



Halbleiter-Schaltbeispiele

Ausgabe April 1970

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltungen und Beschreibungen sind unverbindliche Anregungen und sollen die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten von Halbleiterbauelementen zeigen. Gleichartige Anwendungsfälle wurden in Gruppen zusammengefaßt. Für die Schaltungen und Beschreibungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Herausgegeben vom Bereich Halbleiter
8000 München 80, Balanstraße 73

Inhaltsverzeichnis

1. NF-Schaltungen
2. HF-Schaltungen
3. Fernsehschaltungen
4. Multivibrator- und Verzögerungsschaltungen
5. Steuer- und Regelschaltungen
6. Fotoschaltungen und Foto-Bauelemente
7. Zehner und Oszillatoren
8. Geregelter Netzgeräte

1. Niederfrequenzverstärker

- | | |
|---|----|
| 1.1. Überlegungen zur Auslegung von eisenlosen Endstufen | 9 |
| 1.2. Bestimmung der max. Ausgangsleistung bei serien-
gespeisten Gegentaktendstufen | 12 |
| 1.3. Paarung, Kennlinien, Klirrfaktor und Ansteuerung | 15 |
| 1.4. Klirrmittlung aus der Kennlinie | 16 |
| 1.5. Störschwingungen bei Einsatz moderner
(höherfrequenter) NF-Transistoren | 18 |
| 1.6. Kleiner NF-Verstärker für 6/9 V (2 bzw. 0,8 W) | 20 |
| 1.7. NF-Verstärker 12 V, 3 W, 4 Ω mit hochohmigem Eingang | 22 |
| 1.8. Stereo-Vollverstärker 22 V/5 Ω /6 W | 24 |
| 1.9. Eisenlose NF-Verstärker mit den Silizium-Transistoren
BD 135/136 und BD 137/138 in der Endstufe | 27 |
| 1.10. Stereo-Hi-Fi-Vorverstärker | 31 |
| 1.11. Hi-Fi(Stereo)-Leistungsverstärker 45 W/8 Ω /60 V | 36 |
| 1.12. Schaltung für ein Tonbandgerät $v = 4,75$ cm/sec. | 41 |

2. Hochfrequenzschaltungen

- | | |
|--|----|
| 2.1. Grundsaltungen mit AM-Mehrfachdioden | 45 |
| 2.1.1. Die Serienspeisung | 45 |
| 2.1.2. Die Parallelspeisung | 48 |
| 2.1.3. Übertragerkopplung | 49 |
| 2.1.4. Abstimmungsspannung | 50 |
| 2.1.5. Großsignalverhalten – Problematik | 50 |
| 2.1.6. Komplette HF-Stufe mit BF 167 und Parallelspeisung | 51 |
| 2.1.7. HF-Stufe mit BF 167 und Serienspeisung | 51 |
| 2.2. AM-Dioden-Oszillatorschaltung mit konstanter Amplitude
und geringem HF-Klirrfaktor | 53 |

2.3. Großsignal AM-Vorstufe in Basisschaltung	54
2.4. UKW-Tuner mit abstimmbarem Vorkreis	57
2.5. VHF-Vorstufe mit selektivem Eingangskreis für CCIR-Normen	61
2.6. UHF-Tuner mit AF 279 und AF 280	63
2.7. Einfacher Amplitudenmodulator mit geringen Verzerrungen	67
2.8. Frequenzmodulierter Kleinsender	69
2.9. Wirkungsgradverbesserung von HF-Endstufen	71

3. Fernschaltungen

3.1. Burstverstärker und Phasenvergleichschaltung	74
3.2. Farbträgerszillator mit Transistornachstimmuschaltung	76
3.3. Luminanz-Chrominanz-Trennung und Farbabschalter	78
3.4. Konvergenzschaltung für 110°-Farbbildröhre	80
3.4.1 Horizontalkonvergenz	80
3.4.2 Vertikalkonvergenz	83
3.4.3 Statische Konvergenz	83
3.5. Zusatzstromgenerator für 110°-Bildröhre	84
3.6. Ost-West-Rasterkorrekturschaltung für 110°-Farbbild- röhren	88
3.7. Anschluß von Farbfernsehempfängern an Farb-Video-Recorder	88
3.8. RGB-Videoendverstärker zum Anschluß von Farb-Video-Recordern	92
3.9. Synchrondemodulator mit RGB-Matrix zum Anschluß an Video-Recorder	95
3.10. Amplitudensieb, Phasendiskriminator und Horizontalgenerator	97
3.11. Stabilisierung der Zwischenzeile in Fernseh-Empfän- gern	99
3.12. Eisenlose Vertikal-Ablenkschaltung mit Transistoren für 110°-Schwarz-Weiß-Geräte	101

4. Multivibrator und Verzögerungsschaltungen

4.1. Taktgeber mit vielen Anwendungsmöglichkeiten	106
4.2. Elektronischer Drehzahlmesser für Zweitakt- und Viertaktmotoren	107
4.3. Eigensichere Verzögerungsschaltung	109

5. Steuer- und Regelschaltungen

5.1. Elektronischer Überstrom-Auslöser	111
5.2. Schaltverstärker mit Selbsthaltung	112
5.3. Temperaturbegrenzer zur Fernüberwachung von Tiefkühltruhen mit K 243	114
5.4. Thermostat für Tiefkühltruhen	116
5.5. Temperatur-Elektronik für Waschmaschinen mit Heißleiterfühler K 273	118
5.5.1. Waschlauge – Temperaturbegrenzer	118
5.5.2. Waschlauge – Temperaturbegrenzer mit Leistungs- endstufe	119
5.5.3. Waschlauge – Temperaturregler	120

6. Verstärker für Fotobaelemente

6.1. Verschiedene Fotobaelemente und deren Eigenschaften	122
6.1.1. Fotowiderstände aus Cadmium-Verbindungen	122
6.1.2. Silizium-Fotodioden	122
6.1.3. Germanium-Fotodioden	123
6.1.4. Silizium-Fotoelemente	123
6.1.5. Silizium-Fototransistoren	123
6.1.6. Relative spektrale Empfindlichkeit von fotoelektrischen Halbleitern	124
6.1.7. Auswahl diagramm für Fotodioden und -widerstände	124
6.2. Ansteuerschaltungen mit Fotobaelementen	124
6.2.1. Einfache Reihenschaltungen für Hell-Dunkel-Betrieb	124
6.3. Schaltungen zum Erfassen von Lichtdifferenzen	128
6.4. Wechsellichtverstärkung	129
6.5. Differenzialfotoelement in einer Nachlaufschaltung	129
6.6. Nachlaufschaltung mit 100 Lux Eingangsempfindlichkeit	130
6.7. Nachlaufschaltung mit 2000 Lux Eingangsempfindlichkeit	132
6.8. Empfindlicher Wechsellichtverstärker mit Störspannungsunterdrückung	132

7. Zerkacker und Oszillatoren

7.1. Gleichspannungswandler 6 V/300 V – 25 W	135
7.2. Gleichspannungswandler 12 V/300 V – 25 W	136
7.3. 50 Hz-Sinusgenerator 12 V/220 V/10W	137
7.4. 1000 Hz Sinusgenerator 20 V _~ /20 V _~ /2 V _~	138

8. Geregelte Netzgeräte

8.1. Elektronische Stromkonstantquellen bei kleinen Betriebsspannungen	140
8.1.1. Einfacher Stromkonstanthalter	140
8.1.2. Einfacher Stromkonstanter mit Diodenstabilisation	141
8.1.3. Stromkonstanter mit diodenentkoppeltem Spannungsteiler	142
8.1.4. Schaltung für hochkonstante Stromeinprägung	143
8.2. Kurzschlußsicheres Spannungskonstantgerät 0,7 bis 8 V regelbar, 2 A	145
8.3. Netzgeräte für 100 V _– und 150 W Ausgangslast	146
8.4. Ladegerät für DEAC-Zellen (RS 600, 45 V)	148
8.5. Scan dh5saz	

1. NF-Verstärker

Auf die grundsätzlichen Unterschiede mit Si oder Ge-Transistoren bestückter NF-Verstärker wurde schon des öfteren hingewiesen. Im Einsatz in NF-Vorstufen hat sich der Si-Transistor wegen seines niedrigen Reststromes (Temperaturstabilität) und geringeren Rauschens durchgesetzt. In Leistungsendstufen bringt die höher zulässige Kristalltemperatur von Silizium manche Vorteile gegenüber Germanium, hingegen haben sich in kleinen tragbaren Geräten mit niedrigen Betriebsspannungen (6 bis 12 V) und in Autosupern die bewährten Germanium-Transistoren wegen ihrer niedrigeren Restspannung (Wirkungsgrad) und besserer Stromverstärkungslinearität sowie aus wirtschaftlichen Gründen behauptet.

1.1. Überlegungen zur Auslegung von eisenlosen Endstufen

Die nachfolgend beschriebenen eisenlosen NF-Verstärker sind z. T. mit komplementärsymmetrischer Endstufe ausgeführt und z. T. mit quasikomplementärer Endstufe. Vorab wollen wir einige Gegebenheiten bei eisenlosen Endstufen und Verstärkern diskutieren.

Für die Aussteuerspannung der Endstufentransistoren ist die Treiberstufe bestimmend. Um möglichst die volle Betriebsspannung zum Aussteuern zur Verfügung zu haben, müssen die Restspannung des Treibertransistors und der Gleichspannungsabfall am Emitterwiderstand des Treibers klein sein. Ist der obere Endstufentransistor, vgl. Bild 1.6.1, durchgesteuert, so zieht er seinen maximalen Basisstrom, d. h. am Kollektorwiderstand des Treibers tritt ein bestimmter, vom Höchstwert des Basiswechselstromes abhängiger Spannungsabfall auf. Das Bezugs-Potential des Treibertransistors muß also über dem Wert der vorhandenen Versorgungsspannung liegen, damit die Basis des oberen Endstufentransistors den zum Durchsteuern des Kollektorstromes nötigen Basisstrom ziehen kann. Man schließt deshalb den Treiber an eine entsprechend höhere Betriebsspannung an, oder man gewinnt, so wie in den vorliegenden Schaltungen praktiziert, die zusätzliche Versorgungsspannung aus der Überlagerung der Ausgangsspannung über die Versorgungsspannung, indem man den Kollektorwiderstand des Treibers nicht unmittelbar, sondern über den Ausgangswiderstand an den Bezugspol legt.

Im Vergleich zu NF-Verstärkern mit *parallelgespeisten* Endstufen (Transformatorkopplung) steht in Verstärkern mit eisenlosen End-

stufen in *seriengespeisten* Gegentaktschaltungen jedem der beiden Endstufentransistoren nur die halbe Betriebsspannung als Kollektorgleichspannung zur Verfügung. Infolgedessen 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 Übertragerankopplungen des Treibers würde sich wohl eine günstigere Leistungsanpassung und damit ein verhältnismäßig kleiner Wert für den Treiberstrom ergeben. Wo also sehr geringer Stromverbrauch gefordert ist, wird man gelegentlich noch einen Treibertransformator vorfinden. Infolge der sehr hohen Stromverstärkung moderner Endstufentransistoren ist dies aber kaum mehr notwendig, weil damit auch sehr kleine Treiberströme erreicht werden.

In einer Gegentakt-B-Endstufe mit Ausgangsübertrager, erreicht bekanntlich die max. Kollektorspannung den doppelten Wert der Batteriespannung. In eisenloser Technik ist die Betriebsspannung gleichzeitig die max. auftretende Kollektorspannung. Ein Vorteil der eisenlosen Technik.

An den Emitterwiderständen der Endstufentransistoren geht zwar etwas Leistung verloren; wegen der thermischen Stabilität kann aber auf diese Widerstände meist nicht verzichtet werden. Außerdem ergibt sich zusammen mit dem Ausgangswiderstand eine Linearisierung der Transistorkennlinien.

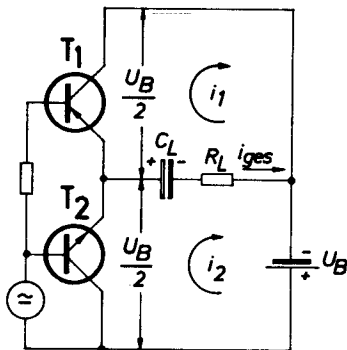


Bild 1.1.

Bild 1.1 zeigt die Endstufenschaltung in vereinfachter Darstellung. Die Speisespannungsquelle 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 T_2 durchgesteuert ist, von dem Strom i_2 geladen. Während der Aussteuerung von T_1 liefert die gespeicherte Energie im Kondensator C_L allein den Strom i_1 . Die Kapazität von C_L muß groß genug gewählt werden, damit bei tiefen Frequenzen noch keine große Änderung der Lade- und Entladespannung auftritt. Das würde sonst zu merklichen linearen Verzerrungen, d. h. Amplitudenverlusten des Ausgangssignals bei tiefen Frequenzen führen. Den Signalverlauf von i_1 und i_2 sowie i_{ges} zeigen die Kurven Bild 1.2.

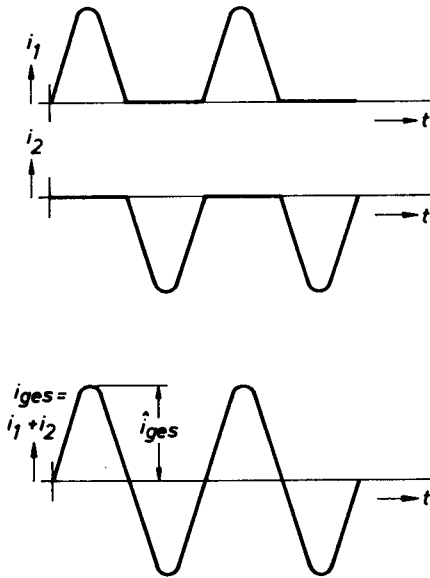


Bild 1.2.

1.2. Bestimmung der max. Ausgangsleistung bei seriengespeisten Gegentaktendstufen

Bei NF-Verstärkern mit eisenlosen Endstufen entfällt die durch den Ausgangsübertrager gegebene Möglichkeit, die Wechselspannung am Verstärkerausgang auf einen gewünschten, von der Speisespannung unabhängigen Wert zu transformieren. Man ist gezwungen, Anpassungen durch geeignete Wahl von Lautsprecherwiderstand und Batteriespannung vorzunehmen. Die obere Grenze der Ausgangsspannung ist durch die Betriebsspannung festgelegt; der größtmögliche Scheitelwert der Wechselspannung beträgt

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

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

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

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

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

und die maximale Ausgangsleistung

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

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

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

Daraus ergibt sich die Speisespannung

$$U_B = \sqrt{8 P_{a \max} \cdot R_L} + 2 U_v \quad (6)$$

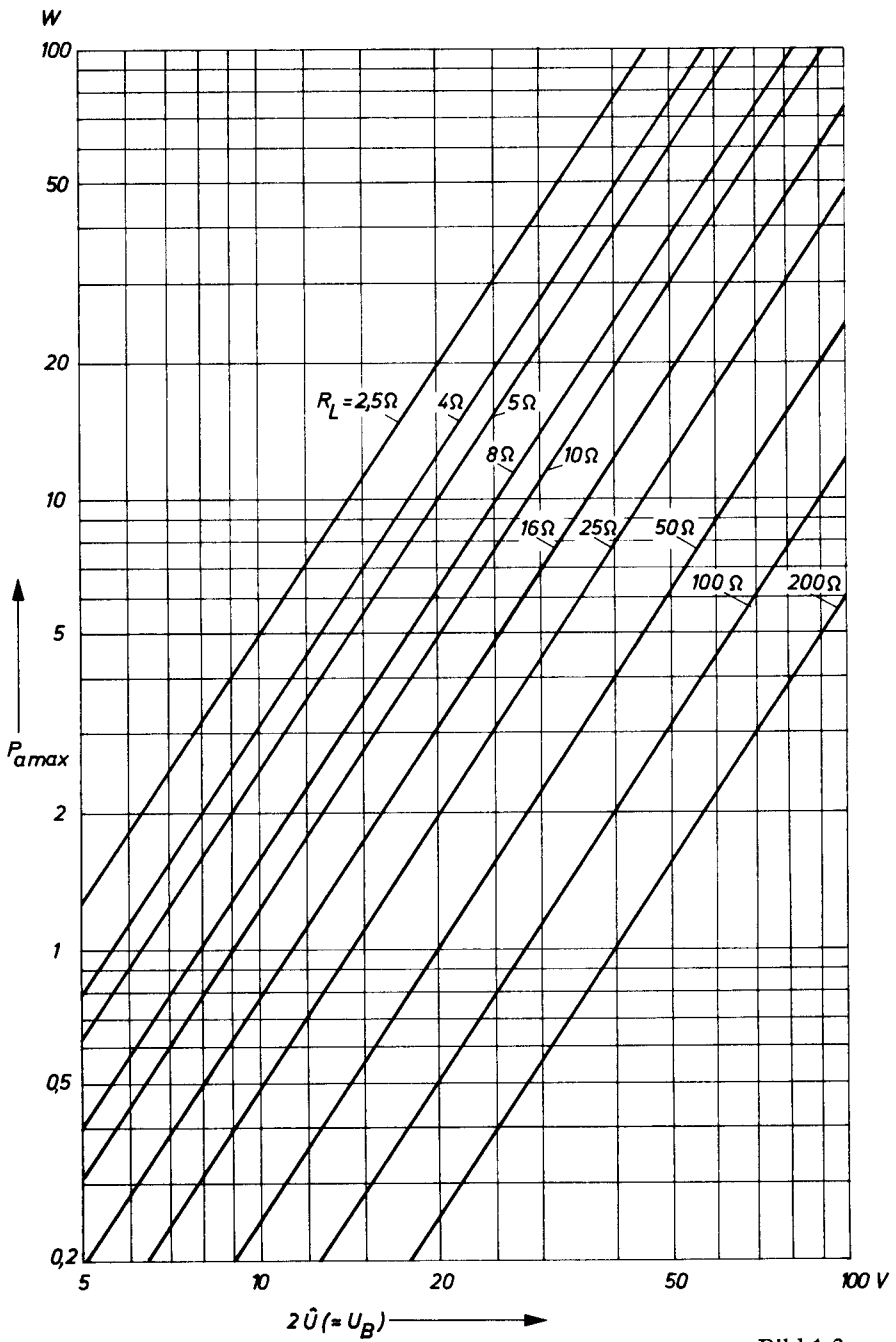


Bild 1.3.

Für eine überschlägige Bestimmung kann die jeweils gesuchte Größe $P_{a\max}$, R_L oder \hat{U} aus dem Diagramm (Bild 1.3) abgelesen werden. Dabei ist $\hat{U} = U_B/2 - (U_{CE\text{rest}} + U_{RE})$. Bei Betriebsspannungen über 15 V können für näherungsweise Berechnungen die Restspannungen der Transistoren und die Spannungsabfälle an den Emitterwiderständen vernachlässigt werden, dann gilt $\hat{U} \approx U_B/2$.

Vielfach muß man bei der Dimensionierung von traflosen Gegentaktendstufen davon ausgehen, daß der Spitzenstrom und die maximale Spannung vom Transistor bekannt sind. Man will wissen, welche maximale Ausgangsleistung erzielt werden kann und die Transistoren dabei nicht „überfahren“ werden. Im Kurvenblatt, Bild 1.4, sind die erzielbaren Ausgangsleistungen ($k \leq 10\%$) für eisenlose Gegentaktendstufen in Abhängigkeit von $\hat{U} \approx U_B/2$ und \hat{I}_C angegeben. \hat{I}_C ist dabei so anzunehmen, daß B nicht mehr als auf 50% abfällt.

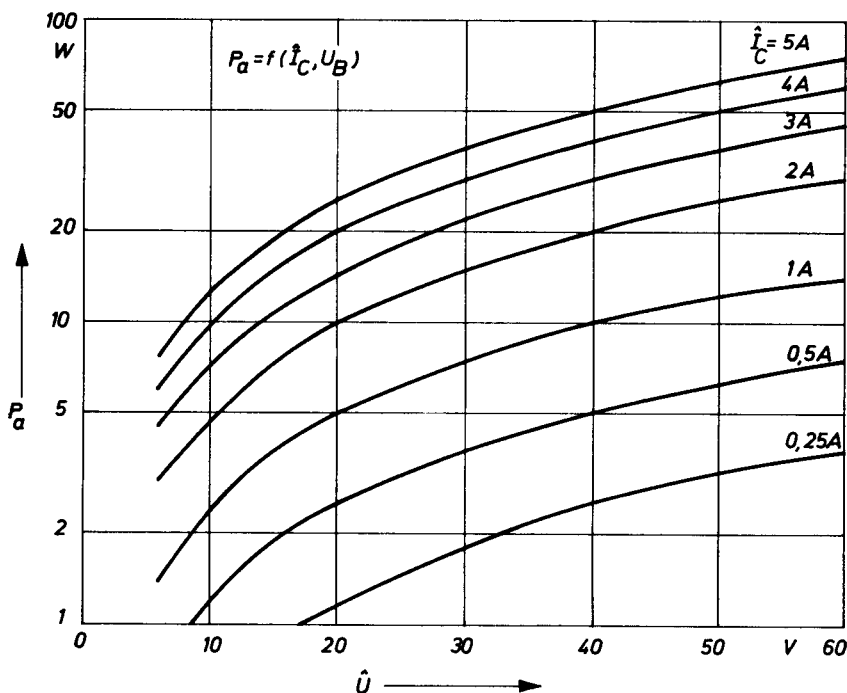


Bild 1.4.

Die Ausgangsleistung ergibt sich aus

$$P_a \approx \frac{U_B \cdot I_C}{4} \quad (7)$$

Als max. Verlustleistung pro Transistor kann bei etwas mehr Sicherheit ein Viertel der Gegentaktausgangsleistung angenommen werden. Dies gilt bei vorwiegend ohmscher Last und Frequenzen unterhalb der β Grenzfrequenz.

$$P_v \approx \frac{1}{4} P_a \quad (8)$$

Die Verlustleistung wird im Transistor in Wärme umgesetzt, die vom System an die Umgebung abgeführt werden muß. Setzt man z.B. bei kunststoffumpreßten Transistoren eine Gehäusetemperatur von 100°C an, so ist bei einer Sperrschichttemperatur von z.B. 125 grd für die Berechnung die Temperaturdifferenz von 25 grd C maßgebend. Ist ein Wärmewiderstand für das innere Wärmegefälle von 10 grd C/W angegeben, dann ist eine Verlustleistung von 2,5 W zulässig. Inwieweit die errechnete Verlustleistung ausgenützt oder erhöht werden darf, bzw. noch begrenzt werden muß, hängt im einzelnen vom Transistor, dessen System, dem Gehäuse (Metall- oder Kunststoff) und von weiteren Grenz- bzw. Kenndaten ab. Auch das Übersteuerungsverhalten des Transistors ist dabei wichtig.

Als einfaches Beispiel sei angeführt: Welche Ausgangsleistung kann bei einer Betriebsspannung von 12 V und einem Transistorspitzenstrom von 1 A erreicht werden? Die Kurven, Bild 1.4 ergeben einen Wert von etwa 3 W. Bei einem Transistor, der z.B. nur bis 0,5 A angesteuert werden kann, müßte eine Betriebsspannung von 24 V gewählt werden. Die zugehörigen Lastwiderstände ergeben sich zu

$$R_L \approx \frac{0,9 U_B}{2 I_C} = 5,4 \, \Omega \text{ (bei 12 V) bzw. } 22 \, \Omega \text{ (bei 24 V)} \quad (9)$$

1.3. Paarung, Kennlinien, Klirrfaktor und Ansteuerung

Den für die strengsten Paarungsforderungen ungünstigsten Fall stellt die bekannte transformatorgekoppelte Schaltung, ohne Gegenkopplung dar. Für diesen Fall muß eine ausreichende Paarung der Transistoren zugrunde gelegt werden: Zunächst steht fest, daß für Vollaussteuerung gleiche Kollektorspitzenströme bei gleichen Basis-

spannungen und -Strömen erforderlich wären. Die ersten grundlegenden Paarungsbedingungen heißen also:

$$I_{C1} = I_{C2}; I_{B1} = I_{B2}; U_{BE1} = U_{BE2} \quad (10)$$

Dabei kann man annehmen, daß eine 100%ige Übereinstimmung der Kennlinien sicherlich nicht erforderlich ist.

1.4. Klirrmittlung aus der Kennlinie

Bei der Annahme von idealen Kennlinien, also von Geraden Bild 1.5, ist zunächst der Unterschied der beiden Amplituden A_1 und A_2 für den Klirrfaktor maßgebend. Der so verursachte Klirrfaktor kann daraus direkt ermittelt und die nachstehende Grundformel abgeleitet werden. Der Klirrfaktor ist angenähert gleich dem Verhältnis der größten Abweichung a (Oberwellenamplitude) der Kennlinie K von der Geraden g (Sinusgrundwelle) zur Gesamtamplitude $A = A_1 + A_2$, also

$$k(\%) \approx \frac{a}{A} \quad (11)$$

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

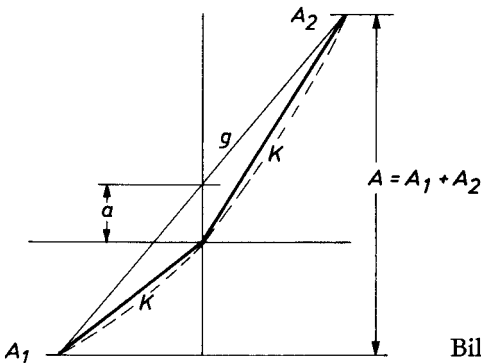


Bild 1.5.

Die nach dieser Formel errechneten Klirrwerte sind in der folgenden Tabelle eingetragen. Wie man sieht, weichen sie etwas von den gemessenen Werten ab. Dies hat seinen Grund darin, daß in der praktischen Nachbildung der kantige Übergang von A_1 auf A_2 nicht voll realisiert werden konnte. Die angegebenen Klirrfaktoren beziehen sich auf verschiedene Amplitudenverhältnisse und ideal gerade Kennlinien. Bezeichnet man einen Klirrfaktor ohne Gegenkopplung von 10% als Grenzwert, dann läge das zulässige Amplitudenverhältnis K_A bei 1,5:1.

Da nun die Kennlinienübergänge nicht eckig, wie in Bild 1.5 gezeichnet, sondern gerundet sind, ist der Klirrfaktor k kleiner als 10% und es könnte ein noch größerer Amplitudenfaktor zugelassen werden.

$K_A = \frac{A_1}{A_2}$		1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
k (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 %	

Tabelle: Klirrfaktoren k , abhängig vom Amplitudenfaktor K_A

Bei der Kombination von Kennlinien für eine AB-Gegentaktendstufe sind außer den möglichen Amplitudenabweichungen und den Übergangsverzerrungen auch Verzerrungen vorhanden, die sich aus der natürlichen Kennlinienkrümmung ergeben. In A-Stufen verfährt man zur Ermittlung des Klirrfaktors k_2 genau so wie in Bild 1.5 und Formel 11 beschrieben. In Gegentakt B, bzw. AB-Stufen wird jedoch nur eine Halbwelle betrachtet, sofern die beiden Halbwellen symmetrisch sind. Dabei ist der Ermittlungsweg genau der gleiche wie bei A-Stufen. Das Klirr-Resultat ergibt allerdings k_3 . Der Klirranteil k_2 fällt heraus. Sind die beiden Teilkennlinien A_1/A_2 ungleich, entsteht auch ein Klirr k_2 . Dieser wird wieder wie unter A-Stufen ermittelt und muß berücksichtigt werden.

Die Kennlinienkrümmung eines Transistors ist auch von der Ansteuerung abhängig. Es gibt folgende vier markante Möglichkeiten der Ansteuerung:

1. Stromeinprägung: $R_{\text{gen}} \rightarrow \infty$
2. Optimale Widerstandsanpassung (Klirranpassung): $R_{\text{gen}} = x \cdot R_{\text{eing}}$
3. Echte Leistungsanpassung: $R_{\text{gen}} = R_{\text{eing}}$
4. Spannungseinprägung: $R_{\text{gen}} \rightarrow 0$

Die Fälle 1. und 4. ergeben je eine extrem liegende Transistorkennlinie, die Stromverstärkungs- und die Steilheitskennlinie. Der Fall 2. und 3. liegt je nach Widerstandsverhältnis R_{gen} zu R_{eing} dazwischen. Für jede beliebige Aussteuerung gibt es ein optimales Widerstandsverhältnis x , welches den geringsten Klirrfaktor ergibt, und dieses wird meist nicht bei $R_{\text{gen}} = R_{\text{eing}}$ liegen. Da jedoch für die Praxis mit jedem möglichen Fall der Ansteuerung gerechnet werden muß, soll die Paarung den Extremmöglichkeiten bei Berücksichtigung aller anderen Klirrquellen mit der Mindestforderung $k = < 10\%$ gerecht werden. Der Klirr, der sich also durch die Kennlinienkrümmung und den Amplitudenfaktor ergibt, erfordert in der Praxis einen Amplitudenpaarungsfaktor von ca. 1,4:1 mit dem man über das Gros der Anwendungen sehr gut zurecht kommt.

1.5. Störschwingungen bei Einsatz moderner (höherfrequenter) NF-Transistoren

Im Labor und beim Anwender werden gelegentlich Hochfrequenz-Schwingungen in NF-Stufen festgestellt, insbesondere bei Vorstufen-Transistoren mit höherer Grenzfrequenz. An den betroffenen Schaltungen selbst kann man zunächst nichts abnormes feststellen. Die Schaltungen zeigten z.B. Kippschwingungen von 1 bis 30 kHz. Die Kippschwingung war aber nur aufgrund einer viel höheren parasitären HF-Schwingung entstanden.

Die HF-Schwingung aber entsteht immer nur durch gute HF-Eigenschaften des Transistors in Verbindung mit der Schaltung. Gelegentlich muß ein Schutzwiderstand in der Basis und/oder ein Kondensator vom Kollektor gegen Basis oder gegen Emitter angebracht werden, um diese Schwingneigung zu beseitigen. Je höher die Grenzfrequenz der Transistoren, umso eher treten schwer kontrollierbare Schwingungen auf. Der zusätzliche Basiswiderstand setzt letztlich nur das r_b' des Transistors herauf und damit die Grenzfrequenz herunter. Ebenso vermindern zusätzliche Kondensatoren die Grenzfrequenz. Die Leitungsführung auf der Platine bei einfach und insbesondere doppelt kaschierten Platinen spielt dabei eine bedeutende Rolle. Gelegentlich werden diese Schwingungen nicht sofort erkannt und es werden kurz-

um die Transistoren oder die Schaltung als instabil bezeichnet. Das Auftreten von Kippschwingungen ist fast immer ein Zeichen für das Vorhandensein parasitärer HF-Schwingungen. Das Durchmessen mit einem Frequenzmeßgerät gibt dann rasch Aufschluß über das Vorhandensein einer z.T. sehr hochfrequenten Schwingung. Bild 1.6 läßt das Entstehen von HF-Schwingungen über die Platinenleitungen zu Kollektor und Basis in Verbindung mit den Leitungs- und Transistorkapazitäten erkennen. Hierbei können sehr hohe Basisschwingspannungen entstehen, die einerseits zu Kippschwingungen über RC -Glieder führen, andererseits sogar die Basisstrecke des Transistors zerstören können. Es gibt noch mehrere Schaltungsvarianten, die Schwingbedingungen ergeben können. Die Einführung von Dämpfungswiderständen oder -kondensatoren sind Maßnahmen, die meist – jedoch nicht immer – diese Schwingungen verhindern. Auch Kondensator- und Transistorbeine stellen Induktivitäten dar, die ebenfalls Anlaß zu Schwingungen geben können. In hartnäckigen Fällen muß u.U. die Platine umkonstruiert werden.

Die Grenzfrequenz moderner NF-Transistoren liegt so hoch, daß bei der höchsten Arbeitsfrequenz noch keine Verstärkungsverluste in Kauf genommen werden müssen, und um phasenreine Gegenkopplungen ansetzen zu können. Die Silizium-NF-Typen BC 107/BC 109 und BC 147/BC 149 etc. erfüllen diese Bedingungen gut; die Schaltungstechnik erfordert aber bereits eine gewisse Aufmerksamkeit.

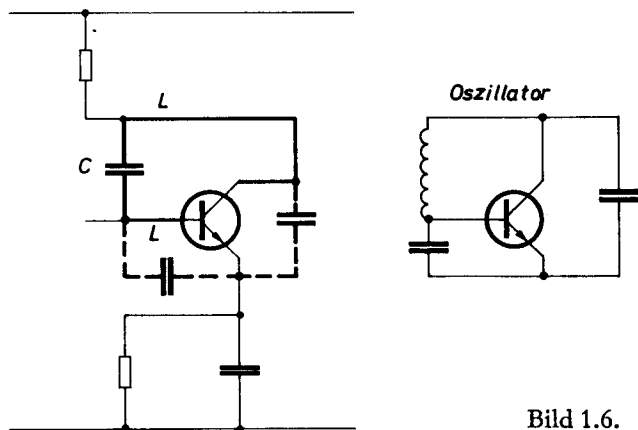


Bild 1.6.

1.6. Kleiner NF-Verstärker für 9 und 6 V (2 bzw. 0,8 W)

Der folgende NF-Verstärker wurde für zwei verschiedene Betriebsspannungen dimensioniert, nämlich 6 V und 9 V. Bei 9 V ist eine Ausgangsleistung von 2 W und bei 6 V eine Ausgangsleistung von 0,8 W erzielbar. Die Endstufen sind mit dem Komplementärpaar AC 187/188 ausgerüstet (Germanium). In den ersten beiden Stufen wurden die Silizium-Transistoren BC 158 (PNP) und BC 148 B (NPN) eingesetzt. Sie bringen eine hohe Verstärkung und am Eingang vor allem ein geringes Rauschen. Die Diode BZY 83/D1 an der Endstufe besorgt eine Stabilisierung der Basisspannungen. Somit ergibt sich eine gute Kollektorstromkonstanz auch bei sich ändernder Batteriespannung. Die Temperaturunabhängigkeit des Kollektor-Ruhestromes wird durch den Heißleiter K 151/100 Ω erreicht. Die Endstufe besitzt außerdem eine gute Symmetrie der Mittenspannung, die durch geeignete Dimensionierung der Eingangsstufe erreicht wurde (Teiler, Emitterwiderstand). Die Abb. 1.6.1 zeigt das Schaltbild des Verstärkers. Ein ausgezeichnetes Verhalten zeigt der Gang der Mittenspannung über eine Batteriespannungsänderung von 4 bis 12 V. Die max. Ausgangsleistung verringert sich bei $U_B = 6$ V auf 0,8 W, etwa entsprechend dem Quadrateverhältnis der Betriebsspannungen. Aus Abb. 1.6.2 ist die Wirkungsweise des einfachen Höheneinstellers zu erkennen. Den Einfluß des im Schaltbild strichliert eingezeichneten RC -Gliedes am Eingang des Verstärkers, gibt die gestrichelte Kurve wieder.

Technische Daten:

Betriebsspannung	9 V	6 V
Stromaufnahme $P_a = 0$	17 mA	12 mA
$P_{a \max}$	350 mA	200 mA
max. Ausgangsleistung ($\eta = 10\%$)	2 W	0,8 W
Lastwiderstand	4 Ω	4 Ω
Nenningangsspannung	15 mV	9 mV
Eingangswiderstand	9 k Ω	8 k Ω
Leistungsverstärkung	74 dB	70 dB
Spannungsverstärkung	45 dB	45 dB
Fremdspannungsabstand	80 dB	80 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers		
je Endstufentransistor bei $T_{u \max} = 50^\circ\text{C}$	<20 grd/W	<20 grd/W

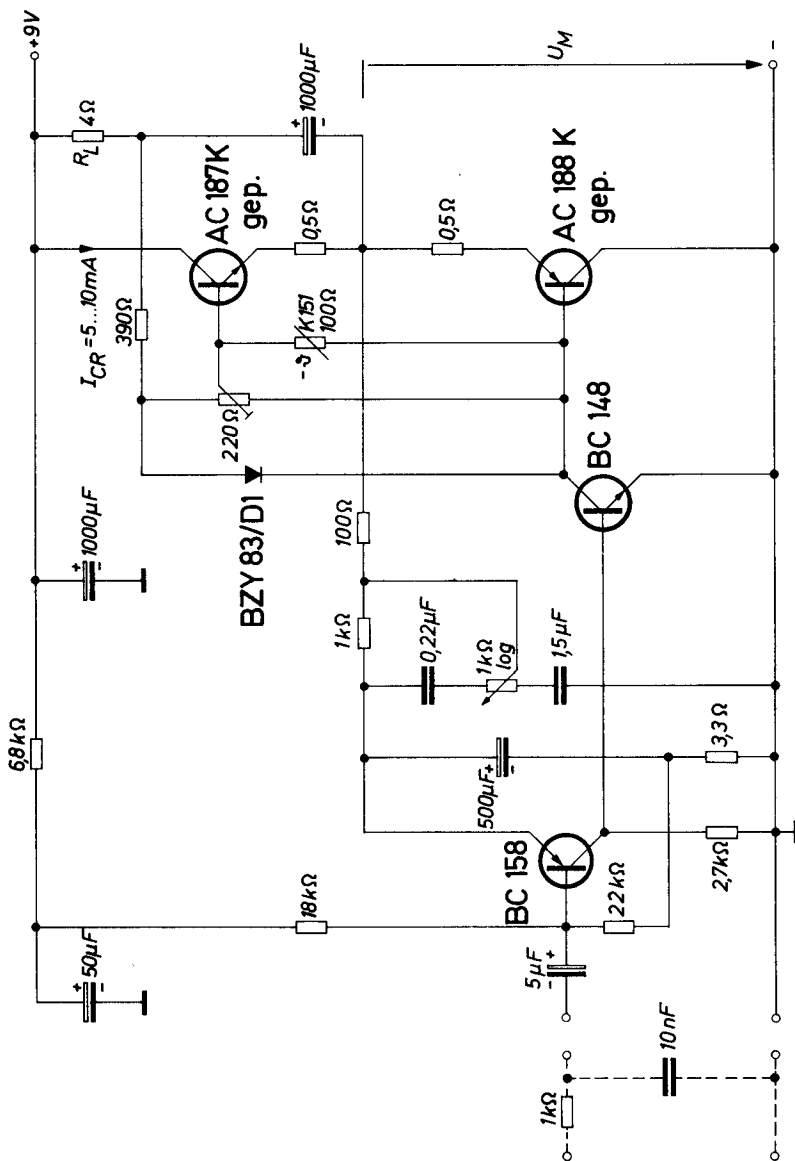


Bild 1.6.1.

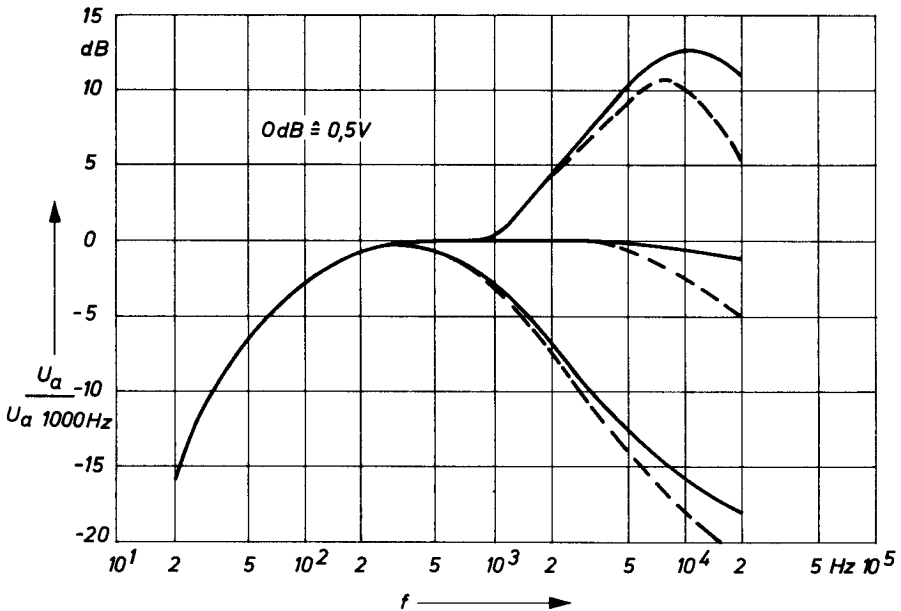
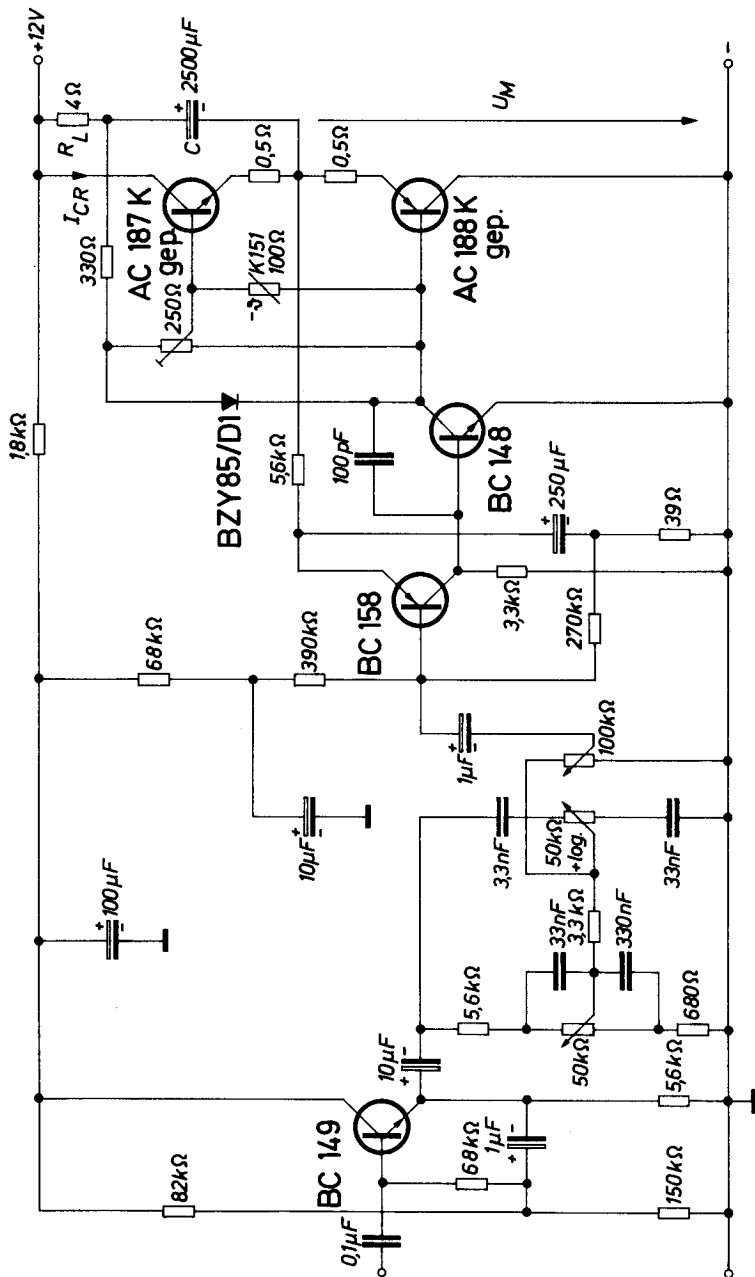


Bild 1.6.2.

