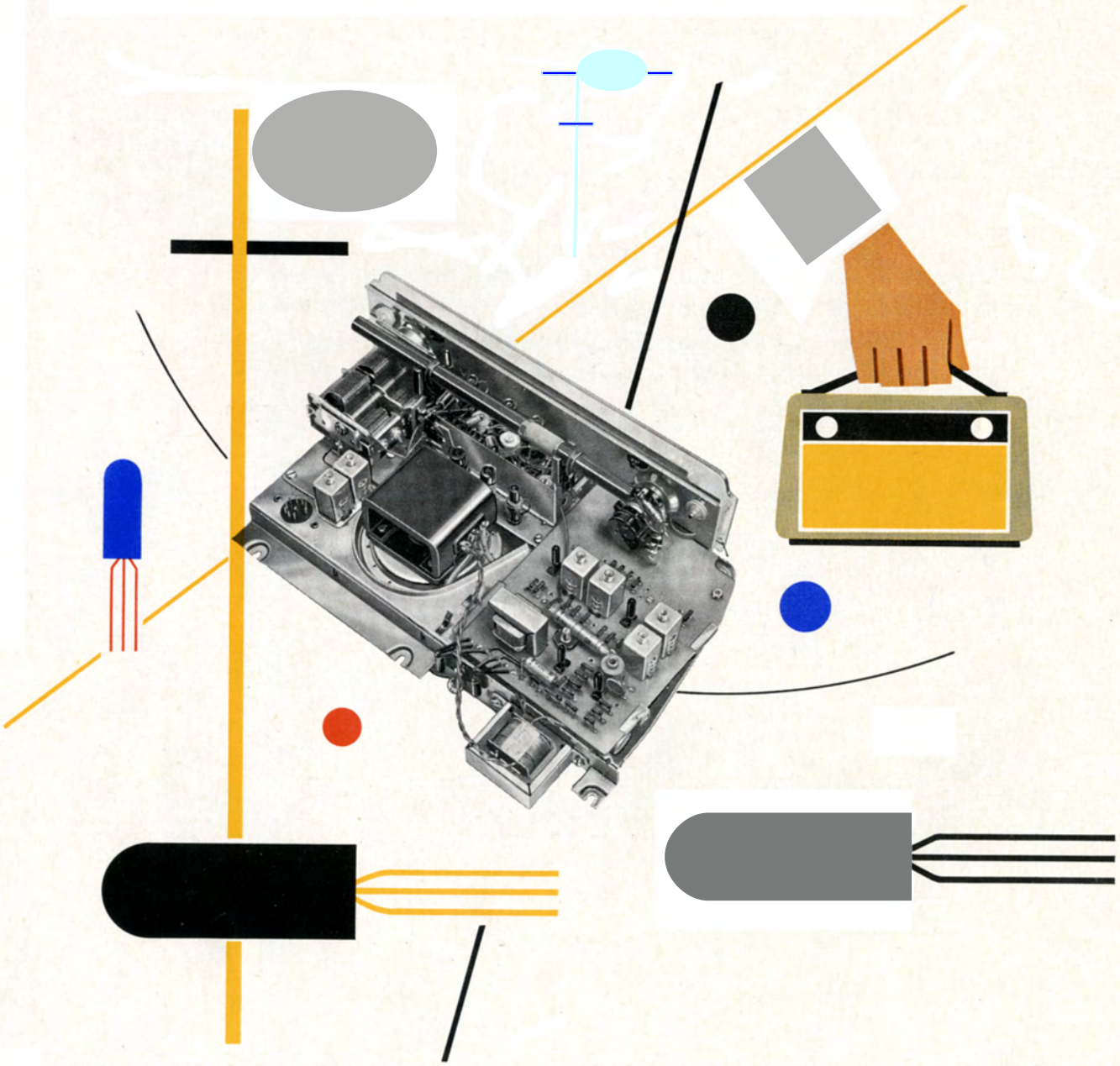
TELEFUNKEN

RÖHRENMITTEILUNGEN
FÜR DIE INDUSTRIE

Transistorempfänger für Kurz- und Mittelwelle



5804 40

Übersicht über die bisher herausgegebenen Telefunken-Röhrenmitteilungen für die Industrie gibt Ihnen das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit vom technischen Kundendienst der TELEFUNKEN GmbH., Röhrenvertrieb Ulm-Donau, Söflinger Str. 100, nachgefordert werden.

Diese Mitteilung dient nur zu Ihrer Information. Nachdruck (auch auszugsweise) bedarf unserer Zustimmung. Lizenz- und Schutzrechtsfragen liegen außerhalb dieser techn. Information.

TRANSISTOREMPFÄNGER FÜR KURZ- UND MITTELWELLE

In dieser Röhrenmitteilung wird ein vollständig mit Transistoren bestückter Kofferempfänger mit drei Kurzwellenbereichen und dem Mittelwellenbereich beschrieben:

1. Eigenschaften des Empfängers
2. Vor- und Mischstufe
3. ZF-Verstärker
4. Demodulator und NF-Vorverstärker
5. Regelung
6. NF-Treiberstufe und Gegentakt-B-Endstufe
7. Meßergebnisse
8. Mechanischer Aufbau des Empfängers
9. Gesamtschaltbild des Empfängers und Spulendaten

1. EIGENSCHAFTEN DES EMPFÄNGERS

Empfangsbereiche: mittels Drucktasten umschaltbar;

Empfindlichkeit: in der Mitte des jeweiligen Bereiches am Hochpunkt des Eingangskreises gemessen;

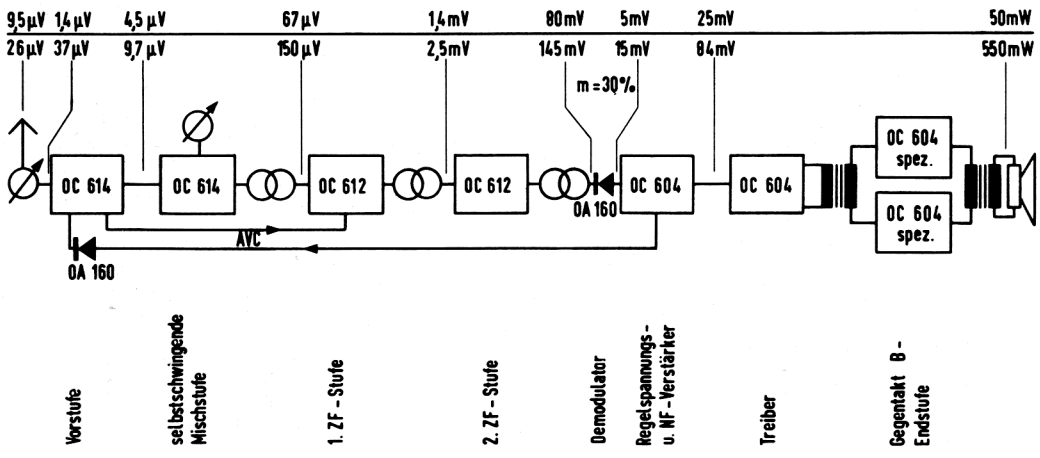
Sprechleistung: max. 550 mW;

Regelverhältnis: 1 : 10 000;

Stromverbrauch: abhängig von der abgegebenen Sprechleistung, max. 120 mA bei 6 V Batteriespannung.

