

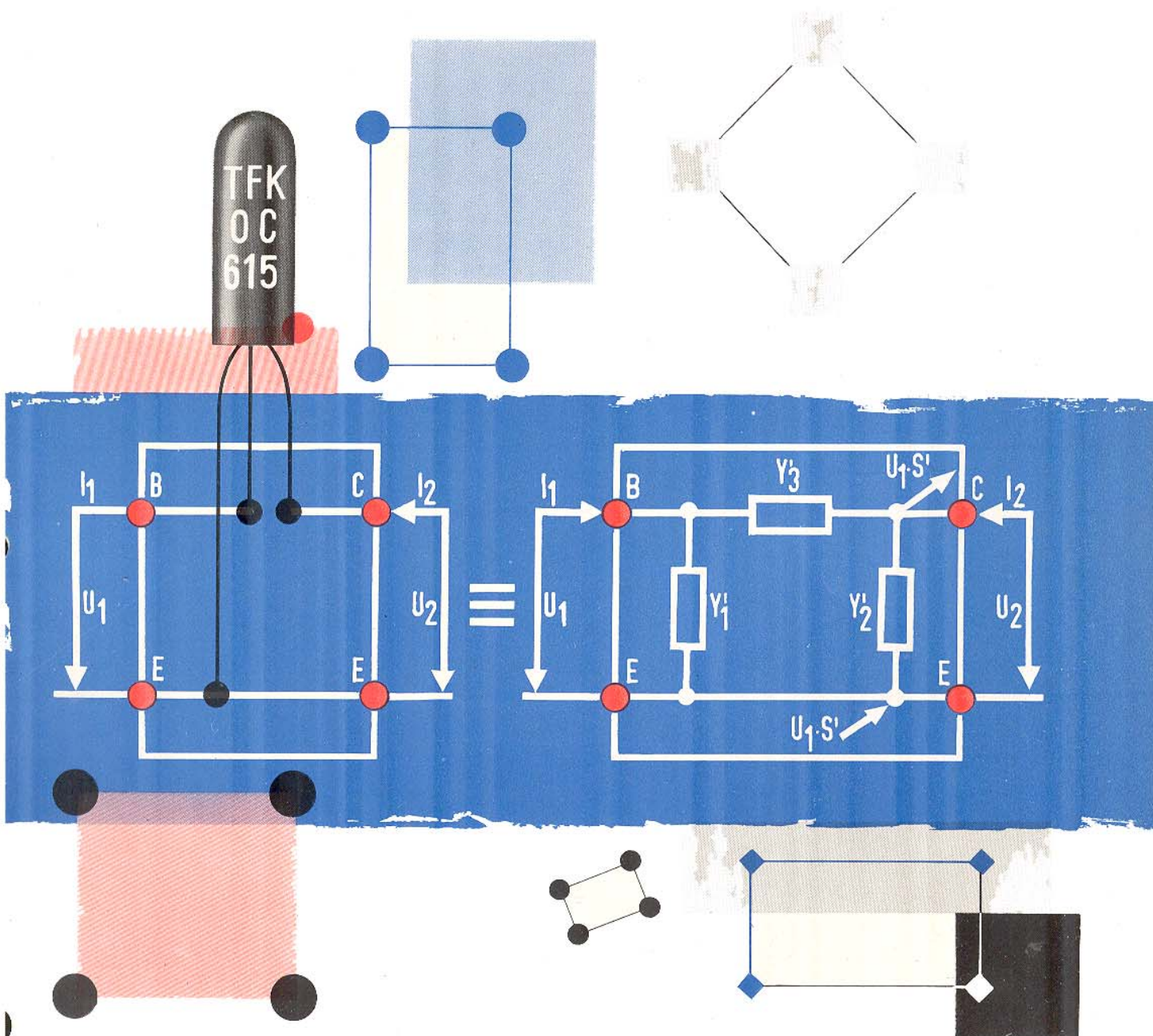
Deilef Kretschmer
7023 ECHTERDINGEN b. Stuttgart
Brühlstraße 58

TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

Die Vierpolkenngrößen des HF-Transistors OC 615 für den Frequenzbereich von 30 bis 135 MHz



Eine 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 nachgefordert werden.

TELEFUNKEN

G · M · B · H

GESCHÄFTSBEREICH RÖHREN
VERTRIEB

Ulm/Donau, Söflinger Straße 100
Western Germany

**Diese Mitteilung dient nur zu Ihrer Information. Nachdruck (auch auszugsweise) bedarf unserer Zustimmung.
Lizenz- und Schutzrechtsfragen liegen außerhalb dieser technischen Information.**

Printed in Western Germany



DIE VIERPOLKENNGRÖSSEN DES HF-TRANSISTORS OC 615 FÜR DEN FREQUENZBEREICH VON 30 BIS 135 MHz

EINLEITUNG

Zur Dimensionierung und Berechnung einer HF-Transistorstufe ist die Kenntnis der Vierpolgrößen des Transistors erforderlich. Hierbei ist die Darstellung als Vierpol in der π -Ersatzschaltung am zweckmäßigsten, weil die äußeren Leitwerte der Schaltung zu den Querleitwerten dieses π -Gliederes hinzuaddiert werden können. Ferner gibt die gewählte Ersatzschaltung mittelbar Auskunft über die erforderlichen Neutralisationsmaßnahmen.

Zweck dieser Arbeit ist es, die Vierpolersatzkenngrößen des HF-Transistors OC 615 Y_1' , Y_2' , Y_3' und S' zu ermitteln und in Ortskurven als Funktion der Frequenz und des Arbeitspunktes bekanntzugeben, ferner für das hauptsächlichste Anwendungsgebiet um 100 MHz (UKW-Empfänger) die Vierpolkonstanten für die Emitter- und Basisschaltung aus den Vierpolersatzkenngrößen abzuleiten und die maximal erreichbare Leistungsverstärkung als Funktion der Frequenz, der Schaltung und des Arbeitspunktes in Kurven darzustellen.

1. DAS HF-ERSATZSCHALTBILD DES TRANSISTORS

Der gesteuerte Transistor stellt einen aktiven Vierpol dar. Seine Generatorwirkung kommt im π -Ersatzschaltbild durch die Einströmung zum Ausdruck. Die passiven Elemente des Transistors werden durch Wirk- und Blindleitwerte dargestellt.

Das Ersatzschaltbild nach Mueller und Pankove [1] entspricht bis auf den Basiswiderstand R_b den von der Röhre her bekannten Bildern bei sehr hohen Frequenzen. Für das hier zu untersuchende Frequenzgebiet um 100 MHz sind jedoch die Zuleitungsinduktivitäten nicht mehr zu vernachlässigen. Mit diesen Induktivitäten entsteht das erweiterte Ersatzschaltbild nach Bild 1, das auf der Emitterschaltung basiert. Die physikalische

Bedeutung der Elemente in der Transistorersatzschaltung ist in der Röhrenmitteilung Nr. 57 09 28 [2] näher erläutert, so daß hier nicht weiter darauf eingegangen zu werden braucht.

