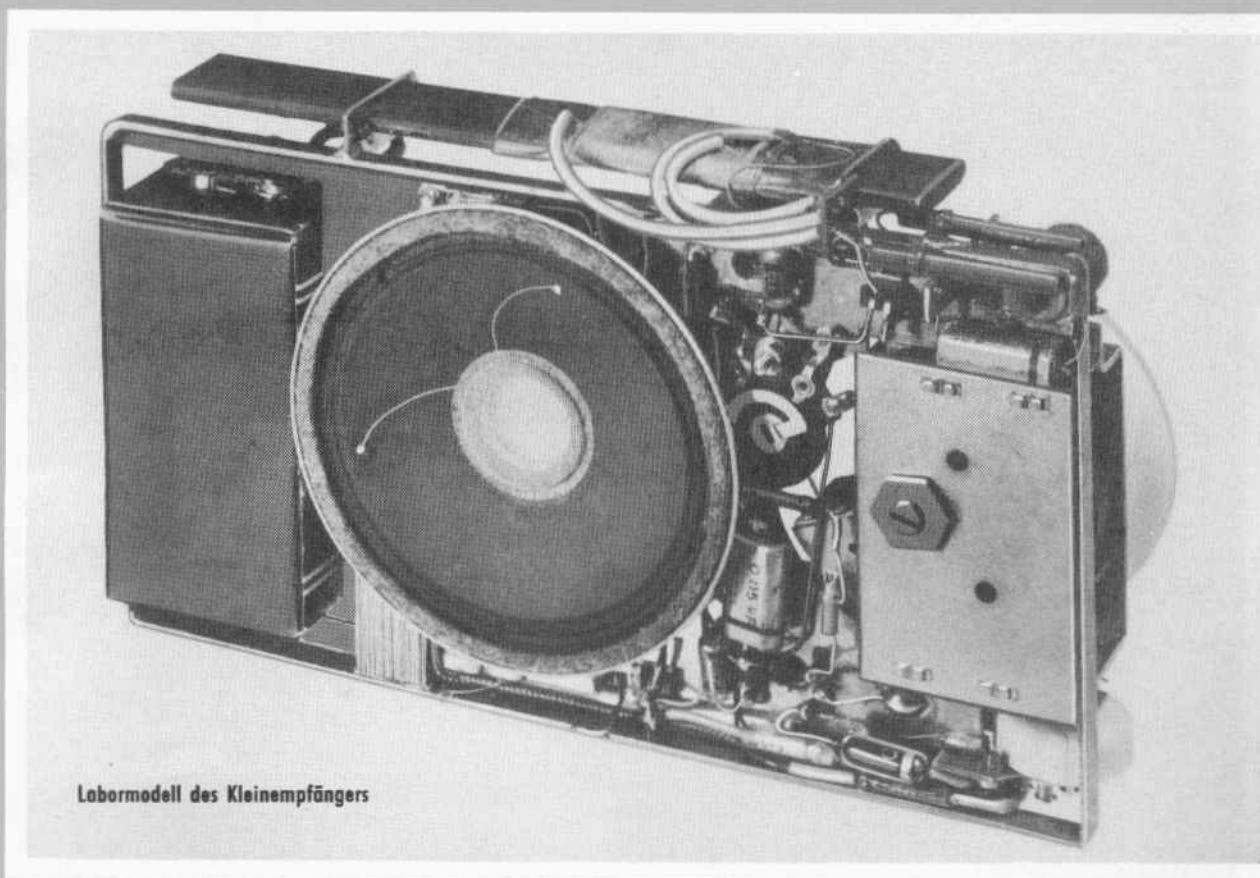




Deutsche Bundespost
Fernmeldetechn.Zentralamt, Ref. II A 4666.23
Herrn PR Dipl.-Ing. Wystrach
Darmstadt
Rheinstr. 110

TECHNISCHE INFORMATIONEN

FÜR DIE INDUSTRIE



Labormodell des Kleinempfängers

HEFT

14 H

INHALT: Ein volltransistorisierter
Batterie-Kleinempfänger für
Mittelwellen

VALVO G.M.B.H. HAMBURG 1

TECHNISCHE INFORMATIONEN

FÜR DIE INDUSTRIE VALVO GMBH HAMBURG I



260757
20 Seiten

Ein volltransistorisierter Batterie-Klein- empfänger für Mittelwellen

Die neuen HF-Transistoren OC 44 und OC 45 gestatten es, nun auch den HF-Teil von Batterie-Empfängern wirtschaftlich auszulegen und somit besonders kleine, leichte, volltransistorisierte Batterie-Empfänger zu bauen. Im folgenden soll ein Gerät beschrieben werden, dessen Blockschaltung Abb. 1 zeigt.

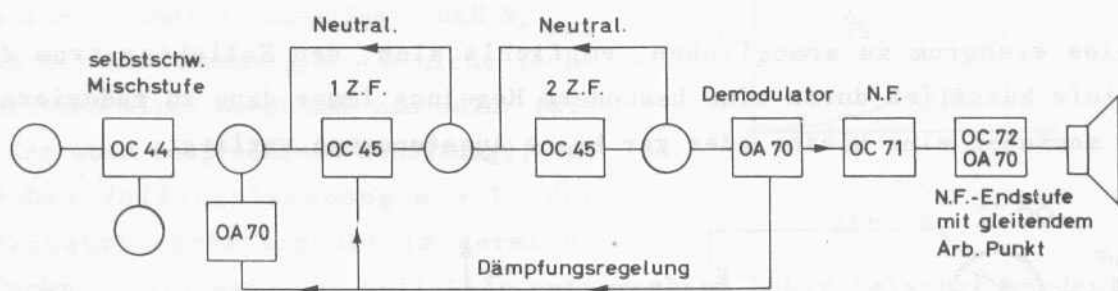


Abb. 1

Der erste Transistor (OC 44) arbeitet in einer selbstschwingenden additiven Mischstufe, die eingangsseitig an eine Ferritantenne angekoppelt ist. Der ZF-Verstärker besteht aus zwei ZF-Stufen mit zwei Transistoren OC 45 und drei Einzelkreisen. Die Transistoren sind mit einer fest eingestellten Neutralisation versehen. Die Demodulation erfolgt mit einer OA 70. Die Regelung ist hier mit Hilfe einer besonderen Schaltung durchgeführt worden, welche noch näher erläutert werden wird. Der NF-Teil ist mit einem Transistor OC 71 in der Vorstufe und einem Transistor OC 72 in

der Endstufe bestückt. Letzterer arbeitet mit gleitendem Arbeitspunkt, wofür eine Diode OA 70 eingesetzt ist. (Auch diese Schaltung wird noch im einzelnen beschrieben werden.)

Das Gerät liefert bei einer Batteriespannung von 9 V und einer mittleren Stromaufnahme von nur ca. 12 mA eine maximale NF-Leistung von 50 mW an einen kleinen 10 Ω -Lautsprecher. Die gesamte 9 kHz-Selektivität beträgt etwa 50 bei einer Bandbreite von ca. 4 kHz.

Die mittlere Empfindlichkeit für 10 mW NF-Leistung ist 0,5 mV/m, die Gesamtverstärkung bei einer aufgenommenen Antennenleistung von 10^{-13} W bis zum Lautsprecher 122 dB. Das Gerät arbeitet betriebssicher von -20 °C bis $+45$ °C und läßt sich in einem Gehäuse von $160 \times 90 \times 40$ mm³ unterbringen (einschließlich Batterie und Ferroxcube-Stabantenne).

