



SIEMENS

Halbleiter- Schaltbeispiele

1967



Halbleiter-Schaltbeispiele

Ausgabe April 1967

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

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

Herausgegeben vom Werk für Halbleiter,
8000 München 8, Balanstraße 73

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Niederfrequenz-Verstärker	7
1.1. Stereo-Vorverstärker	8
1.2. Umschaltbarer Vorverstärker für Mikrofon und magnetischen Tonabnehmer	11
1.3. NF-Verstärker mit integrierter Halbleiterschaltung	15
1.4. Eisenloser NF-Verstärker 12 V/3,6 W	15
1.5. Eisenloser NF-Verstärker 20 V/10 W	17
1.6. Eisenloser NF-Verstärker 24 V/10 W	19
1.7. Eisenloser NF-Verstärker 50 V/45 W	21
2. Zehacker und Oszillatoren	24
2.1. Eintakt-Sperrwandler für Solarbatterie-Betrieb	24
2.2. Sinusgenerator für Leuchtstofflampen	26
2.3. Sägezahngenerator mit Thyristor-Tetrode	27
2.4. Frequenzwandler 50 Hz/37 Hz	31
2.5. Frequenz- und amplitudenkonstanter Sinusgenerator	31
3. Multivibratoren und Verzögerungsschaltungen	34
3.1. Blinkschaltung	35
3.2. Blinkschaltung mit Komplementär-Transistoren	35
3.3. Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied	37
3.4. Verzögerungsschaltung von 3 bis 60 Minuten	39
3.5. Elektronischer Zeitschalter	43
3.6. Ansprechverzögerung	43
3.7. Verzögerungsschaltung mit Thyristor-Tetrode	44
3.8. Monostabiler Multivibrator bis 10 MHz	46
3.9. Astabiler Multivibrator bis 10 MHz	48
3.10. Bistabiler Multivibrator bis 20 MHz	51
4. Fotoverstärker	52
4.1. Schaltverstärker mit Fotoelement	52
4.2. Fotoverstärker für Lichtimpulse	53
4.3. Wechselstrom-Fotoverstärker	56
4.4. Lichtschranke mit Verzögerung	56
4.5. Dämmerungsschalter mit Verzögerung	58

5. Steuer- und Regelschaltungen	61
5.1. Regelschaltung für eine Herdplatte	61
5.2. Temperaturregelschaltung mit Thyristor-Tetrode	63
5.3. Temperaturüberwachung mit Kaltleitern	64
5.4. Spannungssollwert-Schalter	69
5.5. Gleichspannungsmeßverstärker mit Transistor-Chopper	70
5.6. Steuerung der Laufrichtung von Kleinmotoren	73
5.7. Umsteuerung eines Leistungsmotors	76
5.8. Umsteuerung von Kleinstmotoren mit NF-Signalen	76
5.9. Indikator für Widerstandsänderung	78
5.10. Hochempfindlicher Brückenverstärker	79
5.11. Wechselspannungs-Brückenverstärker	83
5.12. Impuls-Steuerschaltung	87
5.13. Impuls-Koppelschaltung	89
6. Geregelte Netzgeräte	91
6.1. Referenzspannungsquelle 10 V/100 mA	91
6.2. Netzgerät für Kleinmotoren	93
7. Hochfrequenz-Schaltungen	95
7.1. Leitungs- und Fehler-Suchgerät	95
7.2. Quarz-Oszillatoren mit Transistoren	98
7.3. Drahtloses Mikrophon	101
7.4. Transistorrelais mit galvanischer Trennung von Ein- und Ausgangskreis	103
8. Rundfunkschaltungen	106
8.1. Aufwärtsgeregelter AM-ZF-Verstärker	106
8.2. UKW-Tuner mit Diodenabstimmung	110
8.3. Hochwertiger FM-ZF-Verstärker	116
8.4. Stereo-Decoder mit Si-Transistoren	117
8.5. Vollelektronischer VHF-Tuner	120
8.6. Farbvideoschaltung nach dem RGB-Konzept	126

1. Niederfrequenzverstärker

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

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

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

Bei den NF-Endstufen haben sich die eisenlosen Stufen mit Komplementär-Transistoren durchgesetzt. Unter Komplementär-Transistoren versteht man PNP- und NPN-Transistoren mit gleichen elektrischen Eigenschaften. Solche Transistoren gibt es bisher für mittlere und höhere Leistungen nur in Ge-Technik, weshalb in den NF-Endstufen weiterhin legierte Ge-Transistoren eingesetzt werden. Diese Transistoren zeichnen sich durch kleine Restspannungen aus, wodurch sie auch bei kleineren Betriebsspannungen mit gutem Wirkungsgrad verwendet werden können. Die Ge-Legierungstechnik erlaubt die Herstellung von Transistoren mit besonders linearen Verstärkungskennlinien, d. h. von Transistoren, die auch bei hohen Kollektorströmen noch eine große Stromverstärkung haben. Besonders bei eisenlosen Endstufen ist eine hohe Stromverstärkung der Endstufen-Transistoren sehr wichtig, weil dadurch die Treiberstufe mit kleinerem Strom betrieben werden kann. Deshalb gibt es jetzt neben dem bekannten Komplementär-Paar AC 153 K/AC 176 K auch noch das Paar AC 187 K/AC 188 K, dessen Stromverstärkung $B \geq 100$ ist.

Auch bei dem größeren Komplementär-Paar AD 161/AD 162 konnte der Anteil an höher verstärkenden Transistoren vergrößert werden.

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

Mit einem solchen Verstärker kann sehr gut eine Endstufe für eine Ausgangsleistung von etwa 1,5 W angesteuert werden, wie das Beispiel 1.3. zeigt.

1.1. Stereo-Vorverstärker

Der im Bild 1.1. gezeigte Vorverstärker eignet sich für die Ansteuerung des im Heft Halbleiter Schaltbeispiele 1966 im Kapitel 1.9. angegebenen HiFi-Verstärkers für eine Ausgangsleistung von 15 W. Der Vorverstärker ist durchweg mit Si-Planar-Transistoren bestückt und arbeitet einwandfrei bis zu einer Umgebungstemperatur von 70 °C. Die Eingangsstufe ist in Kollektorschaltung ausgeführt, wodurch man einen sehr hohen Eingangswiderstand von etwa 750 k Ω erreicht. Sie ist so dimensioniert, daß sie auch sehr hohe Eingangsspannungen ohne Übersteuerung verarbeiten kann. Der Lautstärkeregler und der Balanceregler sind an die Eingangsstufe über einen Vorwiderstand angeschaltet, damit die Stellung der Potentiometer den Eingangswiderstand des Verstärkers nicht wesentlich beeinflussen.

Mit dem folgenden Klang-Regelnetzwerk können Höhen- und Tiefenanhebungen bzw. Absenkungen bis jeweils etwa 20 dB eingestellt werden.

Die Arbeitspunkteinstellung der nächsten Verstärkerstufe erfolgt über einen Widerstand vom Emitter des Transistors T_4 . Dies ergibt eine sehr gute Temperaturkompensation. Steigt z. B. bei Temperaturerhöhung der Strom durch den Transistor T_3 an, so

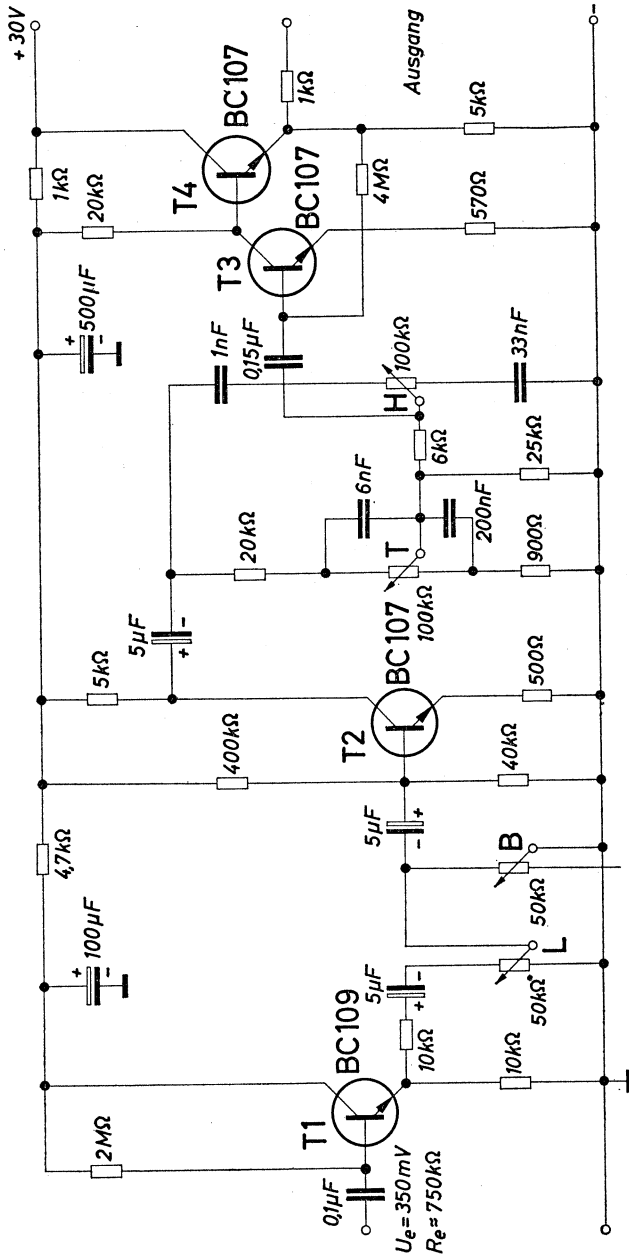


Bild 1.1.

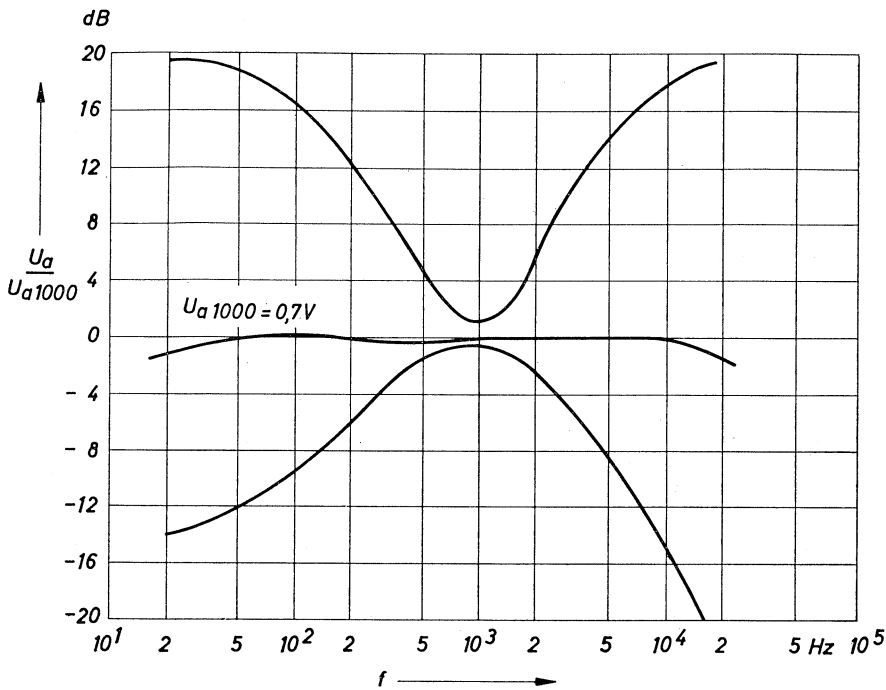


Bild 1.2.

ändert sich die Vorspannung an der Basis des Transistors T_4 nach negativen Werten. Dadurch sinkt der Spannungsabfall am Emittierwiderstand dieser Stufe, wodurch über den Widerstand von $4\text{ M}\Omega$ der Transistor T_3 eine kleinere Vorspannung erhält. Die gleiche Kompensationswirkung tritt auch bei einer Änderung der Betriebsspannung auf. An die letzte Stufe des Verstärkers kann über einen Vorwiderstand von $1\text{ k}\Omega$ der bereits genannte Leistungsverstärker angeschlossen werden.

Die folgenden technischen Daten beziehen sich auf die gesamte Anordnung, d. h. auf den hier beschriebenen Vorverstärker plus Leistungsverstärker nach Kapitel 1.9. unseres Heftes Halbleiter Schaltbeispiele 1966. Dies gilt auch für die in Bild 1.2. gezeigten Klangregler-Kurven.

Technische Daten des kompletten Verstärkers

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

1.2. Umschaltbarer Vorverstärker für Mikrofon und magnetischen Tonabnehmer

Dieser Verstärker, dessen Schaltung das Bild 1.3. zeigt, kann dem im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Verstärker vorgeschaltet werden. Der Frequenzgang des Verstärkers ist umschaltbar. Für die Verwendung als Mikrofonverstärker kann ein linearer Frequenzgang und für die Verwendung als Vorverstärker für einen magnetischen Tonabnehmer der erforderliche Spannungsfrequenzgang eingeschaltet werden.

Dabei wird im ersten Fall eine frequenzunabhängige Gegenkopplung und im zweiten Fall ein frequenzabhängiges Gegenkopplungsglied angeschaltet. Gegenüber einer frequenzabhängigen Dämpfung hat diese Methode zur Erzeugung des gewünschten Frequenzganges den Vorteil, daß der Klirrfaktor kleiner ist. Um zu verhindern, daß bei der Umschaltung der Arbeitspunkt der Transistoren verändert wird, ist es erforderlich, den ersten Transistor für Gleichströme vom Gegenkopplungsglied zu entkoppeln. Dies erfolgt über einen Kondensator von 250 μ F. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt in der bereits im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Weise.

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

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

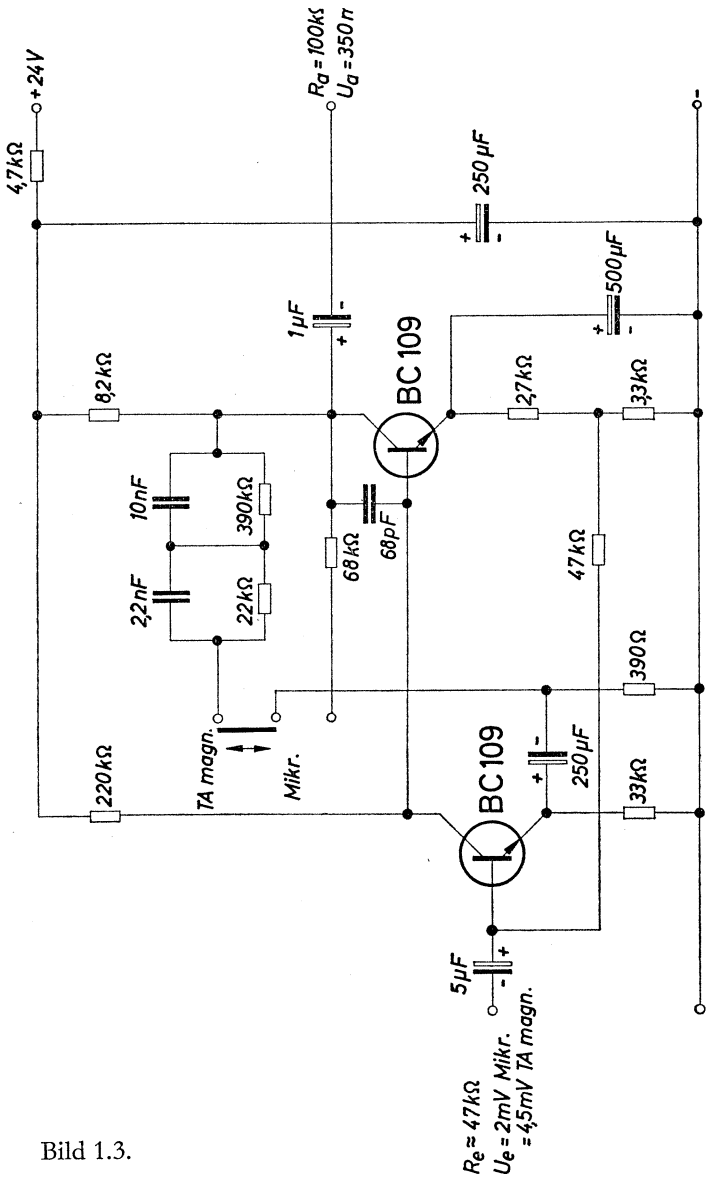


Bild 1.3.

Um besonders gutes Rauschverhalten der ersten Stufe zu erhalten, wurde ein sehr kleiner Arbeitspunktstrom von etwa $100 \mu A$ eingestellt. Den Frequenzgang für beide Betriebsarten zeigt das Diagramm in Bild 1.4.

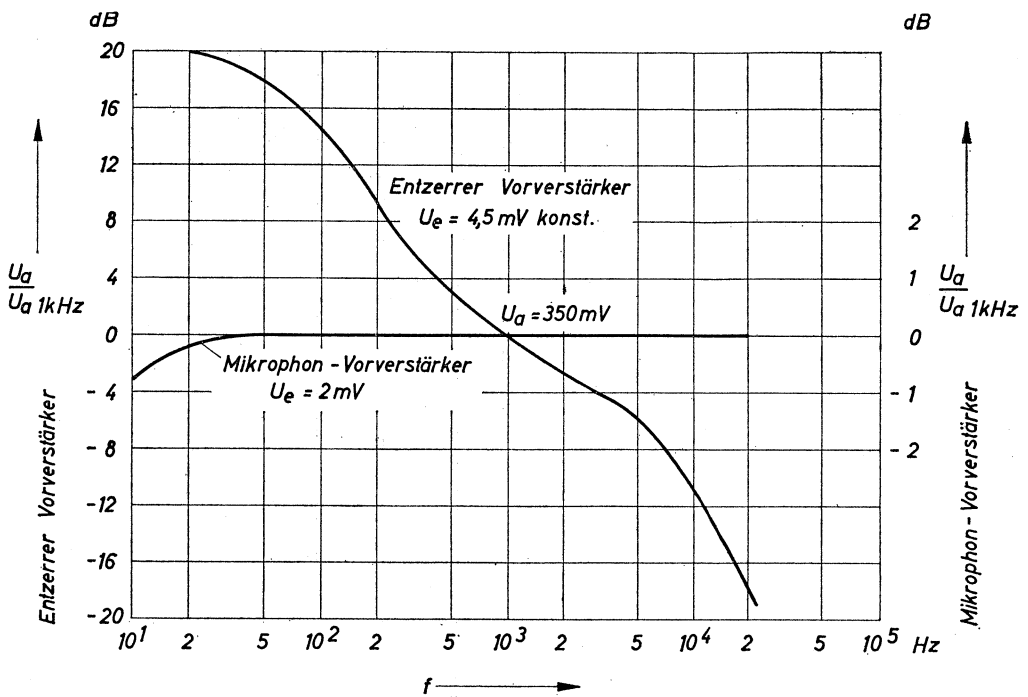


Bild 1.4.

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

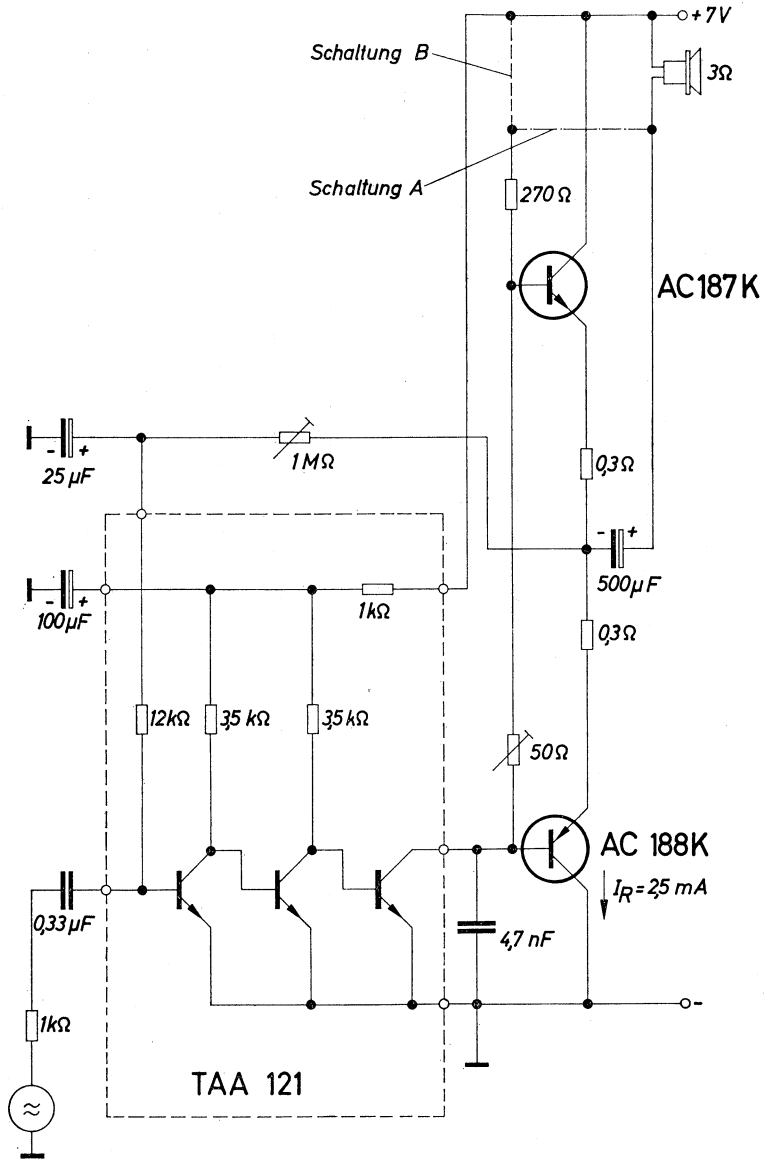


Bild 1.5.

1.3. NF-Verstärker mit integrierter Halbleiterschaltung

Der NF-Verstärker in integrierter Technik TAA 121 hat eine maximal zulässige Betriebsspannung von 7 V. Da in eisenlosen Verstärkern in der Endstufe nur eine Spannung von etwa der Größe der Versorgungsspannung der Treiberstufe angesteuert werden kann, ist für einen NF-Verstärker mit TAA 121 eine Betriebsspannung von maximal 7 V möglich. Bei dem kleinsten üblichen Lautsprecher-Widerstand von 3 Ω ergibt sich dann folgende theoretische maximale Ausgangsleistung:

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

Dieser theoretische Wert ist in der Praxis natürlich nicht zu erreichen. In der Schaltung nach Bild 1.5. wird eine maximale Ausgangsleistung von 1,4 W erreicht. Dazu ist es allerdings erforderlich, die Versorgungsspannung für die Treiberstufe vom Arbeitswiderstand abzunehmen, wodurch eine geringe Überhöhung erreicht wird (Schaltung A). Wenn der Treiber direkt an die Betriebsspannung angeschlossen wird, erreicht man nur eine Ausgangsleistung von 1,1 W. Dafür ist der Gesamtklirrfaktor bei der Schaltung B geringer. Er beträgt im Mittel 2,5% gegenüber 5% bei der Schaltung A.

Technische Daten

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

1.4. Eisenloser NF-Verstärker 12 V/3,6 W

Mit dem Komplementär-Paar AC 187 K/AC 188 K kann bei einer Betriebsspannung von 12 V eine Ausgangsleistung von 3,6 W erreicht werden. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 1.6. In der Vorstufe wurde der bereits oben erwähnte Gegenkopplungskondensator zwischen Kollektor und Basis vorgesehen.

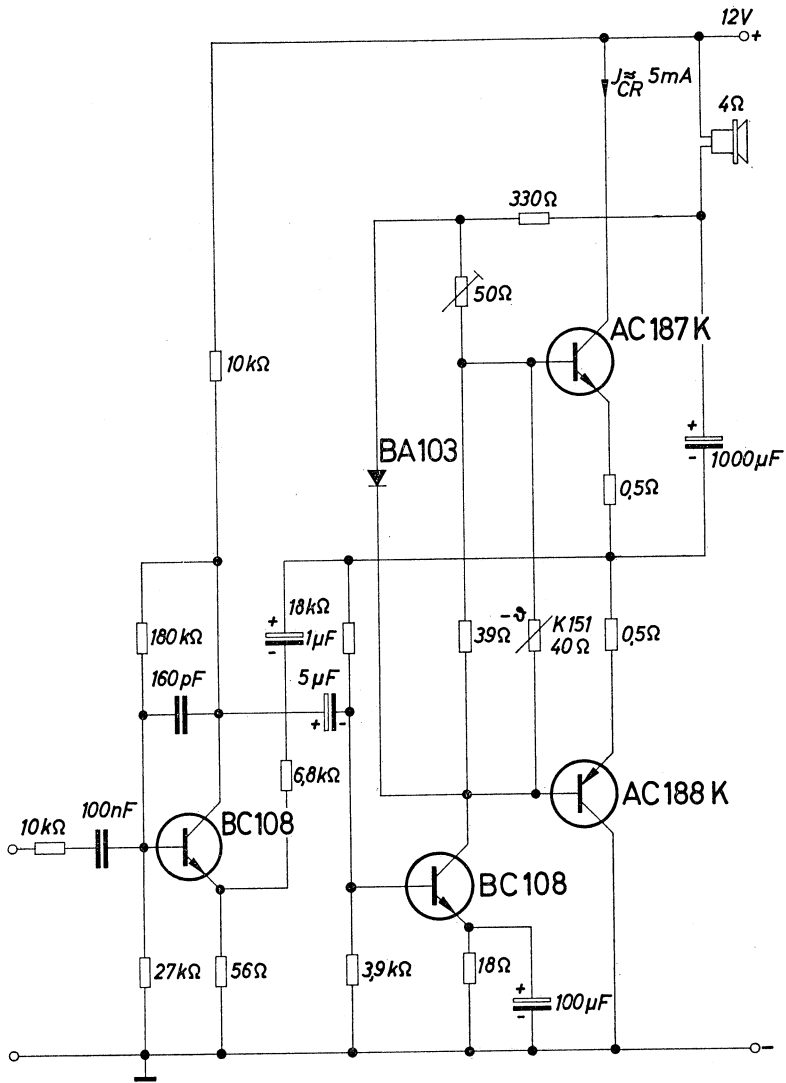


Bild 1.6.

Der Ruhestrom der Endstufe wird mit Hilfe eines Heißeleiters temperaturkompensiert und mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Diode spannungskompensiert. Diese Spannungskompensation ist besonders dann erforderlich, wenn zum Betrieb des Verstärkers ein Netzteil mit hohem Innenwiderstand verwendet wird. Die Eingangsstufe des Verstärkers ist über ein RC-Glied vom Mittelpunkt der Endstufe gegengekoppelt.

Technische Daten

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

1.5. Eisenloser NF-Verstärker 20 V/10 W

Mit dem Komplementär-Paar AD 161/AD 162 kann eine Ausgangsleistung bis 10 W erreicht werden. Die Bilder 1.7. und 1.8. zeigen zwei Schaltungsvarianten, wobei die erste einen Ge-Transistor als Treiber vorsieht, während bei der zweiten sowohl in der Vor- als auch in der Treiberstufe Si-Transistoren verwendet werden. In der Schaltung nach Bild 1.7. ist die Vorstufe für Gleich- und Wechselströme vom Mittelpunkt der Endstufe rückgekoppelt. Auf diese Weise wird die Mittelpunktsspannung der Endstufe konstant gehalten. Um die Wirkung der Wechselstrom-Gegenkopplung zu verringern, wurde ein RC-Glied im Emitterkreis der Vorstufe gegen Masse angeordnet. Mit einer Si-Diode und einem Heißeleiter ist der Arbeitspunkt der Endstufe in beiden Schaltungen für Spannungs- und Temperaturänderungen kompensiert. Die Größe des Kollektorstromwiderstandes der Treiberstufe ist abhängig von der Stromverstärkung der verwendeten Endstufen-Transistoren. Für die untere Hälfte des Verstärkungsbereiches der Transistoren AD 161 und AD 162 soll der Widerstand R_1 einen Wert von 82 Ω und für die obere Hälfte einen Wert von 180 Ω haben.

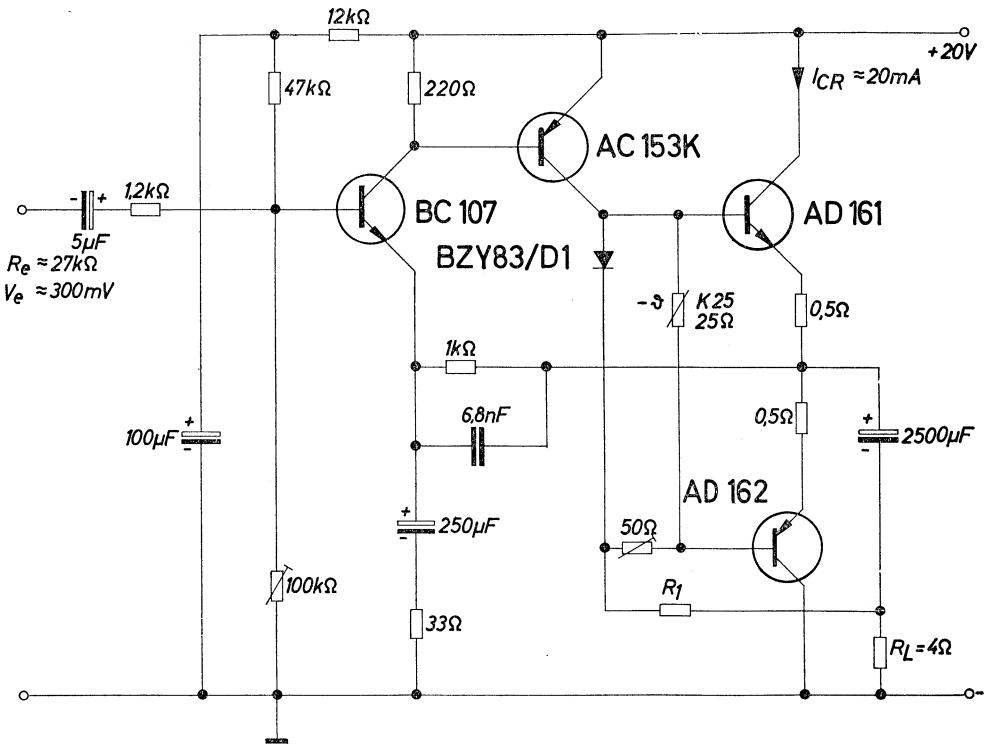


Bild 1.7.

Technische Daten

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

Bild 1.7.

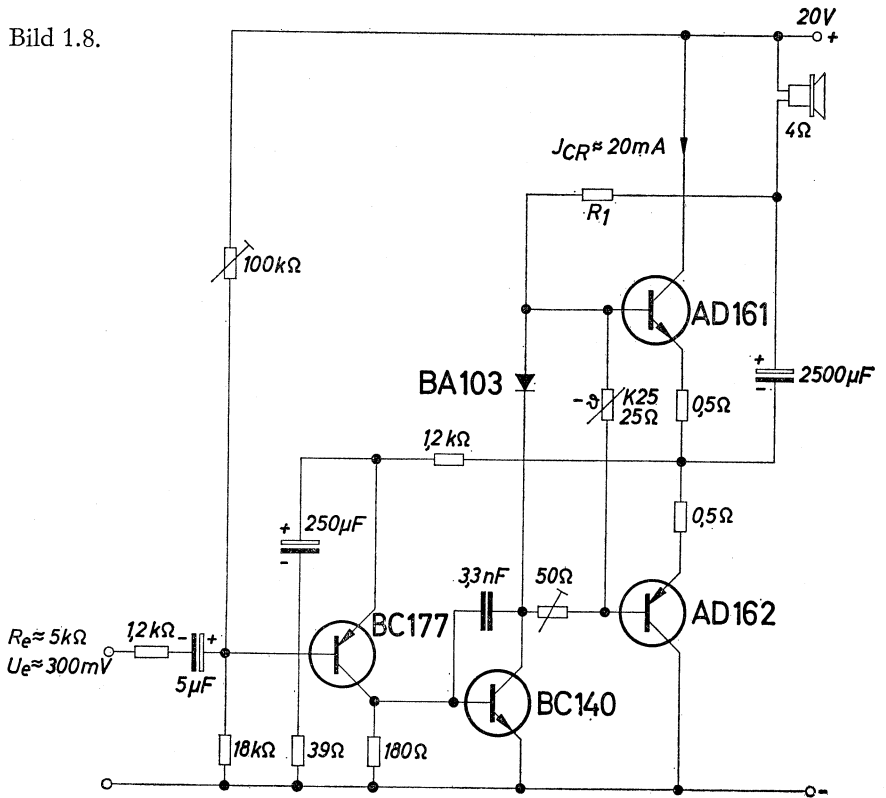
20
 850
 10
 4
 23 Hz bis 23 kHz
 27
 300
 <1

Bild 1.8.

20
 850
 10
 4
 23 Hz bis 23 kHz
 12
 300
 <1
 %

V
 mA
 W
 Ω
 kHz
 k Ω
 mV
 %

Bild 1.8.



1.6. Eisenloser NF-Verstärker 24 V/10 W

In der Endstufe der Schaltung nach Bild 1.9. werden Leistungs-Drift-Transistoren verwendet. Diese Transistoren haben eine höhere Grenzfrequenz als die normalen legierten Leistungs-Transistoren und haben trotzdem noch deren Vorteile, wie kleiner Durchlaßwiderstand und gute Stromverstärkungslinierität. Deshalb können mit diesen Transistoren Leistungsverstärker hoher Klangqualität verwirklicht werden. Da von diesen Transistoren keine Komplementär-Paare zur Verfügung stehen, muß die erforderliche Phasenumkehrung für die eisenlose Ansteuerung einer Gegentakt-Endstufe in der Treiberstufe erfolgen. Dazu wird im vorliegenden Beispiel ein Komplementär-Paar AC 127/AC 152 verwendet. Die Stabilisierung des Ruhestromes der Endstufe erfolgt für Temperaturänderung mit

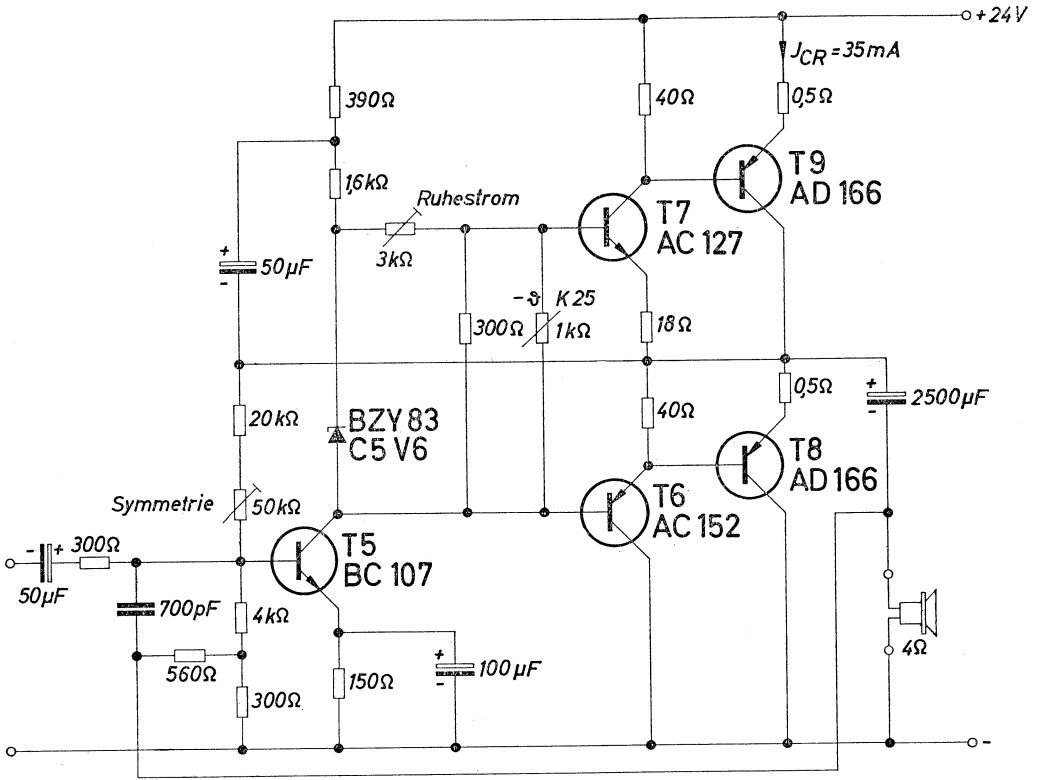


Bild 1.9.

einem Heißleiter K 25 und für eine Änderung der Versorgungsspannung mit einer Zenerdiode BZY 83. Der Heißleiter soll auf demselben Kühlblech montiert werden, wie die Endstufen-Transistoren. Bei der Dimensionierung des Verstärkers wurde neben dem durch die verwendeten Transistoren möglichen guten Frequenzgang vor allem ein kleiner Klirrfaktor angestrebt. Der Klirrfaktor liegt im ganzen Übertragungsbereich unter 0,4%. Als Vorverstärker für diese Leistungsstufe kann der in Kapitel 1.1. beschriebene verwendet werden. Vor diesen kann auch der umschaltbare Vorverstärker für Mikrofon und magnetischen Tonabnehmer nach Kapitel 1.2. geschaltet werden.

