



**SIEMENS**

# HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1965

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

WERKWERK FÜR BAUELEMENTE



**SIEMENS**

# HALBLEITER

## Schaltbeispiele

Ausgabe April 1965

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT  
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



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



## Inhaltsverzeichnis

	Seite
<b>1. NF-Verstärker</b>	<b>7</b>
1.1. Eisenloser NF-Verstärker für 1 W, 9 V mit Komplementär-Endstufe	7
1.2. Eisenlose Endstufe für 1 W, 9 V mit Komplementär-Endstufen und -Vorstufen	10
1.3. Eisenloser NF-Verstärker für 0,5 W, 9 V mit kleinen Abmessungen	13
1.4. Eisenloser NF-Verstärker für 3 W, 22,5 V	16
1.5. Eisenloser NF-Verstärker für 4 W, 30 V	23
1.6. Eisenloser NF-Verstärker für 2,2 W, 12 V mit Komplementär-Endstufe	25
1.7. Eisenloser NF-Verstärker für 6 W, 24 V mit Komplementär-Endstufe	27
<b>2. Zerhacker und Oszillatoren</b>	<b>30</b>
2.1. Spannungswandler mit einer Schwingfrequenz von 19 kHz	30
2.2. Spannungswandler für eine Batteriespannung von 1,5 V	32
2.3. Hochspannungsgenerator für 6 kV, 10 W	33
2.4. Zerhacker für eine 6 W-Leuchtstofflampe	34
2.5. Zerhacker für eine 20 W-Leuchtstofflampe	36
2.6. Zerhacker für eine 40 W-Leuchtstofflampe	37
2.7. Rechteck-Generator für 3 Hz bis 25 kHz	38
2.8. Geregelter Sinus-Generator 50 kHz, 5 W	41
2.9. Impulsgenerator für Weidezäune	43
<b>3. Multivibratoren</b>	<b>46</b>
3.1. Astabiler Multivibrator mit diffundierten Transistoren	46
3.2. Astabiler Multivibrator 20 Hz bis 2 kHz	48
3.3. Monostabiler Multivibrator mit großem Regelbereich	53
3.4. Frequenzteiler von 1000 Hz auf 10 Hz	55

<b>4. Photoverstärker</b>	<b>57</b>
4.1. Photoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 1000 Lux	57
4.2. Photoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 100 Lux	58
4.3. Gleichstromverstärker für Lichtmessung	59
4.4. Linearer Verstärker für Wechsellicht	61
4.5. Direkte Relaissteuerung mit Silizium-Photoelement	63
<b>5. Steuer- und Regelschaltungen</b>	<b>64</b>
5.1. Elektronische Steuerung für eine Klimaanlage	64
5.2. Einfacher Thermoschalter	66
5.3. Flüssigkeitsstandanzeige mit Kaltleiter	68
5.4. Trennung von Sprach- und von Musikwiedergabe	71
5.5. Elektronische Drehzahlmeßgeräte für Kraftfahrzeuge	74
5.6. Störungsmeldeanlage	77
5.7. Dezimalzähler mit Dekodiermatrix	80
<b>6. Geregelte Netzgeräte</b>	<b>84</b>
6.1. Spannungskonstantgerät für 30 V, 0,35 A	86
6.2. Spannungskonstantgerät für 32 V, 1,3 A mit elektronischer Sicherung	88
6.3. Geregeltes Netzgerät 0,5 bis 30 V, 0 bis 100 mA	90
6.4. Automatisches Ladegerät für Nickel-Cadmiumzellen	92
6.5. Ladegerät mit Batterieüberwachung	94
<b>7. Rundfunkschaltungen</b>	<b>96</b>
7.1. Stereo-Decoder	96
7.2. Einstufiger Video-Verstärker	100
7.3. Vertikalablenkung für 110°-Bildröhren	105
7.4. Bild-ZF-Verstärker mit den Mesa-Transistoren AF 200, AF 201 und AF 202	107

## 1. NF-Verstärker

Bei den NF-Verstärkern mit Transistoren setzen sich jene Schaltungen, die ohne Übertrager arbeiten, immer mehr durch. Während bei Röhrenschaltungen solche Lösungen wegen der erforderlichen hohen Arbeitswiderstände nicht möglich sind, erlauben Transistorschaltungen die Verwendung von Lautsprechern mit üblichen Widerstandswerten. Wie bekannt, arbeiten Transistoren bei viel niedrigeren Betriebsspannungen und damit höheren Arbeitsströmen, als Röhren.

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, direkt auf der gedruckten Schaltung untergebracht werden können.

Die 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.

### 1.1. Eisenloser NF-Verstärker für 1 W, 9 V mit Komplementär-Endstufe

Die Verwendung von komplementären Transistoren, also von einem pnp- und einem dazu symmetrischen npn-Transistor, in der Endstufe, bringt Vorteile bzgl. 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.



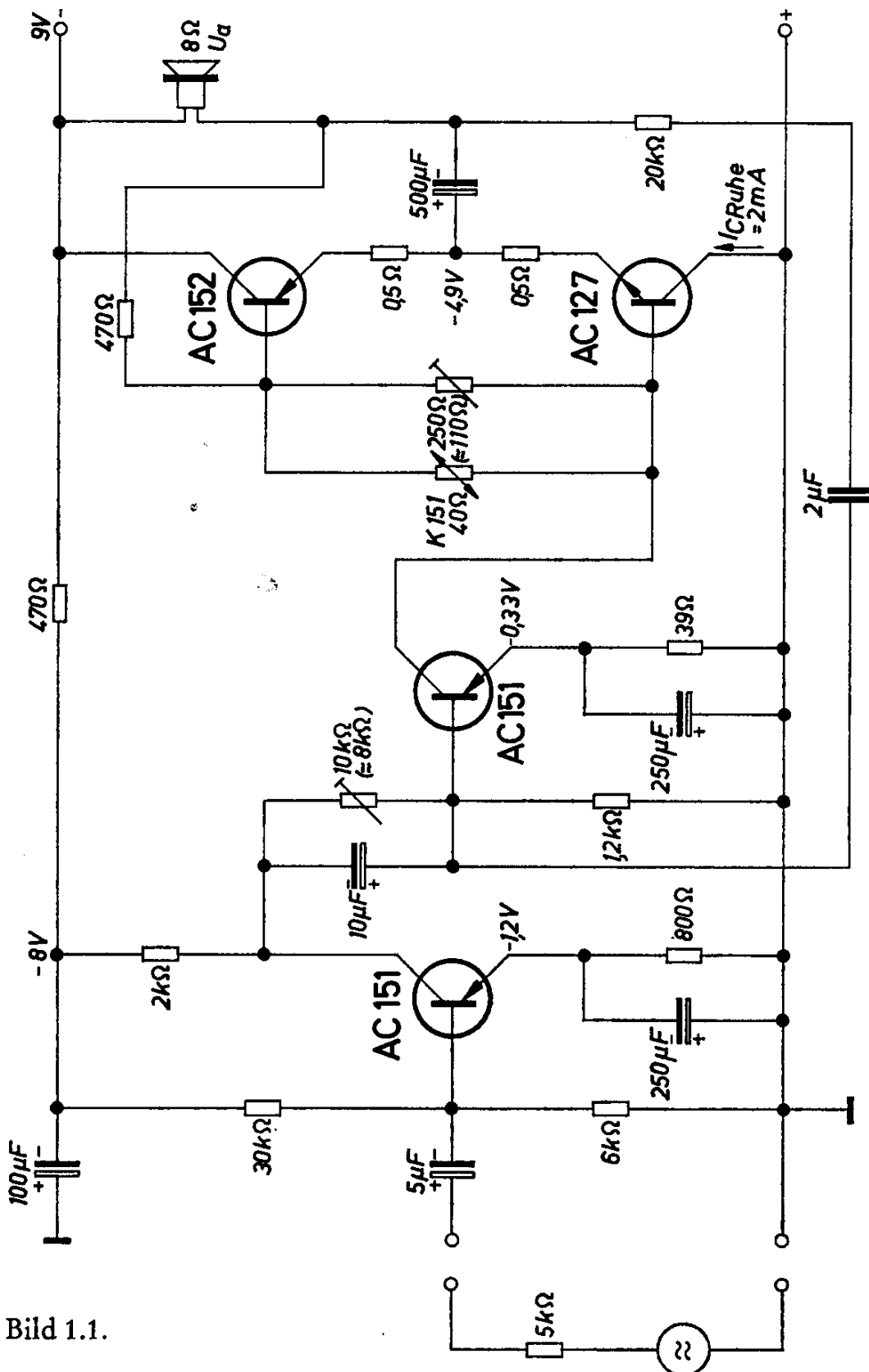


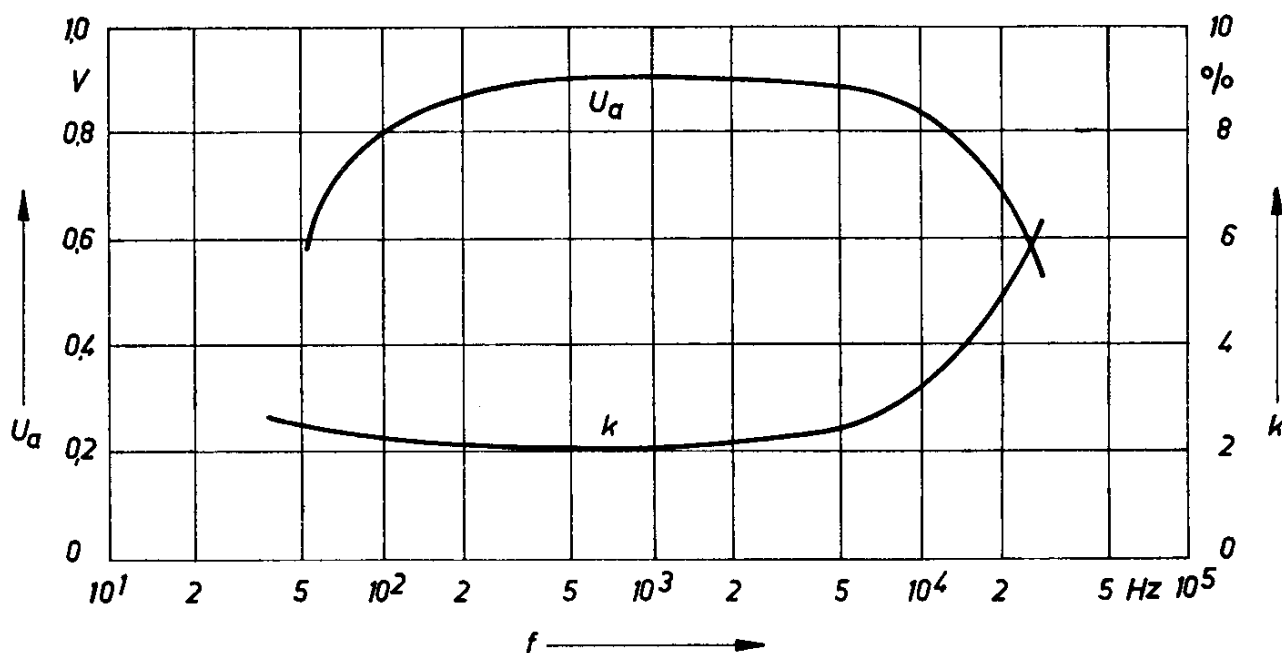
Bild 1.1.

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.

Das Bild 1.1 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 gute Klirrfaktoren erzielt werden können.

Wie bereits eingangs 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 1.2 hervorgeht. Im gleichen Diagramm ist auch die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Frequenz enthalten. Der Zusammenhang zwischen Klirrfaktor und Ausgangsleistung ist im Diagramm nach Bild 1.3 gezeigt.

Bild 1.2.



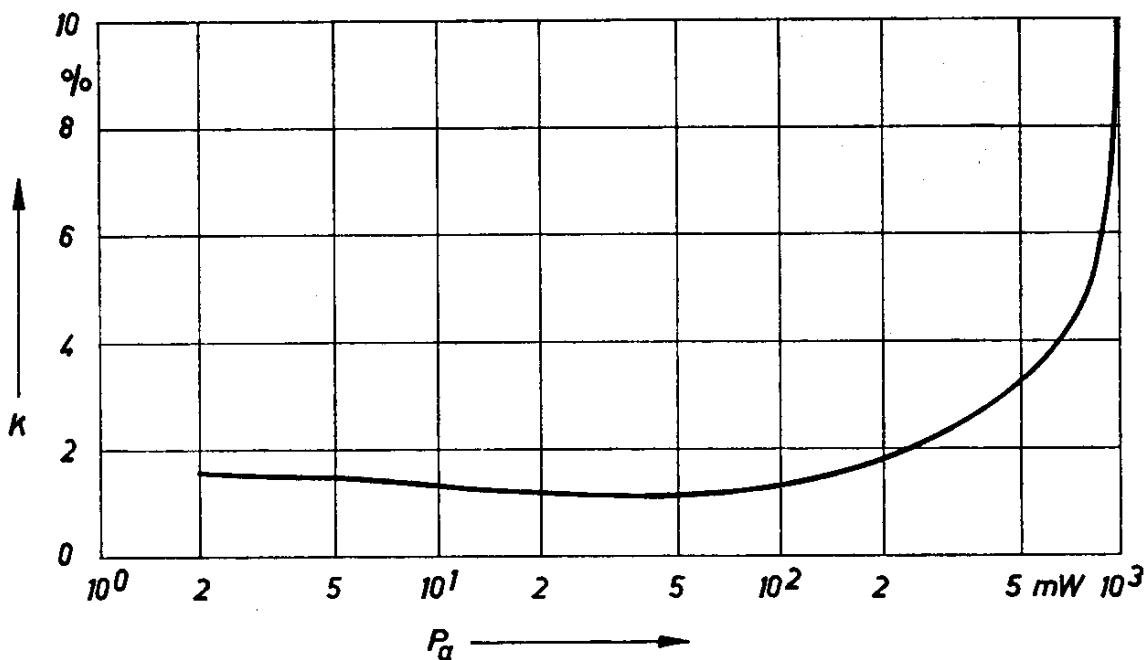


Bild 1.3.

### 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>

### 1.2. Eisenlose Endstufe für 1 W, 9 V mit Komplementär-Endstufen und -Vorstufen

Die Schaltung nach Bild 1.4 unterscheidet sich von der nach Bild 1.1 vor allem darin, daß auch in den Vorstufen ein npn-Transistor verwendet wird. Dadurch kann ein Koppelkondensator zwischen Vor- und Treiberstufe gespart werden. Außerdem ergibt sich die Möglichkeit, durch geeignete Auswahl aller 4 Transistoren eine sehr gleichmäßige Verstärkung in einer Serienproduktion der Verstärker zu erzielen. Wir liefern daher für solche Schaltungen Transistorquartette, die aus 2 Transistoren AC 152 und 2 Transistoren AC 127 bestehen. Dieses Transistorquartett hat die Bezeichnung Q 610.

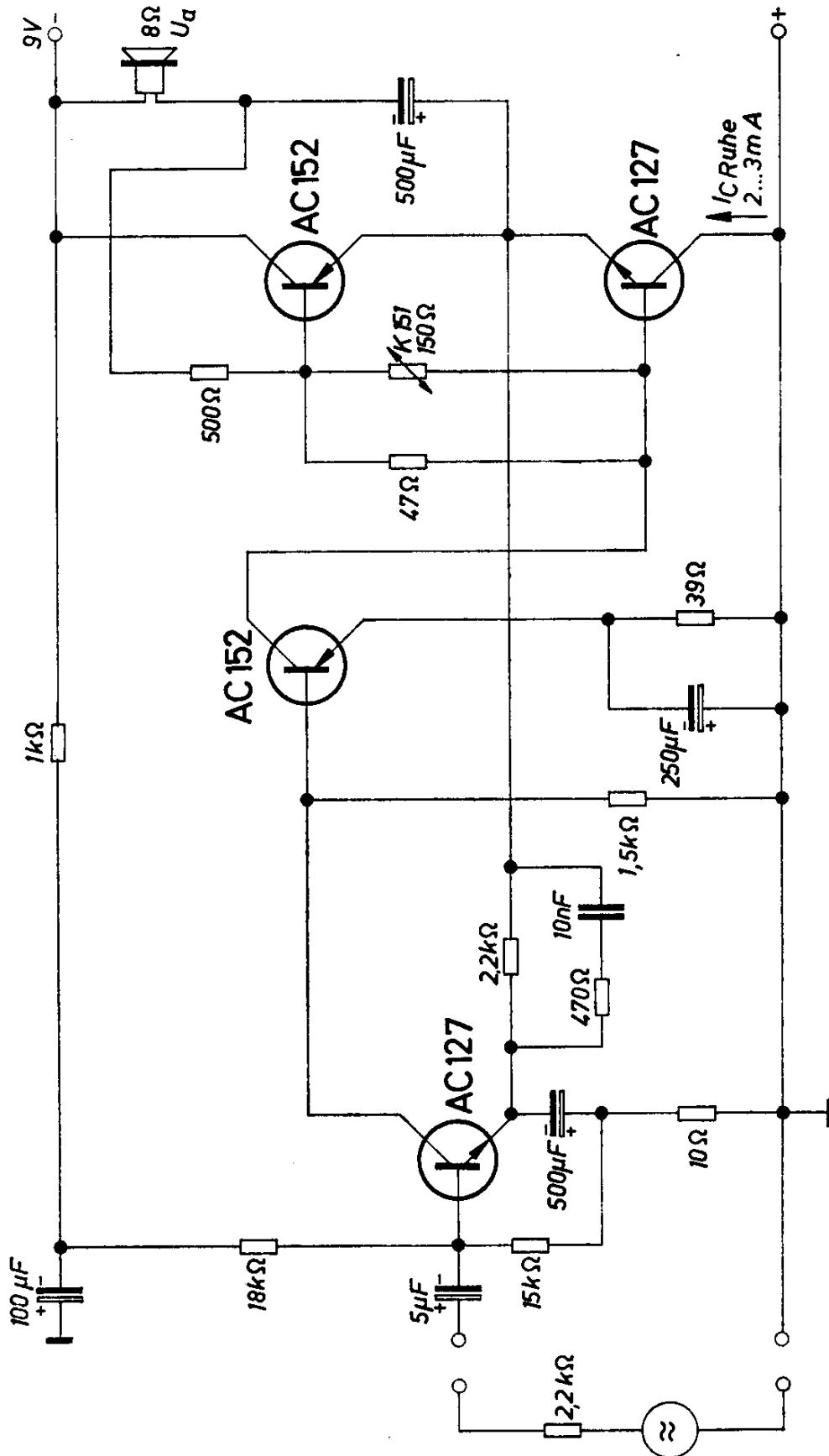


Bild 1.4.

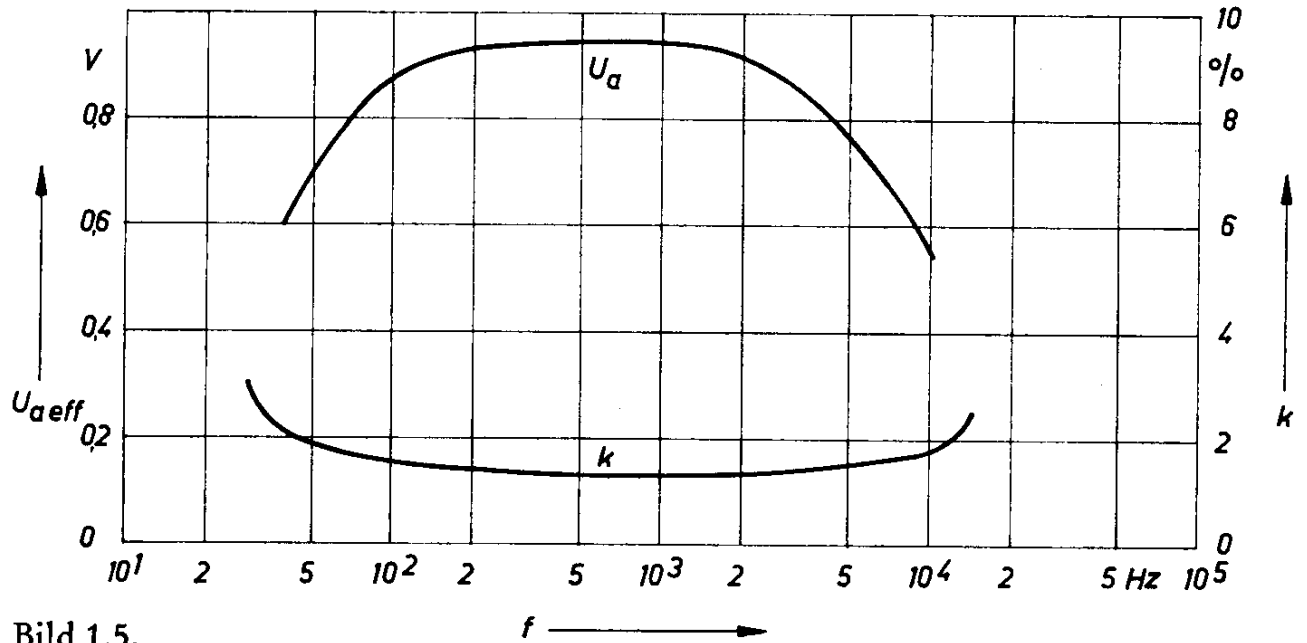


Bild 1.5.

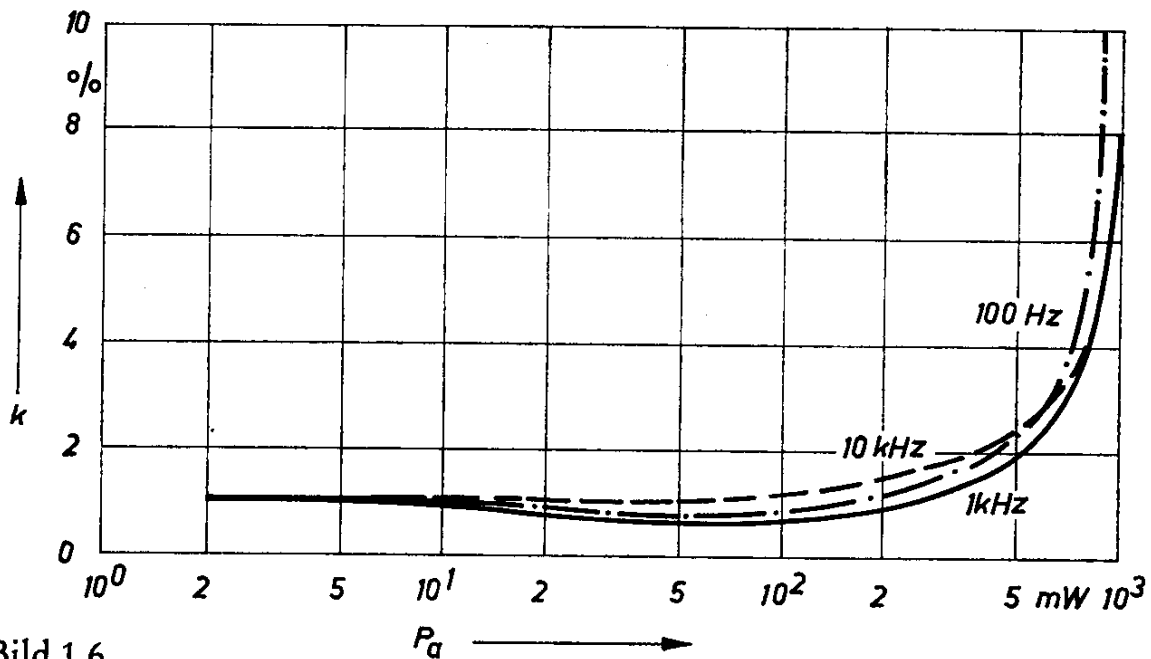


Bild 1.6.

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, wie aus den Diagrammen in den Bildern 1.5 und 1.6 hervorgeht.

**Technische Daten**

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

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

In den vorher beschriebenen Beispielen sind verhältnismäßig große Kapazitäten enthalten, die einen besonders kleinen Aufbau der NF-Verstärker verhindern. In der Schaltung nach Bild 1.7 sind große Kapazitäten möglichst vermieden. Der Verstärker ist für Plattenspieler mit Kristall-Tonabnehmer geeignet. Den Frequenzgang zeigt das Bild 1.8 und die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsleistung das Bild 1.9.

**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 $\Omega$

Die Bilder 1.7 1.8 1.9 ►

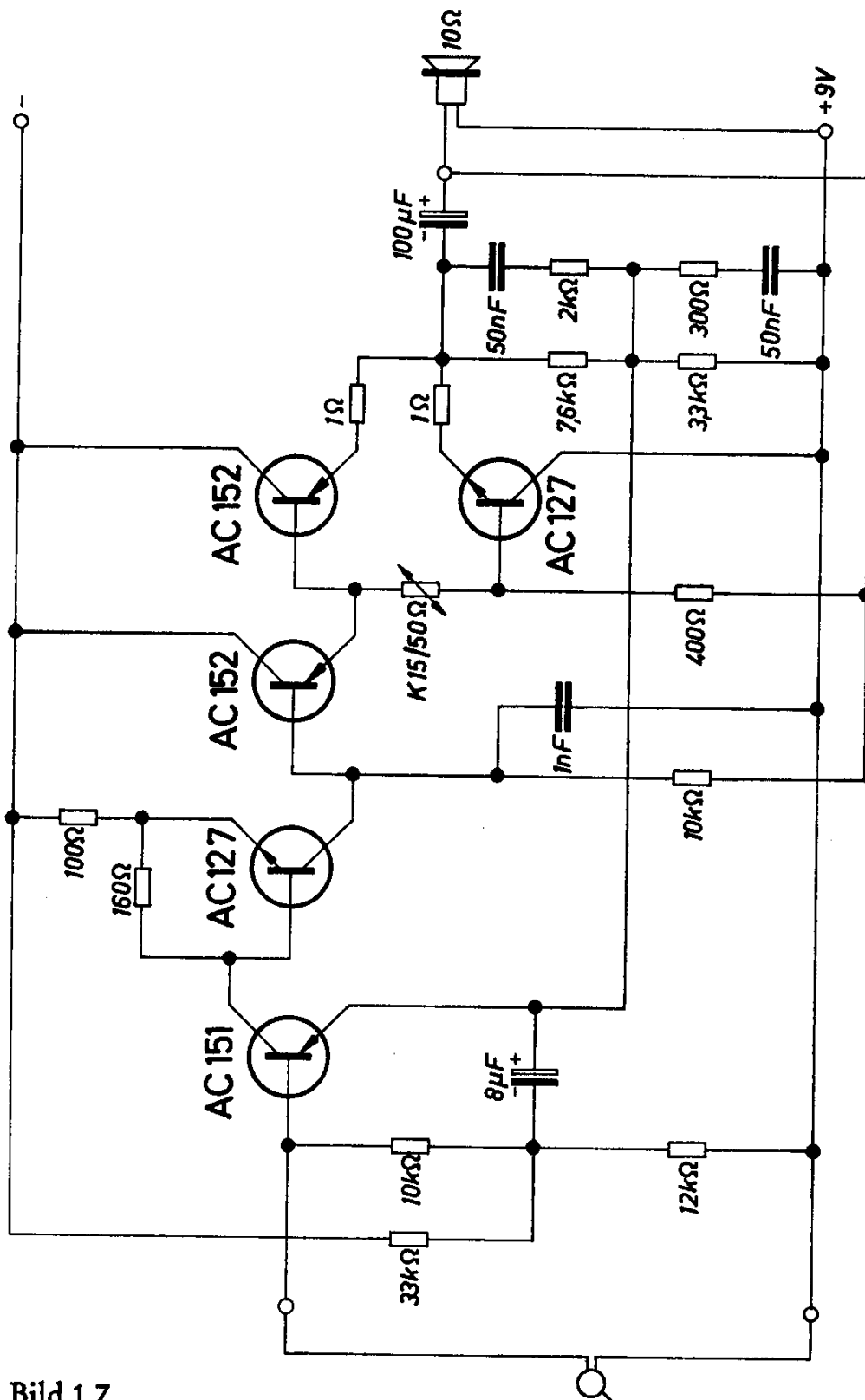


Bild 1.7.

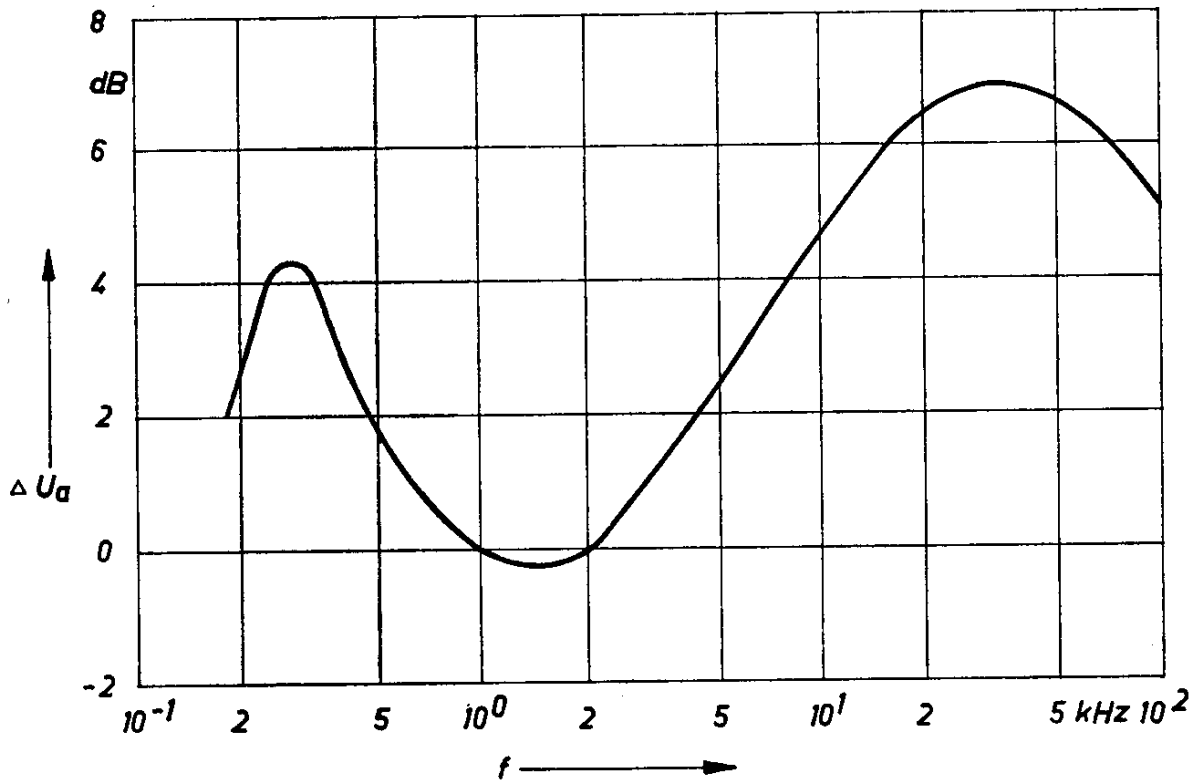
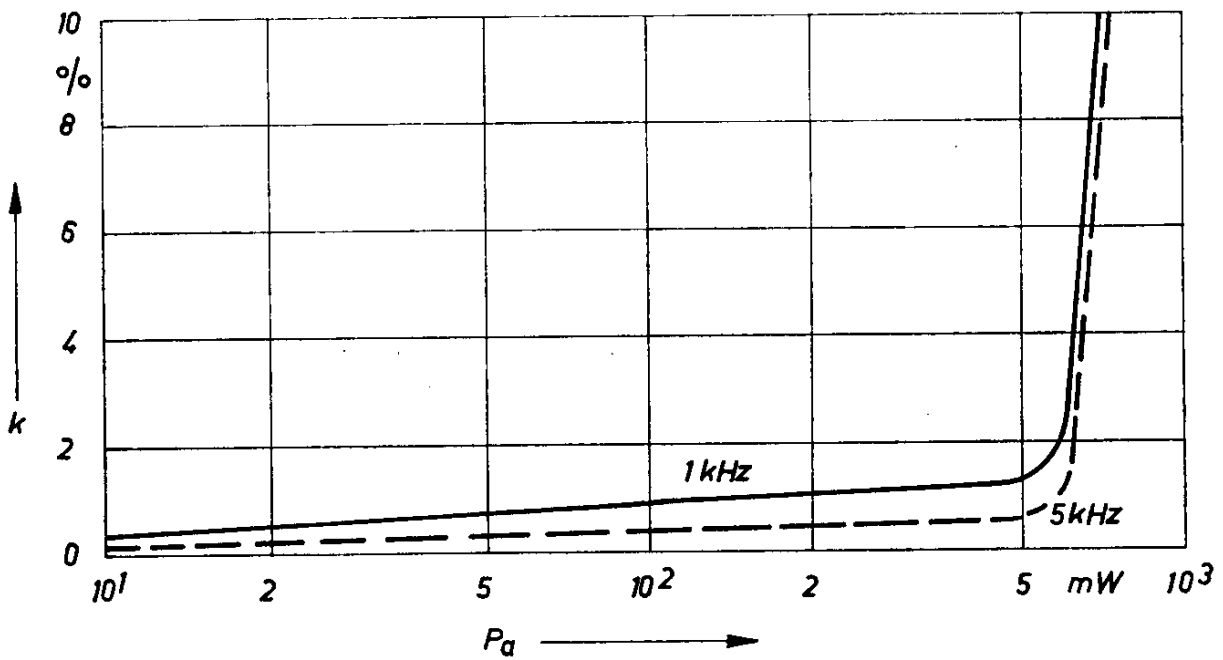


Bild 1.8.

Bild 1.9.