Die Beschreibung der einzelnen Stufen soll von der Endstufe an rückwärts erfolgen.

1) Endstufe und NF-Vorstufe

Die im Hinblick auf Raum und Gewicht des Gerätes gewünschte Verwendung einer kleinen 9 V-Batterie erfordert die Beschränkung des gesamten aufgenommenen mittleren Stromes auf etwa 12 mA, damit eine Betriebszeit von etwa 100 Stunden mit den im Handel gängigen Batterien erreicht werden kann.

Um dies wiederum zu ermöglichen, empfiehlt sich, den Kollektorstrom der Endstufe künstlich durch eine besondere Regelung immer dann zu reduzieren, wenn momentan eine kleine oder gar keine Aussteuerung vorliegt.

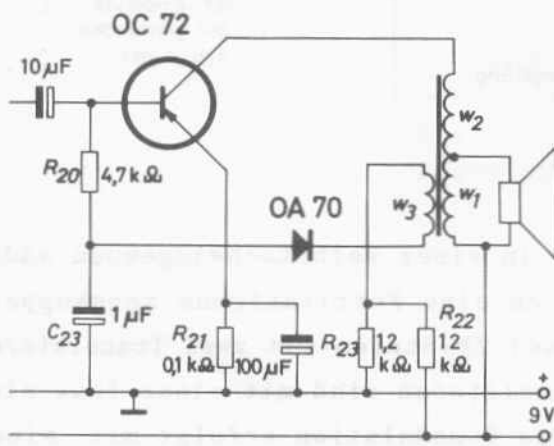


Abb. 2

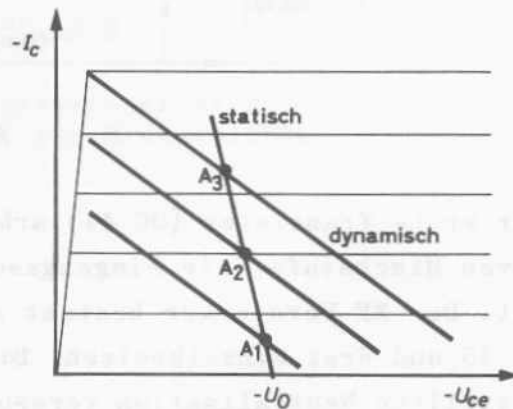


Abb. 3



Die Arbeitsweise einer Klasse A-Endstufe mit gleitendem Arbeitspunkt wird an Hand der Abbildungen 2 und 3 deutlich. Der Ausgangstransformator ist mit einer dritten Wicklung w_3 versehen, an welche eine Gleichrichterschaltung mit einer Diode OA 70 angeschlossen ist. Bei fehlendem Signal liegt die Basis des Transistors über R_{20} und über die Diode (im Durchlaßzustand) am Spannungsteiler R_{22} , R_{23} . Es möge sich dabei ein Arbeitspunkt A_1 einstellen, der auf der von $-U_0$ ausgehenden durch R_{21} festgelegten Widerstandsgeraden in Abb. 3 liegt. Der Kollektorstrom ist dabei relativ klein, die Stromaufnahme des Gerätes ist wesentlich kleiner, als im Fall normalen A-Betriebes.

Bei mehr oder weniger starker Aussteuerung wird der Kondensator C_{23} negativ gegen Masse aufgeladen, d.h. die Basis wird negativer vorgespannt, wodurch sich der Arbeitspunkt in Abb. 3 nach A_2 hin verschiebt. Die Aussteuerung erfolgt natürlich entlang der dynamischen Arbeitsgeraden, wie Abb. 3 zeigt. Bei richtiger Dimensionierung liegt der Arbeitspunkt nur bei Vollaussteuerung so, wie es bei normalem A-Betrieb erforderlich ist. Bei schwankender Modulation wird daher die Stromaufnahme im Mittel beträchtlich eingeschränkt. Die Schaltung

hat ganz allgemein auch noch einen anderen Vorteil. Für normale Klasse A-Endstufen gilt die in Abb. 4 grob skizzierte Leistungsbilanz. Solche Stufen werden sonst immer so ausgelegt, daß $N_c \max$ auch bei Aussteuerung $m = 0$ nicht überschritten wird. Sorgt man nun dafür (wie in der eben besprochenen Schaltung), daß nur bei Vollaussteuerung $m = 1$ der Gleichstrom-Arbeitspunkt im normalen

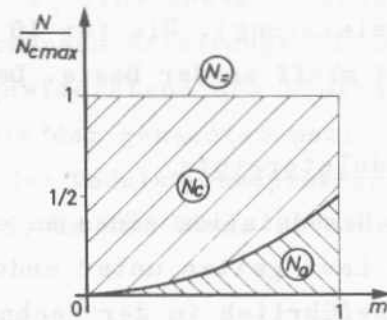


Abb. 4

A-Punkt liegt, kann der Kollektor entsprechend höher belastet werden, da dort nur $N_c \approx \frac{1}{2} N_c \max$ ist. Mit anderen Worten, die zulässige Umgebungstemperatur wird damit erhöht. Da in dem vorliegenden Gerät die Leistung des Transistors OC 72 jedoch nicht ausgenutzt wird, ist die besprochene Schaltung lediglich für die Verringerung der Gleichstromaufnahme eingesetzt worden.

Aus der Skizze in Abb. 3 kann man noch ablesen, daß ein Überschreiten der maximalen Verlustleistung durch Übersteuerung praktisch nicht eintreten kann. Verschiebt sich nämlich in diesem Fall der Arbeitspunkt von A_2 nach



A_3 , dann werden die negativen Stromhalbwellen abgeschnitten, wobei bei richtiger Polung der Diode die Regelung aussetzt.

Bei der praktischen Dimensionierung wird man im Interesse geringer Verzerrungen bei kleinen Aussteuerungen den Punkt A_1 (fehlendes Signal) etwa bei 2,5...3,5 mA wählen.

Die Zeitkonstante für die Regelung muß einerseits hinreichend groß sein, damit keine Modulationsverzerrungen oder gar Verzerrungen der tiefen Töne eintreten, andererseits genügend klein, damit der Arbeitspunkt den Schwankungen der Aussteuerung zu folgen vermag. Ein praktisch günstiger Erfahrungswert ist etwa

$$\tau \approx 5 \cdot 10^{-3} \text{ s.}$$

Die NF-Vorstufe bietet keine Besonderheiten. Wegen der relativ hohen Speisespannung können hier die Spannungsteiler-Widerstände für die Basis groß gewählt werden (vgl. Abb. 7). Der Kollektorruehestrom ist auf $-I_c = 0,6 \text{ mA}$ eingestellt.

Der gesamte NF-Teil liefert eine Verstärkung von etwa 53 dB (bei 10 mW Ausgangsleistung). Die für 10 mW erforderliche Eingangsspannung beträgt $U_i = 9,4 \text{ mVeff}$ an der Basis. Der Eingangswiderstand ist etwa $r_i' \approx 2,2 \text{ k}\Omega$.

