

Der Transistor-Stereo-Decoder

- ein lehrreiches Selbstbau- und Versuchsobjekt

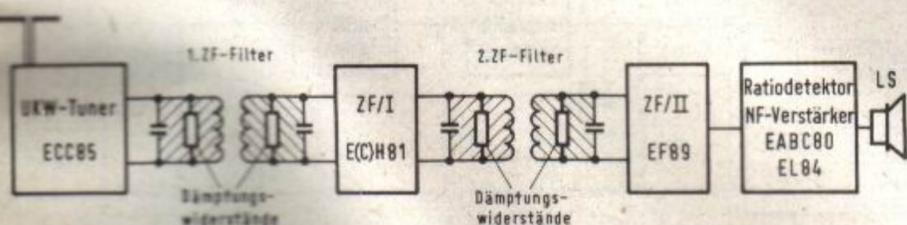
Experimentelle Einführung in die Praxis der Stereo-Empfangstechnik durch die Konstruktionsbeschreibung eines Stereo-Decoders und eines NF-Stereo-Verstärkers für Kopfhörer-Wiedergabe.

Seit rund zwei Jahren strahlt der Österreichische Rundfunk über einige UKW-Sender zu bestimmten Zeiten stereofone Sendungen aus, die vor kurzem auch auf die Tage des Wochenendes ausgedehnt wurden¹⁾. Dadurch haben jetzt auch berufstätige Techniker und Amateure die Möglichkeit, sich in ihrer Freizeit ausgiebig mit praktischen Empfangsversuchen auf dem Gebiet dieser neuen und in technischer Hinsicht außerordentlich interessanten Übertragungstechnik zu befassen. Dabei wird es dem Berufstechniker und dem fortgeschrittenen Amateur nicht so sehr darauf ankommen, die durch den Stereoeffekt gebotenen Klangwirkungen zu erproben, sondern sich vor allem mit dem Prinzip der hochfrequenten Zweikanalübertragung und mit der Schaltungstechnik des Stereoteiles der Empfänger eingehender vertraut zu machen, die ja auf den ersten Blick recht kompliziert erscheinen und sich dem Verständnis bei einem theoretischen Studium nur recht mühevoll erschließen.

Wesentlich leichter und im Endeffekt auch weit wirksamer läßt sich dieses Ziel durch die praktische Beschäftigung mit den betreffenden Geräten und Schaltungen erreichen, insbesondere dann, wenn man versucht, den Stereoteil einer Empfangsanlage selbst aufzubauen. Dabei kommt es nicht darauf an, die Qualität und Vollkommenheit eines Industriergerätes zu erreichen, denn der Endzweck eines solchen Versuchsobjektes ist und bleibt ja schließlich nur das Studium der Materie und das Sammeln von Wissen und Erfahrung.

Die Anforderungen an den Stereo-Empfänger

Das für den Stereo-Rundfunk gewählte Übertragungssystem (FCC-Norm) stellt im Prinzip nur eine Erweiterung der UKW/FM-Sendung auf eine Zweikanal-Übertragung dar, wobei die Forderung nach Einhaltung der im UKW-Bereich festgelegten Kanalbreite (300 kHz) und die Bedingung der Kompatibilität (Möglichkeit des Monoempfanges einer Stereosendung) zu erfüllen waren. Dies wird durch zusätzliche Übertragung eines



1) Blockschema eines UKW-Mono-Empfängers (Adaptierung des ZF-Teiles für Stereo)

¹⁾ Siehe Karteiblatt „UKW-Sender-Tabellen“.

Im einführenden Aufsatz dieses Heftes wurden die theoretischen Grundlagen der Stereo-Empfangstechnik und insbesondere die Funktion der Decoder-Schaltungen ausführlicher erläutert. Weitere Einzelheiten finden sich in vorliegenden Veröffentlichungen der „Radioschau“ und in der populär-technischen Fachliteratur (insbesondere Lit. 1, 2, 4, 5). Der folgende Beitrag unseres ständigen Mitarbeiters ergänzt diese mehr theoretischen Publikationen durch eine praktische Anleitung zur Adaptierung eines UKW-Monoempfängers für Stereo und die Konstruktionsbeschreibung eines für den Selbstbau geeigneten Stereo-Decoders. Der Verfasser zeigt dabei in seiner exakten und gründlichen Darstellung, wie man sich mit relativ geringem Aufwand und ohne große Schwierigkeiten auch dieses neue und aktuelle Spezialgebiet der Rundfunktechnik auf experimentellem Wege erschließen kann. Der große Anklang, den die bisher in der „Radioschau“ veröffentlichten Konstruktionsbeschreibungen dieser Art gefunden haben, berechtigt uns zu der Annahme, daß auch dieser Beitrag nicht nur den fortgeschrittenen Amateur, sondern auch den an der Vertiefung seines Wissens interessierten Berufstechniker und vor allem den Nachwuchs ansprechen wird und zumindest wertvolle Anregungen für die Praxis vermitteln kann.

außerhalb des Hörbereiches liegenden Stereo-Hilfssignales erreicht, das dem FM-Träger in codierter Form aufmoduliert wird und das im Empfänger zur Trennung der beiden Kanäle wieder „decodiert“ werden muß.

Dementsprechend muß ein für Stereoempfang geeigneter UKW-Empfänger zunächst grundsätzlich durch einen sogenannten „Decoder“ erweitert werden. Welche Ansprüche dabei zur einwandfreien Verstärkung und Demodulation des breiteren Modulationsbandes speziell an den ZF-Teil und an den Ratiodetektor des UKW-Teiles gestellt werden, wurde in der ÖRS bereits ausführlich diskutiert (Lit. 6)²⁾.

Die Stereoempfänger der Industrie sind nach diesen Gesichtspunkten dimensioniert und erfüllen daher in Verbindung mit einem geeigneten Decoder die gestellten Ansprüche. Problematischer ist dagegen die Adaptierung älterer UKW-Empfänger für Stereo durch Einbau eines Decoders und Umstellung des NF-Teiles auf Zweikanal-Verstärkung (Lit. 7). Höhere Ansprüche an die Wiedergabequalität werden sich auf diese Weise meist nicht realisieren lassen, insbesondere dann, wenn der UKW-Empfänger schon bei Monowiedergabe den charakteristischen „Spuckeffekt“ zeigt.

Adaptierung älterer UKW-Empfänger für Stereo

Bei der hier vorliegenden Zielsetzung kann jedoch der Versuch unternommen werden, den UKW-Empfangsteil älterer Empfänger durch relativ einfache und leicht rückgängig zu machende Schaltungseingriffe stereofest zu bekommen. Diese Maßnahmen laufen grundsätzlich darauf hinaus, die Durchlaßkurve des ZF-Teiles und die Demodulatorkurve des Ratiodetektors zu verbreitern und sollen kurz besprochen werden (s. a. Lit. 4, 5, 7).

Bild 1 zeigt das Blockschema eines üblichen UKW-Supers. Im UKW-Tuner sind keine Änderungen erforderlich. Im ZF-Teil muß dagegen die für Stereoempfang zu schmale Bandbreite durch Bedämpfung der Bandfilter vergrößert werden. Dies erfolgt durch Parallelwiderstände zu den Filterkreisen, deren heiße Punkte durch ihre direkte Verbindung mit den Fassungskontakten der Röhren meist leicht zugänglich und schnell zu finden sind. Die Dämpfungswiderstände werden in der Größenordnung von 10 kOhm ($\frac{1}{4}$ W) gewählt, wobei für die versuchsweise Einstellung zunächst zweckmäßig Trimmerwiderstände verwendet werden.

Vielfach genügt es, nur die Primärkreise des ersten und zweiten Filters zu bedämpfen. Die Kreise des Ratiofilters sollen

²⁾ Die Literaturzitate dieser Arbeit beziehen sich auf das Literaturverzeichnis am Schluß des einführenden Aufsatzes.

dagegen nicht bedämpft werden. Vielmehr wird die Schirmgitterspannung der letzten ZF-Röhre durch einen Serien- oder Querwiderstand (Spannungsteiler) vermindert, um die Begrenzerwirkung zu erhöhen. Dieser Widerstand sollte so gewählt werden, daß die Schirmgitterspannung etwa auf die Hälfte reduziert wird (Bild 2).

Die Demodulatorkurve des Ratiodektors wird durch einen Parallelwiderstand zum Ratioelko ($3 \dots 5 \mu\text{F}$) verbreitert, der so gewählt wird, daß der übliche Wert von $20 \dots 50 \text{ k}\Omega$ auf $5 \dots 10 \text{ k}\Omega$ verringert wird.

Am NF-Ausgang des Ratiodektors wird das Stereosignal (Multiplex-Signal = MPX) durch Auftrennung der NF-Leitung vor dem Deemphasisglied (meist $50 \text{ k}\Omega$, 500 pF) abgenommen und an den Decoder geführt. Am besten baut man hier einen Umschalter ein, um den Empfänger wahlweise für UKW-Monoempfang oder für Stereoversuche verwenden zu können. Das Deemphasisglied muß deswegen von der Leitung zum Stereodecoder abgeschaltet werden, weil es die höheren Frequenzen des MPX-Signales unzulässig abschwächen würde. Es wird übrigens nach der Decodierung wieder in den NF-Weg eingefügt.

Der Verfasser hat durch Versuche mit einigen gängigen UKW-Empfängern festgestellt, daß zahlreiche Geräte auch ohne die hier empfohlenen Eingriffe für den vorliegenden Zweck durchaus stereotauglich sind. Wer höhere Ansprüche stellt, kann den UKW-Empfänger aber auch von einer Fachwerkstätte adaptieren lassen, wobei die Durchlaßkurven mit geeigneten Meßgeräten exakt einjustiert werden können.

Allerdings verliert der Empfänger durch diese Maßnahmen an Empfindlichkeit und Trennschärfe. Da aber Stereoempfang bekanntlich nur bei größerem Antennensignal zu empfehlen ist, kann diese Beeinträchtigung der Empfängereigenschaften in Kauf genommen werden.

