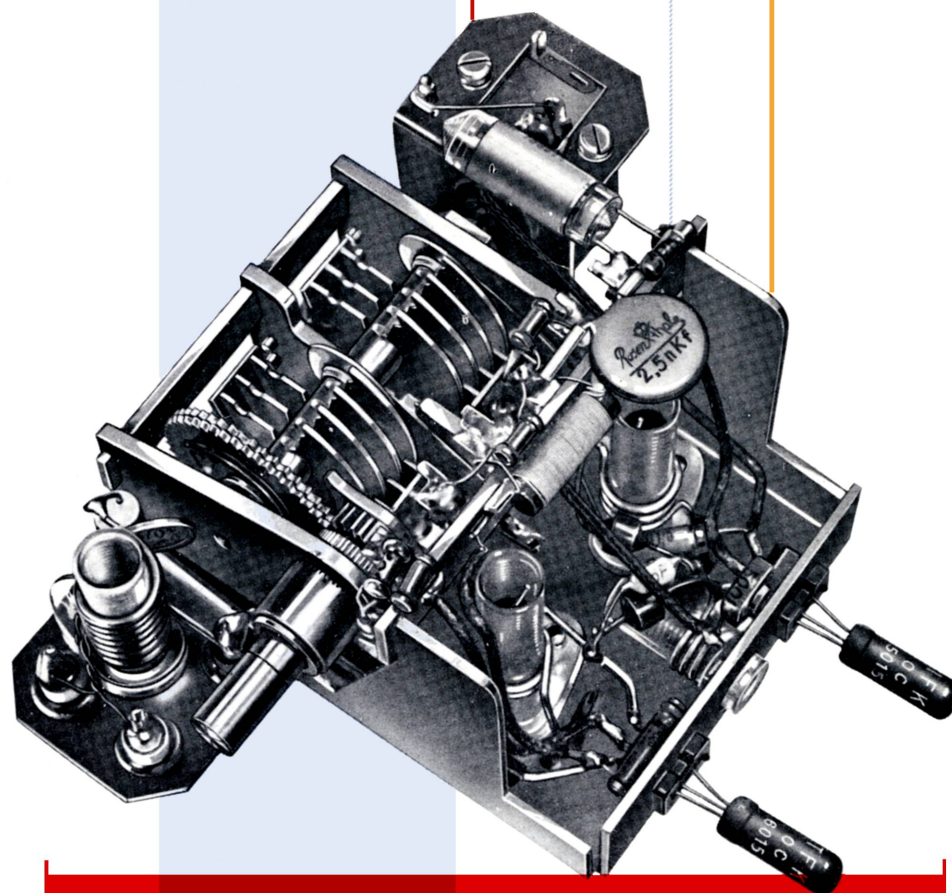


TELEFUNKEN

RÖHRENMITTEILUNGEN
FÜR DIE INDUSTRIE



Der Hochfrequenztransistor OC 6015 im UKW-Baustein



87-100 MHz

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.**



DER HOCHFREQUENZTRANSISTOR OC 6015 IM UKW-BAUSTEIN

INHALTSANGABE

Es wird über die Schaltung einer Vorstufe und selbstschwingenden Mischstufe für den UKW-Bereich (87,5...100 MHz) mit dem neuen HF-Transistor OC 6015 berichtet.

Die Eigenschaften des UKW-Bausteines sind:

Batteriespannung $U_B = 6$ V
 Zwischenfrequenz $ZF = 10,7$ MHz
 Leistungsverstärkung $V_L = 25$ db
 Zusätzliche Rauschzahl $F_Z \approx 10$

Unter Leistungsverstärkung der Vor- und Mischstufe ist das Verhältnis der an einem 50-Ω-Widerstand abgebbaren ZF-Leistung zu der dem Antennenkreis der Vorstufe angebotenen HF-Leistung bei 60 Ω zu verstehen. Der Abschlusswiderstand von 50 Ω entspricht dem Realteil des Eingangswiderstandes des ersten ZF-Transistors in Basisschaltung im Arbeitspunkt $i_C = 0,5$ mA.

Die Schaltung des UKW-Bausteines ist in Bild 1 und der Vorschlag eines Aufbaues in Bild 8 gezeigt. Die Messergebnisse sind in Kurven zusammengefasst.

1. OSZILLATORSCHALTUNG

Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung, das entspricht bei einer Röhre der Gitterbasisschaltung. Ein- und Ausgangsspannung sind hier in Phase, so dass im Rückkopplungsweig kein phasendrehendes Glied angewendet werden muss. Im Gegensatz zur Röhre hat der Transistor in dem hier betrachteten Frequenzgebiet eine beträchtliche Steilheitsphase, die bei der Dimensionierung des Rückkopplungsweiges zu berücksichtigen ist.