2) Demodulatorstufe

Für die Demodulation eines an einem ZF-Kreis stehenden Signals bei niederohmiger Last gelten unter anderem hier ähnliche Gesichtspunkte, wie sie schon ausführlich in der Techn.Information 4 H erörtert wurden. Die hier vorliegende Schaltung, die in Abb. 5 wiedergegeben ist, enthält einige

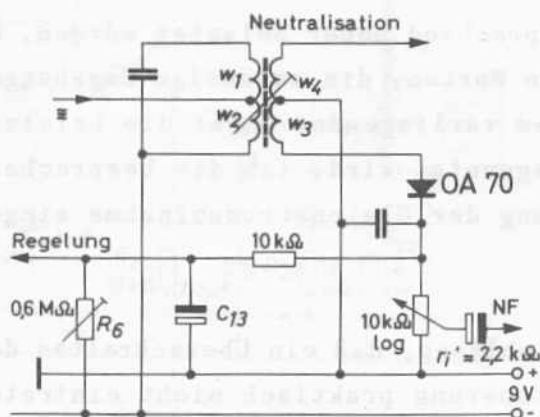


Abb. 5

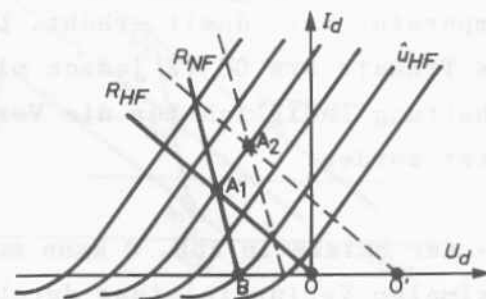


Abb. 6



Abweichungen von dem bislang verwendeten Demodulatorteil. Wie man sieht, liegt an dem für die Regelung wirksamen Kondensator C_{13} über R_6 noch eine negative Spannung, die für die Diode eine kleine positive Vorspannung bedeutet. Sie beträgt etwa 80 mV. Durch diese Vorspannung wird das in der T.I. 4 H besprochene Abschneiden der Modulationsspitzen weitgehend vermieden, wie aus dem skizzierten Richtkennlinienfeld in Abb. 6 hervorgeht.

Die Neigung der Richtkennlinien entspricht dem Innenwiderstand des Demodulators, die beiden sich in A_1 bzw. A_2 schneidenden Geraden entsprechen den für HF bzw. NF wirksamen Belastungswiderständen. Durch die unterschiedliche Belastung wird bei Modulationsschwankungen von $m = 0$ auf $m = 1$ nicht der Weg $A_1 \rightarrow 0$, sondern $A_1 \rightarrow B$ durchschritten, wobei aber B schon bei z.B. $m = 0,6$ erreicht wird.

Bei einer positiven Vorspannung rückt der Fußpunkt der R_{HF} -Geraden nach rechts zum Punkt $0'$, wodurch nunmehr bei gleichen Widerständen ein Abschneiden der Modulationsspitzen vermieden wird. Das Optimum an Leistungsübertragung bei geringsten Verzerrungen hängt von mehreren Faktoren ab, z.B. von Selektivität, Kreisgüte, Regelspannung, Anpassungsverhältnis. Hier wurde vom Transistorausgang über w_2, w_3 eine Abwärtstransformation von $w_2:w_3 = 2$ gewählt bei einem für HF wirksamen Belastungswiderstand von 10 k Ω bei voller Lautstärke. Der Eingangswiderstand des NF-Transistors von 2,2 k Ω bewirkt dann im Zusammenhang mit der genannten positiven Vorspannung noch keine merkliche Beschneidung der Modulationsspitzen, im übrigen auch einen etwas besseren Wirkungsgrad, da die Diode in einem Gebiet größerer Kennliniensteilheit arbeitet.

Der Leistungsverlust im Demodulatorteil beträgt bei 50 mW NF-Leistung am Lautsprecher und voll aufgeregeltem Lautstärkereglern bei 30 % AM etwa -18 dB.

3) ZF-Stufe

Die Schaltung der beiden ZF-Stufen geht aus dem Gesamtschaltbild Abb. 7 hervor. Die beiden Transistoren OC 45 sind normal gleichstromstabilisiert.

Die Kollektorruheströme betragen bei 9 V Speisespannung etwa $-I_c = 0,6$ mA. Transistoren haben eine innere kapazitive Rückwirkung, die vor allem durch die im Ersatzschaltbild des Transistors als Kondensator darstellbare Kapazität der Kollektor-Diode entsteht. Sie kann durch Rückführung eines



