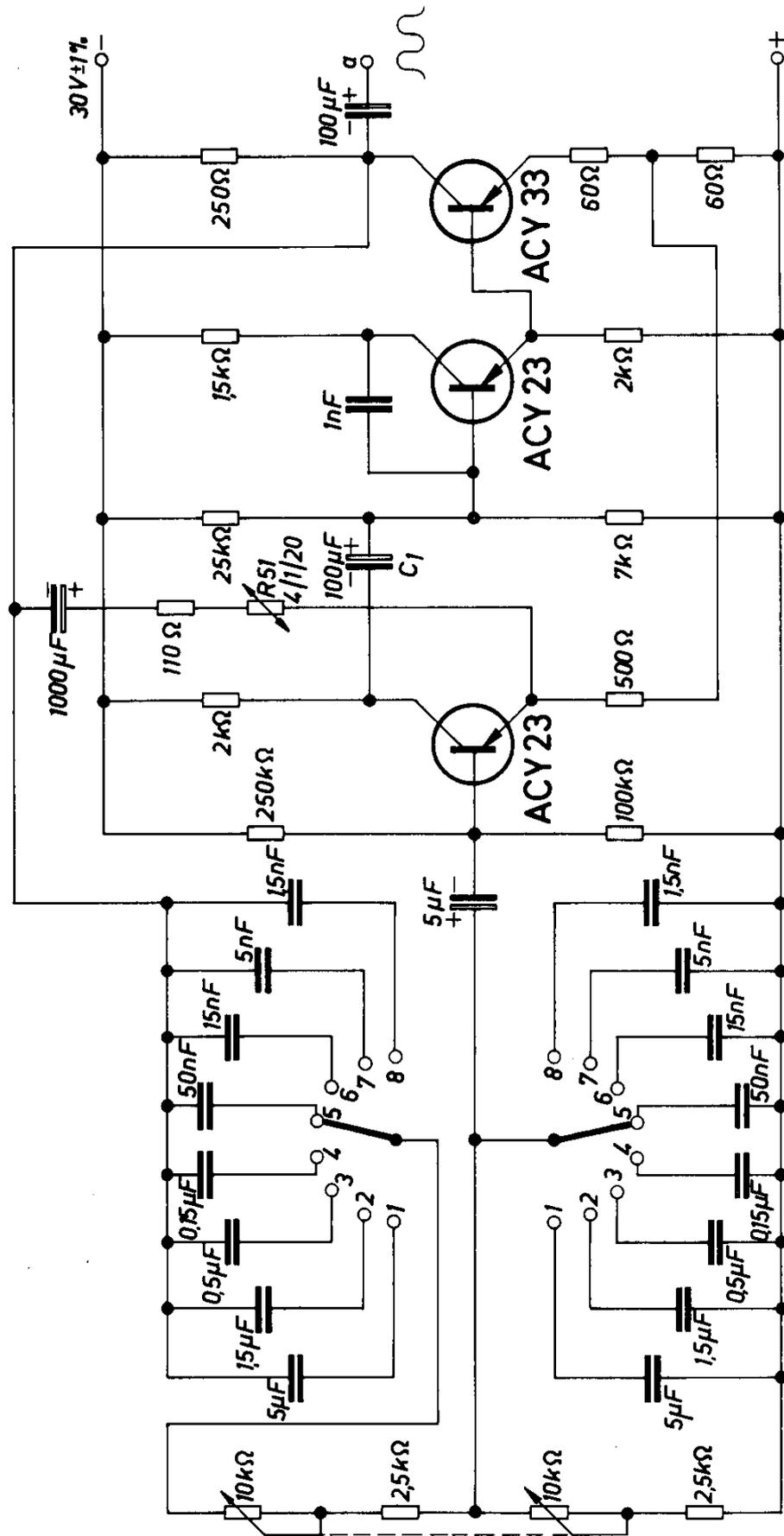


Bild 3.8.  
Sinusgenerator für Rechteckgenerator für 3 Hz bis 25 kHz

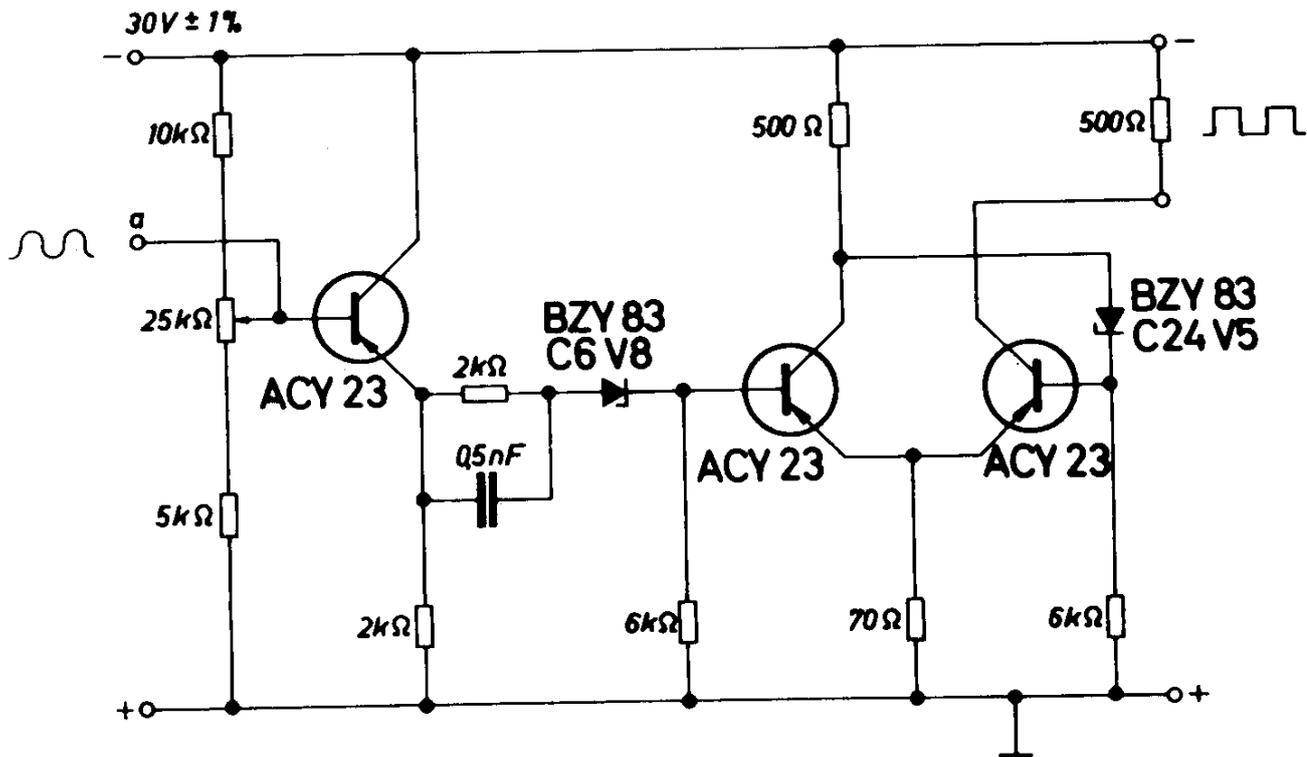


Bild 3.9.

Impulsformerstufe für Rechteckgenerator 3 Hz bis 25 kHz

### 3.9. Geregelter Sinusgenerator 50 kHz/5 W

Konstant-Spannungsgeräte für Wechselstrom werden am einfachsten dadurch hergestellt, daß man deren Versorgungsspannung abhängig von der Ausgangswechselspannung regelt. Bild 3.10 zeigt eine solche Schaltung, bei der die Eingangsspannung zwischen 22 bis 30 V und die Last zwischen 0 bis 5 W schwanken kann. Die konstant zu haltende Ausgangsspannung des 50 kHz-Generators wird gleichgerichtet und dem Regelgerät am Eingang als Vergleichsspannung zugeführt. Wegen der stark schwankenden Belastung am Ausgang wird der Sinusgenerator mit einem Silizium-Leistungstransistor BUY 13 in Kollektorschaltung ausgeführt. Durch den kleinen Ausgangswiderstand dieser Stufe ist gewährleistet, daß die Sinusspannung auch bei starken Laständerungen nicht verzerrt wird.

Als Schwingtransformator wird ein Siferrit-Schalenkern verwendet, bei dem mit einer Isolierscheibe der Luftspalt zusätzlich um 0,5 mm vergrößert wurde. Die Einstellung des Generators geht folgendermaßen vor sich:

Der Generator wird ohne Regelgerät mit einer konstanten Batteriespannung von 18 V betrieben. Bei der Nennbelastung (5 W) ist das Potentio-

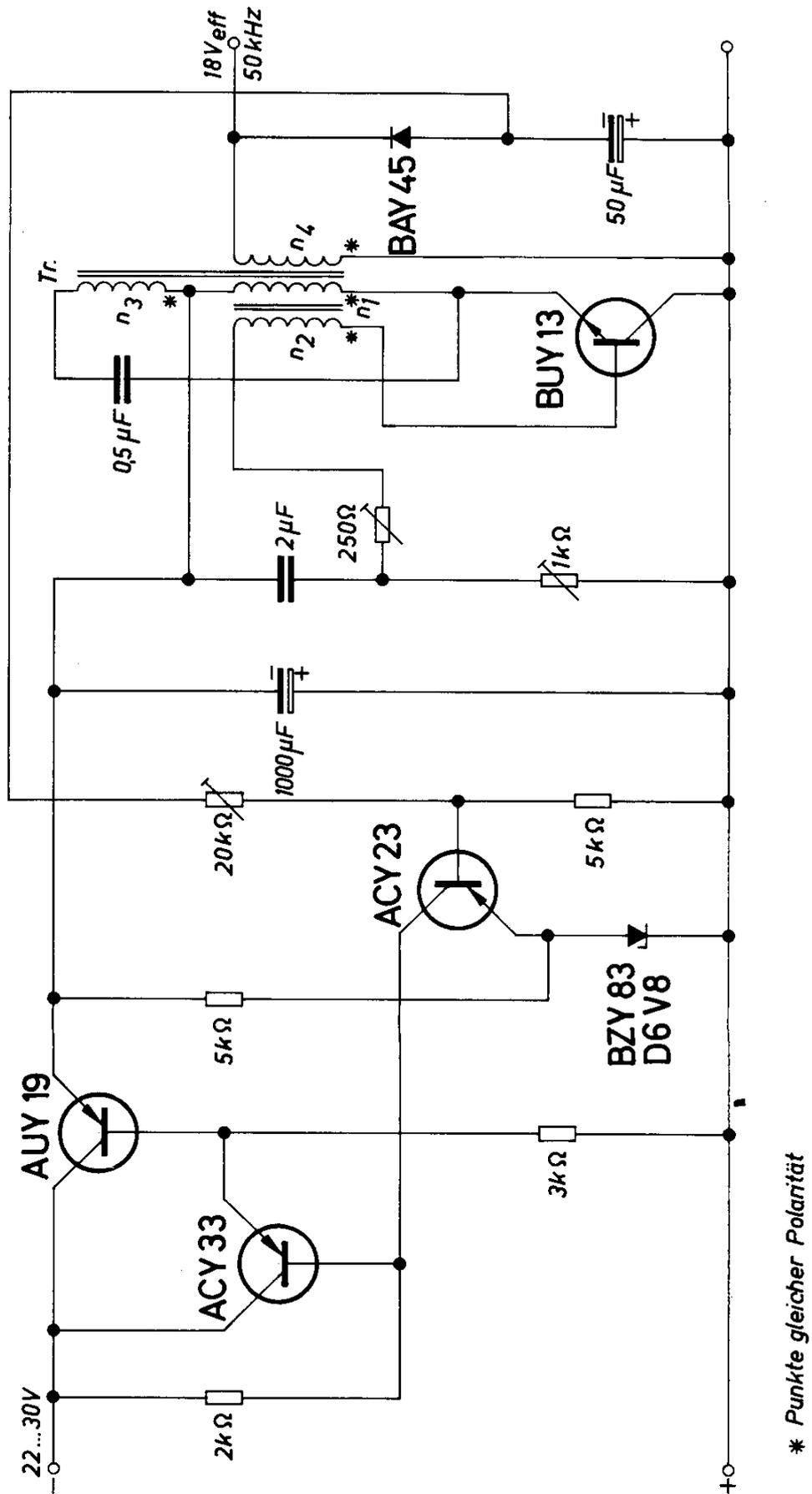


Bild 3.10.  
Geregelter Sinusgenerator 50 kHz, 5 W

meter  $R_1$  auf einen möglichst hohen Widerstandswert einzustellen, ohne daß die Schwingneigung des Oszillators beeinträchtigt wird. Danach wird das Potentiometer  $R_2$  ebenfalls auf einen möglichst großen Widerstandswert gebracht, so daß die Sinuskurve gerade nicht mehr beschnitten wird. Anschließend wird das Regelgerät angeschlossen, das eine konstante Spannung von 21 V abgibt. Das Potentiometer  $R_3$  ist nun so einzuregeln, daß die vorher gemessenen Ausgangswerte wieder erreicht werden.

<i>Technische Daten</i>	ohne Regelteil	mit Regelteil
Batteriespannung	18 V	22 bis 30 V
Batteriestrom	0,55 A	0,56 A
Batterieerleerlaufstrom	0,25 A	0,27 A
Schwingfrequenz	50 kHz	50 kHz
Ausgangsspannung	18 V <sub>eff</sub>	18 V <sub>eff</sub>
Lastwiderstand	65 Ω	65 Ω
Wirkungsgrad	50,5 %	41,1 bis 30 %
max. Umgebungstemperatur	70 °C	70 °C
Kühlfläche des AUY 19	—	250 cm <sup>2</sup>
Kühlfläche des BUY 13	90 cm <sup>2</sup>	90 cm <sup>2</sup>

Transformator Tr:

Siferrit-Schalenkerne B65581 - A0160 - A025

(mit 0,5 mm zusätzlichen Luftspalt)

$n_1 = 11$  Wdg 0,5 CuL (gemeinsam

$n_2 = 16$  Wdg 0,25 CuL wickeln)

$n_3 = 38$  Wdg 0,5 CuL

$n_4 = 14$  Wdg 0,5 CuL

### 3.10. Zerhacker 20 W/30 Hz

Der Zerhacker nach Bild 3.11 eignet sich als Rufgenerator. Wegen der niedrigen Schwingfrequenz und der hohen Betriebsspannung wird eine Brückenschaltung aus vier hochsperrenden Germanium-Transistoren AUY 34 angewendet. Die verhältnismäßig kleine Ausgangsleistung (von 20 W) hätte zwar den Ersatz von zwei Transistoren in der Brücke durch Kondensatoren zugelassen, diese müßten aber wegen der niedrigen Schwingfrequenz eine unwirtschaftlich große Kapazität haben. An jedem Transistor tritt in dieser Schaltung der einfache Wert der Batteriespannung als Sperrspannung auf ( $U_{CEO}$ ).

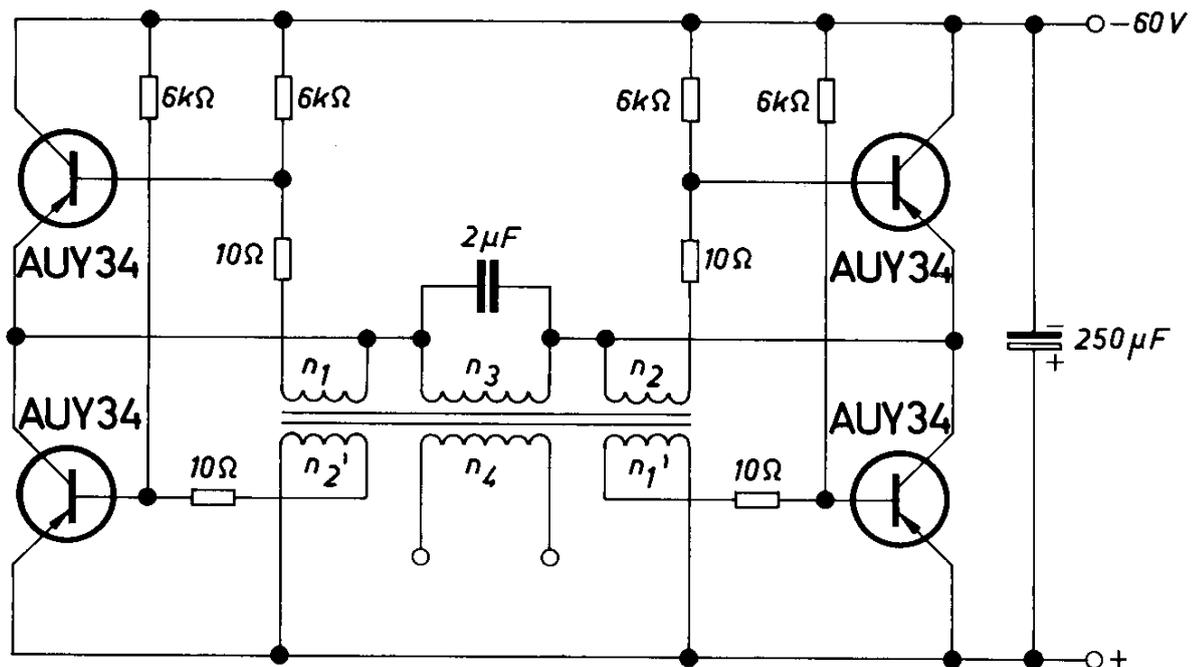


Bild 3.11.

Zerhacker 20 W/30 Hz als Rufgenerator

<i>Technische Daten</i>	Ausgangsspannung	60 V
Betriebsspannung 60 V $\pm$ 30 %	Schwingfrequenz	30 Hz
Betriebsstrom 450 mA	Kollektor-Spitzenstrom	800 mA
Ausgangsleistung 20 W	Wirkungsgrad	75 %

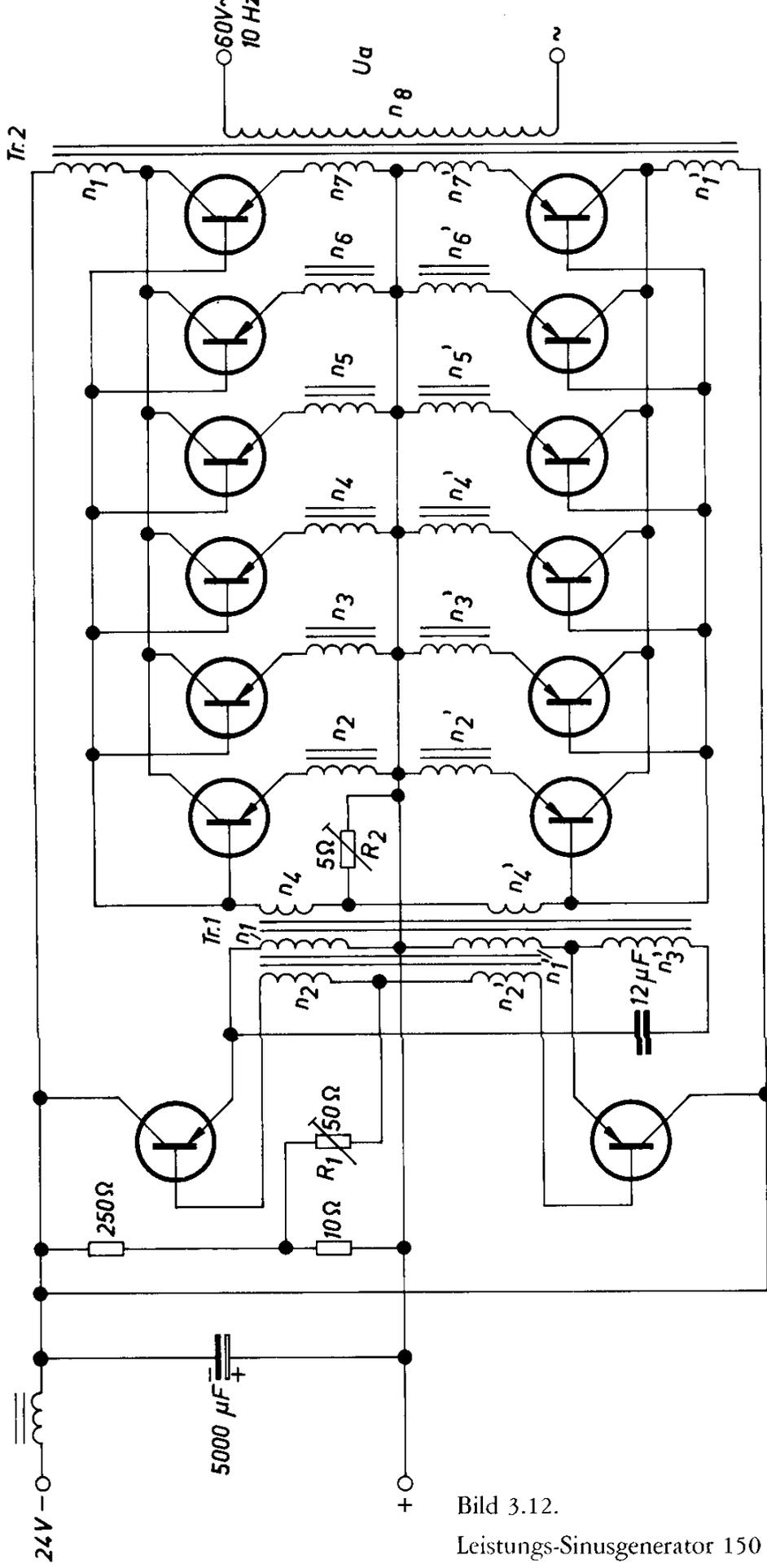
Transformator Tr:

M65/27 Dyn.Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet

 $n_1 = n'_1 = 12$  Wdg 0,25 CuL gemeinsam $n_2 = n'_2 = 12$  Wdg 0,25 CuL wickeln $n_3 = 700$  Wdg 0,4 CuL $n_4 = 750$  Wdg 0,3 CuL

## 3.11. Sinusgenerator 150 VA/10 Hz

Der Leistungs-Sinusgenerator nach Bild 3.12 besteht aus einer Oszillatorstufe und einer Endstufe mit  $2 \times 6$  Transistoren AUY 22. Wegen der niedrigen Schwingfrequenz von 10 Hz werden sehr große Übertrager verwendet. Der Sinusgenerator ist für den Antrieb von Stellmotoren geeignet. Eine gleichmäßige Belastung der Endstufentransistoren wird durch eine Gegenkopplung mit je einer Transformatorenwicklung im Emitter eines jeden Transistors erreicht.



Alle Transistoren AUJ 22

Bild 3.12.  
Leistungs-Sinusgenerator 150 VA/10 Hz

Jeder der insgesamt 14 Transistoren AU Y 22, also auch die beiden Transistoren der Oszillatorstufe, sind einzeln auf Kühlkörpern mit einem Wärmewiderstand von höchstens 3,5  $\text{grd/W}$  zu montieren. Dann ist eine maximale Umgebungstemperatur von 45 °C zulässig.

Das Gerät wird mit den Potentiometern  $R_1$  und  $R_2$  abgeglichen. Diese sind so einzustellen, daß bei Nennbetrieb die Sinusspannung nicht verzerrt (abgekapp) wird. Wegen des großen Umfanges wurden nur Teile der Schaltung praktisch erprobt.

#### Technische Daten

Betriebsspannung	24 V (max. 30 V)
Betriebsstrom	10,8 A
Ausgangsleistung	150 VA, $\cos \varphi = 0,8$
Ausgangsspannung	60 V
Schwingfrequenz	10 Hz
Gesamtwirkungsgrad	58 %
Max. Umgebungstemp.	45 °C

#### Transformator Tr 1:

M 102/35, Dyn. Bl. III/0,5, 1 mmL, gleichsinnig geschichtet

$n_1 = n'_1 = 320$	Wdg 0,5	CuL, gemeinsam wickeln
$n_2 = n'_2 = 360$	Wdg 0,2	CuL, gemeinsam wickeln
$n_3 = 3360$	Wdg 0,18	CuL, isolieren
$n_4 = n'_4 = 220$	Wdg 0,5	CuL, gemeinsam wickeln

#### Transformator Tr 2:

EI 170/65, Dyn. Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n'_1 = 55$	Wdg 2,0	CuL, gemeinsam wickeln
$n_2 = n'_2 = 55$	Wdg 0,9	CuL, gemeinsam wickeln
$n_3 = n'_3 = 55$	Wdg 0,9	CuL, gemeinsam wickeln
$n_4 = n'_4 = 55$	Wdg 0,9	CuL, gemeinsam wickeln
$n_5 = n'_5 = 55$	Wdg 0,9	CuL, gemeinsam wickeln
$n_6 = n'_6 = 55$	Wdg 0,9	CuL, gemeinsam wickeln
$n_7 = n'_7 = 55$	Wdg 0,9	CuL, gemeinsam wickeln
$n_8 = 470$	Wdg 1,0	CuL

### 3.12. Warnblinker mit Glimmröhre

Warnblinker sollen einen möglichst kleinen Stromverbrauch bzw. eine möglichst hohe Lichtausbeute haben. Man wird deshalb versuchen, „kaltes Licht“, also Glimmröhren oder Neonröhren, zu verwenden. Bild 3.13 zeigt

eine Schaltung zur Erzeugung der für eine Glimmröhre mit einer Zündspannung von etwa 2500 V erforderlichen Betriebsspannung aus einer 6-V-Batterie. Es handelt sich hier um eine Kombination aus einem Eintakterhacker und einem Sperrschwinger. Mit Hilfe der Rückkopplungswicklung  $n_2$  schwingt der Zerhacker mit einer Frequenz von 2,5 kHz. Während jenes Teils einer jeden Periode, in der der Transistor gesperrt ist, steigt die Rückschlagspannung am Ausgang auf den Wert der Zündspannung der Glimmröhre an, und die im Übertrager während des anderen Teils einer Periode gespeicherte Energie wird über die Röhre entladen. Die Glimmröhre brennt. Sie würde ständig brennen, wenn nicht im Rückkopplungskreis ein Kondensator  $C_1$  angeordnet wäre. Durch diesen Kondensator wird dem Zerhacker ein Sperrschwinger-Effekt überlagert. Der Zerhacker kann nämlich nur so lange schwingen, bis der Kondensator  $C_1$  durch den Basisstrom des Transistors aufgeladen ist. Wenn die Aufladung beendet ist, kann kein Basisstrom mehr fließen, und die Schwingung des Zerhackers reißt ab. Daraufhin entlädt sich der Kondensator  $C_1$ , und der Zerhacker beginnt wieder zu schwingen. Die Zeitkonstanten sind so eingestellt, daß die Glimmröhre in Intervallen von 1 s für eine Zeit von 50 ms brennt.

Bei der Herstellung des Übertragers muß für die Isolation besondere Sorgfalt angewendet werden. Es empfiehlt sich, nach jeder Lage der Wicklung  $n_3$  eine Papierisolation vorzusehen, da im Rückschlagfall die Windungsspannung bis 2 V beträgt.

### Technische Daten

Betriebsspannung	6 V $\pm$ 15 %
Betriebsstrom (Mittelwert)	10 mA
Kollektor-Spitzenstrom	2,6 A
Schwingfrequenz	2,5 kHz
Brennzeit der Glimmröhre	50 ms
Blinkfrequenz	1 Hz
Ausgangsspitzenspannung	2500 V
max. Strom der Glimmröhre	50 mA
Zündspannung der Glimmröhre	2500 V
Brennspannung der Glimmröhre	800 V
Max. Betriebstemperatur	60 °C

Transformator Tr:

Siferit E-Kerne: B66241—A0440—K026

$n_1 = 50$  Wdg 0,7 CuL

$n_2 = 12$  Wdg 0,25 CuL

$n_3 = 1500$  Wdg 0,12 CuL (Windungsspannung bis 2 V)

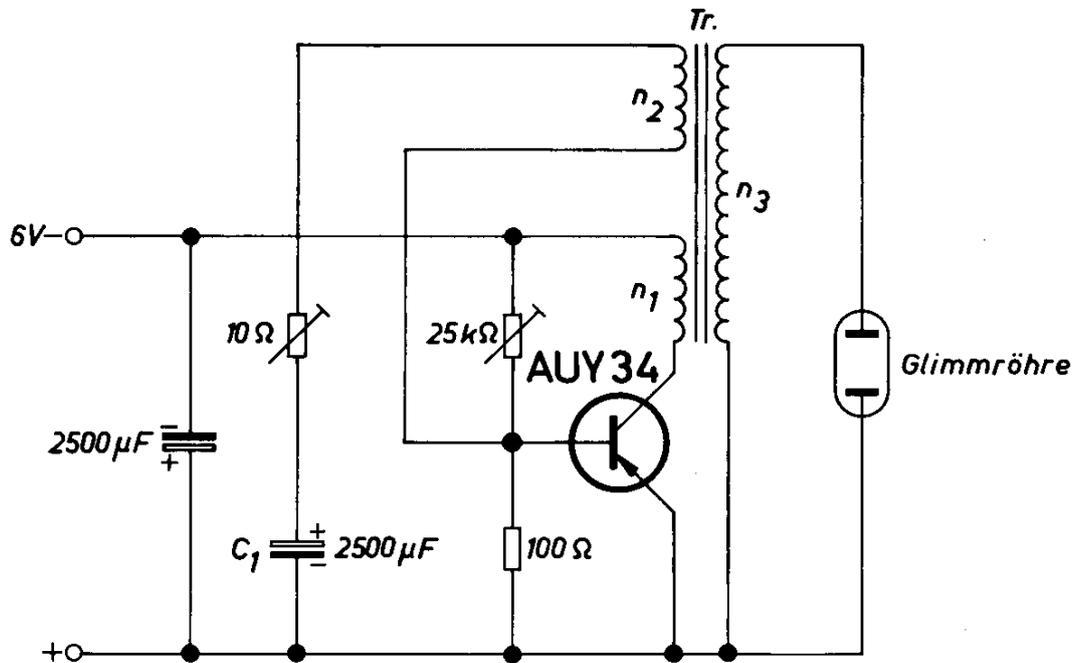


Bild 3.13.  
Warnblinker mit Glimmröhre

### 3.13. Impulsgenerator für Weidezäune

Bei Elektroweidezäunen soll nach den VDE-Vorschriften der Ausgangsimpuls an einer Lastimpedanz von  $1 \text{ M}\Omega/10 \text{ nF}$  eine Größe von höchstens  $5000 \text{ V}$  haben. Bei Nennbelastung mit  $50 \text{ k}\Omega/10 \text{ nF}$  muß der Spannungsimpuls jedoch noch mindestens  $2000 \text{ V}$  betragen. Die Impulse müssen in einem zeitlichen Abstand von  $0,75$  bis  $1,25 \text{ s}$  aufeinanderfolgen.

Durch diese Festlegungen sind die elektrischen Anforderungen an ein solches Gerät sehr hoch. Damit es im Betrieb billig bleibt, soll außerdem der Stromverbrauch gering sein, also der Wirkungsgrad der Schaltung hohe Werte erreichen. Außerdem müssen die Werte der Ausgangsimpulse über lange Zeit konstant bleiben. Bei Kurzschluß am Ausgang, oder einer anderen möglichen Belastungsart, soll sich die Stromaufnahme nur geringfügig ändern. Eine Möglichkeit, den Ausgangsimpuls genau zu dosieren, besteht darin, daß man einen Übertrager als Energiespeicher verwendet. Die während der Impulszeit abgegebene Energie kann dann nie größer als die gespeicherte sein. Wegen der sehr unterschiedlichen Lastfälle können diese Impulsgeber jedoch nicht selbstschwingend ausgeführt, sondern müssen fremdgesteuert werden.

In der Schaltung nach Bild 3.14 wird von einer anderen Möglichkeit Gebrauch gemacht. Hier wird die während der Impulszeit der Batterie ent-

nommene Energie direkt auf die Sekundärseite transformiert. Die im Übertrager verbleibende Energie wird an die Batterie zurückgeliefert, wodurch man einen sehr guten Wirkungsgrad erreicht. Dazu ist am Übertrager eine eigene Wicklung  $n_3$  vorgesehen, die eine etwas höhere Spannung führt als die Primärwicklung  $n_2$ . Über eine Diode wird aus dieser Wicklung Energie an die Batterie zurückgeliefert. Die Rückkopplungswicklung  $n_1$  ist über einen Kondensator mit der Basis des Steuertransistors verbunden, wodurch die Schaltung wie ein Sperrschwinger arbeitet. Die Impulspause wird also durch das  $RC$ -Glied im Basiskreis bestimmt und kann durch das Potentiometer  $R_1$  eingestellt werden. Der Übertrager wird bis zur Sättigung betrieben, wodurch eine sehr konstante Impulszeit von etwa 2 ms bei starken Belastungsänderungen erreicht wird.

Damit der zeitbestimmende Kondensator einen kleinen Kapazitätswert haben kann, ist dem Transistor AUY 29 noch eine Stromverstärkerstufe vorgeschaltet. Für diesen Vorverstärker wurde ein Silizium-Transistor gewählt, weil dadurch eine sehr geringe Temperaturabhängigkeit der Impulspause erreicht wird.

Der impulsförmige Eingangsstrom kann einen Wert von 15 A annehmen, obwohl die mittlere Stromaufnahme des Gerätes nur etwa 15 mA beträgt. Damit die Batterie geschont wird, ist am Eingang ein Kondensator von 5000  $\mu\text{F}$  vorgesehen, der die Stromspitzen glättet.

### Technische Daten

Batteriespannung		12 V
Batteriestrom: Leerlauf	(1 M $\Omega$ /10 nF)	7 mA
Nennlast	(50 k $\Omega$ /10 nF)	13 mA
Kurzschluß	(500 $\Omega$ )	17 mA
max. Umgebungstemperatur		60 °C
Impulsbreite		2 ms
Impulspause		1 s
Ausgangsimpulsspannung: Leerlauf		2600 V
Nennlauf		2200 V
Kurzschlußstrom		270 mA

Transformator Tr:

M 65/27 Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 9 \text{ Wdg } 0,6 \text{ CuL}$

$n_2 = 14 \text{ Wdg } 1,2 \text{ CuL}$

$n_3 = 68 \text{ Wdg } 0,7 \text{ CuL}$

$n_4 = 3500 \text{ Wdg } 0,15 \text{ CuL}$

Diode  $D_1$  : V23212 C0820

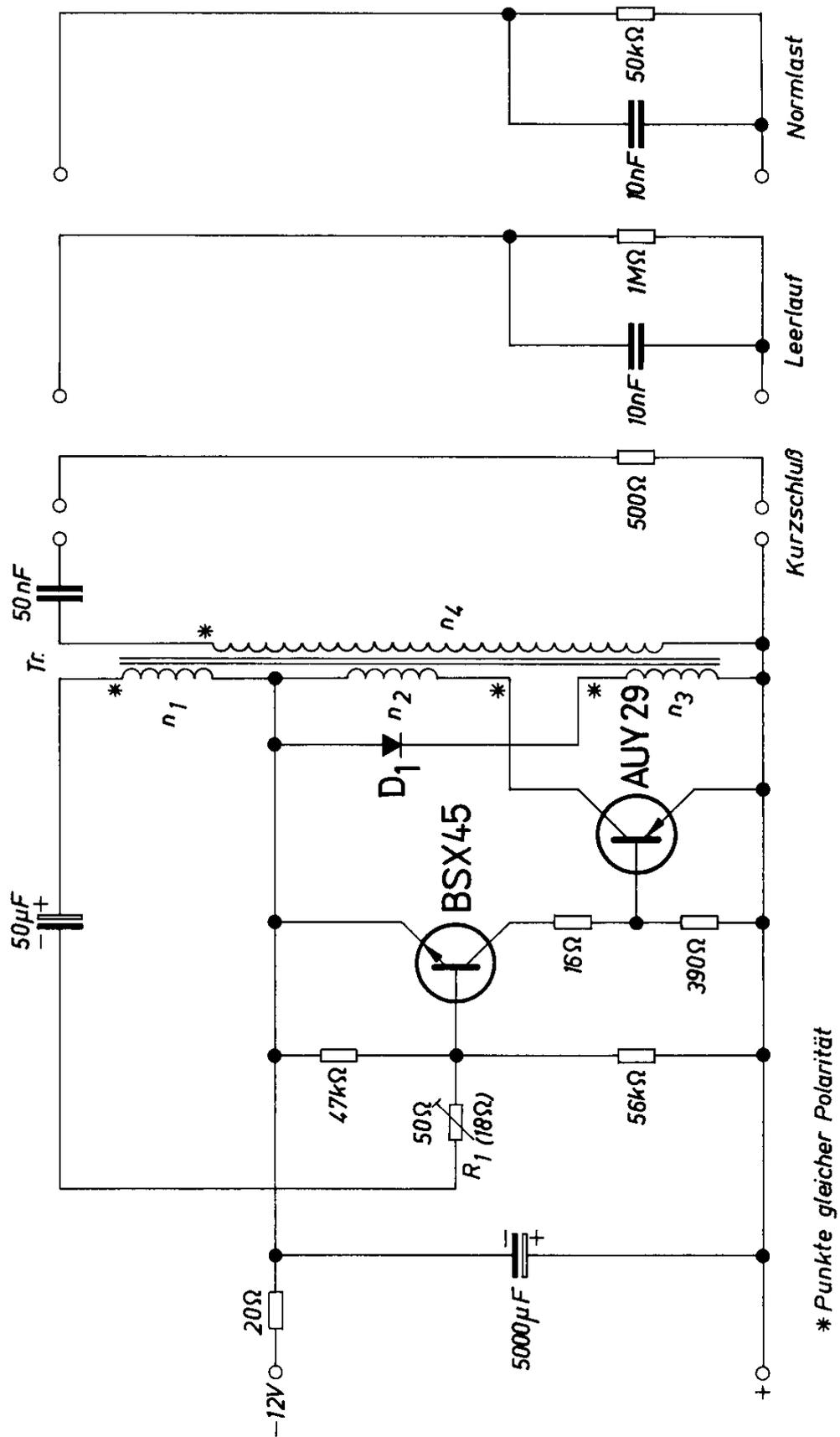
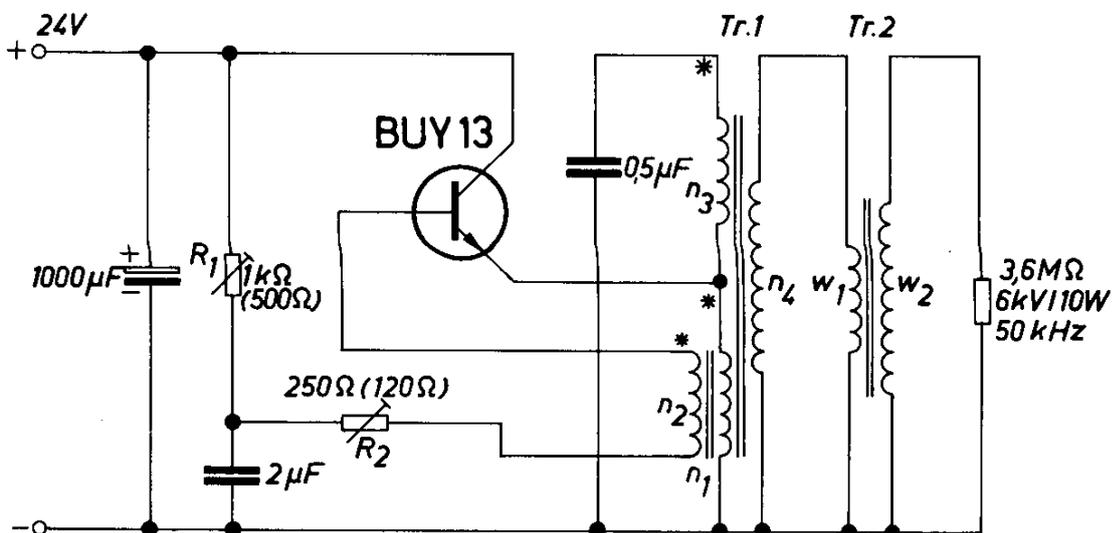


Bild 3.14.  
Impulserzeuger für Weidezäune

### 3.14. Hochspannungsgenerator für 6 kV/10 W

Die an einen Hochspannungsgenerator für 6 kV/10 W (nach Bild 3.15) gestellten Forderungen können nicht mit einem einzigen Übertrager erfüllt werden. Bei einer Ausgangsspannung von 6 kV liefert der Generator eine Ausgangsleistung von 10 W, wobei die Schwingfrequenz 50 kHz ist. Die Schaltung verwendet einen Schwingübertrager und einen Hochspannungstransformator. Der Schwingübertrager besteht aus einem Siferrit-Schalenkern, bei dem der Luftspalt durch Dazwischenlegen von einer Isolations-scheibe zwischen die beiden Schalenkernhälften um 0,5 mm vergrößert worden ist. Für den Hochspannungstransformator wird ein Siferrit-U-Kern verwendet, auf dem insgesamt vier Spulenkörper angeordnet sind, wobei die Hochspannungswicklung auf drei Spulenkörper verteilt ist. Nach jeweils 50 Windungen ist eine isolierende Zwischenlage erforderlich, weil die Windungsspannung 2 V beträgt. Die Ausführung der Sekundärwicklung als Kreuzwicklung ist vorteilhaft, jedoch nicht unbedingt erforderlich. Der Silizium-Leistungstransistor BUY 13 wird in Kollektorschaltung betrieben, weil dadurch eine größere Lastunabhängigkeit des Generators erreicht wird. Der Arbeitspunkt des Transistors ist so festzuhalten, daß zunächst der wirksame Widerstand des Potentiometers  $R_1$  möglichst stark vergrößert wird. Dann kann mit Hilfe des Potentiometers  $R_2$  die Kurvenform der Sinusspannung eingestellt werden.



\*Punkte gleicher Polarität

Bild 3.15.  
Hochspannungsgenerator für 6 KV/10 W

*Technische Daten*

Batteriespannung	24 V
Batteriestrom	1 A
Schwingfrequenz	50 kHz
Ausgangsspannung	6 kV
Ausgangsleistung	10 W
max. Umgebungstemperatur	70 °C
Kühlfläche für den Transistor BUY 13	100 cm <sup>2</sup>

## Transformator Tr 1:

Siferrit-Schalenkerne B65581 - A0160 - A025

(zusätzlicher Luftspalt 0,5 mm)

 $n_1 = 11$  Wdg 0,5 CuL (gemeinsam $n_2 = 16$  Wdg 0,25 CuL wickeln) $n_3 = 38$  Wdg 0,5 CuL $n_4 = 46$  Wdg 0,25 CuL

## Transformator Tr 2:

Siferrit-U-Kerne B67334 - N27A

 $w_1 = 30$  Wdg 1,0 CuL $w_2 = 3000$  Wdg 0,1 CuL

Die Primärwicklung ist auf einem Spulenkörper und die Sekundärwicklung ist auf drei Spulenkörpern mit je 1000 Wdg untergebracht. Als Spulenkörper wurden verwendet:  $4 \times$  B65612 - A0000 - M001

## 3.15. Sägezahngenerator mit Thyristor-Tetrode

Beim Sägezahngenerator nach Bild 3.16 wird die Auf- und Entladung eines Kondensators über eine Thyristor-Tetrode gesteuert. Da es sich bei diesem Bauteil um ein verhältnismäßig neues Halbleiter-Bauelement handelt, soll vor der Beschreibung der Schaltung kurz auf die Eigenschaften der Thyri-

stor-Tetrode BRY 20 eingegangen werden (siehe auch 1.2). Es handelt sich dabei um ein Bauelement, das aus vier halbleitenden Schichten mit der Polaritätsfolge PNPN besteht. Die äußere P-Zone wird Anode, die äußere N-Zone Kathode genannt. Dazwischen liegen zwei sogenannte Gitter oder Steuerelektroden, wobei die der Kathode benachbarte Elektrode mit  $G_K$  bezeichnet wird und die der Anode benachbarte Elektrode mit  $G_A$ . Bei der Thyristor-Tetrode BRY 20 wird vorwiegend die Elektrode  $G_K$  zur Ansteuerung verwendet. Sehr wichtig ist, daß dieser Typ an dieser Steuerelektrode nicht nur eingeschaltet, sondern auch wieder ausgeschaltet werden kann. Die Thyristor-Tetrode BRY 20 unterscheidet sich dadurch ganz wesentlich von den bekannten Vierschichtdioden und auch entscheidend vom Röhren-Thyratron, mit dem die Halbleiter-Thyristoren im übrigen viele Eigenschaften gemeinsam haben.

Mit einem Stromimpuls positiver Polarität an der Elektrode  $G_K$  wird die Kathoden-Anoden-Strecke durchgeschaltet. Sie bleibt durchgeschaltet, bis entweder die Versorgungsspannung weggenommen oder soweit verringert wird, daß ein bestimmter Mindeststrom, der „Haltestrom“, unterschritten wird, oder bis ein negativer Impuls an die Elektrode  $G_K$  gelangt. Für das Abschalten der Thyristor-Tetrode BRY 20 an der Steuerelektrode ist eine größere Energie erforderlich als für das Einschalten, weil die Abschaltstromverstärkung wesentlich kleiner ist als die Einstellstromverstärkung. Die Elektrode  $G_A$  soll mit dem positiven Potential verbunden sein, um Störeffekte zu unterdrücken. In der Schaltung nach Bild 3.16 wird bei Anlegen der Betriebsspannung der Kondensator  $C_1$  über den Transistor BCY 58 aufgeladen. Der Ladestrom und damit die Flankensteilheit des so erzeugten Sägezahnimpulses wird mit dem Potentiometer  $P_2$  eingestellt. Der Kondensator  $C_1$  wird so lange aufgeladen, bis die an ihm entstehende Spannung etwa die Größe der mit dem Potentiometer  $P_1$  an der Elektrode  $G_K$  der Thyristor-Tetrode BRY 20 eingestellten Spannung erreicht hat. Sobald dies eingetreten ist, schaltet die Thyristor-Tetrode durch und der Kondensator entlädt sich über den Schutzwiderstand von  $8,2 \Omega$ . Das Potential an der Kathode des Thyristors ändert sich gegen positive Werte. Sobald die jetzt über die Diode  $D_2$  anliegende negative Spannung an der Elektrode  $G_K$  negativ gegenüber dem Potential an der Kathode ist, gelangt der für die Abschaltung erforderliche negative Impuls an die Steuerelektrode  $G_K$ , und der Thyristor schaltet ab. Die Entladung des Kondensators ist damit beendet und ein neuer Ladevorgang beginnt.

Da mit dem Potentiometer  $P_1$  die Spannung eingestellt wird, bei der die Kondensatorladung beendet ist, wird mit diesem die Amplitude des Sägezahns gesteuert. Bei konstanter Steilheit des Sägezahns ist dies gleichbedeutend mit einer Einstellung der Frequenz der Sägezahnspannung.

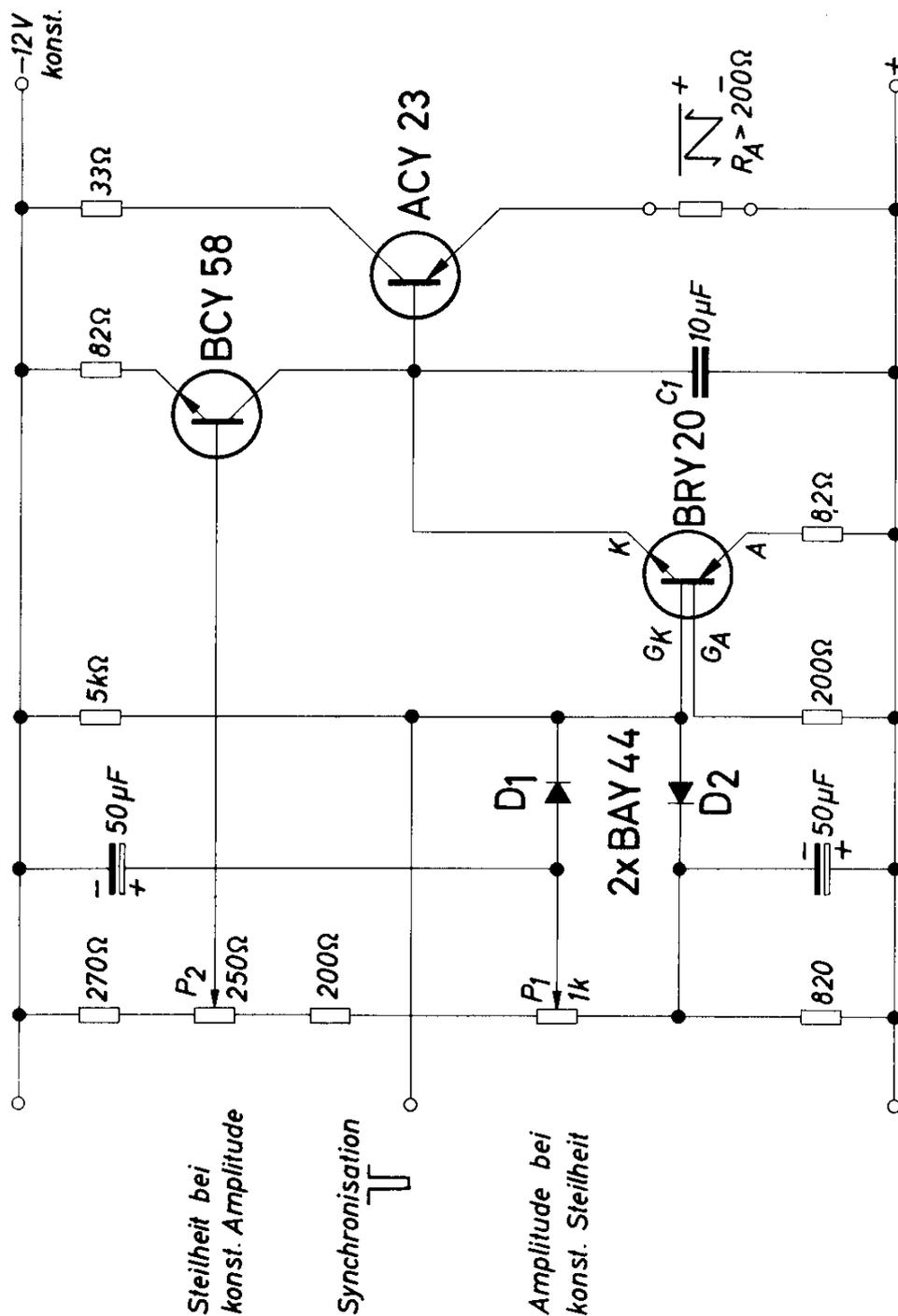


Bild 3.16.

Sägezahn-generator mit Thyristor-Tetrode

Die Flankensteilheit des Sägezahns wird, wie bereits erwähnt, mit dem Potentiometer  $P_2$  über den Ladestrom des Kondensators festgelegt.

Durch die Ladekondensatoren von  $50 \mu\text{F}$  werden ausreichend niederohmige Schaltimpulse an die Steuerelektrode gegeben. Dadurch erreicht man sehr stabile Schaltpunkte.

In der vorliegenden Schaltung kann die Amplitude des Ausgangssignals mit dem Potentiometer  $P_1$  zwischen 4 und etwa 8  $V_{SS}$  eingestellt werden, während mit dem Potentiometer  $P_2$  Flankensteilheiten von 0,4 bis 0,8 V/ms eingestellt werden können. An den Ausgang des Verstärkers ist zur Entkopplung eine Verstärkerstufe angeschaltet.

Eine Synchronisierung des Sägezahngenerators ist an der Elektrode  $G_K$  mit positiven Impulsen möglich.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	12 V konst
Betriebsstrom	etwa 55 mA
Lastwiderstand	> 200 $\Omega$
Ausgangssignal	4 bis 8 $V_{SS}$
Steilheit des Signals	0,4 bis 0,8 V/ms

#### *Technische Daten* (zu Bild 3.17.)

Betriebsspannung	220 V	50 Hz
Ausgangsleistung	30 W	
Ausgangsspannung	220 V	37 Hz
zul. komplexe Last	$\cos \varphi = 0,8$	
Wirkungsgrad	etwa 70 %	
max. Umgebungstemperatur	60 °C	
Gesamtkühlfläche für die Leistungs-Transistoren	etwa 100 cm <sup>2</sup>	

### 3.16. Frequenzwandler 50 Hz/37 Hz

Die Umwandlung einer 50-Hz- in eine 37-Hz-Wechselspannung kann nicht über Frequenzteiler erfolgen. In dem Beispiel nach Bild 3.17 wird deshalb die Wechselspannung zunächst transformiert und gleichgerichtet. Ein astabiler Multivibrator steuert eine Leistungsendstufe mit den Transistoren AU7 34 an. Die Flankensteilheit des Multivibrators ist so groß, daß die Leistungs-Transistoren direkt angeschaltet werden können, ohne daß an ihnen zu hohe Umschaltverluste auftreten.

Zum Schutz der Transistoren gegen zu hohe Verlustleistungen im inversen Betrieb, die bei Leerlauf oder induktiver Last auftreten können, sind parallel zur Kollektor-Emitterstrecke Schutzdioden geschaltet. Eine dritte Diode, die im Emitterkreis beider Transistoren liegt, erzeugt an den Emittern eine kleine Vorspannung, wodurch eine gute Sperrung der Leistungs-Transistoren während der Impulspause erreicht wird.

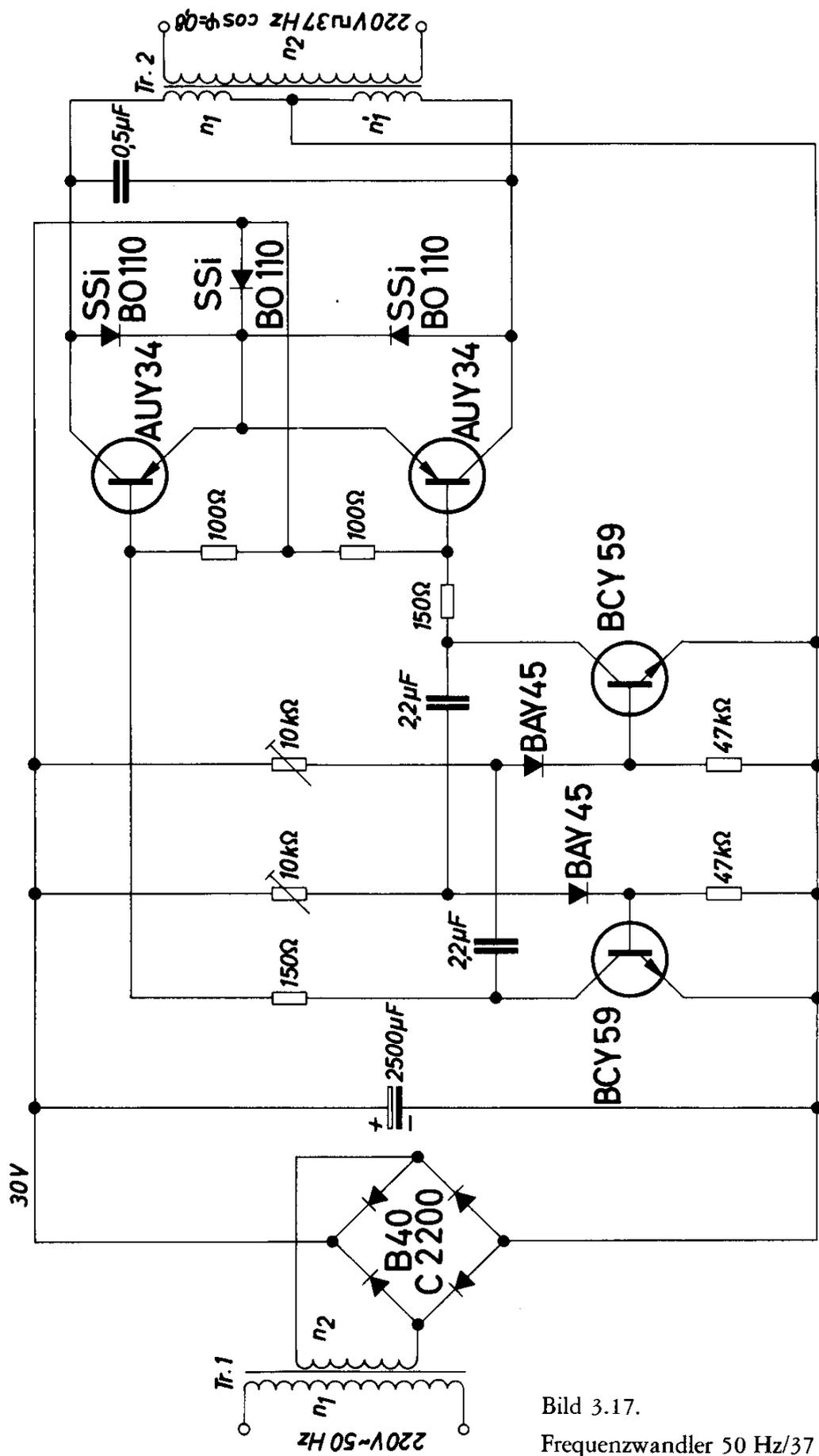


Bild 3.17.  
Frequenzwandler 50 Hz/37 Hz

## Transformatoren

Tr. 1: EI 78/26, Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 1100 \text{ Wdg } 0,32 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 140 \text{ Wdg } 0,8 \text{ CuL}$$

Tr. 2: EI 84/42, Dyn.Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = n'_1 = 192 \text{ Wdg } 0,7 \text{ CuL, gemeinsam gewickelt}$$

$$n_2 = 1600 \text{ Wdg } 0,24 \text{ CuL}$$

### 3.17. Frequenz- und amplitudenkonstanter Sinusgenerator

Der RC-Generator nach Bild 3.18 arbeitet nach dem Prinzip der Wien-Brücke und ist für einen Frequenzbereich von 5 Hz bis 500 kHz geeignet. Dabei ist die Frequenzabweichung bei einer Änderung der Betriebsspannung um  $\pm 10\%$  kleiner als  $10^{-4}$ . Die Temperaturkonstanz der Frequenz

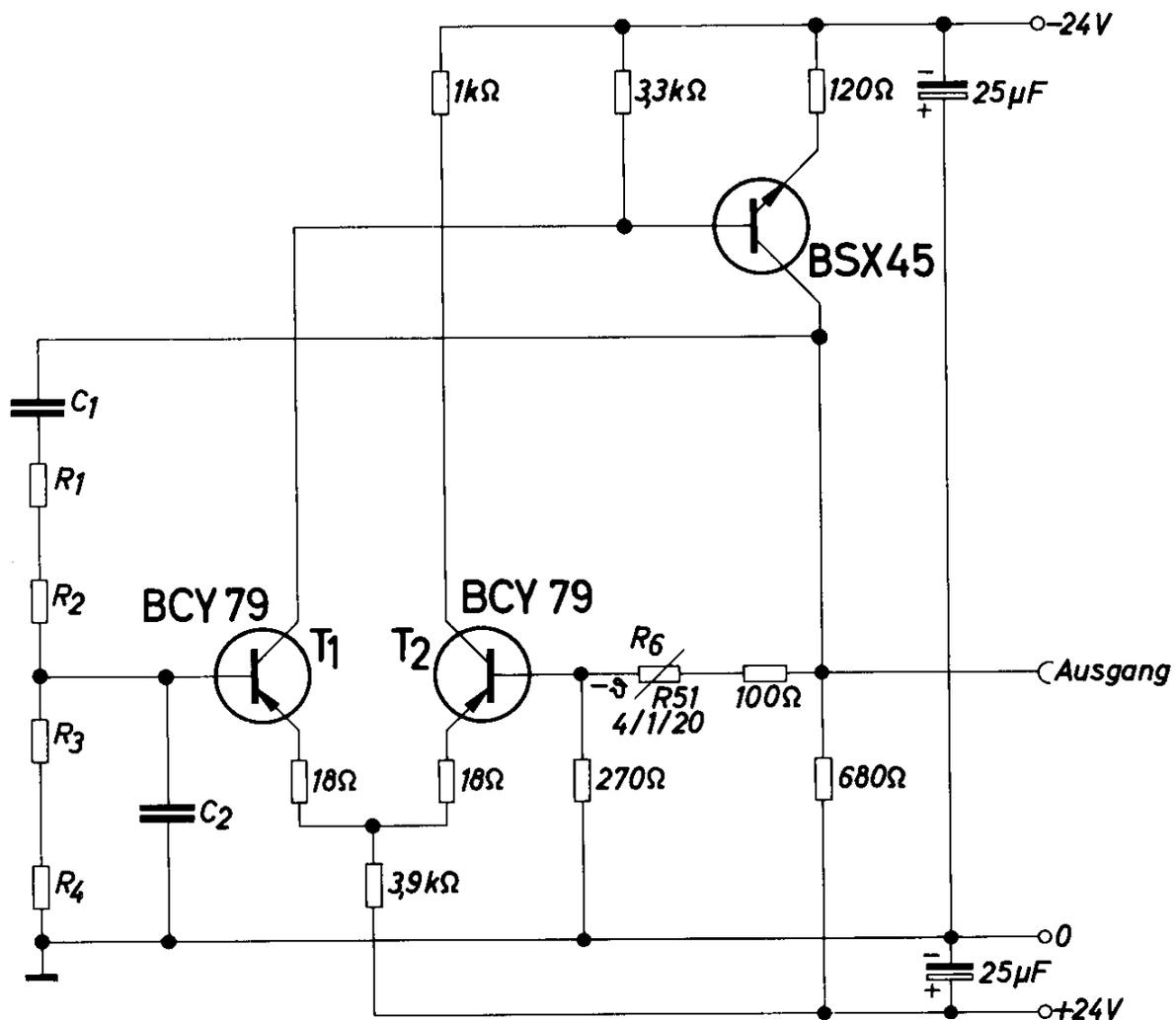


Bild 3.18.

Frequenz- und amplitudenkonstanter Sinusgenerator

hängt praktisch nur von den in der Wien-Brücke verwendeten Widerständen und Kondensatoren ab. Bei einer geeigneten Kombination der Bauelemente mit verschiedenen Temperaturkoeffizienten kann eine Frequenzabweichung von  $< 10^{-4}/\text{grad}$  erreicht werden.

Die Frequenzkonstanz dieses *RC*-Generators liegt deshalb wesentlich besser, als sie mit *LC*-Generatoren in diesem Frequenzbereich erreicht werden kann.

Die Wien-Brücke besteht aus den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  und den Widerständen  $R_1$  bis  $R_4$ . Die Größe dieser Widerstände und Kondensatoren bestimmt die Schwingfrequenz.

Es gilt

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Dabei gilt  $R = R_1 + R_2 = R_3 + R_4$  und  $C = C_1 = C_2$

Bei der Wahl der Werte ist zu berücksichtigen, daß die Summe der Widerstände  $R$  zwischen  $1,2 \text{ k}\Omega$  und  $10 \text{ k}\Omega$  liegen soll und die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  eine Kapazität von mindestens  $150 \text{ pF}$  haben müssen. Die Ausgangsspannung der Brücke wird mit einem Heißleiter  $R 51$  stabilisiert. Von dieser stabilisierten Ausgangsspannung erfolgt die Rückkopplung über die Wien-Brücke an den Eingang des Differentialverstärkers. Die Amplitude der Ausgangsspannung beträgt etwa  $6 \text{ V}$ . Dieser Wechselspannung ist jedoch eine Gleichspannung von  $\text{max. } \pm 200 \text{ mV}$  überlagert.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannungen	$\pm 24 \text{ V}$
Ausgangswechselspannung	$6 \text{ V}$
maximaler Ausgangsstrom	$10 \text{ mA}$
Klirrfaktor im Bereich von $50 \text{ Hz}$ bis $300 \text{ kHz}$	
bei Leerlauf	$< 0,5 \text{ ‰}$
bei Belastung mit $600 \text{ }\Omega$	$< 1 \text{ ‰}$
Frequenzänderung bei Änderung der Betriebsspannung um $\pm 10 \text{ ‰}$	$< 10^{-4}$
Amplitudenänderung mit der Temperatur	etwa $-5 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ/\text{grad}$

## 4. Multivibratoren und Verzögerungsschaltungen

Die drei Grundschaltungen, der astabile, der bistabile und der monostabile Multivibrator wurden bereits in früheren Bänden ausführlich behandelt. An dieser Stelle werden einige interessante Anwendungsfälle für diese Schaltungen beschrieben. Zum Teil handelt es sich um ebenfalls bereits früher ausgeführte Schaltungen mit Germanium-Transistoren, die jetzt für Silizium-Transistoren angegeben werden. Dabei kann z. B. bei monostabilen Multivibratoren eine bessere Konstanz der Verzögerungszeit erreicht werden, weil die kleineren Restströme der Silizium-Transistoren die zeitbestimmenden Ladekondensatoren weniger belasten.

Da jetzt auch pnp-Silizium-Transistoren zur Verfügung stehen, können auch die Multivibratoren mit Komplementär-Transistoren in Silizium-Technik ausgeführt werden. Ein Beispiel dafür ist im Kapitel 4.5 angegeben.

Im Zusammenhang mit Multivibratoren stellt die abschaltbare Thyristor-Tetrode ein besonders interessantes Bauteil dar. Es ersetzt in seiner Funktion als einzelnes Bauelement einen kompletten bistabilen Multivibrator, weil es an der Steuerelektrode mit Impulsen ein- und ausgeschaltet werden kann. Kapitel 4.11 bringt hierfür ein Beispiel.

Multivibratoren werden in der Steuerungs- und Regelungstechnik allgemein zur Impulserzeugung und Impulsformung und als Zeitglieder verwendet. Neue Bauelemente, wie z. B. die Kaltleiter, eröffnen neue Schaltungsmöglichkeiten und erweitern das Anwendungsgebiet für Multivibratoren.

### 4.1. Astabiler Multivibrator mit diffundierten Transistoren

In allen Multivibratoren tritt an der Basis-Emitter-Strecke der Transistoren im Umschaltmoment kurzzeitig eine Sperrspannung von der Größe der Batteriespannung auf. Werden legierte Germanium-Transistoren verwendet, so spielt dieser Umstand meist keine Rolle, weil die zulässige Sperrspannung der Emitterdiode verhältnismäßig hoch ist. Bei diffundierten Transistoren ist die Situation jedoch anders, weil diese Transistoren aufgrund ihrer von den legierten Transistoren stark abweichenden Konstruktionsmerkmale nur sehr kleine zulässige Emitter-Basis-Sperrspannungen aufweisen. Sie liegen bei diffundierten Transistoren aus Germanium bei etwa 0,5 bis 1 V und bei solchen aus Silizium bei etwa 5 bis 7 V. Da die Batterie-

spannung meist höher liegt, müssen die Emitterdioden der Transistoren vor der Sperrspannung geschützt werden.

Das Bild 4.1 zeigt eine Multivibratorschaltung mit Silizium-Planartransistoren, bei denen dieser Schutz mit Siliziumdioden durchgeführt ist. Sie liegen in Serie zur Basis-Emitterstrecke und übernehmen die Sperrung im Umschaltmoment. Die Basiswiderstände dienen zur Ableitung des Kollektor-Basis-Reststromes der Transistoren.

In dieser Schaltung wurden Silizium-Transistoren verwendet, weil die Versorgungsspannung hoch und die Periodendauer sehr lang ist, sie beträgt 2 Minuten. Eine solche Periodendauer kann nämlich nur dann mit guter Konstanz verwirklicht werden, wenn die Restströme der verwendeten Transistoren — und in diesem Fall auch der Dioden — sehr klein sind, weil über die temperaturabhängigen Restströme die zeitbestimmenden Kondensatoren zum Teil entladen werden. Der Multivibrator ist symmetrisch aufgebaut, das Tastverhältnis ist also 1 : 1. Es kann mit dem Potentiometer  $R_1$  etwas verändert werden.

An den Multivibrator ist eine Schaltstufe angeschlossen, die nach jeder Periode ein Relais für 1 bis 2 s zum Ansprechen bringt. Dieses Verhalten wird durch die Kondensatorkopplung erreicht. Der Transistor der Schaltstufe ist vor zu hoher Sperrspannung durch eine parallel zum Eingang angeordnete Diode geschützt.

Die für die Transistoren des Multivibrators angewendete Schutzart gegen zu hohe Sperrspannung an der Emitterdiode hat einen entscheidenden Nachteil. Die in Serie geschalteten Dioden halten von der Basis der Transistoren während der Impulspause jede Sperrspannung ab, was zu einem langsamen Abschalten und zu einer nicht vollständigen Sperrung der Transistoren bzw. zu einem hohen Reststrom führt. Viel besser wäre es, wenn man die für die Schaltstufe gewählte Schutzart mit einer zum Transistoreingang parallelgeschalteten Diode auch für den Multivibrator anwenden könnte. Dann würden aber die die Impulszeit bestimmenden Kondensatoren über diese Dioden entladen werden. Bei bistabilen Multivibratoren entfällt dieser Nachteil, weshalb dort auf jeden Fall die parallelgeschalteten Dioden vorzuziehen sind.

#### 4.2. Astabiler Multivibrator 20 Hz bis 2 kHz

Die Tastzeiten eines astabilen Multivibrators werden durch die Entladung eines Kondensators über einen Widerstand bestimmt. Dieser Widerstand ist in der einfachsten Schaltung der Basiswiderstand eines Transistors, über den der für die Durchsteuerung des Transistors erforderliche Basisstrom fließt. Dieser Widerstand darf deshalb keinen zu großen Wert haben. Der

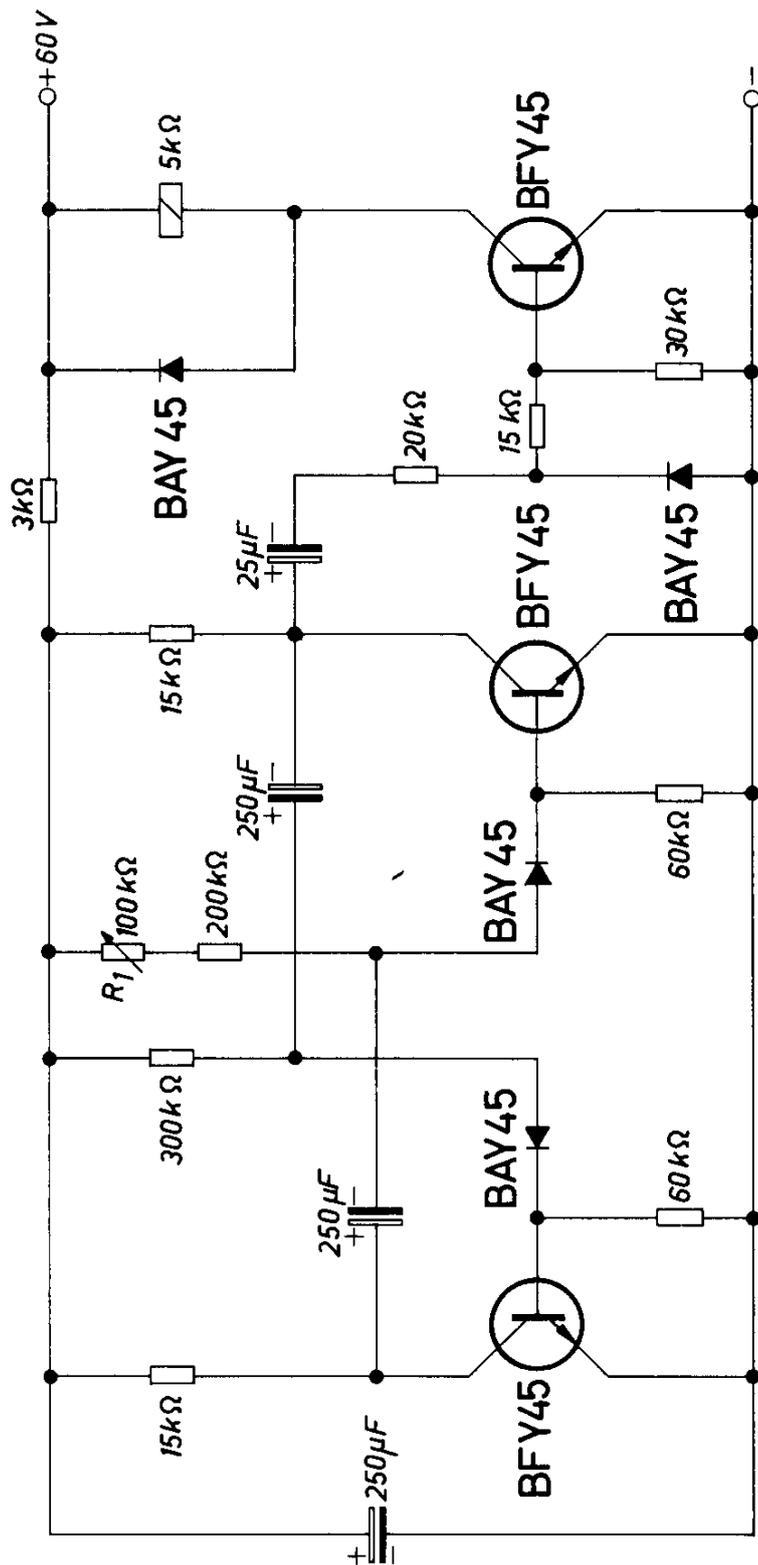


Bild 4.1.  
Astabiler Multivibrator mit diffundierten Transistoren

Wert darf aber auch nicht zu klein sein, damit der maximal zulässige Basisstrom nicht überschritten wird. Dies ist jedoch meist nicht die entscheidende Bedingung für den unteren Grenzwert des Entladewiderstandes. Stets muß nämlich gewährleistet sein, daß in der zweiten Hälfte einer Periode jener Kondensator, der in der ersten Hälfte entladen wurde, auch wieder voll aufgeladen wird. Wäre dies nicht der Fall, so bekäme man eine Verfälschung der Impulszeiten.

Bei astabilen Multivibratoren wird während einer Hälfte der Periode jener Kondensator über den Kollektorwiderstand  $R_C$  eines Transistors aufgeladen, dessen Entladung über den Basiswiderstand  $R_B$  des anderen Transistors die Dauer der zweiten Hälfte der Periode bestimmt. Diese Halbperiode hat die Größe

$$t_1 = 0,7 \cdot C \cdot R_B$$

Setzt man voraus, daß die Aufladung eines Kondensators etwa nach der dreifachen Zeitkonstante beendet ist, so gilt für den symmetrischen astabilen Multivibrator

$$t_2 = 3 \cdot C \cdot R_C$$

Für das Mindestverhältnis zwischen Basis und Kollektorwiderstand erhält man dann

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{0,7 \cdot C \cdot R_B}{3 \cdot C \cdot R_C} \quad (t_1 = t_2)$$

$$\frac{R_B}{R_C} \geq 4,3$$

Der Wert 4,3 ist normalerweise ohne weiteres einzuhalten, weil das Verhältnis maximal gleich der Stromverstärkung der verwendeten Transistoren sein darf, da nur erforderlich ist, daß über den Basis-Transistoren Basiswiderstand der für die Durchsteuerung des Transistors erforderliche Basisstrom fließen kann. Es ist kein Fehler, daß in den obigen Gleichungen der Kollektorwiderstand des einen Transistors zum Basiswiderstand des anderen Transistors ins Verhältnis gesetzt wird, da ein symmetrischer Multivibrator, bei dem die beiden Kollektorwiderstände gleich groß sind, vorausgesetzt wurde.

Verwendet man z. B. Transistoren mit einer Stromverstärkung von  $B = 100$ , so darf der Basiswiderstand den hundertfachen Wert des Kollektorwiderstandes haben. Wenn nun die Schwingfrequenz des astabilen Multivibrators verändert werden soll, so geschieht dies am einfachsten durch eine Verkleinerung der beiden Basiswiderstände. Diese Verkleinerung darf jedoch nur so weit gehen, daß das gefundene Verhältnis  $R_B/R_C \geq 4,3$  nicht unterschritten wird, weil sonst die Kondensatoren nicht mehr ausreichend aufgeladen werden. Es empfiehlt sich, das Verhältnis nicht bis zu der theoretischen Grenze zu verkleinern. Da man bei der Überlegung von  $R_B/R_C \leq 100$  ausgegangen ist, bedeutet das, daß die Frequenz höchstens bis 1 : 20 geregelt werden kann, wenn die Kapazitäten nicht umgeschaltet werden sollen.

Der regelbare Frequenzbereich kann nun z. B. dadurch vergrößert werden, daß man den für die Transistoren erforderlichen Basisstrom auf anderem Weg liefert. In der Schaltung nach Bild 4.2 sind parallel zu den Kondensatoren Zenerdioden geschaltet, die bei Erreichen der Zenerspannung an den Kondensatoren niederohmig werden, so daß über diese der Basisstrom fließen kann. Die Entladewiderstände für die Kondensatoren können nun fast beliebig groß gewählt werden, wodurch der Regelbereich wächst. Man hat allerdings immer den Nachteil, daß zwei Potentiometer gleichzeitig synchron verstellt werden müssen. Eine weitere Möglichkeit bietet sich noch an, nämlich die, daß man die Entladespannung für die Kondensatoren verändert, während man die Ladespannung konstant läßt. Diese Einstellung der Entladespannung kann über ein einziges Potentiometer erfolgen, dem erreichbaren Einstellbereich sind jedoch auch hier verhältnismäßig enge Grenzen gesetzt.

Eine sehr elegante Lösung dieses Problems zeigt die Schaltung nach Bild 4.2. Die Kondensatoren werden mit konstantem Strom über zwei mit Emitterwiderständen stark gegengekoppelten Transistoren entladen. Der Entladestrom und damit die Entladezeit kann hier mit einem gemeinsamen Potentiometer  $R_1$  bestimmt werden. Der einstellbare Frequenzbereich ist etwa 20 Hz bis 2 kHz, also 1 : 100.



Die Widerstände, über die die Kondensatoren aufgeladen werden, sind von den Kollektorwiderständen über Dioden elektrisch getrennt. Dadurch wird eine Verzerrung des abgegebenen Rechtecksignals vermieden. Erfolgt diese Trennung nicht, so steigt die Spannung am Kollektor eines soeben abgeschalteten Transistors nicht sofort auf den Endwert an, weil der Lade­strom der Kondensatoren an den Kollektorwiderständen einen Span­nungsabfall hervorruft. Dadurch ergibt sich eine „Abrundung“ der Recht­eckimpulse.

#### *Technische Daten*

Batteriespannungen	12 V und 42 V $\pm$ 1 %
Max. Batterieströme	70 mA (12 V) und 14 mA (42 V)
Schwingfrequenz	20 Hz bis 2 kHz

#### 4.3. Astabiler Multivibrator mit Kaltleitern

Ersetzt man in der bekannten Grundsaltung für bistabile Multivibratoren die Rückkopplungswiderstände durch Kaltleiter, so arbeitet die neue Schal­tung als astabiler Multivibrator. Kaltleiter sind Bauelemente, deren Wider­stand mit der Temperatur ansteigt. Kaltleiter zeigen ein Sprungverhalten, d. h. sie ändern in einem kleinen Temperaturbereich den Widerstand sehr stark, z. B. in einem Temperaturbereich von 50 grd, um den Faktor  $10^4$ .

Bei der Beschreibung des astabilen Multivibrators nach Bild 4.3 muß man von einem Augenblickswert ausgehen, z. B. von dem, daß der Transistor  $T_1$  durchgesteuert ist. Der Transistor  $T_2$  ist dann gesperrt, weil am Kollektor des Transistors  $T_1$  nur eine kleine Spannung liegt (Restspannung) und deshalb  $T_2$  über den Kaltleiter  $K_1$  keinen Basisstrom erhält. Aus dem gleichen Grund bleibt dieser Kaltleiter auch kalt. Der Kaltleiter  $K_2$  jedoch wird erwärmt, weil an ihm ein großer Teil der Betriebsspannung liegt und über ihn der für die Durchsteuerung des Transistors  $T_1$  erforderliche Basis­strom fließt. Sobald die Curietemperatur des Kaltleiters<sup>1)</sup> erreicht ist, wird der Transistor  $T_1$  gesperrt und der Transistor  $T_2$  durchgeschaltet, weil dann dieser über den niederohmigen, weil noch kalten, Kaltleiter  $K_1$  Basisstrom erhält. Daraufhin erwärmt sich dieser Kaltleiter, und das Spiel beginnt von vorn.

Mit den Widerständen  $R_3$  und  $R_4$  kann der Kaltleiterstrom eingestellt werden. Damit erreicht man eine Veränderung der Schwingfrequenz des Multivibrators.

<sup>1)</sup> Das ist die Temperatur, bei der der Widerstandssprung auftritt.

Die Temperaturstabilität der Schwingfrequenz ist um so größer, je höher die Curietemperatur des verwendeten Kaltleiters liegt. Zum Unterschied von den normalen astabilen Multivibratoren ist in der hier beschriebenen Anordnung die Schwingfrequenz sehr stark von der Betriebsspannung abhängig, weil mit der Betriebsspannung der Kaltleiterstrom steigt und damit die Aufheizzeit sinkt.

Dieser Multivibrator ist deshalb nur für verhältnismäßig grobe Anwendungen geeignet, hat aber dabei den Vorteil, daß er sehr niederohmig ist. In der Schaltung nach Bild 4.3 haben die Basisströme z. B. Werte um 15 mA, weshalb entsprechend große Kollektorströme geschaltet werden können. Bei den üblichen astabilen Multivibratoren müßten sehr große Kondensatoren oder zusätzliche Verstärkerstufen verwendet werden, um diese große Schaltleistung bei der niedrigen Frequenz zu erreichen.

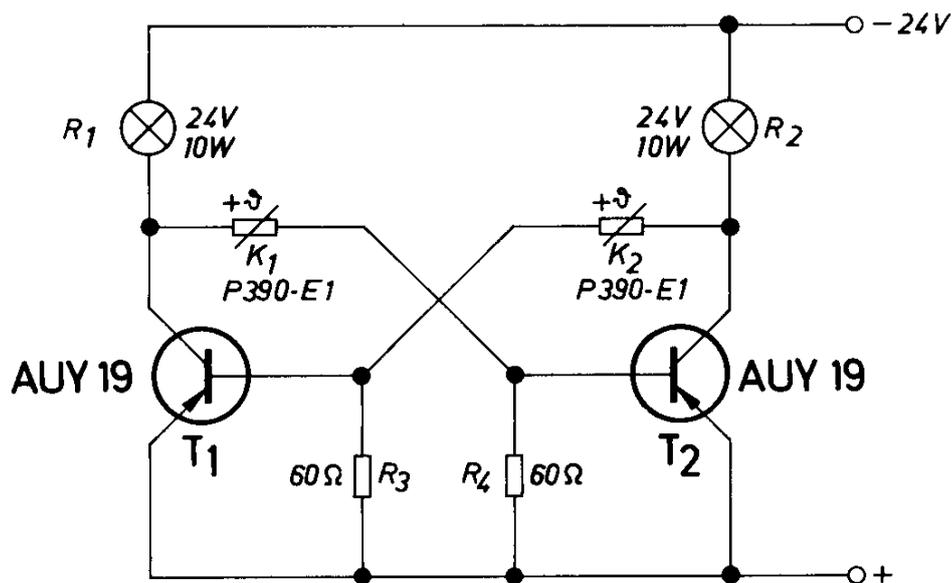


Bild 4.3.

Astabiler Multivibrator mit Kaltleitern

Die Schaltung nach Bild 4.3 ist zum Beispiel für die Verwendung als Blinker geeignet, wobei zwei Glühlampen mit je 10 W mit einer Frequenz von 2 Hz abwechselnd blinken.

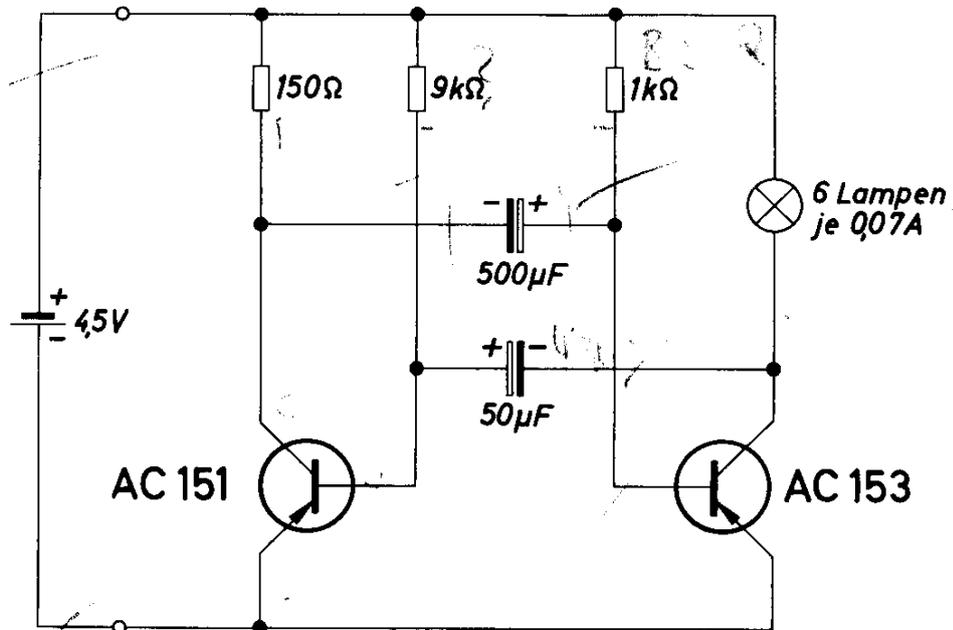


Bild 4.4.

Einfache Blinkerschaltung

#### 4.4. Blinkerschaltung

Das Bild 4.4 zeigt eine einfache Blinkerschaltung mit zwei Transistoren für die Verwendung in einem Blinkgürtel, wie ihn z. B. Polizisten tragen oder andere Personen, die ihre Arbeiten im Straßenbereich durchführen müssen. Die Betriebsspannung beträgt 4,5 V, zur Versorgung kann also eine einfache Taschenlampenbatterie verwendet werden. Der Blinkgürtel kann mit sechs Glühlampen mit einer Gesamtleistung von 1,65 W bestückt werden. Die Blinkfrequenz beträgt 1,5 Hz, wobei Einschalt- und Ausschaltzeit etwa gleich lang sind.

##### *Technische Daten*

Betriebsspannung	4,5 V
Lampenleistung	1,65 W
Blinkfrequenz	1,5 Hz
Einschaltzeit	320 ms
Ausschaltzeit	350 ms

#### 4.5. Blinkerschaltung mit Komplementär-Transistoren

Astable Multivibratoren, die mit Komplementär-Transistoren ausgeführt sind, haben verschiedene Vorteile gegenüber der gebräuchlichen Schaltung, wie sie z. B. im vorhergehenden Kapitel beschrieben wurde.

Der wesentlichste Vorteil ist die Möglichkeit, einen verhältnismäßig kleinen Ladekondensator zu verwenden. Er kann etwa um den Faktor der Stromverstärkung eines Transistors kleiner sein als bei der üblichen Schaltung, bezogen auf gleiche Impulszeiten. Besonders dann, wenn die Einschaltzeit des Verbrauchers viel kleiner ist als die Ausschaltzeit, erhält man mit dieser Schaltung einen wesentlich besseren Wirkungsgrad, weil immer gleichzeitig beide Transistoren durchgeschaltet oder gesperrt sind. Bei der herkömmlichen Schaltung ist jeweils ein Transistor durchgeschaltet und einer gesperrt. Bei Batteriebetrieb kann diese Wirkungsgradverbesserung wichtig sein.

Zur Beschreibung der Schaltung nach Bild 4.5 muß man von einem Augenblickszustand ausgehen, am besten von der Impulspause, in der beide Transistoren gesperrt sind. Der Transistor  $T_1$  bleibt so lange gesperrt, bis die Spannung am Kondensator  $C_1$ , der über den Verbraucher und die Vorwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  aufgeladen wird, den Wert der Schwellenspannung der Basis-Emitter-Diodenstrecke des Transistors  $T_1$  erreicht hat. Es fließt dann zunächst ein kleiner Basis-Strom, der, um den Faktor der Stromverstärkung vergrößert, dem Transistor  $T_2$  als Steuerstrom zugeführt wird. Dieser wird durchgeschaltet, und der Spannungsabfall am Verbraucher (Glühlampe) bewirkt ein Wandern des Kollektor-Potentials nach negativen Werten hin. Durch die Rückkopplung über den Widerstand  $R_1$  und den Kondensator  $C_1$  wird der Basisstrom des Transistors  $T_1$  rasch vergrößert, womit die Durchschaltung beschleunigt wird. Beide Transistoren sind stromdurchflossen, und die Glühlampe brennt. Der Kondensator  $C_1$  entlädt sich nun über den Widerstand  $R_1$  und die Basis-Emitterstrecke des Transistors  $T_1$ . Sobald die Entladung soweit fortgeschritten ist, daß der zur Durchschaltung des Transistors  $T_1$  erforderliche Basisstrom nicht mehr aufgebracht werden kann, kippt der Multivibrator wieder um. Für die Länge der Impulspause ist daher in erster Linie der Widerstand  $R_2$  und für die Impulsdauer der Widerstand  $R_1$  maßgebend. Das Ansteigen der Spannung am Kollektor des Transistors  $T_2$  nach positiven Werten wird, wie vorher, über die Rückkopplung auf den Eingang des Transistors  $T_1$  übertragen, wodurch auch diese Umschaltung sehr rasch vor sich geht. Die abgegebene Spannung hat tatsächlich eine exakte Rechteckform, wodurch die Umschaltverluste an den Transistoren sehr klein bleiben.

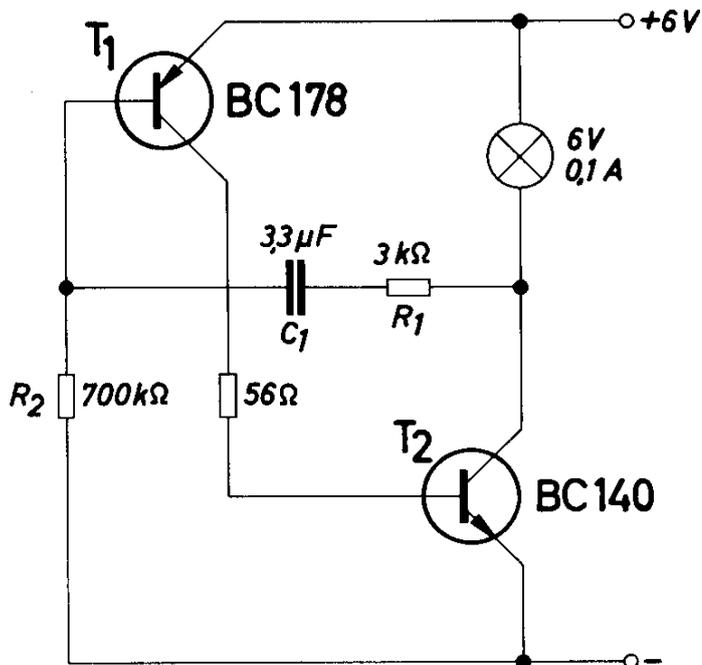


Bild 4.5.

Blinkerschaltung mit Komplementär-Transistoren

Der Leckstrom des Kondensators  $C_1$  soll bei der Betriebsspannung von 6 V und der höchsten vorkommenden Umgebungstemperatur nicht größer als  $3 \mu\text{A}$  sein.

#### Technische Daten

Betriebsspannung	4,5 bis 6 V
Betriebstemperatur	-40 bis +60 °C
Impulsfrequenz	0,58 Hz $\pm$ 10 %
Impulsdauer (Einschaltzeit der Glühlampe)	50 ms

#### 4.6. Monostabiler Multivibrator mit großem Regelbereich

Das in 4.5 gefundene kleinste Verhältnis für Kollektor- und Basiswiderstand von  $R_B/R_C \geq 4,3$  gilt grundsätzlich auch bei monostabilen Multivi-

bratoren. Allerdings ist hier dadurch der Regelbereich für die Entladezeit des Kondensators, der sogenannten Verzögerungszeit, nicht auf einen ähnlich kleinen Wert wie beim symmetrischen astabilen Multivibrator begrenzt, weil der monostabile Multivibrator ohne weiteres unsymmetrisch ausgeführt werden kann.

In der Schaltung nach Bild 4.7 erfolgt die Entladung des die Verzögerungszeit bestimmenden Kondensators  $C_1$  wie in der vorher beschriebenen Schaltung wieder über eine Stromkonstant-Schaltung. Auch ist der Kondensator wieder mit einer Zenerdiode überbrückt.

Die Rückkopplung vom Kollektor des Transistors  $T_2$  zur Basis des Transistors  $T_1$  geschieht ebenfalls über eine Zenerdiode, weil dadurch der Einfluß von kleineren Störimpulsen ausgeschaltet wird.