TABELLE 1

Bereich	Frequenz MHz	Wellenlänge m	Empfindlichkeit N_a = 50 mW µV
KW 1	12,7 - 27,6	10,9 - 23,6	28
KW 2	5,7 - 13,3	22,5 - 52,6	9,5
KW 3	2,1 - 6,2	48,5 - 143	7,2
MW	0,51 - 1,63	184 - 589	10



Blockschaltbild und Spannungspegel des Empfängers bei f_e = 10 MHz für 50 mW und 550 mW Ausgangsleistung

– Bild 1

2. VOR- UND MISCHSTUFE

Erfahrungsgemäß treten besonders im Kurzwellengebiet starke Feldstärkeschwankungen auf. Dadurch werden erhöhte Anforderungen an die Regelbarkeit eines Empfängers gestellt. Da eine selbstschwingende Transistor-Mischstufe bekanntlich nicht geregelt werden darf, weil bei sinkendem Kollektorstrom die Oszillatorschwingung aussetzt, ist die Verwendung einer regelbaren Vorstufe empfehlenswert. Eine Vorstufe besitzt außer der Regelbarkeit noch andere günstige Eigenschaften, wie Erhöhung der Empfindlichkeit und Verminderung des Rauschens, wodurch die Qualität des Empfängers beträchtlich verbessert werden kann.

Nur in billigen Empfängern wird man auf eine Vorstufe verzichten und die selbstschwingende Mischstufe als Eingangsschaltung verwenden.

Wird aus Preis- oder Platzgründen die Verwendung eines Drehkondensators mit nur zwei Plattenpaketen gefordert, so muß die Mischstufe entweder aperiodisch oder über einen hinreichend breitbandigen Zwischenkreis an den Kollektor des Vorstufen-Transistors angekoppelt werden. Eine Schaltung mit einem stark gedämpften Zwischenkreis ist in der Röhrenmitteilung Nr. 58 03 39 beschrieben.
Die Schaltung mit aperiodischer Kopplung bietet gegenüber der Schaltung mit Zwischenkreis den Vorteil, daß bei Mehrbereichsempfängern die Umschaltung der Zwischenkreise entfällt. Andererseits ermöglicht die Verwendung eines Zwischenkreises eine höhere Verstärkung, wobei der Gewinn an Verstärkung um so größer ist, je schmaler der zu übertragende Frequenzbereich wird.

Die vorliegende Schaltung (siehe Gesamt-Schaltbild, letzte Seite) hat als Eingangsstufe einen geregelten Vorstufen-Transistor, an dessen Kollektor die selbstschwingende Mischstufe aperiodisch angekoppelt ist. Als Antenne für die drei Kurzwellenbereiche dient eine Stabantenne, die über 10 pF am Hochpunkt des Eingangskreises angekoppelt wird; für den Mittelwellenbereich wird eine Ferritantenne im Eingangskreis verwendet.

Der Transistor der Vorstufe wird eingangsseitig über einen Koppelkondensator an eine Anzapfung des jeweiligen Eingangskreises angeschlossen, um Leistungsanpassung des Transistors an den Eingangskreis zu erzielen. Bedingt durch die zusätzliche Dämpfung des Kreises durch den Transistoreingang wird bei Leistungsanpassung die Güte des Kreises auf den halben Wert vermindert. Im Vergleich zu Röhren-Geräten ist daher auch die Spiegelselektion um die Hälfte geringer. Es ist deshalb zweckmäßig, im Eingangskreis Spulen mit möglichst hoher Güte zu verwenden, um diesen unerwünschten Effekt zumindest teilweise auszugleichen. Eine andere Möglichkeit zur Erhöhung der Eingangsselektivität besteht in einer loseren Ankopplung des Transistor-Eingangs an den Kreis, wenn die damit verbundene Verschlechterung der Rauscheigenschaften des Empfängers in Kauf genommen und der Verlust an Eingangsempfindlichkeit durch entsprechend höhere Verstärkung in den nachfolgenden Stufen ausgeglichen werden kann.
In Bild 2 ist die Spiegelselektion eines Empfängers mit einer Zwischenfrequenz $f_z = 465$ kHz in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz f_e mit verschiedenen Betriebsgüten des Eingangskreises als Parameter dargestellt. Im Kurzwellengebiet sind mit Massekernspulen Leerlaufgüten zwischen 100 und 150 erreichbar. Das entspricht Betriebsgüten bei Leistungsanpassung zwischen 50 und 75.

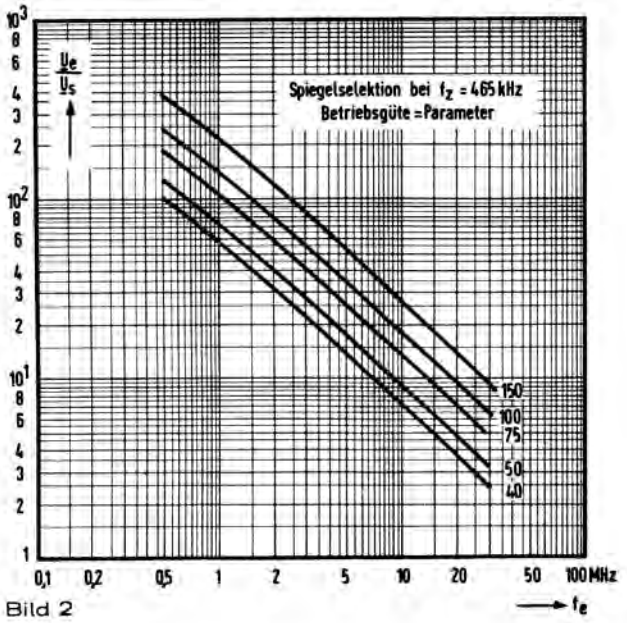


Bild 2

Die in Bild 2 dargestellte Spiegelselektion wurde nach folgender bekannter Beziehung berechnet:

$$\frac{U_e}{U_s} = \sqrt{1 + Q_1^2 \cdot v^2}$$

wobei

$$v = \frac{fs}{fe} - \frac{fe}{fs}$$

als relative Verstimmung bezeichnet wird. Es bedeuten:

U_e = Signalspannung bei der Eingangsfrequenz,

U_s = Signalspannung bei der Spiegelfrequenz,

Q_1 = Betriebsgüte,

f_e = Eingangsfrequenz,

f_s = Spiegelfrequenz = f_e + 2 · 465 kHz.

Der Arbeitspunkt des Vorstufen-Transistors wird durch die Spannungsteiler an Basis und Emitter bestimmt. Der 50-kΩ-Einstellregler des Basis-Spannungsteilers (siehe Gesamt-Schaltbild) soll so eingestellt werden, daß der Kollektorstrom dieses Transistors ca. 0,8 mA beträgt, wenn kein Eingangssignal empfangen wird. Die Bestimmung des Kollektorstromes geschieht sehr einfach durch Messen der Gleichspannung am 1-kΩ-Kollektorwiderstand (0,8 V).