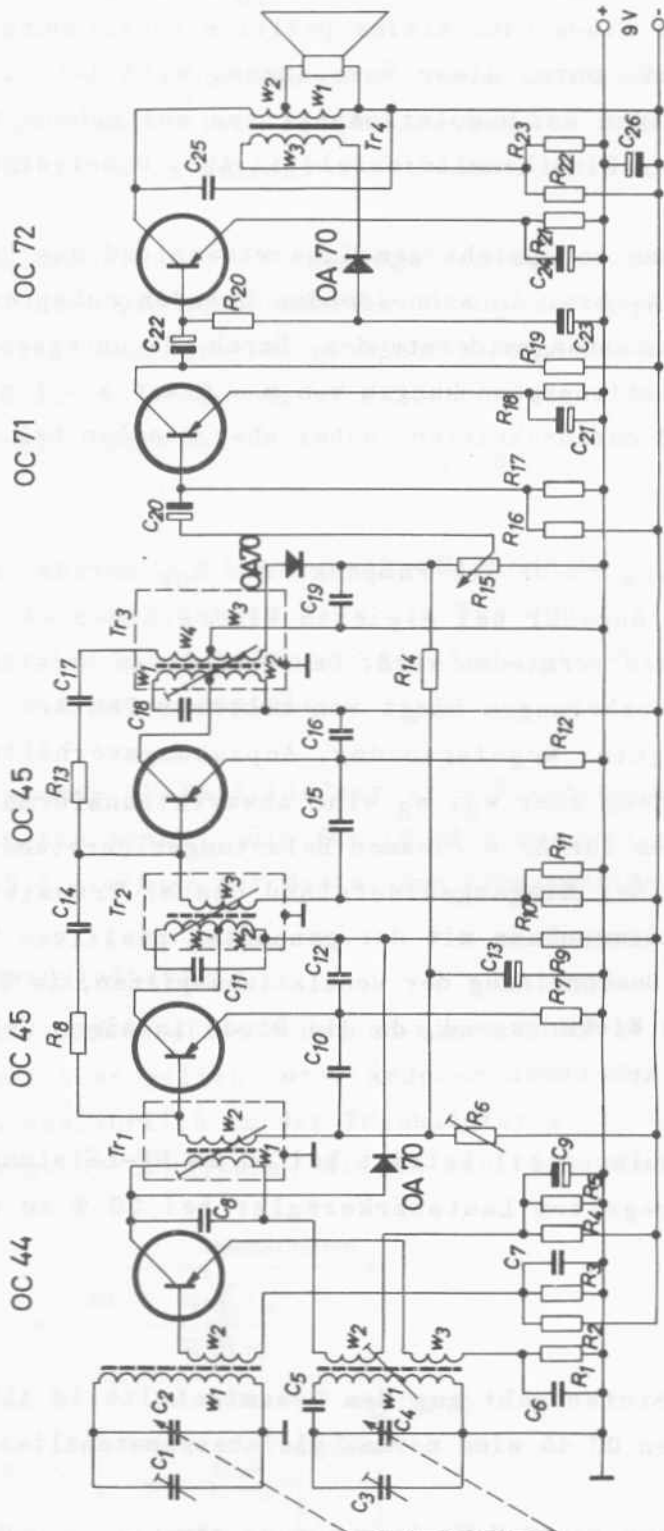


Abb. 7

- R₁ = 2,2 kΩ
- R₂ = 22 kΩ
- R₃ = 3,9 kΩ
- R₄ = 1,2 kΩ
- R₅ = 8,2 kΩ
- R₆ = 0,6 MΩ
- R₇ = 470 Ω
- R₈ = 1,5 kΩ
- R₉ = 4,7 kΩ
- R₁₀ = 22 kΩ
- R₁₁ = 4,7 kΩ
- R₁₂ = 2,2 kΩ
- R₁₃ = 1,8 kΩ
- R₁₄ = 10 kΩ
- R₁₅ = 10 kΩ log
- R₁₆ = 18 kΩ
- R₁₇ = 18 kΩ
- R₁₈ = 6,8 kΩ
- R₁₉ = 3,9 kΩ
- R₂₀ = 4,7 kΩ
- R₂₁ = 100 Ω
- R₂₂ = 12 kΩ
- R₂₃ = 1,2 kΩ
- R₁₊₂ = 15 + 194 pF
- R₃₊₄ = 15 + 194 pF
- C₅ = 176 pF
- C₆ = 40 nF
- C₇ = 10 nF
- C₈ = 3 nF
- C₉ = 3,2 μF/70 V
- C₁₀ = 40 nF
- C₁₁ = 500 pF
- C₁₂ = 5 nF
- C₁₃ = 2 μF/9 V
- C₁₄ = 39 pF
- C₁₅ = 10 nF
- C₁₆ = 40 nF
- C₁₇ = 39 pF
- C₁₈ = 500 pF
- C₁₉ = 5 nF
- C₂₀ = 2 μF/9 V
- C₂₁ = 32 μF/3 V
- C₂₂ = 10 μF/3 V
- C₂₃ = 1 μF/6 V
- C₂₄ = 100 μF/3 V
- C₂₅ = 40 nF
- C₂₆ = 100 μF/12,5 V



Spulen und Transformatoren

Vorkreis: $w_1 = 90$ Wdg.; $20 \times 0,04$, $L_1 = 484 \mu\text{H}$
 $w_2 = 3$ Wdg.; $0,2$ CuLS

Oszillator: $w_1 = 135$ Wdg., $L_1 = 280 \mu\text{H}$
 $w_2 = 10$ Wdg., $0,1$ CuLS
 $w_3 = 4$ Wdg.,

Kreuzwickelspule Ferroxcube, Schraubkern VK 22039-3B

Tr₁ $w_1 = 70$ Wdg.; $20 \times 0,04$, $L_1 = 43 \mu\text{H}$
 $w_2 = 17$ Wdg.; $0,1$ CuLS

Tr₂ $w_1 = 89$ Wdg.; $20 \times 0,04$ } $L = 245 \mu\text{H}$
 $w_2 = 67$ Wdg. " " " }
 $w_3 = 15$ Wdg.; $0,1$ CuLS

Tr₃ $w_1 = 116$ Wdg.; $20 \times 0,04$ } $L = 245 \mu\text{H}$
 $w_2 = 40$ Wdg.; " " " }
 $w_3 = 21$ Wdg. } $0,1$ CuLS
 $w_4 = 7$ Wdg.

Tr₁...Tr₃ haben Spulenkörper mit Kammern, Ferroxcube Stiftkerne $3,5 \times 13$ mm
 VK 20523A, Karb.-Eisenschale und Leichtmetalltopf. Primär- und Sekun-
 därwicklung auf gleichem Körper

$$Q_0 = 130$$

$$Q_{\text{Betr}} = 65$$

$$k = 0,91 \dots 0,97$$

Tr₄ $w_1 = 71$ Wdg.; $0,45$ CuL
 $w_2 = 470$ Wdg.; $0,2$ CuL
 $w_3 = 150$ Wdg.; $0,08$ CuL

$$L_{\text{pr}} \approx 300 \text{ mH bei } f = 300 \text{ Hz}$$

EI 30 verschachtelt, ohne Luftspalt; Kernquerschnitt 120 mm^2



Teiles der Ausgangsspannung über eine RC-Kombination an den Eingang neutralisiert werden. Abb. 8 zeigt die zu einer Brücke umgezeichnete Schaltung, bei der durch Wahl von C_x , R_x die Spannung u_{be} von u_{ce} unabhängig gemacht werden kann. Über die Dimensionierung von R_x , C_x sind im Anhang praktische Formeln zu finden. Die Fertigungsstreuungen der Transistoren sind heute schon derart eingeschränkt worden, daß das Gerät mit fest eingestellten Neutralisationsgliedern gebaut werden kann.

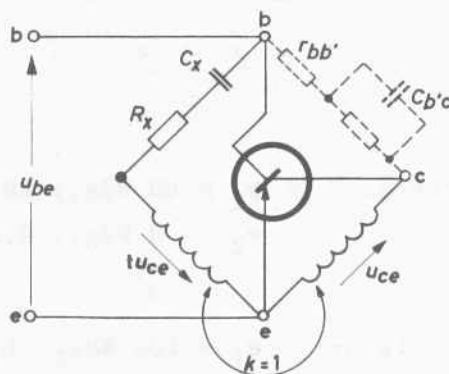


Abb. 8

Bei einem neutralisierten Transistor kann man sich Eingang und Ausgang aus je einem Widerstand mit parallelgeschalteter Kapazität denken. Die Kapazitäten lassen sich beim Abgleich des Gerätes quasi mit in die Schwingkreiskapazitäten einbeziehen. Die Eingangs- und Ausgangswiderstände dagegen können als Paralleldämpfung der Kreise aufgefaßt werden. Zwischen dieser Dämpfung, der Bandbreite, sowie dem Leistungsverlust vom Ausgang eines Transistors über den Kreis an den Eingang des nächstfolgenden Transistors besteht ein Zusammenhang, der sich aus einigen im Anhang angegebenen Formeln entnehmen läßt. Für einen Einzelkreis zwischen zwei ZF-Transistoren gilt für die Leistungsübertragung $N_o/N_i = v_N$

$$v_N = \left(1 - \frac{1}{x_b}\right)^2 \quad (1)$$

worin

$$x_b = \frac{2\Delta f_b}{2\Delta f_0} \quad (2)$$

ist, d.h. das Verhältnis der Bandbreite bei belastetem Kreis und unbelastetem Kreis.

Die optimalen Anzapfungsverhältnisse t_1 , t_2 nach dem Schema der Abb. 4A im Anhang ergeben sich zu

$$t_1 = \sqrt{\frac{g_k}{g_{22}} \cdot \frac{1}{2} (x_b - 1)} \quad (3)$$



$$t_2 = \sqrt{\frac{g_k}{g_{11}^*} \frac{1}{2} (x_b - 1)} \quad (3)$$

Hierin ist

g_k = Leitwert des unbelasteten Kreises

g_{22}^* = Ausgangsleitwert des dem Kreis vorausgehenden Transistors

g_{11}^* = Eingangsleitwert des dem Kreis folgenden Transistors (bei vorgegebener Betriebseinstellung der neutralisierten Transistoren)

An Stelle der Einzelkreise können auch Bandfilter verwendet werden, die zwar einen größeren Leistungsverlust, aber eine wesentlich bessere Selektivität einbringen. Bei gleicher Selektivität erweist sich ein kritisch gekoppeltes Bandfilter dem Einzelkreis auch in der Leistungsbilanz überlegen (insbesondere wenn mehrere Bandfilter bzw. Kreise betrachtet werden). Die diesbezüglichen Formeln sind im Anhang aufgeführt. In der Schaltung Abb. 7 wurden Einzelkreise gewählt, weil die Einzelkreise sehr viel weniger Raum einnehmen und das vorliegende Gerät besonders kleinvolumig sein sollte. Die Schwingkreiskapazitäten sind relativ groß (500 pF), damit sich Änderungen der Transistorkapazitäten möglichst wenig auswirken.