Die sogenannte Wiederbereitschaftszeit ist jene Zeit, nach der ein monostabiler Multivibrator nach Beendigung einer Periode wieder eingeschaltet werden kann. Sie wird bestimmt durch die Aufladezeit des Kondensators  $C_1$ . Die Möglichkeit einer sehr raschen Aufladung und damit das Erzielen einer sehr kurzen Wiederbereitschaftszeit bietet die Ladung des Kondensators  $C_1$  mit konstantem Strom (Transistor  $T_3$ ).

Während bei der im üblichen Multivibrator gegebenen Aufladung mit konstanter Spannung der Endwert nur langsam erreicht wird (Bild 4.6 a), steigt die Spannung am Kondensator bei Ladung mit konstantem Strom linear an und erreicht deshalb sehr rasch den Endwert (Bild 4.6 b).

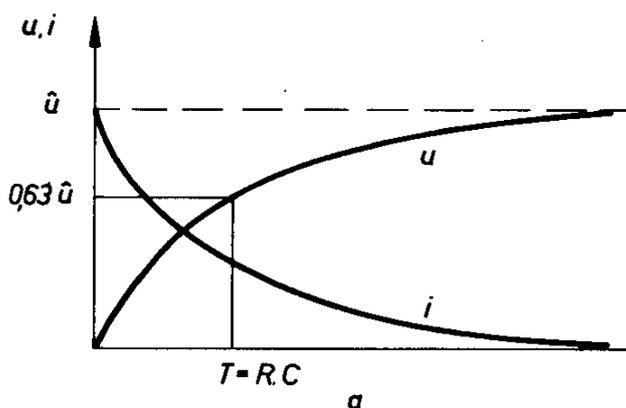


Bild 4.6.a  
Ladung mit konstanter Spannung

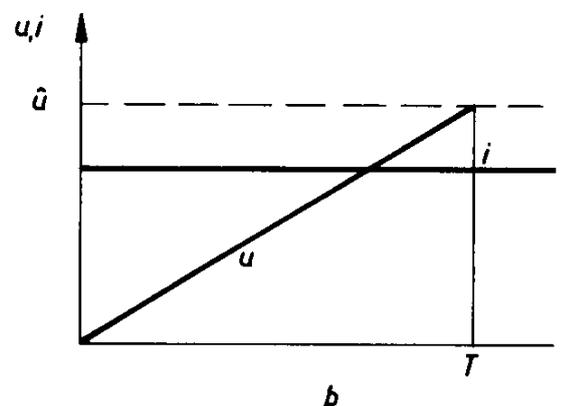


Bild 4.6.b  
Ladung mit konstantem Strom

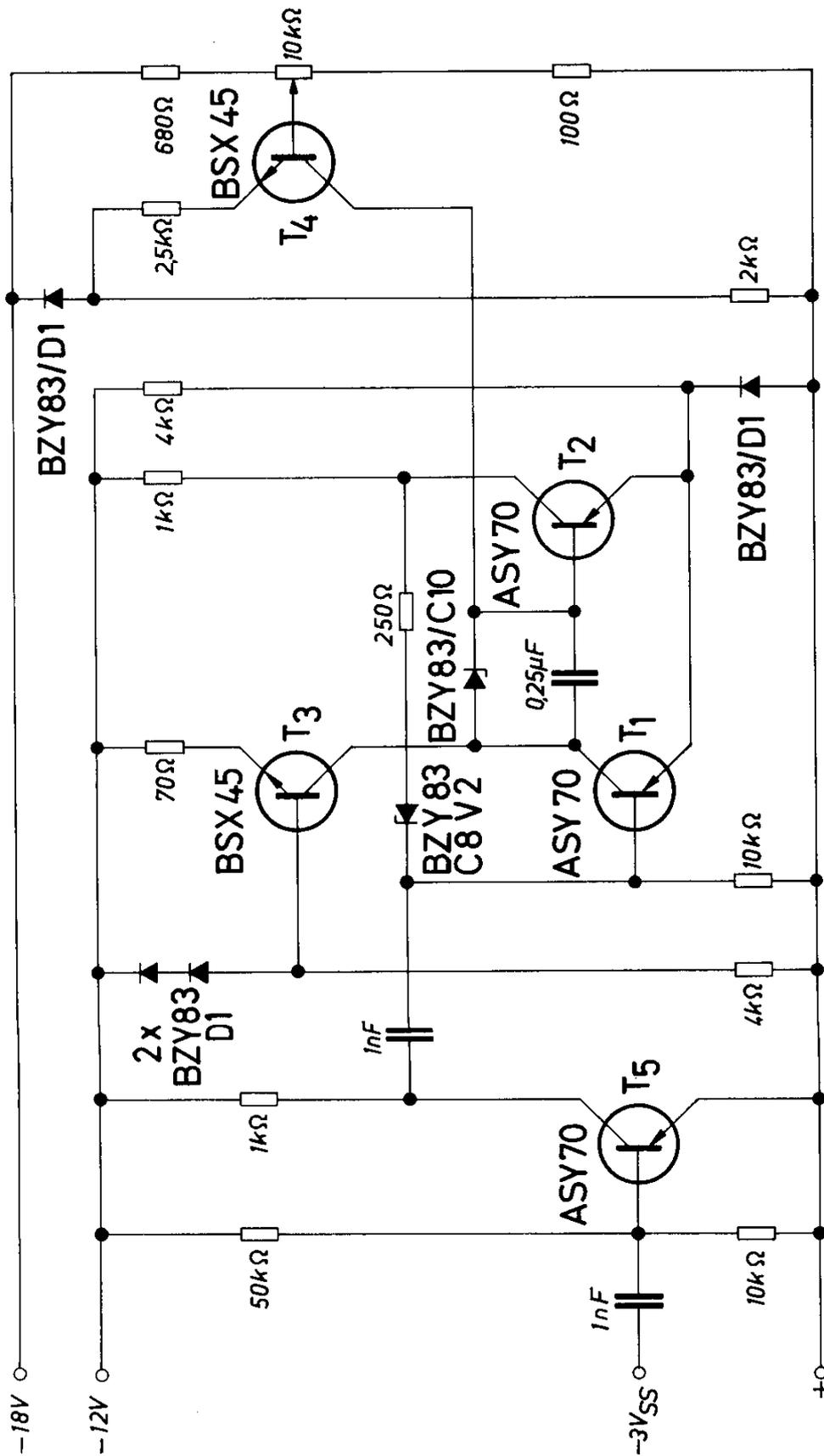


Bild 4.7.  
Multistabiler Multivibrator mit großem Regelbereich

Die Aufladezeit  $T$  eines Kondensators, der mit einem konstanten Strom  $i$  aufgeladen wird, läßt sich am einfachsten berechnen, wenn man die zugeführte Energie mit der am Kondensator gespeicherten vergleicht.

Während der Ladezeit  $T$  ändert sich die Ladespannung linear, wodurch im Mittel mit der halben maximalen Spannung  $u$  gerechnet werden kann:

$$i \cdot \frac{\hat{u}}{2} \cdot T = \frac{C \cdot \hat{u}^2}{2}$$

$$T = \frac{C \cdot \hat{u}}{i} = C \cdot R$$

Es ergibt sich also auch hier wieder eine Gleichung, welche die gleiche Form, wie die für die Zeitkonstante bei Ladung mit konstanter Spannung hat. Allerdings hat der Widerstand  $R$  in der Praxis keinen festen Wert, weil sonst keine Ladung mit konstantem Strom möglich wäre. Er entspricht dem Anfangswiderstand des Konstantstromgenerators bei Beginn der Ladung ( $R = u/i$ ). Mit dieser Maßnahme wird in der Schaltung nach Bild 4.7 eine Wiederbereitschaftszeit von 0,3 ms erreicht.

Weil der monostabile Multivibrator während der Impulszeit eine andere Stromaufnahme hat als während der Impulspause, ist das Potential des Emitters der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdiode angehoben. Dadurch wird erreicht, daß die Vorspannung immer etwa die gleiche Größe hat.

Dem Multivibrator ist eine Impulsverstärkerstufe vorgeschaltet.

#### *Technische Daten*

Batteriespannungen	12 V und 18 V
Batterieströme	5 mA (12 V) und 18 mA (18 V)
Impulsbreite (Verzögerungszeit)	0,5 ms bis 100 ms
Wiederbereitschaftszeit	0,3 ms
Breite des Eingangsimpulses	10 $\mu$ s
Höhe des Eingangsimpulses	3 $V_{SS}$

#### 4.7. Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied

Mit der Schaltung nach Bild 4.8 kann wahlweise eine Anzugs- oder eine Abfallverzögerung erzielt werden, abhängig davon, in welchen Kollektorkreis der beiden verwendeten Transistoren das Relais geschaltet wird.

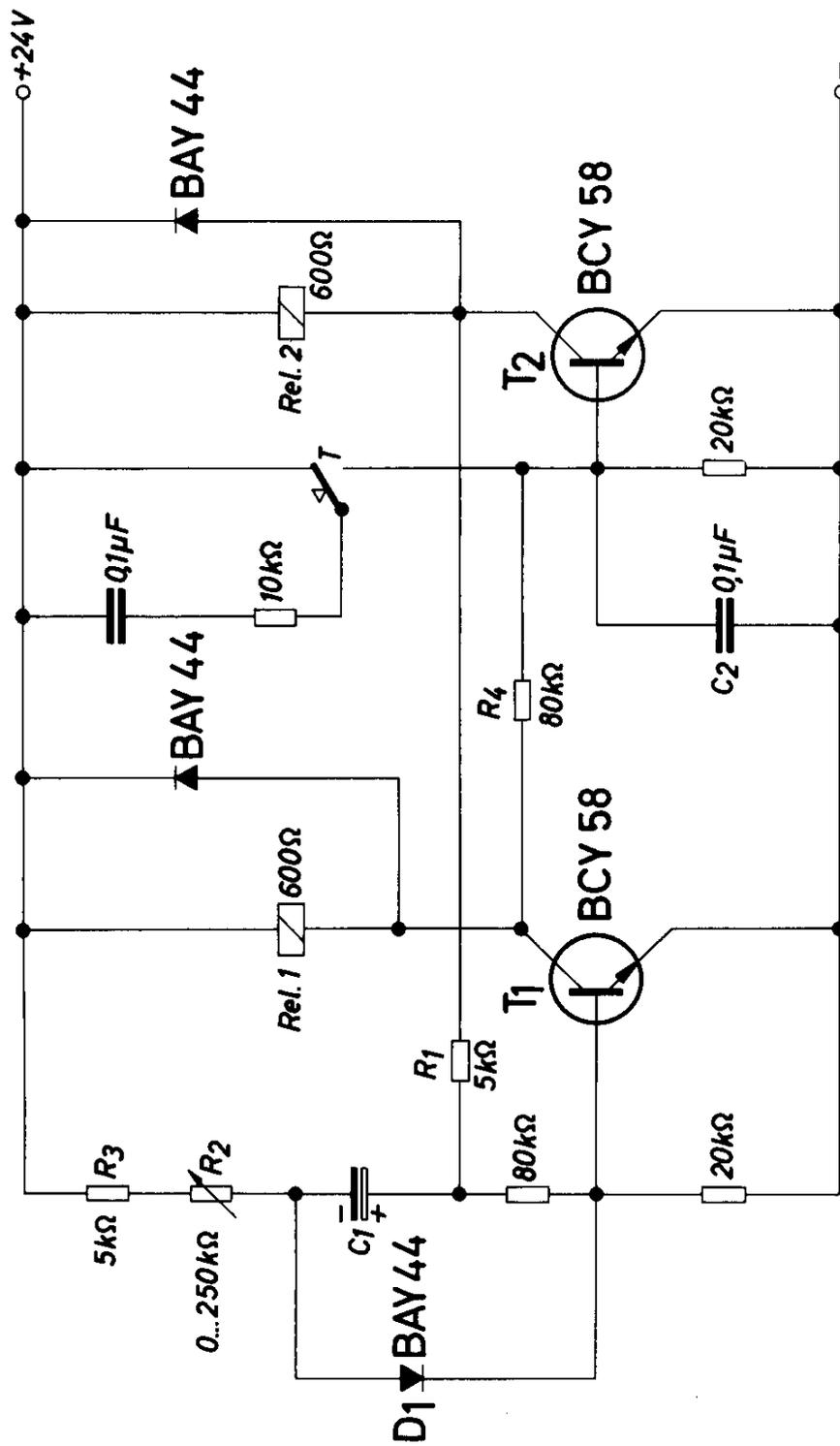


Bild 4.8.  
Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied



Der Kondensator  $C_2$  an der Basis des Transistors  $T_2$  sorgt dafür, daß sich bei Anlegen der Betriebsspannung immer sofort der stabile Betriebszustand einstellt, indem er kurzzeitig das Potential an der Basis dieses Transistors auf einem niedrigen Wert hält.

Die Funktion der Verzögerungsschaltung wird nicht beeinflußt, wenn die Taste T gedrückt bleibt, weil der Auslösungs-Impuls über einen Kondensator zugeführt wird.

Wie bereits erwähnt, kann in der vorliegenden Schaltung erreicht werden, daß ein Relais zunächst anzieht und nach einer bestimmten Zeit wieder abfällt oder umgekehrt. Wenn nur eine der beiden Funktionen gewünscht wird, z. B. die erstgenannte, so kann bei geringfügiger Abänderung der Schaltung ein kleinerer Ladekondensator  $C_1$  verwendet werden. Der Kreis mit dem Transistor  $T_1$  wird dann hochohmiger ausgeführt. Anstelle des Relais 1 wird ein Widerstand von  $25\text{ k}\Omega$  angeordnet. Der Widerstand  $R_2$  kann auf einen Maximalwert von  $2\text{ M}\Omega$  vergrößert werden, wodurch der Wert des Kondensators  $C_1$  auf etwa ein Achtel verringert werden kann, bezogen auf die gleiche Verzögerungszeit.

Das Bild 4.9 zeigt eine andere schaltungstechnische Möglichkeit, den Wert des Kondensators  $C_1$  zu verringern. Die Schaltung nach Bild 4.8 wurde durch eine zusätzliche Vorstufe erweitert. Der Ladewiderstand  $R_2$  kann hier einen Maximalwert von  $4\text{ M}\Omega$  haben, wodurch bei gleicher Verzögerungszeit der Ladekondensator  $C_1$  nur ein Sechzehntel des Wertes in der Schaltung nach Bild 4.8 haben muß.

Die Ladekondensatoren sollen kleine Leckströme aufweisen.

<i>Technische Daten</i>	Bild 4.8	Bild 4.9
Betriebsspannung	24 V	24 V
max. Impulsdauer $C_1 = 6\text{ }\mu\text{F}$	1,1 s	17,6 s
Schaltzeitabweichung bei einer Temperatur von $80\text{ }^\circ\text{C}$ bezogen auf $25\text{ }^\circ\text{C}$	7 ‰	10 ‰

#### 4.8. Verzögerungsschaltung von 3 bis 60 Minuten

Bei der Verzögerungsschaltung nach Bild 4.10 wird ein Kondensator  $C_1$  mit Gleichstrom aufgeladen, dem periodische Impulse überlagert sind. Die Impulse werden von einem astabilen Multivibrator geliefert.

Wird Schalter S1 geschlossen, so beginnt die Verzögerungszeit abzulaufen. Der Kondensator  $C_1$  wird über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  aufgeladen. Die überlagerten Impulse werden über den Kondensator  $C_2$  angekoppelt. Bei



Beginn der Entladung fällt am Widerstand  $R_1$  fast die volle Betriebsspannung ab. Mit der Ladung des Kondensators  $C_1$  sinkt dieser Spannungsabfall. Sobald die Impulsspitzen des Ladestromes und damit der Spannungsabfall einen bestimmten Wert unterschreiten, kippt der aus den Transistoren  $T_3$  und  $T_4$  bestehende bistabile Multivibrator. Der Spannungswert, bei dem dieser Kippvorgang ausgelöst wird, ist abhängig von der Größe der mit dem Widerstand  $R_3$  am Eingang des bistabilen Multivibrators eingestellten Vorspannung. Sobald nämlich am Punkt A der Schaltung ein negativerer Spannungswert auftritt als am Punkt B, wird die Diode  $D_1$  durchgeschaltet, und der Auslöseimpuls gelangt an den bistabilen Multivibrator.

Die Größe der Verzögerungszeit wird also am Widerstand  $R_3$  eingestellt. Dies hat den Vorteil, daß nicht, wie sonst üblich, der hochohmige Ladewiderstand  $R_1$  geregelt werden muß, sondern für die Zeiteinstellung ein verhältnismäßig niederohmiges Potentiometer verwendet werden kann. Die Impulsüberlagerung ermöglicht eine Entkopplung für Gleichströme mit dem Kondensator  $C_3$  zwischen Steuerteil und Verstärkerteil, wodurch man eine gute Temperaturstabilität erhält.

Am Ausgang ist an den bistabilen Multivibrator ein Schaltverstärker angeschlossen, der nach Ablauf der Verzögerungszeit das Relais schaltet.

Die Schaltung kann durch Drücken der Tasten T1 und T2 wieder in die Ausgangslage gebracht werden.

Der Kondensator  $C_1$  muß einen kleinen Leckstrom aufweisen (z. B. MKL-Kondensator).

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	40 V
Verzögerungszeit	3 bis 60 Min.
Abweichung der Verzögerungszeit bei einer Umgebungstemperatur von 50 °C bezogen auf 20 °C	−4 ‰

#### 4.9. Elektronischer Zeitschalter

Der Unterschied der Schaltung nach Bild 4.11 gegenüber der im vorhergehenden Kapitel behandelten Anordnung liegt darin, daß hier am Ausgang ein monostabiler Multivibrator angeordnet ist; dieser wird in einem Abstand von 0,3 bis 1,2 Stunden angesteuert und liefert Ausgangsimpulse von 1 bis 3 Sekunden Dauer. Eine solche Schaltung kann zur Steuerung von kurzen Vorgängen dienen, die mit verhältnismäßig langen Zeitabständen periodisch erfolgen müssen, z. B. Ölen von bewegten Teilen.



### Technische Daten

Betriebsspannung	$40\text{ V} \pm 10\%$
Impulspause	0,3 bis 1,2 Std.
Impulslänge	1 bis 3 s
max. Umgebungstemperatur	$60\text{ }^\circ\text{C}$
max. Zeitfehler in einem Temperaturbereich von 0 bis $40\text{ }^\circ\text{C}$	$\pm 5\%$

#### 4.10. Ansprechverzögerung

Die Schaltung nach Bild 4.12 wirkt als echte Ansprechverzögerung, d. h. ein Relais am Ausgang zieht erst eine bestimmte Zeit nach Anlegen der Betriebsspannung an. Am Eingang der Schaltung ist eine Brücke angeordnet, die aus den Widerständen  $R_1$ ,  $R_2$ , dem Kondensator  $C_1$ , sowie den Widerständen  $R_3$  und  $R_4$  besteht. Im Null-Zweig der Brücke liegt der Eingang des Transistors  $T_1$ . Die Diode  $D_1$  hat lediglich die Aufgabe, eine zu hohe Sperrspannung vom Eingang des Transistors  $T_1$  fernzuhalten. Bei Anlegen der Betriebsspannung wird der Kondensator  $C_1$  über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  aufgeladen. Die beiden Transistoren bleiben solange gesperrt, bis die Spannung am Kondensator  $C_1$  ausreicht, um den Transistor  $T_1$  durchzusteuern. Dann schaltet auch der Transistor  $T_2$  durch und das Relais spricht an.

Wird die Betriebsspannung abgetrennt, fällt das Relais sofort ab und der Kondensator  $C_1$  entlädt sich über die Diode  $D_2$  und die Widerstände  $R_3$  und  $R_4$ , damit ist die Schaltung bereit für einen neuen Einschaltvorgang.

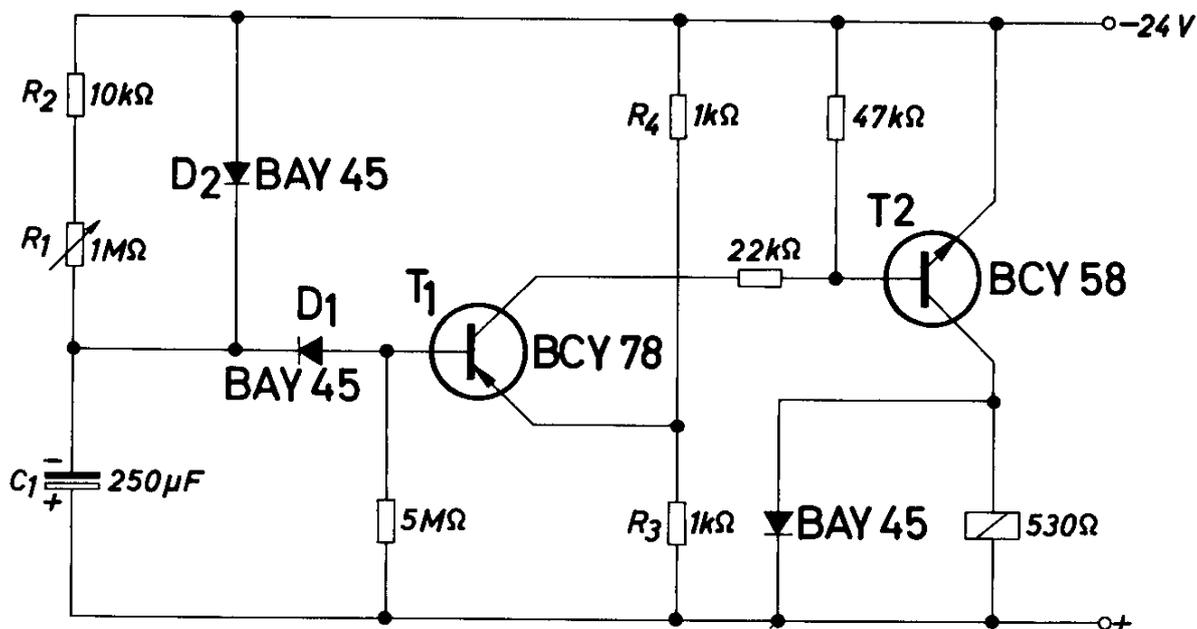


Bild 4.12.

Schaltung für Ansprechverzögerung

### Technische Daten

Betriebsspannung	$24\text{ V} \pm 20\%$
Ansprechverzögerung	1,7 bis 170 s
Wiederbereitschaftszeit	2,5 s
max. Umgebungstemperatur	$60\text{ }^{\circ}\text{C}$

#### 4.11. Verzögerungsschaltung mit Thyristor-Tetrode

Bei Verwendung der Thyristor-Tetrode BRY 20 kann mit einem einzigen aktiven Bauelement eine Verzögerungsschaltung aufgebaut werden, wie Bild 4.13 zeigt. Die Schaltung wirkt wie ein z. B. mechanisches Verzögerungsrelais, das erst eine bestimmte Zeit nach Anlegen der Betriebsspannung anspricht.

Wird an die Schaltung nach Bild 4.13 die konstante Betriebsspannung von 24 V gelegt, so lädt sich der Kondensator  $C_1$  über das Relais und die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  auf. Parallel zu diesem Kondensator  $C_1$  liegen der Eingang der Thyristor-Tetrode BRY 20 und eine Zenerdiode  $D_1$ . Solange die Spannung am Kondensator kleiner ist als der Wert der Zenerspannung der Diode, bleibt die Thyristor-Tetrode gesperrt. Der Kondensator  $C_2$ , der parallel zum Eingang angeordnet ist, sorgt dafür, daß auch beim Einschalten durch evtl. auftretende Impulsspitzen der Thyristor nicht eingeschaltet wird.

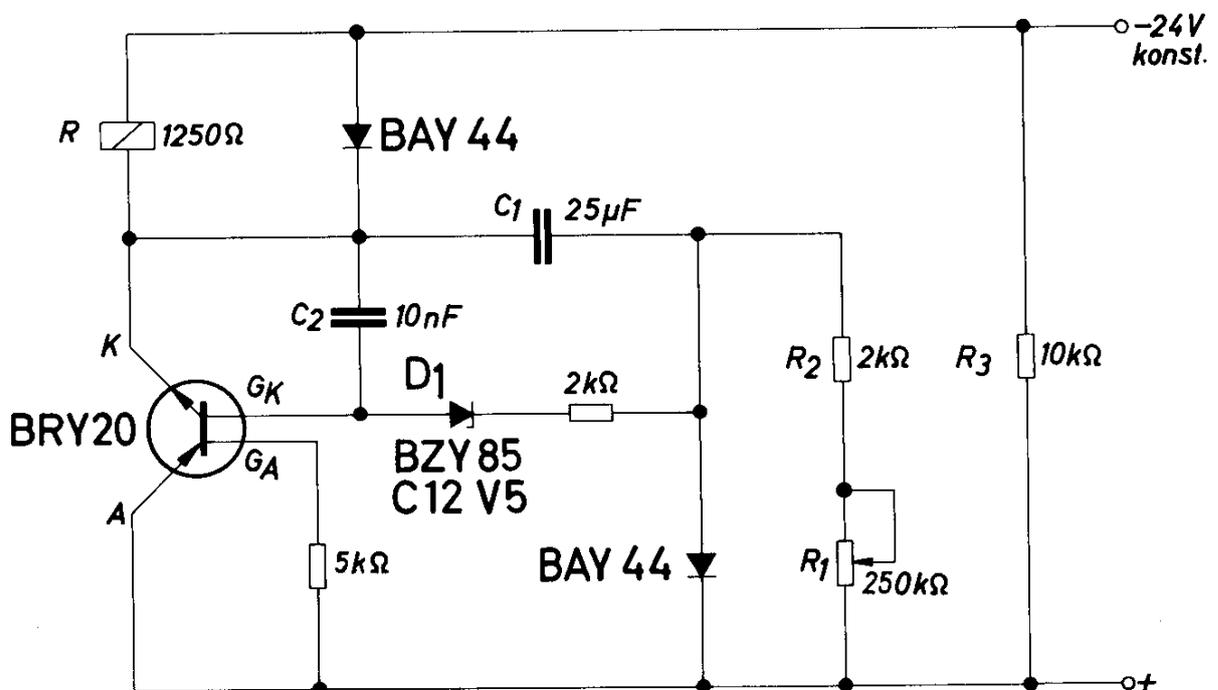


Bild 4.13.

Verzögerungsschaltung mit Thyristor-Tetrode

Sobald die Aufladung des Kondensators  $C_1$  so weit fortgeschritten ist, daß die Spannung an ihm den Wert der Zenerspannung der Diode  $D_1$  überschreitet, wird die Thyristor-Tetrode durchgeschaltet, und das Relais spricht an.

Die Zeit, in der dieser Spannungswert erreicht ist, hängt ab vom Ladestrom durch den Kondensator  $C_1$ , der mit dem Widerstand  $R_1$  eingestellt werden kann. Mit diesem Widerstand wird also die Verzögerungszeit geregelt.

Sobald die Thyristor-Tetrode durchgeschaltet hat, wird der Kondensator  $C_1$  über die Anoden-Kathodenstrecke rasch entladen.

Falls nach dem Ansprechen des Relais sofort die Betriebsspannung abgeschaltet wird, geschieht die Entladung über den Widerstand  $R_3$ . Um eine gute Konstanz der Verzögerungszeit zu erreichen, muß die Betriebsspannung konstant gehalten werden.

### Technische Daten

Betriebsspannung	24 V konst.
Betriebsstrom	2 bis 22 mA
Verzögerungszeit	0,1 bis 5 s
Wiederbereitschaftszeit	20 ms
Abweichung der Verzögerungszeit bei einer Umgebungstemperatur von 70 °C, bezogen auf Raumtemperatur	
Relais: Trls 154 C nach TBv 65422/93 D	$\pm 2 \%$

#### 4.12. Zeitgeber 10 bis 300 Sekunden

Bild 4.14 zeigt eine Verzögerungsschaltung, wie sie z. B. für die Steuerung von Waschmaschinen geeignet ist. Das zeitbestimmende Teil ist ein  $RC$ -Glied, dessen Kondensator mit einer Gleichspannung, der Impulse überlagert sind, aufgeladen wird. Die Dauer der Verzögerungszeit wird in diesem Beispiel mit einer Widerstandskette in Stufen eingestellt.

Werden die Schalter  $S_1$  und  $S_2$  geschlossen und Schalter  $S_3$  geöffnet, so beginnt die Verzögerung abzulaufen. Der Kondensator  $C_1$  wird über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  aufgeladen. Im ersten Augenblick fällt am hochohmigen Widerstand  $R_1$  fast die volle Betriebsspannung ab. Dieser Spannungsabfall sinkt im gleichen Maß ab wie der Ladestrom des Kondensators, also nach einer  $e$ -Funktion. Wenn man an diesen Widerstand einen Verstärker mit einstellbarem Schwellwert schaltet, so bekommt man eine nur sehr ungenau arbeitende Verzögerungsschaltung. Weil der Schwellwert



sehr langsam erreicht wird, ergeben kleine Änderungen des Schwellwertes bereits große Änderungen der Verzögerungszeit. Außerdem muß der Widerstand des  $RC$ -Gliedes verhältnismäßig niederohmig sein, weil sonst der Eingangswiderstand des Transistors die Verzögerungszeit beeinflußt. Für lange Verzögerungszeiten ist dann ein Kondensator mit sehr großer Kapazität erforderlich, und es müssen Elektrolyt-Kondensatoren verwendet werden. Die Temperaturabhängigkeit der Kapazität dieser Kondensatoren ergibt eine dazu proportionale Abhängigkeit der Verzögerungszeit.

Aus diesem Grund ist an das Zeitglied ein Multivibrator angeschaltet, der die Ladekurve derart moduliert, daß der Spannung am Widerstand  $R_1$  Spannungsspitzen beider Polaritäten von etwa 5 V überlagert werden. Gegen Ende des Aufladevorganges für den Kondensator  $C_1$  sind diese Spannungsspitzen viel größer als der Gleichspannungsabfall am Widerstand  $R_1$ , wodurch am Punkt A auch negative Spannungsspitzen auftreten. Diese bringen über den Kondensator  $C_2$  einen bistabilen Multivibrator zum Kippen, wenn sie eine bestimmte Größe erreichen. Die erforderliche Größe der Impulse ist abhängig von der Höhe der Gegenspannung, die über eine Widerstandskette an den Eingang des Multivibrators angelegt ist. Die Umschaltung erfolgt, sobald die Impulse negativer Spannung etwas größer werden als die eingestellte Gegenspannung. Sie ist im Beispiel nach Bild 4.14 in Stufen umschaltbar, welche Verzögerungszeiten von 10 bis 300 s ergeben. Es ist natürlich auch eine stufenlose Einstellung der Verzögerungszeit mit einem Potentiometer möglich. Wie aus der Schaltung ersichtlich ist, kann in dieser Impulsüberlagerungsschaltung ein sehr hochohmiges  $RC$ -Glied verwendet werden, weshalb mit kleinen Kapazitätswerten bereits lange Verzögerungszeiten erreicht werden. Es kann dann z. B. ein Papierkondensator verwendet werden.

An den bistabilen Multivibrator ist über eine Verstärkerstufe ein Relais angeschaltet, das nach Ablauf der Verzögerungszeit anspricht.

Vor einer neuerlichen Inbetriebnahme der Schaltung müssen die Schalter  $S_1$  und  $S_2$  geöffnet und der Schalter  $S_3$  geschlossen werden.

Mit dem Schalter  $S_3$  wird der Koppelkondensator  $C_2$  entladen. Außerdem müssen die Tasten  $T_1$  und  $T_2$  gedrückt werden. Über die Taste  $T_1$  und die Diode  $D_1$  wird der Kondensator des zeitbestimmenden Gliedes  $C_1$  entladen, und mit der Taste  $T_2$  wird der bistabile Multivibrator wieder in die Ausgangslage gebracht.

Bei einer Umgebungstemperatur von 50 °C ist bei der maximalen Verzögerungszeit von 300 s der Fehler  $-5\%$ , bezogen auf eine normale Raumtemperatur von 22 °C. Bei einer Umgebungstemperatur von 70 °C beträgt der Fehler  $-10\%$ .

#### 4.13. Frequenzteiler 1000 Hz auf 10 Hz

Es ist meist leichter, frequenzstabile Oszillatoren mit höheren Frequenzen herzustellen, als solche mit niedrigeren Frequenzen, weil die als Frequenznormal verwendeten Quarze nur für höhere Schwingfrequenzen zur Verfügung stehen, es sei denn, man verwendet mechanische Schwingssysteme, wie Stimmgabeln oder Uhren.

Wenn eine niedrigere konstante Frequenz gewünscht wird, so muß diese durch Frequenzteilung gewonnen werden. Am sichersten geschieht dies mit bistabilen Multivibratoren, die jedoch nur eine Teilung im Verhältnis 1 : 2 ermöglichen und deshalb in großer Zahl eingesetzt werden müssen, wenn eine große Frequenzteilung erforderlich ist. Eine andere Möglichkeit bieten Integrationsglieder. Hier kann in einer Stufe eine wesentlich stärkere Frequenzteilung erreicht werden; sie ist jedoch meist nicht so genau, und es können Fehler bei der Teilung vorkommen.

Als Integrierglied wird meist ein Kondensator verwendet, der durch die einzelnen Impulse immer stärker aufgeladen wird, bis bei Erreichen eines bestimmten Schwellenwertes ein Schaltvorgang ausgelöst wird.

Die Schaltung nach Bild 4.15 zeigt einen Frequenzteiler für ein Teilungsverhältnis von 1 : 100. Der bistabile Multivibrator am Eingang liefert steile Impulse an die zweite Stufe. Diese zweite Stufe ist wie der im Kapitel 4.6 beschriebene monostabile Multivibrator ausgeführt. Es wird hier die Entladung des zeitbestimmenden Kondensators mit konstantem Strom vorgenommen, wobei die Verzögerungszeit durch die Ausgangsimpulse des ersten Multivibrators synchronisiert wird. Durch die Entladung des Kondensators mit konstantem Strom sinkt die Spannung an diesem Kondensator linear ab, wodurch der Umschaltzeitpunkt, der etwa beim Null-Durchgang dieser Spannung liegt, sehr genau definiert ist. Damit wird eine große Genauigkeit des Teilungsverhältnisses erreicht. Es ist einstellbar im Bereich von 1:1 bis 1:25.

Am Ausgang ist noch ein bistabiler Multivibrator angeschaltet, der eine weitere Teilung im Verhältnis 1:2 vornimmt. Dadurch wird eine Gesamtteilung im Verhältnis 1:100 erreichbar.

Durch die Verwendung eines bistabilen Multivibrators am Eingang muß die Kurvenform der Eingangsspannung nicht symmetrisch sein, weil nur jeder zweite Impuls, also jeweils das Ende einer vollen Periode an die zweite Stufe, den monostabilen Multivibrator, weitergegeben wird.

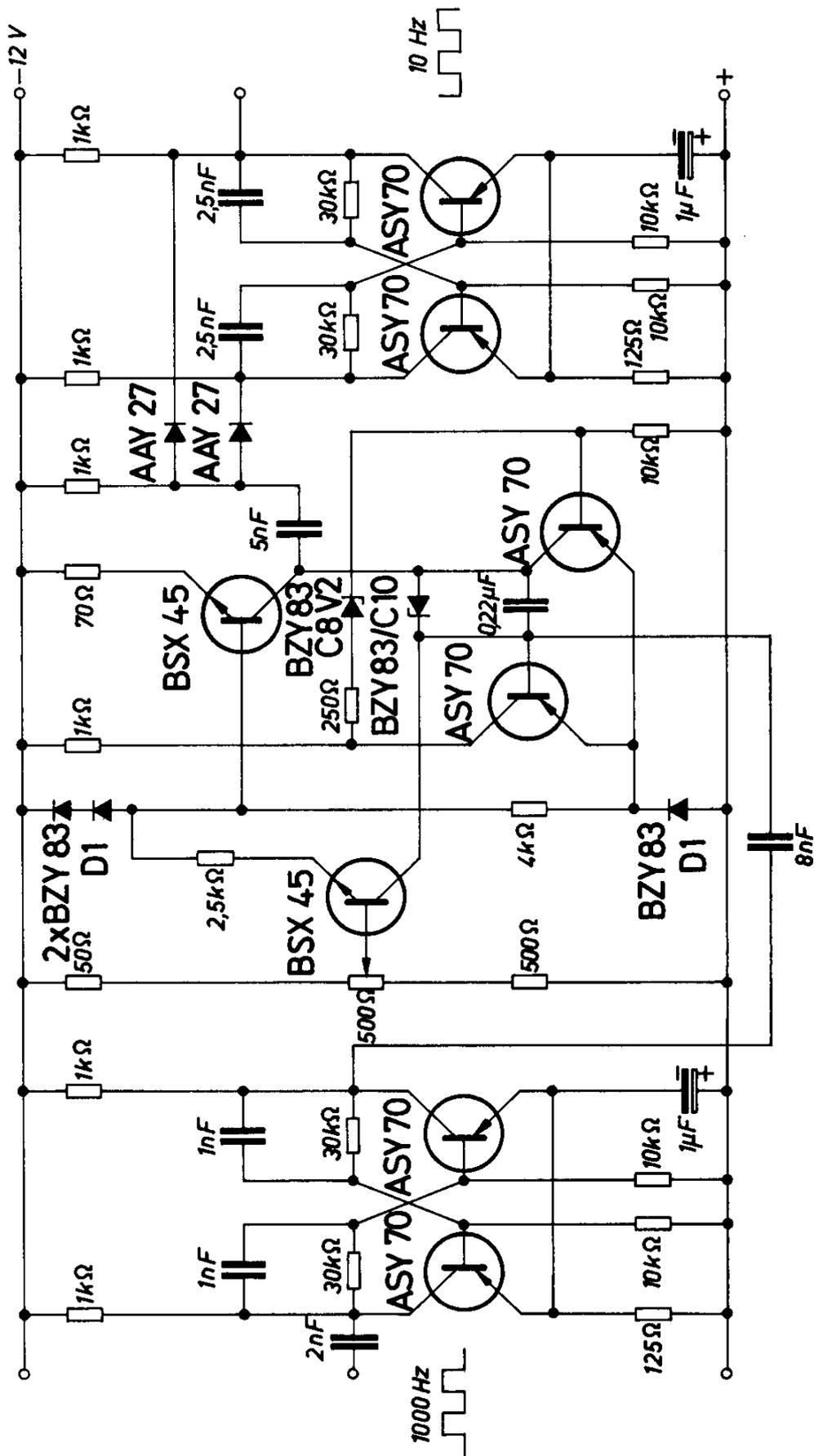


Bild 4.15.  
Frequenzteiler 1000 Hz auf 10 Hz

#### 4.14. Elektronische Warnanlage

Die elektronische Warnanlage, deren Schaltung Bild 4.16 zeigt, liefert drei verschiedene Warntöne, die über getrennte Schalter je nach Dringlichkeit ausgelöst werden können. Für höchste Gefahr ist ein Sirenenton vorgesehen, bei anderen Gefahrenstufen kann ein unterbrochener Sirenenton oder ein 600-Hz-Dauerton eingeschaltet werden. Solche Anlagen finden z. B. in Kesselhäusern und Maschinenräumen von Schiffen Verwendung.

Der Sirenenton wird durch die Kombination von zwei Multivibratoren erzeugt. Der Multivibrator  $M_1$  schwingt mit einer Frequenz von  $\frac{1}{6}$  Hz. Die von ihm abgegebene Rechteckspannung wird mit einer Siebkette in eine pulsierende Gleichspannung mit annähernd Sinusform umgewandelt. Im Rhythmus dieser Spannung wird über den Transistor  $T_5$  die Versorgungsspannung für die frequenzbestimmenden Glieder des Multivibrators  $M_2$  verändert. Dadurch wechselt die Schwingfrequenz dieses Multivibrators in einem Bereich von 400 bis 1000 Hz. Dieser normale Sirenenton wird mit dem Schalter  $S_2$  eingeschaltet, der in der zu überwachenden Anlage an besonders kritischen Stellen zur Fehleranzeige angebracht ist. Der unterbrochene Sirenenton wird erzeugt, indem nach Schließen des Schalters  $S_3$  der Steuerkreis des Multivibrators  $M_2$  über den Transistor  $T_6$  im 3-Sekunden-Rhythmus kurzgeschlossen wird. Es tritt demnach ein Sirenenton von 3 Sekunden Dauer, jeweils gefolgt von einer gleichlangen Pause, auf.

Wird Schalter  $S_1$  geschlossen, so erhält der Steuerkreis eine konstante Vorspannung, und das Warngerät gibt einen Dauerton von 600 Hz ab. Das Ausgangssignal kann am Kollektor der Transistoren  $T_3$  oder  $T_4$  abgenommen und über einen NF-Verstärker einem Lautsprecher zugeführt werden.

Die Zenerdiode in der Ankopplung zwischen den beiden Multivibratoren verringert den Gleichstromanteil der sinusförmig pulsierenden Spannung. Der Sirenenton kann mit zwei Potentiometern eingestellt werden. Der Frequenzhub wird mit dem Potentiometer  $R_1$  und die Frequenzlage mit dem Potentiometer  $R_2$  variiert.

#### 4.15. Impulsgenerator für 1 kW

Vielfach werden Impulsgeneratoren benötigt, die kurze Impulse hoher Leistung in einem bestimmten Rhythmus abgeben. Das Bild 4.17 zeigt eine Schaltung, die Ausgangsimpulse von 1 kW und einer Dauer von 2 ms in einem Abstand von 20 ms abgibt.

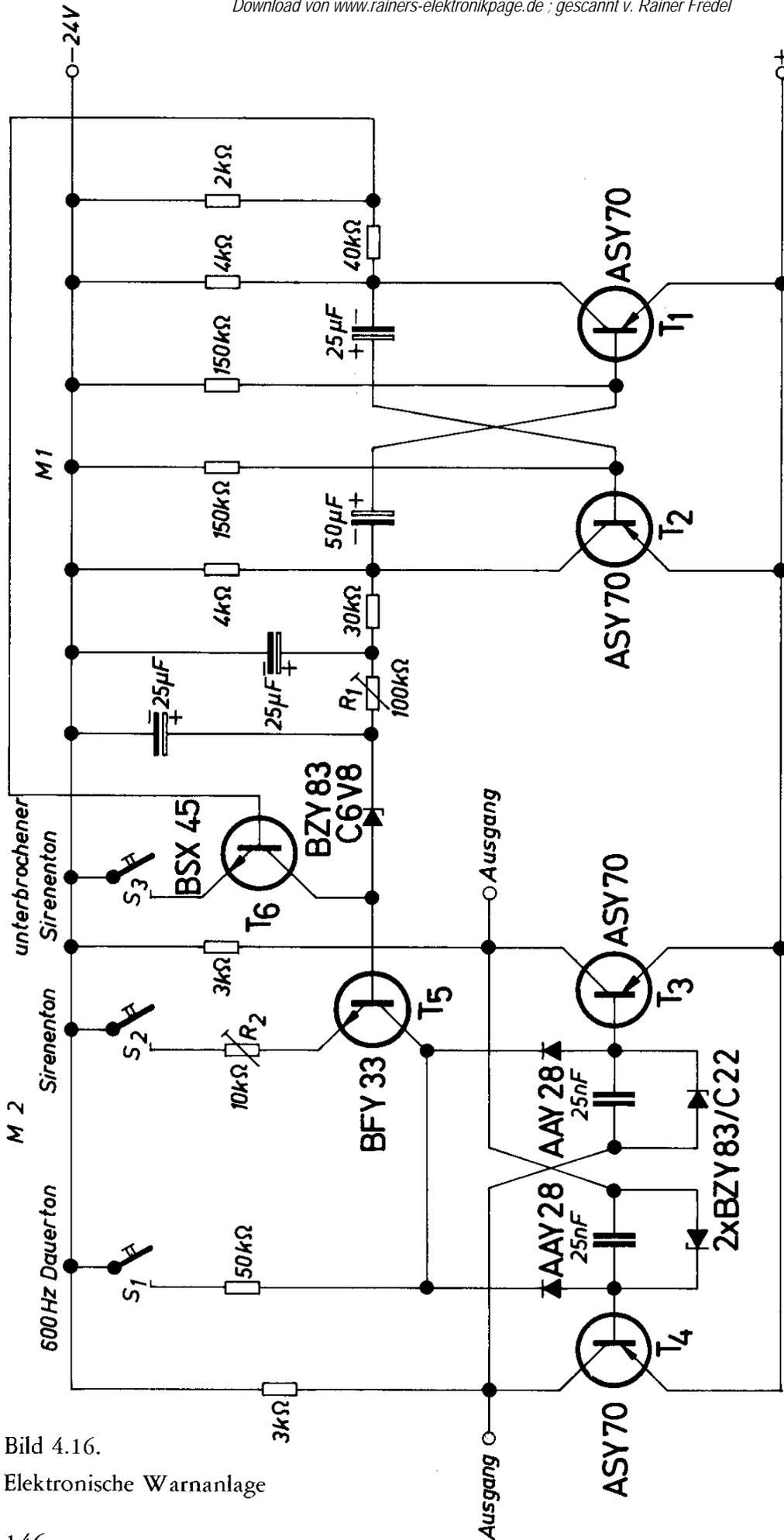


Bild 4.16.  
Elektronische Warnanlage

Als Zeitgeber dient ein astabiler Multivibrator, dessen Tastzeiten mit zwei Potentiometern in den Basiskreisen der Transistoren eingestellt werden können. Über einen Verstärker wird ein Leistungsteil angesteuert, das mit vier Silizium-Leistungstransistoren BUY 13 bestückt ist. Drei Transistoren sind parallelgeschaltet und liefern die Impulsenergie an drei getrennte Primärwicklungen des Ausgangsübertragers. Die beim Abschalten der Transistoren freiwerdende Induktionsenergie des Transformators wird mit Hilfe der Wicklung  $n_4$  und eines Silizium-Leistungsgleichrichters an die Batterie zurückgeliefert. Damit werden schädliche Spannungsspitzen an den Transistoren vermieden, und der Wirkungsgrad der Anlage wird verbessert.

Die Leistungsstufe ist nicht überlastungssicher und kurzschlußfest. Um die Endstufen-Transistoren zu schützen, ist deshalb der Einbau einer elektronischen Sicherung erforderlich. Schmelzsicherungen sind für diese Anwendung zu träge.

Das Bild 4.18 zeigt die Schaltung einer geeigneten Abschaltautomatik. Die mit den Zahlen 1 bis 5 numerierten Pole in den Bildern 4.17 und 4.18 kennzeichnen, wie die elektronische Sicherung in das Gesamtgerät einzufügen ist. Das Potentiometer  $P_1$  liegt im Ausgangskreis. Überschreitet der Laststrom einen bestimmten zulässigen Wert, so kippt der bistabile Multivibrator der elektronischen Sicherung, und der Impulsverstärker (Bild 4.17) wird kurzgeschlossen. Der Ansprechwert der Sicherung wird also mit dem Potentiometer  $P_1$  eingestellt. Dabei ist die Temperaturabhängigkeit der Ansprechspannung für den Multivibrator zu beachten, die etwa den Wert von 4 mV/grad hat. Bei tiefen Temperaturen spricht deshalb die Sicherung erst bei höheren Werten des Laststromes an, weshalb die Einstellung des Ansprechwertes für die tiefste zu erwartende Temperatur erfolgen muß.

Im Normalbetrieb ist die Schaltung temperaturstabil. Die maximal zulässige Umgebungstemperatur wird vorwiegend durch die Erwärmung des Transformators und durch die Kondensatoren bestimmt.

Die Speise-Spannungsquelle wird stoßförmig belastet. Deshalb ist zum Schutz ein Ladekondensator von 15 000  $\mu\text{F}$  und ein Vorwiderstand von 0,3  $\Omega$  vorgesehen. Der Ladekondensator und der Vorwiderstand von 0,3  $\Omega$  können nur entfallen, wenn die Stromquelle Rückströme aufnehmen, Stoßleistungen von 1,3 kW abgeben kann und dabei einen Innenwiderstand (einschließlich Zuleitungen) von nicht mehr als 0,1  $\Omega$  hat.

Bild 4.19 zeigt die Impulsform der Ausgangsspannung  $U_a$  der Sperrspannung an den Transistoren  $U_{\text{CE}}$  und des gesamten Kollektorstromes aller drei Endstufen-Transistoren bei Last und im Leerlauf. Man erkennt deutlich, wie durch die Leistungsrückgewinnung mit der Wicklung  $n_4$  des Übertragers der Spannungsrückschlag beschnitten wird.

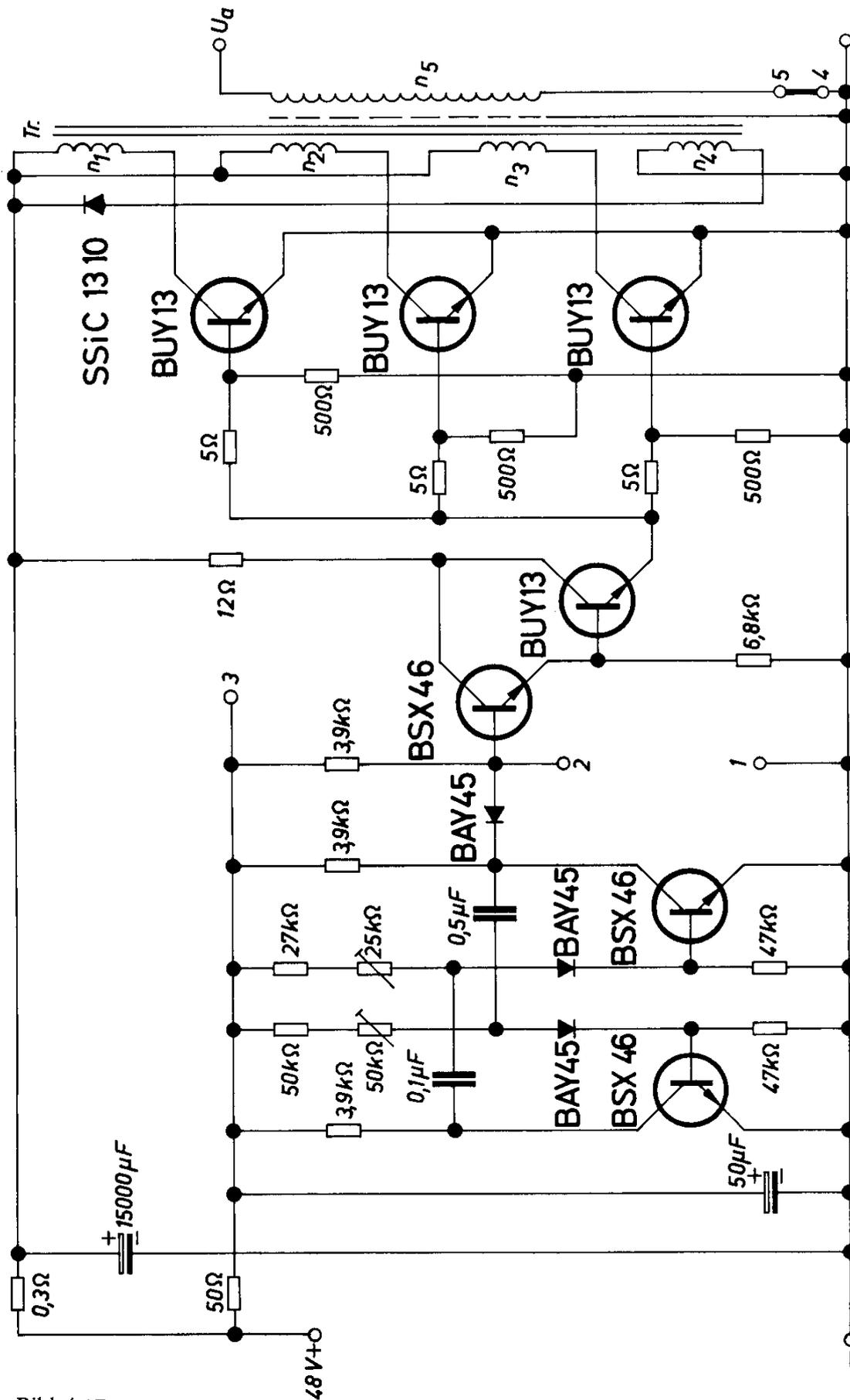


Bild 4.17.

Impulsgenerator für 1 kW

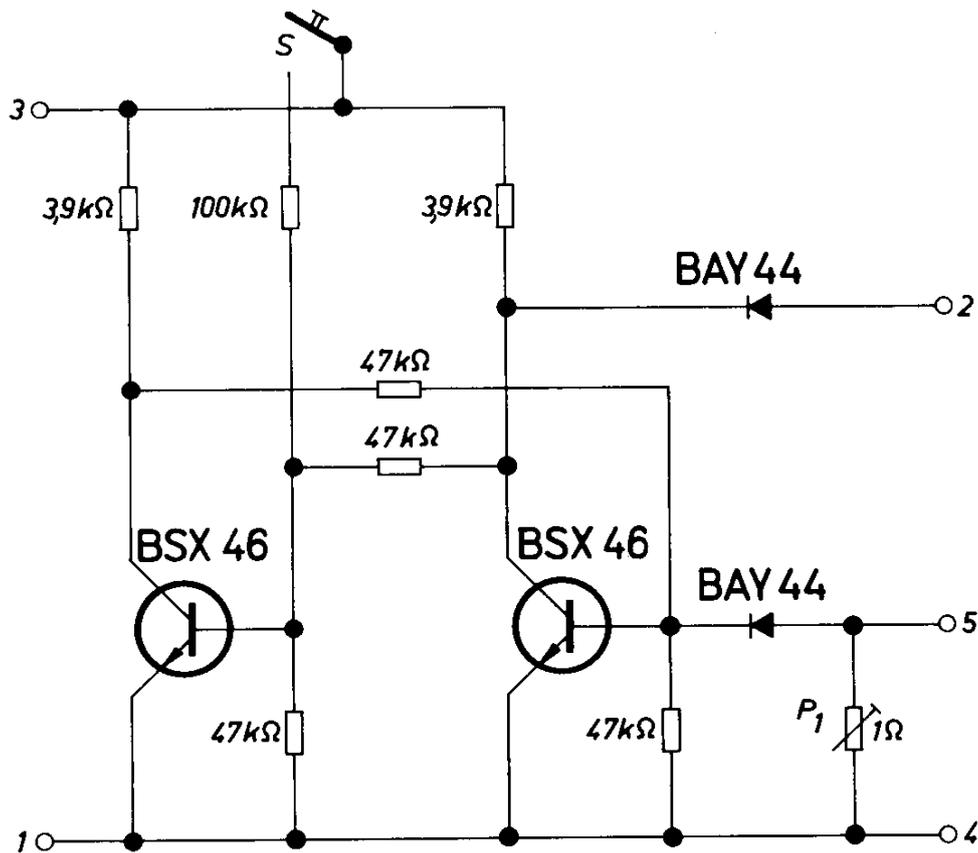


Bild 4.18.

Abschaltautomatik für Impulsgenerator 1 kW

*Technische Daten*

Betriebsspannung	48 V
Betriebsstrom bei Nennlast	2,9 A
Betriebsstrom bei Leerlauf	0,4 A
Max. Belastungswiderstand	250 Ω
Ausgangsimpulsleistung	1 kW
Ausgangsimpulsspannung	500 V
Impulsdauer	2 ms
Impulsfolge	20 ms
mittlerer Wirkungsgrad	74 %
gesamter Spitzenstrom	
der drei Endstufen-Transistoren	24 A
Anstiegszeit des Impulses	< 50 μs
Erforderliche Kühlfläche für	
alle 3 Endstufen-Transistoren	240 cm <sup>2</sup>
max. Umgebungstemperatur	70 °C

Transformator Tr: EI 130 a, Dyn.-Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = n_2 = n_3 = 90 \text{ Wdg } 1,2 \text{ CuL}$$

$$n_4 = 265 \text{ Wdg } 0,9 \text{ CuL}$$

$$n_5 = 1080 \text{ Wdg } 0,6 \text{ CuL}$$

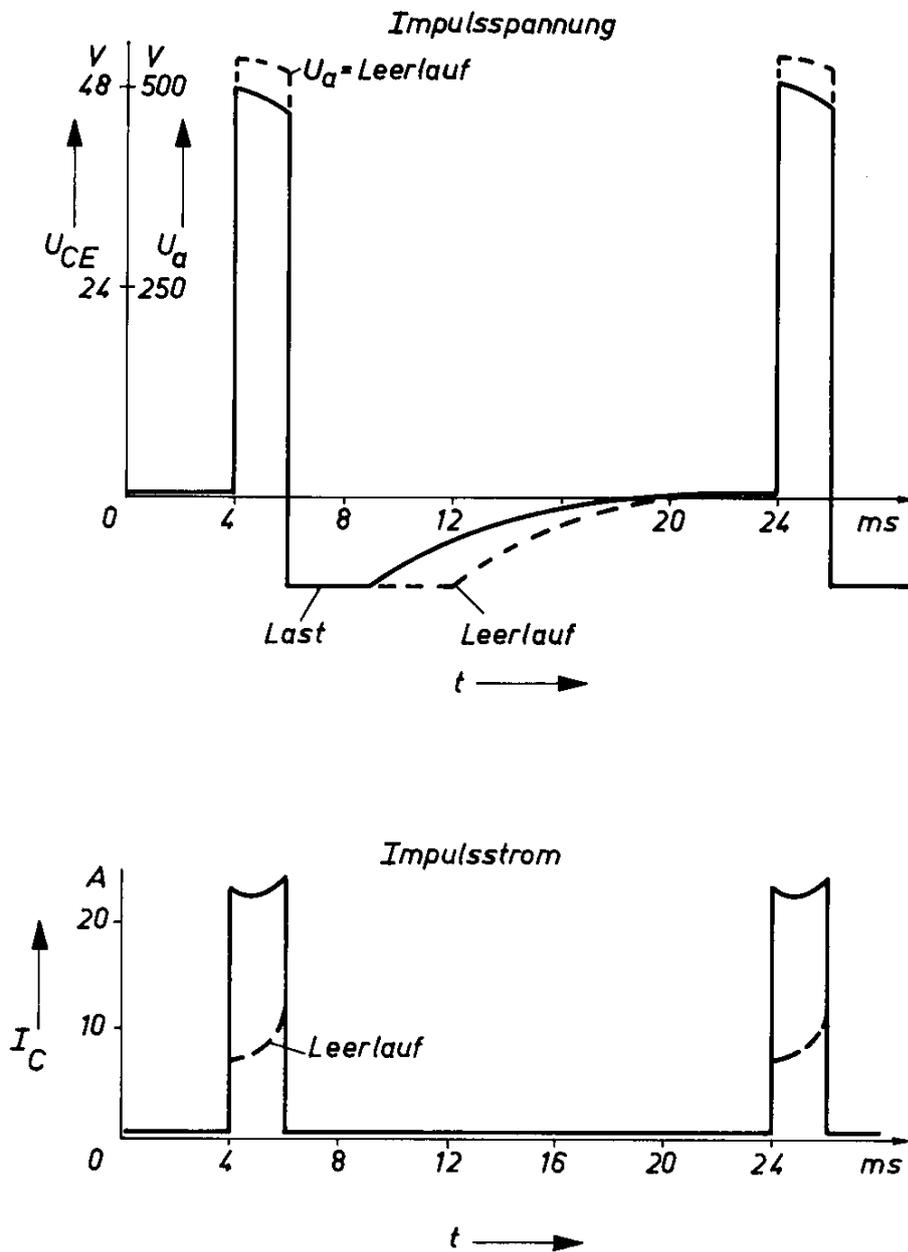


Bild 4.19.

Verlauf der Ausgangsspannung  $U_a$ , der Sperrspannung  $U_{CE}$  und des gesamten Kollektorstroms bei Last und Leerlauf

#### 4.16. Monostabiler Multivibrator bis 10 MHz

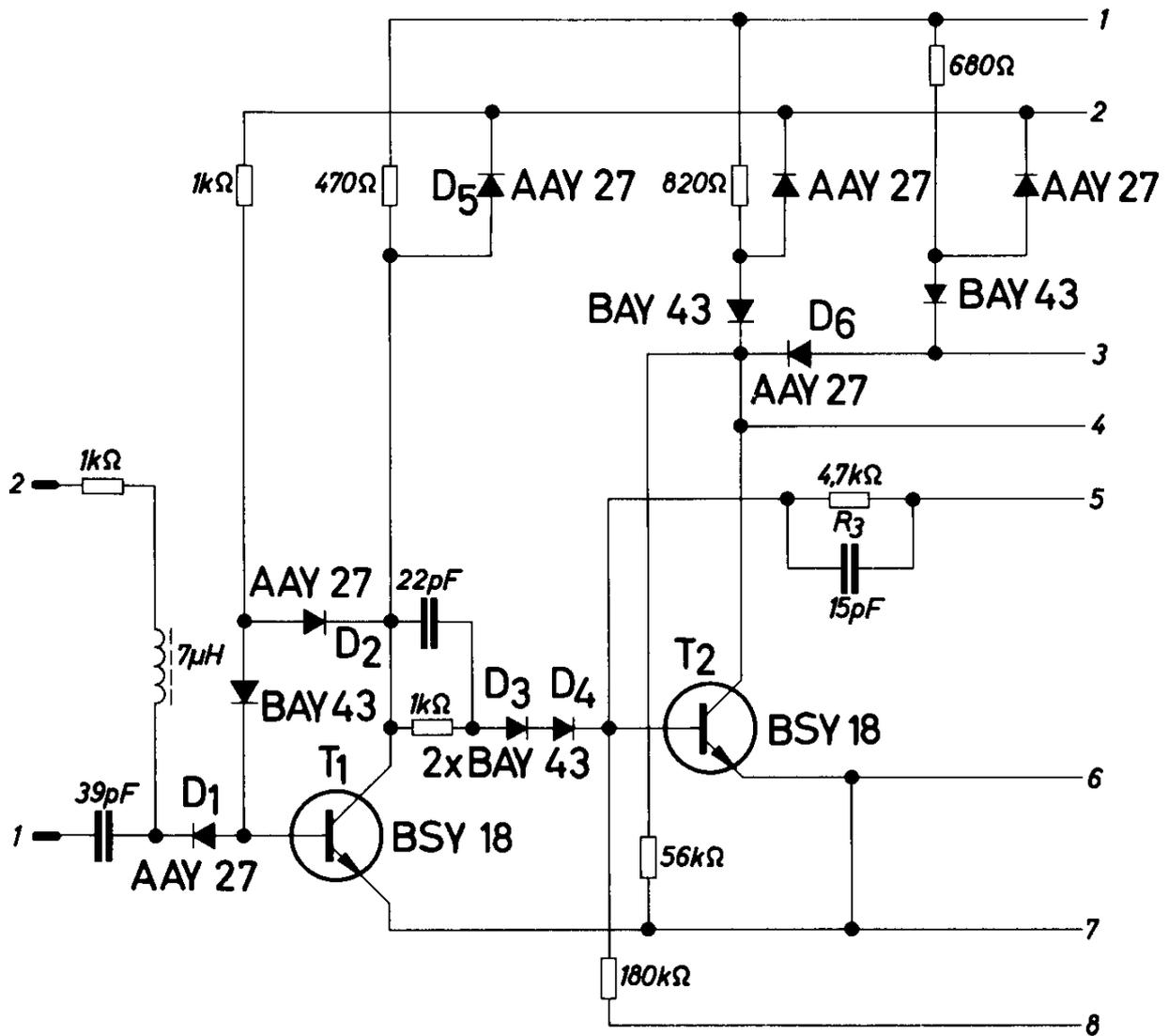
Der monostabile Multivibrator nach Bild 4.20 arbeitet einwandfrei bis zu Frequenzen von 10 MHz. Anstiegs- und Abfallzeit des Ausgangsimpulses liegen bei etwa 20 ns.

Transistor  $T_1$  ist im stabilen Zustand durchgeschaltet, der Transistor  $T_2$  ist dann gesperrt. Die beiden Silizium-Dioden  $D_3$  und  $D_4$  verhindern, daß die Restspannung des durchgeschalteten Transistors  $T_1$  den Transistor  $T_2$  öffnet. Der Multivibrator hat zwei Eingänge, wobei ein Eingang (2) zur Vorbereitung der Umschaltung in den labilen Zustand und der andere Eingang (1) für die eigentliche Umschaltung dient. Am Eingang 2 kann mit einer positiven Spannung von 6 V die Schaltung blockiert werden. Die Diode  $D_1$  ist dann in Sperrichtung vorgespannt und läßt keine Einschaltimpulse durch. Nur wenn an diesem Eingang keine Spannung liegt, ist eine Umschaltung des monostabilen Multivibrators am Eingang 1 durch die negative Flanke eines Impulses, z. B. durch einen Impulssprung von +6 V auf 0, möglich.

Der Transistor  $T_1$  wird kurzzeitig gesperrt, wodurch der Transistor  $T_2$  durchgeschaltet wird. Das Kollektorpotential des gesperrten Transistors  $T_1$  wird auf einem Wert von 6 V mit Hilfe der Diode  $D_5$  festgehalten, wodurch ein rasches Durchschalten des Transistors  $T_1$  nach erfolgter Umschaltung des monostabilen Multivibrators gewährleistet ist. Die Diode  $D_2$  verhindert eine Sättigung des Transistors im durchgeschalteten Zustand, weshalb auch das Sperren des Transistors sehr rasch vor sich geht.

Sobald der Transistor  $T_2$  durchgeschaltet hat, entlädt sich der Kondensator  $C_1$  über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ , über die Diode  $D_6$  und den Transistor  $T_2$ . Wenn die Entladung beendet ist, wird der Transistor  $T_3$  durchgeschaltet, und der monostabile Multivibrator kippt in den stabilen Zustand zurück. Der Transistor  $T_2$  wird durch die Rückkopplung über den Widerstand  $R_3$  gesperrt.

Die Umschaltung des Transistors  $T_3$  erfolgt über eine Emitterfolger-Stufe, die aus zwei Transistoren besteht. Dabei ist ein Transistor ein npn- und einer ein pnp-Transistor. Durch einen positiven oder negativen Eingangsimpuls wird jeweils ein Transistor durchgeschaltet und ein Transistor gesperrt. Der gerade durchgeschaltete Transistor stellt für den zu sperrenden Transistor einen niederohmigen Lastwiderstand dar, wodurch eine rasche Umschaltung erreicht wird. Die gleichen Stufen wurden auch an die beiden Ausgänge, d. h. an die Kollektoren der Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  angeschlossen. Damit wird erreicht, daß die Ausgangsimpulse eine hohe Flankensteilheit haben. Die Aufteilung des Kollektorwiderstandes des Transistors  $T_2$  durch die Diode  $D_6$  hat den Vorteil, daß der nach dem Umkippen in den



stabilen Zustand auftretende Ladestrom für den Kondensator  $C_1$  die Rechteckform der Impulse nicht beeinflusst.

Die Breite der Ausgangsimpulse ist durch die  $RC$ -Konstante des Entladekreises (Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ , Kondensator  $C_1$ ) festgelegt. Bei konstantem Wert des Kondensators  $C_1$  kann mit dem Potentiometer  $R_1$  die Breite der Impulse etwa im Verhältnis 1 : 10 verändert werden.

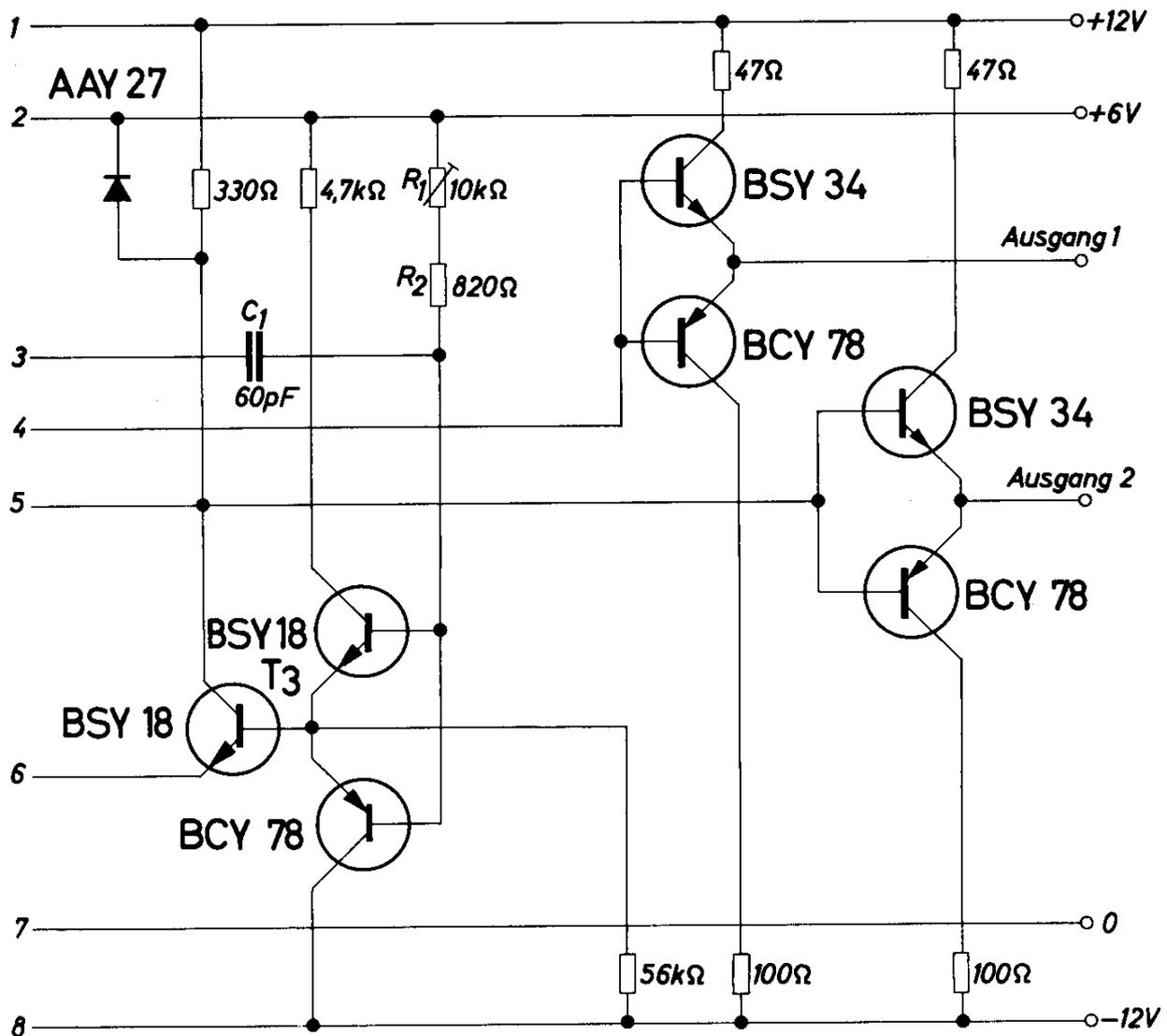


Bild 4.20.

Monostabiler Multivibrator bis 10 MHz

*Technische Daten*

Betriebsspannungen	$\pm 12$ und $+6$ V
Ausgangsamplitude	6 V
minimaler Lastwiderstand	50 $\Omega$
maximale Betriebsfrequenz	10 MHz
Anstiegszeit des Ausgangsimpulses	20 ns
Abfallzeit des Ausgangsimpulses	25 ns
Anstiegszeit des Eingangsimpulses	< 30 ns
Spannung des Eingangsimpulses	4 bis 6 V

## 4.17. Astabiler Multivibrator bis 10 MHz

Der astabile Multivibrator nach Bild 4.21 ist für Betriebsfrequenzen bis 10 MHz geeignet. Bei der Beschreibung der Funktion muß man von einem Augenblickszustand ausgehen, z. B. von diesem Teil der Periode, in dem der Transistor  $T_1$  gesperrt ist. Der Transistor  $T_2$  ist dann durchgeschaltet. Die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  werden über diesen Transistor und den Widerstand  $R_1$  aufgeladen. Sobald die Aufladung so weit fortgeschritten ist, daß das Potential am Emitter des Transistors  $T_1$  negativ wird gegenüber dem Potential an dessen Basis, schaltet  $T_1$  durch, und der Transistor  $T_2$  wird gesperrt.

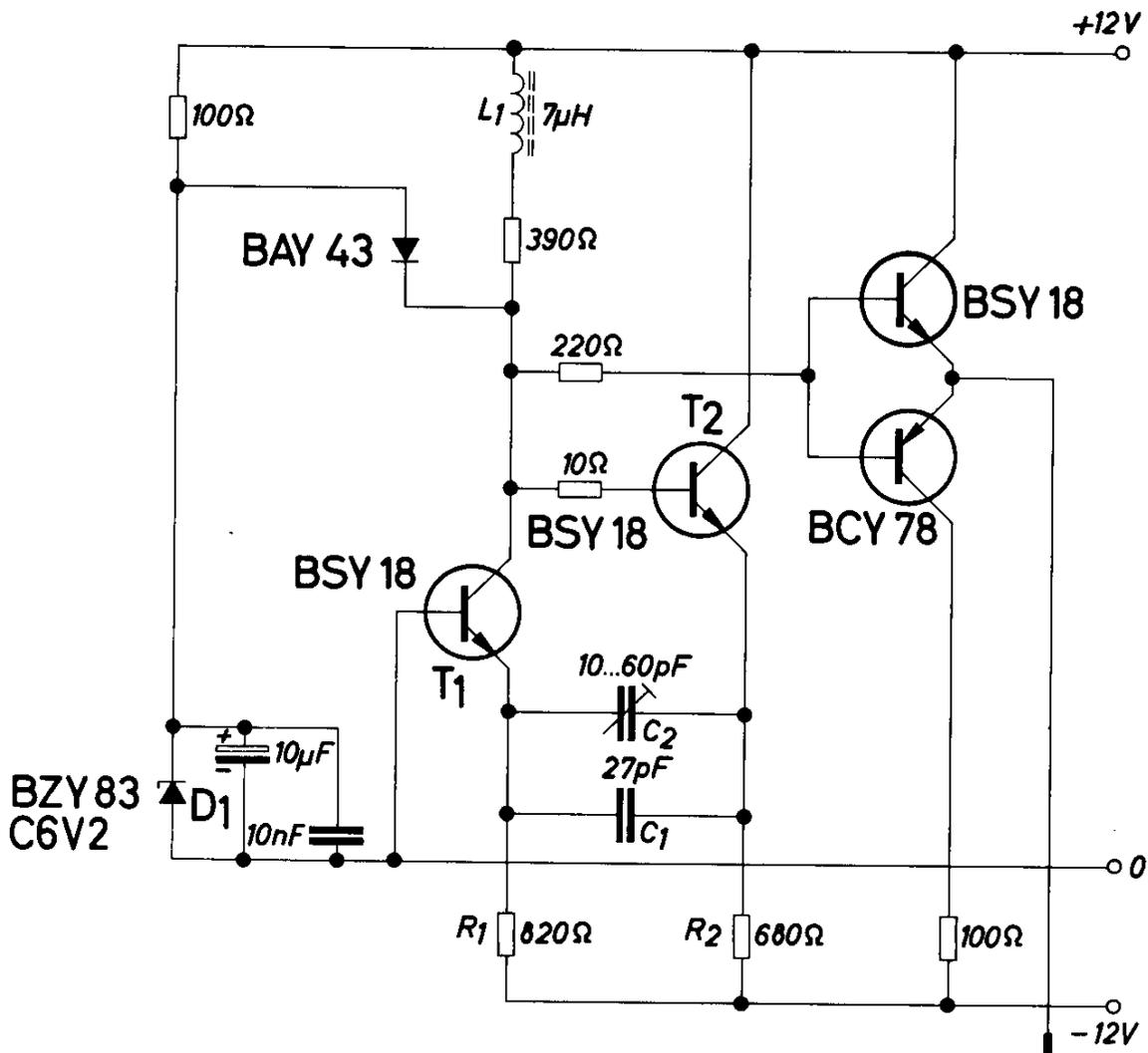


Bild 4.21.

Astabiler Multivibrator bis 10 MHz

Auch hier ist wieder wie im vorigen Beispiel das Kollektorpotential des Transistors  $T_1$  mit Hilfe einer Zenerdiode auf einem Wert von etwa 6 V festgehalten, damit ein rasches Umschalten gewährleistet ist. Die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  entladen sich jetzt über den Widerstand  $R_2$  und den Transistor  $T_1$ , bis das Potential am Emitter des Transistors  $T_2$  negativ wird gegenüber dem Potential an dessen Basis. Dann erfolgt ein Kippen des Multivibrators in den Zustand, von dem bei der Beschreibung ausgegangen wurde. An den Ausgang des Multivibrators ist wieder die bereits im letzten Kapitel beschriebene Schaltstufe mit zwei komplementären Transistoren angeordnet.

Die Einstellung der Impulsbreite erfolgt mit dem Widerstand  $R_2$  und die Einstellung der Impulspause mit dem Widerstand  $R_1$ . Durch Verändern des Kondensators  $C_2$  kann die Frequenz des astabilen Multivibrators bei gleichbleibendem Tastverhältnis beeinflußt werden.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	$\pm 12$ V
Ausgangsamplitude	6 V
Anstiegs- und Abfallzeit des Ausgangsimpulses	$< 20$ ns

#### 4.18. Bistabiler Multivibrator bis 20 MHz

Bei dem bistabilen Multivibrator nach Bild 4.22 sind wieder je zwei Eingänge vorgesehen, von denen einer zur Vorbereitung der Umschaltung dient (2 und 4) und einer zur Umschaltung selbst (1 und 3). Damit an den Eingängen 1 oder 3 mit der negativen Flanke eines Impulses der Multivibrator umgeschaltet werden kann, ist es erforderlich, daß am dazugehörigen Eingang 2 oder 4 keine Spannung anliegt. Mit einer positiven Spannung von 6 V an diesen Eingängen wird der bistabile Multivibrator blockiert. Am Eingang 5 kann mit einem Gleichstromsignal der Multivibrator zurückgestellt werden. Jeder Zweig des Multivibrators besteht aus zwei Transistoren. Die Kopplungswiderstände sind durch Kondensatoren überbrückt, um eine rasche Impulsübertragung zu gewährleisten. Das Kollektorpotential der Transistoren ist, wie bereits im Kapitel 4.16 beschrieben, auf einen Wert von 6 V festgehalten, um ein rasches Umschalten der Transistoren zu erreichen.

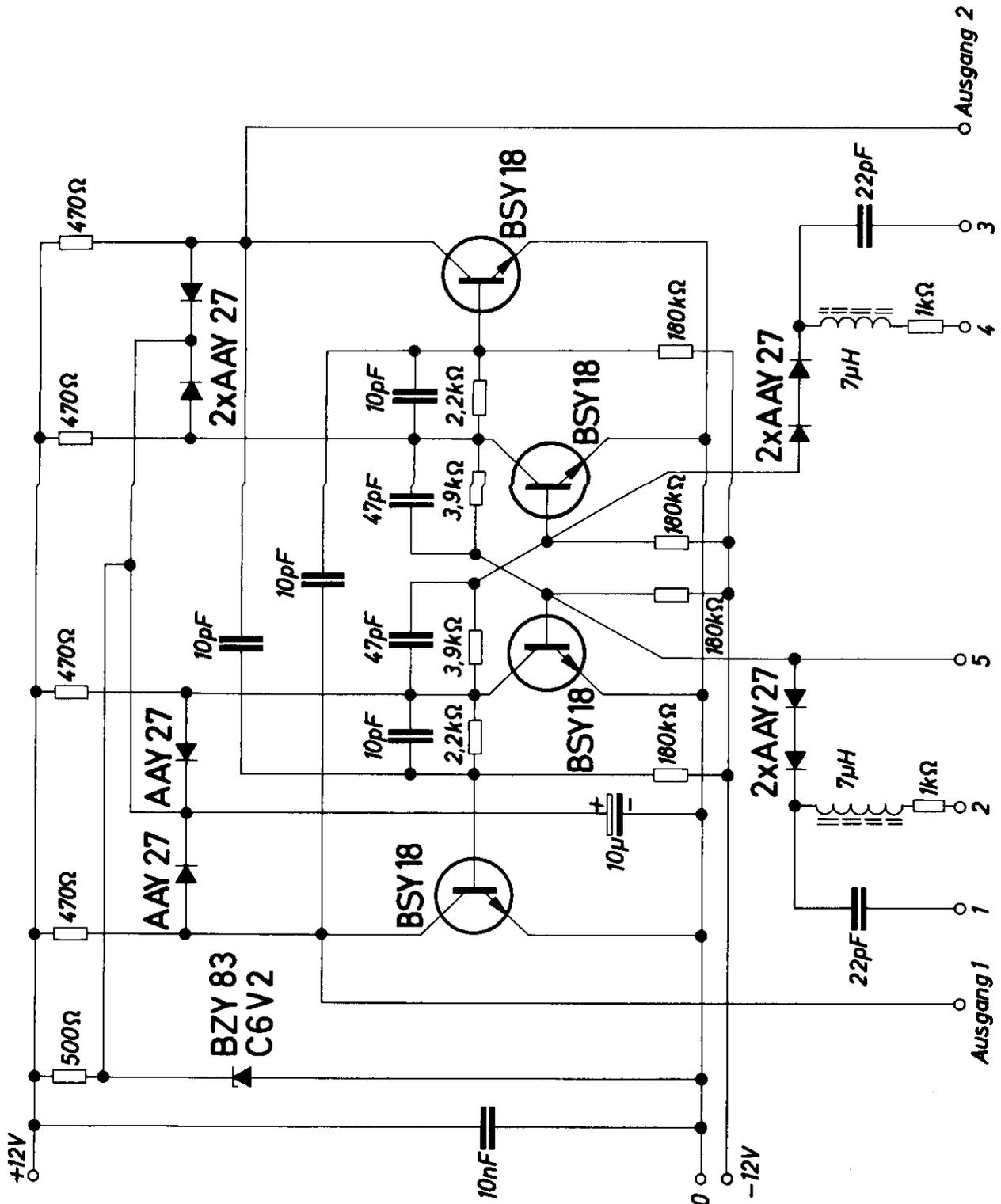


Bild 4.22.  
Bistabiler Multivibrator bis 20 MHz

*Technische Daten*

Betriebsspannung	$\pm 12 \text{ V}$
Ausgangsimpuls	6 V
Anstiegs- und Abfallzeit des Ausgangsimpulses	$< 25 \text{ ns}$
Verzögerung des Ausgangsimpulses gegenüber dem Eingangsimpuls	$< 30 \text{ ns}$
Eingangsimpuls	3 bis 6 V
Anstiegszeit des Eingangsimpulses	$< 50 \text{ ns}$

## 5. Fotoverstärker

Bei den lichtempfindlichen Bauelementen aus halbleitenden Stoffen unterscheidet man grundsätzlich zwischen zwei Arten, den Fotodioden und den Fotoelementen. Bei den Fotodioden handelt es sich um in Sperrichtung betriebene Dioden, deren Sperrstrom mit der Intensität des eingestrahelten Lichtes steigt. An solche Dioden kann man verhältnismäßig hohe Spannungen anlegen, wodurch man eine große Empfindlichkeit erreicht. Sie haben allerdings den Nachteil, daß der Sperrstrom durch die Diode auch mit der Temperatur ansteigt, wodurch eine Verfälschung des Signals auftritt. Dadurch sind der Erzielung besonders hoher Empfindlichkeiten Grenzen gesetzt. Während also Fotodioden ähnlich wie Fotowiderstände eingesetzt werden, werden Fotoelemente wie Batterien verwendet, deren abgegebene Spannung mit der Lichtintensität steigt. Diese Elemente, deren Grundmaterial meist Silizium ist, werden demnach ohne Vorspannung betrieben, weshalb eine störende Temperaturabhängigkeit wie bei den Fotodioden nicht auftritt. Die erzielbare Empfindlichkeit ist allerdings meist etwas geringer.

In beiden Fällen, ob Fotodioden oder Fotoelemente als Signal-Umwandler verwendet werden, muß üblicherweise das abgegebene Signal verstärkt werden, damit ein Relais zum Ansprechen gebracht oder sonst irgendein energieverbrauchender Vorgang ausgelöst werden kann.

In den folgenden Beispielen ist allerdings auch eines enthalten, in dem ein großflächiges Fotoelement bei ausreichender Lichtintensität direkt die für das Ansprechen eines Relais erforderliche Energie liefert.

Neben den bereits sehr gut bekannten Fotodioden aus Germanium und Fotoelementen aus Silizium gibt es jetzt auch einen Silizium-Foto-Transistor, der bereits bei verhältnismäßig kleinen Lichtstärken sehr hohe Ausgangssignale abgibt. Dies ist auf die hohe Stromverstärkung der zur Herstellung dieser Foto-Transistoren verwendeten Transistorsysteme zurückzuführen. In diesem Kapitel werden neben mehreren Fotoverstärkern mit Germanium-Fotodioden und Silizium-Fotoelementen auch ein Beispiel mit dem neuen Foto-Transistor beschrieben.

### 5.1. Fotoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 1000 Lx

Einen einfachen Fotoverstärker mit nur einer Stufe zeigt das Bild 5.1. Wegen der hohen Versorgungsspannung wird als Verstärkertransistor ein Sili-

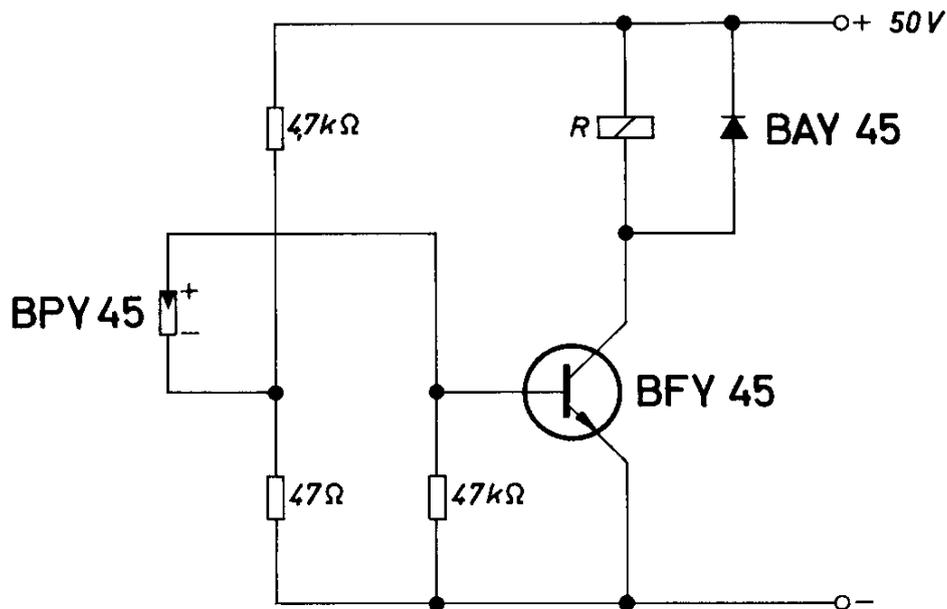


Bild 5.1.

Fotoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 1000 Lx

zium-Transistor verwendet. Das Fotoelement ist so angeschaltet, daß es bei Lichteinfall eine positive Spannung an der Basis des npn-Transistors erzeugt, wodurch dieser durchgesteuert wird. Der Spannungsteiler am Eingang erleichtert das Überschreiten des Schwellenwertes der Eingangsspannung des Transistors. Dadurch wird die Empfindlichkeit der Anordnung wesentlich erhöht. Die Diode BAY 45 wirkt als Löschdiode und schützt den Transistor vor zu hohen Spannungsspitzen beim Abschalten des Relais. Es hat sich gezeigt, daß sich für diese Anwendungen vor allem Silizium-Dioden eignen, weil sie eine wesentlich höhere Impulsleistung aufnehmen können, als die für solche Zwecke früher oft angewendeten Germanium-Spitzendioden.

#### Technische Daten

Relais R: Trls 154d nach TBv 65426/97d

## 5.2. Fotoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 100 Lx

Durch Einführung einer zweiten Verstärkerstufe kann die Lichtempfindlichkeit um den Faktor 10 verbessert werden. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 5.2. In dieser spricht das Relais bereits bei einer Lichtstärke von 100 Lx an. Die Vorspannung für den Eingangstransistor ist hier mit Hilfe einer in Durchlaßrichtung betriebenen Silizium-Diode unabhängig von Schwankungen der Betriebsspannung konstant gehalten. Diese Vorspannung wird so eingestellt, daß der erste Transistor gerade durchgesteuert ist. Das Fotoelement ist hier in der Form angeschaltet, daß bei Lichteinfall der Transistor mit negativer Spannung gesperrt wird. Dadurch wird der zweite Transistor durchgeschaltet und das Relais R spricht an. Für die Transistor-Vorspannung hat das Fotoelement einen niedrigen Innenwiderstand, weil es in Durchlaßrichtung betrieben wird.

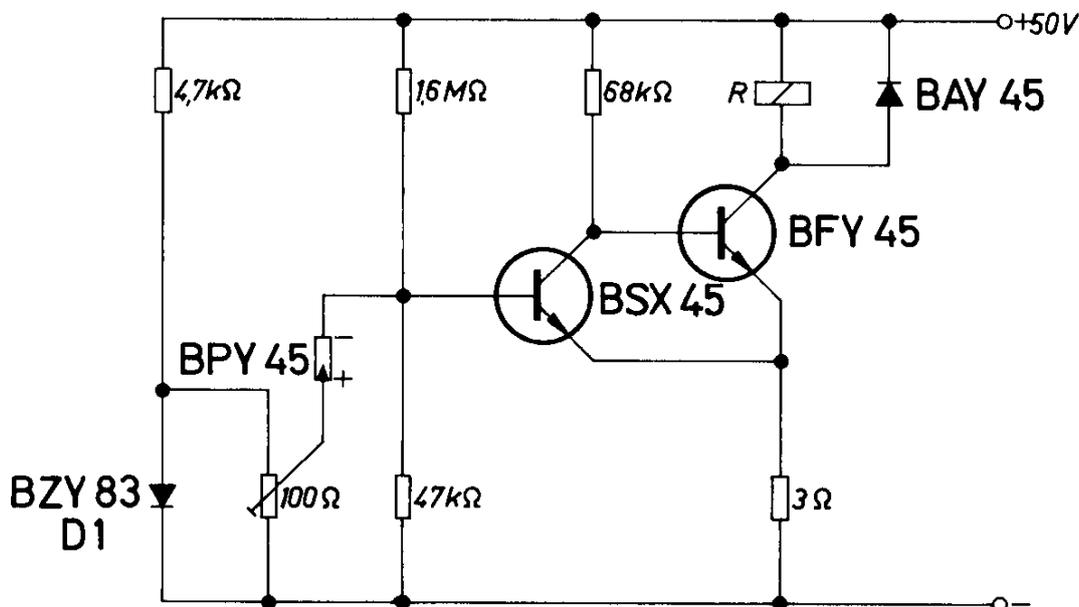


Bild 5.2.

Fotoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 100 Lx

In dieser Schaltung können anstelle des Fotoelementes BPY 45 auch die kleineren Elemente BPY 43 und BPY 44 eingesetzt werden, wobei sich allerdings die Empfindlichkeit auf 500 Lx verringert.

### Technische Daten

Relais R: Trls 154d nach TBv 65426/97d

### 5.3. Empfindlicher Fotoverstärker mit Silizium-Transistoren

Der Kurzschlußstrom von Silizium-Fotoelementen ist direkt proportional der Lichtintensität. Ein Fotoverstärker mit solchen Elementen wird deshalb um so empfindlicher sein, je kleiner das für den nachgeschalteten Verstärker erforderliche Stromsignal ist. Aus diesem Grund bieten sich Silizium-Planartransistoren für Eingangsschaltungen von Fotoverstärkern an. Sie haben hohe Stromverstärkungswerte und kleine Restströme, können also bei niedrigen Arbeitspunkten betrieben werden. Es genügt dann bereits ein sehr kleiner Basisstrom bzw. Fotostrom, um den Verstärker auszusteuern.

Eine Schwierigkeit muß jedoch noch überwunden werden. Die Leerlaufspannung von Silizium-Fotoelementen liegt bei etwa 0,5 V, während die Schwellspannung an der Basis von Planartransistoren etwa bei 0,7 V liegt. Zur Überwindung dieser Schwellspannung muß deshalb zur Spannung des Fotoelementes eine bestimmte Spannung addiert werden, damit ein Planartransistor angesteuert werden kann. Weil die Schwellspannung von Transistoren temperaturabhängig ist, wird diese Vorspannung zweckmäßig mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Silizium-Diode gewonnen, weil deren Durchlaßspannung etwa den gleichen Temperaturkoeffizienten hat. Außerdem wird wegen der steilen Durchlaßcharakteristik dieser Dioden die Vorspannung weitgehend unabhängig von Änderungen der Betriebsspannung.