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

1.7. Eisenloser NF-Verstärker 50 V/45 W

Mit je zwei parallelgeschalteten Leistungs-Drift-Transistoren AD 167 kann im Gegentakt-Betrieb eine Ausgangsleistung von 45 W bei einer Betriebsspannung von 50 V erreicht werden. Die in der Schaltung nach Bild 1.10. erreichte Wiedergabequalität entspricht den Anforderungen der HiFi-Technik.

Für die Komplementär-Treiberstufe wird ein NPN-Si-Transistor BCY 65 und ein PNP-Ge-Transistor ASY 48 verwendet.

Für eine gleichmäßige Strombelastung der 4 Endstufen-Transistoren sorgen die Emitter-Widerstände von 1Ω . Alle 3 Stufen des Verstärkers sind galvanisch gekoppelt. Mit dem Potentiometer von 1Ω werden die Ruheströme aller Stufen eingestellt. Im übrigen ist die Schaltung sehr ähnlich der im Kapitel 1.6. beschrieben.

Für jeden der vier Endstufen-Transistoren soll eine Kühlfläche mit einem Wärmewiderstand von $R_{thK} < 2,5$ grad/W zur Verfügung stehen. Auch für die Transistoren der Treiberstufen ist eine zusätzliche Kühlung vorzusehen. Auch für diesen Endverstärker können die Vorverstärker nach Kapitel 1.1. und 1.2. verwendet werden.

Den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung bei verschiedenen Frequenzen sowie die zulässige Übersteuerung zeigen die Diagramme in Bild 1.11. bzw. 1.12.

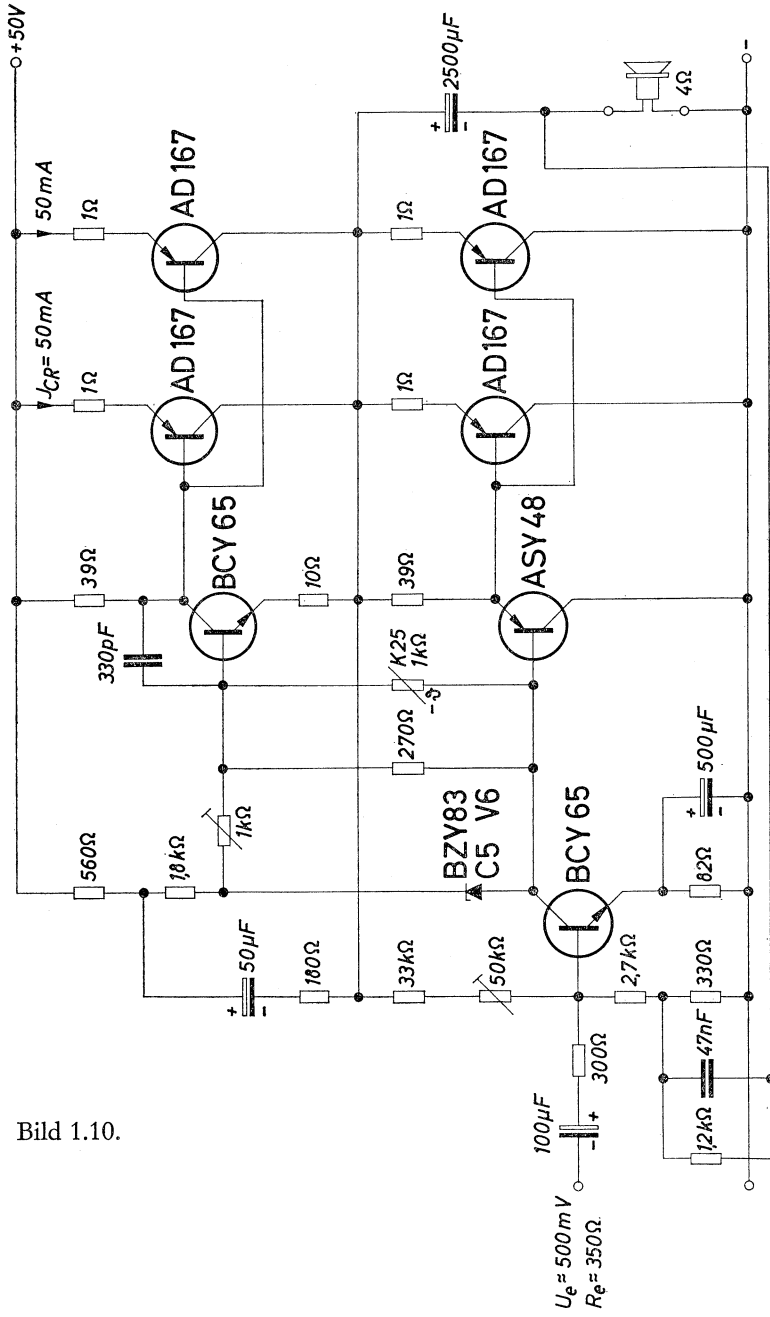
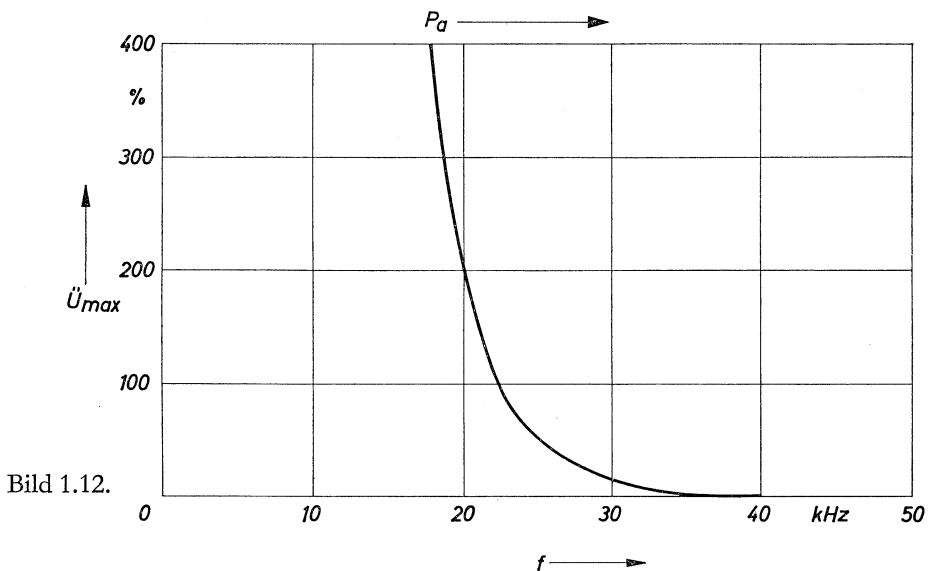
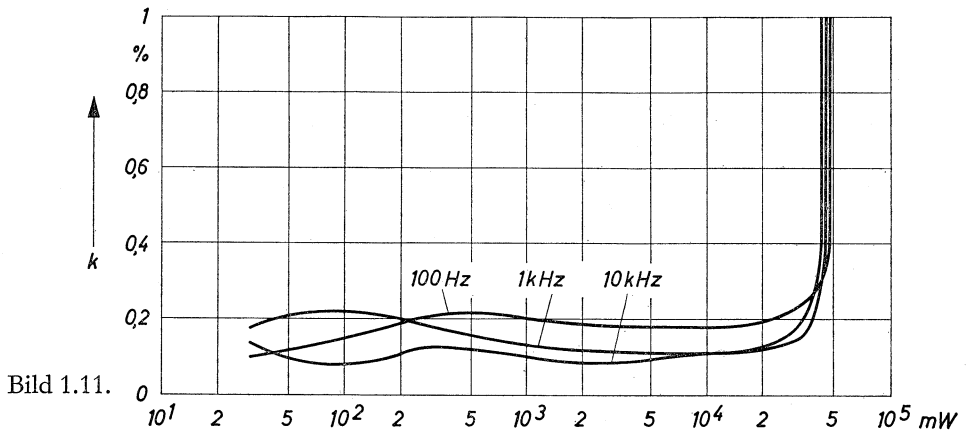


Bild 1.10.



Technische Daten

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

2. Zerhacker und Oszillatoren

Zum Unterschied von den Niederfrequenzverstärkern, bei denen neue Transistoren immer wieder andere Schaltungskonzepte ermöglichten, hat sich die Schaltungstechnik bei den Transistor-Zerhackern bzw. Spannungswandlern in den letzten Jahren praktisch nicht verändert. Für Gegentakt-Zerhacker, Eintaktdurchflußwandler und Eintakt-Sperrwandler wurden in früheren Heften bereits viele Schaltungen angegeben, weshalb im folgenden nur noch auf speziellere Anwendungsmöglichkeiten von Transistor-Zerhackern und Transistor-Oszillatoren eingegangen wird. U. a. wird ein Sägezahn-generator mit einer Vierschicht-Tetrode beschrieben.

2.1. Eintakt-Sperrwandler für Solarbatterie-Betrieb

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

Ein wesentlich günstigeres Verhältnis erreicht man, wenn an die Solarbatterie ein Eintakt-Sperrwandler angeschlossen wird. Dieser hat die Eigenschaft, daß zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung kein konstantes Verhältnis besteht, sondern daß vielmehr das Spannungsübersetzungsverhältnis vom jeweiligen Betriebsfall abhängt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß beim Eintakt-Sperrwandler während der Stromflußzeit des Transistors im Schwingübertrager Energie gespeichert wird, die sich während der Speicherzeit des Transistors an den Verbraucher entlädt. Dabei entlädt sich diese Energie an einen Verbraucher mit hohem Widerstand mit großer Spannung und kleinem Strom und an einen Verbraucher mit kleinem Widerstand mit kleiner Spannung und großem Strom.

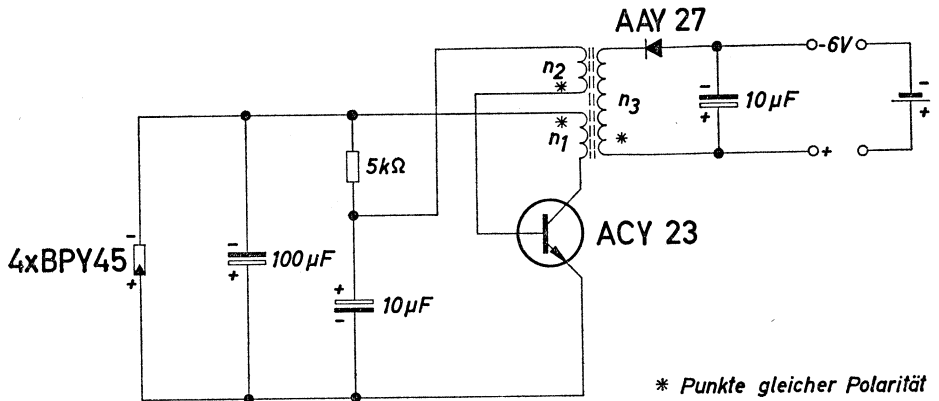


Bild 2.1.

Der in Bild 2.1. gezeigte Eintakt-Sperrwandler liefert bei Betriebsspannungen zwischen 0,5 und 2 V eine so große Ausgangsspannung, daß z. B. eine 6-V-Batterie ständig geladen wird. Dies bedeutet, daß mit Solarbatterien über einen solchen Zerhacker eine Batterie auch bei stark wechselnder Beleuchtung ständig geladen wird. Als Solarbatterie wurden 4 Stück in Reihe geschaltete Si-Solarelemente verwendet. Der Zerhacker liefert eine Ausgangsleistung von etwa 3 mW bei Beleuchtung der Fotoelemente mit hellem Tageslicht.

Technische Daten

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

Transformator: Siferrit-Schalenkern B65561-A0250-A022

n_1	=	270 Wdg	CuL 0,1
n_2	=	60 Wdg	CuL 0,08
n_3	=	1000 Wdg	CuL 0,05

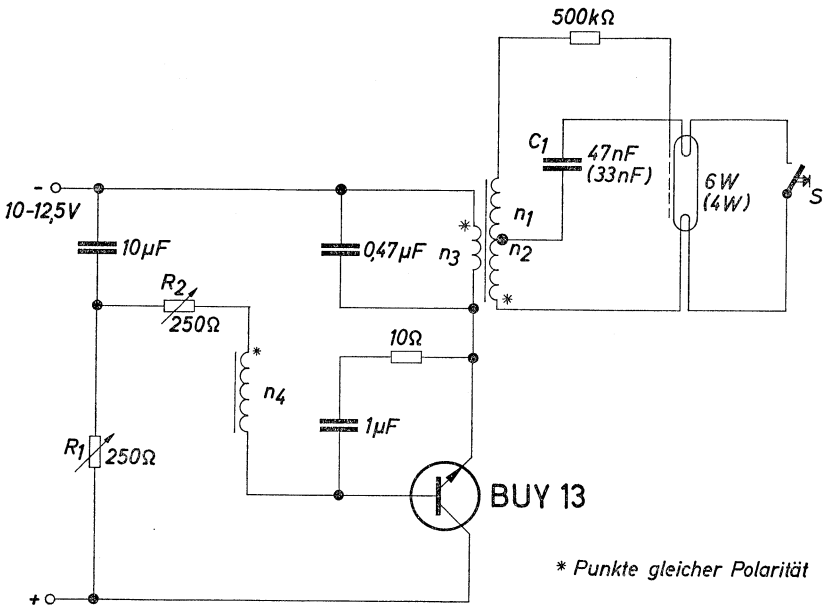


Bild 2.2.

2.2. Sinusgenerator für Leuchtstofflampen

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

Der Sinusgenerator nach Bild 2.2. hat eine Schwingfrequenz von etwa 17 kHz, d. h. er liefert keine hörbaren störenden Schwingungen. An den Ausgang des Sinusgenerators kann eine 6-W- oder eine 4-W-Leuchtstofflampe angeschlossen werden. Bei Anschluß einer 4-W-Leuchtstofflampe ist der den Heiz- und Betriebsstrom begrenzend Koppelkondensator auf einen Wert von 33 nF zu reduzieren.

Die Zündspannung kann an eine Außenelektrode, z. B. eine Drahtwendel am Glaskolben angelegt werden. Die Zündwicklung n_1 muß

sorgfältig ausgeführt werden, da die Windungsspannung nur etwas weniger als 1 V beträgt.

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

Technische Daten

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

Übertrager: Siferrit E-Kern B66231-A0200-K026

$n_1 = 740$ Wdg 0,08 CuL

$n_2 = 80$ Wdg 0,15 CuL

$n_3 = 16$ Wdg 0,4 CuL

$n_4 = 23$ Wdg 0,1 CuL

2.3. Sägezahngenerator mit Thyristor-Tetrode

Beim Sägezahngenerator nach Bild 2.3. wird die Auf- und Entladung eines Kondensators über eine Thyristor-Tetrode gesteuert. Da es sich bei diesem Bauteil um ein verhältnismäßig neues Halbleiter-Bauelement handelt, soll vor der Beschreibung der Schaltung kurz auf die Eigenschaften der Thyristor-Tetrode BRY 20 eingegangen werden. Es handelt sich dabei um ein Bauelement, das aus 4 halbleitenden Schichten mit der Polaritätsfolge PNPN besteht. Die äußere P-Zone wird Anode, die äußere N-Zone Kathode genannt. Dazwischen liegen zwei sogenannte Gitter oder Steuerelektroden, wobei die der Kathode benachbarte Elektrode mit G_K bezeichnet wird und die der Anode benachbarte Elektrode mit G_A . Bei der Thyristor-Tetrode BRY 20 wird vorwiegend die Elektrode G_K zur Ansteuerung verwendet. Sehr wichtig ist, daß dieser Typ an dieser Steuerelektrode nicht nur eingeschaltet, sondern auch wieder ausgeschaltet werden kann. Die Thyristor-Tetrode BRY 20 unterscheidet sich dadurch ganz wesentlich von den bekannten Vierschichtdioden und auch entscheidend vom Röhren-Thyratron, mit dem die Halbleiter-Thyristoren im übrigen viele Eigenschaften gemeinsam haben.

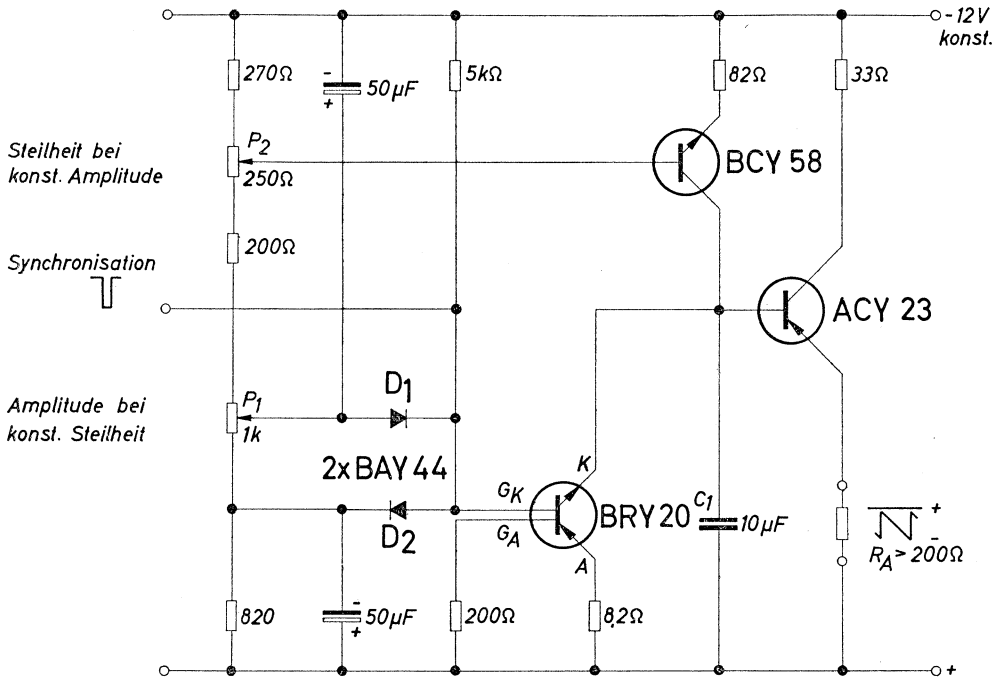


Bild 2.3.

Mit einem Stromimpuls positiver Polarität an der Elektrode G_K wird die Kathoden-Anoden-Strecke durchgeschaltet. Sie bleibt durchgeschaltet, bis entweder die Versorgungsspannung weggenommen, oder soweit verringert wird, daß ein bestimmter Mindeststrom, der sogenannte Haltestrom, unterschritten wird, oder bis ein negativer Impuls an die Elektrode G_K gelangt. Für das Abschalten der Thyristor-Tetrode BRY 20 an der Steuerelektrode ist eine größere Energie erforderlich als für das Einschalten, weil die sogenannte Abschaltstromverstärkung wesentlich kleiner ist als die sogenannte Einstellstromverstärkung. Die Elektrode G_A soll mit dem positiven Potential verbunden sein, um Störeffekte zu unterdrücken. In der Schaltung nach Bild 2.3. wird bei Anlegen der Betriebsspannung der Kondensator C_1 über den Transistor BCY 58 aufgeladen. Der Ladestrom und damit die Flankensteilheit des so erzeugten Sägezahnimpulses wird

mit dem Potentiometer P_2 eingestellt. Der Kondensator C_1 wird so lange aufgeladen, bis die an ihm entstehende Spannung etwa die Größe der mit dem Potentiometer P_1 an der Elektrode G_K der Thyristor-Tetrode BRY 20 eingestellten Spannung erreicht hat. Sobald dies eingetreten ist, schaltet die Thyristor-Tetrode durch und der Kondensator entlädt sich über den Schutzwiderstand von $8,2 \Omega$. Das Potential an der Kathode des Thyristors ändert sich gegen positive Werte. Sobald die jetzt über die Diode D_2 anliegende negative Spannung an der Elektrode G_K negativ gegenüber dem Potential an der Kathode ist, gelangt der für die Abschaltung erforderliche negative Impuls an die Steuerelektrode G_K , und der Thyristor schaltet ab. Die Entladung des Kondensators ist damit beendet und ein neuer Ladevorgang beginnt.

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

Die Flankensteilheit des Sägezahns wird, wie bereits erwähnt, mit dem Potentiometer P_2 über den Ladestrom des Kondensators festgelegt. Durch die Ladekondensatoren von $50 \mu\text{F}$ werden ausreichend niederohmige Schaltimpulse an die Steuerelektrode gegeben. Dadurch erreicht man sehr stabile Schaltpunkte.

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

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

Technische Daten

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

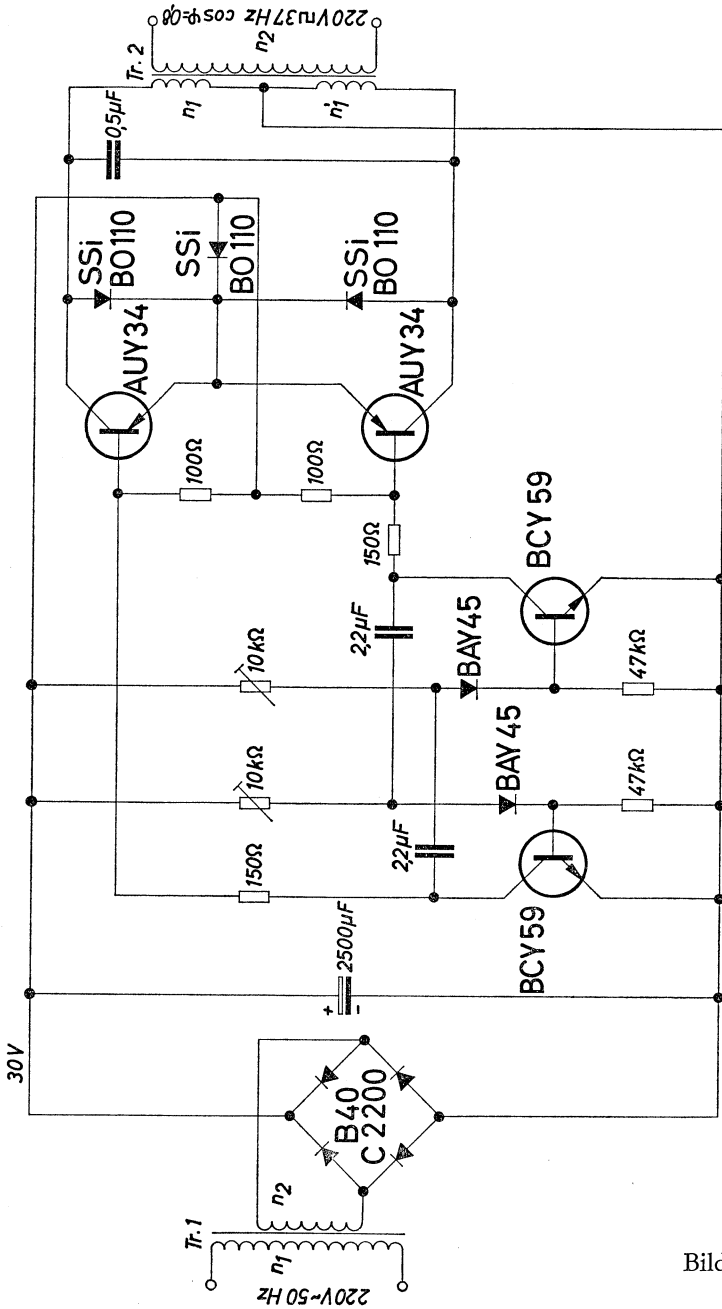


Bild 2.4.

2.4. Frequenzwandler 50 Hz/37 Hz

Die Umwandlung einer Wechselspannung von 50 Hz in eine solche von 37 Hz kann nicht über Frequenzteiler erfolgen. In dem Beispiel nach Bild 2.4. wird deshalb die Wechselspannung zunächst transformiert und gleichgerichtet. Ein astabiler Multivibrator, der mit der erforderlichen Frequenz schwingt, steuert eine Leistungsstufe mit den Transistoren AUY 34 an. Die Flankensteilheit des Multivibrators ist so groß, daß die Leistungs-Transistoren direkt angeschaltet werden können, ohne daß an ihnen zu hohe Umschaltverluste auftreten.

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

Technische Daten

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

Transformatoren

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

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

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

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

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

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

2.5. Frequenz- und amplitudenkonstanter Sinusgenerator

Der RC-Generator nach Bild 2.5. arbeitet nach dem Prinzip der Wien-Brücke und ist für einen Frequenzbereich von 5 Hz bis 500 kHz geeignet. Dabei ist die Frequenzabweichung bei einer Änderung der

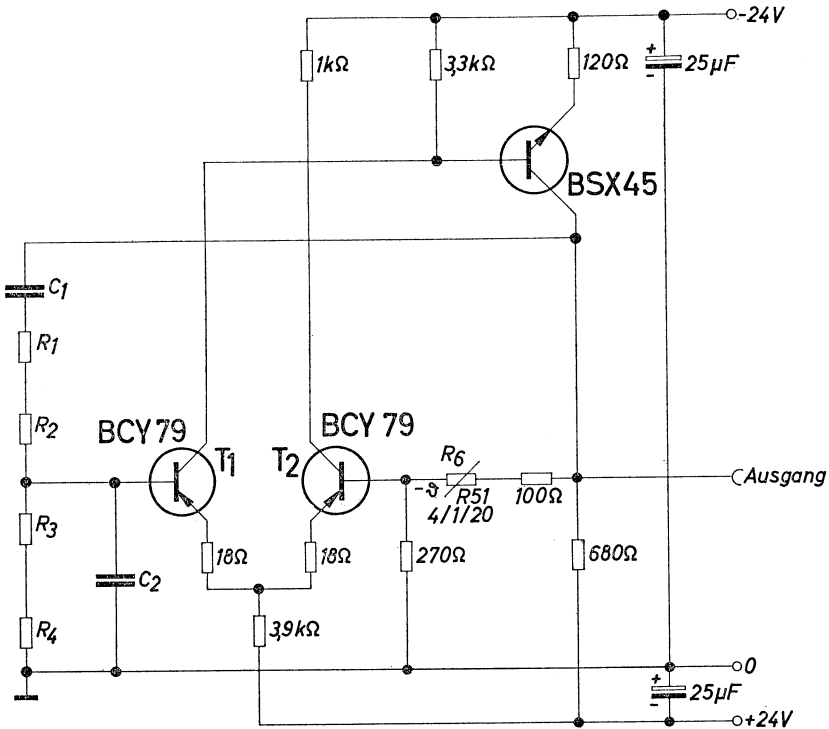


Bild 2.5.

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

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

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

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

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

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

Technische Daten

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

3. Multivibratoren und Verzögerungsschaltungen

Die drei Grundschaltungen, der astabile, der bistabile und der monostabile Multivibrator wurden bereits in früheren Ausgaben unserer Halbleiter Schaltbeispiele ausführlich behandelt. In dem folgenden Kapitel werden einige interessante Anwendungsfälle für diese Schaltungen beschrieben. Zum Teil handelt es sich um ebenfalls bereits früher ausgeführte Schaltungen mit Ge-Transistoren, die jetzt für Si-Transistoren angegeben werden. Dabei kann z. B. bei monostabilen Multivibratoren eine bessere Konstanz der Verzögerungszeit erreicht werden, weil die kleineren Restströme der Si-Transistoren die zeitbestimmenden Ladekondensatoren weniger belasten.

Da jetzt auch PNP-Si-Transistoren zur Verfügung stehen, können auch die Multivibratoren mit Komplementär-Transistoren in Silizium-Technik ausgeführt werden. Ein Beispiel dafür ist im Kapitel 3.2. angegeben.

Im Zusammenhang mit Multivibratoren stellt unsere abschaltbare Thyristor-Tetrode ein besonders interessantes Bauteil dar. Es ersetzt in seiner Funktion als einzelnes Bauelement einen kompletten bistabilen Multivibrator, weil es an der Steuerelektrode mit Impulsen ein- und ausgeschaltet werden kann. Ein Beispiel dafür ist im Kapitel 3.7. angegeben.

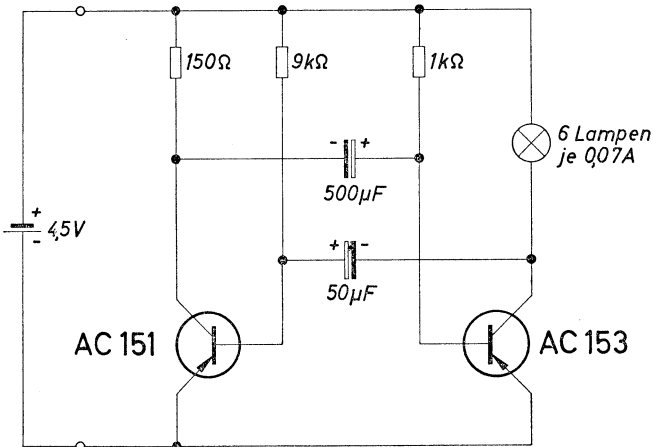


Bild 3.1.

3.1. Blinkschaltung

Das Bild 3.1. zeigt eine einfache Blinkerschaltung mit zwei Transistoren für die Verwendung in einem Blinkgürtel, wie ihn z. B. Polizisten tragen oder andere Personen, die ihre Arbeiten im Straßenbereich durchführen müssen. Die Betriebsspannung beträgt 4,5 V, zur Versorgung kann also eine einfache Taschenlampenbatterie verwendet werden. Der Blinkgürtel kann mit sechs Glühlampen mit einer Gesamtleistung von 1,65 W bestückt werden. Die Blinkfrequenz beträgt 1,5 Hz, wobei Einschalt- und Ausschaltzeit etwa gleich lang sind.

Technische Daten

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

3.2. Blinkschaltung mit Komplementär-Transistoren

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

Der wesentlichste Vorteil ist die Möglichkeit, einen verhältnismäßig kleinen Ladekondensator zu verwenden. Er kann etwa um den Faktor der Stromverstärkung eines Transistors kleiner sein als bei der üblichen Schaltung, bezogen auf gleiche Impulszeiten. Besonders dann, wenn die Einschaltzeit des Verbrauchers viel kleiner ist als die Ausschaltzeit, erhält man mit dieser Schaltung einen wesentlichen besseren Wirkungsgrad, weil immer gleichzeitig beide Transistoren durchgeschaltet oder gesperrt sind. Bei der herkömmlichen Schaltung ist jeweils ein Transistor durchgeschaltet und einer gesperrt. Bei Batteriebetrieb kann diese Wirkungsgradverbesserung wichtig sein. Zur Beschreibung der Schaltung nach Bild 3.2. muß man von einem Augenblickszustand ausgehen, am besten von der Impulspause, in der beide Transistoren gesperrt sind. Der Transistor T_1 bleibt so lange gesperrt, bis die Spannung am Kondensator C_1 , der über den Verbraucher und die Vorwiderstände R_1 und R_2 aufgeladen wird, den

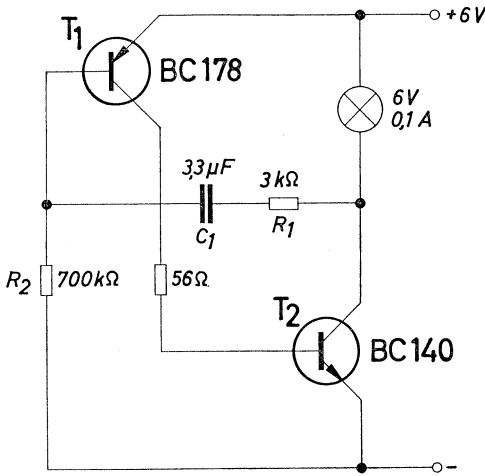


Bild 3.2.

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

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

Technische Daten

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

3.3. Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied

Mit der Schaltung nach Bild 3.3. kann wahlweise eine Anzugs- oder eine Abfallverzögerung erzielt werden, abhängig davon, in welchen Kollektorkreis der beiden verwendeten Transistoren das Relais geschaltet wird.

Der monostabile Multivibrator wird durch Drücken der Taste T in den labilen Zustand gebracht. Der Kondensator C_1 ist in diesem Augenblick auf volle Betriebsspannung aufgeladen. Die Aufladung erfolgte über Relais 1, dem Widerstand R_1 , die Diode D_1 und über die Basis-Emitterstrecke des Transistors T_1 .

Beim Drücken der Taste T wird der Transistor T_2 durchgeschaltet und über eine Rückkopplung der Transistor T_1 gesperrt. Der Kondensator C_1 wird jetzt über die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors T_2 und über die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 entladen bzw. umgeladen. Eine Aufladung mit entgegengesetzter Polarität erfolgt jedoch nicht, weil im Null-Durchgang der Spannung am Kondensator die Diode D_1 wieder leitend und der Transistor T_1 umgeschaltet wird. Über den Widerstand R_4 wird der Transistor T_2 gesperrt, und der stabile Zustand ist wieder hergestellt.

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

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

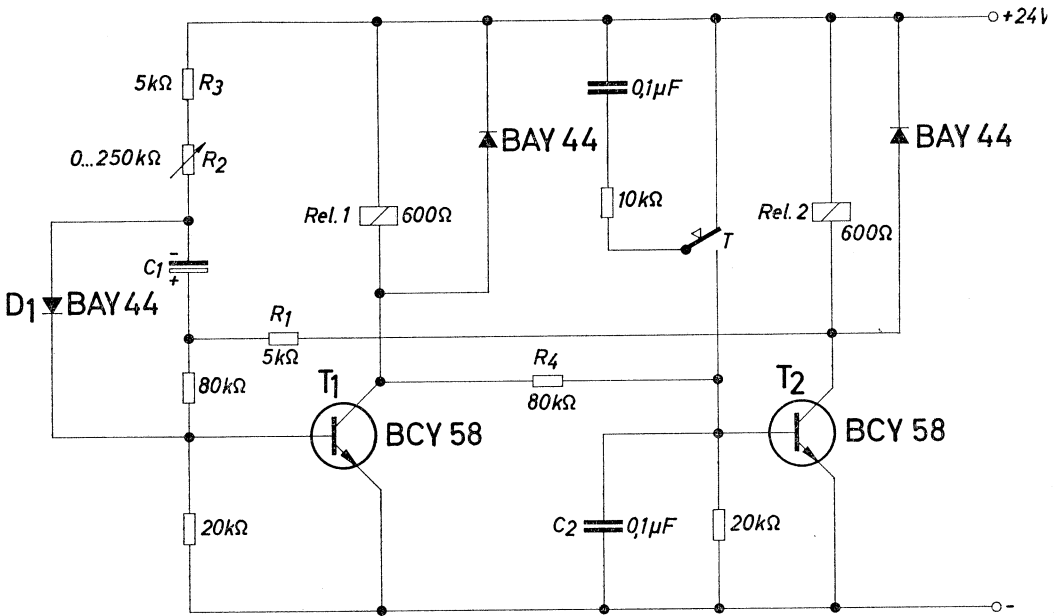


Bild 3.3.