Der Mischtransistor OC 614 ist mit seiner Basis über den Koppelkondensator (10 nF) direkt an den Kollektor des Vorstufen-Transistors angeschlossen. Somit besteht der Kollektor-Arbeitswiderstand des Vorstufen-Transistors aus einer Parallelschaltung des Kollektorwiderstandes (1 kΩ) mit den beiden Widerständen des Basis-Spannungsteilers des Mischers (1 kΩ/15 kΩ), mit dem Eingangswiderstand des Mischtransistors und mit dem Widerstand, der durch die Oszillatorbrücke an der Basis des Mischers wirksam ist.

Die Prinzipschaltung der selbstschwingenden Mischstufe ist in Bild 3 dargestellt. Der Oszillatorkreis liegt in Reihe mit dem Zwischenfrequenzkreis am Kollektor des Mischers. Eine Anzapfung des Oszillatorkreises ist vorteilhaft, damit die am Kollektor des Mischtransistors auftretenden Kapazitäten (Ausgangskapazität des Transistors, Koppelkapazität des Zwischenfrequenzfilters sowie Schaltkapazitäten) nicht mit ihrem gesamten Wert am Hochpunkt des Oszillatorkreises erscheinen und eine unerwünschte Einengung des Frequenzbereiches verursachen. Die Rückkopplungsspannung des Oszillators wird mittels einer Koppelspule p dem Emitter zugeführt. Die Spule ist so zu polen, daß Rückkopplungsspannung und Oszillatorspannung am Kollektor gleichsinnig sind. Bei entgegengesetzter Polung schwingt der Oszillator nicht. Eine Oszillatorbrücke, gebildet aus der Rückkopplungsspule und der dazu bifilar gewickelten Brückenspule, der Basis-Emitterstrecke des Transistors und den Brückengliedern R_N und C_N, bewirkt ein sicheres Schwingen des Oszillators, da die Basis des Mischtransistors bei abgeglichener Brücke für die Oszillatorfrequenz Massepotential erhält.

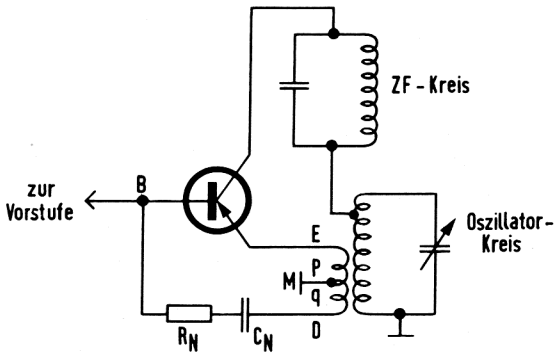


Bild 3 Prinzipschaltung selbstschwingende Mischstufe

Ein anderer wichtiger Grund, der eine Oszillatorbrücke erforderlich macht, ist die Entkopplung von Oszillator und geregeltem Vorstufen-Transistor. Bei Regelung des Vorstufen-Transistors ändern sich die an der Basis des Mischers erscheinenden Blindleitwerte, die eine Veränderung der Oszillatorfrequenz bewirken können. Ein mit wechselnder Feldstärke einfallendes Signal würde dann im Takte der Feldstärkenschwankungen zwischen den beiden Flanken der ZF-Durchlaßkurve pendeln. Dieser Einfluß wird am geringsten, wenn die Brücke so abgeglichen ist, daß an der Basis des Mischers möglichst keine Oszillatorspannung vorhanden ist. Es hat sich gezeigt, daß

es bei sauberem Aufbau und zweckmäßiger Verdrahtung möglich ist, auf einen jeweiligen Abgleich der Oszillatorbrücke zu verzichten und sogar für alle Wellenbereiche mit einer nichtvariablen Brückenkombination (z.B. 10 Ω + 100 pF) auszukommen.

In Bild 4 ist die Oszillatorbrücke herausgezeichnet. Bei gleich großen Induktivitäten p und q bilden die Glieder C_N und R_N die Basis-Emitter-Strecke des Mischtransistors annähernd nach.

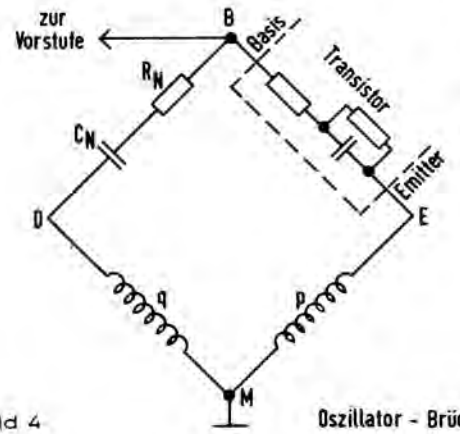


Bild 4 Oszillator - Brücke

Der Kollektorstrom des Mischers beträgt etwa 0,4...0,6 mA, die Oszillatorspannung am Emitter 100...150 mV. Die zusätzlichen Dämpfungen der Oszillatorkreise - siehe Gesamt-Schaltbild - (außer dem des "kürzesten" KW-Bereiches) durch Widerstände (8 kΩ bzw. 10 kΩ) bewirken eine gewisse Konstanz der Schwingamplitude in Abhängigkeit von der Drehko-Einstellung. Um eine gegenseitige Beeinflussung der Oszillatorkreise zu verhindern, ist es zweckmäßig, die Spulen der nicht eingeschalteten Bereiche mittels des Drucktastenschalters kurzzuschließen. Hierzu ist es hinreichend, die Kollektoranzapfung mit dem "kalten" Spulenende zu verbinden. In dem Gesamt-Schaltbild am Schluß der Röhrenmitteilung wurde diese Maßnahme der Übersichtlichkeit wegen nicht eingezeichnet.

Die Verstärkungswerte der Vor- und Mischstufe bei f_e = 10 MHz sind aus dem Pegeldiagramm in Bild 1 ersichtlich. Tabelle II gibt eine Gesamtübersicht über die Verstärkungswerte von Vor- und Mischstufe mit den Leerlaufgüten und Übersetzungsverhältnissen der Eingangskreise für alle Bereiche sowie über die Eingangs- bzw. Übertragungswiderstände der Transistoren.

Es bedeuten hierin:

f_e = Eingangsfrequenz;

Q_o = Leerlaufgüte des Eingangskreises;

ü = Spannungs-Übersetzungsverhältnis vom Eingangskreis zur Basis des Vorstufen-Transistors bei Belastung;

R_e = Belastung des Eingangskreises durch den Eingangswiderstand des Transistors und den Basis-Spannungsteiler;

V_{uv} = Spannungsverstärkung von der Basis der Vorstufe bis zur Basis der Mischstufe;

$Z_{ü}$ = Betrag des Übertragungswiderstandes zwischen Vorstufe und Mischstufe;

V_{um} = Spannungsverstärkung von der Basis der Mischstufe bis zur Basis der 1. ZF-Stufe.