Die Dimensionierung läßt sich leicht verfolgen. Die Eingangs- und Ausgangsleitwerte des Transistors OC 45 betragen bei $-I_c = 0,6$ mA und bei 455 kHz etwa

$$g_{11}^* \approx 550 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

$$g_{22}^* \approx 28,5 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

Die verwendeten Kreise (vgl. die Angaben in Abb. 7) haben bei einer Kreiskapazität von 500 pF eine Leerlaufgüte von

$$Q_0 = 130$$

Es sei $x_b = 2$ gewählt, so daß mit Gl. (1)

$$v_N = \left(1 - \frac{1}{2}\right)^2 = 0,25$$

folgt. Der Leerlaufleitwert der Kreise beträgt

$$g_k = 11 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

Aus den Gln. (3) ergibt sich schließlich

$$t_1 = 0,44$$

$$t_2 = 0,10$$



Die Werte für die Neutralisationsglieder folgen dann unmittelbar aus Gl. (1A) im Anhang, wenn man nicht gesondert anzapft, so daß

$$t = \frac{t_2}{t_1} = \frac{1}{4,4}$$

ist. Es ergibt sich mit $I_e = 0,6 \text{ mA}$ (vgl. Anhang)

$$R_x = \frac{1}{4,4} \cdot 75 \cdot \frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 12,5 \cdot 10^{-12}} \Omega$$

$$R_x = 840 \Omega$$

$$C_x = 4,4 \cdot 12,5 \text{ pF} = 55 \text{ pF}$$

(Die in Abb. 7 etwas anders gewählten Werte berücksichtigen, daß die Kopplung etwa $k = 0,91 \dots 0,97$ ist.)

Der hier angedeutete Gang der Dimensionierung betrifft den zweiten ZF-Kreis. Bei der Dimensionierung des dritten Kreises tritt bei Berechnung von v_N an die Stelle von g_{11}^* die vom Demodulatorkreis hervorgerufene Belastung, beim ersten Kreis an die Stelle von g_{22}^* der wirksame Ausgangsleitwert der Mischstufe.

4) Regelung

Bei Transistorempfängern gibt es im Prinzip mehrere Möglichkeiten der Regelung, welche jedoch zum Teil in der Praxis einige Schwierigkeiten bereiten. Bei Emitterstromregelung z.B. bewirkt eine Verkleinerung des Emitterstromes zum Zwecke der Verstärkungsverringerung zugleich eine Vergrö-

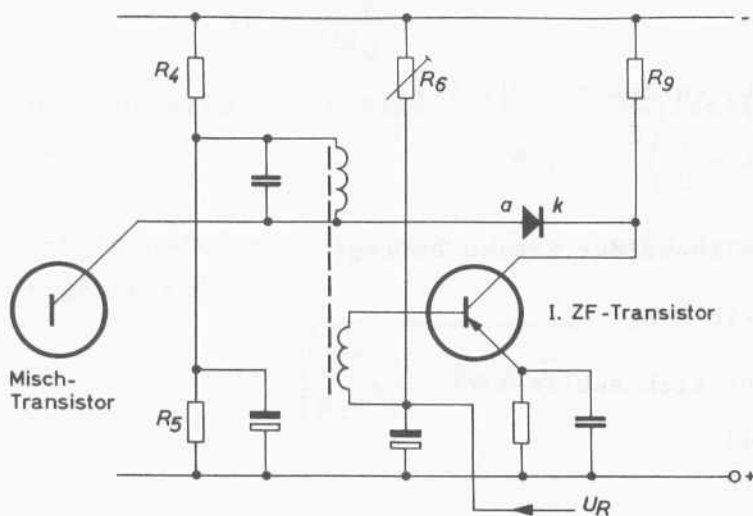


Abb. 9



Berung der Eingangsimpedanz des Transistors und damit eine Entdämpfung der Kreise. Dabei entsteht wiederum ein gewisses Anwachsen der Verstärkung, die der Regelung also entgegenläuft. Es kann sogar vorkommen, daß das Entgegenlaufen überwiegt und regelrecht Eigenschwingungen entstehen. Vor allem aber hat die ausschließliche Regelung des Emitterstromes den Nachteil, daß bei starkem Herabregeln die mögliche Aussteuerung verringert wird und dadurch Verzerrungen eintreten können. In der Schaltung Abb. 7 ist eine verbesserte Regelung durchgeführt worden, die zuerst von Le Can angegeben wurde. Das Prinzip gibt Abb. 9 wieder. Die vom Demodulator erzeugte Regelspannung U_R liegt an der Basis des ersten Transistors, so daß, wie oben angedeutet wurde, zunächst zwar die Verstärkung des Transistors sinngerecht geregelt wird, aber die unerwünschte, gegenläufige Dämpfungsänderung am Kreis eintritt. Diese wird nun jedoch durch eine Diode OA 70 aufgehoben und sogar überkompensiert. Eine Verringerung des Emitterstromes beim Herabregeln läßt nämlich den Spannungsabfall an einem im Kollektorkreis liegenden Gleichstromwiderstand R_9 kleiner werden, wobei sich die Katode der Diode ins Negative verschiebt und daher bei richtig mit R_4/R_5 eingestelltem Anodenpotential die Diode leitend wird. Dadurch wird die Entdämpfung durch eine zusätzliche Bedämpfung des ersten ZF-Kreises aufgehoben. Da man bei starkem Einfall des Senders ohnehin eine größere Bandbreite in Kauf nehmen wird, kann die Diodenwirkung so stark überkompensiert werden, daß sie an der Regelwirkung vollen Anteil nimmt und eine sonst nötig werdende, aber unerwünschte Regelung der Mischstufe ersetzt.

Da die Regelung auch noch bei abgefallener Batteriespannung, z.B. 5 V, arbeiten soll, ist es nötig, die Diode individuell mittels R_6 einzustellen. Auf diese Weise wird zugleich auch der Einfluß von Exemplarstreuungen der Diode, der Transistoren und Widerstände eingeschränkt.

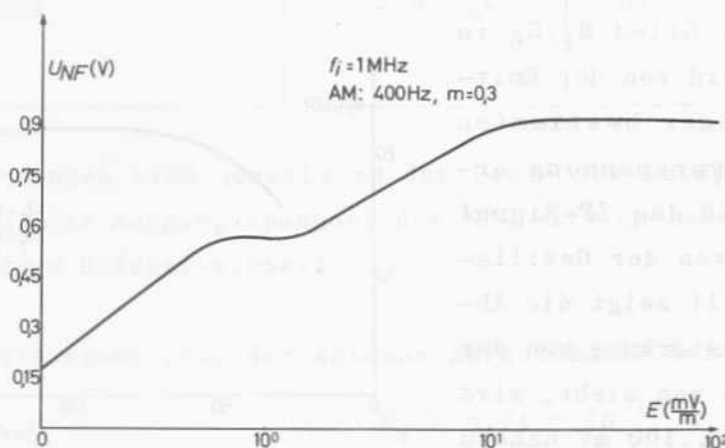


Abb. 10



Abb. 10 zeigt die Regelkennlinie des Gerätes. Es ist die Spannung an der Primärseite des Ausgangsübertragers U_{NF} als Funktion der Feldstärke E aufgetragen bei maximal von den Feldlinien durchsetztem Ferritstab.