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

Das Bild 3.4. zeigt eine andere schaltungstechnische Möglichkeit, den Wert des Kondensators C_1 zu verringern. Es wurde die Schaltung nach Bild 3.3. durch eine zusätzliche Vorstufe erweitert. Der Ladewiderstand R_2 kann hier einen Maximalwert von 4 MΩ haben, wodurch bei gleicher Verzögerungszeit der Ladekondensator C_1 nur ein Sechzehntel des Wertes in der Schaltung nach Bild 3.3. haben muß.

Die Ladekondensatoren sollen kleine Leckströme aufweisen.

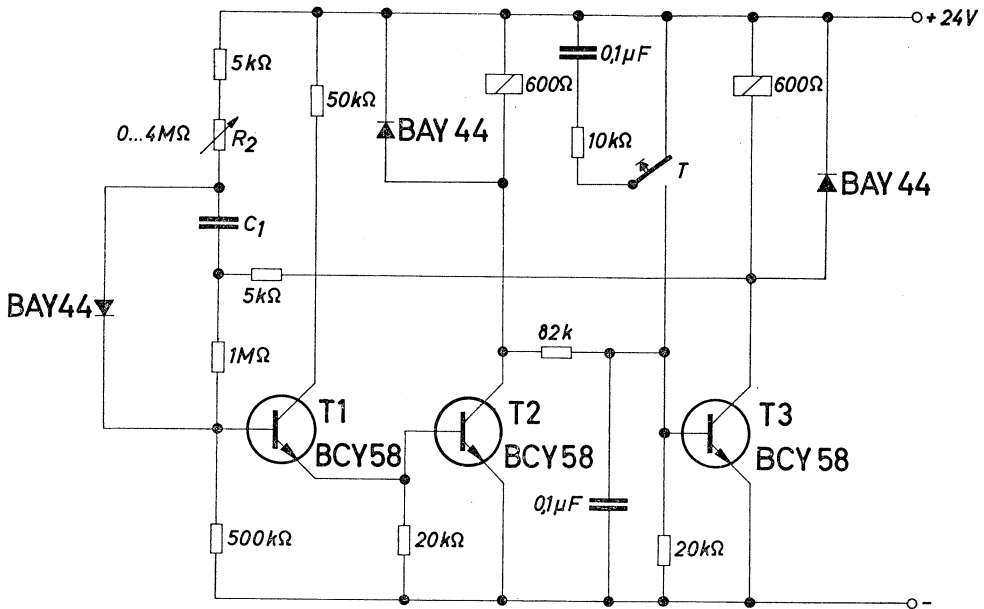


Bild 3.4.

Technische Daten	Bild 3.3.	Bild 3.4.	
Betriebsspannung	24	24	V
max. Impulsdauer $C_1=6\mu\text{F}$	1,1	17,6	s
Schaltzeitabweichung bei einer Temperatur von 80°C bezogen auf 25°C	7	10	%

3.4. Verzögerungsschaltung von 3 bis 60 Minuten

Bei der Verzögerungsschaltung nach Bild 3.5. wird ein Kondensator C_1 mit einem Gleichstrom aufgeladen, dem periodische Impulse überlagert sind. Die Impulse werden von einem astabilen Multivibrator geliefert.

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

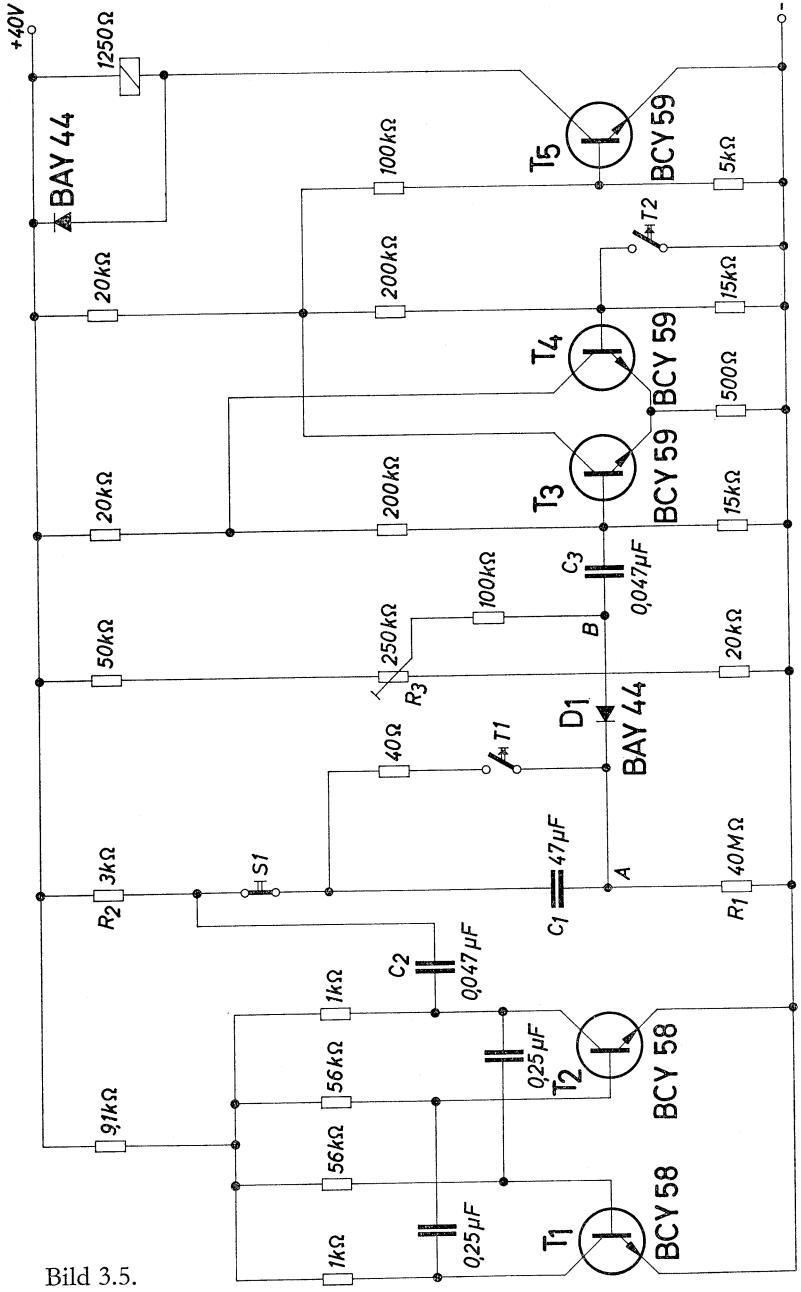


Bild 3.5.

sator C_2 angekoppelt. Bei Beginn der Entladung fällt am Widerstand R_1 fast die volle Betriebsspannung ab. Mit der Ladung des Kondensators C_1 sinkt dieser Spannungsabfall. Sobald die Impulsspitzen des Ladestromes und damit der Spannungsabfall einen bestimmten Wert unterschreiten, kippt der aus den Transistoren T_3 und T_4 bestehende bistabile Multivibrator. Der Spannungswert, bei dem dieser Kippvorgang ausgelöst wird, ist abhängig von der Größe der mit dem Widerstand R_3 am Eingang des bistabilen Multivibrators eingestellten Vorspannung. Sobald nämlich am Punkt A der Schaltung ein negativerer Spannungswert auftritt, als am Punkt B, wird die Diode D_1 durchgeschaltet, und der Auslöseimpuls gelangt an den bistabilen Multivibrator.

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

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

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

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

Technische Daten

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

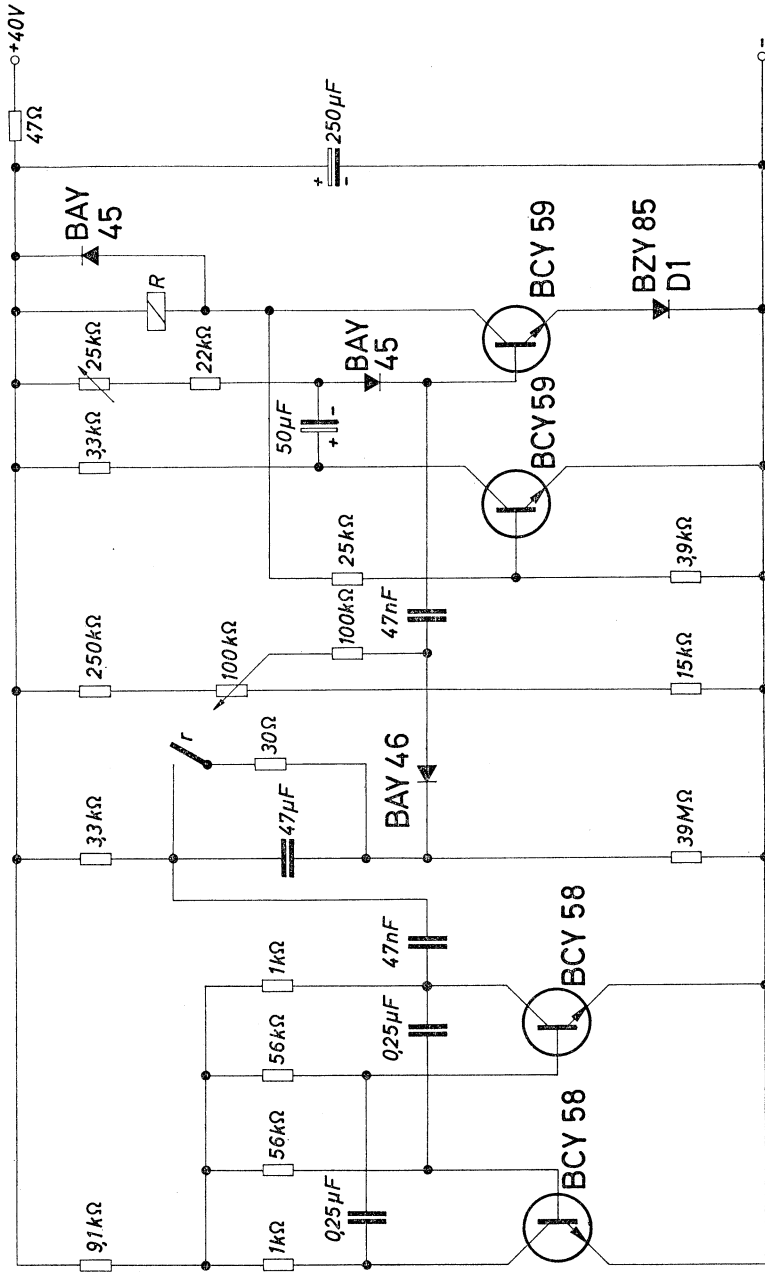


Bild 3.6.

3.5. Elektronischer Zeitschalter

Die Schaltung nach Bild 3.6. arbeitet im Prinzip in der gleichen Weise wie die im vorhergehenden Kapitel beschriebene. Der Unterschied liegt nur darin, daß hier am Ausgang ein monostabiler Multivibrator angeordnet ist. Dieser wird in einem Abstand von 0,3 bis 1,2 Stunden angesteuert und liefert Ausgangsimpulse von 1 bis 3 Sekunden Dauer. Eine solche Schaltung kann zur Steuerung von kurzen Vorgängen dienen, die mit verhältnismäßig langen Zeitabständen periodisch erfolgen müssen, z. B. Ölen von bewegten Teilen.

Technische Daten

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

3.6. Ansprechverzögerung

Die Schaltung nach Bild 3.7. wirkt als echte Ansprechverzögerung, d. h. ein Relais am Ausgang zieht erst eine bestimmte Zeit nach Anlegen der Betriebsspannung an. Am Eingang der Schaltung ist eine Brücke angeordnet, die aus den Widerständen R_1 , R_2 , dem Kondensator C_1 , sowie den Widerständen R_3 und R_4 besteht. Im Null-Zweig der Brücke liegt der Eingang des Transistors T_1 . Die Diode D_1 hat lediglich die Aufgabe, eine zu hohe Sperrspannung vom Eingang des Transistors T_1 fernzuhalten. Bei Anlegen der Betriebsspannung wird der Kondensator C_1 über die Widerstände R_1 und R_2 aufgeladen. Die beiden Transistoren bleiben solange gesperrt, bis die Spannung am Kondensator C_1 ausreicht, um den Transistor T_1 durchzusteuern. Dann schaltet auch der Transistor T_2 durch und das Relais spricht an. Wird die Betriebsspannung abgetrennt, fällt das Relais sofort ab und der Kondensator C_1 entlädt sich über die Diode D_2 und die Widerstände R_3 und R_4 , damit ist die Schaltung bereit für einen neuen Einschaltvorgang.

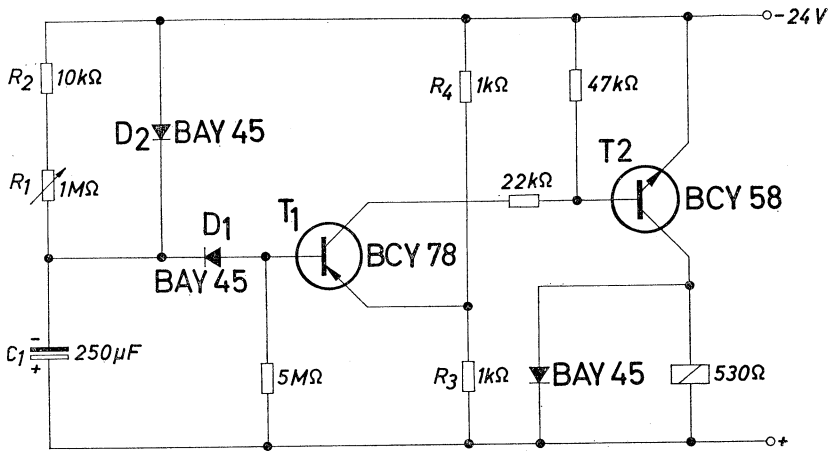


Bild 3.7.

Technische Daten

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

3.7. Verzögerungsschaltung mit Thyristor-Tetrode

Bei Verwendung unserer Thyristor-Tetrode BRY 20 kann mit einem einzigen aktiven Bauelement eine Verzögerungsschaltung aufgebaut werden, wie das Beispiel im Bild 3.8. zeigt. Die Schaltung wirkt wie ein z. B. mechanisches Verzögerungsrelais, das erst eine bestimmte Zeit nach Anlegen der Betriebsspannung anspricht.

Wird an die Schaltung nach Bild 3.8. die konstante Betriebsspannung von 24 V gelegt, so lädt sich der Kondensator C_1 über das Relais und die Widerstände R_1 und R_2 auf. Parallel zu diesem Kondensator C_1 liegen der Eingang der Thyristor-Tetrode BRY 20 und eine Zenerdiode D_1 . Solange die Spannung am Kondensator kleiner ist als der Wert der Zenerspannung der Diode, bleibt die Thyristor-Tetrode gesperrt. Der Kondensator C_2 , der parallel zum Eingang angeordnet ist, sorgt dafür, daß auch beim Einschalten durch evtl. auftretende Impulsspitzen der Thyristor nicht eingeschaltet wird.

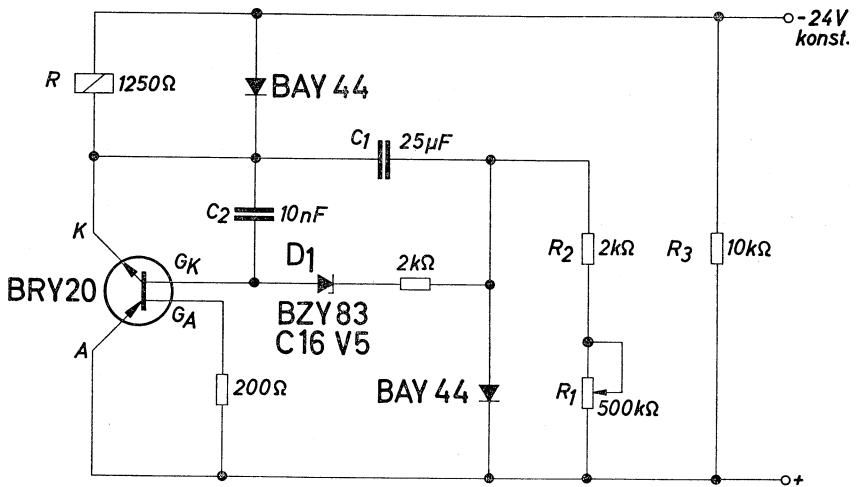


Bild 3.8.

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

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

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

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

Technische Daten

Betriebsspannung	24	V konst.
Betriebsstrom	2 bis 22	mA
Verzögerungszeit	0,1 bis 10	s
Wiederbereitschaftszeit	20	ms
Abweichung der Verzögerungszeit bei einer Umgebungstemperatur von 70 °C, bezogen auf Raumtemperatur	± 2	‰
Relais: Trls 154 C nach TBv 65422/93 D		

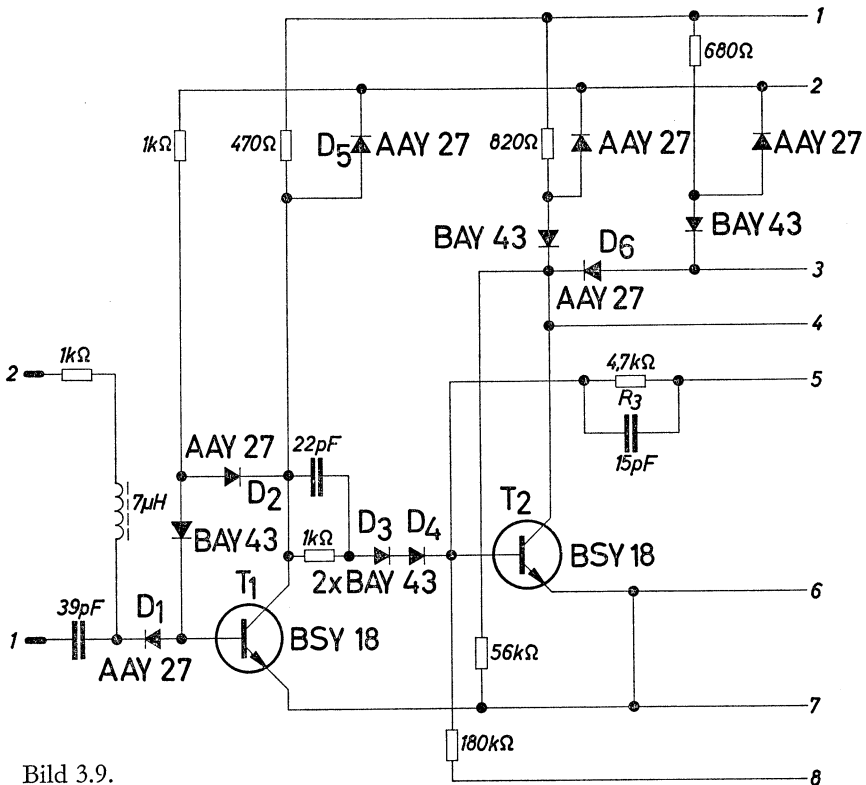
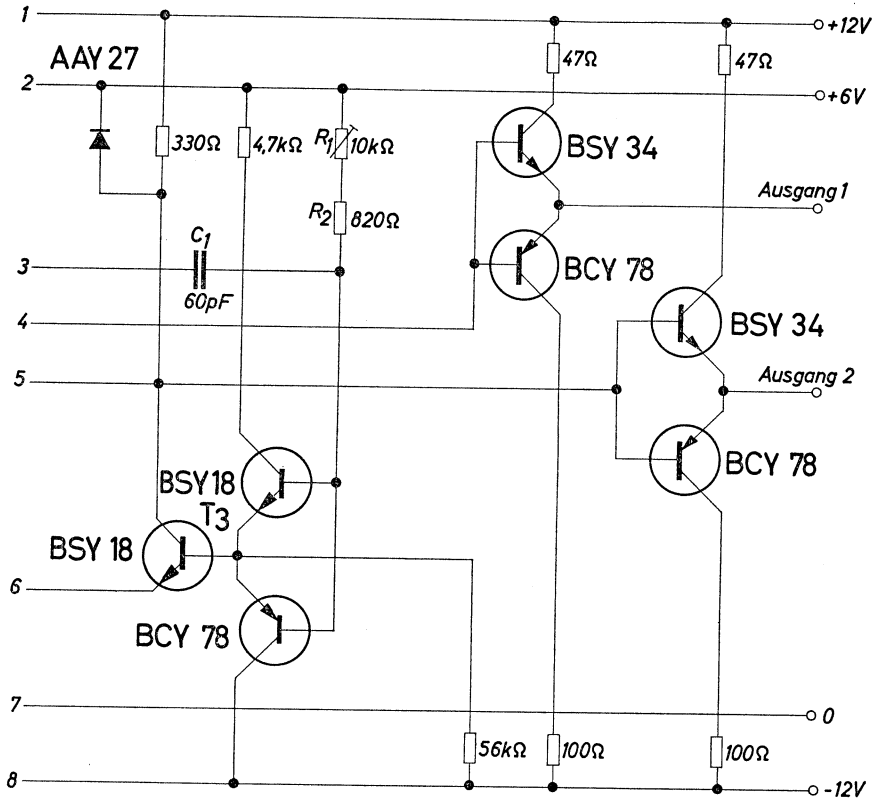


Bild 3.9.

3.8. Monostabiler Multivibrator bis 10 MHz

Der monostabile Multivibrator nach Bild 3.9. arbeitet einwandfrei bis zu Frequenzen von 10 MHz. Die Anstiegs- und die Abfallzeit des Ausgangsimpulses liegen bei etwa 20 ns.

Der Transistor T_1 ist im stabilen Zustand durchgeschaltet, der Transistor T_2 ist dann gesperrt. Die beiden Si-Dioden D_3 und D_4 verhindern, daß die Restspannung des durchgeschalteten Transistors T_1 den Transistor T_2 öffnet. Der Multivibrator hat zwei Eingänge, wobei ein Eingang (2) zur Vorbereitung der Umschaltung in den labilen Zustand und der andere Eingang (1) für die eigentliche Umschaltung dient. Am Eingang 2 kann mit einer positiven Spannung von 6 V die Schaltung blockiert werden. Die Diode D_1 ist dann in Sperrrichtung vorgespannt und läßt keine Einschaltimpulse durch. Nur wenn an diesem Eingang keine Spannung liegt, ist eine Umschaltung des mono-



stabilen Multivibrators am Eingang 1 durch die negative Flanke eines Impulses, z. B. durch einen Impulssprung von + 6 V auf 0, möglich.

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

Sobald der Transistor T_2 durchgeschaltet hat, entlädt sich der Kondensator C_1 über die Widerstände R_1 und R_2 , über die Diode D_6 und den Transistor T_2 . Wenn die Entladung beendet ist, wird der Transistor T_3 durchgeschaltet, und der monostabile Multivibrator

kippt in den stabilen Zustand zurück. Der Transistor T_2 wird durch die Rückkopplung über den Widerstand R_3 gesperrt.

Die Umschaltung des Transistors T_3 erfolgt über eine Emitterfolger-Stufe, die aus zwei Transistoren besteht. Dabei ist ein Transistor ein NPN- und einer ein PNP-Transistor. Durch einen positiven oder negativen Eingangsimpuls wird jeweils ein Transistor durchgeschaltet und ein Transistor gesperrt. Der gerade durchgeschaltete Transistor stellt für den zu sperrenden Transistor einen niederohmigen Lastwiderstand dar, wodurch eine rasche Umschaltung erreicht wird. Die gleichen Stufen wurden auch an die beiden Ausgänge, d. h. an die Kollektoren der Transistoren T_2 und T_3 angeschaltet. Damit wird erreicht, daß die Ausgangsimpulse eine hohe Flankensteilheit haben. Die Aufteilung des Kollektorwiderstandes des Transistors T_2 durch die Diode D_6 hat den Vorteil, daß der nach dem Umkippen in den stabilen Zustand auftretende Ladestrom für den Kondensator C_1 die Rechteckform der Impulse nicht beeinflußt.

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

Technische Daten

Betriebsspannungen	± 12 und $+ 6$	V
Ausgangsamplitude	6	V
minimaler Lastwiderstand	50	Ω
maximale Betriebsfrequenz	10	MHz
Anstiegszeit des Ausgangsimpulses	20	ns
Abfallzeit des Ausgangsimpulses	25	ns
Anstiegszeit des Eingangsimpulses	< 30	ns
Spannung des Eingangsimpulses	4—6	V

3.9. Astabiler Multivibrator bis 10 MHz

Der astabile Multivibrator nach Bild 3.10. ist für Betriebsfrequenzen bis 10 MHz geeignet. Bei der Beschreibung der Funktion muß man von einem Augenblickszustand ausgehen, z. B. von diesem Teil der Periode, in dem der Transistor T_1 gesperrt ist. Der Transistor T_2 ist dann durchgeschaltet. Die Kondensatoren C_1 und C_2 werden über diesen Transistor und den Widerstand R_1 aufgeladen. Sobald die Aufladung so weit fortgeschritten ist, daß das Potential am Emitter

des Transistors T_1 negativ wird gegenüber dem Potential an dessen Basis, schaltet T_1 durch, und der Transistor T_2 wird gesperrt.

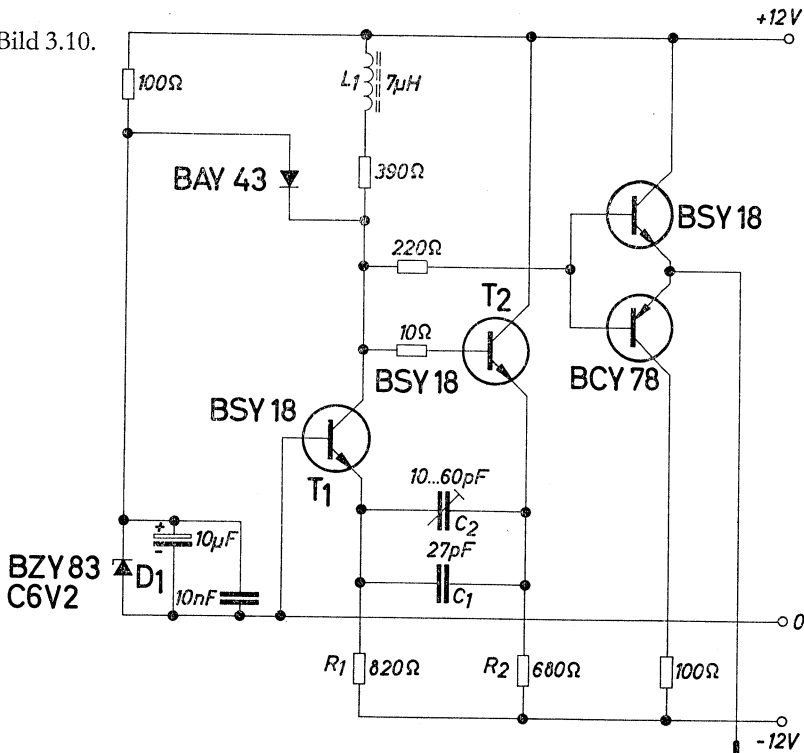
Auch hier ist wieder wie im vorigen Beispiel das Kollektorpotential des Transistors T_1 mit Hilfe einer Zenerdiode auf einem Wert von etwa 6 V festgehalten, damit ein rasches Umschalten gewährleistet ist. Die Kondensatoren C_1 und C_2 entladen sich jetzt über den Widerstand R_2 und den Transistor T_1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

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

Technische Daten

Betriebsspannung	± 12	V
Ausgangsamplitude	6	V
Anstiegs- und Abfallzeit des Ausgangsimpulses	< 20	ns

Bild 3.10.



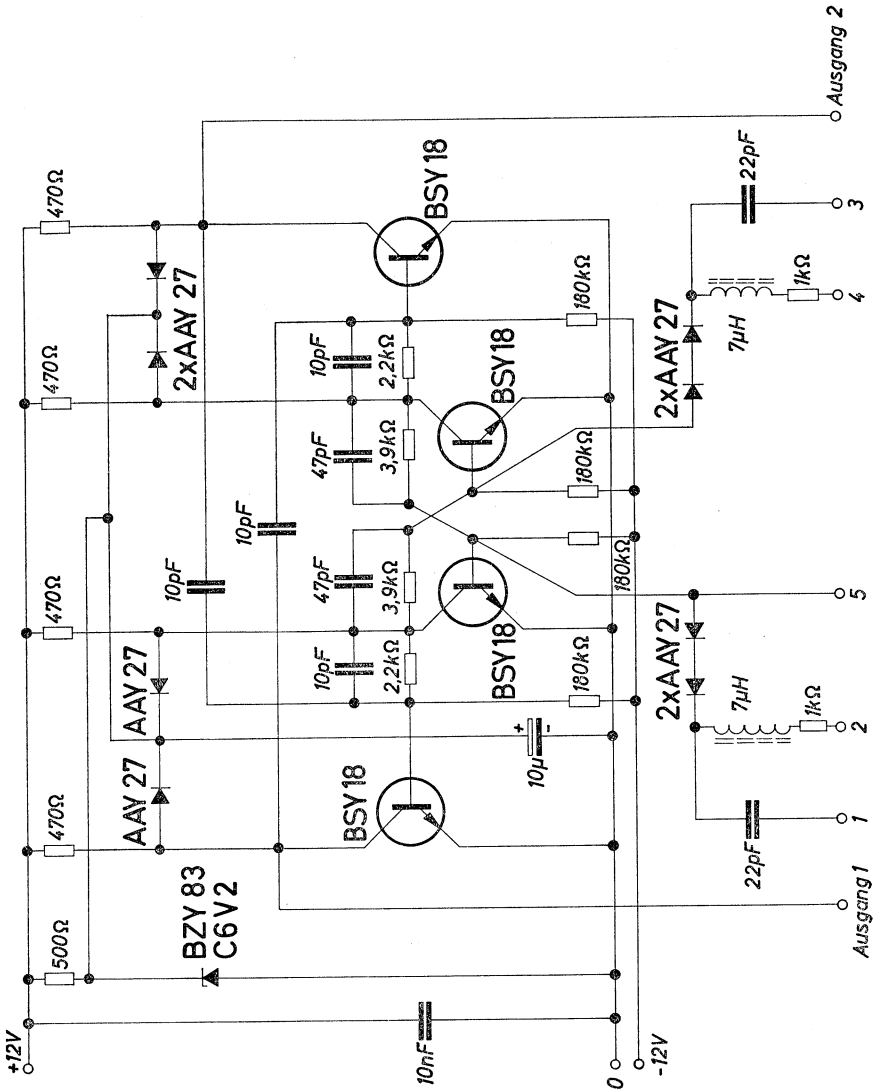


Bild 3.11.

3.10. Bistabiler Multivibrator bis 20 MHz

Bei dem bistabilen Multivibrator nach Bild 3.11. sind wieder je zwei Eingänge vorgesehen, von denen einer zur Vorbereitung der Umschaltung dient (2 und 4) und einer zur Umschaltung selbst (1 und 3). Damit an den Eingängen 1 oder 3 mit der negativen Flanke eines Impulses der Multivibrator umgeschaltet werden kann, ist es erforderlich, daß am dazugehörigen Eingang 2 oder 4 keine Spannung anliegt. Mit einer positiven Spannung von 6 V an diesen Eingängen wird der bistabile Multivibrator blockiert. Am Eingang 5 kann mit einem Gleichstromsignal der Multivibrator zurückgestellt werden. Jeder Zweig des Multivibrators besteht aus zwei Transistoren. Die Kopplungswiderstände sind durch Kondensatoren überbrückt, um eine rasche Impulsübertragung zu gewährleisten. Das Kollektorpotential der Transistoren ist, wie bereits im Kapitel 3.8. beschrieben, auf einen Wert von 6 V festgehalten, um ein rasches Umschalten der Transistoren zu erreichen.

Technische Daten

Betriebsspannung	± 12	V
Ausgangsimpuls	6	V
Anstiegs- und Abfallzeit des Ausgangsimpulses	< 25	ns
Verzögerung des Ausgangsimpulses gegenüber dem Eingangsimpuls	< 30	ns
Eingangsimpuls	3 bis 6	V
Anstiegszeit des Eingangsimpulses	< 50	ns

4. Fotoverstärker

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

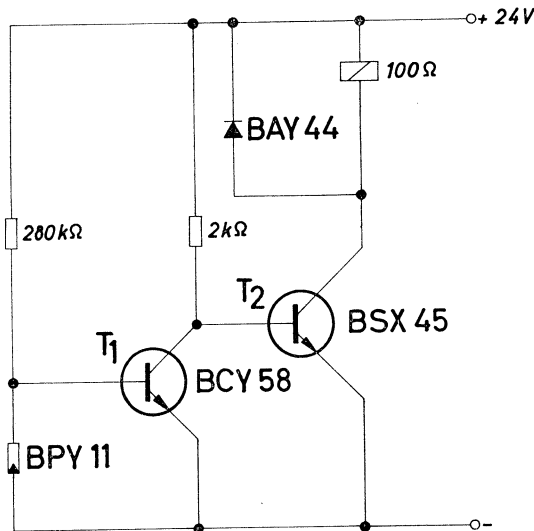


Bild 4.1.

4.1. Schaltverstärker mit Fotoelement

Das Bild 4.1. zeigt einen einfachen Schaltverstärker mit zwei Transistoren, mit dem bei Beleuchtung eines Fotoelementes ein Relais geschaltet werden kann. Solange das Fotoelement nicht beleuchtet ist, ist der Transistor T_1 durchgesteuert und der Transistor T_2 gesperrt. Bei einer ausreichend starken Beleuchtung wird der Transistor T_1 im Eingang kurzgeschlossen, wodurch der Transistor T_2

durchgesteuert wird. Das Relais spricht an. Der Schaltvorgang wird bereits bei einem Fotostrom von mindestens $35 \mu\text{A}$ durch das Fotoelement eingeleitet.

Technische Daten

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

4.2. Fotoverstärker für Lichtimpulse

Bei dem im Bild 4.2. gezeigten Fotoverstärker handelt es sich um einen Wechselstrom- bzw. Impulsverstärker. Bei Änderung der Lichtintensität an einem der beiden Fotoelemente am Eingang gelangt ein kurzer Impuls über den Kondensator C_1 an den ersten Transistor. Dieser Impuls wird verstärkt und an den Eingang einer Thyristor-Tetrode gelegt. Dadurch wird diese durchgeschaltet, und das Relais am Ausgang spricht an. Es wurden deshalb zwei Fotoelemente am Eingang vorgesehen, damit auch bei Ausfall einer Lichtschranke, z. B. durch Verschmutzung, die Schaltung noch einwandfrei arbeitet. Das Relais am Ausgang bleibt solange angezogen, bis die Löschtaste gedrückt wird, weil die Thyristor-Tetrode BRY 20 wie ein bistabiler Multivibrator wirkt, d. h. ein kurzer Eingangsimpuls genügt für ein Kippen in einen anderen stabilen Zustand.

Technische Daten

Betriebsspannung	24	V
min. Breite des Eingangsimpulses	5	ms
max. Umgebungstemperatur	60	$^{\circ}\text{C}$

Relais R: Kleines Rundrelais 6 V23006

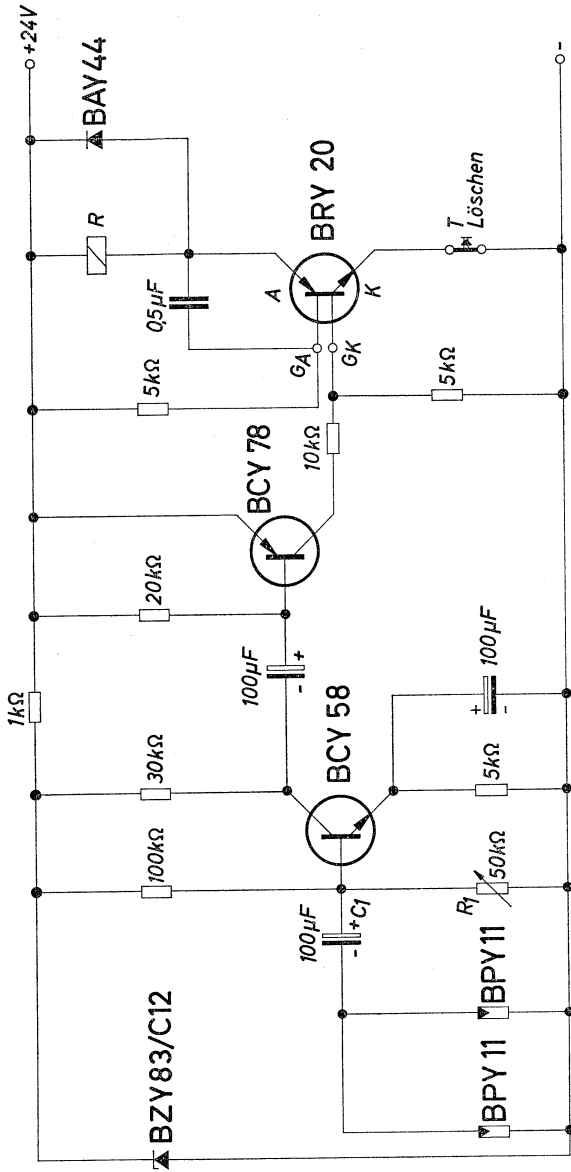


Bild 4.2.

