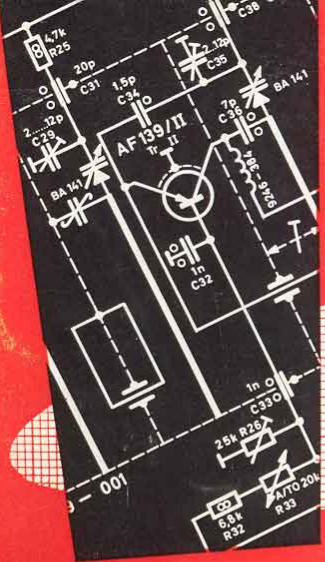


GRUNDIG

TECHNISCHE INFORMATIONEN

ZEITSCHRIFT FÜR ELEKTRONIK, RADIO-, FERNSEH- UND TONBANDTECHNIK



GRUNDIG

Hi-Fi-Stereo-
Verstärker
SV 140



SV 140
Innenaufbau

Das neue
GRUNDIG
Hi-Fi-Programm

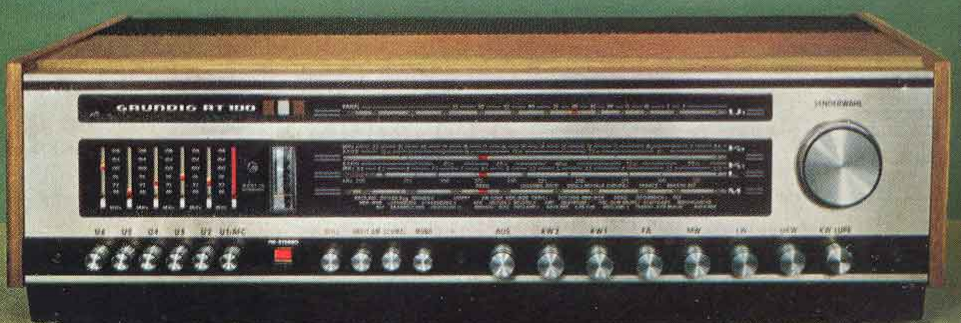
WELTSPITZENKLASSE

3

1968

15. Jahrgang

Hi-Fi-Stereo
Rundfunk-Tuner
RT 100



GRUNDIG

Hi-Fi - Stereo - Rundfunk - Tuner

RT 100

U. CLAASSEN

H. M. KNOLL

Ein Mehrbereich-
Spitzenempfänger
mit höchstem
Bedienungskomfort
und UKW-Stationstasten

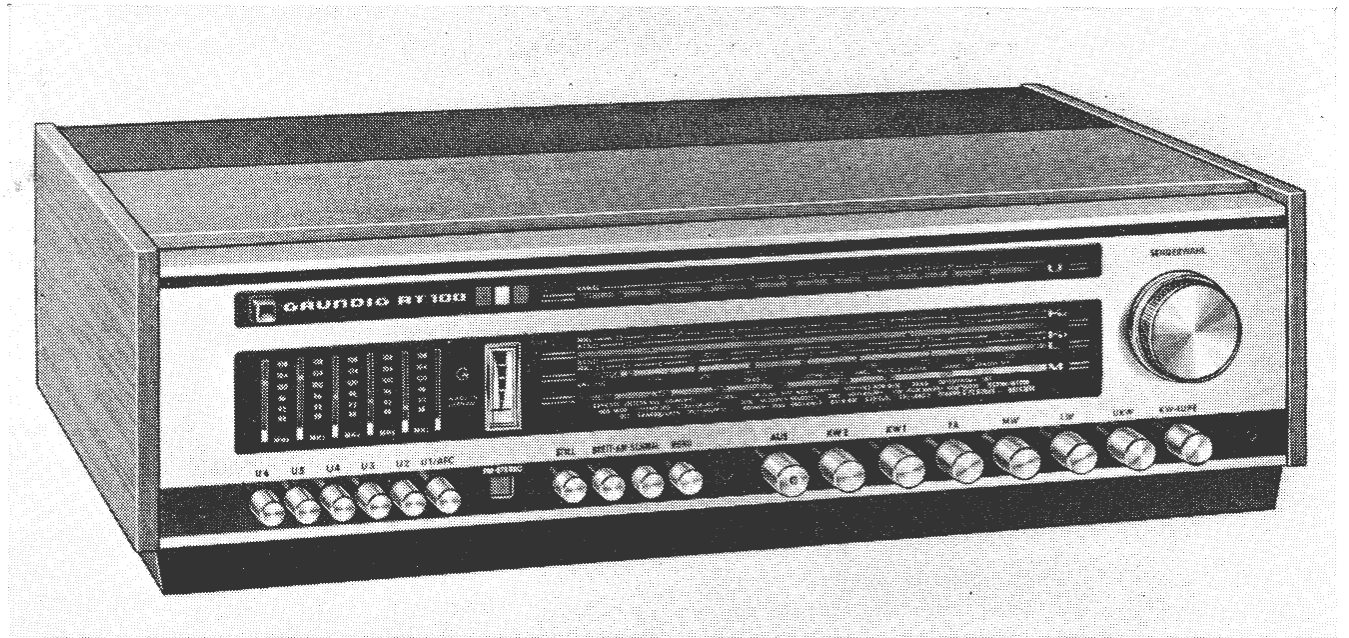


Bild 1 Form und Abmessungen des RT 100 sind dem neuen GRUNDIG HiFi-Stereo-Verstärker SV 140 angepaßt, der ebenfalls in diesem Heft beschrieben wird (Seiten 411... 423)

Das Gerät RT 100 entstand aus der Weiterentwicklung des bewährten und bekannten HiFi-Stereo-Rundfunk-Tuners RT 40, dessen wesentliche Merkmale auch beim RT 100 zur Anwendung kamen, wie getrennter und kompromißloser Aufbau der beiden ZF-Verstärker für AM und FM, pegelgesteuerte Stereoumschaltautomatik und exakt arbeitende Scharfabstimmung mit Hubbegrenzung. Ein Dreikreisfilter sorgt bei FM für erstklassige Trennschärfe bei allen vorkommenden Eingangsspannungen. Das Gerät verfügt über die Wellenbereiche UKW, LW, MW, KW I und KW II, wobei auf den beiden Kurzwellenbereichen mit einer Abstimmklappe eine Dehnung des Bandes möglich ist. Für eine schnelle Programmwahl auf UKW sind fünf Stationstasten vorhanden. Zur exakten UKW-Sendereinstellung dient neben einem beleuchteten Abstimmanzeigeelement eine lampengesteuerte Anzeigeschaltung, welche auch dazu verwendet werden kann, um einen Sender von der Hauptabstimmung auf die Feststationen zu übertragen („Super-Tunoscope“). Ist das Gerät richtig abgestimmt und der Sender empfangswürdig, so leuchtet eine weiße Lampe. Ist das Ge-

rät, bei ausreichender Feldstärke, falsch abgestimmt, so brennt eine rote Lampe links oder rechts von der weißen Lampe je nach Verstimmungsrichtung. Ist der Sender zu schwach, so leuchten beide roten Lampen. Beim Empfang eines Stereosenders brennt eine spezielle Anzeigelampe. Mittels einer Taste kann das Gerät auf Mono zurückgeschaltet werden. Die Stereo-Anzeigelampe verlischt dann.

Im UKW-Mischteil werden drei Feldeffekttransistoren und ein Siliziumplanartransistor verwendet. Die Abstimmung erfolgt über vier Duodioden. In den AM-Bereichen läßt sich mit einer hoch- und niederfrequenten Bandbreitenschaltung das Gerät an die jeweiligen Empfangsbedingungen anpassen. Eine Glimmlampe dient zum Schutz gegen zu hohe statische Spannungen bei Gewittern.

Das Gerät erfüllt DIN 45 500 in allen Punkten, da bei der Dimensionierung der ZF-Verstärker großer Wert auf niedrigen Klirrfaktor, geringe Intermodulation und konstante Gruppenlaufzeitdifferenz gelegt wurde. Der Empfänger ist auf die Netzspannungen 110/130/220 und 240 V einstellbar und verfügt insgesamt über 45 Silizium-Transistoren, 35 Dioden und 2 Gleichrichter. Der NF-Pegel entspricht der Norm und ist zusätzlich um bis zu -10 dB einstellbar.

Schaltungstechnik

Die nachstehende Beschreibung bezieht sich auf das Gesamtschaltbild (Seiten 407/410 dieses Heftes).

UKW-Bereich

Über einen Hochpaß mit einer Grenzfrequenz von 70 MHz gelangt die Eingangsspannung an den ersten Vorstufentransistor. Der Antennenkreis wird mit einer Doppeldiode abgestimmt. Nach Verstärkung im ersten Transistor wird die Spannung einem zweiten Abstimmkreis zugeführt, der mit entsprechenden Anzapfungen für die Anpassung der beiden Transistoren versehen ist. Die zweite UKW-Vorstufe steuert den

dritten Abstimmkreis, an dessen Hochpunkt der Mischtransistor angeschlossen ist. Die Oszillatorspannung wird in den Sourcekreis der Mischstufe eingespeist. Als Oszillator arbeitet ein Silizium-Transistor. Die beiden Vorstufen und der Mischer sind mit Feldeffekttransistoren bestückt. Für die Abstimmung werden in allen Kreisen Doppeldioden verwendet, um zu verhindern, daß bei niedrigen Abstimmspannungen Gleichrichtung der Hochfrequenz eintritt. Im Oszillator würde dadurch eine Abhängigkeit der Frequenz von der Oszillatorspannung auftreten. Verwendet man Einzeldioden, so treten auch dann schon Schwierigkeiten auf, wenn noch keine Gleichrichtung aber schon eine starke Durchsteuerung der Diode durch die Hochfrequenz auftritt. Diese Durchsteuerung macht sich in einem dynamischen Gleichlauffehler unangenehm bemerkbar. Bild 2 möge das veranschaulichen. Legt man eine Abstimmspannung U_2 an ohne HF-Aussteuerung, so ergibt sich damit eine Kapazität C_2 .

Durch eine HF-Aussteuerung wird die Kennlinie bis zur Spannung U_1 und U_3 durchgesteuert. Es ergeben sich die Kapazitätswerte C_1 und C_3 . Wie man deutlich sieht, ist die relative Änderung der Kapazität nach C_1 und C_3 stark verschieden. Legt man eine reine Sinusansteuerung zugrunde, so sind die zeitlichen Abläufe bei absinkender und bei ansteigender Spannung gleich. Die mittlere Abstimmkapazität wird aber zu kleineren Spannungen verschoben und damit größer. Die Folge ist ein Gleichlauffehler zu den Vorkreisen. Verwendet man dagegen Doppeldioden, so ändert sich die eine Diode in ihrer Kapazität gegenläufig zur anderen. Die Kompensation kann natürlich nicht vollkommen sein, da die Änderung der Kurvenkrümmung zu kleinen Spannungswerten nicht gleich der zu höheren ist. Als weiterer Vorteil ist noch zu nennen, daß an jeder Diode nur die halbe Hochfrequenzspannung liegt. Die Verwendung von Feldeffekt-

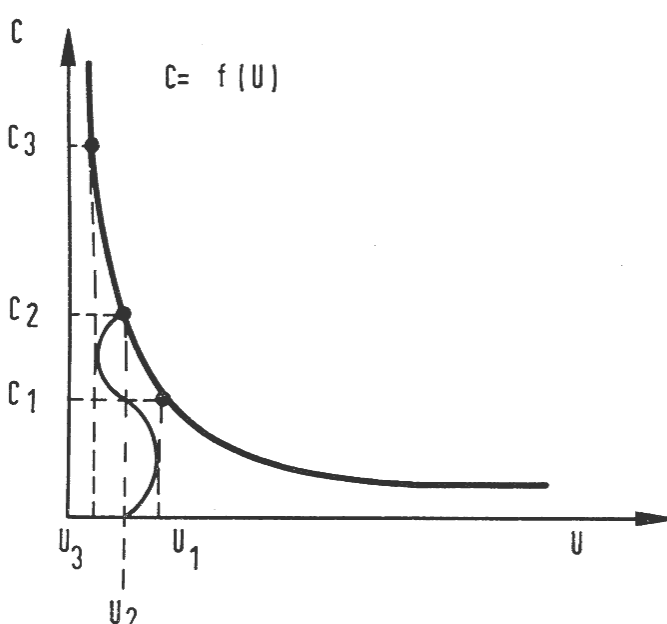


Bild 2

transistoren gewährleistet eine gute Kreuzmodulationssicherheit bei hohen Antennenspannungen.