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

In dem Beispiel nach Bild 1.10 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. Das Bild 1.11 zeigt einen Vorverstärker für hochohmigen Eingang und das Bild 1.12 einen solchen für niederohmigen Eingang. 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 1.13 noch ein Entzerrer für Tonabnehmer von Plattenspielern angegeben. Der Verstärker ist umschaltbar für Kristall- und für magnetische Tonabnehmer. In dem Diagramm nach Bild 1.14 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. Im Bild 1.15 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 1.16 zeigt die Frequenzcharakteristik des Entzerrer-Verstärkers nach Bild 1.13. 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>

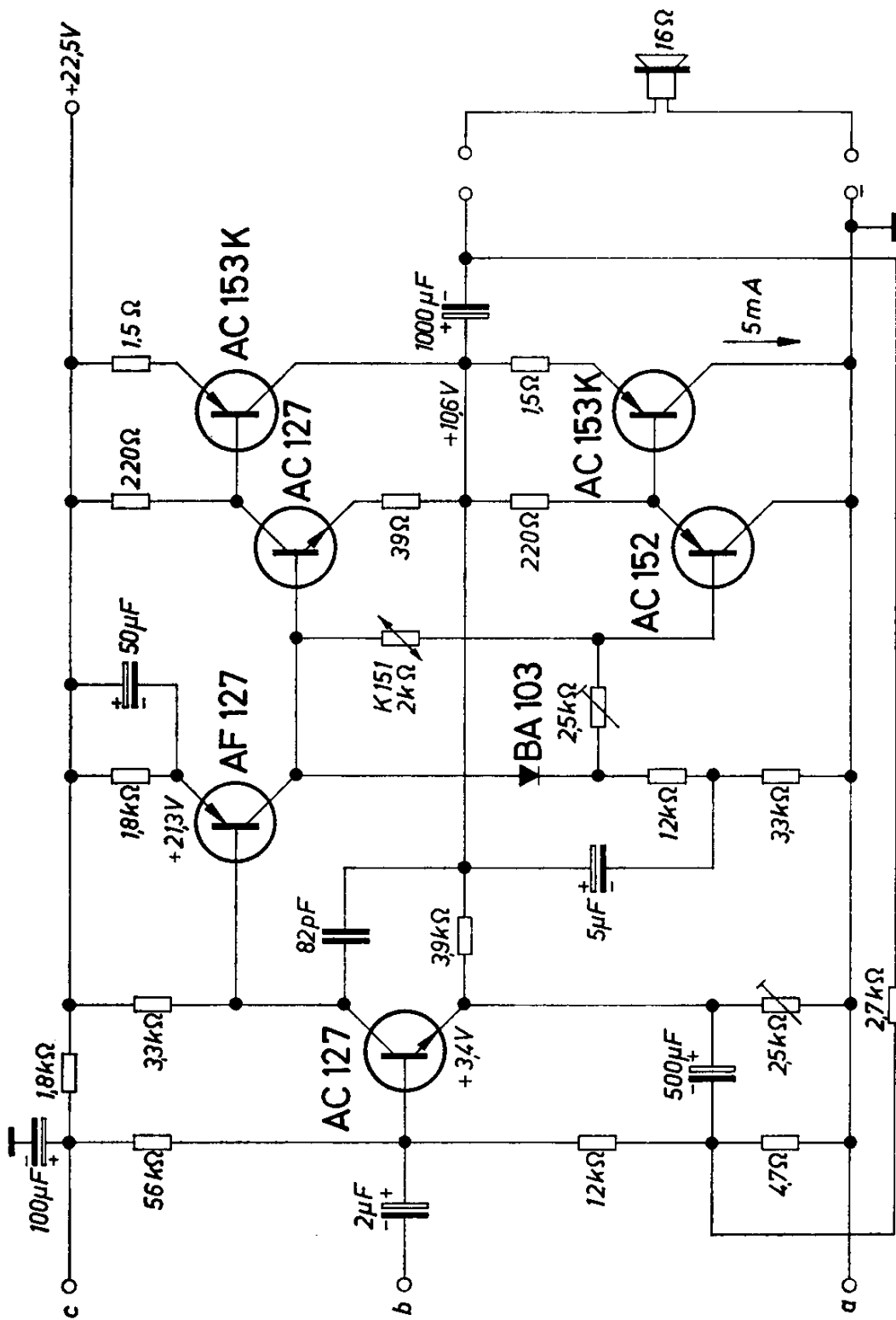


Bild 1.10.

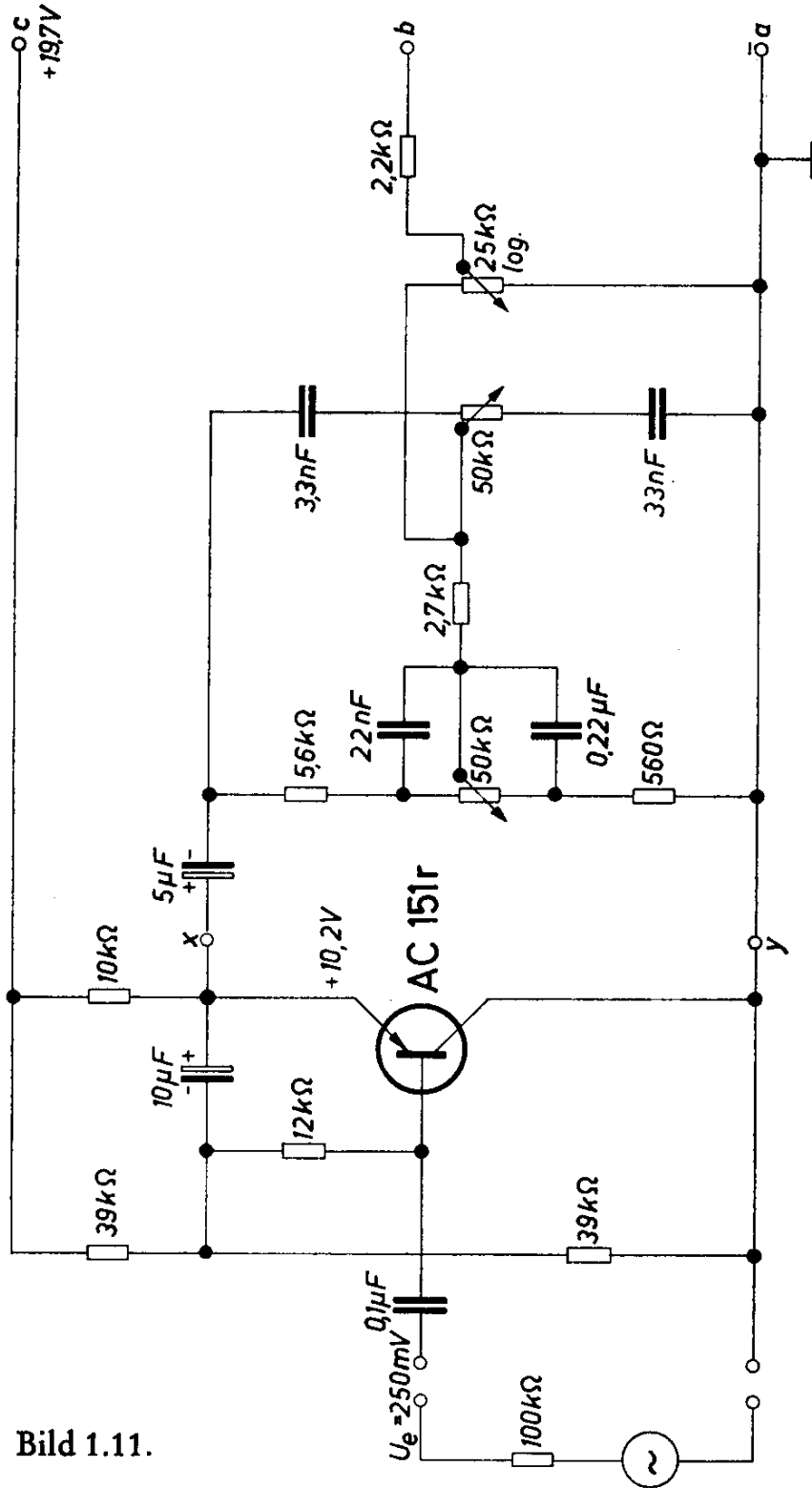


Bild 1.11.





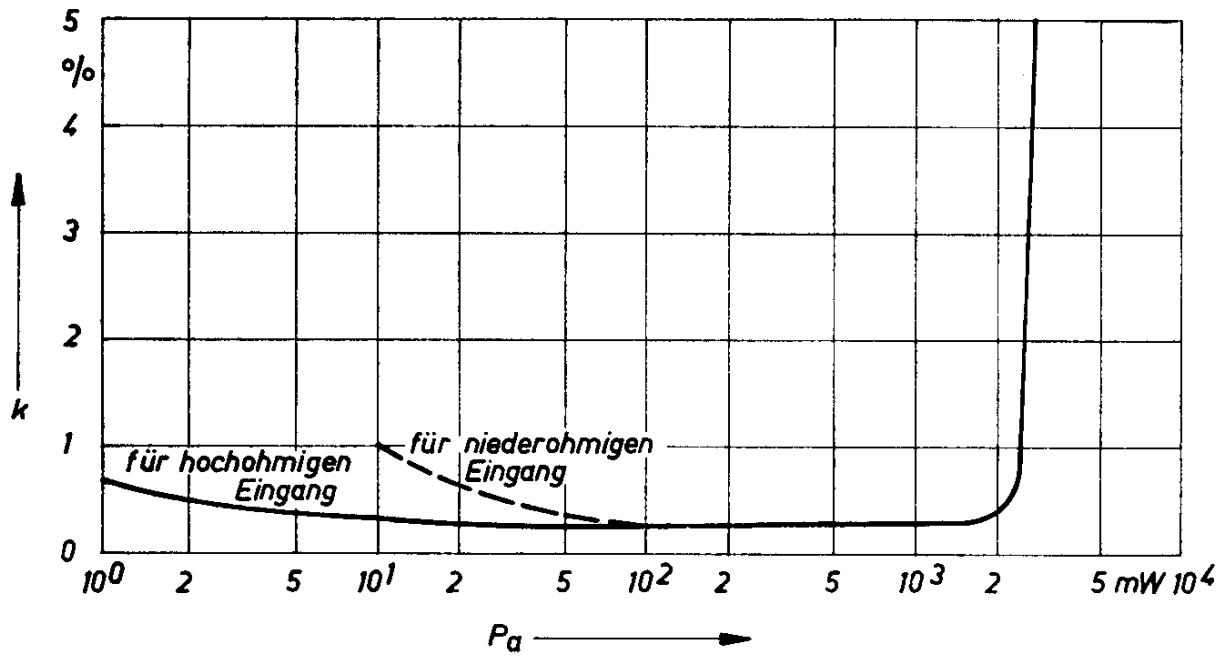


Bild 1.14.

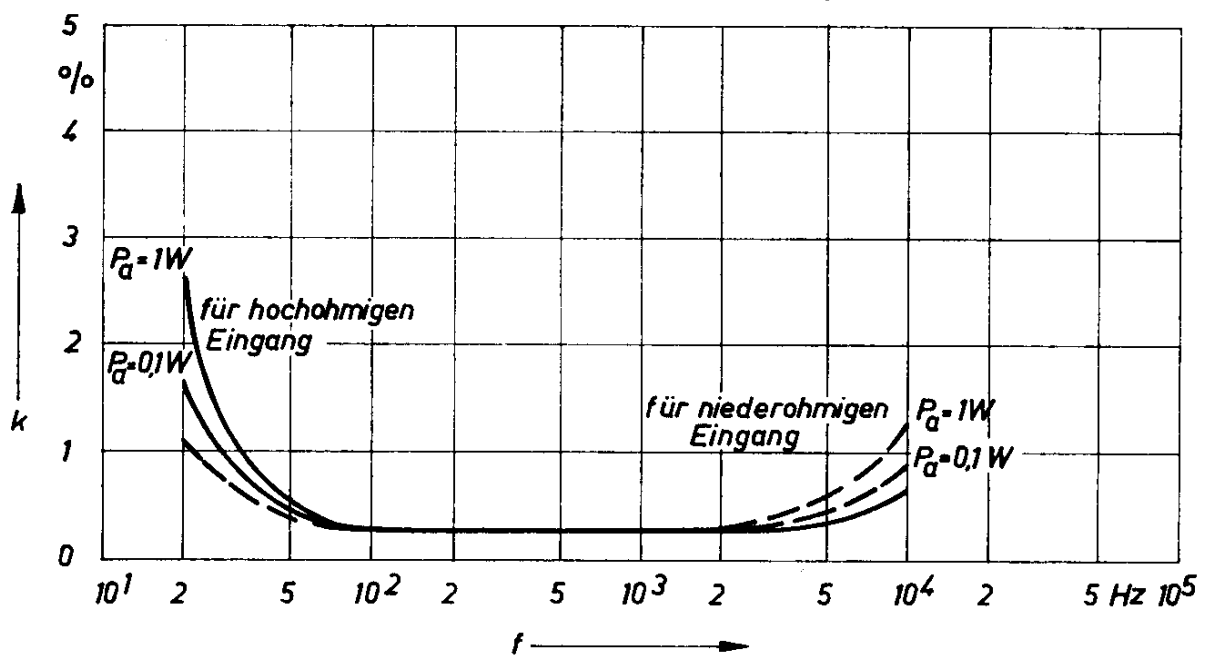


Bild 1.15.

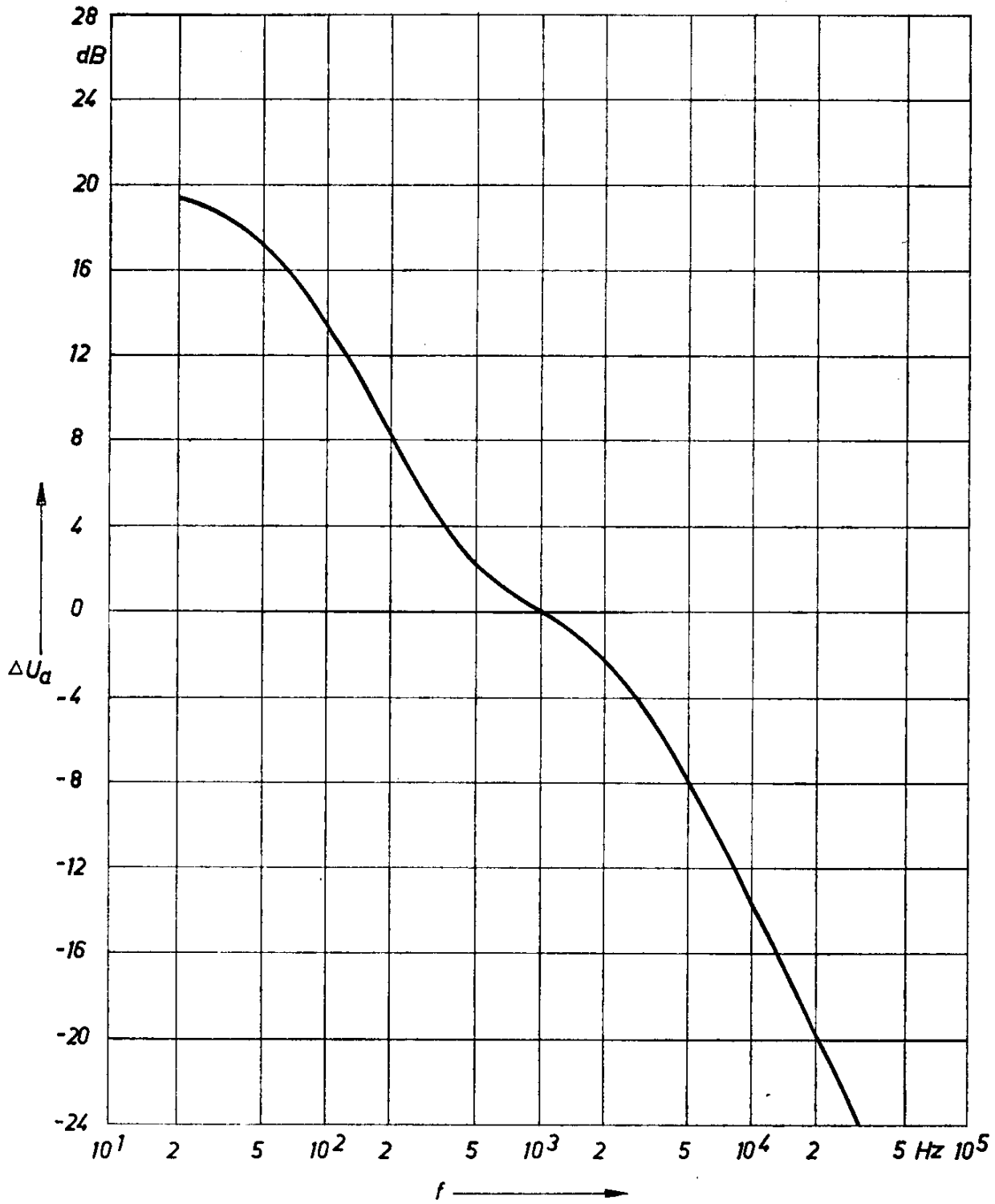


Bild 1.16.

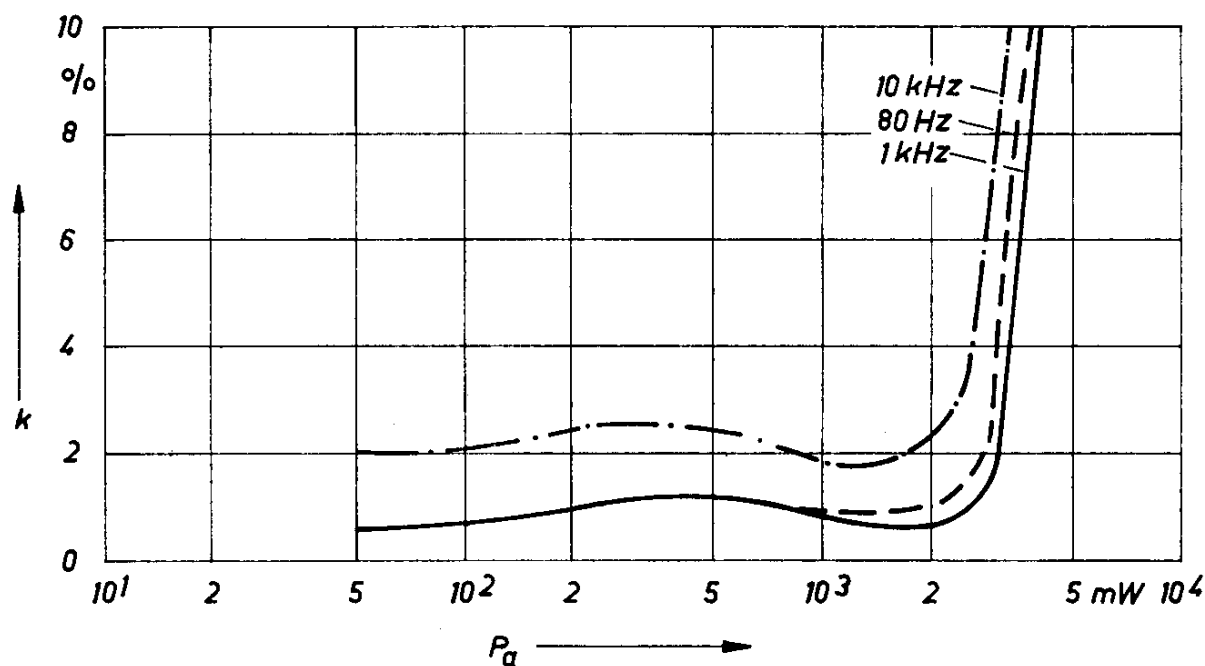
## 1.5. Eisenloser NF-Verstärker für 4 W, 30 V

Wie bereits erwähnt, können eisenlose Endstufen auch bei der ausschließlichen Verwendung von pnp-Transistoren verwirklicht werden. Ein Beispiel dafür zeigt die Schaltung nach Bild 1.18. 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 das Diagramm in Bild 1.17. Im Vorverstärker ist ein Frequenz-Korrekturglied in der bekannten Brückenschaltung angeordnet. Die mit dem Klangregler möglichen Frequenzkorrekturen zeigt das Diagramm nach Bild 1.19.

### Technische Daten

Batteriespannung	30 V
max. Batteriestrom	320 mA
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 1.17.





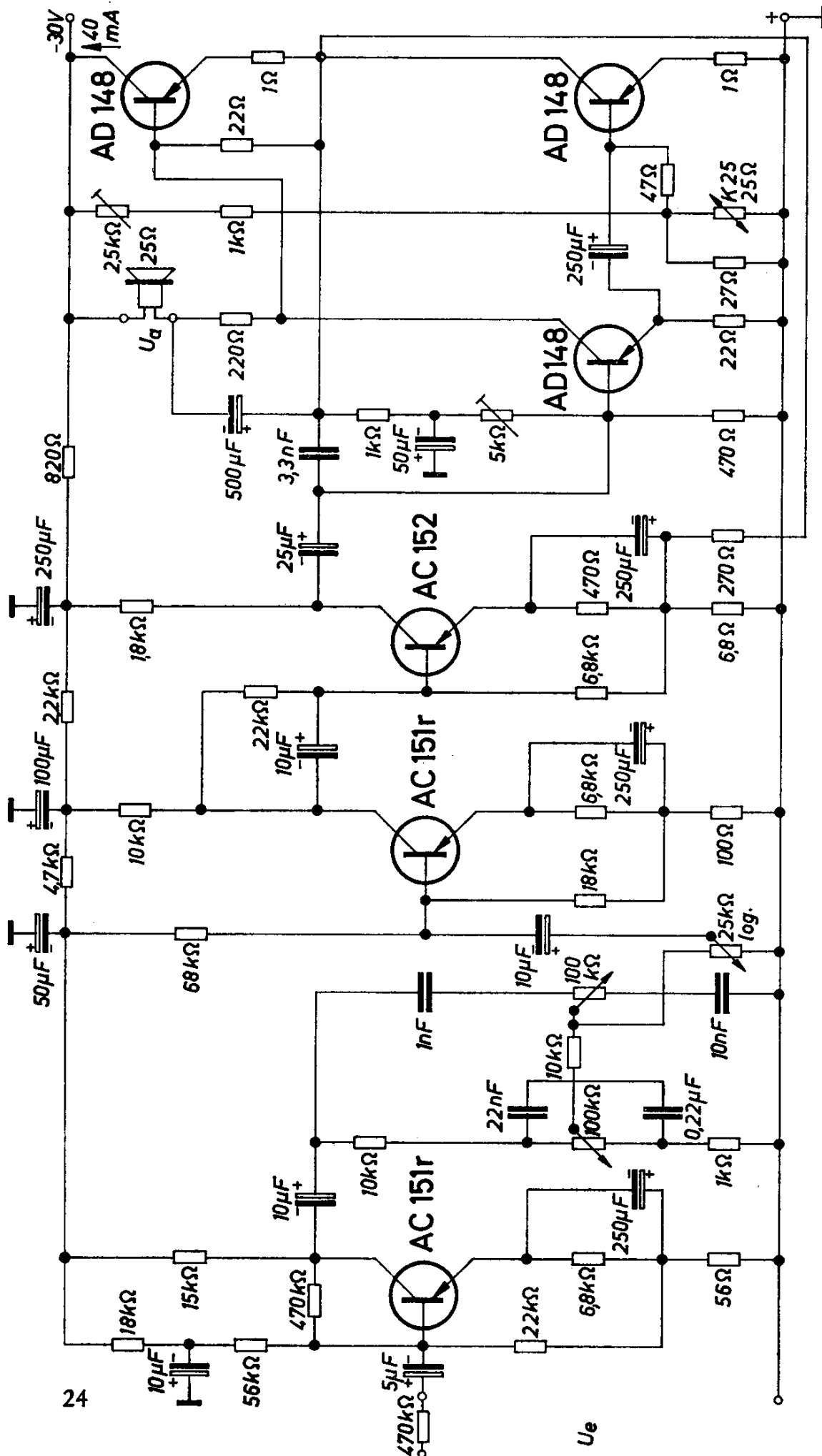


Bild 1.18.

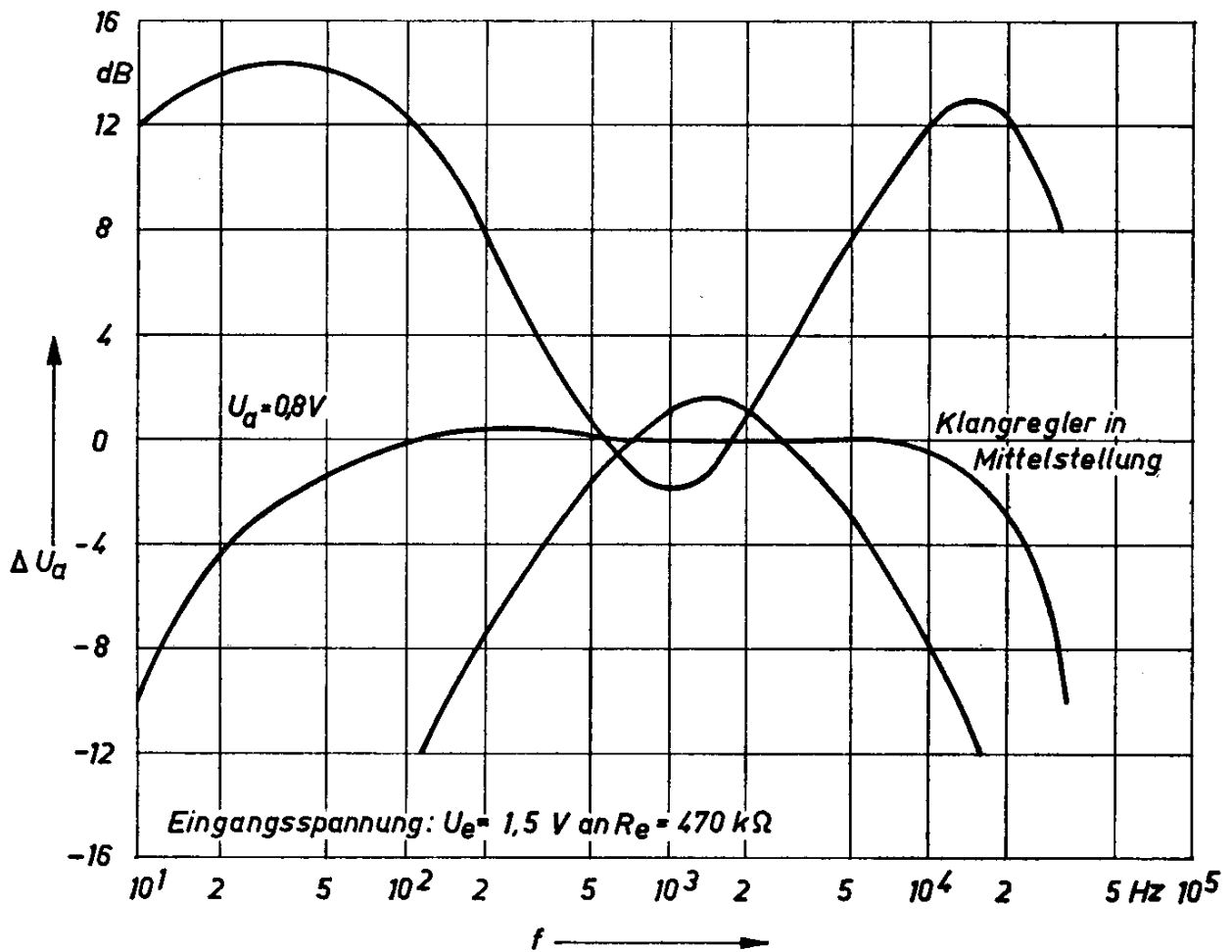


Bild 1.19.

### 1.6. Eisenloser NF-Verstärker für 2,2 W, 12 V 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 1.20).

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 zweck-

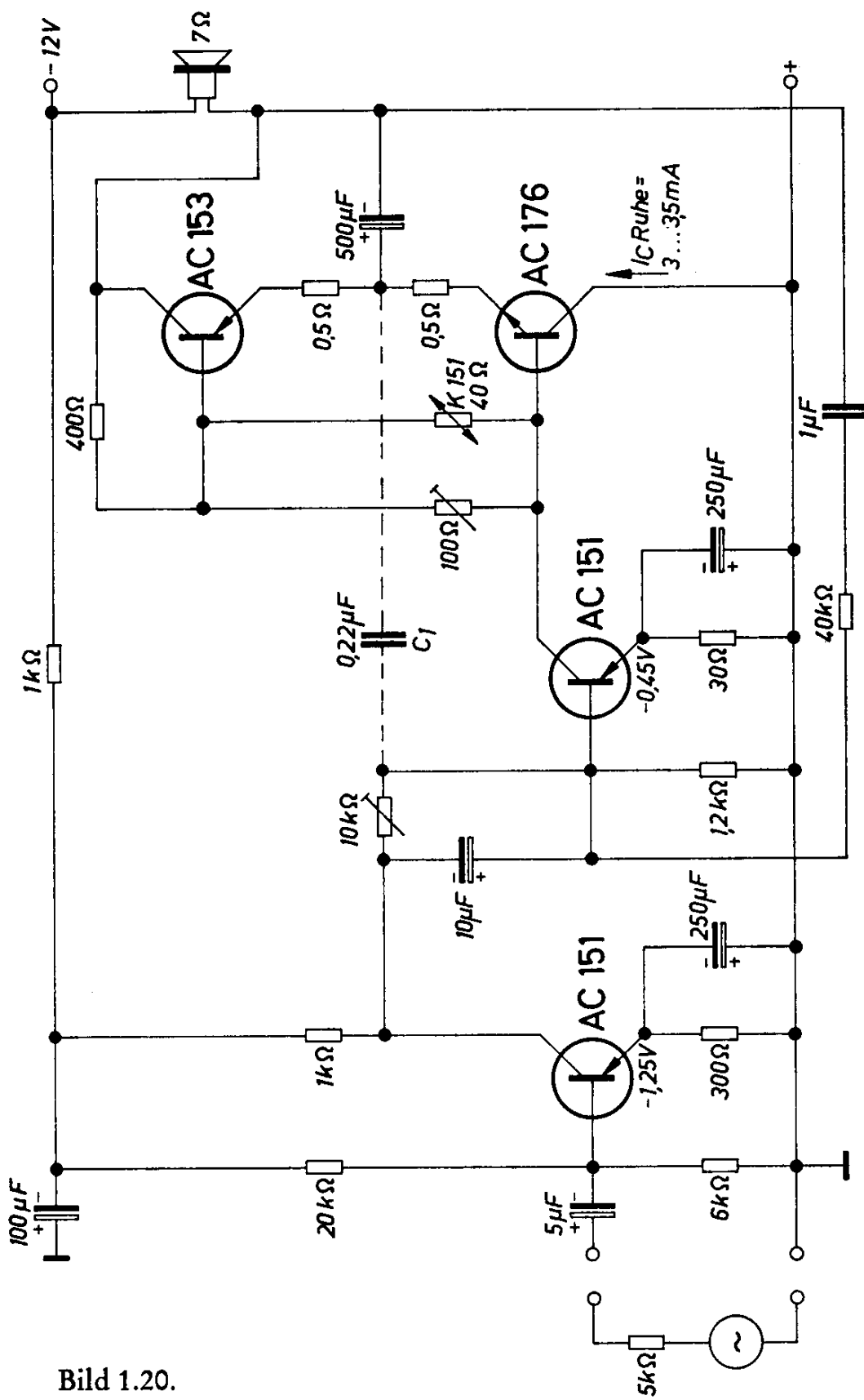


Bild 1.20.

mäßigerweise 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. Im vorliegenden Fall wird ein Verstärker mit einer Ausgangsleistung von 2,2 W beschrieben.

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.

#### Technische Daten

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>

### 1.7. Eisenloser NF-Verstärker für 6 W, 24 V 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 vorhergehenden Kapitel Gesagte, weshalb in dem Beispiel nach Bild 1.21 die Ausgangsleistung auf 6 W begrenzt ist. Den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zeigt das Bild 1.22. 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.