TABELLE II

f_e MHz	Q_o	ü	R_e Ω	V_{uv}	$Z_ü$ Ω	V_{um}
1	160	1 : 10	1740	12,5	440	8,0
4	110	1 : 6,7	610	5,6	208	14,2
10	116	1 : 7,1	404	3,3	124	17,8
20	120	1 : 10,4	105	2,25	90	17,7

Kurze Diskussion der in der Tabelle II angegebenen Werte für das Beispiel f_e = 10 MHz

Der Leerlaufgüte des Eingangskreises $Q_o = 116$ entspricht bei einer Kreisinduktivität L = 2,79 µH einem Parallel-Ersatzwiderstand R_{po} des Kreises von

$$R_{po} = Q_o \cdot \omega L = 116 \cdot 2\pi \cdot 10^7 \cdot 2{,}79 \cdot 10^{-6} = 20{,}3 \cdot 10^3 \Omega$$

Da die Dämpfung der Stabantenne auf den Eingangskreis vernachlässigbar ist, kann als Generatorwiderstand R_{po} eingesetzt werden. Damit ist für Leistungsanpassung der Last R_e an den Eingangskreis das Übersetzungsverhältnis von der Kreisspule zur Koppelspule

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_e}{R_{po}}} = \sqrt{\frac{404}{20300}} = \frac{1}{7{,}1}$$

Die Spannungsverstärkung einer Stufe ist gleich dem Produkt aus Steilheit S und Übertragungswiderstand $Z_{\ddot{u}}$. $Z_{\ddot{u}}$ wird aus der Parallelschaltung des Kollektor-Arbeitswiderstandes des Vorstufen-Transistors (siehe Blatt 3) mit dem Innenwiderstand des Vorstufen-Transistors gebildet. Da dieser Kollektor-Arbeitswiderstand jedoch immer kleiner als 500 Ω ist, kann man den Innenwiderstand des Transistors (selbst bei 27 MHz mit $R_i > 10$ kΩ) vernachlässigen.

Somit ergibt sich für die Steilheit des Vorstufen-Transistors bei f_e = 10 MHz, bezogen auf den äußeren Basis-Anschluß des Transistors,

$$S = \frac{V_{uv}}{Z\ddot{u}} = \frac{3{,}3}{124} = 26{,}6 \cdot 10^{-3}\ S = 26{,}6\ mA/V$$

Dieser Wert ist bei einem Kollektorstrom I_c = = 0,8 mA auch zu erwarten.

Der Übertragungswiderstand zwischen Mischstufe und erster ZF-Stufe wird aus dem primär- und sekundärseitig belasteten Bandfilter sowie dem Übersetzungsverhältnis des Sekundärkreises zur Basis des 1. ZF-Transistors gebildet.
Mit einer Leerlaufgüte eines Filterkreises Q_o = = 160 und einer Kreiskapazität C = 500 pF ergibt sich der Parallel-Ersatzwiderstand eines unbelasteten ZF-Kreises zu

$$R_{po} = \frac{Q_o}{\omega C} = \frac{160}{2\pi\ 465 \cdot 10^3\ 500 \cdot 10^{-12}} = 110 \cdot 10^3 \Omega$$

Parallel zu R_{po} liegt am Primärkreis der Innenwiderstand des Mischers mit R_{ic} = 75 kΩ und am Sekundärkreis der hochtransformierte Eingangswiderstand des ersten ZF-Transistors mit ebenfalls 75 kΩ. Somit wird der betriebsmäßige Parallelwiderstand beider ZF-Kreise

$$R_{p1} = R_{p2} = 110\ K\Omega \parallel 75\ K\Omega = 44{,}6\ K\Omega$$

und der Übertragungswiderstand des Bandfilters bei kritischer Kopplung und Anzapfung des Sekundärkreises für den Transistoreingang

$$Z_{\ddot{u}m} = 0{,}5 \sqrt{R_{p1} \cdot R_{p2}} \cdot \ddot{u}$$

wobei

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{kR_e}{R_{ic}}} = \sqrt{\frac{2{,}5\ 10^3}{75 \cdot 10^3}} = \frac{1}{5{,}5}$$

das Übersetzungsverhältnis von der Sekundärspule zur Anzapfung ist. $kR_e = 2{,}5$ kΩ ist der Eingangswiderstand des ersten ZF-Transistors bei einem Kollektorstrom I_c = 0,2 mA.

Der Übertragungswiderstand errechnet sich dann nach obiger Beziehung zu

$$Z_{\ddot{u}m} = 0{,}5 \cdot 44{,}6 \cdot 10^3 \frac{1}{5{,}5} = 4{,}05 \cdot 10^3 \Omega$$

Die effektive Mischsteilheit einer Mischstufe ist weitgehend von deren Dimensionierung abhängig. In dieser Schaltung stellt der aus Sicherheitsgründen gegen ein Überschwingen knapp bemessene Emitterkondensator (1 nF) für die Zwischenfrequenz eine Gegenkopplung dar und vermindert die Mischsteilheit. Eine weitere Beeinflussung der Mischsteilheit ergibt sich durch Rückmischung und ZF-Rückwirkung.
Aus der Spannungsverstärkung der Mischstufe V_{um} und dem Übertragungswiderstand $Z_{üm}$ berechnet sich die effektive Mischsteilheit des Transistors für diese Schaltung bei f_e = 10 MHz zu

$$S_c' = \frac{V_{um}}{Z_{üm}} = \frac{17{,}8}{4{,}05 \cdot 10^{-3}} = 4{,}4 \cdot 10^{-3}\ S = 4{,}4\ mA/V$$

3. ZF-VERSTÄRKER

Der Zwischenfrequenzverstärker (f_z = 465 kHz) ist zweistufig, wobei jede Stufe mit einem Transistor OC 612 bestückt ist. Die erste Stufe wurde regelbar ausgeführt. Eine Regelung der zweiten ZF-Stufe ist nicht zu empfehlen, weil bei kleineren Kollektorströmen der Transistor leicht übersteuert werden könnte, zumal bei Einsetzen der Regelung (beginnende Abnahme des Kollektorstromes) die Amplitude der ZF-Spannung gegen ihren Maximalwert strebt. Wie im Abschnitt 5 noch näher erläutert wird, ist die Regelung des Empfängers auch bei ungeregelter zweiter ZF-Stufe völlig ausreichend.

Als Übertragungsglieder zwischen den einzelnen ZF-Stufen werden Bandfilter mit kapazitiver Kopplung verwendet. Die Filter wurden so ausgelegt, daß sie unter Berücksichtigung der geforderten Bandbreite maximale Stufenverstärkungen ermöglichen (siehe auch Röhrenmitteilungen Nr. 55 07 03 und 56 08 12). Die Kollektoren sind direkt an die Hochpunkte der jeweiligen Primärkreise angeschlossen; die Basis-Anschlüsse liegen an entsprechenden Anzapfungen der Sekundärkreise. Die Zuführung der Kollektorspannung erfolgt an der HF-mäßig an Masse liegenden Anzapfung des Primärkreises des zweiten bzw. dritten Bandfilters. Die zur Kollektorspannung gegenphasige Neutralisationsspannung wird an dem dem Hochpunkt entgegengesetzten Ende dieser Primärkreise abgenommen und über die übliche RC-Kombination der Basis des zugehörigen Transistors zugeführt. Für die vorliegende Schaltung, in der der Kollektor voll an den Primärkreis des ZF-Filters geschaltet wird, errechnet sich die günstigste Kreiskapazität für kritische Filterkopplung zu:

$$C_{Krs} = \frac{1}{k^{R}i \cdot \pi (\sqrt{2}\, B_1 - 2 b_o)}$$

Es bedeuten hierin:

k^{Ri} = Innenwiderstand des Transistors bei HF-mäßig kurzgeschlossener Basis bzw. bei erfolgter Neutralisation,

B_1 = Betriebsbandbreite des Filters,

b_o = Leerlaufbandbreite eines im Filter verwendeten Einzelkreises.