Die Oszillatorschaltung ist in Bild 2 herausgezeichnet. Die Wirkungsweise des phasendrehenden Rückkopplungsweiges ist im Vektorendiagramm (Bild 3) dargestellt.

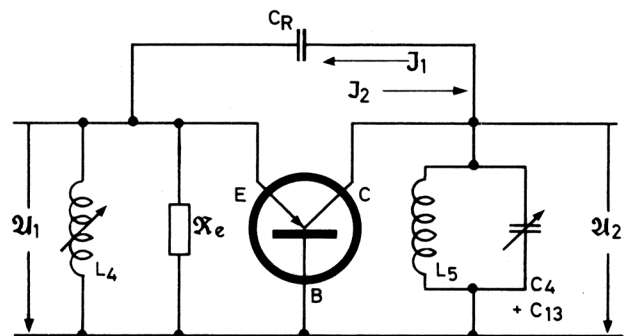
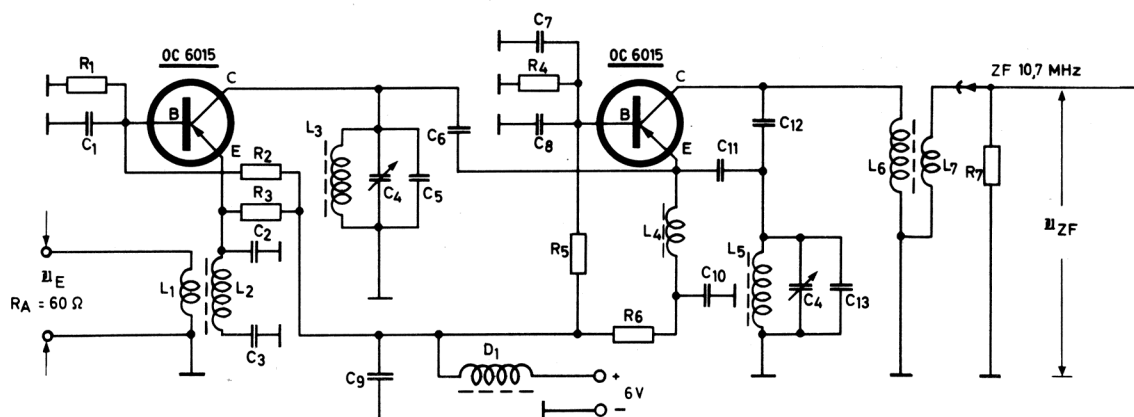


Bild 2



R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7						
25 k	5 k	500 Ω	40 k	5 k	500 Ω	50 Ω						
C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	C10	C11	C12	C13
300 p	40 p	12 p	2...12 p	20 p	6 p	1 n	300 p	2,5 n	500 p	5 p	40 p	20 p

Bild 1

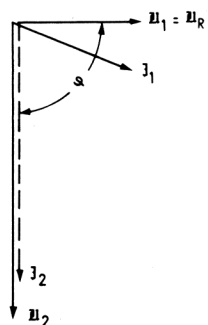


Bild 3

Geht man von einer Steuerspannung U_1 zwischen Emitter und Basis aus (Bild 2), so ruft diese Spannung einen Strom $I_2 = U_1 \cdot e^{i\varphi}$ im Kollektorraum hervor. Infolge der Steilheitsphase (bei 100 MHz ca. -90°) eilt der Kollektorstrom I_2 der Steuerspannung U_1 um 90° nach. Dieser Kollektorstrom I_2 ruft am abgestimmten Kollektorkreis eine gleichphasige Spannung U_2 hervor. Die Blindkomponenten des Rückkopplungszweiges gehen in die Abstimmung des Kollektorkreises mit ein. Die Spannung U_2 treibt durch die Reihenschaltung von C_R und dem eingangsseitigen Widerstand R_e einen Strom I_1 .

Da der Blindwiderstand des Kondensators C_R gross gegen den eingangsseitigen Widerstand R_e ist, eilt der Strom I_1 der Spannung U_2 um nicht ganz 90° vor. Die Rückkopplungsspannung U_R , die sich an dem eingangsseitigen Widerstand einstellt, muss durch die zusätzliche Induktivität L_4 so gegen I_1 in ihrer Phase voreilend verschoben werden, dass U_R mit U_1 in Phase ist. Um Streuungen der Steilheitsphase der einzelnen

Transistoren auszugleichen, ist die Induktivität L_4 variabel.

Die in dieser Schaltung zwischen Emitter und Masse gemessene Oszillatorspannung soll $100\text{ mV} \pm 50\%$ betragen. Stellt sich in der Schaltung für einzelne Transistorexemplare eine größere Oszillatoramplitude ein, so ist diese durch einen Dämpfungswiderstand parallel zum Oszillatorkreis auf den oben angegebenen Wert einzustellen.

