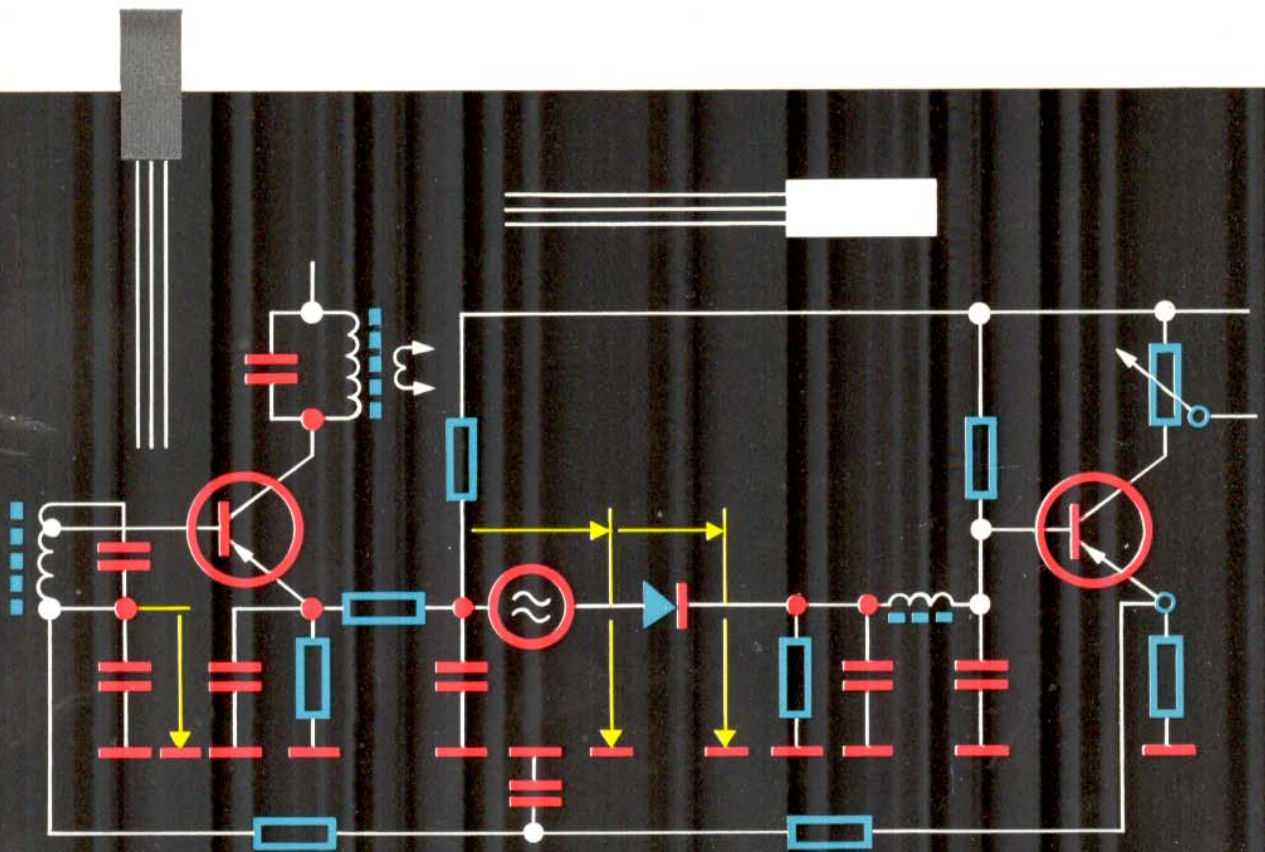


TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

Ein leistungsfähiger Mittelwellen-Kleinsuper
mit 2 HF- und 4 NF-Transistoren



Eine Übersicht über die bisher erschienenen
„TELEFUNKEN-RÖHRENMITTEILUNGEN FÜR DIE INDUSTRIE“
gibt das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende
Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit
angefordert werden.

TELEFUNKEN

G · M · B · H

GESCHÄFTSBEREICH RÖHREN

VERTRIEB

Ulm/Donau, Söflinger Straße 100

Western Germany

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

Printed in Western Germany

Ein leistungsfähiger Mittelwellen-Kleinsuper mit 2 HF- und 4 NF-Transistoren

ZUSAMMENFASSUNG

Diese Röhrenmitteilung beschreibt die Schaltung eines mit Transistoren bestückten Mittelwellen-Kleinsupers, bestehend aus

AF 105 als selbstschwingende Mischstufe

AF 105 als geregelte ZF-Stufe

OA 160 als Demodulator

AC 122 als NF-Vorstufe

AC 116 als Treiberstufe

2x **AC 117** in der Gegentakt-Endstufe

Es wird vor allem auf den HF-Teil eingegangen und gezeigt, daß bei optimaler Bemessung die Eingangs-Empfindlichkeit gut ist und daß Selektion und Regeleigenschaften durchaus befriedigen. Besonderer Wert wurde bei diesem für den Mittelwellenbereich ausgelegten Empfänger auf eine wirksame Unterdrückung des unerwünschten Empfangs von Kurzwellenstationen gelegt. Zur Verbesserung der Regeleigenschaften wurde der geregelte Collectorstrom der ZF-Stufe für eine zusätzliche Regelung der Demodulator-Vorspannung und damit des Demodulator-Wirkungsgrades herangezogen und für eine zusätzliche Rückwärtsregelung der Eingangsbandfilter-Dämpfung durch eine Dämpfungsdiode gesorgt. Die Schaltung wurde für eine Batteriespannung von 9 V bemessen.

INHALT

1. TECHNISCHE DATEN
2. SCHALTUNGS-BESCHREIBUNG
 - 2.1 Selbstschwingende Mischstufe
 - 2.1.1 Eingangskreis
 - 2.1.2 Oszillator
 - 2.1.3 Mischer
 - 2.1.4 ZF-Bandfilter
 - 2.2 Geregelte ZF-Stufe
 - 2.2.1 ZF-Kreis
 - 2.2.2 Neutralisation
 - 2.2.3 Regelung
 - 2.3 Demodulator
 - 2.4 NF-Verstärker
3. MESSWERTE

1. TECHNISCHE DATEN

Empfangsbereich	510...1640 kHz
Zwischenfrequenz	470 kHz
Bandbreite des ZF-Teils	ca. 4,5 kHz
HF-Spannung am Eingangskreis bei 50 mW Sprechleistung und 30% Modulation	ca. 55 μ V
HF-Spannung an der Basis des Mischtransistors bei 50 mW Sprech- leistung und 30% Modulation	ca. 4 μ V
bei einem Rauschabstand von 10 dB	3,3 μ V
20 dB	10,5 μ V
26 dB	21 μ V
Selektion, bezogen auf eine mittlere Empfangsfrequenz, $f_e = 1$ MHz	
für 9 kHz-Verstimmung	ca. 50
für die Spiegelfrequenz	ca. 120
für die Zwischenfrequenz	ca. 70
Batterie-Spannung	9 V
Stromaufnahme	
ohne Aussteuerung	17 mA
bei 50 mW Ausgangsleistung	62 mA