Es sind im Diagramm nach Bild 1.22 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

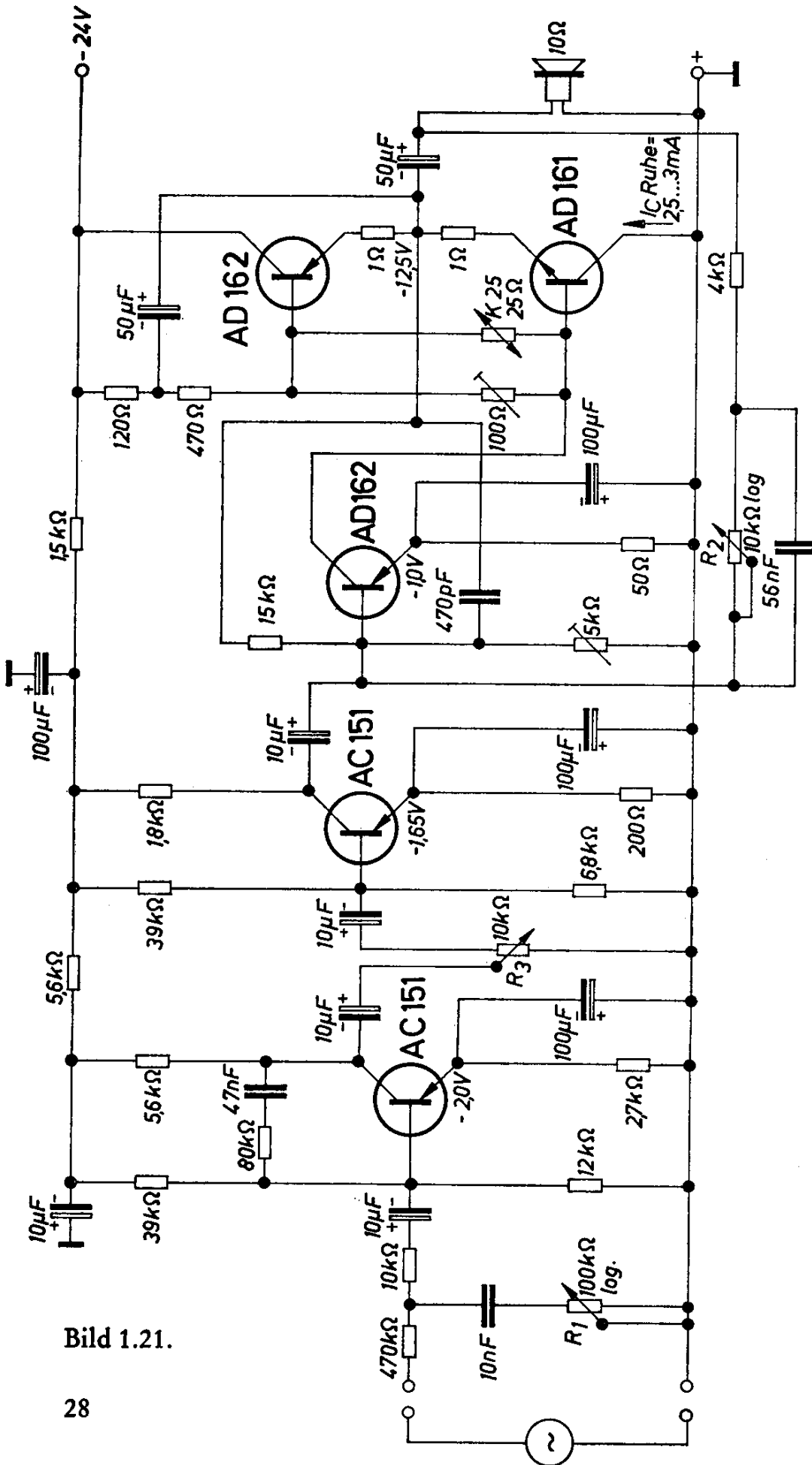


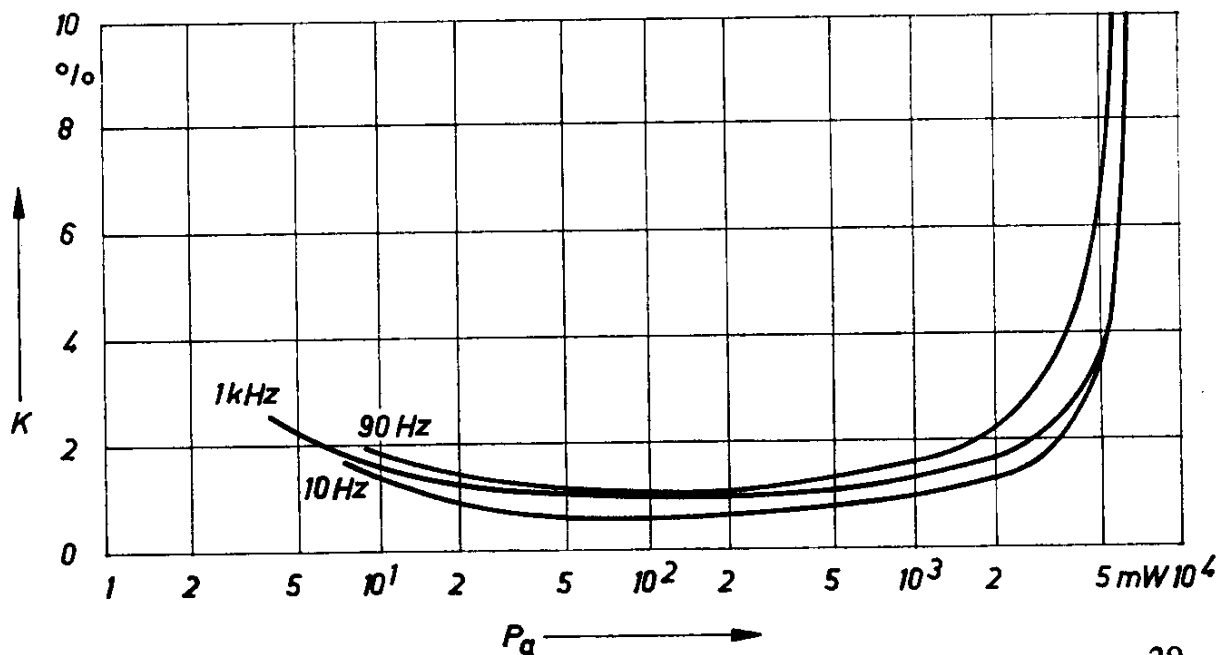
Bild 1.21.

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.

#### 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 1.22.



## 2. Zerhacker und Oszillatoren

In diesem Kapitel werden Schwingschaltungen mit Transistoren behandelt, die in den verschiedensten Ausführungsformen für viele Anwendungszwecke geeignet sind. Es können z. B. mit Transistorgegengerhacker hohe Leistungen umgesetzt werden, oder mit Eintaktsperrwandlern große Spannungsübersetzungen erreicht werden. Transistor-Sperrschwinger geben kurze Impulse ab, die in verhältnismäßig großen Abständen wiederkehren. Unter Zerhackern versteht man allgemein alle Schwingschaltungen, die ein rechteckförmiges Signal abgeben, das entweder symmetrisch sein kann, wie im Falle des Gegengerhacker, oder unsymmetrisch, wie im Falle der Eintakterhacker. Wenn die zunächst zerhackte, also in eine Wechselspannung übergeführte Gleichspannung nach der Transformation wieder gleichgerichtet wird, spricht man von Spannungswandlern.

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

Bei Transistor-Zerhackern ist es meist nicht zu vermeiden, daß die Schwingfrequenz hörbar wird. Schuld daran 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 Zerhacker- bzw. Gleichspannungswandler gewonnenen Spannung ein empfindlicher Verstärker betrieben wird, so tritt die Schwingfrequenz als Brummspannung in Erscheinung.

Für beide Störeffekte ist eine Abhilfe dadurch möglich, daß man den Spannungswandler mit einer Frequenz schwingen läßt, die über dem hörbaren Bereich liegt.

Die Schaltung im Bild 2.1 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.

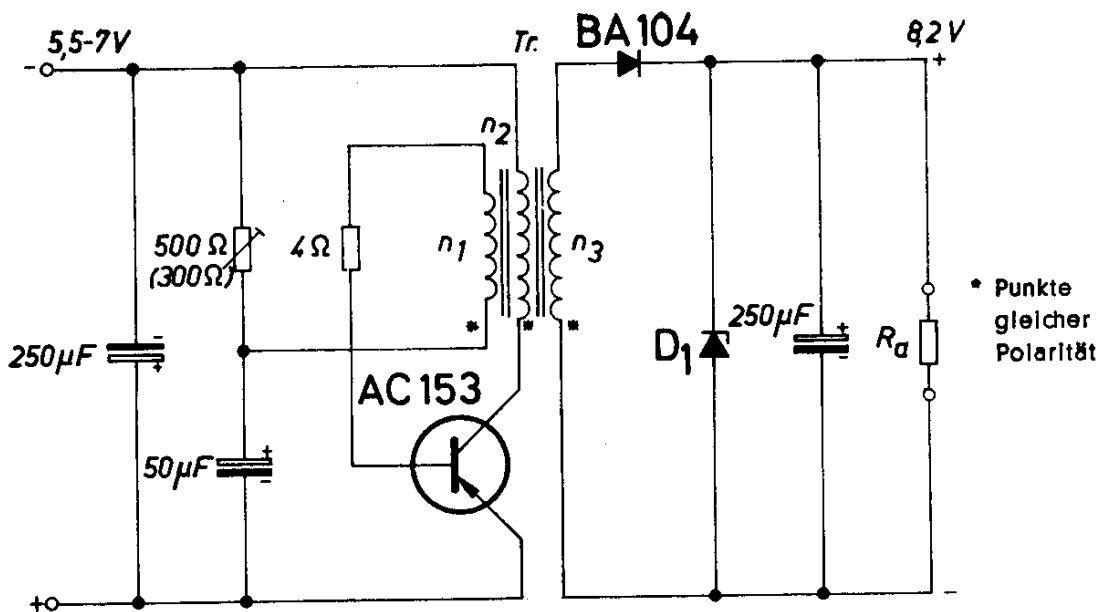


Bild 2.1.

Es wird der Transistor 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  $4\ \Omega$  vorgesehen.

#### Technische Daten

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

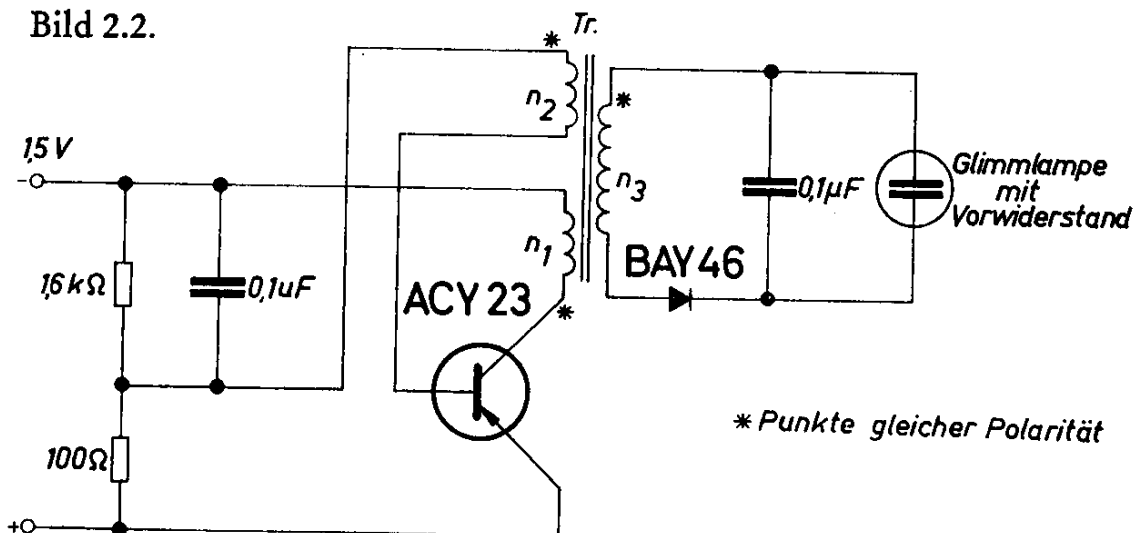
## 2.2. Spannungswandler für eine Batteriespannung von 1,5 V

Der Spannungswandler nach Bild 2.2 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 die Kleinheit des Aufbaues ein sehr handliches Gerätchen gibt.

### Technische Daten

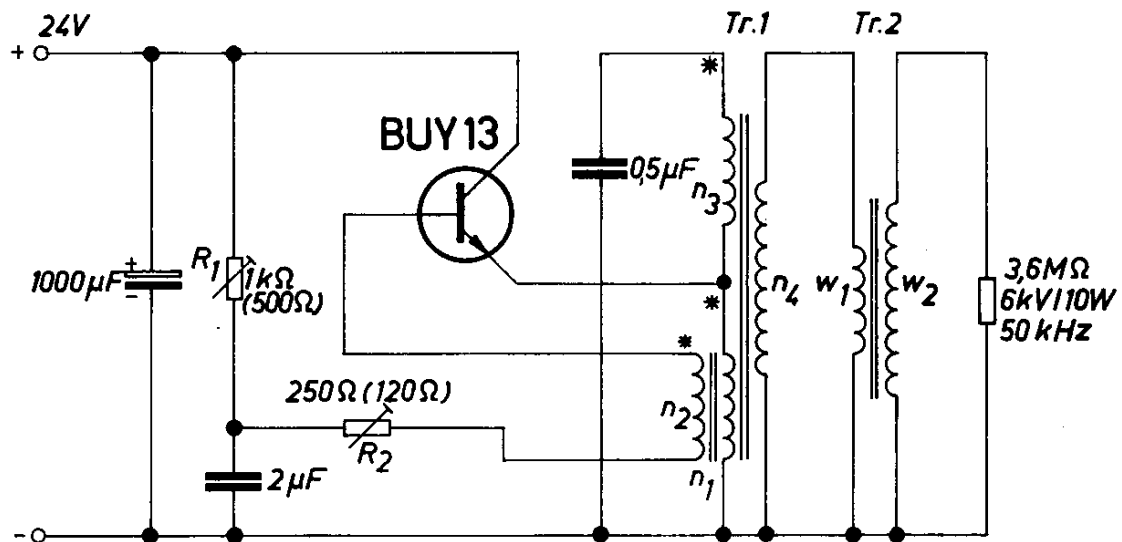
Batteriespannung	1,5 V	Transformator Tr:
Batteriestrom	100 mA	Siferrit-Schalenkerne
Schwingfrequenz	25 kHz	B65541 - K0000 - R026
Ausgangsspannung	140 V	$n_1 = 12$ Wdg 0,28 CuL
Laststrom	0,5 mA	$n_2 = 10$ Wdg 0,18 CuL
		$n_3 = 300$ Wdg 0,1 CuL

Bild 2.2.



### 2.3. Hochspannungsgenerator für 6 kV, 10 W

Die an den Hochspannungsgenerator nach Bild 2.3 gestellten Forderungen können nicht mit einem einzigen Übertrager erfüllt werden. Bei einer Ausgangsspannung von 6 kV liefert der Generator eine



\*Punkte gleicher Polarität

Bild 2.3.

Ausgangsleistung von 10 W bei einer Schwingfrequenz von 50 kHz. Es werden 2 Übertrager verwendet: Ein Schwingübertrager und ein Hochspannungstransformator. Der Schwingübertrager besteht aus einem Siferrit-Schalenkern, bei dem der Luftspalt durch Dazwischenlegen von einer Isolationsscheibe zwischen die beiden Schalenkernhälften um 0,5 mm vergrößert worden ist. Für den Hochspannungstransformator wird ein Siferrit-U-Kern verwendet, auf dem insgesamt 4 Spulenkörper angeordnet sind, wobei die Hochspannungswicklung auf 3 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 Si-Leistungstransistor BUY 13 wird in Kollektorschaltung betrieben, weil dadurch eine größere Lastunabhängigkeit des Generators erreicht wird. Der Arbeitspunkt des Transistors ist so einzustellen, 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.

**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)

 $n_1 = 11 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL (gemeinsam)}$  $n_2 = 16 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL wickeln)}$  $n_3 = 38 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL}$  $n_4 = 46 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL}$ **Transformator Tr 2:**

Siferrit-U-Kerne B67334 - N27A

 $w_1 = 30 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$  $w_2 = 3000 \text{ Wdg } 0,1 \text{ CuL}$ 

Die Primärwicklung ist auf einem Spulenkörper und die Sekundärwicklung ist auf 3 Spulenkörpern mit je 1000 Wdg untergebracht. Als Spulenkörper wurden verwendet:  $4 \times \text{B65612 - A0000 - M001}$

**2.4. 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 2.4 durch eine getrennte Transformatorwicklung erzeugt und zwischen der Elektrode und dem Glaskolben angelegt.

Als zweite Elektrode kann dafür ein auf der Leuchtstofflampe aufgebracht elektrisch leitender Streifen verwendet werden. Zum Zünden der Lampe wird die Taste T betätigt, wodurch die beiden Heizwendeln erwärmt werden. Der Strom durch die Heizwendeln 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.

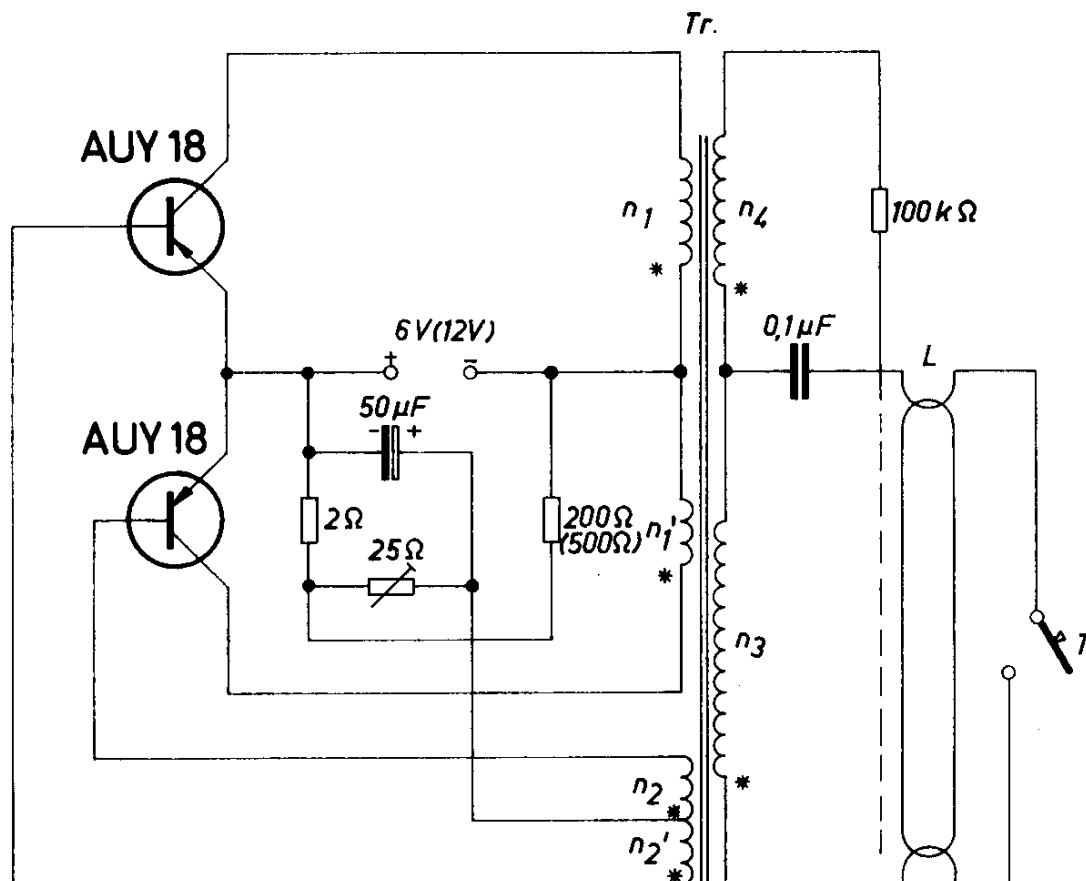


Bild 2.4.

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

#### Technische Daten

Batteriespannung	6	12	V
Batteriestrom	1,2	0,59	A
Lampenleistung	6	6	W
Brennspannung der Lampe	20	20	V
Zündspannung der Lampe	400	400	V
Lampenstrom	155	155	mA
Leerlaufschwingfrequenz	11	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

=  $n_4 = 750$  Wdg 0,06 CuL

\* wahlweise anzubringen

## 2.5. Zerhacker für eine 20 W-Leuchtstofflampe

Die Schaltung nach Bild 2.5 arbeitet ähnlich wie die nach Bild 2.4. Es sind hier auf der Sekundärseite des Übertragers zwei zusätzliche Wicklungen zur Erzeugung der Heizspannung für die Leuchtstofflampe vorgesehen. 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.

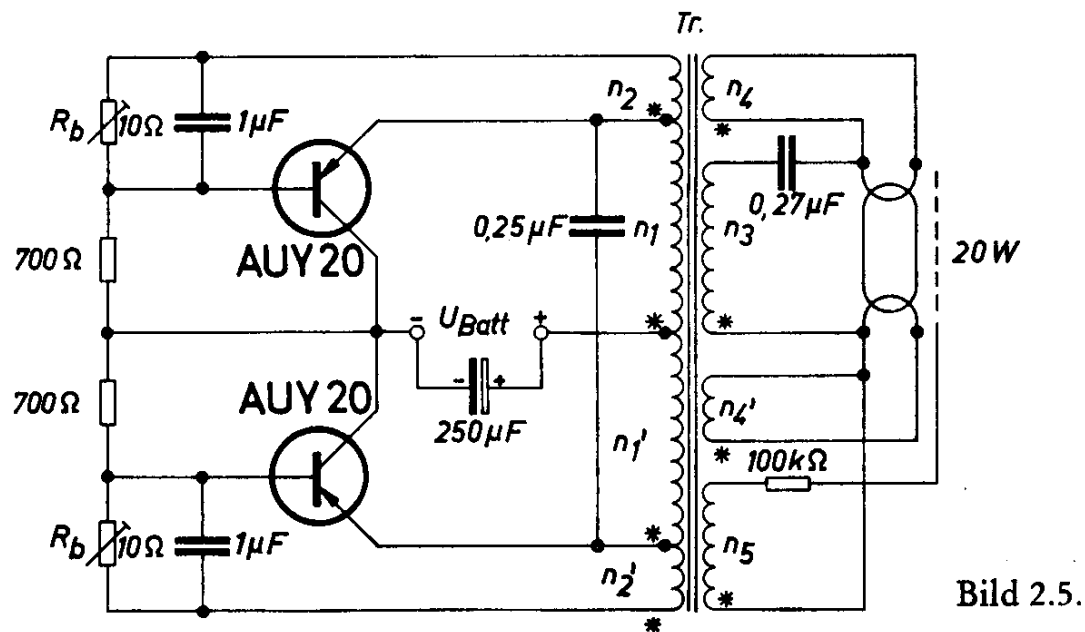


Bild 2.5.

### Technische Daten

Batteriespannung	24	30	V
Batteriestrom	1,38	1,66	A
Schwingfrequenz	3,5	4	kHz
Brennspannung	26	24	V
Lampenstrom	0,38	0,54	A
Zündspannung	300	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 cm<sup>2</sup>  
(Alu, 1,5 mm dick)

## 2.6. Zehacker für eine 40 W-Leuchtstofflampe

Eine für 40 W-Leuchtstofflampen geeignete Schaltung zeigt das Bild 2.6. Das Prinzip ist wieder das gleiche wie vorher beschrieben. Wegen der höheren Ausgangsleistung werden hier die leistungsstarken Transistoren AUY 22 verwendet.

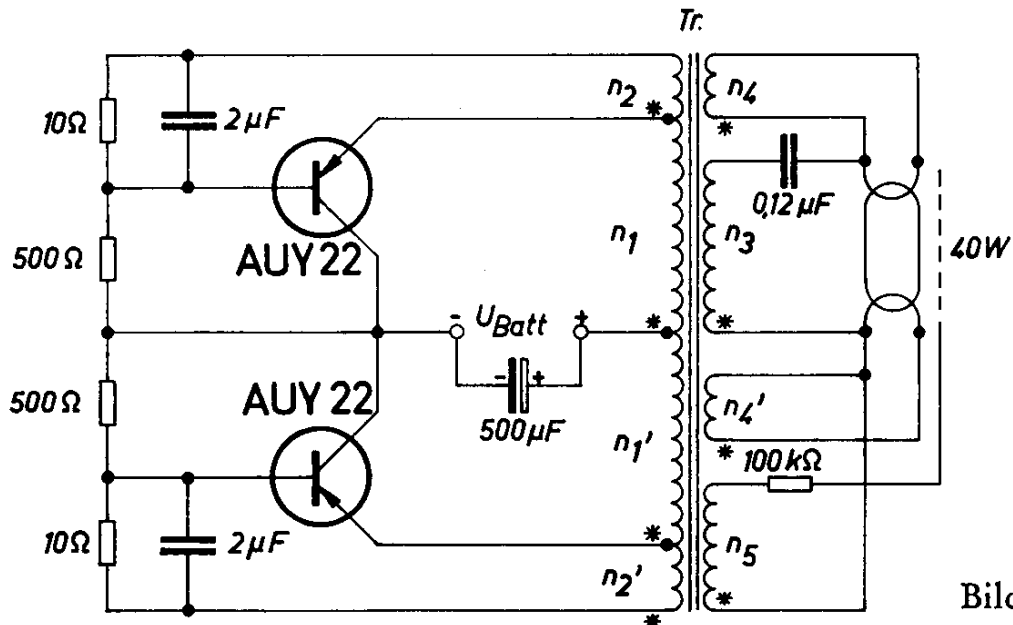


Bild 2.6.

\* Punkte gleicher Polarität

### Technische Daten

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

## 2.7. Rechteck-Generator für 3 Hz bis 25 kHz

Der Rechteck-Generator besteht aus einem Sinus-Generator (Bild 2.7) und einer Impulsformerstufe (Bild 2.8). 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 Frequenz-Bereich von 3 Hz — 25 kHz ist in 8 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 folgenden Schmitt-Triggers auftretende starke Belastungsänderung. Es ist dadurch verhindert, daß die Wechsellspannung unsymmetrisch wird. Die Ansteuerung des Schmitt-Triggers erfolgt über eine Zenerdiode. Sobald am Arbeitswiderstand der Eingangsstufe die Spannung bis zum Wert der Zenerspannung dieser Diode angestiegen ist, wird der Schmitt-Trigger umgeschaltet und zwar in der Form, daß der linke Transistor des Schmitt-Triggers durchgesteuert und über eine zweite Zenerdiode der rechte Transistor gesperrt wird. Die Umschaltung erfolgt während des steilen Anstieges der Sinusspannung. Weil im Schmitt-Trigger Hochfrequenz-Transistoren verwendet werden, erreicht man eine sehr hohe Flankensteilheit des rechteckförmigen Ausgangssignals. Die Anstiegs- und die 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 die 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, mit einer Brummspannung von höchstens  $30\text{ mV}_{\text{ss}}$ .

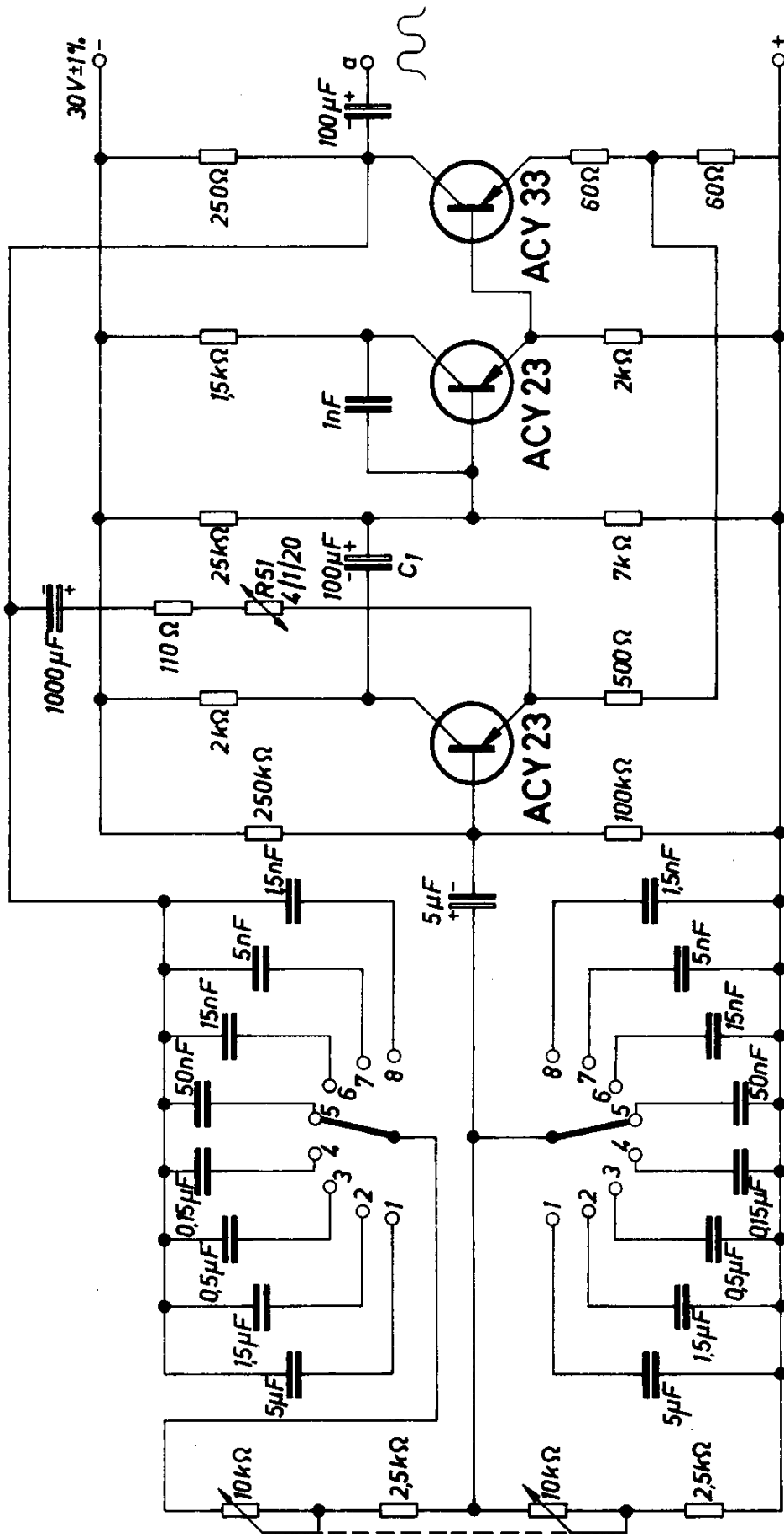


Bild 2.7.



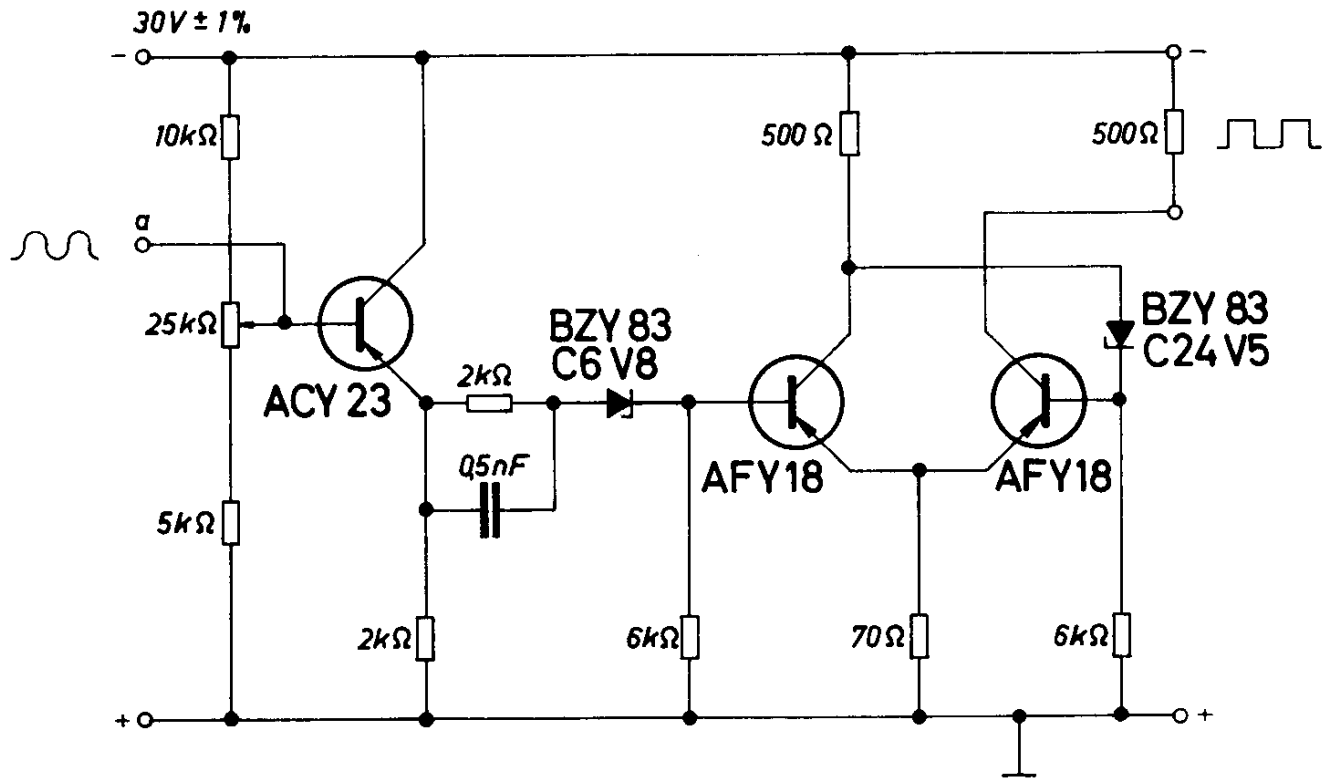


Bild 2.8.

### Technische Daten

#### Frequenzbereich der Schaltstufen:

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

Klirrfaktor des Sinus-Generators bei einem Lastwiderstand von 10 Ω

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 Sinus-Generators 4,5 — 5 V  
(etwas abhängig vom Bereich und der Stellung des Tandem-Potentiometers).

