



SIEMENS

HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1963

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



SIEMENS

HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1963

Patentabteilung
Verw. Mch. L.

701f

B4

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltunterlagen und Beschreibungen sollen anhand von Beispielen die vielfältigen Möglichkeiten der Anwendung von Halbleiter-Bauelementen zeigen.

Um eine gute Übersicht zu schaffen, wurden gleichartige Anwendungsfälle in Gruppen zusammengefaßt.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentverletzung übernommen.

1. Auflage

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. NF-Verstärker	7
1.1. Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern für eine Ausgangsleistung bis 2 W	7
1.2. Verstärker mit Gegentakt-Endstufe 4 W	12
1.3. Verstärker mit Eintakt-Endstufe 7 V, 4 W	16
1.4. Verstärker mit Eintakt-Endstufe 14 V, 4 W	18
2. Zehacker und Oszillatoren	21
2.1. Sinus-Oszillatoren mit Transistoren	21
2.2. Zehacker zum Betrieb von 20-W-Leuchtstofflampen	28
3. Multivibratoren	30
3.1. Astabiler Multivibrator mit steilen Impulsflanken	30
3.2. Schmitt-Trigger mit hohem Eingangswiderstand	32
3.3. Empfindlicher Schaltverstärker mit Rückkopplung	34
4. Photoverstärker	36
4.1. Abtastung von Instrumentenzeigern	37
4.2. Hochempfindlicher Photoverstärker	39
4.3. Dämmerungsschalter mit Verzögerung	41
4.4. Temperaturkompensierter Photoverstärker	44
5. Steuer- und Regelschaltungen	45
5.1. Impulsverstärker für Kernmatrizen	45
5.2. Leseverstärker für Kernmatrizen	48
5.3. Bruchsichere Temperaturregelung	50
5.4. Temperatursicherung für Herdplatte	53
5.5. Elektronischer Kleinthermostat	55

	Seite
5.6. Temperaturregler mit Thermoelement	56
5.7. Elektronische Sicherung	57
6. Schaltungen mit Hallgeneratoren	61
6.1. Messung von großen Gleichströmen mit einem Hallgenerator	61
6.2. Quotientenbildung mit einem Hallgenerator	63
6.3. Radizieren mit einem Hallgenerator	66
6.4. Kompensation der ohmschen Nullkomponente von Hallgeneratoren	70
7. Geregelte Netzgeräte	72
7.1. Spannungskonstantes Ladegerät	72
7.2. Stromkanstantes Ladegerät	73
7.3. Spannungsüberwachung	74
7.4. Überladungsschutz für Ni-Cd-Zellen	75
8. HF-Schaltungen	77
8.1. Verstärker für 30 MHz	77
8.2. Verstärker für 120 MHz	78
8.3. Verstärker für 200 MHz	80
8.4. Verstärker für 10 MHz, 3 W	81
8.5. VHF-Antennen-Verstärker	81
9. Rundfunkschaltungen	84
9.1. Übersteuerungsfester UKW-Tuner	84
9.2. Abstimmanzeige	89
9.3. UHF-Tuner	89
9.4. Vertikal-Ablenkschaltung für Fernsehgeräte	94
Anhang	98
Vergleichstabelle für Zener-Dioden	

1. NF-Verstärker

Die Anwendung der Transistoren in NF-Verstärkern hat deshalb einen so bedeutenden Umfang angenommen, weil sie die Möglichkeit bietet, auch bei niedrigen Betriebsspannungen hohe Wirkungsgrade zu erzielen.

Die modernen NF-Transistoren mit ihren linearisierten Verstärkungskennlinien und ihrer verbesserten Grenzfrequenz gewährleisten darüber hinaus eine besonders klangtreue Wiedergabe.

1.1. Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern für eine Ausgangsleistung bis 2 W

In der folgenden Tabelle sind die Angaben über erprobte NF-Verstärker mit modernen Siemens-NF-Transistoren zusammengestellt. Die angegebenen Ausgangsleistungen entsprechen nicht in allen Fällen den mit dem jeweiligen Transistorpaar erzielbaren Maximalwerten, vielmehr sind sie zusammen mit den Batteriespannungen so variiert, daß für alle Anwendungen bis zu Ausgangsleistungen von 2 W ein passendes Beispiel gefunden werden kann.

Bei der Dimensionierung der Verstärker ist jeweils eine Gegenkopplung von etwa 2 : 1 vorgesehen.

Da nicht bei allen Beispielen die Endstufen-Transistoren voll ausgelastet werden, sind auch die höchsten zulässigen Umgebungstemperaturen $T_{U \max}$ verschieden.

Als Kerne für die Übertrager werden EI-Kerne verwendet. Das Zeichen X bedeutet wechselsinnige Schichtung der Bleche.

Für die Endstufen sind gepaarte Transistoren vorgesehen.

Die Gegentaktwicklungen der Übertrager sollen möglichst symmetrisch und streuarm sein. Deshalb sind alle mit dem Zeichen (gem.) versehenen Wicklungen zweidrähtig zu wickeln und dann hintereinanderschalten. Aus der Zahlenfolge der mit n_1, n_2, n_3 usw. bezeichneten Wicklungen ist die Reihenfolge ersichtlich, in der die Wicklungen aufgebracht werden müssen, d. h., n_1 liegt ganz innen, darauf folgen n_2, n_3 usw. Der in den Tabellen angegebene Widerstand R_{CC} ist der Lastwiderstand zwischen den beiden Kollektoren der Transistoren, der bei gegebenem Lautsprecherwiderstand das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers bestimmt. Anstelle des überall angegebenen Lautsprechers mit einem Widerstand von 5Ω kann auch einer mit einem Anpassungswiderstand von der Größe R_{CC} direkt zwischen die beiden Kollektoren der Gegentakt-Transistoren angeschlossen werden. Es ist dann immer eine etwas größere Ausgangsleistung erzielbar.

Die Endstufentransistoren müssen mit Schellen auf Kühlblechen montiert werden. Die jeweils erforderliche Kühlblechgröße ist angegeben.

Gegentakt-Endstufe $2 \times AC 121$ (AC 152) mit Treiberstufe AC 151 und Vorstufe AC 151 (Bild 1.1.)

U_{Batt}	6	6	9	12	V
N_a an R_a	0,3	0,5	0,5	0,5	W
R_a	5	5	5	5	Ω
R_{CC}	217	130	288	500	Ω
U_{Eing} (für N_a)	2	3	1	2	mV
R_{Eing} etwa	2	2	2	2	k Ω
I_{CC} etwa	5	8	5	5	mA
I_{C1}	2	2,5	2	1,5	mA
$K(N_a)$	10	10	10	10	%
$K\left(\frac{1}{2}N_a\right)$	4	3	2	2	%
f_u	300	300	150	150	Hz
T_{Umax}	60	60	60	60	$^{\circ}C$
Kühlblech	20	20	20	20	cm ²
T_1	AC 151	AC 151	AC 151	AC 151	B-Gruppen V bis VII
T_2	AC 151	AC 151	AC 151	AC 151	B-Gruppe VI
T_3, T_4	AC 121	AC 121	AC 121	AC 152	gepaart
D_1	BA 103	BA 103	BA 103	BA 103	
Tr. 1	EE 16/4,8	EI 30/10	EI 30/10	EI 30/10	
Mat.	5000 H2	Dyn. Bl. IV	Dyn. Bl. IV	Dyn. Bl. IV	
		0,35	0,35	0,35	
Schichtung		×	×	×	
$n_1 = n_1'$ (gem.)	700	600	600	600	Wdg
$d_1 = d_1'$	0,05	0,06	0,1	0,09	CuL
n_2	1500	1800	3000	3500	Wdg
d_2	0,05	0,07	0,05	0,05	CuL
Tr. 2	EE 16/4,8	EI 30/10	EI 30/10	EI 30/10	
Mat.	5000 H2	Dyn. Bl. IV	Dyn. Bl. IV	Dyn. Bl. IV	
		0,35	0,35	0,35	
Schichtung		×	×	×	
$n_1 = n_1'$ (gem.)	28	40	40	40	Wdg
$d_1 = d_1'$	0,3	0,3	0,34	0,3	CuL
$n_2 = n_2'$ (gem.)	155	165	265	360	Wdg
$d_2 = d_2'$	0,15	0,15	0,1	0,1	CuL

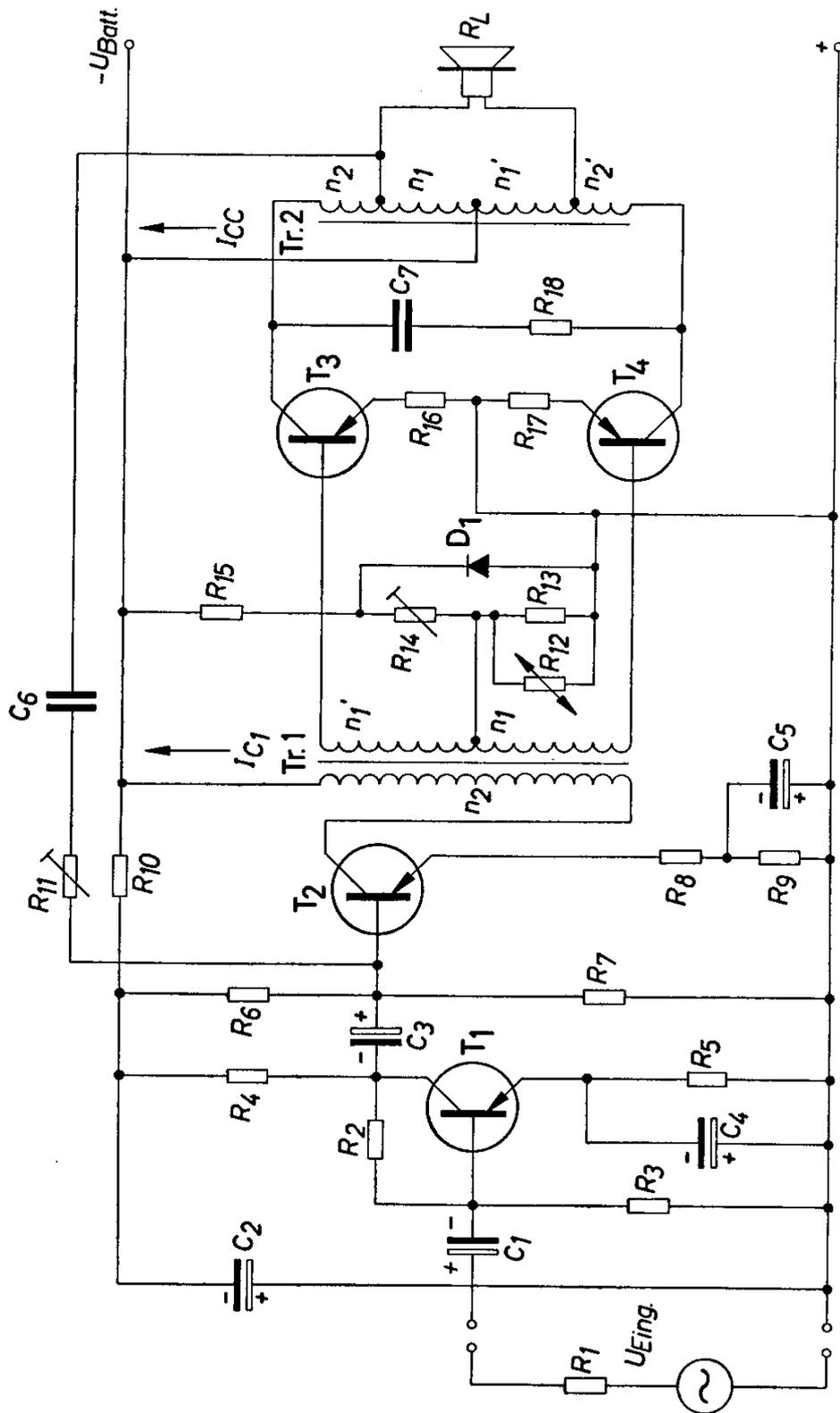


Bild 1.1.

U_{Batt} N_a an R_a	6	6	9	12	V W
Widerstände					
R_1	10	10	10	10	k Ω
R_2	20	20	50	50	k Ω
R_3	10	10	10	10	k Ω
R_4	2,5	2,5	5	5	k Ω
R_5	1,2	1,2	1,2	1,2	k Ω
R_6	15	15	25	42	k Ω
R_7	6	6	6	10	k Ω
R_8	—	—	12	20	Ω
R_9	700	600	700	1300	Ω
R_{10}	500	500	500	500	Ω
$R_{11 \text{ max}}$	100	100	100	100	k Ω
R_{12} (Thern. K 15)	500	150	500	500	Ω
R_{13}	2000	800	2000	2000	Ω
$R_{14 \text{ max}}$	1,5	0,5	1,5	1,5	k Ω
R_{15}	3,6	1,2	5	7,5	k Ω
$R_{16} = R_{17}$	3	2	3	5	Ω
R_{18}	200	100	300	500	Ω
Kondensatoren					
C_1	2	2	2	2	μF
C_2	100	100	100	100	μF
C_3	10	10	10	10	μF
C_4	100	100	100	100	μF
C_5	100	100	100	100	μF
C_6	1	1	1	1	μF
C_7	0,25	0,5	0,25	0,1	μF

Gegentakt-Endstufe 2 × AC 153 mit Treiberstufe AC 151 und Vorstufe AC 151 (Bild 1.1.)

U_{Batt}	6	6	9	9	9	12	12	V
N_a an R_a	1	1,5	1	1,5	2	1	2	W
R_a	5	5	5	5	5	5	5	Ω
R_{CC}	65	40	145	97	78	256	140	Ω
U_{Eing} (für N_a)	6	8	1,5	2	3	2	2	mV
R_{Eing} etwa	2	2	2	2	2	2	2	k Ω
I_{CC} etwa	10	12	10	10	12	8	12	mA
I_{C1}	4	6	2,3	2,3	3,5	2,5	3,5	mA
$K(N_a)$	10	10	10	10	10	10	10	%
$K\left(\frac{1}{2}N_a\right)$	3	3	2	2	2,5	2	2	%
f_u	150	150	100	100	100	100	100	Hz
$T_{\text{U max}}$	60	55	60	50	40	60	40	$^{\circ}\text{C}$
Kühlblech	20	40	20	50	50	20	50	cm 2
T_1		AC 151				AC 151		B-Gruppen V bis VII
T_2		AC 151				AC 151		B-Gruppe VI
T_3, T_4		AC 153				AC 153		gepaart
D_1		BA 103				BA 103		
Tr. 1		EI 30/10				EI 30/10		
Mat.		Dyn. Bl. IV/0,35				Dyn. Bl. IV/0,35		
Schichtung		×				×		
$n_1 = n_1'$ (gem.)	400	400	500	420	460	500	450	Wdg
$d_1 = d_1'$	0,11	0,11	0,1	0,1	0,12	0,11	0,12	CuL
n_2	1400	1200	2000	1670	1400	2600	2000	Wdg
d_2	0,09	0,1	0,07	0,08	0,08	0,06	0,06	CuL
Tr. 2		EI 42/14				EI 42/14		
Mat.		Dyn. Bl. IV/0,35				Dyn. Bl. IV/0,35		
Schichtung		×				×		
$n_1 = n_1'$ (gem.)	40	30	40	25	30	40	40	Wdg
$d_1 = d_1'$	0,55	0,6	0,5	0,6	0,6	0,5	0,5	CuL
$n_2 = n_2'$ (gem.)	100	55	170	96	90	245	170	Wdg
$d_2 = d_2'$	0,3	0,45	0,3	0,35	0,35	0,24	0,3	CuL

U_{Batt}	6	6	9	9	9	12	12	V
N_a an R_a	1	1,5	1	1,5	2	1	2	W
Widerstände								
R_1	10	10	10	10	10	10	10	k Ω
R_2	20	20	50	50	50	50	50	k Ω
R_3	10	10	10	10	10	10	10	k Ω
R_4	2,5	2,5	5	5	5	5	5	k Ω
R_5	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	k Ω
R_6	15	15	25	25	25	42	42	k Ω
R_7	6	6	6	6	6	10	10	k Ω
R_8	—	—	12	12	12	20	20	Ω
R_9	250	160	600	600	500	800	560	Ω
R_{10}	500	500	500	500	500	500	500	Ω
$R_{11 \text{ max}}$	100	100	100	100	100	100	100	k Ω
R_{12} (Thern. K 15)	150	150	150	150	150	150	150	Ω
R_{13}	800	800	800	800	800	800	800	Ω
$R_{14 \text{ max}}$	500	500	500	500	500	500	500	Ω
R_{15}	1,2	1,2	1,8	1,8	1,8	2,5	2,5	k Ω
$R_{16} = R_{17}$	0,7	0,5	1	1	0,7	2	1	Ω
R_{18}	100	50	150	100	70	200	150	Ω
Kondensatoren								
C_1	2	2	2	2	2	2	2	μF
C_2	100	100	100	100	100	100	100	μF
C_3	10	10	10	10	10	10	10	μF
C_4	100	100	100	100	100	100	100	μF
C_5	100	100	100	100	100	100	100	μF
C_6	1	1	1	1	1	1	1	μF
C_7	1	1	0,5	0,5	1	0,25	0,5	μF

1.2. Verstärker mit Gegentakt-Endstufe für 4 W

Das Bild 1.2. zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers mit den Transistoren AD 148 in der Gegentakt-Endstufe.

Der Arbeitspunkt dieser Endstufe ist durch eine Siliziumdiode für Änderungen der Batteriespannung zwischen 5 und 8 V stabilisiert. Der eingestellte Ruhestrom ändert sich in dem genannten Spannungsbereich nur geringfügig.

Die thermische Stabilität dieses Arbeitspunktes wird durch den Heißeiter im Basis-Spannungsteiler und durch die Emitterwiderstände erreicht.

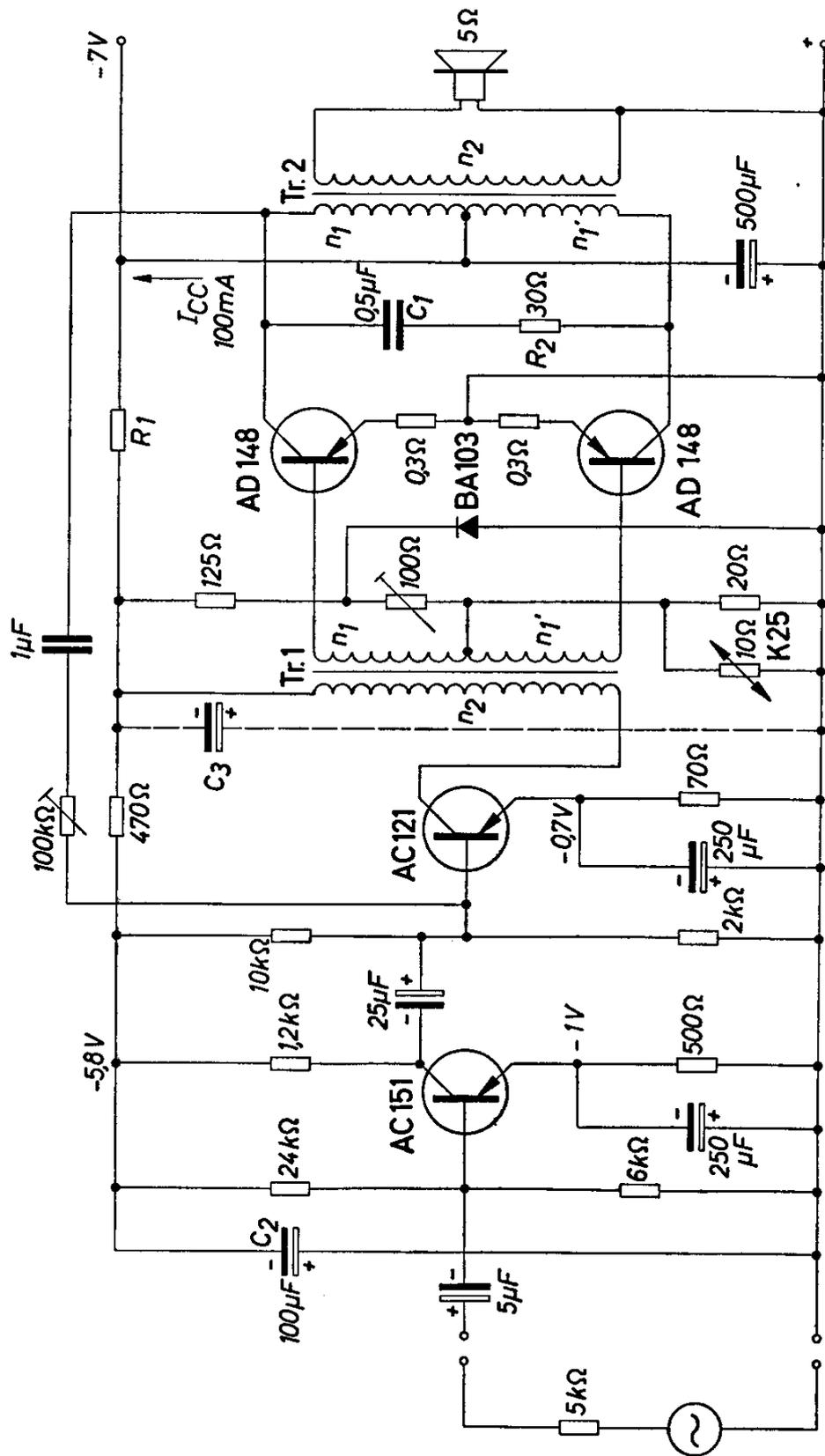


Bild 1. 2.

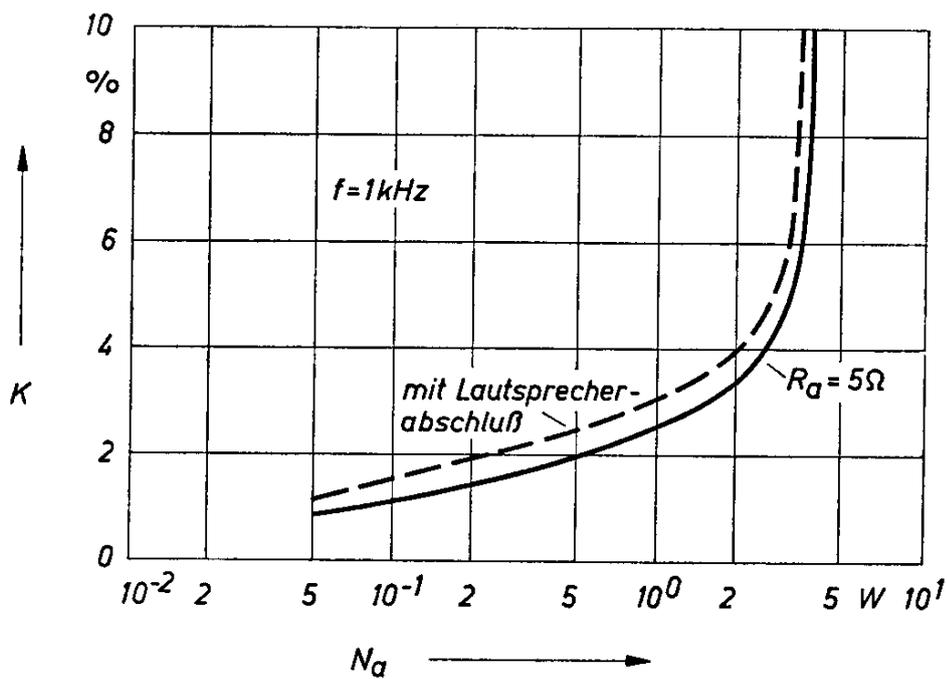


Bild 1.3.

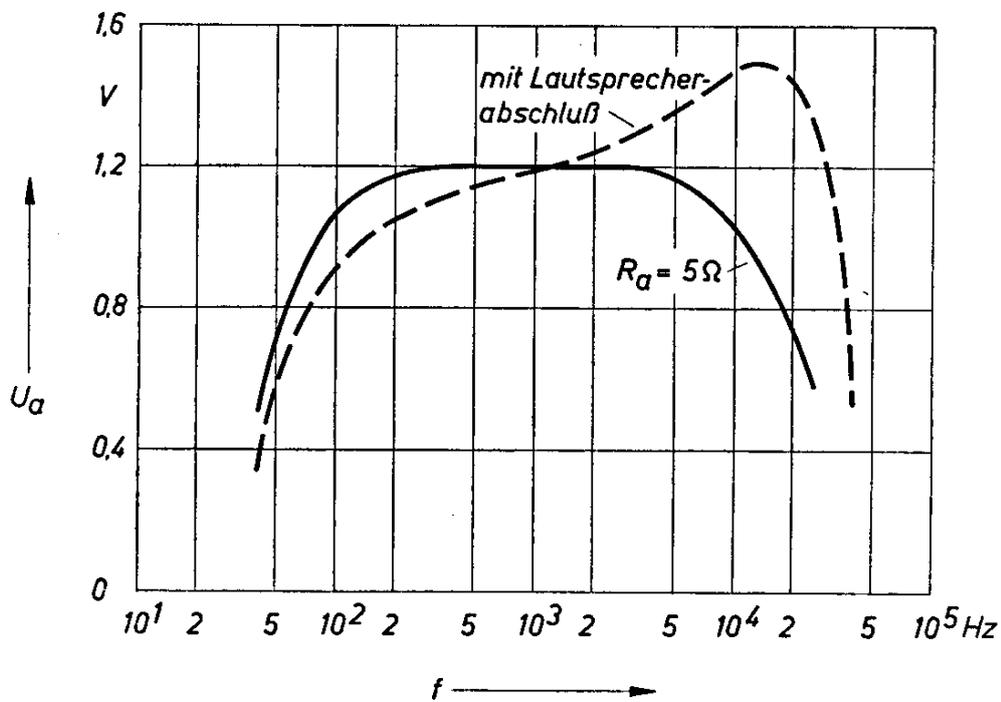


Bild 1.4.

Der Kollektor-Ruhestrom der Endstufe ändert sich im Temperaturbereich 20 bis 60 °C nur um etwa 30 %.

Durch Emitterwiderstände sind auch die Vor- und die Treiberstufe stabilisiert.

Der Klirrfaktor ist bis zur Begrenzung sehr klein, wie aus dem Bild 1.3. hervorgeht. Er wurde mit ohmschem und mit Lautsprecheranschluß gemessen bei einer Gegenkopplung von 2:1.

Im Bild 1.4. ist der Frequenzgang des Verstärkers dargestellt. Bei Abschluß mit einem Lautsprecher von 5 Ω liegt die 3-dB-Grenze bei 85 Hz bzw. 34 kHz.

Technische Daten:

Batteriespannung	7 V
Ausgangsleistung N_a (K = 10 %)	4 W
Eingangsspannung für N_a	5 mV
Eingangswiderstand	2 k Ω
Max. Umgebungstemperatur	60 °C
Erforderliche Kühlfläche für beide Transistoren	170 cm ² (Al, 2 mm dick)

Transformatoren:

Tr. 1: EI 42/14, Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$\begin{aligned} n_1 = n_1' &= 187 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL gemeinsam wickeln} \\ n_2 &= 982 \text{ Wdg } 0,16 \text{ CuL} \end{aligned}$$

Tr. 2: EI 42/14, Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$\begin{aligned} n_1 = n_1' &= 82 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL gemeinsam wickeln} \\ n_2 &= 81 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL} \end{aligned}$$

Für eine Batteriespannung von 14 V sind folgende Änderungen erforderlich:

$$\begin{aligned} R_1 &= 400 \Omega & C_1 &= 0,1 \mu\text{F} \\ R_2 &= 120 \Omega & C_2 &= 50 \mu\text{F} \\ & & C_3 &= 100 \mu\text{F} \end{aligned}$$

Transformator Tr. 2:

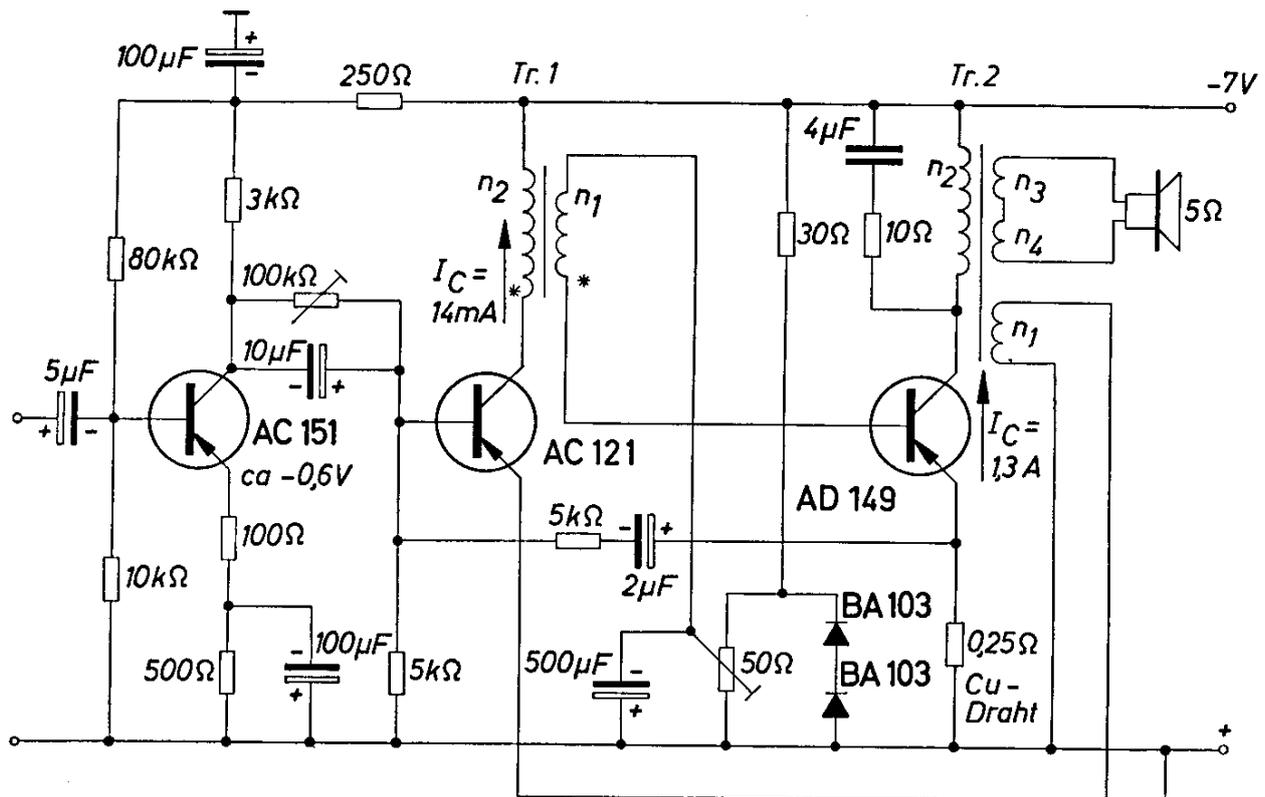
$$n_1 = n_1' = 170 \text{ Wdg } 0,28 \text{ CuL}$$

Bei der 7-V-Ausführung entfallen der Widerstand R_1 und der Kondensator C_3 .

1.3. Verstärker mit Eintakt-Endstufe 7 V, 4 W

Für Eintakt-Endstufen größerer Leistung sind Transistoren mit guter Wärmeableitung und linearer Verstärkungskennlinie bis zu hohen Kollektorströmen erforderlich. Der Transistor AD 149 erfüllt diese Bedingungen und ermöglicht eine Aussteuerung bis 3 A.

Das Bild 1.5. zeigt die Schaltung für eine Ausgangsleistung von 4 W bei einer Batteriespannung von 7 V.



* Punkte gleicher Polarität

Bild 1.5.

Der Klirrfaktor ist aus Bild 1.6. für drei verschiedene Frequenzen ersichtlich. Wegen der verhältnismäßig hohen Grenzfrequenz dieser Transistoren werden auch bei einer Frequenz von 10 kHz noch gute Werte erzielt. Der Frequenzgang und die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Frequenz bei halber und bei einem Viertel der Ausgangsleistung ist im

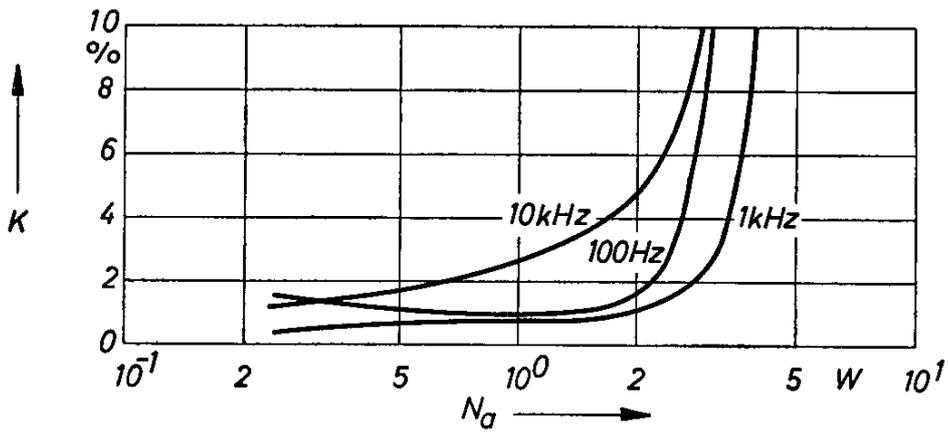


Bild 1. 6.

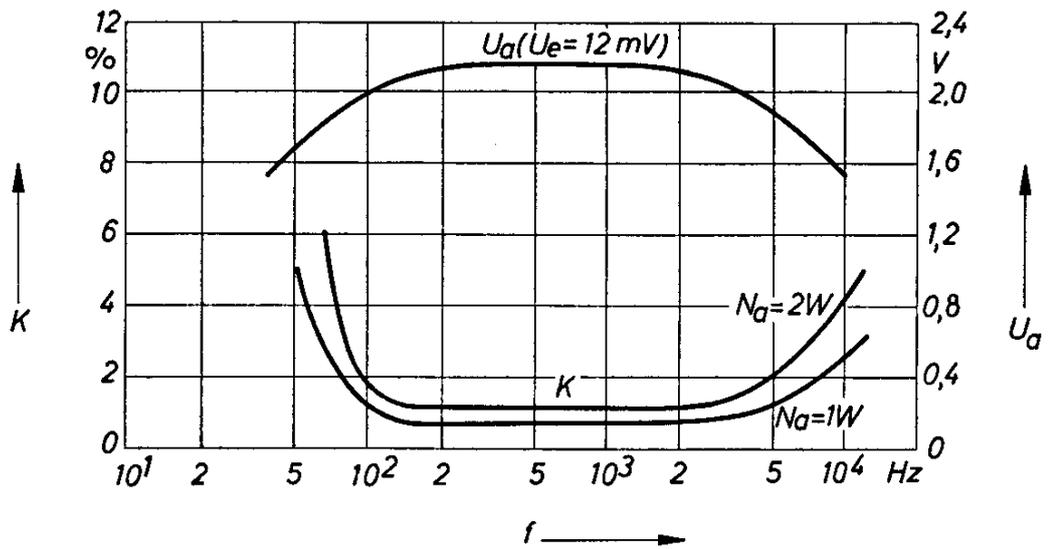


Bild 1. 7.

Bild 1.7. dargestellt. Alle Kurven wurden mit ohmscher Last von $5\ \Omega$ und ohne RC-Glied parallel zum Ausgangsübertrager gemessen. Der Arbeitspunkt der Endstufe ist gegen Änderungen der Batteriespannung gut stabilisiert. Er steigt bei einer Erhöhung der Batteriespannung von 6 auf 8 V um weniger als 10 % an. Im Temperaturbereich zwischen 20 und 60 °C

bleibt der Arbeitspunkt der Endstufe konstant, und die Arbeitspunkte der Vorstufen ändern sich nur gering. Der Temperaturgang der Vorstufe wird dazu ausgenützt, den Arbeitspunkt der Treiberstufe zu stabilisieren.

