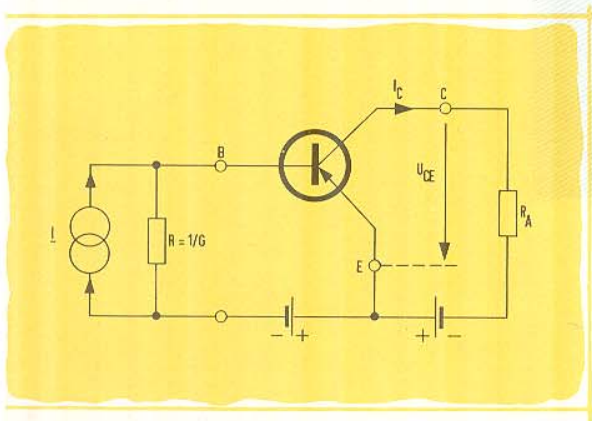
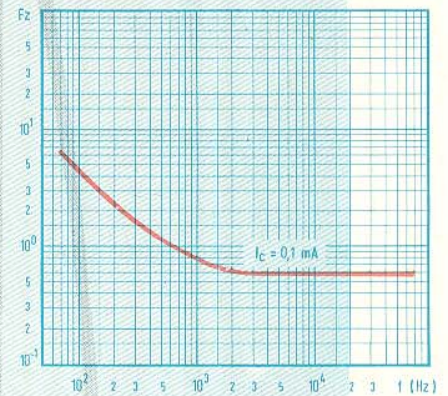
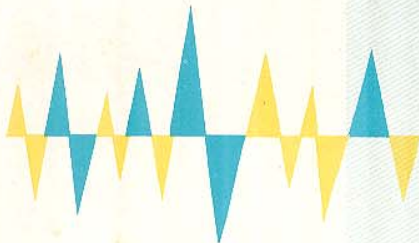


TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

Dimensionierung rauscharmer Eingangsstufen von NF-Verstärkern mit Transistor OC 603



Übersicht über die bisher herausgegebenen Telefunken-Röhrenmitteilungen für die Industrie gibt Ihnen das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit vom technischen Kundendienst der TELEFUNKEN GmbH., Röhrenvertrieb Ulm-Donau, Söflinger Str. 100, nachgefordert werden.

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

Printed in Western Germany



DIMENSIONIERUNG RAUSCHARMER EINGANGSSTUFEN VON NF-VERSTÄRKERN MIT TRANSISTOR OC 603

1. ÜBERSICHT

Die Untersuchungen des Transistorrauschens sind so weit fortgeschritten, dass man ähnlich wie bei Elektronenröhren im Gebiet des weissen Rauschens die Rauschzahl einer Transistor-NF-Verstärkerstufe aus den Daten des Transistors, den im Arbeitspunkt eingestellten Gleichströmen und dem Innenwiderstand der Signalquelle berechnen kann. Der optimale Collectorgleichstrom und der optimale Innenwiderstand des Signalgenerators, mit denen man die kleinste Rauschzahl erhält, lassen sich beide aus den Transistor-Daten berechnen.

Im Gebiet des überwiegenden Funkelrauschens kann man, wie auch bei Elektronenröhren, die Rauschzahl nicht theoretisch voraussagen. Es genügt dort aber die Kenntnis eines einzigen gemessenen Rauschkennwertes, der von der Frequenz und dem Collectorgleichstrom abhängt, zur Berechnung der Rauschzahl und des optimalen Generatorinnenwiderstandes für ihren kleinsten Wert.

Der Inhalt der folgenden Abschnitte ist, kurz zusammengefasst:

Abschnitt 2

Die Emitterschaltung ist am günstigsten, wenn hohe Verstärkung und kleine Rauschzahl gefordert werden.

Abschnitt 3

Aus den Kurven zweier gemessener Rauschkennwerte können die Rauschzahl und der optimale Generatorinnenwiderstand bei gegebener Frequenz und gegebenem Arbeitspunkt berechnet werden. Ein Beispiel.

Abschnitt 4

Zur optimalen Dimensionierung der Verstärkerstufe muss man wissen, ob der Transistor vorwiegend im Gebiet des weissen Rauschens oder im Funkelgebiet betrieben wird. Die beiden Gebiete werden gegeneinander abgegrenzt.

Abschnitt 5

Formeln zur optimalen Dimensionierung der Schaltung im Gebiet des weissen Rauschens werden angegeben. Ein Beispiel.

Abschnitt 6

Das Kurvenblatt eines Rauschkennwertes und Formeln zur optimalen Dimensionierung im Funkelgebiet werden angegeben. Ein Beispiel.

Abschnitt 7

Das Rauschverhalten eines Transistors wird dem einer Vakuum-Triode gegenübergestellt.

2. WAHL DER SCHALTUNG

Von den drei Schaltungsarten der Transistor-Eingangsstufe, der Emitter-Schaltung (EB), der Basis-Schaltung (BB) und der Collectorschaltung (CB), ist die Emitter-Schaltung am günstigsten, wenn man niedrige Rauschzahl und gleichzeitig hohe Leistungsverstärkung fordert. Die Rauschzahl, die man bei optimaler Dimensionierung der Schaltungen erreichen kann, ist nämlich für alle drei Schaltungsarten ungefähr gleich gross; die Leistungsverstärkung hat dagegen z.B. bei beiderseitiger Leistungsanpassung angenähert den Wert

$$V_L \approx \frac{1}{4} \cdot \frac{\alpha^2}{D^2} \quad \text{für EB} \quad (1)$$

$$V_L \approx \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{D^2} \quad \text{für BB} \quad (2)$$

$$V_L \approx \frac{1}{4} \alpha^2 \quad \text{für CB} \quad (3)$$

worin $\alpha^2 = 20 \dots 150$ der Stromverstärkungsfaktor und $D^2 = 4 \dots 11 \cdot 10^{-4}$ die Spannungsrückwirkung des Transistors OC 603 in Emitterschaltung ist. V_L ist also für die Emitterschaltung am grössten, und man wird diese Schaltung immer dann für die Eingangsstufe wählen, wenn nicht noch besondere Forderungen gestellt sind, wie z.B. hohe obere Grenzfrequenz (Basisschaltung besser) oder hoher Eingangswiderstand (Collectorschaltung besser). Alle folgenden Abschnitte beziehen sich auf die Emitterschaltung.

3. BESTIMMUNG DER RAUSCHZAHL AUS DEN RAUSCHKENNWERTEN

Bild 1 zeigt ein Prinzipschaltbild einer Verstärker-Eingangsstufe mit einem Transistor in Emitterschaltung, an dessen Eingang eine Signalquelle mit dem Innenleitwert G und dem Kurzschlusswechselstrom I liegt. Der Aussenwiderstand R_A und die Collectorgleichspannung U_{CE} haben wenig Einfluss auf das Transistorrauschen. $U_{CE} = -1$ V ist ein zweckmässiger Wert, falls nicht aus Übersteuerungs-Gründen ein höherer Wert erforderlich ist. Für R_A kommen z.B. Werte von $10 \dots 50$ k Ω in Frage.