Häufig ist es erwünscht, noch eine besonders wirksame Regelung bei Einfall von sehr starken Sendern zu erzielen. Dann gibt es noch die Möglichkeit, eine zusätzliche verzögerte Dämpfungsregelung mit einer Diode an einer auf den Ferritstab aufgebrauchten Wicklung, d.h. unmittelbar am Eingang einzurichten.

Der erste ZF-Kreis hat nur zwei Wicklungen, d.h. der Ausgang der Mischstufe ist nicht an eine Anzapfung angeschlossen, damit die Oszillatorspannung nicht zu stark an der Sekundärseite des Kreises erscheint und schließlich über die ZF-Stufen an den Demodulator gelangt.

Die vom Oszillator stammende Spannungskomponente ist an w_2 von Tr_1 in Abb. 7 umgekehrt proportional g_k , so daß mit Gl.(3) bei einem größeren t_1 , (z.B. $t_1 \approx 1$) ein größerer Wert g_k und daher eine kleinere über die ZF-Stufen gelangende Oszillatorspannung folgt.

Es mag hier noch angemerkt werden, daß in der Schaltung Abb. 7 grundsätzlich die Kreise durch Bandfilter ersetzt werden können, wenn es auf ein Minimum an Raumbedarf nicht so sehr ankommt. Die Dimensionierung kann dann leicht aus den Formeln im Anhang bestimmt werden, wobei die Gleichstromschaltung unverändert belassen werden kann.

5) Mischstufe

Die erste Stufe mit einem Transistor OC 44 ist als additive selbstschwingende Mischstufe ausgelegt. Als Oszillator arbeitet der Transistor in der Basisschaltung, als Mischverstärker in der Emitterschaltung. Das eigentliche Mischorgan ist die Emitterdiode des Transistors. Am RC-Glied R_1/C_6 in der Emitterzuleitung wird von der Emitterdiode (oberhalb einer bestimmten Spannung) eine Diodenvorspannung erzeugt. Sie bewirkt, daß das ZF-Signal weitgehend unabhängig von der Oszillatorspannung wird. Abb. 11 zeigt die Abhängigkeit der Mischverstärkung von der Oszillatorspannung. Wie man sieht, wird diese oberhalb etwa 50...100 mV nahezu konstant. (Die Oszillatorspannung ist

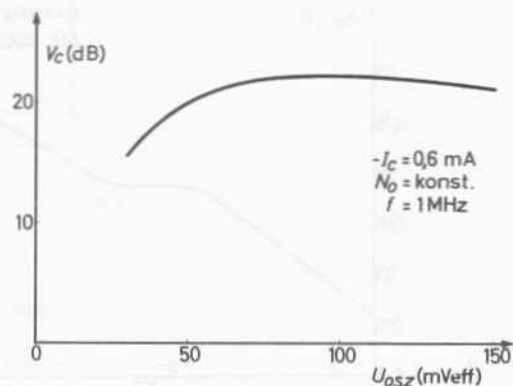


Abb. 11



am Emitter gegen Masse gemessen, die Mischverstärkung von der Sekundärseite des Eingangskreises zur Sekundärseite des ZF-Kreises.)

Eine zu große Oszillatorspannung kann (insbesondere bei einem Transistor-exemplar mit hoher Stromverstärkung) ein Überspringen zur Folge haben. Dies kann durch ein Herabsetzen der Güte des Oszillatorkreises vermieden werden. Wichtig ist die richtige Polung der Basiswicklung am Eingangskreis, damit sich keine Kopplungen über die Plattenpakete des Drehkondensators auswirken können.

Der Gleichlauf des Oszillators wird von dem üblichen Paddingkondensator C_5 besorgt.

Als Antenne dient ein Ferroxcube Antennenstab VK 20606 A, $8 \times 140 \text{ mm}^2$.

6) Meßergebnisse

Bei einer Ausgangsleistung von 10 mW am Lautsprecher, Eingangsfrequenz $f_i = 1 \text{ MHz}$, AM: 1 kHz, $m=0,3$ sowie bei einer Speisespannung von 9 V und voll aufgeregeltem Lautstärkereglern ergeben sich folgende Werte

	Eingangssp.	Ausgangssp.	Verstärkung
NF-Teil	9,4 mV	0,316 V	53 dB
Demodulator	68 mV (an w_3)	9,4 mV	-18 dB
2. ZF-Stufe	$\approx 1,4 \text{ mV}$	137 mV (an w_3)	30,2 dB
1. ZF-Stufe	$\approx 61 \text{ } \mu\text{V}$	$\approx 1,4 \text{ mV}$	30,1 dB
Mischstufe	$\approx 3 \text{ } \mu\text{V}$	61 μV	27,2 dB
			122,5 dB

Die Spannungen sind jeweils an der Basis des entsprechenden Transistors gemessen, die Ausgangsspannung des NF-Teils am Lautsprecher. (Alle Spannungen sind Effektivwerte.)

Eingangsleistung (von der Antenne aufgenommene Leistung)

$$N_i = 0,74 \cdot 10^{-13} \text{ W}$$



Empfindlichkeit dabei $\approx 0,5$ mV/m, wenn der Ferritstab maximal von Feldlinien durchsetzt wird.

Gesamte Selektivität $S_g \approx 24$ mit Regelung
" " $S_g \approx 50$ ohne Regelung

Das Titelbild und die Abb. 12 zeigen fotografische Aufnahmen eines Labormusters des kleinen Gerätes.

