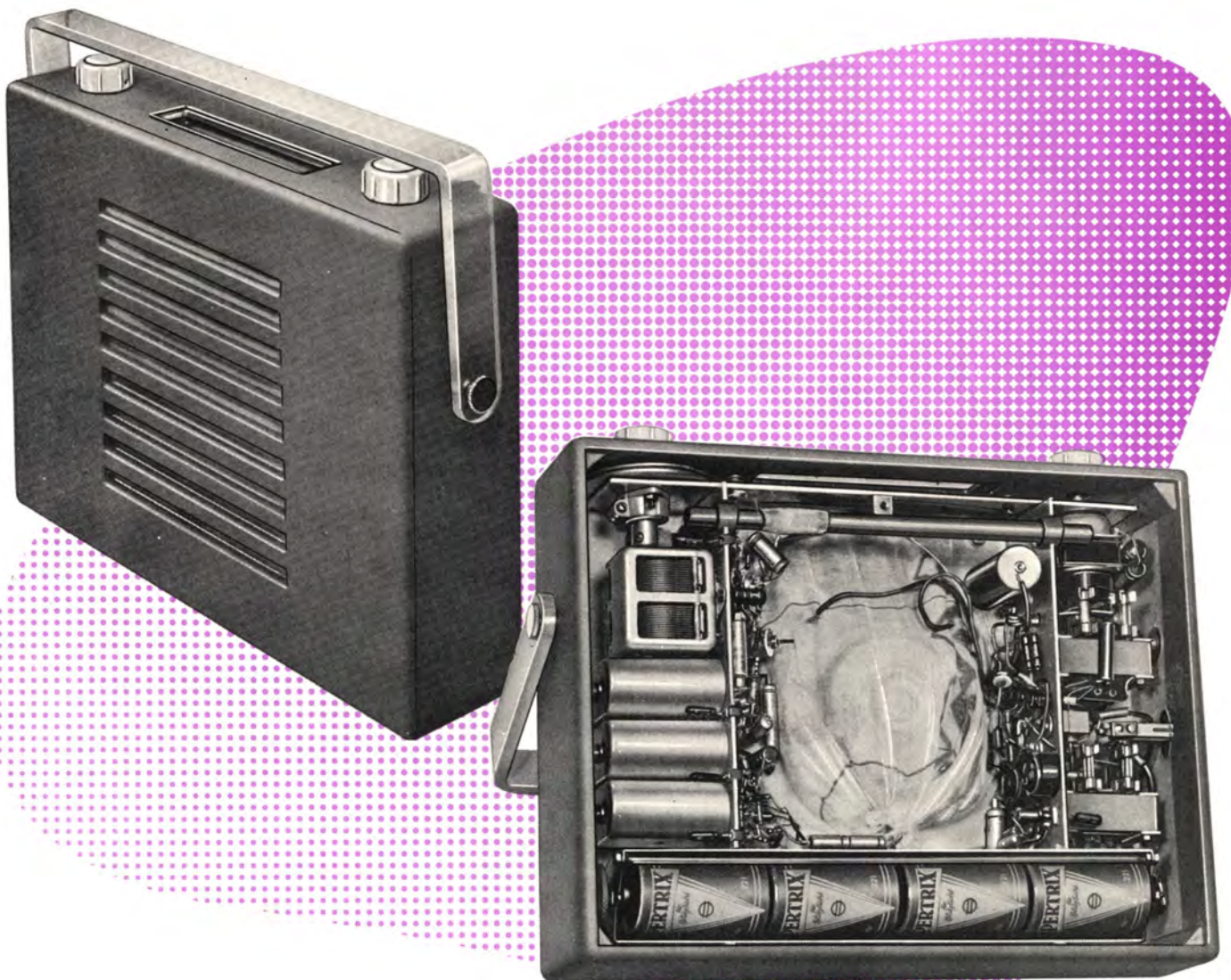


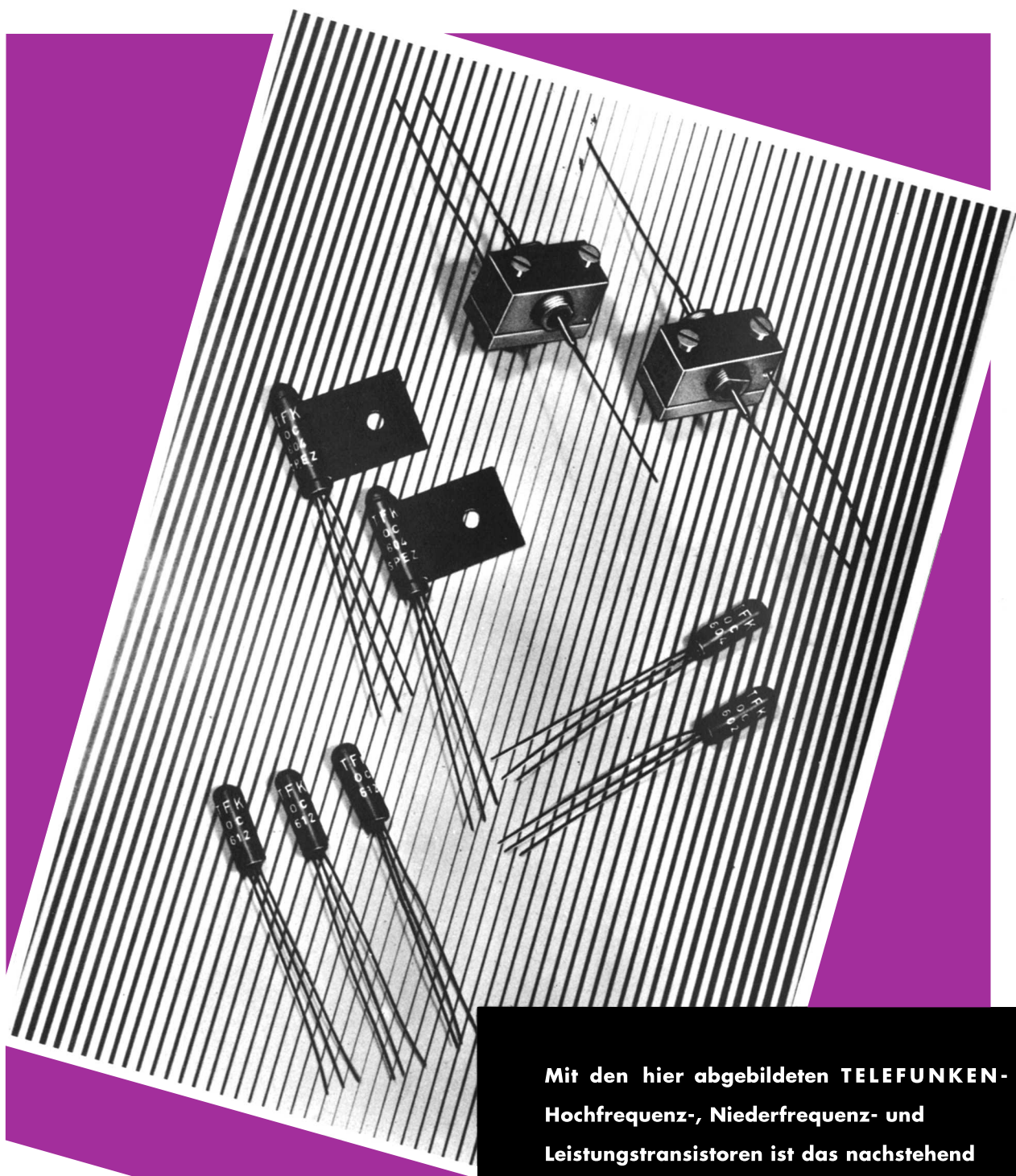
TELEFUNKEN

RÖHRENMITTEILUNGEN
FÜR DIE INDUSTRIE



Kofferempfänger mit Transistoren





Mit den hier abgebildeten TELEFUNKEN-Hochfrequenz-, Niederfrequenz- und Leistungstransistoren ist das nachstehend beschriebene Empfangsgerät bestückt.



1. Einleitung und Übersicht.

Der heutige Stand der Transistoren-Entwicklung gestattet es, Batterieempfänger zu erstellen, die gegenüber den mit Röhren bestückten Empfängern gewisse Vorteile aufweisen. Diese sind u.a.: grosse Sprechleistung und hohe Wiedergabequalität bei geringem Gewicht und kleinen Abmessungen, sowie geringer Stromverbrauch und die Verwendung preisgünstiger Batterien (z. B. 1,5 Volt-Monozellen). Ferner lassen sich derartige Empfänger bei Benutzung im Kraftfahrzeug direkt an die Autobatterie anschliessen, ohne dabei mechanische oder elektrische Gleichspannungswandler (Zerhacker, Umformer) zu verwenden. Auch in der Lebensdauer und Erschütterungsempfindlichkeit sind Transistoren den Röhren weit überlegen. Als Nachteil gilt heute noch der Verzicht auf den Kurzwellen- und Ultrakurzwellenbereich bei Empfängern, die ausschliesslich mit Transistoren bestückt sind.

Nachstehend ist ein achtkreisiger Mittelwellen-Transistor-Empfänger beschrieben, der eine Sprechleistung von 3,5 Watt bzw. bei Verwendung einer schwächeren Endstufe eine Sprechleistung von 0,4 Watt gestattet. Die Abmessungen des Empfängers entsprechen dem "DIN A 4" - Format bei etwa 65 mm Dicke, so dass er in einer Aktentasche genügend Platz findet. Für den Betrieb an einer von aussen anzuschliessenden Stromquelle (z. B. Kraftwagenbatterie) wurde eine Schaltbuchse verwendet, die dann die eingebaute Batterie abschaltet. Die Empfindlichkeit für 50 mW Ausgangsleistung - umgerechnet für eine Normalantenne und eine Eingangsüberhöhung 1 : 3 - beträgt etwa 10 μ V, die Selektion (Bild 1) bei einem Trägerabstand von 9 kHz und einer Eingangsfrequenz $f_e = 600$ kHz ist 1 : 40. Die Geräuschzahl liegt zwischen 6 und 10 db. Die Spannungspegel der einzelnen Stufen für 50 mW Sprechleistung und für Vollaussteuerung sind aus den Blockschaltbildern (Bild 2) ersichtlich.