2. SCHALTUNGS-BESCHREIBUNG

Das Schaltungsprinzip und die Bestückung des Empfängers zeigt die in **Bild 1** dargestellte Blockschaltung. Demnach besteht der HF-Teil des Empfängers aus einer selbstschwingenden Mischstufe (AF105) mit abstimmbarem Ferritantennen-Eingangskreis und einer geregelten ZF-Stufe (AF105) mit Bandfilter am Eingang und Einzelkreis am Ausgang. Die Demodulation der verstärkten ZF-Spannung übernimmt eine Germanium-Diode OA160. Der NF-Teil wird durch eine Vorstufe

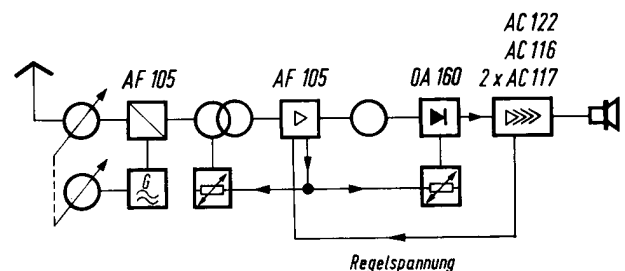


Bild 1 Blockschaltbild des Empfängers

(AC122), eine Treiberstufe (AC116) und eine Gentakt-Endstufe (2xAC117) gebildet. Die Regelspannung wird von der NF-Vorstufe abgenommen. **Die ausgeführte Schaltung des Empfängers zeigt das Gesamtschaltbild (Bild 15). Eine Spulentabelle befindet sich am Schluß dieser Röhrenmitteilung.**

2.1 Selbstschwingende Mischstufe

Bei Transistorempfängern zeigt sich auf dem Mittelwellenbereich manchmal ein ungewollter Empfang von Kurzwellenstationen. Die Ursachen dafür sind eine schlechte Weitabselektion des Eingangskreises und im Kurzwellenbereich liegende Harmonische der Oszillatorspannung. Daher sind eine möglichst gute Weitabselektion des Eingangskreises und ein möglichst oberwellenfreier Oszillator anzustreben.

2.1.1 Eingangskreis

Kreis- und Koppelwicklung (1–2 und 3–4) des Ferritantennen-Eingangskreises (Bild 15) befinden sich auf einem zylindrischen Ferritstab von 10 mm Durchmesser und 122 mm Länge. Es wurde eine schmale Kreuzwickelung verwendet, da sich da-

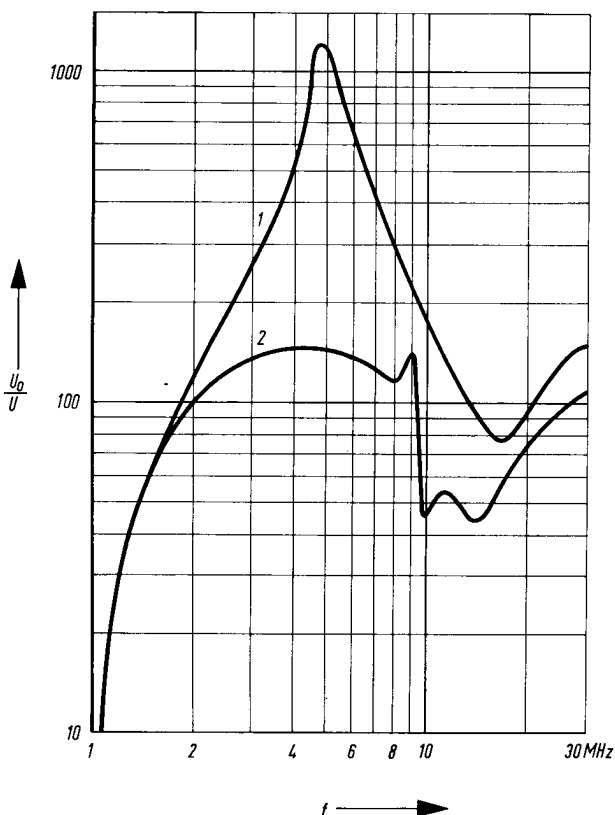


Bild 2 Selektionskurven des Ferritantennen-Eingangskreises mit Kreuzwicklung (1) oder Lagenwicklung (2), bezogen auf eine mittlere Empfangsfrequenz $f_e = 1$ MHz

mit nach **Bild 2** eine wesentlich bessere Weitabselektion im Kurzwellengebiet zwischen 3...10 MHz ergibt als mit einlagiger Wicklung. Die Weitabselektion ist also gerade in dem Frequenzbereich groß, in dem auch die kräftigsten Harmonischen des Oszillators auftreten. Um eine direkte Kurzwellen-Einstrahlung auf die Koppelspule zu vermeiden, wurden die Zuleitungen zur Koppelspule verdreht.

In **Bild 3** ist die Ersatzschaltung des Eingangskreises mit Kreuzwicklung dargestellt. Darin ist I eine durch die Antennenwirkung hervorgerufene Einströmung, L_w die wirksame Induktivität, L_s die Streuinduktivität, C_w die Wicklungskapazität der Kreisspule und C die Kapazität des Drehkondensators.

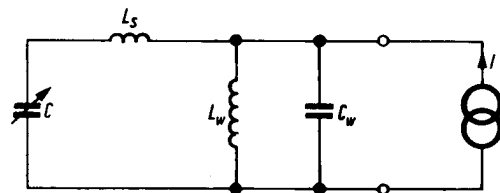


Bild 3 Ersatzschaltung für den Eingangskreis mit Kreuzwicklung

Die gute Eingangsselektion gegen das Eindringen von Kurzwellen erklärt sich durch die Reihenresonanz, die der Drehkondensator C mit der Streuinduktivität L_s bei $f = 5$ MHz bildet. Das Minimum der Abschwächung bei $f = 17$ MHz wird durch die Eigenresonanz der Kreisspule (Resonanz von L_w und C_w) bestimmt.

Mit einer einlagigen Kreiswicklung ergibt sich eine wesentlich schlechtere Weitabselektion (Bild 2), da die Streuinduktivität einer im Verhältnis zum Durchmesser langen Lagenwicklung viel größer ist als bei einer schmalen Kreuzwicklung. Da alle Windungen auf dem Ferritkern aufliegen, ergibt sich außerdem für die Lagenwicklung eine höhere Eigenkapazität.