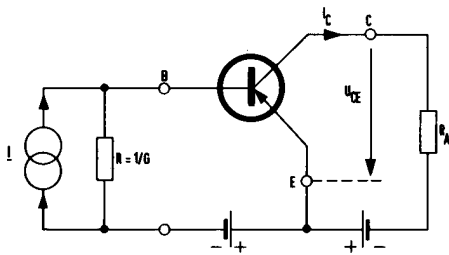


Bild 1

Prinzipschaltbild einer Verstärker-Eingangsstufe mit einem Transistor in Emitterschaltung

Das Rauschen eines rauschenden Vierpols wird nach [1] allgemein durch vier reelle Rauschkennwerte vollständig beschrieben, z.B. den äquivalenten Rauschwiderstand R_N , den äquivalenten Rauschleitwert G_N und den Korrelationsleitwert Y_{COR} mit dem Realteil G_{COR} und dem Imaginärteil g_{COR} . Die Definition dieser Rauschkennwerte nach [1] findet man im Anhang. (Es ist zu beachten, dass G_N nicht etwa gleich $1/R_N$ ist.) Für einen Transistor im Niederfrequenzgebiet ($f \leq 20$ kHz) gilt nun, wie im Anhang gezeigt wird, mit guter Näherung

$$g_{COR} \approx 0 \quad (4)$$

$$\text{und} \quad G_{COR} \approx G_N \quad (5)$$

wodurch sich die Zahl der Rauschkennwerte, die zur Beschreibung des Transistor-Rauschens im NF-Gebiet nötig sind, von vier auf zwei verringert. In Bild 2 sind diese beiden Rauschkennwerte R_N und $G_N = G_{COR}$ als Funktion der Frequenz f und des Collectorgleichstroms I_C für einen mittleren

Transistor OC 603 bei Raumtemperatur mit $U_{CE} = -1$ V, $\alpha' = 50$ und einem Basiswiderstand $R_b = 200 \Omega$ dargestellt. Die Rauschkennwerte eines beliebigen Transistors OC 603 können für Frequenzen über etwa 1 kHz um ungefähr eine halbe Grössenordnung, unter 1 kHz um ungefähr eine Grössenordnung gegenüber den Werten von Bild 2 streuen.

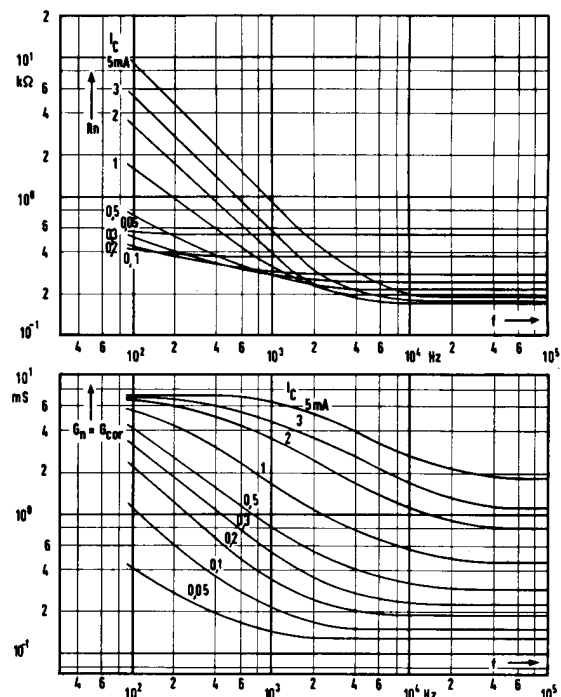


Bild 2

Rauschkennwerte $G_N = G_{COR}$ und R_N als Funktion von f und I_C für einen Transistor OC 603 in Emitterschaltung mit $U_{CE} = -1$ V

Die Frequenz, bei der man die Rauschkennwerte in Bild 2 ablesen muss, ist die Mittelfrequenz \bar{f} des Durchlassbereichs des Verstärkers. Wenn der gesamte Verstärker den Frequenzgang der Verstärkung $V(f)$ hat, so ist die für die Bestimmung der Rauschkennwerte massgebende Mittelfrequenz \bar{f} allgemein gegeben durch

$$\bar{f} = \frac{\int_0^{\infty} |V(f)|^2 df}{\int_0^{\infty} |V(f)|^2 \frac{df}{f}} \quad (6)$$

Bei einer beliebigen Durchlasskurve müsste man die Integrale der Gl.(6) durch Messung von $V(f)$ und durch graphische Integration bestimmen. Für die überschlägliche Berechnung der Rauschzahl einer Verstärkerstufe genügt es aber in fast allen



TELEFUNKEN
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

BLATT 3

Fällen, die Durchlasskurve durch eine Rechteckkurve

$$\begin{aligned} V(f) &= 0 & \text{für } f < f_1, f > f_2 \\ V(f) &= V_0 & \text{für } f_1 \leq f \leq f_2 \end{aligned} \quad (7)$$

mit der unteren Grenzfrequenz f_1 und der oberen Grenzfrequenz f_2 anzunähern, wodurch Gl.(6) in die Form

$$\bar{f} = \frac{f_1 \int_{f_1}^{f_2} df}{f_2 \int_{f_1}^{f_2} \frac{df}{f}} = \frac{f_2 - f_1}{\ln \frac{f_2}{f_1}} \quad (8)$$

übergeht. Mit den Grenzfrequenzen f_1 und f_2 lässt sich daraus \bar{f} berechnen und die zu \bar{f} und dem gewählten Collectorgleichstrom I_C gehörenden Rauschkennwerte R_n und $G_n = G_{cor}$ aus Bild 2 ablesen. Die Rauschzahl F und die zusätzliche Rauschzahl F_z ist durch Gl.(9) mit R_n und G_n und dem Innenleitwert G des Signalgenerators verknüpft (siehe Anhang).

$$F_z = F - 1 = \frac{G_n}{G} + \frac{R_n}{G} (G + G_n)^2 \quad (9)$$

F_z hat für einen bestimmten optimalen Generatorinnenleitwert

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{G_n}{R_n} (1 + R_n G_n)} \quad (10)$$

ein Minimum mit dem Wert

$$F_{z \min} = 2 R_n (G_{opt} + G_n) \quad (11)$$

oder

$$F_{z \min} = 2 \left[R_n G_n + \sqrt{R_n G_n (1 + R_n G_n)} \right] \quad (12)$$

Zur Erzielung von $F_{z \min}$ gibt man also dem am Transistoreingang liegenden Signalgenerator den reellen Innenleitwert G_{opt} nach Gl.(10) und erhält eine zusätzliche Rauschzahl, die annähernd den Wert $F_{z \min}$ nach Gl.(11) oder (12) hat.