1.7. NF-Verstärker 12 V, 3 W, 4 Ω mit hochohmigem Eingang

Der hier beschriebene eisenlose NF-Verstärker mit einer Ausgangsleistung von 3 W ist zum Anschluß an einen Kristalltonabnehmer gedacht. Er ist für eine gängige Batteriespannung von 12 V ausgelegt. Der Lautsprecherwiderstand mußte für eine Leistung von 3 W mit 4 Ω gewählt werden. Der Verstärker ist neben dem Lautstärkeeinsteller auch mit einer getrennten Höhen- und Tiefen-Einstellung ausgerüstet. Das Bild 1.7. zeigt die Schaltung des NF-Verstärkers. Der Verstärker ist wieder nach der bekannten Quartettschaltung aufgebaut und mit den bewährten und preisgünstigen Germanium-Endstufentransistoren AC 187K/AC188K ausgerüstet. Die Diode BZY 85 D1 und der Heißleiter K 151 besorgen die Kollektorstromstabilisierung in bezug auf Betriebsspannungs- und Temperaturschwankungen. Da der Klangeinsteller eine Grunddämpfung von etwa 20 dB ergibt, mußte eine zusätzliche Stufe in Kollektorschaltung vorgesehen werden, die einmal das Klangnetzwerk niederohmig ansteuert, und zum anderen den Eingangswiderstand auf ca. 0,7 M Ω anhebt. Damit wird eine gute Anpassung an den Kristall-Tonabnehmer erreicht.



Am Eingang ist bei zurückgedrehtem Lautstärkeinsteller eine Steuerspannung von max. 2 V zulässig, wobei sich noch keine Verzerrungen ergeben. Im Interesse einer möglichst tiefen Grenzfrequenz wurde ein Ausgangskoppelkondensator von 2,5 mF gewählt. Das Verhalten der Mittenspannung ermöglicht den Betrieb des Verstärkers im Spannungsbereich von 8 bis 12 V. Zu bemerken ist, daß als Vorstufentransistoren Transistoren mit mittlerer Stromverstärkung eingesetzt wurden.

Technische Daten:

Betriebsspannung	12 V
Stromaufnahme $P_a = 0$	22 mA
$P_a = 2,8 \text{ W}$	410 mA
max. Ausgangsleistung ($k = 10\%$)	3 W
Klirrfaktor $P_a/2$	< 2 %
Nenningangsspannung	350 mV
max. Eingangsspannung	2 V
Eingangswiderstand	0,7 M Ω
Leistungsverstärkung	72 dB
Spannungsverstärkung	20 dB
Fremdspannungsabstand ($R_o = 0$)	48 dB
Kollektor-Ruhestrom der Endstufe	\approx 5 mA
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufen-Transistor	\leq 10 grd/W

1.8. Stereo-Vollverstärker 22 V / 5 Ω / 6 W

Im folgenden wird ein NF-Stereo-Vollverstärker Bild 1.8. mit einer Ausgangsleistung von 6 W an einem 5 Ω Lautsprecher für eine Betriebsspannung von 22 V angegeben. In der Endstufe sind die bewährten und preisgünstigen Germanium-Transistoren AD 161/AD 162 eingesetzt. In den Vorstufen sind die rauscharmen Silizium-Transistoren BC 149 vorgesehen, die wegen ihrer hohen Verstärkung einen sehr hohen Eingangswiderstand ermöglichen, welcher für die Anpassung an hochohmige Signalquellen erforderlich ist. Der Verstärker ist mit einem Höhen-, Tiefen-, Lautstärke- und Balance-Ein-

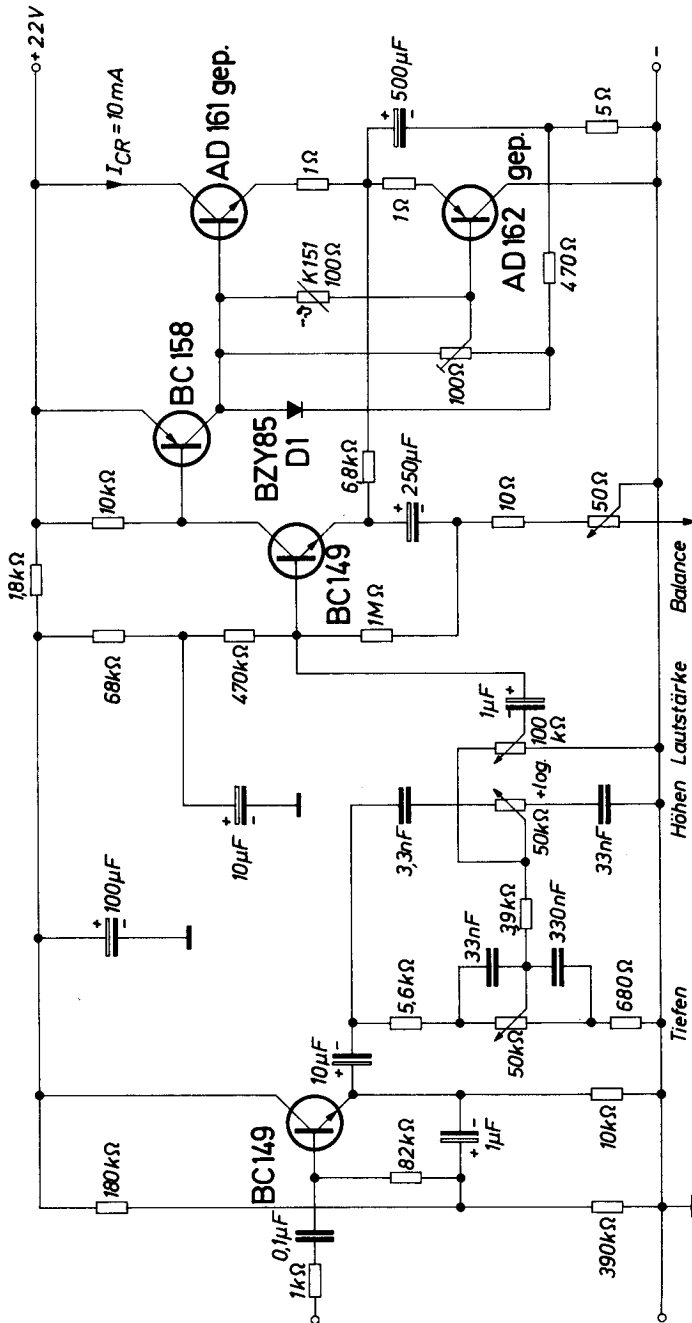


Bild 1.8.

steller ausgerüstet. Seine Übertragungseigenschaften und seine Leistung entsprechen den Anforderungen der Konsumklasse.

Die Balance-Einstellung erfolgt durch Veränderung der Gegenkopp-
lung in den Endverstärkern. Die Höhen- und Tiefen-Einstellung
besorgt das zwischen der 1. und 2. Stufe vorgesehene Netzwerk.
Der Heißleiter K 151/100 Ω muß mit den Transistoren AD 161/
AD 162 in guter thermischer Verbindung stehen. Die Diode BZY 85
D1 besorgt die Kollektorstromstabilisierung, bezogen auf Betriebs-
spannungsschwankungen. Der Einstellumfang des Klangeinstellers
erreicht, bezogen auf 1 kHz + 14 ... - 20 dB, an seinen Bandgrenzen
50 Hz/20 kHz.

Technische Daten:

Betriebsspannung	22 V
Stromaufnahme $P_a = 0$	30 mA
$P_a = P_{a\text{nenn}}$	ca. 450 mA
Nennausgangsleistung ($k = 10\%$)	6 W
Klirrfaktor bei 2 W 1 kHz	< 3 %
Klirrfaktor bei 0,5 W 1 kHz	< 0,5 %
Lastwiderstand	5 Ω
Nenningangsspannung	ca. 0,5 V
Eingangswiderstand	1 M Ω
Spannungsfrequenzgang (-3 dB)	23 Hz ... 27 kHz
Fremdspannungsabstand $R_o = 470 \text{ k}\Omega$, bezogen auf 100 mW	68 dB
Spannungsverstärkung	21,5 dB
Leistungsverstärkung	63 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor	$\leq 20 \text{ grdC/W}$
Umgebungstemperatur $T_{u\text{max}}$	60 $^{\circ}\text{C}$

1.9. Eisenlose NF-Verstärker mit den Silizium-Transistoren BD 135/136 und BD 137/138 in der Endstufe

Mit den neu entwickelten Silizium-Kleinleistungstransistoren, die eine Kunststoff-Umhüllung besitzen, ist man in der Lage, eisenlose Endstufen vorwiegend für den Einsatz in Heim-Rundfunk- und Fernsehgeräten aufzubauen. Dabei sind Ausgangsleistungen von etwa 1,3 bis 9 W erzielbar. Die Betriebsspannung ist zwischen 9 V und 60 V wählbar. Die Lautsprecherwiderstände liegen dabei zwischen 4 Ω und 50 Ω .

Diese Transistoren besitzen ein metallisches Grundplättchen, welches auf der Oberseite das Transistorsystem trägt und mit Kunststoff umpreßt ist. Zur Befestigung ist ein etwas aus der Mitte liegendes Loch vorgesehen. Diese Transistoren werden also ähnlich befestigt, wie die bekannten Germanium-Kühlklotz-Transistoren AC 187 K/188 K. Der thermische Widerstand dieser Transistoren ist $R_{thg} \leq 10 \text{ grdC/W}$, so daß eine Verlustleistung von P_{tot} (bei $T_{mb} = 60^\circ\text{C}$) $\leq 6,5 \text{ W}$ möglich ist. Der Spitzenstrom dieser Typen liegt für den Schaltbetrieb bei 1,5 A, der jedoch für NF-Anwendungen nicht „ausgefahren“ werden kann, wenn man keine zu großen Gegenkopplungen ansetzen will. Diese Transistoren sind bevorzugt einzusetzen bei Betriebsspannungen über 18 V. Bei der Auslegung der folgenden NF-Verstärker, welche tabellarisch für verschiedene Betriebsspannungen und Leistungen zusammengestellt sind, wurde also darauf geachtet, daß der Kollektorspitzenstrom 0,5 A möglichst nicht überschritten wird. Bei 0,5 A tritt ein Stromverstärkungsabfall um ca. 6 dB ein. Das Bild 1.9. zeigt die Schaltung der Verstärker. Der Kollektor-Ruhestrom der Endstufen wird über zwei Dioden BZY 85 D1 in bezug auf Betriebsspannungs- und Umgebungstemperaturschwankungen stabilisiert. Die Dioden müssen thermischen Kontakt zu den Transistor-Kühlblechen haben (aufkleben!). Die Eingangsempfindlichkeit ist ausreichend dimensioniert, so daß der Verstärker ohne weiteres an den NF-Dioden Ausgang eines Rundfunk- oder Fernsehempfängers angeschlossen werden kann.

In der Tabelle sind die elektrischen Daten und die Werte der Bauelemente des Verstärkers eingetragen. Ferner sind in der Tabelle auch der max. Wärmewiderstand der Kühlkörper, die max. auftretende Verlustleistung, die min. Stromverstärkung der Endtransistoren, der Gegenkopplungsfaktor und der Fremdspannungsabstand eingetragen.

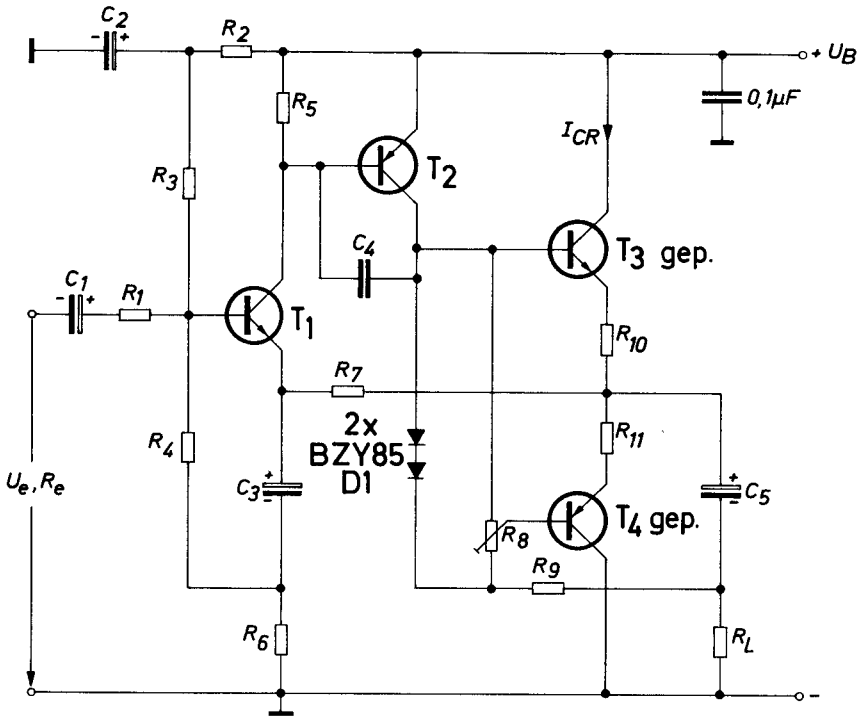


Bild 1.9.

Zusammenstellung der Bauelemente

Schaltung	I	II	III	IV	V + VI	VII	VIII	IX	X
R ₁	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2
R ₂	18	33	33	39	68	68	220	470	390
R ₃	100	330	270	330	820	820	1000	1200	1200
R ₄	270	820	680	1000	1200	1200	1800	2200	2200
R ₅	1,2	4,7	2,2	1	8,2	8,2	8,2	8,2	8,2
R ₆	10	15	18	12	18	18	18	18	18
R ₇	1,2	4,7	3,9	5,6	12	12	18	12	27
R ₈	50	180	100	220	470	330	270	180	330
R ₉	82	270	150	470	1500	1000	1200	1000	2200
R ₁₀ = R ₁₁	0,56	1	1	1,5	2,7	2,2	3,3	3,3	3,9
C ₁	1	1	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	0,22	0,22
C ₂	25	10	10	10	10	10	2	1	2
C ₃ **	250	250	250	250	100	100	100	100	100
C ₄	22	22	22	22	22	22	22	22	10
C ₅	1000	500	500	250	250	250	250	250	250
T ₁	BC 148	BC 148	BC 148	BC 147	BC 147	BC 147	BC 147	BCY65	BCY65
T ₂	BC 178	BC 158	BC 160	BC 177	BC 157	BC 177	BC 161	BC 161	BC 161
T ₃	BD 135	BD 135	BD 135	BD 135	BD 135	BD 135	BD 135	BD 137	BD 137
T ₄	BD 136	BD 136	BD 136	BD 136	BD 136	BD 136	BD 136	BD 138	BD 138

** Nennspannung etwa $\frac{2}{3} U_B$, alle anderen Kondensatoren U_B

Technische Daten der Verstärker

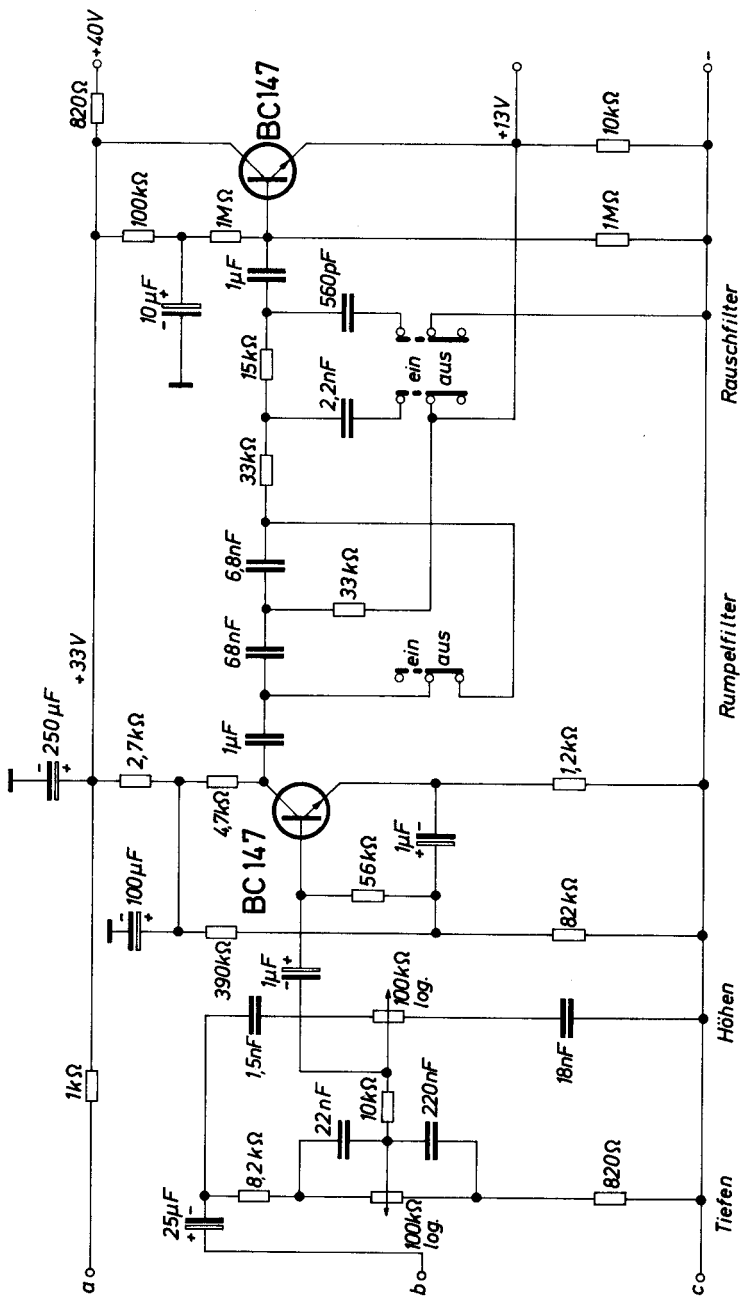
Schaltung	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	
Betriebsspannung	9	12	18	24	24	30	30	42	50	60	V
Stromaufnahme $P_a = 0$	46	28	62	32	11	14	14	21	27	16	mA
Nennausgangsleistung $P_a = P_{a \max}$	280	210	365	255	124	155	200	220	270	200	mA
($k = 10\%$)											
Klirrfaktor $P_a/2$	1,3	1,5	3,6	4	2,1	3,4	4	6,5	8,8	8,8	W
Lastwiderstand	<3,0	<3,0	<1,5	<2	<1,5	<1,7	<2	<2,2	<1,8	<1,8	%
Nenneingangsspannung	4	8	8	16	32	32	25	32	32	50	Ω
Eingangswiderstand	35	23,5	40	25	21,5	27	28,5	27	40	27	mV
untere Grenzfrequenz	22	17	50	50	55	45	40	45	130	120	k Ω
obere Grenzfrequenz	85	90	75	80	80	80	80	82	90	80	Hz
Leistungsverstärkung	>50	>50	>50	>50	>50	>50	>50	>50	>50	>30	kHz
max. Wärmewiderstand des Kühlkörpers	73,5	76,5	80,5	85	84	83	83	86	88,5	91,5	dB
je Endstufen-Transistor ($T_{u \max} = 60^\circ\text{C}$)	90	100	40	40	90	50	40	25	15	15	grd/W
max. auftretende Verlustleistung											
je Endstufen-Transistor ca. min. Stromverstärkung	0,6	0,5	1,1	1,1	0,6	0,9	1,1	1,7	2,3	2,3	W
des Endstufen-Transistors bei $I_c = 100 \text{ mA}$											
Kollektorruhestrom	140	140	140	140	140	140	140	140	140	140	
der Endstufe											
Gegenkopplung	10	7	8	7	4	4	4	3	4	3	mA
Fremdspannungsabstand ($R_0^* = 0; f = 10 \text{ Hz} - 16 \text{ kHz}$)	1:3,6	1:2,54	1:5	1:5,4	1:3,24	1:3,6	1:3	1:3,1	1:4,25	1:3,4	
bezogen auf $P_a = 100 \text{ mW}$											
max. Wärmewiderstand des Kühlkörpers	77	74	72	65	69	69	72	70	72	69	dB
für den Treibertransistor T_a											
* Generatorwiderstand	100	—	80	100	—	—	100	—	80	—	grd/W

1.10. Stereo-Hi-Fi-Vorverstärker

Im folgenden wird ein Stereo-Hi-Fi-Vorverstärker gezeigt, der an einer Betriebsspannung von 40 V arbeitet und eine Stromaufnahme von ca. 8 mA besitzt. Neben dem sehr kleinen Klirrfaktoren $k < 0,1\%$ für eine Ausgangsspannung von 1 V innerhalb des Frequenzbereiches 20 Hz und 20 kHz und dem selbstverständlich ausgezeichneten Frequenzgang, besitzt der Verstärker eine gehörrichtige Lautstärkeeinstellung und einen Grund-Lautstärkeeinsteller zur Anpassung der Wiedergabequalität an verschiedene Raumgrößen. Der Verstärker besitzt ferner ein Klangstellnetzwerk, einen Balancesteller sowie ein aktives Rumpel- und Rauschfilter. Für die Balance-Einstellung wird ein Doppel-Potentiometer in Tandemausführung vorgeschlagen. Dies hat den Vorteil, daß ausgezeichnete Werte der Übersprechdämpfung erreicht werden, wie die technischen Daten zeigen. An diesen Verstärker können Leistungsverstärker mit einer Eingangsspannung $U_E \leq 1$ V und einem Eingangswiderstand $R_E \geq 5$ k Ω angeschlossen werden. Das Schaltbild zeigt Bild 1.10.1. Der Frequenzgang des gehörrichtigen Lautstärkereglers ist aus Bild 1.10.2 ersichtlich. Er besitzt eine max. Tiefenanhebung von 30 dB und eine Höhenanhebung von etwa 13 dB, bezogen auf 1 kHz und die Bandfrequenzen 20 Hz und 20 kHz. Der Klangsteller gibt bei getrennter Höhen- und Tiefenstellmöglichkeit jeweils bis ca. ± 20 dB Anhebung bzw. Absenkung des Signals, wiederum bezogen auf 1 kHz und die Bandfrequenzen 20 Hz und 20 kHz, Bild 1.10.3. Bild 1.10.4 zeigt den Spannungsfrequenzgang des aktiven Rumpel- und Rauschfilters. Damit kann also der Frequenzgang auf etwa 50 Hz bis 7 kHz eingeengt werden. Bild 1.10.5 zeigt den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung bei einer Frequenz von 1 kHz und einem Lastwiderstand von 5 k Ω und 300 k Ω .

Technische Daten:

Betriebsspannung	40 V
Stromaufnahme	8 mA
Nenneingangsspannung	300 mV
Übersteuerungsfestigkeit der Eingangsstufe	26 dB
Eingangswiderstand	> 1 M Ω
Nennausgangsspannung	1 V
max. Ausgangsspannung ($k = 1\%$)	2 V
min. Lastwiderstand	5 k Ω



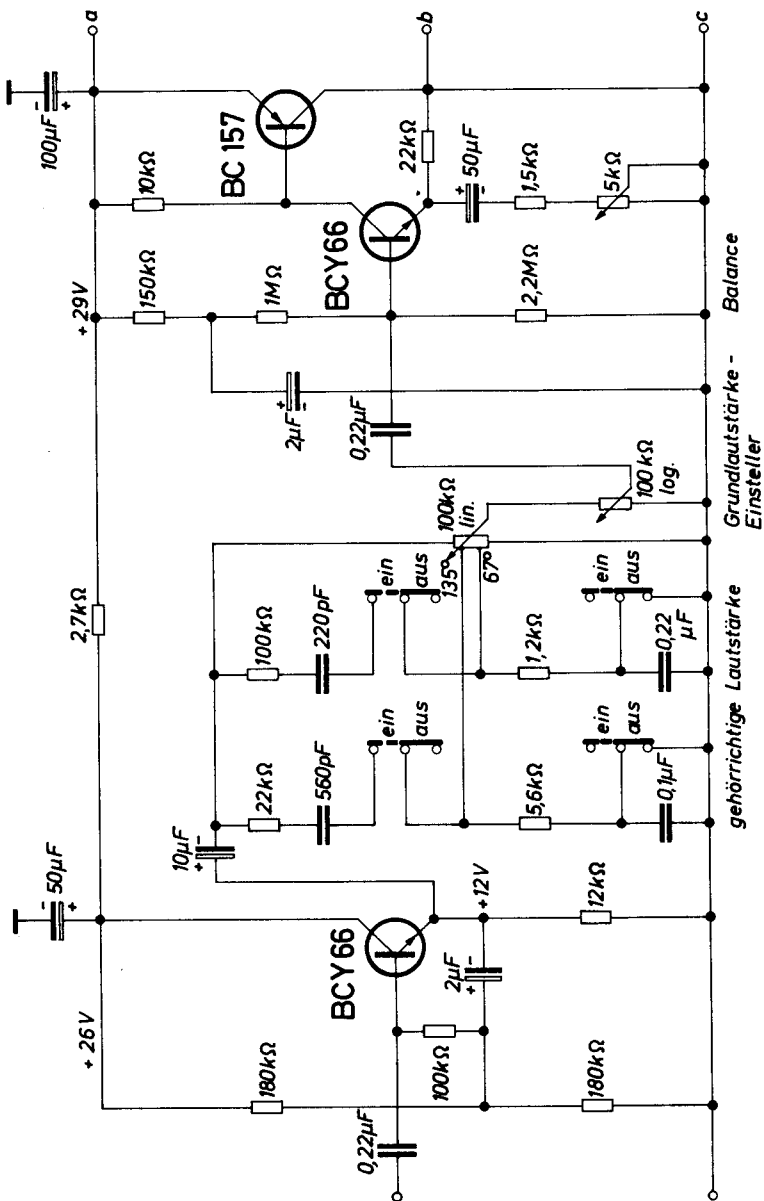


Bild 1.10.1.

Klirrfaktor ($U_a = 1\text{ V}$, $f = 20\text{ Hz bis } 20\text{ kHz}$)	< 0,1 %
Spannungsfrequenzgang ($\pm 1\text{ dB}$)	5 Hz bis > 60 kHz
Fremdspannungsabstand ($R_o = 10\text{ k}\Omega$)	> 80 dB
(bezogen auf $U_e = 300\text{ mV}$, $f = 10\text{ Hz bis } 16\text{ kHz}$)	
Einstellbereich des Balanceeinstellers	11 dB
Übersprechdämpfung	
(mit Balance-Doppelpotentiometer)	70 dB
Brummspannungsunterdrückung ($f_{Br} = 50\text{ Hz}$)	< 0,5 mV/V

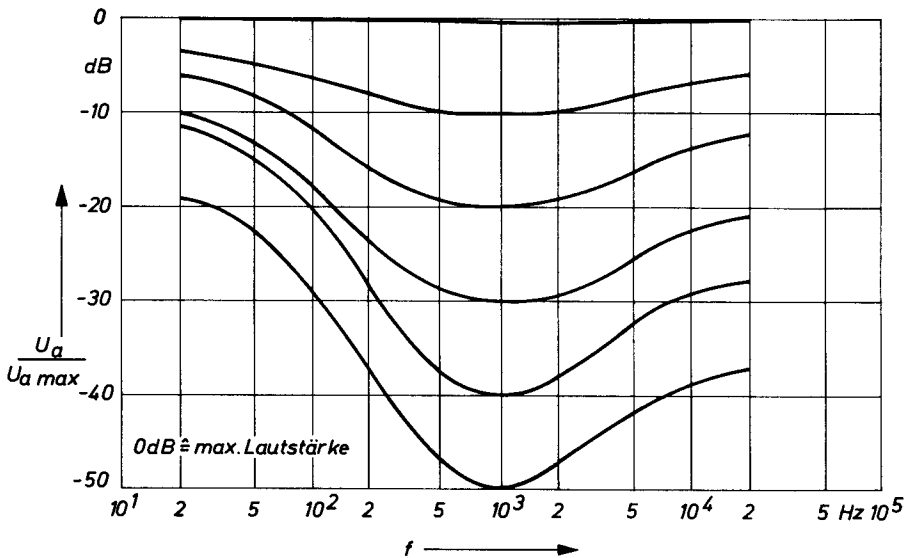


Bild 1.10.2.

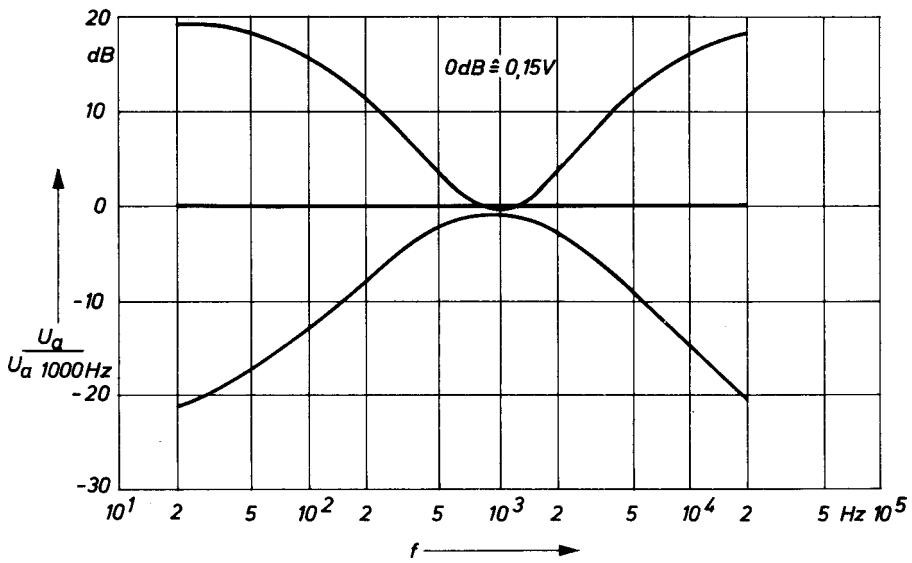


Bild 1.10.3.

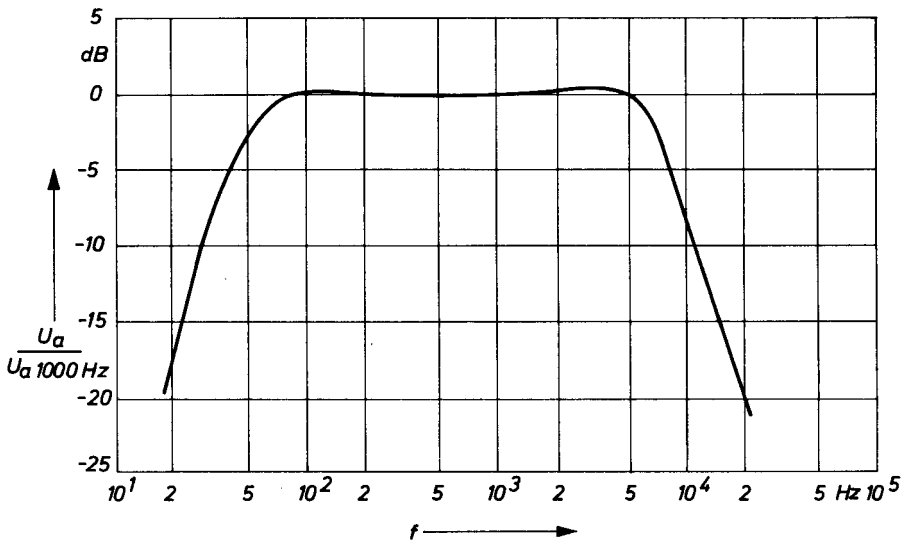


Bild 1.10.4.

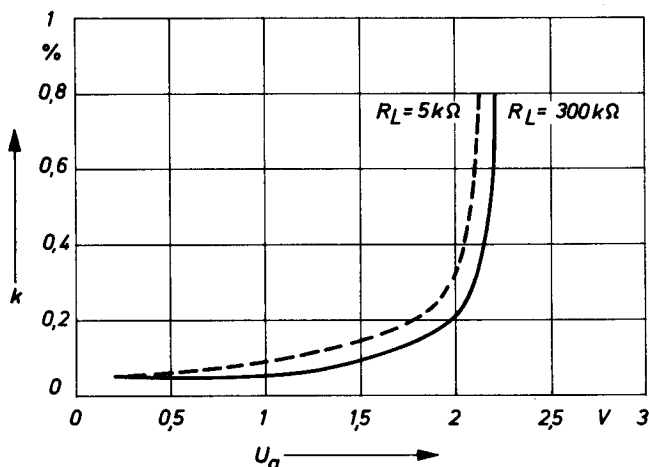
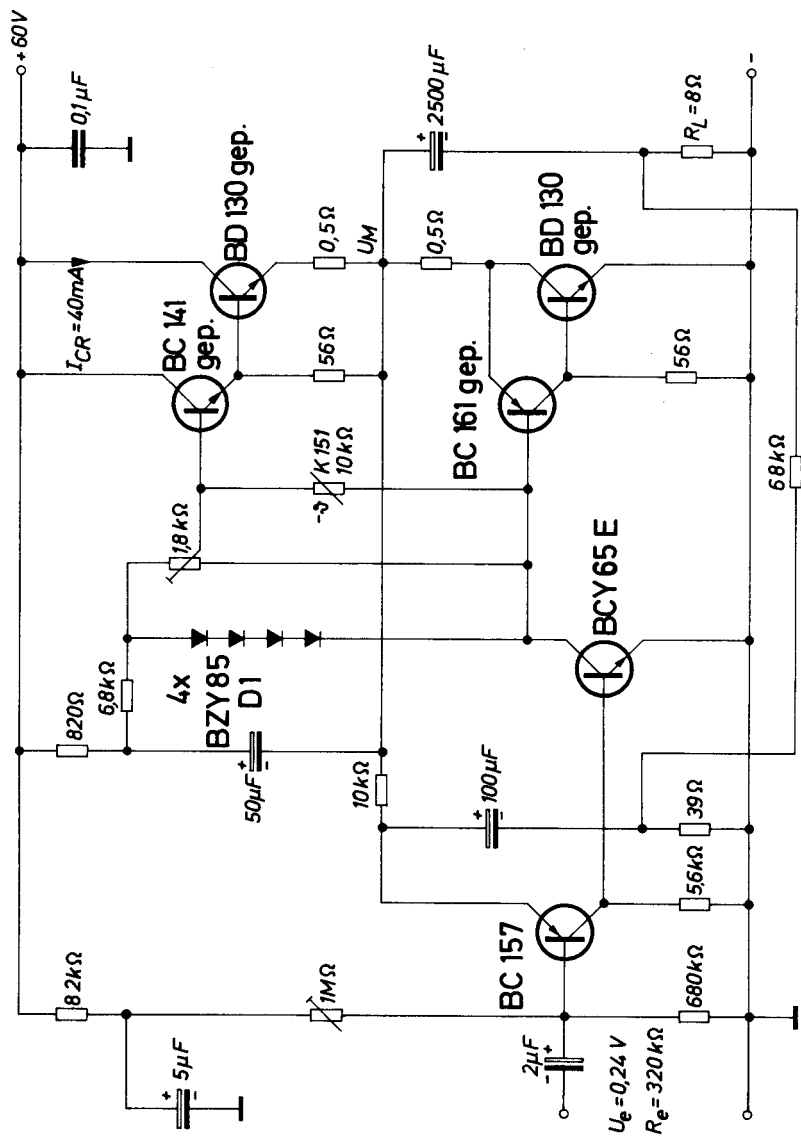


Bild 1.10.5.

1.11. Hi-Fi-(Stereo) Leistungsverstärker 45 W/8 Ω /60 V

Für eisenlose NF-Verstärker ist die Verwendung von Lautsprechern mit höherem Widerstand von Vorteil, da die Stromverstärkung der Endtransistoren wegen der kleineren Kollektorströme weniger stark abfällt (Linearität der Kennlinie). Es sind bei geringen möglichen Gegenkopplungen sehr kleine Klirrwerte und höhere Verstärkung erzielbar. Auch die Schwingneigung ist geringer. Die Betriebsspannung muß dabei so hoch angesetzt werden, daß die gewünschte Ausgangsleistung von 45 W erzielt werden kann. Im vorliegenden Falle mußte also eine Spannung von 60 V gewählt werden. Die Schaltung Bild 1.11.1 stellt einen 3stufigen Leistungsverstärker dar. Es sind die leistungsstarken Endstufentransistoren in NPN-Silizium-Technik BD 130 vorgesehen. Als Treibertransistoren sind die komplementären Silizium-Transistoren BC 141 und BC 161 eingesetzt. Mit dem Widerstand R_2 wird der Ruhestrom auf seinen günstigsten Wert eingestellt (Klirrminimum bei kleinen Aussteuerungen 0,1 bis 0,2 $U_{a\text{max}}$). Die Dioden $4 \times \text{BZY 85 D1}$ ergeben eine Kollektorruhestromstabilisierung bezogen auf Betriebsspannungs- und Temperaturschwankungen. Ein guter thermischer Kontakt

Die Schaltung 1.11.2 besitzt eine weitere Vorstufe die den Eingang hochohmig macht und eine höhere Spannungs- und Leistungsverstärkung bringt. Mit dem Eingangswiderstand von $320\text{ k}\Omega$ und einem Spannungsbedarf von 240 mV für Vollaussteuerung kann dieser



4stufige Verstärker bereits an die meisten Geräte, wie Tuner, Tonbandgeräte, Entzerrerverstärker, Hi-Fi-Vorverstärker u.a. angeschlossen werden. Der Leistungsfrequenzgang beider Verstärker ist in Bild 1.11.3 wiedergegeben. Den Klirrfaktor über die Ausgangsleistung und die Frequenz zeigen die Bilder 1.11.4 und 1.11.5.

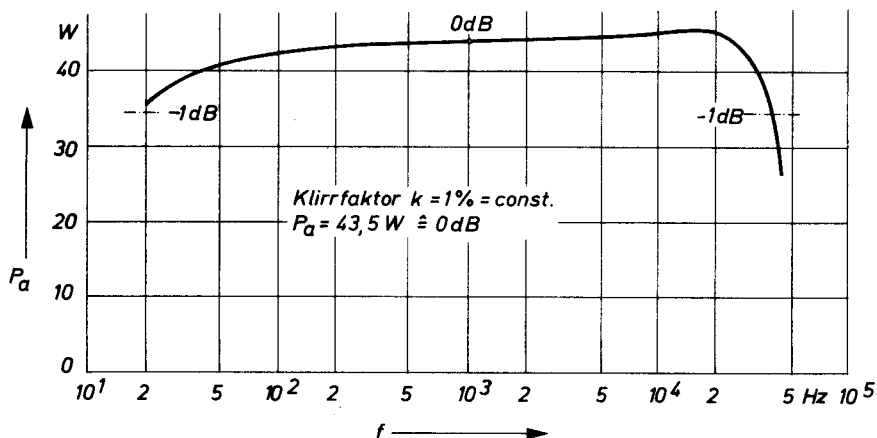


Bild 1.11.3.

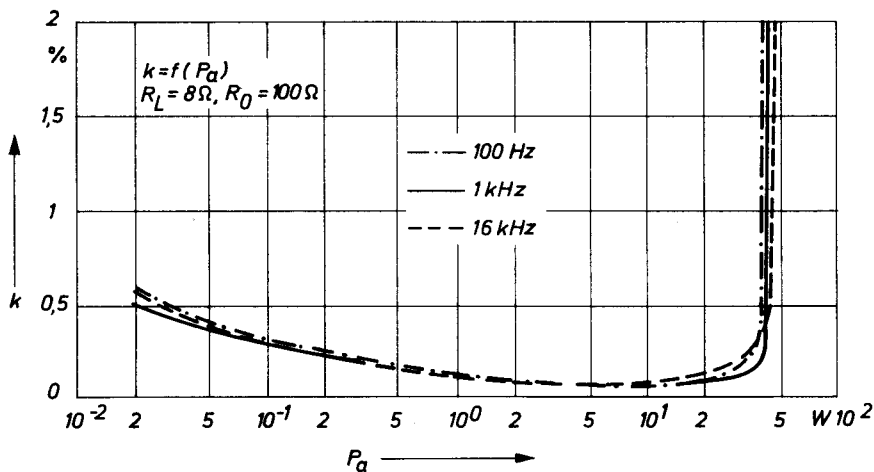


Bild 1.11.4.

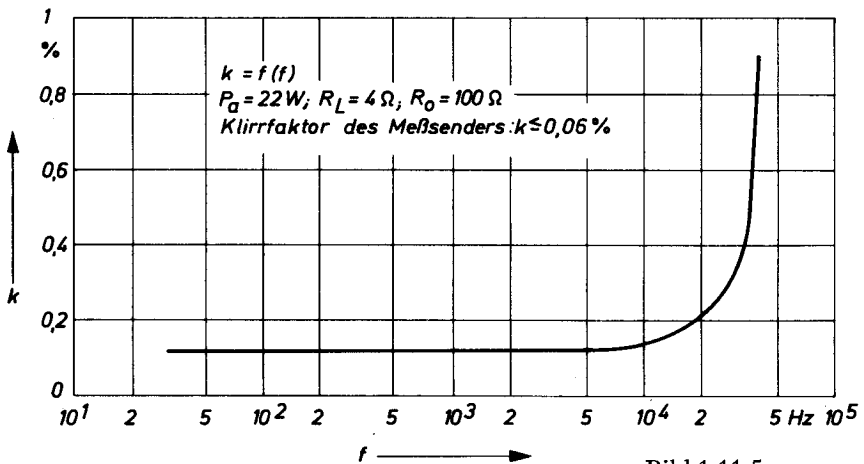


Bild 1.11.5.

Der Verlauf der Mittenspannung ist nahezu ideal.