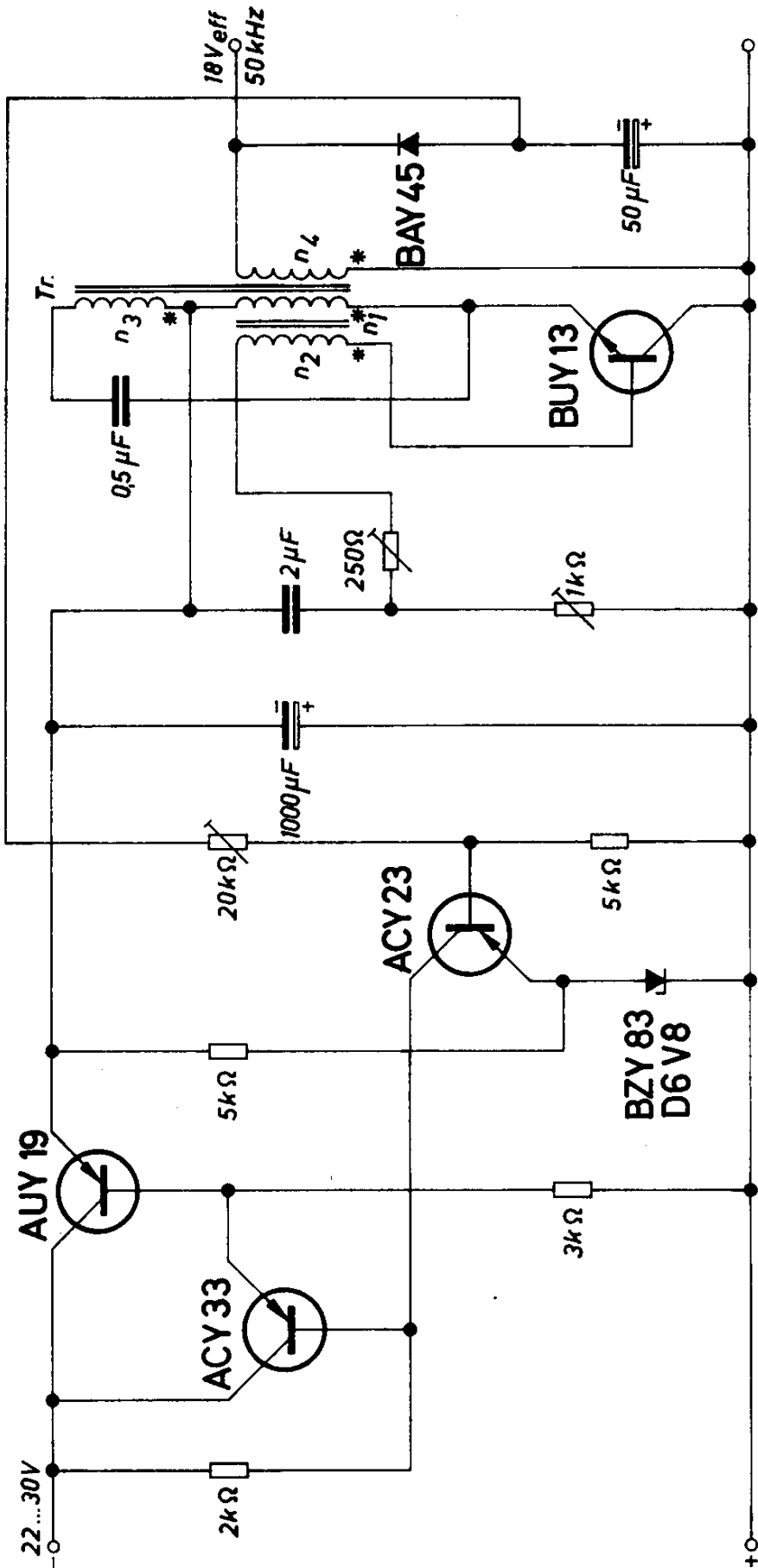
## 2.8. Geregelter Sinus-Generator 50 kHz, 5 W

Konstant-Spannungsgeräte für Wechselstrom werden am einfachsten dadurch hergestellt, daß man deren Versorgungsspannung in Abhängigkeit von der Ausgangswechselspannung regelt. Das Bild 2.9 zeigt eine solche Schaltung, bei der die Eingangsspannung zwischen 22—30 V und die Last zwischen 0—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 Sinus-Generator 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 Potentiometer  $R_1$  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 einzuregulieren, daß die vorher gemessenen Ausgangswerte wieder erreicht werden.

Technische Daten	ohne Regelteil	mit Regelteil	
Batteriespannung	18	22 . . 30	V
Batteriestrom	0,55	0,56	A
Batterieerlaufstrom	0,25	0,27	A
Schwingfrequenz	50	50	kHz
Ausgangsspannung	18	18	$V_{\text{eff}}$
Lastwiderstand	65	65	$\Omega$
Wirkungsgrad	50,5	41,1 bis 30	%
max. Umgebungstemperatur	70	70	$^{\circ}\text{C}$
Kühlfläche des AUY 19	—	250	$\text{cm}^2$
Kühlfläche des BUY 13	90	90	$\text{cm}^2$



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 2.9.

**Transformator Tr:**

Siferrit-Schalenkerne B65581 - A0160 - A025

(mit 0,5 mm zusätzlichen Luftspalt)

$n_1 = 11$ Wdg	0,5 CuL (gemeinsam	$n_3 = 38$ Wdg	0,5 CuL
$n_2 = 16$ Wdg	0,25 CuL wickeln)	$n_4 = 14$ Wdg	0,5 CuL

**2.9. Impulsgenerator für Weidezäune**

Für Elektroweidezäune gibt es genau festgelegte Forderungen bezüglich der Ausgangsimpulse. Sie müssen einerseits so groß sein, daß eine ausreichende abschreckende Wirkung für die zu hegenden Tiere gegeben ist, daß andererseits aber weder Menschen noch Tiere zu Schaden kommen können. Nach den VDE-Vorschriften soll der Ausgangsimpuls an einer Lastimpedanz von 1 M $\Omega$ /10 nF eine Größe von höchstens 5000 V haben. Bei Nennbelastung mit 50 k $\Omega$ /10 nF muß der Spannungsimpuls jedoch noch mindestens 2000 V betragen. Die Impulse müssen in einem zeitlichen Abstand von 0,75 bis 1,25 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 ganzen Schaltung gute Werte erreichen. Außerdem muß erreicht werden, daß 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 verschiedenen Lastfälle können diese Impulsgeber jedoch nicht selbstschwingend ausgeführt, sondern müssen fremdgesteuert werden.

In der Schaltung nach Bild 2.10 wird von einer anderen Möglichkeit Gebrauch gemacht. Hier wird die während der Impulszeit der Batterie entnommene 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.

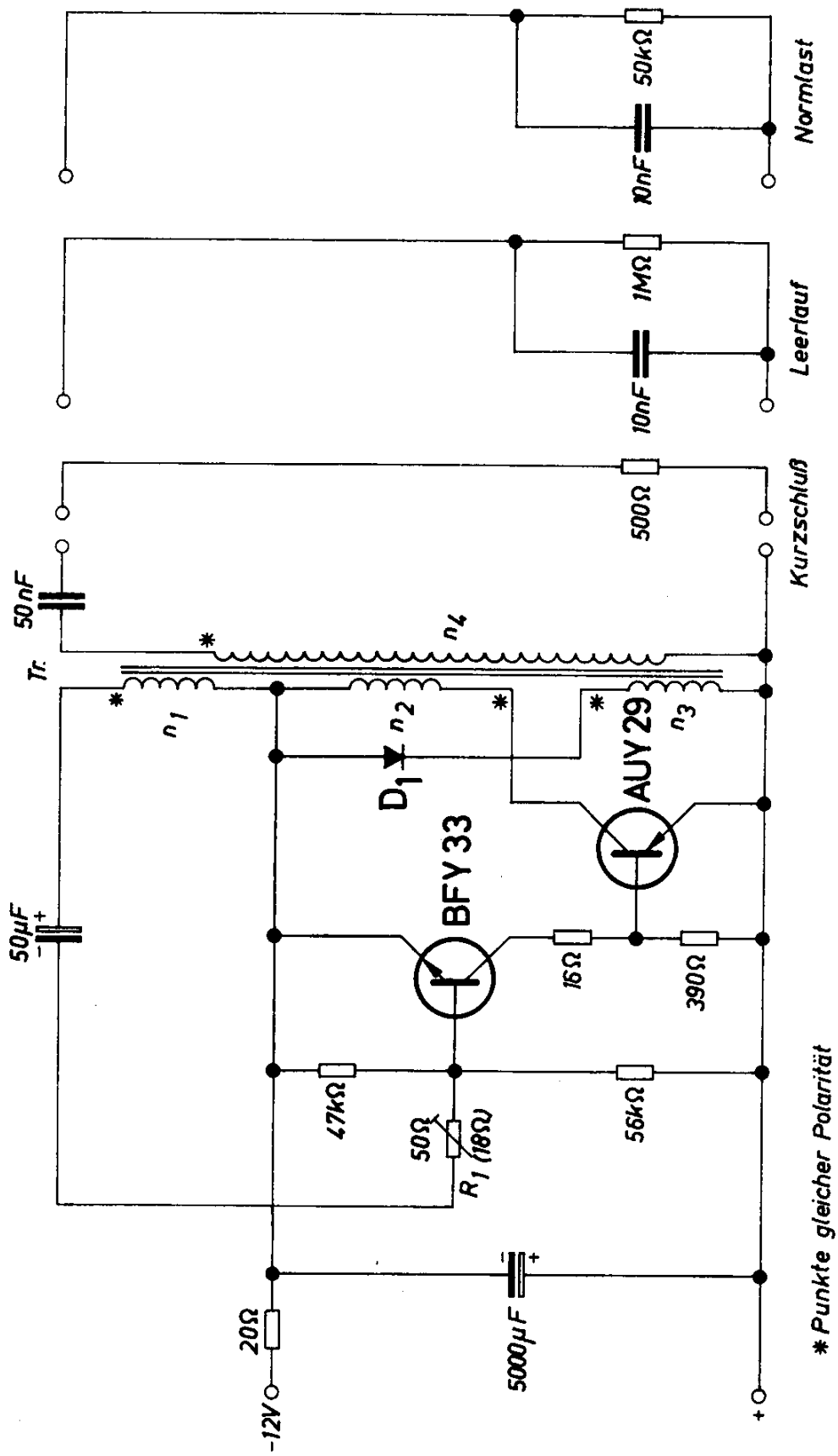


Bild 2.10.

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 AUYY 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

$n_1 = 9$  Wdg 0,6 CuL

$n_2 = 14$  Wdg 1,2 CuL

$n_3 = 68$  Wdg 0,7 CuL

$n_4 = 3500$  Wdg 0,15 CuL

Diode  $D_1$  : V23212 C0820

### 3. Multivibratoren

In Multivibratoren werden die Transistoren als elektronische Schalter eingesetzt. Die Funktion der drei Grundformen — monostabiler, astabiler und bistabiler Multivibrator — kann als bekannt vorausgesetzt werden und wird deshalb im Folgenden nur soweit beschrieben, als es zum Verständnis der neuartigen Schaltungen erforderlich ist. Diese Sonderschaltungen ermöglichen eine noch vielseitigere Anwendung der Multivibratoren in der Steuerungs- und Regelungstechnik, als sie bisher bereits erfolgt.

#### 3.1. 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 Germaniumtransistoren 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 Batteriespannung meist höher liegt, müssen die Emitterdioden der Transistoren vor der Sperrspannung geschützt werden.

Das Bild 3.1 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 Siliziumtransistoren verwendet, weil die Versorgungsspannung hoch und die Periodendauer sehr lang ist, sie beträgt 2 Minuten. Eine so lange Periodendauer kann nämlich nur dann mit guter Konstanz verwirklicht werden, wenn die Restströme

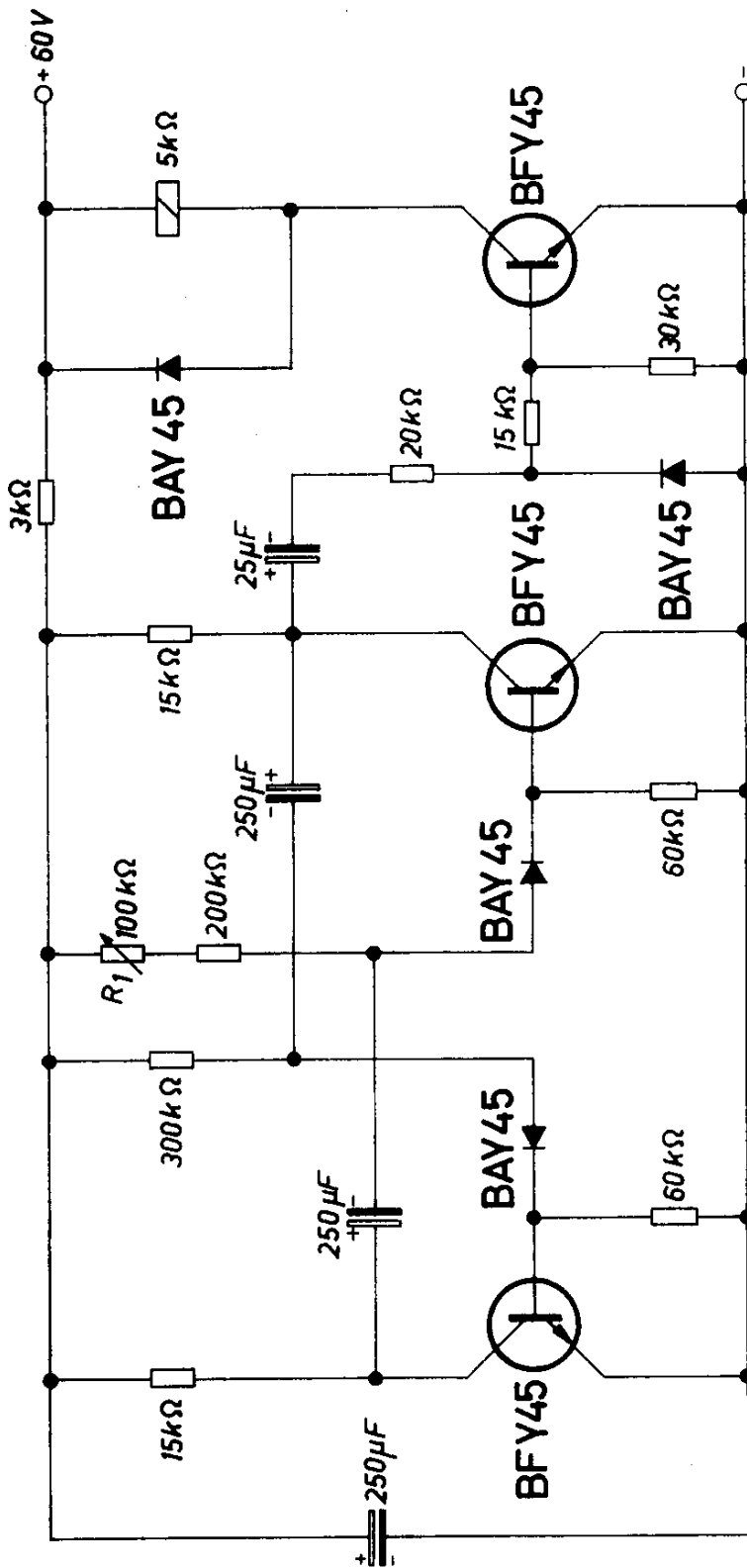


Bild 3.1.



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.

### 3.2. 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, er darf aber wiederum auch keinen zu kleinen haben, damit der maximal zulässige Basisstrom nicht überschritten wird. Dies ist jedoch meist nicht die entscheidende Bedingung für den unteren Grenzwert des Entladewiderstandes. Es muß nämlich stets 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 Zeitkonstanten 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

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

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

Dieser 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 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 3.2 sind parallel zu den Kondensatoren Zenerdioden geschaltet, welche 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 man zwei Potentiometer gleichzeitig synchron verstellen muß. 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 3.2. Die Entladung der Kondensatoren erfolgt mit konstantem Strom über zwei mit Emitterwiderständen stark gegengekoppelten Transistoren. Der Entladestrom und damit die Entladezeit kann hier mit einem gemeinsamen Potentiometer  $R_1$  erfolgen. Der einstellbare Frequenzbereich ist etwa 20 Hz bis 2 kHz, also 1 : 100.

Die Widerstände, über die die Aufladung der Kondensatoren erfolgt, 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

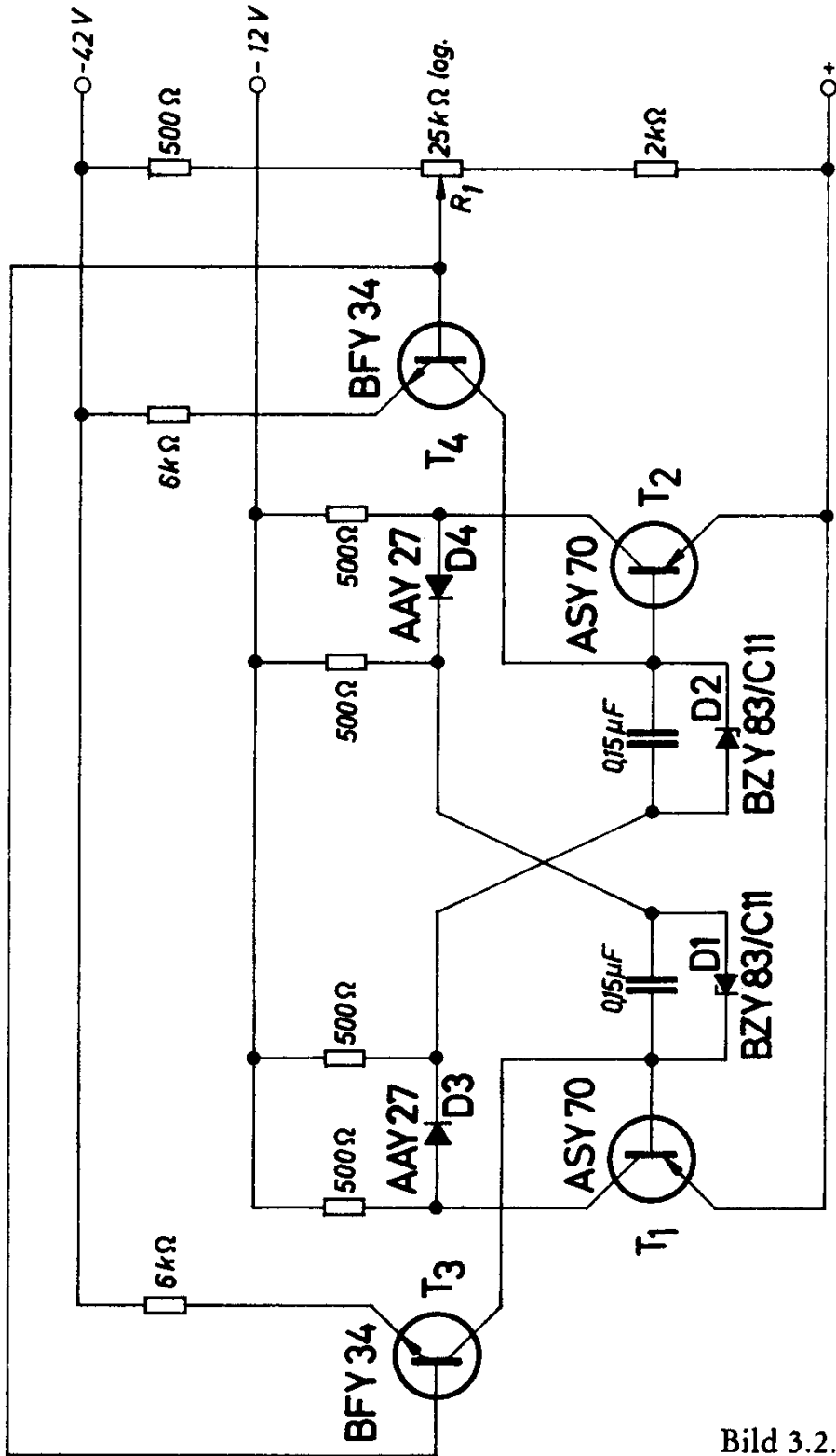


Bild 3.2.

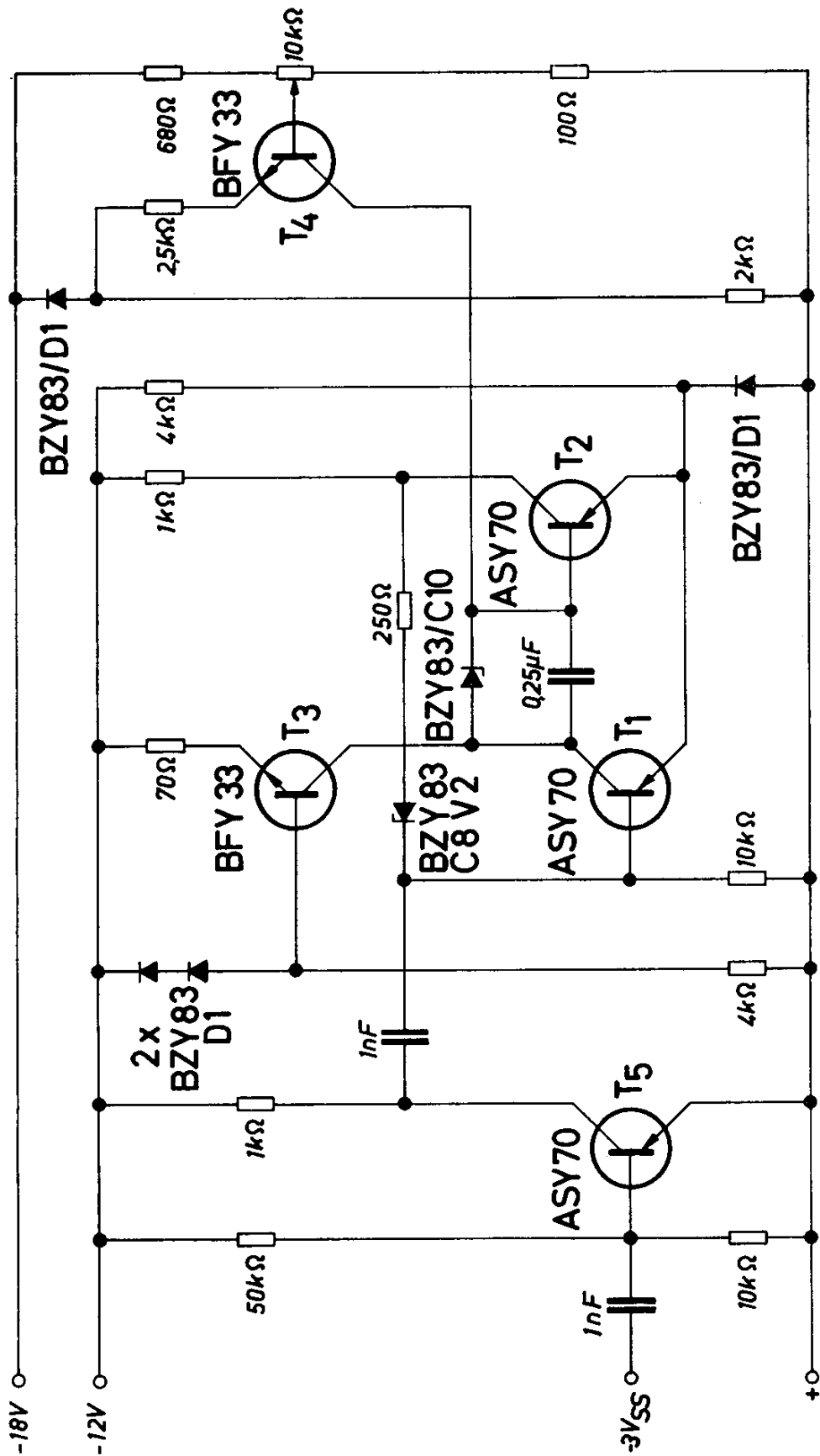


Bild 3.3.

### 3.3. Monostabiler Multivibrator mit großem Regelbereich

Das im vorhergehenden Kapitel gefundene kleinste Verhältnis für Kollektor- und Basiswiderstand von  $R_B/R_C \geq 4,3$  gilt grundsätzlich auch bei monostabilen Multivibratoren. 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.

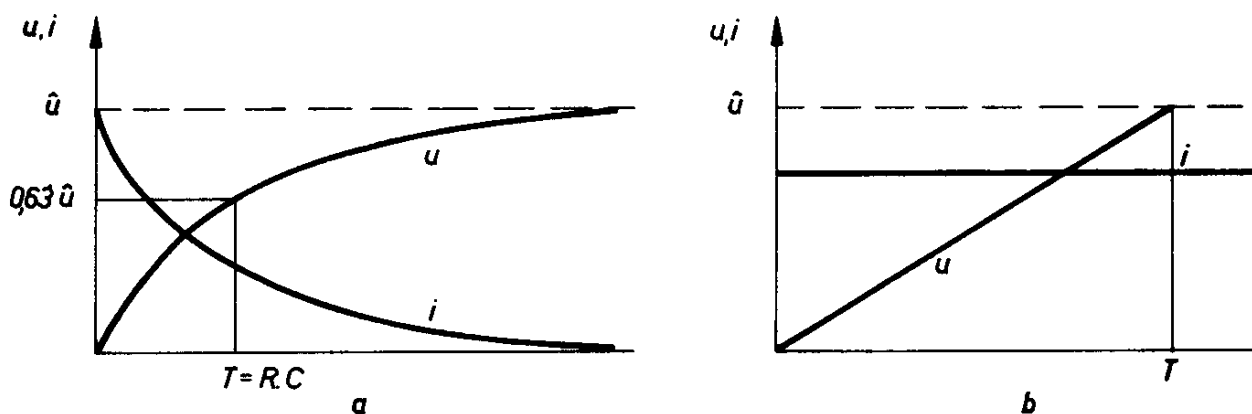
In der Schaltung nach Bild 3.3 erfolgt die Entladung des die Verzögerungszeit bestimmenden Kondensators  $C_1$  wie in der vorher beschriebenen Schaltung wieder über eine Stromkonstant-Schaltung. Auch ist der Kondensator wieder mit einer Zenerdiode überbrückt.

Die Rückkopplung vom Kollektor des Transistors  $T_2$  zur Basis des Transistors  $T_1$  erfolgt 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 3.4 a), steigt die Spannung am Kondensator bei Ladung mit konstantem Strom linear an und erreicht deshalb sehr rasch den Endwert (Bild 3.4 b).

Bild 3.4.



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  $\hat{u}$  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 dieser Gleichung 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 ( $R = \hat{u}/i$ ). Mit dieser Maßnahme wird in der Schaltung nach Bild 3.3 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 $V_{SS}$

### 3.4. Frequenzteiler von 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 Schwingsysteme, 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 3.5 zeigt einen Frequenzteiler für ein Teilungsverhältnis von 1 : 100. Der bistabile Multivibrator am Eingang ermöglicht eine Frequenzteilung im Verhältnis 1 : 2 und liefert steile Impulse an die zweite Stufe. Diese zweite Stufe ist wie der im Kapitel 3.3 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.



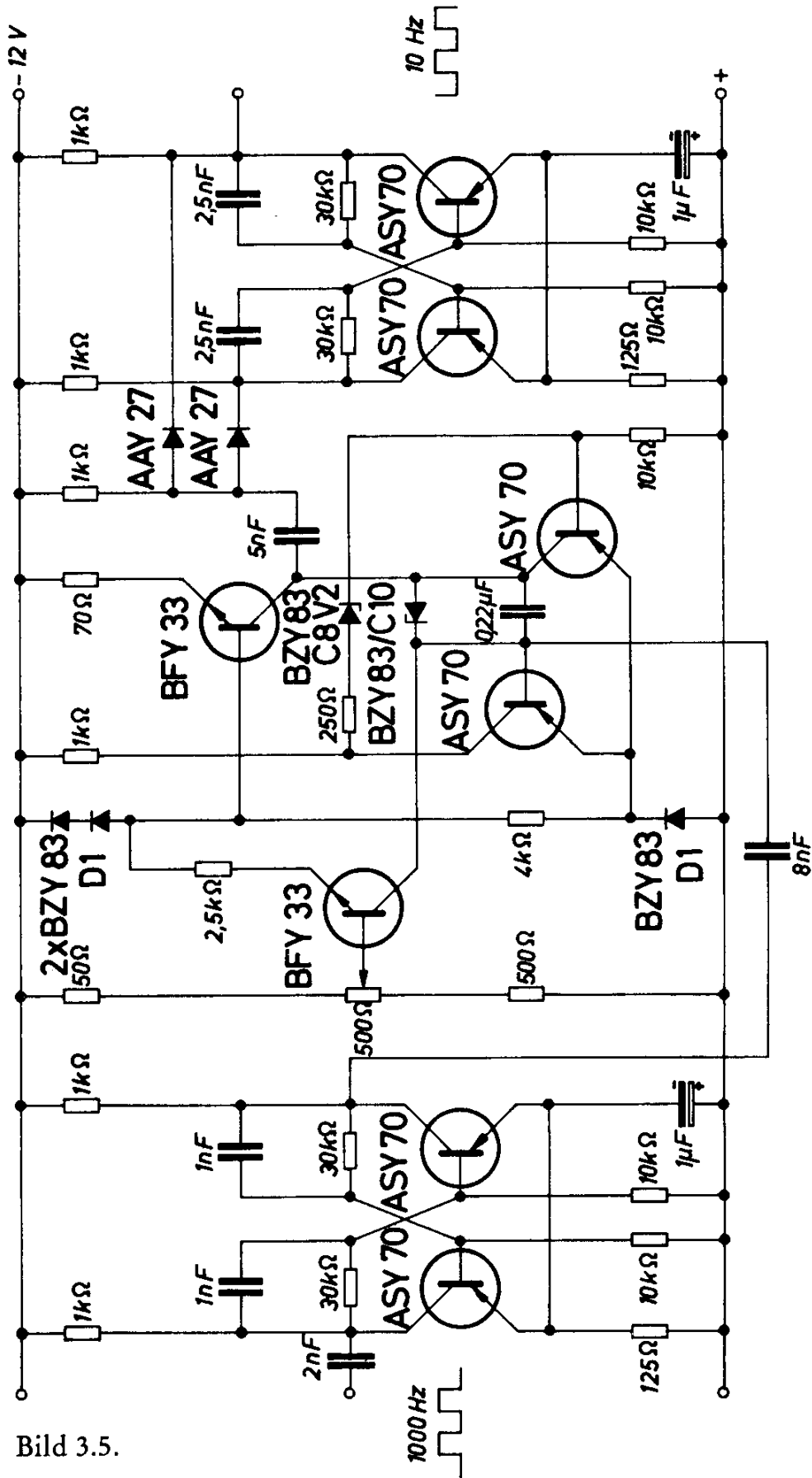


Bild 3.5.

## 4. Photoverstärker

Bei den lichtempfindlichen Bauelementen aus halbleitenden Stoffen unterscheidet man grundsätzlich zwischen zwei Arten, den Photodioden und den Photoelementen. Bei den Photodioden handelt es sich um in Sperrichtung betriebene Dioden, deren Sperrstrom mit der Intensität des eingestrahnten 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 die Photodiode ähnlich wie Photowiderstände eingesetzt werden, werden die Photoelemente 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 Photodioden nicht auftritt. Die erzielbare Empfindlichkeit ist allerdings meist etwas geringer.

In beiden Fällen, ob Photodioden oder Photoelemente 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 Photoelement bei ausreichender Lichtintensität direkt die für das Ansprechen eines Relais erforderliche Energie liefert.

### 4.1. Photoverstärker mit einer Ansprechempfindlichkeit von 1000 Lx

Einen einfachen Photoverstärker mit nur einer Stufe zeigt das Bild 4.1. Wegen der hohen Versorgungsspannung wird als Verstärkertransistor ein Siliziumtransistor verwendet. Das Photoelement ist so angeschaltet, daß es bei Lichteinfall eine positive Spannung an der Basis des npn-Transistors erzeugt, wodurch dieser durchgesteuert wird. Der Span-

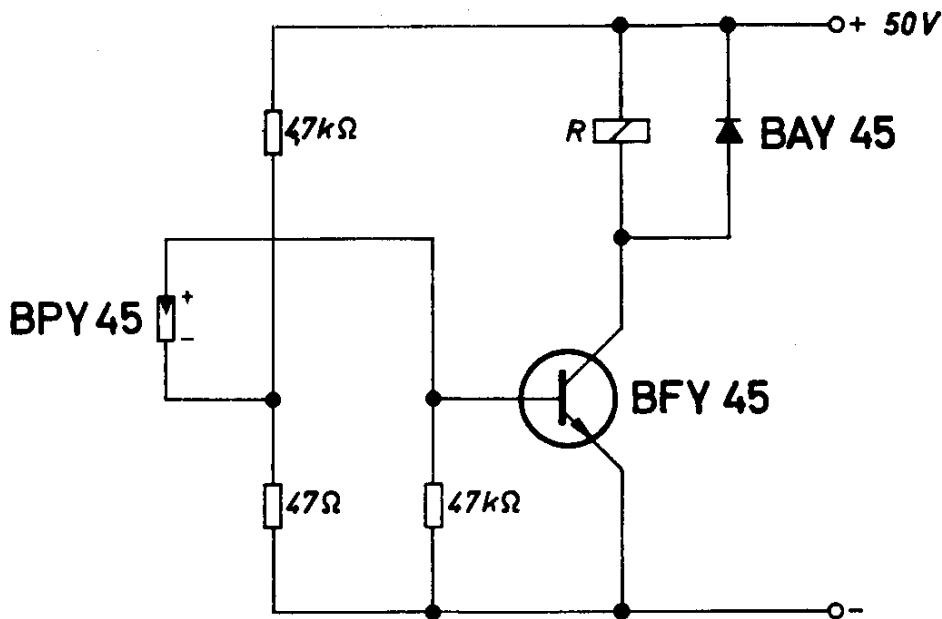


Bild 4.1.

nungsteiler am Eingang erleichtert das Überschreiten des Schwellenwertes der Eingangsspannung des Transistors. Dadurch wird die Empfindlichkeit der Anordnung wesentlich erhöht. Anstelle des im Schaltbild angegebenen Photoelementes können bei praktisch gleicher Lichtempfindlichkeit auch die Photoelemente TP 60 und TP 61 verwendet werden. 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 154 d nach TBv 65426/97 d

### 4.2. Photoverstärker 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 4.2. 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 Siliziumdiode unabhängig von Schwankungen der Betriebsspannung

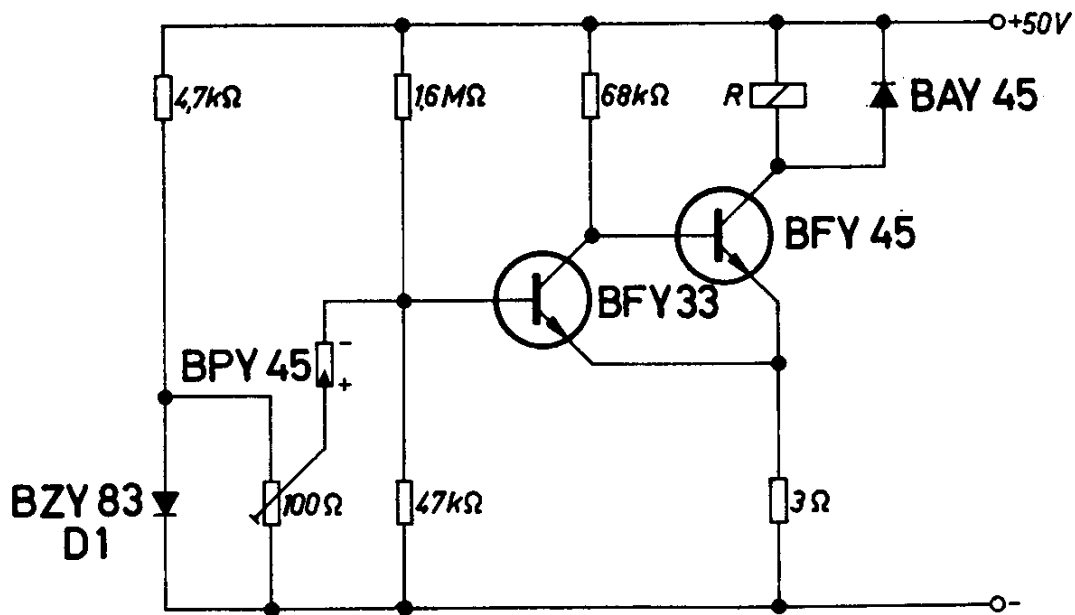


Bild 4.2.

konstant gehalten. Diese Vorspannung wird so eingestellt, daß der erste Transistor gerade durchgesteuert ist. Das Photoelement 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 Photoelement einen niedrigen Innenwiderstand, weil es in Durchlaßrichtung betrieben wird.