Die Induktivität L der Kreiswicklung 1–2 errechnet sich mit den Frequenzen $f_{\min} = 510$ kHz und $f_{\max} = 1640$ kHz für die Grenzen des Empfangsbereiches sowie der Kapazitätsänderung $\Delta C = 152$ pF des vorgegebenen Drehkondensators nach der Beziehung.

$$L = \frac{(1/f_{\min}^2) - (1/f_{\max}^2)}{4 \cdot \pi^2 \cdot \Delta C} = \frac{1}{(510 \cdot 10^3 \text{ Hz})^2} - \frac{1}{(1640 \cdot 10^3 \text{ Hz})^2} \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 152 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = 0,58 \text{ mH} \quad (1)$$

Mit diesem Wert für L und einer bei $f_e = 1$ MHz gemessenen Leerlaufgüte $Q_o = 120$ des Eingangskreises errechnet sich sein Resonanzwiderstand Z_o für $f_e = 1$ MHz zu

$$Z_o = Q_o \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_e \cdot L = 120 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 0,58 \cdot 10^{-3} \text{ H} = 437 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

Für den Mischtransistor wurde in der verwendeten Schaltung für die Empfangsfrequenzen ein Eingangswiderstand $R_{e1} = 5 \text{ k}\Omega$ gemessen. Für Rausanpassung muß der Resonanzwiderstand des Eingangskreises hier auf den Wert $2,5 \text{ k}\Omega$ transformiert werden. Es ergibt sich daher für das Übersetzungsverhältnis bei $f_e = 1$ MHz

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{Z_o}{2,5 \text{ k}\Omega}} = \sqrt{\frac{437}{2,5}} = 13,2 \quad (3)$$

Der mit der Mischtransistor-Eingangsschaltung belastete Eingangskreis hat bei $f_e = 1$ MHz einen Resonanzwiderstand

$$Z = \frac{Z_o \cdot \ddot{u}^2 \cdot R_{e1}}{Z_o + \ddot{u}^2 \cdot R_{e1}} = \frac{437 \text{ k}\Omega \cdot 13,2^2 \cdot 5 \text{ k}\Omega}{437 \text{ k}\Omega + 13,2^2 \cdot 5 \text{ k}\Omega} = 291 \text{ k}\Omega \quad (4)$$

sowie eine Betriebsgüte

$$Q = Q_o \cdot \frac{Z}{Z_o} = 120 \cdot \frac{291}{437} \approx 80 \quad (5)$$

und eine Betriebsbandbreite

$$b = \frac{f_e}{Q} = \frac{10^6 \text{ Hz}}{80} = 12,5 \text{ kHz} \quad (6)$$

2.1.2 Oszillator

Für die Oszillatorspannung arbeitet der HF-Transistor AF105 in Basisschaltung, da der Eingangskreis bei der Oszillatorfrequenz praktisch als kapazitiver Kurzschluß wirkt. Der Oszillatorkreis wird über die Collectorwicklung 5–6 (Bild 15) durch den Collectorstrom angeregt und die an der Rückkopplungs-Wicklung 1–2 abgenommene Oszillatorspannung über den Widerstand $R_1 = 50 \Omega$ und einen Trennkondensator (20 nF) dem Emitter zugeführt.

Für eine möglichst oberwellenarme Oszillatorspannung muß der Collector-Wechselstrom sich

linear mit der rückgekoppelten Spannung ändern. Da sich der Collectorstrom eines Transistors annähernd proportional zum Basisstrom ändert, muß im Emitterkreis ein der rückgekoppelten Oszillatorspannung proportionaler Basisstrom erzeugt werden. Dazu dient der Vorwiderstand R_1 , dessen Wert für eine stromlineare Ansteuerung des Transistors möglichst groß gegen den Eingangswiderstand des Transistors in Basisschaltung

$$\frac{1}{g_{ib}} \approx \frac{1}{Y_{fb}} \approx 55 \Omega$$

sein sollte. Da R_1 jedoch für die Empfangsfrequenz und die Zwischenfrequenz eine Gegenkopplung darstellt, wurde als Kompromiß $R_1 = 50 \Omega$ gewählt.

Mit zunehmender Oszillatorfrequenz (abnehmen des C) würde sich durch den zunehmenden Resonanzwiderstand des Oszillatorkreises die Amplitude der Oszillatorspannung vergrößern. Deshalb wurde parallel zur Collectorwicklung 5–6 ein RC-Glied geschaltet, das den Oszillatorkreis bei höheren Frequenzen stärker bedämpft, so daß sich eine nahezu frequenzunabhängige Oszillatorspannung ergibt.

Für die Oszillatorkreislösung empfiehlt sich eine kapazitätsarme Anordnung der beiden Kopplungswicklungen, da bei kapazitiver Kopplung die Harmonischen der Oszillatorfrequenz begünstigt würden.

2.1.3 Mischer

Für die Empfangsfrequenz arbeitet der HF-Transistor AF105 in Emitterschaltung, wobei der Emitter über $R_1 = 50 \Omega$ an Masse liegt. Als Mischprodukt ergibt sich am ZF-Bandfilter im Collectorkreis die gegenüber der Eingangsspannung verstärkte ZF-Spannung.

Bild 4 zeigt für $-I_C = 0,5 \text{ mA}$ die Rückwirkungskapazität c_{re} des HF-Transistors AF105 in Abhängigkeit von der Spannung $-U_{CB}$ zwischen Collector und Basis. Daraus erkennt man, daß bei der gewählten Betriebsspannung $U_b = 9 \text{ V}$ die Rückwirkungskapazität durch die kleine Collector-Wechselspannung praktisch nicht verändert wird. Die in Röhrenmitteilung Nr. 600256 erwähnte Rückmischung tritt deshalb hier nicht auf.

Da die Collectorwicklung 5–6 des Oszillators in Reihe zum ersten ZF-Kreis liegt, wird ein Teil der ZF-Spannung auf den Emitter zurückgeführt. Dieser Mitkopplung wirkt die Gegenkopplung am Widerstand R_1 entgegen. Mit $R_1 = 50 \Omega$ verbleibt

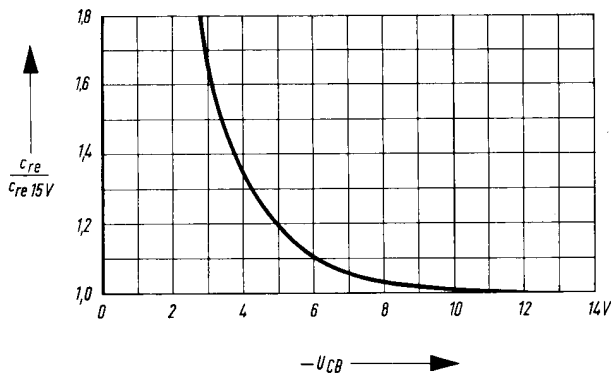


Bild 4 Rückwirkungskapazität des HF-Transistors AF105 in Abhängigkeit von der Spannung zwischen Collector und Basis, gemessen bei $-I_C = 0,5 \text{ mA}$

für die Zwischenfrequenz eine restliche Emitterstrom-Gegenkopplung, wodurch sich eine kleinere Mischsteilheit ($|S_C| = 5 \text{ mA/V}$) und ein größerer Innenwiderstand ($\frac{1}{g_{oe}} > 1 \text{ M}\Omega$) ergeben.

