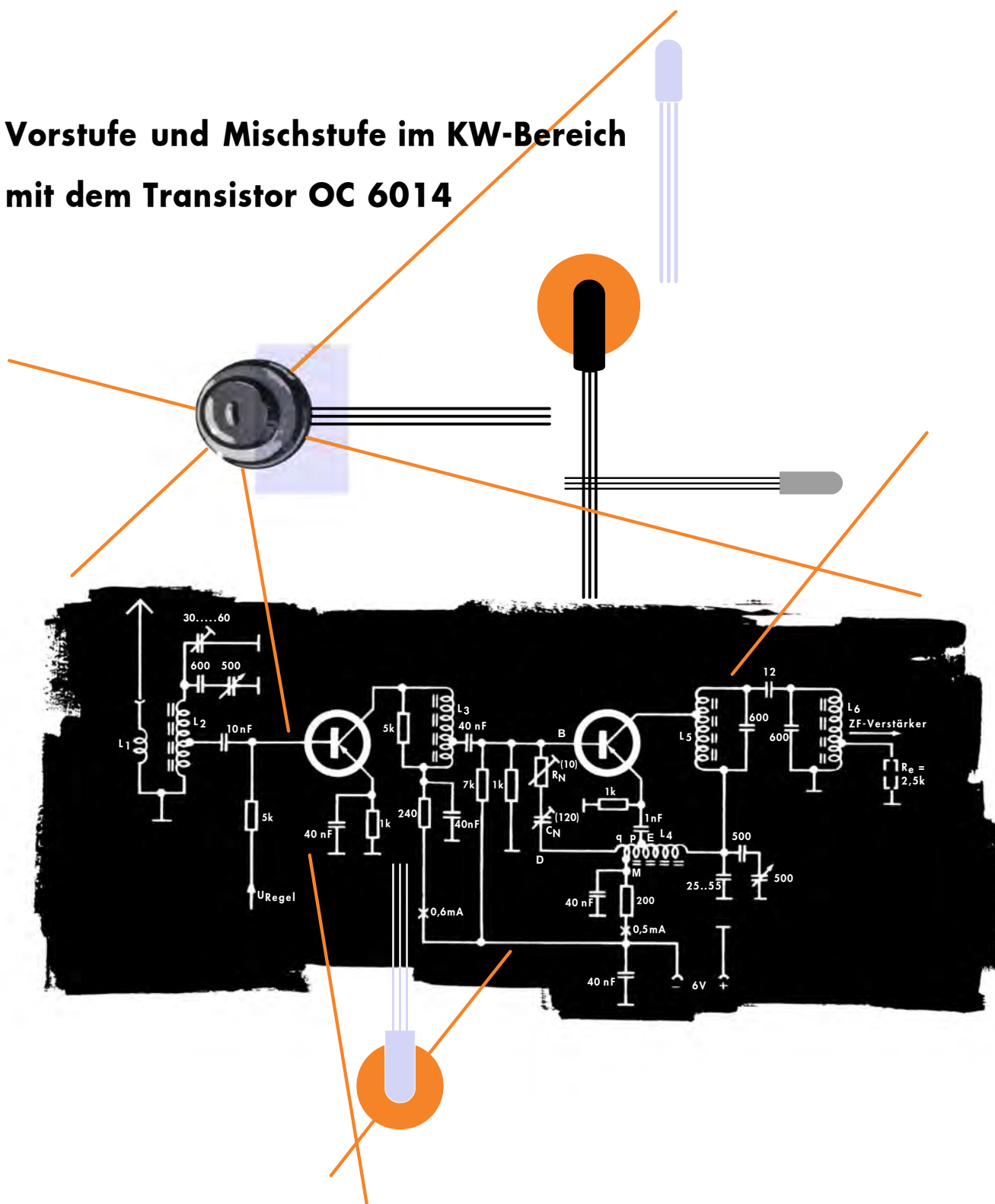


TELEFUNKEN

RÖHRENMITTEILUNGEN
FÜR DIE INDUSTRIE



Vorstufe und Mischstufe im KW-Bereich mit dem Transistor OC 6014





VORSTUFE UND MISCHSTUFE IM KW-BEREICH MIT DEM
TRANSISTOR OC 6014

Während mit den bisherigen Hochfrequenztransistoren OC 612 und OC 613 Lang- und Mittelwellenempfänger mit zufriedenstellenden Empfangseigenschaften erstellt werden konnten, erreicht man mit den neuen Transistoren OC 6014 und OC 6015 bei weitaus höheren Frequenzen ausreichende Verstärkungen. So ist für den Ultrakurzwellenbereich bis ca. 100 MHz der OC 6015 und für den Kurzwellenbereich bis ca. 30 MHz (einschließlich der 10,7-MHz-Zwischenfrequenz) der OC 6014 vorgesehen. In der nachstehenden Mitteilung wird das Verhalten des Transistors OC 6014 im Kurzwellenbereich an Hand der wichtigsten Kenngrößen beschrieben, und es werden Schaltungsvorschläge für Kurzwellen-Eingangsstufen angegeben.