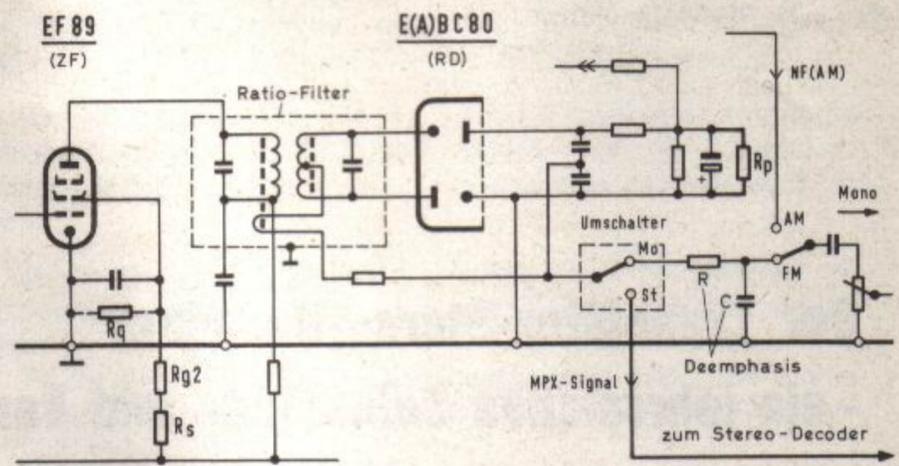
Selbstverständlich sind auch selbstgebaute UKW-Empfänger, etwa der unter Lit. 12 beschriebene UKW-Ortsempfänger, als Empfangsteil gut geeignet, um so mehr als man in diesem Fall die Schaltung und Eigenschaften des Gerätes genau kennt und geeignete Schaltungsänderungen sinnvoll durchführen kann. Grundsätzlich sollte man aber die erwähnten Eingriffe in die Schaltung des UKW-Teiles erst dann vornehmen, wenn man durch Anschluß eines Decoders festgestellt hat, daß sie auch tatsächlich notwendig sind.

Die Decodierung des Multiplex-Signales

Das Prinzip der Wiedergewinnung der beiden Kanalsignale aus dem vom Sender übertragenen MPX-Signal, die sogenannte Decodierung, wird im einführenden Beitrag dieses Heftes ausführlicher erläutert. Aus dem vom FM-Demodulator (Ratiodektor) gelieferten MPX-Signal wird zunächst in einer Trennstufe der Pilotton (19 kHz) durch einen Resonanzkreis ausgesiebt und das MPX-Signal über Filter bzw. über ein Phasenkorrekturglied direkt an die eigentliche Decodierstufe geleitet. Der Pilotton wird dagegen getrennt verstärkt, in einer Verdopplerstufe auf die Frequenz des Hilfsträgers (38 kHz) transponiert und dieser in einer folgenden Stufe auf eine ausreichende Amplitude verstärkt.

In einer Addierstufe könnte man dann den regenerierten Hilfsträger mit den aus dem MPX-Signal ausgefilterten AM-Seitenbändern des Differenzsignales ($L - R$) wieder zum vollständigen AM-Signal ($38 \pm 15 \text{ kHz}$) vereinigen und durch Demodulation dieses AM-Signales in einer Gleichrichteranordnung daraus zunächst das niederfrequente Differenzsignal ($L - R$) zurückgewinnen.

Die beiden nun wieder im NF-Bereich ($30 \text{ Hz} \dots 15 \text{ kHz}$) liegenden Signale, das aus dem MPX-Signal ausgefilterte Summensignal ($L + R$) und das durch die AM-Demodulation gewonnene Differenzsignal ($L - R$) müßten dann in einer weiteren Addierschaltung (einer sogen. „Matrix“) zusammengeführt werden, in der sich durch Addition und Subtraktion die beiden Kanalsignale L und R an den getrennten NF-Ausgängen ergeben (sogen. Matrix-Verfahren). Durch Zusammenschaltung dieser beiden NF-Ausgänge würde man auch wieder ein vollständiges NF-Monosignal erhalten.



2 Adaptierung des Ratiodektors f. Stereo u. Abnahme des MPX-Signales

Man kann diesen Effekt aber wesentlich einfacher erzielen, wenn man dem regenerierten Hilfsträger das vollständige MPX-Signal überlagert. Eine solche Summierung ergibt einen Kurvenzug, dessen Hüllkurven bereits den Verlauf des L - und R -Signales zeigen (vgl. Oszillogramm 010 des einführenden Aufsatzes). Wenn man dieses Summensignal z. B. über eine Gegentaktwicklung an eine als Ringmodulator geschaltete Diodenbrücke führt, dann erhält man im Ausgang direkt die getrennten NF-Signale L und R .

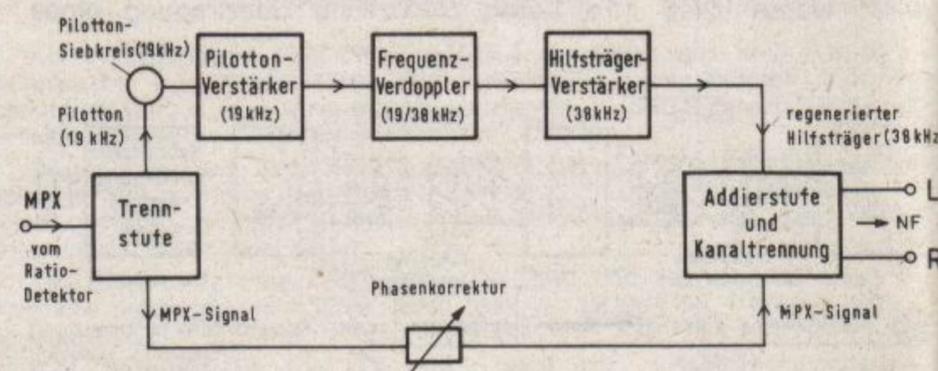
Der Hilfsträger übernimmt dabei durch seine periodisch wechselnde Gegentaktpolung, in Verbindung mit der Diodenbrücke, die Funktion eines elektronischen Schalters, der die Hüllkurven des Signales (L und R) abtastet und dadurch die NF-Spannungen des L - und R -Signales über den jeweils leitenden Zweig des Demodulators direkt an die getrennten NF-Ausgänge legt. Das Blockschema eines solchen Decoders zeigt Bild 3.

Ein Transistor-Stereo-Decoder für den Selbstbau

Bild 4 zeigt das Schaltbild der vom Verfasser gewählten Decoderschaltung, die nach dem Prinzip von Bild 3 mit 3 Transistoren und 6 Dioden aufgebaut ist. Da im Decoder keine Phasendrehungen innerhalb des Frequenzbereiches des MPX-Signales ($30 \text{ Hz} \dots 53 \text{ kHz}$) auftreten dürfen, sind für diesen Zweck NF-Transistoren, die bei 53 kHz bereits beachtliche Phasenverschiebungen verursachen würden, nicht geeignet. Dies ist auch der Grund, warum Transistoren anfangs für Decoder oft abgelehnt und Röhrenschaltungen bevorzugt wurden. Durch Verwendung von Transistoren mit ausreichend hoher Grenzfrequenz (HF-Typen) läßt sich jedoch dieses Problem ohne Schwierigkeiten lösen. Für die vorliegende Schaltung sind alle Transistoren verwendbar, die auch für KW- und UKW tauglich sind, z. B. OC 44, AF 115, AF 116 usw. Ungeeignete Transistoren führen vor allem zu unzureichender Kanaltrennung. Aus diesem Grund wurden auch Eingang und Ausgang des Decoders hochohmig ausgelegt.

Trennstufe

In der ersten Stufe, in der die Aussiebung des Pilottones und die Anpassung des Decoders an den Ratiodektor erfolgt, wird der Transistor T 1 mit der höchsten Grenzfrequenz



3 Blockschema des Stereo-Decoders nach dem Hüllkurven-Verfahren

verwendet, falls mehrere Typen zur Verfügung stehen. Dieser Transistor (hier AF 115) arbeitet für das MPX-Signal, das am nicht überbrückten Emitterwiderstand R4 abgenommen wird, in Kollektorgrundschialtung (Emitterfolgestufe) und für den Pilotton, der im Kollektorkreis ausgesiebt wird, in Emittergrundschialtung. Dadurch findet das der Basis zugeleitete MPX-Signal einen hochohmigen Eingang vor und der Rati-detektor wird nur gering belastet, so daß keine unerwünschten Phasendrehungen im MPX-Bereich auftreten. Allerdings ergibt die Emitterfolgeschaltung keine Verstärkung und das Ausgangssignal liegt ungefähr in der gleichen Größenordnung wie das Steuersignal an der Basis. Über den Kondensator C2 kommt noch eine zusätzliche Gegenkopplung zustande, die zur Erhöhung des Eingangswiderstandes beiträgt. Bei nieder-ohmigen Rati-detektoren (Germaniumdioden) oder bei Transi-storgeräten kann dieser Kondensator auch entfallen.

In der Kollektorzuleitung liegt ein auf die Pilottonfrequenz (19 kHz) abgestimmter Resonanzkreis (PTK1), der aus dem MPX-Signal die Pilottonfrequenz aussiebt. Infolge der Gegen- kopplung durch den Emitterwiderstand ist aber auch die Verstärkung des Pilottones nicht sehr groß, so daß im Kolle- torkreis keine wesentlich höhere Spannung als an der Basis auftritt.

In Serie mit dem Pilottonkreis liegt noch ein Einstellregler R7, an dem eine zum MPX-Hauptsignal gegenphasige MPX- Spannung abgegriffen wird, mit deren Hilfe das Summensignal im Decoder auf gleiche Amplitude mit dem Differenzsignal korrigiert werden kann. Dadurch läßt sich die Kanaltrennung verbessern (Einstellung auf minimales Übersprechen). Die An- kopplung an die folgende Stufe erfolgt über einen kapazitiven Spannungsteiler (C4, C5).

Regenerierung des Hilfsträgers

Der Transistor T2 (AF 116) bewirkt die eigentliche Pilotton- verstärkung. Er arbeitet in Emittergrundschialtung, wobei die optimale Verstärkung durch den Regler R9 eingestellt werden kann, der parallel zum nicht überbrückten Emitterwiderstand R8 liegt. Wird dieser Regler auf Null gestellt, dann liegt C6 parallel zu R8 und die Verstärkung erreicht ihren Höchstwert (keine Gegenkopplung). Durch diese Einstellung können auch wilde Schwingungen, die durch die nicht neutralisierte Reso- nanzverstärkung entstehen, unterdrückt werden. Der Kollektor- kreis (PTK2) ist ebenfalls auf die Pilottonfrequenz abgestimmt und ist zur Verringerung der Transistordämpfung mit einer Anzapfung an den Kollektor angeschlossen.

Der ausreichend verstärkte Pilotton wird nun über eine Koppelwicklung (L3), die durch ihren symmetrischen Masse- anschluß, eine Gegentaktspannung erzeugt, an eine Zweiweg- Gleichrichterschaltung (D1, D2) geführt, die am Widerstand R10 eine ungesieberte Halbwellen-Richtspannung mit der doppel- ten Welligkeitsfrequenz (38 kHz) erzeugt. Der Wechselspannungs-

anteil dieser Richtspannung wird über den Trennkondensator C8 an die Basis des folgenden Transistors geführt.

Der Transistor T3 hat in seiner Kollektorzuleitung einen auf 38 kHz abgestimmten Resonanzkreis (HTK), der aus den Halbwellenimpulsen die Hilfsträgerfrequenz aussiebt. Dieser Transistor arbeitet in Emittergrundschialtung mit voller Verstär- kung, da infolge der verschiedenen Frequenzen im Basis- und Emitterkreis keine störende Selbsterregung durch Rückwirkung zu befürchten ist.