2. SELBSTSCHWINGENDE MISCHSTUFE

Die oben näher beschriebene Oszillatorschaltung lässt sich leicht zu einer selbstschwingenden Mischstufe erweitern, wie in Bild 1 gezeigt ist. Hierbei stellt der Kondensator C_{12} in Verbindung mit der Kollektorbasiskapazität C_{CB} die Kreiskapazität und L_6 die Kreisinduktivität für den Zwischenfrequenzkreis dar. Die Kopplung des Zwischenfrequenzkreises mit der nachgeschalteten Stufe erfolgt über die Induktivität L_7 . Für die Messung des UKW-Bausteines ist deren Eingangswiderstand durch den Widerstand $R_7 = 50\ \Omega$ nachgebildet.

Das in der Vorstufe verstärkte Empfangssignal wird dem Emitter über die zur Anpassung dienende Koppelkapazität C_6 zugeführt.

Über die Kollektorbasiskapazität C_{CB} (Y_{12}) erfolgt eine Spannungsgegenkopplung für die Zwischenfrequenz, die den wirksamen Innenwiderstand des Transistors verkleinert. Um dies zu vermeiden, wird die Gegenkopplung dadurch aufgehoben, dass die Steuerstrecke Emitter (E)-innere Basis (B') in einer abgeglichenen Brückendiagonale liegt (siehe Bild 4).

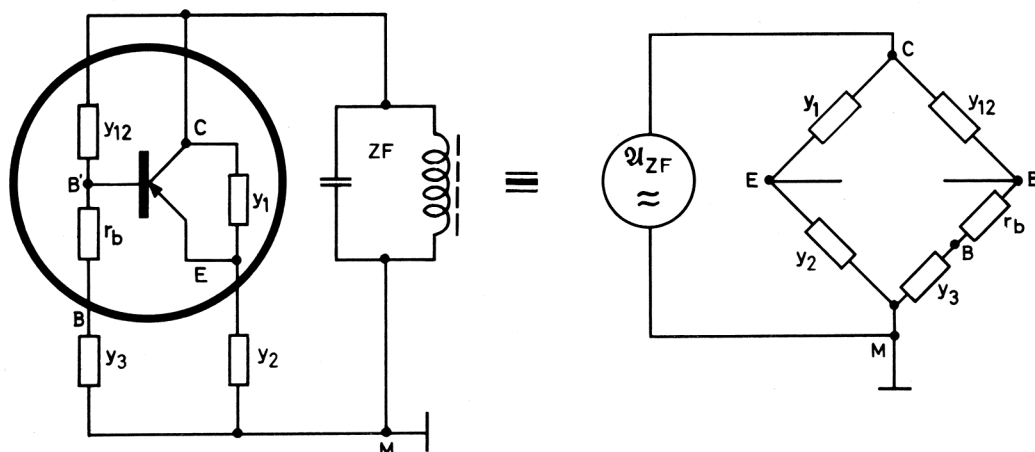


Bild 4



Die Brücke ist im Gleichgewicht, wenn

$$\frac{Y_1}{Y_2} = Y_{12} \left(\frac{1}{Y_3} + r_b \right)$$

Hierbei sind:

- Y_1 = Leitwert Kollektor-Emitter
- Y_2 und Y_3 = äussere Brückenleitwerte
- Y_{12} = Rückwirkungsleitwert Kollektor-Basis in Emitterschaltung
- r_b = innerer Basisvorwiderstand (ca. 10...15 Ω)

Bei Brückengleichgewicht wurde ein bei Mischbetrieb wirksamer Innenwiderstand von ca. 30 k Ω gemessen. Durch entsprechende Dimensionierung der zugänglichen Glieder Y_2 und Y_3 kann aber auch eine Mitkopplung für die Zwischenfrequenz und damit eine Vergrößerung des wirksamen Innenwiderstandes erreicht werden.

Mit den Werten für

Y_2 von $C_{10} = 500$ pF
(R_6 und L_4 können vernachlässigt werden)

Y_3 von $C_7 \parallel C_8 = 1300$ pF
($R_4 \parallel R_5$ kann vernachlässigt werden)

hat der Mischtransistor im Arbeitspunkt $i_E = 0,9$ mA einen wirksamen Innenwiderstand für die Zwischenfrequenz von ca. 60 k Ω ; dies bedeutet eine Entdämpfung von 1 : 2.

Die Erhöhung des Innenwiderstandes hat den Vorteil, dass die Bandbreite des ZF-Kreises nur gering durch den Innenwiderstand beeinflusst wird.

