



Schaltungen mit Halbleiterbauelementen

Band 4: Beispiele mit
Transistoren und integrierten Schaltungen



Schaltungen mit Halbleiterbauelementen

Band 4:
Beispiele mit Transistoren
und integrierten Schaltungen

Von Erich Gelder und Walter Hirschmann

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Herausgeber und Verlag: Siemens Aktiengesellschaft, Berlin · München

© 1970 by Siemens Aktiengesellschaft, Berlin · München

Alle Rechte vorbehalten, auch die des auszugsweisen Nachdruckes, der fotomechanischen Wiedergabe und der Übersetzung sowie der Bearbeitung für Ton- und Bildträger, für Film, Funk und Fernsehen, für den Gebrauch in Lerngeräten jeder Art.

Printed in Germany

Vorwort

In den ersten drei Bänden „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen“ wurden fast ausschließlich Beispiele mit Einzel-Halbleiterbauelementen – auch diskrete Bauelemente genannt – beschrieben.

Inzwischen ist die Technik weiter fortgeschritten, und neben diesen Einzelbauelementen – wie Transistoren, Dioden, Heißleitern, Fotobauelementen – werden auch sogenannte integrierte Halbleiterschaltungen angeboten. Man versteht darunter Schaltungen, die die Funktionen mehrerer einzelner Bauelemente, wie vorwiegend Transistoren, Dioden und Widerstände, in einer einzigen Einheit vereinen, welche in einem Arbeitsprozeß hergestellt wird.

Diese Tendenz integrierte Halbleiterschaltungen anzuwenden, wird in diesem Band dadurch unterstützt, daß eine Anzahl verschiedenartigster Anwendungsmöglichkeiten aufgezeigt wird. Insgesamt enthält das Buch etwa 120 Beispiele, die übersichtlich in 8 Gruppen zusammengefaßt sind. Jedem Beispiel ist eine kurze, leicht verständliche Beschreibung zugeordnet, die dem Entwickler die Anpassung der Schaltungen an sein spezielles Problem erleichtert.

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

Allen Mitarbeitern aus den Anwendungslaboratorien, die mit ihren Arbeiten zum Gelingen des Buches beigetragen haben, sei an dieser Stelle besonders gedankt.

München, im November 1970

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
Bereich Bauelemente

Inhalt

1. Einführung	11
Bestimmung der maximalen Ausgangsleistung bei seriengespeisten Gegentaktendstufen	12
Dimensionierung von eisenlosen Endstufen	14
Paarung	16
Klirrfaktor-Ermittlung bei Kennlinienkrümmung	17
Störschwingungen bei Einsatz höherfrequenter NF-Transistoren	21
2. Niederfrequenz-Verstärker	24
2.1. Rauscharmer NF-Vorverstärker	25
2.2. Vorstufe mit Klangregler	26
2.3. Vorstufe mit hohem Eingangswiderstand	28
2.4. Vorverstärker für magnetischen Tonabnehmer	29
2.5. Vorverstärker von hohem Eingangswiderstand mit integrierter Halbleiterschaltung TAA 151	30
2.6. Entzerrer-Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer mit TAA 151	32
2.7. Transistormischpult	33
2.8. Wechselsprechanlage	36
2.9. NF-Verstärker für Sprachübertragung 6 V, 400 mW	39
2.10. NF-Verstärker 7,5 V, 600 mW für stark schwankende Betriebsspannung	39
2.11. NF-Verstärker 9 V, 1,1 W mit Pluspol an Masse	41
2.12. NF-Verstärker für unterschiedliche Ausgangsleistungen	42
2.13. NF-Verstärker 9 V, 2 W	52
2.14. NF-Verstärker mit Silizium-Transistoren	54
2.15. NF-Verstärker 12 V, 1,6 W mit Silizium-Transistoren	62
2.16. NF-Verstärker 12 V, 3 W mit TAA 151	64
2.17. NF-Verstärker 14 V, 4 W	65
2.18. NF-Verstärker 18 V, 8 W	69
2.19. HiFi-Verstärker 33V, 12 W	70
2.20. NF-Verstärker 30 V, 20 W ohne komplementäre Transistoren	72
2.21. NF-Verstärker 100 V, 1,5 W	74
2.22. HiFi-Verstärker 30 V, 20 W mit komplementären Treibertransistoren	76
2.23. HiFi-Verstärker 54 V, 54 W	79

3. Zehacker und Oszillatoren	83
3.1. Spannungswandler 1,5/120 V, 10 mW	83
3.2. Spannungswandler 6/12 V, 25 W	84
3.3. Elektronenblitzgerät	86
3.4. Steuerteil für frequenzkonstante Gegentaktzerhacker	88
3.5. Zerhacker mit einstellbarer Frequenz	89
3.6. Sinusgenerator 12/115 V, 24 W	91
3.7. Sinusgenerator 24/110 V, 30 W	92
3.8. Gegentaktzerhacker 24/220 V, 100 W	94
3.9. Leistungszerhacker 125 bis 160 W	95
4. Multivibratoren und Verzögerungsschaltungen	97
4.1. Taktgeber für Scheibenwischer in Kraftfahrzeugen	97
4.2. Vollelektronischer Richtungsblinker	99
4.3. Impulsgeber für 12 V-Blinker	101
4.4. Elektronisches Metronom	102
4.5. Schmitt-Trigger mit TAA 151	103
4.6. Anzugsverzögerung bis 300 s	106
4.7. Astabiler Multivibrator mit TAA 151	108
4.8. Getriggter monostabiler Multivibrator mit TAA 151	109
4.9. Monostabiler Multivibrator mit TAA 151	110
5. Schaltungen für Steuerung und Regelung	112
5.1. Temperaturregler für 150 bis 300 °C	114
5.2. Temperaturregler für 160 bis 185 °C	115
5.3. Elektronischer Thermostat für Flüssigkeiten	116
5.4. Temperaturregler für Flüssigkeiten	118
5.5. Temperaturregler für elektrische Heizungen	120
5.6. Temperaturregler mit Schwellwertverstärker	124
5.7. Temperaturregler mit Differenzverstärker	126
5.8. Temperaturschalter	127
5.9. Niveau- und Temperaturüberwachung von Flüssigkeiten	128
5.10. Niveauregelung für Wasserbehälter	128
5.11. Optische Feuerschutzanlage	136
5.12. Dämmerungsschalter mit Flammenüberwachung	138
5.13. Wechsellichtschranken mit Lumineszenzdiode	142
5.14. Empfindlicher Schaltverstärker	147
5.15. Wechselstrom-Schaltverstärker	148
5.16. Schaltverstärker für akustische Signale	150
5.17. Gleichspannungsverstärker	150
5.18. Steuerschaltung für automatischen Diaprojektor	153
5.19. Elektronische Drehzahlüberwachung	154

5.20.	Drehzahlsteuerung von Kleinmotoren	155
5.21.	Motorsteuerung für Links- und Rechtslauf	157
5.22.	Nachlaufsteuerung	158
5.23.	Drehzahlabhängige Steuerschaltung	160
5.24.	Induktive Steuerschaltung	162
5.25.	Differenzverstärker mit TAA 151	164
5.26.	Lichtgesteuerter Schwellwertschalter mit TAA 151	165
5.27.	Schwellwertschalter mit TAA 151	167
5.28.	Leistungsschalter für induktive Lasten	167
5.29.	Kontaktloser Impulsverteiler mit Hallgenerator	169
5.30.	Magnetempfindlicher Schaltverstärker mit Hallgenerator	172
6.	Geregelte Netzgeräte	174
6.1.	Spannungskonstantgerät 22 V, 150 mA	175
6.2.	Netzgerät mit Spannungs- und Stromregelung	175
6.3.	Spannungskonstantgerät 0 bis 3 V, 1 A	177
6.4.	Lichtgesteuertes Ladegerät	177
6.5.	Spannungskonstantgerät 30 V, 0,5 A	180
6.6.	Spannungskonstantgeräte 20 V, 1 A	182
6.7.	Stromkonstantgerät 0 bis 5 A, 7 V	186
6.8.	Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 6 V, 50 mW	187
6.9.	Transformatorloses Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung	189
6.10.	Netzgerät mit Kondensatorumladung	191
6.11.	Regelbares Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung 8 bis 65 V, 0,7 A	193
6.12.	Elektronische Sicherung für 20 A	198
6.13.	Bipolare Überstromsicherung für 60 V	199
6.14.	Bipolare Überstromsicherung für 220 V	201
7.	Hochfrequenz- und Rundfunkschaltungen	203
7.1.	Rauscharmer UHF-Antennenverstärker	204
7.2.	Dreistufiger UHF-Antennenverstärker	207
7.3.	Mittelwellenempfänger mit Silizium-Transistoren	211
7.4.	Miniatur-Mittelwellenempfänger	214
7.5.	Mittelwellen-ZF-Verstärker mit TAA 151	217
7.6.	Mittelwellen-ZF-Endstufe und NF-Verstärker mit TAA 151	217
7.7.	Bandbreitenregelung bei Mittelwellenempfang mit Kapazitätsdioden	217
7.8.	UKW-Dioden-Tuner mit Silizium-Transistoren	223
7.9.	UKW-ZF-Verstärker mit Silizium-Transistoren	228
7.10.	Nichtneutralisierter Fernseh-ZF-Verstärker mit Germanium- und Silizium-Transistoren von hoher Ausgangsleistung	231

7.11. ZF-Verstärker für Farbfernseheempfänger	233
7.12. VHF-Vorstufe mit selektivem Eingangskreis	237
7.13. Farbdifferenz-Videoverstärker	241
7.14. Luminanzverstärker	243
7.15. Chroma- und Burstverstärker	245
7.16. PAL-Umschalter.....	248
7.17. Horizontal- und Vertikal-Konvergenzschaltung	251
7.18. Phasenvergleichsschaltung mit NAND-Verknüpfung FLH 101 ...	256
7.19. Horizontalablenkung nach dem Pumptransistor-Prinzip	258
8. Anwendungsbeispiele	
für integrierte Halbleiterschaltungen der Serie FL 100	263
8.1. Monostabile Kippschaltung	264
8.2. Symmetrischer astabiler Multivibrator	266
8.3. Asymmetrischer astabiler Multivibrator	268
8.4. Schmitt-Trigger	269
8.5. Schaltung zur Impulsverzögerung	271
8.6. Frequenzvervielfachung	273
8.7. Synchroner dekadischer Vorwärtzähler für einfache Decodierschaltung	275
8.8. Einstellbares Zeitglied für 100 min.	276
8.9. Schieberegister	277
8.10. Vorwählbarer Umkehrzähler	283
Stichwortverzeichnis	286

1. Einführung

Das Buch behandelt in den anschließenden Kapiteln u. a. eisenlose NF-Verstärker, die z. T. mit komplementärsymmetrischer Endstufe PNP/NPN aufgebaut sind. Es erscheint angebracht, einige wichtige Gegebenheiten dieser Endstufen voranzustellen.

Bestimmend für die Aussteuerung der Endstufentransistoren ist die Treiberstufe. Um möglichst die volle Betriebsspannung zur Verfügung zu haben, müssen Restspannung des Treibertransistors und Gleichspannungsabfall am Emitterwiderstand des Treibers klein sein. Ist der Endstufentransistor T_1 (Bild 1.1) durchgesteuert, so fließt der maximale Basisstrom; d. h. am Kollektorwiderstand des Treibers tritt eine bestimmte, vom Höchstwert des Basiswechselstromes abhängige Spitzenspannung auf. Der Wert dieser Spannung liegt über dem Wert der Versorgungsspannung. Man schließt deshalb den Treiber an eine entsprechend höhere Betriebsspannung an, oder man gewinnt (wie in einigen Schaltungen des Kapitels 2) die zusätzliche Versorgungsspannung durch „Überlagerung“ der Ausgangsspannung; der Kollektorwiderstand des Treibers wird dabei nicht unmittelbar an den Minuspol, sondern an den Ausgangswiderstand gelegt.

Im Gegensatz zu NF-Verstärkern mit *parallelgespeisten* Endstufen (z. B. Endstufen mit Übertrager) steht in Verstärkern mit eisenlosen Endstufen in seriengespeisten Gegentaktschaltungen jedem der beiden Endstufentransistoren nur die halbe Betriebsspannung zur Verfügung. Daher ergeben sich bei gleicher Ausgangsleistung doppelt so große Kollektorströme und damit mindestens doppelt so große Basisströme. Deshalb muß auch der für die Aussteuerung erforderliche Treiberstrom den doppelten Wert aufweisen. Bei Übertragerankopplung des Treibers würde sich eine wesentlich günstigere Leistungsanpassung und damit ein verhältnismäßig kleiner Wert für den Treiberstrom ergeben. Wo also sehr geringer Stromverbrauch gefordert ist, wird man zweckmäßig Übertragerankopplung verwenden.

Im Unterschied zu einer Gegentakt-B-Endstufe mit Ausgangsübertrager kann bei eisenloser Technik die Betriebsspannung genau so groß gewählt werden, wie die maximal zulässige Kollektorspannung der Transistoren. Dies bedeutet, daß bei gleichen Transistorsperrspannungen die Betriebsspannung doppelt so groß sein darf, wie bei übertragergekoppelten Stufen.

Durch die Emitterwiderstände der Endstufentransistoren geht zwar etwas Leistung verloren; für das Erreichen der thermischen Stabilität kann aber auf

diese Widerstände meist nicht verzichtet werden. Außerdem ergeben sich zusammen mit dem Lastwiderstand eine Linearisierung der Transistor-Kennlinien und ein gewisser Schutz bei Überlastungen bzw. Kurzschlüssen.

Bild 1.1 zeigt die Endstufenschaltung in vereinfachter Darstellung. Die Speisenspannungsquelle U_B liegt zwischen dem Kollektor des Transistors T_1 und dem Kollektor des Transistors T_2 . Der Ausgangskondensator C_L wird während der einen Halbwelle, bei der Transistor T_2 durchgesteuert ist, von dem Strom i_1 aufgeladen. Während der Aussteuerung von T_1 liefert die gespeicherte Energie im Kondensator C_L allein den Strom i_2 . Die Kapazität des Kondensators C_L muß also groß genug gewählt werden, daß auch bei niedrigen Frequenzen noch keine allzugroße Änderung der Lade- und Entladespannung auftritt. Dies würde sonst zu merklichen linearen Verzerrungen, d.h. Amplitudenverlusten des Ausgangssignals bei tiefen Frequenzen, führen.

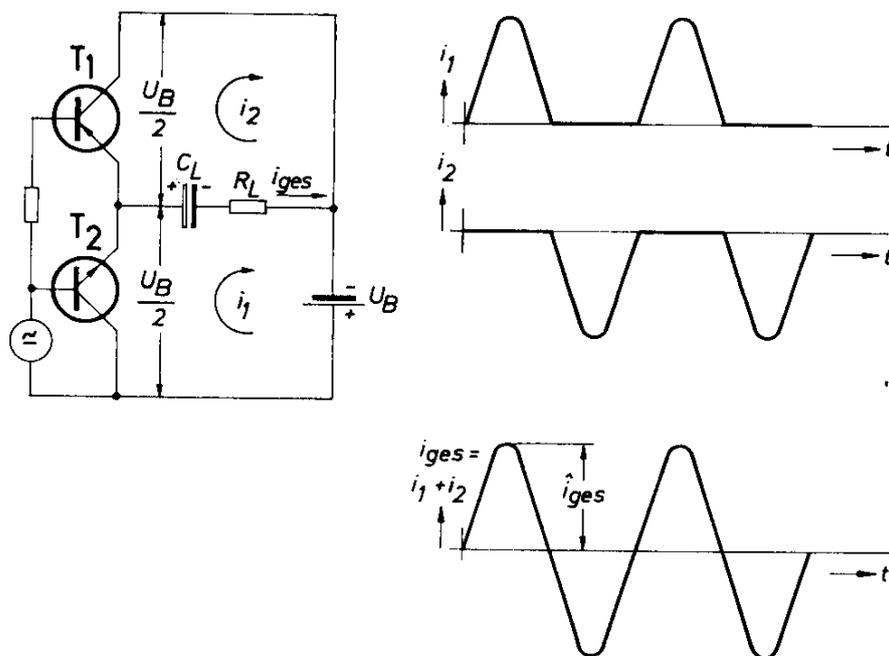


Bild 1.1 Prinzip der Gegentaktendstufe

Bestimmung der maximalen Ausgangsleistung bei seriengespeisten Gegentaktendstufen

Bei NF-Verstärkern mit eisenloser Endstufe entfällt die sonst durch den Ausgangsübertrager gegebene Möglichkeit, die Wechselspannung am Verstärker-Ausgang auf einen gewünschten von der Speisenspannung unabhängigen Wert zu transformieren bzw. den Wechselstrom entsprechend dem Widerstand des Lautsprechers festzulegen.

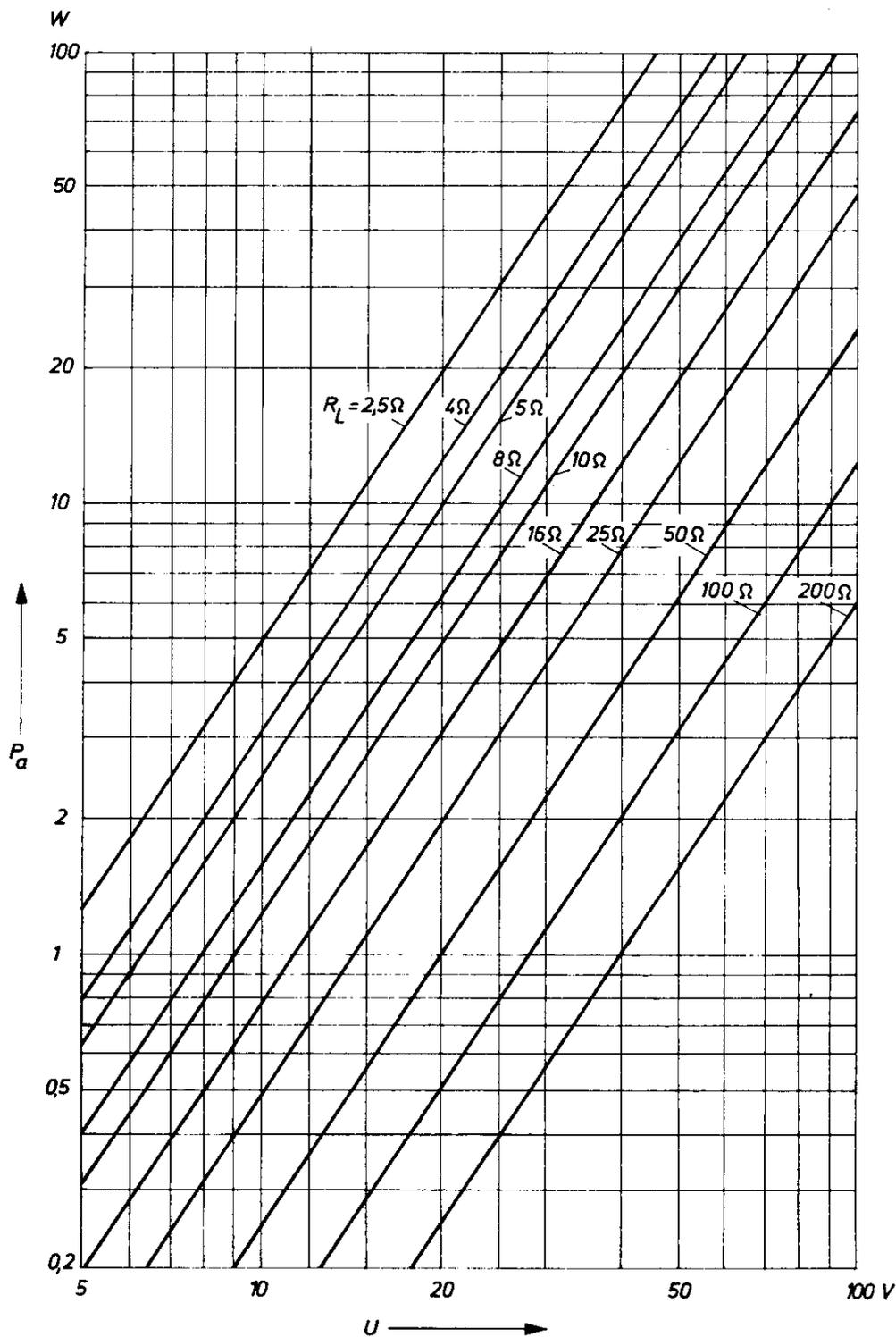


Bild 1.2 Zusammenhang zwischen Ausgangsleistung, Abschlußwiderstand und Betriebsspannung

Die obere Grenze der Ausgangsspannung ist durch die Betriebsspannung festgelegt; der größte mögliche Scheitelwert der Wechselspannung beträgt

$$\hat{U} = \frac{U_B}{2} - U_v. \quad (1)$$

Die Verlustspannung U_v setzt sich aus der Transistorrestspannung U_{CEsat} und dem Spannungsabfall U_{RE} am Emitterwiderstand zusammen:

$$U_v = U_{CEsat} + U_{RE}. \quad (2)$$

Aus (1) ergibt sich bei gegebenem Lautsprecherwiderstand R_L der größtmögliche Scheitelwert des Wechselstromes zu

$$\hat{I} = \frac{\hat{U}}{R_L} = \frac{U_B - 2U_v}{2R_L} \quad (3)$$

und die maximale Ausgangsleistung:

$$P_{amax} = \frac{1}{2} \hat{U} \cdot \hat{I} = \frac{(U_B - 2U_v)^2}{8R_L}. \quad (4)$$

Bei gegebener Ausgangsleistung und Betriebsspannung kann der zugehörige Wert des Abschlußwiderstandes R_L durch Umformen von (4) bestimmt werden:

$$R_L = \frac{(U_B - 2U_v)^2}{8P_{amax}} \approx \frac{U_B^2}{8P_{amax}}. \quad (5)$$

Analog dazu ergibt sich die Speisespannung

$$U_B = \sqrt{8P_{amax} \cdot R_L} + 2U_v = 2,83\sqrt{P_{amax} \cdot R_L} + 2U_v. \quad (6)$$

Für eine überschlägige Bestimmung können die jeweils gesuchten Größen P_{amax} , R_L oder U unmittelbar aus dem Diagramm (Bild 1.2) abgelesen werden. Dabei ist $U = U_B - 2(U_{CEsat} + U_{RE}) \approx U_B - 1V$. Bei Betriebsspannungen von über 15 V können für ungefähre Berechnungen die Restspannungen der Transistoren und die Spannungsabfälle an den Emitterwiderständen vernachlässigt werden; dann gilt $U \approx U_B$.

Dimensionierung von eisenlosen Endstufen

Beim Dimensionieren von eisenlosen Gegentaktendstufen muß oft davon ausgegangen werden, daß der Spitzenstrom und die maximale Spannung vom Transistor bekannt sind. Man will wissen, welche maximale Ausgangsleistung erreicht werden kann, ohne die Transistoren zu überlasten. Im Kurvenblatt Bild 1.3 sind die hier erzielbaren Ausgangsleistungen bei $k \leq 10\%$ in Abhängigkeit von der Batteriespannung U_{Batt} und dem Kollektorstrom der Tran-

sistoren I_C angegeben. Es soll dabei als maximaler Kollektorstrom eines Transistors der Strom festgelegt werden, bei dem sich die Stromverstärkung B auf 50% ihres Höchstwertes vermindert.

Die Ausgangsleistung ergibt sich aus

$$P_a \approx \frac{U_{\text{Batt}} \cdot I_C}{4} \quad (7)$$

In dieser Beziehung wurde die Restspannung nicht berücksichtigt, weil die Ausgangsleistung bei einem Begrenzungsklirrfaktor von etwa 10% angenommen wurde. Denn dabei kompensieren sich etwa der Leistungsverlust über die Restspannung und der Leistungsgewinn über die Begrenzung. Die maximale Verlustleistung je Transistor kann mit einiger Sicherheit als 1/4 der Gegentakt-Ausgangsleistung angenommen werden; also:

$$P_{\text{tot}} \approx \frac{1}{4} P_a \quad (8)$$

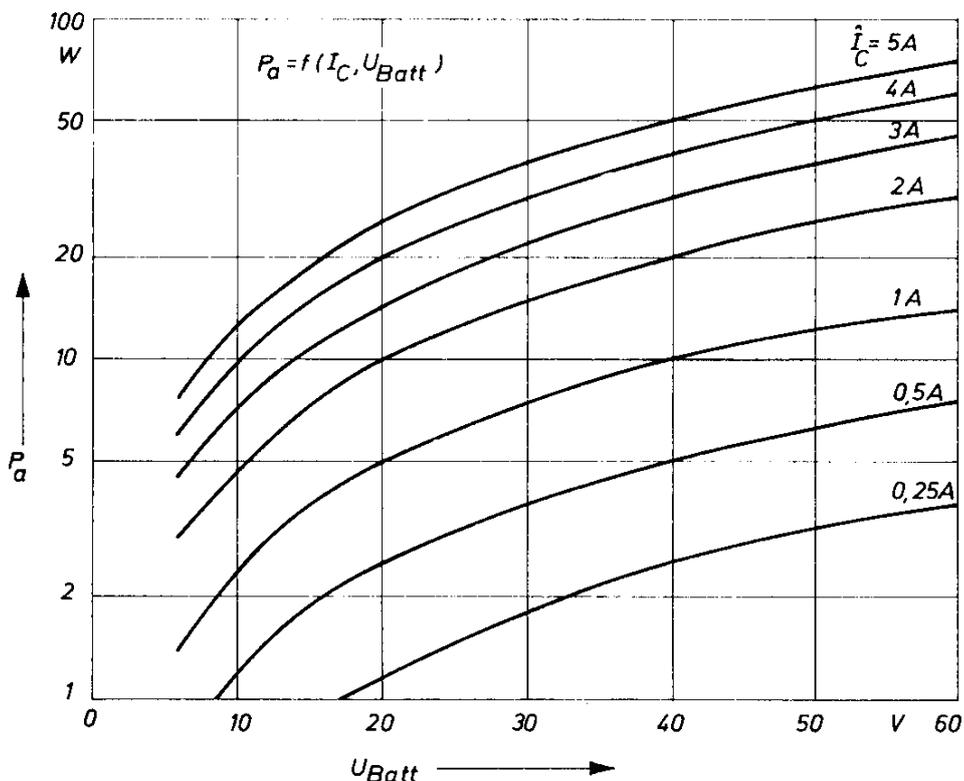


Bild 1.3 Maximale Ausgangsleistung, abhängig von Batteriespannung und Kollektorstrom

Wenn die Transistoren (Siliziumtransistoren) mit genügend Sicherheit betrieben werden sollen, so wird man z. B. eine max. Sperrschichttemperatur von 125°C ansetzen.

Ist z. B. 100°C als höchste Gehäusetemperatur angesetzt, so ist für das Berechnen der zulässigen Verlustleistung die Temperaturdifferenz von 25°C maßgebend. Inwieweit die errechnete Verlustleistung genutzt oder auch erhöht werden darf, bzw. etwa begrenzt werden muß, hängt dann noch vom System, dem Gehäuse (Metall oder Kunststoff) und von anderen Grenz- bzw. Kenndaten ab.

Beispiel

Welche Ausgangsleistung kann man bei 12 V-Betrieb und mit einem Transistorspitzenstrom von 1 A erhalten? Die Kurven ergeben einen Wert von $P \approx 3\text{ W}$. Bei einem Transistor mit einem Spitzenstrom von 0,5 A müßte eine Batteriespannung von etwa 24 V gewählt werden. Die zugehörigen Lastwiderstände ergeben sich etwa zu

$$R_a = \frac{0,9 U_{\text{Batt}}}{2 \hat{I}}. \quad (9)$$

Bei 12V-Betrieb ergibt sich hieraus der Wert von $5,4\ \Omega$. Bei 24V-Betrieb beträgt der Lastwiderstand etwa $10,8\ \Omega$.

Paarung

Den für die strengsten Paarungsforderungen ungünstigsten Fall stellt die Schaltung ohne jede Gegenkopplung dar (Bild 1.1). Zunächst steht fest, daß z. B. für Vollaussteuerung gleiche Kollektor-Spitzenströme bei gleichen Basisspannungen und -strömen erforderlich sind. Dafür muß eine ausreichende Paarung der Transistoren vorhanden sein. Daraus folgern die ersten grundlegenden Paarungsbedingungen, also:

$$I_{C1} = I_{C2}, \quad I_{B1} = I_{B2} \quad \text{und} \quad U_{BE1} = U_{BE2}. \quad (10)$$

Dabei kann man davon ausgehen, daß eine 100%ige Übereinstimmung der Kennlinien nicht erforderlich ist. Bei der Annahme von zunächst idealen Kennlinien, also Geraden, ist der Unterschied der beiden Amplituden A_1 und A_2 für den Klirrfaktor maßgebend. Der durch eine Kennlinie verursachte Klirrfaktor kann direkt aus dieser ermittelt und aus Bild 1.4 die nachstehende

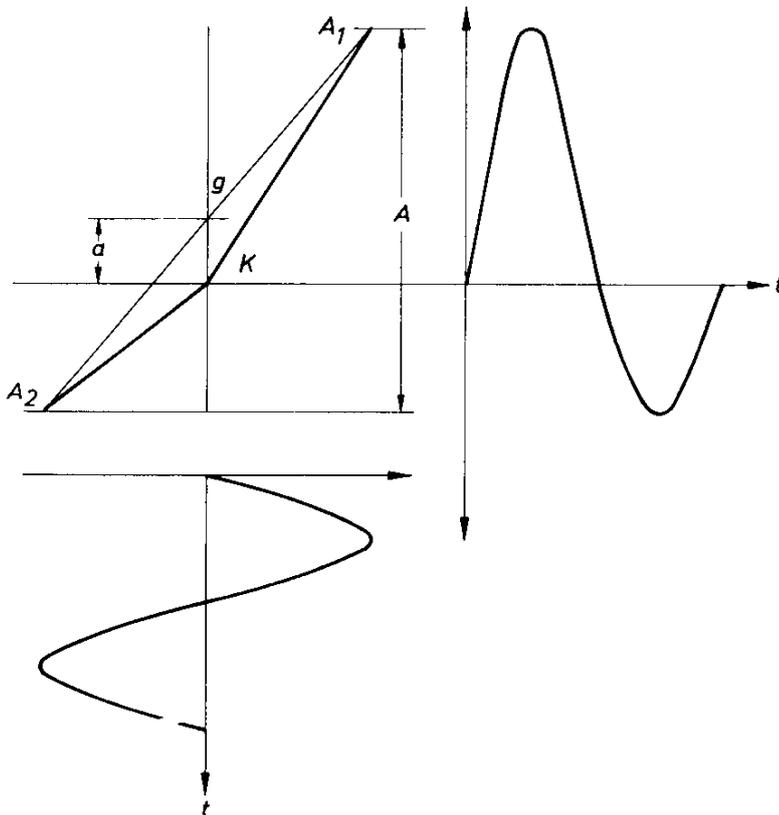


Bild 1.4 Prinzip der Ermittlung des Klirrfaktors

Formel abgeleitet werden. Der Klirrfaktor ist annähernd gleich dem Verhältnis der größten Abweichung a (Oberwelle) der Kennlinie K von der Geraden g (Sinus-Grundwelle) zur Größe $A \doteq A_1 + A_2$, also

$$K \approx \frac{a}{A}. \quad (11)$$

Klirrfaktor-Ermittlung bei Kennlinienkrümmung

In A-Stufen verfährt man zur Ermittlung des Klirrfaktors (k_2) genau so, wie in Bild 1.4 und Formel 11 angegeben.

In Gegentakt-B- bzw. AB-Endstufen wird jedoch nur eine Halbwelle betrachtet, sofern die beiden Halbwellen symmetrisch sind (Bild 1.5). Dabei ist der Ermittlungsweg so wie bei A-Endstufen (Bild 1.6). Das Resultat allerdings ergibt k_3 . Der Klirranteil k_2 fällt heraus. Sind die beiden Halbwellen asymmetrisch, entsteht auch ein Klirranteil k_2 ; dieser wird wieder wie unter A-Stufen (Bild 1.4) ermittelt und muß berücksichtigt werden.

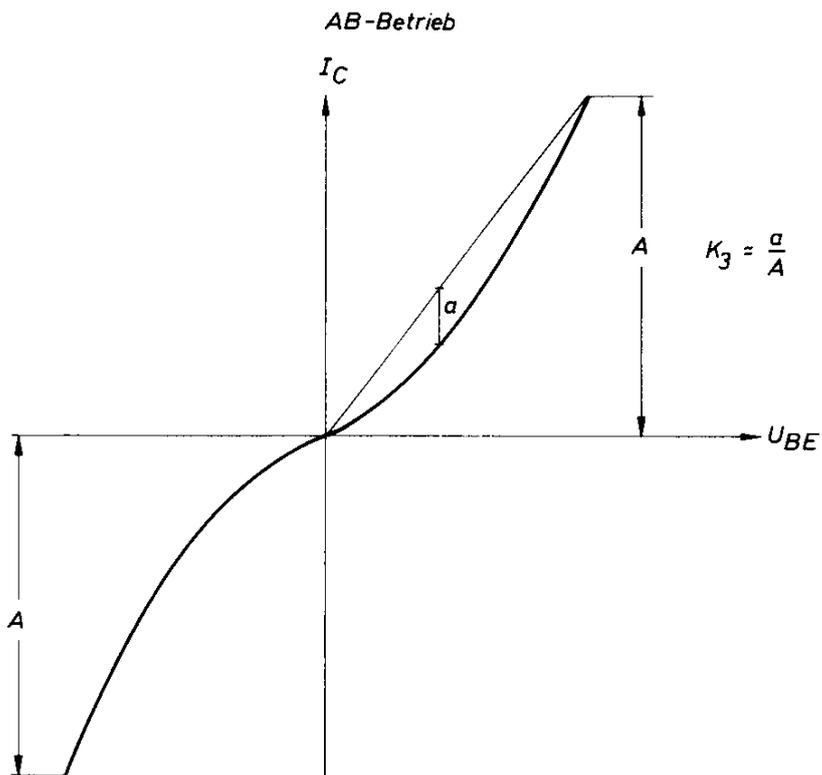


Bild 1.5 Zur Klirrfaktorermittlung bei Gegentakt B- bzw. AB-Stufen (beide Halbwellen symmetrisch)

Der Klirrfaktor k ergibt sich zu

$$k \approx \frac{a}{A} = \frac{\frac{A_1 + A_2}{2} - A_2}{A_1 + A_2} = \frac{1}{2} \frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} \quad (12)$$

Die nach (12) errechneten Klirrfaktoren sind in der Tafel 1 eingetragen. Wie man sieht, weichen sie von den gemessenen Werten leicht ab. Dies hat seinen Grund darin, daß der kantige Übergang von A_1 auf A_2 in der praktischen Nachbildung nicht voll realisiert wurde.

Tafel 1 Klirrfaktoren k , abhängig vom Amplitudenfaktor K_A

$K_A = \frac{A_1}{A_2}$	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
k_{ges} gemessen %	0	2,3	3,8	5,5	7,0	8,5
k gerechnet %	0	2,37	4,5	6,5	8,3	10,0

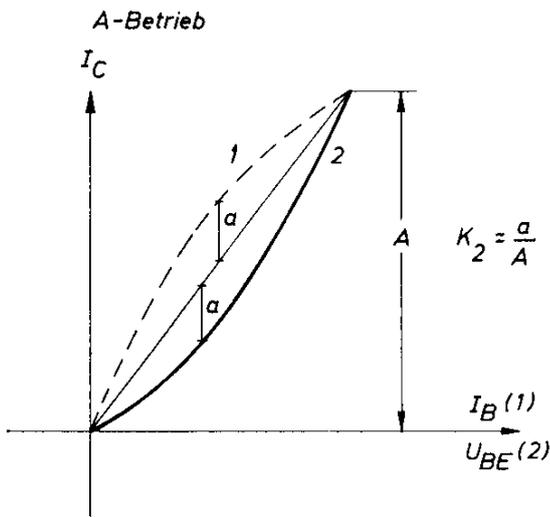


Bild 1.6
Ermittlung des Klirrfaktors
bei A-Stufen mit gekrümmter Kennlinie
(vgl. Bild 1.4)

In Tafel 1 sind die Klirrfaktoren angegeben, die sich bei unterschiedlichen Amplituden-Verhältnissen und ideal geraden Kennlinien ergeben. Bezeichnet man einen Klirrfaktor von 5% als zulässig, so liegt der Wert des zulässigen Amplituden-Verhältnisses

$$\frac{A_1}{A_2} = K_A$$

zwischen 1,2 und 1,3. Da nun die Kennlinienübergänge nicht eckig, wie in Bild 1.4 gezeichnet, sondern gerundet sind, ist k kleiner als 5,5%, und es kann der Amplitudenfaktor $K_A = 1,3$ bis 1,4 ohne weiteres gewählt werden.

Wenn die Kennlinien für eine AB-Gegentaktstufe kombiniert werden, sind außer den möglichen Amplitudenabweichungen und den Übergangsverzerrungen auch noch andere Verzerrungen vorhanden. Sie ergeben sich aus der natürlichen Kennlinienkrümmung; beim Transistor ist sie aber von der Ansteuerung abhängig. Dabei ergeben sich vier wichtige Möglichkeiten der Ansteuerung:

1. Stromeinprägung: $R_{\text{gen}} \rightarrow \infty$ (Treibertransformator: $\ddot{u} \leq 1$),
2. (optimale) Widerstandsanpassung (Klirranpassung): $R_{\text{gen}} = K \cdot R_{\text{eing}}$,
3. (echte) Leistungsanpassung: $R_{\text{gen}} = R_{\text{eing}}$ und
4. Spannungseinprägung: $R_{\text{gen}} \rightarrow 0$ (Treibertransformator: $\ddot{u} \gg 1$).

Es bedeuten:

R_{gen} Generatorwiderstand (Innenwiderstand)
 R_{eing} Eingangswiderstand

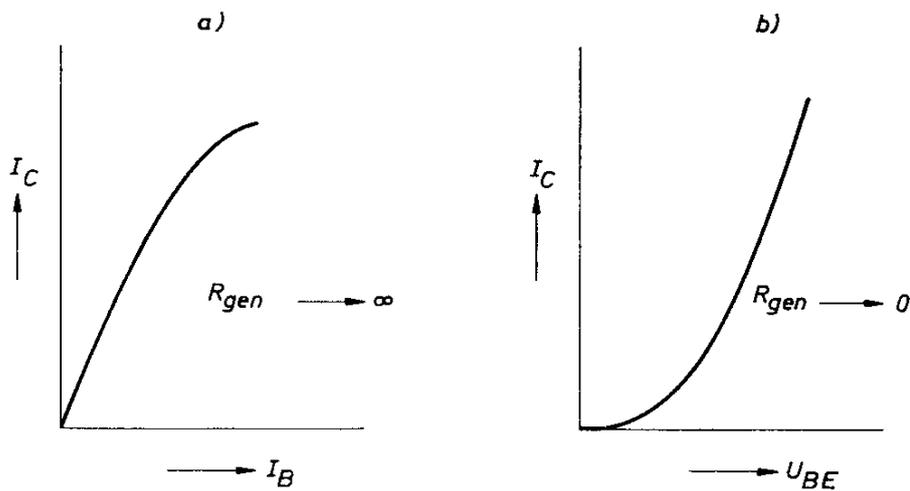


Bild 1.7 Transistorkennlinien

- a) Stromeinprägung
b) Spannungseinprägung

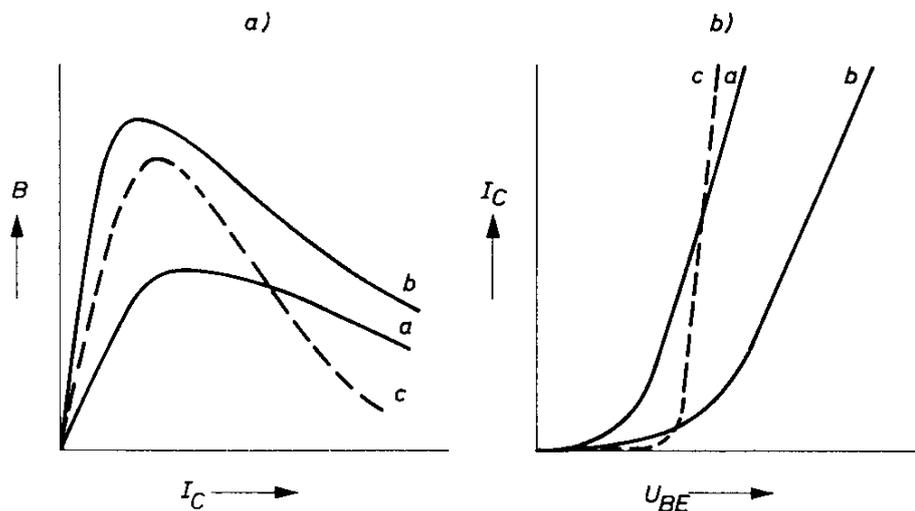


Bild 1.8 Abhängigkeit der Kennlinienkrümmung von der Aussteuerung

Bei den Fällen 1 und 4 ergeben sich je eine extreme Transistorkennlinie (Bild 1.7 und 1.8); bei Fall 2 bzw. 3 liegen sie je nach Widerstandsverhältnissen $\frac{R_{gen}}{R_{eing}}$ dazwischen. Für jede beliebige Aussteuerung gibt es ein optimales Widerstandsverhältnis, aus dem der geringste Klirrfaktor folgt. Dieses wird meist nicht bei $R_{gen} = R_{eing}$ liegen. Da jedoch in der Praxis jeder Fall der Ansteuerung vorkommen kann, muß die Paarung den extremen Möglichkeiten bei Berücksichtigung aller anderen Klirrquellen mit der Mindestforderung $k \leq 10\%$ gerecht werden (diese Werte beziehen sich auf Endstufen ohne Gegenkopplung). Der Amplitudenfaktor wurde mit $K_A = 1,4$ auf einen günstigen Kompromiß festgelegt.

Störschwingungen bei Einsatz höherfrequenter NF-Transistoren

Gelegentlich wurden im Laboratorium und beim Anwender im VHF-Bereich Schwingungen in NF-Stufen festgestellt, insbesondere bei Vorstufen-Transistoren mit höherer Grenzfrequenz. An den betroffenen Schaltungen selbst konnte zunächst nichts abnormes festgestellt werden; sie zeigten bei z. B. 1 bis 30 kHz meist Kippschwingungen, die aber nur aufgrund einer viel höheren parasitären hochfrequenten Schwingung entstanden waren; diese wiederum entsteht immer nur durch gute HF-Eigenschaften des Transistors in Verbindung mit der Schaltung. Um die Schwingungen zu beseitigen, mußten ein Schutzwiderstand in der Basis und/oder ein Kondensator im Kollektor gegen Basis oder gegen Emitter angeordnet werden. Je höher die Grenzfrequenz der Transistoren ist, desto eher können schwer kontrollierbare Schwingungen auftreten. Der zusätzliche Basiswiderstand vergrößert letztlich nur den Basiswiderstand r_b , des Transistors und setzt damit die Grenzfrequenz herab. Das gleiche gilt für einen zusätzlichen Kondensator. Eine bedeutende Rolle spielt dabei auch die Leitungsführung auf der Platine (bei einfach und insbesondere bei doppelt kaschierten Platinen). Beispielsweise verursachen insbesondere gute HF-Transistoren in ZF-Verstärkern häufig parasitäre Schwingungen. Gelegentlich werden sie nicht erkannt. Daraufhin hält man die Transistoren oder die Schaltung kurzerhand für instabil. Raschen Aufschluß über das Vorhandensein einer hochfrequenten Schwingung gibt aber häufig das Durchmessen mit einem Frequenzmeßgerät. Bild 1.9 macht deutlich, wie Schwingungen im VHF-Bereich über die Platinenleitungen zu Kollektor und Basis in Verbindung mit den Leitungskapazitäten entstehen. Hierbei ergeben sich sehr große

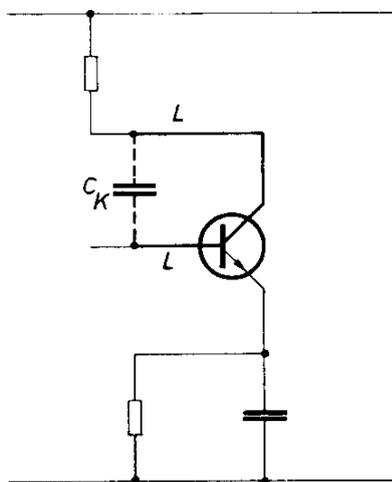


Bild 1.9
Entstehung von Schwingungen
im VHF-Bereich

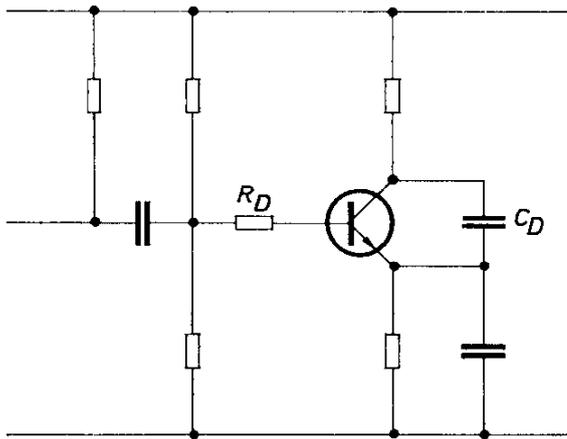


Bild 1.10
Entstehung von Kippschwingungen durch RC-Glieder

Basisschwingspannungen, die einerseits zu Kippschwingungen über die RC-Glieder (Bild 1.10) führen können, andererseits die Basisstrecke des Transistors zerstören können.

Es sind auch noch andere Schaltungsvarianten bekannt, die Schwingbedingungen ergeben können. In allen diesen Fällen ist die Einführung von Dämpfungselementen (R_D und C_D) angebracht.

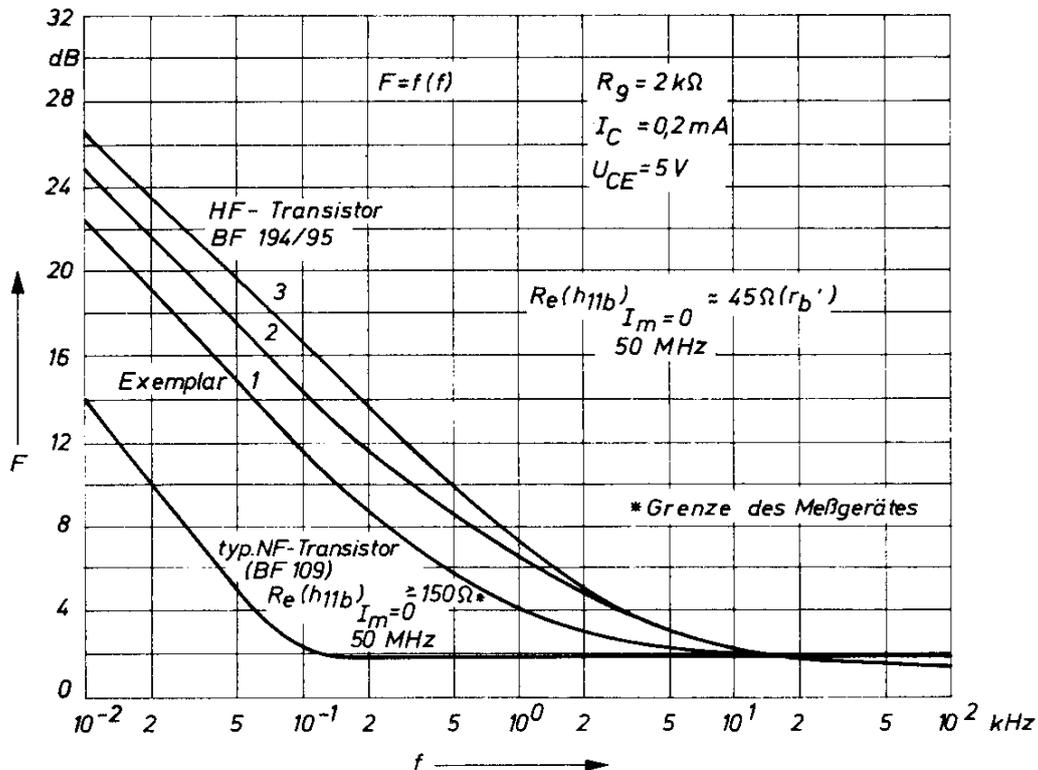


Bild 1.11 Rauschzahl, abhängig von Frequenz für Transistoren BF 194 und BC 109

Man sollte auch bedenken, daß die Kondensator- und Transistorbeine Induktivitäten darstellen, die eine Schwingneigung begünstigen können.

Die Grenzfrequenz der einzelnen Transistoren sollte demnach nicht wesentlich höher liegen, als dies der jeweilige Anwendungsfall erfordert. Andererseits soll die Grenzfrequenz doch so hoch liegen, daß bei höchster Arbeitsfrequenz nennenswerte Verstärkungsverluste nicht in Kauf genommen werden müssen und man einigermaßen phasenreine Gegenkopplungen einsetzen kann.

NF-Transistoren werden hinsichtlich Rauschen sehr sorgfältig entwickelt, gefertigt, geprüft, und wenn nötig, selektiert. Bei HF-Transistoren hingegen ist das NF-Rauschen bedeutungslos, deshalb kann dieser Faktor schon bei der Entwicklung vernachlässigt werden; denn NF-Rauschen und HF-Rauschen steht in keinem direkten Zusammenhang. Als Beispiel hierfür sind Kurven über BF 194 und BC 109 beigegeben (Bild 1.11).

2. Niederfrequenz-Verstärker

Die NPN-Silizium-Planar-Transistoren, wie z. B. BC 107, BC 108 und BC 109 sowie die Plastiktypen der BC 147- und BC 167-Familien, haben sich wegen des geringen NF-Rauschens, der hohen Stromverstärkung und der kleinen Restströme bei Neuentwicklungen weitgehend für Niederfrequenzvorstufen durchgesetzt.

Verschiedene Sonderschaltungen, die bei Germanium-Transistoren bereits verwendet wurden, sind mit Hilfe der neueren PNP-Silizium-Transistoren, wie z. B. BC 177, BC 178 und BC 179, wieder möglich geworden. Auch von den letztgenannten Typen gibt es Plastikversionen, die BC 157- und BC 257-Familien. Letztere können im Verstärkerbetrieb bis etwa 100 mA ausgesteuert werden, d.h. sie sind für Vorstufen und kleinere Treiberstufen geeignet.

Anwendungsbeispiele für die dreistufigen NF-Verstärker in integrierter Schaltungstechnik wurden bereits in früheren Bänden unserer „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen“ angegeben. Der neue integrierte NF-Verstärker TAA 151 ist vielseitig anwendbar, da alle Emitter der drei Transistoren herausgeführt sind. Nachstehend wird als Beispiel für die Anwendung dieses Bausteins ein Entzerrer-Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer angegeben.

Dieser Baustein ist z. B. für die direkte Ansteuerung einer 3-W-Endstufe mit den komplementären Germanium-Transistoren AC 187 K/AC 188 K geeignet. Ein Beispiel hierfür ist in Kapitel 2.16. angegeben.

Während in den ersten einschlägigen Veröffentlichungen das Schaltbild der integrierten Halbleiterschaltung angegeben wurde, soll künftig darauf verzichtet werden, weil Betrachtung und Gebrauch dieser integrierten Schaltungen als Einzelbauelement immer geläufiger werden.

Obwohl aus wirtschaftlichen und technischen Gründen in den Endstufen von NF-Verstärkern weiterhin ausschließlich Germanium-Transistoren, vor allem Komplementärpaare, verwendet werden, sollen auch einige Schaltungen für Endstufen mit komplementären Silizium-Transistoren angegeben werden. Neben dem bereits bekannten Paar BC 140 (NPN) und BC 160 (PNP) ist jetzt auch das höher sperrende Paar BC 141/BC 161 verfügbar. Es können mit diesen Transistoren NF-Verstärker für höhere Betriebsspannungen (bis etwa 60 V) aufgebaut werden; Hierdurch lassen sich – trotz der im Vergleich zu Germanium-Transistoren geringeren Stromverstärkungslinearität – relativ hohe Aus-

gangsleistungen erzielen. Allerdings ist zu beachten, daß bei diesen Verstärkern mit höherer Betriebsspannung der Lastwiderstand Werte von 50 bis 100 Ω erreicht und damit größer ist, als üblicherweise bei Lautsprechern.

Bei noch höheren Betriebsspannungen kann man aber auf den bei Röhrenverstärkern üblichen Ausgangstransformator nicht mehr verzichten. Seine Verwendung hat nämlich den Vorteil der galvanischen Trennung des Ausgangs, wie sie z.B. bei Kopfhörerbetrieb notwendig ist. Ein Beispiel ist in Kapitel 2.21. angegeben; es beschreibt einen Verstärker für eine Betriebsspannung von 100 V und eine Ausgangsleistung von 1,5 W.

Erprobungen haben ergeben, daß die sogenannte „single diffused“-Technik die Herstellung von sehr robusten leistungsstarken Silizium-Transistoren zuläßt. Der Transistor BD 130 ist in dieser Technik gebaut; er ist das Äquivalent zu dem bekannten Transistor 2 N 3055. Mit zwei dieser Transistoren kann im Gegentaktbetrieb eine Ausgangsleistung von 50 W erreicht werden. Beispiele hierfür sind in Kapitel 2.23. angegeben.

2.1. Rauscharmer NF-Vorverstärker

Wie bei allen Transistoren hängt auch bei den besonders rauscharmen NF-Vorstufen-Transistoren BC 149 die Rauschzahl vom Arbeitspunkt und vom Generatorwiderstand ab. In den Datenblättern für diesen Typ werden hierzu ausführliche Kurven angegeben. Bei der Wechselwirkung von Rauschen und Generatorwiderstand ist auch noch von Bedeutung, ob der Generatorwiderstand reell oder imaginär ist; ist er induktiv, so verursacht er ein Ansteigen der Rauschzahl.

Die Schaltung Bild 2.1 zeigt einen NF-Vorverstärker, der bei einem Generatorwiderstand von 200 Ω und einem Eingangssignal von etwa 200 μV so dimensioniert ist, daß das Rauschen auf ein Minimum reduziert werden kann. Die Spannungsverstärkung ist maximal 250, wobei ein Rauschabstand von mehr als 50 dB in einem Frequenzbereich von 15 Hz bis 20 kHz zu erreichen ist. Der Vorverstärker besteht aus zwei galvanisch gekoppelten Stufen mit Silizium-Planar-Transistoren BC 149. Verstärkung und Eingangsempfindlichkeit lassen sich mit dem Potentiometer am Ausgang einstellen. Damit wird einerseits die Ausgangsspannung geteilt und gleichzeitig eine Gegenkopplung eingestellt. Eine weitere Gegenkopplung ist durch den Widerstand vom Emitter der zweiten Stufe zur Basis der ersten Stufe gegeben. Damit wird gleichzeitig der Arbeitspunkt der ersten Stufe eingestellt. Die Größe der Rauschspannung ist nicht wesentlich vom Basisvorwiderstand beeinflußt, solange er um mehr als eine Zehnerpotenz größer ist als der Generatorwiderstand.

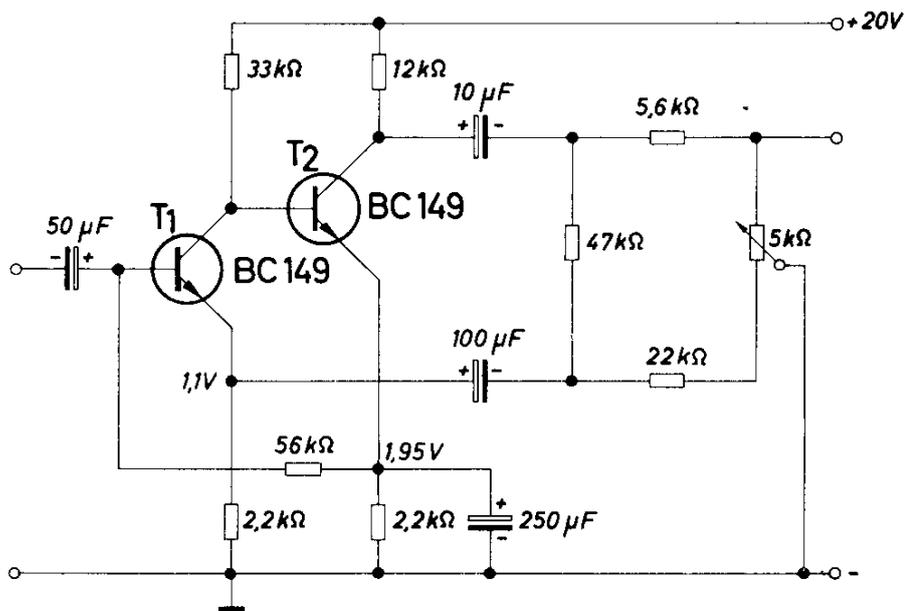


Bild 2.1 Rauscharmer NF-Vorverstärker

Technische Daten

Betriebsspannung	20 V
Betriebsstrom	1,4 mA
Eingangswiderstand	45 kΩ
Eingangsspannung	200 µV
Ausgangsspannung	50 mV
Frequenzbereich (3 dB)	10 Hz bis 260 kHz
Übersteuerungssicherheit	28 dB
Rauschspannungsabstand	51 dB

(Generatorwiderstand 200 Ω, Frequenz 10 Hz bis 20 kHz)

2.2. Vorstufe mit Klangregler

Bild 2.2 zeigt die Schaltung einer mit dem Transistor BC 149 bestückten Vorstufe mit Klangregel-Netzwerk. Es handelt sich hier um eine Brückenschaltung, mit der sehr starke Anhebungen bzw. Absenkungen des Ausgangspegels in Abhängigkeit von der Frequenz erreicht werden können. Die Umhüllungskurven für den einstellbaren Frequenzgang zeigt das Diagramm in Bild 2.3.

Sowohl Baßregler (T) als auch Höhenregler (H) ermöglichen eine Absenkung oder Anhebung um jeweils etwa 20 dB.

Diese Vorstufe mit Klangregelung kann z. B. gemeinsam mit dem NF-Verstärker nach Bild 2.22 verwendet werden.

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Eingangsspannung	45 mV
Eingangswiderstand	40 kΩ

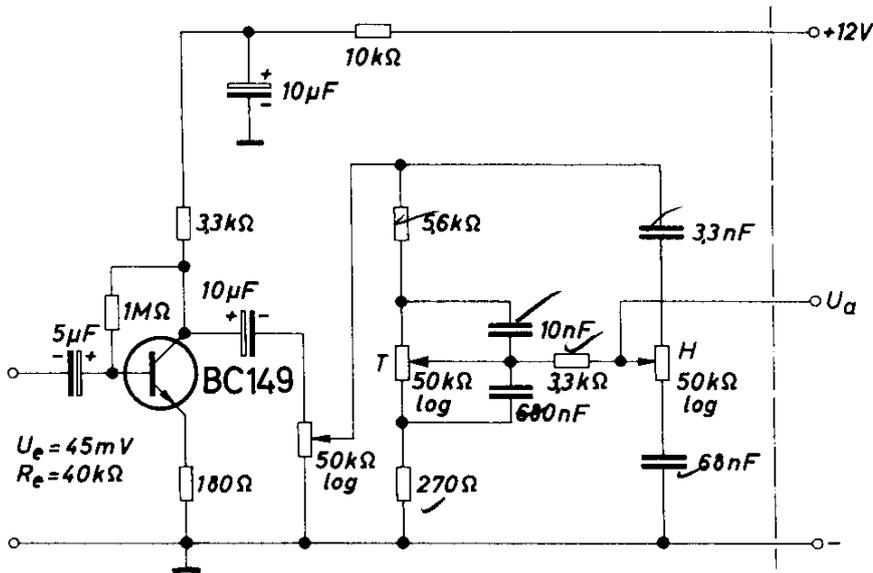


Bild 2.2 Vorstufe mit Klangregler

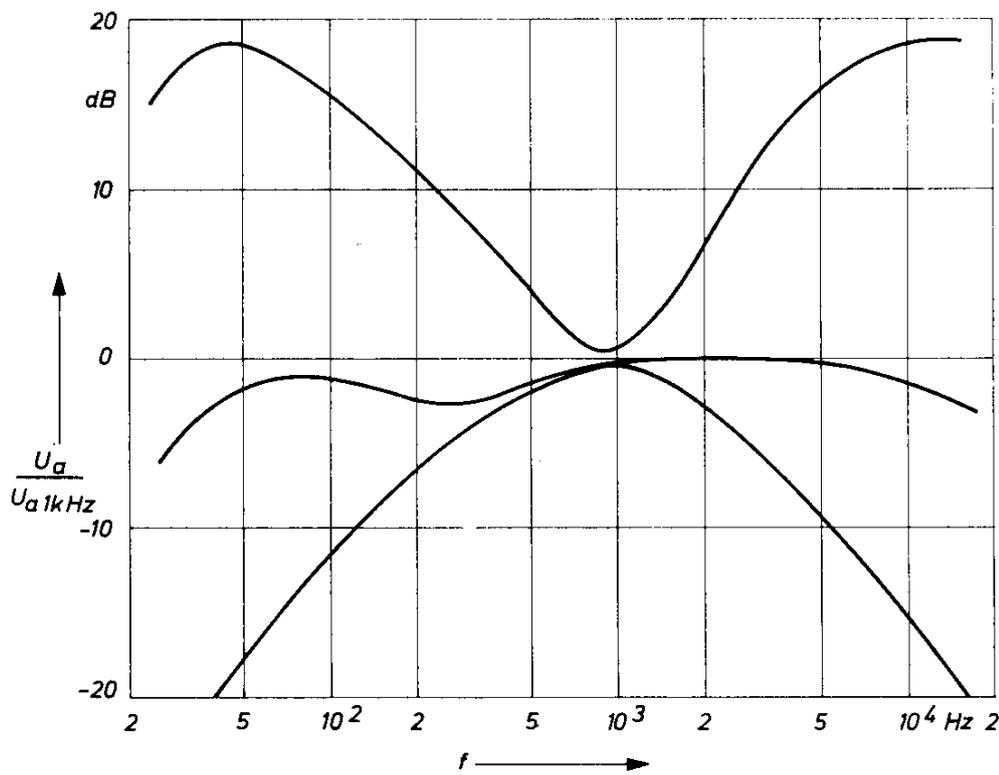


Bild 2.3 Frequenzgang des Klangregler-Netzwerks

2.3. Vorstufe mit hohem Eingangswiderstand

Für viele Anwendungen, z. B. für den Anschluß eines NF-Verstärkers an einen Kristall-Tonabnehmer, sind Vorstufen mit hohem Eingangswiderstand erforderlich. Üblicherweise wird dieser bei Transistorstufen durch Einführung eines Emitterwiderstandes erzeugt. Der gesamte Eingangswiderstand ist dann proportional der Größe dieses Emitterwiderstandes mal der Stromverstärkung des Transistors. Wegen der relativ hohen Restströme und dadurch bedingt eines hohen Arbeitspunktstromes bei Germanium-Transistoren konnte bei üblichen Betriebsspannungen und bei Verwendung dieser Transistoren kein sehr hoher Emitterwiderstand angewendet werden. Bei Silizium-Planar-Transistoren können hingegen wegen der sehr kleinen Restströme auch niedrige Arbeitspunkte von wenigen $100\ \mu\text{A}$ benutzt werden, wodurch Emitterwiderstände von z. B. $27\ \text{k}\Omega$, wie in der Schaltung nach Bild 2.4 angegeben, verwendbar sind. Man erzielt daraufhin einen Eingangswiderstand von mehr als $700\ \text{k}\Omega$, wobei die hohe Stromverstärkung dieser Silizium-Transistoren von zusätzlichem Vorteil ist.

In der Schaltung nach Bild 2.4 ist angedeutet, wie diese Vorstufe den üblichen NF-Verstärkern vorgeschaltet werden kann.

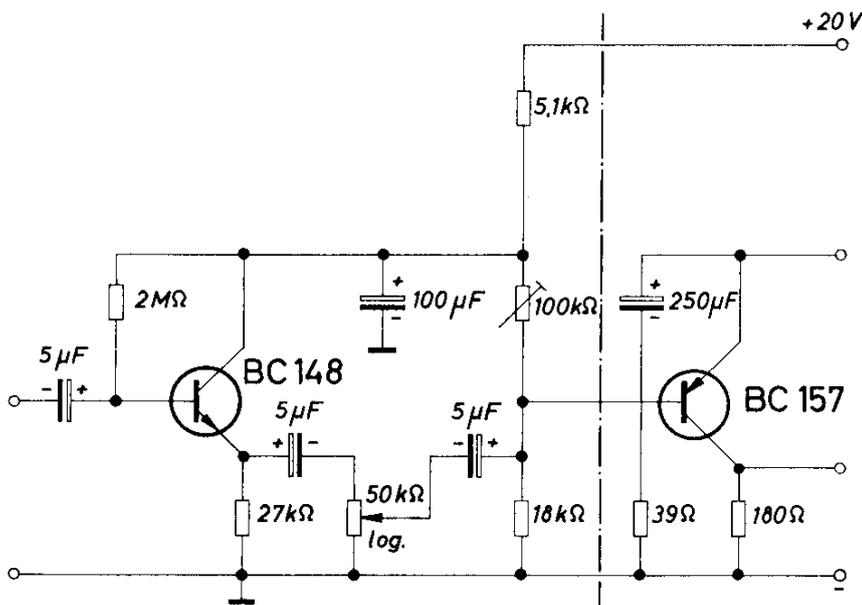


Bild 2.4 Vorstufe mit hohem Eingangswiderstand

Technische Daten

Betriebsspannung	20 V
Eingangsspannung	250 mV
Eingangswiderstand	etwa $700\ \text{k}\Omega$
Ausgangswiderstand	$< 9\ \text{k}\Omega$
Spannungsverstärkung	< 1

2.4. Vorverstärker für magnetischen Tonabnehmer

Für magnetische Tonabnehmer sind Vorverstärker mit einem ganz bestimmten Frequenzgang erforderlich. In der Schaltung nach Bild 2.5 wird dieser Frequenzgang durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung vom Ausgang an den Emitter der zweiten Stufe erreicht. Den dabei erzielbaren Frequenzgang zeigt das Bild 2.6. Als Verstärker wird die integrierte Halbleiterschaltung TAA 151 verwendet.

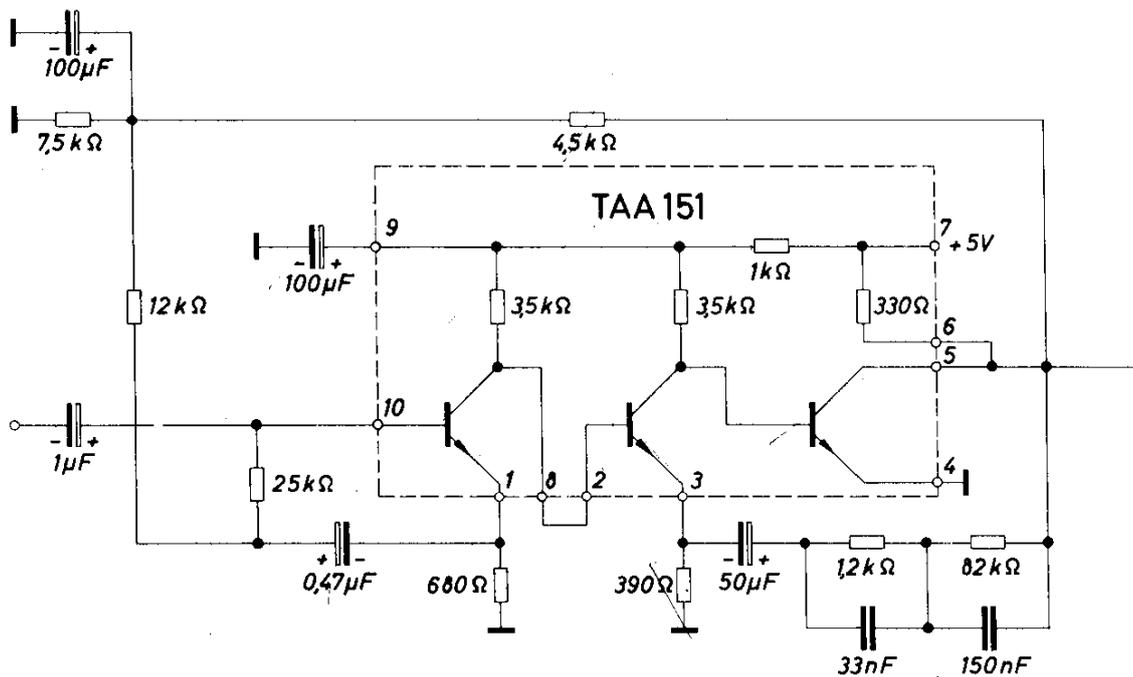


Bild 2.5. Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer

Technische Daten

Betriebsspannung	5 V
Betriebsstrom	10 mA
Ausgangsspannung (1 kHz)	85 mV
Eingangsspannung	4,5 mV
Max. Eingangsspannung	25 mV
Eingangswiderstand	50 kΩ
Signal-Rauschabstand	47 dB

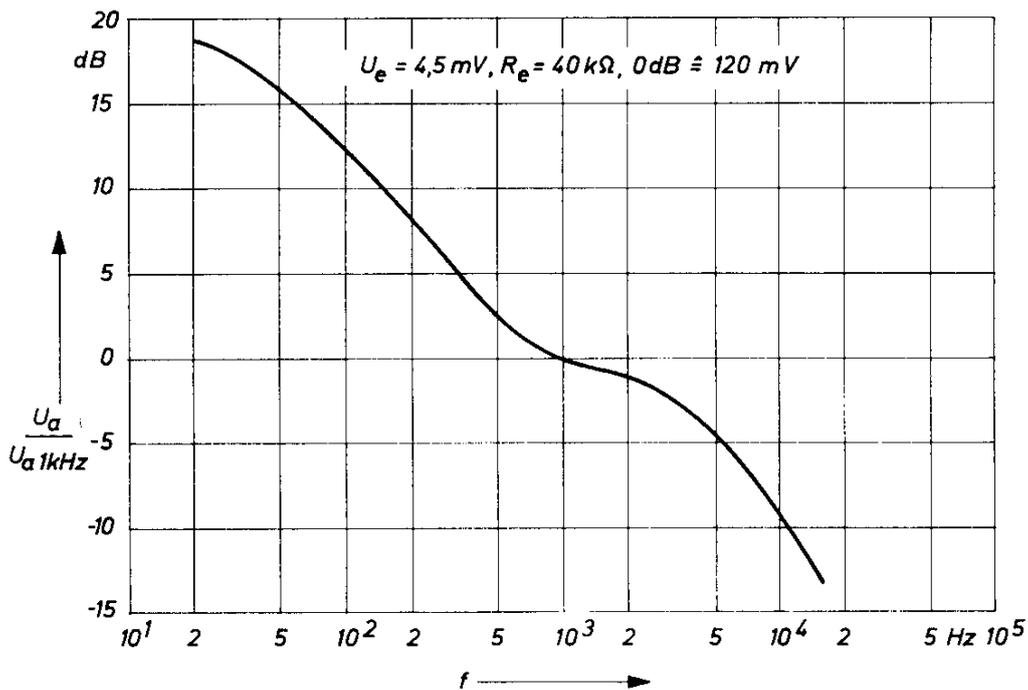


Bild 2.6 Frequenzgang des Verstärkers nach Bild 2.5

2.5. Vorverstärker von hohem Eingangswiderstand mit integrierter Halbleiterschaltung TAA 151

Da bei der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 fast alle Transistoranschlüsse herausgeführt sind, ist naturgemäß eine vielseitige Anwendung dieses Bausteins möglich.

Die Schaltung nach Bild 2.7 zeigt seine Anwendung als Vorverstärker mit hohem Eingangswiderstand. Erreicht wird dieser mit Hilfe einer Kollektorschaltung am Eingang und einer *Bootstrap-Schaltung*. Der Basis-Spannungsteiler am ersten Transistor bewirkt eine Verringerung des Eingangswiderstandes. In der Bootstrap-Schaltung hat man eine Methode gefunden, diese Verringerung zu kompensieren, und zwar durch eine Mitkopplung von der anschließenden Verstärkerstufe zum Eingang der ersten Stufe.

Im vorliegenden Beispiel wurde im Bereich von 10 Hz bis 50 kHz ein Eingangswiderstand von 840 k Ω erzielt. Oberhalb einer Frequenz von 50 kHz wird der Eingangswiderstand durch den Einfluß der Eingangskapazität des Schaltkreises komplex. Bei einer Frequenz von 200 kHz hat der Verstärker z. B. einen Eingangs-Scheinwiderstand von 400 k Ω . Bis zu einer Frequenz von 8 MHz kann der Verstärker eingesetzt werden, der Eingangswiderstand sinkt dann allerdings auf 2,5 k Ω ab.

Die Arbeitspunkteinstellung der ersten Verstärkerstufe erfolgt durch das Potentiometer R_1 , während die Arbeitspunkte der zweiten und dritten Verstärkerstufe durch die Gegenkopplung über den Widerstand R_2 festgelegt werden. Mit Hilfe dieser Gegenkopplung wird auch eine gute thermische Stabilität erzielt.

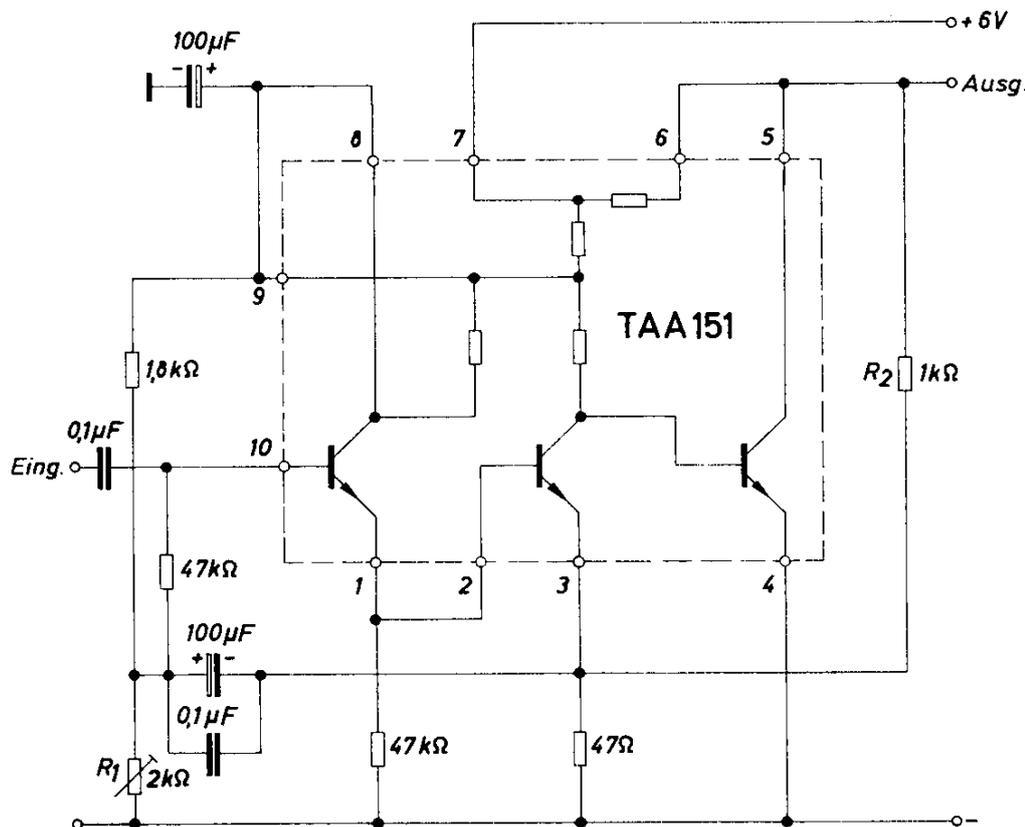


Bild 2.7 Vorverstärker mit hohem Eingangswiderstand mit integrierter Halbleiterstellung TAA 151

Technische Daten

Betriebsspannung	6 V
Betriebsstrom	16 mA
Max. Eingangsspannung	70 mV
Max. Ausgangsspannung	1,3 V
Verstärkung	26 dB
Eingangswiderstand	
(Frequenz 10 Hz bis 50 kHz)	etwa 800 kΩ
(Frequenz 8 MHz)	2,5 kΩ
Signal-Rauschabstand	> 80 dB
Bandbreite (−3 dB)	10 Hz bis 8 MHz

2.6. Entzerrer-Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer mit TAA 151

Zur Entzerrung des Frequenzganges von magnetischen Tonabnehmersystemen sind Vorverstärker erforderlich. Die Schaltung in Bild 2.8 zeigt eine solche Anordnung, die mit der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 ausgeführt ist. Die Schaltung zeichnet sich durch den sehr hohen Eingangswiderstand von etwa $50\text{ k}\Omega$ aus. Er läßt sich durch Anwendung der Bootstrap-Schaltung erreichen. Der erforderliche Frequenzgang des Entzerrer-Verstärkers wird durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung vom Ausgang auf den Emitter der

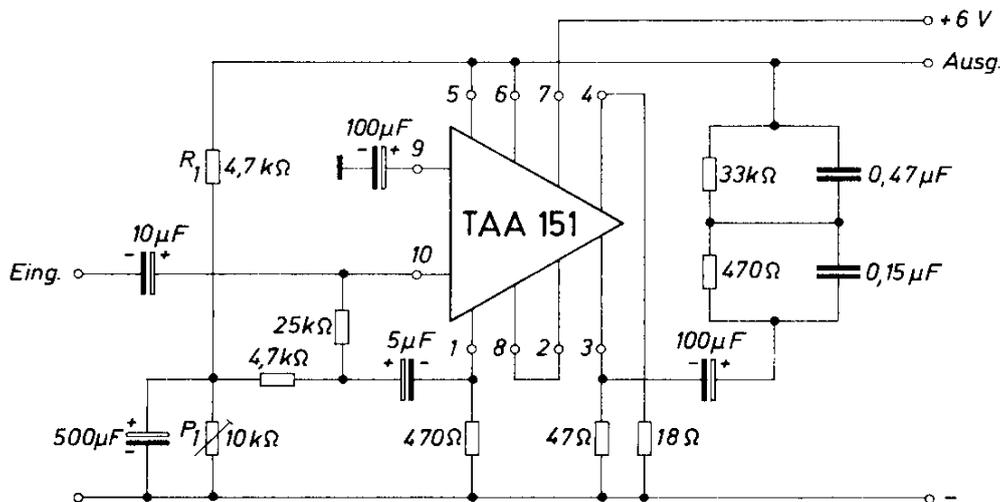


Bild 2.8. Entzerrer-Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer

zweiten Stufe des Verstärkers (Anschluß 3) erzielt. Den Verlauf der Verstärkungsänderung über der Frequenz zeigt das Diagramm von Bild 2.9.

Bei Betrieb dieses Verstärkers ohne Entzerrer-Netzwerk ergibt sich bei gleichem Klirrfaktor eine um etwa 5 dB höhere Aussteuerfähigkeit.

Die Arbeitspunkte aller Verstärkerstufen werden mit dem Spannungsteiler, bestehend aus dem Widerstand R_1 und dem Potentiometer P_1 , eingestellt.

Technische Daten

Betriebsspannung	6 V
Betriebsstrom	14 mA
Max. Eingangsspannung (Frequenz 1 kHz)	20 mV

Max. Ausgangsspannung
 (Frequenz 1 kHz, Eingangsspannung 1 mV) 80 mV
 Spannungsverstärkung
 (Frequenz 1 kHz) 38 dB
 Eingangswiderstand $> 50 \text{ k}\Omega$
 Signal-Rauschabstand
 (Frequenz 1 kHz,
 Eingangsspannung 10 mV) 50 dB

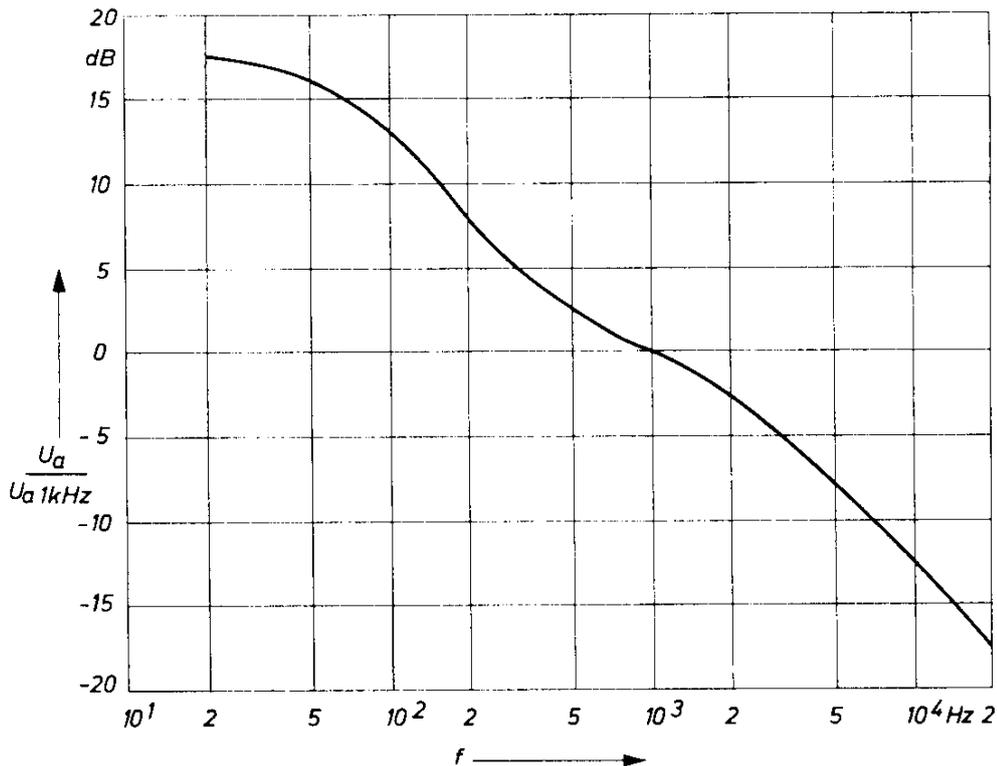


Bild 2.9 Frequenzgang des Verstärkers nach Bild 2.8

2.7. Transistormischpult

Der Eingangswiderstand von Transistorschaltungen kann durch Wahl einer geeigneten Grundschaltung, wie Emitterschaltung, Basisschaltung und Kollektorschaltung oder durch die Beschaltung des Transistors selbst, wie z. B. durch Emitterwiderstand oder andere Gegenkopplungen, bekanntlich fast beliebig verändert werden. Dies ist besonders vorteilhaft für Vorstufen, weil damit eine Anpassung an die Innenwiderstände von heute gebräuchlichen Steuerquellen in der NF-Technik, die zwischen 20Ω und $1 \text{ M}\Omega$ liegen können, möglich ist. Bei allen diesen Signalquellen zeigt ein Vergleich der abgegebenen Spannung mit deren Innenwiderstand, daß – bei sonst gleichen Verhältnissen – auch die abgegebe-

ne Spannung etwa proportional mit dem Innenwiderstand steigt. Bei vergleichbaren Quellen wird stets etwa die gleiche Generatorleistung abgegeben. Ein dynamisches Mikrofon mit einem Innenwiderstand von 10 bis 100 Ω gibt z.B. eine Spannung von 0,1 bis 2 mV ab, dynamische und magnetische Tonabnehmer mit einem Innenwiderstand von 500 Ω bis 20 k Ω liefern eine Spannung von 10 bis 15 mV und Quellen mit großem Innenwiderstand, z.B. der Kristalltonabnehmer mit dem Innenwiderstand von 500 k Ω bis 1 M Ω , geben an einen angepaßten Verstärker eine Spannung von 100 bis 500 mV ab.

Diese Tatsache wird bei dem Verstärker nach Bild 2.10 berücksichtigt. Die Gegenkopplung vom Emitter der zweiten Stufe zur Basis der ersten Stufe ist abhängig vom Innenwiderstand der an die erste Stufe geschalteten Steuerquelle. Je geringer der Innenwiderstand der Steuerquelle ist, desto schwächer wird die Gegenkopplung, weil die rückgekoppelte Spannung durch die Steuerquelle kurzgeschlossen wird. In diesem Fall liefert also der Verstärker die größte Verstärkung.

Dies ist wichtig, weil, wie bereits erwähnt, die Steuerquellen mit geringem Innenwiderstand auch die kleinste Spannung liefern. Bei der Verwendung von Quellen mit hohen Widerständen wird die starke Rückkopplung voll wirksam. Am Ausgang des Verstärkers erscheint dann trotz der höheren Eingangsspannung ein etwa gleich großes NF-Signal wie bei der Verwendung einer Steuerquelle mit kleinem Innenwiderstand.

Die Spannungsverstärkung in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand zeigt das Diagramm in Bild 2.11.

Um einen hohen Dynamikbereich zu erreichen, wurde für die Verstärker eine verhältnismäßig hohe Betriebsspannung gewählt. Es wurde ein Dynamikumfang von 34 dB erreicht. Der Rausch-Signalabstand ist bei kleinen Quellenwiderständen am ungünstigsten, weshalb die Rauschanpassung des Eingangstransistors für einen kleinen Wert des Quellenwiderstandes durchgeführt wurde. Der Kollektorstrom der Vorstufe beträgt nur 150 μ A.

In der in Bild 2.10 angedeuteten Weise können bis zu 6 Kanäle parallel geschaltet werden, wobei sich der Wert des Ausgangswiderstandes R_1 von der Anzahl der Kanäle herleitet.

Technische Daten

Betriebsspannung	30 V
Betriebsstrom pro Kanal	1,5 mA
Spannungsverstärkung pro Kanal (bei einem Quellenwiderstand von 10 Ω)	64 dB
Max. Ausgangsspannung (Frequenz 1 kHz, Klirrfaktor 10%)	3 V

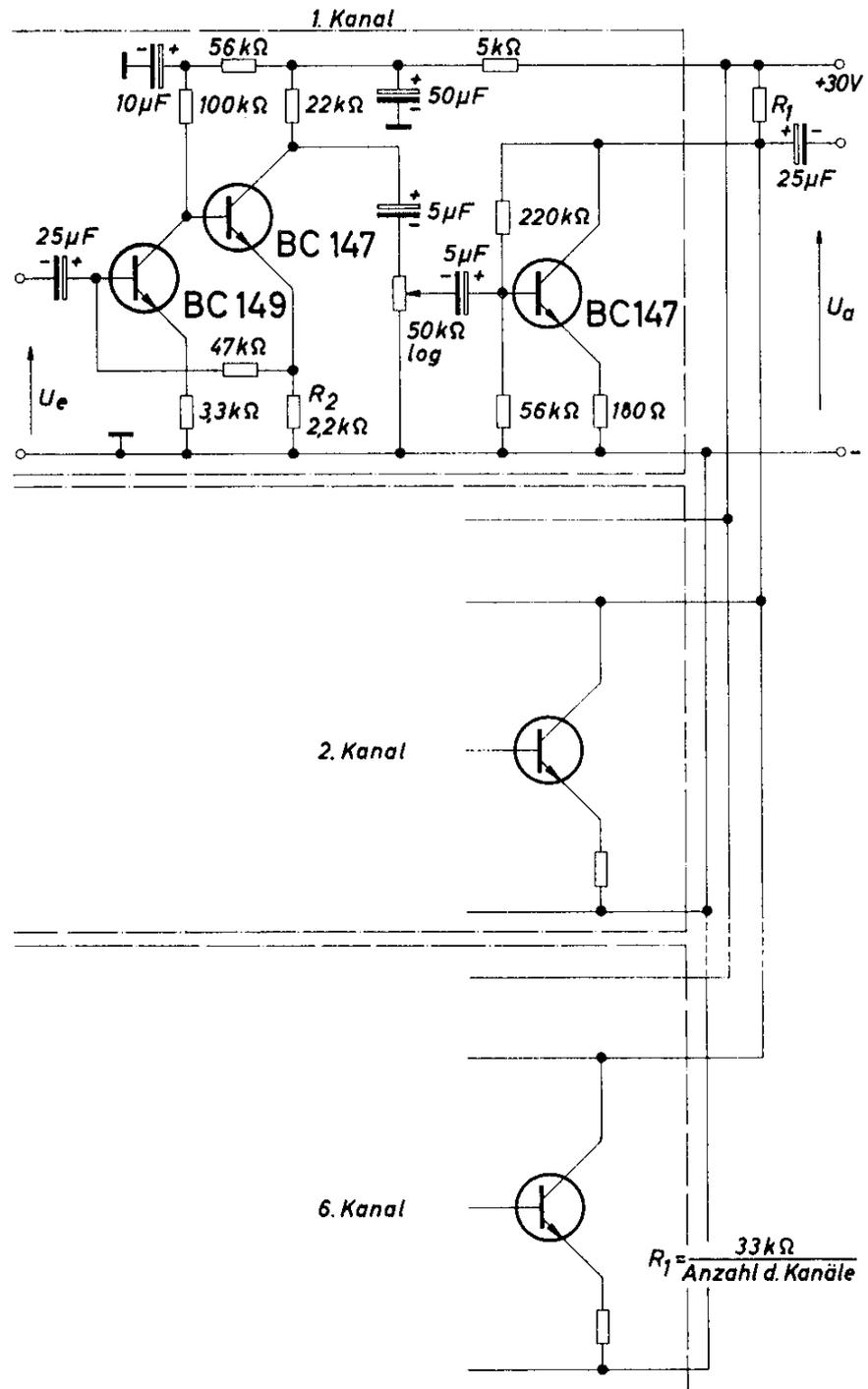


Bild 2.10. Mischpult

(Fortsetzung von Seite 34)

Signal-Rauschabstand 53 dB

(Generatorwiderstand $200\ \Omega$,
Ausgangsspannung $0,8\ \text{V}$)

Dynamik 34 dB

(bezogen auf Eingangsspannung $0,6\ \text{mV}$
und Reglerstellung für konstante

Ausgangsspannung $0,8\ \text{V}$)

Frequenzbereich (3 dB) 10 Hz bis 68 kHz

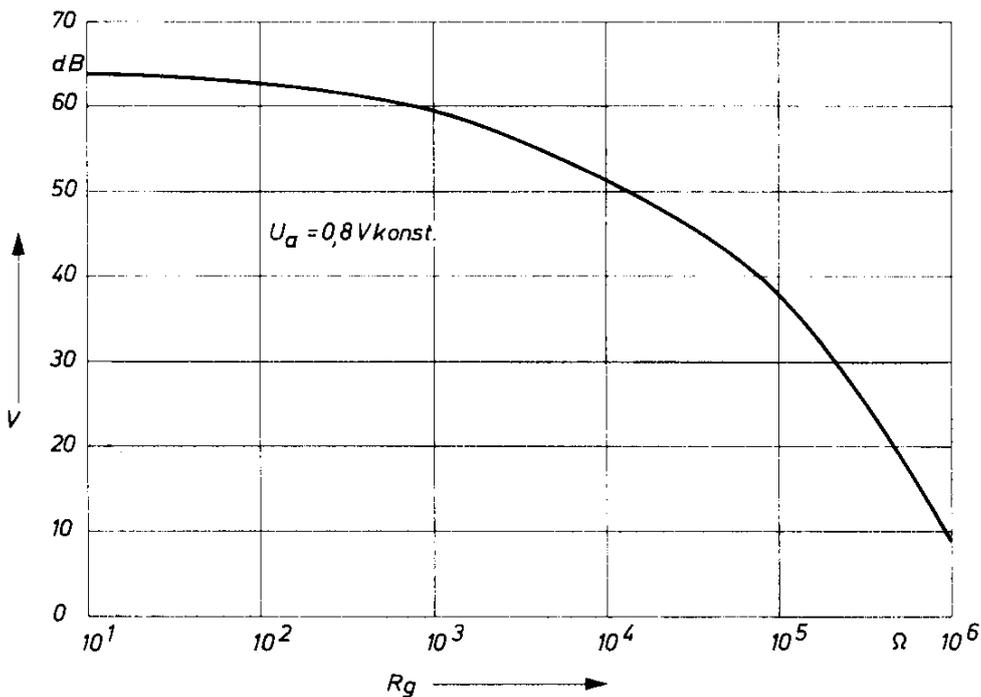


Bild 2.11 Spannungsverstärkung, abhängig vom Generatorwiderstand

2.8. Wechselsprechanlage

Die Schaltung für eine Wechselsprechanlage, wie sie z. B. zwischen Haus- oder Gartentor und Wohnung verwendet werden kann, zeigt Bild 2.12. Die Lautsprecher mit einem Widerstand von $40\ \Omega$ werden gleichzeitig als Mikrofon verwendet. Der hierdurch niedrige Quellenwiderstand macht eine hohe Spannungsverstärkung erforderlich. Der Verstärker besteht deshalb aus zwei Vorstufen und einer Gegentaktendstufe, bestückt mit den komplementären Transistoren BC 108 und BC 178. Damit die üblichen langen Anschlußkabel am Eingang des

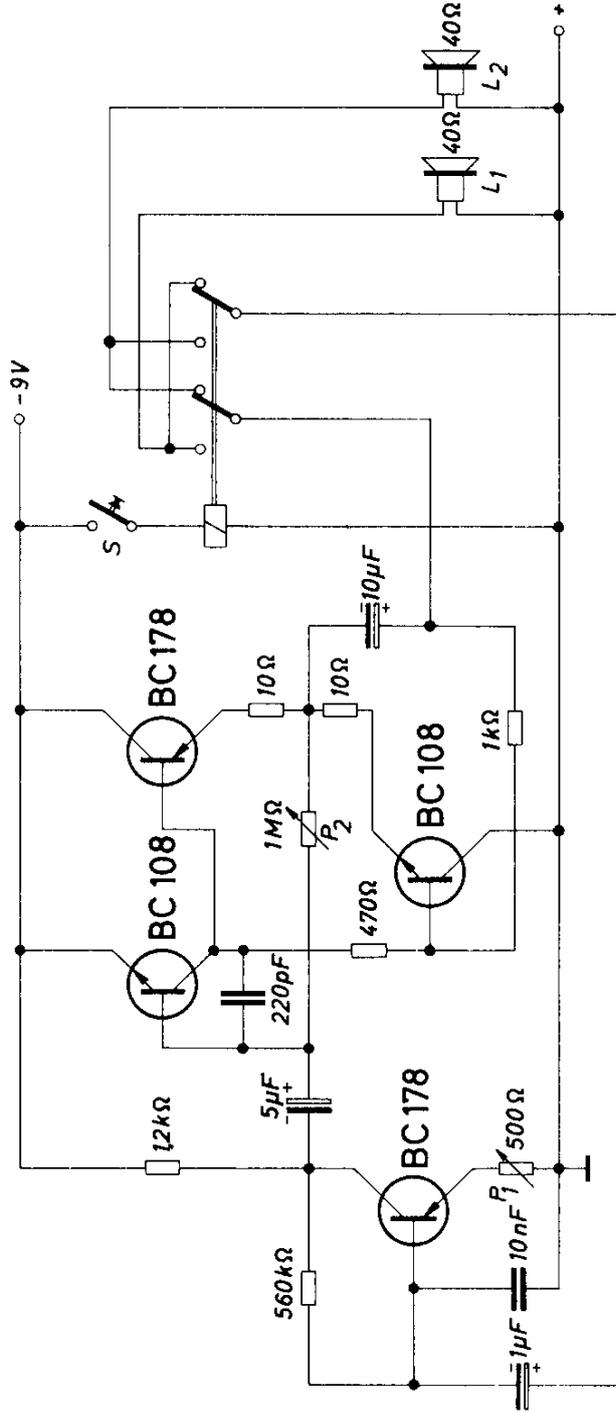


Bild 2.12 Wechselsprechanlage

Verstärkers keine Schwingneigung hervorrufen, wurde ein Kondensator von 10 nF parallel zum Eingang geschaltet. Die Verstärkung kann mit dem Potentiometer P_1 , die Mittelpunktspannung der Endstufe mit Potentiometer P_2 eingestellt werden. Die Sprechstellen werden mit dem Schalter S umgeschaltet. Bei geöffnetem Schalter S wirkt der Lautsprecher L_1 als Sprechstelle, am Lautsprecher L_2 erfolgt die Wiedergabe. Bei Drücken des Schalters verkehrt sich diese Funktion.

Technische Daten

Betriebsspannung	7 bis 9 V
Ruhestrom	18 mA
Max. Ausgangsleistung	170 mW
Eingangsspannung für eine Ausgangsleistung von 50 mW	150 μ V
Spannungsverstärkung	75 dB
Frequenzbereich	100 Hz bis 10 kHz
Klirrfaktor	5%
Ausgangswiderstand	40 Ω

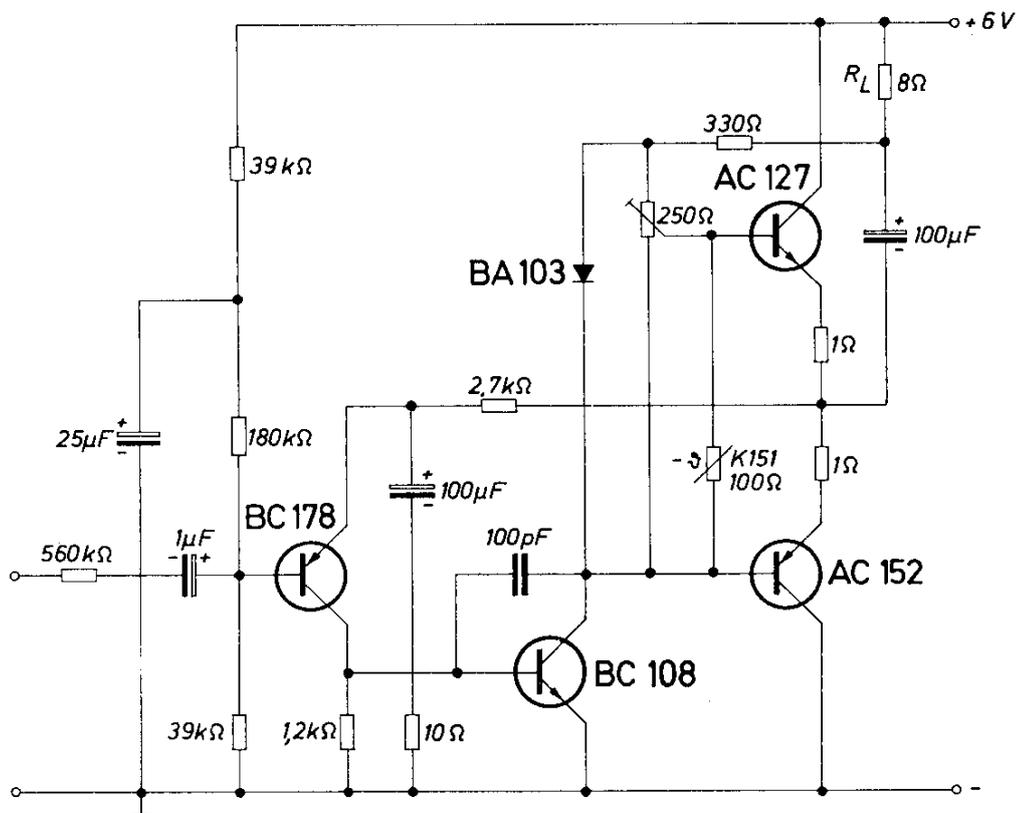


Bild 2.13 Verstärker für Übertragung des Sprachbandes

2.9. NF-Verstärker für Sprachübertragung 6 V, 400 mW

Für die ausschließliche Übertragung des Bereiches der menschlichen Sprache werden an einen Verstärker geringere Anforderungen insbesondere hinsichtlich der unteren Grenzfrequenz gestellt, wodurch ein einfacherer und billigerer Aufbau möglich ist. Die Schaltung in Bild 2.13 zeigt einen solchen Verstärker für eine untere Grenzfrequenz von 300 Hz. Hierdurch reichen relativ kleine Kapazitätswerte.

Die Eingangsstufe ist als Emitterschaltung ausgeführt. Dem PNP-Eingangstransistor BC 178 folgt als Treiber ein NPN-Transistor BC 108, das spart einen Koppelkondensator ein. Den Arbeitspunkt der Endstufe stabilisiert man mit Hilfe eines Heißleiters.

Bis zu einer Ausgangsleistung von 300 mW ist der Wert des Klirrfaktors unter 3%.

Bis zu der Ausgangsleistung von 400 mW dürfen die Endstufentransistoren ohne zusätzliche Kühlbleche betrieben werden, wenn die Umgebungstemperatur nicht größer als 50 °C ist.

Technische Daten

Betriebsspannung	6 V
Betriebsstrom (Leerlauf)	12 mA
(Vollast)	96 mA
Ausgangsleistung	400 mW
Lastwiderstand	8 Ω
Frequenzbereich	etwa 300 Hz bis 20 kHz
Eingangsspannung	
für max. Ausgangsleistung	300 mV
Eingangswiderstand	600 kΩ
Max. Umgebungstemperatur	50 °C

2.10. NF-Verstärker 7,5 V, 600 mW für stark schwankende Betriebsspannung

Für Batterieempfänger besteht die Forderung, nach einwandfreiem Arbeiten der Verstärker in einem großen Spannungsbereich, damit eine bestmögliche Ausnutzung der Batterien gewährleistet ist. Diese Forderung wird bei dem Verstärker nach Bild 2.14 für den Spannungsbereich von 3 V bis 9 V erfüllt.

Wenn zwischen den Klemmen 1 und 2 das in Bild 2.15 dargestellte Netzwerk angeschaltet wird, ist eine Höheneinstellung entsprechend dem Diagramm in Bild 2.16 möglich.

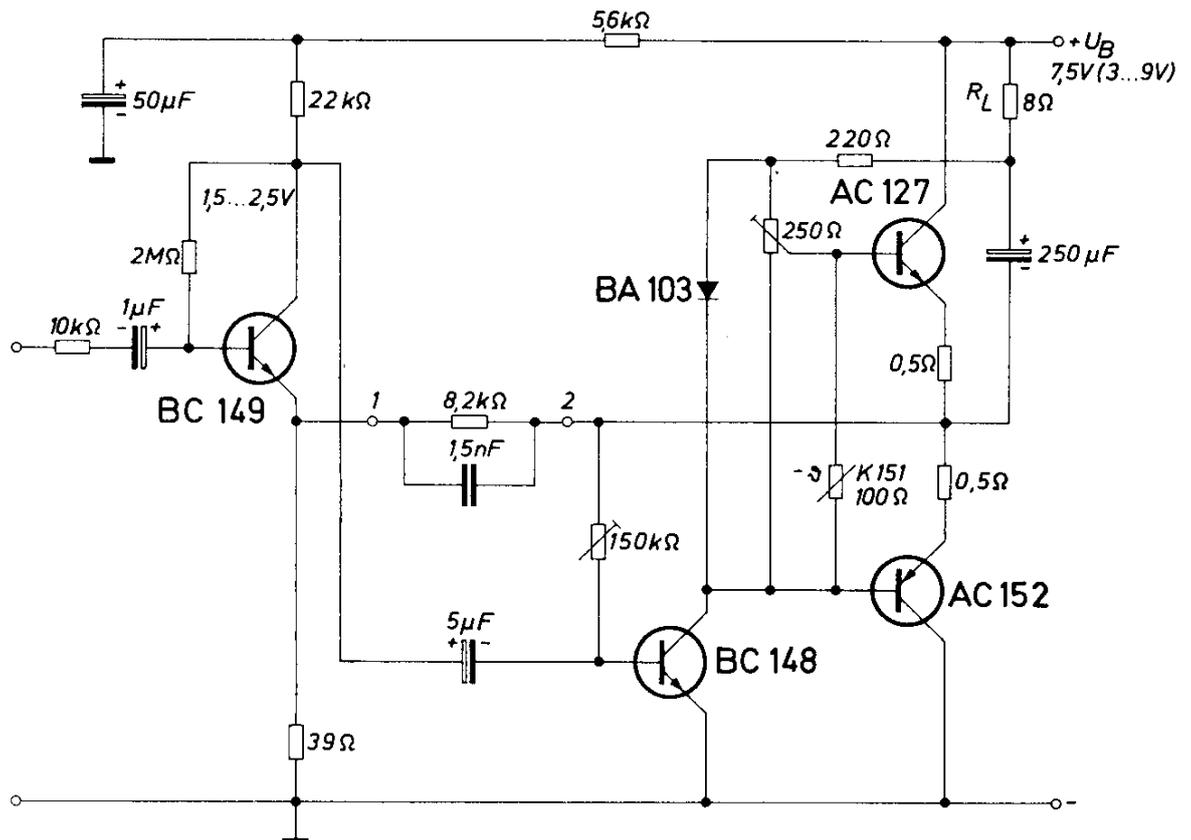


Bild 2.14 NF-Verstärker für schwankende Versorgungsspannung

Technische Daten

Betriebsspannung	7,5 V (3 bis 9 V)
Betriebsstrom (Leerlauf)	19 mA
(Vollast)	145 mA
Ausgangsleistung (bei 7,5 V)	630 mW
Lastwiderstand	8 Ω
Frequenzbereich	80 Hz bis 19 kHz
Eingangsspannung	24 mV
Eingangswiderstand	100 kΩ
Fremdspannungsabstand	
(Ausgangsleistung 100 mW)	74 dB
Gegenkopplung	1 : 2
Leistungsverstärkung	80 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor	≤ 50 grd/W
Max. Umgebungstemperatur	50 °C

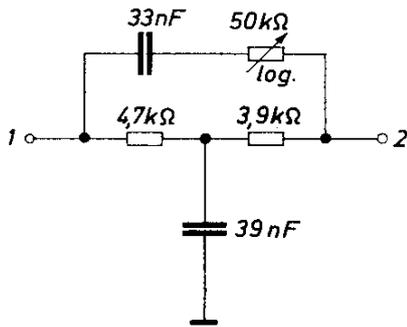


Bild 2.15
Netzwerk für Höhenbeeinflussung

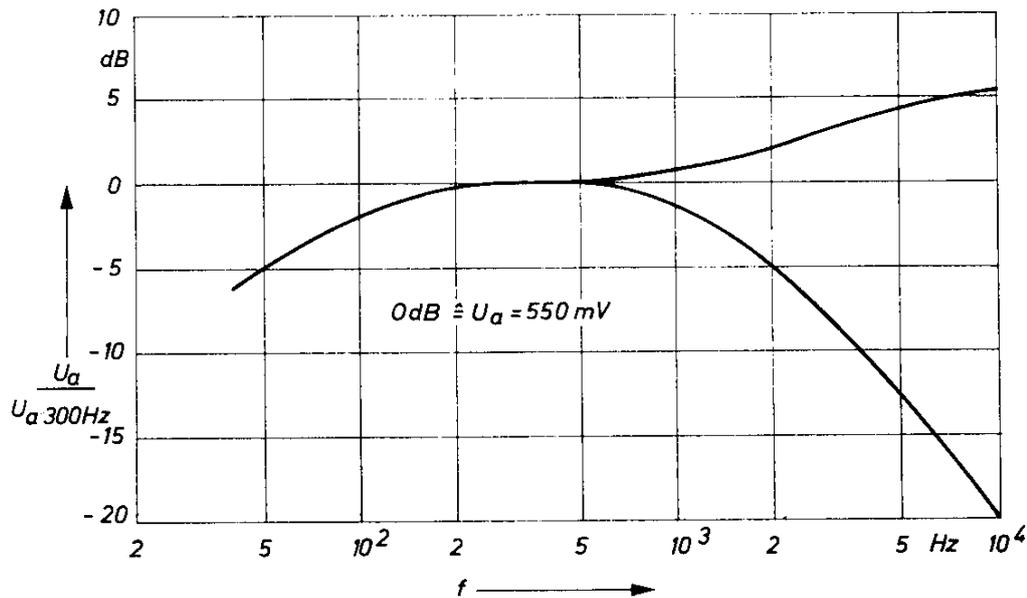


Bild 2.16 Frequenzgang des Verstärkers nach Bild 2.14 bei Verwendung des Netzwerkes nach Bild 2.15

2.11. NF-Verstärker 9 V, 1,1 W mit Pluspol an Masse

Üblicherweise wird in Transistorverstärkern der Minuspol an Masse gelegt. Bei verschiedenen Gerätekonzepten besteht jedoch die Forderung, den Pluspol an Masse zu legen. Die Schaltung nach Bild 2.17 gibt eine hierfür geeignete Anordnung. Der Klirrfaktor liegt bis zur Begrenzung unter 2%.

Technische Daten

Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom (Leerlauf)	15 mA
(Vollast)	190 mA
Ausgangsleistung	1,1 W

(Fortsetzung von Seite 41)

Lastwiderstand	8 Ω
Eingangsspannung	11 mV
Eingangswiderstand	45 k Ω
Frequenzbereich	70 Hz bis 19 kHz
Leistungsverstärkung	86 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor	≤ 90 grad/W
Max. Verlustleistung je Endstufentransistor	0,3 W
Max. Umgebungstemperatur	50 $^{\circ}$ C

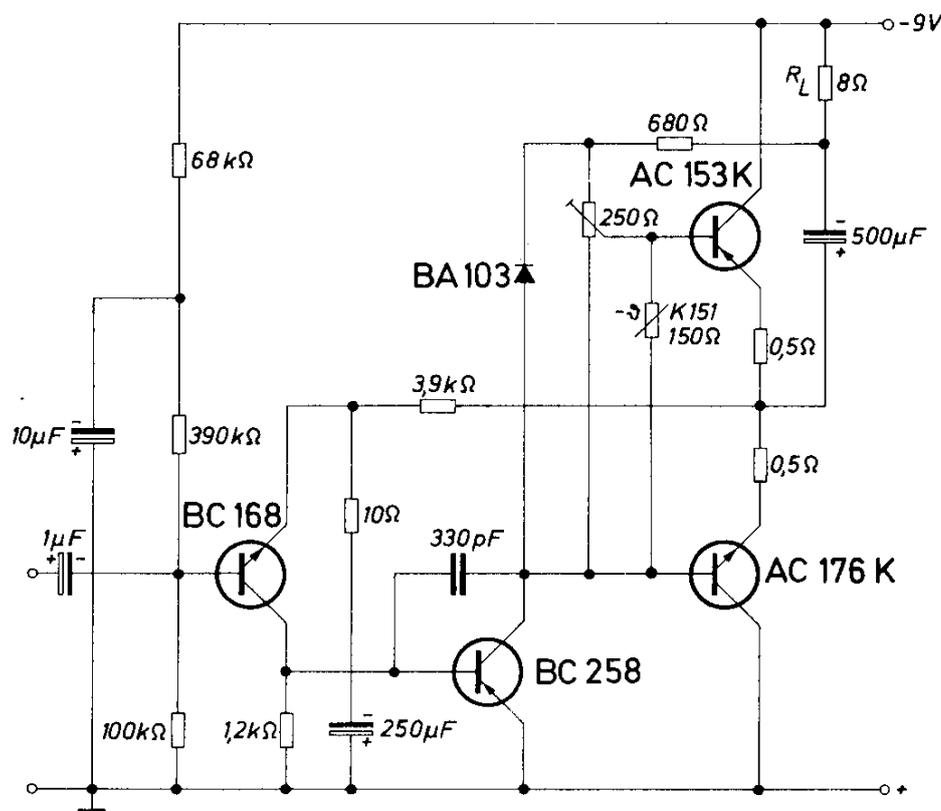


Bild 2.17 NF-Verstärker mit Pluspol an Masse

2.12. NF-Verstärker für unterschiedliche Ausgangsleistungen

Wie bereits erwähnt, werden aus wirtschaftlichen Gründen in den NF-Endstufen auch weiterhin vorwiegend die bekannten Germanium-Transistoren, vor allem die Komplementärpaare, verwendet. Im folgenden Kapitel werden mehrere solcher Schaltungen, bei denen nur teilweise und in den Vorstufen Silizium-Transistoren verwendet werden, angegeben.