Hierfür ein Beispiel:

Die Transistor-Eingangsstufe eines Tonfrequenz-

Verstärkers mit angenähert rechteckiger Durchlasskurve und den Grenzfrequenzen $f_1 = 20$ Hz und $f_2 = 20$ kHz soll mit dem optimalen Generatorinnenleitwert betrieben und die Rauschzahl berechnet werden. Der Arbeitspunkt des Transistors sei mit $U_{CE} = -1$ V und $I_C = 1$ mA gegeben.

Die Mittelfrequenz \bar{f} dieses Verstärkers ist nach Gl.(8)

$$\bar{f} = \frac{f_2 - f_1}{\ln \frac{f_2}{f_1}} \approx \frac{20 \text{ kHz}}{\ln 10^3} = 2,9 \text{ kHz} \approx 3 \text{ kHz}$$

Für $\bar{f} = 3$ kHz und $I_C = 1$ mA liest man in Bild 2

$$R_n = 0,2 \text{ k}\Omega \quad \text{und} \quad G_n = 0,9 \text{ mS}$$

ab. Daraus folgt der optimale Generatorinnenleitwert nach Gl.(10)

$$\begin{aligned} G_{opt} &= \sqrt{\frac{G_n}{R_n} (1 + R_n G_n)} \\ &= \sqrt{\frac{0,9 \text{ mS}}{0,2 \text{ k}\Omega} (1 + 0,2 \text{ k}\Omega \cdot 0,9 \text{ mS})} = 2,3 \text{ mS} \end{aligned}$$

Mit diesem reellen Generatorinnenleitwert ergibt sich eine zusätzliche Rauschzahl nach Gl.(11) oder (12)

$$F_{z \min} = 1,28$$

oder eine Rauschzahl

$$F_{\min} = F_{z \min} + 1 = 2,28 = 3,6 \text{ db}$$

4. ABGRENZUNG VON WEISSEM RAUSCHEN UND FUNKELEFFEKT

In Bild 3 ist die zusätzliche Rauschzahl F_z eines mittleren Transistors OC 603 in Emitterschaltung in Abhängigkeit von der Frequenz f für verschiedene Collectorgleichströme I_C mit $U_{CE} = -1$ V und einem festen Generatorinnenleitwert $G = 0,5$ mS für Raumtemperatur dargestellt. Die Kurven verlaufen bei höherer Frequenz horizontal und biegen mit abnehmender Frequenz in einen Verlauf ein, der etwa proportional $\frac{1}{f}$ ist.

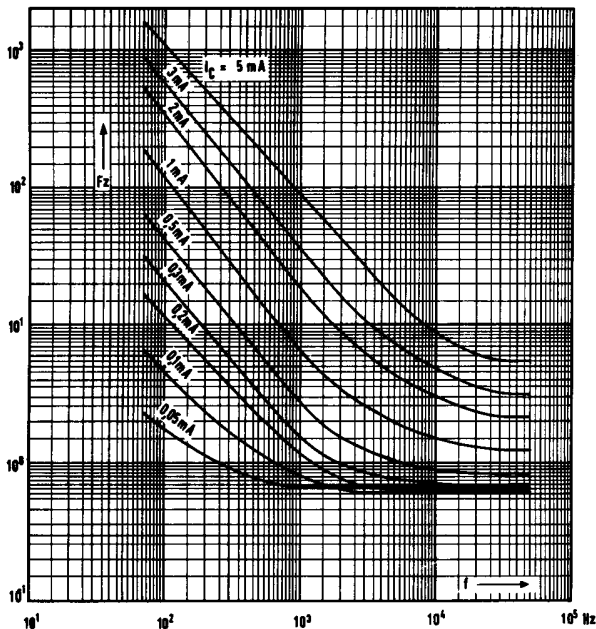


Bild 3

Zusätzliche Rauschzahl F_z als Funktion von f und I_C für einen Transistor OC 603 in Emitterschaltung mit $U_{CE} = -1$ V und einem Generatorinnenleitwert $G = 0,5$ mS

Das Frequenzgebiet, in dem F_z unabhängig von der Frequenz ist, nennt man das Gebiet des weissen Rauschens. Hier kommt das Rauschen hauptsächlich durch das Wärmerauschen des Basiswiderstandes R_b und das Schrot-Rauschen der Gleichströme zustande. Die Theorie dieser Rauschvorgänge ist so weit abgeschlossen und durch Messungen geprüft, dass man im Gebiet des weissen Rauschens die Rauschkennwerte und die Rauschzahl aus den Transistorkonstanten und dem Gleichstrom I_C berechnen kann (Abschnitt 5). Wie in Bild 3 zu sehen ist, gibt es in diesem Gebiet einen optimalen Wert für I_C in der Größenordnung von 0,1 mA, wo die Rauschzahl ein Minimum wird. Auch dieser optimale Strom lässt sich aus den Transistorkonstanten angenähert errechnen (Abschnitt 5).

Das Frequenzgebiet, in dem F_z proportional $\frac{1}{f}$ mit abnehmender Frequenz ansteigt, nennt man das Gebiet des Funkeffekts (in Analogie zum Funkeffekt indirekt geheizter Röhren). Hier führt man das Rauschen auf Schwankungen der Störstellen an der Oberfläche in der Nähe der Emittersperrschicht und auf Leckstrom-Schwankungen der Collectorsperrschicht zurück. Die Theorie ist aber noch nicht so weit fortgeschritten, dass man das Rauschen quantitativ aus den

Transistordaten berechnen kann. Wegen der Abhängigkeit von der Oberflächenbeschaffenheit streut es ausserdem stärker als das weisse Rauschen. Nach Bild 3 muss man für kleines Funkelrauschen den Collectorstrom so klein wie möglich machen; es gibt keinen Optimalwert wie beim weissen Rauschen.

In Abschnitt 6 wird gezeigt, wie man mit Hilfe eines Rauschkennwertes, den man aus einem Kurvenblatt entnimmt, und dem Basiswiderstand R_b die Rauschzahl und den optimalen Generatorinnenleitwert angenähert berechnen kann.

Der Übergang vom Funkeffekt zum weissen Rauschen liegt nach Bild 3 bei um so höheren Frequenzen, je grösser I_C ist, da der Funkeffekt stärker mit I_C wächst als das weisse Rauschen.