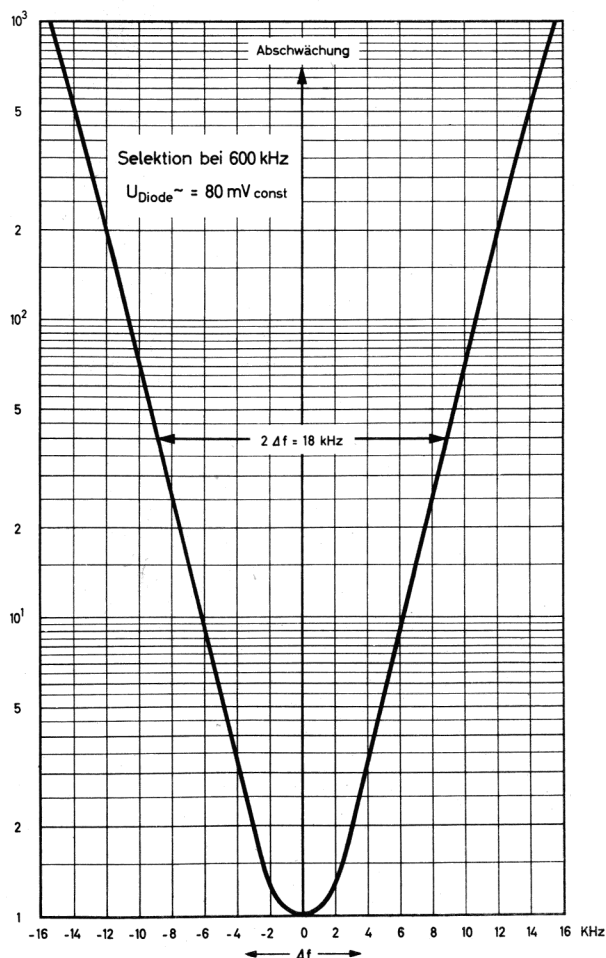


Bild 1

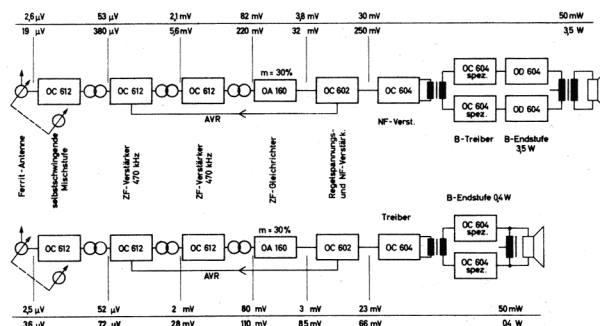


Bild 2

- Die nun folgenden Ausführungen behandeln:
- 2) Stabilisierung der Arbeitspunkte
 - 3) Selbstschwingende Mischstufe
 - 4) Zwischenfrequenzverstärker
 - 5) Berechnung der Bandfilter
 - 6) Endverstärker für 3,5 Watt Sprechleistung
 - 7) Endverstärker für 0,4 Watt Sprechleistung
 - 8) Formgebung
 - 9) Wirtschaftlichkeit

2. Stabilisierung der Arbeitspunkte.

Um Streuungen der Kenndaten und Temperatureinflüsse an Transistoren unwirksam zu machen ist es notwendig, den Arbeitspunkt zu stabilisieren. Hierfür genügt es im allgemeinen, dass man das Basispotential mittels eines an die Betriebsspannung gelegten Spannungsteilers festhält und in die Emittlerleitung einen mit einem Kondensator überbrückten Widerstand schaltet. Dieses wurde z.B. im vorliegenden Empfänger beim NF-Transistor OC 604 angewendet. Je grösser der Emittlerwiderstand gewählt wird, desto grösser ist auch seine stabilisierende Wirkung, jedoch geht die an ihm abfallende Gleichspannung der Collectorspannung verloren. Man wählt den Widerstand so gross, dass an ihm etwa 0,3...0,5 Volt abfallen. Kleine Änderungen der Betriebsspannung verursachen dann proportionale Änderungen des Emittlerstromes (Bild 3), was in den meisten Fällen die Funk-

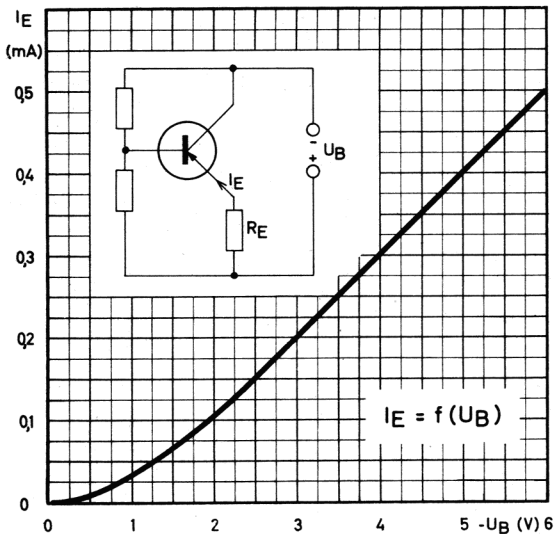


Bild 3

tion des Verstärkers nicht stört. Kritisch wird dieser Effekt bei einem Gerät, in welchem sowohl die Transistoren einer leistungsstarken Endstufe, als auch Hochfrequenztransistoren von einer Stromquelle versorgt werden. Da die Leistungstransistoren der Endstufe bei grossen Lautstärken beträchtliche Ströme ziehen (Spitzenströme bis 1,5 A) wird bei Verwendung nicht mehr ganz frischer Batterien die Betriebsspannung im Takte der dopelten Niederfrequenz (da Gegentakt-B-Betrieb) moduliert, was sich für die Hochfrequenzstufen verhängnisvoll auswirken kann. Die oben erwähnten Emittlerstromänderungen

