

UKW-Baustein mit zwei Transistoren

Es sind hierzu passend ein Zf-Verstärker auf Seite 247 und ein Ratio-Detektor auf Seite 261 behandelt.

Schaltung

Der hier behandelte UKW-Baustein besteht aus Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe (Bild 1). Beide Stufen arbeiten mit Transistoren OC 615 in Basisschaltung. Der Minuspol der Speisespannung liegt am Chassis. Das ermöglicht es, den Siebmittelaufwand zu vermindern, weil so der stets notwendige Emitterwiderstand und die mit ihm zusammenwirkenden Kondensatoren zur Siebung voll ausgenutzt werden.

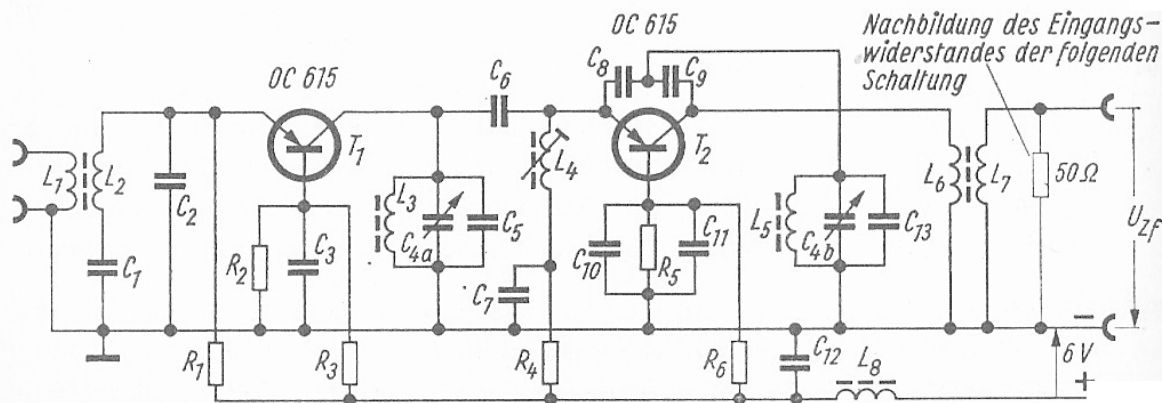


Bild 1

Die Drossel L_8 , die hierbei in die positive Zuleitung gelegt werden muß, schützt zusammen mit dem Kondensator C_{12} den UKW-Baustein gegen ein Eindringen einer möglicherweise der Speisespannung überlagerten Zf-Spannung.

Die kalten Enden der Schwingkreise sind unmittelbar mit dem Chassis verbunden.

Wichtigste Eigenschaften

Für den Durchstimmbereich zeigen abhängig von der Frequenz das Bild 2 den Verlauf der Leistungsverstärkung und das Bild 3 den der zusätzlichen Rauschzahl.

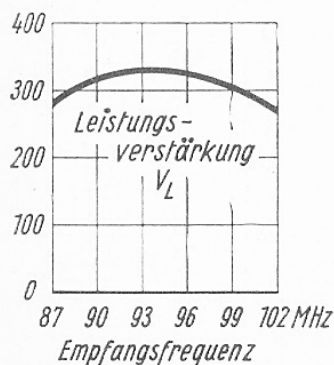


Bild 2

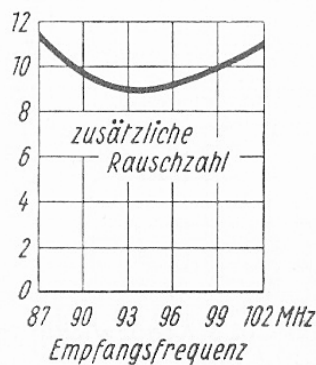


Bild 3

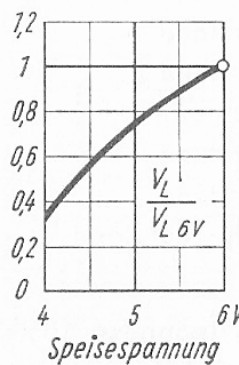


Bild 4

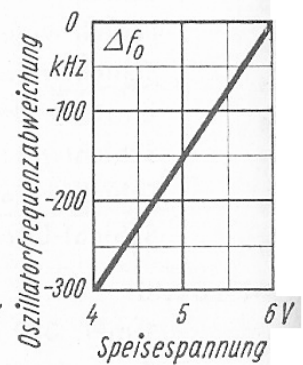


Bild 5

Die Einflüsse des Absinkens der Speisespannung auf Leistungsverstärkung und Oszillatorfrequenz werden durch die Bilder 4 und 5 veranschaulicht.