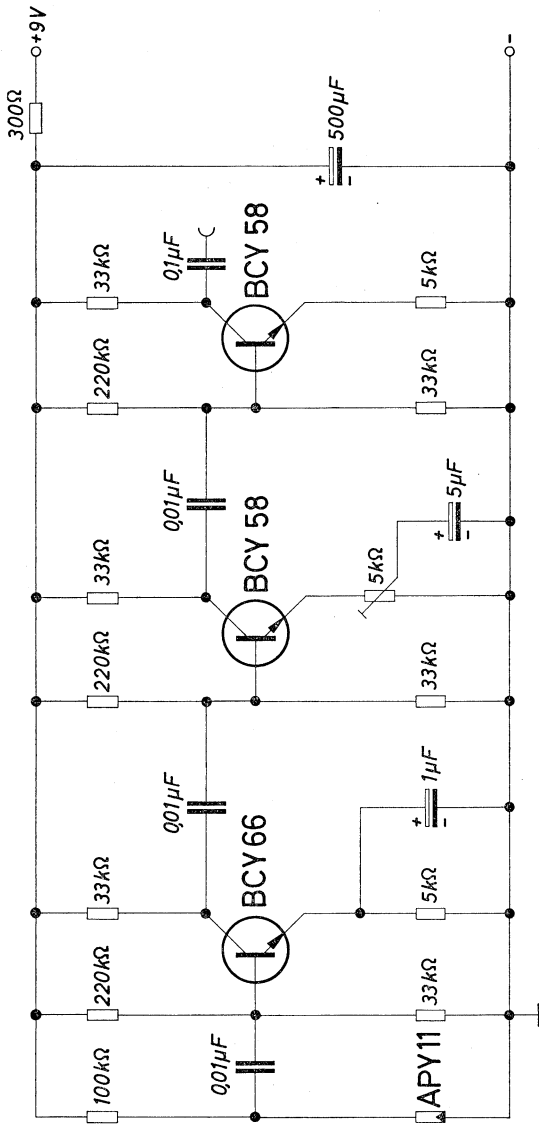


Bild 4.3.

4.3. Wechselstrom-Fotoverstärker

Bei Fotoverstärkern, die als Gleichstromverstärker arbeiten, wird die Eingangsempfindlichkeit durch die temperaturabhängigen Sperrströme des Eingangstransistors bestimmt. Eine wesentliche Erhöhung der Eingangsempfindlichkeit ist möglich, wenn Wechselstromverstärker verwendet werden, weil bei diesen die Grenze der Eingangsempfindlichkeit nur durch das Rauschen des ersten Transistors gegeben ist. Wechselstrom-Fotoverstärker haben noch einen weiteren Vorteil: Sie reagieren nicht auf Gleichlicht, also z. B. nicht auf Tageslicht. So können auf diese Weise auch in hellen Räumen Lichtschranken aufgebaut werden. Die Schaltung eines solchen Wechselstrom-Fotoverstärkers zeigt das Bild 4.3. An das Fotoelement APY 11 ist ein normaler Wechselstrom-Verstärker angeschlossen, der eine Gesamtverstärkung von 86 dB aufweist. Die Verstärkung kann am Emitter-Widerstand der zweiten Stufe geregelt werden. Bei Verwendung als Lichtschranke ist dieser Verstärker nur als Vorverstärker zu verwenden, er kann jedoch in der vorliegenden Form z. B. für Meßzwecke herangezogen werden.

Technische Daten

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

4.4. Lichtschranke mit Verzögerung

Die Lichtschrankenschaltung nach Bild 4.4. liefert zwei verschiedene Ausgangs-Informationen, abhängig davon, ob die Lichtschranke nur kurzzeitig oder länger unterbrochen wird. Als Steuerelement wurde ein Foto-Transistor verwendet, weil dieser einen verhältnismäßig großen Ausgangsimpuls bereits bei kleinen Lichtstärken liefert. Wird die Beleuchtung des Foto-Transistors BPY 62 unterbrochen, so ändert sich das Potential an dessen Kollektor nach positiven Werten. Über den Kondensator C_1 wird der monostabile Multivibrator, bestehend aus den Transistoren T_1 und T_2 , in den labilen Zustand gebracht, und das Relais R_1 fällt ab. Nach Ablauf der Verzögerungszeit von 20 bis 100 ms, die mit dem Potentiometer R_3 eingestellt werden kann, fällt das Relais wieder ab.

Der Transistor T_3 ist durchgesteuert, solange der Foto-Transistor beleuchtet ist. Bei Unterbrechung des Lichtstrahles wird er gesperrt,

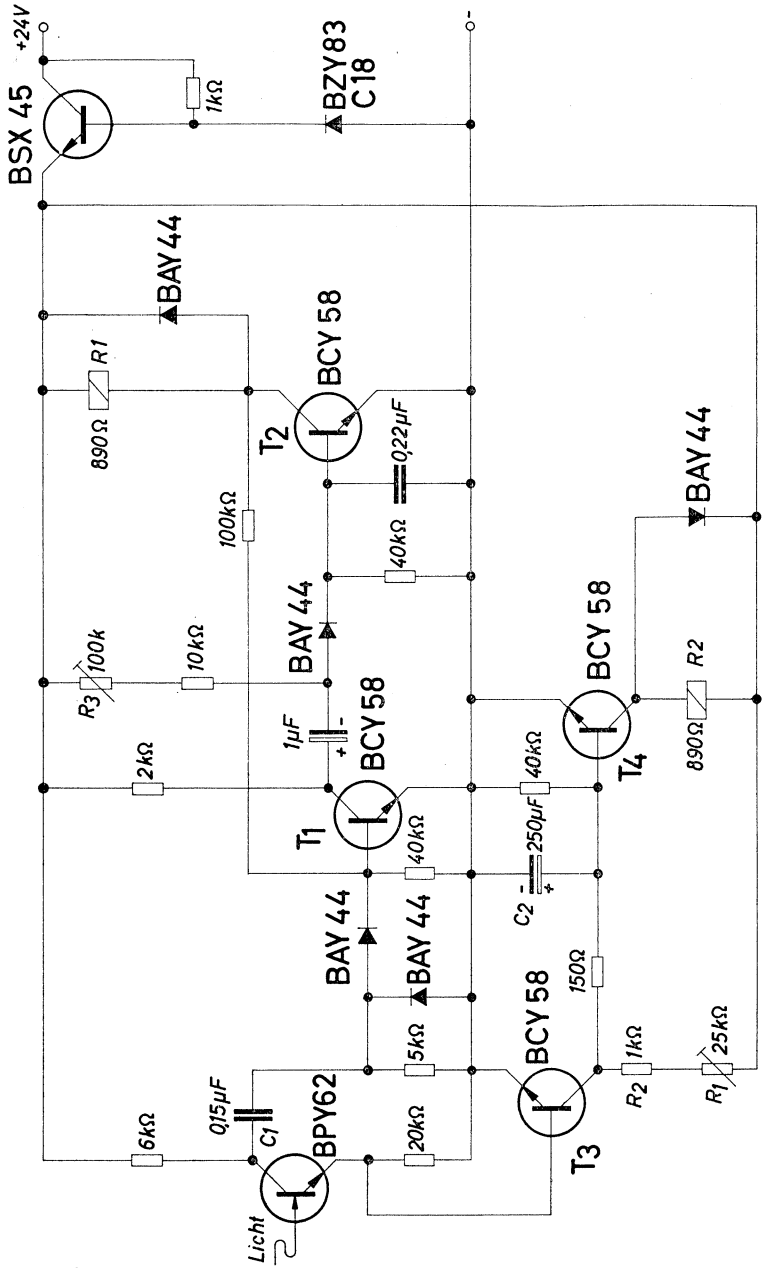


Bild 4.4.

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

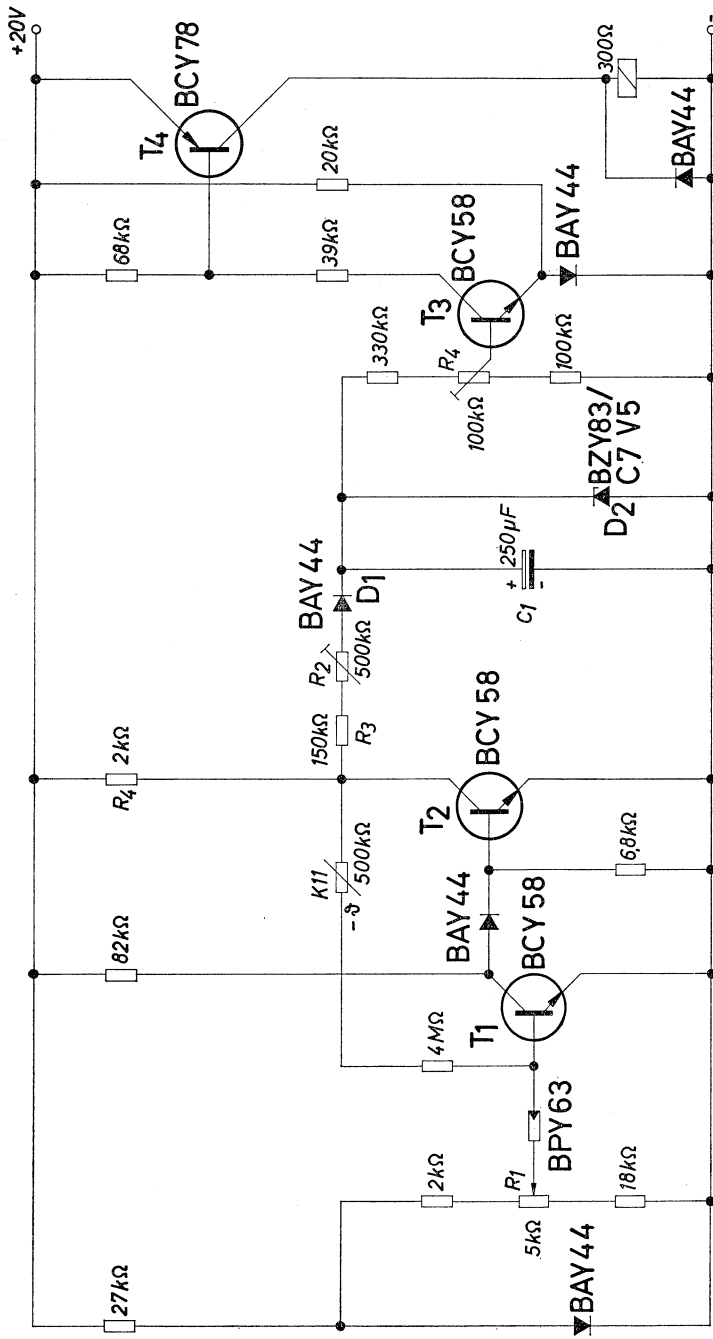
Technische Daten

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

4.5. Dämmerungsschalter mit Verzögerung

Für Dämmerungsschalter ist eine Ein- und eine Ausschaltverzögerung erforderlich, damit kurzfristige Helligkeitsänderungen, z.B. Vorbeifliegen eines Vogels oder Scheinwerferlicht von Kraftfahrzeugen, keine Auslösung bewirken. Die Schaltung nach Bild 4.5. besteht aus einem empfindlichen Fotoverstärker und einem Verzögerungsglied mit einem Schaltverstärker. An den Eingang des Fotoverstärkers ist ein Si-Fotoelement TP 60 mit einer Vorspannung angeschlossen. Diese Vorspannung wird mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Si-Diode gewonnen. Ihre Größe ist dadurch konstant, unabhängig von Änderungen der Betriebsspannung. Als weiterer Vorteil ergibt sich, daß die Temperaturabhängigkeit der Eingangsempfindlichkeit des Transistors T_1 kompensiert wird, wodurch der gesamte Fotoverstärker sehr temperaturstabil ist. Die Größe der Vorspannung und damit die Eingangsempfindlichkeit kann am Potentiometer R_1 eingestellt werden. Bei Beleuchtung des Fotoelementes wird der Transistor T_1 gesperrt, wodurch der Transistor T_2 durchgesteuert wird. Der Kondensator C_1 wird dann über die Widerstände R_2 , R_3 und R_4 und die Diode D_1 aufgeladen. Über einen Spannungsteiler ist an diesen Kondensator ein Schaltverstärker angeschlossen. Sobald die Spannung am Kondensator C_1 einen so hohen Wert erreicht hat, daß der Transistor T_3 durchgeschaltet wird, zieht das Relais am Ausgang an. Der Kondensator lädt sich bis auf den Wert der Zener-

Bild 4.5.



spannung, der Zenerdiode D_2 auf. Deshalb bleibt der Schaltverstärker zunächst noch durchgeschaltet, wenn die Beleuchtung des Fotoelementes am Eingang unterbrochen wird, bis die Spannung am Kondensator C_1 soweit abgesunken ist, daß der Transistor T_3 nicht mehr durchgeschaltet wird. Erst dann fällt das Relais am Ausgang ab. Die Ausschaltverzögerung wird also mit dem Potentiometer R_4 eingestellt. Bei dieser sehr einfachen Verzögerungsschaltung sind die Einschalt- und die Ausschaltverzögerung voneinander abhängig, d. h. für die Einschaltverzögerung ist die Stellung der Potentiometer R_2 und R_4 maßgebend, während die Ausschaltverzögerung nur durch das Potentiometer R_4 bestimmt wird. Deshalb muß bei Einstellung der Schaltung zuerst mit dem Potentiometer R_4 die Ausschaltverzögerung eingestellt werden und dann erst mit dem Potentiometer R_2 die Einschaltverzögerung nachgeregelt werden.

Technische Daten

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

5. Steuer- und Regelschaltungen

In diesem Kapitel sind alle jene Schaltungen zusammengefaßt, die im weitesten Sinn für die Anwendung in der Steuerungs- und in der Regelungstechnik geeignet sind. Dazu gehören in erster Linie Temperaturregelschaltungen mit Heiß- und Kaltleitern als Meßwertwandler, sowie allgemein anwendbare Gleich- und Wechselstromverstärker.

5.1. Regelschaltung für eine Herdplatte

Die einfachste Temperaturregelung bei Herdplatten erfolgt in der Form, daß bei Erreichen einer bestimmten Temperatur die Heizung abgeschaltet und bei Absinken der Temperatur wieder eingeschaltet wird. Wegen der thermischen Trägheit der Platten ergibt sich dabei keine sehr konstante Temperatur. Diesen Nachteil verringert eine Regelung in der Form, daß die Heizleistung in ihrer Größe verändert wird. Dies kann durch Vorschalten von Widerständen, durch Spannungsänderung an der Heizung oder durch Betrieb mit Stromimpulsen erfolgen. In dem Beispiel nach Bild 5.1. ist der letztgenannte Fall verwirklicht. Die Schaltung besteht aus einem astabilen Multivibrator mit den Transistoren T_1 und T_2 , dessen Tastverhältnis mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden kann. Es kann damit die Ansprechzeit des Relais im Kollektorkreis des Transistors T_2 zwischen 0,6 und 12 s verändert werden. Die Impulspause ist konstant 5 s. Auf diese Weise wird die gewünschte Temperatur der Herdplatte vorgewählt, wobei die Ansprechzeit des Relais um so länger sein wird, je höher die gewünschte Temperatur ist. Die eingestellte Temperatur wird außerdem mit einem Heißleiterfühler K 273 überwacht. Er ist in einer Brücke mit dem Regelwiderstand R_2 angeordnet, mit dem die Schalttemperatur eingestellt werden kann. Sobald die Temperatur unter diesen eingestellten Wert absinkt, wird der Transistor T_3 durchgeschaltet, der den Multivibrator in der Form blockiert, daß das Relais ständig angezogen bleibt. Über einen Arbeitskontakt des Relais bleibt dann die Heizung ständig eingeschaltet, bis die gewünschte Temperatur wieder erreicht ist. Sobald dies der Fall ist, wird durch erneutes Anschwingen des Multivibrators die Heizungsleistung in der schon beschriebenen Form gesenkt.

An Stelle des Relais am Ausgang kann auch ein Leistungstransistor verwendet werden. Die Dimensionierung dieser Schaltstufe hängt

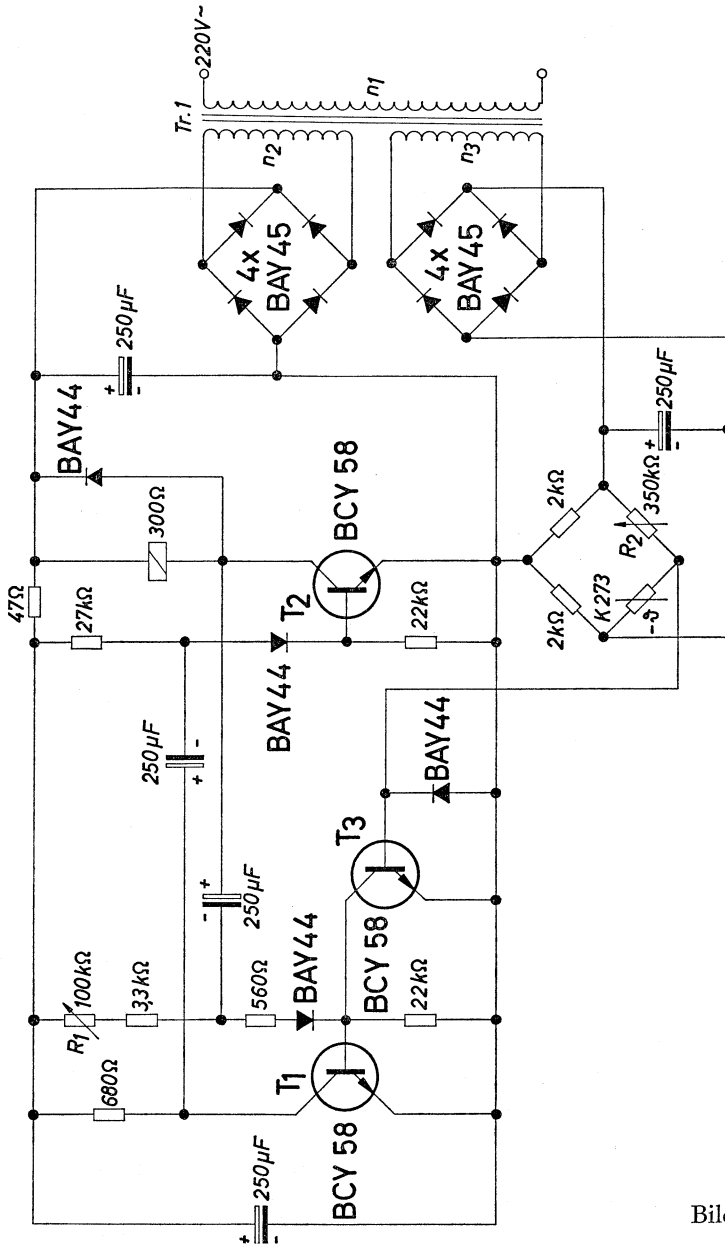


Bild 5.1.

aber sehr stark von der verwendeten Heizung und der Betriebs-
spannung ab.

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

Technische Daten

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

Transformator Tr. 1: EI42/14 Dyn.Bl.IV/0,35 wechselsinnig ge-
schichtet

$n_1 = 4400$ Wdg 0,06 CuL

Isolation $3 \times 0,05$ Papier

$n_2 = 480$ Wdg 0,16 CuL

$n_3 = 300$ Wdg 0,16 CuL

5.2. Temperaturregelschaltung mit Thyristor-Tetrode

Die im Bild 5.2. gezeigte Schaltung unterscheidet sich von den für
Temperaturregelung üblichen Anordnungen im wesentlichen nur
durch die Verwendung einer Thyristor-Tetrode am Ausgang. Im
Eingang ist eine Brücke mit dem Halbleiter K 22 angeordnet, der bis
zu einer maximalen Temperatur von 200 °C betrieben werden darf.
Damit er durch die an ihm verbleibende elektrische Leistung nicht
zu stark aufgeheizt wird, soll er mit einem Wärmewiderstand von
 $R_{thU} \leq 300$ grad/W montiert werden. Der Verstärker spricht bei
einer Brückenverstimmung von 130 mV an. Die Schalthysterese, das
ist die Differenz zwischen Einschalten und Ausschalten des Reglers,
beträgt deshalb 1 bis 5 grad in dem einstellbaren Temperaturbereich
von 60 bis 200 °C, wobei die kleinste Hysterese bei der niedrigsten
Einstelltemperatur auftritt.

Die Thyristor-Tetrode BRY 20 am Ausgang wird mit einer Wechsel-
spannung von 20 V betrieben. Während einer Halbwelle ist die
Thyristor-Tetrode immer gesperrt, während der anderen Halbwelle
ist sie durchgeschaltet, wenn die Brücke am Eingang verstimmt ist.

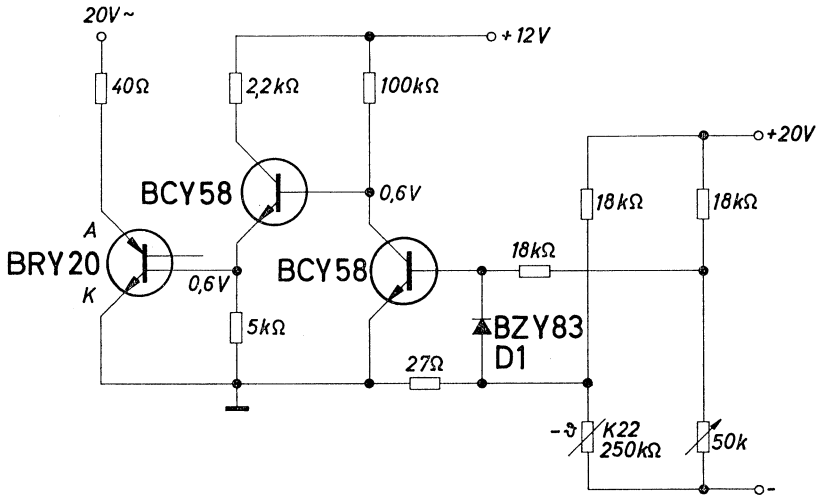


Bild 5.2.

Technische Daten

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

5.3. Temperaturüberwachung mit Kaltleitern

Temperaturüberwachungsschaltungen können auf den verschiedensten Gebieten angewendet werden, z. B. zur Überwachung von Motortemperaturen oder von Temperaturen in Kunststoffpressen. Meistens muß eine Vielzahl von Meßstellen überwacht werden. Es besteht deshalb die Forderung, die Schaltung so auszulegen, daß viele Meßstellen mit einem geringstmöglichen Aufwand kontrolliert werden können. Dabei muß aber gewährleistet sein, daß auf einfache Weise festgestellt werden kann, an welcher Meßstelle eine zu hohe Temperatur aufgetreten ist, damit der Schaden rasch behoben werden kann. In der Schaltung nach Bild 5.3. sind diese

Forderungen berücksichtigt. Als Temperaturfühler werden Kaltleiter verwendet, die die Eigenschaft haben, den Widerstand bei Erreichen einer bestimmten Temperatur sehr stark zu erhöhen (Sprungverhalten). Durch diese Eigenschaft gewährleisten sie auch eine sehr hohe Betriebssicherheit, weil z. B. bei Bruch einer Zuleitung eine hohe Temperatur vorgetäuscht wird, was in jedem Fall zur Auslösung des Alarms oder Abschaltung der Einrichtung führt. Eine Störung im Eingangskreis durch Kurzschluß tritt sicher wesentlich seltener auf.

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

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

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

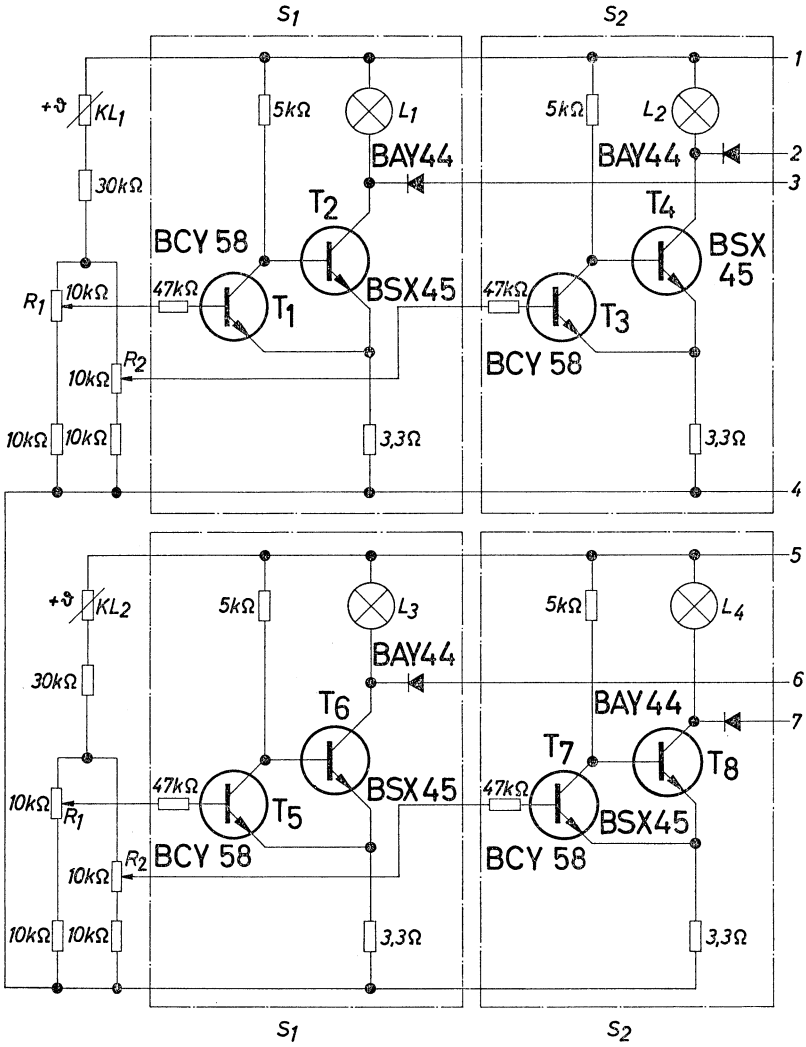


Bild 5.3.

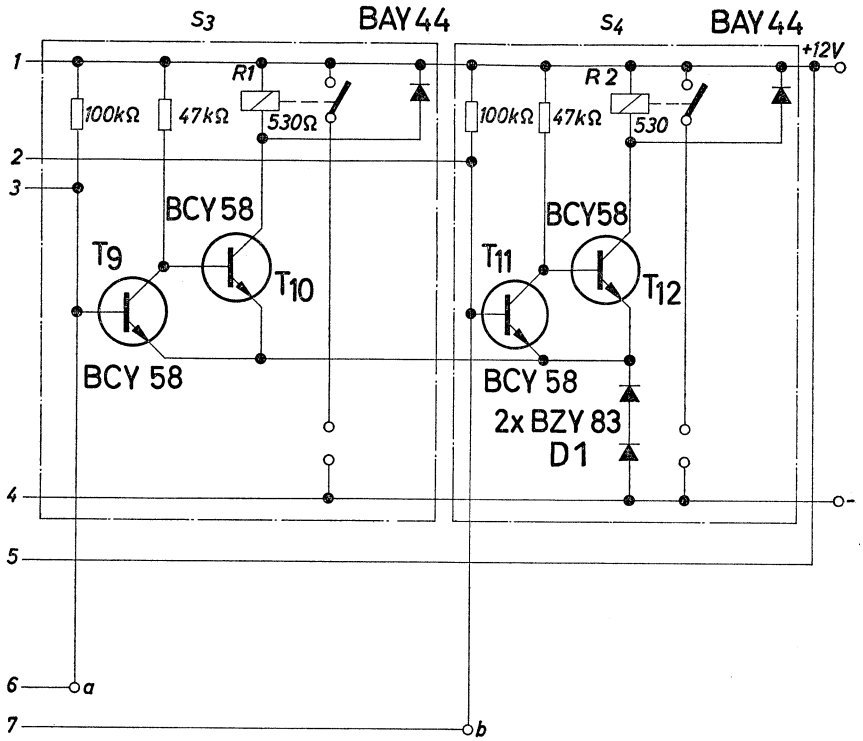


Bild 5.3.

Technische Daten

Betriebsspannung	12	V
Betriebsstrom	11 bis 460	mA
Einstelltemperatur, abhängig vom verwendeten Kaltleitertyp (P310-C11 bis P450-C11)	etwa 50 bis 220	°C
Umgebungstemperatur	0 bis 60	°C

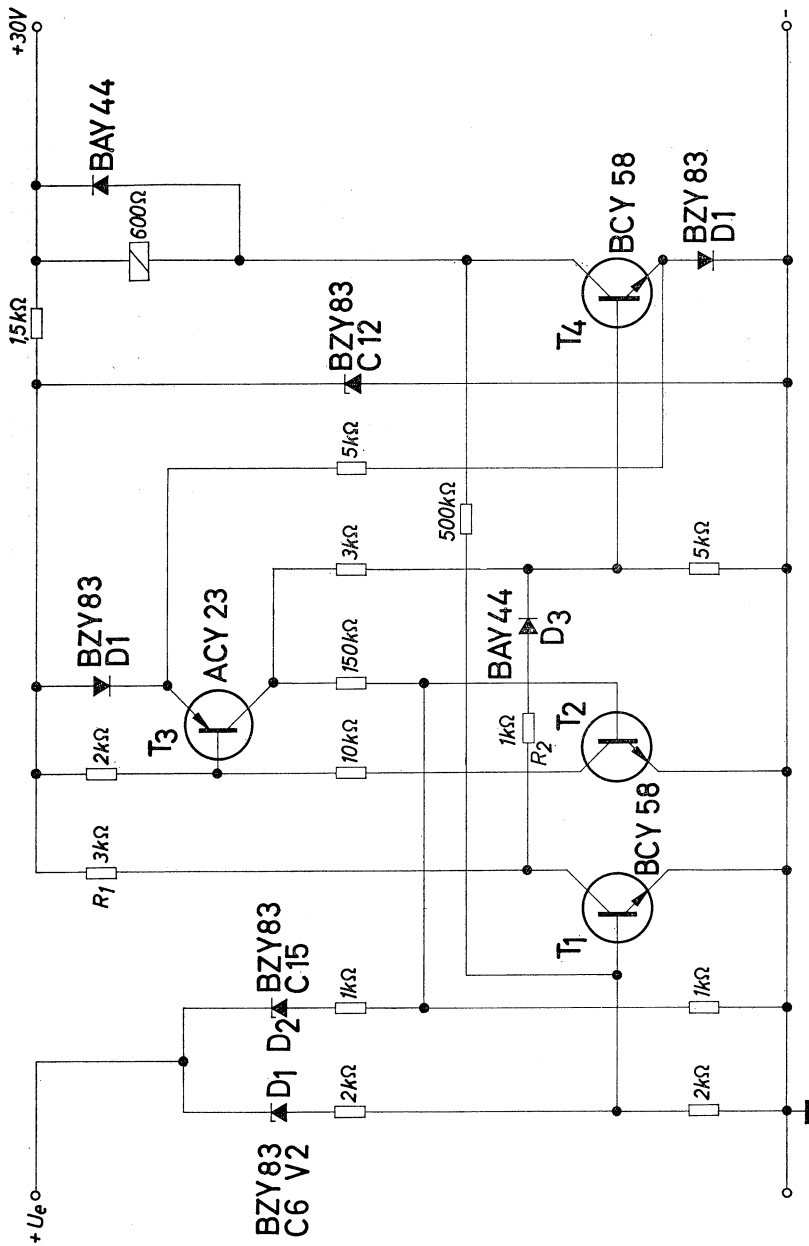


Bild 5.4.

5.4. Spannungssollwert-Schalter

Die Schaltung nach Bild 5.4. eignet sich zur Überwachung eines Spannungssollwertes, der in einem bestimmten Bereich schwanken darf. Bei Unterschreitung oder Überschreitung dieser Grenzwerte spricht ein Relais am Ausgang an.

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

Sobald die Eingangsspannung auf den unteren Grenzwert angestiegen ist, wird die Zenerdiode D_1 stromdurchlässig, und der Transistor T_1 wird durchgeschaltet. Dadurch wird die Diode D_3 in Sperrrichtung vorgespannt und der Basis-Steuerstrom des Transistors T_4 unterbrochen. Der Transistor T_4 wird gesperrt, und das Relais fällt ab. Wenn die Spannung am Eingang weiter ansteigt und der obere Spannungsgrenzwert erreicht wird, fließt über die Zenerdiode D_2 ein Strom, wodurch die Transistoren T_2 und T_3 durchgeschaltet werden. Der Transistor T_3 erhält die erforderliche Steuerspannung über die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors T_2 . Über den Transistor T_3 wird der Transistor T_4 erneut durchgeschaltet und das Relais spricht an.

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

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

Bei der in der Schaltung nach Bild 5.4. angegebenen Eingangsschaltung sind die Spannungsgrenzwerte von der Zenerspannung der verwendeten Dioden abhängig, die in einem bestimmten Bereich streut.