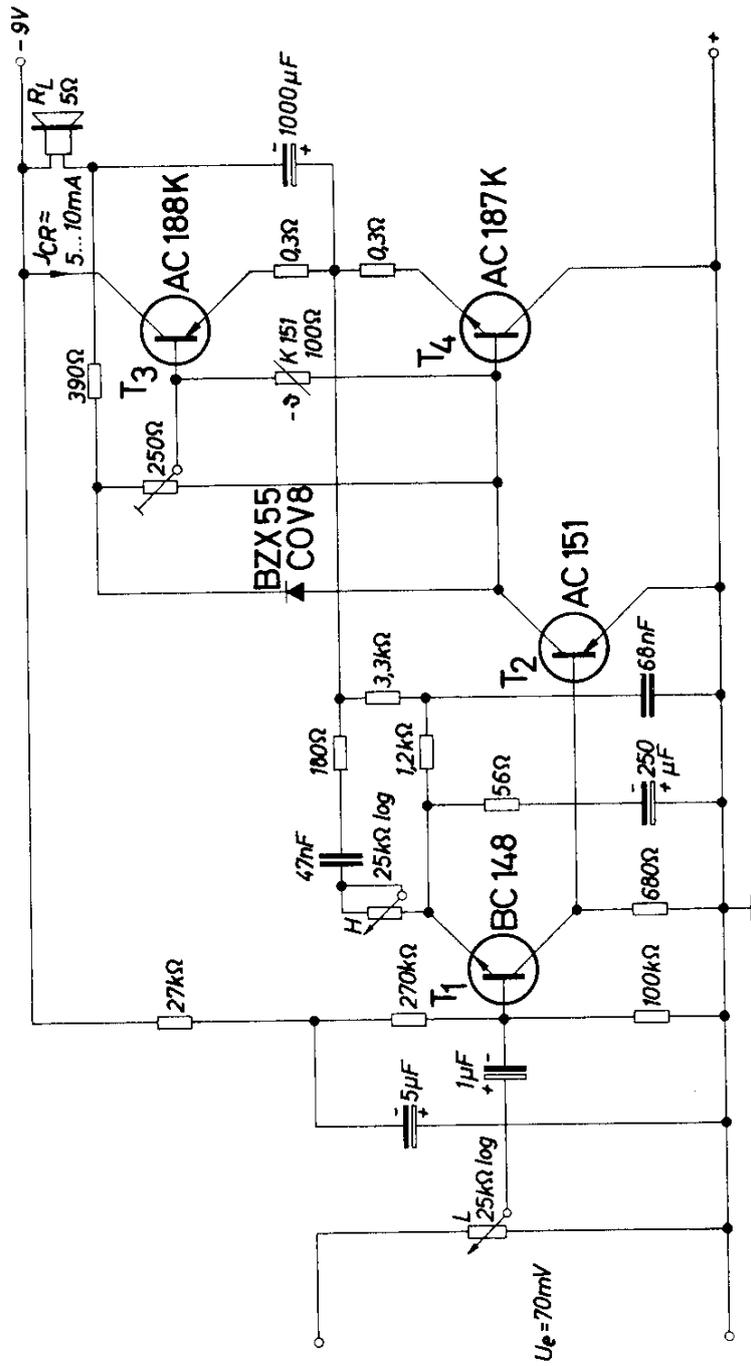


Bild 2.18 NF-Verstärker für 2 W, 9 V

So zeigt das Bild 2.18 eine Schaltung für eine Ausgangsleistung von 2 W bei einer Betriebsspannung von 9 V, bei der nur in der Vorstufe ein NPN-Silizium-Transistor verwendet wird. Durch die Kombination eines NPN-Transistors in der Vorstufe mit einem PNP-Transistor in der Treiberstufe ist eine Gleichstromkopplung dieser beiden Stufen möglich, wodurch dann ein Koppelkondensator

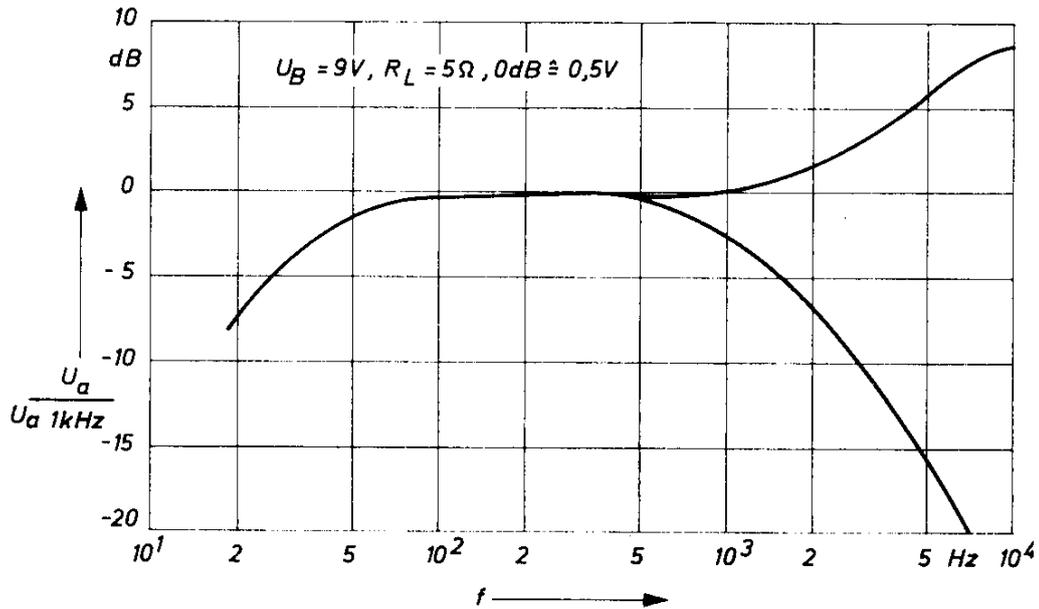


Bild 2.19 Frequenzgang für Verstärker nach Bild 2,18 mit Höhenkorrektur

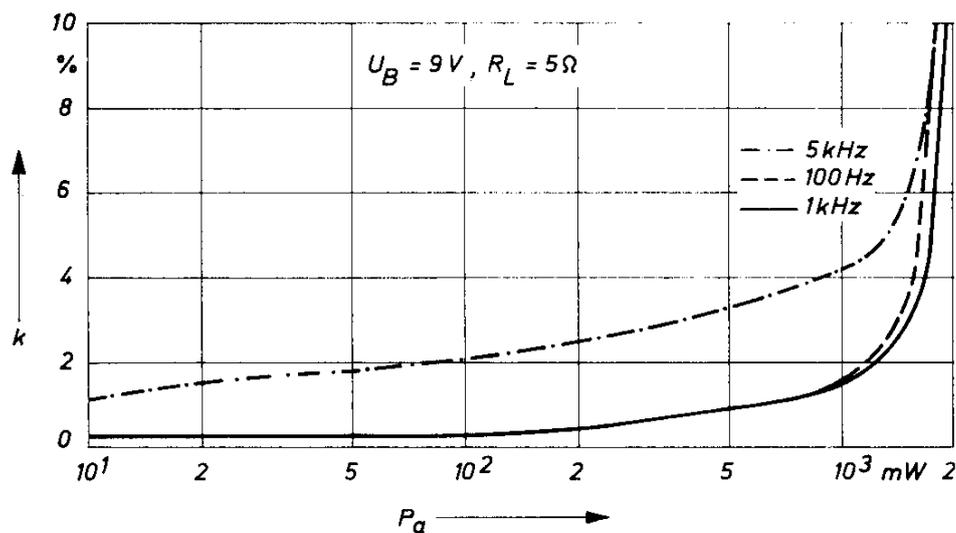


Bild 2.20 Klirrfaktor für Verstärker nach Bild 2.18

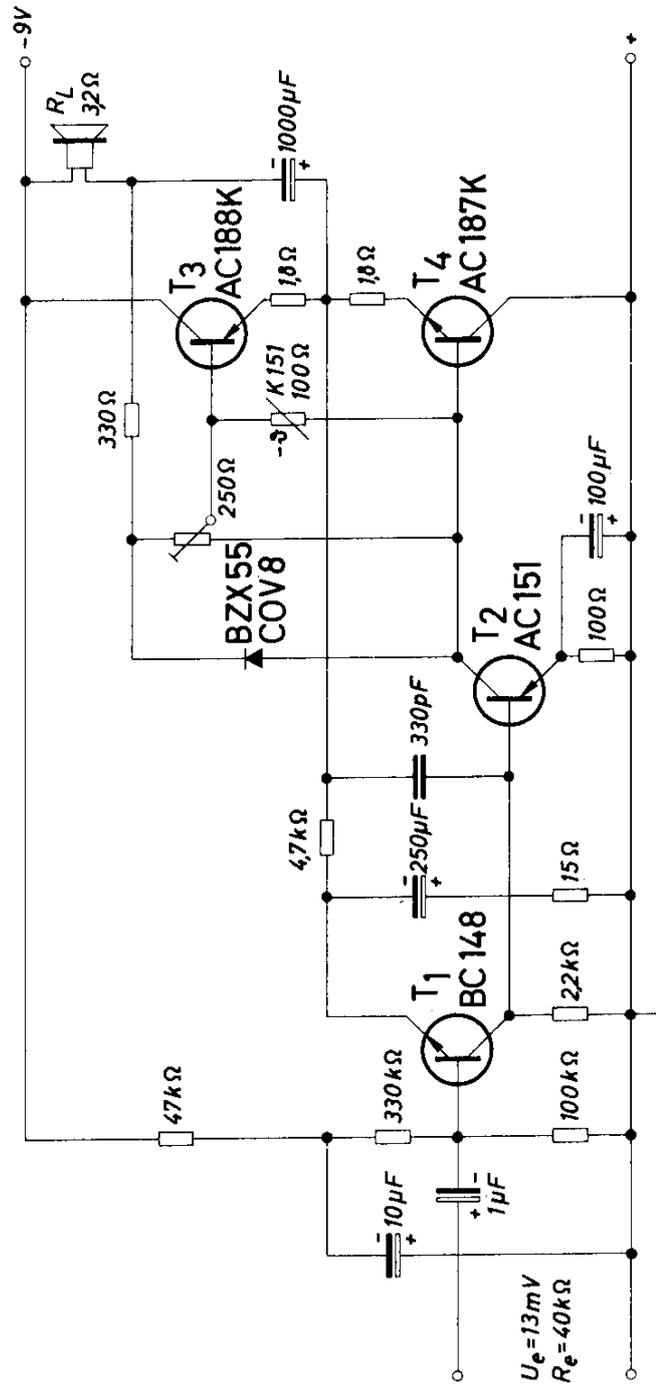


Bild 2.21 NF-Verstärker für 1,2W, 9V

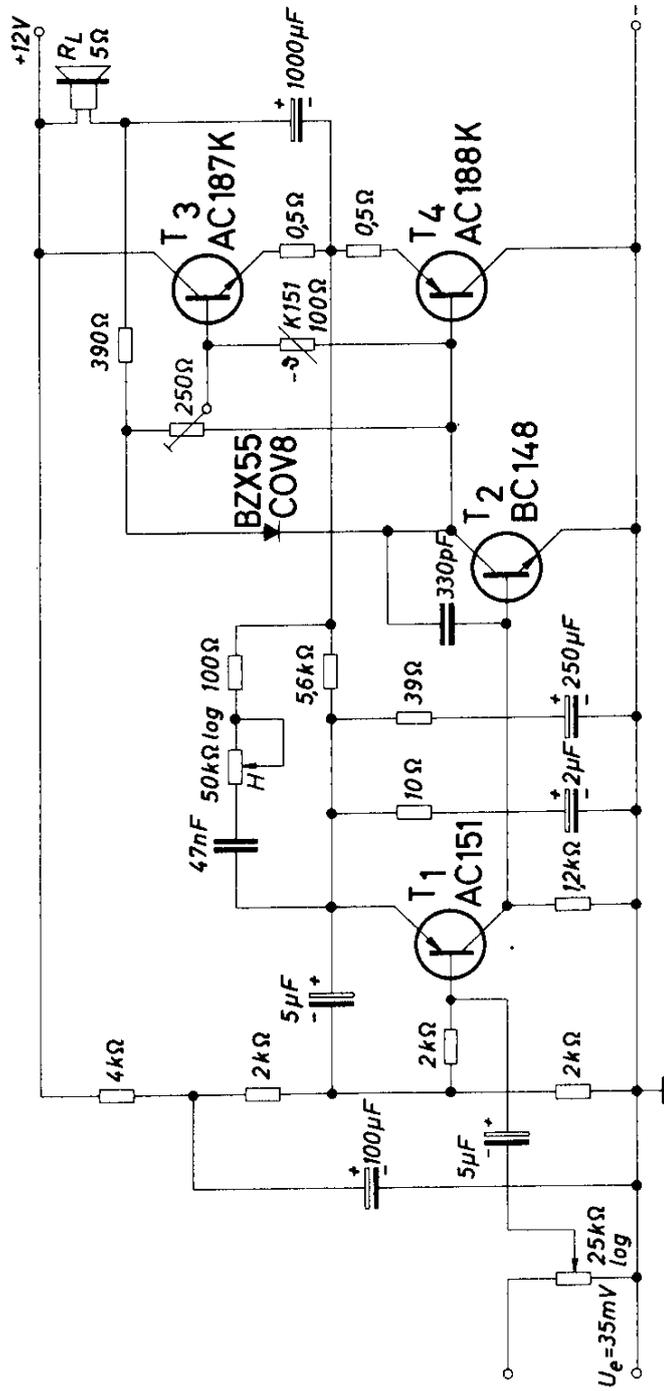


Bild 2.22 NF-Verstärker für 3,2 W, 12 V

eingespart werden kann. Die Schaltung enthält den Lautstärkereger und eine Höhenkorrektur. Der damit erzielbare Spannungsfrequenzgang ist in Bild 2.19 dargestellt. Den Klirrfaktor für verschiedene Frequenzen zeigt das Bild 2.20.

Das Bild 2.21 zeigt eine ähnliche Schaltung. Die Ausgangsleistung ist jedoch auf einen Wert von 1,2 W festgelegt.

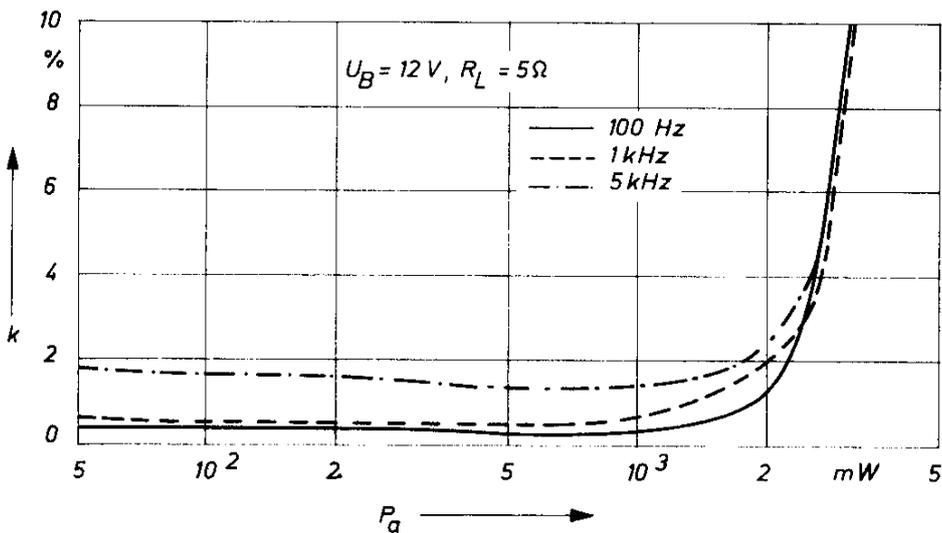


Bild 2.23 Klirrfaktor für Verstärker nach Bild 2.22

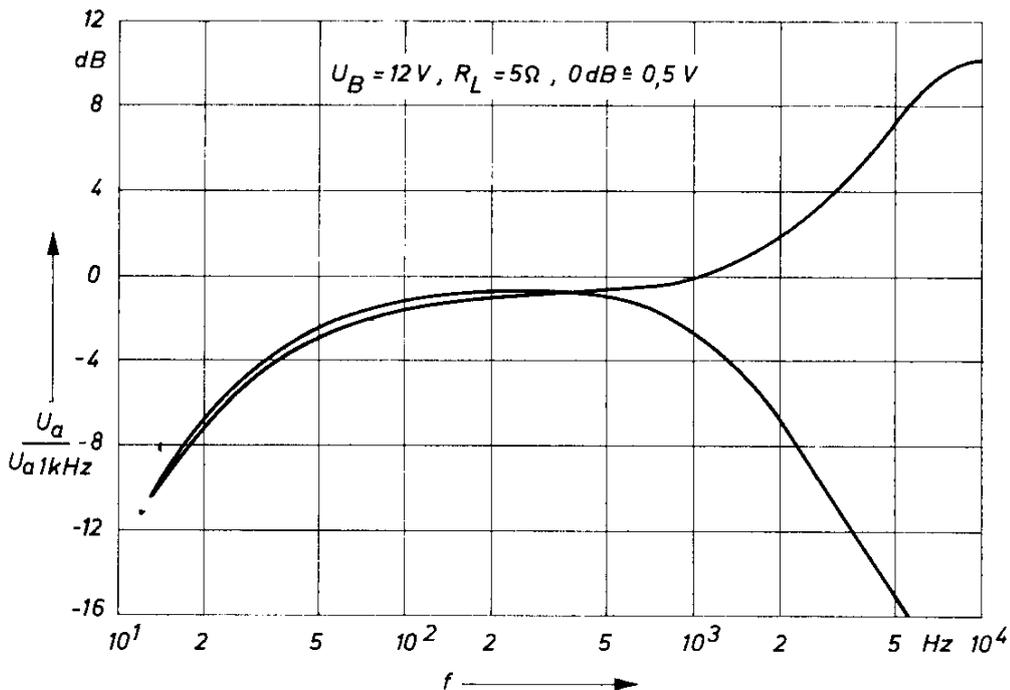


Bild 2.24 Frequenzgang für Verstärker nach Bild 2.22

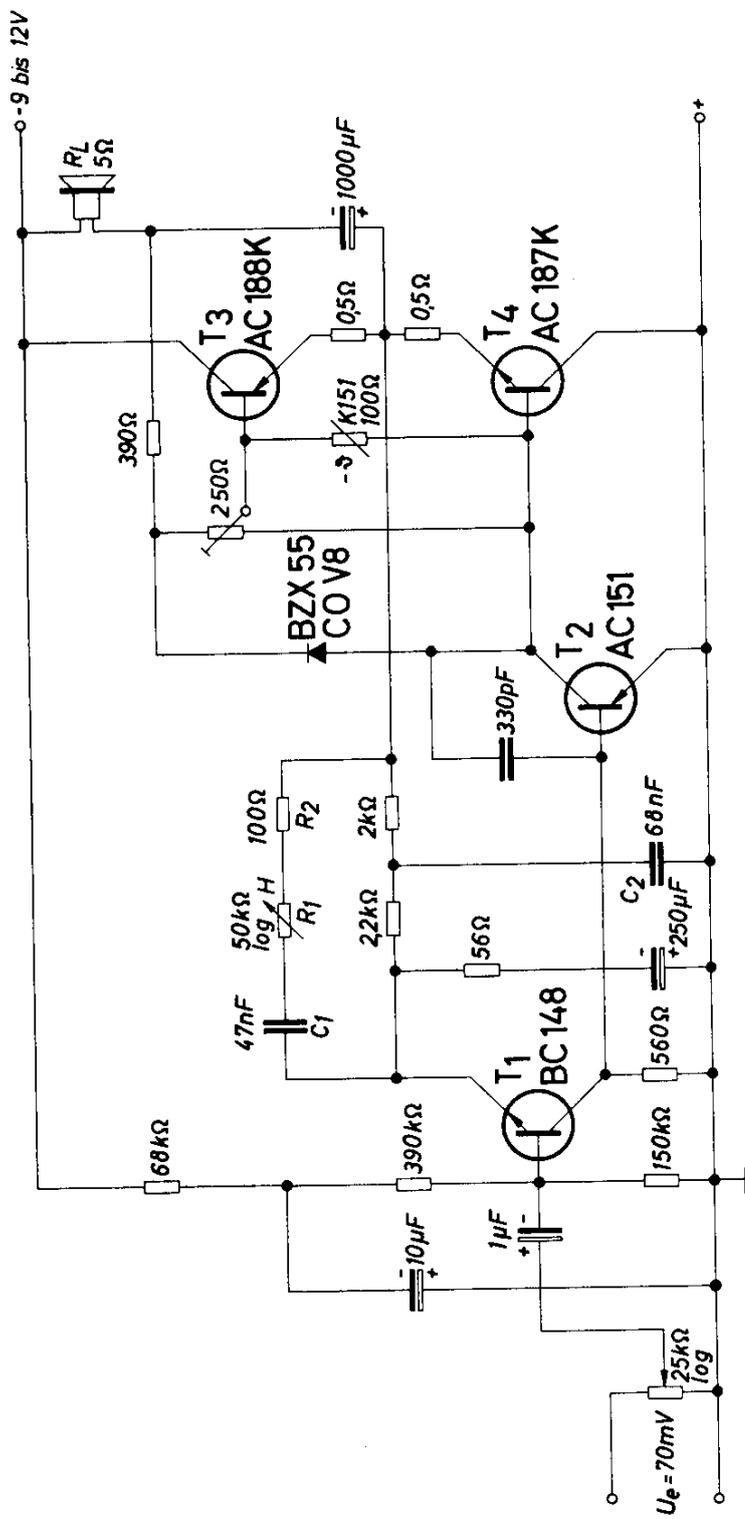


Bild 2.25 NF-Verstärker für 2 bis 3,2 W, 9 bis 12 V

Die Schaltung nach Bild 2.22 hingegen liefert eine Ausgangsleistung von 3,2 W bei einer Betriebsspannung von 12 V. Auch hier ist wieder eine Höhen-Einstellung vorgesehen; den so erzielbaren Spannungsfrequenzgang zeigt das Bild 2.24, während in Bild 2.23 der Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung für verschiedene Frequenzen angegeben ist. Die Schaltung nach Bild 2.25 kann bei Betriebsspannungen zwischen 9 und 12 V verwendet werden, wobei die Ausgangsleistung einen Wert von 2 bis 3,2 W hat. Klirrfaktor und Spannungsfrequenzgang zeigen die Bilder 2.26 und 2.27.

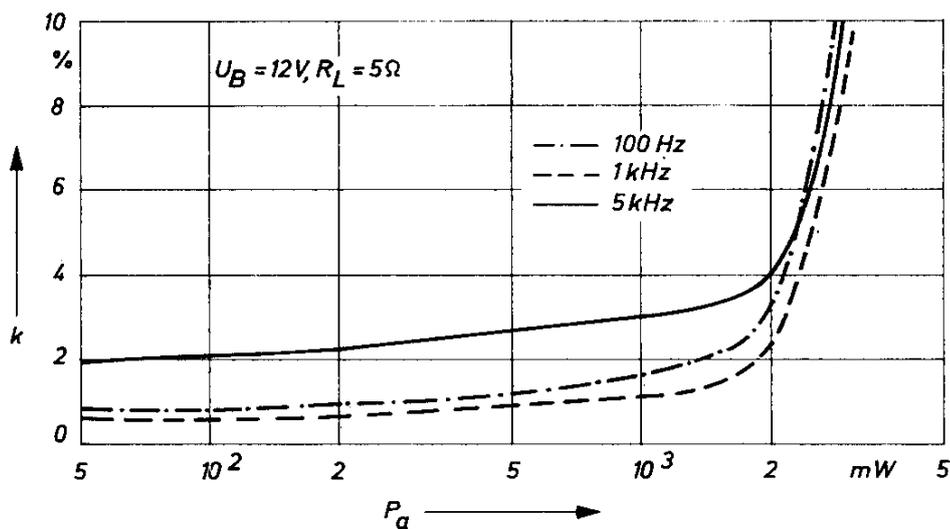


Bild 2.26 Klirrfaktor für Verstärker nach Bild 2.25

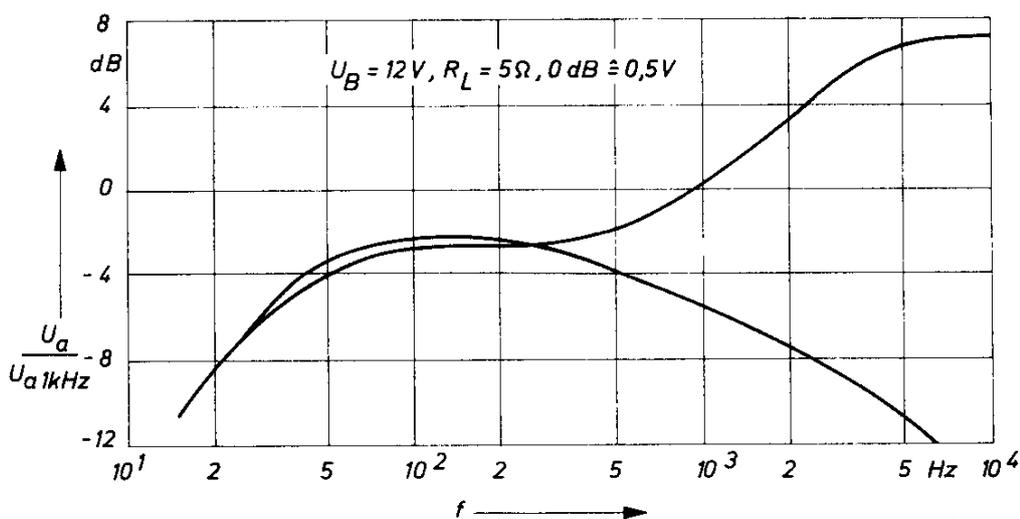


Bild 2.27 Frequenzgang für Verstärker nach Bild 2.25

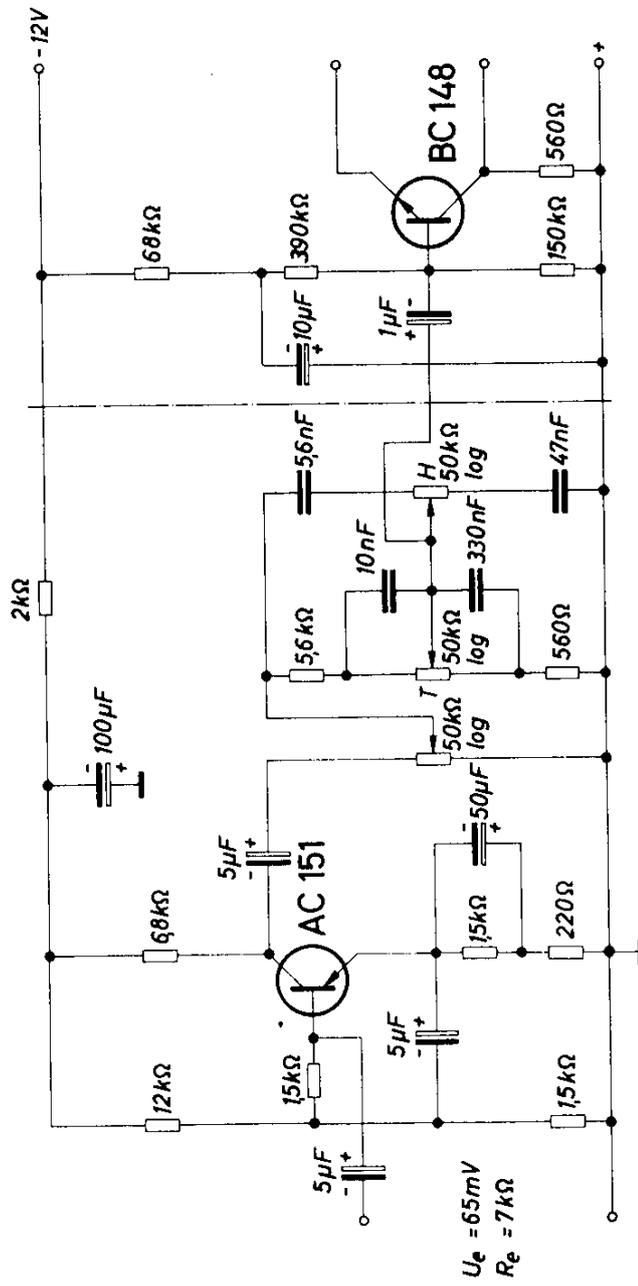


Bild 2.28 NF-Vorstufe mit Höhen- und Tiefeneinstellungsmöglichkeit

Eine Vorstufe mit Möglichkeit zur Höhen- und Tiefeneinstellung zeigt schließlich Bild 2.28, wie sie z. B. dem Verstärker nach Bild 2.25 vorgeschaltet werden kann. Dabei muß in der Schaltung nach Bild 2.25 die dort angegebene Höhen-Korrektur, bestehend aus den Bauelementen R_1 , R_2 , C_1 und C_2 , weggelassen werden. In der Zusammenstellung der technischen Daten ist diese Schaltungskombination mit 2.25a bezeichnet. Die Bilder 2.29 und 2.30 zeigen Klirrfaktor und Spannungsfrequenzgang für die Schaltungskombination 2.25a.

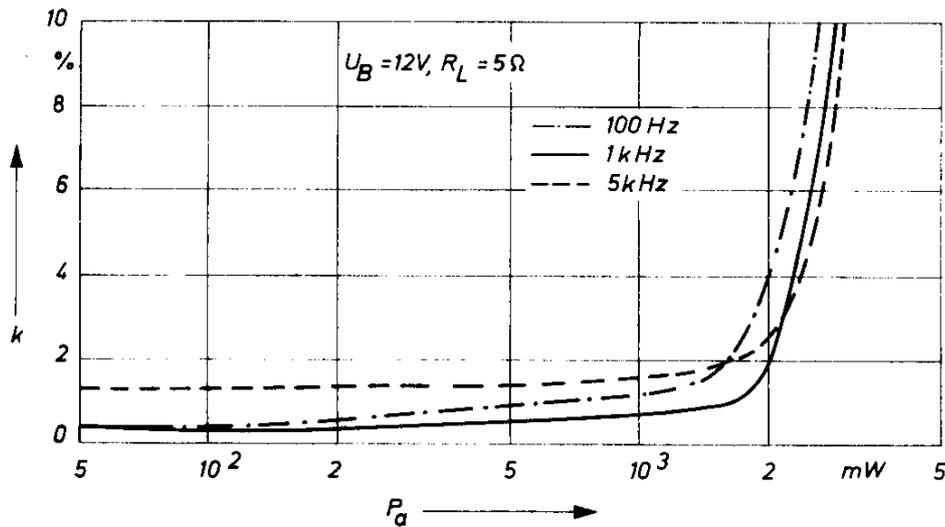


Bild 2.29 Klirrfaktor für Verstärker nach 2.25a

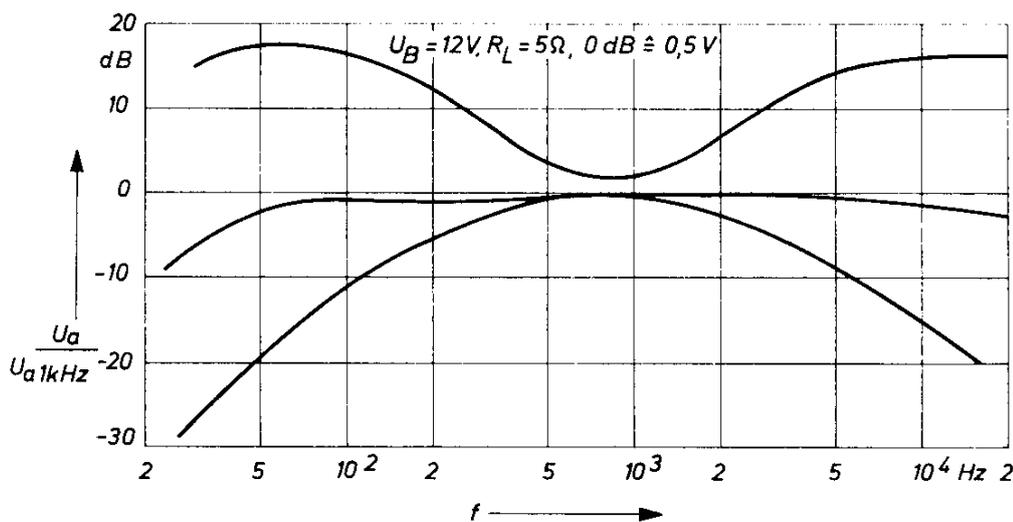


Bild 2.30 Frequenzgang für Verstärker nach 2.25a

Technische Daten

Bild	2.18	2.21	2.22	2.25	2.25 a	
Betriebsspannung	9	9	12	9/12	9/12	V
Betriebsstrom						
ohne Aussteuerung	20	22	25	22/25	23/27	mA
für max. Ausgangsleistung	270	270	390	270/370	270/370	mA
Eingangsspannung	70	13	35	56/70	50/65	mV
Eingangswiderstand	20	40	20	20	7	k Ω
Lastwiderstand	5	3,2	5	5	5	Ω
Ausgangsleistung (Klirrfaktor 10%)	1,9	1,2	3,2	2/3,2	2/3,2	W

2.13. NF-Verstärker 9 V, 2 W

Zum Unterschied zu den in Kapitel 2.12 beschriebenen Verstärkern wird in der Schaltung nach Bild 2.31 auch für den PNP-Transistor ein Silizium-Transistor verwendet. Alle drei Stufen des Verstärkers sind galvanisch gekoppelt.

Die Verlustleistung beträgt je Endstufentransistor etwa 0,6 W, weshalb je ein Kühlkörper verwendet werden muß mit einem Wärmewiderstand von weniger als 25 grd/W (z.B. Aluminiumblech von 20 cm²). Die untere Grenzfrequenz des Verstärkers ist u.a. vom Wert des Kondensators C₁ abhängig; bei einem Wert von 100 μ F beträgt sie 130 Hz, bei 250 μ F 56 Hz. Eine Temperaturstabilisierung des Ruhestromes der Endstufe wird mit Hilfe des Heißeiters K 151 erreicht. Für Änderung der Betriebsspannung erfolgt die Stabilisierung des Ruhestromes mit der Siliziumdiode BA 103 (siehe Bild 2.33). Den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zeigt für verschiedene Frequenzen das Bild 2.32.

Technische Daten

Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom	
ohne Aussteuerung	etwa 22 mA
für max. Ausgangsleistung	330 mA
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	11 mV
Eingangswiderstand	35 k Ω
Ausgangsleistung (Klirrfaktor 10%)	2 W
Lastwiderstand	4 Ω
Frequenzbereich (3 dB)	65 Hz bis 19 kHz
Leistungsverstärkung	etwa 87 dB
Fremdspannungsabstand	63 dB
(Generatorwiderstand 10 k Ω , Ausgangsleistung 100 mW)	

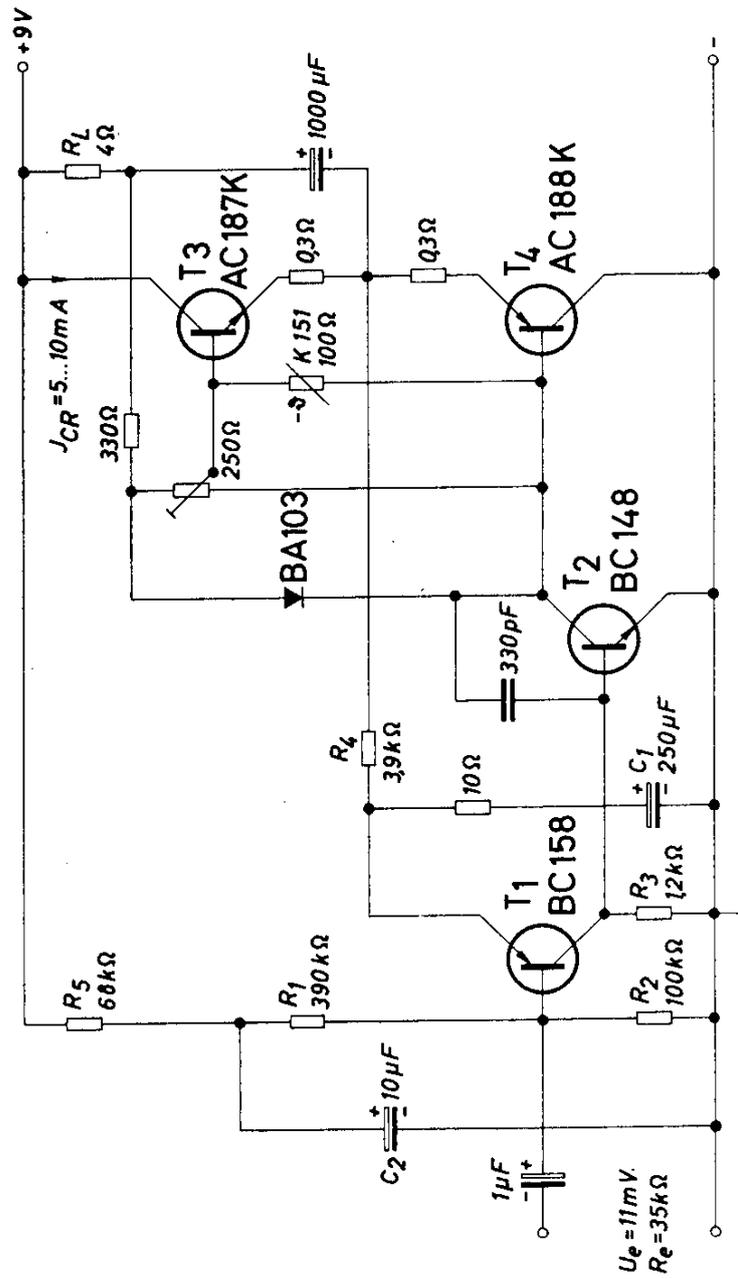


Bild 2.31 NF-Verstärker für 2 W, 9 V mit ausschließlich galvanischer Kopplung

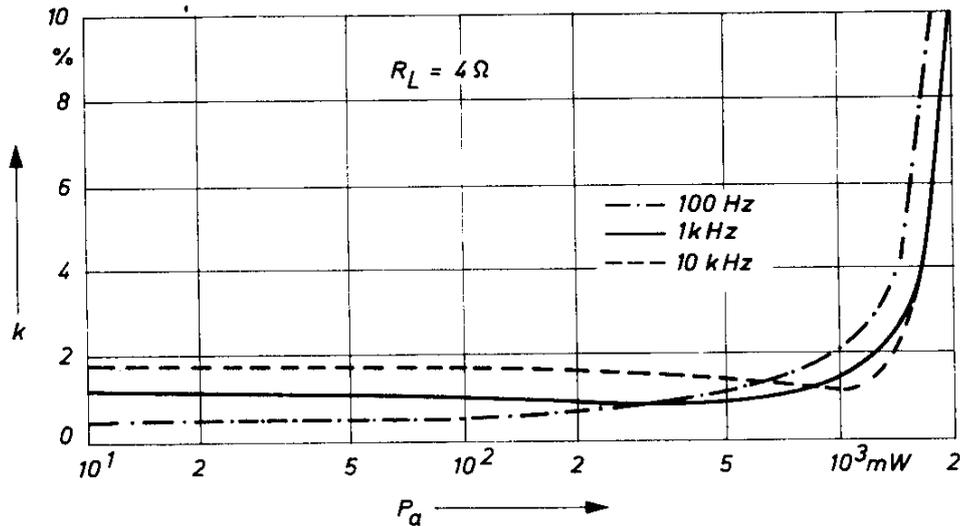


Bild 2.32 Klirrfaktor für Verstärker nach Bild 2.31

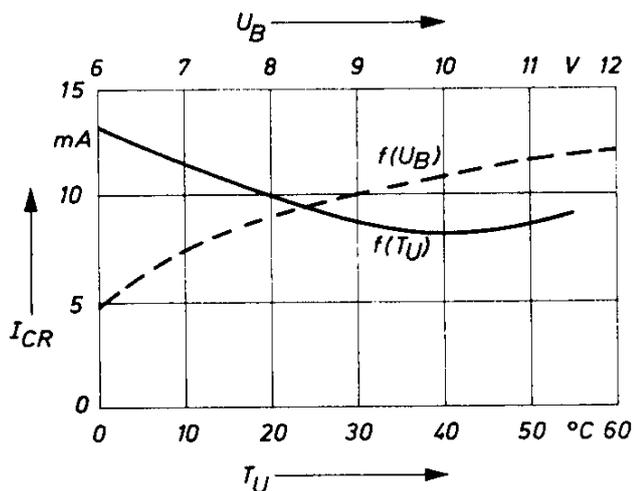


Bild 2.33.

Stabilisierung des Ruhestroms für Änderung der Betriebsspannung mit BA 103

2.14. NF-Verstärker mit Silizium-Transistoren

Mit den Komplementärtypen BC 140/BC 160 bzw. BC 141/BC 161 haben wir Endstufentransistoren für maximale Ausgangsleistungen bis zu 8 W. Diese hohe Leistung wird aber nur bei einer relativ hohen Betriebsspannung erreicht, wobei die Transistoren bis an die Grenze des Zulässigen belastet werden müssen. Übliche Ausgangsleistungen für die genannten Komplementärpaare sind 1 bis 5 W.

Die Bilder 2.34 und 2.35 zeigen die Schaltung solcher Niederfrequenz-Verstärker für den Betrieb an einer nur wenig veränderlichen Betriebsspannung

(max. $\pm 15\%$). Die Schaltung in Bild 2.35 unterscheidet sich von der in Bild 2.34 dadurch, daß ein Pol des Ausgangs an Masse liegt, was von den Anwendern häufig gefordert worden ist.

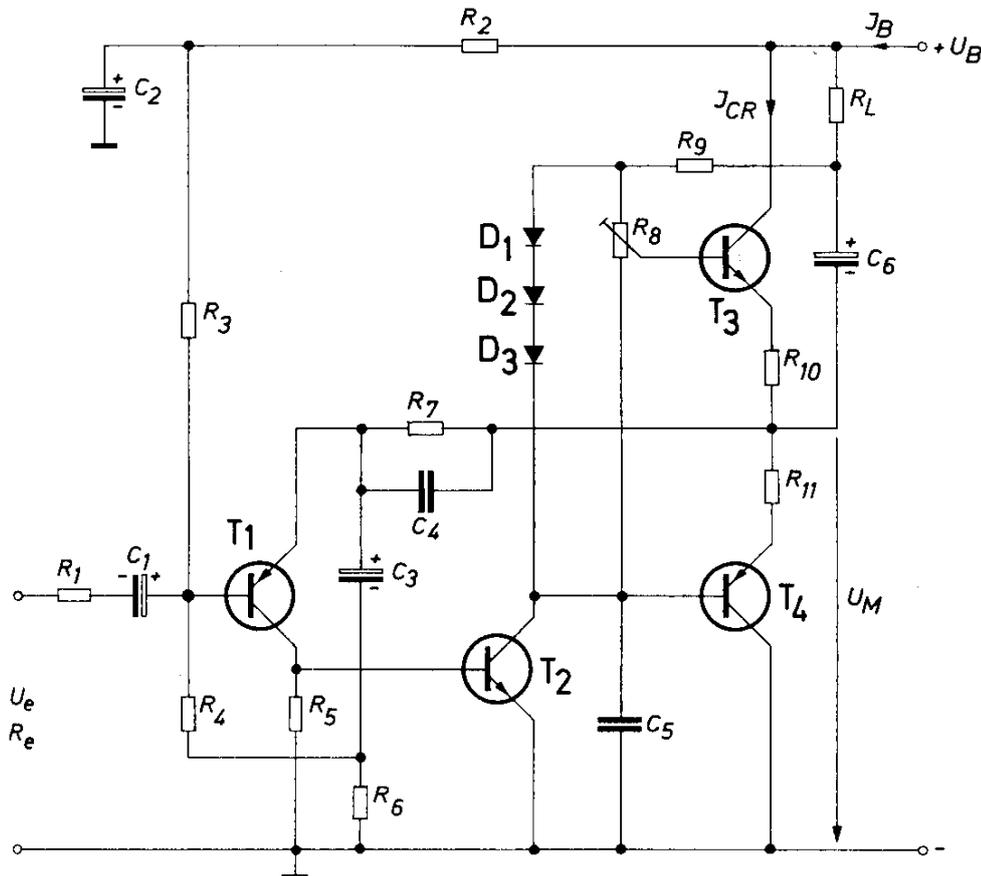


Bild 2.34 Grundschtung für NF-Verstärker mit Silizium-Transistoren für hohe Ausgangsleistungen bei weitgehend konstanter Versorgungsspannung

In Tabelle 1 (S. 56) sind die technischen Daten der Schaltung nach Bild 2.34 für sieben Betriebsspannungen und Ausgangsleistungen angegeben. Die für die Schaltung verwendeten Bauelemente sind in Tabelle 2 (S. 57) enthalten.

Die Schaltung in Bild 2.35 unterscheidet sich im Aufbau nur dadurch von der Schaltung in Bild 2.34, daß die Transistoren in der Vor- und der Treiberstufe vertauscht sind; es wird also hier der PNP-Transistor in der Treiberstufe verwendet.

Tabelle 1 (Technische Daten) Schaltung nach Bild 2.34

Schaltungs-Nr.		1	2	3	4	5	6	7	
Betriebsspannung	U_B	9	12	20	30	45	60	55	V
Betriebsstrom im Leerlauf		22	28	23	22	15	12	18	mA
Betriebsstrom bei Vollast		150	200	200	160	155	110	195	mA
Ausgangsleistung	P_a	0,7	1,2	2,5	3,3	5	4,8	7,8	W
Lastwiderstand	R_L	8	8	16	32	50	100	50	Ω
Eingangsspannung	U_e	14	16	16	15	15	16	19	mV
Eingangswiderstand	R_e	40	40	35	60	60	80	70	k Ω
untere Grenzfrequenz		40	56	65	70	65	60	65	Hz
obere Grenzfrequenz		30	24	27	21	22	23	24	kHz
Leistungsverstärkung		81,5	83	82	89	92	92	83	dB
Gegenkopplung		1:2	1:1,5	1:2,8	1:3,7	1:3,9	1:4,5	1:3,3	
Fremdspannungsabstand ($P_a = 100$ mW, Generatorwiderstand = 0, Frequenz 10 Hz bis 16 kHz)		64	63	62	60	59	57	59	dB
max. Kollektorstrom der Endstufe		0,45	0,65	0,56	0,44	0,43	0,3	0,53	A
max. Verlustleistung je Endstufentransistor		0,22	0,4	0,6	0,66	1	0,85	1,5	W
max. Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor		–	–	80	80	40	40	30	grd/W
max. Sperrschichttemperatur der Endstufentransistoren bei einer Umgebungstemperatur von 50°C		100	130	120	125	125	115	150	°C
Kollektor-Ruhestrom	I_{CR}	5	5	3	3	3	2	2	mA
Wärmewiderstand des Kühl- körpers f. d. Transistor T_2		–	–	–	150	100	100	100	grd/W

Tabelle 2 (Bauelemente) Schaltung nach Bild 2.34

Schaltungs-Nr.	1	2	3	4	5	6	7	k Ω
R ₁	10	10	10	10	10	10	10	k Ω
R ₂	68	68	39	120	68	47	68	k Ω
R ₃	390	330	470	560	820	820	680	k Ω
R ₄	100	100	150	220	270	330	330	k Ω
R ₅	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	k Ω
R ₆	10	10	10	10	10	10	10	Ω
R ₇	3,9	4,7	8,2	12	18	22	18	k Ω
R ₈	220	220	150	220	270	470	270	Ω
R ₉	220	220	470	820	1800	3300	1800	Ω
R ₁₀ = R ₁₁	1	1	1	1,8	2,7	4,7	2,7	Ω
C ₁	1	1	1	1	1	1	1	μ F
C ₂	10	10	10	5	5	5	5	μ F
C ₃	250	250	250	250	250	250	250	μ F
C ₄	2200	2200	1000	1000	560	390	470	pF
C ₅	3,3	3,3	2,2	2,2	1	1	1,5	nF
C ₆	500	500	250	100	100	50	100	μ F
T ₁	BC 178	BC 178	BC 177					
T ₂	BC 108	BC 108	BC 107	BC 107	BC 107	BCY 65	BCY 65	
T ₃	BC 140	BC 140	BC 140	BC 140	BC 141	BC 141	BC 141	
T ₄	BC 160	BC 160	BC 160	BC 160	BC 161	BC 161	BC 161	
D ₁	BA 103							
D ₂	BA 103							
D ₃	–	–	BA 103					

Tabelle 3 (von Schaltung nach Bild 2.34 abweichende Bauelemente)
Schaltung nach Bild 2.35.

Schaltungs-Nr.	1	2	3	4	5	k Ω
R ₂	22	22	22	22	68	k Ω
R ₃	82	82	120	180	220	k Ω
R ₄	470	390	470	680	1000	k Ω
C ₂	25	25	25	10	5	μ F

In der Tabelle 3 sind die Bauelemente angegeben, die gegenüber der Schaltung nach Bild 2.34 zu verändern sind. Die übrigen Daten können den Tabellen 1 und 2 entnommen werden.

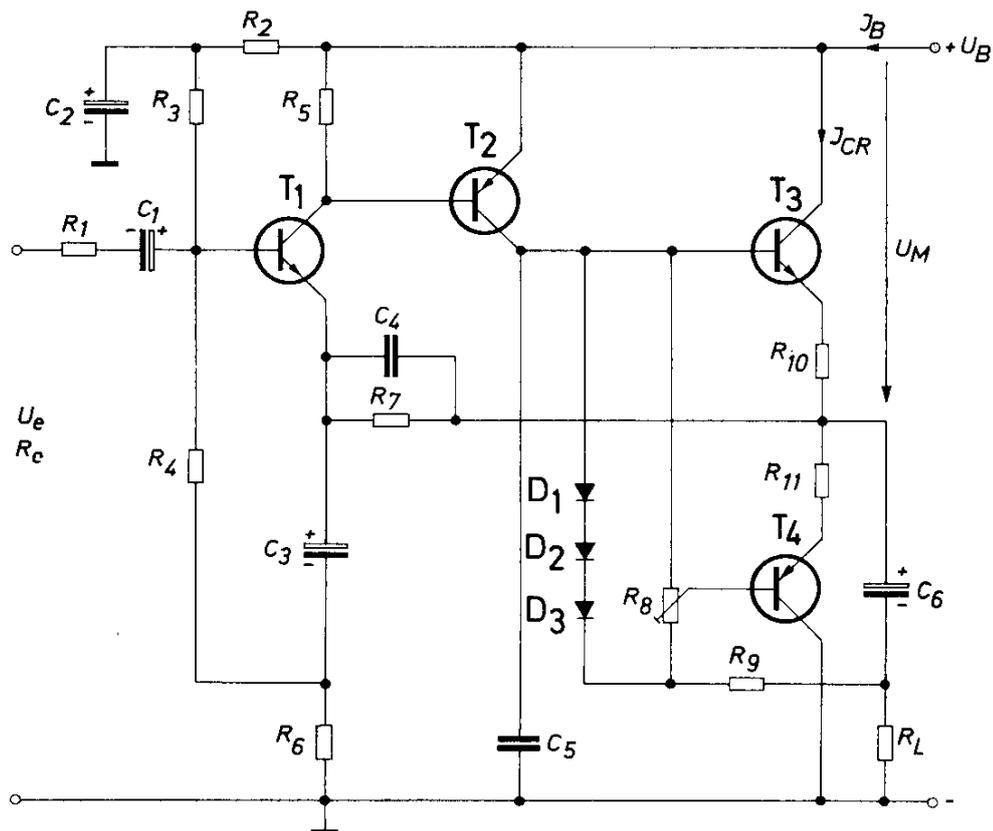


Bild 2.35

Variante der Schaltung nach Bild 2.34 mit einem Pol des Ausgangs an Masse

In vielen Anwendungsfällen ist es erforderlich, daß der Pluspol der Betriebsspannung an Masse gelegt werden kann. Die Schaltung nach Bild 2.34 kann ohne große Schwierigkeiten dieser Forderung angepaßt werden. Lediglich die Vor- und die Treiberstufe müssen vertauscht werden (wie in der Schaltung nach Bild 2.35) ebenso die Endstufentransistoren; das gilt auch für die Dioden D_1 bis D_3 und alle Elektrolytkondensatoren. Dann kann die in Bild 2.34. angegebene Polarität der Betriebsspannung einfach vertauscht werden; dadurch verändern sich die Daten der Schaltung praktisch nicht.

Für den Betrieb bei stark schwankenden Betriebsspannungen (Trockenbatterien) ist die Schaltung nach Bild 2.36 geeignet. In dieser Schaltung muß jedoch mit dem Widerstand R_7 die Mittelpunktspannung der Endstufe eingestellt werden.

Die technischen Daten dieses Verstärkers und die Werte der Bauelemente können den Tabellen 4 und 5 entnommen werden.

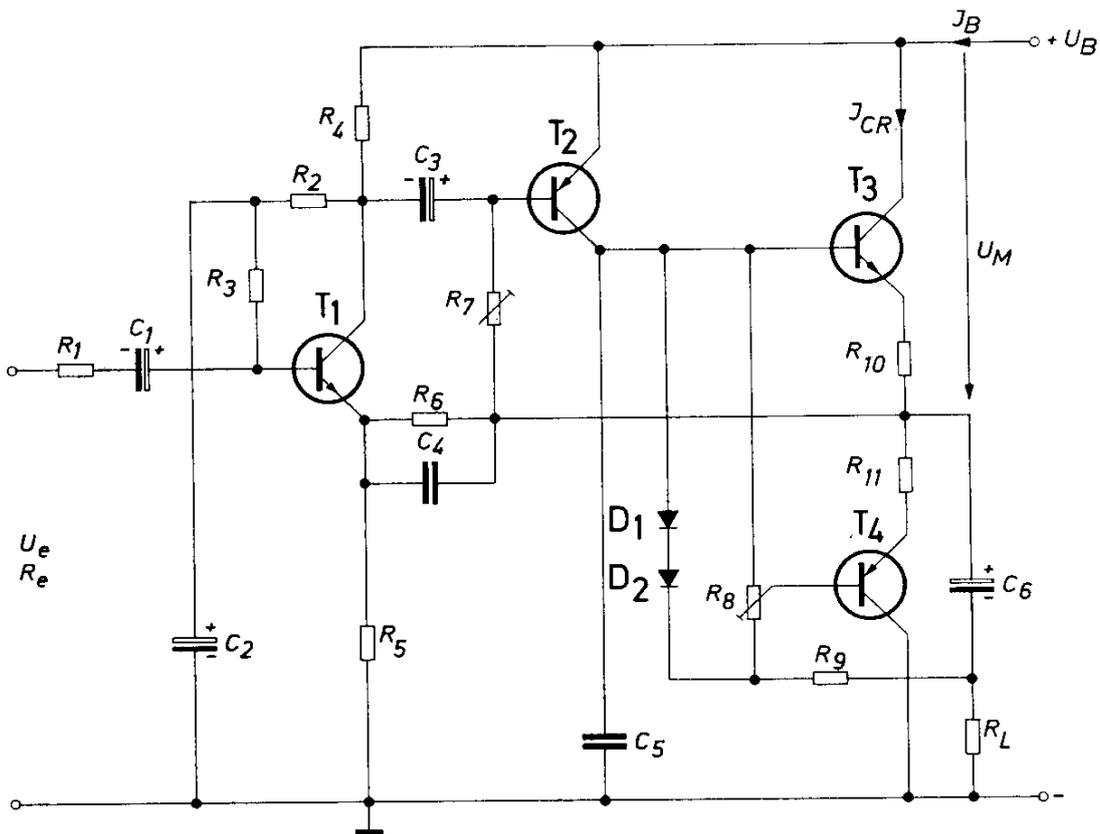


Bild 2.36 Schaltung für stark schwankende Versorgungsspannung

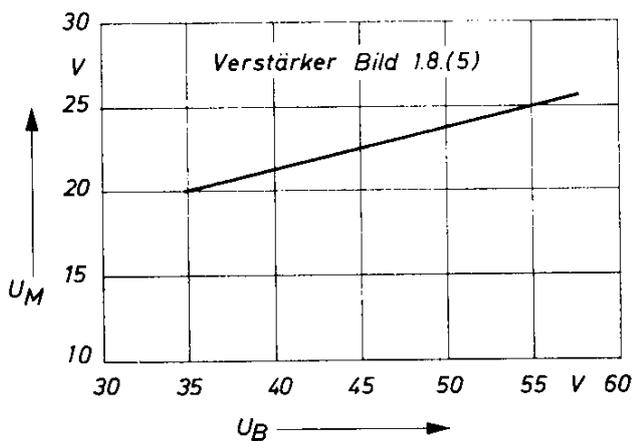


Bild 2.37 · Abhängigkeit der Mittelpunktspannung der Endstufe von der Betriebsspannung für Verstärker hat Bild 2.34

Tabelle 4 (Technische Daten) Schaltung nach Bild 2.36

Schaltungs-Nr.		1	2	3	
Betriebsspannung	U_B	9	12	24	V
Betriebsstrom im Leerlauf		22	30	17	mA
Betriebsstrom bei Vollast		150	210	130	mA
Ausgangsleistung	P_a	0,9	1,3	2,1	W
Lastwiderstand	R_L	8	8	32	Ω
Eingangsspannung	U_e	15	16	16	mV
Eingangswiderstand	R_e	43	35	75	k Ω
Untere Grenzfrequenz		35	35	45	Hz
Obere Grenzfrequenz		23	26	26	kHz
Leistungsverstärkung		82	85	88	dB
Gegenkopplung		1:2	1:1,5	1:3,3	
Fremdspannungsabstand ($P \cong 100$ mW, Generatorwiderstand $\cong 0$, Frequenz 10 Hz bis 16 kHz)		66	64	62	dB
max. Verlustleistung je Endstufentransistor		0,22	0,4	0,43	W
max. Kollektorstrom der Endstufe		0,45	0,65	0,35	A
max. Sperrschichttemperatur der Endstufentransistoren bei einer Umgebungstemperatur von 50°C		100	140	145	°C
Kollektor-Ruhestrom	I_{CR}	5	5	5	mA

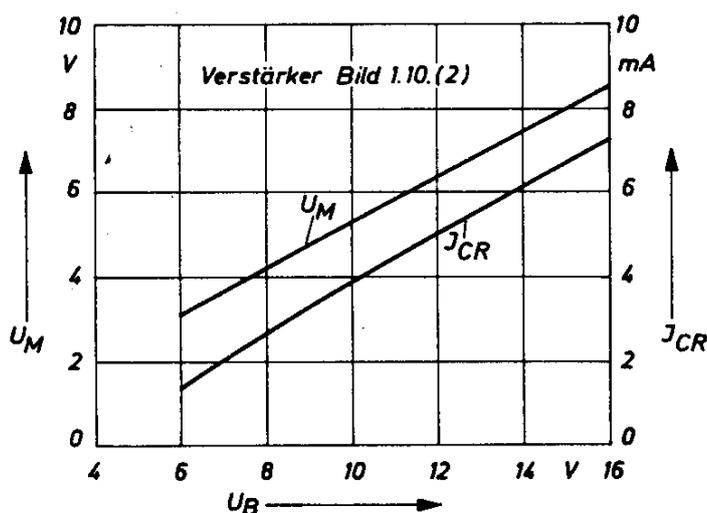


Bild 2.38 Abhängigkeit der Mittelpunktspannung der Endstufe von der Betriebsspannung für Verstärker nach Bild 2.36

Die Abhängigkeit der Endstufen-Mittelpunktspannungen von der Betriebsspannung ist in den Bildern 2.37 für den Verstärker nach Bild 2.34 und in Bild 2.38 für den Verstärker nach Bild 2.36 angegeben.

Man sieht daraus, daß beim Verstärker nach Bild 2.34 die Mittelpunktspannung bei einer Erhöhung der Betriebsspannung nicht erhalten bleibt, d. h. sie wird kleiner als die halbe Betriebsspannung. Im Verstärker nach Bild 2.36 bleibt hingegen die Mittelpunktspannung über einen weiten Spannungsbereich praktisch gleich der Hälfte der Betriebsspannung.

Tabelle 5 (Bauelemente) Schaltung nach Bild 2.36

Schaltungs-Nr.	1	2	3	
R ₁	10	10	10	kΩ
R ₂	180	390	180	kΩ
R ₃	800	1000	2000	kΩ
R ₄	3,9	5,6	12	kΩ
R ₅	10	10	10	Ω
R ₆	3,9	6,8	8,2	kΩ
R ₇	100	100	500	kΩ
R ₈	220	220	470	Ω
R ₉	220	220	1000	Ω
R ₁₀ = R ₁₁	1	1	1,8	Ω
C ₁	1	1	1	μF
C ₂	2	2	2	μF
C ₃	5	5	5	μF
C ₄	3,3	2,2	1,2	nF
C ₅	3,3	3,3	2,2	nF
C ₆	500	500	100	μF
T ₁	BC 108	BC 108	BC 107	
T ₂	BC 178	BC 178	BC 177	
T ₃	BC 140	BC 140	BC 140	
T ₄	BC 160	BC 160	BC 160	
D ₁	BA 103	BA 103	BA 103	
D ₂	BA 103	BA 103	BA 103	

Zur Konstanthaltung des Kollektor-Ruhestromes werden in den Endstufen aller hier beschriebenen Verstärker in Durchlaßrichtung betriebene Silizium-Dioden verwendet. Wenn die Dioden mit guter thermischer Verbindung zu den Endstufen-Transistoren montiert werden, ergibt sich auch ohne Verwendung eines Heißleiters eine ausreichende Temperaturstabilisierung des Ruhestromes.

2.15 NF-Verstärker 12 V, 1,6 W mit Silizium-Transistoren

Bild 2.39 zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers mit 1,6 W Ausgangsleistung, bei der in der Endstufe die Silizium-Komplementärtransistoren BC 140/BC 160 eingesetzt werden. Wie bereits von der Germaniumtechnik her bekannt, wird auch hier der Ruhestrom der Endstufe mit Hilfe von Durchlaßdioden gegen die Änderungen der Betriebsspannung stabilisiert. Wegen der höheren Basisspannung von Silizium-Transistoren sind jedoch hier höhere Vorspannungen erforderlich, weshalb im vorliegenden Beispiel zwei oder drei Silizium-Dioden mit einem $10\ \Omega$ -Widerstand hintereinandergeschaltet werden. Diese Dioden übernehmen gleichzeitig die Temperaturstabilisierung. Dazu ist erforderlich, die Dioden auf das gleiche Kühlblech wie die Endstufentransistoren zu montieren. Es wird damit erreicht, daß sich der Ruhestrom nur um den Faktor 2 ändert bei einer Batteriespannungsänderung von 10 auf 13 V; in einem Temperaturbereich von 20 bis 60°C ist die Ruhestromänderung kleiner als Faktor 2.

Der Wärmewiderstand des Kühlbleches für die Endstufentransistoren sollte kleiner als $35\ \text{grad/W}$ sein.

Der Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung wird für vier Frequenzen zwischen 100 Hz und 20 kHz in Bild 2.40 angegeben. Den Spannungsfrequenzgang zeigt das Bild 2.41.

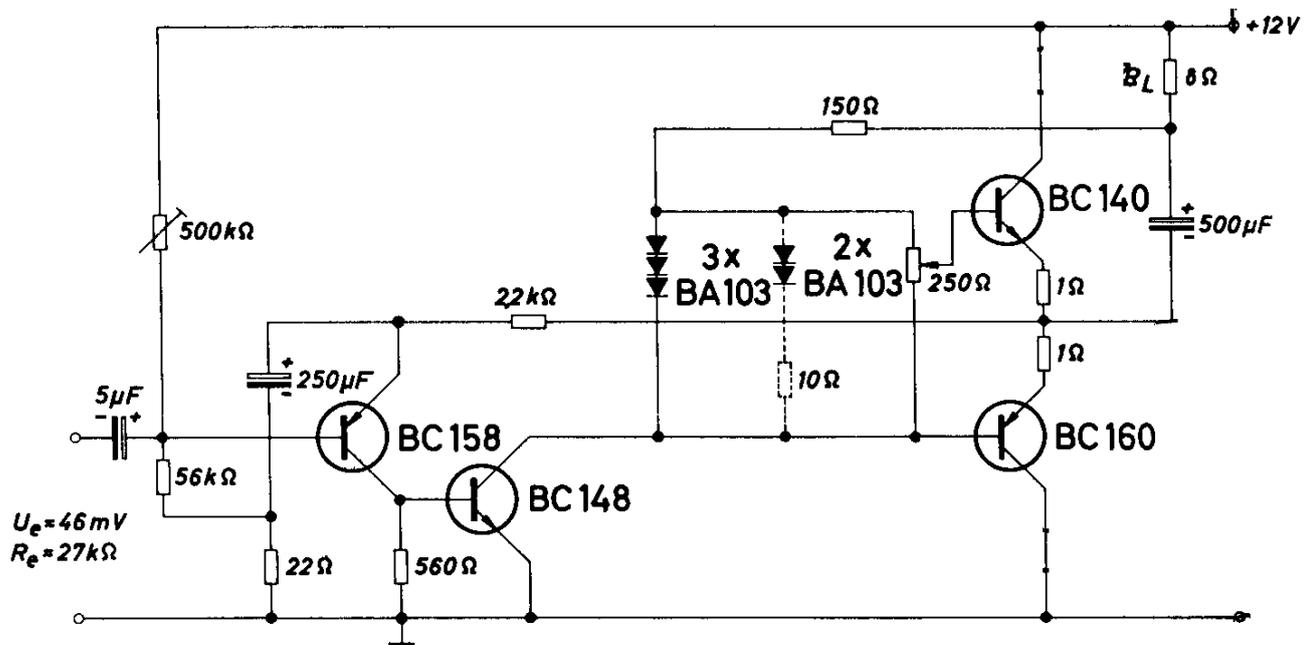


Bild 2.39 NF-Verstärker für 1,6 W, 12 V mit Silizium-Transistoren

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom für max. Ausgangsleistung	240 mA
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	46 mV
Eingangswiderstand	27 k Ω
Ausgangsleistung (Klirrfaktor 10 ⁰ %)	1,6 W
Lastwiderstand	8 Ω
Frequenzbereich (3 dB)	50 Hz bis 20 kHz

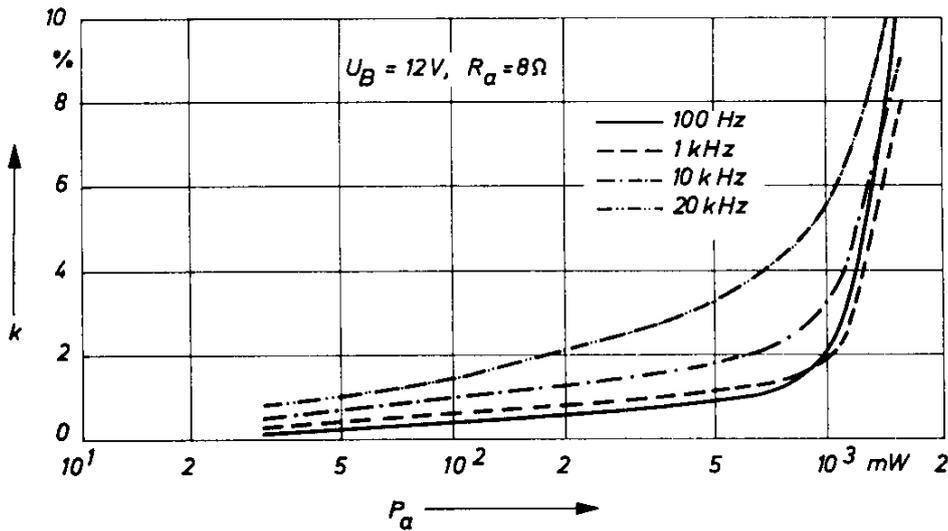


Bild 2.40 Klirrfaktor, abhängig von Ausgangsleistung für Verstärker nach Bild 2.39

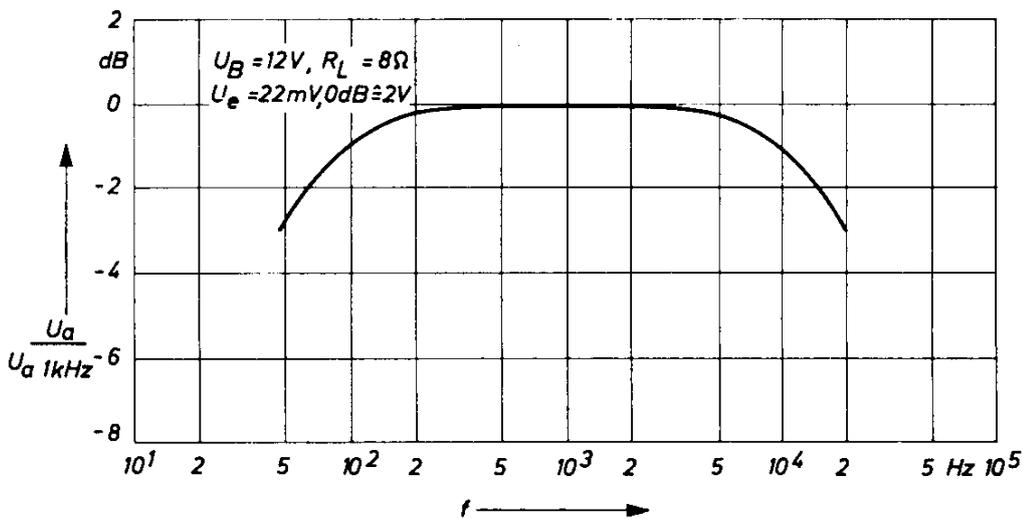


Bild 2.41 Frequenzgang für Verstärker nach Bild 2.39

2.16. NF-Verstärker 12 V, 3 W mit TAA 151

Die integrierte Halbleiterschaltung TAA 151 kann sehr gut als Vorverstärker für das Endstufenpaar AC 187 K/AC 188 K verwendet werden. Eine entsprechende Schaltung zeigt Bild 2.42. Bei einer Betriebsspannung von 12 V ist maximal eine Ausgangsleistung von 3,4 W erreichbar, d.h. mit dem Verstärker TAA 151 können die Endstufen voll durchgesteuert werden. Die gesamte Leistungsverstärkung beträgt 95 dB. Der Eingangswiderstand des Verstärkers wird durch einen Emitterwiderstand im ersten Transistor der integrierten Halbleiterschaltung (R_3) erhöht. Durch eine Gegenkopplung über den Widerstand R_5 wird der Gesamtklirrfaktor des Verstärkers wesentlich verringert.

In der Schaltung nach Bild 2.42 sind zwei Schaltungsvarianten, A und B, angegeben; in der Schaltungsvariante A wird der Arbeitspunkt des Vorverstärkers und dadurch die Mittenspannung der Ausgangsstufe durch den Spannungsteiler R_1/R_2 bestimmt. Diese Schaltungsart ist nur für eine stabile Betriebsspannung geeignet. Bei der Schaltungsvariante B bestimmt der Widerstand R_2 den Arbeitspunkt des Vorverstärkers und die Mittenspannung der Ausgangsstufe;

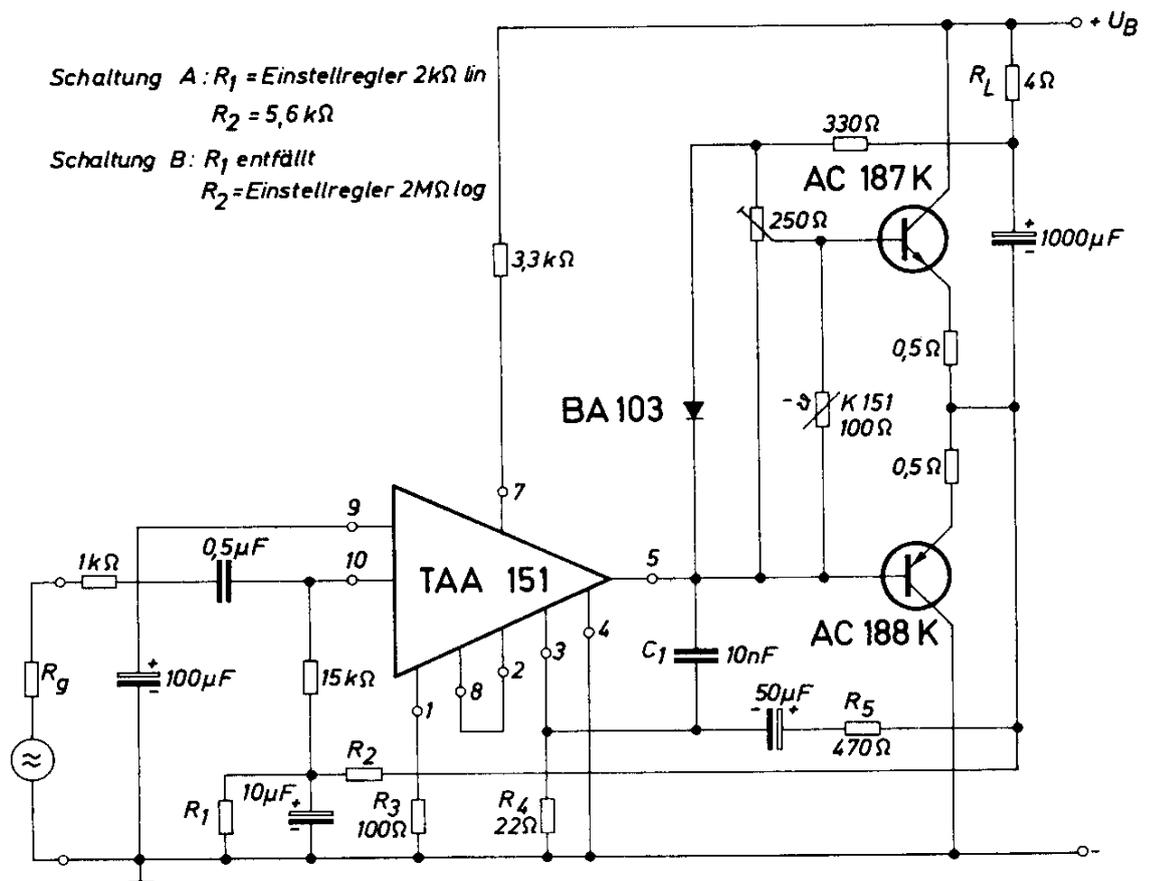


Bild 2.42 NF-Verstärker für 3 W, 12 V mit TAA 151

der Widerstand muß deshalb veränderlich gehalten werden, damit der Arbeitspunkt für alle Endstufentransistoren richtig eingestellt werden kann. Diese Schaltungsart hat den Vorteil, daß die Mittenspannung auch bei stark veränderlicher Batteriespannung in einem weiten Bereich immer gleich der halben Betriebsspannung bleibt. Dadurch läßt sich in allen Fällen die höchstmögliche Ausgangsleistung erzielen. Der mit diesem Verstärker erreichte Klirrfaktor liegt sehr niedrig. Vor Einsatz der Begrenzung hat er Werte um 0,5%.

Technische Daten

(Schaltungsvariante A und B)

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom (Leerlauf)	23 mA
(Vollast)	430 mA
Ruhestrom der Endstufe	6 mA
Ausgangsleistung	3,4 W
Lastwiderstand	4 Ω
Eingangsspannung für max.	
Ausgangsleistung	12 mV
Eingangswiderstand	10 k Ω
Frequenzbereich	25 Hz bis 25 kHz
Leistungsverstärkung	95 dB

2.17. NF-Verstärker 14 V, 4 W

In der Schaltung nach Bild 2.43 werden die Komplementär-Endstufentypen AD 161/AD 162 durch den Silizium-Transistor BC 160 angesteuert. Die Vorstufe mit dem Transistor BC 108 ist für Gleich- und Wechselstrom vom Mittelpunkt der Endstufe aus rückgekoppelt. So hält man die Mittelpunktspannung der Endstufe konstant. Um die Wirkung der Wechselstromgegenkopplung zu verringern, wurde ein RC-Glied im Emitterkreis der Vorstufe gegen Masse angeordnet. Eine Siliziumdiode und ein Heißleiter stabilisieren den Arbeitspunkt der Endstufe für Spannungs- und Temperaturänderungen.

Durch Verändern des Widerstandes R_2 im Emitter der Vorstufe kann die Eingangsempfindlichkeit des Verstärkers verändert werden. So ergibt sich z. B. bei einem Widerstand von $R_2 = 18 \Omega$ eine erforderliche Eingangsspannung von 100 mV für maximale Ausgangsleistung. Bei einem Widerstand von $R_2 = 6,8 \Omega$ ist nur mehr eine Eingangsspannung von 48 mV erforderlich. Wegen der geringeren Gegenkopplung erhöht sich allerdings dabei die untere Grenzfrequenz des Verstärkers.

Wenn die Versorgungsspannung keine reine Gleichspannung ist, sondern oberwellenhaltig ist, kann das RC-Glied R_1/C_1 (in der Schaltung nach Bild 2.43 strichliert eingetragen) eingefügt werden. In der folgenden Tabelle sind für verschiedene Werte dieses RC-Gliedes die Ausgangsbrummspannung U_{aBr} , das Verhältnis der Brummspannung der Stromversorgung U_{Br} zu der am Lastwiderstand U_{aBr} sowie der Brummspannungsabstand A_{Br} angegeben. Der letzten Spalte kann entnommen werden, wie sich die Ausgangsleistung mit größer werdendem Widerstandswert des RC-Gliedes verringert. Die Messung mit den verschiedenen Werten dieses Gliedes erfolgte jeweils bei einem Generatorwiderstand R_0 von 200Ω und $47 \text{ k}\Omega$.

Technische Daten

(ohne Siebglied R_1, C_1)	$R_2 = 18 \Omega$	$R_2 = 6,8 \Omega$
Betriebsspannung	14 (12 bis 16)	14 (12 bis 16) V
Betriebsstrom (Leerlauf)	63	63 mA
(Vollast)	575	575 mA
Ausgangsleistung	4,4	4,4 W
Lastwiderstand	4	4Ω
Eingangsspannung	100	48 mV
Eingangswiderstand	100	$47 \text{ k}\Omega$
Frequenzbereich	0,027 bis 30	0,07 bis 30 kHz
Spannungsverstärkung	32,2	39 dB
Leistungsverstärkung	76,6	79,5 dB
Fremdspannungsabstand	82	77 dB
(Generatorwiderstand 200Ω , Ausgangsleistung 100 mW)		
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor		$\leq 10 \text{ grad/W}$

R_1 Ω	C_1 μF	U_{aBr} mV	R_0 $\text{k}\Omega$	$\frac{U_{Br}}{U_{aBr}}$ dB	A_{Br} dB	P_{amax} W
–	–	55	0,2	25,2	21,2	4,4
–	–	235	47	12,6	8,6	4,4
10	1000	11,7	0,2	38,6	34,6	4,1
10	1000	31,5	47	30	26	4,1
10	2500	4,8	0,2	45,4	42,4	4,1
10	2500	13	47	37,7	33,7	4,1
20	1000	5,3	0,2	45,5	41,5	3,9
20	1000	15	47	36,4	32,4	3,9
30	1000	3,6	0,2	48,8	44,8	3,7
30	1000	9,7	47	40,3	36,3	3,7

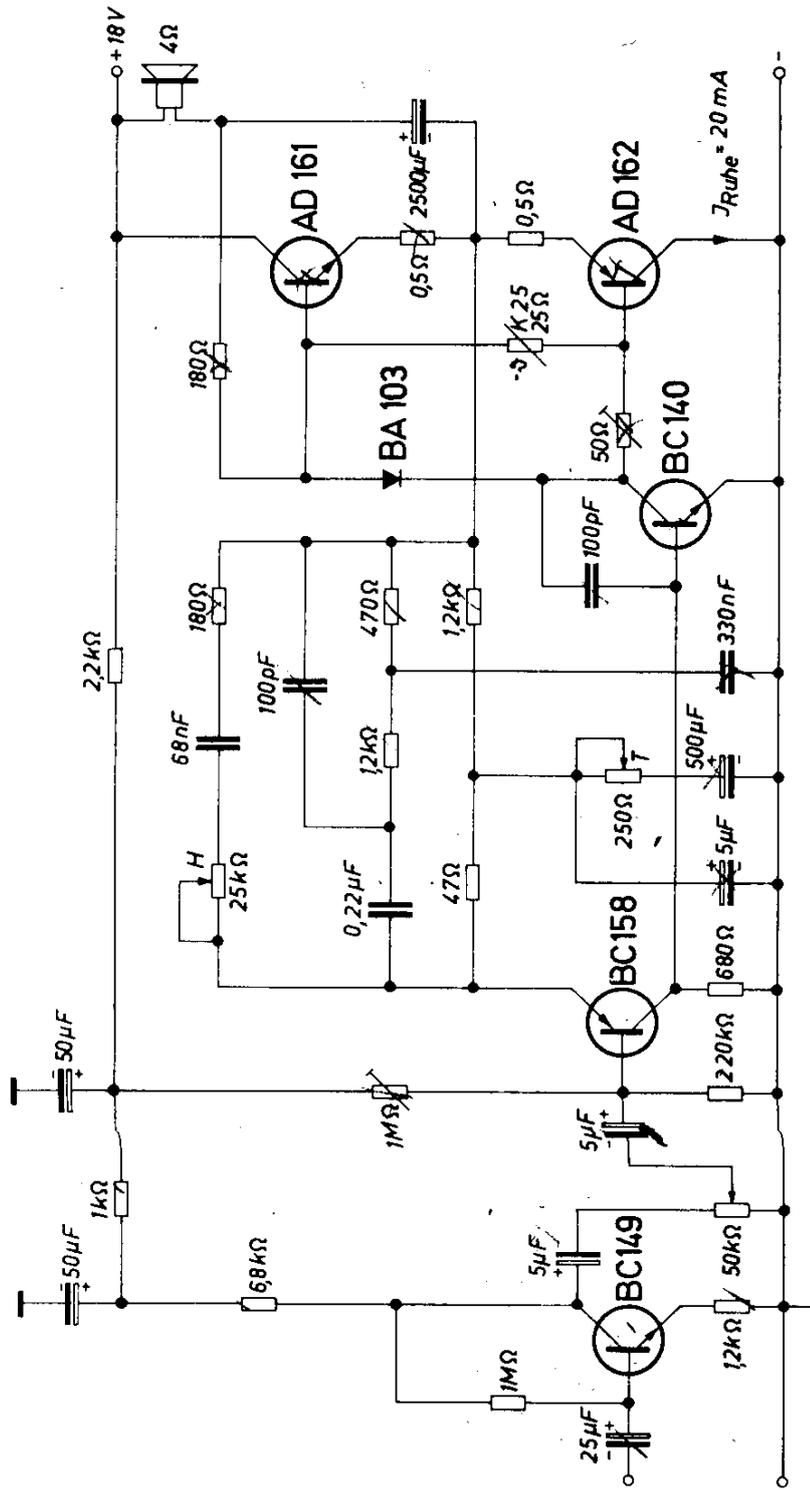


Bild 2.44 NF-Verstärker für 8 W, 18 V

2.18. NF-Verstärker 18 V, 8 W

Der Verstärker nach Bild 2.44 besteht aus einer Stufe mit hohem Eingangswiderstand mit dem rauscharmen Transistor BC 149, einer Vorstufe mit dem PNP-Silizium-Transistor im Plastikgehäuse BC 158, einem Silizium-Treiber-Transistor BC 140 und dem Germanium-Komplementärpaar AD 161/162. Der Verstärker enthält einen Klangregler in Form eines Gegenkopplungsnetzwerkes. Die erzielbare Klangkorrektur ist im Diagramm nach Bild 2.46 dargestellt. Den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zeigt für drei verschiedene Frequenzen das Bild 2.45. Die Endstufen-Transistoren müssen auf einem Kühlblech mit einem Wärmewiderstand von weniger als 10 grd/W je Transistor montiert werden.

Technische Daten

Betriebsspannung	18 V
Betriebsstrom ohne Aussteuerung	68 mA
für max. Ausgangsleistung	660 mA
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	66 mV
Eingangswiderstand	120 k Ω
Ausgangsleistung (Klirrfaktor 10%)	8 W
(Klirrfaktor 2%)	5 W
Lastwiderstand	4 Ω

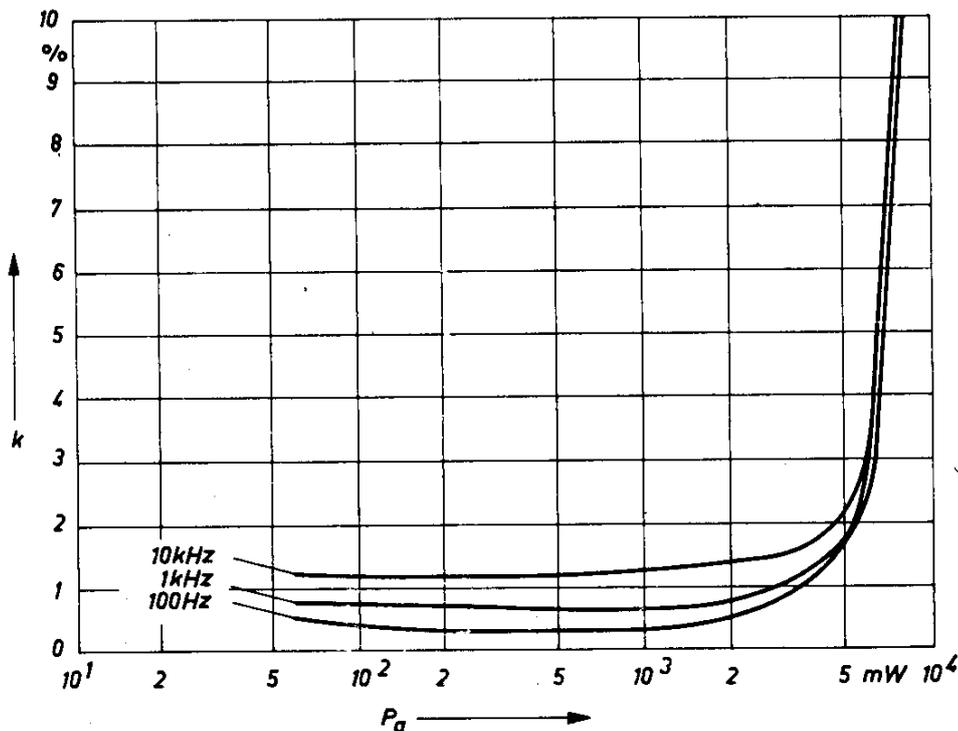


Bild 2.45 Klirrfaktor, abhängig von Ausgangsleistung für Verstärker nach Bild 2.44

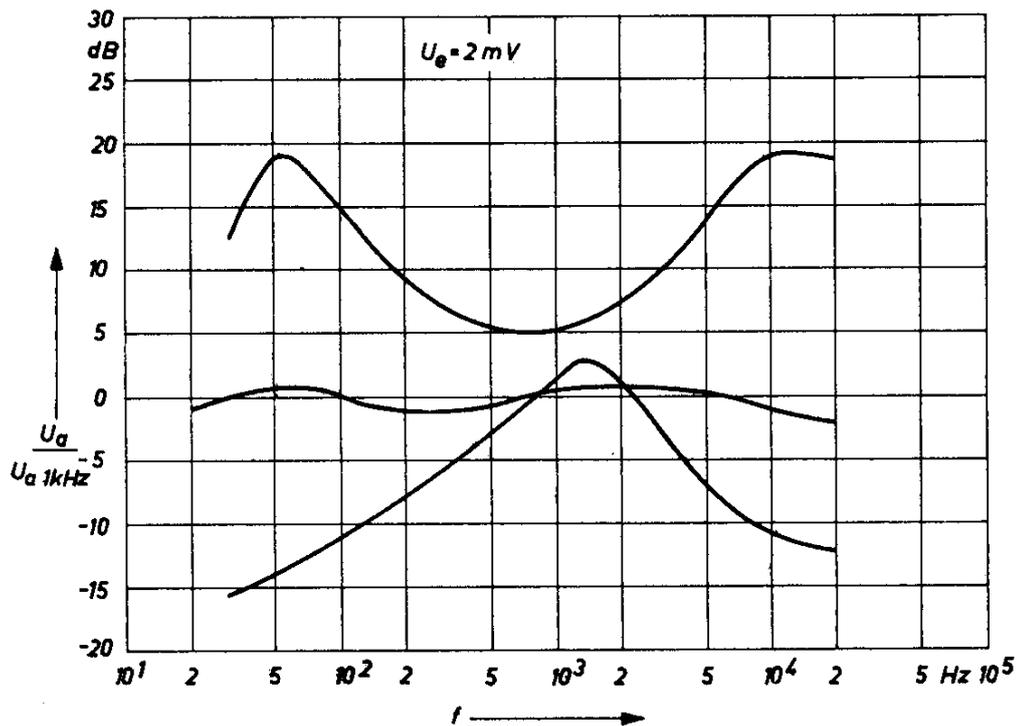


Bild 2.46 Wirkung des Klangregelnetzwerkes bei Verstärker nach Bild 2.44

2.19. HiFi-Verstärker 33 V, 12 W

Der Verstärker nach Bild 2.47 ist ausschließlich mit Silizium-Transistoren bestückt. Die Übertragungsqualität entspricht den Anforderungen nach DIN 45500 (HiFi-Norm). Der Verstärker besteht aus einer Stufe mit hohem Eingangswiderstand, einer Vorstufe und einem Komplementärtreiber mit dem NPN-Transistor BC 107 und dem PNP-Transistor BC 177. In der Gegentaktendstufe werden die NPN-Silizium-Transistoren BD 109 verwendet. Der Verstärker ist sehr betriebssicher, weil an den Endstufentransistoren die Verlustleistung bei hohen Frequenzen und bei Übersteuerung kaum ansteigt. Für die Stabilisierung des Ruhestromes werden vier in Reihe geschaltete Silizium-Dioden BA 103 verwendet, die wieder auf das Kühlblech der Endstufentransistoren montiert werden müssen. Damit erreicht man dann auch die erforderliche Temperaturkompensation. Bild 2.48 zeigt den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung. Er liegt bis zur Begrenzung unter 0,5%. Die Endstufentransistoren bringe man auf einem Kühlblech mit einem Widerstand von weniger als 25 grd/W je Transistor an.

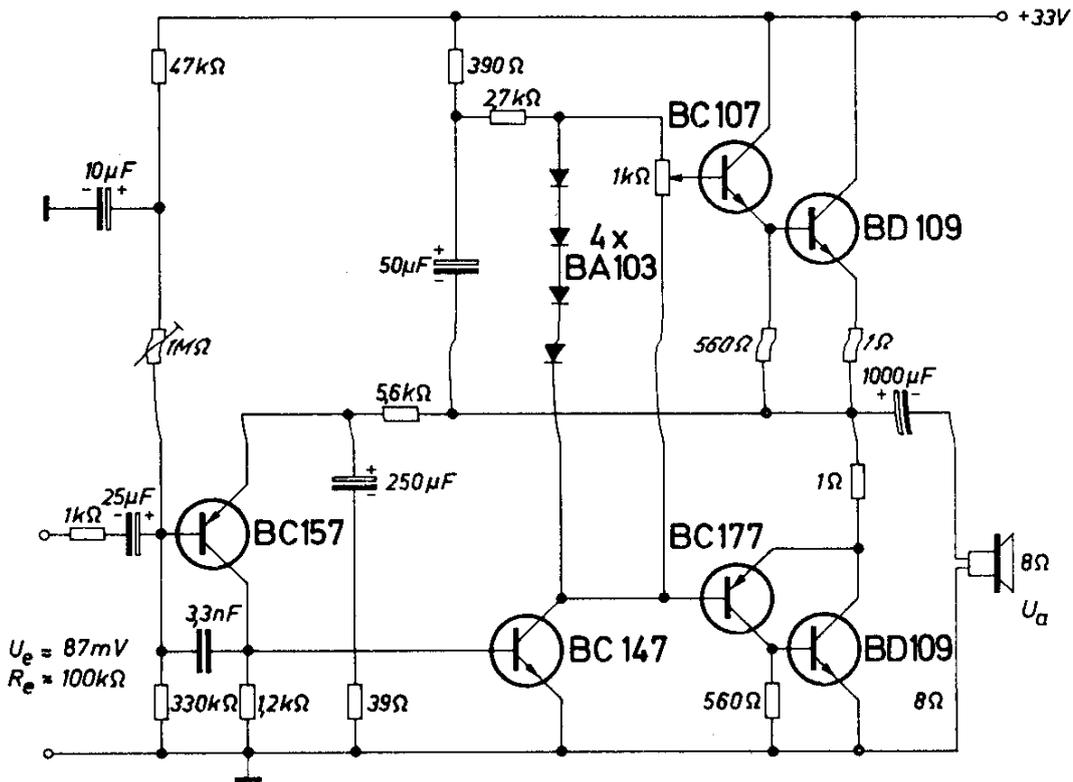


Bild 2.47 Hi-Fi-Verstärker für 12 W, 33 V

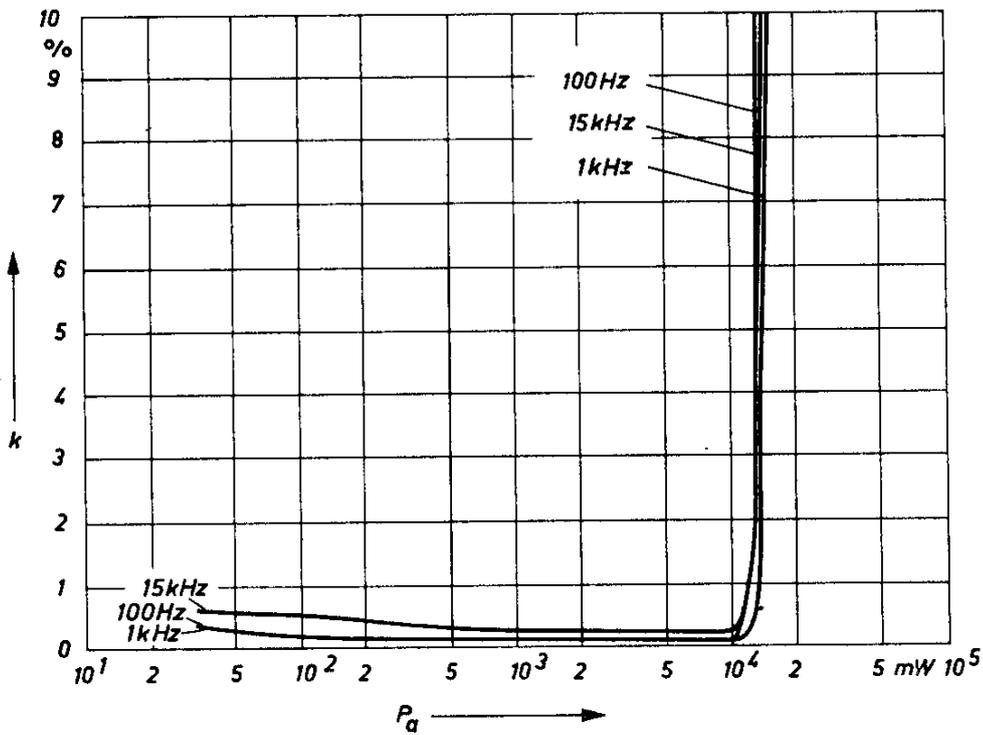


Bild 2.48 Klirrfaktor, abhängig von Ausgangsleistung für Verstärker nach Bild 2.47

Technische Daten

Betriebsspannung	33 V
Betriebsstrom	
ohne Aussteuerung	25 mA
für max. Ausgangsleistung	600 mA
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung (15 W)	87 mV
Eingangswiderstand	100 k Ω
Ausgangsleistung	
Klirrfaktor 1%	12,5 W
Klirrfaktor 10%	15 W
Lastwiderstand	8 Ω
Frequenzbereich (3 dB)	27 Hz bis 47 kHz
Fremdspannungsabstand	> 50 dB
(Generatorwiderstand 10 k Ω , Ausgangsleistung 50 mW)	
Leistungsverstärkung	84 dB

2.20. NF-Verstärker 30 V, 20 W ohne komplementäre Transistoren

Bei dem NF-Verstärker nach Bild 2.49 ist die Verwendung von Komplementärstufen vermieden. In den Vorstufen und der Gegentakttreiberstufe sind nur NPN-Silizium-Transistoren eingesetzt. Die erforderliche Phasenumkehrung erfolgt bereits in einer Vorstufe durch einen Kollektor- und einen Emitterwiderstand. Die Mittelpunktspannung für Gegentakttreiberstufe und Gegentaktendstufe stellt man über den Widerstand R_1 her. Damit wird bei Betriebsspannungs-Änderungen eine Nachregelung des Ruhestroms der Endstufe erreicht. Bei einer Änderung der Betriebsspannung von 25 auf 35 V steigt der Ruhestrom nur um etwa 30%. Die Mittelpunktspannung U_M verschiebt sich dabei um den gleichen Prozentsatz.

Der Ruhestrom der Endstufe ist von der Größe der Basis-Emitter-Spannung am Transistor T_5 abhängig, weshalb dort mit Hilfe eines Heißleiters und einer Z-Diode eine Stabilisierung vorgesehen ist. Der Gesamtwiderstand des Teilers am Transistor T_5 ist niedrig, damit die Vorspannung auch bei Aussteuerung konstant bleibt. Die Asymmetrie des über den Koppelkondensator C_1 zugeführten Steuerstromes wird dadurch verringert. Zusätzlich dient die Z-Diode als Brummsiebung für den Transistor T_5 . Dieser muß mit einem Kühlstern versehen oder auf ein Kühlblech mit einem Wärmewiderstand von weniger als 45 grd/W montiert werden, die Z-Diode ebenfalls. Die Kühlkörper für die Endstufentransistoren müssen einen Wärmewiderstand von weniger als 4 grd/W je Transistor aufweisen, der Klirrfaktor der Verstärkungsanordnung bleibt bis zur Vollaussteuerung unter 0,5%.

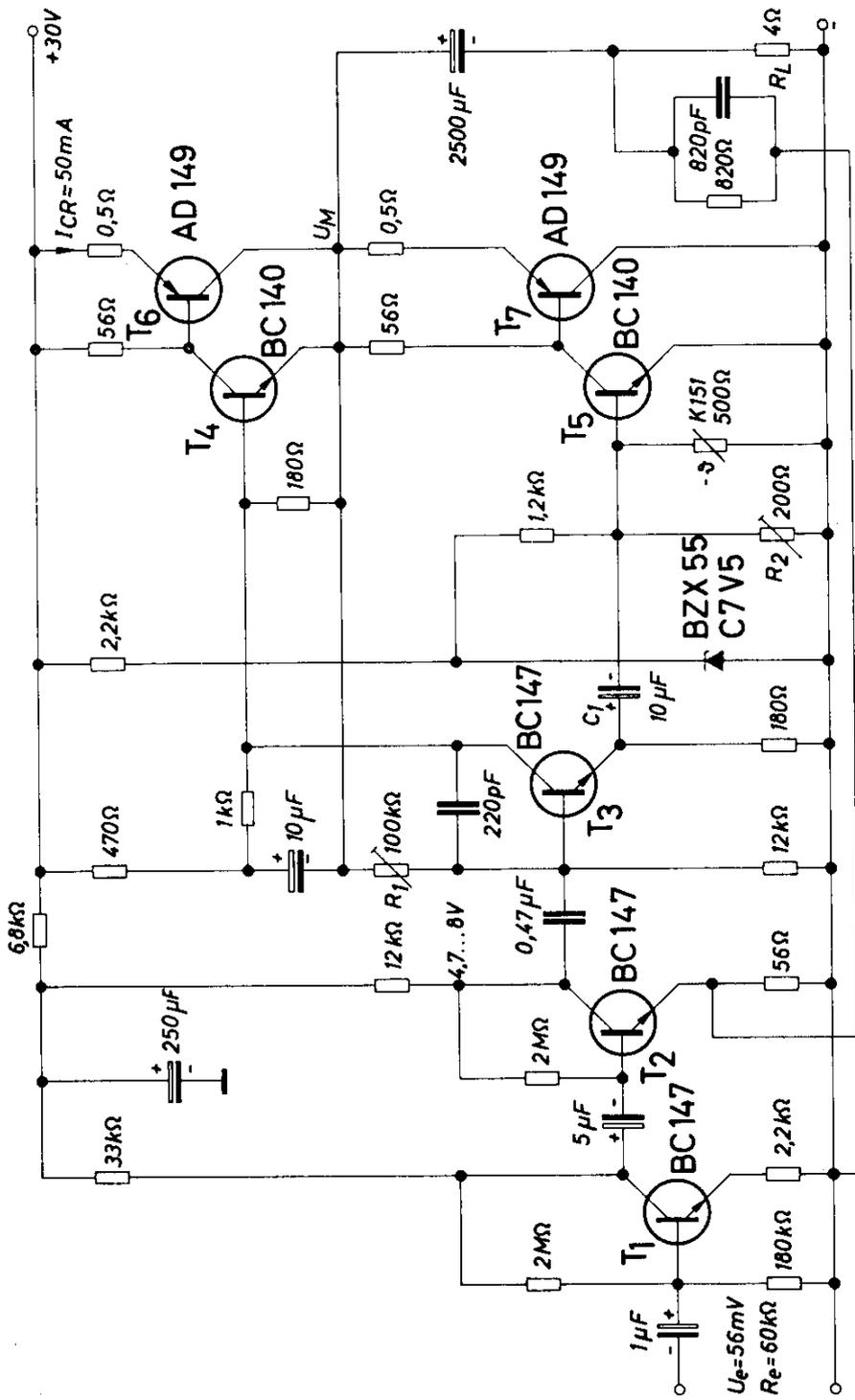


Bild 2.49 NF-Verstärker für 20 W, 30 V ohne komplementäre Transistoren

Bei Frequenzen über 10 kHz steigt die Verlustleistung an den Endstufentransistoren an, besonders bei Übersteuerung; Bild 2.50 zeigt die für den Frequenzbereich 15 bis 25 kHz zulässige Aussteuerung.

Technische Daten

Betriebsspannung	30 V
Betriebsstrom für max. Ausgangsleistung	1 A
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	56 mV
Eingangswiderstand	60 k Ω
Ausgangsleistung (Klirrfaktor 1%)	20 W
Lastwiderstand	4 Ω
Frequenzbereich (1 dB)	20 Hz bis 20 kHz
Fremdspannungsabstand (Generatorwiderstand 10 k Ω , Ausgangsleistung 100 mW)	56 dB

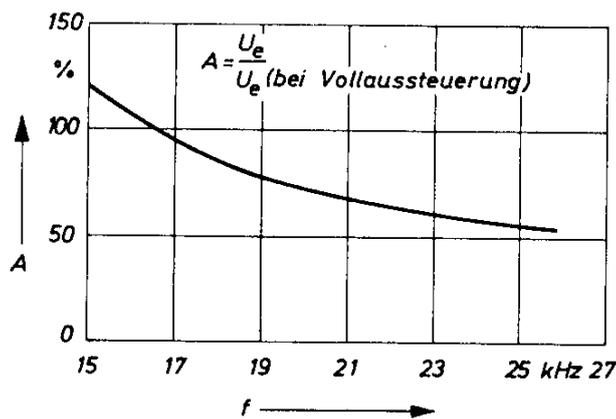


Bild 2.50
Zulässige Aussteuerung
der Endstufe für Verstärker
nach Bild 2.49

2.21. NF-Verstärker 100 V, 1,5 W

Mit dem hochsperrenden Transistor BF 111 können NF-Verstärker mit einer Betriebsspannung bis 100 V aufgebaut werden. Da keine Lautsprecher mit ausreichend hohen Widerständen zur Verfügung stehen, muß man einen Ausgangstransformator verwenden. Die Schaltung zeigt Bild 2.51.

Der dreistufige Verstärker ist galvanisch gekoppelt. Der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R_1 , der proportional dem Ruhestrom ist, regelt den Kollektor-Ruhestrom der Endstufe. Die Vorstufen werden mit kleinerer Spannung von 15 bis 19 V betrieben. Sie wird über einen Spannungsteiler aus den Widerständen R_6 und R_7 gewonnen. Da der Strom des Treibertransistors von der Stromverstärkung des Endstufentransistors abhängig ist, würde die Ver-

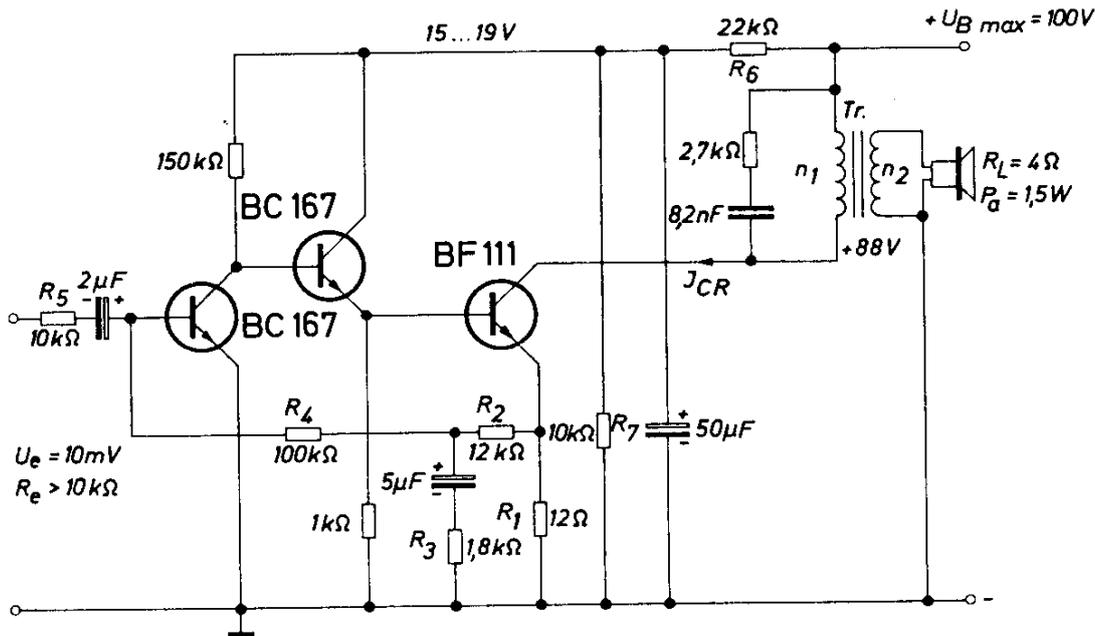


Bild 2.51 NF-Verstärker für 1,5 W, 100 V

wendung eines Vorwiderstandes anstelle des stromverbrauchenden Spannungsteilers eine zu starke Streuung der Betriebsspannung für die Vorstufen ergeben. Die Gegenkopplung für Wechselströme erfolgt ebenfalls durch den Widerstand R_1 , dem (zur Herabsetzung der Gegenkopplungsspannung) der Spannungsteiler R_2/R_3 parallelgeschaltet ist. Durch Veränderung des Widerstandes R_3 kann die Abhängigkeit der Verstärkung vom Generatorwiderstand ausgeglichen werden.

Das RC-Glied parallel zur Primärwicklung des Ausgangsübertragers begrenzt die Kollektor-Emitterspannung am Ausgangstransistor BF 111 auch bei hohen Frequenzen auf 220 V. Ohne Lastwiderstand darf die Schaltung nicht betrieben werden, da sonst die Spannung am Ausgangstransistor über den zulässigen Wert ansteigen würde.

Technische Daten

Betriebsspannung	100 V
Betriebsstrom	50 mA
Ausgangsleistung	1,5 W
Lastwiderstand	4 Ω
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	10 mV
Eingangswiderstand	> 10 kΩ

(Fortsetzung von S. 75)

Frequenzbereich	43 Hz bis 9 kHz
Gegenkopplung	3:1
Fremdspannungsabstand (Generatorwiderstand $\cong 0$,	
Ausgangsleistung 100 mW)	64 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für den Endstufentransistor	≤ 10 grd/W
Transformator Tr: EI 54/18, Dyn. Bl. IV/0,35, 0,4 mm L, gleichsinnig geschichtet	
$n_1 = 2190$ Wdg 0,13 CuL	$n_2 = 124$ Wdg 0,7 CuL

2.22. HiFi-Verstärker 30 V, 20 W mit komplementären Treibertransistoren

Mit den Transistoren BD 130 kann im Gegentaktbetrieb bei einer Betriebsspannung von 30 V eine Ausgangsleistung von etwa 20 W erzielt werden. Die Schaltung in Bild 2.52 zeigt einen solchen NF-Verstärker, bei dem diese Leistungstransistoren mit dem Silizium-Komplementärpaar BC 140/BC 160 angesteuert werden. Die Übertragungsqualität der Schaltung entspricht den Anforderungen nach DIN 45 500. Um einen möglichst kleinen Klirrfaktor zu er-

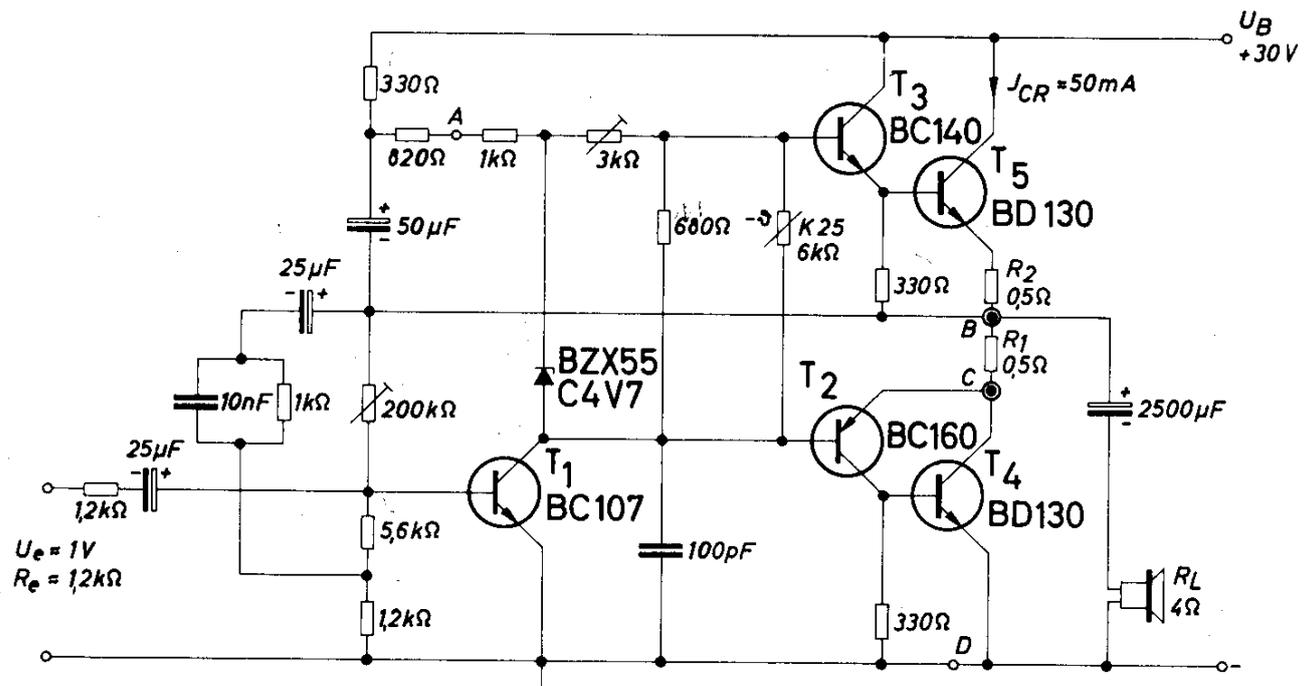


Bild 2.52 HiFi-Verstärker für 20 W, 30 V mit komplementären Treibertransistoren

halten, muß die dynamische Belastung der Vorstufe für beide Halbwellen des Signals gleich sein. Würde man den Emitter des Transistors T_2 , entsprechend der üblichen Schaltungsweise, am Mittelpunkt B der Endstufe anschalten, so wären die Eingangswiderstände der beiden Transistoren der Phasenumkehrstufe unterschiedlich. Wird jedoch, wie im vorliegenden Fall, der Emitter des Transistors T_2 direkt an den Kollektor des Transistors T_4 angeschlossen, so erhält man geringe Klirrfaktoren, und die Endstufe kann voll ausgesteuert werden. Bei den Endstufentransistoren steigt die Verlustleistung bei hohen Frequenzen und bei Übersteuerung stark an. Die relativ hohe Wärmekapazität dieser Transistorsysteme und die hohe zulässige Sperrschichttemperatur gewährleisten jedoch ein sehr günstiges thermisches Verhalten. Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers für die Endstufentransistoren muß je Transistor etwa $5,5 \text{ grad/W}$ sein. Das Bild 2.53 zeigt den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung. Er liegt bis zur Begrenzung unter $0,5\%$. In der gleichen Abbildung ist auch die Frequenzabhängigkeit des Klirrfaktors für eine Ausgangsleistung von 10 W eingetragen.

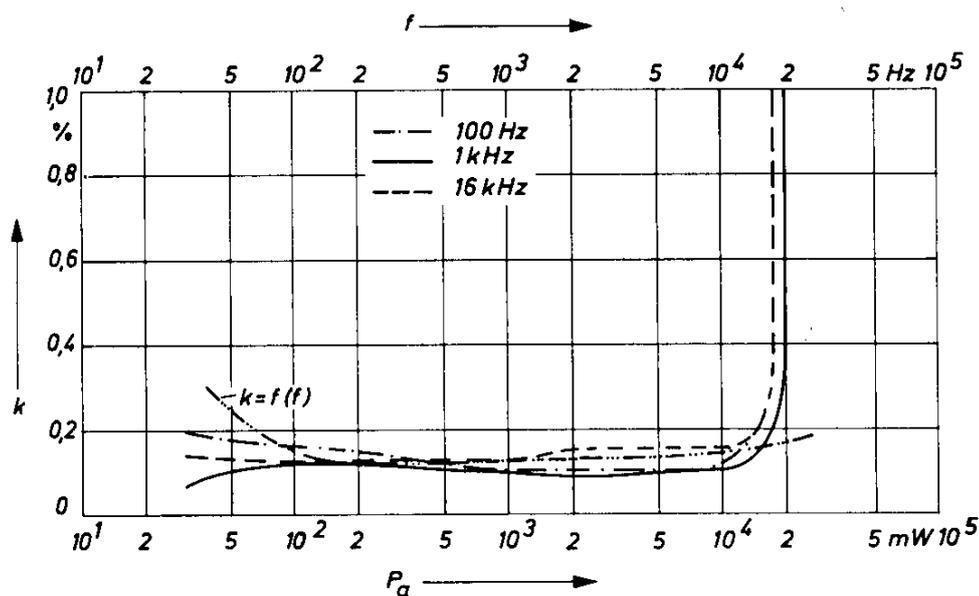


Bild 2.53 Klirrfaktor, abhängig von Ausgangsleistung für Verstärker nach Bild 2.52

Zum Schutz der Endstufentransistoren empfiehlt es sich eine Kurzschlußsicherung, wie sie Bild 2.54 zeigt, zu verwenden. Sie besteht aus einem Silizium-PNP-Transistor BC 177 und einer abschaltbaren Thyristor-Tetrode BRY 20. Die gleichen Buchstaben an den Anschlüssen in den Schaltungen nach Bild 2.54 und Bild 2.52 zeigen, wie die elektronische Sicherung an den NF-Verstärker angeschaltet werden muß. Der Eingang der Sicherung wird über einen

Spannungsteiler an den Kollektorwiderstand des Endstufentransistors T_4 gelegt. Sobald durch Ansteigen des Stromes durch den Endstufentransistor der Spannungsabfall an diesem Widerstand einen bestimmten Wert überschreitet, wird der Transistor T_6 der Sicherung leitend und schaltet seinerseits über den kathodenseitigen Steueranschluß G_K die Thyristor-Tetrode T_7 durch. Ist die Thyristor-Tetrode durchgeschaltet, so werden über Punkt A die Basisanschlüsse der Treibertransistoren T_2 und T_3 an Masse gelegt. Die Endstufentransistoren bleiben so lange gesperrt, bis der Verstärker wieder eingeschaltet wird.

Die Sicherung spricht bei einem Strom von etwa 3 A und einer Mittelpunktspannung der NF-Endstufe von etwa 9,5 V an.

Technische Daten

Betriebsspannung	30 V
Betriebsstrom für max. Ausgangsleistung	1 A
Eingangsspannung für eine Ausgangsleistung von 15 W	1 V
Eingangswiderstand	1,2 k Ω
Ausgangsleistung	
Klirrfaktor 0,2%	15 W
Klirrfaktor 1%	20 W
Lastwiderstand	4 Ω
Frequenzbereich (3 dB)	16 Hz bis 25 kHz
Fremdspannungsabstand (Generatorwiderstand 200 Ω , Ausgangsleistung 50 mW)	> 80 dB

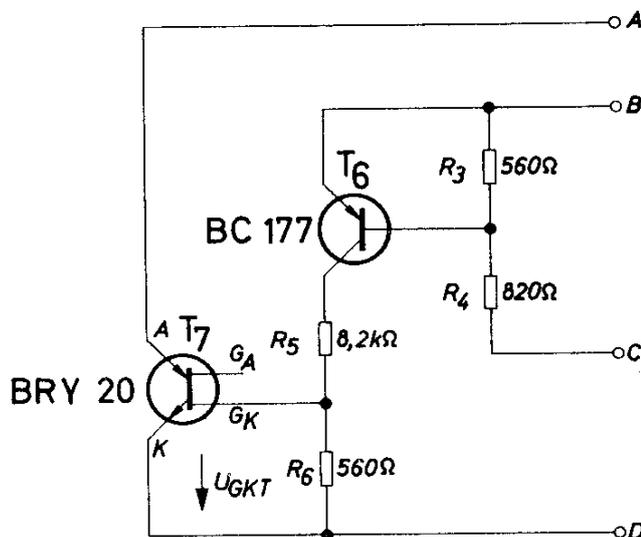


Bild 2.54 Kurzschlußsicherung für Endstufentransistoren der Schaltung nach Bild 2.52

2.23. HiFi-Verstärker 54 V, 54 W

Mit den Transistoren BD 130 kann in Gegentaktschaltung eine Ausgangsleistung von etwa 55 W erreicht werden. In der Schaltung nach Bild 2.55 werden die NPN-Transistoren der Endstufe durch das Komplementärpaar BC 141/BC 161 angesteuert. In der Treiberstufe wird der hochsperrende Transistor BCY 65 verwendet. Der Ruhestrom der Endstufe und damit die Mittelpunktspannung werden mit den beiden Potentiometern P_1 und P_2 eingestellt. Zur Stabilisierung des Ruhestromes gegen Änderungen der Betriebsspannung dienen die in Durchlaßrichtung betriebenen Si-Dioden BA 103. Der Halbleiter K 25 stabilisiert den Ruhestrom gegen Temperaturschwankungen; er muß mit guter thermischer Verbindung zu den Endstufen-Transistoren montiert werden. Den Klirrfaktor des Verstärkers zeigen in Abhängigkeit von der Frequenz das Bild 2.56 und in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung das Bild 2.57.