Um zu entscheiden, ob man die Transistorstufe nach Abschnitt 5 oder nach Abschnitt 6 dimensionieren soll, muss man in Bild 3 nachsehen, ob die nach Gl. (8) berechnete Mittelfrequenz \bar{f} der Verstärkerdurchlasskurve im Gebiet horizontal verlaufender oder mit $\frac{1}{f}$ ansteigender Rauschzahl liegt. Da man den Transistor zur Erzielung einer kleinen Rauschzahl gewöhnlich mit $I_C < 0,5$ mA betreiben wird, kann man sich als Frequenzgrenze zwischen dem Gebiet des Funkeffekts und des weissen Rauschens grob die Frequenz $f = 2$ kHz merken. Ist $\bar{f} > 2$ kHz, so rechnet man nach Abschnitt 5; ist $\bar{f} < 2$ kHz, so rechnet man nach Abschnitt 6.

5. WEISSES RAUSCHEN: DIMENSIONIERUNG FÜR KLEINSTE RAUSCHZAHL

Die zusätzliche Rauschzahl F_z für weisses Rauschen lässt sich, wie im Anhang gezeigt wird, durch die Näherungsformel

$$F_z \approx \frac{1}{\alpha'} + R_b G + \frac{\frac{e}{kT_0} I_{c0}}{2 G} + \frac{\frac{e}{kT_0} I_c}{2 \alpha' G} + \frac{G}{2 \frac{e}{kT_0} I_c} \quad (13)$$

ausdrücken. Darin ist

$$\alpha' = 20 \dots 150$$

der Stromverstärkungsfaktor der Emitterschaltung



TELEFUNKEN
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

BLATT 4

- R_b = 50...300 Ω (Mittelwert 100 Ω)
der Basiswiderstand
- I_{C0} = 5 μA (Mittelwert)
10 μA (Maximalwert)
der Collectorreststrom, gemessen bei
 $I_E = 0$
- I_C der im Arbeitspunkt eingestellte Col-
lectorgleichstrom
- $\frac{kT_0}{e}$ = 25 mV für Raumtemperatur
- G der Innenleitwert des Signalgenerators

Die Werte für α' und I_{C0} sind dem Datenblatt
des OC 603 entnommen.

Für den optimalen Collectorgleichstrom

$$I_{c \text{ opt}} = \frac{kT_0}{e} \sqrt{\alpha' G} \quad (14)$$

hat F_z ein Minimum von der Grösse

$$F_{z \text{ min}} \approx \frac{1}{\sqrt{\alpha'^2}} + \frac{1}{\alpha'} + R_b G + \frac{\frac{e}{kT_0} I_{c0}}{2 G} \quad (15)$$

das jetzt noch von G abhängt. Für den optimalen
Generatorinnenleitwert

$$G_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{\frac{e}{kT_0} I_{c0}}{2 R_b}} \quad (16)$$

nimmt die zusätzliche Rauschzahl das absolute
Minimum

$$F_{z \text{ min abs}} \approx \frac{1}{\sqrt{\alpha'^2}} + \frac{1}{\alpha'} + \sqrt{2 \frac{e}{kT_0} I_{c0} R_b} \quad (17)$$

an. Man sieht, dass die erreichbare Rauschzahl
um so kleiner ist, je grösser α' und je kleiner R_b
und I_{C0} sind. Setzt man noch Gl.(16) in Gl.(14)
ein, so erhält man den optimalen Collectorstrom
für $F_{z \text{ min abs}}$

$$I_{c \text{ opt abs}} \approx \sqrt{\frac{\alpha' kT_0}{2} \frac{I_{c0}}{e R_b}} \quad (18)$$

Ein Beispiel:

Für einen Tonfrequenz-Verstärker mit angenähert
rechteckiger Durchlasskurve und den Grenzfre-

quenzen $f_1 = 20 \text{ Hz}$ und $f_2 = 20 \text{ kHz}$ soll die
Transistor-Eingangsstufe in Emitterschaltung für
kleinste Rauschzahl dimensioniert werden. Die
Mittelfrequenz nach Gl.(8) ist wieder $\bar{f} = 3 \text{ kHz}$;
sie ist grösser als 2 kHz, liegt also für Ströme
 $I_C < 0,5 \text{ mA}$ im Gebiet des weissen Rauschens,
und man kann nach Abschnitt 5 rechnen. Der
Transistor OC 603 habe die Daten

$$\alpha' = 100; R_b = 100 \Omega; I_{C0} = 5 \mu\text{A}$$

Man stellt z.B. $U_{CE} = -1 \text{ V}$ ein und den optima-
len Collectorgleichstrom nach Gl.(18)

$$I_{c \text{ opt abs}} = \sqrt{\frac{\alpha' kT_0}{2} \frac{I_{c0}}{e R_b}} = \sqrt{\frac{100}{2} \cdot 25 \text{ mV} \cdot \frac{5 \mu\text{A}}{100 \Omega}} = 0,25 \text{ mA}$$

Dem Signalgenerator gibt man den reellen Innen-
leitwert nach Gl.(16)

$$G_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{\frac{e}{kT_0} I_{c0}}{2 R_b}} = \sqrt{\frac{5 \mu\text{A}}{2 \cdot 25 \text{ mV} \cdot 100 \Omega}} = 1 \text{ mS}$$

und erhält damit eine zusätzliche Rauschzahl,
die etwa den Wert nach Gl.(17) hat

$$F_{z \text{ min abs}} \approx \frac{1}{\sqrt{\alpha'^2}} + \frac{1}{\alpha'} + \sqrt{2 \frac{e}{kT_0} I_{c0} R_b}$$

$$\approx \frac{1}{\sqrt{100}} + \frac{1}{100} + \sqrt{2 \frac{5 \mu\text{A}}{25 \text{ mV}} \cdot 100 \Omega} = 0,31$$

oder die Rauschzahl

$$F_{\text{min abs}} = F_{z \text{ min abs}} + 1 = 1,31 = 1,2 \text{ db.}$$

6. FUNKELEFFEKT: DIMENSIONIERUNG FÜR KLEINSTE RAUSCHZAHL

Die Rauschkennwerte R_n und G_n des Bildes 2
lassen sich, wie im Anhang gezeigt wird, im Ge-
biet des überwiegenden Funkeleffektes bei Tran-
sistoren mit

$$R_n \approx R_b (1 + R_b g_n) \quad (19)$$

$$G_n \approx \frac{g_n}{1 + R_b g_n} \quad (20)$$

$$R_n G_n \approx R_b g_n \quad (21)$$

durch den Basiswiderstand R_B und den äquivalenten Rauschkennwert g_n (siehe Anhang) ausdrücken, der nach [1] durch

$$g_n = G_n + R_n |Y_{cor}|^2 \quad (22)$$

mit

$$Y_{cor} = G_{cor} + jG_{cor} \quad (23)$$

definiert ist. Mit den im NF-Gebiet für Transistoren gültigen Näherungen Gl.(4) und Gl.(5) wird aus Gl.(22)

$$g_n \approx G_n (1 + R_n G_n) \quad (24)$$

was auch aus Gl.(20) und Gl.(21) folgt. Der Rauschkennwert g_n ist in Bild 4 für einen mittleren Transistor OC 603 in Emitterschaltung mit $U_{CE} = -1$ V in Abhängigkeit von der Frequenz f für verschiedene Collectorgleichströme I_C dargestellt.