2.1.4 ZF-Bandfilter

Die Bandbreite des ZF-Verstärkers wird durch das Zweikreis-Bandfilter am Eingang und den Einzelkreis am Ausgang der ZF-Stufe bestimmt. Für die Filterkreise und den Einzelkreis wurde eine Kreiskapazität von 500 pF gewählt, damit die Verstimmung durch die Änderung der Collector-Kapazität klein bleibt. Bei dieser Kreiskapazität ergibt sich mit den hierzu verwendeten Spulen eine Leerlauf-Kreisgüte $Q_o = 160$.

Um bei dem geringen Aufwand an Selektionsmitteln eine ausreichende 9-kHz -Selektion zu erreichen, wurde für den ZF-Teil des Empfängers eine Gesamt-Bandbreite $B_{ges} = 4,5 \text{ kHz}$ gewählt. Mit diesem Wert für B_{ges} und der Betriebs-Bandbreite des Einzelkreises $b_3 = 5,8 \text{ kHz}$ (siehe Abschnitt 2.2.1) errechnet sich die Betriebs-Bandbreite B des Bandfilters

$$B = \frac{B_{ges}}{\sqrt[4]{\frac{2}{1 + \left(\frac{B_{ges}}{b_3}\right)^2 - 1}}} = \frac{4,5 \text{ kHz}}{\sqrt[4]{\frac{2}{1 + \left(\frac{4,5}{5,8}\right)^2 - 1}}} = 6,4 \text{ kHz} \quad (7)$$

Die Betriebs-Bandbreite b_1 des ersten Bandfilter-Kreises (Primärkreis) ist infolge des hohen Innen-

widerstandes des Mischtransistors gleich der Leerlauf-Bandbreite b_o

$$b_1 = b_o = \frac{f_{ZF}}{Q_o} = \frac{470 \text{ kHz}}{160} = 2,9 \text{ kHz} \quad (8)$$

Für die damit erforderliche Betriebs-Bandbreite des zweiten Bandfilter-Kreises (Sekundärkreis) erhält man bei transistionaler Kopplung (kritische Kopplung bei ungleicher Dämpfung der beiden Kreise)

$$b_2 = \sqrt{2} \cdot B - b_1 = \sqrt{2} \cdot 6,4 \text{ kHz} - 2,9 \text{ kHz} = 6,1 \text{ kHz} \quad (9)$$

Die somit erforderliche Bedämpfung des zweiten Kreises erfolgt durch den transformierten Eingangswiderstand $R_p = \bar{u}^2 \cdot R_{e2}$ der ZF-Stufe.

$$R_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot (b_2 - b_o)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot (6,1 - 2,9) \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 99,5 \text{ k}\Omega \quad (10)$$

Mit diesem Wert für R_p und dem für die neutralisierte ZF-Stufe gemessenen Eingangswiderstand $R_{e2} = 3,2 \text{ k}\Omega$ erhält man das Übersetzungsverhältnis

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{R_p}{R_{e2}}} = \sqrt{\frac{99,5}{3,2}} = 5,6 \quad (11)$$

Der Übertragungswiderstand $R_{\bar{u}}$ des Bandfilters bei Resonanz beträgt

$$R_{\bar{u}} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot C \cdot \sqrt{b_1 \cdot b_2}} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 500 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \sqrt{2,9 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 6,1 \cdot 10^3 \text{ Hz}}} = 37,9 \text{ k}\Omega \quad (12)$$

Damit wird die Spannungsverstärkung der Mischstufe von der Basis des Mischers bis zur Basis des ZF-Transistors

$$V_U = \frac{|S_C| \cdot R_{\bar{u}}}{\bar{u}} = \frac{5 \text{ mA/V} \cdot 37,9 \text{ k}\Omega}{5,6} = 33,9 \quad (13)$$

Mit den Eingangswiderständen der Mischstufe ($R_{e1} = 5 \text{ k}\Omega$) und der ZF-Stufe ($R_{e2} = 3,2 \text{ k}\Omega$) folgt daraus für die Leistungsverstärkung

$$V_P = \frac{R_{e1}}{R_{e2}} \cdot V_U^2 = \frac{5}{3,2} \cdot 33,9^2 = 1795 \cong 32,5 \text{ dB} \quad (14)$$

Die beiden Kreisspulen sind gleichsinnig zu wickeln, damit sich induktive und kapazitive Kopplung addieren. Da bei dem verwendeten Wickelkörper die Kopplung bei eingedrehtem Ferritkörper trotzdem nicht ausreicht, ist ein zusätzlicher Koppelkondensator (2 pF) erforderlich.

2.2 Geregelter ZF-Stufe

Für maximale Verstärkung müßte der Collectorstrom der ZF-Stufe möglichst groß bemessen werden. Für größere Collectorströme steigt jedoch die Rückwirkungskapazität stark an, weil die Collectorgleichspannung um die am Siebwiderstand $R_B = 1,5 \text{ k}\Omega$ entstehende Spannung $I_C \cdot R_B$ verkleinert wird und dadurch Werte annehmen kann, bei denen sich die Rückwirkungskapazität stark ändert (Bild 4).

Es wurde für $-I_C = 0,6 \text{ mA}$ gewählt, um eine von der Regelspannung weitgehend unabhängige Rückwirkungskapazität und damit eine stabile Neutralisation der ZF-Stufe zu erreichen.

2.2.1 ZF-Kreis

Die Leerlaufgüte des ZF-Kreises beträgt (nach Abschnitt 2.1.4) $Q_o = 160$. Damit ist dessen Resonanzwiderstand R_{po}

$$R_{po} = \frac{Q_o}{2 \cdot \pi \cdot f_{ZF} \cdot C} = \frac{160}{2 \cdot \pi \cdot 470 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 500 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = 108,4 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

Für maximale Leistungsverstärkung muß der Eingangswiderstand der Diodenschaltung (gemessen wurde $R_{e3} = 12 \text{ k}\Omega$) an den Resonanzwiderstand des Kreises angepaßt werden.