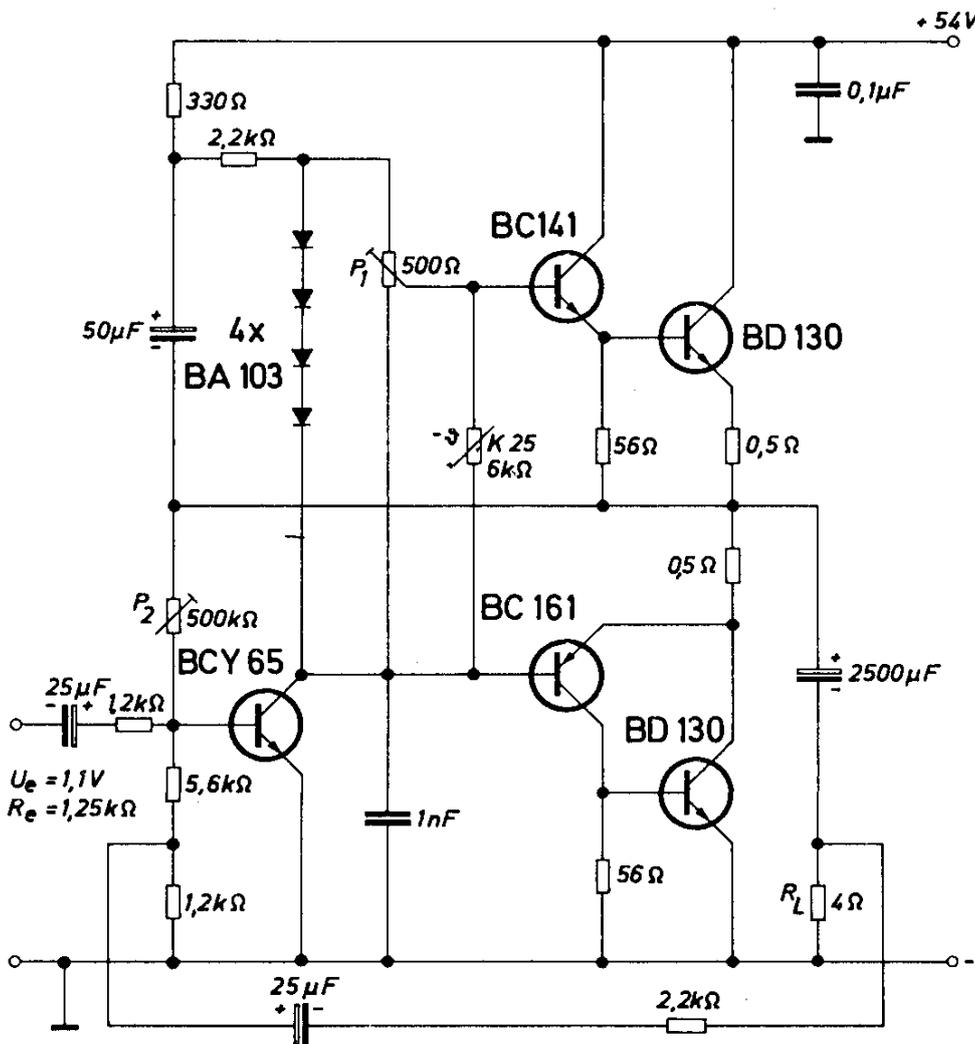


Bild 2.55 HiFi-Verstärker für 54 W, 54 V

Bei hohen Frequenzen und bei Übersteuerung tritt an den Endstufen-Transistoren eine höhere Verlustleistung auf. Deshalb sollte der Kühlkörper für jeden Endstufen-Transistor einen Wärmewiderstand von höchstens 3,5 grad/W haben. Für die beiden Treibertransistoren genügen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von 35 grad/W.

Technische Daten (Bild 2.55)

Betriebsspannung	54 V
Betriebsstrom (Vollast)	1,87 A
Ausgangsleistung (Klirrfaktor 1%)	54 W
Lastwiderstand	4 Ω
Eingangsspannung für max. Ausgangsleistung	1,1 V
Eingangswiderstand	1,25 k Ω
Spannungsverstärkung	22,5 dB
Leistungsverstärkung	47,5 dB
Frequenzbereich	10 Hz bis 40 kHz
Fremdspannungsabstand (Generatorwiderstand 200 Ω , Ausgangsleistung 50 mW)	> 85 dB
Wärmewiderstand der Kühlkörper je Endstufen-Transistor	$\leq 3,5$ grad/W
je Treiber-Transistor	≤ 35 grad/W

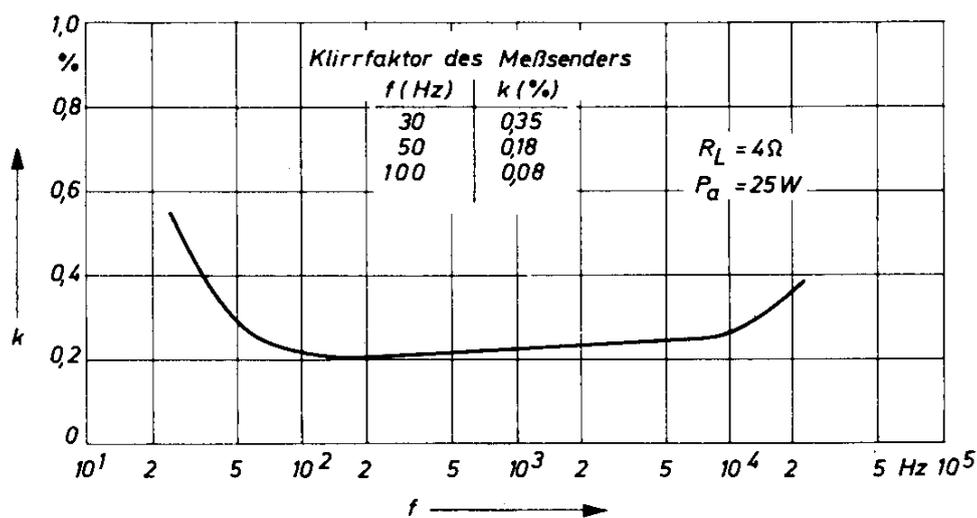


Bild 2.56 Klirrfaktor, abhängig von Frequenz für Verstärker nach Bild 2.55

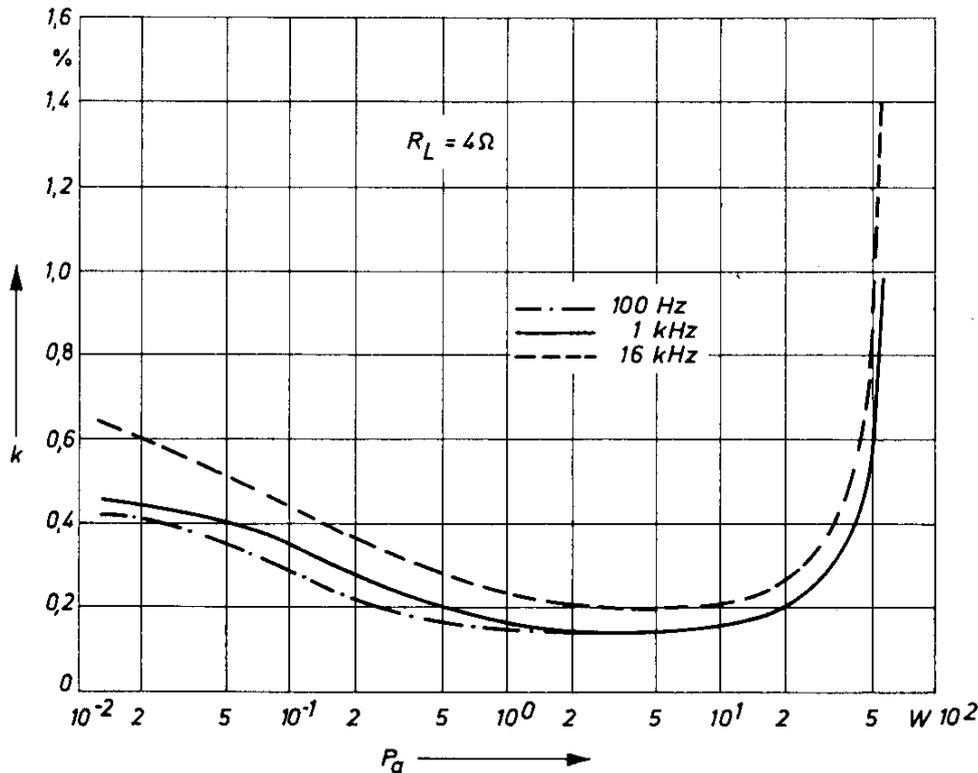


Bild 2.57 Klirrfaktor, abhängig von Ausgangsleistung für Verstärker nach Bild 2.55

Die Schaltung nach Bild 2.58 ist gegenüber der Schaltung nach Bild 2.55 noch um eine Vorstufe erweitert. Man erreicht dadurch eine größere Eingangsempfindlichkeit des Verstärkers und ein günstigeres Verhalten der Mittelpunktspannung, wenn sich die Betriebsspannung ändert.

Technische Daten

(für Schaltung nach Bild 2.58 soweit sie von der nach Bild 2.55 abweichen)

Eingangsspannung für max.	
Ausgangsleistung	0,6 V
Eingangswiderstand	340 k Ω
Spannungsverstärkung	28 dB
Leistungsverstärkung	77 dB
Fremdspannungsabstand	
(Generatorwiderstand 200 Ω)	
Ausgangsleistung 50 mW)	75 dB

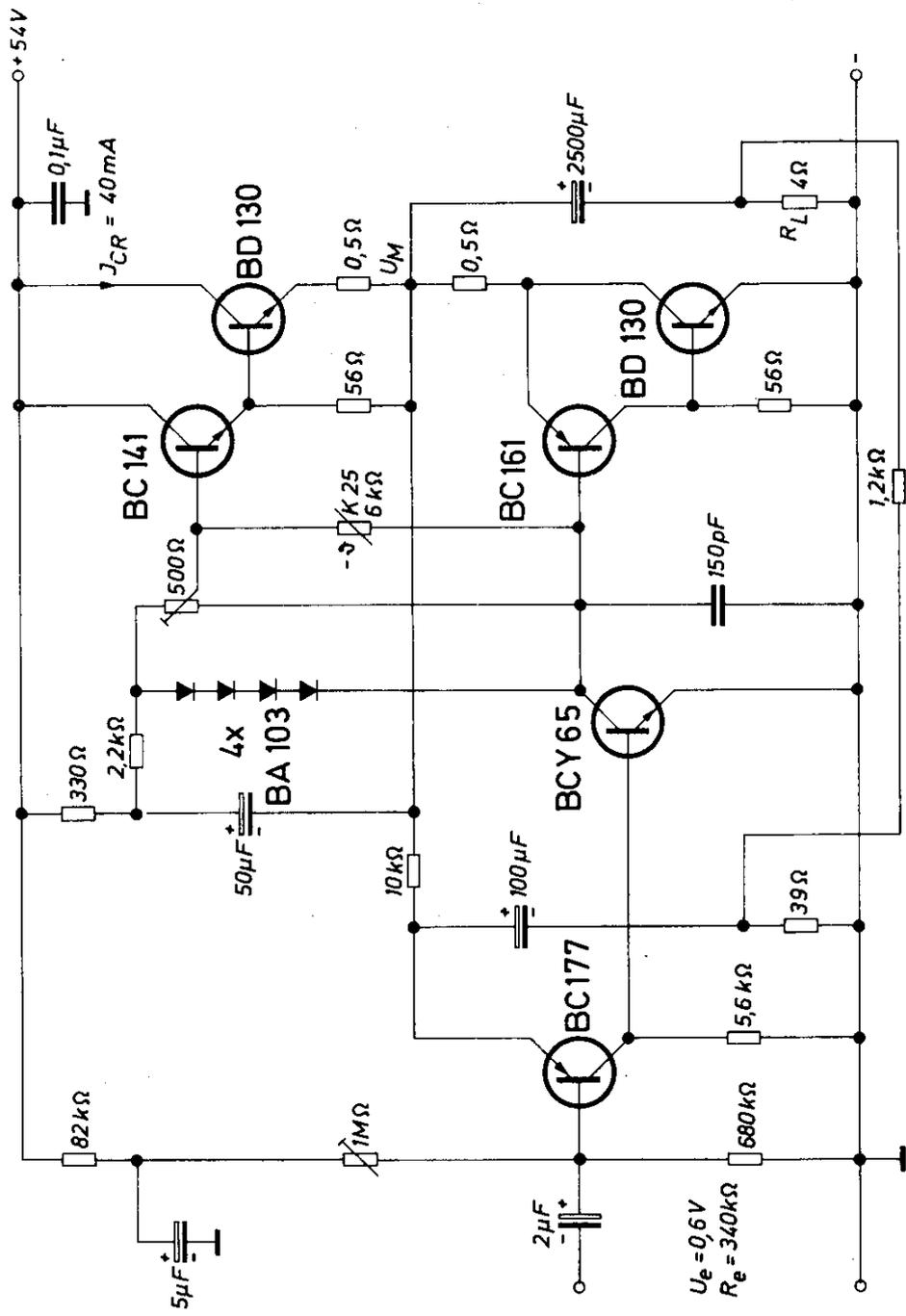


Bild 2.58 HiFi-Verstärker für 54 W, 54 V mit zusätzlicher Vorstufe

3. Zerhacker und Oszillatoren

Die grundsätzlichen Schaltungen für Transistor-Zerhacker, wie Eintaktsperrwandler, Eintaktdurchflußwandler und Gegentaktzerhacker, wurden bereits in früheren Bänden der „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen“ ausführlich behandelt. Im folgenden Kapitel sollen einige Beispiele die bereits vorhandenen Schaltungen ergänzen. Mit Hilfe der hochverstärkenden Silizium-Transistoren BC 108 ist bei den Schaltungen für elektronische Blitzgeräte mit Abschaltautomatik gegenüber früher veröffentlichten Schaltungen die Einsparung eines Transistors im Regelverstärker möglich. Ein Beispiel zeigt die Schaltung, die im Kapitel 3.3. beschrieben wird. Zum Unterschied von den Zerhackern, bei denen wegen des Rechteck-Betriebes an den Transistoren nur eine geringe Verlustleistung bleibt, treten bei Sinusgeneratoren an den Transistoren hohe Verlustleistungen auf. Mit den neuen Si-Transistoren BDY 39 können trotzdem hohe Ausgangsleistungen erzielt werden. Es werden zwei Beispiele für Sinusgeneratoren mit einer Ausgangsleistung von 24 bzw. 30 W angegeben.

3.1. Spannungswandler 1,5/120 V, 10 mW

Für die verhältnismäßig hohe Spannungsübersetzung von 1,5 V auf 120 V eignet sich am besten der Eintaktsperrwandler, weil bei diesem das Verhältnis von Betriebsspannung zu Ausgangsspannung größer ist, als das Windungsverhältnis zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Dies ist darauf zurückzuführen, daß beim Eintaktsperrwandler während der Stromflußzeit des Transistors die aufgenommene Energie im Übertrager gespeichert und erst während der Sperrzeit des Transistors über eine Diode an den Verbraucher abgegeben wird.

Das Bild 3.1 zeigt die Schaltung eines Sperrwandlers für die Umwandlung einer Gleichspannung von 1,5 V in eine Gleichspannung von 120 V bei einer Ausgangsleistung von 10 mW. Die Spannungsübersetzung von fast 1 : 100 wird bei einem Windungsverhältnis von nur 1 : 10 erreicht. Um ein zu starkes Ansteigen der Ausgangsspannung im Leerlauf zu vermeiden, muß der Spannungsrückschlag begrenzt werden. Dies ist leichter auf der Primärseite möglich wegen der dort vorhandenen kleineren Spannungswerte. Es wurde deshalb parallel zum Transistor eine Z-Diode mit einer Zenerspannung von 12 V geschaltet, die auf der Primärseite den Spannungsrückschlag auf 12 V begrenzt. Auf der Ausgangsseite kann dann wegen des Windungsverhältnisses von 1 : 10 keine höhere Ausgangsspannung als 120 V auftreten.

Wird an den Ausgang der Schaltung eine konstante Last geschaltet, z. B. ein Widerstand mit einem Wert von 1 M Ω , so kann man auf diese Z-Diode verzichten.

Um auch auf der Steuerseite Strom zu sparen, wurde vom – als Anschwinghilfe üblichen – Spannungsteiler abgegangen. Die Anschwingspannung entsteht an der Diode D_2 , die über dem Widerstand von $10\text{ k}\Omega$ an der Betriebsspannung liegt. Parallel dazu ist die entgegengesetzte gepolte Diode D_1 geschaltet, die den Stromfluß im Rückkopplungskreis ermöglicht.

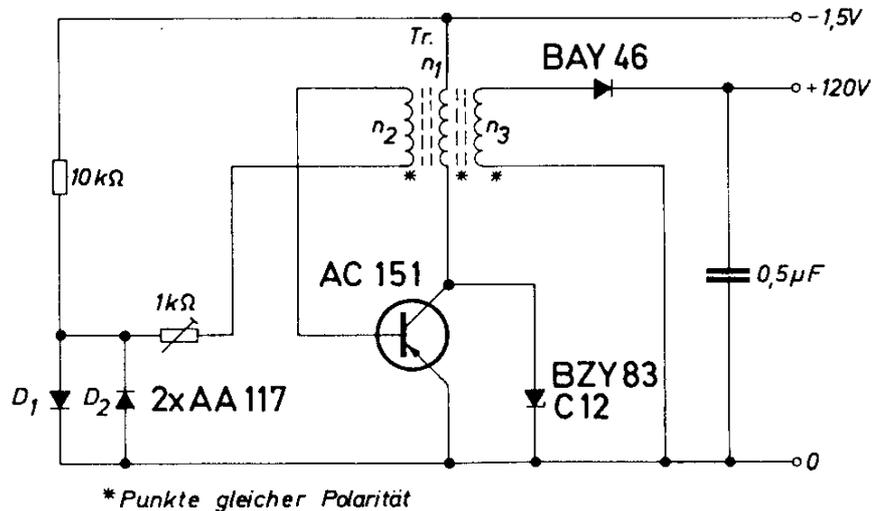


Bild 3.1 Spannungswandler 1,5/120 V, 10 mW

Technische Daten

Betriebsspannung	1,5 V
Betriebsstrom	16 mA
Ausgangsgleichspannung	120 V
Lastwiderstand	1 M Ω
Schwingfrequenz	5 kHz

Transformator Tr: Siferrit-Schalenkern B65541-K0250-J026

$n_1 \doteq 100$ Wdg 0,12 CuL

$n_2 \doteq 50$ Wdg 0,05 CuL

$n_3 \doteq 1000$ Wdg 0,05 CuL

3.2. Spannungswandler 6/12 V, 25 W

Wegen der kleinen Spannungsübersetzung und der großen Ausgangsleistung wurde für diesen Anwendungsfall der Eintakt-Durchflußwandler gewählt (Bild 3.2). Um die Umschaltverluste am Transistor AD 133 klein zu halten, wurde eine Schwingfrequenz von 250 Hz gewählt. Außerdem ist diese niedrige Frequenz auch – was die akustische Belästigung angeht – günstig.

Um trotz der niedrigen Schwingfrequenz einen kleinen Transformator verwenden zu können, wurde ein Spartransformator vorgesehen. Die Ausgangsspannung ist nicht stabilisiert; sie ist etwa linear abhängig von der Eingangsspannung, aber auch von der Belastung, z.B. bei einem Laststrom von etwa 2,3 A ist sie 12 V bei einer Batteriespannung von 6 V. Bei gleicher Eingangsspannung steigt bei einem Laststrom von nur 1 A die Ausgangsspannung jedoch auf etwa 14,5 V an.

Technische Daten

Betriebsgleichspannung	6 (max. 8,3) V
Betriebsstrom	10 A
Ausgangsgleichspannung	12 V
Ausgangsleistung	28 W
Wirkungsgrad	46 %
Schwingfrequenz	250 Hz

Transformator

Tr: M 55/20, Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$n_1 \doteq 20$ Wdg $4 \times 1,0$ CuL

$n_2 \doteq 40$ Wdg $2 \times 1,0$ CuL

$n_3 \doteq 8$ Wdg $1,0$ CuL

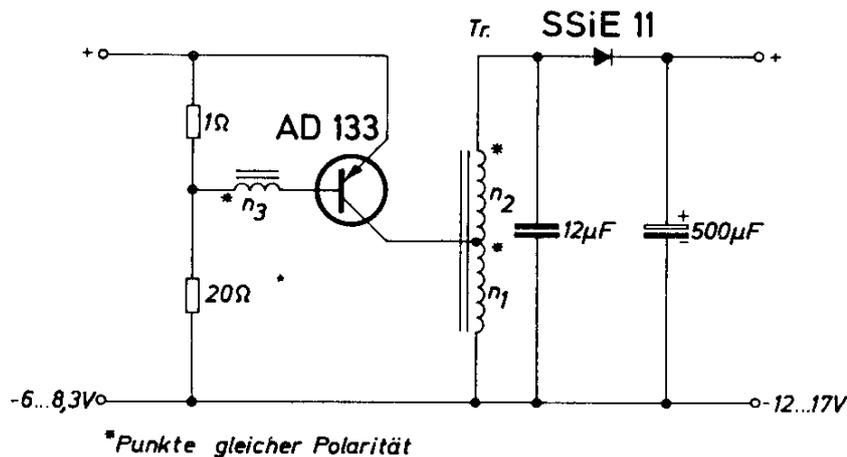


Bild 3.2 Spannungswandler 6/12 V, 25 W

3.3. Elektronenblitzgerät

An Elektronenblitzgeräte werden zwei wichtige Forderungen gestellt, und zwar die Forderung nach einem möglichst guten Wirkungsgrad – um aus einem Batteriesatz oder einer Akkuladung möglichst viele Blitze herauszuholen – und die Forderung nach einer möglichst hohen Konstanz der Leitzahl. Diese ist abhängig von der im Blitzkondensator gespeicherten Energie und von der verwendeten Blitzröhre. Sie entspricht dem Produkt aus Blende und optimal ausgeleuchteter Entfernung. Da die im Blitzkondensator gespeicherte Energie mit dem Quadrat der Ladespannung steigt, ist für ein Konstanthalten der Leitzahl eine möglichst konstante Ladespannung bei Auslösung des Blitzes am Kondensator erforderlich. Es folgert daraus, daß eine konstante Leitzahl wichtig ist, damit bei richtig eingestellter Blende der gewünschte Bereich auch zuverlässig gut ausgeleuchtet ist.

Grundsätzlich kann – zumindest bei konstanter Versorgungsspannung – eine konstante Ladespannung am Blitzkondensator erreicht werden durch Verwendung von Gegentaktzerhackern oder Eintakt-Durchflußwandlern. Bereits bei Schwankungen der Betriebsspannung jedoch ergeben sich auch bei diesen Zerhackerarten ungünstige Verhältnisse. Darüber hinaus können sie bei dieser Anwendung keinen sehr hohen Wirkungsgrad erreichen, wie eine theoretische Betrachtung – bezüglich der Aufladung von Kondensatoren – sofort zeigt. Bei Anschluß einer Gleichstromquelle mit einem bestimmten Innenwiderstand an einen Kondensator kann nur maximal die Hälfte der von der Gleichstromquelle abgegebenen Energie im Kondensator als Ladung gespeichert werden. Die andere Hälfte der Energie verbleibt entweder am Innenwiderstand der Stromquelle oder an einem zum Schutz der Stromquelle vor Überlastung vorzuschaltenden Widerstand. Diese ungünstige Leistungsbilanz rührt daher, daß die Entladung eines Kondensators bei Beginn der Aufladung mit großem Strom und kleiner Spannung und gegen Ende der Aufladung umgekehrt erfolgt. Deshalb ist ein Netzgerät mit konstantem Innenwiderstand während des größten Teils der Aufladezeit schlecht angepaßt.

Viel günstigere Ergebnisse erhält man bei der Verwendung von Eintakt-Sperrwandlern. Bei diesem Zerhackertyp wird während einer Halbwelle der Periode im Übertrager Energie gespeichert, die sich während der zweiten Hälfte der Periode wieder an den Verbraucher entlädt. Bei diesem Zerhackertyp kann also der Kondensator mit konstanter Energie geladen werden. Ist der Kondensator entladen, so ist er mit einem niedrigen Lastwiderstand vergleichbar. Die Entladung der Energie aus dem Übertrager erfolgt deshalb mit großem Strom und kleiner Spannung. Mit steigender Ladung ändert sich dieses Verhältnis der jeweiligen Größe der Last entsprechend. Man hat also während des ganzen Entladevorganges eine Anpassung des Netzgerätes an die Last erreicht, weshalb

zumindest theoretisch mit Eintakt-Sperrwandlern ein doppelt so hoher Wirkungsgrad erreicht werden kann wie mit den beiden anderen Zerschaltarten.

In den meisten Fällen ist jedoch bei der Verwendung von Sperrwandlern zusätzlich eine Abschaltautomatik erforderlich, weil sonst das Ansteigen der sogenannten Rückschlagspannung, die der maximalen Ladespannung entspricht, nur durch innere Verluste im Zerschaltart begrenzt wird.

Als weiterer Vorteil ergibt sich, daß das große Spannungsübersetzungsverhältnis mit einem verhältnismäßig kleinen Windungsverhältnis zwischen Primär- und Sekundärwicklung erreicht wird. Außerdem kann die Sperrspannung der Diode am Ausgang kleiner gewählt werden, als dies bei Verwendung eines Gegentaktzerschalters oder eines Eintaktdurchflußwandlers möglich ist. Bei diesen Zerschaltarten addiert sich als Sperrspannung an der Diode zur Kondensatorspannung noch mindestens eine Spannung der gleichen Größe, während beim Eintaktsperrwandler nur ein solcher Wert dazu kommt, der dem Produkt aus Betriebsspannung und Windungsverhältnis entspricht.

Die Schaltung einer Stromversorgung für ein Elektronenblitzgerät mit Abschaltautomatik zeigt Bild 3.3. Der Spitzenwert des während der Stromflußzeit des Transistors linear ansteigenden Stromes ist 6 A. Für verschiedene Stromverstärkungen des Endstufentransistors kann dieser Wert mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden. Parallel zum Ladekondensator am Ausgang ist ein umschaltbarer Spannungsteiler angeordnet, mit dem eine Ladespannung von 300 oder 500 V eingestellt werden kann. Damit ist es möglich, zwei unterschiedliche Leitzahlen einzustellen. Benötigt man nur eine geringe Leitzahl, so

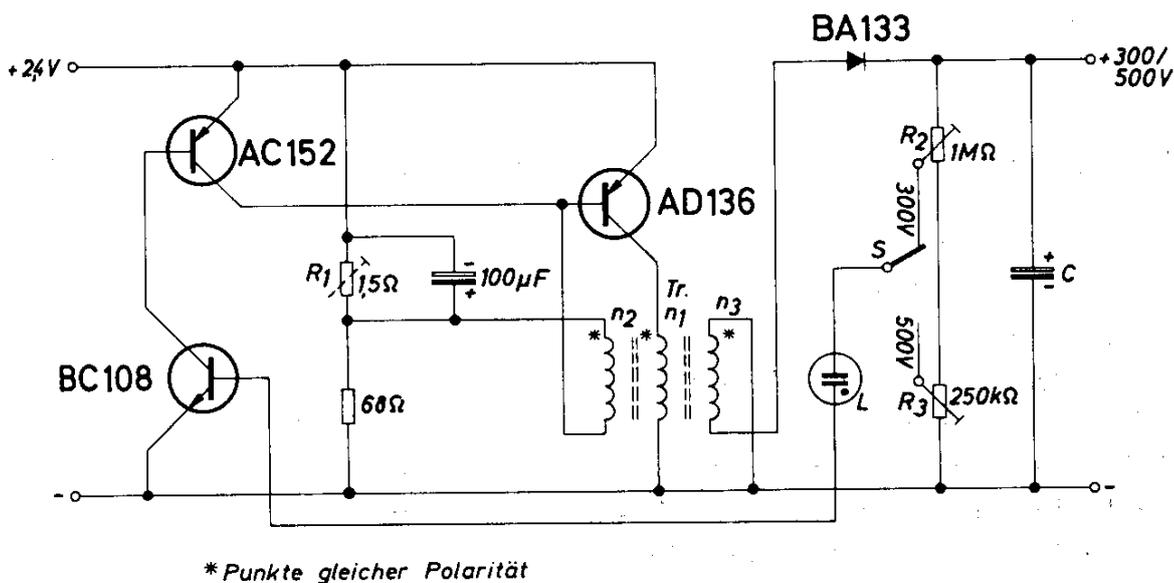


Bild 3.3 Stromversorgungsgerät für Elektronenblitz, mit Abschaltautomatik

können entsprechend mehr Blitze aus einem Batteriesatz entnommen werden. Sobald die über den Spannungsteiler der Glimmlampe zugeführte Spannung die Zündspannung überschreitet, schaltet der Silizium-Transistor BC 108 am Eingang der Regelautomatik durch, wodurch über den Transistor AC 152 der Endstufentransistor AD 136 abgeschaltet wird. Durch die Eigenverluste des Kondensators und den Verbrauch des Spannungsteilers sinkt nun die Spannung am Ladekondensator. Dadurch erlöscht die Glühlampe, und der Kondensator wird durch ein erneutes Anschwingen des Zerhackers nachgeladen.

Technische Daten

Betriebsgleichspannung	2,5 V (−15%, +50%)
Betriebsstrom (Mittelwert)	3 A
Spitzenstrom	6 A
Max. Umgebungstemperatur	50°C

Ladezeiten

(bei formiertem Elektrolytkondensator)

Kondensator C	Ladespannung	Ladezeit
300 μ F	300 V	4 s
300 μ F	500 V	13 s
500 μ F	300 V	6,5 s
500 μ F	500 V	20 s

Transformator Tr: Siferrit-Schalenkern B65611-K0400-A022

$n_1 = 16$ Wdg 0,8 CuL

$n_2 = 12$ Wdg 0,4 CuL

$n_3 = 450$ Wdg 0,2 CuL

3.4. Steuerteil für frequenzkonstante Gegentaktzerhacker

Für Leistungs-Zerhacker ist vielfache eine Fremdsteuerung vorgesehen. Dadurch erreicht man sauberes Durchschalten der Endstufen-Transistoren und Frequenzkonstanz auch bei starken Laständerungen. Bild 3.4 zeigt eine für einen solchen fremdgesteuerten Zerhacker geeignete Steuerschaltung. Den Oszillator stellt ein astabiler Multivibrator dar, der mit einer durch eine parallelgeschaltete Z-Diode stabilisierten Spannung betrieben wird. Die Schwingfrequenz kann mit den beiden Potentiometern im Basiskreis der Transistoren auf genau 50 Hz eingestellt werden. An den Multivibrator sind Treiber-Transistoren angeschlossen, in deren Ausgangskreis der Transformator für die Erzeugung der beiden gegenphasigen Spannungen liegt, die für die Steuerung einer Gegentakt-End-

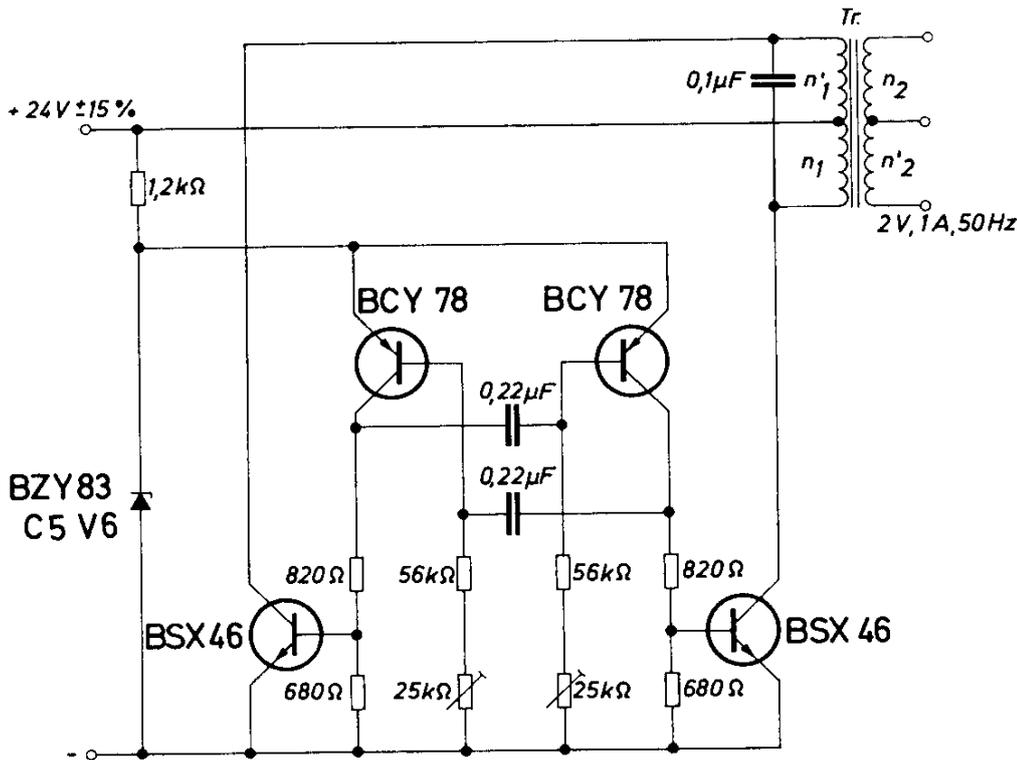


Bild 3.4 Steuerschaltung für frequenzkonstante Gegentaktzerhacker

stufe erforderlich sind. An die Sekundärwicklung der Gegentaktausgangswicklung wird der Eingang der Leistungs-Transistoren angeschlossen. Zur Begrenzung des Steuerstromes ist in der Basisleitung ein Vorwiderstand von 0,5 bis 1 Ω vorzusehen.

Technische Daten

Betriebsgleichspannung	24 V ($\pm 15\%$)
Ausgangsspannung	2 V
Max. Laststrom	1 A
Schwingfrequenz	50 Hz
Max. Umgebungstemperatur	70 °C

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

$$n_1 = n'_1 = 720 \text{ Wdg } 0,14 \text{ CuL}$$

$$n_2 = n'_2 = 60 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL}$$

3.5. Zerhacker mit einstellbarer Frequenz

Bei dem Zerhacker nach Bild 3.5 kann die Schwingfrequenz zwischen 35 und 65 Hz mit Hilfe des Potentiometers P_1 eingestellt werden. Als Frequenzgenerator dient ein symmetrisch aufgebauter astabiler Multivibrator mit den Transistoren T_1 und T_2 . Dem Frequenzgenerator folgt ein bistabiler Multivibrator mit

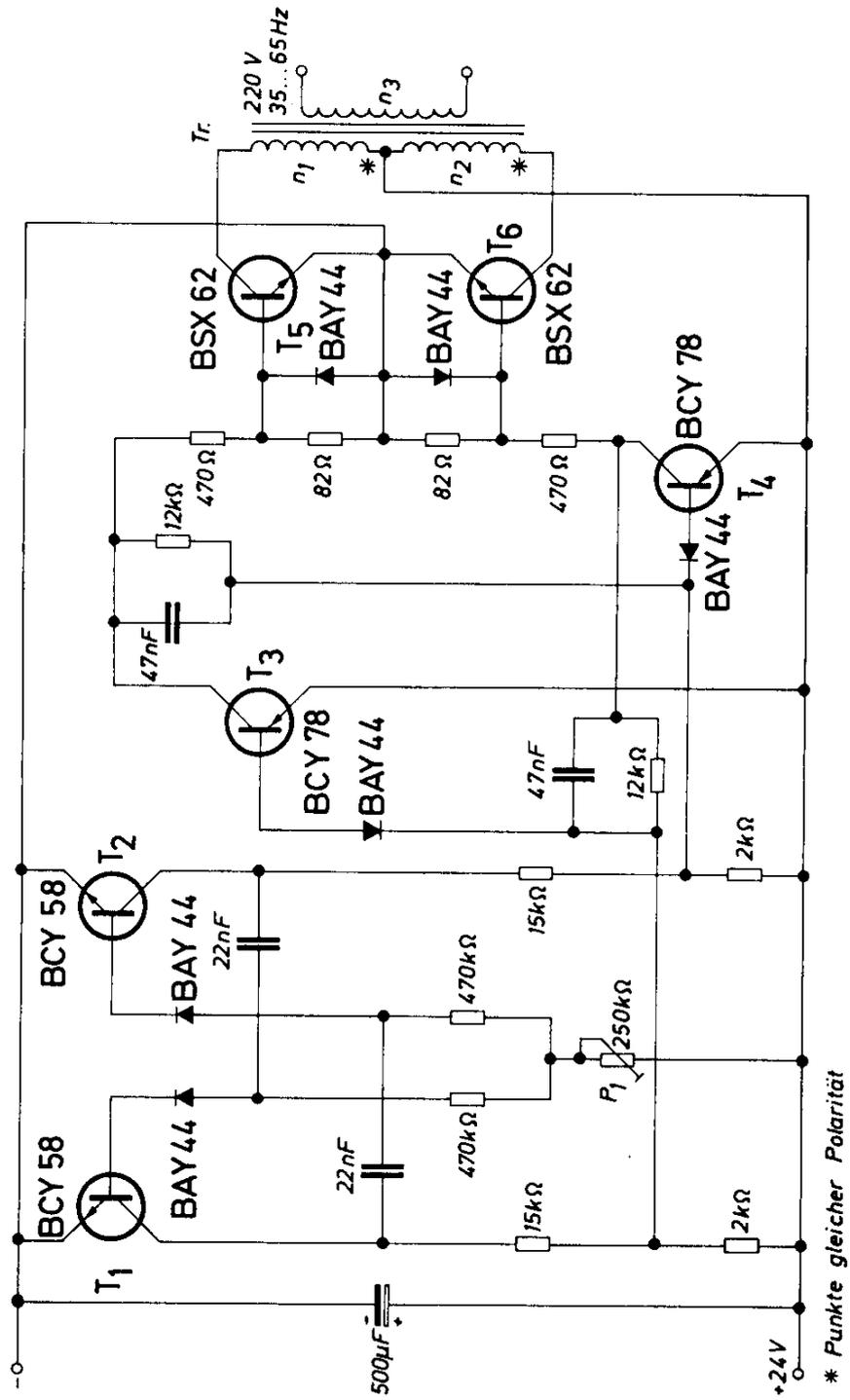


Bild 3.5 Zerhacker mit einstellbarer Frequenz (35 bis 65 Hz)

den Transistoren T_3 und T_4 . Er liefert die für die Endstufentransistoren T_5 und T_6 erforderlichen steilen Schaltimpulse. Man erreicht dadurch ein ausreichend schnelles und damit verlustarmes Schalten der Endstufentransistoren.

Technische Daten

Betriebsgleichspannung	24 V
Betriebsstrom	1,25 A
Ausgangsleistung	20 W
Ausgangswechselfspannung	220 V
Frequenz der Ausgangsspannung (\cong Schwingfrequenz), einstellbar	35 bis 65 Hz
Kühlblech	
je Endstufen-Transistor	10 cm ²
Max. Umgebungstemperatur	60 °C

Transformator Tr: EI 84/28, Dyn. Bl. IV/0,35, 0,24 L

$n_1 \cong n_2 \cong 174$ Wdg 0,6 CuL

$n_3 \cong 2076$ Wdg 0,16 CuL

3.6. Sinusgenerator 12/115 V, 24 W

Die Schaltung eines Sinusgenerators für eine Ausgangsleistung von 24 W zeigt Bild 3.6. An beiden Transistoren des Gegentaktoszillators bleibt eine Verlustleistung von je 7 W. Verwendet man Silizium-Transistoren, so kann wegen der bei dieser Anordnung höheren Sperrschichttemperatur Kühlblech-Fläche gespart werden. Im vorliegenden Beispiel sind deshalb bereits die neuen Silizium-Leistungs-Transistoren BDY 39 verwendet werden.

Um eine gute Kopplung zwischen Ein- und Ausgang zu sichern, müssen die Wicklungen n_2 und n_2' sowie n_3 und n_3' jeweils gemeinsam gewickelt werden. Auf der Sekundärseite wurde die Wicklung in n_1 und n_4 geteilt. Die Reihenfolge der Zahlen im Index gibt die Reihenfolge der Wicklungen auf der Spule an, d. h. die Wicklung n_1 liegt ganz innen.

Technische Daten

Betriebsgleichspannung	12 V
Betriebsstrom	3,5 A
Ausgangswechselfspannung	115 V
Ausgangsleistung	24 W
Frequenz (\cong Schwingfrequenz)	400 Hz

(Fortsetzung von Seite 91)

Klirrfaktor

bei max. Ausgangsleistung 10 %

Zulässige Umgebungstemperatur -20 bis $+75$ °C

Transformator Tr: M 65/27 Dyn. Bl. IV/0,35 0,5 mm L, gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 200$ Wdg 0,55 CuL

$n_2 = 27$ Wdg 1,0 CuL } gemeinsam

$n'_2 = 32$ Wdg 0,3 CuL } wickeln

$n_3 = 27$ Wdg 1,0 CuL } gemeinsam

$n'_3 = 32$ Wdg 0,3 CuL } wickeln

$n_4 = 200$ Wdg 0,55 CuL

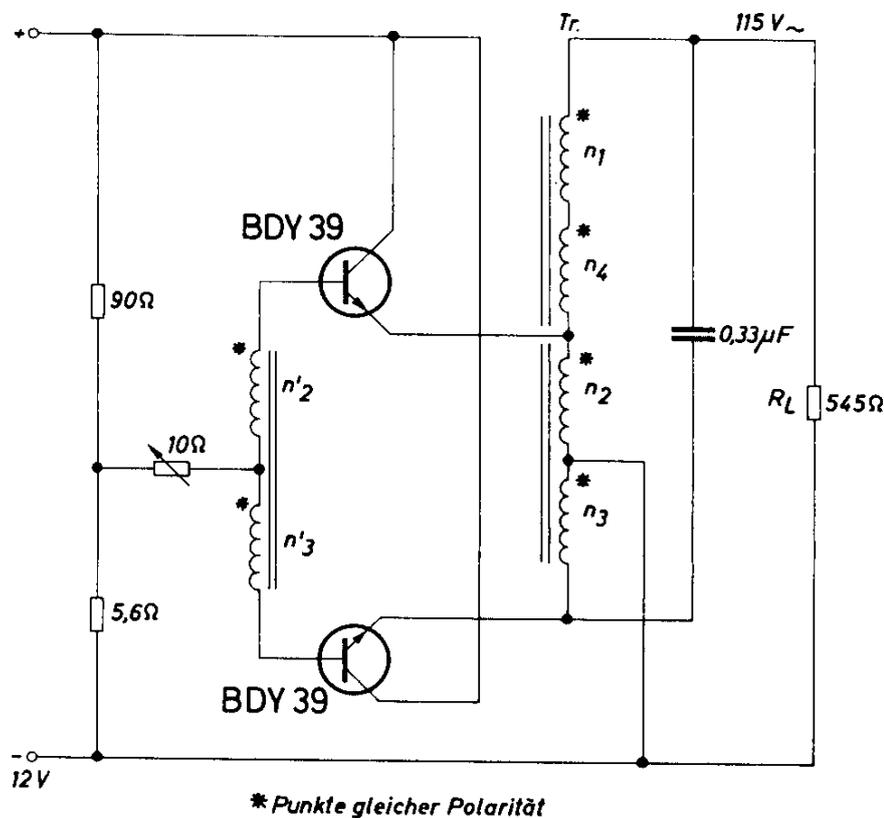


Bild 3.6 Sinusgenerator 12/115 V, 24 W

3.7. Sinusgenerator 24/110 V, 30 W

Die Schaltung nach Bild 3.7 liefert eine Ausgangsleistung von 30 W bei Verwendung der Silizium-Leistungs-Transistoren BDY 39. Je Transistor tritt eine Verlustleistung von etwa 10 W auf. Für die Transistoren sollte ein Kühlblech

mit einem Wärmewiderstand von max. 3 grd/W verwendet werden. Bei den Transistoren BDY 39 sind Kollektor und Gehäuse verbunden, weshalb die Schaltung so ausgeführt wurde, daß auch die beiden Kollektoren miteinander verbunden werden können, d.h. man kann beide Transistoren ohne Isolation auf ein Kühlblech setzen. Die Kondensatoren C_1 , C_2 und C_3 vermeiden das Auftreten hochfrequenter Schwingungen. Die Frequenz der Ausgangsspannung ist nur bei ohmscher Last gewährleistet. Bei induktiver oder kapazitiver Last muß für ein Erreichen derselben Frequenz eventuell der Kondensator C_4 verändert werden. Wie im vorher beschriebenen Beispiel sollen die jeweils zusammengehörigen Eingangs- und Ausgangswicklungen (n_2 und n_2' bzw. n_3 und n_3') gemeinsam gewickelt werden. Die Ausgangswicklung ist wie im vorhergehenden Kapitel zweigeteilt.

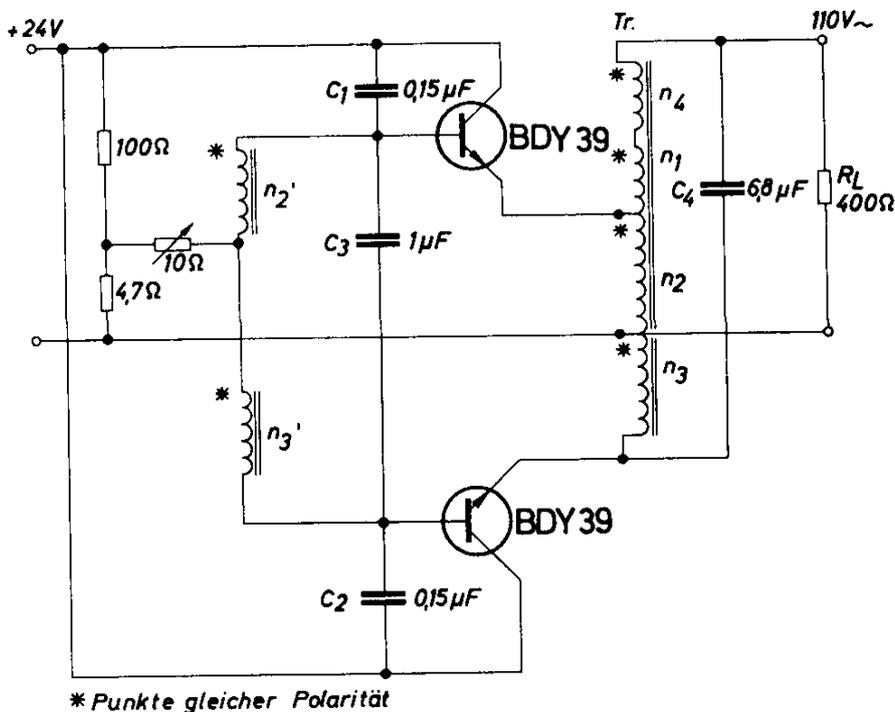


Bild 3.7 Sinusgenerator 24/110 V, 30 W

Technische Daten

Betriebsgleichspannung	24 V
Betriebsstrom	2,6 A
Ausgangswechselspannung	110 V
Ausgangsleistung	30 W
Schwingfrequenz	50 Hz
Transformator Tr:	M 74/32 Dyn. Bl. III/0,35, 0,5 L gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 307$ Wdg	0,4 CuL	} gemeinsam wickeln
$n_2 = 80$ Wdg	0,8 CuL	
$n'_2 = 100$ Wdg	0,26 CuL	} gemeinsam wickeln
$n_3 = 80$ Wdg	0,8 CuL	
$n'_3 = 100$ Wdg	0,26 CuL	} gemeinsam wickeln
$n_4 = 307$ Wdg	0,4 CuL	

3.8. Gegentaktzerhacker 24/220 V, 100 W

Für die Anwendung bei 24 V-Bordnetzen, wie sie u. a. bei Schiffen üblich sind, wurde der Zerhacker nach Bild 3.8 entwickelt. Mit den Si-Leistungs-Transistoren BDY 39 kann eine Ausgangsleistung von 100 W – bei einer Ausgangsspannung von 220 V und einer Frequenz von 50 Hz – erreicht werden. Die gewählte Zerhackerschaltung entspricht der des üblichen Gegentaktzerhackers. Die Schaltung schwingt sicher an bis zu einer Temperatur von -20°C

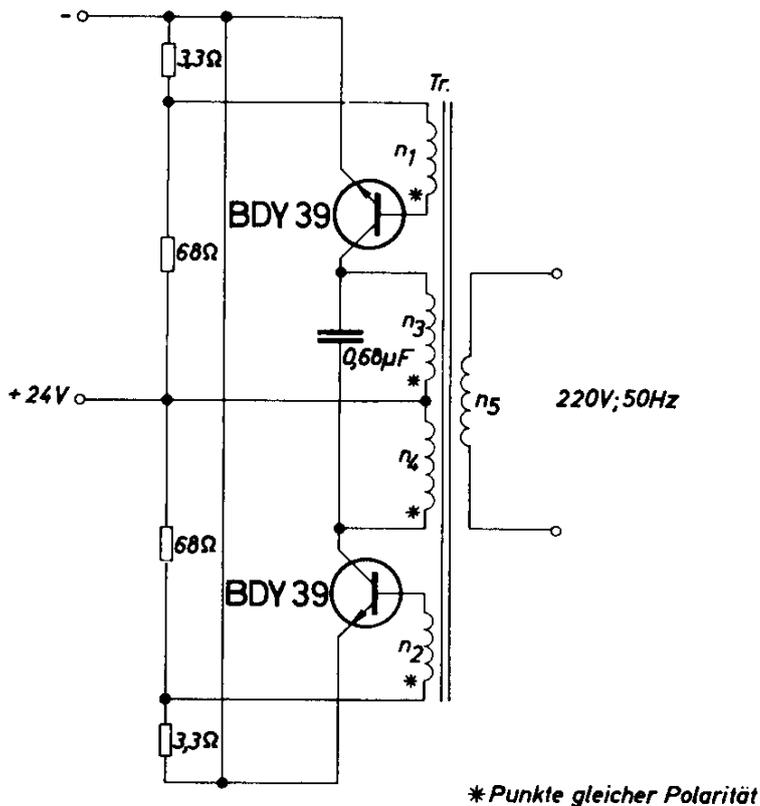


Bild 3.8 Gegentaktzerhacker 24/220 V, 100 W

Technische Daten

Betriebsgleichspannung	24 (max. 30) V
Leerlaufstrom	1,15 A
Ausgangswechselfspannung	220 V
Ausgangsleistung	100 W
Wirkungsgrad	74 %
Schwingfrequenz	50 Hz
(≅ Frequenz der Ausgangsspannung)	
zulässige Umgebungstemperatur	−20 bis +60 °C
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Transistor	3 grd/W

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

$n_1 = n_2 = 9$ Wdg, 0,42 CuL, gemeinsam wickeln

$n_3 = n_4 = 81$ Wdg, 1,2 CuL

Wicklungsisololation

$n_5 = 875$ Wdg, 0,42 CuL

3.9. Leistungszehacker 125 bis 160 W

Für diese hohe Ausgangsleistung ist die Parallelschaltung von je zwei Transistoren AUY 29 in den beiden Zweigen des Gegentakt-Zerhackers erforderlich. Die Schaltung zeigt das Bild 3.9. Der Zerhacker arbeitet selbstschwingend bei einer Frequenz von 60 Hz. Jeder der insgesamt vier Transistoren hat im Lastkreis eine eigene Wicklung des Schwingübertragers. Man erreicht dadurch eine symmetrische Belastung der vier Transistoren. Bei Änderungen des Schwingübertragers lassen sich drei verschiedene Ausgangsleistungen von 125 W, 150 W und 160 W erzielen.

Technische Daten

Ausgangsleistung	125	150	160	W
Betriebsgleichspannung	12	12	12	V
Ausgangswechselfspannung	110	110	110	V
Schwingfrequenz	60	60	60	Hz
Widerstände				
$R_1 = R_3 =$	3,3	2,7	2,7	Ω
$R_2 = R_4 =$	150	120	120	Ω

Transformator Tr.:	EI 106/45	EI 106/45	EI 130/35
		Dyn. Bl. IV/0,35	
Luftspalt	0,1	0,30	0,30 mm
$n_1 = n_2 = n_5 = n_6 =$	25 (1,7 CuL)	26 (1,6 CuL)	32 (1,8 CuL) Wdg
$n_3 = n_4 =$	5 (0,65 CuL)	5 (0,7 CuL)	6 (0,7 CuL) Wdg
$n_7 =$	247 (0,65 CuL)	258 (0,7 CuL)	325 (0,7 CuL) Wdg

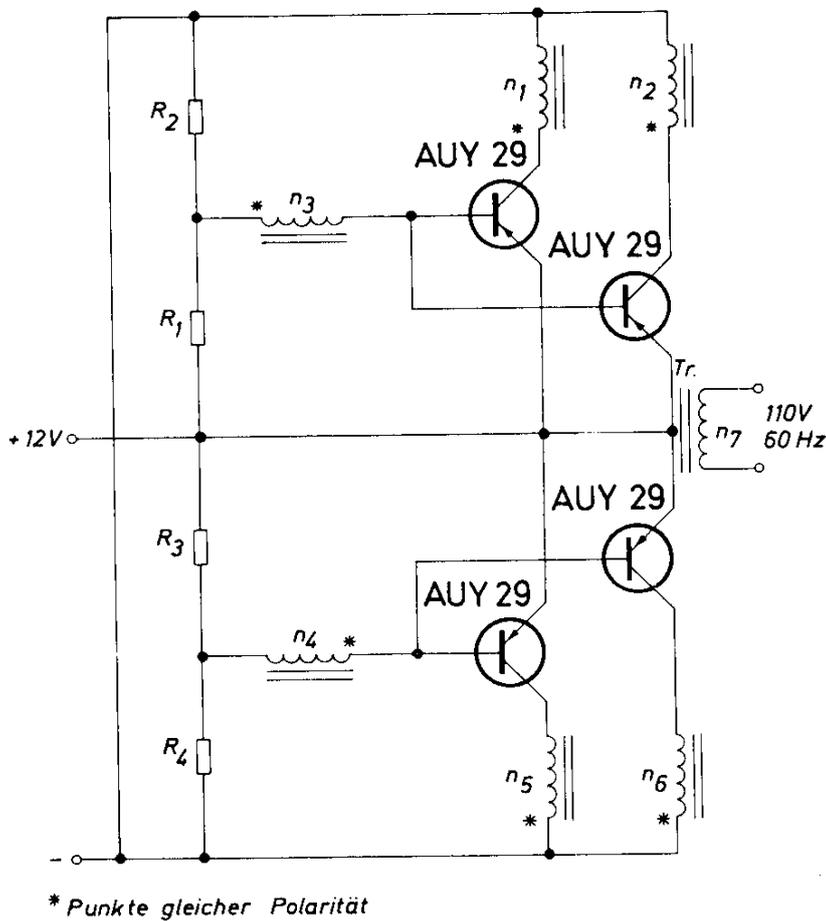


Bild 3.9 Leistungserhacker 125 bis 160 W

4. Multivibratoren und Verzögerungsschaltungen

Die drei Grundschaltungen für Multivibratoren, d.h. die astabilen, die bistabilen und die monostabilen Multivibratoren, wurden in den üblichen Ausführungsformen bereits in früheren Bänden der „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen“ ausführlich behandelt. In diesem Buch werden daher ausschließlich neuere Schaltungen beschrieben. Neben einem Impulsgeber für einen Blinker mit den speziell dafür entwickelten neuen Transistoren BSY 59 wird ein Schmitt-Trigger zur Ansteuerung der digitalen Halbleiterschaltungen der Serie FL 100 angegeben. Mit nur einem Thyristor BRY 20 und einer Si-Vorstufe kann eine Anzugsverzögerung bis 300 s erzielt werden. Eine entsprechende Schaltung ist in Kapitel 4.6. gezeigt.

Bei den nachstehend beschriebenen Beispielen wird eine neuartige Schaltung eines astabilen Multivibrators mit Komplementärtransistoren als Zeitgeber verwendet. Neu an diesen Schaltungen ist der zusätzlich eingeführte Steuertransistor, der eine einfache Einstellung der Tastpause ohne gleichzeitige Veränderung der Tastzeit ermöglicht.

Sämtliche Schaltungen wurden bei der Erprobung mit Spannungskonstantgeräten mit niedrigem Innenwiderstand betrieben.

4.1. Taktgeber für Scheibenwischer in Kraftfahrzeugen

Es ist allgemein bekannt, daß bei leichtem Niesel- oder Sprühregen der Scheibenwischer in Abständen kurz betätigt werden muß, um wieder freie Sicht zu haben. Ein ununterbrochener Betrieb des Scheibenwischers würde zu einem zu starken Verschleiß der Wischerblätter führen. Bild 4.1 zeigt eine Schaltung, mit deren Hilfe der Scheibenwischer in bestimmten Zeitabständen automatisch kurzzeitig betätigt wird. Die Schaltung besteht aus einem astabilen Multivibrator mit den Komplementär-Transistoren T_2 und T_3 . Beim Einschalten des Taktgebers wird der Kondensator C_1 aufgeladen, der Ladestrom durch den Kondensator öffnet den Transistor T_2 , der seinerseits den Transistor T_3 durchsteuert. Das Relais A spricht an und schaltet über den Kontakt a den Scheibenwischermotor ein. Der Transistor T_1 ist gesperrt, da wegen der Durchschaltung des Transistors T_3 an dessen Kollektor nur eine sehr niedrige Spannung liegt (Restspannung des Transistors). Sobald der Ladestrom über den Kondensator C_1 nicht mehr für die Durchsteuerung des Transistors T_2 ausreicht, kippt der Multivibrator und das Relais A fällt ab. Beim Abschalten des Transistors T_3

steigt die Spannung an dessen Kollektor, wodurch der Transistor T_1 durchgeschaltet wird. Der Kondensator C_1 wird jetzt über den Widerstand R_1 , das Potentiometer P und die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T_1 entladen. Sobald die Entladung beendet ist, schaltet der Transistor T_2 wieder durch und der Scheibenwischermotor wird erneut eingeschaltet. Für die Tastzeit, das ist die Zeit, in der die Scheibenwischer betätigt werden, ist also die Größe des Widerstandes R_1 maßgebend und für die Tastpause ist das Potentiometer P ,

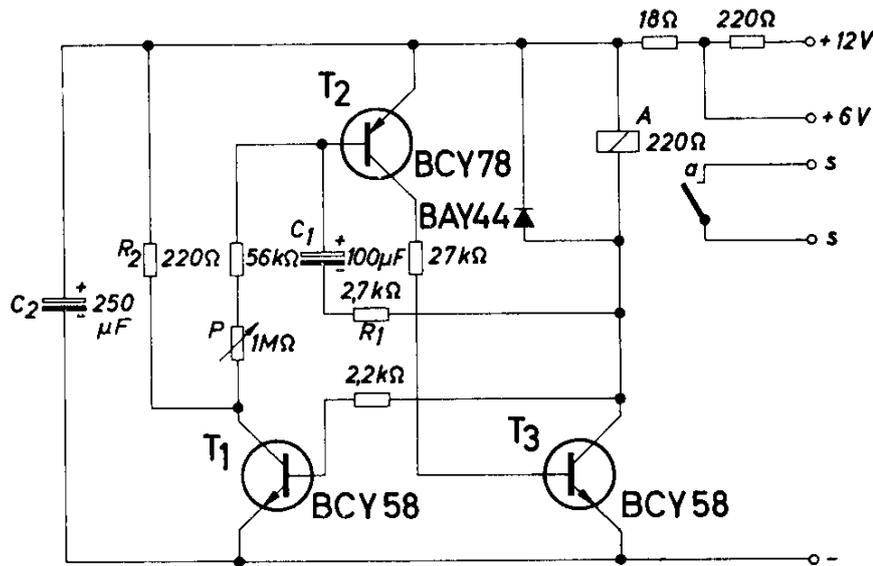


Bild 4.1 Taktgeber für Scheibenwischer

dessen Wert in diesem Fall viel größer als der des Widerstandes R_1 ist, entscheidend. Die Schaltung enthält noch einen zusätzlichen Widerstand R_2 , dessen Wert genauso groß ist wie der des Relais A . Der Widerstand R_2 ist immer dann stromdurchflossen, wenn das Relais abgeschaltet ist. Für die Funktion der Schaltung selbst hat dieser Widerstand keine Bedeutung, er sorgt aber für eine konstante Stromaufnahme, wodurch ein Betrieb der für 6 V ausgelegten Schaltung über einen einfachen Vorwiderstand auch an 12 V möglich ist. Der Kondensator C_2 glättet eventuell im Bordnetz des Kraftfahrzeugs vorhandene Spannungsspitzen.

Das Bild 4.2 zeigt, wie der Taktgeber in das Fahrzeug eingebaut werden kann. Den Relaiskontakt a schaltet man parallel zum üblichen Einschalter S_1 des Scheibenwischermotors. Der Einschalter S_2 des Taktgebers wird zweckmäßigerweise mit dem Potentiometer P gekoppelt. Wird der Impulsbetrieb gewünscht, so muß nur der Schalter S_2 betätigt und mit dem Potentiometer die gewünschte Pausenzeit eingestellt werden. Bei der vorliegenden Schaltung kann die Pausen-

zeit zwischen 2 und 100 s betragen. Der Scheibenwischer bleibt immer etwa 2 s im Betrieb. Für andere Betriebszeiten müßte der Widerstand R_1 geändert werden.

Mit dem Schalter S_1 kann während der Pausenzeit des Taktgebers der Scheibenwischer jederzeit in Betrieb genommen werden.

Technische Daten

Betriebsspannung	6 oder 12 V
Betriebsstrom	30 mA
Tastzeit	2 s
Tastpause	2 bis 100 s

Relais A: Kammrelais NV 23154-C0717-F101

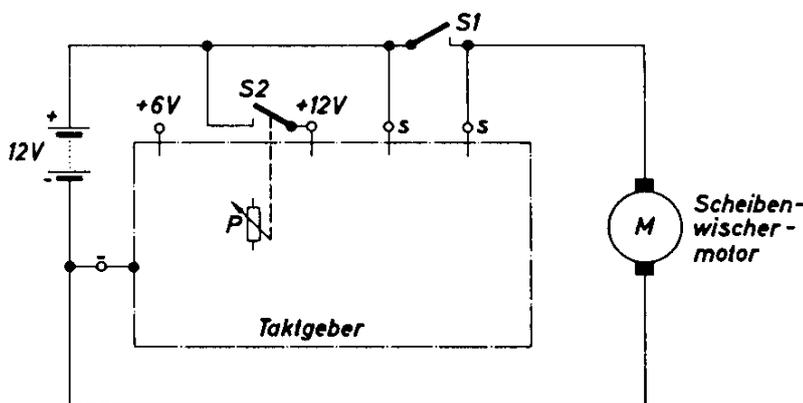


Bild 4.2 Einbau des Taktgebers nach Bild 4.1

4.2. Vollelektronischer Richtungsblinker

Als Ersatz für mechanische Blinker werden elektronische Lösungen immer interessanter, weil sie besonders anpassungsfähig an die jeweiligen Erfordernisse sind. In der Schaltung nach Bild 4.3 ist der gleiche Taktgeber wie in 4.1 verwendet; es sind lediglich die zeitbestimmenden Widerstände und damit die Impulszeiten geändert worden. Man erreicht auf diese Weise die geforderte Taktfrequenz von 90 Blinkimpulsen je Minute. An den Taktgeber angeschlossen ist die als Schalter arbeitende Endstufe mit dem Transistor AUY 29. Der Schalter S im Kollektorkreis dieses Transistors ist identisch mit dem im Kraftfahrzeug vorhandenen Blinkerschalter. Fällt in diesem Stromkreis nur eine der beiden jeweils gleichzeitig geschalteten Lampen aus, so sinkt der Spannungsabfall am Widerstand R_L so stark ab, daß der Transistor T_5 nicht

mehr durchgeschaltet wird. Es erlischt deshalb die Kontrolllampe K im Innern des Wagens und zeigt die Störung an. Soll, wie von elektromechanischen Blinkgebern gewohnt, ein hörbares Schaltgeräusch zusätzlich zur Kontrolllampe die Tätigkeit des Richtungsblinkers anzeigen, so tritt anstelle des Widerstandes R_L ein geeignetes Relais, damit kann dann auch gleichzeitig die Kontrolllampe geschaltet werden.

Die Einschaltung des Taktgebers erfolgt bei Betätigung des Schalters S über die Diode D_2 . Wenn der Schalter geöffnet ist, sperrt sie die Stromzufuhr.

Dem Transistor T_2 ist die Diode D_1 vorgeschaltet, weil hier die dort auftretende Sperrspannung von 12 V für die Basis-Emitter-Strecke nicht zulässig ist.

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Blinkstrom	3 A
Blinkfrequenz	90 Impulse je Minute
Umgebungstemperatur	-20 bis +70 °C

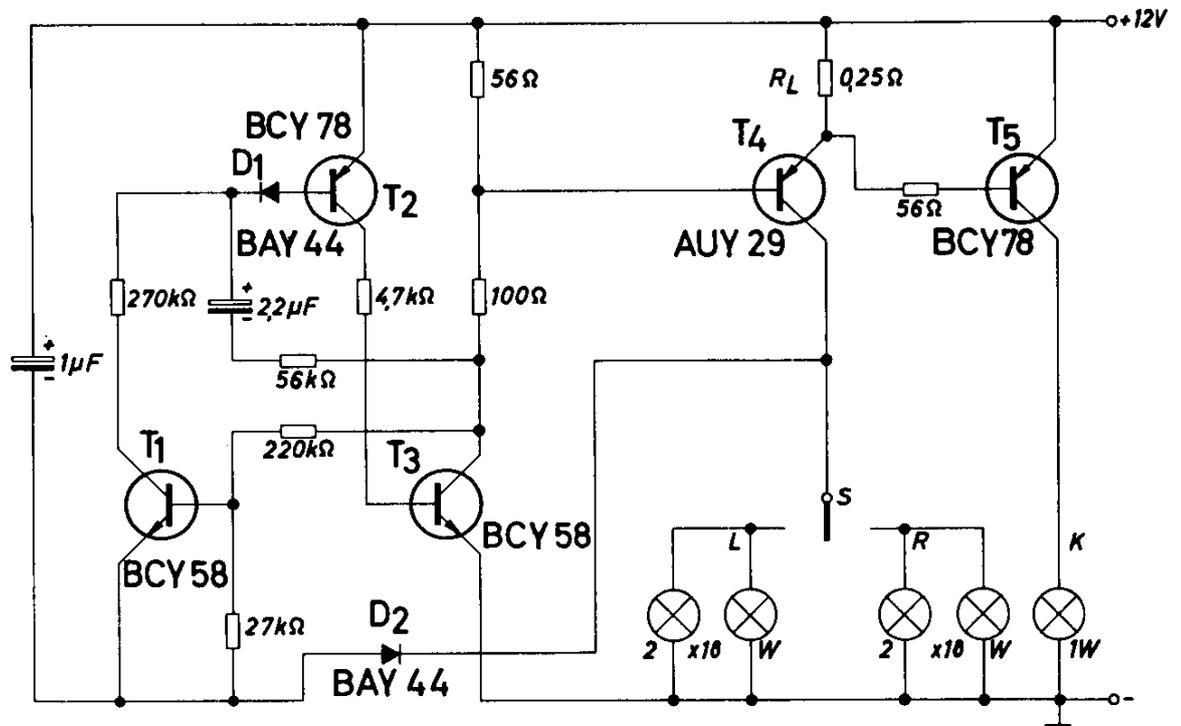


Bild 4.3 Vollelektronischer Richtungsblinker

4.3. Impulsgeber für 12 V-Blinker

Der neue PNP-Si-Transistor BSY 59 eignet sich besonders gut für die Anwendung in elektronischen Blinkschaltungen, da er bis zu verhältnismäßig hohen Strömen aussteuerbar ist und deshalb wie ein robustes elektromechanisches Relais schaltet.

Die Schaltung nach Bild 4.4 zeigt einen solchen Blinkgeber, der weitgehend symmetrisch aufgebaut ist. In der Tabelle ist für unterschiedliche Betriebstemperaturen und -spannungen die Blinkfrequenz in Impulsen je Minute angegeben.

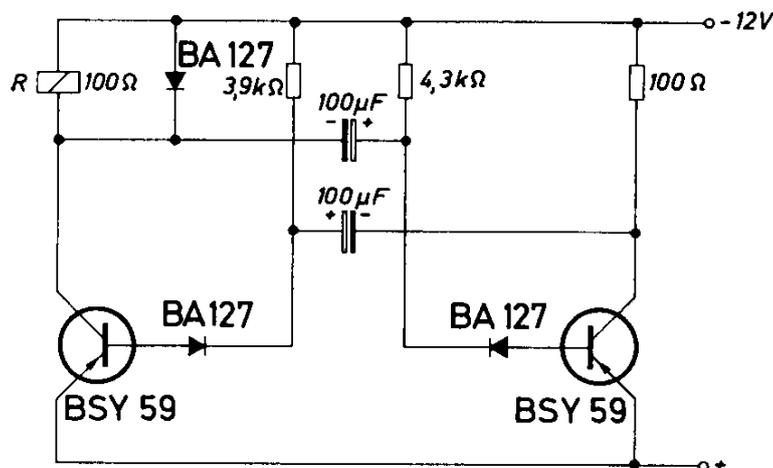


Bild 4.4 Impulsgeber für 12 V-Blinker

T_U	U_{Batt}		
	9 V	12 V	15 V
+80 °C	85 Imp/min	85 Imp/min	84 Imp/min
+50 °C	88 Imp/min	88 Imp/min	88 Imp/min
+20 °C	90 Imp/min	89 Imp/min	89 Imp/min
-20 °C	97 Imp/min	99 Imp/min	99 Imp/min
-30 °C	99 Imp/min	101 Imp/min	101 Imp/min

Das Tastverhältnis zwischen Hellphase und Dunkelphase ist etwa 1:1. Der Multivibrator arbeitet bis herab zu einer Betriebsspannung von 4,6 V.

Das Bild 4.5 zeigt eine unsymmetrisch aufgebaute Schaltung mit praktisch der gleichen Funktion. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß einer der beiden zeitbestimmenden Kondensatoren nur eine kleinere Kapazität haben muß.

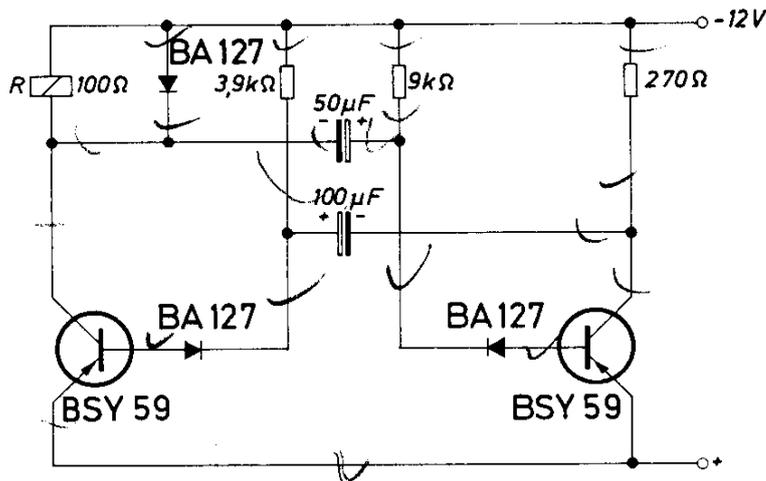


Bild 4.5 Variation der Schaltung nach Bild 4.4

Die Tabelle gibt die Blinkfrequenz für unterschiedliche Betriebszustände an (Bild 4.5).

T_U	U_{Batt}		
	9 V	12 V	15 V
+80 °C	84 Imp/min	84 Imp/min	83 Imp/min
+50 °C	86 Imp/min	86 Imp/min	86 Imp/min
+20 °C	88 Imp/min	88 Imp/min	88 Imp/min
-20 °C	92 Imp/min	92 Imp/min	93 Imp/min
-30 °C	93 Imp/min	94 Imp/min	94 Imp/min

In beiden Schaltungen sind in den Basisleitungen der Transistoren Si-Dioden BA 127 angeordnet. Diese sind erforderlich, weil die Si-Planar-Transistoren BSY 59 nur eine sehr kleine Basis-Emitter-Sperrspannung haben und in diesen Multivibratorschaltungen kurzzeitig eine Basis-Sperrspannung von der Höhe der Betriebsspannung auftritt.

4.4. Elektronisches Metronom

Auch für diesen Anwendungsfall ist der bereits beschriebene Taktgeber einsetzbar. Die Schaltung zeigt Bild 4.6. An den Ausgang ist über ein RC-Glied eine Endstufe geschaltet. Das RC-Glied differenziert den vom Taktgeber gelieferten Impuls und wandelt ihn in ein kurzes Knackgeräusch (im Lautsprecher) um. Die Frequenz des Taktgebers kann zwischen 40 und 220 Takte je Minute ein-

gestellt werden. Bei der Auslegung der Schaltung wurde besonders auf geringen Stromverbrauch geachtet, weshalb als Stromversorgung eine 9-V-Batterie verwendet werden kann, wie sie auch für Kofferradios üblich ist.

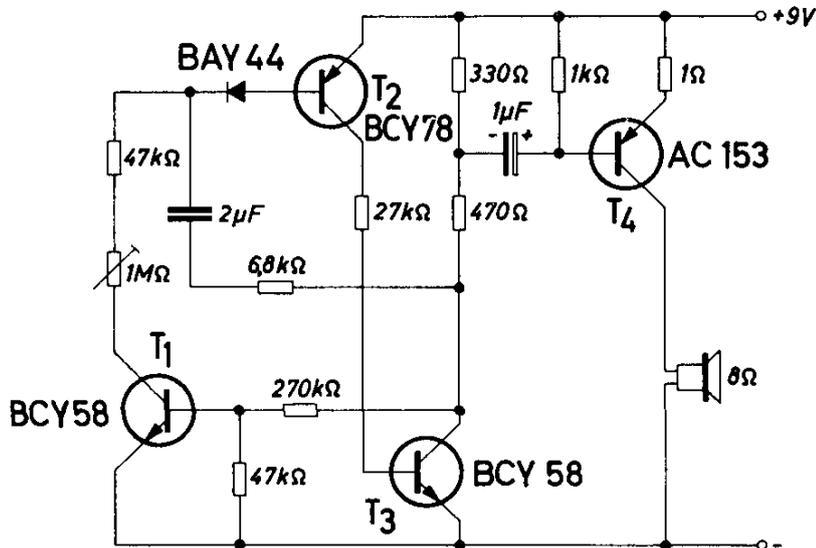


Bild 4.6 Elektronisches Metronom

Technische Daten

Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom (abhängig von Taktfrequenz)	1,5 bis 7 mA
Lautsprecherwiderstand	8 Ω
Einstellbare Taktfrequenz	40 bis 220 je Minute
Frequenzfehler bei Batterie- spannungsverringern um 20%	-1 %
Frequenzfehler bei Erwärmung auf 50 °C (bezogen auf 25 °C und 120 Takte pro Minute)	1,5 %

4.5. Schmitt-Trigger mit TAA 151

Das Bild 4.7 zeigt einen Schmitt-Trigger, der unter Verwendung von nur zwei außerhalb liegenden Widerständen aus der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 hergestellt werden kann.

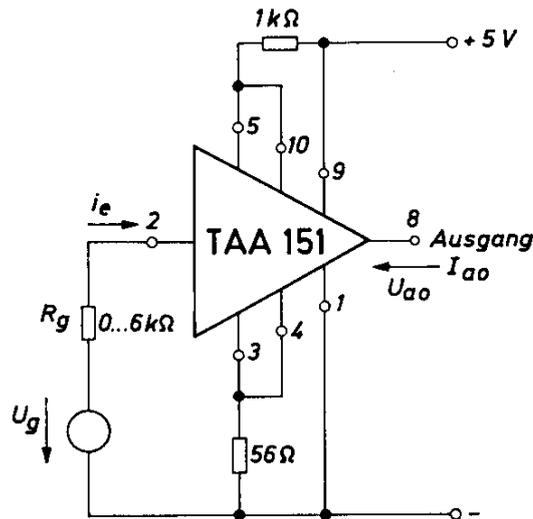


Bild 4.7 Schmitt-Trigger mit TAA 151

Dieser Schmitt-Trigger ist speziell für die Ansteuerung der Logikbausteine der TTL-Serie FL 100 geeignet. Die maximale Ausgangsbelastung (fan out) dieses Schmitt-Triggers tritt bei 9 Verknüpfungsgliedern auf. Dies entspricht einem Ausgangsstrom von etwa 15 mA. Bild 4.8 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_{ao} (Restspannung) vom Ausgangsstrom I_{ao} . Der Wert von 0,4 V für die Ausgangsspannung, der sich bei einer Belastung mit 15 mA ergibt, entspricht der für die Gatter der FL 100-Serie zulässigen Störspannung.

Der Schmitt-Trigger kann bis zu einer Frequenz von 1 MHz betrieben werden. Damit die Schaltzustände „ein“ und „aus“ eindeutig sind, darf der Generatorwiderstand einen Wert von 6 kΩ nicht überschreiten. Nur dann ist in jedem Falle gewährleistet, daß der von einem kurzen Steuerimpuls eingeleitete Umschaltvorgang auch zuverlässig zu Ende geführt wird.

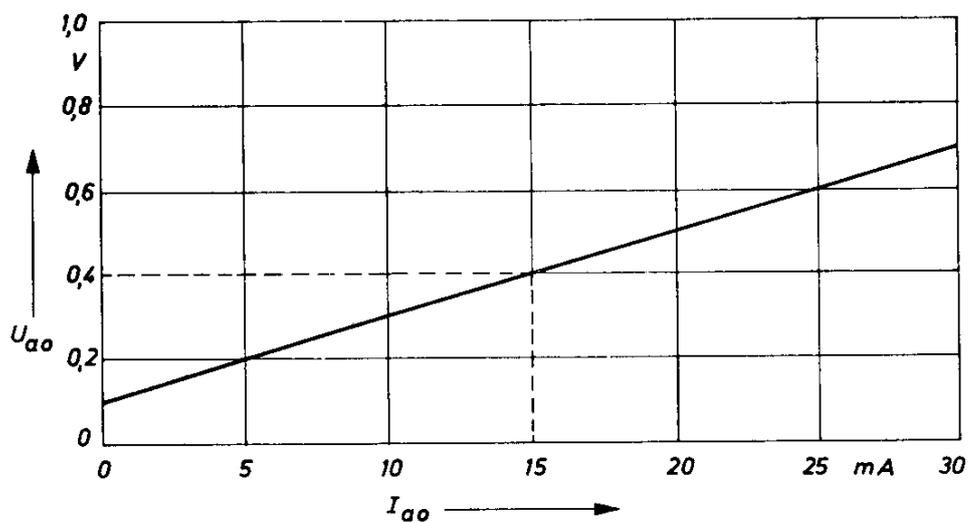


Bild 4.8 Ausgangsspannung, abhängig vom Ausgangsstrom

Bild 4.9 zeigt die Abhängigkeit der Eingangs-Schwelspannung für Ein- und Ausschalten in Abhängigkeit vom Generator-Widerstand.

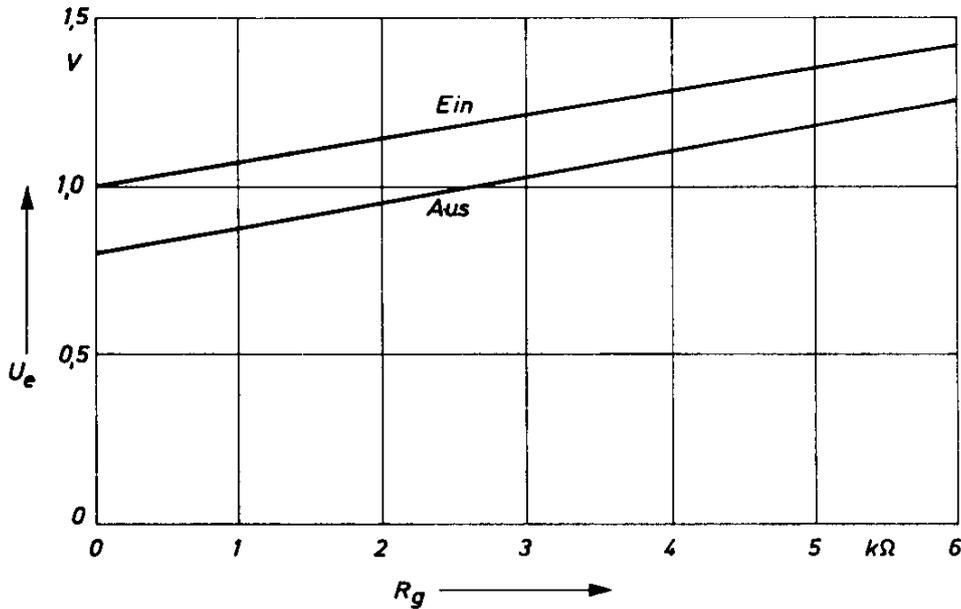


Bild 4.9 Eingangs-Schwelspannung, abhängig vom Generatorwiderstand

Bild 4.10 zeigt den Umschaltvorgang des Schmitt-Triggers, bezogen auf Eingangswerte. Der Widerstand R_{eK} ist der scheinbare negative Eingangswiderstand des Schmitt-Triggers, der durch die während der Umschaltung wirksame Rückkopplung entsteht.

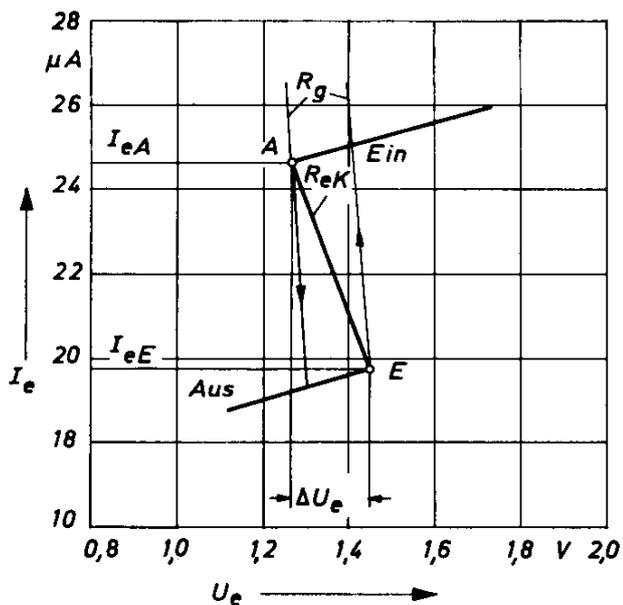


Bild 4.10 Darstellung des Umschaltvorgangs für Schaltung nach Bild 4.7

Technische Daten

Betriebsspannung	5 V
Betriebsstrom (aus)	7,5 mA
Betriebsstrom (ein)	9 mA
Schwellspannung (Generatorwiderstand 75 Ω)	
ein	1 V
aus	0,82 V
Schwellspannung (Generatorwiderstand 6 k Ω)	
ein	1,45 V
aus	1,27 V
Max. Generatorwiderstand	≤ 6 k Ω
fan out	9

4.6. Anzugsverzögerung bis 300 s

Bei Verwendung der Thyristor-Tetrode BRY 20 können auf einfache Weise Verzögerungsschaltungen für sehr lange Verzögerungszeiten aufgebaut werden, wie sie das Beispiel in Bild 4.11 zeigt. Die Schaltung wirkt wie ein z. B. elektromechanisches Verzögerungsrelais, das erst eine bestimmte Zeit nach Anliegen der Betriebsspannung anspricht. Wird an die Schaltung nach Bild 4.11. die konstante Betriebsspannung von 24 V gelegt, so lädt sich der Kondensator C_1 über das Relais R und die Widerstände R_1 und R_2 auf. Parallel zu diesem Kondensator liegt der Eingang der Thyristor-Tetrode BRY 20 über eine Z-Diode D_1 und einem Verstärker-Transistor BCY 58. Solange die Spannung am Kondensator C_1 kleiner ist als der Wert der Zenerspannung der Diode, bleibt die Thyristor-Tetrode gesperrt. Der Kondensator C_2 , der parallel zum Eingang des Thyristors angeordnet ist, sorgt dafür, daß dieser durch eventuell beim Einschalten auftretende Impulsspitzen nicht eingeschaltet wird. 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 R spricht an.

Die Zeitspanne, 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-Kathoden-Strecke rasch entladen. Man erreicht dadurch eine sehr kurze Wiederbereitschaftszeit der ganzen Anordnung.

Falls vor Ansprechen des Relais die Betriebsspannung abgeschaltet wird, erfolgt die Entladung des Kondensators C_1 über den Widerstand R_3 .

Um eine hohe Konstanz der Verzögerungszeit zu erreichen, muß man die Betriebsspannung konstant halten.

Der Vorstufentransistor BCY 58 verringert den Wert des zeitbestimmenden Kondensators C_1 , so daß mit einem Kondensator von nur $1000 \mu\text{F}$ eine Verzögerungszeit bis zu 300 s erreicht werden kann.

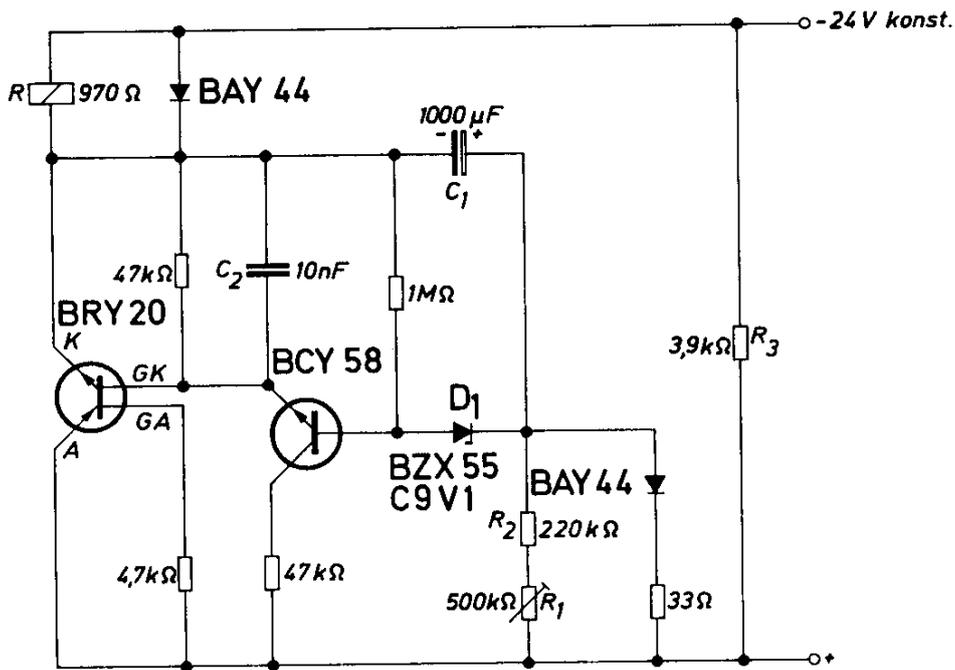


Bild 4.11 Anzugsverzögerung bis 300s

Technische Daten

Betriebsspannung 24 V konst.

Betriebsstrom 35 mA

Anzugsverzögerung
(einstellbar mit R_1) 100 bis 300 s

Max. Betriebstemperatur 70 °C

Relais R: Kleinschaltrelais N: V 23016 – A0006-A101

4.7. Astabiler Multivibrator mit TAA 151

Die Vielseitigkeit der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 wird weiter durch das Beispiel des astabilen Multivibrators (Bild 4.12) unterstrichen. Es werden damit Rechteckimpulse mit einer Amplitude von 3,8 V und einem Tastverhältnis von 1:1 hergestellt. Die Impulsfrequenz ist durch die Kapazität des Kondensators C_1 bestimmt und kann – bei geeigneter Wahl des Kondensators – zwischen 19 Hz und 180 kHz liegen. Die Impulsperiode hängt von der Kapazität des Kondensators C_2 ab; sie muß so groß sein, daß saubere Rechteckimpulse am Ausgang entstehen. Der dafür erforderliche Wert wird am zweckmäßigsten empirisch ermittelt. Die Flankensteilheit der beiden Rechteckimpulse ist unterschiedlich.

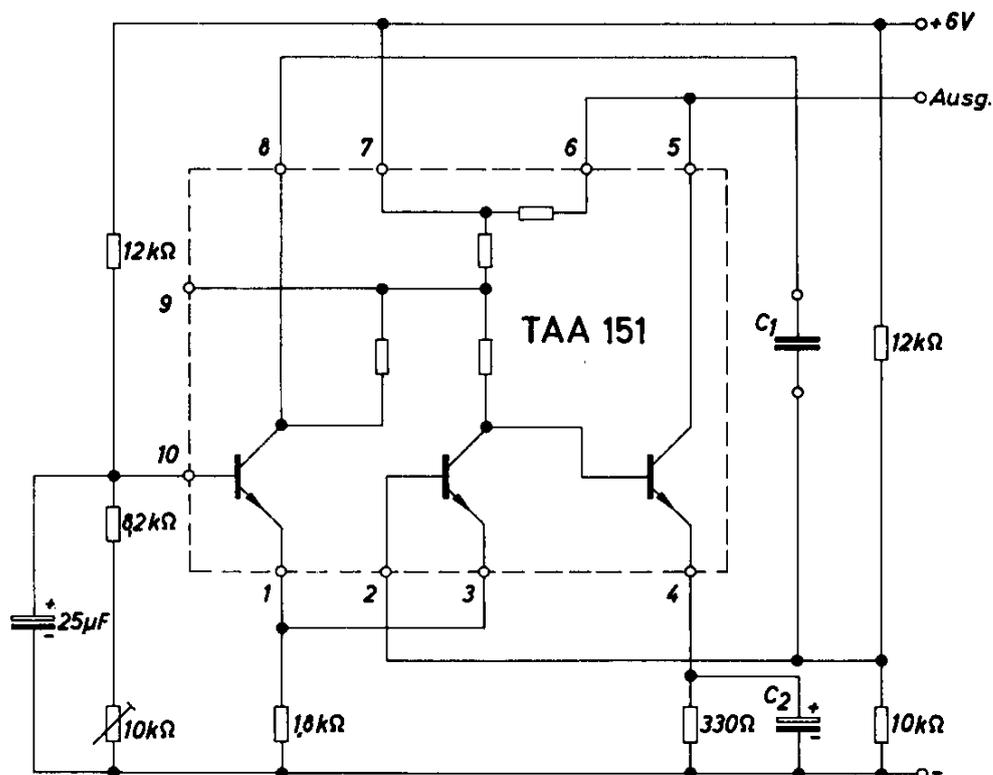


Bild 4.12 Astabiler Multivibrator mit TAA 151

Technische Daten

Betriebsspannung	6 V
Betriebsstrom	9 mA
Frequenzbereich	10 Hz bis 180 kHz

Flankensteilheit	
Vorderflanke	220 ns
Rückflanke	50 ns
Impulsamplitude	
(Spitze/Spitze)	3,8 V
Tastverhältnis	1:1

4.8. Getriggter monostabiler Multivibrator mit TAA 151

Der monostabile Multivibrator nach Bild 4.13 unterscheidet sich vom vorher beschriebenen astabilen Multivibrator durch Triggereingang und durch Arbeitspunkteinstellung; dabei muß der Arbeitspunkt des getriggerten monostabilen Multivibrators so eingestellt sein, daß der erste Transistor gesperrt ist. Der Kippvorgang wird durch die Rückflanke des negativen Triggerimpulses ausgelöst. Die Amplitude des Triggerimpulses darf – um ein sicheres Ansprechen zu gewährleisten – einen Wert von $-0,8 V_{SS}$ nicht unterschreiten. Die Wiederbereitschaftszeit hat ungefähr die doppelte Dauer des labilen Zustandes, die Dauer des Ausgangsimpulses wird durch den Kondensator C_1 bestimmt. Für die Wahl des Kondensators C_2 gilt das gleiche wie im vorhergehenden Kapitel beschrieben.

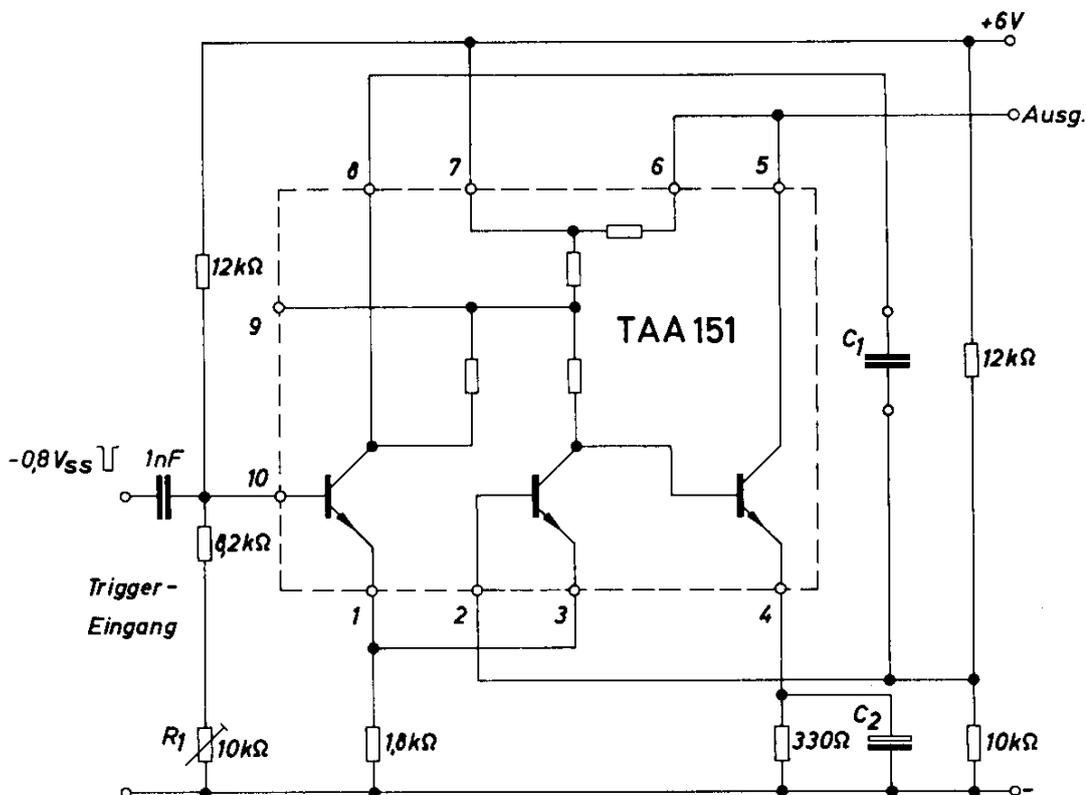


Bild 4.13 Getriggter monostabiler Multivibrator mit TAA 151

Technische Daten

Betriebsspannung	6 V
Betriebsstrom	9 mA
Länge des Ausgangsimpulses	2,5 μ s bis 50 ms
Triggerimpuls	0,8 V

4.9. Monostabiler Multivibrator mit TAA 151

Im vorhergehenden Kapitel wurde bereits ein monostabiler Multivibrator mit der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 beschrieben. Eine Schaltungsvariante dazu zeigt Bild 4.14. Nicht nur durch den Kondensator C_1 , sondern auch mit dem Widerstand R_2 kann die Verzögerungszeit variiert werden.

Wenn der Steuerimpuls am Eingang kürzer sein kann als die eingestellte Verzögerungszeit, so ist die strichliert eingetragene Diode BAY 44 einzusetzen, damit der Multivibrator nicht vorzeitig durch die Abfallflanke des Eingangsimpulses zurückkippt. Dann allerdings muß man zusätzlich den Widerstand R_4 zur Entladung des Kondensators C_2 vorsehen.

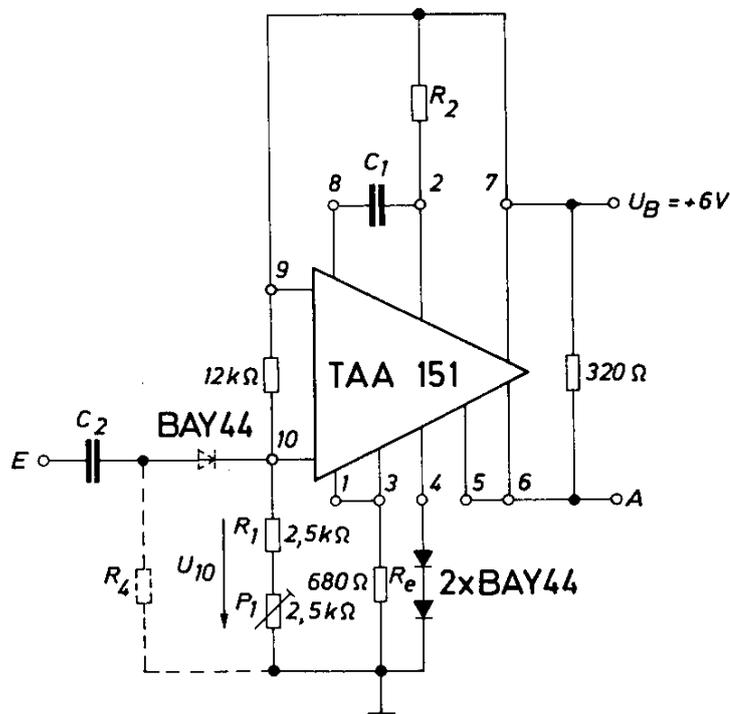


Bild 4.14 Monostabiler Multivibrator mit TAA 151 als Variante zu Schaltung nach Bild 4.13

Technische Daten

Betriebsspannung	6 V
Verzögerungszeit	etwa $0,5 \cdot R_2 \cdot C_1$ s
kürzeste Verzögerungszeit (bei Anstieg des Steuerimpulses < 5 ns)	0,5 μ s
Steilheit der Ausgangsflanken	< 10 ns
Wiederbereitschaftszeit	etwa $10^4 \cdot C_1$ s
Einstellbereich für Widerstand R_2	10 bis 200 k Ω

5. Schaltungen für Steuerung und Regelung

Wegen ihrer geringen Abmessungen, ihrer sofortigen Betriebsbereitschaft und der lange wartungsfreien Betriebszeit haben sich Halbleiterbauelemente einen entscheidenden Platz in der Steuerungs- und Regelungstechnik erobert. Während in anderen Anwendungen meist nur bestimmte Teile des vorhandenen breiten Spektrums an Halbleiterbauelementen verwendet werden, braucht die Steuerungs- und Regelungstechnik alle Halbleiterbauelemente, wie Transistoren, Dioden, Heißleiter, Kaltleiter, Fotodioden und -Elemente, Hallgeneratoren etc.

Besonders bei den *Heißleitern* (Thernewid*) besteht heute ein umfangreiches Programm für die unterschiedlichsten Anwendungen. Die *Kompensations- und Meßheißleiter*, die sogenannten K-Typen, werden zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit von Widerständen mit positiven oder negativen Temperaturkoeffizienten und zur Temperaturstabilisierung von Transistorschaltungen (vgl. Kap. 2) verwendet, ferner zur Temperaturmessung und -regelung. In allen diesen Anwendungen werden die Heißleiter elektrisch so schwach belastet, daß keine wesentliche Eigenerwärmung auftritt; die *Anlaßheißleiter*, die sogenannten A-Typen werden dagegen elektrisch so stark belastet, daß ihr Widerstand durch die Eigenerwärmung stark abnimmt. Die Geschwindigkeit der Widerstandsabnahme ist um so größer, je größer die elektrische Belastung und je kleiner die Masse des Heißleiters ist. Sie unterdrücken z. B. Einschaltstromstöße bei Rundfunkröhren, Glühlampen, Kleinmotoren, Kondensatoren.

Eine interessante Anwendung dieser Heißleiter ist auch die Relaisverzögerung, wobei – je nach Schaltungsart – Anzugs- oder eine Abfallverzögerung erzielbar ist.

Eine weitere Gruppe sind die *Regelheißleiter*, die R-Typen. Im Betrieb werden sie vom durchfließenden Strom so stark erwärmt, daß sie im Bereich der fallenden Strom-Spannungskennlinie arbeiten. Sie dienen als regelbarer Dämpfungswiderstand zur Amplituden-Stabilisierung von Verstärkern.

Schließlich gibt es noch die *fremdgeheizten Heißleiter*, die Regelungsaufgaben in elektronischen Geräten erfüllen.

Das Anwendungsgebiet temperaturabhängiger Widerstände wurde durch die *Kaltleiter* wesentlich erweitert. Die von Siemens hergestellten aus halbleitender ferroelektrischer Keramik besitzen in einem bestimmten Temperaturbereich,

*) geschütztes Markenzeichen

der für den jeweiligen Kaltleitertyp charakteristisch ist, einen sehr hohen positiven Temperaturkoeffizienten. Deshalb eignen sie sich besonders für genaue Temperaturmessungen in einem schmalen Bereich sowie zur Abtastung von Flüssigkeitspegeln. Bei dieser Anwendung bewirken die unterschiedlichen Wärmeleitbedingungen bei Betrieb des Kaltleiters in Luft oder in einer Flüssigkeit eine Widerstandsänderung des Kaltleiters. Außerdem können Kaltleiter auch noch als Zeitglied, als Überlastungsschutz und als Stromkonstanthalter verwendet werden.

In zunehmendem Maße verwendet die Elektronik fotoelektrische Bauteile, hauptsächlich bei Lichtschranken, Licht-Kontroll- und Regelgeräten, Feuermelder, Lochkarten- und Lochstreifen-Abtastung sowie der Umwandlung von Licht in elektrische Energie. Es gibt hierzu *Fotodioden*, *Fototransistoren* und *Fotoelemente*. Die beiden erstgenannten Typenfamilien werden ähnlich wie Fotowiderstände eingesetzt und sind vor allem für Verstärker mit hohem Eingangswiderstand geeignet. Zur Aussteuerung von Transistorverstärkern verwendet man mit Erfolg Silizium-Fotoelemente. Hierfür ist in diesem Kapitel ein Beispiel enthalten.

Lumineszenzdioden sind für Lichtschranken ein neuer Geber. Das von solchen Dioden ausgestrahlte Licht liegt im Infrarotbereich und wird durch einen Strom in Durchlaßrichtung angeregt. Damit ist eine Modulation des Lichtes bis in den Megahertz-Bereich möglich.

Da auch die Germanium- und Silizium-Fotobauelemente eine maximale Empfindlichkeit im Infrarotbereich aufweisen, ergeben sich optimale Verhältnisse bei der Verwendung der Lumineszenzdioden als Geber.

Zur verlustarmen Drehzahlregelung von Kleinmotoren eignet sich der Thyristor BRY 20. Entsprechende Schaltungen werden in den Kapiteln 5.20. und 5.21. beschrieben.

Schließlich werden in den Kapiteln 5.29. und 5.30. noch zwei Schaltungen mit dem preisgünstigen *Hallgenerator* SBV 566 angegeben, und zwar ein kontaktloser Impulsverteiler und ein magnetempfindlicher Schaltverstärker.

Zu erwähnen ist noch, daß zur Erprobung sämtlicher Schaltungen Spannungskonstantgeräte mit sehr kleinem Innenwiderstand und großem Ausgangskondensator verwendet wurden, sofern keine eigenen Netzteile angegeben sind. Die in einigen Schaltungen eingezeichneten Siebkondensatoren parallel zur Spannungsquelle sind bei Betrieb an den o.a. Spannungskonstantgeräten nicht unbedingt erforderlich.

5.1. Temperaturregler für 150 bis 300 °C

Mit dem Heißleiter K 172, zugelassen für eine maximale Betriebstemperatur von 350 °C, können Temperaturregler für hohe Temperaturen gebaut werden. Es handelt sich hier um eine kleine Heißleiterperle mit geringer Wärmeträgheit, die in einem Glasgehäuse eingeschmolzen ist. Spezielle Fertigungs- und Alterungsverfahren gewährleisten eine hohe Zuverlässigkeit dieses Typs. Seine Verwendung zur Regelung auch hoher Temperaturen ist vor allem deshalb interessant, weil der Temperaturkoeffizient der Heißleiter etwa zehnmal höher ist, als z. B. der von Platin-Widerstandsthermometern. Dadurch erreicht man höhere Genauigkeiten oder aber es kann beim Verstärker an Aufwand gespart werden. Ein weiterer Vorteil der Heißleiter ist ihr hoher Widerstand, weshalb auch lange Zuleitungen bei der Eichung nicht berücksichtigt werden müssen.

In der Schaltung Bild 5.1 ist der Heißleiter K 172 in einer Brückenschaltung angeordnet, an deren Nullzweig ein Differentialverstärker angeschlossen ist; um eine zu starke Erwärmung des Heißleiters zu vermeiden, wird er mit einer Vorspannung an die Brücke angeschlossen. Diese einstellbare Vorspannung wird mit dem Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen R_1 und R_2 , gewonnen. Je unterschiedlicher das Verhältnis von Vorspannung und Spannung am Heißleiter ist, desto ungenauer wird die Temperaturregelung. Die Schalttemperatur wird mit dem Potentiometer R_1 eingestellt. Sie ist mit dem Schalter S in zwei Bereiche von 150 bis 220 °C und 220 bis 300 °C umschaltbar. Durch diese Aufteilung des gesamten Regelbereiches wird größere Schaltgenauigkeit er-

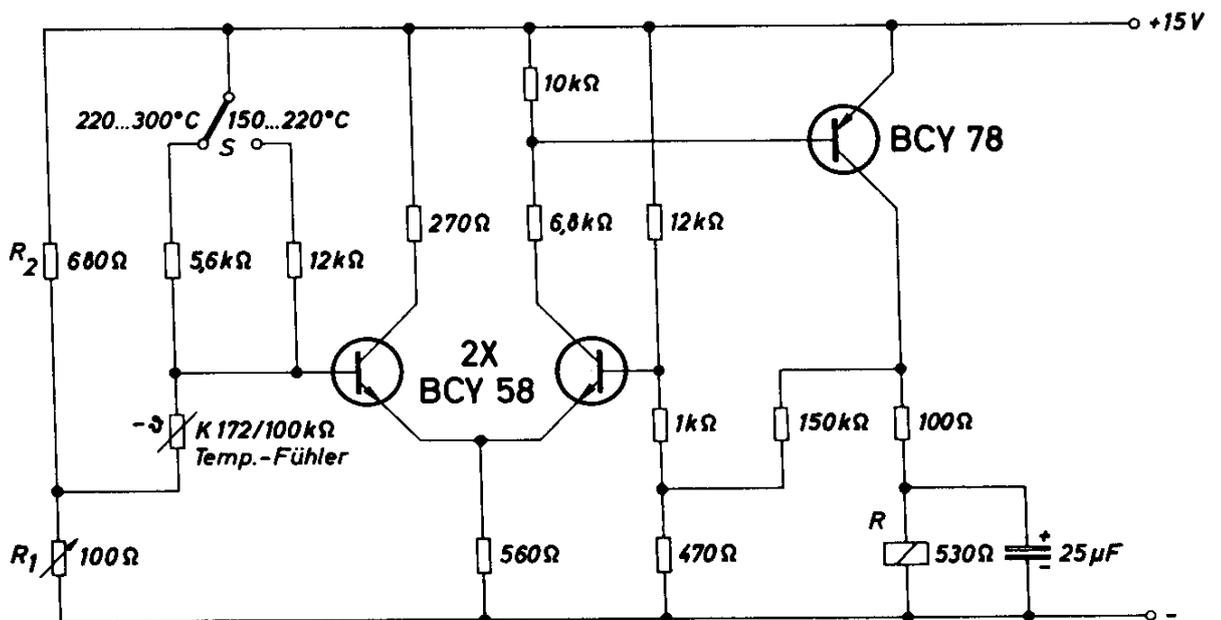


Bild 5.1. Temperaturregler für 150 bis 300 °C

zielt. Sobald am Heißleiter die eingestellte Temperatur erreicht wird, schaltet der Differenzverstärker den Ausgangstransistor BCY 78 durch, und das Relais R spricht an.

Technische Daten

Betriebsspannung 15 V
 Einstellbarer Temperaturbereich 150 bis 300 °C
 Zulässige Umgebungstemperatur 0 bis 70 °C

Temperaturfehler der Schaltung (20 bis 50 °C)

bei 150 °C	0,5 grd
200 °C	0,8 grd
250 °C	1,2 grd
300 °C	2 grd

Ein- und Ausschaltendifferenz des Reglers

bei 150 °C	0,3 grd
200 °C	0,5 grd
250 °C	1 grd
300 °C	2,5 grd

Relais R: Kammrelais N/V 23154-C0720-B104

5.2. Temperaturregler für 160 bis 185 °C

Die Schaltung nach Bild 5.2 ist der in Bild 5.1 gezeigten sehr ähnlich, es wird jedoch hier der Heißleiter K 18 verwendet. K 18 hat eine wesentlich größere Masse als K 172. Wegen seiner ebenfalls großen Oberfläche kann dieser Typ

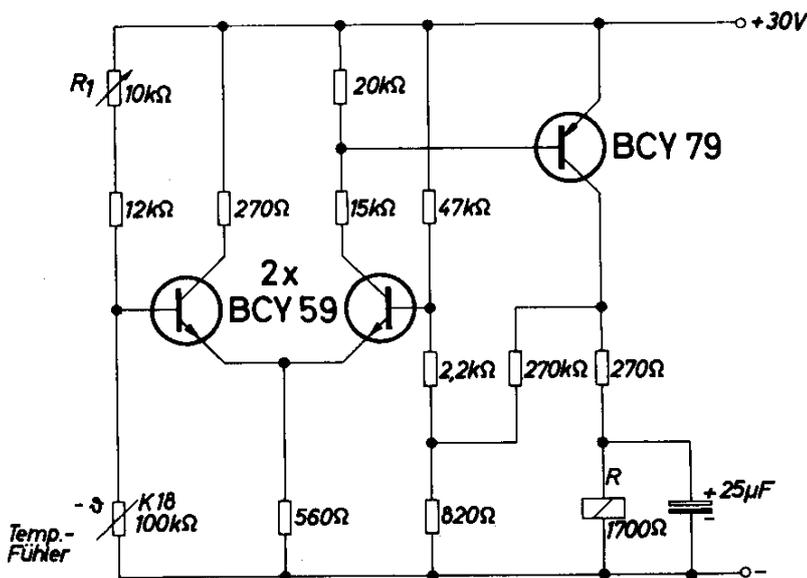


Bild 5.2
 Temperaturregler
 für 160 bis 185 °C

bei entsprechender Montage vorteilhaft für höhere Belastungen eingesetzt werden; deshalb ist in diesem Fall auch nicht die im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Vorspannung vorgesehen.

Auch ist dieser Heißleiter wegen seiner Stabform besonders für den Einbau in Sonden geeignet. Selbstverständlich ist seine thermische Trägheit viel stärker als die des K 172.

Der Heißleiter ist in der Schaltung nach Bild 5.2 wieder in einer Brücke angeordnet. Bei Erreichen der am Widerstand R_1 eingestellten Temperatur spricht das Relais R am Ausgang an.

Technische Daten

Betriebsspannung	30 V (−15 bis +10%)
Einstellbarer Temperaturbereich	160 bis 185 °C
Zulässige Umgebungstemperatur	0 bis 70 °C
Temperaturfehler der Schaltung (20 bis 70 °C)	0,5 grad
Ein- und Ausschaltendifferenz des Reglers	1 grad

Relais R: Kammrelais N/V 23154-C0722-B104

5.3. Elektronischer Thermostat für Flüssigkeiten

Der Heißleiter K 273 wurde für die Temperaturüberwachung und -regelung von Flüssigkeiten entwickelt. Er besteht aus einer Heißleitertablette, die in ein Fühlergehäuse mit Befestigungsflansch eingebaut ist. Der Temperaturfühler trägt zwei Flachstecker, die für einen Anschluß mit AMP-Faston-Steckhülsen vorgesehen sind.

Damit in Regelschaltungen mit diesen Heißleitern eine hohe Temperaturegenauigkeit erreicht werden kann, wird der Kennwiderstand bei 60 °C gemessen. Die Heißleiter werden dabei in zehn Gruppen aufgeteilt.

Bild 5.3 zeigt ein Anwendungsbeispiel für den Heißleiter K 273. Die Schaltung ist für die Temperaturregelung von Flüssigkeiten geeignet. Der Heißleiter ist ständig in die Flüssigkeit eingetaucht. Es wird wieder eine Brückenschaltung mit Differentialverstärker verwendet. Die Brückenzweige sind so ausgelegt, daß bis zum Erreichen der mit dem Schalter S eingestellten Temperatur der Spannungsabfall am Heißleiter größer ist als am Emitterwiderstand des Differentialverstärkers. Dadurch hat die Basis des Transistors T_1 positives Potential gegen dessen Emitter, weshalb der Transistor durchgeschaltet ist. Der Transistor T_2 ist dann gesperrt, und das Relais ist abgefallen. Über einen Ruhekontakt r_1 dieses Relais ist die Heizung eingeschaltet. Sobald am Heißleiter die einge-

stellte Temperatur erreicht ist, schaltet der Differentialverstärker um, und die Heizung wird abgetrennt.

Die Verwendung eines Differentialverstärkers macht die Schaltung weitgehend unempfindlich gegen Spannungs- und Temperaturschwankungen. Als Versorgungsspannung wurde deshalb die (mit der Siliziumdiode BA 133 gleichgerichtete) ungesieberte Netzspannung verwendet. Da der Differentialverstärker in dem Zustand etwa konstante Stromaufnahme hat, schützt der Spannungsabfall im Widerstand R_1 die Transistoren vor zu hoher Spannung.