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

Technische Daten

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

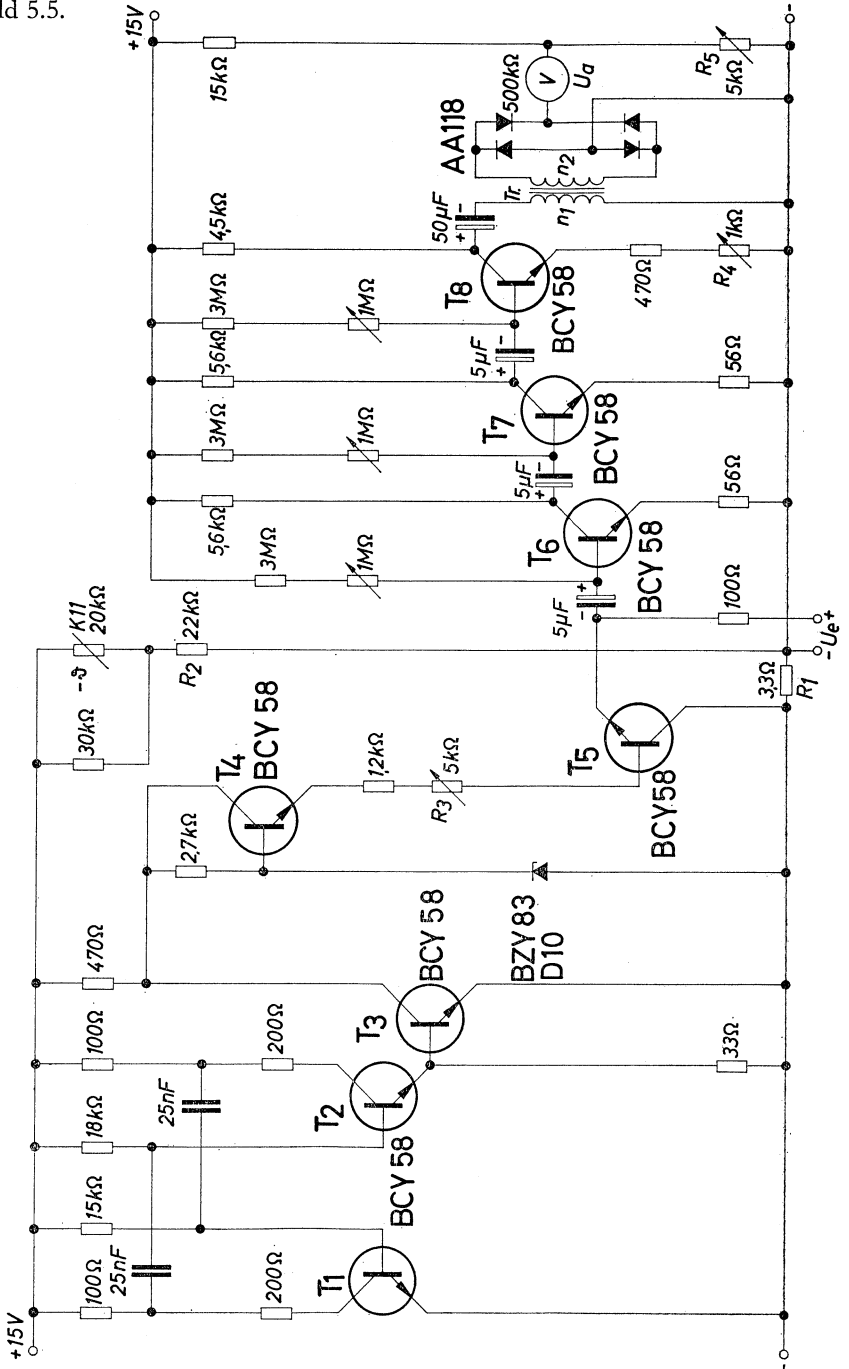
5.5. Gleichspannungsmeßverstärker mit Transistor-Chopper

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

Die Schaltung im Bild 5.5. zeigt einen solchen Verstärker. Der Chopper mit dem Transistor T_5 wird von einem astabilen Multivibrator (Transistoren T_1 und T_2) über eine Verstärkerstufe mit dem Transistor T_3 angesteuert. Diese hat die Aufgabe, die Flankensteilheit der vom Multivibrator gelieferten Rechteckimpulse zu erhöhen. Der Steuerstrom für den Chopper-Transistor T_5 wird mit Hilfe des als stromkonstanter geschalteten Transistor T_4 konstant gehalten. Der Chopper-Transistor wird invers betrieben, weil Transistoren bei dieser Betriebsart die kleinste Restspannung aufweisen. Der konstant gehaltene Basisstrom wurde sehr hoch gewählt. Er beträgt $300 \mu\text{A}$ bei einem Kollektorstrom des Transistors T_5 von nur 1 bis $5 \mu\text{A}$. Dieser Strom ergibt sich aus dem Eingangssignal von 100 bis $500 \mu\text{V}$ und dem Eingangswiderstand von etwa 100Ω .

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

Bild 5.5.



einer Halbleiter-Widerstandskombination (Halbleiter K 11, Widerstand R_2).

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

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

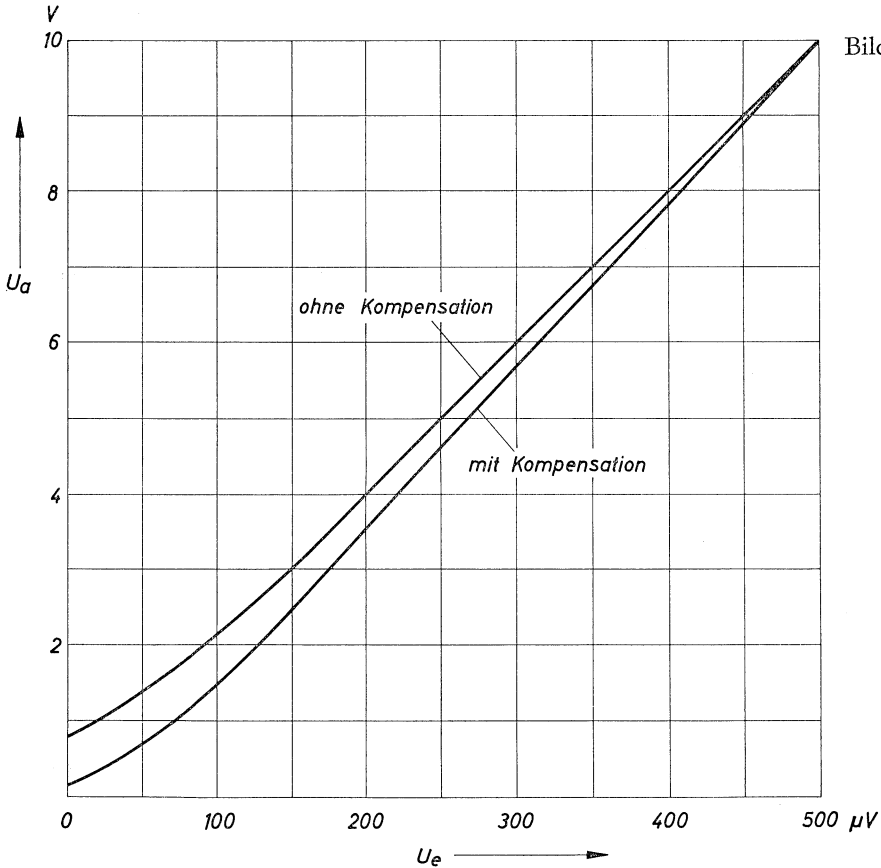


Bild 5.6.

Die Verstärkung des Wechselstromverstärkers wird am Potentiometer R_4 eingestellt. Bei Anlegen der Eichspannung am Eingang kann damit der gewünschte Ausschlag am Meßgerät festgelegt werden. Mit dem Potentiometer R_3 wird der Steuerstrom für den Chopper-Transistor eingestellt. Es wird ein solcher Wert eingestellt, bei dem am Ausgang die minimale Störspannung auftritt. Bei einem Musteraufbau ergab sich der bereits genannte Wert des Basisstromes von $300 \mu\text{A}$. Die noch verbleibende Störspannung kann am Ausgang durch Anlegen einer Gegenspannung (Widerstand R_5) noch kompensiert werden. Das Diagramm in Bild 5.6. zeigt den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung mit und ohne Kompensation der Störspannung am Ausgang. Man erkennt, daß bei Anwendung der Kompensation auch noch Eingangsspannungen unter $100 \mu\text{V}$ mit einem verhältnismäßig kleinen Fehler verarbeitet werden können.

Technische Daten

Betriebsspannung (für Chopper und Verstärker getrennt)	2×15	V
Eingangsempfindlichkeit	100 bis 500	μV
Ausgangsspannung	10	V

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

$n_1 = 267$ Wdg 0,09 CuL

$n_2 = 1330$ Wdg 0,09 CuL

5.6. Steuerung der Laufrichtung von Kleinmotoren

Die Schaltung nach Bild 5.7. ermöglicht die Umschaltung der Laufrichtung eines Kleinmotors bei Verwendung einer einzigen festen Betriebsspannung. Sie ist geeignet für Motore bis zu einem Betriebsstrom von 100 mA .

Die Schaltung besteht aus einer Brücke mit 4 Transistoren. Durch Anlegen von negativen Impulsen am Eingang A oder Eingang B werden entweder die Transistoren T_1 und T_3 oder die Transistoren T_2 und T_4 durchgeschaltet.

Gelangt z. B. ein negativer Impuls von mindestens $1,5 \text{ mA}$ an die Basis des Transistors T_1 , so wird dieser durchgeschaltet, und das Potential an dessen Kollektor verändert sich nach positiven Werten. Dadurch wird zunächst der Transistor T_2 gesperrt, weil das Potential an dessen Emitter durch den Spannungsabfall am Widerstand R_1

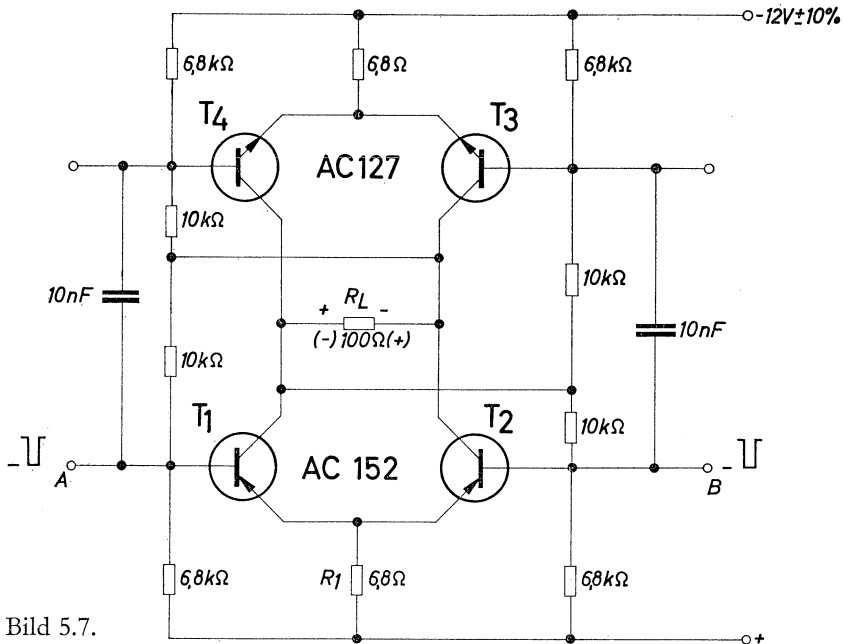


Bild 5.7.

angehoben wird. Das Potential am Kollektor des Transistors T₂ verändert sich gegen negative Werte, wodurch wegen der Verkopplung über den Widerstand von 10 kΩ an die Basis des Transistors T₄ ein Sperrsignal gelangt. Auf einem ähnlichen Weg gelangt an die Basis des Transistors T₃ vom Kollektor des Transistors T₁ ein Signal positiver Polarität, das den NPN-Transistor T₃ durchschaltet. Durch diese Verkopplungen wird ein rasches Umschalten der Transistoren ermöglicht.

Gibt man ein negatives Signal an den Eingang B, so werden in der gleichen vorhin beschriebenen Weise die Transistoren T₂ und T₄ durchgeschaltet. Dabei verändert sich die Stromrichtung durch den Lastwiderstand R_L, also durch den Motor, und die Drehrichtung wird umgekehrt.

Technische Daten

Betriebsspannung	12	V
Betriebsstrom	100	mA
Steuerstrom	> 1,5	mA
Umschaltzeit	etwa 25	μs

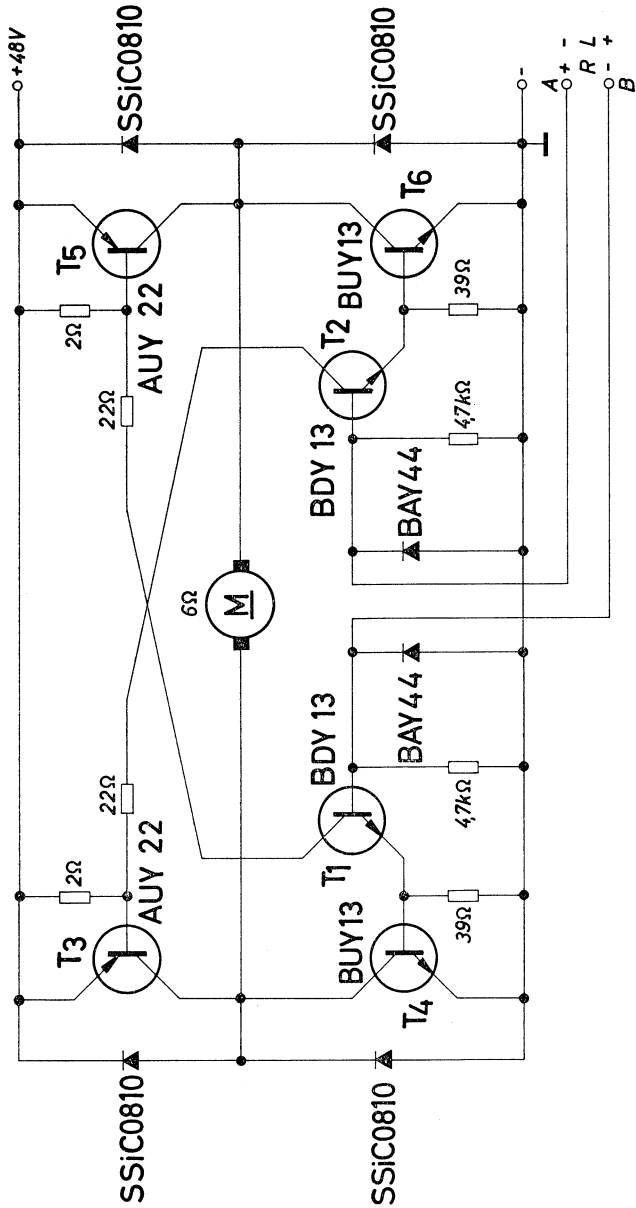


Bild 5.8.

5.7. Umsteuerung eines Leistungsmotors

Das Bild 5.8. zeigt eine Schaltung zur Umsteuerung der Drehrichtung eines Motors mittlerer Leistung. Der Motor liegt wieder wie im vorher beschriebenen Beispiel in einer Diagonale einer Brückenschaltung aus vier Transistoren. Jeweils zwei diagonal gegenüberliegende Transistoren der Brücke werden von einer gemeinsamen Vorstufe angesteuert. Abhängig von der Polarität der Eingangsspannung an den Klemmen A und B wird einer der beiden Vorstufen-Transistoren durchgeschaltet. Wenn z. B. an der Klemme A positive Polarität liegt, so wird der Transistor T_2 durchgeschaltet. Dieser schaltet die Transistoren T_3 und T_6 durch, und es ergibt sich ein Stromfluß vom positiven Pol der Versorgungsspannung von 48 V über den Transistor T_3 , dem Motor und dem Transistor T_6 . Sobald am Eingang die Steuerspannung umgepolt wird, schaltet der Transistor T_3 durch, und über die Transistoren T_5 und T_4 erhält der Motor einen Strom in Gegenrichtung, wodurch die Drehrichtung umkehrt. Parallel zu den Leistungs-Transistoren sind Si-Dioden geschaltet, damit die beim Umschalten des Motors auftretende Induktionsenergie abgeleitet wird.

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

Technische Daten

Betriebsspannung	48 + 15%	V
max. Betriebsstrom	8	A
min. Lastwiderstand	6	Ω
Steuerspannung	3	V
Steuerstrom	60	mA
max. Umgebungstemperatur	60	$^{\circ}\text{C}$

5.8. Umsteuerung von Kleinstmotoren mit NF-Signalen

Bei einfachen Fernsteuerschaltungen werden oft zur Signalgabe NF-Spannungen verwendet. Die Schaltung nach Bild 5.9. zeigt eine Möglichkeit, wie mit Hilfe solcher NF-Signale die Drehrichtung eines Kleinstmotors umgesteuert werden kann. Wie in den vorher beschriebenen Beispielen ist der Motor wieder in einer Brückenschaltung aus vier Transistoren angeordnet. Die Brücke wird von zwei Vorstufen angesteuert. Als Steuerspannung dienen Niederfrequenzsignale mit der Frequenz f_1 und f_2 . Die Basis-Emitterstrecke der

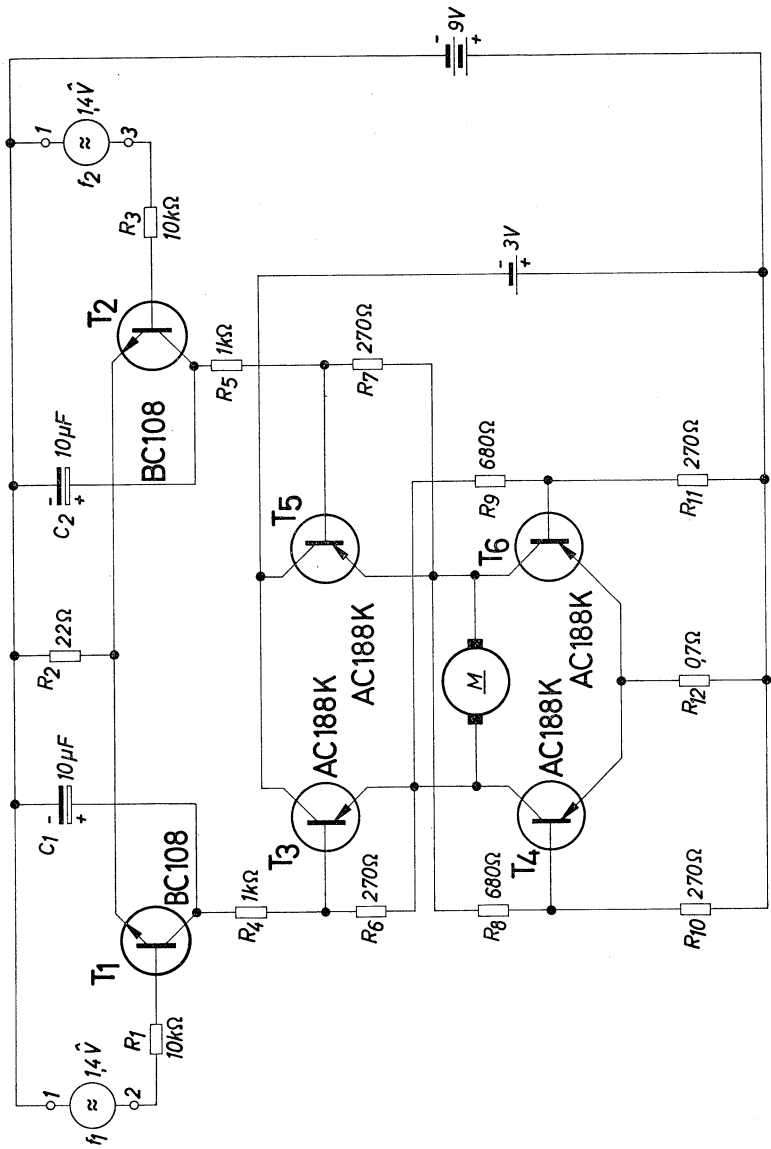


Bild 5.9.

Vorstufen-Transistoren richtet das Wechselsignal gleich, die am Kollektor angeordneten Kondensatoren C_1 und C_2 sieben diese Gleichspannung. Die Basis-Widerstände R_1 und R_2 begrenzen die Größe des Eingangssignals und vergrößern den Stromflußwinkel der Gleichrichtung. Der für beide Vorstufen gemeinsame Emitter-Widerstand R_2 sorgt dafür, daß der zweite Vorstufen-Transistor sicher gesperrt ist, wenn der erste durchgeschaltet wird.

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

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

Technische Daten

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

5.9. Indikator für Widerstandsänderung

Die Schaltung nach Bild 5.10. spricht auf eine geringfügige Änderung des Widerstandes zwischen zwei Fühler-Stiften am Eingang an. Die Schaltung kann deshalb z. B. zur Messung eines Flüssigkeitspegels oder zur Anzeige von Feuchtigkeit in porösen Stoffen verwendet werden.

Abhängig von der Stromverstärkung des verwendeten Eingangs-Transistors genügt für ein Ansprechen der Schaltung ein Strom von der Größenordnung 10 μ A zwischen den beiden Elektroden des Fühlers.

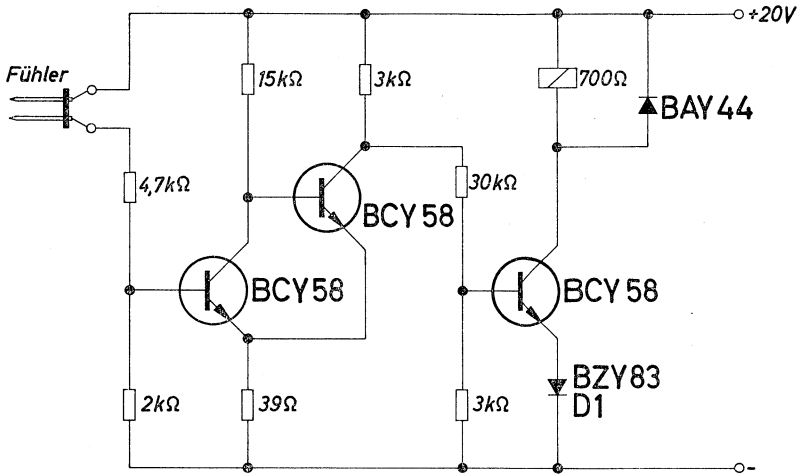


Bild 5.10.

Technische Daten

Betriebsspannung	20	V
Eingangsempfindlichkeit	etwa 10	μA

5.10. Hochempfindlicher Brückenverstärker

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

Bei dem Beispiel nach Bild 5. 11. wird dies dadurch gelöst, daß man die Brücke mit einer rechteckförmigen Wechselspannung mit ungleichen Tast-Pause-Zeiten speist. Die Richtung der Brückenverstimmung drückt sich im Steuersignal für den Verstärker dann da-

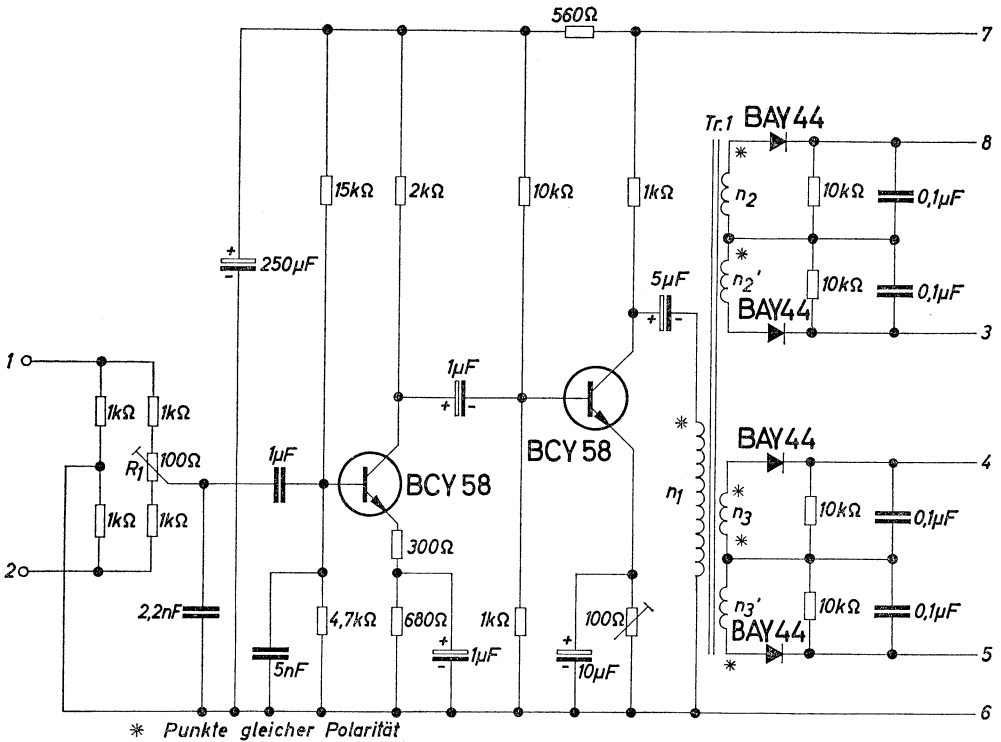


Bild 5.11.

durch aus, daß einmal die kürzeren Rechteckimpulse positive und einmal negative Polarität haben. Dieses Steuersignal wird in zwei Stufen verstärkt und über einen Übertrager an die Demodulatorstufen gegeben. Jede der beiden Demodulatorstufen hat eine Gegentaktwicklung. Die in diesen Gegentaktwicklungen auftretenden Spannungen werden getrennt gleichgerichtet und gesiebt. Durch die geringe Belastung am Ausgang der Demodulator-Schaltung erhält man eine Spitzenwert-Gleichrichtung, d. h. die Kondensatoren am Ausgang laden sich auf die jeweiligen Spitzenwerte der Spannungen in den Gegentakt-Wicklungen auf. Da die Kondensatoren in Reihe geschaltet sind, erhält man als Ausgangsspannung die Differenz

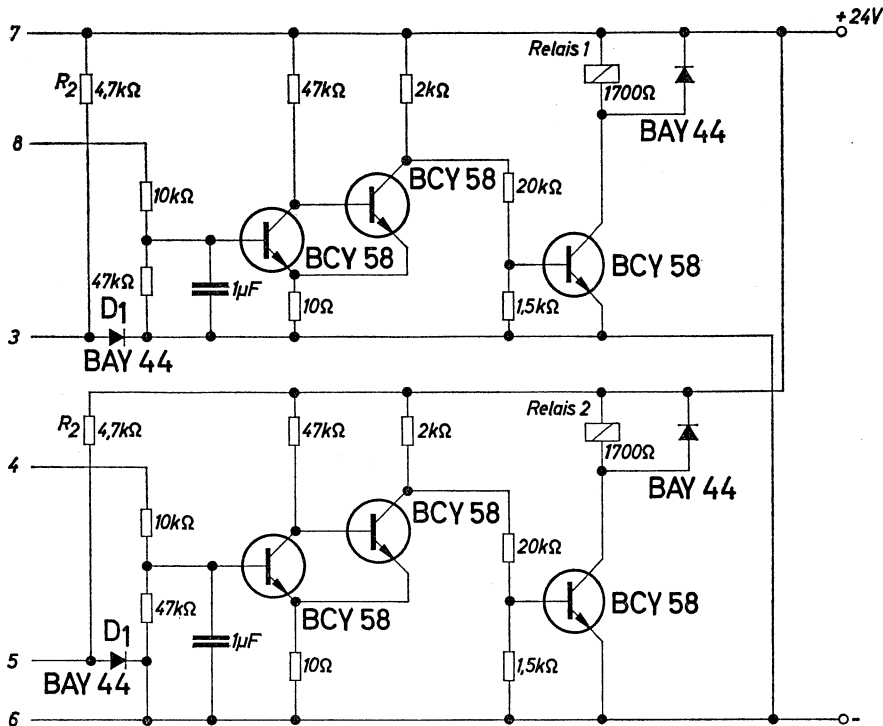


Bild 5.11.

zwischen den beiden Spannungs-Spitzenwerten. Hat diese Differenz positive Polarität, so spricht der angeschlossene Schaltverstärker an, und das Relais wird angezogen.

Die beiden Demodulator-Schaltungen sind so ausgeführt, daß sie gegenphasig wirken (siehe angegebene Polarität der Sekundärwicklungen des Übertragers). Dadurch ist gewährleistet, daß jeder Verstimmungsrichtung der Brücke am Eingang das Ansprechen eines bestimmten Schaltverstärkers zugeordnet ist. Die Empfindlichkeit der Schaltverstärker wird durch eine Vorspannung von etwa 0,6 V über den Widerstand R_2 und die in Durchlaßrichtung betriebene Si-Diode D_1 erhöht. Dadurch wird die Schwellspannung des

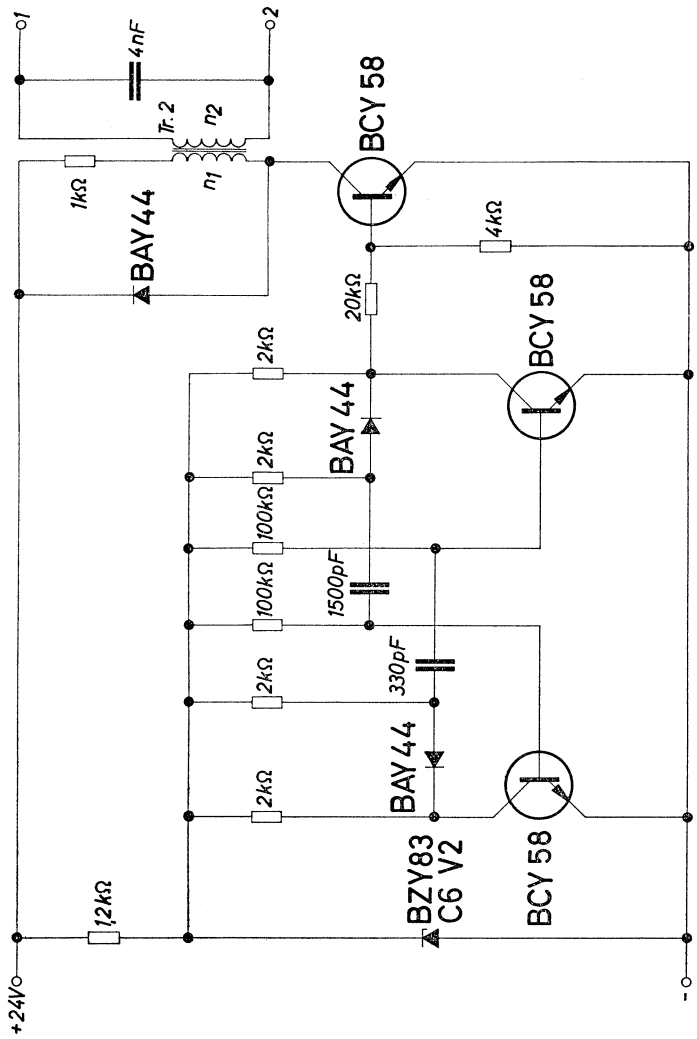


Bild 5.12.

Eingangstransistors kompensiert. Man erreicht in der Schaltung nach Bild 5.11. ein Ansprechen der Relais am Ausgang bei einer Brückenverstimmung von nur 0,15%.

Das Bild 5.12. zeigt die Schaltung des Rechteckgenerators für die Erzeugung der Brückenversorgungsspannung. Die unsymmetrische Rechteckspannung hat eine Schwingfrequenz von 8 kHz. Die Ankopplung der Brücke an den Impulsgeber erfolgt über einen Transformator, weshalb für Verstärker und Rechteckgenerator die gleiche Versorgungsspannung verwendet werden kann.

Technische Daten

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

Transformatoren

Tr.1: (Bild 5.11.) Siferrit-Schalenkerne B65571-A0000-R026

$$n_1 = 220 \text{ Wdg } 0,12 \text{ CuL}$$

$$n_2 = n_2' = n_3 = n_3' = 200 \text{ Wdg } 0,08 \text{ CuL}$$

Tr.2: (Bild 5.12.) Siferrit-Schalenkerne B65561-A0000-R022

$$n_1 = 190 \text{ Wdg } 0,15 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 100 \text{ Wdg } 0,18 \text{ CuL}$$

5.11. Wechselspannungs-Brückenverstärker

Bei dem Beispiel nach Bild 5.13. ist das im vorhergehenden Kapitel beschriebene Problem auf andere Weise gelöst. Die Brücke wird mit einer sinusförmigen Wechselspannung mit einer Frequenz von 160 kHz gespeist. Die Brücke selbst besteht aus zwei Widerständen und zwei Kondensatoren, wobei ein Kondensator regelbar ist. Bei Änderung der Kapazität dieses Kondensators um einen Wert von $\pm \Delta C$ gelangt an den Eingang des nachfolgenden Verstärkers ein Wechselspannungssignal, das gegenüber der Brückenspannung eine Phasenverschiebung von 0 oder 180° hat, abhängig davon, in welcher Richtung die Änderung der Kapazität erfolgt. Über einen Impedanzwandler gelangt das Signal an eine Phasenbrücke, mit der die im gesamten Verstärker hervorgerufene Phasendrehung kompensiert wird. Über eine weitere Verstärkerstufe mit einem Transistor in Kollektorschaltung, also wieder ein Impedanzwandler, gelangt das kompensierte Signal an den eigentlichen Verstärker. Dazwischen

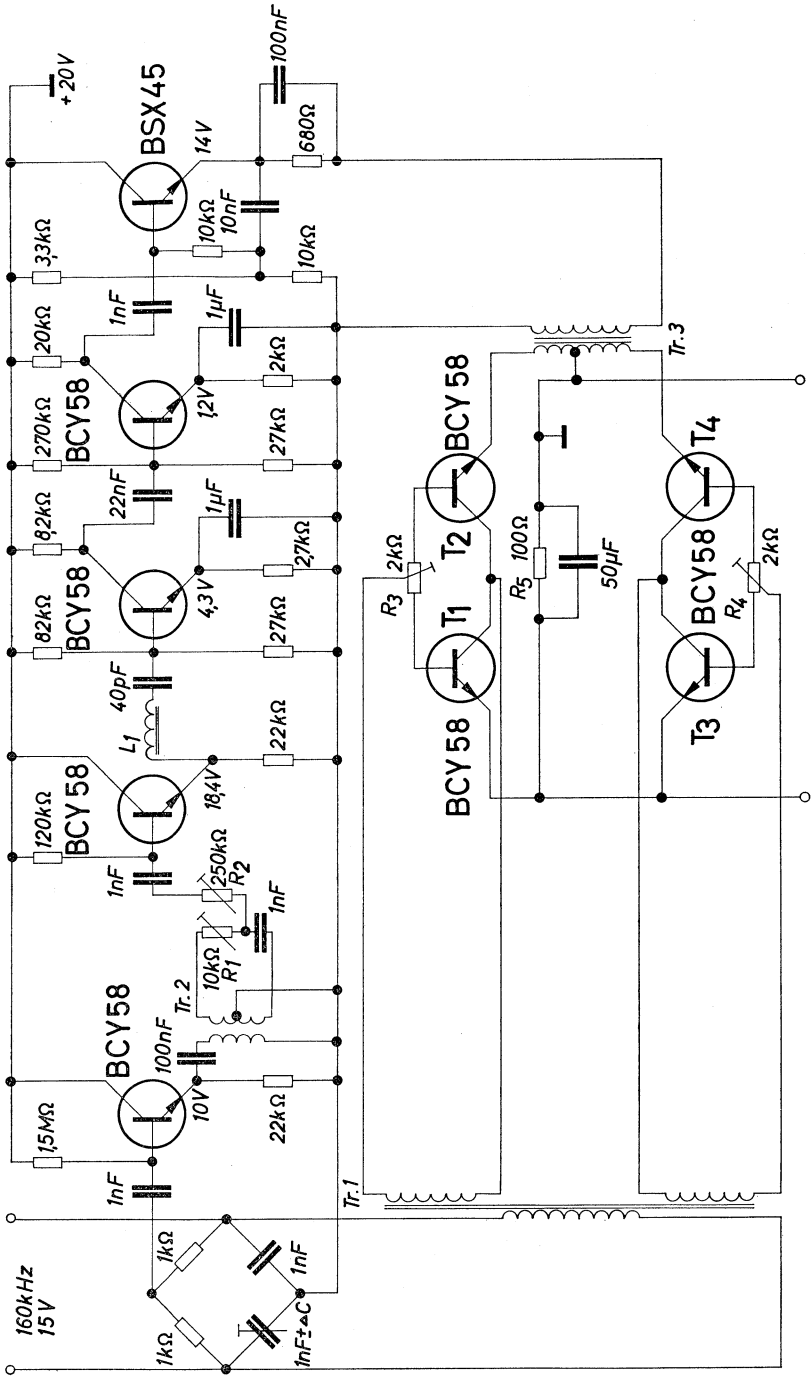


Bild 5.13.

ist noch ein Reihen-Schwingkreis geschaltet, der die Oberwellen aussiebt, die durch Nichtlinearitäten im Verstärker und Gleichrichter entstehen. Über einen Impedanzwandler am Ausgang wird das Signal an die phasenselektive Gleichrichterschaltung gegeben. Diese Impedanzwandlerstufe ist erforderlich, damit der niederohmige Eingang dieser Gleichrichterstufe den Verstärker nicht zu stark belastet. Die gleiche Aufgabe haben auch die vorher genannten Impedanzwandler nach der Abstimmbrücke und der Phasenbrücke. Der hohe Eingangswiderstand dieser Stufen gewährleistet, daß beide Brücken praktisch im Leerlauf betrieben werden.

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

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

Die Einstellung der Schaltung geht folgendermaßen vor sich: Zunächst wird die Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises eingestellt. Daraufhin erfolgt die Einstellung der Phasenbrücke. Zu

diesem Zweck wird die Ausgangsspannung am Widerstand R_5 am Oszillografen beobachtet und mit dem Widerstand R_1 eine solche Phasendrehung eingestellt, daß am Oszillografen eine pulsierende Wechselfspannung auftritt. Der Siebkondensator ist dabei natürlich abzutrennen. Daraufhin kann mit dem Widerstand R_2 die gewünschte Empfindlichkeit des Verstärkers eingestellt werden. Für die vorherbeschriebene Einstellung der Phasendrehung empfiehlt es sich, zunächst die größtmögliche Empfindlichkeit einzustellen.