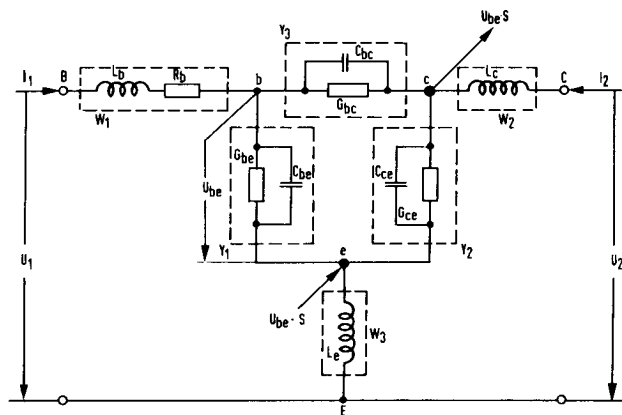


Bild 1

Es bedeuten:

- B = äußerer zugänglicher Basisanschluß
- b = innere Basis
- C = äußerer zugänglicher Kollektoranschluß
- c = innerer Kollektor
- E = äußerer zugänglicher Emitteranschluß
- e = innerer Emitter
- W_1 = komplexer Widerstand zwischen B - b
- W_2 = komplexer Widerstand zwischen C - c
- W_3 = komplexer Widerstand zwischen E - e
- Y_1 = komplexer Leitwert zwischen b - e
- Y_2 = komplexer Leitwert zwischen c - e
- Y_3 = komplexer Leitwert zwischen b - c
- S = innere komplexe Steilheit

Die Vierpolkonstanten für das π -Ersatzschaltbild nach Bild 1 sind im Anhang berechnet und lauten für die Emitterschaltung:

$$Y_{11}^E = \frac{Y_1 + Y_3 + \Delta W_3 + \Delta W_2}{\psi} \quad (1)$$

$$Y_{12}^E = - \frac{Y_3 + \Delta W_3}{\psi}$$

$$Y_{21}^E = \frac{S - (Y_3 + \Delta W_3)}{\psi} \quad (1)$$

$$Y_{22}^E = \frac{Y_2 + Y_3 + \Delta W_3 + \Delta W_1}{\psi}$$

Faßt man zusammen in die Ersatzgrößen

$$\frac{Y_1 + \Delta W_2}{\psi} = Y_1' \quad (2)$$

$$\frac{Y_2 + \Delta W_1}{\psi} = Y_2'$$

$$\frac{Y_3 + \Delta W_3}{\psi} = Y_3'$$

$$\frac{S}{\psi} = S'$$

so kann man die Vierpolkonstanten nach Gl.(1) schreiben:

$$Y_{11}^E = Y_1' + Y_3' \quad (3)$$

$$Y_{12}^E = -Y_3'$$

$$Y_{21}^E = S' - Y_3'$$

$$Y_{22}^E = Y_2' + Y_3'$$

und für die Blockschaltung ergeben sich (siehe Anhang):

$$Y_{11}^B = S' + Y_1' + Y_2' \quad (4)$$

$$Y_{12}^B = -Y_2'$$

$$Y_{21}^B = -(S' + Y_2')$$

$$Y_{22}^B = Y_2' + Y_3'$$

Dies besagt, daß sich das relativ komplizierte Ersatzschaltbild des HF-Transistors nach Bild 1 in das Bild 2 mit den Ersatzgrößen Y_1' , Y_2' , Y_3' und S' umwandeln läßt, wobei die Ersatzgrößen direkt an den äußeren zugängigen Elektroden des Transistors angeschlossen gedacht werden können, während die Ersatz einströmung $U_1 \cdot S'$ durch das Produkt aus reduzierter komplexer Steilheit S' und der Spannung U_1 an den äußeren zugängigen Elektrodenanschlüssen gebildet wird.

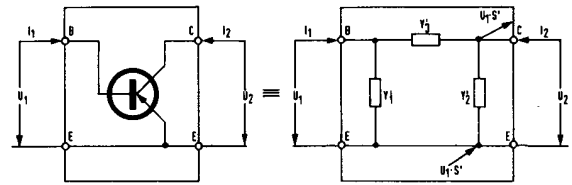


Bild 2

2. DIE BESTIMMUNG DER VIERPOLERSATZKENNGRÖSSEN Y_1' , Y_2' , Y_3' UND S'

Von den in den Gleichungen (3) und (4) angegebenen Vierpolkonstanten können

$$Y_{11}^E, Y_{22}^E \text{ und } Y_{11}^B$$

mit der Meßleitung, dem ZG-Diagraphen bzw. durch Substitution [3] direkt gemessen werden. Zur Bestimmung der Größe

$$-Y_{12}^E$$

eignet sich eine im nächsten Abschnitt näher beschriebene Meßbrücke.

Aus diesen vier gemessenen Vierpolkonstanten lassen sich die Vierpolersatzkenngrößen errechnen.

Es ist nämlich entsprechend den Gleichungen (3) und (4):

$$Y_1' = Y_{11}^E - Y_3' \quad (5)$$

$$Y_2' = Y_{22}^E - Y_3'$$

$$Y_3' = -Y_{12}^E \text{ (direkt gemessen)}$$

$$S' = Y_{11}^B - (Y_1' + Y_2')$$

Die Angabe dieser Ersatzkenngrößen ist deshalb vorteilhaft, weil mit vier Größen die Eigenschaften des Transistors, unabhängig von der zu wählenden Schaltungsart (Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung), beschrieben sind.



3. DIE MESSUNG DES RÜCKWIRKUNGSLEIT- WERTES $-Y_{12}^E$ IN EMITTERSCHALTUNG

Nach der Vierpoltheorie ist entsprechend Bild 3 die Größe Y_{12} definiert:

$$Y_{12} = \left(-\frac{I_1}{U_2}\right) \text{ für } U_1 = 0 \quad (6)$$

d.h., bei Anlegen einer Spannung U_2 an die Ausgangsklemmen des Vierpols muß der Strom I_1 nach Betrag und Phase in Abhängigkeit von U_2 bestimmt werden. Dabei darf an den Eingangsklemmen des Vierpols, entsprechend $U_1 = 0$, keine Spannung stehen.

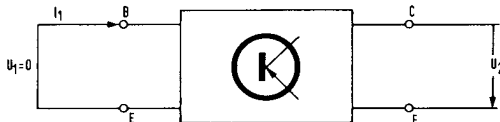


Bild 3

Die Messung des Rückwirkungsleitwertes $Y_3 = -Y_{12}^E$ (Vertauschen des Strompfeiles I_1 entsprechend Bild 4) wird in einer Brückenschaltung durchgeführt, deren Prinzip in Bild 4 gezeigt ist.

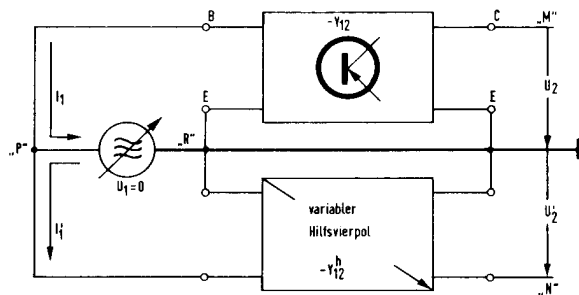


Bild 4

Für den Fall, daß die Hilfsspannung U_2^h gleich groß, aber um 180° gegen die Meßspannung U_2 phasenverschoben ist:

$$U_2^h = -U_2$$

wird die Spannung U_1 , wie gefordert, zu Null, wenn die beiden Ströme I_1 und I_1^h gleich groß sind, da diese Ströme sich im Instrumentenzweig aufheben. Die beiden Ströme I_1 und I_1^h sind dann gleich groß, wenn der Leitwert des variablen Hilfsvierpols gleich dem Leitwert des zu messenden Vierpols ist.

Für die Messung ist somit einmal ein Übertrager notwendig, der im interessierenden Frequenzbereich zwei Spannungen gleichen Betrages und entgegengesetzter Phase kontrolliert abzugeben in der Lage ist. Zum anderen ist ein variabler Hilfsvierpol erforderlich, dessen Leitwert in Abhängigkeit von seiner Einstellung bekannt ist. Als Indikator für die Spannung $U_1 = 0$ wird ein selektives Röhrenvoltmeter ausreichender Empfindlichkeit verwendet. Bekanntlich lassen sich magnetische Übertrager für ein Frequenzgebiet von 30...135 MHz auf Grund der Transformatorstreuungen nur sehr schwer und kaum mit der erforderlichen Genauigkeit herstellen. Deshalb wird zur Erzeugung der Meß- und Hilfsspannung, entsprechend der oben aufgestellten Forderung $U_2^h = -U_2$, ein "elektronischer Übertrager" [4] nach Bild 5 benutzt, der an Hand dieses Bildes erklärt werden soll.

