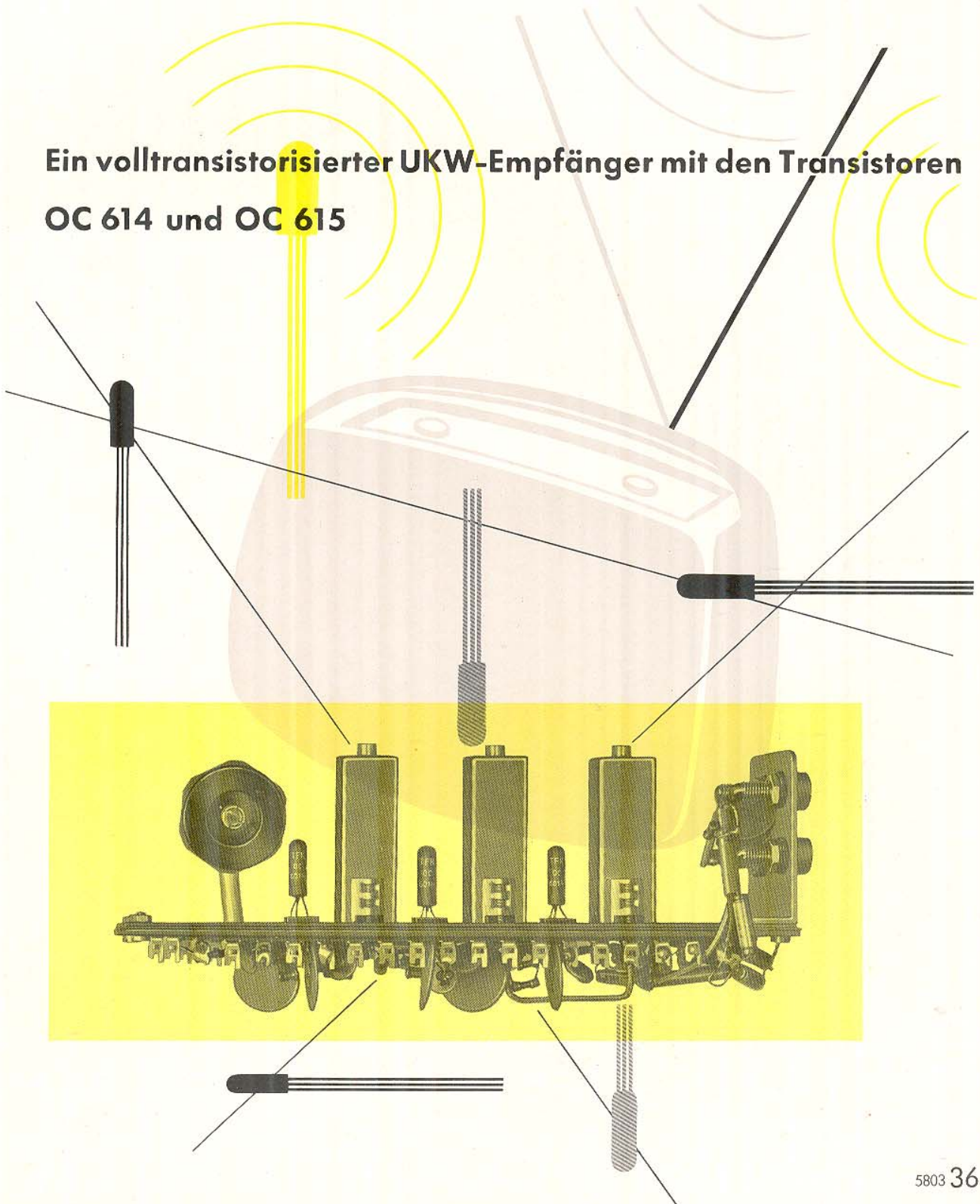


# TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

Ein volltransistorisierter UKW-Empfänger mit den Transistoren  
OC 614 und OC 615



5803 36

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.**

Druck: Hartmann Ulm - Do. Printed in Western Germany

EIN VOLLTRANSISTORISIERTER UKW-EMPFÄNGER MIT DEN  
TRANSISTOREN OC 614 UND OC 615

Mit dem UKW-Baustein entsprechend der Röhrenmitteilung für die Industrie Nr. 58 03 35 und einem Niederfrequenzverstärker ähnlich der Röhrenmitteilung Nr. S 857 ist zusammen mit dem hier beschriebenen dreistufigen 10,7-MHz-Zwischenfrequenzverstärker der Bau eines volltransistorisierten UKW-Empfängers möglich.