verursachen wiederum Änderungen von Steilheit, Eingangswiderstand und Innenwiderstand der HF-Transistoren nach Betrag und Phase. Es treten Modulationsverzerrungen auf durch Frequenzmodulation des Oszillators, Verstärkungsänderungen der Transistoren und Resonanzverschiebungen der ZF-Kreise. Abhilfe wird dadurch geschaffen, dass die selbstschwingende Mischstufe und die 2. ZF-Stufe mittels einer kleinen Akkumulator-Zelle ("Knopfzelle" 1,3 V 60 mAh) ein von der Betriebsspannung unabhängiges Basispotential bekommt. Bild 4 zeigt die Abhängigkeit des Emittlerstromes einer solchen Stufe von der Betriebsspannung. Diese Akkuzelle wird bei Betrieb des Gerätes über einen Widerstand von der Betriebsspannungsquelle laufend geladen, so dass sie sich nicht verbrauchen kann. Bei der ersten ZF-Stufe wird von dieser Art der Stabilisierung kein Gebrauch ge-

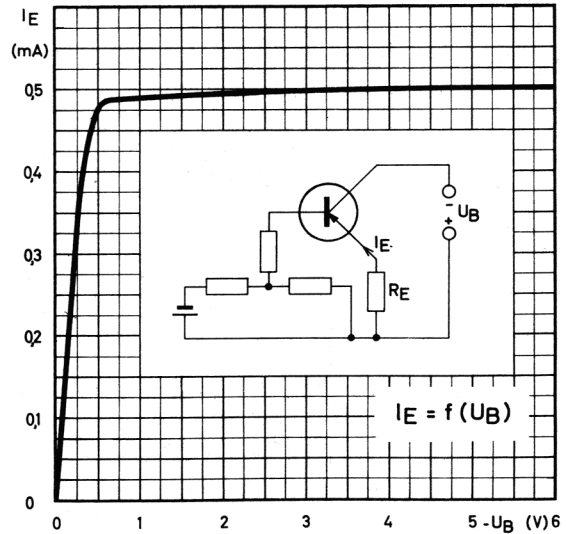


Bild 4

macht, weil deren Basispotential von der Regelspannung bestimmt wird. Eine zusätzliche Siebung der Collectorströme schaltet letzte Einflüsse der Betriebsspannungsschwankungen aus.

Temperaturuntersuchungen ergaben, dass bei einer Umgebungstemperatur von 45°C die Emittlerströme der Transistoren unwesentlich gestiegen sind, die Eingangsempfindlichkeit etwa um den Faktor 1,5 abnahm und die Abstimmung des Empfängers bei $f_e = 600 \text{ kHz}$ sich um $-2,1 \text{ kHz} = 0,3 \%$ verschob.



3. Selbstschwingende Mischstufe.

Die Verstärkungseigenschaften der Transistoren sind stark frequenzabhängig. Die optimale Verstärkung (d.h. ohne Kreisverluste) der Transistoren OC 612 liegt im Mittel zwischen 36 db bei 470 kHz und 5 db bei 10 MHz (Arbeitspunkt: $U_C = -6 \text{ V}$, $I_E = 0,5 \text{ mA}$). Bild 5 veranschaulicht die optimale Leistungsver-