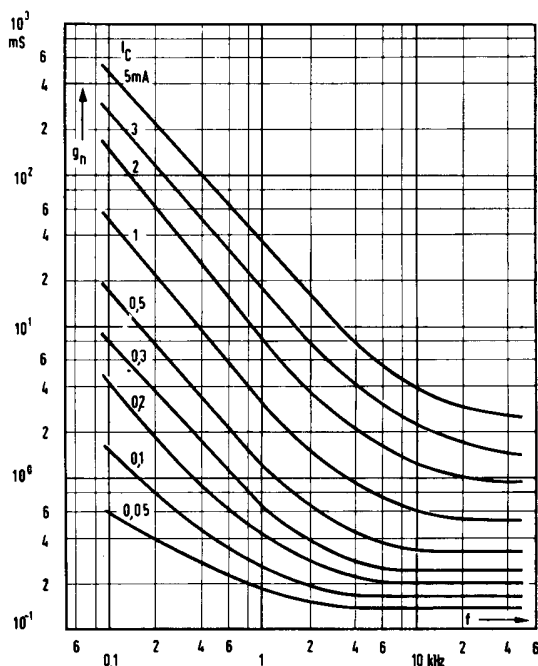


Bild 4

Rauschkennwert g_n eines Transistors OC 603 in Emitterschaltung mit $U_{CE} = -1$ V als Funktion der Frequenz f und des Collectorgleichstromes I_C

Im Funkelgebiet kann man also die Rauscheigenschaften einer Transistorstufe anstatt mit den zwei Rauschkennwerten R_n und G_n des Abschnitts 2,

die beide von f und I_C abhängen, mit nur einem Rauschkennwert g_n nach Bild 4, der von f und I_C abhängt, und dem Basiswiderstand R_B berechnen, der im NF-Gebiet für $I_C < 5$ mA praktisch unabhängig von f und I_C ist.

Setzt man Gl.(21) in Gl.(12) und Gl.(19) bis Gl.(21) in Gl.(10) ein, so folgt für das Minimum der zusätzlichen Rauschzahl im Funkelgebiet

$$F_{z \min} \approx 2 \left[R_B g_n + \sqrt{R_B g_n (1 + R_B g_n)} \right] \quad (25)$$

und für den dazu nötigen optimalen Generatorinnenleitwert

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{g_n}{R_B \cdot (1 + R_B g_n)}} \quad (26)$$

Da nach Bild 4 g_n für kleine Ströme I_C und hohe Frequenzen klein und für grosse Ströme I_C und niedrige Frequenzen gross wird, gilt

$$R_B g_n \ll 1; G_{opt} \rightarrow \sqrt{\frac{g_n}{R_B}} \quad (27)$$

für kleines I_C , grosses f

$$R_B g_n \gg 1; G_{opt} \rightarrow \frac{1}{R_B} \quad (28)$$

für grosses I_C , kleines f

$F_{z \min}$ nach Gl.(25) wird um so kleiner, je kleiner der Basiswiderstand R_B und der Rauschkennwert g_n ist. g_n wird nach Bild 4 um so kleiner, je kleiner man den Collectorgleichstrom I_C wählt.

Ein Beispiel:

Für einen Verstärker mit angenähert rechteckiger Durchlasskurve und den Grenzfrequenzen $f_1 = 100$ Hz und $f_2 = 200$ Hz soll die Transistor-Eingangsstufe in Emitterschaltung für kleinste Rauschzahl dimensioniert werden. Die Mittelfrequenz nach Gl.(8) ist

$$\bar{f} = \frac{f_2 - f_1}{\ln \frac{f_2}{f_1}} = \frac{100 \text{ Hz} - 100 \text{ Hz}}{\ln 2} = \frac{100 \text{ Hz}}{0,69} = 145 \text{ Hz}$$

Sie ist kleiner als 2 kHz, liegt also im Funkelgebiet, und man kann nach Abschnitt 6 rechnen.



Der Basiswiderstand des Transistors sei $R_b = 100 \Omega$. Man stellt z.B. $U_{CE} = -1 \text{ V}$ ein und wählt den Collectorgleichstrom so klein wie möglich, z.B. $I_C = 0,05 \text{ mA}$. Für diesen Strom und $\bar{f} = 145 \text{ Hz}$ liest man in Bild 4

$$g_n = 0,5 \text{ mS}$$

ab. Dem Signalgenerator gibt man den reellen Innenleitwert nach Gl.(26)

$$G_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{g_n}{R_b(1+R_n g_n)}} = \sqrt{\frac{0,5}{0,1(1+0,1 \cdot 0,5)}} \text{ mS} = 2,18 \text{ mS}$$

und erhält nach Gl.(25) eine zusätzliche Rauschzahl von etwa

$$F_{z \text{ min}} \approx 2 \left[R_b g_n + \sqrt{R_b g_n (1 + R_b g_n)} \right]$$

$$\approx 2 \left[0,1 \cdot 0,5 + \sqrt{0,1 \cdot 0,5 (1 + 0,1 \cdot 0,5)} \right] = 0,56$$

oder die Rauschzahl

$$F_{\text{min}} = F_{z \text{ min}} + 1 = 1,56 \approx 2 \text{ db}$$

7. VERGLEICH DER RAUSCHZAHL VON TRANSISTOR UND ELEKTRONENRÖHRE

In Bild 5 ist die zusätzliche Rauschzahl F_z des Transistors OC 603 aus Bild 2 in Emitterschaltung mit $U_{CE} = -1 \text{ V}$, $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und $\bar{f} = 3 \text{ kHz}$ als Funktion des Generatorinnenwiderstandes $R = \frac{1}{G}$ aufgetragen. Sie wurde nach Gl.(9) mit den für $I_C = 0,1 \text{ mA}$ und $\bar{f} = 3 \text{ kHz}$ aus Bild 2 entnommenen Rauschkennwerten $R_n = 0,36 \text{ k}\Omega$ und $G_n = 0,16 \text{ mS}$ berechnet. Zum Vergleich wurde die zusätzliche Rauschzahl zweier Elektronenröhren als Funktion von R für die gleiche Frequenz $\bar{f} = 3 \text{ kHz}$ mit eingetragen. Für Vakuumtrioden im NF-Gebiet gilt

$$F_z = \frac{R_{\ddot{a}}}{R} \quad (29)$$

worin R der Generatorinnenwiderstand ist, der am Gitter liegt, und $R_{\ddot{a}}$ der äquivalente Rauschwiderstand. Für $\bar{f} = 3 \text{ kHz}$ ist auch bei den Röhren Funkeleffekt vorhanden, und es gilt

$R_{\ddot{a}} \approx 3,3 \text{ k}\Omega$ für ein Triodensystem der ECC 81 mit $I_a = 1 \text{ mA}$,
 $R_{\ddot{a}} \approx 1,9 \text{ k}\Omega$ für die als Triode geschaltete EF 800 mit $I_a = 1 \text{ mA}$.