Die ZF-Spannung wird über ein Dreikreisfilter an den ersten ZF-Transistor geführt. Die Verbindung des ZF-Verstärkers mit dem Mischteil erfolgt über eine zweiadrige geschirmte Leitung, um Masseschleifen zu vermeiden. Zur Auskopplung der ZF-Spannung aus dem ersten ZF-Kreis dient eine separate Wicklung, die als Teil des zweiten Kreises gilt.

ZF-Teil

Der Aufbau des ZF-Verstärkers erfolgt auf einer gemeinsamen Druckschaltungsplatte, bei der die einzelnen Stufen in separaten, mit Abschirmblechen versehenen, Kammern angeordnet sind, wie das Farbfoto auf der 2. Umschlagseite zeigt.

Alle Stufen sind mit einem Transistor BF 238 kleiner Rückwirkung (ca. 0,3 pF) bestückt. Es ergeben sich dadurch einwandfrei symmetrische Kurven. Die Bandfilter sind mit hoher Güte ausgeführt und dann definiert bedämpft. Dadurch wird die Kurvenform des Verstärkers nicht von Spulenstreuungen beeinflusst. Die ersten drei Stufen sind fast gleich aufgebaut. Die Neutralisation wird in der ersten Stufe individuell eingestellt, da die Kurvenform in dieser hochverstärkenden Stufe wesentlich in die Gesamtdurchlaufkurve eingeht. Die Betriebsspannungen der einzelnen Stufen werden durch Drosseln und Kondensatoren gesiebt. An den Kollektorkreisen liegen gedruckte Ankopplungskondensatoren, die zum Abgleich dienen und im Betrieb geerdet sind. Aus dem letzten Basiskreis wird eine ZF-Spannung entnommen und einer Diode zur Gleichrichtung zugeführt. Die entstandene Gleichspannung steuert die HF-pegelabhängige Mono-Stereo-Umschaltung im Stereo-Decoder. Die Gleichspannung ist in ihrer Höhe einstellbar. Damit läßt sich der Ansprechpunkt in Grenzen verändern. Der Treibertransistor arbeitet auf eine Anzapfung des Kollektorkreises und läuft mit wesentlich höherem Strom als die vorhergehenden Stufen. Der Ratiodetektor ist symmetrisch ausgeführt und liegt mit den Richtwiderständen auf einer Spannung von ca. + 6,8 V. Diese Spannung kommt aus dem Netzteil für die Steuerung der Kapazitätsdioden. Schaltungseinzelheiten der Scharfabstimmung werden beim Netzteil besprochen, da beide Schaltungen eine Einheit bilden. Bei Messungen am Ratiodetektor ist zu beachten, daß alle Teile dieses Schaltungsteils auf der erwähnten Spannung liegen. Span-

nungsmessungen müssen immer auf diese Spannung bezogen werden. Will man die Richtspannung oder die Verstimmungsspannung messen, so verfährt man nach Bild 3.

Röhrenvoltmeter weisen meist eine erhebliche Kapazität gegen Netz auf und schleifen dadurch einen Brummanteil in das Gerät. Mit Hilfe eines Elkos von $10 \mu\text{F}/70 \text{ V} =$ wird dieser Brummstrom nach Masse abgeleitet. Man sollte einen Elko hoher Prüfspannung verwenden, damit der Reststrom nicht die Spannung am Röhrenvoltmeter verfälscht. Im heißen Ende des Röhrenvoltmeters liegen Siebglieder für die Zwischenfrequenz. Bei der hohen Gesamtverstärkung des Gerätes können schon kleine ZF-Reste zu Rückwirkungen führen. Alle Messungen am Ratiodetektor selbst müssen unbedingt auf C 67 bezogen werden, da davor liegende Punkte mit dem Potential an C 67 nicht identisch sind. Der Symmetrieregler R 62 (2,5 k Ω) darf nur nach Abgleichanweisung eingestellt werden. Er dient lediglich zum Ausgleich kleiner Unsymmetrien des Ratiodetektors.

Der positive Teil der Ratiorichtspannung wird einem Transistor zur Abstimmanzeige zugeführt. Die Schaltung zeigt Bild 4. Ist das Gerät auf einen Sender abgestimmt, so steht am Punkt A eine positive Gleichspannung, die sich aus der Netzteilspannung von 6,8 V und der Grundrauschspannung des Gerätes zusammensetzt. Stellt man nun das Potentiometer P 3 auf einen Spannungswert, der um die Basisemitterschwelspannung des Transistors T 16 kleiner ist, so beginnt im Transistor gerade Strom zu fließen. Es genügt jetzt schon eine sehr kleine Spannungsänderung am Punkt A, um einen hohen Strom im Transistor zu erzeugen.

Die Anzeige ist damit sehr steil und individuell einstellbar bei jedem Gerät. Mit dem Potentiometer P 2 läßt sich der Vollausschlag des Instrumentes einregeln. Die Diode D 14 hat für die Funktion der Abstimmanzeige keine Bedeutung. Sie verhindert lediglich einen Stromfluß in umgekehrter Richtung, der evtl. durch die hochliegende Basis bei bestimmten Schaltzuständen auftreten könnte.

Das Instrument ist nicht als Feldstärkeanzeige gedacht, sondern dient lediglich der Abstimmung. Der Transistor T 18 arbeitet als NF-Impedanzwandler, um den Ratiodetektor möglichst gering zu belasten. Die Transistoren T 17 und T 19 gehören zur Stillabstimmung und werden dort besprochen.

Decoder

Das Schaltungsprinzip ist das gleiche, wie es schon in den Vorgängertypen verwendet wurde. Die Mono-Stereo-Umschaltung erfolgt jedoch nicht wie beim RT 40 mit einem Relais, sondern rein elektronisch. Die gesamte Decoderschaltung hat sich gut bewährt, da sie bessere Rausch-Signalabstände liefert als andere Anordnungen, die z. B. mit Zeitmultiplex arbeiten. Die Deemphasis in den beiden Kanälen liegt vor der Demodulation, so daß Störungen im Differenz- oder Summenkanal bereits abgeschwächt den Demodulator erreichen. Es soll nachstehend lediglich eine Zusammenstellung der Einzelfunktionen gegeben werden, da das Decoderprinzip als bekannt angesehen werden dürfte.

- T 401: Verstärkung des 19-kHz-Trägers. Verstärkung des Summenkanals und der Seitenbänder als Emitterfolger.
- 2 x AA 118: Verdoppelung des 19-kHz-Trägers auf 38 kHz.
- T 403: Verstärkung der Seitenbänder des Differenzkanals.
- 4 x AA 118: Demodulation und Erzeugung der Signale L+R und L-R.
- T 404: Verstärkung des 38-kHz-Trägers u. Ansteuerung des Demodulators.
- T 402: Gleichrichtung der 19-kHz-Frequenz zur Erzeugung einer Steuerspannung für die Mono-Stereo-Umschaltung.
- T 405: Schmitt-Trigger zur Steuerung
- T 406: der Anzeigelampe
- T 407:

Liegt ein genügend hoher HF-Pegel und gleichzeitig ein 19-kHz-Pilotton vor, so sind T 405 und T 406 gesperrt. Von den Kollektoren dieser beiden Transistoren erhalten T 403 und T 404 ihre Basisspannung über entsprechende Teiler. Alle Stufen arbeiten damit normal. Fällt dagegen der HF-Pegel zu weit ab oder wird lediglich monofon gesendet, so ist T 405 oder T 406 geöffnet und sperrt damit T 403 und T 404. Der Decoder arbeitet damit in Stellung Mono. Der 38-kHz-Pilotton und die Seitenbänder des Differenzkanals werden damit nicht verstärkt.

Ausgangsstufen

Zwei gleichartig aufgebaute Verstärker verarbeiten die Signale L und R und führen sie den Ausgangsbuchsen zu.

Es wird dabei sowohl eine Impedanzwandlung als auch eine Verstärkung durchgeführt. Der Ausgangspegel läßt sich um etwa 10 dB verändern, um den Tuner an den nachfolgenden Verstärker anpassen zu können. Ein Tiefpaßfilter

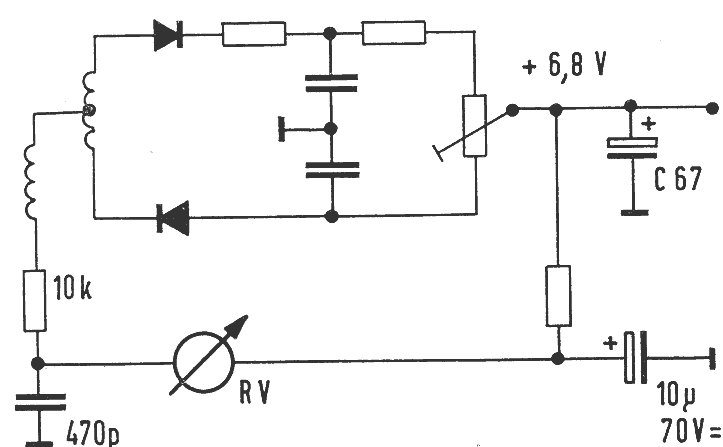


Bild 3

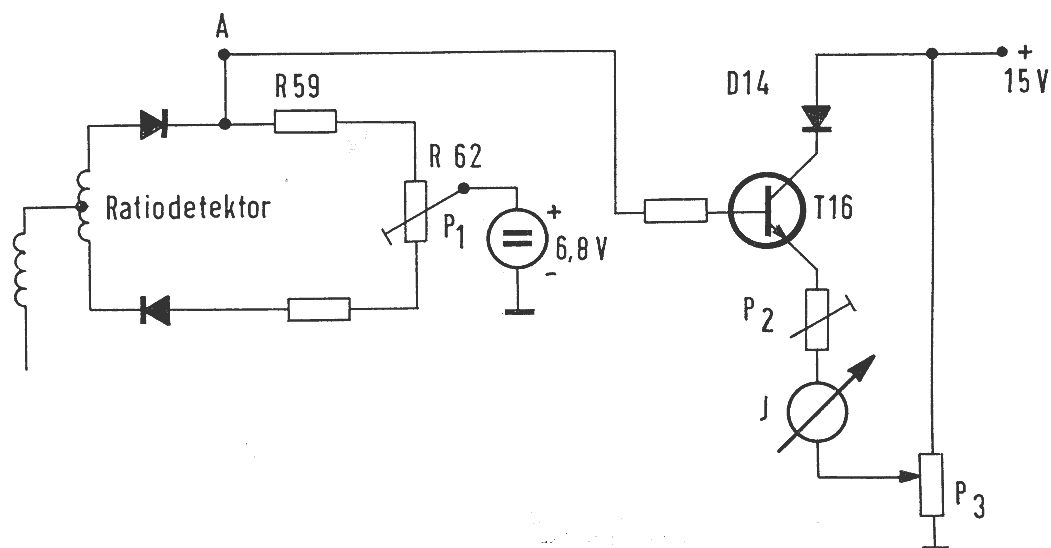


Bild 4

siebt die Reste des Pilotträgers und der Seitenbänder des Differenzkanals heraus. Es arbeitet primärseitig mit der Verdrahtungskapazität und sekundärseitig mit einer diskreten Kapazität von 100 pF. Der Ausgang des Tuners hat eine Impedanz von etwa 2 k Ω und darf minimal mit 22 k Ω belastet werden. Für Tonbandaufnahmen sind entsprechende Anpaßwiderstände vorgesehen.