Die nun folgenden Ausführungen behandeln:

1. Die wichtigsten Kenngrößen im KW-Gebiet

- 1.1. Steilheit
- 1.2. Eingangswiderstand und Eingangskapazität
- 1.3. Innenwiderstand und Ausgangskapazität
- 1.4. Rückwirkungsleitwert

2. Schaltungsbeispiele

- 2.1. Selbstschwingende Mischstufe als Eingangsschaltung
- 2.2. Selbstschwingende Mischstufe mit regelbarer Vorstufe
 - 2.2.1. Grundsätzliches
 - 2.2.2. Funktion der Schaltung
 - 2.2.3. Die Oszillatorbrücke
 - 2.2.4. ZF-Bandfilter
 - 2.2.5. Meßergebnisse

1. DIE WICHTIGSTEN KENNGRÖSSEN IM KW-GEBIET

Zweckmäßig entnimmt man die für die hochfrequente Verstärkung wichtigsten Kenngrößen eines Transistors aus dessen π -Ersatzschaltung, da sich dieses Ersatzbild eines Vierpols für die Di-

mensionierung von Schaltungsanordnungen mit Transistoren als besonders vorteilhaft erwiesen hat. Diese Kenngrößen sind komplexe Leitwerte und werden - bis auf die aktive Größe Y_{21} - nach Realteil und Imaginärteil angegeben, denn die Realteile von Eingangs- und Ausgangsleitwert und der Betrag des aktiven Übertragungsleitwertes bestimmen die Verstärkung. Die Imaginärteile dagegen erscheinen als zusätzliche Kapazitäten in den angeschlossenen Schwingkreisen. Zweckmäßig wird auch der Rückwirkungsleitwert nach Real- und Imaginärteil angegeben, um gegebenenfalls direkt daraus die Neutralisationsglieder ableiten zu können. Somit lassen sich die im π -Ersatzbild eines Transistors erscheinenden Vierpolgrößen wie folgt beschreiben:

$$Y_{11} = G_e + j\omega C_e$$

= Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$Y_{22} = G_i + j\omega C_a$$

= Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

$$Y_{21} = |Y_{21}| \cdot e^{j\varphi_{21}}$$

= Kernleitwert vorwärts bei kurzgeschlossenem Ausgang (Übertragungsleitwert)

$$Y_{12} = - (G_{r\ddot{u}} + j\omega C_{r\ddot{u}})$$

= Kernleitwert rückwärts bei kurzgeschlossenem Eingang (Rückwirkungsleitwert)

Gewöhnlich werden diese Größen in den Datenblättern der Transistoren in einer anderen Form angegeben:

$$\frac{1}{G_e} = k R_e = \text{Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)}$$

$$\frac{1}{G_i} = k R_i = \text{Innenwiderstand (Eingang kurzgeschlossen)}$$

Hierzu gehören

und C_e = Eingangskapazität
 C_a = Ausgangskapazität

Der Betrag der Differenz beider Kernleitwerte $Y_{21} - Y_{12}$ wird mit

$$S = \text{Steilheit (Betrag)}$$

bezeichnet. Beim OC 6014 ist im Kurzwellenbereich Y_{12} klein gegen Y_{21} , so daß noch mit hinreichender Genauigkeit gilt:

$$|Y_{21}| \approx S$$

Der Rückwirkungsleitwert wird angegeben als

$$\frac{1}{G_{r\ddot{u}}} = R_{r\ddot{u}} = \text{Rückwirkungswiderstand}$$

und $C_{r\ddot{u}} = \text{Rückwirkungskapazität}$

Größte Verstärkungen werden im KW-Gebiet in Emitterschaltung des OC 6014 erzielt. Die folgenden Angaben der Kennwerte beziehen sich auf die Emitterschaltung des Transistors. Sie wurden im Frequenzbereich von 5...30 MHz gemessen. Parameter sind die Emittierströme $I_E = 0,5 \text{ mA}$ und $1,0 \text{ mA}$ bei den Collectorspannungen $U_C = -6 \text{ V}$ und -9 V .

1.1. Steilheit

Bild 1 zeigt den Betrag der Steilheit in Abhängigkeit von der Frequenz bei den oben angegebenen Arbeitspunkten. Der Einfluß der Collectorspannung ist nur unwesentlich, während bei höheren Emittierströmen ($I_E = 1 \text{ mA}$) das Absinken der Steilheit mit zunehmender Frequenz auffällt. Die Proportionalität zwischen Steilheit und Emittierstrom wird bei den höheren Frequenzen um 30 MHz nicht mehr erfüllt. Die Steilheit nimmt zu höheren Frequenzen hin bei größeren Emittierströmen schneller ab als bei kleineren Strömen. Die Ursache hierfür ist das Ansteigen der Diffusionskapazität (zwischen innerem Basispunkt und Emittier) bei zunehmendem Emittierstrom, wodurch die aus Basiswiderstand, Diffusionskapazität und Sperrschichtkapazität gebildete Spannungsteilung der Steuerspannung größer und somit die Steilheit vermindert wird (siehe Röhrenmitteilung Nr. 57 11 29 und 57 09 28).