Innerhalb eines Umgebungstemperaturbereiches von $-20 \dots +50 \text{ }^\circ\text{C}$ weicht die Oszillatorfrequenz von ihrem Sollwert um höchstens $\pm 15 \text{ kHz}$ ab.

Die Spiegelselektion beträgt in der Mitte des Durchstimmbereiches rund $1:30$ und ist an dessen Enden immer noch besser als $1:20$.

An dem mit $60 \text{ } \Omega$ abgeschlossenen Antennenanschluß treten maximal $3,5 \text{ mV}$ Oszillator-Grundwellenspannung und $45 \text{ } \mu\text{V}$ Oszillator-Oberwellenspannung auf.

Bei einer Speisespannung von 6 V nimmt der UKW-Baustein etwa $2,7 \text{ mA}$ auf, was einer Leistung von rund 16 mW entspricht.

Vorstufe

Die Vorstufe wird in nichtneutralisierter Basisschaltung betrieben. An die Antenne ist sie mit einem auf die Mitte des Durchstimmbereiches fest abgeglichenen π -Glied angepaßt (C_1, L_2, C_2). Durch die feste Kopplung des Vorstufen-Transistors T_1 mit diesem π -Glied wird ein nur geringer Abfall der Verstärkung und damit ein entsprechend schwaches Anwachsen der Rauschzahl an den Enden des Durchstimmbereiches erreicht.

Das Fehlen der Neutralisation kommt infolge der Steilheitsphase von fast -90° einer schwachen Mitkopplung über den kleinen, vorwiegend kapazitiven Rückwirkungsleitwert des Transistors gleich. Durch diese Mitkopplung werden Eingangs- und Innenwiderstand des Transistors unter den gegebenen Verhältnissen um etwa 40% erhöht.

Der Transistor arbeitet auf den durchstimbaren Zwischenkreis. Dieser hat – unter dem Einfluß der Belastung durch den Eingang der nachfolgenden Mischstufe – einen Resonanzwiderstand von $1,5 \text{ k}\Omega$, während der Innenwiderstand des Transistors etwa $10 \text{ k}\Omega$ beträgt. Wegen der damit gegebenen Untereinpassung ist das Erhöhen des Innenwiderstandes des Transistors von keinem wesentlichen Einfluß auf die Verstärkung. Das Vergrößern des Eingangswiderstandes hingegen ergibt, bei Leistungsanpassung im Eingang, eine erhöhte Steuerspannung am Transistor und damit einen Gewinn an Ausgangsleistung. Somit wirkt sich die Widerstandserhöhung nahezu voll auf die Leistungsverstärkung aus.

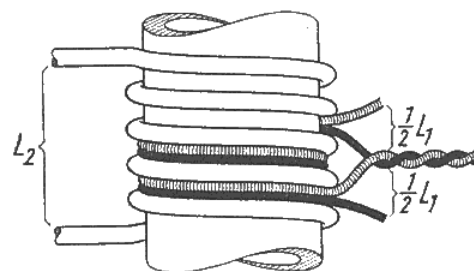


Bild 6

Antennenankopplung

Der Realteil des Eingangsleitwertes der nicht neutralisierten Vorstufe wurde bei einem Emittiergleichstrom des Transistors von $1,4 \text{ mA}$ mit $19,2 \text{ mS}$ gemessen, was einem Wirkwiderstand von $52 \text{ } \Omega$ gleichkommt.

Die Antennentransformation ist zwischen diesen $52 \text{ } \Omega$ und einem Antennenwiderstand von $60 \text{ } \Omega$ vorgenommen. Dazu gehört eine Übersetzung von rund $1:1$. Diese Übersetzung wird durch die gewählte Bemessung von L_1/L_2 und C_1, C_2 erreicht.

Soll statt an 60Ω unsymmetrisch an 240Ω symmetrisch angepaßt werden, so wickelt man L_1 mit 2×2 Windungen $0,4 \text{ CuLS}$ bifilar zwischen die Windungen von L_2 und schließt die Enden über Kreuz an, wobei man die mittlere Verbindung an Masse legt (Bild 6). So ergibt sich auch für den symmetrischen $240\text{-}\Omega$ -Antennenanschluß bei gleicher Bemessung von C_1 und C_2 wie oben eine Transformation auf 52Ω .