AM-Bereiche

Bei der Entwicklung eines AM-Spulensatzes für ein Transistorgerät tritt ein Problem auf, das bei Röhrengeräten kaum besteht. Es ist der unerwünschte Empfang von Kurzwellensendern auf Mittel- oder Langwelle bei Betrieb mit Außenantenne. Es ist ungemein schwierig, eine einwandfreie Verkopplung der Antenne mit dem Vorkreis zu erreichen, ohne daß Antennenspannungen die Selektionsmittel umgehen und direkt die Transistorbasis erreichen. Mit Oberwellen des Oszillators wäre ein Empfang dieser Kurzwellen möglich. Bei der Entwicklung des RT 100 wurde sehr viel Mühe aufgewendet, um dieses genannte Problem zu meistern. Das Gerät erfüllt zusätzlich die Störstrahlungsbedingungen, wie sie in manchen Ländern auch schon auf den AM-Bereichen gestellt werden. Es mußten dabei sehr niedrige Grenzwerte erfüllt werden, da eine hundertprozentige Kontrolle in der Fertigung sehr aufwendig wäre.

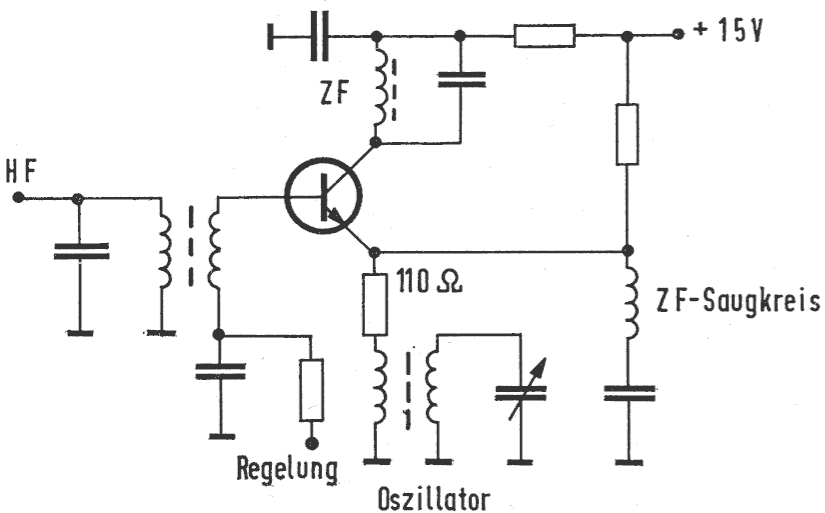


Bild 5

Der Antenneneingang ist mit einer Glühlampe gegen statische Aufladungen geschützt. Ein Widerstand von 330 k Ω verhindert ein Flackern der Lampe.

Über eine Drossel-Widerstandskombination wird die Antennenspannung in den Spulensatz geführt. Die Ankopplung an den Vorkreis erfolgt auf allen Bereichen hochinduktiv. Nach der Selektion im Vorkreis wird die Hochfrequenz über Anpassungswindungen der Basis des Mixers zugeführt. Die Prinzipschaltung zeigt Bild 5. Ohne Regelung läuft der Mischer mit kleinem Strom, der Emitteneingangswiderstand ist hoch. Es tritt kaum eine Teilung der Oszillatorspannung auf. Die Mischverstärkung ist hoch. Wird nun der Kollektorstrom erhöht, so sinkt der Emitteneingangswiderstand ab und damit auch die Oszillatorspannung. Die Mischverstärkung wird kleiner. Diese Art der Mischschaltung zeigt gute Kreuzmodulationsfestigkeit bei hoher Regelfähigkeit. Ein Saugkreis im Emitter beseitigt die Gegenkopplung für die Zwischenfrequenz. Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung mit entsprechenden Linearisierungswiderständen an den Kreiswicklungen.

Zwischen Mischer und erstem ZF-Transistor liegt ein Dreifachbandfilter, das für eine gute Selektion durch hohe Flankensteilheit sorgt. Auf den ersten ZF-Transistor folgt ein kapazitiv in der Bandbreite geregeltes Zweifachfilter. Die Kapazitäten ändern sich dabei so, daß die richtige Abstimmung der Kreise bei Variation der Koppelkapazität gewährleistet bleibt.

Während der Mischer aufwärtsregelt, erfolgt bei der ersten ZF-Stufe Abwärtsregelung. Die zweite ZF-Stufe arbeitet unregelt, um eine hohe Niederfrequenz- und Regelspannung zu erhalten. Der Demodulator liefert zwei Regelspannungen, eine positive für die Aufwärtsregelung und eine negative für die Abwärtsregelung. Zwischen Demodulator und Mischer liegt ein Transistor BC 148 (T 101) als Regelspannungsverstärker. Die Gesamtregelschaltung zeigt Bild 6.

Die Abstimmanzeige wird mit dem gleichen Instrument vorgenommen, das auch bei UKW verwendet wird. Es liegt bei den AM-Bereichen in einer Brückenschaltung, wie aus Bild 6 ersichtlich ist. Mit einer Diode 1 N 60 und einem Wider-

stand (470 Ω) wird die Anzeige in der Weise verändert, daß sowohl schwache als auch starke Stationen einwandfrei eingestellt werden können. Der Demodulator liefert die Niederfrequenz an einen Impedanzwandler (T 103), der als Trennstufe für die nachfolgenden Tiefpässe wirkt. Es handelt sich dabei um zwei wahlweise einschaltbare Filter, deren Grenzfrequenz so gelegt ist, daß in den meisten Fällen noch ein brauchbarer Empfang möglich ist, obwohl Nachbarsender durch Pfeiftöne die Wiedergabe des gewünschten Senders beeinträchtigen. Die Tiefpässe sind als sog. m-verteilte Filter ausgeführt. Physikalisch gesehen handelt es sich um Pässe üblicher Art, denen durch eine Parallelkapazität zur Induktivität eine zusätzliche Polstelle gegeben wurde. Primärseitig sind die Filter mit einem Widerstand von 22 k Ω abgeschlossen. Sekundärseitig bildet der Transistor T 106 mit seinem Basisteiler und dem Wechselstromeingangswiderstand den Abschluß. Nach Verstärkung in diesem Transistor wird die Niederfrequenz dem bereits erwähnten Ausgangsverstärker zugeführt. Die Eingänge dieses auch bei FM-Stereo verwendeten Zweikanalverstärkers werden bei AM parallelgeschaltet, so daß die Niederfrequenz auf beiden Kanälen am Ausgang erscheint.

„Supertunoscopus“ mit Stillabstimmung

Wie schon eingangs erwähnt lassen sich mit dem Supertunoscopus zwei Vorgänge wahlweise ausführen:

1. Exakte Abstimmung der UKW-Stationen mittels Anzeigelampen. Dabei kann die Stillabstimmung in Betrieb sein; sie muß es aber nicht.
2. Übertragung einer UKW-Station von der Hauptscala auf eine beliebige Feststationstaste. Dabei ist die Stillabstimmung immer in Betrieb. Der richtige Abstimmzustand wird dabei wie unter (1) mit Lampen angezeigt.

Die Steuerspannung wird für (1) vom Ratiometektor zur Nulldurchgangsanzeige und vom Abstimminstrument zur Berücksichtigung des HF-Pegels abgenommen.

Für (2) kommt die Steuerspannung als Differenzspannung der beiden Schleifer

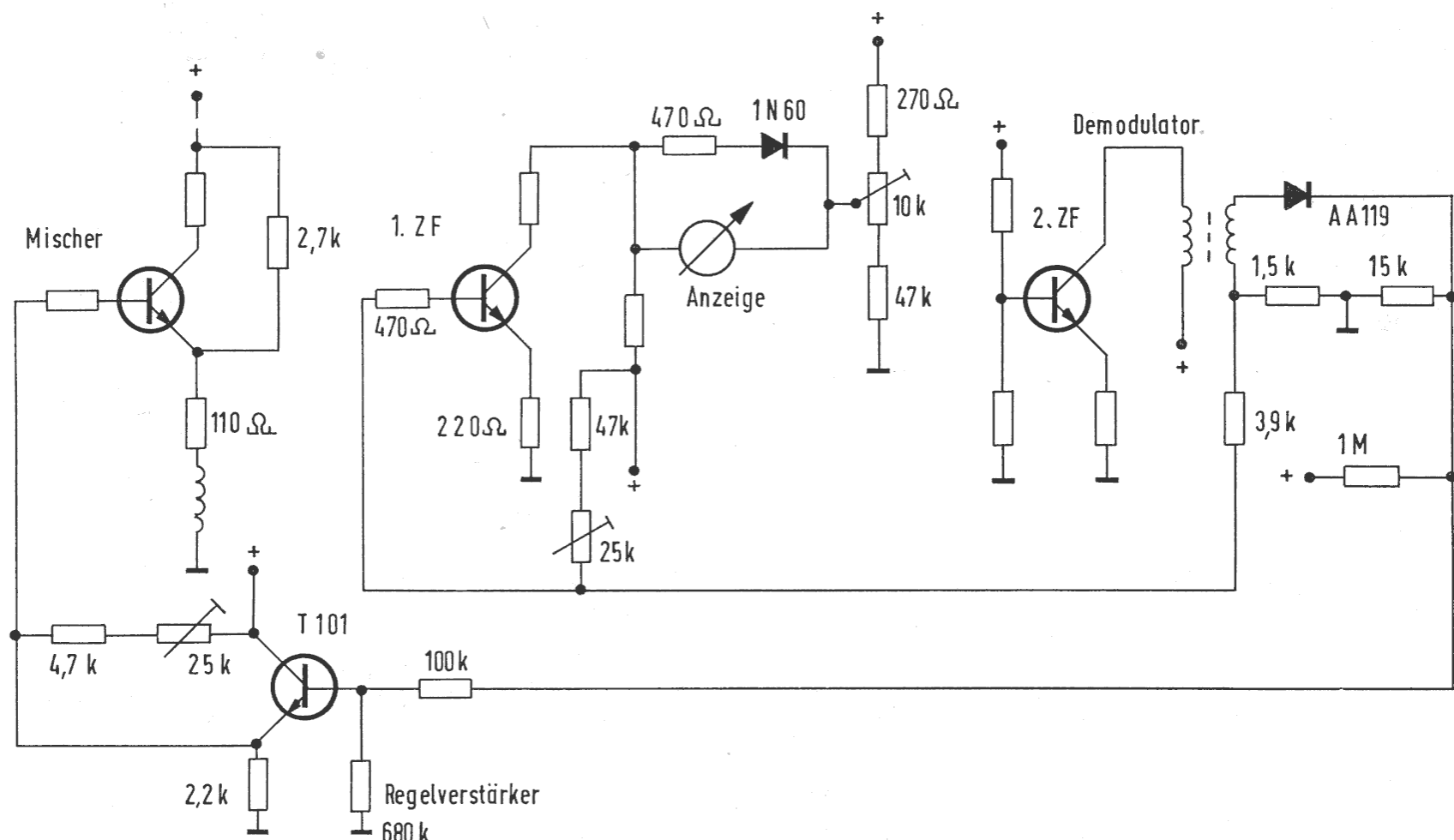


Bild 6

(Hauptabstimmung und Feststationstaste) zustande. Es handelt sich dabei um Gleichspannungen in der Größe von etwa 50 mV, die zur Schaltung der Lampen ausreichen müssen. Der Eingangswiderstand des Anzeigeverstärkers muß sehr hoch sein, da die Potentiometer Widerstände von etwa 100 k Ω haben. Ein Null-Punkt-Fehler wirkt sich dabei direkt als Fehlabbildung aus. Ein Gleichspannungsverstärker scheidet nach dem oben Gesagten wegen zu hoher Kosten aus. Gewählt wurde deshalb ein Chopperverstärker, bei dem die Gleichspannung in eine proportionale Wechselspannung umgeformt und dann erst verstärkt wird. Bei dieser Umformung muß natürlich die Phase berücksichtigt werden, damit nachher mit einer phasenrichtigen Wiedergleichrichtung die Richtung der Fehlabbildung erkannt werden kann. Vor allen Dingen ist bei der Übertragung der Stationen von der Hauptabstimmung auf die Stationstasten die Anzeige der nötigen Drehrichtung sehr wichtig, da man bei einer geringen Verstimmung der Feststationstaste zur Hauptabstimmung nicht erkennen kann, in welcher Richtung die Verstimmung liegt. Man wäre auf Probieren angewiesen. **Bild 7** zeigt das Blockschaltbild des Supertunoscopes für die beiden Betriebsarten. Der Ratiodetektor ist auf +6,8 V = angehoben. Der Sinn dieser Anhebung wird bei der Besprechung des Netzteils für die Diodenabstimmung näher erläutert. Das Supertunoscope muß bei Verwendung als Abstimmungsanzeige auf diese Spannung bezogen werden. Da der Eingang für die Programmierung der Stationstasten symmetrisch sein muß, ist die Anhebung des Ratiodetektors auf 6,8 V = nicht als Schwierigkeit zu werten.