Die Betriebsbandbreite des ZF-Kreises wurde mit 400 kHz gewählt. Dies ergibt bei $n = 3$ hintereinandergeschalteten ZF-Kreisen mit gleicher Bandbreite b der Einzelkreise eine Gesamtbandbreite B des ZF-Verstärkers von

$$B = b \cdot \sqrt{\frac{n}{\sqrt{2}-1}} \approx 200 \text{ kHz}$$

Werden im ZF-Verstärker Bandfilter verwendet, so kann die Bandbreite des ZF-Kreises in der Mischstufe entsprechend verkleinert werden.

Die Spannungsverstärkung der Mischstufe für den eingestellten Arbeitspunkt im schwingenden Zustand $i_E = 0,9$ mA errechnet sich zu

$$V_{SM} = \frac{|S_c| \cdot \sqrt{[2 \pi C (B - b_0) - \frac{1}{R_i}] \cdot R_e}}{2 \pi C B}$$

mit den Werten:

Betrag der Mischsteilheit

($i_E = 0,9$ mA) $|S_c| = 11,5$ mA/V

Gesamtkreiskapazität $C = 42$ pF

Betriebsbandbreite $B = 400$ kHz

Leerlaufbandbreite des

Kreises (Bandbreite des

Kreises allein)

$b_0 = 90$ kHz

wirksamer Innenwider-

stand

$R_i = 60$ k Ω

Realteil des Eingangs-

widerstandes der nach-

folgenden Stufen

$R_e = 50$ Ω

$$V_{SM} = \frac{11,5 \cdot 10^{-3} \sqrt{(2 \pi \cdot 42 \cdot 10^{-12} \cdot 310 \cdot 10^3 - 16,7 \cdot 10^{-6}) \cdot 50}}{2 \pi \cdot 42 \cdot 10^{-12} \cdot 400 \cdot 10^3}$$

$$\underline{\underline{V_{SM} = 6,65 \text{ fach}}}$$

Wie obige Gleichung zeigt, wird die Spannungsverstärkung grösser, wenn b_0 kleiner und R_i grösser werden. Deshalb wurde die ZF-Spule mit HF-Litze $10 \times 0,04$ gewickelt, die einen Gütewert von $Q = 120$ und damit ein $b_0 = 90$ kHz erreichen lässt. Die Entdämpfung setzt den wirksamen Innenwiderstand R_i herauf. Ein grosser Innenwiderstand hat weiter den Vorteil, dass in der Fertigung die Streuungen des Innenwiderstandes die Betriebsbandbreite nur wenig beeinflussen. Der Eingangsleitwert der selbstschwingenden Mischstufe wurde bei 92,5 MHz im Mittel mit $(28 - j 15)$ mS gemessen. Dies entspricht der Parallelschaltung eines Widerstandes von 35 Ω mit der Induktivität von 0,1 μ H.

Die Leistungsverstärkung V_{LM} der Mischstufe ist:

$$V_{LM} = V_{SM}^2 \cdot \frac{R_{\text{ING.}}}{R_{\text{AUSG.}}}$$

$$\underline{\underline{V_{LM} = 6,65^2 \cdot \frac{35 \Omega}{50 \Omega} = 30,5 \text{ fach}}}$$

$$\underline{\underline{V_{LM} = 14,85 \text{ db}}}$$

3. HF-VORSTUFE

a) Vorkreis

Die Vorstufe ist in nichtneutralisierter Basis-schaltung ausgeführt. Der Rückwirkungsleitwert ist sehr klein und vorwiegend kapazitiv. Eine Kapazität zwischen Kollektor und Emitter wirkt zusammen mit dem Phasenwinkel der Steilheit $\varphi \approx -90^\circ$ wie eine Rückkopplung (siehe Abschnitt 1). Dadurch werden der Eingangs- und der Innenwiderstand des Transistors in der Schaltung nach Bild 1 um etwa 20 % vergrößert. Der Transistor arbeitet auf den Zwischenkreis, der einen Widerstand von etwa 1,5 k Ω hat, während der Innenwiderstand des Transistors ca. 10 k Ω beträgt, d.h., der Transistor ist unterangepasst. Eine Vergrößerung des Innenwiderstandes hat deshalb keinen wesentlichen Einfluss auf die Verstärkung.

Eine Vergrößerung des Eingangswiderstandes dagegen erhöht auch die Leistungsverstärkung um denselben Faktor, wenn der Eingang des Transistors leistungsangepasst wird.

Der Realteil des Eingangswiderstandes der nichtneutralisierten Basisstufe wurde im Arbeitspunkt $i_E = 1,4$ mA im Mittel mit 52 Ω gemessen.