Die Daten dieses Empfängers sind:

Betriebsspannung	$U_B = 6 \text{ V}$
Antennenempfindlichkeit (Klemmenspannung an $R_A = 60 \Omega$ )	ca. $0,85 \mu\text{V}$ für 50 mW bzw. ca. $2 \mu\text{V}$ für 400 mW
Rauschzahl	$F = 12$
Rauschabstand für 26 dB Rauschabstand für 10 dB	bei $\pm 22,5 \text{ kHz}$ Hub $Q_{26} = 2,5 \mu\text{V}$ $Q_{10} = 0,85 \mu\text{V}$ } Klemmenspann. an $60 \Omega$
Zwischenfrequenz	$ZF = 10,7 \text{ MHz}$
Gesamtbandbreite bis Eingang Treiberstufe	$B = 250 \text{ kHz}$
300-kHz-Selektion bis Eingang Treiberstufe	1 : 10
Leistungsaufnahme für UKW- und ZF-Teil	$N = 33 \text{ mW}$

Die nun folgenden Ausführungen sind gegliedert:

## 1. Der dreistufige 10,7-MHz-Zwischenfrequenz-Verstärker

- 1.1. Wahl der Transistorschaltung
- 1.2. Wahl der Selektionsmittel
- 1.3. Treiberstufe und Ratiodetektor
- 1.4. Stufenbegrenzung

## 2. Der gesamte UKW-Empfänger

- 2.1. Pegeldiagramm und ZF-Gesamtdurchlaßkurve
- 2.2. Gesamtschaltung

## 1. DER DREISTUFIGE 10,7-MHz-ZF-VERSTÄRKER

## 1.1. Wahl der Transistorschaltung

Grundsätzlich ist sowohl die Emitter- als auch die Basisschaltung möglich. Jede Schaltungsart hat für die hier interessierende Frequenz besondere Vor- und Nachteile:

	Emitterschaltung	Basisschaltung
Eingangswiderstand $R_e$ für $i_E = 0,5 \text{ mA}$	ca. $400 \Omega$	ca. $50 \Omega$
Exemplarstreuung des Eingangswiderstandes <sup>1)</sup>	+ 100 % - 30 %	+ 6 %
Rückwirkungskapazität <sup>2)</sup> für $i_E = 0,5 \text{ mA}$ $U_B = 6 \text{ V}$	ca. $2 \text{ pF}$	ca. $0,4 \text{ pF}$
Stufenspannungsverstärkung bei gleicher Bandbreite und Kreiskapazität	Emitterschaltung ca. 2,8fach größer als Basisschaltung	
Schwingsicherheitsfaktor $\gamma$ bei gleicher Stufenspannungs- verstärkung und gleichen Toleranzen im Rückwirkungs- bzw. Neutralisationszweig <sup>3)</sup>	$\gamma$ ist in Basisschaltung $5 \times$ größer als in Emit- terschaltung	

1) In Emitterschaltung entspricht der Eingangswiderstand in guter Näherung der Parallelschaltung des Emitterdämpfungswiderstandes mit der Emitterkapazität; in Basisschaltung praktisch dem Reziprokwert der Steilheit. Die Steilheitsgrenzfrequenz für den Transistor OC 614 ist größer als 30 MHz. Deshalb sind die Streuungen der Steilheit bei 10,7 MHz noch klein und somit auch die Exemplarstreuungen des Eingangswiderstandes in Basisschaltung.

2) Der Realteil des Rückwirkungsleitwertes ist kleiner als 1/10 des Imaginärteils.

3) Der Schwingsicherheitsfaktor  $\gamma$  ist definiert:

$$\gamma = \frac{2 \cdot S}{V_S^2 \cdot \omega C_{r\bar{u}}}$$

Die Basisschaltung ist trotz ihrer kleineren erreichbaren Stufenverstärkung für den ZF-Verstärker besser geeignet, weil die Neutralisation wesentlich geringere Schwierigkeiten in der Fertigung macht und weil der Eingangswiderstand der Transistoren nur wenig streut, so daß in der Fertigung mit einem festen Übersetzungsverhältnis der Kreisspule zur Auskopplungsspule gearbeitet werden kann.

## 1.2. Wahl der Selektionsmittel im ZF-Verstärker

Als Selektionsmittel können entweder Einzel-

kreise oder kritisch gekoppelte Bandfilter verwendet werden.

Die Stufenspannungsverstärkung  $V_S$  ist:

a) für einen Einzelkreis

$$V_{SK} = |S| \cdot \sqrt{\frac{R_e}{2\pi CB} \left(1 - \frac{b_o + b_i}{B}\right)} \quad (1)$$

mit

- $|S|$  = Betrag der Steilheit im Arbeitspunkt
- $R_e$  = Realteil des Eingangswiderstandes der nachgeschalteten Stufe
- $C$  = Gesamtkreiskapazität
- $B$  = geforderte Gesamtbandbreite der Stufe
- $b_o$  = Leerlaufbandbreite des Einzelkreises (Kreis allein)
- $b_i = \frac{1}{2\pi CR_i}$  = Bandbreite, bedingt durch den Innenwiderstand des Transistors im Arbeitspunkt

b) für ein Bandfilter

bei kritischer Kopplung und ungleicher Kreis-dämpfung  $d$  zwischen  $0,33 < \frac{d_1}{d_2} < 3$

$$V_{SF} \approx |S| \cdot 0,5 \sqrt{\frac{R_e}{2\pi C_1 b_1} \left(1 - \frac{b_{o2}}{b_2}\right)} \quad (2)$$

und

$$b_2 = \sqrt{2 \cdot B - b_1} \quad (3)$$

mit

- $|S|$  = Betrag der Steilheit im Arbeitspunkt
- $R_e$  = Realteil des Eingangswiderstandes der nachgeschalteten Stufe
- $C_1$  = Primärkreiskapazität
- $b_1$  = Gesamtbandbreite des Primärkreises
- $b_{o2}$  = Leerlaufbandbreite des Sekundärkreises (Kreis allein)
- $b_2$  = Gesamtbandbreite des Sekundärkreises
- $B$  = geforderte Gesamtbandbreite des Filters