Für jeden Endtransistor muß ein Kühlkörper von $\leq 3,5$ grd/W vorgesehen werden und für die Treibertransistoren je ein Kühlstern von ≤ 35 grd/W.

Die Übertragungsdaten dieser Verstärker entsprechen der Hi-Fi-Norm nach DIN 45 500.

Dreistufiger NF-Verstärker 45 W – 8 Ω (Bild 1.11.1.)

Technische Daten:

Betriebsspannung	60	V
Stromaufnahme ($P_a = 44$ W)	1,1	A
Nennausgangsleistung ($k \approx 1\%$)	45	W
Lastwiderstand	8	Ω
Eingangswiderstand	1,2	k Ω
Eingangsspannung	0,96	V
Spannungsverstärkung	25,6	dB
Leistungsverstärkung	47,5	dB
Fremdspannungsabstand ($R_o = 200$ Ω)	86,5	dB
bezogen auf $P_a = 50$ mW		
Spannungsfrequenzgang		
($U_{a1000} = 13,4$ V) – 1 dB	< 10	Hz bis > 60 kHz

Leistungsfrequenzgang ($\kappa = 1\%$; $P_{\text{anenn}} = 43,5 \text{ W}$) – 1 dB	< 20	Hz bis	36 kHz
Wärmewiderstand der Kühlkörper je Endstufentransistor	< 3,5	grd/W	
je Phasenumkehrtransistor	< 35	grd/W	

Vierstufiger NF-Verstärker (Bild 1.11.2.)

Technische Daten:

Betriebsspannung	60	V	
Stromaufnahme ($P_{\text{a}} = 45 \text{ W}$)	1,1	A	
Nennausgangleistung ($\kappa \approx 1\%$)	45	W	
Lastwiderstand	8	Ω	
Eingangswiderstand	320	k Ω	
Eingangsspannung	0,24	V	
Spannungsverstärkung	39	dB	
Leistungsverstärkung	84,6	dB	
Fremdspannungsabstand ($R_{\text{o}} = 200 \Omega$) bezogen auf $P_{\text{a}} = 50 \text{ mW}$	83	dB	
Spannungsfrequenzgang ($U_{\text{a}1000} = 13,4 \text{ V}$) – 1 dB	20	Hz bis	> 60 kHz
Leistungsfrequenzgang ($\kappa = 1\%$; $P_{\text{a}} = 40,5 \text{ W}$) – 1 dB	20	Hz bis	42 kHz
Wärmewiderstand der Kühlkörper je Endstufentransistor	< 3,5	grd/W	
je Phasenumkehrtransistor	< 35	grd/W	

1.12. Schaltung für ein Tonbandgerät $v = 4,75 \text{ cm/sec}$.

Mit der Schaltung nach Bild 1.12.1 kann ein Kassetten-Tonbandgerät mit einer Bandgeschwindigkeit von 4,75 cm/sec aufgebaut werden. Das Gerät arbeitet in einem Betriebsspannungsbereich von 4,5 bis 7,5 V. Es kann also mit einer 7,5 V Trockenbatterie betrieben werden.

Die Verwendung eines kombinierten Aufnahme- und Wiedergabekopfes mit sehr kleiner Spaltbreite und starker Anhebung der hohen Frequenzen bei der Aufnahme, ermöglicht eine obere Grenzfrequenz von 9 kHz.



**A-W-
Kopf**

Der fünfstufige, integrierte NF-Vorverstärker TAA 420 ist in zwei getrennte Verstärkerschaltungen eingeteilt. Die ersten zwei Verstärkerstufen des Schaltkreises bilden den linearen Vorverstärker. Im Anschluß daran erfolgt die PegelEinstellung. Die Wiedergabe- und Aufnahmeentzerrung erfolgt durch eine frequenzabhängige, umschaltbare Gegenkopplungsschaltung im zweiten Verstärkerteil des Schaltkreises.

„Über alles“ gemessen hat der Frequenzgang des Tonbandgerätes den im Bild 1.12.2 gezeigten Verlauf.

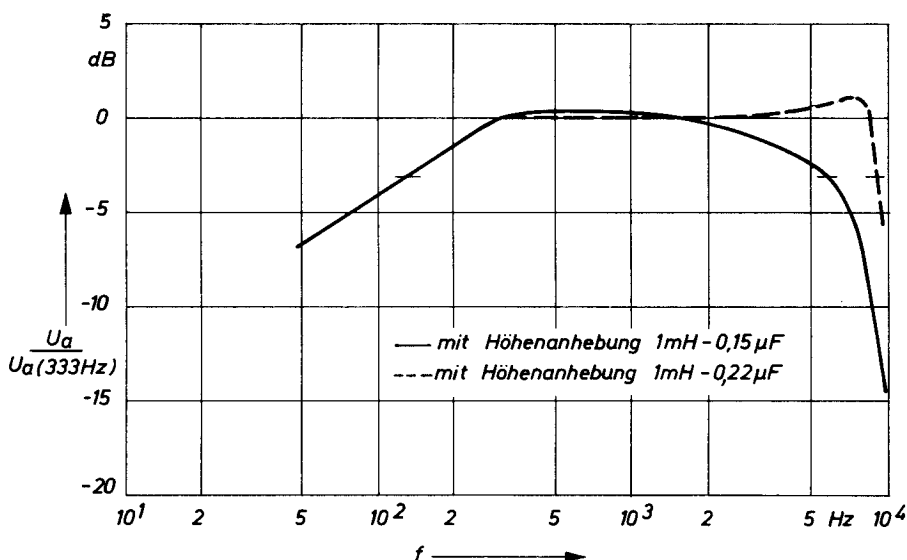


Bild 1.12.2.

Der Ausgang des Schaltkreises steuert direkt die eisenlose Endstufe an, die bei Wiedergabe eine max. Ausgangsleistung von etwa 0,45 W an den 8- Ω -Lautsprecher abgibt.

Bei der Aufnahme wird über einen, zur Stromeinprägung nötigen Vorwiderstand und dem HF-Sperrkreis die Aufnahmewicklung des Kombikopfes angeschaltet. Zugleich wird die Schaltung der Aussteuerungsanzeige mit Spitzenwert-Gleichrichtung angeschaltet. Die Empfindlichkeit kann mit dem vorgeschalteten 5-k Ω -Trimpotentiometer eingestellt werden. Bei der Wiedergabe dient das Instrument zur Anzeige der Batteriespannung.

Zum Löschen des Bandes und zur HF-Vormagnetisierung dient ein Eintakt-Oszillator. Der Löschkopf ML 1711 benötigt eine Spannung von 5 V bei einer Frequenz von 35 kHz. Mit dem Kondensator C_1 , der mit dem Löschkopf einen Schwingkreis bildet, erfolgt der genaue Frequenzabgleich. Die Betriebsspannung des Oszillators wurde stabilisiert, um seine Frequenz und HF-Amplitude möglichst konstant zu halten. Optimale Aufspreichbedingungen erhält man bei einem HF-Vormagnetisierungsstrom von 1,5 mA, der mit dem Trimpotentiometer 10 k Ω eingestellt und über den in Serie zum A-W-Kopf liegenden 22- Ω -Widerstand gemessen wird.

Technische Daten

Betriebsspannung	6 V (4,5 bis 7,5 V)
Stromaufnahme: Aufnahme	110 mA
Wiedergabe	55 mA
max. Ausgangsleistung ($k = 10\%$)	380 mW
min. Eingangsspannung für Vollaussteuerung:	
Aufnahme	0,3 mV
Wiedergabe	0,3 mV
max. Eingangsspannung	15 mV
Eingangswiderstand	22 k Ω
Spannungsfrequenzgang (-3 dB)	130 Hz bis 9 kHz
A-W-Kopf: MK 1701, Fa. Bogen	
Löschkopf: ML 1711, Fa. Bogen	
L ₁ : Siferrit® -Schalenkern	B 65 521-J0100-J028 mit Abgleichkern $n = 97$ Wdg 0,15 mm CuL
L ₂ : Siferrit® -Schalenkern	B 65 531-K0160-A022 mit Abgleichkern $n = 172$ Wdg 0,13 mm CuL
Ü : Siferrit® -Schalenkern	B 65 541-K0000-R026 $n_1 = 40$ Wdg 0,2 mm CuL $n_2 = 15$ Wdg 0,1 mm CuL $n_3 = 96$ Wdg 0,1 mm CuL $n_4 = 170$ Wdg 0,1 mm CuL

• Eingetragenes Warenzeichen.

2. HF-Schaltungen

Bei den Hochfrequenzschaltungen unterscheidet man einmal nach dem Frequenzbereich und zum anderen nach der Leistung.

Hochfrequenzeingangsschaltungen stehen immer noch im Mittelpunkt des Interesses. Der Einsatz von Abstimmioden und Hochfrequenzschalterdioden bringen eine Menge neuer Probleme aber auch Möglichkeiten mit sich. Nicht immer sind nur Vorteile vorhanden, gelegentlich müssen auch Schwierigkeiten durch schaltungs-technische Kniffe überwunden werden.

Bei der immer noch zunehmenden Senderdichte spielen die Probleme des Übersprechens, bzw. die unerwünschten Mischprodukte beim üblichen Überlagerungsempfang eine zunehmende Rolle. Damit eng verbunden ist das Großsignalverhalten der Eingangs- und Mischstufen.

Die im folgenden angeführten Hochfrequenzschaltungen betreffen die Frequenzbereiche 500 kHz bis etwa 1 GHz. Es sind u.a. eine Oszillatorschaltung für AM-Dioden, ein frequenzmodulierter Kleinsender und ein einfacher Amplitudenmodulator angegeben. Auch eine Möglichkeit, den Wirkungsgrad von HF-Endstufen zu verbessern, ist gezeigt.

2.1. Grundschaltungen mit AM-Mehrfachdioden

Wir unterscheiden beim Zusammenschalten von AM-Mehrfachdioden mit Transistoren drei grundsätzliche Möglichkeiten: Die Serienspeisung, die Parallelspeisung und die Übertragerspeisung.

2.1.1. Die Serienspeisung (Bild 2.1.1.)

Die Abstimmkapazität ist in Serie mit der Abstimmspannung U_R und der Induktivität geschaltet. Die Verbindung zur Spannung ist über L gesichert.

Vorteil: geringer Aufwand; kein Gleichlauffehler über Sperrstrom-Unterschiede

Nachteil: Die Polarität des Transistors und der Diode ist festgelegt; außerdem ist eine sehr gute Entkopplung erforderlich.

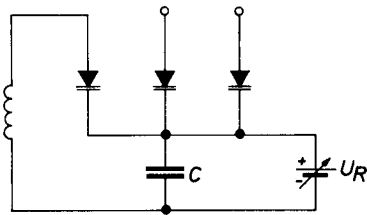


Bild 2.1.1.

Die Serienspeisung wird vorzugsweise bei Vor- und Zwischenkreisen angestrebt. Der Oszillatorkreis wird zwangsläufig mit Speisung über R betrieben. Die Schaltungen 2.1.2. und 2.1.3. zeigen die Verhältnisse bei Verwendung von PNP-Ge- oder Si-Transistoren.

Die Schaltung 2.1.2. hat eine Mehrfachdiode mit gemeinsamer Anodenverbindung (-). Eine separate Abstimmspannung wird benötigt. Diese Schaltung ist geeignet für PNP-Transistoren; der Schwingkreis liegt an Batterie-Minus.

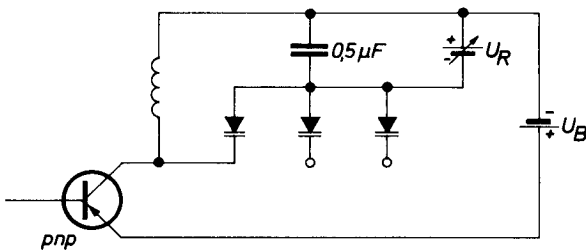


Bild 2.1.2.

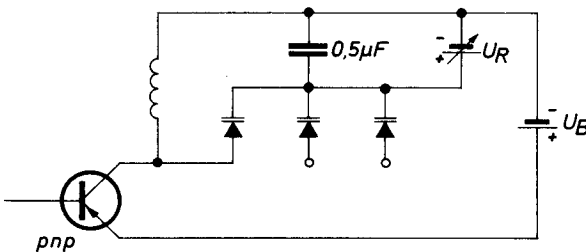


Bild 2.1.3.

Die Schaltung 2.1.3. ist für eine Mehrfachdiode, bei der die Kathoden (+) verbunden sind, geeignet. Die Abstimmspannung besitzt gleiche Polarität wie die Versorgungsspannung. Die Transistoren haben die Polarität PNP; Schwingkreis liegt an Batterie-Minus. Diese Anordnung ist gut geeignet für die Siemens-Diode (Entwicklungsbezeichnung DV 106).

Schaltung 2.1.4. ist für eine Mehrfachdiode, bei der die Kathoden (+) verbunden sind, geeignet. Jedoch muß eine getrennte Abstimmspannung angelegt werden. Einsetzbar sind Transistoren von der Polarität NPN; der Schwingkreis liegt an Batterie-Plus.

Die Schaltung 2.1.5. ist für eine Mehrfachdiode, bei der die Anoden (–) verbunden sind, geeignet. Die Versorgungsspannung kann für die Gewinnung der Abstimmspannung mit verwendet werden. Es können Transistoren mit der Polarität NPN eingesetzt werden; der Schwingkreis liegt an Batterie-Plus.

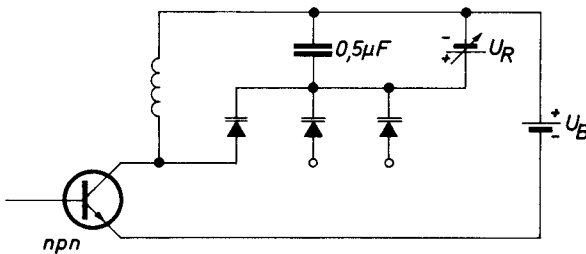


Bild 2.1.4.

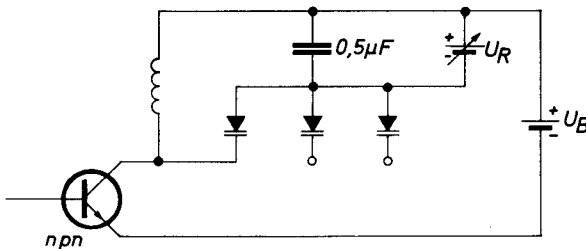


Bild 2.1.5.

Die Entkopplung bei der Serienspeisung bereitet Schwierigkeiten. Der Entkopplungskondensator muß eine ausgezeichnete HF-Qualität bezogen auf Kurzschlußwirkung besitzen. Seine Größe hängt von der eingestellten Verstärkung der Transistorstufe ab. Ab $0,2 \mu\text{F}$ werden jedoch bereits gute Ergebnisse erzielt.

2.1.2. Die Parallelspeisung (Bild 2.1.6.)

Die Abstimmkapazität liegt parallel zur Abstimmungsspannung über einen hochohmigen Widerstand. HF-mäßig liegt sie auch zur Induktivität parallel.

Die Parallelspeisung hat den Vorteil, daß die Verwendung von NPN- und PNP-Transistoren wahlweise möglich ist, wobei bei Dioden mit gemeinsamer Kathode der Diodenbezugspol auf Plus der Versorgungsspannung liegen muß. Bei Dioden mit gemeinsamer Anode muß der Bezugspunkt an Minus liegen. Diese Frage ist aber von untergeordneter Bedeutung und bei Geräte-Neukonstruktionen sicher kein großes Problem. Es kann also durchaus der Pluspol der Versorgungsspannung als Bezug für die gemeinsame Kathode der Diode gewählt werden, auch, wenn z.B. Minus-Batterie an Masse liegt.

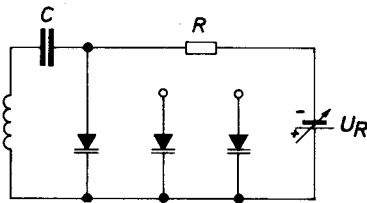


Bild 2.1.6.

Schaltung 2.1.7. Der Schwingkreis liegt an Plus-Bezug, die Diode ebenfalls. Die Dioden sind jeweils mit C an L gekoppelt und über R gespeist von Minus. Transistoren in NPN-Technik müssen eingesetzt werden.

Schaltung 2.1.8. Die Schwingkreis-Induktivität liegt an Batterie-Minus. Die Diode an Plus-Bezug. Die Zuführung der Abstimmungsspannung erfolgt über R und die Kopplung mit C an L. Transistoren in PNP-Technik müssen eingesetzt werden.

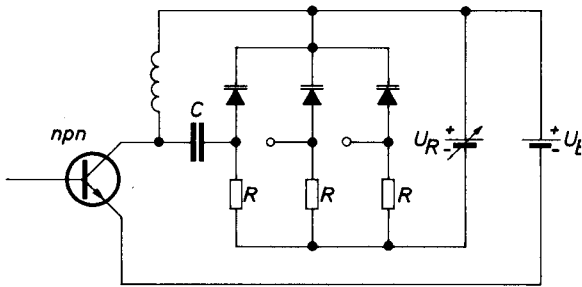


Bild 2.1.7.

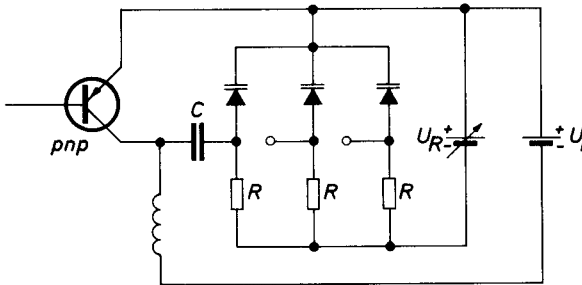


Bild 2.1.8.

2.1.3. Übertrager-Kopplung

Die Schaltung 2.1.9. zeigt eine Möglichkeit, den Transistorkreis unabhängig in seiner Versorgung von der Polarität der Abstimmspannung zu halten. Die beste kapazitätsarme Lösung wird über eine Paralleldraht-Wicklung, z.B. HF-Litze (Kreis) und dünner CuL-Draht (Kollektorkoppelwicklung) erreicht und nicht mit Drossel! Mit dieser Lösung sind PNP- oder NPN-Transistoren als auch IC's leicht

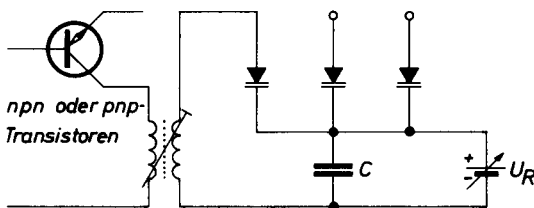


Bild 2.1.9.

kombinierbar mit einer Abstimm-Diode, bei der die gemeinsame Kathode auf Plus-Bezug liegen muß. Auch die billige Serienspeisung (ohne einzelne Koppel-Kondensatoren und Widerstände) ist hierbei mit Vorteil anzuwenden. Als Nachteil wird angesehen, daß eine Paralleldrahtwicklung ausgeführt werden muß.

2.1.4. Abstimmspannung

Bei mobilen Geräten kann man DC-Wandler verwenden, um 25 V Abstimmspannung zu erzeugen. Dieser Aufwand erscheint tragbar. 25 V Dioden haben aber (z. Zt.) den Vorteil, daß sie größere Signale verarbeiten können gegenüber Dioden mit kleineren Spannungen.

Im Heimempfänger gibt es keine Abstimmspannungsschwierigkeiten, da hier sowieso höhere Spannungen Verwendung finden. Lediglich die Frage der Polarität von Diode und Transistor ist gegeben. PNP-Transistoren sind für Dioden mit gemeinsamer Kathode bei Anwendung der Serienschaltung gut geeignet, NPN-Transistoren nur bei Parallelschaltung.

2.1.5. Großsignalverhalten – Problematik

In Ortssendernähe (5 km Umkreis) treten Schwingkreisspannungen von 5 V_{eff} und darüber auf. Um Modulationsverzerrungen durch den diodenabgestimmten Kreis zu vermeiden, müssen diese Spannungen auf etwa 1 V abgesenkt werden. Bei Fernempfang und einem nahe-liegenden starken Ortssender moduliert aber der Ortssender über die variable Diodenkapazität das Durchlaßverhalten bei der Empfangsfrequenz. Dies ergibt neben Modulationsverzerrungen ein lineares Übersprechen und bei entsprechender Abstimmung u. U. ein Übersprechen mit der doppelten Modulationsfrequenz des Störsenders. Diese Arten des Übersprechens sind bei Drehkondensatorkreisen nicht möglich. Bei Drehkondensatorkreisen gibt es allerdings die bekannte und sehr unangenehme Erscheinung der „Kondensatormikrophonie“.

Zur Vermeidung des Übersprechens bietet sich nur eine breitbandige lineare Absenkung des gesamten Eingangspegels an, wodurch dann allerdings der Fernsenderempfang entsprechend stark eingeschränkt wird.

Ein selektives Absenken des Ortssenderpegels ist besser. Bei mehreren starken Ortssendern ist dies auch keine Lösung, weil für jeden

Ortssender ein entsprechender Sperrkreis erforderlich wird. Außerdem wird in der Nähe der Ortssenderfrequenz der Fernpegel beträchtlich abgesenkt.

Greift z. B. eine automatische Breitbandregelung über einen Transistor vor dem Eingangskreis ein, dann bringt diese allerdings einen Schutz vor zu großen Ortssendersignalen für die Diode, nicht aber einen Übersprechschutz, weil die Regelung bei Einstellung auf schwache Fernsender nicht abregelt. Selbst wenn das Übersprechen der Modulation des Störsenders ausreichend klein ist, kann seine Trägerfrequenz durch Interferenztonbildung mit dem Nutzträger noch beträchtlich stören. Oberwellenabstände von etwa 60 bis 100 dB – je nach Signalverhältnissen – sind zu fordern.

Lösungen mit einem 2. Regelkreis, der bei stärkeren Ortssendern (bei abliegender Frequenzeinstellung) anspricht, bewirken eine Absenkung des gesamten Eingangspegels mit schlechtem Übersprechverhalten und mit möglicher Interferenztonbildung.

Lösungen mit einer Art Begrenzungsverhalten von starken Sendern (z. B. mit Dioden) geben ein schlechtes Übersprechverhalten und merkliche Modulationsverzerrungen und scheiden eigentlich aus.

Echte Lösungen werden im jetzigen Zeitpunkt nur in einem guten Großsignalverhalten der Diode selbst gesehen, d. h. man soll keine zu geringen Abstimmspannungen anstreben.

Zum Abschluß werden zwei praxisnahe Lösungen mit Abstimmioden gezeigt, bei denen die Vorstufenleistungsverstärkung gezielt auf (ca.) 15 dB eingestellt wurde.

2.1.6. Komplett aufgebaute Stufe mit BF 167 und Parallelspeisung

(Abb. 2.1.10.)

$f_e = 1 \text{ MHz}$; $U_E = 1 \text{ mV}$; $V_p = 15,4 \text{ dB}$; Rückdämpfung 43,9 dB;
 $V/R = 28,5 \text{ dB}$

Transformatoren: siehe Bild 2.1.11.

2.1.7. HF-Stufe mit BF 167 und Serienspeisung (Bild 2.1.11)

$U_E = 1 \text{ mV}$; Rückdämpfung = 38 dB; $V_p = 15,6 \text{ dB}$; $V/R = 23 \text{ dB}$;
 $B_{\text{ges}} = 8 \text{ kHz}$
 $f_e = 1 \text{ MHz}$

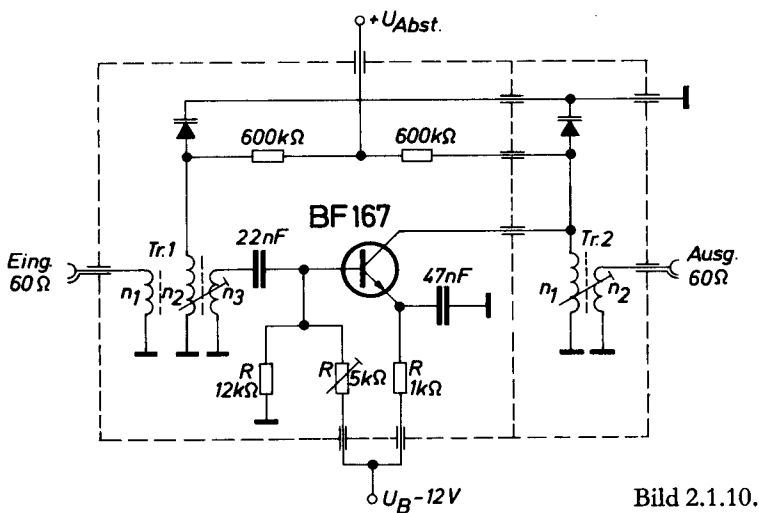


Bild 2.1.10.

Abb. 2.1.11.

Transformatoren:

Siferrit Schalenkern 14×8 , B65541-K0040-A025

Tr.1: $n_1 = 2$ Wdg 0,14 CuL Tr.2: $n_1 = 66$ Wdg 0,14 CuL

$n_2 = 66$ Wdg 0,14 CuL $n_2 = 2$ Wdg 0,14 CuL

$n_3 = 8$ Wdg 0,14 CuL

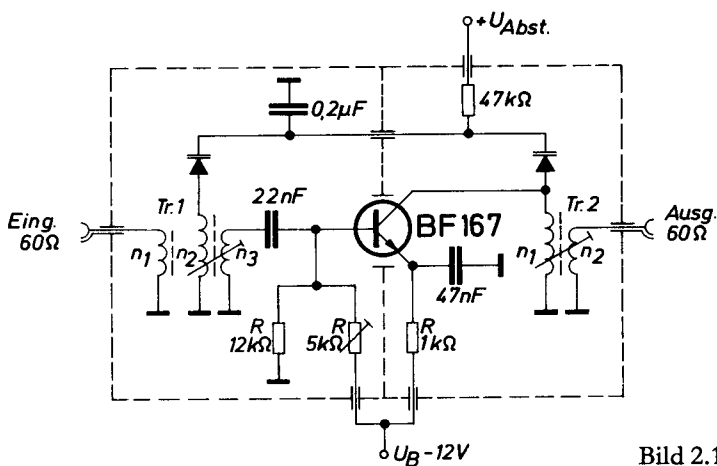


Bild 2.1.11.

Diskussion

Die Grunddämpfung des Aufbaues mit 90 dB war so groß, daß der Einfluß auf die erzielten Meßergebnisse als vernachlässigbar klein angesehen werden kann.

Die Entkopplung (38 dB) mit Fußpunktkondensator ist bei 0,2 μF noch nicht übermäßig gut. Setzt man aber voraus, daß die Schwing-sicherheit und Filterkonstanz mit 10 dB Schwingabstand (Vorwärts-verstärkung/Rückwärtsdämpfung) ausreicht, dann kann man mit 0,2 μF noch gut 25 dB Verstärkung zulassen. Die Meßwerte der Vor-stufen ergaben bei einer sinnvoll eingestellten Verstärkung von 15 dB ein V/R-Verhältnis von 28,5 dB bei Parallelspeisung, und 23 dB bei Serienspeisung der Abstimmioden. Für Vorstufen gut ausreichend. Bei idealer Fußpunktentkopplung (Parallelspeisung) sind 32 dB Verstärkung erzielbar, also weitaus mehr als sinnvoll. Die Schaltung alleine – d.h. ohne Transistor – ergab 44 dB Rückdämpfung; sie stammt von der Dioden-Hochpunkt-kapazität. Die Messungen wurden mit dem Transistor BF 167 durchgeführt.

2.2 AM-Dioden-Oszillator mit konstanter Amplitude und geringem HF-Klirrfaktor

Der Transistor arbeitet in dieser Anordnung als Schalter. Er wird dabei durch die Widerstände R_1 und R_2 lose an den Kreis gekoppelt. Als maximaler Spannungshub tritt die Differenz $2 \times 0,65 \text{ V} - U_{\text{CEsat}}$ auf, unabhängig vom jeweiligen Rückkopplungsgrad.

Die Schaltung Bild 2.2. ist speziell ausgelegt für Empfänger-oszillatoren in Verbindung mit Abstimmioden im MW-Bereich.

Technische Daten:

HF-Spannung an der Abstimmiodiode $150 \text{ mV}_{\text{eff}} \pm 5\%$ über den Abstimm-bereich

HF-Klirrfaktor etwa 1%

Leerlaufgüte $Q_{0\text{min}} \approx 50$

Frequenzbereich $f = 1375 \cdots 2075 \text{ kHz}$

Spulendaten

$L_1 \cdots 15 \text{ Wgn } 0,15 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

$L_2 \cdots 28 \text{ Wgn } 0,15 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

$L_3 \cdots 55 \text{ Wgn } 0,15 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

Vogt Filterbausatz D 41/2150

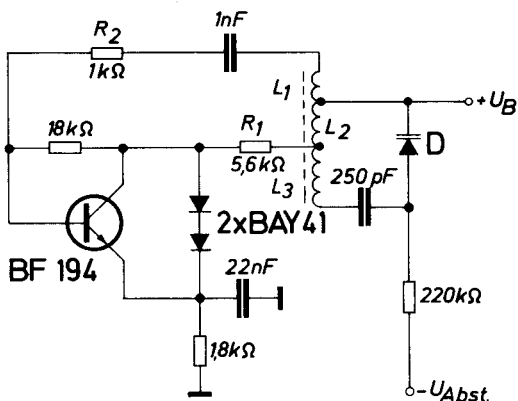


Bild 2.2.

2.3. Großsignal AM-Vorstufe in Basisschaltung

Den Empfangsverhältnissen entsprechend können AM-Rundfunk-Empfängern Antennenspannungen von einigen μV bis zu mehreren Volt angeboten werden. Die störungsfreie Verarbeitung dieser Pegelunterschiede bringt insbesondere für die Gestaltung der Empfänger-Eingangsstufe viele Probleme. Eine Eingangsstufe soll einerseits bei gutem Rauschverhalten sehr kleine, andererseits aber auch sehr große Signale verzerrungsfrei verarbeiten können; insbesondere müssen auch starke Nachbarsender ohne störenden Einfluß auf das Empfangssignal bleiben.

Von den üblichen Eingangsschaltungen werden diese Forderungen nur teilweise erfüllt. Mögliche Störeffekte sind: Modulationsverzerrungen, Kreuzmodulation, Störungen durch Kombinationsfrequenzen.

Mit der vorliegenden AM-Vorstufe können bei etwa gleichem Rauschverhalten um mehr als eine Größenordnung größere Signale verarbeitet werden, als mit bekannten Eingangsschaltungen. Dieses Großsignalverhalten ist durch das Transformationsverhältnis des Eingangskreises und den günstigen Transistor-Arbeitsbereich bedingt. Am Hochpunkt des Antennenkreises bei einer Modulations-Klirrfaktor-grenze von 10% sind Spannungen U_{ss} bis zu 28 V zulässig (Signalspannung 1 MHz, 90% moduliert mit 1 kHz). Da die angegebene Vorstufe nicht geregelt wird, können selbstverständlich noch in den folgenden Misch- und ZF-Verstärkerstufen Großsignal-Störeffekte

auftreten. Sie ist deshalb in Verbindung mit einer geeigneten Großsignal-Regelung zu sehen.

Die Vorstufe ist mit dem Transistor BF 184 nach der Schaltung Bild 2.3.1 aufgebaut. Die Ankopplung des Generators erfolgt hochohmig über 3 pF. Im Eingangskreis wurde ein Ferritstab 550 M 25 10×140 geschlitzt verwendet. Die Wicklung $L_1 = 52$ Wgn beginnt 8 mm vom Stabende. In ca 45 mm Abstand vom gleichen Stabende folgt die Wicklung $L_2 = 1$ Wgn. Die Windungszahl n_1 ist durch den Drehkondensator (40 bis 400 pF) und den Abstimmbereich (0,5 bis 1,6 MHz) festgelegt. Die kalten Enden des Eingangskreises und der Auskopplungswicklung liegen auf gleichem Punkt und sind mit 100 nF gegen Masse abgeblockt. Der Emittorwiderstand wurde mit 300 Ω und der Kollektorwiderstand mit 1 k Ω gewählt. Die Kollektor-Emitterspannung ist 24 V, der Kollektorstrom 8 mA. Aus meßtechnischen Gründen wurde der HF-Verstärker über einen Teiler angekoppelt.

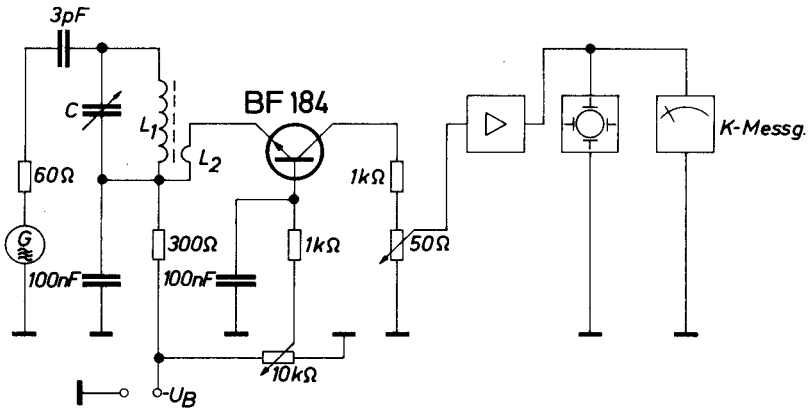


Bild 2.3.1.

Zum Vergleich wurde der Transistor auch in Emitterschaltung betrieben. Um die notwendige Eingangskreis-Bandbreite zu erzielen, wird die Auskopplungswicklung von einer Windung in Basisschaltung auf sieben Windungen in Emitterschaltung erhöht. Alle anderen Bauelemente bleiben gleich. Die Leistungsverstärkung über dem Emittorstrom 2 bis 8 mA ist in Basisschaltung 18 bis 23 dB.

Die zulässige Spannung am Eingang eines Transistors ist für Basis- und Emitterschaltung bei vorgegebenem Klirrfaktor $k = 10\%$ bei $m = 90\%$ und $f = 1$ MHz etwa gleich. Der Betrag dieser Spannung liegt um $25 \text{ mV}_{\text{eff}}$. Erhöht man den Emitterstrom von 3 mA auf 8 mA , so steigt die zul. Eingangsspannung am Transistor etwa um den Faktor 1,3.

Durch die Basischaltung wird ein größeres Übersetzungsverhältnis von den Spulen L_1/L_2 erforderlich, nämlich $\bar{u} = 100$ bis 150.

Unter der Voraussetzung gleicher Bandbreite erhöht sich die zulässige Hochpunktspannung bei Basisschaltung und $I_E = 8 \text{ mA}$ gegenüber der üblichen Emitterschaltung bei $I_E = 3 \text{ mA}$ um den Faktor 20. Die Spannungswerte am Hochpunkt des Eingangskreises sind in Bild 2.3.2 dargestellt. Es werden in Emitterschaltung bei $I_E = 3 \text{ mA}$ $1,4 V_{ss}$ und in Basisschaltung bei $I_E = 8 \text{ mA}$ $28 V_{ss}$ erreicht.

Auch in den Kreuzmodulationseigenschaften ist die Basisschaltung der Emitterschaltung überlegen. Auf den Hochpunkt des Eingangskreises bezogen also ohne selektiven Beitrag beträgt die zul. Störspannung $U_{Hstör}$ für 1% Kreuzmodulation in Emitterschaltung ($I_E = 3 \text{ mA}$) $0,23 V_{ss}$ und in Basisschaltung ($I_E = 8 \text{ mA}$) $5,2 V_{ss}$. Das Bild 2.3.2 zeigt auch den Verlauf der zul. Störspannung, abhängig vom Emitterstrom.

Die Messungen des Signal-Rauschabstandes über Arbeitspunkt und Frequenz zeigten für Basis- und Emitterschaltung nur geringfügige Unterschiede. Im Rauschen ist über einen weiten Bereich die Basischaltung (3 bis $5 kT_0$) der üblichen Emitterschaltung (4 bis $6 kT_0$) überlegen. Lediglich bei Frequenzen unter $0,65$ MHz wurde das Rauschverhalten der Basisstufe etwas ungünstiger.

Technische Daten:

Kollektor-Emitterspannung	U_{CE}	24 V
Arbeitsstrom	I_C	8 mA
Lastwiderstand	R_L	1 k Ω
Generatorwiderstand	R_{gen}	60 Ω
Kreishochpunktspannung	U_{Hss}	28 V (bei $k_{NF} = 10\%$; $m = 0,8$)
Leistungsverstärkung	V_p	22 dB
Kreisbandbreite L_1	B	20 kHz
Empfangsfrequenz	f_e	1 MHz
Wicklung (Eingangskreis)	n_1	52 Wg HF Litze $20 \times 0,05$
	n_2	1 Wg HF Litze $20 \times 0,05$

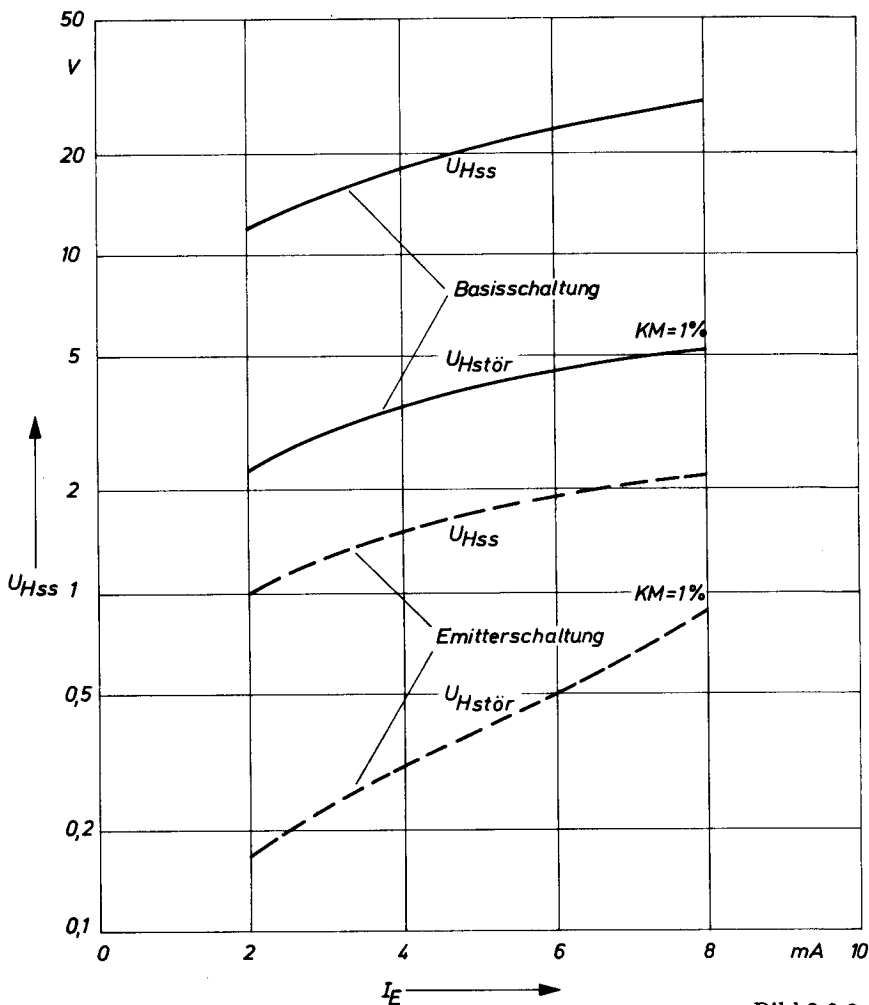


Bild 2.3.2.

2.4. UKW-Tuner mit abstimmbarem Vorkreis

Im Bestreben hinsichtlich der Störstellenfestigkeit bessere Tuner zu bauen, kommt man zwangsläufig zu der Erkenntnis, daß eine Verbesserung vorwiegend nur mit einer größeren HF-Selektion zu erzielen ist. Bis zu einem gewissen Grade ist auch mit höheren (optimalen) Arbeitspunkten die Störfrequenzbildung zu verringern.

Für gute UKW-Tuner (Hi-Fi) hat sich eine Bestückung mit Eingangs-, Mischer- und getrenntem Oszillator-Transistor durchgesetzt. Ein selektiver, abstimmbarer Vorkreis und das Zwischenbandfilter geben dem vorliegenden UKW-Tuner Eigenschaften, die kaum zu über treffen sind.

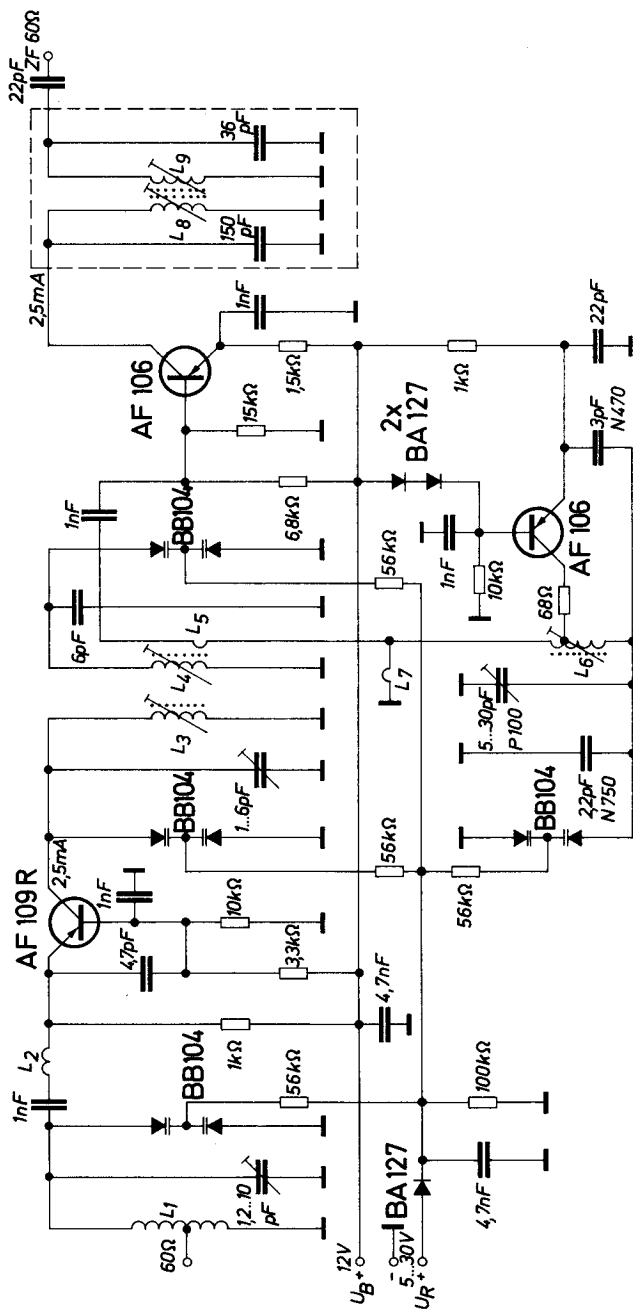
Der Tuner Bild 2.4.1 ist mit den für Großsignale günstigen Abstimm dioden BB 104 ausgerüstet. In der Vorstufe ist der Germaniumtransistor AF 109R, welcher UHF-Eigenschaften besitzt, eingesetzt. Die Misch- und Oszillatorstufe ist je mit den bewährten Germanium-Transistoren AF 106 bestückt. Der Vorstufen- als auch der Mischer transistor arbeitet mit einem Kollektorstrom von etwa 2,5 mA. Die Ankopplung des Verstärkertransistors an den Eingangskreis erfolgt durch eine Induktivität. Durch diese Ankopplung erhält man eine gute Rauschanpassung. Der 4,7-pF-Kondensator zwischen Emitter und Basis verhindert mögliche UHF-Schwingungen. Durch eine lose Einkopplung des Oszillatorsignals über L_7 wird eine gute Groß signal-Oszillator-Stabilität erreicht.