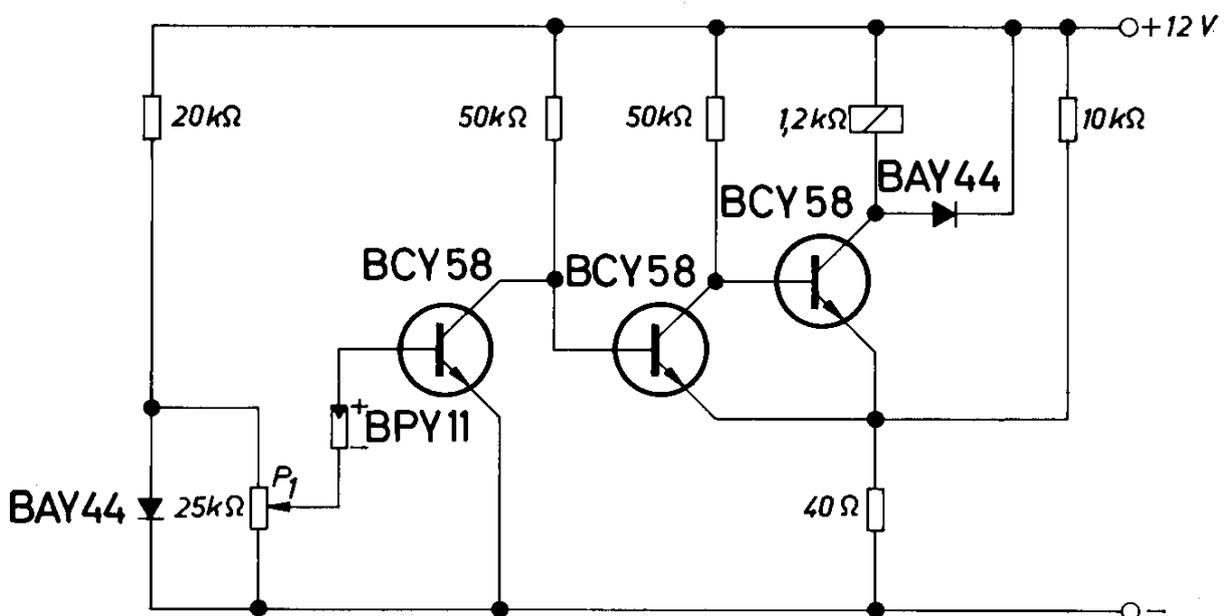


Bild 5.3.

Dreistufiger Fotoverstärker mit Silizium-Transistoren

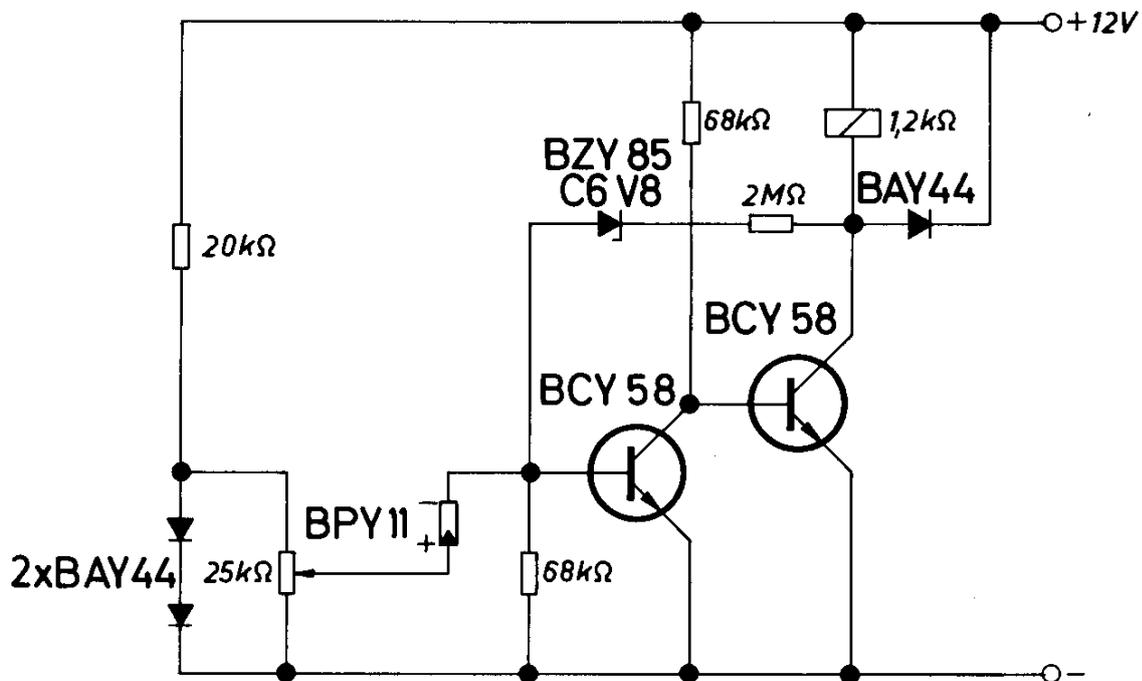


Bild 5.4.

Zweistufiger Fotoverstärker mit Silizium-Transistoren

Das Bild 5.3 zeigt einen dreistufigen Fotoverstärker, bei dem die oben geschilderte Methode angewandt wird. Mit dem Potentiometer  $P_1$  wird die Vorspannung auf einen solchen Wert eingestellt, daß bei verdunkeltem Fotoelement das Relais am Ausgang noch nicht anspricht. Bei geeigneter Einstellung kann erreicht werden, daß bereits bei einer Beleuchtungsstärke von 100 Lx das Relais anspricht. Durch den für die zweite und dritte Stufe gemeinsamen Emitterwiderstand wird eine Kippcharakteristik der Schaltung erreicht.

Die gleiche Empfindlichkeit kann auch mit der zweistufigen Schaltung nach Bild 5.4 erreicht werden. Damit auch hier das Relais anspricht, wenn das Fotoelement beleuchtet wird, ist die Vorspannung so groß gewählt, daß bei Dunkelheit die erste Stufe durchgeschaltet ist. Es sind deshalb zwei Silizium-Dioden hintereinandergeschaltet. Die Spannung des Fotoelementes subtrahiert sich von der Vorspannung, wodurch der Eingangstransistor gesperrt wird und das Relais anspricht. Die Kippcharakteristik wird hier durch eine Rückkopplung mit einer Zenerdiode und einem Widerstand erreicht. Die Rückkopplung kann auch mit einem Widerstand von 4 M $\Omega$  allein erfolgen, es ergibt sich dann allerdings ein Verlust an Empfindlichkeit.

Die Schaltung nach Bild 5.5 unterscheidet sich von der im Bild 5.4 nur dadurch, daß das Fotoelement BPY 11 umgepolt und eine kleinere Vorspannung eingestellt ist. Die Eingangsschaltung entspricht deshalb wieder der in der Schaltung nach Bild 5.3 angewendeten. Da es sich jedoch hier um einen zweistufigen Verstärker handelt, tritt, verglichen mit dieser Schaltung, eine Phasen-Umkehrung auf, und das Relais am Ausgang fällt bei Beleuchtung des Fotoelementes ab. Die Ansprechempfindlichkeit beträgt auch hier wieder etwa 100 Lx.

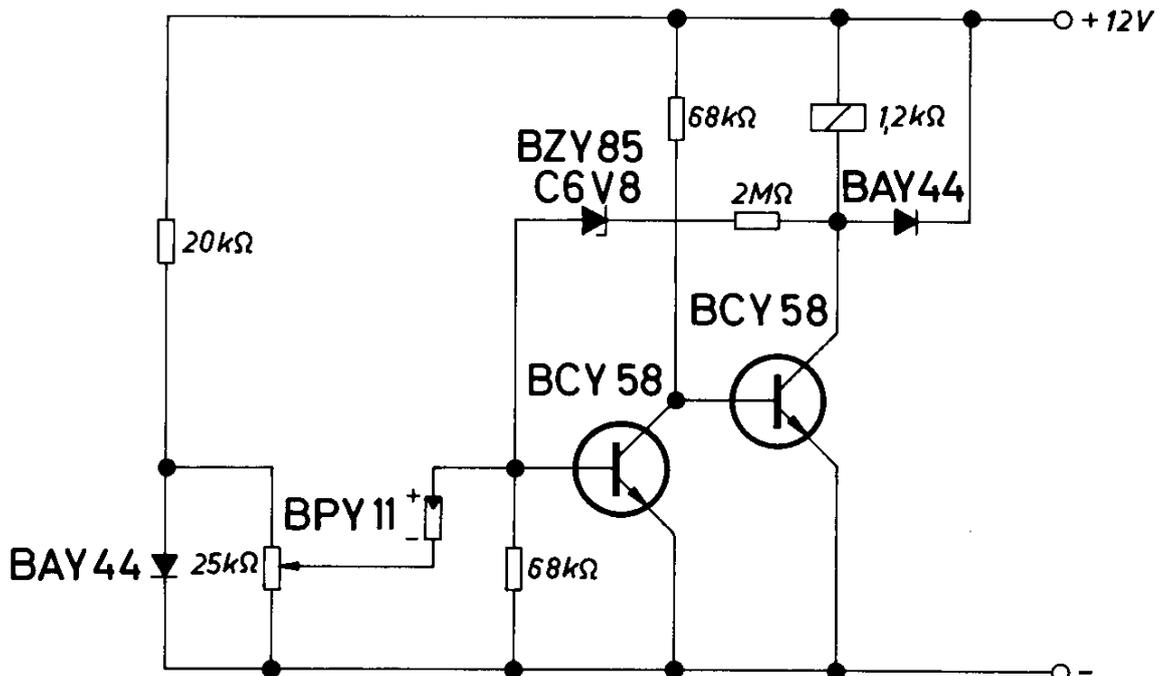


Bild 5.5.

Variante der Schaltung nach Bild 5.4

#### 5.4. Gleichstromverstärker für Lichtmessung

Der mit der Beleuchtungsstärke proportional anwachsende Kurzschlußstrom von Fotoelementen kann gut für Lichtmessungen ausgenutzt werden. In der Schaltung nach Bild 5.6 ist das Fotoelement BPY 45 mit einem Widerstand von 100  $\Omega$  belastet, damit bei allen Stellungen des Empfindlichkeitsreglers  $R_1$  der Kurzschlußfall gegeben ist. Der Differentialverstärker ist mit dem Potentiometer  $R_2$  so einzustellen, daß zwischen den beiden Kollektoren der Transistoren BSX 45 dann keine Potentialdifferenz auftritt, wenn das Fotoelement nicht beleuchtet ist. Bei Belichtung verstimmt der vom Fotoelement gelieferte Strom den Differentialverstärker, und das am Ausgang

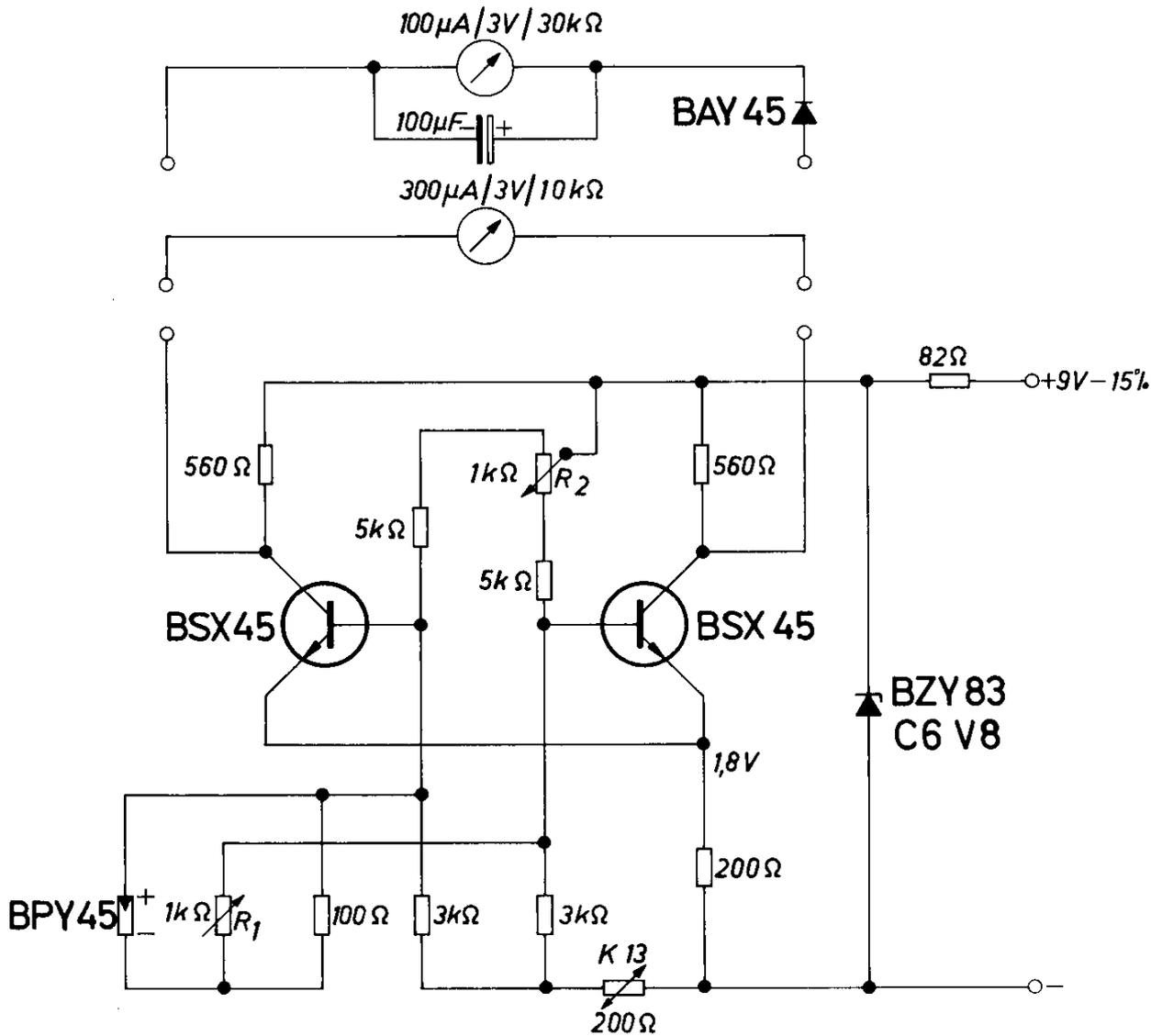


Bild 5.6.

Gleichstromverstärker für Lichtmessung

angeschlossene Meßgerät zeigt einen Spannungswert an, der der Lichtintensität proportional ist. Die Skala des Meßinstrumentes ist linear und kann direkt in  $L_x$  geeicht werden. Wenn die maximal mögliche Empfindlichkeit eingestellt ist, kann der Zeigerendausschlag bereits bei einer Lichtstärke von 450  $L_x$  erreicht werden, wenn ein Voltmeter für 3 V verwendet wird. Je größer der Innenwiderstand des Meßgerätes ist, um so langsamer läuft der Zeiger wieder in seine Ruhelage zurück. Bei einem Innenwiderstand von 30  $k\Omega$  und der Parallelschaltung von einem Kondensator mit einer Kapazität von 100  $\mu F$  beträgt die Rückstellzeitkonstante 3 s. Allerdings wird dabei auch die Anzeige um 0,2 s verzögert, ein Nachteil, der bei der Verwendung eines im Schaltbild ebenfalls angegebenen Meßinstrumentes mit einem Innenwiderstand von 10  $k\Omega$  entfällt. Mit Hilfe einer Zenerdiode und eines

Heißleiters ist der Verstärker gut stabilisiert gegen Spannungs- und Temperaturschwankungen.

Vor jeder Messung soll der Nullpunkt mit dem Potentiometer  $R_2$  korrigiert werden.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung	9 V – 15 ‰
Batteriestrom bei 9 V	etwa 27 mA
bei 8 V	etwa 15 mA
Maximale Empfindlichkeit	150 Lx/V
Anzeigefehler bei $\Delta T = 40$ grad	$\pm 3$ ‰

#### 5.5. Schaltverstärker mit Fotoelement

Das Bild 5.7 zeigt einen einfachen Schaltverstärker mit zwei Transistoren, mit dem bei Beleuchtung eines Fotoelementes ein Relais geschaltet werden kann. Solange das Fotoelement nicht beleuchtet ist, ist der Transistor  $T_1$  durchgesteuert und der Transistor  $T_2$  gesperrt. Bei einer ausreichend starken Beleuchtung wird der Transistor  $T_1$  im Eingang kurzgeschlossen, wodurch der Transistor  $T_2$  durchgesteuert wird. Das Relais spricht an. Der Schaltvorgang wird bereits bei einem Fotostrom von mindestens  $35 \mu\text{A}$  durch das Fotoelement eingeleitet.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	24 V
Betriebsstrom	12 bis 200 mA
min. Fotostrom	$35 \mu\text{A}$
max. Umgebungstemperatur	$70^\circ\text{C}$

#### 5.6. Fotoverstärker für Lichtimpulse

Bei dem im Bild 5.8 gezeigten Fotoverstärker handelt es sich um einen Wechselstrom- bzw. Impulsverstärker. Bei Änderung der Lichtintensität an einem der beiden Fotoelemente am Eingang gelangt ein kurzer Impuls über den Kondensator  $C_1$  an den ersten Transistor. Dieser Impuls wird verstärkt

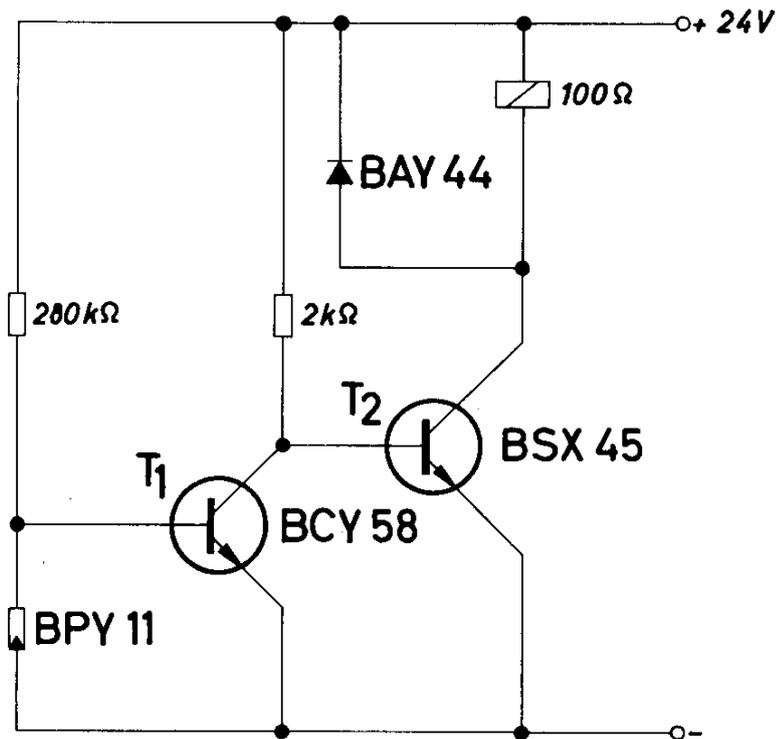


Bild 5.7.

Schaltverstärker mit Fotoelement

und an den Eingang einer Thyristor-Tetrode gelegt. Dadurch wird diese durchgeschaltet, und das Relais am Ausgang spricht an. Es wurden deshalb zwei Fotoelemente am Eingang vorgesehen, damit auch bei Ausfall einer Lichtschranke, z. B. durch Verschmutzung, die Schaltung noch einwandfrei arbeitet.

Das Relais am Ausgang bleibt solange angezogen, bis die Löschtaste gedrückt wird, weil die Thyristor-Tetrode BRY 20 wie ein bistabiler Multivibrator wirkt, d. h. ein kurzer Eingangsimpuls genügt für ein Kippen in einen anderen stabilen Zustand.

#### Technische Daten

Betriebsspannung	24 V
min. Breite des Eingangsimpulses	5 ms
max. Umgebungstemperatur	60 °C
Relais R: Kleines Rundrelais 6 V23006	



### 5.7. Wechselstrom-Fotoverstärker

Bei Fotoverstärkern, die als Gleichstromverstärker arbeiten, wird die Eingangsempfindlichkeit durch die temperaturabhängigen Sperrströme des Eingangstransistors bestimmt. Eine wesentliche Erhöhung der Eingangsempfindlichkeit ist möglich, wenn Wechselstromverstärker verwendet werden, weil bei diesen die Grenze der Eingangsempfindlichkeit nur durch das Rauschen des ersten Transistors gegeben ist. Wechselstrom-Fotoverstärker haben noch einen weiteren Vorteil: sie reagieren nicht auf Gleichlicht, also z. B. nicht auf Tageslicht. So können auf diese Weise auch in hellen Räumen Lichtschranken aufgebaut werden. Die Schaltung eines solchen Wechselstrom-Fotoverstärkers zeigt das Bild 5.9. An die Fotodiode APY 12 ist ein normaler Wechselstromverstärker angeschlossen, der eine Gesamtverstärkung von 86 dB aufweist. Die Verstärkung kann am Emitter-Widerstand der zweiten Stufe geregelt werden. Bei Verwendung als Lichtschranke ist dieser Verstärker nur als Vorverstärker zu verwenden, er kann jedoch in der vorliegenden Form, z. B. für Meßzwecke, herangezogen werden.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom	0,5 mA
Frequenzbereich (3 dB)	400 Hz bis 14 kHz

### 5.8. Linearer Verstärker für Wechsellicht

Schaltet man an ein Fotoelement einen Wechselstromverstärker, so werden nur Wechsellicht-Signale verarbeitet. Dies ist z. B. für Lochkarten-Abtasteinrichtungen wichtig, die in Räumen verschiedener Helligkeit betrieben werden. Das eingebaute Lämpchen muß mit Wechselstrom gespeist werden. Falls höhere Lichtwechselfrequenzen gefordert werden, können auch Lochblenden eingesetzt werden. Höhere Frequenzen ergeben kleinere Zeitkonstanten des Verstärkers, weil zwischen den Stufen kleinere Koppelkondensatoren verwendet werden können, wodurch die mögliche Folgefrequenz für die Lichtsignale steigt.

Die Schaltung nach Bild 5.10 liefert bis zu einer maximalen Beleuchtungsstärke von 200 Lx ein dem Eingangssignal direkt proportionales Ausgangssignal. Diese Linearität wird dadurch erreicht, daß das Fotoelement im Kurzschluß betrieben wird. Der Kurzschlußstrom von Silizium-Fotoelementen steigt nämlich linear mit der Lichtstärke an. Der Innenwiderstand

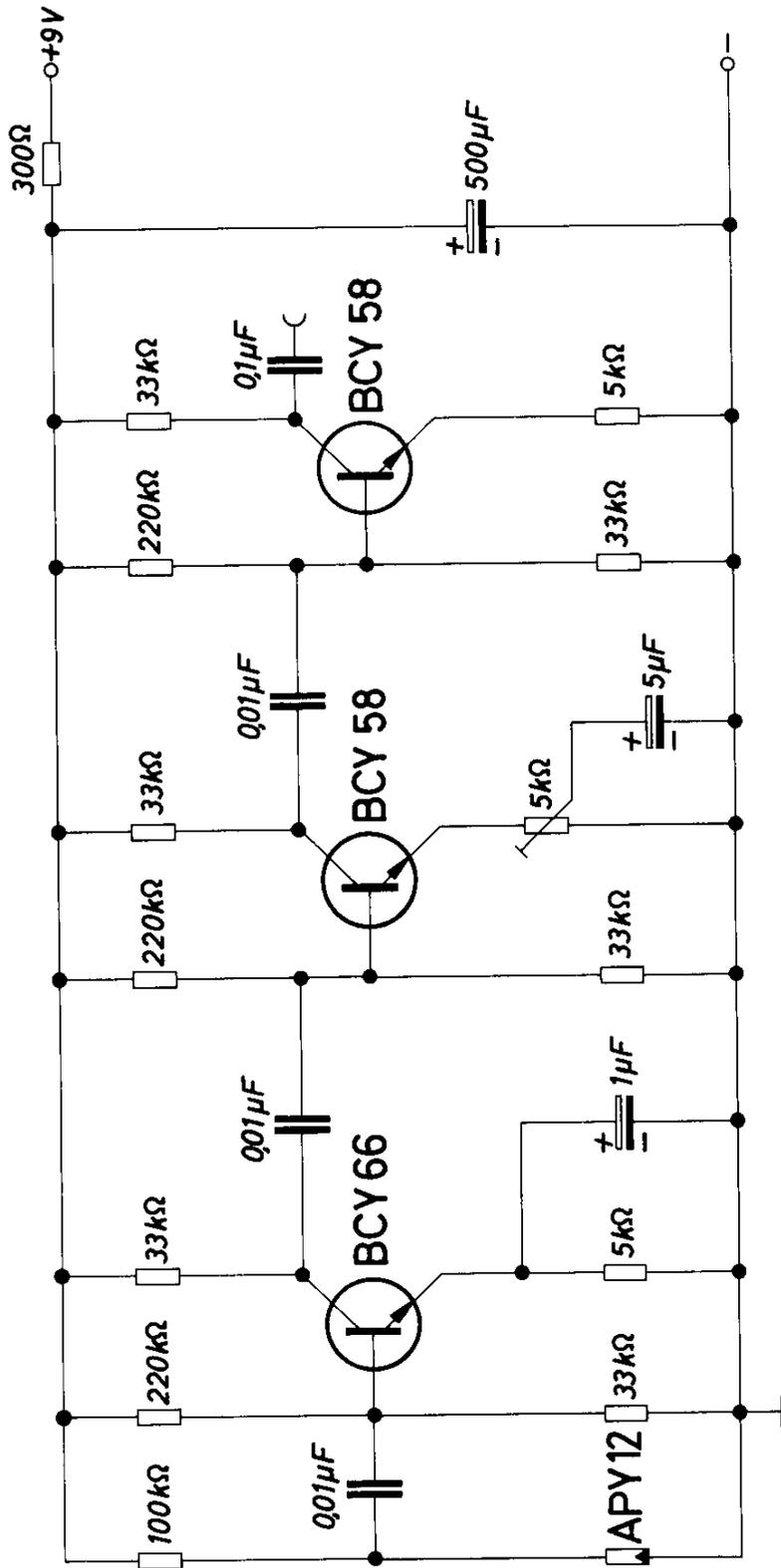


Bild 5.9.  
Wechselstrom-Fotoverstärker

des verwendeten Fotoelementes BPY 11 hat bei der maximalen Lichtstärke von 200 Lx den Wert von  $28 \text{ k}\Omega$ . Mit sinkender Beleuchtungsstärke steigt der Innenwiderstand. Da der Verstärker einen Eingangswiderstand von  $\leq 14 \text{ k}\Omega$  hat, ist in jedem Fall der Kurzschlußbetrieb gewährleistet.

In einem Frequenzbereich von 1 kHz bis 20 kHz ist die Verstärkung nahezu konstant. Für die Kopplung der Stufen sollen Kondensatoren mit kleinen Leckströmen verwendet werden.

Die Verstärkung kann durch Veränderung der Gegenkopplung mit dem Potentiometer  $R_1$  eingestellt werden.

### Technische Daten

Batteriespannung	30 V
Batteriestrom	12 mA
Frequenzbereich	1 bis 20 kHz
Ausgangsspannung bei 100 Lx	5 V
Linearität der Verstärkung	1 ‰
Maximale Temperatur	60 °C

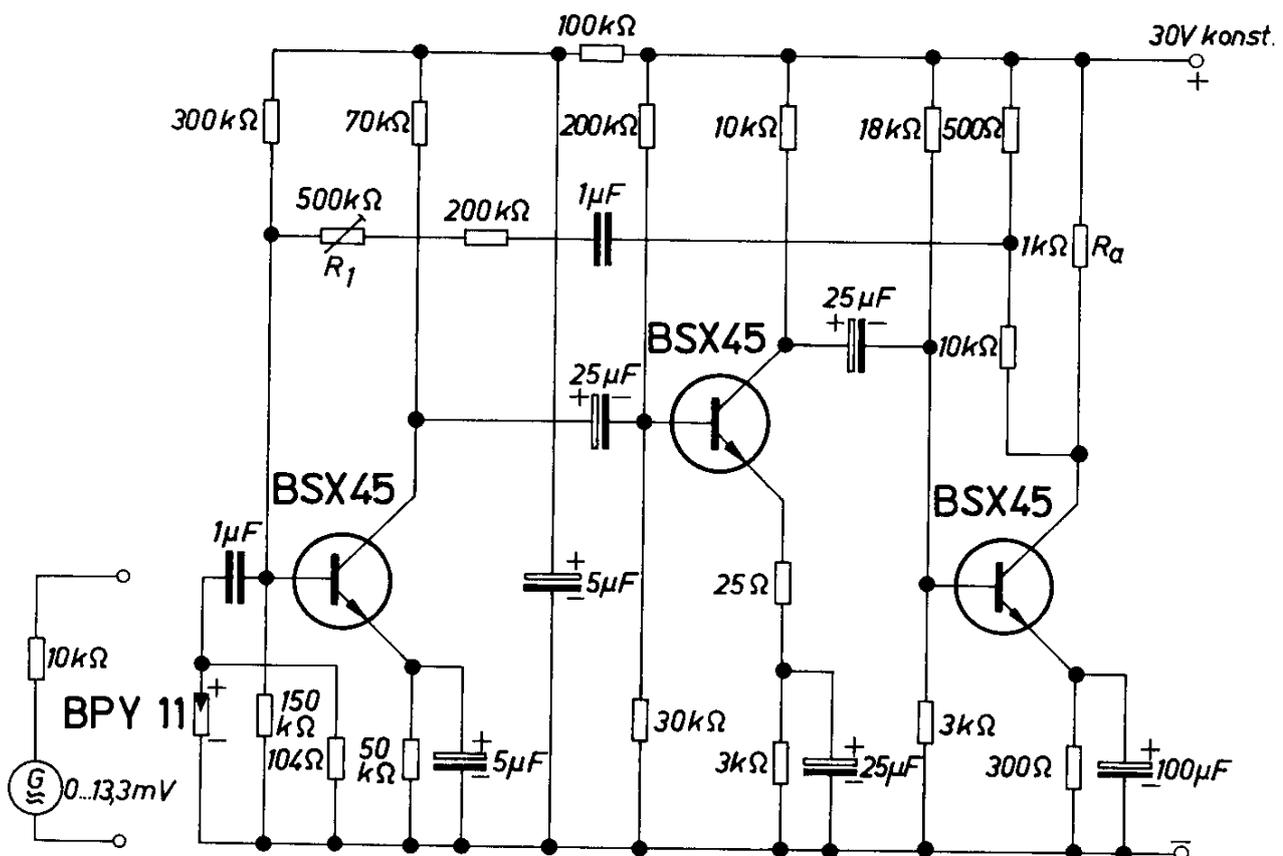


Bild 5.10.

Linearer Verstärker für Wechsellicht

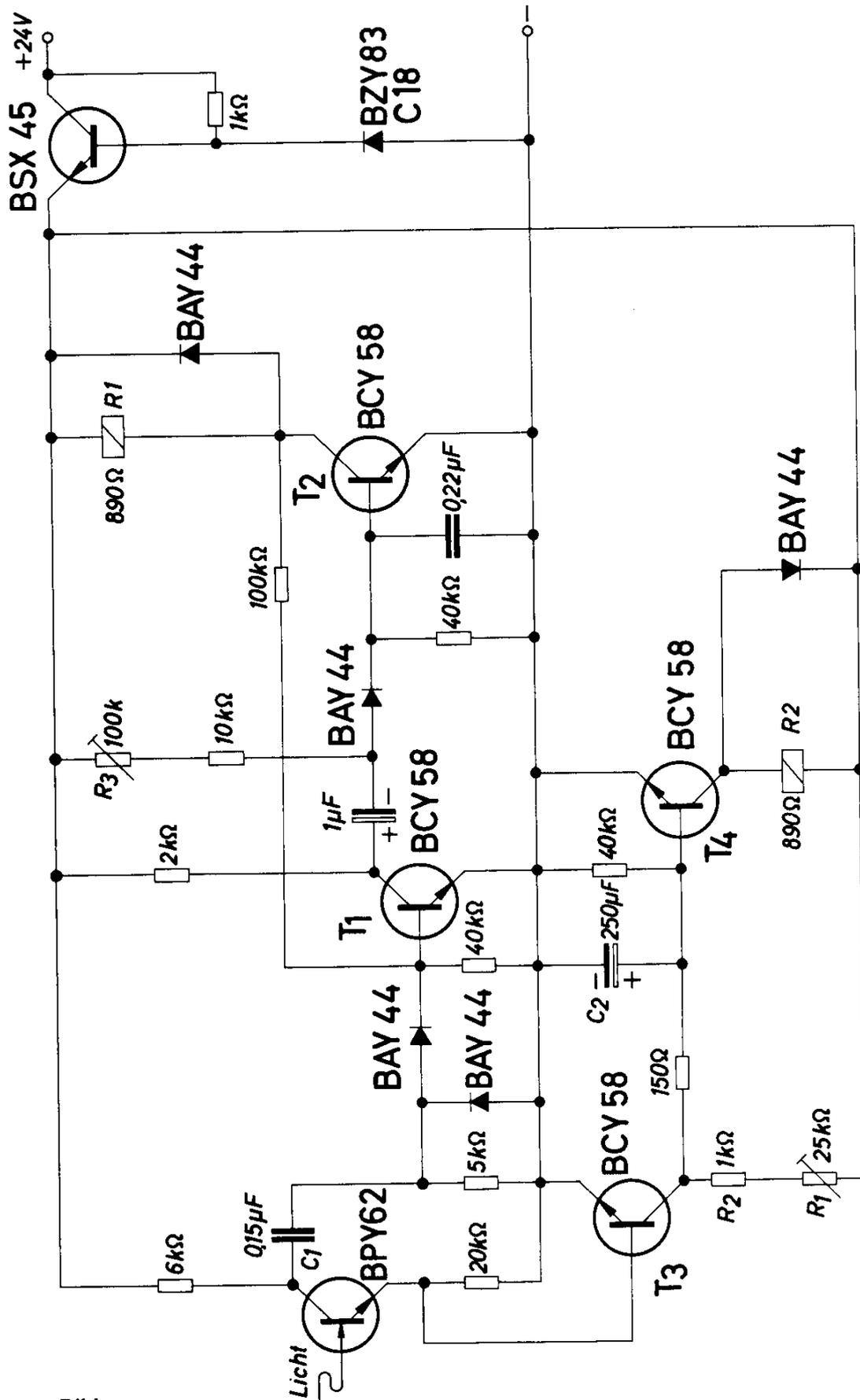


Bild 5.11.  
Lichtschanke mit Verzögerung

### 5.9. Lichtschranke mit Verzögerung

Die Lichtschrankenschaltung nach Bild 5.11 liefert zwei verschiedene Ausgangs-Informationen, abhängig davon, ob die Lichtschranke nur kurzzeitig oder länger unterbrochen wird. Als Steuerelement wurde ein Foto-Transistor verwendet, weil dieses Bauelement einen verhältnismäßig großen Ausgangsimpuls bereits bei kleinen Lichtstärken liefert. Wird die Beleuchtung des Foto-Transistors BPY 62 unterbrochen, so ändert sich das Potential an dessen Kollektor nach positiven Werten. Über den Kondensator  $C_1$  wird der monostabile Multivibrator, bestehend aus den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ , in den labilen Zustand gebracht, und das Relais  $R_1$  fällt ab. Nach Ablauf der Verzögerungszeit von 20 bis 100 ms, die mit dem Potentiometer  $R_3$  eingestellt werden kann, zieht das Relais wieder an.

Der Transistor  $T_3$  ist durchgesteuert, solange der Foto-Transistor beleuchtet ist. Bei Unterbrechung des Lichtstrahles wird er gesperrt, wodurch der Kondensator  $C_2$  über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  aufgeladen wird. Sobald die Spannung an diesem Kondensator so groß ist, daß der Transistor  $T_4$  durchgesteuert werden kann, spricht auch das Relais  $R_2$  an. Dieses wird also nur dann ansprechen, wenn die Lichtschranke länger unterbrochen bleibt als der mit dem Widerstand  $R_1$  einstellbaren Verzögerungszeit entspricht. Damit diese Verzögerungszeit nicht zu stark schwankt, muß die Betriebsspannung konstant gehalten werden, was hier mit Hilfe eines Transistors und einer Zenerdiode geschieht. Für ein einwandfreies Funktionieren der Schaltung ist eine so starke Beleuchtung des Foto-Transistors erforderlich, daß durch diesen ein Kollektorstrom von 2 mA fließt.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	24 V
Ansprechzeit des Relais $R_1$	20 bis 100 ms
Verzögerungszeit für Relais $R_2$	etwa 0,5 s

### 5.10. Dämmerungsschalter mit Verzögerung

Für Dämmerungsschalter ist eine Ein- und eine Ausschaltverzögerung erforderlich, damit kurzfristige Helligkeitsänderungen, z. B. Vorbeifliegen eines Vogels oder Scheinwerferlicht von Kraftfahrzeugen, keine Auslösung bewirken. Die Schaltung nach Bild 5.12 besteht aus einem empfindlichen Fotoverstärker und einem Verzögerungsglied mit einem Schaltverstärker. An den Eingang des Fotoverstärkers ist ein Silizium-Fotoelement BPY 63 mit einer Vorspannung angeschlossen. Diese Vorspannung wird mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Silizium-Diode gewonnen. Ihre Größe ist

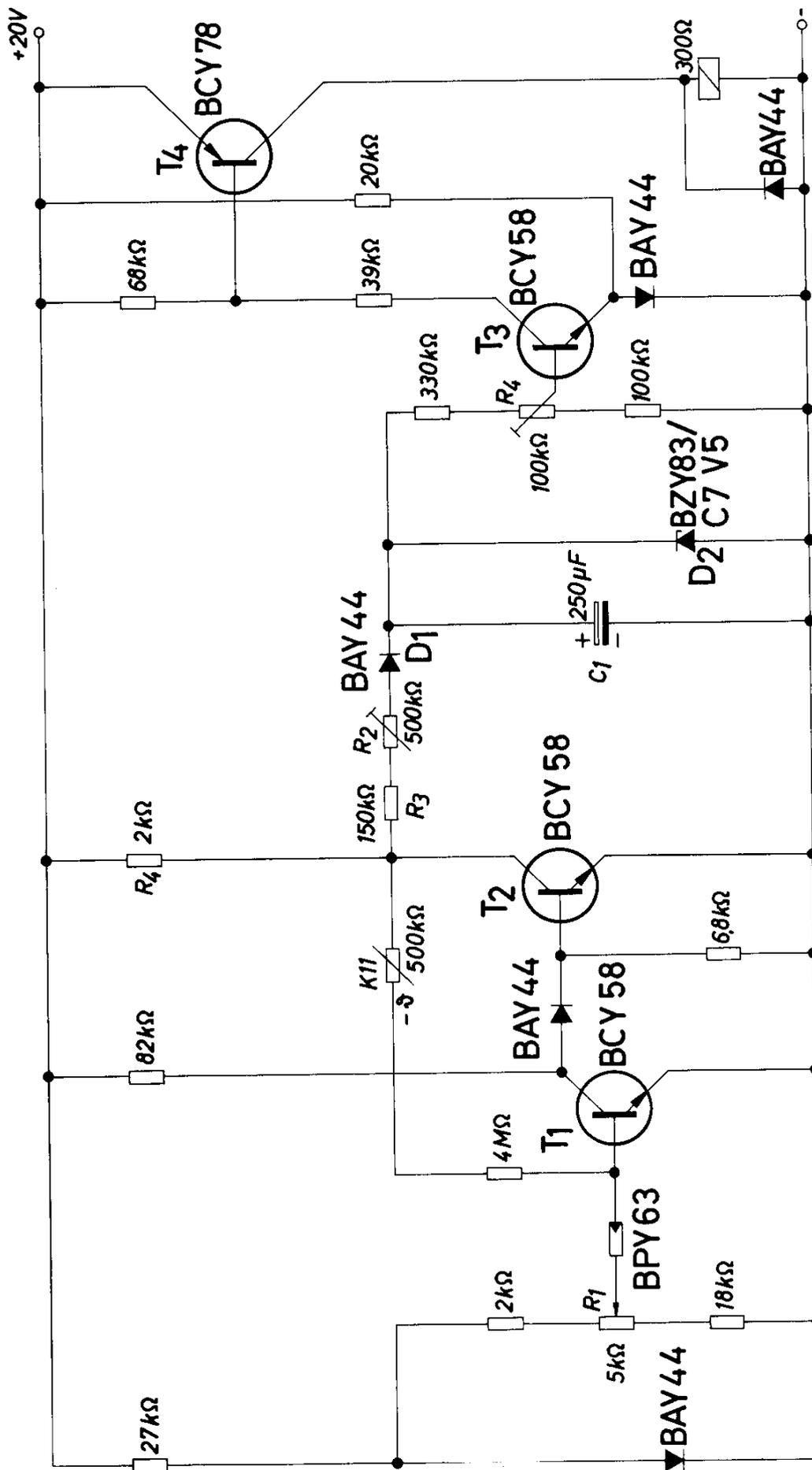


Bild 5.12.  
Dämmerungsschalter mit Verzögerung

dadurch konstant, unabhängig von Änderungen der Betriebsspannung. Als weiterer Vorteil ergibt sich, daß die Temperaturabhängigkeit der Eingangsempfindlichkeit des Transistors  $T_1$  kompensiert wird, wodurch der gesamte Fotoverstärker sehr temperaturstabil ist. Die Größe der Vorspannung und damit die Eingangsempfindlichkeit kann am Potentiometer  $R_1$  eingestellt werden. Bei Beleuchtung des Fotoelementes wird der Transistor  $T_1$  gesperrt, wodurch der Transistor  $T_2$  durchgesteuert wird. Der Kondensator  $C_1$  wird dann über die Widerstände  $R_2$ ,  $R_3$  und  $R_4$  und die Diode  $D_1$  aufgeladen. Über einen Spannungsteiler ist an diesen Kondensator ein Schaltverstärker angeschlossen. Sobald die Spannung am Kondensator  $C_1$  einen so hohen Wert erreicht hat, daß der Transistor  $T_3$  durchgeschaltet wird, zieht das Relais am Ausgang an. Der Kondensator lädt sich bis auf den Wert der Zenerspannung, der Zenerdiode  $D_2$  auf. Deshalb bleibt der Schaltverstärker zunächst noch durchgeschaltet, wenn die Beleuchtung des Fotoelementes am Eingang unterbrochen wird, bis die Spannung am Kondensator  $C_1$  soweit abgesunken ist, daß der Transistor  $T_3$  nicht mehr durchgeschaltet wird. Erst dann fällt das Relais am Ausgang ab. Die Ausschaltverzögerung wird also mit dem Potentiometer  $R_4$  eingestellt. Bei dieser sehr einfachen Verzögerungsschaltung sind die Einschalt- und die Ausschaltverzögerung voneinander abhängig, d. h. für die Einschaltverzögerung ist die Stellung der Potentiometer  $R_2$  und  $R_4$  maßgebend, während die Ausschaltverzögerung nur durch das Potentiometer  $R_4$  bestimmt wird. Deshalb muß bei Einstellung der Schaltung zuerst mit dem Potentiometer  $R_4$  die Ausschaltverzögerung eingestellt werden und dann erst mit dem Potentiometer  $R_2$  die Einschaltverzögerung nachgeregelt werden.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	20 V
Empfindlichkeit	10 Lux
Einschaltverzögerung	50 bis 70 s
Ausschaltverzögerung	30 bis 60 s

#### 5.11. Direkte Relaissteuerung mit Silizium-Fotoelement

Bei einer Beleuchtungsstärke von 10000 Lx liefert das Fotoelement BPY 45 eine so hohe elektrische Energie, daß ein Zwergpolrelais direkt angesteuert werden kann. Bedingung ist allerdings, daß der Widerstand der Relaiswicklung gleich dem für diese Beleuchtungsstärke für das Fotoelement gültigen optimalen Anpaßwiderstand ist; dieser hat im vorliegenden Fall den Wert von etwa 35  $\Omega$ , weshalb die drei Wicklungen eines serienmäßigen

Kleinpolelrelais in der im Bild 5.13 gezeigten Weise aneinandergeschaltet werden.

*Technische Daten*

Relais Trls 177u nach TBv 6771/16

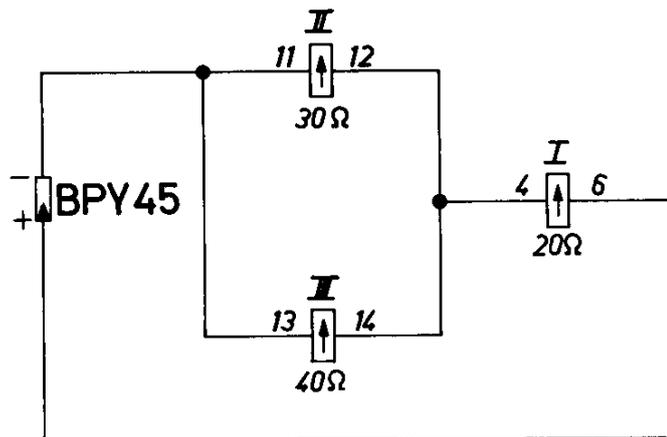


Bild 5.13.

Direkte Steuerung eines Relais mit Silizium-Fotoelement

## 6. Temperatur-Regelschaltungen

Bei der Meßwertwandlung in Temperatur-Regelschaltungen gewinnt neben dem Heißleiter auch der Kaltleiter zunehmend an Bedeutung. Kaltleiter aus halbleitenden keramischen Stoffen haben die Eigenschaft, daß der Widerstand innerhalb eines verhältnismäßig engen Temperaturbereiches sehr steil ansteigt. Dabei ergeben sich Temperaturkoeffizienten bis  $+50\%/^{\circ}\text{C}$ , d. h. daß bei einer Temperaturerhöhung von  $1^{\circ}\text{C}$  der Widerstandswert um  $50\%$  steigt. Bei einer Temperaturerhöhung von  $50^{\circ}\text{C}$  erhöht sich der Widerstand bis zu vier Zehnerpotenzen. Der halbleitende Werkstoff, der Kaltleiter, besteht aus einer dotierten ferroelektrischen Keramik, z. B. Bariumtitanat ( $\text{BaTiO}_3$ ). Durch die Dotierung erhält die Keramik, die an sich Isolationseigenschaften hat, eine Leitfähigkeit besonderer Art. Oberhalb der Curietemperatur steigt nämlich mit fallender Dielektrizitätskonstante der Widerstand steil an. Die Curietemperatur selbst — und damit der Bereich des Widerstandsanstieges — kann durch die Wahl der Materialzusammensetzung definiert eingestellt werden. Zur Zeit sind Kaltleiter mit Curietemperaturen von  $40, 60, 80, 120$  und  $180^{\circ}\text{C}$  lieferbar. Die Bauelemente haben meist die Form von Scheiben mit aufgelöteten Anschlußdrähten.

Daneben gibt es eine Ausführungsform, bei der die Kaltleiterpille in einem Glasgehäuse eingeschlossen ist, wie es ähnlich bei Dioden verwendet wird. Diese Form ist besonders für die Verwendung in Verbindung mit Flüssigkeiten geeignet, wofür in Kapitel 9 Beispiele angegeben werden. Die Kennliniensteilheit (Widerstandsanstieg) nimmt bei den Kaltleitern mit der Spannung ab (Varistoreffekt).

Kaltleiter können überall dort angewendet werden, wo eine Temperaturänderung in ein elektrisches Signal übergeführt werden soll. Dabei ist es möglich, den gesamten Widerstandsanstieg (Schaltereffekt) oder den in einem kleinen Temperaturbereich kontinuierlichen Anstieg auszunützen.

### 6.1. Einfacher Thermoschalter

Das Bild 6.1 zeigt einen einfachen Thermoschalter, der für Schalttemperaturen um  $20^{\circ}\text{C}$  geeignet ist. Bei einer Temperatur, die unter dem Schalttempunkt liegt, ist das Relais angezogen, weil der Transistor  $T_2$  über den Basiswiderstand von  $700\ \Omega$  durchgeschaltet ist. Die Versorgungsspannung für den Spannungsteiler, in dem der Heißleiter  $K$  15 als Temperaturfühler enthal-

ten ist, ist mit einer Zenerdiode stabilisiert. Sobald durch Temperaturanstieg der Spannungsteiler so stark verstimmt ist, daß der Transistor  $T_1$  Basisstrom erhält, fällt das Relais ab. In die Basisleitung des Transistors  $T_1$  ist eine Silizium-Diode geschaltet, deren Durchlaßcharakteristik einen Schwellenwert festlegt. Dadurch wird der Umschaltzeitpunkt besser definiert. Das rasche Umschalten wird durch den für beide Transistoren gemeinsamen Emitterwiderstand begünstigt. Sobald nämlich beim Abschalten der Strom durch den Transistor  $T_2$  sinkt, wird der Spannungsabfall am Emitterwiderstand kleiner. Dadurch sinkt der Spannungsbedarf des Transistors  $T_1$  und dieser schaltet rasch ganz durch. Zur besseren Sperrung des Transistors  $T_2$  ist in dessen Emitter eine Silizium-Diode in Durchlaßrichtung angeordnet. Um zu hohe Spannungsspitzen beim Abschalten des Relais vom Transistor  $T_2$  fernzuhalten, wurde eine Löschiode vorgesehen.

Da dieser Thermoschalter sehr einfach, robust und betriebssicher ist, eignet er sich für die verschiedenartigsten Anwendungen auch bei rauhem Betrieb. Wenn ein besserer Wärmekontakt zwischen Heißleiter und Meßobjekt erforderlich ist, kann auch der Typ K 252 mit Schraubbefestigung verwendet werden. Da es aus dieser Reihe allerdings keinen mit einem Kaltwiderstand von  $500 \Omega$  gibt, muß der Spannungsteiler etwas abgeändert werden, so daß z. B. der Typ mit einem Kaltwiderstand von  $1 \text{ k}\Omega$  verwendbar wird.

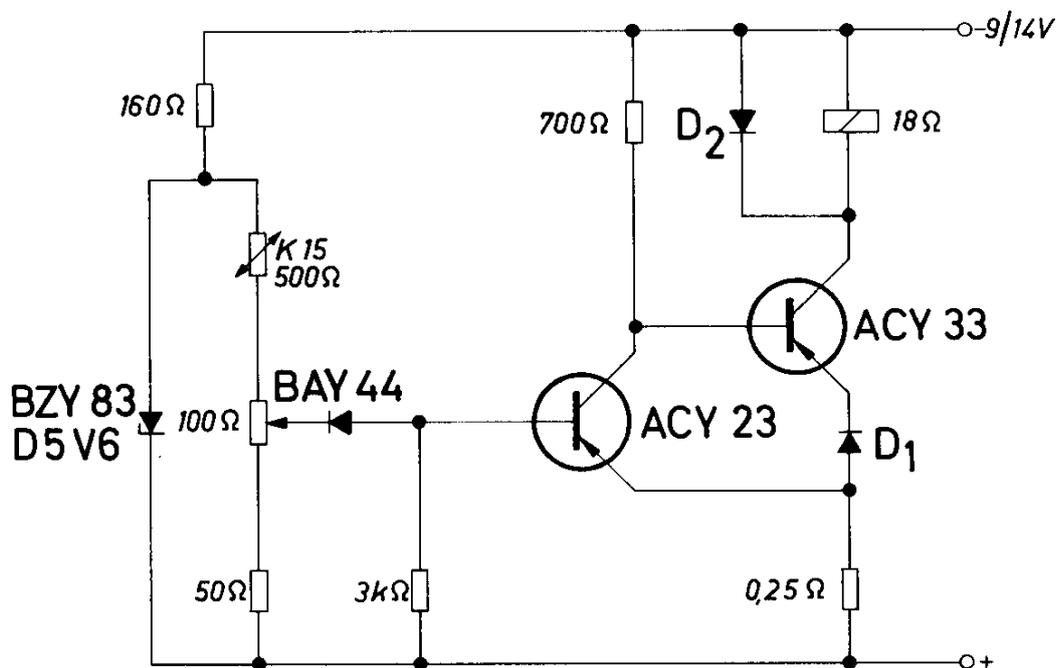


Bild 6.1.

Einfacher Thermoschalter

*Technische Daten*

Batteriespannung	9 V bis 14 V
Batteriestrom bei 12 V	etwa 0,65 A
Schalttemperatur	etwa 20 °C
Dioden D <sub>1</sub> und D <sub>2</sub> : Silizium-Kleingleichrichter V 23212-C 0810	

**6.2. Elektronische Steuerung für Klimaanlage**

Wenn die Heißeiterbrücke und die Temperaturregelschaltungen mit Wechselstrom betrieben werden, so kann eine hohe Empfindlichkeit bzw. eine sehr genaue Regelung erzielt werden, weil bekanntlich Wechselstromverstärker mit Transistoren wesentlich empfindlicher hergestellt werden können als Gleichstromverstärker.

Bei solchen Wechselstromverstärkern bereitet es allerdings Schwierigkeiten, die Signale für zu hohe und für zu niedrige Temperatur zu unterscheiden, weil in beiden Fällen Wechselspannungen im Brücken-Nullzweig auftreten, die gegeneinander eine Phasenverschiebung von 180° aufweisen. Eine Trennung dieser Signale ist nur durch eine phasenrichtige Gleichrichtung möglich, wie sie in der Schaltung nach Bild 6.2 angewendet ist. Die beiden Relais A und B werden mit je 2 entgegengesetzt gepolten Halbwellen der Netzspannung gespeist. Nur bei gleicher Polarität zwischen Eingangssignal und Speisespannung kann eines der beiden Relais ansprechen. Da an der Brücke, abhängig vom Wert der Meßtemperatur, Wechselspannungen mit 180° Phasenverschiebung auftreten, wird diese Bedingung einmal für das Relais A oder das Relais B erfüllt sein, je nachdem, ob die Meßtemperatur höher oder niedriger liegt als jene Temperatur, für die die Brücke abgeglichen ist. Es ist das Relais A angezogen, wenn die Meßtemperatur niedriger ist, und das Relais B, wenn sie höher ist. Um eine Phasendrehung im Verstärker zu verhindern, sind alle drei Stufen gleichstromgekoppelt. Aus verständlichen Gründen müssen die Versorgungsspannungen für den Verstärker und für die Brücke vom gleichen Übertrager abgenommen werden. Sie müssen jedoch voneinander galvanisch getrennt sein. Durch die Verwendung eines Heißeiters zur Stabilisierung der 1. Stufe arbeitet der Verstärker einwandfrei bei Umgebungstemperaturen zwischen -10 und + 50 °C.

*Technische Daten*

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Ansprechtemperatur, einstellbar	+ 15 bis + 35 °C
Ansprechgenauigkeit	≥ 0,15 grd
Zulässige Betriebstemperatur	- 10 bis + 50 °C

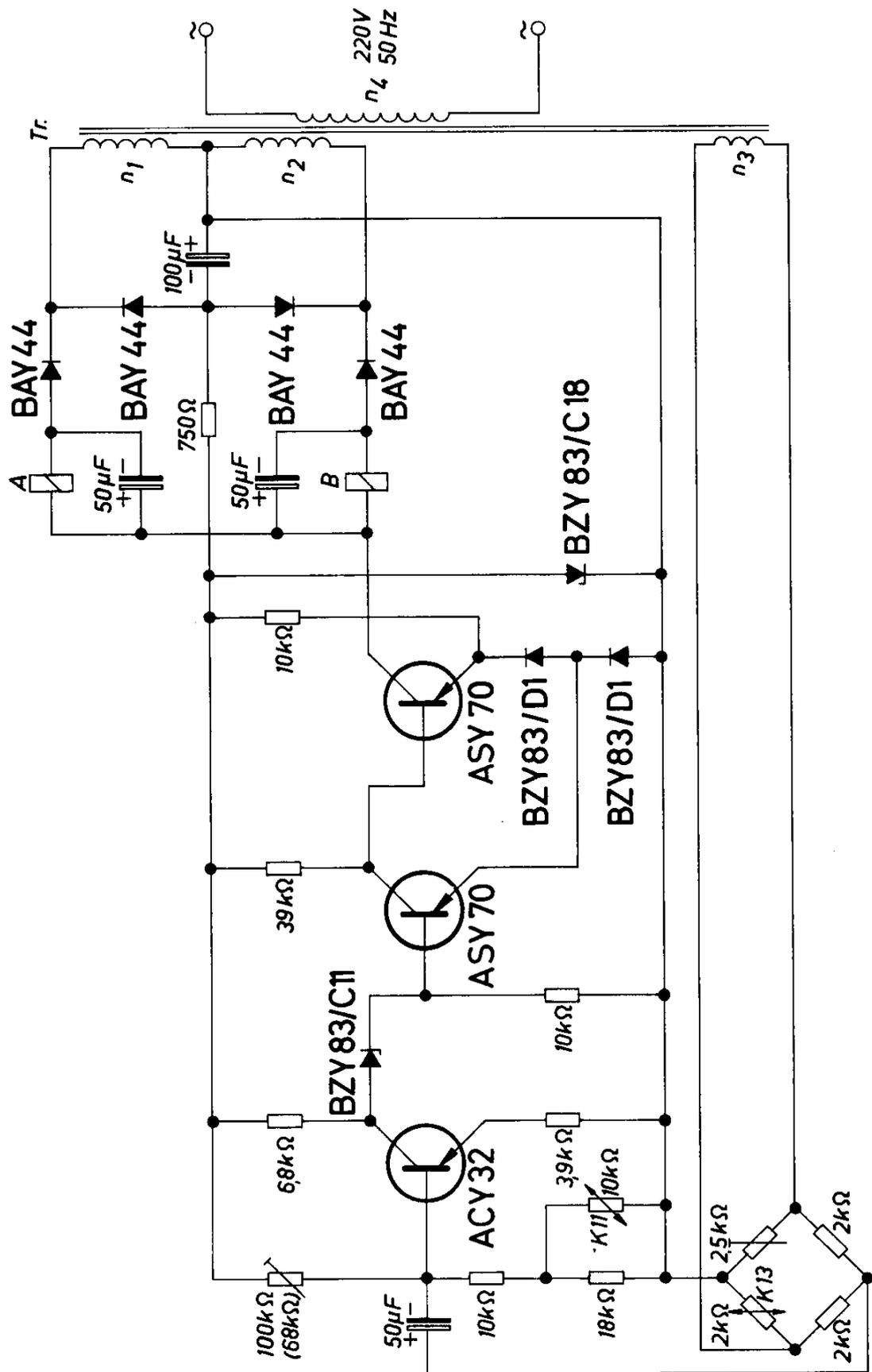


Bild 6.2.  
Elektronische Steuerung für Klimaanlage

Netztransformator:

M 42/15 Dyn.-Bl. III/0,5, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 390$  Wdg 0,2 CuL

$n_2 = 390$  Wdg 0,2 CuL

$n_3 = 360$  Wdg 0,15 CuL

$n_4 = 4300$  Wdg 0,1 CuL

### 6.3. Regelschaltung für Wohnraum-Heizung

Für die Heizungsregelung in Wohnräumen werden Temperaturregelschaltungen benötigt, deren Ansprechpunkt in der Gegend der normalen Raumtemperatur von  $22\text{ °C}$  in einem kleinen Bereich einstellbar ist. Außerdem soll die Schaltgenauigkeit bzw. die Differenz zwischen der Einschalt- und der Ausschalttemperatur einstellbar sein, um die unterschiedliche Trägheit der verschiedenen Heizungen ausgleichen zu können. Bild 6.3 zeigt eine Schaltung, bei der die Ansprechttemperatur von  $+20\text{ °C}$  bis  $+40\text{ °C}$  und die Schaltgenauigkeit zwischen  $\pm 0,6$  grad und  $\pm 3$  grad einstellbar ist.

Die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  und der Heißleiter  $Th$  bilden einen Spannungsteiler, der von einer mit einer Zenerdiode stabilisierten Spannung gespeist wird. Diese Zenerdiode soll auf ein Kühlblech montiert werden, damit deren Betriebstemperatur niedrig bleibt. Da die Zenerspannung temperaturabhängig ist, sinkt mit der Betriebstemperatur der Zenerdiode die Regelgenauigkeit der Schaltung.

Das Emitterpotential des an den Spannungsteiler angeschlossenen Schaltverstärkers ist mit Hilfe einer Zenerdiode auf den Wert von  $+7,5\text{ V}$  angehoben. Erst wenn an der Basis des ersten Transistors eine höhere Spannung als diese Schwellspannung auftritt, schaltet der Transistor durch. Dies ist dann der Fall, wenn der Widerstand des Heißleiters höher wird, d. h. wenn die Umgebungstemperatur einen bestimmten Wert unterschreitet. Dieser Ansprechwert kann mit dem Potentiometer  $R_1$  eingestellt werden. Wenn der erste Transistor durchgeschaltet ist, wird der zweite gesperrt, und das Relais fällt ab. Mit einem Ruhekontakt des Relais kann die Heizung geschaltet werden. Mit dem Widerstand  $R_3$  in der Emitterleitung kann die Schaltgenauigkeit eingestellt werden. Beim Maximalwert von  $30\ \Omega$  ergibt sich eine Genauigkeit von  $\pm 3$  grad, läßt man den Widerstand weg, so beträgt die optimale Genauigkeit  $\pm 0,6$  grad. Die Schaltfunktion des Relais läßt sich, bezogen auf die Umgebungstemperatur, umkehren, wenn man im Spannungsteiler den Heißleiter und die Widerstände miteinander vertauscht. Die hier gewählte Anordnung hat den Vorteil, daß der Meßfühler auf Massepotential gesetzt werden kann und im Fall einer Leitungsunter-

brechung zwischen Meßfühler und Schaltverstärker, d. h. bei Unterbrechung der Zuleitung zwischen dem Spannungsteiler und der Basis des Eingangs-Transistors, die Heizung abgeschaltet wird. In diesem Fall wird nämlich der zweite Transistor über den Widerstand  $R_4$  durchgeschaltet, wodurch das Relais anspricht und die Heizung abgeschaltet wird, weil ja, wie bereits erwähnt, dazu ein Ruhekontakt des Relais benutzt wird.

### Technische Daten

Betriebsspannung	30 V Gleichspannung oder 23 V Wechselspannung 50 Hz
Schaltbereich	20 bis 40 °C
Schaltgenauigkeit	$\pm 0,6$ bis $\pm 3$ grd

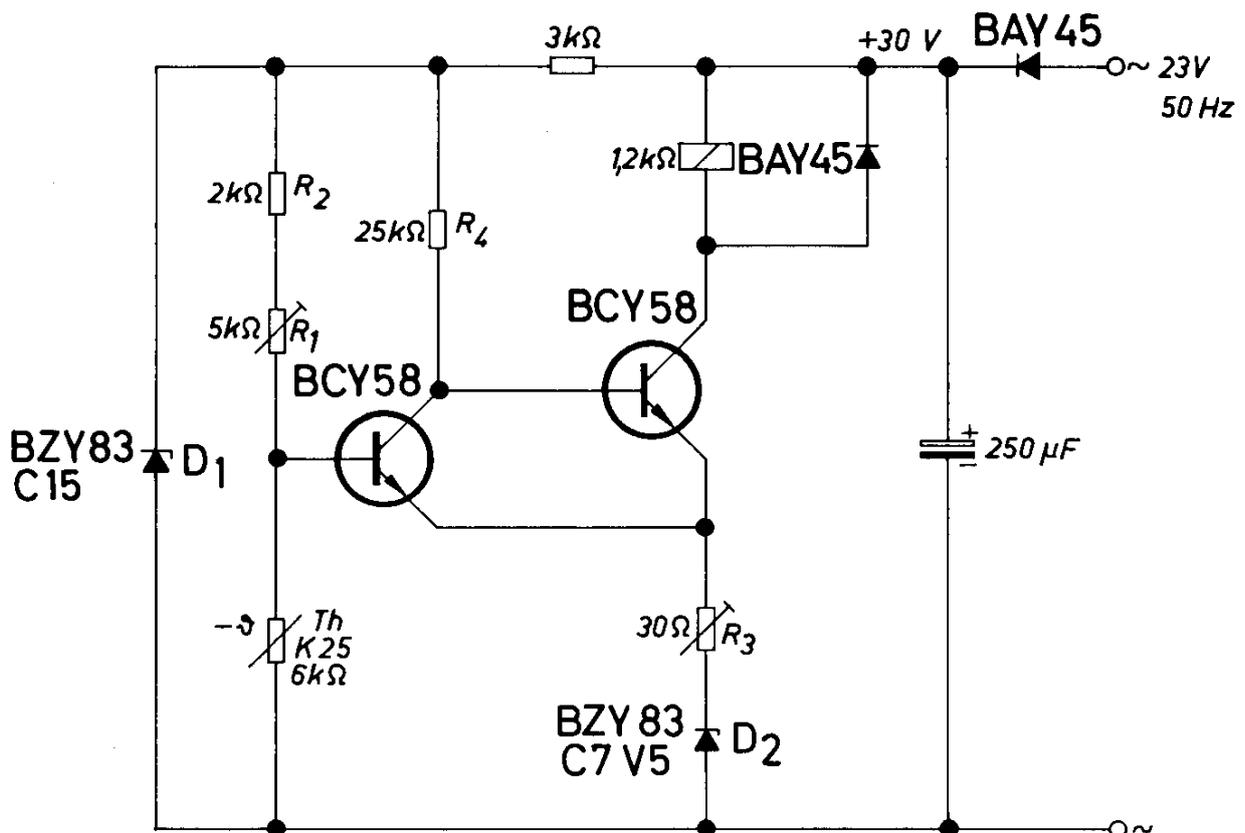


Bild 6.3.  
Regelschaltung für Wohnraumheizung

#### 6.4. Temperaturregelschaltung für Flüssigkeiten

Bei Flüssigkeiten wird die Temperatur am einfachsten dadurch geregelt, daß bei Erreichen einer bestimmten Temperatur die Heizung abgeschaltet und bei Absinken der Temperatur wieder eingeschaltet wird. Wegen der thermischen Trägheit der Flüssigkeit ergibt sich dabei keine sehr konstante Temperatur. Diesen Nachteil verringert eine Regelung der Größe der Heizleistung. Dies kann durch Vorschalten von Widerständen, durch Spannungsänderung an der Heizung oder durch Betrieb mit Stromimpulsen erfolgen. Im Beispiel nach Bild 6.4 ist der letztgenannte Fall verwirklicht.

Die Schaltung besteht aus einem astabilen Multivibrator mit den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ , dessen Tastverhältnis mit dem Widerstand  $R_1$  eingestellt werden kann. Es kann damit die Ansprechzeit des Relais im Kollektorkreis des Transistors  $T_2$  zwischen 0,6 und 12 s verändert werden. Die Impulspause ist konstant 5 s. Auf diese Weise wird die gewünschte Temperatur der Flüssigkeit vorgewählt, wobei die Ansprechzeit des Relais um so länger sein wird, je höher die gewünschte Temperatur ist. Die eingestellte Temperatur wird außerdem mit einem Heißleiterfühler K 273 überwacht. Er ist in einer Brücke mit dem Regelwiderstand  $R_2$  angeordnet, mit dem die Schalttemperatur eingestellt werden kann. Sobald die Temperatur unter diesen eingestellten Wert absinkt, wird der Transistor  $T_3$  durchgeschaltet, der den Multivibrator in der Form blockiert, daß das Relais ständig angezogen bleibt. Über einen Arbeitskontakt des Relais bleibt dann die Heizung ständig eingeschaltet, bis die gewünschte Temperatur wieder erreicht ist. Sobald dies der Fall ist, wird durch erneutes Anschwingen des Multivibrators die Heizungsleistung in der schon beschriebenen Form gesenkt.

An Stelle des Relais am Ausgang kann auch ein Leistungstransistor verwendet werden. Die Dimensionierung dieser Schaltstufe hängt aber sehr stark von der verwendeten Heizung und der Betriebsspannung ab.

Die Silizium-Dioden BAY 44 an den Basis-Elektroden der Transistoren schützen die Emitter-Basis-Diode vor zu hohen Sperrspannungen, weil der hierfür zulässige Wert bei diffundierten Transistoren klein ist.

##### *Technische Daten*

Betriebsspannung	220 V	50 Hz
einstellbare Temperatur	+ 25 °C bis + 95 °C	
Impulsdauer	0,6 bis 12 s	
Impulspause	5 s	

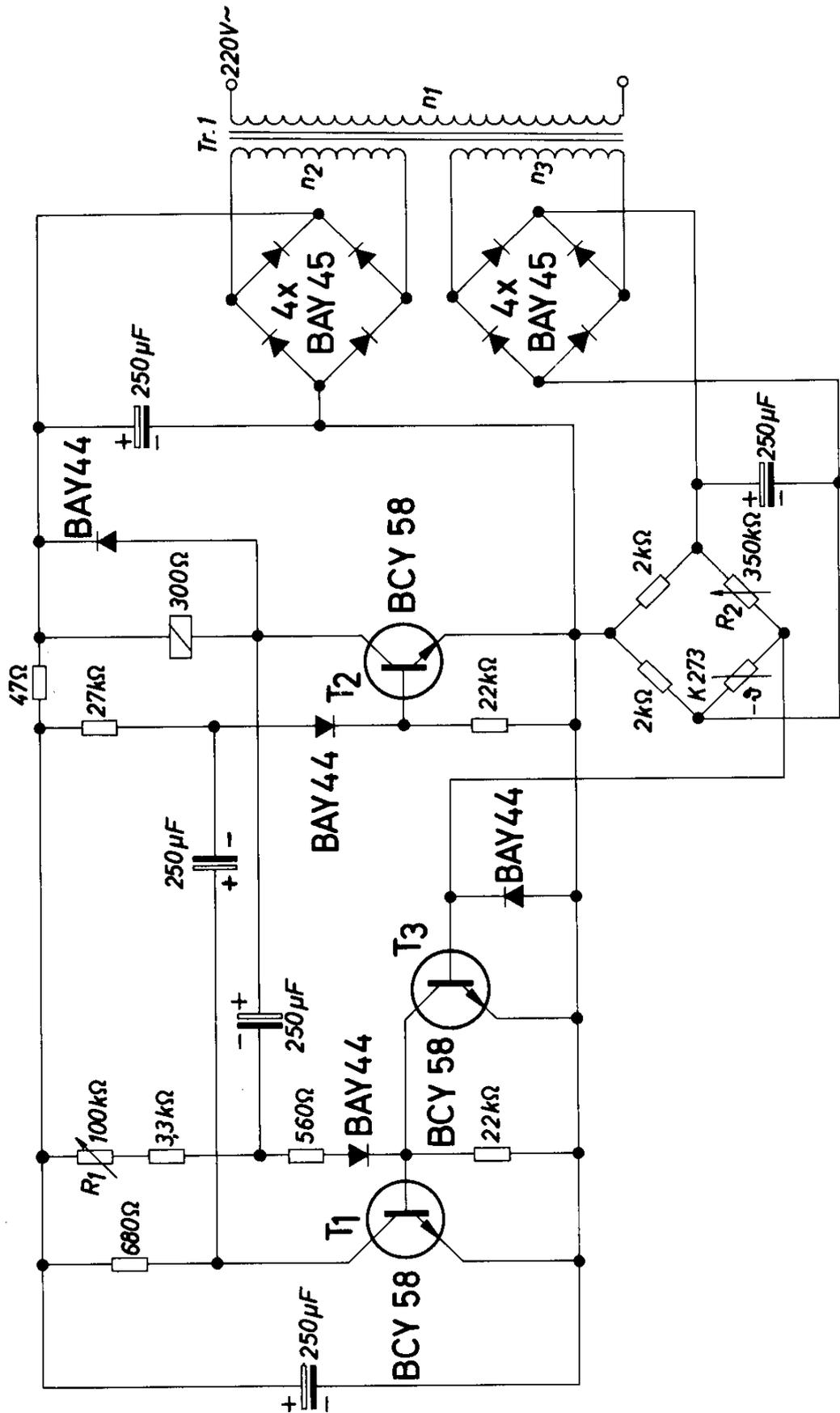


Bild 6.4.

Temperaturregelschaltung für Flüssigkeiten mit Stromimpulsen



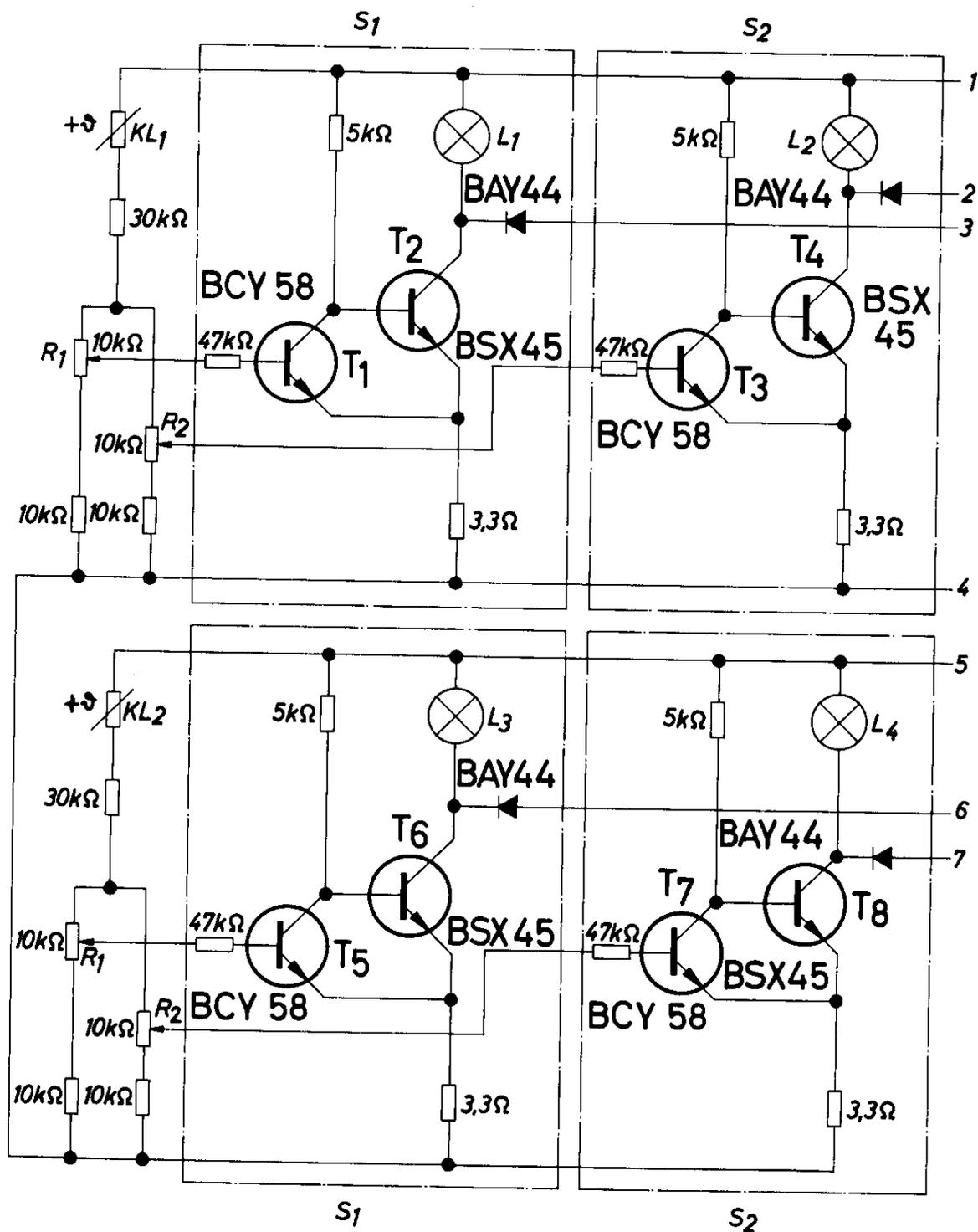
*Technische Daten*

Betriebsspannung für Brücke	20 V
Betriebsspannung für Schaltverstärker	12 V
Betriebsspannung für Thyristor-Tetrode	20 V 50 Hz
einstellbare Temperatur	60 bis 200 °C
Regelgenauigkeit	
bei 60 °C	< 1 grd
bei 150 °C	< 2 grd
bei 200 °C	< 5 grd

**6.6. Temperaturüberwachung mit Kaltleitern**

Temperaturüberwachungsschaltungen können auf den verschiedensten Gebieten angewendet werden, z. B. zur Überwachung von Motortemperaturen oder von Temperaturen in Kunststoffpressen. Meistens muß eine Vielzahl von Meßstellen überwacht werden. Deshalb muß die Schaltung so ausgelegt werden, daß viele Meßstellen mit einem geringstmöglichen Aufwand kontrolliert werden können. Dabei muß aber gewährleistet sein, daß auf einfache Weise festgestellt werden kann, an welcher Meßstelle eine zu hohe Temperatur aufgetreten ist, damit der Schaden rasch behoben werden kann. In der Schaltung nach Bild 6.6 sind diese Forderungen berücksichtigt. Als Temperaturfühler werden Kaltleiter verwendet, die bekanntlich ihren Widerstand ab einer bestimmten Temperatur sehr stark erhöhen (Sprungverhalten). Durch diese Eigenschaft gewährleisten sie auch eine sehr hohe Betriebssicherheit, weil z. B. bei Bruch einer Zuleitung eine hohe Temperatur vorgetäuscht wird, was in jedem Fall zur Auslösung des Alarms oder Abschaltung der Einrichtung führt. Eine Störung im Eingangskreis durch Kurzschluß tritt sicher wesentlich seltener auf.

Die Schalttemperatur wird im wesentlichen durch die Wahl des Kaltleiters bestimmt. In einem kleinen Bereich kann sie an den Potentiometern  $R_1$  und  $R_2$  zusätzlich eingestellt werden. Dabei wird am besten eine Einstellung gewählt, wonach der Schaltverstärker  $S_1$ , der an den Spannungsteiler mit dem Widerstand  $R_1$  angeschlossen ist, bereits bei einer niedrigeren Temperatur anspricht als der Schaltverstärker  $S_2$ , der an den Spannungsteiler mit dem Widerstand  $R_2$  angeschaltet ist. Der Schaltverstärker  $S_1$  liefert dann eine Vorwarnung, und nur wenn die Temperatur weitersteigt, wird die Hauptwarnung ausgelöst. An die beiden obengenannten Schaltverstärker sind weitere Verstärker  $S_3$  und  $S_4$  angeschaltet, mit denen Relais geschaltet werden. Mit diesen kann z. B. im Fall einer Motorüberwachung bei Hauptalarm der Motor abgeschaltet werden.



Eine Vergrößerung der Anzahl der Meßstellen wird in der einfachsten Form so durchgeführt, daß die Spannungsteiler mit dem Kaltleiter und die Schaltverstärker  $S_1$  und  $S_2$  mehrfach angeordnet werden. Die Schaltverstärker  $S_3$  und  $S_4$  brauchen bei einer beliebigen Anzahl von Meßstellen in jeder Anlage nur einmal vorgesehen werden, wobei alle Ausgänge der Schaltverstärker  $S_1$  und  $S_2$  an diese gemeinsamen Verstärker angeschlossen werden. Eine Ortung des aufgetretenen Fehlers, d. h. ein Feststellen, welche Meßstelle den Alarm ausgelöst hat, ist durch die Glühlampen an den Ausgängen der Schaltverstärker  $S_1$  und  $S_2$  leicht möglich.

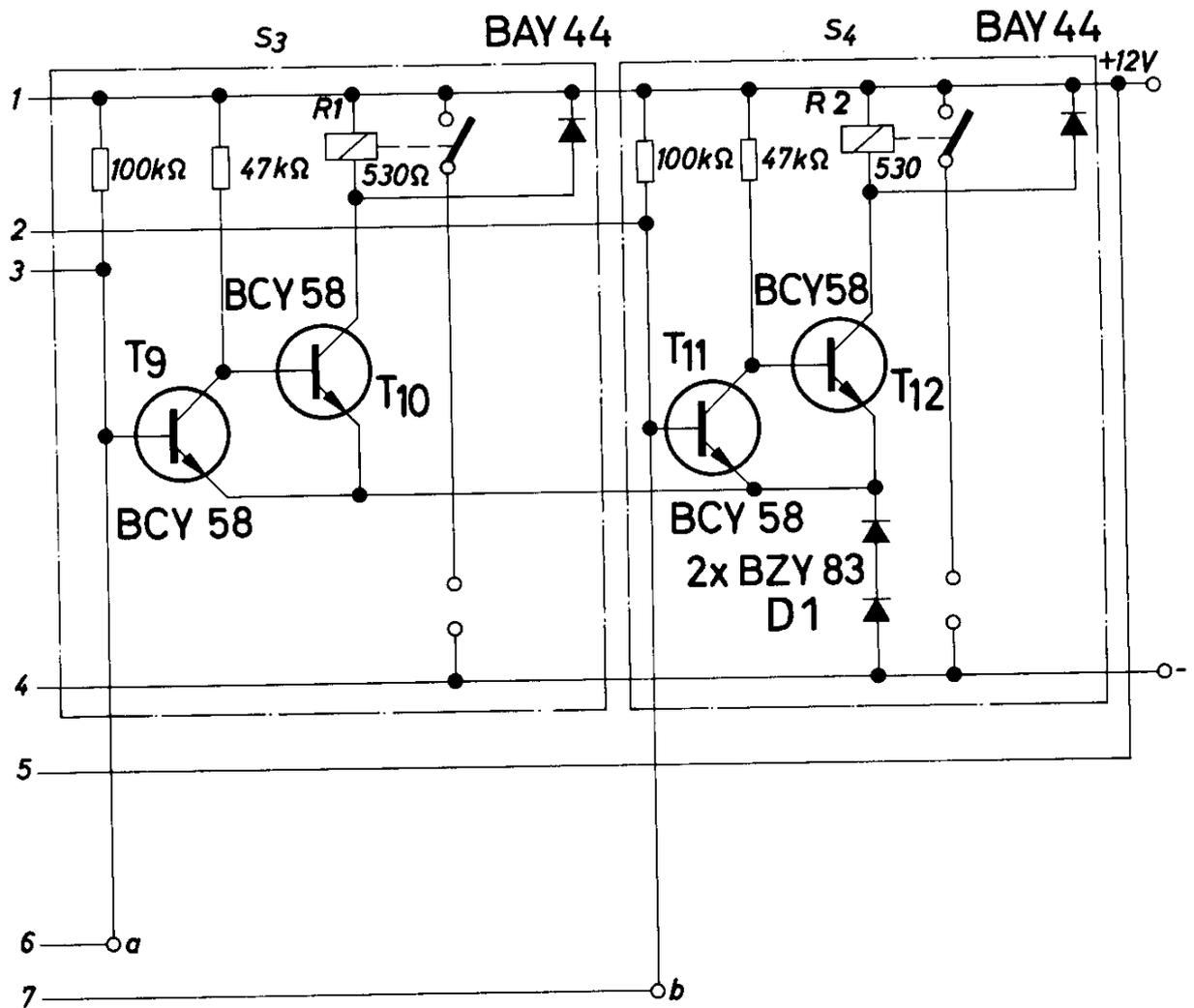


Bild 6.6.

## Temperaturüberwachung mit Kaltleitern

Da, wie bereits erwähnt, wegen des steilen Widerstandsanstiegs der Kaltleiter bei Erreichen einer bestimmten Temperatur die Schalttemperatur im wesentlichen durch die Wahl des Kaltleiters festgelegt ist, ergibt sich nur eine geringe Abhängigkeit der Ansprechpunkte von Änderungen der Betriebsspannung. Eine Konstanthaltung der Betriebsspannung, wie sie z. B. bei Betrieb von Heißleiterfühlern in Spannungsteilern erforderlich ist, muß hier nicht durchgeführt werden.

*Technische Daten*

Betriebsspannung

12 V

Betriebsstrom

11 bis 460 mA

Einstelltemperatur, abhängig vom verwendeten

Kaltleitertyp (P310-C11 bis P450-C11)

etwa 50 bis 220 °C

Umgebungstemperatur

0 bis 60 °C

## 7. Steuer- und Regelschaltungen

In diesem Kapitel werden Schaltungen beschrieben, die im weitesten Sinn für die Anwendung in der Steuerungs- und Regelungstechnik geeignet sind, also z. B. Überwachungsanlagen und Zählschaltungen.

### 7.1. Trennung von Sprach- und von Musikwiedergabe

Bei Wiedergabe von Sprache und Musik zeitlich nacheinander ist meist die mittlere Ausgangslautstärke bei Sprache höher als bei Musik. Die Spitzen der Ausgangsspannung bei Musikwiedergabe entsprechen etwa dem Mittelwert der Ausgangsspannung bei Sprachwiedergabe. Dies ist zugleich das einzige Kriterium, das für das Erkennen der beiden Nachrichteninhalte vorhanden ist. Das Erkennen kann z. B. zum Registrieren der Anzahl von Unterbrechungen von Musikwiedergaben, evtl. durch Ansagen neuer Titel o. ä., wichtig sein. Bei Hi-Fi-Geräten ist für Sprach- und Musikwiedergabe meist eine unterschiedliche Stellung der Klangregelglieder günstig. Es wäre grundsätzlich denkbar, daß eine Umschaltung dieser Regelglieder eine Verbesserung der gesamten Wiedergabequalität ermöglicht. In der Schaltung nach Bild 7.1 ist das Schaltkriterium die Sprach-Spannungsspitze. Für das Funktionieren der Anordnung ist Bedingung, daß die mittlere Spannung bei Sprache um mindestens 10 dB höher ist als bei Musik.

Das NF-Signal wird in einer Stufe verstärkt und dann durch eine Verdopplerschaltung gleichgerichtet. Das entstandene Gleichstromsignal wird in der zweiten Stufe weiter verstärkt.

Diese Verstärkerstufe wirkt als Schwellenwert-Verstärker, wodurch nur ausreichend hohe Eingangssignale — also die von Sprachspannungsspitzen hervorgerufenen — weiterverstärkt werden.

Das so angehobene Signal wird einem monostabilen Multivibrator zugeführt, in dem ein Relais enthalten ist; dieses spricht beim Eintreffen des ersten Eingangsimpulses an und bleibt während der Dauer von etwa 25 s angezogen. Dadurch wird ein ständiges Umschalten des Relais vermieden. Selbstverständlich können mit geeigneten Multivibratoren fast beliebige andere Verzögerungszeiten eingestellt werden.

Die Rückkopplung im Multivibrator erfolgt über eine Zenerdiode, weil dadurch Störimpulse, die mit der Versorgungsspannung ankommen können, wirkungslos bleiben. Die Störimpulse müßten die Größe der Zenerspannung dieser Diode erreichen, damit sie den Multivibrator beeinflussen

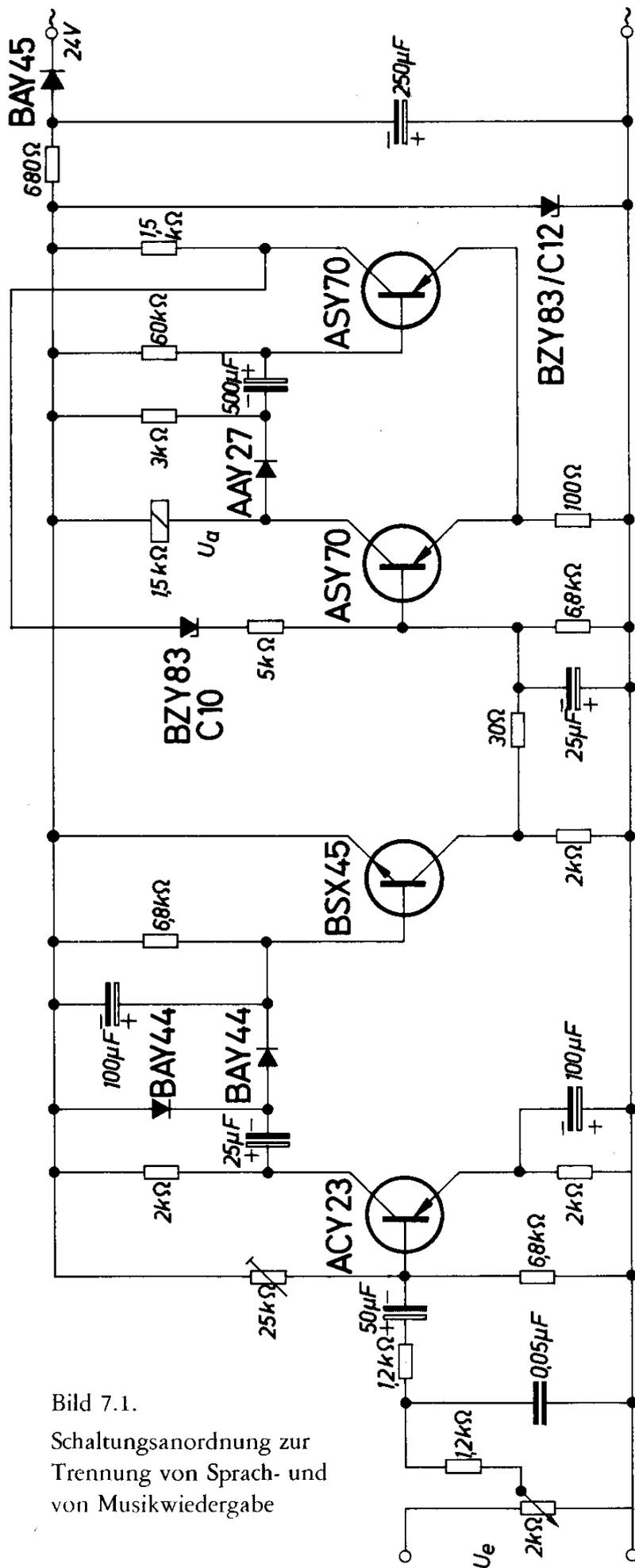


Bild 7.1.  
Schaltungsanordnung zur  
Trennung von Sprach- und  
von Musikwiedergabe

können. Die Betriebsspannung wird mit einer Zenerdiode konstant gehalten.

Bild 7.2 zeigt die Ansprechempfindlichkeit des Verstärkers in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Spannung  $U_e$  ist dabei jene Eingangsspannung, bei der am Ausgang das Relais anspricht.

### Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Ansprechempfindlichkeit bei 1000 Hz	80 mV
Eingangswiderstand bei 1000 Hz	1,2 k $\Omega$
Erforderliche Sprachüberhöhung	10 dB
Relais-Abfallverzögerung	25 s
Max. Umgebungstemperatur	60 °C

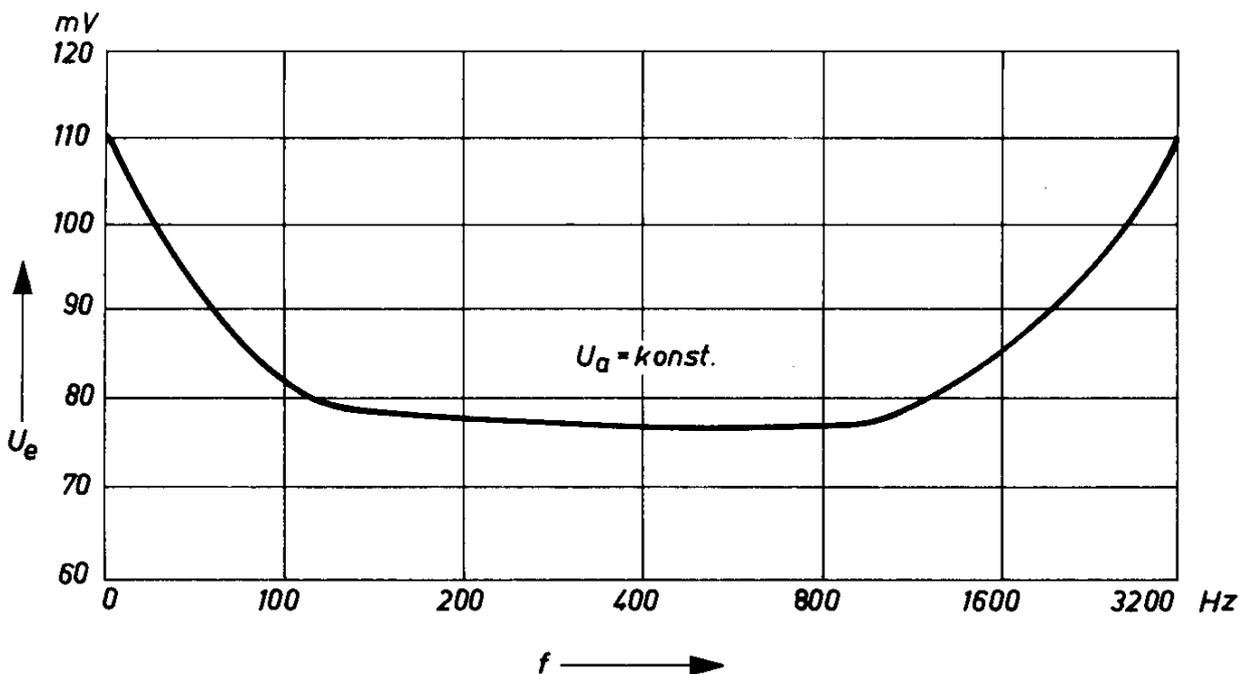


Bild 7.2.