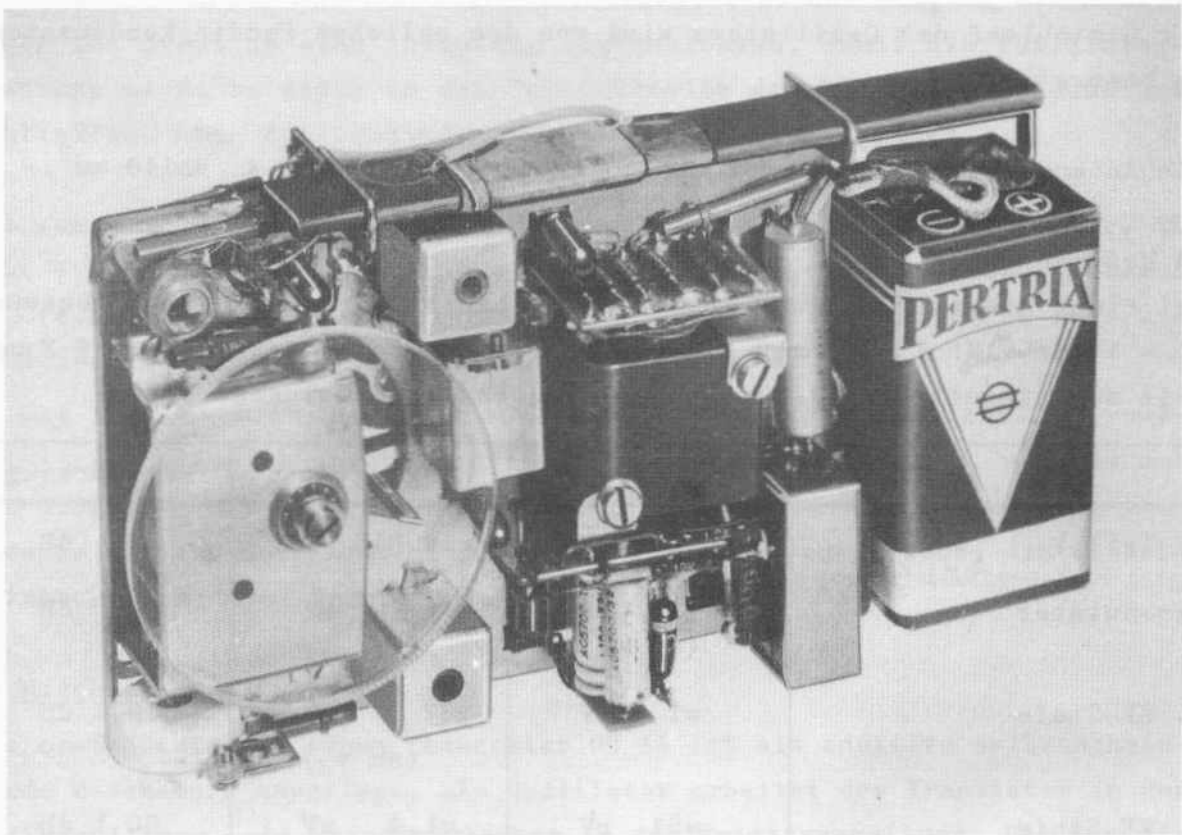


Abb. 12



A n h a n g

Im folgenden sollen einige wichtige Formeln für die Auslegung von Transistor-ZF-Verstärkerstufen zusammengestellt werden. Die Herleitung dieser Formeln wird in einem in Kürze erscheinenden Sonderdruck zu finden sein.

a) Neutralisation

In den Daten des Transistors OC 45 sind für das Ersatzschaltbild in Abb. 1A die folgenden Werte angegeben

bei $f = 455 \text{ kHz}$; $-U_{ce} = 6 \text{ V}$; $I_e = 1 \text{ mA}$
(Emitterschaltung)

$$C_{b'c} = 12,5 \text{ pF}$$

$$g_{ce} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

$$r_{bb'} = 75 \Omega$$

$$h_{21}' = 40 (= \alpha_0')$$

$$f_g = 6 \text{ MHz (Basisschaltung)}$$

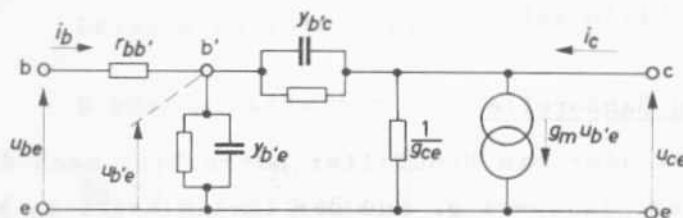


Abb. 1A

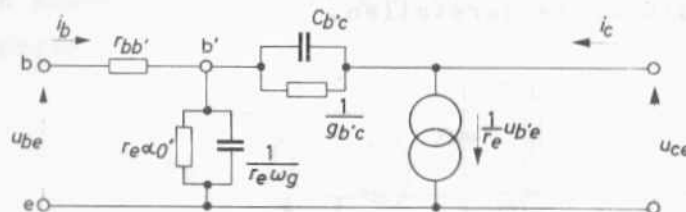


Abb. 2A

Die fehlenden Werte für $y_{b'e}$ und g_m können durch die Grenzfrequenz und Stromverstärkung ersetzt werden, wenn man das als Näherung anzusehende Ersatzschaltbild Abb. 2A verwendet und außerdem

$$r_e = \frac{U_{T0}}{I_e} \quad (U_{T0} = 26 \text{ mV})$$

setzt.



In einer Neutralisations-Schaltung nach Abb. 3A gilt dann näherungsweise

$$R_x = t r_{bb'} \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}} \approx t r_{bb'} \frac{I_e}{U_{T0} 2\pi f_g} \cdot \frac{1}{C_{b'c}}$$

$$(U_{T0} = 26 \cdot 10^{-3} \text{ V}) \quad (1A)$$

$$C_x = \frac{1}{t} C_{b'c}$$

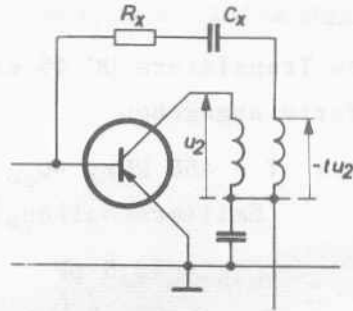


Abb. 3A

(An sich müßte auch noch $g_{b'c}$ neutralisiert werden, was sich jedoch meist erübrigt, da $g_{b'c}$ sehr klein ist.)

b) Leistungsverlust und Bandbreite

Es wird ein Einzelkreis oder ein Bandfilter betrachtet nach dem Schema der Abb. 4A. Der Generatorleitwert g_1 und der Lastleitwert g_2 können die Ausgangs- bzw. Eingangsleitwerte der Transistoren sein, g_2 kann jedoch z.B. auch den Demodulatorkreis darstellen.

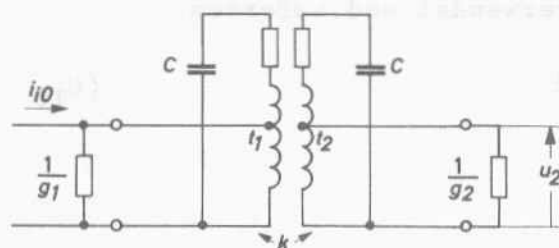
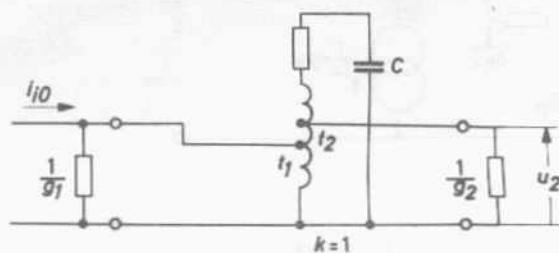


Abb. 4A



Es sei gegeben:

g_1, g_2 (Leitwerte, wie besprochen)

Q_0 Leerlaufgüte eines Kreises
(für Bandfilter sei gleiche Güte der beiden Kreise angenommen)

g_k Resonanzleitwert eines Kreises bei Leerlauf

$$g_k = \frac{2\pi f_0 C}{Q_0}$$

Außerdem sollen folgende Ersetzungen eingeführt werden:

$x_b = \frac{2\Delta f_b}{2\Delta f_0}$ Verhältnis der 3 dB Bandbreiten bei Belastung durch g_1, g_2 und bei Leerlauf