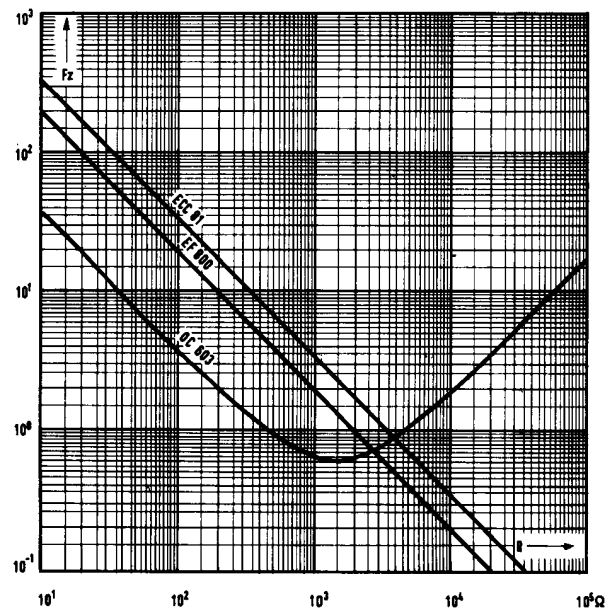


Bild 5

Vergleich der Rauschzahl von Transistor und Elektronenröhre

Ob man mit einer Röhre oder einem Transistor eine kleinere Rauschzahl erreicht, hängt also nach Bild 5 von der Grösse des Innenwiderstandes R der Signalquelle ab. Wenn man den Generatorinnenwiderstand durch einen zwischen Generator und Verstärkereingangsstufe geschalteten Übertrager genügend stark herauftransformieren kann, ist die Röhre dem Transistor vorzuziehen. Überall da aber, wo eine niederohmige Signalquelle gegeben ist und z.B. wegen der Gefahr magnetischer Einstreuungen oder aus anderen Gründen kein Übertrager benutzt werden kann, ist es möglich, mit einer Transistoreingangsstufe eine kleinere Rauschzahl zu erzielen als mit einer Elektronenröhre.

Näheres über die Ableitung der in Abschnitt 5 und 6 benutzten Gleichungen und weitere Literatur findet man in [2].

A1. DEFINITION VON RAUSCHSTRÖMEN UND RAUSCHSPANNUNGEN

Eine während einer endlichen Messzeit τ beobachtete Stromschwankung, die z. B. einem Gleichstrom überlagert ist und als Oszillogramm vorliegen möge, lässt sich durch eine Fourier-Analyse als Summe sinusförmiger Wechselströme verschiedener, im Abstand $1/\tau$ aufeinanderfolgender Frequenzen darstellen. Der komplexe Effektivwert einer dieser Wechselstromkomponenten - mit einer bestimmten Frequenz - wird im Folgenden mit dem kleinen Buchstaben $i = |i| \cdot e^{j\varphi}$ bezeichnet. In einem Netzwerk rechnet man mit i wie mit einem Wechselstromzeiger, d.h. einer komplexen Zahl. i selbst kann man nicht messen, wohl aber die sogenannte Spektralintensität $w = |i|^2 \cdot \tau$, die man als Produkt des mittleren Betragsquadrates von i und der Messzeit τ durch Mittelung über viele Messungen mit fester Messzeit τ erhält. Für sehr grosses τ wird w unabhängig von τ . Ein genügend träges Wechselstrominstrument mit quadratischer Anzeige, das einen unendlich schmalen Frequenz-Durchlassbereich hat, also nur auf eine einzige Frequenz reagiert, würde die zeitliche Mittelung einer bestimmten Rauschstromkomponente i selbsttätig ausführen. Bei einem Instrument mit endlichem Frequenzbereich, wie es in der Praxis immer vorliegt, fällt in den Durchlassbereich eine grosse Anzahl von Rauschstromkomponenten i mit verschiedener Frequenz hinein, da bei grossem τ der Abstand $1/\tau$ der einzelnen Spektrallinien ja sehr klein ist. Ein solches Instrument führt also ausser der zeitlichen Mittelung der einzelnen Komponenten gleichzeitig noch eine Summierung aller in seinem Frequenzbereich liegenden Komponenten aus. Geht der Frequenzbereich von f_1 bis f_2 , so ist der Ausschlag des Instrumentes proportional $f_1 \int_{f_1}^{f_2} wdf$.

Die Spektralintensität w , die eine Rauschstromkomponente i mit einer bestimmten Frequenz hat, lässt sich auch durch einen äquivalenten Rauschleitwert G ausdrücken, der bei der absoluten Raumtemperatur T_0 eine durch die Nyquist-Formel gegebene gleich grosse Spektralintensität

$$w = 4kT_0G \quad (A1)$$

seiner Kurzschlussrauschstromkomponente i hat

(k = Boltzmann-Konstante).

Für eine Rauschspannungskomponente u gelten sinngemäss die gleichen Definitionen.

A2. RAUSCHKENNWERTE UND RAUSCHZAHL EINES RAUSCHENDEN VIERPOLS

Bild A1a zeigt schematisch einen beliebigen Vierpol, bei dem das Vorhandensein innerer Rauschquellen durch Schraffierung angedeutet ist. U_1, I_1 und U_2, I_2 sind die komplexen Effektivwerte (Zeiger) der an den Eingangsklemmen 11 und Ausgangsklemmen 22 vorhandenen Wechselspannungen und Wechselströme. Der am Eingang liegende Leitwert $Y = G + jg$ stellt den inneren Leitwert der Signalquelle dar. Sein Wärmerauschen denkt man sich durch die Rauschstromquelle i_G mit

$$|i_G|^2 = 4kT_0\Delta fG \quad (A2)$$

(Δf = äquivalente Rauschbandbreite) erzeugt.