Abhängigkeit der Ansprechempfindlichkeit von der Frequenz für Schaltung nach Bild 7.1

## 7.2. Störungsmeldeanlage

Die Schaltung nach Bild 7.3 zeigt eine Störungsmeldeanlage für bis zu 250 verschiedene Störstellen. Signalgeber sind dabei mechanische Kontakte, die bei einer Störung geschlossen werden. Um Aufwand zu sparen, wurden jeder Störstelle nur die unbedingt notwendigen Stufen zugeordnet und möglichst viele Funktionen in die Zentrale verlegt. Sobald eine Störung auftritt und einer der 250 Kontakte geschlossen wird, beginnen drei parallelgeschaltete Lampen zu blinken und eine Hupe ertönt. Wenn der Schaden nach kurzer Zeit von selbst wieder verschwindet, erlöschen die Lampen und verstummt die Hupe selbsttätig. Bleibt der Fehler bestehen, so kann mit einer Taste HT die Hupe abgestellt und mit einer anderen Taste RT das Blinklicht in ein Dauerlicht umgeschaltet werden. Das ist das Zeichen, daß an der Behebung des Fehlers gearbeitet wird.

Diese Funktionen werden mit zwei bistabilen Kippstufen (Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  bzw.  $T_7$  und  $T_8$ ), einem astabilen Multivibrator mit zwei Schaltstufen (Transistoren  $T_3$  bis  $T_6$ ) und einem Lampenschalter (Transistor  $T_9$ ) erfüllt. Dabei müssen lediglich die Transistoren  $T_7$ ,  $T_8$  und  $T_9$  für jede Störstelle einmal vorhanden sein, während alle anderen in jeder Anlage nur einmal benötigt werden.

Wenn keine Störung vorhanden ist, sind die Transistoren  $T_1$ ,  $T_3$  und  $T_4$  gesperrt und die Transistoren  $T_2$ ,  $T_5$  und  $T_6$  durchgeschaltet. Der Transistor  $T_1$  erhält Basisstrom über das Relais L und den Widerstand  $R_1$ , und der Transistor  $T_5$  über den Widerstand  $R_6$ . Dadurch ist auch der Transistor  $T_6$  durchgeschaltet, obwohl über diesen kein Strom fließt, weil keine Kollektorspannung anliegt. Der astabile Multivibrator kann nicht schwingen, weil der Transistor  $T_3$  gesperrt bleibt und deshalb auch über den Transistor  $T_4$  kein Strom fließen kann. Die Transistoren  $T_7$ ,  $T_8$  und  $T_9$  liegen im Ruhezustand an keiner Spannung.

Wenn jedoch z. B. durch Schließen des Kontaktes St 1 eine Störung angezeigt wird, so liegen die Transistoren  $T_7$ ,  $T_8$  und  $T_9$  des dieser Störstelle entsprechenden Verstärkers an der vollen Batteriespannung. Der Transistor  $T_8$  wird über den Kondensator  $C_2$  durch einen Stromimpuls durchgeschaltet und durch einen Strom über den Widerstand  $R_2$  in dieser Stellung gehalten. Durch eine Rückkopplung über den Widerstand  $R_3$  wird der Transistor  $T_7$  gesperrt. Der Transistor  $T_9$  wird über die Widerstände  $R_4$  und  $R_5$  durchgeschaltet, so daß die Lampen zunächst aufleuchten. Weil der Transistor  $T_7$  gesperrt bleibt, gelangt über die Diode  $D_2$  eine positive Spannung an die Basis des Transistors  $T_3$ , der damit durchgesteuert wird. Jetzt kann der astabile Multivibrator (Transistoren  $T_4$  und  $T_5$ ) zu schwingen beginnen, wodurch der Transistor  $T_6$  rhythmisch geöffnet und geschlossen wird. Dies

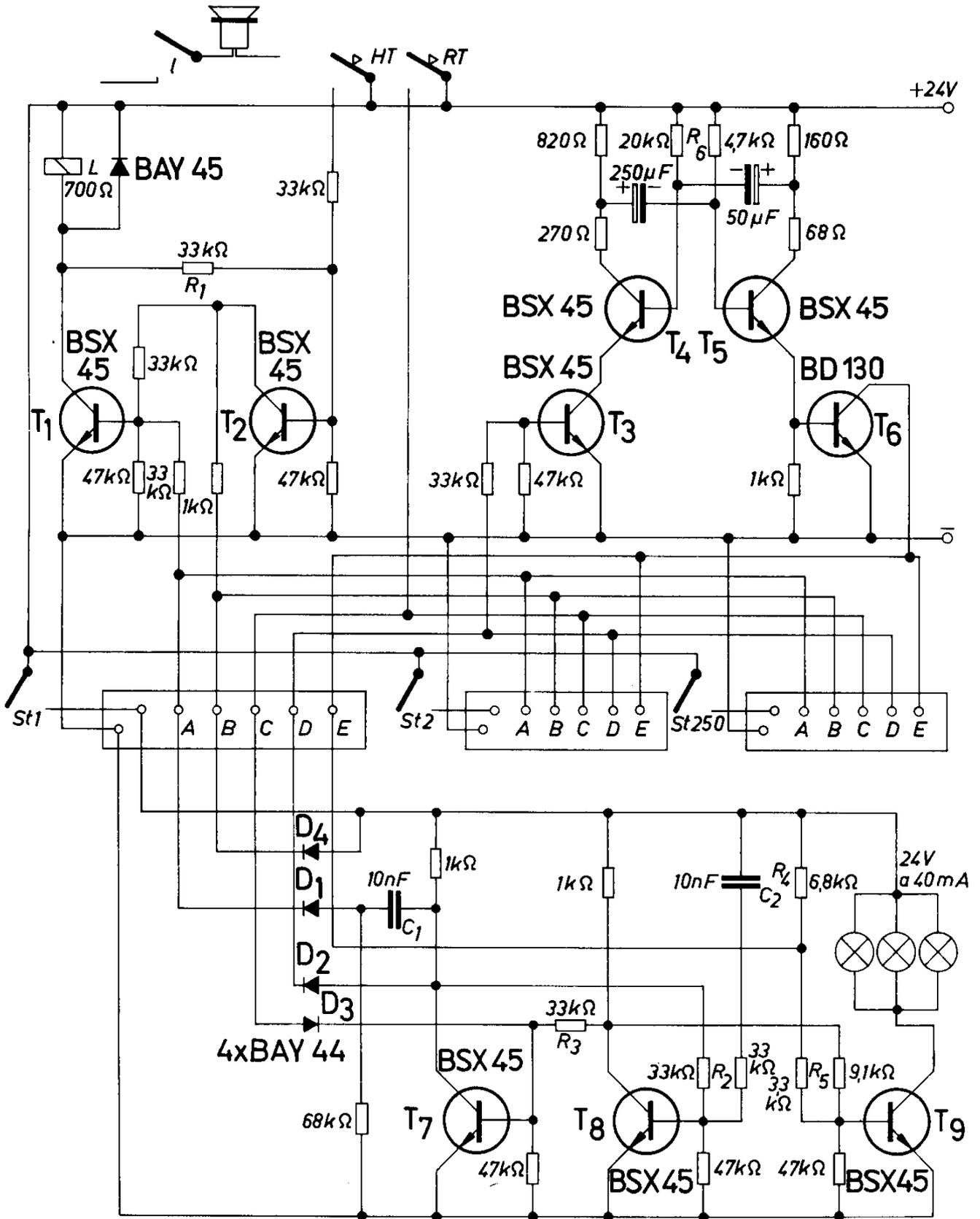


Bild 7.3.  
Störungsmeldeanlage für maximal 250 Störstellen

hat wiederum zur Folge, daß durch die Verbindung über den Kontaktpunkt E der Transistor  $T_9$  im gleichen Takt geschaltet wird, weil dessen Basis mit dem Minuspol verbunden ist, wenn der Transistor  $T_6$  durchschaltet. Der Transistor  $T_9$  ist dann während dieser Zeit gesperrt. So wird das Blinken der drei Anzeigelampen erreicht. Über den Transistor  $T_6$  müssen im Extremfall 250 Lampenschalter betätigt werden, weshalb hier ein Leistungstransistor erforderlich ist.

Die Hupe wird durch einen Stromimpuls über den Kondensator  $C_1$  und die Diode  $D_1$  eingeschaltet. Der Transistor  $T_1$  schaltet durch und das Relais L spricht an. Durch den Kontakt I dieses Relais wird die Hupe eingeschaltet. Der Transistor  $T_2$  wird durch die Rückkopplung über den Widerstand  $R_1$  gesperrt. Ausgeschaltet kann die Hupe mit der Taste HT werden. Beim Drücken dieser Taste wird der Transistor  $T_2$  durchgeschaltet und der Transistor  $T_1$  gesperrt. Der Kollektorstrom des Transistors  $T_2$  fließt über die Diode  $D_4$  und den Kontakt St 1.

Mit der Taste RT kann von Blinklicht auf Dauerlicht umgeschaltet werden. Wenn die Taste geschlossen wird, so wird der Transistor  $T_9$  über die Diode  $D_3$  durchgesteuert und der Transistor  $T_8$  gesperrt. Das Potential am Kollektor des Transistors  $T_7$  verändert sich gegen positive Werte, weshalb der Transistor  $T_3$  nicht mehr wie vorher über die Diode  $D_2$  durchgeschaltet werden kann.

Da jetzt der Transistor  $T_3$  wieder gesperrt ist, hört der astabile Multivibrator (Transistoren  $T_4$  und  $T_5$ ) zu schwingen auf und der Transistor  $T_9$  bleibt ständig durchgeschaltet, wodurch das gewünschte Dauerlicht erzielt wird.

Erst wenn die Störung beseitigt ist und der Kontakt St 1 wieder öffnet, erlischt auch dieses Dauerlicht und die ganze Anordnung kehrt in den Ausgangszustand zurück.

### 7.3. Spannungssollwert-Schalter

Die Schaltung nach Bild 7.4 eignet sich zum Überwachen eines Spannungssollwertes, der in einem bestimmten Bereich schwanken darf. Bei Unterschreitung oder Überschreitung dieser Grenzwerte spricht ein Relais am Ausgang an.

Wenn die Eingangsspannung  $U_e$  unterhalb des unteren Grenzwertes liegt, so fließt durch beide Zenerdioden  $D_1$  und  $D_2$  kein Strom und die Transistoren  $T_1$ ,  $T_2$  und  $T_3$  sind gesperrt. An den Eingang des Transistors  $T_4$  gelangt über die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  und die Diode  $D_3$  positives Potential, wodurch dieser durchgeschaltet und das Relais erregt ist.

Sobald die Eingangsspannung auf den unteren Grenzwert angestiegen ist, wird die Zenerdiode  $D_1$  stromdurchlässig, und der Transistor  $T_1$  wird

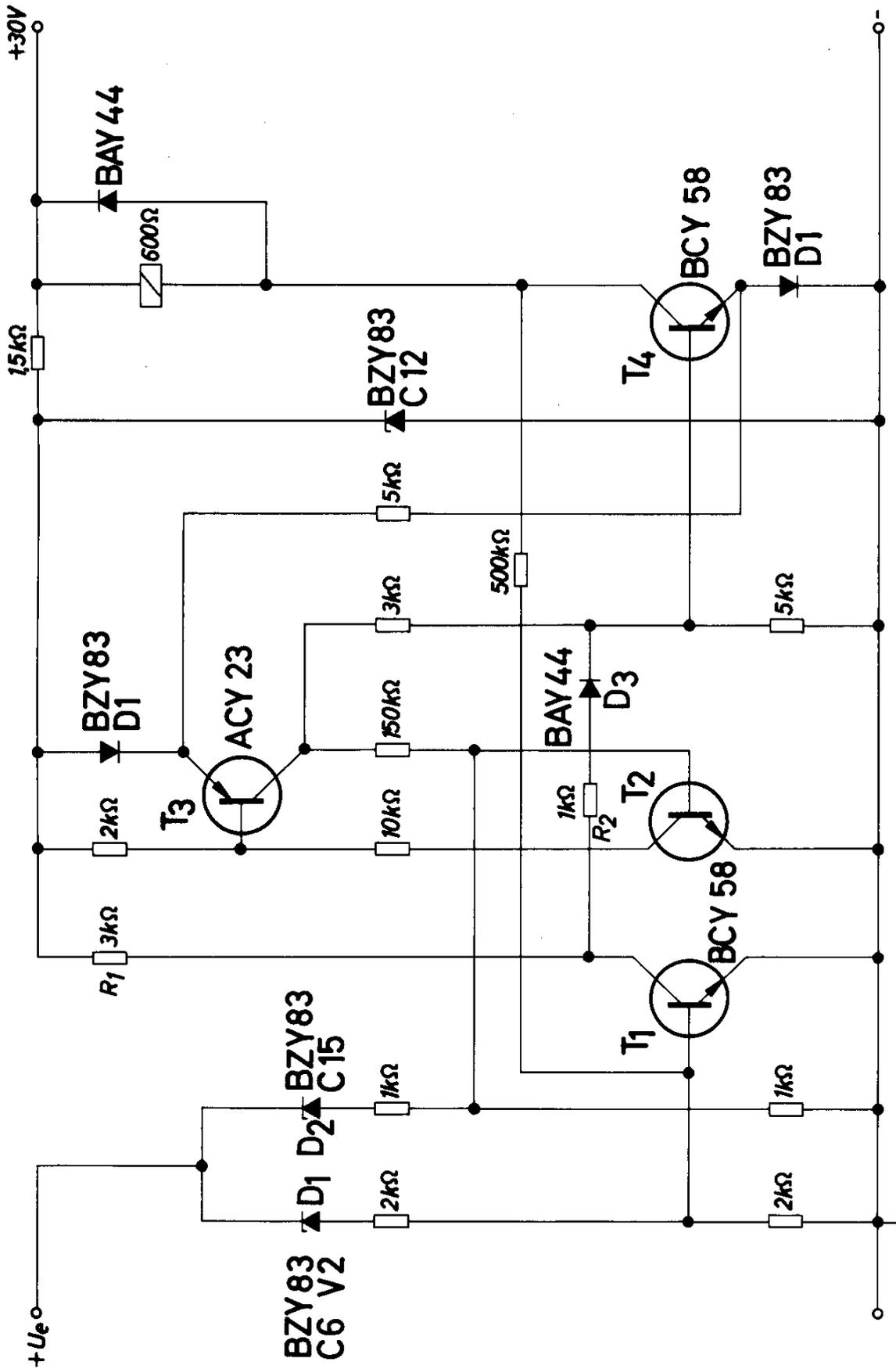


Bild 7.4.  
Spannungssollwert-Schalter

durchgeschaltet. Dadurch wird die Diode  $D_3$  in Sperrichtung vorgespannt und der Basis-Steuerstrom des Transistors  $T_4$  unterbrochen. Der Transistor  $T_4$  wird gesperrt, und das Relais fällt ab. Wenn die Spannung am Eingang weiter ansteigt und der obere Spannungsgrenzwert erreicht wird, fließt über die Zenerdiode  $D_2$  ein Strom, wodurch die Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  durchgeschaltet werden. Der Transistor  $T_3$  erhält die erforderliche Steuer-spannung über die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors  $T_2$ . Über den Transistor  $T_3$  wird der Transistor  $T_4$  erneut durchgeschaltet und das Relais spricht an.

Das Relais ist also nur dann nicht erregt, solange sich die Spannung  $U_c$  innerhalb eines bestimmten Bereiches bewegt. Sobald die Spannung unter den unteren Grenzwert absinkt oder über den oberen Grenzwert ansteigt, spricht das Relais an.

Die Spannungsgrenzwerte können bei einer geringfügigen Änderung der Eingangsschaltung einstellbar gemacht werden. Die Eingangsspannung  $U_c$  ist dann über Spannungsteiler an die Zenerdioden  $D_1$  und  $D_2$  zu legen.

Bei der in Schaltung nach Bild 7.4 angegebenen Eingangsschaltung sind die Spannungsgrenzwerte von der Zenerspannung der verwendeten Dioden abhängig, die in einem bestimmten Bereich streut.

Der Einfluß der Temperatur auf die Spannungsgrenzwerte ist gering. Die Änderung beträgt in einem Bereich von 25 bis 60 °C nur wenige Prozent.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	30 V
Betriebsstrom (Relais abgefallen)	etwa 15 mA
max. Eingangsspannung $U_c$	24 V
max. Umgebungstemperatur	60 °C
unterer Spannungsgrenzwert	etwa 6,2 V
oberer Spannungsgrenzwert	etwa 15 V
(beide abhängig von der tatsächlichen Zenerspannung der Dioden $D_1$ bzw. $D_2$ )	

#### 7.4. Impuls-Steuerschaltung

In einem unserer früheren Bände wurde die Schaltung einer elektronischen Zählleinheit mit Vorwahl angegeben. Diese liefert ein Ausgangssignal, wenn eine vorher eingestellte Anzahl von Eingangsimpulsen aufgetreten ist. Die Schaltung hat den Nachteil, daß beim Hintereinanderschalten von mehreren solcher Dekaden nicht jede beliebige Zahl eingestellt werden kann.

Die Schaltung nach Bild 7.5 erweitert die bekannte Anordnung so, daß z. B. bei drei hintereinandergeschalteten Dekaden alle Zahlen von 1 bis 999 eingestellt werden können.

Die Schaltung besteht aus einem astabilen Multivibrator als Impulsgeber. Dieser Multivibrator setzt sich aus drei Transistoren zusammen, wobei den eigentlichen Multivibrator die Transistoren  $T_6$  und  $T_7$  bilden. Der Transistor  $T_8$  entkoppelt den Kondensator  $C_2$ , wodurch das abgegebene Signal exakte Rechteckform erhält.

Die Impulse gelangen an den Eingang von drei hintereinandergeschalteten Zähldekaden mit Dioden-Matrix. Für diese Zähldekaden kann die bereits genannte Schaltung verwendet werden, es müssen lediglich die Rückstellstufe und der Schaltverstärker am Ausgang weggelassen werden. Die Zähldekaden geben bei Erreichen der vorgewählten Impulszahl am Ausgang einen positiven Impuls ab. Die Ausgänge der drei Dekaden sind parallel geschaltet und wirken so als UND-Schaltung. Nur wenn an allen drei Ausgängen gleichzeitig ein positives Signal auftritt, wird der Schaltverstärker mit den Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  durchgeschaltet, wodurch über die Thyristor-Tetrode BRY 20 das Relais zum Ansprechen gebracht wird. Auf diese Weise kann jede Zahl zwischen 1 und 999 eingestellt werden, wobei in der Dekade 1 die Einer-Stelle, in der Dekade 2 die Zehner-Stelle und in der Dekade 3 die Hunderter-Stelle eingestellt wird. Wenn z. B. die Zahl 325 eingestellt wird, so arbeiten alle drei Dekaden, bis die dritte Dekade drei Eingangsimpulse erhalten hat. Die zweite Dekade bleibt in der Position 2 stehen. Dies ist nach insgesamt 320 Eingangsimpulsen der Fall. Nach weiteren fünf Eingangsimpulsen tritt am Ausgang 5 der Dekade 1 (Schalter S 1) ebenfalls ein positiver Impuls auf. Da an den Schaltern S 2 und S 3 bereits positives Potential vorhanden ist, spricht der Schaltverstärker an. Über eine Diode wird ein zweiter Schaltverstärker angesteuert, mit dem der Impulsgeber blockiert wird. Es gelangen also keine weiteren Eingangsimpulse an die Zähldekaden.

Die Anordnung wird durch Schließen des Schalters S 4 in Betrieb gesetzt. Vorher ist es erforderlich, durch Drücken der Taste T die Ausgangsstufe des Schaltverstärkers in die Ruhestellung zu bringen. Eine solche Impulsschaltung kann z. B. zur Ansteuerung von Schrittmotoren verwendet werden.

### *Technische Daten*

Betriebsspannung                    12 V  
minimaler Lastwiderstand        5 k $\Omega$

Die Kapazität der Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  ist abhängig von der gewünschten Impulsfrequenz.

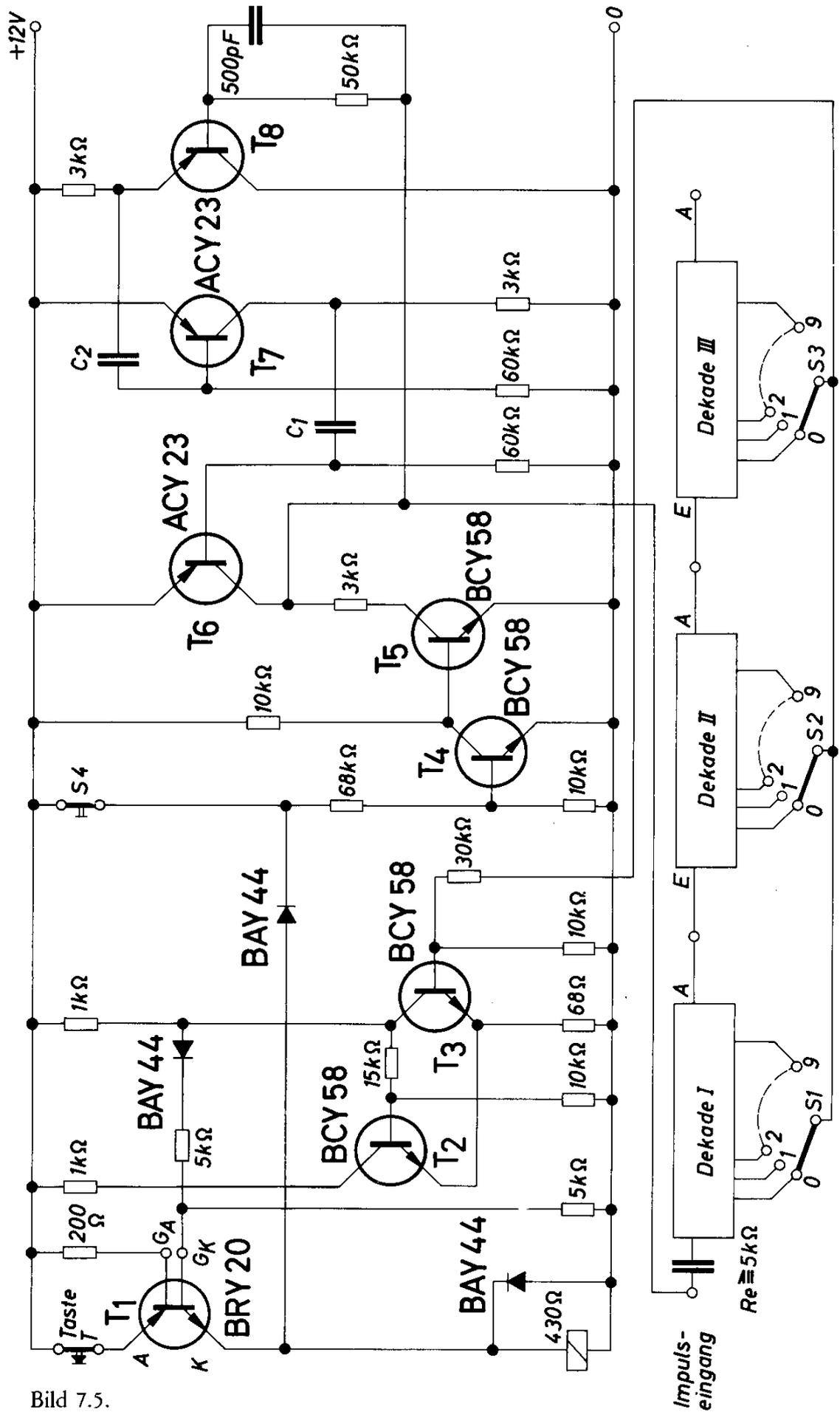


Bild 7.5.  
Impuls-Steuerschaltung

## 7.5. Impuls-Koppelschaltung

Es bereitet Schwierigkeiten, länger andauernde Rechteckimpulse für Gleichströme zu entkoppeln, ohne daß die Rechteckimpulse verzerrt werden. Meist erfolgt die Entkopplung mit einem Kondensator, der jedoch durch den Impulsstrom aufgeladen wird, wodurch die Amplitude des übertragenen Impulses mit steigender Impulsdauer kleiner wird.

Die Abflachung des Rechteckimpulses vermeidet die Koppelschaltung nach Bild 7.6. Parallel zum Eingang des Transistors ist eine Tunnel-Diode geschaltet. Durch einen positiven Eingangsimpuls über den Kondensator  $C_1$  wird der Transistor durchgeschaltet, und am Ausgang tritt ein Potentialsprung auf. Gleichzeitig wird die Tunnel-Diode durchgeschaltet, wenn der Eingangsimpuls größer ist als das Strom-Maximum der Tunneldiode. Über den Widerstand  $R_1$  bleibt die Tunnel-Diode stromdurchflossen, auch wenn durch Aufladung des Kondensators  $C_1$  der Impulsstrom abnimmt. Der Spannungsabfall an der Tunnel-Diode und der in Serie geschalteten Germanium-Diode reicht aus, um den Transistor dauernd durchzuschalten. Erst wenn der Eingangsimpuls abgeschaltet wird, gelangt über den Kondensator  $C_1$  ein negativer Impuls an den Eingang des Schaltverstärkers, wodurch die Tunnel-Diode wieder abgeschaltet wird. Gleichzeitig wird der Transistor

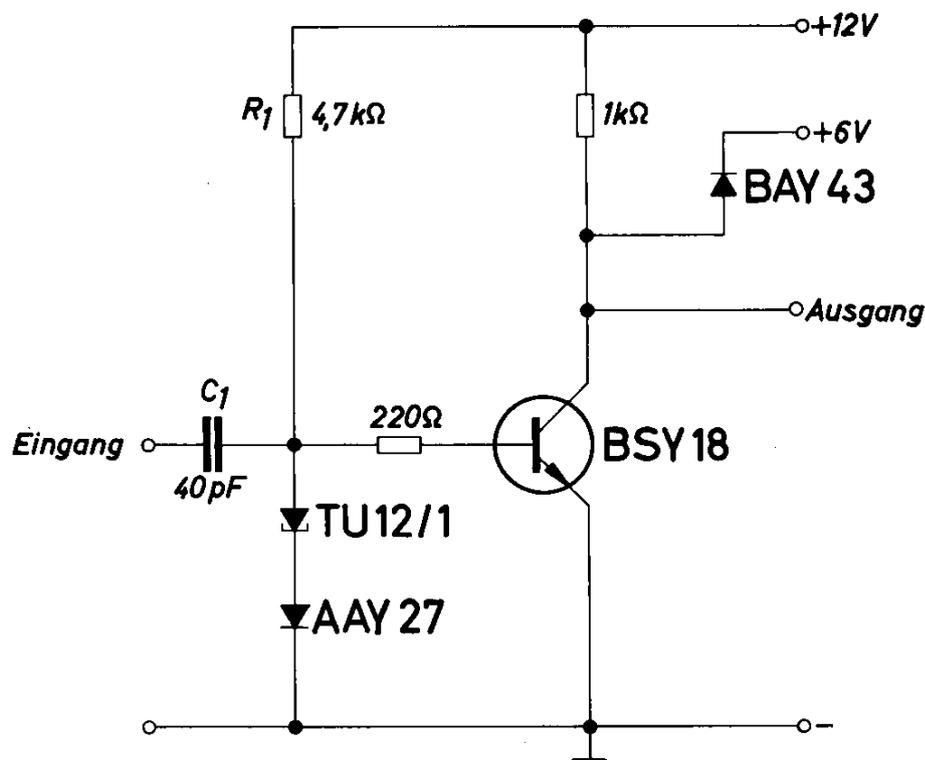


Bild 7.6.  
Impuls-Koppelschaltung

gesperrt, weil der Spannungsabfall an der Tunnel-Diode auf einen sehr kleinen Wert zurückgegangen ist. Am Ausgang tritt erneut ein Potential-sprung auf. Dadurch, daß der Transistor immer entweder voll durchge-steuert oder voll gesperrt ist, hat der Ausgangsimpuls eine exakte Rechteck-form, dessen Länge genau mit der Länge des Eingangsimpulses überein-stimmt. Die Betriebsspannung der Schaltung beträgt 12 V. Die Kollektor-spannung des Transistors wird aber über eine Diode im gesperrten Zustand auf einer Spannung von 6 V festgehalten, wodurch ein rasches Umschalten des Transistors erreicht wird.

#### *Technische Daten*

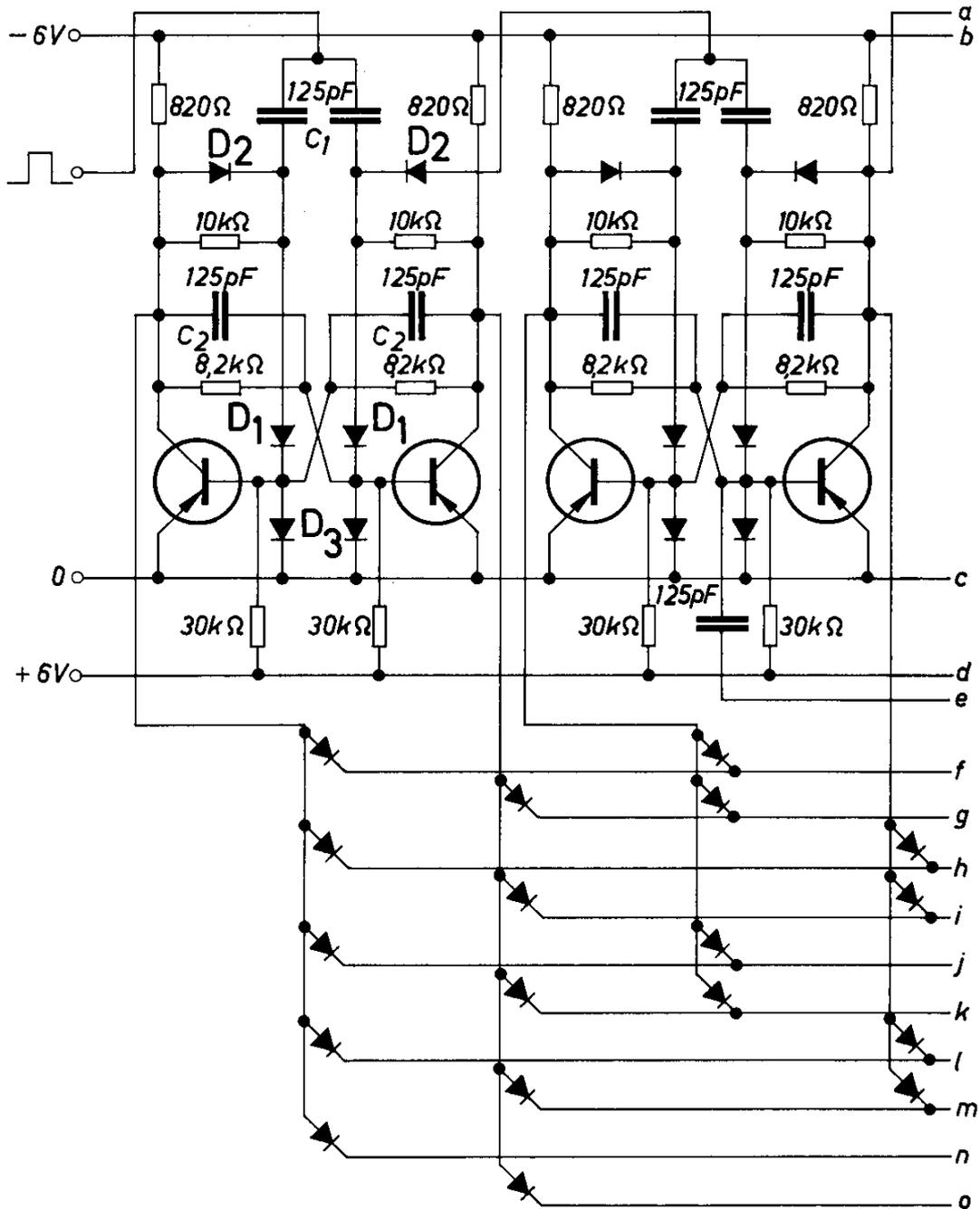
Betriebsspannung	6 und 12 V
Eingangsspannung	3 bis 20 V

#### 7.6. Dezimalzähler mit Dekodiermatrix

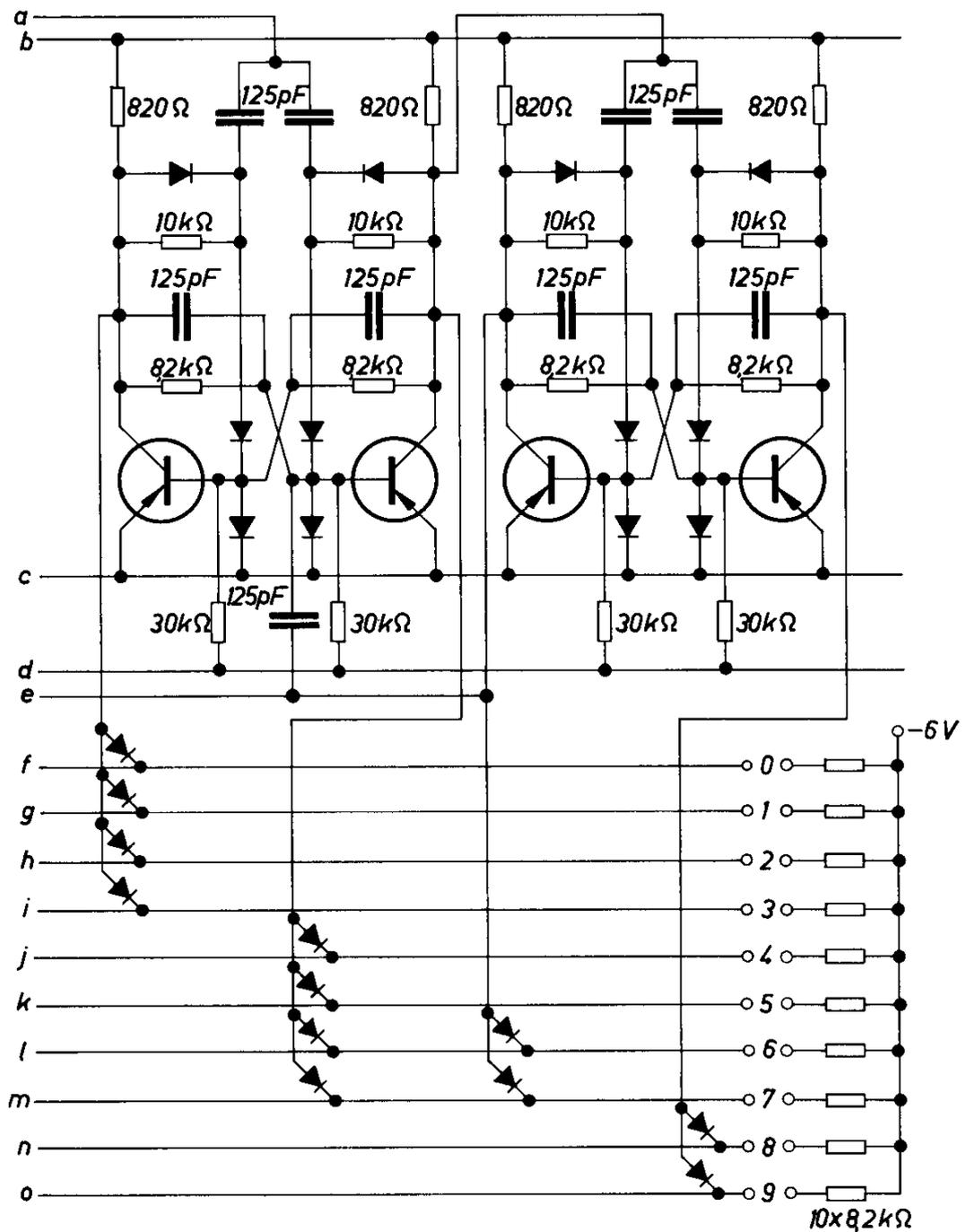
Der Dezimalzähler nach Bild 7.7 besteht aus vier bistabilen Multivibrato-ren, die so ausgelegt wurden, daß sie schnell umschalten und trotzdem unempfindlich gegen Störimpulse sind. Der positive Triggerimpuls gelangt über Kondensator  $C_1$  und Diode  $D_1$  an die Basis eines Transistors. Diese Diode ist über Widerstand  $R_1$  mit dem Kollektor des entsprechenden Transistors verbunden und dadurch so vorgespannt, daß der Triggerimpuls nur dann durchgelassen wird, wenn der Transistor durchgeschaltet ist, also am Kollektor nur eine niedrige Spannung anliegt. Dadurch ist gewährlei-stet, daß der Triggerimpuls immer dem Transistor zugeleitet wird, der umgeschaltet werden soll.

Dieser Umschaltvorgang wird dadurch begünstigt, daß Kondensator  $C_1$  über Diode  $D_2$  aufgeladen war. Beim Eintreffen des positiven Triggerim-pulses beschleunigt die Entladung des Kondensators  $C_1$  über den Eingang des Transistors dessen Umschaltung. Außerdem kommt natürlich noch der Entladestoß des Kondensators  $C_2$  dazu. Damit aber die Basis des gesperr-ten Transistors nicht zu stark vorgespannt bleibt, was den nächsten Ein-schaltvorgang stark verzögern würde, ist parallel zum Eingang jedes Transi-stors eine Diode  $D_3$  geschaltet, welche die Sperrspannung am Transistor-eingang auf den Wert der Durchlaßspannung dieser Diode begrenzt.

Die Dioden  $D_1$  und  $D_2$  haben noch eine weitere Aufgabe zu erfüllen. Sie liegen zwischen Kollektor und Basis eines Transistors und begrenzen des-halb die Sättigung des Transistors, während er durchgeschaltet ist. Dadurch wird die Abschaltzeit verringert. Diese Begrenzung der Sättigung ist um so wirksamer, je kleiner die Durchlaßspannung der Dioden ist.



Alle Dioden: AAY 27  
 Alle Transistoren: ASY 27



Alle Dioden: AAY 27  
 Alle Transistoren: ASY 27

Bild 7.7.  
 Dezimalzähler mit Dekodiermatrix

Mit diesen Maßnahmen wird erreicht, daß auch bei Verwendung von legierten HF-Transistoren eine Impulsfolgefrequenz von 0,5 MHz verarbeitet werden kann. Bei der Verwendung von bistabilen Multivibratoren in der üblichen Schaltung kann nur eine Folgefrequenz von etwa 100 kHz erreicht werden.

Eine Zählkette mit vier Multivibratoren würde erst nach  $2^4 = 16$  positiven Impulsen am Eingang wieder in die Ausgangslage zurückkehren. Deshalb sind in der vorliegenden Schaltung Rückführungen vorgesehen, mit deren Hilfe der Anfangszustand bereits nach spätestens 10 Impulsen wiederhergestellt wird.

In vielen Fällen ist es erwünscht, durch Vorwahl eine bestimmte Zahl einstellen zu können, bei deren Erreichen der Zählvorgang beendet werden soll und unter gleichzeitiger Abgabe eines Ausgangsimpulses die Dekade wieder in die Ausgangsstellung gebracht wird. Dieses Problem ist hier durch eine geeignete Dioden-Matrix gelöst. Mit einem Stufenschalter können die Ziffern 0 bis 9 vorgewählt werden. Erreicht der Zählerstand die vorgewählte Zahl, so entsteht ein Ausgangssignal von etwa  $-6$  V. In allen anderen Zählerstellungen hat das Ausgangssignal nur eine Größe von etwa 0,5 V.

#### Technische Daten

Batteriespannungen	+6 V $\pm$ 10 %
	-6 V $\pm$ 5 %
Batterieströme	1,4 mA (+6 V)
	29 mA (-6 V)
Höhe des Triggerimpulses	6 V $\pm$ 15 % ( $R_i = 50 \Omega$ )
Flankensteilheit des Triggerimpulses	$\leq 50$ ns
Breite des Triggerimpulses	$\leq 300$ ns
Max. Zählfrequenz	0,5 MHz

## 8. Motor-Steuerschaltungen

Halbleiterbauelemente eignen sich sehr gut für Motorsteuerungen, z. B. zum Beeinflussen der Drehrichtung von Gleichstrom-Motoren. Dies soll anhand einiger Beispiele veranschaulicht werden. Darüberhinaus wird auch noch eine elektronische Synchronisier-Schaltung beschrieben.

### 8.1. Elektronische Synchronisier-Schaltung

Um zwei Wechselstromgeneratoren zusammenschalten zu können, müssen sie die gleiche Drehzahl und gleiche Augenblickswerte der Ausgangsspannung (gleiche Phasenlage) haben. Für 50-Hz-Generatoren kann noch die bekannte Hell- oder Dunkelschaltung mit Glühlampen verwendet werden, weil die obengenannte Forderung für eine ausreichend lange Zeit (Größenordnung  $\frac{1}{10}$  Sekunde) gegeben ist. Bei Generatoren mit viel höheren Frequenzen, z. B. 400 Hz, ist eine elektronische Synchronisier-Schaltung erforderlich. In der Schaltung nach Bild 8.1 werden die beiden Ausgangsspannungen der Generatoren über Transformatoren an je einen Eingang eines Differentialverstärkers gelegt. Solange die Augenblickswerte der Spannungen nicht übereinstimmen, gibt der Differentialverstärker Impulse ab, deren Breite der Phasendifferenz zwischen den beiden Eingangsspannungen entspricht. Diese Impulse haben Rechteckform, weil durch eine starke Beschneidung der sinusförmigen Eingangsspannung mit Hilfe von Zenerdioden die Eingangssignale ebenfalls Rechteckform haben. Abhängig von der Phasenlage der beiden Eingangsspannungen können die Ausgangsimpulse des Differentialverstärkers negatives oder positives Potential haben. Sie werden deshalb in einer Brückenschaltung gleichgerichtet und einem Schaltverstärker zugeführt. Um zu vermeiden, daß bei einem einmaligen Null-Durchgang der Phasendifferenz der Schaltverstärker bereits anspricht, ist am Eingang des Schaltverstärkers der Siebkondensator  $C_1$  angeordnet. Erst wenn die Phasengleichheit über mehrere Perioden gewährleistet ist, wenn also auf jeden Fall die gleiche Drehzahl der beiden Generatoren gewährleistet ist, spricht der Schaltverstärker an.

Anstelle des Schaltverstärkers kann nach dem Brückengleichrichter ohne Siebglied auch ein Meßinstrument angeschlossen werden. Die Anzeige dieses Instruments ist dann proportional dem Phasenwinkel zwischen den beiden Meßspannungen, weil, wie bereits erwähnt, die Breite der vom Differentialverstärker abgegebenen Impulse diesem Phasenwinkel entspricht.



*Technische Daten*

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Eingangsspannung	10 V
Eingangsleistung	2,5 W
Frequenzbereich der Meßspannungen	250 bis 500 Hz

## Transformatoren

Tr 1 und Tr 2: El 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 640 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 130 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$$

Tr 3: M 65/27, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 1550 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 250 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 200 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL}$$

**8.2. Steuern eines Stellmotors mit Fotoelementen**

Die Schaltung nach Bild 8.2 enthält zwei Fotoelemente, bei deren Beleuchtung ein Stellmotor eine Drehbewegung in einer bestimmten Richtung ausführt. Bei einer Beleuchtung eines der beiden Fotoelemente mit einer Lichtstärke von mehr als 200 Lx spricht die an das Fotoelement angeschaltete Triggerschaltung an. Über eine Endstufe, die mit komplementären Transistoren, also mit einem pnp- und einem npn-Transistor (Pärchen) bestückt ist, erhält der Kollektor so lange eine Spannung, bis die Beleuchtung der Fotozelle unter den Schwellwert von 200 Lx absinkt. Das Potential am Motor ist davon abhängig, welche der beiden Fotozellen beleuchtet ist. Man kann die Wirkungsweise der Komplementär-Endstufe mit der Endstufe in eisenlosen NF-Verstärkern vergleichen, bei denen ebenfalls die Komplementär-Transistoren mit einem gleichphasigen Eingangssignal angesteuert werden und dabei an den Lautsprecher ein Wechselstromsignal abgeben. Die Ansprechempfindlichkeit des Triggers kann mit den Widerständen  $R_1$  eingestellt werden.

**8.3. Steuern der Laufrichtung von Kleinmotoren**

Die Schaltung nach Bild 8.3 ermöglicht die Umschaltung der Laufrichtung eines Kleinmotors bei Verwendung einer einzigen festen Betriebsspannung. Sie ist geeignet für Motoren bis zu einem Betriebsstrom von 100 mA.

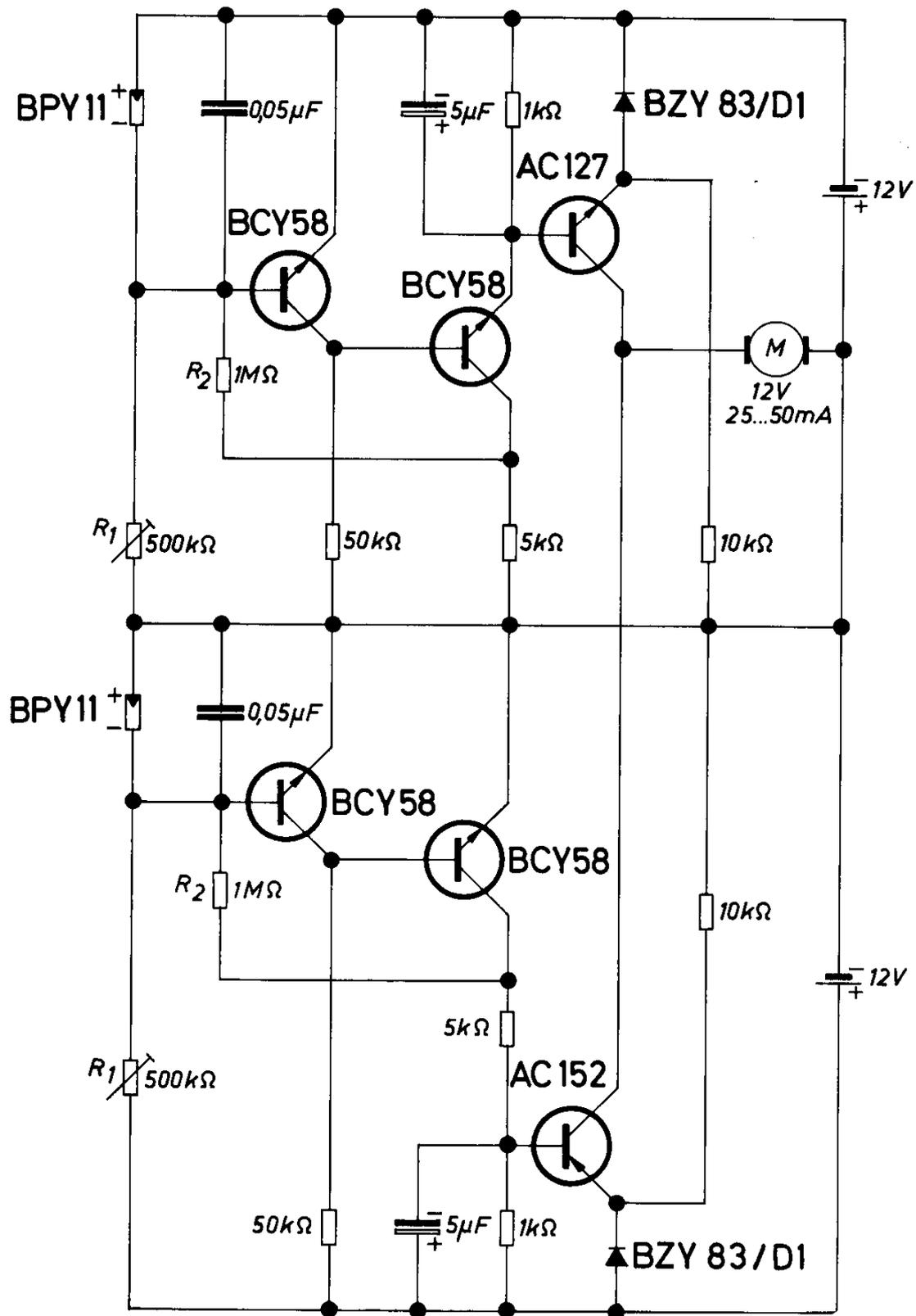


Bild 8.2.  
Anordnung zum Steuern eines Stellmotors mit Fotoelementen

Die Schaltung besteht aus einer Brücke mit vier Transistoren. Durch Anlegen negativer Impulse am Eingang A oder Eingang B werden entweder die Transistoren  $T_1$  und  $T_3$  oder die Transistoren  $T_2$  und  $T_4$  durchgeschaltet.

Gelangt z. B. ein negativer Impuls von mindestens 1,5 mA an die Basis des Transistors  $T_1$ , so wird dieser durchgeschaltet, und das Potential an dessen Kollektor verändert sich nach positiven Werten. Dadurch wird zunächst der Transistor  $T_2$  gesperrt, weil das Potential an dessen Emitter durch den Spannungsabfall am Widerstand  $R_1$  angehoben wird. Das Potential am Kollektor des Transistors  $T_2$  verändert sich gegen negative Werte, wodurch wegen der Verkopplung über den Widerstand von 10 k $\Omega$  an die Basis des Transistors  $T_4$  ein Sperrsignal gelangt. Auf einem ähnlichen Weg gelangt an die Basis des Transistors  $T_3$  vom Kollektor des Transistors  $T_1$  ein Signal positiver Polarität, das den npn-Transistor  $T_3$  durchschaltet. Durch diese Verkopplungen wird ein rasches Umschalten der Transistoren ermöglicht.

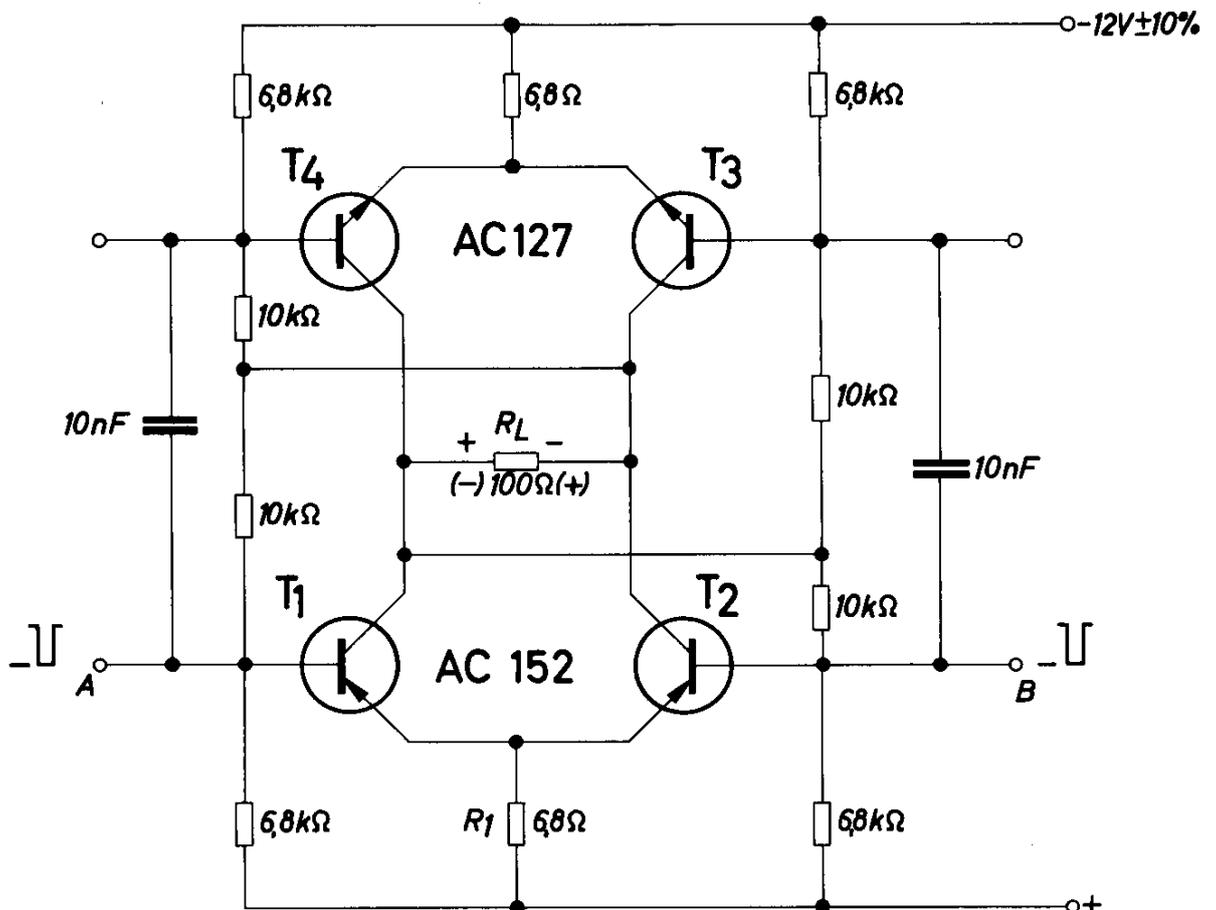


Bild 8.3.

Anordnung zum Steuern der Laufrichtung von Kleinmotoren

Gibt man ein negatives Signal an den Eingang B, so werden in der gleichen vorhin beschriebenen Weise die Transistoren  $T_2$  und  $T_4$  durchgeschaltet. Dabei verändert sich die Stromrichtung durch den Lastwiderstand  $R_L$ , also durch den Motor, und die Drehrichtung wird umgekehrt.

#### Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom	100 mA
Steuerstrom	> 1,5 mA
Umschaltzeit	etwa 25 $\mu$ s

#### 8.4. Umsteuern eines Leistungsmotors

Das Bild 8.4 zeigt eine Schaltung zum Umsteuern der Drehrichtung eines Motors mittlerer Leistung. Der Motor liegt wie im Beispiel nach Bild 8.3 in einer Diagonale einer Brückenschaltung aus vier Transistoren. Jeweils zwei diagonal gegenüberliegende Transistoren der Brücke werden von einer gemeinsamen Vorstufe angesteuert. Abhängig von der Polarität der Eingangsspannung an den Klemmen A und B wird einer der beiden Vorstufen-Transistoren durchgeschaltet. Wenn z. B. an der Klemme A positive Polarität liegt, so wird der Transistor  $T_2$  durchgeschaltet. Dieser schaltet die Transistoren  $T_3$  und  $T_6$  durch, und es ergibt sich ein Stromfluß vom positiven Pol der Versorgungsspannung von 48 V über den Transistor  $T_3$ , dem Motor und dem Transistor  $T_6$ . Sobald am Eingang die Steuerspannung umgepolt wird, schaltet der Transistor  $T_3$  durch, und über die Transistoren  $T_5$  und  $T_4$  erhält der Motor einen Strom in Gegenrichtung, wodurch die Drehrichtung umkehrt. Parallel zu den Leistungs-Transistoren sind Silizium-Dioden geschaltet, damit die beim Umschalten des Motors auftretende Induktionsenergie abgeleitet wird.

Die Leistungs-Transistoren sind auf Kühlblechen anzuordnen, deren Wärmewiderstand  $R_{th K} \leq 2,5 \text{ grad/W}$  für jeden Transistor sein soll.

#### Technische Daten

Betriebsspannung	48 + 15% V
max. Betriebsstrom	8 A
min. Lastwiderstand	6 $\Omega$
Steuerspannung	3 V
Steuerstrom	60 mA
max. Umgebungstemperatur	60 °C

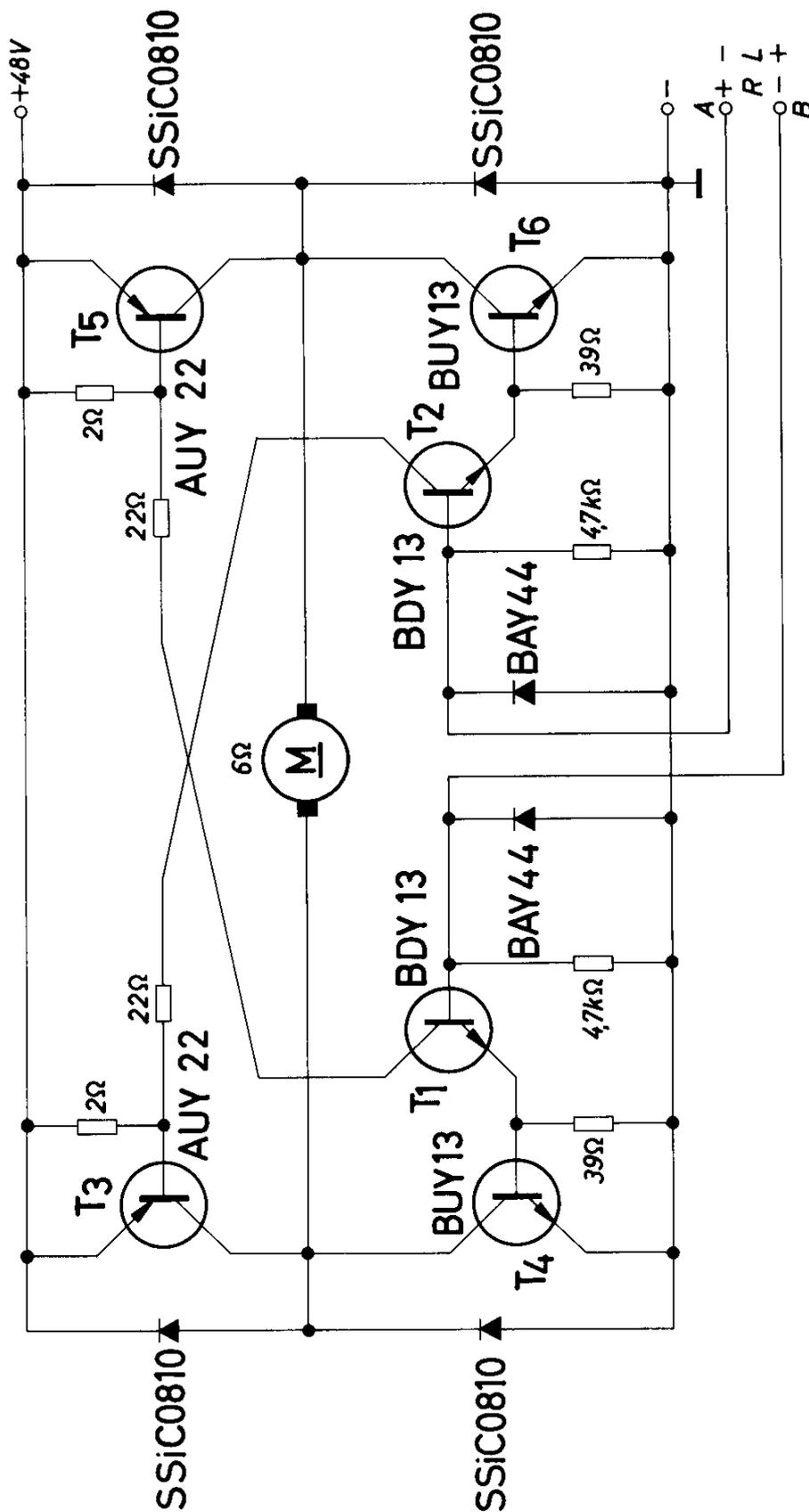


Bild 8.4.

Anordnung zum Umsteuern eines Leistungsmotors

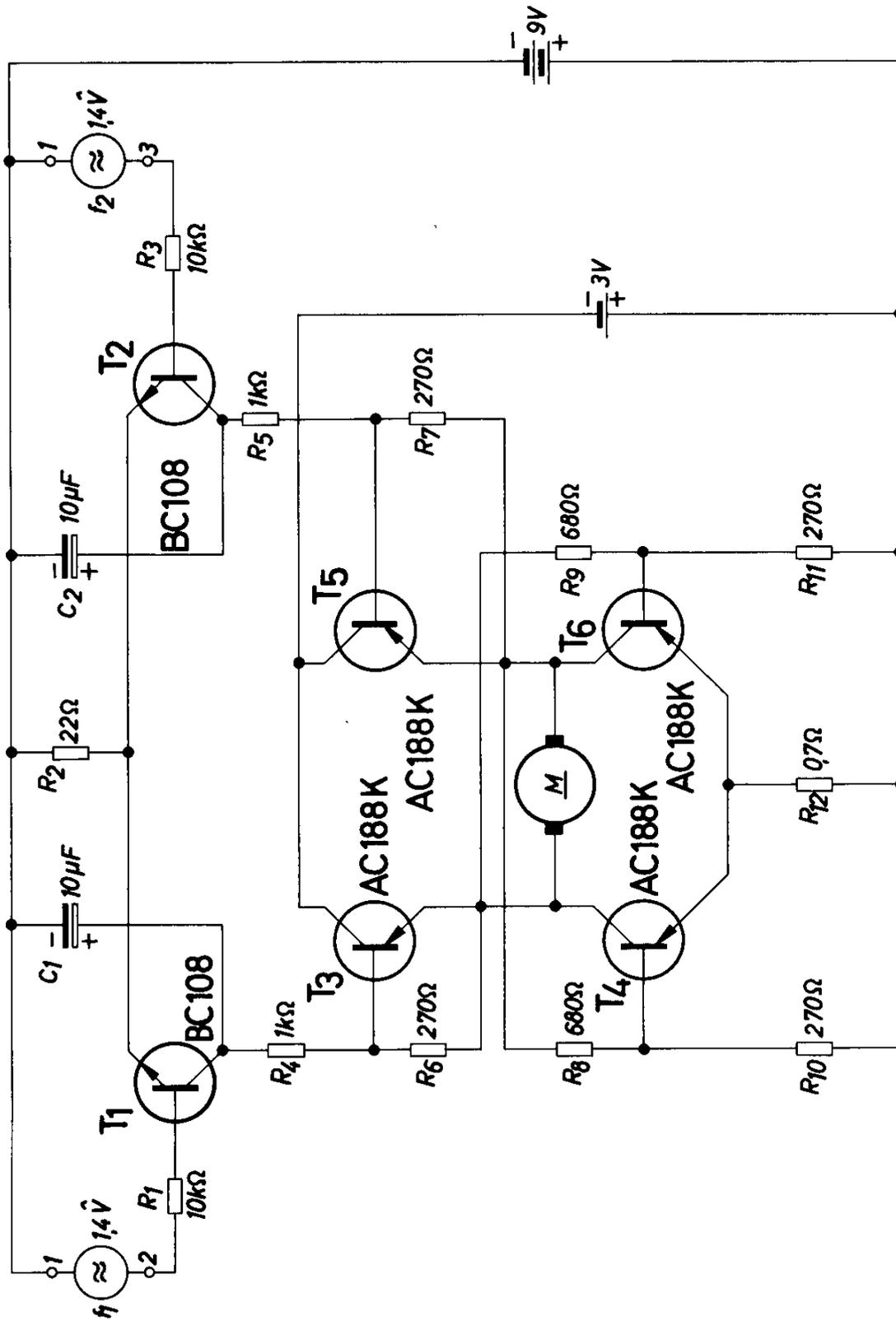


Bild 8.5.

Schaltung zum Umsteuern von Kleinstmotoren mit NF-Signalen

### 8.5. Umsteuern von Kleinstmotoren mit NF-Signalen

Bei einfachen Fernsteuerschaltungen werden oft zur Signalgabe NF-Spannungen verwendet. Die Schaltung nach Bild 8.5 zeigt eine Möglichkeit, wie mit Hilfe solcher NF-Signale die Drehrichtung eines Kleinstmotors umgesteuert werden kann. Wie bisher ist der Motor wieder in einer Brückenschaltung aus vier Transistoren angeordnet. Die Brücke wird von zwei Vorstufen angesteuert. Als Steuerspannung dienen Niederfrequenzsignale mit der Frequenz  $f_1$  und  $f_2$ . Die Basis-Emitterstrecke der Vorstufen-Transistoren richtet das Wechselsignal gleich, die am Kollektor angeordneten Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  sieben diese Gleichspannung. Die Basis-Widerstände  $R_1$  und  $R_3$  begrenzen die Größe des Eingangssignals und vergrößern den Stromflußwinkel der Gleichrichtung. Der für beide Vorstufen gemeinsame Emitter-Widerstand  $R_2$  sorgt dafür, daß der zweite Vorstufen-Transistor sicher gesperrt ist, wenn der erste durchgeschaltet wird.

Wird z. B. mit einem Eingangssignal von der Frequenz  $f_1$  der Transistor  $T_1$  durchgeschaltet, so werden über die Widerstände  $R_4$ ,  $R_6$ ,  $R_9$  und  $R_{11}$  die Transistoren  $T_3$  und  $T_6$  mit einem gut gesiebten Gleichstrom-Steuersignal versorgt. Der Motor dreht sich in einer bestimmten Richtung.

Wird an den Eingang des Transistors  $T_2$  ein Steuersignal mit der Frequenz  $f_2$  angelegt, so werden die Transistoren  $T_4$  und  $T_5$  durchgeschaltet, und die Stromrichtung durch den Motor kehrt sich um, wodurch die Drehrichtung geändert wird. Die Vorteile dieser Schaltung liegen in dem hohen Eingangswiderstand (etwa 15 k $\Omega$ ) und dem guten Gesamtwirkungsgrad, der besonders dadurch entsteht, daß bei fehlenden Eingangssignalen praktisch kein Stromverbrauch vorhanden ist.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	9 und 3 V
max. Motorstrom	1 A
min. Steuerspannung	1,4 V
Eingangswiderstand	15 k $\Omega$
max. Umgebungstemperatur	70 °C
Eingangsfrequenzen	0,5 bis 50 kHz

## 9. Meßverstärker

Im Kapitel Meßverstärker sind alle Schaltungen zusammengefaßt, mit denen Messungen verschiedenster Art durchgeführt werden können. Wegen der Temperaturabhängigkeit der Transistorparameter sind für genaue Messungen spezielle Verstärker wie Chopper-Verstärker oder Brücken-Verstärker erforderlich.

Zur Meßwertumwandlung werden z. T. auch Kaltleiter angewendet, wobei hier der Effekt ausgenützt wird, daß bei Änderung des den Kaltleiter umgebenden Mediums eine Temperatur- und damit auch eine Widerstandsänderung am Kaltleiter auftritt.

### 9.1. Elektronische Drehzahlmeßgeräte für Kraftfahrzeuge

Als Signalgeber für elektronische Drehzahlmeßgeräte wird am einfachsten der Rhythmus des Unterbrecherkontaktes im Primärkreis der Zündanlage gewählt. Die Stromstöße, deren Anzahl je Zeiteinheit ein direktes Maß für die Umdrehungszahl des Motors ist, werden in einem Meßinstrument integriert, dessen Zeiger um so weiter ausschlägt, je mehr Impulse in der Zeiteinheit auftreten. Es ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen Zeigerausschlag und Impulszahl, so daß die Skale des Meßinstrumentes linear unterteilt werden kann. Die Eichung solcher Drehzahlmeßgeräte ist abhängig von der Motorart, weil bei Vierzylinder-, Sechszylinder- oder Zweitakt-Motoren jedesmal eine andere Anzahl von Unterbrechungen je Motorumdrehung auftritt.

Eine einfache Schaltung mit nur einem Transistor zeigt Bild 9.1. Die Versorgungsspannung muß mit einer Zenerdiode stabilisiert werden, weil die Anzeige stark von der Betriebsspannung abhängt. Eine Änderung der Batteriespannung um nur 1 V ergibt bereits einen Anzeigefehler von 20%. Durch die Verwendung der Zenerdiode wird die gleiche Schaltung nur durch Zuschaltung eines größeren Vorwiderstandes auch für eine Batteriespannung von 12 V (10 bis 18 V) geeignet.

Durch die beiden Dioden am Eingang wird der Transistor vor der Rückschlagspannung der Zündspule beim Öffnen des Unterbrechers geschützt. Während der Schließzeit des Unterbrechers wird der Transistor durchgesteuert. Dabei wird Kondensator  $C_1$  entladen. Wenn der Unterbrecherkontakt öffnet, wird der Transistor gesperrt und der Kondensator wird über das Meßinstrument geladen. Die Anzahl der Ladestromstöße ist ein Maß für

die Drehzahl. Mit dem Potentiometer  $R_1$  wird die Anordnung so eingeeicht, daß bei einer Umdrehungszahl von 2000/min der Zeiger auf den 0,4fachen Skalenendwert ausschlägt. Bei einer Umdrehungszahl von etwa 5000/min wird dann der Skalenendwert des 1 mA-Meßinstrumentes erreicht. Bis zu dieser Drehzahl kann mit dieser einfachen Anordnung auch nur gemessen werden; die Linearitätsabweichung ist etwa 8,5 %. Bei niedrigeren Drehzahlen als 2000 U/min bleibt die Linearität erhalten. Diese Schaltung hat den Nachteil, daß die Anzeige von dem Verhältnis zwischen Öffnungs- und Schließzeit des Unterbrechers abhängig ist, weil insbesondere bei höheren Drehzahlen der Kondensator  $C_1$  nicht jedesmal vollständig entladen und wieder aufgeladen wird. Bei einer Veränderung des Tastverhältnisses von 1:1 auf 1:1,5 ergibt sich ein Anzeigefehler von etwa 5 %.

Die Schaltung nach Bild 9.2 vermeidet diesen Nachteil. Sie enthält einen monostabilen Multivibrator, der an das Meßinstrument bei jedem Schließen des Unterbrecherkontaktes einen Impuls genau definierter Höhe und Dauer liefert. Die Eingangsschaltung ist ähnlich der im Beispiel nach Bild 9.1, es wird hier lediglich der Eingangsimpuls mit einem Kondensator differenziert, damit seine Länge keinen Einfluß auf die Verzögerungszeit des monostabilen Multivibrators hat. Wenn diese Schaltung in der vorher beschriebenen Weise eingeeicht wird, so beträgt die Linearitätsabweichung bis zu einer Umdrehungszahl von 5000/min nur 1 %. Geeicht wird mit dem Potentiometer  $R_1$ .

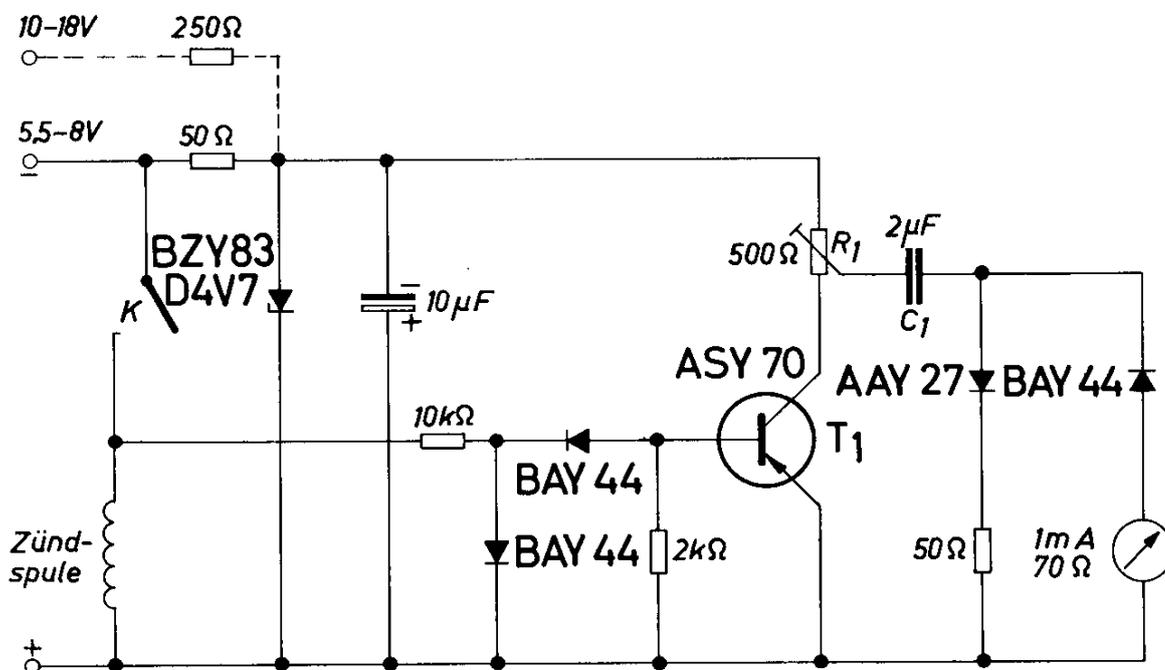


Bild 9.1.  
Elektronische Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge

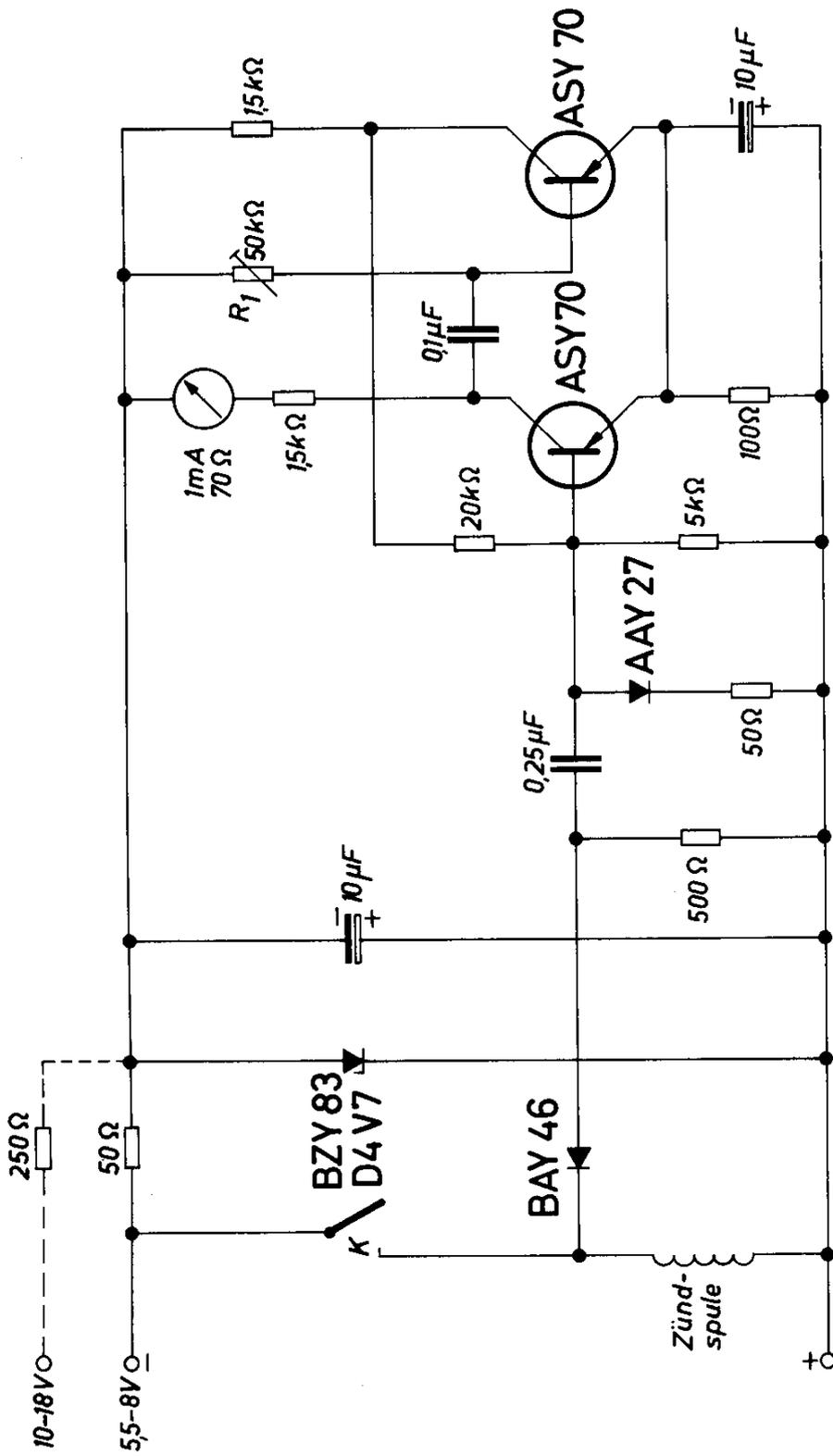


Bild 9.2.

Variante der Schaltung nach Bild 9.1

In einem Temperaturbereich von 25 bis 50 °C ist der Anzeigefehler maximal 3 %.

Bei anderer Eichung kann diese Anordnung auch bis zu 8000 U/min verwendet werden.

## 9.2. Flüssigkeitsstandanzeige mit Kaltleitern

Ein neues Bauelement aus dem Fertigungsprogramm der Siemens AG ist der Kaltleiter. Wie der Name schon sagt, leitet dieses Bauelement im kalten Zustand sehr gut, es verhält sich also entgegengesetzt zu den Heißleitern. Kaltleiter aus ferroelektrischer Keramik haben allerdings keine stetige Temperatur-Widerstandscharakteristik, wie die bekannten Heißleiter, sondern weisen nur in einem engen Temperaturbereich einen allerdings sehr hohen positiven Temperaturkoeffizienten des Widerstandes auf. Durch diese besondere Charakteristik erschließen sich diesen Kaltleitern neuartige Anwendungen.

Bild 9.3 zeigt eine Schaltung, in der solche Kaltleiter zum Anzeigen eines Flüssigkeitspegels verwendet werden. Bisher sind für solche Zwecke vor allem mechanische Anordnungen mit einem Schwimmer oder elektronische Anordnungen, die mit der kapazitiven Verstimmung von Schwingkreisen arbeiten, bekannt.

Bei der hier beschriebenen Anordnung sind zwei Kaltleiter P 390-E 1 in einer Brückenschaltung angeordnet, die dann abgeglichen ist, wenn beide Kaltleiter in freier Luft liegen. Sobald einer der beiden in die Flüssigkeit eintaucht, wird die Brücke verstimmt und das zuerst angezogene Relais am Ausgang fällt ab. Die Auslegung der Brücke wird um so schwieriger, je stärker die Lufttemperatur und die Flüssigkeitstemperatur schwanken, besonders dann, wenn nicht gewährleistet ist, daß sich beide Temperaturen gleichzeitig nur in der selben Richtung verändern.

Die vorliegende Schaltung eignet sich für Lufttemperaturen von  $-20\text{ °C}$  bis  $+75\text{ °C}$  und für Flüssigkeitstemperaturen von  $-20\text{ °C}$  bis  $+65\text{ °C}$ . Die maximale Temperaturdifferenz zwischen Luft und Flüssigkeit darf 50 grd betragen. Dies ist vollkommen ausreichend, weil die Grenzfälle — Lufttemperatur  $-20\text{ °C}$  und Flüssigkeitstemperatur  $+65\text{ °C}$  bzw. Lufttemperatur  $+75\text{ °C}$  und Flüssigkeitstemperatur  $-20\text{ °C}$  — in der Praxis kaum gleichzeitig auftreten dürften.

Die Brücke wird mit einer konstanten Wechselspannung betrieben, die von einem Transistorzerhacker geliefert wird, der seinerseits an ein Spannungskonstantgerät angeschlossen ist.

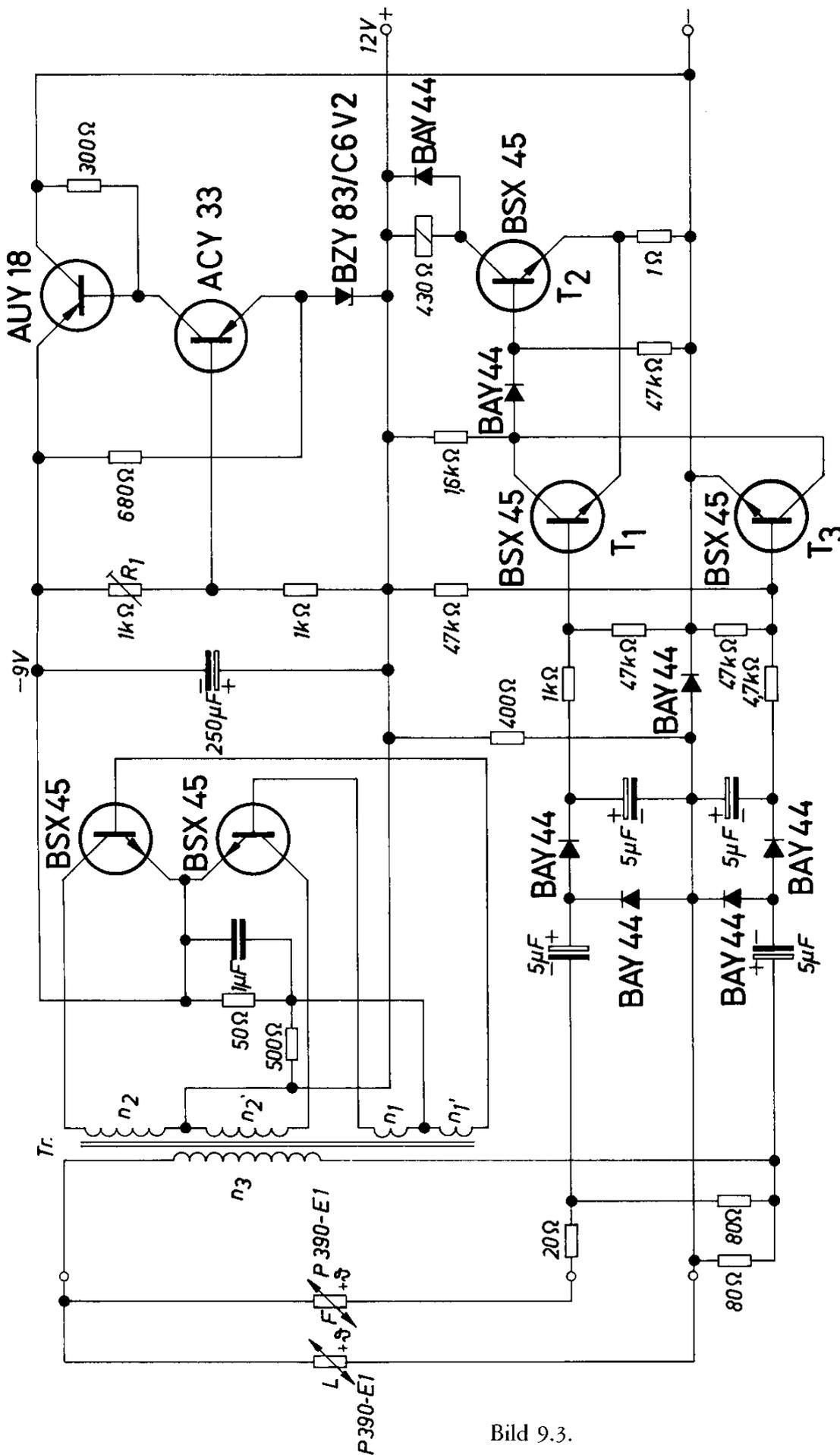


Bild 9.3.

Schaltanordnung zum Anzeigen eines Flüssigkeitspegels mit Kaltleitern

Bei der Auslegung der Schaltung wurde auf größtmögliche Sicherheit auch im gestörten Betrieb Wert gelegt. Dazu gehört als erste Maßnahme, daß das Relais am Ausgang angezogen ist, bis die Flüssigkeit den eingestellten Pegel erreicht hat. Das Einlaßventil ist also über einen entsprechenden Relaiskontakt geöffnet, wenn das Relais erregt ist. Wenn nun die Betriebsspannung ausfällt, so wird das Einlaßventil geschlossen, weil das Relais abfällt. Diese Störung ruft also auf jeden Fall eine Änderung zur sicheren Seite hervor.

Im ungestörten Betrieb bleibt das Relais erregt, bis einer der beiden Kaltleiter F in die Flüssigkeit eintaucht. Dieser Kaltleiter wird nun besser gekühlt, wodurch dessen Temperatur sinkt. Er wird niederohmiger und verstimmt dadurch die Brücke. Das Brückensignal gelangt über eine Spannungsverdopplerschaltung an den Transistor  $T_1$  und schaltet diesen durch. Damit wird der Transistor  $T_2$  gesperrt und das Relais fällt ab, wodurch das Einlaßventil geschlossen wird.

Für den gestörten Betrieb sind folgende Sicherheitsmaßnahmen getroffen: wie bereits erwähnt, bleibt das Einlaßventil geschlossen, wenn die Betriebsspannung ausfällt. Eine besondere Schaltverstärkerstufe mit dem Transistor  $T_3$  sorgt dafür, daß das Relais auch dann abfällt, wenn zwar der Schaltverstärker an Spannung liegt, die Versorgungsspannung für die Brücke aber ausfällt. Dies kann durch Bruch eines der beiden Kaltleiter oder einer oder mehrerer Zuleitungen passieren. Diese Sicherheitsschaltung wirkt so, daß der Transistor  $T_3$  über den Basiswiderstand von  $47\text{ k}\Omega$  durchgeschaltet wird, sobald die Brückenspannung ausfällt. Dieser schließt dann den Eingang des Transistors  $T_2$  kurz, wodurch das Relais abfällt. Der Schwellenwert der Eingangsspannung des Transistors  $T_2$  ist mit einer Silizium-Diode angehoben. Für die Steuerung der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  wurde deshalb eine Spannungsverdopplerschaltung vorgesehen, damit die Brücke in beiden Halbperioden gleichmäßig belastet ist.

Wenn alle von den Kaltleitern kommenden Meßleitungen kurzgeschlossen sind, z. B. durch Abquetschen des Verbindungskabels, so tritt der absichtlich etwas unsymmetrisch gewählte Brückenzweig, der direkt an der Schaltstufe liegt, in Aktion. Der zusätzliche Widerstand von  $20\ \Omega$  in dem einen Zweig des Spannungsteilers verursacht am Eingang des Transistors  $T_1$  das gleiche Signal wie eine verstimmte Brücke im ungestörten Betrieb. Diese Unsymmetrie wurde nur so groß gewählt, daß sie im ungestörten Betrieb kein vorzeitiges Ansprechen des Schaltverstärkers verursacht. Die verwendeten Kaltleiter P 390-E 1 haben eine Glasumhüllung, so daß sie vor Flüssigkeitseinwirkungen geschützt sind. Die im Betrieb bei einer Umgebungstemperatur von  $+75\text{ }^\circ\text{C}$  an ihnen maximal auftretende Temperatur ist  $+110$  bis  $+115\text{ }^\circ\text{C}$ . Da diese Kaltleiter in dem Temperaturbereich im Gebiet des steilen Widerstandsanstieges liegen, schützen sie sich selbst vor

einer weiteren Erwärmung, weil die Versorgungsspannung konstant ist. Die maximale Temperatur der Kaltleiter ist bei der Überprüfung der Verwendbarkeit dieses Pegelstandsanzeigers für verschiedene Flüssigkeiten zu berücksichtigen.

Das geregelte Netzgerät ist mit dem Potentiometer  $R_1$  so einzustellen, daß am Ausgang der Wicklung  $n_3$  des Zerhacker-Transformators eine effektive Spannung von 11,5 V liegt.

### Technische Daten

Batteriespannung	12 V (10 bis 16 V)
Batteriestrom	0,3 A
Max. Brückenspannung	12 V
Frequenz	1000 Hz
Umgebungstemperatur	− 20 bis + 75 °C
Flüssigkeitstemperatur	− 20 bis + 65 °C
Max. zulässige Abweichung der Flüssigkeitstemperatur zur Umgebungstemperatur	50 grad
Max. Temperatur an den Kaltleitern	etwa 115 °C
Betriebsbereitschaftszeit (Aufheizzeit der Kaltleiter)	< 1 min
Ansprechzeit	0,5 s
Transformator Tr:	
Siferrit-Schalenkerne B65581 - A0000 - R026	
$n_1 = n'_1 = 10$ Wdg 0,25 CuL	
$n_2 = n'_2 = 70$ Wdg 0,32 CuL	
$n_3 = 100$ Wdg 0,32 CuL	

### 9.3. Leckanzeigegerät

Leckanzeigegeräte werden für die verschiedensten Flüssigkeitsbehälter benötigt, z. B. für Öl-Transformatoren und für Heizölbehälter. Im ersten Fall ist ein bestimmter Ölpegel zu überwachen, im zweiten Fall werden oft doppelwandige Ölbehälter verwendet, wobei der Hohlraum zwischen den beiden Behältern mit Wasser gefüllt ist. Tritt ein Loch im äußeren Behälter auf, so läuft Wasser nach außen ab, entsteht ein Loch im inneren Behälter, so läuft das Wasser in den Ölbehälter, der nie vollständig gefüllt ist. Stets sinkt also der Wasserspiegel, und es kann deshalb zur Überwachung ein ähnliches Anzeigegerät verwendet werden wie bei Öl-Transformatoren.

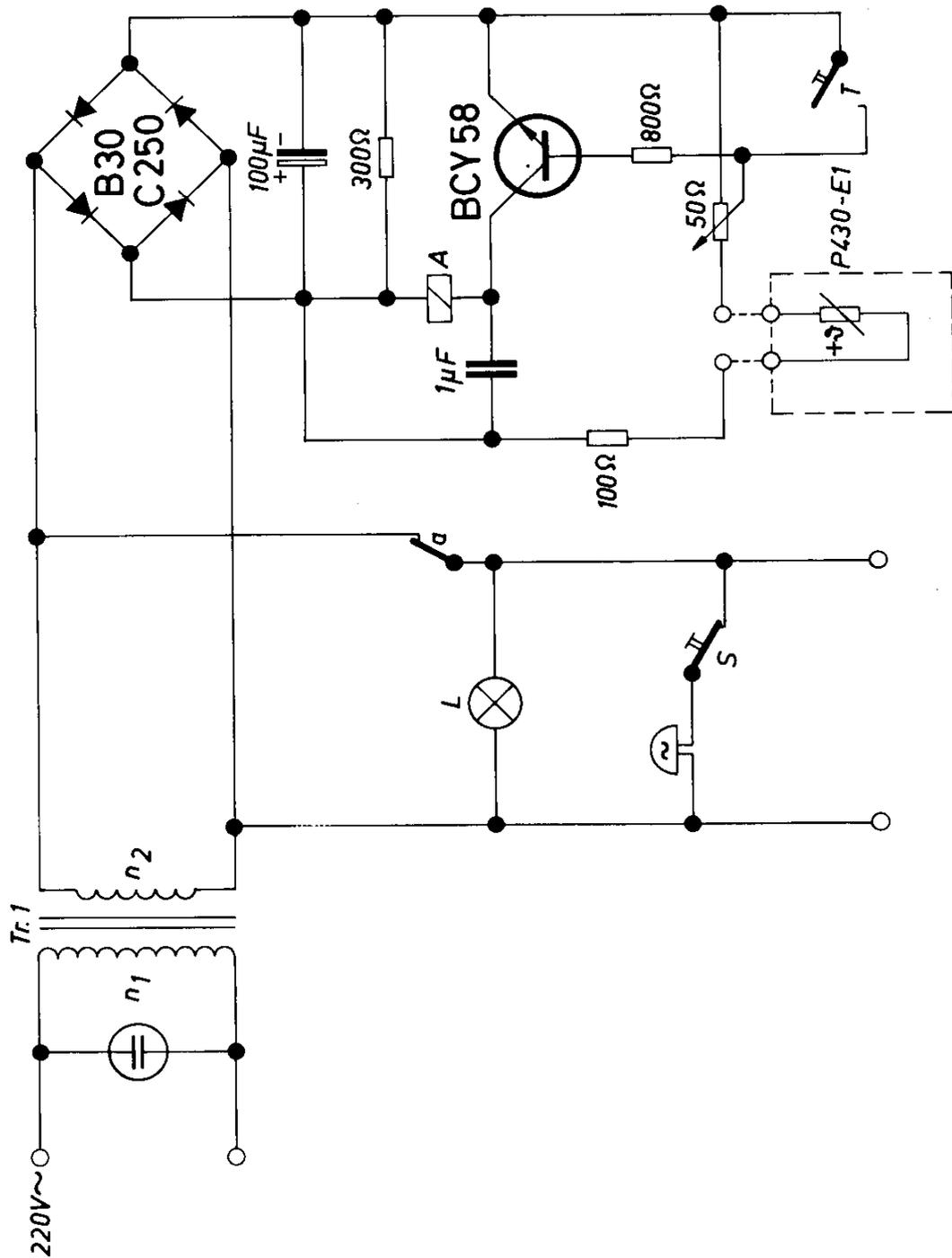


Bild 9.4.  
Schaltung eines Leckanzeigegeräts

Für diese Anwendung eignen sich sehr gut Kaltleiter, wobei die unterschiedliche Wärmeableitung und die damit verbundene Änderung des Widerstandes der Kaltleiter beim Betrieb in freier Luft und in Flüssigkeit ausgenutzt wird. Die Schaltung zeigt das Bild 9.4. Der Kaltleiter P 430-E 1 wird an geeigneter Stelle im Behälter angeordnet. Solange er von Flüssigkeit umspült ist, bleibt er kalt, d. h. sein Widerstand ist niedrig. An der Basis des ersten Transistors tritt eine positive Spannung auf, die den Transistor durchsteuert. Das Relais ist angezogen. Sobald der Flüssigkeitspegel sinkt und der Heißleiter in Luft betrieben wird, heizt er sich auf, wobei sein Widerstand steigt. Die Spannung am Mittelpunkt des Spannungsteilers, an den die Basis des Transistors angeschaltet ist, verschiebt sich derart, daß der Transistor gesperrt wird und das Relais abfällt. Dadurch kann z. B. eine Alarmanlage ausgelöst werden. Im vorliegenden Beispiel besteht die Alarmanlage aus einer Anzeigelampe und einem Wecker, der mit dem Schalter S ausgeschaltet werden kann. Die Betriebsbereitschaft kann mit Hilfe der Taste T überprüft werden, sie wird außerdem durch eine Glimmlampe in der Stromversorgung angezeigt.