Auch in dieser Schaltung können anstelle des Photoelementes BPY 45 die Elemente TP 60 und TP 61 verwendet werden. Auch die kleineren Elemente BPY 43 und BPY 44 können eingesetzt werden, wobei sich allerdings die Empfindlichkeit auf 500 Lx verringert.

#### Technische Daten

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

### 4.3. Gleichstromverstärker für Lichtmessung

Der mit der Beleuchtungsstärke proportional anwachsende Kurzschlußstrom von Photoelementen kann gut für Lichtmessungen ausgenutzt werden. In der Schaltung nach Bild 4.3 ist das Photoelement 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 BFY 46 dann keine Potentialdifferenz auftritt, wenn das Photoelement nicht beleuchtet ist. Bei Belichtung verstimmt der vom Photoelement gelieferte Strom den Differentialverstärker, und das am Ausgang angeschlossene Meßgerät zeigt einen Spannungswert an, der der Lichtintensität proportional ist. Die Skala des Meßinstrumentes ist linear und kann direkt in Lux geeicht werden. Wenn die maximal mögliche Empfindlichkeit eingestellt ist, kann der Zeigerendausschlag bereits bei einer Lichtstärke von 450 Lx erreicht werden, wenn ein Voltmeter für 3 V verwendet wird. Je größer der Innenwiderstand des Meßgerätes ist, umso 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 Rückstell-

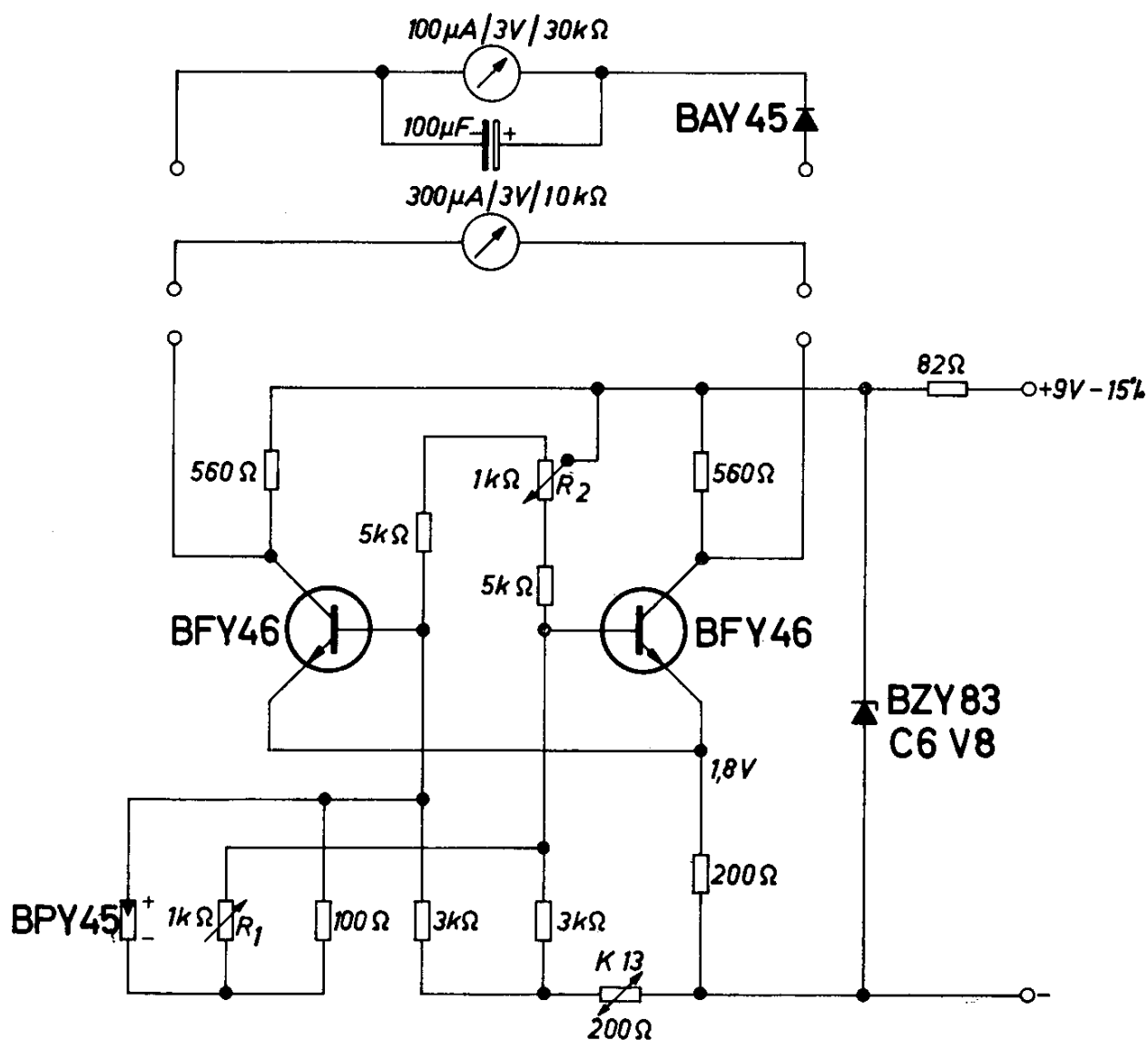


Bild 4.3.

zeitkonstante 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		$\pm 3$ %

#### 4.4. Linearer Verstärker für Wechsellicht

Schaltet man an ein Photoelement einen Wechselstromverstärker, so werden nur Wechsellicht-Signale verarbeitet. Dies ist z. B. für Lochkarten-Abtasteinrichtungen interessant, die in Räumen verschiedener Helligkeit betrieben werden. Das eingebaute Lämpchen muß mit Wechselstrom gespeist werden. Falls höhere Lichtwechselfrequenzen gefordert werden, kann auch mit Lochblenden gearbeitet 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 4.4 liefert bis zu einer maximalen Beleuchtungsstärke von 200 Lx ein dem Eingangssignal direkt proportionales Ausgangssignal. Diese Linearität wird dadurch erreicht, daß das Photoelement im Kurzschluß betrieben wird. Der Kurzschlußstrom von Silizium-Photoelementen steigt nämlich linear mit der Lichtstärke an. Der Innenwiderstand des verwendeten Photoelementes BPY 11 hat bei der maximalen Lichtstärke von 200 Lx den Wert von 28 k $\Omega$ . Mit sinkender Beleuchtungsstärke steigt der Innenwiderstand. Da der Verstärker einen Eingangswiderstand von  $\leq 14$  k $\Omega$  hat, ist in jedem Fall der Kurzschlußbetrieb gewährleistet.

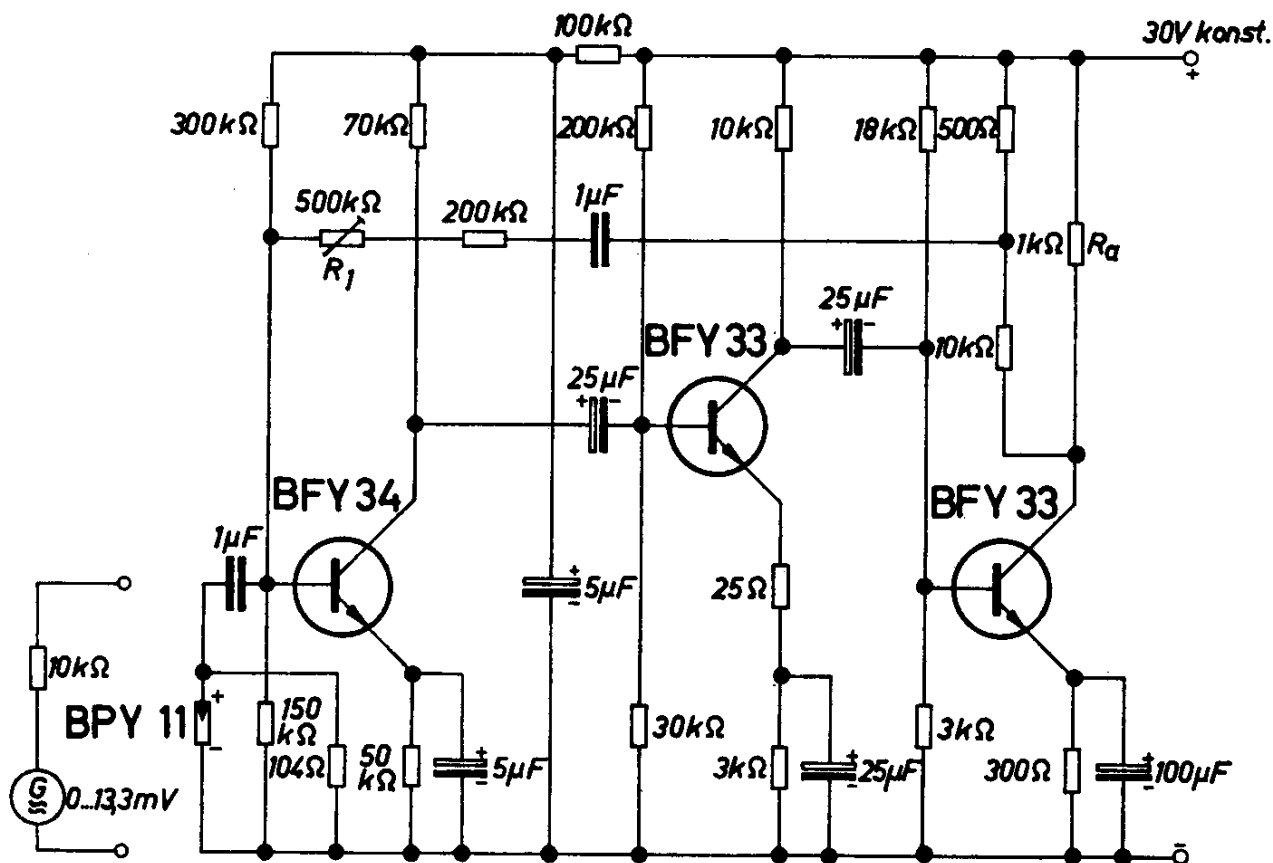
In einem Frequenzbereich von 1 kHz bis 20 kHz ist die Verstärkung nahezu konstant. Für die Kopplung der Stufen sollen Kondensatoren mit kleinen Leckströmen verwendet werden.

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 4.4.



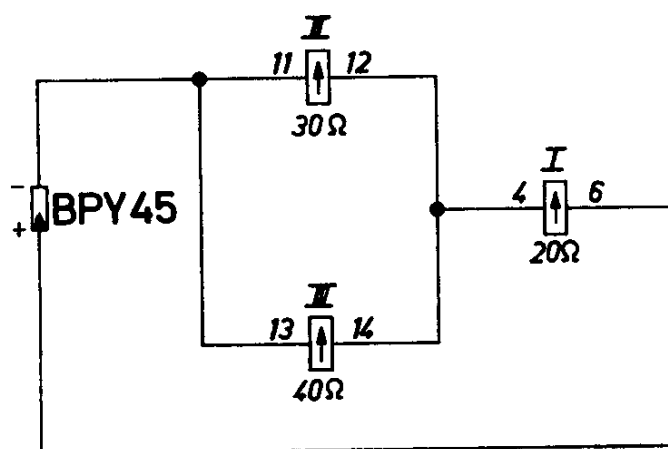
#### 4.5. Direkte Relaissteuerung mit Silizium-Photoelement

Bei einer Beleuchtungsstärke von 10 000 Lx liefert das Photoelement BPY 45 eine so hohe elektrische Energie, daß ein Siemens-Zwergpolrelais direkt angesteuert werden kann. Bedingung ist allerdings, daß der Widerstand der Relaiswicklung gleich dem für diese Beleuchtungsstärke für das Photoelement gültigen optimalen Anpaßwiderstand ist. Dieser hat im vorliegenden Fall den Wert von etwa  $35 \Omega$ , weshalb die 3 Wicklungen eines serienmäßigen Kleinpolrelais in der im Bild 4.5 gezeigten Weise aneinandergeschaltet werden.

##### Technische Daten

Relais Trls 177u nach TBv 6771/16

Bild 4.5.





## 5. Steuer- und Regelschaltungen

Die Preisentwicklung auf dem Gebiet der Halbleiter-Bauelemente erlaubt es immer mehr, bisher mechanisch ausgeführte Steuer- und Regelanordnungen jetzt elektronisch auszuführen. Wegen ihrer Kleinheit, der Betriebssicherheit und der vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten werden Halbleiter-Bauelemente dafür bevorzugt. Für die Umwandlung von Signalen stehen Heißleiter, Kaltleiter, Photobauelemente, deren Anwendung in einem eigenen Kapitel beschrieben wurde, Zenerdioden und Hallgeneratoren zur Verfügung, während für den Aufbau der Verstärker vor allem Dioden und Transistoren verwendet werden.

### 5.1. Elektronische Steuerung für eine Klimaanlage

Wenn die Heißleiterbrücke und die Temperaturregelschaltungen mit Wechselstrom betrieben werden, so kann eine hohe Empfindlichkeit bzw. eine sehr genaue Regelung erzielt werden, weil 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  $180^\circ$  aufweisen. Eine Trennung dieser beiden Signale ist nur durch eine phasenrichtige Gleichrichtung möglich, wie sie in der Schaltung nach Abb. 5.1 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  $180^\circ$  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

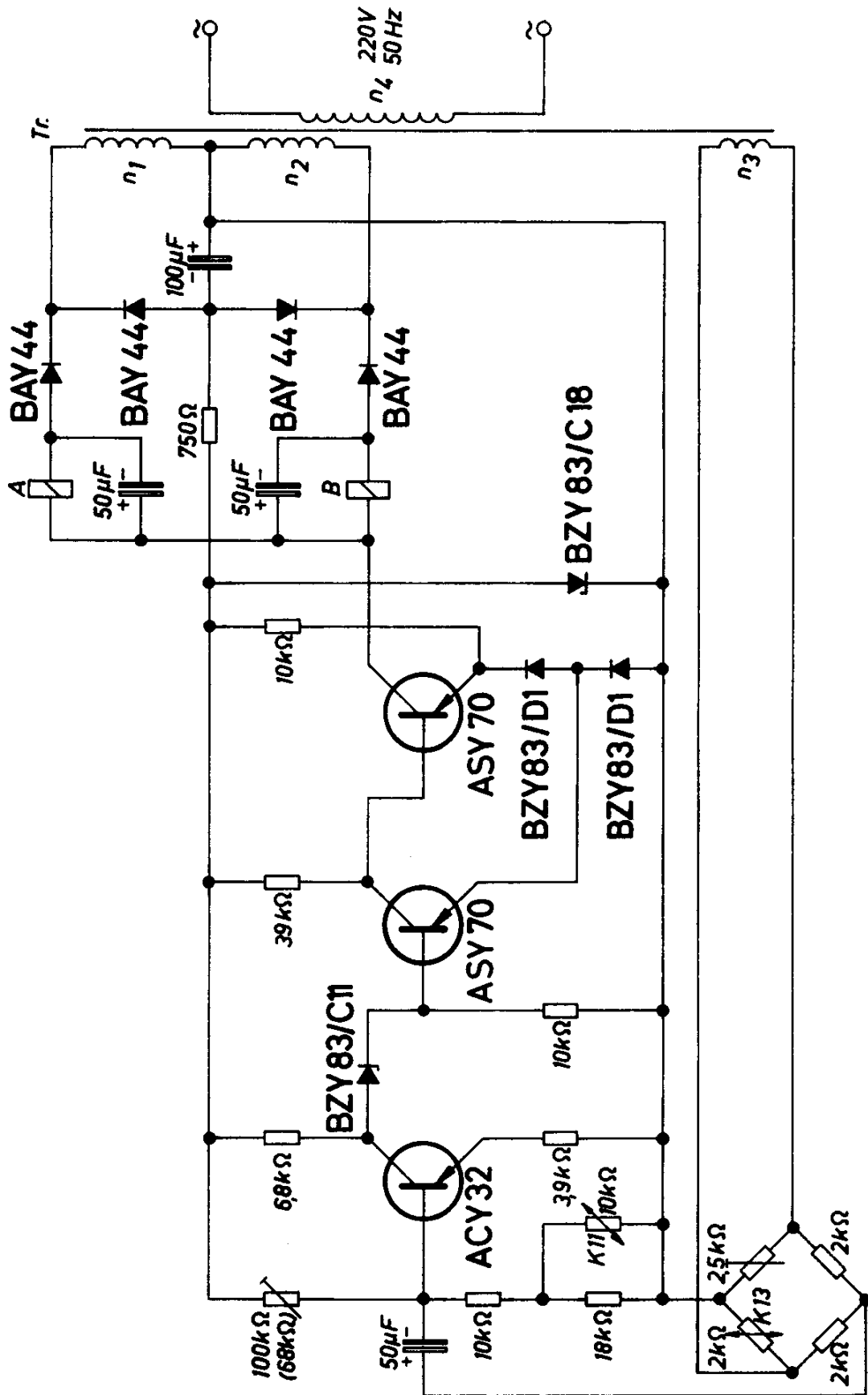


Bild 5.1.

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 Heißleiters 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	$\pm 0,15$ grad
Zulässige Betriebstemperatur	$-10$ bis $+50$ °C

#### 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

## 5.2. Einfacher Thermoschalter

Das Bild 5.2 zeigt einen einfachen Thermoschalter, der für Schalttemperaturen um  $20$  °C geeignet ist. Bei einer Temperatur, die unter dem Schalterpunkt 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 enthalten 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 Siliziumdiode 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 Steuerspannungsbedarf des Transistors  $T_1$  und dieser schaltet rasch ganz durch. Zur besseren Sperrung des Transistors  $T_2$  ist in dessen Emitter eine Siliziumdiode in Durch-

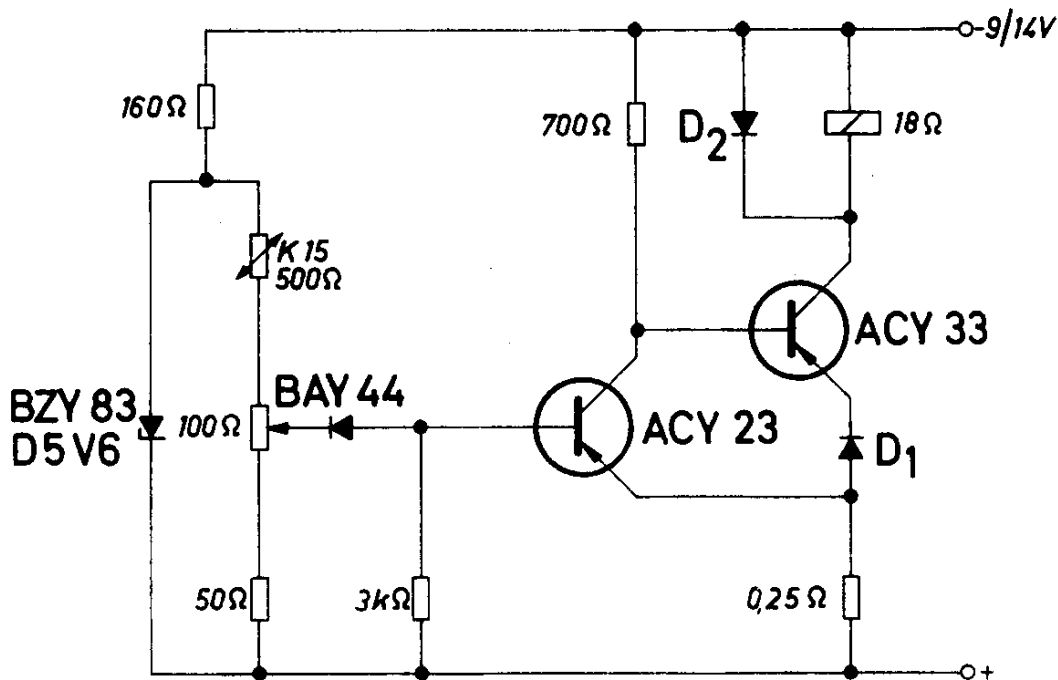


Bild 5.2.

laßrichtung angeordnet. Um zu hohe Spannungsspitzen beim Abschalten des Relais vom Transistor  $T_2$  fernzuhalten, wurde eine Löschdiode 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.

#### Technische Daten

Batteriespannung	9 V bis 14 V
Batteriestrom bei 12 V	etwa 0,65 A
Schalttemperatur	etwa $20\ ^\circ\text{C}$

Dioden  $D_1$  und  $D_2$ : Silizium-Kleingleichrichter V 23212-C 0810

### 5.3. Flüssigkeitsstandanzeige mit Kaltleiter

In jüngster Zeit werden von der Siemens & Halske AG neue Halbleiterbauelemente angeboten, die sogenannten Kaltleiter. Wie der Name schon sagt, leitet dieses Bauteil im kalten Zustand sehr gut, es verhält sich also entgegengesetzt zu den Heißleitern. Die 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.

Das Bild 5.3 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 umso 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 grad 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.

Bei der Auslegung der Schaltung wurde auf größtmögliche Sicherheit auch im gestörten Betrieb Wert gelegt. Dazu gehört als erste Maßnahme die, daß das Relais am Ausgang angezogen ist, bis die Flüssig-

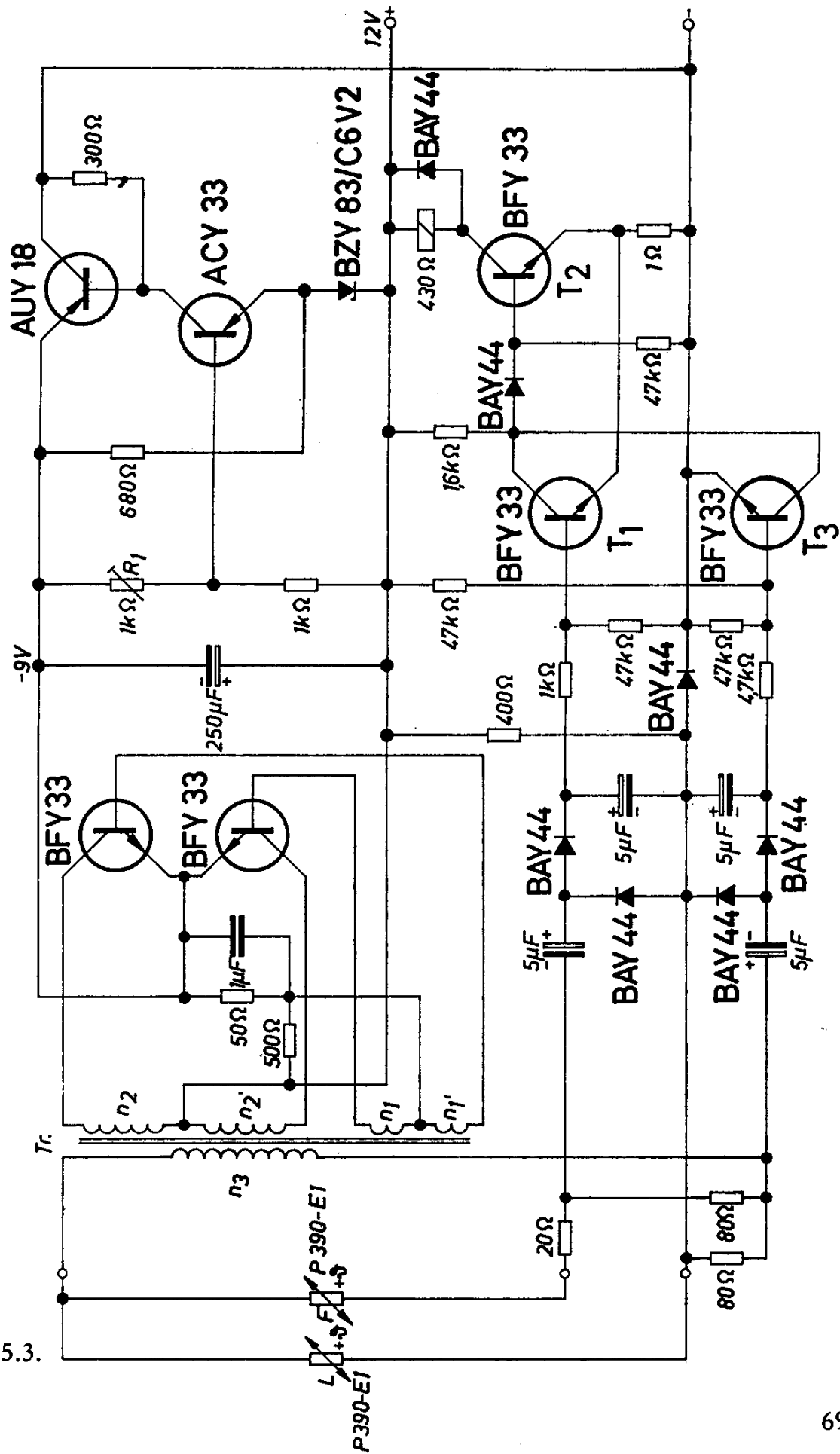


Bild 5.3.

keit 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 Siliziumdiode 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 Zershacker-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 grd
Max. Temperatur an den Kaltleitern	etwa 115 °C
Betriebsbereitschaftszeit (Aufheizzeit der Kaltleiter)	< 1 min
Anspruchzeit	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

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

Bei zeitlich aufeinanderfolgenden Sprach- und Musikwiedergaben ist üblicherweise 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 eine Erkennung der beiden Fälle von Tonwiedergabe vorhanden ist. Eine solche Erkennung kann z. B. zur Registrierung der Anzahl von Unterbrechungen von Musikwiedergaben, evtl. durch Ansagen neuer Titel



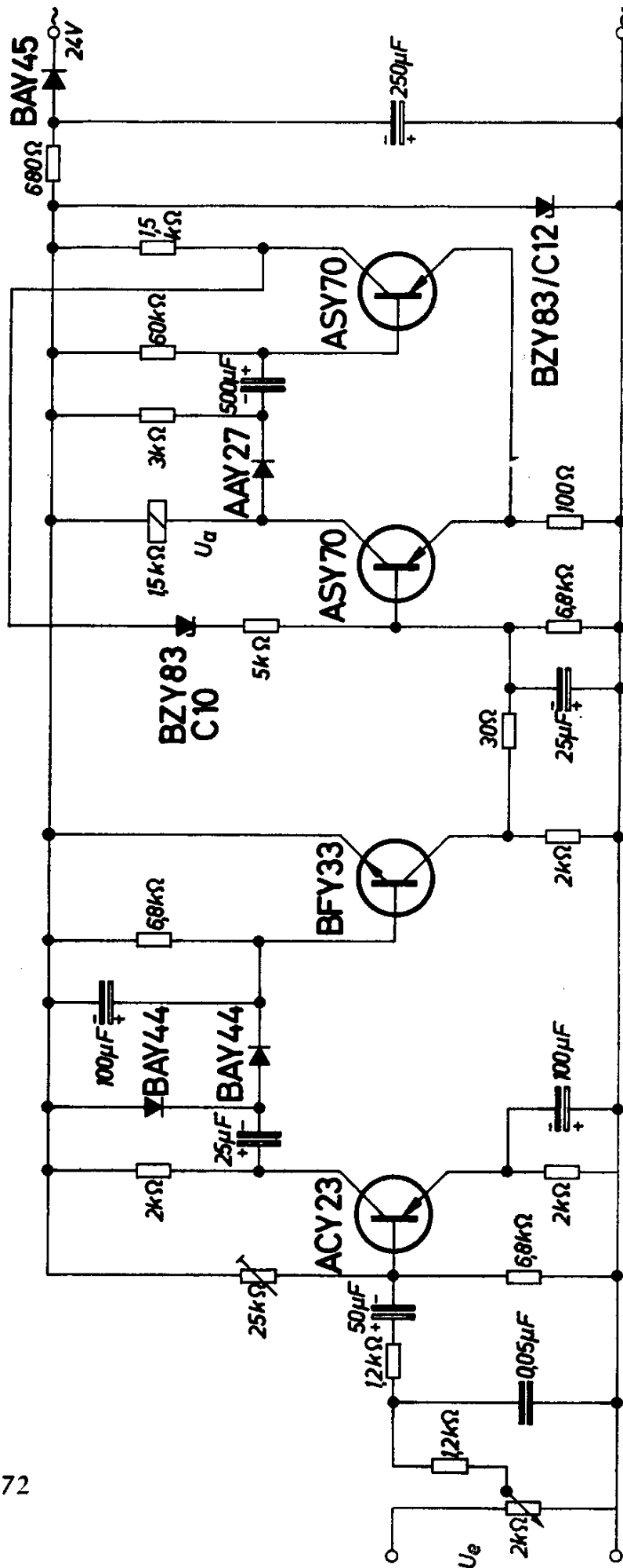


Bild 5.4.

oder ähnliches, interessant 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 5.4 sind das Schaltkriterium die Sprach-Spannungsspitzen. Für das Funktionieren der Anordnung ist Bedingung, daß die mittlere Spannung bei Sprache um mindestens 10 dB größer ist als bei Musik. Das NF-Signal wird in einer Stufe verstärkt und dann durch eine Verdopplerschaltung gleichgerichtet. Das Gleichstromsignal wird weiter verstärkt.

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

Das verstärkte Signal wird einem monostabilen Multivibrator zugeführt, in dem ein Relais enthalten ist. Dieses spricht beim Eintreffen des ersten Eingangsimpulses an und bleibt während 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 können. Die Betriebsspannung wird mit einer Zenerdiode konstant gehalten.

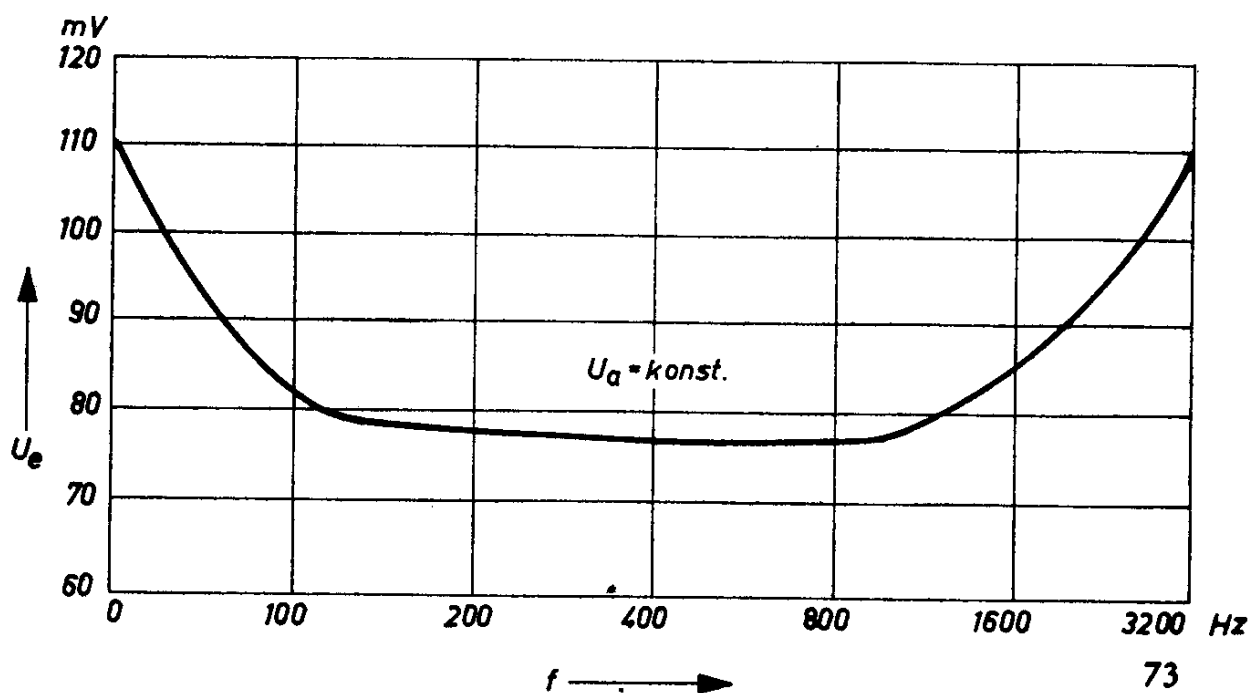


Bild 5.5.