Dazu ist ein Übersetzungsverhältnis von

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{po}}{R_{e3}}} = \sqrt{\frac{108,4}{12}} = 3 \quad (16)$$

erforderlich. Der betriebsmäßige Resonanzwiderstand des Collectorkreises beträgt bei Anpassung

$$R_{p3} = \frac{1}{2} \cdot R_{po} = \frac{1}{2} \cdot 108,4 \text{ k}\Omega = 54,2 \text{ k}\Omega \quad (17)$$

Die Betriebsbandbreite des Kreises wird mit $b_o = 2,9 \text{ kHz}$ (Gl. 8)

$$b_3 = 2 \cdot b_o = 2 \cdot 2,9 \text{ kHz} = 5,8 \text{ kHz} \quad (18)$$

Die Spannungsverstärkung von der Basis des ZF-Transistors bis zum Eingang (3–4) der Demodulatordiodenschaltung (Bild 15) beträgt bei der Steilheit $|y_{fe}| = 21 \text{ mA/V}$

$$V_U = \frac{|y_{fe}| \cdot R_{p3}}{\ddot{u}} = \frac{21 \text{ mA/V} \cdot 54,2 \text{ k}\Omega}{3} = 379,4 \quad (19)$$

Mit den Eingangswiderständen der ZF-Stufe ($R_{e2} = 3,2 \text{ k}\Omega$) und der Diodenschaltung ($R_{e3} = 12 \text{ k}\Omega$) erhält man für die Leistungsverstärkung

$$V_P = \frac{R_{e2}}{R_{e3}} \cdot V_U^2 = \frac{3,2}{12} \cdot 379,4^2 = 38380 \cong 45,8 \text{ dB} \quad (20)$$

2.2.2 Neutralisation

Über den komplexen Rückwirkungs-Leitwert $-y_{re} = g_{re} + j\omega c_{re}$ des ZF-Transistors wirkt ein kleiner Teil der Collector-Wechselspannung \underline{U}_{CE} auf den Eingang zurück. Die Rückwirkungs-Kapazität c_{re} verursacht dabei eine Phasendrehung der zurückgeführten Spannung, die bei der hohen Verstärkung zur Selbsterregung der ZF-Stufe führen kann. Um diese Rückwirkung zu neutralisieren, wird nach Bild 15 der Koppelwicklung 3–4 des ZF-Kreises

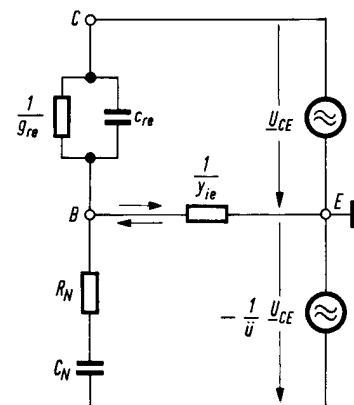


Bild 5 Neutralisation der ZF-Stufe

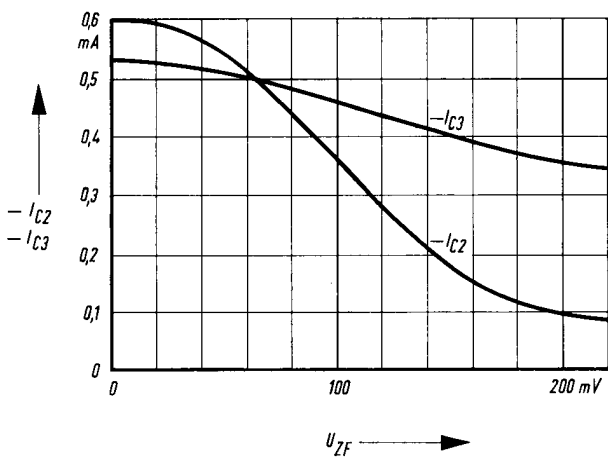


Bild 7 Collectorströme der ZF-Stufe ($-I_{C2}$) und der NF-Vorstufe ($-I_{C3}$) in Abhängigkeit von der ZF-Ausgangsspannung U_{ZF}

geregelte Collectorstrom ($-I_{C2}$) der ZF-Stufe ist in Abhängigkeit von der Spannung U_{ZF} ebenfalls in Bild 7 dargestellt. Er nimmt wegen des kleineren Emitterwiderstandes viel stärker ab als der Collectorstrom der NF-Vorstufe.

Mit zunehmender Spannung U_{ZF} nehmen durch die vergrößerte Richtspannung und durch die Regelung die an der Demodulator-Diode wirksamen Teilerspannungen U_1 und U_2 entsprechend Bild 8 ab. Da U_1 durch den Spannungsabfall, den der zurückgeregelte Emitterstrom der ZF-Stufe am Teilerwiderstand R_4 verursacht, stärker abfällt als U_2 , ergibt sich eine von U_{ZF} abhängige Vorspannung der Demodulator-Diode. Bild 9 zeigt in Abhängigkeit von U_{ZF} die Dioden-Vorspannung $U_{d1} = U_2 - U_1$. Man erkennt, daß die Spannung U_{d1} von +40 mV (Flußrichtung der Demodulator-Diode) mit zunehmender Spannung U_{ZF} abnimmt, bis sie bei $U_{ZF} = 140$ mV Null und

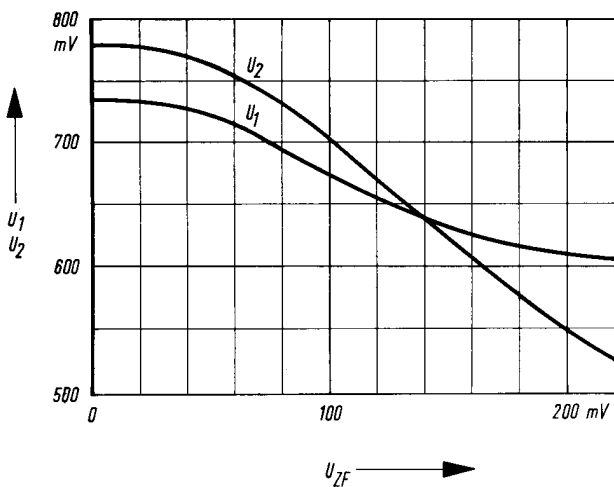


Bild 8 Teilerspannungen U_1 und U_2 in Abhängigkeit von der ZF-Ausgangsspannung U_{ZF}

im weiteren Verlauf dann zunehmend negativ wird (Sperrrichtung der Diode). In Bild 9 ist zur Veranschaulichung der zusätzlichen Regelung der Dioden-Vorspannung auch der Verlauf der Dioden-Richtspannung ΔU aufgetragen, die sich allein durch die Gleichrichtung ergeben würde. Die mit dieser Schaltungsanordnung gewonnene gleitende Vorspannung der Demodulator-Diode ändert sich demnach in weiteren Grenzen und verbessert die Regeleigenschaft des Empfängers merklich.