Die verwendeten ZF-Spulen haben bei einer Leerlaufgüte Q_o = 160 die Leerlaufbandbreite

$$b_o = \frac{f_z}{Q_o} = \frac{465\,\text{kHz}}{160} = 2{,}9\,\text{kHz}$$

Als Betriebsbandbreite wurde B_1 = 10 kHz gewählt. Das entspricht bei einer Verwendung von drei Filtern gleicher Bandbreite einer Gesamt-Bandbreite des ZF-Verstärkers von

$$B_{ges} = B_1 \sqrt[4]{\sqrt{2}-1} = 10\,\text{kHz} \sqrt[4]{\sqrt{2}-1} = 7{,}14\,\text{kHz}$$

Werden als ZF-Übertrager Einzelkreise anstatt zweikreisiger Bandfilter verwendet, so gilt für die optimale Kreiskapazität

$$C_{Krs} = \frac{1}{k^{R}i \cdot \pi (b_1 - b_o)}$$

wobei b_1 die Betriebsbandbreite des Einzelkreises ist.

Für die Gesamt-Bandbreite eines ZF-Verstärkers mit n Einzelkreisen gilt

$$B_{ges} = b_1 \sqrt{\sqrt{2}-1}$$

Haben Primär- und Sekundärkreis des Bandfilters gleiche Kreiskonstanten, so ist das Übersetzungsverhältnis des Sekundärkreises zur Basisanzapfung

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{k^{R}e}{k^{R}i}}$$

und die Koppelkapazität

$$C_k = \frac{C_{Krs} \cdot B_1}{\sqrt{2} \cdot f_z}$$

f_z = Zwischenfrequenz

Der Kollektorstrom des ersten ZF-Transistors wurde mit nur 0,2 mA gewählt. Dieser Arbeits-

punkt ist für eine regelbare ZF-Stufe günstig, denn bei kleineren Kollektorströmen ist der Bedarf an Regelleistung geringer als bei den sonst üblichen Kollektorströmen um 0,5 mA.

Auch ist dann der Einfluß der stromabhängigen Blindleitwerte des Transistors kleiner, wodurch die Verstimmung der an Eingang und Ausgang des Transistors geschalteten Schwingkreise bei Regelung hinreichend klein gehalten werden kann.

In Bild 5 ist die optimale Leistungsverstärkung $V_{L\,opt}$ eines Transistors OC 612 in Abhängigkeit vom Kollektorstrom dargestellt ($V_{L\,opt}$ ist die größtmögliche Verstärkung eines Transistors bei

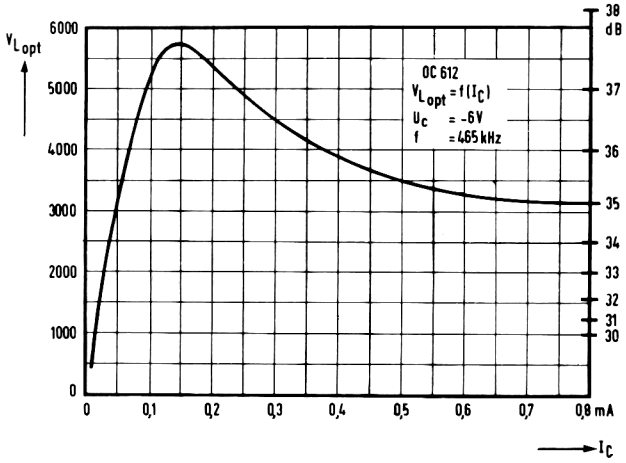


Bild 5

Anpassung unter Vernachlässigung der Kreisverluste). Man erkennt, daß oberhalb von 0,1 mA Kollektorstrom die Verstärkung zwischen 35 und 37,5 dB verläuft und bei etwa 0,15 mA ein Maximum an Leistungsverstärkung vorhanden ist. Die Verwendung eines Kollektorstromes zwischen 0,1 und 0,15 mA ist jedoch recht kritisch, weil dort bereits eine geringe Abnahme des Stromes (z.B. bei Nachlassen der Batteriespannung oder durch Exemplarstreuungen) einen beträchtlichen Verstärkungsverlust bewirkt.

Der zweite ZF-Transistor arbeitet mit einem Kollektorstrom um 0,5 mA. Da diese Stufe nicht geregelt wird, besteht die Forderung nach einem kleinen Kollektorstrom nicht. Da außerdem ein höherer Kollektorstrom eine größere Sicherheit gegen Übersteuerungen bietet, war in dieser Stufe ein größerer Strom als in der 1. ZF-Stufe angebracht.

Für die Dimensionierung der ZF-Bandfilter ist die Kenntnis der primären und sekundären Lastwiderstände erforderlich. Für den vorliegenden Schaltungsvorschlag sind diese in Tabelle III zusammengestellt.

4. DEMODULATION UND NF-VORVERSTÄRKER

An eine Anzapfung des letzten ZF-Kreises ist eine Diode OA 160 geschaltet, die sowohl zur Demodulation der Zwischenfrequenz, als auch zur Erzeugung der für die Regelung notwendigen Richtspannung verwendet wird. Diese Diode ist über ein HF-Siebglied (zur Aussiebung der hier unerwünschten Zwischenfrequenz) mit der Basis des nachfolgenden NF-Transistors OC 604 verbunden, so daß außer der NF-Wechselspannung auch die Richtspannung der Diode an die Basis des OC 604 gelangt (siehe Gesamt-Schaltbild). Der Spannungsteiler (500 Ω/20 kΩ) bestimmt den Ruhe-Arbeitspunkt dieses Transistors; der Widerstand 3 kΩ verhindert eine eventuelle Vorspannung der Diode. Der Emitterwiderstand 100 Ω bewirkt eine leichte Gegenkopplung, da er nicht mit einem Kondensator überbrückt ist.

Gelangt eine modulierte ZF-Spannung an die Diode, so wird durch den Einfluß der Richtspan-

TABELLE III

	1. Bandfilter	2. Bandfilter	3. Bandfilter
primär	R_{ic} = 75 kΩ	$k^{R}i$ = 150 kΩ	$k^{R}i$ = 60 kΩ
sekundär	$k^{R}e$ = 2,5 kΩ	$k^{R}e$ = 1,4 kΩ	R_e = 10 kΩ

nung der Kollektorstrom des NF-Vorstufentransistors um so größer, je größer die ZF-Amplitude und damit die Richtspannung wird. Der Aussteuerungsbereich wächst also mit steigender ZF-Amplitude. Die Niederfrequenz wird nach der Verstärkung durch den OC 604 über einen Kondensator dem Lautstärkeregler zugeführt.

5. REGELUNG

In einem Kurzwellenempfänger wird besonderer Wert auf eine wirksame Fading-Regelung gelegt. In Röhren-Empfängern ist eine verzögerte Schwundregelung selbstverständlich, und nur bei billigen Empfängern begnügt man sich mit unverzögerten Regelschaltungen. Dagegen wurden in Transistor-Empfängern bisher kaum Schaltungen mit verzögerter Regelung angewendet, wenn man von dem eventuellen Gebrauch einer ZF-Dämpfungsdiode absieht. Letztere soll in erster Linie die Bandbreitenverringerung ausgleichen, die bei Regelung durch das Ansteigen des Eingangswiderstandes des geregelten Transistors auftritt.