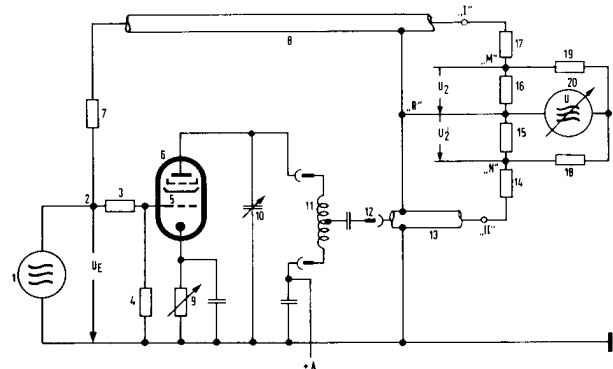


Bild 5

Ein HF-Generator 1 liefert die Eingangsspannung U_E an den Punkt 2. U_E liegt einmal über einen Spannungsteiler, gebildet aus den reellen Widerständen 3 und 4 am Gitter 5 einer Pentode 6; zum anderen über den Teilerwiderstand 7 an der Leitung 8 am Ausgang "I".

In der Kathodenleitung der Röhre 6 liegt ein kapazitiv überbrückter regelbarer Widerstand 9, der eine Änderung der Verstärkung der Pentode 6 gestattet. Der Anodenkreis der Röhre 6 besteht aus einem abstimmbaren Resonanzkreis mit der variablen Kapazität 10 und der für die einzelnen Frequenzbereiche umschaltbaren Induktivität 11.

Der Resonanzkreis ist so angezapft, daß der Punkt 12 auf den Wellenwiderstand der Lei-

Leitung 13 leistungsangepaßt ist. Die Leitung 13 führt zum Ausgang "II". Ausgang "I" und Ausgang "II" sind über die Widerstände 14, 15 und 16, 17 mit dem Wellenwiderstand der Leitungen 8 und 13 abgeschlossen. Punkt "R" liegt an Masse. Die Widerstände 14, 15 und 16, 17 stellen Spannungsteiler dar. An den Teilerpunkten "M" und "N" werden die beiden Spannungen U_2 und U_2^1 entnommen. Zur Kontrolle der gestellten Forderung

$$U_2^1 = -U_2$$

werden die beiden Spannungen über je einen Widerstand 18 und 19, die speziell für das Frequenzgebiet auf Gleichheit ausgesucht und in ihren Werten etwa 10mal größer als die zugeordneten Widerstände 15 und 16 sind, an ein VHF-Millivoltmeter 20 gelegt.

Der "elektronische Übertrager" arbeitet wie folgt:

Die Röhre 6 verursacht eine Phasendrehung der Eingangsspannung U_E zur Ausgangsspannung am Punkt "N" bei auf Resonanz abgestimmten Anodenkreis 10, 11 von 180° plus dem Laufzeitwinkel der Röhre φ_R und dem Laufzeitwinkel φ_L der Leitung 13.

Da der Laufzeitwinkel der Röhre φ_R in diesem Frequenzgebiet ebenfalls wie der Laufzeitwinkel der Leitung φ_L frequenzproportional ist, kann somit $\varphi_R + \varphi_L$ durch eine Leitung 8 konstanter Länge im Gegenzweig für alle Frequenzen kompensiert werden, so daß an den Punkten "M" und "N" gegenphasige Spannungen stehen. Dies ist bei Resonanzabstimmung von 10, 11 dann der Fall, wenn

$$\varphi_R (\text{Röhre}) + \varphi_L (\text{Leitung 13}) = \varphi_L (\text{Leitung 8})$$

Zum genauen Abgleich des Betrages der Spannung U_2^1 zu U_2 kann die Verstärkung der Röhre 6 durch den Widerstand 8 geändert werden, und der genaue Phasenabgleich erfolgt mit Hilfe des Drehkondensators 10. Zur Kontrolle dient das VHF-Millivoltmeter, das bei erfüllter Bedingung $U_2^1 = -U_2$ auf Null geht.

Die an den Punkten "M" und "N" des "elektronischen Übertragers" erzeugten und kontrollierten Spannungen U_2 und U_2^1 werden als Generatorspannungen für die Meßbrücke nach Bild 4 benutzt. Die Arbeitsweise dieser Meßbrücke wird mit Hilfe der Bilder 6 und 7 erläutert.

Die Meßbrücke besteht aus zwei ineinander geschachtelten Einzelbrücken, wobei die eine Brücke - Bild 6 - zur Messung der Blindkomponente und die Brücke - Bild 7 - zur Bestimmung der Realkomponente dient.

Beide Brücken haben den Generatorzweig "M" - "R" - "N" und den Instrumentenzweig "P" - "R" gemeinsam. Zwischen den Punkten "M" und "P" ist die Meßfassung 33 für den zu messenden Transistor angeordnet, und zwischen den Punkten "P" und "R" ist das selektive Röhrevoltmeter 32 zum Nullabgleich der Brücke - entsprechend der Bedingung $U_1 = 0$ - eingeschaltet.

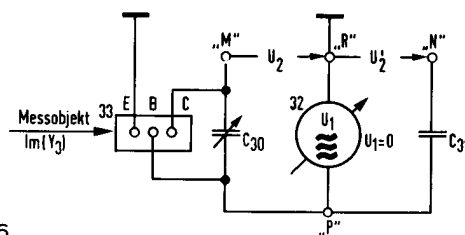


Bild 6

In Bild 6 ist parallel zur Meßfassung zwischen "M" und "P" ein geeichter Drehkondensator C_{30} und zwischen "N" und "P" ein Festkondensator C_{31} angeordnet.

Die Brücke ist im Gleichgewicht, d.h. $U_1 = 0$, wenn:

$$\frac{\text{Im}(Y_3)}{\omega} + C_{30} = C_{31} \quad (7)$$

Wird die Brücke ohne Meßobjekt abgeglichen und nach Einfügen des Meßobjektes (hier sei angenommen, daß das Meßobjekt einen reinen Blindleitwert darstellt) wieder durch ΔC_{30} auf Null gebracht, so ist die Kapazität des Meßobjektes:

$$\frac{\text{Im}(Y_3)}{\omega} = \Delta C_{30} \quad (8)$$



Nun besitzt der Transistor neben dem Blindleitwert noch einen Realleitwert. Zur Bestimmung dieses Wertes dient die zweite Brücke nach Bild 7.

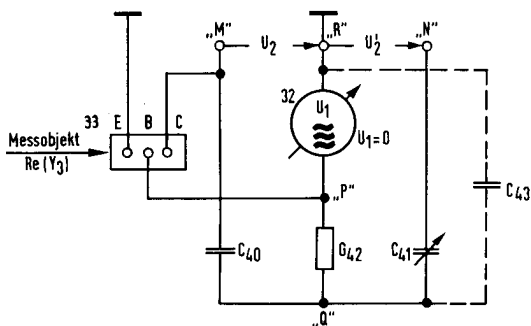


Bild 7

Die Punkte "M" - "R" - "N" - Generatorzweig - und die Punkte "P" - "R" - Instrumentenzweig - sind, wie oben erwähnt, identisch mit den Anschlußpunkten in Bild 6.

Der Punkt "M" in Bild 7 ist über die Festkapazität C40 und der Punkt "N" über die variable Kapazität C41 mit dem gemeinsamen Punkt "Q" verbunden. Zwischen den Punkten "Q" und "P" liegt der reelle Leitwert G42. Die Streukapazität C43 des Drehkondensators C41 liegt zwischen "Q" und dem Massepunkt "R".