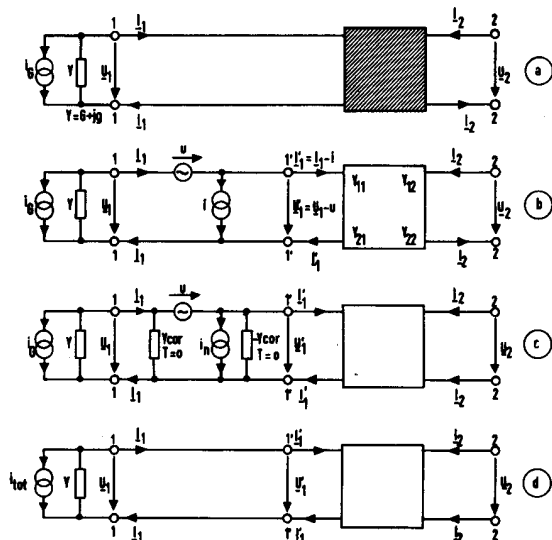


Bild A 1

Vierpol mit inneren Rauschquellen und Ersatzschaltungen dazu

Wie in [1] und einer demnächst erscheinenden Röhrenmitteilung gezeigt wird, lässt sich das Rauschverhalten des Vierpols z.B. durch die in Bild A1b gezeigte Ersatzschaltung vollständig

TELEFUNKEN
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



BLATT 6

beschreiben. Dort sind die inneren Rauschquellen des Vierpols ersetzt durch die Rauschspannungsquelle u und die Rauschstromquelle i , die in einem vor dem jetzt rauschfrei gedachten Signalvierpol liegenden Rauschvierpol mit den Eingangsklemmen $1, 1$ und den Ausgangsklemmen $1', 1'$ zusammengefasst sind. Im allgemeinen Fall sind u und i teilweise korreliert, d.h., ein Teil von u kann in fester Phasenbeziehung zu einem Teil von i stehen, da u und i Beiträge von den gleichen inneren Rauschvorgängen enthalten können. Man erkennt die Korrelation daran, dass das mittlere Produkt $\overline{i u^*}$ aus i und u^* , dem konjugiert komplexen Wert von u , von Null verschieden ist.

Aus den Vierpolgleichungen in Leitwertform des rauschfreien Signalvierpols in Bild A1b

$$\begin{aligned} \underline{I}_1' &= Y_{11} \underline{U}_1' + Y_{12} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 &= Y_{21} \underline{U}_1' + Y_{22} \underline{U}_2 \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

folgen mit

$$\underline{I}_1' = \underline{I}_1 - i \quad (\text{A4})$$

$$\underline{U}_1' = \underline{U}_1 - u \quad (\text{A5})$$

die Vierpolgleichungen des gesamten rauschenden Vierpols

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= Y_{11} (\underline{U}_1 - u) + Y_{12} \underline{U}_2 + i \\ \underline{I}_2 &= Y_{21} (\underline{U}_1 - u) + Y_{22} \underline{U}_2 \end{aligned} \quad (\text{A6})$$

Nach Gl.(A6) ist

$$i = -\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \underline{I}_2 \quad \text{für } \underline{I}_1 = 0 \text{ und } \underline{U}_2 = 0, \quad (\text{A7})$$

und

$$u = -\frac{1}{Y_{21}} \underline{I}_2 \quad \text{für } \underline{U}_1 = 0 \text{ und } \underline{U}_2 = 0, \quad (\text{A8})$$

i ist also gleich dem Ausgangskurzschluss-Rauschstrom bei Leerlauf des Eingangs, dividiert durch die Stromverstärkung Y_{21}/Y_{11} des Vierpols, und u ist gleich dem Ausgangskurzschluss-Rauschstrom bei Kurzschluss des Eingangs, dividiert durch die Steilheit Y_{21} des Vierpols.

Mit Hilfe der Nyquist-Formel lässt sich die Rauschspannung u mit

$$\overline{|u|^2} = 4 k T_0 \Delta f R_n \quad (\text{A9})$$

durch den äquivalenten Rauschwiderstand R_n ausdrücken, und der Rauschstrom i mit

$$\overline{|i|^2} = 4 k T_0 \Delta f g_n \quad (\text{A10})$$

durch den äquivalenten Rauschleitwert g_n . (Der Index n kommt von "noise".)

Man kann ferner den Rauschstrom i , der mit der Rauschspannung u korreliert sein kann, zerlegen in

$$i = i_n + i_{cor} = i_n + u Y_{cor}. \quad (\text{A11})$$

Dabei ist i_n der Anteil von i , der mit u nicht korreliert ist, für den also

$$\overline{i_n u^*} = 0 \quad (\text{A12})$$

gilt, und $i_{cor} = u \cdot Y_{cor}$ ist der Anteil von i , der mit u vollständig korreliert, d.h. proportional u ist. Der Proportionalitätsfaktor hat die Dimension eines Leitwertes und wurde in [1] als der komplexe Korrelationsleitwert

$$Y_{cor} = G_{cor} + j g_{cor} \quad (\text{A13})$$

eingeführt. Multipliziert man i in Gl.(A11) mit u^* und mittelt, so folgt mit Gl.(A12) die Definitionsgleichung für Y_{cor}

$$\overline{i u^*} = Y_{cor} \overline{|u|^2}. \quad (\text{A14})$$

Der mit u unkorrelierte Teil-Rauschstrom i_n lässt sich mit

$$\overline{|i_n|^2} = 4 k T_0 \Delta f G_n \quad (\text{A15})$$

durch den äquivalenten Rauschleitwert G_n ausdrücken.

Bildet man aus Gl.(A11) das mittlere Betragsquadrat von i

$$\overline{|i|^2} = \overline{|i_n|^2} + \overline{|u|^2} |Y_{cor}|^2 \quad (\text{A16})$$

und dividiert es durch $4 k T_0 \Delta f$, so folgt mit Gl.(A9), Gl.(A10) und Gl.(A15) die Beziehung zwischen g_n und G_n

$$g_n = G_n + R_n |Y_{cor}|^2, \quad (\text{22})$$

die in Abschnitt 6 benutzt wurde.

Die durch Gl.(A9), Gl.(A15), Gl.(A13) und Gl.(A14) definierten Rauschkennwerte R_n , G_n

und $Y_{cor} = G_{cor} + jg_{cor}$ wurden in Abschnitt 3 und der durch Gl.(A10) definierte Rauschkennwert g_n in Abschnitt 6 benutzt.

Bei der Ersatzschaltung in Bild A1c wurde unter Verwendung von Gl.(A11) der Rauschstrom i ersetzt durch seinen mit u unkorrelierten Anteil i_n und den Korrelationsleitwert Y_{cor} . Bild A1c ist zu Bild A1b äquivalent, wovon man sich durch Vergleich der Spannung $U_{1'}$ und des Stromes $I_{1'}$ der beiden Bilder überzeugen kann. Da Bild A1c nur unkorrelierte Rauschquellen enthält, ist es zur Berechnung des Rauschverhaltens eines Vierpols in einer Schaltung besonders geeignet.