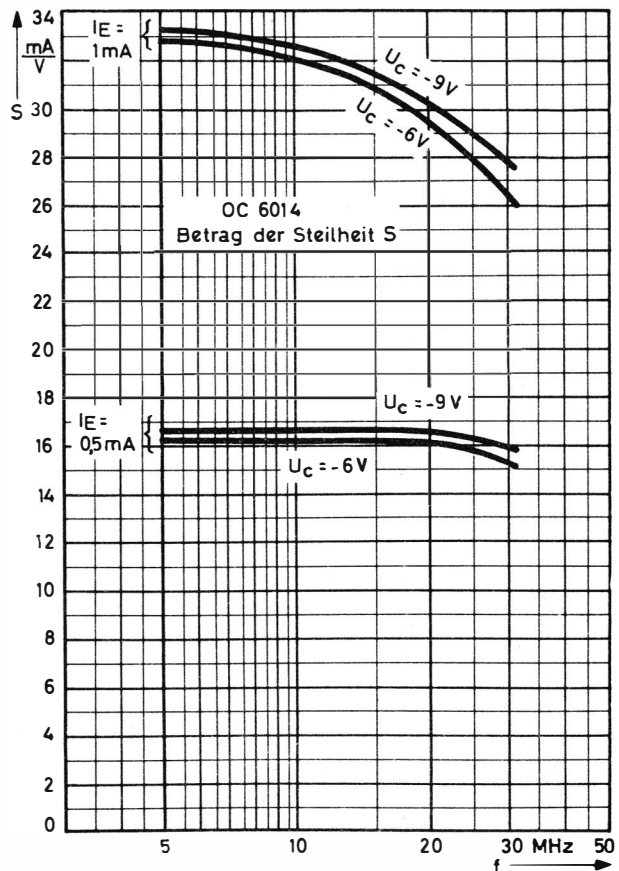


Bild 1

1.2. Eingangswiderstand und Eingangskapazität

Diese Größen erscheinen am Eingang des Transistors in Parallelschaltung. In Bild 2 ist der Eingangswiderstand kR_e in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Das Absinken des kR_e bei zunehmender Frequenz ist gerade im Kurzwellengebiet beträchtlich. Bei noch höheren Frequenzen nähert sich kR_e asymptotisch dem Basiswiderstand r_b . Dessen Wert liegt bei etwa 10Ω .

Bild 3 zeigt den Verlauf der Eingangskapazität C_e in Abhängigkeit von der Frequenz. Der Eingangswiderstand des Transistors ist auch im Vergleich zum Resonanzwiderstand der Kurzwellenkreise sehr niedrig, so daß die Basis grundsätzlich an eine Anzapfung des Kreises geschaltet werden wird. Dadurch bleibt die Verstimmung durch die Eingangskapazität gering.

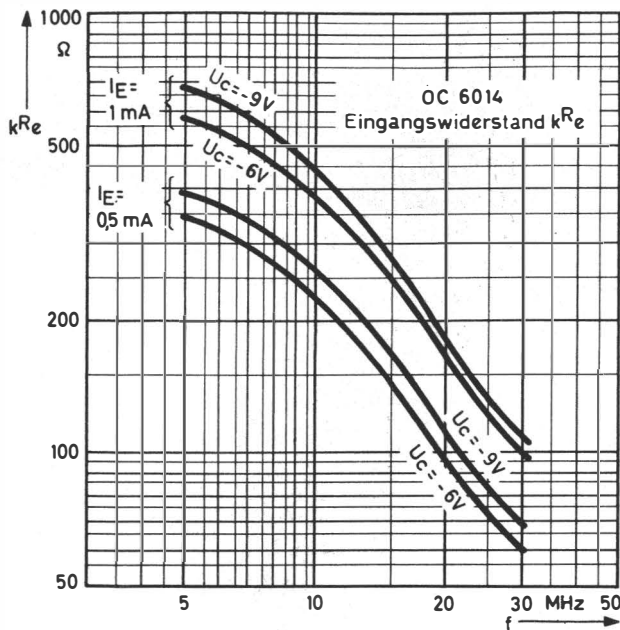


Bild 2

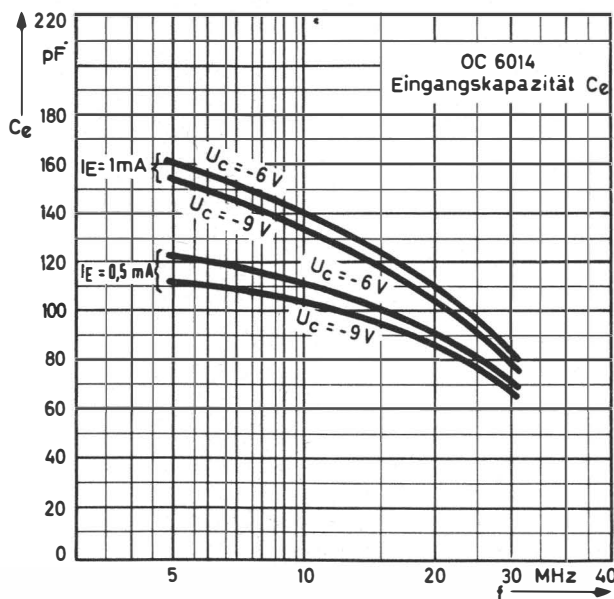


Bild 3

1.3. Innenwiderstand und Ausgangskapazität

Auch beim Innenwiderstand kR_i (Bild 4) ist im Kurzwellengebiet eine erhebliche Frequenzabhängigkeit vorhanden. Da jedoch die Resonanzwiderstände der Abstimmkreise in diesem Fre-

quenzgebiet selten größer als 10 k Ω sind, übersteigt der Innenwiderstand des Transistors den Kreiswiderstand. Die Frequenzabhängigkeit des Innenwiderstandes tritt dann praktisch nur wenig