Schaltungsvariante der Verdopplerstufe

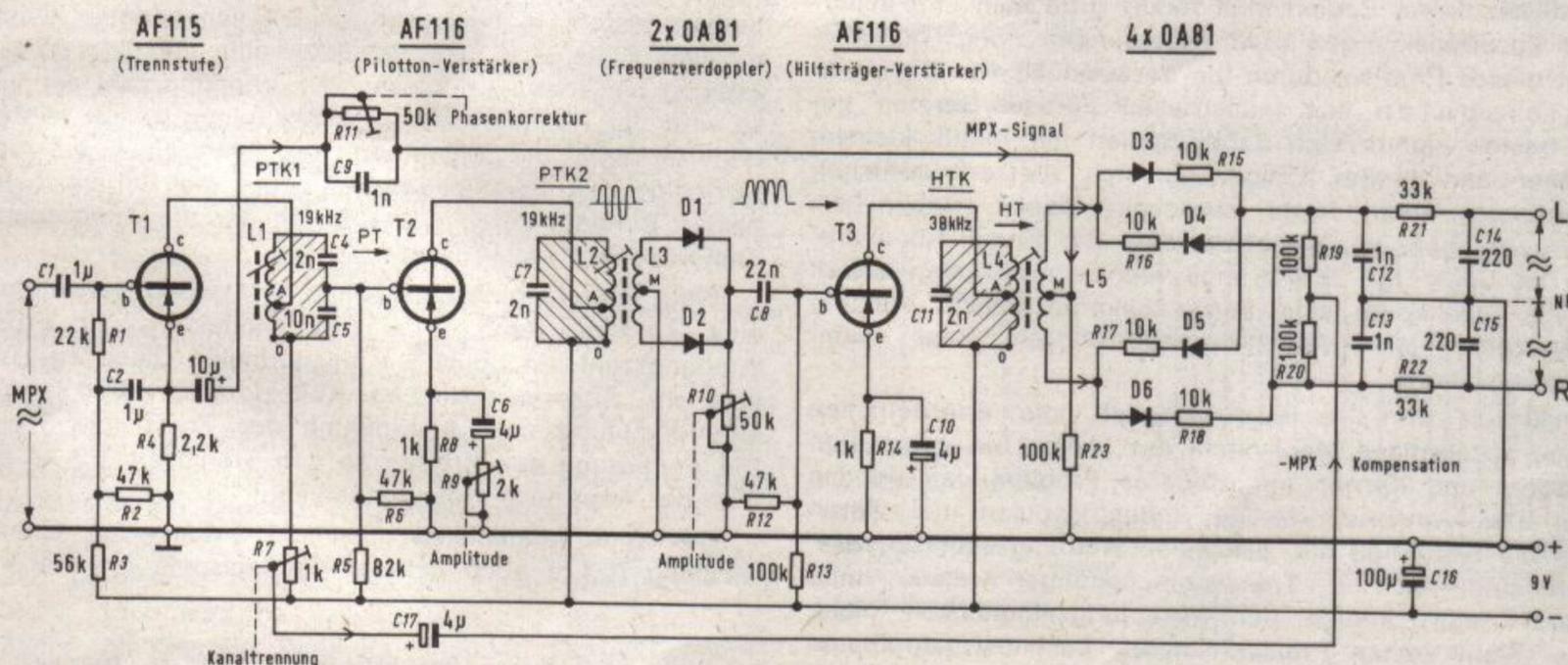
Die Verdopplerstufe mit den beiden Dioden und der Gegen- taktwicklung L3 könnte grundsätzlich auch weggelassen wer- den, wenn man den Transistor T3 durch eine genügend große Pilottonamplitude ansteuert (siehe GREATZ-Decoder, Lit. 8, Seite 510). Durch die dabei auftretende Übersteuerung entsteht im Kollektorkreis eine stark verzerrte Sinuskurve der Pilottonfre- quenz, die einen großen Anteil an 2. Harmonischer (38 kHz) enthält, die vom Resonanzkreis ausgesiebt wird. Durch ent- sprechende Einstellung des Basis-Spannungsteilers (R12, R13) kann der Arbeitspunkt des Transistors so gewählt werden, daß der Oberwellenanteil einen Optimalwert erreicht. Der Schwing- kreis PTK1 erhält in diesem Fall anstelle der Sekundär- wicklung L3 einen kapazitiven Spannungsteiler wie der Kreis PTK1.

Diese Variante arbeitet umso besser, je größer die vom Kreis PTK2 gelieferte Steuerspannung ist und kann deshalb besonders bei einem vorgeschalteten UKW-Teil mit Röhren empfohlen werden, da bei Röhrenempfängern im allgemeinen mit einer wesentlich höheren MPX-Spannung gerechnet werden kann als bei Transistorgeräten. Für den Transistor T3 wäre dabei allerdings ein legierter Transistor (z. B. OC 44) einem AD-Typ (AF 116) vorzuziehen, weil er eine höhere Basis-Emitter- Durchbruchspannung aufweist.

Der Verfasser hat sich bei dem Mustergerät für die Ver- dopplerschaltung mit Dioden entschieden, weil sie in der Ein- stellung einfacher ist und die zusätzliche Wicklung L3 leicht aufzubringen ist.

Addier- und Schaltstufe

Die durch den Transistor T3 ausgesieberte und verstärkte Hilfsträgerfrequenz (38 kHz) wird über eine Sekundärwicklung (L5) in Gegentaktschaltung an die aus den vier Dioden (D3.. . D6) gebildete Gleichrichteranordnung (Ringmodulator) ge- führt. Diese Gleichrichterbrücke besteht aus je zwei entgegen- gesetzt gepolten Diodenpaaren (D3, D4 und D5, D6), die wechselweise zu je einem Ausgang zusammengeschaltet sind (D3, D5 und D4, D6). Am Symmetriepunkt M der Spule L5 wird außerdem noch das MPX-Signal vom Emitter der Trennstufe T1 eingespeist, das dadurch an den Spulenenden von L5 den gegenphasigen Hilfsträgerspannungen gleichphasig



4 Schaltbild des Stereo-Decoders

überlagert ist. In der Zuleitung des MPX-Signales liegt ein RC-Glied (R 11, C 9), mit dem eine Phasenkorrektur zur Erzielung optimaler Kanaltrennung vorgenommen werden kann. Die in Serie mit den Dioden liegenden Widerstände (R 15... R 18) dienen zum Ausgleich von Streuungen und zur Linearisierung der Diodenkennlinien bei kleinen Spannungen.

Die beiden Diodenzweige bewirken mit Hilfe des AM-Trägers die Abtastung der Hüllkurven (L und R), wodurch an den beiden in bezug auf Masse symmetrischen Ausgängen die getrennten NF-Signale (L, R) für die beiden Stereo-Kanäle erscheinen. Am Symmetriepunkt der Richtwiderstände R 19, R 20 wird schließlich noch ein im Kollektorkreis der Trennstufe abgegriffenes, gegenphasiges MPX-Signal eingespeist, mit dem die Unterschiede im Spannungspegel von Summen- und Differenzsignal ausgeglichen werden (optimale Kanaltrennung). Verzichtet man auf diese Korrektur, dann werden R 19 und R 20 direkt an Masse angeschlossen.

Im Ausgang der Decoderschaltung sind noch die für UKW notwendigen Deemphasis-Glieder (R 21, C 14 und R 22, C 15) eingeschaltet, die auch den Glättungseffekt der Richtkondensatoren C 12, C 13 durch ihre Siebwirkung verbessern und Reste des Pilottones und des Hilfsträgers (19 und 38 kHz) weitgehend unterdrücken.

Schaltungsvarianten des Decoders

Eine von TELEFUNKEN vorgeschlagene Schaltungsvariante (Lit. 2), bei der anstelle des Ringmodulators eine Hüllkurven-Spitzengleichrichtung durch eine Zweiweg-Diodenschaltung verwendet wird, die direkt mit dem Hilfsträgerkreis gekoppelt ist (Spule L 5 entfällt), wurde vom Verfasser ebenfalls mit Erfolg erprobt (Bild 5). Allerdings ist die abgegebene NF-Spannung geringer und die Kanaltrennung läßt zu wünschen übrig.

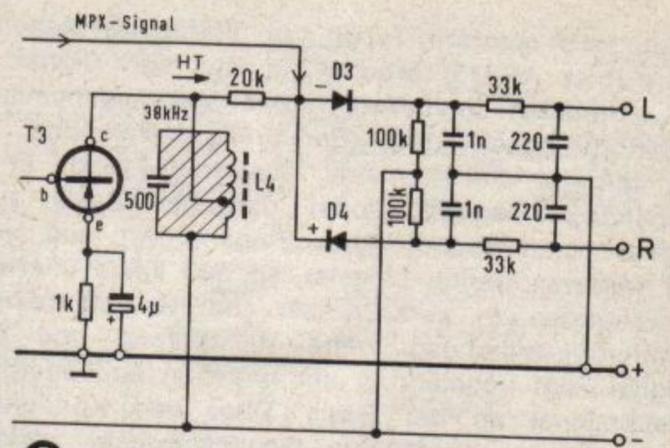
Weitere Varianten des Schaltverfahrens mit induktiver Kopplung (L 4/L 5) sind ebenfalls bekannt. Die einfachere zeigt Bild 6. In diesem Fall werden die beiden Dioden im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 4 gleichsinnig gepolt. Durch den Verzicht auf den Ringmodulator wird hier der Hilfsträger nicht unterdrückt, in ihrer grundsätzlichen Funktion sind beide Schaltungen identisch.

Der Hauptnachteil dieser Schaltungen ist ein starker Hilfsträgerrest (38 kHz) in den NF-Ausgängen. Dies stört besonders bei Stereo-Tonbandaufnahmen, weil Differenzpfeife zwischen Hilfsträger und Vormagnetisierungsfrequenz bzw. zwischen deren Oberwellen entstehen (Lit 11). Für Stereoempfang ist diese Störung aber praktisch ohne Bedeutung.