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

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

Technische Daten

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

Transformatoren

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

$n_1 = 60$ Wdg 0,1 CuL

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

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

$n_1 = 70$ Wdg 0,12 CuL

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

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

$n_1 = 70$ Wdg 0,18 CuL

$n_2 = 2 \times 35$ Wdg 0,18 CuL gemeinsam gewickelt

L_1 : Siferrit-Schalenkerne B65541-K0400-K026 mit Abgleichkern

$n = 230$ Wdg 0,13 CuL

5.12. Impuls-Steuerschaltung

In einem unserer früheren Hefte (vergleiche auch Gelder/Hirschmann, Schaltungen mit Halbleiter-Bauelementen, Band II, S. 145) wurde die Schaltung einer elektronischen Zählleinheit mit Vorwahl angegeben. Diese liefert ein Ausgangssignal, wenn eine vorher eingestellte Anzahl von Eingangsimpulsen aufgetreten ist. Die Schaltung hat den Nachteil, daß beim Hintereinanderschalten von mehreren solcher Dekaden nicht jede beliebige Zahl eingestellt werden kann.

Die Schaltung nach Bild 5.14. erweitert die obengenannte Anordnung in der Weise, daß z. B. im Falle von drei hintereinandergeschalteten Dekaden alle Zahlen von 1 bis 999 eingestellt werden können.

Die Schaltung besteht aus einem astabilen Multivibrator als Impulsgeber. Dieser Multivibrator besteht aus 3 Transistoren, wobei den eigentlichen Multivibrator die Transistoren T_6 und T_7 bilden. Der Transistor T_8 entkoppelt den Kondensator C_2 , wodurch das abgegebene Signal exakte Rechteckform erhält. Diese Schaltung wurde bereits früher beschrieben.

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

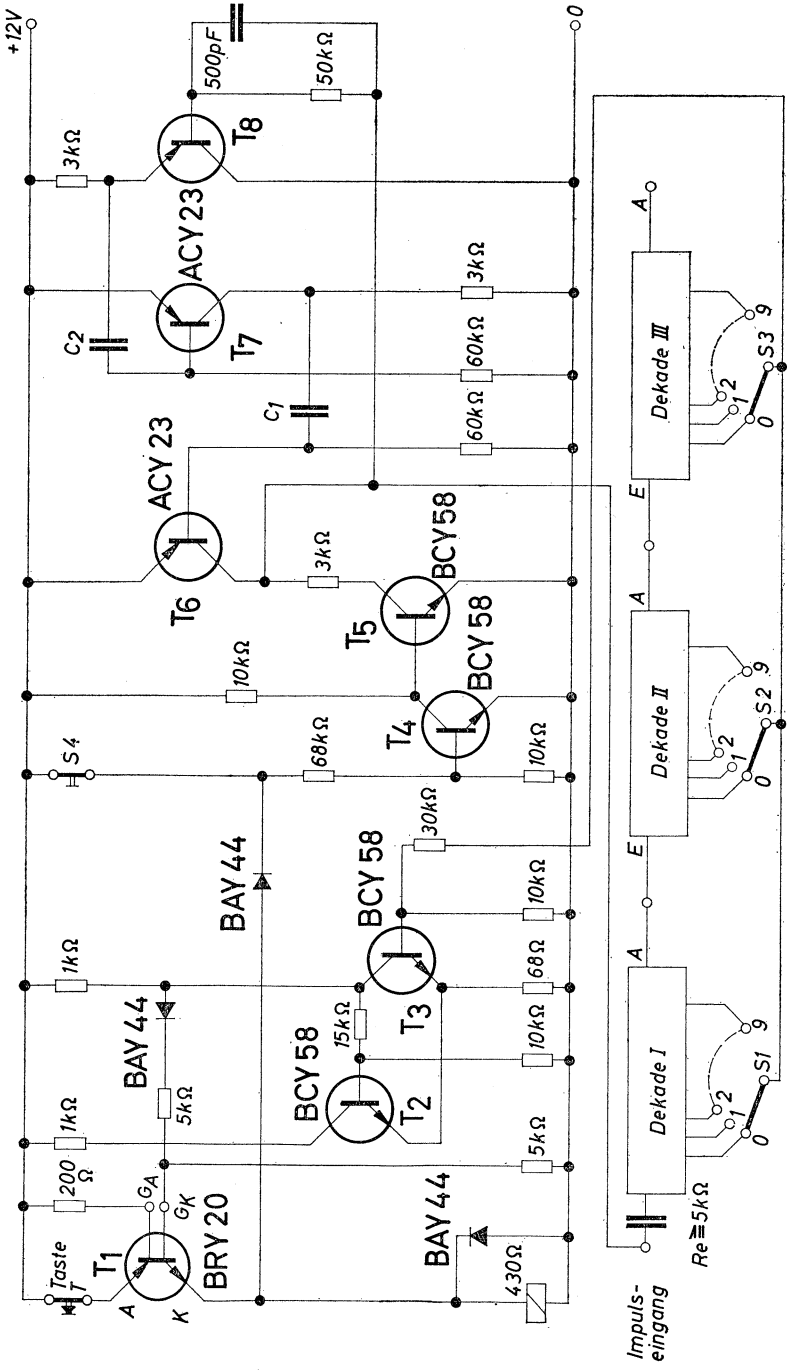


Bild 5.14.

wird. Es gelangen also keine weiteren Eingangsimpulse an die Zähldekaden.

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

Technische Daten

Betriebsspannung	12	V
minimaler Lastwiderstand	5	k Ω

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

5.13. Impuls-Koppelschaltung

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

Eine solche Abflachung des Rechteckimpulses vermeidet die Koppelschaltung nach Bild 5.15. Parallel zum Eingang des Transistors ist eine Tunnel-Diode geschaltet. Durch einen positiven Eingangsimpuls über den Kondensator C_1 wird der Transistor durchgeschaltet, und am Ausgang tritt ein Potentialsprung auf. Gleichzeitig wird die Tunnel-Diode durchgeschaltet, wenn der Eingangsimpuls größer ist als das Strom-Maximum der Tunneliode. Über den Widerstand R_1 bleibt die Tunneliode stromdurchflossen, auch wenn durch Aufladung des Kondensators C_1 der Impulsstrom abnimmt. Der Spannungsabfall an der Tunneliode und der in Serie geschalteten Ge-Diode reicht aus, um den Transistor dauernd durchzuschalten.

Erst wenn der Eingangsimpuls abgeschaltet wird, gelangt über den Kondensator C_1 ein negativer Impuls an den Eingang des Schaltverstärkers, wodurch die Tunneliode wieder abgeschaltet wird. Gleichzeitig wird der Transistor gesperrt, weil der Spannungsabfall an der Tunneliode auf einen sehr kleinen Wert zurückgegangen ist. Am Ausgang tritt erneut ein Potentialsprung auf. Dadurch, daß der Transistor immer entweder voll durchgesteuert oder voll gesperrt

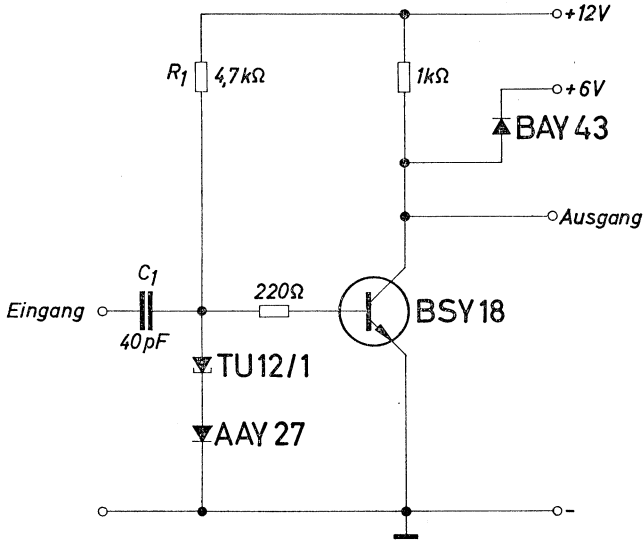


Bild 5.15.

ist, hat der Ausgangsimpuls eine exakte Rechteckform, dessen Länge genau mit der Länge des Eingangsimpulses übereinstimmt. Die Betriebsspannung der Schaltung beträgt 12 V. Die Kollektorspannung des Transistors wird aber über eine Diode im gesperrten Zustand auf einer Spannung von 6 V festgehalten, wodurch ein rasches Umschalten des Transistors erreicht wird.

Technische Daten

Betriebsspannung	6 und 12	V
Eingangsspannung	3 bis 20	V

6. Geregelte Netzgeräte

Transistorschaltungen werden üblicherweise mit verhältnismäßig kleiner Spannung betrieben. Wenn die Transistorschaltungen eine größere Leistungsaufnahme haben, so benötigt man, wegen der kleinen Betriebsspannungen, große Betriebsströme. Damit die Ausgangsspannung auch bei Laständerungen nicht zu sehr schwankt, sind Netzgeräte mit kleinem Innenwiderstand erforderlich, der am besten durch eine Spannungsregelung erreicht wird. Dabei kann gleichzeitig die Schwankung der Netzspannung ausgeglichen werden. Außerdem übernimmt das geregelte Netzgerät in bestimmten Ausführungsformen einen Teil der Siebung, die mit herkömmlichen Mitteln, wie Drosseln, Widerständen und Kondensatoren, wegen der hohen Lastströme nur mit großem Aufwand durchgeführt werden kann.

6.1. Referenzspannungsquelle 10 V/100 mA

Bei geeigneter Dimensionierung des geregelten Netzgerätes entspricht die Konstanz der geregelten Ausgangsspannung ziemlich genau der Konstanz der Vergleichsspannung, die üblicherweise mit einer Zenerdiode gewonnen wird. In dem Beispiel nach Bild 6.1. wird die Vergleichsspannung mit der Zenerdiode BZY 83/C5 V6 gewonnen. Bei der Zenerdiode BZY 83/C5 V6 hat der Temperaturkoeffizient der Zenerspannung einen Wert von etwa $-10^{-4}/\text{grd}$. Die Spannung an dieser Zenerdiode wird in einem Differenzverstärker, bestehend aus den Transistoren T_1 und T_2 , mit der Spannung am Verbraucher verglichen. Für die Zuführung der Verbraucherspannung an die Steuerschaltung sind eigene Leitungen vorgesehen, damit auch noch der Spannungsverlust, den der Laststrom in längeren Zuleitungen verursacht, ausgeregelt wird. Die Größe der geregelten Ausgangsspannung kann mit dem Potentiometer von $200\ \Omega$ eingestellt werden. Vom Differenzverstärker gelangt das Signal über Verstärkerstufen an den Längs-Transistor BDY 12.

Zum Schutz gegen Überlast ist eine Strombegrenzung vorgesehen. Sobald der Spannungsabfall am Serienwiderstand von $12\ \Omega$ einen bestimmten Wert überschreitet, wird der Transistor T_3 leitend, wodurch ein weiterer Transistor (BCY 59) aufgesteuert wird. Die Kollektor-Emitterstrecke dieses Transistors liegt parallel zum Ausgang des

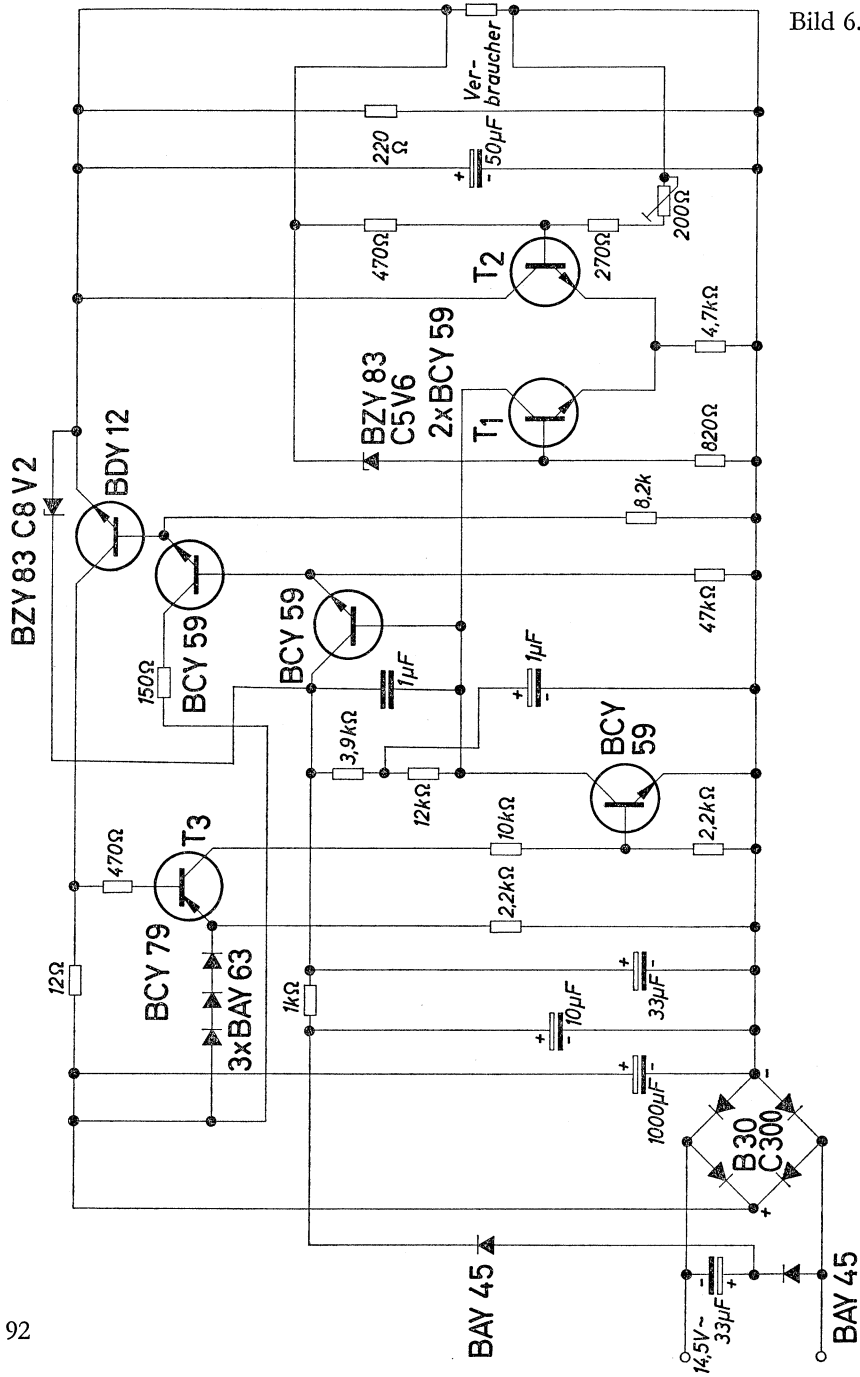


Bild 6.1.

Differenzverstärkers. Auf diese Weise wird eine zu starke Durchsteuerung des Längs-Transistors über die Vorstufen vermieden, und der Kurzschlußstrom wird auf etwa 230 mA begrenzt. Diese Kurzschlußsicherung hat gegenüber der sonst üblichen, die den Strom im Kurzschlußfall abschaltet, den Vorteil, daß nach Aufhebung des Kurzschlusses das Netzgerät sofort normal weiter arbeitet. Bei den Abschalt-Sicherungen muß üblicherweise eine Taste betätigt werden, damit das Netzgerät wieder eingeschaltet wird.

Technische Daten

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

6.2. Netzgerät für Kleinmotoren

Mit dem in Bild 6.2. gezeigten Netzgerät können Kleinmotoren an 6- oder 12-V-Batterien ohne Umschaltung betrieben werden. Selbstverständlich können auch andere Verbraucher damit gespeist werden. Im 6-V-Betrieb ist die Zenerdiode D_1 gesperrt, wodurch der Transistor T_3 ständig gesperrt ist. Der Transistor T_1 ist über den Transistor T_2 durchgesteuert, und der Motor liegt fast ständig an der vollen Betriebsspannung. Der Kondensator C_2 entlädt sich sehr langsam über den hohen Widerstand der gesperrten Zenerdiode D_1 , wodurch der astabile Multivibrator, bestehend aus den Transistoren T_2 und T_3 , immer nur nach längeren Zeitintervallen für kurze Zeit kippt.

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

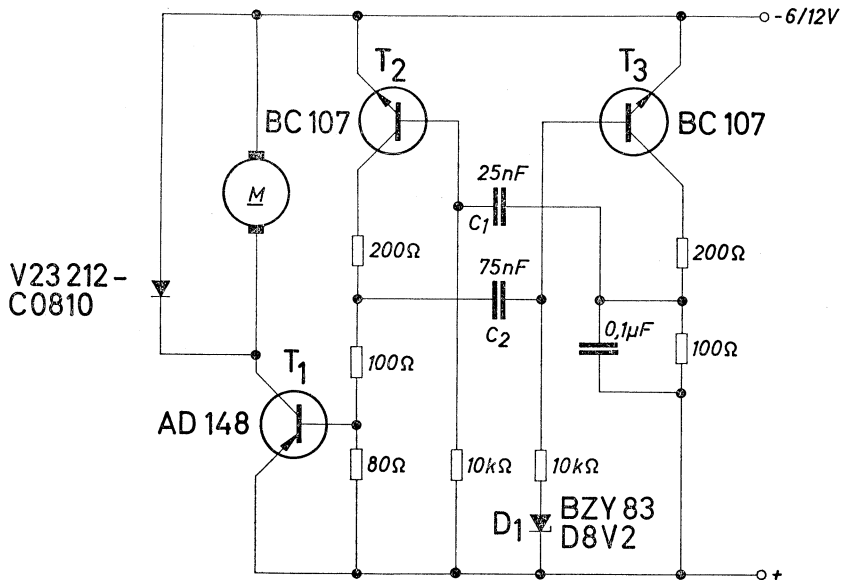


Bild 6.2.

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

Technische Daten

Betriebsspannung	6	V oder 12 V
minimaler Lastwiderstand	10	Ω

7. Hochfrequenz-Schaltungen

Auf dem Hochfrequenzgebiet werden Si-Transistoren vor allem dann angewendet, wenn höhere Leistungen erforderlich sind. Die Planar-Technik, die für die Herstellung von Si-Transistoren angewendet wird, ermöglicht die Verwirklichung der für Hochfrequenz-Leistungs-Transistoren erforderlichen komplizierten Systemgeometrien. Für Vorstufen-Anwendungen dominieren wegen des besseren Rauschverhaltens und der geringen Rückwirkung nach wie vor die Ge-Transistoren.

7.1. Leitungs- und Fehler-Suchgerät

Die sich für Hausinstallationen immer mehr durchsetzenden Stegleitungen, die direkt im Mauerwerk eingebaut sind, machen Geräte erforderlich, mit denen der Verlauf der Leitung oder auftretende Fehler in der Leitung festgestellt werden können. In diesem Kapitel wird ein einfaches Gerät beschrieben, das diese Anforderungen voll erfüllt. Es besteht aus einem Sender (Bild 7.1.) und einem Empfänger (Bild 7.2.). Der Sender oder Generator besteht aus zwei astabilen Multivibratoren. Ein Multivibrator schwingt mit 100 kHz (M2) und ein Multivibrator mit 1,5 kHz (M1). Die Multivibratoren sind so zusammenschaltet, daß das 100-kHz-Signal zu 100% mit 1,5 kHz moduliert wird, d. h. der Multivibrator M2 wird durch den Multivibrator M1 in 1,5-kHz-Takt aus- und eingeschaltet. Der Generator wird an die stromlose Leitung angeschlossen, z. B. an der Steckdose. Die Anschaltung kann symmetrisch (Klemmen 1 und 3) oder unsymmetrisch (Klemmen 1 und 2 bzw. 2 und 3) erfolgen. Durch die Begrenzungswiderstände im Ausgang des Multivibrators M2 ist der Generator kurzschlußfest.

Der Empfänger ist auf 100 kHz abgestimmt. Das über eine Dipol-Antenne oder einen Ferritstab empfangene HF-Signal wird mit dem integrierten Verstärker TAA 111 verstärkt und anschließend demoduliert. Über eine Verstärkerstufe gelangt das Signal an ein Meßinstrument oder an einen Kopfhörer. Die akustische Anzeige ist dadurch möglich, weil das 100 kHz-Signal mit einer niedrigeren Frequenz moduliert ist. Für einfache Anwendungen wird sicherlich die rein akustische Anzeige vorgezogen werden. Wenn jedoch auf diese verzichtet werden kann, so kann auch die Modulation des 100-kHz-Signals unterbleiben, und es genügt als Generator der Multivibrator M2 (Bild 7.1.).

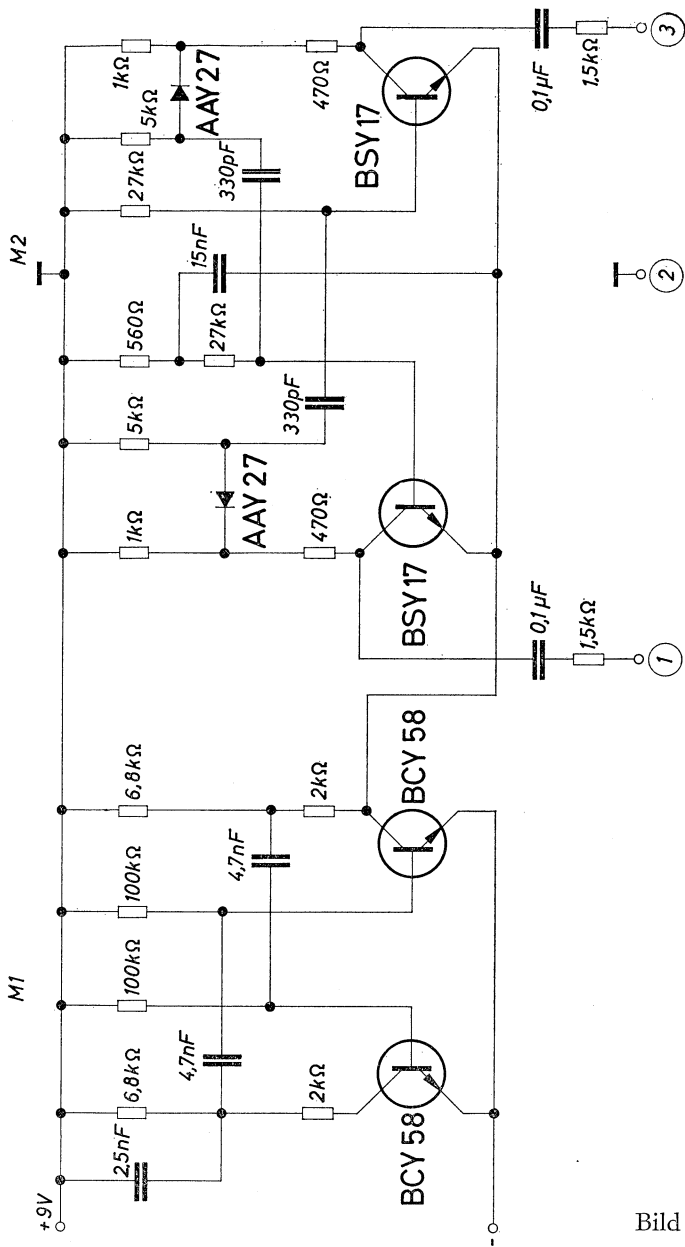


Bild 7.1.

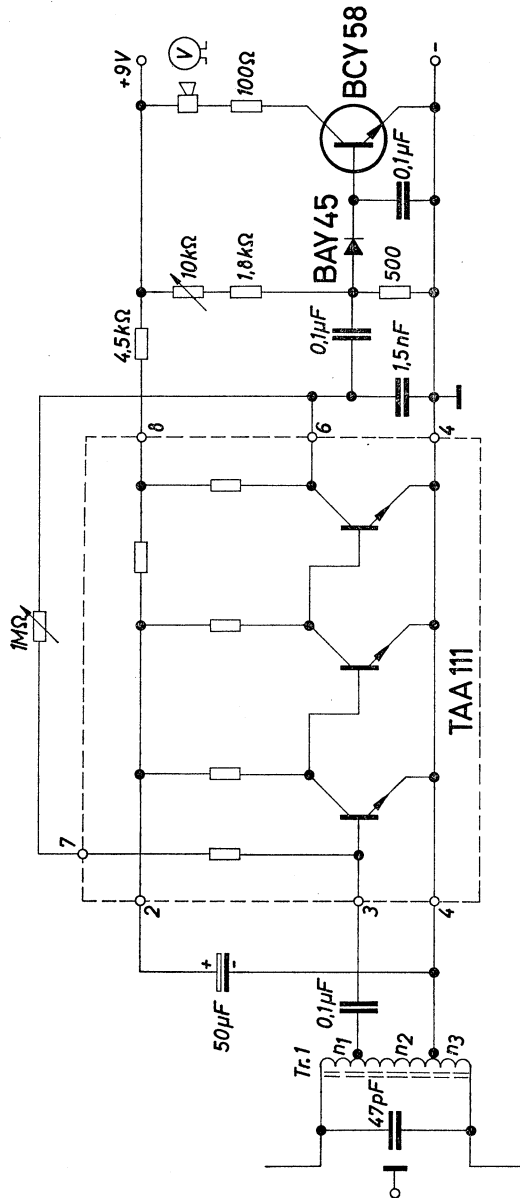


Bild 7.2.

Für das Suchen einer Unterbrechung in der Leitung soll das Ende der Leitung kurzgeschlossen werden. Wenn die Leitung sehr lang ist, kann der Kurzschluß auch entfallen, weil dann die Kapazität zwischen den beiden Leitungsdrähten bereits für einen Abschluß ausreicht. Nachdem der Generator angeschlossen ist, wird mit dem Empfänger die Leitung verfolgt, d. h. man verfolgt den Weg, bei dem das größte Ausgangssignal vorhanden ist. Sobald die Bruchstelle erreicht ist, ergibt sich eine Erhöhung des Signals durch die an der Bruchstelle auftretende große Felddichte. Hinter der Bruchstelle sinkt die Feldstärke stark ab. Als Antenne soll für diese Prüfung eine Dipol- oder eine asymmetrische Antenne verwendet werden. Wie aus der Beschreibung des Vorganges hervorgeht, kann also nach dieser Methode auch der Leitungsverlauf selbst festgestellt werden. Bei Auftreten eines Kurzschlusses wird wieder der Empfänger die Leitung entlangeführt. An der Stelle des Kurzschlusses ergibt sich ein plötzliches Absinken des Signals. Als Antenne ist für diesen Meßvorgang eine Ferrit-Antenne besser geeignet, weil es sich hier um die Erfassung des magnetischen Feldes handelt.

Transformator Tr. 1: (Bild 7.2.)

Siferrit-Schalenkerne B65531-KO160-AO28

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

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

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

7.2. Quarz-Oszillatoren mit Transistoren

Das Bild 7.3. zeigt die Schaltung eines einstufigen Quarz-Oszillators mit einer Ausgangsleistung von etwa 400 mW bei einer Frequenz von 720 MHz. Der Transistor BSY 34 wird in Basis-Schaltung betrieben. Die Rückkopplung erfolgt mit einem Kondensator zwischen Kollektor und Emitter. Der Schwingquarz liegt im Basiskreis des Transistors. Für alle anderen Frequenzen als die Resonanzfrequenz, verursacht der Quarz eine so starke Gegenkopplung, daß die Rückkopplung über den Kondensator nicht ausreicht, um eine Schwingung aufrechtzuerhalten. Deshalb schwingt der Oszillator ausschließlich mit der Serien-Resonanzfrequenz des verwendeten Quarzes. Der Widerstand R_1 wird so eingestellt, daß sich ein optimales Anschwingverhalten ergibt. Im Kollektor des Oszillator-Transistors liegt ein Parallel-Resonanzkreis. Die Ausgangsleistung wird über

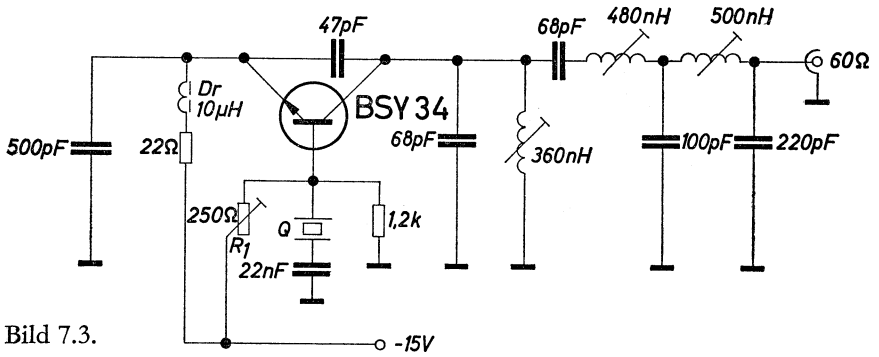


Bild 7.3.

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

Technische Daten (Bild 7.3.)

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

Im Bild 7.4. ist eine zweistufige Version dieses Oszillators gezeigt, mit der eine Ausgangsleistung von 2 W erreicht wird. Die Oszillatorschaltung entspricht praktisch der im Bild 7.3. gezeigten. Der Wirkungsgrad der gesamten Schaltung liegt bei 45%. Die im C-Betrieb arbeitende Endstufe ist induktiv an den Oszillator angekoppelt, wodurch eine günstige Anpassung erreicht wird. Eine besondere Auskoppelschaltung ist hier nicht erforderlich, die Ausgangsleistung kann direkt am Kollektorkreis der Endstufe abgenommen werden. Der mechanische Aufbau der Schaltung ist unsymmetrisch. Für beide Transistoren ist eine zusätzliche Kühlung vorzusehen.

Technische Daten (Bild 7.4.)

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

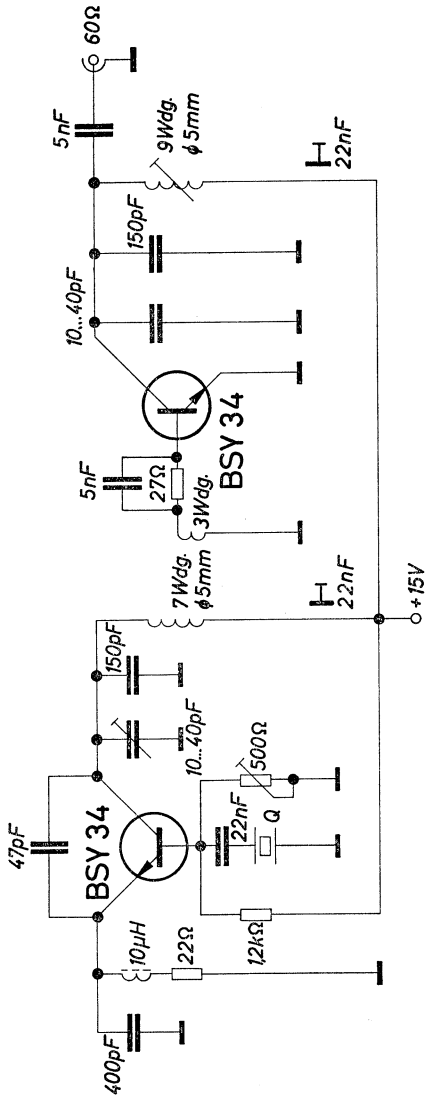


Bild 7.4.

7.3. Drahtloses Mikrofon

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

Das Bild 7.5. zeigt eine für einen solchen Betrieb geeignete Schaltung. Sie besteht im HF-Teil aus einem allseitig geschirmten Oszillator, der mit einer stabilisierten Spannung betrieben wird, und einer lose angekoppelten Trennstufe. Mit dieser zweistufigen Ausführung werden eine gute Frequenzkonstanz und eine geringe Oberwellenabstrahlung erreicht. Die Schwingfrequenz des Oszillators kann in einem kleinen Bereich um 150 MHz mit dem Trimmer-Kondensator C_1 auf einen für diesen Betrieb freigegebenen Wert eingestellt werden (einschlägige Bestimmungen beachten!).

Der dreistufige Modulationsverstärker hat einen hohen Eingangswiderstand; er ist speziell für den Anschluß eines Kristallmikrophones dimensioniert.

Die FM-Modulation des Senders erfolgt mit einer Kapazitätsdiode BA 138. Der Frequenzhub kann mit dem Kondensator C_2 eingestellt werden.

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

Technische Daten

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

Induktivitäten:

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

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

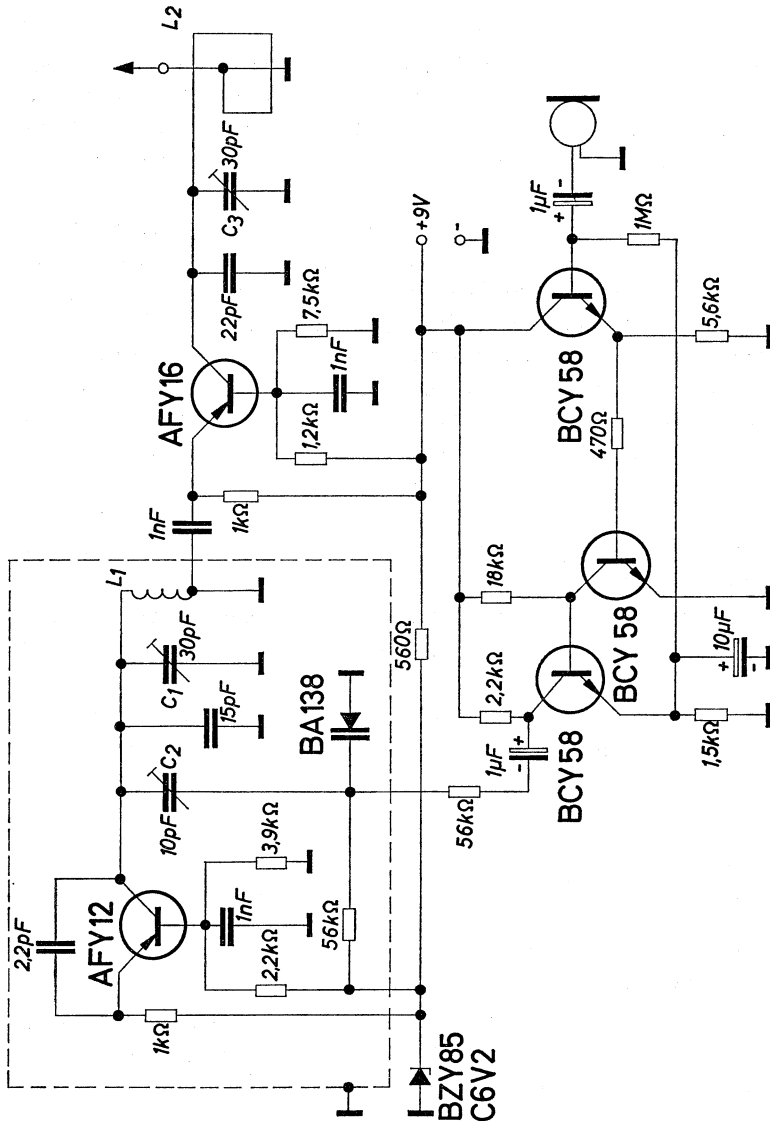


Bild 7.5.

7.4. Transistorrelais mit galvanischer Trennung von Ein- und Ausgangskreis

Die Verwendung von Transistoren als Schalter ist heute sehr gebräuchlich. In manchen Anwendungsfällen stört aber die beim Transistor vorhandene Verkopplung zwischen Eingang und Ausgang. Die Schaltung nach Bild 7.6. zeigt ein Beispiel, wie auch in Transistorschaltungen eine galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang möglich ist, wie man sie vom Relais her gewöhnt ist. Die Trennung wird durch Verwendung eines induktiven Übertragungsweges erreicht, auf dem der mit einer hohen Frequenz modulierte Schaltimpuls übertragen wird.