Der UKW-Baustein nach der Röhrenmitteilung Nr. 58 03 35 hat einen ZF-Ausgangseinzelkreis mit einer Bandbreite von 400 kHz. Da die 300-kHz-Selektion bei Bandfiltern besser ist als bei Einzelkreisen, werden die nachfolgenden ZF-Verstärkerstufen mit Bandfiltern ausgestattet. Die Gesamtbandbreite des ZF-Verstärkers soll bis zum Eingang der Treiberstufe etwa 250 kHz be-

tragen. Aus Bild 1 läßt sich dann die erforderliche Bandbreite des einzelnen Filters mit  $B_F = 400$  kHz entnehmen. Bild 1a zeigt die Selektionskurven des Einzelkreises und des gewählten Bandfilters sowie die berechnete Gesamtdurchlaßkurve des ZF-Verstärkers mit einem Einzelkreis und zwei Bandfiltern.

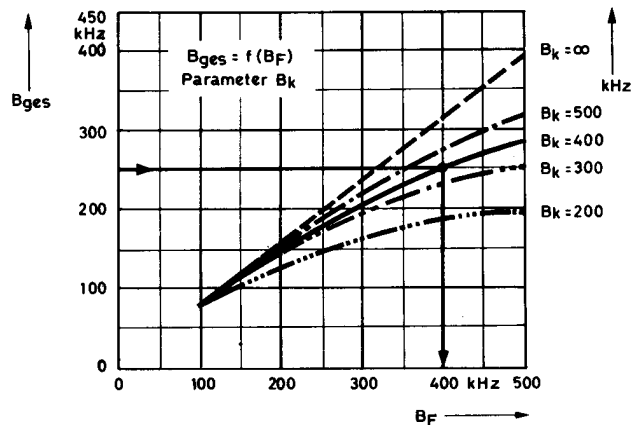


Bild 1

$B_{ges} = 1$  Einzelkreis mit der Bandbreite  $B_K$   
+ 2 kritisch gekoppelte Bandfilter mit der Bandbreite  $B_F$  des einzelnen Filters

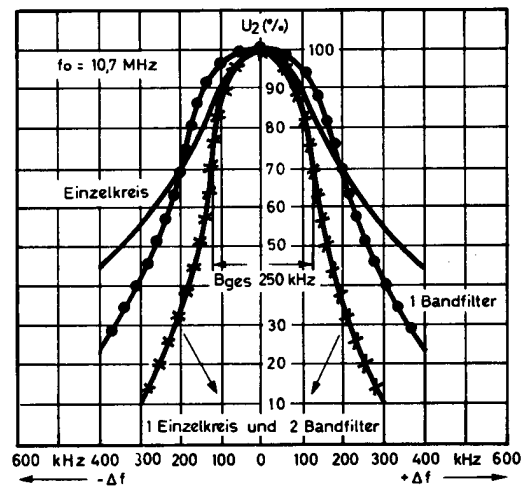


Bild 1a

Wir nehmen eine Leerlaufbandbreite der Kreise  $b_{o1} = b_{o2} = 120$  kHz ( $d = 1,12\%$ ) für das Bandfilter an. Der Primärkreis ist mit einem Innenleitwert  $1/R_i$  des Transistors im Arbeitspunkt  $i_E = 0,5$  mA von  $G_i \approx 9 \mu S$  und einem Dämpfungsleitwert  $G_p \approx 7 \mu S$ , hervorgerufen durch die in Abschnitt 1.4 beschriebene Kompensation der dynamischen Kollektorkapazität bedämpft. In der Gleichung 2 ist nur noch  $C_1$  frei wählbar, da  $b_1$  nach Gleichung 5 ebenfalls durch  $C_1$  bestimmt ist. Um das Maximum der Verstärkung zu

# TELEFUNKEN RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



## BLATT 3

ermitteln, wird Gleichung 2 nach  $C_1$  differenziert und der Differentialquotient gleich Null gesetzt:

$$\frac{d(V_{SF})}{d(C_1)} = 0$$

Für  $b_{o1} = b_{o2} = b_o$  erhält man  $C_{1max}$ :

$$C_{1max} = \frac{G_i + G_p}{\pi(\sqrt{2}B - 2b_o)} \quad (4)$$

Diese Gleichung ergibt mit den oben angegebenen Werten ein  $C_{1max} = 15,7$  pF. Aus fertigungstechnischen Gründen wurde ein  $C_1$  von 17 pF (15 pF Festkapazität + 2 pF Kollektorkapazität) gewählt.