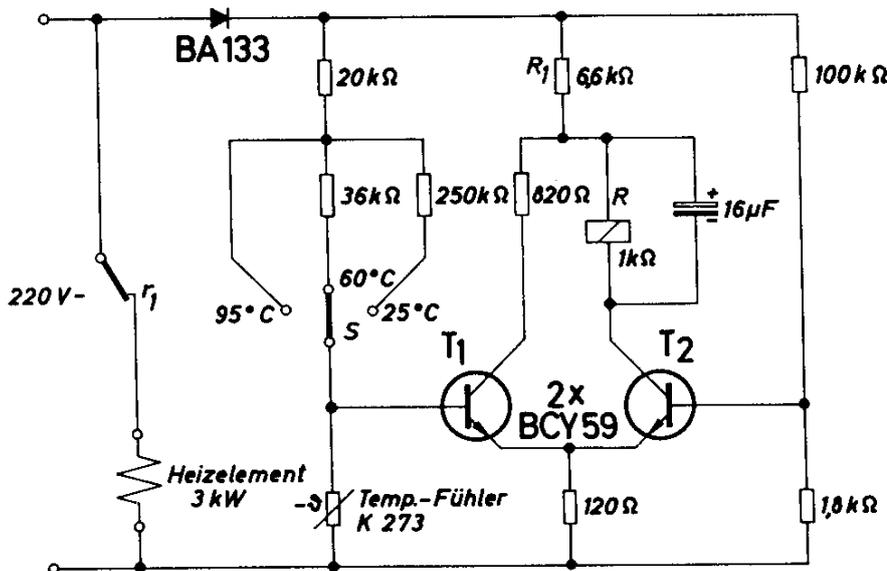


Bild 5.3 Elektronischer Thermostat für Flüssigkeiten

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V 50 Hz
Einstellbare Temperatur	25, 60 und 95 °C
Temperaturfehler der Schaltung (20 bis 70 °C)	0,5 grd
Temperaturfehler einschließlich Änderung der Betriebsspannung von +10 bis -15%	1,2 grd
Ein- und Ausschaltendifferenz des Reglers	1,5 grd
Relais R: Schaltrelais 15/V23009-A0001-A041	

5.4. Temperaturregler für Flüssigkeiten

Zur Überführung des von einem Heißleiter abgegebenen analogen Signals in ein digitales Signal eignen sich am besten Schwellwertverstärker und Differenzverstärker.

Bild 5.4 zeigt die Schaltung eines Temperaturreglers, bei dem das vom Heißleiter K 273 gelieferte Signal von einem Schwellwertverstärker mit Kippcharakteristik verstärkt wird und dadurch bei Überschreiten eines bestimmten Wertes ein Relais zum Ansprechen bringt.

Bei tiefen Temperaturen ist der Transistor T_1 durchgesteuert. Der Transistor T_2 erhält deshalb einen Steuerstrom und ist ebenfalls durchgesteuert; das Relais R ist erregt.

Bei steigender Temperatur sinkt der Widerstand des Heißleiters K 273, wodurch sich das Potential an der Basis des Transistors T_1 gegen negative Werte verschiebt. Die Steuerspannung und damit der Steuerstrom für den Transistor T_1 verringert sich. Damit wird auch der Steuerstrom des Transistors T_2 kleiner, und der sich verringere Kollektorstrom dieses Transistors verursacht nur noch einen kleineren Spannungsabfall am Widerstand R_1 . Das Potential am Emitter des Transistors T_1 verschiebt sich dadurch gegen positive Werte, wodurch die Basis-Emitter-Steuerspannung dieses Transistors noch rascher sinkt. Auf diese Weise wird die gewünschte Kippcharakteristik des Verstärkers er-

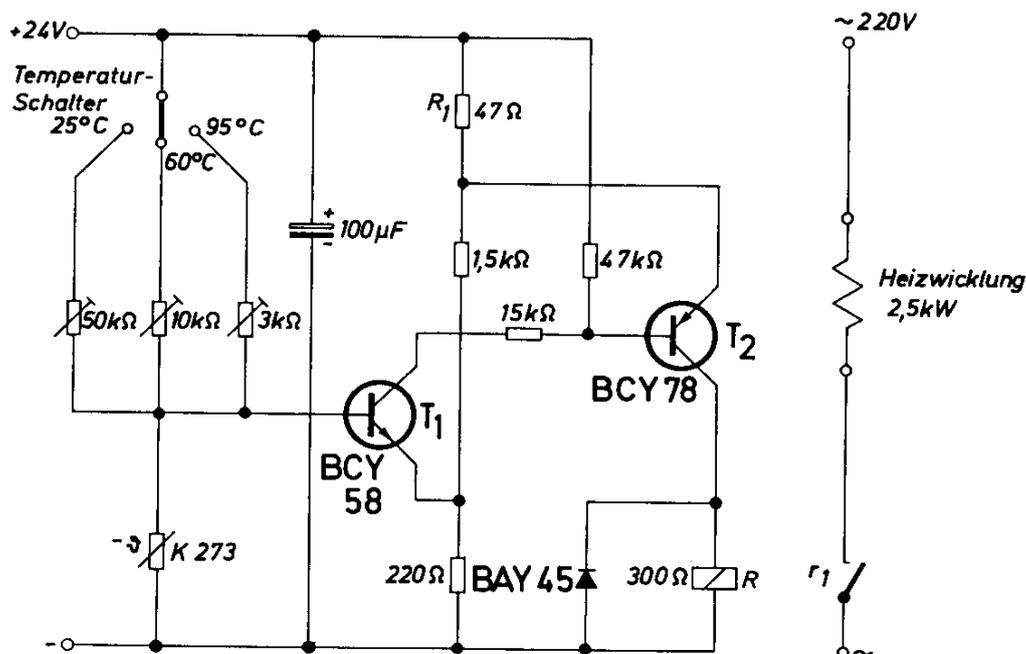


Bild 5.4 Temperaturregler für Flüssigkeiten

zielt. Die Schalttemperatur ist in Stufen bei 25, 60 und 95 °C einstellbar. Andere Werte können mit den in jedem Zweig befindlichen Potentiometern eingestellt werden.

Technische Daten (Schaltung Bild 5.4)

Betriebsspannung	24 V
Temperaturregelbereich	20 bis 95 °C
Höchstzulässige Heißeiter- temperatur	100 °C
Zulässige Umgebungstemperatur für die Schaltung	0 bis 70 °C

Temperaturfehler der Schaltung bei Erwärmung von 20 auf 70 °C

Bereich 25 °C	+3 grd
Bereich 60 °C	+1,5 grd
Bereich 95 °C	+2,3 grd

Temperaturfehler der Schaltung bei einer Betriebsspannungsänderung von +10 bis -15% (Umgebungstemperatur 20 °C)

Bereich 25 °C	1,3 grd
Bereich 60 °C	1,1 grd
Bereich 95 °C	2,1 grd

Ein- und Ausschaltendifferenz (Hysterese)

Bereich 25 °C	0,9 grd
Bereich 60 °C	1,2 grd
Bereich 95 °C	1,9 grd

Relais R: Schaltrelais 15: V 23009-A0007-A031

Durch Verwendung des in Bild 5.5 dargestellten Differenzverstärkers wird die Regelschaltung weitgehend unabhängig gegen Änderungen der Betriebsspannung und der Umgebungstemperatur. Die Ursache dafür ist in der bekannten Charakteristik der Differenzverstärker mit gleichartigen Transistoren zu suchen. Änderungen der Betriebsspannung und der Umgebungstemperatur verursachen an beiden Transistoren gleiche Änderungen, wodurch das Differenzsignal unbeeinflusst bleibt.

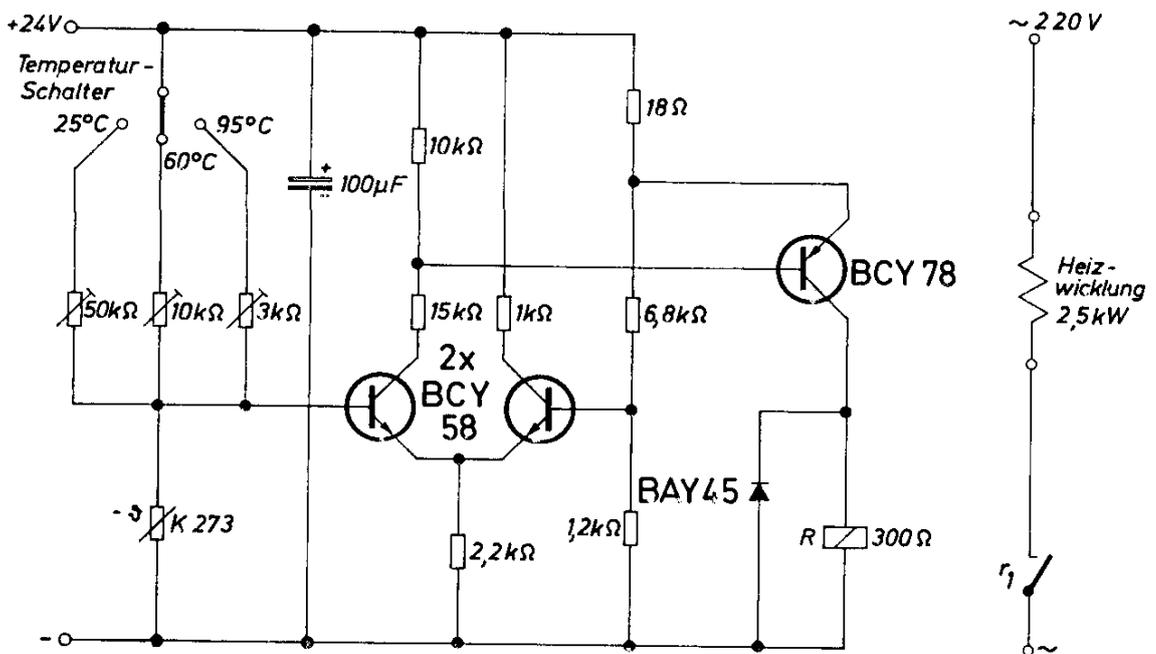


Bild 5.5 Variante der Schaltung nach Bild 5.4 mit Differenzverstärker

Technische Daten

(Schaltung Bild 5.5, soweit sie von der Schaltung Bild 5.4 abweichen)

Temperaturfehler der Schaltung
bei Erwärmung von 20 auf 70°C

Bereich 25°C	+1,5 grad
Bereich 60°C	+0,5 grad
Bereich 95°C	+0,5 grad

Temperaturfehler der Schaltung bei einer
Betriebsspannungsänderung von +10 bis -15%
(Umgebungstemperatur 20°C)

alle 3 Bereiche	<0,5 grad
-----------------	-----------

Ein- und Ausschalt Differenz (Hysterese)

Bereich 25°C	0,6 grad
Bereich 60°C	0,8 grad
Bereich 95°C	1,3 grad

5.5. Temperaturregler für elektrische Heizungen

Für die Heizungsregelung gibt es unterschiedliche Möglichkeiten. Die einfachste Methode ist Einschalten der Heizung, wenn der gewünschte Temperaturwert unterschritten wird, und das Wiederausschalten nach Erreichen dieser

Temperatur. Wegen der unvermeidlichen Trägheit der Heizelemente ergibt sich dabei – auch bei sehr genau arbeitenden Regelschaltungen – ein gewisses Schwanken der Temperatur.

Bessere Ergebnisse liefert die bei *Gleichstromheizungen* verwendete Pulsweitenregelung. Die Heizung wird dabei mit Stromimpulsen gespeist, deren Tastverhältnis von der eingestellten Temperatur abhängig ist. Je größer die Pulszeit im Vergleich zur Pausezeit ist, um so stärker wird geheizt. Diese Regelungsart benötigt jedoch einen viel höheren Aufwand als die erstgenannte.

Bei *Wechselstromheizungen* kann jedoch ein ganz ähnlicher Effekt mit Hilfe von Thyristoren erzielt werden. Man verwendet dafür die sogenannte Phasenanschnittsteuerung. Der Thyristor hat die Eigenschaft, daß er mit einem kleinen Steuerimpuls durchgeschaltet werden kann und so lange durchgeschaltet bleibt, bis die Versorgungsspannung verschwindet, was bei Wechselstrom bei jedem Nulldurchgang der Fall ist. Der Thyristor ist immer nur für eine bestimmte Polarität der Spannung, bzw. für eine Halbwelle der Wechselspannung durchlässig.

Will man beide Halbwellen ausnützen, so muß man entweder zwei Thyristoren antiparallel schalten oder einen sogenannten *Triac* verwenden. Der Triac weist die Charakteristik eines symmetrischen Thyristors auf.

In diesem Kapitel werden zwei sehr einfache Schaltungen beschrieben, in denen ein Triac zum Ein- und Ausschalten der Heizung verwendet wird.

An der Steuerelektrode des Triac in Bild 5.6 liegt ein Spannungsteiler, der mit einer Wechselspannung von 4 V gespeist wird. Er besteht aus einem Widerstand (R_1) und einem Kaltleiter. Liegt die tatsächliche Temperatur niedriger als der eingestellte Wert, so ist der Kaltleiterwiderstand sehr klein, und die Steuerelektrode des Triac erhält eine Spannung für die dessen Durchsteuerung ausreicht. Über den Triac ist die Heizung eingeschaltet. Bei Erreichen der Curietemperatur des Kaltleiters steigt dessen Widerstand stark an, wodurch sich die Mittelpunktspannung des Spannungsteilers derart verschiebt, daß die Steuerungsspannung des Triac kleiner wird. Der Triac sperrt, und die Heizung wird abgeschaltet.

Durch Umschaltung auf drei verschiedene Kaltleitertypen lassen sich in der Schaltung nach Bild 5.6 drei Temperaturen, nämlich 80, 120 und 160°C einstellen.

Die Schalttemperatur ist jeweils direkt abhängig von der Curietemperatur des als Fühler verwendeten Kaltleiters. Obwohl heute sehr eng abgestufte Reihen von Kaltleitern mit verschiedenen Curietemperaturen zur Verfügung stehen, kann es doch vorkommen, daß man Zwischenwerte einstellen will.

Dies ist mit Hilfe von *fremdgeheizten Kaltleitern* möglich. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 5.7. Sie besteht aus einem Temperaturfühler K 17 mit angeschlossenem Schaltverstärker und dem fremdgeheizten Kaltleiter, der den Triac steuert. Die Verwendung eines fremdgeheizten Kaltleiters bietet als zusätzlichen Vorteil eine galvanische Trennung zwischen Steuerkreis und Heizungskreis.

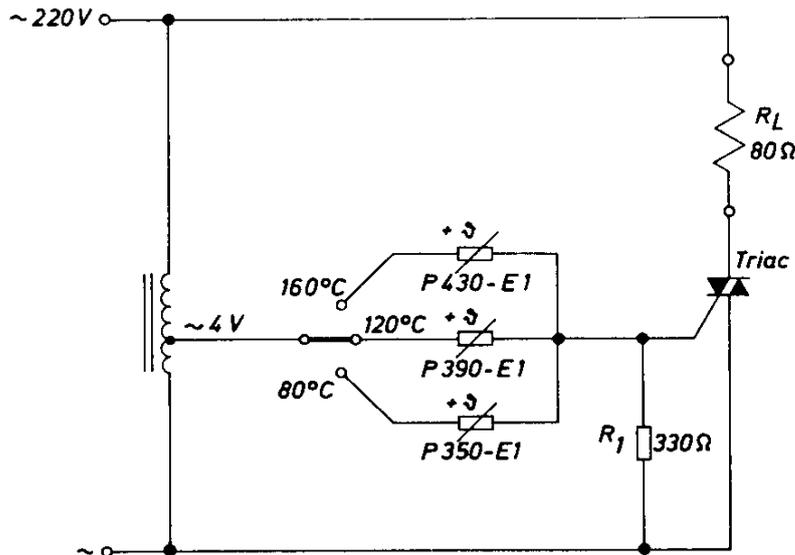


Bild 5.6 Anwendung des Triac

Sobald die eingestellte Temperatur erreicht ist, schaltet der Schaltverstärker den als Heizer wirkenden Kaltleiter P 390 an die Betriebsspannung an. Dieser Kaltleiter hat eine gute thermische Verbindung zum eigentlich steuernden Kaltleiter P 350, wodurch dieser erwärmt wird und wie beim Beispiel nach Bild 5.6 den Triac abschaltet.

Dadurch sinkt die Temperatur in dem zu heizenden Medium, und über den Heißleiterfühler K 17 wird der Schaltverstärker gesperrt. Da der Kaltleiter jetzt nicht mehr geheizt wird, kühlt er ab, d. h. sein Widerstand wird geringer, wodurch der Triac und damit die Heizung wieder eingeschaltet wird.

Aus verständlichen Gründen muß die Curietemperatur des heizenden Kaltleiters höher liegen als die des zu heizenden. In Bild 5.8 ist der Widerstandswert des fremdgeheizten Kaltleiters in Abhängigkeit von der Heizspannung bzw. vom Heizstrom dargestellt.

Die Schaltung nach Bild 5.7 kann noch um eine weitere Funktion erweitert werden. Bei entsprechender konstruktiver Anordnung kann der fremdgeheizte Kaltleiter auch als Sicherung gegen Übertemperatur verwendet werden. Es

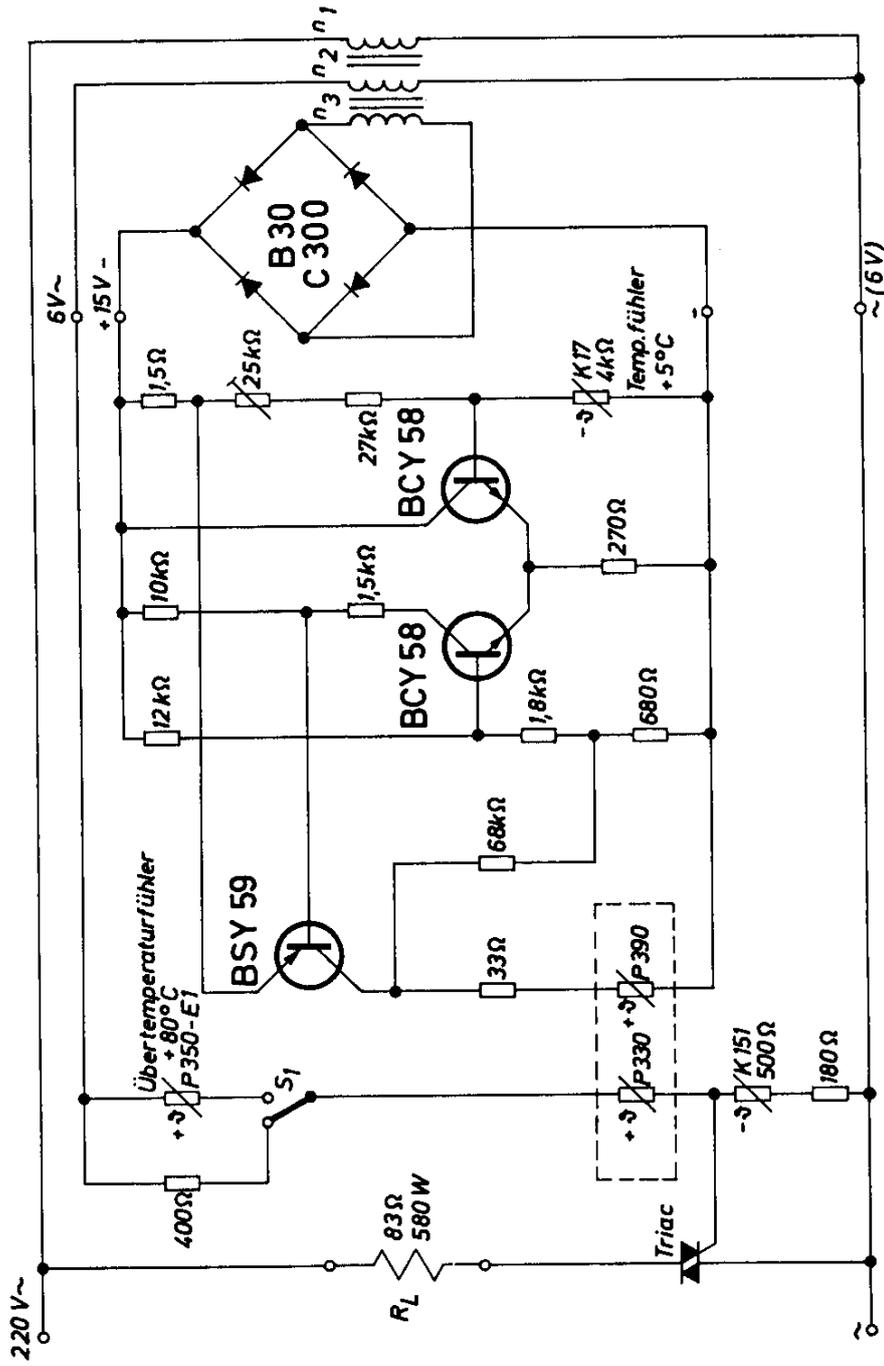


Bild 5.7 Temperaturregler für elektrische Heizung mit fremdgeheiztem Kaltleiter

muß dann lediglich die Curietemperatur des Kaltleiters der zulässigen Übertemperatur entsprechen.

Für den Übertemperaturschutz kann aber auch ein zusätzlicher Kaltleiter verwendet werden, wodurch man zwei voneinander unabhängige Temperaturregler erhält. In der Schaltung nach Bild 5.7 kann ein solcher Kaltleiter mit dem Schalter S_1 zugeschaltet werden. Es kann dann z. B. der eine Fühler (K 17) im zu heizenden Medium und der andere Fühler (P 350) an der Heizwicklung angebracht werden.

Transformator: M55/20, Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 2570$ Wdg 0,18 CuL

$n_2 = 80$ Wdg 0,3 CuL

$n_3 = 205$ Wdg 0,5 CuL

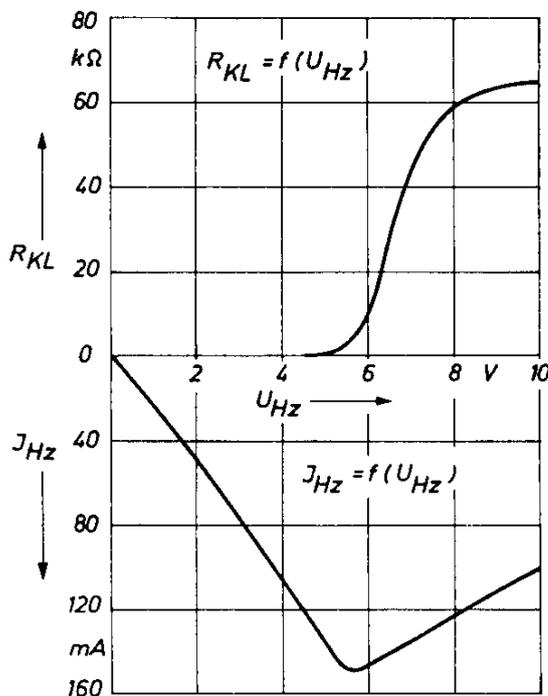


Bild 5.8
Widerstand des Kaltleiters,
abhängig von Heizspannung
bzw. Heizstrom

5.6. Temperaturregler mit Schwellwertverstärker

Die Schaltung eines sehr einfachen Temperaturreglers für den Bereich 60 bis 90°C zeigt die Schaltung nach Bild 5.9. Als Temperaturfühler dient der Heißleiter K 17. Die Schalttemperatur ist mit dem Potentiometer P_1 einstellbar. Solange die Temperatur unter dem eingestellten Wert liegt, sind beide Transistoren durchgesteuert und das Relais ist erregt.

Bei steigender Temperatur wird der Widerstand des Heißleiters K 17 kleiner, und die Mittelpunktspannung des Spannungsteilers am Eingang verschiebt

sich gegen negatives Potential. Bei der Schalttemperatur ist die positive Spannung an der Basis des Transistors T_1 so klein geworden, daß sie zur Durchsteuerung nicht mehr ausreicht, wodurch beide Transistoren gesperrt werden. Durch die Rückkopplung vom Kollektor des Transistors T_2 wird eine Kippcharakteristik erzielt.

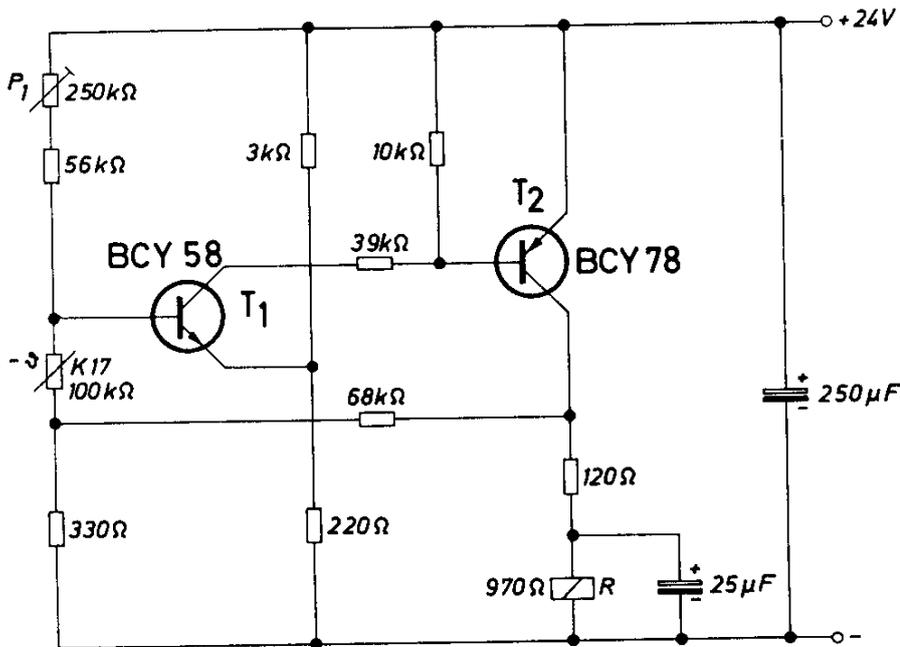


Bild 5.9 Temperaturregler mit Schwellwertverstärker

Technische Daten

Betriebsspannung	24 V
Temperaturregelbereich	60 bis 90 °C
Höchstzulässige Heißeleitertemperatur	250 °C
Zulässige Umgebungstemperatur für die Schaltung	0 bis 70 °C
Eigenerwärmung des Temperaturfühlers	< 1 grad
Temperaturfehler der Schaltung bei Erwärmung von 20 auf 50 °C	+2,2 grad
Temperaturfehler der Schaltung bei einer Betriebsspannungsänderung von +10 bis -15 %	2,5 grad
Ein- und Ausschalt Differenz (Hysterese)	< 1 grad
Relais R: Kleinschaltrelais N: V 23016-A0006-A101	

5.7. Temperaturregler mit Differenzverstärker

Die Schaltung nach Bild 5.10 unterscheidet sich von der Schaltung nach Bild 5.9 lediglich dadurch, daß ein Differenzverstärker verwendet wird. Dadurch erreicht man eine größere Unempfindlichkeit gegen Schwankungen der Betriebsspannung und der Umgebungstemperatur.

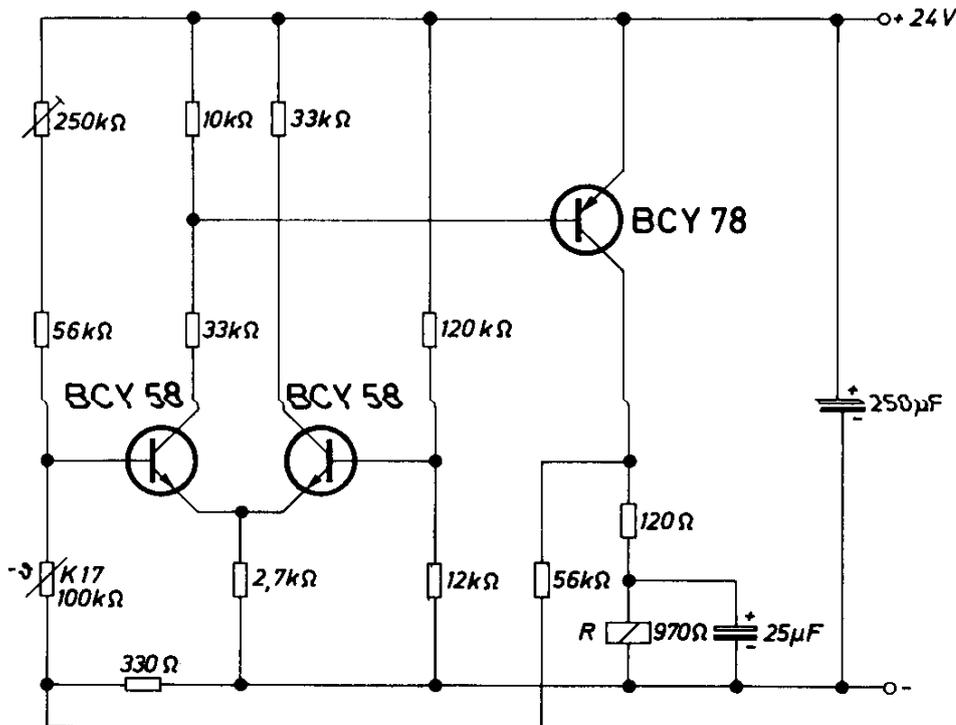


Bild 5.10 Temperaturregler mit Differenzverstärker

Technische Daten

Betriebsspannung	24 V
Temperaturregelbereich	60 bis 90 °C
Höchstzulässige Heißleitertemperatur	250 °C
Zulässige Umgebungstemperatur für die Schaltung	0 bis 70 °C
Eigenerwärmung des Temperaturfühlers	< 1 grad
Temperaturfehler der Schaltung bei Erwärmung von 20 auf 50 °C	+1,2 grad
Temperaturfehler der Schaltung bei einer Betriebsspannungsänderung von +10 bis -15 %	0,2 grad
Ein- und Ausschalt Differenz (Hysterese)	< 1 grad
Relais R: Kleinschaltrelais N: V 23016-A0006-A101	

5.8. Temperaturschalter

Die Schaltung nach Bild 5.11 kann zur Temperaturkontrolle eingesetzt werden. Bei 135°C , der Nenntemperatur des verwendeten Kaltleiters P400-A6, wird über einen Differenzverstärker und eine nachfolgende Schaltstufe eine Lampe eingeschaltet. Die Anzeigegenauigkeit ist $\pm 2,5$ grad, davon entfallen ± 2 grad auf die Toleranz des Kaltleiters und $\pm 0,5$ grad auf die Schaltung selbst.

Die Abschalttemperatur kann mit dem Potentiometer P_1 eingestellt werden.

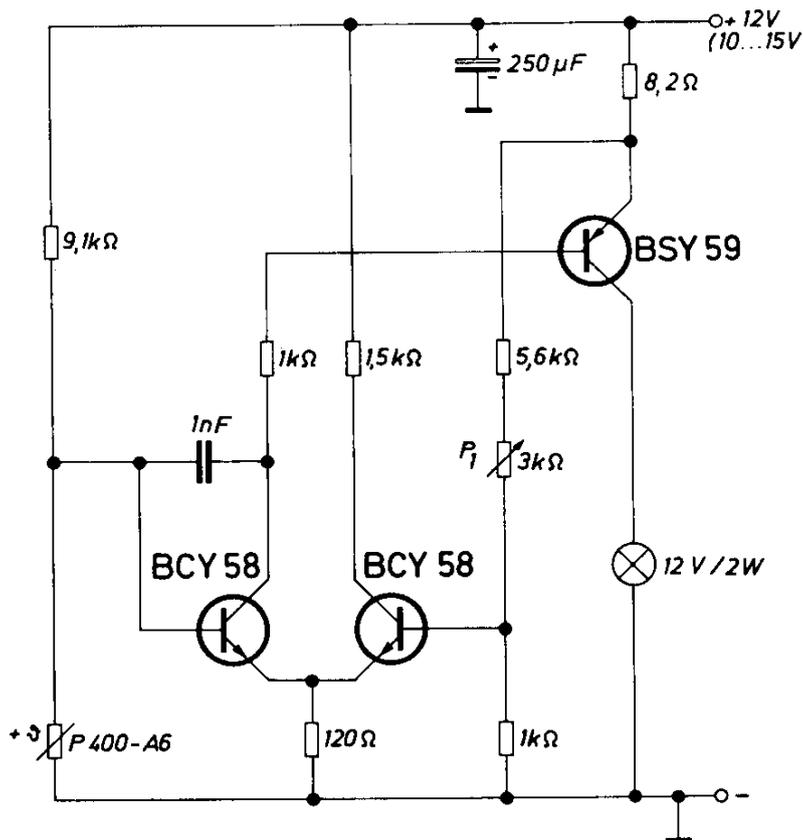


Bild 5.11 Temperaturschalter mit Differenzverstärker

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V (10 bis 15 V)
Einschaltstrom der Kontrolllampe	etwa 450 mA
Anzeigetemperatur	135°C
Anzeigegenauigkeit	$\pm 2,5$ grad
Zulässige Umgebungstemperatur für die Schaltung	-25 bis $+60^{\circ}\text{C}$

5.9. Niveau- und Temperaturüberwachung von Flüssigkeiten

In der Schaltung nach Bild 5.12 ist die im Kapitel 5.3. beschriebene Temperaturregelschaltung noch um eine Flüssigkeits-Niveauüberwachung erweitert. Die Heizung wird hier mit dem Relais R abgeschaltet, wenn entweder am Heißleiter K 273 die eingestellte Temperatur erreicht ist oder die Fühlerelektroden bei Niveau 2 nicht mehr in die Flüssigkeit eintauchen. Auf diese Weise ist gewährleistet, daß immer eine Mindestmenge an Flüssigkeit im Behälter geblieben ist, wenn die Heizung eingeschaltet wird. Es handelt sich hier also um eine Sicherheitsvorkehrung zum Schutz der ganzen Anlage. Ohne Flüssigkeit würde der Heißleiter stets eine niedrige Temperatur anzeigen.

Die gleiche Schaltung kann auch noch zur Überwachung anderer Flüssigkeitspegel verwendet werden. Dies ist durch den Fühler Niveau 1 angedeutet, der über einen Schalter ebenfalls an den Differentialverstärker angeschlossen werden kann. Mit einem weiteren Kontakt des Relais R kann dann – bei Erreichen des gewünschten Niveaus – die Flüssigkeitszufuhr abgestellt werden.

Technische Daten

Betriebsspannung	15 V
Einstellbare Temperatur	25, 60 und 95°C
Temperaturfehler bei Spannungs- und Temperaturschwankungen (0 bis 70°C)	(+10 bis –15%) 1 grd
Relais R: Kammrelais N/V	23154-C0720-B104

5.10. Niveauregelung für Wasserbehälter

Siemens-Kaltleiter aus halbleitender ferroelektrischer Keramik besitzen in einem bestimmten Temperaturbereich, der für jeden Kaltleitertyp festliegt, einen sehr hohen Temperaturkoeffizienten. Erwärmt man einen solchen Kaltleiter mit elektrischer Energie, so wird er eine solche Temperatur annehmen, die dem Gleichgewicht zwischen der in der Zeiteinheit zugeführten Energie und der durch Wärmeleitung abgeführten entspricht. Jedem Strom durch den Kaltleiter entsprechen dann eine bestimmte Temperatur und ein bestimmter Widerstand. Verbessert man die Wärmeableitung vom Kaltleiter an die Umgebung, so wird er stärker gekühlt, und sein Widerstand wird niedriger. Der Strom durch ihn steigt dann so lange an, bis sich ein neuer Gleichgewichtszustand ergibt.

Demnach gibt ein zunächst in Luft betriebener Kaltleiter beim Eintauchen in eine Flüssigkeit ein Signal ab. Wegen der steilen Widerstandsänderung in einem

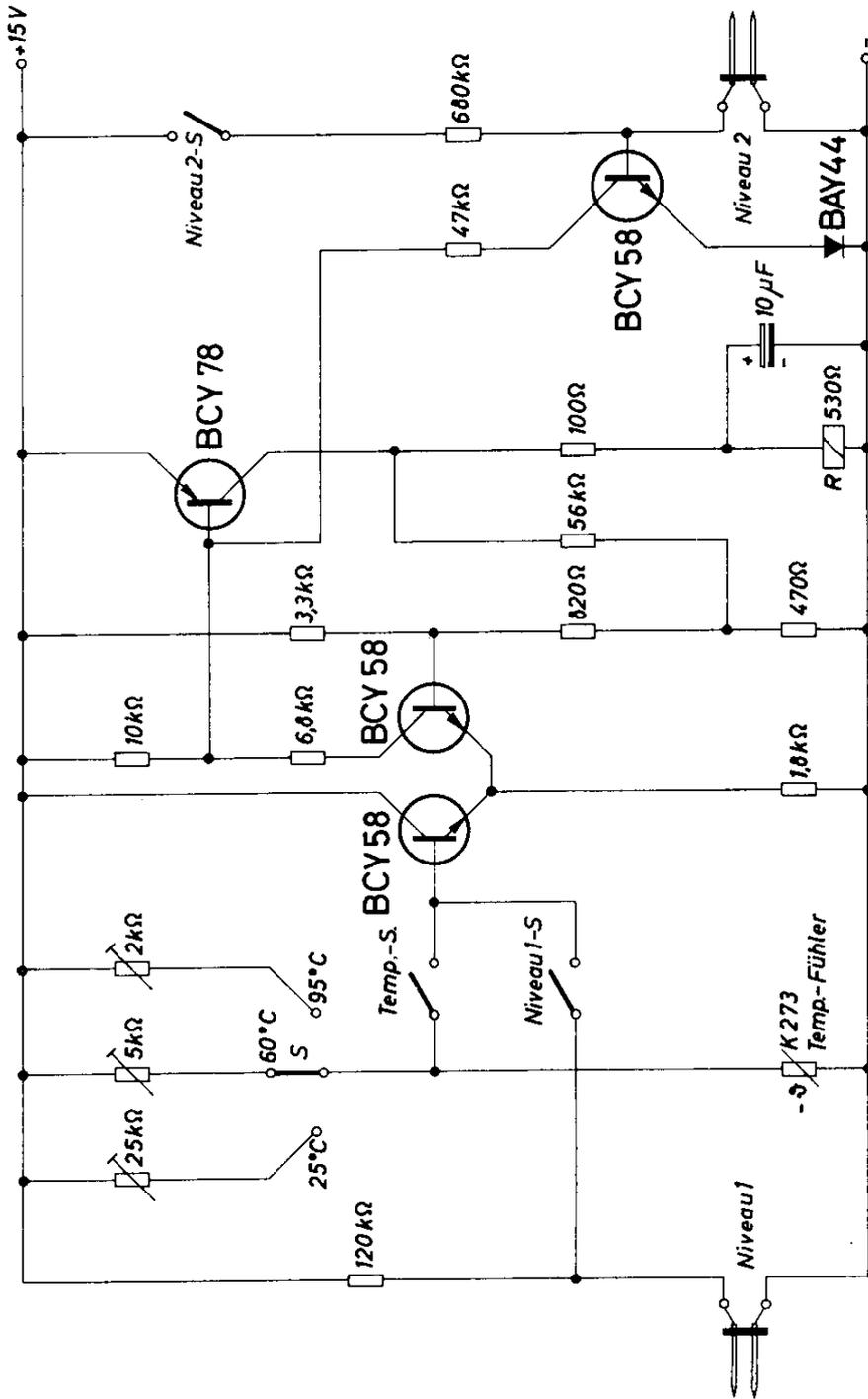


Bild 5.12 Niveau- und Temperaturüberwachung von Flüssigkeiten

engen Temperaturbereich ist dieses Signal relativ stark und kann mit geringem Aufwand noch so verstärkt werden, daß Regelmechanismen ausgelöst werden.

Bild 5.13 zeigt die Schaltung einer Niveauregelung für einen Wasserbehälter. Es sind insgesamt drei Kaltleiter an verschiedenen Stellen vorgesehen.

Der Kaltleiter für Niveau I sitzt am oberen Ende des Behälters und wirkt als Überlaufschutz. Der Kaltleiter für Niveau II zeigt ein Absinken des Wasserspiegels auf einen bestimmten Minimalwert an und gibt das Signal für das Nachfüllen.

Der Kaltleiter für Niveau III schließlich ist am Boden des Behälters angeordnet und gibt Signal, wenn durch eine Störung bei Unterschreiten von Niveau II nicht rechtzeitig Wasser nachgefüllt wurde.

Zunächst soll der Betriebsfall betrachtet werden, bei dem Wasser in den Behälter gefüllt wird. Bei Erreichen des maximal zulässigen Pegels taucht der Kaltleiter I in das Wasser ein, sein Widerstand verringert sich, weshalb sich das Potential an der Basis des Eingangstransistors des Verstärkers V 1 gegen positive Werte ändert. Der NPN-Transistor BCY 58 wird deshalb durchgesteuert und sperrt den zweiten Transistor des Verstärkers. Der Ausgang des Verstärkers V 1 ist mit einem bistabilen Multivibrator M verbunden, der jetzt so umgesteuert wird, daß das Magnetventil R stromlos wird und die Wasserzufuhr stoppt.

Die Wasserzufuhr bleibt solange unterbunden, bis der Pegel im Kessel auf das Niveau II gesunken ist. In diesem Augenblick taucht der Kaltleiter II aus der Flüssigkeit und erwärmt sich stärker wegen der geringeren Wärmeableitung. Der Schaltverstärker V 2, der fast genauso aufgebaut ist wie der Verstärker V 1, wird umgesteuert und gibt über den Kondensator C_1 einen negativen Impuls an den Eingang des bistabilen Multivibrators M. Dieser kippt, das Magnetventil spricht an und schaltet die Wasserzufuhr ein.

Wenn bei einer Störung nicht rechtzeitig nachgefüllt wird, taucht bei völliger Entleerung des Behälters der Kaltleiter III aus dem Wasser. Dieser bringt nun über den Schaltverstärker V 3 ein Relais zum Ansprechen, über dessen Arbeitskontakt z. B. eine Sirene eingeschaltet werden kann.

Bricht der Kaltleiter III, so ertönt die Sirene, weil der dann hohe Widerstand des Kaltleiters einen Betrieb in Luft vortäuscht. Bei Kurzschluß dieses Fühlers erfolgt in keinem Fall mehr Alarm, also auch nicht bei völliger Entleerung des Behälters. Da ein Kurzschluß des Kaltleiters als Ausfallursache kaum in Frage kommt, ist dieser Störungsfall praktisch bedeutungslos.

Bricht der Kaltleiterfühler II während des Nachfüllvorganges, so passiert zunächst nichts, das heißt der Kessel wird weiter gefüllt, bis das Niveau I anspricht. Bei der nachfolgenden Entleerung sinkt der Pegel bis zum Niveau III, weil bei

Unterschreitung von Niveau II der Kaltleiter mit bereits hohem Widerstand kein Signal abgibt.

Bei Kurzschluß des Fühlers II wird kein Wasser mehr nachgefüllt, eine Warnung erfolgt erst bei völliger Entleerung auf Niveau III. Bei Kurzschluß des Kaltleiters I wird die Wasserzufuhr in jedem Fall abgeschaltet. Bei Bruch dieses Kaltleiters würde die Wasserzufuhr nicht abgeschaltet. Da, wie bereits erwähnt, dies die wahrscheinlichere Ausfallmöglichkeit ist (z. B. durch mechanische Beschädigung), muß für diesen Störfall eine zusätzliche Sicherung vorgesehen werden, um ein Überlaufen des Behälters zu verhindern.

Die Sicherung S in Bild 5.13 wirkt so: Mit dem Potentiometer von 5 k Ω am Eingang und dem Emitterwiderstand der ersten Stufe wird die Empfindlichkeit so eingestellt, daß im Normalbetrieb sowohl bei Betrieb des Kaltleiters I im Wasser wie in der Luft der Schaltverstärker durchgeschaltet bleibt. Erst der mit dem Bruch des Kaltleiters verbundene sehr hohe Widerstandsanstieg löst ein Umschalten des Verstärkers aus. Dabei wird die dritte Stufe der Sicherung S gesperrt und gibt ein positives Signal an den Eingang des Multivibrators M. Das Magnetventil wird stromlos und sperrt die Wasserzufuhr.

Anmerkung

Besondere Beachtung ist dem richtigen Einbau der Kaltleiterfühler zu schenken. Die verwendeten Kaltleiter sind in ein dichtes Glasgehäuse, wie es von Germanium-Dioden bekannt ist, eingebaut. Die Anschlußdrähte sind nicht isoliert. Bei Betrieb in Wasser können diese Drähte durch die auftretende Elektrolyse so lange korrodieren, bis sie zerstört sind. Man sollte deshalb darauf achten, daß bei Einbau in Wasser zwischen den Anschlußdrähten oder zwischen einer Anschlußstelle und einem benachbarten Punkt im Wasser kein Potentialunterschied auftreten kann. Eine geeignete Einbaumöglichkeit zeigt Bild 5.14. Ein Anschluß des Kaltleiters wird in ein Isolier-

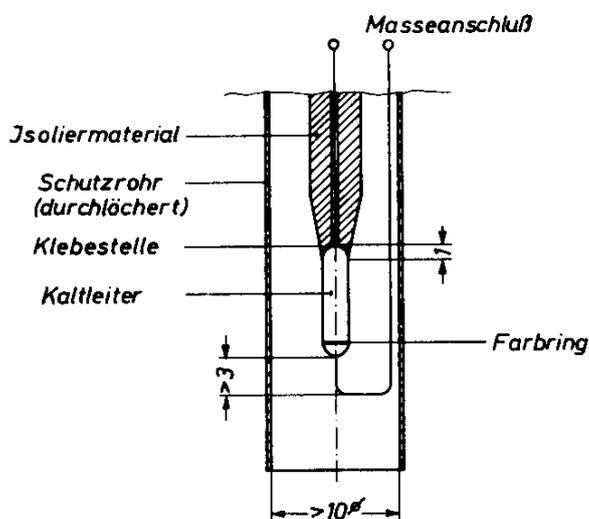


Bild 5.14 Einbau von Kaltleiterführern

material eingekittet. Klebstoff und Isoliermaterial müssen Temperaturen bis 150°C aushalten. Der andere Anschluß liegt auf Massepotential und kann deshalb frei in das Wasser hineinragen.

Durch die Einkittung des Kaltleiters auf einer Seite wird eine zusätzliche Kühlung verursacht, die das abgegebene Signal verkleinert. Wenn man jedoch darauf achtet, daß nur ein kleiner Teil des Glasgehäuses mit dem Isoliermaterial in Berührung kommt (Bild 5.14), kann dieser unerwünschte Effekt vernachlässigt werden.

Die Regelschaltung nach Bild 5.13 muß mit konstanter Spannung von 20 V betrieben werden. In Bild 5.15 ist ein Netzgerät angegeben, das Schwankungen der Versorgungsspannung von $+10\%$ bis -20% ausregelt. Der Längstristor BSX 45 ist mit einer Kühltülle mit einem Wärmewiderstand von höchstens 30 grd/W zu versehen.

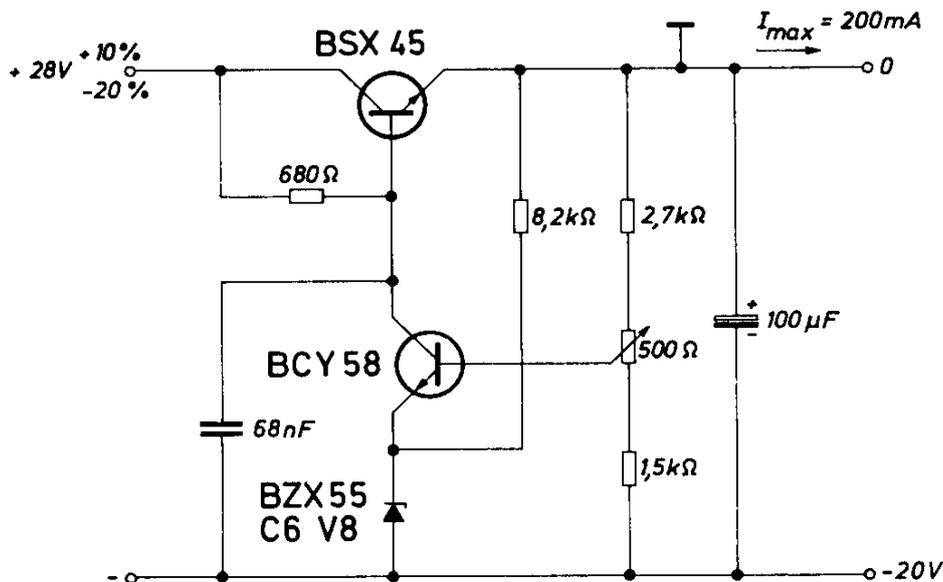


Bild 5.15 Netzgerät für Schwankungen der Versorgungsspannung von $+10\%$ bis -20%

Die Ansprechzeiten der Schaltung sind im Diagramm Bild 5.16 dargestellt. Bei der Aufnahme dieser Kennlinien wurde der Kaltleiter schlagartig eingetaucht bzw. herausgezogen. Die relativ große Zeitkonstante beim Auftauchen des Kaltleiters aus der Flüssigkeit ist darauf zurückzuführen, daß das am Glasgehäuse haftende Wasser erst verdunsten muß. In diesem Zeitraum erfolgt noch eine forcierte Kühlung des Kaltleiters.

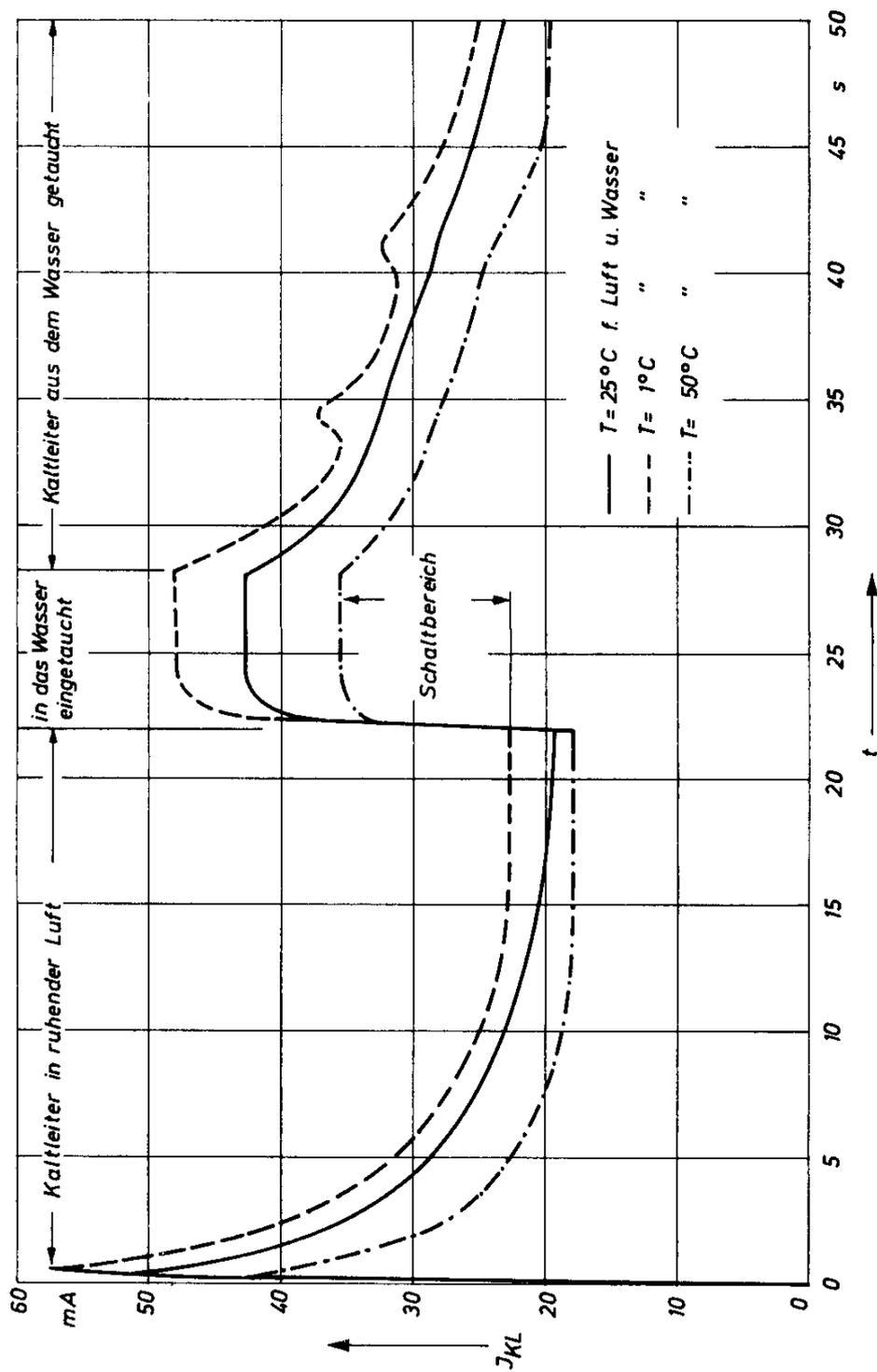


Bild 5.16 Ansprechzeiten der Schaltung nach Bild 5.13

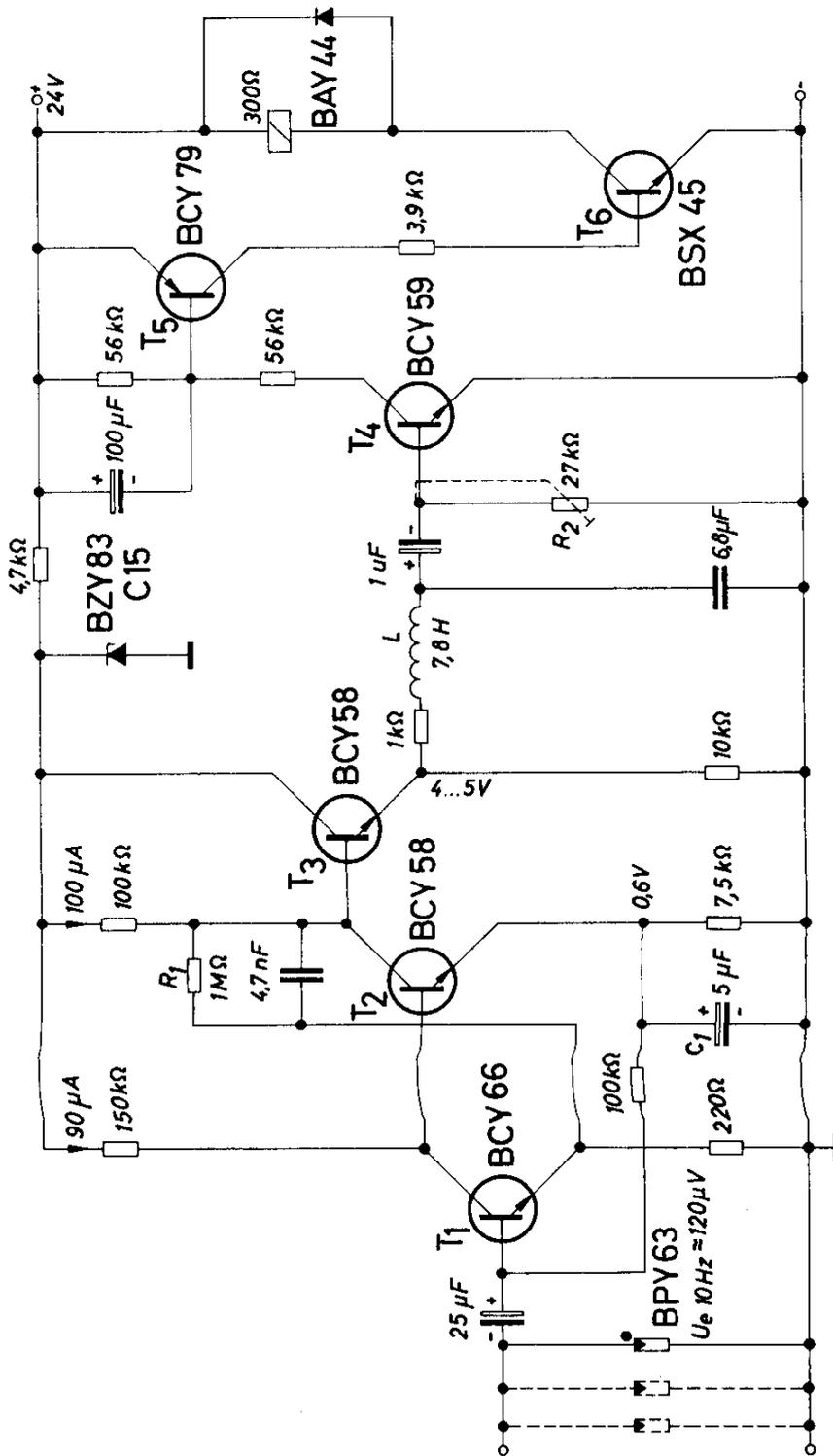


Bild 5.17 Optische Feuerschutzanlage

5.11. Optische Feuerschutzanlage

Für Feuerschutzanlagen werden oft Fühler verwendet, die auf Temperatur- oder Rauchentwicklung ansprechen. Die Fühler können naturgemäß nur dann wirksam werden, wenn der Brandherd in ihrer unmittelbaren Nähe ist.

Bild 5.17 zeigt die Schaltung einer *optischen* Feuerschutzanlage, bei der als Fühler Silizium-Fotoelemente BPY 63 in Verbindung mit einem Infrarotfilter verwendet werden. Diese Anlage spricht auf das charakteristische Flackern von Feuer an und wirkt auch über größere Entfernungen.

Grundbedingung für ein einwandfreies Funktionieren der Anordnung ist, daß durch normales Tages- oder Kunstlicht keine Auslösung des Alarms erfolgt. Die Einwirkung von Tageslicht wird dadurch ausgeschaltet, daß an das Fotoelement ein Wechselstromverstärker über einen Kondensator angeschaltet wird. Kunstlicht weist besonders bei Verwendung von Leuchtstoffröhren eine Lichtwechselfrequenz von der doppelten Netzfrequenz, also 100 Hz, auf. Aus diesem Grund ist zwischen dem dreistufigen Wechselstromverstärker und dem nachfolgenden Schaltverstärker ein Tiefpaß angeordnet, der diese Störsignale vom Ausgang des Verstärkers fernhält. Die 3 dB-Grenze dieses Tiefpasses liegt bei 25 Hz. Die untere Grenze des Übertragungsbereiches wird durch den Kondensator C_1 bestimmt. Im Bild 5.18. ist die Eingangsempfindlichkeit der Schaltung in Abhängigkeit von der Frequenz für zwei verschiedene Werte des Kondensators C_1 angegeben.

Der Spannungsverstärkungsfaktor des dreistufigen Wechselstromverstärkers ist 3500 und kann mit dem Gegenkopplungswiderstand R_1 eingestellt werden. Eine zusätzliche Einstellung der Schalteempfindlichkeit ist durch Veränderung des Widerstandes R_2 an der Basis des Transistors T_4 möglich.

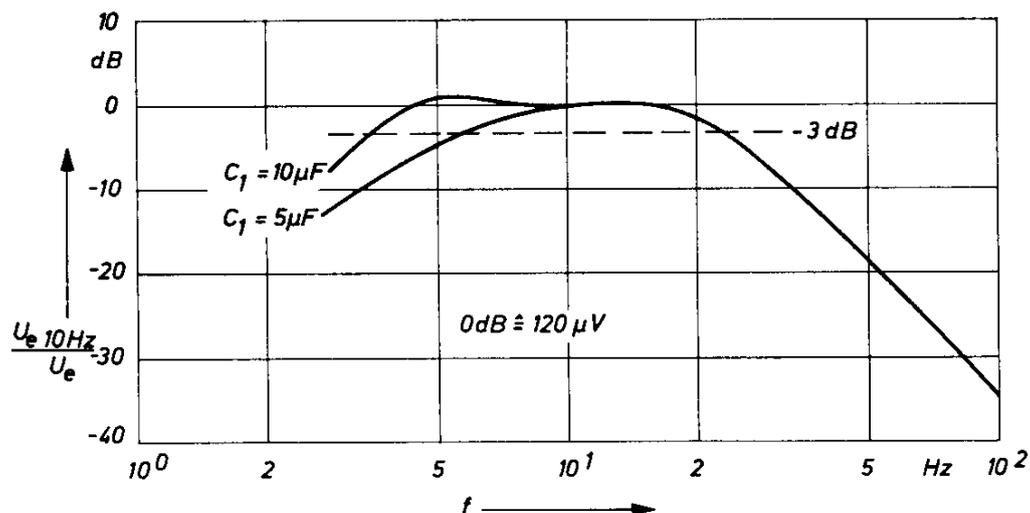


Bild 5.18 Empfindlichkeit, abhängig von Frequenz für Schaltung nach Bild 5.17

Damit nur kurzzeitig auftretende Eingangsimpulse, z. B. beim Einschalten der Anlage, zu keinem Alarm führen, wurde am Kollektor des Transistors T_4 ein Kondensator angebracht. Dieser ergibt für das Relais am Ausgang eine Einschalt- und eine Ausschaltverzögerung von je etwa 1,5 s und siebt gleichzeitig die dort auftretende Halbwellenspannung.

Da die Schaltung weder auf Gleichlicht noch auf normales Wechsellicht anspricht, ist für die Überprüfung der Anlage ein besonderer Signalgeber erforderlich. Eine hierfür geeignete Schaltung zeigt Bild 5.19. Es handelt sich dabei um einen astabilen Multivibrator mit einer Blinkfrequenz von 14 Hz. Es ist zweckmäßig, die von diesem Multivibrator gesteuerten Prüflämpchen im gleichen Gehäuse wie die Fotoelemente unterzubringen, weil dann deren Überwachung von einer Zentrale aus möglich ist.

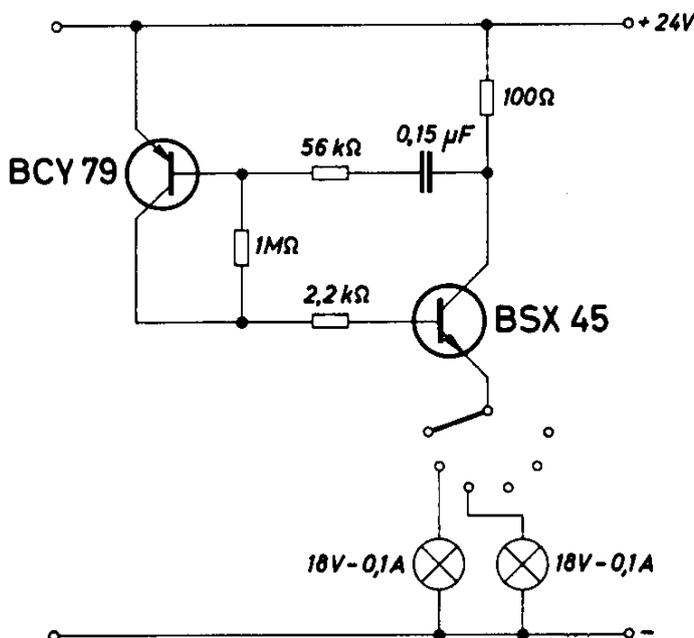


Bild 5.19 Signalgeber für Überprüfung der Anlage gemäß Bild 5.17

Technische Daten

Betriebsspannung	24 V
Eingangsspannung (bei 10 Hz)	120 μ V
Ansprechfrequenzbereich	3,5 bis 25 Hz
Relais: Kammrelais N/V 23009-A0007-A051	
Induktivität L: Siferit-Schalenkerne B65661-L1250-K026, 2500 Wdg 0,07 CuL	

5.12. Dämmerungsschalter mit Flammenüberwachung

Trotz fortschreitender Elektrifizierung der Straßenbeleuchtung gibt es heute noch eine große Anzahl von gasbetriebenen Straßenlaternen; sie werden ferneingeschaltet.

Eine hierfür geeignete elektronische Schaltung zeigt Bild 5.20. In den Gaslaterne**n** brennt ständig eine kleine Zündflamme. Daß diese Flamme auch tatsächlich brennt, wird in dieser Anordnung mit Hilfe eines Heißeleiters überwacht. Sobald das Tageslicht einen Minimalwert unterschreitet, öffnet sich ein Gasventil und die Gaslaterne brennt.

Als Fühler für Tageslicht dient der Fototransistor BPY 62. Bei großer Helligkeit hat er einen kleinen Widerstand, weshalb an der Basis des Transistors T_1 positives Potential anliegt; der Transistor ist durchgesteuert. Im Augenblick seines Durchsteuerns (bei Erreichen der erforderlichen Tageshelligkeit) wird der Potentialsprung am Ausgang über einen Kondensator an den Eingang des Transistors T_7 gegeben. Über den Transistor T_8 gelangt der Impuls an die Transistorbrücke, bestehend aus den Transistoren T_5 , T_6 , T_9 und T_{10} , wodurch die Transistoren T_9 und T_{10} kurzzeitig durchgesteuert werden. Der im Nullzweig liegende Impulsmagnet schaltet die Gaszufuhr ab. Impulsmagneten haben die Eigenschaft, daß deren Schaltfunktion auch nach Verschwinden des elektrischen Signals so lange aufrechterhalten bleibt, bis ein entgegengesetzt gepolter Impuls auftritt. Weil ein solcher Impulsmagnet in der vorliegenden Schaltung verwendet wird, können alle Endstufentransistoren während der Zeit, in der keine Umschaltung erfolgt, im Sperrzustand betrieben werden.

Man erreicht einen sehr kleinen Stromverbrauch der gesamten Anordnung ($40 \mu\text{A}$). Deshalb kann die Anlage mit Ni-Cd-Zellen versorgt werden, die durch Solarbatterien gepuffert sind. Die Anlage bezieht also die Speiseenergie aus der Sonnenenergie, und es ist keine aufwendige Elektroinstallation erforderlich.

Sinkt die Helligkeit unter einen bestimmten Wert, so wird wegen des steigenden Widerstandes des Fototransistors der Transistor T_1 gesperrt und der Transistor T_2 durchgesteuert. Über einen Kondensator gelangt die Potentialänderung am Ausgang dieses Transistors als Impuls an den Transistor T_3 und von diesem über Transistor T_4 an die Transistoren T_5 und T_6 der Brückenschaltung. Das Magnetventil erhält einen Stromimpuls umgekehrter Polarität und schaltet die Gaszufuhr ein. Die Zündflamme zündet das ausströmende Gas, und die Lampe brennt.

Die Funktion der Zündflamme läßt sich mit dem Heißeleiter K 17 überwachen, er ist in ihrer Nähe angebracht und wird davon erwärmt. Sobald die Flamme erlöscht, steigt der Widerstand, und der Transistor T_{11} wird leitend. Er liegt pa-

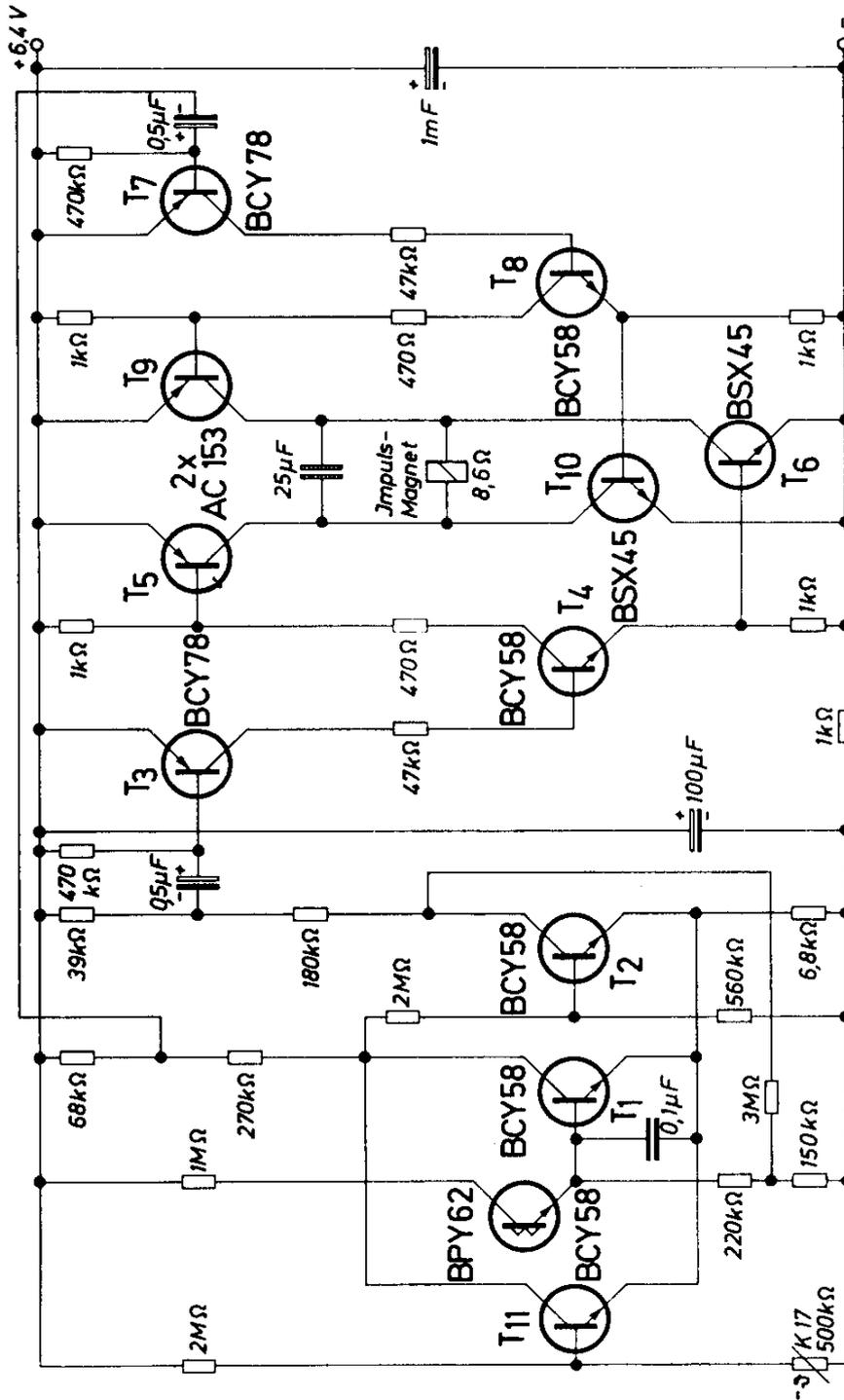


Bild 5.20 Anordnung für Feineinschaltung von Gaslaternen

parallel zum Transistor T_1 , der bei hellem Tageslicht leitend ist. Bei einem Verlöschen der Zündflamme wird dem Verstärker deshalb große Helligkeit vorgetäuscht, und die Gaszufuhr wird gestoppt. Das verhindert ein Ausströmen von unverbranntem Gas.

Die Stromversorgung für diese Steuerschaltung zeigt Bild 5.21. 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, auch Solarzelle genannt, direkt eine Batterie laden, so könnte bei wirtschaftlicher Leistungsanpassung eine Ladung nur bei sehr starker Beleuchtung erfolgen. Die Beleuchtung müßte so stark sein, daß die von der oder von den Solarzellen bei Belastung abgegebene Spannung größer ist als die Spannung der zu ladenden Batterie. Besonders bei stark wechselnder Lichtintensität (z. B. Tageslicht) erreicht man auf diese Weise keine optimale Ausnutzung.

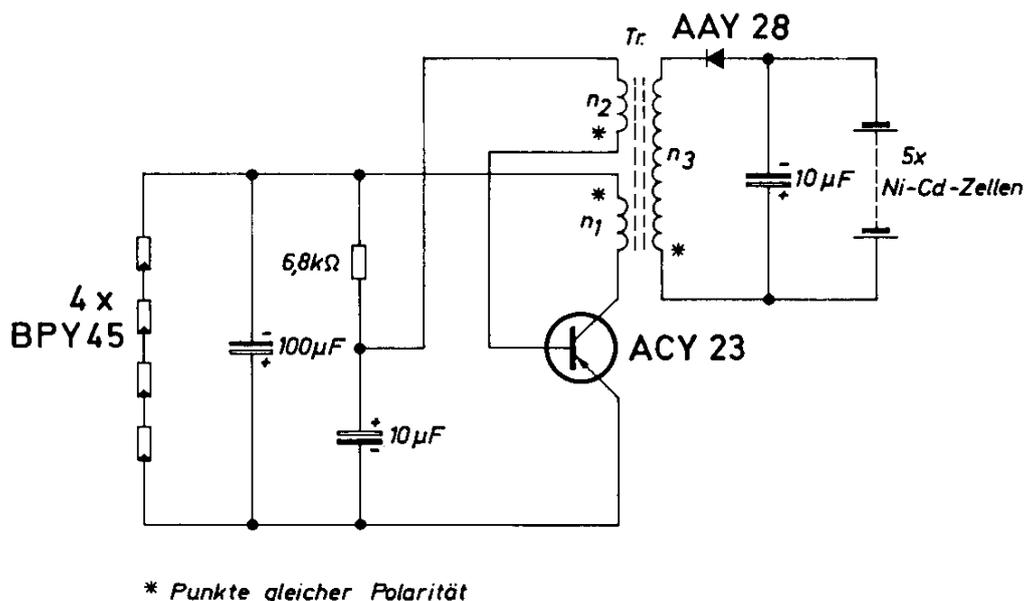


Bild 5.21 Stromversorgung für Steuerschaltung nach Bild 5.20

Ein wesentlich günstigeres Verhältnis ergibt sich, wenn an die Solarbatterie ein Eintaktsperrwandler angeschlossen ist. Beim Eintaktsperrwandler besteht zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung kein konstantes Verhältnis; vielmehr hängt das Spannungsübersetzungsverhältnis vom jeweiligen Betriebsfall ab. Dies ist darauf zurückzuführen, daß während der Stromflußzeit des Transistors

im Schwingübertrager Energie gespeichert wird, die sich während der Sperrzeit 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 anderen mit kleinem Widerstand, mit kleiner Spannung und großem Strom (siehe auch die einschlägigen Ausführungen in früheren Kapiteln).

Der Eintaktsperrwandler (nach Bild 5.21) liefert bei einer Spannung zwischen 0,5 und 2 V an den Solarzellen eine so große Ausgangsspannung, daß fünf hintereinander geschaltete Ni-Cd-Zellen ständig geladen werden können.

In Bild 5.22 ist die Abhängigkeit der Ausgangsleistung des Eintaktsperrwandlers vom Kurzschlußstrom der Fotozellen dargestellt. Über die Abhängigkeit des Kurzschlußstromes der Silizium-Solarelemente BPY 45 von der Beleuchtungsstärke gibt das Datenblatt Aufschluß.

Technische Daten (Bild 5.21)

Transformator Tr.: Siferrit-Schalenkern B 65561-A0250-A028

$n_1 \doteq 270$ Wdg 0,1 CuL $n_2 \doteq 60$ Wdg 0,08 CuL

$n_3 \doteq 1000$ Wdg 0,05 CuL

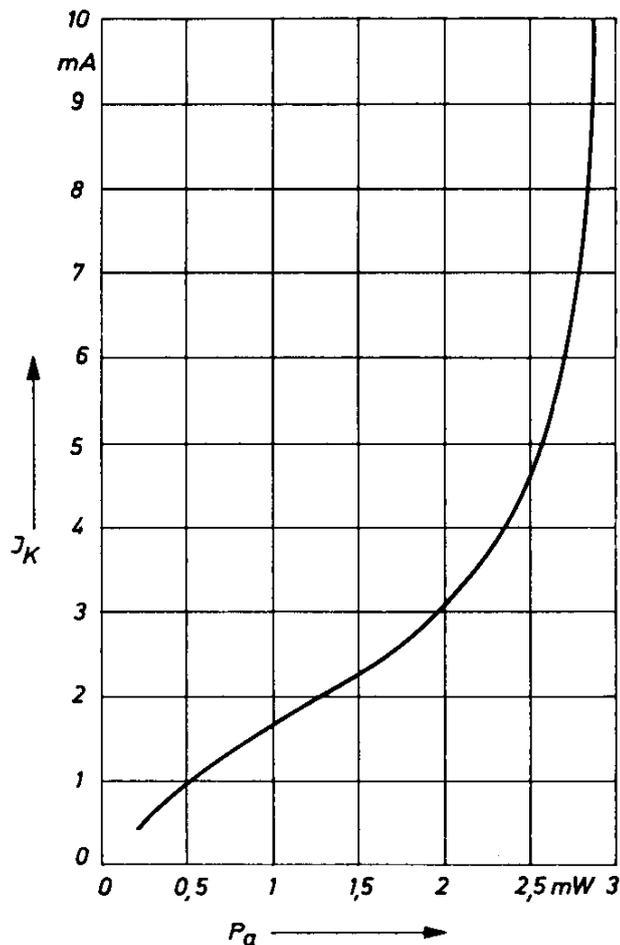


Bild 5.22 Ausgangsleistung, abhängig vom Kurzschlußstrom der Fotozellen

5.13. Wechsellichtschranken mit Lumineszenzdiode

Wechsellichtschranken werden vor allem dann verwendet, wenn man Einflüsse von Streulicht ausschalten will. Als Geber dafür eignet sich im einfachsten Fall eine mit Netzfrequenz betriebene Glühlampe, die mit noch ausreichender Wellenlänge ein mit einer Frequenz von 100 Hz moduliertes Licht liefert. Streulicht von anderen netzbetriebenen Glühlampen kann aber dann immer noch stören. Höhere Lichtwechselfrequenzen erreicht man, wenn man das von der Lampe ausgesandte Licht mit einer Lochscheibe zerhackt.

In der Lumineszenzdiode haben wir ein Halbleiterbauelement, das moduliertes Licht bis in den Megahertz-Bereich aussenden kann. Das ausgesandte infrarote Licht ist proportional dem Strom in Durchlaßrichtung. Da auch die Silizium- und die Germanium-Fotobauelemente ein Maximum der Empfindlichkeit im Infrarotbereich aufweisen, passen Lumineszenzdioden als Geber sehr gut zu Empfängern mit diesen Bauelementen.

Für eine Lichtschranke mit einer Lichtwechselfrequenz von 450 kHz zeigt das Bild 5.23 den Sender und das Bild 5.24 den Empfänger. Der Sender besteht aus einem Oszillator in Basisschaltung, der die Endstufe über eine Treiberstufe steuert. Im Kollektorkreis der Endstufe liegt die Lumineszenzdiode LD 23, die von Halbwellen der Oszillatorfrequenz von 450 kHz durchflossen ist.

Beim Empfänger ist zu beachten, daß die vorhandenen Fotoelemente nicht ohne weiteres für einen direkten Betrieb mit der Frequenz von 450 kHz geeignet sind. Die Sperrschichtkapazität der Fotoelemente muß bei jedem Lichtwechsel aufgeladen werden und begrenzt die Betriebsfrequenz. Im Empfänger (nach Bild 5.24) wurde daher das Fotoelement BPY 11 in einem Schwingkreis mit der

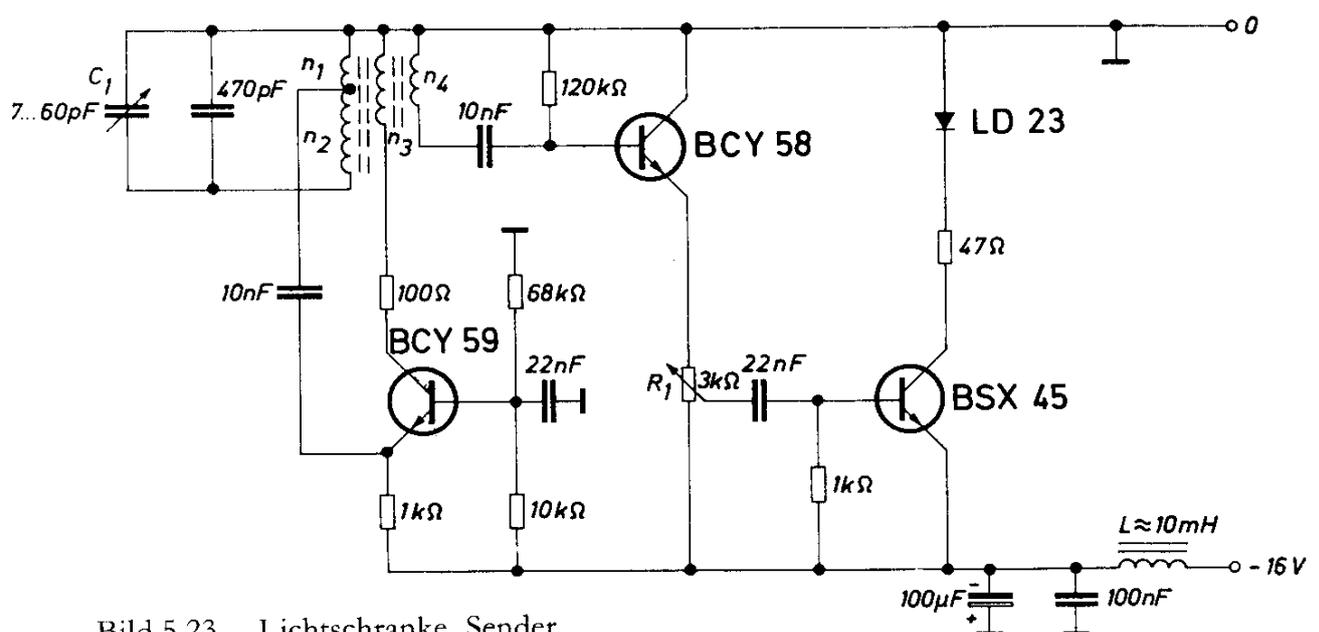


Bild 5.23 Lichtschranke, Sender

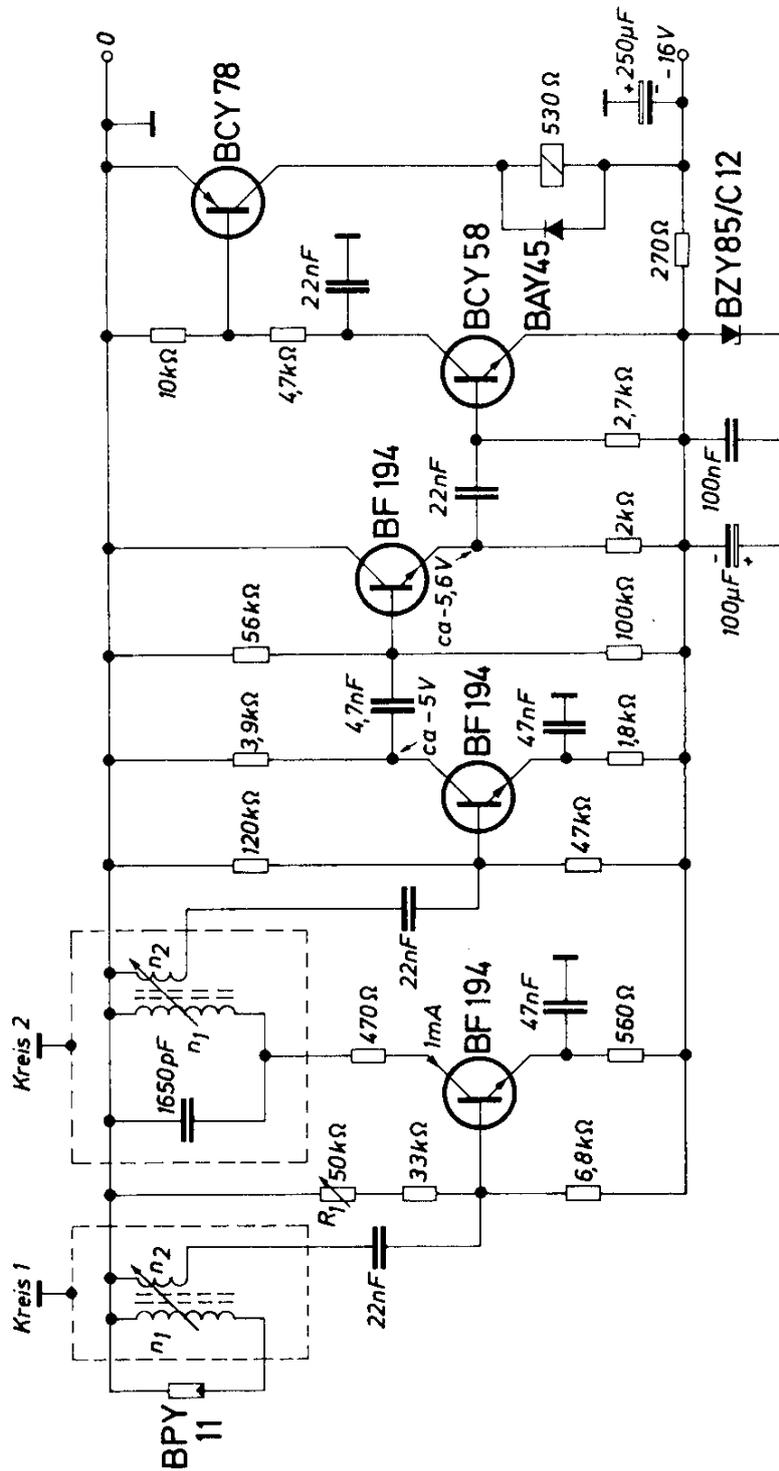


Bild 5.24 Lichtschranke, Empfänger

Resonanzfrequenz von 450 kHz angeordnet, wobei die Sperrschichtkapazität des Fotoelements die Kreiskapazität darstellt. Dadurch wird die die Grenzfrequenz bestimmende Wirkung der Sperrschichtkapazität kompensiert.

Der Schwingkreis ist induktiv an den nachfolgenden selektiven Verstärker gekoppelt, dessen Verstärkung bei einer Bandbreite von 8 kHz etwa 86 dB beträgt. Durch Einstellen des Arbeitspunktes der ersten Verstärkerstufe mit dem Widerstand R_1 kann die Verstärkung um etwa 10 dB variiert werden. Am Ausgang des Verstärkers liegt eine Schaltstufe mit Relais, dieses schaltet bei einem Signal von 540 mV für die Schaltstufe, was bei der angegebenen Verstärkung von 86 dB einem Eingangssignal von 27 μ V entspricht. Ohne optische Bündelung ist der zulässige Abstand zwischen Sender und Empfänger in dieser Anordnung etwa 6 cm bei einem Spitzenstrom von 300 mA durch die Lumineszenzdiode LD 23 (eingestellt mit dem Widerstand R_1 im Bild 5.23.).

Technische Daten (Bilder 5.23 und 5.24)

Betriebsspannung	16 V
Lichtwechselfrequenz	450 kHz
Verstärkung	86 dB
Eingangssignal für Ansprechen des Relais	27 μ V
Spitzenstrom durch die Lumineszenzdiode LD 23	300 mA
Reichweite	6 cm

Induktivitäten

Oszillatorkreis (Bild 5.23): Siferrit Schalenkern B 65541-K0100-A025

$$n_1 = 39 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL} \quad n_3 = 17 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 46,5 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL} \quad n_4 = 4 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL}$$

Empfänger (Bild 5.24): Siferrit Kerne B 67414-A0001-X022 und B 66419-A0001-X025

$$\text{Kreis 1: } n_1 = 75 \text{ Wdg } 0,08 \text{ CuL (L } 140 \mu\text{H)}$$

$$n_2 = 25 \text{ Wdg } 0,08 \text{ CuL}$$

$$\text{Kreis 2: } n_1 = 54 \text{ Wdg } 0,1 \text{ CuL (L } 72 \mu\text{H)}$$

$$n_2 = 17 \text{ Wdg } 0,1 \text{ CuL}$$

Für eine Lichtwechselfrequenz von nur 20 kHz sind ein Sender in Bild 5.25 und der dazugehörige Empfänger in Bild 5.26 dargestellt. Als Generator wird ein astabiler Multivibrator verwendet. Der Empfänger ist wieder selektiv aufgebaut. Bei einer Bandbreite von 1,4 kHz beträgt seine Verstärkung etwa 80 dB. Das Fotoelement ist kapazitiv an den Verstärker angekoppelt. Durch die parallelliegende Drossel arbeitet das Fotoelement für Gleichlicht im Kurzschluß-

betrieb, wodurch vermieden wird, daß es auch bei starker Beleuchtung mit Gleichlicht im Spannungssättigungsbetrieb arbeitet.

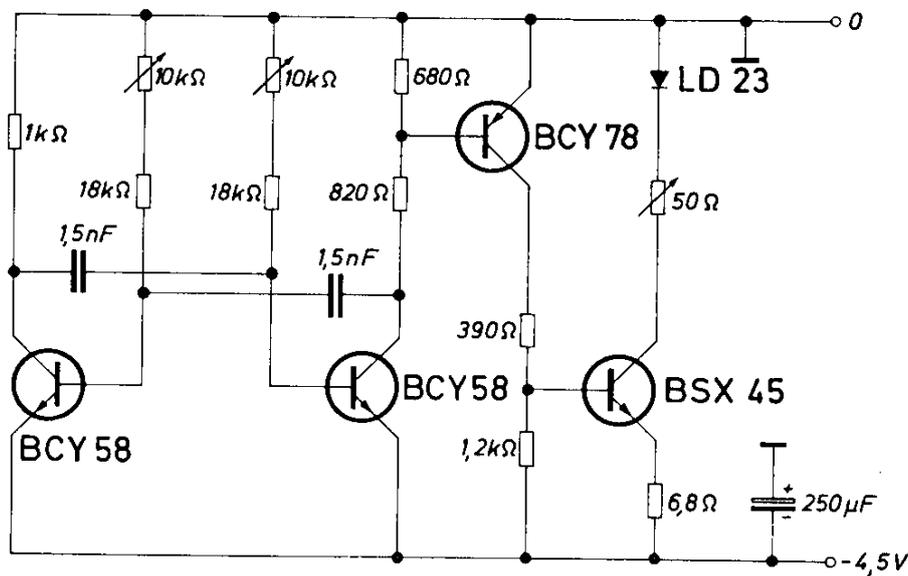


Bild 5.25 Lichtschranke für 20 kHz, Sender

Technische Daten (Bilder 5.25 und 5.26)

Betriebsspannung für Sender	4,5 V
Betriebsspannung für Empfänger	16 V
Lichtwechselfrequenz	20 kHz
Verstärkung	80 dB
Spitzenstrom durch die Lumineszenzdiode	160 mA
Reichweite (ohne Bündelung)	10 cm

Induktivitäten (Bild 5.26)

Kreis 1: Siferrit Schalenkern B 65541-K 0250-A028

$n_1 = 234$ Wdg 0,15 CuL

Drossel Dr: Siferrit Schalenkern B 65541-K 0000-R022

$n_1 = 146$ Wdg 0,2 CuL

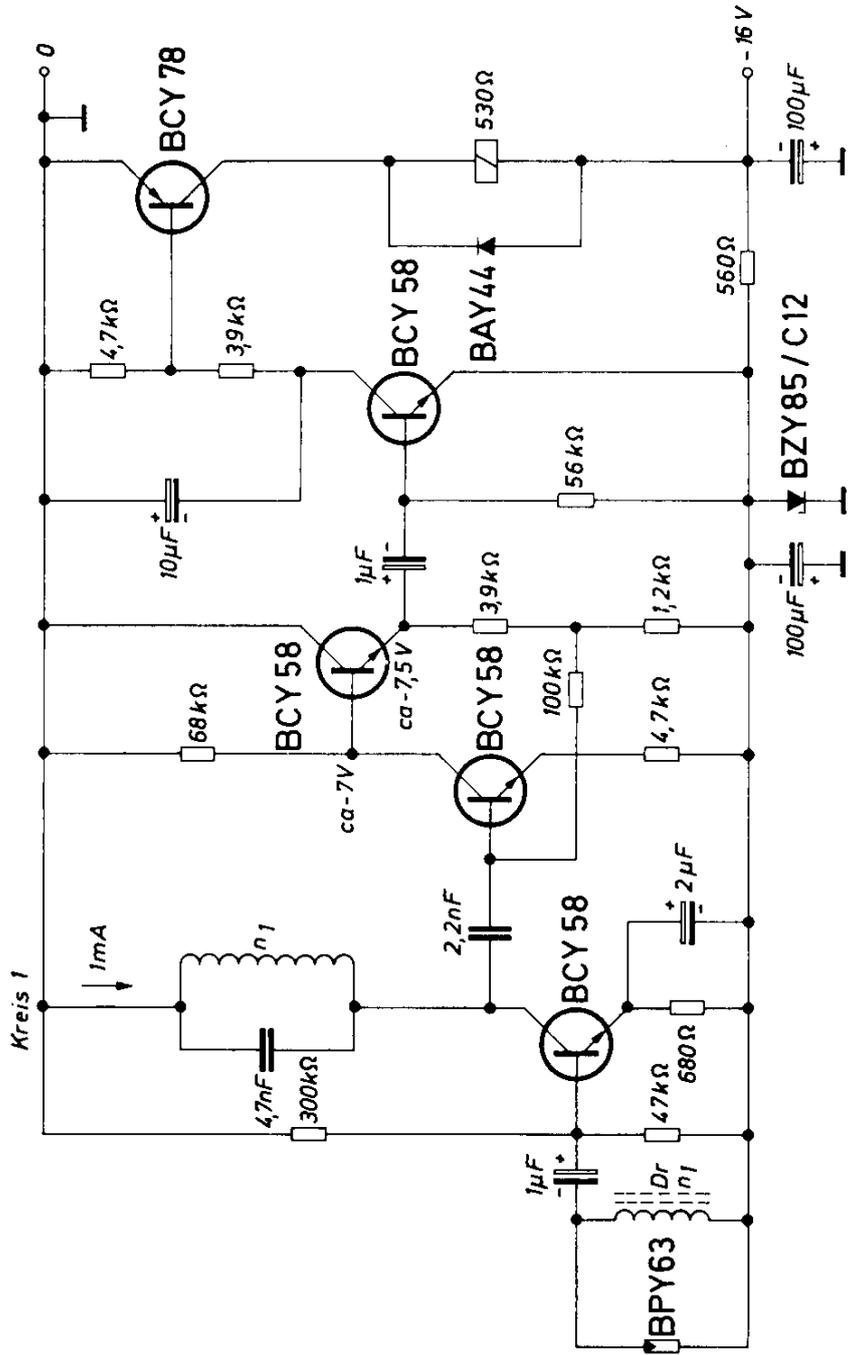


Bild 5.26 Lichtschranke für 20 kHz, Empfänger

5.14. Empfindlicher Schaltverstärker

Bild 5.27 zeigt die Schaltung eines universell anwendbaren empfindlichen Schaltverstärkers. Er kann zusammen mit Meßfühlern verwendet werden, deren Ansprechwert zwischen $100\text{ k}\Omega$ und $10\text{ M}\Omega$ liegt. Der Meßkreis ist als Brückenschaltung ausgeführt, in dessen Nullzweig der Eingang eines Transistors liegt. Mit dem Potentiometer P_1 kann der Ansprechwert in den genannten Grenzen eingestellt werden.

Am Ausgang wird über einen rückgekoppelten Schaltverstärker ein Relais zum Ansprechen gebracht.

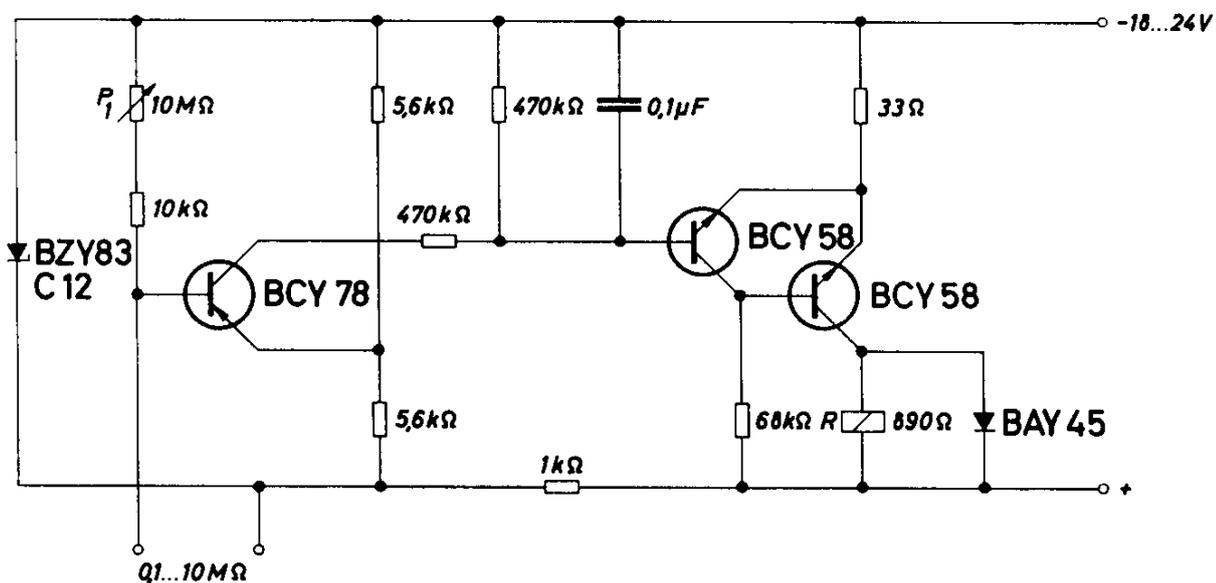


Bild 5.27 Empfindlicher Schaltverstärker

Technische Daten

Betriebsspannung	18 bis 24 V
Betriebsstrom	etwa 30 mA
Einstellbarer Ansprechwiderstand des Meßfühlers	100 k Ω bis 10 M Ω
Ansprechgenauigkeit	$\pm 1\%$
Temperaturdrift	$< 2\%/^{\circ}\text{C}$
Max. Umgebungstemperatur	70 $^{\circ}\text{C}$
Relais R: Kammrelais N/V 23154-C0721-B104	

5.15. Wechselstrom-Schaltverstärker

Einen Schaltverstärker für ein Wechselstromsignal am Eingang ist in Bild 5.28 dargestellt. Von dem in A-Betrieb arbeitenden Transistor T_1 wird das Eingangssignal verstärkt und über einen Kondensator den hintereinander geschalteten komplementären Transistoren T_2 und T_3 zugeführt. Da diese in B-Betrieb arbeiten, werden nur die negativen Halbwellen weiter verstärkt. Der Kondensator parallel zum Relais sorgt für eine ausreichende Glättung des Ausgangssignals. Die Ansprechempfindlichkeit wird mit dem Potentiometer am Eingang eingestellt.

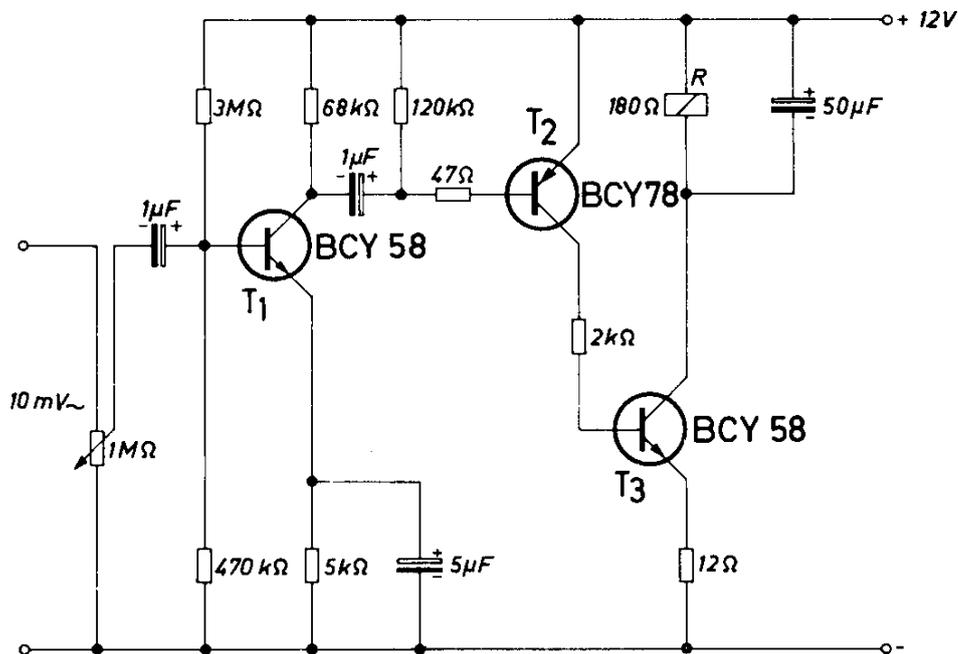


Bild 5.28 Wechselstrom-Schaltverstärker

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom	0,14 bis 25 mA
Eingangsspannung bei einer Umgebungstemperatur von $+25^{\circ}\text{C}$	8 mV
von -20°C	10 mV
Betriebsfrequenz	40 Hz bis 2 kHz
Umgebungstemperatur	-20 bis $+60^{\circ}\text{C}$
Relaiswiderstand	180 Ω

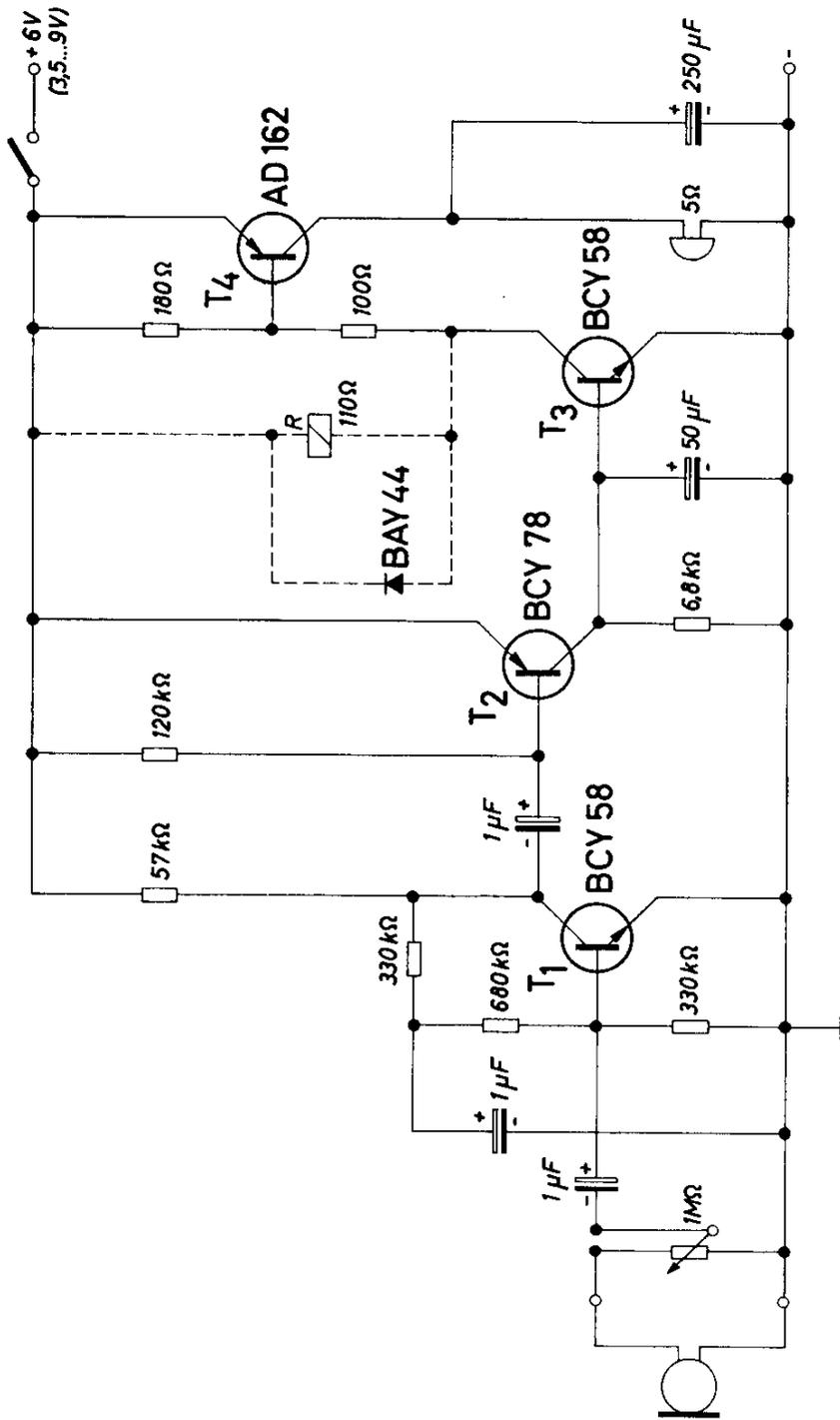


Bild 5.29 Schaltverstärker für akustische Signale

5.16. Schaltverstärker für akustische Signale

Bild 5.29 zeigt eine Anwendung des im Abschnitt 5.15 beschriebenen Schaltverstärkers. Er wird für den Anschluß eines zweiten Weckers an einen Telefonapparat verwendet (z. B. für die Übertragung des Klingelzeichens in einen anderen Raum). Die Anordnung arbeitet ohne elektrische Verbindung mit dem Telefon. Ein Mikrophon nimmt das Klingelzeichen auf, das Signal wird verstärkt und über eine Schaltstufe an einen Wecker weitergegeben.

Diese Schaltung kann sinngemäß für viele andere Anwendungen dienen. Falls zur Steuerung anderer Einrichtungen ein Relais am Ausgang erwünscht ist, kann dieses in den Kollektorkreis des Transistors T_3 geschaltet werden, wie dies in der Schaltung nach Bild 5.29 strichliert angedeutet ist.

Damit die Schaltung mit einer Batterie betrieben werden kann, wurde auf geringen Stromverbrauch geachtet. Lediglich die erste Stufe arbeitet in A-Betrieb, alle anderen sind für B-Betrieb geschaltet und nehmen also im Ruhebetrieb keinen Strom auf.

Als Signalquelle wird ein Kristallmikrophon verwendet. Mit dem Potentiometer am Eingang muß die Empfindlichkeit so eingestellt werden, daß Nebengeräusche nicht zu einem Schalten des Verstärkers führen können.

Technische Daten

Betriebsspannung	6 (3,5 bis 9) V
Betriebsstrom (bei 6 V)	130 μ A/480 mA
Ansprecheingangsspannung	8 mV
Grenzfrequenz (3 dB)	11 kHz
Relais R: Kammrelais N/V 23154-C0715-B104	

5.17. Gleichspannungsverstärker

Mit dem Chopperverstärker nach Bild 5.30 kann eine hohe Gleichstromverstärkung mit einer Konstanz von 1% in einem Temperaturbereich von 10 bis 60°C erreicht werden.

Der Multivibrator mit den Transistoren T_1 und T_2 steuert den Choppertransistor T_3 mit einer Frequenz von 25 kHz. Diese hohe Schaltfrequenz gewährleistet, daß auch rasch wechselnde Eingangssignale sicher übertragen werden.

Die mit Hilfe des Choppers oder Meßzerhackers in ein Rechtecksignal übergeführte Eingangsspannung wird in drei Stufen verstärkt. Bild 5.31 zeigt die Verstärkungskennlinie für drei verschiedene Temperaturen. Das Eingangssignal darf zwischen 10 und 55 mV schwanken.

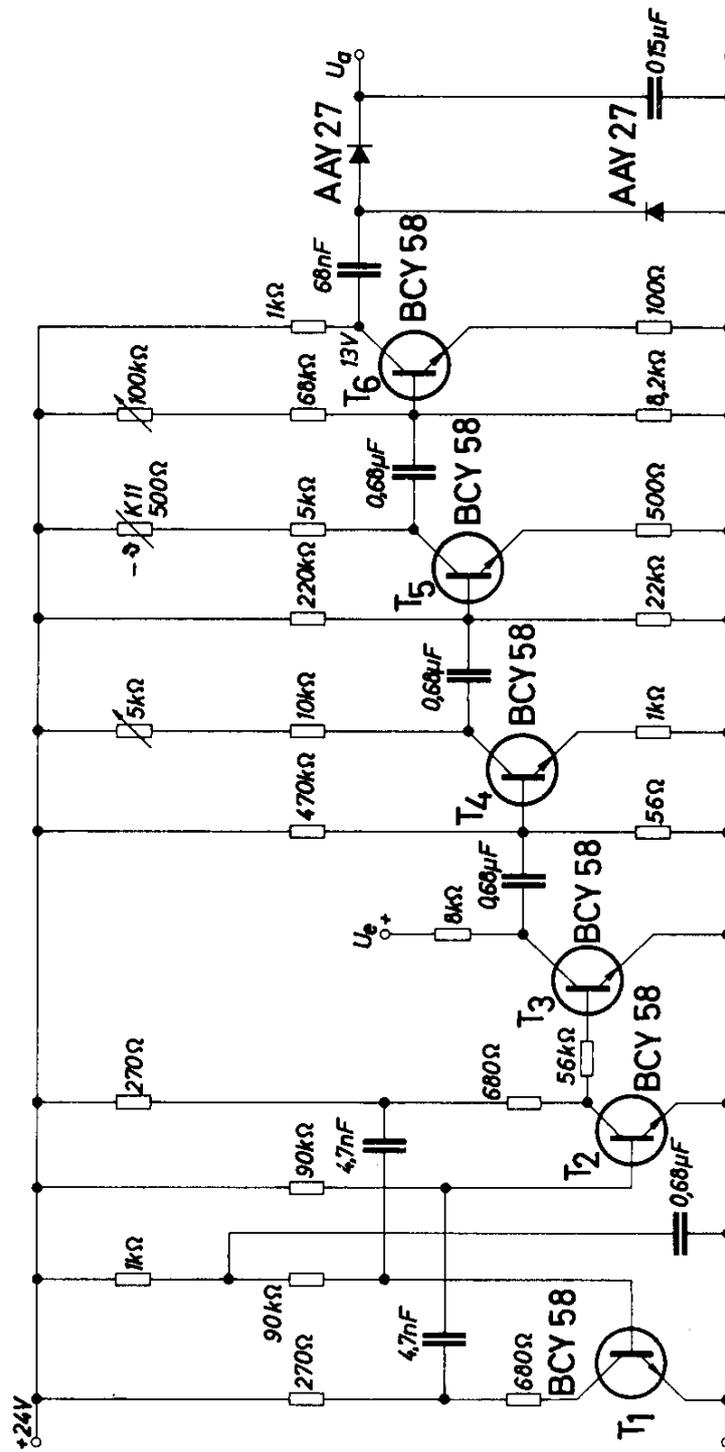


Bild 5.30 Chopperverstärker

Der Temperaturgang der Schaltung, hervorgerufen durch Änderung der Restspannung des Transistors T_3 , Verstärkungsänderung der drei Verstärkerstufen und Änderung der Schwellspannung der Diode am Ausgang konnten mit dem Halbleiter K 11 im Kollektorkreis des Transistors T_5 auf ein zulässiges Maß verringert werden. Die Betriebsspannung ist konstant zu halten.

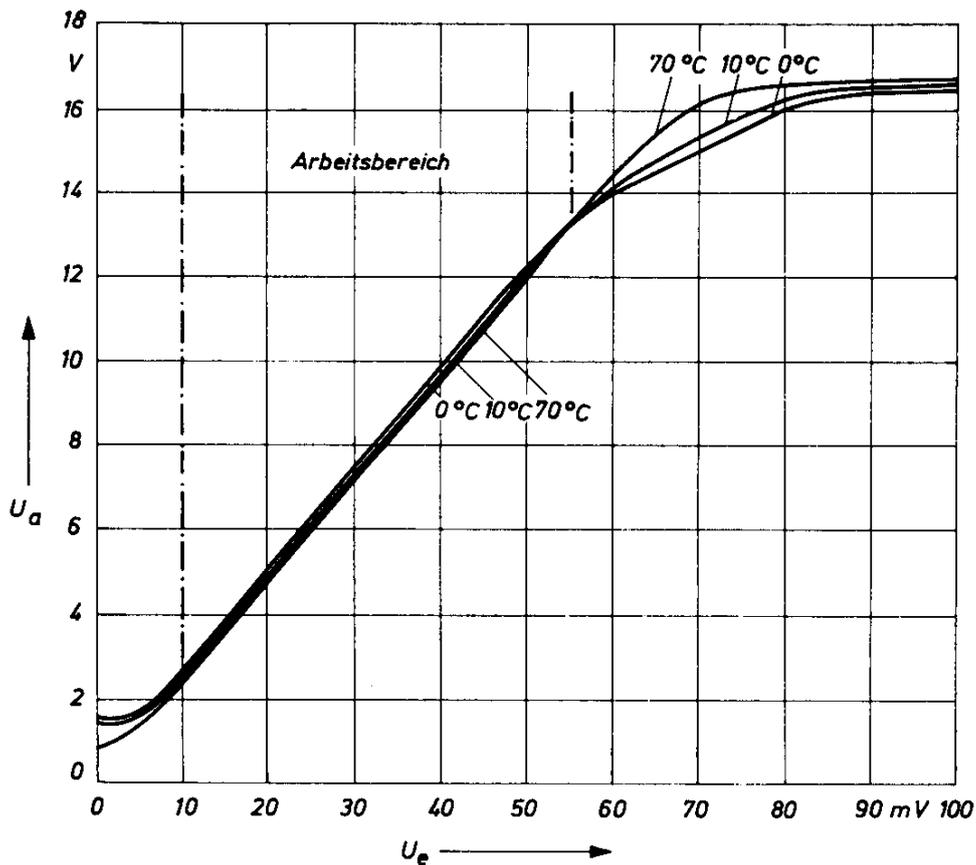


Bild 5.31 Verstärkungskennlinien für Schaltung nach Bild 5.30

Technische Daten

Betriebsspannung	24 V konstant
Eingangsspannung	10 bis 55 mV
Ausgangsspannung	2 bis 13 V
Lastwiderstand	10 k Ω
Verstärkungskonstanz (10 bis 60°C)	1 %

5.18. Steuerschaltung für automatischen Diaprojektor

Für automatische Diaprojektoren benötigt man einen Impulsgeber, der in einem einstellbaren zeitlichen Abstand kurze Schaltimpulse für das Einschleiben des nächsten Dias liefert.

Die Schaltung in Bild 5.32 zeigt eine hierfür geeignete Anordnung. Als Taktgeber wird der bereits aus dem Kapitel 4 bekannte astabile Multivibrator mit Komplementärtransistoren verwendet.