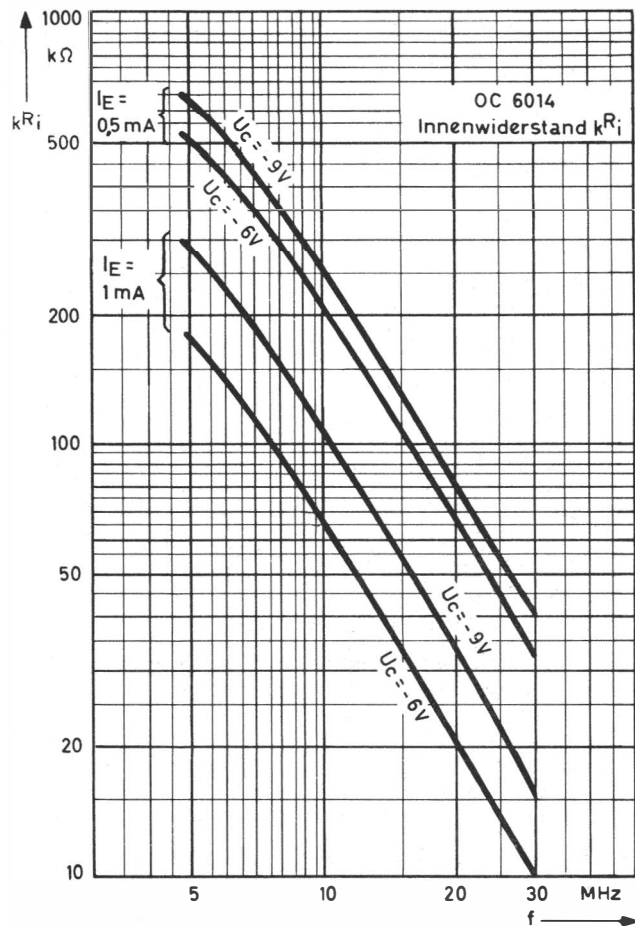


Bild 4

in Erscheinung, auch wenn der Collector voll am Schwingkreis liegt. Die Ausgangskapazität C_a (Bild 5) mit ca. 2 pF ist mit der entsprechenden Kapazität von Röhren vergleichbar bzw. unterschreitet sie sogar noch. Sie wird im wesentlichen von der Sperrschichtkapazität bestimmt und ist deshalb besonders spannungsabhängig.

1.4. Rückwirkungsleitwert

Im Kurzwellengebiet ist der Imaginärteil des Rückwirkungsleitwertes des OC 6014 gegenüber dem Realteil so überwiegend, daß der Realteil vernachlässigt werden kann. Es genügt daher die Angabe der Rückwirkungskapazität $C_{r\ddot{u}}$. Sie hat

in Emitterschaltung etwa die Größe der Ausgangskapazität C_a mit ca. 2 pF und ist wie diese auch besonders spannungsabhängig. Auf eine nähere Betrachtung der Rückwirkungskapazität wird in dieser Mitteilung verzichtet, da die im folgenden Abschnitt beschriebenen Schaltungen nicht neutralisiert sind.

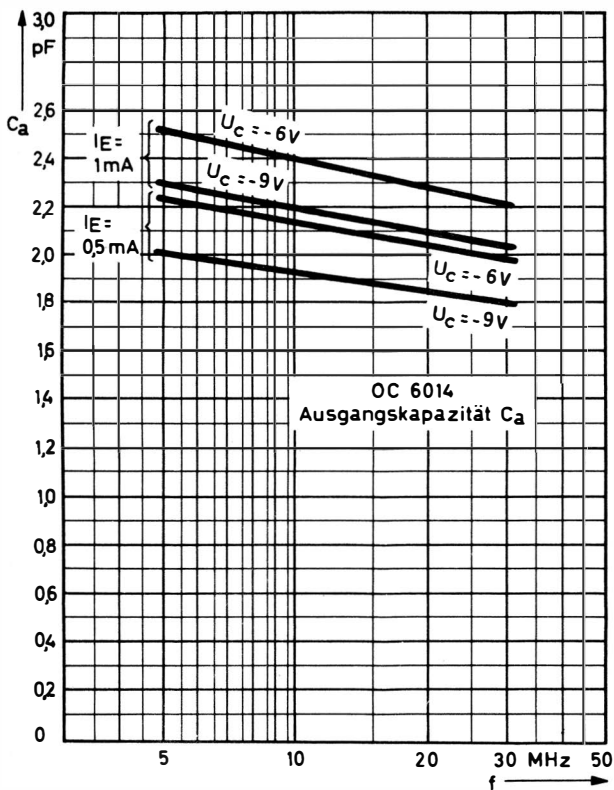


Bild 5

2. SCHALTUNGSBEISPIELE

2.1. Selbstschwingende Mischstufe als Eingangsschaltung

Für einfache Empfänger wird man vielfach eine selbstschwingende Mischstufe als Eingangsschaltung verwenden. Diese kann nicht geregelt werden, da bei Abnahme des Emitterstromes der Oszillator aussetzen würde. Ein Schaltungsbeispiel zeigt Bild 6.

Im Gegensatz zu den gebräuchlichen Mittelwellen-Eingangsschaltungen mit Transistoren ist hier die Verwendung einer Oszillatorbrücke notwendig. Da im Kurzwellengebiet Eingangs- und Oszillatorfrequenz relativ nahe beieinander liegen

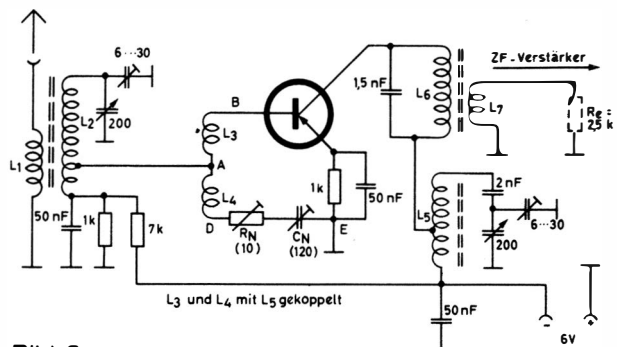


Bild 6

Die Spulwerte sind als Tabelle im Anhang aufgeführt.