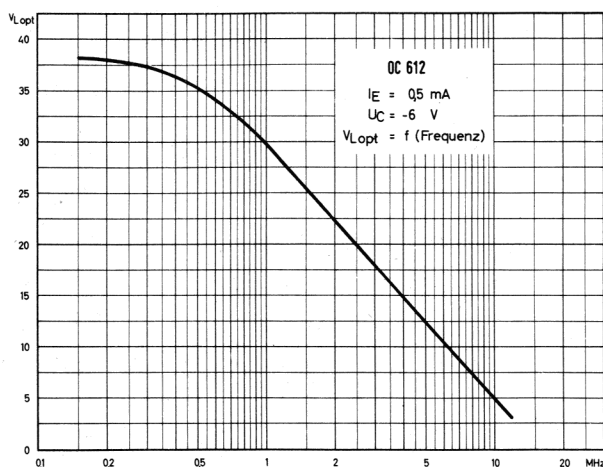


Bild 5

stärkung über der Frequenz. Wie bei Röhrenempfängern üblich, konnte auch im vorliegenden Empfänger dank der hohen Grenzfrequenz des OC 612 die Zwischenfrequenz auf etwa 470 kHz festgelegt werden. Die Wahl einer niederen Zwischenfrequenz würde nur einen unwesentlichen Verstärkungsgewinn ermöglichen und dabei die Nachteile einer schlechteren Spiegelselektion einschliessen. Für den Mittelwellenbereich von 520 bis 1630 kHz muss der Oszillator in der Lage sein, von 990 bis 2100 kHz stabil zu schwingen. Die Mischstufe des beschriebenen Empfängers arbeitet additiv, der Oszillator schwingt in Dreipunktschaltung mit Rückkopplung auf den Emitter. Die Basis des Mischers liegt für die Oszillatorfrequenz HF-mässig über dem Koppelkondensator und dem Anzapf des Antennenkreises an Masse. Um eine hohe Schwingsicherheit und eine stabile Oszillatorfrequenz zu gewährleisten, werden Rückkopplungskondensator und Collector (dieser in Reihe mit dem ersten ZF-Kreis) an Anzapfungen der Oszillatortspule gelegt. Die zusätzliche Dämpfung des Oszillatorkreises mit $10 \text{ k}\Omega$ wirkt sich vorwiegend bei den niederen Frequenzen aus und verbessert somit die Konstanz der Schwingamplitude über den Abstimmbereich. Die maximale Verstärkung und das günstigste

Signal-Rausch-Verhältnis wird erzielt bei einem Emitterstrom $I_E = 0,3 \text{ mA}$ und einer Oszillatoramplitude von etwa $0,2 V_{\text{eff}}$ (am Emitter gemessen).

Es ist notwendig, den Eingangskreis an den Eingangswiderstand und das Bandfilter an den Innenwiderstand des Transistors anzupassen. Der Eingangswiderstand der Mischstufe liegt bei 1 MHz in der Grössenordnung von $1,5 \text{ k}\Omega$, das R_p des Ferritantennenkreises beträgt - bei dieser Frequenz, einer Induktivität von $0,2 \text{ mH}$ und einer Ferritstablänge von ca. $180 \text{ mm} - 200 \text{ k}\Omega$. Somit ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_e}{R_p}} = \sqrt{\frac{1,5}{200}} = \frac{1}{11,5}$$

Die Ferritantennenspule besteht aus 49 Windungen. (Lagenwicklung, HF-Litze $20 \times 0,05$)

angezapft bei $\frac{49}{11,5} \approx 4 \text{ Wdg}$

Es ist zweckmässig, die Spule verschiebbar auf dem Ferritstab anzuordnen, da sich durch Verschieben der Spule die Induktivität in gewissen Grenzen variieren lässt.

Der Innenwiderstand der Mischstufe beträgt bei einer ZF von 470 kHz etwa $120 \text{ k}\Omega$. Auf die Dimensionierung des Bandfilters wird im folgenden Abschnitt näher eingegangen. Die Mischverstärkung des Transistors OC 612 liegt bei 1 MHz Eingangsfrequenz zwischen 25 und 28 db.

4. Zwischenfrequenz-Verstärker.

Um maximale Verstärkungen zu erzielen ist es wichtig, Eingang und Ausgang der Transistoren an die entsprechenden Abstimmkreise anzupassen, wobei die geforderte Bandbreite zu berücksichtigen ist (siehe auch Röhrenmitteilung 550 703). Allgemein gilt für die maximale Leistungsverstärkung einer Stufe

$$V_{L \text{ max}} = \frac{|S|^2 \cdot kR_e \cdot kR_i}{4} \cdot \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)^2 \quad (1)$$

Hierin bedeuten:

$|S|$ = Betrag der Steilheit

kR_e = Realteil des Eingangswiderstandes bei kurzgeschlossenem Ausgang

kR_i = Realteil des Innenwiderstandes bei kurzgeschlossenem Eingang

B_0 = Bandbreite des Kreises bzw. Filters ohne zusätzliche Belastung

B_1 = gewünschte Bandbreite einer Stufe

Zur Anpassung des Eingangs- und des Innenwiderstandes ist es in den meisten Fällen zweckmässig, Basis und Collector an entsprechende Anzapfungen der Schwingkreisspule zu legen. Das Übersetzungsverhältnis von der Schwingkreisspule zum Collector ist bei Einzelkreiskopplung

$$\dot{u}_{1E} = \sqrt{C \cdot kR_i \cdot B_1 \cdot \pi \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)} \quad (2)$$

C = Schwingkreiskapazität.

Ferner ist das Übersetzungsverhältnis von der Schwingkreisspule zur Basis

$$\dot{u}_{2E} = \dot{u}_{1E} \cdot \sqrt{\frac{kR_e}{kR_i}} \quad (3)$$

Wird anstelle eines Einzelkreises ein Bandfilter aus je zwei dem Einzelkreis gleichwertigen Kreisen verwendet, so erhöht sich die Bandbreite gegenüber dem Einzelkreis bei kritischer Kopplung um den Faktor $\sqrt{2}$. Die Übersetzungsverhältnisse an den Bandfilterkreisen liegen gegenüber denen des Einzelkreises ebenfalls um den Faktor $\sqrt{2}$ höher, während die Verstärkung dieselbe bleibt. Somit gelten für Bandfilter:

$$\dot{u}_{1B} = \sqrt{\sqrt{2} \cdot C \cdot kR_i \cdot B_1 \cdot \pi \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)} \quad (4)$$

$$\dot{u}_{2B} = \dot{u}_{1B} \cdot \sqrt{\frac{kR_e}{kR_i}} \quad (5)$$

Bild 6 zeigt die schematische Darstellung eines Bandfilters mit angepasstem kR_i und kR_e .