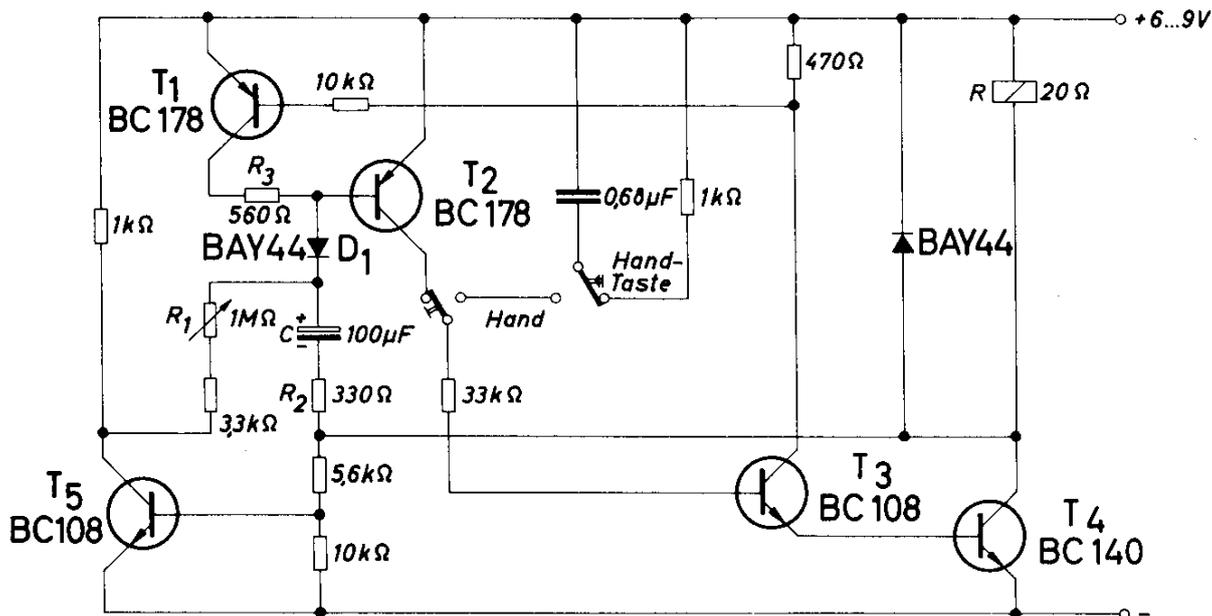


Bild 5.32 Steuerschaltung für automatischen Projektor

Während der Impulsdauer ist der Transistor T_5 gesperrt, alle anderen Transistoren sind durchgeschaltet, und der Elektromagnet am Ausgang hat angezogen. Dieser Zustand bleibt bestehen, solange der Ladestrom des Kondensators C ausreicht, um den Transistor T_2 durchzusteuern. Nach dem drei- bis vierfachen Wert der Zeitkonstanten $R_2 \cdot C$ werden der Transistor T_2 und damit auch die Transistoren T_1 , T_3 und T_4 gesperrt. Der Transistor T_5 wird leitend. Der Kondensator C entlädt sich nun über die Widerstände R_1 und R_2 und über den Transistor T_5 . Da der Widerstand R_1 einen viel größeren Wert hat als der Widerstand R_2 , bestimmt er die Dauer der Entladung und damit die Länge der Impulspause. Bei der Einstellung der Impulspause kann der Widerstand R_1 fast beliebig verkleinert werden, ohne daß der Kippvorgang gestört würde. Dies ist durch die stabilisierende Wirkung des zusätzlichen Transistors T_5 möglich.

In dieser Kippschaltung kann als zeitbestimmendes Glied ein Elektrolytkondensator verwendet werden, ohne daß die Konstanz der Impulspause darunter wesentlich leidet. Es lassen sich deshalb sehr leicht lange Impulspausen, in diesem Fall bis etwa 65 s, erzielen.

In der Schaltung ist auch eine Taste für die Umschaltung von Automatik in Handbetrieb vorgesehen.

Technische Daten

Betriebsspannung	6 bis 9 V
Lastwiderstand	20 Ω
Impulsdauer	100 ms
Impulspause (einstellbar)	3 bis 65 s
Max. Umgebungstemperatur	60 °C

5.19. Elektronische Drehzahlüberwachung

Für die elektronische Drehzahlmessung oder -Überwachung kann man unterschiedliche Geber verwenden, z. B. einen kleinen Generator. Bei niedrigen Drehzahlen wird dieser jedoch zu schwache Signale liefern, weshalb man andere Wege beschreitet. Sehr vorteilhaft ist das Anbringen eines Magneten am Umfang des sich drehenden Teils.

Das Vorbeiwandern des Magneten kann dann z. B. mit einem Hallgenerator oder einer Feldplatte registriert werden.

Im Beispiel nach Bild 5.33 wurde als Signalgeber ein Hallgenerator SBV 566 gewählt. Beim Versuch wurde ein Siferrit-Dauermagnet DS $1,6 \times 6 \times 5 \text{ mm}^3$, im Abstand von 2 mm vom Hallgenerator verwendet. Da Ansprechzeit und damit Energieinhalt des damit gewonnenen Impulses nicht genau definiert sind, wird ein monostabiler Multivibrator nachgeschaltet, der eine gleiche Anzahl in Stärke und Dauer genau definierter Impulse an den Ladekondensator C_1 liefert. An diesen Kondensator kann nun z. B. ein Meßgerät geschaltet werden, weil die Höhe der Spannung ein direktes Maß für die Anzahl der Impulse und damit für die Drehzahl ist.

Im Beispiel nach Bild 5.33 werden bei einer Spannung von etwa 0,7 V am Kondensator C_1 die Transistoren des zweistufigen Schaltverstärkers leitend, und das Relais spricht an. Dieser Spannungswert wird bei einer Umdrehungszahl von etwa 50 je Minute erreicht. Die Transistoren bleiben durchgeschaltet, bis die Umdrehungszahl auf etwa 25 pro Minute abgesunken ist.

Mit dem Potentiometer P_1 kann die Impulsbreite und damit die Ansprechdrehzahl verändert werden.

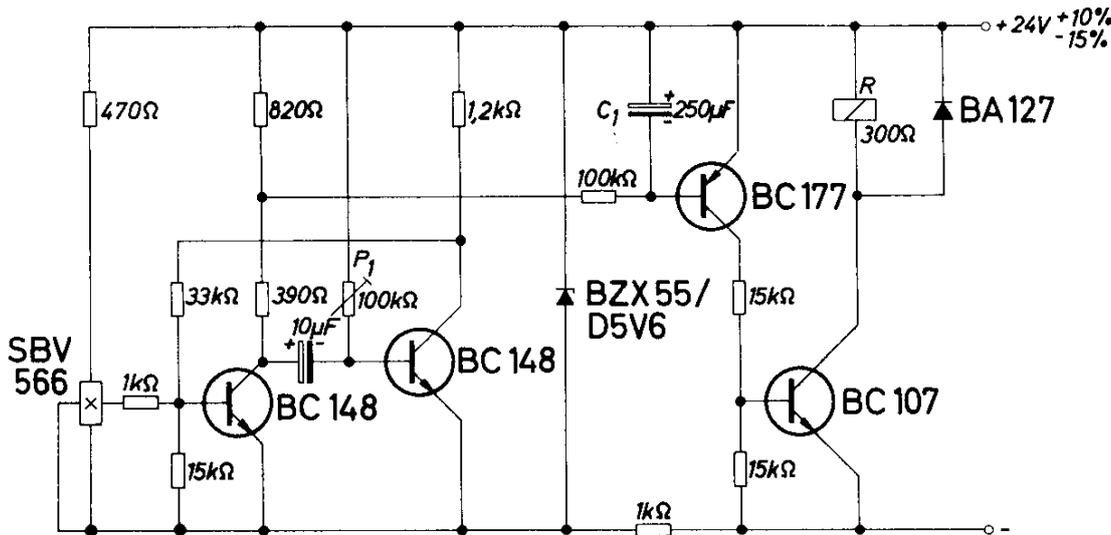


Bild 5.33 Elektronische Drehzahlüberwachung

Technische Daten

Betriebsspannung	24 (+10 bis -15%) V
Drehzahlbereich	25 bis 50 U/min
Relaiswiderstand	300 Ω

5.20. Drehzahlsteuerung von Kleinmotoren

In den Bildern 5.34 und 5.35 werden Phasenanschnittschaltungen zur verlustarmen Drehzahlsteuerung von Gleichstrom-Kleinmotoren angegeben. Die stufenlose Steuerung erfolgt in jeder Halbwelle der 50-Hz-Versorgungsspannung. Mit dem Potentiometer P_1 werden der Zeitpunkt und damit der Phasenwinkel der Sinushalbwellen eingestellt, bei dem der Kondensator C_1 soweit aufgeladen ist, daß der Transistor T_1 durchschaltet und den Thyristor in Bild 5.34 bzw. den Transistor in Bild 5.35 durchsteuert.

Das Schaltverhalten des Thyristors ist in dieser Anwendung wesentlich besser als das des Transistors. Wenn der Thyristor einmal durchgeschaltet (gezündet) ist, bleibt er bekanntlich voll durchgeschaltet bis zum nächsten Nulldurchgang der Sinusspannung. Der Transistor schaltet langsamer als der Thyristor, außerdem ist sein Kollektorstrom ständig vom Steuerstrom abhängig. Besonders bei Phasenschnittwinkeln von mehr als 90° macht sich dies bemerkbar.

Die in Bild 5.34 angegebene Schaltung ist bei Verwendung von Thyristoren größerer Leistung auch für stärkere Motore geeignet.

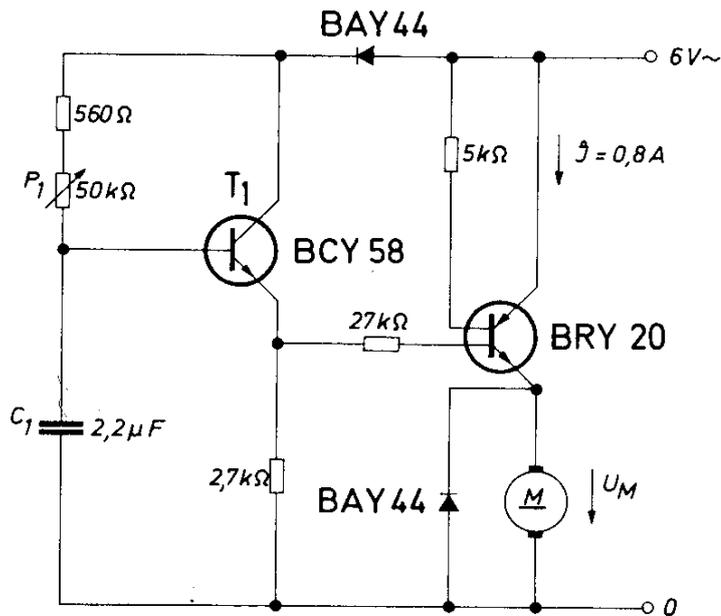


Bild 5.34 Anordnung zur Drehzahlsteuerung von Kleinmotoren

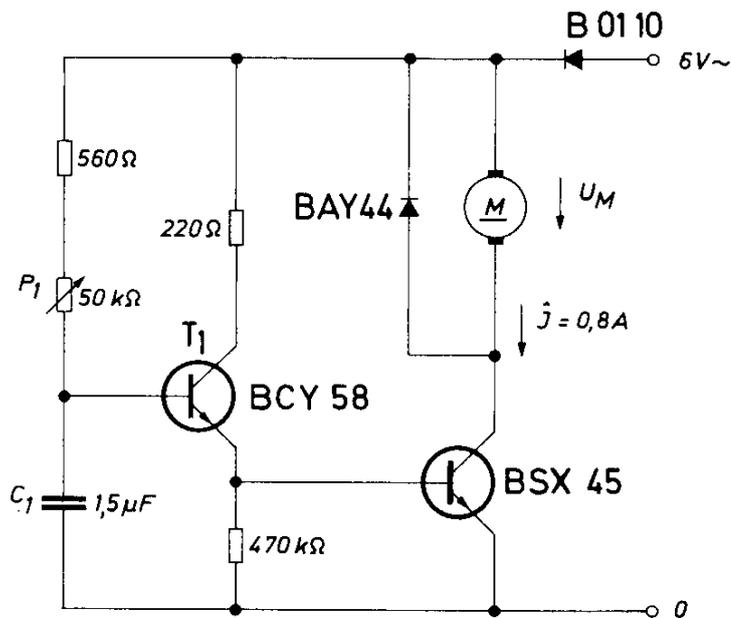


Bild 5.35 Anordnung zur Drehzahlsteuerung von Kleinmotoren

Technische Daten (Bild 5.34 und 5.35)

Betriebsspannung	6 V, 50 Hz
Motorspitzenstrom	0,8 A
Gleichstromwiderstand des Motors	$> 10 \Omega$
Max. Gleichstromleistung des Motors	0,67 W
Umgebungstemperatur	-20 bis +60 °C

5.21. Motorsteuerung für Links- und Rechtslauf

Mit Hilfe der Schaltung nach Bild 5.36 kann die Drehrichtung eines Motors in Abhängigkeit von einer Signalspannung umgesteuert werden. Bei einer Eingangsspannung unter $-1,1\text{ V}$ dreht der Motor nach der einen Richtung, bei einer Eingangsspannung über $+1,1\text{ V}$ nach der anderen Richtung. Innerhalb des Bereiches von $-1,1\text{ V}$ bis $+1,1\text{ V}$ steht der Motor still.

Die Signalspannung U_e wird zunächst von einem stark gegengekoppelten zwei-stufigen Gleichstromverstärker etwa 7fach verstärkt. Durch die Gegenkopp- lung erreicht man eine sehr gute Temperaturstabilität, wie das Diagramm in Bild 5.37 zeigt. Der Gleichstromverstärker benötigt eine eigene möglichst konstante Versorgungsspannung von 40 V .

An ihn ist über zwei Z-Dioden ein Gegentaktschaltverstärker gekoppelt. Als Eingangsspannung wirkt die Spannungsdifferenz zwischen der Ausgangs- spannung des Gleichstromverstärkers und der am Potentiometer P_1 eingestell- ten Spannung. Diese ist so einzustellen, daß bei einer Eingangsspannung von $U_e = 0$ auch die Differenzspannung $U_a = 0$ ist.

Abhängig von der Polarität der Eingangsspannung U_e ändert sich die Span- nung U_a nach positiver oder negativer Richtung und schaltet nach Ansteigen auf jeweils etwa $7,5\text{ V}$ den einen oder den anderen Zweig des Gegentaktschalt- verstärkers durch. Als Schaltelemente werden Thyristoren verwendet.

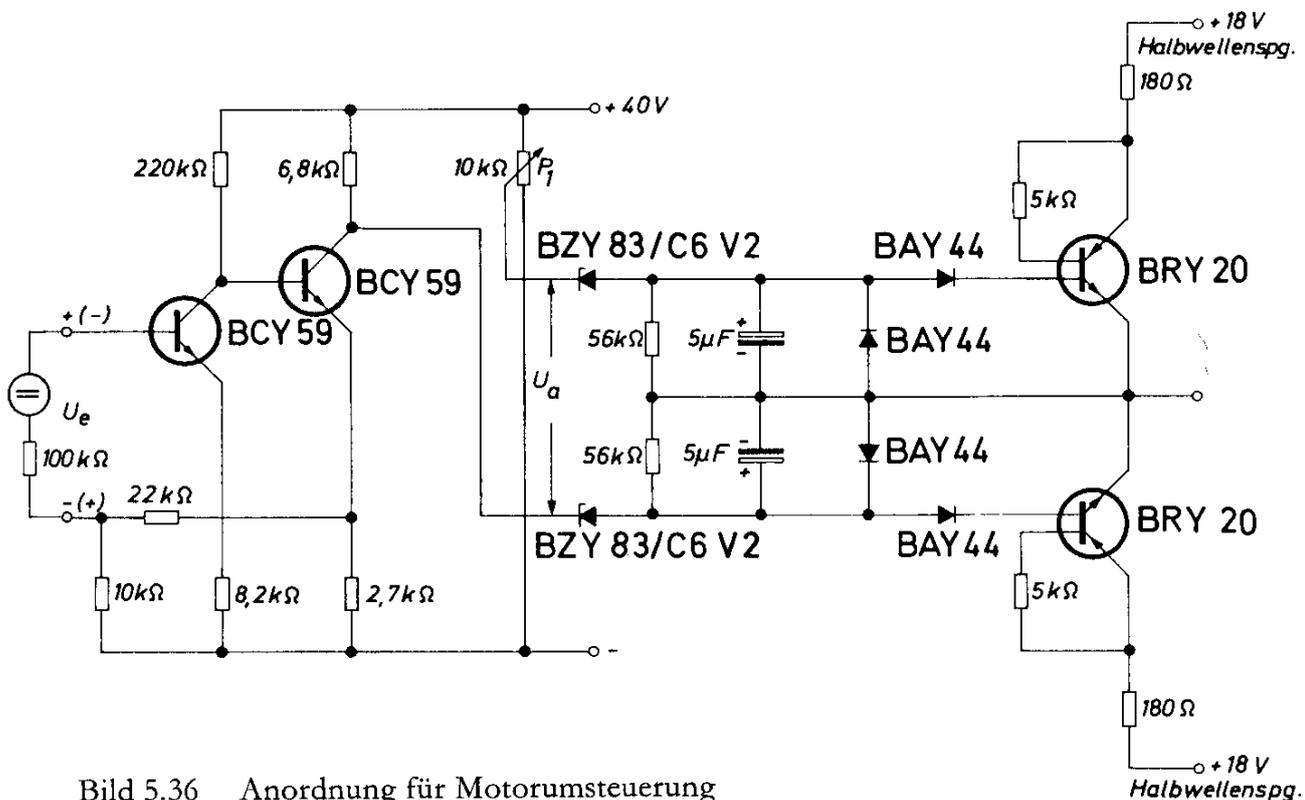


Bild 5.36 Anordnung für Motorumsteuerung

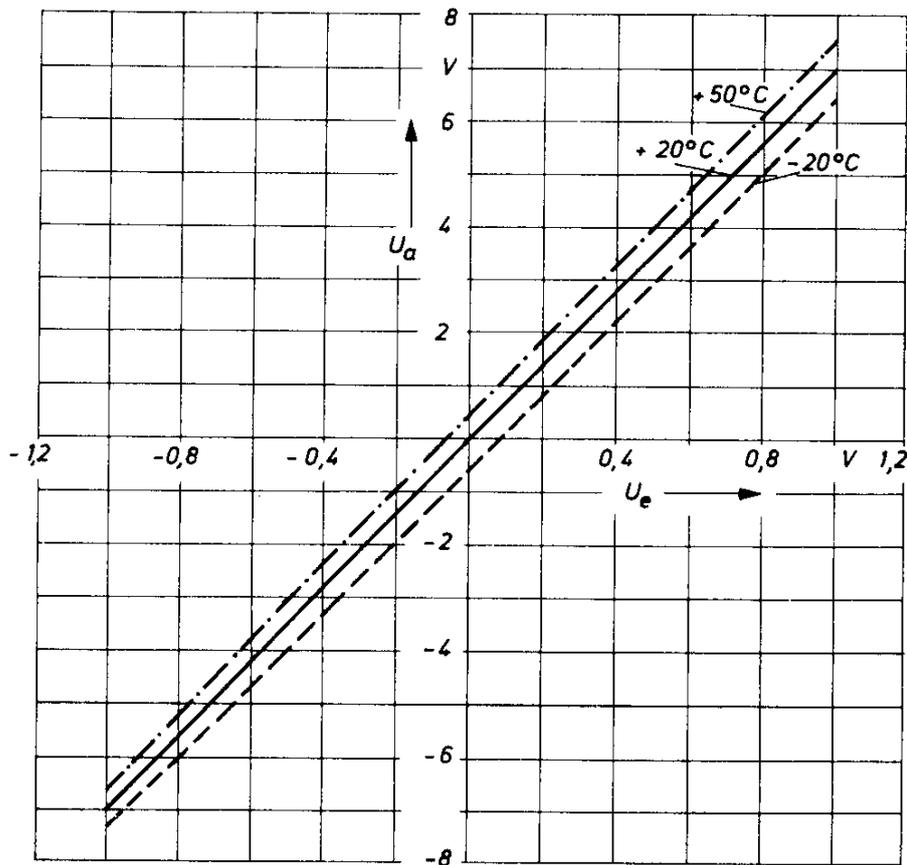


Bild 5.37 Wirkung der Gegenkopplung auf die Temperaturstabilität bei der Anordnung nach Bild 5.36

5.22. Nachlaufsteuerung

Eine Nachlaufschaltung mit elektronischer Umsteuerung des Erregerstromes für einen 90-W-Motor zeigt Bild 5.38. Als Geber dient das Potentiometer P_1 . Die von diesem abgenommene Spannung gelangt an den Eingang eines Differenzverstärkers mit den Transistoren T_6 und T_7 , dessen Summenstrom durch Transistor T_8 konstant gehalten wird. In der Kollektorleitung des Transistors T_6 liegt Transistor T_5 , der bei abgeglichenem Differenzverstärker soweit angesteuert ist, daß an seiner Kollektor-Emitter-Strecke gerade die halbe Betriebsspannung abfällt. Die Z-Dioden, über die die in Brückenschaltung angeordnete Umsteuerschaltung an diese Stufe angeschlossen ist, sind dann alle gesperrt, und der Motor steht still. Verstellt man das Potentiometer nach der einen oder anderen Richtung, so wird der Transistor T_5 weiter aufgesteuert oder gesperrt.

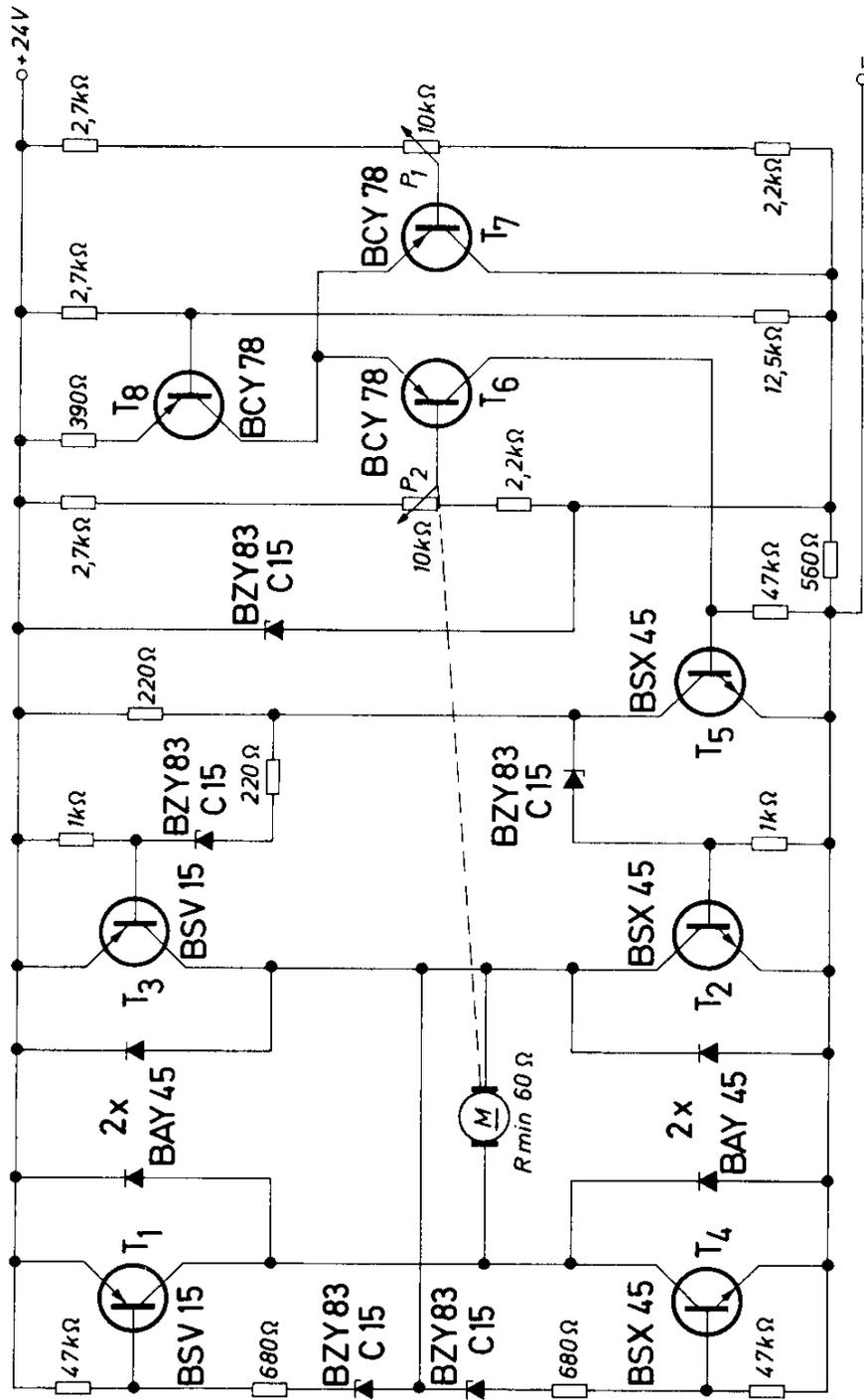


Bild 5.38 Nachlaufschaltung mit elektronischer Umsteuerung

Wird er z. B. weiter aufgesteuert, so wird über die zugehörige Z-Diode der Transistor T_3 durchgesteuert. Das Potential an seinem Kollektor verändert sich nach positiven Werten, wodurch über eine weitere Z-Diode auch der Transistor T_4 durchgesteuert wird. Über die Transistoren T_3 und T_4 erhält der Motor einen Erregerstrom und beginnt sich zu drehen. Dadurch wird das mit der Motorachse gekoppelte Potentiometer P_2 verstellt. Der Motor dreht sich deshalb nur solange, bis durch das Potentiometer P_2 das Gleichgewicht der Differenzschaltung wieder hergestellt ist.

Wird Transistor T_5 nach Änderung am Potentiometer P_1 weiter gesperrt, so werden in analoger Weise die Transistoren T_2 und T_1 durchgesteuert, und der Motor erhält einen Erregerstrom in Gegenrichtung.

Technische Daten

Betriebsspannung	24 V ($\pm 15\%$)
Max. Betriebsstrom	etwa 550 mA
Max. Strom durch Erregerwicklung des Motors	400 mA
Ableichdifferenz der Potentiometer P_1 und P_2	< 50 mV
Max. Umgebungstemperatur	70 °C

5.23. Drehzahlabhängige Steuerschaltung

Mit der Schaltung nach Bild 5.39 kann ein Ausgangsstrom von 0 bis 600 mA gewonnen werden, der in einem Bereich von 120 bis 1200 U/min der Drehzahl proportional ist. Sie eignet sich für alle Schaltungen, bei der Vorgänge in linearer Abhängigkeit von der Drehzahl ausgelöst werden sollen.

Durch eine Nocke am Motor wird je Umdrehung ein Impuls an den monostabilen Multivibrator mit den Transistoren T_2 und T_3 gegeben. Sowohl die Impulsstärke als auch die Versorgungsspannung für den Multivibrator werden durch den Transistor T_1 konstant gehalten. Die Impulszeit des Multivibrators wird mit dem Potentiometer P_2 auf 48 ms abgeglichen.

Die in der Amplitude und mit Hilfe des Multivibrators auch in der Dauer konstanten Impulse gelangen über den Transistor T_4 an den Ladekondensator C_1 , der sich auf eine Spannung auflädt, die proportional der Drehzahl ist. Über die Transistoren T_5 und T_6 wird diese Spannung in einen dazu proportionalen Strom I_a umgewandelt. Mit dem Potentiometer P_1 kann der Strom I_a um etwa $\pm 20\%$ variiert werden, die Proportionalität mit der Drehzahl bleibt erhalten. Der Fehler beträgt bei höheren Drehzahlen nur etwa $\pm 1,5\%$.

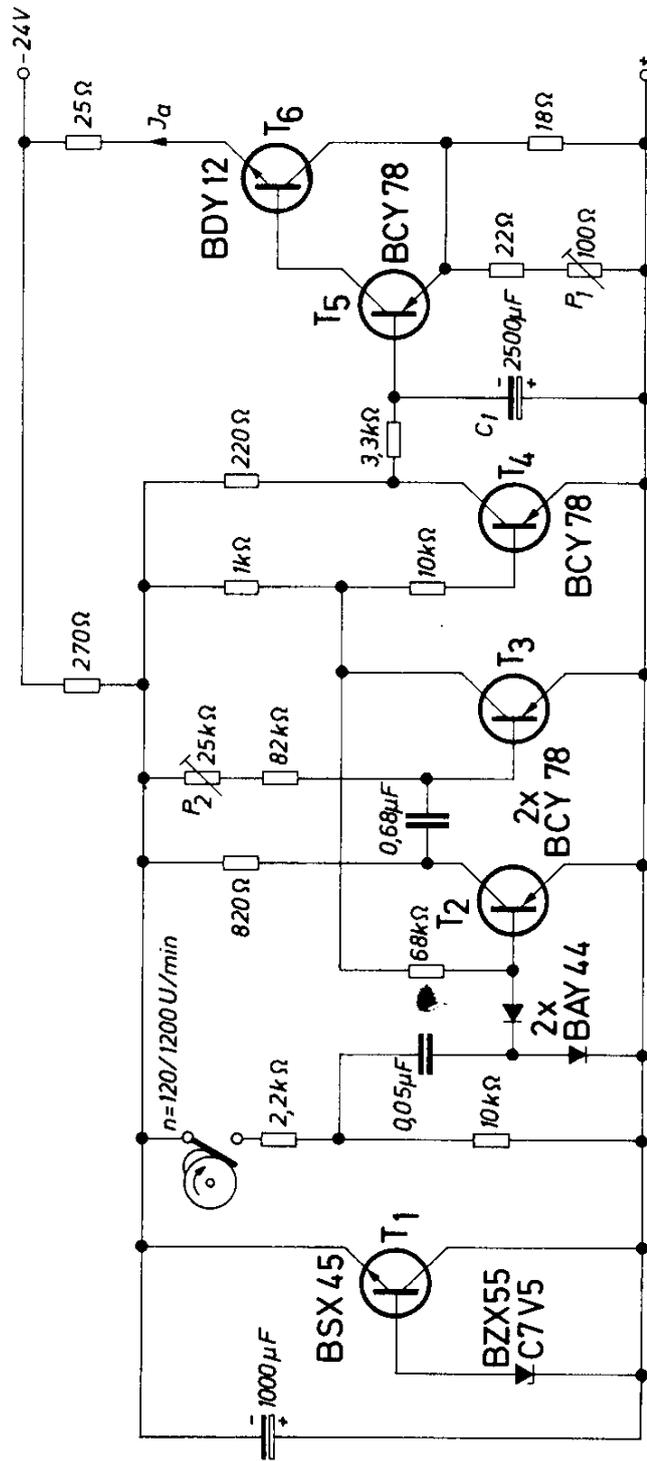


Bild 5.39 Drehzahlabhängige Steuerschaltung

5.24. Induktive Steuerschaltung

Die Schaltung nach Bild 5.40 kann zur Ortung von Metallteilen verwendet werden. Sie besteht aus einem Sinusoszillator (40 kHz) mit dem Transistor T_2 und dem Schwingkreis L_1, C_3, C_4 . Die Spule L_1 dieses Schwingkreises ist an der Stelle in den Boden eingelassen, an der festgestellt werden soll, ob sich dort ein Metallteil befindet. Jedes Metallteil bedämpft den Schwingkreis, weshalb die vom Sinusoszillator abgegebene Spannung klein ist. Sie reicht nicht aus, um den nachfolgenden dreistufigen Schaltverstärker mit den Transistoren T_3, T_4 und T_5 zum Ansprechen zu bringen.

Wenn das Metallteil von der Schwingspule weggenommen wird, steigt die Amplitude des Sinusoszillators, und das Relais am Ausgang spricht an. Es fällt sofort wieder ab, wenn erneut ein Metallteil auf diese Stelle gelegt wird. Aber auch wenn dies nicht der Fall ist, fällt das Relais nach zehn Sekunden wieder ab. Dieses monostabile Verhalten wird durch den Transistor T_1 verursacht. Die Basisspannung ist durch zwei in Durchlaßrichtung betriebene Z-Dioden festgehalten. Wenn durch den Wegfall der Dämpfung die Spannungsamplitude an der Induktivität L_1 steigt, so wird die gegenkoppelnd wirkende Spannung am Emitterwiderstand des Transistors T_1 größer, und der Strom durch diesen Transistor sinkt. Da dieser Strom praktisch der Steuerstrom des Transistors T_2 ist, wird auf diese Weise die Amplitude des entdämpften Sinusoszillators auf den alten Wert zurückgeregelt. Die Verzögerung von zehn Sekunden für diesen Regelvorgang ergibt sich durch die teilweise Entladung der Kapazität C_2 , wodurch der höhere Steuerstrom des Sinusoszillators zunächst noch aufrechterhalten wird.

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Oszillatorfrequenz	etwa 40 kHz
Max. Spannung des Oszillators	etwa 7 V
geregelte Spannung des Oszillators	etwa 3 V
Regelverzögerung	10 s
Umgebungstemperatur	−5 bis +45 °C
Schwingspule L_1 : 450 Wdg	0,22 CuL ($L = 6,2$ mH)
Innendurchmesser der Spule	3,1 cm
Außendurchmesser der Spule	4,7 cm
Relais A:	V 23016-A0005-A201

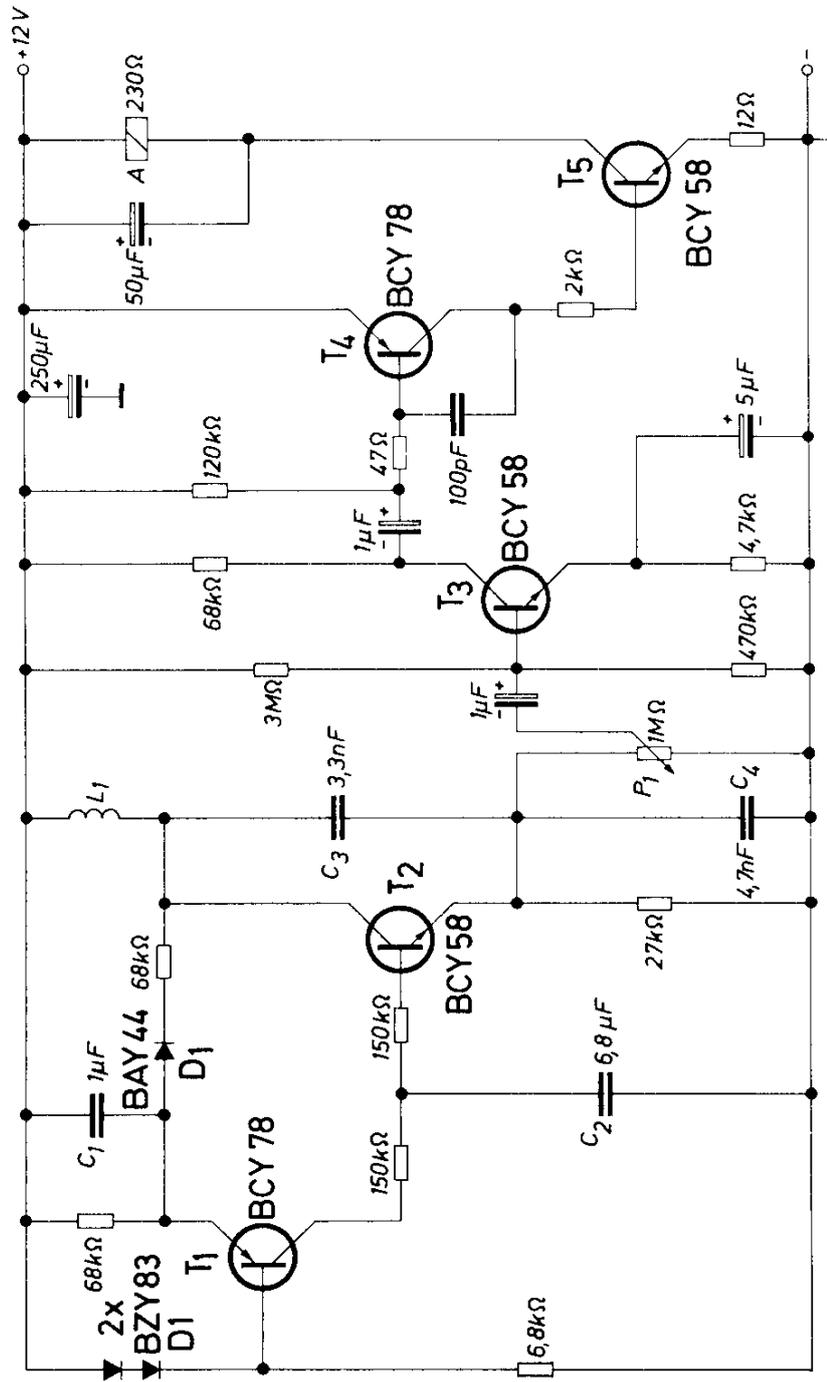


Bild 5.40 Induktive Steuerschaltung

5.25. Differenzverstärker mit TAA 151

Bild 5.41 zeigt die Schaltung des Bausteins TAA 151 als Differenzverstärker. Die hier erzielte Gleichtaktunterdrückung beträgt 25 dB. Grundsätzlich ist ein Wert von 30 dB erreichbar, wobei sich allerdings die Aussteuerfähigkeit verringern würde. Die Verstärkung beträgt 24 dB, sie kann auf 40 dB erhöht werden, wenn der Emitter-Widerstand R_1 mit einem kleinen Kondensator überbrückt wird.

Technische Daten

Betriebsspannung	6 V
Betriebsstrom	9,5 mA
Max. Eingangsspannung	16 mV
Max. Ausgangsspannung	250 mV
Verstärkung	24 dB
Gleichtaktunterdrückung	25 dB
Eingangswiderstand (Frequenz 1 kHz)	2 k Ω
Bandbreite (–3 dB)	10 Hz bis 3 MHz

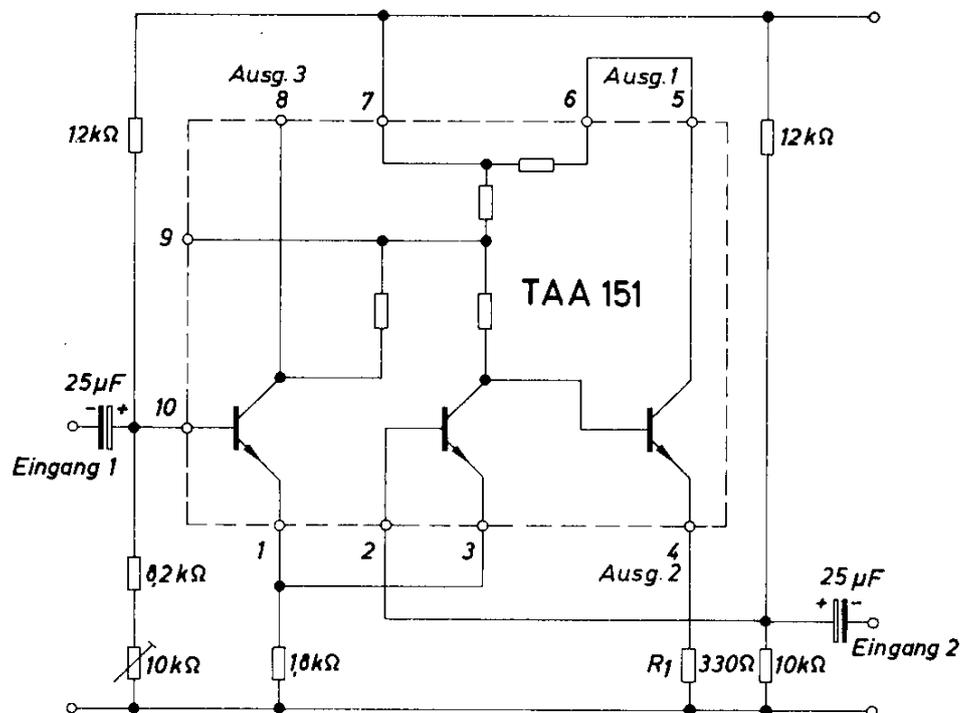


Bild 5.41 Differenzverstärker mit TAA 151

5.26. Lichtgesteuerter Schwellwertschalter mit TAA 151

Der Schwellwertschalter nach Bild 5.42 besteht aus der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 und einem Transistor BSX 45. Die zweite und dritte Stufe der Halbleiterschaltung und der Ausgangs-Transistor arbeiten als Verstärker, während der erste Transistor der Halbleiterschaltung zur Stabilisierung des Ansprechpunktes als Diode geschaltet ist. Zur Versteilerung der Durchlaßcharakteristik dieser Diode werden Basis und Kollektor des Transistors miteinander verbunden. Man erreicht dadurch eine Unabhängigkeit des Ansprechpunktes – selbst von starken Betriebsspannungsschwankungen ($\pm 20\%$). Wegen der thermischen Verkopplungen innerhalb der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 ergibt sich auch eine gewisse Stabilisierung des Ansprechpunktes gegenüber Änderungen der Umgebungstemperatur.

Der Ansprechpunkt des Schwellwertschalters wird mit dem Widerstand R_1 eingestellt. Das Fotoelement BPY 11, hier als Signalgeber verwendet, ist so an den Verstärker anzuschalten, daß das positive Potential der an ihm entstehenden Spannung am Eingang des Transistors liegt.

Die Ausgangsstufe wird an einer Spannung von 15 V betrieben. Über einen Vorwiderstand reduziert man die Betriebsspannung für die Halbleiterschaltung auf einen zulässigen Wert, in diesem Fall 3,5 V. Die Spannungsverstärkung beträgt etwa 60 dB und die Leistungsverstärkung etwa 75 dB.

Diese Schaltung kann für Kontrollfunktionen eingesetzt werden. Wegen des nicht exakt definierten Übergangsbereiches ist sie für die Verwendung als Dämmerungsschalter nicht geeignet.

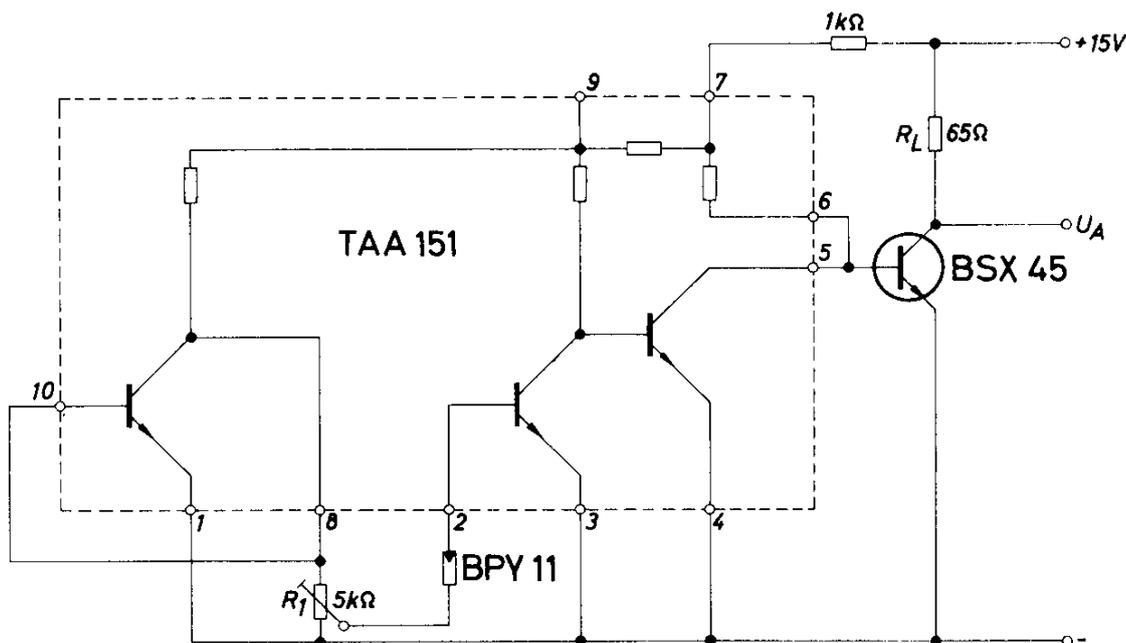


Bild 5.42 Schwellwertschalter

Für diese Anwendung ist jedoch die Schaltung nach Bild 5.43 richtig. Bei der Anwendung als *Dämmerungsschalter* sollten für das Ein- und für das Ausschalten unterschiedliche Ansprechwerte festgelegt werden. Deshalb sind im Beispiel nach Bild 5.43 die Transistoren T_2 und T_3 als Schmitt-Trigger geschaltet. Die Spannungsdifferenz zwischen Ein- und Ausschaltsschwelle, die sogenannte Hysterese, wird von der Größe des gemeinsamen Emitter-Widerstandes R_3 und dem Verhältnis der Kollektor-Widerstände R_4 und R_5 bestimmt. Bei der Halbleiterschaltung TAA 151 haben die letztgenannten Widerstände Werte von $3,5\text{ k}\Omega$ bzw. 330Ω . Für den Widerstand R_3 ergeben sich dabei günstige Werte zwischen 10 und 20Ω . Wegen der Verwendung eines Emitterwiderstandes (R_3) kann in dieser Schaltung die Stabilisierung der Ansprechpunkte gegen Betriebsspannungsschwankungen und Temperaturänderungen mittels einer Diode nicht durchgeführt werden. Man erreicht hier eine Stabilisierung dadurch, daß der Transistor T_1 als veränderliche Last parallel zum Schmitt-Trigger geschaltet wird. Bei einer Änderung der Betriebsspannung in einem Bereich von $\pm 20\%$ ändert sich die Versorgungsspannung für den Schmitt-Trigger nur um etwa $\pm 5\%$.

Das Niveau der Ansprechpunkte wird mit dem Widerstand R_1 eingestellt.

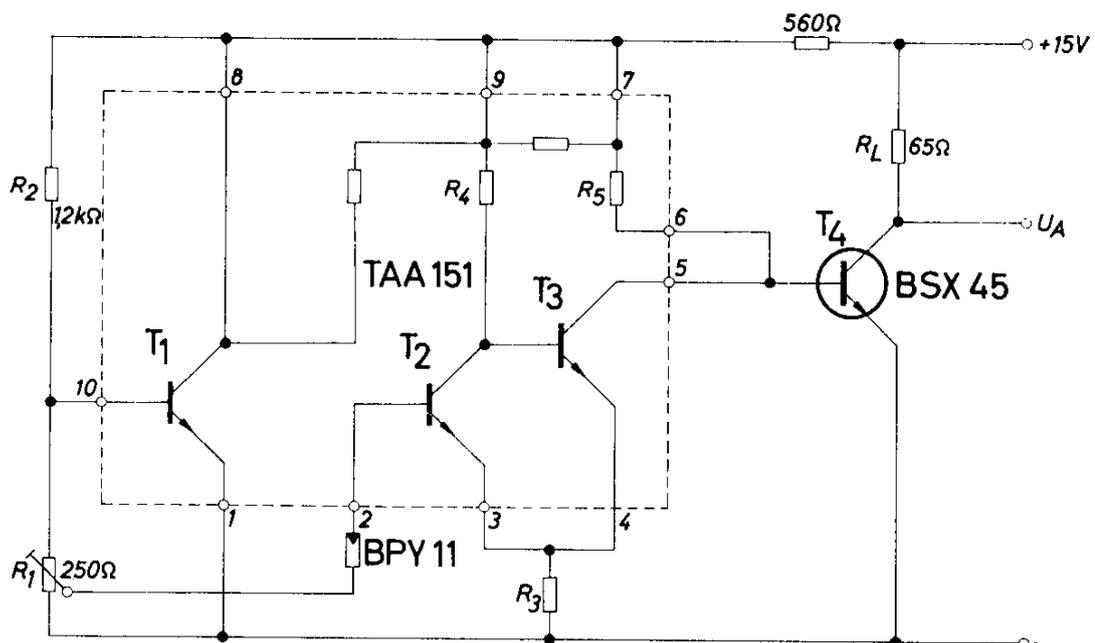


Bild 5.43 Dämmerungsschalter

5.27. Schwellwertschalter mit TAA 151

Mit der integrierten Halbleiterschaltung TAA 151 kann durch wenige außen angeschaltete Bauelemente ein Schwellwertverstärker verwirklicht werden. Eine entsprechende Anordnung zeigt Bild 5.44. Als Signalgeber dient das Fotoelement BPY 11. Bei einer Beleuchtungsstärke von nur 100 lx schaltet der Verstärker direkt ein Relais mit einem Stromverbrauch von maximal 50 mA ein. Bei einer Helligkeit von 50 lx wird das Relais wieder abgeschaltet. Die Betriebsspannung des Schwellwertverstärkers wird mit einer Z-Diode konstant gehalten. Die Stromaufnahme beträgt ohne Relais 25 mA.

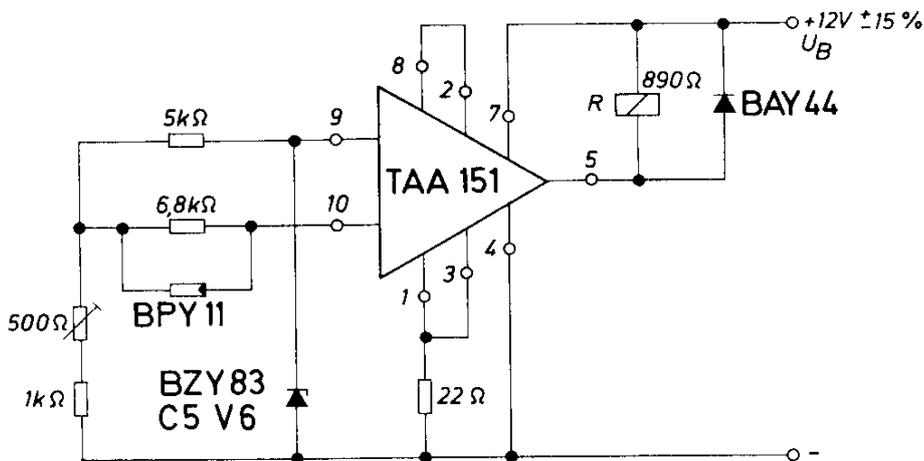


Bild 5.44 Schwellwertschalter mit TAA 151

5.28. Leistungsschalter für induktive Lasten

Beim Abschalten von induktiven Lasten treten am Schalter um so höhere Rückschlagspannungen auf, je kürzer die Abschaltzeit ist. Mit den Transistoren BUY 28 können wegen der hohen Sperrspannung große Induktivitäten in kurzer Zeit abgeschaltet werden. Die Beispiele nach Bild 5.45 und 5.46 zeigen Schaltungen zum Abschalten einer Magnetspule mit einer Induktivität von z. B. 38 mH und einem ohmschen Widerstand von 2,88 Ω , die bei einer Betriebsspannung von 24 V eine Leistung von etwa 200 W aufnimmt.

In dem Beispiel nach Bild 5.45 wird die Rückschlagspannung mit dem Widerstand R_p auf einen zulässigen Wert begrenzt, der mit einem entsprechenden Sicherheitsabstand unter dem für den Transistor BUY 28 zulässigen Wert von $U_{CER} = 420$ V liegt. Die Untersuchungen haben gezeigt, daß wegen der hohen Sperrspannung dieser Transistoren die sonst übliche Diode in Serie zu diesem

Widerstand entfallen kann. Der Widerstand kann nämlich so hoch gewählt werden, daß der zusätzliche Stromverbrauch im geschalteten Zustand unbedeutend ist. Da der Transistor BUY 28 mit einem Ableitwiderstand von $100\ \Omega$ zwischen Basis und Emitter ausreichend gesperrt ist, entfällt auch die häufig verwendete Diode im Emittterkreis. Die mit dieser Schaltung erreichte Abschaltzeit ist $1,5\ \text{ms}$; hierbei ist der Strom durch die Induktivität auf ein Viertel des Anfangswertes abgesunken.

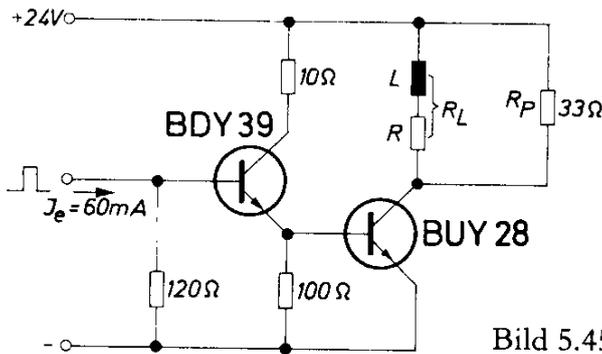


Bild 5.45 Leistungsschalter für induktive Lasten

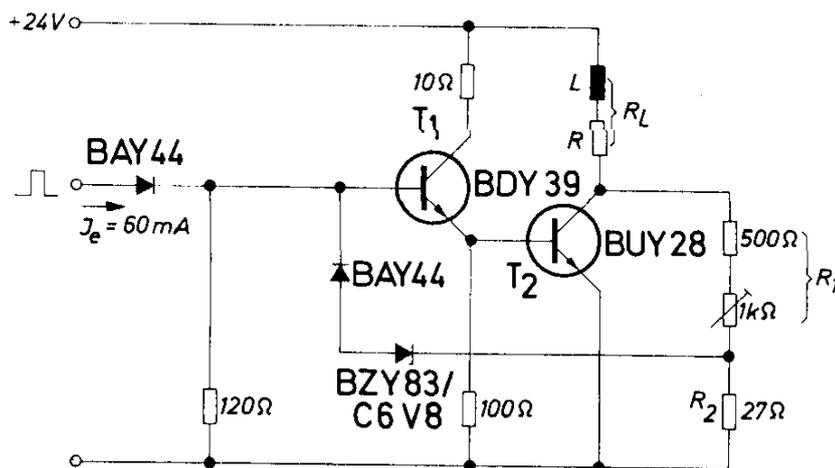


Bild 5.46 Variante des Schalters nach Bild 5.45 mit Begrenzung der Rückschlagspannung durch Z-Diode

Noch kürzere Abfallzeiten kann man erreichen, wenn die Rückschlagspannung am Schalttransistor mit einer Z-Diode begrenzt wird, wie es das Beispiel nach Bild 5.46 zeigt. Eine Kunstschaltung ermöglicht die Verwendung einer Z-Diode mit geringer Verlustleistung. Über den Spannungsteiler R_1/R_2 wird über die Z-Diode ein Teil der Sperrspannung am Schalttransistor dem Treibertransistor zugeführt. Mit dem Potentiometer kann im Spannungsteiler die zulässige Rückschlagspannung exakt eingestellt werden. Da ein direkter Zusam-

menhang zwischen Rückschlagspannung und Abfallzeit besteht folgert dadurch auch die Größe der Abschaltzeit. Sie wurde im Versuchsaufbau mit 0,8 ms gemessen.

5.29. Kontaktloser Impulsverteiler mit Hallgenerator

Mit Hallgeneratoren können prellfrei Steuerimpulse von sich hin- und herbewegenden oder drehenden Teilen abgenommen werden. In der Schaltung nach Bild 5.47 wird der Hallgenerator SBV 566 verwendet; der Typ wurde speziell für kontakt- und berührungslose Signalgabe bzw. zur Stellungsmeldung von Magneten entwickelt. Die wirksame Schicht des Hallgenerators ist auf einem Ferritplättchen aufgebracht, das für die magnetischen Kraftlinien als Antenne wirkt.

Hallgeneratoren geben an den Hallelektroden eine Spannung ab, wenn durch den vorgesehenen Steuerpfad ein entsprechender Steuerstrom fließt und ein Magnetfeld auf den Hallgenerator einwirkt. Die (abgegebene) Hallspannung liegt jedoch auch dann höchstens bei Werten von etwa 0,4 bis 0,5 V, wenn der Hallgenerator in die Nähe eines Ferritmagneten mit der Feldstärke von 1000 G gebracht wird. Da diese Spannung noch unter der Eingangsschwellspannung von Silizium-Transistoren liegt, sind aufwendige Verstärker für die weitere Verarbeitung des Signals erforderlich. Ein weiterer Nachteil beim normalen Einsatz des Hallgenerators ist die für den Steuerstrom zusätzlich erforderliche Stromquelle, die mit der Versorgungsspannung des Verstärkers nicht galvanisch gekoppelt sein darf.

In der Schaltung nach Bild 5.47 ist der Hallgenerator in einer von der üblichen Form abweichenden Art verwendet. Die Steuerspannung für den nachfolgenden Verstärker wird nicht zwischen den beiden Hallelektroden abgenommen, sondern zwischen einer Hallelektrode und einer Steuerelektrode.

Wenn man kein Magnetfeld auf den Hallgenerator einwirken läßt, tritt zwischen diesen beiden Elektroden ein Teil des Spannungsabfalles im Steuerpfad auf. Im Falle des Einwirkens eines Magnetfeldes erhöht sich diese Vorspannung um den Wert der Hallspannung und reicht dann aus, Silizium-Transistoren durchzusteuern.

Mehrere Vorteile bietet diese Schaltungsart:

Es kann *eine* Spannungsquelle für Steuerstrom und Verstärker verwendet werden; auch können mehrere Hallgeneratoren parallelgeschaltet werden.

Wenn zwischen einer Steuerelektrode und einer der beiden Hallelektroden jeweils ein Verstärker angeschlossen wird, so ist die Polarität des vorbeigeführten

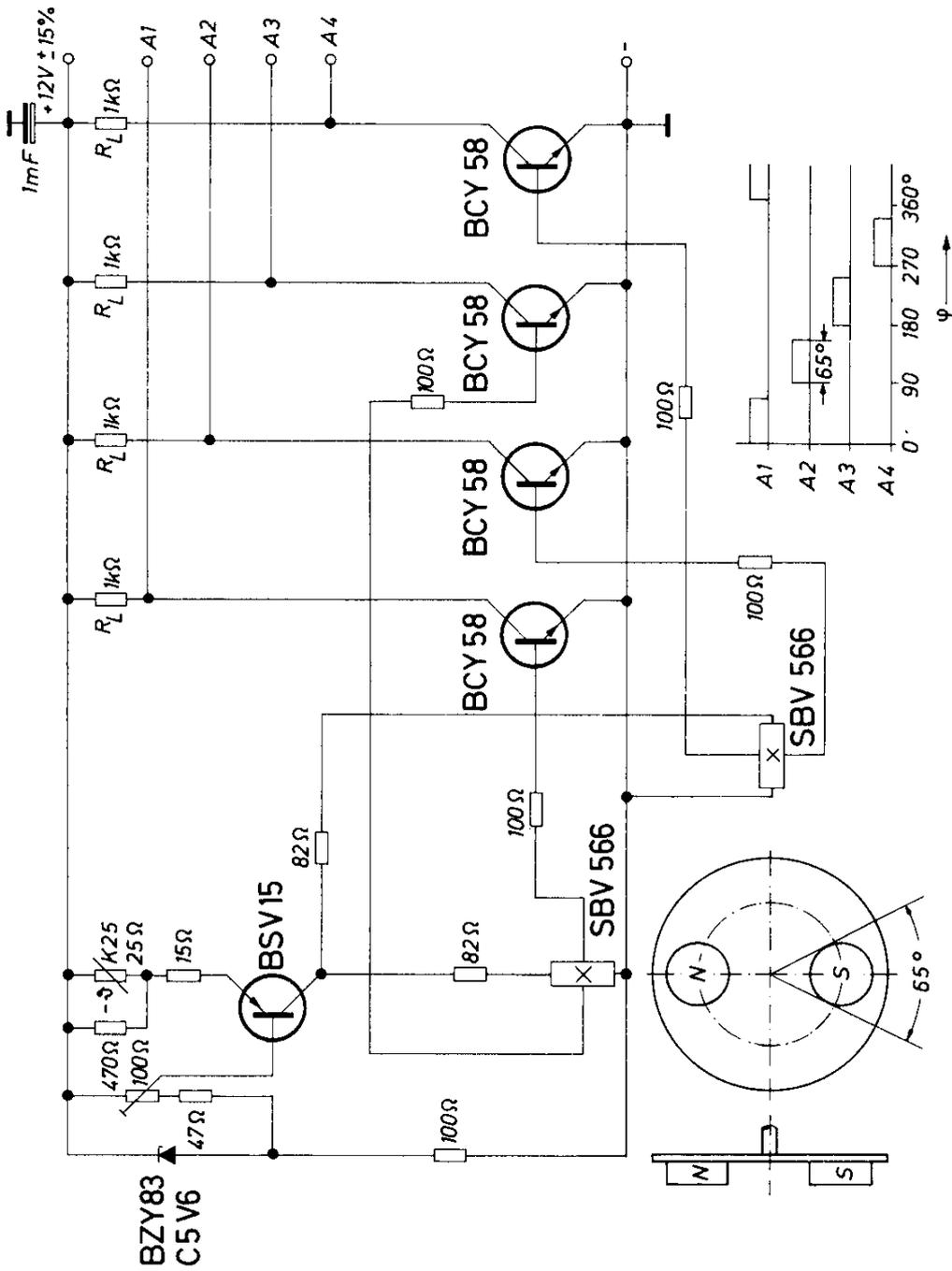


Bild 5.47 Kontaktloser Impulsverteiler mit Hallgenerator

Magneten festgestellt. Abhängig von der Polarität dieses Magneten tritt die Spannungserhöhung jeweils an einer der beiden Hallelektroden auf, wodurch immer nur einer der Verstärker durchgesteuert wird.

Eine Steueranordnung in dieser Form ist besonders störsicher, da der hier verwendete Steuerausgang des Hallgenerators einen niedrigen Widerstand aufweist.

Wie alle aufgedampften Hallgeneratoren zeigt auch der SBV 566 eine relativ starke Temperaturabhängigkeit von Hallspannung und Innenwiderstand. In der Schaltung nach Bild 5.47 wird diese Abhängigkeit so kompensiert: Der Steuerstrom des Hallgenerators wird wiederum durch einen Transistor gesteuert, in dessen Emitter eine Widerstandskombination mit einem Heißeiter liegt. Deren Widerstandsänderung mit der Temperatur ist proportional der erforderlichen Änderung des Steuerstromes, mit der die Temperaturabhängigkeit der Hallspannung kompensiert werden kann.

Man erreicht durch diese Anordnung, daß in einem Temperaturbereich von -10 bis $+50^{\circ}\text{C}$ die abgegebene Signalspannung immer größer ist als die Eingangsschwellspannung der nachfolgenden Verstärkerstufe. Die Unabhängigkeit des Steuerstromes von Änderungen der Betriebsspannung erreicht man durch Einführen einer Z-Diode im Basiskreis dieses Regeltransistors.

Wie aus Bild 5.47 ersichtlich ist, sind beim vorliegenden Anwendungsbeispiel auf einer rotierenden Scheibe diagonal zwei Magnete angeordnet, wobei einmal der Nordpol und einmal der Südpol zum Hallgenerator zeigt; auch diese sind um 90° versetzt an der Scheibe angebracht. Die vier Transistoren werden mit den Steuer- bzw. Hallelektroden der Hallgeneratoren so verbunden, daß sie bei drehender Scheibe in der im Schaltbild gezeichneten Reihenfolge nacheinander durchschalten. Man erhält also je Umdrehung der Scheibe vier Ausgangsimpulse. Der Abstand zwischen Magneten und Hallgeneratoren soll 1 bis 2 mm betragen. In die Basisleitung der Transistoren ist ein Schutzwiderstand von $100\ \Omega$ eingefügt.

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V ($\pm 15\%$)
Steuerstrom je Hallgenerator	10 bis 50 mA (geregelt)
Max. Laststrom pro Ausgang (einschl. Strom durch Lastwiderstand R_L)	20 mA
Breite der Ausgangsimpulse	65°
Impulsabstand an den Ausgängen	90°
Max. Drehzahl der Steuerscheibe	3000 U/min

(Fortsetzung von S. 171)

Anstiegszeit der Impulse bei

max. Drehzahl 300 μs

Feldstärke der Dauermagnete 1000 G

Umgebungstemperatur -10 bis $+50$ $^{\circ}\text{C}$

5.30. Magnetempfindlicher Schaltverstärker mit Hallgenerator

Zum Unterschied von der im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Schaltung wird in der in Bild 5.48 gezeigten Anordnung die erforderliche Temperaturkompensation durch eine Ausnutzung der Temperaturabhängigkeit des Hallgenerators selbst durchgeführt.

Man geht dabei von der Überlegung aus, daß die Hallspannung bei Temperaturerhöhung kleiner wird, gleichzeitig aber auch der Innenwiderstand des Steuerpfades um denselben Prozentsatz sinkt. Wenn man also den Steuerstrom mit ausreichend geringem Widerstand zuführt, also eine Steuerspannung einprägt, so wird der Steuerstrom bei Temperaturerhöhung so stark ansteigen, daß sich die Abhängigkeit der Hallspannung kompensiert.

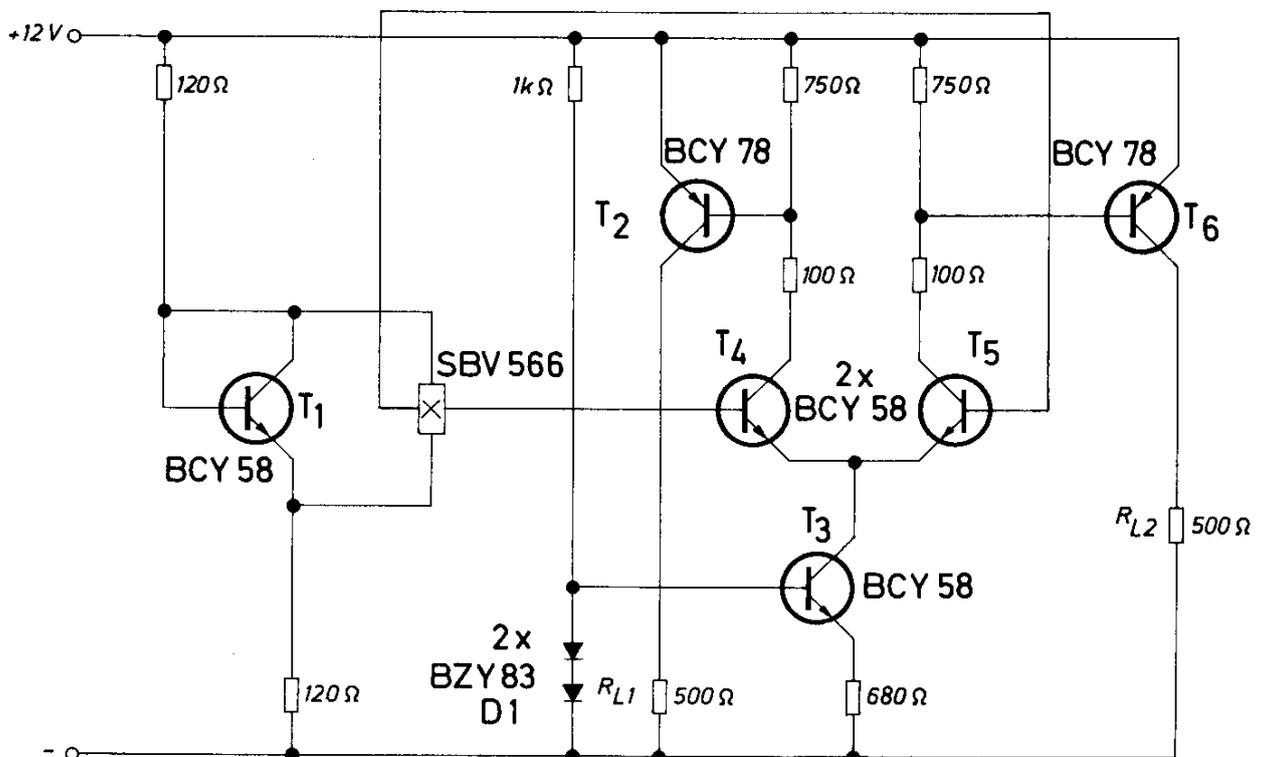


Bild 5.48 Magnetempfindlicher Schaltverstärker mit Hallgenerator

Diese Steuerspannung muß unter 1 V liegen. Da für diese Spannung keine Z-Dioden zur Verfügung stehen, muß für deren Konstanthaltung die Durchlaßspannung einer Silizium-Diode herangezogen werden.

In der Schaltung nach Bild 5.48 wird für die Spannungsregelung ein Transistor verwendet, dessen Basis-Emitter-Diode die für die Spannungsstabilisierung erforderliche Vergleichsspannung liefert.

Wie bei dem Beispiel im Kapitel 5.29. wird das Signal wieder zwischen jeweils einer Hallelektrode und einem Steueranschluß abgenommen. Jedes der beiden Steuersignale gelangt jeweils an einen Eingang des Differenzverstärkers mit den Transistoren T_4 und T_5 . Mit dem Transistor T_3 wird der gemeinsame Emitterstrom der beiden Transistoren konstant gehalten wodurch man eine Unempfindlichkeit des Differenzverstärkers gegen Änderungen der Betriebsspannung erreicht.

Bei Verwendung eines Ferrit-Dauermagneten von der Größe $6 \times 6 \times 4 \text{ mm}^3$ erreicht man eine Steuerspannung von etwa 400 mV an der einen Hallelektrode, während sie an der anderen Hallelektrode auf etwa 100 mV sinkt. Der Abstand zwischen Magnet und Hallgenerator beträgt dabei etwa 1 mm.

An beide Zweige des Differenzverstärkers sind je eine Ausgangsstufe angeschlossen. Abhängig von der Polarität des am Hallgenerator vorbeigeführten Magneten wird der Transistor T_2 oder der Transistor T_6 durchgeschaltet.

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Steuerspannung am Hallgenerator	etwa 0,8 V
Größe des Steuermagneten	$6 \times 6 \times 4 \text{ mm}^3$
Flußdichte an der Oberfläche des Magneten	etwa 1000 G
Abstand zwischen Magnet und Hallgenerator	etwa 1 mm
Umgebungstemperatur	-20 bis +60 °C

6. Geregelte Netzgeräte

Für den Betrieb von transistorbestückten Geräten aus dem öffentlichen Energieversorgungsnetz sind normalerweise Netzgeräte für niedrige Ausgangsspannungen notwendig. In vielen Fällen soll diese Ausgangsspannung konstant sein.

Die einfachste Schaltungsart für ein solches Netzgerät stellt die Serienregelung mit einem Transistor dar. Kurzschlußfestigkeit erreicht man bei dieser Schaltungsart jedoch nur durch besondere Maßnahmen. Sie ergibt sich, wenn der Transistor als Parallelregler, d. h. als veränderlicher Widerstand zur Last geschaltet wird. Die Last hat jedoch den Nachteil, daß auch bei geringer Last vom Netzgerät stets die volle Leistung aufgenommen wird.

Netzgeräte mit besserem Wirkungsgrad erhält man z. B. bei Verwendung einer Zweipunktregelung.

Hierfür wird weiter unten ein Beispiel angegeben, bei dem von einer Eingangsgleichspannung ausgegangen wird.

Es ist aber auch möglich, unmittelbar von der Netzspannung eine Kondensatorladung mit Impulsen so durchzuführen, daß die gewünschte Ausgangsspannung erreicht wird, und zwar mit Hilfe einer Phasenanschnittsteuerung durch Transistoren oder Thyristoren. Kurze Ladestromstöße laden den Kondensator dann, wenn der Augenblickswert der Sinuswechselspannung am Eingang gleich oder etwas größer als die Spannung an diesem Kondensator ist. Eine weitere Variante benutzt die Umladung eines Kondensators im Rhythmus der Netzfrequenz. Vorteilhaft dabei ist der große Stromflußwinkel am Ladekondensator.

Ein wichtiges Problem stellt der Schutz von Transistoren vor Überlastung dar. Schmelzsicherungen sind normalerweise nicht flink genug, um eine Zerstörung der Transistoren bei starker Überlastung zuverlässig zu vermeiden. Man verwendet deshalb sehr oft elektronische Sicherungen.

In Kapitel 6.12. wird eine solche Sicherung für einen Strom von 20 A beschrieben.

Besonders aufschlußreich sind die bipolaren Überstromsicherungen in den Kapiteln 6.13. und 4.14. für 60 V und 220 V.

6.1. Spannungskonstantgerät 22 V, 150 mA

Ein Spannungskonstantgerät mit einfacher Serienregelung zeigt Bild 6.1. Die Ausgangsspannung entspricht etwa der Zenerspannung der verwendeten Z-Diode.

Technische Daten

Betriebsspannung	$220 \pm 10\%$ V, 50 Hz
Ausgangsspannung	22 V
Laststrom	150 mA
Brummspannung	< 2 mV
Max. Umgebungstemperatur	45 °C
Wärmewiderstand des Kühlblechs für AD 162	15 grd/W
Transformator Tr: EI 48/16 Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet.	
$n_1 = 3400$ Wdg 0,1 CuL Wicklungsisolations	$n_2 = 600$ Wdg 0,25 CuL

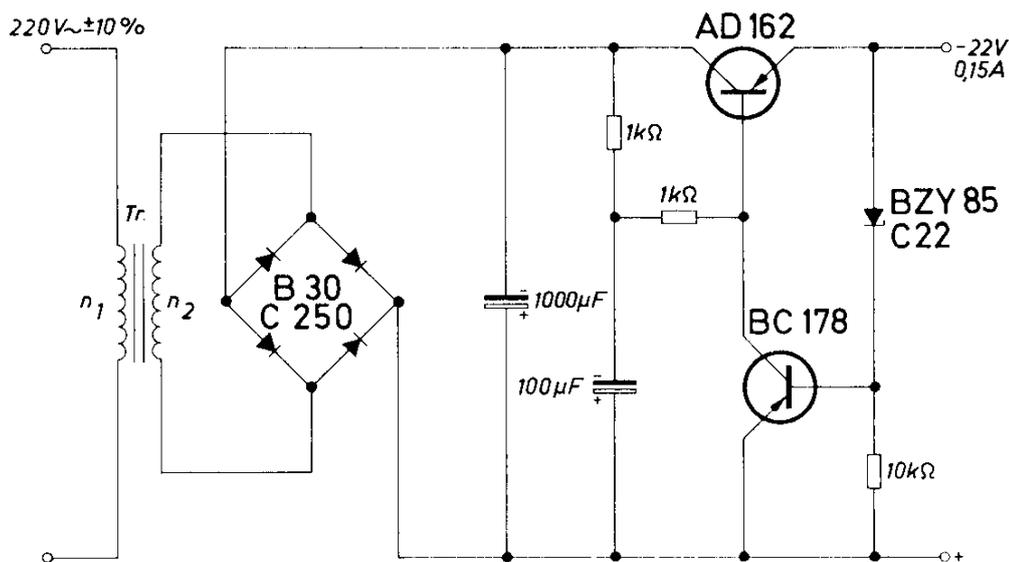


Bild 6.1 Spannungskonstantgerät 22 V, 150 mA

6.2. Netzgerät mit Spannungs- und Stromregelung

Der Schaltungsteil für die Spannungsregelung arbeitet in der Schaltung nach Bild 6.2 in gleicher Weise wie im vorher beschriebenen Beispiel. Es ist lediglich eine weitere Vorverstärkerstufe vorhanden. Zusätzlich wurde noch eine Stromregelschaltung angefügt, die dann wirksam wird, wenn der Laststrom einen

mit dem Potentiometer P_1 einstellbaren Grenzwert überschreitet. Der Spannungsabfall an diesem Potentiometer steuert über einen Verstärker den Längstristor BD 109 derart, daß der Stromanstieg begrenzt wird.

Parallel zum Ausgang liegt ein Kaltleiter; dieser verhindert ein Ansteigen der Ausgangsspannung bei sehr kleinen Lastströmen. Ohne eine solche Grundlast würden die Transistorsperrströme eine zu hohe Ausgangsspannung im Leerlauf oder bei sehr kleiner Last verursachen. Bei Ansteigen der Ausgangsspannung wird der Widerstand des Kaltleiters durch die steigende Eigenerwärmung größer, weshalb über den ganzen einstellbaren Spannungsbereich von 1,5 bis 12 V die Leistungsaufnahme der Grundlast etwa konstant bleibt.

Technische Daten

Betriebsspannung	17 V
Betriebsstrom	34 bis 340 mA
Einstellbare Ausgangsspannung	1,5 bis 12 V
Einstellbarer Ausgangsstrom	16 bis 300 mA
Wärmewiderstand für das Kühlblech des Transistors BD 109	15 grad/W

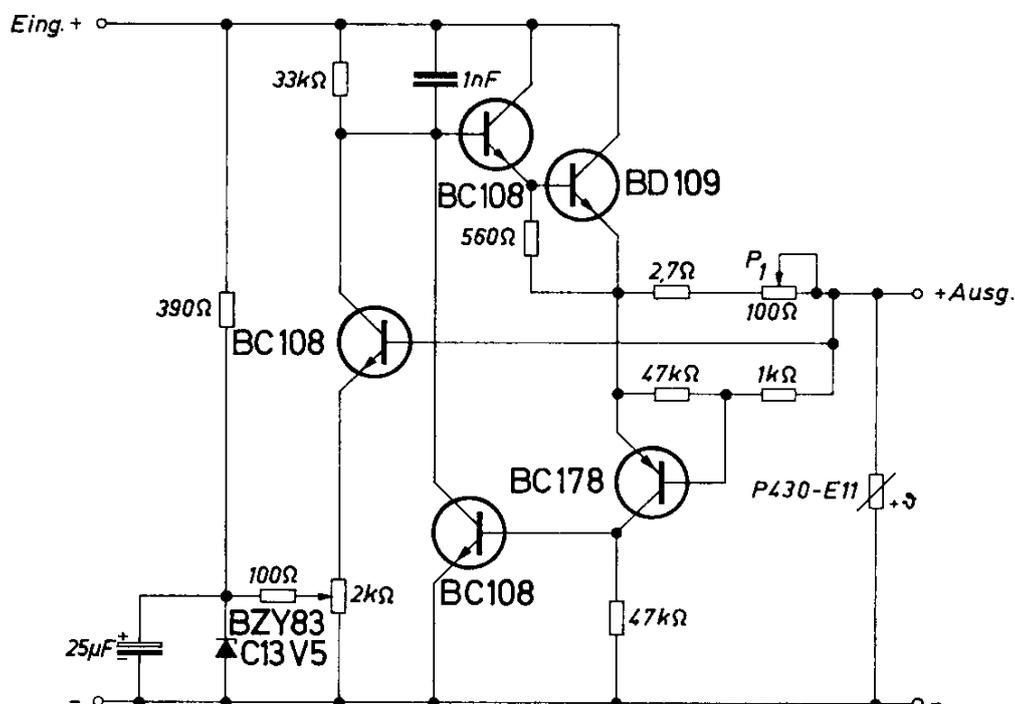


Bild 6.2 Netzgerät mit Spannungs- und Stromregelung

6.3. Spannungskonstantgerät 0 bis 3 V, 1 A

Die Schaltung eines Netzgerätes für den Betrieb an den Netzspannungen 220 V, 50 Hz und 115 V, 60 Hz zeigt Bild 6.3. Die Ausgangsspannung ist regelbar zwischen 0 und 3 V. Der zulässige Laststrom ist 1 A. Das Netzgerät besteht aus einem Differenzverstärker, der die eigentliche Regelschaltung steuert, und einem Schaltungsteil zur Gewinnung der Vergleichsspannung. Die Versorgungsspannungen für alle drei Teile der Schaltung werden aus einem Netzübertrager gewonnen. Da es für Spannungen um 3 V keine Z-Diode gibt, wird die Versorgungsspannung für die die Vergleichsspannung liefernde Z-Diode durch Spannungsverdopplung gewonnen. Man spart dadurch eine zusätzliche Wicklung am Netzübertrager. Am Differenzverstärker mit den Transistoren BCY 58 wird die Ausgangsspannung mit der über einen Spannungsteiler von der Z-Diode gewonnenen Spannung verglichen. Diese Schaltungsform erlaubt eine exakte Einstellung der Ausgangsspannung 0. Die Summe der Ströme durch den Differenzverstärker wird durch einen zusätzlichen Transistor konstantgehalten.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz oder 115 V, 60 Hz
Einstellbare Ausgangsspannung	0 bis 3 V
Maximaler Laststrom	1 A
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für den Längstransistor BDY 12	< 15 grd/W

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

$$n_1 = n'_1 = 55 \text{ Wdg } 0,8 \text{ CuL} \quad n_2 = 1100 \text{ Wdg } 0,16 \text{ CuL}$$

$$n_3 \quad 1100 \text{ Wdg } 0,14 \text{ CuL}$$

6.4. Lichtgesteuertes Ladegerät

In dem Ladegerät nach Bild 6.4 wird der konstante Ladestrom für eine Batterie in Abhängigkeit von der Beleuchtung in zwei Stufen umgeschaltet. Wird der Fotowiderstand RPY 61 mit einer Lichtstärke von weniger als 2000 lx beleuchtet, so beträgt der Ladestrom 1,8 A, bei einer Beleuchtung mit mehr als 10000 lx 0,2 A.

Solange die Lichtstärke unter 2000 lx liegt, hat der Fotowiderstand einen relativ hohen Wert, wodurch der Transistor T_1 durchgeschaltet ist. Durch die Verbindung vom Kollektor dieses Transistors zur Basis des Transistors T_5 ist dieser dann gesperrt. Der Transistor T_2 ist in diesem Schaltungszustand durch-

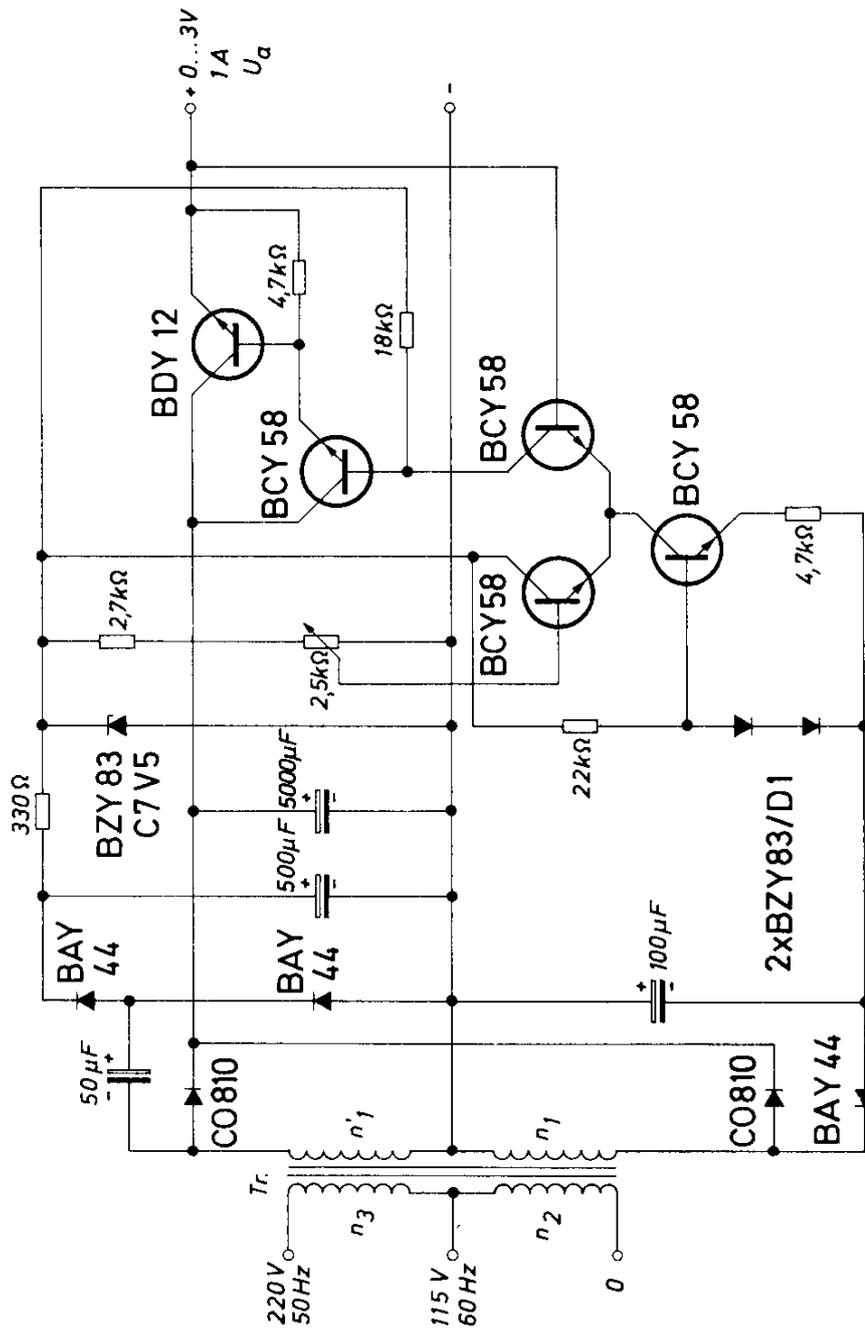


Bild 6.3 Spannungskonstantgerät 0 bis 3V, 1A

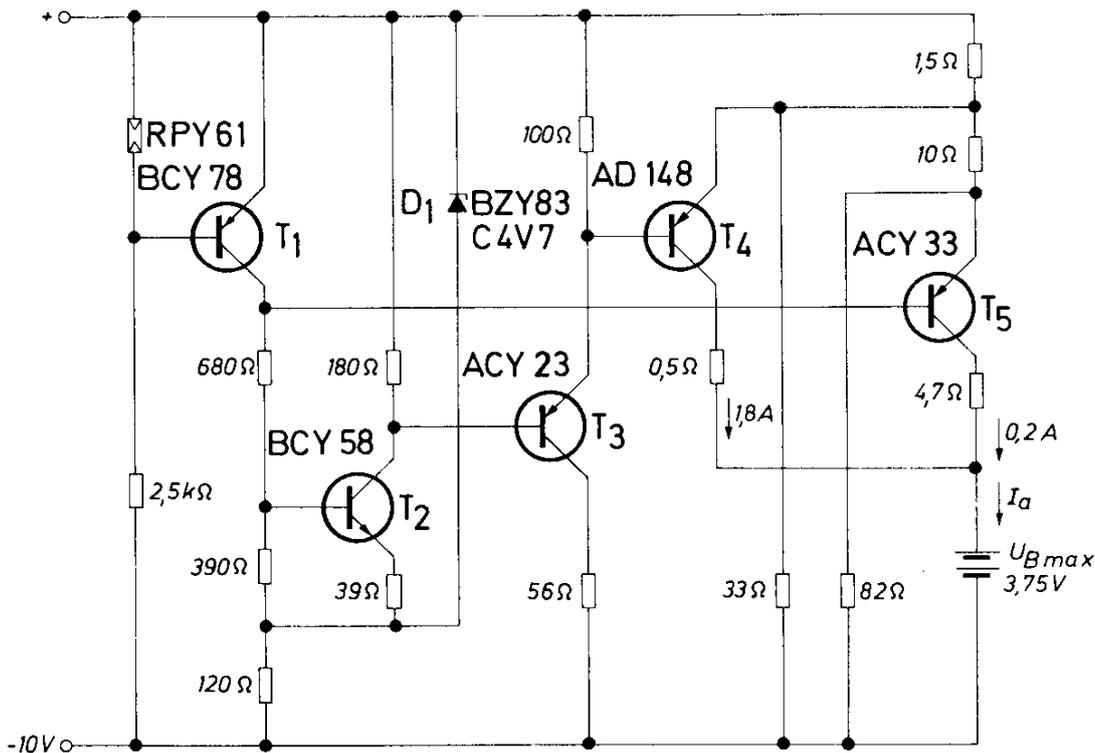


Bild 6.4 Lichtgesteuertes Ladegerät

geschaltet, ebenso der Transistor T_3 . Die deshalb an der Basis des Transistors T_4 liegende negative Spannung öffnet auch diesen Transistor. Es fließt ein Ladestrom von 1,8 A.

Steigt die Lichtstärke über 10000 lx, so sinkt der Wert des Fotowiderstandes RPY 61 so stark, daß der Transistor T_1 gesperrt wird. Die vier anderen Transistoren schalten ebenfalls um, und es fließt deshalb jetzt der Ladestrom über den Transistor T_5 . Wegen der größeren Widerstände in diesem Stromkreis sinkt der Ladestrom auf 0,2 A ab. Die Z-Diode D_1 stabilisiert die Ansteuerung der beiden Endstufen-Transistoren T_4 und T_5 bei Änderungen der Betriebsspannung. Bei einer Änderung der Eingangsspannung um $\pm 10\%$ ändert sich der Ladestrom bei 1,8 A um $\pm 3\%$ und bei 0,2 A um $\pm 1\%$.

Diese Z-Diode und die Transistoren T_3 , T_4 und T_5 müssen auf einem Kühlblech montiert werden.

Technische Daten

Beleuchtungsstärke am		
Fotowiderstand	$\leq 2000 \text{ lx}$	$\geq 10000 \text{ lx}$
Betriebsspannung		$10 \text{ V} \pm 10 \%$
Ausgangsspannung		3,75 V
Ladestrom	1,8	0,2 A

(Fortsetzung von S. 179)

Ladestromänderung bei Änderung der Betriebsspannung um $\pm 10\%$	± 3	$\pm 1\%$
Umgebungstemperatur		15 bis $35\text{ }^{\circ}\text{C}$
Änderungen des Ladestromes im Temperaturbereich von 15 bis $35\text{ }^{\circ}\text{C}$, bezogen auf $25\text{ }^{\circ}\text{C}$	1	2,5 %
Wärmewiderstand des Kühlbleches		$\leq 3,5\text{ grad/W}$

6.5. Spannungskonstantgerät 30 V, 0,5 A

Die Schaltung eines Spannungskonstantgeräts für die bei Transistorschaltungen sehr gebräuchliche Betriebsspannung von 30 V zeigt Bild 6.5. Das Gerät ist nicht kurzschlußfest.

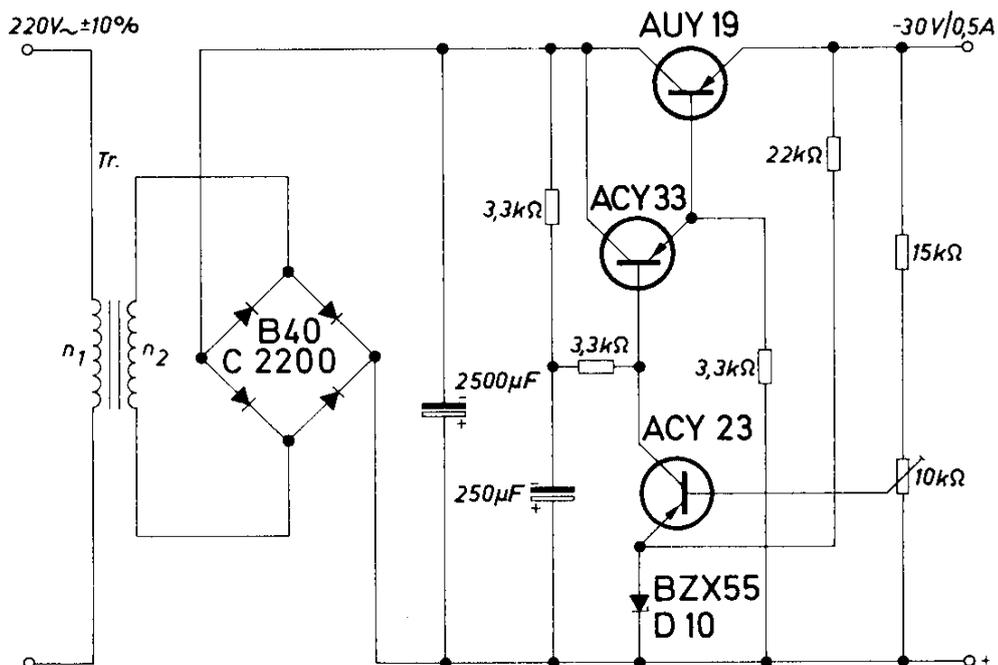


Bild 6.5 Spannungskonstantgerät 30 V, 0,5 A

Technische Daten

Betriebsspannung	$220 \pm 10\%$ V, 50 Hz
konstante Ausgangsspannung	30 V
Max. Laststrom	0,5 A
Brummspannung	< 2 mV

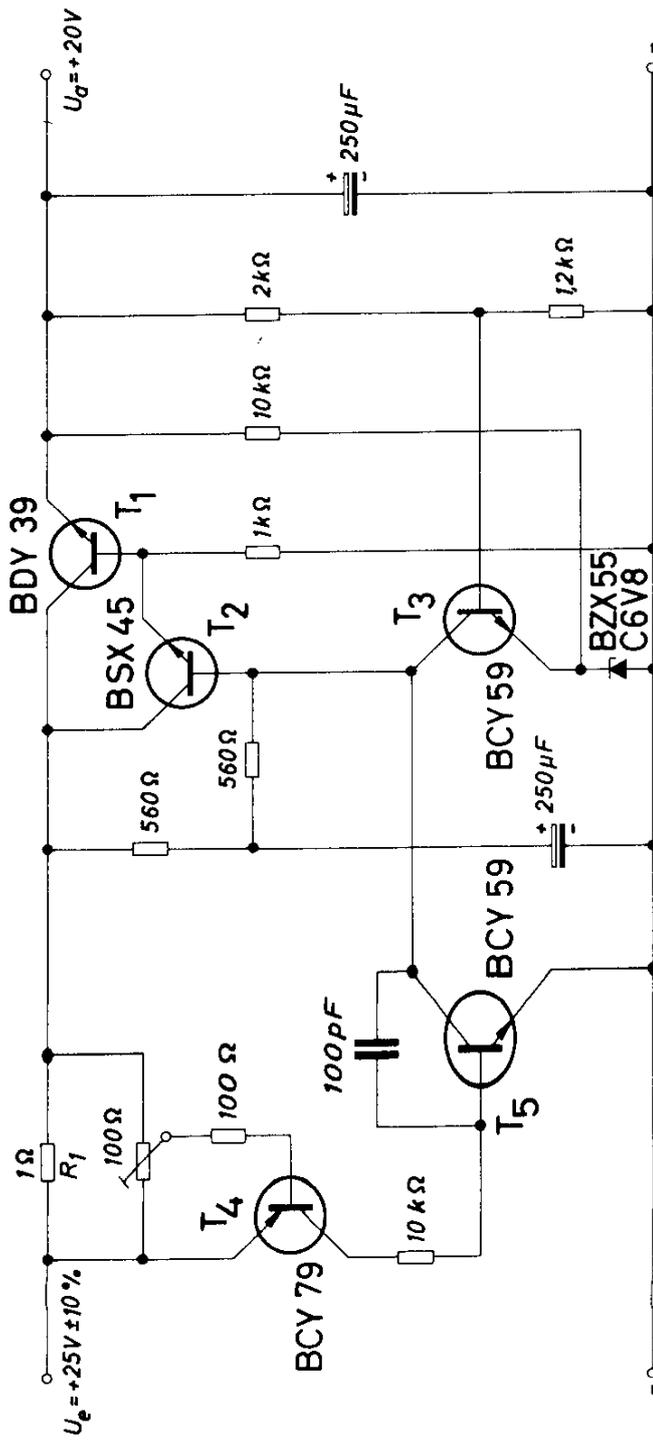


Bild 6.6 Spannungskonstantgerät für 20 V, 1 A

(Fortsetzung von S. 180)

Max. Umgebungstemperatur $45\text{ }^{\circ}\text{C}$

Wärmewiderstand des Kühlblechs

für den Transistor AUY 19 5 grad/W

Transformator Tr.: EI66/22, Dyn.Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet.

$n_1 = 1820\text{ Wdg, } 0,2\text{ CuL}$

Wicklungsisolations

$n_2 = 300\text{ Wdg, } 0,55\text{ CuL}$

6.6. Spannungskonstantgeräte 20 V, 1 A

Für einen Laststrom bis zu 1 A sind die nachstehend beschriebenen Spannungskonstantgeräte geeignet. Sie arbeiten durchwegs bei Umgebungstemperaturen von $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$ und können deshalb auch im Freien betrieben werden.

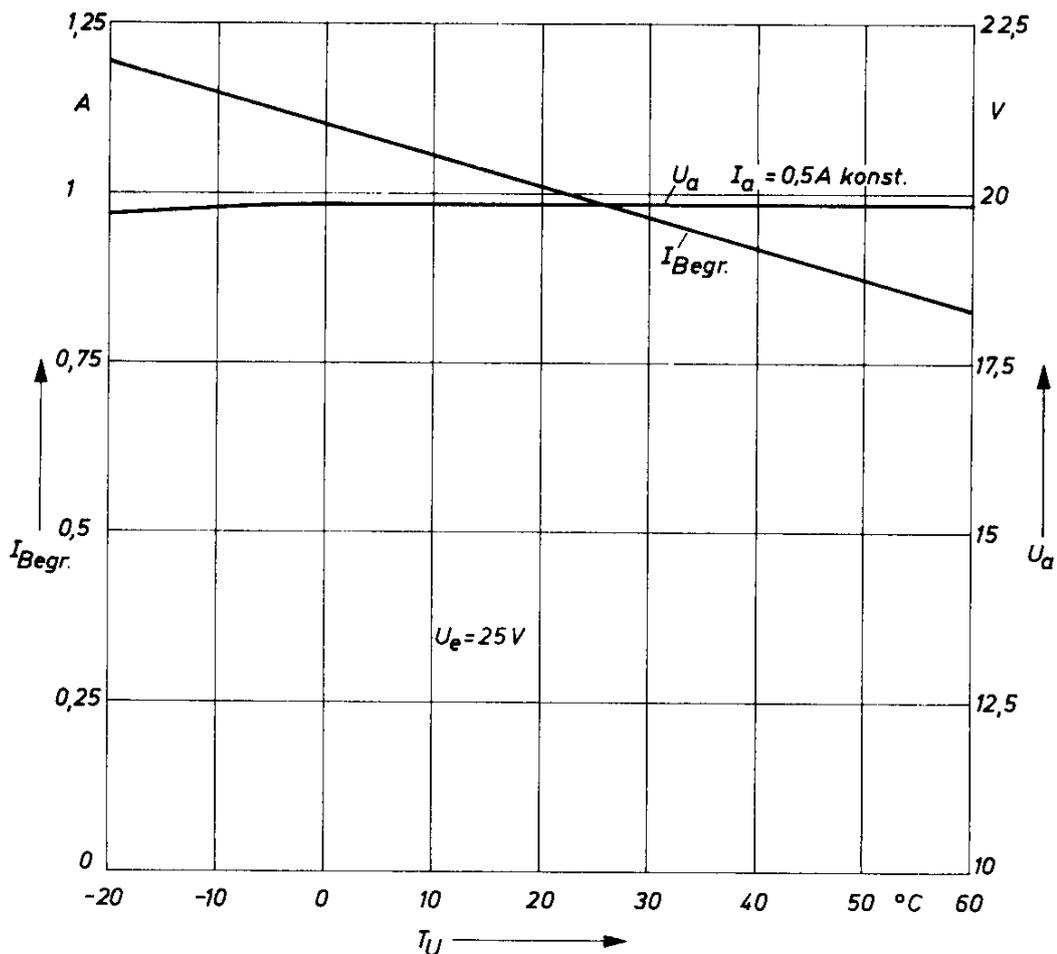


Bild 6.7 Temperaturabhängigkeit von Ausgangsspannung und maximalem Laststrom für Schaltung nach Bild 6.6

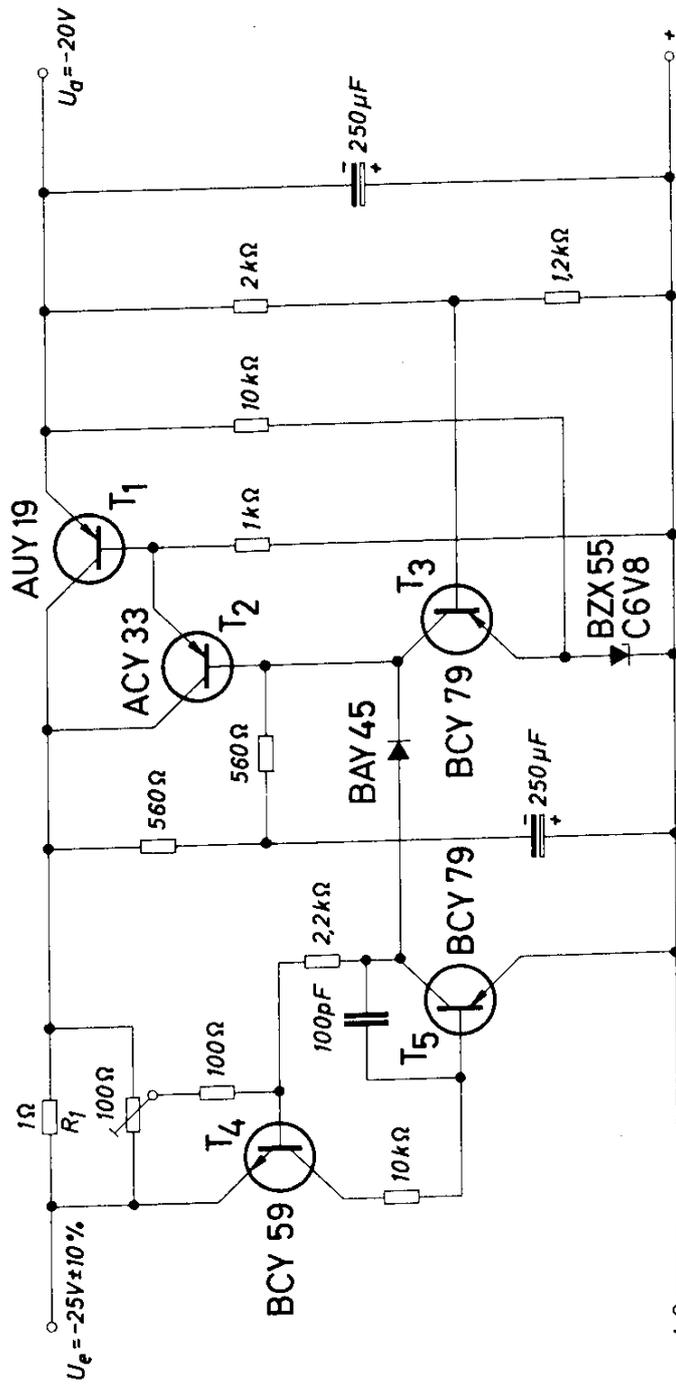


Bild 6.8. Variante der Schaltung nach Bild 6.6 mit PNP-Transistor für die Endstufe

Die Schaltung nach Bild 6.6 enthält neben der Anordnung für die Spannungskonstanthaltung auch noch eine Strombegrenzung. Bei Überschreiten eines bestimmten Spannungsabfalls am Widerstand R_1 tritt der Stromregler mit den Transistoren T_4 und T_5 in Aktion und sperrt über den Transistor T_2 den Längstransistor T_1 . Bild 6.7 zeigt die Temperaturabhängigkeit von Ausgangsspannung und maximalem Laststrom, bei dem die Begrenzung erfolgt.

Die Schaltung nach Bild 6.8 ist ganz ähnlich der im Bild 6.6 gezeigten aufgebaut; es wird jedoch hier für die Endstufe ein PNP-Transistor verwendet, weshalb ein preiswerter Germanium-Legierungs-Transistor eingesetzt werden kann. Der Stromregler mit den Transistoren T_4 und T_5 ist hier als Kippstufe ausgeführt. Steigt bei größer werdendem Laststrom der Spannungsabfall am Widerstand R_1 so stark an, daß die Schwellspannung der Kippstufe überschritten wird, so kippt die Schaltung, wodurch die Transistoren T_2 und T_1 gesperrt werden. Das Gerät ist nach dem Ausschalten und erneuten Einschalten wieder betriebsbereit. Die Temperaturabhängigkeit des Ausgangsstromes, bei dem die Abschaltung eintritt, entspricht der für die Schaltung nach Bild 6.6 im Bild 6.7 gezeigten.

Eine Schaltung mit besonders geringem Aufwand zeigt Bild 6.9. Die Stromabschaltung arbeitet hier etwas ungenauer als bei den vorher beschriebenen Schaltungen, ist jedoch ausreichend für einen Schutz des Serientransistors BDY 39 vor Überlastung. Das Konstantgerät hat eine Kippcharakteristik. Mit dem Gegenkopplungswiderstand R_1 im Emitter des Transistors T_3 wird ein bestimmter Kollektorstrom dieses Transistors eingestellt. Über die festliegende

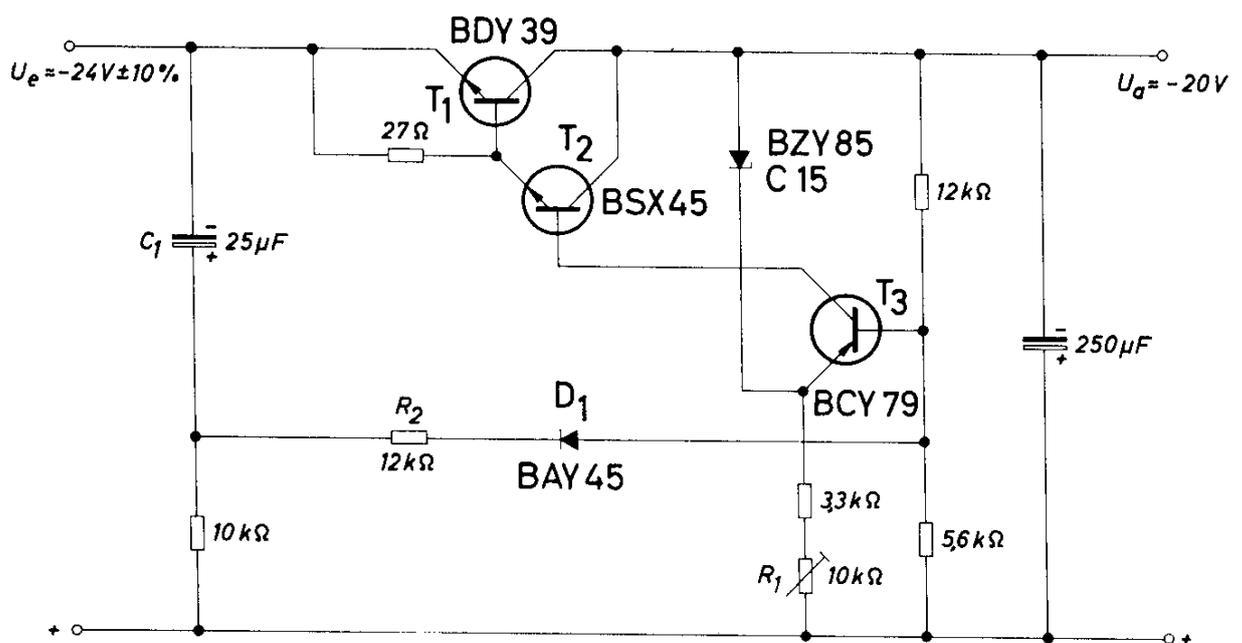


Bild 6.9 Variante mit besonders geringem Aufwand

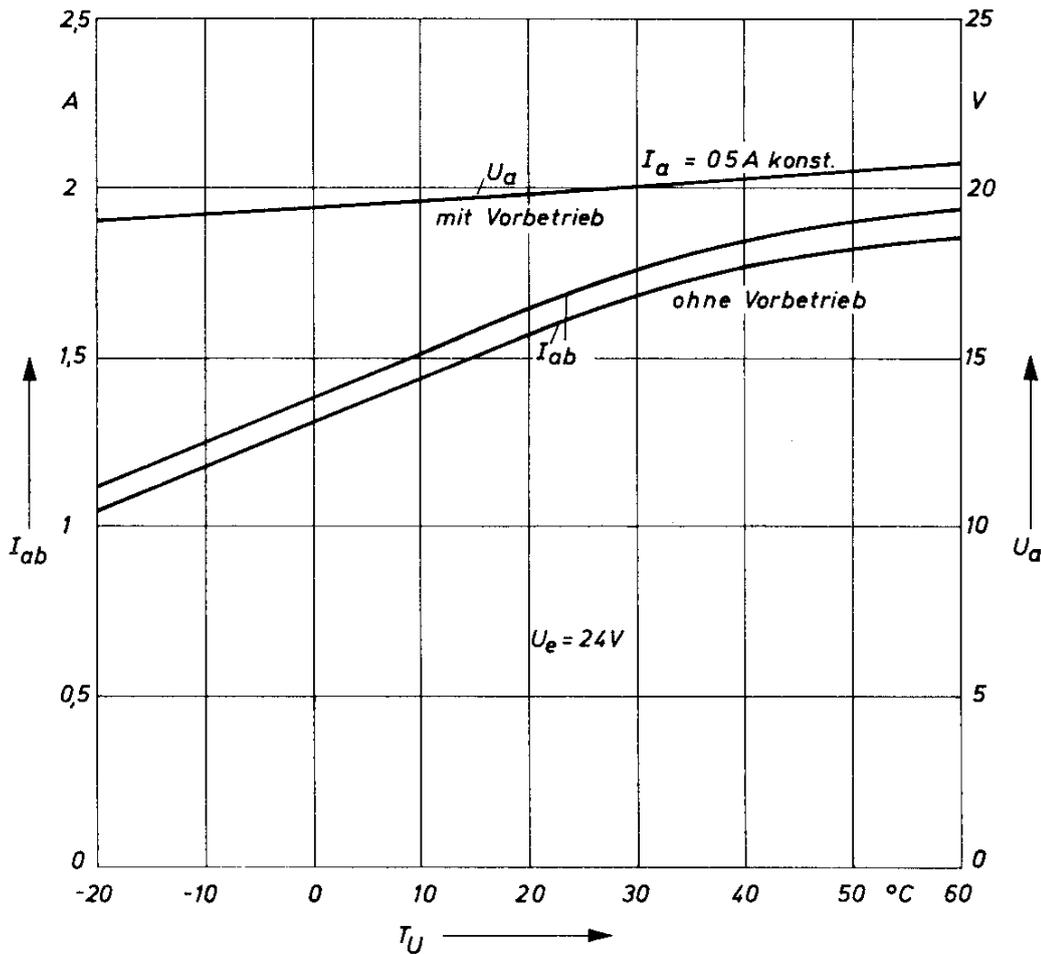


Bild 6.10 Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung und des Abschaltstroms für Schaltung nach Bild 6.9

Verstärkung der Transistoren T_2 und T_1 ist damit ein maximal möglicher Wert des Laststromes durch den Längstransistor T_1 begrenzt. Eine Überlastung des Netzgerätes führt deshalb durch die Begrenzung des Laststromes zu einem Absinken der Ausgangsspannung bei gleichzeitiger Vergrößerung des Spannungsabfalls am Transistor T_1 . Durch das Absinken der Ausgangsspannung nimmt der Kollektorstrom durch den Transistor T_3 ab, wodurch der Transistor T_1 weiter gesperrt wird. Es ergibt sich daraus eine Kippcharakteristik, die eine vollständige Sperrung des Längstransistors verursacht. Durch Ausschalten und erneutes Einschalten wird das Gerät wieder betriebsbereit. Die Schaltung benötigt eine Einschalthilfe. Beim Einschalten wird der Ladestromstoß für den Kondensator C_1 über den Widerstand R_2 und die Diode D_1 der Basis des Transistors T_3 zugeführt, womit der Transistor T_3 durchgeschaltet wird. Bild 6.10 zeigt die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung und des Abschaltstromes. Da der Abschaltstrom von der Temperaturabhängigkeit

der Stromverstärkung der Transistoren T_1 und T_2 abhängig ist, ergeben sich für die betriebswarme Schaltung etwas andere Werte als für die soeben in Betrieb genommene Schaltung. Die Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Laststrom zeigt Bild 6.11.

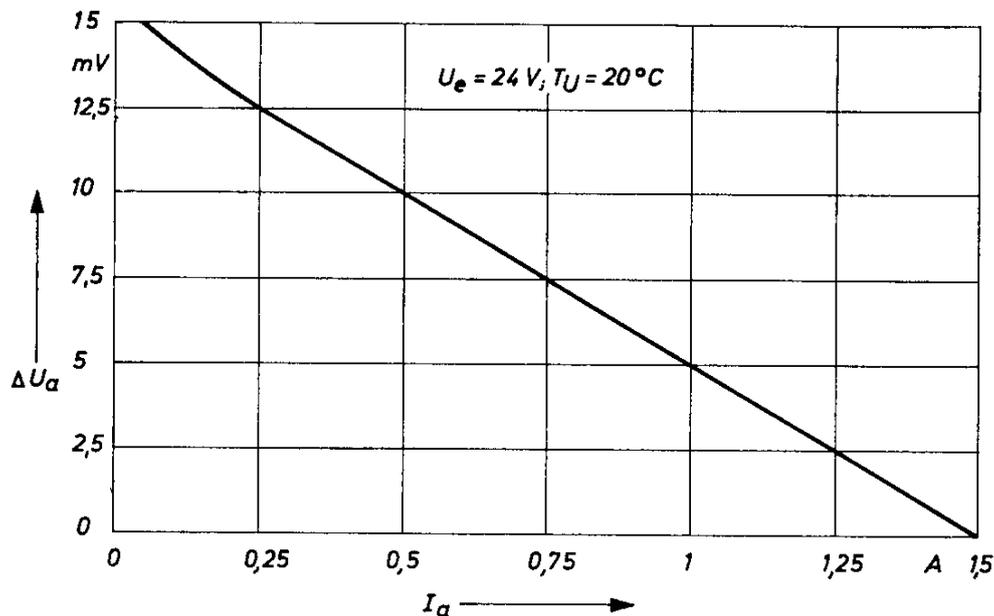


Bild 6.11 Änderung der Ausgangsspannung, abhängig vom Laststrom für Schaltung nach Bild 6.9

6.7. Stromkonstantgerät 0 bis 5 A, 7 V

Mit dem Silizium-Leistungstransistor BDY 39 können sehr leistungsfähige Stromkonstantgeräte aufgebaut werden. Bild 6.12 zeigt die Schaltung eines solchen Gerätes für einen Laststrom bis 5 A bei einer maximalen Ausgangsspannung von 7 V. Bei der maximalen Eingangsspannung von $12 \text{ V} + 10\%$ tritt am Ausgangstransistor BDY 39 eine Verlustleistung von 50 W auf. Bei einer maximalen Umgebungstemperatur von 50° C darf dann der Wärmewiderstand des verwendeten Kühlkörpers nicht größer als $1,5 \text{ grd/W}$ sein. Es ist zweckmäßig, diesen verhältnismäßig kleinen Wert durch forcierte Kühlung, z. B. mit einem Ventilator, zu verwirklichen.

Der konstantzuhaltende Laststrom fließt über die Leistungsmeßwiderstände R_1 , P_1 und P_2 . Der Spannungsabfall an diesen Widerständen wird in der Steuerungschaltung mit der von einer Z-Diode gelieferten konstanten Spannung verglichen.

Durch Verändern der Meßwiderstände kann die Ausgangsstromstärke eingestellt werden. Stromstärken zwischen 5 A und 0,8 A werden zweckmäßigerweise mit dem Potentiometer P_1 geregelt, kleinere Stromstärken mit dem Potentiometer P_2 . Die Regelgenauigkeit ist sehr gut. Sie beträgt 1%.