Transformator Tr 1:

EI 54/18, Dyn.-Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 2810$  Wdg 0,13 CuL

$n_2 = 250$  Wdg 0,35 CuL

Relais A: Trls 154c nach TBv 65420/93a

#### 9.4. Tanküberfüllsicherung mit Kaltleitern

Um beim Füllen von Heizöltanks das Ausfließen von Öl bei der Nachfüllung zu verhindern, ist eine Überfüllsicherung erforderlich, die das Einlaßventil im Tankwagen sperrt, wenn der Tank voll ist.

Aus Wirtschaftlichkeitsgründen soll dabei der Fühler, der in jedem Heizöltank angebracht werden muß, möglichst einfach und billig sein, während beim Verstärker, der im Tankwagen angebracht ist, ein größerer Aufwand angebracht ist. Bei der Schaltung nach Bild 9.5 ist im Heizöltank nur der Kaltleiter P 430-E 11 anzuordnen, der über eine nur zweiadrige Leitung mit dem Verstärker beim Nachfüllen des Tanks verbunden ist. Meßfühler und Verstärker werden von einem Netzgerät gespeist, das aus einem Zerhacker und einer Spannungsstabilisierungsschaltung besteht. Der Kaltleiter liegt in einem Zweig eines Spannungsteilers, der mit der stabilisierten Spannung gespeist wird. Wenn das Gerät eingeschaltet wird, so bleibt das Ventil im Tankwagen so lange geschlossen, bis der Kaltleiter, der ja zunächst in Luft betrieben wird, seine Endtemperatur erreicht hat. Diese liegt über der Curie-



temperatur, was zur Folge hat, daß der Widerstand des Kaltleiters hoch wird. Transistor  $T_1$  erhält deshalb keinen Steuerstrom, wodurch er gesperrt wird. Über eine Zenerdiode ist der Transistor  $T_3$  angekoppelt, der über Widerstand  $R_1$  den für die Durchsteuerung erforderlichen Basisstrom erhält, solange Transistor  $T_1$  gesperrt ist.  $T_5$ ,  $T_3$  ist dann gesperrt, Transistor  $T_6$  ist durchgeschaltet, wodurch das Ventil geöffnet wird.

Steigt der Flüssigkeitsspiegel so weit an, daß der Kaltleiter eintaucht, so wird dieser abgekühlt und damit sein Widerstand niedrig. Das Potential am Mittelpunkt des Spannungsteilers im Eingang verschiebt sich derart, daß Transistor  $T_1$  durchgeschaltet wird. Damit wird der Eingang des Transistors  $T_3$  kurzgeschlossen, und über die ebenfalls umschaltenden Transistoren  $T_5$  und  $T_6$  wird das Ventil geschlossen. Die in den Basisleitungen der beiden letzten Transistoren befindlichen Silizium-Dioden erhöhen die Eingangsschwellspannung dieser Transistoren, damit sie sicher gesperrt sind, wenn der davorliegende Transistor durchgeschaltet ist.

Der Ansprechpunkt des Verstärkers wird mit dem Potentiometer  $R_2$  eingestellt. Er ist abhängig von der Emittervorspannung des ersten Transistors, die mit einem ebenfalls an der stabilisierten Spannung liegenden Spannungsteiler gewonnen wird. Dieser Spannungsteiler enthält außerdem einen Heißleiter, der den Wert der Schwellspannung bzw. der Ansprechspannung des Verstärkers für Temperaturänderungen stabilisiert.

Damit beim Eintauchen des Kaltleiters in die Flüssigkeit das Ventil rasch abgeschaltet wird, ist eine zusätzliche Stufe mit dem Transistor  $T_2$  vorgesehen. Dieser wird bereits bei einer kleinen Änderung des Kaltleiterstromes durch den Ladestromstoß für den Kondensator  $C_1$  durchgeschaltet und löst den gleichen Vorgang aus, wie der Transistor  $T_1$  nach stärkerer Abkühlung des Kaltleiters.

Bei der Auslegung der Schaltung wurde auf größtmögliche Sicherheit auch im gestörten Betrieb Wert gelegt. Tritt z. B. zwischen Meßfühler und Verstärker eine Unterbrechung auf, so erhält Transistor  $T_4$  keinen Steuerstrom und wird gesperrt. Es bleibt dann auch Transistor  $T_6$  immer gesperrt. Im normalen Betrieb genügt der über den heißen Kaltleiter fließende, sehr kleine Strom bereits, um diesen Transistor durchzuschalten. Der in Serie dazu liegende Transistor  $T_3$  kann also nur wirksam werden, wenn der Kaltleiter angeschlossen ist. Gegen Kurzschluß im Verbindungskabel schützt sich die Schaltung selbst, da ein kleiner Widerstand am Eingang einen kalten Kaltleiter vortäuscht. Dies ist der Betriebsfall des in die Flüssigkeit eingetauchten Kaltleiters, bei dem das Ventil geschlossen ist. Am Ausgang wird ein sehr robuster und leistungsstarker Silizium-Transistor verwendet. Trotzdem ist es erforderlich, die beim Abschalten des Ventils auftretende Rückschlagspannung mit Hilfe eines Silizium-Gleichrichters zu begrenzen.

*Technische Daten*

Betriebsspannung	12 V $\pm$ 30 ‰
Ausgangswiderstand (Ventil)	> 5 $\Omega$
zulässige Öltemperatur	-25 bis + 60 °C
zulässige Umgebungstemperatur	-25 bis + 75 °C
Ansprechzeit	< 1 s

Transformator Tr 1:

Siferrit-Schalenkerne B 65581-A 0000-R 026

$n_1 = 5$  Wdg 0,4 CuL

$n_2 = 30$  Wdg 0,5 CuL

$n_3 = 40$  Wdg 0,5 CuL

### 9.5. Gleichspannungsmeßverstärker mit Transistor-Chopper

Die Eingangsempfindlichkeit von Gleichstromverstärkern mit Transistoren wird vor allem durch die temperaturabhängigen Transistorparameter begrenzt. Für besonders hochempfindliche Gleichstromverstärker nützt man den Umstand aus, daß Wechselstromverstärker für wesentlich größere Empfindlichkeiten gebaut werden können, weil bei diesen nur das Rauschen der Transistoren eine Begrenzung darstellt. Das Gleichstromsignal wird dann mit Hilfe eines Meßzerhackers, auch Chopper genannt, in ein gleich großes Wechselstromsignal umgewandelt und verstärkt.

Die Schaltung im Bild 9.6 zeigt einen solchen Verstärker. Der Chopper mit dem Transistor  $T_5$  wird von einem astabilen Multivibrator (Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ ) über eine Verstärkerstufe mit dem Transistor  $T_3$  angesteuert, diese soll die Flankensteilheit der vom Multivibrator gelieferten Rechteckimpulse erhöhen. Der Steuerstrom für den Chopper-Transistor  $T_5$  wird mit Hilfe des als stromkonstanter geschalteten Transistor  $T_4$  konstant gehalten. Der Chopper-Transistor wird invers betrieben, weil Transistoren bei dieser Betriebsart die kleinste Restspannung aufweisen. Der konstant gehaltene Basisstrom wurde sehr hoch gewählt. Er beträgt 300  $\mu$ A bei einem Kollektorstrom des Transistors  $T_5$  von nur 1 bis 5  $\mu$ A. Dieser Strom ergibt sich aus dem Eingangssignal von 100 bis 500  $\mu$ V und dem Eingangswiderstand von etwa 100  $\Omega$ .

Da auch die im Inversbetrieb und bei dieser starken Übersteuerung noch verbleibende Restspannung am Transistor etwa die Größe von 500  $\mu$ V hat, mußte diese durch besondere Schaltungsmaßnahmen kompensiert werden. Dies geschieht mit Hilfe des Spannungsabfalles am Widerstand  $R_1$ .

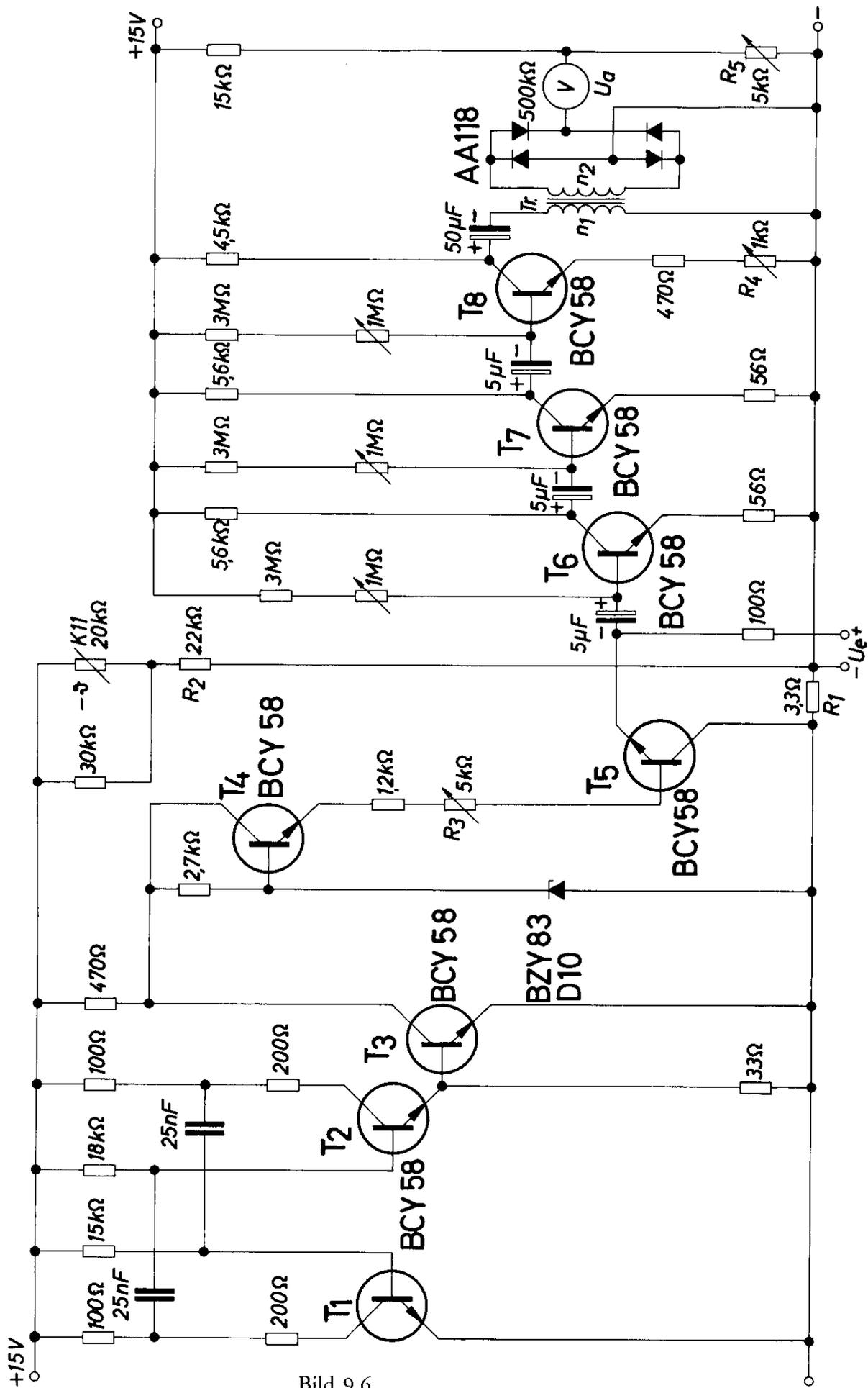


Bild 9.6.  
Gleichspannungsmeßverstärker mit Transistor-Chopper

Eine Heißleiter-Widerstandskombination (Heißleiter K 11, Widerstand  $R_2$ ) dient zur Temperaturkompensation.

Die Steuerfrequenz des Choppers beträgt 5 kHz. Diese Frequenz soll nicht zu hoch gewählt werden, weil sonst beim Schalten des Chopper-Transistors Störimpulse entstehen, die dem Nutzsignal überlagert sind.

Die vom Chopper gelieferte rechteckförmige Wechselspannung wird in einem dreistufigen Wechselstromverstärker verstärkt, gleichgerichtet und einem hochohmigen Meßinstrument zugeführt. Um den Einfluß der Gleichrichter-Dioden auf die Größe des Ausgangssignals so gering wie möglich zu halten, wird das Ausgangssignal transformiert.

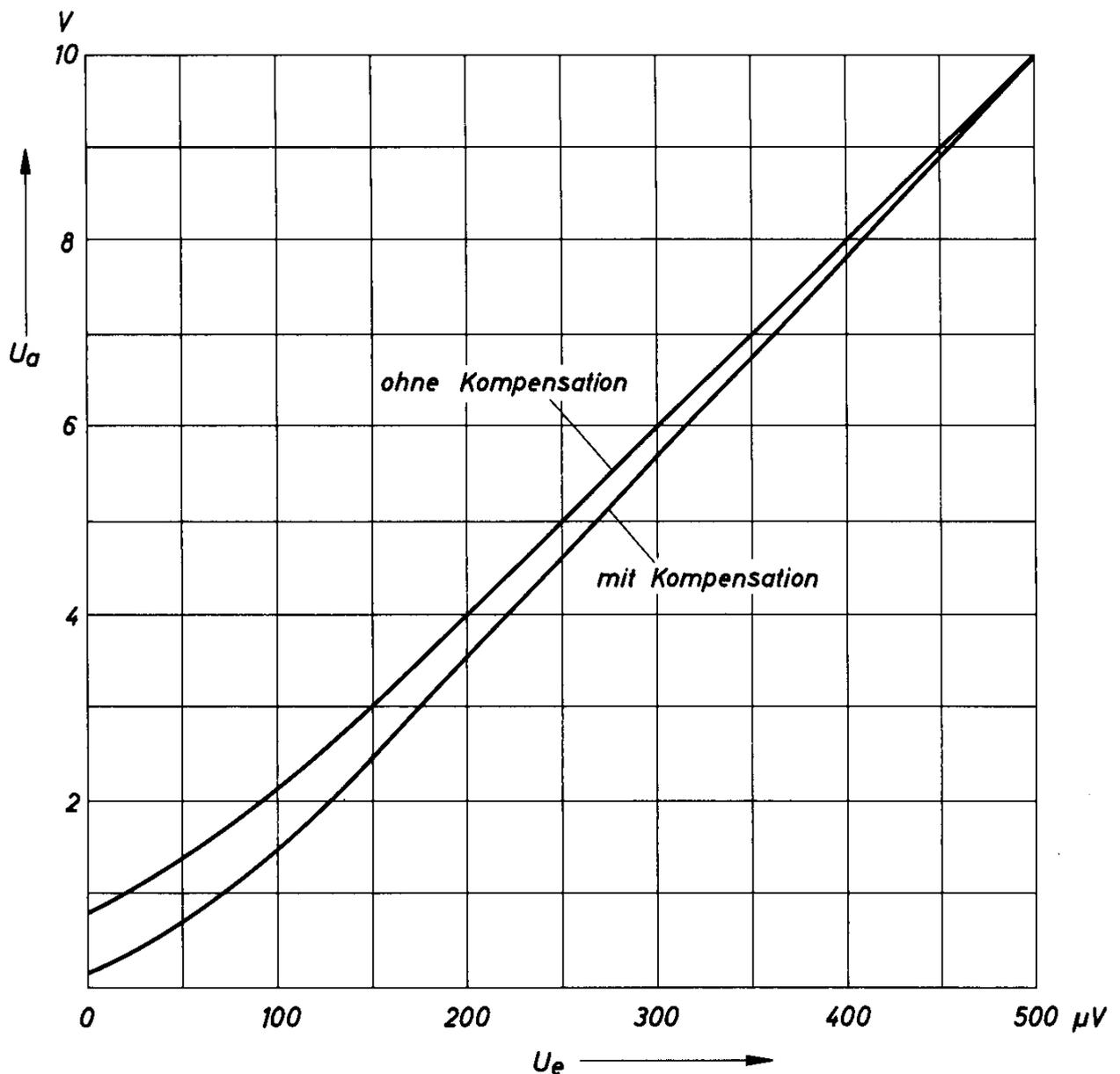


Bild 9.7.

Ein- und Ausgangsspannung mit und ohne Kompensation der Störspannung am Ausgang für Schaltung nach Bild 9.6

Die Verstärkung des Wechselstromverstärkers wird am Potentiometer  $R_4$  eingestellt. Bei Anlegen der Eichspannung am Eingang kann damit der gewünschte Ausschlag am Meßgerät festgelegt werden. Mit dem Potentiometer  $R_3$  wird der Steuerstrom für den Chopper-Transistor eingestellt, und zwar so, daß am Ausgang die minimale Störspannung auftritt. Bei einem Musteraufbau ergab sich der bereits genannte Wert des Basisstromes von  $300 \mu\text{A}$ . Die noch verbleibende Störspannung kann am Ausgang durch Anlegen einer Gegenspannung (Widerstand  $R_5$ ) noch kompensiert werden. Bild 9.7 zeigt den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung mit und ohne Kompensation der Störspannung am Ausgang. Man erkennt, daß bei Kompensation auch noch Eingangsspannungen unter  $100 \mu\text{V}$  mit einem verhältnismäßig kleinen Fehler verarbeitet werden können.

### Technische Daten

Betriebsspannung

(für Chopper und Verstärker getrennt)

$2 \times 15 \text{ V}$

Eingangsempfindlichkeit

100 bis  $500 \mu\text{V}$

Ausgangsspannung

10 V

Transformator Tr.: Siferrit-Schalenkerne B65571-A0000-R026

$n_1 = 267 \text{ Wdg } 0,09 \text{ CuL}$

$n_2 = 1330 \text{ Wdg } 0,09 \text{ CuL}$

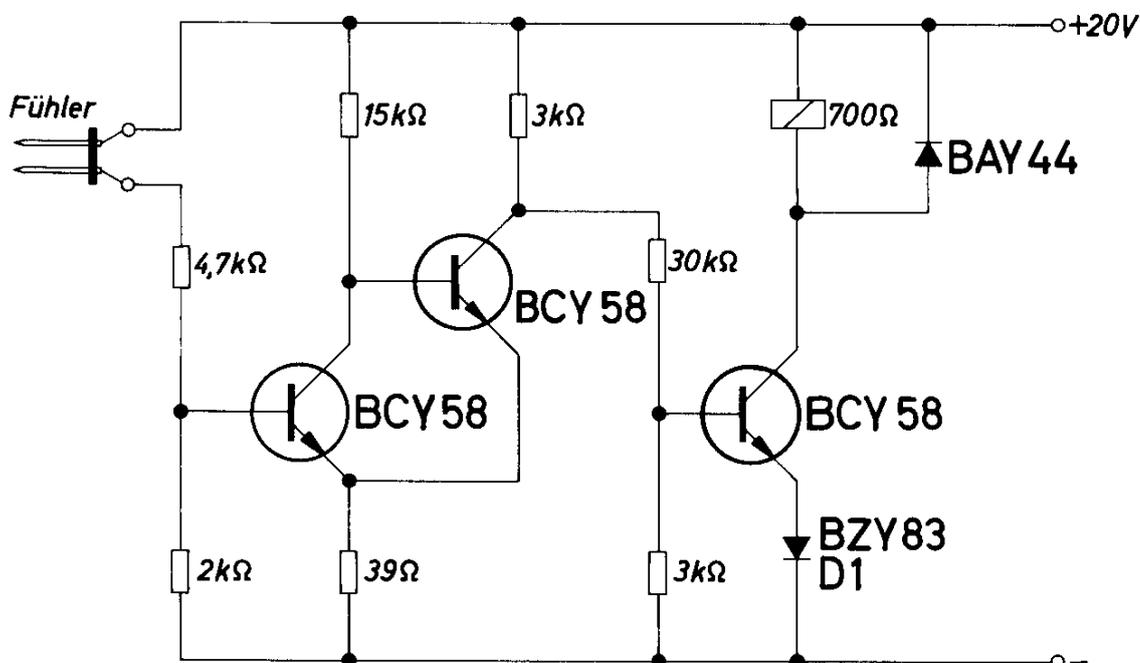


Bild 9.8.

Indikator für Widerstandsänderung

### 9.6. Indikator für Widerstandsänderung

Die Schaltung nach Bild 9.8 spricht auf eine geringfügige Änderung des Widerstandes zwischen zwei Fühler-Stiften am Eingang an. Die Schaltung kann deshalb z. B. zur Messung eines Flüssigkeitspegels oder zur Anzeige von Feuchtigkeit in porösen Stoffen verwendet werden.

Abhängig von der Stromverstärkung des verwendeten Eingangs-Transistors genügt für ein Ansprechen der Schaltung ein Strom von der Größenordnung  $10 \mu\text{A}$  zwischen den beiden Elektroden des Fühlers.

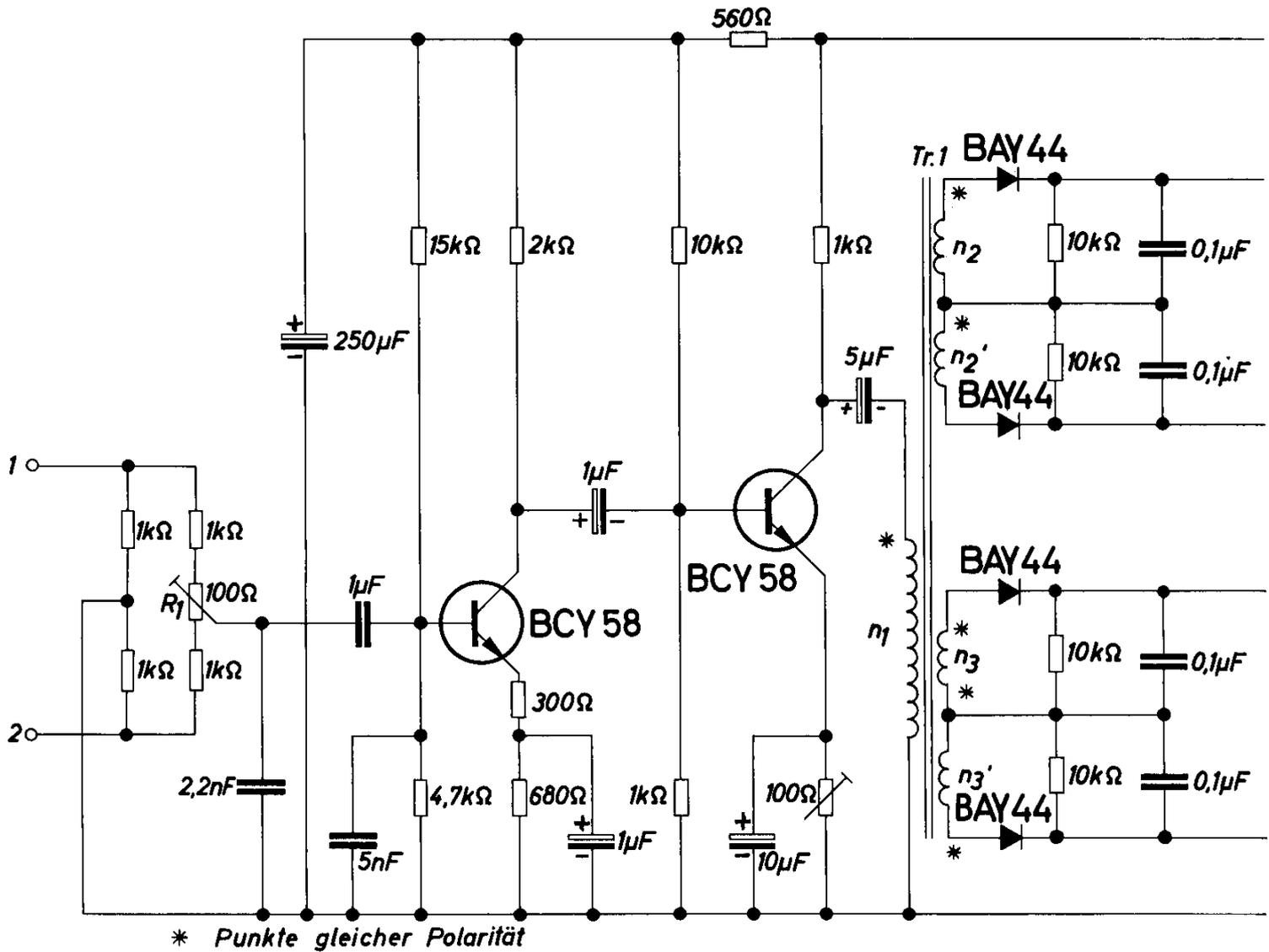
#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	20 V
Eingangsempfindlichkeit	etwa $10 \mu\text{A}$

### 9.7. Hochempfindlicher Brückenverstärker

Bekanntlich kann mit Wechselstromverstärkern eine wesentlich höhere Eingangsempfindlichkeit erreicht werden als mit Gleichstromverstärkern. Die Empfindlichkeit von Brückenverstärkern kann deshalb ganz wesentlich gesteigert werden, wenn man zur Stromversorgung der Brücke anstelle der üblichen Gleichspannung eine Wechselfspannung verwendet. Bei der Auslegung des Verstärkers muß jedoch berücksichtigt werden, daß eine Wechselstrombrücke bei Verstimmung ein Ausgangssignal abgibt, bei dem nur die Phasenlage der Signalspannung einen Hinweis auf die Richtung der Brückenverstimmung gibt.

Bei dem Beispiel nach Bild 9.9 wird dies dadurch gelöst, daß man die Brücke mit einer rechteckförmigen Wechselfspannung mit ungleichen Tast-Pause-Zeiten speist. Die Richtung der Brückenverstimmung drückt sich im Steuersignal für den Verstärker dann dadurch aus, daß einmal die kürzeren Rechteckimpulse positive und einmal negative Polarität haben. Dieses Steuersignal wird in zwei Stufen verstärkt und über einen Übertrager an die Demodulatorstufen gegeben. Jede der beiden Demodulatorstufen hat eine Gegentaktwicklung. Die in diesen Gegentaktwicklungen auftretenden Spannungen werden getrennt gleichgerichtet und gesiebt. Durch die geringe Belastung am Ausgang der Demodulator-Schaltung erhält man eine Spitzenwert-Gleichrichtung, d. h. die Kondensatoren am Ausgang laden sich auf die jeweiligen Spitzenwerte der Spannungen in den Gegentakt-Wicklungen auf. Da die Kondensatoren in Reihe geschaltet sind, erhält man als Ausgangsspannung die Differenz zwischen den beiden Spannungs-Spitzenwerten. Hat diese Differenz positive Polarität, so spricht der angeschlossene Schaltverstärker an, und das Relais wird angezogen.



Die beiden Demodulator-Schaltungen sind so ausgeführt, daß sie gegenphasig wirken (siehe angegebene Polarität der Sekundärwicklungen des Übertragers). Dadurch ist gewährleistet, daß jeder Verstimmungsrichtung der Brücke am Eingang das Ansprechen eines bestimmten Schaltverstärkers zugeordnet ist. Die Empfindlichkeit der Schaltverstärker wird durch eine Vorspannung von etwa 0,6 V über den Widerstand  $R_2$  und die in Durchlaßrichtung betriebene Silizium-Diode  $D_1$  erhöht. Dadurch wird die Schwellspannung des Eingangs-Transistors kompensiert. Man erreicht in der Schaltung nach Bild 9.9 ein Ansprechen der Relais am Ausgang bei einer Brückenverstimmung von nur 0,15%.

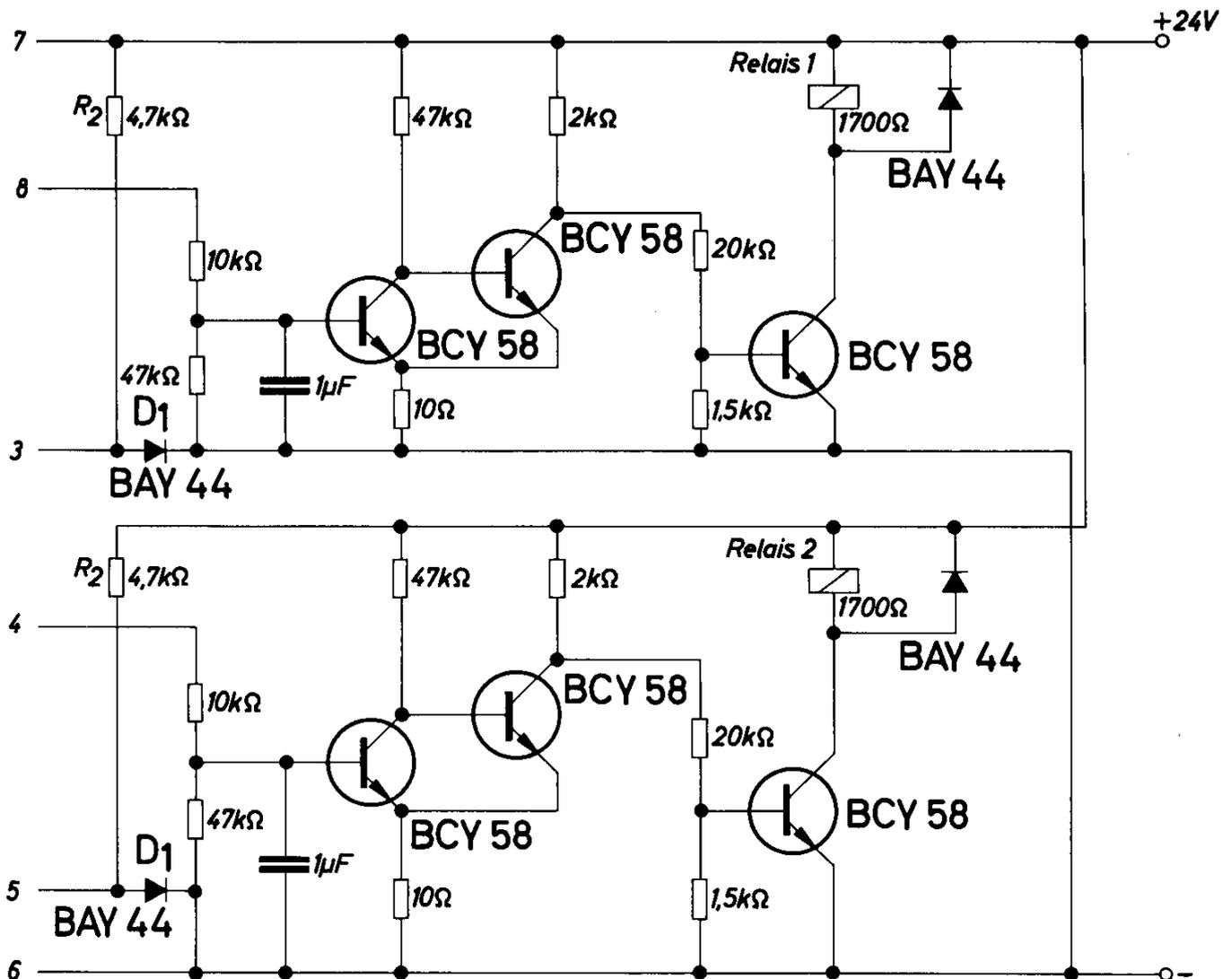


Bild 9.9.

Hohempfindlicher Brückenverstärker

Bild 9.10 zeigt die Schaltung des Rechteckgenerators für die Erzeugung der Brückenversorgungsspannung. Die unsymmetrische Rechteckspannung hat eine Frequenz von 8 kHz. Die Ankopplung der Brücke an den Impulsgeber erfolgt über einen Transformator, weshalb für Verstärker und Rechteckgenerator die gleiche Versorgungsspannung verwendet werden kann.

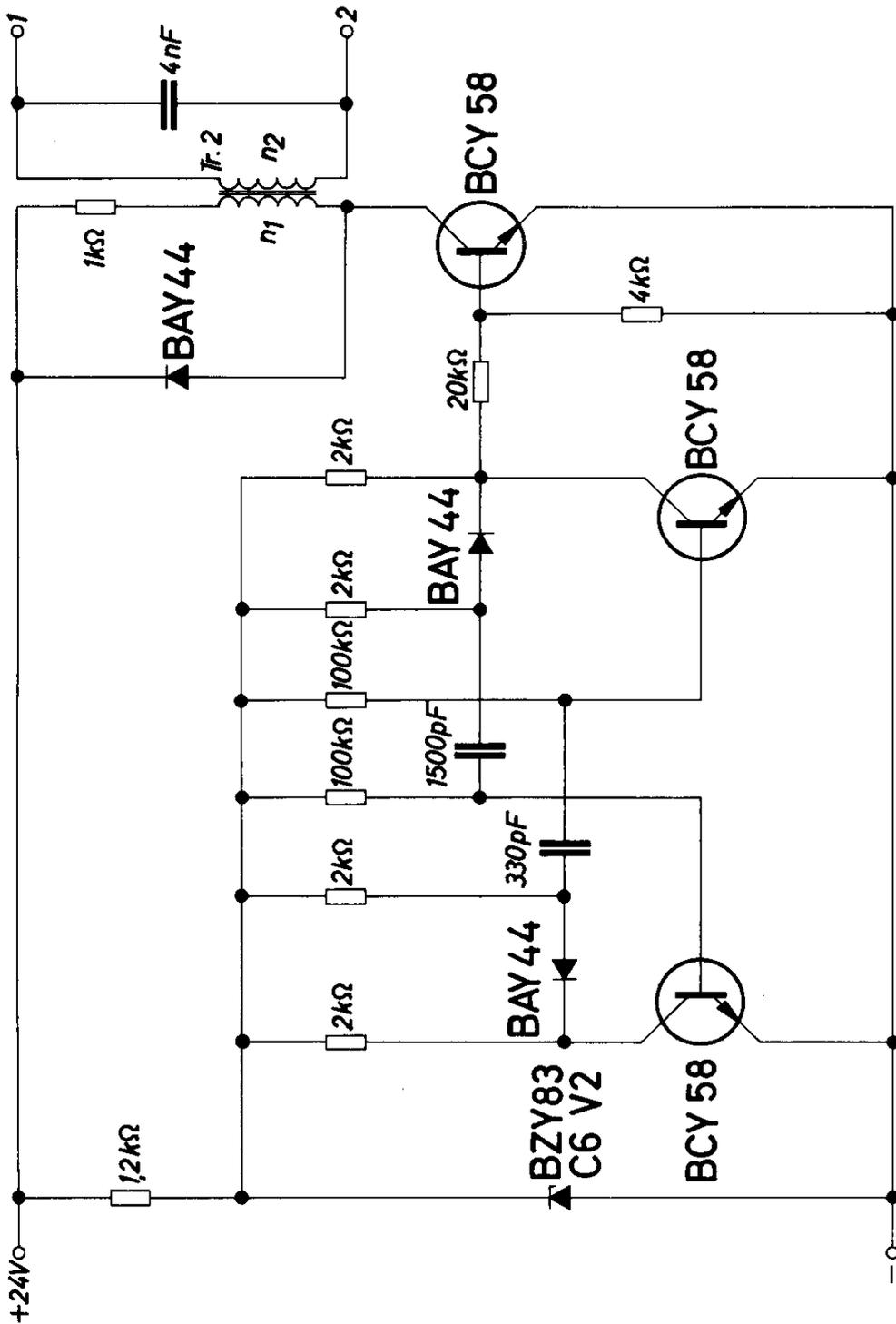


Bild 9.10.

Rechteckgenerator für Brückenspeisespannung

*Technische Daten*

Betriebsspannung	24 V
erforderliche Brückenverstimmung für Ansprechen der Relais	0,15 ‰
Frequenz der Brückenspannung	8 kHz

## Transformatoren

Tr.1: (Bild 9.9.) Siferrit-Schalenkerne B65571-A0000-R026

 $n_1 = 220$  Wdg 0,12 CuL $n_2 = n'_2 = n_3 = n'_3 = 200$  Wdg 0,08 CuL

Tr.2: (Bild 9.10.) Siferrit-Schalenkerne B65561-A0000-R022

 $n_1 = 190$  Wdg 0,15 CuL $n_2 = 100$  Wdg 0,18 CuL**9.8. Wechselspannungs-Brückenverstärker**

Beim Beispiel nach Bild 9.11 wird die Brücke mit einer sinusförmigen Wechselspannung mit einer Frequenz von 160 kHz gespeist. Die Brücke selbst besteht aus zwei Widerständen und zwei Kondensatoren, wobei ein Kondensator regelbar ist. Bei Änderung der Kapazität dieses Kondensators um einen Wert von  $\pm \Delta C$  gelangt an den Eingang des anschließenden Verstärkers ein Wechselspannungssignal, das gegenüber der Brückenspannung eine Phasenverschiebung von 0 oder 180° hat, abhängig davon, in welcher Richtung die Änderung der Kapazität erfolgt. Über einen Impedanzwandler gelangt das Signal an eine Phasenbrücke, mit der die im gesamten Verstärker hervorgerufene Phasendrehung kompensiert wird. Über eine weitere Verstärkerstufe mit einem Transistor in Kollektorschaltung — also wieder ein Impedanzwandler — gelangt das kompensierte Signal an den eigentlichen Verstärker. Dazwischen ist noch ein Reihenschwingkreis geschaltet, der die Oberwellen aussiebt, die durch Nichtlinearitäten im Verstärker und Gleichrichter entstehen. Über einen Impedanzwandler am Ausgang wird das Signal an die phasenselektive Gleichrichterschaltung gegeben. Diese Impedanzwandlerstufe ist erforderlich, damit der niederohmige Eingang dieser Gleichrichterstufe den Verstärker nicht zu stark belastet. Die gleiche Aufgabe haben auch die erwähnten Impedanzwandler nach der Abstimmbrücke und der Phasenbrücke. Der hohe Ein-



gangswiderstand dieser Stufen gewährleistet, daß beide Brücken praktisch im Leerlauf betrieben werden.

In der Gleichrichterschaltung wird die Phasenlage der Versorgungsspannung für die Abstimmbrücke mit der Phasenlage des verstärkten Brückensignals verglichen. In beiden Zweigen der Gleichrichterschaltung werden zwei Transistoren verwendet, von denen immer einer normal und einer invers betrieben ist. Dadurch erreicht man eine gute Symmetrie des Signals für beide Stromrichtungen.

Hat z. B. die Versorgungsspannung einen solchen Augenblickswert, daß über den Widerstand  $R_3$  an die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  ein positives Steuersignal gelangt, so sind diese Transistoren leitend. Durch die Gegen-taktwicklung des Transformators Tr. 1 ist gewährleistet, daß im gleichen Augenblick die Transistoren  $T_3$  und  $T_4$  mit einem negativen Signal gesperrt sind. Die Polarität an der Sekundärwicklung des Transformators Tr. 3 legt nun fest, in welcher Richtung der Strom durch die beiden Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  und den Ausgangswiderstand  $R_5$  fließt. Während der nächsten Halbperiode werden die Transistoren  $T_3$  und  $T_4$  durchgeschaltet. Da im gleichen Zeitraum auch die Polarität der Spannung am Transformator Tr. 3 gewechselt hat, ist gewährleistet, daß am Widerstand  $R_5$  auch während dieser zweiten Hälfte der Halbwelle die gleiche Stromrichtung auftritt. Eine Umkehrung der Stromrichtung tritt nur dann auf, wenn zwischen Brücken-Versorgungsspannung und Brückensignal, also zwischen den Spannungen am Transformator Tr. 1 und dem Transformator Tr. 3 eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  auftritt. Die Stromrichtung durch den Widerstand  $R_5$  ist somit ein Maß für die Richtung der Brückenverstimmung und die Größe des Stromes natürlich für den Wert der Verstimmung. Die Ausgangsspannung am Widerstand  $R_5$  wird mit einem Kondensator gesiebt.

Die Einstellung der Schaltung geht so vor sich: zunächst wird die Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises eingestellt. Dann wird die Ausgangsspannung am Widerstand  $R_5$  am Oszillografen beobachtet und mit dem Widerstand  $R_1$  eine solche Phasendrehung eingestellt, daß am Oszillografen eine pulsierende Wechselspannung auftritt. Der Siebkondensator ist dabei abzutrennen. Daraufhin kann mit dem Widerstand  $R_2$  die gewünschte Empfindlichkeit des Verstärkers festgehalten werden. Für das Einstellen der Phasendrehung empfiehlt es sich, zunächst die größtmögliche Empfindlichkeit zu wählen.

Mit den Widerständen  $R_3$  und  $R_4$  werden gleiche Scheitelwerte der pulsierenden Wechselspannung am Widerstand  $R_5$  eingestellt.

Bei einer Verstimmung der Brücke nach der anderen Richtung muß sich am Oszillografen ein bzgl. der Null-Linie symmetrisches Bild ergeben. Ist dies nicht der Fall, so ist der Abgleich des Verstärkers zu wiederholen.

*Technische Daten*

Betriebsspannung	20 V
Betriebsstrom	etwa 30 mA
Brückenspannung	15 V
Frequenz der Brückenspannung	160 kHz
Leistungsaufnahme der Brücke	1,5 W
Brückenverstimmung	
für eine Ausgangsspannung von 200 mV	1 ‰
max. Brückenverstimmung	1 ‰
max. Umgebungstemperatur	60 °C

## Transformatoren

Tr. 1: Siferrit-Schalenkerne B65531-K0000-R022

 $n_1 = 60$  Wdg 0,1 CuL $n_2 = 2 \times 60$  Wdg 0,1 CuL, gemeinsam gewickelt

Tr. 2: Siferrit-Schalenkerne B65521-J0000-R022

 $n_1 = 70$  Wdg 0,12 CuL $n_2 = 2 \times 10$  Wdg 0,12 CuL, gemeinsam gewickelt

Tr. 3: Siferrit-Schalenkerne B65541-K0400-K026

 $n_1 = 70$  Wdg 0,18 CuL $n_2 = 2 \times 35$  Wdg 0,18 CuL gemeinsam gewickeltL<sub>1</sub>: Siferrit-Schalenkerne B65541-K0400-K026 mit Abgleichkern $n = 230$  Wdg 0,13 CuL

## 10. Schaltungen mit Hallgeneratoren und Feldplatten

Neben Hallgeneratoren, die seit einigen Jahren hergestellt werden, steht seit kurzer Zeit ein neues magnetfeldabhängiges Bauelement – die Feldplatte – zur Verfügung. Während Hallgeneratoren für Steuerungs- und Meßaufgaben geeignet sind, bei denen eine magnetfeldabhängige Spannung benötigt wird, können Feldplatten überall dort eingesetzt werden, wo ein ohmscher Widerstand in Abhängigkeit von einem Magnetfeld verändert werden soll. Diese neuen Halbleiter-Bauelemente weisen eine Widerstandserhöhung auf das Sechs- bis Zwanzigfache bei einer magnetischen Induktion von 10 kG auf. Mit dem einzigen bisher vorhandenen Bauelement, dessen Funktion ebenfalls auf der Widerstandsänderung im Magnetfeld beruht, der Wismutspirale, ergab sich bei gleicher Induktion lediglich eine Zunahme des ohmschen Widerstandes um weniger als 50%.

Die Widerstandserhöhung hat bei den Feldplatten ihre Ursache darin, daß die Strombahnen durch die Feldplatte im Magnetfeld abgelenkt werden. Die hohe Widerstandsänderung wird dadurch erreicht, daß im Innern der Feldplatte durch Einschlüsse von Nadeln aus Nickelantimonid metallisch leitende Bezirke in Abständen von einigen tausendstel bis zu einigen zehntausendstel Millimeter geschaffen werden, welche sich derart auswir-

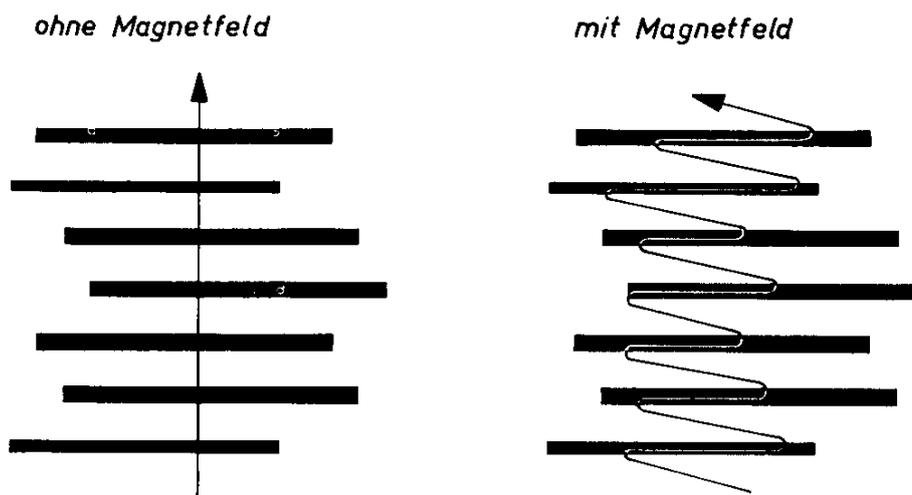


Bild 10.1.

Ablenkung der Strombahnen

ken, daß sich die Gesamtlänge der Strombahnen bei Ablenkung im Magnetfeld sehr stark vergrößert. Dieser Vorgang ist im Bild 10.1 schematisch dargestellt.

Der Widerstand der Feldplatten ändert sich für beide Polaritäten des Magnetfeldes in der gleichen Weise. Bis zu einer magnetischen Feldstärke von 3 kG ändert sich der Widerstand quadratisch mit der Induktion. Bei höheren Induktionen wird die Abhängigkeit des Widerstandes von der Induktion allmählich linear.

Die Feldplatten sind für die Messung und Steuerung von Magnetfeldern bis herab zu Temperaturen von  $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$  verwendbar.

Vor allem lassen sich Feldplatten als kontaktlos und stufenlos steuerbare Widerstände einsetzen. Die Steuerung erfolgt entweder mit einem Permanentmagneten, dessen Lage relativ zum Halbleiter verändert wird, oder über den Strom eines Elektromagneten, in dessen Luftspalt der Halbleiter liegt. Da es sich bei Feldplatten um Zweipole handelt und ihre Widerstände bei den aufgeführten Typen ohne Magnetfeld zwischen 10 und 500  $\Omega$  liegen, lassen sie sich leicht in herkömmliche Schaltungen einfügen. Feldplatten verhalten sich grundsätzlich wie ohmsche Widerstände, d. h. daß die Augenblickswerte von Strom und Spannung stets in einem dem jeweiligen Widerstand entsprechenden Verhältnis stehen.

### 10.1. Hallspannungsverstärker

Zum Verstärken von Hallspannungen benötigt man Verstärker mit kleinen Eingangswiderständen und möglichst guter Linearität. Bild 10.2 zeigt die Schaltung eines Gleichstromverstärkers mit einem Eingangswiderstand von 5  $\Omega$ . Der Verstärker besteht aus einer sehr stark gegengekoppelten Eingangsstufe, die bei konstanter Temperatur betrieben werden muß. Es empfiehlt sich deshalb der Einbau dieser Stufe in einen Kleinthermostat, wie er im Buch „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen Band II, Seite 157, beschrieben wurde. An die Eingangsstufe schließt eine Treiberstufe an, die mit komplementären Transistoren bestückt ist. Diese steuert die Gegentakt-Endstufe an. Mit dem Potentiometer  $R_1$  wird der Arbeitspunkt des Vorstufen-Transistors, mit dem Potentiometer  $R_2$  der Kollektor-Ruhestrom der nachfolgenden Stufen, eingestellt. Dieser Verstärker kann auch als Wechselstrom-Meßverstärker verwendet werden. Die maximale Ausgangsleistung beträgt 2 W bei einem Klirrfaktor von 3,5%. Die obere Grenzfrequenz ist 30 kHz.

Die Linearität der Anordnung bei Verwendung als Gleichstromverstärker ist in Bild 10.3 dargestellt. Wie man daraus sieht, können Eingangsspannungen beider Polaritäten mit der gleichen Genauigkeit verarbeitet werden.

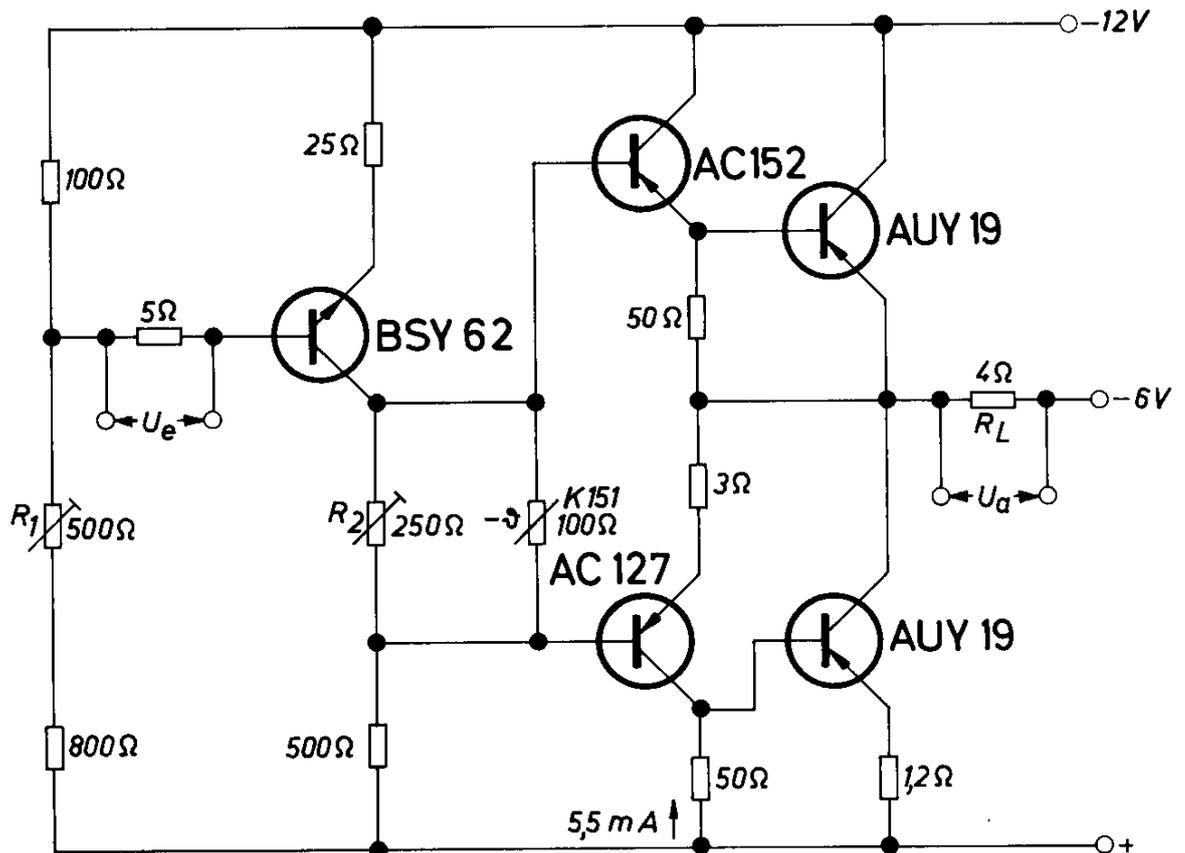


Bild 10.2.

Hallspannungsverstärker

*Technische Daten*

Betriebsspannung	$2 \times 6 \text{ V}$
Eingangsspannung	150 mV
Eingangswiderstand	5 $\Omega$
Ausgangsspannung	2 V
Ausgangswiderstand	4 $\Omega$
max. Umgebungstemperatur	45 $^{\circ}\text{C}$

## 10.2. Chopper mit Feldplatten

Für hochempfindliche Gleichstromverstärker setzt sich die Verwendung von Meßzerhackern, sogenannten „Choppern“, immer mehr durch.

Für die Herstellung von genauen Choppern bieten sich die in der Einleitung zu diesem Kapitel beschriebenen Feldplatten an. Bild 10.4 zeigt, daß sich der Widerstand von Feldplatten, die im Luftspalt eines Magneten angeordnet sind, mit der doppelten Frequenz der magnetischen Induktion ändert. Im Bild 10.5 ist die Ausführung eines solchen Choppers schematisch dargestellt. Die Feldplatten sind im Luftspalt eines Transformators angeordnet, an dessen Wicklung eine konstante Wechselspannung gelegt wird. Diese Wechselspannung erzeugt eine konstante Induktion, durch die der Wider-

stand der Feldplatten mit der doppelten Frequenz ständig um einen gewissen Betrag verändert wird. Am Widerstand  $R_1$  kann deshalb eine Wechselspannung abgenommen werden, welche direkt proportional der Eingangsspannung  $U_e$  ist. Diese Wechselspannung kann nun linear verstärkt und wieder gleichgerichtet werden. Die Verwendung von zwei Feldplatten ist deshalb erforderlich, weil sich bei nur einer Feldplatte ein Nullpunkt-Fehler ergeben würde. Die Feldplatte bildet mit ihren Zuleitungen eine Schleife, in der eine bestimmte Spannung induziert wird. Die beiden Feldplatten werden so angeordnet, daß sich diese induzierten Spannungen gegenseitig kompensieren.

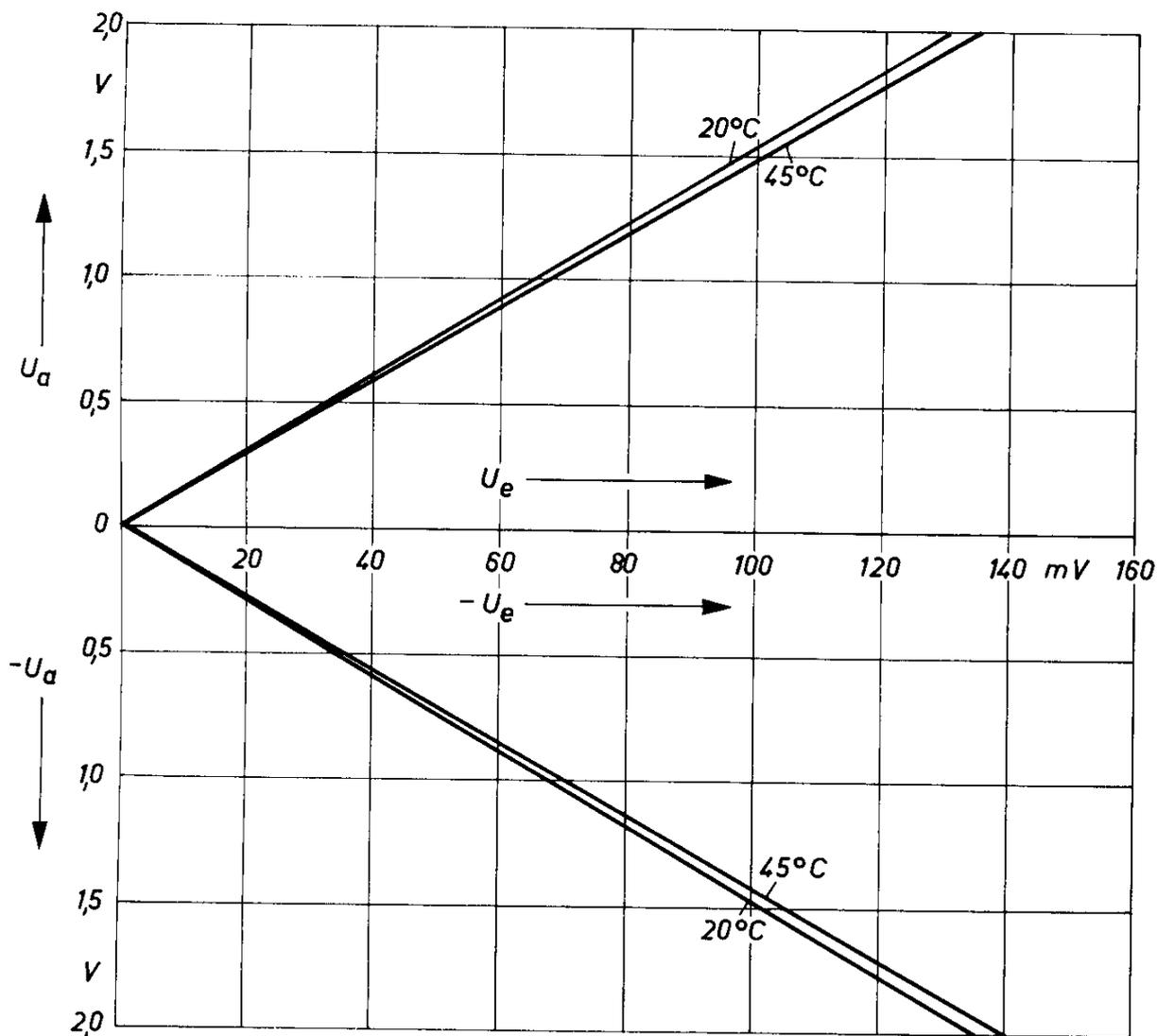


Bild 10.3.

Linearität der Anordnung nach Bild 10.2

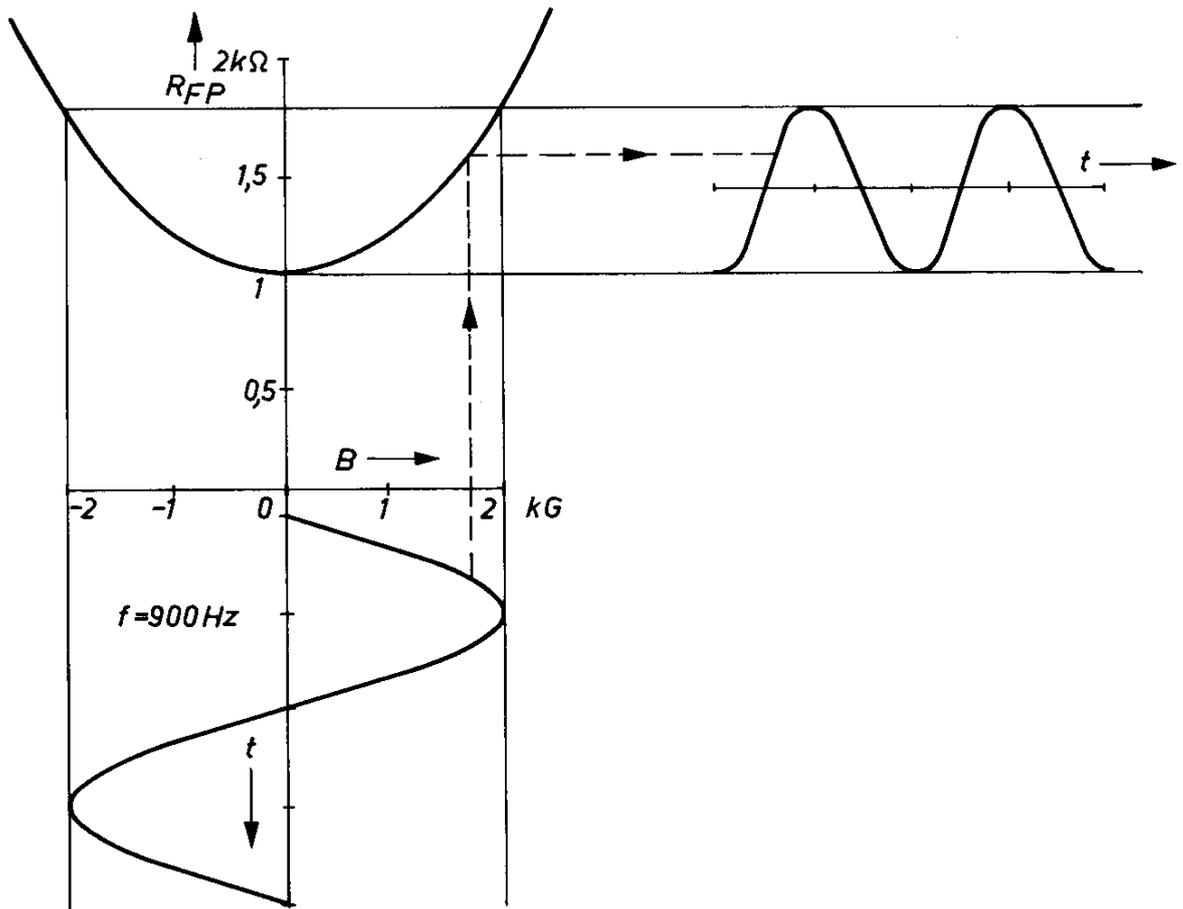


Bild 10.4.

Zusammenhang zwischen Widerstand von Feldplatten, die im Luftspalt eines Magneten angeordnet sind, und der magnetischen Induktion

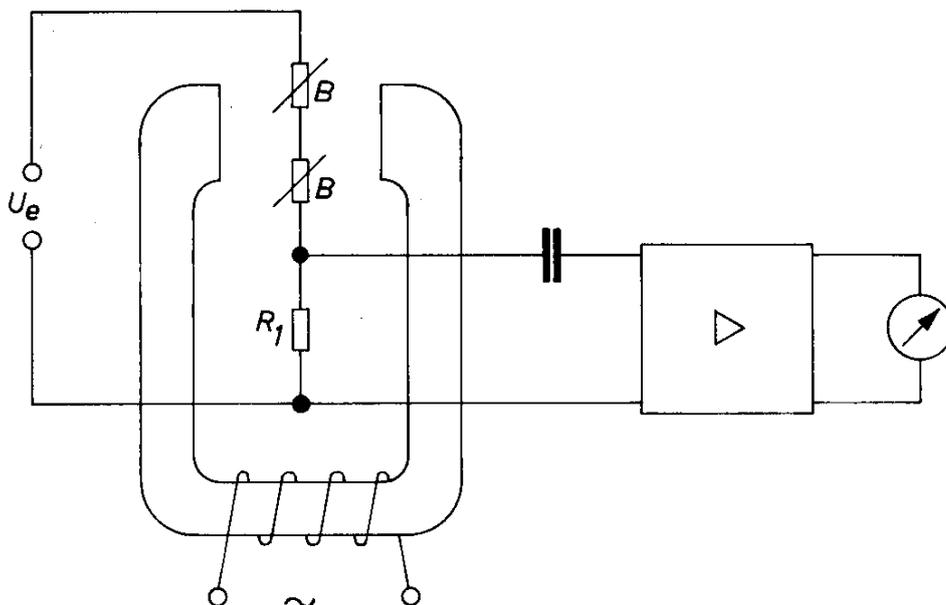


Bild 10.5.

Schematische Darstellung eines Choppers mit Feldplatten

## 11. Geregelte Netzgeräte

Netzgeräte mit Transistoren werden nicht nur dann verwendet, wenn eine konstante Ausgangsspannung oder ein konstanter Strom gewünscht wird, sondern heute schon vielfach auch dann, wenn man an Siebmitteln in der herkömmlichen Form sparen will.

Es ist nämlich im Prinzip gleichgültig, ob der Regeltransistor die Schwankungen der Netzspannung oder die Welligkeit der gleichgerichteten Spannung kompensiert. Die Siebung mit solchen Anordnungen kann vor allem bei Stromversorgungen für Transistorgeräte vorteilhaft sein, weil diese bei verhältnismäßig kleinen Batteriespannungen und deshalb mit höheren Strömen betrieben werden. Es gibt verschiedene Möglichkeiten für diese Regelschaltungen. Die gebräuchlichste ist die, daß der Regeltransistor in Serie zur Last geschaltet wird, wobei man seinen Innenwiderstand so ändert, daß an der Last eine konstante Spannung auftritt, oder daß durch sie ein konstanter Strom fließt.

Diese einfachste Form hat jedoch den Nachteil, daß sie nicht von vornherein kurzschlußsicher ist, weil bei Kurzschluß an dem Regeltransistor das Produkt aus der Betriebsspannung und dem Kurzschlußstrom als Verlustleistung auftritt, was zu einer Zerstörung des Transistors führen kann.

Ein Schutz des Transistors mit einer Schmelzsicherung ist meist nicht möglich, weil solche Sicherungen zu langsam reagieren. Deshalb sind in den meisten angegebenen Beispielen Kurzschlußsicherungen in Form von elektronischen Abschaltvorrichtungen vorgesehen.

Die zweite Möglichkeit ist, daß der Regeltransistor parallel zur Last angeordnet und so gesteuert wird, daß er bezüglich der Spannungskonstanthaltung ähnlich wie eine Zenerdiode wirkt. Diese Schaltungen können auf einfache Weise kurzschlußsicher gemacht werden, weil bei Kurzschluß die Spannung am Ausgang, und damit auch am Regeltransistor, zusammenbricht, wenn, wie es fast immer der Fall ist, im Netzteil ausreichend hohe Innenwiderstände vorhanden sind. Ein solcher Innenwiderstand kann auch zusätzlich angeordnet werden.

Diese Form der geregelten Netzgeräte hat den Nachteil, daß dem Netzgerät bei jeder Belastung die volle Energie entnommen wird, weshalb der Wirkungsgrad schlecht ist.

Der beste Wirkungsgrad wird dann erreicht, wenn die Spannungsregelung mit Impulsen erfolgt. Der Regeltransistor arbeitet dann wie ein Schalter, der

durch verschieden lange Einschaltzeiten die an den Ausgang gelieferte Energie steuert. Am Transistor tritt deshalb nur eine kleine Verlustleistung auf.

### 11.1. Spannungskonstantgerät für 30 V/0,35 A

Die Betriebsspannung von 30 V liegt für viele Transistorschaltungen sehr günstig. Die Sperrspannungen der üblichen Leistungstransistoren liegen höher als 30 V, weshalb z. B. in eisenlosen NF-Endstufen eine Versorgungsspannung von 24 bis 30 V sinnvoll ist, weil an den Transistoren die Sperrspannung nicht höher als die Batteriespannung werden kann.

Bild 11.1 zeigt ein stabilisiertes Netzgerät, wie es z. B. für den in Kapitel 2.13 beschriebenen NF-Verstärker geeignet ist.

Die Schaltung ist sehr einfach aufgebaut. Der Leistungstransistor  $T_2$  wird über die Basiswiderstände  $R_1$  und  $R_2$  durchgesteuert. Über den Transistor  $T_1$  wird ein um so größerer Teil dieses Basisstromes abgeleitet, je höher die Ausgangsspannung steigt. Am Transistor  $T_1$  wird nämlich die Höhe der Ausgangsspannung mit der an der Zenerdiode liegenden konstanten Spannung verglichen. Wenn die Ausgangsspannung über den eingestellten Wert steigt, erhält die Basis des Transistors  $T_1$  ein gegenüber dem Emitter negatives Potential, wodurch er durchgesteuert wird und durch Ableitung des Basisstromes den Transistor  $T_2$  sperrt. Transistor  $T_2$  wird aber nur soweit gesperrt, bis der Spannungsabfall an diesem einen so großen Wert erreicht, daß die Ausgangsspannung konstant bleibt.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Ausgangsspannung	30 V konstant
Max. Laststrom	0,35 A

Transformator Tr.: EI 60/20 Dyn.-Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 2100$  Wdg 0,16 CuL

$n_2 = 400$  Wdg 0,35 CuL

### 11.2. Spannungskonstantgerät für 32 V/1,3 A mit elektronischer Sicherung

Im Beispiel nach Bild 11.2 stimmt die Regelschaltung mit der im Beispiel 11.1 angegebenen Anordnung weitgehend überein. Es ist hier lediglich noch ein Transistor als Stromverstärker vorgeschaltet. Die Signalspannung für die elektronische Sicherung wird am Widerstand  $R_1$  abgegriffen. Sobald der Laststrom einen bestimmten einstellbaren Wert überschreitet, spricht

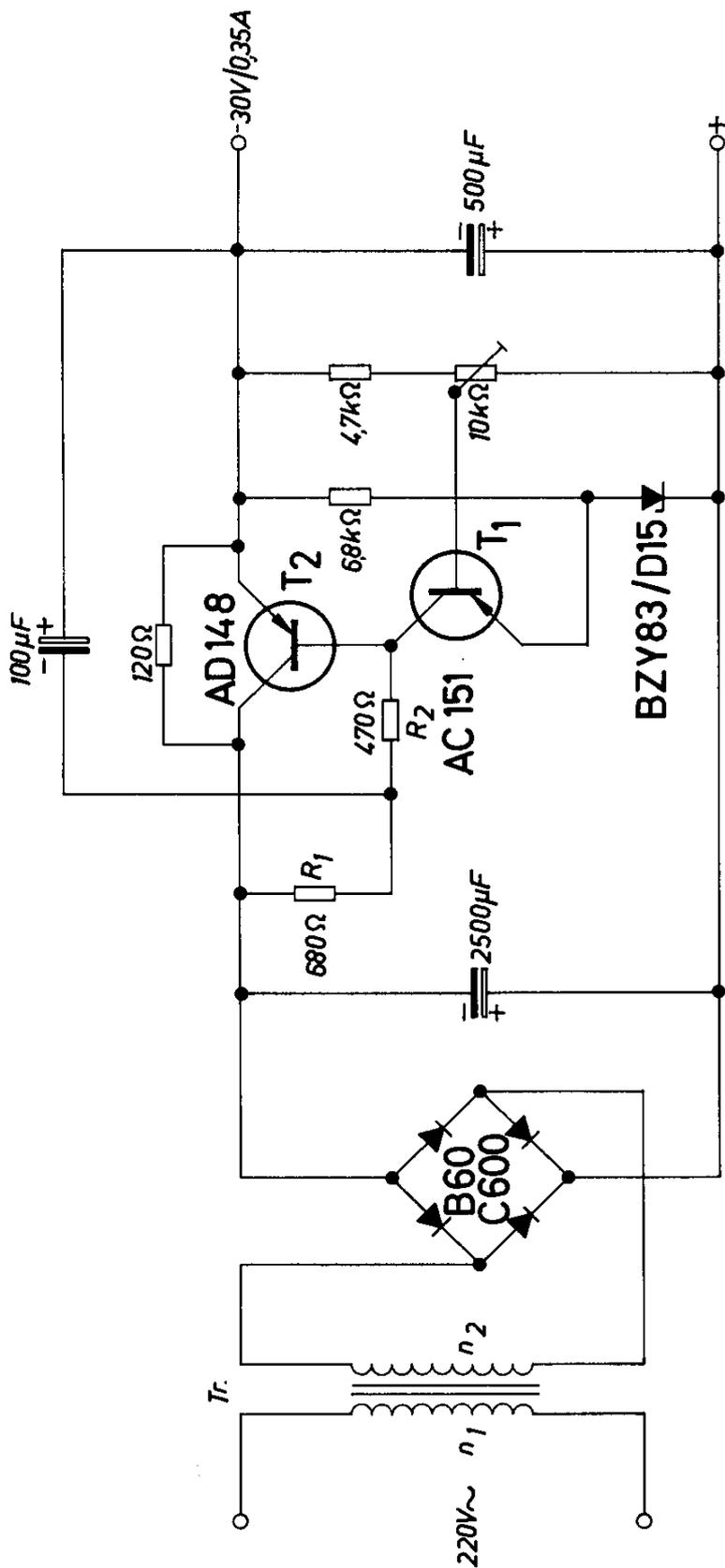


Bild 11.1.

Spannungskonstantgerät für 30 V/0,35 A

der Schwellwertverstärker mit dem Transistor BFY 45 an. Der Schwellwert ist durch die Silizium-Diode im Basiskreis dieses Transistors festgelegt. Wenn die Durchlaßspannung dieser Silizium-Diode erreicht wird, erhält der Transistor BFY 45 Basisstrom und wird durchgesteuert. Damit wird auch der zweite Transistor der Sicherheitsschaltung durchgesteuert. Der Ausgang dieses Transistors liegt parallel zum Steuertransistor der Regelanordnung. Wenn die elektronische Sicherung anspricht, wird dieser Steuertransistor kurzgeschlossen und dadurch der Leistungstransistor AUY 20 gesperrt. Diese Sperrung geschieht dadurch, daß der über die Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  fließende Basisstrom für den Regelteil vollständig abgeleitet wird. Der Kurzschluß des Steuertransistors ist jedoch nicht vollständig, weil an der Diode BAY 45 und am Ausgang des den Kurzschluß herbeiführenden Transistors ein Spannungsabfall auftritt. Deshalb ist das Emitterpotential des Leistungstransistors AUY 20 mit Hilfe einer Silizium-Diode etwas angehoben.

Diese Maßnahme für das Erreichen einer besseren Sperrung eines Transistors ist bei den Schaltverstärkern mit Transistoren sehr bekannt und üblich.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	220 V +15% -20%
Ausgangsspannung	32 V
Max. Laststrom	1,3 A
Brummspannung bei max. Laststrom	5 mV
Innenwiderstand	0,15 $\Omega$
Max. Umgebungstemperatur	45 °C
Kühlfläche für den Transistor AUY 20	$\geq 350 \text{ cm}^2$
Transformator Tr.: M 85/32 Dyn.-Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet	
$n_1 = 900 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL}$	
$n_2 = 150 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$	
Diode $D_1$ : Silizium-Kleingleichrichter V23212 - C0810	

#### 11.3. Geregelttes Netzgerät 0,5 bis 30 V, 0 bis 100 mA

Während bei den bisher beschriebenen Netzgeräten eine konstante Spannung erzeugt wird, kann im Beispiel nach Bild 11.3 die Ausgangsspannung zwischen den Werten 0,5 V und 30 V eingestellt werden.

Die eingestellte Spannung bleibt konstant vom Leerlauf bis zu einem maximalen Laststrom von 100 mA. Der eigentliche Regelteil besteht wieder aus einem Leistungstransistor und einem Stromverstärker. Der Basisstrom





für die Durchsteuerung dieses Regelteiles wird über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  von einer eigenen Stromversorgung geliefert. Dadurch erreicht man, daß dieser Basisstrom unabhängig von den Belastungsschwankungen bleibt. Der Emitter des Steuertransistors liegt an einem Spannungsteiler, der mit konstanter Spannung gespeist wird. Mit diesem Spannungsteiler kann die Ausgangsspannung eingestellt werden. Die Wirkung des Steuertransistors ist von den früheren Beispielen her bekannt. Die elektronische Sicherung, die hier verwendet wurde, unterscheidet sich etwas von der im Kapitel 11.2 beschriebenen Anordnung. Es werden hier nur pnp-Transistoren verwendet. Das Steuersignal wird am Widerstand  $R_3$  abgenommen. Überschreitet der Spannungsabfall an diesem Widerstand den Schwellenwert der Silizium-Diode, so wird die Kippstufe mit den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  umgeschaltet, so daß Transistor  $T_2$  gesperrt wird. Transistor  $T_3$  wird durchgeschaltet und schließt die Steuerschaltung für den Regelteil kurz.

### Technische Daten

Betriebsspannung	220 V $\pm$ 10 %
Betriebsstrom bei Vollast	73 mA
Ausgangsspannung	0,5 bis 30 V
Ausgangsstrom	0 bis 100 mA
Spannungskonstanz zwischen Leerlauf und Vollast	1 %
Brummspannung bei Vollast	30 mV <sub>SS</sub>
Kühlfläche für Leistungstransistor AUY 19	$\geq$ 350 cm <sup>2</sup>
Transformator Tr.: M 55/20, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet	
$n_1 =$	2600 Wdg 0,16 CuL
$n_2 =$	450 Wdg 0,35 CuL
$n_3 =$	150 Wdg 0,15 CuL
$n_4 =$	750 Wdg 0,15 CuL

### 11.4. Geregeltes Netzgerät 60 V/1 A

Das Netzgerät nach Bild 11.4 ist für die Stromversorgung des eisenlosen NF-Verstärkers, der im Kapitel 2.23 beschrieben wurde, geeignet. Es handelt sich hierbei um ein Netzgerät mit Serienregelung, d. h. der Transistor  $T_1$  wird als veränderlicher Vorwiderstand gesteuert. Das Netzgerät enthält eine elektronische Sicherung (Bild 11.5), die bei Überlastung und bei Kurzschluß das Netzgerät abschaltet. Dabei tritt am Transistor  $T_1$  eine Spannungsspitze bis 90 V auf, weshalb ein hochsperrender Germanium-Leistungstransistor verwendet wird. Die Ansteuerung dieses Transistors er-

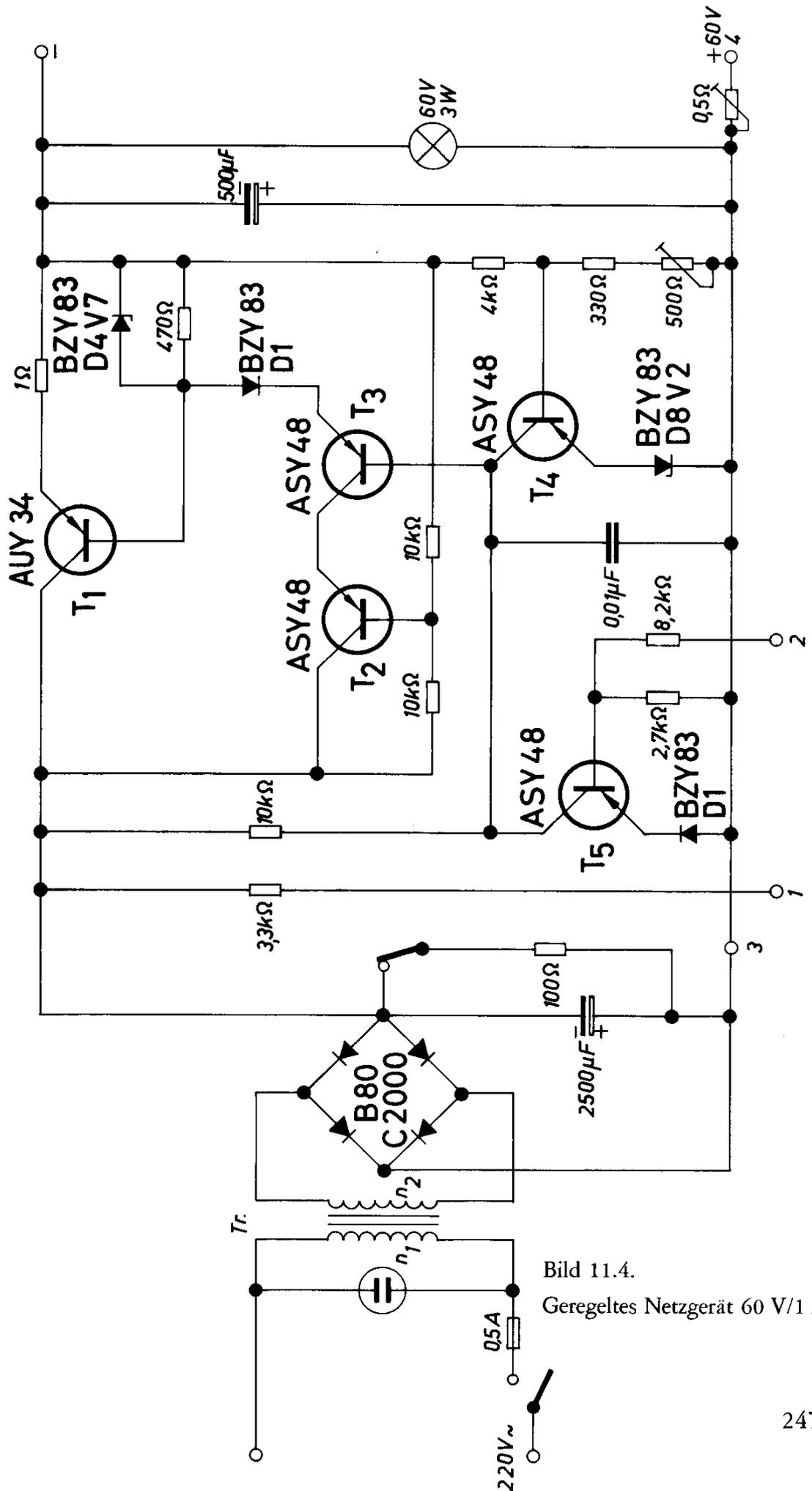


Bild 11.4.  
Geregeltes Netzgerät 60 V/1 A

folgt über zwei in Serie geschaltete Vorstufen-Transistoren, weil auch an diesen die hohe Sperrspannung auftritt. Die Sperrspannung wird auf die beiden Transistoren mit Hilfe eines Spannungsteilers im Basiskreis aufgeteilt.

In gleicher Weise bezeichnete Anschlußklemmen geben an, wie die elektronische Sicherung nach Bild 11.5 an das Netzgerät nach Bild 11.4 angeschaltet werden muß. Mit Hilfe des Transistors  $T_5$ , der bei Ansprechen der Sicherung bis zur Restspannung durchgesteuert wird und dadurch den Transistor  $T_1$  sperrt, wird das Netzgerät abgeschaltet.

Transformator Tr.: M 102a, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 760 \text{ Wdg CuL } 0,55$$

$$n_2 = 221 \text{ Wdg CuL } 0,8$$

### 11.5. Netzgerät für Kleinmotoren

Mit dem in Bild 11.6 gezeigten Netzgerät können z. B. Kleinmotoren an 6- oder 12-V-Batterien ohne Umschaltung betrieben werden. Im 6-V-Betrieb ist die Zenerdiode  $D_1$  gesperrt, wodurch der Transistor  $T_3$  ständig gesperrt ist. Der Transistor  $T_1$  ist über den Transistor  $T_2$  durchgesteuert, und der Motor liegt fast ständig an der vollen Betriebsspannung. Der Kondensator  $C_2$  entlädt sich sehr langsam über den hohen Widerstand der gesperrten Zenerdiode  $D_1$ , wodurch der astabile Multivibrator, bestehend aus den Transistoren  $T_2$  und  $T_3$ , immer nur nach längeren Zeitintervallen für kurze Zeit kippt.

Bei einer Betriebsspannung von 12 V ist die Zenerdiode  $D_1$  stromdurchlässig, und der Multivibrator arbeitet mit einem Tastverhältnis von 1:4, d. h. nur während des vierten Teils einer Periode wird der Motor mit doppeltem Strom bei doppelter Betriebsspannung durchflossen. Dies ergibt im Mittel die gleiche aufgenommene Leistung wie beim 6-V-Betrieb.

Ein praktischer Versuch mit einem Kleinmotor zeigte, daß bei diesem Impulsbetrieb die gleiche aufgenommene Leistung nicht ausreicht, um das volle Drehmoment zu erreichen. Durch Verändern der Kondensatoren  $C_1$  oder  $C_2$  kann das Tastverhältnis verkleinert werden, z. B. von 1:4 auf 1:2, wodurch auf jeden Fall auch beim 12-V-Betrieb das volle Drehmoment erreicht werden kann. Die Silizium-Diode parallel zum Motor verhindert die Zerstörung des Ausgangs-Transistors durch Abschalt-Spannungsspitzen.

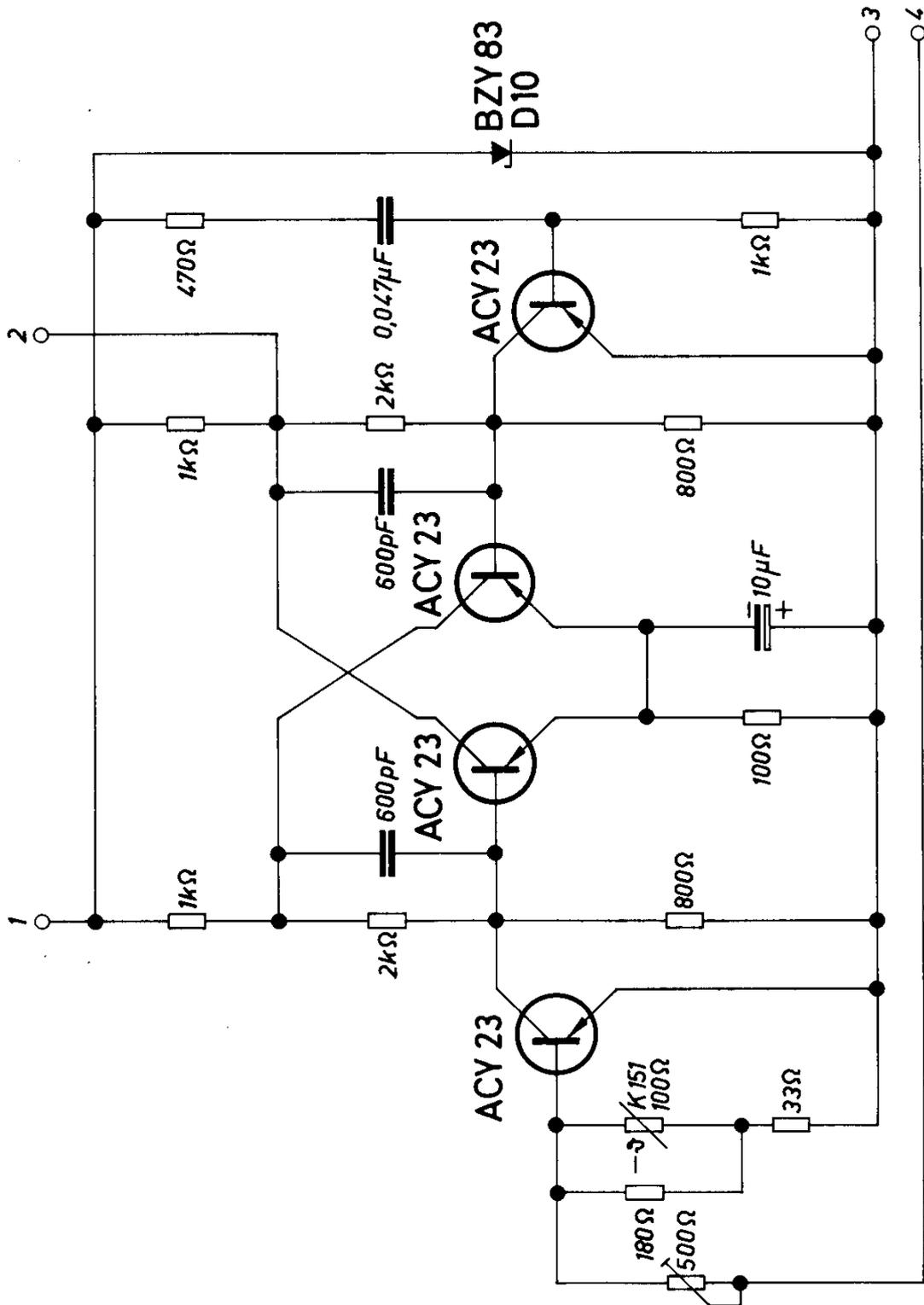


Bild 11.5.  
Elektronische Sicherung für Netzgerät nach Bild 11.4

## Technische Daten

Betriebsspannung	6 V oder 12 V
minimaler Lastwiderstand	10 $\Omega$

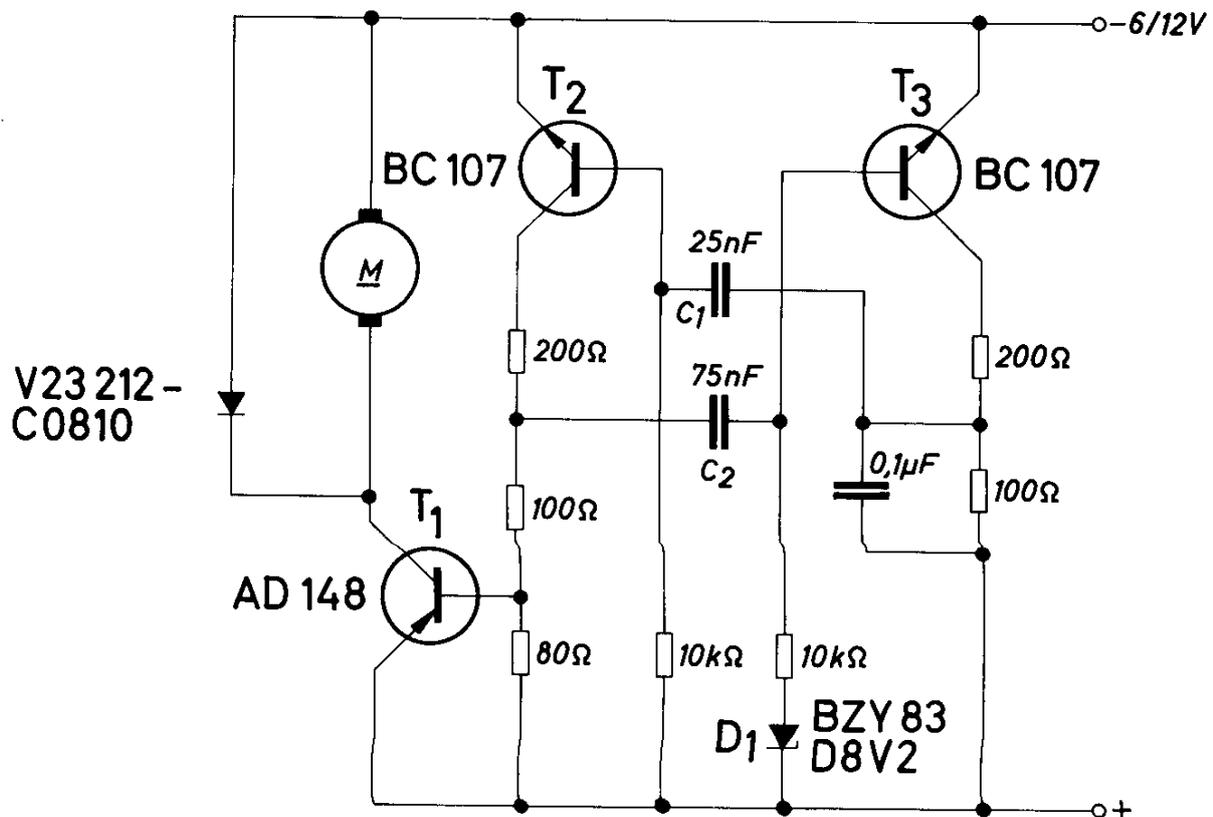


Bild 11.6.

Netzgerät für Kleinmotoren

## 11.6. Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 31 V/3,3 A

Mit einem impulsgetasteten Spannungskonstantgerät kann man bei verhältnismäßig kleiner Verlustleistung am Regelglied große Ausgangsleistungen erzielen. Ein Kondensator wird mit Impulsen aufgeladen, deren Breite oder 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.