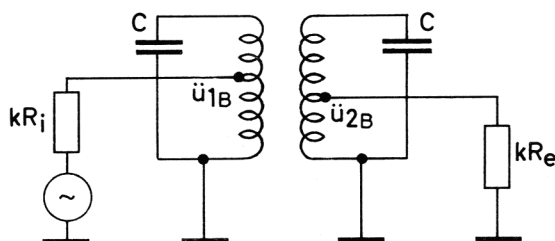


Bild 6

Wie aus Gl. (1) ersichtlich ist, hängt die Verstärkung nicht nur von den Kenndaten des Transistors, sondern auch von dem Verhältnis $\frac{B_0}{B_1}$ ab, und zwar ist die Verstärkung am grössten bei hoher Kreisgüte (kleines B_0)

und grosser Bandbreite B_1 . Man wird daher bemüht sein, hochwertige Kreise zu verwenden und wird eine möglichst grosse Bandbreite zulassen. Eine erhöhte Bandbreite ist auch in Anbetracht der Regelung vorteilhaft, da sich durch die Variation des Emitterstromes ausser der Steilheit auch Eingangs- und Innenwiderstand des Transistors sowohl nach Realteil, als auch nach Imaginärteil ändern und somit Bandbreite und Resonanzfrequenz der betreffenden Kreise derart in Mitleidenschaft gezogen werden, dass bei Regelung die Bandbreite schmäler wird und die Resonanz sich zu höheren Frequenzen hin verschiebt. Ein brauchbarer Kompromiss ist eine Bandbreite des gesamten ZF - Verstärkers von $B_{ges} = 9$ kHz. Bezeichnet man mit n die Anzahl der im Verstärker verwendeten Einzelkreise, so gilt für n gleiche Kreise

$$B_1 \text{ Einzelkr.} = \frac{B_{ges}}{\sqrt{n} \sqrt{2-1}} \quad (6)$$

Verwendet man dagegen Bandfilter, so ergibt sich für das einzelne Filter:

$$B_1 \text{ Bandf.} = \frac{B_{ges}}{\sqrt[4]{n} \sqrt{2-1}} \quad (7)$$

Flächentransistoren sind mit Röhrentrioden zu vergleichen und müssen wie diese neutralisiert werden. Zweckmässig bedient man sich der Collectorneutralisation entsprechend der Anodenneutralisation bei Trioden. Dabei wird die Collectorwechselspannung um 180° gedreht und über das komplexe Neutralisationsglied Y_N der Basis des Transistors wieder zugeführt. Der über den Rückwirkungsleitwert $Y_{r\dot{u}}$ fließende Wechselstrom ist dann gleich aber entgegengesetzt dem über den Neutralisationsleitwert Y_N fließenden Wechselstrom, und die Rückwirkung verschwindet. Damit der hochohmige Collectorschwingkreis durch den Neutralisationsleitwert möglichst wenig bedämpft wird, greift man die gegenphasige Collectorspannung an einer weiteren Anzapfung \dot{u}_N des Kreises ab und wählt diese Anzapfung in der Grössenordnung von \dot{u}_2 . Der Neutralisationsleitwert ist dann um den Faktor $\frac{\dot{u}_1}{\dot{u}_N}$ zu vergrössern.

$$Y_N = \frac{\dot{u}_1}{\dot{u}_N} \cdot Y_{r\dot{u}} \quad (8)$$

Es ist gebräuchlich, den Rückwirkungsleitwert als Parallelschaltung von Kapazität und Widerstand zu messen und anzugeben. Dagegen ist es vorteilhaft, den Neutralisationsleitwert in eine Reihenschaltung von C und R



umzurechnen und auszuführen, damit ohne zusätzliche Verwendung eines Kondensators Basis und Collector des Transistors galvanisch voneinander getrennt bleiben. Bild 7 zeigt das Prinzip der Neutralisation.

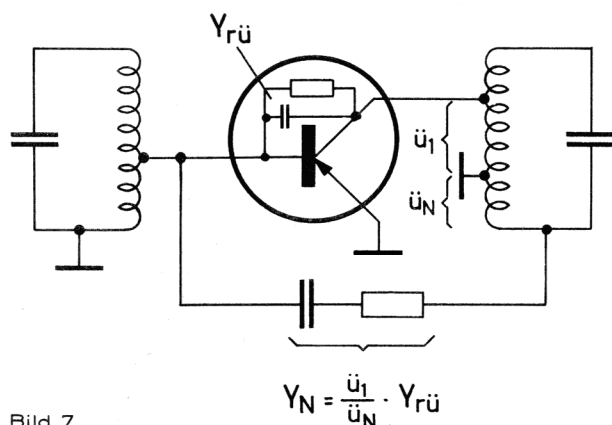


Bild 7

5. Berechnung der Bandfilter.

Die bei 470 kHz gemessenen Kenndaten einer Anzahl Transistoren der Type OC 612 sind bei $I_E = 0,5 \text{ mA}$ und $U_C = -6 \text{ V}$ im Mittel:

$$\begin{aligned} |S| &= 17 \text{ mS} \\ kR_e &= 1,2 \text{ kOhm} \\ kR_i &= 50 \text{ kOhm} \\ C_{r\ddot{u}} &= 20 \text{ pF} \\ R_{r\ddot{u}} &= 200 \text{ kOhm} \end{aligned}$$