Für den Fall, daß die variable Kapazität C41 gleich oder größer als C40 ist, wird der zwischen die Brückenpunkte "N" und "P" transformierte Leitwert Y'42 positiv und ist:

$$Y'_{42} = \frac{G_{42} \cdot i \omega (C_{41} - C_{40})}{G_{42} + i \omega (C_{40} + C_{41} + C_{43})} \quad (9)$$

Der transformierte Leitwert Y'42 läßt sich nach Gl.(9) berechnen und als Funktion von $N = (C_{41} - C_{40})$ getrennt nach Real- und Imaginärteil darstellen. Es ist günstig, die variable Kapazität C41 in $N = (C_{41} - C_{40})$ zu eichen.

Die Meßbrücke wird ohne Meßobjekt bei der Einstellung der Drehkondensatoren

$$\begin{aligned} C_{30} &\longrightarrow \Delta C_{30} = 0 \quad \text{d. h. } C_{30} = C_{31} \\ \text{und } C_{41} &\longrightarrow N = 0 \quad \text{d. h. } C_{41} = C_{40} \end{aligned}$$

auf Null abgeglichen.

Nach Einsetzen des Meßobjektes - gleichspannungsversorgter Transistor im Arbeitspunkt - kann die Meßbrücke durch C30 und C41 neu abgeglichen werden, $U_1 = 0$. Der Rückwirkungsleitwert des Meßobjektes in Emitterschaltung ist dann:

$$Y'_3 = \text{Re}(Y'_{42}) + i \omega \left(\frac{\text{Im}(Y'_{42})}{\omega} + \Delta C_{30} \right) \quad (10)$$

4. DIE MESSERGEBNISSE DES HF-TRANSISTORS OC 615

In den Bildern 8 bis 11 sind die nach Abschnitt 2 und 3 gemessenen bzw. errechneten Vierpolersatzkenngrößen Y'_1 , Y'_2 , Y'_3 und S^1 eines mittleren Exemplars OC 615 in Abhängigkeit von der Frequenz ($f = 30 \dots 135$ MHz) und des Arbeitspunktes ($I_E = 0,2 \dots 3$ mA) in Ortskurven dargestellt. Die Gleichspannung zwischen Kollektor und Emitter ist bei allen Messungen $U_{CE} = -6$ V.

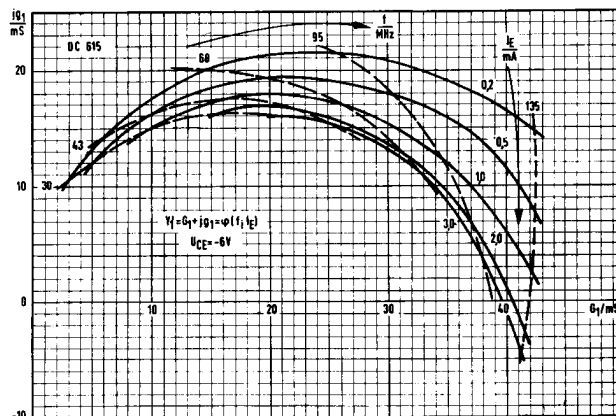


Bild 8

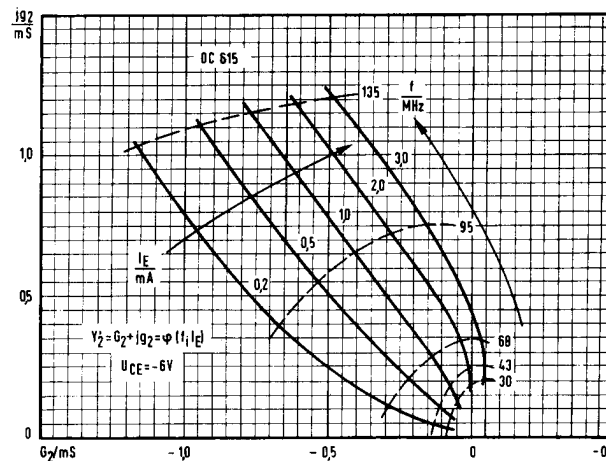


Bild 9

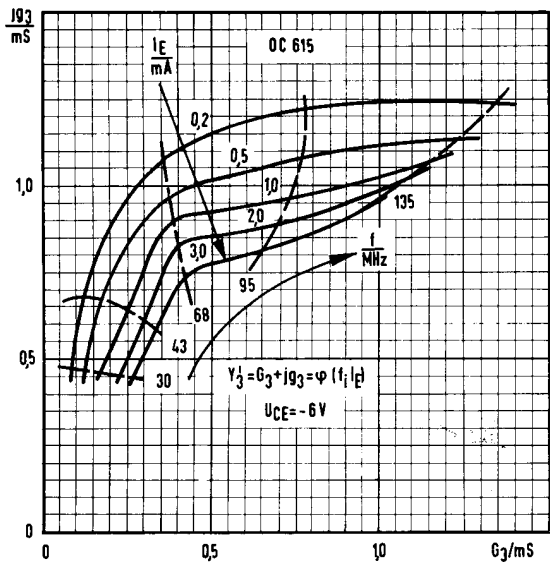


Bild 10

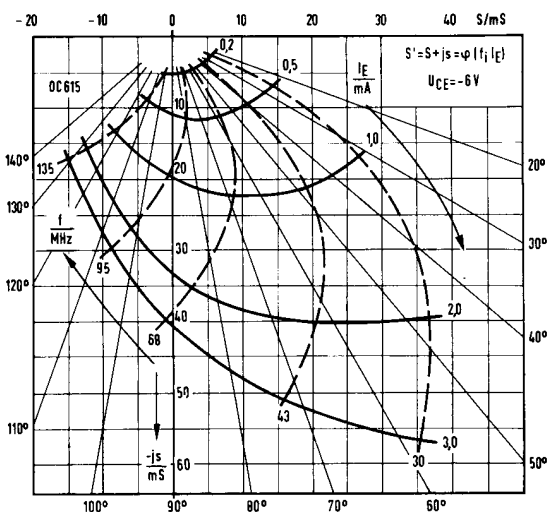


Bild 11

Der charakteristische Verlauf der Ortskurven soll nun mit Hilfe des Ersatzschaltbildes nach Bild 1 etwas näher untersucht werden.

4.1. Reduzierter Eingangsquleitwert Y_1' (Bild 8)

Die Ortskurven als Funktion der Frequenz von Y_1' in Bild 8 stellen in erster Näherung Kreisabschnitte dar. Verantwortlich für den Verlauf sind nach Bild 1 die Elemente L_b , L_e , R_b , G_{be} und

C_{be} , die einen gedämpften Serienresonanzkreis bilden. Ein solcher Serienresonanzkreis stellt bekanntlich als Ortskurve der Frequenz in der Leitwertebene einen Kreis dar, der die Ordinate tangiert und dessen Mittelpunkt auf der positiven Abszisse liegt.

Die Zunahme des Realteils G_1 des Leitwertes Y_1' mit wachsendem Emitterstrom I_E bis etwa 100 MHz ist auf das Anwachsen des inneren Steuerleitwertes G_{be} und auf die Einströmung $S \cdot U_{be}$ in die Induktivität L_e zurückzuführen. Ab etwa 130 MHz wird die Zunahme des Steuerleitwertes durch die Einströmung kompensiert bzw. überkompensiert, weil die Steilheitsphase gleich oder größer 90° wird. Die Verschiebung der Serienresonanzfrequenz nach tieferen Frequenzen mit wachsendem I_E ist auf die Zunahme der Diffusionskapazität C_{be} mit steigendem Strom I_E zurückzuführen (vgl. hierzu [2]).