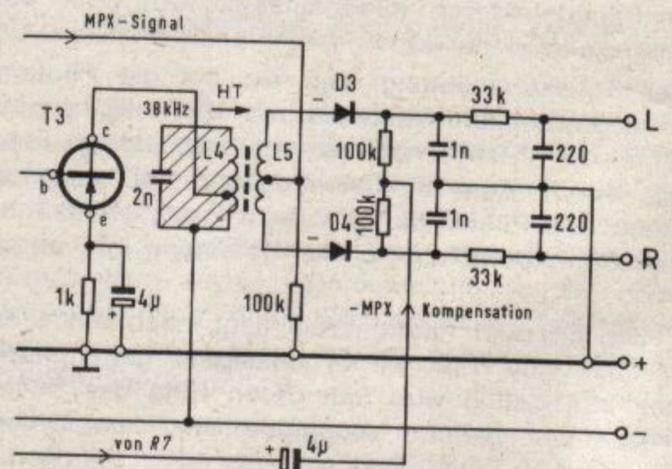
Die Anfertigung der Spulen

Das Hauptproblem beim Selbstbau eines Decoders ist – neben einer einfachen und nachbausicheren Schaltung – die Beschaffung der nötigen Spulen für die 19- und 38-kHz-Kreise. Die Induktivität dieser Spulen muß relativ groß sein und außerdem sind Zusatzwicklungen bzw. Anzapfungen nötig. Der Verfasser hat dieses Problem durch die Verwendung von Zeilenoszillatorspulen aus industriellen Fernseh-Geräten gelöst. Am besten eignen sich dabei Spulen mit relativ kleinem Durchmesser und großer Länge, da sich die erforderlichen Zusatzwicklungen dann leicht zuwickeln lassen. Haben die Spulen Anzapfungen, so erleichtert dies die Konstruktion wesentlich. Die Spule für 38 kHz muß jedoch meist abgewickelt werden. Als Eisenkerne sind Ferrocubekerne üblich. Für die Parallelkapazitäten sind Styroflexkondensatoren ideal (Temperaturkompensation).

Grundsätzlich wäre es auch möglich, die erforderlichen Spulen neu anzufertigen, doch stellt der Mangel an geeigneten Spulenkörpern und Kernen ein größeres Problem dar als das Zuwickeln bzw. Abwickeln fertiger Industriespulen, bei denen man noch die Sicherheit hat, daß keine Windungsschlüsse usw. vorhanden sind. Die für Transistorschaltungen relativ hohe Windungszahl stört infolge der Anzapfungsmöglichkeit nicht. Trotz des relativ hohen Preises solcher Zeilenoszillatorspulen kommt aber der Selbstbau des Decoders noch immer weit billiger als ein fertiger Industrie-Decoder! Geeignete Zeilen-



5 a. Hüllkurven-Spitzengleichrichtung (Zweiweg-Glr.)



6 b. Hilfsträger-Gegentakt-Abtastung (Dioden gleichsinnig)
Decodierung durch 2-Dioden-Schaltungen

oszillatorspulen sind durch den Fachhandel oder durch die Servicestellen der Industrie zu beziehen.

Die in den heimischen Fernsehgeräten verwendeten Zeilenoszillatorspulen weisen fast alle eine Anzapfung bei etwa $\frac{1}{4}$ der Windungszahl auf. Die Parallelkapazitäten für 15 625 Hz schwanken zwischen 1500 und 3300 pF. Die erforderliche Kapazität für 19 kHz ist etwa $\frac{2}{3}$ des jeweiligen Wertes.

Für 38 kHz ist etwa $\frac{1}{4}$ der Kapazität bei 19 kHz erforderlich. Wenn die Spule aber auf die halbe Windungszahl abgewickelt wird, kann dieselbe Kapazität wie bei 19 kHz verwendet werden. Für das Mustergerät wurden drei gleiche Zeilenoszillatorspulen mit Anzapfung und einer Original-Parallelkapazität von 3000 pF verwendet. Die Kapazität für 19 kHz ergab sich daher mit 2000 pF und hätte für 38 kHz mit 500 pF gewählt werden müssen. Da aber die Spule für 38 kHz auf die Hälfte abgewickelt wurde, ergab sich auch in diesem Fall eine erforderliche Parallelkapazität von 2000 pF³⁾.

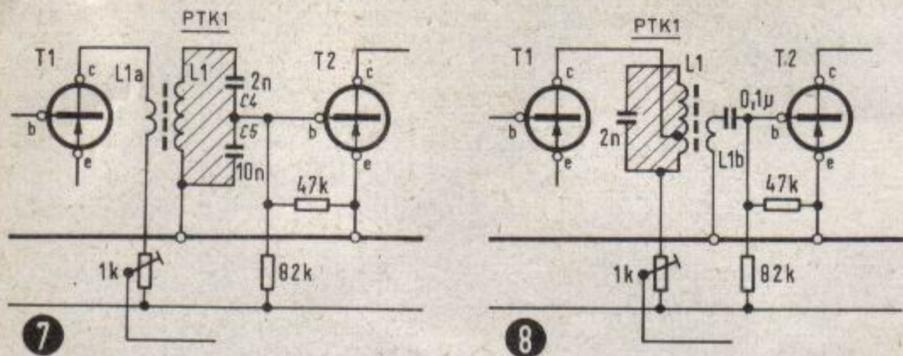
Spulenvarianten für den Pilotton-Siebkreis

Für den ersten Pilottonkreis (PTK 1, Bild 4) sind drei Schaltungsvarianten, je nach der für L 1 verwendeten Originalspule möglich. Steht eine Zeilenoszillatorspule mit einer Wicklungsanzapfung bei etwa $\frac{1}{4}$ der gesamten Windungszahl zur Verfügung, so wird der Kollektor an diese Anzapfung gelegt (siehe Bild 4). Dadurch wird die Dämpfung des Transistors auf den Kreis verringert. Die Parallelkapazität bildet die Serienschaltung der beiden Kondensatoren C 4, C 5, mit der die Anpassung an den Transistor T 2 erzielt wird.

Wird eine Originalspule ohne Anzapfung verwendet, so ist eine Zusatzwicklung L 1 a von mindestens 10 Prozent der Windungszahl der Spule L 1 aufzubringen. Diese Zusatzwicklung liegt als Ankoppelspule im Kollektorkreis (Bild 7). Damit ist eine dämpfungsarme Ankopplung des Transistors T 1 möglich. Die Anpassung des Kreises an den Transistor T 2 besorgt auch hier der kapazitive Spannungsteiler.

Die dritte Möglichkeit sieht die Aufbringung einer Zusatzwicklung (L 1 b) auch bei der Originalspule L 1 mit Anzapfung

³⁾ In den angegebenen Kapazitätswerten sind die Wicklungskapazitäten der Spulen enthalten. Die Parallelkapazität muß daher meist etwas kleiner gewählt werden (1500...1800 pF).



Varianten d. Pilotton-Siebkreises

vor. Sie wird für die Ankopplung des Kreises an den Transistor T2 benützt und macht dadurch den kapazitiven Teiler überflüssig (Bild 8).

Beim Mustergerät wurde neben der Spule mit Anzapfung (Bild 4) für L1 auch eine Spule mit etwa 2000 Windungen aus 0,12 mm starkem lackisolierten Draht erprobt (siehe Bild 5). Als Zusatzwicklungen L1a wurden zwei Lagen mit je 100 Windungen gleichen Drahtes aufgewickelt und ein befriedigendes Arbeiten der Schaltung festgestellt. Die notwendige Parallelkapazität für 19 kHz ergab sich mit rund 2000 pF. Als Spannungsteiler (C4, C5) wurde ein Styroflexkondensator von 2 nF mit einem keramischen Kondensator von 10 nF in Serie geschaltet. Diese geringe Unterersetzung ist infolge des durch Gegenkopplung erhöhten Eingangswiderstandes des Transistors T2 möglich.

Die Spule für den Pilotton-Verstärkerkreis

Für den zweiten Pilottonkreis (PTK2, Bild 4) sollte für L2 ebenfalls eine Zeilenoszillatorspeule mit einer Anzapfung verwendet werden, an die der Kollektor von T2 zur Verringerung der Kreisdämpfung durch den Transistor angeschlossen wird.

Als Koppelwicklung für die Verdopplerschaltung werden auf diese Spule zwei gleiche Zusatzwicklungen aufgebracht. Dazu genügen 2 x 5 Prozent der Windungszahl von L2, das sind bei der obengenannten Spule 2 x 100 Windungen, in zwei Lagen aufgebracht. Diese beiden Teilwicklungen werden in Serie geschaltet und der Verbindungspunkt M liegt an Masse. Man bekommt damit die gegenphasigen Spannungen für die Zweiweggleichrichtung der Verdopplerstufe.

Die Spulen für den Hilfsträgerkreis

Der 38-kHz-Kreis (HTK (L4, Bild 4) wird ebenfalls aus einer Zeilenoszillatorspeule angefertigt. Zweckmäßig wird dabei etwa die Hälfte der vorhandenen 2000 Windungen abgewickelt. Da die verwendeten Spulen nicht mit Wachs oder ähnlichen Massen vergossen sind, sondern nur Papierstreifen zwischen den Lagen aufweisen sollen, ist dies ohne weiteres möglich. Der abgewickelte Draht kann, wenn er beim Abwickeln sorgfältig auf einen großen Spulenkörper aufgewickelt wird (zweckmäßig durch eine zweite Person), bei der folgenden Aufbringung der Zusatzwicklungen wieder verwendet werden.

Wird die Spule etwa auf die Hälfte abgewickelt, so kann auch hier eine Parallelkapazität von 2 nF (C11) verwendet werden. Wird eine Originalspule mit einer Anzapfung bei etwa 1/4 der Windungszahl verwendet, so besitzt die abgewickelte Spule nunmehr eine Anzapfung (O-A) bei der halben Windungszahl (etwa 500 Windungen). An diese Anzapfung wird der Kollektor des Transistors T3 angeschlossen.

Auf die Spule L4 wird nun mit dem abgewickelten Draht die Gegentaktwicklung L5 aufgewickelt. Genau genommen müßten die beiden Wicklungshälften bifilar gewickelt werden, um eine sehr gute Symmetrie zu erreichen. Da sich aber durch die Verwendung des gebrauchten Drahtes u. U. die Gefahr von Windungsschlüssen ergibt, kann dies nur bei Verwendung eines ungebrauchten Drahtes empfohlen werden.

Bei Verwendung des abgewickelten Drahtes ist folgende Lösung zu empfehlen (Bild 9). Die Wicklung erfolgt nur mit einem Draht, doch wird bei jedem Übergang von einer Lage zur nächsten eine große Schlaufe gebildet. Diese Schlaufen werden nach Beendigung der Wicklung aufgetrennt und dann wird immer jede zweite Lage in Serie geschaltet. Man erzielt

durch diese geschachtelte Wicklungsweise eine sehr gute „pseudobifilare“ Wicklung.

Die Zahl der aufzubringenden Windungen soll etwa 800 betragen. Dazu sind also 8 Lagen zu je 100 Windungen nötig. Die Lagen 1, 3, 5, 7 und 2, 4, 6, 8 werden dann in Serie geschaltet. Diese beiden Lagengruppen werden ihrerseits wieder in Serie geschaltet, so daß sich für die ganze Wicklung die Reihenfolge 1, 3, 5, 7, 2, 4, 6, 8 ergibt. Der Verbindungspunkt 1-8 bildet den Mittelpunkt (M). Die Enden von 2-7 (A, E) geben dann die erforderlichen gleich großen, aber gegenphasigen und in Bezug auf Masse symmetrischen Spannungen des Hilfsträgers.