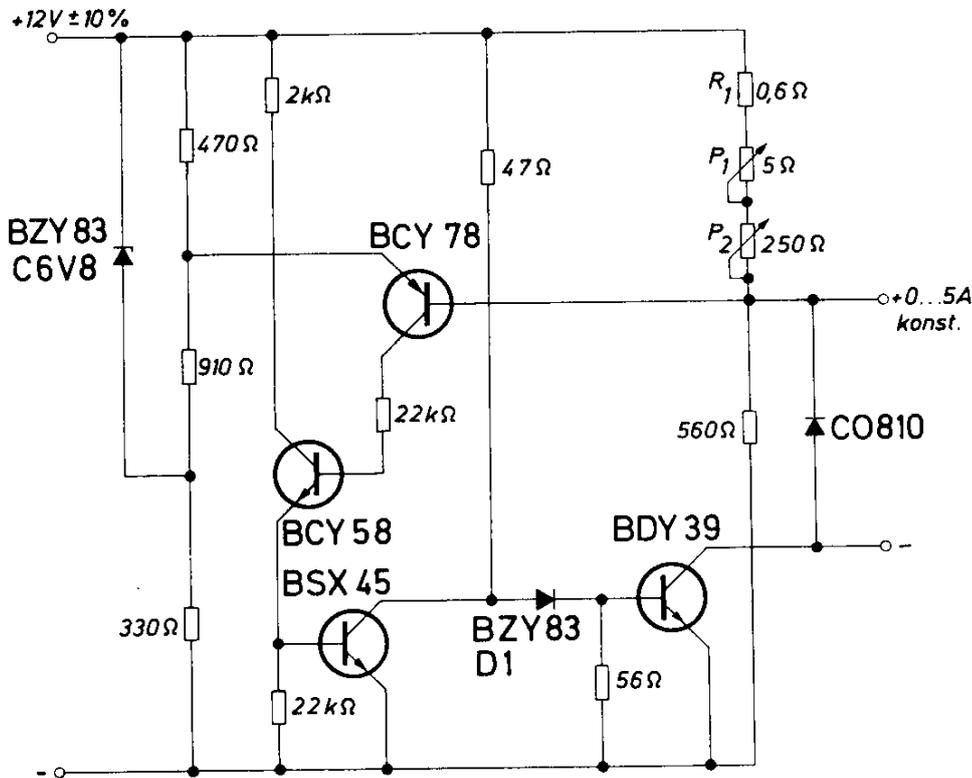


Bild 6.12 Stromkonstantgerät 0 bis 5 A, 7 V

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V \pm 10 %
Max. Ausgangsspannung	7 V
Einstellbarer Ausgangsstrom	0 bis 5 A
Regelgenauigkeit	1 %
Temperaturdrift	0,5 %/°C

6.8. Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 6 V, 50 mW

Besonders bei Netzgeräten für kleine Ausgangsleistungen ist das Erreichen eines hohen Wirkungsgrades schwierig. Die Schaltung nach Bild 6.13 zeigt ein Netzgerät mit Zweipunktregelung, das bei kleinen wie auch bei großen Ausgangsleistungen einen hohen Wirkungsgrad hat.

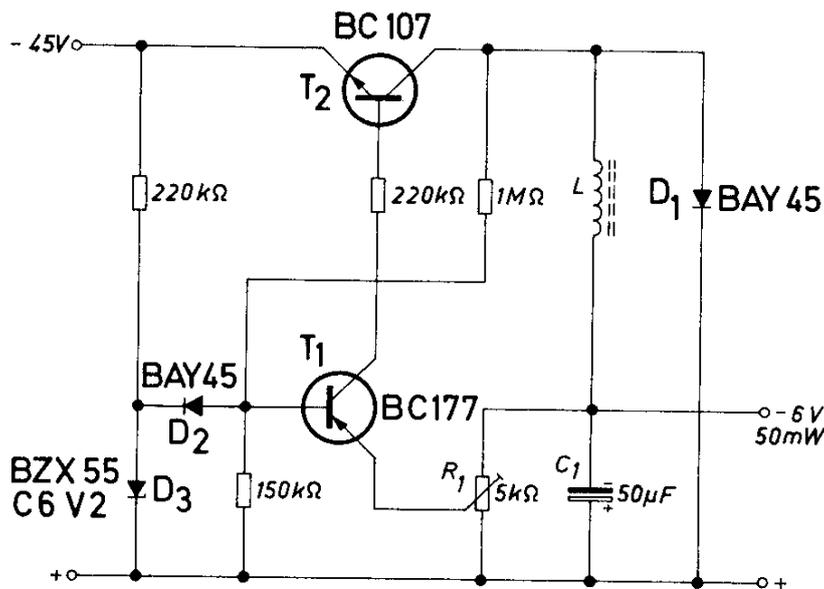


Bild 6.13 Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 6 V, 50 mW

Im Prinzip wird hierbei ein Kondensator mit Impulsen aufgeladen, deren Folgefrequenz von der Belastung abhängig ist. Überschreitet die Ausgangsspannung am Siebkondensator C_1 einen bestimmten Wert, so wird der Transistor T_1 gesperrt. Der Wert der Ausgangsspannung, bei dem dieser Effekt auftritt, kann am Widerstand R_1 eingeregelt werden. Die Sperrung des Transistors T_1 erfolgt dann, wenn die Spannung am Emitter negatives Potential gegenüber der mit einer Z-Diode an der Basis festgehaltenen Spannung hat. Dadurch wird auch Transistor T_2 gesperrt, und die Ladung des Kondensators ist beendet. Es entlädt sich jetzt die in der Induktivität L gespeicherte Energie über die Diode D_1 in den Kondensator C_1 , wodurch eine Verbesserung des Wirkungsgrades erreicht wird. Der Kondensator C_1 entlädt sich über den Lastwiderstand.

Sobald die Ausgangsspannung unter den eingestellten Wert absinkt, werden die Transistoren T_1 und T_2 durchgeschaltet und der Kondensator C_1 nachgeladen.

Technische Daten

Betriebsspannung	30 bis 45 V
Betriebsstrom	0,85 bis 3,5 mA
Ausgangsspannung	6 V
Ausgangsleistung	50 mW
Wirkungsgrad	45 bis 48 %
Max. Umgebungstemperatur	60 °C

6.9. Transformatorloses Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung

Bei allen bisher beschriebenen stabilisierten Netzgeräten wird über Transformator und Gleichrichter eine Gleichspannung gewonnen, die nicht viel höher als die gewünschte Ausgangsspannung ist. Abgesehen davon, daß besonders für höhere Leistungen dieser Transformator teuer ist, stört in vielen Anwendungsfällen auch das Streufeld.

Bei dem in Bild 6.14 gezeigten Schaltungsbeispiel werden nur Ausschnitte aus der sinusförmigen Wechselspannung gleichgerichtet, wobei die Amplitude dieser Ausschnitte die Größe der sich ergebenden Gleichspannung bedingt. Über eine Phasenanschnittsteuerung wird ein elektronischer Schalter, ein Thyristor, betätigt, der während jenes Augenblickswertes der Sinusspannung, der der gewünschten Ausgangsspannung entspricht, den Ladekondensator mit dem Netz verbindet, ihn aber während der restlichen Zeit vom Netz trennt. Das Netzgerät nach Bild 6.14 besteht aus einem Schwellwertschalter mit dem Transistor BCY 78 und aus einem Leistungs-Thyristor als elektronischem Schalter. Der Thyristor wird während der abfallenden Halbwelle der Sinusspannung entsprechend der Netzfrequenz fünfzigmal in der Sekunde über den Schwellwertschalter gezündet. Hiermit können Schaltungen für Ausgangsspannungen zwischen 15 und 250 V realisiert werden.

Während des Betriebs wird der Kondensator C_1 über die Diode D_1 und den Widerstand R_3 aufgeladen. Sobald die Spannung an diesem Kondensator größer ist als der Momentanwert der am Spannungsteiler-Potentiometer R_2 eingestellten Spannung, wird der Transistor T_1 leitend und zündet über den Kondensator C_2

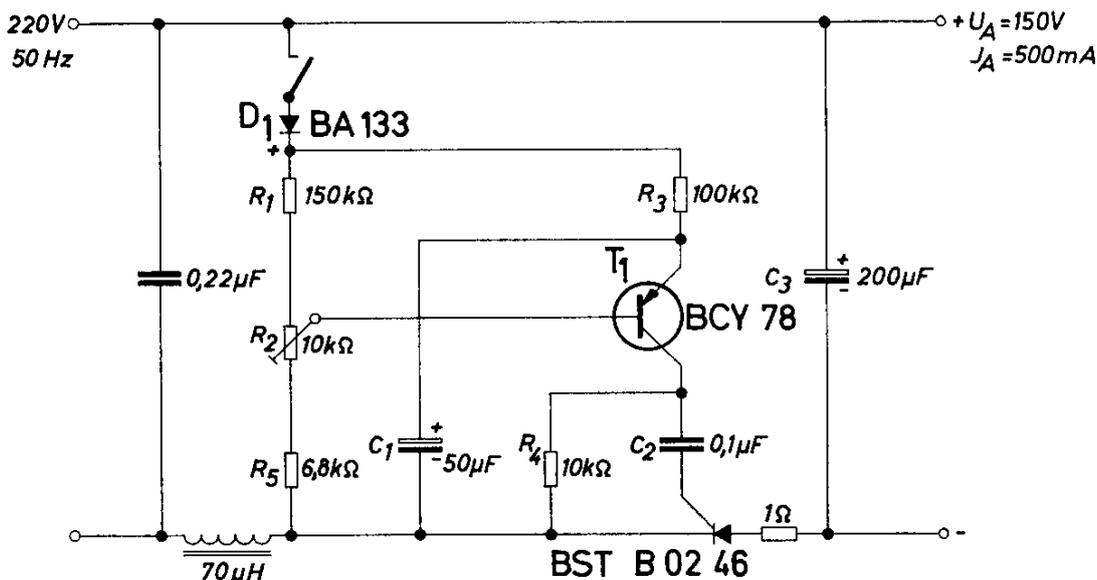


Bild 6.14 Transformatorloses Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung

den Thyristor. Über diesen wird nun der Ladekondensator C_3 aufgeladen. Sobald der Augenblickswert der Sinusspannung auf den Wert der Spannung am Ladekondensator abgesunken ist, sperrt der Thyristor, bis bei der nächsten Periode durch den gleichen Vorgang eine Nachladung des inzwischen über die Last teilweise wieder entladenen Kondensators C_3 erfolgt. Der Kondensator C_1 soll auch einen zu großen Ladestromstoß beim Einschalten des Gerätes, also bei völlig entladem Kondensator C_3 verhindern. Dadurch, daß an ihm erst langsam die Spannung steigt, erfolgt zunächst eine Ladung des Kondensators mit kleineren Augenblickswerten der Spannung.

Der dem Netz kurzzeitig entnommene Ladestrom beträgt etwa 22 A. Die Brummspannung am Ladekondensator beträgt bei einer eingestellten Spannung von 150 V und einem Strom von 0,5 A etwa 40 V. Sie kann durch Vorschalten einer Doppelweggleichrichtung verringert werden. Eine Verminderung der Brummspannung durch Verwendung eines Ladekondensators mit größerer Kapazität ist nur bedingt möglich, da damit auch die Ladeströme ansteigen. Diese sollten aber wegen der erforderlichen Funkentstörung einen Wert von 20 A nicht wesentlich überschreiten. Durch das plötzliche Zünden des Thyristors wird nämlich eine Störspannung in das Netz induziert, die ohne zusätzliche Maßnahmen über dem zulässigen Wert liegt. Mit Hilfe des im Bild 6.14 vorgeschalteten Tiefpasses am Eingang kann das Netzgerät ausreichend entstört werden.

Dieses Netzgerät ist wegen seiner Kleinheit und der leicht veränderbaren Ausgangsspannung, z. B. ohne Umschaltung von Wicklungen eines Netzübertragers, sehr vielseitig einsetzbar. Besonders hervorzuheben ist der gute Wirkungsgrad von 94%. Hingegen ist die Ausgangsspannung stark lastabhängig. Sie schwankt im hier beschriebenen Beispiel zwischen 210 V im Leerlauf und 150 V bei Vollast. Schwankungen der Betriebsspannung wirken sich etwa linear aus. Eine Z-Diode parallel zum Kondensator C_1 verbessert die Stabilisierung gegen Netzschwankungen etwa um den Faktor 3.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Betriebsstrom (Impulse)	22 A
Aufgenommene Leistung	80 W
Ausgangsspannung	150 V
Max. Laststrom	0,5 A
Wirkungsgrad	94 %

6.10. Netzgerät mit Kondensatorumladung

Bei dem vorher beschriebenen Beispiel müssen die steilen Ladestromspitzen, die unmittelbar nach der Zündung des Thyristors auftreten, durch einen zusätzlichen LC-Tiefpaß auf einen zulässigen Wert gebracht werden, um Störspannungen im Netz zu vermeiden.

Bei dem Beispiel nach Bild 6.15 wird die Kondensatorumladung angewandt, wodurch auch ohne Tiefpaß die Störspannungsbedingungen eingehalten werden können. Nach dieser Methode können transformatorlose Netzgeräte für Ausgangsspannungen von wenigen Volt bis zur fast doppelten Spitzenspannung des Netzes entworfen werden. Das Beispiel nach Bild 6.15 liefert eine Ausgangsspannung von 30 V bei maximalem Laststrom von 0,5 A.

Die Grundschaltung dieses Netzgerätes hat eine Ähnlichkeit mit der üblichen Spannungsverdopplerschaltung. Sie unterscheidet sich lediglich dadurch, daß für den ersten Kondensator besondere Bemessungsregeln gelten und die zweite Diode durch einen Thyristor ersetzt wird. Während der negativen Halbperiode wird zunächst der Kondensator C_5 über den Gleichrichter D_1 auf den Spitzenwert der Netzspannung aufgeladen. Zu einem bestimmten Zeitpunkt, nach dem Zünden des Thyristors, wird die im Kondensator C_5 geladene Energie an den Kondensator C_4 umgeladen.

In der Schaltung nach Bild 6.15 ist der Kondensator C_5 so bemessen, daß er sowohl den aufgenommenen Strom bei Kurzschluß am Ausgang begrenzt als auch den Ladespannungssprung am Kondensator C_4 nicht zu groß werden läßt. Der Thyristor, über den die Umladung erfolgt, erhält nur dann eine Zündspannung, wenn die Spannung am Kondensator C_4 einen durch die Z-Diode D_4 vorgegebenen Wert unterschreitet. Sonst bleibt er gesperrt. Bei geringer Belastung werden bedarfsweise einige Perioden für die Ladung des Kondensators C_4 ausgelassen. Damit ist die Ausgangsspannung sowohl gegen Netzspannungsschwankungen als auch gegen Laststromänderungen unempfindlich. Ein unzulässiger Anstieg der Ausgangsspannung im Leerlauf wird mit Sicherheit vermieden. Bei abgeschaltetem Gerät entlädt der Widerstand R_1 den Kondensator. Dadurch wird verhindert, daß bei Betätigen des Netzschalters wegen der Restladung ein zu großer Einschaltstrom fließen kann.

Das Steuersignal für den Thyristor wird wie folgt gewonnen: Die sinusförmige Netzspannung wird über den Kondensator C_1 an die Z-Diode D_4 gelegt. Sie bestimmt die zwischen den Punkten E und B (Bild 6.15) maximal auftretende Wechselfspannung und mit der nachfolgenden Klemmschaltung den Zündzeitpunkt des Thyristors. Die stabilisierte, trapezförmige Spannung wird sodann über das Differenzierglied R_2C_2 geleitet. Die Kapazität des Kondensators C_2 muß für die Hergabe eines ausreichenden Steuerstromes an die Zündeflektrode

des Thyristors genügend groß bemessen sein; im vorliegenden Fall wurde der Wert von $1\ \mu\text{F}$ gewählt. Im Zusammenwirken mit der Diode D_3 entsteht schließlich eine abgeschrägte Trapezspannung. Die Dachschräge dieser Spannung soll stärker sein als der zeitliche Spannungsrückgang am Ladekondensator C_4 durch den Verbraucher. Dann kann der Thyristor nur in der Nähe des Nulldurchganges der an ihm liegenden Spannung zünden und nur eine geringe Störspannung erzeugen. Fließt kurz nach dem vorgesehenen Zeitpunkt kein Ladestrom, weil die Spannung am Ladekondensator C_4 (der mit der Kathode des Thyristors verbunden ist) größer war als die Steuerspannung, so kann der Thyristor erst wieder bei der nächsten Periode durchschalten, sofern dann die Spannung am Ausgang kleiner ist als die Spannung an der Zündeflektrode. Die Dioden D_2 und D_3 müssen für Sperrspannungen in der Größe der Ausgangsspannung bemessen sein. Der Kondensator C_5 muß ein MP-Kondensator sein.

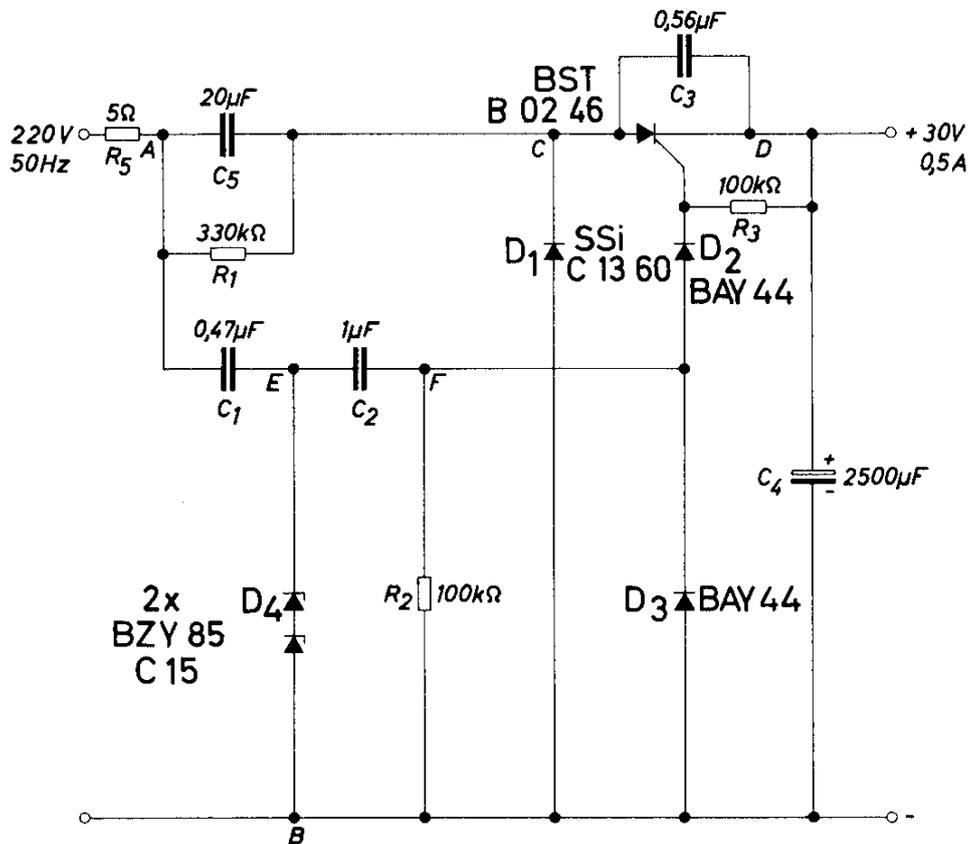


Bild 6.15 Netzgerät mit Kondensatorumladung

Technische Daten

Ausgangsspannung	30 V
Max. Laststrom	0,5 A
Stromfußwinkel des Thyristors	155°
Wirkungsgrad	etwa 80%

6.11. Regelbares Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung 8 bis 65 V, 0,7 A

Mit dem Netzgerät nach Bild 6.16 ist es möglich, ohne Regeltransformator Ausgangsspannungen von 8 bis 65 V bei sehr gutem Wirkungsgrad zu erreichen. Das Gerät arbeitet, ähnlich wie das Gerät im Beispiel nach Bild 6.14., mit Phasenanschnittsteuerung; damit es möglichst vielseitig anwendbar ist, wird es durch einen Transformator vom Netz getrennt.

Als Schaltelement wird der NPN Transistor BDY 39 (T_4) verwendet. Da dieser während der positiven Halbwelle, bezogen auf Punkt b_2 der Schaltung, nicht sperrt, ist eine Gleichrichtung der Sinusspannung erforderlich.

Die vor dem Schalttransistor angeordnete Ansteuerschaltung hat zwei Aufgaben: Sie liefert das Ansteuersignal für den Schalttransistor und den Sollwert für die Regelschaltung. Für die Stromversorgung der Ansteuerschaltung ist ein eigenes Niederspannungs-Netzgerät vorgesehen (Hilfsstromversorgung nach Bild 6.17). Die Ansteuerschaltung funktioniert folgendermaßen: Durch die Siebung mit dem Kondensator C_1 entsteht am Punkt b_3 (Bild 6.16) eine Gleichspannung mit geringer Welligkeit.

Die Begrenzungswiderstände R_1 , R_3 und R_4 sind so ausgelegt, daß am Abgriff des Regelwiderstandes R_2 (Punkt b_4) eine Gleichspannung zwischen 20 und 75 V verfügbar ist.

Diese veränderbare Gleichspannung bestimmt den Wert des Schwellwertschalters. Der Transistor T_1 ist mit seinem Emitter über die Hilfsspannung an die gleichgerichtete Wechselfspannung und mit seiner Basis über die Vorwiderstände R_7 und R_{11} sowie über die Diode D_4 an die Schwellwertspannung (Punkt a_1) angeschlossen.

Bei dieser Anordnung ist der Transistor T_1 für die Zeitdauer, in der die Spannung an der Basis negativer ist als die Spannung am Emitter, leitend. Um den Ansteuerstrom von 500 mA für den Schalttransistor aufzubringen, ist noch eine Treiberstufe T_2 dazwischengeschaltet. Damit die Polarität des Signals erhalten bleibt, wurde Transistor T_2 als Emitterfolger geschaltet. Die Diode D_4 und der Widerstand R_{10} verhindern eine unzulässig hohe Emitter-Basisspannung U_{EBO} am Transistor T_1 . Die Widerstände R_{13} und R_{15} sind notwendig, um die Transistoren T_2 und T_4 hinreichend zu sperren.

Dem Schalttransistor ist eine Diode D_6 nachgeschaltet, die während der Zeitspanne, in der die Betriebsspannung kleiner ist als die Spannung am Ladekondensator, eine umgekehrte Polarität am Schalttransistor verhindert. Da die Spannung am Elektrolytkondensator C_4 mit zunehmendem Strom sinkt, ist es sinnvoll, den Schwellwert abhängig von der Belastung nachzuführen. Zur

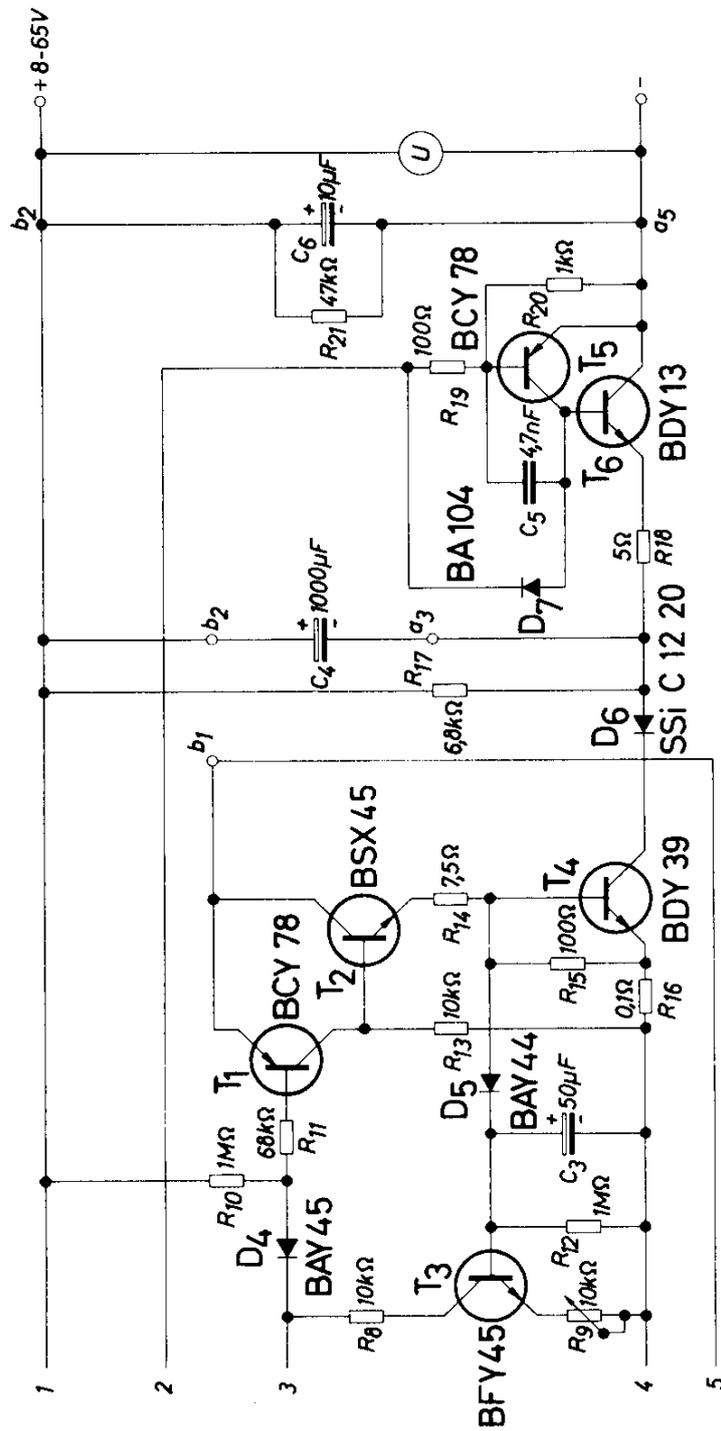


Bild 6.16 Regelbares Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung 8 bis 65 V, 0,7 A

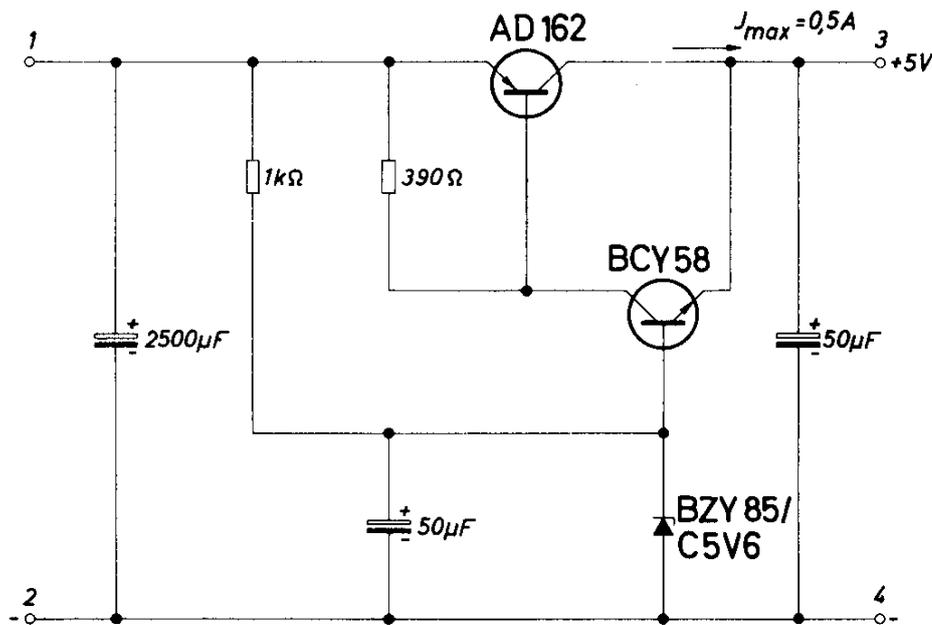


Bild 6.17
Hilfsstrom-
versorgung

Nachsteuerung wurde der steigende Spannungsabfall am Widerstand R_{16} und der erhöhte Eingangsspannungsbedarf U_{BE} des Schalttransistors bei Belastung verwendet. Dazu wird die Spannung, die an der Basis des Transistors T_4 steht, gleichgerichtet (D_5) und gesiebt (C_3). Die entstehende Gleichspannung steuert den Transistor T_3 . Steigt wegen der Belastung die Spannung an der Basis des Transistors T_4 , so ist der Transistor T_3 stärker aufgesteuert und zieht einen höheren Kollektorstrom. Dies führt zu einem größeren Spannungsabfall an den Widerständen R_7 und R_8 . Dadurch erhöht sich der Schwellwert, was wiederum eine Erhöhung der Spannung am Ladekondensator zur Folge hat. Durch die Nachsteuerung wird gegenüber dem Normalfall die Spannung am Siebkondensator wesentlich weniger abhängig vom Ausgangsstrom. Dadurch kann der Spannungsabfall an den Regeltransistoren bedeutend geringer bemessen werden.

Zur Verringerung der Brummspannung und zur Stabilisierung der Ausgangsspannung wird die übliche Schaltung mit Serien-Regler verwendet. Die Sollspannung für die Regelung wird aus der Ansteuerschaltung geliefert. Sie wurde mit einer Z-Diode gegenüber der Schwellwertspannung der Ansteuerstufe um etwa den Betrag vermindert, der an der Regelstufe abfallen soll (etwa 10 V). Um die Regeleigenschaften bei kleinen Strömen (ca. 1 mA) zu verbessern, ist eine Grundlast von 47 k Ω (R_{21}) angeschlossen.

Das Netzgerät nach Bild 6.16 ist ohne zusätzlichen Sicherungsbaustein kurzschlußfest.

Der Ansteuerstrom an der Basis des Transistors T_4 liegt mit etwa 500 mA fest. Damit ist über die Stromverstärkung der maximale Kollektorstrom, mit dem der Kondensator C_4 geladen wird, begrenzt.

Wird das Netzgerät zu stark belastet, so kann sich am Kondensator C_6 durch den begrenzten Ladestrom nicht mehr die volle Spannung aufbauen. Bei Kurzschluß wird der vom Transistor T_4 maximal gelieferte Strommittelwert fließen. Da der Stromflußwinkel aber für die einzelnen Ausgangsspannungen unterschiedlich ist, ergeben sich bei Kurzschluß am Punkt a_3 der Schaltung je nach eingestellter Ausgangsspannung Ströme von 1,2 bis 2,2 A. Durch geeignete Auslegung der Regelschaltung konnten diese Verhältnisse verbessert werden. Sind im Überstrombereich beide Regeltransistoren ganz durchgesteuert, so wird über die Diode D_7 und die Basis-Kollektor-Strecke des Transistors T_5 die Schwellwertspannung verringert. Das verursacht eine starke Abregelung, die über den ganzen Spannungsbereich die Kurzschlußströme auf etwa 0,8 A begrenzt. Bei Kurzschluß wird die Z-Diode D_3 über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_5 am Punkt b_2 der Schaltung liegen und sich der Schwellwert aus Zenerspannung der Diode D_3 und Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_5 (ca. 10,7 V) bilden. Der Schalttransistor wird dann nur noch bis zu einer Spannung von etwa 10 V der Sinushalbwelle angesteuert, wodurch an den Transistoren T_4 und T_6 sowie am Vorwiderstand R_{16} geringe Leistungen verbraucht werden.

Da die Z-Diode D_3 mit der Basis-Emitter-Strecke von T_5 die Widerstände R_1 und R_5 überbrückt, kann je nach Einstellung am Regelwiderstand R_5 ein Strom bis zu etwa 70 mA im Ansteuerkreis der Regelschaltung fließen. Um den Transistor T_5 nicht durch einen zu hohen Basisstrom zu zerstören, wurde die Kombination D_7/R_{19} eingesetzt. Durch den Spannungsabfall am Widerstand R_{19} fließt, bei Kurzschluß am Ausgang, der Großteil des Ansteuerstromes der Regelstufe über die Diode D_7 ab.

Im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Netzgeräten mit Thyristoren werden hier keine zusätzlichen Bauelemente zur Entstörung benötigt. Der Schalttransistor wird so betrieben, daß er wesentlich längere Schaltzeiten als ein Thyristor hat.

Technische Daten

Ausgangsspannung (einstellbar)	8 bis 65 V
Max. Laststrom	0,7 A
Brummspannung	50 mV
Wirkungsgrad bei Laststrom 0,5 A	
bei Ausgangsspannung 8 V	20 %
bei Ausgangsspannung 65 V	50 %
Änderung der Ausgangsspannung zwischen Leerlauf und Vollast	
bei Ausgangsspannung 8 V	1 %
bei Ausgangsspannung 65 V	5 %

Transformator Tr.: MD85/45

$n_1 = 468$ Wdg 0,55 CuL

$n_2 = 159$ Wdg 1,2 CuL

$n_3 = 15$ Wdg 0,4 CuL

6.12. Elektronische Sicherung für 20 A

Die Schaltung einer elektronischen Sicherung für 20 A zeigt Bild 6.18. Für diesen hohen Schaltstrom müssen drei Transistoren BDY 39 parallel geschaltet werden.

Von der bei elektronischen Sicherungen üblichen Anordnung, bei der im Hauptstromkreis außer den Schalttransistoren auch noch ein kleiner Widerstand zur Abnahme der Signalspannung vorgesehen ist, wurde in diesem Beispiel abgegangen, weil bei diesen hohen Strömen an diesem „Meßwiderstand“ bereits eine beträchtliche Leistung verbraucht würde. Es wird deshalb in dieser Anordnung als Signalspannung für die Auslösung der Sicherung die Restspannung der Leistungstransistoren T_1 bis T_3 ausgenutzt. Wenn die Restspannung über 3 V

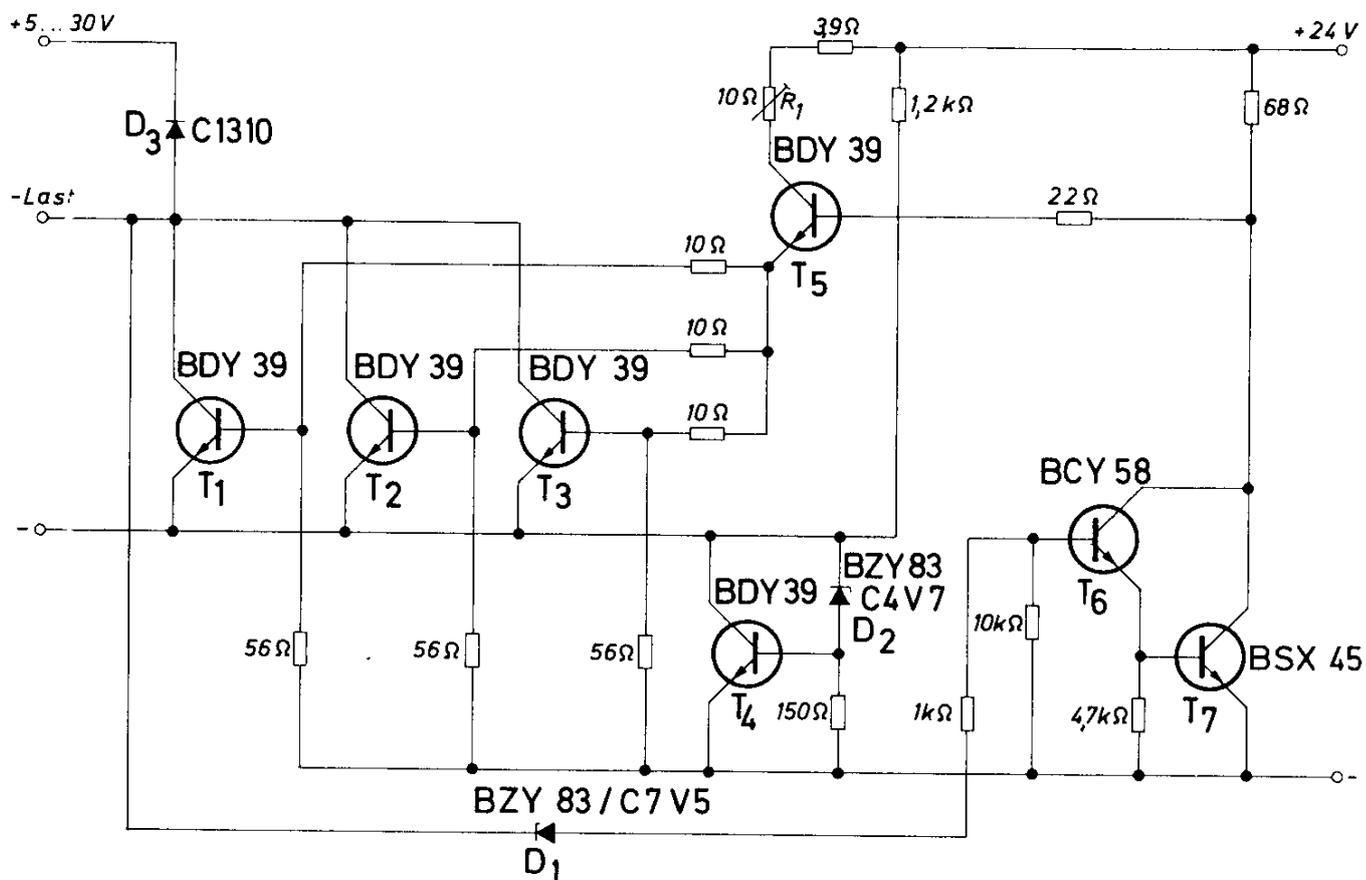


Bild 6.18 Elektronische Sicherung für 20 A

ansteigt, wird die Z-Diode D_1 stromdurchlässig, wodurch über die Kipp-schaltung mit den Transistoren T_6 und T_7 der Treibertransistor T_5 gesperrt wird. Der Kippverstärker wird mit einer konstanten Spannung von 6 V, die mit dem Transistor T_4 und der Z-Diode D_2 gewonnen wird, gespeist. Ein Teil dieser Spannung addiert sich bezüglich der Z-Diode D_1 zur Restspannung der Ausgangstransistoren, weshalb die Diode bereits bei dem genannten kleinen Restspannungswert durchlässig wird. Der Transistor T_5 unterbricht den Basisstrom der Leistungstransistoren. Der genaue Ansprechwert der Sicherung kann mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden. Eine Vergrößerung des Widerstandes ergibt eine starke Gegenkopplung des Transistors T_5 , wodurch sein Emitterstrom und damit der Basisstrom für die Leistungstransistoren sinkt. Bei einer schwächeren Ansteuerung der Endstufentransistoren T_1 bis T_3 wird die für die Abschaltung erforderliche Restspannung von 3 V bereits bei kleineren Strömen erreicht.

Die Stromverstärkung und die Basis-Emitter-Spannung der drei Endstufen-transistoren sollen um nicht mehr als 20% streuen, damit eine gleichmäßige Belastung gewährleistet ist. Die Widerstände des Spannungsteilers an der Basis von $10\ \Omega$ und $56\ \Omega$ sollen nur eine Toleranz von $\pm 5\%$ haben. Der Transistor T_4 muß bei einem Kollektorstrom von 1 A eine Stromverstärkung von $B > 45$ haben. Die Endstufentransistoren sind auf einem Kühlkörper mit einem Wärme-widerstand von höchstens $4\ \text{grd/W}$ zu montieren.

6.13. Bipolare Überstromsicherung für 60 V

Wie bereits erwähnt, werden elektronische Sicherungen vor allem wegen ihres schnellen Ansprechens zum Schutz von Transistorschaltungen eingesetzt. Darüberhinaus sollen sie aber auch noch eine genau definierbare Ansprechschwelle und einen kleinen Reststrom im abgeschalteten Zustand aufweisen. Ein weiterer Wunsch ist die automatische Wiedereinschaltung nach Beseitigung der Störung. Damit diese Wiedereinschaltung nach einer kurzen Überlastung oder einem Kurzschluß rasch erfolgt, wird eine kurze Erholungszeit verlangt. Bild 6.19 zeigt die Schaltung einer vollelektronischen Überstromsicherung, die für Gleich- und Wechselstrom geeignet ist. Die Schaltung ist im Gleichstromkreis einer Gleichrichterbrücke (Gl. 1 bis Gl. 4) angeordnet, weshalb sie sowohl bei Einschaltung in einen Gleichstrom- wie in einen Wechselstromkreis immer nur von einem Strom in der richtigen Richtung durchflossen wird.

Im normalen Betrieb fließt der Strom über den Transistor T_1 , der über den Widerstand R_1 den zur Durchsteuerung erforderlichen Basisstrom erhält. Wenn der für die Sicherung zugelassene Strom überschritten wird, steigt die Restspannung des Transistors T_1 . Über einen Spannungsteiler mit den Widerständen R_2

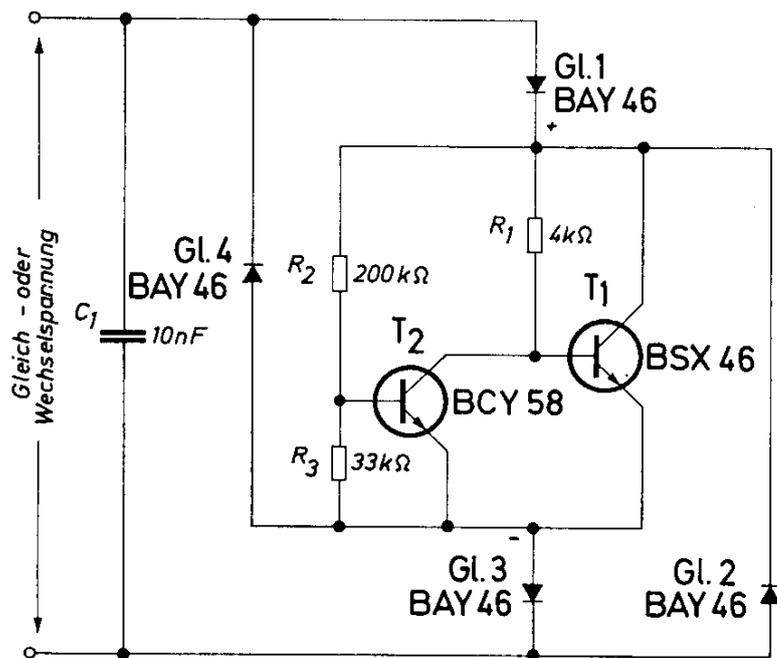


Bild 6.19 Bipolare Überstromsicherung für 60 V

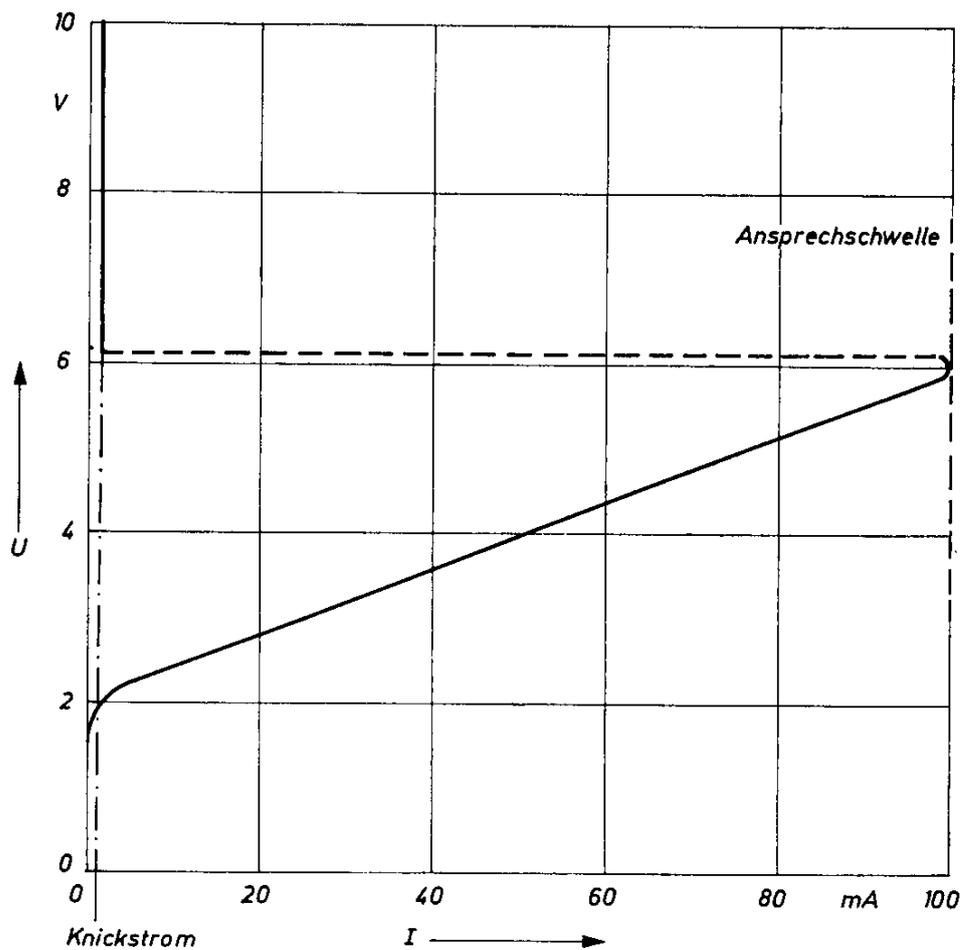


Bild 6.20 Spannungs-Strom-Kennlinie der Sicherung gemäß Bild 6.19

und R_3 wirkt sich diese Änderung am Eingang des Transistors T_2 so aus, daß bei Überschreiten einer Schwelle der Transistor durchgesteuert wird. Er leitet nun den Steuerstrom für den Transistor T_1 ab, weshalb dieser gesperrt wird und die Sicherung abschaltet. Als Reststrom fließt jetzt nur der Strom über den Widerstand R_1 und den Transistor T_2 . Bild 6.20 zeigt die Spannungs-Strom-Kennlinie dieser Sicherung. Bei den angegebenen Widerstandswerten schaltet demnach die Sicherung bei einem Strom von 100 mA ab. Selbstverständlich können durch Änderung des Spannungsteilers R_2/R_3 auch andere Schaltstromwerte eingestellt werden.

6.14. Bipolare Überstromsicherung für 220 V

Bild 6.21 zeigt die Schaltung einer bipolaren Überstromsicherung für 220 V, die ganz ähnlich der in Bild 6.19 gezeigten Anordnung aufgebaut ist. Bei dieser hohen Betriebsspannung muß natürlich in der Schaltstufe ein Transistor verwendet werden, der den Scheitelwert (310 V) der Wechselspannung von 220 V sperren kann.

Zur Verkleinerung des Reststromes im abgeschalteten Zustand wird hier für den Widerstand R_1 ein Kaltleiter verwendet. Dieser hat bei eingeschalteter Sicherung einen sehr geringen Widerstand und kann deshalb den für den Transistor T_1 erforderlichen Basisstrom liefern. Wenn die Sicherung abgeschaltet hat, liegt an diesem Kaltleiter fast die ganze Betriebsspannung, wodurch er sich

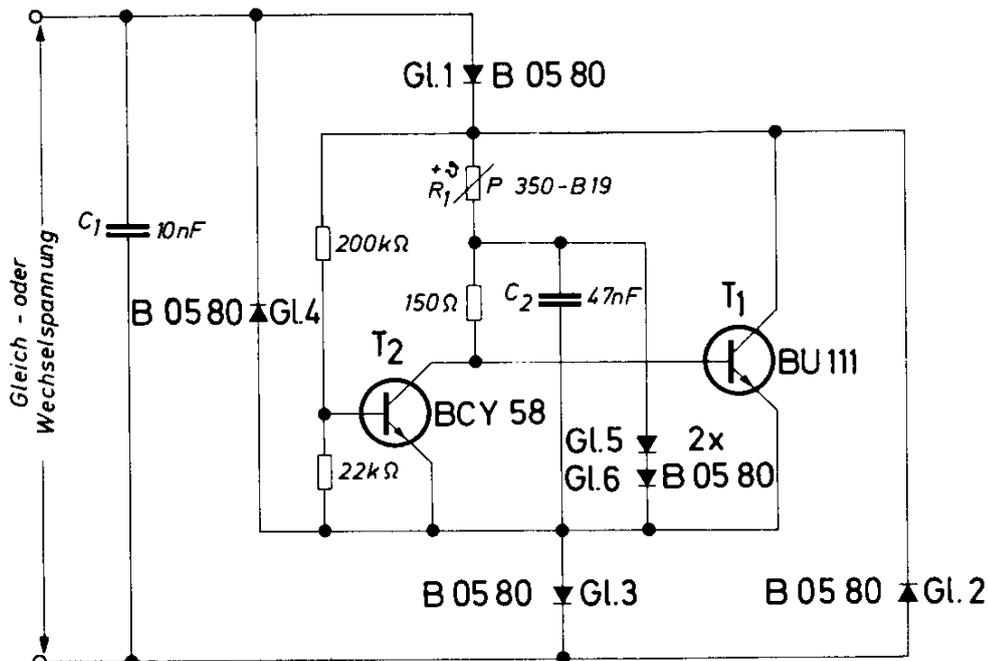


Bild 6.21 Bipolare Überstromsicherung für 220 V

aufheizt und einen hohen Widerstandswert annimmt, wodurch dann ein sehr kleiner Reststrom der Sicherung erreicht werden kann.

Bei einem Kurzschluß genau im Scheitelwert der Wechselspannung könnte über den Widerstand R_1 kurzzeitig ein sehr großer Strom (von etwa 300 mA) an die Basis des Transistors T_1 gelangen. Um dies zu vermeiden, wurden die Si-Dioden Gl. 5 und Gl. 6 vorgesehen, die den Hauptanteil des Stromes ableiten.

Der Kondensator C_2 verzögert die Ansteuerung des Transistors T_1 derart, daß der Transistor T_2 immer schneller umschaltet. Dadurch wird erreicht, daß bei plötzlichem Anlegen einer hohen Spannung an die Sicherung, z. B. bei Kurzschluß im äußeren Kreis, der Transistor T_2 bereits Strom führt, bevor der Transistor T_1 leitend geworden ist. Es kann deshalb an diesem Transistor nicht gleichzeitig ein hoher Strom und eine hohe Sperrspannung auftreten, wodurch die Leistungsstoßbeanspruchung klein bleibt.

7. Hochfrequenz- und Rundfunkschaltungen

Wohl auf keinem Anwendungsgebiet der Halbleitertechnik waren in den letzten Jahren so große Fortschritte zu verzeichnen wie bei den Hochfrequenztransistoren, insbesondere in Verbindung mit höherer Ausgangsleistung. Während in den Vorstufen auch weiterhin die Verwendung von Germanium-Transistoren dominiert, setzen sich in den Endstufen Silizium-Transistoren wegen der höheren Belastbarkeit durch. Die bei der Herstellung dieser Transistoren verwendete Planartechnik erlaubt die Herstellung komplizierter Strukturen und damit eine günstige Anpassung an die Forderung nach hoher Leistung bei hoher Frequenz.

Daß aber auch mit Germanium-Transistoren bei sehr hohen Frequenzen relativ bedeutende Ausgangsleistungen erzielt werden können, zeigt das Beispiel in Kapitel 7.2. Es wird dort die Schaltung eines UHF-Antennenverstärkers beschrieben, bei dem mit dem Transistor AFY 37 in der Endstufe eine Ausgangsspannung von 400 mV an 60Ω erreicht wird.

Auch die integrierten Halbleiterschaltungen beginnen in der Hochfrequenztechnik eine Rolle zu spielen. Die Schaltung eines Miniatur-Rundfunkempfängers für den Mittelwellenbereich wird in Kapitel 7.4. behandelt. Es werden zwei integrierte Halbleiterschaltungen TAA 131 im Miniaturgehäuse verwendet, je einer für den HF- und für den NF-Teil. Werden für die wenigen äußeren Bauelemente Miniaturbauteile verwendet, so gelingt es, den gesamten Verstärkerteil auf einem Raum von nur etwa $0,5\text{ cm}^3$ aufzubauen.

Mit dem ähnlich aufgebauten integrierten Baustein TAA 151 können AM-ZF-Verstärker hergestellt werden. In Kapitel 7.5. wird ein dreistufiger ZF-Verstärker mit TAA 151 beschrieben.

Das Beispiel in Kapitel 7.6. ist mehr auf die Anwendung in Koffergeräten abgestimmt. Diese Schaltung ersetzt die letzte ZF-Stufe, den NF-Vorverstärker und den Treiber, mit dem direkt eine Komplementärendstufe mit den Transistoren AC 187 K/AC 188 K angesteuert werden kann.

Neben den bisher bereits erwähnten linearen integrierten Schaltungen können auch die sonst nur in Rechnern und in der Steuerungsrechnik verwendeten digitalen Halbleiterschaltungen auf dem Gebiet Rundfunk und Fernsehen eine gewisse Bedeutung erlangen. In Kapitel 7.18. wird eine Phasenvergleichsschaltung beschrieben, die mit einer NAND-Verknüpfung der TTL-Serie aufgebaut ist.

Bekanntlich kann man den Empfang starker AM-Rundfunksender durch eine ZF-Bandbreitenregelung wesentlich verbessern. Eine sehr einfache Möglichkeit dafür bietet die Anwendung von Kapazitätsdioden im Koppelzweig der Bandfilter. Ein Beispiel dafür wird in Kapitel 7.7. beschrieben.

Bei der Transistorisierung von Fernsehempfängern ergeben sich bei der Horizontalablenkung Schwierigkeiten. Wenn man sogenannte Niedervoltschaltungen mit einer Betriebsspannung von etwa 30 V anwendet, sind kostspielige Netzgeräte erforderlich. Für den Betrieb der Transistoren andererseits direkt an der Netzspannung, wie es bei der Verwendung von Röhren üblich ist, wären schnellschaltende Leistungstransistoren für eine Sperrspannung von etwa 2500 V erforderlich, die aber heute noch nicht zur Verfügung stehen.

Wie man trotzdem eine Horizontalablenkung mit Transistoren kleinerer Sperrspannung ausführen kann, zeigt das in Kapitel 7.19. beschriebene Beispiel. Bei dieser „Pumptransistor-Schaltung“ genannten Lösung wird dem Ausgangstransistor die Energie während des Rückschlags, d. h. während des Zeilenrücklaufs, zugeführt. In dieser Phase tritt am Transistor die höchste Sperrspannung auf, sie kann nicht höher werden als die Betriebsspannung. Es können deshalb Transistoren mit einer Sperrspannung von etwa 300 V direkt am Netz betrieben werden. Darüber hinaus liefert diese Schaltung auch noch eine stabilisierte Spannung von 30 V, an der neben allen Vorstufen eventuell auch die NF-Endstufe und die Vertikalendstufe betrieben werden können. Diese Schaltung ersetzt also auch gleichzeitig ein Leistungsnetzteil.

7.1. Rauscharmer UHF-Antennenverstärker

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

Der hier beschriebene Antennenverstärker ist sehr einfach aufgebaut und kann wegen der geringen Abmessungen unmittelbar in die Dipolanschlußdose einer Antenne eingebaut werden. Die Schaltung zeigt Bild 7.1. Der Eingang ist breitbandig ausgeführt, weil meistens die Empfangsverhältnisse so liegen, daß keine Kreuzmodulationsstörungen zu befürchten sind. Die kleine Koppelkapazität schützt den Transistor hinreichend vor gefährlichen Spannungen, wie sie bei Gewittern induziert werden können. Der Transistor wird in Basisschaltung betrieben, um eine gleichmäßige Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich

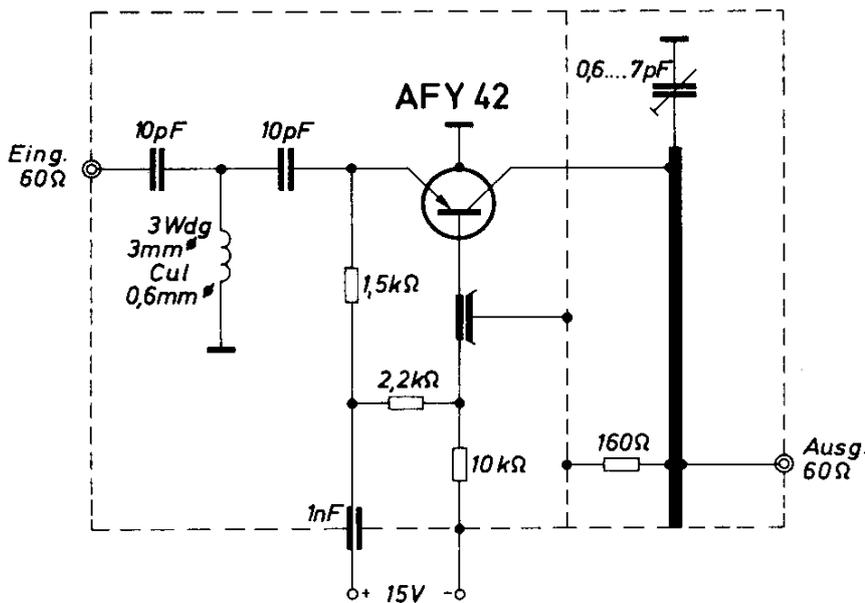


Bild 7.1 Rauscharmer UHF-Antennenverstärker

zu erzielen. An den Kollektor ist ein $\lambda/4$ -Leitungskreis angeschlossen, der auf jeden beliebigen Kanal zwischen 470 und 790 MHz abgestimmt werden kann.

Wegen der geringen inneren Rückwirkung des Transistors ist der Verstärker sehr stabil, auch bei großer Fehlanpassung am Eingang und Ausgang. Im Extremfall darf der Verstärker noch bei Umgebungstemperaturen von 83°C betrieben werden, da die Eigenerwärmung des Transistors nur 7 grd beträgt.

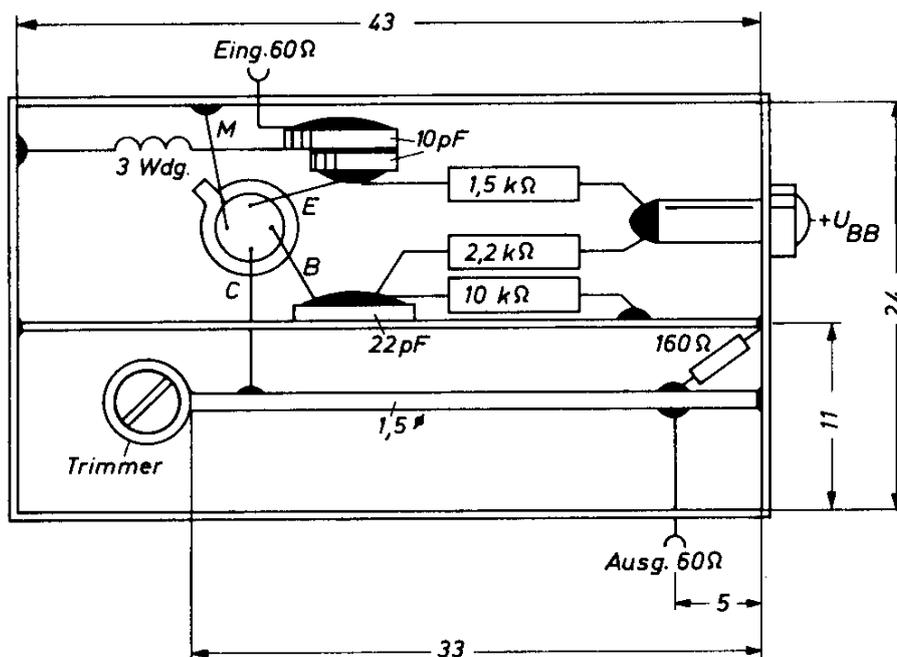


Bild 7.2 Mechanischer Aufbau des Verstärkers nach Bild 7.1.

Bild 7.2 zeigt den mechanischen Aufbau des Antennenverstärkers. Im Bild 7.3 ist der Einbau des Transistors noch besonders dargestellt.

Die Leistungsverstärkung, den Rauschfaktor sowie Eingangs- und Ausgangs-Reflexionsfaktor und die Bandbreite zeigt in Abhängigkeit von der Frequenz das Diagramm im Bild 7.4.

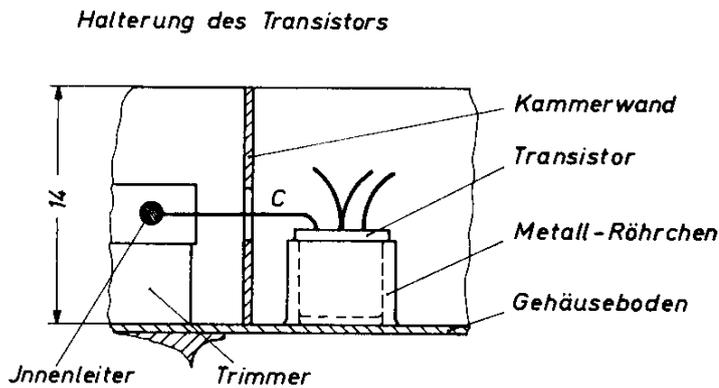


Bild 7.3 Einbau des Transistors im Verstärker nach Bild 7.1

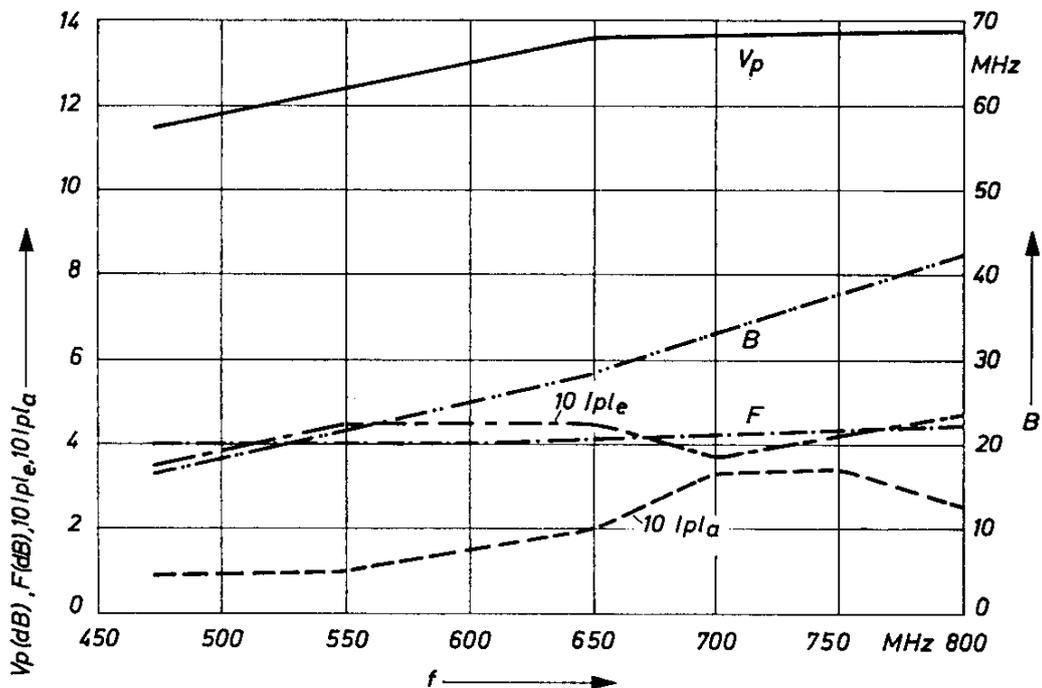


Bild 7.4 Leistungsverstärkung, Rauschfaktor sowie Eingangs- und Ausgangs-Reflexionsfaktor und Bandbreite, abhängig von Frequenz für Schaltung nach Bild 7.1.

Technische Daten (zu Bild 7.1)

Betriebsspannung	15 V	
Stromaufnahme	2,7 mA	
Frequenzbereich	470 bis 790 MHz	
Leistungsverstärkung	11 bis 13,5 dB	
Rauschzahl	4 dB	
Bandbreite	15 bis 40 MHz	
Ausgangsreflexionsfaktor	0,1 bis 0,3	
Eingangsreflexionsfaktor	0,4	
Abmessungen	43 mm × 24 mm × 14 mm	
Abmessungen des Leitungskreises	Breite	10 mm
	Länge	45 mm
Innenleiter	Tiefe	15 mm
	Länge	35 mm
	Durchmesser	1 mm (Cu versilbert)
Anzapfung für den Kollektor	9 mm vom trimmerseitigen Ende	
Anzapfung für den Ausgang	5 mm vom kalten Ende	

7.2. Dreistufiger UHF-Antennenverstärker

Mit dem Germanium-Mesa-Transistor AFY 37 kann im UHF-Bereich eine Ausgangsspannung bis 400 mV an 60 Ω erreicht werden. Eine entsprechende Schaltung zeigt Bild 7.5. Der Verstärker besteht aus drei in Basisschaltung betriebenen Verstärkerstufen mit den Transistoren BFX 62, BFX 59 und AFY 37. Alle Resonanzkreise sind in $\lambda/4$ -Technik ausgeführt und im Band V (Frequenzbereich von 575 bis 790 MHz) kapazitiv durchstimmbar. Der Vorkreis und der zweite Bandfilterkreis haben einen Wellenwiderstand von etwa 120 Ω , die drei Kollektorkreise von 100 Ω .

Bei Verwendung des Verstärkers im Band IV (Frequenzbereich 470 bis 606 MHz) müssen daher nur die Innenleiter der stärker kapazitiv belasteten Kollektorkreise L_4 und L_5 geändert werden, wie aus der Tabelle in Bild 7.6 hervorgeht. In diesem Bild ist der mechanische Aufbau des Verstärkers dargestellt. Der Verstärker ist in einem geschlossenen Metallgehäuse mit den Innenmaßen 10,5 cm × 4,5 cm × 2,5 cm untergebracht.

Der Eingangskreis hat eine Bandbreite von 18 bis 25 MHz. Im Band V ergeben sich dabei Rauschzahlen zwischen 5 und 6 dB, bei einem Eingangsreflexionsfaktor von weniger als 0,5. Die gewählte Bandbreite stellt einen Kompromiß zwischen günstiger Rauschzahl und Kreuzmodulationsfestigkeit dar. Größere Bandbreiten verringern die Rauschzahlen, verschlechtern aber die Kreuzmodulationsfestigkeit.

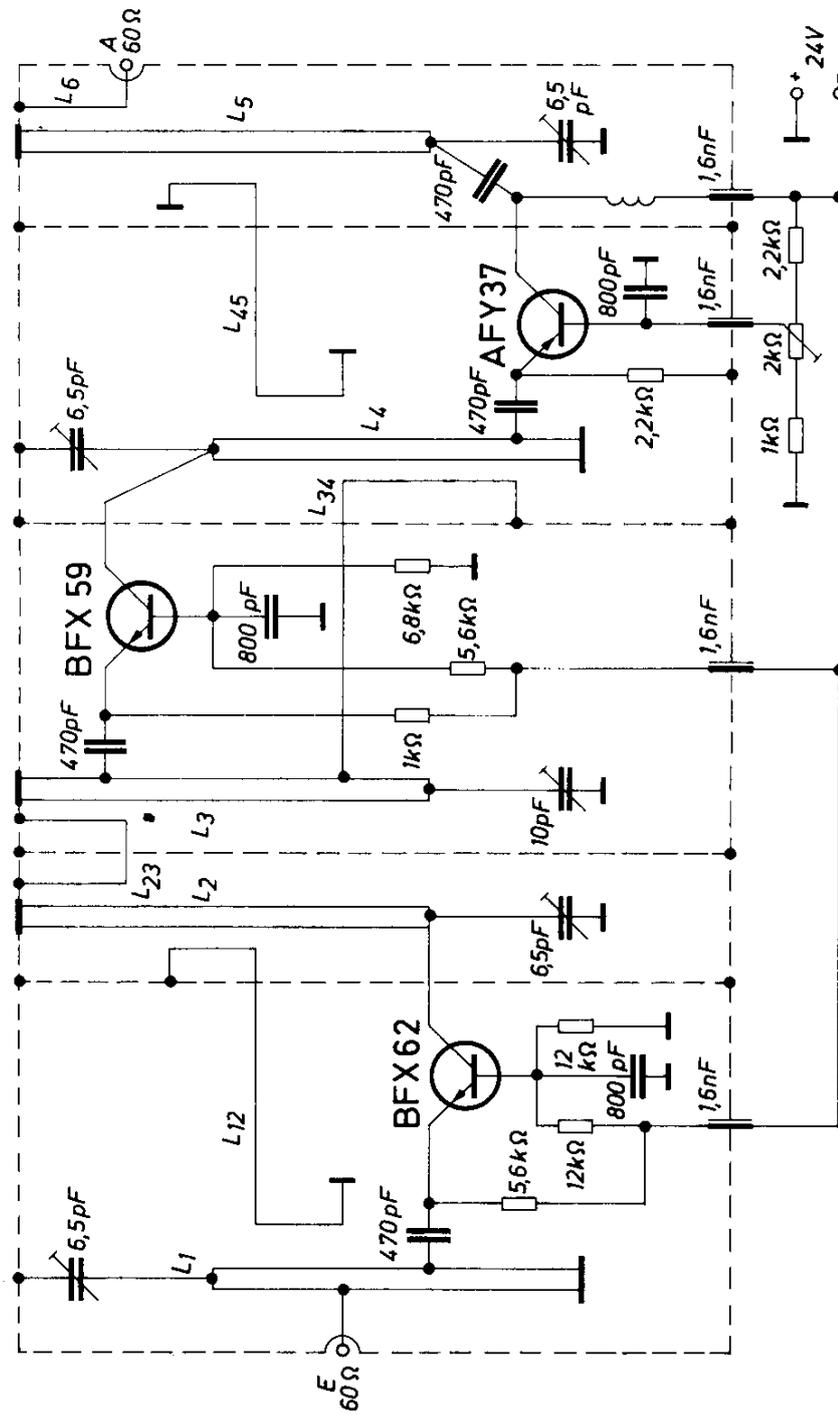
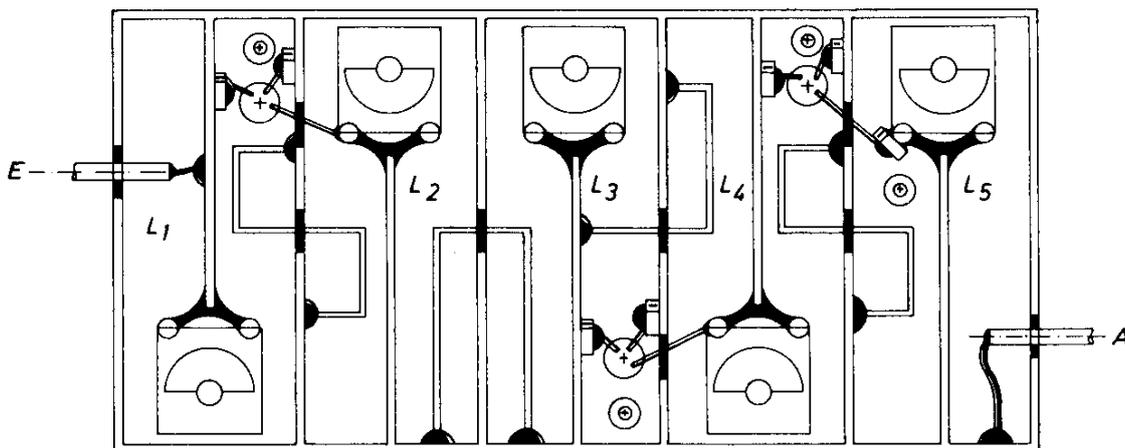


Bild 7.5 Dreistufiger UHF-Antennenverstärker
(Technische Daten S. 211)

Der Kollektorstrom der Vorstufe beträgt 2 mA. Das an diese Stufe schließende überkritisch gekoppelte Bandfilter wirkt für die Gesamtbreite des Verstärkers bestimmend. Zwischen der Treiber- und der Endstufe und am Ausgang des Verstärkers liegt je ein Einzelkreis. Alle Stufen sind durch induktiv gekoppelte Schleifen neutralisiert. Die Treiberstufe arbeitet mit einem Kollektorstrom von 10 mA. Bei diesem verhältnismäßig hohen Strom hat der Transistor BFX 59 eine große Verstärkung und eine sehr gute Linearität. Das von der Treiberstufe gelieferte Ausgangssignal begrenzt deshalb nicht die erzielbare Ausgangsspannung.



Innenleiterabmessungen : Länge = 34 mm, Dicke = 1mm

M 1:1

Innenleiterbreite	L1	L2	L3	L4	L5	
Band IV	5,5	8,5	5,5	5,5	5,5	mm
Band V	5,5	8,5	5,5	8,5	8,5	mm

Bild 7.6 Mechanischer Aufbau des Verstärkers gemäß Bild 7.5

Praktisch hängt daher die Ausgangsspannung des Verstärkers nur von der Endstufe ab, wobei die Wahl des Arbeitspunkts für den Transistor AFY 37 entscheidend ist. Als günstiger Kollektorstrom hat sich der Wert von 4 mA herausgestellt; die Kollektorspannung sollte so hoch wie möglich sein, weshalb der höchstzulässige Wert 16 V gewählt wurde.

Um bei jedem Exemplar der Transistoren AFY 37 die maximal mögliche Ausgangsspannung zu erreichen, wurde die Arbeitspunkteinstellung veränderlich ausgeführt. Bei einer größeren Anzahl untersuchter Transistoren lag der optimale Kollektorstrom im Bereich von 3,8 bis 4,2 mA.

Den *Abgleich des Verstärkers* beginnt man damit, daß der Arbeitspunkt der Endstufe zunächst auf einen Kollektorstrom von 4 mA eingestellt wird. Anschließend wird die Neutralisation sämtlicher Stufen grob abgeglichen, bis keine Selbsterregung mehr eintritt. Daraufhin stellt man mit der Koppelschleife L_{23}

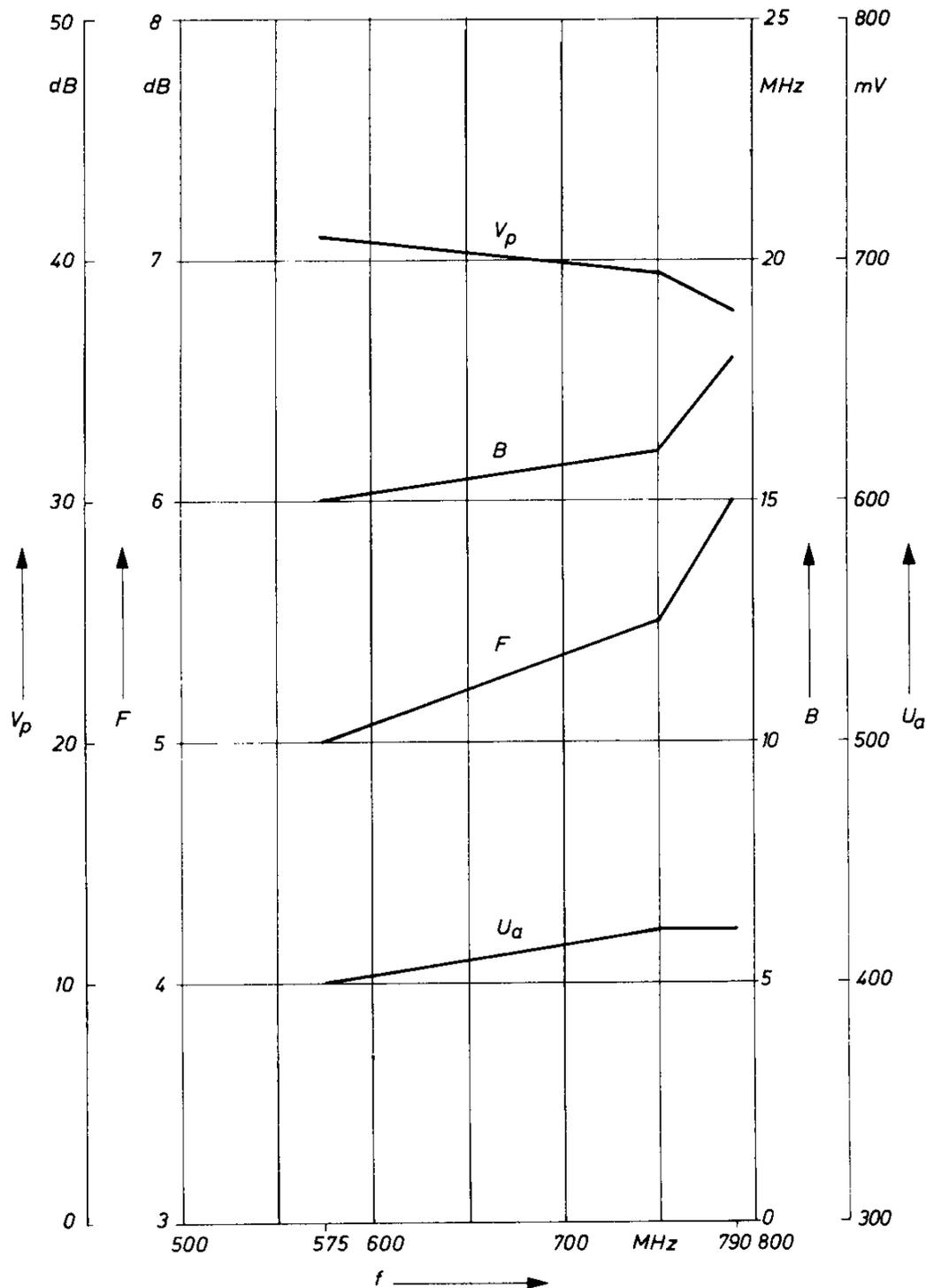


Bild 7.7 Leistungsverstärkung, Rauschen und Ausgangsspannung des Verstärkers nach Bild 7.5

bei verstimmten Einzelkreisen das Bandfilter auf die gewünschte Mittenfrequenz und Bandbreite ein. Die Kopplung soll dabei überkritisch sein mit einer Einsattelung von etwa 1,5 dB. Dann werden alle Einzelkreise auf maximale Ausgangsspannung abgeglichen, bei gleichzeitiger Korrektur der Neutralisation.

Beim Einstellen der Neutralisation wird jede Stufe getrennt auf maximale Rückwärtsdämpfung abgeglichen, wobei man zweckmäßigerweise mit der Endstufe beginnt. Beim Abgleich der Endstufen fängt man damit an, daß die Auskoppelschleife auf minimalen Ausgangsreflexionsfaktor eingestellt wird. Daraufhin werden sämtliche Kreise noch einmal abgeglichen.

Zum Schluß stellt man den Kollektorstrom des Endstufentransistors auf den optimalen Wert ein. Dies erfolgt bei der Messung des Intermodulationsabstandes. Da der optimale Ausgangsstrom nur wenig streut, bleibt die Resonanzfrequenz der Abstimmkreise unbeeinflusst. In dem Diagramm in Bild 7.7 sind Leistungsverstärkung, Rauschen, Bandbreite und Ausgangsspannung des Verstärkers im Band V dargestellt.

Technische Daten (zu Bild 7.5)

Betriebsspannung	24 V
Frequenzbereich	575 bis 790 MHz
Rauschfaktor	5 bis 6 dB
Leistungsverstärkung	40 dB
Eingangsreflexionsfaktor	<0,5
Ausgangsreflexionsfaktor	<0,1

Ausgangsspannung bei optimaler Einstellung des Arbeitspunktes für die Endstufe (30 dB Intermodulationsabstand, gemessen mit Zweisender-Methode) 420 mV (an 60Ω).

7.3. Mittelwellenempfänger mit Silizium-Transistoren

Der Mittelwellenempfänger nach Bild 7.8 besteht aus einer fremdgesteuerten Mischstufe, einem Oszillator und einem zweistufigen Zwischenfrequenzverstärker.

Der *Oszillator* arbeitet in Basisschaltung bei einem Emitterstrom von 1 mA. Durch eine lose Koppelung zwischen Kollektorwicklung und Kreiswicklung wird eine zu große Frequenzverstimmung des Oszillators bei Abregelung der Mischstufe vermieden. Gegen Betriebsspannungsänderungen ist der Arbeitspunkt des Oszillators mit einem Selen-Element stabilisiert. Dadurch wird erreicht, daß der Oszillator selbst bei halber Betriebsspannung noch einwandfrei arbeitet. Parallel zum Abstimmkondensator des Oszillatorkreises liegt ein Widerstand von $330\text{ k}\Omega$ (R_1). Dadurch erhält man eine über den gesamten Frequenzbereich annähernd konstante Oszillatoramplitude. Das Oszillatorsignal gelangt über den Kondensator C_1 an die Mischstufe. Ein optimales Verhältnis

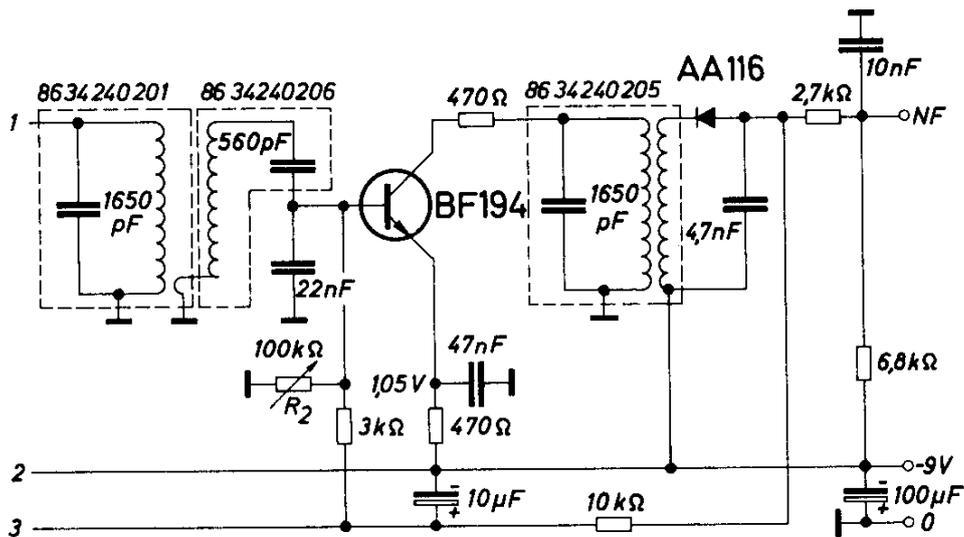
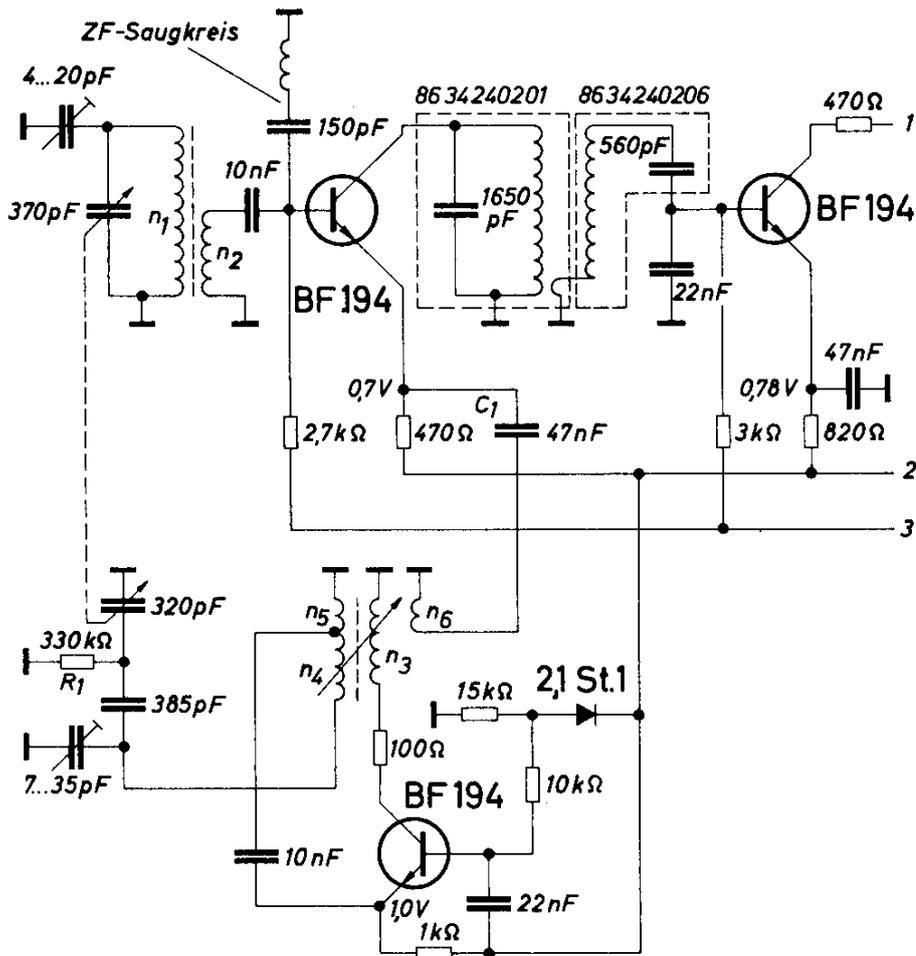


Bild 7.8 Mittelwellenempfänger mit Silizium-Transistoren

zwischen Mischverstärkung und Signal-Rauschabstand ergibt sich bei einem Oszillatorsignal von 110 mV.

Der *Antennenkreis* wird über eine Ankoppelwicklung und einen Trennkondensator an die Mischstufe angeschlossen. Bei seiner Dimensionierung muß zwischen optimaler Rauschanpassung und den Selektionseigenschaften des Eingangskreises ein Kompromiß geschlossen werden.

Der *ZF-Verstärker* besteht aus zwei Stufen, die in Emitterschaltung (nicht-neutralisiert) arbeiten. Die erforderliche Selektion wird durch zwei gleichartig aufgebaute Bandfilter und ein Diodenkreisfilter erreicht. Jedes Bandfilter besteht aus zwei getrennt abgeschirmten Einzelkreisen, die durch eine zusätzliche Wicklung verkoppelt sind. Die beiden Stufen des ZF-Verstärkers und die Mischstufe werden stromabwärts geregelt. Die Regelspannung wird nach der Demodulatordiode abgenommen und die Arbeitspunkte der einzelnen Stufen stellt man mit dem Potentiometer R_2 ein. Den Signal-Rauschabstand des Empfängers zeigt das Diagramm in Bild 7.9.

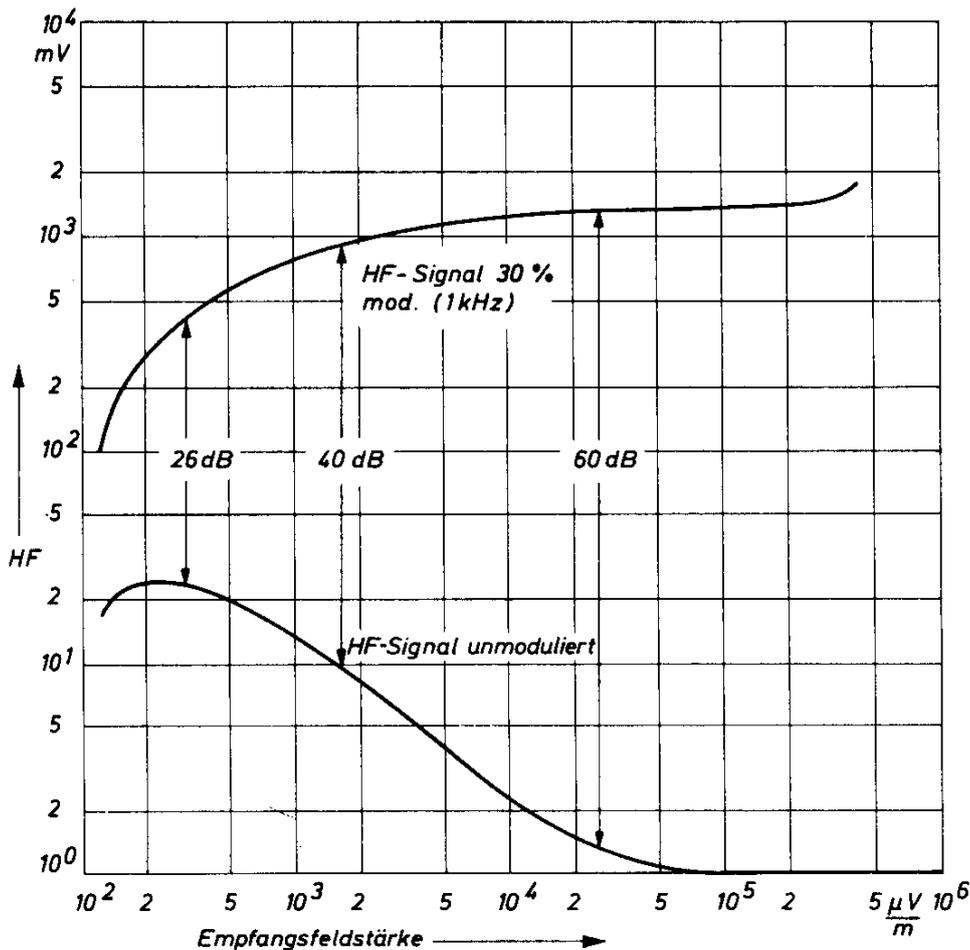


Bild 7.9 Signal-Rauschabstand des Empfängers nach Bild 7.8

Technische Daten (zu Bild 7.8)

Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom (ungeregelt)	6,5 mA
Eingangsspannung an der Basis des Mischtransistors für einen Signal-Rauschabstand von 26 dB bei einer Frequenz von 1 MHz	17 μ V
Empfangsfeldstärke für einen Signal-Rauschabstand von 26 dB	370 μ V/m
NF-Spannung am Lastwiderstand von 6,8 k Ω bei einer Eingangsspannung von 17 μ V	40 mV
Eingangsspannung bei Begrenzung des NF-Signals	200 mV
Zulässige Störspannung an der Basis des Mischtransistors für 1% Kreuzmodulation (an 60 Ω , ohne Antennenkreis gemessen, Nutzfrequenz 1 MHz, Störfrequenz 1,1 MHz, 100% mit 1 kHz moduliert)	11,5 mV

Spulendaten:

Eingangskreis: Siferrit-Antennenstab B 61610-J1011-X025

 $n_1 = 50$ Wdg $10 \times 0,05$ CuLS ($L = 240 \mu$ H) $n_2 = 5$ Wdg $10 \times 0,05$ CuLS

Oszillatorkreis:

 $n_3 = 16$ Wdg 0,1 CuL $n_4 = 125$ Wdg $8 \times 0,05$ CuLS ($L = 150 \mu$ H) $n_5 = 2,5$ Wdg 0,16 CuL $n_6 = 2$ Wdg 0,16 CuL**7.4. Miniatur-Mittelwellenempfänger**

Die HF-Eigenschaften des NF-Verstärker-Bausteins TAA 131 sind so gut, daß er sich auch noch für den Mittelwellenbereich eignet.

Es ist deshalb der Aufbau eines kompletten Miniatur-Mittelwellenempfängers mit zweien dieser Bausteine möglich.

Aus der Schaltung in Bild 7.10 ist ersichtlich, daß man mit sehr wenigen äußeren Bauelementen auskommt. Da die integrierte Halbleiterschaltung TAA 131 die

Abmessungen von nur $2,8 \text{ mm} \times 2,65 \text{ mm} \times 1,1 \text{ mm}$ hat, kann bei Verwendung von Miniaturbauelementen für die äußere Beschaltung der ganze Verstärkerteil des Mittelwellenempfängers auf einem Raum von etwa $0,5 \text{ cm}^3$ untergebracht werden.

Der HF-Teil arbeitet als rückgekoppelter Verstärker mit Demodulator in Spannungsverdopplerschaltung. Dabei ist der Verstärker TAA 131 als dreistufiger selektiver HF-Verstärker geschaltet.

Um eine Übersteuerung der Eingangsstufe zu vermeiden, kann der Lautstärkeregler nicht *nach* dem HF-Teil angeordnet werden. Als Lautstärkeregler wurde deshalb eine veränderliche Gegenkopplung des HF-Verstärkers selbst gewählt. Bei dieser Lösung kommt man außerdem mit einem sehr geringen Aufwand an zusätzlichen Bauelementen aus.

Als Antenne wirkt ein kleiner Ferritstab von $14 \text{ mm} \times 4 \text{ mm} \times 0,75 \text{ mm}$. Der Eingang ist auf die zu empfangende Frequenz fest abgestimmt.

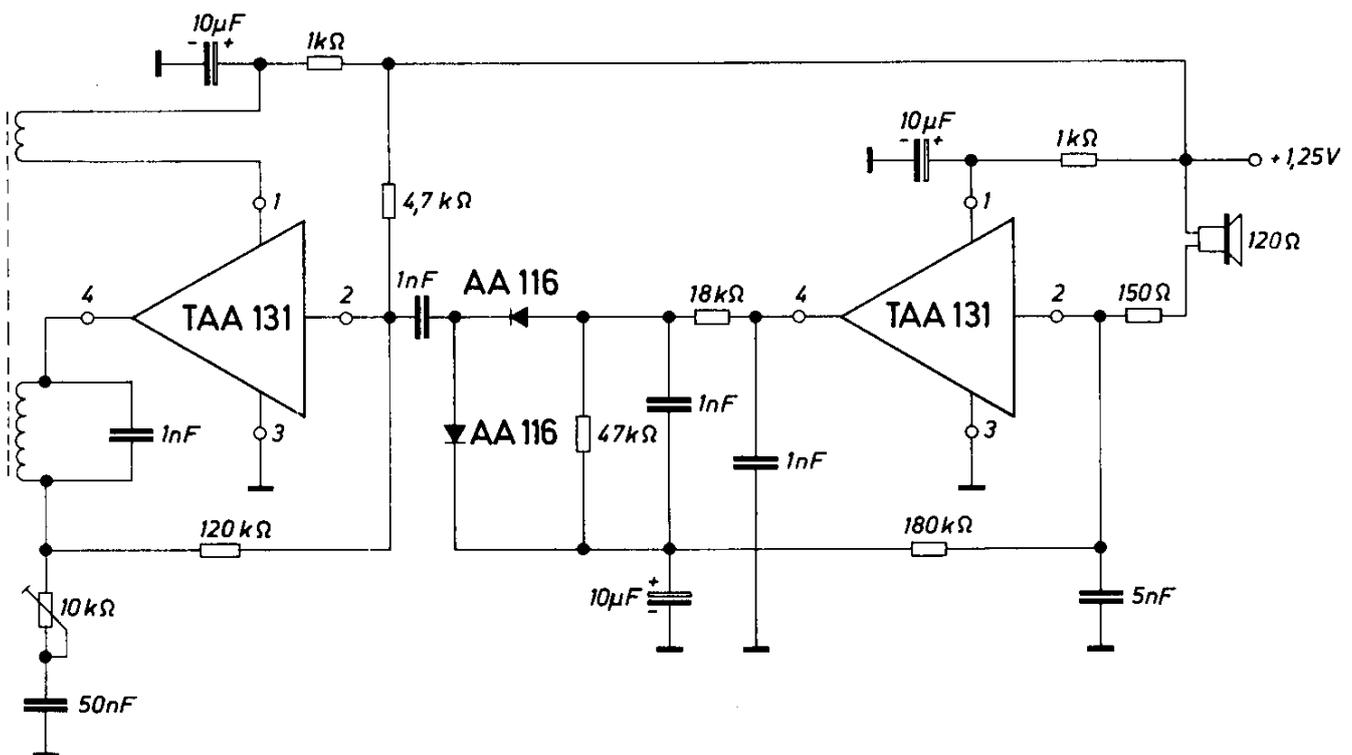


Bild 7.10 Miniatur-Mittelwellenempfänger

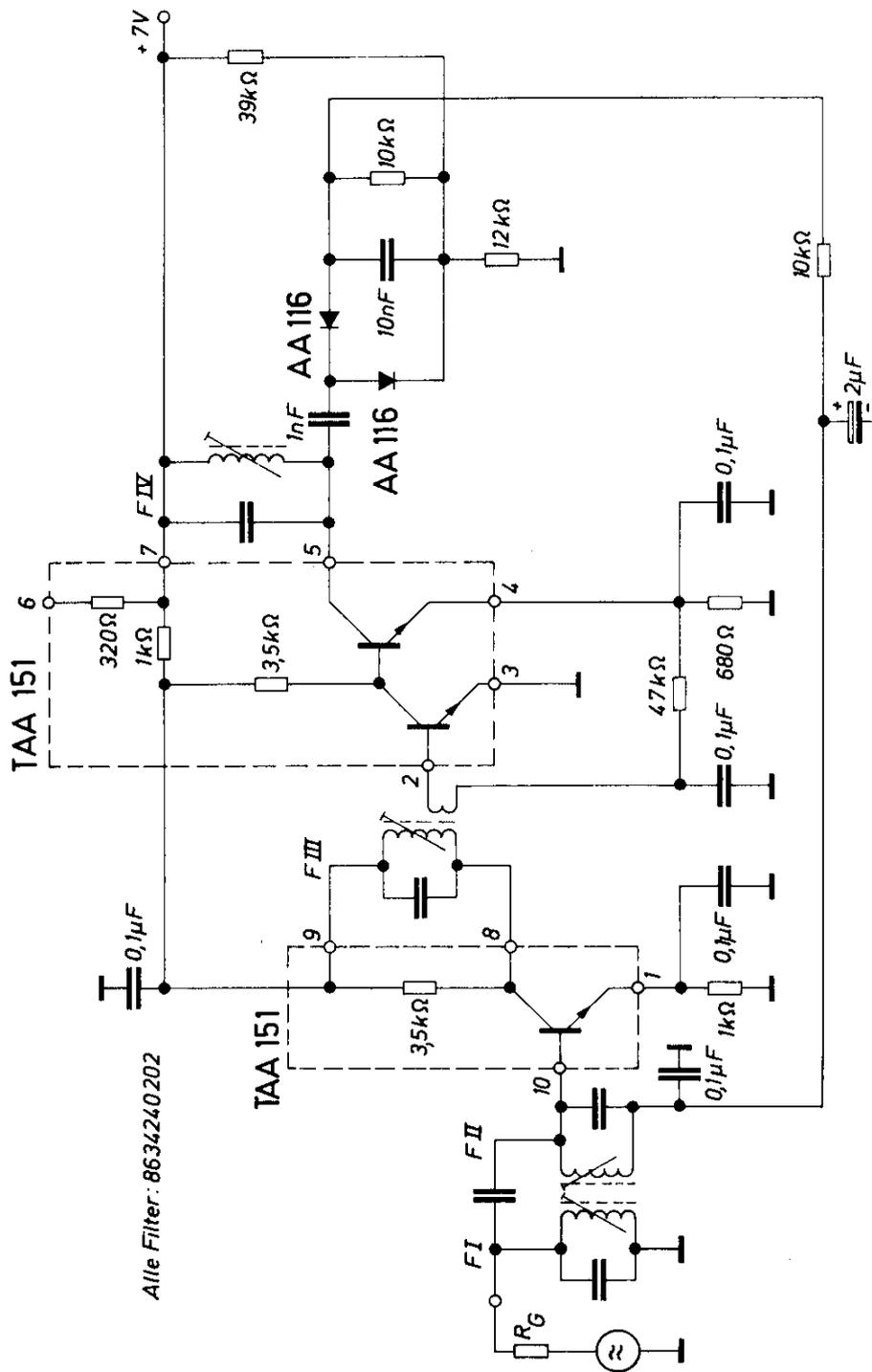


Bild 7.11 Mittelwellen-ZF-Verstärker mit TAA 151

7.5. Mittelwellen-ZF-Verstärker mit TAA 151

Bild 7.11 zeigt die Schaltung eines geregelten Mittelwellen-ZF-Verstärkers mit TAA 151.

In diesem dreistufigen ZF-Verstärker wird die erste Stufe abwärts geregelt. Die zweite und die dritte Stufe sind nicht geregelt und werden zur Arbeitspunktstabilisierung gegengekoppelt. Als Demodulator wird wieder ein Spannungsverdoppler verwendet.

Die Gesamtverstärkung der Anordnung liegt bei 70 dB. Die Bandbreite beträgt 8 kHz. Der Regelungsumfang ist 34 dB.

7.6. Mittelwellen-ZF-Endstufe und NF-Verstärker mit TAA 151

Diese Schaltung (Bild 7.12) ist für die Anwendung in einfachen Koffergeräten für Mittelwellenempfang geeignet. Die drei Verstärkerstufen des TAA 151 übernehmen dabei die Funktion der letzten ZF-Stufe, des NF-Verstärkers und des NF-Treibers. Eine Komplementärendstufe mit den Transistoren AC 187 K/AC 188 K kann direkt angesteuert werden.

Da man bei Koffergeräten mit einer stark schwankenden Batteriespannung rechnen muß, ist der Verstärker stark gegengekoppelt. Durch eine geeignete Arbeitspunkteinstellung des Transistors T_2 wird eine gute Mittenspannungskonstanz für die Endstufe auch bei Änderung der Betriebsspannung erreicht.

Wenn eine Endstufe mit den Transistoren AC 187 K/AC 188 K bei 9 V und einer Ausgangsleistung von 1,8 W voll angesteuert werden soll, beträgt die erforderliche Eingangsspannung des Verstärkers 100 mV.

7.7. Bandbreitenregelung bei Mittelwellenempfang mit Kapazitätsdioden

Im Mittelwellen-Rundfunkbereich beträgt der Kanalabstand bekanntlich 9 kHz. Zur Erzielung einer ausreichenden Nachbarkanalselektion von 30 bis 40 dB werden die Empfänger in der Regel für eine Gesamtbandbreite von 4 bis 5 kHz ausgelegt. Bei einer Senderabstimmung auf Bandmitte liegt dann die NF-Grenzfrequenz bei 2 bis 2,5 kHz, was geringe Wiedergabegüte bedeutet.

Die NF-Bandbreite der Sender liegt wesentlich höher, weshalb durch Vergrößerung der empfangsseitigen Bandbreite bei starken Sendern die Wiedergabequalität erheblich verbessert werden kann. Durch die Veränderung der Bandbreite

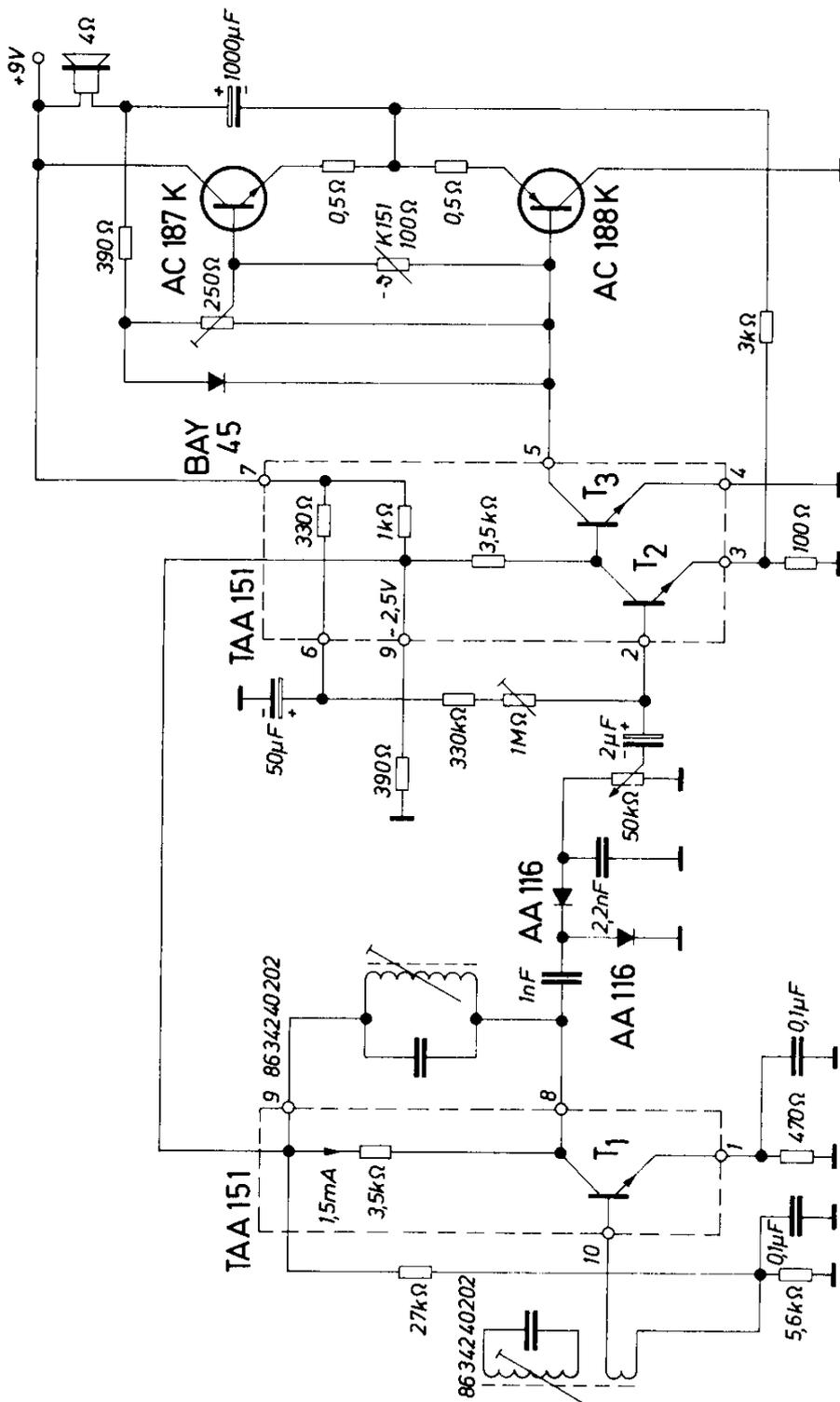


Bild 7.12 Mittelwellen-ZF-Endstufe und NF-Verstärker mit TAA 151

in Abhängigkeit von der Feldstärke des empfangenen Senders bleiben die Selektionsforderungen für schwächer einfallende Sender erhalten.

In herkömmlicher Weise wird eine solche „Bandbreitenregelung“ durch mechanisches Verändern der Filterkopplungen oder durch Umschaltung der kapazitiven oder induktiven Koppellemente der Bandfilter durchgeführt.

Eine neue und sehr einfache Möglichkeit der Bandbreitenregelung bietet die Anwendung von Kapazitätsdioden; diese haben die Eigenschaft, daß die Sperrschichtkapazität sehr stark von der angelegten Sperrspannung abhängt. Diese Abhängigkeit ist besonders groß bei Kapazitätsdioden, die für die Abstimmung im UHF-Bereich verwendet werden. So ändert sich die Kapazität z. B. bei der UHF-Abstimm-diode BB 105 bei einer Spannungsänderung von 3 V auf 25 V etwa im Verhältnis 5:1.

Die Kapazitätsdioden können beispielsweise als Hochpunkt-Koppelkapazität eines Zweikreisbandfilters geschaltet werden. Diese Anordnung ermöglicht auf einfache Weise eine stufenlose Regelung der Bandbreite. Da die Regelspannung als reine Gleichspannung zugeführt wird, ist die Länge der Zuführungsleitungen unkritisch.

Das Bild 7.13 zeigt die Schaltung einer AM-ZF-Stufe mit dem Transistoren BF 194. Am Ausgang liegt ein Zweikreisbandfilter, in dessen Hochpunkt-koppelzweig eine Kapazitätsdiode BB 105 geschaltet ist. Der Fußpunkt des Primärkreises liegt direkt an Masse. Die Regelspannung wird der Diode im abgeblockten Fußpunkt des Sekundärkreises zugeführt.

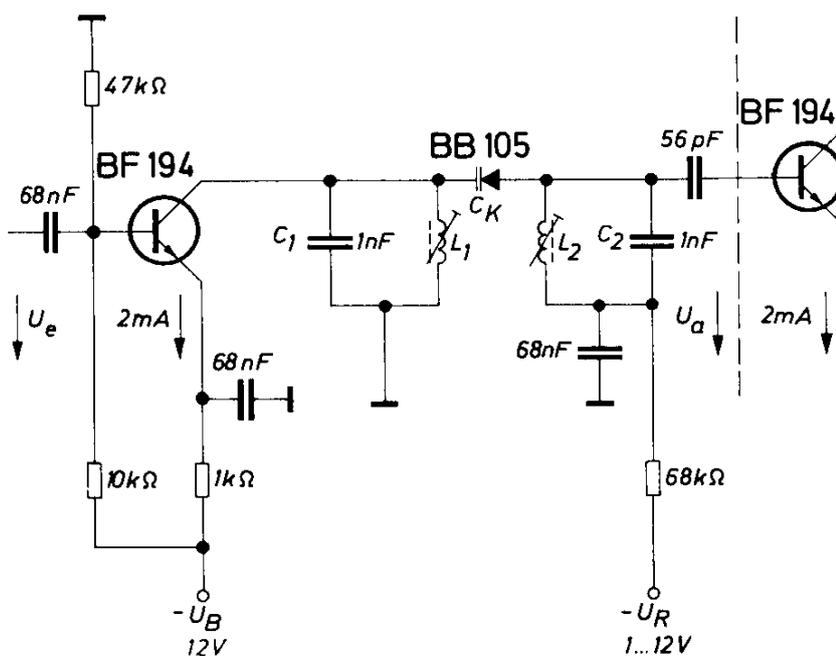


Bild 7.13 AM-ZF-Stufe mit Kapazitätsdiode

Bei einer Änderung der Regelspannung von 12 V auf 1 V ergibt sich eine Änderung der Bandbreite von 7 auf 17,5 kHz. Bei einer weiteren Verringerung der Regelspannung auf etwa 0,5 V könnte eine Vergrößerung der Bandbreite auf 21 kHz erreicht werden.

Die Regelspannung für die Bandbreitenregelung wird wie die Regelspannung für die Verstärkungsregelung im Demodulator, evtl. über einen eigenen Regelverstärker, gewonnen.

Bild 7.14 zeigt die Änderung der Bandfilterdurchlaßkurve mit der Regelspannung U_R , die jeweils etwa gleichzusetzen ist der Sperrspannung an der Kapazitätsdiode BB 105. Wie aus der Abbildung ersichtlich ist, ergibt sich neben der Bandbreitenänderung auch eine Verschiebung der Bandmittenfrequenz, die durch eine entsprechende Nachstimmung ausgeglichen werden müßte. Dieser Nachteil kann durch Verwendung mehrerer Dioden vermieden werden. Eine entsprechende Grundschaltung mit drei Kapazitätsdioden zeigt Bild 7.15. Im gleichen Bild ist die Änderung der Durchlaßkurve für diese Prinzipschaltung dargestellt. Es wird deutlich, daß hier die Bandbreitenregelung völlig symmetrisch zur Mittenfrequenz erfolgt. Aber auch bei Verwendung von nur zwei Kapazitätsdioden kann eine weitgehend frequenzsymmetrische Bandbreitenregelung erzielt werden. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 7.16. Dabei wird das Bandfilter in der Breitstellung verstimmt, d. h. der Primär- und der Sekundärkreis liegen nicht mehr auf gleicher Frequenz. Die Diode D_1 bewirkt eine Bandbreitenänderung durch Änderung der Hochpunktkopplung. Die dabei auftretende unerwünschte Verschiebung der Durchlaßkurve zu einer tieferen Frequenz wird durch eine gegenphasige Verstimmung des Primärkreises nach einer höheren Frequenz mit Hilfe der Diode D_2 weitgehend ausgeglichen.

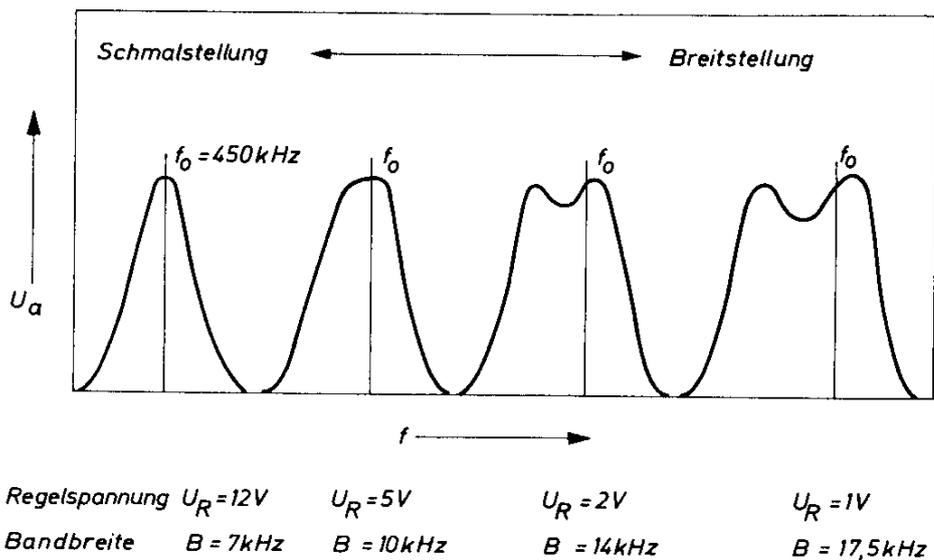


Bild 7.14 Bandfilterdurchlaßkurve, abhängig von Regelspannung

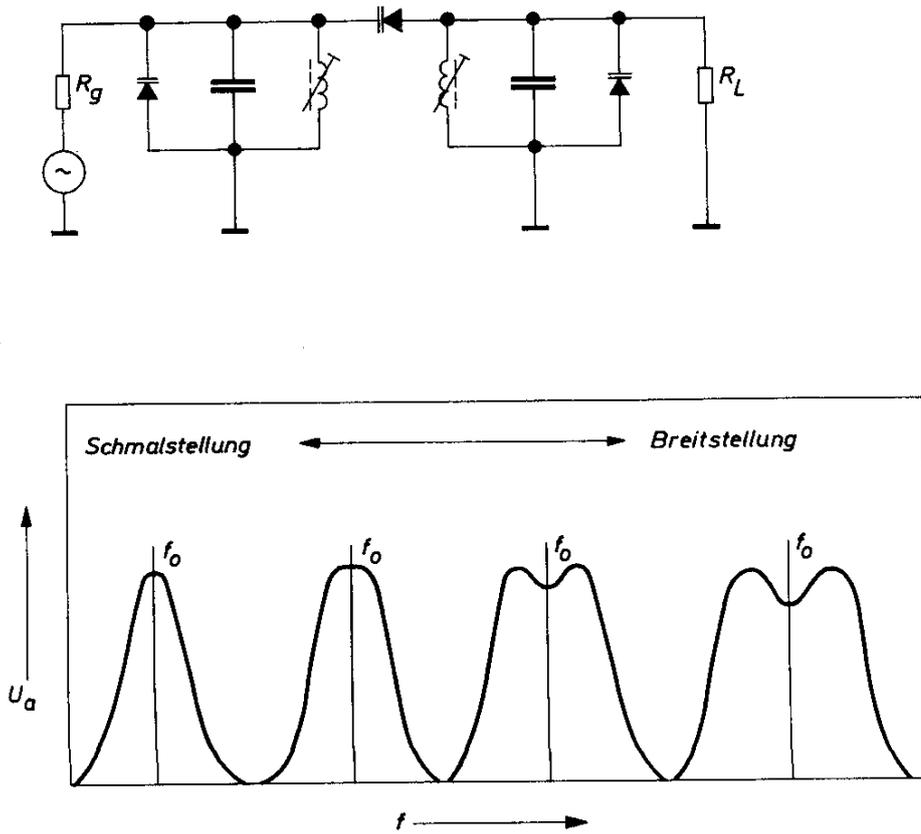


Bild 7.15 Prinzipschaltung und Durchlaßkurven einer AM-ZF-Stufe mit Kapazitätsdioden, ohne Verschiebung der Bandmittenfrequenz

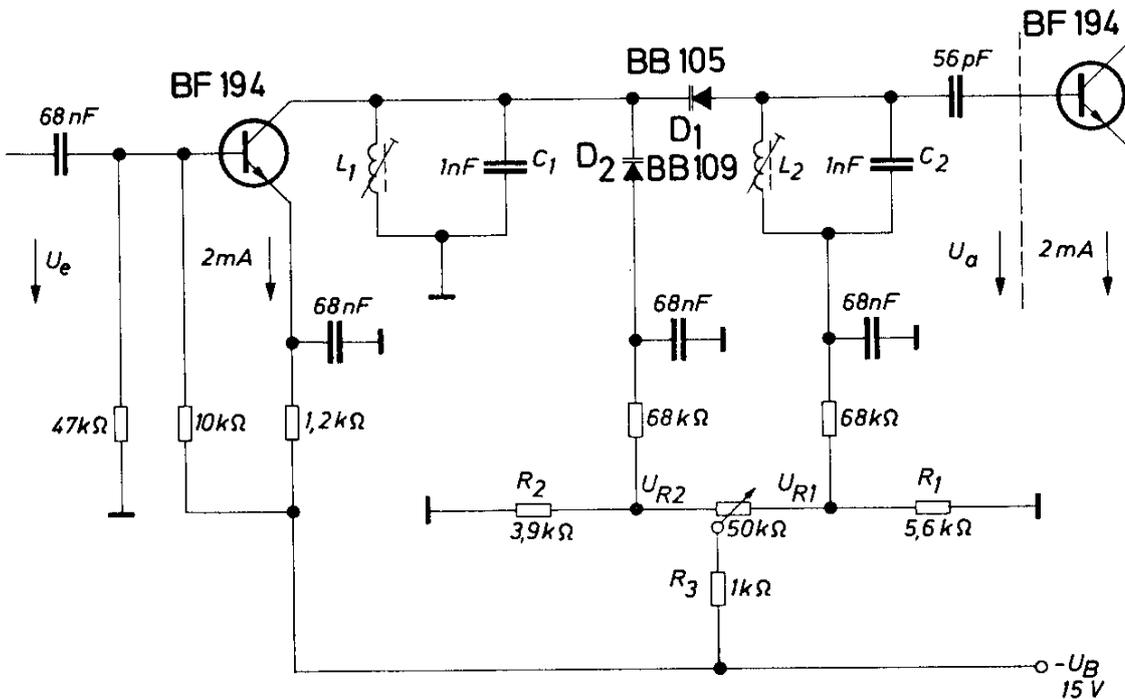


Bild 7.16 AM-ZF-Stufe mit zwei Kapazitätsdioden

Eine ähnliche Kompensation könnte auch durch Verstimmung des Sekundärkreises erzielt werden. Der Bandbreitenhub ist in dieser Schaltung größer als in der Anordnung mit einer Kapazitätsdiode nach Bild 7.13. Bild 7.17 zeigt die Bandbreitenänderung in den Schaltungen nach Bild 7.13 und Bild 7.16 in Abhängigkeit von der Regelspannung.