Das Diagramm in Bild 5.5 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

### 5.5. Elektronische Drehzahlmeßgeräte für Kraftfahrzeuge

Als Signalgeber für elektronische Drehzahlmeßgeräte wird am einfachsten der Rhythmus des Unterbrecherkontaktes gewählt. Die Stromstöße, deren Anzahl pro Zeiteinheit ein direktes Maß für die Umdrehungszahl des Motors ist, werden in einem Meßinstrument integriert. Sie bringen dessen Zeiger um so weiter zum Ausschlag, je mehr Impulse in der Zeiteinheit auftreten. Es ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen Zeigerausschlag und Impulszahl, so daß die Skala 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 pro Motorumdrehung auftritt. Eine einfache Schaltung mit nur einem Transistor zeigt das Bild 5.6. Die Versorgungsspannung muß mit einer Zenerdiode stabilisiert werden, weil die Anzeige stark von der Betriebsspannung abhängig ist. 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—18 V) geeignet.

Die beiden Dioden am Eingang des Transistors schützen diesen vor der Rückschlagspannung der Zündspule beim Öffnen des Unterbrechers. Während der Schließzeit des Unterbrechers wird der Transistor durchgesteuert. Dabei wird der 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  $R_1$

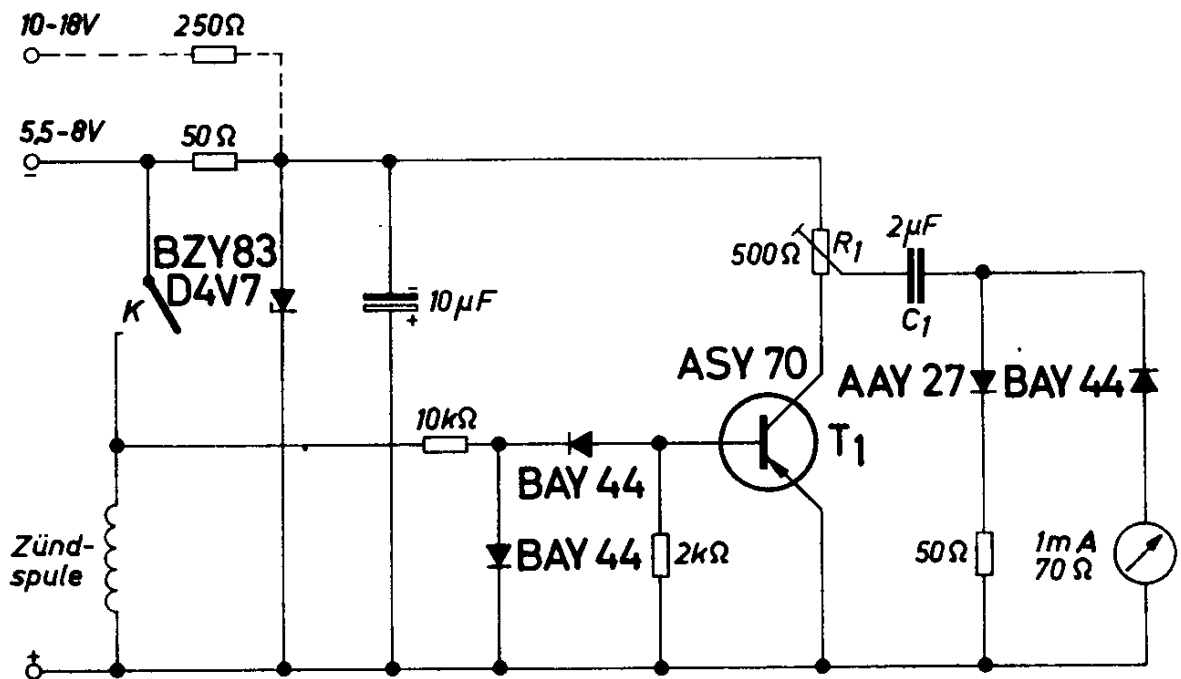
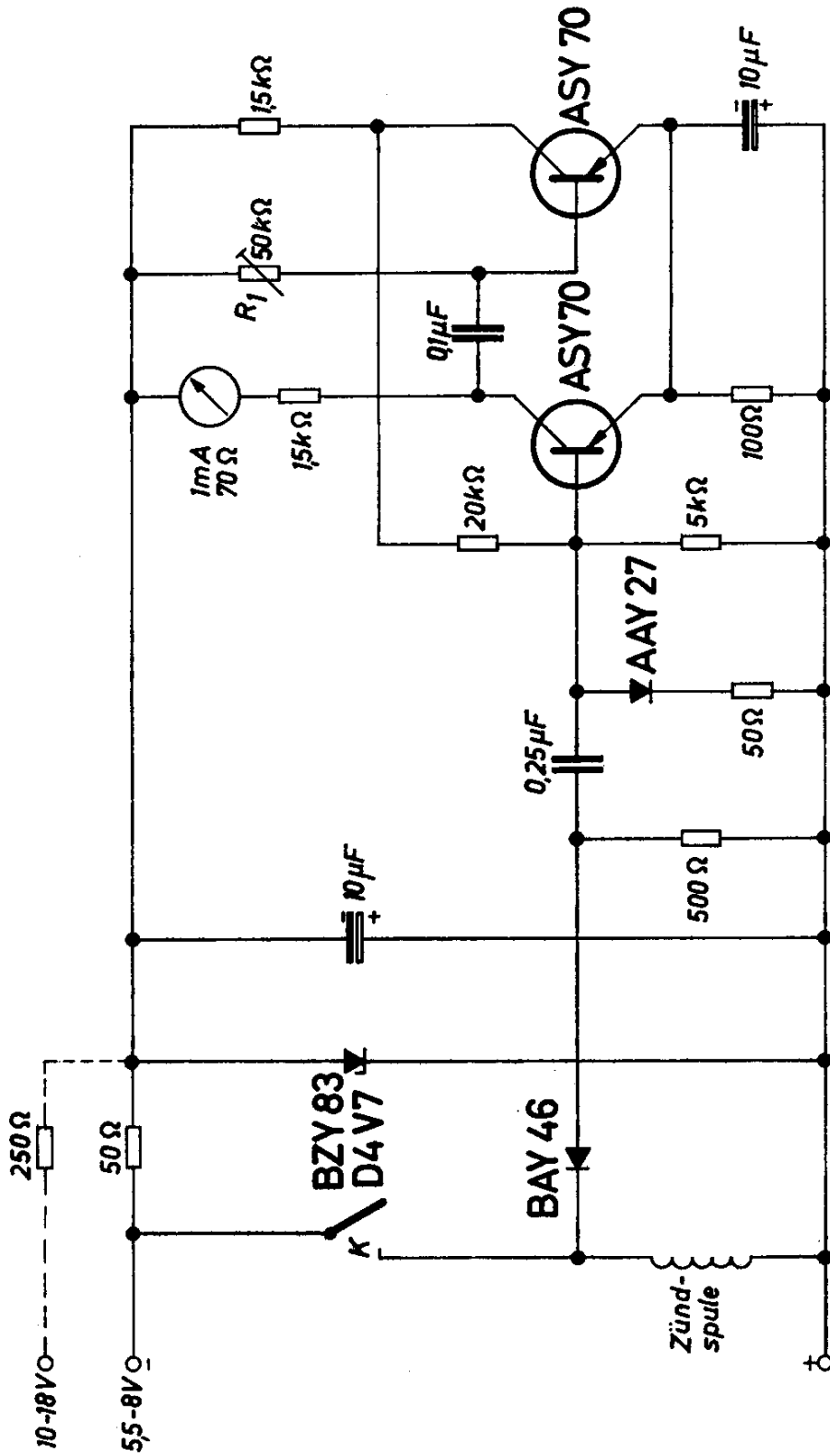


Bild 5.6.

wird die Anordnung in der Weise 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 der Drehzahl kann mit dieser einfachen Anordnung auch nur gemessen werden; es ergibt sich dabei bereits eine Linearitätsabweichung von 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 eine Fehlanzeige von etwa 5 %.

Die Schaltung nach Bild 5.7 vermeidet diesen Nachteil. Sie enthält einen monostabilen Multivibrator, der an das Meßinstrument bei jedem Schließen des Unterbrecherkontaktes einen Impuls genau definierter Höhe und Länge liefert. Die Eingangsschaltung ist ähnlich der im Beispiel nach Bild 5.6, 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 5.7.



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.

## 5.6. Störungsmeldeanlage

Eine Störungsmeldeanlage für bis zu 250 verschiedene Störstellen zeigt die Schaltung nach Bild 5.8. Signalgeber sind dabei mechanische Kontakte, die im Falle 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 3 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, so 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 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 1 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.

Die Umschaltung des Blinklichtes auf Dauerlicht erfolgt mit der Taste RT. Wenn diese 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.

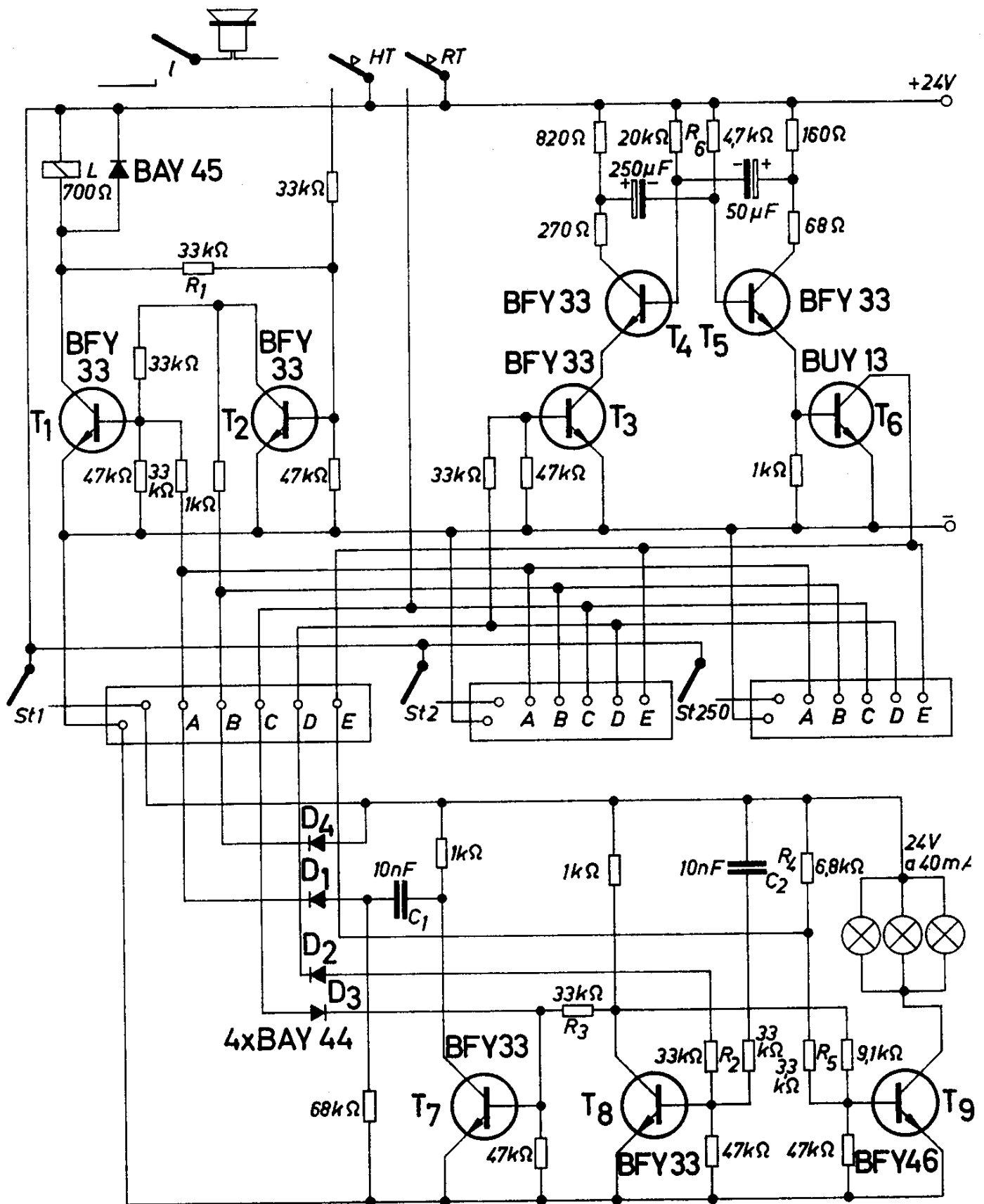


Bild 5.8.



## 5.7. Dezimalzähler mit Dekodiermatrix

Der hier beschriebene Dezimalzähler (Bild 5.9) besteht aus vier bistabilen Multivibratoren, die so ausgelegt wurden, daß sie schnell umschalten und trotzdem unempfindlich gegen Störimpulse sind. Der positive Triggerimpuls gelangt über einen Kondensator  $C_1$  und eine Diode  $D_1$  an die Basis eines Transistors. Diese Diode ist über einen 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 gewährleistet, daß der Triggerimpuls immer dem Transistor zugeleitet wird, der umgeschaltet werden soll.

Dieser Umschaltvorgang wird dadurch begünstigt, daß der Kondensator  $C_1$  über die Diode  $D_2$  aufgeladen war. Beim Eintreffen des positiven Triggerimpulses 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 gesperrten Transistors nicht zu stark vorgespannt bleibt, was den nächsten Einschaltvorgang stark verzögern würde, ist parallel zum Eingang jedes Transistors eine Diode  $D_3$  geschaltet, welche die Sperrspannung am Transistoreingang 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 deshalb die Sättigung des Transistors, während er durchgeschaltet ist. Dadurch wird die Abschaltzeit verringert. Diese Begrenzung der Sättigung ist umso wirksamer, je kleiner die Durchlaßspannung der Dioden ist.

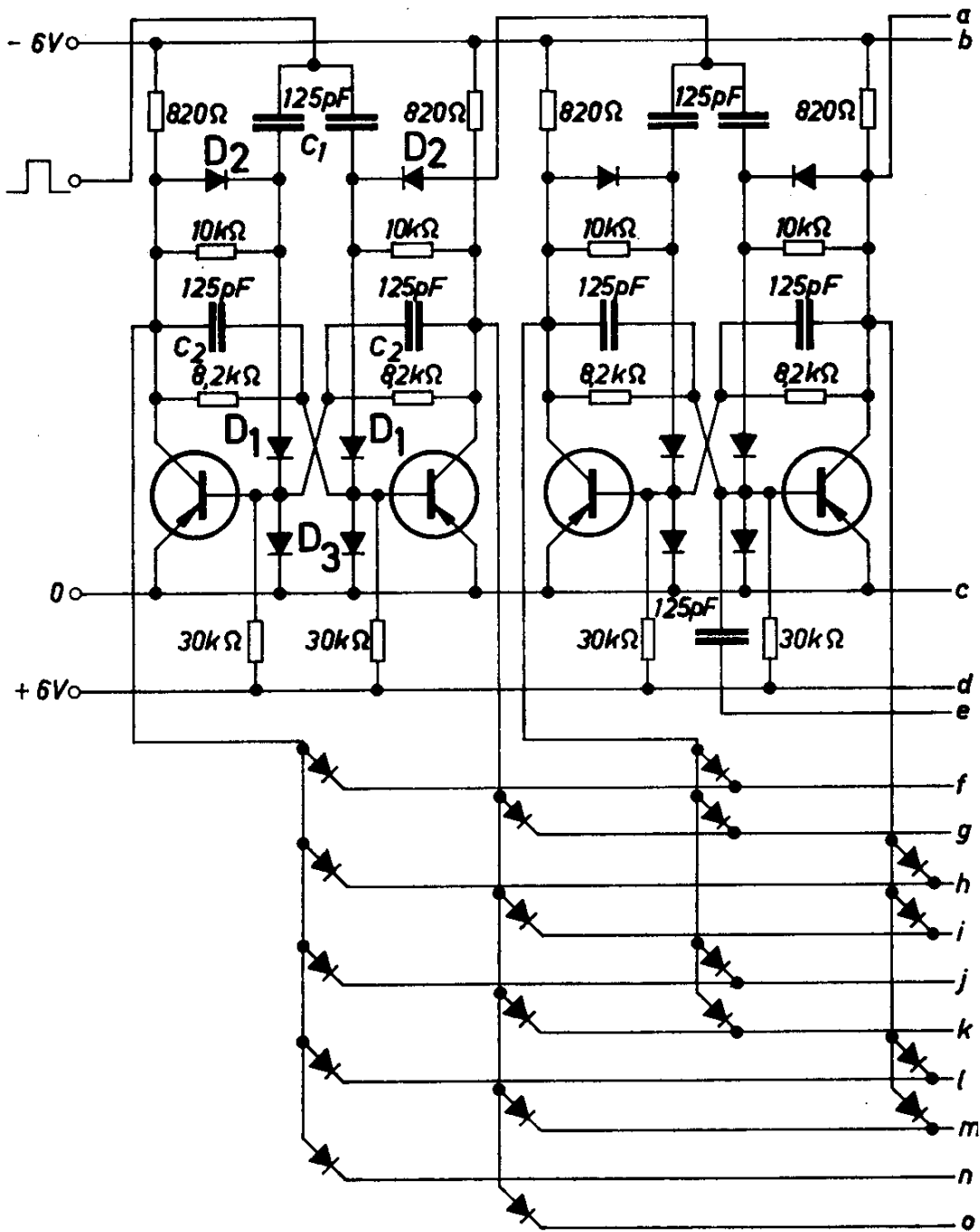
Mit diesen Maßnahmen wird erreicht, daß auch bei Verwendung von legierten HF-Transistoren eine Impulsfolgefrequenz von 0,5 MHz verarbeitet werden kann. Bei der Verwendung von bistabilen Multivibratoren in der üblichen Schaltung kann nur eine Folgefrequenz von etwa 100 kHz erreicht werden.

Eine Zählkette mit 4 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 Diodenmatrix gelöst. Mit einem Stufenschalter können die Ziffern 0 bis 9 vorgewählt werden. Erreicht der Zählerstand die vorgewählte Zahl, so entsteht ein Ausgangssignal von etwa  $-6\text{ V}$ . In allen anderen Zählerstellungen hat das Ausgangssignal nur eine Größe von etwa  $0,5\text{ V}$ .

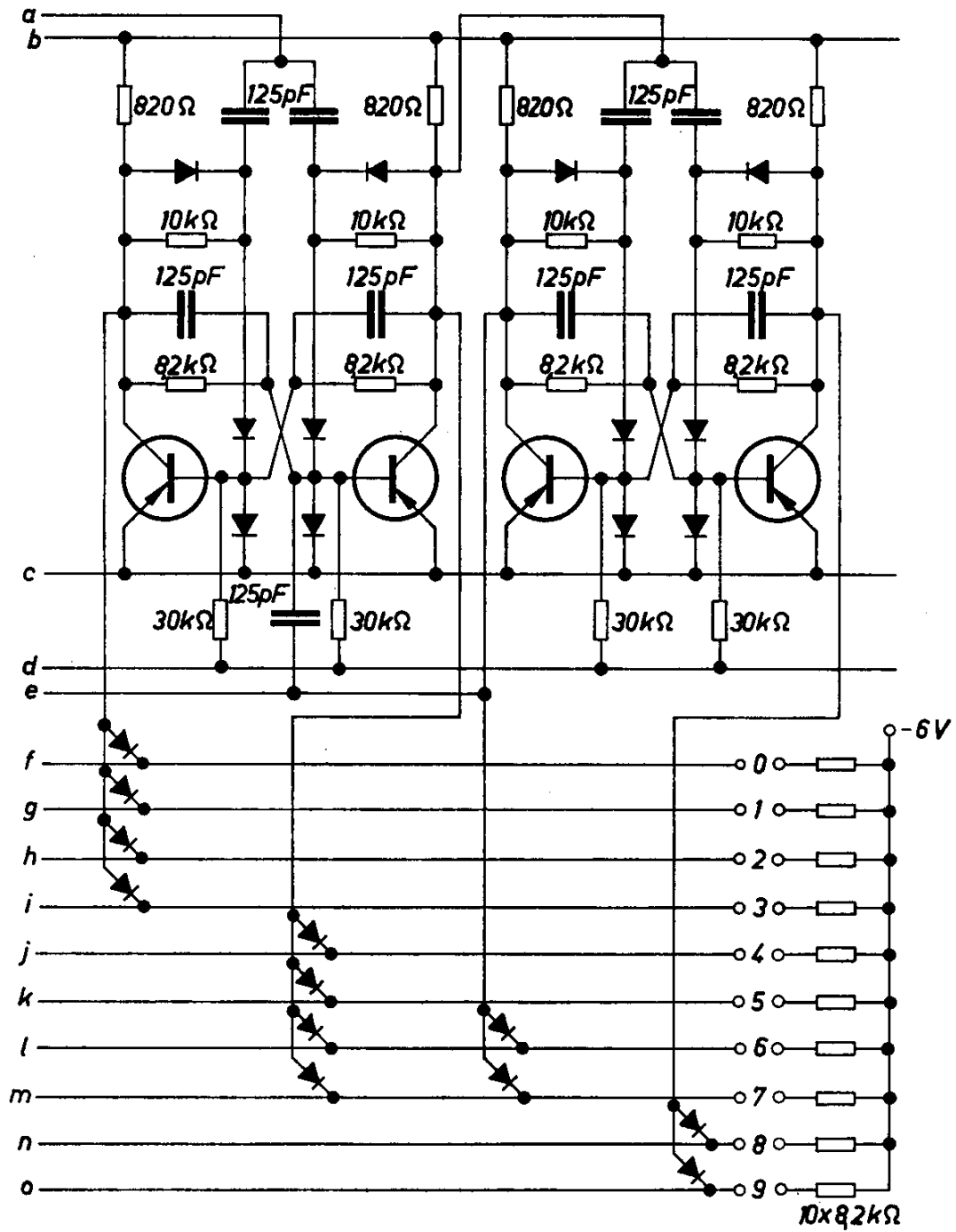
#### Technische Daten

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



Alle Dioden: AAY 27  
 Alle Transistoren: ASY 27

Bild 5.9.



Alle Dioden: AAY 27  
 Alle Transistoren: ASY 27

Bild 5.9.

## 6. 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 im Kurzschlußfall 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 die Sicherungen zu langsam reagieren. Deshalb sind in den meisten angegebenen Beispielen Kurzschlußsicherungen in Form von elektronischen Abschaltvorrichtungen vorgesehen.

Die zweite grundsätzliche Möglichkeit ist die, 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 im Kurzschlußfall 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 in allen Belastungsfällen die volle Energie entnommen wird, weshalb der Wirkungsgrad schlecht ist.

Der beste Wirkungsgrad wird auf jeden Fall 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. Diese Schaltungen erfordern jedoch einen wesentlich höheren Aufwand an Bauteilen als die beiden erstgenannten.

Es hat sich gezeigt, daß in den meisten Fällen doch die erstgenannte Lösung vorgezogen wird; deshalb ist bei den folgenden Beispielen die Serienregelung vorgesehen.

## 6.1. 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.

Man wird in vielen Fällen die Betriebsspannung möglichst hoch wählen, weil dann der Wirkungsgrad der Schaltung steigt.

Das Bild 6.1 zeigt ein stabilisiertes Netzgerät, wie es z. B. für den im Kapitel 1.5. beschriebenen NF-Verstärker geeignet ist.

Die Schaltung ist sehr einfach. Der Leistungstransistor  $T_2$  wird über die Basiswiderstände  $R_1$  und  $R_2$  durchgesteuert. Über den Transistor  $T_1$  wird ein umso 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. Der 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

$$n_1 = 2100 \text{ Wdg } 0,16 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 400 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$$

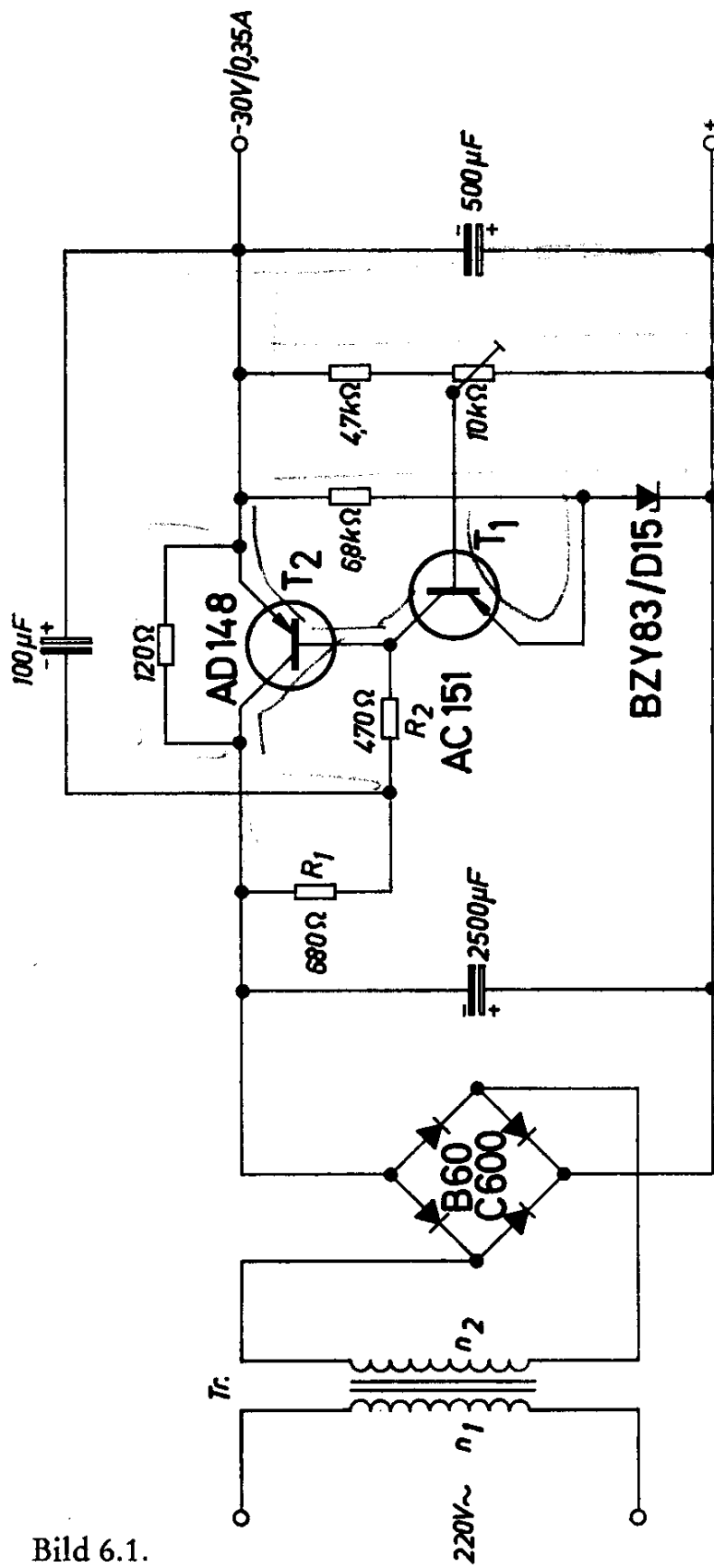


Bild 6.1.



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

In dem Beispiel nach Bild 6.2 stimmt die Regelschaltung mit der im Beispiel 6.1 angegebenen 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 der Schwellenwertverstärker mit dem Transistor BFY 45 an. Der Schwellenwert ist durch die Siliziumdiode im Basiskreis dieses Transistors festgelegt. Wenn die Durchlaßspannung dieser Siliziumdiode erreicht wird, erhält der Transistor BFY 45 Basisstrom und wird durchgesteuert. Damit wird auch der zweite Transistor der Sicherheitschaltung durchgesteuert. Der Ausgang dieses Transistors liegt parallel zum Steuertransistor der Regelanordnung. Wenn die elektronische Sicherung anspricht, wird dieser Steuertransistor kurzgeschlossen und dadurch der Leistungstransistor AU Y 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 AU Y 20 mit Hilfe einer Si-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	$^{\circ}\text{C}$
Kühlfläche für den Transistor AU Y 20	$\geq 350$	$\text{cm}^2$

Transformator Tr.: M 85/32 Dyn.-Bl. III/0,5,  
wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 900$  Wdg 0,4 CuL

$n_2 = 150$  Wdg 1,0 CuL

Diode  $D_1$  : Silizium-Kleingleichrichter V23212 - C0810

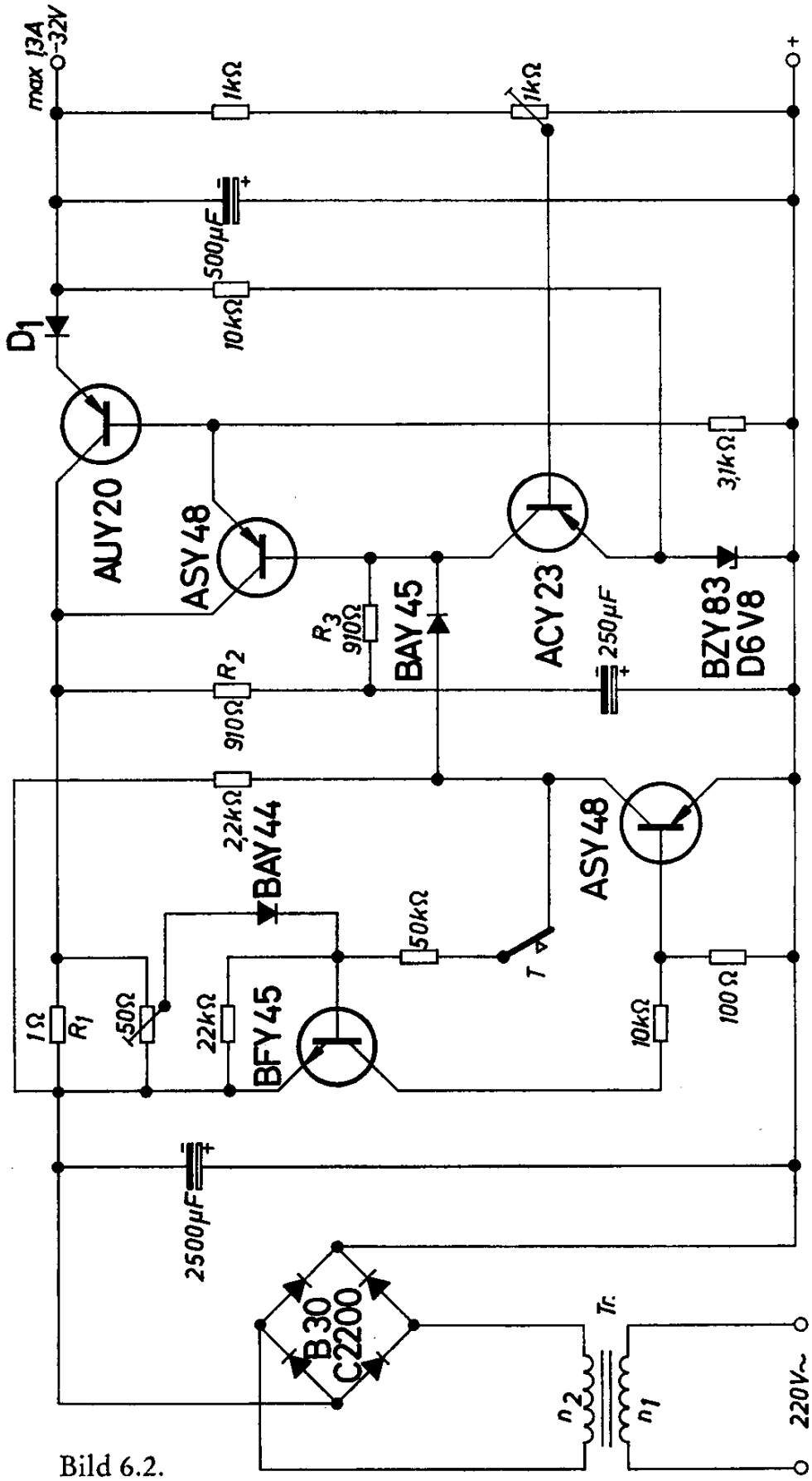


Bild 6.2.

### 6.3. Geregeltes Netzgerät 0,5 bis 30 V, 0 bis 100 mA

Während bei den bisher beschriebenen Beispielen nur eine konstante Spannung erzeugt wird, kann in dem Beispiel nach Bild 6.3 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 bleibt von den Belastungsschwankungen. 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 die gleiche wie in den vorhergehenden Kapiteln beschrieben. Die elektronische Sicherung, die hier verwendet wurde, unterscheidet sich etwas von der im Kapitel 6.2 beschriebenen. 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 der Transistor  $T_2$  gesperrt wird. Der Transistor  $T_3$  wird durchgeschaltet und schließt die Steuerschaltung für den Regelteil kurz.