Das Aufbringen dieser Zusatzwicklungen stellt den schwierigsten Teil des Decoderbaues dar. Wer aber mit dem Wickeln von Spulen einigermaßen vertraut ist, dem stellen sich auch hier keine ernstlichen Schwierigkeiten entgegen.

Der NF-Verstärker für die Stereo-Wiedergabe

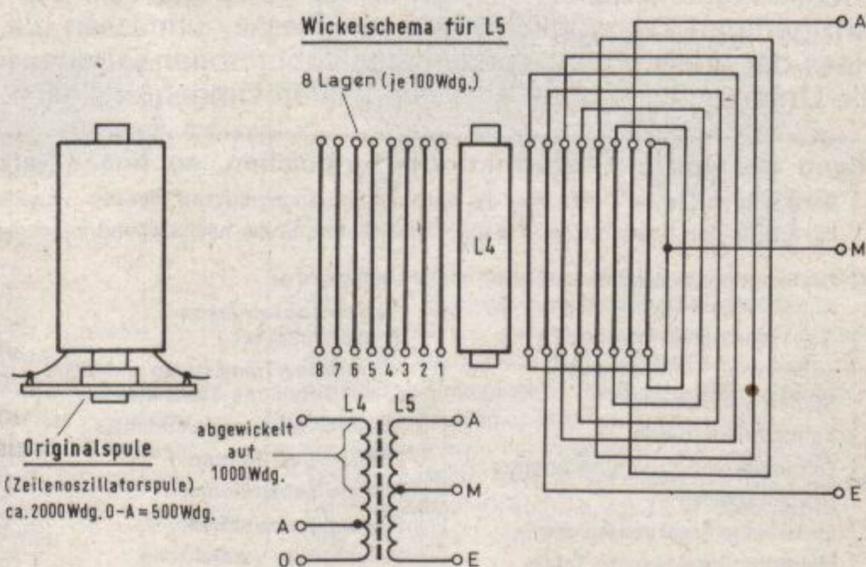
Die am Ausgang des Decoders vorhandenen NF-Signale L und R müssen nun in einem Zweikanal-NF-Verstärker auf die für die Stereowiedergabe notwendige Leistung verstärkt werden. Zur Anpassung der hochohmigen Decoder-Ausgänge an einen folgenden Transistorverstärker werden in Industrie-Decodern meist noch Impedanzwandlerstufen eingebaut, die z. B. in Kollektorgrundschrift (Emitterfolger) arbeiten und durch ihren hochohmigen Eingang die unerwünschte Belastung der Decoderschaltung verhindern. Der Verfasser hat im Hinblick auf den vorwiegend experimentellen Zweck dieses Decoders von der Einbeziehung solcher Impedanzwandler in die Decoderschaltung abgesehen und diese Anpassungsstufen in den nachfolgend beschriebenen, einfachen Stereo-NF-Verstärker für Kopfhörereowiedergabe aufgenommen (Bild 10).

Die Eingangsstufen dieses Verstärkers (T1, T3) arbeiten allerdings nicht als Emitterfolger, sondern in normaler Emitter-schaltung und die gewünschte Hochohmigkeit der beiden Eingänge wird durch Serienwiderstände (je 300 kOhm) vor der Basis erzielt. Durch den großen Spannungsabfall an diesen Widerständen ist die wirksame Verstärkung dieser Stufen praktisch kaum größer als 1; andererseits ergeben sie den gewünschten niederohmigen Ausgang zur Anpassung an die folgenden Transistor-Verstärkerstufen.

Für die Stereowiedergabe durch Kopfhörer genügt dann pro Kanal je eine hochverstärkende Transistorstufe (T2, T4). Will man dagegen einen Stereoverstärker für Lautsprecherwiedergabe anschließen, dann kann man die Steuerspannungen bereits am Kollektorwiderstand der Eingangsstufen (T1, T3) abnehmen. In einem solchen Fall wäre es sinnvoll, diese beiden Stufen mit dem Decoder zu einem gemeinsamen Bauteil zu vereinen.

Stereowiedergabe durch Kopfhörer

Über die Vor- und Nachteile der Stereowiedergabe durch Lautsprecher oder Kopfhörer zu diskutieren, ist eigentlich



9 Anfertigung der 38 kHz-Spule (pseudobifilare Auskoppelwicklung L5)

und das andere von rechts, hört. In dieser kurzen Zeit ist eine einwandfreie Überprüfung der Kanaltrennung kaum möglich. Nach Meinung des Verfassers dürfte diese Maßnahme durch Proteste seitens der Industrie erfolgt sein, weil die Besitzer der Stereogeräte dadurch sehr genau die nicht immer befriedigende Güte der Kanaltrennung feststellen konnten.

Nun zur Inbetriebnahme des Decoders. Nach Anlegen der Spannung (9 V) wird durch Messung der Spannungsabfälle an den Emitterwiderständen die gleichstrommäßige Funktion der drei Transistorstufen kontrolliert. Der Spannungsabfall an R 4 soll rund 3 V betragen, an R 8 und an R 14 sollen 1...1,5 V abfallen. Erforderliche Korrekturen sind durch Änderung der Basisteilerwiderstände möglich. Dann werden die variablen Widerstände (R 7, R 9, R 10, R 11) in Mittelstellung gebracht und am MPX-Eingang wird vom Tongenerator ein 19-kHz-Signal (ca. 100 mV) eingespeist. Der Oszillograf wird nun an den Hochpunkt des ersten Pilottonkreises (PTK 1) gelegt und dieser Kreis mit dem Eisenkern auf Resonanz eingestellt. Dabei ist darauf zu achten, daß der Eisenkern bei Resonanz möglichst tief in die Spule eintaucht. Gegebenenfalls ist die frequenzbestimmende Parallelkapazität entsprechend zu reduzieren.

Nun wird festgestellt, ob auch am Emitter von T 1 annähernd dieselbe Pilotton-Spannung steht wie an der Basis. Damit ist das Arbeiten der Kollektorgrundschialtung überprüft.

Der Oszillograf wird dann an den Hochpunkt von PTK 2 gelegt und dieser Kreis ebenfalls auf 19 kHz abgestimmt. Ist dabei die Sinnkurve verzerrt (durch Übersteuerung oder Schwingneigung), so wird R 9 vergrößert. Dadurch nimmt die Verstärkung ab und damit wird die Amplitude am Kollektor von T 2, die normal einige Volt erreicht, kleiner und die Verzerrungen verschwinden. Auch Änderungen des Basisteilers (R 5, R 6) können die Verzerrungen durch Einstellung eines günstigeren Arbeitspunktes zum Verschwinden bringen.

Wenn der Oszillograf schließlich an den Hochpunkt des Kreises HTK angeschlossen wird, so muß die Sinuslinie doppelt soviel Kurvenzüge aufweisen wie an den PT-Kreisen. Das ist der Nachweis, daß die Hilfsträgerfrequenz (38 kHz) vorhanden ist. Dieser Kreis wird nun so eingetrimmt, daß der Hilfsträger eine maximale Amplitude erreicht (5...10 Vss). Mit Hilfe des Reglers R 10 (Richtwert 10 kOhm) kann die Amplitude ebenfalls auf ein Optimum eingestellt werden.

Durch wechselseitigen Anschluß des Oszillografen an beiden Enden der Auskoppelwicklung L 5 wird geprüft, ob die beiden Wicklungshälften tatsächlich gleich große Spannungen abgeben (etwa 5 Vss). Dazu wird der Mittelpunkt M direkt mit Masse verbunden, um das MPX-Signal kurzzuschließen. Sind die beiden gegenphasigen Spannungen nicht gleich groß, so kann durch Zuwickeln oder Abwickeln der obersten Lage ein Ausgleich erfolgen. Abweichungen sind nicht zu erwarten, wenn die Windungszahlen beider Spulenhälften gleich gemacht wurden. Bei dieser Messung werden nun die beiden PT-Kreise und der HT-Kreis nochmals auf Optimum nachgestimmt. Dabei kann zur weiteren Erhöhung der Hilfsträger-Amplitude R 9 wieder verkleinert werden, solange die 38-kHz-Sinuskurve keine wesentlichen Verzerrungen zeigt, bzw. die PT-Verstärkerstufe (T 2) nicht schwingt. Dies läßt sich durch Abschalten des Tongenerators leicht überprüfen. Auch R 10 kann nochmals einjustiert werden.

Ist kein Tongenerator vorhanden, so wird der vom UKW-Empfänger gelieferte Pilotton einer Stereosendung als Meßton benutzt. In Modulationspausen ist nämlich im MPX-Signal nur der 19-kHz-Pilotton vorhanden. Mit diesem Original-Pilotton wird der Decoder gespeist und alle drei Kreise können auf optimale 38-kHz-Amplitude an der Auskoppelwicklung abgeglichen werden.

Ist der Sender moduliert, d. h. das normale MPX-Signal vorhanden, so ist dieses oszillografisch auch am Emitter von T 1 und am Symmetriepunkt M der Wicklung L 5 festzustellen. An den Ausgängen L und R müssen dann die NF-Signale der beiden Kanäle auftreten.

Wird nun der NF-Stereoverstärker an den Decoder angeschlossen, so muß im Kopfhörer die Stereodarbietung zu ver-

nehmen sein. Nun wird der Regler R 11 vorsichtig gedreht, bis man den Eindruck hat, daß beide Kanäle gleich laut „spielen“. Selbstverständlich ist der NF-Verstärker vorher mit Hilfe seines Balancereglers auf gleiche Verstärkung beider Kanäle – mit Hilfe eines vom Tongenerator eingespeisten Meßtones, z. B. 1 000 Hz – einzustellen.

Die exakte Einstellung der optimalen Kanaltrennung durch die Regler R 7 und R 11 kann nur bei Meßtönen erfolgen, die jeweils nur in einem Kanal übertragen werden. Dabei ist darauf zu achten, daß auch der UKW-Empfänger richtig eingestellt ist. Durch geringfügige Korrekturen mit den Eisenkernen der Spulen kann man die Kanaltrennung noch weiter verbessern. Bringt R 7 keine merkbare Verbesserung, so kann dieser Regler auch weggelassen werden. Bei mangelhafter Kanaltrennung kann auch versucht werden, die Widerstände R 19 oder R 20 etwas zu vergrößern oder zu verkleinern. Man kann zu diesem Zweck einen dieser Widerstände durch die Serienschaltung eines 100 kOhm-Einstellreglers mit einem 50 kOhm-Widerstand ersetzen und damit die günstigste Einstellung bequem finden.