Zur Ankopplung der Antenne an den Eingang der HF-Vorstufe dient ein auf die mittlere Empfangsfrequenz fest abgestimmter Kreis, der als π -Glieder geschaltet ist. Der Kreis ist sehr fest an den Eingang des HF-Transistors angekoppelt, um eine gleichmässige Verstärkung und gute Grenzempfindlichkeit über den ganzen Abstimmbereich zu erzielen. Die Antennentransformation mit einem Antenneninnenwiderstand $R_A = 60 \Omega$ beträgt

$$\underline{\underline{\ddot{u}_{Ant}}} = \sqrt{\frac{R_{EING.}}{R_A}} = \sqrt{\frac{52 \Omega}{60 \Omega}} = \underline{\underline{0,93}}$$

Das Übersetzungsverhältnis wird durch die Wahl von C_2 , C_3 und L_1 , L_2 eingestellt.

b) Zwischenkreis

Im Kollektorkreis liegt der durchstimmbare HF-Zwischenkreis. Dieser ist über die Koppelkapa-

zität C_6 an den Eingang der Mischstufe angeschaltet.

Zur Erzielung maximaler Leistungsverstärkung muss der Eingangsleitwert der Mischstufe G_e so an den Kollektorkreis transformiert werden, dass der transformierte Leitwert G'_e gleich der Summe aus dem wirksamen inneren Leitwert $G_i = 1/R_i$ des HF-Transistors und dem Kreisleitwert G_K ist.

$$G'_e = G_i + G_K$$

Der wirksame innere Leitwert G_i des Transistors wurde im Arbeitspunkt $i_E = 1,4$ mA im Mittel zu 0,1 mS und der Kreisleitwert G_K bei einer Gesamtkreis Kapazität von 33 pF für die mittlere Empfangsfrequenz $f_{EM} = 93,5$ MHz mit $G_K = 0,25$ mS gemessen. Somit ist

$$\underline{\underline{G'_e}} = (0,1 + 0,25) \text{ mS} = \underline{\underline{0,35 \text{ mS}}}$$

Der Eingangsleitwert der selbstschwingenden Mischstufe (s. Abschnitt 2) ist $G_e = (28 - j15) \text{ mS}$; dieser lässt sich in die Serienschaltung umformen:

$$R_e = r_e + jx_e = \frac{1}{G_e} = \frac{1}{(28 - j15) \text{ mS}} = (28 + j15) \Omega$$

Der kapazitive Widerstand x_c der Ankoppelkapazität C_6 ist durch die Beziehung festgelegt:

$$x_c = x_e + \sqrt{\frac{r_e}{G'_e} - r_e^2}$$

$$x_c = 15 \Omega + \sqrt{\frac{28 \Omega}{0,35 \text{ mS}} - (28 \Omega)^2}$$

$$x_c = 297 \Omega$$

Somit ist die Kapazität C_6

$$C_6 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{EM} \cdot x_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 93,5 \cdot 10^6 \cdot 297}$$

$$\underline{\underline{C_6}} = \underline{\underline{5,6 \text{ pF}}}$$

Die parallel zum HF-Zwischenkreis liegende Blindkomponente beträgt ca. 5,5 pF.

c) Spannungsverstärkung

Die Spannungsverstärkung der HF-Vorstufe errechnet sich nach:



$$V_{S\ HF} = \frac{|S| \cdot \sqrt{[2\pi C(B - b_0) - G_i] \cdot R_e}}{2\pi C B}$$

mit den Werten:

Betrag der Steilheit

$$(i_E = 1,4\ \text{mA}) \quad |S| = 17\ \text{mA/V}$$

Gesamtkreis­kapazität für

$$f_E = 93,5\ \text{MHz} \quad C = 33\ \text{pF}$$

Gesamtbandbreite

$$B = \frac{G_e' + G_i + G_k}{2\pi C} \quad B = 3,4\ \text{MHz}$$

Leerlaufbandbreite des Kreises

$$b_0 = \frac{G_k}{2\pi C} \quad (\text{Bandbreite des Kreises allein}) \quad b_0 = 1,2\ \text{MHz}$$

Wirksamer innerer Transistorleitwert

$$G_i = 0,1\ \text{mS}$$

Realteil des Eingangswiderstandes der selbstschwingenden Mischstufe

$$R_e = 35\ \Omega$$

zu:

$$V_{S\ HF} = \frac{17 \cdot 10^{-3} \sqrt{[2\pi \cdot 33 \cdot 10^{-12} \cdot 2,2 \cdot 10^6 - 0,1 \cdot 10^{-3}] \cdot 35}}{2\pi \cdot 33 \cdot 10^{-12} \cdot 3,4 \cdot 10^6}$$

$$\underline{\underline{V_{S\ HF} = 2,65\ \text{fach}}}$$

d) Leistungsverstärkung

Die Leistungsverstärkung der HF-Vorstufe mit einem Realteil des Eingangswiderstandes im Mittel von $52\ \Omega$ und einem Ausgangswiderstand im Mittel von $35\ \Omega$, entsprechend dem Eingangswiderstand der Mischstufe, beträgt