(Frequenzabstand ca. 2...8 % bei einer Zwischenfrequenz um 460 kHz), würde durch Verkopplung des Eingangskreises mit dem Oszillatorkreis die Oszillatorfrequenz vom Eingangskreis "mitgezogen" werden, wodurch Abgleich und Gleichlauf erheblich gestört werden. Eine Entkopplung beider Schwingkreise mittels Oszillatorbrücke verhindert außerdem, daß eine unzulässig hohe Oszillatorspannung über den Vorkreis an die Antenne gelangt.

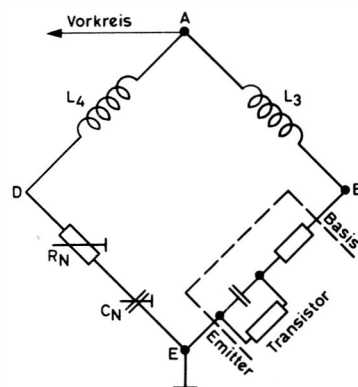


Bild 7

Bild 7 zeigt das Brückenprinzip in schematischer Darstellung. Durch R_N und C_N wird die Basis-Emitter-Strecke des Transistors nachgebildet, wenn L_3 gleich L_4 und die Kopplung zwischen beiden Spulen fest ist. Es wird empfohlen, beide Spulen bifilar zu wickeln. L_3 ist gleichzeitig die Rückkopplungsspule des Oszillators. Es ist zweckmäßig, den Transistor durch eine Reihenschaltung von R und C nachzubilden, da hierbei das Brückengleichgewicht über einen größeren Frequenzbereich erhalten bleibt als etwa bei Parallelschaltung von R und C. Die Brücke wird auf das Minimum der Oszillatorspannung an Punkt A abgeglichen.



In Reihe mit dem Oszillatorkreis liegt der Kreis des Zwischenfrequenzübertragers am Collector des Transistors. Da im ZF-Übertrager zur Erzielung einer festen Kopplung die Spulen L_6 und L_7 direkt übereinander gewickelt wurden, entstand an dieser Stelle eine zusätzliche Kapazität des ZF-Kreises gegen Masse (ca. 10 pF). Um den Einfluß dieser Kapazität sowie der Ausgangskapazität des Transistors auf den Oszillatorkreis weitgehend zu vermindern, wurde der Fußpunkt des ZF-Kreises an eine Anzapfung des Oszillatorkreises gelegt. Schwingsicherheit und Mischverstärkung werden durch die Anzapfung nicht beeinflußt. Die Schaltung nach Bild 6 ist für den Frequenzbereich 10...30 MHz ausgelegt und bei entsprechender Dimensionierung der Kreise für alle Kurzwellenbereiche brauchbar. Die Verwendung eines Kleinst-Drehkondensators (NSF 528/2) sowie eines Einzelkreises anstatt des ZF-Bandfilters ermöglicht einen Aufbau mit kleinsten Abmessungen, wie er besonders für kleine tragbare Geräte gefordert wird.

Die Leistungsverstärkung beträgt vom Anzapf des Vorkreises bis zur 2,5-k Ω -Nachbildung des ZF-Verstärker-Eingangs $V_L = 20$ dB bei einer Eingangsfrequenz $f_e = 20$ MHz; die Rauschzahl wurde bei Anpassung des Rauschgenerators an den Vorkreis mit $F = 10$ gemessen. Die Gesamt-Stromaufnahme der Schaltung beträgt bei 6 Volt etwa 1,2 mA, wobei ca. 0,45 mA Collectorstrom durch den Transistor fließen.

2.2. Selbstschwingende Mischstufe mit regelbarer Vorstufe

2.2.1. Grundsätzliches

Mit einem einzigen Transistor kann nur eine selbstschwingende Mischstufe erstellt werden, deren Regelung jedoch nicht möglich ist, da - wie bereits erwähnt - bei abnehmendem Emitterstrom der Oszillator aussetzen würde.

Soll eine Eingangsschaltung mit Transistoren regelbar ausgeführt werden, so sind hierzu mindestens zwei Transistoren erforderlich, und es bieten sich dafür zwei grundsätzliche Schaltungsmöglichkeiten an: entweder eine geregelte

Mischstufe mit separatem Oszillator oder eine selbstschwingende Mischstufe mit regelbarer Vorstufe.

Will man die Vor- und Nachteile beider Möglichkeiten gegeneinander abwägen, so ist eine Eigenschaft von Kurzwellen-Eingangsschaltungen zu berücksichtigen: nämlich die Frequenzverwerfung des Oszillators bei Fading-Regelung der Vor- oder Mischstufe.