Das in der vorliegenden Schaltung angewendete Regelprinzip gestattet eine echte verzögerte Schwundregelung. Bild 6 zeigt die Wirkungsweise. Die an der Regelung nicht beteiligten Stufen (Mischstufe und 2. ZF-Stufe) wurden nur angedeutet. Die Gründe, warum eine Regelung dieser Stufen nicht möglich ist, sind bereits in den entsprechenden Abschnitten erläutert worden.

gelung verwendet. Steigende Richtspannung ergibt steigenden Kollektorstrom und, infolge des dadurch größer werdenden Spannungsabfalls am Kollektorarbeitswiderstand $R_4 = 2\ k\Omega$, absinkende Kollektorspannung. Der NF-Vorstufentransistor wirkt also zusätzlich als Regelspannungsverstärker. Am Spannungsteiler $R_5/R_6 = 5\ k\Omega/5\ k\Omega$ vom Kollektor nach Masse wird dann die Regelspannung in der richtigen Höhe abgegriffen. Der Elektrolytkondensator $C_1 = 50\ \mu F$ bestimmt zusammen mit den ihm parallelliegenden Widerständen die Zeitkonstante der Regelung mit etwa 0,1 sec.

Die Regelspannung wird über die zweite Diode OA 160 II der Basis des HF-Vorstufentransistors zugeführt. Die Einstellung der Regelspannung am Spannungsteilerwiderstand $R_6 = 5\ k\Omega$ erfolgt so, daß die Diode II bei kleinen Antenneneingangsspannungen gesperrt ist; das ist der Fall, wenn der Betrag der Regelspannung größer ist als der Betrag der Basisvorspannung des HF-Vorstufentransistors. Der Einsatz der Regelung beginnt bei Antenneneingangsspannungen, für die die Regelspannung kleiner wird als die Basisvorspannung. Seine Verzögerung ist durch entsprechende Einstellung des Regelspannungsteilers R_5/R_6 wählbar.

Die Schaltung bewirkt gleichzeitig eine Kompensation des bei Regelung ansteigenden Eingangswiderstandes des HF-Vorstufentransistors, denn sobald die Verzögerungsdiode leitend wird,

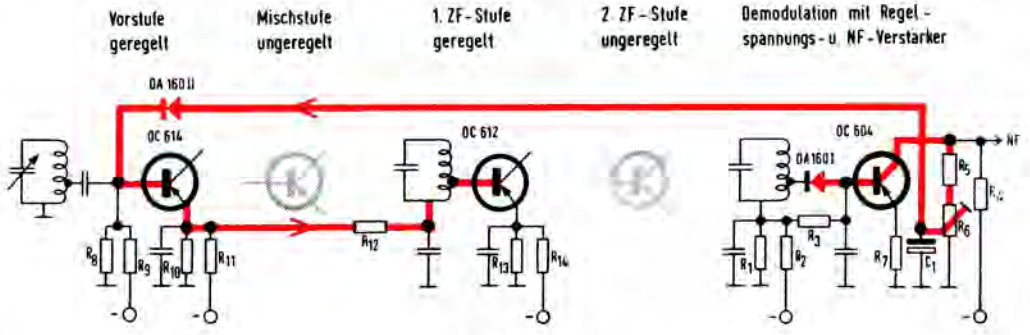


Bild 6 Regelschaltung

Die an der Diode verfügbare Regelleistung reicht für eine wirksame verzögerte Regelung des Empfängers nicht aus. Daher wird die von der Richtspannung verursachte Änderung der Spannung am Kollektor des NF-Vorstufentransistors für die Re-

ersetzt sie zumindest teilweise die nachlassende Dämpfung des Eingangskreises, die durch die Erhöhung des Eingangswiderstandes des Transistors hervorgerufen wird. Dieser Effekt wird um so wirksamer, je niedriger die Eingangsfrequenz

ist, da der Eingangswiderstand des Transistors auch mit abnehmender Frequenz ansteigt, während die Dämpfung durch die Diode in diesem Frequenzgebiet noch praktisch frequenzunabhängig ist.

Diese Schaltung kann auch dahingehend abgewandelt werden, daß bei Nichtverwendung einer regelbaren Vorstufe die Verzögerungsdiode an die Basis des geregelten ZF-Transistors angeschlossen wird. Für diesen Fall ist eine kapazitive Anzapfung des zweiten ZF-Kreises für den Eingang des ersten ZF-Transistors vorteilhaft (Bild 7).

in ist - wie in derartigen Diagrammen üblich - die zwischenfrequente Wechselspannung an der Demodulationsdiode U_{ZF} in Abhängigkeit von der Eingangsspannung am Hochpunkt des Eingangskreises U_{HF} aufgetragen. Zwischen den Eingangsspannungen 100 µV und 1 V (Verhältnis 1 : 10 000) steigt die ZF-Spannung an der Diode von 170 mV auf nur 240 mV, was einem Verhältnis 1 : 1,4 entspricht. Somit können auch erhebliche Feldstärkeschwankungen ausgeregelt werden. Wegen des großen Regelverhältnisses von 1 : 10 000 wird der Empfänger auch durch relativ hohe Eingangsspannungen (bis 1 V) nicht übersteuert.

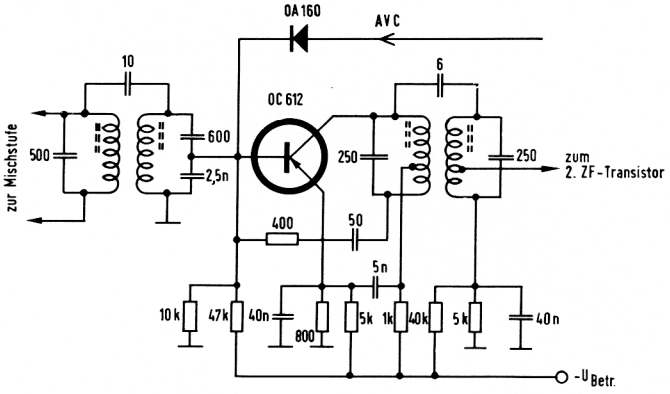


Bild 7

1. ZF-Stufe mit verzögerter Regelung in Empfängern ohne Vorstufe

In der Anordnung mit regelbarer Vorstufe dient der Vorstufen-Transistor gleichzeitig als Regelleistungsverstärker.