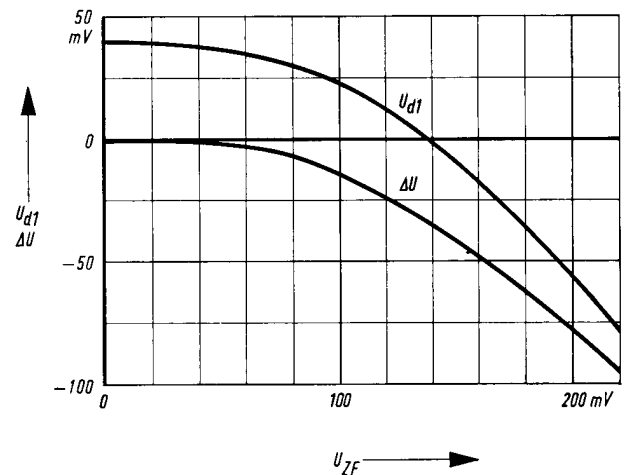


Bild 9 Regelung der Demodulator-Vorspannung U_{d1} , in Abhängigkeit von der ZF-Ausgangsspannung U_{ZF}

2.2.3.2 Zusätzliche Rückwärtsregelung über die Dämpfungsdiode D_2

Die dem ersten ZF-Bandfilter-Kreis nach Bild 10 parallel geschaltete Diode D_2 (OA 160) wird über die in den Collectorzuleitungen der Mischstufe und der ZF-Stufe liegenden Siebwiderstände R_7 und R_8 vorgespannt. Die Diodenvorspannung U_{d2} ergibt sich dabei als Differenz der an R_7 und R_8 abfallenden Spannungen

$$U_{d2} = R_7 \cdot |I_{C1}| - R_8 \cdot |I_{C2}| \quad (24)$$

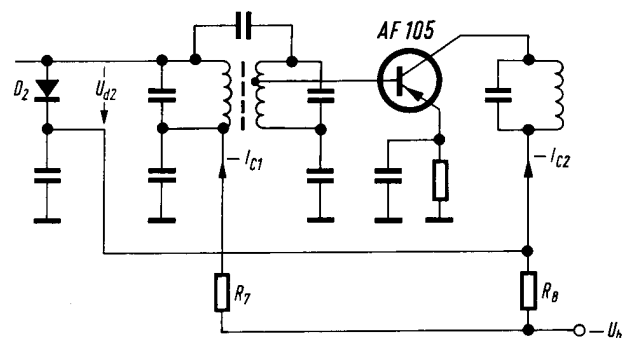


Bild 10 Schaltungsauszug für die Regelung der ZF-Kreisdämpfung

Die Siebwiderstände $R_7 = 560 \Omega$ und $R_8 = 1,5 \text{ k}\Omega$ sind so bemessen, daß bei fehlender Eingangsspannung ($U_{ZF} = 0$; $-I_{C1} = 0,6 \text{ mA}$; $-I_{C2} = 0,6 \text{ mA}$) die Diode D_2 in Sperrichtung vorgespannt wird und durch ihren hohen Sperrwiderstand ($R_d \approx \approx 400 \text{ k}\Omega$) den ZF-Kreis nur unwesentlich bedämpft. Durch den geregelten Collectorstrom $-I_{C2}$ nimmt die anfangs negative (Sperrichtung) Diodenvorspannung mit größer werdender Spannung U_{ZF} immer mehr zu, bis sie bei $U_{ZF} = 140 \text{ mV}$ Null und im weiteren Verlauf dann zunehmend positiv (Flußrichtung) wird. Dadurch wird der Diodenwiderstand R_{d2} verringert (**Bild 11**), und es ergibt sich für den ersten ZF-Kreis ein mit zunehmender Spannung U_{ZF} abnehmender Parallel-Dämpfungswiderstand, der die ZF-Eingangsspannung wirkungsvoll reduziert.

2.3 Demodulator

Die Demodulator-Schaltung ist aus Bild 6 zu erkennen. Demnach liegen in Reihe zur Demodulator-Diode D_1 die Spannung U_{ZF} und die durch die Regelung gewonnene gleitende Dioden-Vorspannung U_{d1} , deren Polarität und Größe sich nach Bild 9 mit U_{ZF} ändert. Bei kleiner Spannung U_{ZF} ist die Vorspannung U_{d1} positiv (für $U_{ZF} =$

$= 40 \text{ mV}$ wird U_{d1} etwa 40 mV), die Diode wird also in Flußrichtung vorgespannt. Dadurch ergibt sich ein größerer Demodulator-Wirkungsgrad für kleine Werte von U_{ZF} . Mit zunehmender Spannung U_{ZF} nimmt die Dioden-Vorspannung ab, bis sie bei $U_{ZF} = 140 \text{ mV}$ Null und im weiteren Verlauf dann zunehmend negativ wird (bei $U_{ZF} = 185 \text{ mV}$ wird $U_{d1} = -40 \text{ mV}$). Durch diese Arbeitspunkt-Verschiebung nach negativen Spannungen hin ergibt sich bei zunehmendem U_{ZF} ein abnehmender Demodulator-Wirkungsgrad, was eine zusätzliche Vorwärtsregelung bedeutet. Der Klirrfaktor des Demodulators ist in **Bild 14** in Abhängigkeit von der HF-Eingangsspannung U_{e1} am Mischer dargestellt.

2.4 NF-Verstärker

Der NF-Verstärker ist für eine Ausgangsleistung von $1,4 \text{ Watt}$ bei 10% Klirrfaktor ausgelegt. Es wurde eine Gegentakt-Endstufe mit $2 \times \text{AC117}$, eine Treiberstufe mit dem AC116 und eine Vorstufe mit dem AC122 vorgesehen. Auf die Dimensionierung der Treiber- und Gegentakt-Endstufe wird nicht näher eingegangen. Sie sind in üblicher Weise geschaltet.

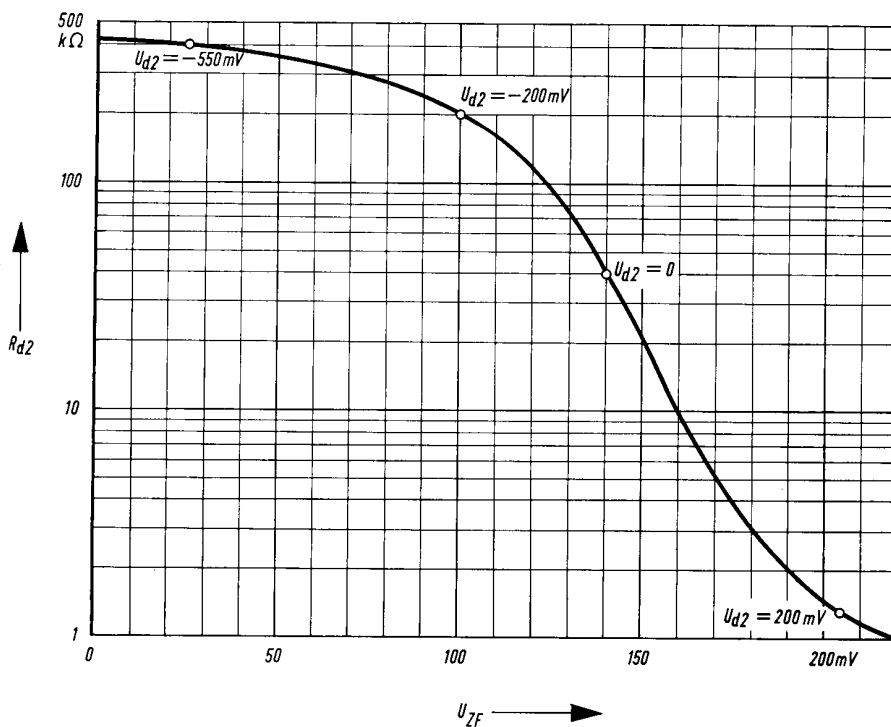


Bild 11 Regelung des Dämpfungswiderstandes R_{d2} in Abhängigkeit von der ZF-Ausgangsspannung U_{ZF}