Die Bandbreite des Primärkreises ist somit

$$b_1 = b_{o1} + \frac{G_i + G_p}{2\pi C_1} \quad (5)$$

$$\underline{\underline{b_1 = 270 \text{ kHz}}}$$

und die Bandbreite des Sekundärkreises nach Gl.(3)

$$\underline{\underline{b_2 = 295 \text{ kHz}}}$$

Diese erforderliche Bandbreite  $b_2$  wird durch entsprechende Transformation des Eingangswiderstandes  $R_e$  der nachgeschalteten Stufe in den Sekundärkreis nach Gl.(6) eingestellt:

$$\underline{\underline{\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi C_2 (b_2 - b_{o2}) \cdot R_e}}}} \quad (6)$$

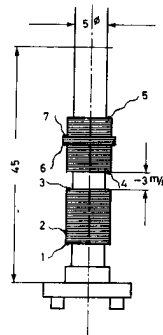
Die Sekundärkreis Kapazität  $C_2$  ist frei wählbar und wurde mit  $C_2 = 32$  pF festgelegt. Das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_2$  ist dann

$$\underline{\underline{\ddot{u}_2 = 23,8}}$$

Die Stufenspannungsverstärkung kann nach Gl.(2) berechnet werden; mit  $|S| = 18$  mA/V im Arbeitspunkt  $i_E = 0,5$  mA und einem Eingangswiderstand  $R_e = 50 \Omega$  ist:

$$V_{SF} \approx 18 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \sqrt{\frac{50}{2\pi \cdot 17 \cdot 10^{-12} \cdot 270 \cdot 10^3} \left(1 - \frac{120 \cdot 10^3}{295 \cdot 10^3}\right)}$$

$$\underline{\underline{V_{SF} \approx 9,1 \text{ fach}}}$$



Bandfilteraufbau:

mechanische Teile: Bandfilter F 2 F mit 2 HF-Kernen GW 4/13x0,5 FC I der Firma Vogt u. Co., Passau

Wicklung 4-5	38 Wdg. 10 x 0,04	Sek.-Kreis
Wicklung 6-7	2 Wdg. 0,2 CuL	Auskopplung
Wicklung 3-2	47 Wdg. 3 x 0,05	Pr.-Kreis
Wicklung 2-1	4 Wdg. 3 x 0,05	Neutralisation
Wicklungsenden 2, 4, 6 an Chassis		

Bild 2

Den mechanischen Aufbau des Bandfilters und die Wickelraten zeigt Bild 2. Die Sekundärwicklung (4-5) hat 38 Windungen. Zur Anpassung des Sekundärkreises an den Eingangswiderstand des nachgeschalteten Transistors dient die Auskopplungswicklung (6-7). Das Übersetzungsverhältnis ist nach Gl.(6) gerechnet und beträgt  $\ddot{u}_2 = 23,8$  - somit

$$W_{Ausk.} = \frac{W_{sek}}{\ddot{u}_2} = \frac{38 \text{ Wdg}}{23,8} = 1,6 \text{ Wdg} \quad (7)$$

Es werden zwei Windungen gewählt. Der dadurch hervorgerufene Fehler in der Anpassung läßt sich durch einen Kondensator von 400...600 pF, der zwischen die Auskopplungswicklung (7) und die Emittierelektrode des nachgeschalteten Transistors geschaltet wird, beheben (siehe Schaltung des ZF-Verstärkers, Blatt 5, Rückseite).

Zur Neutralisation der Rückwirkungskapazität  $C_{r\ddot{u}} = 0,4$  pF ist eine Hilfswicklung auf der Primärseite des Bandfilters angebracht.

Die in den Neutralisationszweig zu schaltende Kapazität  $C_N$  ist:

$$C_N \approx C_{r\ddot{u}} \cdot \ddot{u}_1 \quad (8)$$

Mit einem gewählten  $C_N = 5$  pF ist  $\ddot{u}_1$  nach Gleichung (8)

$$\underline{\underline{\ddot{u}_1 = 12,5}}$$

Die Hilfswicklung zur Neutralisation ist dann:

$$\underline{\underline{W_H = \frac{W_{pr}}{\ddot{u}_1} = \frac{47 \text{ Wdg}}{12,5} \approx 4 \text{ Wdg}}}$$

### 1.3. Treiberstufe und Ratiodetektor

Die Treiberstufe ist ebenfalls mit einem HF-Transistor OC 614 bestückt. Zur Demodulation im Ratiodetektor werden zwei Germaniumdioden OA 172 verwendet. Die Schaltung des Ratiodetektors und der mechanische Aufbau des Filters sind in den Bildern 3 und 4 gezeigt.

drückung erzielt wird. Um diese Forderung zu erfüllen, wird der Kollektor an eine Anzapfung des Primärkreises gelegt. Nun läßt sich die Primärkreis Kapazität  $C_3$  (Bild 3) so wählen, daß die Anzapfung an den Primärkreis so gelegt werden kann, daß einmal der Transistor einen Arbeitswiderstand von  $7,5 \text{ k}\Omega$  besitzt und der restliche Spulenteil als Tertiärwicklung dient.