Die stromabhängigen inneren Kapazitäten des geregelten Transistors bewirken über die Verkopplung zum Oszillator eine von der Regelung abhängige Oszillatorverstimmung, die sich derart äußert, daß bei zunehmender Antennenspannung die Zwischenfrequenz verschoben wird und auf eine Flanke der ZF-Durchlaßkurve wandert, wodurch niederfrequente lineare Verzerrungen hervorgerufen werden. Auch in mit Röhren bestückten Kurzwellenschaltungen tritt bei ungünstiger Dimensionierung dieser Effekt auf, der durch stromabhängige Änderungen der Raumladungskapazität hervorgerufen wird.

Bei Verwendung des einen Transistors in einer geregelten Vorstufe und des anderen als selbstschwingender Mischer kann diese Erscheinung durch schaltungstechnische Maßnahmen verringert bzw. aufgehoben werden, indem die Verkopplung des Mixers mit den stromabhängigen Kapazitäten des geregelten Vortransistors beseitigt wird. Dieses geschieht zweckmäßig mittels einer Brückenordnung, wie sie zum Beispiel in Abschnitt 2.1 näher beschrieben wurde.

Bei Einsatz des einen Transistors in einer fremderregten geregelten Mischstufe und des anderen als Oszillator ist jedoch eine solche Entkopplung nicht möglich, da zum Zwecke der Mischung eine Oszillatorspannung zwischen Basis und Emitter des Mixers sogar notwendig ist und gerade zwischen diesen Transistor-Anschlüssen die stromabhängigen Kapazitäten am stärksten in Erscheinung treten. Somit bewirkt eine Regelung der fremderregten Mischstufe eine größere Frequenzverwerfung, und als beste Möglichkeit bleibt die erstgenannte Regelung der Vorstufe mit nachfolgender (selbstschwingender) Mischstufe. Diese Anordnung hat ferner den Vorteil, daß durch die



dem 1. ZF-Kreis am Collector des Mischtransistors, während die Rückkopplung zum Emitter über den Koppelkondensator 1 nF von einer Anzapfung der Oszillatortspule erfolgt. Die Collectorgleichspannung wird am Fußpunkt der Oszillatortspule über ein Siebglied (200 Ω , 40 nF) angeschlossen. Der Arbeitspunkt des Mischers wird durch den Emitterwiderstand 1 k Ω und den Basis-Spannungsteiler 7 k Ω /1 k Ω bestimmt. Damit beträgt der Collectorstrom etwa 0,5 mA.

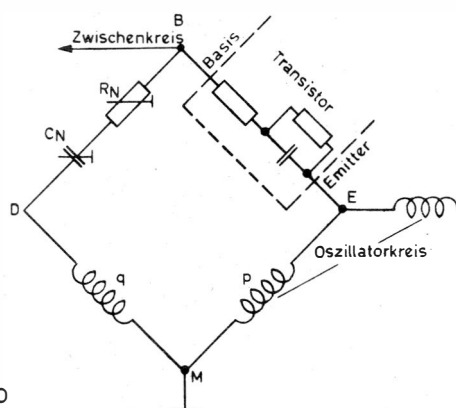


Bild 10

2.2.3. Die Oszillatorbrücke

Eine Oszillatorbrücke (siehe auch Bild 10) vermindert den Einfluß des geregelten Vorstufen-Transistors auf den Oszillatorkreis und gewährleistet gleichzeitig ein stabiles Durchschwingen des Oszillators, da bei abgeglichenen Brücke die Basis des Mischers keine Oszillatorspannung führt und somit für die Oszillatorfrequenz Massepotential erhält (Basisschaltung). Bedingt durch die andere Oszillatorschaltung unterscheidet sich auch die Brückenschaltung gegenüber der in Abschnitt 2.1 erläuterten Brückenordnung (vergleiche Bild 7 und Bild 10). Der Oszillator mit Brücke ist in Bild 9 schematisch herausgezeichnet, wobei alle für das Verständnis der Wirkungsweise unwesentlichen Schaltelemente fortgelassen wurden. Der Spulenabschnitt p des Oszillatorkreises ist gleichzeitig die Induktivität eines Brückenarmes.

Die Brücke wird in der Mitte des jeweiligen Bereiches auf Minimum der Oszillatorspannung am Basisanschluß abgeglichen. Die Oszillator-Restspannung beträgt dann am Basisanschluß des Mischers ca. 1 mV.

Voraussetzung für eine gute Konstanz der Oszillatorfrequenz bei Regelung der Vorstufe ist ein sauberer Aufbau mit möglichst kurzen Leitungen und günstig gelegten Massepunkten. Es ist zweckmäßig, für Vorstufe und Mischstufe nur je einen Massepunkt zu wählen, um unerwünschte Verkopplungen durch Chassisströme zu vermeiden.

Auch eine direkte Verkopplung von Vorkreis und Oszillatorkreis muß vermieden werden, da bei Regelung die Änderung der Eingangskapazität des Vorstufentransistors eine Resonanzverschiebung des Vorkreises bewirkt, die sich dann auf den Oszillatorkreis überträgt. Solche Verkopplungen können hervorgerufen werden, wenn der Rotor des Drehkondensators für Vorkreis und Oszillator gemeinsam mit einer Leitung an Masse gelegt wird, so daß diese Leitung eine gemeinsame Fußpunktinduktivität für beide Kreiskapazitäten darstellt. Drehkondensatoren mit getrennten Rotoranschlüssen für Vorkreis und Oszillator sind daher zu empfehlen.