Die Oszillator-Störspannung am Antenneneingang ist infolge der sehr guten Selektion und der geringen Rückwirkung des Eingangs transistors sehr klein.

Bei den einzelnen Empfangs-Störstellen (1 bis 8) Bild 2.4.2 wurde die Spannung des frequenzvariierten Störsenders 1 jeweils so eingestellt, daß sich am ZF-Ausgang des Tuners dieselbe Ausgangsspannung ergab, wie auf der Nutzempfangsstelle 95 MHz mit einem Nutzsender $3,16 \mu\text{V}$ ($\triangleq 0 \text{ dB}$). Der Störabstand gibt daher an, um wieviel dB über $3,16 \mu\text{V}$ die Spannung eines Störsenders sein muß, um die gleiche Tunerausgangsspannung zu erhalten, wie der (andernfalls) angesetzte Nutzsender. Der Störsender 2 bleibt dabei fest auf 90 MHz eingestellt mit 100 mV am 60 Ω -Eingang.

Die einzelnen Nebenempfangs-Störstellen sind:

1. $f_{st1} = 85 \text{ MHz}$; $2f_2 - f_1 = f_e$ ($2 \cdot 90 - 85 = 95 \text{ MHz}$);
2. $f_{st1} = 91\frac{2}{3} \text{ MHz}$; $3f_2 = 2f_1 = f_e$;
3. $f_{st1} = 92,5 \text{ MHz}$; $2f_1 - f_2 = f_e$;
4. $f_{st1} = 94 \text{ MHz}$;
5. $f_{st1} = 100,35 \text{ MHz}$; $2f_0 - 2f_1 = f_z$
6. $f_{st1} = 100,7 \text{ MHz}$; $f_1 - f_2 = f_z$
7. $f_{st1} = 110,7 \text{ MHz}$; $2f_0 - (f_1 + f_2) = f_z$
8. $f_{st1} = 116,4 \text{ MHz}$; $f_1 - f_0 = f_z$



Zu den Nebenempfangs-Störstellen 1 bis 8 ist zu bemerken, daß die Störstellen 6 + 8 lediglich selektive Störungen und daher gänzlich unabhängig von den nichtlinearen Eigenschaften der Transistoren sind. Die übrigen Störstellen sind Mischprodukte, die teils von der Vorstufe teils von der Mischstufe stammen; bei diesen Störungen ist jedoch die Selektion ebenfalls beteiligt. Störstellen mit einem Störabstand von größer als 90 dB wurden im Diagramm nicht eingezeichnet, da sie bereits bedeutungslos sind.

Spulendaten

L_1	5 Wdg Anzapfung $\frac{1}{3}$ Wdg	Spulenkörper 5 mm \varnothing
L_2	$4\frac{1}{2}$ Wdg	Kern U17; $4 \times 12,5$ mm
L_3, L_4	$4\frac{1}{2}$ Wdg	0,65 mm \varnothing CuL
L_5	1 Wdg	
L_6	$5\frac{1}{2}$ Wdg, 0,8 mm \varnothing Cu vers., Spulenkörper 5 mm \varnothing	
	Alu-Kern 4×10 mm, Anzapfung 2 Wdg v. kalten Ende	
L_7	gedruckte Stichleitung	

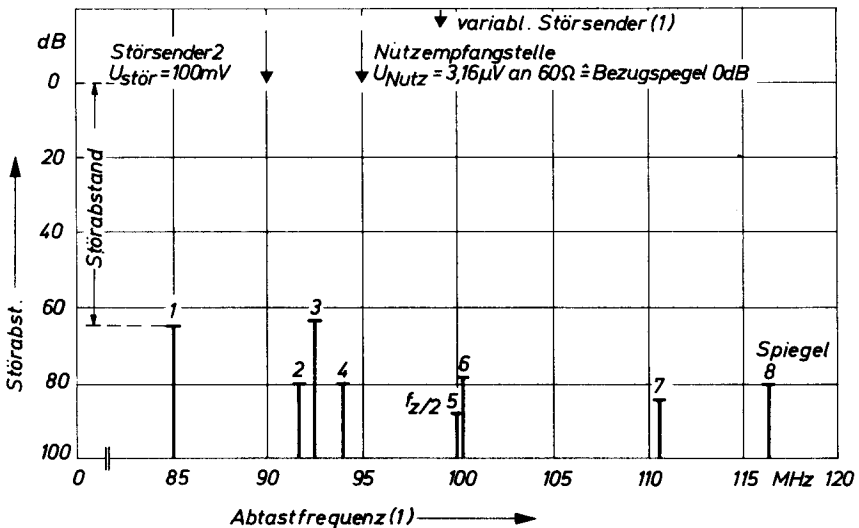


Bild 2.4.2.

Technische Daten:

Betriebsspannung U_B	12 V			
Betriebsstrom I_{ges}	9 mA			
Abstimm-Spannung U_R	5,4 V, 28 V			
Antennen-Eingang	60			
Meß-Ausgang	60			
Empfangsfrequenz	87	95	108	MHz
Abstimmspannung	5,4	9,9	28	V
Leistungsverstärkung	26,5	29,5	28	dB
Rauschzahl	5,4	5,2	4,9	dB
Reflexionsfaktor	0,3		0,3	
HF-Bandbreite (3 dB)	2,6	3,2	3,6	MHz

Oszillatordrift:

Abhängigkeit von der Betriebs-
spannung $\Delta U_B = \pm 1$ V $\triangleq \Delta f_o$ von ≤ 18 kHz

Temperaturabhängigkeit
 $\Delta T_u = 25-35^\circ\text{C}$ $\triangleq \Delta f_o$ von 18 kHz

2.5. VHF-Vorstufe mit selektivem Eingangskreis für CCIR-Norm

Um die Kreuzmodulationseigenschaften zu verbessern, wurde die hier beschriebene VHF-Vorstufe mit einem selektiven Eingangskreis aufgebaut.

In der Schaltung Bild 2.5.1 wurden die Transistoren AF 239 S und drei Kapazitäts-Dioden BB 105 G verwendet, davon eine zur Abstimmung der Eingangskreise und zwei zur Abstimmung des HF-Bandfilters am Ausgang der Schaltung, sechs Schaltdioden BA 182, davon je drei zur Bandumschaltung der Eingangskreise und des HF-Bandfilters.

Der Vorstufentransistor AF 239 S wird in Basisschaltung betrieben. Ein großer Vorteil ist die kleinere Rückwirkung, dadurch wird die Verformung der Durchlaßkurve des Eingangskreises gering. Um den Rauschfaktor einer Eingangsstufe klein zu halten, sollten die Verluste zwischen Antenneneingang und Transistor möglichst klein sein. Diese Forderung wird von einem breitbandigen Eingangsfilter erfüllt, da die Verluste und damit der Rauschfaktor mit kleiner werdender Bandbreite ansteigen. Sollen die Selektionseigenschaften einer Vorstufe verbessert werden, muß ein Kompromiß zwischen Bandbreite des Eingangskreises und der Zunahme des Rauschfaktors ge-

troffen werden. Versuche ergaben eine Bandbreite von etwa 13 MHz. Bei hoher Leerlaufgüte des Eingangskreises und Rauschanpassung an den Transistor wurden Rauschfaktoren kleiner als 4,2 dB im Band III erzielt. Der Einbau von Schaltdioden bringt durch deren Verluste allerdings einen Anstieg des Rauschfaktors mit sich. In der Schaltung wurde der Transistor AF 239 S verwendet, da er einen sehr günstigen Rauschfaktor aufweist.

Im HF-Bandfilter wird für Band III eine magnetische und für Band I eine induktive Fußpunktkopplung verwendet. Durch die Schaltdioden werden die Schwingkreisinduktivitäten sowie die Auskoppelwicklungen im Betrieb im Band I in Reihe geschaltet.

Die Spule L_{12} und L_{22} transformieren den Antennenwiderstand in die Kreise hinein. Mit L_{22} und durch die Kopplung zwischen L_1 und L_{11} , bzw. L_2 und L_{21} , können Rauschanpassung und Bandbreite der Eingangskreise eingestellt werden.

Bei Band I-Betrieb sind die Dioden D_1 , D_2 und D_3 gesperrt, dadurch sind L_1 , L_2 mit L_{22} sowie die Auskoppelwicklungen L_{11} und L_{21} in Reihe geschaltet. L_{22} bildet die Fußpunktkopplung für die Antenne; L_{12} ist dabei ohne Wirkung. In der Schaltstellung für Band III sind die Dioden D_1 , D_2 und D_3 durchgeschaltet. D_2 schließt L_2 kurz und legt den Eingang an den Fußpunkt von L_1 . Über D_1 wird die Fußpunktspule für Band III der Fußpunktspule L_{22} für Band I parallelgeschaltet, wirksam ist jedoch nur L_{12} , da L_{22} eine wesentlich größere Induktivität hat. Die Ankopplung übernimmt L_{11} , L_{21} ist kurzgeschlossen.

Der Kondensator (6,8 pF) zwischen Basis und Emitter des Transistors verbessert die Stabilität. Auf die Dioden D_3 kann verzichtet werden, wenn die Ankopplung an den Transistor frequenzabhängig sein darf.

Das Kreuzmodulationsverhalten einer Vorstufe mit selektivem Eingangskreis im unregelmäßigem Zustand gegenüber einem breiten Eingang ist im Band I um den Faktor 5,5 und im Band III um den Faktor 2,8 besser.

Technische Daten:

Betriebsspannung	U_B	12 V
Abstimmspannung	U_A	28 V
Schaltdiodenspannung	U_S	± 12 V
Schalterstrom ges.	I_S	50 mA
Bandbreite gesamt	B_{ges}	etwa 9 MHz

Bandbreite Band I Eingangskreis	B_{EI}	8,5 ... 11 MHz
Bandbreite Band III Eingangskreis	B_{EIII}	12,5 ... 14 MHz
Leistungsverstärkung	V_p	10,5 ... 13 dB
Rauschfaktor Band I	F_I	4,3 dB
Rauschfaktor Band III	F_{III}	5 dB
Störspannung für 1% Kreuzmodulation	U_{St}	> 110 mV an 240 Ω
Reflexionsfaktor Band I/III	r	< 0,4/0,5

Spulendaten:

	Wdg	Draht \varnothing	Spulen- körper \varnothing	Kern
L_1	2,5	Cu Ag 0,8 mm	4,3 mm	U17
L_{11}	1,5	CuL 0,35 mm	4,3 mm	U17
L_{12}	1	Cu Ag 0,5 mm	3 mm	
L_2	9	CuL 0,35 mm	4,3 mm	U17
L_{21}	5	CuL 0,25 mm	4,3 mm	U17
L_{22}	7	CuL 0,35 mm	3 mm	
L_3	4	Cu Ag 0,8 mm	4,3 mm	
L_4	4	Cu Ag 0,8 mm	4,3 mm	
L_{41}	3	CuL 0,35 mm	4,3 mm	
L_5	7,5	CuL 0,35 mm	4,3 mm	U17
L_6	8	CuL 0,35 mm	4,3 mm	U17
L_{61}	3	CuL 0,25 mm	4,3 mm	U17
L_{62}	6,5	CuL 0,35 mm	3 mm	

2.6. UHF-Tuner mit AF 279 und AF 280

Neben den bisherigen UHF-Transistoren AF 239 und AF 240 im Metallgehäuse T0-72, die seit einigen Jahren in diodenabgestimmten UHF-Tunern eingesetzt werden, liefert Siemens auch entsprechende Kunststoff-Transistoren in einem T-Gehäuse, ähnlich T0-50. Sie vereinigen die Vorzüge der Germanium-Mesa-Transistoren AF 239 und AF 240 mit den guten Eigenschaften der speziell für hohe Frequenzen entwickelten T-Gehäuse. Mit diesem Gehäuse vereinfacht sich vor allem der mechanische Einbau dieser Transistoren in die Schaltung. Die bisher üblichen Tuner-Schaltungskonzepte können beibehalten werden, wie das folgende Anwendungsbeispiel zeigt.

Die Tunerschaltung (Bild 2.6.1) besteht aus einer, mit dem AF 279 bestückten regelbaren Vorstufe und einer üblichen selbstschwingen-

den Mischstufe jedoch bestückt mit dem Transistor AF 280. Mit dem Einbau des Vorstufentransistors in die (Teil)-Kammer der Bandfilterkreise erreicht man sehr stabile Betriebsverhältnisse und einen genügend niedrigen Eingangs-Reflexionsfaktor über den gesamten Frequenzbereich. Der Emittterstrom beträgt für die max. Vorstufenverstärkung bei 790 MHz etwa 3 mA. Der erzielbare Regelumfang ist größer als 35 dB. Die selbstschwingende Mischstufe ist induktiv rückgekoppelt über die Emitterschleife L_6 und zusätzlich kapazitiv über einen kleinen Koppelkondensator, der die Kathode der Oszillator-Abstimm-diode mit dem Emitter des Transistors verbindet. Die kapazitive Rückkopplung vergrößert die Rückkopplungsspannung vor allem bei den tiefen Frequenzen. Der Emittterstrom des Mischtransistors wurde mit 1,5 mA verhältnismäßig niedrig gewählt um vor allem temperaturbedingte Streuungen der Oszillatorfrequenzdrift zu verringern. In Bild 2.6.2 sind die Eigenschaften des Tuners in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt.

Die Leitungskreise des Tuners sind hier auf einer kupferkaschierten Platine, siehe Skizze in Bild 2.6.1. angeordnet. Trennwände liegen nur zwischen Eingangsschaltung und UHF-Bandfilter bzw. zwischen Oszillatorkreis und ZF-Ausgangsfilter, um die Störstrahlungsbedingungen zu erfüllen. Zwischen den beiden UHF-Bandfilterkreisen sowie zwischen Oszillatorkreis und UHF-Bandfilter besteht die im

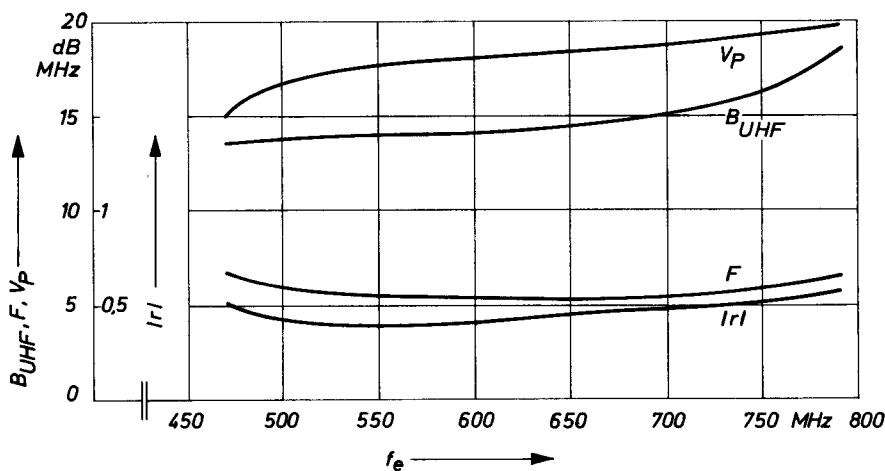


Bild 2.6.2.

Schaltbild eingezeichnete Schirmung jeweils nur aus einem Drahtbügel (Cu 0,8 mm \varnothing vers., 31 mm lang), der in gleicher Höhe und parallel zu den Leitungskreisen liegt. Der Leiterabstand zwischen L_4 und L_5 beträgt 15 mm, der Leiterabstand zwischen L_5 und L_7 24 mm. Die Abgleichelemente L_{41} und L_{71} sind ebenfalls Drahtbügel (Cu 0,8 mm \varnothing vers., 23 mm lang), die parallel zum Leitungskreis liegen.

Technische Daten:

Betriebsspannung $U_B = 12$ V

Frequenzbereich 470 bis 790 MHz

Leistungsverstärkung, Rauschzahl, UHF-Bandbreite, Reflexionsfaktor siehe Bild 2.6.2.

Spulendaten:

			Spulen \varnothing	Draht	Kernmaterial
$L_1, 3; 8; 9;$	8	Wdg	3 mm	CuLL 0,35 mm \varnothing	–
L_2	3	Wdg	3 mm	CuLL 0,35 mm \varnothing	–
L_{10}	15	Wdg	4,3 mm	CuLL 0,35 mm \varnothing	B61110–U17 3 \times 10 mm
L_{11}	15	Wdg	4,3 mm	CuLL 0,35 mm \varnothing	B61110–U17 3 \times 10 mm
L_{12}	5	Wdg	3,5 mm	CuLL 0,35 mm \varnothing	B61110–U17 3 \times 10 mm
L_{13}	4,5	Wdg	3,5 mm	CuLL 0,35 mm \varnothing	über L_{11} gewickelt
Koppelschleife L_6		CuL	0,6 mm \varnothing	45 mm lang	
Innenleiter L_4, L_5		Cu vers.	0,8 mm \varnothing	21 mm lang	siehe Skizze
Innenleiter L_7		Cu vers.	1,0 mm \varnothing	21 mm lang	in Bild 2.6.1

2.7. Einfacher Transistor-Amplitudenmodulator mit geringen Verzerrungen

Häufig ist bei HF-Meß- und Prüfsendern die Eigenmodulation mit $m = 0,3$ festgelegt und gelegentlich der Klirrfaktor zu groß. Der nachfolgende einfache Modulator gestattet eine Modulation des HF-Signales mit sehr geringem Klirrfaktor der NF-Hüll-Kurve. Der Amplitudenmodulator ist einstufig ausgeführt und mit dem bewährten Germanium-Transistor AF 200 bestückt. Es ist aber auch der Silizium-

Transistor BF 167 o. ä. verwendbar. Die HF-Spannung mit einer Frequenz von 1 MHz wird an der Basis und die NF-Modulationsspannung am Kollektor des Transistors eingespeist. Der Klirrfaktor der Hüllkurve ist bei Kollektormodulation auch bei großen Modulationsgraden gering, z. B. $k = 1,5$ (2) % bei $m = 80$ (90) % und kann durch zusätzliche Modulationsmaßnahmen noch weiter verbessert werden. Die Schaltung des einfachen Modulators zeigt Bild 2.7.1. Der günstigste Arbeitspunkt wird mit dem Teilerwiderstand R_T eingestellt. Es liegt A-Betrieb vor.

Technische Daten:

Betriebsspannung $U_B = +20 \text{ V}$ (gegen Masse)

Arbeitspunkt des Transistors AF200 $U_{CE} = 8 \text{ V}$

$I_E = 7,5 \text{ mA}$

HF-Eingangsspannung ($f = 1 \text{ MHz}$) $U_{HFeff} = 15 \text{ mV}$

NF-Modulationsspannung
für $m = 100\%$, $f_{NF} = 1 \text{ kHz}$, $U_{NFeff} = 4 \text{ V}$

Modulierte Ausgangsspannung
an 60Ω für $m = 100\%$

(Spitze-Spitze der maximalen

HF-Amplitude) $U_{ausmod} = 800 \text{ mV}$

Klirrfaktor der Modulations-Hüllkurve ($m = 0,8$)

$k = 1,5 \%$

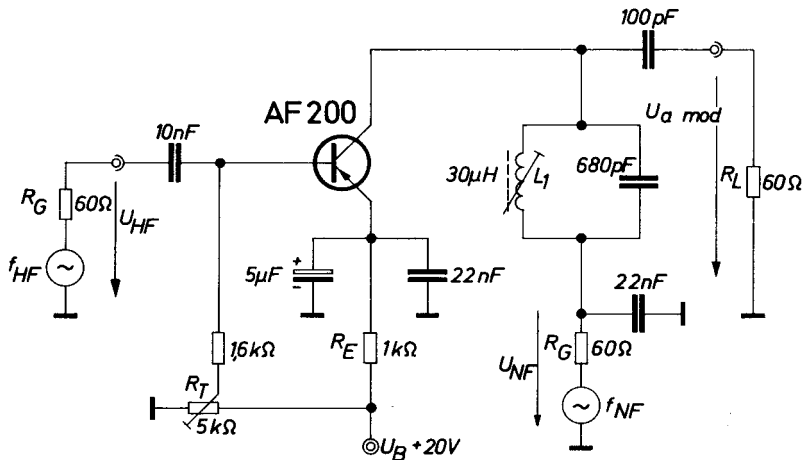


Bild 2.7.1.

2.8. Frequenzmodulierter Kleinsender (drahtloses Mikrofon)

Die Schaltung Bild 2.8.1 besteht aus 3 Einheiten, dem HF-Teil, den NF-Verstärker und der Spannungsstabilisierung.

Der HF-Teil hat einen Oszillator T_1 , der über den Rückkopplungskondensator C_1 temperaturkompensiert ist, einen Verdoppler T_2 und eine Endstufe T_3 . Alle drei Stufen arbeiten in Basisschaltung. Der Oszillatortransistor T_1 wird über den Arbeitspunkt mit der NF frequenzmoduliert. Diese Anordnung lieferte eine bessere Linearität als die Modulation über eine Kapazitätsdiode. Der Transistor T_2 wird als Frequenzverdoppler im C-Betrieb betrieben, während für den Transistor T_3 als Leistungsverstärker wegen der geringeren und konstanteren Transistor-Rückwirkung der A-Betrieb bevorzugt wurde. Die NF-Einheit mit den Transistoren T_4 bis T_7 ist ein NF-Verstärker mit hochohmigem Eingang, etwa $80\text{ k}\Omega$. Er ist aber auch für niederohmige Quellen geeignet, bei noch gutem Rauschverhalten.

Dieser NF-Verstärker besitzt mit den Dioden D_1 bis D_4 einen Dynamik-Kompressor (automatische Lautstärkeregelung). Die NF-Ausgangsspannung wird vom letzten Transistor T_7 über den Kondensator $5\text{ }\mu\text{F}$ auf die Dioden D_3 und D_4 geführt. Die Elektrolyt-Kondensatoren $100\text{ }\mu\text{F}$ werden negativ bzw. positiv gegen Masse aufgeladen. Wird bei der Aufladung der Kondensatoren die Flußspannung der Dioden D_3 und D_4 erreicht, so teilt sich die von T_5 kommende NF-Spannung über den Widerstand $47\text{ k}\Omega$ und die gesteuerten Durchlaßwiderstände der Dioden D_3 und D_4 halbwellensymmetrisch. Dadurch wird eine gute klirrarne Regelung erreicht.

Das $2,5\text{ k}\Omega$ Trimpotentiometer P_1 ist zum Einstellen des günstigsten Frequenzhubes bestimmt.

Die Einheit, bestehend aus den Transistoren T_8 , T_9 und der Zenerdiode stellt eine Spannungsstabilisierungsschaltung dar, für die Transistoren T_1 und T_2 .

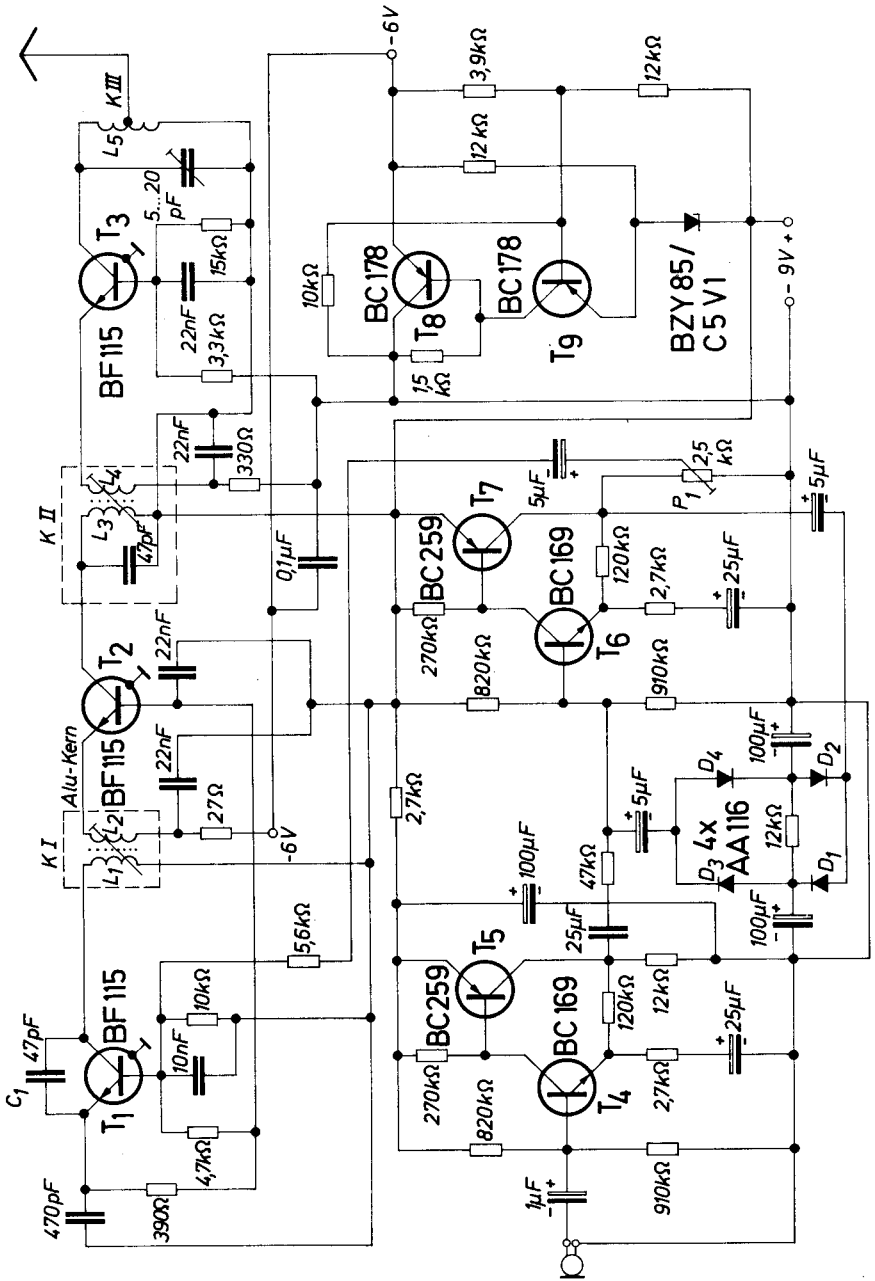


Bild 2.8.1.

Technische Daten:

Betriebsspannung	9 V
Ausgangsfrequenz	
durchstimmbar;	36,7 bis 37,1 MHz
Frequenzänderung	bei Betriebsspannungsänderung bei U_B von 7,4 ... 9 V; $\Delta f = \pm 12$ kHz bei $U_B < 7$ V; $\Delta f > -50$ kHz

Temperaturstabilität

(Umgebungstemperatur)	+20 bis +40 °C; $\Delta f = -3$ kHz
	+20 bis +50 °C; $\Delta f = +8$ kHz
	+20 bis +60 °C; $\Delta f = +32$ kHz

NF-Bandbreite $f_{NF} = 20$ Hz bis 20 kHz

HF-Ausgangsleistung $N_a \approx 10$ mW

$L_1 \cdots 26$ Wg 0,14 CuL

$L_2 \cdots 7$ Wg 0,14 CuL

$L_3 \cdots 8$ Wg 0,24 CuL

$L_4 \cdots 2$ Wg 0,15 CuL

$L_5 \cdots 7,5$ Wg 0,24 CuL, Anzapfung bei 2 Wg vom kalten Ende

Spulenkörper: 4 mm \varnothing

Gewindekern: 2,7 mm $\varnothing \times 7,2$ mm.

2.9. Wirkungsgradverbesserung von HF-Endstufen

Es ist bekannt, daß der theoretische Wirkungsgrad von Transistor- oder Röhren-Sinusgeneratoren im B-(C)Betrieb $\pi/4 = 78,5\%$ ist. In der Praxis wird dieser Wert wegen der immer vorhandenen Restspannung meist nicht erreicht. Bei Betrieb der Transistoren mit Rechteckspannung kann jedoch ein Wirkungsgrad erreicht werden, der bei 98% liegt.

Um bei HF-Endstufen (Bild 2.9.1 und 2.9.2) den Wirkungsgrad zu erhöhen, werden in Serie zum Last-Schwingkreis L_1-C_1 ein oder mehrere Schwingkreise höherer Resonanz-Frequenz geschaltet (z.B. $2f$, $3f$, $4f$, $5f$ usw.), so daß am Transistor die Kollektorspannung der Rechteckform näher kommt.

Betrachtung bei Verwendung nur eines Zusatzkreises:

Während des Einschaltens des Transistors, Bild 2.9.3. sinkt über den Schwingkreis L_3-C_3 die Spannung rasch entsprechend seiner Frequenz und Dämpfung von 1–2, so daß sich wegen der nun steileren Flanke

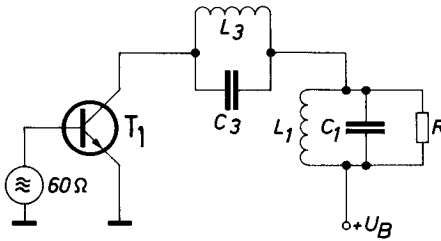


Bild 2.9.1.

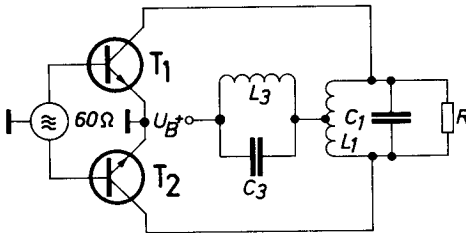


Bild 2.9.2.

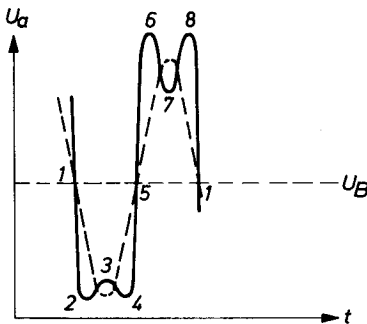


Bild 2.9.3.

eine geringere Belastung des Transistors ergibt. Die so gespeicherte Energie im Kreis L_3 – C_3 wird aber anschließend sofort wieder in der Form zurückgewonnen, daß sich seine Spannung zur Kollektor- bzw. Anoden-Spannung addiert. Im weiteren Schwingverlauf Abb. 2.9.3. wird der Kreis L_3 – C_3 abermals aufgeladen, und senkt dabei die Spannung am Kollektor bis zu dem Zeitpunkt wo die Kollektorspannung wieder steigt 4–5 und der Transistor stromlos wird. Die nun

folgenden Schwingungen des Kreises L_3-C_3 5-6-7-8-1 sind der Sinusspannung des Kreises L_1-C_1 im Eintaktbetrieb ungedämpft überlagert und erscheinen größer. Die Grundfrequenz enthält weniger Oberwellen.

Prinzipiell ist auch ein Hilfs-Schwingungskreis mit der doppelten Frequenz verwendbar und ergibt ebenfalls eine Wirkungsgradverbesserung. Weiteres sind für sich allein Kreise mit $4f$ und $5f$ verwendbar mit ähnlicher Wirkung. Die Zusammensetzung von mehreren Kreisen kann eine weitere Senkung der Verlustleistung ergeben.

Die Messung am Versuchsaufbau (Eintakt) ergab folgende Werte für je einen Zusatzkreis der angegebenen Frequenzen

Kreis	$2f$	$3f$	$4f$	$5f$	
N_a *)	+ 19	+ 22,5	+ 18	+ 15	%

*) bei Nachziehen der aufgenommenen Leistung auf den Anfangswert!

3. Fernschaltungen

Obwohl es schon viele Jahre Fernsehen gibt und da und dort eine gewisse Standardisierung zu bemerken ist, ist die ganze Entwicklung noch sehr im Fluß, vor allem bei der Farbfernsehtechnik. Mit dem Erscheinen der neuen Farbbildröhre mit 110° -Ablenkwinkel konnte zunächst ein Gewinn an Bautiefe von 9 cm verzeichnet werden. Dieser Gewinn an Bautiefe aber ergibt auf der schaltungstechnischen Seite eine Menge zusätzlicher Probleme. So ist z.B. die Konvergenz schwieriger geworden. Es mußten zusätzliche Schaltungen angebracht werden um die Strahlen insbesondere an den Ecken besser zur Deckung zu bringen. Die Ablenkleistung für die 110° Röhre ist wesentlich größer geworden. Es sind neue Ablenkmittel und Ablenkröhren und Schaltungen notwendig geworden. Zu diesem Thema sind im folgenden einige Schaltungen angegeben. Ferner werden Schaltungen gezeigt, die den Anschluß von Video-Recordern bei Schwarz/Weiß und Farbfernsehgeräten ermöglichen. Einige weitere Schaltungen wie Burstverstärker, Farbträger-Oszillator, Luminanz- und Chrominanztrennung, stabilisierte Zwischenzeile und eine eisenlose Vertikal-Ablenkung, ergänzen dieses Kapitel.

3.1. Burstverstärker und Phasenvergleichschaltung

Bei Schaltungen zur Abtrennung des Burst aus dem MAS-Signal (Multiplex-Austast-Synchron-Signal) und zur Gewinnung einer Nachstimmspannung für den Farbträgersoszillator ist vor allem auf eine saubere Auftastung des Burst Wert zu legen, damit eine gute Störfreiung erzielt wird. Die Regelspannung soll von Amplitudenschwankungen des Burst weitgehend unabhängig sein.

Eine besonders exakte Burstauftastung ist mit der im Schaltbild (Bild 3.1.) gezeigten Anordnung möglich, die aus den Transistoren T1 und T2 besteht. Ohne äußere Signale ist T1 leitend, T2 gesperrt, da die Basisvorspannung von T1 größer ist als die von T2.

Mittels negativer Tastimpulse K , die in Lage und Dauer mit dem Burst übereinstimmen, wird die Basisspannung von T1 kurzzeitig auf einen Wert gebracht, der kleiner ist als bei T2. Dadurch wird T1 gesperrt und T2 geöffnet. Der während der Öffnungsperiode von T2 an der Basis liegende Burst wird daher verstärkt und kann am Kollektor abgegriffen werden. Über einen Emitterfolger T3 kann der Burst (Farbsynchronimpuls S_F) für andere Stufen entnommen werden.

Die Regelspannung U_R wird über zwei Widerstände R_1, R_2 abgenommen und im Integriernetzwerk am Ausgang U_R gesiebt.

Betriebsspannung	+ 25 V; $\pm 10\%$	
Eingangssignale	Tastimpuls	$-4 V_{SS}$
	Multiplex MAS	
	oder Chrominanzsignal	$1 V_{SS}$
	Farbträger	$4 V_{SS}$
Ausgangssignal	Regelspannung	$5 V \pm 2 V$
Temperaturbereich	+ 20 °C \cdots + 70 °C	

K = Burstaufstimpuls
F = Farbträger

Spulenkörper \varnothing 5 mm
Kerne B63 310 K 1 A 12,3
 $L_2 = 25$ Wdg 0,1 CuLS
 $L_3 = 60$ Wdg 0,1 CuLS
 $L_4 = 60$ Wdg 0,1 CuLS

3.2. Farbträgeroszillator mit Transistornachstimm-schaltung

Im Farbfernsehempfänger wird ein Quarzoszillator benötigt, dessen Frequenz und Phase in Bezug auf einen vom Sender ausgestrahlten Farbsynchronimpuls (Burst) geregelt werden muß. Man verwendet hierzu meist eine spannungsgesteuerte Ziehkapazität. Die Regelspannung wird in einer Phasenvergleichschaltung erzeugt, welche die Oszillatorschwingung mit dem Burst vergleicht. Als spannungsgesteuerte Kapazitäten werden Reaktanzröhrenschaltungen bzw. – heute bevorzugt – Kapazitätsvariationsdioden verwendet.

Bei der vorliegenden Schaltung wird ein anderer Weg beschritten. Grundsätzlich kann man durch periodische (farbträgerfrequente) Umschaltung der Ziehkapazität zwischen zwei festen Werten ebenfalls eine Beeinflussung der Oszillatorfrequenz erreichen. Die Frequenz hängt hierbei vom Tastverhältnis der Umschaltung ab. Die wirksame Ziehkapazität entspricht dem zeitlichen Mittelwert der umgeschalteten Kapazitäten.

Die an der Ziehkapazität liegende Schwingung setzt sich dabei aus zwei Schwingungsanteilen unterschiedlicher Frequenz zusammen, die tangential ineinander übergehen. Indem man den Anteil jeder Teilschwingung an der Gesamtschwingung verändert, ergibt sich auch eine kürzere oder längere Gesamtperiodendauer, je nachdem ob die Teilschwingung mit der kleineren oder größeren Periodendauer zunimmt.

Für die wirksame Ziehkapazität C gilt

$$C = \frac{t_1 \cdot C_1 + t_2 \cdot C_2}{t_1 + t_2}$$

worin C_1 die während der Zeit t_1 und C_2 die während der Zeit t_2 eingeschaltete Kapazität ist. Die Periodendauer der Gesamtschwingung beträgt $t_1 + t_2$.

Als Schalter kann beispielsweise eine Diode dienen, wobei durch

entsprechende Vorspannung das Tastverhältnis der Umschaltung eingestellt wird. Besser geeignet ist aber noch ein Transistor, der zusätzlich als Verstärker dient.

In der im Bild 3.2 gezeigten Schaltung dient der Transistor T_2 als Schalter, der die Kapazität C periodisch an Masse legt. Ist T_2 nicht durchgeschaltet, so liegt C über R hochfrequenzmäßig auf Null. Die wirksame Ziehkapazität ist dann sehr klein, was der oberen Grenze des Regelbereiches entspricht. Bei dauernd durchgeschaltetem Transistor wird die volle Ziehkapazität C wirksam und die untere Grenze erreicht.

Mit Spannungen von +5 V bis +9 V am Punkt A kann der lineare Teil der Regelkurve durchfahren werden und damit eine Frequenzänderung von etwa 1 kHz erreicht werden. Man kann also mit verhältnismäßig kleinen Regelspannungsänderungen große Frequenzänderungen erzielen, hat also eine große Regelsteilheit.

Nach dem Transistor T_3 (Oszillator) ist noch ein Emitterfolger T_4 zur Entkopplung angeordnet. Die Spule dient zur Unterdrückung von Oberwellen.

Der zusätzliche Eingangsverstärker T_1 ist nur erforderlich, wenn in der Phasenvergleichsschaltung mit kleiner Burstamplitude gearbeitet wird.

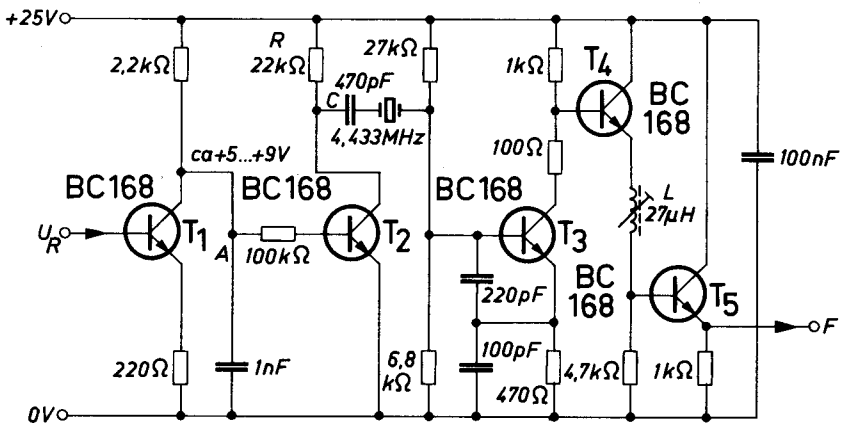


Bild 3.2.

Der Ausgangsverstärker T5 wurde vorgesehen, um verschiedene, auch mit Blindkomponenten behaftete Lasten ohne Nachgleich von L anschließen zu können. Bei entsprechendem Abgleich kann er daher auch entfallen.

Technische Daten:

Betriebsspannung	U_B	+ 25 V; $\pm 10\%$
Regelspannung am Eingang	U_R	2,2 V \cdots 2,6 V
Frequenzänderung	Δf	1 kHz
Ausgangssignal	F	4 V _{ss} ; $R_i \leq 10 \Omega$
Temperaturbereich	T	+ 20° \cdots + 70 °C

3.3. Luminanz-Chrominanz-Trennung und Farbabschalter

Im Farbdecoder muß eine Aufspaltung des MAS-Signales (Multiplex-Austast-Synchrongemisch) in Luminanzsignal (Y) und Chrominanzsignal (C) erfolgen. Ferner muß der Chrominanzkanal abschaltbar sein, wenn eine Schwarzweißsendung empfangen wird. Im Luminanzweg soll ein Filter zur Unterdrückung des 4,443-MHz-Chrominanzanteils vorhanden sein. Bei Schwarzweißempfang sollte dieses möglichst abgeschaltet werden, um die volle Luminanzbandbreite zu erhalten. Weiter sollte das Chrominanzsignal während des Zeilenrücklaufes ausgetastet werden, um den Burst zu entfernen; nach Möglichkeit auch das Luminanzsignal. Schließlich ist noch ein Laufzeitausgleich im Luminanzkanal vorzusehen.