Technische Daten:

Batteriespannung	7 V
Batteriestrom	etwa 1,5 A
Ausgangsleistung	4 W
Eingangsspannung	27 mV
Eingangswiderstand	etwa 5 k Ω
Max. Umgebungstemperatur	60 °C

Transformatoren:

Tr. 1: EI 42/14, Dyn. Bl. IV/0,35, o. L. gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 185$ Wdg 0,35 CuL

$n_2 = 1200$ Wdg 0,13 CuL

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

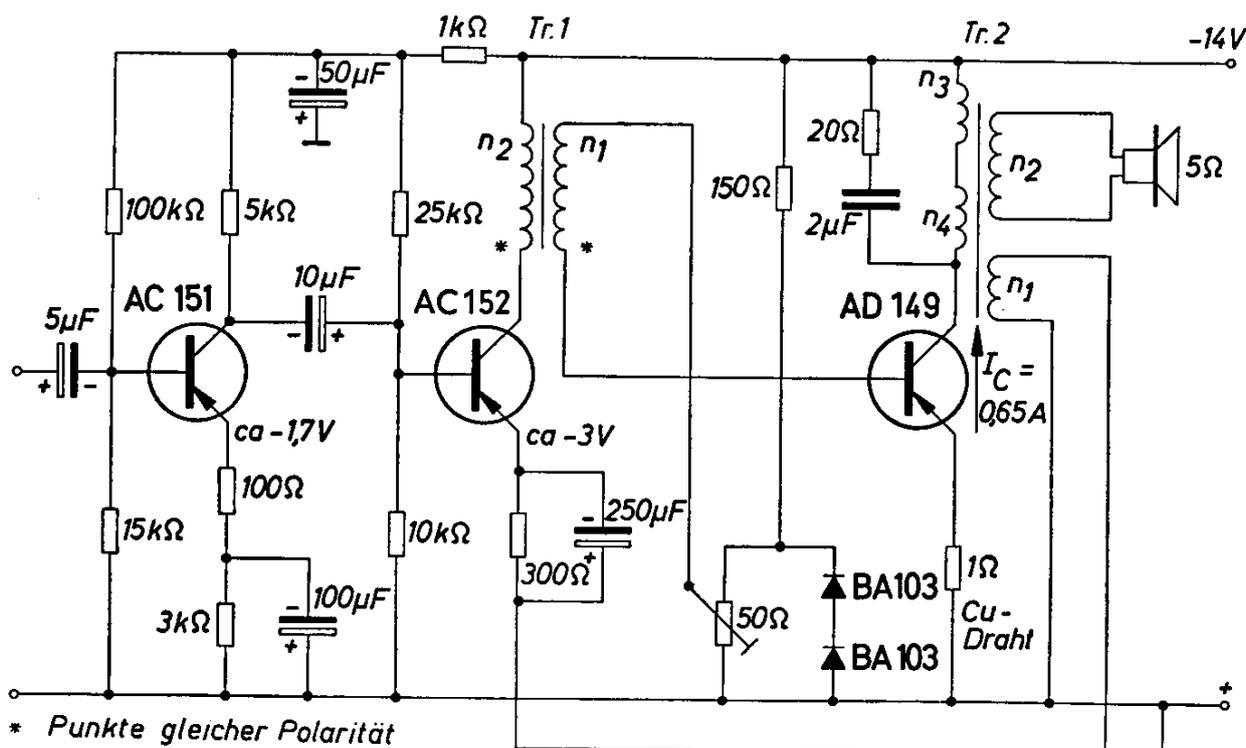
$n_1 = 1$ Wdg 0,25 CuL

$n_2 = n_3 = 75$ Wdg 0,8 CuL gemeinsam wickeln

$n_4 = 5$ Wdg 0,8 CuL

1.4. Verstärker mit Eintakt-Endstufe 14 V, 4 W

Durch geringfügige Änderung der Schaltung nach Bild 1.5. wird diese für eine Batteriespannung von 14 V geeignet. Die geänderte Schaltung zeigt



18

Bild 1. 8.

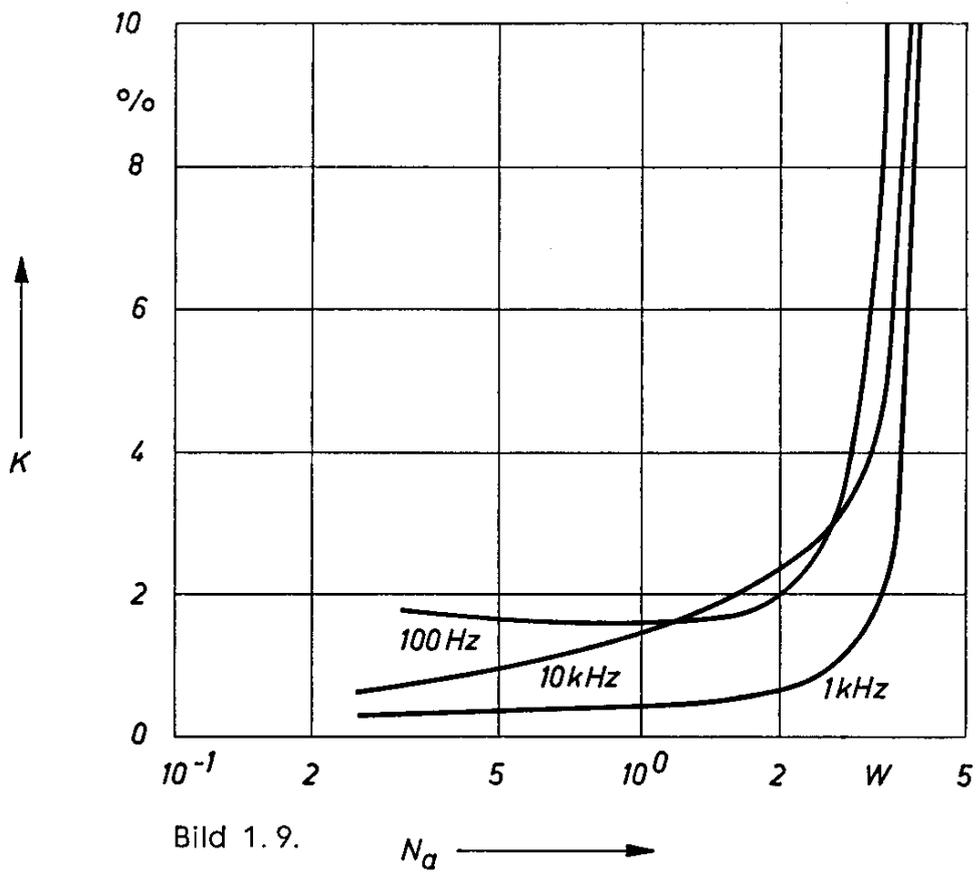


Bild 1.9.

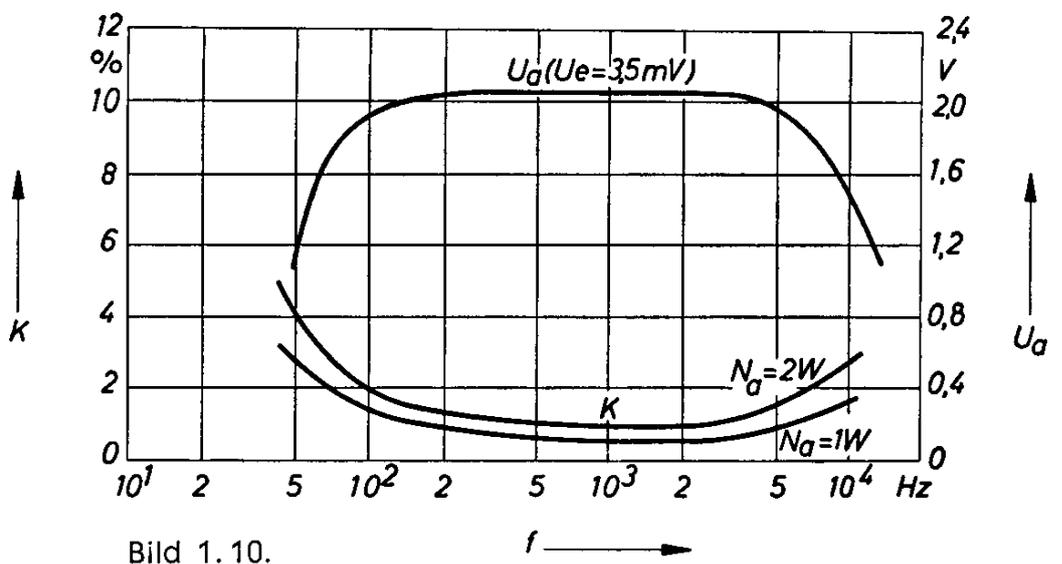


Bild 1.10.

das Bild 1.8. Der Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung und von der Frequenz sowie der Frequenzgang sind in den Bildern 1.9. und 1.10. dargestellt. Alle Kurven wurden mit ohmscher Last von 5Ω und ohne RC-Glied parallel zum Ausgangsübertrager gemessen.

Technische Daten:

Batteriespannung	14 V
Batteriestrom	etwa 0,75 A
Ausgangsleistung	4 W
Eingangsspannung	9 mV
Eingangswiderstand	etwa 6 k Ω
Max. Umgebungstemperatur	60 °C

Transformatoren

Tr. 1: EI 42/14, Dyn. Bl. IV/0,35 o. L., gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = 150 \text{ Wdg } 0,45 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 1200 \text{ Wdg } 0,15 \text{ CuL}$$

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

$$n_1 = 1 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL}$$

$$\left. \begin{array}{l} n_2 = 100 \text{ Wdg } 0,7 \text{ CuL} \\ n_3 = 100 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL} \end{array} \right\} \text{ gemeinsam wickeln}$$

$$n_4 = 80 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL}$$

2. Zerhacker und Oszillatoren

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

Mit den Eintakt-Durchflußwandlern und den Gegentakt-Zerhackern erhält man eine Ausgangsspannung, die in weiten Grenzen unabhängig von der Belastung konstant ist, wobei mit der letztgenannten Schaltungsart größere Leistungen umgesetzt werden können. Der Wirkungsgrad all dieser Anordnungen ist auch bei kleinen Betriebsspannungen sehr gut. Die Zerhacker liefern eine Wechselfspannung mit rechteckiger Kurvenform. Wird eine sinusförmige Spannung gewünscht, so muß ein Schwingkreis wirksam sein. Solche Schaltungen nennt man Sinus-Oszillatoren.

2.1. Sinus-Oszillatoren mit Transistoren

Während Transistor-Zerhacker üblicherweise sogenannte *RL*-Schwingschaltungen sind, wird für Sinus-Oszillatoren meist die *LC*-Schwingschaltung vorgezogen. Das zeitbestimmende Glied ist also ein Schwingkreis, bestehend aus einer Kapazität und einer Induktivität. An Sinus-Oszillatoren werden vielfach hohe Ansprüche bezüglich Kurvenform der Ausgangsspannung und Konstanz der Schwingfrequenz gestellt. Besonders die letztgenannte Forderung bereitet einige Schwierigkeiten. Wesentlich ist, daß der Transistor nicht bis in das Restspannungsgebiet gesteuert werden soll, weil sein differentieller Ausgangswiderstand dann plötzlich abnimmt und der Schwingkreis stark bedämpft wird. Dies kann dazu führen, daß der Sinus-Oszillator die Charakteristik eines Durchflußwandlers annimmt; aus der *LC*- ist dann eine *RL*-Schwingschaltung geworden. Die Folge ist eine starke Verstimmung des Oszillators, da in *RL*-Schwingschaltungen keine streng frequenzbestimmenden Elemente vorhanden sind. Für eine gute Frequenzkonstanz sind Schwingkreise mit einer guten Leerlauf- und Betriebsgüte erforderlich. Außerdem geht natürlich die Konstanz der Kapazität und der Induktivität bei Temperatur- oder Spannungsänderungen direkt ein. Die Betriebsspannung kann mit verhältnismäßig einfachen Mitteln konstant gehalten werden, viel schwieriger ist dies bei der Temperatur. Man wird deshalb zweckmäßiger-

weise Kondensatoren und Induktivitäten mit kleinen Temperaturkoeffizienten verwenden. Bei den Kondensatoren bietet sich die Parallelschaltung von solchen mit positivem und solchen mit negativem Temperaturkoeffizienten an.

Dimensionierung eines Steueroszillators

Anhand des folgenden Beispiels wird die Berechnung eines frequenzkonstanten Sinus-Oszillators mit kleiner Ausgangsleistung beschrieben. Es werden folgende Forderungen gestellt:

Batteriespannung	24 V (21,5 bis 29 V)
Schwingfrequenz	500 Hz
Ausgangsleistung	1 mW an $R_a = 600 \Omega$
Frequenzdrift bei Temperaturänderung	max. 0,1 Hz/°C
Frequenzdrift bei Änderung der Batteriespannung	max. 0,1 Hz/V

Wegen der starken Änderung der Batteriespannung muß die Versorgungsspannung für den Oszillator stabilisiert werden. Dazu sind Zenerdioden sehr gut geeignet. Zenerdioden mit kleiner Zenerspannung haben einen negativen, solche mit höherer Spannung einen positiven Temperaturkoeffizienten der Zenerspannung. Bei einer Spannung von etwa 6 V ist für kleine Zenerströme der Temperaturkoeffizient sehr klein bzw. sogar Null. Wenn eine besonders hohe Konstanz der Zenerspannung gefordert wird, sollen also Zenerdioden aus diesem Bereich verwendet werden. Außerdem soll der Zenerstrom bei Änderungen der Batteriespannung möglichst konstant bleiben. Dies ist gewährleistet, wenn die Batteriespannung etwa doppelt so groß ist wie die stabilisierte Spannung. Sie wurde deshalb mit 12 V festgelegt, weswegen 2 Zenerdioden SZ 6 erforderlich sind.

Die Zenerdioden SZ 6 haben bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C eine zulässige Verlustleistung P_{tot} von 300 mW. Der Zenerstrom I_Z darf deshalb folgenden Wert nicht überschreiten:

$$I_Z = \frac{P_{\text{tot}}}{U_Z} = \frac{300}{6} = 50 \text{ mA} \quad (2.1.)$$

Ein so hoher Zenerstrom ist sicher nicht erforderlich, weil der Steueroszillator nur einen geringen Energiebedarf hat. Die endgültige Festlegung des Vorwiderstandes und damit des Zenerstromes kann allerdings erst erfolgen, wenn die Stromaufnahme des Sinus-Oszillators bekannt ist. Bei Steueroszillatoren wird man sich immer mit einer kleinen Ausgangsleistung begnügen, damit der Schwingkreis nicht zu stark bedämpft wird und die Betriebskreisgüte hoch bleibt. Der für die Ausgangslei-

stung von 1mW theoretisch erforderliche Arbeitspunkt liegt bei einigen hundert μA . Ein so niedriger Arbeitspunkt ist aus verschiedenen Gründen ungünstig. Die Steilheitskennlinie ist in diesem Bereich noch stark gekrümmt, und insbesondere bei höheren Temperaturen kann der Transistor-Reststrom in dieselbe Größenordnung kommen, was zu einer stärkeren Beeinflussung der Sinusschwingung führt. Es wurde deshalb für den vorliegenden Fall ein Kollektorstrom von 2 mA festgelegt.

Der Vorwiderstand für die Zenerdiode hängt von der minimalen Betriebsspannung, vom minimalen Zenerstrom und vom Strombedarf des Oszillators ab. Die minimale Betriebsspannung ist 21,5 V. Der minimale Zenerstrom, bei dem der Zenerwiderstand klein ist, ist bei der Zenerdiode SZ 6 etwa 5 mA. Die gesamte Stromaufnahme (einschließlich Spannungsteiler) des Oszillators ist etwa 3 mA.

$$I_{\text{ges}} = (I_{\text{osz}} + I_z) = (5 + 3) = 8 \text{ mA} \quad (2.2.)$$

Der Widerstand R_V ist dann:

$$R_V = \frac{21,5 - 12}{8 \cdot 10^{-3}} = \frac{9,5}{8 \cdot 10^{-3}} = 1,18 \approx 1 \text{ k}\Omega \quad (2.3.)$$

Der maximale Zenerstrom bei der höchsten Batteriespannung ist dann:

$$I_{z \text{ max}} = \frac{29 - 12}{1 \cdot 10^3} = 17 \text{ mA} \quad (2.4.)$$

Dieser Strom liegt unter dem maximal zulässigen Strom von 50 mA; ist also zulässig.

Wenn die Versorgungsspannung konstant ist, kann die Arbeitsgerade des Sinus-Oszillators so gewählt werden, daß der Transistor gerade bis zum Erreichen der Restspannung durchgesteuert wird. Man erreicht dadurch auf einfache Weise eine konstante Amplitude der Wechselspannung bei Belastungsänderungen.

Der Spitzenwert dieser Spannung hat primär folgende Größe:

$$\hat{u}_1 = (U_0 - U_{\text{CE sat}} - U_E - U_{\text{RC}}) \quad (2.5.)$$

U_0 stabilisierte Versorgungsspannung
 $U_{\text{CE sat}}$ Restspannung des Transistors
 U_E, U_{RC} Spannungsabfälle am Emitterwiderstand
 und am Kollektorwiderstand

Die Schaltung eines Sinus-Oszillators zeigt das Bild 2.1. Der Spannungsteiler R_1, R_2 und der Emitterwiderstand R_E werden so gewählt, daß man eine möglichst geringe Änderung des Kollektorstromes bei Temperaturschwankungen erhält. Die für einen bestimmten Kollektorstrom erforderliche Basisspannung verringert sich bei kleinen Kollektorströmen

um 2 mV bei einer Temperaturdifferenz von 1 grad. Wenn der Oszillator zwischen 0 und 70 °C einwandfrei arbeiten soll, muß demnach mit einer Änderung der erforderlichen Basisspannung von 140 mV gerechnet werden. Einen weiteren Grund für ein Verändern des Arbeitspunktes mit der Temperatur bildet der Kollektor-Basis-Reststrom des Transistors. Dieser Reststrom fließt über den Basis-Spannungsteiler ab und verfälscht somit die Vorspannung. Bei Germanium-Vorstufentransistoren ändert sich dieser Reststrom im angenommenen Temperaturbereich um etwa 100 µA. Da dieser Strom in Gegenrichtung zum Basisstrom fließt, muß bei der höchsten Temperatur ein Basisstrom von $20 - 100 = -80 \mu\text{A}$ geliefert werden, wenn man Transistoren mit einer Stromverstärkung von ≥ 100 bei dem angenommenen Arbeitspunkt von $I_C = 2 \text{ mA}$ verwendet. Wegen der vorhandenen Streuungen kann ohne weiteres mit einem maximalen Basisstrom von 100 µA gerechnet werden. Es empfiehlt sich, den Spannungsteiler R_1, R_2 so auszuführen, daß durch ihn ein zehnfach so großer Strom (I_T) fließt wie der maximale Basisstrom; man wird damit weitgehend unabhängig von der Stromverstärkung des Transistors.

$$R_1 + R_2 = \frac{U_0}{I_T} = \frac{12}{1 \cdot 10^{-3}} = 12 \text{ k}\Omega \quad (2.6.)$$

Eine der noch zu beschreibenden Stabilisierungsmaßnahmen bildet die Stromgegenkopplung mit dem Emitterwiderstand R_E . Nimmt man an, daß die Basisvorspannung konstant ist, dann bestimmt die sich mit der Temperatur ändernde Spannung U_{BE} mit 2 mV/grad letztlich die Festlegung des Emitterwiderstandes R_E . Bei einem Spannungsabfall U_E von 1 V am Emitterwiderstand R_E bedeutet dies eine Änderung um 14 %, bei 2 V um 7 % ($\Delta T = 70 \text{ grad}$).

Läßt man eine Änderung von 7 % zu, dann erhält der Emitterwiderstand den Wert:

$$R_E = \frac{U_E}{I_C} = \frac{2}{2 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (2.7.)$$

Der Spannungsteiler erhält dann folgende Werte:

$$R_1 = \frac{U_0 - U_B}{I_T} = \frac{12 - 2,2}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 10 \text{ k}\Omega \quad (2.8.)$$

Die Spannung U_B ist der Spannungsbedarf an der Basis des Transistors, der sich zusammensetzt aus der Spannung $U_E = 2 \text{ V}$ und der Basisspannung $U_{BE} \approx 0,2 \text{ V}$.

$$R'_2 = \frac{U_B}{I_T - I_B} = \frac{2,2}{(1 - 0,12) \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ k}\Omega \quad (2.9.)$$

Über diesen Widerstand R_2 , bzw. hier noch R'_2 genannt, fließt der erwähnte Reststrom I_{CBO} ab. Dieser verändert sich im zu stabilisierenden Temperaturbereich um etwa $100 \mu\text{A}$. Das ruft einen Spannungsabfall von etwa 200 mV am Widerstand R_2 hervor, der zusätzlich kompensiert werden muß. Berücksichtigt man noch den bereits früher ermittelten geringeren Basisspannungsbedarf von 140 mV bei einer Temperatur von 70°C , so sieht man, daß bei dieser oberen Grenztemperatur die Gleichspannung an der Basis um insgesamt 340 mV kleiner sein muß als bei einer Temperatur von 0°C . Dies kann mit zwei in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdioden im positiven Zweig des Spannungsteilers R_1, R_2 erreicht werden. Die Durchlaßspannung dieser Dioden verringert sich um etwa 2 mV bei 1 grad Temperaturerhöhung.

$$U_{BE(0-70^\circ\text{C})} = 2 \cdot 2 \cdot 70 = 280 \text{ mV} \quad (2.10.)$$

Die Auswirkung der verbleibenden Differenz wird durch den Emitterwiderstand R_E stark verringert. Die Siliziumdioden haben eine Durchlaßspannung U_D von etwa $0,6 \text{ V}$. Deshalb muß der Widerstand R_2 entsprechend korrigiert werden.

$$R_2 = \frac{U_B - 2 U_D}{I_T - I_B} = \frac{2,2 - 1,2}{(1 - 0,12) \cdot 10^{-3}} \approx 1 \text{ k}\Omega \quad (2.11.)$$

Der Spitzenwert des Ausgangswechselstromes ist bei einer Ausgangsleistung von 1 mW :

$$\hat{i}_c = \frac{2 \cdot N_a}{\hat{u}_1} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{8} = 250 \mu\text{A} \quad (2.12.)$$

Die Spannung \hat{u}_1 wird nach Gleichung (2.5.) ermittelt, wobei der Spannungsabfall U_{RC} zunächst noch angenommen werden muß. Als Lastwiderstand erhält man:

$$R_L = \frac{\hat{u}_1}{\hat{i}_c} = \frac{8}{250 \cdot 10^{-6}} \approx 30 \text{ k}\Omega \quad (2.13.)$$

Die Leerlaufgüte Q_0 eines Schwingkreises ist:

$$Q_0 = \frac{R_0}{X_L} = \frac{X_L}{r_k} = 2 \pi \frac{f \cdot L}{r_k} \quad (2.14.)$$

wobei r_k der Verlustwiderstand des Kreises ist. Daraus ist zu erkennen, daß die Güte Q_0 von der Frequenz, der Induktivität und den Kreisverlusten abhängig ist. Auf gleiche Kerngrößen bezogen, bekommt man bei niedrigen Frequenzen kleinere Güten als bei hohen Frequenzen. Es wurde eine Leerlaufgüte von $Q_0 = 50$ und $R_0 = R_L$ angenommen.

Daraus ergeben sich die Teilwiderstände

$$X_L = X_C = \frac{R_0}{Q_0} = \frac{30 \cdot 10^3}{50} = 600 \Omega \quad (2.15.)$$

Bei 500 Hz erhält die Induktivität den Wert 200 mH und die Kapazität den Wert 500 nF.

Damit auch bei einer Aussteuerung bis in das Restspannungsgebiet die LC-Schwingung frequenzbestimmend bleibt, wird ein Kollektorwiderstand R_C eingeführt. Für den Grenzfall der aperiodischen Dämpfung ist $R_C' = 2 X_L = 1,2 \text{ k}\Omega$.

Da die Widerstände R_2 und R_E bei Sättigung des Transistors (Betrieb im Restspannungsgebiet) parallel liegen, wirkt hier ein Serienwiderstand von 500Ω . Um diesen Wert kann der Kollektorwiderstand verringert werden.

$$R_C = 1,2 - 0,5 = 0,7 \text{ k}\Omega \quad (2.16.)$$

Setzt man die Hälfte der Kreisverluste für die Kupferverluste der Induktivität an, dann erhält man:

$$r_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{X_C}{Q_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{600}{50} = 6 \Omega \quad (2.17.)$$

Der Wahl der Kerngröße geht die Wahl des Kernmaterials voraus. Vor allem sollen die Eisenverluste klein sein und die Vormagnetisierung im steilen Bereich der Hysterese bleiben. Es wird das Ferritmaterial 2000 T 26 gewählt. Wegen der kleineren Streuung des A_L -Wertes wird ein Kern mit Luftspalt verwendet. Dieser Luftspalt soll nicht zu klein sein, damit die Montage (Kleben) wenig Einfluß hat. Zweckmäßig erscheint ein Luftspalt von 0,1 mm, was bei dem Kernmaterial einem A_L -Wert um 1000 nH/n^2 entspricht.

Für diesen A_L -Wert ist die Primärwicklung

$$n'_1 = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{0,2}{1 \cdot 10^{-6}}} = 445 \text{ Wdg} \quad (2.18.)$$

Anhand der Wickelraumtabellen kann nun der passende Ferrit-Schalenkern ermittelt werden, da der zulässige ohmsche Widerstand mit 6Ω bereits ermittelt wurde. Passend ist der Kern B 65591 T26 A 1250. Da der A_L -Wert bei dieser Kerngröße etwas höher liegt als oben angenommen, wird die Primär-Windungszahl auf $n_1 = 400 \text{ Wdg}$ reduziert.

In bekannter Weise kann nun überprüft werden, ob bei dieser Windungszahl die Gleichstromvormagnetisierung ($I_C = 2 \text{ mA}$) oder die Induktion zu groß wird.

Der Spitzenwert des Kollektor-Wechselstromes wurde bereits früher mit $250 \mu\text{A}$ ermittelt. Die Rückkopplungsspannung u_R muß nun so groß gewählt werden, daß dieser Strom sicher durchgesteuert wird, wobei der Gegenkopplungswiderstand R_E berücksichtigt werden muß.

$$\hat{u}_R = \hat{i}_C \cdot R_E + \hat{u}_{BE} \approx 250 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^{-3} = 270 \text{ mV} \quad (2.19.)$$

Um alle Störungen aufzufangen, rechnet man mit dem doppelten Wert der erforderlichen Spannung \hat{u}_R .

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{\hat{u}_1}{2\hat{u}_R} = \frac{8000}{540} = 15 \quad n_2 = 30 \text{ Wdg aufgerundet} \quad (2.20.)$$

Die Ausgangsleistung von 1 mW soll an einen Widerstand von $R_a = 600 \Omega$ abgegeben werden. Der primäre Anpaßwiderstand wurde bereits mit $30 \text{ k}\Omega$ ermittelt.

$$\frac{n_1}{n_3} = \frac{R_L}{R_a} = \frac{30 \cdot 10^3}{600} = 7 \quad n_3 = 57 \text{ Wdg} \quad (2.21.)$$

Endgültige Daten des Übertragers für die Schaltung nach Bild 2.1.

Siferrit-Schalenkern B 65591 T 28 A 1250

$n_1 = 400 \text{ Wdg}$ 0,35 CuL

$n_2 = 30 \text{ Wdg}$ 0,15 CuL

$n_3 = 57 \text{ Wdg}$ 0,2 CuL

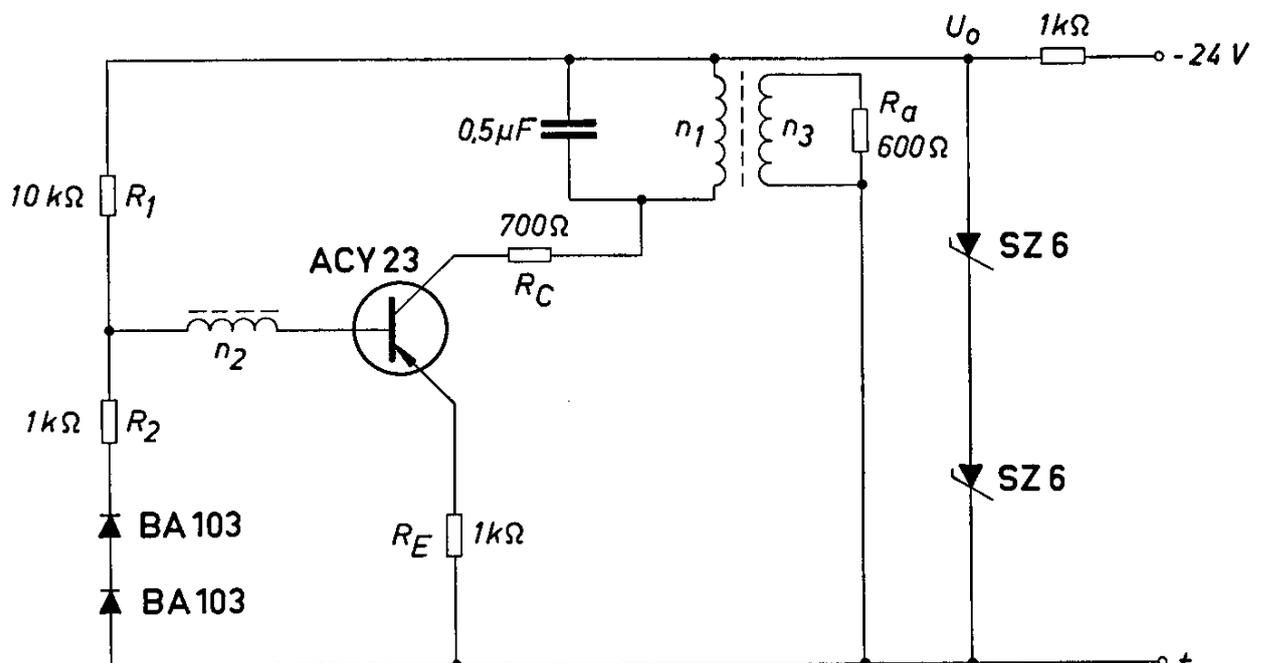


Bild 2.1.

Meßergebnisse:

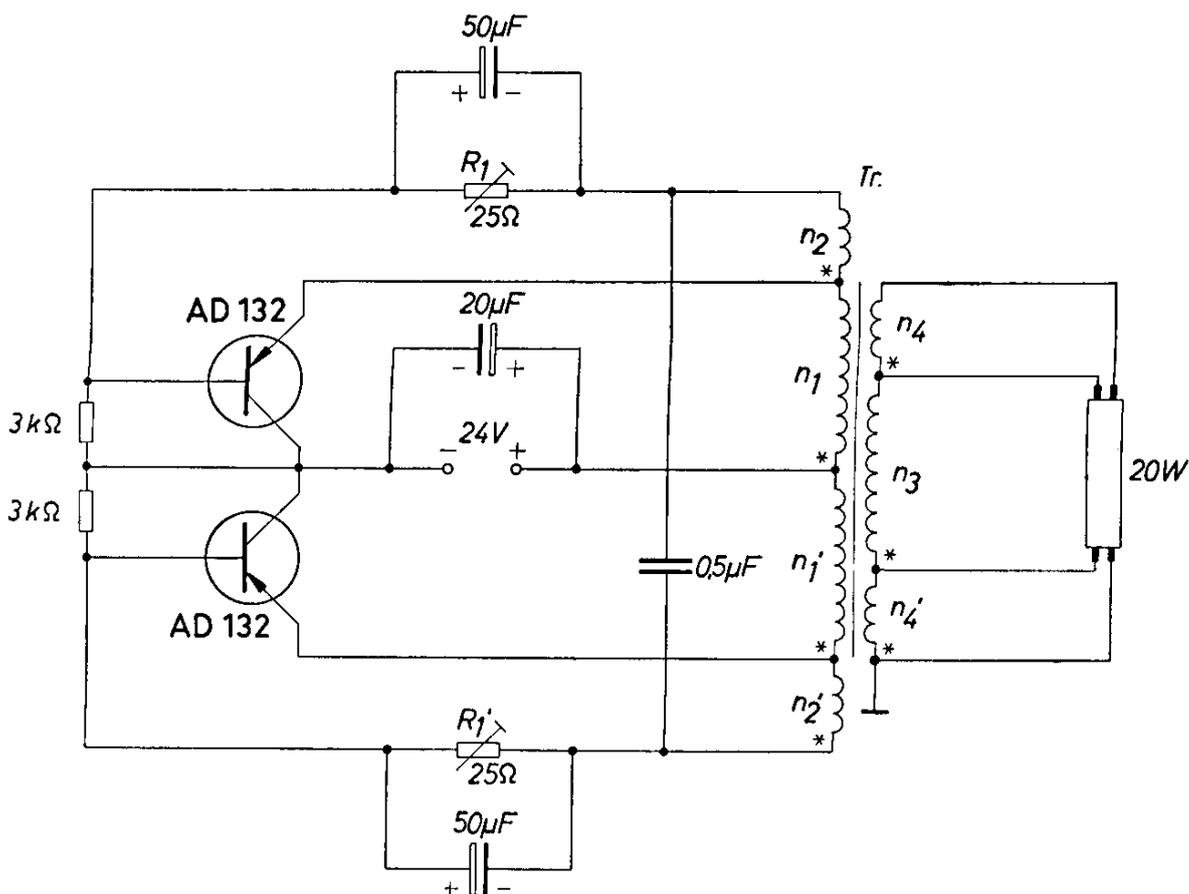
Temperatur	30	40	50	60	°C
Schwingfrequenz	480,7	480,9	480,7	481,6	Hz
Ausgangsspannung	0,76	0,76	0,765	0,753	V
Kollektor-Ruhestrom	2,18	2,18	2,2	2,25	mA

Stabilität der Frequenz bei Spannungsänderung 0,05 Hz/V

Um den Einfluß der Schaltung auf die Frequenzkonstanz zu überprüfen, wurde bei dieser Messung der Schwingkreis nicht mit erwärmt. Je geringer der Temperaturgang der Induktivität und des verwendeten Kondensators ist, um so näher kann man an diese Werte herankommen.

2.2. Zerhacker zum Betrieb von 20-W-Leuchtstofflampen

Da bei Leuchtstofflampen die Zündspannung immer höher liegt als die Brennspannung, wurde in dem Beispiel nach Bild 2.2. ein Streutransformator verwendet. Im Leerlauf gibt der Zerhacker dann die erforderliche



* Punkte gleicher Polarität

Bild 2.2.

hohe Spannung ab. Sobald die Lampe gezündet hat, sinkt die Ausgangsspannung auf den Wert der Brennspannung. Gleichzeitig sinkt auch die Heizspannung an den Wicklungen n_4 und n'_4 , wodurch die Leuchtstofflampe geschont wird. Die geringe Kopplung der Primär- zu den Sekundärwicklungen wird dadurch erreicht, daß sie in getrennten Kammern angeordnet sind.

Durch die verhältnismäßig hohe Schwingfrequenz von 6 kHz wird die Lichtausbeute der Leuchtstofflampe erhöht. Außerdem kann dabei ein kleinerer Übertrager verwendet werden.

Da bei den Leistungstransistoren AD 132 der Kollektor elektrisch mit dem Gehäuse verbunden ist, wurde die Schaltung so ausgeführt, daß die Kollektoren beider Transistoren gleiches Potential haben. Die Transistoren können auf dasselbe Kühlblech montiert werden.

Mit den Widerständen R_1 und R'_1 wird die Rückkopplung auf einen für die Transistoren günstigen Wert eingestellt.

Technische Daten:

Transformator Tr.: Siferrit-E-Kern B 66 241 T 26 A

Spulenkörper mit 2 Kammern

1. Kammer: $n_1 = n'_1 = 45$ Wdg 0,85 CuL gemeinsam gewickelt

$n_2 = n'_2 = 9$ Wdg 0,3 CuL gemeinsam gewickelt

2. Kammer: $n_4 = 10$ Wdg 0,25 CuL

$n_3 = 500$ Wdg 0,25 CuL

$n'_4 = 10$ Wdg 0,25 CuL

Batteriespannung

24 V

Batteriestrom

1,28 A

Lampen-Nennleistung

20 W

Zündspannung

570 V_{ss}

Schwingfrequenz

6 kHz

Kollektorspitzenstrom

3 A

Lampenstrom

330 mA

Max. zulässige Gehäusetemperatur der Transistoren

80 °C

Gesamtwirkungsgrad

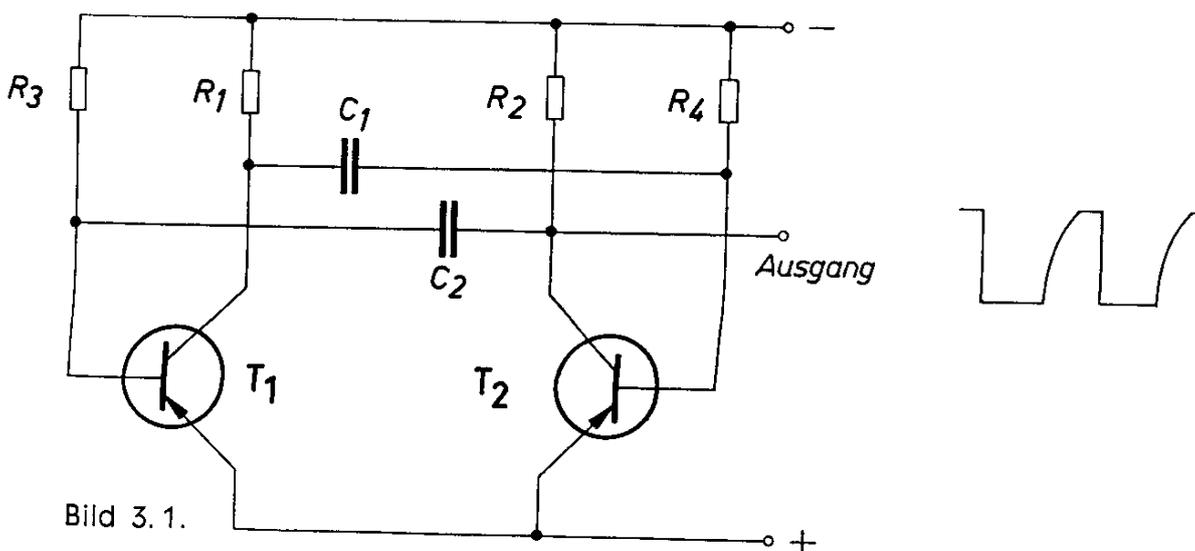
63 %

3. Multivibratoren

Besonders in der industriellen Elektronik werden Multivibratoren in großer Zahl verwendet, sei es zum Erzeugen von Impulsen mit einem astabilen Multivibrator oder zur Verzögerung von Signalen mit monostabilen Multivibratoren. Bistabile Multivibratoren sind unter anderem für Zählstufen geeignet. Die bekannten Grundschaltungen erfüllen jedoch nicht in allen Fällen die gestellten Forderungen. Es werden deshalb im folgenden einige Sonderformen beschrieben.