Wie man aus dem Blockschaltbild (**Bild 7**) ersieht, erfolgt die Speisung des Choppers und der phasenrichtigen Gleichrichter über einen gemeinsamen Trans-

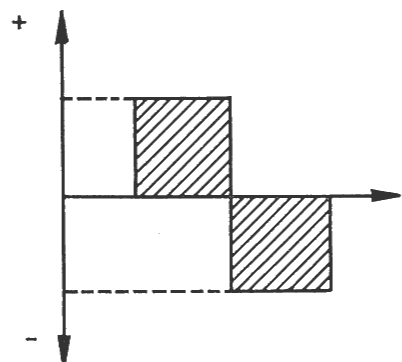


Bild 8

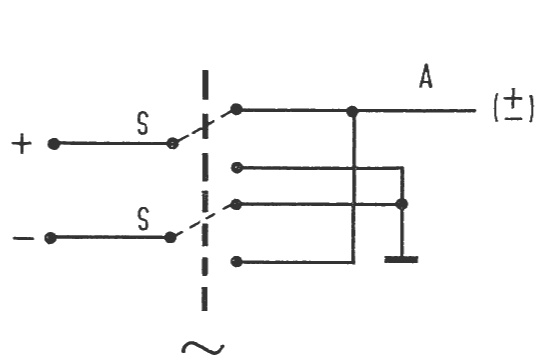


Bild 9

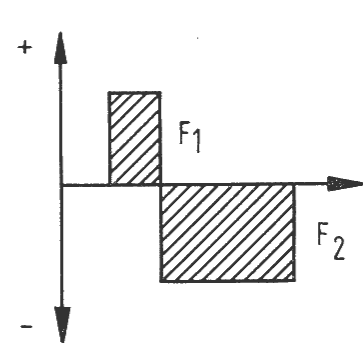


Bild 10

formator mit getrennten Wicklungen aus dem Hauptnetztransformator. Die Verwendung eines kleinen Zwischentrafos ist nötig, da sonst eine Beherrschung der kapazitiven Fehlspannungen schwierig wird. Es würde sich durch diese Fehlspannung eine Nullpunktverschiebung und damit eine Fehlabbildung ergeben. Nach Umwandlung der Gleichspannung in eine 50-Hz-Wechselspannung erfolgt eine Verstärkung und danach die phasenrichtige Wiedergleichrichtung in zwei getrennten Gleichrichtern. Diese Gleichrichter steuern zwei Schmitt-Trigger, die zusätzlich auch noch den HF-Pegel berücksichtigen. Ausgangsseitig speisen die Trigger drei Lampen.

Jeweils eine der roten Lampen leuchtet bei Verstimmung. Die weiße leuchtet bei richtiger Abstimmung. Sie wird mit einem getrennten Transistor geschaltet. Die Steuerspannung für diesen Transistor dient auch der Öffnung oder Sperrung des Stillabstimmungstransistors, der den NF-Weg beeinflusst.

Schaltungseinzelheiten

Chopperstufe

Dieser Stufe kommt die phasenrichtige proportionale Umwandlung der Gleichspannung in eine Wechselspannung (50 Hz) zu. Es soll einer positiven Gleichspannung eine bestimmte Phasenlage

der Wechselspannung zugeordnet werden und einer negativen eine um 180° phasenverschobene. **Bild 8** zeigt die Zusammenhänge. Der doppelten Gleichspannung soll eine doppelt so hohe Wechselspannung folgen. Man könnte diese Aufgabe in einfacher Weise mit einem mechanischen Zerhacker nach **Bild 9** lösen. Der Schalter „S“ pendelt im Rhythmus einer Wechselspannung zwischen zwei Schaltstellungen hin und her. Die Gleichspannung gelangt dadurch mit wechselnder Polarität an den Punkt A. Eine doppelt so hohe Gleichspannung ruft dann eine doppelt so hohe Spannung am Punkt A hervor. Nehmen wir an, der Schalter bliebe in der oberen Schaltstellung genau so lange wie in der unteren, dann ergäbe sich ein symmetrisches Rechteck am Ausgang. Sind die Verweilzeiten dagegen verschieden, so wäre ein unsymmetrisches Rechteck die Folge (**Bild 10**). Die Flächen F₁ und F₂ wären dann stark verschieden. Ein nachfolgender Gleichrichter, der entweder nur die positive oder nur die negative Halbwelle berücksichtigt, würde verschieden hohe Gleichspannungen aus den einzelnen Halbwellen erzeugen.

Man muß also bei der Auslegung des Zerhackers diesen Umstand beachten. Nun ist ein mechanischer Zerhacker wohl für ein Meßgerät tragbar, aber nicht für ein Gerät, das jahrelang ohne Wartung arbeiten muß. Es wurde deshalb eine Schaltung mit Halbleitern vorgezogen, für die es verschiedene Schaltungsvarianten gibt. Eine wenig bekannte Möglichkeit ist die Anwendung einer Dioden-

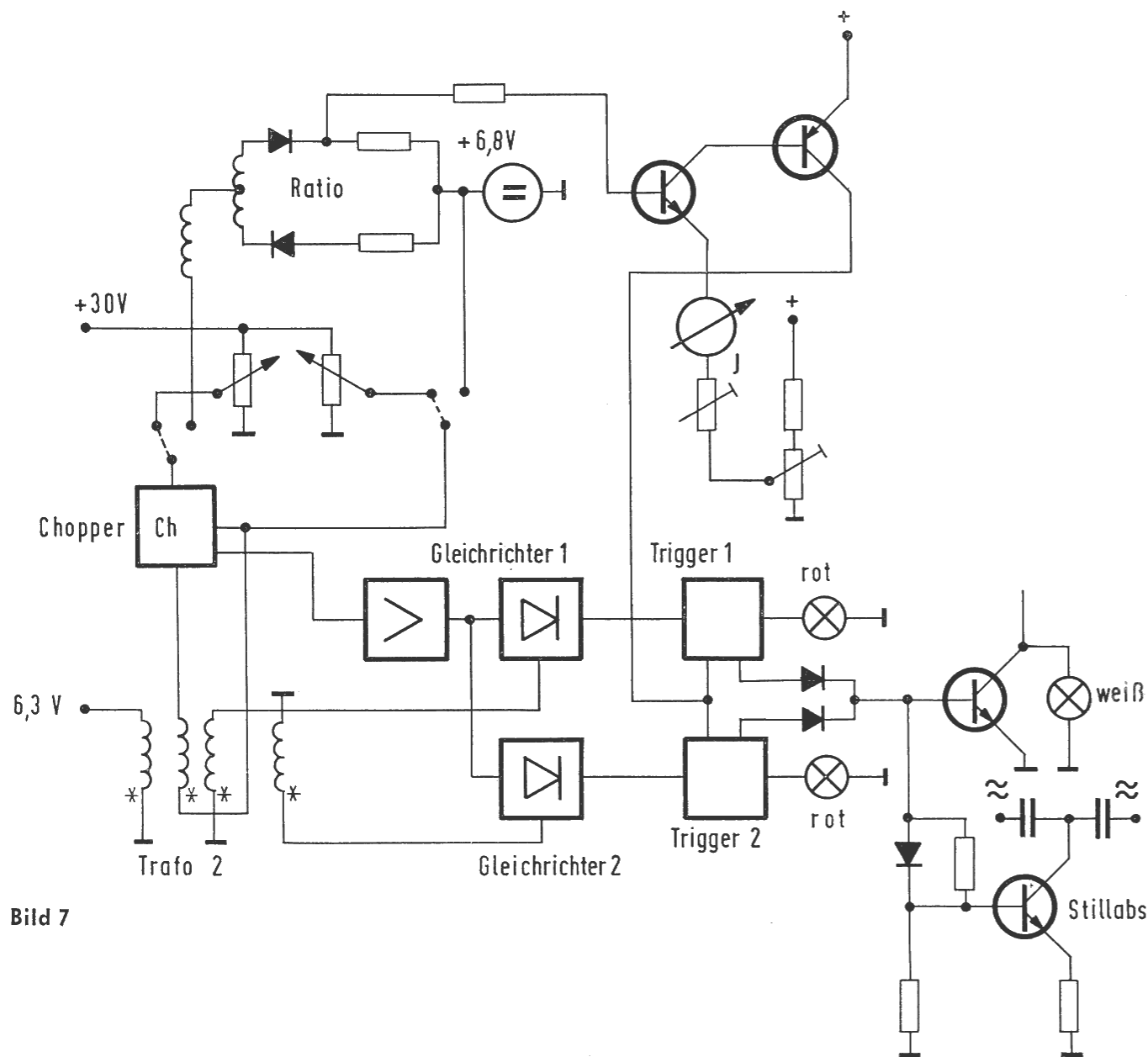


Bild 7

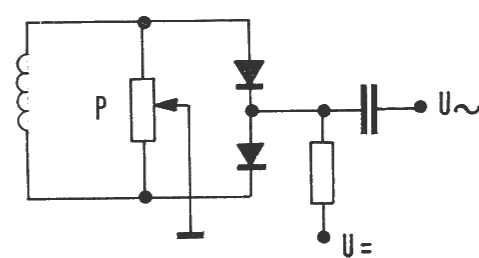


Bild 11

brücke nach **Bild 11**. Ohne angelegte Gleichspannung wird das Potentiometer P auf minimale Wechselspannung am Ausgang abgeglichen (Brückengleichgewicht!). Führt man nun eine Gleichspannung den Dioden zu, so gerät die eine Diode mehr in Sperrichtung. Wird die