Ein Spannungsteiler am Emitter (R_{10}/R_{11} = = 240 Ω/2,2 kΩ) verhindert ein zu starkes "Gleiten" der Emitterspannung, wodurch bei gleicher zur Verfügung stehender Regelleistung die Regelbarkeit des Transistors erheblich abnehmen würde. Die trotz des Teilers noch auftretende Spannungsänderung am Emitter stellt wiederum eine stabile Regelspannungsquelle für den ersten ZF-Transistor dar. Die Spannung wird über den Siebwiderstand R_{12} = 5 kΩ und den ZF-Schwingkreis der Basis des ersten OC 612 zugeführt. Auch hier wird die Emitterspannung mittels eines Spannungsteilers (R_{13}/R_{14} = 500 Ω/5 kΩ) festgehalten, um bei Regelung möglichst große Kollektorstromänderungen zu erzielen.
Bild 8 zeigt die Wirksamkeit der beschriebenen Regelanordnung anhand einer Regelkurve. Hier-

Da das Diagramm nach Bild 8 jedoch keine Rückschlüsse auf das Verhalten des mit der Demodulationsdiode direkt gekoppelten Regelspannungs- und NF-Vorverstärkers - insbesondere bei verschiedenen Modulationsgraden - zuläßt, wurde in ähnlicher Weise anstatt der ZF-Wechselspannung U_{ZF} die Niederfrequenzspannung am Lautstärkeregler U_{NF} als Funktion der Eingangsspannung gemessen und in Bild 9 dargestellt. Auch bei hohen Modulationsgraden (75 %) zeigt die Kurve einen stetigen Anstieg ähnlich dem der Regelkurve in Bild 8, woraus zu schließen ist, daß noch keine Übersteuerung der ersten NF-Verstärkerstufe auftritt.

Bild 10 zeigt die Regelkurve bei alleiniger Regelung der 1. ZF-Stufe, wenn die Schaltung nach Bild 7 abgewandelt wird. Man verliert durch Einsparung der Vorstufe die Fähigkeit, Eingangsspannungen über 100 mV verarbeiten zu können.

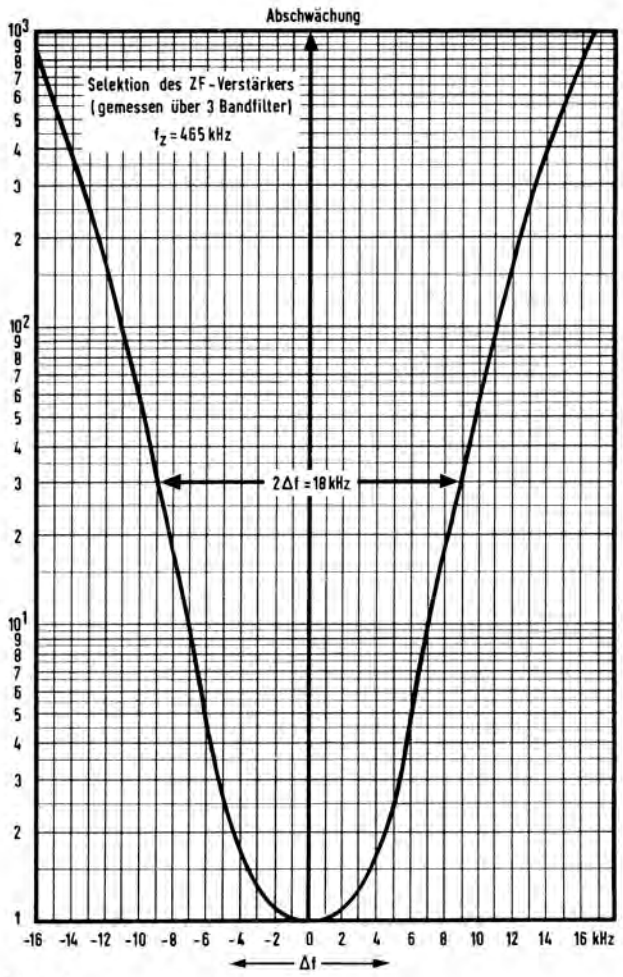


Bild 11

die Aufnahme entfernt.) Unter der Skala befindet sich der Umschalter für die Frequenzbereiche mit den Spulen und den Trimmern der Vorkreise. Die Oszillatorspulen sind zwischen dem Drucktasten-Umschalter und dem Lautsprecher-Magneten sichtbar. Ein zwischen Vorkreisspulen und Oszillatorspulen befindliches Abschirmblech wird in der Abbildung durch die stabförmige Ferritantenne verdeckt.

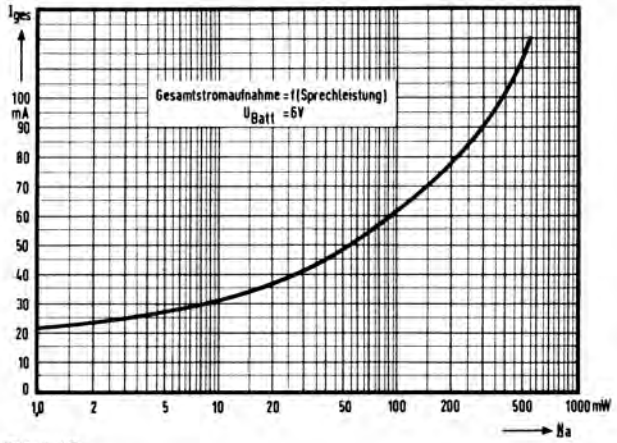


Bild 12

Um kurze Leitungsführungen zu ermöglichen, die besonders im Eingangsteil des Empfängers wichtig sind, wurden Vorstufen-Transistor und Mischtransistor direkt zwischen den Anschlüssen des Drehkondensators und des Bereich-Umschalters angeordnet.

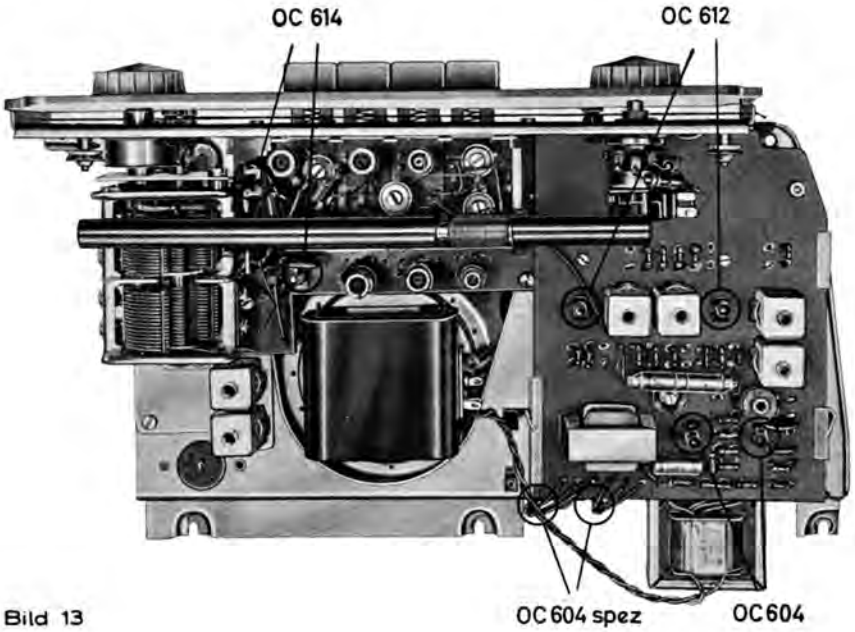


Bild 13

Die ausziehbare Stabantenne ist fest mit dem Gehäuse verbunden und befindet sich nach Einbau des Chassis links neben dem Drehkondensator.

Eine die rechte Seite des Chassis bedeckende Platte aus Isoliermaterial enthält den Zwischenfrequenzverstärker und den Niederfrequenzteil. Jedes ZF-Bandfilter besteht aus zwei getrennten Spulen mit separaten Abschirmbechern, da kapazitive Bandfilterkopplung verwendet wurde.