Die Spannungsverstärkung der Vorstufe

Diese Spannungsverstärkung läßt sich mit folgender Formel berechnen:

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

Hierin ist für den Transistor T_1 bei $1,4 \text{ mA}$ Emitter-Gleichstrom

$|S|$ Betrag der Steilheit 17 mA/V

G_i wirksamer innerer Wirkleitwert 0,1 mS

und weiterhin:

C wirksame Kreiskapazität für $93,5 \text{ MHz}$, also für Bandmitte 33 pF

G_k Resonanz-Leitwert des Kreises = Kehrwert des Resonanzwiderstandes 0,25 mS

G'_e transformierter Wirkleitwert des Mischstufen-Einganges für Leistungsanpassung des Mischstufen-Einganges an die Collectorseite des Vorstufentransistors $G'_e = G_i + G_k$ 0,35 mS

b Betriebsbandbreite = $\frac{G'_e + G_i + G_k}{2 \cdot \pi \cdot C}$

für Leistungsanpassung ($G_i + G_k = G'_e$) gilt $b = \frac{G'_e}{\pi \cdot C}$ 3,4 MHz

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

R_e Eingangs-Wirkwiderstand der Mischstufe = Kehrwert des Realteiles ihres zur Wirkung kommenden Eingangsleitwertes 35 Ω

Es ergibt sich als Spannungsverstärkung der Vorstufe:

$$V_{SHf} = |S| \cdot \frac{\sqrt{[G'_e + G_i + G_k - G_k - G_i] \cdot R_e}}{G'_e + G_i + G_k}$$

und für Leistungsanpassung:

$$V_{SHf} = |S| \cdot \frac{\sqrt{G'_e \cdot R_e}}{2 \cdot G'_e} = \frac{|S|}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_e}{G'_e}}$$

Mit den gegebenen Zahlenwerten wird:

$$V_{SHf} = \frac{17 \cdot 10^{-3}}{2} \sqrt{\frac{35}{0,35 \cdot 10^{-3}}} = 8,5 \cdot 10^{-3} \sqrt{10^5} \approx 2,7$$

Die selbstschwingende Mischstufe

Diese Stufe ist über den Kondensator C_8 rückgekoppelt. Die Kondensatoren C_7 , C_9 und $C_{10} \parallel C_{11}$ sind als Hf-Kurzschlüsse wirksam (Bild 7).

Mit der einstellbaren Induktivität der Spule L_4 wird die vom Oszillatorkreis auf die Emitter-Basis-Strecke rückgekoppelte Spannung U_1 in die für die Mitkopplung richtige Phasenlage gebracht. Das sei an Hand der Bilder 7 ... 11 erläutert.

Bild 7 veranschaulicht die wesentlichen Teile der Schaltung von Bild 1. Das Bild 8 zeigt denselben Schaltungsausschnitt in einer für die Erklärung vereinfachten Form.

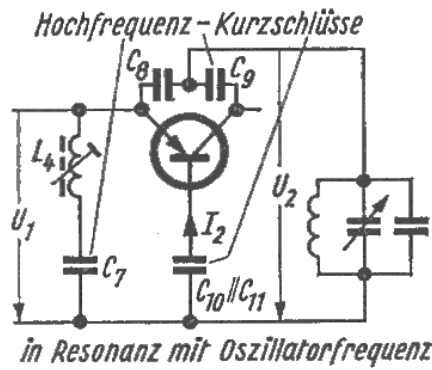


Bild 7

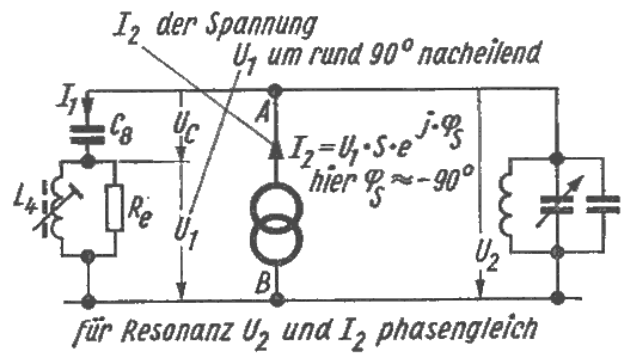


Bild 8

Die Spannung U_1 bewirkt über den Transistor den Strom I_2 . Dieser eilt, wegen der Steilheitsphase von nahezu -90° , der Spannung U_1 um ebensoviel nach. Für die Schaltung, die zwischen den in Bild 8 mit A und B bezeichneten Punkten liegt, besteht Resonanz.