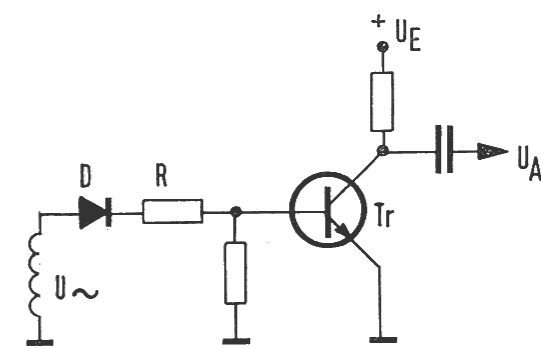


Bild 12

Gleichspannung umgepolt, so vertauscht sich auch die Rolle der Dioden. Es wird damit entweder die eine Halbwelle oder die andere am Ausgang erscheinen. Die Schaltung ist einfach, hat aber den Nachteil, daß sie für jedes Diodenpaar gesondert symmetriert werden muß. Die maximal anlegbare Gleichspannung, bis zu der eine Proportionalität zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung besteht, ist gleich der Schleusenspannung der Dioden. Das Verhältnis von Nutz- zu Störspannung ist nicht sehr gut. Für das Verständnis der im RT 100 verwendeten Schaltung ist die Diodenbrücke gut geeignet, da die Arbeitsweise ähnlich ist. Bei der Transistor-Chopperschaltung ist das Verarbeiten beider Polaritäten nicht ohne weiteres möglich. Ein Transistor könnte an sich nur für eine Speisungsrichtung als Schalter wirken. **Bild 12** zeigt einen Transistor als Verstärker geschaltet; U_E ist die Eingangsspannung als Gleichspannung, U_{\sim} ist die Wechselspannung, welche den Transistor immer voll öffnet. Die Ausgangswechselspannung U_A ist damit proportional der Speisespannung U_E , die in positiver Richtung anliegt. Es wird lediglich eine Halbwelle verarbeitet. Die innere Ersatzschaltung zeigt **Bild 13**. Die

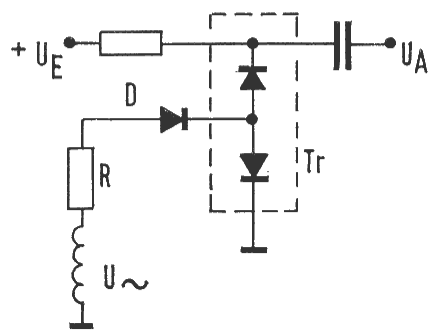


Bild 13

Basis-Emitterstrecke ist in Durchlaßrichtung, während die Kollektor-Basisstrecke in Sperrichtung arbeitet. Diese Strecke wird dadurch leitend, daß Ladungsträger aus der Emitterdiode durch die Basiszone in die Kollektorstrecke wandern. Die Basiswechselspannung wird durch die Emitterdiode begrenzt. Würde man die Ansteuerung der Basisstrecke in der Polarität umdrehen und dasselbe mit der Eingangsspannung U_E tun, so gelangt die Emitterdiode in Sperrichtung und die Kollektorstrecke in den Durchlaß. Man kann dann erwarten, daß der Transistor nicht in gewohnter Weise verstärkt. (Siehe **Bild 14** und **Bild 13** als Vergleich.) Die Basiswechselspannung wird

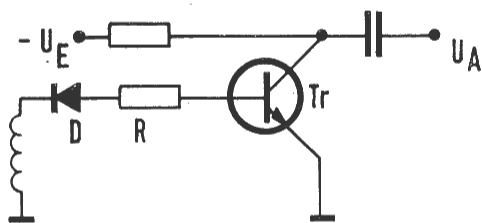


Bild 14

nicht mehr durch die Basis-Emitterdiode begrenzt. Sie steigt stark an und versucht, über die Kollektorstrecke auch bei fehlender Spannung U_E einen Strom zu treiben. Die Schaltung arbeitet also nicht in gewohnter Weise. Ändert man die Schaltung nach **Bild 15** ab, so ergeben

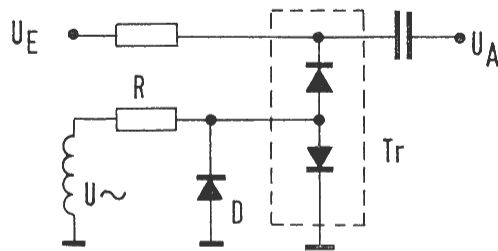


Bild 15

sich neue Gesichtspunkte. Es tritt jetzt durch die hinzugefügte Diode D eine Begrenzung der negativen Halbwelle ein. Die positive wird nach wie vor von der Emitterdiode begrenzt. Wird jetzt die Eingangsspannung U_E (Gleichspannung) zu Null und entspricht die Schleusenspannung der zusätzlichen Diode D der Schleusenspannung der Kollektorstrecke, so tritt am Ausgang keine Wechselspannung auf. Wird jetzt eine positive Spannung an den Kollektor gelegt, so arbeitet der Transistor normal und verstärkt die eine Halbwelle. Legt man dagegen eine negative Spannung U_E an, so wirkt die Schaltung wie eine Diodenbrücke nach **Bild 11**. Die Kollektordiode gelangt in Durchlaßrichtung und läßt die andere Halbwelle passieren. Die Ausgangsspannung kann bei Betrieb mit negativer Betriebsspannung natürlich nicht höher werden als die Basissteuerspannung, da der Transistor nicht als Verstärker arbeitet. Bei Betrieb mit positiver Spannung U_E wird die Ausgangsspannung U_A mit steigender Spannung U_E immer größer. Eine Proportionalität in negativer Richtung ist deshalb nur bis etwa 600 mV (bei Siliziumtransistoren) gegeben. Man sollte im Interesse einer Gleichheit der Ausgangsspannungen für beide Polaritäten von U_E nicht höher als 0,5 V aussteuern. Untersucht man die Transistoren bei Vertauschung von Basis-Emitter und Kollektorstrecke, so zeigen sich günstigere Werte für die Reststörspannung, wenn man Kollektor- und Emitterstrecke vertauscht und die Schaltung nach **Bild 16** aufbaut. Der Wider-

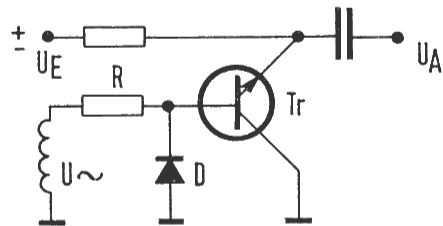


Bild 16

stand R dient wie in den vorher gezeigten Schaltungen als Strombegrenzer. An

der Basis liegt eine etwa rechteckförmige Steuerspannung. Am Ausgang erscheinen bei fehlender Spannung U_E lediglich spitze Nadelimpulse geringen Energieinhaltes. Die Schaltung braucht nicht wie die Diodenbrücke symmetriert zu werden. Sie zeigt eine sehr gute Konstanz bei Temperaturänderungen, da Kollektor- und Emitterstrecke die gleiche Temperatur annehmen. Die Eingangswchselspannung U_{\sim} ist von untergeordneter Bedeutung. Sie muß lediglich so groß sein, daß ein genügender Abstand zur Basisschleusenspannung besteht. Die Spannung U_{\sim} beträgt beim RT 100 6 V. Das ist zehnmal mehr als die Schleusenspannung (600 mV). Eine Abhängigkeit von der Netzspannung ist daher nicht zu beobachten. Die Diode „D“ ist in der Nähe des Transistors montiert, damit sie die gleiche Temperatur annimmt. Um eine universelle Verwendbarkeit zu gewährleisten, wurde in der Schaltung die Wicklung „n“ von der Masse getrennt und nur kapazitiv geerdet (siehe **Bild 17**).

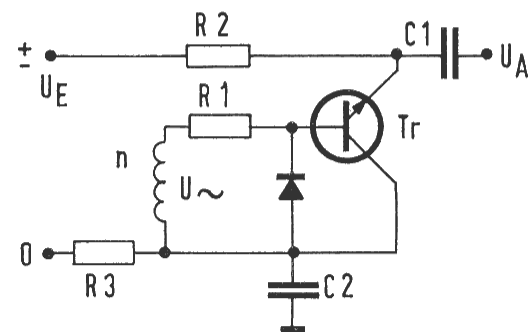


Bild 17

Es lassen sich dann auch symmetrische, erdfreie Betriebsfälle verwirklichen.

Zu beachten ist lediglich, daß die kapazitive Erdung über C 2 gut ist, da sonst Störspannungen über das Netz eingeschleust werden. In dieser Form findet die Schaltung im RT 100 Verwendung. Wie vorher schon erwähnt, ist der Nullpunkt des Ratios nicht auf Masse bezogen, sondern liegt wegen der Diodenabstimmung auf + 6,8 V =. Bei der Übertragung der Stationen von der Hauptabstimmung auf die Stationstasten ist ebenfalls der Spannungsnullpunkt nicht Masse, sondern auf ein Potential von maximal + 30 V angehoben (siehe Blockschaltung **Bild 7**). Mit der Schaltung nach **Bild 17** ist darin aber keine Schwierigkeit zu sehen, da der Nullpunkt des Choppers beliebig hochgelegt werden kann. Nachdem mit der Umwandlerschaltung aus der Gleichspannung eine Wechselspannung wechselnder Phase geworden ist, muß diese Spannung verstärkt werden, da die entstandene Wechselspannung sehr klein ist. Bei der Übertragung der Stationen auf den „Preomaten“ müssen Gleichspannungen von nur 50 mV verarbeitet werden. In **Bild 18** ist im Auszug die Verstärker- und Gleichrichterschaltung gezeigt. Bei