4.2. Reduzierter Ausgangsquleitwert Y_2' (Bild 9)

Der Verlauf von Y_2' läßt sich leicht erklären, wenn man das Ersatzschaltbild nach Bild 1 in die Basisschaltung umwandelt. Der Leitwert Y_2' entspricht dann nach Gl.(4) der Vierpolkonstanten $-Y_{12}^B$ in Basisschaltung. Unter Vernachlässigung der Induktivitäten L_b , L_e und L_c ergibt sich das vereinfachte Ersatzschaltbild nach Bild 12. Mit den angegebenen Bezugspfeilen für Strom und Spannung ist dann:

$$Y_2' = -Y_{12}^B = \left(\frac{-I_1}{U_2} \right) \text{ für } U_1 = 0$$

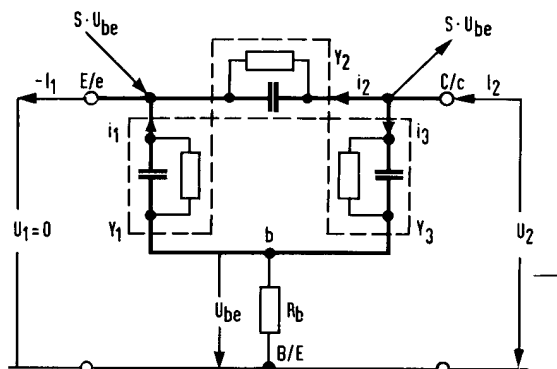


Bild 12



Der Strom $-I_1$ setzt sich entsprechend Bild 12 aus der Einströmung $S \cdot U_{be}$, dem Teilstrom i_2 durch Y_2 und dem Teilstrom i_1 , der von der Spannung U_{be} durch Y_1 getrieben wird, zusammen. Die Spannung U_{be} wird durch den Teilstrom i_3 hervorgerufen, der, getrieben von U_2 , durch Y_3 und der Parallelschaltung von R_b und Y_1 fließt.

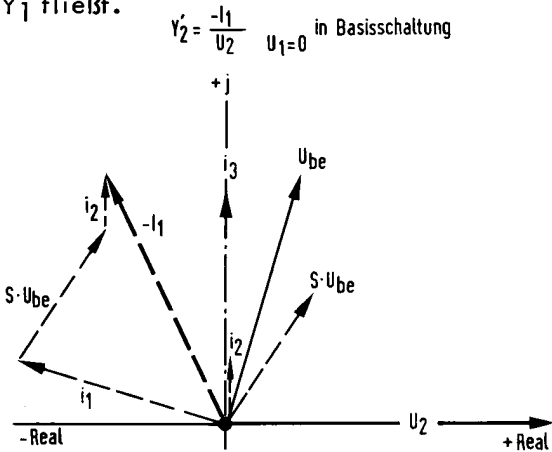


Bild 13

Für die vektorielle Darstellung - Bild 13 - geht man nach Bild 12 von der Spannung U_2 aus. Diese treibt einen Teilstrom i_3 durch Y_3 und die Parallelschaltung von R_b und Y_1 . Der Widerstand $1/Y_3$ ist sehr groß im Verhältnis zum Parallelwiderstand $\frac{1}{Y_1 + 1/R_b}$ und vorwiegend kapazitiv;

somit eilt i_3 der Spannung U_2 um 90° vor. Der Teilstrom i_3 erzeugt an der Parallelschaltung von R_b und Y_1 eine Spannung U_{be} , die dem Teilstrom i_3 , entsprechend ihrer kapazitiven Komponente von Y_1 zum reellen Widerstand R_b , wie im Vektordiagramm angegeben, nacheilt. U_{be} ruft einmal die Einströmung $S \cdot U_{be}$ hervor, die um den Phasenwinkel der inneren Steilheit der Spannung U_{be} nacheilt, ferner treibt U_{be} den Teilstrom i_1 durch den vorwiegend kapazitiven Leitwert von Y_1 ; somit eilt i_1 der Spannung U_{be} um 90° vor.

Der Teilstrom i_1 und die Einströmung $S \cdot U_{be}$ wird mit dem Teilstrom i_2 , der von der Spannung U_2 durch den vorwiegend kapazitiven Leitwert Y_2 getrieben wird und deshalb der Spannung U_2 um 90° voreilt, vektoriell addiert und liefert den Gesamtstrom $-I_1$. Wie aus der Vektordarstellung in Bild 13 hervorgeht, hat der Leitwert

$Y'_2 = \frac{-I_1}{U_2}$ einen negativen Realteil und einen

kapazitiven Imaginärteil. Dies entspricht den in Bild 9 ermittelten Werten von Y'_2 des Transistors.

Der negative Realteil wird bei Änderung des Arbeitspunktes nach höheren Emitterströmen I_E kleiner und der kapazitive Imaginärteil größer, weil der Einfluß der Einströmung $-S$ in erster Näherung proportional I_E wächst und der Vektor der Einströmung $S \cdot U_{be}$ nach Bild 13 im I. Quadranten liegt.

4.3. Reduzierter Rückwirkungsleitwert Y'_3 (Bild 10)

Zur physikalischen Deutung des Verlaufs von Y'_3 in Bild 10 geht man von dem Vierpolersatzschaltbild nach Bild 1 aus. Unter Vernachlässigung der Induktivitäten L_b , L_e und L_c ergibt sich das vereinfachte Bild 14.

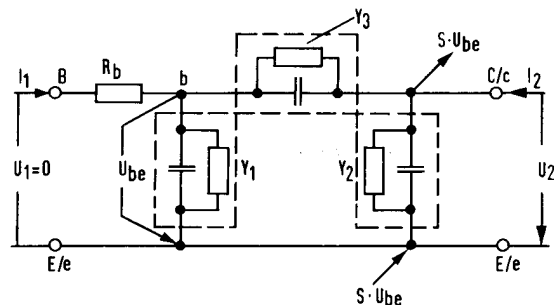


Bild 14

Nach Gl.(3) ist $Y'_3 = -Y_{12}^E$ in Emitterschaltung, d.h.

$$Y'_3 = \left(\frac{-I_1}{U_2} \right) \text{ für } U_1 = 0$$

In erster Näherung haben die inneren Leitwerte Y_1 und Y_3 kapazitiven Charakter, und Bild 14 geht zur Bestimmung von Y'_3 mit der angegebenen Richtung des Zählpfeiles für $-I_1$ über in Bild 15.

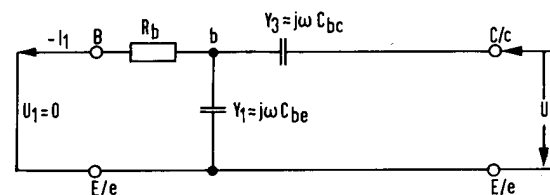


Bild 15

Der Rückwirkungsleitwert Y_3' ist in erster Näherung:

$$Y_3' \approx \frac{1}{R_b \left(1 + \frac{Y_1 + 1/R_b}{Y_3}\right)} \approx \frac{1}{R_b \left(1 + \frac{C_{be}}{C_{bc}}\right) - j \frac{1}{\omega C_{bc}}} \quad (11)$$

Mit kapazitiven Leitwerten von Y_1 und Y_3 ist bekanntlich die Ortskurve der Gl.(11) als Funktion der Frequenz in der Leitwertebene ein Halbkreis im 1. Quadranten, der für die Frequenz $f = 0$ im Koordinatennullpunkt beginnt und für die Frequenz $f = \infty$ auf der Abszisse endet. Die Radien der Halbkreise werden mit wachsendem Emitterstrom I_E kleiner, weil die Diffusionskapazität C_{be} - maßgebend für Y_1 - wächst.

Der charakteristische Verlauf von Y_3' ist in Bild 10 gut für die Parameter $I_E = 0,2 \dots 0,5$ mA zu erkennen. Die Parameter $I_E = 1 \dots 3$ mA weichen von der vereinfachten Darstellung nach Bild 16 und 17 ab, weil der Einfluß der Einströmung über die Induktivität L_e und die Realteile von Y_1 und Y_3 nicht mehr zu vernachlässigen sind.

4.4. Die reduzierte Steilheit S' (Bild 11)

Der Verlauf der reduzierten Steilheit S' in Bild 11 zeigt einen negativen Phasenwinkel und eine Abnahme des Betrages der Steilheit mit wachsender Frequenz. Dieser Verlauf wird einmal durch die Laufzeit im Inneren des Transistors (b...c), zum anderen durch die Spannungsteilung zwischen den Anschlußpunkten B/E und der inneren Steuerstrecke b/e hervorgerufen. Dieser Spannungsteiler besteht nach Bild 1 vorwiegend aus dem ohmschen Widerstand W_j und dem in diesem Frequenzgebiet vorwiegend kapazitiven Leitwert Y_1 .