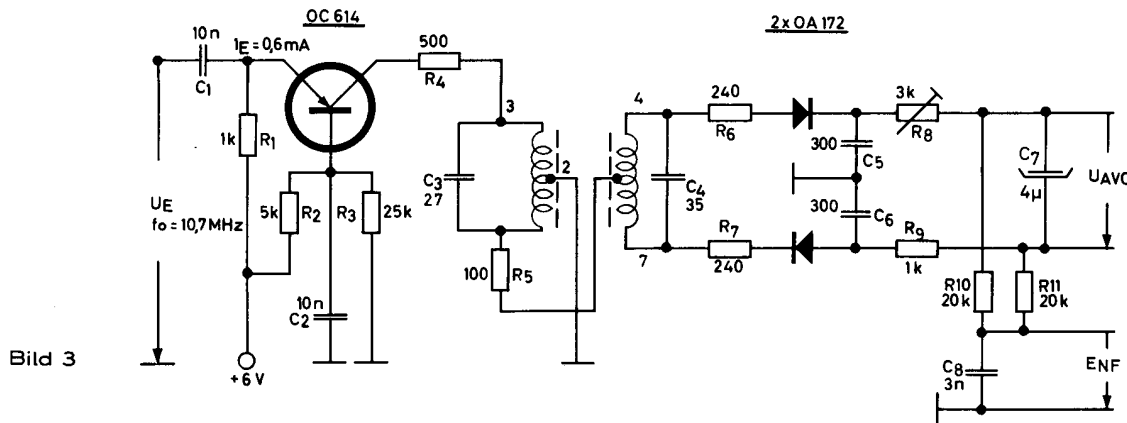
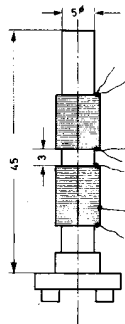


Bild 3



Ratiofilteraufbau:			
mechanische Teile: Bandfilter F 2 F mit 2 HF-Kernen GW 4/13x0,5 FC I der Firma Vogt u. Co., Passau			
Wicklung 4-5	bifilar		Anschl. 4 u. 7
Wicklung 6-7	2 x 14 Wdg.	10 x 0,04	Sek.-Kreis
Wicklung 2-3	23 Wdg.	10 x 0,04	Anschl. B : Kollektor
Wicklung 1-2	15 Wdg.	10 x 0,04	Anschl. 1 an $R_5$
Anschluß 2 an Chassis			

Bild 4

Die Schaltung weicht in zwei Punkten von der sonst üblichen Detektorschaltung ab:

1. Die Tertiärwicklung ist ein Teil des Primärkreises.
2. Die NF-Ausgangsspannung wird an den Widerständen  $R_{10}$  und  $R_{11}$  entnommen.

Dadurch entfällt die getrennte Tertiärwicklung, und der Aufbau des Ratiofilters wird einfacher. Ferner wird der sonst notwendige Deemphasiswiderstand nicht mehr benötigt.

Für gute Großsignalverstärkung der Treiberstufe muß der Außenwiderstand des Transistors für  $i_E = 0,6 \text{ mA}$  ca.  $7,5 \text{ k}\Omega$  betragen. Ferner soll die zu erreichende AVC-Spannung möglichst groß sein, damit eine ausreichende AM-Unter-

Die niederfrequente Ausgangsspannung  $E_{NF}$  wird in der Brückendiagonale entnommen, jedoch mit dem Unterschied, daß der Erdungspunkt mit dem NF-Spannungspunkt gegenüber der normal üblichen Schaltung vertauscht ist. Die Parallelschaltung der beiden Widerstände  $R_{10}$  und

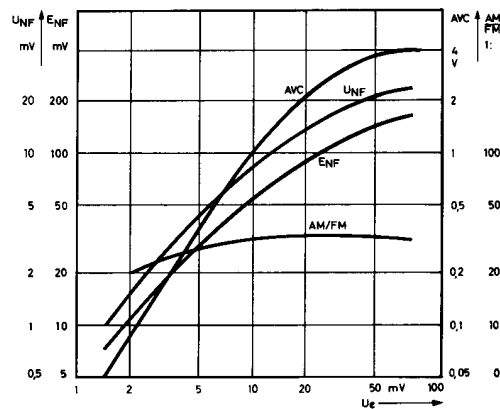


Bild 5

Treiberstufe und Ratiodetektor nach Bild 3	
$U_B$	= -6 V, $i_E = 0,6 \text{ mA}$ , $f_o = 10,7 \text{ MHz}$
$U_e$	= ZF-Eingangsspannung am Treiber: FM-moduliert: 1000 Hz; $\pm 25 \text{ kHz}$ Hub
$E_{NF}$	= NF-Leerlaufspannung
$U_{NF}$	= NF-Spannung an einem Abschlußwiderstand von $2,5 \text{ k}\Omega$
AM/FM	= Störunterdrückung mit Nutzmodulation FM 1000 Hz $\pm 25 \text{ kHz}$ Hub und Störmodulation AM 100 Hz 30 % mod.



$R_{11}$  bildet mit der Kapazität  $C_8$  und dem parallel zum variablen Abgriff des Lautstärkereglers liegenden Kondensator das Deemphasisglied.

In Bild 5 ist als Funktion der HF-Eingangsspannung  $U_e$  - Modulation 1000 Hz;  $\pm 25$  kHz Hub - dargestellt:

Die Leerlaufniederfrequenzspannung  $E_{NF}$ , die an einem Widerstand von  $2,5$  k $\Omega$  zu entnehmende Niederfrequenzspannung  $U_{NF}$ , die AVC-Spannung und das Stör-/Nutzverhältnis bei einer zusätzlichen Amplitudenmodulation von 30 %.