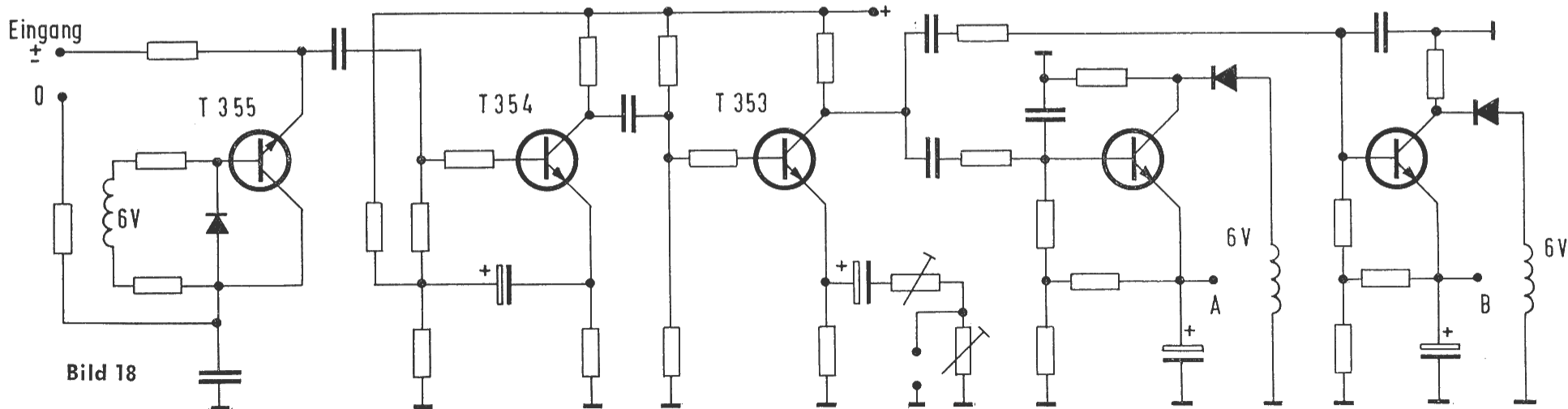


Bild 18

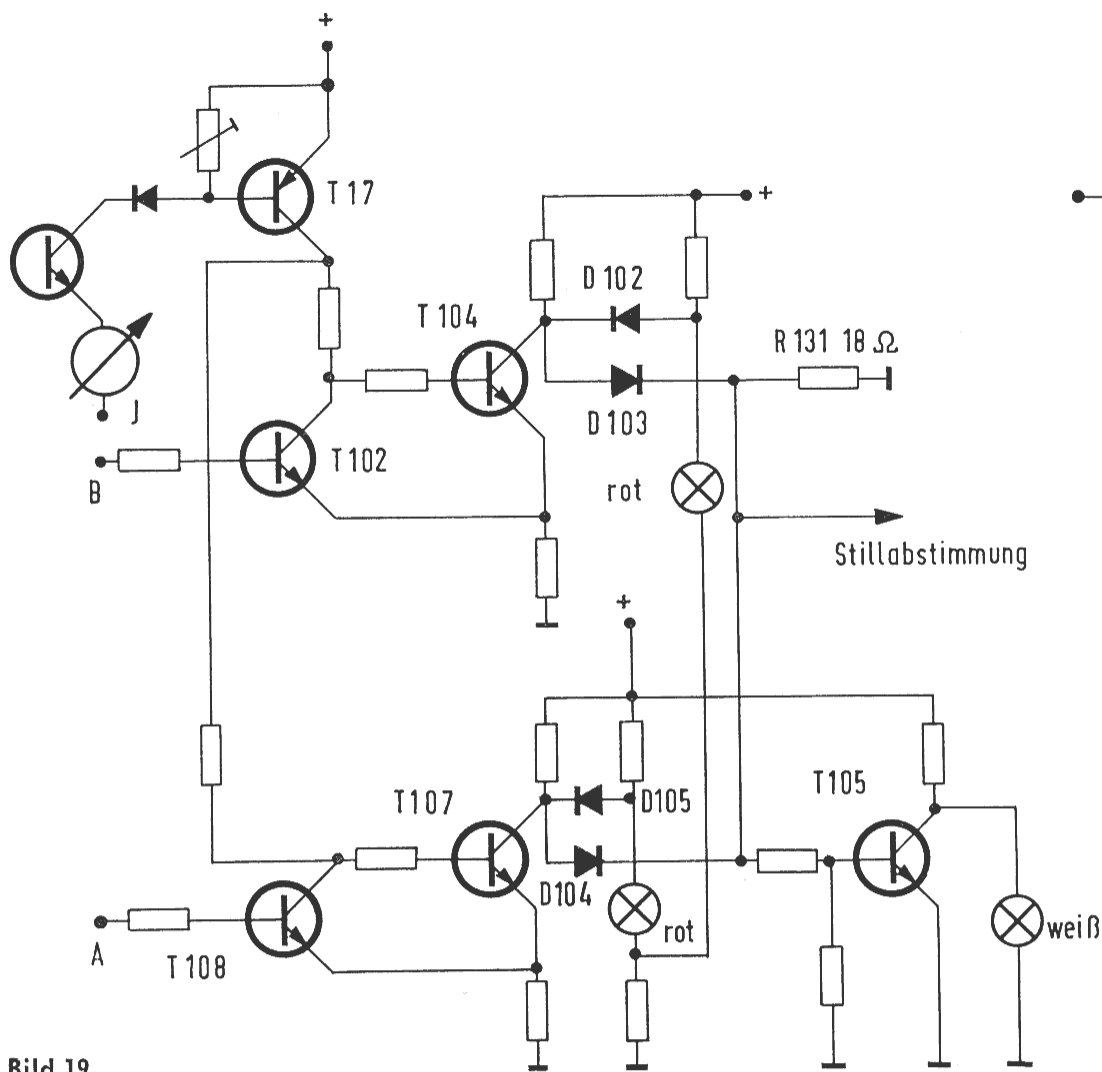


Bild 19

der ersten Stufe handelt es sich um einen im Emitter gegengekoppelten Verstärker, der einen hohen Eingangswiderstand hat und den Chopper nur gering belastet. Die nachfolgende Stufe mit T 353 übernimmt die Hauptverstärkung.

Der Emitter dieser Stufe ist mit zwei Reglern für die Verstärkungseinstellung versehen. Vom Kollektor dieser Stufe werden die phasenrichtigen Gleichrichter angesteuert. Die Transistoren werden im Kollektor aus 6-V-Wicklungen gespeist, die mit der Chopperwicklung zusammen auf einem Trafo angeordnet sind. Die beiden Gleichrichter-Wicklungen weisen eine Phasenverschiebung von 180° auf. Die Gleichrichtertransistoren sind im Ruhezustand gesperrt. Am Emitter steht keine Gleichspannung. Mit der positiven Halbwelle wird der Transistor von der Basis her geöffnet, dessen Kollektorwicklung gerade positiv ist. Am Emitter entsteht dann eine positive Gleichspannung. Wird am Chopper die Gleichspannung und damit auch die Phase der Wechselspannung um 180° verschoben, so öffnet der andere Gleichrichter, und der erste wird gesperrt. Am Emitter des jetzt geöffneten Transistors entsteht damit wieder eine positive Gleichspannung. Ein Teil dieser Gleichspannung wird als Gegenkopplung auf die Basis zurückgeführt. Es läßt sich dadurch die Verstärkung der Gleichrichter verändern. Die Gleichspannung wird gesiebt und der nachfolgenden Trigger-schaltung zugeführt, welche die entsprechenden Lampen schaltet (Bild 19). Die Lampen werden nicht in Reihe zu den Kollektoren geschaltet, sondern im Parallelbetrieb. Man spart dadurch eine sonst notwendige Phasenumkehr am Eingang der Triggerstufe. Die Triggerendstufen sind ohne Signal gesperrt! Auf diese Weise ist es außerdem möglich, von den Kollektoren der Endstufen den Stillabstimmungstransistor zu schalten. Die Dioden D 102 und D 105 haben folgende Bedeutung. Im Prinzip könnte man die Triggerendstufen auch ohne Dioden nach Bild 20 schalten. Die Spannung an Punkt A würde dann zwischen

6 V und etwa 0,6 V (Restspannung) springen. Mit diesem Hub müßte die Steuerung des Stillabstimmungstransistors auskommen. Wie wir später sehen werden, ist das wegen der NF-Aussteuerung nicht möglich. Schaltet man die Anordnung nach Bild 21, so kann der Punkt A bei Sperrung des Transistors bis zur Betriebsspannung hochlaufen. Der Spannungshub wird damit theoretisch 0,6 – 15 V. In der Praxis wird durch die Last am Punkt A dieser Hub auf 12 V begrenzt. Die beiden Dioden D 103 und D 104 dienen zur Verknüpfung der beiden Steuerspannungen, die von den Triggerendstufen geliefert werden. Eine Rückwirkung von einem Kollektor auf den anderen ist damit ausgeschlossen. Über diese beiden Dioden wird der Transistor T 105 geschaltet, der die mittlere, weiße Lampe steuert. Gleichzeitig führt diese Steuerspannung zu der Basis des Stillabstimmungstransistors. Die linke und die rechte rote Lampe sind über einen gemeinsamen Widerstand von 18Ω (R 131) an Masse gelegt. Brennt eine der roten Lampen, so würde die andere wegen der Restspannung schwach glimmen. Über R 131 wird diese Restspannung kompensiert. Die weiße Lampe kann nicht glimmen, da T 105 keinen Emitter-Widerstand besitzt, an dem eine Fehlspannung entstehen könnte.

Bei allen Betrachtungen wurde die Wirkung des HF-Pegels außer Betracht gelassen und nur die Verstimmung untersucht. Die Außenwiderstände der Transistoren T 102 und T 108 werden nicht direkt von der Betriebsspannung, sondern über T 17 gespeist. Dieser Transistor ist bei genügend hohem HF-Pegel voll geöffnet und läßt damit die Trigger arbeiten. Beim Absinken des HF-Pegels geht der Strom im Instrumententransistor zurück und sperrt T 17. Es leuchten dann beide roten Lampen, die weiße verlöscht. Die Ansprechschwelle ist in Grenzen einstellbar.

Stillabstimmung

Wie der Name sagt, soll während des Abstimmvorganges das Gerät still sein.

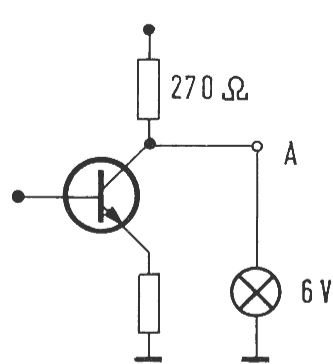


Bild 20

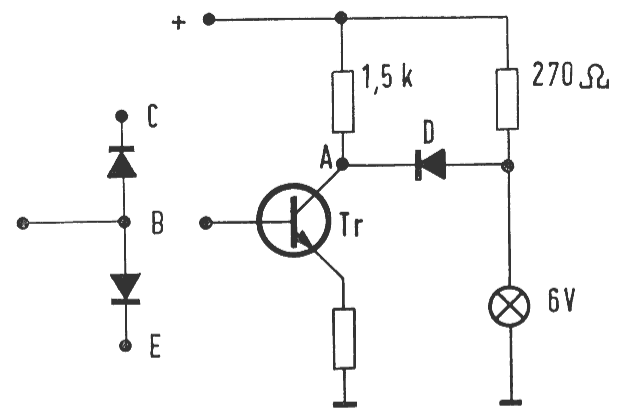


Bild 24

Bild 21

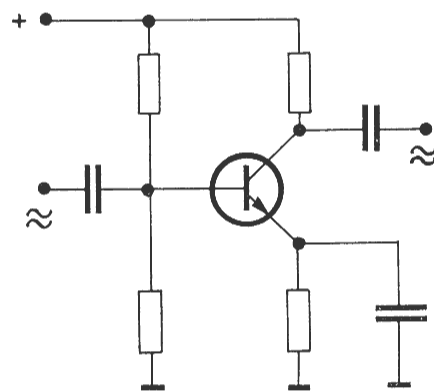


Bild 22

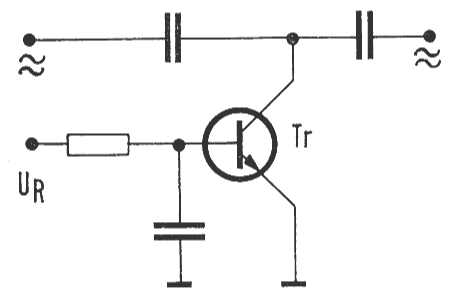


Bild 23

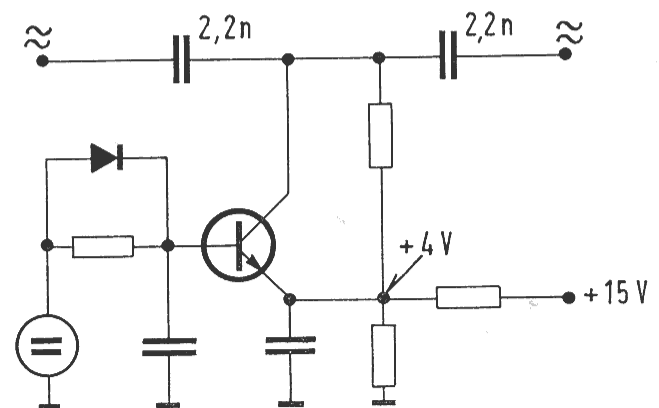


Bild 25

Der NF-Weg wird unterbrochen, um störende Geräusche zu unterdrücken. Dazu ist eine Stufe erforderlich, die sich ohne Potentialsprung öffnen und sperren läßt. Würde man nach Bild 22 eine Verstärkerstufe sperren oder voll öffnen, so ergäbe sich ein Sprung in der Kollektor-Gleichspannung von mindestens der halben Betriebsspannung. Ein Emitterfolger verhält sich genau so. Es ist weiterhin erwünscht, daß der Niederfrequenzweg schnell unterbrochen, aber nicht abrupt geöffnet wird. Das bedeutet verschiedene Zeitkonstanten. Ein Transistor nach Bild 23 könnte zwar für die positive Halbwelle gesperrt sein, er würde aber die negative über die Kollektor-Basisdiode ableiten, da die Ersatzschaltung für einen npn-Transistor nach Bild 24 gilt. Erweitert man dagegen die Schaltung nach Bild 25, so läßt sich der Transistor für beide Halbwellen sperren. Wird die Basisansteuerspannung Null, so ist auch die Kollektordiode über die Emittervorspannung mit ca. 4 V gesperrt. Der NF-Weg ist offen. Der Kollektor ist mit einem hochohmigen Widerstand auf den Emitter bezogen, so daß die Kollektorspannung bei allen Betriebszuständen der Emitterspannung entspricht. Das Öffnen des Transistors geschieht schnell über eine in Durchlaß geschaltete Diode. Die Sperrung erfolgt langsam, da die Diode dann nicht leitet. Diese Schaltung wurde in ähnlicher Weise schon im RT 50 verwendet. Beim Öffnen muß mindestens die Sperrspannung mit 4 V überwunden werden. Diese relativ hohe Sperrspannung ist nötig, da die Niederfrequenz mit ihren Spitzenspannungen nicht in den Durchlaß der Kollektordiode gelangen darf. Jetzt wird auch verständlich, warum bei der Ansteuerung dieses Transistors ein relativ großer Spannungshub nötig ist.