3.1. Astabiler Multivibrator mit steilen Impulsflanken

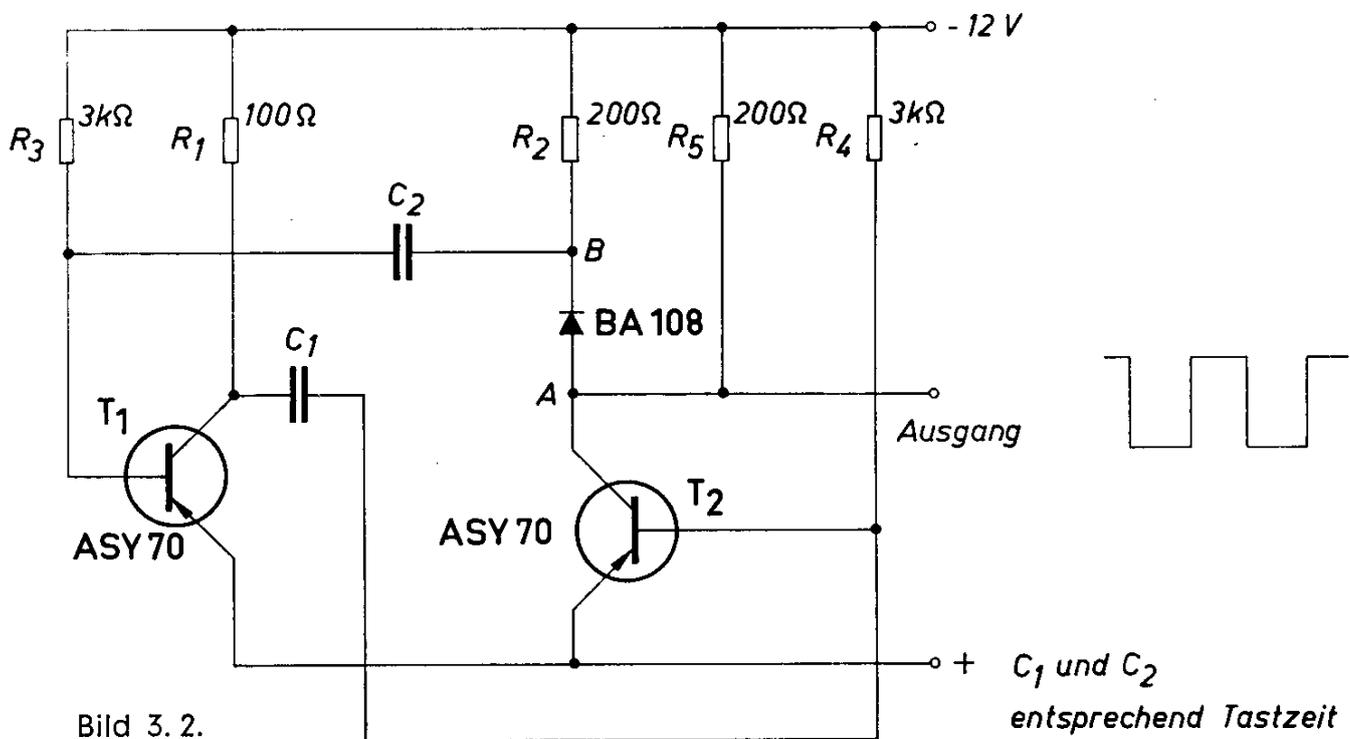
Astabile Multivibratoren liefern im Prinzip eine Ausgangsspannung mit rechteckiger Kurvenform. Eine der beiden Flanken ist jedoch bei der einfachsten Schaltung nach Bild 3.1. verzerrt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß einer der beiden Kondensatoren mit dem Ausgang verkoppelt ist. In der Schaltung nach Bild 3.1. ist dies der Kondensator C_2 . Der Transistor T_2 wird über den Widerstand R_1 und den Kondensator C_1 rasch bis zur Restspannung durchgesteuert. Wenn die Ladung des Kondensators beendet ist, also kein Ladestrom mehr fließt, liefert der Widerstand R_4 den für die Durchsteuerung des Transistors T_2 erforderlichen Basisstrom. Der Kondensator C_2 entlädt sich nun über den Widerstand R_3 und den Transistor T_2 . Sobald negative Spannung an die Basis des Transistors T_1 gelangt, wird dieser durchgesteuert. Durch die Rückkopplung über den Kondensator C_1 wird der Transistor T_2 rasch gesperrt. Der Spannungsanstieg an seinem Kollektor wird jedoch durch den Kondensator C_2 verzögert. Dieser ist fast vollständig entladen, weil kurz nach dem Nulldurchgang der Spannung an diesem Kondensator der Transi-



stor T_1 die zur Durchsteuerung erforderliche kleine negative Spannung erhalten hat. Aus diesem Grund kann die Spannung am Kollektor des Transistors T_2 nicht sofort auf den Wert der Batteriespannung ansteigen. Vielmehr muß erst der Kondensator C_2 über den Widerstand R_2 und den Transistor T_1 aufgeladen werden. Obwohl der Transistor abgeschaltet hat, fließt also weiterhin ein Strom über seinen Kollektorwiderstand. Der dabei an diesem auftretende Spannungsabfall verkleinert die Ausgangsspannung. Die Ausgangsspannung steigt im gleichen Maß, wie der Ladestrom des Kondensators C_2 sinkt, also nach einer e -Funktion. Eine gewisse Verbesserung erreicht man, wenn man den Kondensator C_2 nicht direkt mit dem Kollektor des Transistors T_2 verbindet, sondern den Kollektorwiderstand unterteilt. Diese Lösung ist jedoch nicht in allen Fällen befriedigend. Eine weitere Lösung sieht die Verwendung eines dritten Transistors vor (s. Schaltbeispielheft, Ausgabe 1960).

Das Bild 3.2. zeigt eine Schaltung, bei der dieses Problem auf sehr einfache Weise gelöst ist. Der Kondensator C_2 ist über eine Diode vom Kollektor des Transistors T_2 entkoppelt.

Wird nun der Transistor T_2 gesperrt, so kann die Spannung an dessen Kollektor sofort auf den Wert der Batteriespannung steigen. Der Kondensator C_2 wird über den Widerstand R_2 aufgeladen. Das Potential am Punkt B ist während der Aufladung positiv gegenüber dem am Punkt A. Die Diode ist deshalb gesperrt, und der Spannungsabfall am Widerstand R_2 während der Aufladung des Kondensators C_2 beeinflusst nicht das Ausgangssignal.



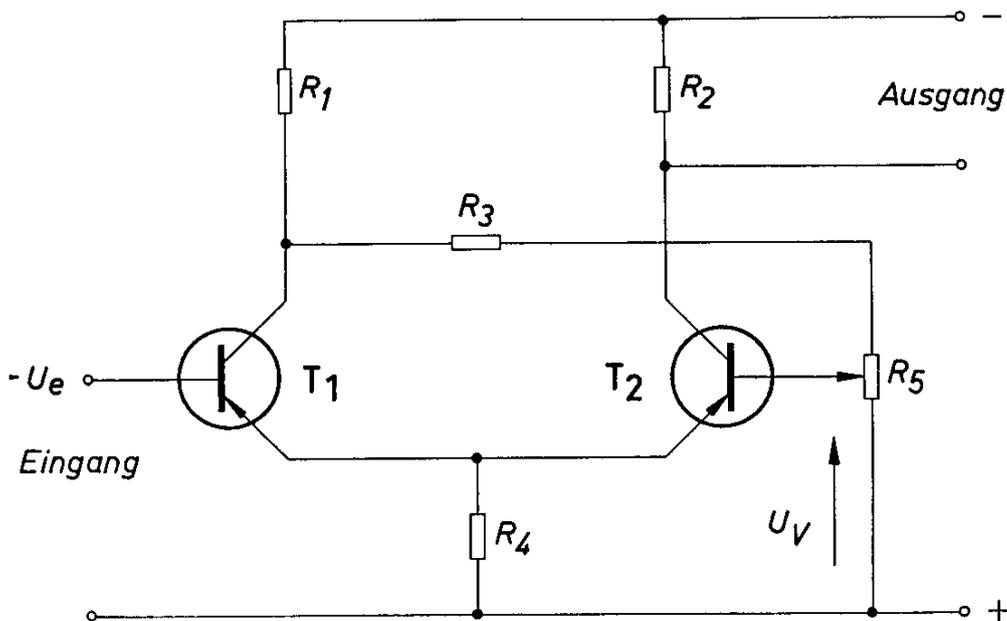


Bild 3. 3.

3.2. Schmitt-Trigger mit hohem Eingangswiderstand

Das Bild 3.3. zeigt die Schaltung eines Schmitt-Triggers in der üblichen Form. Am Potentiometer R_5 wird der Schwellenwert der für das Kippen erforderlichen Eingangsspannung U_e eingestellt. Der Transistor T_2 ist im Ruhezustand leitend, da an seine Basis über die Widerstände R_1 und R_3 negatives Potential gelangt. Der Kollektor- bzw. Emitterstrom des Transistors T_2 wird einen so hohen Wert annehmen, daß der Spannungsabfall am Widerstand R_4 um den Wert der Basisspannung kleiner ist als die am Potentiometer R_5 eingestellte Vergleichsspannung U_V . Damit der Transistor T_1 leitend und somit der Kippvorgang eingeleitet wird, muß die Eingangsspannung U_e größer werden als der Spannungsabfall am Widerstand R_4 plus dem Schwellenwert der Basisspannung des Transistors T_1 . Dieser Schwellenwert wird einen ähnlichen Wert haben wie die Basisspannung des Transistors T_2 . Die Spannung U_V ist also etwa gleich groß wie der Schwellenwert der Eingangsspannung für das Auslösen des Kippvorganges. Bei pnp-Transistoren muß diese Spannung natürlich immer negativ gegenüber dem Emitter, bzw. hier dem Pluspol der Batterie sein. Sobald eine Eingangsspannung von der erforderlichen Größe auftritt, wird der Transistor T_1 leitend. Das Potential an dessen Kollektor verändert sich gegen positive Werte. Diese Potentialänderung wird über den Widerstand R_3 auf die Basis des Transistors T_2 übertragen, wodurch dieser gesperrt wird. Am Ausgang erscheint ein entsprechender Spannungssprung. Der Trigger bleibt in dieser Stellung, bis die Eingangsspannung wieder verschwindet bzw. unter den erforder-

lichen Wert sinkt. Diese Anordnung hat den Nachteil, daß die Steuerquelle den ganzen für die Durchsteuerung des Transistors T_1 erforderlichen Basisstrom liefern und daher entsprechend niederohmig sein muß. Durch die Einführung eines zweiten Rückkopplungsweges und Stabilisierung des Emittersstromes kann der Eingangswiderstand eines Schmitt-Triggers wesentlich erhöht werden. Steigt nämlich die Eingangsspannung U_e an, so wird der Transistor T_1 zunächst leitend. Der Kollektorstrom kann über den dabei erreichten Wert nicht mehr ansteigen. Bei einer weiteren Erhöhung der Eingangsspannung steigt jedoch der Emittersstrom weiter an. Diese Stromdifferenz muß von der Steuerquelle geliefert werden, wodurch diese stark belastet wird.

In der Schaltung nach Bild 3.4. wird der Emittersstrom durch den Transistor T_3 stabilisiert. Bei einer Erhöhung der Eingangsspannung wird deshalb der Eingangsstrom nur mehr unwesentlich ansteigen, und es kann die Sättigung vermieden werden.

Der von der Signalquelle zu liefernde Strom kann noch weiter verkleinert werden, wenn man vom Ausgang eine Rückkopplung vorsieht

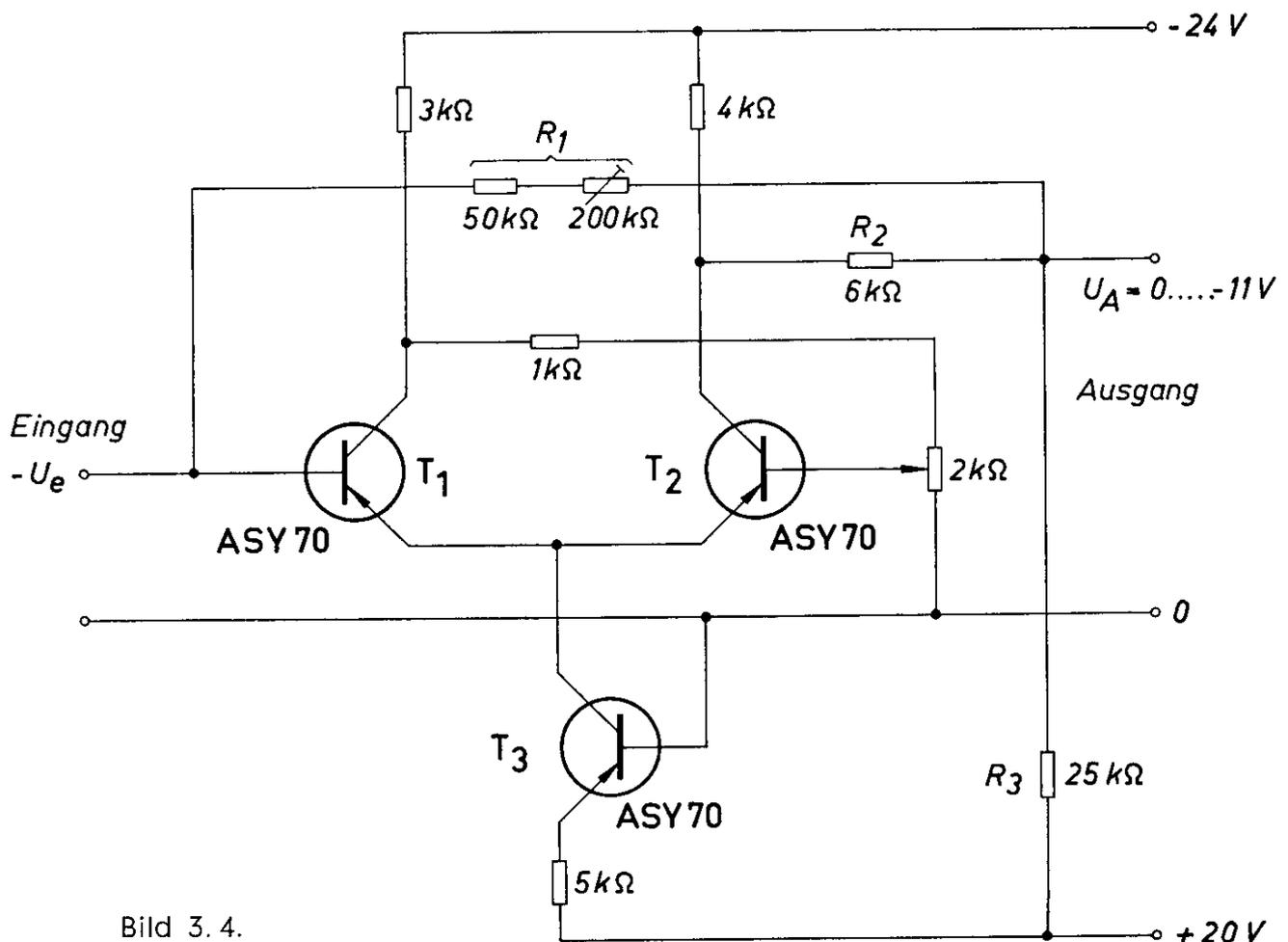


Bild 3.4.

(Widerstand R_1 ; Bild 3.4.). Der Kippvorgang wird dann durch den Steuerstrom nur eingeleitet, während der Haltestrom vorwiegend von der Schaltung selbst über diese Rückkopplung geliefert wird.

Über den Rückkopplungswiderstand wird jedoch auch der Ausgang durch die Eingangsspannung beeinflusst. Dieser Strom wird durch den Widerstand R_3 kompensiert. Die Rückkopplung darf nicht zu stark gewählt werden, weil sonst der Schmitt-Trigger in einen bistabilen Multivibrator übergeht. Bei der Anordnung nach Bild 3.3. sinkt die Ausgangsspannung im Ruhezustand nicht auf den Wert 0. Um dies zu erreichen, kann die Ausgangsspannung entweder über eine Zenerdiode abgenommen oder ein Spannungsteiler vorgesehen werden, wie es in der Schaltung nach Bild 3.4. der Fall ist (Widerstände $R_2 - R_3$).

Technische Daten zur Schaltung nach Bild 3.4.:

Ansprechspannung 0,5 bis 5 V

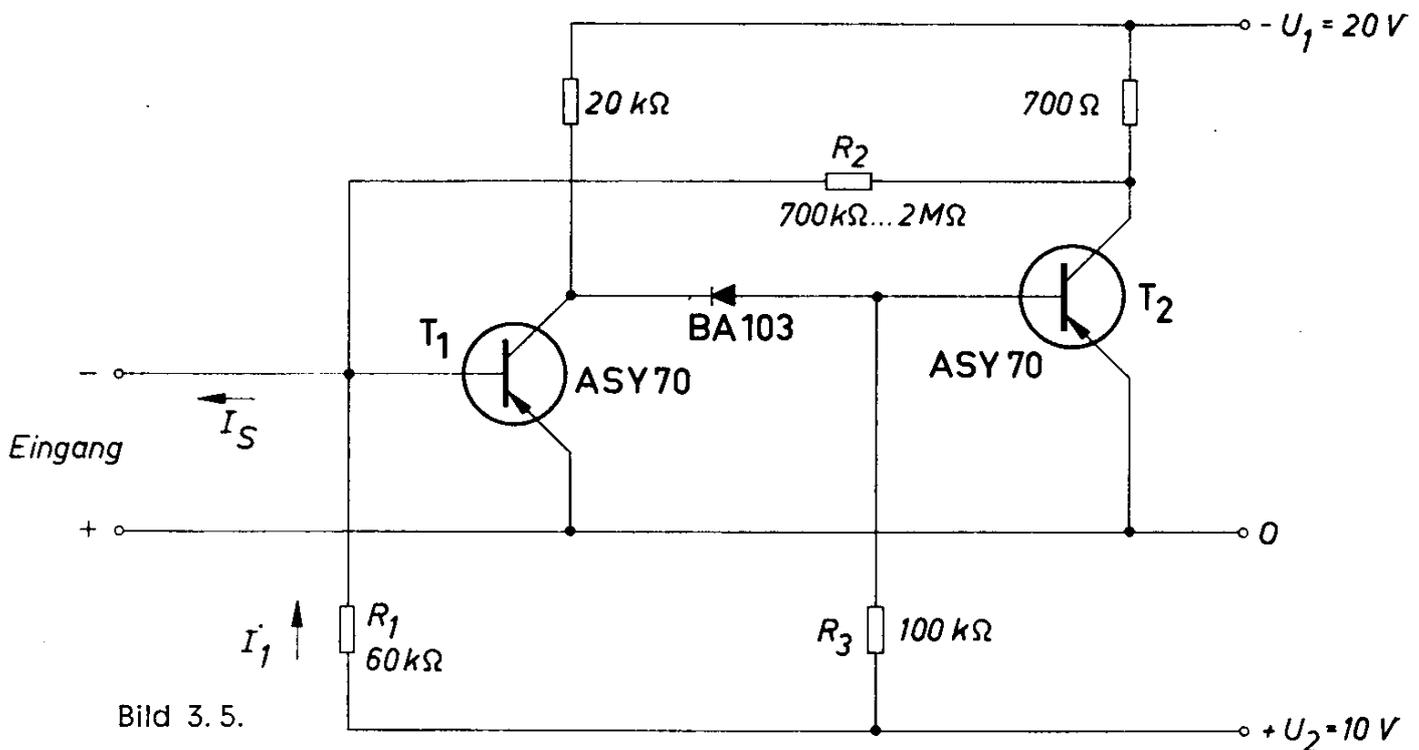
Eingangswiderstand $> 100 \text{ k}\Omega$

Ausgangsspannung im Leerlauf 0 bis 11 V

zulässiger Abschlußwiderstand $10 \text{ k}\Omega$

3.3. Empfindlicher Schaltverstärker mit Rückkopplung

Ein Transistor ist nur dann sicher gesperrt, wenn an seiner Basis, bezogen auf den Emitter, eine positive Spannung liegt. Man erhält dann sehr



kleine Transistor-Restströme bzw. hohe Sperrwiderstände. Die positive Sperrspannung kann z. B. dadurch gewonnen werden, daß man in den Emitterstromkreis eine in Durchlaßrichtung gepolte Siliziumdiode schaltet und die Basis mit dem Pluspol der Batterie verbindet. Durch den Spannungsabfall an der Siliziumdiode (Schwellenspannung) ist dann das Potential am Emitter gering negativ, bezogen auf die Basis.

Eine andere Möglichkeit, die erforderliche Sperrspannung zu erzeugen, zeigt die Schaltung nach Bild 3.5. Eine zusätzliche positive Spannungsquelle $+U_2$ ist über Widerstände mit der Basis der beiden Transistoren verbunden. Der Steuerstrom I_s muß über den Wert des Stromes I_1 ansteigen, damit der Transistor T_1 leitend wird. Gleichzeitig sinkt der Kollektorstrom des Transistors T_2 , und über den Rückkopplungswiderstand R_2 wird der Transistor T_1 weiter aufgesteuert. Dadurch muß die Steuerquelle nicht den ganzen für die vollständige Durchsteuerung des Transistors erforderlichen Basisstrom liefern. Die Siliziumdiode BA 103 sorgt hier dafür, daß die positive Sperrspannung über den Widerstand R_3 an der Basis des Transistors T_2 wirksam wird, da am Kollektor des Transistors T_1 auch bei dessen vollständiger Durchsteuerung immer eine kleine negative Spannung liegt.

Technische Daten:

Steuerstrom I_s 150 μ A

4. Photoverstärker

Zur Umwandlung von Lichtsignalen in elektrische Signale stehen zwei verschiedene Halbleiter-Bauteile zur Verfügung. Die Germanium-Photodioden werden als Photowiderstände verwendet. Ihr Sperrwiderstand sinkt mit steigender Lichtintensität. Wird eine Spannung an diese Bauteile gelegt, so ergibt die Widerstandsänderung eine Stromänderung, mit der Verstärker angesteuert werden können.

Die Silizium-Photoelemente werden üblicherweise ohne Vorspannung betrieben. Sie ermöglichen die direkte Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie, geben also bei Bestrahlung eine bestimmte elektrische Leistung ab.

Es wird von der jeweiligen Anwendung abhängen, welchem der beiden Photobauteile man den Vorrang gibt. Die lichtempfindliche Fläche der handelsüblichen Photodioden ist sehr klein; trotzdem ist ihre Empfindlichkeit sehr hoch. Störend wirkt sich allerdings der sogenannte Dunkelstrom aus, also der Sperrstrom durch die nicht beleuchtete Photodiode, der dem Sperrstrom normaler Gleichrichterdiode entspricht. Dieser Dunkelstrom bzw. Sperrstrom steigt mit der Temperatur an und täuscht somit eine erfolgte Beleuchtung vor. Dadurch ist der möglichen Empfindlichkeit solcher Verstärker eine Grenze gesetzt. Einen Ausweg bietet die Verwendung von Wechselstromverstärkern. Dabei wird die Photodiode mit Wechsellicht bestrahlt. Dieses kann z. B. durch rotierende Lochblenden gewonnen werden. Aber auch das Licht der mit 50 Hz Wechselstrom betriebenen Glühlampen zeigt eine Welligkeit von 5 bis 7 %. Noch höher ist die Welligkeit des Lichtes von Leuchtstofflampen. Die Änderung des Steuerstromes durch Temperaturänderung ist ein langsamer Vorgang, wird also vom Wechselstromverstärker nicht registriert. Wenn der Wechselstromverstärker als selektiver Verstärker ausgeführt wird, kann man eine hohe Empfindlichkeit und eine große Verstärkung erreichen. Die Grenze für die erzielbare Empfindlichkeit stellt das Rauschen des Eingangstransistors dar. Bei selektiven Verstärkern wird nur ein schmales Band des Rauschspektrums verstärkt.

Die Schwierigkeiten mit dem Dunkelstrom fallen weg bei der Verwendung von Silizium-Photoelementen. Um hier auch bei kleinen Lichtintensitäten einen ausreichend großen Photostrom zu erhalten, müssen die lichtempfindlichen Flächen allerdings größer gewählt oder das Licht muß optisch gebündelt werden. In vielen Anwendungsfällen kann das Photoelement nicht vollständig abgedunkelt werden. Das Verhältnis der Photoströme zwischen Beleuchtung und Abdunklung ist dann unter Umständen nicht so groß, daß der nachfolgende Schaltverstärker sicher arbeitet. Solche Verhältnisse können zum Beispiel beim Abtasten dünner

Lochstreifen vorliegen. Sind die Lochstreifen farbig, so kann durch Anordnen eines Komplementärfilters zwischen Lochstreifen und Photoelement eine Verbesserung erzielt werden. Man kann auch zur Abtastung eine Lichtquelle verwenden, die einen scharf gebündelten Lichtstrahl liefert. Das Photoelement wird dann in einiger Entfernung hinter dem Lochstreifen angeordnet. Trifft der Lichtstrahl auf ein Loch im Streifen, so fällt er praktisch ungeschwächt auf das Photoelement. Trifft er auf das Papier, so wird er durch dessen unregelmäßige Konsistenz zerstreut, und die Lichtintensität am Photoelement ist auch bei der Verwendung von dünnem Papier sehr gering. Dieser Effekt wird um so stärker wirksam, je größer der Abstand zwischen Photoelement und Lochstreifen ist. Sehr gute Ergebnisse erzielt man auch, wenn man den Lichtstrahl schräg auf den Lochstreifen auffallen läßt. Wenn die lichtempfindliche Fläche des Photoelementes größer ist als das Loch im Streifen, muß eine Lochblende vor dem Element angeordnet werden.

4.1. Abtastung von Instrumentenzeigern

In der Schaltung nach Bild 4.1. spricht das Relais am Ausgang an oder fällt ab, je nachdem, in welcher Reihenfolge die beiden Photoelemente D_1 und D_2 abgedeckt werden. Der Ansprech- und Abfallwert kann bei gegebenem Meßinstrument durch die Lage der Photoelemente beliebig verändert werden. Man kann diese Anordnung auch als elektronischen Endschalter mit Auslösung durch den Instrumentenzeiger betrachten.

Die für beide Photoelemente gemeinsame Lichtquelle muß so stark sein, daß ein Photostrom von mindestens $150 \mu\text{A}$ fließt. Die Transistoren T_1 und T_2 sind dann bis zur Restspannung durchgesteuert. Der Trigger, bestehend aus den Transistoren T_3 und T_4 , nimmt beim Einschalten eine solche Stellung ein, daß das Relais stromlos, der Transistor T_4 also gesperrt ist.

Die Basis des Transistors T_3 ist über den Widerstand R_1 und das Relais mit dem Minuspol der Batterie verbunden. Der Transistor T_3 ist durchgesteuert. Die Spannung an dessen Kollektor ist sehr klein, weshalb der Transistor T_4 über den Widerstand R_2 mit positiver Spannung gesperrt ist.

Wird nun das Element D_1 abgedeckt, so verschwindet am Transistor T_1 der zur Durchsteuerung erforderliche negative Basisstrom, und er wird mit positiver Spannung gesperrt. Die Potentialänderung am Kollektor überträgt sich auf die Basis des Transistors T_3 , der dadurch weiterhin durchgeschaltet bleibt. Wandert nun der Instrumentenzeiger weiter und wird das Photoelement D_2 abgedeckt, so bewirkt der Potentialsprung am Kollektor des Transistors T_2 eine Durchsteuerung des Transistors T_4 und damit ein Ansprechen des Relais R. Über den Widerstand R_1 ge-

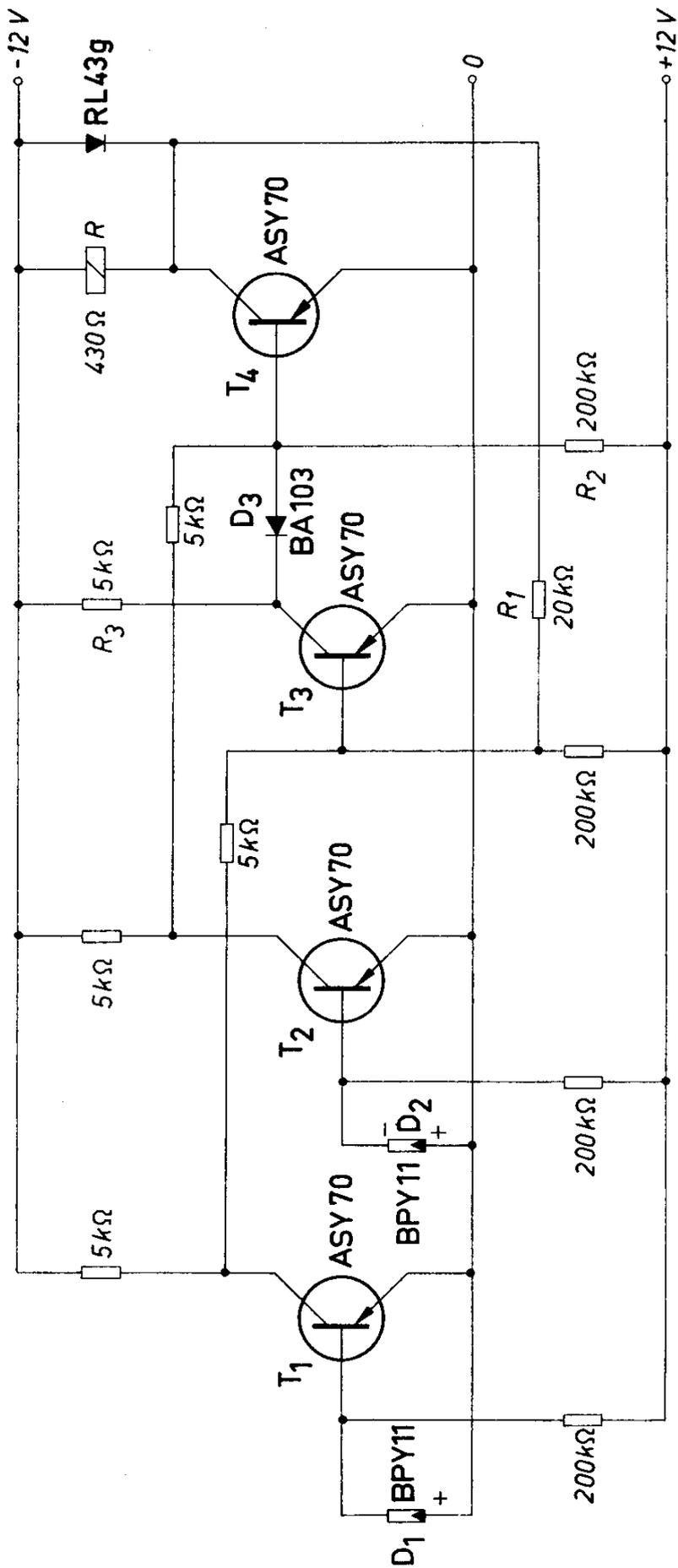


Bild 4.1.

langt nun keine ausreichend hohe negative Spannung an die Basis des Transistors T_3 , weshalb dieser mit positiver Spannung gesperrt wird. Vom Kollektor des Transistors T_1 wird ja nun auch keine hohe negative Spannung mehr zugeführt, weil das Photoelement D_1 inzwischen nicht mehr abgedeckt und der Transistor T_1 deshalb wieder bis zur Restspannung durchgesteuert ist. Es kann nun durchaus sein, daß sich der Zeiger in der gleichen Richtung weiter bewegt und erst später zurückwandert. Zuerst wird dabei wieder das Element D_2 abgedeckt. An der Stellung des Triggers ändert sich nichts. Erst wenn das Element D_1 abgedeckt wird, steuert die jetzt negative Spannung am Kollektor des Transistors T_1 den Transistor T_3 durch. Über den Widerstand R_2 wird der Transistor T_4 gesperrt, und das Relais fällt ab. Anstelle eines Instrumentenzeigers kann natürlich zur Auslösung der geschilderten Vorgänge auch ein anderes bewegtes Teil verwendet werden. Bringt man die beiden Photoelemente sehr nahe zusammen, so kann diese Anordnung z. B. auch für eine elektrisch gesteuerte mechanische Justierung verwendet werden.

Technische Daten:

Eingangsempfindlichkeit $150 \mu\text{A}$

Relais R: Trls 154c nach TBv 65420/93c

4.2. Hochempfindlicher Photoverstärker

Je geringer die für die Steuerung von Photoverstärkern zur Verfügung stehende Helligkeit ist, um so empfindlicher muß der Verstärker sein. Unter einer bestimmten Grenzempefindlichkeit, die für Germaniumtransistoren bei etwa $50 \mu\text{A}$ liegt, wenn der Aufwand nicht sehr groß werden soll, können Gleichstromverstärker nicht mehr verwendet werden. Das Bild 4.2. zeigt einen Wechselstromverstärker, bei dem die Welligkeit des Lichtes ausgenützt wird, das von Glühlampen, die mit 50 Hz Wechselstrom betrieben werden, geliefert wird. Die Grenzempefindlichkeit ist hier, wie eingangs erwähnt, durch das Rauschen des ersten Transistors gegeben. Bei einem Photostrom von nur $0,2 \mu\text{A}$ schaltet das Relais am Ausgang. Die Verstärkung ist regelbar durch Veränderung des Emitterwiderstandes R_2 . Dadurch ändert sich der Eingangswiderstand des Transistors in weiten Grenzen. Je größer der Wert des Eingangswiderstandes wird, um so größer ist der Anteil des Photostromes, der über den Widerstand R_1 abgeleitet wird; die Verstärkung sinkt.

Die einzelnen Verstärkerstufen sind mit Kondensatoren von der Kapazität $1 \mu\text{F}$ aneinander gekoppelt. Dieser kleine Kapazitätswert verringert zwar bei der niedrigen Betriebsfrequenz etwas die Verstärkung, bewirkt aber ein schnelleres Einschwingen des Verstärkers und damit ein rascheres Ansprechen des Relais.