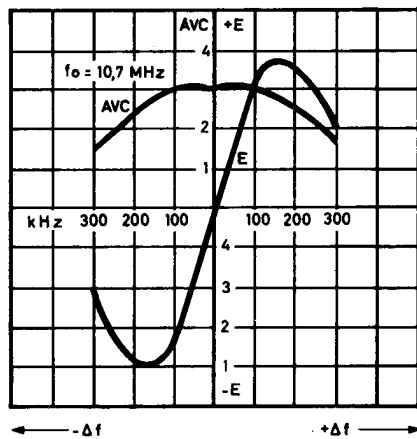


Bild 6

Das Bild 6 zeigt die Diskriminatorkurve und den Verlauf der AVC-Spannung als Funktion der Frequenzabweichung. Der zwischen Kollektor des Transistors und dem Primärkreis geschaltete Widerstand  $R_4$  dient zur Kompensation der dynamischen Kollektorkapazität (siehe Abschnitt 1.4).

#### 1.4. Stufenbegrenzung

Auf Grund der niedrigen Betriebsspannung  $U_B = 6$  V kann die Kollektorwechselspannung maximal etwa  $3,5$  V<sub>eff</sub> werden. Dies hat eine automatische Begrenzung der Spannungsamplitude zur Folge. Diese Begrenzung ist zur besseren Störunterdrückung des Gerätes sehr erwünscht, jedoch wird dabei die Selektion für die auf den Nachbarkanälen arbeitenden Sender verringert, weil mit der Begrenzung keine gleichzeitige Verminderung der Verstärkung für die kleineren Nebensignale verbunden ist. Es kann deshalb notwendig sein, bessere Selektionsmittel - Bandfilter - an den Anfang des ZF-Verstärkers zu legen, d.h. den UKW-Baustein mit einem Bandfilter zu versehen.

Die Begrenzereigenschaften des Transistors hatten zunächst einen im nächsten Abschnitt näher beschriebenen unangenehmen Effekt zur Folge.

Die Kollektorkapazität  $C_C$  ist von der Kollektorspannung (Sperrspannung) abhängig, und zwar ungefähr proportional  $1/\sqrt{U_C}$ . Demzufolge wird bei größeren Kollektorwechselspannungen die an einem angeschlossenen Schwingkreis wirksame (dynamische) Kollektor-Kapazität größer. Diese Änderung der dynamischen Kapazität verschiebt die Resonanzfrequenz des Schwingkreises nach tieferen Frequenzen.

Überschreitet die Kollektorwechselspannung eine bestimmte Größe, so wird bei Änderung der angelegten Frequenz  $f$  in Richtung  $f < f_0$  ( $f_0$  = Resonanzfrequenz des Kreises bei sehr kleiner Kollektorwechselspannung) zunächst die Amplitude der Wechselspannung am Kollektorkreis ansteigen und bei Überschreiten des Spannungsmaximums sprunghaft auf einen niedrigen Wert abfallen.

Dieser Spannungssprung erklärt sich wie folgt:

Fällt nach dem Spannungsmaximum durch die Selektion des Kreises die Kollektorwechselspannung ab, so wird auch die dynamische Kollektorkapazität kleiner, d.h., die Resonanzfrequenz des Kollektorkreises verschiebt sich nach höheren Frequenzen (gegen  $f_0$ ). Diese Verstimmung bewirkt aber einen weiteren Abfall der Kollektorwechselspannung für die betrachtete Frequenz, was eine weitere Verkleinerung der dynamischen Kollektorkapazität zur Folge hat. Dieser Vorgang spielt sich sprunghaft ab, so daß beim Durchstimmen des UKW-Empfängers der empfangene Sender mit einem hörbaren Knacken abreißt.

Um das Zustandekommen dieses Spannungssprunges zu vermeiden, müßte dafür gesorgt werden, daß die kritische Größe der Kollektorwechselspannung - ca. 1 V - nicht überschritten wird. Dies kann durch Regelung des ZF-Verstärkers oder durch eine parallel zum Kollektorkreis liegende Begrenzodiode erreicht werden, jedoch sind diese Maßnahmen mit verhältnismäßig großem Aufwand verbunden.

Der Spannungssprung läßt sich auch vermeiden, wenn man zur Kompensation der dynamischen Kollektorkapazitätsänderung einen ohmschen

Widerstand entsprechend Bild 7 zwischen Kollektorelektrode und Kollektorkreis schaltet.

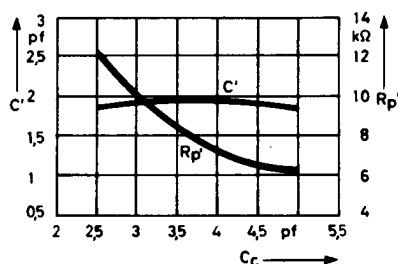
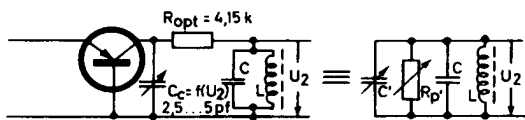


Bild 7

Die Kompensationswirkung beruht auf der Transformation der Reihenschaltung des Kompensationswiderstandes R mit der dynamischen Kollektorkapazität C<sub>C</sub> in die am Resonanzkreis wirksame Parallelschaltung von C'<sub>C</sub> und R'<sub>p</sub>. Im Bild 7 ist diese Wirkungsweise graphisch dargestellt.