Die im vorliegenden Empfänger verwendeten Spulen ergeben mit einer Kapazität $C = 175 \text{ pF}$ (Kondensator $160 \text{ pF} + 15 \text{ pF}$ Schaltkapazität und transformierte Transistorkapazität) eine Güte $Q = 130$. Die Bandbreite eines Filters ($n = 3$ Filter, $B_{\text{ges}} = 9 \text{ kHz}$) sei:

$$B_1 = \frac{9}{4\sqrt[3]{\sqrt{2}-1}} = 12,6 \text{ kHz}$$

Die Bandbreite des Filters ohne äussere Belastung durch kR_e und kR_i ist dann

$$B_0 = \sqrt{2} \frac{f_z}{Q} = \sqrt{2} \frac{470}{130} = 5,1 \text{ kHz}$$

Somit ergibt sich für ein Bandfilter zwischen zwei Transistoren OC 612 (BF II) nach (4) und (15)

$$\ddot{u}_{1B} = \sqrt{\sqrt{2} \cdot 175 \cdot 10^{-12} \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 12,6 \cdot 10^3 \cdot 3,14 \left(1 - \frac{5,1}{12,6}\right)} = 0,54$$

$$\text{und } \ddot{u}_{2B} = 0,54 \sqrt{\frac{1,2}{50}} = 0,0836$$

ferner sei $\ddot{u}_N = \ddot{u}_{2B}$

Die Induktivität einer Filterspule ist

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = 0,655 \text{ mH}$$

Wie schon erwähnt, wird der Rückwirkungsleitwert $Y_{r\ddot{u}}$ als Parallelschaltung von R und C angegeben. $20 \text{ pF} \parallel 200 \text{ kOhm}$ ergeben umgerechnet bei 470 kHz eine Reihenschaltung von 21 pF mit $1,43 \text{ kOhm}$. Nach (8) müssen diese Werte dem Übersetzungsverhältnis entsprechend geändert werden:

$$C_N = \frac{\ddot{u}_1}{\ddot{u}_N} \cdot 21 \text{ pF} = 6,45 \cdot 21 \text{ pF} = 136 \text{ pF} \approx 140 \text{ pF}$$

$$\text{und } R_N = \frac{\ddot{u}_N}{\ddot{u}_1} \cdot 1,43 \text{ k}\Omega = \frac{1,43}{6,45} = 0,22 \text{ k}\Omega \approx 200 \Omega$$

Die maximale Leistungsverstärkung solcher Stufen ist dann

$$V_{L\text{max}} = \frac{17^2 \cdot 12 \cdot 50}{4} \cdot \left(1 - \frac{5,1}{12,6}\right)^2 = 1530 \approx 31,9 \text{ db}$$

Dieses entspricht einer Spannungsverstärkung

$$V_U = \sqrt{V_{L\text{max}}} = 39,2$$

Das dritte Bandfilter unterscheidet sich nicht vom BF II, da die Belastung durch die Diode in diesem Fall etwa dem kR_e eines Transistors entspricht. Beim ersten Bandfilter ist der höhere Innenwiderstand des Mischers ($R_i = 120 \text{ kOhm}$) zu berücksichtigen, ferner entfällt hier die Neutralisation. Für dieses Filter ist

$$\ddot{u}_{1B} = \sqrt{\sqrt{2} \cdot 175 \cdot 10^{-12} \cdot 120 \cdot 10^3 \cdot 12,6 \cdot 10^3 \cdot 3,14 \left(1 - \frac{5,1}{12,6}\right)} = 0,836$$

$$\text{und } \ddot{u}_{2B} = \ddot{u}_{1B} \cdot \sqrt{\frac{1,2}{120}} = 0,0836$$

Wählt man nun $\ddot{u}_{1B} = 1$ (Ausgangskreis voll am Collector), so lässt sich durch eine entsprechende Änderung von L und C des Kreises wiederum Leistungsanpassung erzielen. Die Kreiskapazität wird dann

$$C^1 = \frac{C}{\ddot{u}_1^2} = \frac{175}{0,7} = 250 \text{ pF}$$

Analog ändert sich die Induktivität des Primärkreises zu

$$L' = \frac{1}{\omega^2 C'} = 0,46 \text{ mH}$$

Der Spulenabstand der Bandfilter beträgt für kritische Kopplung etwa 12 mm.