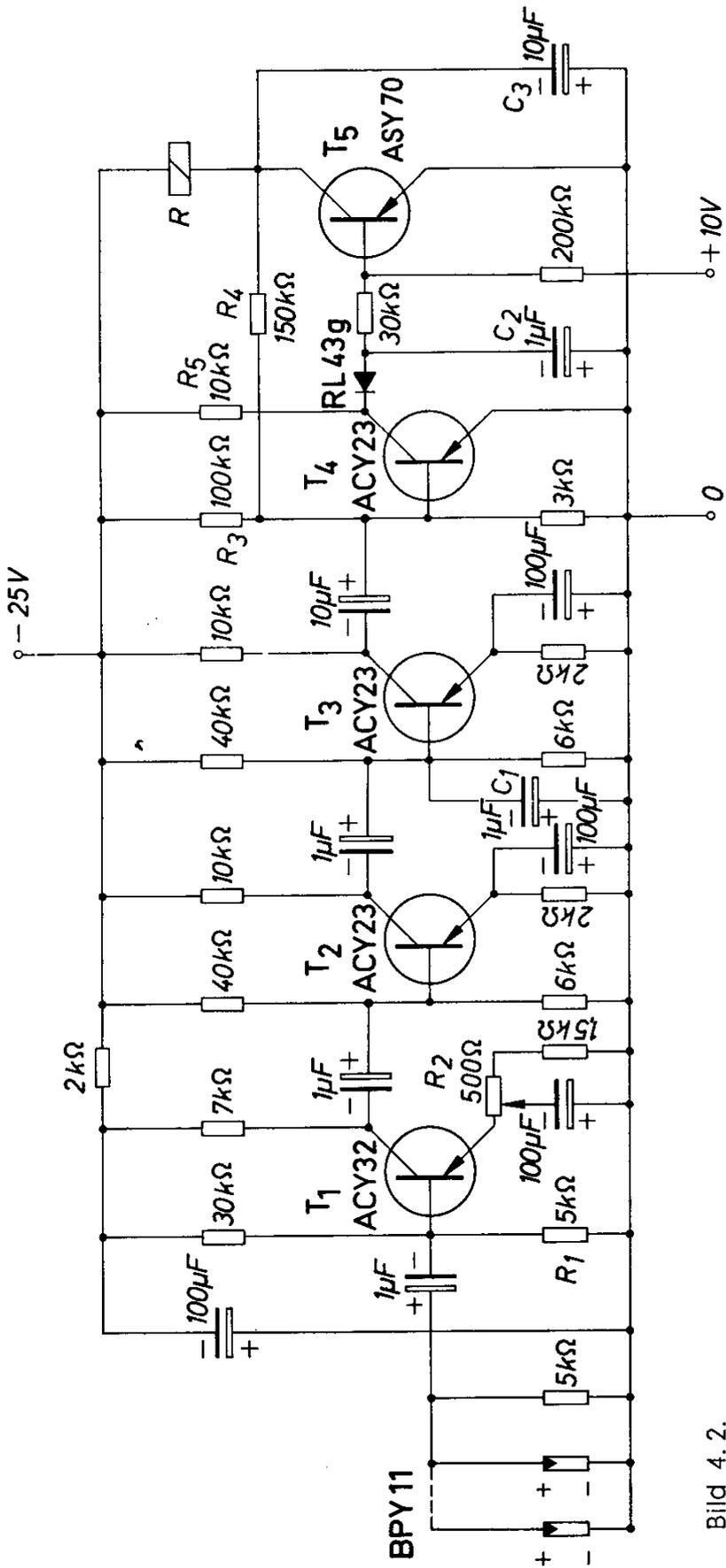


Bild 4. 2.

Der Rauschanteil mit höherer Frequenz wird durch den Kondensator C_1 an der Basis des Transistors T_3 kurzgeschlossen. Um ein Flattern des Relais am Ausgang zu vermeiden, muß das verstärkte Signal noch gleichgerichtet und gesiebt werden. Der Transistor T_4 ist über die Widerstände R_3 und R_4 durchgesteuert, wenn die Photoelemente unbeleuchtet sind. Werden die Elemente beleuchtet, so bewirken die positiven Halbwellen des Wechselstromes an der Basis des Transistors T_4 eine Sperrung dieses Transistors. Der Kondensator C_2 wird über den Widerstand R_5 und die Diode aufgeladen. Die negative Halbwelle steuert den Transistor T_4 wieder durch. Die Diode ist aber jetzt in Sperrichtung gepolt, weshalb sich der Kondensator C_2 nur über den Eingang des Transistors T_5 entladen und diesen deshalb ständig durchsteuern wird. Der Kondensator wird im 100-Hz-Rhythmus nachgeladen (Lichtwelligkeit = doppelte Betriebsfrequenz). Die Rückkopplung über den Widerstand R_4 verbessert das Schaltverhalten der Endstufe, der Kondensator C_3 verhindert ein Flattern des Relais beim Ansprechen und Abfallen. Sobald das Eingangssignal verschwindet, wird der Transistor T_5 mit positiver Spannung gesperrt (+ 10 V). Am Eingang können bis zu 20 Photoelemente parallel geschaltet werden. Bei Beleuchtung nur eines Elementes spricht das Relais an. In gewissen Grenzen kann diese Schaltung auch dazu verwendet werden, das Abdecken eines von mehreren Photoelementen anzuzeigen. Das Relais ist dann im Normalzustand angezogen. Wird ein Element abgedeckt, so fällt das Relais ab, wenn die Eingangsempfindlichkeit des Verstärkers mit dem Widerstand R_2 entsprechend eingestellt ist. Ein sicheres Arbeiten ist aber nur bis zu einer Parallelschaltung von 3 Elementen gewährleistet.

Technische Daten:

Eingangsempfindlichkeit 0,2 μ A

Relais R: Trls 154 c nach TBv 65426/93 d

4.3. Dämmerungsschalter mit Verzögerung

Mit Silizium-Photoelementen können sehr sicher arbeitende Dämmerungsschalter hergestellt werden. Das Bild 4.3. zeigt die Schaltung eines solchen Dämmerungsschalters, bei dem sowohl für das Einschalten als auch für das Ausschalten eine Verzögerung eingebaut ist. Diese Verzögerung ist erforderlich, damit der Dämmerungsschalter auf kurze Lichtblitze oder kurze Abdunklung, z. B. durch Vorbeifliegen eines Vogels, nicht anspricht.

Bei hellem Licht sperrt das Photoelement D_1 den Transistor T_1 . Der Kondensator C_1 ist über den Widerstand R_2 aufgeladen, und der Transistor T_2 ist durchgesteuert. Der Transistor T_3 ist gesperrt und das Relais nicht erregt. Wird nun das auf das Photoelement auffallende Licht

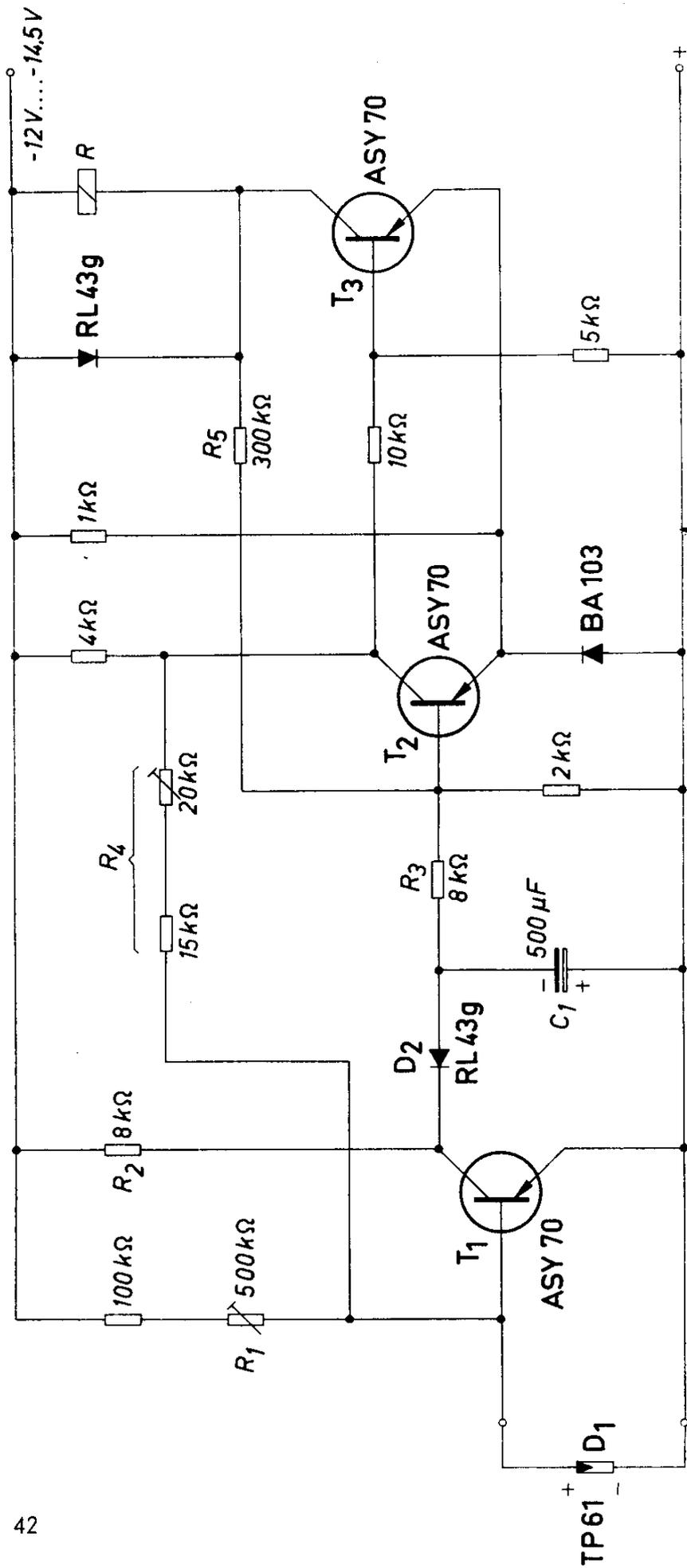


Bild 4. 3.

schwächer, so steigt der Kollektorstrom des Transistors T_1 . Das Potential an dessen Kollektor verändert sich gegen negative Werte, und der Kondensator C_1 entlädt sich über den Eingang des Transistors T_2 . Dadurch bleibt dieser Transistor zunächst durchgesteuert, obwohl die Diode D_2 den Steuerstrom sperrt.

Bei fortschreitender Entladung des Kondensators C_1 sinkt der Kollektorstrom des Transistors T_2 , wodurch der Transistor T_3 aufgesteuert wird. Über die Rückkopplung mit dem Widerstand R_5 wird die Umschaltung beschleunigt. Durch diese Trigger-Charakteristik erreicht man trotz der langsamen Entladung des Kondensators C_1 ein plötzliches Ansprechen des Relais nach Ablauf der Verzögerungszeit. Durch die Rückkopplung mit dem Widerstand R_4 wird gleichzeitig der Transistor T_1 voll durchgesteuert.

Steigt nun die Helligkeit wieder an, so sinkt der Kollektorstrom des Transistors T_1 , da das Photoelement positives Sperrpotential an dessen Basis bringt. Der Kondensator C_1 wird aufgeladen. Erreicht die Spannung an ihm einen bestimmten Wert, so wird der Transistor T_2 durchgesteuert. Der Transistor T_3 sperrt und das Relais fällt ab. Kurzzeitige Helligkeitsänderungen reichen nicht aus, um den Kondensator C_1 ausreichend zu laden bzw. zu entladen. Seine Kapazität bestimmt also die Größe der Verzögerungszeit. Sie beträgt 3 sec beim Einschalten und 4 sec beim Ausschalten des Relais. Eine Vergrößerung der Verzögerungszeit kann durch proportionale Kapazitätserhöhung des Kondensators C_1 oder durch Anschalten eines monostabilen Multivibrators erreicht werden.

Mit dem Potentiometer R_1 kann ein unterer Helligkeitswert von 70 Lx für das Ansprechen des Relais bzw. das Einschalten der Beleuchtung und mit dem Potentiometer R_4 ein oberer Helligkeitswert von 300 bis 500 Lx eingestellt werden.

Die Ansprechempfindlichkeit ist etwas temperaturabhängig, allerdings derart, daß im Winter erst bei einer kleineren Beleuchtungsstärke eingeschaltet wird als im Sommer, was der physiologischen Empfindung entspricht, da man sich an dunklen Tagen auf die auch tagsüber geringere Helligkeit einstellt. Die Temperaturabhängigkeit kann vermieden werden, wenn am Eingang ein Siliziumtransistor, z. B. BSY 18, verwendet wird.

Technische Daten:

Ansprechempfindlichkeit

für das Einschalten des Relais 70 Lx

für das Ausschalten des Relais 300 bis 500 Lx

Relais R: Trls 154 c nach TBv 65421/93 d

4.4. Temperaturkompensierter Photoverstärker

Wie bei dem vorhergehenden Beispiel angegeben, ist die Ansprechempfindlichkeit von Photoverstärkern bei der Verwendung von Germaniumtransistoren temperaturabhängig. Mit Hilfe eines Heißleiters kann jedoch eine recht gute Kompensation erreicht werden. Das Bild 4.4. zeigt eine solche Schaltung. Der Transistor T_1 erhält über die Widerstände R_1 und R_2 den zur Durchsteuerung erforderlichen Basisstrom, wenn das Photoelement BPY 11 nicht beleuchtet ist. Der Transistor T_2 ist gesperrt und das Relais stromlos. Wird das Photoelement ausreichend stark beleuchtet, so sperrt es mit positiver Spannung den Transistor T_1 , und das Relais spricht an. Bei höherer Temperatur benötigt der Transistor T_1 zur Durchsteuerung einen niedrigeren Strom; er kann deshalb nur mit einer höheren Gegenspannung bzw. einem höheren Gegenstrom gesperrt werden, und der Verstärker spricht erst bei einer größeren Lichthelligkeit an. Bei der Verwendung eines Heißleiters in der im Bild 4.4. gezeigten Weise sinken mit steigender Temperatur Steuerspannung und Steuerstrom. Zur Sperrung des Transistors muß dann das Photoelement keine höhere Energie liefern als bei niedriger Temperatur. Es kann bei richtiger Dimensionierung erreicht werden, daß die Empfindlichkeit nahezu vollständig temperaturunabhängig wird. Im vorliegenden Fall ergibt sich eine Schwankung von nur etwa 20 % in einem Temperaturbereich von 0 bis 60 °C bei einem Photostrom von etwa 100 μ A.

Technische Daten:

Relais R: Trls 154 c nach TBv 65421/93 c

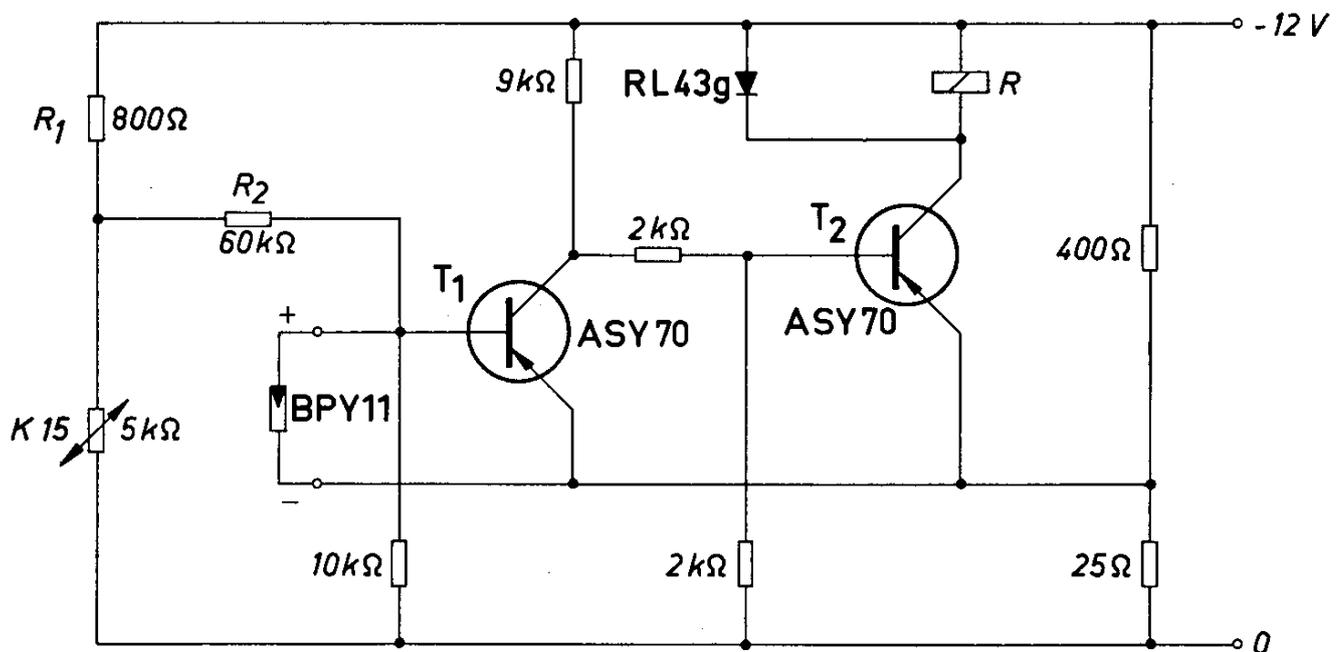


Bild 4.4.

5. Steuer- und Regelschaltungen

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

5.1. Impulsverstärker für Kernmatrizen

Die in Digitalrechnern zur Informationsspeicherung verwendeten Ringkerne aus Ferrit benötigen für das Einschreiben wie für das Lesen nur einen kurzen Stromimpuls von wenigen μsec Dauer, allerdings mit verschiedener Polarität. Das Einschreiben der Information kann z. B. durch positive Magnetisierung entweder mit Vollstrom oder mit 2 Halbströmen in Koinzidenzschaltung erfolgen. Wird ein derart magnetisierter Ringkern durch einen kurzen, entgegengesetzt gerichteten Stromimpuls ummagnetisiert, so wird im Lesedraht eine kleine Spannung u_V induziert, die im Leseverstärker verstärkt wird.

Zum Schreiben und Lesen sind also Impulsverstärker erforderlich, die verhältnismäßig hohe, aber sehr kurze Stromimpulse beider Richtungen abgeben. Eine solche Schaltung zeigt das Bild 5.1. Der Schreibstrom sei hier I_1 und der Lesestrom I_2 . Diese beiden Ströme haben für den Ringkern zueinander entgegengesetzte Richtung. Angesteuert wird der Impulsverstärker von einem Impulsgenerator, beim Versuch mit einer Taktfrequenz von 100 kHz. Die Anstiegszeit der Ströme I_1 und I_2 ist 0,5 μsec . Bis zu dieser Anstiegszeit erreicht bei den verwendeten Ringkernen B64512 A1 R501 der Strom im Lesedraht noch seinen maximalen Wert. Bei einer größeren Anstiegszeit sinkt dieser Strom. Die Anstiegszeit darf allerdings auch nicht zu kurz sein, weil sonst die Störsignale größer werden. Die Impulsdauer kann bis 1,5 μsec verringert werden, ohne daß sich der Lesedraht-Strom verringert. Die Amplitude der Spannung am Lesedraht ist 40 mV im Leerlauf und 20 mV an einem Lastwiderstand von 10 Ω .

Die Steuerströme des Impulsverstärkers müssen sowohl für das Anschalten wie für das Abschalten groß gewählt werden, um die kurzen Schaltzeiten zu erreichen. Dies ist durch niederohmige Vorwiderstände und die Verwendung von Hilfsspannungen in der Schaltung nach Bild 5.1. erreicht.

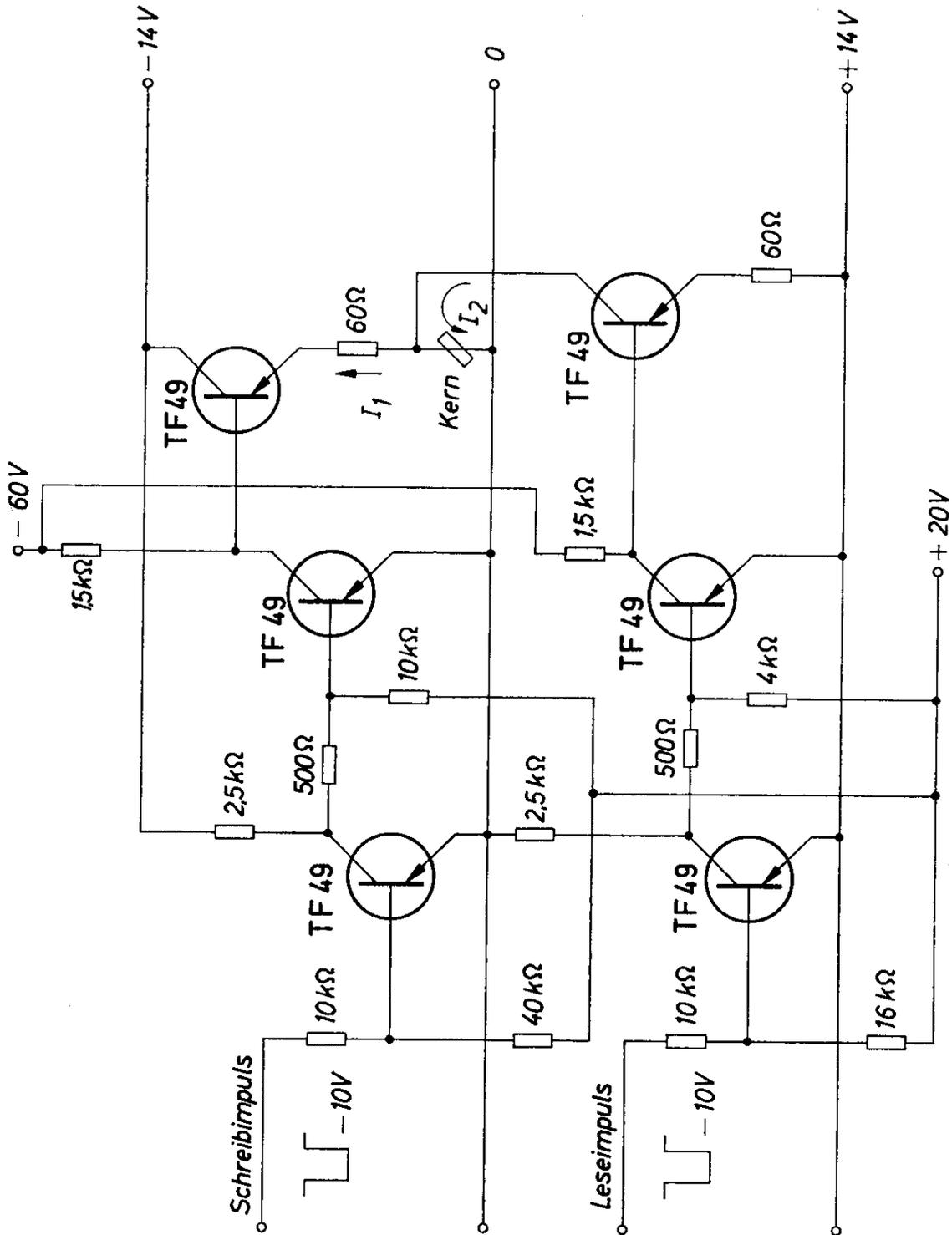


Bild 5.1.

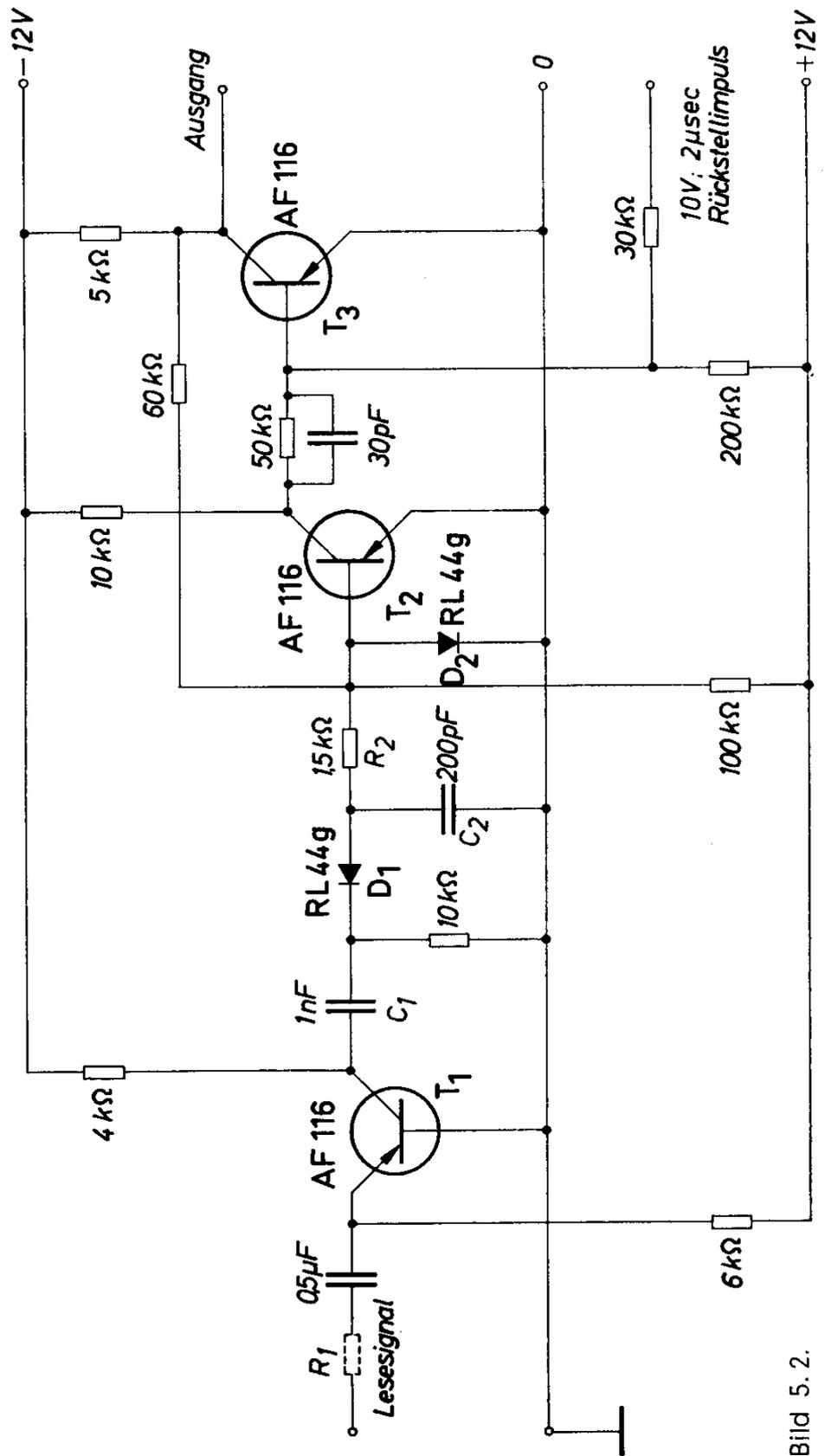


Bild 5.2.

Technische Daten:

Steuerimpuls	—10 V
Schreib- bzw. Lesestrom	220 mA
Anstiegszeit	$\leq 0,5 \mu\text{sec}$
Signal am Lesedraht	
Leerlauf	etwa 40 mV
an $R_a = 10 \Omega$	etwa 20 mV
Siferrit-Ringkern:	B64512 A1 R501

5.2. Leseverstärker für Kernmatrizen

Zum Verstärken der in Kernmatrizen vom Lesedraht abgegebenen Signale werden zweckmäßig Leseverstärker mit integrierender Charakteristik verwendet, um den Einfluß der Störsignale auszuschalten. Die Schaltung nach Bild 5.2. ist für die Verstärkung von Signalen negativer Spannung geeignet und besteht aus einem Vorverstärker und einem bistabilen Trigger.

Der Transistor T_1 ist in Basisschaltung betrieben und verstärkt die Lesespannung mit nur geringer Verzögerung. Der Kollektorstrom des Transistors T_1 lädt über den Kondensator C_1 und die Diode D_1 den Kondensator C_2 . Bei Verwendung des Ferrit-Ringkernes B64512 A1 R501 erreicht die Spannung am Kondensator den Wert 0,8 V. Störsignale von kurzer Dauer haben auf diesen Spannungswert keinen Einfluß. Diese negative Spannung steuert den bis dahin mit positiver Spannung gesperrten Transistor T_2 durch, und der bistabile Trigger kippt. Die Diode D_2 begrenzt die positive Sperrspannung auf etwa 0,2 V. Der Kondensator C_2 wird nun entladen. Danach kann mit einem negativen Rückstellimpuls von 10 V und einer Dauer von mindestens 2 μsec der Trigger wieder in die Ausgangsstellung gebracht werden.

Einen Leseverstärker für Signale beliebiger Richtung zeigt das Bild 5.3. Diese Schaltung ist gegenüber der im Bild 5.2. gezeigten um einen Integrationszweig mit positiver Gleichrichtung erweitert. Dieser sperrt den Transistor T_3 , wenn am Eingang ein positives Signal erscheint.

Werden Kerne mit einer höheren Lesedrahtspannung verwendet, so kann die Empfindlichkeit der Verstärker durch Vorschalten eines Widerstandes (R_1) oder durch Vergrößerung des Widerstandes R_2 , bzw. auch R_3 im Falle der Schaltung nach Bild 5.3., verringert werden.

Technische Daten:

Siferrit-Ringkern: B64512 A1 R501

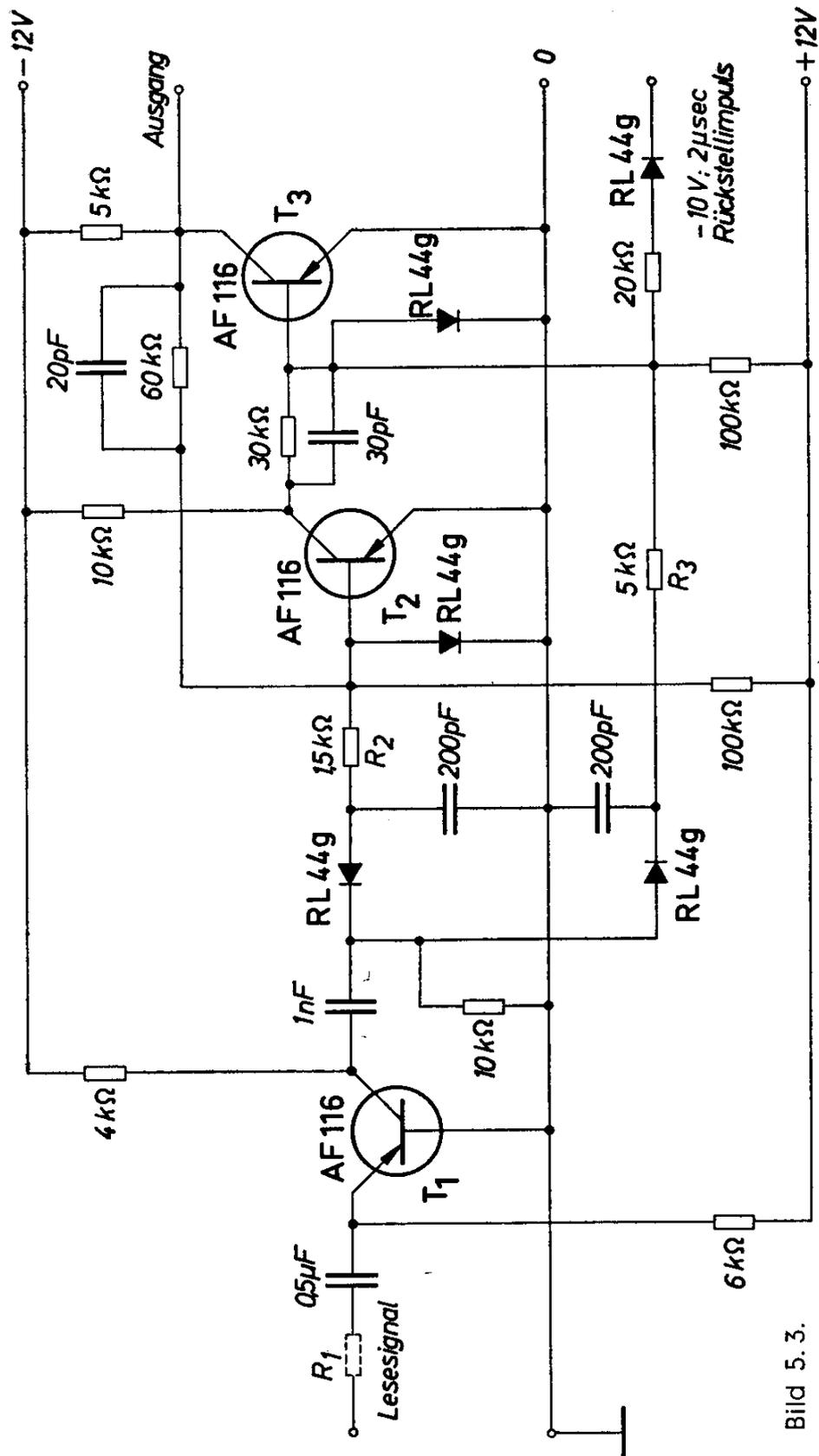


Bild 5. 3.

5.3. Bruchsichere Temperaturregelschaltung

Werden Heißleiter als Meßfühler für Temperaturregelschaltungen verwendet, so ergibt sich eine Schwierigkeit. Die Meßfühler sind meist an exponierter Stelle angeordnet und entsprechend mechanischen Belastungen ausgesetzt. Bricht aber der Heißleiter oder eine Zuleitung, so täuscht der dann hohe Widerstand dieses Brückenweiges eine niedrige Temperatur vor, da der Widerstand eines Heißleiters bei sinkender Temperatur steigt (negativer Temperaturkoeffizient). Die Heizung wird also bei Heißleiterbruch eingeschaltet und nicht wieder ausgeschaltet. Im Bild 5.4. oben ist eine für solche Regelschaltungen übliche Heißleiter-Brücke dargestellt. Die Temperatur, bei der die Heizung geschaltet werden soll, wird am Potentiometer eingestellt. Sinkt die Temperatur, so wird das Potential am Punkt A negativ gegen das am Punkt B. Bei entsprechender Ausführung des Verstärkers wird die Heizung eingeschaltet. Nun steigt die Temperatur wieder. Sobald der Heißleiter-Widerstand ausreichend klein geworden ist, verschwindet die Potentialdifferenz zwischen den Punkten A und B, und über den Verstärker wird die Heizung wieder abgeschaltet. Bricht nun der Heißleiter, so liegt am Punkt A ständig volles negatives Signal. Abhilfe kann am einfachsten dadurch geschaffen werden, daß man auch den Strom durch den Brückenweig $R_3 - R_4$ unterbricht. Im Bild 5.4. unten ist die Brückenschaltung entsprechend erweitert. Der Transistor ist im Normalbetrieb bis zur Restspannung durchgesteuert. Diese Brückenschaltung arbeitet dann genauso wie die oben gezeigte. Unterbricht der Heißleiter den Steuerstrom, so sperrt der Transistor auch den Strom durch den rechten Brückenweig. Seine Basis ist mit dem Pluspol der Batterie verbunden, und das Emitterpotential ist mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdiode etwas angehoben. Der Transistor-Reststrom verursacht jedoch im rechten Brückenweig noch einen kleinen Spannungsabfall. Dieser wird durch den Spannungsteiler $R_1 - R_2$ überkompensiert, so daß auf jeden Fall das Potential am Punkt A positiv ist gegenüber dem am Punkt B. Der Einstellbereich dieser Brücke ist 20 bis 120 °C. Der Heißleiter verändert in diesem Bereich seinen Widerstand zwischen 50 k Ω und 1 k Ω .

Wenn der als Temperaturfühler verwendete Heißleiter nur gering belastet werden darf, muß ein kleiner Brückenstrom eingestellt werden. Der angeschlossene Verstärker muß dann eine hohe Eingangsempfindlichkeit haben. Es gilt hier das gleiche wie bei Photoverstärkern: daß dann nur mehr Wechselstromverstärker verwendet werden können. Im Bild 5.5. oben ist eine mit Wechselstrom betriebene Brückenschaltung dargestellt. Abhängig von der Richtung der Verstimmung ändert sich die Phasenlage der im Nullzweig abzunehmenden Spannung. Ein empfindlicher phasenabhängiger Verstärker schaltet dann die Heizung ein oder aus.