$$V_{L\ HF} = V_{SHF}^2 \cdot \frac{R_{EING.}}{R_{AUSG}}$$

$$\underline{\underline{V_{L\ HF} = 2,65^2 \cdot \frac{52\ \Omega}{35\ \Omega} = 10,4\ \text{fach}}}$$

$$\underline{\underline{V_{L\ HF} = 10,2\ \text{db}}}$$

4. UKW-BAUSTEIN

a) Aufbau

Der Aufbau eines UKW-Bausteins mit zwei HF-Transistoren OC 6015 ist in Bild 8 gezeigt. Die

Dimensionierungsangaben für die Induktivitäten der Schaltung nach Bild 1 sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

Spulentabelle

$L_1 = 2$	Wdg.	0,4 CuLS	Kern M6 GW 6/12 FR
$L_2 = 7$	Wdg.	0,8 Cu versilbert	L_1 ist in die Windungen von L_2 hineingewickelt
$L_3 = 2,5$	Wdg.	0,8 Cu versilbert	Kern M6 GW 6/12 FR
$L_4 = 2$	Wdg.	0,6 Cu versilbert	Kern M4 GW 4/10 FC-FU II
$L_5 = 2,5$	Wdg.	0,8 Cu versilbert	Kern M6 GW 6/12 FR
$L_6 = 30$	Wdg.	10 x 0,04 HF-Litze	Kern M4 GW 4/13 x 0,5 FCI
$L_7 = 2$	Wdg.	0,2 CuLS	L_7 ist auf L_6 gewickelt
$D_1 = 30$	Wdg.	0,2 CuLS	unmittelbar auf 4 mm Ferritstift gewickelt

Die hochfrequenten Kurzschlusskapazitäten C_1 und C_8 an den Basiselektroden der Transistoren sind so ausgesucht, dass sie mit ihren Zuleitungsinduktivitäten Serienresonanz bei ca. 100 MHz ergeben. Am besten eignen sich hochkapazitive Scheibenkondensatoren kleinster Abmessungen.

Die Batteriespannung liegt in dem vorgeschlagenen Aufbau mit dem Minuspol am Chassis; deshalb können die kalten Enden der Resonanzkreise unmittelbar mit dem Chassis verbunden werden. Dies führt zu übersichtlichen Erdverhältnissen. Die Zuführung des Pluspols erfolgt über die Drossel D_1 , die in Verbindung mit dem Kondensator C_9 eine Siebung für die eventuell auf der positiven Batterieleitung stehenden ZF-Spannung sicherstellt.

Der Eingangswiderstand des Bausteins lässt sich leicht für $240\ \Omega$ symmetrischen Eingang auslegen, wenn man die Ankopplungswicklung L_1 mit 2×2 Windungen 0,4 CuLS bifilar zwischen die Windungen des Vorkreises wickelt und die Enden, ebenso wie es bei der Sekundärwicklung des Ratiodektors bekannt ist, über Kreuz anschliesst. Die mittlere Spulenverbindung kann zur Erhöhung der ZF-Eingangsfestigkeit mit Masse verbunden werden.

b) Verstärkung und Rauschzahl

Die Gesamtspannungsverstärkung nach Abschnitt 2 und 3 beträgt:

$$V_{S\text{Ges}} = \bar{u}_{\text{ANT}} \cdot V_{\text{SHF}} \cdot V_{\text{SM}} = 0,93 \cdot 2,65 \cdot 6,65$$

$$\underline{\underline{V_{S\text{Ges}} = 16,35 \text{ fach}}}$$

Bei Leistungsanpassung am Eingang, Generatorinnenwiderstand 60Ω , und einem ZF-Abschlusswiderstand von 50Ω wurde für mittlere Transistoren

$$\underline{\underline{V_{S\text{Ges}} = 16,5 \text{ fach}}}$$

gemessen. Dies entspricht einer Leistungsverstärkung von

$$\underline{\underline{V_{L\text{Ges}} = 330 \text{ fach entsprechend } 25,2 \text{ db}}}$$

Die Messergebnisse stimmen gut mit den errechneten Werten der Abschnitte 2 und 3 überein.