Erhalten die beiden Verdopplerdioden D 1 und D 2 nicht genau gleiche Pilotton-Spannungen – etwa durch Unsymmetrie der Wicklung L 3 – so sind die einzelnen Halbwellen der Hilfsträgerschwingungen nicht gleich hoch. Dies hat aber keinen Einfluß auf die Funktion.

Der Decodereingang ist durch C 2 stark gegengekoppelt, so daß eine Übersteuerung von T 1 durch das MPX-Signal kaum zu erwarten ist. Sollte dies trotzdem auftreten, so ist die Schirmgitterspannung der letzten ZF-Röhre im UKW-Empfänger weiter zu reduzieren oder der Widerstand R 3 zu verkleinern, wodurch der Kollektorstrom von T 1 zunimmt. Bei Transistor-UKW-Empfängern besteht die Gefahr einer Übersteuerung nicht. Die dem Transistor T 1 zugeführte MPX-Spannung soll 1 V nicht überschreiten; ihre untere Grenze ist mit etwa 10 mV gegeben. Die Kanaltrennung bei 1 kHz beträgt etwa 20 dB; sie nimmt bei tiefen und hohen Frequenzen auf etwa 15 dB ab. Dies sind aber Mindestwerte und werden meist überschritten, besonders wenn gute HF-Transistoren verwendet werden, die Kreise eine optimale Güte aufweisen, die Dioden gleiche dynamische Kennwerte haben usw. Selbstverständlich hat auch der vorgeschaltete UKW-Empfänger einen gewissen Einfluß, wobei besonders der Ratiodetektor ausschlaggebend ist. Zur Erzielung optimaler Kanaltrennung sollte auch versuchsweise die Wicklung L 5 umgepolt werden.

Der Aufbau des Decoders

Der Aufbau des Decoders kann sowohl in Printtechnik als auch im konventionellen Lötleistenaufbau erfolgen. Verkopplungsgefahren bestehen nicht, lediglich die beiden Pilottonkreise PTK 1 und PTK 2 dürfen nicht miteinander koppeln (Spulenachsen unter einem rechten Winkel versetzen). Eine Abschirmung dieser Spulen ist nicht erforderlich. Die Leitungsführung ist ebenfalls unkritisch. Man soll darauf achten, daß HF-führende Leitungen nach HF-Grundsätzen verlegt werden und die L- und R-Leitungen nicht miteinander koppeln, weil dies die Kanaltrennung verschlechtert. Das Mustergerät wurde in Lötleistentechnik aufgebaut, weil nur in dieser Schaltungsweise Änderungen und die Auswechslung von Bauteilen leicht möglich ist. Ist das Gerät abgeglichen und der optimale Widerstandswert der Regler ermittelt, dann können die Regler auch durch gleichwertige Festwiderstände ersetzt werden. Alle Widerstände können kleine Typen mit 1/4 Watt Belastung sein. Bei den Kondensatoren sollten nur wirklich einwandfreie Typen verwendet werden. Die Elkos sind für eine Betriebsspannung von 25 V zu wählen und sollen für die in Betracht kommenden Frequenzen gut brauchbar sein. Im Zweifelsfall ist ein Kondensator mit etwa 50 nF parallel zu schalten. C 4, C 7 und C 11 sollten Styroflex Typen sein. Für die übrigen Kondensatoren sind keramische Typen oder Rollkondensatoren mit Kunststoffdielektrikum zu wählen. Die Spannungsfestigkeit ist mit 50 V ausreichend.

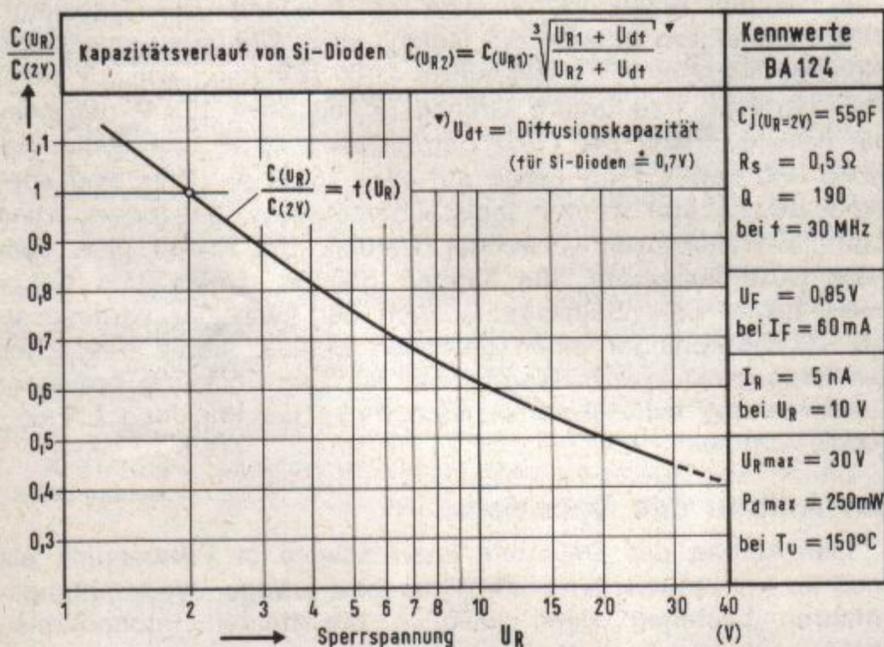
Das fertige Gerät braucht nicht abgeschirmt zu werden, da keine Gefahr einer Abstrahlung von Pilotton oder Hilfsträger

DIE INTERESSANTE SCHALTUNG

UKW-Tuner mit Silizium-Transistoren und elektronischer Abstimmung

Ein Applikationsvorschlag aus dem TELEFUNKEN Halbleiter-Labor gibt ein Schaltungskonzept für einen UKW-Tuner mit dem neuen Silizium-Transistor BF 115 und mit elektronischer Abstimmung durch Kapazitäts-Variations-Diode. Die Dimensionierung der Dioden-Abstimmerschaltung wird rechnerisch erläutert.

Mit Hilfe der sogenannten Kapazitäts-Variations-Dioden (CV-Dioden) können die HF-Schwingkreise von Empfängern innerhalb eines bestimmten Frequenzbereiches elektronisch abgestimmt werden. Die Frequenzänderung erfolgt dabei durch Variation der innerhalb des Kreises wirkenden Diodenkapazität einer im Sperrbereich betriebenen Diode (Minuspol an Anode, Pluspol an Katode) Da die Diodenkapazität bei dieser Methode durch eine Gleichspannung geändert wird, kann die Abstimmung



1 Sperrschichtkapazität von CV-Dioden als Funktion der Regelspannung (U_R)

Stereo-Decoder ...

(Schluß von Seite 267)

besteht. Dagegen sollen Fernsehgeräte und Magnetongeräte in ausreichendem Abstand gehalten werden, weil diese starke HF-Felder erzeugen, die zu Störungen (Pfeife) Anlass geben können. Brummeinstreuungen vom Netztrafo des Radiogerätes sind dagegen nicht zu befürchten.

In modernen Stereo-Decodern werden anstelle von Germanium häufig Silizium-Transistoren verwendet (npn-Typen). Die Schaltung erfährt dadurch keine prinzipiellen Änderungen (Lit. 9). Infolge der hohen Grenzfrequenz und Temperaturstabilität dieser Transistoren ist mit einer guten Kanaltrennung – auch bei stark schwankenden Temperaturen – zu rechnen. Für Versuchszwecke ist aber der meist noch hohe Preis ein Hindernis und oft sind Germanium-Transistoren bereits vorhanden. Der Verfasser ist daher beim Mustergerät bei der billigeren Lösung geblieben, die es auch dem Amateur ermöglicht, sich mit dieser neuen und interessanten Technik bei relativ geringem finanziellen Aufwand vertraut zu machen.

mung durch ein Potentiometer erfolgen, an dem die erforderliche Sperrspannung eingestellt wird. Dies vereinfacht nicht nur die Abstimmungsmechanik gegenüber der bisher üblichen Drehkondensator- oder Permeabilitätsabstimmung, sondern ermöglicht auch eine einfache Lösung der Senderwahl durch Stationstasten oder einer Fernabstimmung. Außerdem können die Abstimmioden gleichzeitig zur automatischen Scharfabstimmung (AFC) benützt werden, wobei man sich im allgemeinen auf die Nachstimmung des Oszillatorkreises beschränkt. Die mit den zur Verfügung stehenden CV-Dioden erzielbare Kapazitätsänderung ist ausreichend, um beispielsweise den Empfangsbereich von UKW-Empfängern voll durchzustimmen. Auch für den VHF- und UHF-Bereich von Fernsehempfängern wird diese Methode bereits benützt.

Der Kapazitätsverlauf der CV-Dioden

Der von der Sperrspannung abhängige Kapazitätswert der für diesen Zweck vorgesehenen Silizium-CV-Dioden in Diffusionstechnik folgt mit großer Genauigkeit der in Bild 1 angegebenen Gleichung. Diese Beziehung läßt sich durch eine Normkurve darstellen, bei der die Kapazitätsänderung auf den für die Sperrspannung $U_R = 2V$ angegebenen Kapazitätswert bezogen wird (Dioden-Nennkapazität). In Bild 1 sind außerdem die Kennwerte der in der folgenden Schaltung verwendeten Diode BA 124 angegeben, die zugleich für die Diode BA 150 gelten.

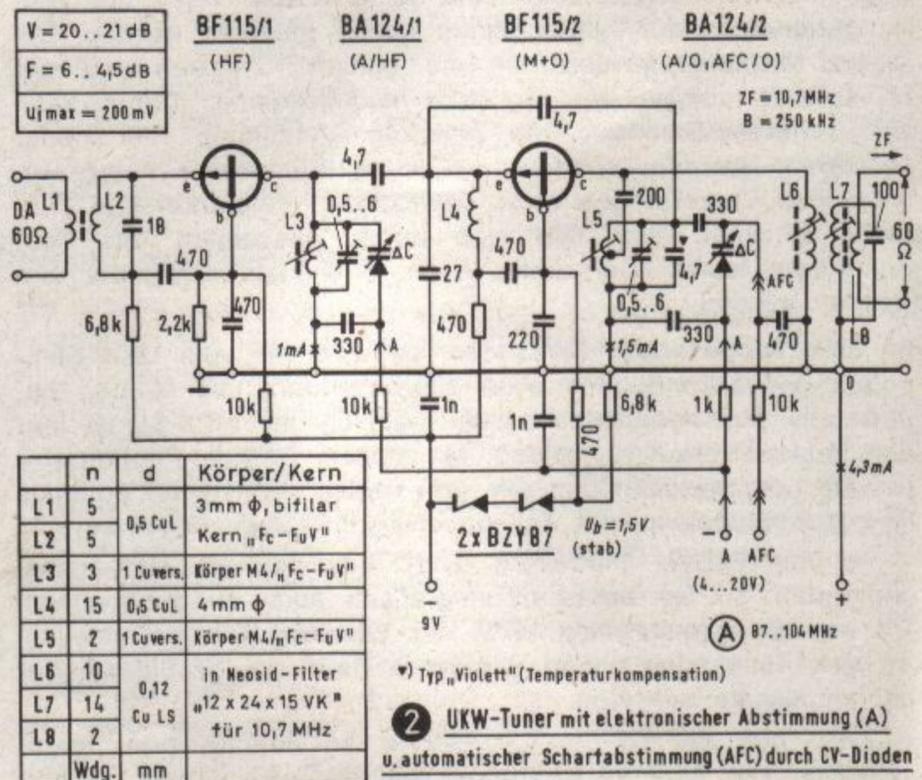
Mit dem modernen Silizium-Planar-Transistor BF 115 und den Silizium-CV-Dioden BA 124 oder BA 150 läßt sich ein Schaltungskonzept für einen modernen UKW-Tuner mit elektronischer Abstimmung und automatischer Scharfabstimmung entwerfen, das nachstehend ausführlicher beschrieben werden soll.