Auch diese Brückenschaltung kann bruchgesichert werden. Das Bild 5.5. unten zeigt die entsprechend erweiterte Schaltung. Der Transistor ist im Normalbetrieb durch die Hilfsspannung + 20 V gesperrt. Der einzige Gleichstromweg von der Hilfsspannung zum Transistor führt über den Heißeleiter. Durch den zusätzlichen Gleichstrom wird das Wechselstromverhalten der Brücke nicht gestört. Der Spannungsabfall an den Widerständen dieses Gleichstromweges muß so klein sein, daß am

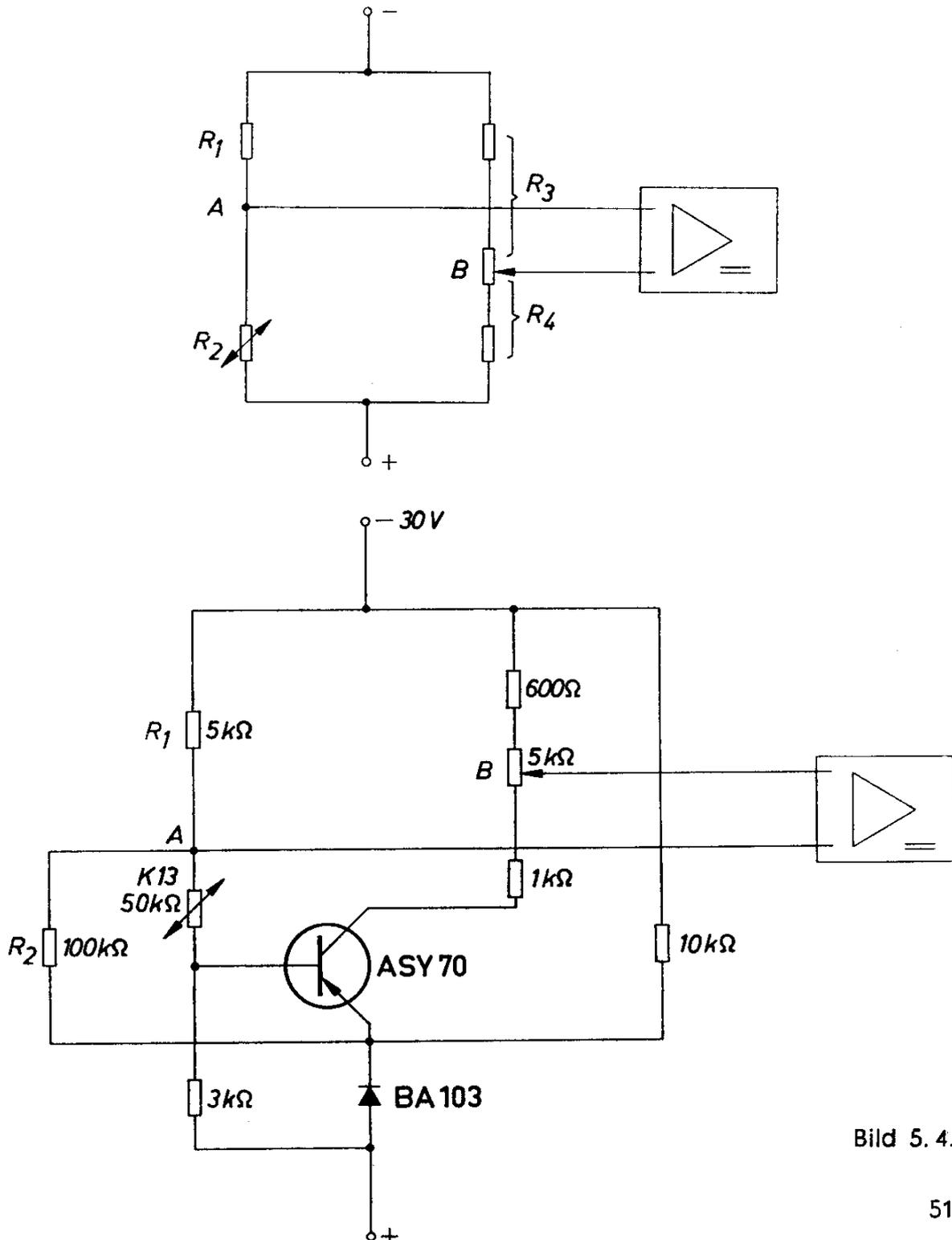


Bild 5. 4.

Transistor noch eine zur Sperrung ausreichende positive Spannung auftritt. Die Höhe dieser Spannung wird durch eine Diode begrenzt. Wird der Heißleiterkreis unterbrochen, so wird die den Transistor sperrende positive Spannung abgetrennt. Die negative Hilfsspannung -31 V schaltet den Transistor durch. Die Brücke gibt zwar an den Verstärker den Befehl zum Einschalten der Heizung weiter, mit dem jetzt durchgeschalteten Transistor kann aber an geeigneter Stelle im Verstärker ein Kurzschluß hergestellt werden, so daß die Heizung trotzdem abgeschaltet wird. Der Einstellbereich der Brücke ist $120\text{ bis }250\text{ }^{\circ}\text{C}$.

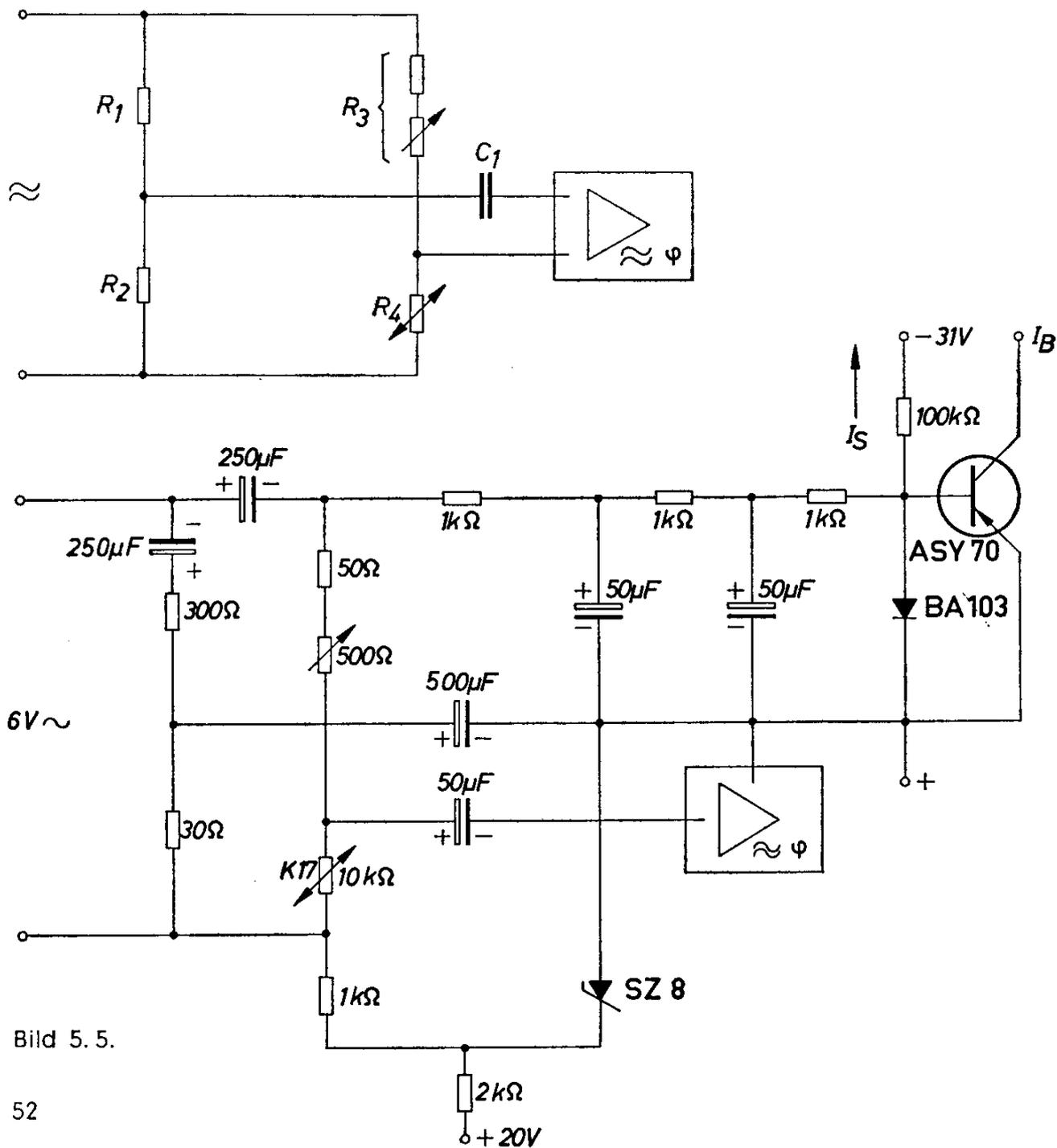


Bild 5.5.

5.4. Temperatursicherung für Herdplatten

Die Temperaturregelung von Herdplatten kann entweder so erfolgen, daß sie bei Erreichen einer bestimmten Temperatur ausgeschaltet und erst bei Absinken der Temperatur unter einen Schwellenwert wieder eingeschaltet werden, oder so, daß die Heizleistung nach Erreichen der Endtemperatur verringert wird. Die zuletzt genannte Lösung ergibt eine sehr gleichmäßige Temperatur der Platte. Das Vorschalten eines weiteren Heizwiderstandes zur Leistungsminderung ist möglich, viel besser ist aber das periodische Ausschalten der Herdplatte. Eine dafür geeignete Steuerschaltung zeigt das Bild 5.6. Sie besteht aus einem instabilen Multivibrator (Transistoren T_2 und T_3), der mittels einer Heißleiterbrücke und einer Vorstufe blockiert werden kann. Das Tastverhältnis des Multivibrators kann mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden, und zwar so, daß die Herdplatte 0,6 bis 4 sec eingeschaltet, aber konstant 5 sec lang ausgeschaltet ist. Damit kann ein mittlerer Temperaturwert eingestellt werden. Der genaue Wert wird mit dem Widerstand R_2 in der Brücke festgelegt. In der hier gezeigten Anordnung kann eine Temperatur zwischen 90 und 130 °C eingestellt werden. Sinkt die Temperatur unter diesen Wert, so gelangt an die Basis des Transistors T_1 eine negative Spannung, weil der Widerstand des Heißleiters größer wird. Der Transistor T_1 wird durchgeschaltet und blockiert den Multivibrator in einer solchen Stellung, daß das Relais R ständig erregt und die Heizung voll eingeschaltet ist. Bei Erreichen der gewünschten Temperatur wird der Transistor T_1 wieder gesperrt, und der Multivibrator beginnt wieder zu schwingen, wodurch die Heizleistung herabgesetzt wird. Anstelle des Relais kann natürlich auch ein Leistungstransistor verwendet werden. Die Dimensionierung dieser Schaltstufe hängt aber stark von der jeweiligen Gegebenheit ab.

Die Germaniumdioden D_1 und D_2 schützen die Emitterdiode der Transistoren T_2 und T_3 vor den bei Multivibratoren im Umschaltmoment auftretenden hohen Spannungsspitzen.

Technische Daten:

Tr.: M 42/14 Dyn. Bl. III/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 4300$ Wdg 0,1 CuL

$n_2 = 570$ Wdg 0,22 CuL

$n_3 = 550$ Wdg 0,1 CuL

Gr. 1 = Gr. 2: SSF B 30 C 250

Tastverhältnis des Multivibrators 0,6 bis 4 : 5 sec

Temperaturbereich 90 bis 130 °C

Relais R: Trls 6a nach TBv 62017/20 a

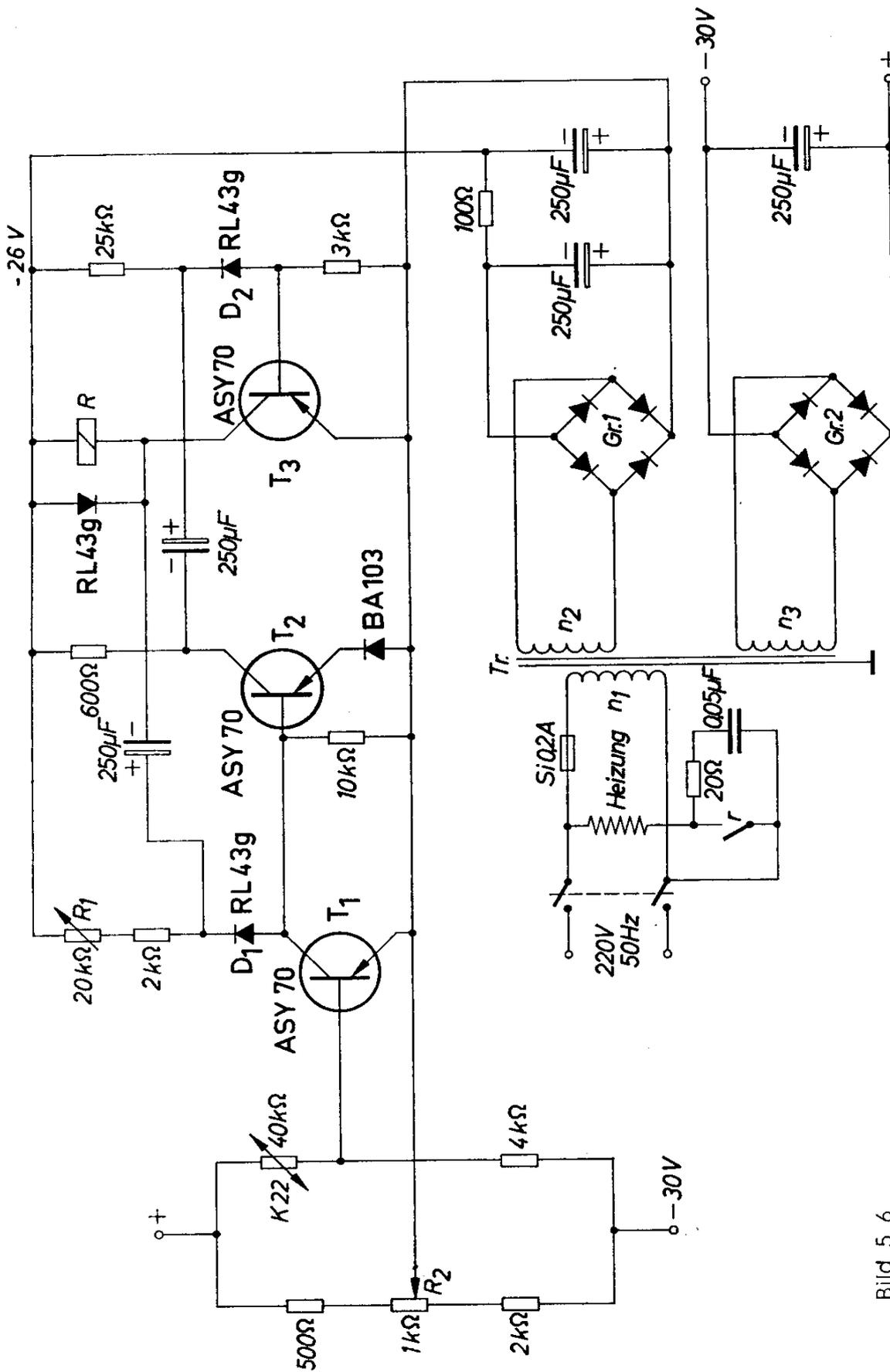


Bild 5. 6.

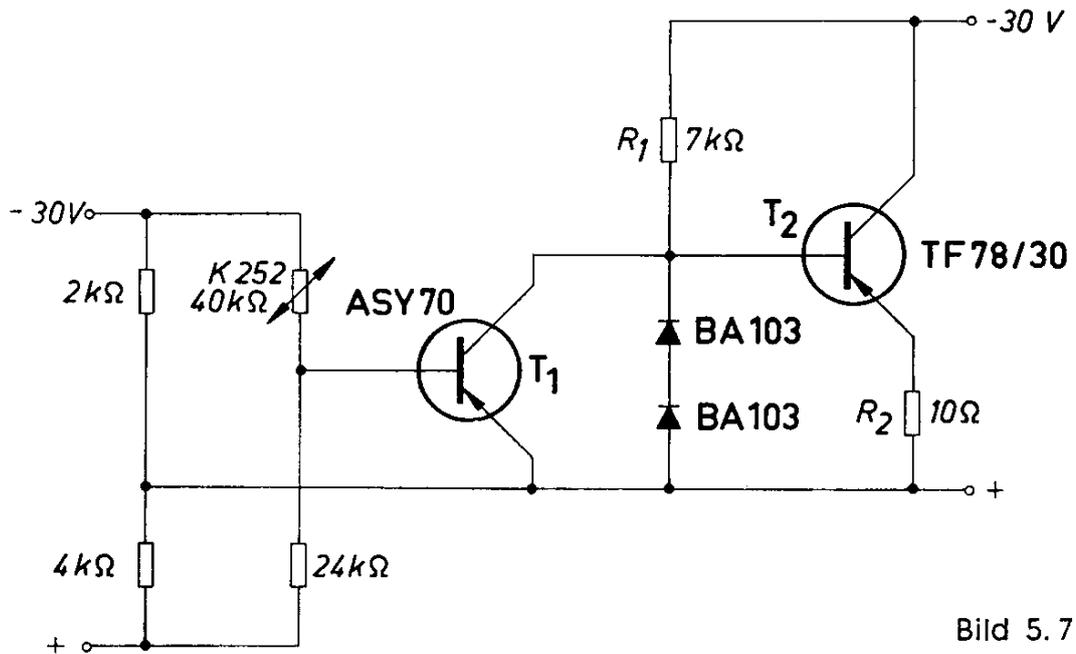


Bild 5.7.

5.5. Elektronischer Kleinthermostat

Eine konstante Temperatur läßt sich in kleinsten Räumen nur durch eine kontinuierliche Regelung der Heizleistung erzielen. Die Wärmeträgheit des Heizkörpers ist im allgemeinen größer als die des zu stabilisierenden Raumes. Eine kontinuierliche Regelung der Heizleistung ist auf einfache Weise dann möglich, wenn man als Heizkörper einen Transistor verwendet. Das Bild 5.7. zeigt eine solche Anordnung. Abhängig von der Verstimmung der Brückenschaltung durch den Heißleiter ändert sich die Verlustleistung am Transistor T_2 . Ist die Temperatur z. B. niedriger als $45\text{ }^\circ\text{C}$, für welchen Wert die Brücke abgeglichen ist, so gelangt an die Basis des Transistors T_1 positives Potential und er wird gesperrt. Der Transistor T_2 wird über den Widerstand R_1 durchgesteuert, und sein Kollektorstrom steigt. Die dadurch hervorgerufene höhere Verlustleistung am Transistor heizt den zu stabilisierenden Raum, bis die eingestellte Temperatur erreicht ist. Am Widerstand R_2 fällt nur ein geringer Teil der Versorgungsspannung ab. Der Kollektorstrom des Transistors könnte abhängig von seiner Stromverstärkung unzulässig hoch ansteigen. Deshalb sind parallel zum Eingang zwei in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdioden geschaltet, welche die Basisspannung auf etwa $1,2\text{ V}$ begrenzen. Der Kollektorstrom des Transistors T_2 wird auf etwa 100 mA wirksam begrenzt.

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

Es empfiehlt sich, die mechanische Anordnung so zu wählen, daß der Thermostat nach Bild 5.7. und die auf konstanter Temperatur zu haltenden Bauteile auf einem Aluminiumblech untergebracht werden. Gegen die Umgebung soll diese Anordnung möglichst gut wärmeisoliert werden. Die beiden Versorgungsspannungen müssen voneinander galvanisch getrennt sein. Der Heißleiter und die Transistoren müssen stets die gleiche Temperatur haben, sie sollen deshalb möglichst nahe zusammen montiert werden.

5.6. Temperaturregler mit Thermoelement

Die höchste für Heißleiter zulässige Temperatur liegt bei 250 °C. Sollen noch höhere Temperaturen geregelt werden, so können Thermoelemente verwendet werden. Die von diesen abgegebene sehr kleine Spannung verlangt sehr empfindliche Verstärker. Das Bild 5.8. zeigt einen solchen Verstärker, bei dem das Gleichstromsignal mit einem Transistorchopper zerhackt und mit einem Wechselstromverstärker verstärkt wird. Als Temperaturfühler können Ni-NiCr-Elemente verwendet werden. Die Vergleichsspannung wird mit dem Potentiometer R_1 eingestellt. Es wird das Thermoelement 1 in einem Thermostaten, z. B. in dem vorher beschriebenen, angebracht und das Thermoelement 2 an der Meßstelle.

Der Transistorchopper (Transistor T_{10}) wird durch einen von der Netzspannung synchronisierten Multivibrator (Transistoren T_8 und T_9) angesteuert. Das vom Chopper gelieferte, der Eingangsgleichspannung proportionale Wechselstromsignal wird in 4 Stufen verstärkt. Die Polarität der Gleichspannung wird ausgedrückt durch die Phasenlage der Wechselspannung. Deshalb muß im Schaltverstärker (Transistoren T_5 bis T_7) die Phasenlage dieser Wechselspannung ausgewertet werden. Dies geschieht mit Hilfe des Transistors T_6 . Er wird, ebenso wie der Chopper, synchron zum Netz geschaltet. Nur wenn positives Potential gleichzeitig an der Basis der Transistoren T_5 und T_6 auftritt, kann der Transistor T_7 durchgeschaltet werden und das Relais ansprechen. Diese gleiche Phasenlage tritt nur auf, wenn die gemessene Temperatur niedriger ist als

die eingestellte. Ist sie höher, so ändert das verstärkte Signal um 180° die Phase. Die Transistoren T_5 und T_6 sind nie gleichzeitig gesperrt, und das Relais bleibt ständig stromlos.

Die Versorgungsspannung soll konstant sein. Gegebenenfalls kann der Relaisstromkreis abgetrennt und von einer unregelmäßigen Stromquelle versorgt werden, wenn ein leistungsschwächeres geregeltes Netzteil verwendet wird.

Die Regelanordnung ist gegen Fehlanzeige bei Bruch des Thermoelementes gesichert. Dazu wird an den Eingang des Choppers über einen Widerstand eine positive Spannung gelegt. Unterbricht das Thermoelement den Stromkreis, so ist nur mehr diese Spannung wirksam. Am Kondensator C_1 tritt eine kleine positive Spannung auf. Das ist die gleiche Polarität, die auch einer zu hohen Temperatur entspricht. Wegen dieser Gleichheit der Aussage wird auch bei Bruch des Thermoelementes die Heizung abgeschaltet.

Technische Daten:

Temperaturbereich:	Schalterstellung 1	300 bis 500 °C
	Schalterstellung 2	500 bis 700 °C

Regelgenauigkeit $\pm 1\%$

Relais R: Trls 154 c nach TBv 65426/93 d

Transformator und Drossel

Tr: M 65/27 Dyn. Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 2800$ Wdg 0,2 CuL

Abschirmung mit Cu-Folie $1 \times 0,05$

$n_2 = n_3 = 340$ Wdg 0,2 CuL gemeinsam wickeln

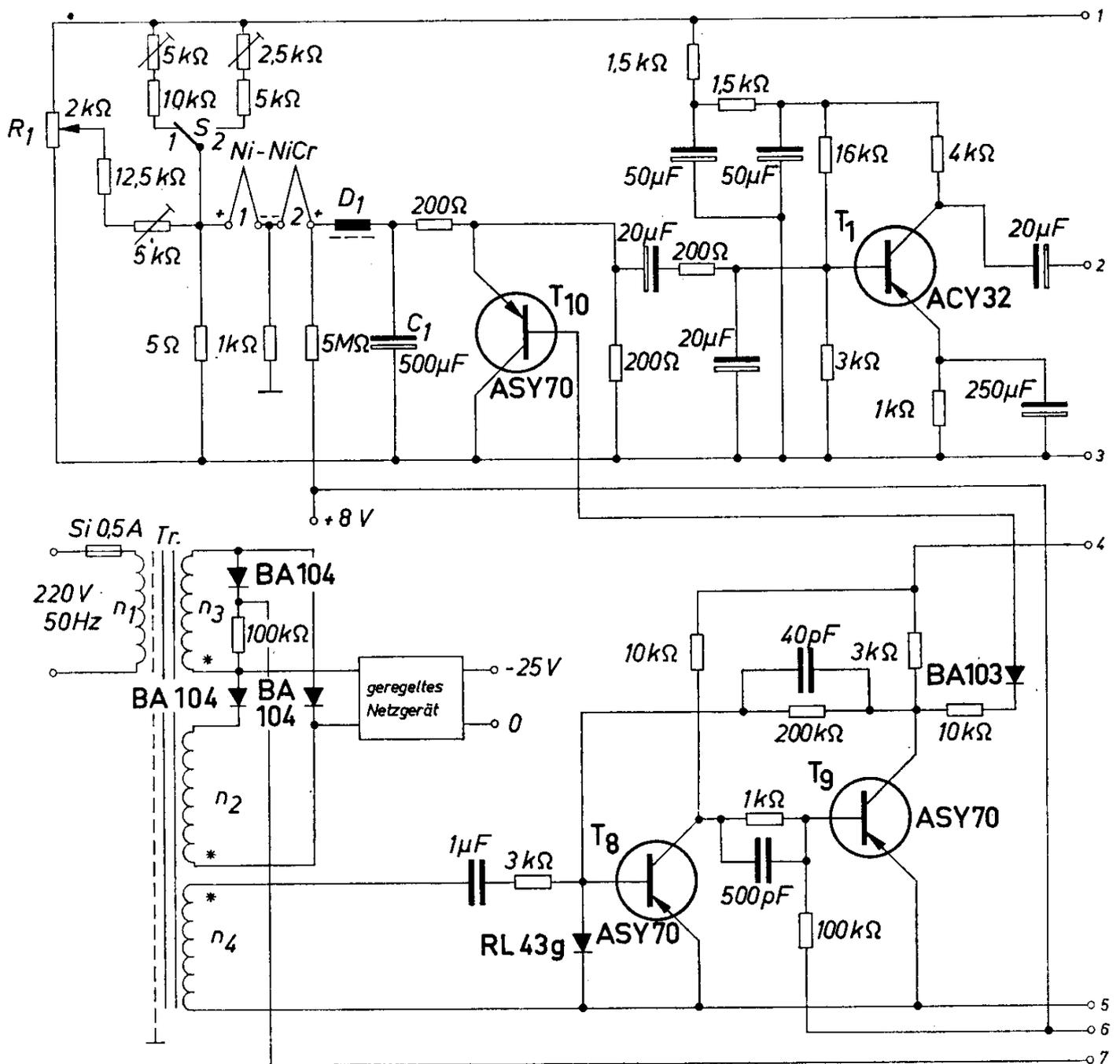
$n_4 = 355$ Wdg 0,16 CuL

D_1 : Siferrit-Schalenkern B65591 T26 A

1500 Wdg 0,18 CuL

5.7. Elektronische Sicherung

Transistoren müssen im Betrieb vor Überspannungen geschützt werden. Viele der als Überspannungsschutz bekannten Elemente sind zu träge oder eignen sich nicht für die bei Transistoren üblichen Spannungen. Die Verwendung von Schmelzsicherungen scheidet praktisch vollkommen aus, weil sie erstens zu träge sind und außerdem bei Spannungsspitzen nur über die Stromerhöhung ansprechen. Eine starke Stromerhöhung tritt



* Punkte gleicher Polarität

Bild 5. 8.

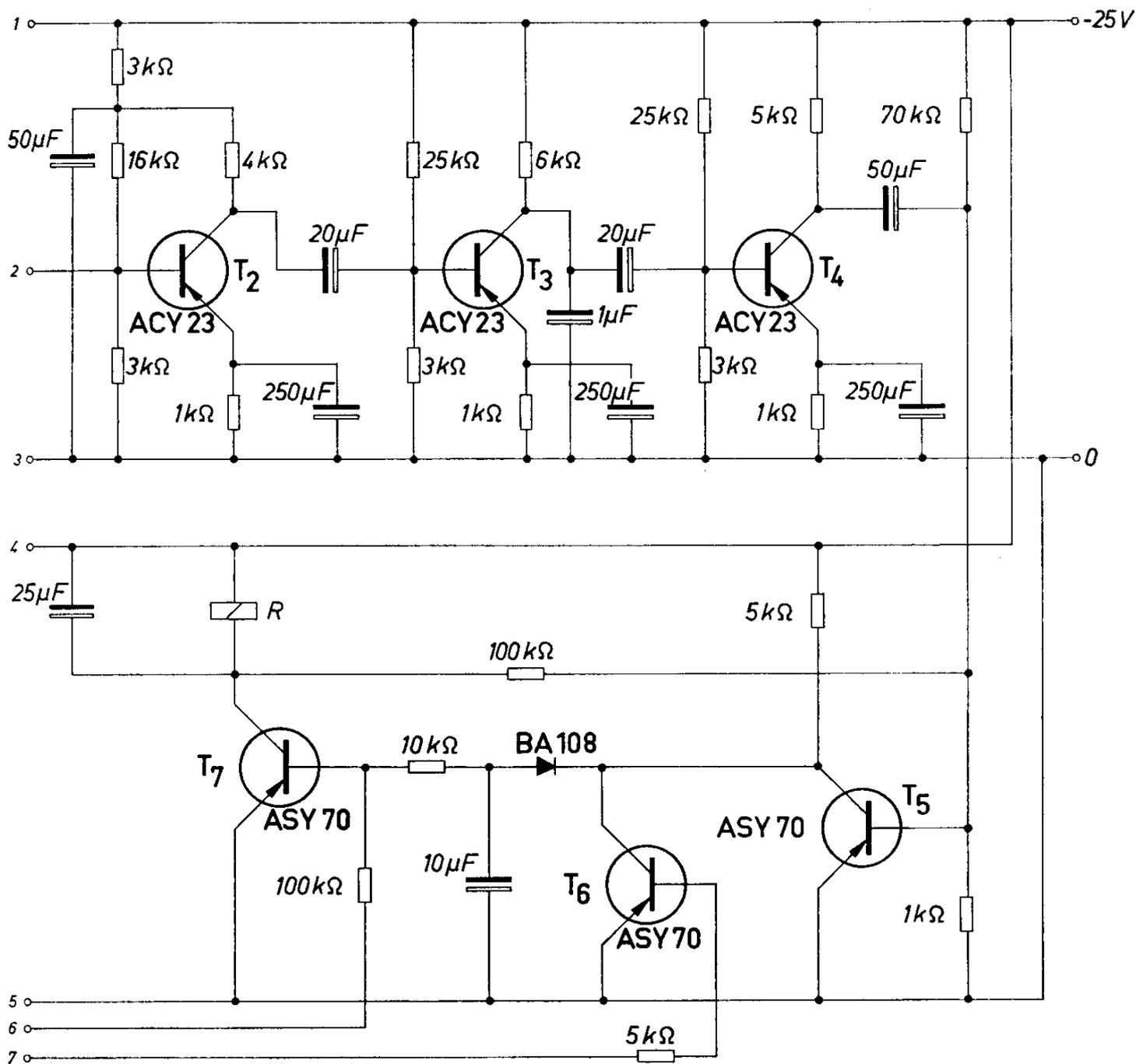


Bild 5.8.

bei Überspannung aber oft erst nach der Zerstörung der Transistoren auf. Das Bild 5.9. zeigt eine elektronische Sicherung, die ausreichend schnell bei Überspannung die Last, z. B. ein Transistorgerät, abschaltet. Am Eingang kann eine Abschaltspannung von 15 bis 50 V eingestellt werden.

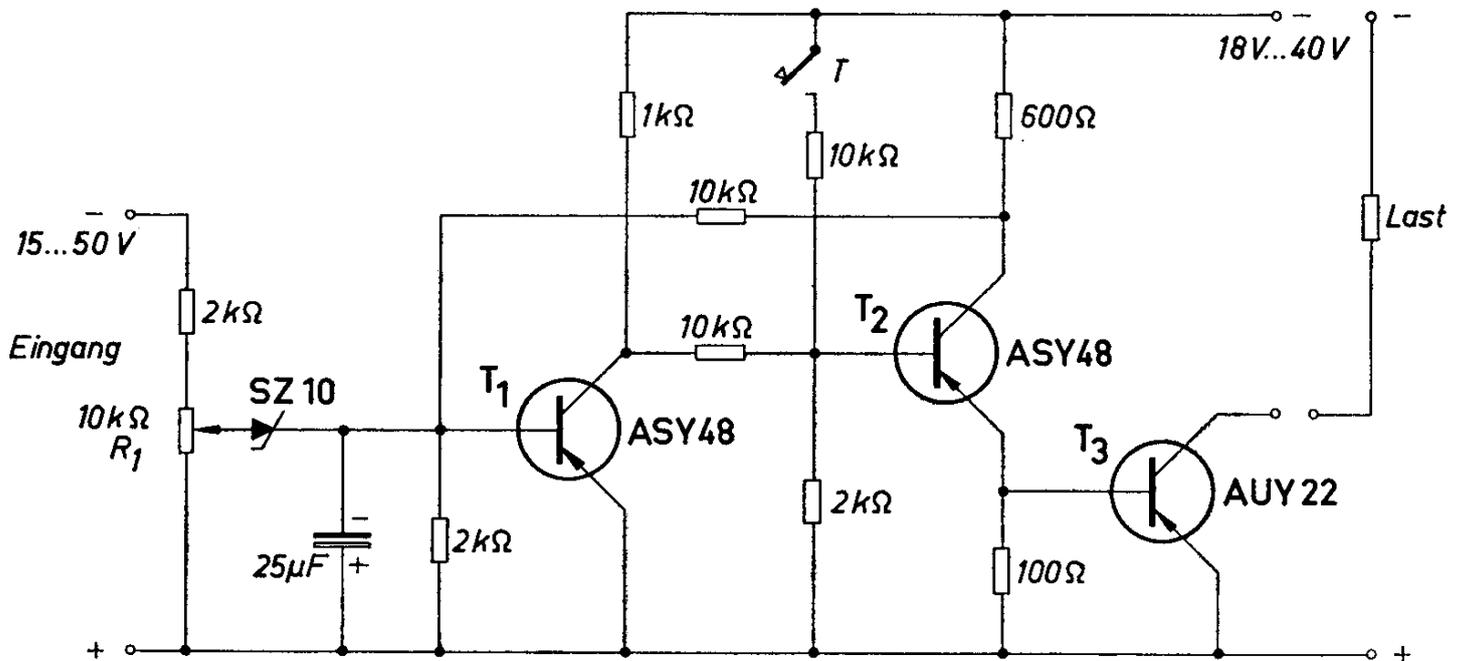


Bild 5. 9.

Der Eingang wird für Überspannungsschutz zweckmäßig parallel zur Last geschaltet. Bei Erreichen des Schwellenwertes wird die Zenerdiode leitend, und der rückgekoppelte Schaltverstärker (Transistoren T_1 und T_2) kippt, so daß der Transistor T_3 gesperrt wird. Dieser trennt die Last von der Spannungsquelle. Selbstverständlich muß der Transistor T_3 eine so hohe zulässige Sperrspannung haben, wie sie als Überspannung überhaupt auftreten kann. Für die Schaltung nach Bild 5.9. sind bei der Verwendung des Transistors AUY 22 Spitzenspannungen bis 60 V zulässig.

Mit der Taste T kann diese elektronische Sicherung wieder in die Ausgangsstellung gebracht werden. Dieselbe Schaltung kann auch als Sicherung gegen Überstrom verwendet werden. Man wird dann den Einstellwiderstand am Eingang R_1 in Serie zum Laststrom anordnen. Er muß einen sehr kleinen Wert haben, damit der Spannungsabfall an ihm nicht zu groß wird. Als Schwellenwertgeber verwendet man dann zweckmäßig eine in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdiode.