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

Der Arbeitspunkt des Oszillators wird durch einen im Emitterkreis liegenden Widerstand stabilisiert. Da dieser auch als Wechselstrom-Gegenkopplung wirkt, erhöht er gleichzeitig die Frequenzkonstanz. Mit einem Übertrager wird das Ausgangssignal des Oszillators an den Empfänger gekoppelt. Die beste Ankopplung erreicht man, wenn die Primär- und die Sekundärwicklung des Übertragers gemeinsam gewickelt werden. Die Isolation zwischen beiden Wicklungen bestimmt den zulässigen Potentialunterschied zwischen Eingang und Ausgang des Transistorrelais. Ein Wert von 1000 V ist ohne weiteres zu erreichen.

Das mit einer Diode gleichgerichtete und gesiebte HF-Signal gelangt an eine Schaltstufe. Der maximale Schaltstrom beträgt etwa 50 mA. Dieser Strom fließt, solange der Oszillator auf der Primärseite schwingt. Im einfachsten Fall kann mechanisch dessen Versorgungsspannung abgetrennt werden, um einen Schaltvorgang auf der Sekundärseite auszulösen. Zwischen Eingangss- und Ausgangssignal ergibt sich nur eine Verzögerung von etwa 1 μ s. Für kleine Eingangssignale kann anstelle des mechanischen Schalters eine Transistor-schaltstufe für das Schalten der Betriebsspannung verwendet werden (Bild 7.6.). Die dafür erforderliche Eingangsspannung beträgt 2 bis 3 V. Für Schaltfrequenzen bis 100 kHz kann in dieser Stufe der Transistor BCY 58 eingesetzt werden, für höhere Frequenzen ist der Typ BSY 17 vorzuziehen, weil dieser kürzere Schaltzeiten hat.

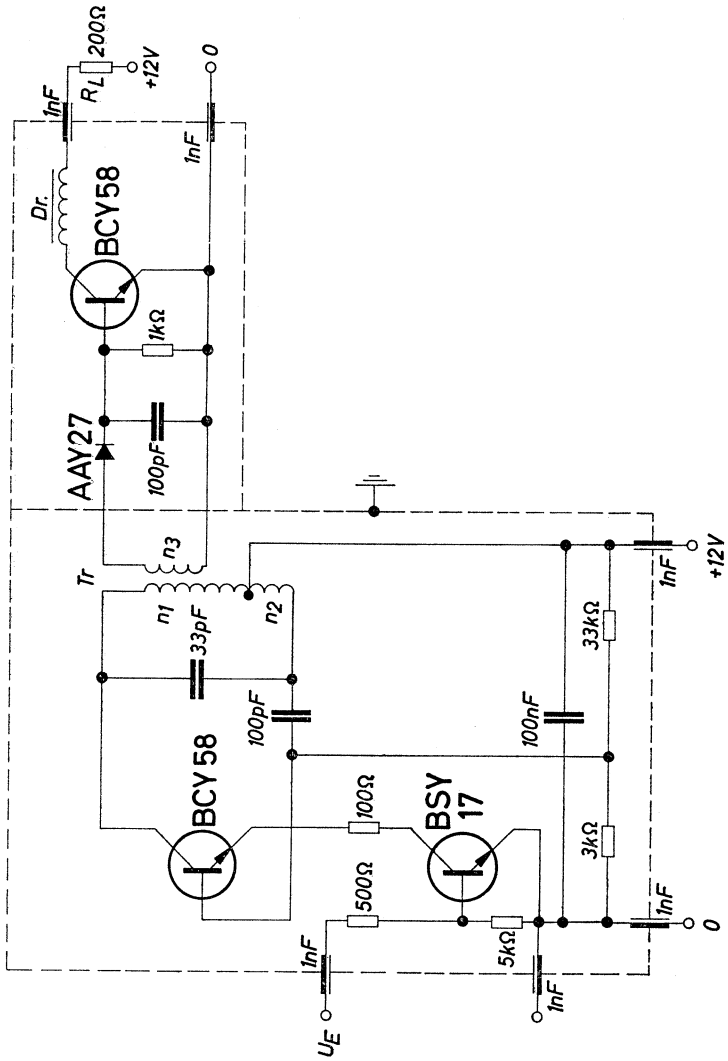


Bild 7.6.

Die hochfrequente Spannung ist nur zur Übertragung eines Signals erforderlich. Um Störungen von benachbarten Schaltungsteilen zu vermeiden, soll diese Spannung vom Eingang und vom Ausgang ferngehalten werden. Deshalb ist die ganze Anordnung in ein geschirmtes Gehäuse einzubauen. Am Ausgang ist zusätzlich eine Drossel anzuordnen. Eine Verringerung der Störspannung am Ausgang kann auch durch einen symmetrischen Aufbau der Sekundärwicklung des Übertragers und daran anschließende Doppelweggleichrichtung erreicht werden. Dadurch entsteht für die hohe Frequenz eine Brückenschaltung und außerdem wird die Siebung durch Auftreten der doppelten Frequenz nach der Gleichrichtung erleichtert.

Technische Daten

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

8. Rundfunkschaltungen

Auch in diesem Jahr werden wieder neue Halbleiter-Bauelemente vorgestellt, die in Rundfunk- und Fernschaltungen günstig eingesetzt werden können. Dazu gehört z. B. die VHF-Schaltdiode BA 136, die in VHF-Tunern vorteilhaft zum Umschalten von Band I in Band III verwendet werden kann. Das Hochfrequenz-Schaltverhalten dieser Diode ist so gut, daß mit ihr vollelektronische VHF-Tuner hergestellt werden können, deren elektrische Daten praktisch genau so gut sind wie die der Tuner mit mechanischer Umschaltung. Der Wegfall der mechanischen Kontakte bringt aber auf jeden Fall mehrere Vorteile mit sich, wie z. B. die Möglichkeit von einfacher Fernbedienung.

Die bevorstehende Einführung des Farbfernsehens macht neue Halbleiter-Bauelemente für diese Anwendung erforderlich. In diesem Kapitel ist eine Farbvideoschaltung nach dem RGB-Konzept angegeben.

Für elektronische Abstimmung von UKW-Tunern stehen die Dioden BB 103 und BB 104 zur Verfügung. Im folgenden wird ein Anwendungsbeispiel mit der Diode BB 103 angegeben. Da der mechanische Aufbau des Tuners die Qualität entscheidend beeinflußt, ist auch die gedruckte Schaltung, auf der der Versuchsaufbau durchgeführt wurde, angegeben.

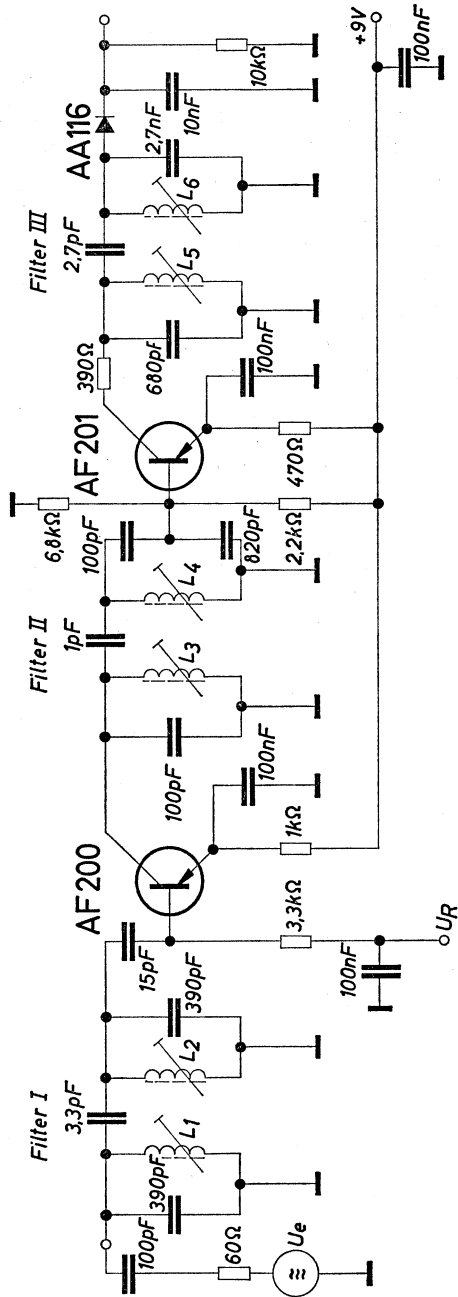
Anwendungsuntersuchungen ergeben immer weitere Einsatzmöglichkeiten für unsere Ge-Mesa-Transistoren. So ist es z. B. möglich, in AM-ZF-Verstärkern mit diesen Transistoren in geeigneter Schaltung eine Stromaufwärtsregelung durchzuführen.

8.1. Aufwärtsgeregelter AM-ZF-Verstärker

Wegen des besseren Verhaltens bei großen Eingangssignalen wird in geregelten Transistor-Schaltungen üblicherweise die Stromaufwärtsregelung gegenüber der Strom-Abwärtsregelung vorgezogen. In AM-ZF-Verstärkern bereiten jedoch die bei der Strom-Aufwärtsregelung auftretenden sehr starken Änderungen der Eingangs- und Ausgangsadmittanzen Schwierigkeiten.

Das Bild 8.1. zeigt die Schaltung eines zweistufigen AM-ZF-Verstärkers, bei dem in der ersten Stufe die Strom-Aufwärtsregelung angewendet wird. Es kann eine Eingangsspannung von bis zu 1 V an

Bild 8.1.



60 Ω verarbeitet werden. Diese Übersteuerungs-Eigenschaften des ZF-Verstärkers sind praktisch unabhängig von der Stärke der Abregelung. Der ZF-Verstärker ist mit den Ge-Mesa-Transistoren AF 200 (Regelstufe) und AF 201 bestückt. Die Transistoren werden in nicht neutralisierter Emitter-Schaltung betrieben.

Von der üblichen Auslegung stromabwärts geregelter ZF-Verstärker unterscheidet sich nur die Ausführung der an den Regel-Transistor angeschlossenen Filter I und II. Das Eingangsfilter I wird auf der Primärseite durch den Generator-Widerstand und auf der Sekundärseite durch den Eingangswiderstand des Transistors belastet. Die Transistorankopplung wurde nach dem Prinzip der Transformation mit variablem Übersetzungsverhältnis ausgeführt. Man versteht darunter eine Änderung des Übersetzungsverhältnisses in der Form, daß trotz des sich bei Regelung verändernden Transistor-Eingangsleitwertes über den ganzen Regelbereich eine weitgehende konstante Bedämpfung des Filters erreicht wird. Die Änderung des Übersetzungsverhältnisses kommt durch die vom jeweiligen Regelzustand abhängigen Wirk- und Blindkomponenten der Transistor-Eingangsadmittanz zustande. Auf diese Weise wird ein großer Regelbereich und eine Kompensation der Durchlaßkurvenverformung ohne Leistungsverlust erreicht. Auch für die Dimensionierung des Ausgangsfilters II der Regelstufe wurde ein besonderes Prinzip angewendet. Dieses hat sich bei Fernseh-ZF-Verstärkern bereits gut bewährt. Die Wirkungsweise ist folgende: Im unregulierten Zustand wirkt das Filter als Zweikreis-Bandfilter mit der Gesamtbandbreite B und einer Kurvenform, die angenähert der eines Einzelkreises entspricht. Die Dimensionierung wurde dabei so durchgeführt, daß die Gesamtbandbreite B gleich der Sekundärkreis-Bandbreite B_2 ist. Bei Regelung wird der Primär-Kreis stark bedämpft und das gesamte Filter nimmt die Kurvenform und die Bandbreite des Sekundärkreises an.

Der Regelumfang dieser Schaltung ist 70 dB. Bei einer erzielbaren Gesamtverstärkung von 60 dB entspricht dies einer Regelung von +60 dB bis -10 dB. Der Kollektorstrom des Transistors AF 200 ändert sich dabei von etwa 5 mA bis etwa 8 mA.

Im Bild 8.2. ist die zulässige Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Abregelung dargestellt. Zum Vergleich ist auch die gleiche Kurve für die Strom-Abwärtsregelung eingetragen. Als Meßdefinition gilt für beide Fälle: zulässige Eingangsspannung an 60 Ω für einen Klirrfaktor von 10%. Man sieht aus der Darstellung in Bild 8.2., daß

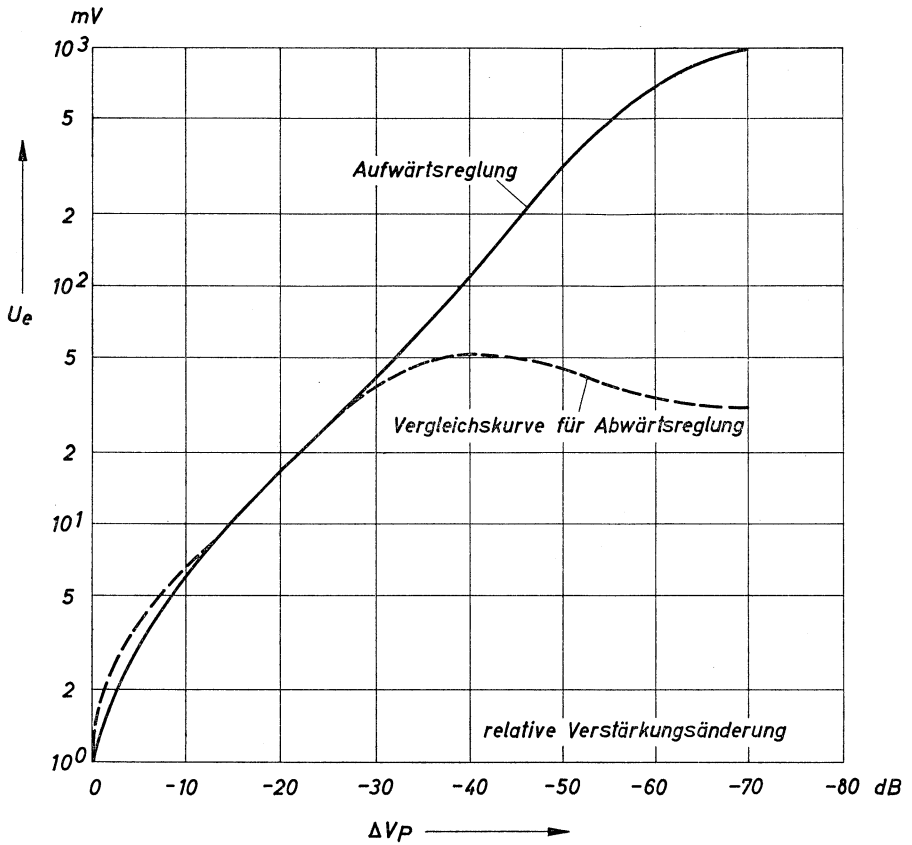


Bild 8.2.

sich bis zu einer Abregelung um etwa 30 dB die beiden Regelverfahren etwa gleich verhalten. Bei einer stärkeren Abregelung ist die Strom-Aufwärtsregelung der Strom-Abwärtsregelung bzgl. zulässiger Eingangsspannung weit überlegen. Während man im ersten Fall bei einer Abregelung um 70 dB eine zulässige Eingangsspannung von 1 V erreicht, ergibt sich im zweiten Fall nur ein Wert von 30 mV. Die Strom-Aufwärtsregelung ermöglicht deshalb den einwandfreien Empfang starker Sender, wie dies vor allem in Autosupern und Heimempfängern erforderlich ist.

Technische Daten

Betriebsspannung	9	V
Gesamtverstärkung	60	dB
Regelumfang	70	dB
Frequenz	450	kHz

Induktivitäten:

$L_1 = 300 \mu\text{H}, Q_o \approx 120$	$L_5 = 180 \mu\text{H}, Q_o \approx 120$
$L_2 = 300 \mu\text{H}, Q_o \approx 120$	$L_6 = 40 \mu\text{H}, Q_o \approx 120,$
$L_3 = L_4 = 1 \text{ mH}, Q_o \approx 120$	wobei Q_o die Leerlaufgüte bedeutet.

8.2. UKW-Tuner mit Diodenabstimmung

Die Kapazitäts-Dioden BB 103 wurden speziell für die Anwendung in UKW-Tunern entwickelt. Es handelt sich dabei um Dioden mit einem verhältnismäßig großen Kapazitätshub, wobei jedoch die Streuung der Kapazitätsänderung mit der Spannung noch klein bleibt. Auf diese Weise wird bei Verwendung dieser Dioden ein sehr guter Gleichlauf erzielt, ohne daß eine besondere Paarung der Diode erforderlich ist.

Neben dem hier geschilderten Konzept mit Einzeldioden sind auch Schaltungen bekannt, bei denen in jedem Abstimmzweig zwei mit entgegengesetzter Polarität hintereinandergeschaltete Dioden verwendet werden. Für diese Konzepte bieten wir die Abstimmioden BB 104 an, bei denen beide Dioden auf einem Si-Plättchen aufgebaut und in ein Plastikgehäuse eingebaut sind. Durch die gemeinsame Herstellung beider Dioden wird eine gute Symmetrie erreicht.

Der UKW-Tuner, dessen Schaltung das Bild 8.3. zeigt, besteht aus einer Vorstufe, einer Mischstufe und einem getrennten Oszillator. Um ein besonders gutes Rauschverhalten zu erhalten, wird in der Vorstufe der Transistor AF 109 R verwendet. Der Eingang der Vorstufe ist breitbandig ausgelegt, um die Rauschzahl weiter zu verbessern. Zur Erzielung einer besseren Selektion ist zwischen der Vor- und der Mischstufe ein induktiv gekoppeltes und abstimmbares Bandfilter angeordnet. Durch dieses werden Störstellen, die durch Mischung des Signals eines Störsenders mit der Oszillatorfrequenz entstehen können, sehr gut unterdrückt. Die Ankopplung an die Mischstufe erfolgt induktiv, wodurch eine sehr gute Selektion nach höheren Frequenzen erreicht wird, z. B. zur Spiegelfrequenz.

Zur Durchstimmung des gesamten UKW-Bereiches von 87 bis 108 MHz genügt eine Spannungsänderung an den Abstimmioden

von 6 V auf 28 V. Die geringe Streuung der Anfangskapazitäten der Dioden und die für das Bandfilter und den Oszillator unterschiedliche erforderliche Kapazitätsvariation wird durch Trimmer abgeglichen. Der Oszillator ist lose an die Mischstufe angekoppelt, um zu vermeiden, daß sich bei hohen Eingangssignalen die Oszillatorfrequenz ändert. Dies geschieht durch eine Induktivität in Form einer kleinen Schleife am Emitter des Mischstufen-Transistors, die in Serie zur Induktivität im Oszillatorkreis geschaltet ist. Die Versorgungsspannung für Oszillator und Mischstufe ist mit einer Zenerdiode stabilisiert, damit auch bei schwankender Versorgungsspannung die Oszillatorfrequenz konstant bleibt. Zur Verringerung der Störstrahlung ist die Vorstufe durch einen Schirm vom restlichen Teil des Tuners getrennt. Die Anordnung des Schirmes ist in der Schaltung nach Bild 8.3. strichliert angedeutet.

Da die Qualität des Tuners ganz wesentlich durch die mechanische Anordnung beeinflusst wird, ist im Bild 8.4. die für den Musteraufbau verwendete gedruckte Schaltung mit Bestückungsplan abgebildet.

Technische Daten

Frequenz	87	MHz	108	MHz
Betriebsspannung	12		12	V
Leistungsverstärkung	27		27	dB
Rauschzahl	4,5		4	dB
Abstimmspannung	6		28	V
HF-Bandbreite	1,8		2	MHz
ZF-Bandbreite	380		380	kHz
Oszillator-Störspannung an 60 Ω	<0,15		<0,15	mV
Störstellenunterdrückung:				
Spiegelfrequenz $f_e = f_{osz} + f_z$	62		58	dB
Frequenz $f_e = f_{osz} + \frac{f_z}{2}$	80		77	dB

Induktivitäten:

$L_1 =$ Siferrit-Gewindekern B63310-U17-A12,3 4 Wdg. 0,5 CuL

$L_2 = L_3 =$ Siferrit-Gewindekern B 63310-U17-A12,3 4 Wdg. 0,65 CuL

$L_4 =$ 1 Wdg. 0,65 CuL, auf gleichen Kern wie L_3 gewickelt

$L_5 =$ Siferrit-Gewindekern B 63310-U17-A12,3 3 Wdg. 0,65 CuL

$L_6 = L_7 =$ Siferrit-Gewindekern B 63310-U17-A12,3 15 Wdg. 0,12 CuL

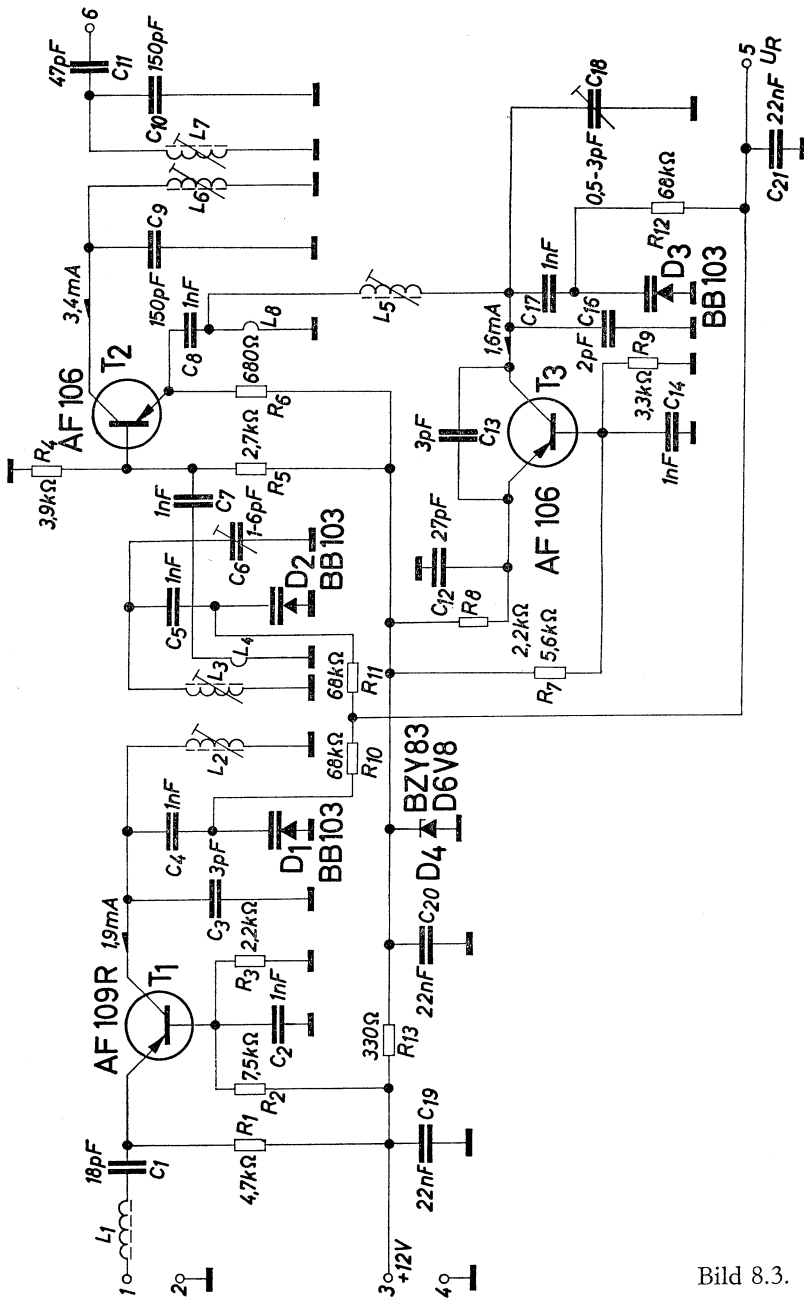
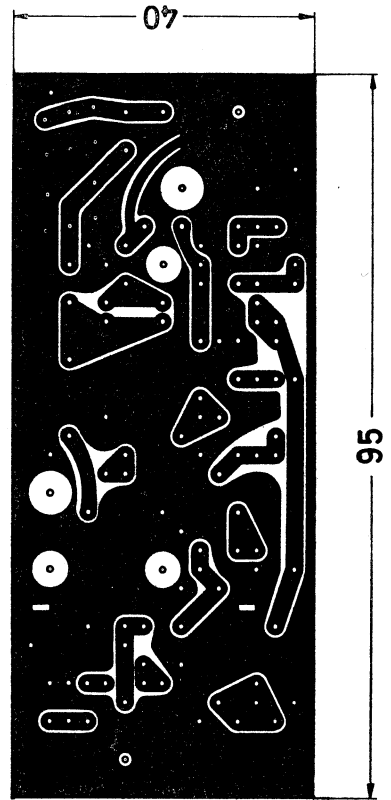
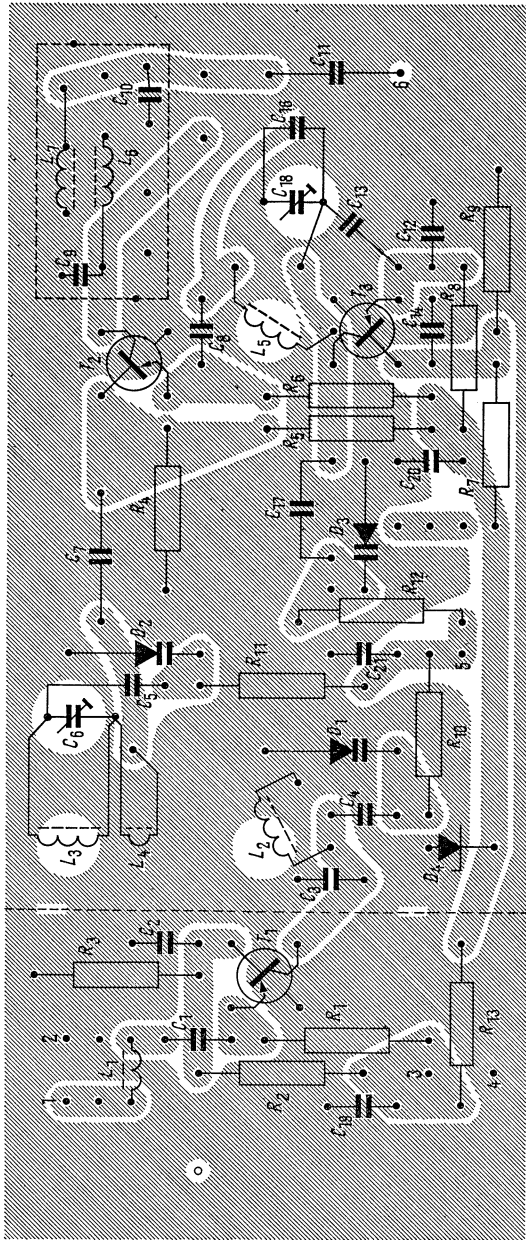


Bild 8.3.



Platine, Maßstab 1:1

Bild 8.4.

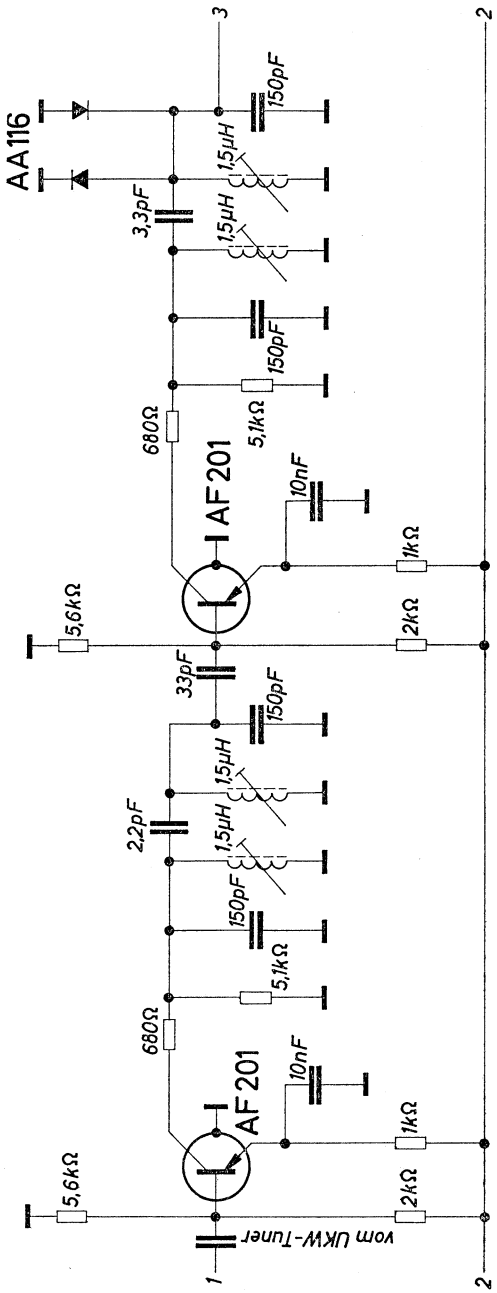
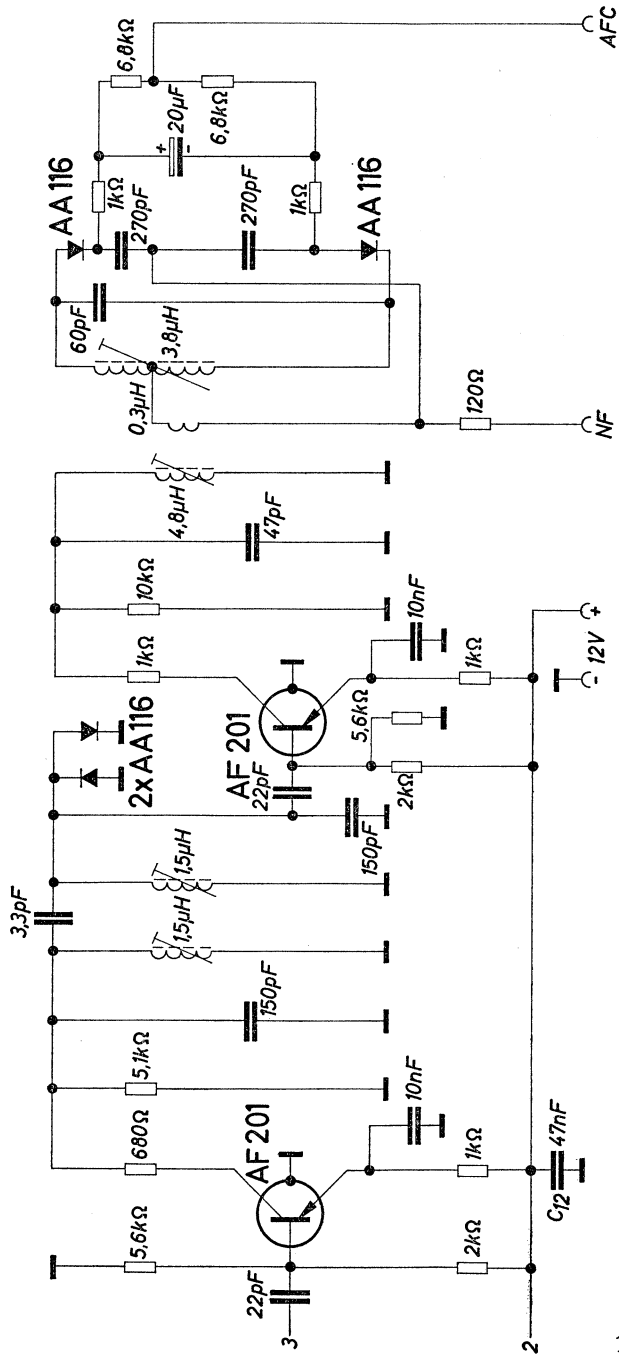


Bild 8.5.

Bild 8.5.



8.3. Hochwertiger FM-ZF-Verstärker

Das Bild 8.5. zeigt einen vierstufigen FM-ZF-Verstärker für 10,7 MHz, in dem die Transistoren AF 201 in Emitterschaltung ohne Neutralisation betrieben werden. Die Signalbegrenzung erfolgt mit je zwei antiparallelgeschalteten Dioden am Eingang der dritten und vierten Stufe. Zur Demodulation wird ein Ratiodetektor mit einem Höckerabstand von 900 kHz verwendet. Da deshalb auch bei vollem Hub nur ein kleiner Teil der Gleichrichter-Kennlinie durchgesteuert wird, ergibt sich ein sehr kleiner Klirrfaktor. Die Dimensionierung des vierstufigen Verstärkers erfolgte unter Berücksichtigung der in der Stereo-Technik gestellten speziellen Anforderungen. So wurde z. B. eine ZF-Bandbreite von 270 kHz festgelegt, um auch bei der für Stereoempfang erforderlichen NF-Bandbreite von 53 kHz noch geringe Verzerrungen zu erhalten. Die sich daraus ergebende etwas ungünstigere Nachbarkanal-Selektion wird durch ein gutes Übernahmeverhältnis ausgeglichen, das auf die guten Begrenzungseigenschaften der Schaltung zurückzuführen ist. Für das Erreichen einer guten Übersprechdämpfung, in dem an den ZF-Verstärker angeschlossenen Stereo-Decoder ist es erforderlich, daß die Phasenlaufzeit des gesamten HF-Teils (Tuner und ZF-Verstärker) innerhalb des Durchlaßbereichs möglichst linear ist. Diese Forderung wird am besten von einer glockenförmigen Gesamtdurchlaßkurve erfüllt.

Technische Daten

Betriebsspannung	12	V
Betriebsstrom	35	mA
Bandbreite	270	kHz
Gesamtverstärkung	85	dB
Grenzempfindlichkeit an 60 Ω für 30 dB Störabstand	25	μV
Störabstand für eine Eingangsspannung von 50 μV	> 48	dB
NF-Ausgangsspannung an 10 kΩ	40	mV
NF-Klirrfaktor bei 1 kHz	< 0,5	%

8.4. Stereo-Decoder mit Si-Transistoren

Der Stereo-Decoder hat die Aufgabe, das aus dem FM-Demodulator kommende Stereo-Multiplex-Signal in die den beiden Stereokanälen entsprechenden NF-Signale umzusetzen. Dabei sollen die beiden Kanäle nur ein geringes Übersprechen aufweisen, und die Übertragungen dürfen nicht durch hörbare Störspannungen beeinträchtigt werden. Die Schaltung eines solchen Decoders zeigt das Bild 8.6.

Eine Impedanzwandlerstufe am Eingang sorgt für einen Eingangswiderstand von etwa 200 k Ω , der die üblichen FM-Demodulatoren kaum belastet. Das Stereo-Multiplex-Signal (MPX-Signal) gelangt vom Emitter des Transistors dieser Stufe über die Sekundärwicklung des Übertragers Ü3 unmittelbar an den Ringmodulator am Ausgang des Decoders. Bezüglich des Pilottones wirkt die Eingangsstufe als stark gegengekoppelte Emitterstufe. Die Verstärkung dieser Stufe geht annähernd aus dem Verhältnis von Resonanzwiderstand des Kollektorkreises zum Emitterwiderstand hervor, wird also von den Streuungen der Transistorparameter nur wenig beeinflusst. Der Eingangswiderstand geht für den Pilotton nur unwesentlich zurück. Eine vorgespannte Diode (D_1) dämpft den Resonanzkreis auf gleichbleibende Amplitude, wodurch Änderungen der Eingangsspannung und damit auch des Pilottones eliminiert werden. Obwohl eine Basisschaltung in diesen Frequenzbereichen eine kleinere Verstärkung hat als eine Emitterschaltung, wurde sie für die zweite Pilottonverstärkerstufe (T_2) gewählt. Sie hat den Vorteil, daß die Verstärkung von Transistorstreuungen weitgehend unabhängig ist; denn diese wird nur durch die vom Emitterstrom abhängige Steilheit bestimmt, die bei allen in diesen Frequenzbereichen üblichen Transistoren annähernd gleich groß ist. Der Emitter dieser Stufe ist über eine sehr niederohmige Sekundärwicklung des vorangehenden Resonanzkreises angekoppelt. Durch den parallel zum Emitter liegenden Kondensator wird die Phase des Pilottones um die erforderlichen 90° gedreht. Die Basisvorspannung des Transistors wird über einen Widerstand dem Emitter des Transistors der ersten Stufe entnommen. Eine mit zwei Dioden (D_2, D_3) bestückte Verdopplerschaltung setzt die Pilottonfrequenz von 19 kHz am Kollektorkreis der zweiten Stufe auf die Hilfsträgerfrequenz von 38 kHz um. Ein folgendes RC-Glied erhöht den Wirkungsgrad der Verdopplerschaltung. Von diesem RC-Glied gelangt der Hilfsträger über den dritten Übertrager (Ü3), dessen Sekundärwicklung auf Resonanz abgestimmt ist, auf den Ringmodulator.