Der optimale Kompensationswiderstand R<sub>opt</sub> errechnet sich zu:

$$R_{opt} = \sqrt{\frac{1}{\omega^2 C_{C1} C_{C2}}} \quad (9)$$

mit

C<sub>C1</sub> = Kollektorkapazität C<sub>C</sub> bei sehr kleinen Amplituden von U<sub>2</sub>

C<sub>C2</sub> = Kollektorkapazität C<sub>C</sub> bei sehr großen Amplituden von U<sub>2</sub>

Er beträgt, wenn die volle Kollektorkapazitätsänderung durchgesteuert wird, ca. 4 kΩ (siehe Bild 7).

Die am Kollektorkreis wirksame Kapazität C' ist:

$$C' = \frac{C_C}{1 + \omega^2 C_C^2 R^2} \quad (10)$$

und der am Kreis wirksame Widerstand R<sub>p</sub>':

$$R_p' = R + \frac{1}{\omega^2 C_C^2 R} \quad (11)$$

Zur Vermeidung des Spannungssprunges ist es jedoch nicht notwendig, die dynamische Kollektorkapazitätsänderung voll auszugleichen; es genügt vielmehr ein Kompensationswiderstand von 250...500 Ω. Es wurde für den Kollektorkreis der Treiberstufe ein Widerstand von 500 Ω gewählt, weil diese Stufe zuerst übersteuert wird. In den zwei anderen ZF-Stufen sind Kompensationswiderstände von 250 Ω eingeschaltet. Durch die relativ kleinen Kompensationswiderstände bleibt die Bedämpfung der Primärkreise durch R<sub>p</sub>' und somit der Verstärkungsverlust in vertretbaren Grenzen.

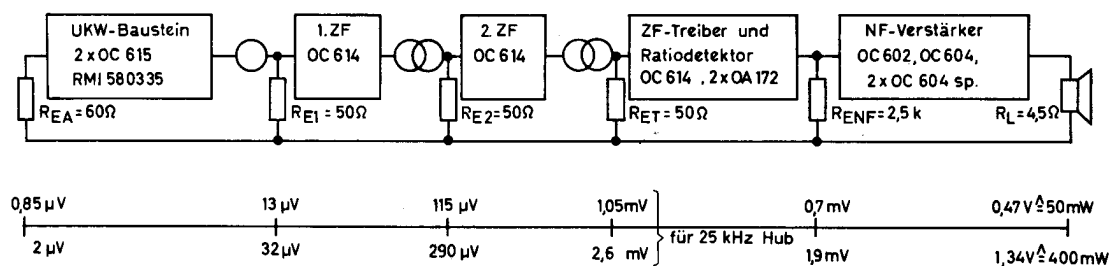
Bei einem so aufgebauten Musterverstärker konnte auch bei sehr großen Eingangssignalen kein Spannungssprung mehr beobachtet werden.

## 2. DER GESAMTE UKW-EMPFÄNGER

### 2.1. Pegeldiagramm und ZF-Gesamtdurchlaßkurve

In Bild 8 ist das an einem UKW-Musterempfänger gemessene Pegeldiagramm wiedergegeben. Die Meßwerte für die ZF-Stufenverstärkung zeigen gute Übereinstimmung mit den gerechneten Werten. Bild 9 zeigt die gemessene ZF-Gesamtdurchlaßkurve. Dabei wurde die Neutralisation der ersten und zweiten ZF-Stufe fest eingestellt und die Treiberstufe nicht neutralisiert. Die ZF-Durchlaßkurve bleibt auch bei Austausch der Transistoren erhalten. Die Kurvenunsymmetrie ist, wie Bild 9 zeigt, in durchaus vertretbaren Grenzen.