6. Schaltungen mit Hallgeneratoren

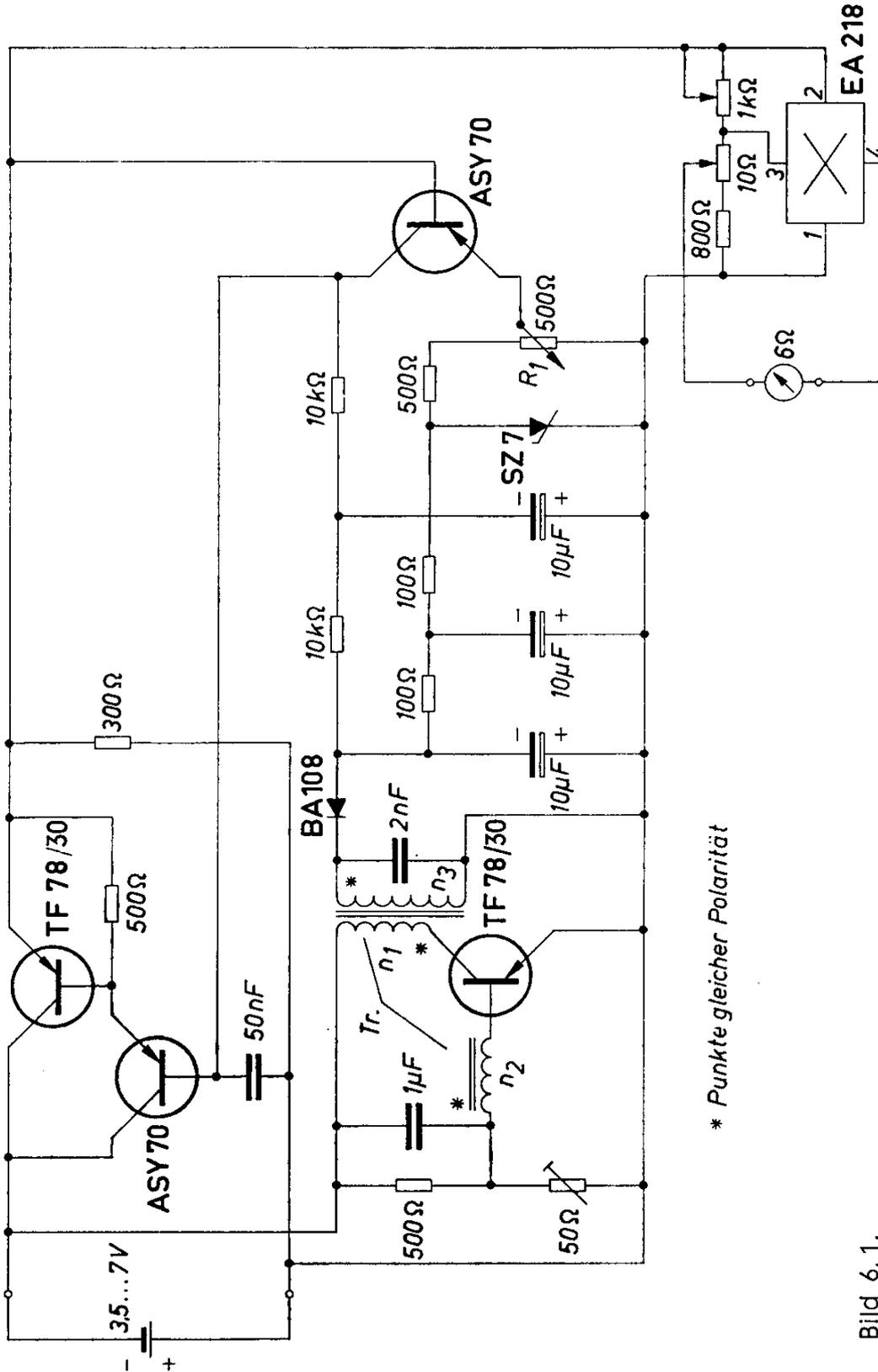
Hallgeneratoren ermöglichen die technische Ausnützung des Halleffektes. Als Halleffekt bezeichnet man folgende Erscheinung:

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

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

6.1. Messung von großen Gleichströmen mit einem Hallgenerator

Die im Bild 6.1. gezeigte Schaltung eignet sich zum Einbau in eine Stromzange zur Messung von hohen Gleichströmen. Um einen stromdurchflossenen Leiter entsteht ein Magnetfeld, welches in der Stromzange gebündelt wird. Im Luftspalt der Stromzange ist ein Hallgenerator angeordnet, dessen Steuerstrom konstant gehalten wird. Die Hallspannung ist dann ein direktes Maß für die Stärke des Magnetfeldes und damit für den Strom durch den Leiter. Die Stromzange ist so auszuführen, daß bei der maximalen zu messenden Stromstärke die Induktion im Luftspalt 10 000 Gauß nicht überschreitet. Die Meßschaltung kann mit



* Punkte gleicher Polarität

Bild 6.1.

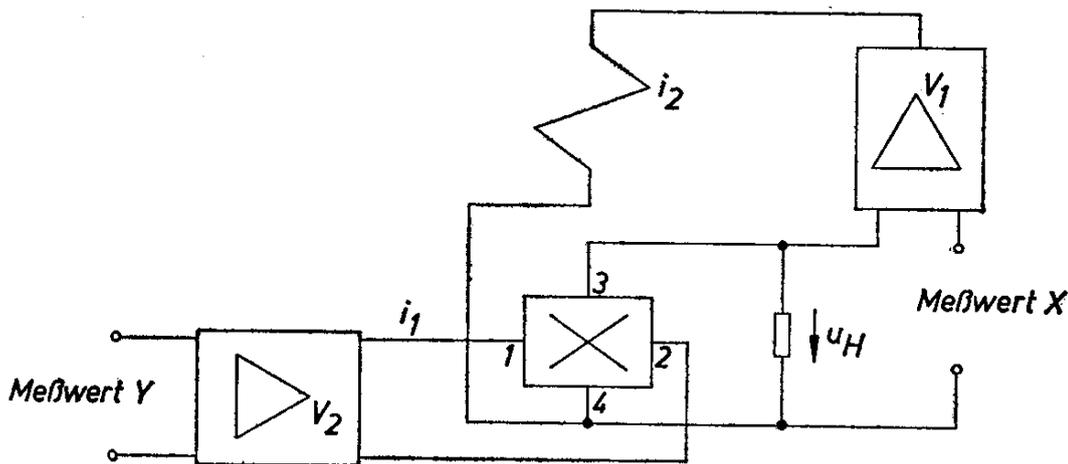


Bild 6. 2.

Der Differentialverstärker V_1 (Bild 6.2.) regelt den Strom i_2 derart, daß die obengenannte Bedingung ständig gewährleistet ist. Der Meßwert Y wird in einem davon getrennten Verstärker in den Steuerstrom i_1 übergeführt. Für die beiden Verstärker sind getrennte Spannungsquellen erforderlich, da im Hallgenerator Steuerseite und Hallspannungsseite galvanisch verbunden sind. Ebenso müssen die Meßwerte X und Y entkoppelt sein.

Das Bild 6.3. zeigt den Differentialverstärker zur Regelung des Feldstromes i_2 . Verwendet wird der Hallmultiplikator MB 26 EI 38/MU. Der Meßwert X wird im Differentialglied (Transistoren T_1 und T_2) mit der Hallspannung u_H verglichen. Bei einer Änderung des Meßwertes X von 0 bis 12 mA ergibt sich eine Spannungsänderung von 60 mV am Widerstand R_1 . Dies führt zu einer Änderung des Stromes i_2 durch die Feldwicklung von 0 auf 500 mA. Der Nullabgleich mit dem Potentiometer R_2 ist so durchzuführen, daß der Feldstrom i_2 dann Null ist, wenn der Meßwert X nicht vorhanden ist. Der Steuerstrom soll bei diesem Nullabgleich etwa 100 mA betragen. Die Diode D_1 in der Basisleitung des Transistors T_4 vergrößert die Betriebssicherheit des Gleichstromverstärkers, da sie eine vollständige Sperrung des Transistors T_4 ermöglicht. Wegen der Schwellenspannung dieser in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdiode wird der Steuerstrom für den Transistor T_4 schon unterbrochen, bevor der Transistor T_3 bis zur Restspannung durchgesteuert ist.

Der Hallgenerator MB 26 EI 38/MU wird in einem Mumetallkern von 38 mm Seitenlänge eingebaut geliefert. Die hier angegebene Feldwicklung mit 140 Wdg ist auf den Spulenkörper dieses Übertragers zu wickeln. Der Strom durch diese Feldwicklung ist proportional dem Quotienten X/Y . Die Linearitätsgrenze liegt bei einer Felderregung von

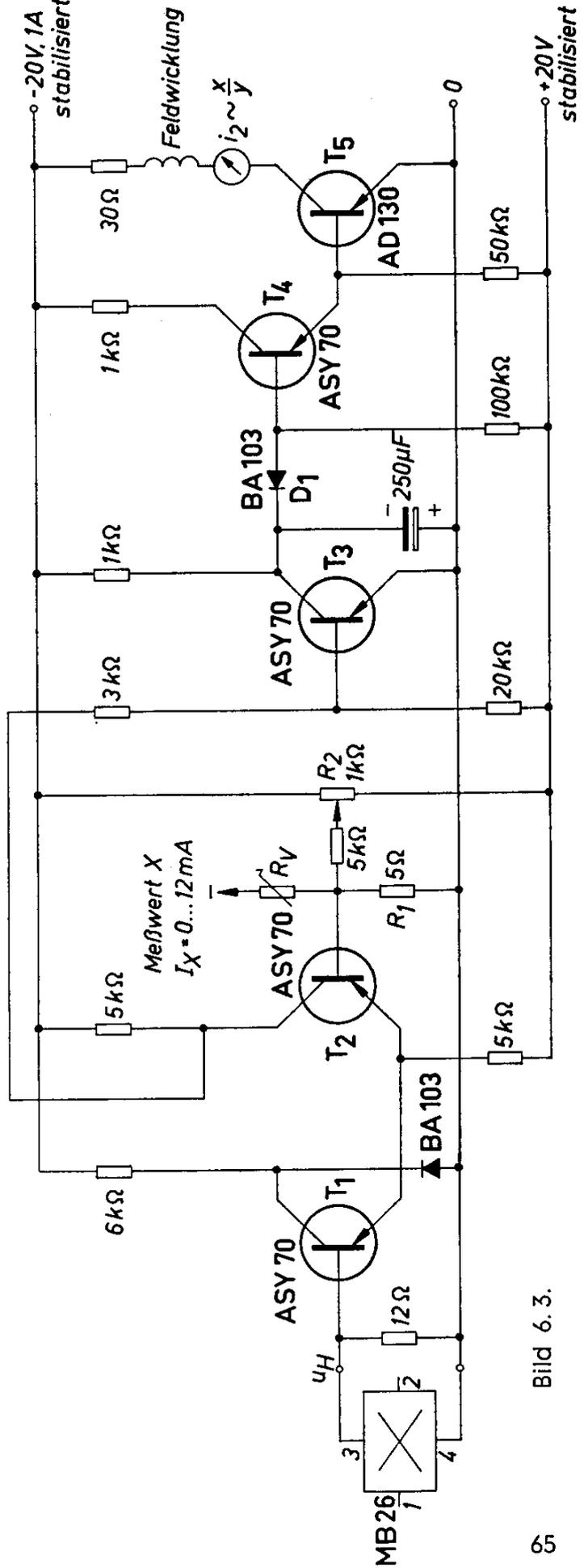


Bild 6.3.

70 AW, dies entspricht einem Feldstrom von 500 mA. Die Regelverzögerung des Verstärkers nach Bild 6.3. ist 5 msec. Der Linearitätsfehler beträgt einschließlich Hallmultiplikator etwa $\pm 1,5 \%$.

Der Meßwert Y kann $\pm 50 \%$ um einen Mittelwert schwanken. Der Steuerstrom wird in dem Verstärker nach Bild 6.4. mit dem Widerstand R_V so eingestellt, daß er bei dem mittleren Meßwert Y den Wert 330 mA hat. Auch dieser Verstärker enthält ein Differentialglied. Mit diesem wird der durch den Strom I_Y (Meßwert Y) am Widerstand R_1 hervorgerufene Spannungsabfall U_1 mit dem vom Steuerstrom i_1 am Widerstand R_2 erzeugten Spannungsabfall U_2 verglichen. Auf diese Weise kann eine hohe Linearität der Verstärkung erzielt werden. Der Fehler beträgt nur etwa $\pm 1 \text{ ‰}$. Die Regelverzögerung ist 1 msec. Der Verstärker nach Bild 6.4. ist für einen mittleren Meßwert Y von 11 mA ausgelegt. Bei einer Änderung dieses Mittelwertes um $\pm 50 \%$, also von 5,5 bis 16,5 mA ändert sich der Steuerstrom i_1 von 165 bis 500 mA, also bis zu dem für diesen Hallgenerator maximal zulässigen Wert. Durch Veränderung der Widerstände R_1 und R_2 kann die Schaltung für andere Werte von Y eingestellt werden.

Technische Daten:

Verstärker für Feldstrom Bild 6.3.:

Meßwert X	0 bis 12 mA
Regelverzögerung	etwa 5 msec
Linearitätsfehler (einschließlich Hallmultiplikator)	$\pm 1,5 \%$

Verstärker für Steuerstrom Bild 6.4.:

Meßwert Y	11 mA $\pm 50 \%$
Regelverzögerung	etwa 1 msec
Linearitätsfehler	$\leq \pm 1 \text{ ‰}$
Hallmultiplikator	MB 26 EI 38/MU
Feldwicklung	140 Wdg 0,55 CuL

6.3. Radizieren mit einem Hallgenerator

Fließt bei einem Hallgenerator der Steuerstrom auch durch die Feldwicklung, so ist die Hallspannung proportional dem Quadrat des Steuerstromes.

$$u_H \sim i_1^2$$

$$i_1 \sim \sqrt{u_H}$$

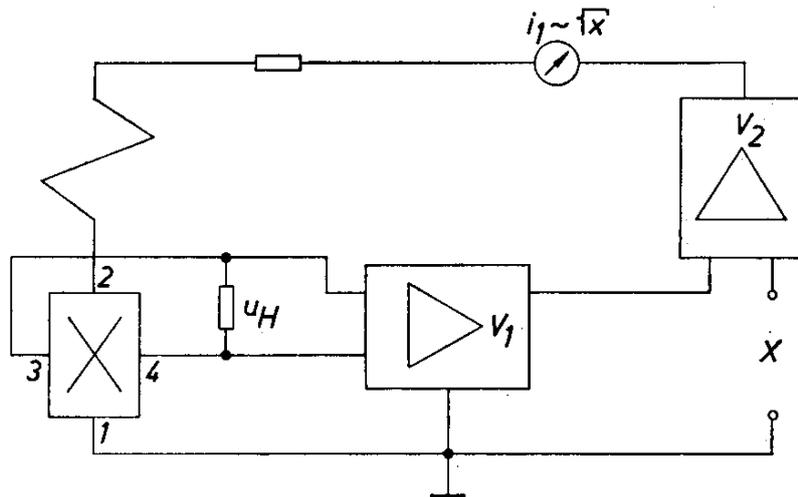


Bild 6.5.

Für die Ermittlung der Quadratwurzel eines Meßwertes X muß lediglich die Hallspannung mit diesem verglichen werden. Das Ergebnis liefert der Steuerstrom i_1 . Die entsprechende Prinzipschaltung ist im Bild 6.5. dargestellt. Die Hallspannungselektroden sind galvanisch mit den Steuer­elektroden verbunden. Zwischen ihnen besteht eine Spannungsdifferenz, deren Größe vom Steuerstrom und vom steuerseitigen Innenwiderstand des Hallgenerators abhängt. Der Differentialverstärker V_1 entkoppelt die Hallspannung von der Steuerseite und liefert eine verstärkte Spannung, die der Hallspannung proportional ist und gegen Nullpotential abgenommen werden kann. Ein zweiter Differentialverstärker V_2 vergleicht diese Spannung mit dem Meßwert X und regelt den Strom i_1 derart, daß die Hallspannung u_H dem Meßwert X proportional ist. Der Strom i_1 ist dann ein Maß für die Quadratwurzel des Meßwertes X . Nach dem gleichen Prinzip können durch entsprechende Erweiterung Schaltungen für die Ermittlung von Wurzeln höherer Potenz verwirklicht werden.

Das Bild 6.6. zeigt eine ausgeführte Schaltung für das Ziehen der Quadratwurzel. Den Differentialverstärker V_1 bilden die Transistoren T_1 , T_2 und T_3 . Der Transistor T_3 stabilisiert den gemeinsamen Emitterstrom. Die verstärkte Hallspannung gibt man an den Eingang des Verstärkers V_2 . Der Nullabgleich wird mit den Potentiometern R_1 und R_2 durchgeführt und zwar so, daß der Ausgangsstrom gleichzeitig mit dem Meßwert X Null wird. Die Verstärkung ist mit dem Widerstand R_3 einstellbar. Bei Betrieb des Hallgenerators mit Nennwerten (Vollaussteuerung) ist die verstärkte Hallspannung u'_H auf 4 V einzustellen. Das Differentialglied des Verstärkers V_2 (Transistoren T_4 und T_5) vergleicht diese Spannung mit dem Meßwert X . Der Verstärker mit den Transistoren T_6 und T_7 wird von dort so gesteuert, daß die verstärkte Hallspannung u'_H immer so groß ist wie der Meßwert X . Am Meß-

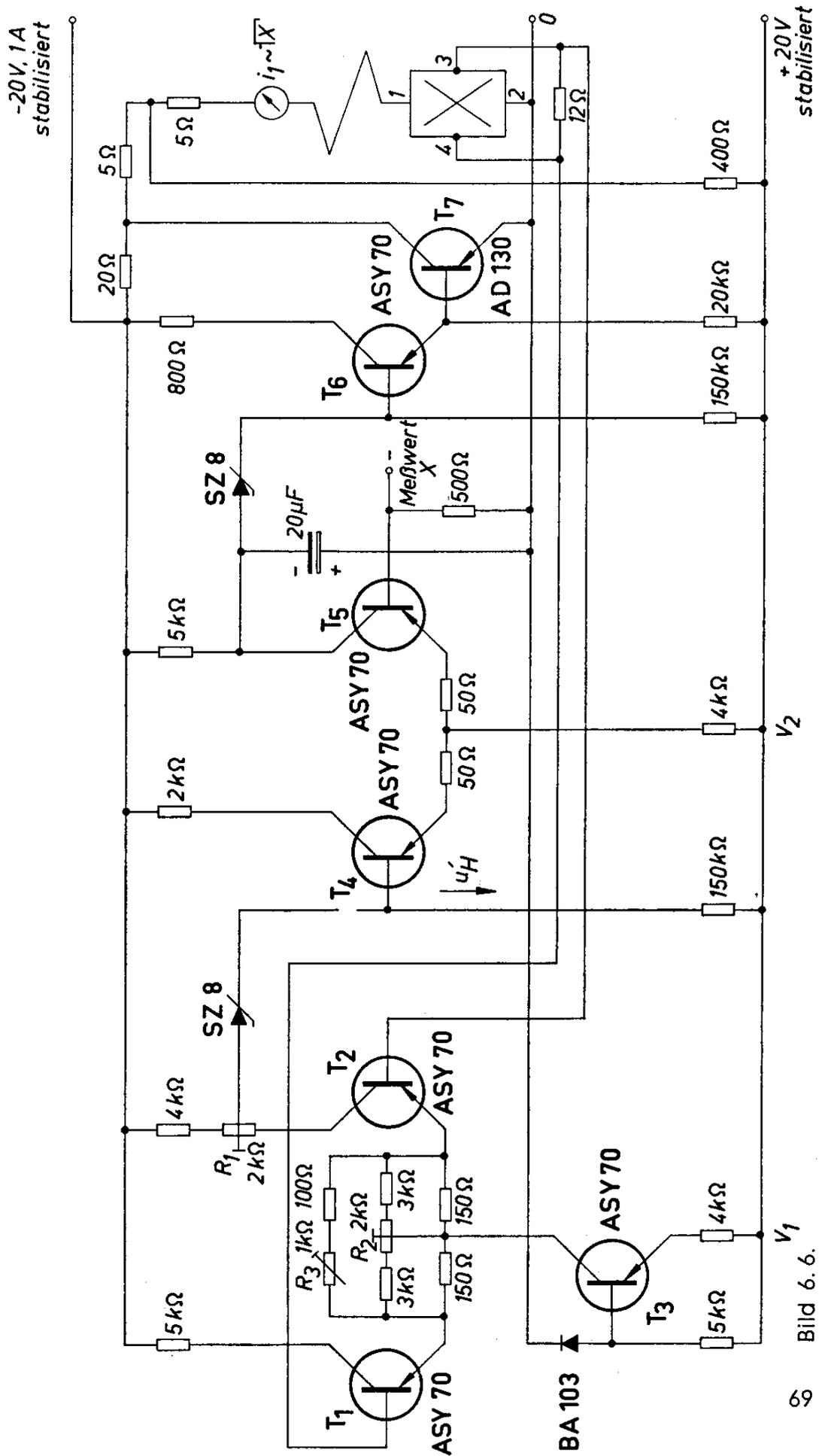


Bild 6. 6.

instrument für den Steuer- bzw. Feldstrom i_1 kann die Quadratwurzel des Meßwertes X abgelesen werden. Die Rechenzeit ist etwa 5 msec. Wenn die Transistoren T_1 bis T_5 in einem Thermostat untergebracht werden, kann eine Rechengenauigkeit von $\pm 1,5\%$ eingehalten werden. Ohne Thermostat ist die obere Temperaturgrenze $35\text{ }^\circ\text{C}$.

Technische Daten:	Meßwert X	0 bis 4 V
	Rechenzeit	etwa 5 msec
	Rechengenauigkeit	$\pm 1,5\%$
	Hallmultiplikator	MB 26 EI 38/MU
	Feldwicklung	140 Wdg 0,55 CuL

6.4. Kompensation der ohmschen Nullkomponente von Hallgeneratoren

Wie bereits eingangs erwähnt, tritt bei Hallgeneratoren aus fertigungstechnischen Gründen auch dann noch eine kleine Hallspannung auf, wenn kein magnetisches Feld vorhanden ist. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die beiden Hallspannungselektroden nicht ideal gegenüber angeordnet werden können. Es gibt jedoch eine sehr einfache schaltungstechnische Möglichkeit, diese ohmsche Nullkomponente zu kompensieren. Im Bild 6.7. ist das Ersatzschaltbild des Hallgenerators eingetragen. Der Widerstand R_{10} ist der steuerseitige Innenwiderstand und der Widerstand R_{20} der hallseitige Innenwiderstand. Die Resthallspannung u_o kann positiv oder negativ sein. Sie ist gleich dem Produkt aus ohmscher Nullkomponente r_o und Steuerstrom i_1 ; $u_o = r_o \cdot i_1$. Wenn

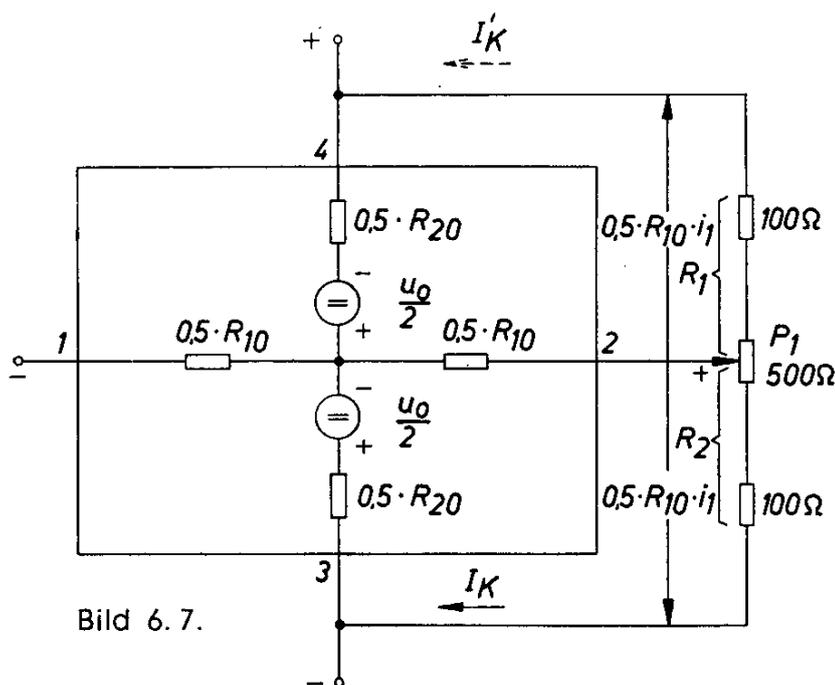


Bild 6.7.

die Resthallspannung u_o die im Bild 6.7. angegebene Polarität hat, so kann sie durch einen Strom I_k zwischen den Klemmen 2 und 3 kompensiert werden. Dieser Strom I_k muß so groß sein, daß die Bedingung $u_o = I_k \cdot 0,5 R_{20}$ erfüllt ist. Er wird eingestellt durch Verändern des Potentiometers P_1 gegen kleinere Werte des Widerstandes R_2 . Die treibende Spannung für diesen Strom ist der Spannungsabfall an einer Hälfte des steuerseitigen Innenwiderstandes $0,5 \cdot R_{10} \cdot i_1$.

Ist die Spannung u_o negativ, hat also die Klemme 4 positives Potential gegen die Klemme 3, so muß der Widerstand R_1 so stark verringert werden, daß ein entsprechender Kompensationsstrom I_k fließt.

7. Geregelte Netzgeräte

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

7.1. Spannungskonstantes Ladegerät

Das Bild 7.1. zeigt die Schaltung eines geregelten Netzgerätes für die Aufladung von Batterien, z. B. aus Ni-Cd, mit konstanter Spannung. Der als veränderlicher Vorwiderstand geschaltete Transistor AD 130 wird über zwei Vorstufen so angesteuert, daß die Ausgangsspannung konstant ist. Die Höhe der Ausgangsspannung kann am Potentiometer R_1 eingestellt werden. Die Vergleichsspannung liefert die Zenerdiode SZ 7. Diese Spannung wird am Transistor ASY 70 mit der Ausgangsspannung verglichen.

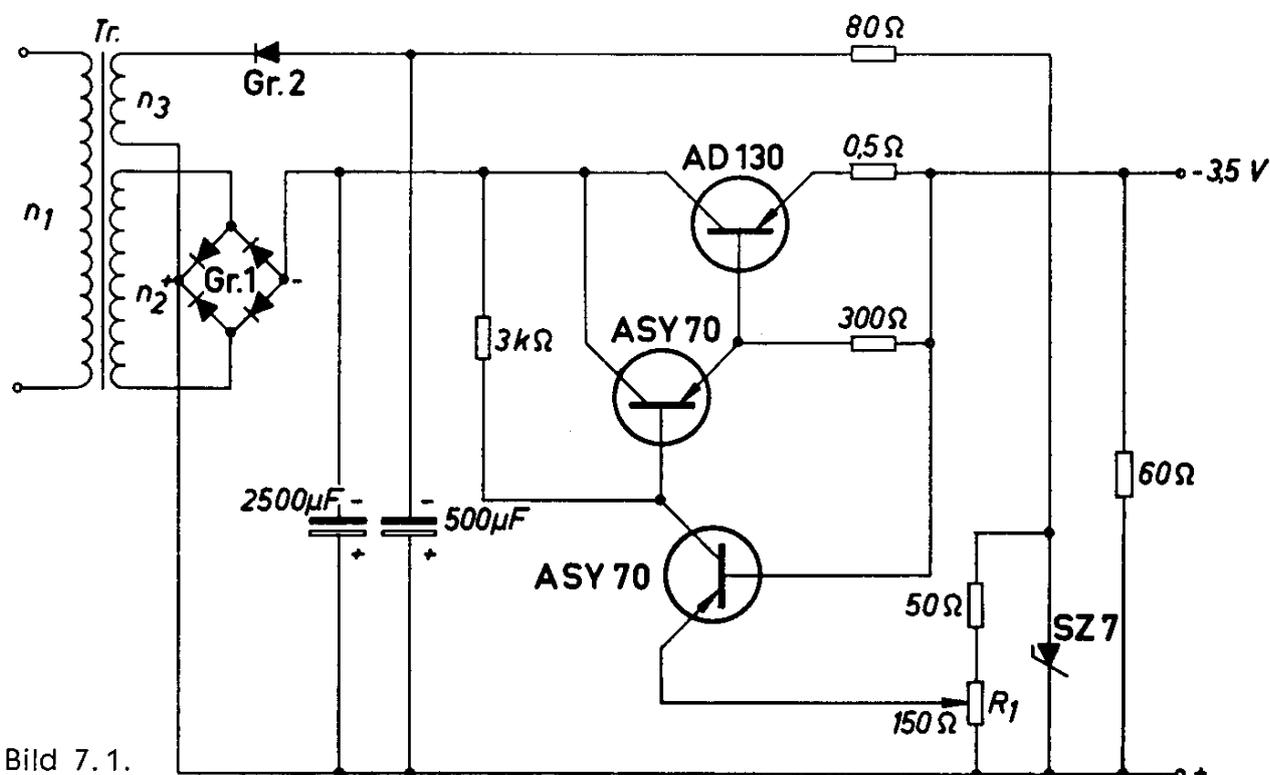


Bild 7.1.

Technische Daten:	Ausgangsspannung	0,5 bis 4 V (einstellbar)
	maximaler Laststrom	1,2 A
	Innenwiderstand	80 m Ω
	Transformator Tr:	M 55/20, Dyn. Bl. IV/0,35;
	wechselsinnig geschichtet	
	$n_1 = 2000$ Wdg	0,19 CuL
	$n_2 = 68$ Wdg	0,8 CuL
	$n_3 = 110$ Wdg	0,35 CuL
	Gleichrichter Gr. 1:	SSF B 30 C 1600
	Gleichrichter Gr. 2:	SSF E 15 C 275

7.2. Stromkonstantes Ladegerät

Soll die Ladung der Batterie mit konstantem Strom erfolgen, so ist dafür die Schaltung nach Bild 7.2. geeignet. Der Ausgangsstrom kann bis zu einem Wert von 1,2 A konstant gehalten werden. Wenn die Batterie voll aufgeladen ist, muß dieses Gerät abgeschaltet werden, z. B. durch eine Spannungsüberwachung, weil sonst die Batterie überladen wird.

Technische Daten:	Maximaler Laststrom	1,2 A
	Maximale Ladespannung	4 V
	Transformator Tr:	M 55/20, Dyn. Bl. IV/0,35;
	wechselsinnig geschichtet	
	$n_1 = 2000$ Wdg	0,19 CuL
	$n_2 = 68$ Wdg	0,8 CuL
	$n_3 = 110$ Wdg	0,35 CuL
Gleichrichter Gr. 1:	SSF B 30 C 1600	
Gleichrichter Gr. 2:	SSF E 15 C 275	

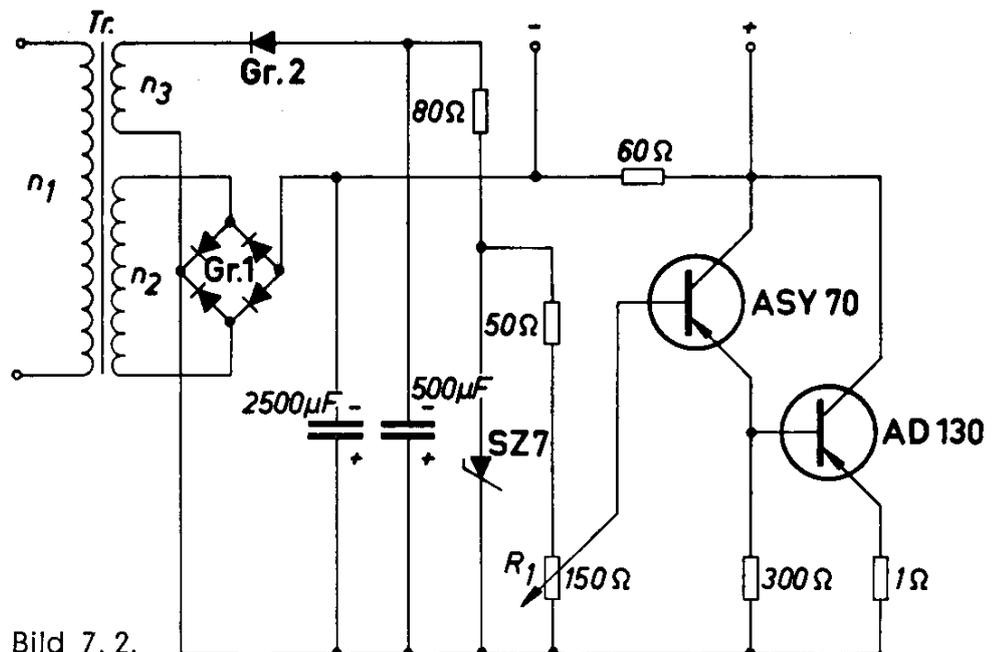


Bild 7. 2.

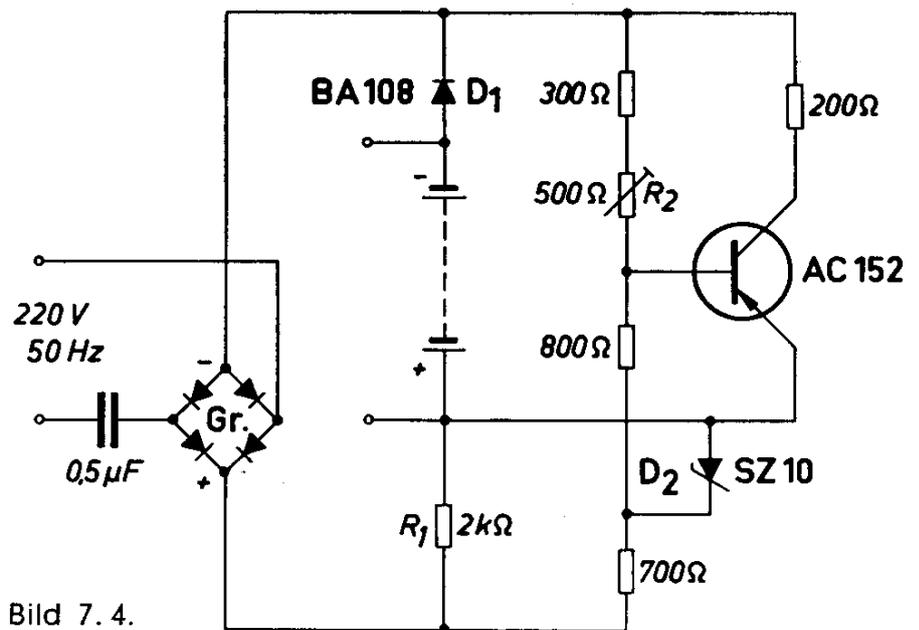


Bild 7. 4.

7.4. Überladungsschutz für Ni-Cd-Zellen

Für die Stromversorgung von mobilen Transistorgeräten werden neben Trockenbatterien auch aufladbare Zellen verwendet. Für diese sind einfache und betriebssichere Ladegeräte erforderlich. Man kann z. B. den Ladestrom so klein halten, daß auch nach Erreichen der Endspannung der Akkumulator nicht beschädigt wird. Die Aufladung geht jedoch dann sehr langsam vor sich. Will man schneller aufladen, so ist für den Schutz des Akkumulators eine Regelschaltung erforderlich.

Das Bild 7.4. zeigt eine solche Schaltung, die für die Aufladung von 6 hintereinandergeschalteten Ni-Cd-Zellen geeignet ist.

Das hochohmige Netzteil liefert einen eingepprägten pulsierenden Gleichstrom. Der Widerstand R_1 , die Batterie und der Spannungsteiler an der Basis des Transistors bilden eine Brücke, in deren Nullzweig der Transistoreingang liegt. Der vom Netzteil gelieferte Strom ist so groß, daß der Spannungsabfall am Widerstand R_1 ausreicht, um die Diode D_2 ständig im Zenerbereich zu betreiben. Der Transistor ist zunächst gesperrt. Steigt nun die Spannung an der Batterie, so gelangt an die Basis des Transistors negatives Potential. Dieser wird deshalb leitend und übernimmt einen Teil des eingepprägten Stromes. Der Ladestrom für die Batterie sinkt entsprechend. Der Einsatzpunkt der Regelung kann mit dem Widerstand R_2 eingestellt werden.

Wenn der Ladestrom größer sein soll, kann die zweistufige Regelschaltung nach Bild 7.5. verwendet werden.

Technische Daten für Bild 7.4. und 7.5.:

Gleichrichter Gr: SSF B 30 C 250

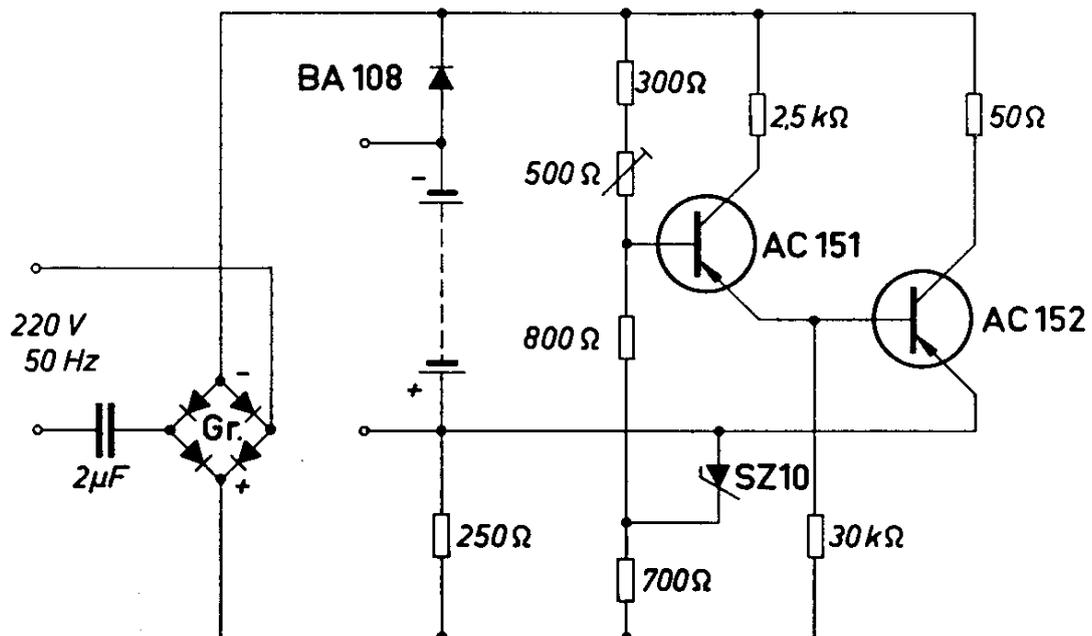


Bild 7.5.