In der angegebenen Schaltung (Bild 3.3) werden am Eingang zum Bildsignal MAS noch Austastimpulse A addiert, so daß die während der Austastlücke übertragenen Synchronsignale stärker ins Negative verschoben werden. Nach der Verstärkung in T1 steht das Signal am Ausgang des Emittterfolgers T2 gleichphasig zur Verfügung.

Mit Hilfe einer Klemmschaltung (C_1 , R_1 , D_1) werden die negativen Signalspitzen auf die Spannung U_0 festgelegt. Die Spannung U_0 liegt tiefer als der Schwarzwert des Bildsignals und zwar um einen Betrag, der der Summe der im MAS-Signal enthaltenen Synchronimpulse und der hinzuaddierten Austastimpulse entspricht. Mit Hilfe des Spannungsteilers R2–R3 wird nun am Emitter von T3 eine Vorspannung eingestellt, die dem Schwarzwert des Videosignals entspricht. Ist die Spannung an der Basis negativer als diese Vorspannung, so wird T3 gesperrt. Dies ist stets während der Dauer der Austastimpulse der Fall.

Am Kollektor und Emmitter von T3 erscheint dann kein Signal. Die Kollektorspannung wird hierbei durch R4 begrenzt (Austastwert). Während der übrigen Zeit erscheint das an der Basis liegende Signal am Emmitter bzw. gegenphasig verstärkt am Kollektor. Über eine Verzögerungsleitung L1 zum Laufzeitausgleich gelangt das Signal zum Emmitterfolger T4 und von dort zum Ausgang (-Y).

Im Emmitterkreis von T3 befindet sich noch ein auf 4,43 MHz (Farbträgerfrequenz) abgestimmter Schwingkreis L2-C2-C3, an dem über den Einsteller R5 das Chrominanzsignal C abgenommen wird. Dieser Kreis wirkt – läßt man T5 unberücksichtigt – auch als Gegenkopplung für T3 bei Farbträgerfrequenz und unterdrückt das Chrominanzsignal C im Kollektorkreis, so daß dort nur das Leuchtdichtesignal Y auftritt.

T5 arbeitet als Schalter und schließt bei Schwarzweißempfang über C2 den Resonanzkreis kurz. Dadurch wird auch das Chrominanzsignal C abgeschaltet und die Gegenkopplung bei 4,43 MHz aufgehoben, so daß das Y-Signal mit voller Bandbreite übertragen wird. Zum Ein- und Ausschalten von T5 dient eine Schaltspannung U_{schalt} , die in bekannter Weise aus dem Burst abgeleitet wird.

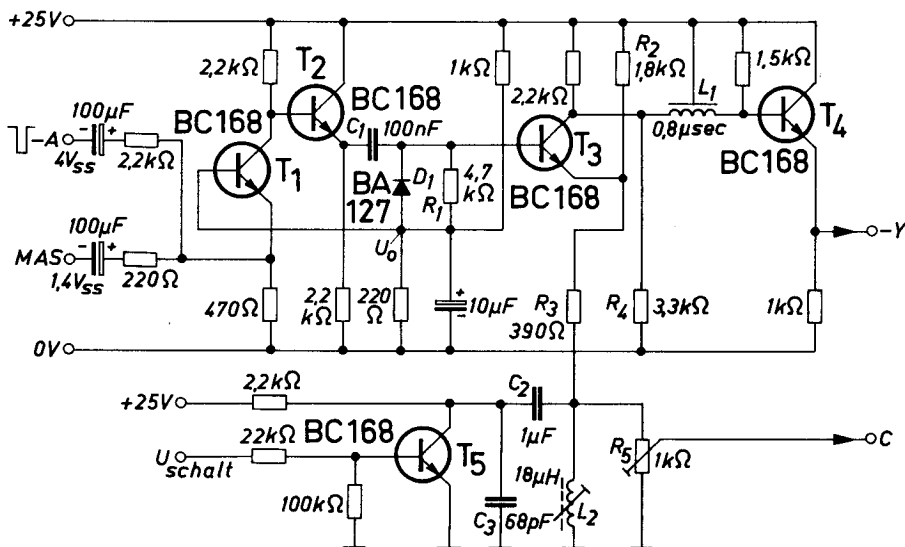


Bild 3.3.

Technische Daten

Betriebsspannung	$+25\text{ V} \pm 10\%$		
Eingangssignale			
Multiplex	MAS	$+1\text{ V}_{\text{SS}}$	Quellenwiderstand $\leq 100\ \Omega$
Austastung	A	-4 V_{SS}	Quellenwiderstand $\leq 1\text{ k}\Omega$
Abschaltspannung	U_{Schalt}	$0/+12\text{ V}$	Quellenwiderstand $\leq 10\text{ k}\Omega$
Ausgangssignale	Luminanz	$-Y$	$-10\text{ V}_{\text{SS}}/R_i \leq 100\ \Omega$
	Chrominanz	C	$5\text{ V}_{\text{SS}}/R_i \leq 350\ \Omega$
Farbträgerunterdrückung	12 dB		
Bandbreiten	Chrominanz	Δf_C	$\pm 1,5\text{ MHz}/-3\text{ dB}$
	Luminanz	Δf_L	$5\text{ MHz}/-3\text{ dB}$

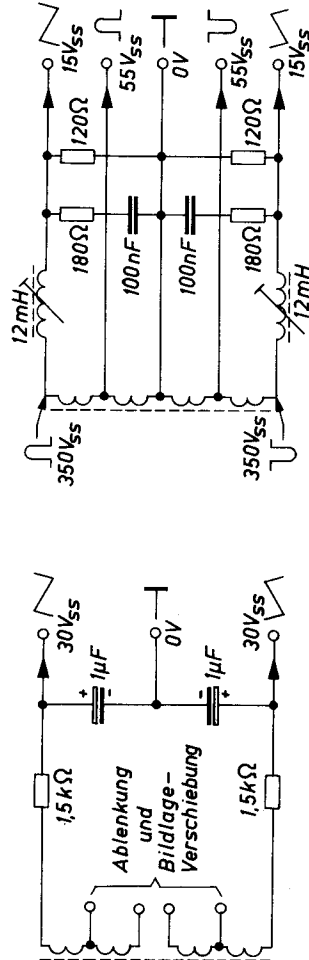
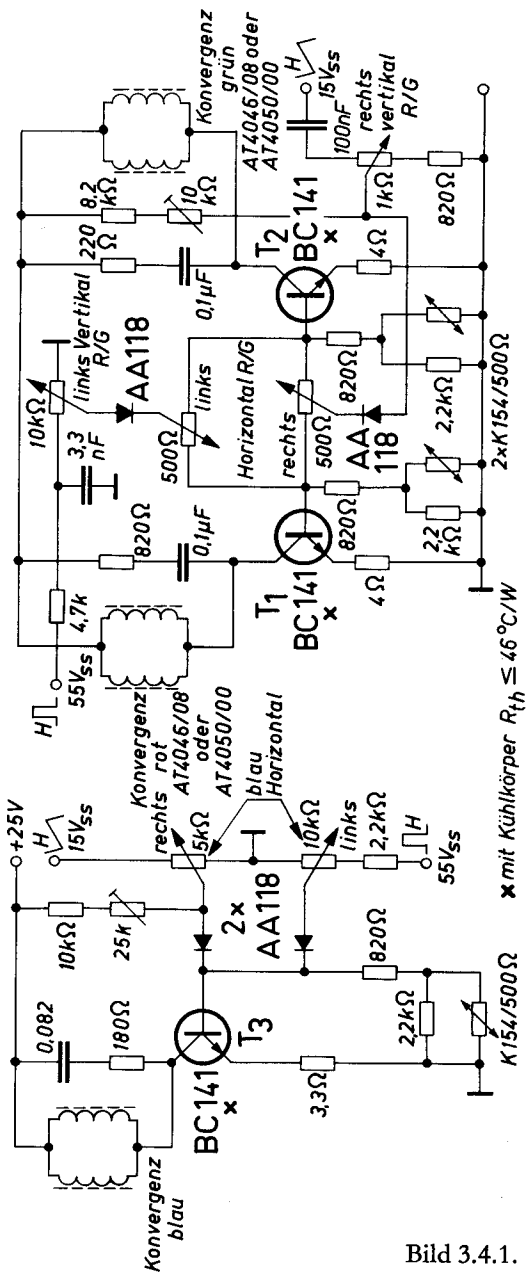
3.4. Konvergenzschaltung

3.4.1. Horizontalkonvergenz (Bild 3.4.1 und 3.4.2)

Die mit den Transistoren T1, 2, 3 bestückte Horizontalkonvergenzschaltung (Radialkonvergenz) arbeitet mit Energierückgewinnung. In der zweiten Zeilenhälfte (rechts) werden T1, T2, T3 durch ein Sägezahnsignal vom Zeilentrafo Bild 3.4.6 an der Basis leitend, so daß ein entsprechender Sägezahnstrom durch die Konvergenzspulen fließt.

Am Ende der Zeile schalten die Transistoren ab und nun fließt die in den Konvergenzspulen gespeicherte Energie über die RC-Kombination ab. Sie liefert einen Teil des Konvergenzstromes für die folgende erste Hälfte der nächsten Zeile. Ein weiterer Zusatzstrom wird während dieser Zeit vom Transistor geliefert, um die linke Seite genau konvergieren zu können. Diese Komponente wird aus gegenphasigen Sägezahnsignalen an den Basen abgeleitet, welche durch Integration positiver Zeilenimpulse gewonnen wurden.

Die Signalverteilung erfolgt über Einstellwiderstände (wobei für Rot-Grün eine matrizierte Einstellung der vertikalen und horizontalen Linien erfolgt) und über Dioden, welche die für die Ansteuerung der Transistoren benötigten positiven Komponenten der Sägezähne abtrennen und außerdem eine Entkopplung der Ansteuersignale bewirken.



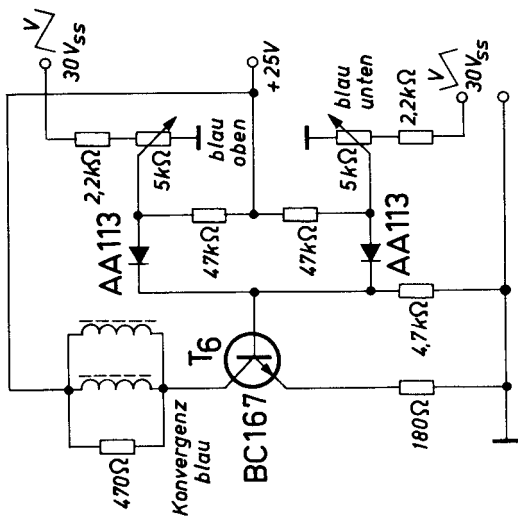


Bild 3.4.4.

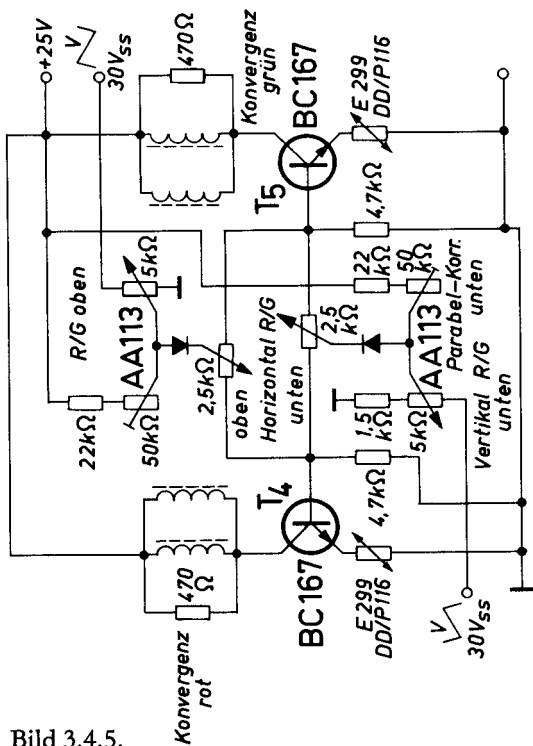


Bild 3.4.5.

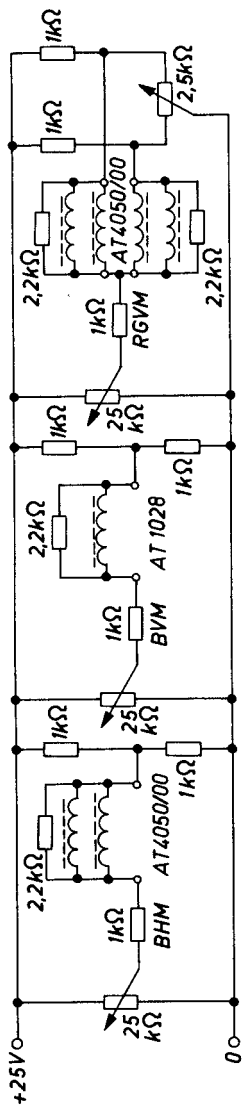


Bild 3.4.3.

3.4.2. Vertikalkonvergenz (Bild 3.4.4. und 3.4.5.)

Die Vertikalkonvergenzschaltung umfaßt die Transistoren T4,5, 6 für Rot, Grün und Blau. Die Teilströme für die obere und untere Bildhälfte werden aus gegenphasigen Sägezahnkomponenten gebildet, von denen jeweils nur die positiven Hälften über Diodengatter kombiniert und auf die Basen der Transistoren gegeben werden. Die gegenphasigen Komponenten sind jeweils getrennt einstellbar. Außerdem ist noch eine Differenzeinstellung für Rot-Grün vorgesehen, die eine Korrektur der horizontalen Linien ermöglicht (matrizierte Einstellung). VDR-Widerstände in den Emittierleitungen als Gegenkopplung geben die notwendige Stromform.

Die Schaltungsauslegung ist ziemlich unkritisch. Bauelemente mit normalen Toleranzen können verwendet werden. Für eine optimale Korrektur ist es zweckmäßig, die Basisvorspannung der Transistoren einstellbar zu machen, um den Einsatzpunkt des Konvergenzstromes genau festlegen zu können.

Der Generatorwiderstand für die Horizontalsägezahnspannung sollte möglichst klein sein und den angegebenen Wert nicht überschreiten. Für die Ansteuerung wird die in Bild 3.4.6 angegebene Schaltung verwendet, welche die Ansteuersignale aus Zeilenimpulsen bzw. Vertikal-sägezahnsignalen formt.

Beim Abgleich werden zuerst die blauen horizontalen Linien korrigiert. Der Horizontalkonvergenzabgleich wird rechts begonnen.

Im übrigen ist der Abgleich sehr einfach, da sich die einzelnen Bereiche weitgehend unabhängig einstellen lassen.

3.4.3. Statische Konvergenz (3.4.3.)

Getrennte Wicklungen auf der Radialkonvergenzeinheit dienen zur elektromagnetischen Einstellung der statischen Konvergenz. Die Spulen sind in Brückenschaltungen angeordnet, wobei Rot-Grün wieder mit matrizzierter Einstellung betrieben wird.

Technische Daten:

Eingangssignale	Sägezahn ansteigend, zeilenfrequent	15 V _{SS}
	Sägezahn ansteigend, bildfrequent	30 V _{SS}
	Sägezahn fallend, bildfrequent	30 V _{SS}
	Quellwiderstand: jeweils	≤ 120 Ω
	Impuls positiv, zeilenfrequent	55 V _{SS}

Horizontalspulen Radial	1,2 ... 1,4 mH (AT 4046/08, AT 4050/00)
Vertikalspulen Radial	270 ... 400 mH (AT 4046/08, 50 ... 90 Ω AT 4050/00)
Statische Spulen Radial	90 Ω (AT 4050/00)
Statische Spule Lateral	175 Ω (AT 1028/00)
Temperaturdrift zwischen	+20 °C und +70 °C
$\leq 1\%$ des eingestellten Konvergenzstromes	
Getrennte Einstellung der linken, rechten, oberen und unteren Bildhälfte durch aktive Schaltung	
Getrennte Einstellung in Bildmitte	
Statische Radial- und Lateralkonvergenz	
Betriebsspannung +25 V	
Einstellbare Parabelkorrektur	

3.5. Zusatzstromgenerator

In Farbfernsehempfängern mit den neuen 110°-Lochmaskenbildröhren müssen zur Korrektur der Konvergenzfehler in den Bildecken gegenphasige Zusatzströme durch die Horizontalablenkspulen geschickt werden, welche einen zeitlichen Verlauf gemäß Bild 3.5.2 haben. Man kann sich diese Ströme aus vier Komponenten 6, 7, 8, 9 zusammengesetzt denken, von denen jede für die Korrektur einer Bildecke maßgebend ist und zwar:

- 6 für links oben
- 7 für rechts oben
- 8 für rechts unten
- 9 für links unten.

Der Summenstrom wird am Punkt 5 der in Bild 3.5.1 gezeichneten Schaltungsanordnung in den Mittelpunkt des Symmetrier-Trafos und der aus den Teilwicklungen L1 und L2 bestehenden Linearitätsspule eingespeist und verteilt sich von dort über die beiden Teilspulen L3 und L4 der Horizontalablenkspule und fließt über die Teilwicklungen L5 und L6 der Sekundärseite des Zeilentransformators gegen Masse ab.

Vor den Endstufen (BC 141, BC 161) sind die Treiberstufen (BC 177, BC 107) eingefügt, die es gestatten auch Endtransistoren kleinerer Stromverstärkung einzusetzen. Die Stromversorgung erfolgt durch positive und negative Spannungen (± 30 bis 36 V). Infolge der höheren Spannung ist eine gute Aussteuerfähigkeit der Schaltung gegeben.

Der Vorteil der vorliegenden Schaltung besteht darin, daß die Konvergenz für jede Bildecke getrennt eingestellt werden kann; daß sie weiters die Energie aus einem getrennten Netzteil bezieht und nicht aus dem Zeilentrafo; und daß sie schließlich beim Auftreten von Störungen andere Stufen, insbesondere die Zeilenendstufe nicht in Mitleidenschaft zieht.

Den Zusatzstrom liefern die Transistoren T_2 und T_4 . T_2 (PNP) liefert die negativen Teile, T_4 (NPN) die positiven Teile der Sägezahnströme. Um zu verhindern, daß infolge der induktiven Last am Punkt 5 auftretende positive und negative Spannungsspitzen zu einem inversen Betrieb eines der beiden Transistoren führen, sind in die Kollektorleitungen Dioden gelegt, welche die unerwünschten Spannungsspitzen sperren. Die Widerstände in den Emittern dienen als Gegenkopplung zur Verbesserung der Stromkurvenform.

Zur Erzeugung der Teilströme 6, 7, 8, 9 werden an den Basen der Transistoren T_2 und T_4 entsprechende Spannungen über die Transistoren T_1 und T_3 zugeführt und zwar:

für Teilstrom 6 über D_4

für Teilstrom 7 über D_1

für Teilstrom 8 über D_3

für Teilstrom 9 über D_2

Die Erzeugung dieser Komponenten soll am Beispiel einer einzelnen Komponente erläutert werden und zwar für Teilstrom 6:

Der nach rechts fallende horizontalfrequente Sägezahn wird am Schleifer von P_2 abgenommen und über D_4 an die Basis T_3 geführt. Läßt man zunächst R_3 und C_3 unberücksichtigt, so werden die positiven Anteile des an P_2 abgegriffenen Sägezahnes T_3 öffnen und einen vom Zeilenbeginn bis zur Zeilenmitte abfallenden Sägezahnstrom erzeugen. Führt man jedoch am oberen Ende von P_2 eine negative Vorspannung zu, so wird der Transistor stärker in Sperrrichtung vorgespannt, so daß die Sägezahnamplitude kleiner wird, oder bei genügender negativer Vorspannung ganz verschwindet. Umgekehrt kann man durch Anlegen einer positiven Vorspannung die Amplitude erhöhen.

Eine solche während einer Bildperiode in Form einer vertikal frequenten Sägezahnspannung von positiven nach negativen Werten verlaufende Vorspannung wird nun über C_3 und R_3 zugeführt. Dadurch ergibt sich eine Erhöhung des horizontal frequenten Sägezahnstromes

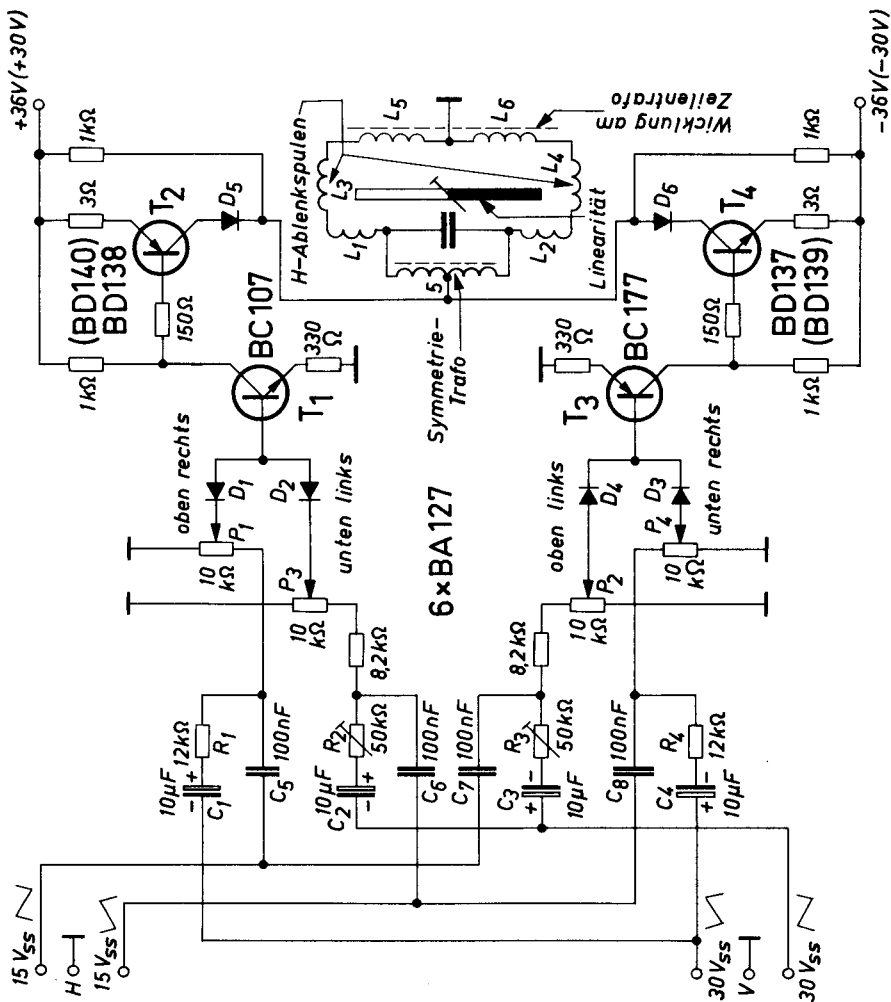


Bild 3.5.1.

zu Beginn des Bildes (oberer Bildrand), eine allmähliche Abnahme zur Bildmitte und ein vollständiges Verschwinden der Komponente in der unteren Bildhälfte. Da die so gewonnene Stromkomponente außerdem nur auf der linken Bildseite wirksam wird, kann man durch Betätigung des Einstellwiderstandes P2 die linke obere Ecke korrigieren.

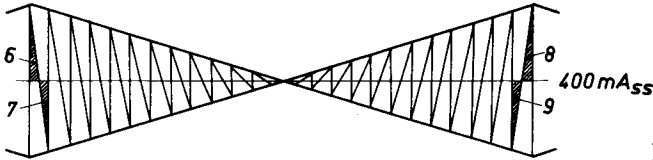


Bild 3.5.2.

Analoge Überlegungen gelten für die übrigen Komponenten. Man kann infolgedessen mit den Einstellern P1, P2, P3, P4 folgende Teilströme bzw. folgende Ecken konvergieren:

- P3 Teilstrom 9 links unten
- P4 Teilstrom 8 rechts unten
- P1 Teilstrom 7 rechts oben
- P2 Teilstrom 6 links oben

Bei der Dimensionierung der Schaltung muß noch berücksichtigt werden, daß C5, C6, C7, C8 wohl die horizontalfrequenten Sägezahn-signale übertragen sollen, jedoch andererseits verhindern sollen, daß vertikalfrequente Sägezahnanteile auf diesem Weg in anderen Schaltungsteilen Störungen verursachen. Diese Störungsmöglichkeit ist durch weitgehende Symmetrierung der Eingänge ausgeschaltet.

Technische Daten:

Betriebsspannung	+ 36 V, - 36 V/	+ 30 V/- 30 V
Eingangssignale	Sägezahn *) ansteigend, bildfrequent	30 V _{SS}
	Sägezahn *) fallend, bildfrequent	30 V _{SS}
	Sägezahn *) ansteigend, zeilenfrequent	15 V _{SS}
	Sägezahn *) fallend, zeilenfrequent	15 V _{SS}
	*) Quellenwiderstand: jeweils $\leq 120 \Omega$	

Dynamische Eckenkonvergenz

Lastinduktivität: 0,8 mH (Ablenkeinheit AT1060, in der Mitte angesteuert)

Getrennte Einstellung jeder Bildecke

Für 110°-Lochmasken-Farbbildröhren

3.6. Ost-West-Rasterkorrekturschaltung für 110°-Farbbildröhren

Zur Korrektur von Kissenverzerrungen Bild 3.6 muß der Horizontalablenkstrom am oberen und unteren Bildrand kleiner sein als in Bildmitte. Der genaue zeitliche Verlauf entspricht einer parabelförmigen bildfrequenten Modulation des H-Ablenkstromes. Zur Modulation verwendet man einen Transduktor, der parallel zu einer Wicklung am Zeilentrafo liegt und als variable Zusatzlast dient. Zur Veränderung der Induktivität der Arbeitswicklung muß durch die Steuerwicklung ein entsprechender Strom geschickt werden, der von einem Transistorverstärker geliefert wird. Der erforderliche parabelförmige Verlauf wird durch Integration einer vertikalrequenten Sägezahnspannung gewonnen, die dem Vertikal-Ausgangstrafo entnommen wird.

Technische Daten:

Betriebsspannung + 25 V stabilisiert
 Eingangssignal Vertikalsägezahn (steigend) 25 V_{SS}
 Modulation des Horizontalablenkstromes über Transduktor
 Maximaler Horizontalablenkstrom 3,4 A_{SS}
 Minimaler Horizontalablenkstrom 3,1 A_{SS}

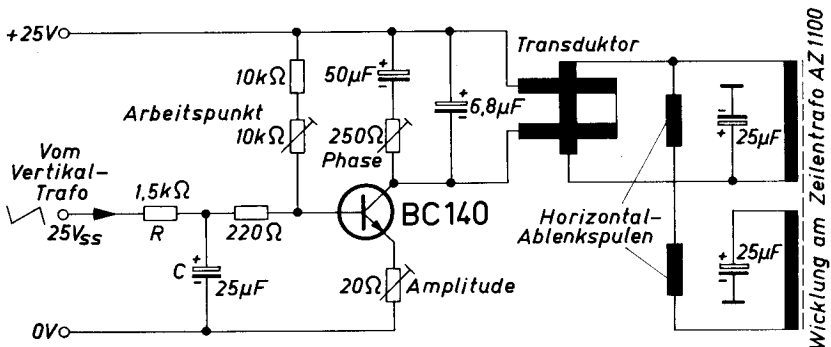


Bild 3.6.

3.7. Anschluß von Farbfernsehempfängern an Farb-Video-Recorder

Videorecorder für Heimgebrauch sind wegen ihrer beschränkten Bandbreite von ca. 2–3 MHz und ihrer mangelhaften Gleichlaufzeiten

schaften im allgemeinen nicht in der Lage, Farbfernsehsignale mit trägerfrequent codierter Farbinformation zu speichern, wie sie von den Sendern ausgestrahlt werden. Man verwendet daher ein für den Videorecorder geeignetes Codiervorgehen, das aus den Farbauszugsignalen R, G, B oder dem Leuchtdichtesignal Y und zwei Farbdifferenzsignalen (R-Y), (B-Y) ein aufzeichnungsfähiges Signal bildet. Die genannten Videosignale können auch einem Farbfernsehempfänger leicht entnommen werden, und zwar unabhängig davon, für welche Farbfernsehnorm das Gerät vorgesehen ist. Ein nach diesem Prinzip anzuschließender Videorecorder kann daher systemunabhängig verwendet werden.

Voraussetzung für diese Art des Anschlusses ist eine galvanische Trennung des Empfängers vom Netz mittels eines Trenntrafos oder eines Netztrafos. Hierzu ist der Aufwand gegenüber anderen Verfahren geringer und ein Maximum an Qualität gewährleistet.

Eine Schaltungsanordnung, die mit wenigen Verbindungen zwischen Empfänger und Recorder auskommt zeigt das Bild 3.7. Es wird eine 7polige Norm-Steckverbindung mit folgender Beschaltung verwendet

- | | |
|---|--------------|
| (1) Synchronsignal oder Multiplexsignal | } $1 V_{ss}$ |
| (2) Masse | |
| (3) Tonsignal Links | |
| (4) Bildsignal Grün | |
| (5) Tonsignal Rechts | |
| (6) Bildsignal Rot | |
| (7) Bildsignal Blau | |

Die Anschlüsse für eine stereophone Aufnahme und Wiedergabe des Begleittones sind vorgesehen. Die Umschaltung des Fernsehempfängers von Aufnahme und Wiedergabe wird vom Video-Recorder aus gesteuert.

Für die Bild- und Tonsignale werden hierbei keine mechanischen Schalter verwendet, sondern elektronische. Diese werden in einfacher Weise aus den Ausgangsverstärkern des Recorders und des Empfängers zusammengesetzt, wenn die Verbindung zwischen Recorder und Empfänger hergestellt wird.

Als Beispiel wollen wir das Bildsignal für Grün (G) betrachten. Dieses wird dem Farbdecoder des Empfängers entnommen und über einen Emitterfolger T2 einerseits dem Video-Verstärker des Empfän-



gers zugeführt, andererseits an die Anschlußbuchse (Bu 1), Stift 4 geführt. Die Basisvorspannung von T2 beträgt +6 V. Solange kein Recorder angeschlossen ist, gelangt das Signal vom Decoder unbehindert zum Videoverstärker und wird wiedergegeben.

Im Videorecorder sind ebenfalls Emitterfolger als Ausgangsverstärker vorgesehen, die die Signale aus dem Wiedergabeverstärker des Recorders beziehen. Das Signal G gelangt z.B. über T12 an die Anschlußbuchse (Bu 2), Stift 4. Die Basisvorspannung ist umschaltbar und beträgt bei Aufnahme +3 V, bei Wiedergabe +9 V. d.h., daß bei Aufnahme die Basisvorspannung von T12 kleiner ist als die von T2, bei Wiedergabe jedoch größer. Verbindet man nun Bu 1 und Bu 2, so werden dadurch die Emitter der beiden Ausgangsverstärker verbunden. Durch diese Verbindung ist dann bei Aufnahme der Transistor T12 gesperrt, bei Wiedergabe der Transistor T2.

Dies bedeutet, daß bei Wiedergabe der Signalweg vom Farb-Decoder des Empfängers zum Videoverstärker gesperrt ist, während der Signalweg vom Wiedergabeverstärker des Recorders zum Videoverstärker frei ist, so daß die Wiedergabe über dem Empfänger erfolgen kann.

Bei Aufnahme ist einmal der Signalweg zwischen Decoder und Videoverstärker frei, zum anderen gelangt das Signal über die Verbindungsleitung zum Aufnahmeverstärker des Recorders. Bei der Wiedergabe liegt zwar auch ein Signal am Eingang des Aufnahmeverstärkers, jedoch ist dieser dann abgeschaltet.

Die hier für den Grün-Kanal angestellten Betrachtungen gelten in der gleichen Form für alle übrigen Signale, wenn man voraussetzt, daß der Schalter S1 geschlossen ist und die Buchsen Bu3 und Bu 4 unbeschaltet bleiben.

Die Buchse Bu3 ist eine in herkömmlicher Weise beschaltete 5polige Normbuchse, wie sie für den Anschluß von Tonbandgeräten an Rundfunkgeräte verwendet wird. Der Schalter S1 (TA) dient zur Umschaltung des Audio-Verstärkereinganges auf Bu3 bzw. zur Unterbrechung des vom Sender oder vom Video-Recorder kommenden Tonsignals.

Die Buchse Bu4 entspricht der Anschlußbuchse in Tonbandgeräten und gestattet den Anschluß eines Mikrofons (Stifte 1 und 4) bzw. den Anschluß eines Wiedergabe-Verstärkers (Stifte 3 und 5) an den Videorecorder.

Technische Daten:

Betriebsspannung	+12	V	±15%
Ausgangswiderstand	≤10	Ω	
Bandbreite	10	MHz/–	3 dB
Übersprechdämpfung bei	4,43	MHz	≥ 35 dB

3.8. RGB-Videoendverstärker zum Anschluß von Farb-Video-Recordern

RGB-Verstärker als Videoendverstärker in Farbfernsehempfängern weisen verschiedene Vorteile gegenüber Farbdifferenzverstärkern auf. So werden nur 3 Leistungstransistoren mit verhältnismäßig niedriger Sperrspannung und niedriger Verlustleistung benötigt. Die Farbwiedergabe ist fehlerfrei und der Abgleich der Grauskala leicht und exakt möglich. Die Anforderungen bezüglich der Gleichspannungsdrift sind zwar höher als bei Farbdifferenzverstärkern, werden aber bei RGB-Verstärkern selbst ohne Klemmschaltungen gut beherrscht, während man bei Farbdifferenzverstärkern immer auf Klemmschaltungen angewiesen ist.

Bezüglich der zulässigen Drifttoleranzen wurden ausgedehnte Untersuchungen angestellt, in deren Verlauf festgestellt wurde, daß selbst bei praktisch driftfreien Verstärkern infolge des Adaptionsverhaltens des Auges bei Wechsel des Bildinhaltes Farbtonänderungen wahrgenommen werden. Zur Messung werden zunächst alle drei Verstärker mit mittlerer Aussteuerung (graues Bild) betrieben, was der maximalen Verlustleistung entspricht. Anschließend wird etwa 3 Minuten lang gesättigtes Rot übertragen, wobei die minimale Verlustleistung in den einzelnen Stufen auftritt. Dann schaltet man wieder auf mittlere Aussteuerung und mißt unmittelbar danach die relativen Abweichungen. Infolge des nach dem Rotbild im Auge auftretenden Grün-Sukzessivkontrastes werden jedoch die im Verstärker auftretenden Verschiebungen überdeckt, so daß in Wirklichkeit wesentlich größere Driftfehler als 1% zulässig sind.

Für den Anschluß von Farb-Video-Recordern werden am Farbfernsehempfänger RGB – Aus- und Eingänge benötigt. Die Verwendung von RGB-Farbendstufen bietet sich dann als einfachste und zuverlässigste Lösung geradezu an. Da jedoch die Gleichspannungskomponente am Ausgang des Videorecorders meist nicht übertragen wird, bzw. bei verschiedenen Fabrikaten unterschiedlich sein kann, muß jedoch in jedem Fall eine entsprechende Klemmschaltung vorgesehen werden. Dies kommt der Verstärkerstabilität aber nur zugute.

Eine sehr einfache Schaltung, die nicht aufwendiger ist als übliche RGB-Verstärker in Farbfernsehempfängern, zeigt das Schaltbild (3.8). Sie besteht aus drei identischen Verstärkerzügen für die drei Farbsignale RGB. An den Punkten X, Y, Z werden gemeinsame Gleichspannungen und Impulse zugeführt.

Wir wollen als Beispiel den Weg des B-(Blau)-Signals verfolgen, das am Eingang mit $1 V_{ss}$ zur Verfügung steht und über einen Vorwiderstand dem Emitter des in Basisschaltung arbeitenden Transistors T1 zugeführt wird. Über einen weiteren Widerstand ($2,2 \text{ k}\Omega$) werden vom Punkt X negative Austastimpulse ($-A, 4 V_{ss}$) an der selben Stelle additiv überlagert. Die Basisvorspannung für T1 wird am Punkt Y abgenommen. Das verstärkte Signal gelangt vom Kollektor des Transistors T1 über einen Emitterfolger T2 (Impedanzwandler) zur Klemmschaltung, die aus C, D und R besteht. Am Punkt Z steht das Klemmpotential zur Verfügung, auf das die negativen Spitzen des über C zugeführten Videosignals geklemmt werden. Diese negativen Spitzen werden durch das am Eingang hinzugefügte negative Austastsignal gebildet, das unabhängig davon, ob ein Bildsignal vorhanden ist, zur Verfügung steht, da es aus Bild- und Zeilenimpulsen besteht, die in den Ablenkstufen erzeugt werden. Für die Diode D sind daher immer Tastimpulse vorhanden, die den Klemmvorgang bewirken. Damit ist auch eine Dunkeltastung der Bildröhre möglich, wenn kein Sender empfangen wird, oder kein Signal vom Recorder kommt.

Technische Daten:

Betriebsspannung + 25 V/+250 V

Eingangssignale

R, G, B + $1 V_{ss}$ Eingangswiderstand $\geq 200 \Omega$

Austastung - $4 V_{ss}$ Quellimpedanz $\leq 20 \Omega$

Ausgangssignale

R, G, B max. $100 V_{ss}$

für Kathodensteuerung der Lochmaskenröhre

Schwarzwert (Helligkeit) am Ausgang: zwischen +150 V und +50 V einstellbar

Grautreppe abgleich durch Einstellung der R, G, B-Signale

Konstanthaltung des Schwarzwertes durch Klemmschaltung

Schwarzdrift des Grün- und Blaukanals in Bezug auf den Rotkanal $\leq 1\%$ bei Temperaturänderungen $+20^\circ \cdots +70^\circ$ und zulässige Betriebsspannungsschwankungen $\pm 10\%$

Bandbreite 6 MHz/-3 dB

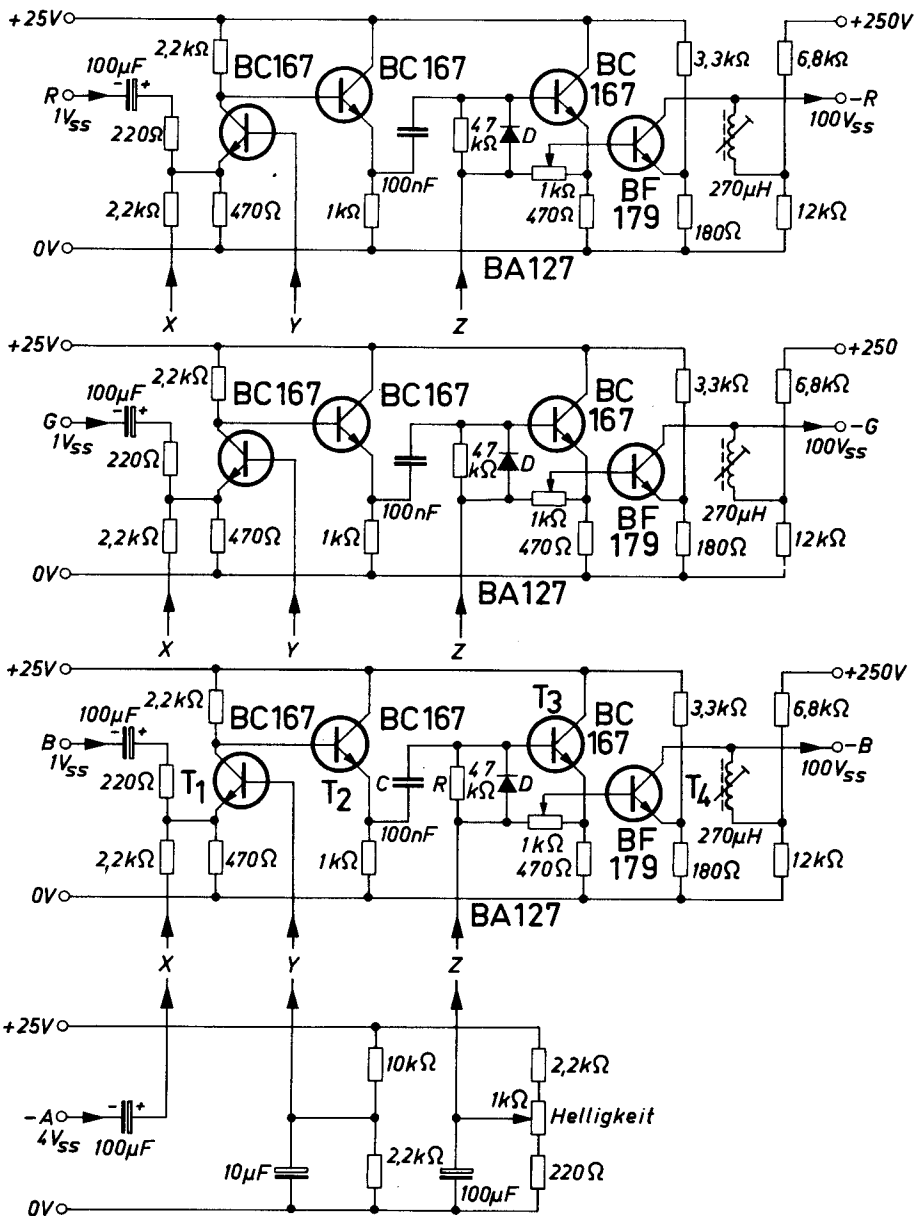


Bild 3.8.