Die innere Steuerspannung U_{be} ist entsprechend Bild 1 in erster Näherung:

$$U_{be} \approx U_1 \cdot \frac{1}{1 + j \omega C_{be} R_b} \quad (12)$$

Die Ortskurve der Gl.(12) als Funktion der Frequenz ist in Bild 16 gezeigt.

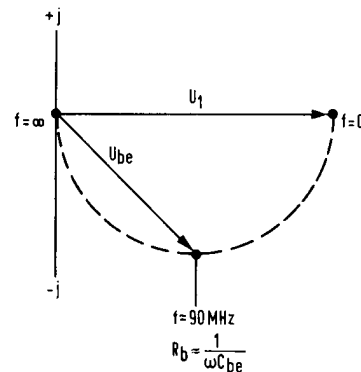


Bild 16

Dadurch erklärt sich der im Verhältnis zur Röhre relativ große Phasengang der reduzierten Steilheit S' und die Abnahme des Betrages S' nach höheren Frequenzen. Auch zeigt Gl.(12) deutlich, daß mit Änderung des Arbeitspunktes nach wachsenden Emitterströmen I_E der Phasenwinkel zunehmen und der Betrag der Steilheit abnehmen muß, weil auch die Diffusionskapazität C_{be} mit wachsendem I_E steigt.

5. DIE VIERPOLKONSTANTEN DES TRANSISTORS OC 615 FÜR DEN UKW-RUNDFUNKBEREICH (95 MHz) IN EMITTER- UND BASISCHALTUNG

Aus den Vierpolersatzkenngrößen Y_1' , Y_2' , Y_3' und S' können nach den Gl.(3) und (4) die Vierpolkonstanten Y_{11} usw. berechnet werden. Es ist üblich, diese Konstanten wie folgt anzugeben:

$$1 / \operatorname{Re} (Y_{11}) = KR_e \quad \text{Eingangswiderstand in Parallelschaltung zu } C_e$$

$$\frac{\operatorname{Im} (Y_{11})}{\omega} = C_e \quad \text{Eingangskapazität}$$

$$1 / \operatorname{Re} (-Y_{12}) = R_u \quad \text{Rückwirkungswiderstand in Parallelschaltung zu } C_u$$

TELEFUNKEN
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



BLATT 6

$\frac{\text{Im}(-Y_{12})}{\omega} = C_u$ Rückwirkungs-
kapazität
 $|Y_{21}|$ Betrag des Übertra-
gungsleitwertes
 $\text{arc tg } \frac{\text{Im}(Y_{21})}{\text{Re}(Y_{21})} = \varphi^\circ$ Phasenwinkel des
Übertragungsleitwer-
tes
 $1/\text{Re}(Y_{22}) = KR_i$ Innenwiderstand in
Parallelschaltung zu
 C_a
 $\frac{\text{Im}(Y_{22})}{\omega} = C_a$ Ausgangskapazität

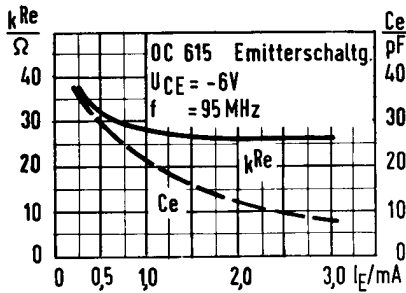


Bild 17

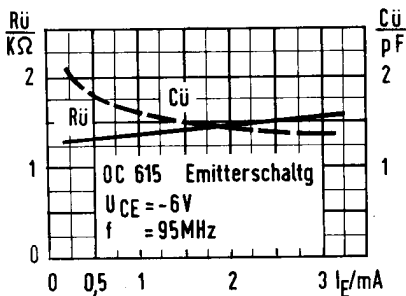


Bild 18

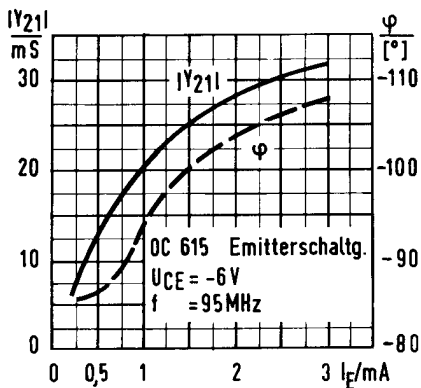


Bild 19

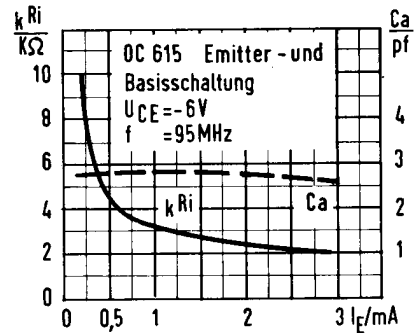


Bild 20

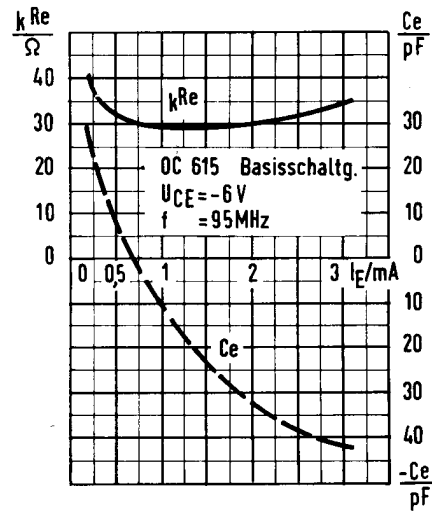


Bild 21

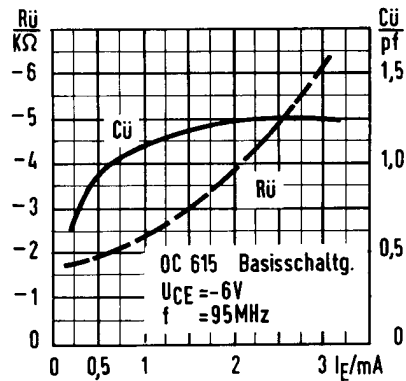


Bild 22

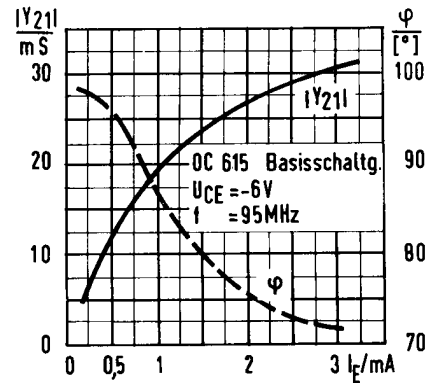


Bild 23

Die Figuren 17 bis 20 zeigen die Konstanten in üblicher Form für die Frequenz $f = 95 \text{ MHz}$ als Funktion des Stromes I_E in Emitterschaltung, die Figuren 21 bis 23 in Basisschaltung. Hierbei ist zu bemerken, daß Bild 20 für Emitterschaltung Gültigkeit hat (siehe Y_{22} in den Gleichungen (3) und (4)).