Die Schaltung arbeitet ohne Umschaltgeräusche und ist von den Transistor-exemplaren unabhängig. Die Sperrdämpfung erreicht sehr hohe Werte. Die Durchlaufdämpfung ist praktisch Null. Im Interesse einer geringen Phasendrehung für tiefe Frequenzen müssen große Ankoppelkapazitäten ($2,2 \mu\text{F}$) verwendet werden. Eine zu große Phasendrehung bringt Schwierigkeiten mit der Übersprechdämpfung im Decoder, da die Stillabstimmung vor dem Decoder liegt. Beim Umschalten der Stationstasten wird über einen Schaltkontakt der NF-Weg ebenfalls vor dem Decoder unterbrochen.

Netzteil für die Abstimmioden

Die Abstimmung des Gerätes mit Kapazitätsdioden hat den großen Vorteil, daß die Stationswahl mit Potentiometern erfolgen kann. Man braucht keine aufwendigen, mechanischen Tastenaggregate und kann beim Aufbau meist günstigere Erdungsverhältnisse schaffen als beim Drehkondensator. Das soll aber alles nicht darüber hinwegtäuschen, daß ein neues Problem aufgetaucht ist, welches bei mechanischen Senderwahltasten von völlig untergeordneter Bedeutung war, nämlich eine hohe Konstanz der Betriebsspannung, sowohl bei Netzspannungs- als auch Temperaturschwankungen. Die Abstimmspannung für die Kapazitätsdioden soll weiterhin möglichst sofort nach dem Einschalten die endgültige Höhe erreichen, damit die Scharfabstimmung nicht auf dem vorhergehenden Sender einrastet. Da die Aufladegeschwindigkeit der Kondensatoren wegen der hohen geforderten Brummsiebung nicht beliebig hoch sein kann, hat das Gerät zusätzlich eine Automatik, welche die Verstärkung während des Hochlaufens der Abstimmspannung zu Null macht. Dadurch wird das „Vorbeilaufen“ der Sender unhörbar. Die Schaltung wird im nächsten Abschnitt besprochen. Die für das Netzteil entwickelte Schaltung zeigt im Auszug **Bild 26**.

In das Netzteil wird vom Ratiodektor in die Punkte A, B eine Nachstimmspannung als Scharfabstimmung eingespeist. Durch diese Art der direkten Netzteilbeeinflussung ist das Verhältnis von Abstimmspannung und Nachstimmung an der Diode selbst immer gleich. Der Nachstimmhub bleibt dadurch über den Bereich etwa konstant. Ein kleiner Fehler tritt durch die Krümmung der Spannungs-Kapazitäts-Kennlinie der Diode auf. Bei der Betrachtung der Netzteilfunktion soll die Nachstimmspannung Null sein. Es liegt damit nur eine hochohmige Last zwischen den Punkten A und B. Vom Netzgleichrichter wird eine Gleichspannung von ca. 50 V an das Netzteil geliefert.

Diese Spannung ist bereits durch einen Widerstand von $2,2 \text{ k}\Omega$ und einen Siebkondensator vorgeseibt. Über den Längstransistor T 1 wird diese Spannung auf 30 V abgesenkt und durch den hohen Wechselstromwiderstand des Transistors von allen Brummresten befreit. Am Ausgang des Netzteils liegt ein Spannungsteiler, der die Basis des Quertransistors T 2 steuert. Der Emitter dieses Transistors liegt auf der Bezugsspannung von 6,2 V, die durch eine Z-Diode stabilisiert wird. Der Spannungsteiler ist mit einem Kondensator überbrückt, um die am Ausgang noch vorhandene Brummspannung weiter zu verkleinern. Der Kollektor von T 2 steuert die

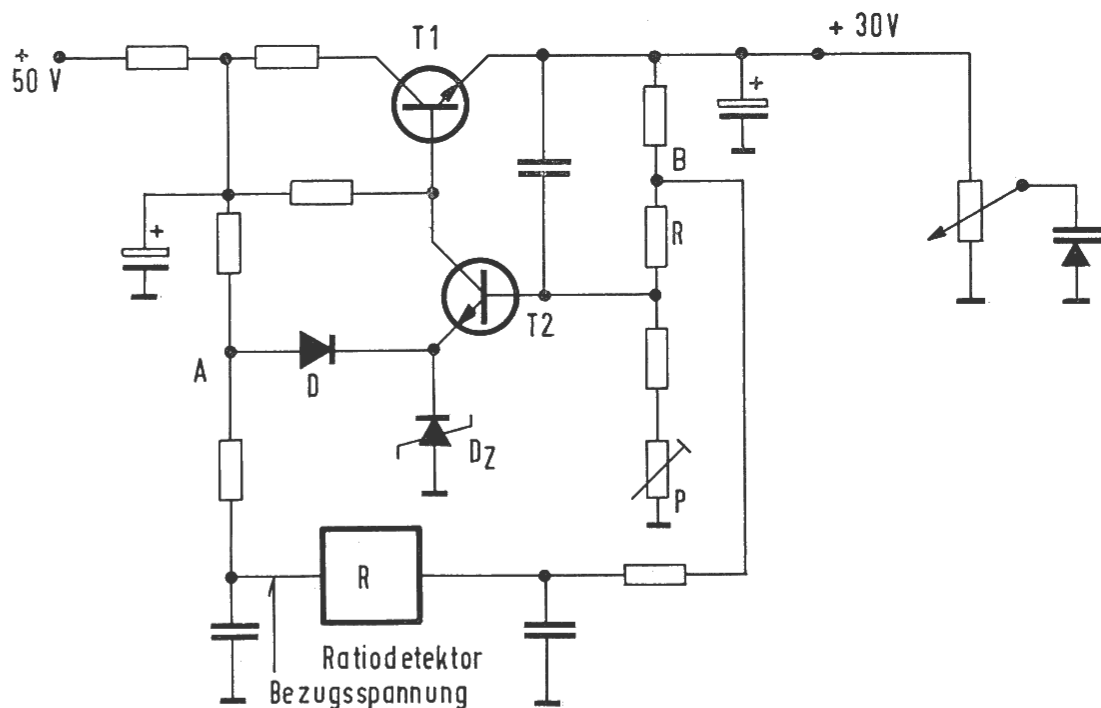


Bild 26

Basis von T 1. Der Temperaturkoeffizient der Z-Diode wird durch den Temperaturgang der Basis-Emitterdiode des Transistors T 2 kompensiert. Um das Brückengleichgewicht für die Nachstimmung auch bei Temperaturänderung zu erhalten, muß zusätzlich eine Diode D am Einspeisepunkt der Scharfabstimmung eingefügt werden (**Bild 27**). Da der Basis-

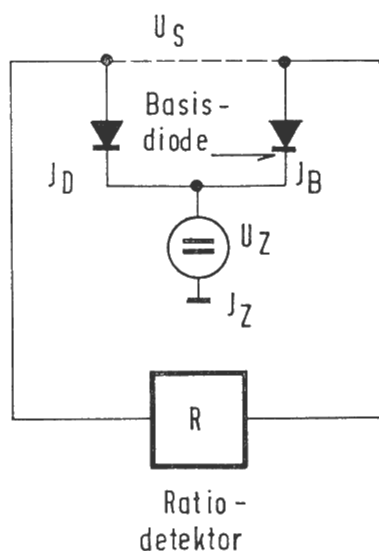


Bild 27

strom des Transistors T 2 geringer ist, als der Strom in der Z-Diode, muß der Strom in der Diode D größer sein als I_B . Es muß deshalb der Punkt B um einen kleinen Betrag höher gelegt werden in der Spannung als die Basis von T 2. Für die Funktion der Schaltung hat das keine Bedeutung. Mit einem Potentiometer P wird die Streuung der Z-Diode und der übrigen Bauteile ausgeglichen. Das Brückengleichgewicht für die Nachstimmung wird durch Verändern von P nicht gestört, da der Basispunkt von T 2 immer die Schleusenspannung der Emitterdiode als Spannungsunterschied zum Emitter und damit auch zu Punkt A aufweist, der lediglich um eine konstante Spannung U_D zum Emitter versetzt ist. Die Punkte A und B haben damit immer konstantes Potential zueinander. **Bild 28** veranschaulicht die Verhältnisse. Aus dieser Einspeisungsart der Scharfabstimmung resultiert, daß der Ratiodektor nicht auf Nullpotential, sondern auf $+6,8 \text{ V}$ liegt. Der Nachstimmhub wird über eine Doppeldiode 9476 begrenzt, so daß Fang- und Ziehbereich etwa übereinstimmen. Ein Umspringen des Empfängers auf einen Nachbarsender wird damit vermieden.

Bei einem Ersatz der Netzteiltransistoren ist darauf zu achten, daß nur gleiche Typen mit der vorgeschriebenen Stromverstärkungsgruppe verwendet werden. Da eine Z-Diode eine endliche Steilheit

hat und deshalb niemals eine hundertprozentige Ausregelung der Netzspannungsschwankungen bewirken kann, ist eine zusätzliche Kompensation dieser Änderungen dadurch erreicht worden, daß ein Teil der Eingangsspannung direkt auf den Spannungsteiler am Ausgang über $2,2 \text{ M}\Omega$ geführt wird. Bei sorgfältiger Dimensionierung erreicht man eine vollkommene Ausregelung der primären Netzspannungsschwankungen. In den Basisleitungen der Transistoren T 1 und T 2 liegen $10\text{-}\Omega$ -Widerstände, da die Siliziumtransistoren sehr hohe Grenzfrequenzen haben und deshalb leicht zum Schwingen neigen.

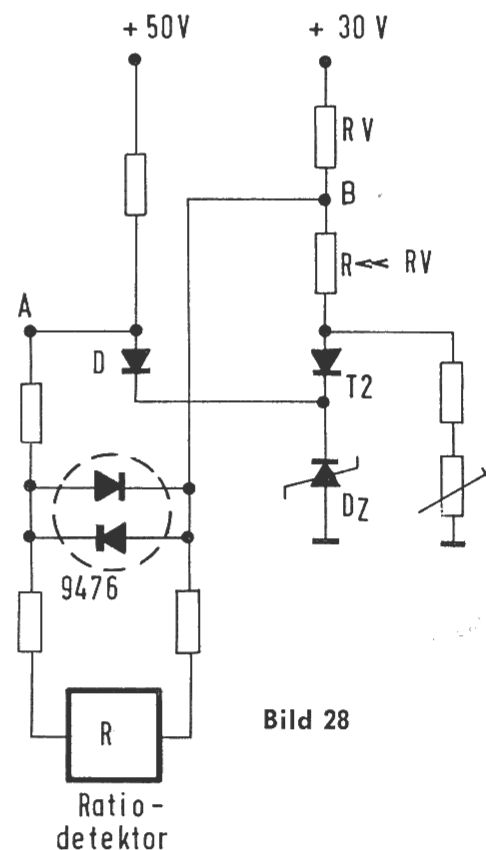


Bild 28

Elektronische Einschaltgeräuschunterdrückung

Wie schon erwähnt, tritt bei der Abstimmung mit Kapazitätsdioden eine Schwierigkeit auf, wie sie bei Geräten mit Drehkoabstimmung kaum zu beobachten ist. Die Abstimmspannung erreicht ihren vollen Wert erst nach einer gewissen, wenn auch kurzen Zeit. Es wird dadurch das Durchlaufen der Sender hörbar. Das Gerät wurde deshalb mit einer Hilfsschaltung versehen, welche die Verstärkung solange reduziert, bis die Abstimmspannung steht. Es wird dazu die Ausgangsspannung des Netzteils über einen Kondensator der Basis eines Transistors zugeführt, der damit geöffnet bleibt, bis die Abstimmspannung sich nicht mehr ändert. **Bild 29** zeigt die Schaltung. Der Kollektor des Transistors T 1 belastet

über Entkopplungsdioden und Widerstände die Spannungsteiler für die Basisspannung der ersten beiden ZF-Transistoren, deren Verstärkung damit Null wird.