$x_B = \frac{2\Delta f_B}{2\Delta f_0}$ Verhältnis der 3 dB Bandbreiten bei mehreren Filtern oder Kreisen

t_1, t_2 Anzapfungsverhältnisse

v_N Leistungsübertragung bei konstantem Generatorstrom i_{i0}

S_9 9 kHz-Selektivität

$$S_9 = \left| \frac{u_{20}}{u_2(\Delta f = 9 \text{ kHz})} \right|$$

Mit diesen Ersetzungen erhält man für

1) Einzelkreis

$$v_N = \left(1 - \frac{1}{x_b} \right)^2$$

$$2\Delta f_b = x_b f_0 \cdot \frac{1}{Q_0}$$

(2A)

$$t_1 = \sqrt{\frac{g_k}{g_1} \cdot \frac{1}{2} (x_b - 1)}$$

$$t_2 = \sqrt{\frac{g_k}{g_2} \cdot \frac{1}{2} (x_b - 1)}$$



Bei drei Kreisen

$$2\Delta f_B = 2\Delta f_b \cdot \sqrt[3]{\sqrt{2} - 1}$$

$$S_g = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f_g}{2\Delta f_b}\right)^2}^3 \quad (3A)$$

mit $2\Delta f_g = 18 \text{ kHz}$

2) Bandfilter, kritisch gekoppelt

$$v_N = \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{x_b}\right)^2$$

$$2\Delta f_b = x_b f_0 \cdot \frac{1}{Q_0} \quad (4A)$$

$$t_1 = \sqrt{\frac{g_k}{g_1} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} x_b - 1\right)}$$

$$t_2 = \sqrt{\frac{g_k}{g_2} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} x_b - 1\right)}$$

Bei drei Filtern:

$$2\Delta f_B = 2\Delta f_b \cdot \sqrt[4]{\sqrt[3]{\sqrt{2} - 1}}$$

$$S_g = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f_g}{2\Delta f_b}\right)^4}^3 \quad (5A)$$

mit $2\Delta f_g = 18 \text{ kHz}$

3) Bandfilter, optimale Leistungsanpassung (bei konstanter Kopplung)
 Bei dieser Anpassung erhält man eine unterkritische Kopplung. Wenn Q die Güte des belasteten Filters ist, ergibt sich diese Kopplung aus

$$kQ_0 = \sqrt{p(p-2)} \quad (6A)$$

mit

$$p = \frac{Q_0}{Q}$$



Wenn man p als Parameter auffaßt, lassen sich die etwas komplizierten Formeln etwas einfacher schreiben. Man erhält

$$\begin{aligned}
 v_N &= \left(1 - \frac{2}{p}\right) \\
 &\text{(nicht quadratisch!)} \\
 2\Delta f_b &= x_b f_0 \frac{1}{Q_0} \\
 t_1 &= \sqrt{\frac{g_k}{g_1}} (p-1) \\
 t_2 &= \sqrt{\frac{g_k}{g_2}} (p-1)
 \end{aligned} \tag{7A}$$

wobei die folgende Beziehung zwischen x_b und p gilt

$$x_b = \sqrt{2 p \left[\sqrt{1+(p-1)^2} - 1 \right]} \tag{8A}$$

Näherungsweise kann man beim Rechnen

$$p \approx 1 + \frac{1}{\sqrt{2}} x_b \tag{9A}$$

schreiben.

Bei drei Filtern:

$$\begin{aligned}
 2\Delta f_B &= 2\Delta f_b \sqrt{\frac{\sqrt{1+(\sqrt[3]{2}-1)(p-1)^2} - 1}{\sqrt{1+(p-1)^2} - 1}} \\
 S_9 &= \left(\sqrt{1 + \frac{1}{p(p-1)^2} \left(\frac{2\Delta f_9}{f_0} Q_0\right)^2} + \frac{1}{4p^2(p-1)^2} \left(\frac{2\Delta f_9}{f_0} Q_0\right)^4 \right)^3 \tag{10A}
 \end{aligned}$$

mit $2\Delta f_9 = 18 \text{ kHz}$

Bei einem Vergleich der drei Fälle findet man, daß sowohl Einzelkreise als auch Bandfilter realisierbare Verhältnisse ergeben. Setzt man beispielsweise die Werte fest

$$v_N = 0,25, \quad f_0 = 455 \text{ kHz}, \quad Q_0 = 130$$

dann erhält man für die drei Fälle bei insgesamt drei Kreisen, bzw. drei Bandfiltern



3 Einzelkreise:

$$2\Delta f_B = 3,57 \text{ kHz}$$

$$S_g = 21$$

3 Bandfilter, kritisch gekoppelt:

$$2\Delta f_B = 7,08 \text{ kHz}$$

$$S_g = 41$$

3 Bandfilter, optimal angepaßt:

$$2\Delta f_B = 4,52 \text{ kHz}$$

$$S_g = 49$$



Technische Informationen

Inhalt der bisher erschienenen Hefte

<u>T.I.</u>	<u>Heft</u>	<u>Inhalt</u>
110654	1 H	VALVO-Flächen-Transistoren
150255	2 H	Gleichstromtransformation mit VALVO-Transistoren
210255	3 H	Phasenvergleich mit Germanium-Dioden im Horizontal-Ablenkteil von Fernseh-Empfängern
190555	4 H	Ein Batterie-Empfänger mit gemischter Bestückung
280555	5 H	Ein Transistor-Verstärker für Plattenspieler
200655	6 H	Zur Belastbarkeit und Wärmeableitung von Transistoren
050755	7 H	Ein astabiler Multivibrator mit p-n-p-Flächentransistoren OC 71
071055	8 H	Einige für das Arbeiten mit Transistoren wichtige Beziehungen und Begriffe
200256	9 H	Gleichspannungswandler (I. Teil)
230256	10 H	Gleichspannungswandler (II. Teil)
080656	11 H	Dezimal-Zähleinheit mit Transistoren Ein Dezimal-Ziffernspeicher
271256	12 H	4 Schaltungen mit Transistoren
180457	13 H	Einige Transistoranwendungen der Schalt- und Regel-Technik
260757	14 H	Ein volltransistorisierter Batterie-Kleinempfänger für Mittelwellen



VALVO - HALBLEITER

Germanium-Dioden

0A 5	Allzweck-Golddraht-Diode
0A 31	Flächendiode für Leistungsgleichrichter
0A 70 0A 73	HF-Dioden für niederohmige Gleichrichterschaltungen
0A 72 0A 79	HF-Dioden für hochohmige Gleichrichterschaltungen
2 0A 72 2 0A 79	Diodenpaare für Ratiidetektor- und Diskriminatorschaltungen
0A 81 0A 85	115 V-Allzweckdioden
0A 86 0A 87	Dioden für Schalteranwendungen
0A 91 0A 95	115 V-Allzweckdioden in Miniaturtechnik

Transistoren

0C 16 2 0C 16	NF-Leistungstransistor, als Paar für Gegentakt-Endstufen
0C 30	NF-Leistungstransistor
0C 44	HF-Transistor für Mischstufen
0C 45	Transistor für ZF-Verstärkerstufen
0C 65 0C 66	NF-Transistoren in Miniaturtechnik für Hörgeräte
0C 70 0C 71	NF-Kleinsignal-Transistoren
0C 72 2 0C 72	NF-Transistor für Endstufen, als Paar für Gegentaktendstufen
0C 73	30 V-Allzwecktransistor mit engen Toleranzen
0C 76	30 V-Schaltertransistor
0C 77	60 V-Schaltertransistor

Stand vom 1.4.57