6. DIE MAXIMALE LEISTUNGSVERSTÄRKUNG DES TRANSISTORS OC 615

Für neutralisierte HF-Stufen ist im Resonanzfall die maximale Leistungsverstärkung $V_{L \text{ opt}}$ bei optimaler Anpassung [5] bekanntlich:

$$V_{L \text{ opt}} = \frac{|S|^2}{4 \cdot G_e \cdot G_i} \quad (13)$$

$|S|$ = Betrag der Steilheit

$G_e = 1/KR_e = R_e (Y_{11})$

$G_i = 1/KR_i = R_e (Y_{22})$

Die maximale Leistungsverstärkung für den Transistor OC 615 läßt sich aus den Vierpolersatzkenngrößen Y_1' , Y_2' , Y_3' und S' für Emitterschaltung als Funktion der Frequenz und des Arbeitspunktes (I_E) berechnen. Die ermittelten und in dB umgerechneten Werte sind für Emitterschaltung in Bild 24 und für Basisschaltung in Bild 25 gezeigt. Die Betriebsspannung ist $U_{CE} = -6 \text{ V}$.

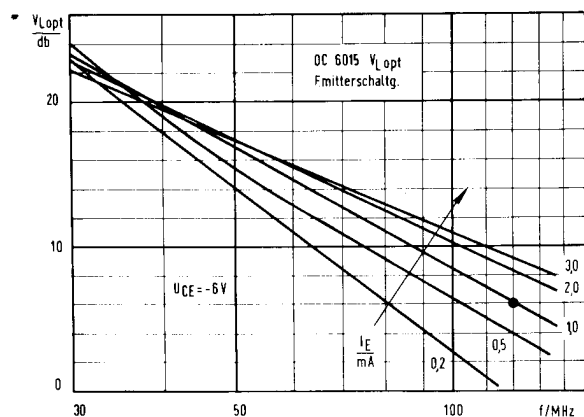


Bild 24

Wie ein Vergleich beider Kurven zeigt, liefert über etwa 70 MHz die Basisschaltung eine höhe-

re maximale Leistungsverstärkung als die Emitterschaltung, und ab etwa 40 MHz wird für beide Schaltungsarten die Leistungsverstärkung mit zunehmendem Emitterstrom größer.

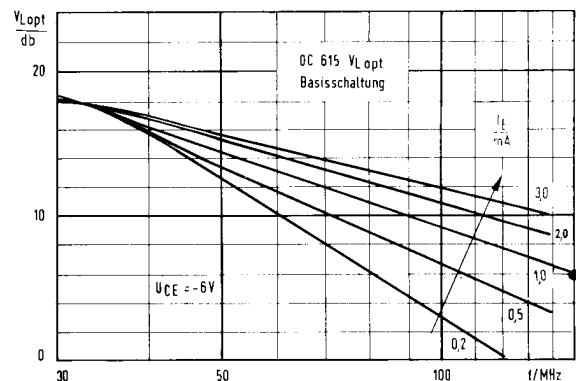


Bild 25

Es empfiehlt sich deshalb, den Transistor OC 615 für Schaltungsaufgaben über 70 MHz in Basisschaltung zu betreiben und mit einem möglichst hohen Emitterstrom zu arbeiten.

Für HF-Eingangsstufen ist es jedoch nicht ratsam, einen Emitterstrom von 1,5...2 mA zu überschreiten, weil dann die Rauschzahl zunimmt. Die zusätzliche Rauschzahl des Transistors OC 615 wurde bei 95 MHz und einem $I_E = 1,5 \text{ mA}$ bei $U_{CE} = -6 \text{ V}$ mit $F_z = 7 = 8,5 \text{ dB}$ gemessen.

Der Aufbau und die gemessenen Werte eines UKW-Eingangsteiles - Vor- und selbstschwingende Mischstufe - mit dem hier näher beschriebenen HF-Transistor OC 615 ist der Röhrenmitteilung [6] zu entnehmen.

7. ANHANG

7.1. Der HF-Transistor als "aktiver Vierpol"

Ausgangspunkt ist Bild 1, das den HF-Transistor als aktiven Vierpol in Emitterschaltung als erweitertes π -Ersatzschaltbild zeigt.

a) Dieses Ersatzschaltbild zeigt einen inneren Vierpol b, e, c der in Bild 30 herausgezeichnet ist. Die allgemeinen Vierpolgleichungen in Leitwertform hierfür sind:

TELEFUNKEN
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



BLATT 7

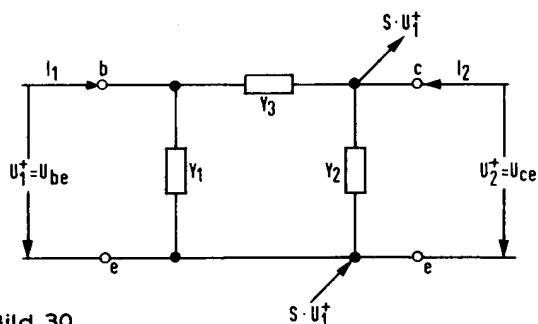


Bild 30

$$\begin{aligned} I_1 &= Y'_{11} \cdot U_1^+ + Y'_{12} \cdot U_2^+ \\ I_2 &= Y'_{21} \cdot U_1^+ + Y'_{22} \cdot U_2^+ \end{aligned} \quad (A1)$$

Die Koeffizienten sind:

$$\begin{aligned} Y'_{11} &= Y_1 + Y_3 \\ Y'_{12} &= -Y_3 \\ Y'_{21} &= S - Y_3 \\ Y'_{22} &= Y_2 + Y_3 \end{aligned} \quad (A1a)$$

b) Der innere Vierpol b, e, c lässt sich von der π -Schaltung in die T-Schaltung umformen:

$$(Z) = (Y^{-1}) = \begin{vmatrix} \frac{Y'_{22}}{\Delta} & -\frac{Y'_{12}}{\Delta} \\ -\frac{Y'_{21}}{\Delta} & \frac{Y'_{11}}{\Delta} \end{vmatrix}$$

Die Determinante Δ ist: $\Delta = Y'_{11} Y'_{22} - Y'_{12} Y'_{21}$

Die allgemeinen Gleichungen für die Widerstandsform lauten:

$$\begin{aligned} U_1^+ &= Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 \\ U_2^+ &= Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 \end{aligned} \quad (A2)$$

Die Koeffizienten sind folglich mit den Werten der Gl.(A 1a):

$$Z_{11} = \frac{Y'_{22}}{\Delta} = \frac{Y_2 + Y_3}{\Delta}$$

$$\begin{aligned} Z_{12} &= \frac{-Y'_{12}}{\Delta} = \frac{Y_3}{\Delta} \\ Z_{21} &= \frac{-Y'_{21}}{\Delta} = \frac{Y_3 - S}{\Delta} \\ Z_{22} &= \frac{Y'_{11}}{\Delta} = \frac{Y_1 + Y_3}{\Delta} \end{aligned} \quad (A2a)$$

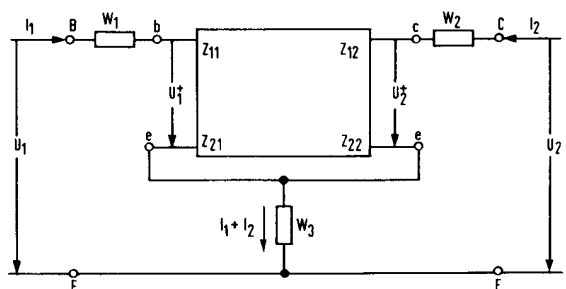


Bild 31

c) Die mit den Widerständen W_1, W_2 und W_3 erweiterte T-Schaltung nach Bild 31 liefert für

$$\begin{aligned} U_1 &= U_1^+ + I_1 \cdot W_1 + (I_1 + I_2) W_3 \\ U_2 &= U_2^+ + I_2 \cdot W_2 + (I_1 + I_2) W_3 \end{aligned}$$

Dies ergibt mit U_1^+ und U_2^+ nach Gl.(A 2):

$$\begin{aligned} U_1 &= (Z_{11} + W_1 + W_3) I_1 + (Z_{12} + W_3) I_2 \\ U_2 &= (Z_{21} + W_3) I_1 + (Z_{22} + W_2 + W_3) I_2 \end{aligned} \quad (A3)$$