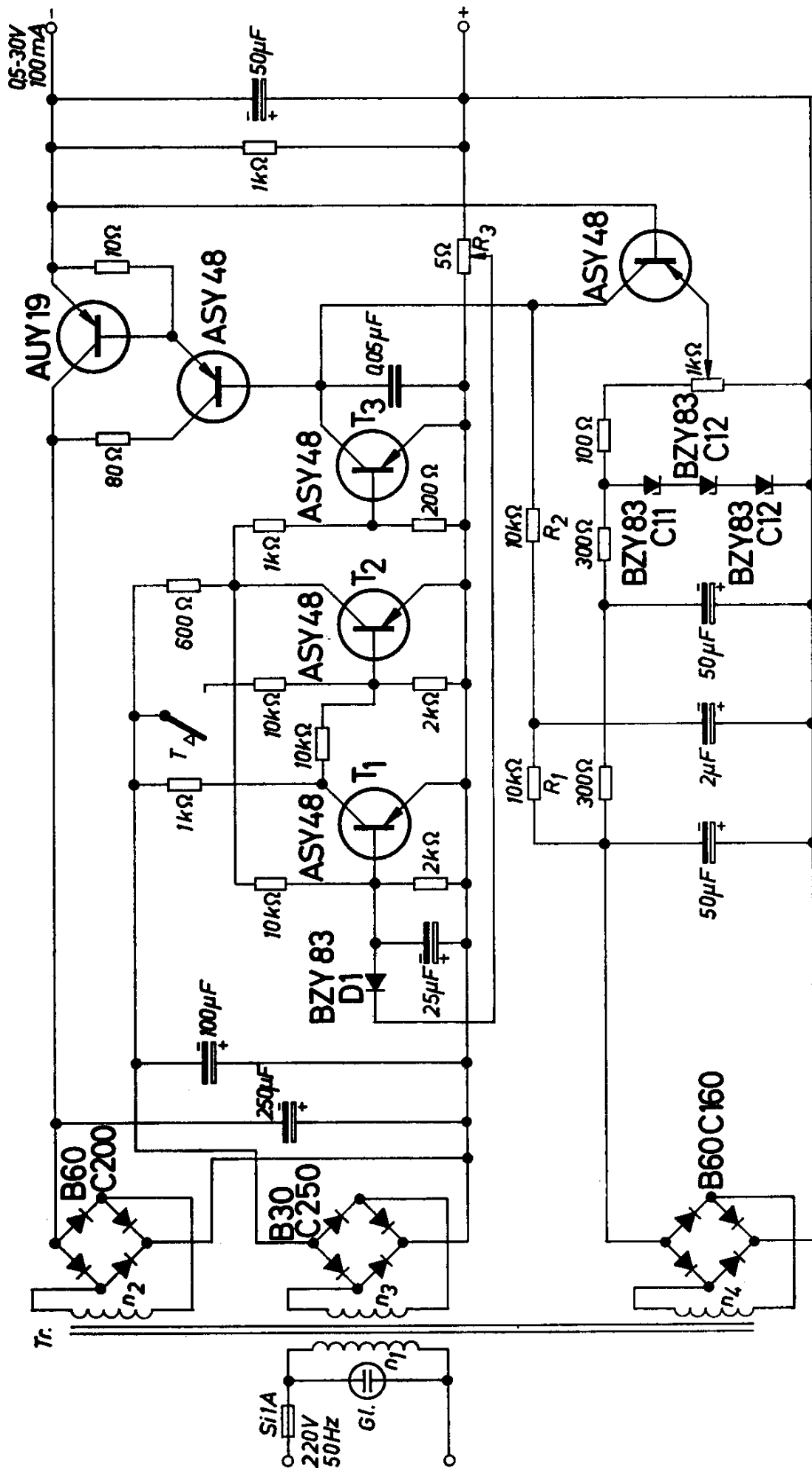
#### Technische Daten

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

Bild 6.3.



#### 6.4. Automatisches Ladegerät für Nickel-Cadmiumzellen

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 6.4 wird die Batterie regelmäßig kurzzeitig belastet. Wenn die am Belastungswiderstand auftretende Spannung noch zu klein ist, wird die Ladung fortgesetzt; wenn sie den erforderlichen Wert hat, 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 Schwellenwertverstärkers 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 Schwellenwert 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 Ladung der Batterie erfolgt mit konstantem Strom. Den konstanten Strom liefert das Regelgerät mit den Transistoren  $T_5$  und  $T_6$ . 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
Ladespannung max.	7 V
Ladestrom	0,25 bis 1,5 A
Maximale Umgebungstemp.	60 °C
Kühlfläche für den Transistor AUY 19	$\geq 250 \text{ cm}^2$

##### Transformator Tr.:

M 65/27, Dyn.-Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet
$n_1 = 1550 \text{ Wdg } 0,26 \text{ CuL}$
$n_2 = 130 \text{ Wdg } 0,8 \text{ CuL}$
$n_3 = 130 \text{ Wdg } 0,45 \text{ CuL}$
Diode $D_2$ : Silizium- Kleingleichrichter V23 212-C0820

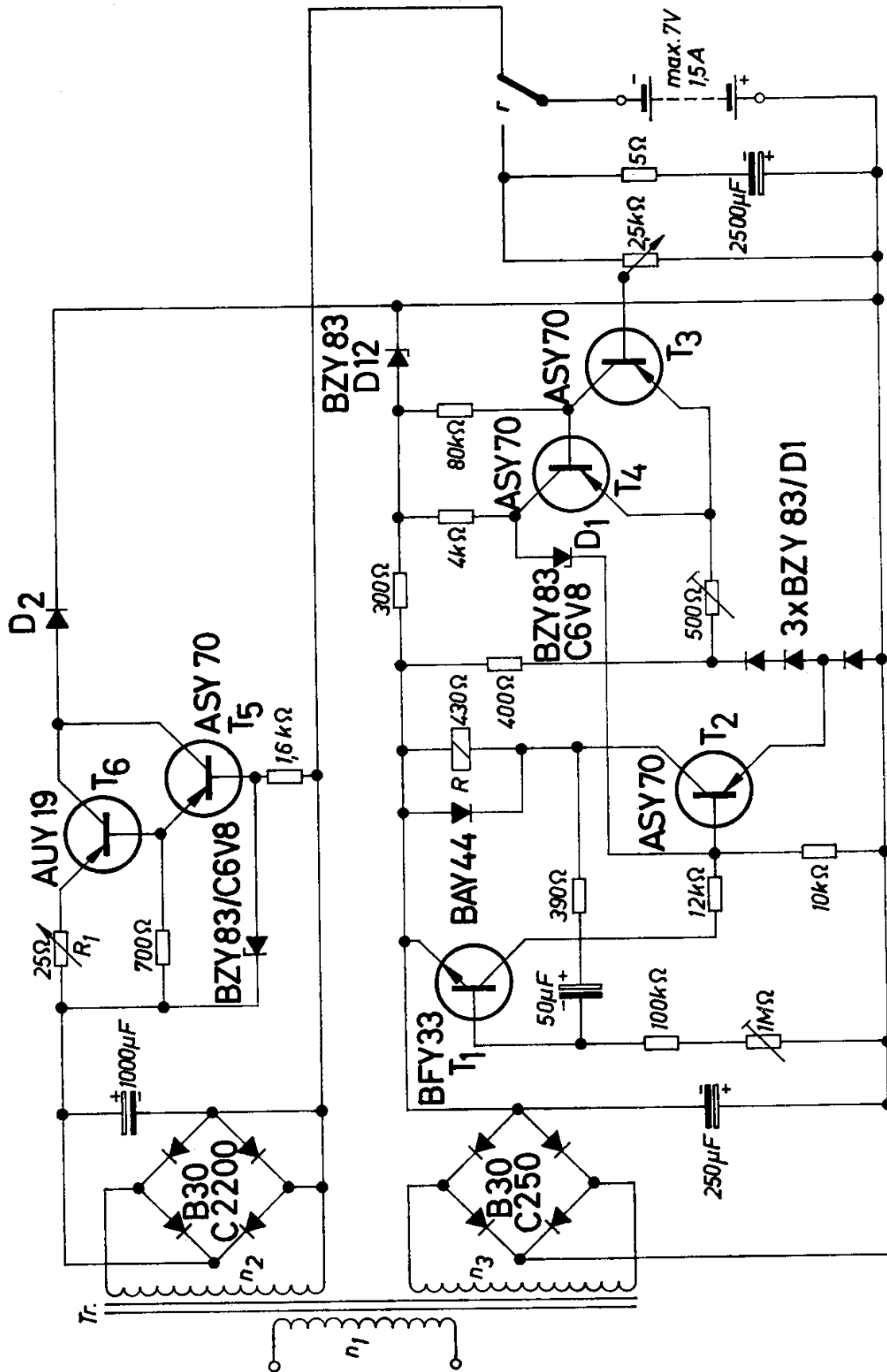


Bild 6.4.

## 6.5. Ladegerät mit Batterieüberwachung

Eine andere Möglichkeit, die Ladungsenergie einer Batterie zu begrenzen, zeigt die Schaltung nach Bild 6.5. Die Ni-Cd-Zellen werden in diesem Beispiel wieder 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 Schwellenwert 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

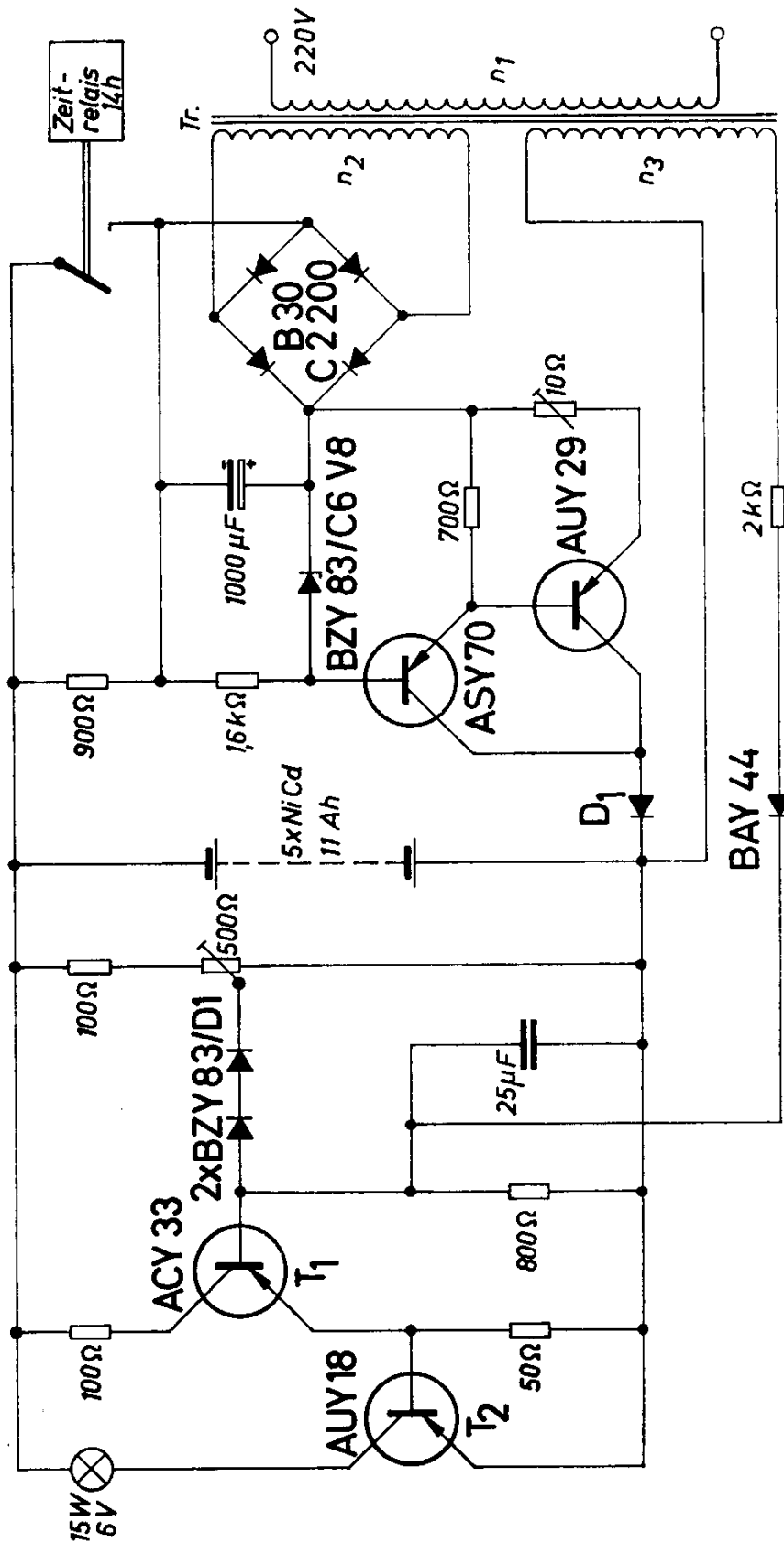


Bild 6.5.



## 7. Rundfunkschaltungen

Es werden im Folgenden einige Schaltungsteile für Rundfunk- und Fernsehgeräte beschrieben, für die die Verwendung von Transistoren interessant ist.

Der Stereo-Decoder mit 3 Transistoren kann mit sehr kleinen Abmessungen gebaut werden und eignet sich deshalb sehr gut für den nachträglichen Einbau in Rundfunkgeräten.

Aufgrund seiner guten Verstärkungseigenschaften ist unser Si-Transistor BF 110 für einen einstufigen Video-Verstärker sehr gut geeignet. Die Qualität eines solchen einstufigen Verstärkers kann mit der von dreistufigen Lösungen verglichen werden.

Als Ergänzung der früher publizierten Vertikalablenkschaltung für eine Batteriespannung von 12 V wird eine solche Schaltung für eine Betriebsspannung von 30 V angegeben. Dabei kann in der Endstufe ein Ge-Leistungstransistor verwendet werden.

Ein Fernseh-ZF-Verstärker mit den Transistoren AF 200, AF 201 und AF 202 liefert eine Gesamtverstärkung von etwa 85 dB in der in diesem Kapitel angegebenen Schaltung. Mit dieser Transistorreihe wird das bisherige Programm an Ge-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 Fernsehgeräte ausgenutzt werden.

### 7.1. Stereo-Decoder

Stereo-Decoder mit Transistoren sind einerseits interessant für voll-transistorisierte Rundfunkgeräte, andererseits aber auch wegen ihrer Kleinheit für einen nachträglichen Einbau in vorhandene Geräte. Die meisten der jetzt hergestellten Heim-Rundfunkgeräte sind im NF-Teil bereits für Stereobetrieb ausgerüstet, während der für den Empfang von Stereo-Rundfunkprogrammen notwendige Stereo-Decoder noch nicht generell eingebaut wird. Ein solcher Stereo-Decoder mit Transistoren kann sehr klein aufgebaut und z. B. als kleine Steck-einheit ausgeführt werden.

Die Schaltung eines Stereo-Decoders mit 3 Transistoren zeigt das Bild 7.1.

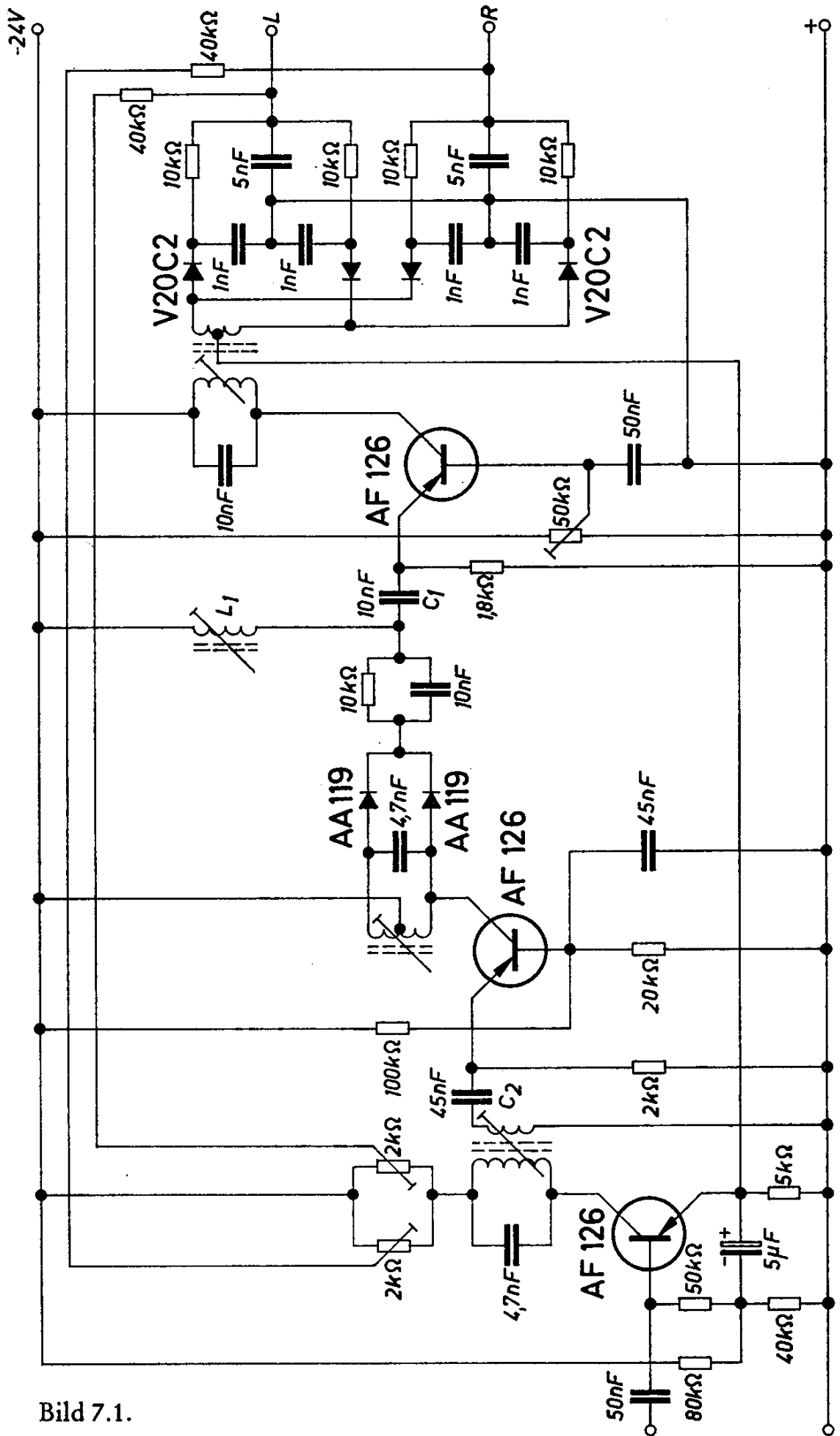


Bild 7.1.

Der Stereo-Decoder hat die Aufgabe, die in einer ganz bestimmten Form im Sendersignal enthaltenen Signale für die beiden Kanäle a und b zu trennen und den beiden NF-Verstärkern zuzuführen. An den Eingang des Stereo-Decoders, der an den Ratiidetektor angeschlossen 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 arbeitet als Impedanzwandler und hat einen hohen Eingangswiderstand mit einem Wert von etwa 100 k $\Omega$ . Dadurch wird dieser Stereo-Decoder universell anwendbar, weil er die Gleichrichterschaltung nur gering belastet. 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 3. 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

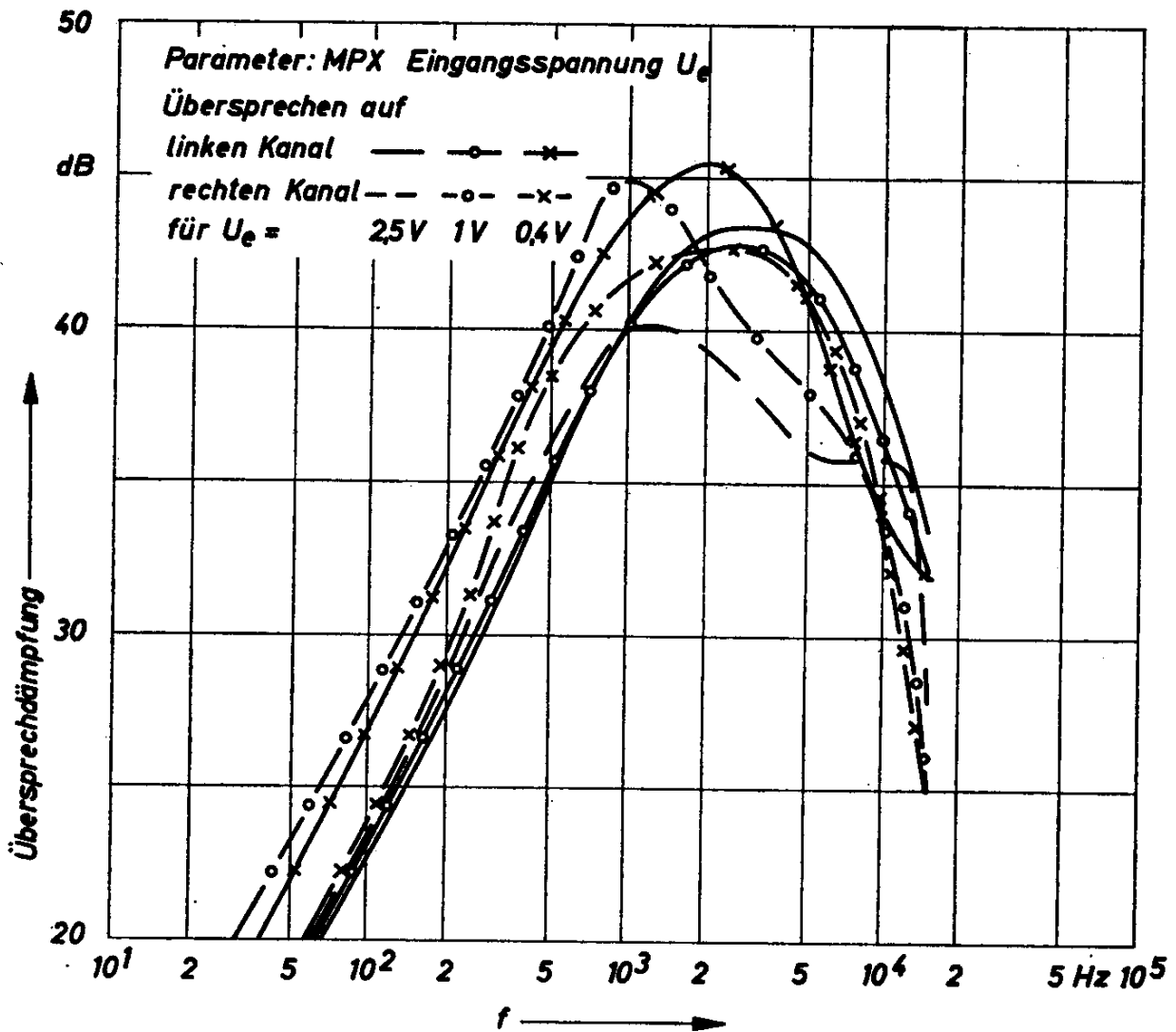


Bild 7.2.

dieses Signal zum Summensignal addiert bzw. von diesem subtrahiert, so daß an den Stereoausgängen die Signale 2 a bzw. 2 b entstehen. Da das Differenzsignal um den Demodulationswirkungsgrad verkleinert wird, muß zur Erzielung maximaler Übersprechdämpfung das Summensignal mit dem aus den beiden Einstellreglern in der ersten Stufe abgeleiteten gegenphasigen Kompensationssignal ebenfalls reduziert werden.

Aus dem Diagramm in Bild 7.2 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

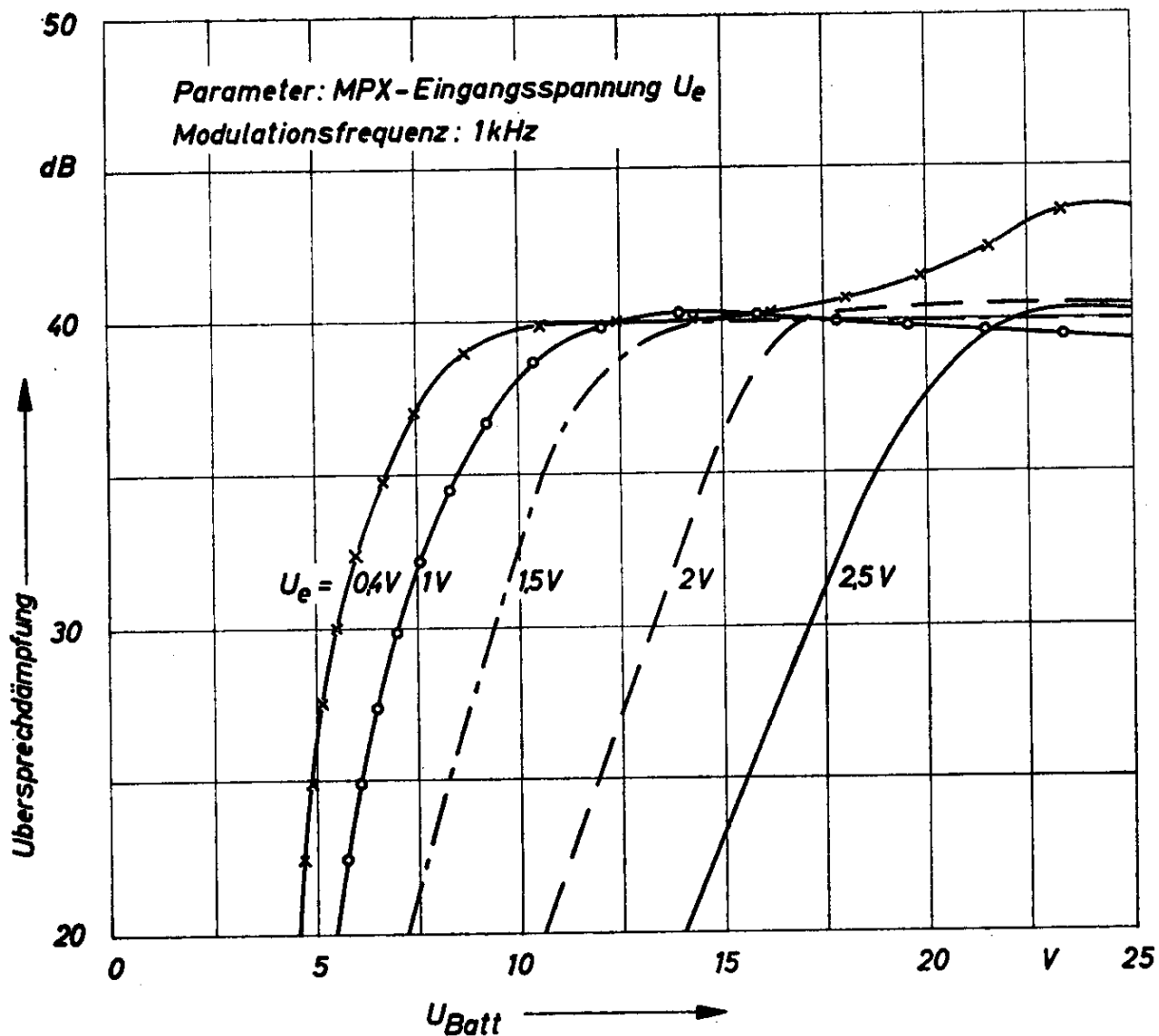


Bild 7.3.

ohne Änderung mit verschiedenen Batteriespannungen betrieben werden. Das Bild 7.3 zeigt ein Diagramm, in dem die erreichbare Übersprechdämpfung bei verschiedenen Eingangsspannungen in Abhängigkeit von der Batteriespannung angegeben ist.

## 7.2. Einstufiger Video-Verstärker

Mit dem Si-Transistor BF 110 kann in einem Video-Verstärker eine so hohe Spannungsverstärkung erzielt werden, daß eine einstufige Lösung möglich ist. Schwierig ist dabei nur die Kontrastregelung, weil sie

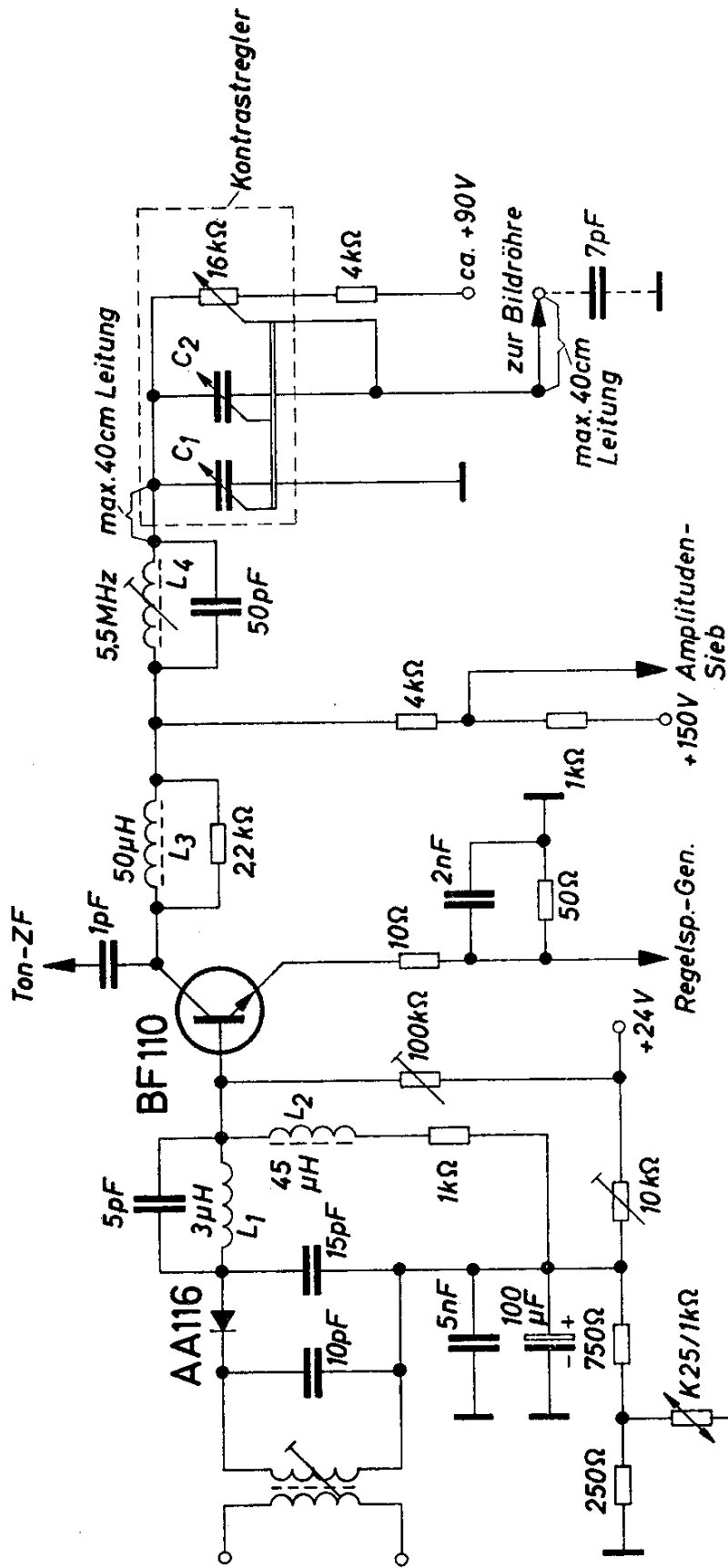
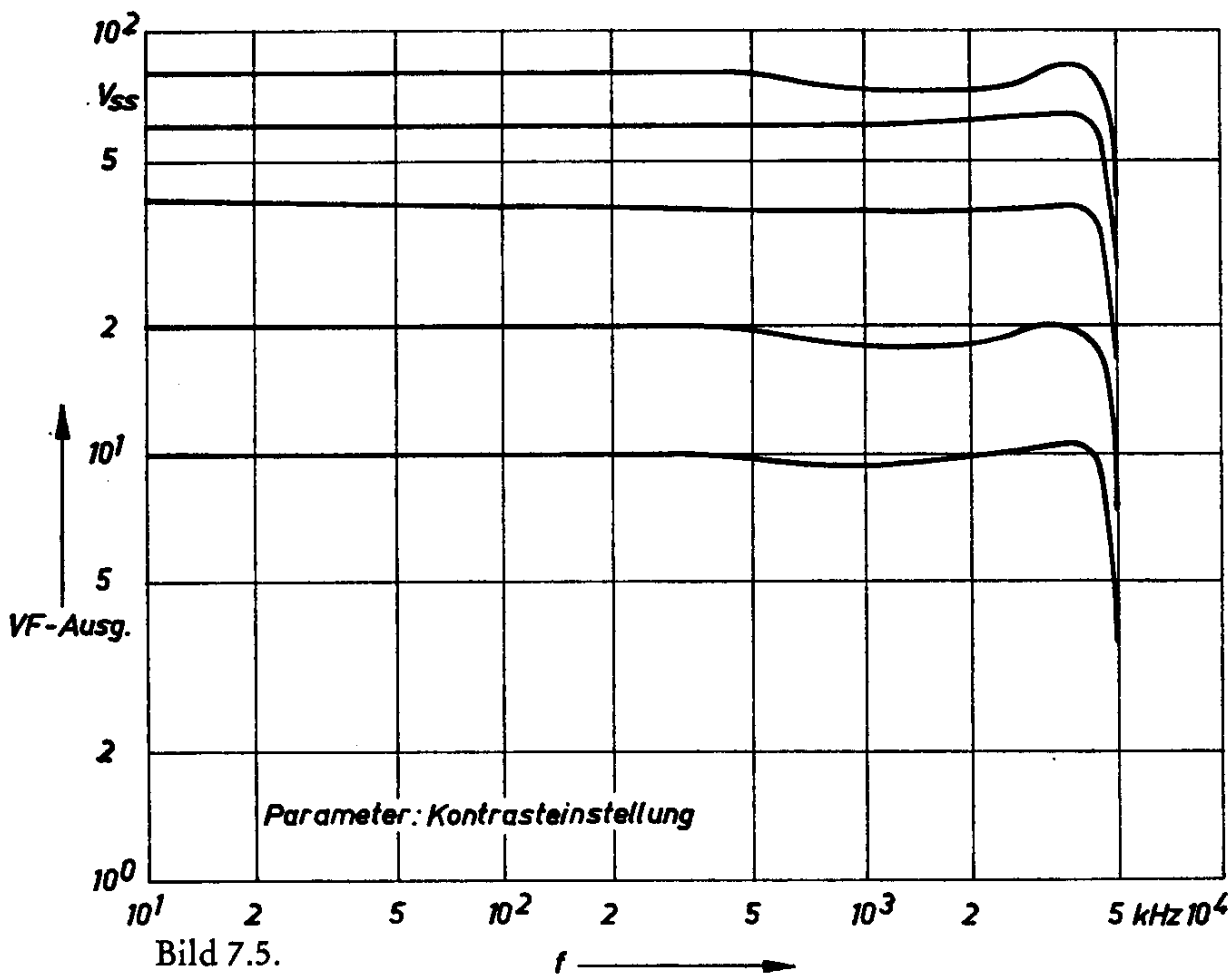