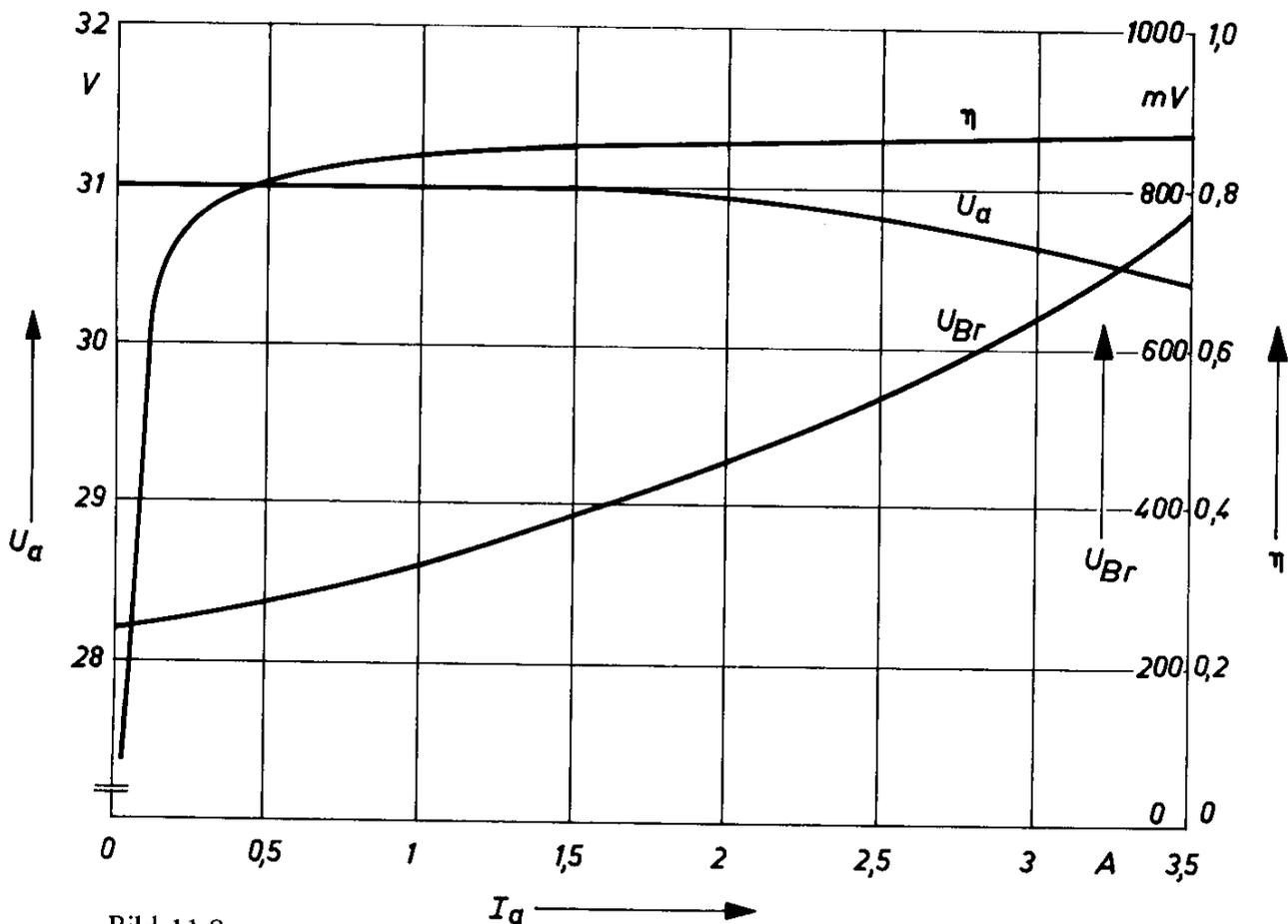


Bild 11.8.

Wirkungsgrad, Ausgangs- und Brummspannung, abhängig vom Laststrom für Schaltung gemäß Bild 11.7

mit dem Potentiometer eingestellt werden. Sobald Transistor  $T_1$  durchschaltet, werden die Transistoren  $T_2$ ,  $T_3$  und  $T_4$  gesperrt. Dadurch wird die Ladung des Kondensators beendet. Lediglich die in der Drossel  $D_r$  gespeicherte Induktionsenergie wird über die Diode  $D_1$  an den Kondensator  $C_1$  entladen, wodurch eine Verbesserung des Wirkungsgrades erreicht wird. Kondensator  $C_1$  entlädt sich nun über den Lastwiderstand. Sobald die Ausgangsspannung unter den eingestellten Wert absinkt, wird Transistor  $T_1$  gesperrt, und die drei anderen Transistoren werden durchgeschaltet. Über Transistor  $T_4$  und über die Drossel wird jetzt Kondensator  $C_1$  nachgeladen. In der vorliegenden Schaltung erfolgt die Nachladung des Kondensators mit einer Frequenz von etwa 200 Hz.

Bei Schwanken der Eingangsspannung von  $\pm 10$  V ändert sich die Ausgangsspannung bei Belastungsänderung zwischen Leerlauf und Vollast nur um den Wert von  $\pm 1$  V. Mit dem Potentiometer können Ausgangsspannungen zwischen 19 und 34 V eingestellt werden. Die Welligkeit der Ausgangsspannung hat im Leerlauf und bei geringer Last (Laststrom  $\leq 1$  A) einen Wert von etwa 250 mV (Spitzenwert), bei Vollast erreicht sie etwa den Wert von 700 mV.

Bild 11.8 zeigt die Abhängigkeit des Wirkungsgrades  $\eta$ , der Ausgangsspannung  $U_a$  und der Brummspannung  $U_{Br}$  vom Laststrom  $I_L$ .

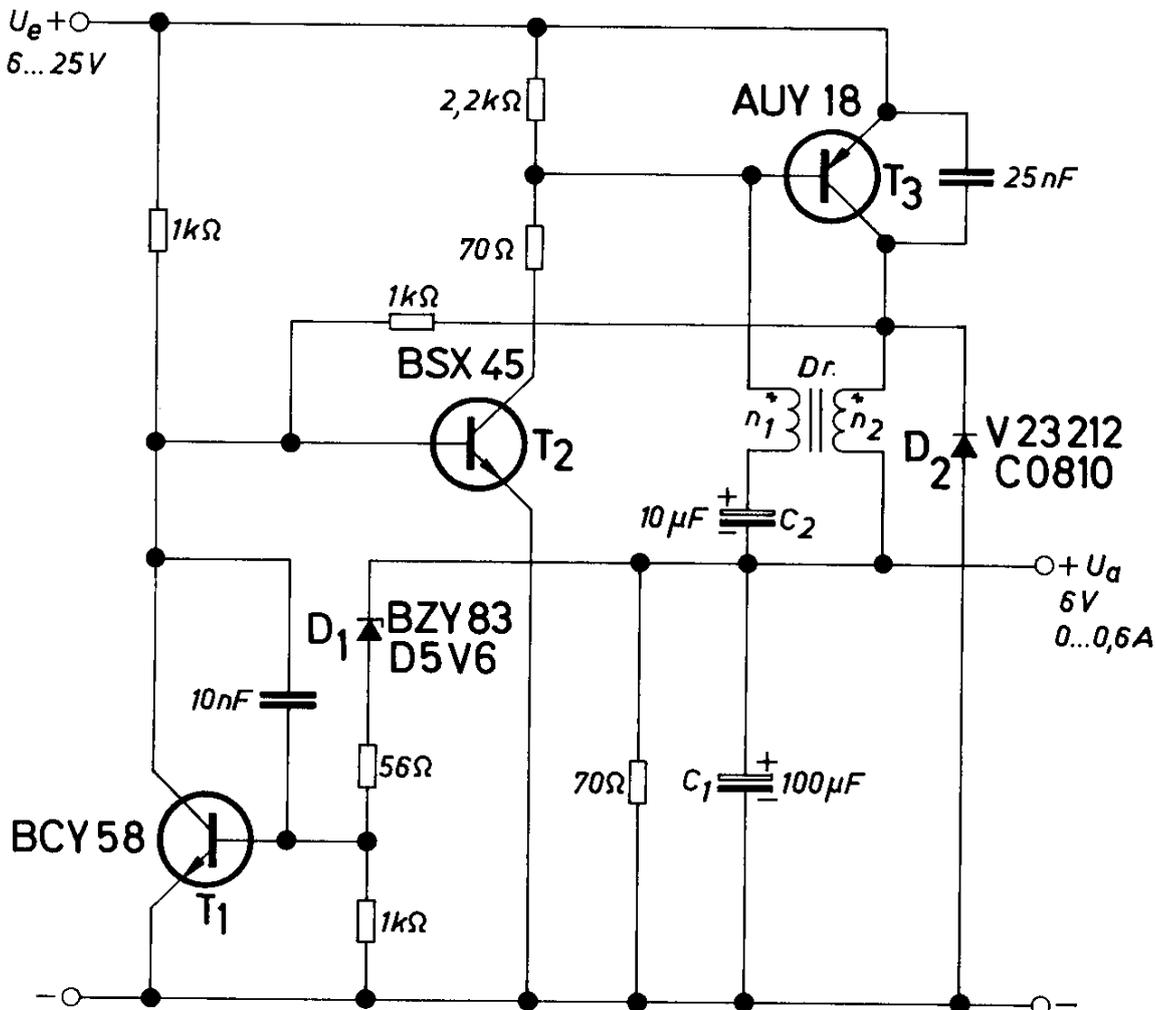
#### Technische Daten

Eingangsspannung	40 bis 60 V
Ausgangsspannung (einstellbar)	19 bis 34 V
Laststrom	0 bis 3,3 A
Drossel Dr: M 74/32, Dyn.-Bl. IV/0,5, 0,5 mmL, gleichsinnig geschichtet	
$n_1 = 9$ Wdg 2,0 CuL	
$n_2 = 55$ Wdg 2,0 CuL	

#### 11.7. Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 6V/0,6 A

Die Schaltung nach Bild 11.9 arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie die Schaltung nach Bild 11.7. Wenn am Siebkondensator  $C_1$  die Spannung den Wert von 6 V überschreitet, so wird der Transistor  $T_1$  durchgesteuert, weil durch Überschreiten der Zenerspannung die Zenerdiode  $D_1$  leitend wird. Dadurch wird der Eingang des Transistors  $T_2$  kurzgeschlossen, weshalb dieser Transistor und auch der Transistor  $T_3$  gesperrt werden. Die während der Stromflußzeit des Transistors  $T_3$  in der Drossel Dr gespeicherte Energie entlädt sich nun über die Diode  $D_2$  an den Kondensator  $C_1$ . Sobald die Spannung am Kondensator  $C_1$  durch Entladung über die Last so weit abgesunken ist, daß die Zenerdiode  $D_1$  sperrt, wird der Transistor  $T_1$  ebenfalls gesperrt, wodurch die Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  durchgeschaltet werden. Nun wird der Kondensator  $C_1$  über den Transistor  $T_3$  und die Drossel Dr nachgeladen, bis an diesem Kondensator wieder die Zenerspannung der Diode  $D_1$  erreicht wird und der beschriebene Vorgang von neuem beginnt.

Bei der Entwicklung dieser Schaltung wurde großer Wert auf die Kleinheit der Anordnung gelegt, weshalb die Verwendung einer kleinen Induktivität und eines kleinen Siebkondensators angestrebt wurde. Dadurch ergibt sich zwangsläufig eine hohe Schaltfrequenz und eine größere Welligkeit der Konstantspannung. Um den Wirkungsgrad der Anordnung zu verbessern, wird dafür gesorgt, daß der Transistor  $T_3$  rasch durchschaltet. Dazu dient die in einer Zusatzwicklung  $n_1$  der Drossel Dr gewonnene Spannung, die an die Basis des Transistors  $T_3$  gelegt wird und den Umschaltvorgang unterstützt. Dies wirkt nicht nur beim Einschalten, sondern auch beim Ausschalten des Transistors. Sobald nämlich der Transistor  $T_3$  über die Steueranordnung abgeschaltet wird, ändert sich die Polarität der Spannung an der Drossel. Dadurch gelangt über die Wicklung  $n_1$  in diesem Augenblick eine Sperrspannung an den Eingang des Transistors  $T_3$ . Der Kondensator  $C_2$  verringert die beim Sperren des Transistors auftretenden Stromspitzen.



\*Punkte gleicher Polarität

Bild 11.9.

Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 6 V/0,6 A

Das Netzgerät kann überall dort eingesetzt werden, wo aus einer stark schwankenden Eingangsspannung eine konstante Ausgangsspannung gewonnen werden soll.

#### Technische Daten

Betriebsspannung 6 bis 25 V

Ausgangsspannung 6 V

Laststrom 0 bis 0,6 A

Drossel Dr: Siferrit-Schalenkern B 65561-A 0063-A 025

$n_1 = 40$  Wdg 0,1 CuL

$n_2 = 120$  Wdg 0,35 CuL

## 11.8. Einfaches Stromregelgerät

Für den Betrieb von Spielzeugen, z. B. von Modelleisenbahnen, werden Regeltransformatoren benötigt, die sehr betriebssicher, d. h. auf jeden Fall kurzschlußfest sein müssen. Da es gleichgültig ist, ob Ausgangsspannung oder Ausgangsstrom geregelt werden, bietet sich für diese Anwendung ein Stromregelgerät an, da es automatisch kurzschlußfest ist. Die Schaltung in Bild 11.10 zeigt eine solche Anordnung. Der Ausgangsstrom beträgt maximal 1 A und wird mit dem Potentiometer  $R_1$  eingestellt. Der Leistungstransistor ist auf einen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von maximal 3  $\text{grd/W}$  zu montieren. Dies entspricht einer wirksamen Kühlfläche von etwa 250  $\text{cm}^2$ .

### Technische Daten

Betriebsspannung 220 V, 50 Hz    minimaler Lastwiderstand 14  $\Omega$   
 Ausgangsstrom 0 bis 1 A    Innenwiderstand 1,5  $\Omega$   
 Transformator Tr: M65/27, Dyn.-Bl. III/0,5, 0,5 L, wechselsinnig  
 geschichtet  
 $n_1 = 1600 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL}$   
 $n_2 = 150 \text{ Wdg } 0,8 \text{ CuL}$

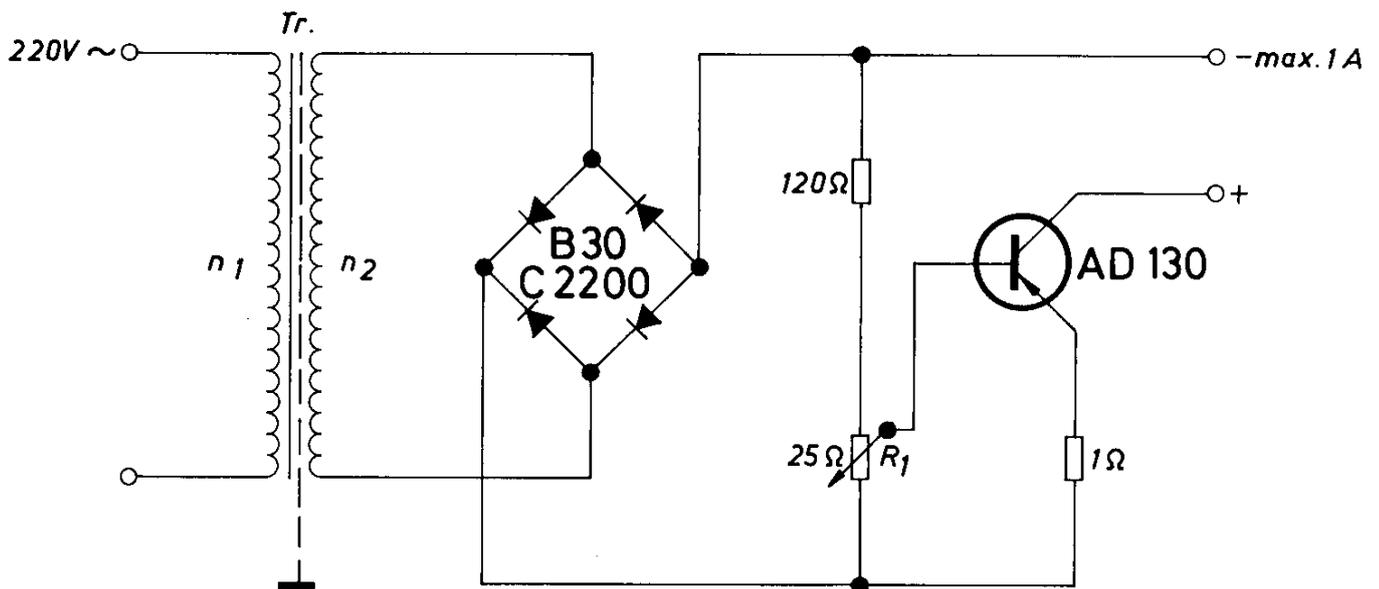


Bild 11.10.

Einfaches Stromregelgerät für 1 A

### 11.9. Automatisches Ladegerät für Nickel-Cadmium-Zellen

Während bei Akkumulatoren die Ladespannung ein Maß für den Ladezustand der Batterie ist, kann der Ladezustand von Ni-Cd-Zellen nur bei Belastung geprüft werden. In dem automatischen Ladegerät nach Bild 11.11 wird die Batterie regelmäßig kurzzeitig belastet. Wenn die am Belastungswiderstand auftretende Spannung noch zu klein ist, wird die Ladung fortgesetzt; hat sie den erforderlichen Wert, so wird die Ladung beendet. Sie wird erst dann wieder fortgesetzt, wenn die Spannung wieder unter einen bestimmten Wert abgesunken ist.

Der Taktgeber mit den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  schaltet alle 30 s für die Dauer von 100 ms die Belastung an die zu ladenden Zellen an. Sobald die Spannung an der Batterie so groß geworden ist, daß der Ansprechwert des Schwellwertverstärkers mit den Transistoren  $T_3$  und  $T_4$  erreicht ist, wird der Taktgeber über die Zenerdiode  $D_1$  in einer solchen Stellung gehalten, daß das Relais R ständig angesprochen bleibt und damit über den Kontakt r die Ladung unterbrochen ist. Der eigentliche Belastungswiderstand von  $5 \Omega$  ist über einen Kondensator angeschaltet, so daß der Stromverbrauch der Regelanordnung gering ist. Wenn die Batterie wieder so weit entladen ist, daß der Schwellwert des Schaltverstärkers nicht mehr erreicht wird, fällt das Relais R wieder ab, und die Ladung wird fortgesetzt. Der Taktgeber besteht aus einem astabilen Multivibrator mit einem npn- und einem pnp-Transistor. Diese bereits früher ausführlich beschriebenen Schaltungen ermöglichen die Erzeugung eines großen Tastverhältnisses. Dieses ist hier so eingestellt, daß das Relais nur alle 30 s für eine Dauer von 100 ms anspricht.

Die Batterie wird mit konstantem Strom geladen, den das Regelgerät mit den Transistoren  $T_5$  und  $T_6$  liefert. Mit dem Widerstand  $R_1$  kann ein Ladestrom zwischen 0,25 und 1,5 A eingestellt werden. Die Diode  $D_2$  schützt das Regelgerät vor Rückströmen aus der Batterie.

#### Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz	Transformator Tr.:
Ladespannung max.	7 V	M 65/27, Dyn.-Bl. III/0,5,
Ladestrom	0,25 bis 1,5 A	wechselsinnig geschichtet
Maximale		$n_1 = 1550$ Wdg 0,26 CuL
Umgebungstemp.	60 °C	$n_2 = 130$ Wdg 0,8 CuL
Kühlfläche für den		$n_3 = 130$ Wdg 0,45 CuL
Transistor AUY 19	$\geq 250 \text{ cm}^2$	Diode $D_2$ : Silizium- Klein-
		gleichrichter V23 212-C0820



### 11.10. Ladegerät mit Batterieüberwachung

Eine andere Möglichkeit, die Ladungsenergie einer Batterie zu begrenzen, zeigt die Schaltung nach Bild 11.12. Die Ni-Cd-zellen werden auch hier mit konstantem Strom geladen; die Ladungsenergie wird aber mit Hilfe eines Zeitrelais begrenzt.

Bei der Entladung über einen Verbraucher, der hier durch eine Glühlampe dargestellt ist, wird der Ladezustand der Batterie überprüft. Sobald die Spannung einen Schwellwert unterschreitet, spricht der Schaltverstärker mit den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  an und der Verbraucher wird von der Batterie abgeschaltet. Auf diese Weise wird vermieden, daß die Batterie zu stark entladen wird. Dies kann z. B. dann stören, wenn mehrere Batterien parallelgeschaltet sind, weil bei verschieden starker Entladung der einzelnen Zellen hohe Ausgleichströme fließen. Durch eine Begrenzung der Entladung kann vermieden werden, daß diese Ausgleichströme zu große Werte erreichen.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung            220 V, 50 Hz

Ladestrom                    1,1 A

Transformator Tr.: M 65/27, Dyn.-Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 1550$  Wdg 0,26 CuL

$n_2 = 115$  Wdg 1,0 CuL

$n_3 = 70$  Wdg 0,5 CuL

### 11.11. Referenzspannungsquelle 10 V/100 mA

Bei geeigneter Dimensionierung des geregelten Netzgerätes entspricht die Konstanz der geregelten Ausgangsspannung ziemlich genau der Konstanz der Vergleichsspannung, die üblicherweise mit einer Zenerdiode gewonnen wird. In dem Beispiel nach Bild 11.13 wird die Vergleichsspannung mit der Zenerdiode BZY 83/C5 V6 gewonnen. Bei der Zenerdiode BZY 83/C5 V6 hat der Temperaturkoeffizient der Zenerspannung einen Wert von etwa  $-10^{-4}/\text{grad}$ . Die Spannung an dieser Zenerdiode wird in einem Differenzverstärker, bestehend aus den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ , mit der Spannung am Verbraucher verglichen. Für die Zuführung der Verbraucherspannung an die Steuerschaltung sind eigene Leitungen vorgesehen, damit auch noch der Spannungsverlust, den der Laststrom in längeren Zuleitungen verursacht, ausgeregelt wird. Die Größe der geregelten Ausgangsspannung kann mit dem Potentiometer von  $200 \Omega$  eingestellt werden.



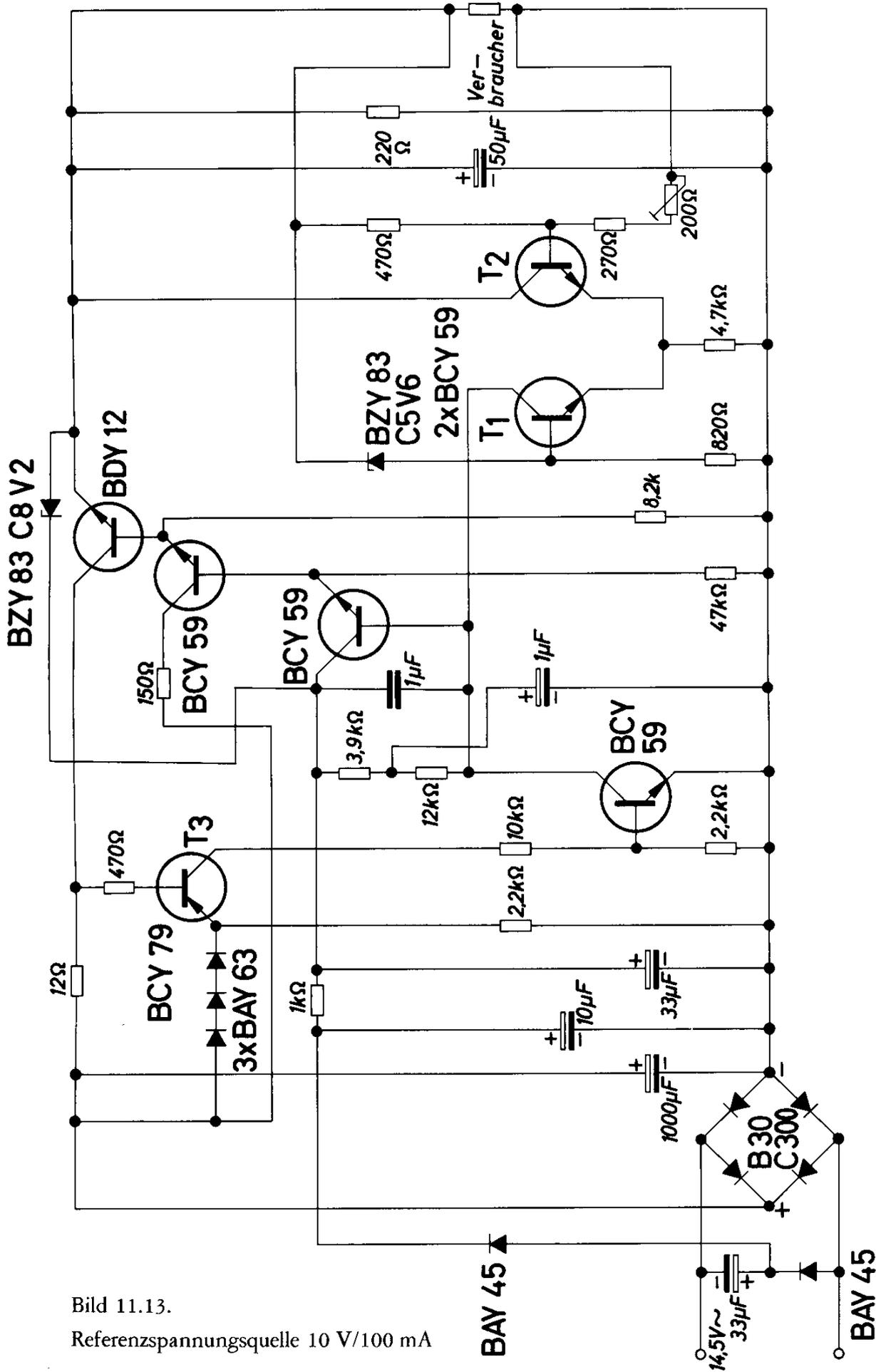


Bild 11.13.  
Referenzspannungsquelle 10 V/100 mA

Vom Differenzverstärker gelangt das Signal über Verstärkerstufen an den Längs-Transistor BDY 12.

Zum Schutz gegen Überlast ist eine Strombegrenzung vorgesehen. Sobald der Spannungsabfall am Serienwiderstand von  $12 \Omega$  einen bestimmten Wert überschreitet, wird der Transistor  $T_3$  leitend, wodurch ein weiterer Transistor (BCY 59) aufgesteuert wird. Die Kollektor-Emitterstrecke dieses Transistors liegt parallel zum Ausgang des Differenzverstärkers. Auf diese Weise wird eine zu starke Durchsteuerung des Längs-Transistors über die Vorstufen vermieden, und der Kurzschlußstrom wird auf etwa 230 mA begrenzt. Diese Kurzschlußsicherung hat gegenüber der sonst üblichen, die den Strom bei Kurzschluß abschaltet, den Vorteil, daß nach Aufhebung des Kurzschlusses das Netzgerät sofort normal weiterarbeitet. Bei den Abschalt-Sicherungen muß eine Taste betätigt werden, damit das Netzgerät wieder eingeschaltet wird.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	14,5 V
Ausgangsspannung	10 V
maximaler Ausgangsstrom	100 mA
Änderung der Ausgangsspannung zwischen Leerlauf und Vollast	< 1 mV
Änderung der Ausgangsspannung bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$	< 1 mV
Brummspannung	< 1 mV
Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung	etwa $-10^{-4} \text{ 1/grad}$
maximale Umgebungstemperatur	60 °C

## 12. Hochfrequenz-Schaltungen

Moderne Technologien ermöglichen die Herstellung von Transistoren mit immer besseren Hochfrequenz-Eigenschaften. Mit einer Abwandlung der seit Jahren bewährten Germanium-Mesatechnik, der sogenannten Mesa-II-Technik, können Hochfrequenztransistoren mit einer Rauschzahl von 3 und einer Leistungsverstärkung von 14 dB bei 800 MHz realisiert werden.

Auf dem Hochfrequenzgebiet werden Silizium-Transistoren vor allem dann angewendet, wenn höhere Leistungen erforderlich sind. Die Planar-Technik, die für die Herstellung von Silizium-Transistoren angewendet wird, ermöglicht die Verwirklichung der für Hochfrequenz-Leistungstransistoren erforderlichen komplizierten Systemgeometrien.

### 12.1. Leitungs- und Fehlersuchgerät

Die sich für Hausinstallationen immer mehr durchsetzenden Stegleitungen, die direkt im Mauerwerk eingebaut sind, erfordern Geräte, mit denen der Verlauf der Leitung oder auftretende Fehler in der Leitung festgestellt werden können. In diesem Kapitel wird ein einfaches Gerät beschrieben, das diese Anforderungen voll erfüllt. Es besteht aus einem Sender (Bild 12.1.) und einem Empfänger (Bild 12.2). Der Sender oder Generator besteht aus zwei astabilen Multivibratoren. Ein Multivibrator schwingt mit 100 kHz (M2) und ein Multivibrator mit 1,5 kHz (M1). Die Multivibratoren sind so zusammenschaltet, daß das 100-kHz-Signal zu 100% mit 1,5 kHz moduliert wird, d. h. der Multivibrator M2 wird durch den Multivibrator M1 in 1,5-kHz-Takt aus- und eingeschaltet. Der Generator wird an die stromlose Leitung angeschaltet, z. B. an der Steckdose. Die Anschaltung kann symmetrisch (Klemmen 1 und 3) oder unsymmetrisch (Klemmen 1 und 2 bzw. 2 und 3) erfolgen. Durch die Begrenzungswiderstände im Ausgang des Multivibrators M2 ist der Generator kurzschlußfest.

Der Empfänger ist auf 100 kHz abgestimmt. Das über eine Dipol-Antenne oder einen Ferritstab empfangene HF-Signal wird mit dem integrierten Verstärker TAA 111 verstärkt und anschließend demoduliert. Über eine Verstärkerstufe gelangt das Signal an ein Meßinstrument oder an einen Kopfhörer. Die akustische Anzeige ist dadurch möglich, weil das 100-kHz-Signal mit einer niedrigeren Frequenz moduliert ist. Für einfache Anwendungen wird sicherlich die rein akustische Anzeige vorgezogen werden. Wenn jedoch auf diese verzichtet werden kann, so kann auch die Modula-

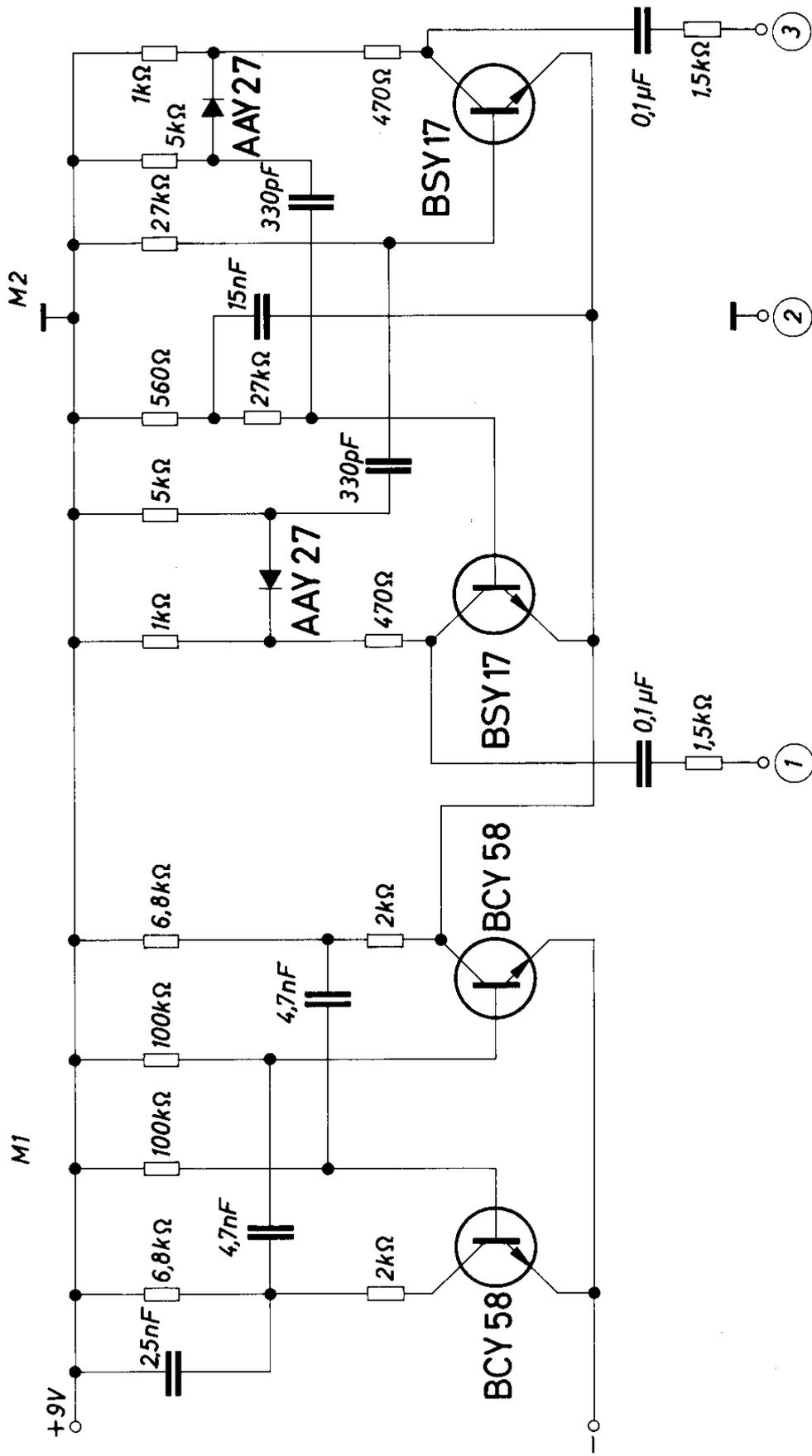


Bild 12.1.  
Leitungs-Fehlersuchgerät (Sender)

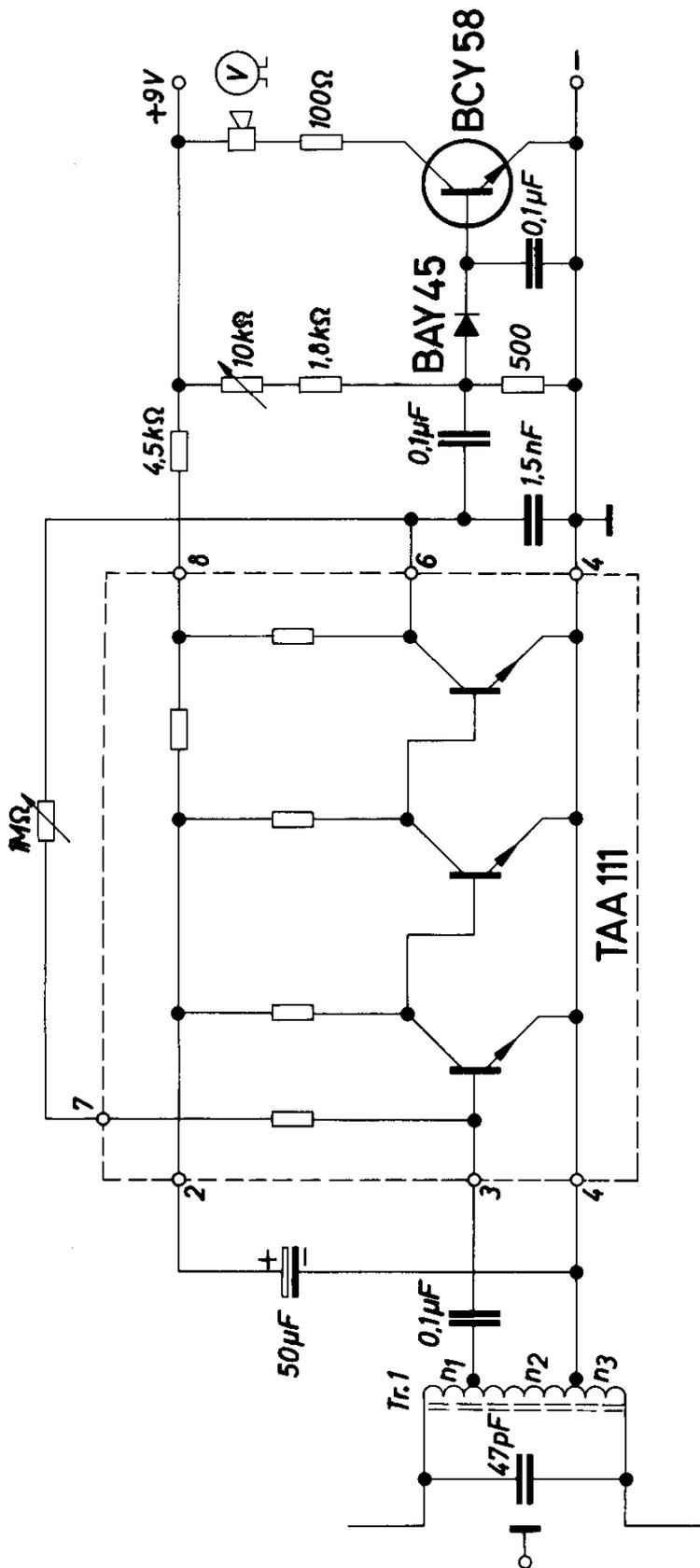


Bild 12.2.  
Leitungs-Fehlersuchgerät (Empfänger)

tion des 100-kHz-Signals unterbleiben, und es genügt als Generator der Multivibrator M2 (Bild 12.1).

Für das Suchen einer Unterbrechung in der Leitung soll das Ende der Leitung kurzgeschlossen werden. Wenn die Leitung sehr lang ist, kann das Kurzschließen auch entfallen, weil dann die Kapazität zwischen den beiden Leitungsdrähten bereits für einen Abschluß ausreicht. Nachdem der Generator angeschlossen ist, wird mit dem Empfänger die Leitung verfolgt, d. h. man verfolgt den Weg, bei dem das größte Ausgangssignal vorhanden ist. Sobald die Bruchstelle erreicht ist, ergibt sich eine Erhöhung des Signals durch die an der Bruchstelle auftretende große Felddichte. Hinter der Bruchstelle sinkt die Feldstärke stark ab. Als Antenne soll für diese Prüfung eine Dipol- oder eine asymmetrische Antenne verwendet werden. Wie aus der Beschreibung des Vorganges hervorgeht, kann also nach dieser Methode auch der Leitungsverlauf selbst festgestellt werden.

Bei Auftreten eines Kurzschlusses wird wieder der Empfänger die Leitung entlanggeführt. An der Stelle des Kurzschlusses ergibt sich ein plötzliches Absinken des Signals. Als Antenne ist für diesen Meßvorgang eine Ferrit-Antenne besser geeignet, weil es sich hier um die Erfassung des magnetischen Feldes handelt.

Transformator Tr. 1: (Bild 12.2)

Siferrit-Schalenkerne B65531-KO160-AO28

$$n_1 = 250 \text{ Wdg } 0,06 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 70 \text{ Wdg } 0,06 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 275 \text{ Wdg } 0,06 \text{ CuL}$$

## 12.2. Quarz-Oszillatoren mit Transistoren

Das Bild 12.3 zeigt die Schaltung eines einstufigen Quarz-Oszillators mit einer Ausgangsleistung von etwa 400 mW bei einer Frequenz von 27 MHz. Der Transistor BSY 34 wird in Basis-Schaltung betrieben. Die Rückkopplung erfolgt mit einem Kondensator zwischen Kollektor und Emitter. Der Schwingquarz liegt im Basiskreis des Transistors. Für alle anderen Frequenzen als die Resonanzfrequenz, verursacht der Quarz eine so starke Gegenkopplung, daß die Rückkopplung über den Kondensator nicht ausreicht, um eine Schwingung aufrechtzuerhalten. Deshalb schwingt der Oszillator ausschließlich mit der Serien-Resonanzfrequenz des verwendeten Quarzes. Der Widerstand  $R_1$  wird so eingestellt, daß sich ein optimales Anschlagverhalten ergibt. Im Kollektor des Oszillator-Transistors liegt ein Parallel-Resonanzkreis. Die Ausgangsleistung wird über den einen Serien-

kreis und einen transformierenden Tiefpaß ausgekoppelt. Sämtliche verwendeten Spulen sind Luftspulen. Durch Biegen dieser Spulen wird der Oszillator auf maximale Ausgangsleistung eingestellt. Der Transistor muß zusätzlich gekühlt werden, z. B. durch Aufstecken eines Kühlsterne auf die Gehäusekappe.

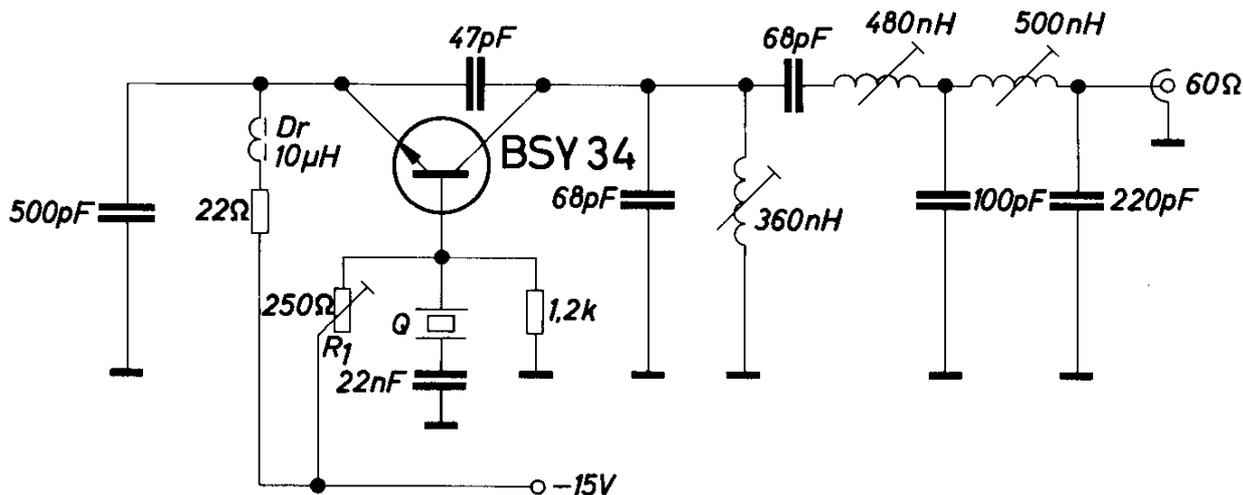


Bild 12.3.  
Quarz-Oszillator 400 mW/27 MHz

#### Technische Daten (Bild 12.3)

Betriebsspannung	15 V
Betriebsstrom	95 mA
Ausgangsleistung	400 mW
Schwingfrequenz	27,12 MHz

Bild 12.4 stellt eine zweistufige Version dieses Oszillators dar, mit der eine Ausgangsleistung von 2 W erreicht wird. Die Oszillatorschaltung entspricht praktisch der im Bild 12.3 gezeigten Anordnung. Der Wirkungsgrad der gesamten Schaltung liegt bei 45%. Die im C-Betrieb arbeitende Endstufe ist induktiv an den Oszillator angekoppelt, wodurch eine günstige Anpassung erreicht wird. Eine besondere Auskoppelschaltung ist hier nicht erforderlich. Die Ausgangsleistung kann direkt am Kollektorkreis der Endstufe abgenommen werden. Der mechanische Aufbau der Schaltung ist unsymmetrisch. Für beide Transistoren ist eine zusätzliche Wärmeableitung vorzusehen.

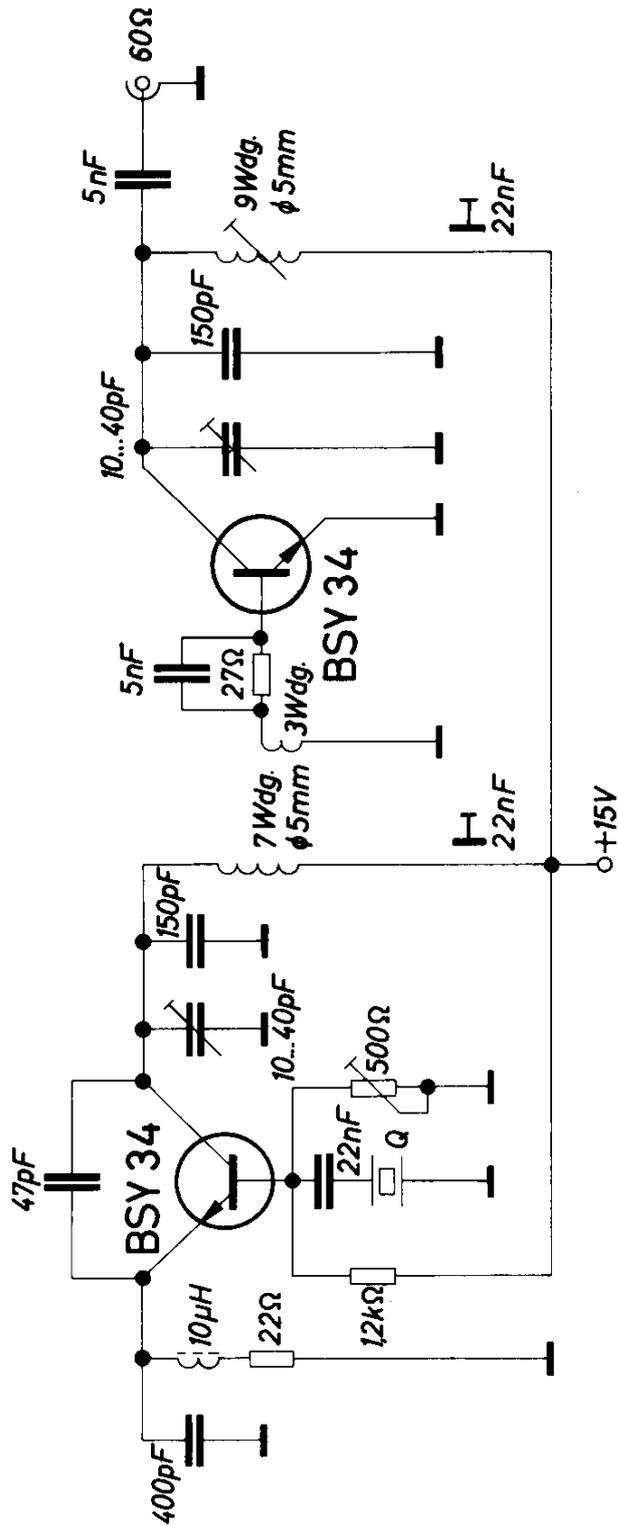


Bild 12.4.

Quarz-Oszillator 2 W/27 MHz

*Technische Daten (Bild 12.4)*

Betriebsspannung	15 V
Betriebsstrom	300 mA
Ausgangsleistung	2 W
Schwingfrequenz	27,12 MHz
Wirkungsgrad	etwa 45 %

**12.3. Drahtloses Mikrofon**

Die sogenannten drahtlosen Mikrofone werden meist in geschlossenen Räumen verwendet. Der Abstand zwischen Mikrofon und damit verbundene Sender und dem Empfänger beträgt meist nur wenige hundert Meter, weshalb man mit einer kleinen Senderleistung auskommt.

Bild 12.5 zeigt eine geeignete Schaltung. Sie besteht im HF-Teil aus einem allseitig geschirmten Oszillator, der mit einer stabilisierten Spannung betrieben wird und einer lose angekoppelten Trennstufe. Mit dieser zweistufigen Ausführung werden eine gute Frequenzkonstanz und eine geringe Oberwellenabstrahlung erreicht. Die Schwingfrequenz des Oszillators kann in einem kleinen Bereich um 150 MHz mit dem Trimmer-Kondensator  $C_1$  auf einen für diesen Betrieb freigegebenen Wert eingestellt werden.

Der dreistufige Modulationsverstärker ist speziell für den Anschluß eines Kristallmikrofones dimensioniert.

Der Sender wird mit der Kapazitätsdiode BA 138 frequenzmoduliert. Der Hub kann mit dem Kondensator  $C_2$  eingestellt werden.

Zur Verbesserung der Reichweite kann an den Ausgangskreis, der mit dem Kondensator  $C_3$  abgestimmt wird, eine  $\lambda/4$ -Antenne angeschlossen werden.

*Technische Daten*

Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom	8 mA
Frequenz (einstellbar)	etwa 150 MHz

Induktivitäten:

$L_1$  : 2,5 Wdg, 5 mm Spulendurchmesser, 1,0 CuAg mit Anzapfung bei einer Drahtlänge von 12 mm, vom kalten Ende gemessen.

$L_2$  : U-Bügel, 18 mm  $\times$  15 mm, 1,5 CuAg.

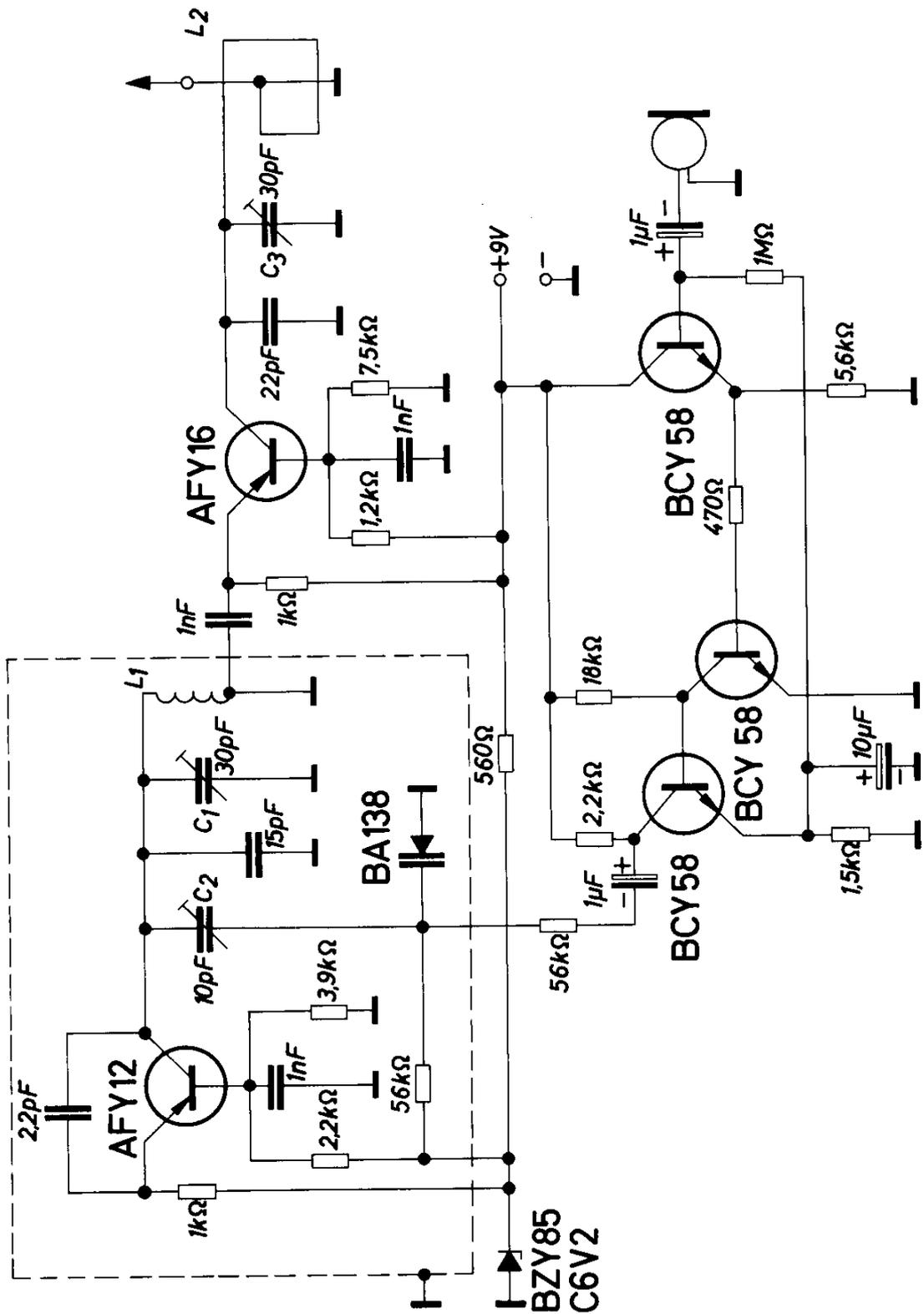


Bild 12.5.  
Drahtloses Mikrofon

#### 12.4. Transistorrelais mit galvanischer Trennung von Ein- und Ausgangskreis

Die Verwendung von Transistoren als Schalter ist heute sehr gebräuchlich. In manchen Anwendungsfällen stört aber die beim Transistor vorhandene Verkopplung zwischen Eingang und Ausgang. Die Schaltung nach Bild 12.6 zeigt ein Beispiel, wie auch in Transistorschaltungen eine galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang möglich ist, wie man sie vom elektro-mechanischen Relais her gewöhnt ist.

Die Trennung wird durch Verwendung eines induktiven Übertragungsweges erreicht, auf dem der mit einer hohen Frequenz modulierte Schaltimpuls übertragen wird.

Das Transistorrelais besteht aus einem Oszillator und einer Empfangsstufe. Die Oszillatorfrequenz wurde sehr hoch gewählt, damit bei Modulation des Oszillators eine große Übertragungsbandbreite erreicht wird. Sie liegt bei etwa 20 MHz, wodurch eine Bandbreite von 0 bis etwa 500 kHz, eventuell bis 1 MHz, möglich ist.

Der Arbeitspunkt des Oszillators wird durch einen im Emitterkreis liegenden Widerstand stabilisiert. Da dieser auch als Wechselstrom-Gegenkopplung wirkt, erhöht er gleichzeitig die Frequenzkonstanz.

Mit einem Übertrager wird das Ausgangssignal des Oszillators an den Empfänger gekoppelt. Die beste Ankopplung erreicht man, wenn die Primär- und die Sekundärwicklung des Übertragers gemeinsam gewickelt werden. Die Isolation zwischen beiden Wicklungen bestimmt den zulässigen Potentialunterschied zwischen Eingang und Ausgang des Transistorrelais. Ein Wert von 1000 V ist ohne weiteres zu erreichen.

Das mit einer Diode gleichgerichtete und gesiebte HF-Signal gelangt an eine Schaltstufe. Der maximale Schaltstrom beträgt etwa 50 mA. Dieser Strom fließt, solange der Oszillator auf der Primärseite schwingt. Im einfachsten Fall kann mechanisch dessen Versorgungsspannung abgetrennt werden, um einen Schaltvorgang auf der Sekundärseite auszulösen. Zwischen Eingangs- und Ausgangssignal ergibt sich eine Verzögerung von nur etwa 1  $\mu$ s. Für kleine Eingangssignale kann anstelle des mechanischen Schalters eine Transistorschaltstufe für das Schalten der Betriebsspannung verwendet werden (Bild 12.6). Die dafür erforderliche Eingangsspannung beträgt 2 bis 3 V. Für Schaltfrequenzen bis 100 kHz kann in dieser Stufe der Transistor BCY 58 eingesetzt werden, für höhere Frequenzen ist der Typ BSY 17 vorzuziehen, weil dieser kürzere Schaltzeiten hat.

Die hochfrequente Spannung ist nur zur Übertragung eines Signals erforderlich. Um Störungen von benachbarten Schaltungsteilen zu vermeiden, soll diese Spannung vom Eingang und vom Ausgang ferngehalten werden.

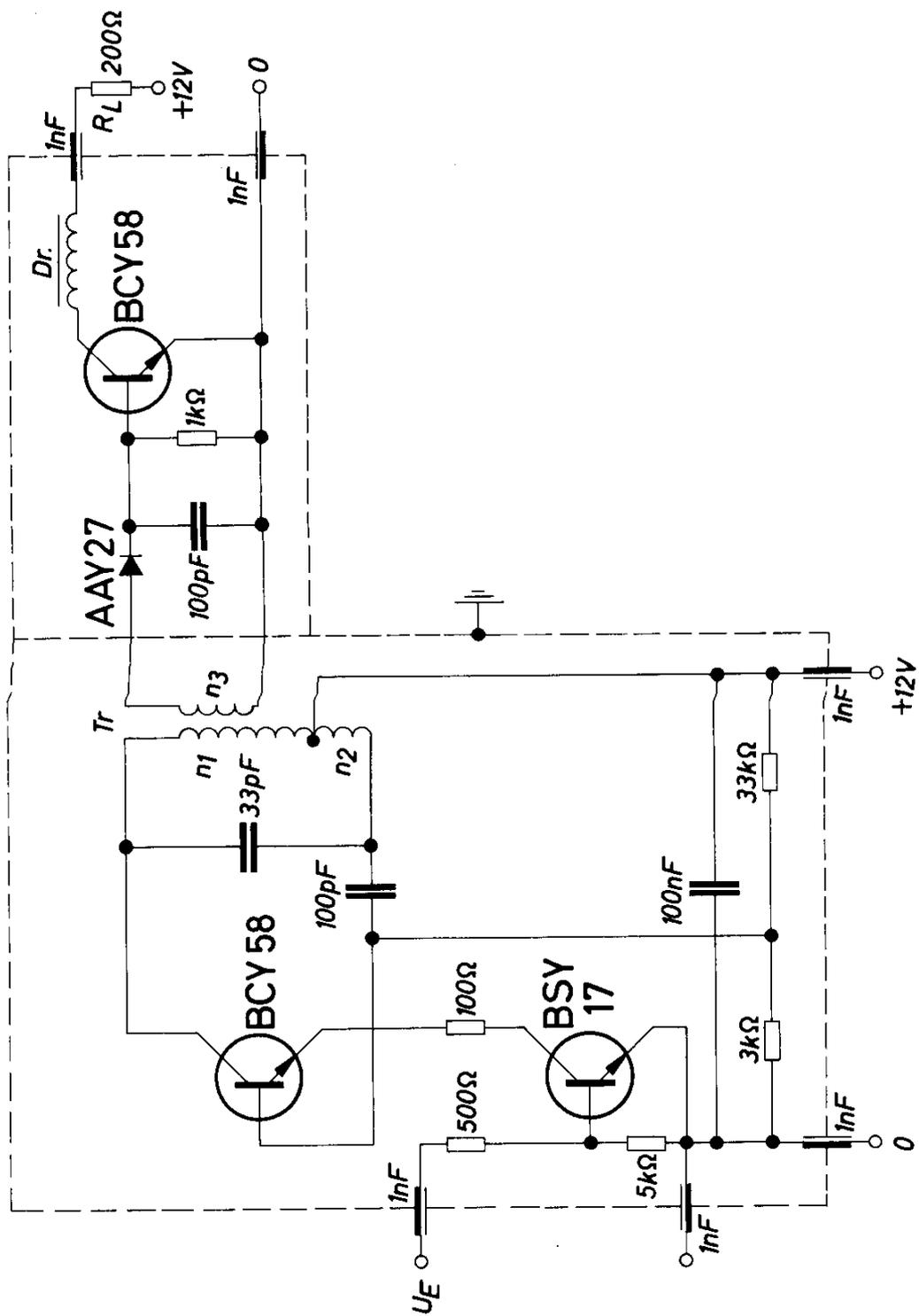


Bild 12.6.

Transistorrelais mit galvanischer Trennung von Ein- und Ausgangskreis

Deshalb ist die ganze Anordnung in ein geschirmtes Gehäuse einzubauen. Am Ausgang ist zusätzlich eine Drossel anzuordnen. Eine Verringerung der Störspannung am Ausgang kann auch durch einen symmetrischen Aufbau der Sekundärwicklung des Übertragers und daran anschließende Doppeltweggleichrichtung erreicht werden. Dadurch entsteht für die hohe Frequenz eine Brückenschaltung, und außerdem wird die Siebung durch Auftreten der doppelten Frequenz nach der Gleichrichtung erleichtert.

### Technische Daten

Betriebsspannungen	2 x 12 V	
Betriebsstrom des Oszillators	etwa 5	mA
Oszillatorfrequenz	etwa 20	MHz
maximale Impulsfrequenz	500	kHz
Eingangsspannung	2 bis 3 V (bzw. 12 V ohne Transistor BSY 17)	
minimale Eingangsimpulsbreite	1	$\mu$ s
Impulsverzögerung	1	$\mu$ s
Schaltstrom	50	mA
Transformator Tr.: Luftspule, Spulenkörper 6 mm $\phi$		
$n_1 = 8$ Wdg 0,6 CuL		
$n_2 = 4$ Wdg 0,6 CuL		
$n_3 = 7$ Wdg 0,4 CuL (in $n_1$ zu wickeln)		
Drossel Dr.: L = 6 $\mu$ H		

### 12.5. Rauscharmer UHF-Antennenverstärker

Die Grenze für brauchbaren Fernsehempfang läßt sich im UHF-Bereich noch erweitern, wenn man Verstärker verwendet, die mit dem rauscharmen Mesa-Transistor AFY 42 bestückt sind. Die damit im ganzen Bereich erzielbaren Rauschzahlen ( $F < 3$ ) bringen selbst im Band IV noch eine sichtbare Qualitätsverbesserung des Fernsehbildes.

Der hier beschriebene Antennenverstärker ist sehr einfach aufgebaut und kann wegen der geringen äußeren Abmessungen direkt in die Dipolanschlußdose einer Antenne eingebaut werden. Die Schaltung zeigt Bild 12.7. Der Eingang ist breitbandig, weil meist die Empfangsverhältnisse so liegen, daß keine Kreuzmodulationsstörungen zu befürchten sind. Die kleine Koppelkapazität schützt den Transistor hinreichend vor gefährlichen Eingangsspannungen, wie sie bei Gewittern auftreten können. Wegen der

gleichmäßigen Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich wird der Transistor in Basisschaltung betrieben. An den Kollektor ist ein  $\lambda/4$ -Leistungskreis angeschlossen, der auf jeden beliebigen Kanal zwischen 470 und 860 MHz abgestimmt werden kann.

Wegen der geringen inneren Rückwirkung des Transistors ist der Verstärker sehr stabil, auch ohne Belastung am Eingang und Ausgang. Die zulässige Umgebungstemperatur ist  $83\text{ }^{\circ}\text{C}$ , da die Eigenerwärmung des Transistors nur  $7\text{ }^{\circ}\text{C}$  beträgt.

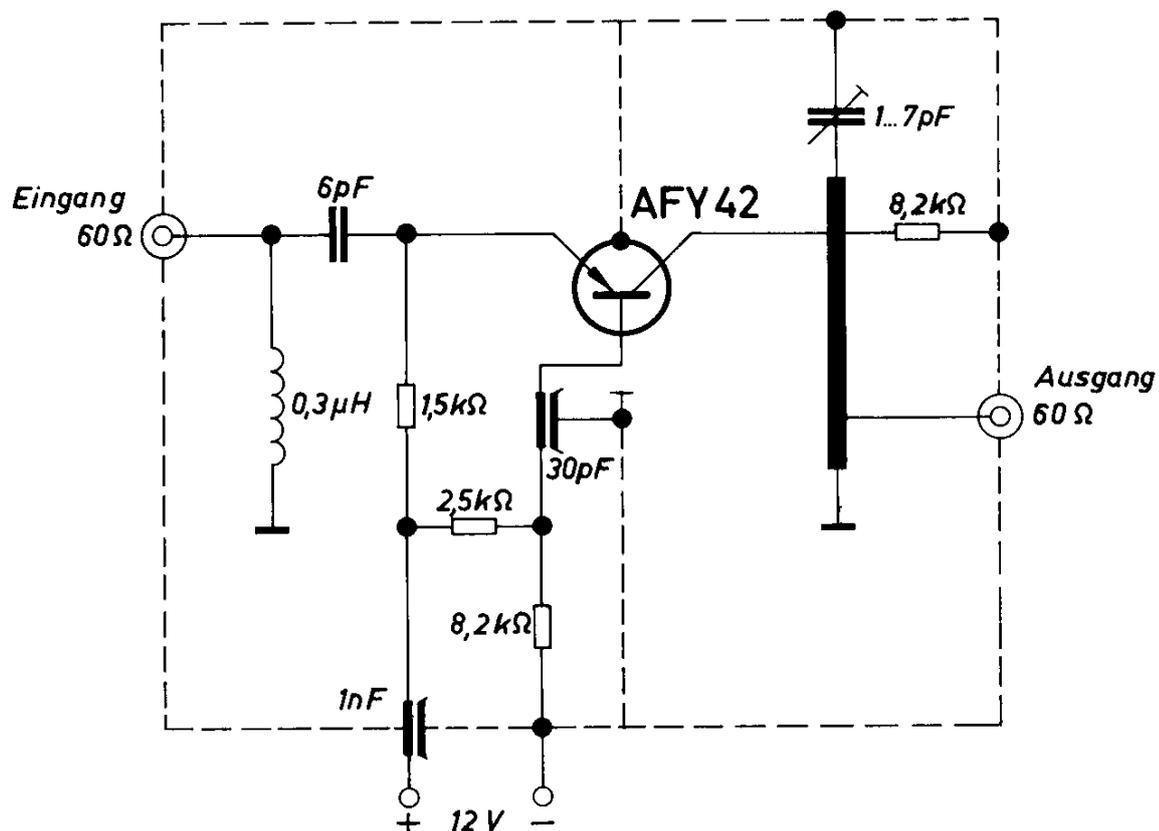


Bild 12.7.

Rauscharmer UHF-Antennenverstärker

*Technische Daten*

gemessen mit einem Mittelwertsexemplar AFY 42

Betriebsspannung	12 V
Stromaufnahme	2,7 mA
Frequenzbereich	470 bis 860 MHz
Leistungsverstärkung	11 bis 13 dB
Rauschzahl	2,2 bis 2,5
Bandbreite	20 bis 50 MHz
Eingangs-Reflexionsfaktor	0,25 bis 0,5
Ausgangs-Reflexionsfaktor	< 0,2

## Abmessungen:

Verstärker	45 x 20 x 15 mm	
Leitungskreis	Breite	10 mm
	Tiefe	15 mm
	Länge	45 mm
Innenleiter	Länge	35 mm
	$\phi$	1 mm (Cu versilbert)

Anzapfung für den Kollektor 9 mm vom trimmerseitigen Ende

Anzapfung für den Ausgang 5 mm vom kalten Ende

#### 12.6. Nichtneutralisierter ZF-Verstärker 36,4 MHz mit 2×AFY 16 und AFY 37

Der Fernseh-ZF-Verstärker nach Bild 12.8 ist mit den Transistoren AFY 16 und AFY 37 bestückt. Durch die geringen Rückwirkungskapazitäten dieser Transistoren ist es möglich, den Verstärker ohne Neutralisation zu bauen. Dabei entfallen bei jeder Stufe mindestens ein Kondensator und die Neutralisationswicklung im Bandfilter. Der Verstärker zeigt ausgezeichnete Stabilität der Durchlaßkurven auch bei einer versuchsweisen Verstimmung der einzelnen Kreise. Bei Regelung der ersten Stufe (Strom-Aufwärtsregelung) ist ein Regelumfang von 60 dB möglich. Der Arbeitspunkt für maximale Verstärkung wird für die erste und zweite ZF-Stufe vorteilhaft bei 3 mA festgelegt. Bei 7,7 mA ist die Verstärkung der Regelstufe voll abgeregelt. Der Arbeitspunkt der Endstufe liegt bei 15 V/7 mA. Als Ankopplung des Bandfilters an den Eingang des anschließenden Transistors ist die induktive Kopplung gewählt, da hiermit leichter eine größere Stabilität der Verstärkung bei Temperaturänderung und bei Überspannung erreicht werden kann.

Die Leistungsverstärkung des dreistufigen Verstärkers ist 87 dB. Bei einer Synchronimpuls-Stauchung von 30% beträgt die erzielbare Ausgangsspannung nach der Gleichrichtung 6 V an einem Lastwiderstand von 2,7 k $\Omega$ .

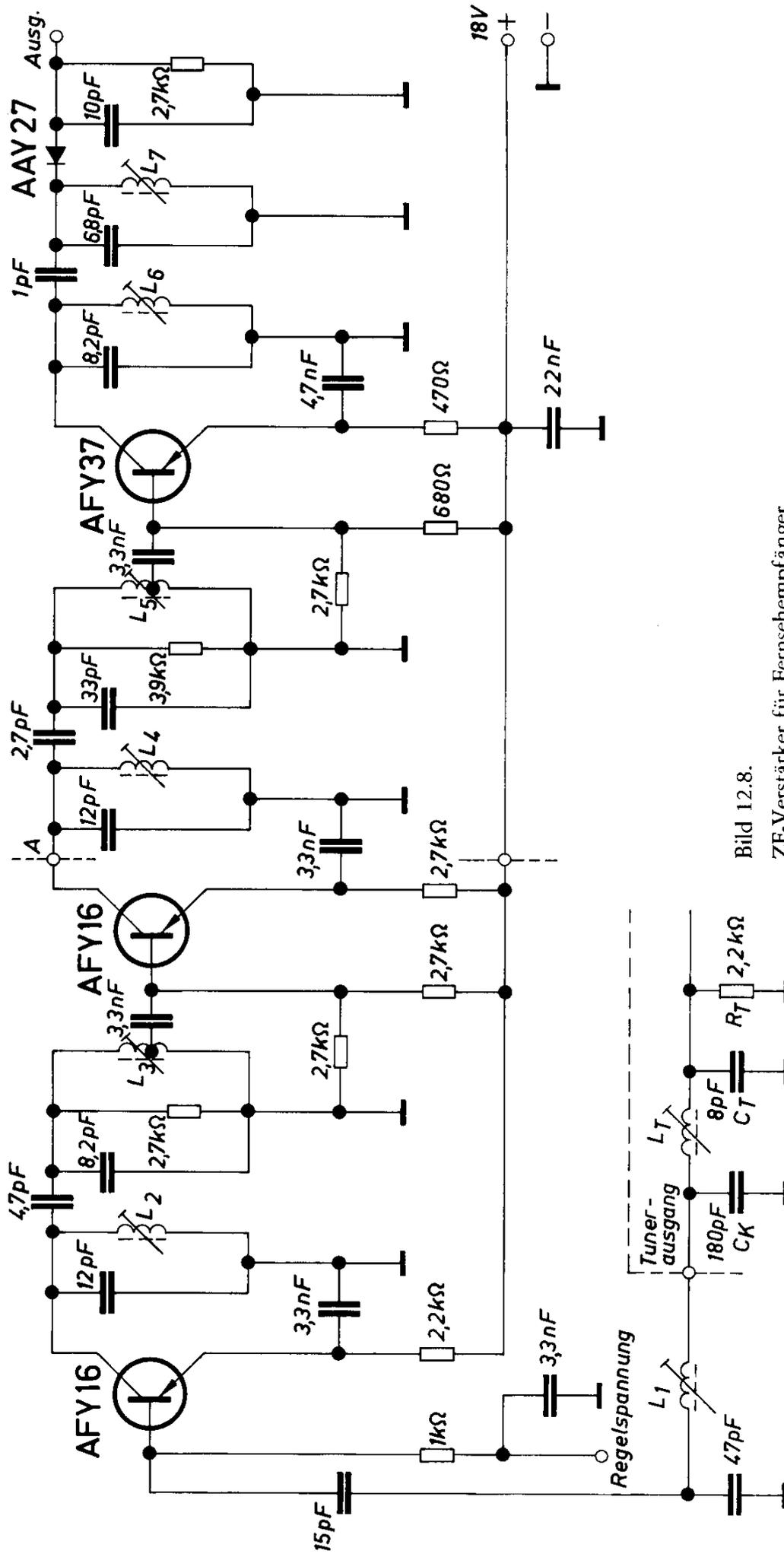


Bild 12.8.

ZF-Verstärker für Fernsehempfänger

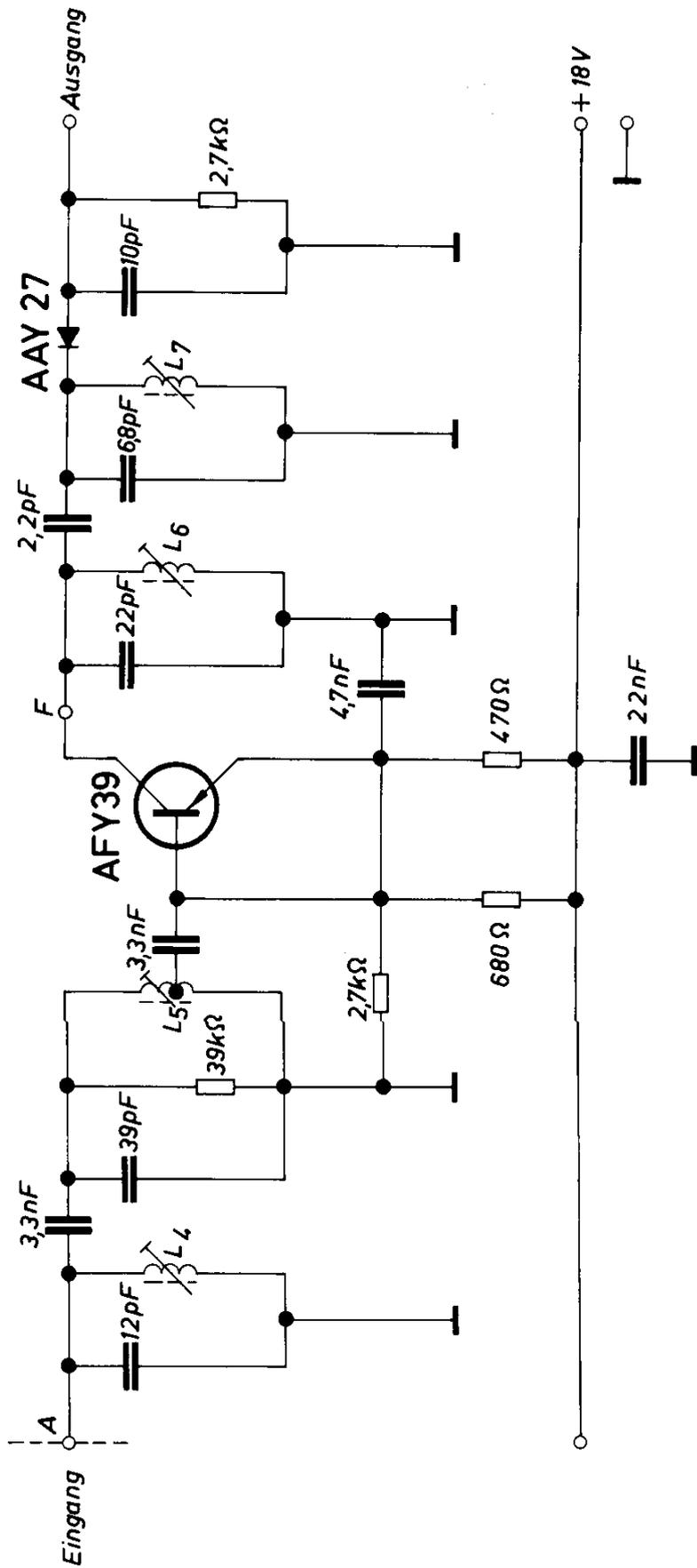


Bild 12.9.

ZF-Endstufe für Fernsehempfänger mit AFY39

Die Kleinsignal- und die Großsignalstabilität sowie die Kurvenkonstanz sind im ganzen Regel- und Aussteuerbereich der Endstufe sehr gut. Die Restströme der Transistoren sind auch bei höheren Temperaturen noch nicht störend, da die Basisteiler ausreichend niederohmig ausgelegt wurden.

*Technische Daten* (Bild 12.8.)

Betriebsspannung 18 V                      Regelumfang 60 dB  
Leistungsverstärkung 87 dB                      Ausgangsspannung an 2,7 k $\Omega$  6 V

Spulendaten:

Spulenkörper 5 mm  $\phi$ , Spulenkern Siferrit U 17/4 mm  $\phi$

$L_T = 18$  Wdg 0,3 CuLL

$L_1 = 7$  Wdg 0,3 CuLL

$L_2 = 15$  Wdg 0,3 CuLL

$L_3 = 15$  Wdg 0,3 CuLL, Abgriff bei 5 Wdg

$L_4 = 15$  Wdg 0,3 CuLL

$L_5 = 8$  Wdg 0,3 CuLL, Abgriff bei 2 Wdg

$L_6 = 15$  Wdg 0,3 CuLL

$L_7 = 18$  Wdg 0,3 CuLL

Bild 12.9 zeigt eine andere Lösungsmöglichkeit für die ZF-Endstufe, wobei der Transistor AFY 39 verwendet wird. Auf eine Neutralisation wird verzichtet. Die Schaltung muß so ausgelegt werden, daß der Verstärker noch stabil ist. Dabei ist die Verstärkung um einige dB geringer, verglichen mit einer Endstufe mit Neutralisierung. Es hat sich bestätigt, daß in nicht neutralisierten Endstufen die Streuung der Transistorparameter geringer auf die Verstärkungsstreuung eingeht als in Stufen mit Neutralisation. Die Leistungsverstärkung beträgt 20 dB einschließlich Demodulation.

*Technische Daten* (Bild 12.9.)

Betriebsspannung 18 V  
Leistungsverstärkung 20 dB  
Ausgangsspannung an 2,7 k $\Omega$  6 V

Spulendaten:

$L_4 = 15$  Wdg 0,3 CuLL

$L_5 = 7$  Wdg 0,3 CuLL, Abgriff bei 1  $\frac{1}{2}$  Wdg

$L_6 = 12$  Wdg 0,3 CuLL

$L_7 = 15$  Wdg 0,3 CuLL

Ferritperle F:                      Siferrit Rohrkern  
    B 62110 M25A 3,6  $\times$  1,2  $\times$  3,3

## 13. Rundfunkschaltungen

Der Umfang der Transistorisierung bei Fernsehempfängern nimmt ständig zu. Neue Transistoren und neue Schaltungskonzepte verbessern die Leistungsfähigkeit und die Wirtschaftlichkeit der Schaltungen. Bei Verwendung des Mesa-Transistors AF 239 in der Eingangsstufe von UHF-Tunern erreicht man Rauschfaktoren von 5 dB im gesamten UHF-Bereich.

Bei VHF-Tunern ist mit dem Eingangs-Transistor AF 109 R ebenfalls eine entscheidende Verringerung des Rauschens möglich. Sehr aktuell ist auch der Ersatz der mechanischen Abstimmglieder durch Kapazitäts-Dioden. Mit der Diode BA 138 ist die Durchstimmung von Band I und III bei einem Spannungshub von 3 auf 30 V möglich.

Die VHF-Schaltdiode BA 136 kann in VHF-Tunern vorteilhaft zum Umschalten von Band I in Band III verwendet werden. Das Hochfrequenz-Schaltverhalten dieser Diode ist so gut, daß mit ihr vollelektronische VHF-Tuner hergestellt werden können, deren elektrische Daten praktisch genau so gut sind wie die der Tuner mit mechanischer Umschaltung. Der Wegfall der mechanischen Kontakte bringt aber auf jeden Fall mehrere Vorteile mit sich, wie z. B. die Möglichkeit einfacher Fernbedienung.

Ein Fernseh-ZF-Verstärker mit den Transistoren AF 200, AF 201 und AF 202 hat eine Gesamtverstärkung von etwa 85 dB in der hier angegebenen Schaltung. Mit dieser Transistorreihe wird das bisherige Programm an Germanium-Mesa-Transistoren, das vor allem Typen für UHF- und VHF-Tuner enthalten hat, ergänzt. Damit können jetzt die bekannten guten Verstärkungseigenschaften und kleinen Streuungen dieser Transistoren in einem weiteren wesentlichen Teil der Fernsehempfänger ausgenützt werden.

Das gute Hochfrequenzverhalten des Video-Transistors BF 110 bringt in ein- und zweistufigen Videoverstärkern Vorteile. Daher wird je ein Beispiel für beide Lösungsmöglichkeiten angegeben.

Die Einführung des Farbfernsehens macht neue Halbleiterbauelemente erforderlich. Unter 13.15 soll daher eine komplette Farbvideoschaltung nach dem RGB-Konzept beschrieben werden.

In Kapitel 13.16 wird als Ergänzung der früher publizierten Vertikalablenkschaltung für eine Batteriespannung von 12 V eine Anordnung für 30 V beschrieben. Dabei kann in der Endstufe ein Germanium-Leistungstransistor verwendet werden.

Für elektronische Abstimmung von UKW-Tunern stehen die Dioden BB 103 und BB 104 zur Verfügung. Weiter unten wird ein Anwendungsbeispiel mit der Diode BB 103 angegeben. Da der mechanische Aufbau des Tuners die Qualität entscheidend beeinflusst, ist auch die gedruckte Schaltung abgebildet, auf der der Versuchsaufbau durchgeführt wurde.

Bei Verwendung von Germanium-Mesa-Transistoren können in Rundfunk-ZF-Verstärkern sehr hohe Stufenverstärkungen erzielt werden. Geeignete Schaltungen hierfür werden ebenfalls in Kapitel 13 angegeben.

Für nachträglichen Einbau in ältere Rundfunkgeräte eignet sich ein Stereo-Decoder mit drei Transistoren. In Bild 13.7 ist die Schaltung wiedergegeben.

### 13.1. UKW-Tuner mit Diodenabstimmung

Die Kapazitäts-Dioden BB 103 wurden speziell für die Anwendung in UKW-Tunern entwickelt. Es handelt sich dabei um Dioden mit einem verhältnismäßig großen Kapazitätshub, wobei jedoch die Streuung der Kapazitätsänderung mit der Spannung noch klein bleibt. Auf diese Weise wird bei Verwendung dieser Dioden ein sehr guter Gleichlauf erzielt, ohne daß eine besondere Paarung der Diode erforderlich ist.

Neben dem hier geschilderten Konzept mit Einzeldioden sind auch Schaltungen bekannt, bei denen in jedem Abstimmzweig zwei mit entgegengesetzter Polarität hintereinandergeschaltete Dioden verwendet werden. Für diese Konzepte sind die Abstimmioden BB 104 an lieferbar, bei denen beide Dioden auf einem Silizium-Plättchen aufgebaut und in ein Plastikgehäuse eingebaut sind. Durch die gemeinsame Herstellung beider Dioden wird eine gute Symmetrie erreicht.

Der UKW-Tuner nach Bild 13.1 besteht aus einer Vorstufe, einer Mischstufe und einem getrennten Oszillator. Um ein besonders gutes Rauschverhalten zu erhalten, wird in der Vorstufe der Transistor AF 109 R verwendet. Der Eingang der Vorstufe ist breitbandig ausgelegt, um die Rauschzahl weiter zu verbessern. Zum Erzielen einer besseren Selektion ist zwischen der Vor- und der Mischstufe ein induktiv gekoppeltes und abstimmbares Bandfilter angeordnet. Hierdurch werden Störstellen, die durch Mischung des Signals eines Störsenders mit der Oszillatorfrequenz entstehen können, sehr gut unterdrückt. Die Ankopplung an die Mischstufe erfolgt induktiv, wodurch eine sehr gute Selektion nach höheren Frequenzen erreicht wird, z. B. zur Spiegelfrequenz.

Zur Durchstimmung des gesamten UKW-Bereiches von 87 bis 108 MHz genügt eine Spannungsänderung an den Abstimmioden von 6 V auf

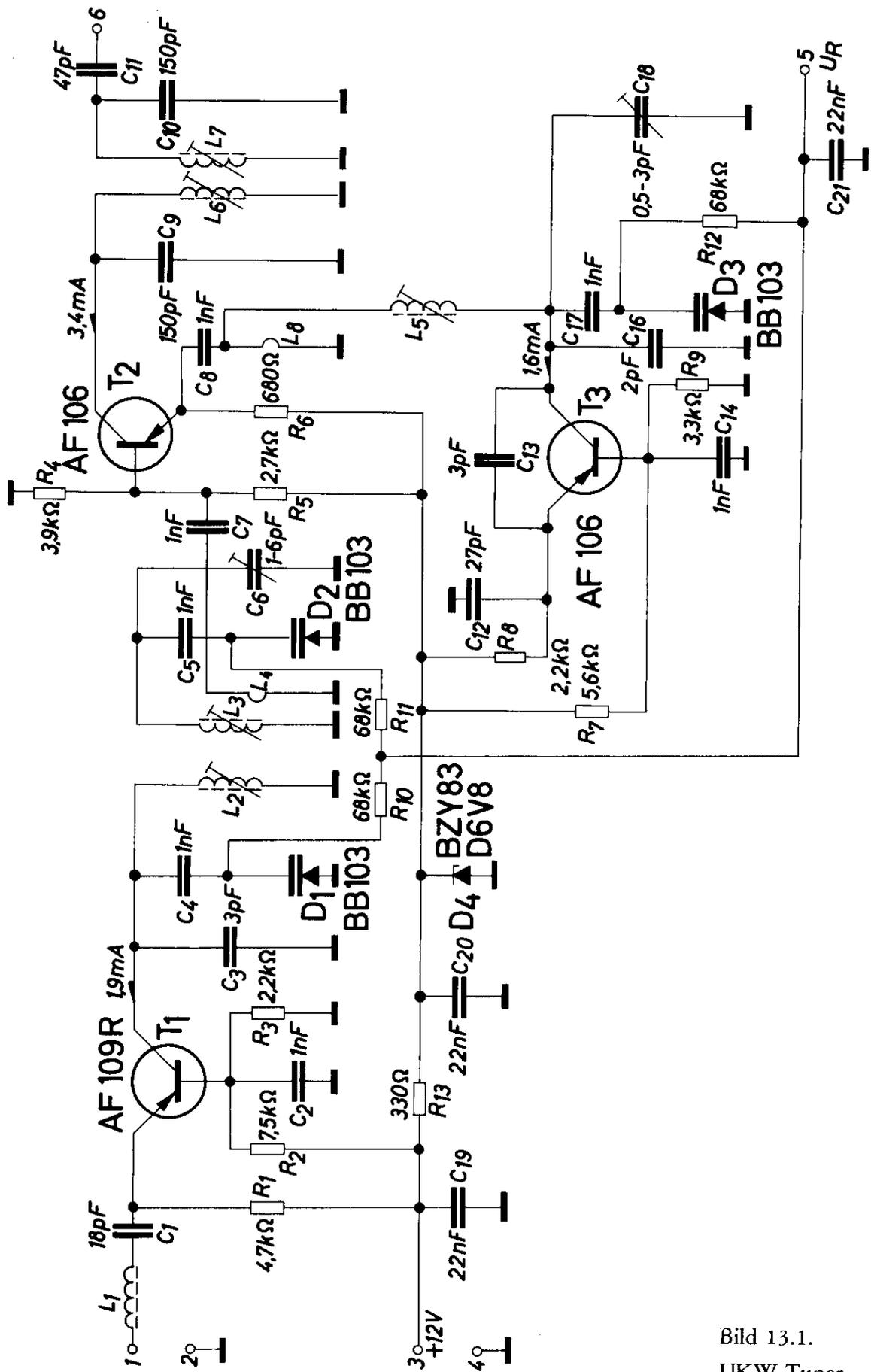


Bild 13.1.  
UKW-Tuner

28 V. Die geringe Streuung der Anfangskapazitäten der Dioden und die für das Bandfilter und den Oszillator unterschiedliche erforderliche Kapazitätsvariation wird durch Trimmer abgeglichen. Der Oszillator ist lose an die Mischstufe angekoppelt, um zu vermeiden, daß sich bei hohen Eingangssignalen die Oszillatorfrequenz ändert. Dies geschieht durch eine Induktivität in Form einer kleinen Schleife am Emitter des Mischstufen-Transistors, die in Serie zur Induktivität im Oszillatorkreis geschaltet ist. Die Versorgungsspannung für Oszillator und Mischstufe ist mit einer Zenerdiode stabilisiert, damit auch bei schwankender Versorgungsspannung die Oszillatorfrequenz konstant bleibt. Zur Verringerung der Störstrahlung ist die Vorstufe durch einen Schirm vom restlichen Teil des Tuners getrennt.

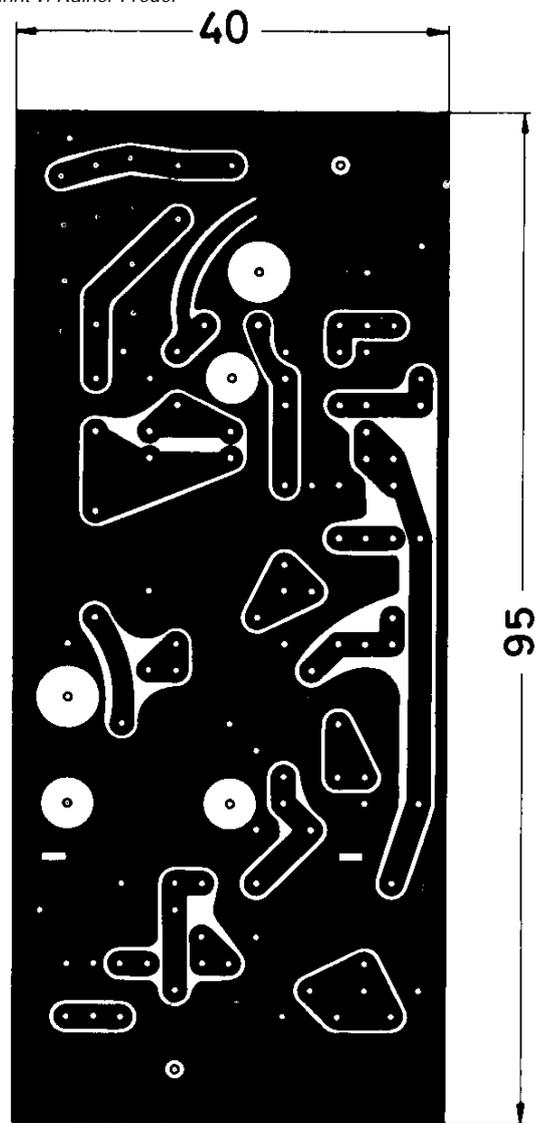
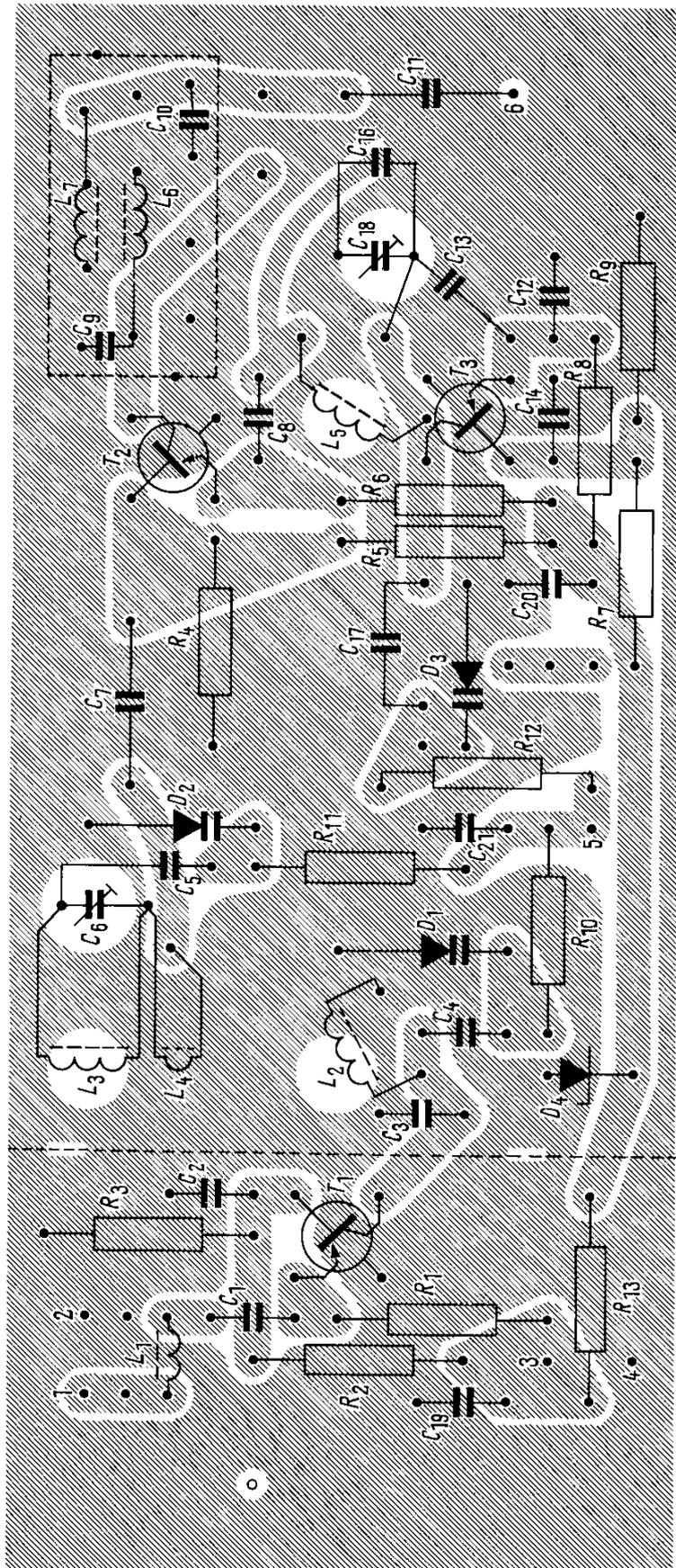
Da die Qualität des Tuners ganz wesentlich durch die mechanische Anordnung beeinflußt wird, ist im Bild 13.2 die für den Musteraufbau verwendete gedruckte Schaltung mit Bestückungsplan abgebildet.