In Bild 7.18 ist die Frequenzverschiebung dieser ZF-Stufen angegeben. Durch geeignete Wahl der Widerstände R_1 , R_2 , R_3 und des Potentiometers können die Frequenzverschiebungen der Schaltung nach Bild 7.16 weitgehend kompensiert werden. Für eine noch bessere Kompensation der Frequenzverschiebung wäre anstelle der Widerstände R_1 und R_2 auch die Verwendung nichtlinearer Widerstände, wie Dioden und Heißeiter, denkbar.

Filterelemente in den Schaltungen nach Bild 7.13 und 7.16.

Induktivitäten L_1 , L_2 : etwa $100 \mu\text{H}$

Leerlaufgüte von L_1 , L_2 : 100

C_1 , C_2 : Styroflexkondensatoren

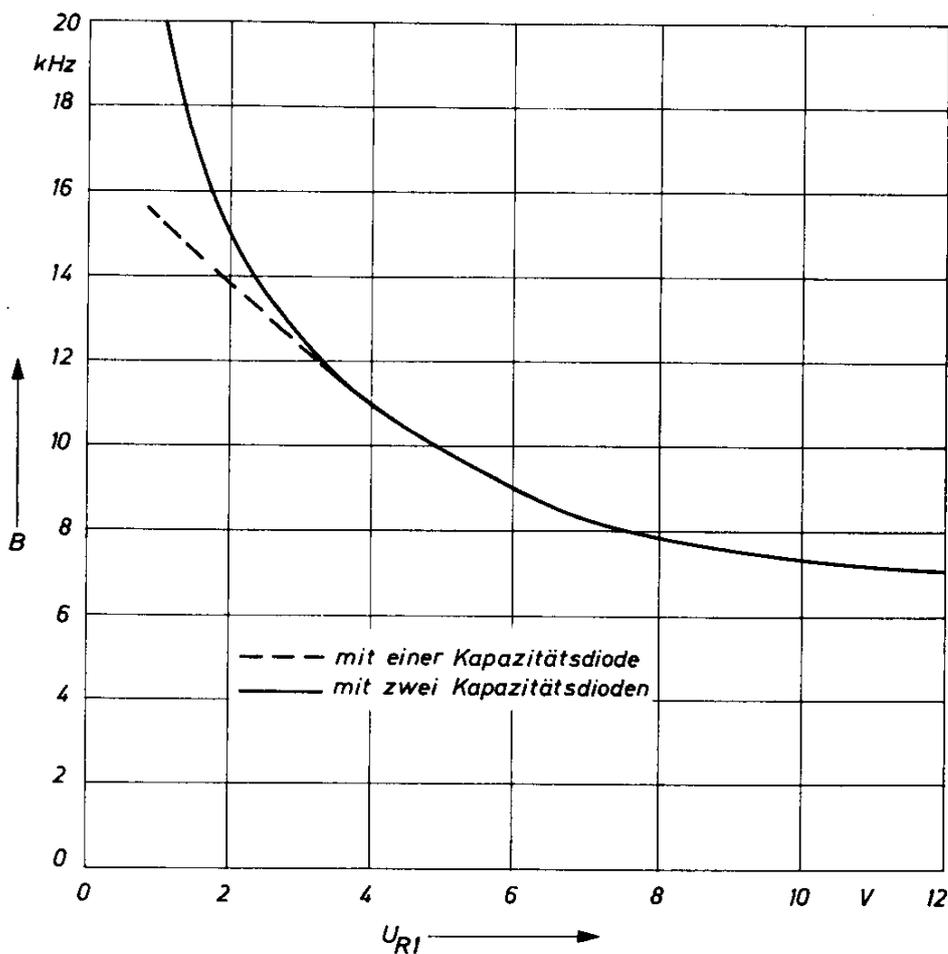


Bild 7.17 Bandbreitenänderung in den Schaltungen nach Bild 7.13 und 7.16, abhängig von der Regelspannung

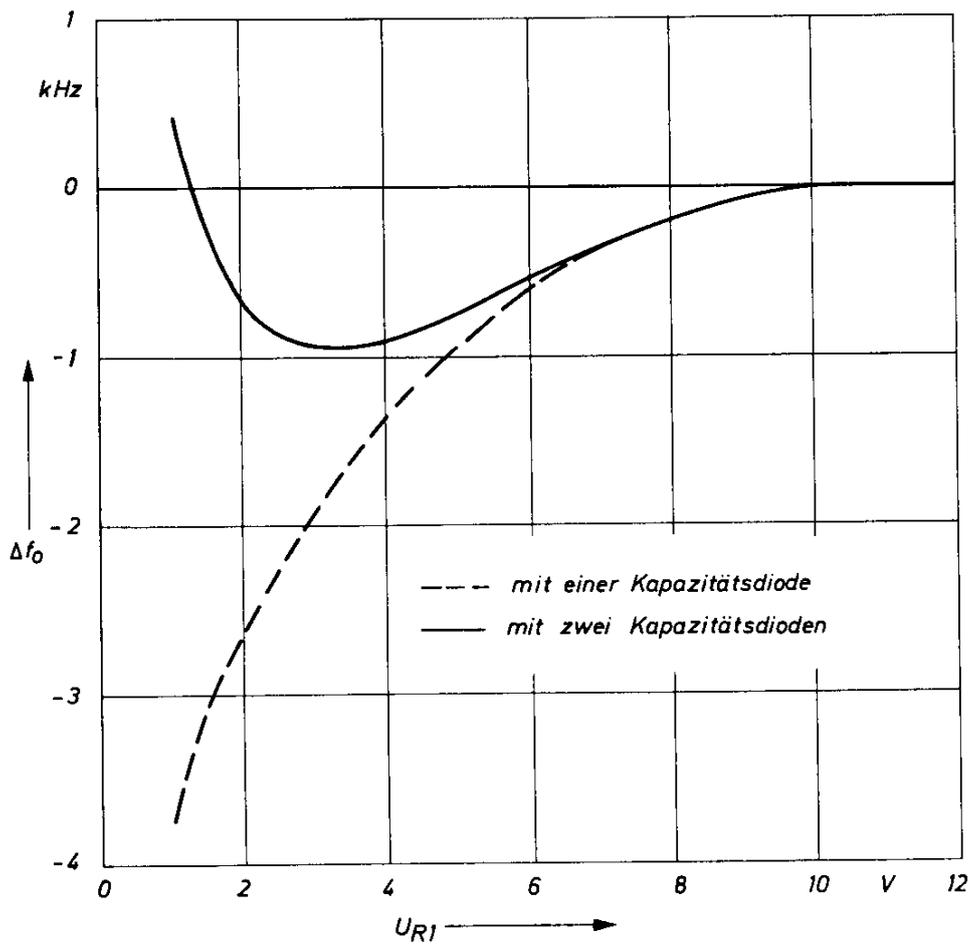


Bild 7.18 Frequenzverschiebung

7.8. UKW-Dioden-Tuner mit Silizium-Transistoren

Der UKW-Tuner nach Bild 7.19 ist mit den Transistoren BF 195 und den Kapazitätsdioden BB 103 bestückt. Er besteht aus Vorstufe, Mischstufe und Oszillatorstufe.

Die Vorstufe wird in Zwischenbasisschaltung betrieben, da der Transistor BF 195 eine größere Rückwirkungskapazität hat als z.B. die (für diese Anwendung häufig verwendeten) Transistoren AF 106 oder AF 109 R. Bei Benutzung des Transistors BF 195 in normaler Basisschaltung würde deshalb die Vorstufe nicht ausreichend stabil arbeiten.

Der Eingangskreis der Vorstufe ist breitbandig, wodurch man kleinere Rauschzahlen erreicht. Es ist sowohl ein unsymmetrischer 60- Ω -Anschluß als auch ein symmetrischer 240- Ω -Anschluß vorgesehen. Die Mittelfrequenz des Eingangskreises liegt bei 92 MHz, wodurch erreicht wird, daß die Rauschzahl über den ganzen UKW-Bereich möglichst klein und konstant bleibt.

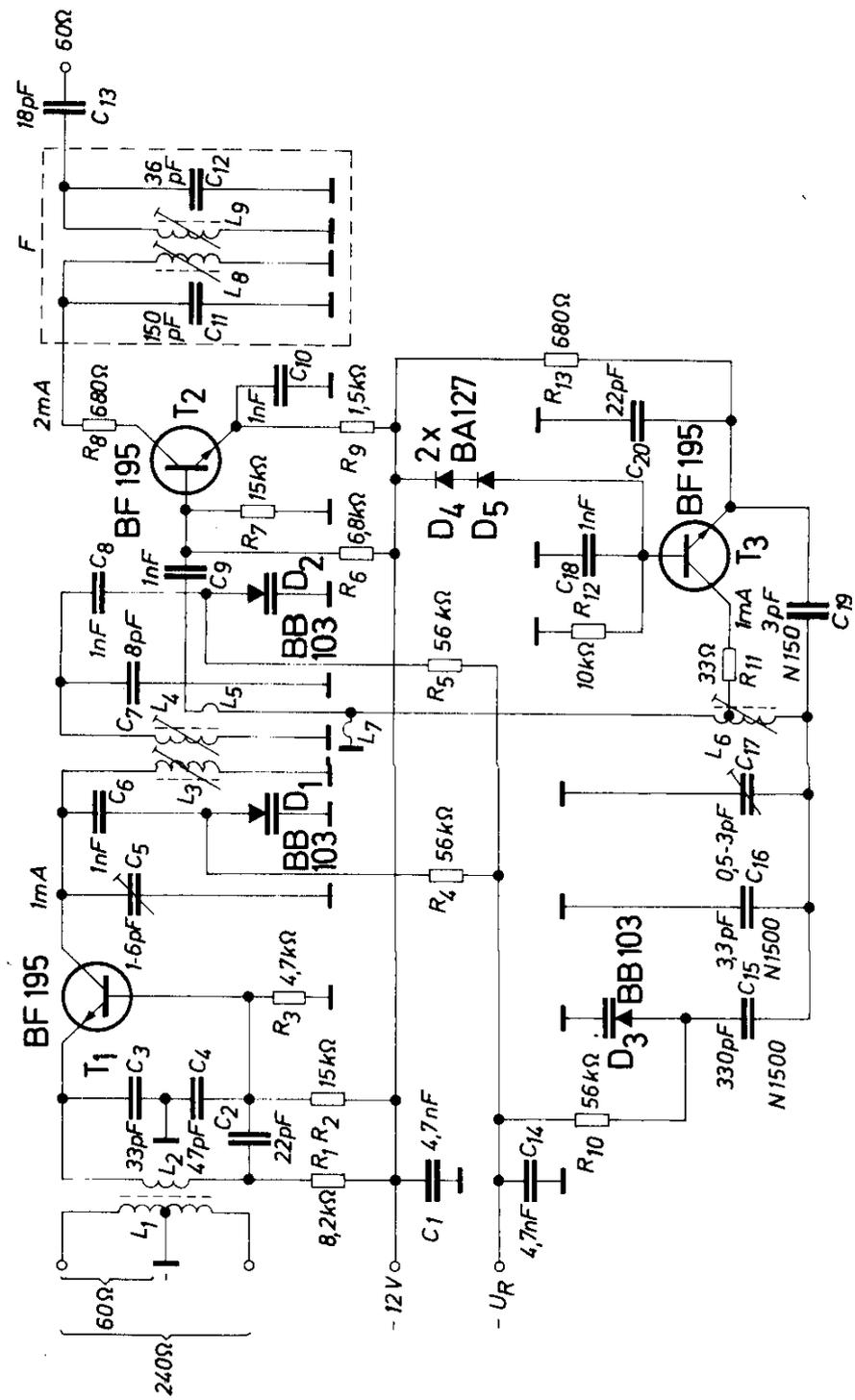


Bild 7.19 UKW-Dioden-Tuner mit Silizium-Transistoren

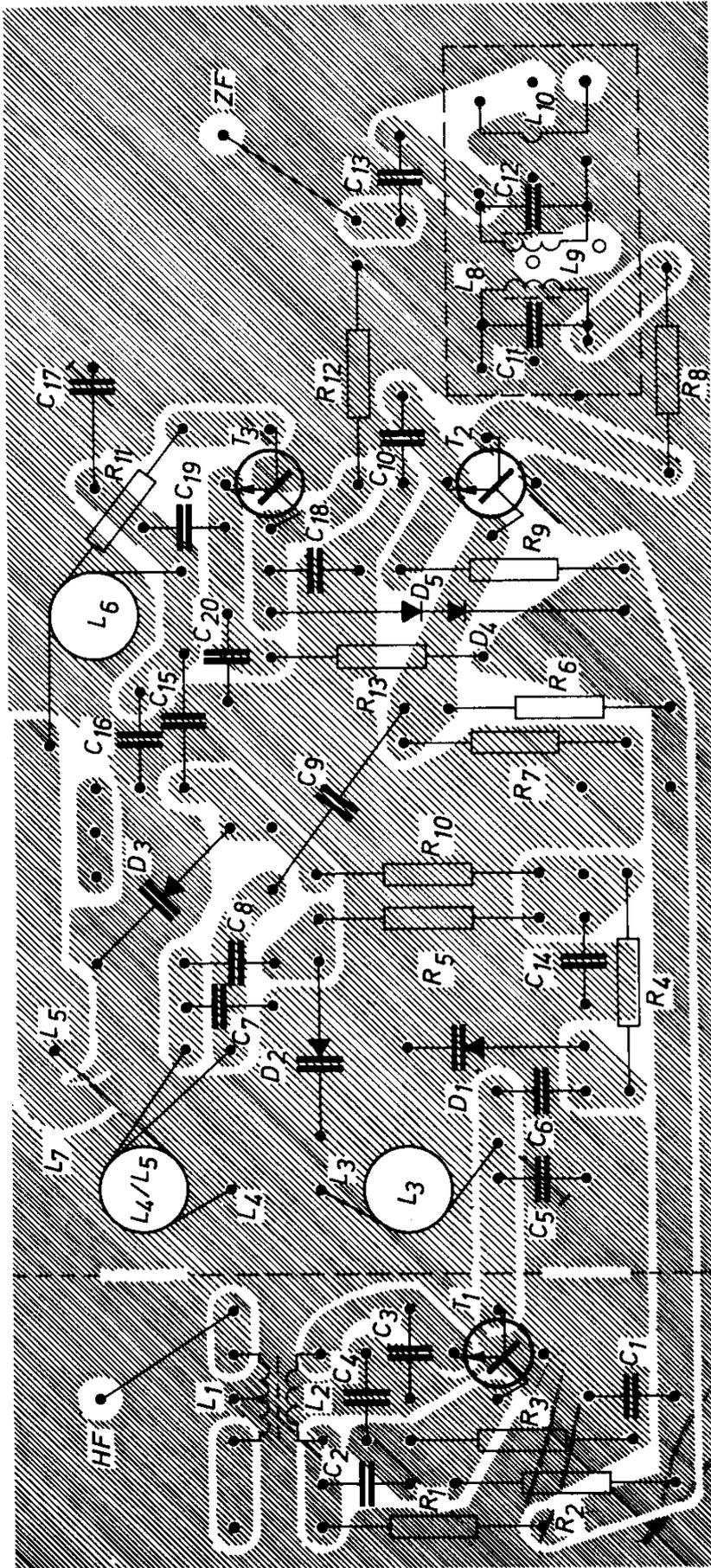


Bild 7.20 Bestückungsplan für Tuner nach Bild 7.19

Zur besseren Selektion ist zwischen Vor- und Mischstufe ein induktiv gekoppeltes, abstimmbares Bandfilter eingebaut. Störstellen, die durch Mischung eines Störsenders mit der Oszillatorschwingung bzw. durch Mischung der Oberwellen entstehen, werden dadurch wesentlich besser unterdrückt als durch einen Einzelkreis. Die Ankopplung an den Mischer erfolgt induktiv von der Sekundärseite des Bandfilters. Zur Durchstimmung des Bandfilters werden die Kapazitätsdioden BB 103 verwendet. Mit Hilfe der im Primärkreis des Bandfilters und im Oszillatorkreis vorgesehenen Trimmer lassen sich die Streuungen der Schaltkapazitäten, der Transistorkapazitäten und der Anfangskapazitäten ausgleichen. Zusammen mit den abgleichbaren Induktivitäten L_3 , L_4 und L_6 kann der Gleichlauf des Tuners eingestellt werden.

Um den Mischer nicht mit zu großen Eingangssignalen zu übersteuern, wird die HF-Spannung durch eine relativ günstige Betriebsspannung des Vorstufentransistors von etwa 3,5 V begrenzt. Dadurch wird gleichzeitig verhindert, daß an den Kapazitätsdioden im Zwischenbandfilter zu hohe HF-Spannungen auftreten.

Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung bei einem Kollektorstrom von etwa 1 mA. Um bei Änderungen der Betriebsspannung die Oszillatoramplitude konstant zu halten, wurde der Kollektorstrom mit Hilfe von zwei Silizium-Dioden BA 127 stabilisiert. Die Stabilisierung der Oszillatoramplitude ist erforderlich, weil wegen der nichtlinearen Kennlinie der Kapazitätsdiode eine Änderung der Oszillatoramplitude zu Frequenzänderungen führen würde.

Um zu verhindern, daß der Oszillator durch große Eingangssignale verstimmt wird, muß dieser möglichst lose an den Mischer gekoppelt werden. Dies geschieht durch eine kleine induktive Schleife (L_7) an der Basis des Mixers, welche in Serie zur Oszillatortspule geschaltet ist und gegen Masse führt.

Zur Temperaturkompensation dienen die Kondensatoren C_{15} und C_{16} . Für eine gute Frequenzkonstanz des Tuners muß an die Konstanz der Abstimmspannung eine hohe Anforderung gestellt werden. Unter der Voraussetzung, daß für den UKW-Empfänger eine Oszillatordrift von 50 kHz zulässig ist, darf sich die Abstimmspannung nur um etwa 0,4% ändern.

Ein Muster des Tuners wurde auf einer einseitig beschichteten Platine aus glasverstärktem Epoxydharz aufgebaut. Wenn anstelle dieses Materials das billigere Hartpapier verwendet wird, müssen wegen der hohen dielektrischen Verluste dieses Materials kleine Änderungen der Schaltung vorgenommen werden. Die Spulen des HF-Bandfilters (L_3 und L_4) müssen mit versilbertem Kupferdraht mit dem Durchmesser von 0,8 mm ausgeführt werden; bei zu geringer Oszillatoramplitude muß man den Ankopplungspunkt etwas verschieben.

Da die erzielbaren elektrischen Daten ganz wesentlich vom gewählten mechanischen Aufbau abhängen, sind in Bild 7.20 der Bestückungsplan und in Bild 7.21 die Maske für die Herstellung der gedruckten Schaltung in Originalgröße dargestellt.

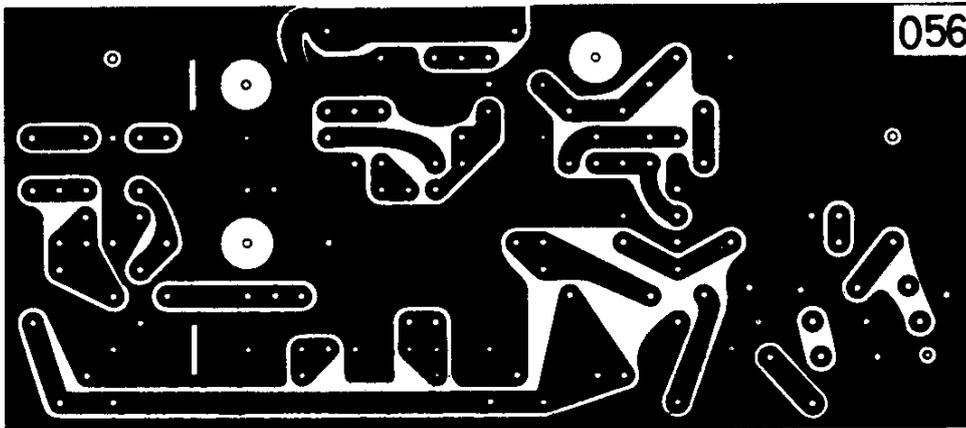


Bild 7.21 Maske für die Herstellung der gedruckten Schaltung für Tuner nach Bild 7.19.

Technische Daten

Betriebsspannung 12 V
Betriebsstrom 6,2 mA

Frequenz	87	108	MHz
Abstimmspannung	5,7	28	V
Leistungsverstärkung	30	29,5	dB
Rauschfaktor	4,5	5,1	dB
HF-Bandbreite	1,6	1,9	MHz
ZF-Bandbreite (an 60 Ω)	370	370	kHz
Oszillatordrift bei Änderung der Betriebsspannung	10	17	kHz/V
Oszillatorstörspannung (an 60 Ω)	0,1	0,2	mV
Störstellenunterdrückung für die Spiegelfrequenz $f_c + 2f_z$	52	52	dB
für die Frequenz $f_c + f_z/2$	72	72	dB
Oszillatordrift bei Temperaturänderung von 30 auf 60 °C	30	40	kHz

Spulendaten:

$L_1 - L_2$: Siferrit Rohrkern B62110 U17 A $3,5 \times 1,2 \times 6,2$

$L_1 = 5,5$ Wdg 0,16 CuL mit Mittelabgriff

$L_2 = 2,5$ Wdg 0,16 CuL

$L_3 - L_4 - L_5$: Siferrit Gewindekern B63310 U17 A 12,3, Durchmesser des Spulenkörpers 5 mm

$L_3 = 3,5$ Wdg 0,65 CuL

$L_4 = 3,5$ Wdg 0,65 CuL

$L_5 = 1$ Wdg 0,65 CuL anschließend an L_4 gewickelt

L_6 : Spulenkörper 5 mm \varnothing mit Alu-Kern 4 mm $\varnothing \times 10$ mm

$L_6 = 4,5$ Wdg 0,8 CuL vers. mit Anzapfung nach 2 Wdg vom kalten Ende

L_7 : gedruckte Stichleitung F: Siemens-Filter 8634290712

7.9. UKW-ZF-Verstärker mit Silizium-Transistoren

Der Verstärker nach Bild 7.22 besteht aus drei Stufen, wobei die ersten beiden Stufen völlig gleichartig aufgebaut sind. Die Arbeitspunkte aller drei Transistoren werden gemeinsam mit einem Selen-Stabilisator gegen Änderungen der Versorgungsspannung stabilisiert. Die Stufen arbeiten in nichtneutralisierter Emitterschaltung. Um eine große Sicherheit gegen Schwingneigung zu erzielen, wurden Filter mit geringem Widerstand bei Kreiskapazitäten von 100 pF und 330 pF eingesetzt. Der Sekundärpreis wird an die nächste Stufe induktiv über eine besondere Wicklung angekoppelt, die in den fertig lieferbaren Bandfiltern bereits vorgesehen ist. Diese Ankopplungsart ist besonders hinsichtlich der Stabilität sehr günstig. In allen drei Stufen ist in der Kollektorleitung ein Widerstand vorgesehen, um Abreißeffekte beim Durchstimmen starker Sender zu vermeiden. An den Kollektor der zweiten ZF-Stufe ist eine Germanium-Diode AA 117 als Begrenzer geschaltet. Dadurch wird verhindert, daß die anschließenden Kreise durch starke Signale zu sehr verstimmt bzw. bedämpft werden. Für den Demodulator wird das Filter 8634290713 verwendet. (Die in Bild 7.22 strichliert umrandeten Bauelemente sind im Spulenbecher untergebracht.) Zur Einstellung der optimalen AM-Unterdrückung ist der Widerstand R_1 vorgesehen.

In der Schaltung ist auch noch angegeben, wie auf relativ einfache Weise vom Demodulator eine Nachstimmspannung für den Oszillator im Tuner abgenommen werden kann.

Bild 7.23 zeigt die Abhängigkeit der Summenrichtspannung, der ZF-Spannung im Kollektor der letzten Stufe und der NF-Ausgangsspannung von der Ein-

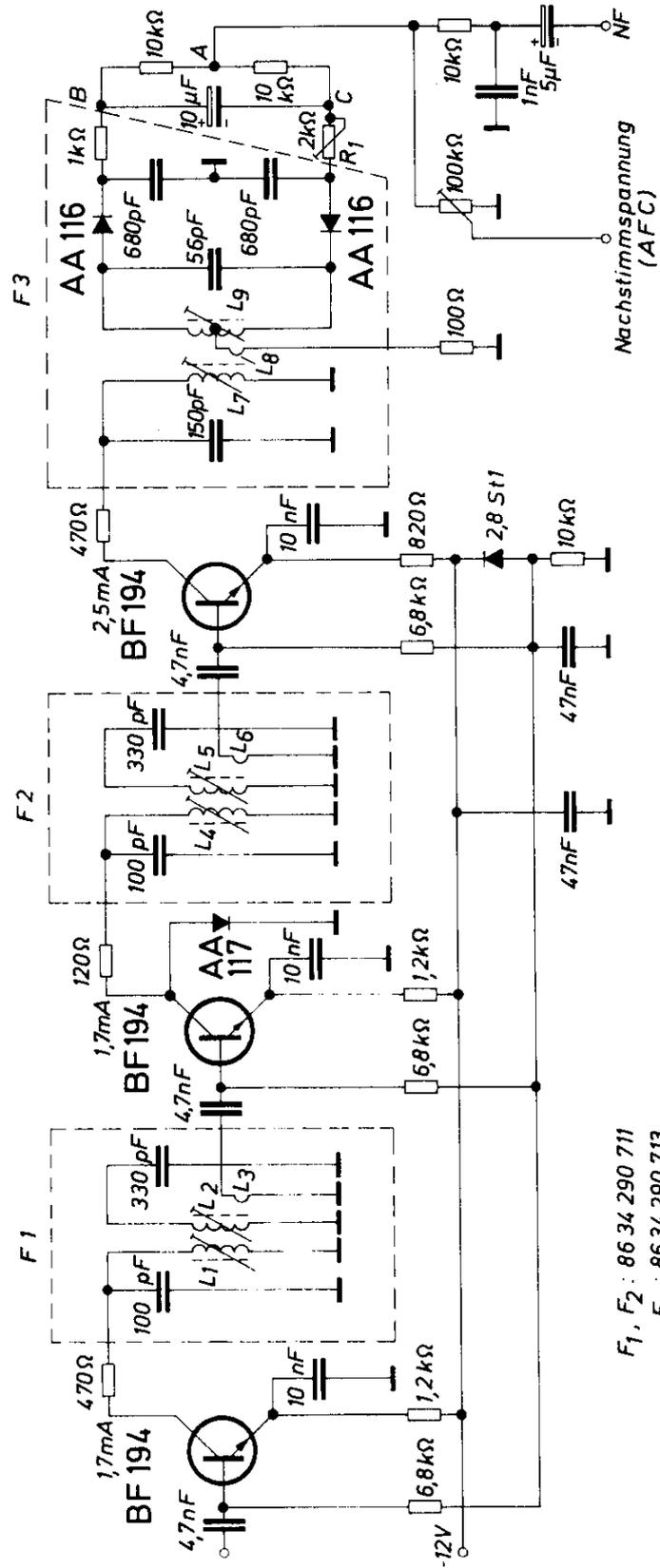


Bild 7.22 UKW-ZF-Verstärker mit Silizium-Transistoren

gangsspannung. Man sieht, daß bereits bei einer Eingangsspannung von nur etwa $100 \mu\text{V}$ nahezu die maximalen Ausgangswerte, die bei Begrenzung auftreten, erreicht werden. Außerdem ist dargestellt, wie stark sich die Bandbreite der ZF-Kreise und der Höckerabstand der Ratiokurve mit der Eingangsspannung ändern. Die Bandbreite wurde am Kollektor des letzten Transistors gemessen, wobei der Primärkreis des Ratiofilters mit einem Widerstand von 60Ω überbrückt war. Schließlich ist noch die AM-Unterdrückung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung gezeigt. Die in diesem Diagramm enthaltenen Werte ergeben sich aus dem Verhältnis der NF-Spannung bei frequenzmoduliertem Sender zur NF-Spannung bei amplitudenmoduliertem Sender.

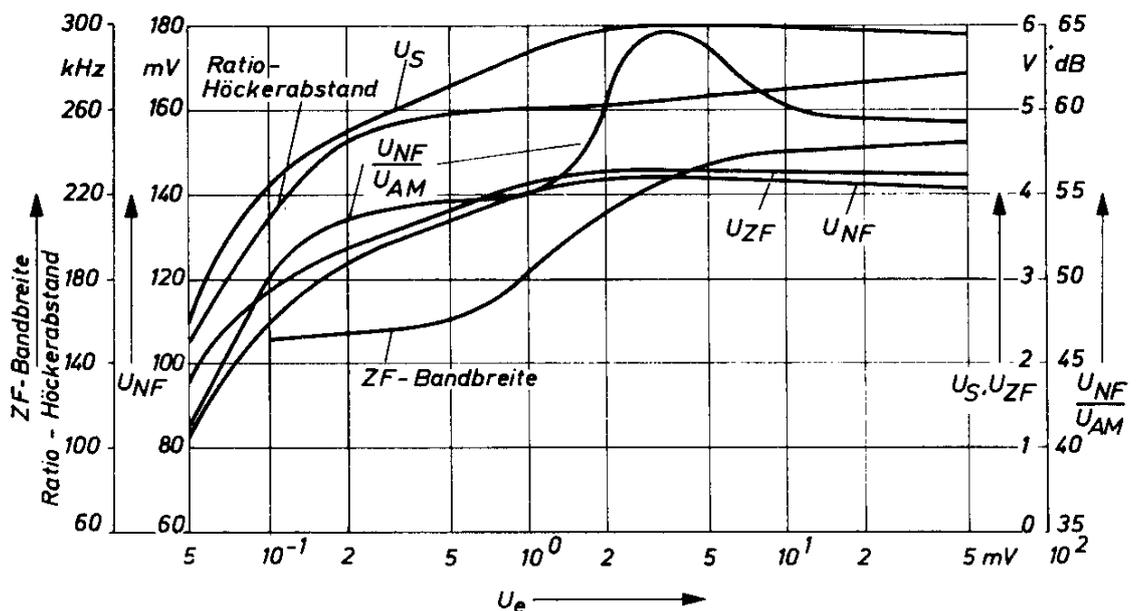


Bild 7.23 Summenrichtspannung, ZF-Spannung (im Kollektor der letzten Stufe) und NF-Ausgangsspannung, abhängig von Eingangsspannung für Schaltung nach Bild 7.22.

Technische Daten

Betriebsspannung 12 V
 Betriebsstrom 6,8 mA

Spulendaten: Alle Kerne: B63 310 U 17 A 12,3,
 Durchmesser der Spulenkörper 5 mm

$L_1 = 20$ Wdg	$L_4 = 20$ Wdg	$L_7 = 15,5$ Wdg
$L_2 = 12$ Wdg	$L_5 = 22$ Wdg	$L_8 = 6$ Wdg
$L_3 = 2$ Wdg	$L_6 = 2$ Wdg	$L_9 = 2 \times 11$ Wdg

7.10. Nichtneutralisierter Fernseh-ZF-Verstärker mit Germanium- und Silizium-Transistoren von hoher Ausgangsleistung

Die Silizium-Planar-Transistoren für Fernseh-ZF-Stufen mit integriertem Schirm ermöglichen wegen ihrer kleinen Rückwirkungskapazität eine hohe Stufenverstärkung, auch bei Betrieb ohne Neutralisation. Daher werden solche Transistoren in verstärktem Maß für diese Anwendung eingesetzt. Dabei ergibt sich, daß diese NPN-Transistoren eine andere Polarität der Regelspannung benötigen als die in den Tunern durchwegs verwendeten PNP-Germanium-Mesa-Transistoren.

Das Beispiel nach Bild 7.24 zeigt, wie man auf einfache Weise dieser Schwierigkeit aus dem Weg gehen kann. Der dreistufige ZF-Verstärker ist in der ersten geregelten Stufe mit dem PNP-Germanium-Mesa-Transistor AF 200 bestückt, während in der zweiten Stufe der NPN-Silizium-Transistor BF 173 und in der Endstufe der neue Transistor BF 311 eingesetzt ist. Alle drei Stufen werden ohne Neutralisation betrieben. Mit dem neuen Transistor BF 311 in der Endstufe kann man die sehr hohe Ausgangsspannung von etwa 10 V an einem Widerstand von 2,7 k Ω erzielen. Dabei beträgt die Verlustleistung am Transistor etwa 200 mW.

Für die Regelstufe wurde die Stromaufwärtsregelung gewählt. Durch geeignete Schaltungsauslegung wurde erreicht, daß Änderungen des Eingangsleitwertes und des Ausgangsleitwertes bei Regelung nahezu ohne Einfluß auf die Form der Durchlaßkurve der an den Regeltransistor angrenzenden Filter bleibt. Das Eingangsfiler ist nach den Prinzipien der variablen Transformation und der asymmetrischen Filterbelastung stabilisiert. Das Ausgangsbandfilter der Regelstufe wurde nach dem sogenannten Einzelkreis-Ersatzprinzip bemessen. Man erreicht dabei eine Verbesserung der Durchlaßkurvenkonstanz und der Selektionseigenschaften sowie eine höhere Stufenverstärkung und einen großen Regelumfang; er beträgt in diesem Beispiel etwa 60 dB.

Mit Rücksicht auf die Form der Durchlaßkurve des gesamten Verstärkers muß die Durchlaßkurve des Zwischenstufenbandfilters von den Parameterstreuungen der Transistoren sowie von Schaltungs- und Aufbaueinflüssen weitgehend unabhängig sein. Dies wird durch Kreise mit niedrigem Anpassungswiderstand, ohmsche Vorbelastung und geeignete Ankopplung an die Endstufe erreicht.

Technische Daten

Betriebsspannung	24 V
Leistungsverstärkung	92 dB
Regelumfang	60 dB

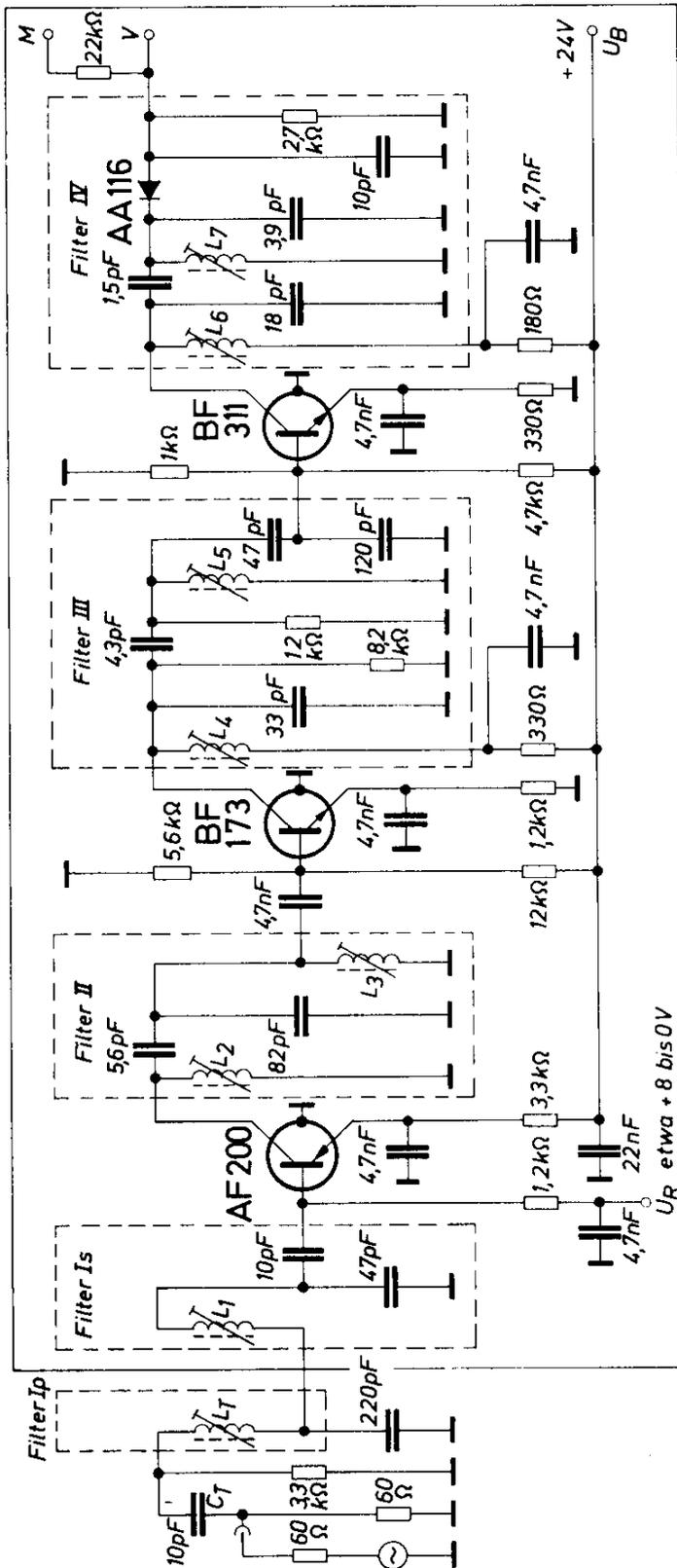


Bild 7.24 Nichtneutralisierter Fernseh-ZF-Verstärker

(Fortsetzung von S. 231)

Ausgangsspannung an einem

Widerstand von 2,7 k Ω für 30%

Stauchung der Synchronimpulse 10,2 V

Spulendaten:

Alle Spulenkern: Siferrit-Gewindekerne B63310 U 17 A 12,3, Durchmesser des Spulenkörpers 5 mm

$L_T = 18$ Wdg 0,3 CuLL $L_4 = 8$ Wdg 0,3 CuLL

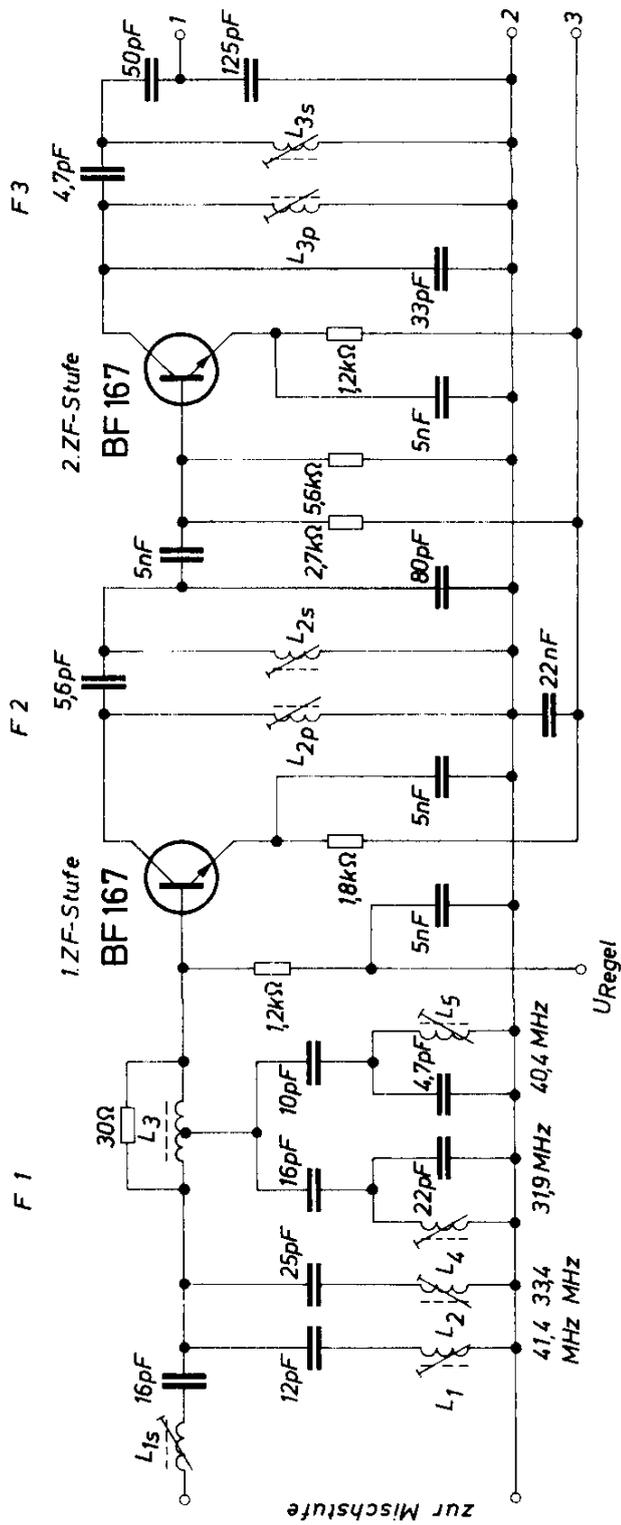
$L_1 = 7$ Wdg 0,3 CuLL $L_5 = 8$ Wdg 0,3 CuLL

$L_2 = 20$ Wdg 0,3 CuLL $L_6 = 12$ Wdg 0,3 CuLL

$L_3 = 4$ Wdg 0,4 CuLL $L_7 = 26$ Wdg 0,3 CuLL

7.11. ZF-Verstärker für Farbfernsehempfänger

Zwischenfrequenzverstärker für Farbfernsehempfänger dürfen nur sehr kleine Phasenverzerrungen – vor allem im Chromabereich – sowie eine sehr geringe gegenseitige Beeinflussung der drei zu übertragenden Informationen, Chrominanz, Luminanz- und Tonsignal, am Ausgang aufweisen. Die Durchlaßkurve des Verstärkers muß insbesondere zur Vermeidung von Farbverfälschungen unabhängig von der Verstärkungsregelung sein. Bild 7.25 zeigt die Schaltung eines Verstärkers, der diese Anforderungen sehr gut erfüllt. Es handelt sich um einen dreistufigen Verstärker, der mit den Transistoren BF 167 und BF 311 bestückt ist. Die erste Stufe ist regelbar und hat eine Leistungsverstärkung von 33 dB, wobei der maximale Regelumfang 60 dB beträgt; in der zweiten Stufe wird eine Leistungsverstärkung von 26 dB erzielt. Für die dritte Stufe wird der Transistor BF 311 verwendet, der sich durch seinen großen linearen Aussteuerbereich auszeichnet. Die erzielte Leistungsverstärkung in der Endstufe bis zum Luminanz-/Chrominanzausgang – d. h. das Verhältnis zwischen der am Diodenlastwiderstand nach der Demodulation eines Sinussignals auftretenden Gleichstromleistung und der in die Basis eingespeisten Signalleistung – beträgt 21 dB. Daraus resultiert eine Gesamtleistungsverstärkung der Schaltung von 80 dB. Die Aufspaltung der Signalinformationen erfolgt im Ausgangsfilter. Der Luminanz- und der Chrominanz-Anteil werden gemeinsam demoduliert, die Auskopplung des Chromasignals erfolgt am zweckmäßigsten in einer Videovorstufe. Das Tonsignal wird getrennt demoduliert. Die Endstufe mit dem Transistor BF 311 ist hinsichtlich Arbeitspunkt und Lastimpedanz (Eingangswiderstand des Ausgangsfilters) so dimensioniert, daß sich eine große Ausgangsspannung bei möglichst geringen Verzerrungen erreichen läßt. Bei einer Verlustleistung von 170 mW am Transistor entsteht ein Videosignal von 7 V_{SS} an einem Widerstand von 2,7 k Ω bei einer Synchronimpuls-Stauchung von 30%; bei dem Videosignal von 6,2 V_{SS} ist die Linearitätsabweichung kleiner als 1%.



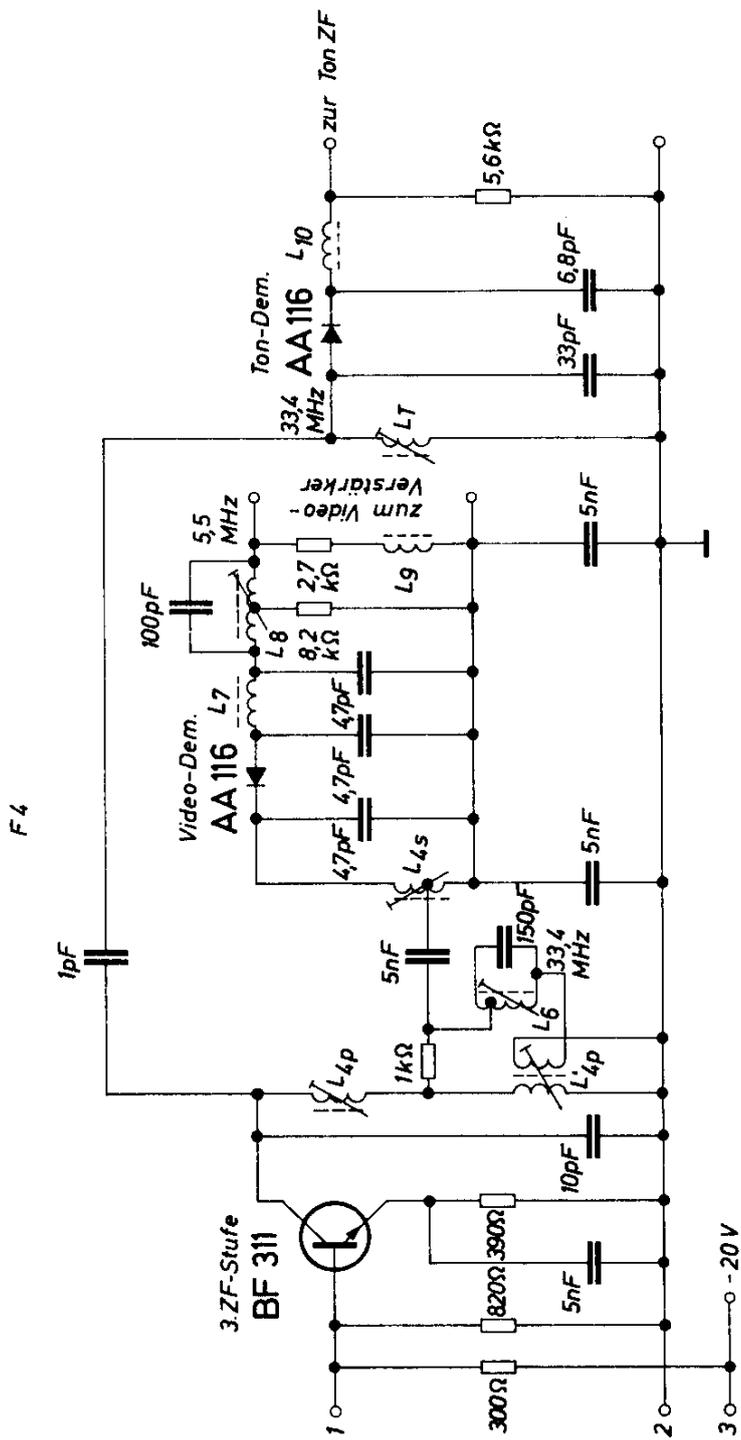


Bild 7.25 Zwischenfrequenzverstärker für Farbfernsehempfänger

Die Spannung am Ton-ZF-Ausgang beträgt dabei etwa $35 \text{ mV}_{\text{eff}}$. Die Betriebsspannung ist 20 V mit dem Pluspol an Masse, damit bei der Verwendung von NPN-Transistoren die Resonanzkreise in den Kollektorleitungen direkt an Masse gelegt werden können.

Besondere Sorgfalt wurde auf die Auslegung der Filter verwendet. Das Filter F1 ist mit kapazitiver Fußpunktkopplung ausgeführt. Die erforderlichen Sperrfilter zur Vorselektion und zur Unterdrückung der Nachbarkanalträger wurden in den Sekundärkreis einbezogen und sind so ausgelegt, daß die mit unterkritischer Kopplung erzeugte Amplitudendurchlaßkurve an den Bereichsgrenzen versteilert wird, wobei die Kurvenform durch Parameteränderung des Regeltransistors weitgehend unbeeinflusst bleibt. Die Sperrselektion von mindestens 50 dB für den Nachbarbildträger und Nachbartonträger wird durch ein überbrücktes T-Filter erzielt. Der Abgleichwiderstand von 30Ω bewirkt eine Phasenkompensation bei einem Spannungsübertragungsverlust von nur etwa 2,5 dB. Bei der Auslegung des Filters F 2 wurde besonders auf Kurvenkonstanz über den ganzen Regelumfang des davor liegenden Regeltransistors geachtet.

Bei maximaler Verstärkung verhält sich das Filter wie ein unterkritisch gekoppeltes Bandfilter mit einer Bandbreite von 8,5 MHz. Bei Verstärkungsabregulierung verstimmt und bedämpft der Regeltransistor den Primärkreis. Der nunmehr wirksame Sekundärkreis hat die gleiche Bandbreite von 8,5 MHz.

Das Bandfilter F3 weist keine Besonderheiten auf, es ist überkritisch gekoppelt mit einer Einsattelung von 3 dB. Das Bandfilter F4 ist ein Entkopplungsnetzwerk für die beiden Ausgänge. An den Primärkreis des Bandfilters ist induktiv der Sekundärkreis des Luminanz/Chrominanz-Ausganges und kapazitiv ein auf die Tonträgerfrequenz abgeglicher Resonanzkreis angekoppelt. Im Koppungsweg für das Luminanz/Chrominanz-Signal liegt eine Falle in Brückenschaltung für den Tonträger. Zwischen der Demodulatordiode und ihrem Lastwiderstand ist ein Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 13 MHz zur Unterdrückung der hochfrequenten Restspannungen und eine Falle für den Ton-ZF-Träger (5,5 MHz) angeordnet.

Spulendaten :

Für alle Spulen, außer L_7 , L_9 und L_{10}

Kern: B63310 U17 A13,3

Spulendurchmesser 5 mm

L_{1s} 16 Wdg 0,3 CuL

L_{2f} 20 Wdg 0,3 CuL

L_{2s} 3,5 Wdg 0,3 CuL

L_{3p} 7 Wdg 0,3 CuL

L_{3s} 7 Wdg 0,3 CuL

L_{4p}	13	Wdg 0,3 CuL	
L'_{4p}	2×7	Wdg 0,3 CuL	bifilar gewickelt
L_{4s}	28	Wdg 0,3 CuL	Anzapfung bei 7 Wdg
L_T	10	Wdg 0,4 CuL	
L_1	22	Wdg 0,5 CuS	
L_2	18	Wdg 0,7 CuS	
L_3	2×20	Wdg 0,3 CuL	bifilar gewickelt
L_4	18	Wdg 0,7 CuS	
L_5	18	Wdg 0,7 CuS	
L_6	7,5	Wdg 0,7 CuS	
L_7	60	Wdg 0,1 CuL	auf Ferritkern B61110 K12 A 4×20 gewickelt
L_8	2×28	Wdg 0,3 CuL	bifilar gewickelt
L_9	70	Wdg 0,1 CuL	auf Ferritkern B61110 K12 A 4×20 gewickelt
L_{10}	80	Wdg 0,1 CuL	auf Ferritkern B61110 K12 A $2,5 \times 20$ gewickelt

7.12. VHF-Vorstufe mit selektivem Eingangskreis

Durch Einführung eines selektiven Eingangskreises in VHF-Tunern können die Kreuzmodulationseigenschaften der Vorstufe verbessert werden. In der VHF-Vorstufe nach Bild 7.26 beträgt die Bandbreite des Eingangskreises im Band I 10 MHz und im Band III zwischen 12 und 14 MHz. Damit erreicht man eine zulässige Störspannung eines Senders im Abstand von zwei Kanälen für 1% Kreuzmodulation von mehr als 90 mV (an 240Ω) über den ganzen Frequenzbereich. Die Vorstufe wird mit vier Kapazitätsdioden durchgestimmt. Dabei sind je eine Diode für die Eingangskreise von Band I und III und zwei Dioden im Bandfilter angeordnet.

In der Schaltung nach Bild 7.26 arbeitet der Vorstufen-Transistor in Basis-schaltung, weil der verwendete Transistor AF 109 R dabei im Band III eine höhere Verstärkung liefert als in Emitterschaltung. Mit diesem Transistor könnte zwar eine Verstärkung von etwa 12 dB erreicht werden, durch die Verwendung von Schalterdioden geht die Verstärkung jedoch auf etwa 9 dB zurück.

Der selektive Eingangskreis ist für Band I als Serienkreis ausgeführt, weil dabei die Rauschanpassung leichter einstellbar ist als bei einem Parallelkreis. Mit der Transformationsspule L_6 können die Anpassung und die erforderliche Bandbreite von etwa 10 MHz eingestellt werden.

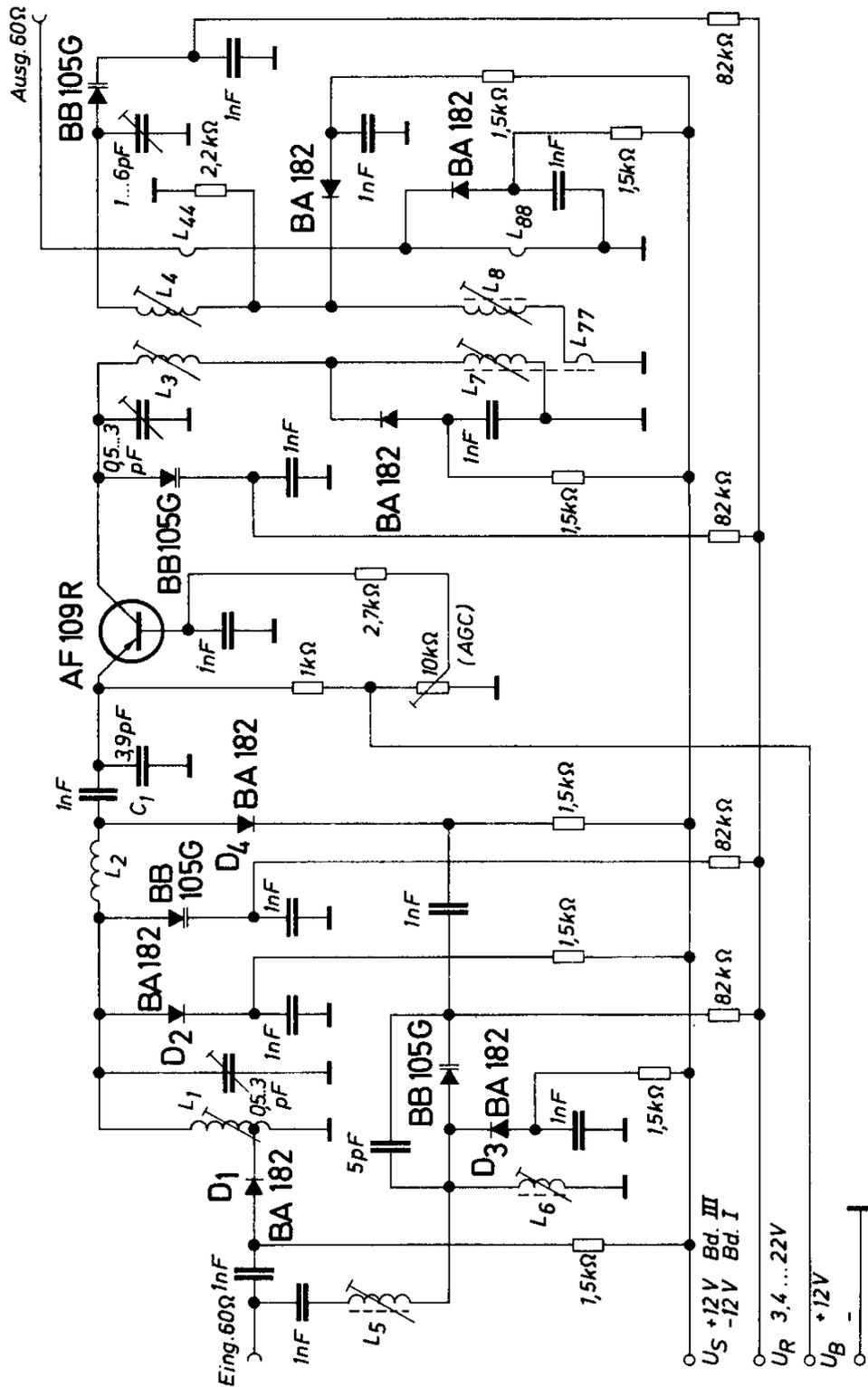


Bild 7.26 VHF-Vorstufe mit selektivem Eingangskreis

Bei Betrieb im Band I sind die Schalterdioden D_1 und D_3 gesperrt und die Dioden D_2 und D_4 durchlässig. Die Diode D_2 dämpft dann den Eingangskreis für Band III, wodurch vermieden wird, daß über die Sperrschichtkapazität der Diode D_1 ein Störsignal von einem Sender aus Band III an den Transistor gelangen kann.

Für Band III wird im Eingang ein Parallelkreis verwendet, da ein Serienkreis in diesem Frequenzbereich eine zu große Bandbreite ergeben würde. Die Ankopplung der Antenne erfolgt über einen Abgriff der Spule des Eingangskreises. Der Transistor wird über die Induktivität L_2 an den Eingangskreis angekoppelt.

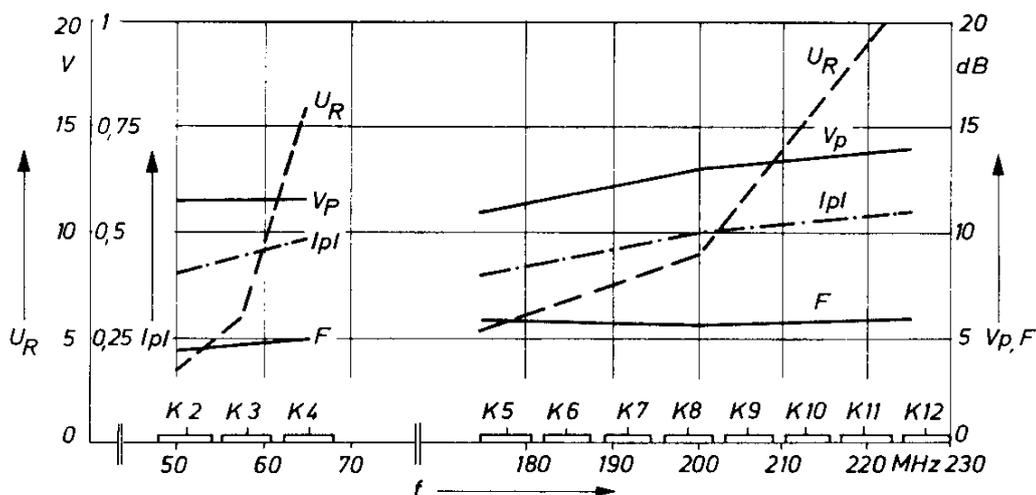


Bild 7.27 Leistungsverstärkung, Rauschfaktor, Abstimmspannung und Reflexionsfaktor, abhängig von Empfangsfrequenz

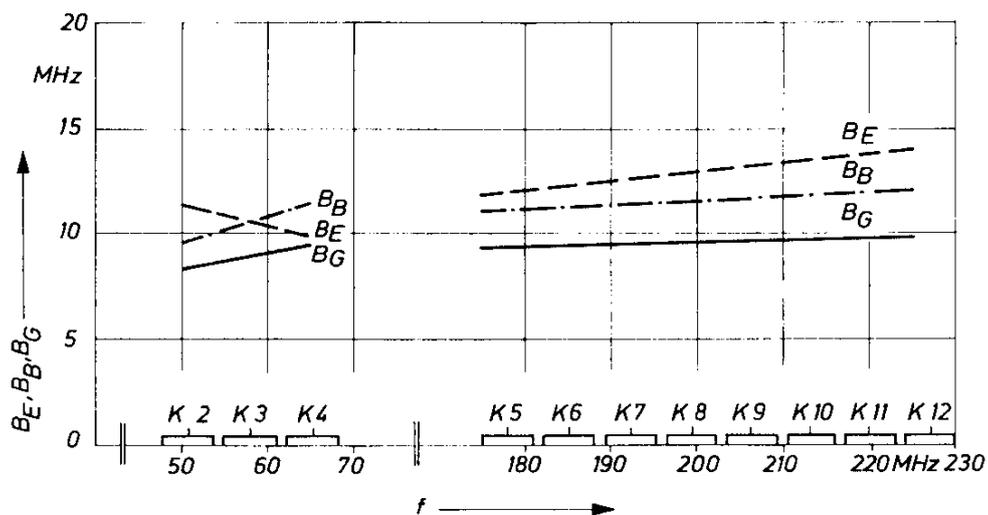


Bild 7.28 Bandbreite des Eingangskreises, Bandbreite des Bandfilters und Bandbreite der gesamten Vorstufe, abhängig von Frequenz

Mit dieser induktiven Ankopplung wurde eine bessere Rauschanpassung als mit einer kapazitiven Ankopplung erzielt. Der Kondensator C_1 verhindert das Auftreten von Schwingungen im UHF-Bereich.

Bei Betrieb des Tuners im Band III sind die Schalterdioden D_1 und D_3 stromdurchlässig und die Dioden D_2 und D_4 gesperrt. Deshalb unterdrücken die gesperrte Diode D_4 und die durchlässige Diode D_3 unerwünschte Störsignale aus dem Band I.

Am Ausgang des Vorstufen-Transistors ist das durchstimmbare induktiv gekoppelte VHF-Bandfilter angeschlossen. Die Spulen für Band I werden dabei den Spulen für Band III in Serie zugeschaltet.

Bild 7.27 zeigt die Meßwerte für Leistungsverstärkung V_P , Rauschfaktor F , Abstimmspannung U_R und Reflexionsfaktor $|p|$ in Abhängigkeit von der Empfangsfrequenz. Man sieht, daß die Rauschwerte über den ganzen Frequenzbereich unter 6 dB bleiben.

Das Diagramm in Bild 7.28 zeigt die Bandbreite des Eingangskreises B_E , die Bandbreite des Bandfilters B_B und die Bandbreite der gesamten Vorstufe B_G in

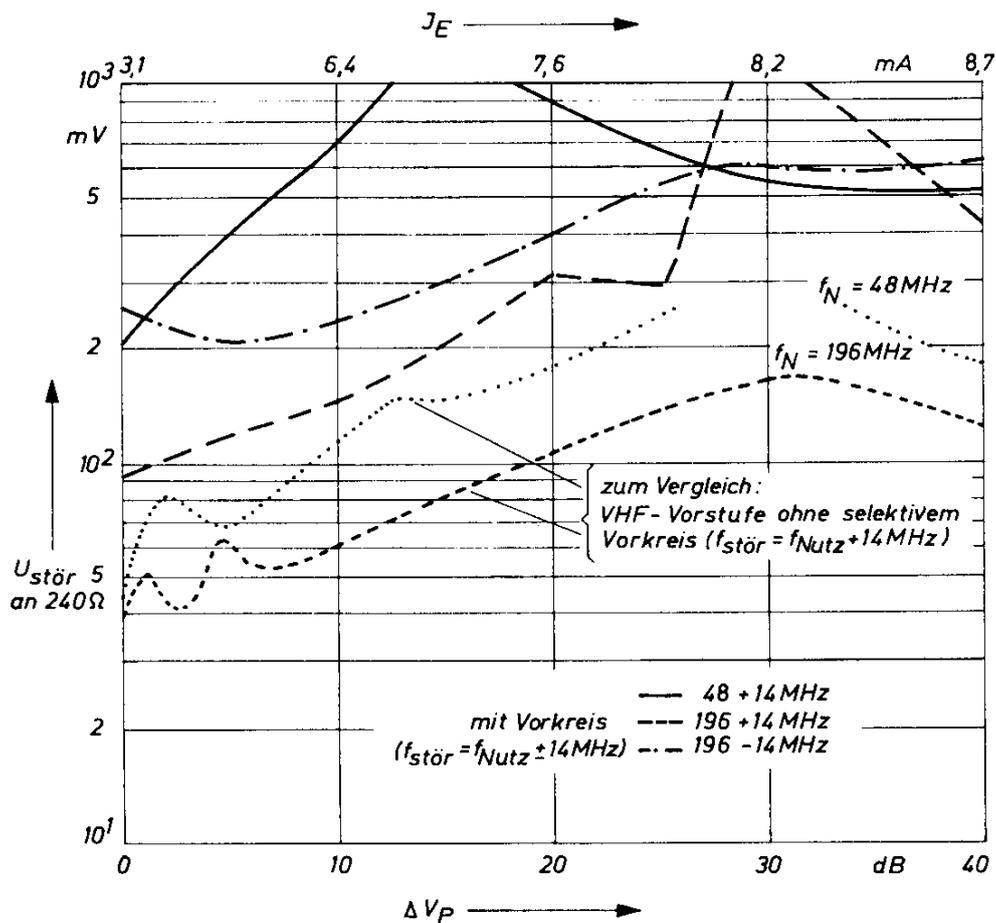


Bild 7.29 Zulässige Störspannung für 1% Kreuzmodulation für 48 MHz und 210 MHz

Abhängigkeit von der Frequenz. Schließlich wird in Bild 7.29 die zulässige Störspannung für 1% Kreuzmodulation für zwei Nutzfrequenzen, nämlich 48 MHz (Kanal 2) und 210 MHz (Kanal 10) angegeben. Der Abstand zwischen Nutz- und Störsender beträgt dabei jeweils etwa 14 MHz (2 Kanäle). Die Störspannung bezieht sich auf einen Eingangswiderstand von 240 Ω .

In dem gleichen Diagramm sind zum Vergleich auch Meßwerte einer Vorstufe ohne selektiven Eingangskreis eingezeichnet. Gegenüber diesen Werten ergeben sich mit der Schaltung nach Bild 7.26 im Band I eine Verbesserung um den Faktor 3 bis 4 und im Band III um den Faktor 2.

Durch eine weitere Verringerung der Bandbreite des Eingangskreises können die Kreuzmodulationseigenschaften der Vorstufe noch etwas verbessert werden, allerdings wird damit das Rauschverhalten entsprechend ungünstiger.

Spulendaten	Durchmesser des Spulenkörpers (mm)	Kern
$L_1 = 1 + 4$ Wdg 0,8 Cu vers	5	—
$L_2 = 12$ Wdg 0,19 CuL	3	—
$L_3 = 4,5$ Wdg 0,8 Cu vers	4,3	—
$L_4 = 4,5$ Wdg 0,8 Cu vers	4,3	—
$L_{44} = 2$ Wdg 0,45 CuL	4,3	—
$L_5 = 12$ Wdg 0,45 CuL	5	B63310-A3004-X017
$L_6 = 21$ Wdg 0,19 CuL	5	B63310-A3004-X017
$L_7 = 10$ Wdg 0,45 CuL	4,3	B63310-A3010-X017
$L_{77} = 4$ Wdg 0,25 CuL		
$L_8 = 10$ Wdg 0,45 CuL	4,3	B63310-A3010-X017
$L_{88} = 3,5$ Wdg 0,25 CuL		

7.13. Farbdifferenz-Videoverstärker

Der Farbdifferenz-Videoverstärker nach Bild 7.30 besteht aus einer Matrixstufe mit drei Transistoren BC 148 und drei Endstufen, die mit den hochsperrenden Videotransistoren BF 179 A, BF 179 B und BF 179 C bestückt sind. Die Transistoren unterscheiden sich in ihren Sperrspannungen entsprechend den in den drei Kanälen gestellten Anforderungen. Aufgabe der Matrixstufe ist, die von den Synchrondemodulatoren gegebenen Farbdifferenzsignale $U_{(R-Y)}$ und

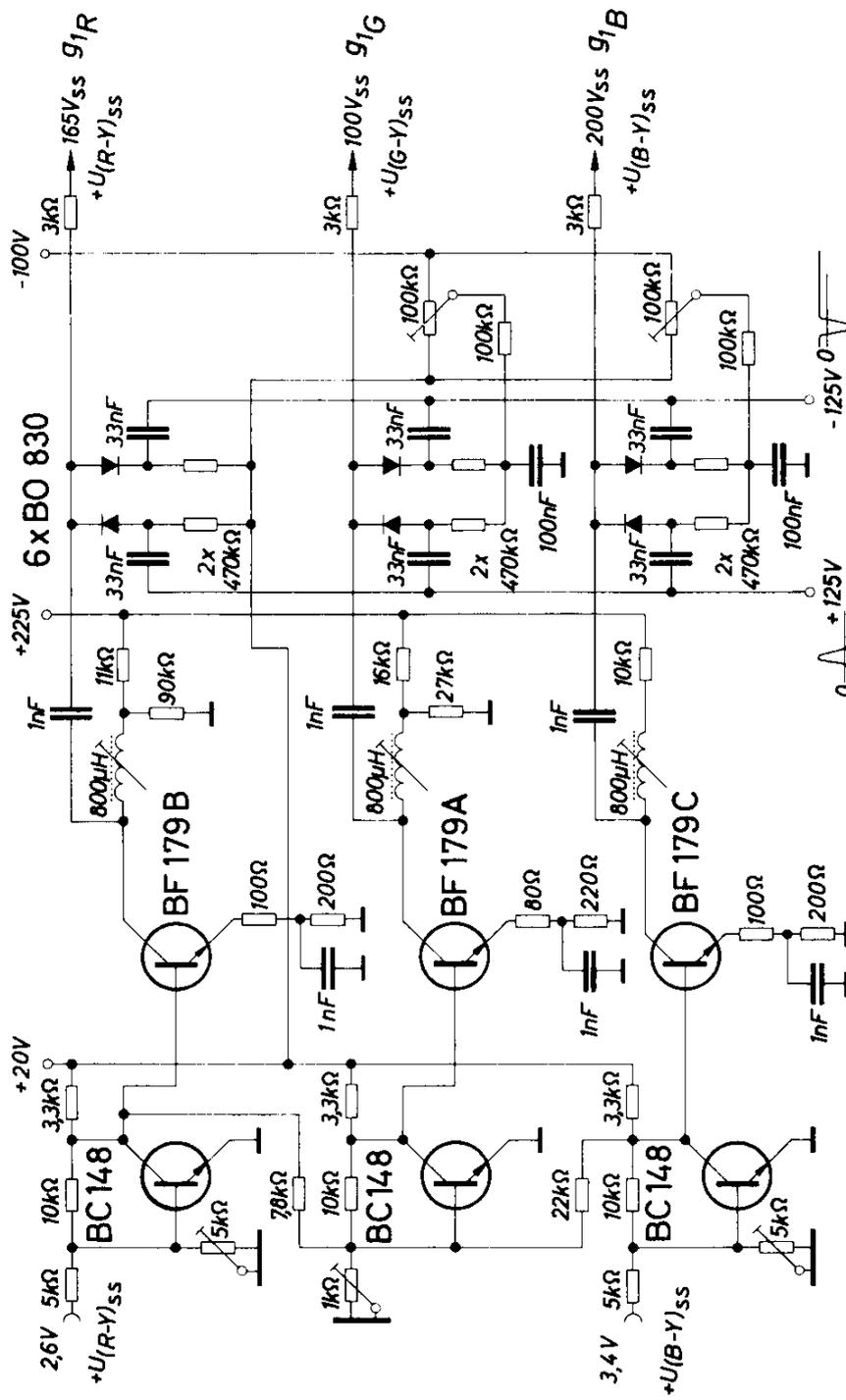


Bild 7.30 Farbdifferenz-Videoverstärker

$U_{(B-Y)}$ zu verstärken und das im Sendersignal nicht enthaltene Signal $U_{(G-Y)}$ aus den beiden übertragenen Farbdifferenzsignalen zu gewinnen. Außerdem sorgt diese Stufe noch dafür, daß diese Signale mit niedrigem Innenwiderstand den Eingängen der Endstufentransistoren angeboten werden. Das Prinzip der Matrixschaltung entspricht der aus der Analogrechentechnik bekannten Addierschaltung, bei der am Ausgang eines über den Widerstand zwischen Kollektor und Basis gegengekoppelten Transistorverstärkers die Summe der über entsprechende Vorwiderstände der Basis zugeführten Eingangsspannungen gebildet wird.

Die Endstufen verstärken die drei Farbdifferenzsignale auf den zum Aussteuern der Bildröhre erforderlichen Wert.

Am Ausgang des Verstärkers ist eine Klemmschaltung vorgesehen, die den erforderlichen Gleichspannungs-Ansteuerpegel einführt. Dabei wird die signaleigene Gleichspannung durch einen Kondensator abgetrennt und über die Klemmschaltung eine einstellbare Gleichspannung neu eingeführt. Die dafür erforderliche Spannung von -100 V läßt sich (über einen billigen Gleichrichter) der Zeilenendstufe entnehmen. Die Klemmschaltung bietet darüber hinaus den Vorteil, daß eine eventuell der Speisespannung der Endstufen überlagerte Brummspannung praktisch vollständig von den Steuerelektroden der Bildröhre ferngehalten wird und daß unter Umständen auftretende Arbeitspunktverschiebungen in den drei Kanälen voneinander völlig entkoppelt werden.

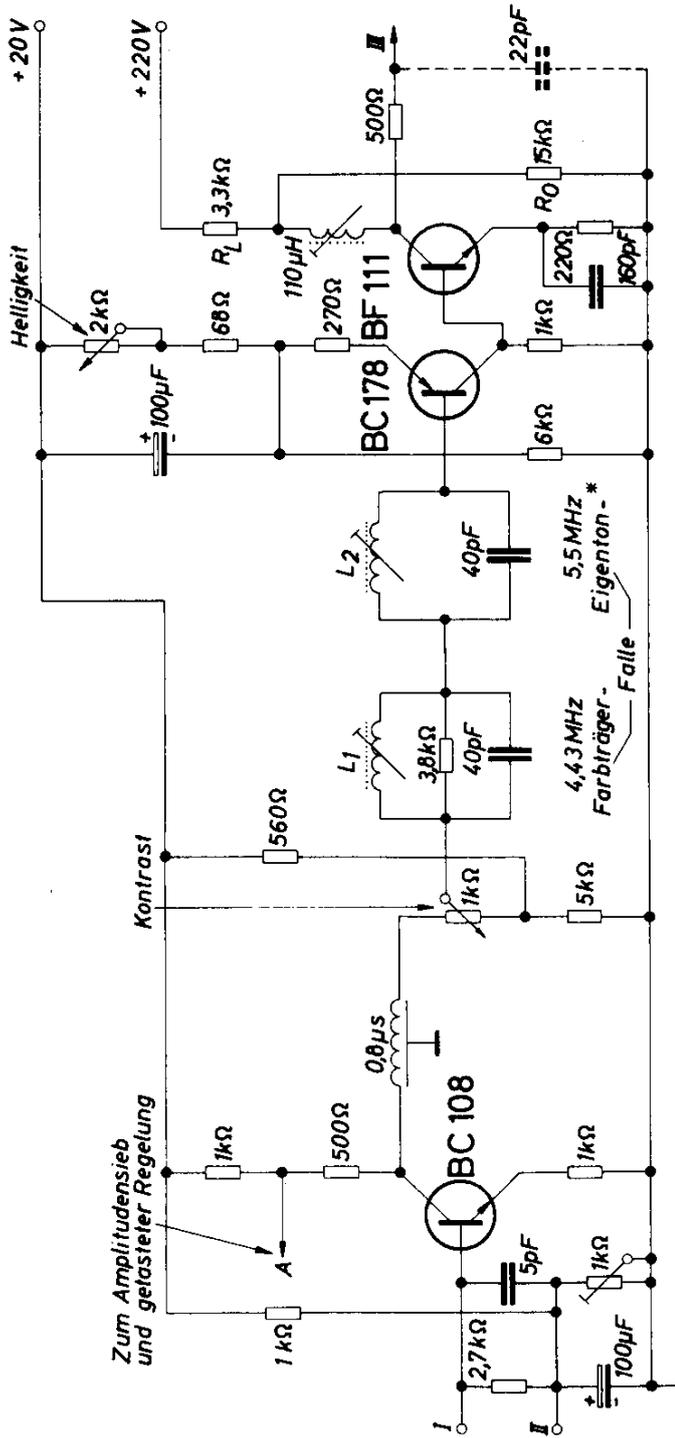
Technische Daten

Betriebsspannungen	+225 V, -100 V
Spitzenwerte der Ausgangsspannungen	
$U_{(B-Y)}$	etwa 215 V
$U_{(R-Y)}$	etwa 165 V
$U_{(G-Y)}$	etwa 100 V

7.14. Luminanzverstärker

Einen Luminanzverstärker für das Farbdifferenzkonzept zeigt die Schaltung nach Bild 7.31. Es handelt sich um einen dreistufigen Verstärker, dessen Endstufe mit dem besonders leistungsstarken Transistor BF 111 bestückt ist. Das vom Videogleichrichter an die Basis des ersten Transistors gelieferte FBAS-Signal hat einen Spitze-zu-Spitze-Wert von etwa $4,5\text{ V}$.

Zum Ansteuern der Bildröhre wird ein Signal von etwa 125 V_{SS} benötigt. Damit evtl. auftretende Bildröhrenüberschläge den Endstufentransistor nicht be-



I, II: Vom Videodemodulator
 III: Zu den Kathoden 110V - BA 125Vss

* nur erforderlich bei ungenügender
 Absenkung im ZF - Verstärker und Video - Eingang

Bild 7.31 Luminanzverstärker für das Farbdifferenzkonzept

schädigen können, ist ein Schutzwiderstand von $500\ \Omega$ zwischen den Bildröhrenkathoden und dem Kollektor des Transistors angeordnet.

Die meist vorliegende Speisespannung von 220 V wird mit dem Spannungsteiler R_L/R_o auf den erforderlichen Wert herabgesetzt. Der wirksame Arbeitswiderstand für die Endstufe ergibt sich aus der Parallelschaltung dieser beiden Widerstände. Mit dem Emitterwiderstand wird die Spannungsverstärkung der Transistorstufe eingestellt und gleichzeitig die Eingangsimpedanz erhöht. Um die Grenzfrequenz heraufzusetzen, wird diesem Widerstand ein Kondensator parallelgeschaltet und in den Kollektorkreis des Endstufentransistors eine Induktivität von etwa $110\ \mu\text{H}$ geschaltet. Der Transistor BF 111 muß in dieser Anwendung mit einem Kühlblech betrieben werden, dessen Wärmewiderstand kleiner als $20\ \text{grd/W}$ ist.

Die hier gewählte besondere Anordnung zur Helligkeitsregelung mit einem PNP-Silizium-Transistor ermöglicht, das Luminanzsignal am Kollektor des Endtransistors vom Nennwert für „Spitze-Weiß“ von $+35$ bis etwa $+175\ \text{V}$ nach positiven Werten zu verschieben. Dabei wird das Videosignal in der Treiberstufe ebenfalls vom Sättigungsknie des Transistors weg verschoben, so daß unter keinen Umständen die Signalspitzen im Sättigungsknie des Transistors „festlaufen“; dies könnte zu einer Verfärbung an Farbkanten und außerdem zu Sättigungsfehlern im Farbbild führen.

Spulendaten:

$L_1 = 50\ \text{Wdg}\ 0,12\ \text{CuLS}$	} Kreuzwicklung
$L_2 = 40\ \text{Wdg}\ 0,12\ \text{CuLS}$	

7.15. Chroma- und Burstverstärker

Der in Bild 7.32 gezeigte Chroma- und Burstverstärker besteht aus einer regelbaren Vorstufe, einer Chromaendstufe, sowie aus dem Burstverstärker und einer Schaltung zur PAL-Identifikation einschließlich automatischer Farbabschaltung. Die für den Chromaverstärker erforderliche Selektion wird durch einen Einzelkreis am Eingang und durch die Verzögerungsleitung DL 1 am Ausgang erreicht. Die Verzögerungsleitung DL 1 hat an ihrem Eingang das Verhalten eines überkritisch gekoppelten Bandfilters. Der Einzelkreis am Verstärkereingang dient zum Ausgleich der Welligkeit, die mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden kann. Die erste Stufe wird als geregelter Emitterfolger betrieben. Die Regelspannung wird über einen Regelverstärker mit dem Transistor BC 148 durch Gleichrichtung des ausgesiebten Burst über eine besondere Wicklung des Phasendiskriminators gewonnen.

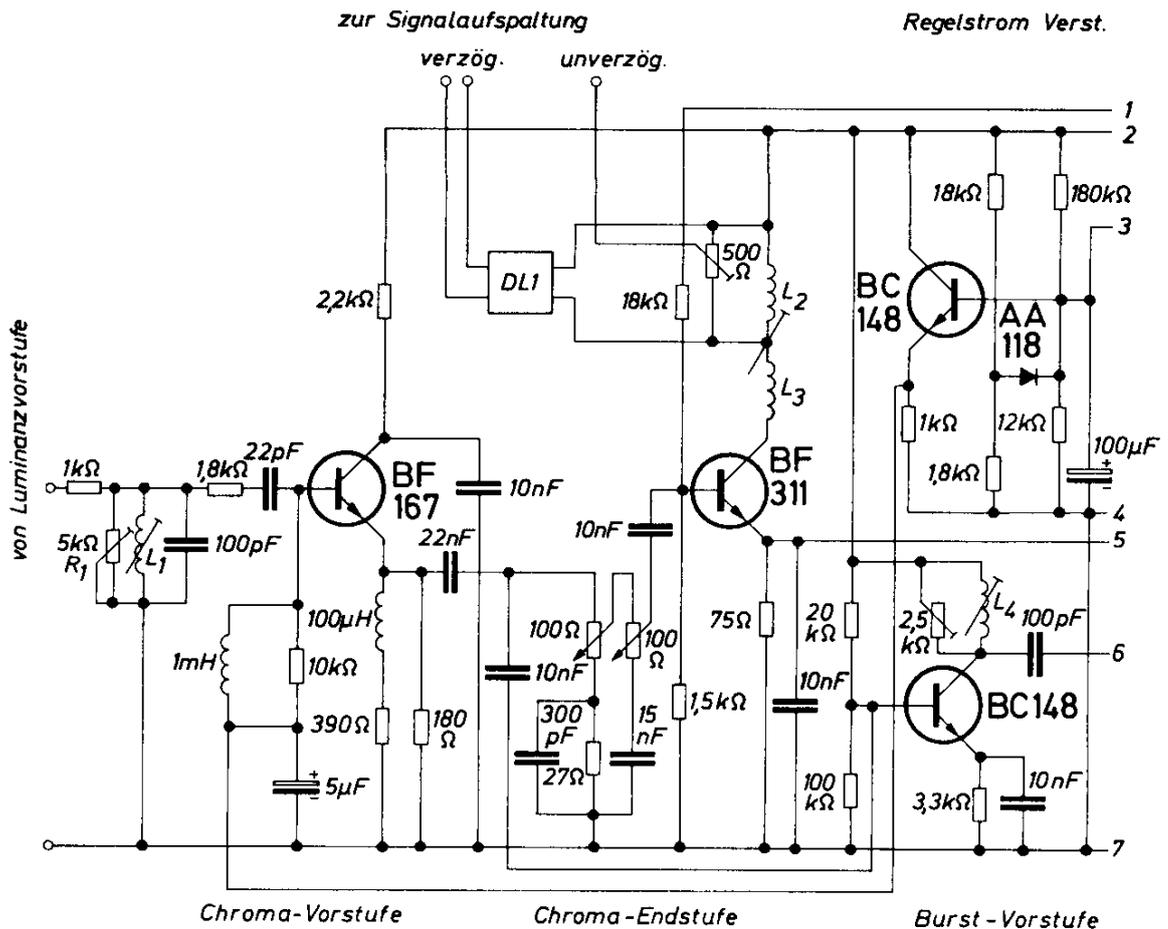
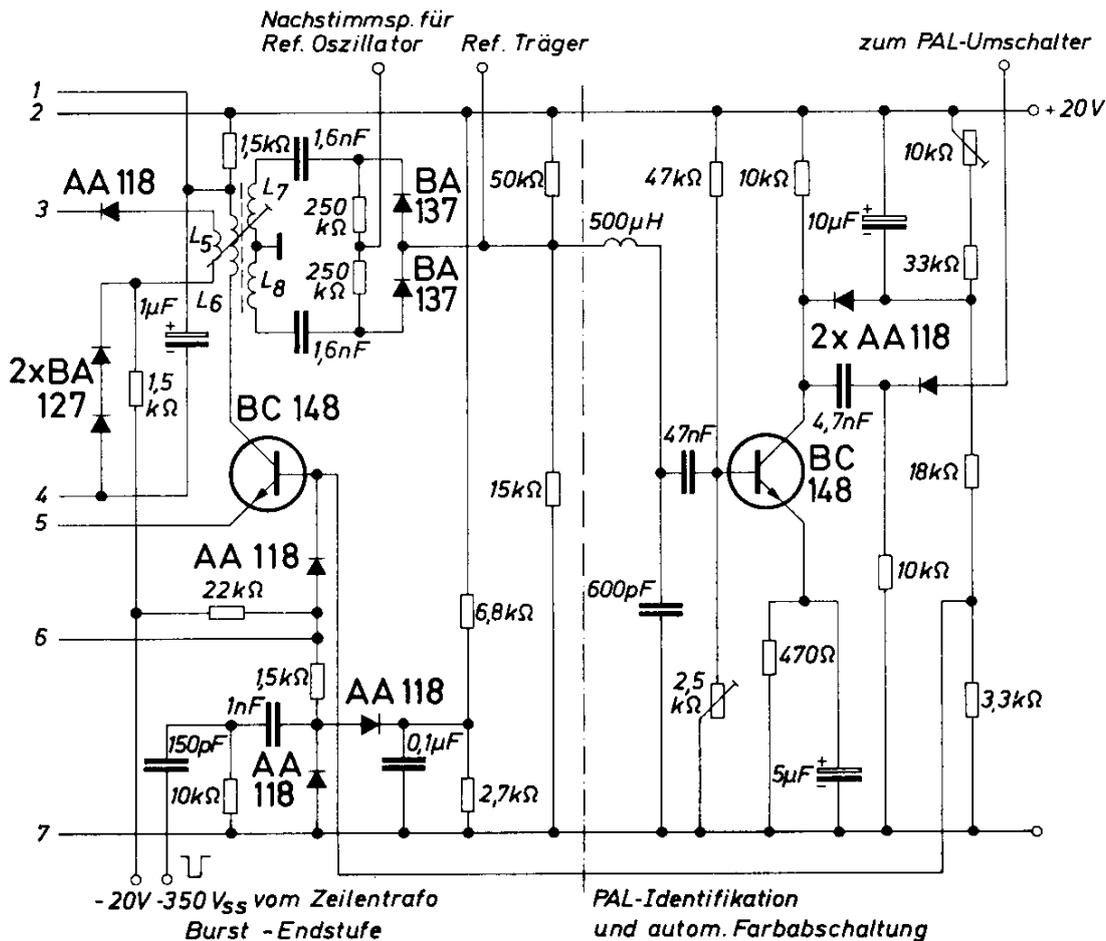


Bild 7.32 Chroma- und Burstverstärker

Die Ankopplung der geregelten Vorstufe an die Chromaendstufe erfolgt über einen mit dem Kontrastregler gekoppelten und einen dem persönlichen Geschmack Rechnung tragenden zusätzlichen Sättigungsregler. Das Signal für den Burstverstärker wird dem Ermittler der Regelstufe entnommen. Als Außenwiderstand für den Burstvorverstärker wirkt ein bedämpfter Parallel-Schwingkreis. Mit diesem Kreis wird die richtige Burstphase eingestellt. Mit einem vom Zeilentransformator entnommenen und umgeformten Impuls wird der Burst aus dem Gesamtsignal über eine Diode auf die Basis der Burstverstärkerendstufe aufgetastet und verstärkt. An den beiden Teilwicklungen des Phasendiskriminators entsteht eine Burstspannung von $40 V_{SS}$ bezogen auf Masse. Die am Diodenmittelpunkt des Diskriminators wegen des alternierenden Burst entstehenden, abwechselnd positiven und negativen Impulse gelangen über einen Tiefpaß zur PAL-Identifikationsschaltung. Am Kollektor dieser Stufe erscheint nur noch ein negativer Impuls mit der halben Zeilenfrequenz, mit dem der PAL-Umschalter synchronisiert wird. Zusätzlich wird über eine getrennte Gleichrichterschaltung die negative Schaltspannung für den Farbabschalter gewonnen.



Die beiden Endstufen vom Chromaverstärker und Burstverstärker arbeiten zusammen als Schmitt-Trigger. Wenn kein Burst vorhanden ist, so gelangt vom Spannungsteiler am Ausgang der PAL-Identifikationsschaltung eine positive Gleichspannung an die Endstufe des Burstverstärkers, die dadurch aufgesteuert wird. Dadurch wird der zweite Transistor des Schmitt-Triggers, d. h. die Endstufe des Chromaverstärkers, gesperrt. Sobald wegen des Auftretens eines ausreichend großen Burstsignals am Ausgang der PAL-Identifikationsschaltung die bereits erwähnten negativen Impulse auftreten, führen diese, wie bereits beschrieben, über eine Gleichrichterschaltung zu einer kleineren positiven Vorspannung an der Basis der Endstufe des Burstverstärkers und sperren diesen Transistor. Dadurch wird der Chromaverstärker für die Übertragung der Information betriebsbereit. Während der Synchronimpulsdauer wird die Chromaendstufe gesperrt, da in dieser Zeit wieder die Burstendstufe mittels der Impulse von $350 V_{SS}$ leitend getastet wird. Die hiermit erreichte Ausgiebung des Burst aus dem Chromasignal kann für bestimmte Empfangsschaltungskonzepte von besonderem Vorteil sein.

Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung ist, daß der Einschalt- und der Ausschalt- punkt für den Farbschalter mit Hilfe des Schmitt-Triggers definiert eingestellt werden kann. Außerdem sind die außerordentlich vielen Funktionen bemerkenswert, die von dieser Schaltung trotz des verhältnismäßig geringen Aufwandes erfüllt werden.

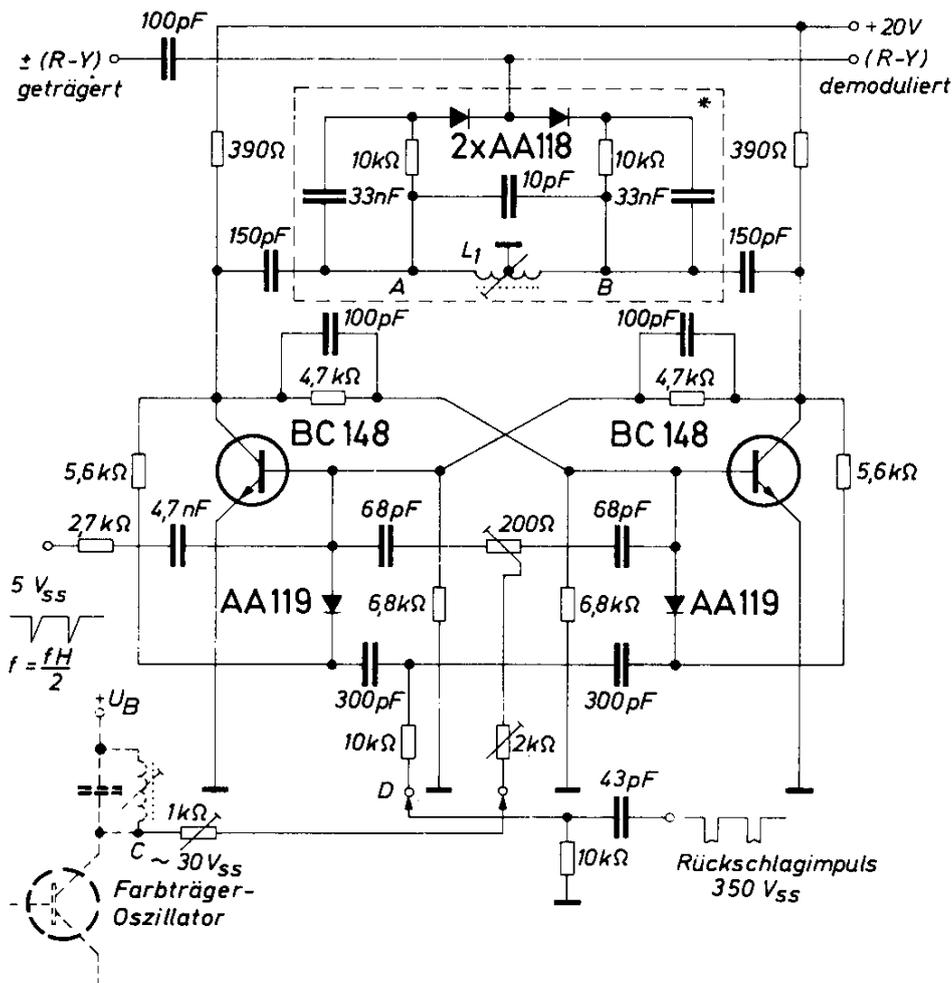
Spulendaten: Alle Kerne: B63 310 K1 A 12,3,
Durchmesser des Spulenkörpers 5 mm

$L_1 = 45 \text{ Wdg}$	$L_4 = 45 \text{ Wdg}$	$L_7 = 60 \text{ Wdg}$
$L_2 = 13 \text{ Wdg}$	$L_5 = 15 \text{ Wdg}$	$L_8 = 60 \text{ Wdg}$
$L_3 = 75 \text{ Wdg}$	$L_6 = 25 \text{ Wdg}$	

7.16. PAL-Umschalter

Zur Kompensation von Phasenfehlern, die auf der Übertragungsstrecke zwischen Sender und Empfänger entstehen und auf dem Bildschirm Farbverfälschungen hervorrufen können, wird beim PAL-Farbfernsehsystem die trägerfrequente (R-Y)-Komponente des Farbartsignals senderseitig von Zeile zu Zeile in ihrer Polarität um 180° umgetastet. Diese Umschaltung muß bei der Rückgewinnung der Farbinformation im Empfänger wieder rückgängig gemacht werden. Bild 7.33 zeigt die Anordnung eines PAL-Umschalters. Das Bezugsträgersignal gelangt mit gleicher Phasenlage an die beiden Eingänge des bistabilen Multivibrators. Bei dem jeweils gesperrten Transistor des Multivibrators wird die dem Sperrpotential überlagerte Halbwelle des Bezugsträgersignals verstärkt und von einem auf die Bezugsträgerfrequenz abgestimmten Demodulator-Resonanzkreis in der Kollektorleitung zur vollen Sinusschwingung ergänzt.

Die Größe der Bezugsträgeramplitude am Eingang der Transistoren hat Einfluß auf den Kippvorgang des bistabilen Multivibrators. Wegen der zur besseren Triggerung verwendeten beiden Zusatzdioden darf sich jedoch die Bezugsträgeramplitude in verhältnismäßig weiten Grenzen ändern. Mit einem Nennwert der Amplitude von etwa $30 V_{SS}$ am Ausgang des Bezugsträger-Oszillators wird bei einer Amplitudenänderung von $+20$ bis -50% der Kippvorgang nicht gestört. Mit dem veränderbaren Widerstand von $2 \text{ k}\Omega$ wird die zur sicheren Arbeitsweise erforderliche Bezugsträgeramplitude eingestellt. Nutzsprungsschwankungen von $+10\%$ bis -15% sind ohne Einfluß auf die Umschaltung. Die erforderliche 90° -Phasenverstimmung zwischen dem Bezugsträgersignal des (R-Y)- und (B-Y)-Demodulators wird, wie üblich, durch kapazitives und induktives Verstimmen der Demodulatorschwingkreise um 45° vorgenommen. Mit dem Differenzregler von 200Ω läßt sich eine Phasenabweichung



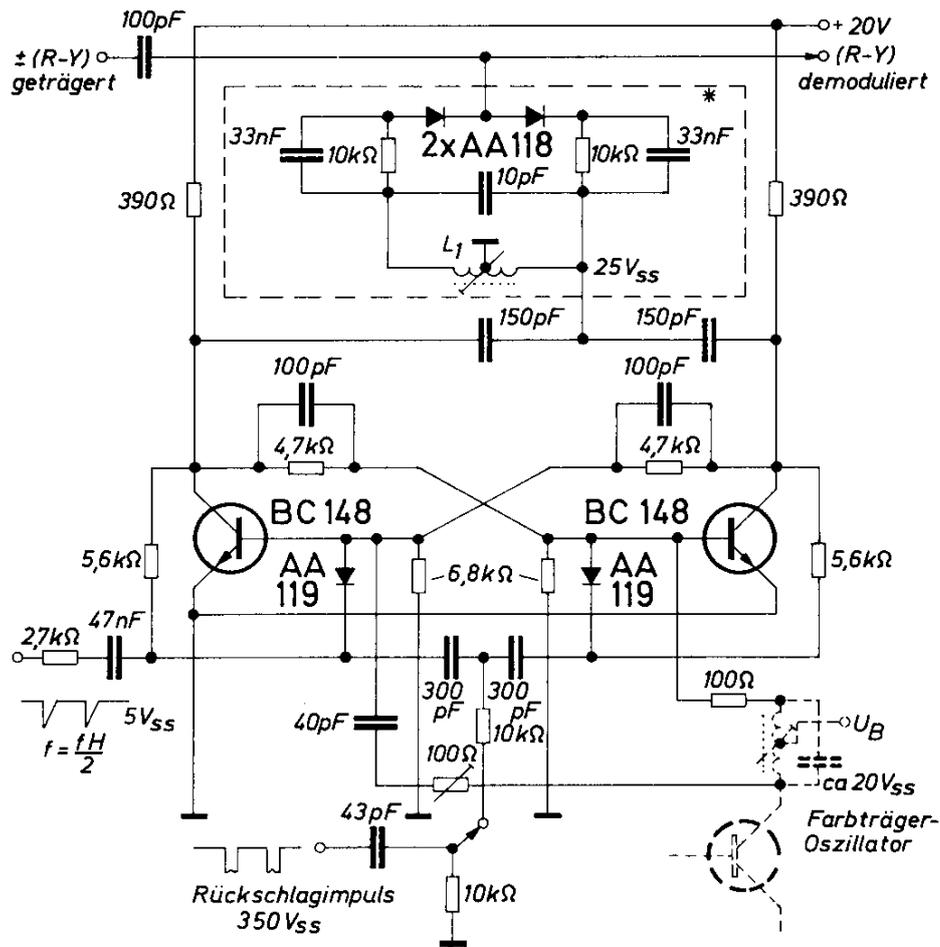
* Synchrondemodulator

Bild 7.33 PAL-Umschalter

von $\pm 15^\circ$ korrigieren, ohne daß sich dabei die Amplitude des umgeschalteten Bezugsträgers merklich ändert.

Die Triggerung und Synchronisierung des PAL-Umschalters nach Bild 7.33 kann entweder in der bekannten Weise durch den Rückschlagimpuls in Verbindung mit einem Identifikationsimpuls von halber Zeilenfrequenz erfolgen (vgl. Kapitel 7.15) oder aber durch einen negativen zeilenfrequenten Impuls am Anschluß D, der nur dann vorhanden ist, wenn das demodulierte Signal die richtige Phasenlage hat. Im letztgenannten Fall sind die RC-Glieder an den beiden Eingängen nicht erforderlich.

Bild 7.34 zeigt eine Variante, die sich von der im Bild 7.33 gezeigten Schaltung im wesentlichen dadurch unterscheidet, daß den beiden Eingängen des Multi-vibrators ein Bezugsträgersignal mit einer um 180° unterschiedlichen Phasen-



* Synchrondemodulator

Bild 7.34 Variante der Schaltung nach Bild 7.33

lage zugeführt wird und daß die Auskopplung des verstärkten Signals an einen gemeinsamen Punkt des Demodulator-Schwingkreises erfolgt. Diese Schaltung kann dort Verwendung finden, wo bereits ein Bezugsträgersignal mit entsprechender Phasenlage zur Verfügung steht.

Die beschriebenen Schaltungen unterscheiden sich von für diese Anwendung bisher bekannten Schaltungen vor allem durch den geringen Aufwand.

Spulendaten:

L_1 : Siferrit-Rohrkern B62 110 K 1 A $3,5 \times 1,2 \times 5,2$
26 Wdg 0,25 CuLS, Spulendurchmesser 5 mm.

7.17. Horizontal- und Vertikal-Konvergenzschtaltung

Zur Korrektur der dynamischen Konvergenzfehler in Farbfernsehempfängern sind vertikal- und horizontalfrequente Parabelströme erforderlich. Dabei müssen die beiden Parabelhälften in ihrer Amplitude getrennt regelbar sein und sollten zur Erleichterung des Abgleichs unabhängig voneinander einstellbar sein. Weiterhin ist es wegen Stabilität und Einstellungserleichterung vorteilhaft, wenn beim Justieren der dynamischen Konvergenzkorrektur die statische Konvergenzeinstellung unbeeinflusst bleibt. Die mit Transistoren bestückte und ausschließlich mit Regelwiderständen einstellbare Konvergenzschtaltung nach Bild 7.35 kommt diesen Forderungen weitgehend entgegen.

Vertikal-Konvergenzschtaltung

Als Ausgangssignale zur Vertikalkonvergenzkorrektur werden zwei gegenphasige Sägezahnsignale verwendet, die dem Vertikalausgangstransformator entnommen werden. Sie gelangen auf die Basen der Transistoren T_1 bis T_6 , die jeweils paarweise in Serie zu den jeweiligen Vertikalkonvergenzspulen liegen. Das V-frequente Sägezahnsignal, das während seiner ersten Halbperiode positiv ist, wird, bevor es auf die Basen der Transistoren T_1 und T_2 gelangt, durch Differenzieren (Kondensator $1 \mu\text{F}$) so verformt, daß es während seiner ersten Halbperiode etwa die Form einer linken Parabelhälfte aufweist. Die Arbeitspunkte der Transistoren T_1 und T_2 sind so gewählt (Widerstand R_7), daß bei Ansteuerung mit diesem Signal durch die V-Konvergenzspulen für Rot bzw. Grün während der ersten Bildhälfte ein Strom von der Form einer linken Parabelhälfte fließt, der kurz vor Bildmitte Null wird. Auf die Basen von T_3 und T_4 gelangt ein V-frequenter Sägezahn, der während seiner zweiten Halbperiode positiv ist. Durch Integration (Widerstand $8,2 \text{ k}\Omega$, Kondensator $1 \mu\text{F}$) wird der Spannungsverlauf der zweiten Halbperiode einer rechten Parabelhälfte angenähert. Durch die V-Konvergenzspulen für Rot bzw. Grün beginnt bei entsprechender Arbeitspunkteinstellung der Transistoren T_3 und T_4 durch den Widerstand R_8 kurz nach Bildmitte ein Strom zu fließen, der etwa die Form einer rechten Parabelhälfte aufweist.

Der Gesamtstrom durch die V-Konvergenzspulen für Rot bzw. Grün hat die Form einer Parabel mit abgeflachtem Scheitel. Da die Transistoren T_1 bis T_4 während des Strahldurchlaufs durch die Bildmitte nichtleitend sind, fließt während dieser Zeit auch kein Strom durch die Konvergenzspulen; die statische Konvergenzeinstellung bleibt daher unbeeinflusst. Mit den Reglern R_1 und R_2 können die Amplituden der Konvergenzströme für die obere bzw. untere Bildhälfte unabhängig voneinander eingestellt und die vertikalen roten und grünen

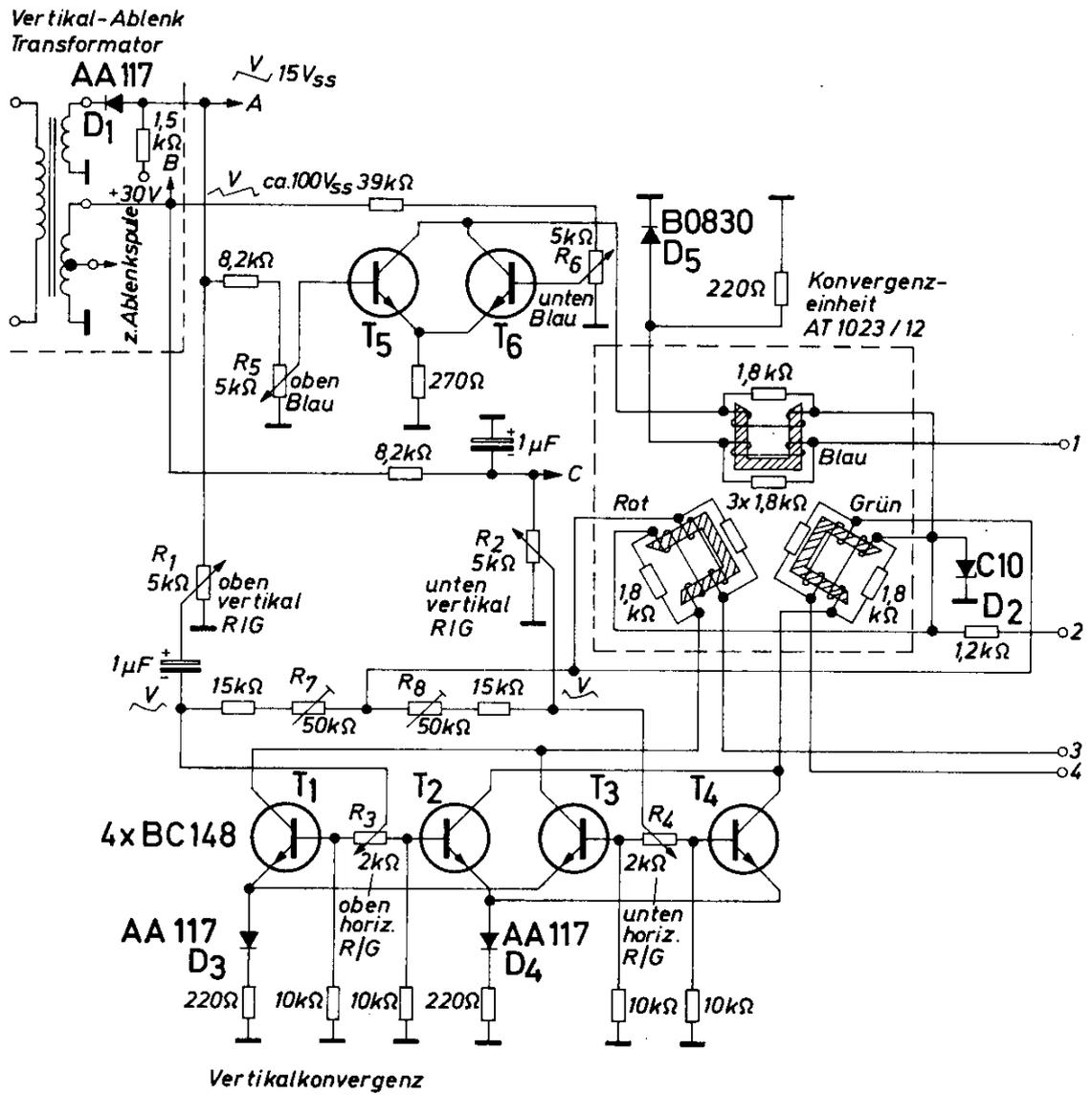
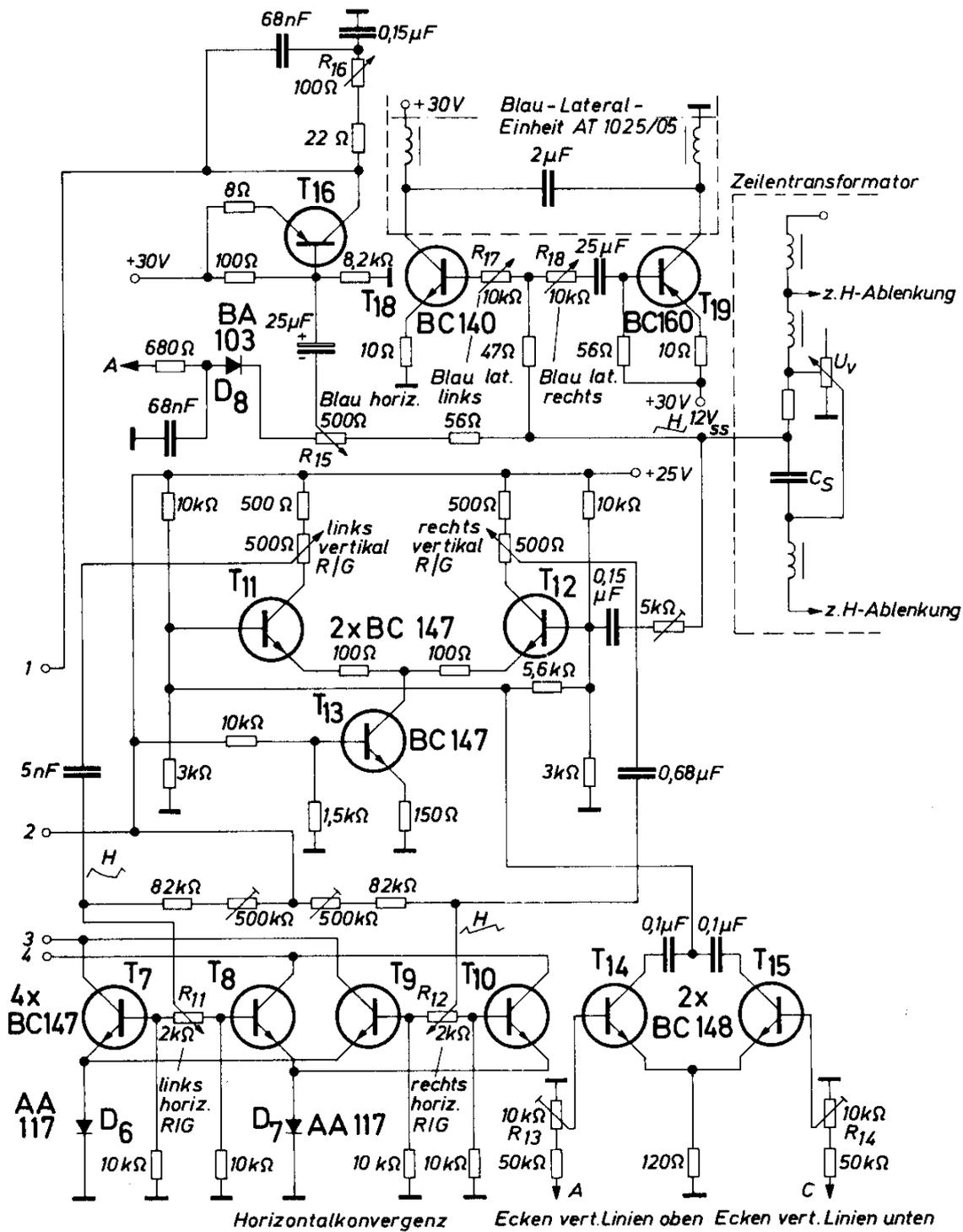


Bild 7.35 Horizontal- und Vertikal-Konvergenzschaltung



Linien (im Bereich der vertikalen Symmetrielinie) zur Deckung gebracht werden.

Die Differenzregler R_3 und R_4 ermöglichen eine Konvergenzeinstellung der horizontalen roten und grünen Linien (im Bereich der vertikalen Symmetrielinie), wobei die vorher eingestellten vertikalen Linien in Deckung bleiben.

Die Vertikalkonvergenzströme für Blau werden prinzipiell so wie bei Rot/Grün erzeugt. Eine Verformung der sägezahnförmigen Ansteuersignale ist jedoch nicht erforderlich.

Mit dem Regler R_5 werden die Blau-Konvergenzfehler am oberen Bildrand, mit R_6 die am unteren Bildrand korrigiert. Die hohe Spannungsspitze, die den Sägezahnsignalen an den Vertikaltransformatorausgängen während des Bildrücklaufes überlagert ist, wirkt sich störend auf die Schaltung zur Korrektur der oberen Bildhälfte aus. Die vorgespannte Diode D_1 sperrt das Signal während des Bildrücklaufes, so daß an Punkt A ein Sägezahnsignal ohne störende Spannungsspitze steht.

Die Betriebsspannung der Vertikalkonvergenzschaltung (10V) wird zusätzlich durch eine Z-Diode BZY 85/C 10 (D_2) stabilisiert. Die Dioden D_3 und D_4 dienen zur zusätzlichen Formung des parabelförmigen Stromes.