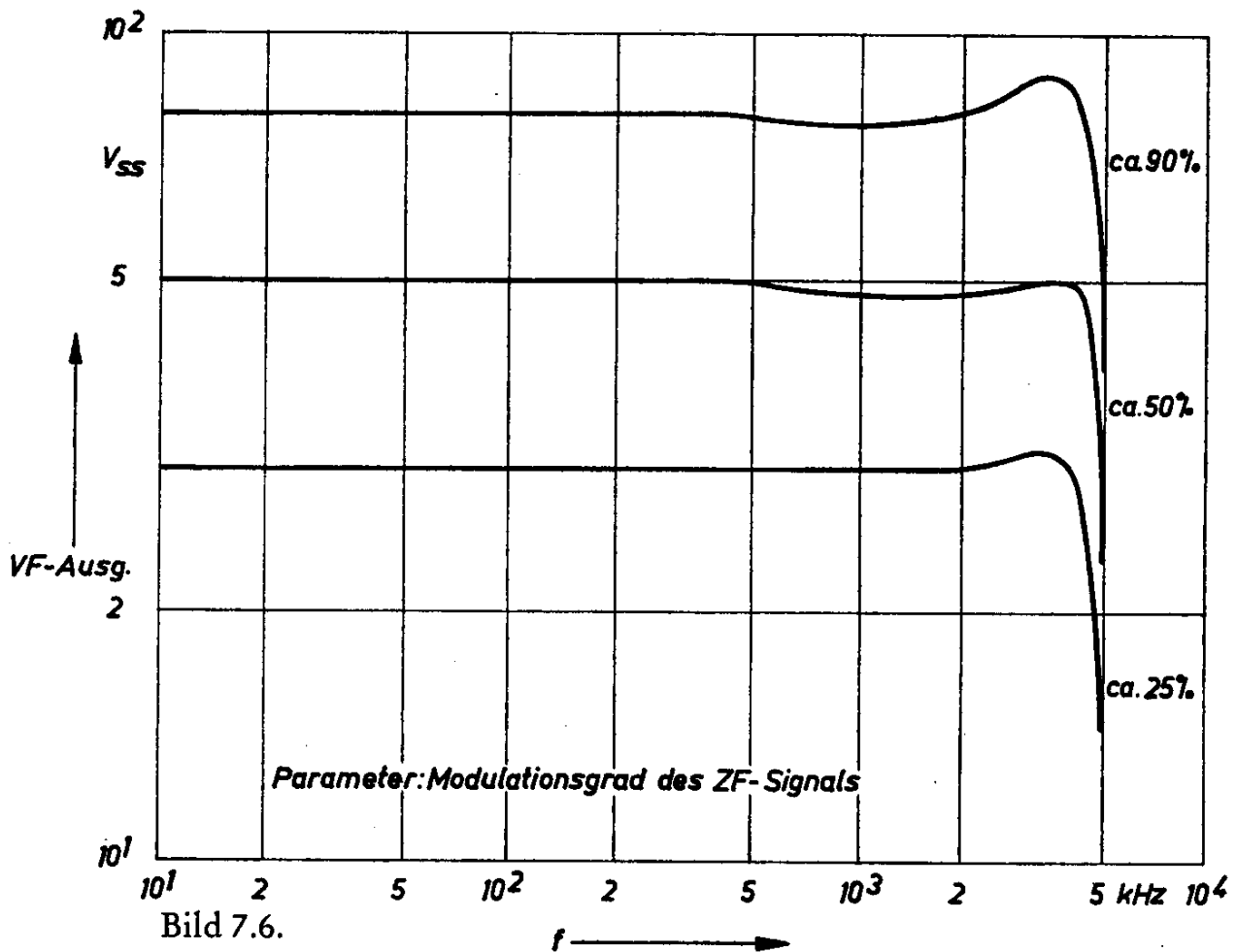
Bild 7.4.

mit Rücksicht auf die Ansteuerung angrenzender Schaltungsgruppen, z. B. der Regelautomatik, dem Amplitudensieb und dem Tonteil, am Ausgang vorgenommen werden muß. Hinzu kommt, daß der Kontrastregler oft räumlich weit entfernt vom Video-Verstärker angeordnet ist. Der Kontrastregler befindet sich meist in der Frontplatte des Gerätes, während der Video-Verstärker auf einer Platine irgendwo im Gerät angeordnet sein kann. In der einstufigen Video-Verstärkerschaltung nach Bild 7.4 darf die Leitung zwischen dem Kontrastregler und dem Video-Verstärker bis zu 40 cm lang sein (einfache Länge). Als Regelglied wird ein kapazitiv entzerrtes Potentiometer verwendet, das aus einem Hartpapier-Differential-Drehkondensator mit einem auf der gleichen Achse befindlichen Schichtpotentiometer besteht. Dadurch wird eine hohe Qualität des einstufigen Video-Verstärkers erreicht, die mit der von den wesentlich aufwendigeren dreistufigen Lösungen vergleichbar ist. Gegenüber einer zweistufigen Lösung hat das hier beschriebene Beispiel außer einem wirtschaftlichen auch noch einen technischen Vorteil. Durch die Kontrastregelung am Ausgang des Video-Verstärkers kann nämlich der Schwarzwert durch ein entspre-



chendes Gleichspannungspotential am Kontrastreglerfußpunkt leicht konstant gehalten werden. Bei den bekannten zweistufigen Schaltungen mit der Kontrastregelung zwischen den beiden Stufen ist dies nicht ohne weiteres möglich.

Um die Schaltung unabhängig zu machen von verschiedenen Aufbauweisen, z. B. von verschiedenen langen Leitungen im Kollektorkreis und auch unabhängig von Toleranzen der verwendeten Bauteile, wurde eine starke Gegenkopplung vorgesehen. Trotzdem wird noch eine Spannungsverstärkung von 40 erreicht. Dabei kann der Verstärker bis zu einer maximalen Ausgangsspannung von  $120 V_{SS}$  angesteuert werden. Weil im praktischen Fall immer eine Ausgangsspannung von  $100 V_{SS}$  ausreicht, ist hier ein großer Sicherheitsspielraum vorhanden. Das Bild 7.5 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers bei verschiedenen Kontrasteinstellungen. Wie aus dem Diagramm ersichtlich ist, bleibt die für den Bildinhalt des Signals maßgebende Amplitude bei allen Kontrasteinstellungen innerhalb der Bandbreite von 5 MHz konstant. Die gleiche Konstanz wird auch bei verschiedenen Modulationsgraden des ZF-Signals erreicht, wie das Diagramm im Bild 7.6 zeigt. Das





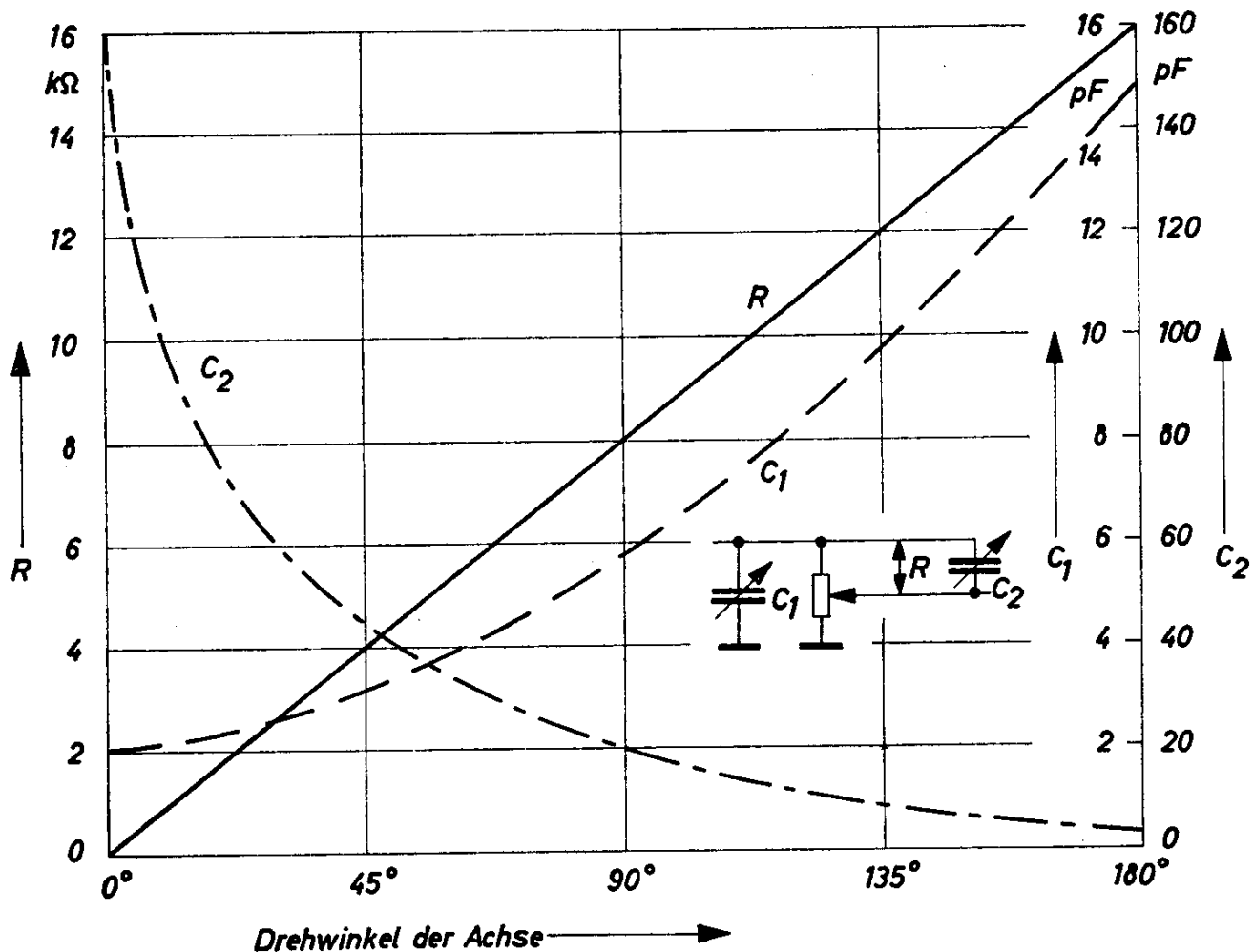


Bild 7.7.

Bild 7.7 zeigt die Charakteristik des Kontrastreglers. Mit der Kapazität  $C_1$  (s. auch Bild 7.4) wird die im Verlauf der Abregelung des Kontrastes für das Entzerrungs-Netzwerk unwirksamer werdende Bildröhren-Kapazität und mit dem Kondensator  $C_2$  wird der Frequenzgang des Spannungsteilers ausgeglichen. Es wird ein Kontrastregelumfang von etwa 1:8 erreicht.

#### Technische Daten

Batteriespannung 150 V  
Ausgangsspannung 100 (120)  $V_{SS}$

#### Induktivitäten

$L_1$ : Zylinderwicklung auf Kunststoffkörper  
 $L_2, L_3$ : Kreuzwicklung auf Siferrit-Gewindekern B63 310 K12 A12,3  
 $L_4$ : Zylinderwicklung auf Siferrit-Gewindekern B63 310 K12 A12,3

### 7.3. Vertikalablenkung für 110°-Bildröhren

Die Vertikalablenkschaltung nach Bild 7.8 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 sehr stark streuen, nämlich von  $-20$  bis  $+50 \%$  des Nennwertes. 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  $48 \text{ Hz}$  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. Es steigt also an diesem Kondensator 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.

Der 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. Dieses 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 Ge-Transistor mit einer Sperrspannung von  $U_{\text{CBO}} \geq 100 \text{ V}$ . Er ist für Vertikalablenkung bei 110°-Bildröhren mit einer Hochspannung von  $18 \text{ kV}$  gut geeignet. Die am Transistor maximal auftretende Sperrspannung wird nicht nur von der Schaltung, sondern auch von den Eigenschaften des Transistors bestimmt. Der Transistor wird dabei durch die beim Rücklauf auftretende Induktionsspannung bis zur Durchbruchsspannung belastet, allerdings bei so kleinen Strömen, daß

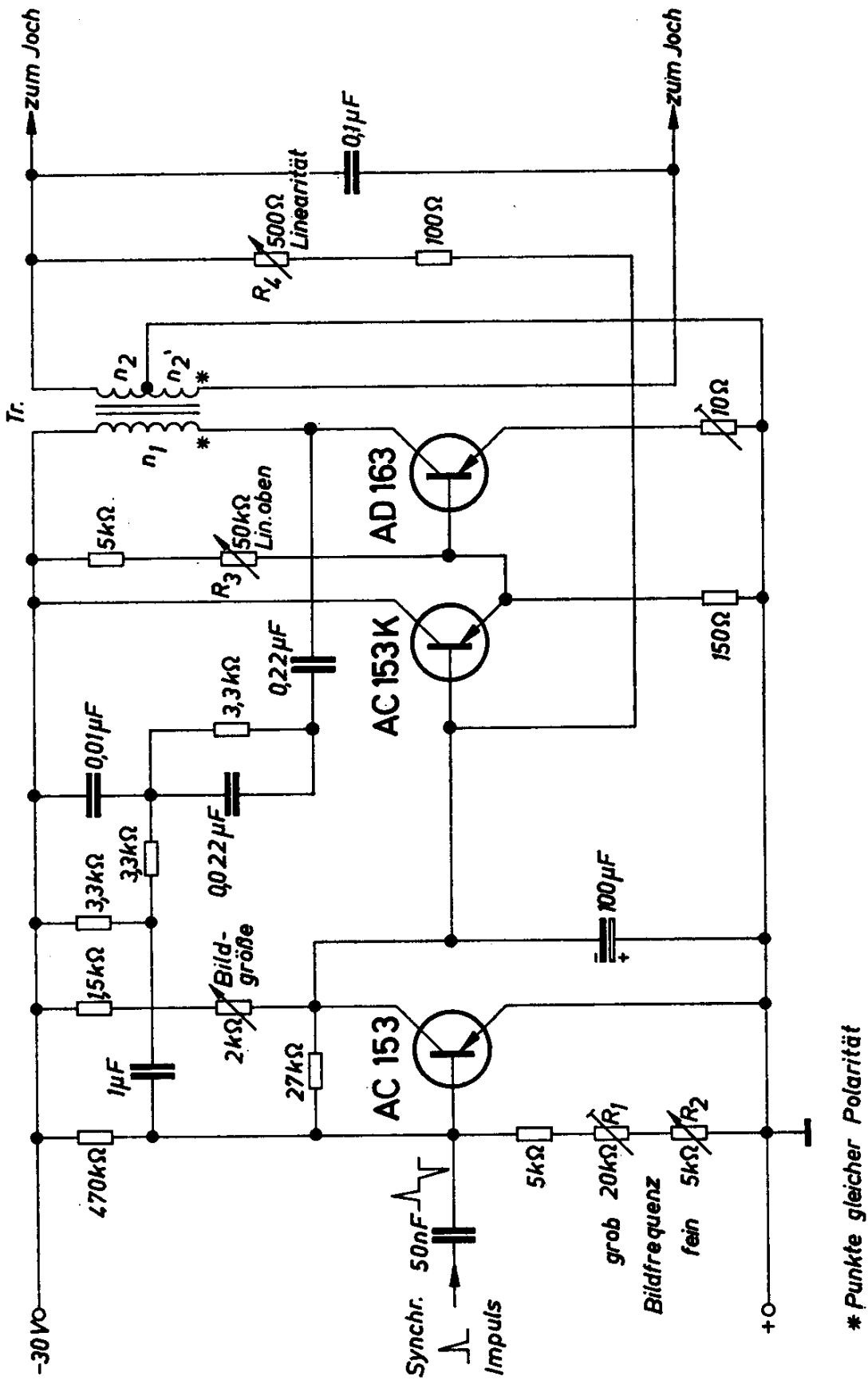


Bild 7.8.

die in diesem Betriebsfall auftretende Energie sehr klein ist. Ausführliche Untersuchungen 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. Zur Einstellung 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 °
Hochspannung	18 kV

#### Transformator Tr.:

Schnittbandkern SM 55, Trafopern 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

### 7.4. Bild-ZF-Verstärker

#### mit den Mesa-Transistoren AF 200, AF 201 und AF 202

Der dreistufige Bild-ZF-Verstärker, dessen Schaltung in Bild 7.9 angegeben ist, ist mit den neuen 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. Es wird die sogenannte Aufwärtsregelung angewendet, wobei ein Regelumfang von 60 dB erreicht wird, ohne daß sich dabei die Übertragungskurve nennenswert verformt (vergleiche Bild 7.10).

In der zweiten Stufe ist der Mesa-Transistor AF 201 eingesetzt, der vor allem die Aufgabe hat, eine hohe Verstärkung zu liefern. Sie beträgt etwa 30 dB.

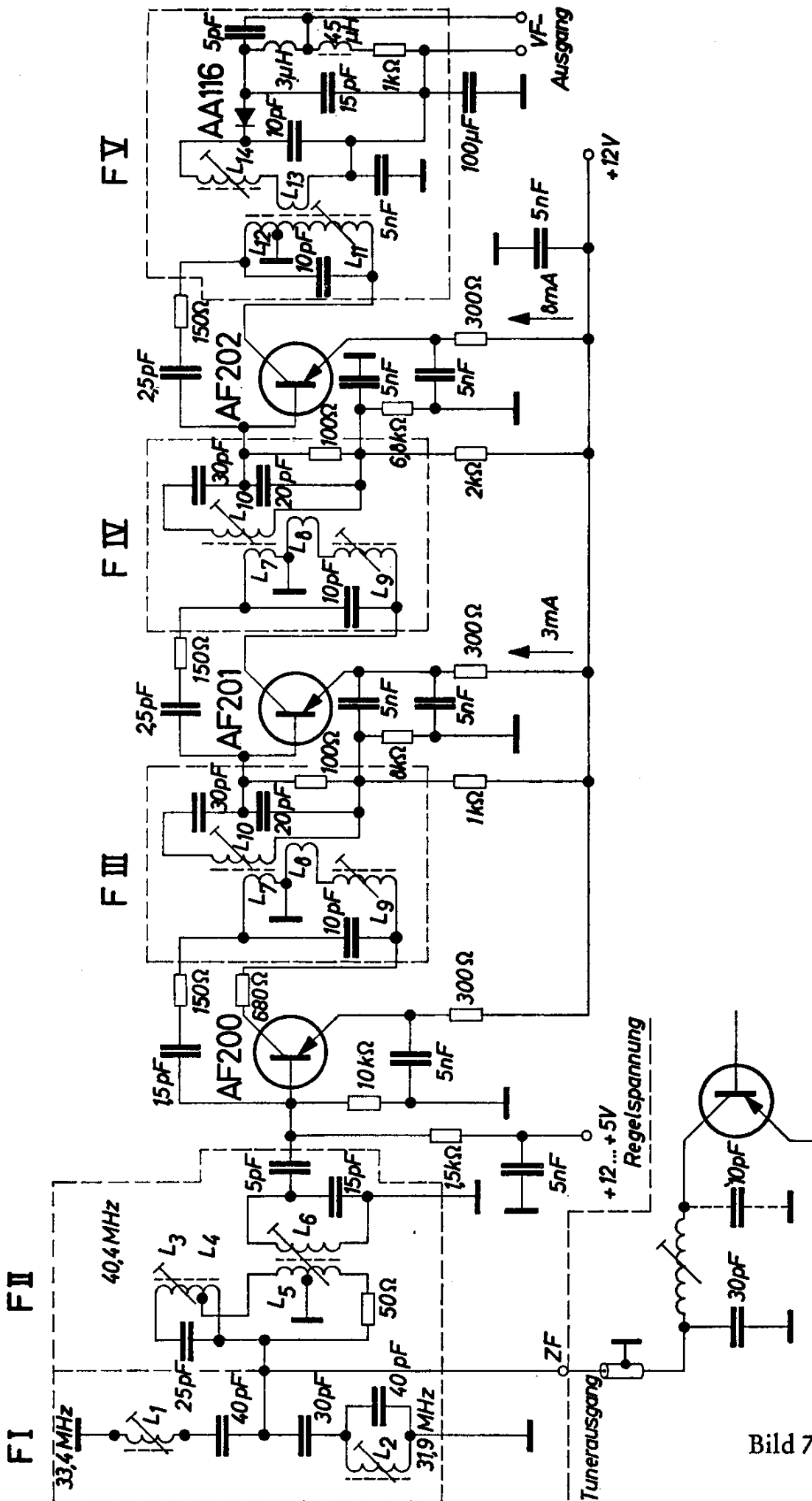


Bild 7.9.

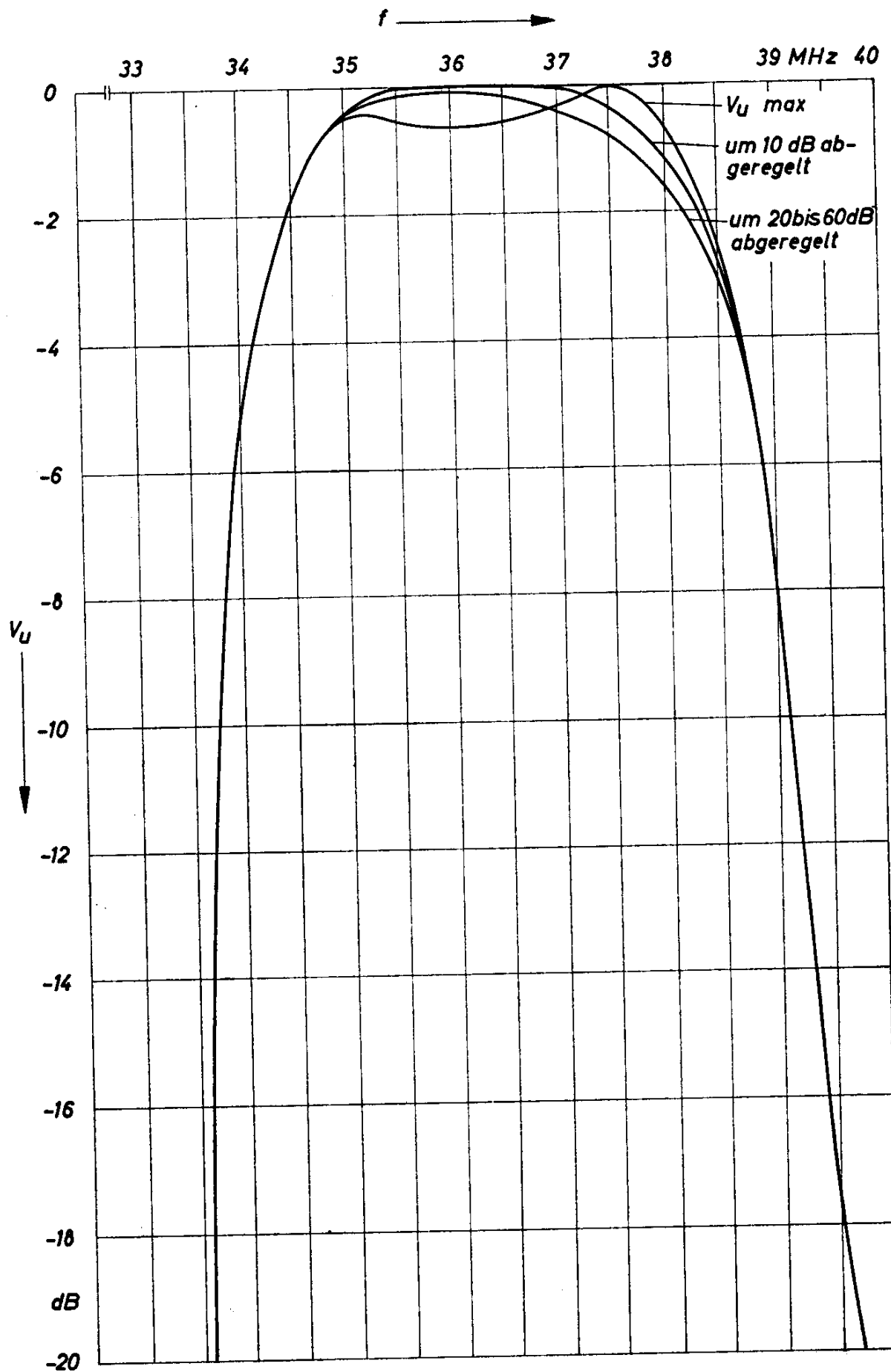


Bild 7.10.

Für die Endstufe wird der epitaxiale Transistor AF 202 verwendet, wobei mit dem Transistor AF 202 eine Ausgangsspannung von 2,7 V an 1 k $\Omega$  erreicht wird. An dem bei nachfolgenden Röhren-Videoverstärkern üblichen Lastwiderstand von 2,7 k $\Omega$  ist die mögliche Ausgangsspannung entsprechend höher (etwa 4,1 V).

Mit Ausnahme des Eingangsfilters, für dessen Kreise die kapazitive Kopplung vorgezogen wurde, sind die übrigen Filter induktiv gekoppelt. Das führt einmal bezüglich Weitabselektion zu guten Ergebnissen und außerdem dürften in einer Geräte-Serienfertigung Wirtschaftlichkeitsüberlegungen wegen des für die kapazitive Kopplung zusätzlich benötigten Koppelkondensators für die Anwendung der induktiven Kopplung sprechen.

Alle drei Verstärkerstufen sind fest neutralisiert. Durch Einbeziehung der Neutralisationswicklung in den Kollektorkreis der jeweiligen Stufe gelingt es, die Neutralisation über die gesamte Übertragungsbreite wirksam zu machen.

#### Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Gesamtverstärkung	85 dB
Max. Ausgangsspannung an $R_L = 1 \text{ k}\Omega$	2,7 V

Bei einer Betriebsspannung von 24 V und einer Verlustleistung von 200 mW kann mit dem Transistor AF 202 S eine Ausgangsspannung von 4,3 V an 1 k $\Omega$  (bzw. 6,5 V an 2,7 k $\Omega$ ) erreicht werden. Dabei muß der Transistor mit einer Kühlschelle montiert werden.

## 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:

$$L_3 = 1 \text{ Wdg neben } L_4 \text{ gewickelt}$$

$$L_4 = 7\frac{1}{4} \text{ Wdg}$$

$$L_5 = 9\frac{1}{2} \text{ Wdg mit Mittelabgriff, über } L_6 \text{ gewickelt, mit Zwischenlage 0,06 mm dick}$$

$$L_6 = 14 \text{ Wdg}$$

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:

$$L_{11} = 12 \text{ Wdg}$$

$$L_{12} = 3 \text{ Wdg neben } L_{11} \text{ gewickelt}$$

$$L_{13} = 2 \text{ Wdg über } L_{11} \text{ gewickelt, mit Zwischenlage 0,06 mm dick}$$

$$L_{14} = 14 \text{ Wdg}$$

Die Spulen  $L_{11}$ ,  $L_{12}$  und  $L_{13}$  sind am Fußende, die Spule  $L_{14}$  ist am oberen Ende des Spulenkörpers angeordnet.



# Anschriften unserer Geschäftsstellen

Ort	Büro	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
1000 Berlin 11	ZN	Schöneberger Str.2—4	18 00 21	01 83766
2800 Bremen 1	ZN	Contrescarpe 72 (Postf. 127)	36 41	02 44814
4500 Osnabrück	TB	Möserstr. 28	3 28 47	09 4827
2940 Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	2 61 87	02 53305
4450 Lingen	IB	Lindenstraße 4	41 02	09 8870
4600 Dortmund 1	ZN	Märkische Str. 8—14	54 81	08 22312
4700 Hamm 1	TB	Luisenstr. 5	2 68 41	08 28834
4400 Münster 1	TB	Herwarthstr. 6—8	49 31	08 92828
5770 Arnsberg	IB	Hellefelder Str. 29	20 56/59	08 43286
4000 Düsseldorf 1	ZN	Oststr. 34	3 55 21	08 582665, 08 58214
5600 Wuppertal-Elberf.	TB	Hofkamp 106—108	49 71	08 512853
5800 Hagen (Westf.)	IB	Brinkstr. 26	2 74 45	08 23873
4050 Mönchengladbach	IB	Aachener Str. 232	2 18 75, 2 26 26	08 52749
4300 Essen 1	ZN	Kruppstr. 16	2 01 31	08 57373
4100 Duisburg 1	TB	Düsseldorfer Str. 50	2 81 91	08 55843
6000 Frankfurt 1	ZN	Gutleutstr. 31	26 21	04 11203, 04 11204
6100 Darmstadt 1	TB	Hügelstr. 18—20	7 60 48	04 189246
6400 Fulda	IB	Ohmstr. 24	30 10	04 9810
3500 Kassel 1	TB	Bürgermeister-Brunner-Str.15	1 92 81	09 9839
6500 Mainz 1	TB	Flachmarktstr. 13—17	39 21	04 187765
6330 Wetzlar 1	TB	Karl-Keilner-Ring 19—21	7 11	04 83845
6200 Wiesbaden 1	IB	Adolfsallee 27/29	5 95 25	04 186701
2000 Hamburg 1	ZN	Lindenplatz 2	24 82 11	02 11891
2300 Kiel	TB	Holstenbrücke 26/28	5 11 01	02 92814
2400 Lübeck	IB	Breite Str. 52/54	7 19 21	02 6728
2390 Flensburg	IB	Neustadt 10	73 69, 74 49	02 2745
3000 Hannover 1	ZN	Am Maschpark 1	88 65 31, 88 66 91	09 22333
4800 Bielefeld 2	TB	Kavalleriestr. 26	5 71	09 32805
3300 Braunschweig	TB	Fallersleber Str. 6—8	7 51	09 52820
3380 Goslar 1	TB	Am Markt 5	39 31/33	09 53832
3321 Salzgitter-Watenstedt	IB	Hauptstraße 62	2 52 73	09 522460
5000 Köln 1	ZN	Friesenplatz 8—14	5 72 21	08 881470, 08 881471
5100 Aachen	TB	Kurbrunnenstr. 14—20	45 11	08 3286
5300 Bonn	TB	Mülheimer Platz 1	3 09 61	08 86655
5400 Koblenz	TB	Emil-Schüller-Str. 20/22	26 81	08 62831
5900 Siegen	TB	Sandstr. 42—48	2 78 91	08 72635
6800 Mannheim 1	ZN	N 7.18	29 61	04 62261
7800 Freiburg 1	TB	Habsburger Str. 132	21 21	07 72842
6750 Kaiserslautern 2	IB	Pariser Str. 23	75 31	04 5832
7500 Karlsruhe 1	TB	Bahnhofstr. 5	89 71	07 82831
7750 Konstanz	IB	Hussenstr. 6	53 81	07 33209
8000 München 3	ZN	Prannerstr. 8	22 89 61	05 23224
8900 Augsburg	TB	Hübnerstr. 3	3 25 21	05 3821
8960 Kempten 2	IB	Salzstr. 27	36 22	05 4827
8500 Nürnberg 2	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	2 06 26	06 22251
8750 Aschaffenburg	IB	Ludwigstr. 17	2 12 19	04 188839
8580 Bayreuth 2	IB	Bahnhofstr. 4b	70 71	06 42889
8630 Coburg	IB	Casimirstr. 6	7 91	06 63212
8670 Hof 3, (Saale)	TB	Theresienstr. 13	49 51	06 43865
8720 Schweinfurt 2	IB	Luitpoldstr. 6	27 53	06 73207
8400 Regensburg 2	IB	Maximilianstr. 29	62 24/28	06 5807
8700 Würzburg 1	TB	Theaterstr. 25	5 08 50	06 8844
6600 Saarbrücken 3	ZN	Mainzer Str. 139	6 49 41	04 42226
5500 Trier	IB	Deutschherrenstr. 38—44	7 25 93, 7 29 00	04 7815
7000 Stuttgart N	ZN	Geschw.-Scholl-Str. 24	29 97 61	07 23941
7100 Heilbronn 1	IB	Schaeuffelenstr. 15	8 67 46	07 28714
7980 Ravensburg	IB	Gartenstr. 16	24 34, 48 11	07 32884
7410 Reutlingen	IB	Unter den Linden 47	43 41, 67 82	07 29723
7210 Rottweil	IB	Am Stadtgraben 12	81 06, 81 09	07 62889
7900 Ulm 1	TB	Frauenstr. 11	6 12 41	07 12826

ZN = Zweigniederlassung    TB = Technisches Büro    IB = Ingenieurbüro