8. HF-Schaltungen

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

8.1. Verstärker für 30 MHz

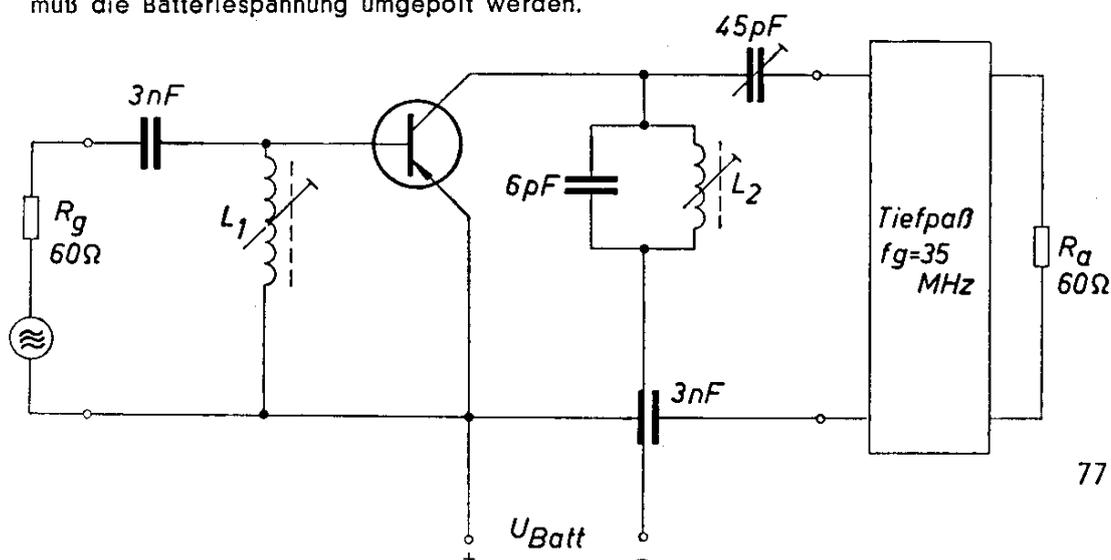
Mit unseren Germanium- und Silizium-Hochfrequenz-Transistoren können bei einer Frequenz von 30 MHz im Verstärkerbetrieb die in der folgenden Tabelle zusammengestellten Werte erreicht werden.

Es bedeuten: U_{Batt} Batteriespannung N_a Ausgangsleistung
 I_{Batt} Batteriestrom N_e Eingangsleistung

Emitterschaltung

30 MHz B-Betrieb	U_{Batt} V	I_{Batt} mA	N_a mW	N_e mW	Bild
AF 118	30	20	200	5	8.1.
AFY 11	12 15	25 27	120 160	5 5	8.1.
AFY 18	12 15	40 43	200 250	10 10	8.1.
BFY 12	12 15	40 43	240 305	50 20	8.1. *
BFY 13	30	62	900	20	8.1. *
BSY 58	12 15	100 110	630 840	50 50	8.1. *

* Bei der Verwendung von npn-Transistoren muß die Batteriespannung umgepolt werden.



77

Spulendaten der Schaltung nach Bild 8.1.

L_1 :	Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 G 17,3 8 Wdg 0,5 CuL (8,5 mm ϕ)	L_2 :	Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 G 17,3 8 Wdg 0,5 CuL (8,5 mm ϕ)
---------	---	---------	---

8.2. Verstärker für 120 MHz

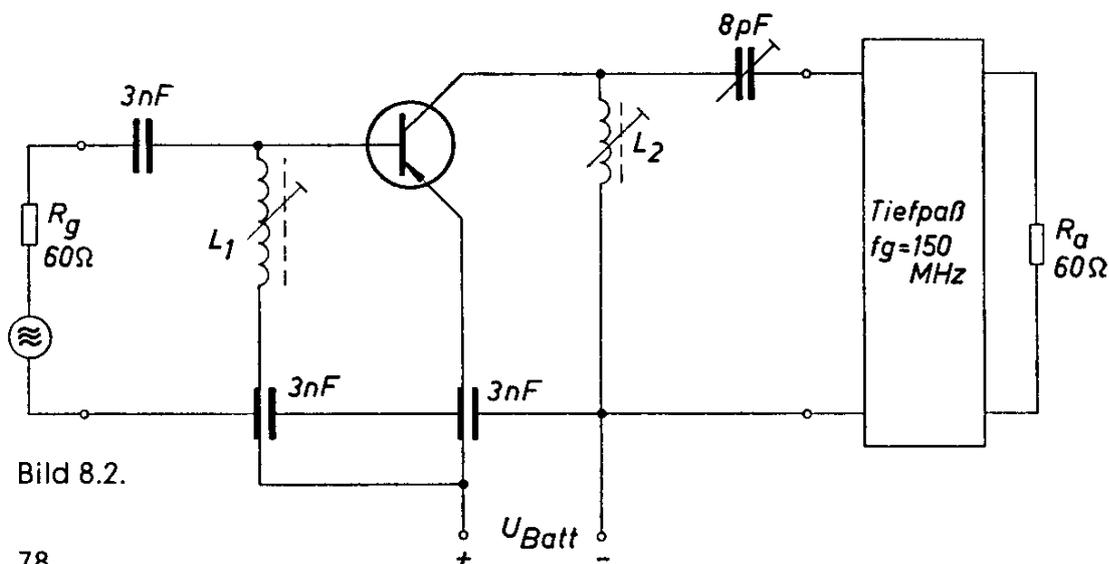
Emitterschaltung

120 MHz B-Betrieb		U_{Batt} V	I_{Batt} mA	N_a mW	N_e mW	Bild
AF	118	30	14	100	20	8.2.
AFY	11	12 15	20 21	105 140	16 20	8.2.
AFY	18	12 15	20 20	120 150	16 16	8.2.
BFY	13	30	19	300	60	8.2. *
BSY	58	12 15	50 53	380 440	100 100	8.2. *

* Bei der Verwendung von npn-Transistoren muß die Batteriespannung umgepolt werden.

Spulendaten der Schaltung nach Bild 8.2.

L_1 :	Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 G 17,3 3 Wdg 0,8 Cu versilbert (8,5 mm ϕ)
L_2 :	Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 G 17,3 3 Wdg 0,8 Cu versilbert (8,5 mm ϕ)



Basisschaltung

120 MHz B-Betrieb		U_{Batt} V	I_{Batt} mA	N_a mW	N_e mW	Bild
AF	118	30	11	90	4	8.3.
AFY	11	12 15	19 20	100 130	8.5 8.5	8.3.
AFY	18	12 15	20 20	120 150	5 5	8.3.
BFY	12	12 15	30 35	150 180	60 60	8.3. *
BFY	13	30	35	340	60	8.3. *

* Bei der Verwendung von npn-Transistoren muß die Batteriespannung umgepolt werden.

Spulendaten der Schaltung nach Bild 8.3.

L_1 : Siferrit-Zylinderkern B 61110 K 12 $3,45 \times 17$
30 Wdg 0,1 CuL

L_2 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 G 17,3
4 Wdg 0,8 Cu versilbert (8,5 mm ϕ)

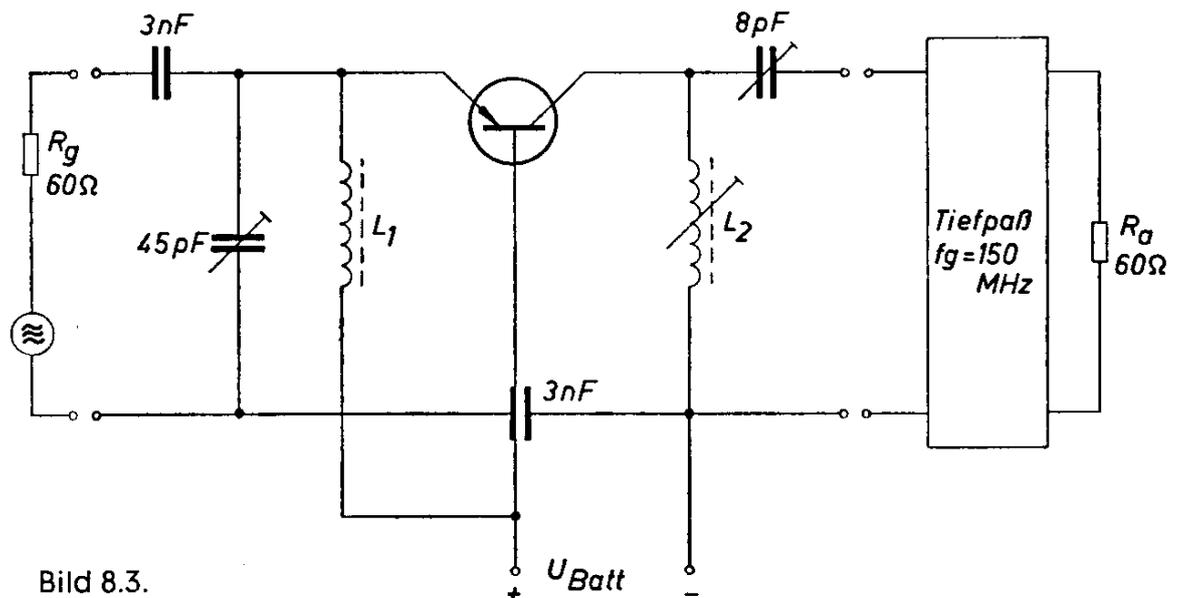


Bild 8.3.

8.3. Verstärker für 200 MHz

Basisschaltung 200 MHz	U_{Batt} V	I_{Batt} mA	N_a mW	N_e mW	Bild
AFY 18 C-Betrieb	15	17	100	4	8.4.
BSY 34 C-Betrieb	22	38,5	180	60	8.5.
BSY 34 A-Betrieb	25	36	170	40	8.6.

In den Schaltungen Bild 8.4., 8.5. und 8.6. werden durchwegs Luftspulen verwendet. Bei allen in den Tabellen angegebenen Beispielen ist für eine ausreichende Kühlung der Transistoren zu sorgen.

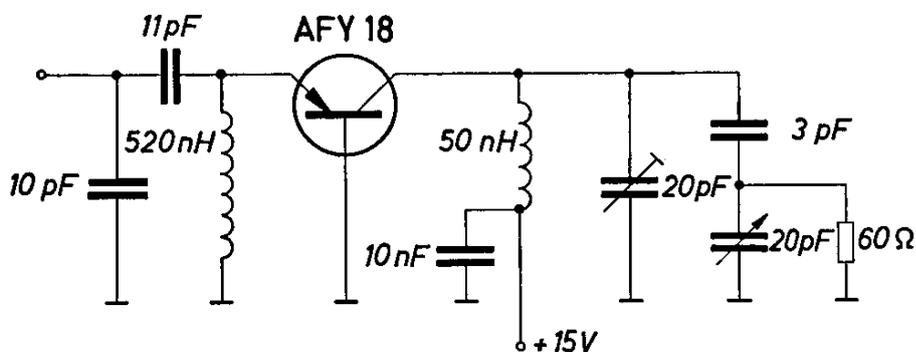


Bild 8.4.

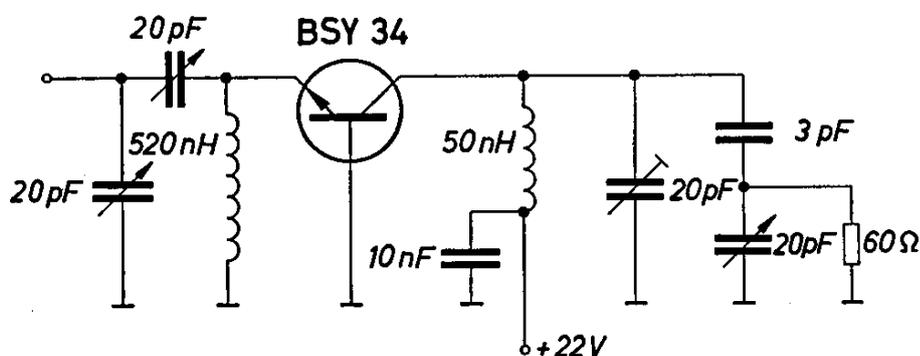


Bild 8.5.

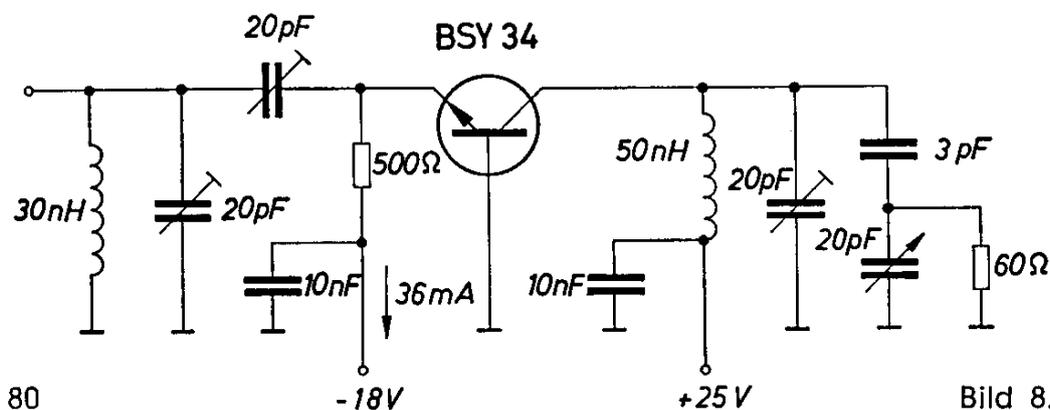


Bild 8.6.

80

8.4. Verstärker für 10 MHz, 3 W

Mit dem Transistor BSY 34 kann bei einer Frequenz von 10 MHz eine Ausgangsleistung von 3 W erzielt werden. Die Schaltung zeigt das Bild 8.7.

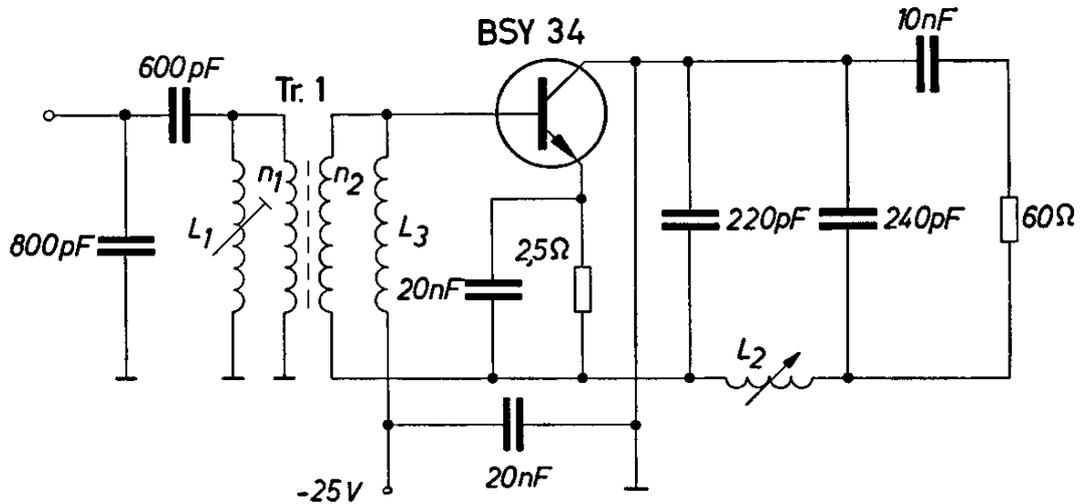


Bild 8.7.

Technische Daten:

Tr. 1:	Siferrit-Schalenkern B 65561 K 12 A 25
	$n_1 = 30$ Wdg 0,15 CuL (22 μ H)
	$n_2 = 8$ Wdg 0,2 CuL (1,75 μ H)
L_1 :	Siferrit-Gewindekern B 63310 K 12 D 13,3
	$L \approx 1$ μ H
L_2 :	Siferrit-Gewindekern B 63310 K 12 D 13,3
	$L \approx 1$ μ H
L_3 :	20 μ H
	Betriebsspannung 25 V
	Arbeitspunkt C-Betrieb
	Ausgangsleistung 3 W
	Frequenz 10 MHz
	Wirkungsgrad 55 %
	Leistungsverstärkung 12 dB

Für eine gute Kühlung des Transistors ist zu sorgen.

8.5. VHF-Antennenverstärker

Wegen ihres geringen Energiebedarfes ist es naheliegend, Transistoren auch in Antennenverstärkern einzusetzen. Neuerdings stehen Transistoren zur Verfügung, die bei hohen Frequenzen neben einer großen Verstärkung auch noch eine für viele Antennenverstärker ausreichende

Die Spule L_2 schließt den Eingang für niedrige Frequenzen kurz, damit nicht der aus der Drossel Dr. und dem Kondensator C_2 gebildete Schwingkreis über den Kondensator C_3 erregt wird.

Technische Daten:

L_1 : 2 Wdg 0,8 CuL, über L_2 gewickelt

L_2 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3

4 Wdg 0,8 Cu versilbert, Abgriff nach 1 Wdg vom kalten Ende

L_3 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3

4 Wdg 0,8 Cu versilbert

L_4 : 1 Wdg 0,8 CuL, über L_3 gewickelt, Lage justierbar

Dr.: Drossel $L \approx 1 \mu\text{H}$

Batteriespannung 15 V

Batteriestrom 10 mA

Leistungsverstärkung 17 dB

9. Rundfunkschaltungen

Neue Fertigungsverfahren haben die Herstellung von Transistoren möglich gemacht, die für die Anwendung als Verstärker und Oszillatoren bei hohen Frequenzen gut geeignet sind. Es sind dadurch für den Transistor neue Anwendungsbereiche erschlossen worden. Im folgenden werden einige Rundfunkschaltungen beschrieben, die mit Transistoren vorteilhaft verwirklicht werden können.

9.1. Übersteuerungsfester UKW-Tuner

Durch die Verwendung der rauscharmen Mesa-Transistoren in den Eingangsstufen von UKW-Tunern haben sich die Probleme von den kleinen Eingangsspannungen zu den hohen Eingangssignalen verlagert. Bei sehr hohen Eingangssignalen kann nämlich der Oszillator verstimmt werden. Wenn nun die Antennenspannung stark schwankt, ändert sich entsprechend die Abstimmung, was zu hörbaren Verzerrungen führen kann. Es wurde deshalb ein UKW-Tuner mit einem Mesa-Transistor AF 106 in der Eingangsstufe und einem AF 106 in der selbstschwingenden Mischstufe entwickelt, der hohe Eingangssignale verarbeiten kann. An den Oszillator werden dabei folgende Forderungen gestellt: möglichst geringe Verstimmung bei hohem Eingangssignal und Unabhängigkeit der Oszillatorfrequenz von Änderungen der Batteriespannung.

Wenn die letztgenannte Bedingung erfüllt wird, kann eine Spannungsstabilisierung entfallen.

Das Bild 9.1. zeigt einen solchen Tuner. Der Eingang ist hier so ausgelegt, daß ein koaxialer Anschluß mit 60Ω und ein symmetrischer Anschluß mit 240Ω möglich ist. Es wurden Untersuchungen gemacht, auf welche Frequenz der Vorkreis abgestimmt werden muß, damit über den gesamten UKW-Bereich die Rauschzahl klein bleibt. Es ergab sich eine günstige Frequenz von 110 MHz, wie aus dem Diagramm im Bild 9.2. hervorgeht (Kurven B). Die Kurven A gelten für einen auf 95 MHz abgestimmten Vorkreis.

Damit hohe Eingangsleistungen verarbeitet werden können, werden beide Transistoren bei verhältnismäßig hohen Arbeitspunkten betrieben. Es beträgt der Kollektorstrom der Vorstufe 2 mA und der der Mischstufe 3,5 mA. Bei diesen Kollektorströmen bleibt die Verstärkung auch ohne Stabilisierungsmaßnahmen weitgehend unabhängig von der Batteriespannung. Die mit diesen Transistoren erzielbare optimale Verstärkung wird allerdings nicht mehr erreicht, sie ist jedoch ausreichend hoch. Für Antennenspannungen über 50 mV an 60Ω sind besondere Maßnahmen gegen Übersteuerung erforderlich. Zu diesem Zweck ist an den Zwischenkreis eine mit 0,3 V in Sperrichtung vorgespannte Diode D_1 an-

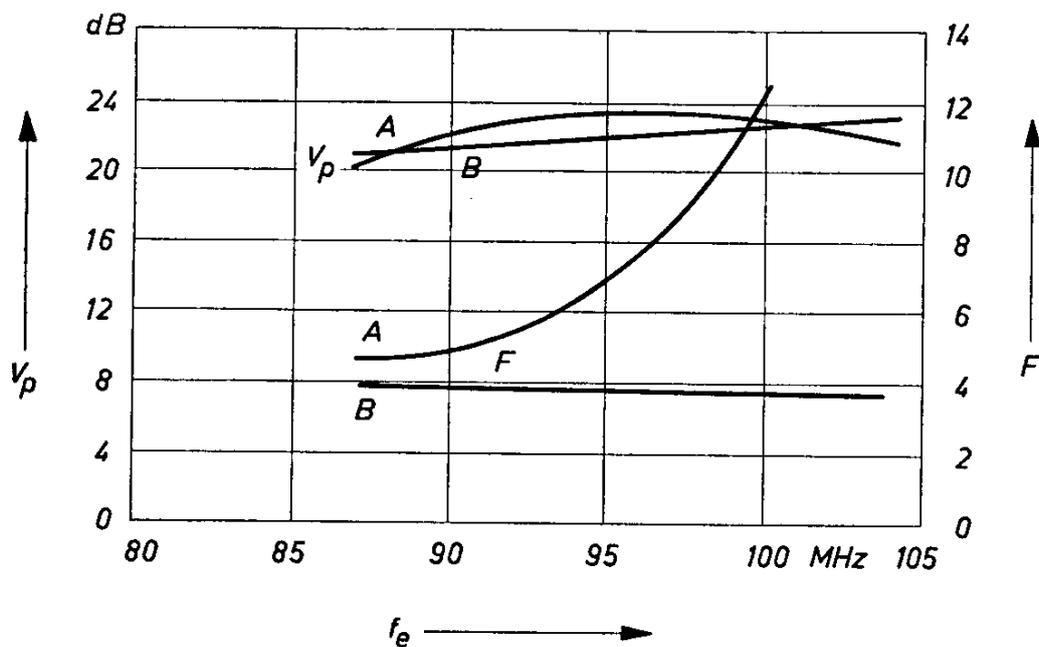


Bild 9. 2.

geschaltet. Steigt die Eingangsspannung über den obengenannten Wert, so wird die in der Vorstufe verstärkte Spannung durch diese Diode begrenzt.

Im Bild 9.3. ist die Änderung der Oszillatorfrequenz mit der Eingangsspannung bei Verwendung dieser Diode und ohne Diode dargestellt. Man sieht, daß bis zu einer Eingangsspannung von 600 mV an 60Ω keine nennenswerte Verstimmung auftritt. Bei einer Eingangsspannung von 1 V beträgt die Verstimmung 50 kHz. Diese Änderung ist, bezogen auf die große Eingangsspannung, sehr gering und in den meisten Fällen noch zulässig.

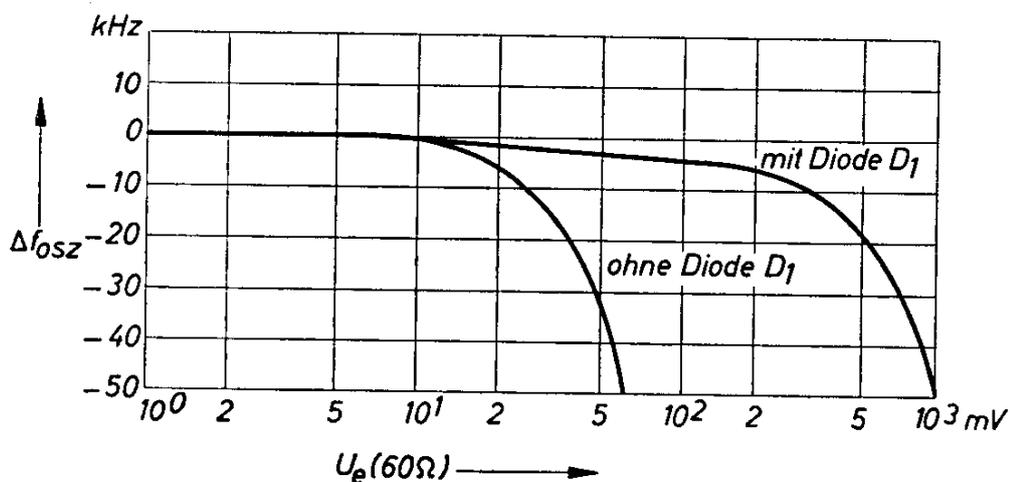


Bild 9. 3.

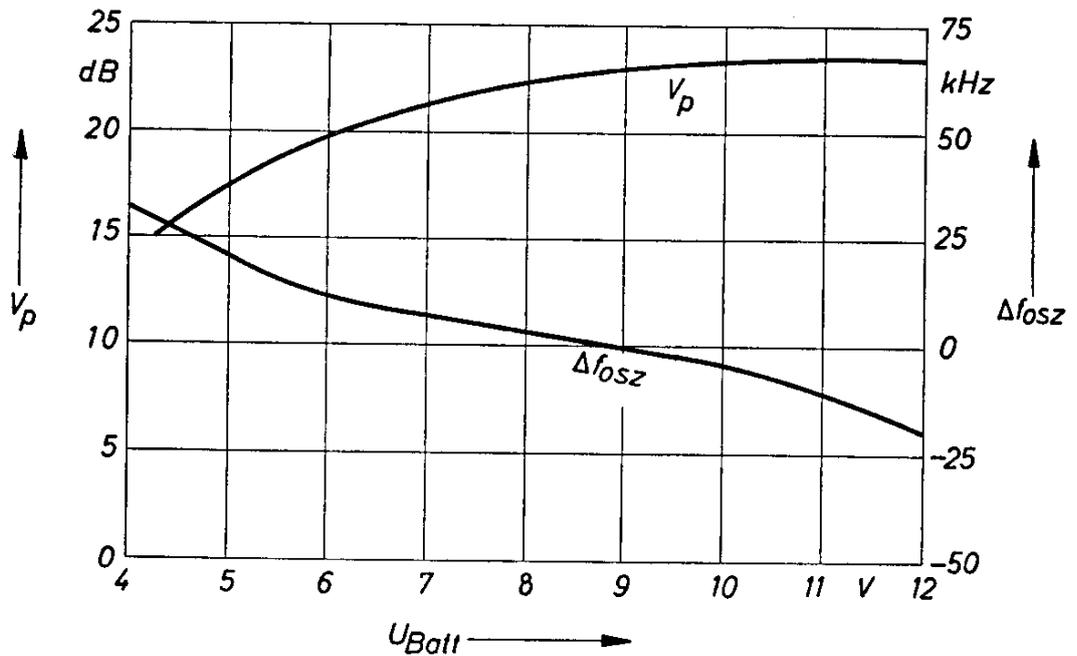


Bild 9.4.

Die bereits eingangs erwähnte Stabilität des Tuners bei Schwankungen der Batteriespannung ist im Bild 9.4. dargestellt. Bei einer Schwankung der Batteriespannung zwischen 5 und 12 V ergibt sich eine Verstimmung des Oszillators von ± 20 kHz. Die Änderung der Verstärkung ist gering.

Die hohe Oszillator-Stabilität konnte erreicht werden, weil die ausgezeichneten Hochfrequenz-Daten des Transistors AF 106 eine lose Ankopplung der Oszillatordspule ermöglichen, wobei auch eine ausreichend hohe Mischverstärkung erzielt werden kann.

Technische Daten, gemessen mit mittleren Transistoren AF 106:

Leistungsverstärkung bei 87 MHz	20,5 dB
Leistungsverstärkung bei 104 MHz	23 dB
Rauschzahl	3 bis 4
Oszillator-Störstrahlung an 60 Ω	< 1 mV
Spiegelselektion	30 bis 37 dB
Bandbreite bei kritischer Kopplung des ZF-Filters	300 bis 350 kHz
Maximale Eingangsspannung für lineares Verhalten	20 mV an 60 Ω
Maximal zulässige Eingangsspannung, bei der noch keine NF-Verzerrungen oder störende Verstimmung entstehen	1 V an 60 Ω

Induktivitäten

L_1 bis L_6 : Auf Spulenkörpern 5 mm ϕ mit Siferrit- Gewindekernen B 63310 U 17 C 13,3

L_1 : 6 Wdg 0,6 CuLS, mit Mittelabgriff

L_2 : 4 Wdg 0,8 Cu versilbert, mit Mittelabgriff

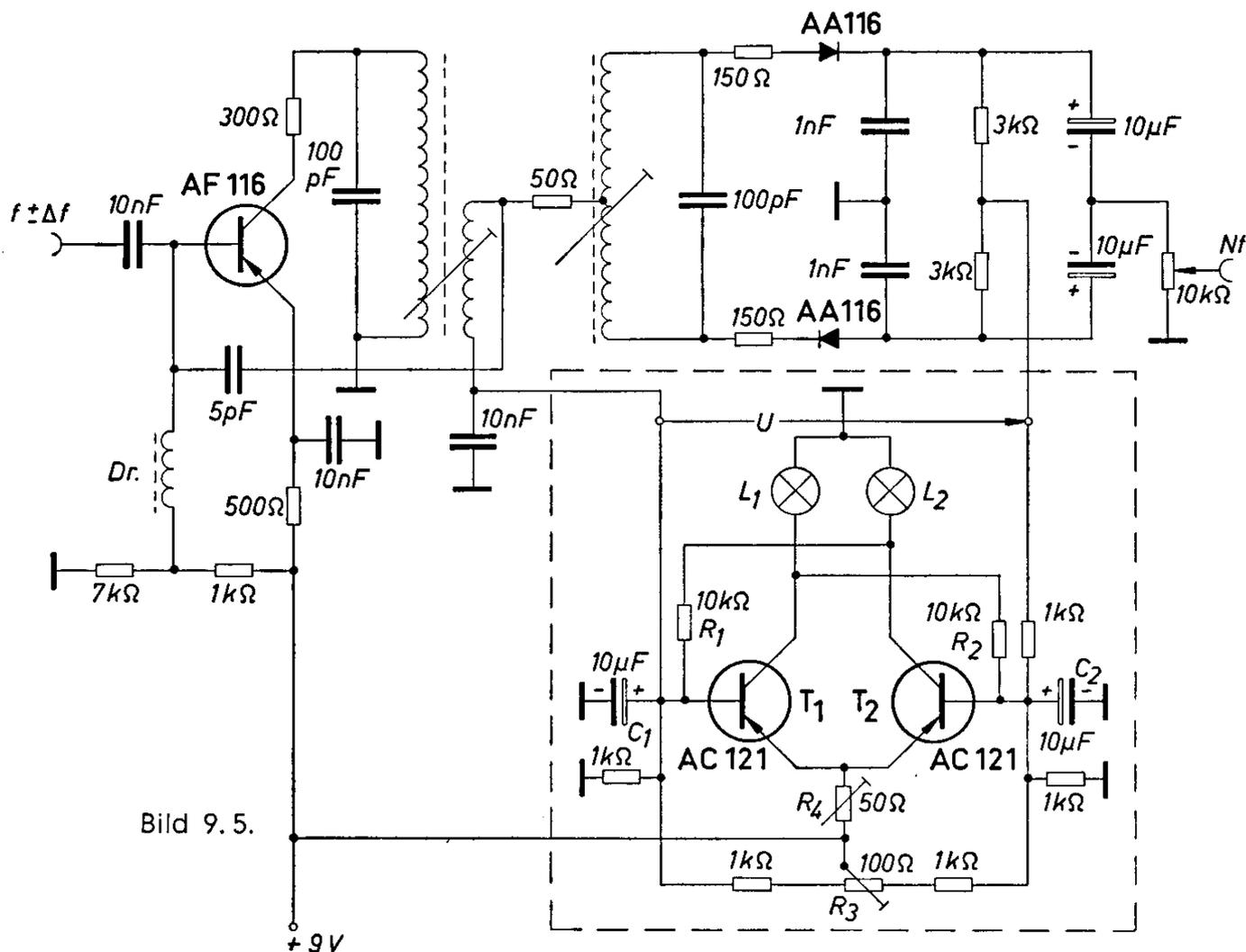
L_3 : 4 Wdg 0,8 Cu versilbert, Abgriff nach 1 Wdg vom kalten Ende

L_4, L_5 : 6 Wdg 0,25 CuLS $Q_0 = 65$

L_6 : 17 Wdg 0,2 CuLS $Q_0 = 95$

Die Wicklungen L_5 und L_6 sind auf einem gemeinsamen Spulenkörper untergebracht. Der Abstand der beiden Wicklungen beträgt etwa 10 mm.

Dr: $L = 50 \mu\text{H}$



9.2. Abstimmmanzeige

Bei der Verwendung von Transistoren in Rundfunkgeräten tritt das Problem auf, daß keine Abstimmmanzeige zur Verfügung steht. Es wäre natürlich denkbar, ein μA -Meter zu verwenden. Diese Lösung ist jedoch nicht billig. Das Bild 9.5. zeigt eine Schaltung, mit der die Abstimmung durch einen Helligkeitsvergleich zweier Lämpchen angezeigt wird.

Der zeitliche Mittelwert der Brückenspannung U , die das Nutzsignal enthält (Bild 9.5.), wird Null, wenn die Trägerfrequenz und die Mittenfrequenz f_M des Diskriminators übereinstimmen. Diese Brückenspannung wird einem symmetrischen Gleichspannungs-Gegentaktverstärker zugeführt, der als Arbeitswiderstand zwei gleichartige Lämpchen L_1 und L_2 (3,8 V; 70 mA) hat. Mit Hilfe des Widerstandes R_3 kann die Schaltung so abgeglichen werden, daß beide Lampen gleich hell brennen, wenn die Spannung U den Wert Null hat. Weicht nun die Frequenz f von der Mittelfrequenz f_M ab, so wird eine der beiden Lampen heller brennen. Welche Richtung die Abweichung hat, kann daraus geschlossen werden, welche der beiden Lämpchen heller brennt.

Durch eine Rückkopplung über die Widerstände R_1 und R_2 wird die Anzeige-Empfindlichkeit gesteigert. Die Grundhelligkeit der Lämpchen kann mit dem Widerstand R_4 eingestellt werden. Die Kondensatoren C_1 und C_2 schließen die niederfrequente Spannung kurz, damit keine Verfälschung der Anzeige auftreten kann.