3.9. Synchrondemodulator mit RGB-Matrix zum Anschluß an Video-Recorder

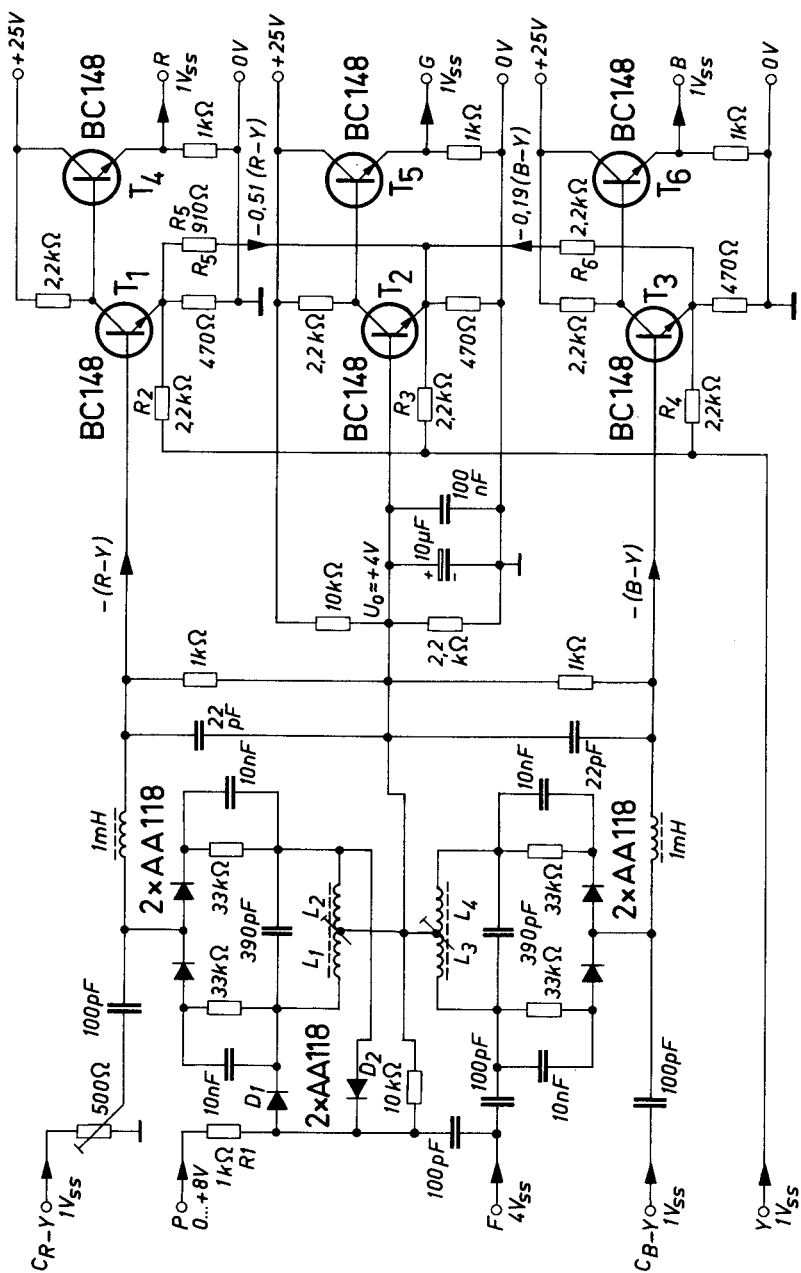
Zum Anschluß von Farb-Video-Recordern müssen am Farbfernsehempfänger entsprechende Ausgänge vorgesehen werden. Vorzugsweise werden Recorder mit den Farbauszugssignalen R, G, B betrieben, wobei die Signalquelle niederohmig sein soll.

Das Schaltbild (Bild 3.9) zeigt die Kombination der Synchrondemodulatoren für (R-Y) und (B-Y) mit einer Ausgangsschaltung, die gleichzeitig als Matrix zur Bildung der RGB-Signale aus Y, (R-Y), (B-Y) dient.

Als gemeinsame Vorspannung für die aus drei weitgehend identischen Verstärkern bestehende Schaltung dient U_0 . Es werden einfache Klemmdemodulatoren verwendet. Die trägerfrequenten Farbdifferenzsignale C_{R-Y} und C_{B-Y} werden dem PAL-Laufzeitdecoder entnommen. Da C_{R-Y} mit größerer relativer Amplitude übertragen wird als C_{B-Y} ist eine entsprechende Einstellung mittels des Potentiometers R_1 erforderlich.

Die Farbträgerschwingung F wird dem (B-Y)-Demodulator direkt, dem (R-Y)-Demodulator über den PAL-Umschalter (D1, D2, R1) zugeführt. Am Punkt P liegt zeilenweise alternierend eine Spannung von 0 V oder +8 V. Der Gleichstromweg für D1 und D2 wird über R1 und die beiden Wicklungen L1 und L2 zum Fußpunkt des Demodulators geschlossen, wo eine Spannung von +4 V anliegt. Durch die Spannung am Punkt P wird abwechselnd eine Diode in Durchlaßrichtung, die andere in Sperr-Richtung vorgespannt. Der am Verbindungspunkt von D1 und D2 eingespeiste Farbträger gelangt daher abwechselnd an eines der beiden Enden des Bifilarübertragers L1-L2. Dadurch wird eine zeilenweise alternierende Umschaltung der Referenzphase um 180° erreicht.

Für das Luminanzsignal Y arbeiten die Transistoren T1, T2, T3 in Basisschaltung. Y wird über R2, R3, R4 dem Emitter jedes Transistors zugeführt. An den Kollektoren entstehen daher gleichphasige Y-Komponenten. T1 und T3 erhalten an den Basen die negativen Farbdifferenzsignale, für die T1 und T3 in Emitterschaltung arbeiten. Diese Signale stimmen im Schwarzwert mit U_0 überein. T2 erhält nur die Gleichspannung U_0 an der Basis zugeführt. Die Farbdifferenzkomponenten erscheinen an den Kollektoren von T1 und T3 gegenphasig verstärkt. Aus der Summe der Y-Komponenten und der Farbdifferenzkomponenten entstehen daher die Signale R und B.



Das (G-Y)-Signal entsteht aus (R-Y) und (B-Y) nach der Beziehung
 $(G-Y) = -0,51 (R-Y) - 0,19 (B-Y)$

An den Emittern von T1 und T3 kann man $-(R-Y)$ und $-(B-Y)$ abnehmen. Über entsprechende Vorwiderstände R5 und R6 werden die Anteile $-0,51 (R-Y)$ und $-0,18 (B-Y)$ dem Emitter von T2 zugeführt und zur (G-Y)-Komponente zusammengesetzt. Durch die Summenbildung mit dem Y-Signal entsteht am Kollektor das G-Signal. Über drei Emitterfolger T4, T5, T6 stehen die drei Farbausgangssignale R, G, B für den Anschluß des Recorders zur Verfügung.

Technische Daten:

Betriebsspannung	+25 V $\pm 10\%$	
Eingangssignale	Chrominanz (R-Y)	1 V _{ss} *)
	Chrominanz (B-Y)	1 V _{ss} *)
	Farbträger	4 V _{ss} **)
	Luminanz	+1 V _{ss} *)
	Schaltmäander	0/+8 V **)
	*) Quellwiderstand	$\leq 100 \Omega$
	**) Quellwiderstand	$\leq 1 \text{ k}\Omega$
Ausgangssignale	R, G, B	+1 V _{ss} /R _i $\leq 10 \Omega$
Bandbreiten	Farbdifferenzsignale	1 MHz/−6 dB
	Luminanzsignal	8 MHz/−3 dB
Demodulatoren	Klemmdemodulatoren	

3.10. Amplitudensieb, Phasendiskriminator und Horizontalgenerator

Amplitudensieb, Phasendiskriminator und Horizontalgenerator bilden im Schwarz/Weiß- und Farbfernsehgerät eine Schaltgruppe, die zum Komplex der Horizontalablenkung gehört. Eine Transistor-H-Endstufe wird üblicherweise von einer Rechteckschwingung mit einem Tastverhältnis ca. 1:2 angesteuert. Solche H-Endstufen sind empfindlich gegen tiefere Schwingfrequenzen als 15 kHz. Der H-Generator darf also beim Wegfall des Synchronsignals seine Frequenz nicht verkleinern. Da aber die Bildbreite bei einer höheren Frequenz abnimmt, soll die Vergrößerung der Frequenz nicht über etwa 1 kHz hinausgehen. Bild 3.10 zeigt die Horizontal-Schaltgruppe.

Das Amplitudensieb mit der Störimpulsaustastung besteht aus den Transistoren T₁, T₂ und T₃. Der einfache Phasendiskriminator besteht aus dem Transistor T₄. Die automatische Frequenznachstimmung und

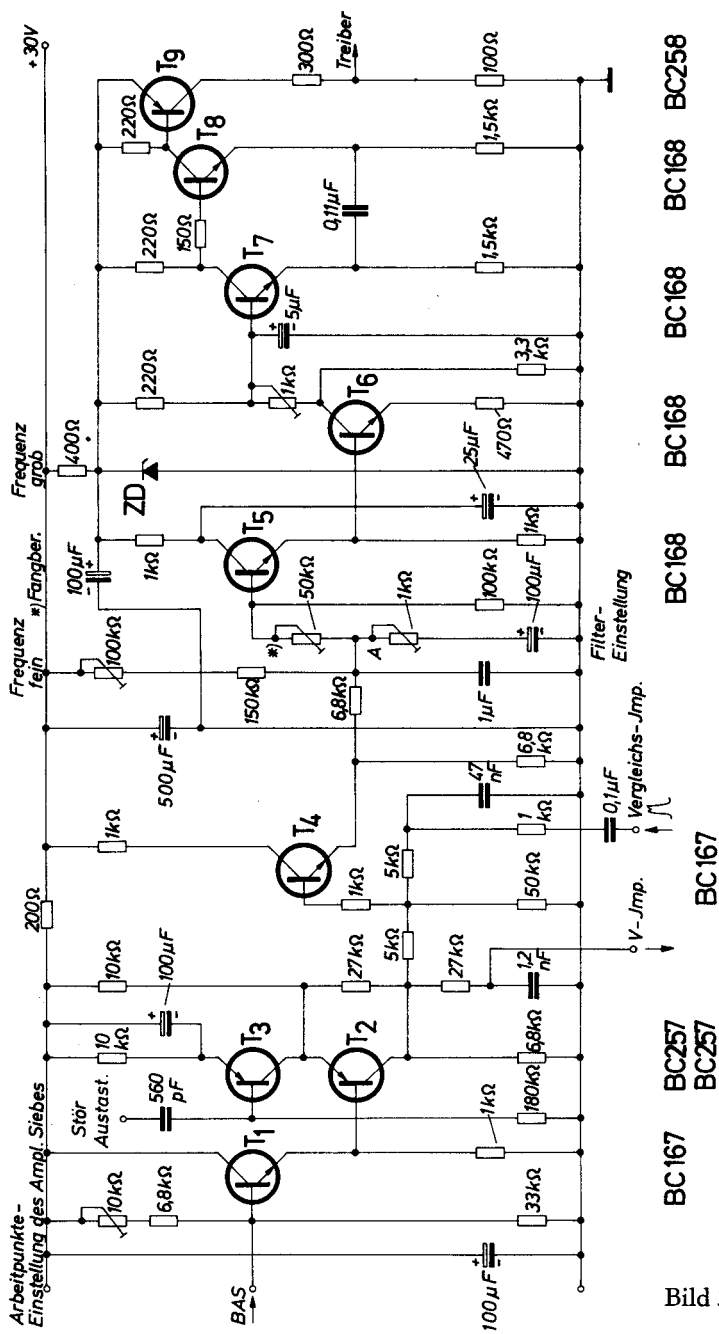


Bild 3.10.

die Grundfrequenzfestlegung des H-Generators besorgen die Transistoren T_5 und T_6 . Der H-Generator ist mit den Transistoren T_5 bis T_8 aufgebaut, wobei der Impedanzwandler T_5 den Eingang des H-Generators für die Nachsteuerspannung hochohmig macht. Der H-Multivibrator wird mit einer Betriebsspannung von 12 V betrieben. Der Transistor T_6 funktioniert als ein veränderbarer Widerstand, dessen Wert von der Regelspannung gesteuert wird. Die Transistoren T_7 und T_8 bilden den eigentlichen Multivibrator, dessen frequenzbestimmender Kondensator zwischen den beiden Emittern liegt. Der an dem Transistor T_6 erzielte Regelspannungshub von $\pm 0,7$ V ergibt einen Frequenzhub von ± 1 kHz. Die Frequenz steigt bei kleiner werdender Regelspannung, auch bei Ausfall, an. Ohne besondere Maßnahmen bleibt die Frequenz im Temperaturbereich von 0 bis 70°C innerhalb des schmalen Frequenzbandes von 140 Hz. Da der Fangbereich über ± 1 kHz beträgt, und unsymmetrisch eingestellt werden kann (z.B. $-1,5$ bis $+0,5$ kHz), bleibt der H-Generator bei den angegebenen Temperaturänderungen im Fangbereich.

Mit dem Kollektorwiderstand $1\text{ k}\Omega$ am Transistor T_6 kann die Frequenz grob eingestellt werden. Dieser Widerstand liegt mit dem spannungsgesteuerten Widerstand T_6 in Serie und bestimmt die Spannung an der Basis von T_7 . Die einzustellende Frequenzvariation beträgt etwa 1,3 bis 1,7 kHz. Außerdem kann die Frequenz noch mit dem $100\text{ k}\Omega$ -Stellwiderstand beeinflusst werden, der eine positive Zusatzspannung zur Nachregelspannung addiert. An den Multivibrator schließt der Impedanzwandler T_9 , der eine zu starke Belastung des Multivibrators durch den anzuschließenden Treiber für die Horizontal-Endstufe verhindert.

Technische Daten:

Betriebsspannung	U_B	+ 30 V.
Eingangssignal	B A S	> 1 Vss
Ausgang		
Impuls für Treiber BC140	Kurzschlußstrom I_k	$\approx 40\text{ mA}$
Ausgangskurzschlußstrom	I_a	$\approx 100\text{ mA}$
Zenerdiode ZD		12 V/40 mA

3.11. Stabilisierung der Zwischenzeile in Fernseh-Empfängern

Ein unruhiges, flackerndes Fernsehbild ist – wenn man von extrem ungünstigen Empfangsverhältnissen absieht – vor allem auf zwei Ur-

sachen zurückzuführen: auf das „Helligkeitsflimmern“ und auf das „Zwischenzeilenflimmern“. Das Zwischenzeilenflimmern entsteht dadurch, daß die Zeilen des zweiten Halbbildes nicht exakt zwischen die Zeilen des ersten Halbbildes geschrieben werden, d.h. daß die relative Lage der Zeilen des ersten Halbbildes gegenüber den Zeilen des zweiten Halbbildes meist unregelmäßig schwankt.

Das Zwischenzeilenflimmern entsteht vorwiegend bei unexaktem Schwingungs-Einsatz des Vertikal-Generators. Die Bild-Synchron-Impulse, die dem sog. „Amplitudensieb“ entnommen werden, werden in einer RC -Kette integriert und ergeben Impulse, die mit der Periode von 20 ms (Frequenz 50Hz) aufeinander folgen. Die integrierte Bild-Synchronisier-Spannung soll beim Überschreiten eines bestimmten Pegelwertes den Vertikalgenerator zum Kippen bringen. Dieser Pegelwert kann im Störfall z.B. zwei Werte annehmen oder dauernd verschiedene Werte annehmen. Der genaue Zeitpunkt, zu dem der Vertikalgenerator zum Kippen gebracht wird, schwankt wegen der geringen Steilheit der Kurve mit dem Grundpotential sowohl des Synchronisierimpulses als auch des Vertikalgenerators. Diese zeitliche Schwankung Δt , die vom Netzbrumm, von Betriebsspannungsschwankungen und von eingestreuten Spannungen und Strömen beeinflusst wird, hat die zeitlich nicht konstante Verschiebung der Zeilenraster gegeneinander zur Folge.

Eine exakte Zwischenzeile kann dadurch erzwungen werden, daß dem Signal am Gitter bzw. an der Basis des Vertikalgenerators Impulse der doppelten Zeilenfrequenz hinzuaddiert werden. Dadurch wird der Kippzeitpunkt exakt definiert und die Zwischenzeilen zeigen keine Unstabilität gegenüber den Hauptzeilen.

Ist eine H-Impulskomponente an der Synchronisierelektrode des Vertikal-Generators anwesend, so fehlt die Zwischenzeile, es kommt zur Zeilenpaarigkeit; d.h. die Zeilen des zweiten Halbbildes werden auf die Zeilen des ersten Halbbildes geschrieben.

Die einfache Herstellung von Impulsen der doppelten Zeilenfrequenz (31,250 Hz) wird im folgenden gezeigt.

Die Möglichkeit, die Erzeugung der zweiten Harmonischen, zeigt die Schaltung Bild 3.11. Der Transistor wird in dieser Schaltung bei Ausnutzung der Sättigung (Basis-Kollektor-Diode) und des Basis-Emitter-Durchbruches als Zweiweg-Gleichrichter verwendet.

Dazu muß der Transistor T_1 in umgekehrter Polung angeschlossen werden. Für positive Impulse arbeitet der Transistor als invers be-

triebener Emitter-Basis-Verstärker, für negative Impulse als Emitter-Folger. Er hat die Eigenschaft eines Doppelweg-Gleichrichters. Es entstehen am Emitterwiderstand von $10\text{ k}\Omega$ sowohl bei positiven, als auch bei negativen Steuerimpulsen negative Impulse, d. h. Impulse der doppelten Frequenz. Nach dem Differenzierglied $C_1 R_1$ folgt der Transistor T_2 als Verstärker. Die aus dieser Schaltung gewonnenen Impulse der doppelten Zeilenfrequenz werden an das Gitter bzw. die Basis des Vertikalgenerators kapazitiv angekoppelt.

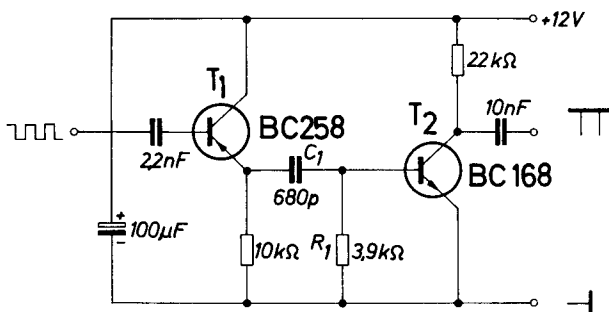


Bild 3.11.

Technische Daten:

Betriebsspannung	U_B	+ 12	V
Eingangsfrequenz	f_e	15,625	Hz
Ausgangsfrequenz	f_a	31,250	Hz
Ausgangsimpulsspannung	U_a	11	V
Impulsbreite	t_{Imp}	≈ 2	μs
Eingangsspannung	U_e	≈ 2	V

3.12. Eisenlose Vertikal-Ablenkschaltung mit Transistoren für 110°-Schwarz/Weiß

Bei eisenlosen Transistor-Vertikalablenkschaltungen besteht die Endstufe aus zwei komplementären Transistoren, die im Gegentakt-AB-Betrieb arbeiten. Die beschriebene eisenlose Schaltung weist folgende Vorteile auf:

- a) kein Transformator, niedriges Gewicht und geringerer Platzbedarf.
- b) guter Wirkungsgrad, niedrige Leistungsaufnahme.
- c) getrennte Einstellmöglichkeit der oberen und unteren Bildhälfte.
- d) keine Paarung von Endtransistoren notwendig.

Die in Bild 3.12 dargestellte Schaltung ist für eine Speisespannung von 28 bis 30 V ausgelegt. Als Impulsgenerator wird ein astabiler 50 Hz-Multivibrator mit den komplementären Transistoren T_1 (BC107) und T_2 (BC177) verwendet. Über die Widerstände R_4/R_5 fließt nur während des kurzen Rücklaufes < 1 ms Strom, wenn die Transistoren T_1 und T_2 leitend sind. Der Energieverbrauch des Generators ist nur etwa 60 mW.

Zur Beschreibung des Multivibrators gehen wir von dem Zeitpunkt aus, zu dem T_2 vollständig und T_1 nahezu gesperrt ist, und der Kondensator C_1 entladen ist. Der Kondensator C_1 lädt sich über die Widerstände R_2 , R_4 , R_5 , R_6 , P_2 auf. Der Aufladevorgang wird nach der Zeit t_1 unterbrochen, wenn das Basispotential des PNP-Transistors T_2 das Potential der beiden Emitter (Punkt A) von T_1 und T_2 um etwa 0,7 V unterschreitet. Der Transistor T_2 wird leitend. Da die Aufladezeit des Kondensators C_1 nur ein Teil der Zeitkonstante T ist, ist die Aufladung gut linear. Wenn T_2 leitend wird, wird der Punkt A negativer, damit wird auch T_1 leitend. An der Basis von T_3 erscheint ein rechteckförmiger schmaler Ausgangsimpuls. Mit dem Beginn des Impulses und damit des Rücklaufes wird der Kondensator C_1 über die leitenden Transistoren T_1 und T_2 und den Widerstand R_3 entladen. Während der Entladung des Kondensators C_1 wird die Basis des PNP-Transistors T_2 positiv gegen den Emitter. Dabei bestimmt annähernd die Zeitkonstante $C_1 R_3$ die Impulsdauer. Von dem Zeitpunkt an, zu dem die Basis T_2 um weniger als 0,7 V negativer als der Emitter ist, wird T_2 wieder gesperrt. Der schmale Rechteckimpuls ist beendet und es beginnt der Vorgang von neuem. Die Impulsbreite des Rechteckimpulses kann mit R_3 verändert werden.

Die Frequenz des freischwingenden Multivibrators wird durch den Regler P_2 eingestellt. Als günstig erwies sich die Einstellung auf eine Eigenfrequenz von 48 Hz. Der Fangbereich der Synchronisierung reicht von 45 Hz bis 50 Hz. Bei genügend großen Synchronisationsspannungen (ca. > 3 V) kann das Potentiometer P_1 entfallen, der 10-k Ω -Widerstand muß dann entsprechend vergrößert werden.

Die Synchronisierung wird über die Diode BA127 mit positiven Trigger-Impulsen durchgeführt. Die Frequenzänderung des frei-

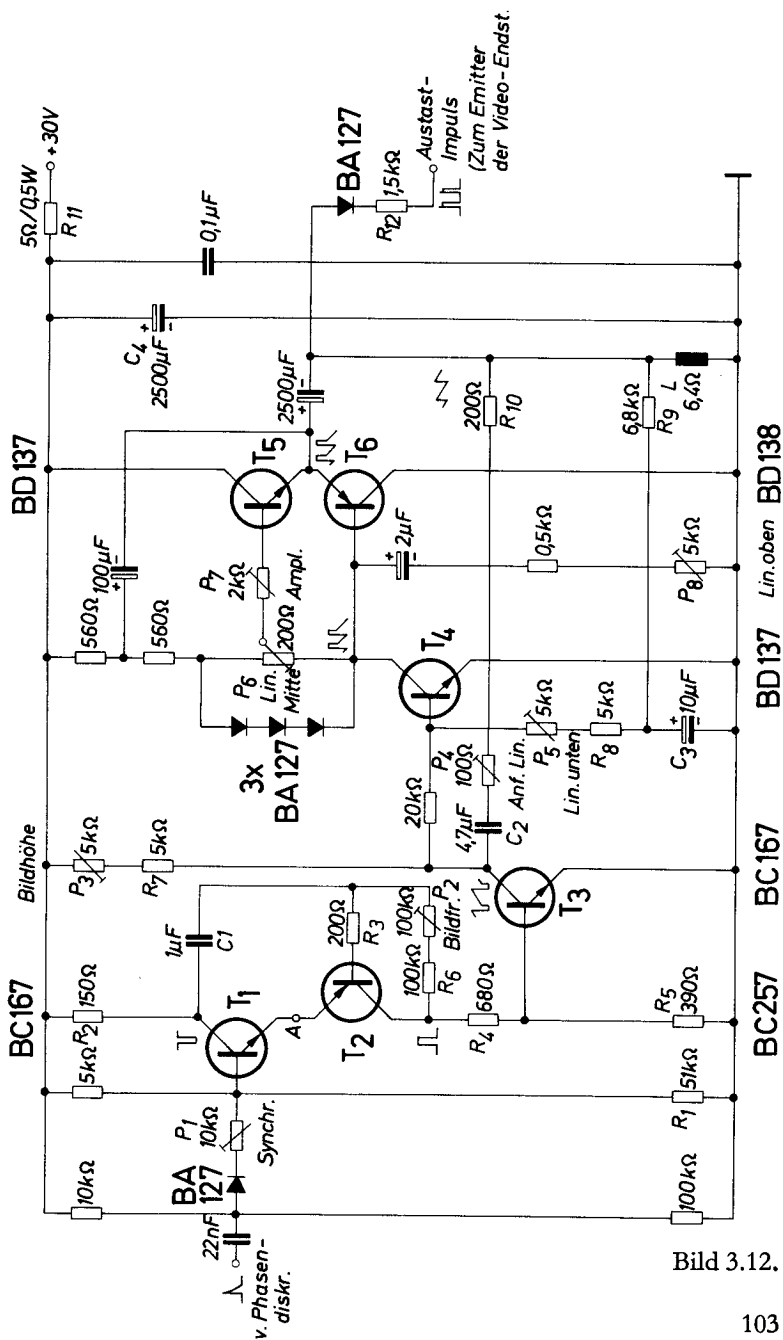


Bild 3.12.

schwingenden Multivibrators mit der Betriebsspannung ist ca. $\pm 1\%$ bei $\pm 10\%$ Speisespannungsänderung. Die temperaturabhängige Frequenzänderung (10 bis 60 °C) liegt innerhalb des Fangbereiches.

Auf den 50 Hz-Impulsgenerator folgt der Transistor T_3 . Er arbeitet als Schalter und bildet den Eingang zum Miller-Integrator. Der ganze folgende Verstärker mit dem Treiber T_4 und den Endtransistoren T_5 und T_6 wirkt als Miller-Integrator. Für die Dauer des Hinlaufes ist T_3 gesperrt. C_2 lädt sich über den Widerstand $P_3 + R_7$ auf. Während des Rücklaufes wird T_3 durch den positiven Impuls leitend und damit C_2 über P_4 und R_{10} rasch entladen.

Die Transistoren T_5 und T_6 wirken als komplementäre Endstufe. Wegen der starken Gegenkopplung und der getrennten Amplitudeneinstellung mittels P_7 brauchen die Endtransistoren nicht streng gepaart zu sein. Der Transistor T_5 wird wegen der Unsymmetrie der Ausgangsspannung stärker belastet (3,9 W) als T_6 (0,5 W).

Für 80 °C Übertemperatur soll der Kühlkörper für beide Endtransistoren zusammen höchstens einen Wärmewiderstand von 15 °C/W besitzen. T_6 wird dann mit einer Glimmerscheibe isoliert.

Die Bild-Linearisierung wird hauptsächlich dadurch erreicht, daß man den erzeugten Sägezahn integriert und an den Eingang des Treibers zurückführt. Die notwendige S-Korrektur wird durch die Rückkopplung über C_3 , R_9 (Integrierglied) R_8 , P_5 auf die Basis von T_4 vorgenommen. P_5 regelt die Linearität im unteren Bildteil.

Für den oberen Bildrand sind zwei Einsteller vorgesehen; einer für die Amplitude P_7 und einer für die Krümmung P_8 . P_7 dient zur Korrektur der oberen Bildhälfte bzgl. der Teil-Amplituden der Endtransistoren. Die Anfangslinearität wird mit P_4 eingestellt. Zur Linearisierung der Bildmitte werden die beiden Endtransistoren mit P_6 etwas vorgespannt ($I_{CO} \approx 20$ mA). Mit P_3 läßt sich die gesamte Bildhöhe einstellen. Ohne besondere Mühe lassen sich mindestens 3% Bild-Nichtlinearität erreichen.

Bei den V-Ablenkschaltungen mit einem Ausgangstransformator wird ein Austastimpuls von etwa 120 V auf das Gitter 1 der Bildröhre gegeben, der einer eigenen Trafo-Wicklung entnommen wird. In dieser Schaltung fehlt dieser Impuls. Es entsteht lediglich ein positiver Impuls von etwa 30 V. Die Austastung erfolgt daher über einen Widerstand R_{12} und eine Diode am Emitter des Video-Endtransistor. Das Video-Signal wird durch die Austastung nicht gestört.

Die V-Schaltung nimmt bei 30 V Betriebsspannung vor dem Widerstand R_{11} eine Speiseleistung von 7,2 W auf. C_4 bildet zusammen mit R_{11} ein Siebglied, welches Interferenzen zwischen Bildfrequenz und Netzfrequenz verhindert.

Technische Daten:

Betriebsspannung	U_B	+ 30 V
Eingangsspannung	U_e	1,4 V _{max} (v. V-Impulsabtrennung)
V-Ablenkspule	(L)	6,4 Ω

Technische Daten:

Betriebsspannung	U	12 V +10% -15%
mit R_1 einstellbare Periodendauer	T	ca. 0,3 bis 1,3 s
mit R_2 einstellbare Impulsdauer (Relais angezogen)	t	ca. 0,1 bis 1,0 s
Rückstellzeit	t_{\max}	$\leq T - 0,1$ s 90 ms
zul. Temperaturbereich		- 20 bis + 60 °C
Temperaturfehler im Bereich - 5 °C bis 40 °C		< 2%

4.2. Elektronischer Drehzahlmesser für Zweitakt- und Viertaktmotoren

Häufig findet man elektronische Schaltungen für Drehzahlmesser. Für diese Schaltungen setzt man stillschweigend die häufig vorkommende Zündfolge eines 4-Zylinder-Viertaktmotors voraus. Bei Verbrennungsmotoren mit mehreren Zylindern oder bei Zweitaktmotoren versagen diese Schaltungen.

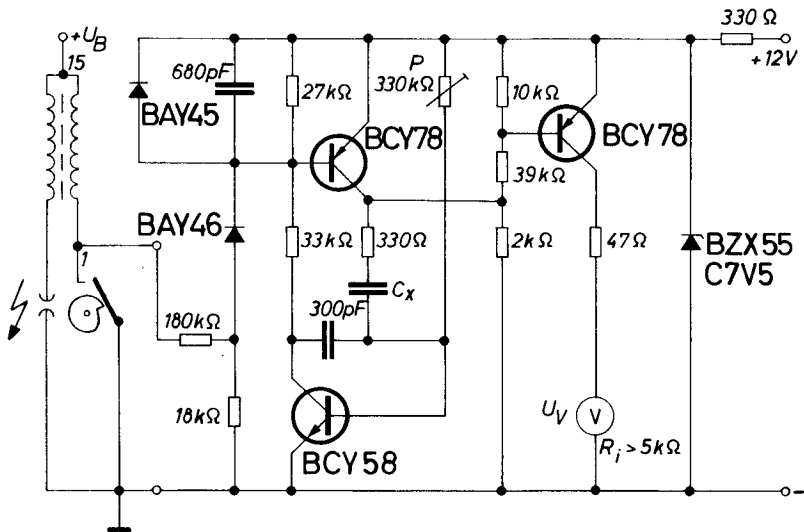


Bild 4.2.

Grundsätzlich gilt für jeden Verbrennungsmotor, daß die Anzahl der Zündungen (= Betätigung des Unterbrecherkontaktes/Zeiteinheit) proportional der Motordrehzahl ist, und daß sich die verschiedenen Motoren nur in der Häufigkeit der Zündungen pro Umdrehung unterscheiden. Die angegebene elektronische Schaltung Bild 4.2. für Drehzahlmesser ist also auch für andere Motoren geeignet, falls die Impulsdauerbestimmende Zeitkonstante, im vorliegenden Fall der Kondensator C, entsprechend abgeändert wird.

Bei Zweitaktmotoren ist pro Zylinder eine Zündung pro Umdrehung erforderlich, dagegen wird bekanntlich bei Viertaktmotoren pro Zylinder für 2 Motorumdrehungen nur eine Zündung benötigt. Ist für eine Schaltung und Motorenart der impulszeitbestimmende Kondensator C_{44} bekannt, kann man für andere Motoren den Wert des Kondensators wie folgt einstellen:

$$C_x = C_{44} \cdot \frac{4}{Z \cdot K}$$

Z = Zylinderzahl
 K = 1 bei Viertaktmotoren
 K = 2 bei Zweitaktmotoren
 C_{44} = Kondensator für 4 Takt-4 Zylinder-Motoren

Für die vorgeschlagene Schaltung vereinfacht sich die Formel zu:

$$C_x = 0,06 \cdot \frac{1}{Z \cdot K} [\mu F]$$

Die angegebene Schaltung wurde besonders störsicher aufgebaut und unter extremen Betriebsbedingungen, wie sie im Kraftfahrzeug herrschen, erprobt. Als auslösenden Steuerimpuls wird vom Unterbrecherkontakt (Klemme 1) die hohe positive Zündspannung verwendet, denn diese tritt, selbst wenn der Unterbrecherkontakt schon stark abgenutzt ist und stark prellt, nur einmal auf. Der als Impulsformer wirkende monostabile Multivibrator wurde mit komplementären Transistoren aufgebaut. Diese Schaltungsart gestattet sehr schnelle Rückstellzeiten, so daß entsprechend steile und zeitgenaue Impulse entstehen. Zur Entkopplung und Verstärkung wird ein dritter Transistor benötigt. Mit der Entkopplung der Endstufe wird eine sehr genaue lineare Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Drehzahl erreicht. Deshalb kann als Anzeigeelement jedes Voltmeter verwendet werden, und die Anzeige mit Potentiometer P so abgeglichen werden, daß jeweils 1000 Motorumdrehungen/Minute 1 V entsprechen. Die Schaltung ist für ein Kfz-Bordnetz von 12 V vorgesehen.

4.3. Eigensichere Verzögerungsschaltung

Für eine Brennstoffzündanlage wurde folgende eigensichere Verzögerungsschaltung Bild 4.3. entwickelt. Wird der Schalter S betätigt, fällt nach einer einstellbaren Zeit von 3 bis 15 Sekunden das Relais ab. Fällt das Relais nach der vorbestimmten Zeit nicht ab, zeigt das Erlöschen einer Lampe die Störung an.

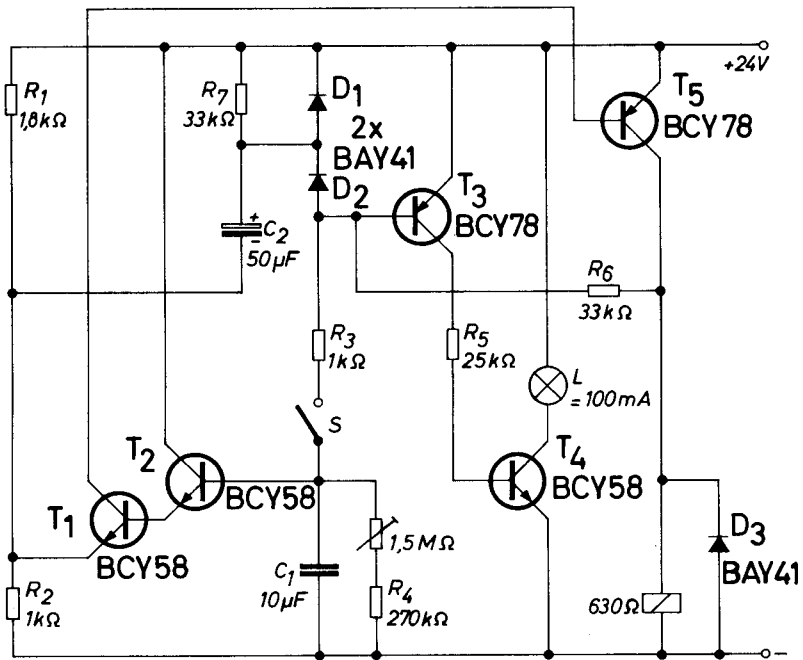


Bild 4.3.

Wird Schalter S geschlossen, so lädt sich C_1 rasch auf. Das Relais wird über T_1 , T_2 und T_5 eingeschaltet. Öffnet der Kontakt S, so entlädt sich C_1 über R_4 ; das Relais fällt nach einer bestimmten Zeit ab. Zur Kontrolle, ob nach Öffnen des Schalters S C_1 entladen wird und das Relais nach Ablauf der Verzögerungszeit abschaltet, wird T_3 über C_2 und R_6 geschaltet. T_3 schaltet über T_4 die Signallampe L. Die Funktion des Lichtsignals ist so gewählt, daß die Lampe brennt, solange unge-

störter Betrieb vorliegt. Bei geschlossenem Kontakt wird T_3 über R_3 , S und R_4 angesteuert, bei offenem Kontakt dagegen – während des Verzögerungsvorgangs – über C_2 , R_1 und R_2 und nach Abfallen des Relais über R_6 und das Relais. Entlädt sich C_1 nach Öffnen von S nicht, oder schaltet nach der Verzögerungszeit das Relais nicht ab, so erlischt die Lampe und zeigt damit Störung an. Die Meldung einer Störung durch Erlöschen der Lampe hat den Vorteil, daß der Ausfall der Lampe ebenfalls erfaßt wird.

Die Funktion des Schaltverstärkers T_3 , T_4 wird ebenfalls überprüft, da nach dem Öffnen des Schalters S im ersten Moment durch den Kondensator C_2 noch kein Strom fließt und damit T_3 nicht angesteuert wird, was eine kurzzeitige Störungsanzeige zur Folge hat.

R_7 dient zur Ableitung des Leckstromes von C_2 ; D_1 und D_2 schützen die Basis-Emitter-Diode von T_3 und laden C_2 schnell um.

Technische Daten:

Betriebsspannung	24 V
Verzögerungszeit (mit R_4 einstellbar)	3 bis 15 sec
Relais	V 23054-L 0020-F 110

5. Steuer- und Regelschaltungen

In diesem Kapitel werden Schaltungen beschrieben, die in der Steuer- und Regelungstechnik u. a. Einsatz finden. Aus einer Vielzahl solcher Schaltungen sind im folgenden einige interessante herausgegriffen.

5.1. Elektronischer Überstrom-Auslöser

Die folgende Schaltung Bild 5.1. eines Überstrom-Auslösers wurde speziell für Gleichstrommotore entwickelt. Ein definiertes Zeitglied verhindert die unerwünschte Auslösung bei kurzzeitigen Einschalt-überströmen.

An einem Shunt-Widerstand, der in Reihe zum Gleichstrommotor liegt, entsteht beim Motorstrom I_n normal die Spannung von 2 V. Steigt der Motorstrom auf $1,8 \times I_n$, d.h. auf eine Shunt-Spannung von 3,8 V, so spricht der nachfolgende 2stufige Transistorschaltverstärker mit Stromrückkopplung an und legt die Betriebsspannung an das RC-Glied im Kollektorkreis von Transistor T₂.

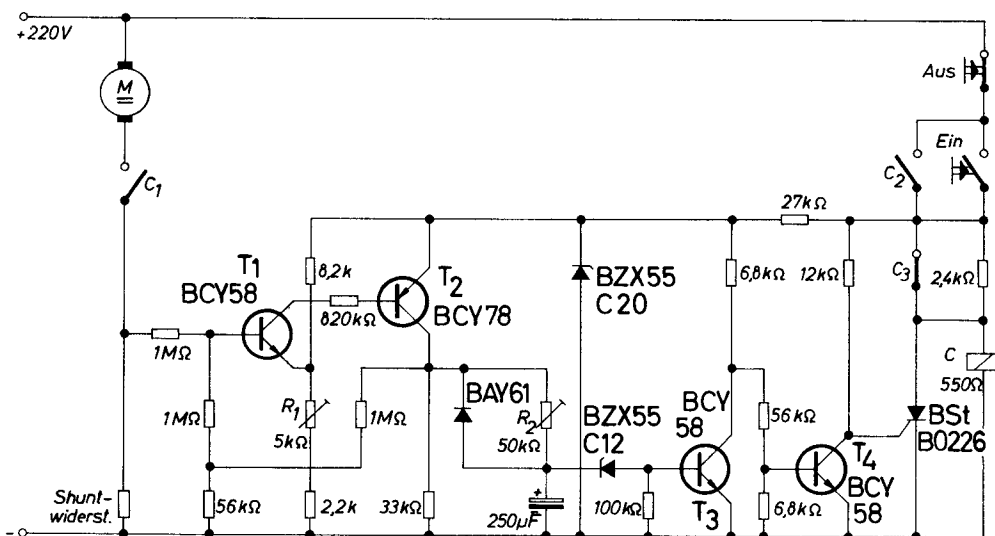


Bild 5.1.

Nach einer Aufladezeit von 10 sec. hat die Kondensator-Ladespannung die Höhe von Zenerspannung plus Basis-Emitter-Spannung von Transistor T_3 erreicht. T_3 wird leitend und Transistor T_4 sperrt. Der Thyristor erhält über den Kollektorwiderstand von T_4 Steuerstrom und wird leitend. Durch den gezündeten Thyristor wird die Motor-Schützspule kurzgeschlossen. Das Schütz fällt ab und die gesamte Schaltanlage wird stromlos.

Der Ansprechwert des Eingangsschaltverstärkers ist von 2 bis 4,2 V mit dem Potentiometer R_1 einstellbar.

Die Verzögerungszeit (z.B. 10 sec) ist in der Schaltung mit dem Potentiometer R_2 einstellbar, das Potentiometer kann auch durch einen Festwiderstand ersetzt werden.

5.2. Schaltverstärker mit Selbsthaltung

Zur Feststellung bestimmter Störursachen oder zur Registrierung von Spannungsimpulsen, die von irgendeinem Vorgang ausgelöst werden können, sind die folgenden selbsthaltenden drei Schaltverstärker gedacht. Ein Eingangsimpuls von 5 V genügt zum Kippen des Verstärkers und damit zum Anzug des Relais. Nur durch die Betätigung des Schalters S kann die Selbsthaltesperre aufgehoben werden.

Eine sehr einfache Schaltung ergibt sich bei Verwendung eines Thyristors Bild 5.2.1. Sehr gut eignet sich dazu der Typ BRY20. Die Ansteuerung des Gates „ G_{KK} “ erfolgt zur Einhaltung der 5-V-Schwelle über eine Z-Diode BZY 85 C4V7. Das Relais kann direkt in den Anodenkreis geschaltet werden.

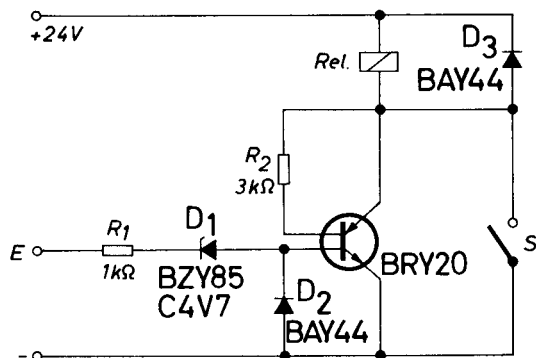


Bild 5.2.1.

Technische Daten:

Betriebsspannung	24 V
Eingangsspannung	5 V
Eingangsstrom	50 ($< 100 \mu\text{A}$)
Relaisstrom	ca. 23 mA
Relais	V 23016 D 0006 A 201

Eine ebenfalls einfache Lösung mit 2 komplementären Transistoren zeigt die Schaltung Bild 5.2.2. Die Schaltschwelle von 5 V wird hier einmal durch die entkoppelnde Diode D_1 und den Spannungsteiler R_4/R_6 erreicht. Wird durch das Eingangssignal über R_1 und D_1 der Transistor T_2 leitend, so wird eine Mitkopplung über R_3 wirksam und schaltet den Transistor T_1 durch, der wiederum über R_2 Basisstrom an T_2 liefert, so daß eine Selbsthaltung auch ohne Eingangssignal möglich ist.