R. Olschewski

ÜBERTRAGER DER ENDSTUFE

$Ü_{Tr}$ - Treibertrafo

Bleche: EI 30, 3601 K 1, μ_{20} = 2000, 0,35 mm stark, wechselseitig geschichtet

primär (unten): 1870 Wdg. 0,07 CuL

sekundär (darüber bifilar):
2 x 40 Wdg. 0,18 CuL

$Ü_A$ - Ausgangstrafo

Bleche: EI 42, Dyn.Bl. IV, wechselseitig geschichtet

primär (unten bifilar):
2 x 168 Wdg. 0,32 CuL

sekundär: 76 Wdg. 0,55 CuL

TABELLE V OSZILLATOR-SPULEN

Bereich	Spule	Induktivität	Windungen	Wickelart	Anzapf	Draht	Koppelspulen[2] Windungen	Koppelspulen[2] Draht	Körper-Außen-Ø	Kern[1]
K_1	L_5	0,706 µH	7,5	Lage	5,5	0,8 CuLS	2 x 1	0,35 CuLS	9 mm	M 5 FC-FU II
K_2	L_6	3,18 µH	18	Lage	13	0,35 CuLS	2 x 1	0,2 CuLS		
K_3	L_7	10,25 µH	36	Lage	18	0,2 CuLS	2 x 3	0,2 CuLS		
M	L_8	1,02 mH	108	Kreuz	40	HF-Litze 10 x 0,05	2 x 5	0,2 CuLS	6 mm	

[2]) Koppelspulen bifilar über der Kreisspule

TABELLE VI VORKREIS-SPULEN

Bereich	Spule	Induktivität	Windungen	Wickelart	Anzapf	Draht	Körper-Außen-Ø	Kern[1]
K_1	L_1	0,575 µH	7,5	Lage	0,5	0,8 CuLS	9 mm	M 5 FC-FU II
K_2	L_2	2,79 µH	18	Lage	3	0,35 CuLS		
K_3	L_3	9,95 µH	36	Lage	6	0,2 CuLS		
M	L_4	0,173 mH	50	Lage	5	HF-Litze 30 x 0,05	Ferritstab 140 x 9 Ø	

TABELLE VII ZF-SPULEN

Kreuzwickel 6,5 mm breit auf "Einzelkreisfilter F 3 A"[1])

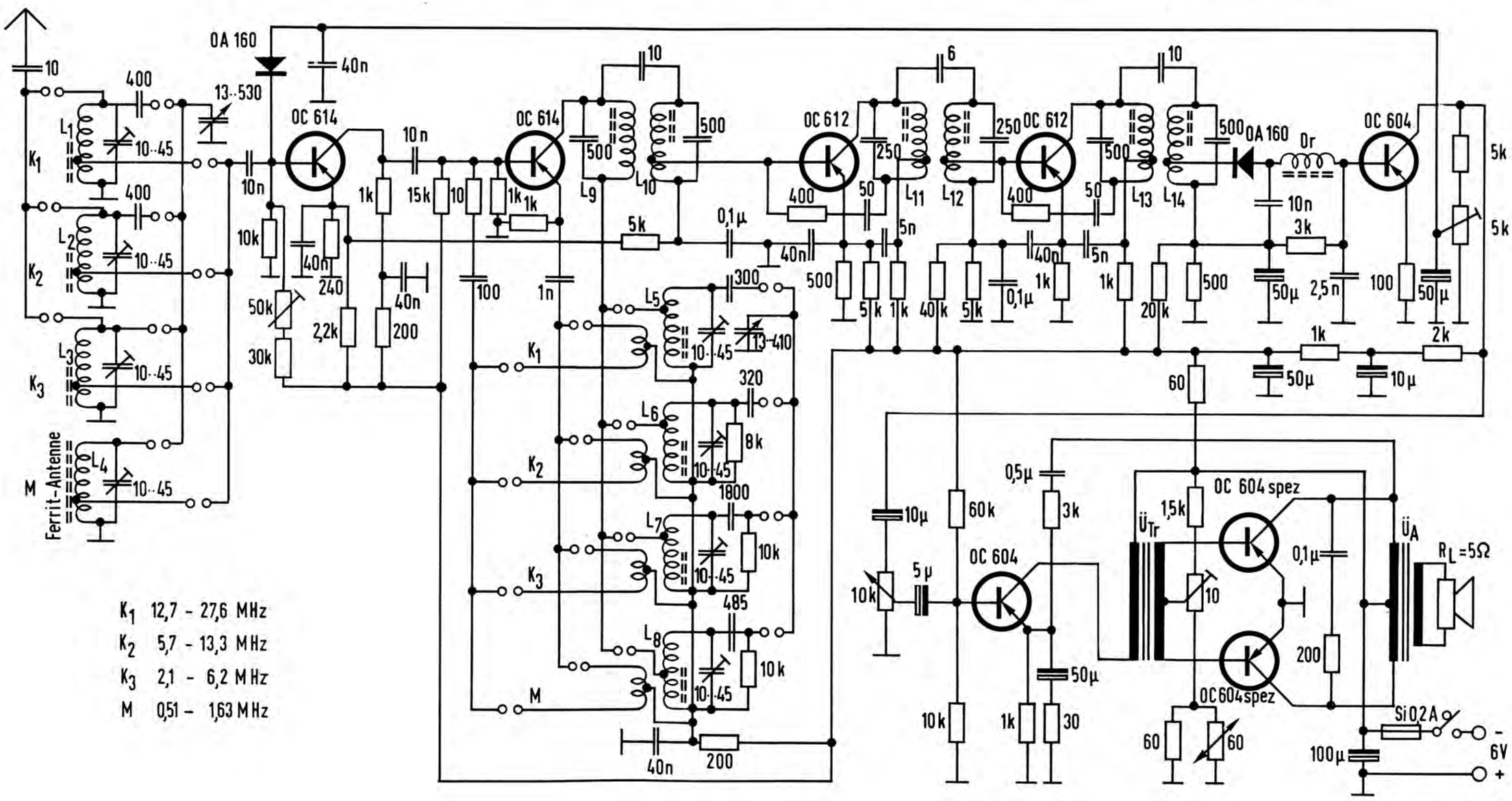
Filter	Spule	Induktivität	Windungen	Anzapf	HF-Litze
I	L_9	0,226 mH	98	-	10 x 0,05 CuLSS
	L_{10}	0,226 mH	98	18	10 x 0,05 CuLSS
II	L_{11}	0,444 mH	136	27	10 x 0,05 CuLS
	L_{12}	0,444 mH	136	13	10 x 0,05 CuLS
III	L_{13}	0,226 mH	98	20	10 x 0,05 CuLSS
	L_{14}	0,226 mH	98	40	10 x 0,05 CuLSS

ZF-DROSSEL

L_{15}: 1 mH = 320 Wdg. 10 x 0,05 CuLSS Kreuz 7 mm breit; Kern M 5 FC[1])

[1]) Bezeichnungen für Körper bzw. Kerne der Fa. Vogt u. Co. mbH

GESAMTSCHALTBILD DES EMPFÄNGERS, SPULENDATEN UND TRAFO-ANGABEN



K_1 12,7 - 27,6 MHz
K_2 5,7 - 13,3 MHz
K_3 2,1 - 6,2 MHz
M 0,51 - 1,63 MHz

Bild 14

TELE
FUN
KEN