Gerätenetzteil

Um den hohen Störabstandsforderungen gerecht zu werden, erfolgt die Speisung aller kritischen Stufen aus einem stabilisierten und besonders brummarmen Netzteil. Bild 30 zeigt im Auszug die Schaltung. Mit Hilfe einer Z-Diode wird eine stabilisierte Spannung von ca. 16 V erzeugt. Über einen als Stromverstärker geschalteten BC 147 wird der Leistungs-transistor T 2087 gespeist. Am Emitter dieses Transistors erscheint eine sehr gut gesiebte und konstante Spannung von ca. + 15 V. Parallel zur Z-Diode liegt ein Kondensator von 1000 µF, der einmal den dynamischen Innenwiderstand des Netzteils verringert und die Siebung verbessert und zum anderen das niederfrequente Rauschen der Diode kurzschließt. Bei einer im Durchbruch arbeitenden Diode entsteht bekanntlich ein Rauschen, das bis in das UKW-Gebiet reichen kann. Die hochfrequenten Störungen werden durch eine in Reihe zur Diode liegende Drossel beseitigt.

Die Speisung des NF-Ausgangsverstärkers wird vom Ladekondensator vorgenommen. Die NF-Stufen müssen hohe Wechselspannungen mit kleinem Klirrfaktor verarbeiten und kommen deshalb

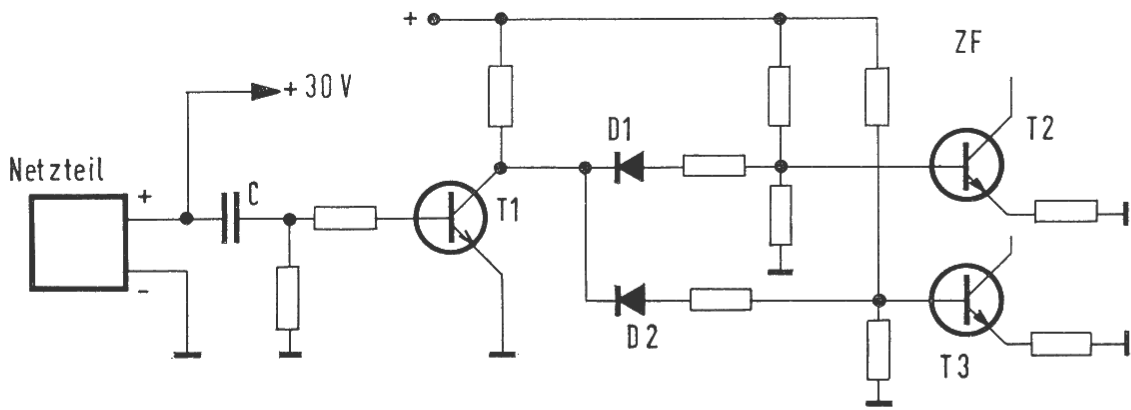


Bild 29

nicht mit 15 V aus. Mit zusätzlichen Siebkondensatoren werden in diesem Fall die geforderten Störabstände erreicht. Die Speisung aller Netzteile und der Skalenlampen erfolgt über einen gemeinsamen Netztransformator, der mit der Lampenwicklung auch den Zwischentransformator für das Supertunoscopes versorgt.

Das Netzteil für die Versorgung der Kapazitätsdioden und das Gerätenetzteil sind bis auf den Leistungstransistor T 2087 auf einer gemeinsamen Druckplatte untergebracht.

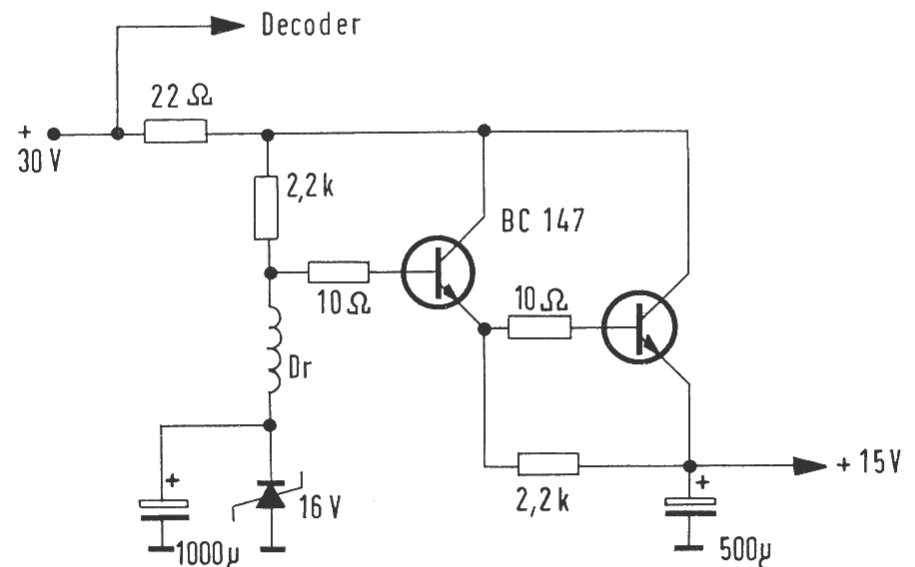


Bild 30

Auf den Seiten 424/425 dieses Heftes werden Service-Hinweise für den RT 100 gegeben.

Technische Daten des RT 100

Transistoren und Dioden

45 Transistoren. Mischteil mit 3 FET (Feld-effekt-Transistoren) ausgerüstet. 35 Dioden. 2 Gleichrichter.

FM-Empfangsbereich

87,5–108 MHz. Dazu 6 elektronisch wählende Programmtasten, die nach Vorwahl 5 UKW-Sender jederzeit einschalten können. Mit der 6. Taste wird auf die Abstimmkala und Handabstimmung umgeschaltet.

AM-Empfangsbereiche

Langwelle 145 – 350 kHz = 2050 – 680 m
Mittelwelle 510 – 1620 kHz = 587 – 185 m
Kurzwellen I 3,15 – 8,8 MHz = 99 – 34 m
Kurzwellen II 8,6 – 22,5 MHz = 35 – 13,5 m

KW-Lupe

Feinabstimmung der Kurzwellenbereiche mit ± 50 kHz Abstimmbereich.

Kreise

FM: 17, davon 4 abstimbar, 11 ZF-Kreise, Nebenwellensperre mit 2 Kreisen.

AM: 10, davon 2 abstimbar, 4 ZF-Kreise fest, 2 ZF-Kreise mit Bandbreitenum-schaltung, 2 ZF-Saugkreise.

Empfindlichkeiten

FM: 1,4 µV für 15 kHz Hub und 26 dB Rausch-abstand.

AM: Mittelwelle: 6,5 µV
Langwelle: 8 µV
Kurzwellen: 5–12 µV (für 10 mV am Ausgang)

ZF-Festigkeit

FM: besser als 86 dB
AM: besser als 50 dB

Spiegelselektion

FM: 58 bis 66 dB
AM: Mittelwelle: 56 – 46 dB
Langwelle: 46 – 56 dB
Kurzwellen: 12 – 26 dB

Capture ratio (Gleichwellen-Selektion)

2 dB bei 1 mV Antennenspannung und 75 kHz Hub.

Verstimmung und Klirrfaktor

(Mittelfrequenzabweichung)

Bis zu 50 kHz Verstimmung bleibt der Klirrfaktor kleiner als 1 %, gemessen bei 1 mV Eingangsspannung und 75 kHz Hub.

Bandbreite

FM-ZF: 160 – 200 kHz
AM-ZF: schmal 4,5 kHz, breit 7 kHz
FM-Ratiodetektor: 650 kHz, Breitband-Ratio-filter mit Phasen-Kompensation.

AM-Unterdrückung

Besser als 58 dB bei 1 kHz, gemessen bei 22,5 kHz Hub, 30 % AM-Modulation und 1 mV Antennenspannung.

Zwischenfrequenzen

FM: 10,7 MHz AM: 460 kHz

Drift

1 kHz pro Grad Celsius, wird durch auto-matische Scharfabstimmung ausgeglichen.

Automatische UKW-Scharfabstimmung

Abschaltbar, Fangbereich ± 250 kHz.

Fremdspannungs-Abstand

Bei 40 kHz Hub und Stereo: mindestens 65 dB von Antenne bis Ausgang.

Geräuschspannungsabstand

Bei 40 kHz Hub und Stereo: mindestens 65 dB.

Pilotton-Unterdrückung

– 40 dB bei 19 kHz – 60 dB bei 38 kHz

Deemphasis

50 µsec. nach Norm.

NF-Frequenzgang

Besser als DIN 45500, von Antenne bis Ausgang.

40 – 50 Hz ± 1,5 dB
50 – 6300 Hz ± 0,5 dB
6,3 – 12,5 kHz ± 1,5 dB

Klirrfaktor

Kleiner als 0,5 % bei 40 kHz Hub, gemessen nach DIN 45500.

Stereo-Decoder

Integriert mit pegelgesteuerter Mono/Stereo-Umschaltung (Pegel von 6 – 60 µV an 240 Ω einstellbar) und Leuchtanzeige bei Stereo-Programmen. Decodierung nach dem Matrix-Prinzip.

Stereo-Übersprechdämpfung

Von Antenne bis Ausgang:
von 250 Hz bis 6300 Hz = 26 dB
von 6300 Hz bis 12500 Hz = 20 dB
bei 1 kHz mindestens 35 dB

Antennen

FM: UKW: Dipol 240 Ω
AM: Außenantenne und Erde. Ferritantenne.

Audio-Selektor

Höhenfilter (Tiefpaß) für NF-Bandbreite, um-schaltbar auf schmal und breit: Die „Schmal“-Taste schaltet zugleich die AM-Bandbreite kontaktlos auf „Schmal“ (ca. 3 kHz).

NF-Ausgangsspannung

FM: 0,65 V für 40 kHz Gesamthub.
AM: 0,8 V für 30 % Modulation.
Innenwiderstand 2 kΩ, kleinster Abschluß-widerstand 22 kΩ.

Stereo/Mono

Mittels Drucktaste umschaltbar.

Stromversorgung

Für Netze von 110/130/220/240 Volt 50–60 Hz. Leistungsaufnahme ca. 14 Watt.

Kostenloses Zubehör

Sicherung 250 mA träge für 110 Volt.
NF-Anschlußkabel.

Störstrahlungssicherheit

Für alle europäischen Normen und IEC-Forderungen störstrahlungssicher.

Ausführung

Edelholzgehäuse in Nußbaum mattiert, Teak natur oder Palisander mattiert.
Frontplatte aus gebürstetem Aluminium.
Abmessungen: ca. 50 x 15 x 31 cm.