Regelung:

Wie aus Bild 8 zu ersehen ist, lässt sich die Verstärkung eines Transistors in weiten Grenzen mit dem Emittterstrom regeln, wobei im heruntergeregelten Zustand die Verstärkung auch kleiner als 1 werden kann. Die Regelung des Emittterstromes bewirkt man zweckmässig durch Änderung der Basisvorspannung. Von den drei hochfrequenten Stufen

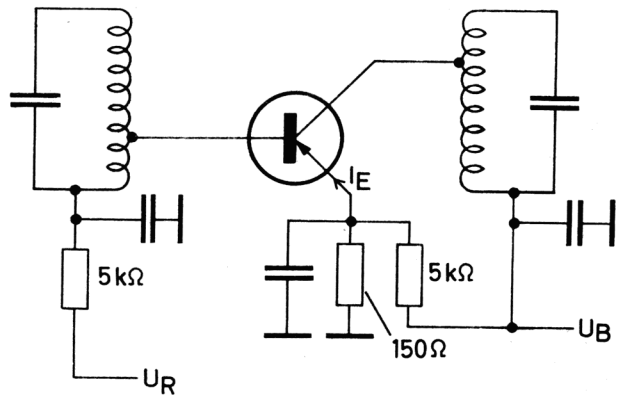


Bild 9

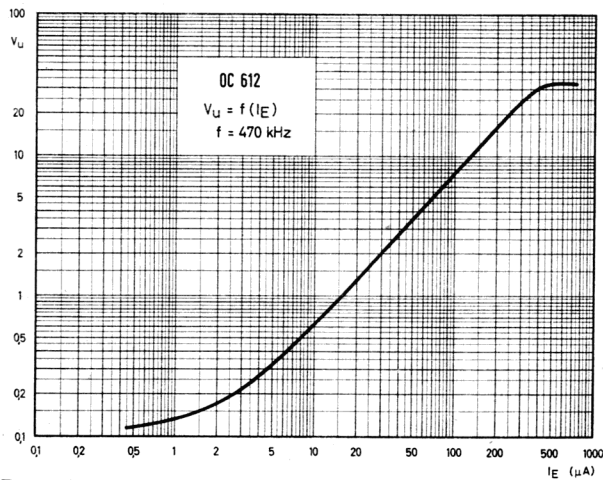


Bild 8

des Empfängers ist nur die erste ZF-Stufe regelbar. Die selbstschwingende Mischstufe kommt für die Regelung nicht in Betracht, da bei kleineren Emittterströmen der Oszillator aussetzen kann. Auch die zweite ZF-Stufe ist zum Regeln nicht geeignet, denn bei kleineren Emittterströmen würde der Transistor übersteuert werden, zumal bei wirksam werdender Regelung die Amplitude der ZF-Spannung gegen ihren Maximalwert strebt. Trägt man die Verstärkung einer ZF-Stufe in Abhängigkeit von der Regelspannung UR auf (Bild 9 und 10), so erkennt man, dass für eine völlige Regelung der Stufe ($I_E = 0,5 \dots 0 \text{ mA}$) ein Regelspannungsbedarf $U_R = 0,3 \text{ Volt}$ besteht. Zur Herabsetzung des Regelspannungsbedarfes wurde bereits anstelle des Emittterwiderstandes ein an die Betriebsspannung gelegter Spannungsteiler verwendet, der den gleichstromgegenkoppelnden Einfluss des Emittterwiderstandes vermindert (Bild 9). Mit der vorliegenden ZF-

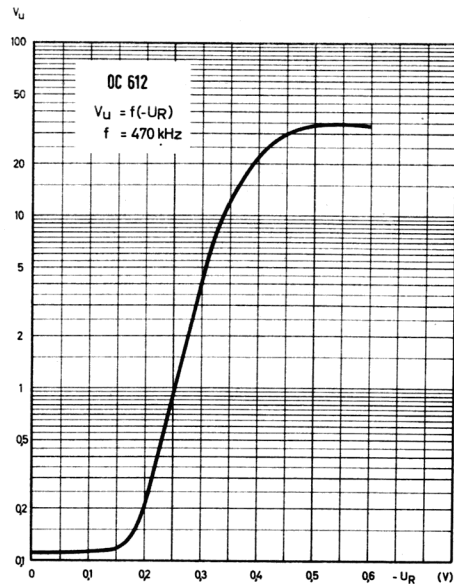


Bild 10

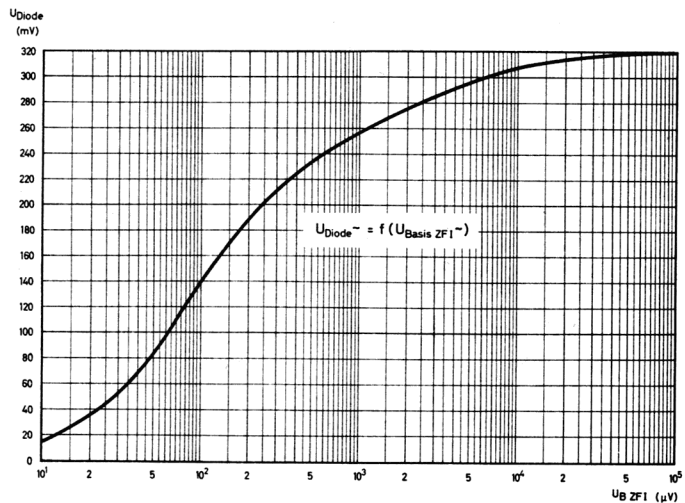


Bild 11