In Bild 5 ist die Leistungsverstärkung V_L und die zusätzliche Rauschzahl F_z über den Durchstimm-

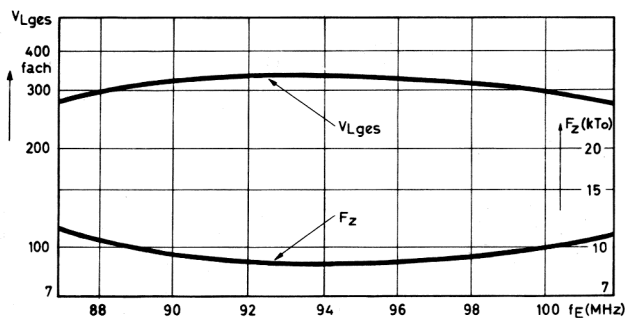


Bild 5

bereich für mittlere Transistorexemplare aufgetragen. Der Abfall der Verstärkung bzw. das Anwachsen der Rauschzahl an den Grenzen des Durchstimmbereiches ist durch die feste Kopplung des Vorkreises an den Eingang des HF-Transistors sehr gering.

Bild 6 zeigt den prozentualen Rückgang der Leistungsverstärkung bei sinkender Batteriespannung.

c) Frequenzstabilität des Oszillators

Die zunächst versuchsweise gewählte Dimensionierung des Oszillators wurde auf Temperaturab-

hängigkeit geprüft. Es ergab sich im Temperaturbereich von -10°C bis $+50^\circ\text{C}$ eine Frequenzänderung des Oszillators von $-6 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$, das bedeutet einen Temperaturkoeffizienten der Frequenz von $-57,5 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, der Schaltmittel und des Transistors also von $+115 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Für eine Temperaturschwankung von 30°C (z.B. von 20°C bis 50°C) würde das eine Frequenzwanderung von 180 kHz ergeben.

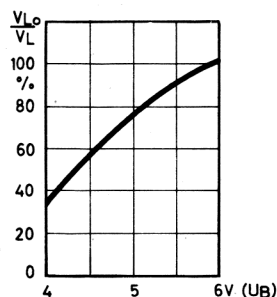


Bild 6

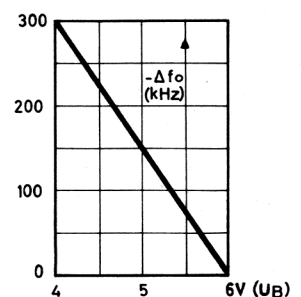


Bild 7

Zur Durchführung einer weiteren Verbesserung der Temperaturstabilität geht man von den gemessenen Temperaturkoeffizienten sämtlicher Schaltmittel und des Transistors von $\alpha_0 = +115 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ aus. Der Temperaturkoeffizient des versuchsweise eingebauten Kondensators $C_{13} = 20 \text{ pf}$ war $\alpha_{C13} = -470 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Die Gesamtoszillatorkreis Kapazität für eine Oszillatorfrequenz in Bandmitte $f_0 = 104,2 \text{ MHz}$ beträgt $C_{\text{Ges}} = 33 \text{ pf}$.

Der Temperaturkoeffizient der Schaltmittel ausser C_{13} ist also

$$\alpha_s = \frac{C_{\text{Ges}} \cdot \alpha_0 - C_{13} \cdot \alpha_{C13}}{C_{\text{Ges}} - C_{13}}$$

$$\underline{\underline{\alpha_s = \frac{33 \text{ pf} \cdot 115 \cdot 10^{-6} - 20 \text{ pf} \cdot -470 \cdot 10^{-6}}{33 \text{ pf} - 20 \text{ pf}} = 1015 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}}}$$

Zur Temperaturkompensation des Oszillators muss somit der Temperaturkoeffizient α'_{C13} der Parallelkapazität betragen:

$$\alpha'_{C13} = \frac{(C_{\text{Ges}} - C_{13}) \cdot \alpha_s}{C_{13}} = \frac{13 \text{ pf} \cdot 1015 \cdot 10^{-6}}{20 \text{ pf}}$$

$$\underline{\underline{\alpha'_{C13} = -660 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}}}$$

Kondensatoren mit diesem Temperaturbeiwert sind nicht handelsüblich. Es empfiehlt sich des-



halb, den Kondensator C_{13} durch die Parallelschaltung zweier Kapazitäten mit handelsüblichem Temperaturkoeffizienten zu ersetzen.

Mit

$$C_a + C_b = C_{13}$$

und den gewählten Temperaturkoeffizienten für C_a entsprechend

$$\text{DIN 41 376/75 mit } \alpha_a = -750 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$$

und für C_b entsprechend

$$\text{DIN 41 374 mit } \alpha_b = -470 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$$

ergibt sich

$$C_a = \frac{C'_{13}(\alpha_{C13} - \alpha_b)}{\alpha_a - \alpha_b}$$

$$C_a = 20 \text{ pf} \frac{-660 \cdot 10^{-6} - (-470 \cdot 10^{-6})}{-750 \cdot 10^{-6} - (-470 \cdot 10^{-6})} = 13,6 \text{ pf}$$

C_a gewählt 14 pF

Entsprechend den obengenannten Temperaturkoeffizienten für C_a und C_b ist zur Temperaturstabilisation des Oszillators die Kapazität C_{13} aus der Parallelschaltung eines Kondensators von

$$\begin{array}{ll} 14 \text{ pF} & \text{DIN 41 376/75 - N 750} \\ \text{und } 6 \text{ pF} & \text{DIN 41 374 - N 470} \end{array}$$

zu bilden.