2.2.4. ZF-Bandfilter

Die Zwischenfrequenz wird in der Schaltung nach Bild 8 über ein zweikreisiges, kapazitiv gekoppeltes Bandfilter dem ZF-Verstärker zugeführt. Über die Berechnung von Transistor-Bandfiltern wurde bereits in der Röhrenmitteilung Nr. 560 812 ausführlich berichtet. Die Koppelkapazität C_K errechnet sich für kritische Kopplung zu

$$C_K = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$$

wobei C_1 und C_2 die beiden Kreiskapazitäten und Q_1 und Q_2 die Betriebsgüten der beiden Kreise bedeuten

Es können aber auch induktiv gekoppelte Bandfilter bzw. Einzelkreise verwendet werden.

Der Innenwiderstand des Mischtransistors beträgt für eine Zwischenfrequenz um 460 kHz in der angegebenen Schaltung 20...30 k Ω .

2.2.5. Meßergebnisse

Von der Basis des Vorstufen-Transistors (Eingangswiderstand ca. 200 Ω) bis zur 2,5-k Ω -Nachbil-

derung des Eingangs des ersten ZF-Transistors wurde eine Leistungsverstärkung $V_L = 25$ dB gemessen. Bild 11 zeigt die ZF-Ausgangsspannung (normiert) für eine konstante Antennenspannung in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz.

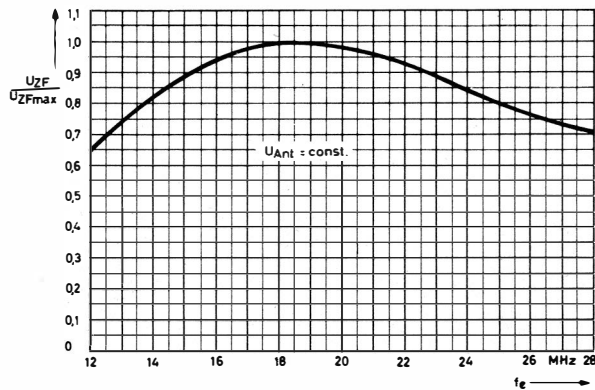


Bild 11

Die Rauschzahl beträgt $F \approx 10$ bei $f_e = 20$ MHz, wenn der Rauschgenerator an den Eingangskreis angepaßt wird.

Die Spiegelselektion wurde entsprechend Bild 12 gemessen.

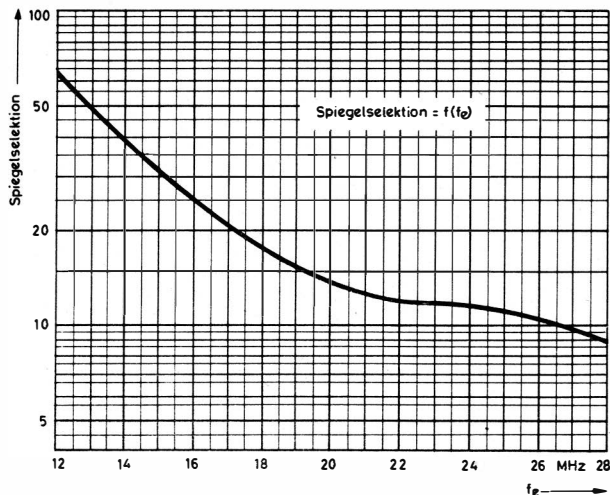


Bild 12

Der Collectorstrom des Mischtransistors und die Oszillatorspannung an dessen Emitter sind aus Bild 13 ersichtlich.

Die Regelbarkeit des Vorstufentransistors veranschaulicht Bild 14. Es sind darin für drei ver-

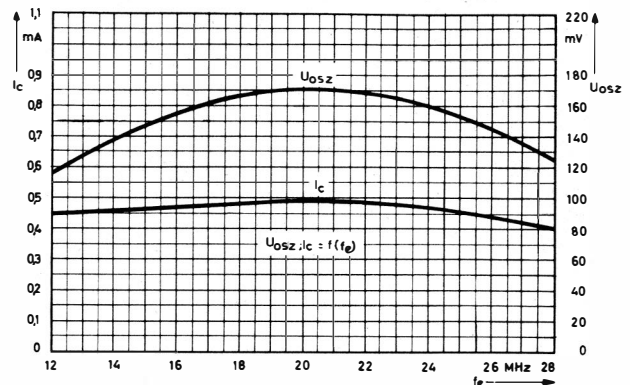


Bild 13

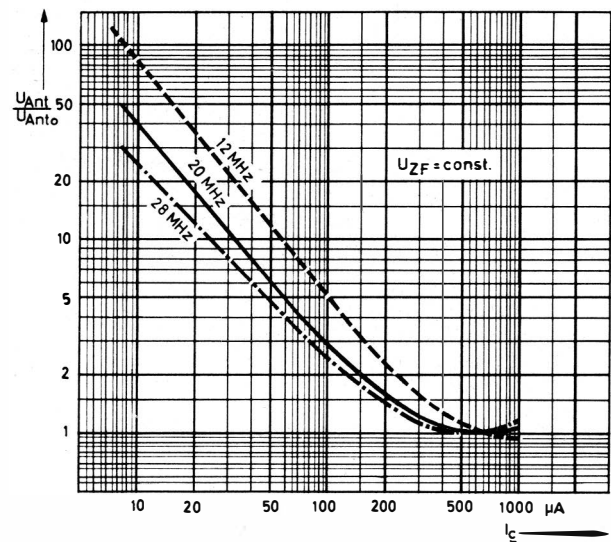


Bild 14

schiedene Frequenzen die für eine konstante ZF-Ausgangsspannung notwendigen Antennenspannungen in Abhängigkeit vom Collectorstrom des Vorstufen-Transistors dargestellt. Um einen Vergleich der drei Kurven zu erleichtern, wurden sie auf $\frac{U_{Ant}}{U_{Ant0}} = 1$ beim Arbeitspunkt $I_c = 0,6$ mA

bezogen. Das geringe Nachlassen der Regelfähigkeit bei hohen Frequenzen ist auf eine durch die Rückwirkungskapazität des Vorstufentransistors bedingte direkte Übertragung der Eingangsspannung auf den Zwischenkreis zurückzuführen.