Technische Daten:

Betriebsspannung	24 V
Eingangsspannung	5 V
Eingangsstrom	$< 0,4 \text{ mA}$
Relaisstrom	ca. 20 mA
Relais	V 23016-D 0006-A 201

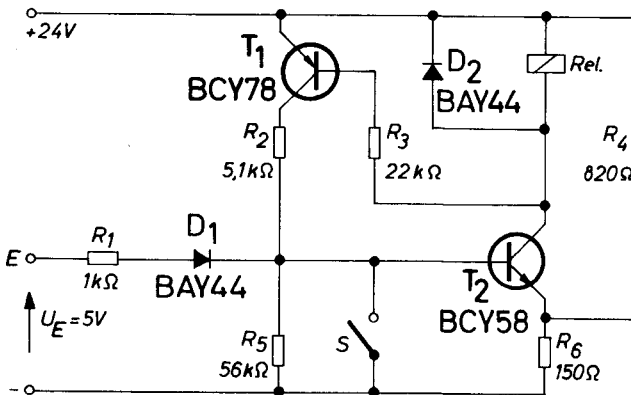


Bild 5.2.2.

Bei der vorliegenden Lösung Bild 5.2.3. für einen Schaltverstärker wurde großer Wert auf die Ansprechgenauigkeit und hohe Temperaturstabilität für das Eingangssignal gelegt. Als Eingangsstufe wurde daher eine Differentialstufe gewählt, an deren Gegenzweig (T_2) der Sollansprechwert eingestellt wird. Die Einstellung kann entweder mit einem Festwert durch die Z-Diode D_3 erfolgen oder mit Abgleichmöglichkeit durch den Widerstand R_7 . Letztere Anordnung gleicht Betriebsspannungsschwankungen nicht aus. Die Mitkopplung und Selbsthaltung erfolgt über den Widerstand R_4 .

Technische Daten:

Betriebsspannung	24 V
Eingangsspannung	5 V
Eingangsstrom	$< 20 \mu\text{A}$
Relaisstrom	ca. 23 mA
Relais	V 23016-D 0006-A 201

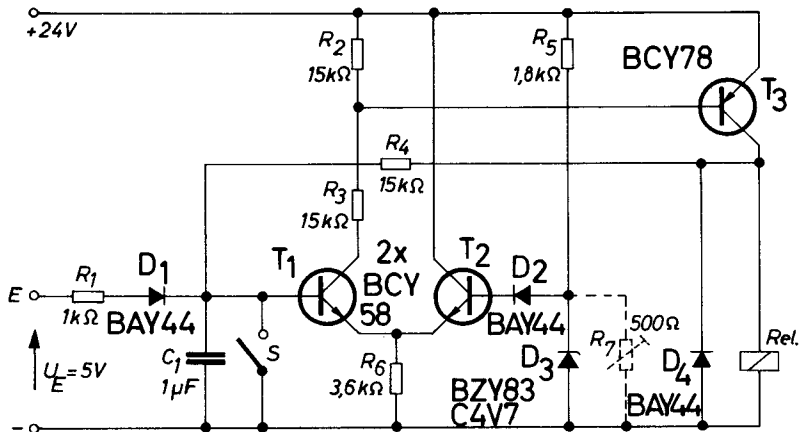


Bild 5.2.3.

5.3. Temperaturbegrenzer zur Fernüberwachung von Tiefkühltruhen mit K 243

Zur Fernüberwachung von Übertemperaturen in Tiefkühltruhen oder Tiefkühlanlagen wurde eine Temperaturbegrenzer-Schaltung entwickelt, die bei Ausfall des Kühlaggregates bei -17°C ein Klein-

schaltrelais N zum Anziehen bringt. Mittels Relaiskontakt wird eine Warnrufanlage eingeschaltet.

Als Meßwertgeber wird der Heißeleitertemperaturfühler K 243 verwendet, der bei -20°C ausgemessen und toleriert wird.

Die Schaltung Bild 5.3. selbst ist weitgehend gegen Umgebungstemperatur- und Betriebsspannungsschwankungen unempfindlich.

Technische Daten der Schaltung:

Betriebsspannung	6 V
zul. Betriebsspannung	4,5 bis 6,5 V
Einstellbarer Temperaturbereich	-20 bis -17°C
zul. Umgebungstemperatur für d. Schaltung	0 bis $+70^{\circ}\text{C}$
Eigenerwärmung des Temperaturfühlers	< 1 grd
Temperaturfehler der Schaltung	
a) bei Erwärmung auf $+50^{\circ}\text{C}$, bezogen auf $+25^{\circ}\text{C}$	+ 0,1 grd
b) bei 0°C , bezogen auf $+25^{\circ}\text{C}$	- 0,05 grd
c) bei einer Betriebsspannungsänderung von 4,5 bis 6,5 V	- 0,15 bis + 0,05 grd
Schalthysterese	0,2 grd
Relaisstrom	ca. 85 mA
Relais	V 23016-B 0002-A 201

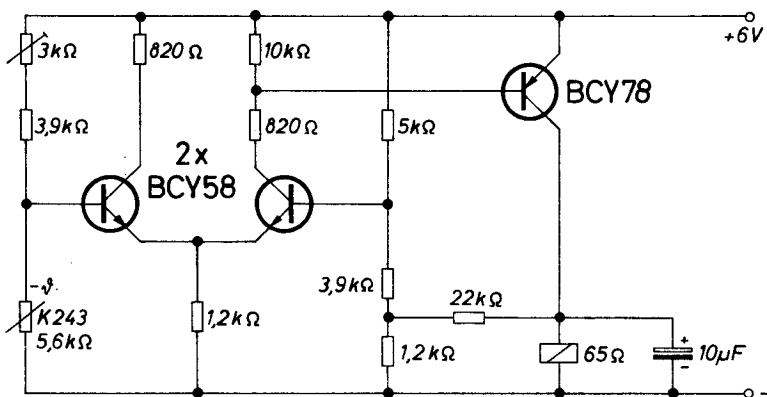


Bild 5.3.

5.4. Thermostat für Tiefkühltruhen

Der folgende Thermostat erlaubt nicht nur das Einstellen der Regeltemperatur von -15 bis -45°C , sondern man kann gleichzeitig unabhängig davon die Ein-Ausschaltdifferenz im Bereich von 3 bis 10 grd vorwählen. Die Schaltung Bild 5.4. ist mit stabilisiertem Netzteil angegeben.

Mit dem Potentiometer P_1 wird die obere Temperaturgrenze eingestellt. Bei dieser Temperatur wird das Kühlaggregat über das Relais eingeschaltet. Mit P_2 wird der Abstand der Abschalttemperatur von der mit P_1 bestimmten oberen Temperaturgrenze eingestellt. Die beiden Einstellungen sind durch die Diode D_6 und die Stromeinprägung mit T_5 voneinander unabhängig.

Technische Daten:

Betriebsspannung	12 V —
Relaisstrom	ca. 50 mA
Einstellbarer Temperaturbereich	-15 bis -45°C
Einstellbare Schalthysterese	ca. 3 bis 10 grd
Temperaturfehler der Schaltung	
a) im Temperaturbereich -20 bis $+70^{\circ}\text{C}$	< 1 grd
b) bei Betriebsspannungsänderung $\pm 10\%$	< 1 grd
c) Eigenerwärmung des Fühlers	0,3 grd
Gleichrichter	B 30 C 250 V 23201-F 1208
Relais	V 23016-C 0005-A 201
Trafo	M 42 Dyn Bl IV X
	$n_1 = 4840$ Wdg 0,1 CuL
	$n_2 = 510$ Wdg 0,32 CuL

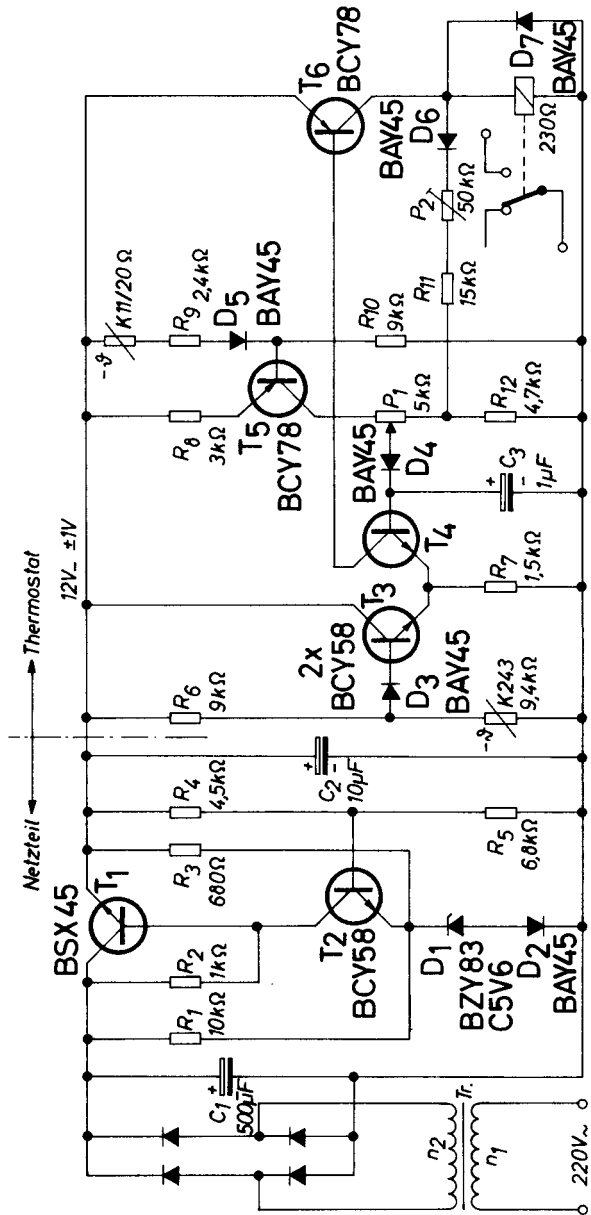


Bild 5.4.

5.5. Temperatur-Elektronik für Waschmaschinen mit Heißleiterfühler K 273

Der Heißleiter-Temperaturfühler K 273 hat sich bei dem Einsatz in Waschmaschinen gut bewährt. Nachfolgende Schaltungen zeigen die Unterschiede, die sich bei der Verwendung als Begrenzer und Regler ergeben. Als Schaltverstärker wurde hier der Operationsverstärker TAA 861 eingesetzt.

5.5.1. Waschlauge-Temperaturbegrenzer

Die Laugentemperatur in der Waschmaschine läßt sich mittels Heißleiter-Temperaturfühler K 273 für Flüssigkeiten – durch Programmierung vorwählbar – auf z.B. 4 festeingestellte Temperaturstufen zwischen 25 bis 95°C einregulieren. Diese 4 Temperaturstufen können durch beliebig viele Zwischenstufen erweitert werden. Zur präzisen Temperatureinstellung bei +95°C dient Potentiometer R_1 . Zwischen dem Temperaturfühler und dem Kleinschaltrelais N dient der integrierte Schaltkreis TAA 861 als Verstärker. In der vorliegenden Laugentemperatur-Begrenzerschaltung zieht bei Erreichen der eingestellten Temperatur das Relais an. Der Relaiskontakt legt Netzspannung an den Kupplungsmagnet und löst den nächsten Programmschritt aus.

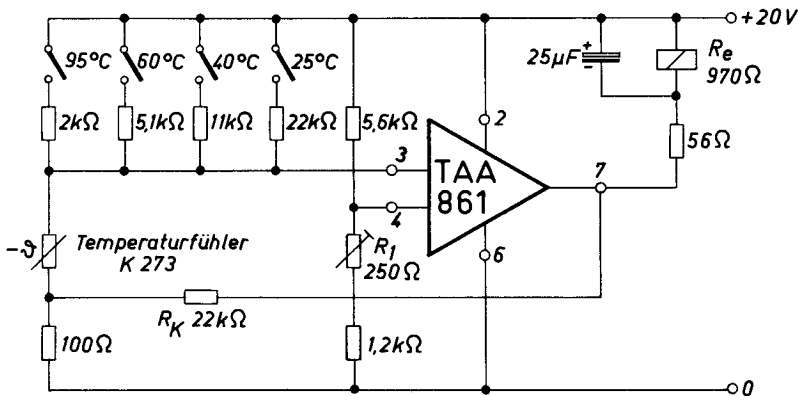


Bild 5.5.1.

Betriebsgleichspannung	20 V
einstellbarer Temperaturregelbereich	25 bis 95°C
höchstzulässige Temperatur für den K 273	100°C
zul. Umgebungstemperatur für die Schaltung	0 bis 70°C
Temperaturfehler der Schaltung bei Erwärmung auf +70°C, bezogen auf +20°C bei $U_{\text{Batt}} = 20 \text{ V}$	+0,4 grad
Temperaturfehler der Schaltung bei einer Betriebsspannungsänderung von +10 bis -10% bei $T_u = 20^\circ\text{C}$	< 0,1 grad
Relais	Kleinschaltrelais N V 23016-C 0006-A 101

5.5.2. Waschlauge-Temperaturbegrenzer mit Leistungsendstufe

Die Schaltung Bild 5.5.2. wurde ergänzt durch eine Endstufe mit dem Silizium-Transistor BSY 15, damit der Kupplungsmagnet direkt geschaltet werden kann. Es können Kupplungsmagnete mit einem Strom von 100 bis 300 mA geschaltet werden.

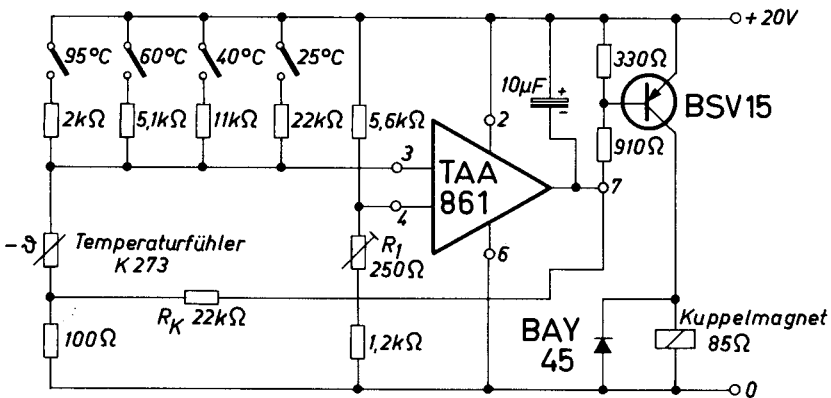


Bild 5.5.2.

Technische Daten: Siehe unter 5.5.1

5.5.3. Waschlauge-Temperaturregler

In dieser Schaltung 5.5.3. erfolgt die Temperaturmessung ebenfalls über einen Widerstandsvergleich in einer Brückenschaltung. Die Brückenzweige sind so dimensioniert, daß bis zum Erreichen der eingestellten Temperatur der invertierte Eingang des Operationsverstärkers TAA 861 (Anschluß: 4), der am Brückenzweig mit dem Temperaturfühler liegt, positiver ist gegenüber dem nicht invertierten Eingang (Anschluß: 3). Der Ausgang (Anschluß: 6) des IC's liegt deshalb, unterstützt durch den Rückkopplungswiderstand R_K , auf 0-Potential und das Relais ist angezogen. Der Relaiskontakt legt über ein Schutz Netzspannung an das Heizelement. Hat die Waschlauge die gewünschte Temperatur (einstellbar mit dem Temperatur-Wahlschalter) erreicht, so wird der nicht invertierte Operationsverstärker-Eingang (3) positiver gegenüber dem invertierten Eingang (4). Der Ausgang kommt auf +20 V-Potential zu liegen und das Relais fällt ab, die Heizung wird abgeschaltet. Sobald die Lauge sich etwas abgekühlt hat, beginnt der Vorgang von neuem.

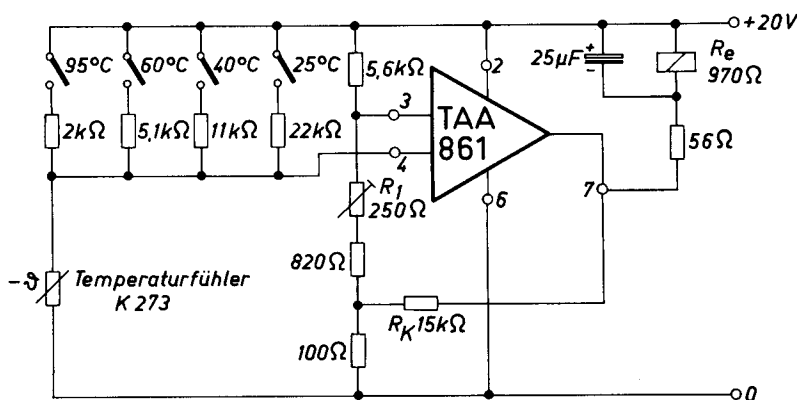


Bild 5.5.3.

Technische Daten:

Betriebsgleichspannung	20 V
einstellbarer Temperaturregelbereich	25 bis 95°C
max. zul. Temperatur für den K 273	100°C
zul. Umgebungstemperatur für die Schaltung	0 bis 70°C
Temperaturfehler der Schaltung bei Erwärmung auf +70°C, bezogen auf +20°C bei $U_{\text{Batt}} = 20 \text{ V}$	+ 0,4 grad
Temperaturfehler der Schaltung bei einer Betriebsspannungsänderung von +10 bis -10% bei $T_u = 20^\circ\text{C}$	< 0,1 grad < 1,0 grad
Ein- und Ausschaltdifferenz des Reglers	< 1,0 grad
Relaisstrom	ca. 20 mA
Relais	Kleinschaltrelais N V 23016-C 0006-A 101

6. Verstärker für Fotobaulemente

Die Bedeutung fotoelektrischer Halbleiter ist in den letzten Jahren mit dem immer stärkeren Vordringen der Elektronik auf allen Gebieten ständig gewachsen. Die Fotobaulemente unterscheiden sich nicht nur in ihren Bauformen, von denen es eine große Anzahl gibt – teilweise für bestimmte Anwendungsaufgaben direkt zugeschnitten – sondern auch durch ihre Grundeigenschaften, die ihre Ursache in den verschiedenen Grundmaterialien und Herstellungstechnologien haben. Obwohl bei fotoelektrischen Halbleiterbaulementen lediglich Lichtsignale in äquivalente elektrische Signale umgewandelt werden, reicht die Wirkungsweise einzelner Baulemente vom einfachen passiven Zweipol bis zum aktiven Vierpol. Berücksichtigt man außerdem das breite Preisspektrum, ist es verständlich, daß bei jeder fotoelektrischen Aufgabe eine sorgfältige Auswahl der Baulemente getroffen werden muß.

6.1. Verschiedene Fotobaulemente und deren Eigenschaften

6.1.1. Fotowiderstände aus Cadmium-Verbindungen

Diese Fotowiderstände sind im Dunkelzustand nahezu Isolatoren ($10^8 \Omega$) und werden bei Belichtung zu elektrischen Leitern, wobei die Leitfähigkeit nicht nur von der Lichtintensivität, sondern auch von der Welligkeit des Lichtes abhängig ist. Der Einsatz erfolgt als passiver Zweipol; die angelegte Polarität der Spannung spielt keine Rolle. Die z. Zt. verfügbaren Bauformen RPY 60 bis RPY 64 sind mit 100 mW zulässiger Verlustleistung relativ hoch belastbar. Dem Vorteil der hohen Empfindlichkeit, der einfachen Handhabung und der Möglichkeit durch Dotierung eine Verschiebung der spektralen Empfindlichkeit zu erreichen, steht der Nachteil einer niedrigen Grenzfrequenz (wenige Hz) gegenüber.

6.1.2. Silizium-Fotodioden

Fotodioden werden in Sperrichtung betrieben. Der Sperrstrom steigt linear mit wachsender Beleuchtungsstärke.

Mit dem Typ BPY 12 steht eine Siliziumfotodiode in Planartechnik zur Verfügung. Sie ist besonders geeignet für den Einsatz mit hochohmigem Arbeitswiderstand und bei hohen Lichtwechselfrequenzen

($f \approx 1 \text{ MHz}$). Durch die Anwendung der Si-Planartechnik werden ein niedriges Dunkelstromniveau und geringes Rauschen erreicht.

6.1.3. Germanium-Fotodioden

Ge-Fotodioden wurden weitgehend durch Silizium-Fotobaulemente verdrängt. Der besondere Vorteil der Ge-Fotodioden liegt in ihrer spektralen Empfindlichkeit, die der des Glühlampenlichtes recht gut entspricht. Die Ge-Fotodioden APY 12/13 erlauben außerdem das Arbeiten mit einer hohen Betriebsspannung (APY 12: 100 V, APY 13: 30 V). Aus diesen Gründen kann man auf den Einsatz von Ge-Fotodioden nicht ganz verzichten.

6.1.4. Silizium-Fotoelemente

Si-Fotoelemente sind aktive Zweipole, die erst dann Spannung abgeben, wenn ihre lichtempfindliche Fläche beleuchtet wird. Der Zusammenhang zwischen Leerlaufspannung und Lichtintensität ist nichtlinear, dagegen ist der Kurzschlußstrom der Beleuchtungsstärke proportional.

Als Signalempfänger eignet sich besonders das kleine und preiswerte Si-Fotoelement BPY 11. Außer diesem gibt es ein ganzes Spektrum an Si-Fotoelementen für die verschiedensten Anwendungen.

6.1.5. Silizium-Fototransistoren

Fototransistoren nutzen die Stromverstärkung des Transistor-systems aus. Sie weisen deshalb eine hohe Lichtempfindlichkeit auf. Da die am Ausgang zur Verfügung stehenden elektrischen Signale recht hohe Werte erreichen, ist die Ansteuerung von IC-Bausteinen störfrei möglich. Es können deshalb auch längere Zuleitungen ohne Störungen verwendet werden.

Allgemein gilt: Je hochohmiger der Lastwiderstand ist, um so höher ist die Fotoempfindlichkeit, um so niedriger liegt jedoch die Grenzfrequenz.

Die Fototransistoren BPY 61 eignen sich auch besonders zum Abtasten von Lochstreifen und Lochkarten, außerdem zum Einsatz in Weg- und Winkelskodierern, während der preiswerte Typ BPY 62 für verschiedenartige Aufgaben eingesetzt werden kann. Für Entertainmentanwendungen steht ein besonders preisgünstiger Fototransistor BP 101 zu Verfügung.

6.1.6. Relative spektrale Empfindlichkeit von fotoelektrischen Halbleitern

Die Abbildung Bild 6.1.6. zeigt die relative spektrale Empfindlichkeit der Fotowiderstände RPY 60 bis RPY 64 und der Silizium- und Germaniumfotobaelemente. Zum Vergleich ist der Bereich des menschlichen Auges $V(\lambda)$ schraffiert angedeutet.

6.1.7. Auswahl diagramm für Fotodioden und -Widerstände

Im Diagramm Bild 6.1.7. ist die Lage einiger gebräuchlicher Fotobaelemente bei konstanter Beleuchtungsstärke im Strom-Spannungskennlinienfeld eingezeichnet. Man gewinnt dabei einen raschen Überblick über die Leistungsfähigkeit der einzelnen Typen bezüglich Fotostrom in Abhängigkeit von der Betriebsspannung bei einer Beleuchtungsstärke von 1000 Lux (Mittelwerte).

6.2. Ansteuerschaltungen mit Fotobaelementen

Das vom Fotobaelement abgegebene elektrische Signal muß in der Regel verstärkt werden. Für die Zusammenschaltung des Fotobaelementes mit der Eingangsstufe der nachfolgenden Verstärkerstufen bieten sich verschiedene Möglichkeiten an.

6.2.1. Einfache Reihenschaltungen für Hell-Dunkel-Betrieb

Diese Schaltungen eignen sich besonders für Fotowiderstände Bild 6.2.1.; 6.2.2., Fototransistoren Bild 6.2.3.; 6.2.4. und Fotodioden Bild 6.2.5.; 6.2.6. mit höheren Sperrspannungen.

Die Dimensionierung des Arbeitswiderstandes R hängt von der Wahl des Fotobauteils und der Beleuchtungsstärke ab. Bei sehr hoher Beleuchtungsstärke kann ein Schutzwiderstand, wie bei einigen Schaltungen gestrichelt angedeutet, notwendig werden.

Die Schaltungen Bild 6.2.7. und 6.2.8. sind für Fotodioden mit kleiner Sperrspannung geeignet.

Auch diese Schaltungen sind nur für Hell-Dunkel-Betrieb geeignet. Als max. Sperrspannung tritt an der Fotodiode höchstens die Basis-Emitterdurchlaßspannung U_{BE} des nachfolgenden Transistors auf. Für die Dimensionierung von R ist auch hier die Empfindlichkeit der

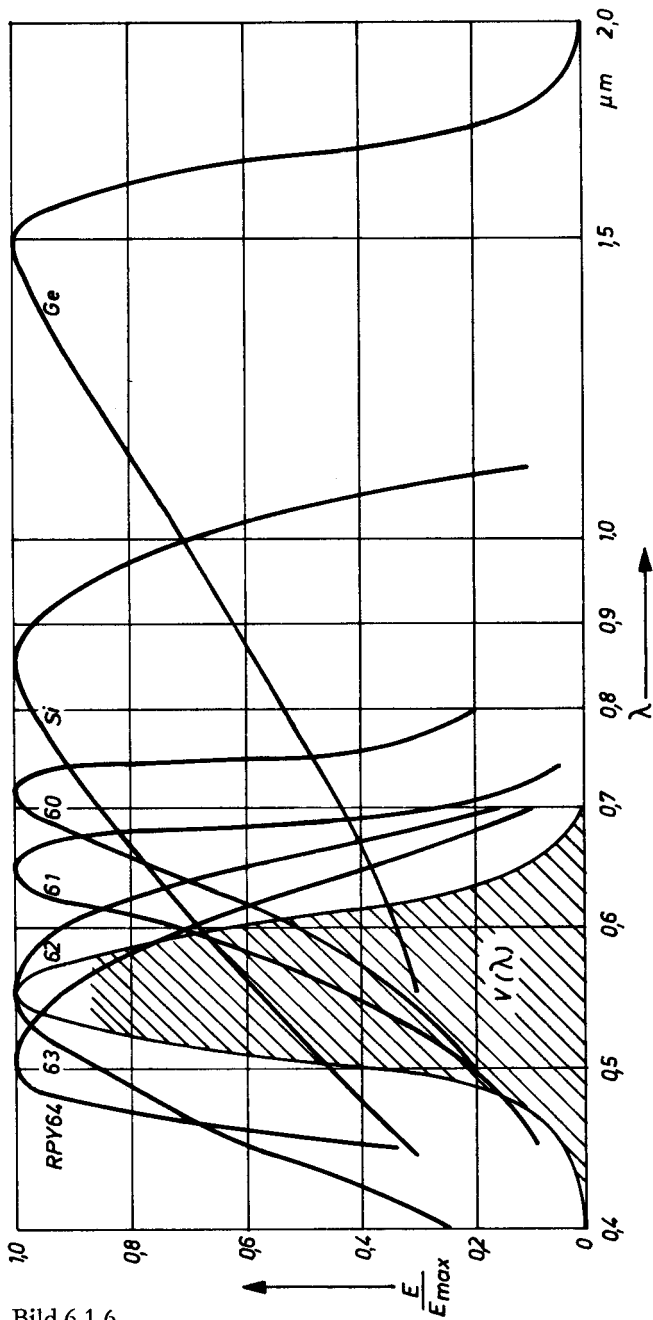


Bild 6.1.6.

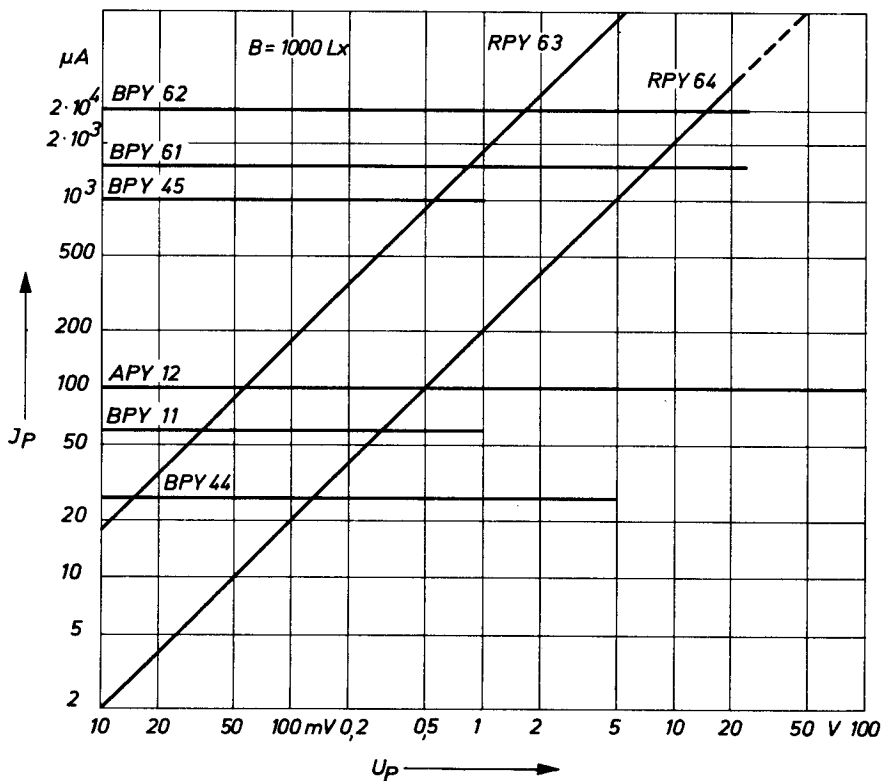


Bild 6.1.7.

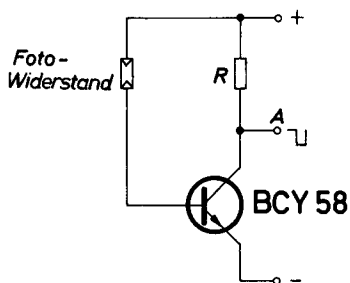


Bild 6.2.1.

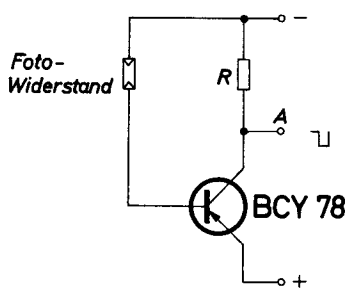


Bild 6.2.2.

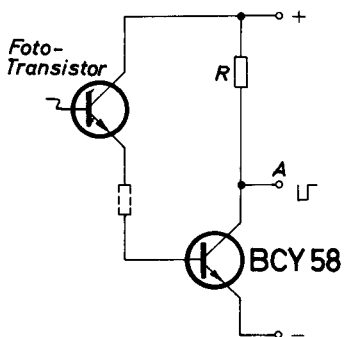


Bild 6.2.3.

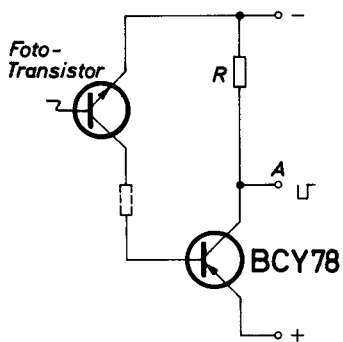


Bild 6.2.4.

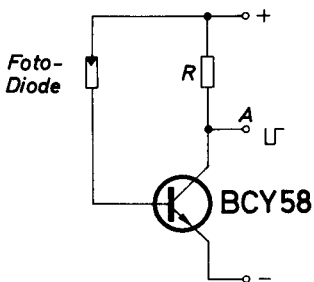


Bild 6.2.5.

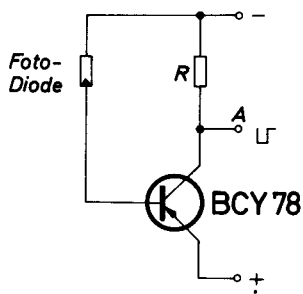


Bild 6.2.6.

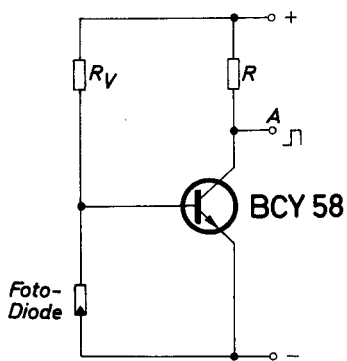


Bild 6.2.7.

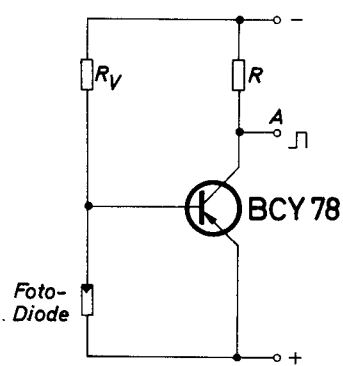


Bild 6.2.8.

Fotodiode und die Beleuchtungsstärke wichtig. Der Wert des Widerstandes R_V ist maximal um die Stromverstärkung B des Transistors höher als R .

6.3. Schaltungen zum Erfassen von Lichtdifferenzen

Für diese Zwecke eignen sich besonders Fotowiderstände und Fototransistoren. Fotodioden sind dann ebenfalls gut geeignet, wenn sie höhere Sperrspannungen ($> 10\text{ V}$) aufweisen.

Der Spannungsabfall am Widerstand R_V Bild 6.3., der sich mit der Beleuchtungsstärke des Fotobauelements ändert, überträgt sich infolge der Dioden- und Transistorfunktion auf den Emitterwiderstand R_E . Der Spannungsabfall an R_E ist wiederum proportional dem Emittierstrom, der etwa dem Kollektorstrom I_C (das ist der Ausgangssignalstrom) entspricht. Die Diode BAY 44 kompensiert den Spannungsabfall der Transistor-Emitterdiode, die Basisstromversorgung übernimmt der Widerstand R_B .

Für die Dimensionierung gilt: R_V ist abhängig von dem Fotobauelement und der Beleuchtungsstärke. R_E sollte etwa dem Wert von R_V entsprechen. Der Strom durch R_B sollte mindestens so groß sein wie I_C/B des Transistors.

Vertauscht man das Fotobauelement mit dem Widerstand R_V , dann erhält man am Ausgang bei Beleuchtungsänderung die umgekehrte Funktion.

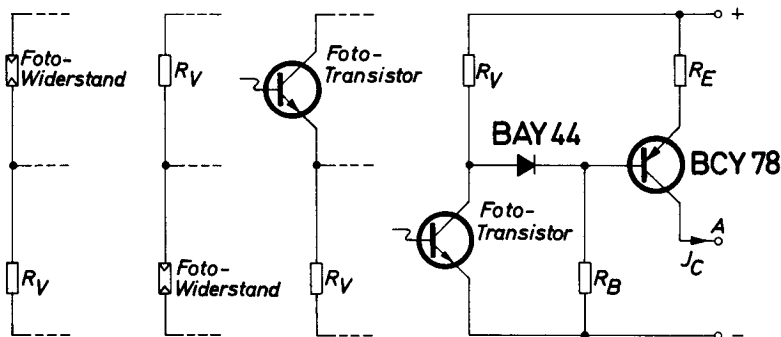


Bild 6.3.

6.4. Wechsellichtverstärkung

Werden Fotobauelemente mit Wechsellicht beaufschlagt, entsteht auch ein elektrisches Wechselsignal, allerdings mit der doppelten Frequenz. Dieses Signal kann kapazitiv auf Wechselspannungsverstärker gekoppelt und entsprechend (auch selektiv) verstärkt werden. Für Wechsellichtempfang eignen sich besonders die Fotodiode BPY 12 oder Fototransistoren BPY 61 und BPY 62, weniger Fotowiderstände oder Fotoelemente Bild 6.4.

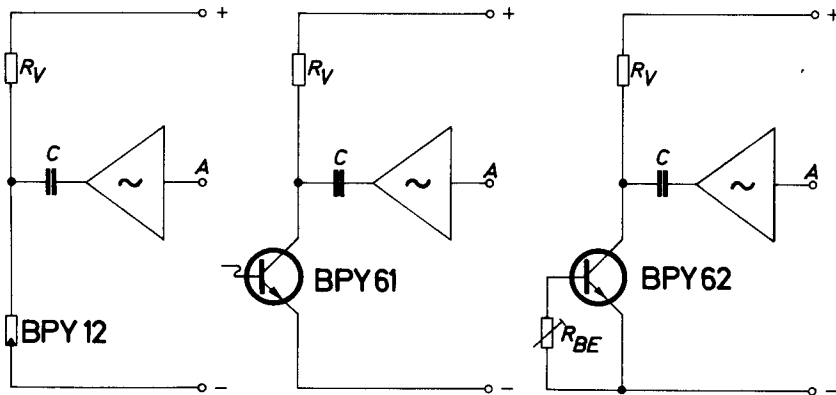


Bild 6.4.

6.5. Differentialfotoelement in einer Nachlaufschaltung

Das Differentialfotoelement FV 2a ist aus zwei Silizium-Fotoelementen mit gemeinsamem Kathodenanschluß gefertigt. Die fotoelektrischen Eigenschaften der zwei Teilelemente entsprechen dem Typ BPY 11. Das neue Bauteil kann vorteilhaft als Abtastsystem für lichtgesteuerte Regelschaltungen eingesetzt werden.

In den folgenden zwei Nachlaufschaltungen wird ein 0,5 mm breiter Lichtstrahl mit Hilfe eines Stellmotors nachgeregelt und mit dem Differentialfotoelement FV 2a abgetastet. Bei dieser Lichtspaltbreite ist die Abtastgenauigkeit des Fotoelements sehr hoch. Die Lichtspaltbreite hat großen Einfluß auf die Regelabweichung, ein schmaler Lichtspalt verkleinert und ein breiter vergrößert sie. Die Nachlauf-

schaltung wird vom Kurzschlußstrom des Differentialfotoelements gesteuert. Die Beleuchtungsstärke bzw. die Lichtspaltbreite müssen so gewählt sein, daß der Kurzschlußstrom wenigstens doppelt so groß ist als der Kollektor-Basis-Reststrom I_{CBO} des Eingangstransistors bei der höchsten Umgebungstemperatur. Der Kurzschlußstrom des Fotoelements wird von Temperaturänderungen nur wenig (0,1%/grd) beeinflußt.

6.6. Nachlaufschaltung mit 100 Lux Empfindlichkeit

Die Lichtstärke des Lichtstrahls muß > 100 Lux betragen. Je nachdem ob die linke oder die rechte Hälfte des Fotoelements FV 2a vom Lichtstrahl getroffen wird, führt der Stellmotor Bild 6.6. eine entsprechende Drehbewegung aus. Das Umschalten der Drehrichtung erfolgt über eine mit komplementären Transistoren (T_5 , T_6) aufgebaute Endstufe. Wenn beide Hälften gleichmäßig beleuchtet werden, dann sind beide Endstufentransistoren angesteuert, der Stellmotor steht still. Der Kollektorstrom fließt in diesem Fall als Querstrom über beide Endstufentransistoren. Diese Anordnung hat den Vorteil, daß in der Steuerschaltung keine Ansprechschwelle überschritten werden muß, wenn der Lichtstrahl aus der Mitte des Fotoelementes wandert. Der Blendenweg bis zum Anlauf des Motors ist von der Qualität des Stellmotors abhängig. Zum Schutz der Endstufentransistoren werden der Querstrom und der Kollektorstrom, durch die Gegenkopplung über T_7 auf den gemeinsamen Emitterwiderstand der zwei Eingangstransistoren T_1 und T_2 begrenzt. Die Begrenzung des max. Kollektorstromes wirkt auch als Drehzahlbegrenzung bei konstanter Belastung des Stellmotors.

Die Diode D_1 gewährleistet eine von Spannungsschwankungen weitgehend unabhängige Vorspannung für das Differentialfoto Bauelement FV 2a. Gleichzeitig kompensiert sie temperaturbedingte Änderungen der Eingangsschwellspannungen von T_1 und T_2 .

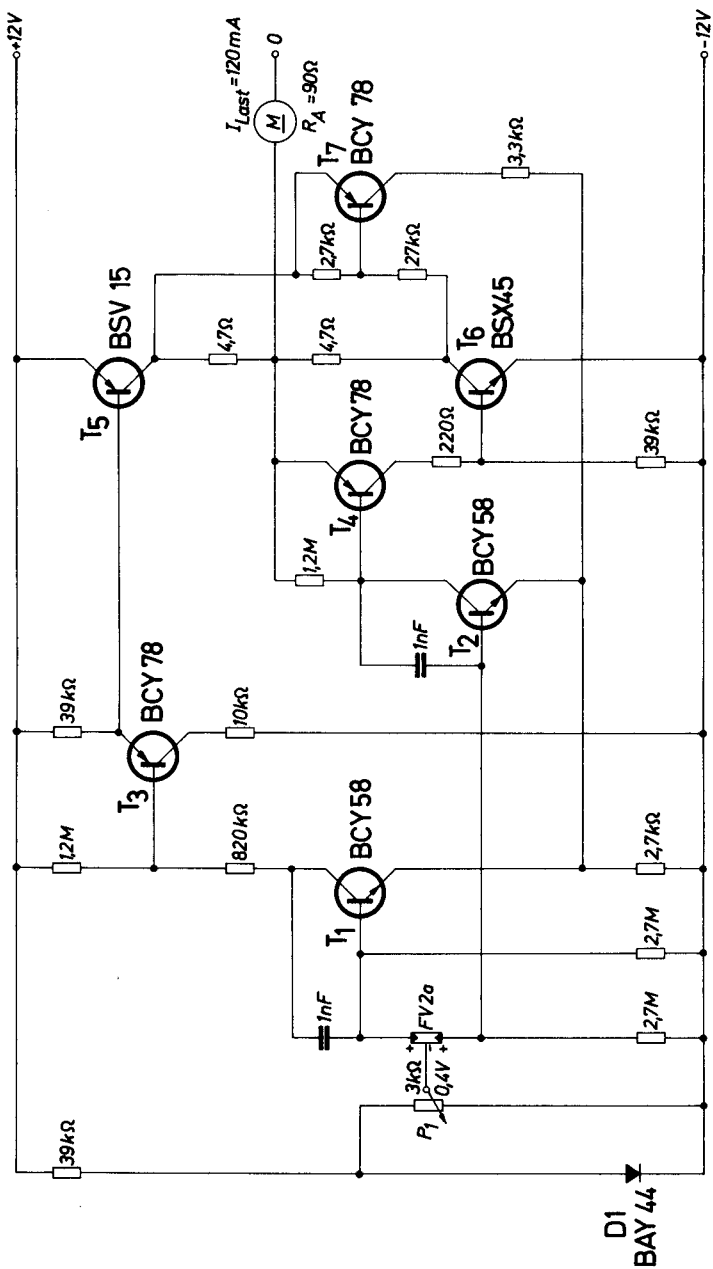


Bild 6.6.