3. MESSWERTE

In den folgenden Bildern sind die elektrischen Eigenschaften des Empfängers zusammengestellt. Gemessen wurde bei einer mittleren Empfangsfrequenz von $f_e = 1 \text{ MHz}$, einer Modulationsfrequenz von $f_m = 1 \text{ kHz}$ und einem Modulationsgrad von $m = 30\%$.

Das Pegeldiagramm **Bild 12** enthält die bei einer Ausgangsleistung von $P_{NF} = 50 \text{ mW}$ an den einzelnen Stufen gemessenen Wechselspannungswerte. **Bild 13** zeigt die Selektionskurve des ZF-Verstärkers. Die Regeleigenschaften des Empfängers können Bild 14 entnommen werden. Es sind die ZF-Ausgangsspannung U_{ZF} , die Demodulator-NF-Spannung U_{NF} und der am Demodulator-Ausgang gemessene Klirrfaktor k jeweils in Abhängigkeit von der Mischer-Eingangsspannung U_{e1} aufgetragen.

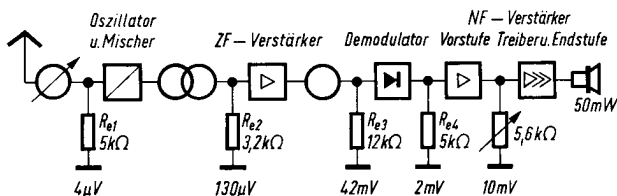


Bild 12 Pegeldiagramm des Empfängers

Für den NF-Verstärker ergibt sich bei einem Klirrfaktor von $k = 10\%$ eine Ausgangsleistung von $P = 1,4 \text{ W}$. Die untere Grenzfrequenz liegt bei $f_u = 160 \text{ Hz}$, die obere bei $f_o > 10 \text{ kHz}$.