#### Technische Daten

Frequenz	87 MHz	108 MHz
Betriebsspannung	12 V	12 V
Leistungsverstärkung	27 dB	27 dB
Rauschzahl	4,5 dB	4 dB
Abstimmspannung	6 V	28 V
HF-Bandbreite	1,8 MHz	2 MHz
ZF-Bandbreite	380 kHz	380 kHz
Oszillator-Störspannung an 60 $\Omega$	<0,15 mV	<0,15 mV
Störstellenunterdrückung: Spiegelfrequenz		
$f_c = f_{osz} + f_z$	62 dB	58 dB
Frequenz $f_c = f_{osz} + \frac{f_z}{2}$	80 dB	77 dB

#### Induktivitäten:

- $L_1 =$  Siferrit-Gewindekern B63310-U17-A12,3 4 Wdg. 0,5 CuL
- $L_2 = L_3:$  Siferrit- Gewindekern B 63310-U17-A12,3 4 Wdg. 0,65 CuL
- $L_4 =$  1 Wdg. 0,65 CuL, auf gleichen Kern wie  $L_3$  gewickelt
- $L_5 =$  Siferrit-Gewindekern B 63310-U17-A12,3 3 Wdg. 0,65 CuL
- $L_6 = L_7 =$  Siferrit-Gewindekern B 63310-U17-A12,3 15 Wdg. 0,12 CuL



Platine, Maßstab 1:1

Bild 13.2  
Gedruckte Schaltung  
für Tuner nach Bild 13.1

### 13.2. Aufwärtsgeregelter AM-ZF-Verstärker

Wegen des besseren Verhaltens bei großen Eingangssignalen wird in geregelten Transistor-Schaltungen gewöhnlich die Stromaufwärtsregelung der Stromabwärtsregelung vorgezogen. In AM-ZF-Verstärkern bereiten jedoch die bei der Stromaufwärtsregelung auftretenden sehr starken Änderungen der Eingangs- und Ausgangsadmittanzen Schwierigkeiten.

Das Bild 13.3 zeigt die Schaltung eines zweistufigen AM-ZF-Verstärkers, bei dem in der ersten Stufe die Stromaufwärtsregelung angewendet wird. Es kann eine Eingangsspannung von bis zu 1 V an  $60 \Omega$  verarbeitet werden. Diese Übersteuerungs-Eigenschaften des ZF-Verstärkers gehen aus dem Bild 13.4 hervor. Der ZF-Verstärker ist mit den Germanium-Mesa-Transistoren AF 200 (Regelstufe) und AF 201 bestückt. Die Transistoren werden in nicht neutralisierter Emitterschaltung betrieben.

Von der üblichen Auslegung stromabwärtsgeregelter ZF-Verstärker unterscheidet sich nur die Ausführung der an den Regel-Transistor angeschlossenen Filter I und II. Das Eingangsfilter I wird auf der Primärseite durch den Generator-Widerstand und auf der Sekundärseite durch den Eingangswiderstand des Transistors belastet. Die Transistorankopplung wurde nach dem Prinzip der Transformation mit variablem Übersetzungsverhältnis ausgeführt. Man versteht darunter eine Änderung des Übersetzungsverhältnisses in der Form, daß trotz des sich bei Regelung verändernden Transistor-Eingangsleitwertes über den ganzen Regelbereich eine weitgehende konstante Bedämpfung des Filters erreicht wird. Die Änderung des Übersetzungsverhältnisses kommt durch die vom jeweiligen Regelzustand abhängigen Wirk- und Blindkomponenten der Transistor-Eingangsadmittanz zustande. Auf diese Weise wird ein großer Regelbereich und eine Kompensation der Durchlaßkurvenverformung ohne Leistungsverlust erreicht. Auch für die Dimensionierung des Ausgangsfilters II der Regelstufe wurde ein besonderes Prinzip angewendet. Dieses hat sich bei Fernseh-ZF-Verstärkern bereits gut bewährt. Die Wirkungsweise ist folgende: im unregulierten Zustand wirkt das Filter als Zweikreis-Bandfilter mit der Gesamtbandbreite  $B$  und einer Kurvenform, die angenähert der eines Einzelkreises entspricht. Die Dimensionierung wurde dabei so durchgeführt, daß die Gesamtbandbreite  $B$  gleich der Sekundärkreis-Bandbreite  $B_2$  ist. Bei Regelung wird der Primärkreis stark bedämpft, und das gesamte Filter nimmt die Kurvenform und die Bandbreite des Sekundärkreises an.

Der Regelumfang dieser Schaltung ist 70 dB. Bei einer erzielbaren Gesamtverstärkung von 60 dB entspricht dies einer Regelung von +60 dB bis -10 dB. Der Kollektorstrom des Transistors AF 200 ändert sich dabei von etwa 5 mA bis etwa 8 mA.

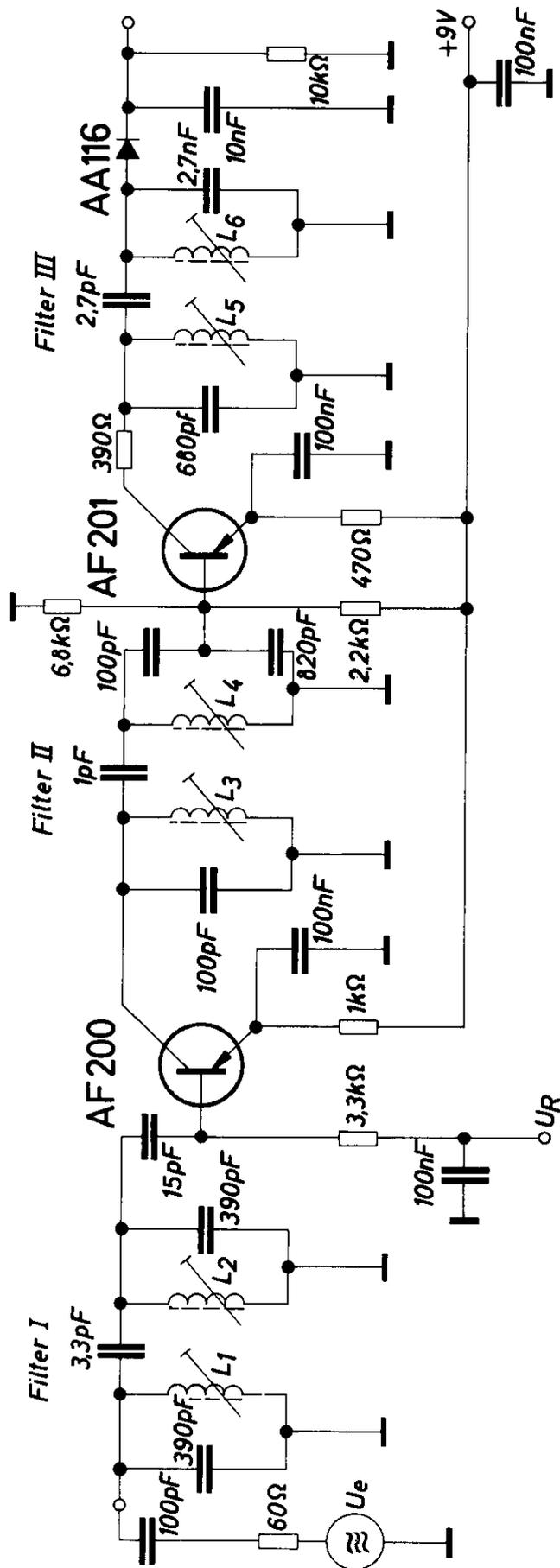


Bild 13.3.  
AM-ZF-Verstärker, aufwärtsgeregelt

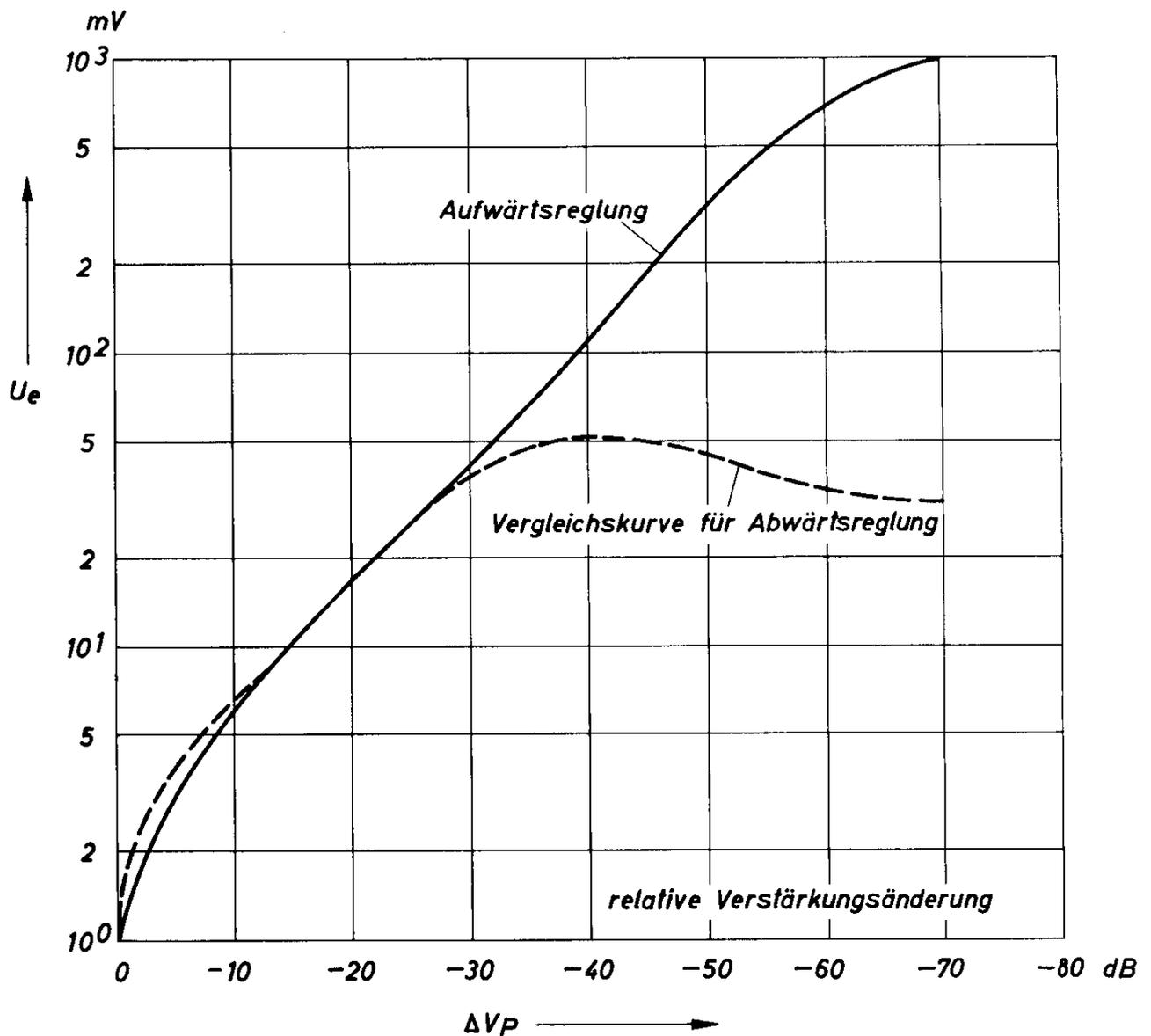


Bild 13.4.

Maximale Eingangsspannung, abhängig von der Abregelung für Schaltung nach Bild 13.3

Im Bild 13.4 ist die zulässige Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Abregelung dargestellt. Zum Vergleich ist auch die gleiche Kurve für die Stromabwärtsregelung eingetragen. Als Meßdefinition gilt für beide Fälle: zulässige Eingangsspannung an  $60 \Omega$  für einen Klirrfaktor von  $10\%$ . Man sieht aus Bild 13.4, daß sich bis zu einer Abregelung um etwa 30 dB die beiden Regelverfahren etwa gleich verhalten. Bei einer stärkeren Abregelung ist die Stromaufwärtsregelung der Stromabwärtsregelung bzgl. zulässiger Eingangsspannung weit überlegen. Während man im ersten Fall bei einer Abregelung um 70 dB eine zulässige Eingangsspannung von 1 V erreicht, ergibt sich im zweiten Fall nur ein Wert von 30 mV.

Die Stromaufwärtsregelung ermöglicht deshalb den einwandfreien Empfang starker Sender, wie dies vor allem in Autosupern und Heimempfängern erforderlich ist.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	9 V
Gesamtverstärkung	60 dB
Regelumfang	70 dB
Frequenz	450 kHz

Induktivitäten:

$L_1 = 300 \mu\text{H}, Q_0 \approx 120$	$L_5 = 180 \mu\text{H}, Q_0 \approx 120$
$L_2 = 300 \mu\text{H}, Q_0 \approx 120$	$L_6 = 40 \mu\text{H}, Q_0 \approx 120,$
$L_3 = L_4 = 1 \text{ mH}, Q_0 \approx 120$	wobei $Q_0$ die Leerlaufgüte bedeutet.

### 13.3. AM/FM-ZF-Verstärker ohne Neutralisation

Vielfach werden ZF-Verstärker mit Transistoren in Rundfunkgeräten neutralisiert. Die Rückwirkungskapazität der Germanium-Mesa-Transistoren AF 200 und AF 201 ist jedoch so klein, daß damit AM/FM-ZF-Verstärker aufgebaut werden können, die ohne Neutralisation große Verstärkungen und dabei eine sehr gute Stabilität ermöglichen. Bild 13.5 zeigt die Schaltung eines solchen Verstärkers, bei dem im AM-Betrieb die erste Stufe als selbstschwingende Mischstufe arbeitet, auf den ein zweistufiger ZF-Verstärker folgt.

Die erste ZF-Stufe kann geregelt werden (Regelumfang 50 dB). Da transistorisierte AM/FM-ZF-Verstärker heute meist in batteriebetriebenen Geräten verwendet werden, ist bei der Dimensionierung auf einen möglichst geringen Stromverbrauch zu achten. Deshalb wird man nicht die sonst bei Transistoren übliche Stromaufwärtsregelung verwenden, sondern die Stromabwärtsregelung, obwohl sie etwas ungünstigere Ergebnisse liefert. Einer dieser Nachteile ist z. B. die geringere Übersteuerungsfähigkeit, weil die erste ZF-Stufe bei hohen Eingangssignalen bei einem kleinen Arbeitspunkt betrieben wird. Daher ist im ersten ZF-Kreis eine Dämpfungsdiode vorgesehen. Um die Modulationsverzerrung klein zu halten, ist der erste ZF-Kreis sehr niederohmig ausgelegt.

Die in der Schaltung angegebenen Arbeitspunktströme können verringert werden, wenn ein besonders geringer Stromverbrauch erforderlich ist. Dabei ergeben sich allerdings etwas niedrigere Verstärkungswerte und etwas höhere Bandbreiten:

Kollektorstrom	1	2	4	mA
Ausgangsspannung (60 $\Omega$ )	13	23,5	42	mV
Eingangsspannung (60 $\Omega$ )	0,57	0,53	0,5	mV
Bandbreite	6,5	6	5	kHz
Leistungsverstärkung	28	33	38,6	dB

Die einschließlich Demodulation erreichbare Gesamtverstärkung liegt bei 80 dB.

Im FM-Betrieb (10,7 MHz) arbeiten alle drei Stufen als ZF-Verstärker. Auch hier hängt die erzielbare Verstärkung wieder vom eingestellten Arbeitspunkt ab:

Kollektorstrom	1	2	4	mA
Leistungsverstärkung	26*	26	31	dB

\* Sekundärwicklung des Filters 3 Wdg anstelle von 2 Wdg bei höherem Strom

Um eine gute Resonanzkurven-Stabilität bei großen Signalen zu erhalten, muß ein Kollektor-Widerstand von 250 bzw. 470  $\Omega$  vorgesehen werden.

#### Technische Daten

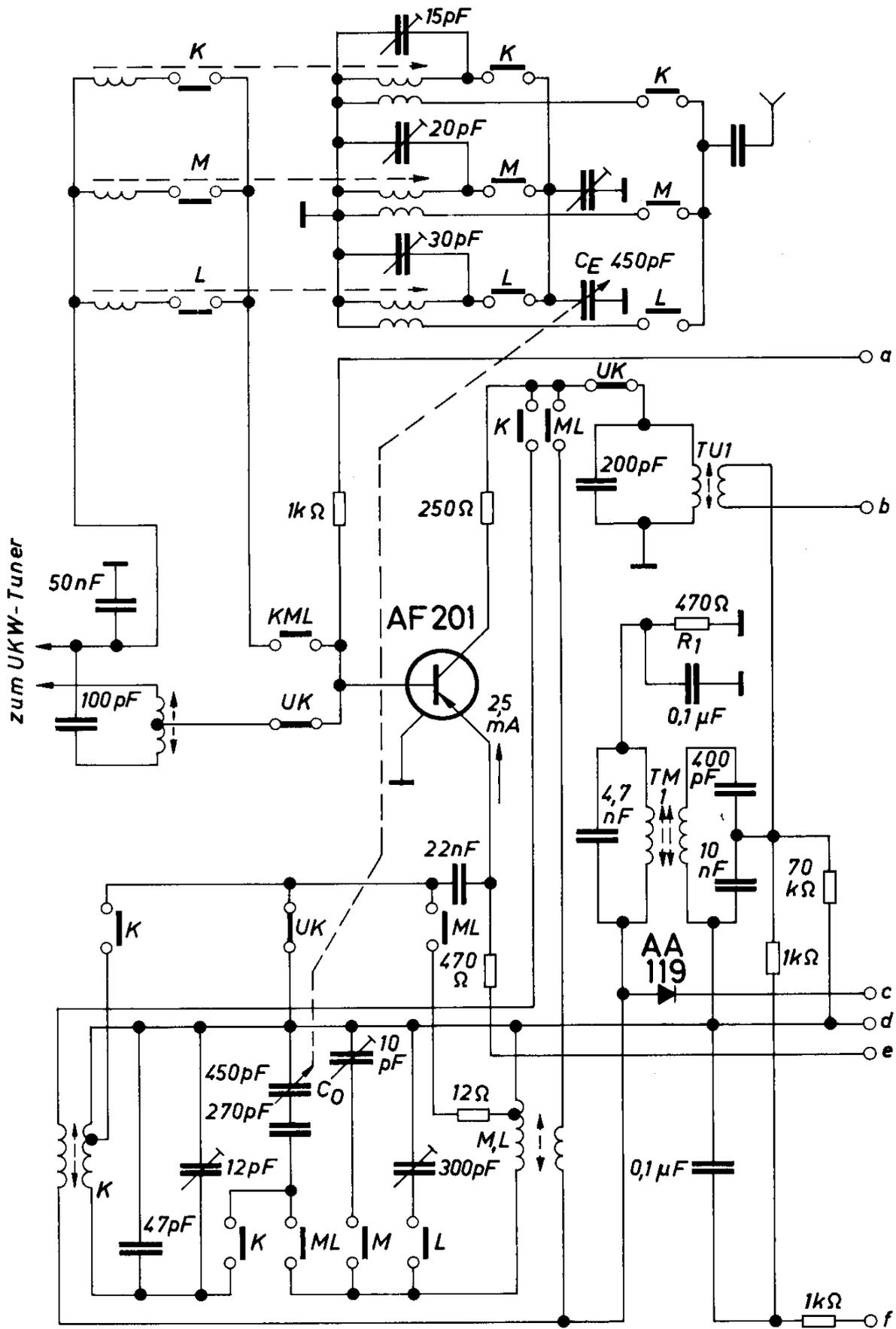
Betriebsspannung		9 bis 12 V
Verstärkung	AM-Betrieb	etwa 80 dB
	FM-Betrieb (einschließlich Tuner-Verstärkung von 30 dB)	etwa 80 dB
Regelumfang (AM-Betrieb)		50 dB

#### Induktivitäten

FM:	TU. 1 = TU. 2: Primär 1,1 $\mu$ H, $\ddot{u}$ = 5,5 : 1
	TU. 3: Primär 1,1 $\mu$ H; sekundär 2,2 $\mu$ H
AM:	TM. 1: Primär 45 $\mu$ H; sekundär 320 $\mu$ H
	TM. 2: 320 $\mu$ H
	TM. 3: Primär 120 $\mu$ H, $\ddot{u}$ = 2 : 1

#### 13.4. Hochwertiger FM-ZF-Verstärker

Bild 13.6 zeigt einen vierstufigen FM-ZF-Verstärker für 10,7 MHz, in dem die Transistoren AF 201 in Emitterschaltung ohne Neutralisation betrieben werden. Das Signal wird mit zwei antiparallelgeschalteten Dioden am Eingang der dritten und vierten Stufe begrenzt. Zur Demodulation wird ein Ratiodetektor mit einem Höckerabstand von 900 kHz verwendet. Da deshalb auch bei vollem Hub nur ein kleiner Teil der Gleichrichter-Kennlinie durchgesteuert wird, ergibt sich ein sehr kleiner Klirrfaktor. Der Ver-



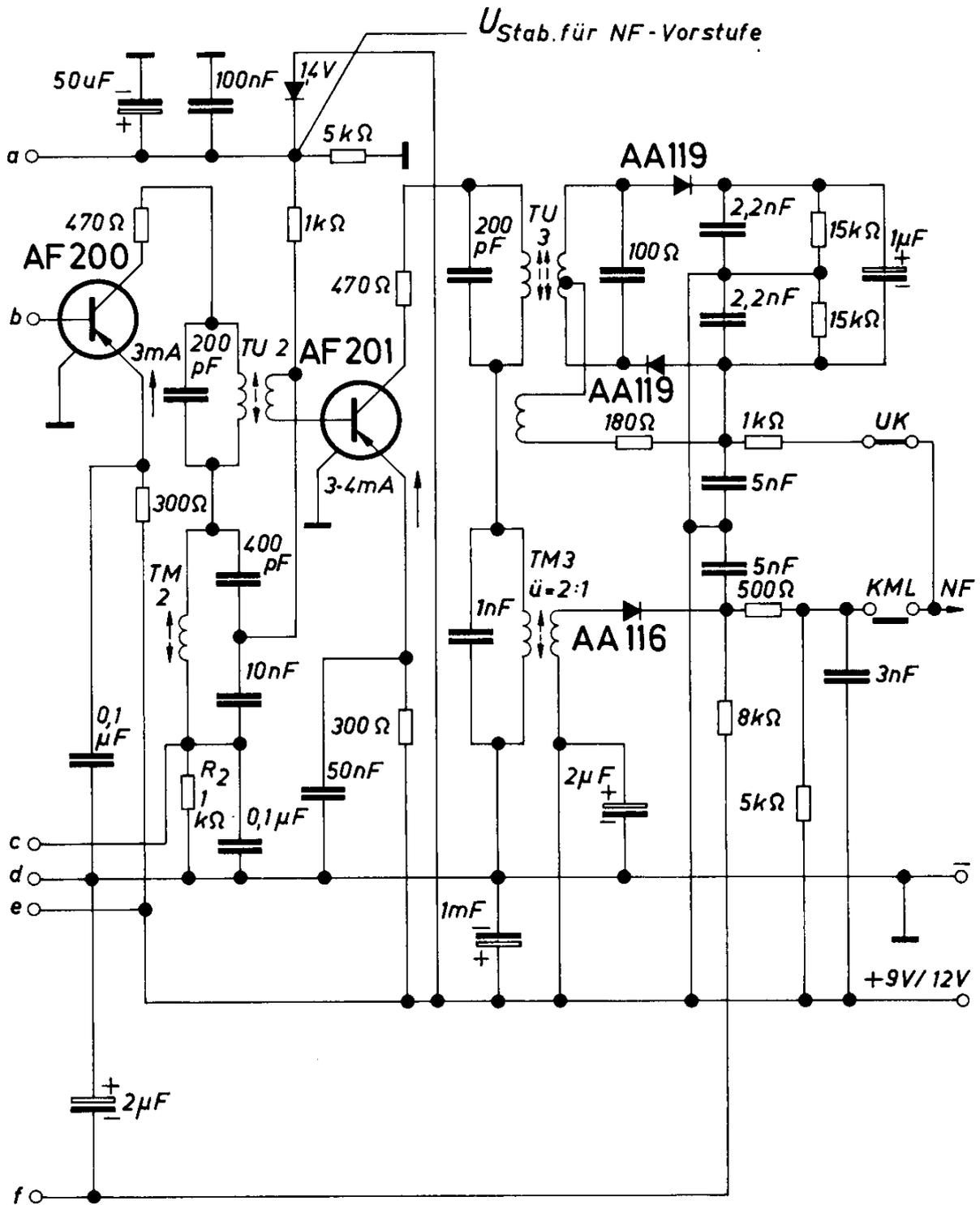
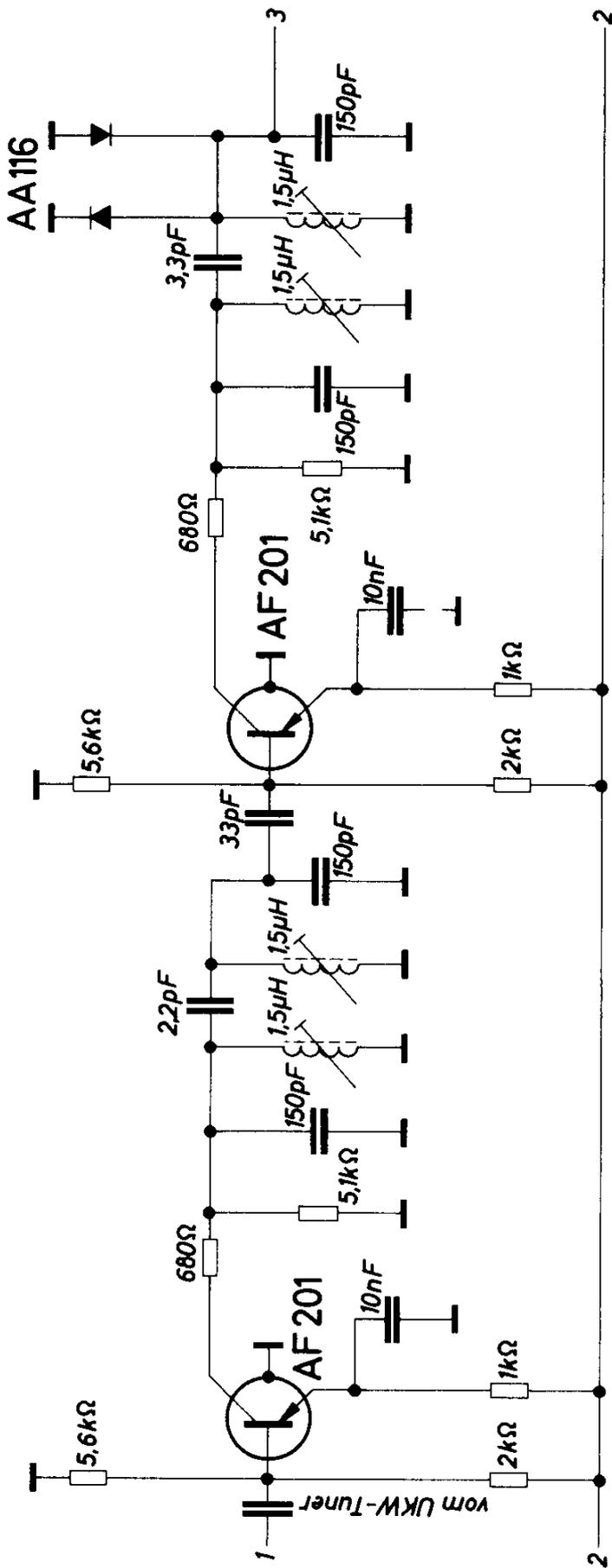


Bild 13.5.  
AM-FM-ZF-Verstärker ohne Neutralisation



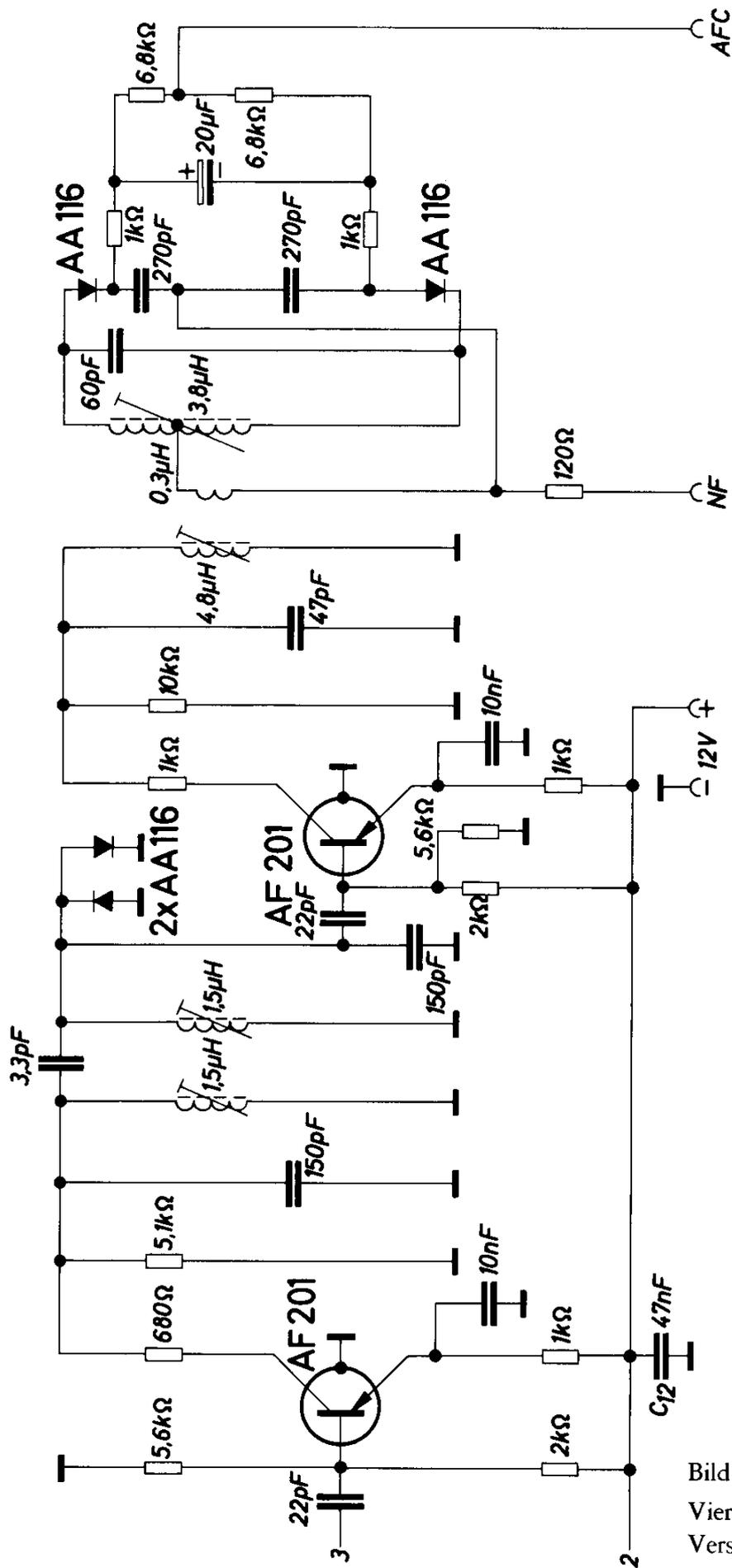


Bild 13.6.  
Vierstufiger FM-ZF-  
Verstärker für 10,7 MHz

stärker wurde unter Berücksichtigung der in der Stereo-Technik gestellten speziellen Anforderungen ausgelegt. So wurde z. B. eine ZF-Bandbreite von 270 kHz gewählt, um auch bei der für Stereoempfang erforderlichen NF-Bandbreite von 53 kHz noch geringe Verzerrungen zu erhalten. Die sich daraus ergebende etwas ungünstigere Nachbarkanal-Selektion wird durch ein gutes Übernahmeverhältnis ausgeglichen, das auf die guten Begrenzungseigenschaften der Schaltung zurückzuführen ist. Für das Erreichen einer guten Übersprechdämpfung in dem an den ZF-Verstärker angeschlossenen Stereo-Decoder ist es erforderlich, daß die Phasenlaufzeit des gesamten HF-Teils (Tuner und ZF-Verstärker) innerhalb des Durchlaßbereichs möglichst linear ist. Diese Forderung wird am besten von einer glockenförmigen Gesamtdurchlaßkurve erfüllt.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom	35 mA
Bandbreite	270 kHz
Gesamtverstärkung	85 dB
Grenzempfindlichkeit an 60 $\Omega$ für 30 dB Störabstand	25 $\mu$ V
Störabstand für eine Eingangsspannung von 50 $\mu$ V	> 48 dB
NF-Ausgangsspannung an 10 k $\Omega$	40 mV
NF-Klirrfaktor bei 1 kHz	< 0,5 %

#### 13.5. Stereo-Decoder

Stereo-Decoder mit Transistoren sind einerseits erwünscht für volltransistorisierte Rundfunkgeräte, andererseits aber auch wegen ihrer Kleinheit für einen nachträglichen Einbau in vorhandene Geräte. Die meisten jetzt hergestellten Heim-Rundfunkgeräte sind im NF-Teil bereits für Stereobetrieb geeignet, während der für den Empfang von Stereo-Rundfunkprogrammen notwendige Stereo-Decoder noch nicht generell eingebaut wird.

Ein Stereo-Decoder mit Transistoren kann sehr klein aufgebaut und z. B. als kleine Steckeinheit ausgeführt werden.

Die Schaltung eines Stereo-Decoders mit drei Transistoren gibt Bild 13.7 wieder.

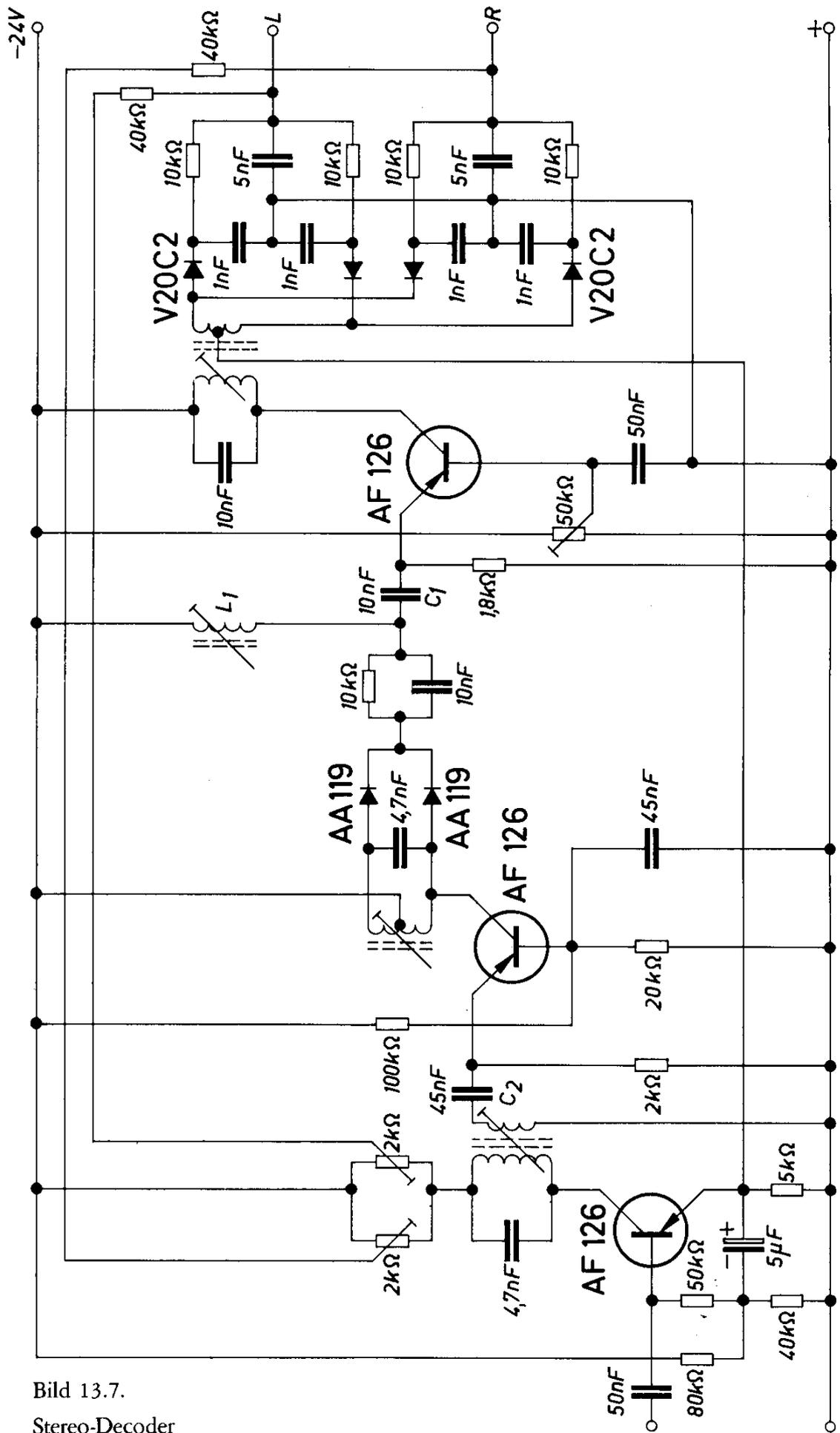


Bild 13.7.  
Stereo-Decoder

Der Stereo-Decoder soll die in einer ganz bestimmten Form im Sendersignal enthaltenen Signale für die beiden Kanäle a und b trennen und den beiden NF-Verstärkern zuführen. An den Eingang des Stereo-Decoders, der an den Ratiidetektor angeschaltet wird, gelangt das Multiplex-Signal (MPX, 30 Hz bis 53 kHz), das die Stereoinformation und einen Pilotton mit einer Frequenz von 19 kHz enthält. Dabei darf der Ratiidetektor nicht die im allgemeinen übliche Deemphasis mit einem  $RC$ -Glied haben, bzw. wenn eine solche vorhanden ist, muß der Stereo-Decoder vor diesem Entzerrglied angeschlossen werden, weil die dadurch verursachte Phasendrehung stören würde. Die erste Stufe ist als Impedanzwandler geschaltet und hat einen hohen Eingangswiderstand (etwa 100 k $\Omega$ ). Weil der Decoder hierdurch die Gleichrichterschaltung nur wenig belastet, ist er universell anwendbar. Der Pilotton mit einer Frequenz von 19 kHz wird mit einem Schwingkreis ausgesiebt und einer zweiten Stufe zugeführt, wo er weiterverstärkt wird. Die beiden Einstellregler im Kollektorkreis liefern für jeden Kanal getrennt ein Kompensationssignal zum Ausgleich der Verluste des Ringmodulators.

Die Frequenz des in der zweiten Stufe weiter verstärkten Pilottons wird verdoppelt, so daß man ein Signal mit der gleichen Frequenz, wie der unterdrückte Träger des Differenz-Signals, nämlich mit 38 kHz, erhält. Der Schwingkreis, der durch die Induktivität  $L_1$  und die Kapazität  $C_1$  über den Eingangswiderstand des dritten Transistors gebildet wird, filtert den durch Unsymmetrien im Frequenzverdoppler durchkommenden Pilotton von 19 kHz sowie andere Oberwellen aus und führt das am Ausgang der Verdopplerschaltung entstehende Signal in eine reine Sinusspannung über. Bei dieser Umwandlung in eine Sinusspannung entsteht eine Phasendrehung um 90°. Deshalb ist am Eingang der zweiten Stufe ein  $RC$ -Glied vorgesehen, das aus der Kapazität  $C_2$  und dem Eingangswiderstand des zweiten Transistors gebildet wird. Mit diesem  $RC$ -Glied wird eine Phasendrehung von ebenfalls 90° erzielt, wodurch die vorher erwähnte Phasendrehung auf 180° erweitert wird. Der 38-kHz-Hilfsträger wird in der dritten Stufe verstärkt und gelangt über eine Kopplungswicklung des Kollektorschwingkreises an den Ringmodulator. Über die Mittelanzapfung dieser Kopplungswicklung wird das MPX-Signal aus der Impedanzwandlerstufe dem Ringmodulator zugeführt. Während das Summensignal unverändert an die beiden Stereo-Ausgänge gelangt, wird dem Differenzsignal der Hilfsträger zugesetzt und durch Demodulation das Differenzsignal in die NF-Lage zurückgeführt. In der Matrix wird dieses Signal zum Summensignal addiert bzw. von diesem subtrahiert, so daß an den Stereoausgängen die Signale 2a bzw. 2b entstehen. Da das Differenzsignal um den Demodulationswirkungsgrad verkleinert wird, muß zur Erzielung maximaler Übersprechdämpfung das Summensignal mit dem aus den beiden Einstellreglern in der

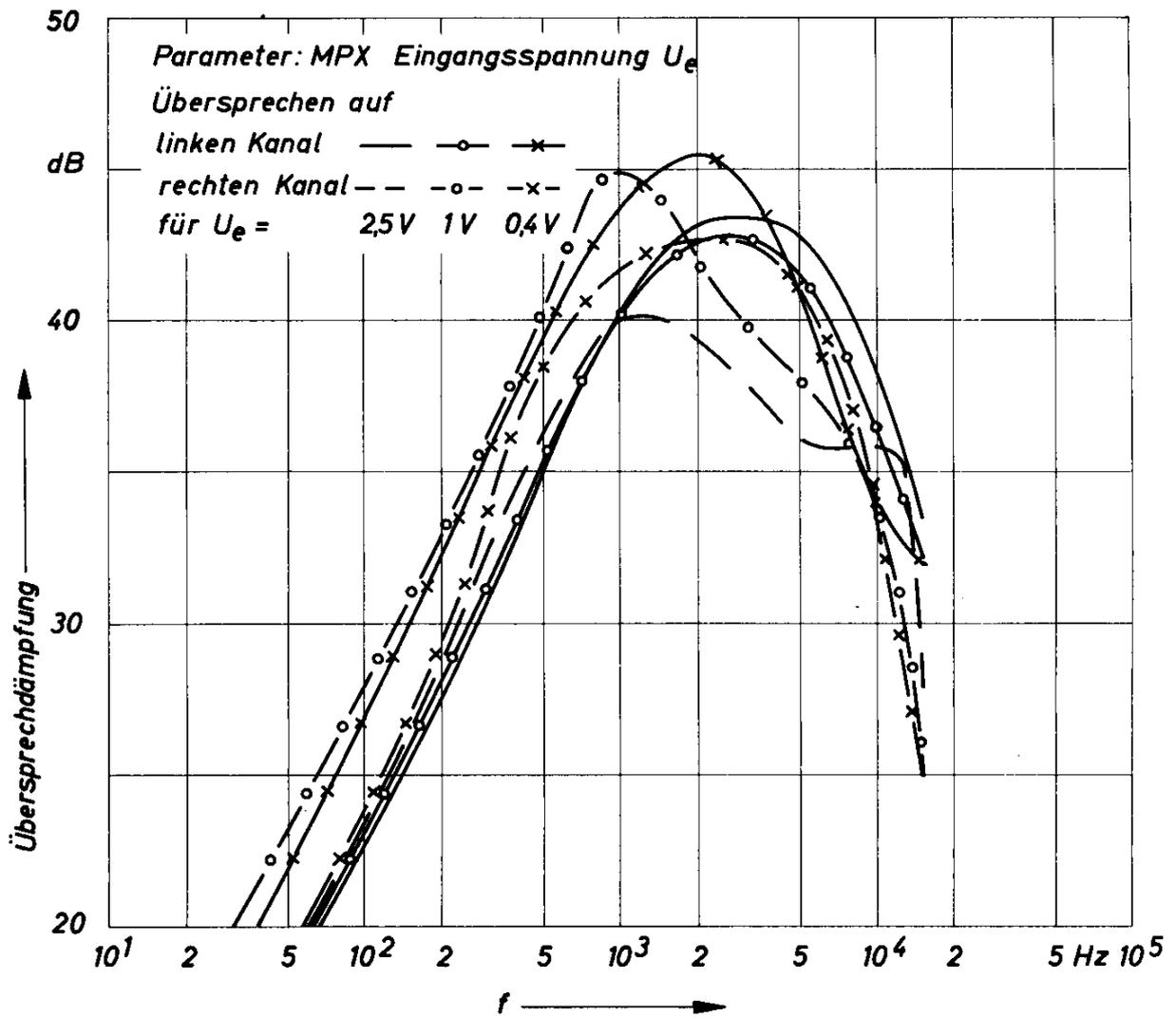


Bild 13.8.

Übersprechdämpfung zwischen den Kanälen a und b, abhängig von der Frequenz für Decoder nach Bild 13.7

ersten Stufe abgeleiteten gegenphasigen Kompensationssignal ebenfalls reduziert werden.

Aus Bild 13.8 ist die Übersprechdämpfung zwischen den Kanälen a und b in Abhängigkeit von der Frequenz angegeben. Sie ist bei einer Frequenz von etwa 2 kHz am höchsten und wird bei höheren und bei tieferen Frequenzen kleiner. Die 34-dB-Grenze liegt im Mittel bei etwa 300 Hz bzw. 13 kHz. Der Stereo-Decoder kann ohne Änderung mit verschiedenen Batteriespannungen betrieben werden. Bild 13.9 zeigt, wie die erreichbare Übersprechdämpfung bei verschiedenen Eingangsspannungen von der Batteriespannung abhängt.

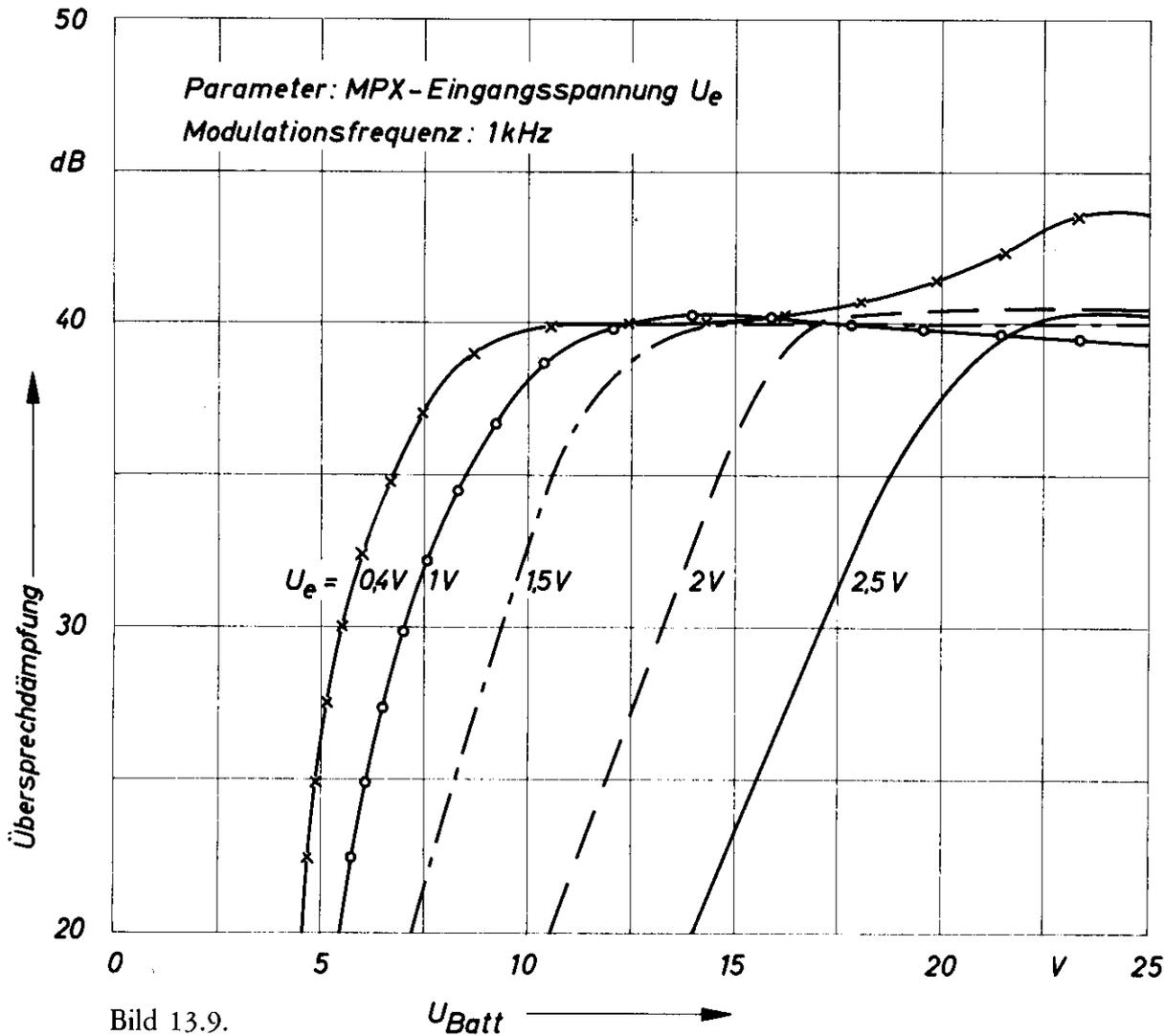


Bild 13.9.

Erreichbare Übersprechdämpfung bei verschiedenen Eingangsspannungen, abhängig von der Batteriespannung für Decoder nach Bild 13.7

### 13.6. Stereo-Decoder mit Silizium-Transistoren

Bild 13.10 veranschaulicht die Schaltung eines Stereo-Decoders mit Silizium-Transistoren.

Eine Impedanzwandlerstufe am Eingang sorgt für einen Eingangswiderstand von etwa  $200\text{ k}\Omega$ , der die üblichen FM-Demodulatoren kaum belastet. Das Stereo-Multiplex-Signal (MPX-Signal) gelangt vom Emitter des Transistors dieser Stufe über die Sekundärwicklung des Übertragers  $U_3$  unmittelbar an den Ringmodulator am Ausgang des Decoders. Bezüglich des Pilottones wirkt die Eingangsstufe als stark gegengekoppelte Emitterstufe. Die Verstärkung geht annähernd aus dem Verhältnis von Resonanzwiderstand des Kollektorkreises zum Emitterwiderstand hervor, wird also von den Streuungen der Transistorparameter nur wenig beeinflusst.

Der Eingangswiderstand geht für den Pilotton nur unwesentlich zurück. Eine vorgespannte Diode ( $D_1$ ) dämpft den Resonanzkreis auf gleichbleibende Amplitude, wodurch Änderungen der Eingangsspannung und damit auch des Pilottones eliminiert werden. Obwohl eine Basisschaltung in diesen Frequenzbereichen eine kleinere Verstärkung hat als eine Emitterschaltung, wurde sie für die zweite Pilottonverstärkerstufe ( $T_2$ ) gewählt. Sie hat den Vorteil, daß die Verstärkung von Transistorstreuungen weitgehend unabhängig ist; denn diese wird nur durch die vom Emitterstrom abhängige Steilheit bestimmt, die bei allen in diesen Frequenzbereichen üblichen Transistoren annähernd gleich groß ist. Der Emitter dieser Stufe ist über eine sehr niederohmige Sekundärwicklung des vorangehenden Resonanzkreises angekoppelt. Durch den parallel zum Emitter liegenden Kondensator wird die Phase des Pilottones um die erforderlichen  $90^\circ$  gedreht. Die Basisvorspannung des Transistors wird über einen Widerstand dem Emitter des Transistors der ersten Stufe entnommen. Eine mit zwei Dioden ( $D_2$ ,  $D_3$ ) bestückte Verdopplerschaltung setzt die Pilottonfrequenz von 19 kHz am Kollektorkreis der zweiten Stufe auf die Hilfsträgerfrequenz von 38 kHz um. Ein anschließendes *RC*-Glied erhöht den Wirkungsgrad der Verdopplerschaltung. Von diesem *RC*-Glied gelangt der Hilfsträger über den dritten Übertrager ( $U_3$ ), dessen Sekundärwicklung auf Resonanz abgestimmt ist, zum Ringmodulator, der als Spitzengleichrichter wirkt.

Die zugeführte Hilfsträgerspannung ist nur so groß, daß bei dem größten zulässigen MPX-Signal noch eine verzerrungsarme Demodulation sichergestellt ist. Dadurch wird das von der Hilfsträgeramplitude abhängige zusätzliche Rauschen auf einem optimal kleinen Wert gehalten. Eine in Durchlaßrichtung angelegte Gleichspannung erhöht den Wirkungsgrad besonders bei kleinen Signalen und schaltet außerdem bei monauralen Sendungen das HF-Signal über die Dioden durch, womit sich eine besondere Mono-Stereo-Umschaltung erübrigt.

Der Inhalt der Seitenbandinformation wird bei der Demodulation auf einen Wert entsprechend dem Demodulationswirkungsgrad verkleinert. Da aber die Beziehung zwischen dem Summensignal und dem im Seitenband enthaltenen Differenzsignal zur Erzielung einer maximalen Übersprechdämpfung erhalten bleiben muß, ist eine entsprechende Verkleinerung des Summensignals erforderlich. Deshalb wird aus den beiden Einstellreglern  $R_1$  und  $R_2$  im Kollektorkreis der ersten Stufe eine gegenphasige Spannung des Summensignals entnommen und — entsprechend dosiert — dem Ausgang des Ringmodulators zugeführt. Im Bereich eines konstanten Demodulationswirkungsgrades läßt sich immer ein Maximum an Übersprechdämpfung halten. Da dieser Wirkungsgrad von der Größe der Hilfsträgerspannung abhängt, ist diese möglichst konstant zu halten. Sie

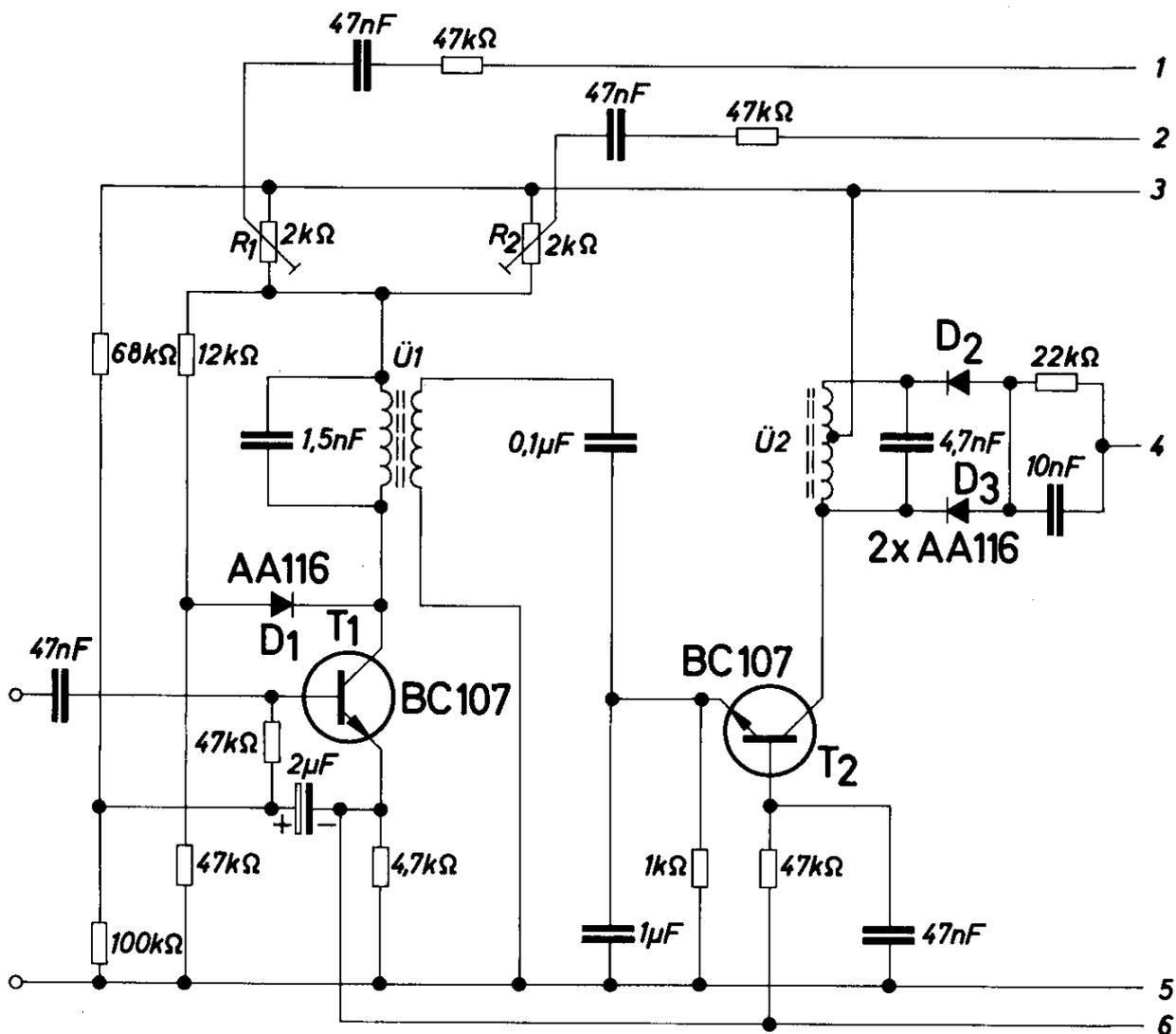
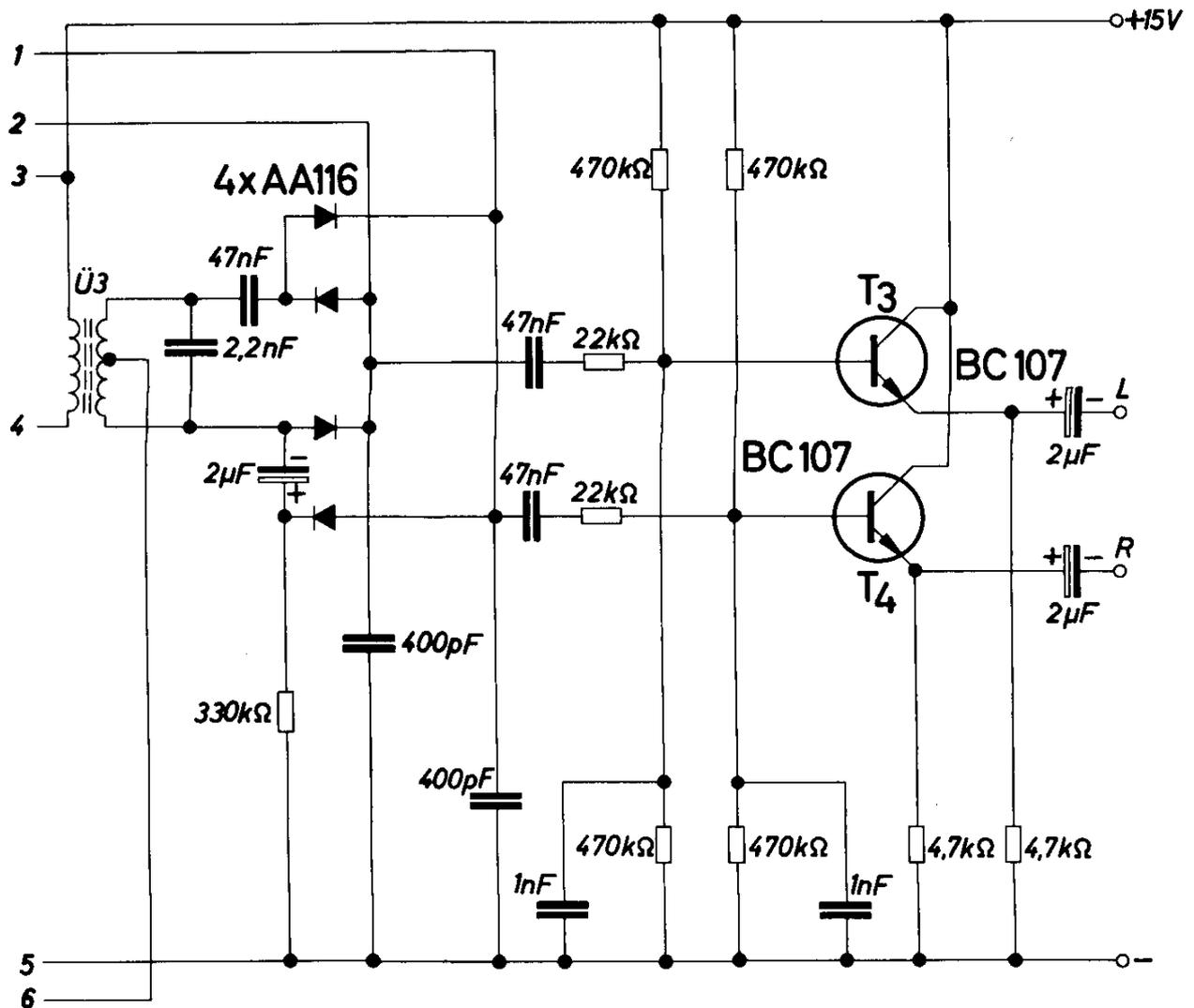


Bild 13.10.

Stereo-Decoder mit Silizium-Transistoren

*Technische Daten*

Betriebsspannung	$15 \pm 5$	V
Stromaufnahme	etwa 10	mA
Eingangsspannungsbereich (MPX-Signal)	etwa 50 bis 500 mV	
Mindestwerte der Übersprechdämpfung im Bereich von		
100 Hz bis 1 kHz	> 30	dB
1 kHz bis 10 kHz	> 40	dB
10 kHz bis 15 kHz	> 35	dB



Klirrfaktor bei einer Eingangsspannung  
von 500 mV

Stereo	< 0,6	%
Mono	< 0,5	%
Überlagerungsstörungen	> 45	dB
Hilfsträgerrestspannung (38 kHz)	< 5	mV
Übertragungsdämpfung		
Stereo	2	dB
Mono	3,5	dB
Eingangswiderstand	200 kΩ, parallel zu 15 pF	
Ausgangswiderstand mit Impedanzwandler	100 Ω, in Reihe mit 2 μF	
Kleinster zulässiger Lastwiderstand ohne Impedanzwandler	200	kΩ

wird, wie schon erwähnt, durch die Begrenzerwirkung der Diode  $D_1$  parallel zum Kollektorkreis der ersten Stufe genügend unabhängig von der am Eingang des Decoders stehenden Pilottonspannung gehalten. Deshalb darf die MPX-Eingangsspannung, zu der die Pilottonspannung in einer festen Beziehung steht, etwa um den Faktor 10 schwanken, ohne die Übersprechdämpfung unzulässig zu ändern.

### 13.7. UHF-Tuner mit automatischer Nachstimmung

Unter ungünstigen Voraussetzungen zeigen UHF-Tuner bei Änderung der Umgebungstemperatur eine größere Frequenzdrift als zulässig ist. Die Ursache ist nicht in erster Linie dem Transistor zuzuschreiben, sondern dem Zusammenwirken von Materialausdehnung sowie von Kondensator- und Transistordrift.

Besondere Schwierigkeiten macht die Materialausdehnung der Kammern und Leiterbahnen. Dazu kommen eventuell die Materialdehnungen der Kondensatorachsen, die je nach Symmetrielage der einzelnen Rotor- und Statorplatten positive und negative Kapazitäts- und damit Frequenzänderungen ergeben können. Ferner bewirken auch Kreis-, Trimm- und Erdungskondensatoren temperaturabhängige Frequenzänderungen.

Meist wird die Frequenzdrift durch Wahl verschiedener Temperaturkoeffizienten bei den frequenzbestimmenden Kreis- und Koppelkapazitäten kompensiert. Da aber oft ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen Frequenzdrift und Temperatur besteht, wirkt die Kompensation nicht für den ganzen Durchstimmbereich gleich gut. Toleranzrechnungen haben gezeigt, daß z. B. mit zwei Kompensationskondensatoren von 0,6 pF und 0,8 pF durch die Streuungen der Kapazitätswerte und der TK-Werte allein eine Drift von 2 MHz bei einer Temperaturdifferenz von 30 grad im oberen Bereich des Tuners möglich ist.

Ein Zusammentreffen extremer Verhältnisse von Kapazitätsstreuungen und Temperaturkoeffizientstreuungen ist allerdings sehr selten, so daß die resultierende Drift vorwiegend unter 1 MHz bleiben wird. Dennoch können derartige Driften — auch wenn sie weit kleiner sind — störend wirken.

Die Schaltung nach Bild 13.11 bietet eine Möglichkeit, die Oszillator-Frequenzdrift eines UHF-Tuners auszuregeln. Ändert man bei 850 MHz bzw. 500 MHz in der angegebenen Schaltung den Arbeitspunkt so, daß entweder die Spannung oder der Strom konstant gehalten und dabei der Strom bzw. die Spannung geändert werden, dann ergeben sich Frequenzänderungen der Oszillatorschwingung, die in Bild 13.12 dargestellt sind. Diese Frequenzänderung wird durch die arbeitspunktabhängige Ausgangskapazität

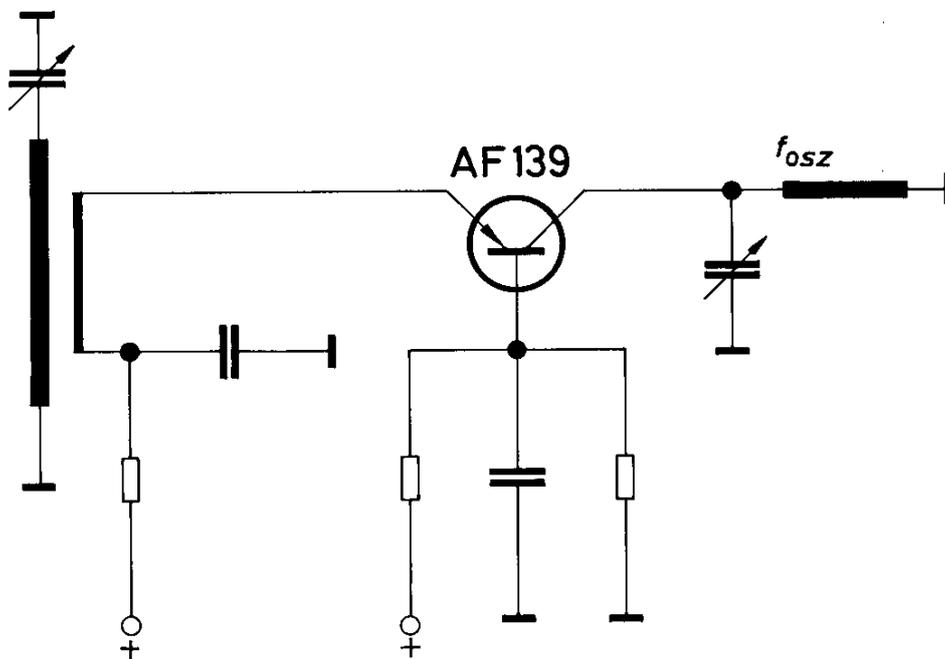


Bild 13.11.

UHF-Tuner mit automatischer Nachstimmung

des Transistors verursacht. Auf eine Nachstimm-diode kann deshalb verzichtet werden. Die hierbei erzielten Frequenzänderungen reichen aus, um eine automatische Nachstimmung zu realisieren. Es wird vorteilhaft mit konstanter Batteriespannung und einem sich entsprechend ändernden Kollektorstrom gearbeitet. Für die Mittenfrequenz wird am besten ein Strom von 2 mA fixiert. Dieser Wert ergibt außerdem eine Leistungsverstärkung, die nahe dem Maximum liegt, so daß bei Änderung des Stromes keine zu großen Verstärkungsverluste auftreten können.

Die in Bild 13.12 dargestellte Verstimmung wurde an einem üblichen Tuner mit zwei Transistoren AF 139 in der Vorstufe und der Mischer-Oszillatorstufe gemessen. Dabei wurde ein frequenzstabiles Eingangssignal eingespeist und die Frequenzänderung über die ZF gemessen. Man sieht, daß eine Stromänderung von 1 mA eine Frequenzänderung von 2 bis 3 MHz bewirkt. Im praktischen Betrieb kommt eine derart große Frequenzdrift kaum vor. Jedoch ist ein großer Fangbereich durchaus nützlich für eine bequeme Abstimmung.

Bild 13.13 zeigt eine Versuchsanordnung mit einem Gegentaktdiskriminator, der über die letzte Verstärkerstufe eines dreistufigen Fernseh-ZF-Verstärkers gespeist wird. Die Diskriminatorwicklungen  $L_4$ ,  $L_5$  und  $L_6$  werden entsprechend an den Primärkreis gekoppelt, so daß sich die Durchlaßkurve nicht unzulässig stark verformt. Der Diskriminator ist auf die Bildträgerfrequenz 38,9 MHz abgestimmt.

Im Versuch war an den Klemmen a und b kein zusätzlicher Verstärker dazwischengeschaltet. Der Diskriminator beeinflusste direkt den Mischer-

Oszillatortransistor AF 139. Das ergibt einen relativ großen Basiswiderstand. Zweckmäßig ist, eine ausreichende thermische Stabilität bei der Dimensionierung zu berücksichtigen, obwohl der Diskriminator auch die Temperaturdrift des Transistor-Basisstromes ausregelt und selbst eine reine Stromsteuerung möglich macht. Deshalb werden Lastwiderstände von der Größe 5 bis 10 k $\Omega$  am Diskriminator möglich. Diese Widerstände und der Transistorbasisstrom bestimmen die Energie, die dem ZF-Primärkreis entzogen wird, um eine ausreichende Nachstimmung zu gewährleisten. Die erforderliche Kollektorstromänderung am Oszillatortransistor bleibt kleiner als 1 mA. Der Transistor benötigt für einen Kollektorstrom von 1 mA einen Basisstrom  $I_B$  von 50  $\mu$ A bei einer unteren Stromverstärkung  $B = 20$ . Da der Diskriminator auch die Sperrstromzunahme infolge Temperaturerhöhung ausgleichen kann, ist der Regelstrombedarf um die Sperrstromänderung vermehrt. Doch wird er 100  $\mu$ A kaum übersteigen. Die zugehörige Regelspannungsänderung bleibt klein, wenn der Wert des Emitterwiderstandes beim Oszillatortransistor niedrig gewählt wird. Mit dem Widerstand  $R_1$  (250  $\Omega$ ) bleibt die benötigte Regelspannung kleiner als 0,5 V.

Die Nachstimmfähigkeit der Anordnung wurde mit unmoduliertem Signal am Eingang geprüft. Der Versuch wurde am oberen Bereichsende durchge-

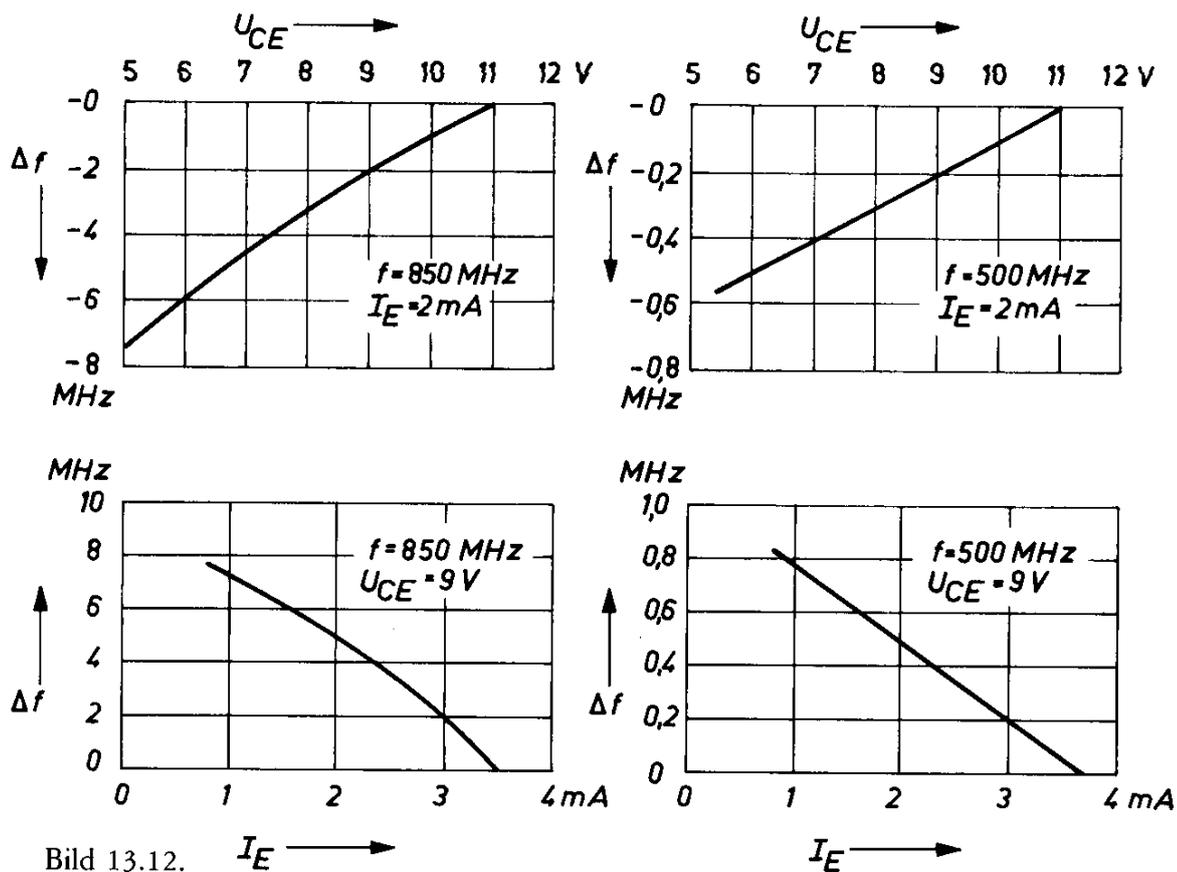


Bild 13.12.

Frequenzänderungen der Oszillatorschwingung bei 500 bzw. 850 MHz für Tuner nach Bild 13.11

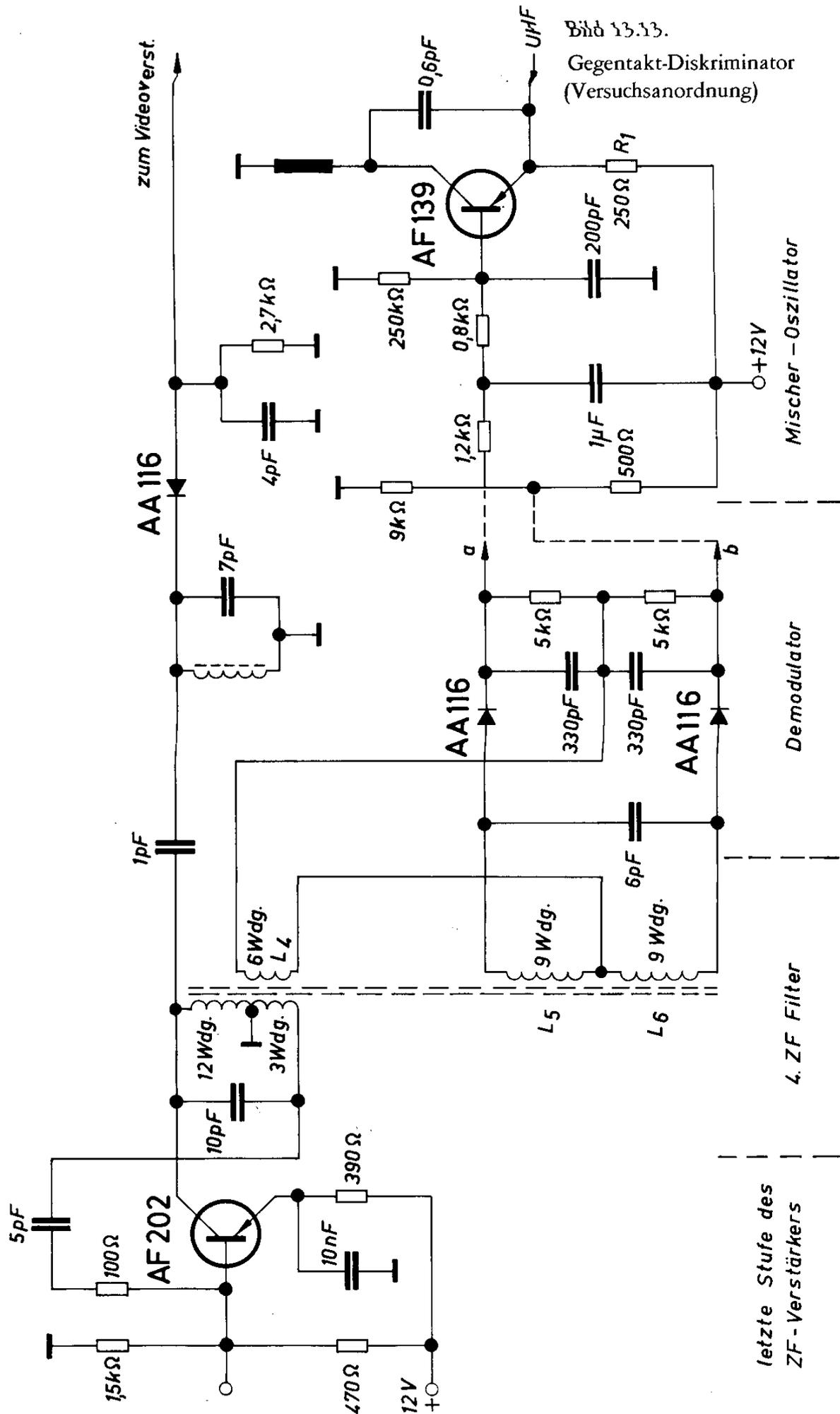


Bild 13.13.  
Gegentakt-Diskriminator  
(Versuchsordnung)

letzte Stufe des  
ZF - Verstärkers

4. ZF Filter

Demodulator

Mischer - Oszillator

zum Videoverst.

führt. Bei einer Änderung der Eingangsfrequenz von 6 MHz, entsprechend einer gleichen Oszillatorfrequenzänderung, wurde eine Abwanderung der ZF-Frequenz von nur 0,6 MHz gemessen. Der Ausregelfaktor ist demnach 1:10.

Weitergehende Versuche in einem kompletten Fernsehempfänger liegen noch nicht vor. Zweifellos werden sich beim Zusammenwirken der einzelnen Bausteine einige Probleme ergeben, wie z. B. die Gefahr des Entstehens von Regelschwingungen. Bildstörungen aufgrund der Belastung durch den Diskriminator werden sich bei dessen günstiger Anpassung sicher vermeiden lassen. Die Beeinträchtigung der gesamten Leistungsverstärkung des Tuners durch die Nachstimmung ist gering.

### 13.8. Rauscharmer UHF-Tuner mit Mesa-Transistor

Die Rauscheigenschaften eines Tuners werden ganz wesentlich durch die Eigenschaften der Vorstufe bestimmt. Mit bisher zur Verfügung stehenden Transistoren lagen die mittleren Rauschzahlen ( $F$ ) von UHF-Tunern bei 470 MHz um 5, bei 860 MHz um 11.

Der Mesa-Transistor AF 239 eignet sich wegen seiner ausgezeichneten Rausch- und Verstärkungseigenschaften besonders für die UHF-Vorstufe. In Verbindung mit einer selbstschwingenden Mischstufe, bestückt mit AF 139, wird der Aufbau von UHF-Tunern ermöglicht, deren mittlere Rauschzahlen bei 470 MHz nur noch etwa 3,5, bei 860 MHz nur noch 4 betragen.

Das Bild 13.14 zeigt ein mit dieser Transistorbestückung ausgeführtes Schaltbeispiel. Die Dimensionierung der Vorstufe gleicht weitgehend einer Stufe mit AF 139. Die höhere Verstärkung des Transistors AF 239 erfordert dabei lediglich eine sorgfältigere Auswahl der Erdungspunkte, insbesondere der Gehäuseerdung und der Basiskapazität. Die maximale Vorstufenverstärkung erzielt man bei einem Kollektorstrom  $I_C$  von 2,6 mA. Im Hinblick auf die Gesamteigenschaften wird die Mischstufe bei einem Kollektor-Ruhestrom  $I_C$  von 2 mA betrieben. In Bild 13.15 sind Verstärkungswerte, Rauschzahlen und Reflexionsfaktorwerte in Abhängigkeit von der Empfangsfrequenz dargestellt.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	12 V
Leistungsverstärkung	22 bis 26 dB
Rauschzahl	3,5 bis 4 (5,5 bis 6 dB)
Reflexionsfaktor	0,3 bis 0,5

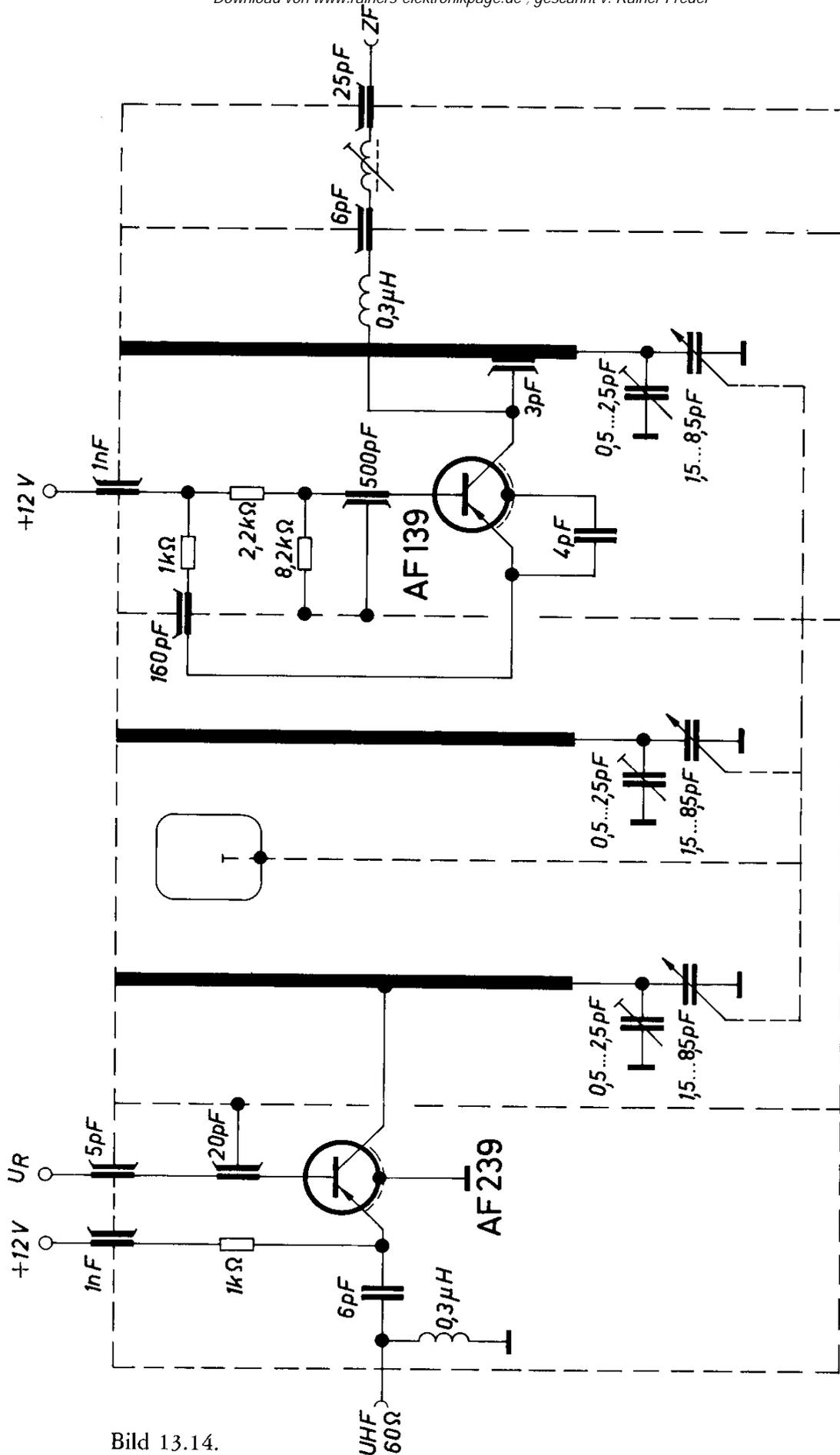


Bild 13.14.

Rauscharmer UHF-Tuner mit Mesa-Transistor

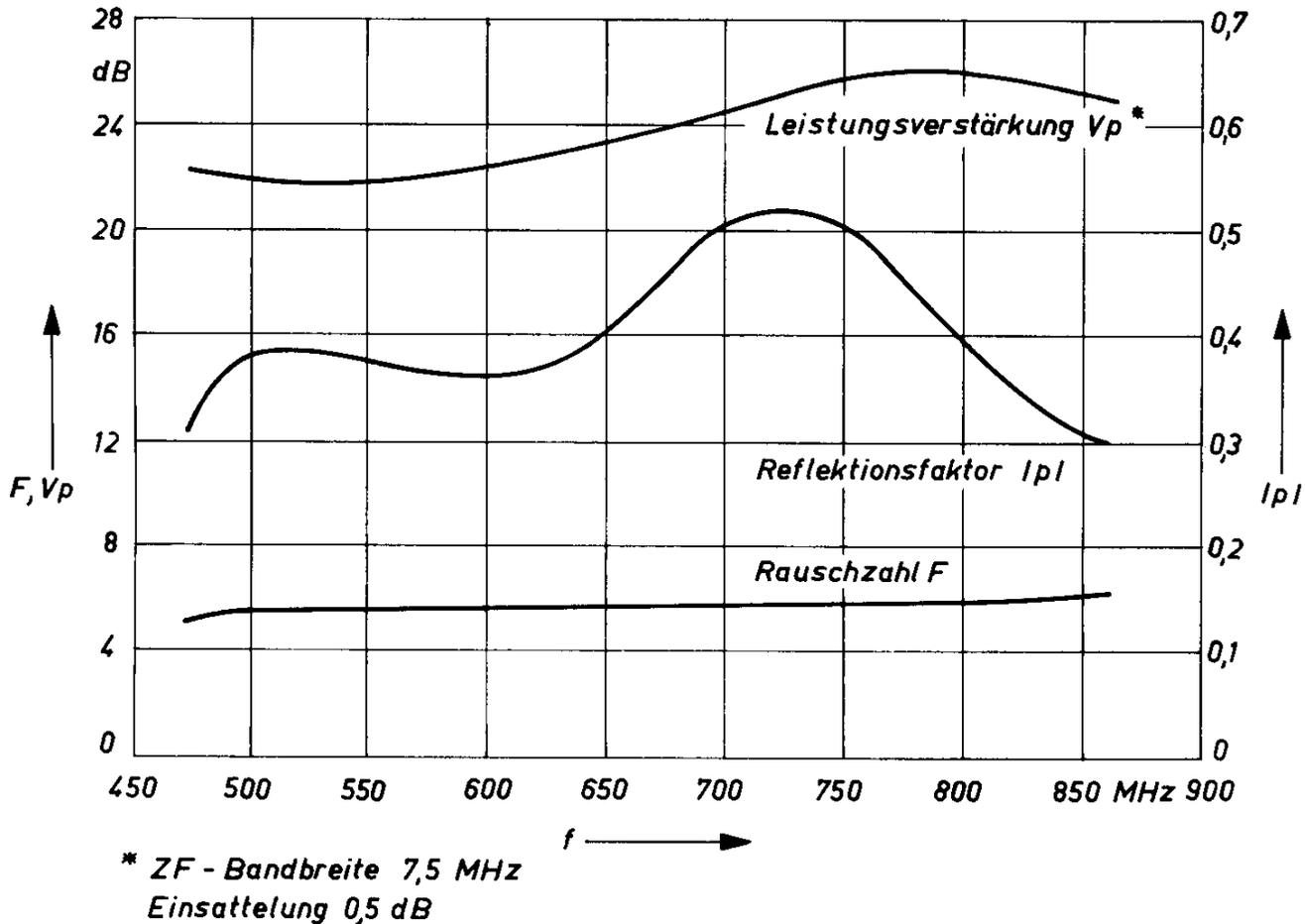


Bild 13.15.

Verstärkung, Rauschzahlen und Reflexionsfaktoren, abhängig von der Empfangsfrequenz für Tuner nach Bild 13.14

### 13.9. Elektronisch abstimbarer VHF-Tuner

In zunehmendem Maß werden zur Abstimmung der Bänder I und III Kapazitätsdioden verwendet, wobei die Bandumschaltung noch mechanisch erfolgt. Der Hauptvorteil dieses Abstimmprinzips ist, daß zum Abstimmen keine beweglichen HF-Kontakte mehr benötigt werden und damit die Betriebssicherheit erhöht wird. Der Fortfall der Abstimmechanik ermöglicht außerdem eine sehr kompakte Bauweise und eine vereinfachte Tasten-Senderwahl.

Zum Abstimmen werden drei epitaxiale Silizium-Planar-Dioden verwendet, zwei im VHF-Bandfilter zwischen Vor- und Mischstufe und eine im Oszillator. Die in ihrer Anfangskapazität streuenden Dioden sind in zwei Kapazitätsgruppen eingeteilt. Dioden mit grünem Ring haben eine Anfangskapazität von 3,8 bis 4,9 pF ( $U_R = 30 \text{ V}$ ), Dioden mit blauem Ring eine Anfangskapazität von 4,4 bis 5,5 pF. Das Kapazitätsverhältnis liegt für eine Gleichspannungsänderung von 3 bis 30 V zwischen 2,4 und 2,7.

Bild 13.16 zeigt die Tunerschaltung, die mit Ausnahme der Abstimmelemente und der breitbandigen Eingangsfiler mit bisherigen Schaltungskonzepten vergleichbar ist. In der Vorstufe wird der Regeltransistor AF 109 R verwendet, in der Misch- und in der Oszillatorstufe je ein Transistor AF 106. Alle drei Transistoren werden wegen der gleichmäßigeren Verstärkung in Band I und III in Basisschaltung betrieben. Der Arbeitspunkt der Vorstufe liegt im unregulierten Zustand bei etwa 3,7 mA, der der Mischstufe und des Oszillators bei 2 mA.

Im Eingang der Vorstufe ist ein breitbandiges, für Band I und III umschaltbares Filter angeordnet, das aus wirtschaftlichen Überlegungen einem selektiven abstimmbaren Vorkreis allgemein vorgezogen wird. Man erreicht damit ein niedriges Vorstufenrauschen und eine gute Weitabselektion. Nachteilig ist dabei die etwas schwieriger beherrschbare Eingangsanpassung und die größere Kreuzmodulationsempfindlichkeit, die sich allerdings nur dann auswirkt, wenn noch ein zweiter stärkerer Fernsehsender im gleichen Band empfangen werden kann. Die im Filterzweig für Band I liegende Induktivität  $L_2$  und die mit ihr in Serie geschaltete Kapazität (56 pF) erhöhen die Eingangsdämpfung im ZF-Bereich.

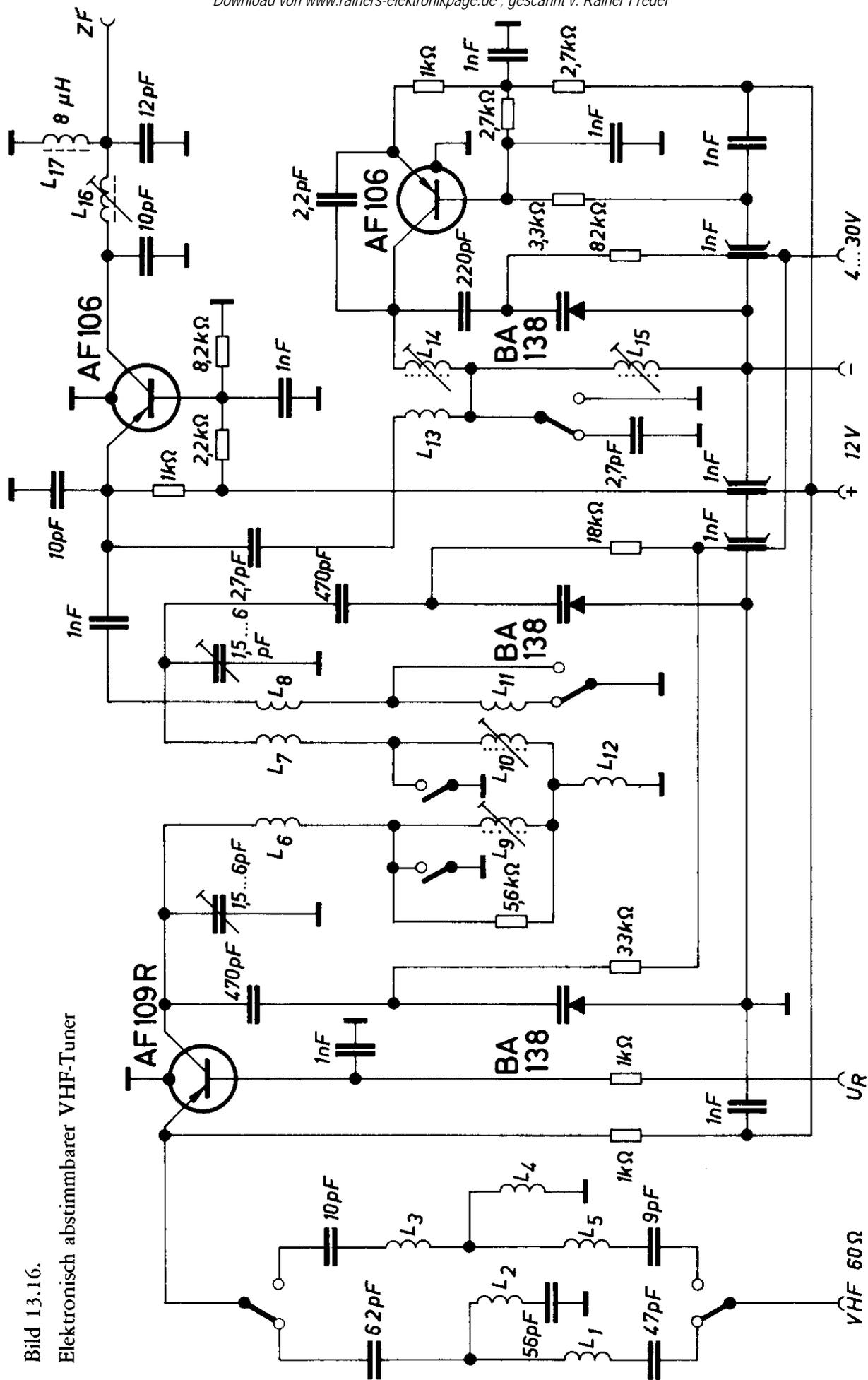
An den Kollektorkreis des Vorstufentransistors ist das durchstimmbare induktiv gekoppelte VHF-Bandfilter angeschlossen. Die Band-I-Spulen werden dabei den Band-III-Spulen in Serie zugeschaltet. Gleichlaufabweichungen dieses Filters, die sich durch den frequenzabhängigen Eingangswiderstand der Mischstufe ergeben, lassen sich teilweise durch Verwendung je einer der oben genannten Kapazitätsgruppen auf der Primär- und Sekundär-Seite des Filters kompensieren.