Mit diesem im TELEFUNKEN-Halbleiterlabor entwickelten Applikationsvorschlag (Lit. 1) werden die in früheren Publikationen der „Radioschau“ besprochenen UKW-Tuner-Schaltungen sinnvoll ergänzt (Lit. 2.. 4).

UKW-Tuner mit elektronischer Abstimmung

Die Schaltung des UKW-Tuners (Bild 2) besteht aus einer UKW-Vorstufe und einer selbstschwingenden Mischstufe. Beide Stufen sind mit dem Si-npn-Transistor BF 115 bestückt (Lit. 4). Die Abstimmung (A) erfolgt durch CV-Dioden BA 124 im HF-Zwischenkreis und im Oszillatorkreis. Der Diode des Oszillatorkreises wird außerdem die am Ratiodetektor abgenommene Nachstimmspannung zugeführt und dadurch eine automatische Scharfabstimmung (AFC) erzielt.

Die Vorstufe (Transistor BF 115/1) arbeitet in nicht neutralisierter Basisschaltung mit Rauschanpassung des Transistors durch L1/L2 an den für 60 Ohm ausgelegten Antenneneingang (DA). Durch den großen Wert des Emitterwiderstandes (6,8 kOhm) und den durch den Basis-Spannungsteiler eingestellten Kollekt-



torstrom von 1 mA wird die wirksame Kollektorspannung auf etwa 2,2 V reduziert. Dadurch wird bei größeren Eingangsspannungen eine Begrenzerwirkung der Vorstufe erreicht, die eine Übersteuerung der Mischstufe und insbesondere eine unzulässige Frequenzverwerfung des Oszillators verhindert.

In der Kollektorzuleitung des Transistors BF 115/1 liegt der durch die Diode BA 124/1 abstimmbare HF-Zwischenkreis (L 3). Die Diodenanode liegt über einen Styroflexkondensator (330 pF), der mit der Induktivität seiner Anschlußdrähte einen Serien-Resonanzkreis für 100 MHz bildet, an Masse. An dem dadurch kalten Ende der Diode wird die Abstim-Gleichspannung über einen Widerstand von 10 kOhm zugeführt.

Dimensionierung der Diodenabstimmung

Zur Ermittlung der für die Durchstimmung des UKW-Bereiches (87..104 MHz) notwendigen Abstimmspannung ist zunächst die für den Zwischenkreis erforderliche Kapazitätsvariation zu ermitteln, die im vorliegenden Fall für den HF-Kreis größer sein muß als für den Oszillatorkreis, weil die Oszillatorfrequenz oberhalb der Empfangsfrequenz liegt. Andererseits sollen beide Dioden mit einer gemeinsamen Regelspannung (UR) abgestimmt werden.

Das zur Abstimmung notwendige Kapazitätsvariations-Verhältnis des HF-Zwischenkreises ergibt sich aus dem Quadrat des zu überstreichenden Frequenzverhältnisses mit $C_u/C_o = (104/87)^2 = 1,43$.

Die wirksame Kreiskapazität wird jedoch nicht nur durch die Dioden-Sperrschichtkapazität C_j , sondern auch noch durch die Summe aller übrigen, parallel zur Spule L 3 liegenden Kapazitäten bestimmt, die bei der gewählten Dimensionierung mit $C_p = 12$ pF angesetzt werden können.

Die Schaltung wurde außerdem so ausgelegt, daß die Diode mit einem unteren Wert der Sperrspannung UR von -4 V betrieben wird. Dies ist deswegen zweckmäßig, weil bei kleineren Sperrspannungen durch die Nichtlinearitäten der Diodenkennlinie dynamische Kapazitätsänderungen auftreten, die sich besonders bei der Durchsteuerung der Oszillatordiode durch Frequenzverwerfung und Gleichlauffehler störend bemerkbar machen würden.

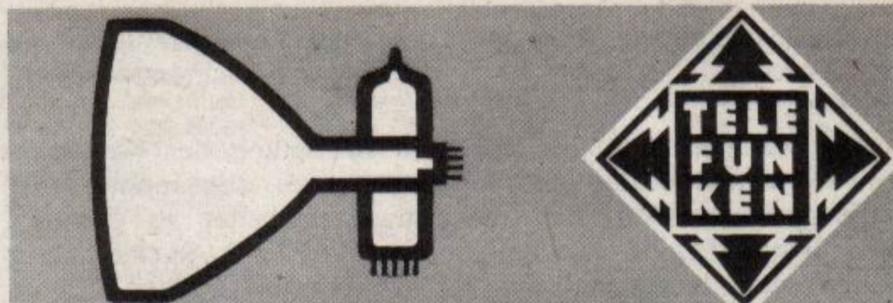
Für eine Sperrspannung von UR = 4 V entnimmt man aus der Kurve Bild 1 einen Faktor $C(4V)/C(2V)$ von 0,825. Da die Nennkapazität der Dioden BA 124 bzw. BA 150 bei 2 V Sperrspannung $C_j = 55$ pF beträgt (siehe Kennwerte), so ergibt sich die Diodenkapazität für das untere Ende des Abstimmereiches (87 MHz) zu $C(4V) = 0,825 \cdot 55 = 45,4$ pF, während die wirksame Kreiskapazität $C_u = 45,4 + 12 = 57,4$ pF beträgt.

Für das obere Ende des Abstimmereiches (104 MHz) muß sich die wirksame Kreiskapazität auf $C_o = 57,4/1,43 = 40$ pF verringern. Nach Abzug der vorhandenen Parallelkapazität $C_p = 12$ pF erfordert dies eine Diodenkapazität von $C(xV) = 40 - 12 = 28$ pF.

Das notwendige C-Variationsverhältnis der Diode ergibt sich daher zu $C(xV)/C(4V) = 28/45,4 = 0,62$ bzw. $C(xV)/C(2V) = 0,62 \cdot 0,825 = 0,5$. Für diesen Faktor entnimmt man der Kurve in Bild 1 eine erforderliche Abstimmspannung (Sperrspannung der Diode) von UR = 20 V.

Zum Ausgleich von Exemplarstreuungen des Nennwertes der Diodenkapazität (C_j bei -2 V) sowie der Parallelkapazitäten ist im HF-Zwischenkreis ein Trimmer (0,5..6 pF) vorhanden, mit dem die errechnete C-Variation des Kreises eingestellt werden kann. Ist z. B. die Dioden-Nennkapazität um 10 Prozent größer, dann ist der Trimmer so einzustellen, daß auch C_p um 10 Prozent größer ist.

Die Mischstufe (Transistor BF 115/2) arbeitet sowohl für die Erzeugung der Oszillatorschwingung als auch für die Mischung in Basisschaltung. Der HF-Zwischenkreis ist über eine kleine Kapazität (4,7 pF) lose an den Emitter gekoppelt. Zwischen Emitter und Basis liegt ein ZF-Saugkreis (L 4, 470 pF) und gegen Masse eine zusätzliche Kapazität (27 pF) zur Verbesserung der Rückkopplungsphase. Die Basisspannung des Transistors (1,5 V) wird durch die beiden Zenerdioden (BZY 87) stabilisiert. Dadurch werden Frequenzänderungen bei Speisespan-



Röhren- und Halbleiter-Anwendung

BF 115 - ein Silizium-npn-HF-Transistor in Planar-Epitaxial-Technik

Der TELEFUNKEN-Planar-Epitaxial-Silizium-Transistor BF 115 ist dem bekannten Germanium-pnp-Mesa-Transistor AF 106 sehr ähnlich. Während sich die HF-Eigenschaften, das heißt die Vierpol-Parameter sowie Transit-Frequenz und Rückwirkungskapazität dieser beiden Transistoren fast genau entsprechen, weist der BF 115 in den Grenzdaten beachtliche Vorteile gegenüber dem AF 106 auf.

Die folgende Tabelle gibt eine Gegenüberstellung der Grenzdaten dieser beiden Transistoren:

		AF 106	BF 115
Kollektor-Basis-Spannung	U _{cb0} max	25	50 V
Kollektor-Emitter-Spannung	U _{ceo} max	18	30 V
Emitter-Basis-Spannung	U _{ebo} max	0,3	5 V
Kollektorstrom	I _c max	10	30 mA
Verlustleistung (bei T _u ≥ 45 °C)	P _{tot} max	60	140 mW

Der BF 115 kann also überall dort eingesetzt werden, wo bisher ein AF 106 verwendet wird, das heißt als VHF-Vor- und Mischstufe sowie als nichtneutralisierter Verstärker im KW-Gebiet, also auch als ZF-Verstärker. Auf Grund seiner besseren Grenzdaten eignet sich der BF 115 darüber hinaus als Oszillator-, Frequenzvervielfacher-, und Treibertransistor in KW- und UKW-Handfunksprech-Geräten.

Die folgende Tabelle gibt einige charakteristische dynamische Kennwerte und Vierpol-Parameter für f = 100 MHz:

Transitfrequenz (bei U _{cb} = 10 V, I _e = -1 mA)	f _T = 230 MHz
Rückwirkung (bei U _{cb} = 10 V, I _e = -1 mA, f = 470 kHz)	C _{re} = -0,55 pF
Rauschfaktor (bei U _{cb} = 10 V, I _e = -1 mA)	F = 1,2 dB
für f = 200 kHz .. 1 MHz, R _q = 300 Ohm	F = 3,6 dB
für f = 100 MHz, R _q = 100 Ohm	F _c = 2,5 dB
Mischrauschen, f = 200 kHz .. 1 MHz, R _q = 500 Ω	
Vierpol-Kennwerte (Basisschaltung, U _{cb} = 10 V, I _e = -1 mA, f = 100 MHz)	
Eingangsleitwert	y _i = 33 mS (C _i = -6 pF)
Vorwärtsleitwert (Stellheit)	y _f = 33 mS (φ _f = 150 °)
Rückwärtsstellheit	y _r = 220 μS (φ _r = -87 °)
Ausgangsleitwert	y _o = 10 μS (C _o = 1,5 pF)

Ein aktuelles praktisches Anwendungsbeispiel des Transistors BF 115 bietet die Schaltung eines UKW-Tuners mit elektronischer Abstimmung und automatischer Scharfabstimmung durch CV-Dioden (2 x BF 115, 2 x BA 124). Eine ähnliche Schaltung, allerdings mit diffusionslegierten Germanium-Transistoren, wurde bereits in der „Radioschau“ 9/64, Seite 373, gezeigt.