Die Koeffizienten mit den Werten der Gleichungen (A 2a) sind:

$$\begin{aligned} Z'_{11} &= \frac{Y_2 + Y_3 + \Delta(W_1 + W_3)}{\Delta} \\ Z'_{12} &= \frac{Y_3 + \Delta W_3}{\Delta} \\ Z'_{21} &= \frac{Y_3 - S + \Delta W_3}{\Delta} \\ Z'_{22} &= \frac{Y_1 + Y_3 + \Delta(W_2 + W_3)}{\Delta} \end{aligned} \quad (A3a)$$

d) Die mit den Widerständen W_1, W_2 und W_3 erweiterte T-Schaltung lässt sich wieder in eine π -Schaltung umwandeln:

$$(Y) = (Z^{-1}) = \begin{vmatrix} \frac{Z'_{22}}{\Theta} & -\frac{Z'_{12}}{\Theta} \\ -\frac{Z'_{21}}{\Theta} & \frac{Z'_{11}}{\Theta} \end{vmatrix}$$

Die Determinante Θ ist:

$$\Theta = Z'_{11} Z'_{22} - Z'_{12} Z'_{21}$$

Mit den Werten aus den Gleichungen (A 3a) ergibt sich für:

$$\Theta = \frac{[Y_2 + Y_3 + \Delta(W_1 + W_3)] [Y_1 + Y_3 + \Delta(W_2 + W_3)]}{\Delta^2} - \frac{[Y_3 + \Delta W_3] [Y_3 - S + \Delta W_3]}{\Delta^2}$$

Ausmultipliziert ergibt sich für:

$$\Theta = \frac{1 + W_1(Y_1 + Y_3) + W_2(Y_2 + Y_3) + W_3(Y_1 + Y_2 + S) + \Delta(W_1 W_2 + W_2 W_3 + W_3 W_1)}{\Delta}$$

Nennt man den Zähler ψ , dann ist Θ :

$$\Theta = \frac{\psi}{\Delta}$$

und die Koeffizienten der Leitwertmatrixe lauten mit den Werten der Gleichungen (A 3a):

$$Y_{11} = \frac{Y_1 + Y_3 + \Delta(W_2 + W_3)}{\psi}$$

$$Y_{12} = \frac{-(Y_3 + \Delta W_3)}{\psi}$$

$$Y_{21} = \frac{S - (Y_3 + \Delta W_3)}{\psi}$$

$$Y_{22} = \frac{Y_2 + Y_3 + \Delta(W_1 + W_3)}{\psi}$$

Setzt man für:

$$\frac{Y_1 + \Delta W_2}{\psi} = Y'_1$$

$$\frac{Y_3 + \Delta W_3}{\psi} = Y'_3$$

$$\frac{S}{\psi} = S'$$

$$\frac{Y_2 + \Delta W_1}{\psi} = Y'_2$$

so geht das Ersatzschaltbild nach Bild 1 über in das Ersatzschaltbild nach Bild 2 (Abschnitt 1) mit den Vierpolersatzkenngrößen Y'_1 , Y'_2 , Y'_3 und S' .

e) Die Vierpolkonstanten für die Emitterschaltung lauten mit den Ersatzkenngrößen:

$$Y_{11}^E = Y'_1 + Y'_3$$

$$Y_{12}^E = -Y'_3$$

$$Y_{21}^E = S' - Y'_3$$

$$Y_{22}^E = Y'_2 + Y'_3$$

f) Sind die Vierpolkonstanten für die Emitterschaltung - wie hier - gegeben, so lassen sich daraus die Konstanten für Basisschaltung (auch für Kollektorschaltung) ableiten.

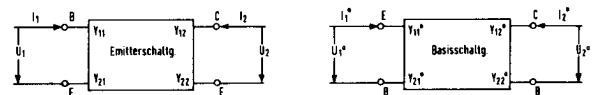


Bild 32

Es ist nach Bild 32:

$$U_1^0 = -U_1$$

$$U_1 = -U_1^0$$

$$U_2^0 = U_2 - U_1$$

$$U_2 = U_2^0 + U_1 = U_2^0 - U_1^0$$

und:

$$I_1^0 = -(I_1 + I_2)$$

$$I_1 = -(I_1^0 + I_2) = -(I_1^0 + I_2^0)$$

$$I_2^0 = I_2$$

$$I_2 = I_2^0$$

Die allgemeinen Vierpolgleichungen lauten bekanntlich:

$$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2 \quad (\text{A5a})$$

$$I_2 = Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2 \quad (\text{A5b})$$

Die sich durch die Umwandlung in Basisschaltung ergebenden Werte für U_1 und U_2 in Gl.(A 5b) eingesetzt, ergibt:

$$I_2 = I_2^0 = Y_{21} \cdot -U_1^0 + Y_{22} (U_2^0 - U_1^0)$$

ausmultipliziert:

$$I_2^0 = - (Y_{21} + Y_{22}) U_1^0 + Y_{22} U_2^0 \quad (\text{A 6 b})$$

In Gl. (A 5a) $I_1 = - (I_1^0 + I_2^0)$ eingesetzt und nach I_1^0 aufgelöst, ergibt mit den Werten von U_1 und U_2 für Basisschaltung:

$$\begin{aligned} I_1 &= - (I_1^0 + I_2^0) = Y_{11} \cdot -U_1^0 + Y_{12} (U_2^0 - U_1^0) \\ &= - (Y_{11} + Y_{12}) U_1^0 + Y_{12} U_2^0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_1^0 &= - I_1 - I_2^0 = (Y_{11} + Y_{12}) U_1^0 - Y_{12} U_2^0 \\ &\quad + (Y_{21} + Y_{22}) U_1^0 - Y_{22} U_2^0 \end{aligned}$$

$$I_1^0 = (Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) U_1^0 - (Y_{12} + Y_{22}) U_2^0 \quad (\text{A 6 a})$$

Die allgemeinen Vierpolgleichungen, Gl. (A 6a) und (A 6b), lauten also für die Basisschaltung mit den Koeffizienten der Emitter-schaltung:

$$I_1^0 = (Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) U_1^0 - (Y_{12} + Y_{22}) U_2^0 \quad (\text{A 6 a})$$

$$I_2^0 = - (Y_{21} + Y_{22}) U_1^0 + Y_{22} U_2^0 \quad (\text{A 6 b})$$

Es ergeben sich somit die Vierpolkonstanten in Basisschaltung mit den Ersatzkenngrößen:

$$Y_{11}^B = S' + Y_1' + Y_2'$$

$$Y_{12}^B = - Y_2'$$

$$Y_{21}^B = - (S' + Y_2')$$

$$Y_{22}^B = Y_2' + Y_3'$$

g) Der Vollständigkeit halber sind noch die Vierpolkonstanten in Kollektorschaltung angeführt:

$$Y_{11}^C = Y_1' + Y_3'$$

$$Y_{12}^C = - Y_1'$$

$$Y_{21}^C = - (S' + Y_1')$$

$$Y_{22}^C = S' + Y_1' + Y_2'$$

W. Minner

LITERATUR

- [1] C.W.Mueller und J.I.Pankove:
Proc. I.R.E. 1954, S. 386-391
- [2] Dr. W. Engbert:
Die physikalische Bedeutung der Elemente in der Transistorersatzschaltung
Röhrenmitteilung Nr. 570 928
- [3] R. Olschewski:
Die Messung der dynamischen Transistor-kenngrößen bei Hochfrequenz
Röhrenmitteilung Nr. 561 014
- [4] W. Minner:
Anordnung zur Messung von Übertragungsleitwerten aktiver Vierpole mittels einer Meßbrücke, insbesondere zur Messung des Rückwirkungsleitwertes von HF-Transistoren
Pat. Anmeldung W 1969
- [5] W. Moortgat-Pick und R. Schiffel:
Die Anwendung des Transistors im ZF-Verstärker
Röhrenmitteilung Nr. 550 703
- [6] W. Minner:
Der Hochfrequenztransistor OC 615 im UKW-Baustein
Röhrenmitteilung Nr. 580 335