H-Konvergenzschaltung für Rot/Grün

Das Prinzip ist das gleiche wie es bei der Vertikalkonvergenzschaltung beschrieben wurde, wobei für oben und unten links und rechts zu setzen ist. Im Gegensatz zur Vertikalkonvergenzschaltung für Rot/Grün können hier die Teilströme während der ersten und zweiten Zeilenhälfte etwa linear verlaufen.

Das Ansteuersignal zur H-Konvergenzschaltung wird von einem in Serie mit dem S-Korrekturkondensator (H-Ablenkkreis) geschalteten Widerstand von etwa $3,5\Omega$ abgegriffen. Ein als Phasensplitter arbeitender Differentialverstärker (T_{11} bis T_{13}) liefert die erforderlichen gegenphasigen Signale.

Eine zusätzliche Korrektur der vertikalen roten und grünen Linien in den Bildecken wird durch eine V-frequente Modulation der Ansteuersignale für die Transistoren T_7 bis T_{10} erreicht. Die als zeitlich veränderbare Widerstände arbeitenden Transistoren T_{14} und T_{15} haben bei Ansteuerung durch die gegenphasigen V-frequenten Sägezahnsignale am Bildanfang bzw. -ende geringen Widerstand. Sie bewirken während dieser Zeiten über den Differentialverstärker eine Erhöhung der H-frequenten Ansteuersignale der Transistoren T_7 bis T_{10} und damit eine Vergrößerung der Korrekturströme.

Mit dem Regler R_{13} werden die vertikalen roten und grünen Linien in den oberen Bildecken, mit R_{14} die der unteren Bildecken korrigiert. Mit Hilfe der Dioden D_6 und D_7 werden die H-frequenten Konvergenzströme der Form einer quadratischen Parabel angenähert.

H-Konvergenzschaltung für Blau

Wegen der Symmetrie der H-Konvergenzfehler für Blau und des erforderlichen hohen Konvergenzstroms wurde aus wirtschaftlichen Gründen ein anderes Prinzip gewählt:

Der PNP-Transistor T_{16} (BC 160) wird durch das H-frequente Sägezahnsignal angesteuert, das während seiner zweiten Halbperiode negativ ist. Der Arbeitspunkt ist so gewählt, daß kurz nach Strahldurchgang durch die Zeilenmitte in T_{16} ein linear ansteigender Strom zu fließen beginnt.

Durch die Parallelschaltung des RC-Netzwerkes ist der Stromanstieg durch die Konvergenzspule nicht linear, sondern hat die Form einer rechten Parabelhälfte. Nach dem Abschalten des Transistors am Ende des Sägezahns fließt die im Netzwerk gespeicherte Energie über die Konvergenzspule ab. Der Strom während der ersten Zeilenhälfte hat die Form einer linken Parabelhälfte. Mit dem Regler R_{15} wird der Konvergenzstrom gemeinsam für beide Bildseiten eingestellt. Asymmetrien lassen sich mit dem Regler R_{16} ausgleichen. Die Diode D_5 dient der zusätzlichen Sperrung des Stroms während des Strahldurchgangs durch Zeilenmitte. Mit Hilfe der – ebenfalls als zeitlich veränderbarer Widerstand – arbeitenden Diode D_8 wird das Spannungsteilerverhältnis der Signalführung zur Basis von T_{16} so verändert, daß während der ersten Bildhälfte das Ansteuersignal an der Basis von T_{16} kleiner ist. Durch diese Maßnahme kann der H-frequente Korrekturstrom für Blau den Erfordernissen während der Bildperiode besser angepaßt werden.

Blau-Lateral-Konvergenzschaltung

Zur voneinander unabhängigen Lateral-Konvergenzeinstellung beider Bildseiten wurden ein PNP und ein NPN-Transistor mit je einer Teilspule der Lateraleinheit in Serie geschaltet. Die Spulen sind für Wechselströme durch einen Kondensator parallel geschaltet. Durch die unterschiedlichen Stromflußrichtungen der beiden Transistoren bedingt, fließt bei entsprechender Arbeitspunkteinstellung durch beide Spulen ein gemeinsamer Strom von der Form eines Sägezahns mit einer Horizontaltreppe in der Mitte. Die Amplituden der beiden Teilströme sind durch die Regler R_{17} und R_{18} unabhängig voneinander ein-

stellbar, wodurch eine seitengetrennte Lateralkonvergenzeinstellung möglich wird. Die statische Konvergenzeinstellung bleibt dabei nahezu unverändert.

Durch die Wahl der Spulenanschlüsse können die Korrekturfelder den auftretenden Konvergenzfehlern angepaßt werden.

Leistungsaufnahme:

R/G-Horizontal	$\approx 1,3 \text{ W}$	B-Lateral	$\approx 3,5 \text{ W}$
B-Horizontal	$\approx 2,8 \text{ W}$	R/G/B Vertikal	$\approx 0,1 \text{ W}$

Zur Unterdrückung von Partialschwingungen werden die Konvergenzspulen durch Widerstände von $1,8 \text{ k}\Omega$ bekämpft.

Impedanz der Konvergenzeinheiten

1. Spulen der Radialeinheit

a) Horizontal: $1,2 \text{ mH}$, $11,5 \Omega$

b) Vertikal: $0,36 \text{ H}$, $41,5 \Omega$ (bei Parallelschaltung)

2. Spulen der Lateraleinheit

$1,6 \text{ mH}$, 18Ω (je Teilspule)

7.18. Phasenvergleichsschaltung mit NAND-Verknüpfung FLH 101

UND-Verknüpfungen wie auch ODER-Verknüpfungen sind prinzipiell für Phasenvergleichsschaltungen geeignet, da sie nur dann Ausgangssignal liefern, wenn an allen Eingängen Signale gleicher Polarität vorhanden sind. Das Verknüpfungsglied FLH 101 enthält vier invertierende UND-Verknüpfungen (NAND) mit jeweils zwei Eingängen. Bild 7.36 zeigt eine Anwendungsmöglichkeit für diese digitale integrierte Halbleiterschaltung als Phasenvergleichsschaltung in Farbfernsehempfängern. Im Prinzip würde dafür eines der vier Verknüpfungsglieder ausreichen. Die außerdem noch vorhandenen drei anderen können jedoch zweckmäßig zur Impulsformung und als Schwellwertschalter verwendet werden. Am Eingang des Gliedes I wird der Zeilenrücklaufimpuls durch ein RC-Glied verzögert. Es arbeitet als Impulsformer und versteilert den Rücklaufimpuls. Dieser Impuls gelangt an den Schwellwertschalter, bestehend aus den Gliedern II und III. Die Schwellwertcharakteristik wird durch die Rückkoppelung über den Widerstand R_1 vom Ausgang des Glieds III zum Eingang des Glieds II hervorgerufen.

Vom Ausgang des Glieds II wird ein positiver Impuls für die Burstaftastung abgeleitet. Am Ausgang des Gliedes III kann ein negativer Impuls für die Burstaustastung dem Chromaverstärker zugeführt werden.

Das Verknüpfungsglied IV dient als Phasenvergleich für die Farbträgerfrequenz. Seinen beiden Eingängen werden die Burst- und die Oszillatorspannung zugeführt.

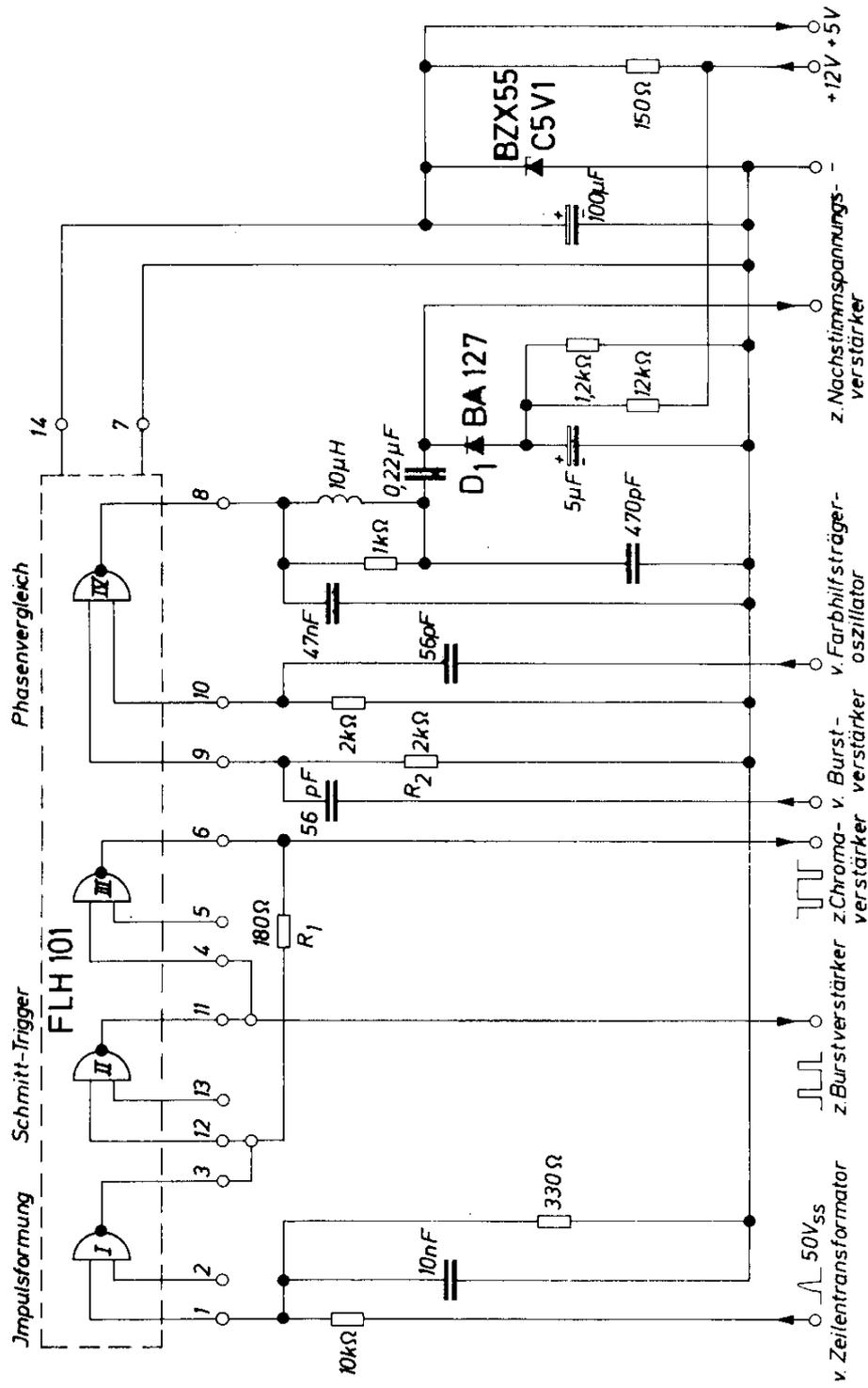


Bild 7.36 Phasenvergleichsschaltung mit FLH 101

Die Burstspannung liegt am Eingang 9. Wenn keine Burstspannung vorhanden ist, so liegt dieser Eingang über Widerstand R_2 an Masse, weshalb am Ausgang eine positive Spannung auftritt.

Am Eingang 10 des Glieds IV liegt die Farbträgerspannung, die vom Farbhilfsträger-Oszillator abgenommen wird.

Bei Auftreten einer Burstspannung am Eingang 9 entstehen am Ausgang bei fehlender Belastung Rechteckschwingungen mit der Frequenz des Farbträgers, deren Breite von der Phasendifferenz zwischen Burst- und Oszillatorspannung abhängt.

Der Ausgang der NAND-Verknüpfung ist mit dem Kondensator C_1 belastet, der die Ausgangsimpulse integriert und die Rechteckschwingungen in eine der Breite der Impulse proportionale Gleichspannung umwandelt.

So entstehen am Ausgang je nach Phasenlage der Burstspannung während der Zeiten, in denen diese Spannung auftritt, negative Impulse bestimmter Größe, die an der Klemmdiode D_1 gleichgerichtet und dem Nachstimmspannungsverstärker zugeführt werden.

Gegenüber den herkömmlichen Schaltungen bietet diese Schaltungsvariante den Vorteil, daß man sowohl bei der zugeführten Burstspannung als auch bei der Farbhilfsträgerspannung mit Amplituden von $5 V_{SS}$ auskommt. Vor allem für die Einführung von integrierten Halbleiterschaltungen in Farbfernsehgeräten ist das Arbeiten mit diesen relativ kleinen Spannungsamplituden von Bedeutung.

7.19. Horizontalablenkung nach dem Pumptransistor-Prinzip

In den üblichen Schaltungen für Horizontalablenkung in Fernsehempfängern mit Transistoren treten an diesen Sperrspannungen bis zum zehnfachen Wert der Betriebsspannung auf. Wenn man eine solche Schaltung also direkt aus dem 220 V-Stromnetz betreiben will, benötigt man Transistoren mit Sperrspannungen von etwa 2500 V.

Da solche Transistoren nicht zur Verfügung stehen, arbeitet man mit kleineren Betriebsspannungen (z. B. 30 V). Diese „Niedervoltschaltungen“ haben den Nachteil, daß sie verhältnismäßig aufwendige Leistungsnetzgeräte erfordern, wodurch die Wirtschaftlichkeit der ganzen Schaltung sehr in Frage gestellt ist.

Bei dem „Pumptransistor-Prinzip“ handelt es sich um eine neue Schaltungsart für die Horizontalablenkung in Fernsehempfängern, bei der Transistoren mit Sperrspannungen von etwa 300 V direkt am Netz betrieben werden können.

Grundlage der Schaltung bildet die bekannte Niedervoltschaltung. Es wird jedoch an die Stelle, an der bei der Niedervoltschaltung die Betriebsspannung von 30 V eingespeist wird, ein Ladekondensator gesetzt.

Die zum Betrieb der Schaltung erforderliche Energie wird über einen speziellen Schalter während der Zeit zugeführt, in der am Transistor der Spannungsrückschlag auftritt (Zeilenrücklauf). Da dieser Spannungsrückschlag bei 220 V-Betrieb etwa die Größe der direkt gleichgerichteten Netzspannung hat, wird für die Einspeisung eine Transformation auf der Netzseite überflüssig.

Als Schalter für die Energiezufuhr wird zweckmäßigerweise auch ein Transistor, der sogenannte Pumptransistor, verwendet. Damit gewinnt die Schaltung zwei wesentliche Vorteile, daß erstens Transistoren mit relativ niedriger Sperrspannung verwendet werden können und zweitens am Ladekondensator C_3 eine nahezu konstante Nutzspannung von 30 V entsteht, die als Speisespannung für alle weiteren Stufen einschließlich Vertikal- und Tonendstufe dient. Durch eine geeignete Schaltung der Pumpstufe gelingt es, ohne zusätzlichen Aufwand die Pumptransistor-Schaltung für alle vorkommenden Netzspannungen auszuliegen.

Durch eine von der Nutzspannung abhängige Steuerung der Energiezufuhr wird sowohl die Ablenkamplitude als auch die Nutzspannung selbst stabilisiert.

Die Schaltung zeigt Bild 7.37. Sie besteht aus der Ablenkstufe mit dem Transistor T_1 (BU 110), der Treiber-Oszillatorstufe mit dem Transistor T_4 (BC 141) sowie der geregelten Pumpstufe mit den Transistoren T_2 (BU 111) und T_3 (BC 107). Die Ablenkstufe entspricht den bekannten Niedervoltschaltungen. Der Zeilentransformator Tr. 1 erhält jedoch zur Ankoppelung der Pumpstufe zusätzliche Wicklungen. Der Ablenktransistor wird vom Treiberoszillator so angesteuert, daß während der Sperrphase von T_1 der Treibertransistor T_4 leitend ist. Über eine Hilfswicklung (n_6) wird T_1 während der Rückschlagzeit zusätzlich gesperrt. Mit Hilfe der Wicklung n_2 , die unter der Wicklung n_1 aufgebracht ist, wird eine Abstimmung auf die 3. Oberwelle ermöglicht. Aufgrund seiner Frequenzkonstanz erwies sich der Sinusoszillator für die Einschwingphase als vorteilhaft. Zur Verbesserung der Schaltflanken wurde ein Rückkopplungsglied C_{13}/R_{17} eingefügt. Es ist ebenso möglich, einen zweistufigen getrennten Oszillator und Treiber zu verwenden.

Die geregelte Pumpstufe wird über n_5 transformatorisch von dem Rückschlagimpuls angesteuert. Durch das Einschalten von T_2 wird die gleichgerichtete Netzspannung am Siebkondensator C_{10} an die Wicklung n_3 gelegt und der während der Rücklaufphase auftretende Ladevorgang von C_1 unterstützt. Die Schaltglieder C_6/R_4 und R_5/C_7 formen den Ansteuerimpuls so, daß keine Überlastung von T_2 auftreten kann, eine Impulsbreitenregelung mittels T_3 möglich ist und die Schaltung sicher anschwingt. Im eingeschwungenen Zustand beträgt

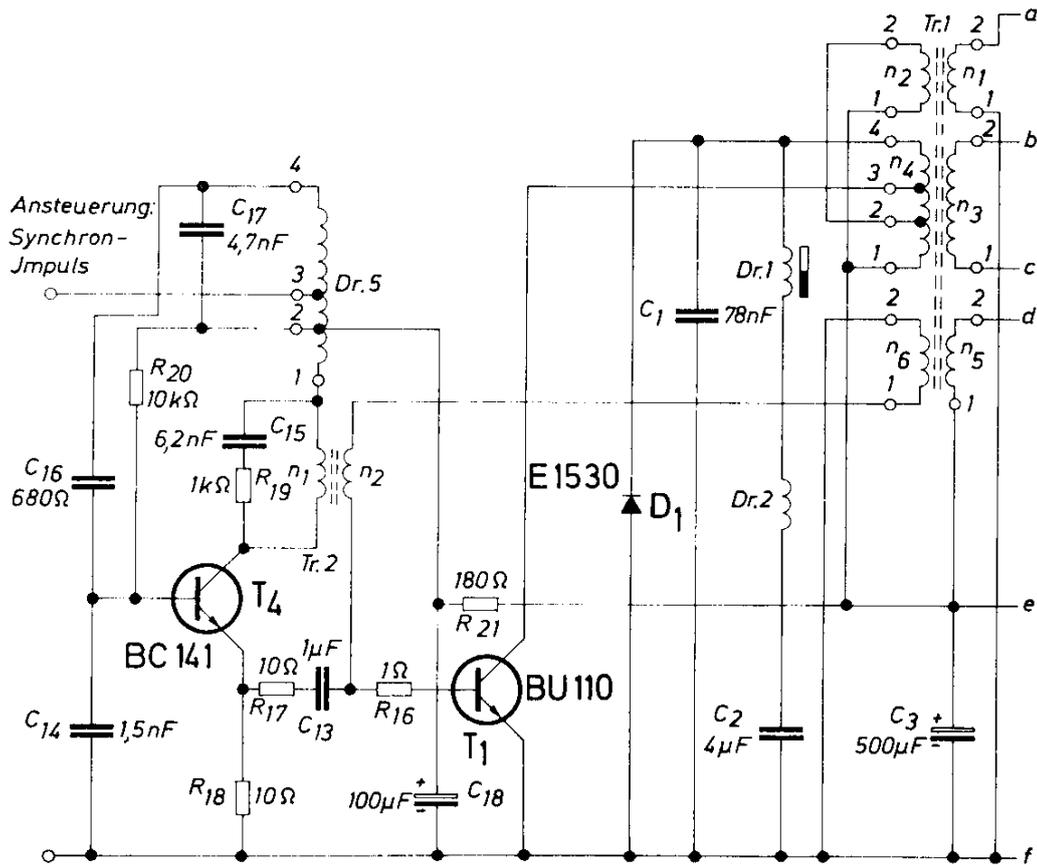
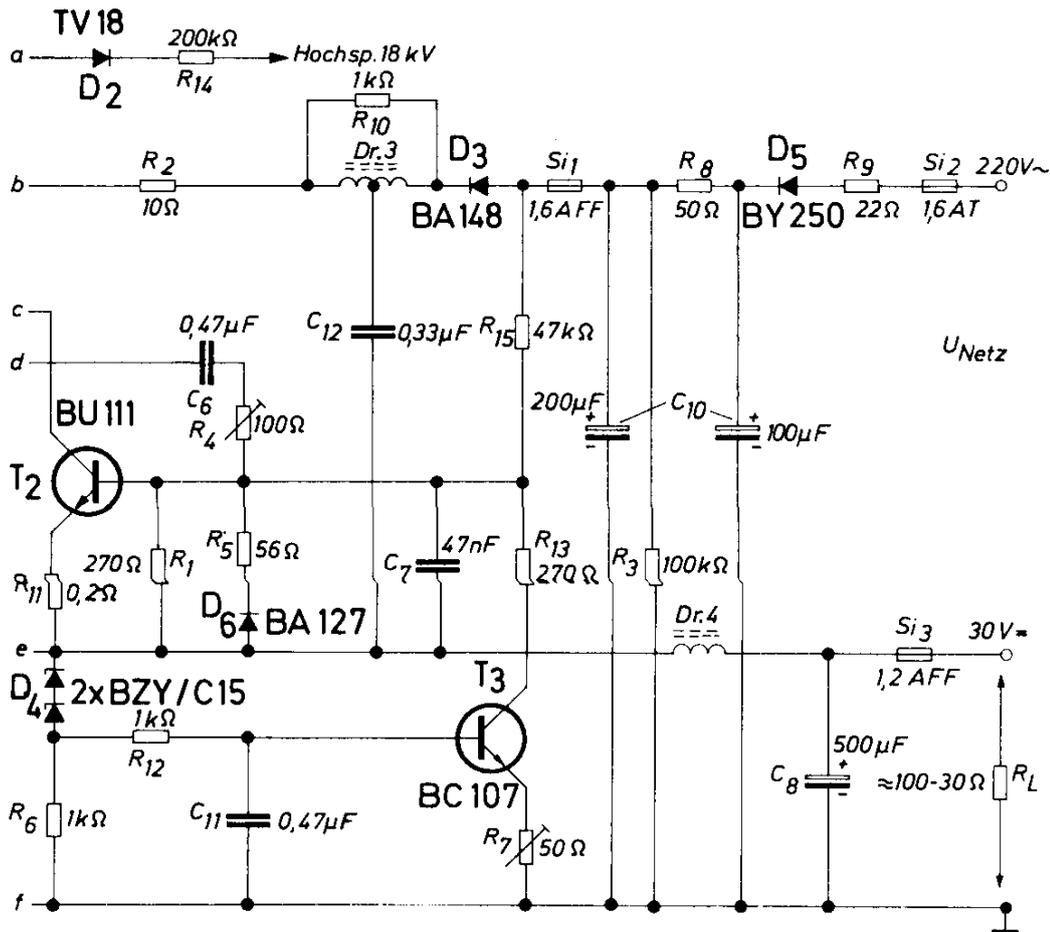


Bild 7.37 Horizontalablenkung nach dem Pumptransistor-Prinzip

die Nutzsprung 30 V. Sie wird über die Kombination D_4/R_6 mit der Sollspannung verglichen. Die entstehende Differenzspannung steuert T_3 , wobei mit fallender Nutzsprung der Strom durch T_3 abnimmt und die Basisvorsprung von T_2 ein höheres positives Potential erhält. Wegen der überlagerten sinusförmigen Ansteuerimpulse verlängert sich die Ansteuerzeit von T_2 und damit ergibt sich eine stärkere Aufladung von C_1 und schließlich von C_3 . Da die Rückschlagzeit von C_1 und $Dr. 2$ bestimmt wird, also begrenzt ist, kann mit Hilfe der Schutzschaltung $Dr. 3/C_{12}/D_3$, die sowohl den Anstieg und den Abfall als auch die Amplitude der Kollektorsprung und des Kollektorstromes bestimmt, eine Überlastung der Schaltung nicht eintreten; ein Anlaufen kann sowohl durch kontinuierliches Steigen der Netzsprung als auch durch plötzliches Einschalten erfolgen. Der Pumptransistor T_2 arbeitet während des Einschwingvorganges als Leistungsoszillator. Die Schwingfrequenz wird durch $C_1/Dr. 2$ bestimmt und entspricht der Rückschlagfrequenz der Ablenkung. Der Transistor T_2 wird über den Sprungsteiler R_{15}/R_1 angesteuert und ist durch Wicklungen n_3/n_4 mit dem Schwingkreis $C_1/Dr. 2$ gekoppelt. Sowohl der Stromfluß durch T_2 als auch die Gleichrichtung der Schwingspan-



nung durch D_1 bewirken eine allmähliche Aufladung der Nutzspannung an C_3 , die die Speisespannung für den Treiber-Oszillator T_4 bildet. Dieser schwingt bei ca. 8 V an und synchronisiert die Ablenk- und die Pumpstufe. Damit ist die Schaltung bei einer Netzspannung von etwa 120 V betriebsfähig. Wird die Schaltung in den Sinusspitzen der Netzspannung eingeschaltet, erfolgt über R_{15}/R_1 eine sofortige Durchsteuerung von T_2 . Die Kollektorspannung hingegen wird durch die Aufladung von C_{12} und der Kollektorstrom wird durch die Drossel Dr. 3 verzögert, damit vermeidet man eine Gefährdung des Pumptransistors.

Durch den induktiven Einschaltverlauf – die Drossel Dr. 3 wirkt als Last, da die Diode D_3 gesperrt ist – und den kapazitiven Ausschaltverlauf – der Kondensator C_{12} wirkt als Last, da jetzt die Diode D_3 leitend ist – wird die Verlustleistung des Pumptransistors gering gehalten.

Überspannungen der Ablenkschaltungen, wie sie durch Überschläge auf der Hochspannungsseite auftreten können, werden durch die Klemmwirkung der Diode D_3 in Verbindung mit C_{12} weitgehend abgefangen.

Die durch den Kollektorstrom von T_2 in Dr. 3 gespeicherte Energie wird beim Abschalten des Pumptransistors nach C_{12} umgeladen und fließt mit dem folgenden Pumpimpuls in das Schaltsystem wieder ein (Energierückgewinnung).

Transformator-Daten

Tr. 1: Siferrit-U-Kern B 67335-A001-X027 0,3 mm L

$n_1 = 2300$ Wdg (Hochspannungswicklung, 560Ω)

$n_2 = 25$ Wdg 0,45 CuLs

$n_3 = 40$ Wdg 0,5 CuLs

$n_4(1-2)$ 25 Wdg 0,45 CuLs

(2-3) 14 Wdg 0,45 CuLs

(3-4) 1 Wdg 0,45 CuLs

$n_5 = 2$ Wdg 0,6 CuLs

$n_6 = 1$ Wdg 0,6 CuLs

Die Wicklungen n_3 und n_4 sind gemeinsam zu wickeln.

Tr. 2: Siferrit-Schalenkern B 65571-A0400-A028

$n_1 = 125$ Wdg 0,25 CuL, in 4 Lagen gewickelt, Lagenisolation Fol. D 0,03 mm

$n_2 = 11$ Wdg 0,8 CuL

Dr. 1: Linearitäts-Korrekturspule

Dr. 2: Ablenkeinheit

Dr. 3: Siferrit-Schalenkern B 65561-A0063-A025

2×29 Wdg 0,5 CuL

Isolation zwischen beiden Wicklungen Fol. D 0,03 mm

Dr. 4: Siferrit-Schalenkern B 65561-A0063-A025

48 Wdg 0,6 CuL

Dr. 5: Siferrit-Schalenkern B 65571-A0400-A022

(1-2) 6 Wdg 0,24 CuL

(2-3) 109 Wdg 0,24 CuL

(3-4) 115 Wdg 0,24 CuL

Zwischen den Wicklungen Fol. D 0,03 mm.

8. Anwendungsbeispiele für integrierte Halbleiterschaltungen der Serie FL 100

Digital arbeitende Schaltungen dringen in immer neue Gebiete der Elektronik ein. Während bisherviele Probleme wegen des geringen Aufwandes mit Analogschaltungen gelöst wurden, ermöglichen die integrierten Halbleiterschaltungen in steigendem Maße eine wirtschaftliche Lösung in Digitaltechnik.

Der Umstand, daß hier in großer Zahl gleichartige Bauelemente oder Bausteine verwendet werden, macht diese Technik besonders integrationsfreundlich.

Die integrierten Halbleiterschaltungen der Serie FL 100 eignen sich in erster Linie als Digitalbausteine in Datenverarbeitungsanlagen aller Art. Durch die Ausführung in TTL-Technik (Transistor-Transistor-Logik) hat die Serie FL 100 besonders günstige Eigenschaften, wie geringe Verzögerungszeit, hohe Ausgangsbelastbarkeit (fan-out) und hohe Störsicherheit.

Die Bausteine haben ein zweireihiges Steckgehäuse aus Plastik.

Neben den oben erwähnten Anwendungen eignen sich die Bausteine der Serie FL 100 auch für andere, weniger mit der digitalen Arbeitsweise zusammenhängende Funktionen. Hierfür werden in dem folgenden Kapitel Beispiele angegeben. Es werden ein monostabiler Multivibrator sowie ein Schmitt-Trigger beschrieben. Bemerkenswert ist, mit wie wenigen zusätzlichen Bauelementen man bei der Verwendung der NAND-Schaltglieder aus der Serie FL 100 auskommt, um die vielfältigsten Aufgaben zu lösen.

Für ein besseres Verständnis der später beschriebenen Schaltungen soll zunächst die prinzipielle Wirkungsweise eines NAND-Schaltgliedes erklärt werden.

Die Schaltglieder der Serie FL 100 arbeiten bei einer Betriebsspannung von 5 V. Liegen alle Eingänge eines solchen Schaltglieds an Spannungen über +2 V, dann liegt die Ausgangsspannung zwischen 0 und +0,4 V. Liegt auch nur die Spannung eines Eingangs unter 0,8 V, dann wird die Ausgangsspannung über +2,4 V gehalten. Grob gesprochen unterscheidet man einen hohen Spannungszustand L und einen niedrigen Spannungszustand 0. Der Ausgang eines NAND-Schaltgliedes liefert nur dann 0, wenn an allen Eingängen L liegt. Die Serie FL 100 enthält NAND-Schaltglieder mit 2, 3, 4 und 8 Eingängen. Für die hier besprochenen Schaltungen kommt vorzugsweise das Schaltglied FLH 101 in Frage, bei dem in einem Gehäuse von etwa $19,6 \times 7,6 \times 4,6 \text{ mm}^3$ vier NAND-Schaltglieder mit je zwei Eingängen untergebracht sind.

Für schnellere Logiksysteme und auch für Systeme, in denen noch höhere Störsicherheiten verlangt werden, sind weitere Familien integrierter Halbleiterschaltungen in Vorbereitung.

Die Anwendung solcher digitaler integrierter Schaltungen erstreckt sich heute von kleinsten Anlagen bis zum Großrechner. In jedem Fall lassen sich die Schaltungen auf einzelne Grundfunktionen zurückführen. Es werden deshalb im folgenden Kapitel nur solche einfacheren Funktionen beschrieben. In Kapitel 8.5. wird z. B. gezeigt, wie auf relativ einfache Weise mit Hilfe von NAND-Schaltgliedern eine Impuls-Verzögerungsschaltung hergestellt werden kann. Unter bestimmten Voraussetzungen können diese auch zur Frequenzvervielfachung herangezogen werden. Hierfür werden zwei Beispiele beschrieben.

Wenn an einen binärcodierten Dezimalzähler eine Anzeige durch eine Ziffernanzeigeröhre angeschlossen werden soll, so ist eine Decodierung der vom Zähler gelieferten Signale erforderlich. Für solche Decodierschaltungen gibt es heute bereits integrierte Halbleiterschaltungen, die auch noch die Treibertransistoren für die Anzeigeröhre enthalten. Trotzdem werden auch weiterhin solche Aufbauten mit Einzelbauelementen wichtig bleiben, vor allem dann, wenn es sich um sehr vereinfachte Schaltungen handelt (Beispiel in Kapitel 8.7.). Zur eigentlichen Decodierung werden nur 7 Dioden und 5 Widerstände benötigt.

Mit Hilfe von Zählschaltungen können Zeitglieder mit sehr langen Verzögerungszeiten hergestellt werden. Eine Schaltung mit der Verzögerungszeit von 100 Minuten wird als Beispiel in Kapitel 8.8. geschildert.

In der Digitaltechnik können Schieberegister wegen ihren vielfältigen Ansteuermöglichkeiten zahlreich verwendet werden. Auch dafür wird ein Beispiel angegeben.

8.1. Monostabile Kippschaltung

Die Schaltung nach Bild 8.1 und 8.2 zeigt, wie mit der Halbleiterschaltung FLH 101 ein monostabiler Multivibrator dargestellt werden kann. Da nur zwei der in dieser Halbleiterschaltung enthaltenen vier NAND-Verknüpfungen benötigt werden, können mit einem FLH 101 zwei monostabile Multivibratoren verwirklicht werden, wobei jeweils nur ein Kondensator und ein Widerstand zusätzlich benötigt werden. Bild 8.1 stellt die Schaltung mit Verknüpfungssymbolen dar, während in Bild 8.2 die komplette Schaltung angegeben wird.

Im stabilen Zustand ist am Eingang E der Schaltung Spannungszustand L . Da der Kondensator C die beiden Schaltglieder voneinander trennt, gelangt über den Widerstand R an den Eingang Y des zweiten Schaltgliedes der Span-

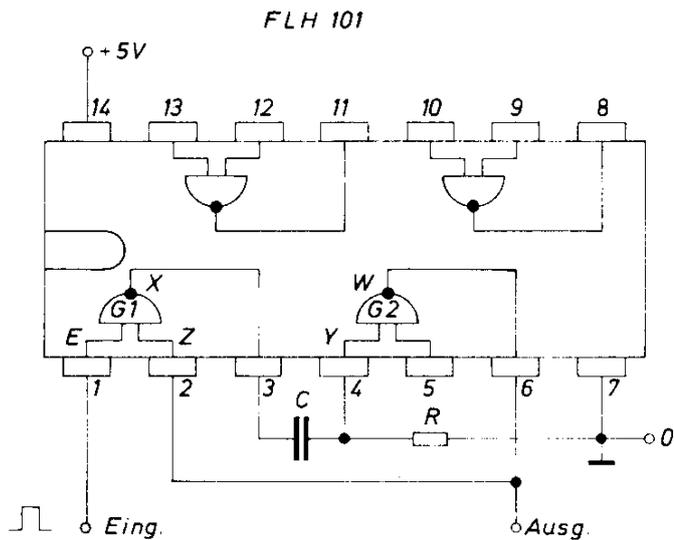


Bild 8.1 Monostabile Kippschaltung mit Symbolen

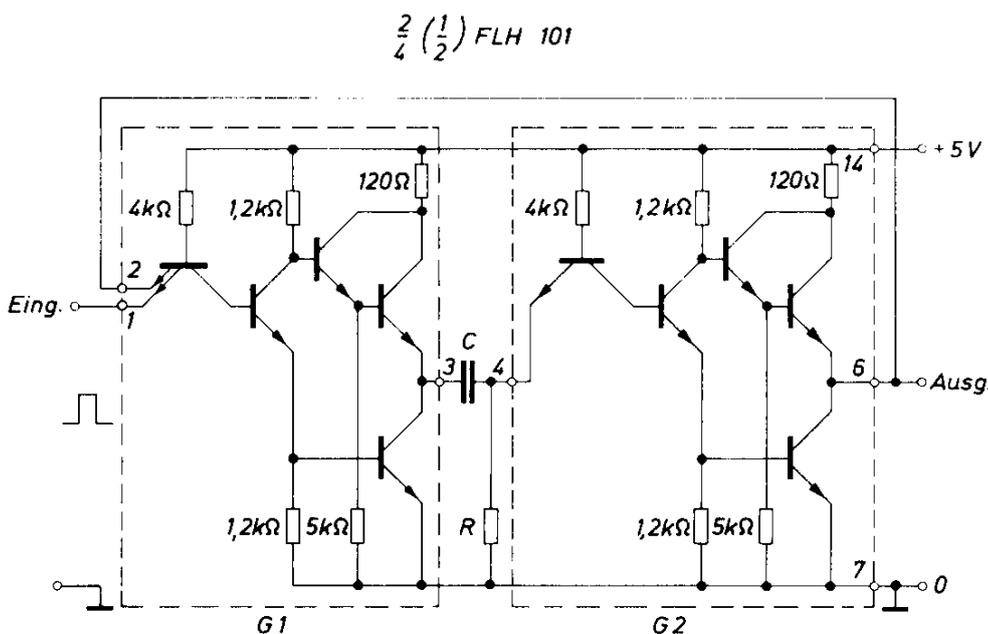


Bild 8.2 Monostabile Kippschaltung, ausführliche Schaltungsdarstellung

nungszustand 0. Das NAND-Glied G 2 erzeugt daher am Ausgang W eine L-Spannung. Diese wird an den Eingang Z des ersten NAND-Gliedes G 1 zurückgeführt. An den beiden Eingängen dieses NAND-Gliedes liegt somit eine L-Spannung weshalb am Ausgang X die mit 0 bezeichnete Spannung herrscht. Gelangt an den Eingang E kurzzeitig die Spannung 0, so springt die Spannung X sofort auf L. Über den Kondensator C wird diese L-Spannung an den Eingang Y des zweiten NAND-Gliedes gebracht, so daß auch der Ausgang W auf 0

geht. Durch die Rückführung von W nach Z wird dieser Zustand auch nach dem Ende des kurzzeitig an E anliegenden negativen Impulses gehalten. Erst wenn der Kondensator C vom Ausgang X des Schaltgliedes $G 1$ über den Widerstand R so weit aufgeladen ist, daß an Y die Schwellspannung von $1,4\text{ V}$ unterschritten wird, springt der Ausgang W wieder auf L -Spannung. Über den Eingang Z wird auch X wieder auf 0 -Spannung geschaltet. Die Impulsdauer des Eingangsimpulses an E muß kleiner sein als die Dauer des labilen Schaltzustandes. Dadurch ist gewährleistet, daß am Eingang E bereits wieder die L -Spannung anliegt, wenn nach Ablauf der Verzögerungszeit an Z ebenfalls die L -Spannung auftritt. Wenn der Kondensator C über den Widerstand R wieder entladen ist, ist der ursprüngliche stabile Zustand der Schaltung wiederhergestellt. Die Dauer des labilen Zustandes bzw. der Verzögerungszeit ist proportional dem Produkt aus Widerstand R und Kondensator C . Der Widerstand R darf nur zwischen Werten von 100Ω und $1\text{ k}\Omega$ variiert werden, damit ein sicheres Umschalten gewährleistet ist.

8.2. Symmetrischer astabiler Multivibrator

Die Bilder 8.3 und 8.4 zeigen die Schaltung eines astabilen Multivibrators, hergestellt aus zwei NAND-Verknüpfungsgliedern der Halbleiterschaltung FLH 101.

Bei der Beschreibung des astabilen Multivibrators muß man von einem Augenblickszustand ausgehen, z.B. davon, daß am Ausgang W des Schaltgliedes $G 2$ das hohe Spannungspotential L liegt. Über den zunächst nicht aufgeladenen Kondensator C_1 entsteht dasselbe Potential auch am Eingang X des Schaltgliedes $G 1$. Als Folge daraus ergibt sich, daß Ausgang Y und Eingang Z auf 0 -Potential stehen. Die am Ausgang W anliegende Spannung lädt über den Widerstand R_1 den Kondensator C_1 langsam auf. Gleichzeitig wird der zunächst geladene Kondensator C_2 über den Widerstand R_2 entladen, da der Ausgang Y ja auf 0 -Potential liegt. Da dieser Kondensator mit seiner positiv geladenen Platte am Ausgang Y liegt, steigt die Spannung am Eingang Z von einem negativen Wert aus langsam an. Mit zunehmender Ladung des Kondensators C_1 sinkt die Spannung am Eingang X . Sobald der Schwellwert unterschritten wird, schaltet das Schaltglied $G 1$ und als Folge davon auch das Schaltglied $G 2$ rasch um. Der Kondensator C_1 wird nun entladen und der Kondensator C_2 aufgeladen, solange, bis am Schaltglied $G 2$ die Schwellspannung unterschritten wird und $G 1$ und $G 2$ umschalten. Daraufhin beginnt der beschriebene Vorgang von neuem. Mit Hilfe des zweiten Eingangs des Schaltgliedes $G 1$ kann der Multivibrator durch Potential 0 gestoppt oder Potential L in Betrieb gesetzt werden. Die Widerstände R_1 und R_2 wurden so bemessen, daß die Schwingung nach dem Einschalten sicher einsetzen kann. Die Widerstandswerte über die angegebenen $2\text{ k}\Omega$ zu vergrößern,

ist nicht zulässig, hingegen geringfügige Verkleinerung. Für die Ermittlung der Schwingfrequenz des astabilen Multivibrators gilt die Formel:

$$f \sim \frac{1}{2 RC}$$

Die Frequenz kann durch Veränderung der Kondensatoren C_1 und C_2 in weiten Grenzen beliebig festgelegt werden. Die Kapazitäten sollten jedoch jeweils die gleiche Größe haben, weshalb mit dieser Schaltung nur symmetrische Multivibratoren hergestellt werden können.

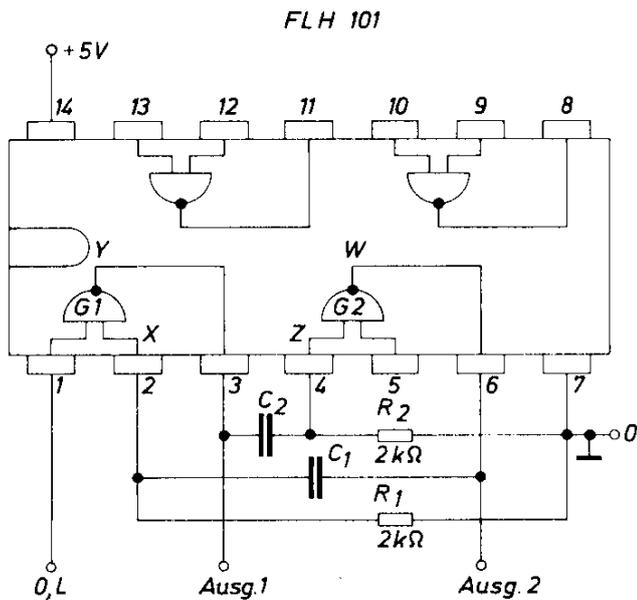


Bild 8.3 Symmetrischer astabiler Multivibrator, Symboldarstellung

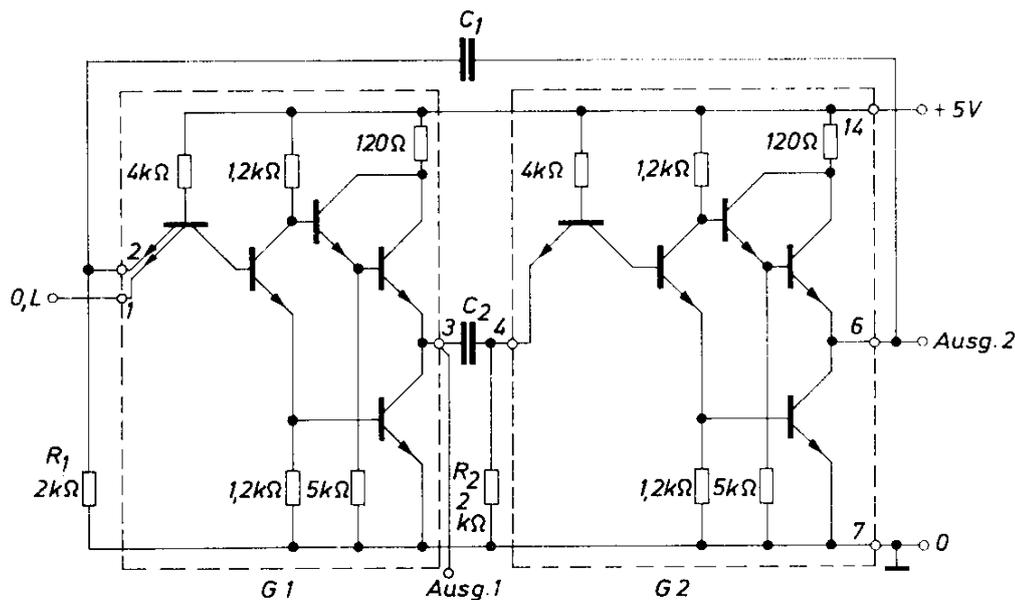


Bild 8.4 Symmetrischer astabiler Multivibrator, ausführliche Schaltungsdarstellung

sich selbst über die Rückkopplung vom Knotenpunkt zwischen dem Kondensator und dem Widerstand zum Eingang des Schaltgliedes G 1. Die Schwingfrequenz wird durch die Kapazität des Kondensators C bestimmt. Bei einem Wert von 1 nF kann eine Schwingung mit einer Frequenz von einigen MHz erreicht werden. Der Widerstand R hat dabei einen Wert von etwa 500 Ω .

8.4. Schmitt-Trigger

Der hier beschriebene Schmitt-Trigger wird, wie die Bilder 8.7 und 8.8 zeigen, aus den beiden Erweiterungsschaltgliedern, die im Baustein FLY 101 enthalten sind, aufgebaut. Von den vier Eingängen jedes Schaltgliedes wird jeweils nur einer benötigt. Die übrigen Eingänge sind im Bild 8.8 weggelassen. Diese Eingangsstufe hat eine ähnliche Umschaltkennlinie wie ein NAND-Schaltglied (z.B. FLH 101) mit einem Schwellwert bei einer Eingangsspannung von etwa 0,6 V.

Solange die Eingangsspannung U_e kleiner ist als die Einschaltspannung U_1 des Triggers, führt der Transistor T'_2 Strom, und der Transistor T_2 ist gesperrt. Beim Überschreiten dieser Schwelle U_1 öffnet der Transistor T_2 , so daß über die Rückführung R der Transistor T'_2 gesperrt wird. Der gemeinsame Emittterwiderstand R_3 erzeugt eine Mitkopplung, die den einmal eingeleiteten Schaltvorgang unterstützt und rasch zum Abschluß bringt. Die Ausgangsspannung, die unmittelbar vor dem Umschalten 0 war, springt auf L. Steigt die Eingangsspan-

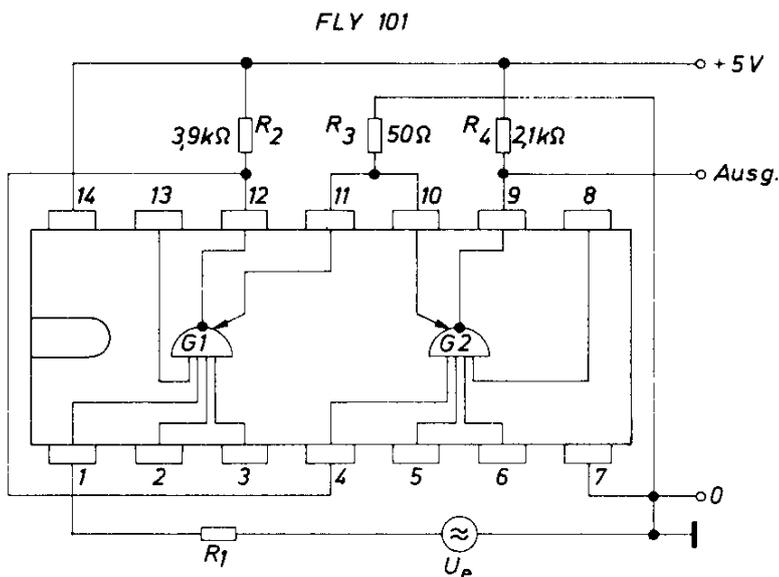


Bild 8.7 Schmitt-Trigger, Symboldarstellung

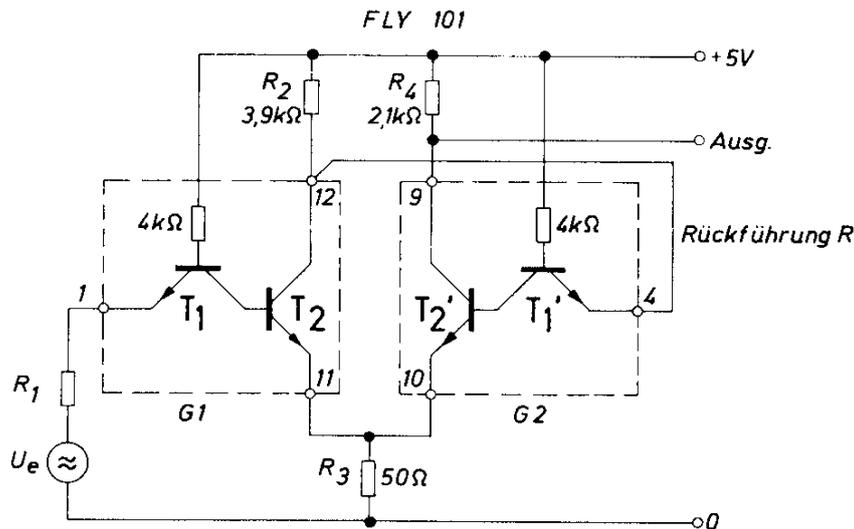


Bild 8.8 Schmitt-Trigger, ausführliche Schaltung

nung noch weiter an, so bleibt die Ausgangsspannung unverändert auf L. Wenn nun die Eingangsspannung wieder absinkt und von höheren Spannungswerten herkommend die Ausschaltspannung U_2 erreicht, verläuft der Schaltvorgang in umgekehrter Richtung. Die Ausgangsspannung springt von L auf 0.

Die Ausschaltspannung U_2 liegt etwas unterhalb der Einschaltspannung U_1 . Diese Hysterese rührt von der unvermeidbaren Asymmetrie der Schaltung her. Das erste Schaltglied wird vom Generator angesteuert und mit dem Eingang des zweiten Schaltglieds belastet, das zweite vom Ausgang des ersten, es soll im allgemeinen ein oder mehrere NAND-Schaltglieder treiben. Die Werte der Widerstände R_2 und R_4 wurden so bemessen, daß selbst dann, wenn der Trigger zehn NAND-Glieder ansteuern soll (fan out $F = 10$), ein sicheres Schalten dieser Glieder gewährleistet ist, d. h. die Ausgangsspannung U_a des Triggers bleibt bei $F = 10$ noch in den für die Eingangsspannung von NAND-Gliedern vorgeschriebenen Grenzen. Allerdings verringert sich der statische Störabstand.

Die Belastung des Ausgangs beeinflußt die Einschaltspannung U_1 geringfügig, in stärkerem Maße die Schalthysterese. Wenn bei großer Belastung des Triggers eine kleine Schalthysterese erzielt werden muß, ist es notwendig, zwischen Triggerausgang und Last ein NAND-Glied zu schalten. Der Trigger wird dann nur mit *einem* fan out ($F = 1$) belastet. Ist die dadurch entstehende Phasenumkehr des Signals unerwünscht, so sind zwei NAND-Glieder in Serie vorzusehen.

Der Vorwiderstand R_1 und der Generatorwiderstand begrenzen den Eingangsstrom. Mit einem Vorwiderstand von 0–10 kΩ ist die Generatorspannung U_e

zwischen $+0,8$ bis -5 V wählbar. Innerhalb dieses Spannungsbereiches schaltet der Trigger. Auch die Hysterese hängt von diesem Widerstand ab – besonders bei großer Ausgangslast –. Im Hinblick auf die Belastbarkeit der Schaltglieder-Eingänge sollte die Eingangsspannung U_e unter $5 V_{SS}$ bleiben, falls der Widerstand R_1 entfallen soll. Wenn ein wesentlicher Teil der Eingangsspannung an einem genügend großen Vorwiderstand R_1 abfällt, können natürlich größere Signale verarbeitet werden.

8.5. Schaltung zur Impulsverzögerung

Üblicherweise versteht man unter Verzögerungsschaltungen Anordnungen, die einen Eingangsimpuls um einen bestimmten Wert verlängern. Häufig wird hierfür ein monostabiler Multivibrator verwendet, der durch einen Eingangsimpuls in eine labile Lage kippt und nach Ablauf einer bestimmten Verzögerungszeit wieder in den stabilen Zustand zurückkehrt. Solche Schaltungen vergrößern im allgemeinen nur die Dauer eines Impulses.

Wenn jedoch die genaue Form eines Eingangsimpulses um eine bestimmte Zeit verzögert wiedergegeben werden soll, kommt man mit einem einfachen monostabilen Multivibrator nicht mehr aus.

Diese Aufgabe kann durch zwei monostabile Multivibratoren, die durch Schaltglieder in bestimmter Weise miteinander verknüpft sind, erfüllt werden. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 8.9. Die beiden Multivibratoren werden aus zwei Schaltgliedern der integrierten Halbleiterschaltung FLH 101 durch Hinzufügen von nur je einem Kondensator und einem Widerstand hergestellt. Die genaue Funktion dieser monostabilen Kippschaltung wurde bereits in Kapitel 8.1. ausführlich beschrieben. Man erreicht eine Verzögerungszeit, die proportional dem Produkt aus dieser Kapazität C_1 und dem Widerstand R_1 ist. Damit ein sicheres Umschalten der Schaltglieder gewährleistet ist, darf sich der Widerstand nur zwischen den Werten 100Ω und $1 \text{ k}\Omega$ bewegen. Beide monostabilen Kippschaltungen müssen auf die gleiche Verzögerungszeit τ eingestellt werden.

Der Multivibrator M 1 wird vom Eingangsimpuls direkt, der Multivibrator M 2 über ein vorgeschaltetes Negationsglied (Inverter) getriggert. Dadurch wird der Multivibrator M 1 von der abfallenden Flanke und der Multivibrator M 2 von der ansteigenden Flanke des Eingangsimpulses umgeschaltet. Durch eine UND-Verknüpfung – realisiert durch NAND-Verknüpfung und Inverter des Ausgangs \bar{a} des Multivibrators M 1 und des Ausgangs b des Multivibrators M 2 – erhält man einen Ausgangsimpuls von der gleichen Form wie der Eingangsimpuls, der diesem gegenüber jedoch um die Zeit τ versetzt ist.

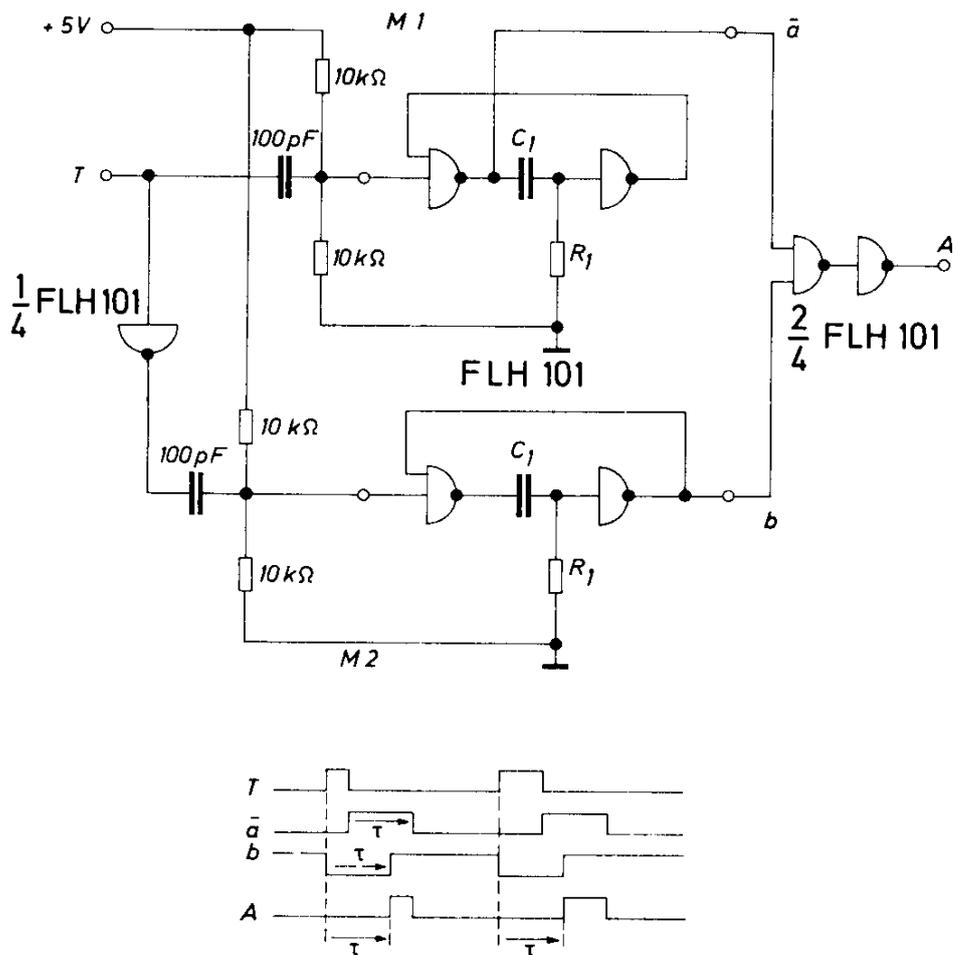


Bild 8.9 Schaltung zur Impulsverzögerung

In Bild 8.9 ist das entsprechende Impulsdiagramm enthalten. Zu bemerken ist noch, daß diese Schaltung nur dann einwandfrei arbeitet, wenn die Pause (0-Zeit) zwischen zwei Eingangsimpulsen (L-Zeit) größer ist als die Verzögerungszeit τ , weshalb diese Schaltung auch nicht als Speicher benutzt werden kann.

Wenn anstelle von L-Impulsen sogenannte 0-Impulse verzögert werden sollen, muß die Schaltung nach Bild 8.9 geringfügig abgeändert werden. Man braucht lediglich das Negations-Glied statt vor den Multivibrator M2 vor den Multivibrator M1 zu schalten. Diese Schaltung funktioniert dann, wenn die Eingangsimpulse kleine 0-Zeiten und große L-Zeiten aufweisen.

8.6. Frequenzvervielfachung

Mit den beschriebenen Impuls-Verzögerungsschaltungen läßt sich unter bestimmten Voraussetzungen auch eine digitale Frequenzvervielfachung erreichen. Dabei werden die Eingangsimpulse zunächst verzögert und dann wieder mit dem ursprünglichen Eingangssignal verknüpft. Die Verzögerung muß exakt an die Eingangsfrequenz angepaßt werden, weshalb sich solche Schaltungen nur für die Vervielfachung derjenigen Frequenz eignen, für die sie entworfen werden. Außerdem muß auch noch das Tastverhältnis der Eingangsimpulse bestimmten Forderungen genügen. Bild 8.10 zeigt eine Schaltung für Frequenzverdreifachung; sie besteht im wesentlichen aus zwei Anordnungen zur Impulsverzögerung, wie sie im Kapitel 8.5. beschrieben wurde.

Für eine Frequenzvervielfachung nach diesem Schaltungsprinzip eignen sich Eingangssignale, deren Tastverhältnis zwischen Impuls (L) und Pause (0) kleiner als $1:(n-1)$ ist, wobei n der Faktor ist, um den die Frequenz vervielfacht werden soll. Die Verzögerungszeit τ der Schaltungen muß den Wert τ_0/n haben, wobei τ_0 die Periodendauer des Eingangsimpulses ist. Soll das Ausgangssignal das Tastverhältnis $1:1$ aufweisen, dann muß sich am Eingang die Impulszeit (L) zur Pausezeit (0) wie $1:(2n-1)$ verhalten.

Bei der hier vorliegenden Frequenzverdreifachung muß also einem L-Impuls eine Pause von der fünffachen Länge folgen und die Verzögerungszeit τ den dritten Teil der Periodendauer bzw. sie muß der doppelten Eingangsimpulsdauer entsprechen. Dies ist aus dem in Bild 8.10 enthaltenen Impulsdigramm sehr gut erkennbar. Das Eingangssignal T_1 sowie die beiden verzögerten Signale T_2 und T_3 werden am Ausgang durch ein ODER-Schaltglied, das durch eine geeignete Anordnung von NAND-Schaltgliedern nachgebildet ist, miteinander verknüpft, wodurch eine symmetrische Schwingung mit der dreifachen Frequenz des Eingangsimpulses entsteht.

Wenn am Eingang keine L-Impulse, sondern 0-Impulse zur Verfügung stehen, so kann im Prinzip die gleiche Schaltung verwendet werden. Für die Tastverhältnisse gilt das gleiche. Eine entsprechende Anordnung zeigt Bild 8.11. Soweit die Schaltung mit der in Bild 8.10 gezeigten übereinstimmt; wurde eine vereinfachte Darstellung gewählt. Es wird deutlich, daß das andere Verhalten lediglich durch Verwendung eines UND-Gliedes am Ausgang zustande kommt.

Falls der universelle Einsatz für L- und 0-Impulse nicht erforderlich ist, kann die Schaltung nach Bild 8.10 vereinfacht werden. Man kann die Schaltglieder 1 bis 5 weglassen und die strichliert eingetragenen Verbindungen herstellen. Die strichlierten Leitungen der ursprünglichen Schaltung sind aufzutrennen.

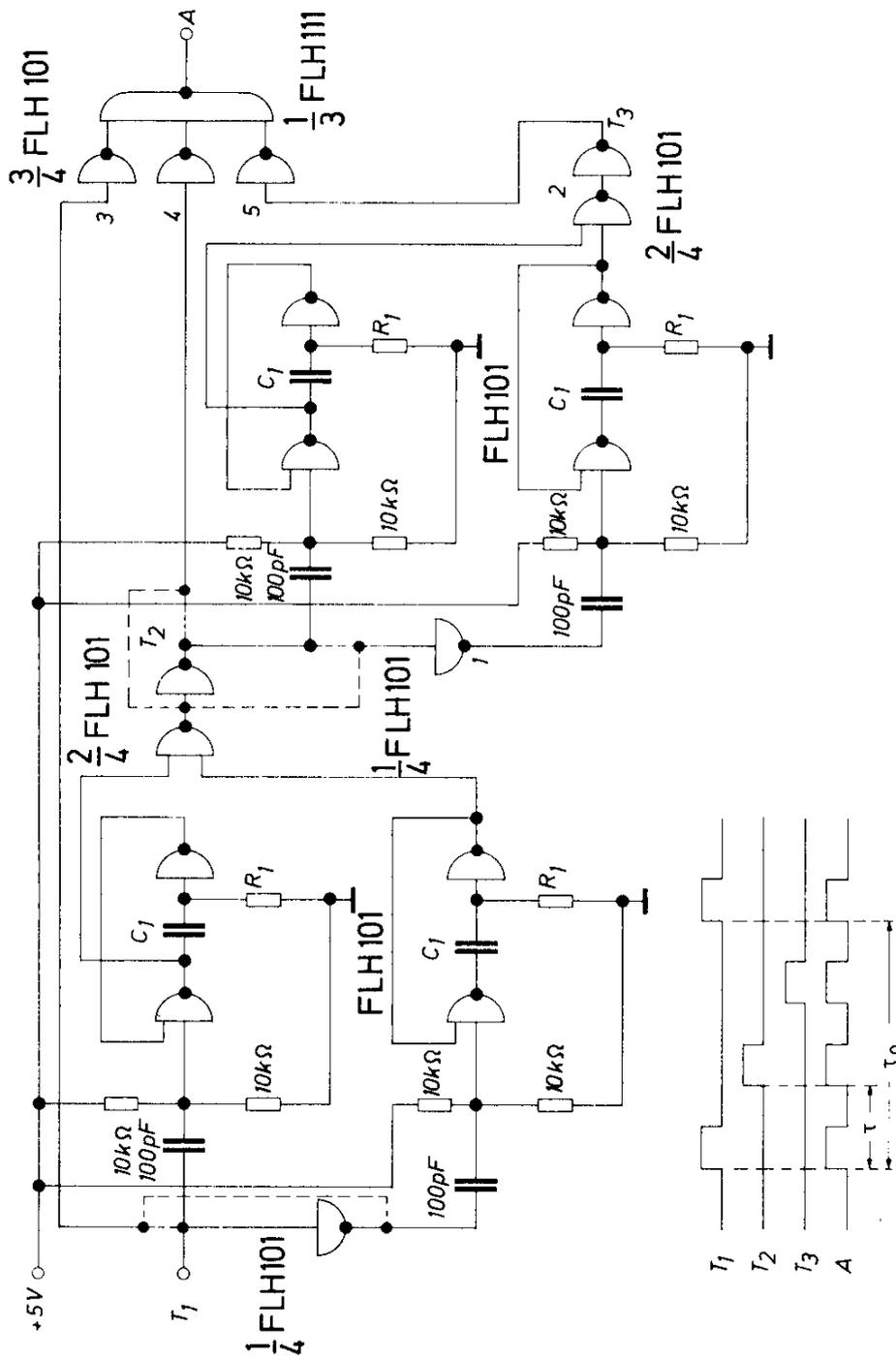


Bild 8.10 Schaltung zur Frequenzverdreifachung

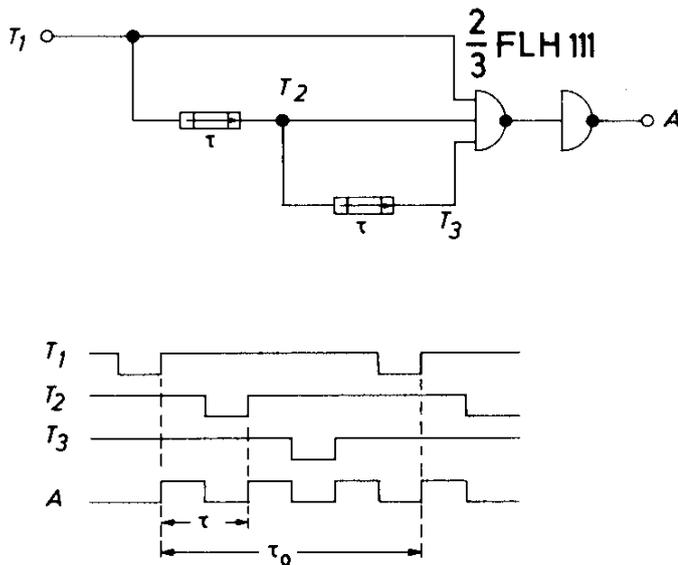


Bild 8.11 Variante der Schaltung nach Bild 8.10, wenn am Eingang keine L-Impulse, sondern O-Impulse zur Verfügung stehen

8.7. Synchroner dekadischer Vorwärtszähler für einfache Decodierschaltung

Heute werden oft zwischen den Zählstufen und der Anzeigeröhre integrierte Decoder-Treiber verwendet. Trotzdem behalten Decodierschaltungen mit Einzelbauelementen auch weiterhin ihre Bedeutung, vor allem wenn es sich um vereinfachte Schaltungen (Bild 8.12) handelt; sie eignet sich für die Decodierung von Zählern, die im 8-4-2-1-Binärcode arbeiten. Es werden zu den in jedem Fall erforderlichen Treibertransistoren für die Anzeigeröhre hierbei zusätzlich nur 7 Siliziumdioden und 5 Widerstände benötigt. Diese Reduzierung des sonst für Decodierschaltungen üblichen Aufwandes ist dadurch möglich, daß die Treibertransistoren an Basis und Emitter angesteuert werden; für das Durchschalten oder Sperren ist dann das jeweils an Basis und Emitter auftretende Signal verantwortlich.

Von der Überlegung ausgehend, daß sich die Ziffernpaare 0/1, 2/3, 4/5, 6/7 und 8/9 nur durch das Signal am Ausgang A des Zählers unterscheiden, folgert, daß sich die Emitteranschlüsse der Treibertransistoren für die Ziffern 0, 2, 4, 6 und 8 sowie für 1,3,5,7 und 9 jeweils zusammenfassen und vom Ausgang A bzw. \bar{A} ansteuern lassen. Die paarweise zusammengefaßten Basisanschlüsse werden dann durch die Ausgänge \bar{B} , \bar{C} und \bar{D} bzw. B , C und D angesteuert.

Weil die Transistoren an der Basis und am Emitter angesteuert werden, sind bestimmte Forderungen bezüglich der Steuerpotentiale zu erfüllen. Wenn beide

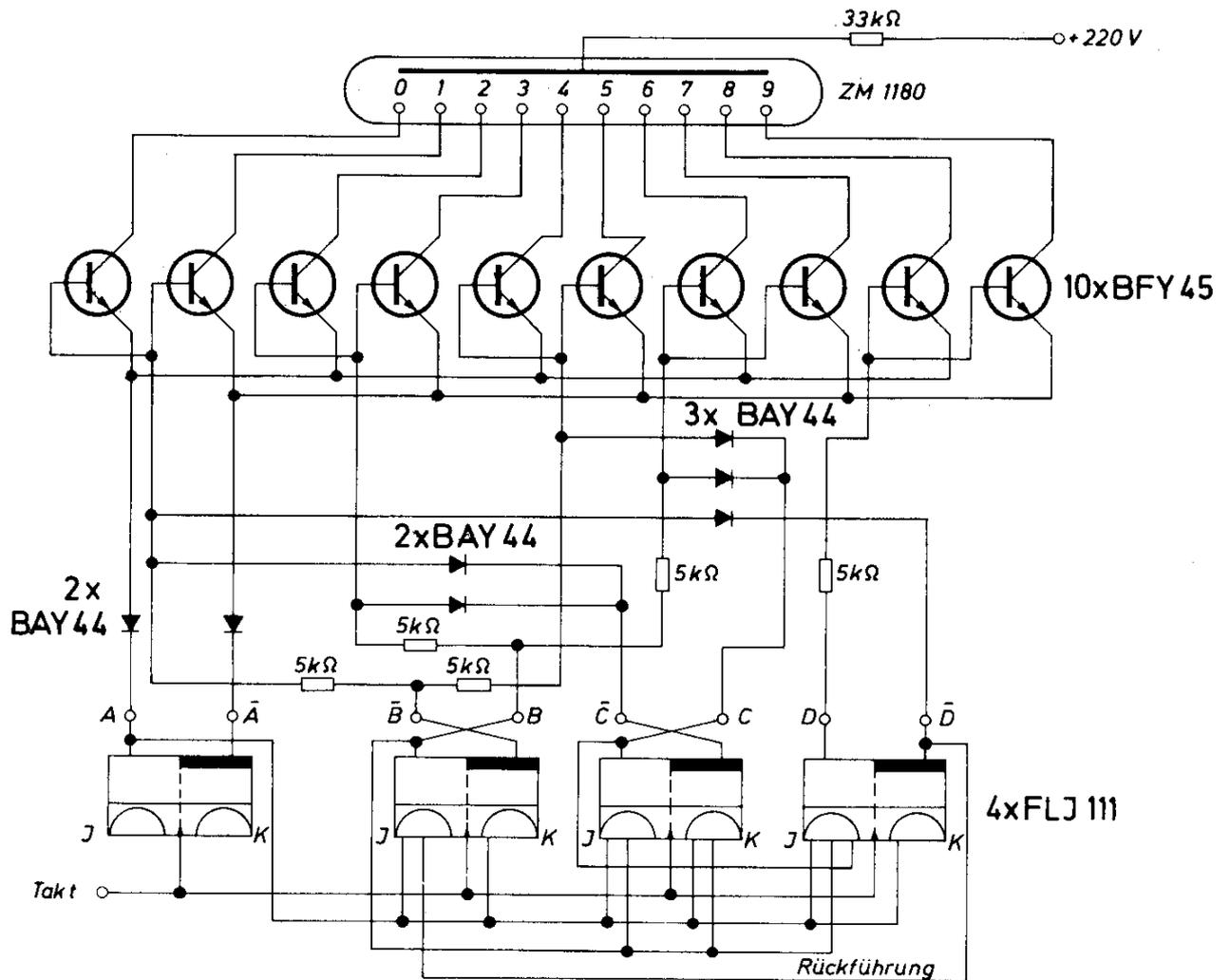


Bild 8.12 Synchroner dekadischer Vorwärtszähler für einfache Decodierschaltung

Elektroden L-Potential führen, so muß gewährleistet sein, daß der Potentialunterschied zwischen den beiden L-Signalen nicht größer als 0,5 V, also nicht größer als die Eingangsschwellspannung des Transistors ist; vor allem ist wichtig, daß das Potential an der Basis nicht um diesen Wert erhöht ist, am Emitter würde es nicht sören.

Bei Verwendung der TTL-Flip-Flop FLJ 111 in der Zählstufe wird diese Forderung erfüllt.

8.8. Einstellbares Zeitglied für 100 min

Die Schaltung nach Bild 8.13 zeigt ein digital anzeigendes Minutenzeitglied, das fast ausschließlich mit integrierten Halbleiterschaltungen der TTL-Serie aufgebaut ist. Nach Erreichen einer vorgewählten Zeit ertönt ein akustisches

Signal. Die maximal einstellbare Zeit ist 100 min. Die Schaltung wird vom Netz synchronisiert. Hierzu werden von der Wechselstromseite der Stromversorgung (5 V) Synchronisiersignale an einen Frequenzteiler gegeben; dieser besteht aus drei dekadischen Zählstufen und einer dritten, die bis drei zählt; sie sind mit je einer integrierten Zähldekade FLJ 161 bestückt, während für den Dreier-Zähler ein Doppel-Flip-Flop FLJ 121 verwendet wird. Dadurch ergibt sich insgesamt eine Frequenzuntersetzung von 1:3000, wodurch aus den im Abstand von 20 ms auftretenden Eingangssignalen (50 Hz) Ausgangsimpulse im Abstand von 1 min entstehen. Diese Minutenimpulse gelangen an zwei dekadische Zählstufen, die mit Vorwählschalter (S_1 und S_2) ausgerüstet sind. Mit dem Schalter S_1 werden die Einzelminuten und mit dem Schalter S_2 werden die Minuten-Dekaden eingestellt. Vor Beginn eines neuen Zählvorganges müssen alle Zählstufen mit der Rückstelltaste Ta auf Null gestellt sein.

Während des Zählvorganges schalten die Minutentakte die Zähldekade Z 4 weiter. Über den Decoder-Treiber DK 1 – bestückt mit der integrierten Halbleiterschaltung FLL 101 – werden die im 8-4-2-1-Binär-code verschlüsselten Signale in dezimale Ziffern gewandelt und mit der Ziffernanzeigeröhre ZM 1180 angezeigt. Nach jedem neunten am Eingang eintreffenden Minutentakt öffnet das Schaltglied G_2 , so daß jeder zehnte Minutentakt in der Zählstufe Z 5 weitergezählt wird. Die Zehnerstelle gelangt über den Decoder-Treiber DK 2 zur Anzeige.

Wie bereits erwähnt, kann mit den Vorwählschaltern S_1 und S_2 eine bestimmte Zeit eingestellt werden. Nach Ablauf dieser Zeit werden die beiden Transistoren T_1 und T_2 durchgeschaltet. Über das NAND-Glied G_1 wird der Transistor T_3 durchgeschaltet, wodurch die Schnarre anspricht. Das Signal ertönt eine Minute lang, wenn nicht vorher mit dem Schalter Ta die Zähleinheit auf 0 zurückgestellt wird.

Transformator Tr 1:

M 55/20, Dyn. Bl. IV/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 2700$ Wdg 0,2 CuL $n_2 = 67$ Wdg 0,7 CuL

$n_3 = 2000$ Wdg 0,12 CuL

8.9. Schieberegister

Schieberegister schieben vorher eingestellte Impulsfolgen im Takt sogenannter Schiebeimpulse um jeweils eine Stelle weiter. Die Ladung solcher Register kann in Serie oder parallel erfolgen. Die Parallelladung hat den Vorteil, daß sie rasch vorgenommen werden kann, weil dabei an allen Stufen des Schieberegisters die gewünschte Voreinstellung gleichzeitig erfolgt.

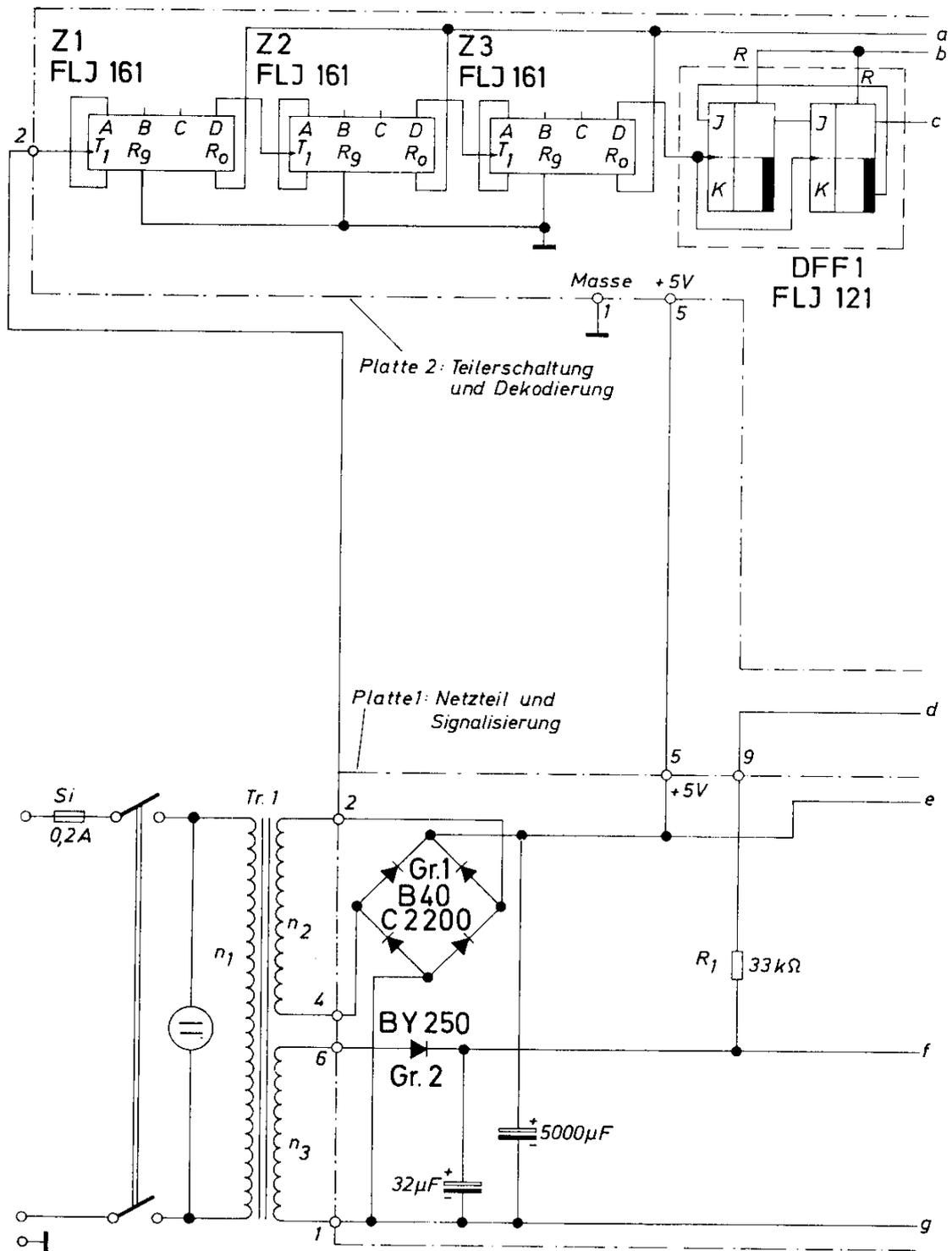
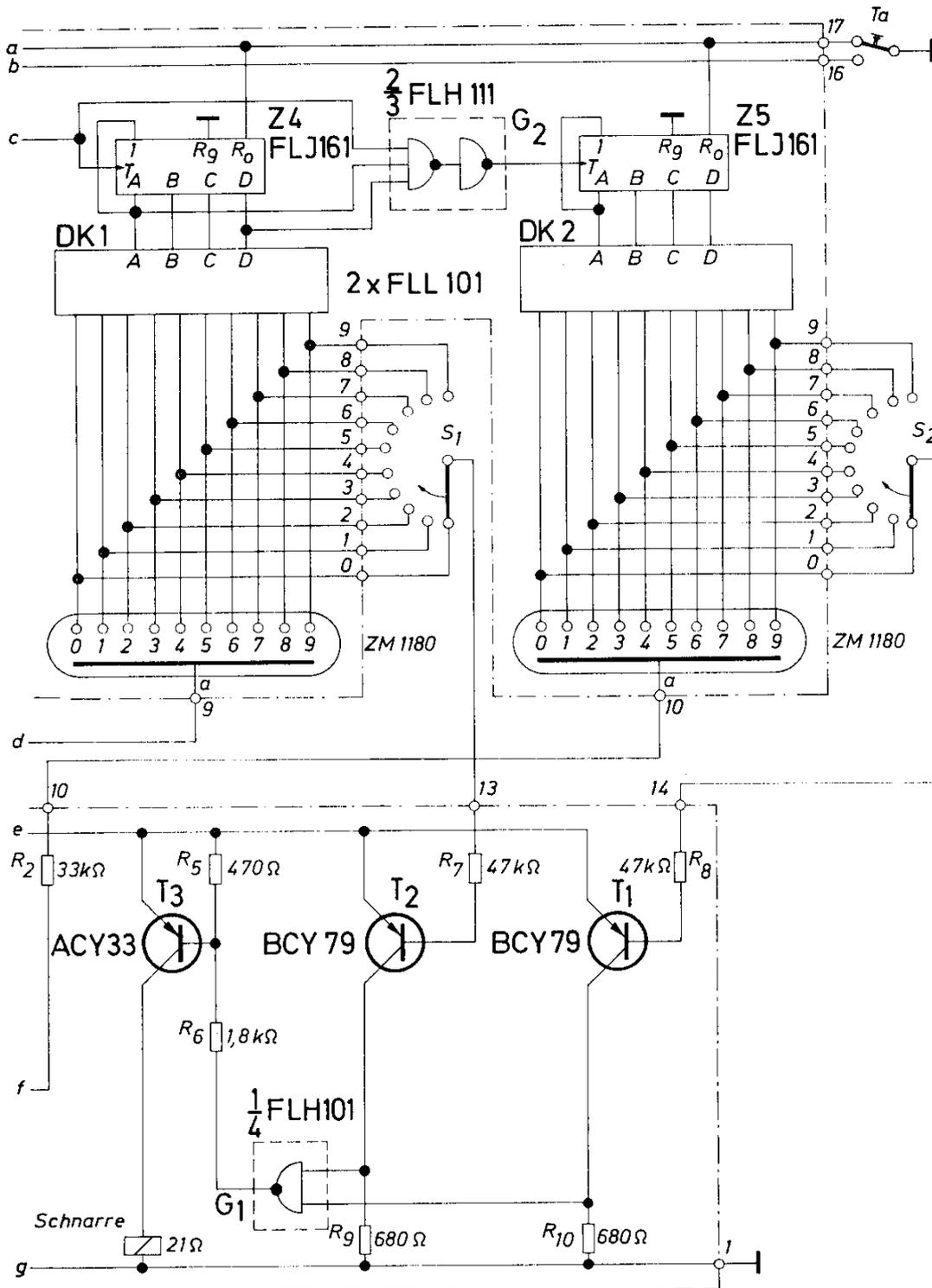


Bild 8.13 Einstellbares Zeitglied für 100 Min.



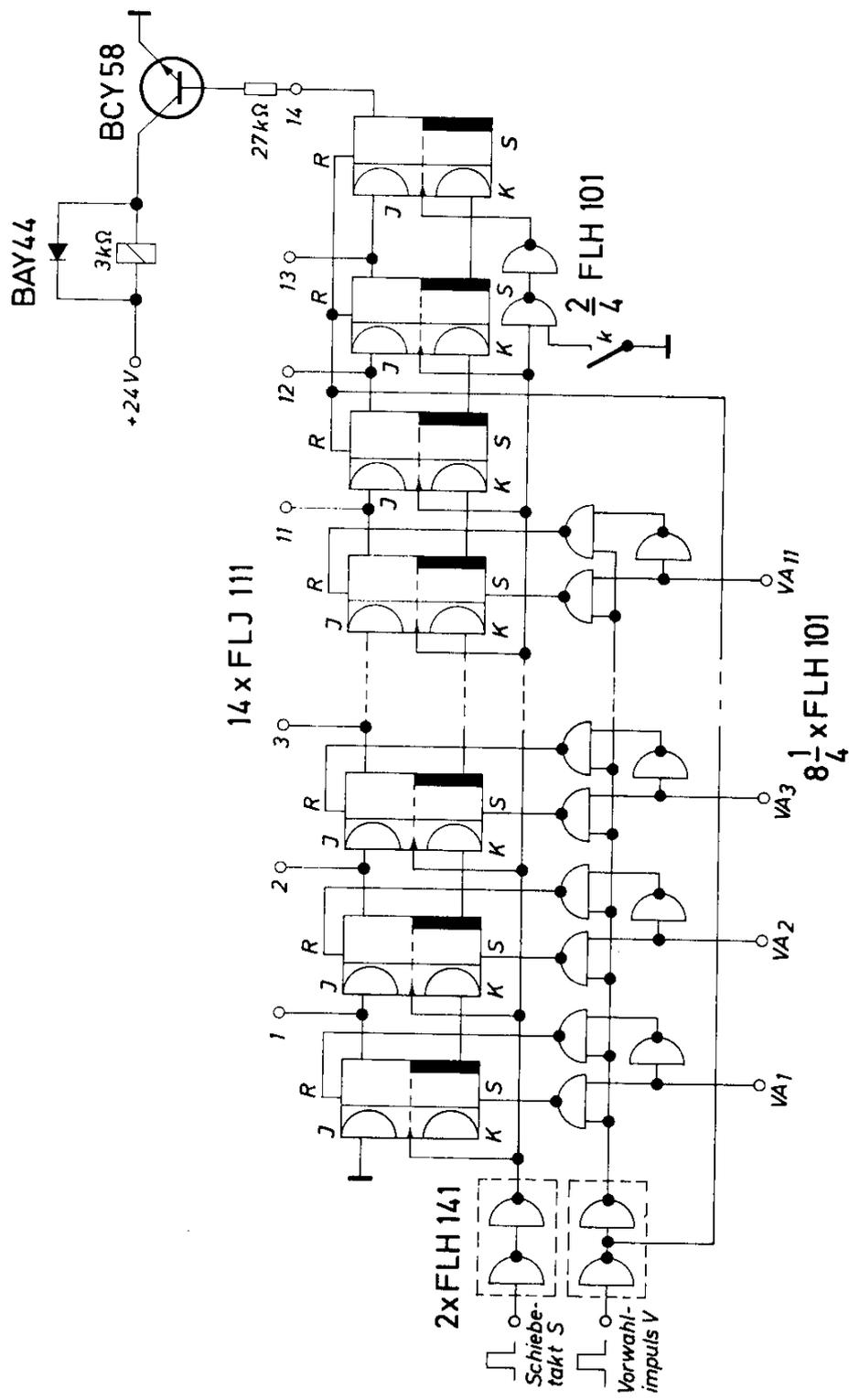


Bild 8.14 Schieberegister

Die Information kann in Serie oder parallel ausgegeben werden. Bei der Serienaussage treten Impulse in einem bestimmten vorgegebenen Rhythmus auf, während bei der Parallelausgabe die Information aus allen Stufen gleichzeitig entnommen wird.

In dem Beispiel nach Bild 8.14 ist eine Parallelladung vorgesehen, während die Informationsausgabe sowohl in Serie als auch parallel möglich ist.

Das Schieberegister besteht aus 14 Stufen; es kann beliebig erweitert werden. Die 14. Stufe kann man durch Schließen des Schalters K abtrennen.

Die Flip-Flop-Stufen des Registers können in beliebiger Ausgangslage stehen. Die Parallelladung erfolgt durch den Vorwahlimpuls V . Dabei werden die an den Eingängen VA_1 bis VA_{11} anstehenden Informationen in das Register übertragen. Die Stufen 12 bis 14 werden auf 0 gesetzt. Nach Verschwinden des Vorwahlimpulses V können die Schiebeimpulse S einsetzen. Mit jedem Impuls wird die eingegebene Information um eine Stufe nach rechts verschoben. Das Diagramm in Bild 8.15 veranschaulicht dies. Der Einfachheit halber wird hier nur am Eingang VA_1 eine L eingegeben. Wie weiter aus dem Diagramm ersichtlich ist, werden gleichzeitig alle anderen Stufen des Schieberegisters in den Zustand der 0 versetzt, gleichgültig welche Stellung sie vorher innehatten.

Die Abfallflanke der Schiebeimpulse S verschiebt nun die gegebene Information um jeweils eine Stufe nach rechts, so daß diese schließlich nach dem 14. Impuls am Ausgang erscheint. Über einen Transistor kann dann z. B. ein Relais betätigt werden.

Zu beachten ist noch, daß die 14. Stufe mit dem Kontakt K nur dann abgetrennt werden darf, wenn am Schiebetakteingang S das Potential für 0 liegt, da sonst die Stufe 14 eine Fehlstellung einnehmen könnte.

Impulsdiagramm

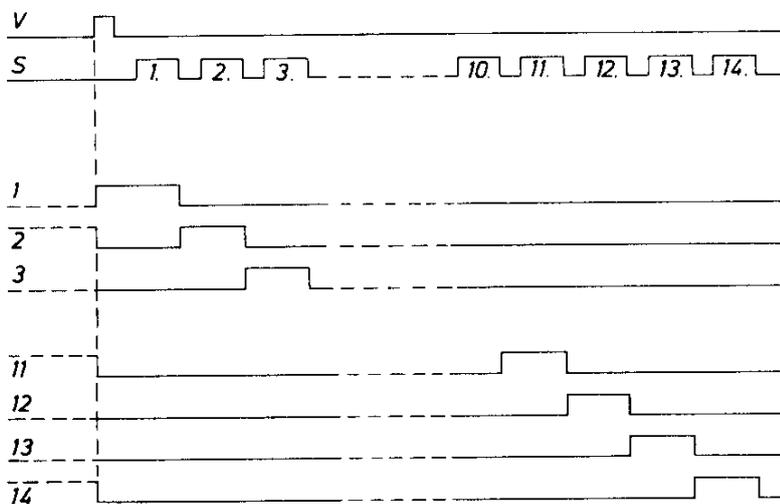


Bild 8.15
Impulsdiagramm für
Schaltung nach Bild 8.14

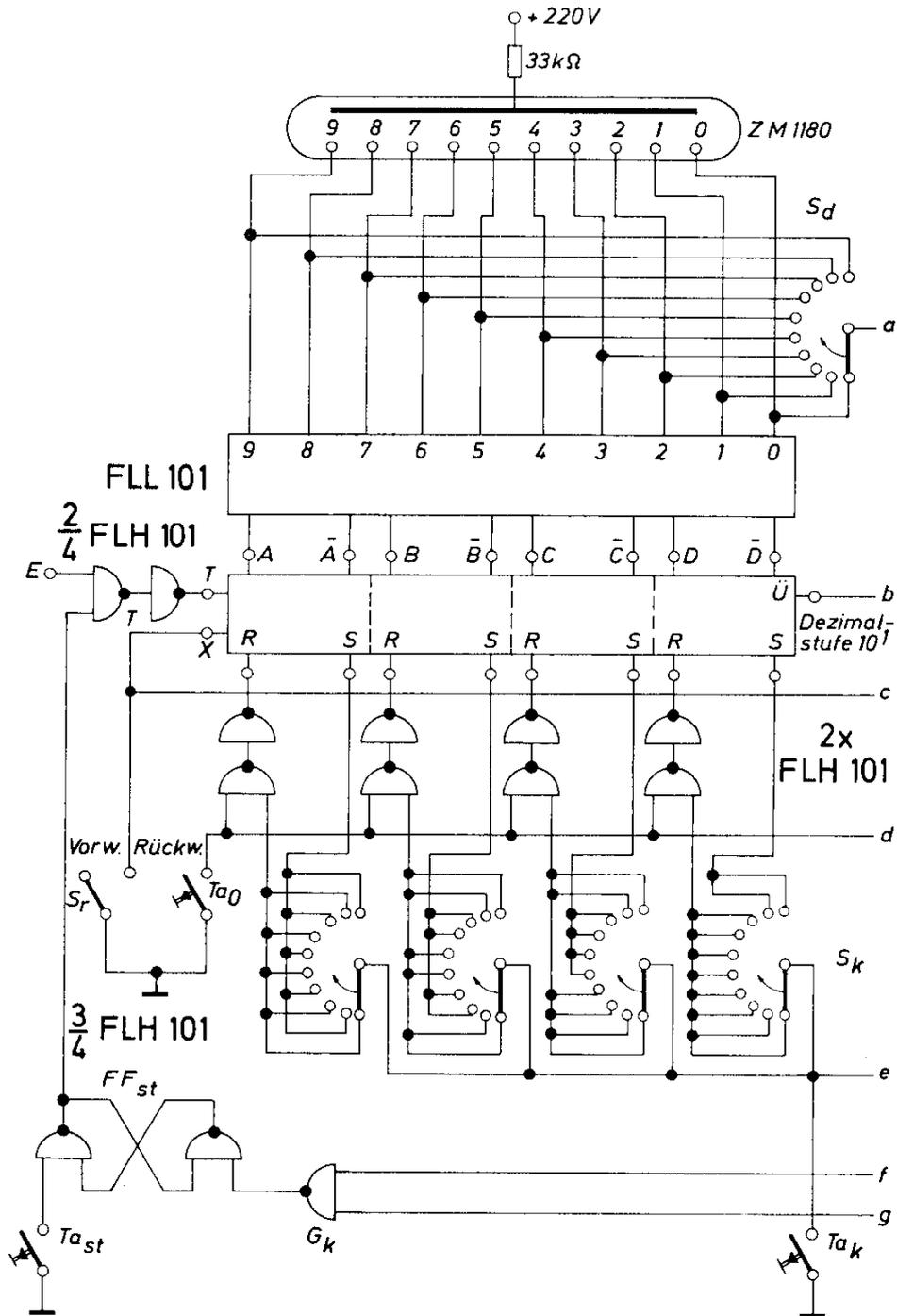
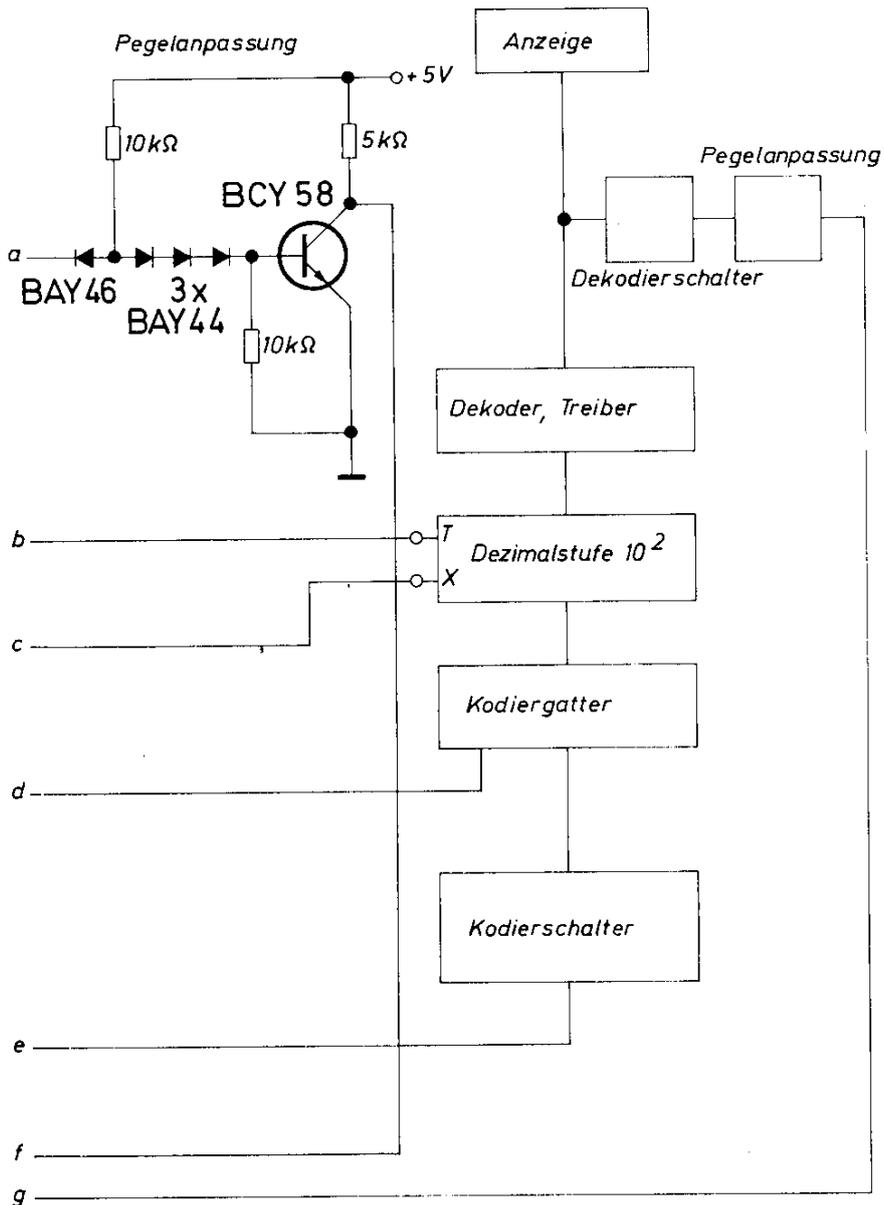


Bild 8.16 Vorwählbarer Umkehrzähler



8.10. Vorwählbarer Umkehrzähler

Die Schaltung in Bild 8.16 zeigt einen vorwählbaren Zähler, der, ausgehend von einer bestimmten eingegebenen Zahl, nach vorwärts oder rückwärts zählt, bis eine andere vorgewählte Zahl erreicht ist.

Die Schaltung besteht je Dekade im wesentlichen aus einem Codierschalter, Codierglied, einer Zählstufe, einem Decoder-Treiber und damit verbundener Anzeige.

Den Aufbau der Zählstufe zeigt im einzelnen Bild 8.17. Der Umkehrdezimalzähler arbeitet im 8-4-2-1-Code und besteht aus 4 JK-Flip-Flop FLJ 111. Der

eigentlichen Zählstufe wurden Verknüpfungsglieder vorgeschaltet, die dafür sorgen, daß bei Auftreten einer 1 am Eingang X die Zählung vorwärts erfolgt und bei einer 0 rückwärts gezählt wird. Die Zähldekade arbeitet synchron, während der Übertrag \ddot{U} an die nächste Zähldekade in Serie über NAND-Glieder gebildet wird. Das den Übertrag liefernde Verknüpfungsglied muß ein Leistungsglied sein, da es 4 Takteingänge einer nachfolgenden Zähldekade speist, wobei jeder Takteingang einer Ausgangsfächerung von etwa 2 bis 3 entspricht.

Der Codierschalter S_k (Bild 8.16) ist als Drehschalter mit 10 Schaltstellungen ausgeführt. Auf einer Schalterachse sitzen entsprechend den 4 Binärstellen 4 Schalteebenen, deren Kontakte mit den R- und S-Eingängen der Zählstufe verbunden sind. Mit diesem Codierschalter wird eine bestimmte Zahl eingestellt. Durch Drücken des Codierschalters T_{a_k} erfolgt dann die Einstellung der Zählstufe auf die mit dem Schalter S_k vorgewählte Zahl. Mit dem Schalter S_r wird eingestellt, ob vorwärts oder rückwärts gezählt werden soll.

An die Zählstufe ist der Decoder-Treiber FLL 101 angeschlossen, der direkt eine Zifferanzeige-Röhre ansteuert. An die 10 Ausgänge des Decoders ist der Decodierschalter S_d angeschlossen. Dieser besteht aus einem 10stufigen Drehschalter mit nur einer Schalteebene; er schaltet jene Zahl ein, bei der die Zählung beendet sein soll. Wegen des hohen Potentials, das an den Ausgängen des

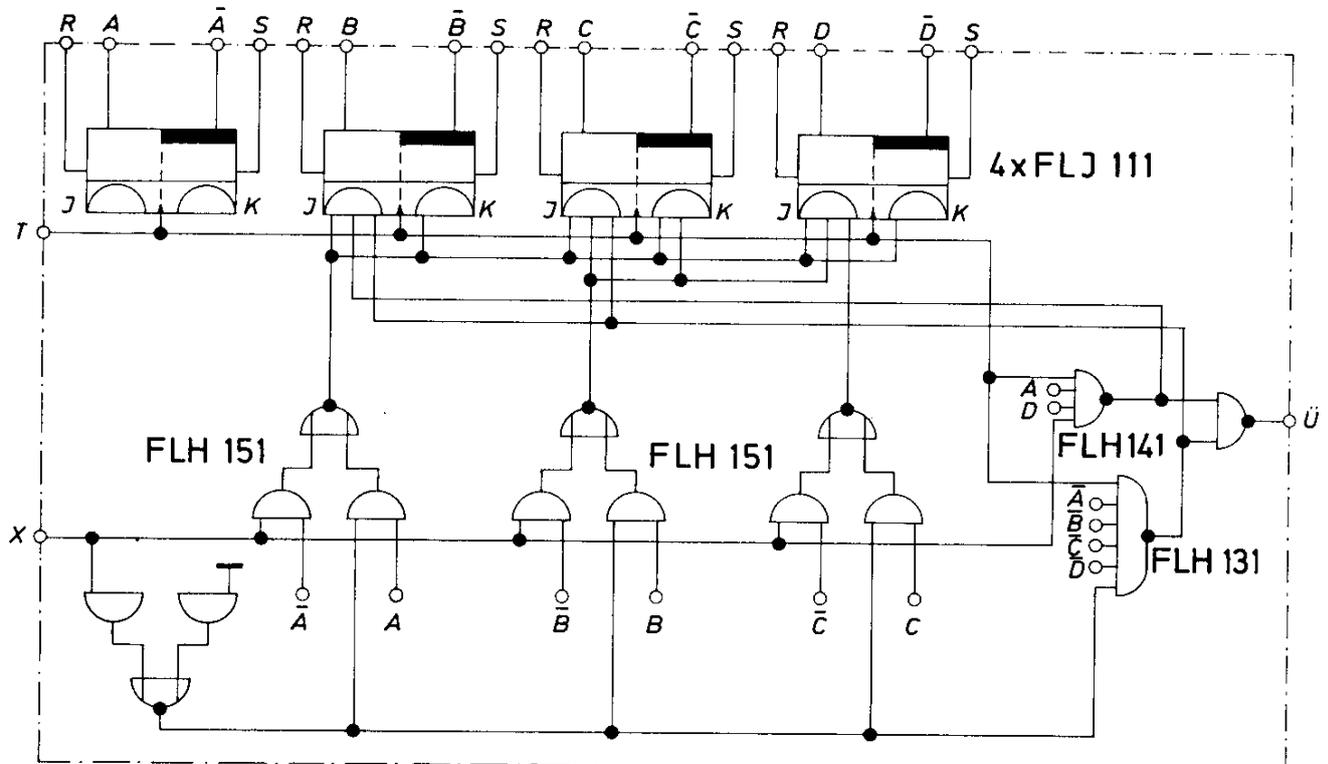


Bild 8.17 Aufbau der Zählerstufe

Decoder-Treibers liegt, kann über den Schalter S_d das nächste Verknüpfungsglied nicht direkt angeschlossen werden. Es wurde deshalb eine Pegelanpaßstufe mit einem Transistor vorgesehen.

Die Zählstufe wird über ein Eingangstor T angesteuert, an dessen einem Eingang die Zählimpulse anliegen. An den zweiten Eingang ist das Steuer-Flip-Flop FF_{st} angeschlossen, das den Eingang so lange freigibt, bis die mit dem Decodier-Schalter S_d vorgewählte Zahl erreicht ist.

Sobald die Starttaste Ta_{st} gedrückt wird, läßt das Eingangsglied die Zählimpulse durch, und der Zählvorgang beginnt. Je nach Stellung des Schalters S_r werden die einlaufenden Impulse zur vorgewählten Zahl zugezogen oder von dieser abgezogen. Sobald die mit dem Decodier-Schalter S_d vorgewählte Zahl erreicht ist, erhalten beide Eingänge des Verknüpfungsgliedes G_k ein L-Potential. Das 0-Potential am Ausgang dieses NAND-Verknüpfungsgliedes verursacht ein Kippen des Flip-Flops FF_{st} , wodurch das Eingangstor blockiert wird und der Zählvorgang beendet ist. An den Anzeigeröhren erscheint die vorgewählte Zahl. Mit der Taste Ta_0 kann der Zähler auf 0 zurückgestellt werden.

Durch Einfügen weiterer Zählstufen kann man die Zählkapazität erweitern.

Sind die Leitungen an den S-Eingängen der Zählstufe zu lang (z. B. länger als 50 cm), so sind Störungen wegen kapazitiver Kopplung möglich. In diesem Fall sollen die S-Eingänge über Widerstände von je 5 k Ω mit dem Pluspol der Versorgungsspannung (von 5 V) verbunden werden.

Stichwortverzeichnis

- Abfallverzögerung** 112
Abschaltautomatik 87
Abtastung von Flüssigkeitspegeln 113
Anlaßheißleiter 112
Anschwinghilfe 84
Antennenkreis 213
Anzeigeröhre 275
Anzugsverzögerung 106
Arbeitspunkt beim Vorverstärker 25
Astabiler Multivibrator 97, 266
Ausgangsbelastbarkeit 263
- Bandbreitenregelung mit Kapazitätsdioden** 217
Baßregler 27
Batterieempfänger 39
Bildröhrenüberschläge 243
Binärkode 275
Bipolare Überströmsicherung 174, 201
Blau-Lateral-Konvergenzschaltung 255
Blinker 101
Blitzkondensator 86
Blitzröhre 86
Bootstrap-Schaltung 30
Brummsiebung 72
Burstverstärker 245
- Chopper** 150
Chopperverstärker 150
Chromaendstufe 245
Chromaverstärker 245
Codierglied 283
Codierschalter 283
Curietemperatur 121
- Dämmerungsschalter** 138, 166
Dämpfungs-widerstand 112
Dämpfungs-widerstand 112
Decoder-Treiber 275
Decodierschaltung 275
Dekadischer Vorwärtszähler für Decodierschaltung 275
Diaprojektor 153
Differentialverstärker 114
Differenzverstärker 164
Digitaltechnik 263
Dioden-Tuner 223
Dipolanschlußdose 204
Drehrichtung 157
Drehzahlsteuerung für Kleinmotoren 155
Drehzahlüberwachung 154
Drehzahlabhängige Steuerungschaltung 160
Dynamisches Mikrofon 34
- Einschalt-Stromstöße** 112
Einstellbares Zeitglied 276
Eintaktdurchflußwandler 83
Eintaktsperrwandler 83
Eisenloser NF-Verstärker 11
Elektrische Heizungen 120
Elektrolyse 132
Elektronenblitzgerät 86
Elektronische Sicherungen 174, 198
Elektronische Drehzahlüberwachung 154
Elektronischer Thermostat 116
Emitterwiderstände 11
Empfindlicher Schaltverstärker 147
Endstufenschaltung 12
Entzerrer-Vorverstärker 24, 32
Erregerstrom 158

- Fan-Out 263
 Farbabschaltung 245
 Farbdifferenz-Videoverstärker 241
 Farbdifferenzsignale 241
 Farbfernsehempfänger 233
 Farbverfälschungen 233
 Ferroelektrische Keramik 112
 Feuerschutzanlage 136
 Fotodioden 113
 Fotoelektrische Bauteile 113
 Fotoelemente 113
 Fototransistoren 113
 Fotowiderstände 113
 Fremdgeheizte Heißeiter 112
 Fremdgeheizte Kaltleiter 122
 Fremdsteuerung bei Zerhackern 88
 Frequenzabhängige Gegenkopplung 29
 Frequenzuntersetzung 277
 Frequenzverdreifung 273
 Frequenzvervielfachung 273
 Fühlerelektroden 128
 Fußpunkt kopplung 236

Gegenkopplung 25
 Gegendtakt-B-Endstufe 11
 Gegendtaktzerhacker 83
 Generatorwiderstand 25
 Geregelte Netzgeräte 174
 Germanium-Transistoren 203
 Gleichlicht 137
 Gleichspannungsverstärker 150
 Gleichstromheizung 121
 Gleichstromverstärkung 150
 Gleichtaktunterdrückung 164

H-Konvergenzschaltung für Blau 255
 H-Konvergenzschaltung für Rot/Grün 254
 Höhenregler 27

 Hallelektroden 169
 Hallgenerator 113
 Hallspannung 169
 Heißeiter 112
 Heizungsregelung 120
 HF-Rauschen 23
 Hochfrequenzschaltungen 203
 Hochfrequenztransistoren 203
 Horizontal-Konvergenzschaltung 251
 Horizontalablenkung 258

Impulsverteiler mit Hallgenerator 169
 Impulsverzögerungsschaltung 271
 Induktive Steuerschaltung 162
 Infrarotbereich 113
 Integrierte Halbleiterschaltungen 24, 203, 263, 271
 Integrierter NF-Verstärker 24
 Integrierter Schirm 231

Kaltleiter 112
 Kapazitätsdioden 217
 Kennlinienkrümmung 19
 Kippcharakteristik 118
 Kippschwingungen 21
 Klangregler 26
 Kleinmotor 155
 Klirrfaktor 17
 Kompensationsleiter 112
 Komplementäre Germanium-Transistoren 24
 Komplementärsymmetrische Endstufe 11
 Kontrastregler 246
 Konvergenzfehler 251
 Kreuzmodulationseigenschaften bei Vorstufen 237
 Kristall-Tonabnehmer 28
 Kurzschlußfestigkeit 174
 Kurzschlußsicherung 77

- Lastwiderstand bei Endstufen** 16
Leistungsanpassung 19
Leistungsschalter für induktive Lasten 167
Leistungszerhacker 95
Leitungskapazitäten 21
Leitzahl 87
Lichtgesteuerter Schwellwertschalter 165
Lichtschanke 113
Lineare Verzerrungen 12
Lochstreifen-Abtastung 113
Luminanzverstärker 243
Lumineszenzdioden 113
 $\lambda/4$ -Technik 207
- Magnetische Tonabnehmer** 24, 29
Matrixstufe 241
Maximale Ausgangsleistung bei Endstufen 14
Mesa-Transistor 204
Meßheißleiter 112
Meßzerhacker 150
Metronom 102
Miniatur-Mittelwellenempfänger 214
Minutenzeitglied 276
Mischstufe 211
Mittelwellen-Empfänger 211
Monostabile Kippschaltung 264, 271
Monostabiler Multivibrator 109, 271
Motorsteuerung 157
Multivibratoren 97
- Nachlaufsteuerung** 158
Nachstimmspannung bei UKW-ZF-Verstärker 228
Nand-Schaltglieder 263, 268
Netzgerät mit Kondensatorumladung 191
- NF-Rauschen** 23
Nichtneutralisierter Fernseh-ZF-Verstärker 231
Niederfrequenzvorstufen 24
Niveauüberwachung 128
- Optische Feuerschutzanlage** 136
Oszillator 83, 211
- PAL-Identifikation** 245
PAL-Umschalter 246
Parallelausgabe 281
Parallelladung 277
Parallelgespeiste Endstufe 11
Parallelregler 174
Parasitäre Schwingungen 21
Phasenanschnittsteuerung 121
Phasenumkehrstufe 77
Phasenvergleichsschaltung mit NAND-Verknüpfung 256
Planartechnik 203
Platin-Widerstandsthermometer 114
Positiver Temperaturkoeffizient 113
Pulsbreitenregelung 121
Pumptransistor-Prinzip 258, 259
- Rückstelltaste** 277
Ratiofilter 230
Rauschen 23
Rauscharmer UHF-Antennenverstärker 204
Regelbares Netzgerät mit Phasenanschnittsteuerung 193
Regelheißleiter 112
Regelstufe 231
Relaisverzögerung 112
Richtungsblinker für Kraftwagen 99
Ruhestrom bei Endstufen 62
Rundfunkschaltungen 203

- Sättigungsregler 246
 Schaltgenauigkeit 114
 Schaltverstärker für akustische Signale 150
 Schaltverstärker mit Hallgenerator 172
 Schiebeimpuls 277
 Schieberegister 277
 Schmitt-Trigger 103, 269
 Schwellwertschalter 167
 Schwellwertverstärker 118
 Selektiver Eingangskreis 237
 Selen-Stabilisator 228
 Serienaussage 281
 Seriengespeiste Gegentakt-Schaltung 11
 Serienregelung 174
 Signalquellen 33
 Silizium-Transistor 203
 Sinusgenerator 83
 Spannungseinprägung 19
 Spannungsfrequenzgang 49
 Spannungskonstantgeräte 175, 178, 180, 182
 Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 187
 Spannungswandler 83
 Spartransformator 85
 Sperrschichtkapazität 219
 Störschwingungen 21
 Störsicherheit 263
 Steuerelektrode des Triac 121
 Steuerschaltung für Diaprojektor 153
 Stromaufwärtsregelung 231
 Stromeinprägung 19
 Stromkonstantgerät 186
 Stromkonstanthalter 113
 Stromregelschaltung 175
 Taktgeber 97
 Temperaturüberwachung 128
 Temperaturabhängige Widerstände 112
 Temperaturkoeffizient 112
 Temperaturkontrolle 127
 Temperaturmessung 112
 Temperaturregler 114
 Temperaturstabilisierung 112
 Thermische Stabilität 31
 Thermostat 116
 Thernewid 112
 Thyristor 121
 Tiefpaß 136
 Transformatorloses Netzgerät 189
 Transistor-Transistor-Logik 263
 Transistormischpult 33
 Treiberstrom 11
 Triac 121
 Triggereingang 109
 TTL-Technik 263
 Überlastungsschutz 12, 113
 Überstromsicherung 174, 199
 Übertragerankopplung 11
 UHF-Abstimm-diode 219
 UHF-Antennenverstärker 204
 Umkehrzähler 283
 Umschaltverluste 84
 Variable Transformation 231
 Vertikal-Konvergenzschaltung 251
 Verzerrungen 19
 Verzögerungsleitung 245
 Verzögerungsrelais 106
 Verzögerungsschaltungen 97
 Verzögerungszeit 106, 263
 VHF-Vorstufe mit selektivem Eingangskreis 237
 Videotransistoren 241
 Vorstufe mit hohem Eingangswiderstand 28
 Vorwählbarer Zähler 283

Vorwählschalter 277

Vorwärtszähler 275

Wärmekapazität 77

Wärmeträgheit 114

Wechsellicht 137

Wechselsprechanlage 36

Wechselstrom-Schaltverstärker
148

Wechselstromheizungen 121

Widerstandsabnahme 112

Widerstandsanpassung 19

Wiederbereitschaftszeit 106

Wiedereinschaltung 199

Zähldekade 277

Zählstufen 275, 277

Zeitglied 113, 276

Zerhacker 83

ZF-Verstärker 213

ZF-Verstärker für Farbfernseh-
empfänger 233

Zweipunktregelung 174

Zwischenfrequenzverstärker 211