TELEFUNKEN-RÖHRENVERTRIEB

ELIN-UNION

AKTIENGESELLSCHAFT FÜR
ELEKTRISCHE INDUSTRIE
WIEN I., Volksgartenstraße 3

Für Behörden und Nachbestückung auf dem
Anlagensektor: KAPSCH & Söhne A.G. Wien XII

nungsschwankungen klein gehalten und außerdem das Anschwingen des Oszillators auch bei kleiner Speisespannung gesichert.

Der Oszillatorkreis ist über eine Anzapfung der Kreisspule L5 an den Kollektor des Mischtransistors angekoppelt (Anzapfung Spulenmitte), um die Frequenzstabilität zu erhöhen. Die Selbsterregung erfolgt durch kapazitive Rückkopplung (4,7 pF) vom Hochpunkt des Kreises an den Emitter.

Die Abstimmung des Oszillatorkreises erfolgt durch die CV-Diode BA 124/2, deren Anode kapazitiv (330 pF) an Masse liegt und der die gemeinsame Abstimmspannung (-4..-20 V) über einen Trennwiderstand von 1 kOhm zugeführt wird ¹⁾.

Da die Oszillatorfrequenz bei dieser Schaltung um den Betrag der ZF über der Empfangsfrequenz liegt (Oszillatorbereich 97,7..114,7 MHz), beträgt das erforderliche C-Variationsverhältnis des Oszillatorkreises $(114,7/97,7)^2 = 1,37$. Um bei gleicher C-Variation der Dioden BA 124/2 und BA 124/1 diese kleinere C-Variation des Kreises zu erreichen, muß die Parallelkapazität Cp entsprechend erhöht werden. Dies erfolgt durch die Parallelschaltung eines Festkondensators (4,7 pF), der durch seinen negativen Temperaturkoeffizienten ($-750 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) gleichzeitig zur Temperaturkompensation des Oszillatorkreises benützt wird.

Die Nachstimmspannung für die automatische Scharfabstimmung (AFC) wird über einen Trennwiderstand (10 k) an die Katode der CV-Diode geführt. Zu diesem Zweck ist der Schwingkreis durch einen Trennkondensator (330 pF) gleichstrommäßig abgeriegelt. Bei der Anwendung einer solchen Nachstimm-schaltung ist zu beachten, daß die Nachstimmsteilheit - bedingt durch den nichtlinearen Verlauf der Kapazitätskurve der CV-Diode - von der Größe der Abstimmspannung abhängt.

Der Primärkreis des kritisch gekoppelten ZF-Bandfilters (Typ NEOSID) hat eine relativ hohe Abstimmkapazität von 200 pF (Koppelkondensator für L5). Dadurch wird das Auftreten zu hoher ZF-Spannungen am Bandfiltereingang vermieden, die zu Frequenzverwerfungen des Oszillators bei großen Eingangssignalen führen. Die hier beschriebene Schaltung kann ein Eingangssignal von etwa 200 mV störungsfrei verarbeiten. Mit dem nach Bild 2 geschalteten Mustergerät wurden folgende **Betriebswerte** (mit einem Quellwiderstand von 60 Ohm) gemessen:

Empfangsfrequenz	87	95	104	MHz
Abstimmspannung (D 1, D 2)	4	9	20	V
Leistungsverstärkung (ZF-Impedanz 180 Ohm)	20	20,5	21	dB
Rauschfaktor	6	5,5	4,5	dB
Spiegelselektion	27	28	28	dB
Frequenzdrift (fo)	5	5	1	kHz/V
Temperaturgang (fo)		-50		kHz/°C
Anschwingung-Speisespannung		1		V
ZF-Bandbreite		250		kHz

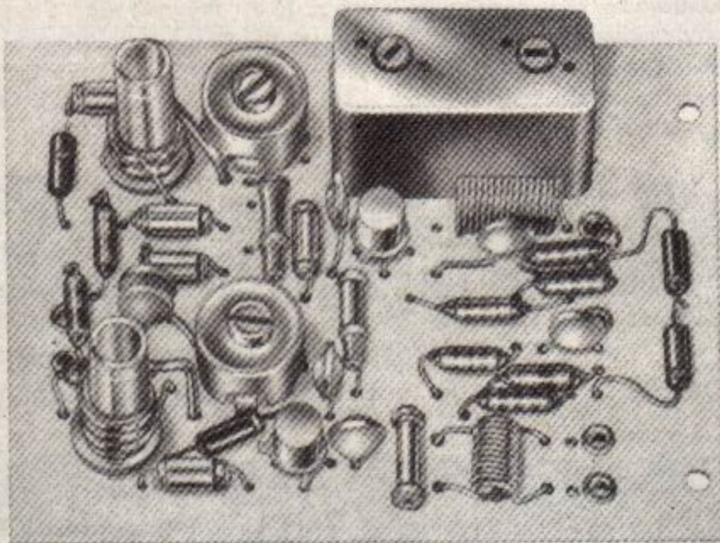


Bild 3: Anordnung der Bauteile auf der Druckplatte (Oberseite).

Die einwandfreie Funktion des hier beschriebenen UKW-Tuners ist in hohem Maße von seinem Aufbau, insbesondere von der Anordnung der einzelnen Bauteile abhängig. Das Labormuster wurde auf einer gedruckten Schaltplatte aufgebaut. **Bild 3** zeigt die Anordnung der Bauteile auf der Oberseite die-

ser Platte. Eine Maßskizze der gedruckten Platte und ein Bestückungsplan des Tuners (von der Unterseite gesehen) sind in Lit. 1 zu finden ¹⁾. R.

Literatur:

- Lit. 1: UKW-Tuner mit Diodenabstimmung von H. Beckenbach jun. TELEFUNKEN Halbleitermitteilung Nr. 66 021 29, 6 Seiten, 4 Bilder.
 Lit. 2: UKW-Tuner mit Silizium-Planar-Transistoren v. L. Ratheiser. ORS 4/66, S. 196..201, 4 Bilder.
 Lit. 3: Übersteuerungsfeste UKW-Transistor-Tuner v. L. Ratheiser.
 Lit. 4: Silizium-Transistor BF 115 (Transistortafel). Ergänzung „E11“ zum ORS 1/66 S. 8..10, 3 Bilder.
 RÖHREN- UND TRANSISTOREN-HANDBUCH von L. Ratheiser. ORS 4/66, S. 191

¹⁾ In der unter Lit. 1 zitierten Halbleiter-Mitteilung ist die Schaltung gegenüber Bild 2 etwas abgeändert und mit den elektrisch gleichwertigen Dioden BA 150 bestückt. Die Oszillatordiode liegt verkehrt gepolt mit der Katode an Masse und die Abstimmspannung wird über 10 kOhm an die Anode geführt. Außerdem ist die Abstimmkapazität des Primärkreises des Bandfilters mit 220 pF gewählt. Interessenten steht diese Druckschrift wie üblich auf Anforderung kostenlos zur Verfügung.

Integrierte Schaltungen in Rundfunkempfängern

In einer zu Versuchszwecken entwickelten Schaltung hat RCA bewiesen, daß es technisch möglich, wirtschaftlich und sinnvoll ist, monolithische Schaltkreise auch in Heimradios zu verwenden.

Die extrem kleinen Schaltungen (45 x 45 mil) sind bisher wegen ihrer hohen Kosten nur in kommerziellen Geräten und Anlagen verwendet worden. Bei dem RCA-Versuch kam man jedoch nach der Entwicklung eines „Vielzweck-Schaltkreises“ zu akzeptablen Ergebnissen auch für Heimgeräte. Verwendet wurden „Chips“ (monolithische Schaltkreise), die jeweils zwei Transistorsysteme und sechs Widerstände enthalten. Sie konnten mit gutem Wirkungsgrad in allen sechs Stufen eines UKW-Empfängers eingesetzt werden.

Dadurch, daß die benötigten Chips in großen Serien hergestellt werden können, ergeben sich Kostensenkungen. Hinzu kommen die allgemeinen Vorteile wie einfachere Montage der Geräte, größere Betriebssicherheit und extreme Raumersparnis.

Ziel des Versuches ist es, zu solchen Chip-Ausführungen zu kommen, die möglichst universell in Heimradiogeräten für alle vorkommenden Verstärker-, Oszillator- und Mischstufen benutzt werden können. Endstufen werden jedoch voraussichtlich bis auf weiteres den einzel ausgeführten Leistungstransistoren vorbehalten bleiben.

Lauschsender werden in USA verboten

Die Verwendung von Lauschmikrofonen in Verbindung mit Miniatursendern auf dem Gebiet der Wirtschaft und im privaten Bereich hat in den USA inzwischen solche Formen angenommen, daß der Senat in Washington ein generelles Verbot solcher Anlagen diskutiert.

Es wird erwogen, die Hersteller solcher Vorrichtungen mit sehr strengen Auflagen zu versehen oder ihnen die Produktion vollständig zu untersagen. Dieses Vorhaben erstreckt sich nicht nur auf Lauschsender, sondern auch auf andere elektronische Vorrichtungen, mit deren Hilfe man in die Privatsphäre ohne Erlaubnis und ohne bemerkt zu werden, eindringen kann.

Wärmefeste, elektrisch leitende „Farbüberzüge“

Eine silberhaltige Flüssigkeit (Polymer mit Lösungsmittel), die wie Farbe verarbeitet werden kann und extrem wärmefest ist, wird in USA von DYNALLOY Inc. (408 Adams St., Newark, N. J., USA) angeboten.

Die „Farbe“ kann auf jeder sauberen Oberfläche durch Eintauchen, Auftragen durch Pinsel, Rolle oder durch Siebdruck verwendet werden. Nach dem Trocknen ist eine 15..20-minütige Erwärmung auf 500 Grad F erforderlich. Benutzung in Temperaturen von -60... +1500 Grad F.



Zangen-Ampere- und Voltmeter
 10/50 A 300/600 V
 60/300 A 300/600 V
 mit Etui S 660.-



Universalmeßgerät
 verschiedene Typen bis 20 000 Ω/V ≈ ab S 250.-

Martin Behringer

Spezialunternehmen f. elektr. Meßgeräte
 Gumpendorferstr. 77, Wien VI, 57 44 41