Bild 8





TELEFUNKEN  
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



BLATT 5

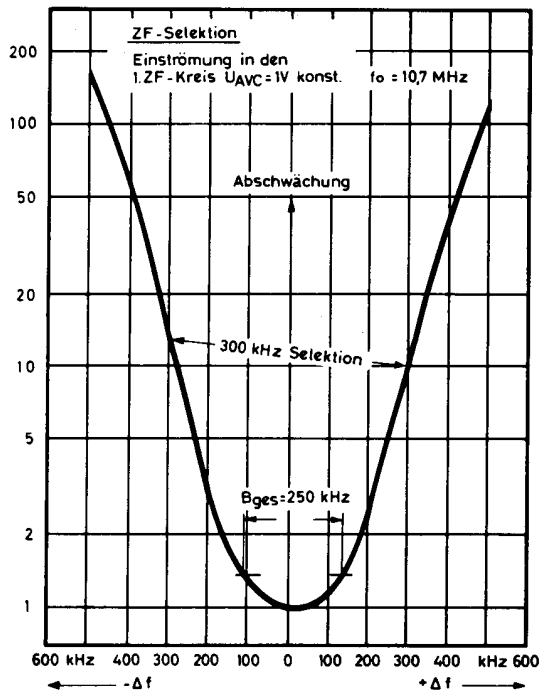
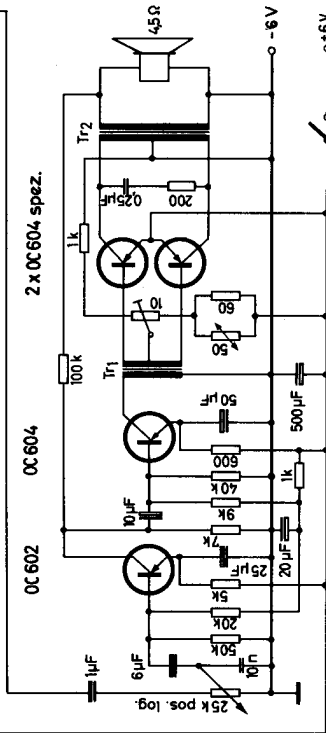
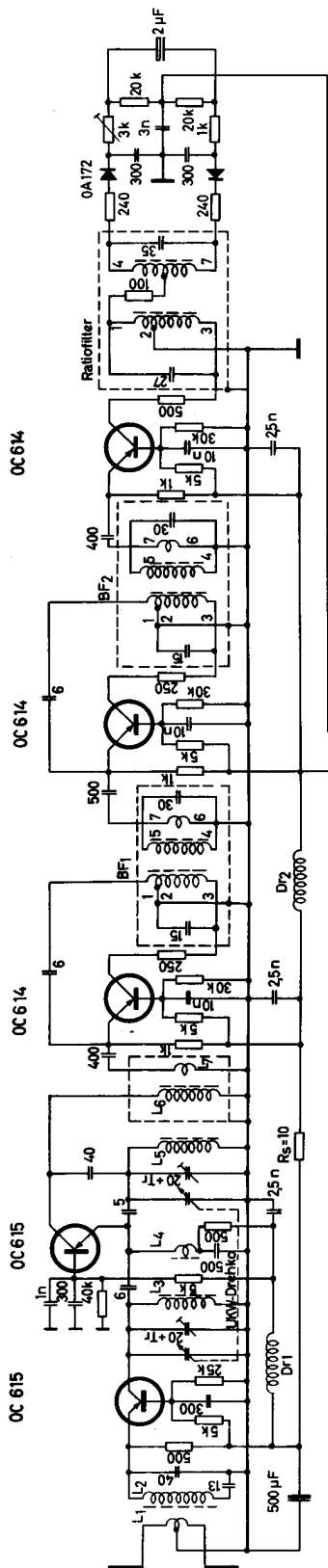


Bild 9

## 2.2. Gesamtschaltung

Die Gesamtschaltung sowie die Daten der Schaltelemente sind in Bild 10 gezeigt. Es soll noch auf die Siebmittel in der Plus-Batterieleitung hingewiesen werden. Die Drosseln  $Dr_1$  und  $Dr_2$  in Verbindung mit den Siebkondensatoren von  $2,5 \text{ nF}$  dienen zur Entkopplung der ZF-Stufen, während die beiden Elektrolytkondensatoren von je  $500 \text{ } \mu\text{F}$  in Verbindung mit dem Widerstand  $R_S = 10 \text{ } \Omega$  Schwankungen der Betriebsspannung bei starker Aussteuerung der Endstufe ausgleichen.

W. Minner



$T_{r1}$  : EI 30, 3601 K I, 0,35 stark, wechselseitig geschichtet  
 $W_1$  : 1870 Wdg., 0,07 CuL,  $W_2$  : 2 x 240 Wdg., 0,18 CuL  
 $T_{r2}$  : EI 42, Dyn. IV, 0,35 stark, wechselseitig geschichtet  
 $W_1$  : 2 x 168 Wdg., 0,32 CuL,  $W_2$  : 76 Wdg., 0,55 CuL

Kreis, Filter	Spule	Windungs-zahl	Draht	Wicklungs-auf-führung	Kern	Körper-Aussen- $\beta$	Koppel-abstand
Eingangs-kreis	L <sub>1</sub>	2 x 2 7	0,4 CuLS 0,8 Cu vers.	bifil. in L <sub>2</sub> Lage	M 6 GW 6/12-FR	7 mm	
	L <sub>2</sub>						
Zwischen-kreis	L <sub>3</sub>	2 1/2	0,8 Cu vers.	Lage	M 6 GW 6/12-FR	7 mm	
	L <sub>4</sub>	2	0,6 Cu vers.	Lage	M 4 GW 6 6/12 FC-FU II	5 mm	
Osz.-Kreis	L <sub>5</sub>	2 1/2	0,8 Cu vers.	Lage	M 6 GW 6/12-FR	7 mm	
ZF-Kreis 10,7 MHz	L <sub>6</sub>	30 2	10 x 0,04 HF-L. 0,2 CuLS	Lage über L <sub>6</sub>	GW 4/13 x 0,5-FCI	5 mm	
	L <sub>7</sub>						
BF 1, BF 2 10,7 MHz	1-2	4 47	3 x 0,05 HF-Litze	durchgeh. Lage mit Anzapf	GW 4/13 x 0,5 - FCI	5 mm	3 mm
	2-3						
Radio-Filter 10,7 MHz	4-5	38 2	3 x 0,05 HF-L. 0,2 CuLS	Lage über 4 - 5	GW 4/13 x 0,5 - FCI	5 mm	3 mm
	6-7						
Dr <sub>1</sub> , Dr <sub>2</sub>	1-2	15 23	10 x 0,04 HF-L.	durchgeh. Lage mit Anzapf	GW 4/13 x 0,5 - FCI	5 mm	3 mm
	2-3						
	4-7	2 x 14	10 x 0,04 HF-L.	bifilar	Ferritstift 4 mm $\beta$		
		17	0,1 CuLS	Lage			

Bild 10