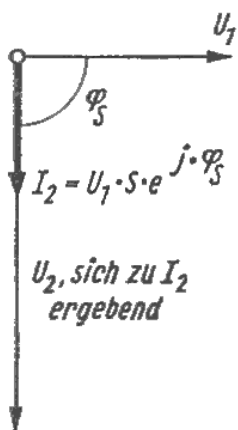


Bild 9

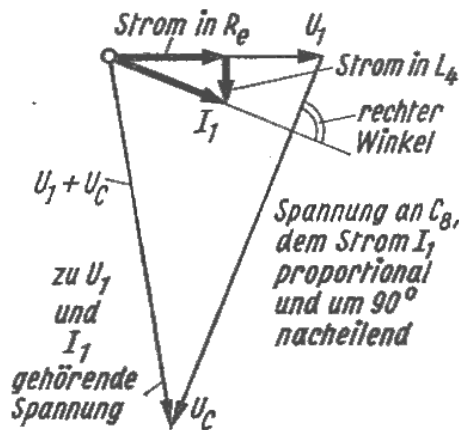


Bild 10

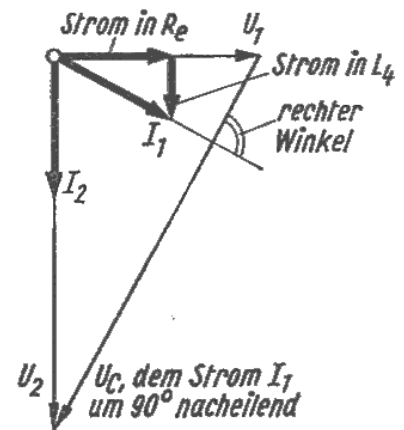


Bild 11

Demzufolge ist U_2 mit I_2 in Phase. Die Spannung U_2 eilt also, ebenso wie der Strom I_2 der Spannung U_1 um 90° nach. Der von U_2 rückwirkende Teil U_1 soll mit der ursprünglich angenommenen Spannung U_1 phasengleich sein (Bild 9).

Schaltteilliste zu Bild 1

Kondensatoren

C_1	keramischer Röhrenkondensator RD 2 x 12	25	pF	
C_2	keramischer Röhrenkondensator RD 2 x 12	40	pF	
C_3	keramischer Scheibchenkondensator HC SA 6 \varnothing	300	pF	
C_{4a} C_{4b}	Doppel-Drehkondensator	2 x (2...12)	pF	
C_5				keramischer Röhrenkondensator RD 2 x 12
C_6	keramischer Scheibchenkondensator SA 6 \varnothing	5	pF	
C_7	keramischer Scheibchenkondensator HC SA 8 \varnothing	500	pF	
C_8	keramischer Röhrenkondensator RD 2 x 12	5	pF	
C_9	Styroflexkondensator	40	pF	125 V=
C_{10}	Styroflexkondensator	1	nF	125 V=
C_{11}	keramischer Scheibchenkondensator HC SA 6 \varnothing	300	pF	
C_{12}	keramischer Scheibchenkondensator HC SA 12 \varnothing	2,5	nF	
C_{13}	Parallelschaltung aus C_a DIN 41 376/75 — N 750	14	pF	
	und C_b DIN 41 374 — N 470	6	pF	

Widerstände

R_1	Schichtwiderstand	500 Ω	0,1 W
R_2	Schichtwiderstand	25 k Ω	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	5 k Ω	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	500 Ω	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	40 k Ω	0,1 W
R_6	Schichtwiderstand	5 k Ω	0,1 W

Spulen

		Kern	Wdg. Material		
L_1	Antennen-Ankopp- lungsspule	M 6 GW 6/12 FR	2	0,4 CuLS	in L_2 gewickelt, gegebenenfalls gemäß Text
L_2					
L_3	Zwischenkreisspule	M 6 GW 6/12 FR	2 $\frac{1}{2}$	0,8 Cu versilbert	
L_4	Phasenabgleichspule	M 4 GW 4/12 FC-FU II	3 $\frac{1}{2}$	0,6 Cu versilbert	
L_5	Oszillatorkreisspule	M 6 GW 6/12 FR	2 $\frac{1}{2}$	0,8 Cu versilbert	
L_6	Eingangsspule des Zf-Übertragers	M 4 GW 4/12 FC-FU II	30	10x0,04 CuLS	Lage über kaltem Ende von L_6
L_7					
L_8	Drosselspule	Ferritstift 4 mm \varnothing	30	0,2 CuLS	Lage unmittelbar auf Ferritstift

Kerne und Spulenkörper der Fa. Vogt u. Co. m. b. H.

Transistoren

T_1	Transistor	OC 615
T_2	Transistor	OC 615

Aus TELEFUNKEN Laborbuch Band 2, 2. Ausgabe 1962.

Digitalisiert 12/2018 von Eike Grund für <http://www.radiomuseum.org>

Ohne Seiten 238, 239, 2340, 2341