6.7. Nachlaufschtaltung mit 2000 Lux Empfindlichkeit

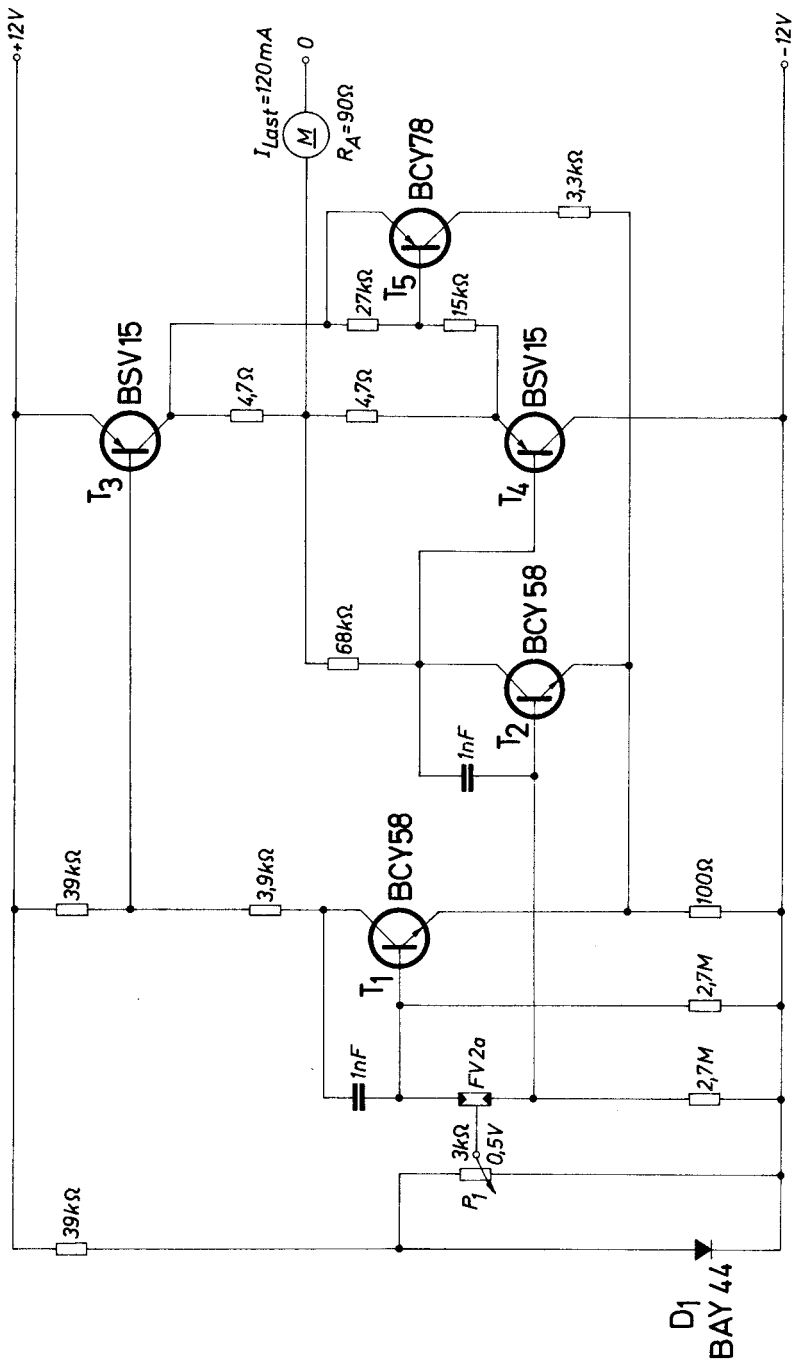
Diese Schaltung Bild 6.7. ist ähnlich aufgebaut wie Schaltung 6.6. Durch den Wegfall einer Verstärkerstufe muß die Beleuchtungsstärke des Lichtstrahlers auf 2000 Lux erhöht werden. Der Stellmotor wird über eine mit zwei PNP-Transistoren (T_3 , T_4) aufgebaute Endstufe gesteuert.

Technische Daten:

Betriebsspannung	± 12	V
Beleuchtungsstärke	100	Lux bzw. 2000 Lux (Farbtemp. 2800°K)
Lichtstrahlbreite	0,5	mm
Lichtwechselfrequenz	100	Hz
max. Kollektorstrom der Endstufentransistoren	120	mA
Gleichstromwiderstand des Stellmotors	90	Ω
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor	60	grd/W
max. Umgebungstemperaturbereich	0°C bis + 60°C	

6.8. Empfindlicher Wechsellichtverstärker mit Störspannungsunterdrückung

Der sehr empfindliche Fotoempfänger Bild 6.8., der bei relativ hoher überlagerter Störspannung (Welligkeit) auf der Versorgungsspannung auch bei hoher Spannungsverstärkung noch arbeitet, wurde vor allem zum Erfassen des 100 Hz Wechsellichtanteils von Leuchtstofflampen entworfen. Als Fotoelement eignet sich besonders das Siliziumelement BPY 11. Als Verstärker wird der Operationsverstärker TAA 861 eingesetzt. Dieser Typ besitzt im Eingang eine Differenzstufe. Der Operationsverstärker ist hier so geschaltet, daß eine Störspannung von der Versorgungsleitung an beiden Eingängen gleichzeitig anliegt und sich wegen der Differenzbildung der Eingänge nahezu aufhebt. Die Versorgungsspannungsunterdrückung beträgt mindestens 72 dB. Bei einer eingestellten Verstärkung von 80 dB spricht die nachgeschaltete Schaltstufe erst bei einer Störspannung von 200 mV_{eff} auf der Versorgungsleitung an. Eine evtl. Überwachung der Betriebsspannung auf Welligkeit bzw. Störspannung ist hier



D1
BAY 44

Bild 6.7.

7. Zerhacker und Oszillatoren

Unter dem Begriff Zerhacker versteht man im allgemeinen Spannungswandler, die eine Gleichspannung in eine Rechteckwechselspannung zerhacken. Die so entstandene Wechselspannung kann beliebig transformiert, gegebenenfalls auch wieder gleichgerichtet werden. Die Steuerspannung der Zerhackertransistoren wird meistens aus Rückkopplungswicklungen des Wandlertransformators bezogen, so daß Transistoren und Transformator eine Schwingeinheit bilden. In den letzten Jahren hat sich an dem bereits früher ausführlich beschriebenen Schaltungsprinzip der Zerhacker nichts geändert. Bei der Verwendung neuerer Silizium-Transistoren ändern sich lediglich die Rückkopplungszweige geringfügig.

7.1. Gleichspannungswandler 6 V / 300 V – 25 W

Nach dem bekannten Gegentaktwandlerprinzip, bei dem jeweils der eine Transistor leitend ist, während sich der andere im Sperrzustand befindet, wurde diese Schaltung mit dem Bild 7.1. angegebenen Betriebswerten erprobt. Beim Aufbau empfiehlt es sich, die Steuerwicklungen und die Primärwicklungen (n_1 mit n_3 und n_2 mit n_4) gemeinsam zu wickeln.

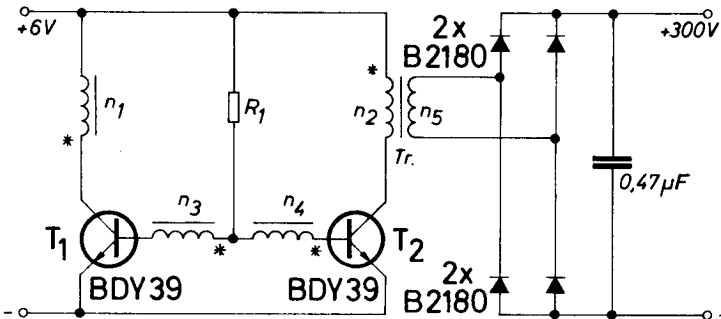


Bild 7.1.

Technische Daten:

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom	8 A
Kollektorspitzenstrom	9 A
Ausgangsspannung	300 V
Nennlast	25 W
Laststrom bei Nennlast	83 mA
Frequenz	ca. 3 kHz

Bauelemente: 2 × BDY 39
1 Widerstand 10 Ω /5 W (R_1)
4 Dioden B 2180
1 Kondensator 0,47 μ F/600 V

Transformator: EE 42 T 26 1 mm Luftspalt
 $n_1 = n_2 = 16$ Wdg 1,2 CuL
 $n_3 = n_4 = 10$ Wdg 0,22 CuL
 $n_5 = 1200$ Wdg 0,2 CuL

7.2. Gleichspannungswandler 12 V/300 V – 25 W

Vorstehende Schaltung Bild 7.1 wurde gleichzeitig für eine Betriebsspannung von 12 V dimensioniert. Es ändern sich dabei vor allem geringfügig die Wicklungswerte des Transformators. Es können die gleichen Halbleiterbauteile verwendet werden. Auch hier sollte die zugehörige Steuerwicklung gemeinsam mit der Primärwicklung gewickelt werden.

Technische Daten:

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom	3 A
Kollektorstrom	3 A
Ausgangsspannung	300 V
Nennlast	25 W
Ausgangsstrom bei Nennlast	83 mA
Frequenz	ca. 3 kHz

Bauelemente: 2 Transistoren BDY 39
1 Widerstand 150 Ω (R_1)
4 Dioden B 2180
1 Kondensator 0,47 μ F/600 V

Transformator: EE 42 T 26 1 mm Luftspalt

$$n_1 = n_2 = 32 \text{ Wdg } 0,9 \text{ CuL}$$

$$n_3 = n_4 = 9 \text{ Wdg } 0,22 \text{ CuL}$$

$$n_5 = 1030 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL}$$

Die nachfolgend beschriebenen Sinusgeneratoren arbeiten ähnlich wie Zerschacker mit Rückkopplungswicklung. Hierbei wirkt jedoch der Transformator mit einem Kondensator als Schwingkreis. Es können nun nicht mehr Rechteckimpulse mit ihren sehr breiten Frequenzspektrum, sondern vorwiegend die Grundfrequenz übertragen werden. Gegenüber Rechteckgeneratoren dürfen hier jedoch die Transistoren nicht übersteuert werden. Daher ist, wenn keine besonderen Maßnahmen vorgesehen werden, die Kurvenform der Ausgangsspannung lastabhängig. Zu beachten ist ferner, daß im Sinusbetrieb an den Transistoren eine höhere Verlustleistung auftritt als im Rechteckbetrieb. Der Wirkungsgrad von Sinusgeneratoren liegt deshalb um $\eta = 70\%$.

7.3. 50 Hz-Sinusgenerator 12 V/220 V/10 W

Dieser Sinusgenerator Bild 7.3 arbeitet mit dem Transistor BDY 39 in Kollektorschaltung in Eintakt-B-Betrieb. Die Kollektorschaltung verhindert bei Laständerungen die totale Übersteuerung des Transistors. Mit dem Vorwiderstand R_3 können Stromverstärkungsstreuungen des Transistors ausgeglichen werden. Besitzt der Lastwiderstand eine Blindkomponente, so muß mit einer entsprechenden Frequenzänderung gerechnet werden.

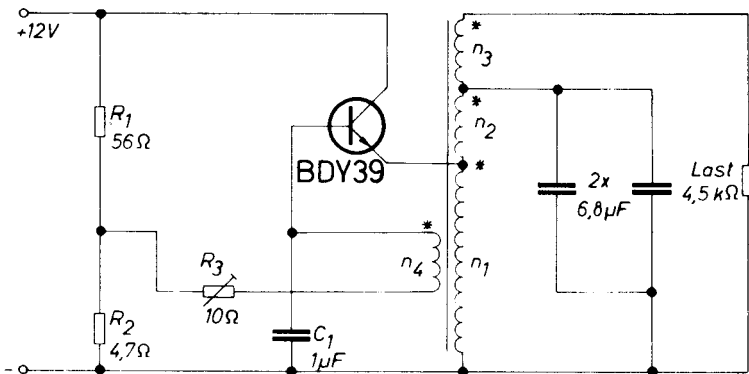


Bild 7.3.

Schwingungserzeuger und Verstärker in zwei Stufen aufgetrennt worden. Die Gegenkopplung erfolgt von der Verstärkerstufe aus. Mit dem Potentiometer P_1 lassen sich der Grad der Gegenkopplung einstellen und die unterschiedliche Stromverstärkung der Transistoren ausgleichen. Der Ruhestrom des Transistors T_2 wird mit Potentiometer P_2 eingestellt.

Technische Daten:

Betriebsspannung		20	V
Aufnahmeleistung		2,3	W
Schwingfrequenz		1000	Hz
Ausgangsspannung		20	V_{eff}
		2	V_{eff}
Windungen/Volt		10	Wg/V
Ausgangsstrom	je	30	mA
Klirrfaktor	<	5	%
Änderung der Ausgangsspannung zwischen Leerlauf u. Nennlast	<	5	%
Erforderlicher Wärmewiderstand des Kühlkörpers (bzw. der Kühlfläche) für Endstufentransistor BDY 12		$R_{thK} < 10 \text{ grad/W}$	

Tr. 1: Siferrit-Kern B 65661-L 0630 J 026

$n_1 = 164 \text{ Wdg } 0,22 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

$n_2 = 34 \text{ Wdg } 0,18 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

$n_3 = 170 \text{ Wdg } 0,18 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

Tr. 2: M 55/20 Dyn. Blech IV/0,35 mm/0,5 mm Luftspalt

je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 200 \text{ Wdg } 0,5 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

$n_2 = 17 \text{ Wdg } 0,2 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

$n_3 = 34 \text{ Wdg } 0,5 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

$n_4 = 340 \text{ Wdg } 0,5 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$

8. Geregelte Netzgeräte

8.1. Elektronische Stromkonstantquellen bei kleinen Betriebsspannungen

Häufig werden in elektronischen Schaltungen konstante Ströme benötigt, welche wiederum mit elektronischen Hilfsschaltungen erzeugt werden. Besondere Probleme bereitet die Erzeugung von Konstantströmen, wenn die zum Vergleich dienende Spannung am Meßpfad nicht groß genug gewählt werden kann, was vor allem bei kleinen Betriebsspannungen der Fall ist.

Im folgenden Beispiel soll bei einer Betriebsspannung von 8 V von einer elektronischen Schaltung gegen den Minuspol ein möglichst konstanter Strom von $250\mu\text{A}$ im Umgebungstemperaturbereich zwischen -30°C und $+70^\circ\text{C}$ abgegeben werden. Die benötigte Ausgangsspannung beträgt max. 4,5 V, so daß höchstens 3 V am Meßpfad zur Verfügung stehen. Ändert sich die Betriebsspannung bis zu $\pm 10\%$, so soll sich in genau demselben prozentualen Maß auch der Ausgangsstrom ändern. Diese spezielle Forderung erleichtert beispielsweise die Temperaturkompensation eines nachfolgenden Schwellenverstärkers.

Dieses Beispiel wird an 4 nachfolgenden verschieden aufwendigen Einzelschaltungen gelöst und anschließend die Ergebnisse in einer Tabelle zusammengefaßt.

8.1.1. Einfacher Stromkonstanter

Der einfachste Stromkonstanter Bild 8.1.1. mit einem Transistor und 3 Widerständen erfüllt nur geringe Anforderungen. Der Teilerstrom sollte etwa 500mal größer als der Basisstrom sein. Entsprechend dem Teilverhältnis fällt am Emitterwiderstand d.h. Meßwiderstand immer eine gleiche Spannung ab.

Bei veränderlichem Ausgangswiderstand wird der Ausgangsstrom bis zu einer max. Ausgangsspannung (4,5 V) konstant gehalten. Die geringe Genauigkeit ergibt sich vor allem durch die temperaturabhängige Schwellenspannung des Transistors, die temperaturabhängige Stromverstärkung des Transistors und durch die mit der Stromverstärkungsänderung bedingten Basisstromänderung. Wird eine hohe Stromverstärkungsgruppe gewählt, so schwankt der konstante Ausgangsstrom bei einer Temperatur-Änderung zwischen -30°C und

+70°C im Mittel um 6,5%, das entspricht 0,65‰ pro grd. Auch die proportionale Ausgangsstromänderung, abhängig von der Betriebsspannung, ist bei dieser Schaltung ungünstig, da sich zwar das Teiler-
verhältnis proportional, nicht aber die Schwellenspannung des Transistors im selben Verhältnis ändert. Bei einer Betriebsspannungs-
abweichung von 10% weicht der Ausgangsstrom bereits um 15% ab.

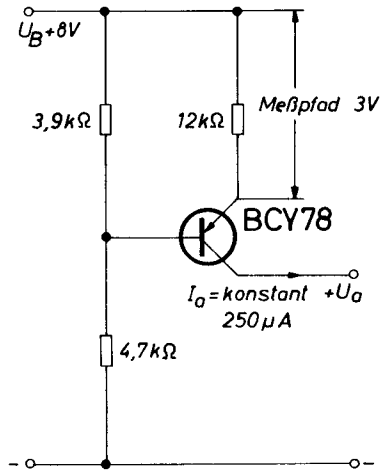


Bild 8.1.1.

Technische Daten siehe S. 144

8.1.2. Einfacher Stromkonstanter mit Diodenstabilisation

Für diese Stromkonstantschaltung Bild 8.1.2. wird gegenüber der ersten Schaltung eine zusätzliche Kompensationsdiode benötigt. Wegen der Kompensationswirkung soll diese auch räumlich nah am Transistor angebracht sein. In Reihe zum Spannungsteiler liegt die Kompensationsdiode. Da die Basisdiode und der Meßwiderstand parallel liegen, wird bei etwa gleichen Temperatureigenschaften der Siliziumdioden der Temperaturgang kompensiert. Nicht erfaßt wird die temperaturabhängige Stromverstärkung und die dadurch bedingte Basisspannungsänderung. Nicht zu vernachlässigen ist die temperaturabhängige Spannungsteilung, die infolge der Reihendiode entsteht. Immerhin tritt gegenüber der Schaltung Bild 8.1.1. eine erhebliche Verbesserung ein. Zwischen -30 °C und 70 °C ändert sich der Aus-

gangsstrom von $250\text{ }\mu\text{A}$ um 3%, das sind $0,30/100/\text{grd}$. Die proportionale Betriebsspannungsabhängigkeit des Ausgangsstromes ist geringer geworden und beträgt bei 10% Spannungsabweichung jetzt 11,5%.

Technische Daten siehe S. 144

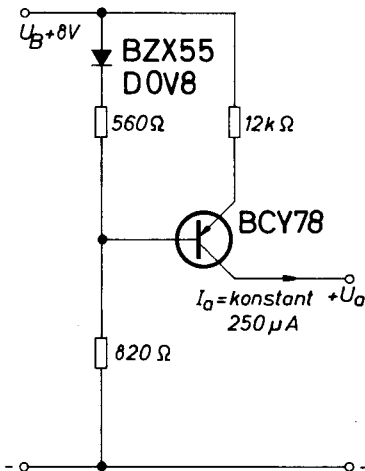


Bild 8.1.2.

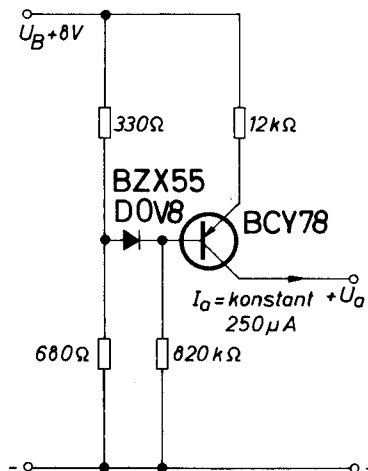


Bild 8.1.3.

8.1.3. Stromkonstanter mit diodenentkoppeltem Spannungsteiler

Die dritte Stromkonstantschaltung Bild 8.1.3. arbeitet ebenfalls mit einer Kompensationsdiode. Jene leitet die Differenz zum Basisstrom und dem Strom eines neu eingeführten Widerstandes ab. Da die Diode gegen die Basisdiode geschaltet ist, kompensieren sich beide Temperatureinflüsse.

Die mit dieser Schaltung erreichten Genauigkeiten sind bereits sehr hoch, besonders wenn die Verstärkung des Transistors groß ist. Als Resteinflüsse bleiben lediglich bei verschiedenen Temperaturen der unterschiedliche Basisstrombedarf, dessen Differenz sich vom Ausgangsstrom I_a (= Kollektorstrom) abzieht, und die sich etwas verschiebenden Spannungsabfälle an den Dioden; denn ein kleinerer Basisstrom bedeutet einen größeren Strom durch die Diode. In der Praxis kommt dann noch eine evtl. unterschiedliche Erwärmung der Halbleiterbauteile oder eine ungleiche Temperaturcharakteristik dazu.

Letztere ist bei den kleinen Strömen sehr gering, weshalb der Basiswiderstand ($820\text{ k}\Omega$) hoch gewählt wird. Zu beachten ist der Temperatureingang des Meßwiderstandes, der die gemessenen Werte erheblich verfälschen kann. Zwischen einer Umgebungstemperatur von $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$ ändert sich der Konstantstrom um noch 1% (bei einigen Meßreihen bis 0,5%), das sind $0,1\text{‰}$ pro grad . Bei dieser Schaltung ist auch der proportionale Stromfehler bei Betriebsspannungsänderung sehr klein, er beträgt bei 10% Spannungsabweichung 0,9%.

Technische Daten siehe S. 144

8.1.4. Schaltung für hochkonstante Stromeinprägung

Für hochgenaue Anwendungen wurde diese Stromkonstantenschaltung entwickelt. Sie kompensiert theoretisch alle temperaturabhängigen Parameter. Als Resttemperatureingang bleibt lediglich die ungleiche Temperaturcharakteristik der beiden Differenztransistoren, die bei den kleinen Strömen jedoch gering ist.

Im Emitterkreis vom Endtransistor T_1 Bild 8.1.4. liegt der Meßwiderstand. Der Spannungsabfall am Meßwiderstand wird mit dem Spannungsabfall eines sehr niederohmigen Teilers durch einen Diffe-

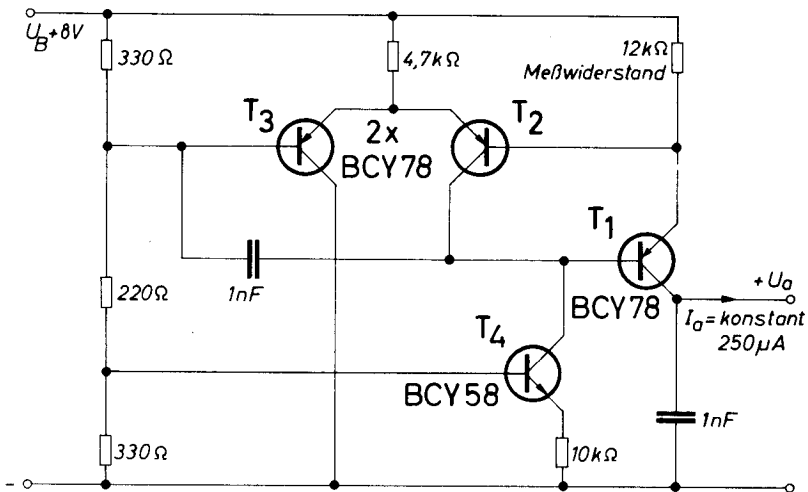


Bild 8.1.4.

Technische Daten Bild 8.1.1. bis 8.1.4. Tabelle 8.1.5.
(Schaltungsvergleich)

	Schaltung 8.1.1.	Schaltung 8.1.2.	Schaltung 8.1.3.	Schaltung 8.1.4.
Betriebsspannung	8,0 V	8,0 V	8,0 V	8,0 V
Ausgangsspannung max.	4,5 V	4,5 V	4,5 V	4,5 V
Ausgangskonstantstrom	250 μ A	250 μ A	250 μ A	250 μ A
Umgebungstemperatur	- 30 ... + 70 °C	- 30 ... + 70 °C	- 30 ... + 70 °C	- 30 ... + 70 °C
Konstantstromfehler bei Temperaturänderung	$6,5 \cdot 10^{-3}$ grd	$3,0 \cdot 10^{-3}$ grd	$1,0 \cdot 10^{-3}$ grd	$0,2 \cdot 10^{-3}$ grd
Linearitätsfehler bei 10% Betriebsspannungsabweichung	5,5 %	1,6 %	0,9 %	0,1 %
Aufwand:				
Transistoren	1	1	1	4
Dioden	-	1	1	-
Widerstände	3	3	4	6
Kondensatoren	-	-	-	2

renzverstärker T_2 , T_3 verglichen. Durch die Differentialzweige soll dabei etwa der gleiche Strom wie durch den Transistor T_1 fließen. Dadurch kompensieren sich die Basisströme von T_2 und T_1 und der Ausgangsstrom wird nicht beeinflusst. Der zu große Differentialstrom wird von einem weiteren Transistor T_4 , der als einfache Stromkonstantstufe ausgebildet ist, abgeleitet. Die Basis von T_4 liegt an derselben Teilerspannung wie T_3 . Mit dieser Kombination fließt in beiden Differenzzweigen auch bei Temperatur- und Spannungsänderung ein ausgewogener Strom. Der Differenzstrom, welcher für die Regelung des Endtransistors T_1 benötigt wird, verändert die Basisspannung der Differenztransistoren T_2 und T_3 praktisch nicht, da er nur ein Bruchteil des fließenden Kollektorstromes ist. Die Ausgangsstromänderung zwischen -30°C und $+70^\circ\text{C}$ war besser als 0,2%. Auch bei 10%-Betriebsspannungsänderung war am Ausgangsstrom noch kein Linearitätsfehler festzustellen.

8.2. Kurzschlußsicheres Spannungskonstantgerät 0,7 bis 8 V regelbar, 2 A

Der maximale Ausgangsstrom Bild 8.2. wird, unabhängig von der eingestellten Ausgangskonstantspannung, von der Stromverstärkung des Endtransistors und dem Widerstand R_1 bestimmt. Bei richtiger

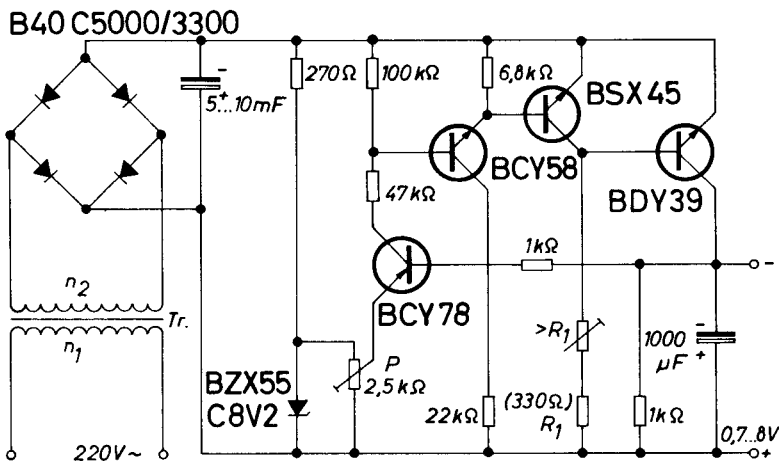


Bild 8.2.

Wahl von R_1 für den maximal zulässigen Ausgangsstrom 2 A, der vor allem durch den Wärmewiderstand des Kühlkörpers begrenzt ist, setzt bei hoher Belastung ab 2 A eine Strombegrenzung ein. Das Gerät ist somit kurzschlußsicher. Setzt man in Reihe zum Widerstand R_1 ein Potentiometer mit einem Widerstand $> R_1$ ein, so können mit der Schaltung auch kleinere Ströme begrenzt werden.

Mit dem Potentiometer P kann die Ausgangsspannung stufenlos von 0,7 bis 8 V eingestellt werden.

Technische Daten:

Eingangsspannung	220 V 50 Hz \pm 10%
Ausgangsspannung	0,7 bis 8 V – regelbar
Ausgangsstrom	max. 2 A
Umgebungstemperatur	max. 70 °C
Temperaturkoeffizient bei $U_A = 6$ V	+ 0,1 bis 2,5 mV/grad
Innenwiderstand	< 50 m Ω
Wärmewiderstand des Kühlkörpers des Transistors BDY 39	< 2,5 grad/W
Trafo	M 65 o. L.
Dyn-Bl.	IV/0,35
n_1	1550 Wdg 0,25 CuL
n_2	72 Wdg 1,4 CuL

8.3. Netzgeräte für 100 V_– und 150 W Ausgangslast

Netzgeräte für höhere Ausgangsspannungen Bild 8.3. sind schwierig zu dimensionieren. Das liegt vor allem am Mangel an hochsperrenden Leistungstransistoren, die gleichzeitig eine hohe Gleichlast aufnehmen können. Wie im folgenden Beispiel kann man das Problem mit einer Reihenschaltung von Transistoren lösen. Die Spannungsaufteilung übernehmen dabei die Teilerwiderstände R_3/R_4 . Der statische Innenwiderstand kann mit dem Kompensationswiderstand R_8 auf 0 Ω abgeglichen werden. Der niedrige R_8 -Widerstandswert kann durch eine Verbindungsleitung oder Drahtschleife gebildet werden. Die Schaltung ist nicht gegen Kurzschluß oder Überlast geschützt. Der niedrige thermische Kühlkörperwiderstand für die Leistungstransistoren ist zu beachten, er kann z.B. mit einem Lüftergebläse erreicht werden.

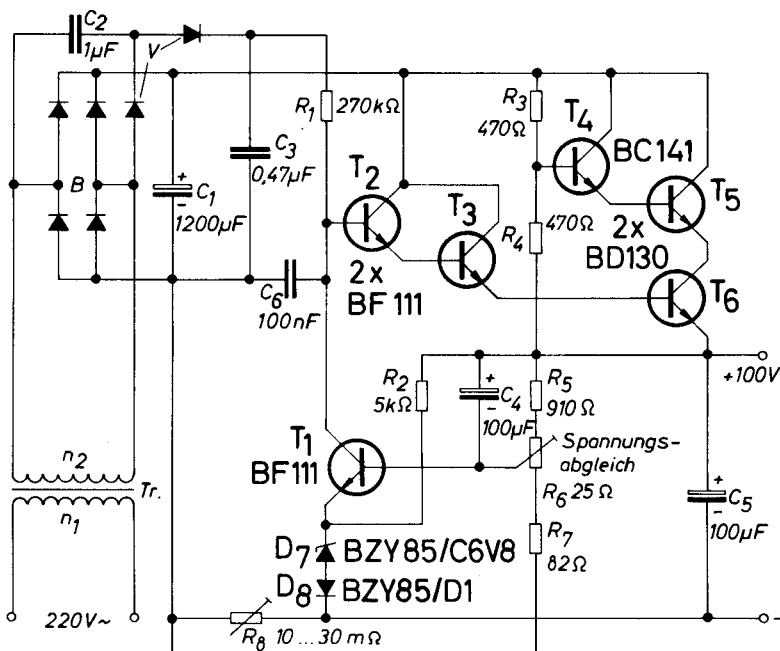


Bild 8.3.

Betriebsdaten:

Netzspannung	220 V $\pm 10\%$
Ausgangsspannung	100 V ₋
Ausgangslast	0 bis 150 W
Innenwiderstand $R_{1 \text{ dyn}}$	5 m Ω
$R_{1 \text{ stat}}$	0 Ω
Brummspannung	≤ 2 mV
Temperaturstabilität	$0,25 \cdot 10^{-3}/\text{grd}$
Wärmewiderstand des Kühlkörpers	
für die Endtransistoren T_5, T_6	$< 1,3$ grd/W
für die Treibertransistoren T_2, T_3, T_4	< 40 grd/W
Netztransformator: EI 130 a o.L.; Primär	710 Wdg 0,85 \varnothing CuL
Sekundär	355 Wdg 1,17 \varnothing CuL
B Brückengleichrichter	B 250 C2000/1400 Si
V Verdopplergleichrichter	V 250 C750/500 Si

Der Transformator ist mit einem Lüftergebläse zu kühlen.

8.4. Ladegerät für DEAC-Zellen (RS 600, 45 V)

DEAC-Zellen werden üblicherweise mit einem Zehntel des Ampere-stunden-Stromwertes aufgeladen. Dabei darf die Zelle, wenn der momentane Ladezustand nicht bekannt ist, mit der 1,4fachen Nenn-Ladekapazität (Ah) beaufschlagt werden. Die Zellenspannung steigt bei Ladung im Normalfall von 1,1 V auf 1,5 V. Nach langer Lagerung der Zellen treten Änderungen der Betriebsdaten auf. Durch mehrmaliges Auf- und Entladen mit Betriebsströmen können die ursprünglichen Werte wieder erreicht werden.

Das entwickelte Ladegerät Bild 8.4.1. ist für eine Schnell-Ladung einer Batterie von 3 Zellen vom Typ RS 600 dimensioniert. Die Batterie wird mit ca. 800 mA innerhalb von 1,5 Stunden aufgeladen. Da bei diesen großen Ladeströmen die Gefahr des starken Überladens und damit der Zerstörung der Zellen gegeben ist, muß die Ladung laufend überwacht werden. Die Schaltung kontrolliert die Aufladung über die Spannung. Übersteigt diese einen bestimmten Wert, so wird der Ladestrom zurückgeregelt. Die Batterie kann also beliebig lange am Ladegerät angeschlossen bleiben. Ladungsverlust durch Selbstentladung wird automatisch ausgeglichen.

Die Schaltung kompensiert Netzspannungsänderungen U_N von $\pm 10\%$ und Temperaturschwankungen von 0 bis $+60^\circ\text{C}$ auf einen Fehler von max. 100 mV. Mit dem Potentiometer P_1 kann die max. Ladespannung eingestellt werden.

Trafo: M55 Dyn. Bl. IV o. L.
 $n_1 = 2580$ Wdg 0,19 \varnothing
 $n_2 = 112$ Wdg 0,9 \varnothing

Gleichrichter Gl:
B60 C900/600 Si
V23212-B1210

Das Temperaturverhalten der Spannungsbegrenzung ist in Bild 8.4.2 dargestellt.

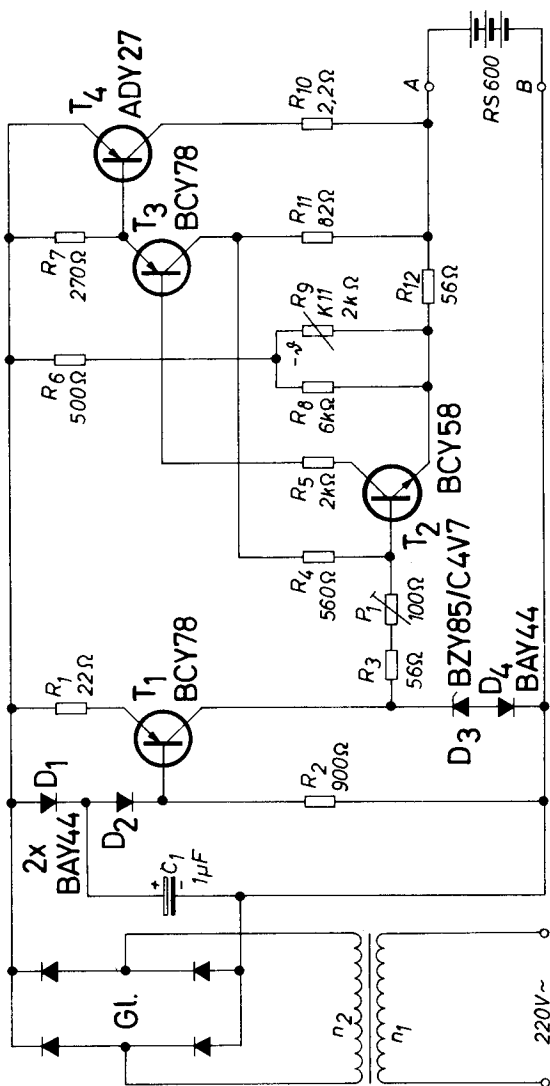


Bild 8.4.1

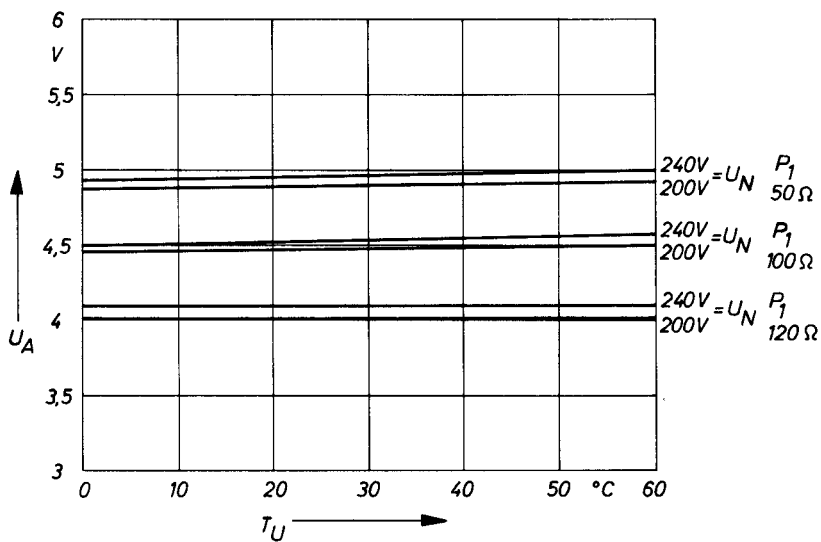


Bild 8.4.2.

Unsere Geschäftsstellen

Ort	Straße	Fern- sprecher	Fern- schreiber
5100 Aachen 1	Kurbrunnenstraße 14–20	4511	832866
5770 Arnsberg	Bahnhofstraße 89–93	2056	842236
8750 Aschaffenburg	Ludwigstraße 17	21219	4188839
8900 Augsburg 2	Hübnerstraße 3	32521	53821
8580 Bayreuth 2	Weiherstraße 25	7071	642889
1000 Berlin 61	Schöneberger Straße 2–4 (Siemenshaus)	1991	183766
4800 Bielefeld 2	Kavalleriestraße 26	571	932805
5300 Bonn	Friedrich-Ebert-Allee 130	2091	886498
3300 Braunschweig 1	Fallersleber Straße 6–8	4751	952820
2800 Bremen 1	Contrescarpe 72	3641	245451
8630 Coburg	Casimirstraße 6	791	663212
6100 Darmstadt 1	Bleichstraße 19	73043	419246
4600 Dortmund 1	Märkische Straße 8–14	5481	822312
4000 Düsseldorf 1	Lahnweg 10 (Siemenshaus)	30301	8581301/2
4100 Duisburg 1	Düsseldorfer Straße 50 (Siemenshaus)	28191	855843
4300 Essen 1	Kruppstraße 16 (Siemenshaus)	20131	857437
2390 Flensburg	Neustadt 10	4027	22745
6000 Frankfurt (Main) 1	Gutleutstraße 31 (Siemenshaus)	2621	414131
7800 Freiburg (Breisgau) 1	Habsburgerstraße 132 (Siemenshaus)	2121	772842
3380 Goslar 1	Am Markt 5	23931–34	953832
		24054–59	
2000 Hamburg 1	Lindenplatz 2 (Siemenshaus)	2821	211891
4700 Hamm 1	Caldenhofer Weg 31	2781	828834
3000 Hannover 1	Am Maschpark 1 (Siemenshaus)	1991	922333
7100 Heilbronn 1	Schaeffelenstraße 15	86746	728714
8670 Hof (Saale) 3	Bahnhofsplatz 1a	6071	643865
6750 Kaiserslautern 2	Merkurstraße 2	55091	45832
7500 Karlsruhe 1	Bahnhofstraße 5	1371	782831
3500 Kassel 1	Bürgermeister-Brunner-Straße 15 (Siemenshaus)	19281	992359
8960 Kempten 2	Salzstraße 27	28071	54827
2300 Kiel 1	Holstenbrücke 26/28	51101	292814
5400 Koblenz	Frankenstraße 21	2681	862831
5000 Köln 1	Friesenplatz 8–14 (Siemenshaus)	5761	8881005/6
7750 Konstanz	Moosbruggerstraße 18	5381/2	733209
4450 Lingen	Lindenstraße 4	4101	98870
2400 Lübeck	Breite Straße 52/54	71921	26728
6500 Mainz 1	Flachmarktstraße 13–17 (Siemenshaus)	1001	4187765
6800 Mannheim 1	N 7.18 (Siemenshaus)	2961	462261
8000 München 80	Richard-Strauß-Straße 76 (Siemenshaus)	21911	528421
4400 Münster 1	Herwarthstraße 6–8	4931	892828
8500 Nürnberg 2	Richard-Wagner-Platz 1 (Sigmund-Schuckert-Haus)	20161	622251
7600 Offenburg	Heinrich-Hertz-Straße 2	5061	752806
4500 Osnabrück	Niedersachsenstraße 14	32847	94827
7417 Pfullingen 1	Daimlerstraße 23	89241	729723
7980 Ravensburg 1	Gartenstraße 16	4811	732915
8400 Regensburg 2	Maximilianstraße 29	57061	65807
6600 Saarbrücken 3	Martin-Luther-Straße 25	2081	4421431
3321 Salzgitter-Watenstedt	Hauptstraße 62	25273	95460
8720 Schweinfurt 2	Johann-Georg-Gademann-Straße 21	1421	673207
5900 Siegen	Sandstraße 42–48	53095	872635
7000 Stuttgart 1	Geschwister-Scholl-Straße 24 (Siemenshaus)	20761	723941
5500 Trier	Deutschherrenstraße 38	48011	47815
7900 Ulm 1	Frauenstraße 11	61241	712826
6330 Wetzlar 1	Karl-Kellner-Ring 19–21 (Siemenshaus)	711	483845
2940 Wilhelmshaven	Paul-Hug-Straße 8	26187	253305
8700 Würzburg	Theaterstraße 25 (Siemenshaus)	50850	68844
5600 Wuppertal-Elberfeld	Hofkamp 106–108	4971	8591853