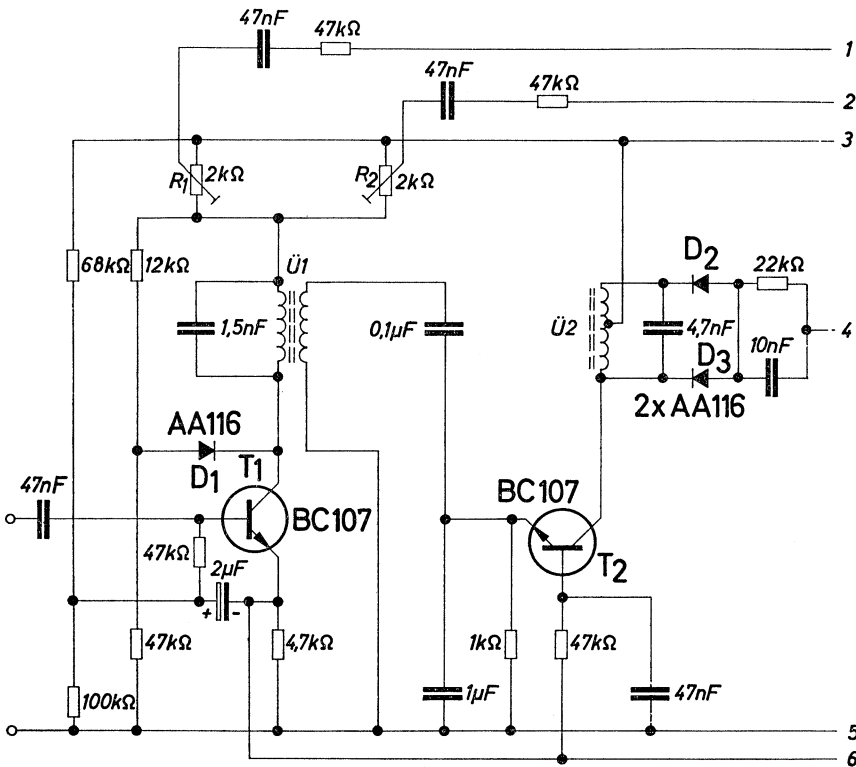


Bild 8.6.

Der Ringmodulator arbeitet als Spitzengleichrichter; die zugeführte Hilfsträgerspannung ist nur so groß, daß bei dem größten zulässigen MPX-Signal noch eine verzerrungsarme Demodulation sichergestellt ist. Dadurch wird das von der Hilfsträgeramplitude abhängige zusätzliche Rauschen auf einem optimal kleinen Wert gehalten. Eine in Durchlaßrichtung angelegte Gleichspannung erhöht den Wirkungsgrad besonders bei kleinen Signalen und schaltet außerdem bei monauralen Sendungen das HF-Signal über die Dioden durch, womit sich eine besondere Mono-Stereo-Umschaltung erübrigt.

Bei der Demodulation der Seitenbandinformation wird deren Inhalt auf einen Wert entsprechend dem Demodulationswirkungsgrad verkleinert. Da aber die Beziehung zwischen dem Summensignal und dem im Seitenband enthaltenen Differenzsignal zur Erzielung einer

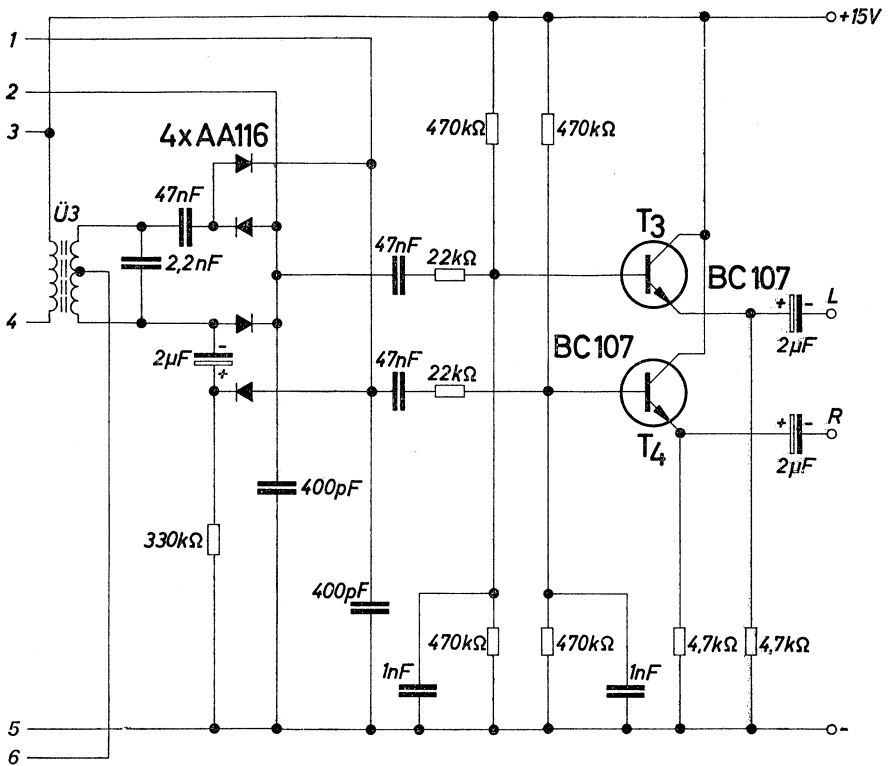


Bild 8.6.

maximalen Übersprechdämpfung erhalten bleiben muß, ist eine entsprechende Verkleinerung des Summensignals erforderlich. Deshalb wird aus den beiden Einstellreglern R_1 und R_2 im Kollektorkreis der ersten Stufe eine gegenphasige Spannung des Summensignals entnommen und — entsprechend dosiert — dem Ausgang des Ringmodulators zugeführt. Im Bereich eines konstanten Demodulationswirkungsgrades läßt sich immer ein Maximum an Übersprechdämpfung halten. Da dieser Wirkungsgrad von der Größe der Hilfsträgerspannung abhängt, ist diese möglichst konstant zu halten. Sie wird, wie schon erwähnt, durch die Begrenzerwirkung der Diode D_1 parallel zum Kollektorkreis der ersten Stufe genügend unabhängig von der am Eingang des Decoders stehenden Pilottonspannung gehalten. Deshalb darf die MPX-Eingangsspannung, zu

der die Pilottonspannung in einer festen Beziehung steht, etwa um den Faktor 10 schwanken, ohne die Übersprechdämpfung unzulässig zu ändern.

Technische Daten

Betriebsspannung	15 ± 5	V
Stromaufnahme	etwa 10	mA
Eingangsspannungsbereich (UPK-Signal)	etwa 50 bis 500	mV
Mindestwerte der Übersprechdämpfung im Bereich von		
100 Hz bis 1 kHz	>30	dB
1 kHz bis 10 kHz	>40	dB
10 kHz bis 15 kHz	>35	dB
Klirrfaktor bei einer Eingangsspannung von 500 mV		
Stereo	< 0,6	%
Mono	< 0,5	%
Überlagerungsstörungen	>45	dB
Hilfsträgerrestspannung (38 kHz)	< 5	mV
Übertragungsdämpfung		
Stereo	2	dB
Mono	3,5	dB
Eingangswiderstand	200 k Ω , parallel zu 15 pF	
Ausgangswiderstand mit Impedanzwandler	100 Ω , in Reihe mit 2 μ F	
Kleinster zulässiger Lastwiderstand ohne Impedanzwandler		
	200	k Ω

8.5. Vollelektronischer VHF-Tuner

In unserem vorjährigen Heft wurde ein VHF-Tuner mit Diodenabstimmung ausführlich beschrieben. In diesem Tuner erfolgte die Umschaltung von Band I auf Band III noch mechanisch. Das Bild 8.7. zeigt die Schaltung eines VHF-Tuners, bei dem zur Abstimmung wieder die Kapazitätsdioden BA 138 verwendet werden, bei dem

aber auch die Umschaltung elektronisch erfolgt. Es werden dafür die für VHF-Umschaltung speziell entwickelten Schalterdioden BA 136 verwendet, die die bei hohen Frequenzen erforderlichen geringen Induktivitäten aufweisen.

Besonders wichtig ist bei dieser Diode ferner ein kleiner Widerstand in Durchlaßrichtung. Wenn die Diode im Vorkreis liegt, beeinflussen die an diesem Widerstand auftretenden HF-Verluste das Rausch-Signalverhältnis. Die Diode BA 136 hat nur einen Durchlaßwiderstand von der Größenordnung 1Ω , weshalb sie für die Umschaltung der in Fernseh-Tunern mit Abstimmioden üblichen hochohmigen HF-Kreise sehr gut geeignet ist.

Mit diesen Dioden kann deshalb ein vollelektronischer VHF-Tuner aufgebaut werden, der keine merkbaren elektrischen Nachteile gegenüber einem mechanisch umgeschalteten Tuner hat. Man gewinnt jedoch mit der vollelektronischen Lösung viele Vorteile, wie Freizügigkeit der Lage der Schaltstellen, Unabhängigkeit von Schaltebelen und Gestänge, einfache Fernbedienung und hohe Schaltsicherheit.

Da in netzbetriebenen Geräten der Stromverbrauch keine so große Rolle spielt, kann der Betriebsstrom für die Schalterdioden entsprechend den Anforderungen der Schaltung festgelegt werden. Es ist dabei allerdings zu berücksichtigen, daß das Rauschen der Dioden mit zunehmendem Strom steigt. In der vorliegenden Schaltung hat sich für die im Zwischenbandfilter und den Oszillatorkreisen verwendeten Dioden ein Strom von 6 mA als günstig erwiesen, während für den Eingangskreis ein etwas höherer Strom von etwa 8 mA besser war. Wichtig für die Dimensionierung der Kreise für Band I ist die Tatsache, daß auch diese Dioden eine stark spannungsabhängige Kapazität haben. Damit im gesperrten Zustand diese Kapazität klein ist, soll die Diode mit einer möglichst großen Sperrspannung betrieben werden. Bei einer Sperrspannung von 30 V hat die Kapazität einen Wert von weniger als 2 pF, der in den Kreis transformiert wird. Diese Vorspannung der Dioden kann von der stabilisierten Versorgungsspannung für die Abstimmioden über einen hohen Widerstand von z. B. 100 k Ω abgenommen werden. Wegen des hohen Vorwiderstandes vor den Schalterdioden ist die Belastung gering. Die Umschaltung auf Band III erfolgt mit einer niederohmigen Schaltspannung von +12 V. Da die Sperrspannung über einen hohen Serienwiderstand angeschlossen ist, ist eine Abtrennung dieser Spannung dabei nicht erforderlich.

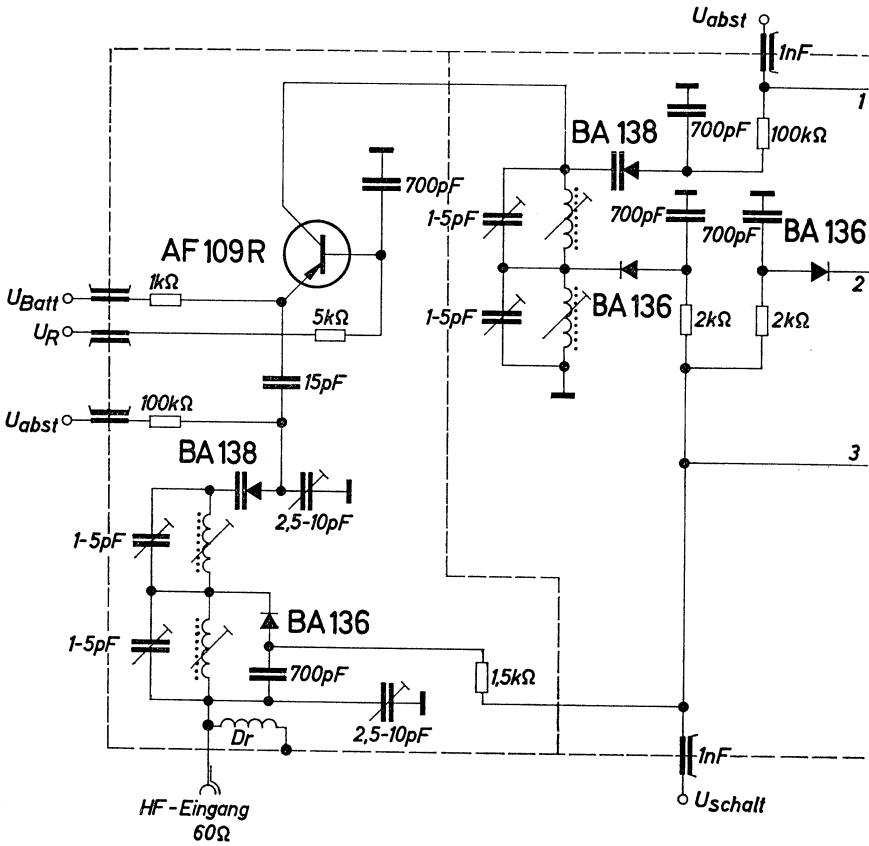


Bild 8.7.

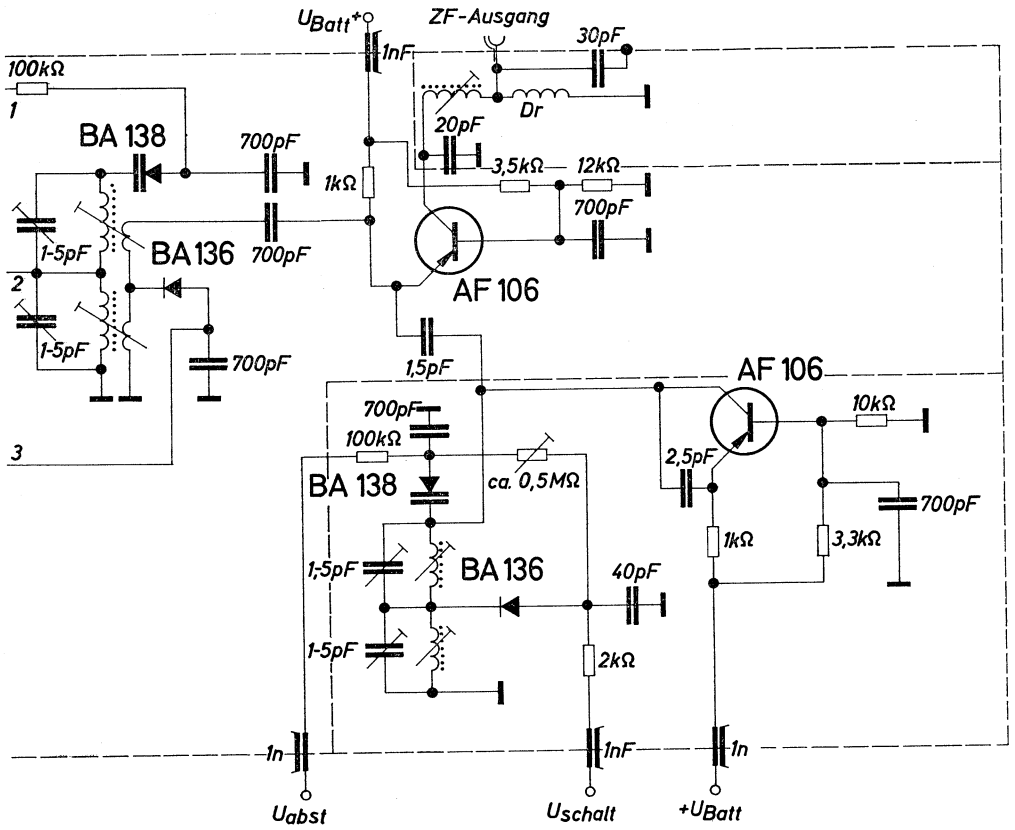


Bild 8.7.

Am Eingang des VHF-Tuners wird ein durchstimmbarer Vorkreis verwendet. Es wurde eine π -Schaltung gewählt, weil diese den durch die Verwendung von Schalterdioden gegebenen Erfordernissen am besten entspricht. Außerdem kann dabei die Bereichumschaltung im Eingang mit einer einzigen Schalterdiode erfolgen. Die Verwendung dieser einfachen Schaltung erfordert allerdings einen Kompromiß bzgl. Selektion und Bandbreitenforderung.

Das π -Glied ist über einen Kondensator von 15 pF an den Vorstufen-Transistor AF 109 R angekoppelt. Die Regelspannung, die an die Basis dieses Transistors geführt wird, ist so auszulegen, daß im nicht abgeregelten Zustand ein Emitterstrom von etwa 2,3 mA fließt. Die Vorstufe des Tuners ist von der Mischstufe durch eine Kammerwand getrennt, damit eine Einstreuung der Oszillatorspannung vermieden wird.

In der Kammer für die Mischstufe befindet sich das Zwischenbandfilter, das mit Hilfe von zwei Schalterdioden auf den jeweiligen Bereich umgeschaltet wird. Eine dritte Schalterdiode schließt bei Empfang im Band III einen Teil der Ankoppelwicklung zum Mischer kurz und verhindert damit Verluste an Oszillator- und Empfangsspannung. Als Misch-Transistor wird ein Mesa-Transistor AF 106 in Basisschaltung verwendet. Sein Arbeitspunktstrom soll bei etwa 2 mA liegen.

Auch im Oszillatorkreis wird ein Transistor AF 106 in Basisschaltung verwendet. Die hier gewählte Schaltung unterscheidet sich von den üblichen Ausführungen lediglich durch die Anwendung einer elektrischen Verkürzung der Oszillatorvariation im Band I. Sie wird erreicht durch eine nochmalige Zuführung der Abstimmspannung von -30 V, die bei Band-I-Betrieb auch an der gesperrten Schalterdiode liegt, über 0,5 M Ω an die Abstimm-diode des Oszillators. Beim Umschalten auf Band III liegt an der in Durchlaßrichtung geschalteten Diode BA 136 eine geringe positive Spannung, die über 0,5 M Ω die eigentliche Abstimmspannung kaum beeinflusst.

Die Bilder 8.8. und 8.9. zeigen die Leistungsverstärkung, die Eingangsreflexion und die Rauschzahl im Band I bzw. im Band III.

Technische Daten

Betriebsspannung	12	V
Abstimmspannung	-3 bis 30	V
Schaltspannung	-30 und 12	V
Leistungsverstärkung	20 bis 26	dB
Rauschzahl	4 bis 6	

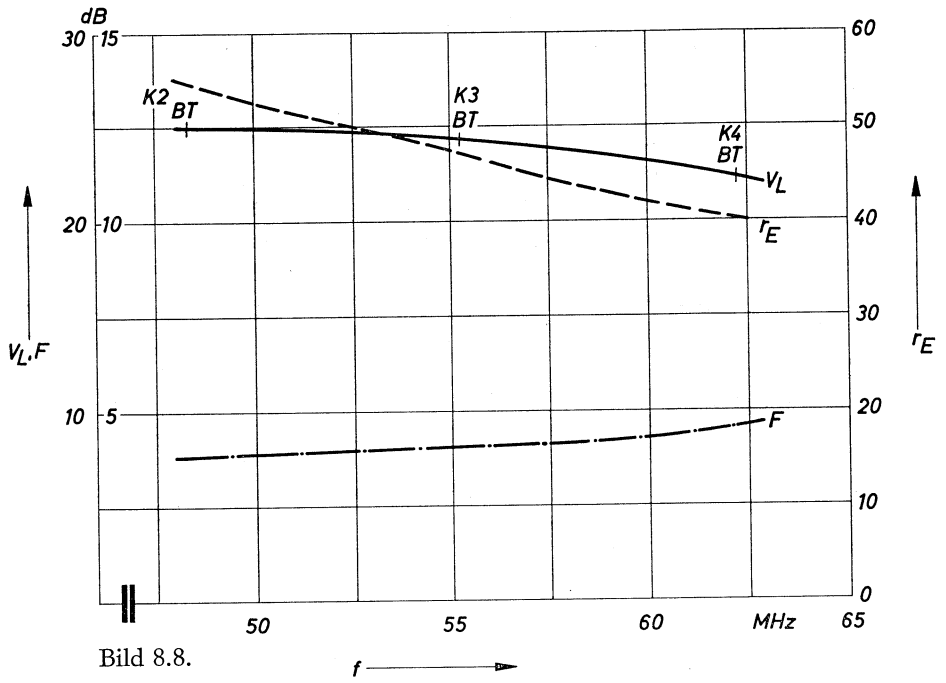


Bild 8.8.

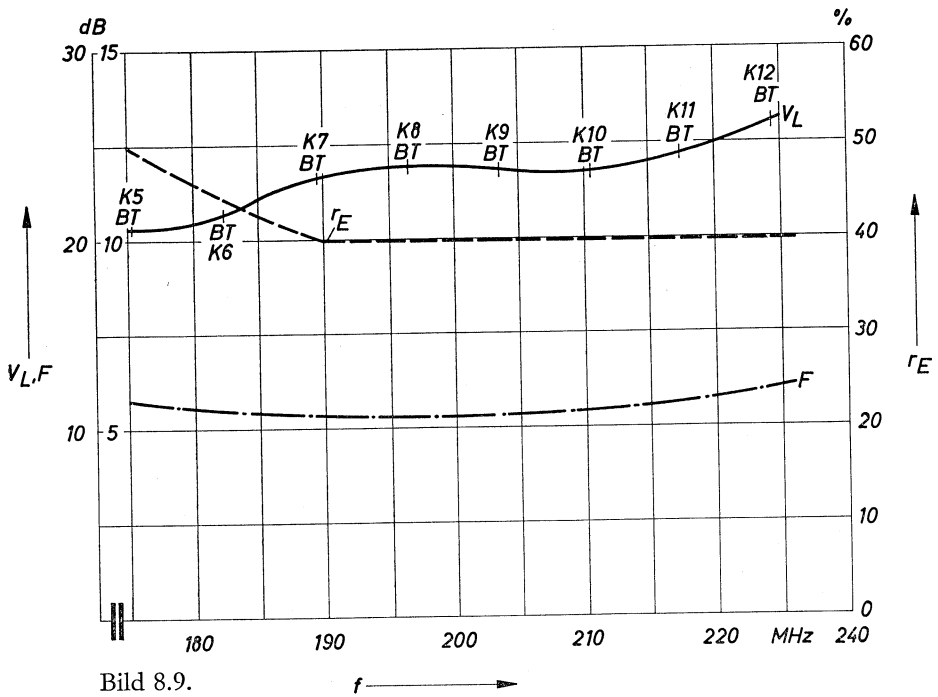


Bild 8.9.

8.6. Farbvideoschaltung nach dem RGB-Konzept

Während in Farbvideoschaltungen nach dem Farbdifferenz-Konzept die Farbinformation (R-Y), (G-Y) und (B-Y) von der Helligkeitsinformation Y getrennt verstärkt werden, werden beim sogenannten RGB-Konzept die Farbinformationen mit der Helligkeitsinformation gemeinsam verstärkt. Die Aussteuerung der Farbbildröhre erfolgt an den jeweiligen Kathoden der drei Strahlungssysteme.

Dazu müssen in einer Matrix-Schaltung aus den vom Sender ausgestrahlten Informationen Y, (R-Y) und (B-Y) die ursprünglichen Grundfarbauszüge R, G und B (Rot-Grün- und Blaufarbauszugssignal) zurückgewonnen werden. Grundsätzlich könnte diese Matrixschaltung passiv sein, d. h. nur aus entsprechend dimensionierten Widerstandsnetzwerken bestehen. Eine genau arbeitende, verkopplungsfreie passive Matrixschaltung verursacht eine starke Abschwächung der Signalamplitude, weshalb in dem Beispiel nach Bild 8.10. eine aktive Matrixschaltung verwendet wird. Diese zeichnet sich durch gute Stabilitätseigenschaften, äußerst geringe gegenseitige Verkopplung, unkomplizierten Abgleich und niedrige Ausgangsimpedanz aus. Sie arbeitet nach dem aus der Analogrechentechnik bekannten Prinzip des Addiererverstärkers und ist mit drei Transistoren BC 108 bestückt. Die hohe Stromverstärkung dieser Transistoren ist in der Schaltung von besonderem Vorteil, weil dadurch die Größe der Ausgangs-Gleichspannung praktisch unabhängig von der Betriebstemperatur wird.

Die in der Matrix-Schaltung gewonnenen Signale R, G und B werden in drei Video-Endstufen mit den Transistoren BF 179 B verstärkt. Diese Transistoren weisen neben einer hohen Spannungsfestigkeit eine besondere Widerstandsfähigkeit gegen Bildröhrenblitzen auf. Die effektive Videoaussteuerspannung (BA-Signal) beträgt 105 V. Damit kann in jedem Fall der gewünschte Gesamt-Strahlspitzenstrom der Farbbildröhre erreicht werden. Einem BA-Signal von 105 V entspricht ein Spitzen-zu-Spitzen-Videosignal, einschließlich Synchronimpuls, von $105 \cdot 1,38 = 145$ V (BAS-Signal). Der Synchronimpuls beträgt dann 40 V. Da die Bildröhre am Gitter 2 oder am Gitter 1 während der Rücklaufzeit mit Austastimpulsen gesperrt ist, muß der Synchronimpuls im Videoverstärker nicht unbedingt linear übertragen werden. Legt man eine zulässige Synchronimpulsstauchung von 50% zugrunde, dann erhält man ein BAS-Signal von 125 V, für den der Verstärker nach Bild 8.10. ausgelegt ist.

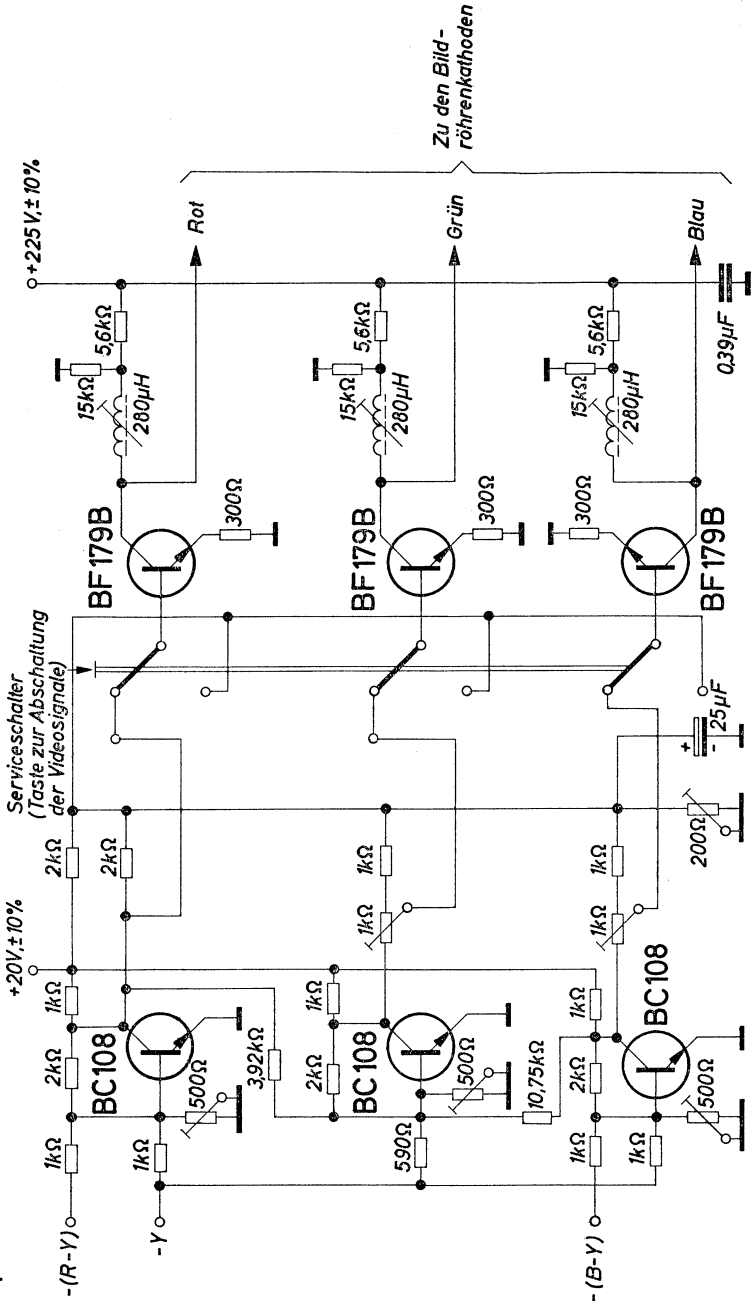


Bild 8.10.

Weißpunkteinstellung: Zur Einstellung des Videoverstärkers gemeinsam mit der Farbbildröhre auf die korrekte Wiedergabe eines Schwarz-Weiß-Signals über die gesamte wiederzugebende Grauskala, wurden zwischen die Matrixschaltung und die Videoendverstärker Videoreglerschaltungen eingebaut. Mittels eines Spannungsteilers wird am gemeinsamen Punkt der drei Querzweige ein Potential eingestellt, welches dem Schwarzwertpotential an der Kollektorseite der drei Matrixverstärker entspricht. Dadurch wurde erreicht, daß die drei Querzweige für das Schwarzwertpotential stromlos sind und eine Änderung der Potentiometereinstellung bzw. Videosignale keine Verschiebung des Schwarzwertes verursacht. Weiter wurden drei miteinander gekoppelte Schalter angeordnet, mittels welcher für den Sperrpunktabgleich die Videosignale ohne Verschiebung des Schwarzwertes abgeschaltet werden können.

Der Abgleich der Farbbildröhre kann nun so erfolgen, daß man zunächst bei abgeschalteten Videosignalen mittels der U_{E2} -Spannungen an der Bildröhre die drei Bildröhrenkennlinien auf den gleichen Sperrpunkt bringt (Kompensation der Sperrspannungsstreuungen) und nach Umschalten des Schalters durch Einstellung der Videosignale G und B in Bezug auf R (bei konstantem Schwarzwert) die Streuungen der Leuchtstoffwirkungsgrade kompensiert.

Die Signalamplitude des R-Signals wurde festgelegt, um jederzeit auf den höchsten möglichen Bildröhrenstrahlstrom zu kommen.

Diese Art des Weißpunktabgleiches ist sehr einfach und servicegerecht. Die Endstufen-Transistoren müssen mit einem aufgesteckten Kühlblech oder Kühlstern von $R_{thK} \leq 15 \text{ grad/W}$ betrieben werden.

Technische Daten

Betriebsspannung	225 V und 20 V ($\pm 10\%$)
BA-Signal	105 V

Anschriften unserer Geschäftsstellen

Bundesgebiet einschließlich West-Berlin

ZN = Zweigniederlassung
 TB = Technisches Büro
 IB = Ingenieurbüro

Ort	Büro	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
1000 Berlin 11	ZN	Schöneberger Str. 2-4	18 00 21	1 83766
2800 Bremen 1	ZN	Contrescarpe 72	36 41	2 45451
4500 Osnabrück	TB	Möserstr. 26	3 28 47	9 4827
2940 Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	2 61 87	2 53305
4450 Lingen	IB	Lindenstr. 4	41 01	9 8870
4600 Dortmund 1	ZN	Märkische Str. 8-14	54 81	8 22312
4700 Hamm 1	TB	Luisenstr. 5	2 68 41	8 28834
4400 Münster 1	TB	Herwarthstr. 6-8	49 31	8 92828
5770 Arnsberg	IB	Hellefelder Str. 29	20 56/59	8 42816
4000 Düsseldorf 1	ZN	Oststr. 34	3 55 21	8 582665
5600 Wuppertal-Elberf.	TB	Hofkamp 106-108	49 71	8 512853
4050 Mönchengladbach	IB	Aachener Str. 232	2 18 75	8 52749
4300 Essen 1	ZN	Kruppstr. 16	2 01 31	8 57437
4100 Duisburg 1	TB	Düsseldorfer Str. 50	2 81 91	8 55843
6000 Frankfurt 1	ZN	Gutleutstr. 31	26 21	4 13941
6100 Darmstadt 1	TB	Bleichstraße 19	7 30 43	4 189246
6400 Fulda	IB	Ohmstr. 24	30 10, 26 69	4 9810
3500 Kassel 1	TB	Bürgermeister-Brunner-Str. 15	1 92 81	9 92359
6500 Mainz 1	TB	Flachsmarktstr. 13-17	39 21	4 187765
6330 Wetzlar 1	TB	Karl-Kellner-Ring 19-21	7 11	4 83845
2000 Hamburg 1	ZN	Lindenplatz 2	24 82 11	2 11891
2300 Kiel 1	TB	Holstenbrücke 26/28	5 11 01	2 92814
2400 Lübeck	IB	Breite Str. 52/54	7 19 21	2 6728
2390 Flensburg	IB	Neustadt 10	73 69	2 2745
3000 Hannover 1	ZN	Am Maschpark 1	19 91	9 22333
4800 Bielefeld 2	TB	Kavalleriestr. 26	5 71	9 32805
3300 Braunschweig 1	TB	Fallersleber Str. 6-8	47 51	9 52820
3380 Goslar 1	TB	Am Markt 5	2 40 54/59, 2 39 31/33	9 53832
3321 Salzgitter- Watenstedt	IB	Hauptstraße 62	2 52 73	9 522460
5000 Köln 1	ZN	Friesenplatz 8-14	5 72 21	8 881470
5100 Aachen	TB	Kurbrunnenstr. 14-20	45 11	8 32866
5300 Bonn	TB	Mülheimer Platz 1	3 09 61	8 86655
5400 Koblenz	TB	Frankenstraße 21	26 81	8 62831
5900 Siegen	TB	Sandstr. 42-48	2 78 91	8 72635
6800 Mannheim 1	ZN	N 7.18	29 61	4 62261
7800 Freiburg 1	TB	Habsburger Str. 132	21 21	7 72842
7500 Karlsruhe 1	TB	Bahnhofstr. 5	89 71	7 82831
7750 Konstanz	IB	Hussenstr. 6	53 81/83	7 33209
7600 Offenburg	IB	Heinrich-Hertz-Str. 2	50 61	7 52886
8000 München 3	ZN	Prannerstr. 8	22 89 61	5 23224
8900 Augsburg 2	TB	Hübnerstr. 3	3 25 21	5 3821
8960 Kempten 2	IB	Salzstr. 27	36 22	5 4827
8500 Nürnberg 2	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	2 01 61	6 22251
8750 Aschaffenburg	IB	Ludwigstr. 17	2 12 19	4 188839
8580 Bayreuth 2	TB	Bahnhofstr. 4 b	70 71	6 42889
8630 Coburg	IB	Casimirstr. 6	7 91	6 63212
8670 Hof (Saale) 3	IB	Theresienstr. 13	49 51	6 43865
8720 Schweinfurt 2	IB	Luitpoldstr. 6	27 53	6 73207
8400 Regensburg 2	IB	Maximilianstr. 29	5 70 61	6 5807
8700 Würzburg 1	TB	Theaterstr. 25	5 08 50	6 8844
6600 Saarbrücken 3	ZN	Martin-Luther-Straße 25	20 81	4 421431
6750 Kaiserslautern 2	IB	Pariser Str. 23	75 31	4 5832
5500 Trier	IB	Deutscherrenstraße 38-44	4 80 11	4 7815
7000 Stuttgart 1	ZN	Geschw.-Scholl-Str. 24	29 97 61	7 23941
7100 Heilbronn 1	IB	Schaeuffelenstr. 15	8 67 46	7 28714
7980 Ravensburg 1	IB	Gartenstr. 16	48 11	7 32915
7410 Reutlingen- Pfullingen	IB	Daimlerstr. 23	8 92 41	7 29723
7900 Ulm 1	TB	Frauenstr. 11	6 12 41	7 12826