Bild 15 zeigt in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz die Frequenzverwerfungen des Oszillators, die jeweils bei völliger Regelung der Vorstufe ($I_c = 0,6 \dots 0$ mA) im Versuchsaufbau gemessen wurden.

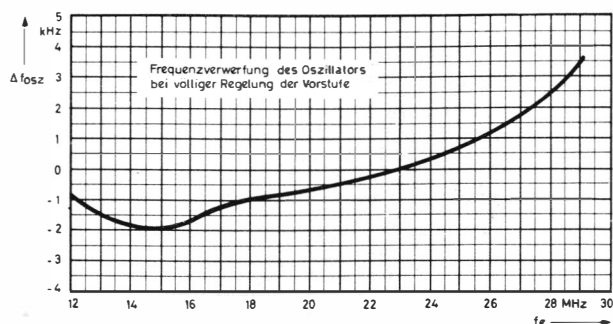


Bild 15

Es wurde auch der Einfluß hoher Eingangsspannungen auf die Funktion der Schaltung untersucht. Hierzu wurde die Eingangsspannung mit $m = 30\%$ moduliert und die NF-Kurvenform nach der ZF-Gleichrichtung im Oszillografen betrachtet. In Bild 16 ist die maximale Basis-Wechselspannung des Vorstufen-Transistors in Abhängigkeit vom Collectorstrom dargestellt. Diese Spannung verursacht gerade sichtbare Verzerrungen der Niederfrequenz, die durch Übersteuerungen der Mischstufe hervorgerufen werden.

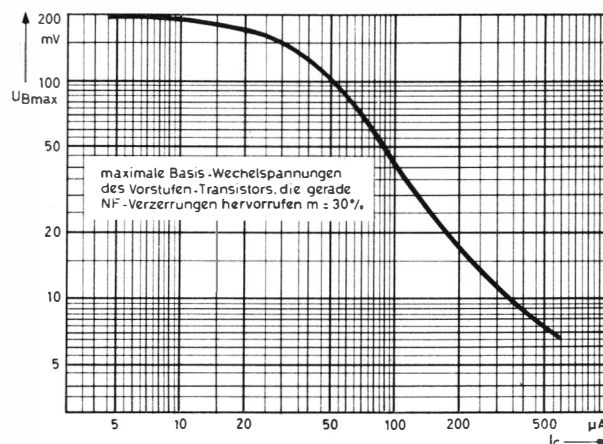


Bild 16

Da bei einem starken Eingangssignal – durch die Regelung bedingt – ein kleiner Collectorstrom im Vorstufen-Transistor fließt, können Basis-Wechselspannungen von ca. 100...200 mV noch sauber verarbeitet werden. Dies entspricht einer HF-Spannung von etwa 1 V am Hochpunkt des Eingangskreises.

R. Olschewski

Die Spulentabellen für Bild 6 und Bild 8 finden Sie auf der nächsten Seite.

SPULENTABELLEN

KW-Mischstufe (selbstschwingend) 10...30 MHz (Bild 6)

Bezeichnung	Benennung	Windungen	Anzapfung ¹⁾ nach Windungen	Draht	Wicklung	Kern ²⁾
L ₁	Antennenspule	5	-	0,3 CuLS	Lage	FC-FU II M 7
L ₂	Vorkreis	13	3	0,8 CuL	Lage	
L ₃	Oszillator- Rückkopplung und -Brücke	2,5	-	0,3 CuLS	bifilar auf L ₅	FC-FU II M 7
L ₄		2,5	-	0,3 CuLS		
L ₅	Osz.-Spule	13	4,5	0,8 CuL	Lage	
L ₆	ZF- Übertrager	60	-	HF-Litze 10 x 0,05	Kreuz 5 mm breit L ₇ auf L ₆	F 3 A
L ₇		18	-			

¹⁾ Zählansfang: Fußpunkt der Spule

²⁾ Kernbezeichnungen der Firma Vogt u. Co. mbH

KW-Vorstufe und selbstschwingende Mischstufe 12...28 MHz (Bild 8)

Bezeichnung	Benennung	Windungen	Anzapfung ¹⁾ nach Windungen	Draht	Wicklung	Kern ²⁾
L ₁	Antennenspule	2	-	0,3 CuLS	Lage	FC-FU II M 7
L ₂	Vorkreis	6,5	1	0,8 CuL	Lage	
L ₃	Zwischenkreis	26	3,5	0,3 CuLS	Lage	FC-FU II M 7
L ₄	Osz.-Kreis	7	1 und 2	0,8 CuL	Lage	FC-FU II M 7
L ₅	ZF-Bandfilter	90	60	HF-Litze 10 x 0,05	Kreuz 5 mm breit	F 3 A
L ₆		90	20			F 3 A

¹⁾ Zählansfang: Fußpunkt der Spule

²⁾ Kernbezeichnung der Firma Vogt u. Co. mbH