Nach Durchführung dieser Massnahmen wurde eine Frequenzstabilität des Oszillators von kleiner als ± 15 kHz über einen Bereich von 20°C bis 50°C gemessen.

Bild 7 zeigt die Oszillatorfrequenzwanderung bei sinkender Betriebsspannung.

e) Spiegelselektion

Die Spiegelselektion an den Bandenden ist grösser als 1 : 20. In der Mitte des Bandes wurde eine Selektion von 1 : 28 gemessen.

f) Strombedarf

Der Gesamtstrombedarf des UKW-Bausteins beträgt für eine Batteriespannung von 6 V ca. 2,7 mA. Dies entspricht einer Leistungsaufnahme von ca. 16 mW.

d) Störstrahlung

Die für die Antennenstörstrahlung massgebende Oszillatorspannung an den Antennenklemmen - 60 Ω - wurde gemessen. Sie betrug für die Grundwelle 3,5 mV und für die erste Oberwelle 45 μV .

W. Minner

Bild 8 siehe nächste Seite

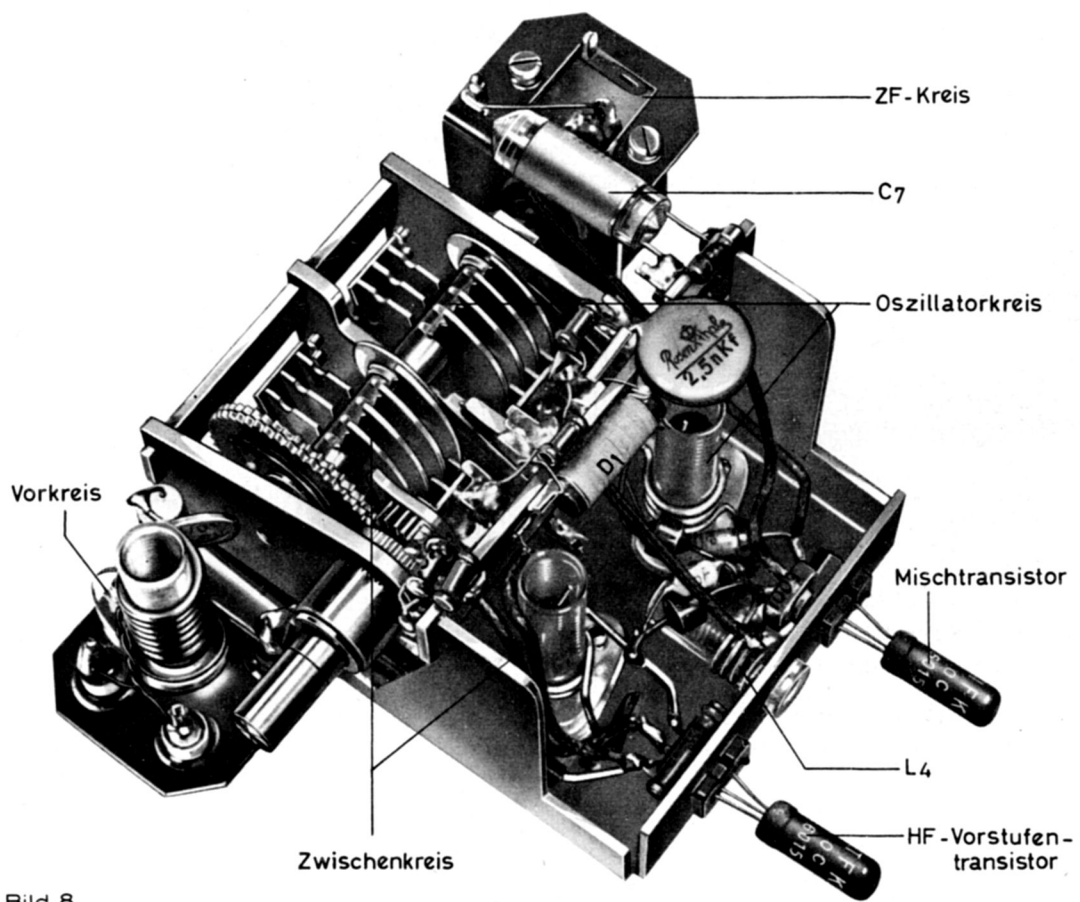


Bild 8