Die Mischstufe wird über die Koppelspulen  $L_8$  und  $L_{11}$  angekoppelt. Im Ausgang liegt der Primärkreis des ZF-Filters. Die Speisespannung wird dem Kollektor über eine Drossel von 8  $\mu\text{H}$  zugeführt.

Der Oszillator ist kapazitiv rückgekoppelt. Über einen Kondensator von 2,7 pF wird die HF-Spannung an den Emitter der Mischstufe gelegt. Die am Oszillatorschwingkreis und damit an der Abstimmdiode liegende HF-Spannung ist niedrig gehalten ( $< 2,5 \text{ V}$ ) um Gleichlaufstörungen bei den kleinen Abstimmspannungen zu vermeiden.

Bild 13.16.

Elektronisch abstimbarer VHF-Tuner



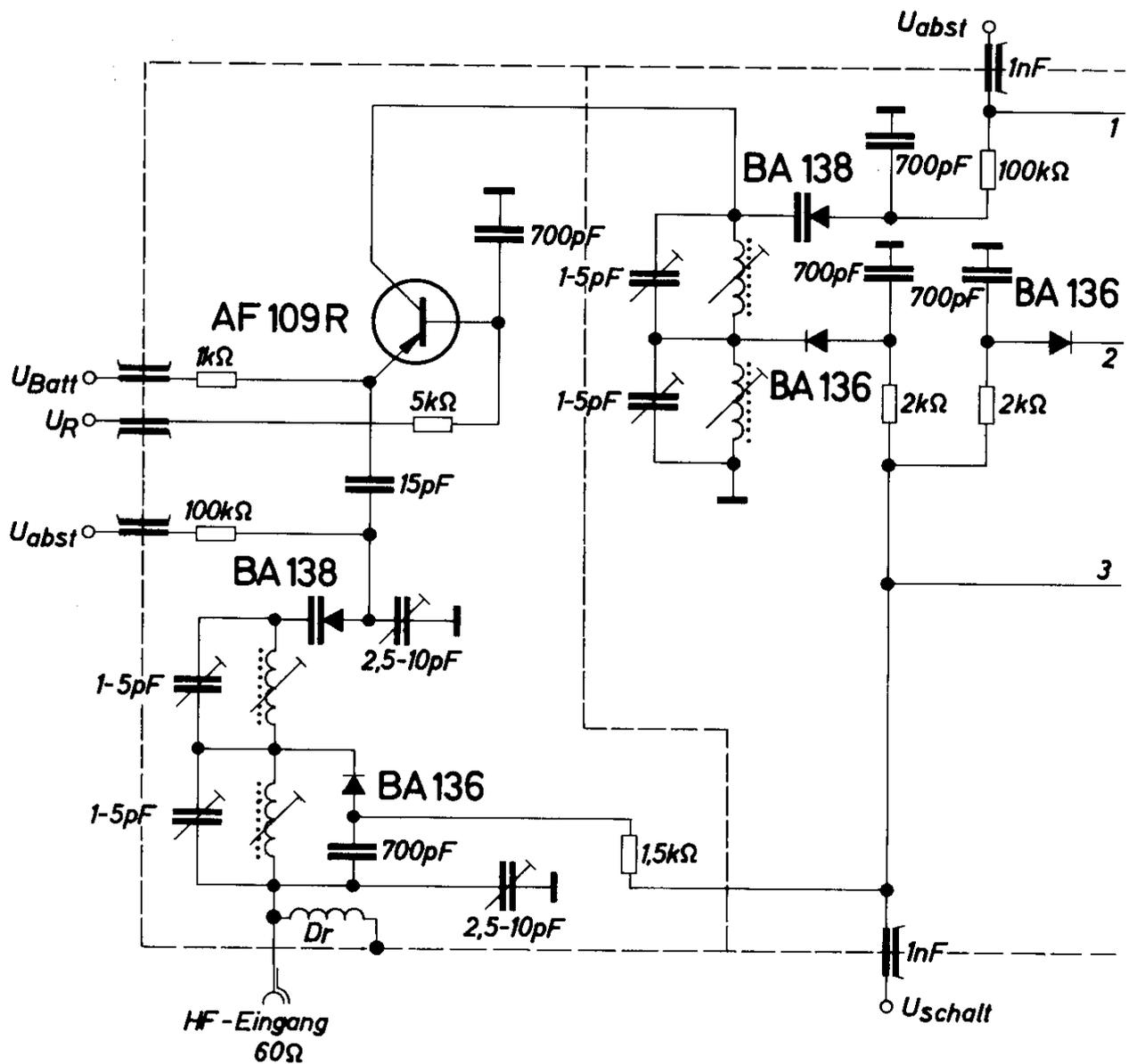
<i>Technische Daten</i>	Band I	Band III
Leistungsverstärkung <sup>1)</sup>	25 bis 26 dB	25 bis 27 dB
Rauschzahl	3 bis 3,6	3,4 bis 4,2
Reflexionsfaktor	0,4 bis 0,5	0,4 bis 0,5
Regelumfang	> 35 dB	> 35 dB
VHF-Bandbreite	10,5 bis 12,5 MHz	10 bis 12 MHz
ZF-Sicherheit	> 50 dB	> 60 dB
Störspannung für 1 %		
Kreuzmodulation an 60 Ω <sup>2)</sup> ( $f_{\text{stör}} = f_{\text{Nutz}} + 14 \text{ MHz}$ )	> 20 mV	> 14 mV
<b>Spulendaten:</b>	<b>Spulendurchmesser</b>	<b>Kernmaterial</b>
$L_1 = 10 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	3 mm	—
$L_2 = 17 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	3 mm	—
$L_3 = 3 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	3 mm	—
$L_4 = 3 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	3 mm	—
$L_5 = 3 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	3 mm	—
$L_6 = 2,5 \text{ Wdg } 0,75 \text{ CuL}$	4,3 mm	—
$L_7 = 2,5 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL}$	4,3 mm	—
$L_8 = 1,5 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	4,3 mm	—
$L_9 = 13 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	4,3 mm	Messing
$L_{10} = 13 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	4,3 mm	Messing
$L_{11} = 3,5 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	4,3 mm	—
$L_{12} = 8 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	3 mm	—
$L_{13} = 1 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL}$	4,3 mm	—
$L_{14} = 2 \text{ Wdg } 0,75 \text{ CuL}$	4,3 mm	Messing
$L_{15} = 5 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	4,3 mm	Messing
$L_{16} = 12 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$	5 mm	B 63310 U 17 A 12,3
$L_{17} = 30 \text{ Wdg } 0,15 \text{ CuL}$	3,5 mm	B 61935 Si 31 SD

<sup>1)</sup> Bandbreite des ZF-Filters 7,5 MHz; Einsattelung 0,5 dB

<sup>2)</sup> Als Störspannung ist die halbe EMK eines 100 % sinusmodulierten FS-Senders wirksam.

### 13.10. Vollelektronischer VHF-Tuner

In Kapitel 13.9 wurde ein VHF-Tuner mit Diodenabstimmung und mechanisch betätigter Bandumschaltung beschrieben. Bild 13.17 zeigt dagegen die Schaltung eines VHF-Tuners, bei dem zur Abstimmung wieder die Kapazitätsdioden BA 138 verwendet werden, bei dem aber auch die



Bandumschaltung elektronisch erfolgt. Es werden dafür die für VHF-Umschaltung speziell entwickelten Schalterdioden BA 136 verwendet, die die bei hohen Frequenzen erforderlichen geringen Induktivitäten aufweisen.

Besonders wichtig ist bei dieser Diode ferner ein kleiner Widerstand in Durchlaßrichtung. Wenn die Diode im Vorkreis liegt, beeinflussen die an diesem Widerstand auftretenden HF-Verluste das Rausch-Signalverhältnis. Die Diode BA 136 hat nur einen Durchlaßwiderstand von der Größenordnung  $1 \Omega$ , weshalb sie für die Umschaltung der in Fernseh-Tunern mit Abstimmdioden üblichen hochohmigen HF-Kreise sehr gut geeignet ist.



rücksichtigen, daß das Rauschen der Dioden mit zunehmendem Strom steigt. In der vorliegenden Schaltung hat sich für die im Zwischenbandfilter und den Oszillatorkreisen verwendeten Dioden ein Strom von 6 mA als günstig erwiesen, während für den Eingangskreis ein etwas höherer Strom von etwa 8 mA besser war. Wichtig für die Dimensionierung der Kreise für Band I ist die Tatsache, daß auch diese Dioden eine stark spannungsabhängige Kapazität haben. Damit im gesperrten Zustand diese Kapazität klein ist, soll die Diode mit einer möglichst großen Sperrspannung betrieben werden. Bei einer Sperrspannung von 30 V hat die Kapazität einen Wert von weniger als 2 pF, der in den Kreis transformiert wird. Diese Vorspannung der Dioden kann von der stabilisierten Versorgungsspannung für die Abstimmioden über einen hohen Widerstand von z. B. 100 k $\Omega$  abgenommen werden. Wegen des hohen Vorwiderstandes vor den Schalterdioden ist die Belastung gering. Die Umschaltung auf Band III erfolgt mit einer niederohmigen Schaltspannung von +12 V. Da die Sperrspannung über einen hohen Serienwiderstand angeschlossen ist, ist eine Abtrennung dieser Spannung dabei nicht erforderlich.

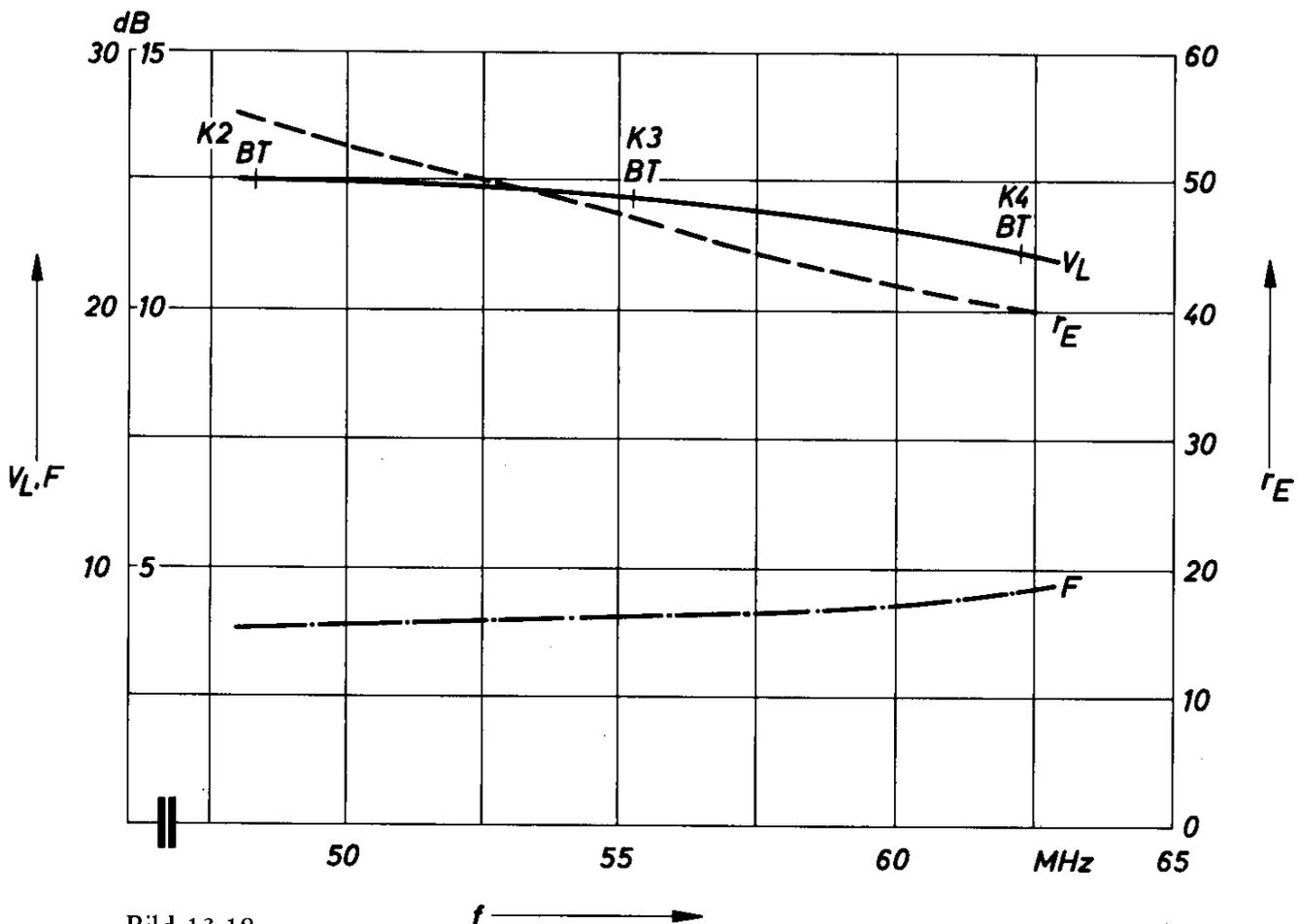


Bild 13.18.

Leistungsverstärkung, Eingangsreflexion und Rauschzahl im Band I für Tuner nach Bild 13.17

Am Eingang des VHF-Tuners wird ein durchstimmbarer Vorkreis verwendet. Es wurde eine  $\pi$ -Schaltung gewählt, weil diese den durch die Verwendung von Schalterdioden gegebenen Erfordernissen am besten entspricht. Außerdem kann dabei der Bereich im Eingang mit einer einzigen Schalterdiode umgeschaltet werden. Die Verwendung dieser einfachen Schaltung erfordert allerdings einen Kompromiß bezüglich Selektion und Bandbreite.

Das  $\pi$ -Glied ist über einen Kondensator von 15 pF an den Vorstufen-Transistor AF 109 R angekoppelt. Die Regelspannung, die an die Basis dieses Transistors geführt wird, wird so ausgelegt, daß im nicht abgeregelten Zustand ein Emitterstrom von etwa 2,3 mA fließt. Die Vorstufe des Tuners ist von der Mischstufe durch eine Kammerwand getrennt, damit eine Einstreuung der Oszillatorspannung vermieden wird.

In der Kammer für die Mischstufe befindet sich das Zwischenbandfilter, das mit Hilfe von zwei Schalterdioden auf den jeweiligen Bereich umgeschaltet wird. Eine dritte Schalterdiode schließt bei Empfang im Band III einen Teil der Ankoppelwicklung zum Mischer kurz und verhindert damit

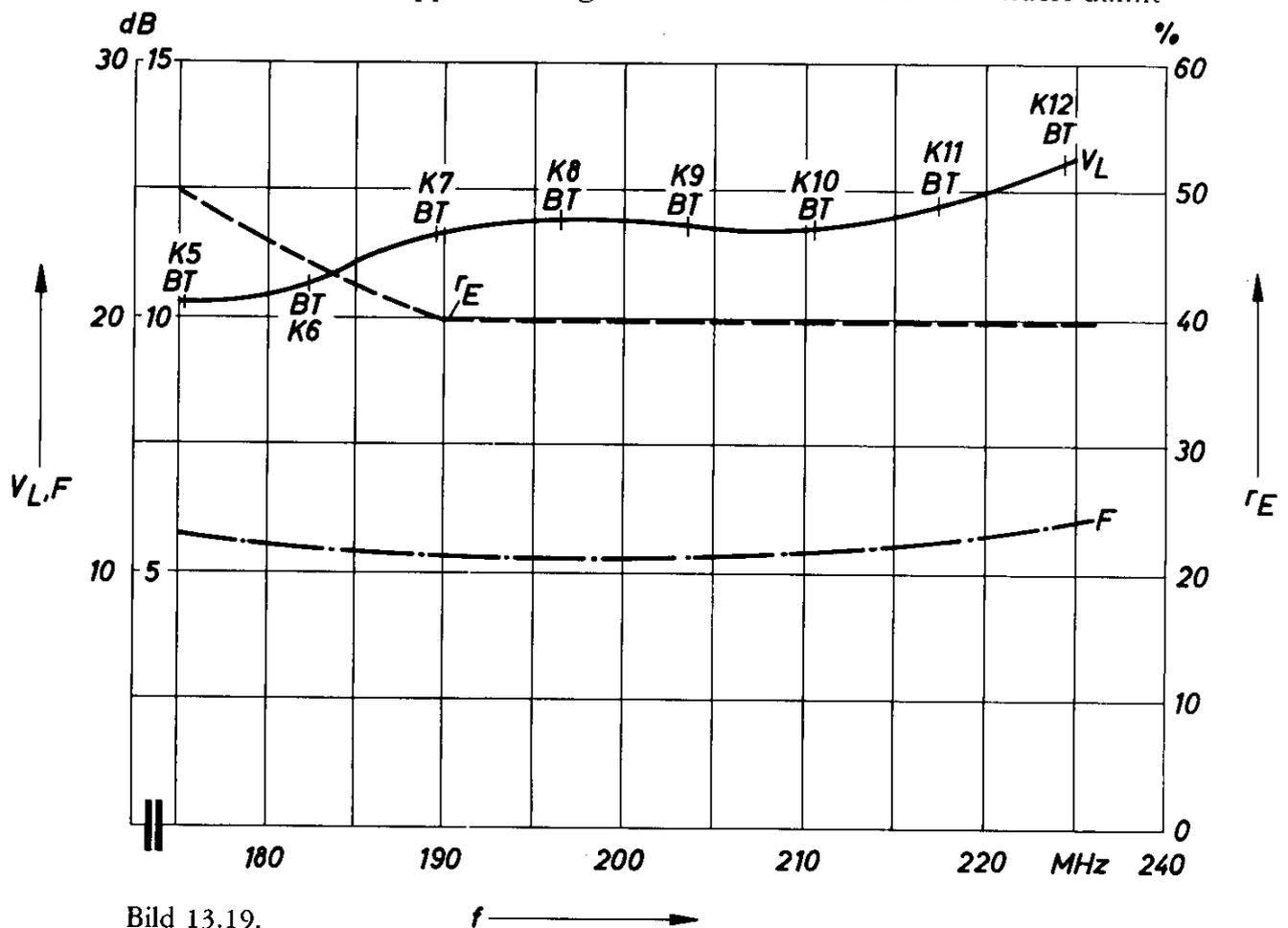


Bild 13.19.

Leistungsverstärkung, Eingangsreflexion und Rauschzahl im Band III für Tuner nach Bild 13.17

Verluste an Oszillator- und Empfangsspannung. Als Misch-Transistor wird ein Mesa-Transistor AF 106 in Basisschaltung verwendet. Sein Arbeitspunktstrom soll bei etwa 2 mA liegen.

Auch im Oszillatorkreis wird ein Transistor AF 106 in Basisschaltung verwendet. Die hier gewählte Schaltung unterscheidet sich von den üblichen Ausführungen lediglich durch die Anwendung einer elektrischen Verkürzung der Oszillatorvariation im Band I. Sie wird erreicht durch eine nochmalige Zuführung der Abstimmspannung von  $-30$  V, die bei Band-I-Betrieb auch an der gesperrten Schalterdiode liegt, über  $0,5$  M $\Omega$  an die Abstimm-diode des Oszillators. Beim Umschalten auf Band III liegt an der in Durchlaßrichtung geschalteten Diode BA 136 eine geringe positive Spannung, die über  $0,5$  M $\Omega$  die eigentliche Abstimmspannung kaum beeinflusst. Die Bilder 13.18 und 13.19 zeigen die Leistungsverstärkung, die Eingangsreflexion und die Rauschzahl im Band I bzw. im Band III.

### Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Abstimmspannung	$-3$ bis $30$ V
Schaltspannung	$-30$ und $12$ V
Leistungsverstärkung	20 bis 26 dB
Rauschzahl	4 bis 6

### 13.11. Bild-ZF-Verstärker

mit den Mesa-Transistoren AF 200, AF 201 und AF 202

Der dreistufige Bild-ZF-Verstärker, dessen Schaltung in Bild 13.20 angegeben ist, ist mit den Mesa-Transistoren AF 200, AF 201 und AF 202 bestückt. Die Gesamtverstärkung beträgt etwa 85 dB, bezogen auf das Verhältnis von Ausgangsleistung am Kollektor des Endstufentransistors zur Eingangsleistung an der Basis des ersten Transistors. Der Transistor AF 200 wird in der ersten, geregelten Stufe verwendet. Durch Anwenden der Aufwärtsregelung wird ein Regelumfang von 60 dB erreicht, ohne daß sich dabei die Übertragungskurve nennenswert verformt (vergleiche Bild 13.21).

In der zweiten Stufe ist der Mesa-Transistor AF 201 eingesetzt, der vor allem eine hohe Verstärkung liefern soll (30 dB).

Für die Endstufe wird der epitaxiale Transistor AF 202 verwendet. Dieser Transistor kann eine Ausgangsspannung von 2,7 V an 1 k $\Omega$  liefern. An dem bei nachfolgenden Röhren-Videoverstärkern üblichen Lastwiderstand von 2,7 k $\Omega$  ist die mögliche Ausgangsspannung entsprechend höher (etwa 4,1 V).



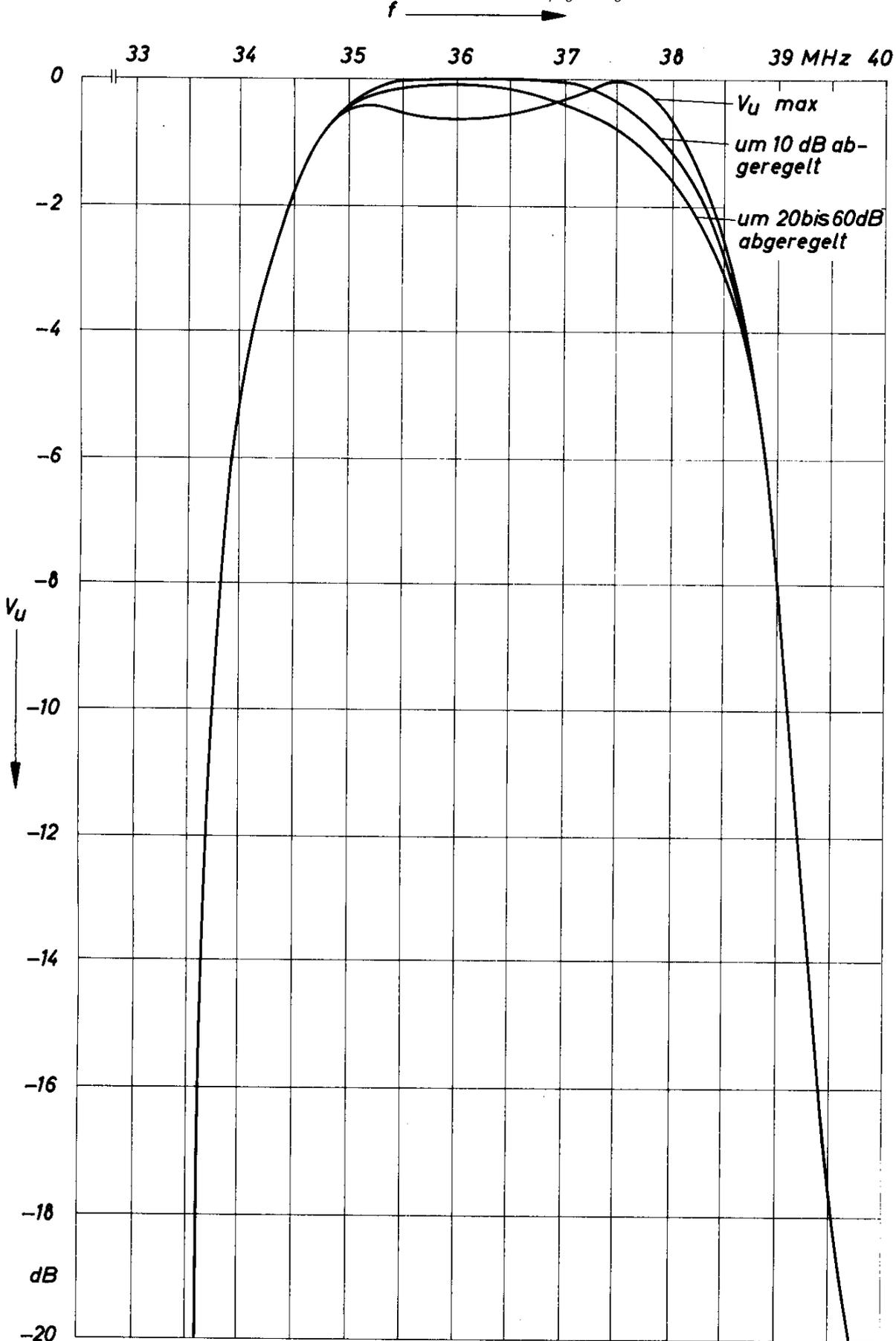


Bild 13.21.

Einfluß der Regelung auf die Übertragungskurve für Schaltung nach Bild 13.20

Mit Ausnahme des Eingangsfilters, für dessen Kreise die kapazitive Kopplung vorgezogen wurde, sind die Filter induktiv gekoppelt. Dies führt einmal bezüglich Weitabselektion zu guten Ergebnissen und ist außerdem in einer Geräte-Serienfertigung wirtschaftlicher durch Wegfall des für die kapazitive Kopplung benötigten Koppelkondensators.

Alle drei Verstärkerstufen sind fest neutralisiert. Durch Einbeziehung der Neutralisationswicklung in den Kollektorkreis der jeweiligen Stufe gelingt es, die Neutralisation über die gesamte Übertragungsbandbreite wirkungsvoll zu machen.

### Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Gesamtverstärkung	85 dB
Max. Ausgangsspannung an $R_a = 1 \text{ k}\Omega$	2,7 V

Bei einer Betriebsspannung von 24 V und einer Verlustleistung von 200 mW gibt der Transistor AF 202 S eine Ausgangsspannung von 4,3 V an 1 k $\Omega$  (bzw. 6,5 V an 2,7 k $\Omega$ ) ab. Dabei wird vorausgesetzt, daß der Transistor mit einer Kühlschelle montiert wird.

### Induktivitäten

Alle Spulen sind Zylinderwicklungen auf Spulenkörper mit Siferrit-Gewindekern B63 310 U17 A12,3

Wickeldrähte: 0,25 CuLS

F I:

$$L_1 = 9 \text{ Wdg}$$

$$L_2 = 7 \text{ Wdg}$$

F II:

$$L_3 = 1 \text{ Wdg neben } L_4 \text{ gewickelt}$$

$$L_4 = 7 \frac{1}{2} \text{ Wdg}$$

$$L_5 = 9 \frac{1}{2} \text{ Wdg mit Mittelabgriff, über } L_6 \text{ gewickelt, mit Zwischenlage 0,06 mm dick}$$

$$L_6 = 14 \text{ Wdg}$$

F III und F IV:

$$L_7 = 12 \text{ Wdg}$$

$$L_8 = 3 \text{ Wdg über } L_{10} \text{ gewickelt, mit Zwischenlage 0,06 mm dick}$$

$$L_9 = 3 \text{ Wdg neben } L_7 \text{ gewickelt}$$

$$L_{10} = 9 \text{ Wdg}$$

Die Spulen  $L_7$  und  $L_9$  sind am Fußende, die Spulen  $L_8$  und  $L_{10}$  sind am oberen Ende des Spulenkörpers angeordnet.

F V:

$L_{11} = 12 \text{ Wdg}$

$L_{12} = 3 \text{ Wdg}$  neben  $L_{11}$  gewickelt

$L_{13} = 2 \text{ Wdg}$  über  $L_{11}$  gewickelt, mit Zwischenlage 0,06 mm dick

$L_{14} = 14 \text{ Wdg}$

Die Spulen  $L_{11}$ ,  $L_{12}$  und  $L_{13}$  sind am Fußende, die Spule  $L_{14}$  ist am oberen Ende des Spulenkörpers angeordnet.

### 13.12. Bild-ZF-Verstärker mit Silizium-Transistoren

Bekanntlich ist es nicht möglich, mit dem Grundmaterial Silizium HF-Transistoren zu schaffen, die bei den gleichen Geometrien wie bei Germanium die gleichen HF-Eigenschaften besitzen. Es müssen wesentlich kleinere Strukturen gewählt und bestimmte Maßnahmen zur Herabsetzung der Rückwirkungskapazität getroffen werden.

Mit den Silizium-Transistoren BF 167 und BF 173 ist es gelungen, eine ausreichend geringe Rückwirkungskapazität durch Einbau einer „Schirmung“ zu erhalten. Damit sind Fernseh-ZF-Verstärker realisierbar, die keine Neutralisation benötigen. Der Regeltyp BF 167 ermöglicht einen Regelumfang von 60 dB. Die max. Verstärkung ist etwa 30 dB. Die Leistungsverstärkung des gesamten dreistufigen Verstärkers nach Bild 13.22 ist 84 dB. Die Ausgangsspannung beträgt 6 V bezogen auf 30% Synchronimpulsstauchung. Die Arbeitspunkte haben die Werte:

1. Stufe: 10 V/4 mA (ungeregelt)
2. Stufe: 10 V/3 mA
3. Stufe: 13 V/7,3 mA

In der Endstufe muß ein Widerstand von 220  $\Omega$  zwischen Kollektor und Bandfilter vorgegeben werden, um bei Großsignal eine genügende Stabilität und Konstanz der Durchlaßkurve zu erhalten. Der Aufwand ist gegenüber einem Konzept mit pnp-Transistoren etwas größer, wenn der Minuspol der Versorgungsspannung an Masse liegt und die Spannungsversorgung von der Röhren-Anodenspannung her erfolgt. Es sind dann drei zusätzliche RC-Siebglieder in den Kollektor-Leitungen erforderlich.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	20 V
Leistungsverstärkung	84 dB
Regelumfang	60 dB
Ausgangsspannung nach Gleichrichtung an 2,7 k $\Omega$	6 V

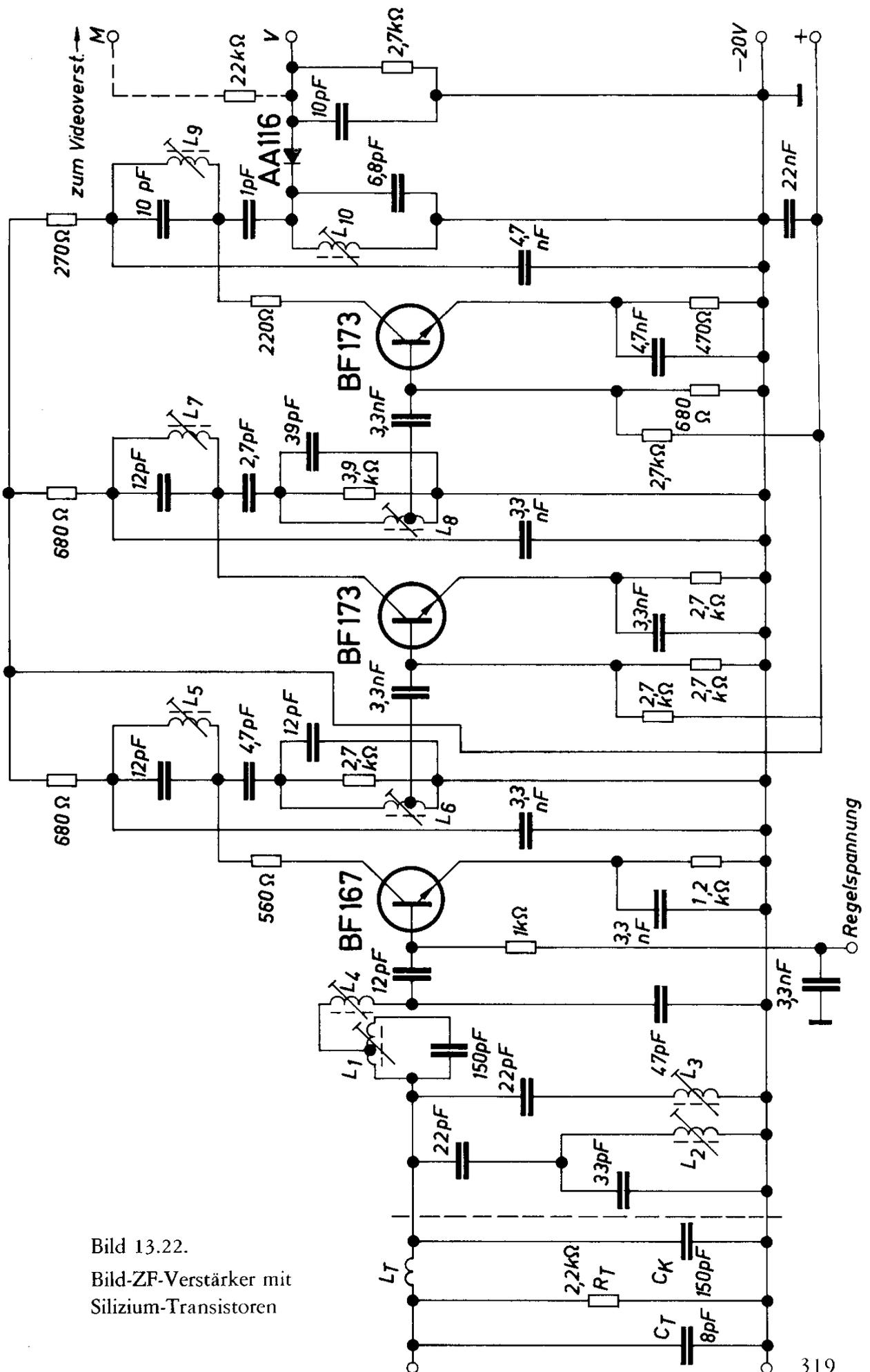


Bild 13.22.  
Bild-ZF-Verstärker mit  
Silizium-Transistoren

## Spulendaten:

Spulenkörper 5 mm  $\phi$ 

Spulenkern: B 63310 U 17 A 12,3

 $L_T = 18 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuLL}$  $L_1 = 5 \text{ Wdg } 0,7 \text{ Cu vers. Abgriff bei } 1\frac{1}{4} \text{ Wdg}$  $L_2 = 9 \text{ Wdg } 0,7 \text{ Cu vers.}$  $L_3 = 15 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuLL}$  $L_4 = 7 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuLL}$  $L_5 = 14 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuLL}$  $L_6 = 14 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuLL, Abgriff bei } 5 \text{ Wdg}$  $L_7 = 14 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuLL}$  $L_8 = 7 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuLL, Abgriff bei } 5 \text{ Wdg}$  $L_9 = 14 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuLL}$  $L_{10} = 18 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuLL}$ 

## 13.13. Einstufiger Videoverstärker

Im Bild 13.23 ist die Schaltung eines einstufigen Videoverstärkers mit dem Silizium-Planar-Transistor BF 110 dargestellt.

Schwierig bei einer einstufigen Lösung ist die Kontrastregelung, weil sie mit Rücksicht auf angrenzende Baugruppen, für die ein konstantes Steuersignal angestrebt wird, im Ausgang des Verstärkers vorgenommen werden muß. Das im Ausgang angeordnete Regelnetzwerk gestattet einen Regelumfang von etwa 4:1. Durch die Anordnung in Form einer Gleichstrombrücke wird der Schwarzwert beim Kontrastregeln konstant gehalten.

Als Arbeitswiderstand ist das gesamte Netzwerk mit dem Wert von etwa 4,8 k $\Omega$  wirksam. Damit ergibt sich für den Transistor bei einer wirksamen Batteriespannung von 125 V eine maximale Verlustleistung von etwa 800 mW. Mit einer Kühlschelle von 8 cm<sup>2</sup> und genügend niederohmig dimensioniertem Basisteiler läßt sich die durch die Eigenerwärmung des Transistors bedingte Kollektorstromänderung auf einem Wert von  $\leq 1$  mA halten. Dieser Wert entspricht ungefähr einer Graustufe und kann als zulässig angenommen werden.

Durch zwei Korrekturglieder ( $R_1 C_1$ ,  $R_2 L_2$ ) wird der Frequenzgang des Kontrastreglers ausgeglichen (siehe auch Bild 13.24). Besonders hervorzuheben ist die Schutzkombination in der Kathodenzuleitung, bestehend aus dem Widerstand  $R_3$ , der Induktivität  $L_3$  und einer Funkenstrecke F, die eine Zerstörung des Videotransistors durch Hochspannungsüberschläge innerhalb der Bildröhre verhindert. Zweckmäßigerweise sollte diese Kombination direkt am Röhrensockel angeordnet werden. Die Steuersignale für Ton-ZF-Verstärker, Amplitudensieb und Regelung lassen sich mit vom

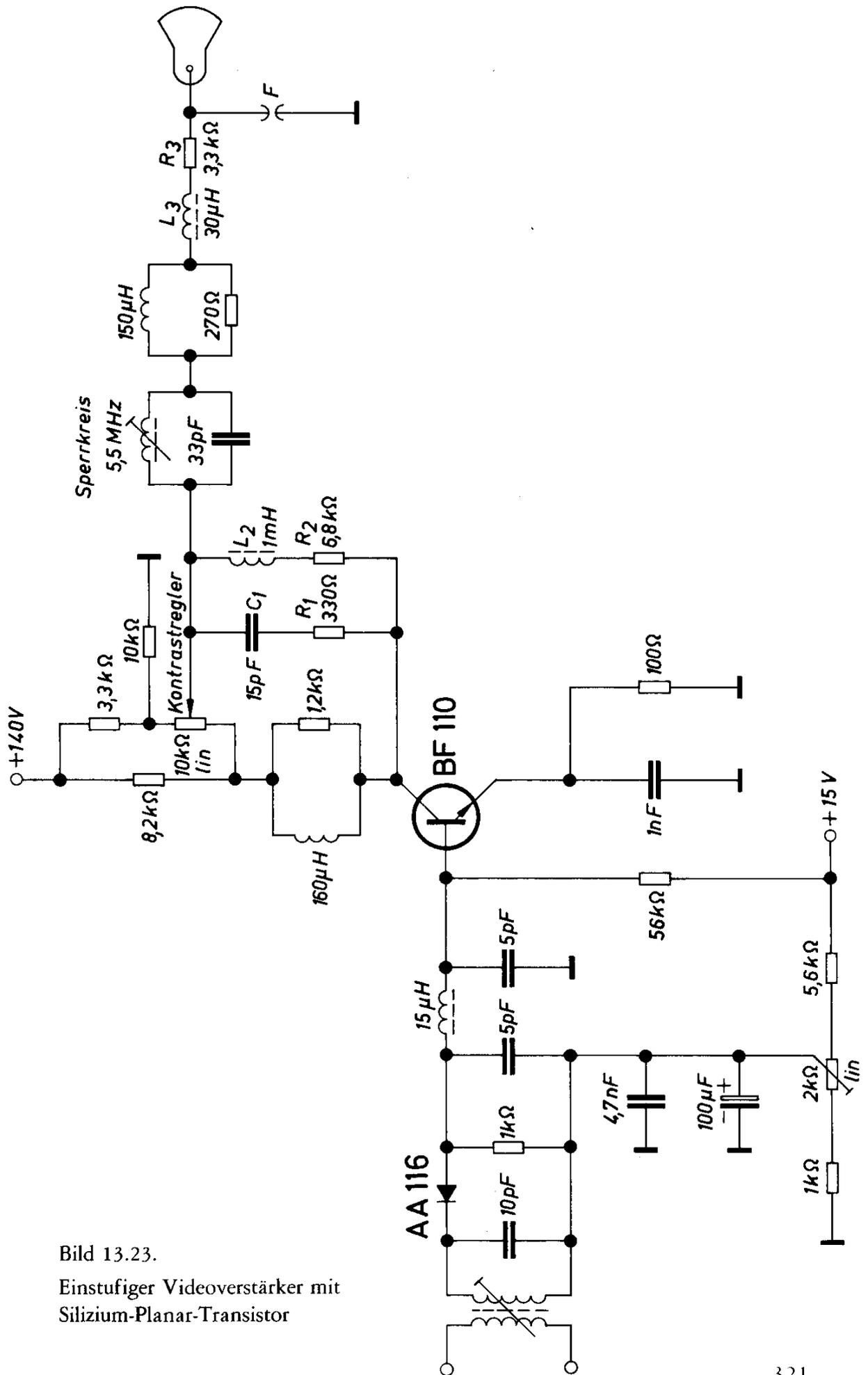


Bild 13.23.  
Einstufiger Videoverstärker mit  
Silizium-Planar-Transistor

Kontrastregler unabhängigen Pegel an Emitter und Kollektor des Transistors BF 110 auskoppeln.

### Technische Daten

Batteriespannung	140 V
Betriebsspannung am Transistor	125 V
Spannungs-Verstärkungsfaktor	30
Ausgangsspannung	$> 100 V_{SS}$

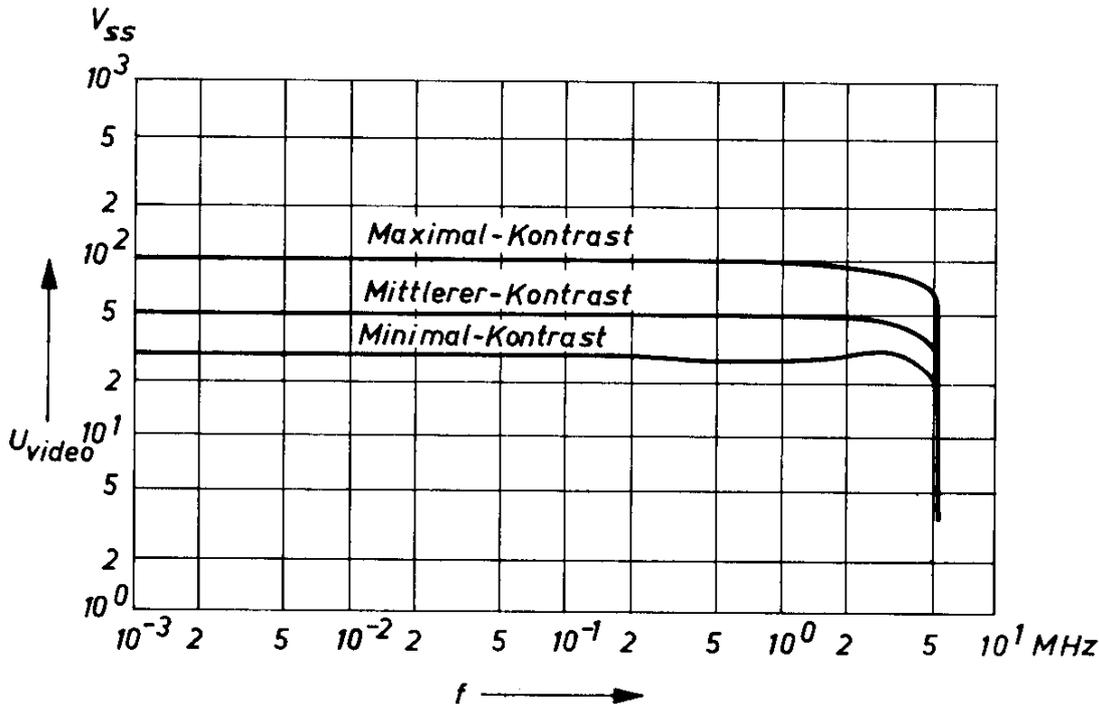


Bild 13.24.

Frequenzgang der Ausgangsspannung bei unterschiedlichen Kontrast-Einstellungen für Schaltung nach Bild 13.23

### 13.14. Zweistufiger Videoverstärker

Bild 13.25 zeigt die Schaltung eines zweistufigen Videoverstärkers mit dem Silizium-Planar-Transistor BF 110 in der Endstufe und einem Transistor BC 108 in Kollektorschaltung als Treiber. Die Verwendung eines Treibertransistors gestattet einen bezüglich Schaltkapazitäten und Anordnung unkritischen Aufbau des Regelzweiges. Der Frequenzgang der Ausgangsspannung bei unterschiedlichen Kontrast-Einstellungen ist aus Bild 13.26 zu entnehmen.



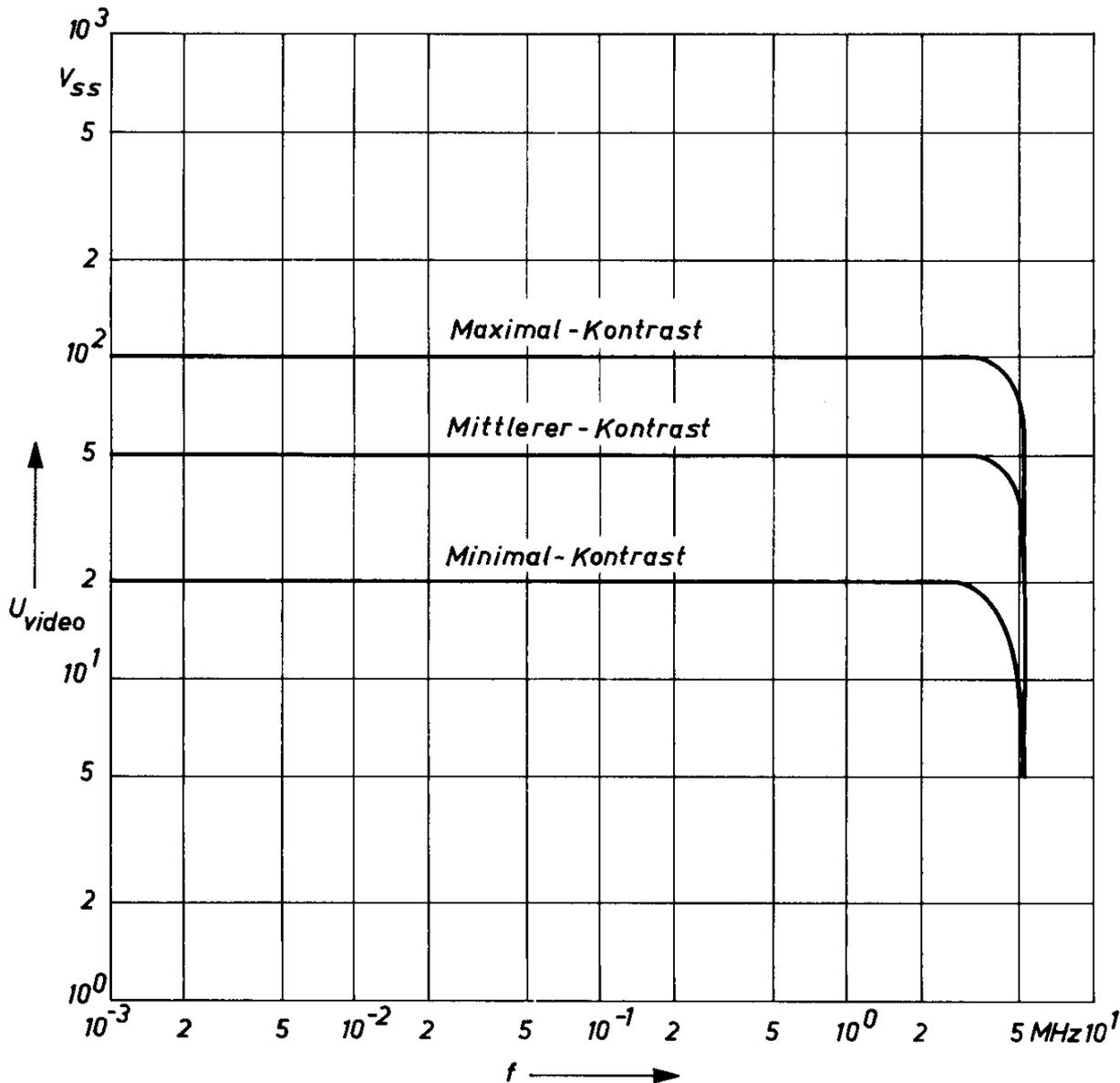


Bild 13.26.

Frequenzgang der Ausgangsspannung bei unterschiedlichen Kontrast-Einstellungen für Schaltung nach Bild 13.25

Der Kontrast wird hier an der Basis des Endstufentransistors geregelt. Das Regelnetzwerk ist als Gleichstrombrücke aufgebaut, mit der sich der Schwarzwert beim Regeln konstant halten läßt.

Die Endstufe ist für den Anschluß an eine Versorgungsspannung von 240 V geeignet. Als Arbeitswiderstand wirkt die Parallelschaltung der beiden Widerstände des Spannungsteilers am Kollektor. Bei Nennspannung (240 V) beträgt die wirksame Spannung am Transistor 125 V. Sie gestattet eine Ausgangsspannung  $\geq 100 V_{SS}$ , wobei bei Netzüberspannung oder auch während der Geräteanheizzeit die zulässige Sperrspannung  $U_{CER}$  des Transistors mit Sicherheit nicht überschritten wird. Die bei dieser Dimen-

sionierung am Transistor auftretende maximale Verlustleistung beträgt etwa 800 mW. Die durch die Eigenerwärmung des Transistors bedingte Kollektorstromänderung läßt sich mit einer Kühlschelle von 8 cm<sup>2</sup> auf einem Wert von < 1 mA halten.

Die Signale für Ton-ZF-Verstärker, Amplitudensieb und Regelung lassen sich am Emitter oder Kollektor des Treibertransistors auskoppeln. Hervorzuheben ist auch hier die Schutzkombination in der Bildröhrenzuleitung mit dem Widerstand  $R_1$ , der Induktivität  $L_1$  und der Funkenstrecke F, mit der eine Zerstörung des Endstufentransistors durch Hochspannungsüberschläge innerhalb der Bildröhre verhindert wird.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung	240 V
Betriebsspannung am Transistor	125 V
Spannungs-Verstärkungsfaktor	30
Ausgangsspannung	> 100 V <sub>SS</sub>
Induktivität $L_1$ : 10 Wdg 0,8 Cu vers., Steigung 1,6 mm/Wdg	

#### 13.15. Farbvideoschaltung nach dem RGB-Konzept

Während in Farbvideoschaltungen nach dem Farbdifferenz-Konzept die Farbinformation (R-Y), (G-Y) und (B-Y) von der Helligkeitsinformation Y getrennt verstärkt werden, werden beim sogenannten RGB-Verfahren die Farbinformationen mit der Helligkeitsinformation gemeinsam verstärkt. Die Farbbildröhre wird an den jeweiligen Kathoden der drei Strahlungssysteme angesteuert. Dazu müssen in einer Matrix-Schaltung aus den vom Sender ausgestrahlten Informationen Y, (R-Y) und (B-Y) die ursprünglichen Grundfarbauszüge R, G und B (Rot-Grün- und Blaufarbauszugssignal) zurückgewonnen werden. Grundsätzlich könnte diese Matrixschaltung passiv sein, d. h. nur aus entsprechend dimensionierten Widerstandswerten bestehen. Eine genau arbeitende, verkopplungsfreie passive Matrixschaltung verursacht eine starke Abschwächung der Signalamplitude, weshalb in dem Beispiel nach Bild 13.27 eine aktive Matrixschaltung verwendet wird, diese zeichnet sich durch gute Stabilität, sehr geringe gegenseitige Verkopplung, unkomplizierten Abgleich und niedrige Ausgangsimpedanz aus. Sie arbeitet nach dem aus der Analogrechenetechnik bekannten Prinzip des Addiererverstärkers und ist mit drei Transistoren BC 108 bestückt. Die hohe Stromverstärkung dieser Transistoren ist in der Schaltung

Zu den Bild-  
röhrenkathoden

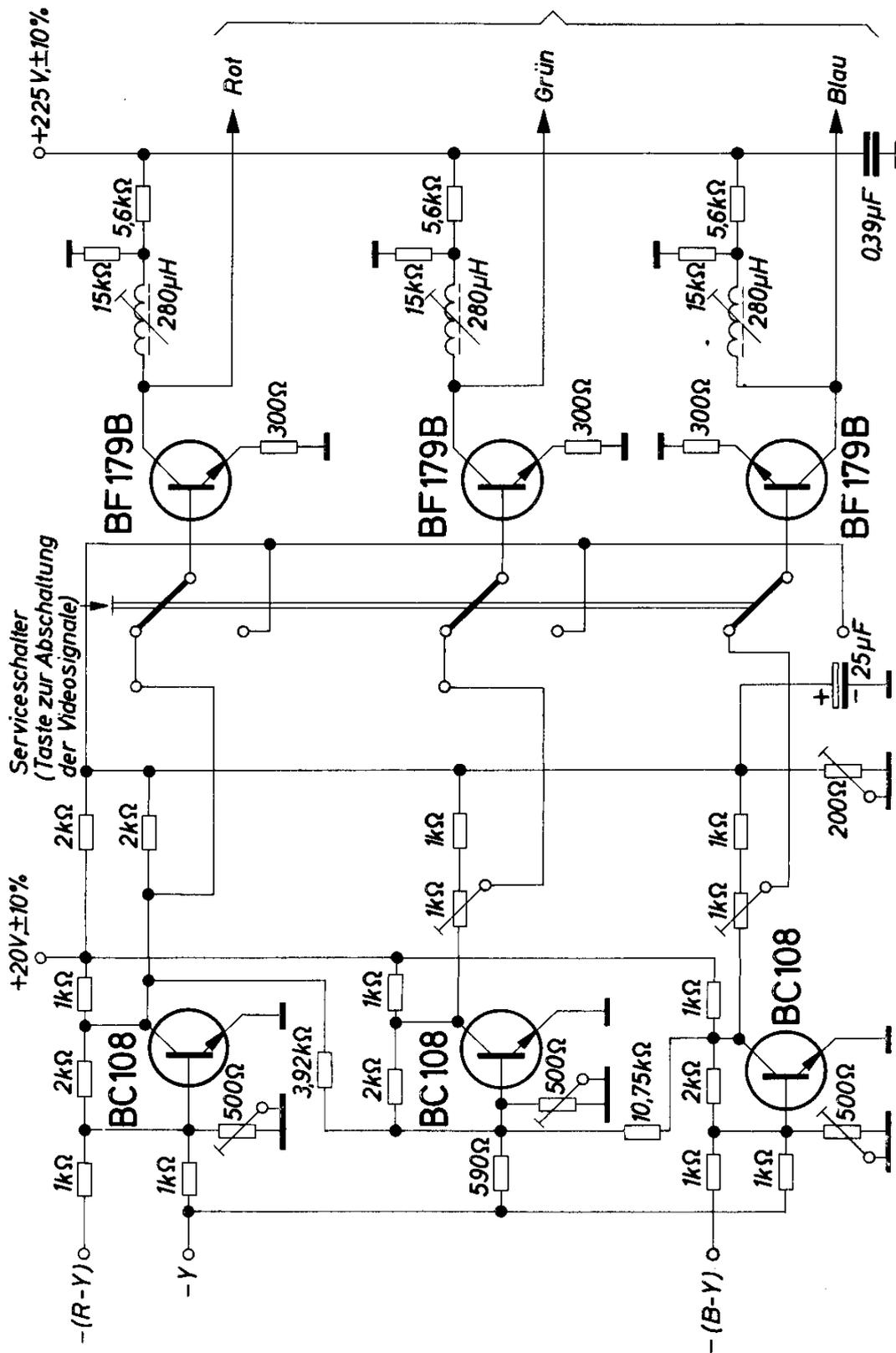


Bild 13.27.

Farbvideoschaltung nach dem RGB-Konzept (aktive Matrixschaltung)

besonders vorteilhaft, weil dadurch die Größe der Ausgangs-Gleichspannung praktisch unabhängig von der Betriebstemperatur wird.

Die in der Matrix-Schaltung gewonnenen Signale R, G und B werden in drei Videoendstufen mit den Transistoren BF 179 B verstärkt. Diese Transistoren weisen neben einer hohen Spannungsfestigkeit eine besondere Widerstandsfähigkeit gegen „Bildröhrenblitzen“ auf. Die effektive Videoaussteuerungsspannung (BA-Signal) beträgt 105 V. Damit kann stets der gewünschte Gesamt-Strahlspitzenstrom der Farbbildröhre erreicht werden. Einem BA-Signal von 105 V entspricht ein Spitzen-zu-Spitzen-Video signal, einschließlich Synchronimpuls, von  $105 \cdot 1,38 = 145$  V (BAS-Signal). Der Synchronimpuls beträgt dann 40 V. Da die Bildröhre am Gitter 2 oder am Gitter 1 während der Rücklaufzeit mit Austastimpulsen gesperrt ist, muß der Synchronimpuls im Videoverstärker nicht unbedingt linear übertragen werden. Legt man eine zulässige Synchronimpuls-Stauchung von 50% zugrunde, dann erhält man ein BAS-Signal von 125 V, für das der Verstärker nach Bild 13.27 ausgelegt ist.

Zum Einstellen des Videoverstärkers gemeinsam mit der Farbbildröhre auf die korrekte Wiedergabe eines Schwarz-Weiß-Signals über die gesamte wiederzugebende Grauskala, wurden zwischen die Matrixschaltung und die Videoendverstärker Videoreglerschaltungen eingebaut. Mittels eines Spannungsteilers wird am gemeinsamen Punkt der drei Querzweige ein Potential eingestellt, das dem Schwarzwertpotential an der Kollektorseite der drei Matrixverstärker entspricht. Dadurch wurde erreicht, daß die drei Querzweige für das Schwarzwertpotential stromlos sind und eine Änderung der Potentiometereinstellung bzw. Videosignale keine Verschiebung des Schwarzwertes verursacht. Weiter wurden drei miteinander gekoppelte Schalter angeordnet, mittels welcher für den Sperrpunktgleich die Videosignale ohne Verschiebung des Schwarzwertes abgeschaltet werden können.

Die Farbbildröhre kann nun so abgeglichen werden, daß man zunächst bei abgeschalteten Videosignalen mittels der  $U_{g2}$ -Spannungen an der Bildröhre die drei Bildröhrenkennlinien auf den gleichen Sperrpunkt bringt (Kompensation der Sperrspannungsstreuungen) und nach Umschalten des Schalters durch Einstellung der Videosignale G und B in Bezug auf R (bei konstantem Schwarzwert) die Streuungen der Leuchtstoffwirkungsgrade kompensiert.

Die Signalamplitude des R-Signals wurde festgelegt, um jederzeit auf den höchsten möglichen Bildröhrenstrahlstrom zu kommen.

Diese Art des Weißpunktgleiches ist sehr einfach und servicegerecht.

Die Endstufen-Transistoren müssen mit einem aufgesteckten Kühlblech oder Kühlstern von  $R_{th K} \leq 15$  grad/W betrieben werden.

*Technische Daten*

Betriebsspannung	225 V und 20 V ( $\pm 10\%$ )
BA-Signal	105 V

**13.16. Vertikalablenkung für 110°-Bildröhre**

Die Vertikalablenkschaltung nach Bild 13.28 besteht aus einem unsymmetrischen Multivibrator, dessen Ausgangsstufe über einen Transformator an das Ablenkjoch angekoppelt ist. Als zeitbestimmendes Glied wird ein Elektrolyt-Kondensator  $C_1$  mit einer Kapazität von 100  $\mu\text{F}$  verwendet. Die Kapazität dieses Ladekondensators darf von  $-20$  bis  $+50\%$  des Nennwertes streuen. Dieser Kapazitätsbereich kann durch die beiden Regler für die Bildfrequenz,  $R_1$  für die Grobregelung und  $R_2$  für die Feinregelung, so ausgeglichen werden, daß die Schwingfrequenz des Multivibrators immer den geforderten Wert von 48 Hz hat.

Bei dem Multivibrator handelt es sich um eine übliche Schaltung, die lediglich durch den Kondensator  $C_1$  erweitert wurde, der aus der von Multivibratoren normalerweise abgegebenen Rechteckspannung eine sägezahnförmige Spannung macht. Diese entsteht dadurch, daß der Kondensator  $C_1$  aufgeladen wird, wenn der Transistor  $T_1$  gesperrt ist. An diesem Kondensator steigt also die Spannung langsam an, wodurch im gleichen Maß die Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  aufgesteuert werden. Die Ablenkzeit wird also von der Aufladezeit des Kondensators  $C_1$  bestimmt. Über ein Rückkopplungsnetzwerk vom Kollektor des Transistors  $T_3$  kippt der Multivibrator, wenn der Transistor  $T_3$  ausreichend durchgesteuert ist. Diese Umschaltung wird durch die an die Basis des Transistors  $T_1$  angeschalteten Synchronimpulse synchronisiert. Kondensator  $C_1$  wird während des zweiten Teiles der Periode, der Rücklaufzeit, über den jetzt durchgeschalteten Transistor  $T_1$  entladen. Die Entladung geht sehr rasch vor sich. Die Dauer der Rücklaufzeit wird durch die Zeitkonstante des Rückkopplungsnetzwerkes bestimmt; diese enthält Siebglieder, um am Ausgang auftretende Horizontalimpulse vom Eingang fernzuhalten, damit ein Umschalten des Multivibrators durch Zeilenimpulse vermieden wird.

In der Endstufe wird der Transistor AD 163 verwendet. Dies ist ein legierter Germanium-Transistor mit einer Sperrspannung  $U_{\text{CBO}}$  von  $\geq 100$  V. Er ist für Vertikalablenkung bei 110°-Bildröhren mit einer Hochspannung von 18 kV gut geeignet. Die am Transistor maximal auftretende Sperrspannung wird nicht nur von der Schaltung, sondern auch von den Eigenschaften des Transistors bestimmt; dieser wird dabei durch die beim Rücklauf auftretende Induktionsspannung bis zur Durchbruchspannung belastet, allerdings bei so kleinen Strömen, daß die auftretende Energie sehr klein ist. Unter-

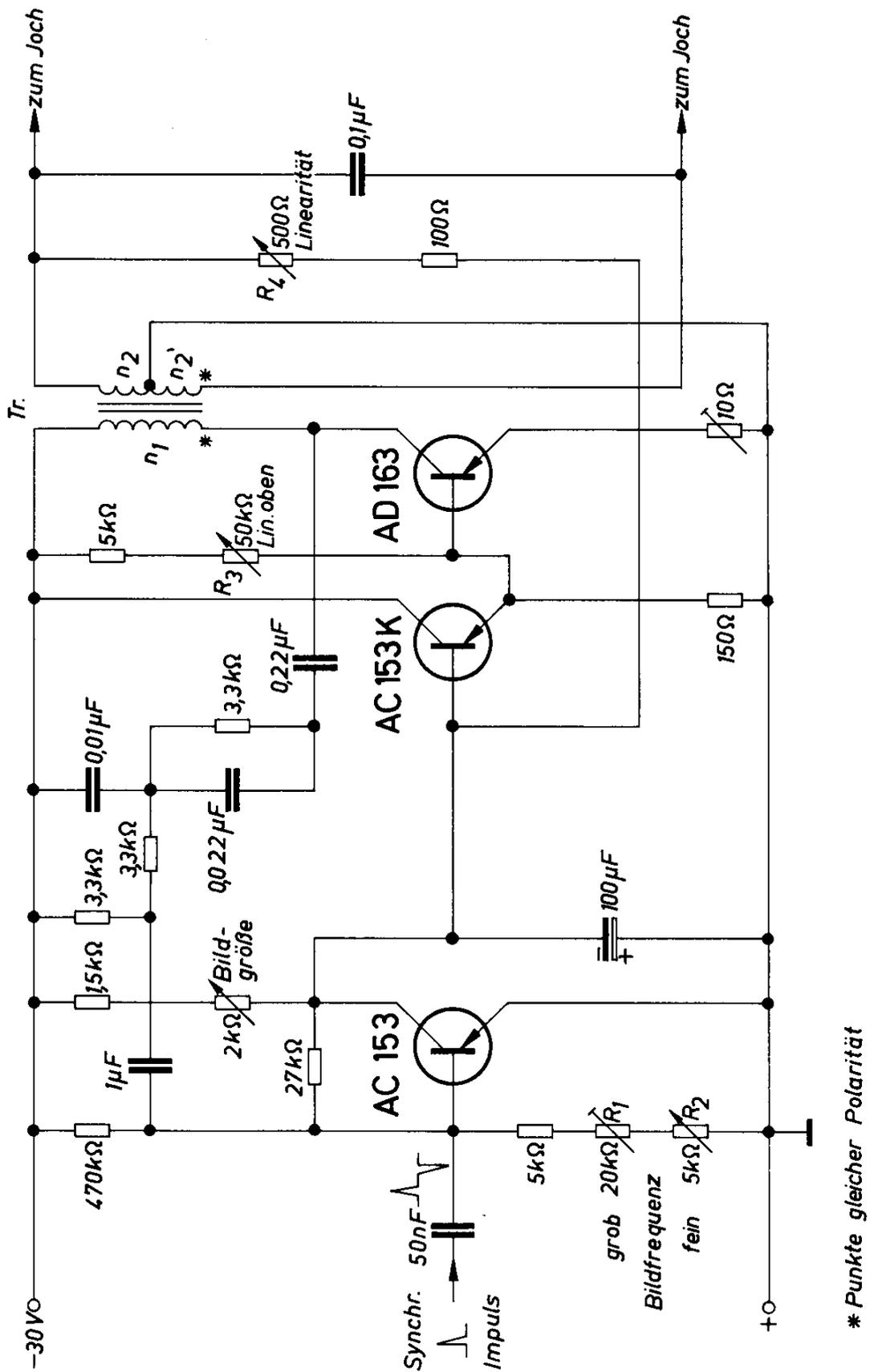


Bild 13.28.  
Vertikalablenkschaltung für 110°-Bildröhre

\* Punkte gleicher Polarität

suchungen haben gezeigt, daß ein sicherer Betrieb für die Transistoren AD 163 unter diesen Bedingungen gewährleistet ist. Die Sperrspannung dieses Transistors ist so hoch, daß die Rücklaufzeit unter dem zulässigen Maximalwert bleibt. Je kleiner nämlich die Sperrspannung des Endstufentransistors ist, um so größer wird die Rücklaufzeit, die maximal 5% einer Periode (1 ms) betragen darf.

Zum Einstellen der Linearität der Ablenkung sind die Potentiometer  $R_3$  und  $R_4$  vorgesehen.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung	30 V
Batteriestrom	0,25 A
Impedanz der Ablenkspule	10,5 $\Omega$ /23,5 mH
Ablenkleistung	0,8 W
Ablenkwinkel	110 °
für Hochspannung	18 kV

Transformator Tr.:

Schnittbandkern SM 55, Trafoperm N 2/OR, N 2—112 Banddicke 0,1,

$L = 0,1$  mm

$n_1 = 750$  Wdg 0,3 CuL

$n_2 = n'_2 = 160$  Wdg 0,5 CuL

## Stichwortverzeichnis

- Abfallverzögerung 131  
 Abschaltautomatik 147  
 Abschaltbare  
   Thyristor-Tetrode 118  
 Abschaltelinrichtung 240  
 Abstimmbarer Vorkreis 307  
 Abstimmbrücke 231  
 Abstimmechanik 306  
 Addierverstärker 325  
 Akkumulator 256  
 Aktive Matrixschaltung 325  
 AM/FM-ZF-Verstärker  
   283, 286  
 AND-Gate 15  
 Anode 16  
 Anodenstrom 17  
 Anodentor 17  
 Anpaßwiderstand 174  
 Anschwingverhalten 265  
 Ansprechempfindlichkeit 158  
 Ansprechspannung 147  
 Ansprechverzögerung 138  
 Anzugsfallverzögerung 131  
 Arbeitsgerade 23  
 Astabiler Multivibrator 114,  
   118, 124, 154  
 Aufheizzeit 125  
 Aufladung mit konstanter  
   Spannung 129  
 Aufwärtsregelung 314  
 Augenblickswert 203  
 Ausgangsbelastbarkeit 15  
 Ausräumstrom 88  
 Ausschaltverzögerung 174  
 Außenelektrode 96  
 Autobetrieb 83  
 Automatisches Ladegerät 256  
 Automatische  
   Nachstimmung 300  
 Autosuper 286  
 Auto-Einschubgerät 83  
 Axialfeld 20  
 Balanceregler 25  
 Bariumtitanat 176  
 Basis 13  
 Basisschaltung 307  
 Basis-Emitter-Kapazität 23  
 BAS-Signal 327  
 Batterieüberwachung 258  
 BA-Signal 327  
 Beamlead-Technik 15  
 Beleuchtungsstärke 90, 162  
 Betriebssicherheit 185  
 Bildröhrenblitz 327  
 Bild-ZF-Verstärker 314, 318  
 Bistabiler Multivibrator 118,  
   136, 155  
 Blindlast 23  
 Blinker 125  
 Blinkerschaltung 126  
 Blinkgürtel 126  
 Blockierbereich 16  
 Bor 11  
 Brennspannung 92  
 Bruchstelle 265  
 Brückenschaltung 84  
 Brückenverstärker 212, 231  
 Brücken-Nullzweig 178  
 Brummspannung 74, 87, 253  
 Brummspannungsabstand 74  
  
 Chopper 223, 237  
 Chopper-Verstärker 212  
 Curietemperatur 124, 176  
  
 Dämmerungsschalter 172  
 Dauerton 145  
 Deemphasis 294  
 Dekade 196  
 Dekodiermatrix 199  
 Dezimalzähler 199  
 Dielektrikum 13  
 Dielektrizitätskonstante 176

- Differentialverstärker 117,  
 163, 203  
 Diffundierter Transistor 22,  
 118  
 Diffusionsprozeß 11  
 Digitale Anwendung 15  
 Diktiergerät 26  
 Diode 13  
 Diodenabstimmung 279  
 Dioden-Matrix 196  
 Dipolanschlußdose 272  
 Dipol-Antenne 262  
 Dotierungsgrad 11  
 Dotierungsstoff 11  
 Drahtloses Mikrofon 268  
 Drehmoment 248  
 Drehrichtung 203, 211  
 Drehzahl 203  
 Drehzahlmeßgerät 212  
 Drift 300  
 Dunkelschaltung 203  
 Durchstimmbereich 300  
 Dynamische Kopfhörer 24  
  
 Eindiffundieren 11  
 Eingangsanpassung 307  
 Eingangswiderstand 26  
 Einlaßventil 217  
 Einschaltverzögerung 174  
 Einstellbarer  
     Frequenzbereich 122  
 Einstufiger Videoverstärker 320  
 Eintaktdurchflußwandler 87  
 Eintaktsperrwandler 87  
 Eintaktzerhacker 87  
 Einzelkreis 283  
 Eisenlose Endstufe 83  
 Eisenlose Stufe 21  
 Elektromagnet 236  
 Elektronische Sicherung 147,  
 241, 246  
 Elektronische Abstimmung  
 279, 306  
 Elektronische  
     Bandumschaltung 310  
  
 Elektroweidezaun 107  
 Emitter 13  
 Emitterdiode 118  
 Emitterfolger-Stufe 151  
 Emitter-Basis-Kapazität 23  
 Emitter-Basis-  
     Sperrspannung 118  
 Empfänger 262, 268  
 Empfindlichkeit 158  
 Endstufe 21  
 Energie 158  
 Entkopplung 15  
 Entladezeit 122  
 Entzerrer 46  
 Epitaxie 14  
  
 Farbbildröhre 325  
 Farbdifferenz-Konzept 325  
 Farbfernsehen 278  
 Farbinformation 325  
 Farbvideoschaltung 278, 325  
 Fehleranzeige 145  
 Feldgradient 20  
 Feldplatte 17, 235  
 Fernbedienung 278, 311  
 Fernsehbild 272  
 Fernseh-ZF-Verstärker 274  
 Fernsteuerschaltung 211  
 Ferritstab 262  
 Ferroelektrische Keramik 176  
 Feuchtigkeit 227  
 Flankensteilheit 98  
 Flüssigkeit 182  
 Flüssigkeitsbehälter 218  
 Flüssigkeitsstandanzeige 215  
 Flüssigkeitspegel 215, 227  
 Flüssigkeitsspiegel 222  
 FM-ZF-Verstärker 287  
 Fotodiode 158  
 Fotoelement 90, 158  
 Fotolithographisches  
     Verfahren 11  
 Fotostrom 165  
 Fotoverstärker 158  
 Fotowiderstand 158

- Foto-Transistor 158, 172  
 Fremdgesteuert 107  
 Frequenzabhängiges  
   Gegenkopplungsglied 65  
 Frequenzabhängige  
   Dämpfung 65  
 Frequenzdrift 300  
 Frequenzgang 21  
 Frequenzkorrekturglied 25  
 Frequenznormal 143  
 Frequenzstabiler Oszillator 143  
 Frequenzteiler 114, 143  
 Frequenzunabhängige  
   Gegenkopplung 65  
 Frequenzwandler 114  
  
 Galvanische Trennung 270  
 Gatter 15  
 Gedruckte Schaltung 21  
 Gegenphasige Spannung 21  
 Gegentaktzerhacker 87  
 Gehäuseerdung 304  
 Generator 87, 262  
 Gepolter Kondensator 13  
 Geregelter Sinusgenerator 100  
 Geregeltetes Netzgerät 240, 243  
 Germanium-Mesatechnik 262  
 Gestörter Betrieb 222  
 Gleichlauf 279  
 Gleichlicht 168  
 Gleichmäßige Verstärkung 37  
 Gleichspannungs-  
   meßverstärker 223  
 Gleichstromverstärker 163  
 Gleichstrom-Motor 203  
 Glied 313  
 Glimmlampe 89  
 Glimmröhre 105  
 Glühlampe 126  
 Grenzfrequenz 21, 68  
 Grundfarbauszug 325  
 Grundmaterial 13  
  
 Halbleiterschalter 16  
 Halbperiode 121  
  
 Hallgenerator 235  
 Hallspannung 236  
 Hallspannungsverstärker 236  
 Hallwinkel 18  
 Haltestrom 17  
 Hauptwarnung 185  
 Hausinstallation 262  
 Heimempfänger 286  
 Heißleiter 44, 176  
 Heißleiterbrücke 178  
 Heizölbehälter 218  
 Heizöltank 220  
 Heizungsleistung 182  
 Heizwendel 92  
 Helligkeitsinformation 325  
 Hellschaltung 203  
 Hilfsträger 294  
 HI-FI-Endstufe 21  
 HI-FI-Verstärker 68  
 Hochempfindlicher  
   Gleichstromverstärker 223  
 Hochfrequenz-Schaltung 262  
 Hochfrequenz-  
   Leistungs transistor 262  
 Hochohmiger Eingang 46  
 Hochspannungsgenerator 110  
 Hochspannungswicklung 110  
 Hochspannungsüberschlag 320  
 Hörbereich 21  
 Hysterese 184  
  
 Impedanzwandler 26  
 Impuls 87  
 Impulsbreite 155  
 Impulserzeugung 118  
 Impulsformerstufe 97  
 Impulsformung 118  
 Impulsgenerator 16, 107, 145  
 Impulsgetastet 250  
 Impulspause 119, 155  
 Impulsüberlagerung 136  
 Impulsübertragung 155  
 Impuls-Koppelschaltung 198  
 Impuls-Steuerschaltung 195  
 Indikator 227

- Indiumantimonid 17
- Induktionsenergie 147
- Induktiver
  - Übertragungsweg 270
- Induktivität 13, 21
- Integrationsglied 143
- Integrierte
  - Halbleiterschaltung 11, 32
- Inversbetrieb 114, 223
- Inverter 15
- Invertierung 15
- Isolationsprüfung 89
- Isolations-Wanne 14
  
- Kaltleiter 124, 176, 215
- Kaltleiterpille 176
- Kaltleiterstrom 124
- Kapazitätsänderung 279
- Kapazitätsdiode 278, 306
- Kapazitätshub 279
- Kapazitive Verkopplung 14
- Kathode 16
- Kathodentor 17
- Kennliniensteilheit 176
- Kesselhaus 145
- Kippcharakteristik 162
- Klangregler 46
- Klangregler in
  - Brückenschaltung 59
- Klangreglernetzwerk 59
- Kleinmotor 205, 248
- Kleinstmotor 211
- Kleinthermostat 236
- Klimaanlage 178
- Klirrfaktor 22
- Kofferbetrieb 83
- Kollektor 13
- Kollektorschaltung 26
- Kollektor-Verlustleistung 23
- Kompensation 22
- Komplementär-Endstufe 34
- Komplementärpaar 76
- Komplementärstufe 21
- Komplementär-Transistor 21, 127, 155
  
- Komplementärtreiber 21
- Komplementär-Treiberstufe 46
- Komplexe Last 23
- Kondensator 13
- Kondensatorachse 300
- Kontrastregelung 320
- Kopfhörerbetrieb 24
- Koppelkondensator 21
- Kraftfahrzeug 212
- Kreuzmodulationsstörung 272
- Kreuzmodulations-empfindlichkeit 307
- Kreuzwicklung 110
- Kristallmikrofon 268
- Kristall-Tonabnehmer 24, 46
- Kühlung 40
- Kunststoffpresse 185
- Kurzschluß 222
- Kurzschlußsicher 240
- Kurzschlußstrom vom Silizium-Fotoelement 161
  
- Labiler Zustand 133
- Ladegerät 256
- Ladekondensator 118, 127
- Ladung mit konstantem Strom 129
- Lastspitze 79
- Laufriechtung 205
- Lautsprecher 21
- LC-Generator 117
- Leckanzeigegerät 218
- Leckstrom 128
- Leerlaufspannung vom Silizium-Fotoelement 161
- Legierungstransistor 21
- Leistungsmotor 208
- Leistungsrückgewinnung 147
- Leistungs-Drifttransistor 68
- Leistungs-Sinusgenerator 103
- Leitbahn 300
- Leitungs- und Fehlersuchgerät 262
- Leuchtstofflampe 92
- Lichtausbeute 105

- Lichtempfindliches
  - Bauelement 158
- Lichtenergie 90
- Lichtimpuls 165
- Lichtintensität 158
- Lichtmessung 163
- Lichtschanke 166, 168, 172
- Lichtsignal 168
- Lichtwechselfrequenz 168
- Lineare Schaltung 16
- Linearer Verstärker 168
- Linearitätsabweichung 213
- Lochblende 168
- Lochkarten-
  - Abtasteinrichtung 168
- Löschdiode 159
- Logische Schaltung 15
  
- M**
  - Mäanderform 19
  - Magnetfeld 18, 235
  - Magnetfeldabhängige
    - Spannung 235
  - Magnetische Induktion 235
  - Magnetischer
    - Tonabnehmer 46, 65
  - Maschinenraum 145
  - Materialausdehnung 300
  - Matrix 294
  - Matrix-Schaltung 325
  - Mechanisches
    - Verzögerungsrelais 139
  - Mechanisches
    - Schwingsystem 143
  - Mesa-II-Technik 262
  - Meßfühler 180, 220
  - Meßgerät 164
  - Meßverstärker 212
  - Meßwertumwandlung 212
  - Meßwertwandlung 176
  - Meßzerhacker 223, 237
  - Mikrofon 65, 268
  - Modelleisenbahn 255
  - Monolithische Technik 16
  - Monostabile
    - Kippschaltung 131
  
- M**
  - Monostabiler Multivibrator
    - 118, 128, 136, 151
  - Motortemperatur 185
  - Motorüberwachung 185
  - Motor-Steuerschaltung 203
  - MPX-Signal 294
  - Multiplex-Signal 294
  - Multivibrator 118
  - Musikwiedergabe 188
  
- N**
  - NAND-Gatter 15
  - Neonröhre 105
  - Netzgerät 240
  - Neutralisation 274, 286
  - Neutralisationswicklung 317
  - NF-Verstärker 21
  - Nichtlinearität 231
  - Nickelantimonid 235
  - Nickel-Cadmium-Zelle 256
  - Niederohmiger Eingang 46
  - NOR-Gatter 15
  - Null-Durchgang 143
  
- O**
  - Oberwelle 231
  - Oberwellenstrahlung 268
  - ODER-Gatter 15
  - Ölpegel 218
  - Öl-Transformator 218
  - Ohmsche Last 23
  - OR-Gate 15
  - Oszillator 87
  - Oszillatorvariation 314
  - Oxyd-Maskierung 11
  
- P**
  - Paar 15
  - Papierisolation 106
  - Periodendauer 119
  - Periodischer Impuls 134
  - Permanentmagnet 236
  - Phasenbrücke 231
  - Phasendrehung 15, 21, 231
  - Phasenselektive
    - Gleichrichterschaltung 231
  - Phasenlage 203

- Phasenrichtige  
   Gleichrichtung 178  
 Phasenverschiebung 178  
 Phono-Verstärker 24  
 Pilotton 294  
 Planartechnik 11  
 PN-Epitaxie 14  
 PN-Übergang 11  
 Poröser Stoff 227  
 Pulsierende  
   Gleichspannung 145  
  
 Quartett 15  
 Quarz 143  
 Quarz-Oszillator 265  
  
 Rate-Effekt 17  
 Ratiidetektor 287  
 Rauschen 168  
 Rauschverhalten 67  
 Rauschzahl 304  
 Rausch-Signalverhältnis 310  
 RC-Generator 97, 117  
 Rechteckförmiges Signal 87  
 Rechteckgenerator 97  
 Reflexionsfaktorwert 304  
 Regelbereich 128  
 Regelschaltung 188  
 Regelschwingung 304  
 Regeltransformator 255  
 Regeltyp 318  
 Regelumfang 274, 283  
 Regelungstechnik 188  
 Register 16  
 Reihenschwingkreis 231  
 Relais 134  
 Relaissteuerung 174  
 Resonanzfrequenz 233, 265  
 RGB-Konzept 278, 325  
 Ringmodulator 294  
 Rotor 300  
 Rückschlagspannung 106  
 Rückstellstufe 196  
 Rückstellzeitkonstante 164  
 Rückstrom 147  
  
 Rückwirkungskapazität 274  
 Rufgenerator 102  
 Ruhestrom 44  
 Rundfunkschaltung 278  
  
 Sägezahngenerator 111  
 Sägezahnimpuls 112  
 Schaltodiode 278  
 Schalterdiode 310  
 Schaltgenauigkeit 180  
 Schaltgeschwindigkeit 15  
 Schalthysterese 184  
 Schaltsicherheit 311  
 Schaltstufe 119  
 Schaltverstärker 165  
 Scheinwerferlicht 172  
 Schiff 145  
 Schirmung 318  
 Schmelzsicherung 147, 240  
 Schmitt-Trigger 97  
 Schrittmotor 196  
 Schutzdioden 114  
 Schutzwiderstand 112  
 Schwarzwert 320  
 Schwellwert 140  
 Schwellwertverstärker 243  
 Schwingquarz 265  
 Schwingschaltung 87  
 Schwingtransformator 100  
 Sechszylindermotor 212  
 Sender 262, 268  
 Serienregelung 246  
 Siebmittel 240  
 Siferrit-Schalenkern 100  
 Siferrit-U-Kern 110  
 Signal-Umwandler 158  
 Silizium 11  
 Silizium-Dioxyd 11  
 Silizium-Fotoelement 90  
 Silizium-Leistungstransistor 147  
 Sinusgenerator 96  
 Sirenton 145  
 Solarbatterie-Betrieb 90  
 Solarzelle 90

- Spannungsfrequenzgang 65  
 Spannungsgrenzwert 195  
 Spannungskompensation 44  
 Spannungskonstantgerät 241  
 Spannungssollwert-Schalter 193  
 Spannungsteiler 12  
 Spannungsübersetzung 87  
 Spannungsverstärkung 26  
 Spannungsverdoppler-  
 schaltung 217  
 Spannungswandler 87  
 Speicher 16  
 Sperrschichtkondensator 13  
 Spielzeug 255  
 Spitzenwert-Gleichrichtung 227  
 Sprachwiedergabe 188  
 Sprungverhalten 124  
 Stabiler Betriebszustand 134  
 Stabilität 274  
 Statorplatte 300  
 Stegleitung 262  
 Stellmotor 103, 205  
 Stereoempfang 292  
 Stereophonie 25  
 Stereo-Decoder 279, 292  
 Stereo-Vorverstärker 63  
 Steuerelektrode 16  
 Steuerschaltung 188  
 Steuerungstechnik 188  
 Stimmgabel 143  
 Störimpuls 129  
 Störsicherheit 15  
 Störspannung 226  
 Störungsmeldeanlage 190  
 Strahlungssysteme 325  
 Streuinduktivität 21  
 Stromabwärtsregelung 283, 286  
 Stromaufwärtsregelung  
 283, 286  
 Strombahn 18, 235  
 Strombelastung 80  
 Stromflußwinkel 211  
 Stromimpuls 182  
 Stromkonstant-Schaltung 129  
 Stromregelgerät 255  
 Stromsteuerung 302  
 Stromverbrauch 286  
 Stromverstärkungslinearität 72  
 Stromverstärkung 122  
 Strom-Aufwärtsregelung 274  
 Symmetrische  
 Rechteckspannung 98  
 Synchronimpuls-Stauchung 274  
 Synchronisierung 114  
 Synchronisier-Schaltung 203  
  
 Tageslicht 91, 168  
 Tandem-Potentiometer 97  
 Tanküberfüllsicherung 220  
 Tankwagen 220  
 Tasten-Senderwahl 306  
 Tastzeit 119  
 Teilungsverhältnis 143  
 Temperaturabhängigkeit der  
 Verstärkung 22  
 Temperaturkoeffizient 176  
 Temperaturüberwachung 185  
 Temperatur-Regelschaltung 176  
 Thermische Stabilität 29, 302  
 Thermische Trägheit 182  
 Thermoschalter 176  
 Thyristor-Tetrode 16, 111,  
 139, 184  
 Tiefenanhebung 25  
 Tiefpaß 266  
 Toransteuerung 16  
 Torstrom 17  
 Transistor 13  
 Transistorgegentak-  
 zerhacker 87  
 Transistorquartett 37  
 Transistorrelais 270  
 Transistor-Chopper 223  
 Transistor-Sperrschwinger 87  
 Transistor-Transistor-Logik 15  
 Treiberstufe 21  
 Triggerimpuls 199  
 TTL-Technik 15  
 Tunnel-Diode 198

- Überfüllsicherung 220
- Überlastung 22
- Übersprechdämpfung 292, 295
- Übersteuerung 68
- Übertrager 21
- Übertragungsbandbreite 270
- Überwachungsanlage 188
- UHF-Antennenverstärker 272
- UHF-Tuner 300, 304
- Uhr 143
- UKW-Tuner 279
- Umdrehungszahl 212
- Umschaltverlust 114
- Umsteuern 208, 211
- UND-Gatter 15
- UND-Schaltung 196
- Ungestörter Betrieb 217
- Unterbrecherkontakt 212
- Unterbrechung 265
  
- Varistoreffekt 176
- Verdopplerschaltung 294
- Verknüpfung 15
- Verlustleistung 23
- Verschiebungsstrom 17
- Verstärkungswert 304
- Vertikalablenkung 328
- Vertikalablenkschaltung 278
- Verwenden 110
- Verzögerung 172
- Verzögerungsschaltung 118, 134, 139
- Verzögerungszeit 129
- VHF-Tuner 306, 309
- Videoreglerschaltung 327
- Videoverstärker 278
- Vierzylindermotor 212
- Vorspannung 158
- Vorstufenrauschen 307
- Vorwarnung 185
  
- Wärmekontakt 79
- Wanne 13
  
- Warnanlage 145
- Warnblinker 105
- Warnton 145
- Waschmaschine 140
- Wechsellicht 168
- Wechselspannungs-  
Brückenverstärker 231
- Wechselstrom-Entkopplung 13
- Wechselstrom-Foto-  
verstärker 168
- Wechselstromverstärker 178
- Weidezaun 107
- Weißpunktgleich 327
- Weitabselektion 307
- Welligkeit 240, 253
- Widerstandsänderung 227
- Wiederbereitschaftszeit 129
- Wien-Brücke 117
- Wien-Generator 97
- Wirkungsgrad 127, 240
- Wismutspirale 235
- Wohnraum-Heizung 180
  
- Zähldekade 196
- Zähleinrichtung 16
- Zählschaltung 188
- Zeigerendausschlag 164
- Zeitgeber 140
- Zeitglied 118
- Zeitkonstante 121
- Zeitrelais 258
- Zeitschalter 136
- Zenerdiode 139
- Zerhacker 87
- ZF-Verstärker 274
- Zündanlage 212
- Zünden 92
- Zündspannung 92
- Zündspule 212
- Zweikreis-Bandfilter 283
- Zweipunktregelung 250
- Zweistufiger  
Videoverstärker 322
- Zweitaktmotor 212
- Zwischenbandfilter 313

## **Weitere Bücher aus der Siemens-Fachbuchreihe**

### **Selbstwählfernverkehr**

Von E. Hettwig, 2. Auflage 1966, 64 Seiten, 27 Abbildungen,  
Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Stromversorgung von Fernsprechanlagen**

Von K. Braun / E. Windmann, 1964, 311 Seiten, 176 Abbildungen,  
40 Kunstdrucktafeln, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Stromversorgungsanlagen in der Fernsprechtechnik** Hinweise und Beispiele für die Projektierung

Von E. Windmann, 1967, 284 Seiten, 95 Abbildungen,  
15 Kunstdrucktafeln, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Einführung in die Fernsprechtechnik**

Von R. Storch, 7. Auflage 1964, 233 Seiten, 338 Abbildungen,  
31 Kunstdrucktafeln, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Aufbau von Fernsprech-Wählanlagen**

Von K. Trautmann

Band 1: Geräte und Funktionen, 1965, 180 Seiten, 112 Abbildungen,  
31 Kunstdrucktafeln, Ganzleinen mit Schutzumschlag

Band 2: Methodik und Planung, 2. Auflage 1965, 220 Seiten,  
118 Abbildungen, 40 Kunstdrucktafeln, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Schaltungsaufgaben in der Fernschreib- und Signaltechnik** Einführung in die Arbeitsweise mit Halbleiterbauelementen und Magnetkernen

Von B. Nordmeyer, 1967, 128 Seiten, 130 Abbildungen,  
6 Kunstdrucktafeln, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Schaltungsalgebra**

Von K. Heim, 1967, 152 Seiten, 71 Abbildungen,  
Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Einheiten, Grundbegriffe, Meßverfahren der Nachrichten-Übertragungstechnik**

Von M. Bidlingmaier / A. Haag / K. Kühnemann, 2. Auflage 1964, 66 Seiten, 21 Abbildungen, kartoniert

## **Taschenbuch für Messen und Regeln in der Wärme- und Chemietechnik**

4. Auflage 1962, 268 Seiten, 196 Abbildungen, Plastik

## **Taschenbuch für Elektromeßtechnik**

4. Auflage 1964, 228 Seiten, 193 Abbildungen, Plastik

## **Thyristor-Handbuch**

Von A. Hoffmann / K. Stocker, 2. Auflage 1966, XVI / 420 Seiten, 283 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Thyristoren in der technischen Anwendung**

Band 1: Stromrichter mit erzwungener Kommutierung, von M. Meyer, 1967, 232 Seiten, 170 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

Band 2: Netzgeführte Stromrichter, von G. Möltgen, 1967, VIII / 265 Seiten, 205 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Probleme heutiger und zukünftiger Kraftwerksplanung**

Von K. Schröder, 1967, VIII / 226 Seiten, 170 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Kurzschlußströme in Drehstromnetzen**

Von R. Roeper, 4. Auflage 1964, 90 Seiten, 72 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Fertigungsverfahren**

Von H. Fritz, 1966, 56 Seiten, 2 Ausklapptafeln, kartoniert

## **Metric System Conversion Factors and Tables**

Von G. Hübner / K. Wullschläger, 4. Auflage 1966, 78 Seiten, Plastik