Schmidberger

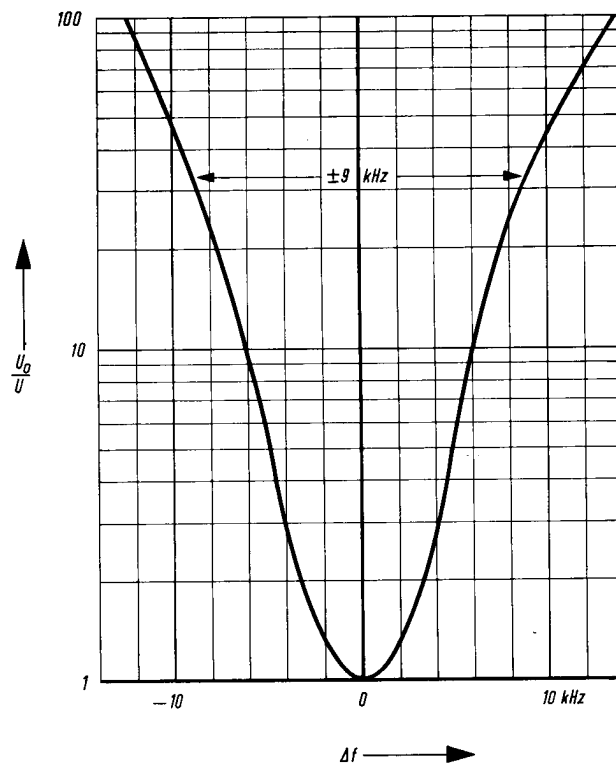


Bild 13 Selektionskurve des ZF-Verstärkers

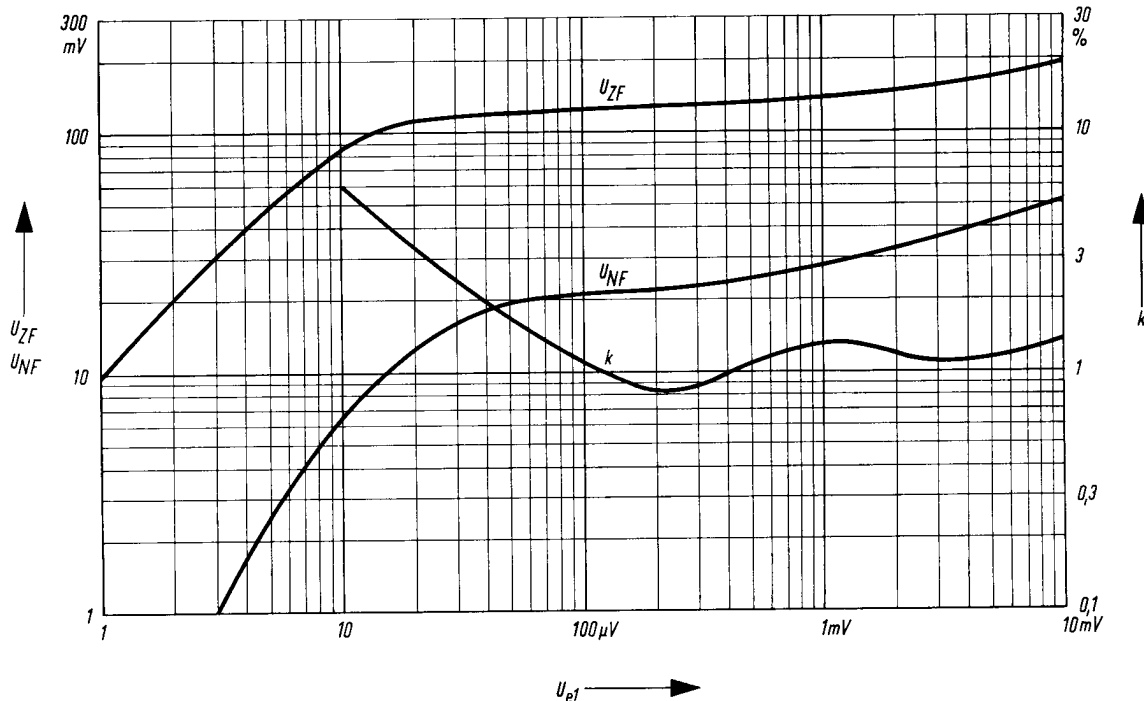
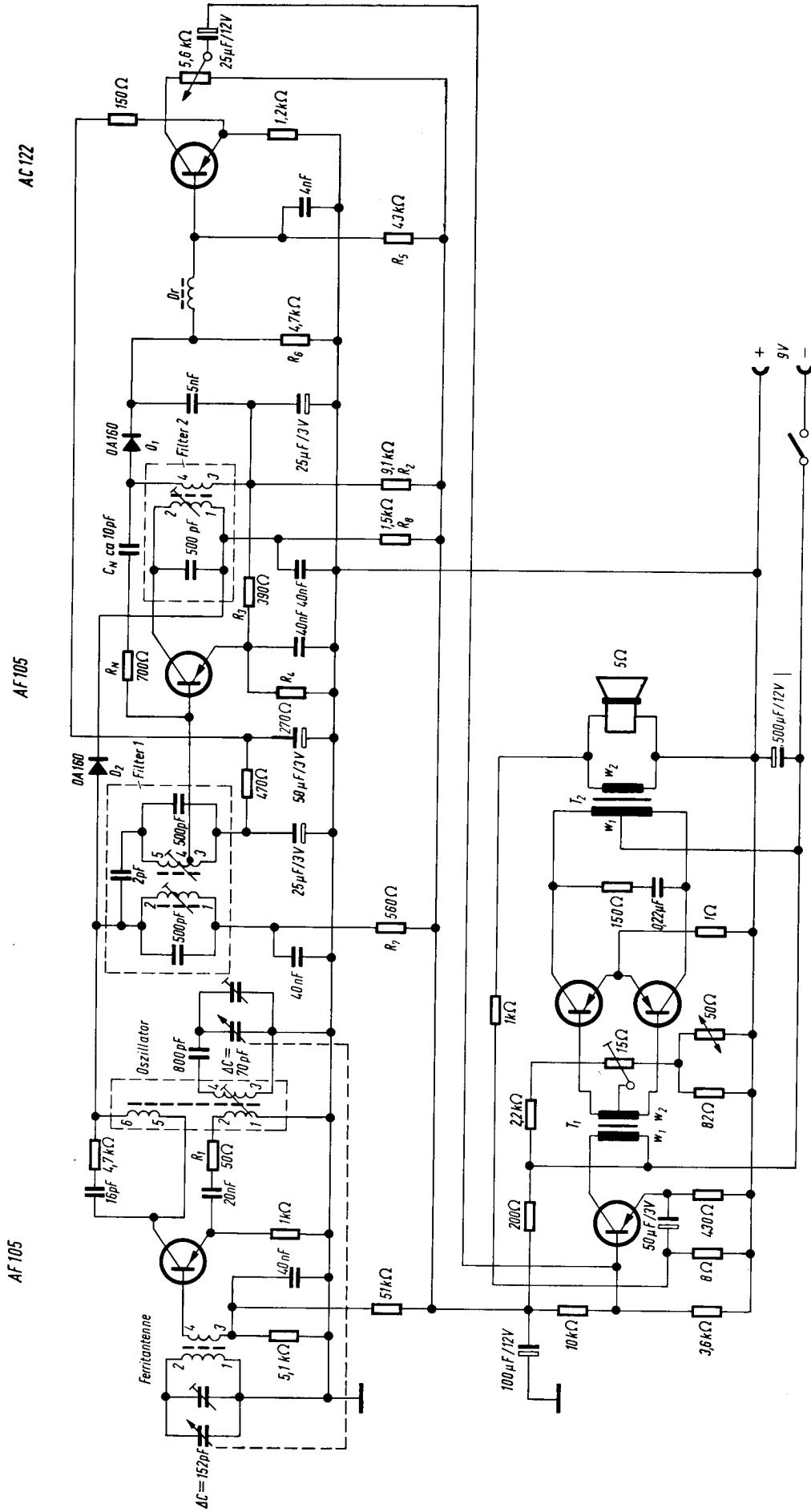


Bild 14 Regeleigenschaften des Empfängers in Abhängigkeit von der HF-Eingangsspannung am Mischer U_{e1}

- U_{ZF} ZF-Ausgangsspannung
- U_{NF} NF-Spannung am Demodulator-Ausgang
- k Klirrfaktor, gemessen am Demodulator-Ausgang



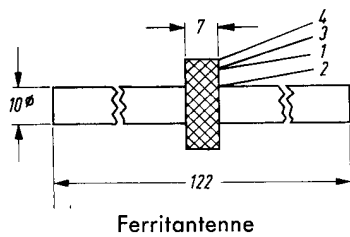
Drehkondensator: Z. B. Firma Hopt: Typ S24-02

2 x AC 117

AC 116

Bild 15 Gesamtschaltbild des Empfängers

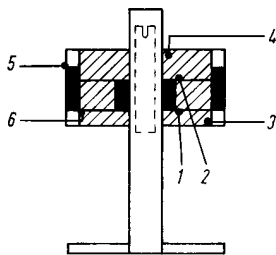
Spulen



2-1: unten
 3-4: oben
 Kern: 550 M 25
 (Firma S. & H.)

80 Wdg. HF-Litze 10x0,05
 6 Wdg. HF-Litze 10x0,05

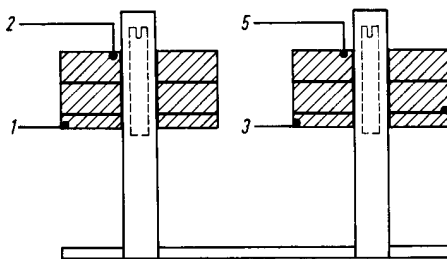
Ferritantenne



1-2: mittlere Kammer
 4-3: obere, mittlere, untere Kammer
 5-6: mittlere, obere Kammer
 Kern: FK III g, Bausatz F 21 A
 (Firma Vogt & Co. mbH)

3 Wdg. HF-Litze 10x0,05
 117 Wdg. HF-Litze 10x0,05
 8 Wdg. HF-Litze 10x0,05

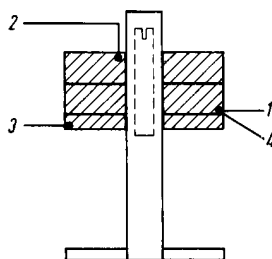
Oszillator



2-1: obere, mittlere, untere Kammer
 5-4: obere, mittlere Kammer
 4-3: mittlere, untere Kammer
 Kern: FK III g, Bausatz F 22 A
 (Firma Vogt & Co. mbH)

100 Wdg. HF-Litze 10x0,05
 82 Wdg. HF-Litze 10x0,05
 18 Wdg. HF-Litze 10x0,05

Filter 1



2-1: obere, mittlere, untere Kammer
 4-3: mittlere, untere Kammer
 Kern: FK III g, Bausatz F 21 A
 (Firma Vogt & Co. mbH)

100 Wdg. HF-Litze 10x0,05
 35 Wdg. HF-Litze 10x0,05

Filter 2