9.3. UHF-Tuner

Mit den Mesa-Transistoren AF 139 können UHF-Tuner hergestellt werden. Die optimale Dimensionierung eines solchen Tuners findet man, wenn die Bedeutung der Einzeleigenschaften richtig abgeschätzt wird. Bezüglich der Schaltungsauslegung stehen sich folgende Eigenschaften konträr gegenüber:

- | | |
|---|---|
| 1. Rauschanpassung | — Leistungsanpassung |
| 2. Verstärkung | — max. zulässige Störspannung
für 1 % Kreuzmodulation |
| 3. große Bandbreite
des UHF-Zwischenfilters,
wenig Kurvenverschiebung
bei Regelung | — Spiegelselektion, Vorselektion,
Oszillatorstörspannung
am Antenneneingang |

Man kommt also nicht umhin, je nach den gewünschten Schwerpunkten gewisse Kompromisse einzugehen. Folgende Dimensionierung erscheint zweckmäßig:

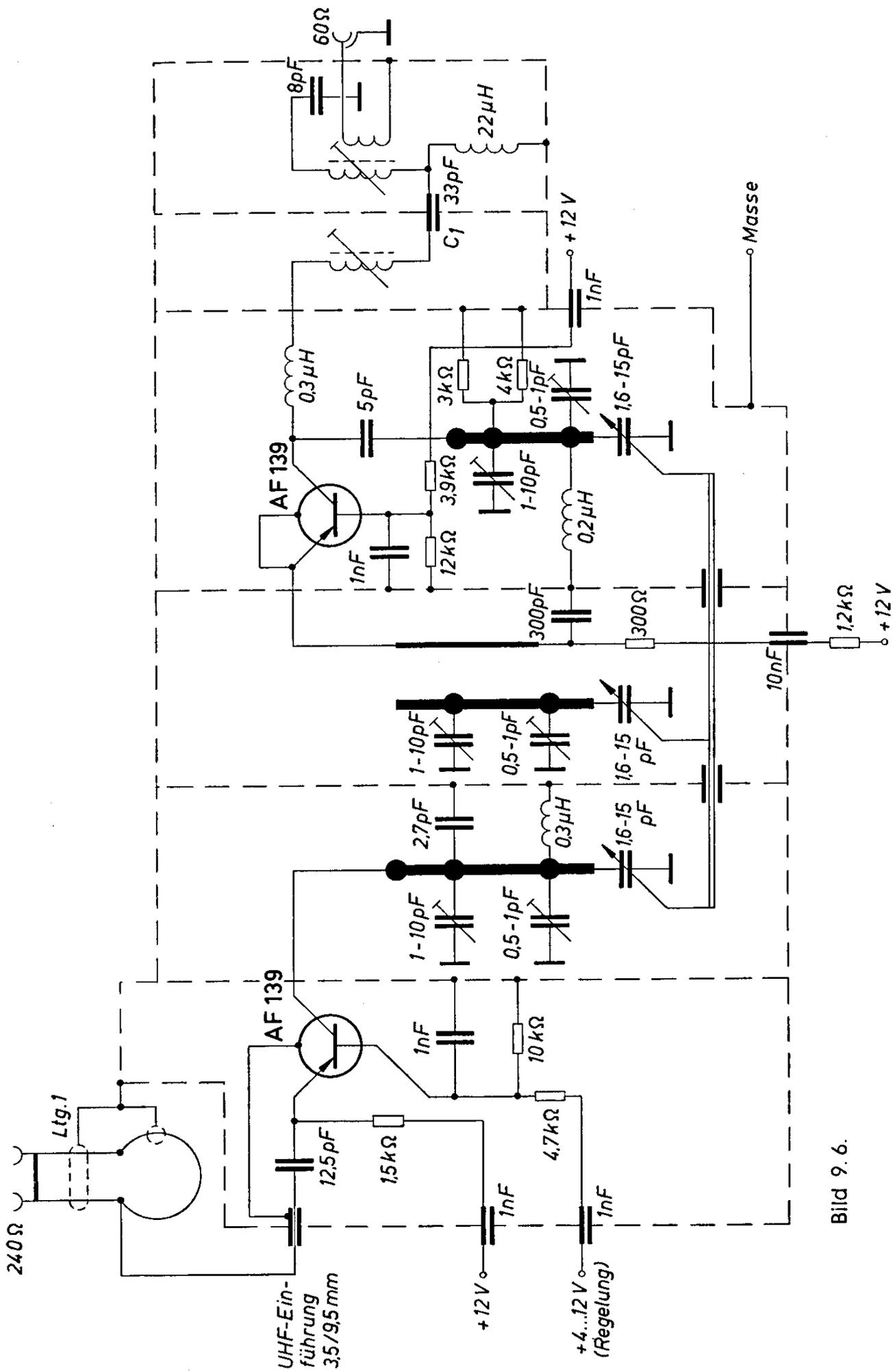


Bild 9. 6.

Zu Punkt 1. Möglichst gute Rauschanpassung, jedoch nur, soweit der Eingangsreflexionsfaktor von 0,5 auch bei Regelung nicht überschritten wird.

Eine kleine Korrektur ist mit dem Zuführungskondensator (Bild 9.6.) zum Emitter des Eingangstransistors bei den tiefen Frequenzen und mit der Zuleitungsinduktivität und einem zusätzlichen Kondensator nach Masse (in der Schaltung nicht enthalten) möglich.

Zu Punkt 2. Eine nicht voll ausgenutzte Verstärkung am unteren Bereichsende zugunsten einer guten Verstärkung am oberen Bereichsende.

Sie kann in gewissen Grenzen mit der Emitterkoppelschleife des selbstschwingenden Mischers durch Abstandsänderung vom Leitungskreis eingestellt werden.

Zu Punkt 3. Ein Kompromiß zwischen allen genannten Eigenschaften, wobei die Störstrahlungswerte der Deutschen Bundespost eingehalten werden. Bei der Regelung muß eine kleine Scheitel-Änderung der Durchlaßkurve zugelassen werden.

Die im Bild 9.6. dargestellte Schaltung wurde unter Berücksichtigung dieser Richtlinien entwickelt. Sie besteht aus einer Vorstufe und einer selbstschwingenden Mischstufe. Der Eingang ist breitbandig von 470 bis 860 MHz ausgelegt. Die Vorstufe ist regelbar bis zu einem Umfang von 30 dB, abhängig davon, welche Änderung der Durchlaßkurve zugelassen wird.

Die Vorselektion wird durch ein zweikreisiges Zwischenfilter zwischen Vorstufe und Mischer hergestellt. Am Ausgang der selbstschwingenden Mischstufe wurde ein zweikreisiges Filter für einen 60- Ω -Abschluß zur niederohmigen Ankopplung der ersten ZF-Stufe angeordnet. Es kann jedoch auch parallel zum Fußpunkt-Koppelkondensator C_1 abgegangen werden, wenn die zweite Filterhälfte im ZF-Teil vorgesehen ist.

Bei einer Einstellung des UHF-Tuners nach den obengenannten Richtlinien erhält man mit mittleren Transistoren folgende Daten:

	f = 470 MHz	f = 790 MHz	f = 860 MHz
Rauschzahl ungeregelt	< 5	< 10	< 13
Leistungsverstärkung	> 20	> 20	> 20 dB
Regelumfang*	\leq 30	\leq 30	\leq 30 dB
Eingangsreflexionsfaktor	< 0,5	< 0,5	< 0,5
Spiegelselektion, ungeregelt	> 46	> 40	> 30 dB

* abhängig von der zugelassenen Änderung der Durchlaßkurve

f=470 MHz f=790 MHz f=860 MHz

Zulässige Störspannung an 240 Ω

für 1 % Kreuzmodulation

$f_{\text{stör}}$ im Abstand > 10 MHz

ungeregelt 20 20 20 mV

—30 dB geregelt 40 40 40 mV

Maximale Eingangsspannung

hinsichtlich Aussteuerbarkeit

ungeregelt 40 40 40 mV

—30 dB geregelt 200 200 200 mV

U_{Strahl} (240 Ω) entsprechend den Vorschriften der DBP

Betriebsströme:

Vorstufe ungeregelt Emitterstrom 2,2 2,2 2,2 mA

Basisteilerstrom 0,8 0,8 0,8 mA

— 30 dB geregelt Emitterstrom 5,6 5,4 5,4 mA

Basisteilerstrom 0,23 0,26 0,26 mA

Mischstufe Emitterstrom 1,85 1,7 1,65 mA

Basisteilerstrom 0,75 0,75 0,75 mA

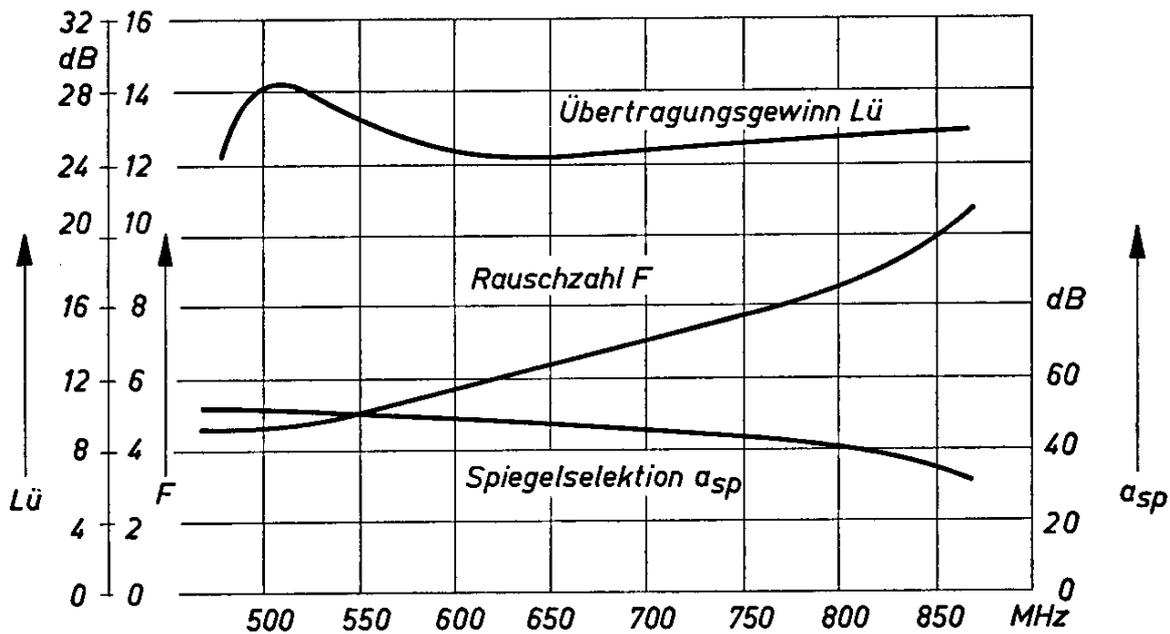


Bild 9.7.

$f \longrightarrow$

Im Bild 9.7. sind der Übertragungsgewinn L_u , die Rauschzahl F und die Spiegelselektion a_{sp} in Abhängigkeit von der Empfangsfrequenz dargestellt. Im zur Zeit am stärksten belegten Frequenzbereich liegt die Rauschzahl unter dem Wert 7.

Das Bild 9.8. zeigt die Änderung des Eingangsreflexionsfaktors $|r|$, der maximalen Eingangsspannung $U_{E\max}$ und der zulässigen Störspannung für 1% Kreuzmodulation $U_{Stör\ 1\%}$ bei Regelung bis zu einem Umfang von 30 dB.

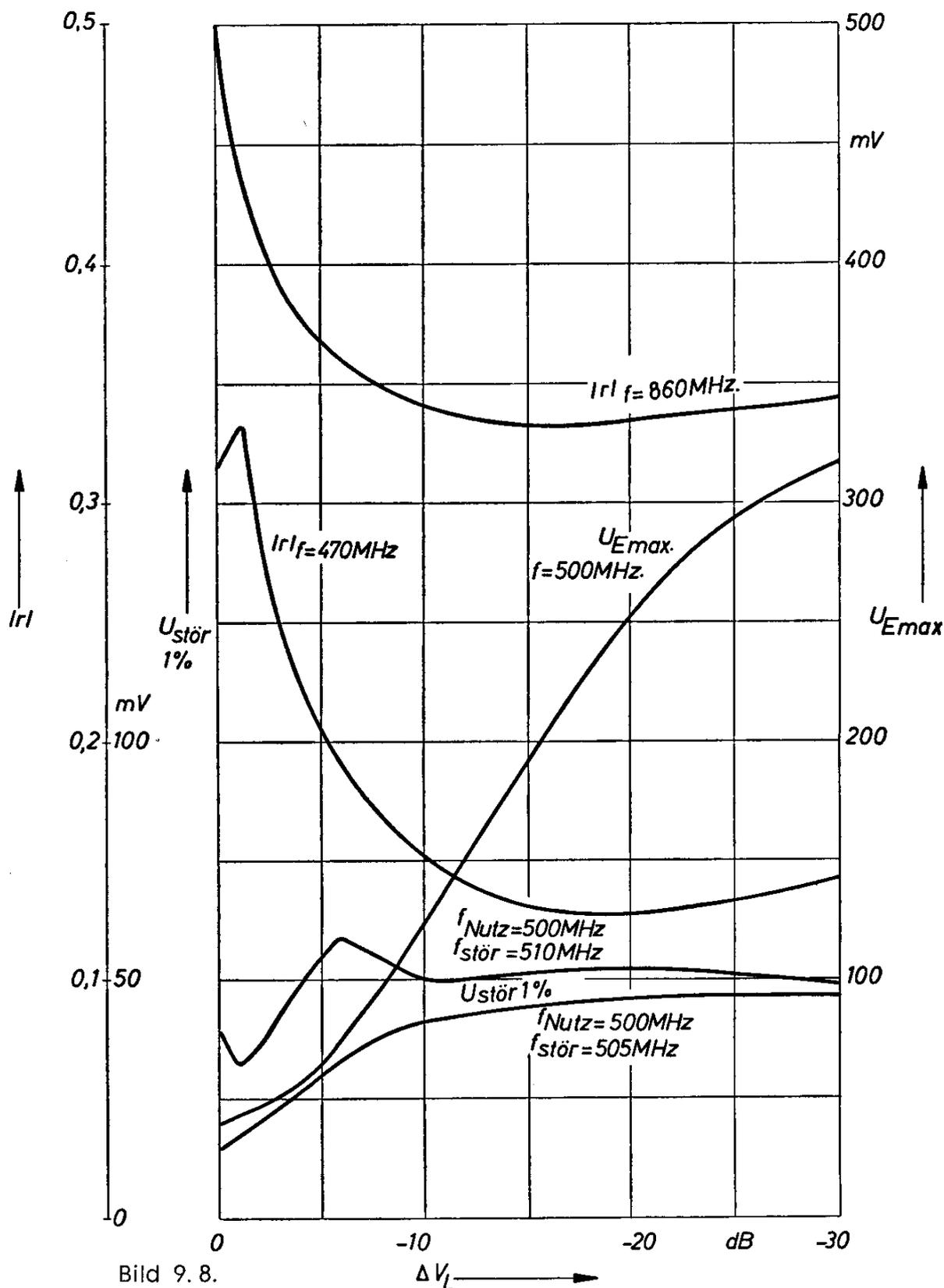


Bild 9.8.

9.4. Vertikal-Ablenkschaltung für Fernsehgeräte

Damit der Elektronenstrahl die Schirmfläche einer Fernseh-Bildröhre gleichmäßig überstreicht, muß er horizontal und vertikal abgelenkt werden. Durch die Horizontal-Ablenkung werden die einzelnen Zeilen geschrieben, die Vertikalablenkung sorgt dafür, daß die Zeilen zu einem vollständigen Bild zusammengesetzt werden. Es werden je Sekunde 25 Bilder geschrieben. Durch die Anwendung des sogenannten Zeilensprungverfahrens — ein vollständiges Bild wird in 2 Hälften durch aufeinanderfolgendes Schreiben aller ungeradzahligen und geradzahligen Zeilen gewonnen — ergibt sich eine Ablenkfrequenz von 50 Hz. Der Elektronenstrahl muß also einmal innerhalb von 20 msec mit gleichmäßiger Geschwindigkeit über die ganze Bildfläche abgelenkt werden, was durch einen Sägezahnimpuls geeigneter Form und Länge erfolgen kann. Von der Ablenkzeit 20 msec gehen noch etwa 0,5 msec für den Strahlrücklauf ab.

Die Schaltung eines Vertikal-Ablenkteils für eine 53-cm-Bildröhre (110°) zeigt das Bild 9.9. Sie liefert einen sägezahnförmigen Strom mit einem Spitzenwert von 1 A an eine Ablenkeinheit mit einem Innenwiderstand von 7Ω und einer Induktivität von 23 mH.

Die Erzeugung des Sägezahnimpulses erfolgt zweckmäßig mit einem Kondensator als Integrierglied. Um trotz der niedrigen Frequenz mit einer kleinen Kapazität auszukommen, wurde hier ein Miller-Integrator mit einer zusätzlichen Treiberstufe angewendet. Es kann dann ein Papierkondensator verwendet werden.

Gesteuert wird der Miller-Integrator durch einen Sperrschwinger im Durchlaßbetrieb mit einer Eigenfrequenz von etwa 50 Hz, der seinerseits wieder durch die mit dem Eingangssignal ankommenden, integrierten Synchronimpulse synchronisiert wird. Die Impulsbreite des Sperrschwingers beträgt 0,5 msec, die Impulshöhe ist so groß, daß der Kondensator C_1 während dieser Zeit sicher entladen wird. Die Diode D_1 schließt den Rückschlagimpuls des Sperrschwingers kurz, wodurch der Transistor AC 121 vor zu hoher Sperrspannung geschützt wird.

Der Sägezahn-Generator ist an die Ablenkspule über einen Transformator angekoppelt, um einerseits eine bessere Anpassung zu erreichen, andererseits aber auch eine Vorablenkung des Elektronenstrahls durch den Reststrom der Transistoren zu verhindern.

Um zu vermeiden, daß der Kondensator C_1 durch den vom Sperrschwinger gelieferten Impuls während des Strahl-Rücklaufs über den Spannungs-Nullpunkt hinweg mit entgegengesetzt gepolter Spannung wieder aufgeladen wird, ist in Serie zu diesem Kondensator ein einstellbarer Widerstand R_3 angeordnet. Mit diesem Widerstand kann gleichzeitig eine Tangens-Entzerrung vorgenommen werden, indem man einen so hohen Widerstandswert einstellt, daß der Kondensator C_1 nicht vollständig ent-

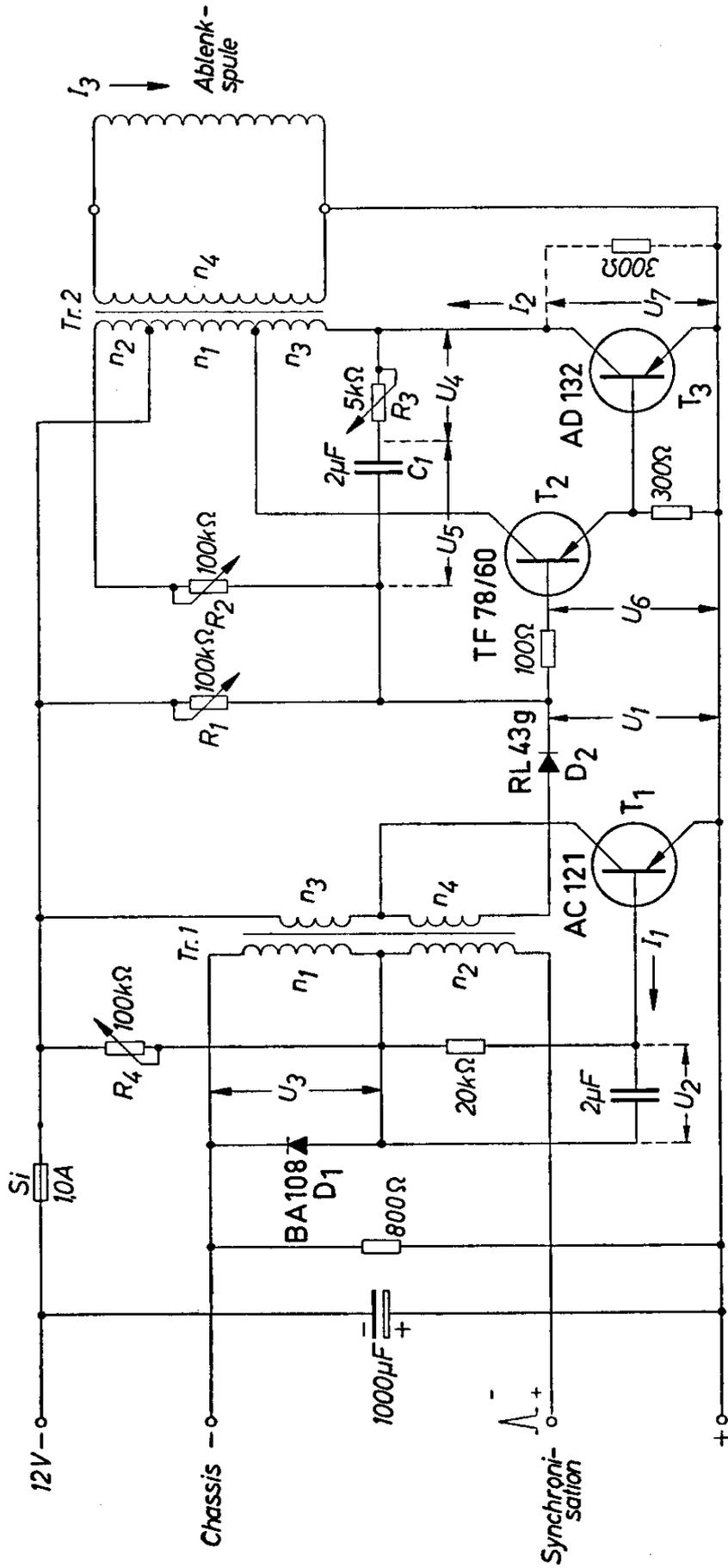


Bild 9.9.

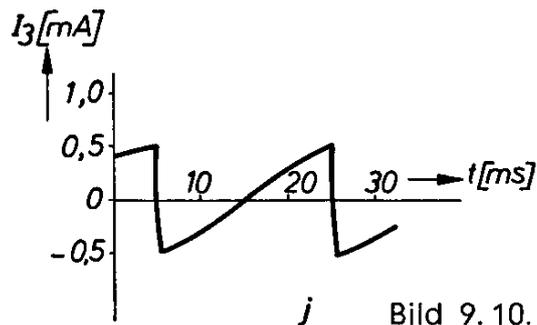
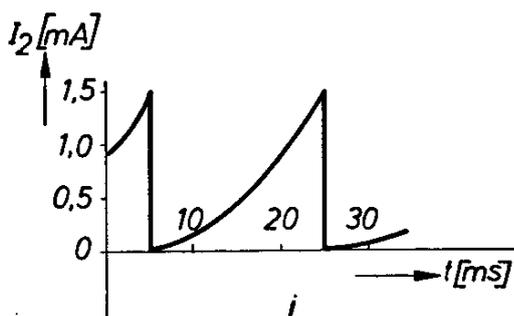
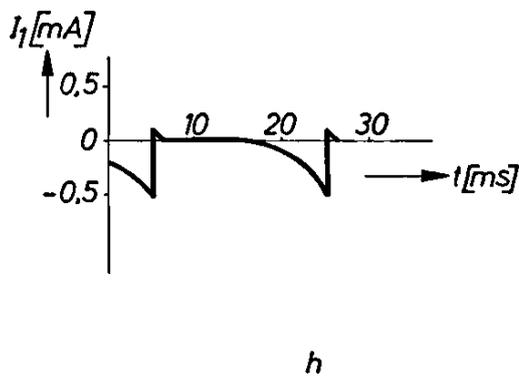
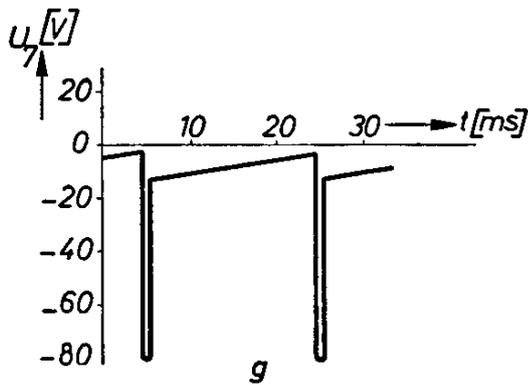
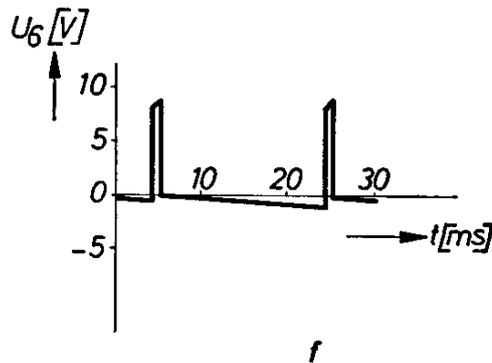
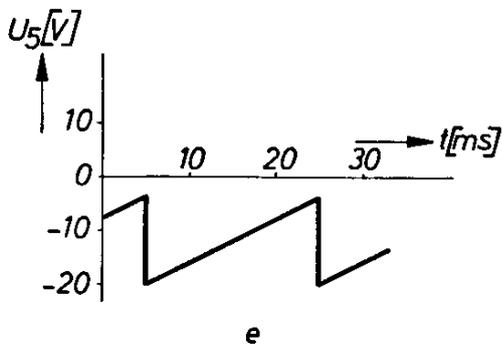
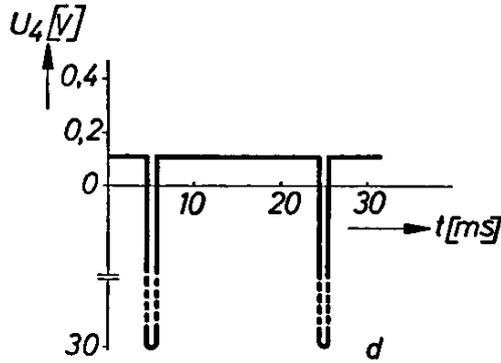
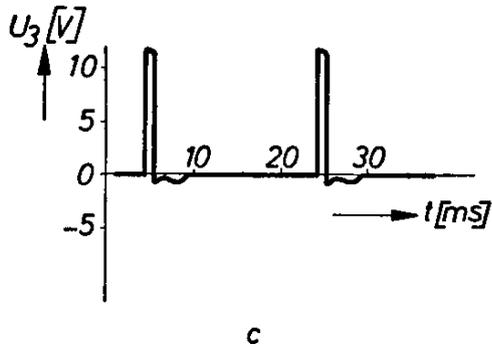
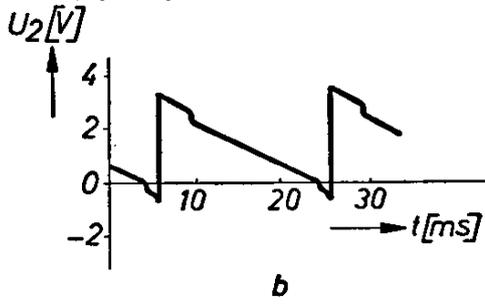
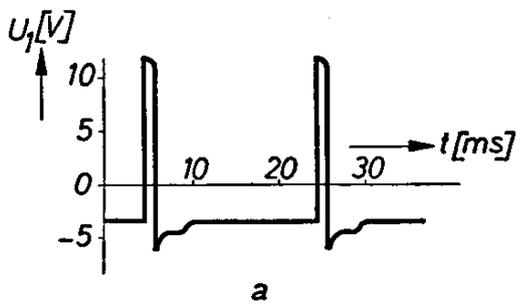


Bild 9.10.

laden wird. Es erfolgt dann ein erhöhter Anstieg des Ablenkstromes zu Beginn des Ablenk-Vorganges.

Eine Linearisierung des Sägezahnstromes erreicht man dadurch, daß man dem Kondensator C_1 über eine Rückkopplung (Widerstände R_1 und R_2) eine sägezahnförmige Spannung zuführt. Dadurch wird der Einfluß der temperaturabhängigen Transistorparameter nahezu vollständig ausgeschaltet.

Beim Abgleich der Anordnung wird der Sperrschwinger bei abgetrenntem Miller-Integrator mit dem Widerstand R_4 auf eine Eigenfrequenz von 48—50 Hz eingestellt. Dann wird, nach erfolgter Ankopplung des Miller-Integrators, der Widerstand R_1 so geregelt, daß der Kollektorstrom des Treibertransistors nicht beschnitten wird. Mit dem Widerstand R_2 kann die Linearität des Sägezahnimpulses eingestellt werden.

Das Bild 9.10 zeigt die Kurvenform der im Bild 9.9 eingetragenen Ströme und Spannungen.

Die Versorgungsspannung darf zwischen 11 und 13 V schwanken, wenn der Innenwiderstand des Netzteiles kleiner als $0,4 \Omega$ ist.

Technische Daten

Batteriestrom: $\approx 0,55 \text{ A}$

Transformatoren:

Tr. 1: M 30/7, Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = 200 \text{ Wdg } 0,12 \text{ CuL}$

$n_3 = n_4 = 200 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL}$

Tr. 2: M 74/32, Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 240 \text{ Wdg } 0,65 \text{ CuL}$

$n_2 = 400 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL}$

$n_3 = 65 \text{ Wdg } 0,65 \text{ CuL}$

$n_4 = 325 \text{ Wdg } 0,6 \text{ CuL}$

Bildröhre:

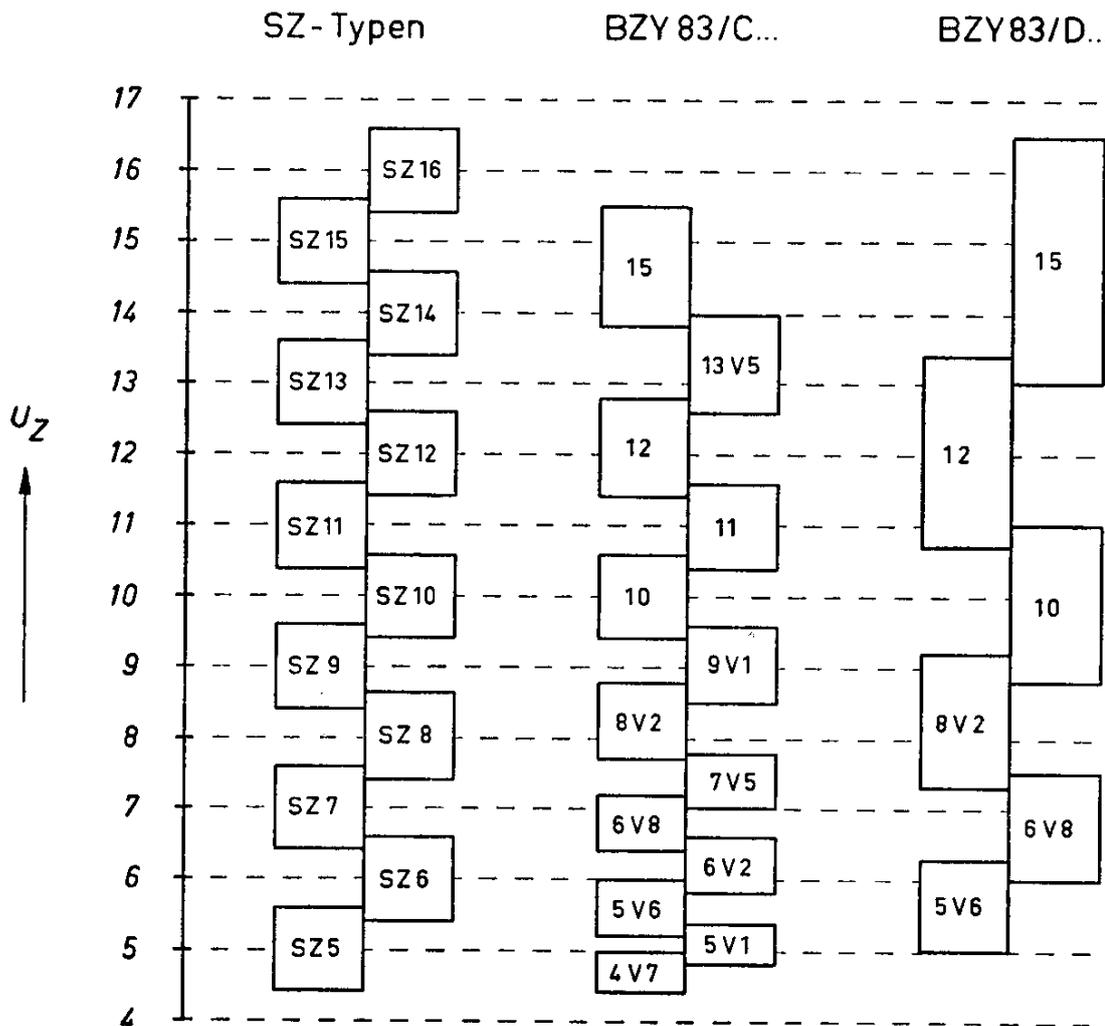
Hochspannung 16 kV

Ablenkung 110°

Anhang

Die in diesem Heft angegebenen Zenerdioden SZ... werden durch die neuen Typen BZY 83/C und BZY 83/D ersetzt.

Vergleichstabelle



Die Typen SZ 5 bis SZ 7 sind bei $I_Z = 20$ mA, die übrigen SZ-Typen, BZY 83/C- und BZY 83/D-Reihen bei $I_Z = 5$ mA gemessen.

Die Si-Diode BA 103 wird durch den Typ BZY 83/D 1 ersetzt, der in Durchlaßrichtung zu betreiben ist.

Anschriften unserer Geschäftsstellen

Ort	Büro Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
5100	Aachen	TB Kurbrunnenstr. 14-20	4 81 41—4 81 48 8 32866
5770	Arnsberg (Westf.)	IB Hellefelder Str. 29	20 56 8 4286
8750	Aschaffenburg	IB Ludwigstr. 17	2 12 19 4 18839
8900	Augsburg	TB Hübnerstr. 3	3 25 21 5 3821
8580	Bayreuth	IB Bahnhofstr. 4b	33 73 6 42889
1000	Berlin SW 11	ZN Schöneberger Str. 2-4	18 00 21 1 83766
4800	Bielefeld	TB Kavalleriestr. 26	5 71 9 32805
5300	Bonn	TB Mühlheimer Platz 1	5 19 21 8 86655
3300	Braunschweig	TB Fallersleber Str. 6-8	7 51 9 52820
2800	Bremen	ZN An der Weide 14-16	30 14 41 2 44814
8630	Coburg	IB Casimirstr. 6	7 91 6 63212
6100	Darmstadt	TB Hügelstr. 18-20	7 60 48 4 189246
4600	Dortmund	ZN Märkische Str. 12-14	54 81 8 22122
4000	Düsseldorf	ZN Oststr. 34	3 55 21 8 582665
4100	Duisburg	IB Friedenstr. 85	2 80 01, 2 39 51 8 55843
4300	Essen	ZN Kruppstr. 16	2 01 31 8 57437
2390	Flensburg	IB Neustadt 10	73 69 2 2745
6000	Frankfurt (Main)	ZN Gutleutstr. 31	33 06 01 4 11203
7800	Freiburg (Breisg.)	TB Habsburgerstr. 132	21 21 7 7842
6400	Fulda	IB Ohmstr. 24	30 10 4 9810
3380	Goslar	TB Am Markt 5	39 31/33 —
5281	Gummersbach/N.seeßmar	IB Kölner Str. 95	30 42 —
5800	Hagen (Westf.)	IB Brinkstr. 26	2 74 45 8 23873
2000	Hamburg	ZN Lindenplatz 2	24 82 11 2 11891
4700	Hamm	TB Luisenstr. 5	68 41 8 28834
3000	Hannover	ZN Am Maschpark 1	886531, 886691 9 22333
7100	Heilbronn (Neckar)	IB Schaeuffelenstr. 15	8 67 46 7 28714
8670	Hof (Saale)	TB Theresienstr. 13	49 51 6 43865
6750	Kaiserslautern	TB Pariser Str. 23	75 31 4 5832
7500	Karlsruhe	TB Bahnhofstr. 5	89 71 7 82831
3500	Kassel	TB Bürgermeister-Brunner-Str.15	1 92 81 9 9839
8960	Kempten (Allgäu)	IB Salzstr. 27	36 22 5 4827

Ort	Büro	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber	
2300	Kiel	TB	Holstenbrücke 26-28	5 11 01	2 9814
5400	Koblenz	TB	Emil-Schüller-Str. 20-22	26 81	8 6831
5000	Köln	ZN	Friesenplatz 8-14	5 72 21	8 881470
7750	Konstanz	IB	Hussenstr. 6	53 81	7 32209
4450	Lingen (Ems)	IB	Lindenstr. 4	41 01	9 8870
2400	Lübeck	IB	Breite Str. 52-54	2 59 21	2 6728
6500	Mainz	TB	Flachsmarktstr. 13-17	39 21	4 1877/65
6800	Mannheim	ZN	N 7.18	29 61	4 62261
4050	Mönchen-Gladbach	IB	Eickener Str. 45	2 18 75, 2 26 26	8 52749
8000	München	ZN	Prannerstr. 8	22 89 61	5 23224
4400	Münster (Westf.)	TB	Herwarthstr. 6-8	4 06 31	8 92828
8500	Nürnberg	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	2 06 26	6 22251
7600	Offenburg (Baden)	IB	Rheinstr. 3	23 13	7 5886
4500	Osnabrück	TB	Möserstr. 28	3 28 47	9 4827
7980	Ravensburg	IB	Gartenstr. 16	24 34, 48 11	7 32884
8400	Regensburg	IB	Maximilianstr. 29	62 24/28	6 5807
7410	Reutlingen	IB	Unter den Linden 47	43 41, 67 82	7 29723
7210	Rottweil	IB	Am Stadtgraben 12	81 06, 81 09	7 62889
6600	Saarbrücken	ZN	Mainzer Str. 139	6 49 41	4 42226
3321	Salzgitter/Watenst.	IB	Hauptstr. 60	2 52 74	9 52730
8720	Schweinfurt	IB	Luitpoldstr. 6	27 53	6 73207
5900	Siegen	TB	Sandstr. 44	2 67 41	8 72635
7000	Stuttgart	ZN	Geschw.-Scholl-Str. 24	29 97 61	7 23941
5500	Trier	IB	Deutscherrenstr. 38-44	27 57, 32 57, 37 33	4 7815
7900	Ulm (Donau)	TB	Frauenstr. 11	6 12 41	7 12826
6330	Wetzlar	TB	Karl-Kellner-Ring 19-21	71	4 83845
6200	Wiesbaden	IB	Adolfsallee 27-29	5 95 25	4 186701
2940	Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	2 61 87	2 5305
5600	Wuppertal-Elberf.	TB	Hofkamp 106-108	44 16 61	8 512853
8700	Würzburg	TB	Theaterstr. 25	5 08 50	6 8844

ZN = Zweigniederlassung

TB = Technisches Büro

IB = Ingenieurbüro