Die Rauschquellen des Vierpols und des Generatorinnenleitwertes kann man entsprechend Bild A1d auch zu einer an den Eingangsklemmen 1 1 liegenden totalen Rauschstromquelle i_{tot} zusammenfassen und den übrigen Vierpol als rauschfrei annehmen. i_{tot} ist dann so zu bemessen, dass an den Ausgangsklemmen 2 2 dieselbe Rauschspannung bzw. derselbe Rauschstrom vorhanden ist, wie beim wirklichen Vierpol in Bild A1a. Da sich in Bild A1b und A1c rechts von den Klemmen 1' 1' keine Rauschquellen befinden, ist i_{tot} auch gleich dem Kurzschlussrauschstrom, der in einer gedachten Kurzschlussleitung zwischen den Klemmen 1' 1' fließt. Aus Bild A1b folgt

$$i_{tot} = i_G + i + uY, \quad (A17)$$

und aus Bild A1c oder mit Gl.(A11)

$$i_{tot} = i_G + i_n + u(Y + Y_{cor}). \quad (A18)$$

Da i_G , i_n und u nicht korreliert sind, folgt aus Gl.(A18)

$$\overline{|i_{tot}|^2} = \overline{|i_G|^2} + \overline{|i_n|^2} + \overline{|u|^2} |Y + Y_{cor}|^2 \quad (A19)$$

woraus sich bei Division durch $4kT_0\Delta f$ und Verwendung von Gl.(A2), Gl.(A9) und Gl.(A15) der totale Eingangsausleitwert des Vierpols mit Signalgenerator

$$\begin{aligned} G_{tot} &= \frac{\overline{|i_{tot}|^2}}{4kT_0\Delta f} = G + G_n + R_n |Y + Y_{cor}|^2 \\ &= G + G_n + R_n [(G + G_{cor})^2 + (g + g_{cor})^2] \end{aligned} \quad (A20)$$

ergibt.

Die Rauschzahl F eines Vierpols ist definiert als das Verhältnis der am Ausgang vorhandenen Rauschleistung zu dem Teil dieser Rauschleistung, der allein vom Wärmerauschen des Innenwiderstandes oder -leitwertes der Signalquelle herrührt. Nach Bild A1d führt das zu der Definition

$$F = \frac{\overline{|i_{tot}|^2}}{\overline{|i_G|^2}} = \frac{G_{tot}}{G} \quad (A21)$$

da der Rauschstrom i_{tot} und der in ihm enthaltene Anteil i_G in gleicher Weise vom Vierpol verstärkt am Ausgang auftritt und die Verstärkung und der Ausgangswiderstand bei der Bildung des Leistungsverhältnisses herausfällt. Die zusätzliche Rauschzahl ist

$$F_z = F - 1 = \frac{G_{tot}}{G} - 1, \quad (A22)$$

und mit G_{tot} nach Gl.(A20) folgt

$$F_z = \frac{G_n}{G} + \frac{R_n}{G} [(G + G_{cor})^2 + (g + g_{cor})^2] \quad (A23)$$

Als Funktion vom Imaginärteil g des Generatorinnenleitwertes hat F_z ein Minimum bei

$$g_{opt} = -g_{cor} \quad (\text{Rauschabstimmung}) \quad (A24)$$

von der Grösse

$$F_z = \frac{G_n}{G} + \frac{R_n}{G} (G + G_{cor})^2 \quad (A25)$$

Wie noch gezeigt wird, ist beim Transistor im NF-Gebiet

$$g_{cor} \approx 0 \quad (A26)$$

so dass man nach Gl.(A24) Rauschabstimmung bei reellem Generatorinnenleitwert

$$Y = G, g = 0 \quad (A27)$$

bekommt. Ferner ist beim Transistor im NF-Gebiet, wie ebenfalls noch gezeigt wird,

$$G_{cor} \approx G_n \quad (A28)$$

Aus Gl.(A25) folgt mit Gl.(A26) bis Gl.(A28) schliesslich für die zusätzliche Rauschzahl des Transistors die Beziehung



TELEFUNKEN
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

BLATT 7

$$F_z = \frac{G_n}{G} + \frac{R_n}{G} (G + G_n)^2, \quad (9)$$

die in Abschnitt 3 benutzt wurde.

A3. DIE ERSATZSCHALTUNG DES FLÄCHEN-TRANSISTORS

Bild A2 zeigt eine Ersatzschaltung mit inneren Rauschquellen, deren Gültigkeit für Transistoren im NF-Gebiet z.B. in [2] durch Messungen nachgewiesen wurde. Der Basiswiderstand R_b ist, als nicht zum eigentlichen Transistor-Mechanismus gehörig, als konzentriertes Schaltelement zwischen äusserer Basisklemme B und "innerem" Basispunkt B' vor den idealen Transistor ohne Basiswiderstand geschaltet. Das Wärmerauschen von R_b ist durch die Rauschspannungsquelle u_{Rb} mit

$$\overline{|u_{Rb}|^2} = 4kT_0 \Delta f R_b \quad (A29)$$

dargestellt.

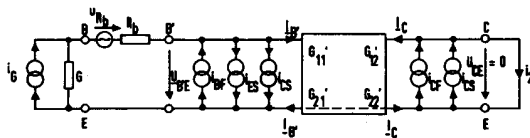


Bild A2

Rauschquellenersatzschaltung des Transistors

Im Gebiet des weissen Rauschens sind die Rauschstromquellen i_{BF} , i_{CF} , i_{ES} und i_{CS} durch die Schottkysche Formel für ungeschwächtes Schrotrauschen mit den Gleichstromkomponenten I_{BF} , I_{CF} , I_{ES} und I_{CS} verknüpft:

$$\overline{|i_{BF}|^2} = 2e \Delta f I_{BF}, \quad (A30)$$

$$\overline{|i_{CF}|^2} = 2e \Delta f I_{CF}, \quad (A31)$$

$$\overline{|i_{ES}|^2} = 2e \Delta f I_{ES}, \quad (A32)$$

$$\overline{|i_{CS}|^2} = 2e \Delta f I_{CS} \quad (A33)$$

(e = Elementarladung). Im normalen Betrieb (Collectorsperrschicht in Sperrichtung, Emitt-

sperrschicht in Flussrichtung betrieben) setzt sich der Emittergleichstrom

$$I_E = I_{EF} - I_{ES} \quad (A34)$$

aus dem Emittersflussgleichstrom I_{EF} und dem entgegengesetzt fliessenden Emittersperrgleichstrom I_{ES} zusammen, der Collectorgleichstrom

$$I_C = I_{CF} + I_{CS} \quad (A35)$$

aus dem Collectorflussgleichstrom I_{CF} und dem in gleicher Richtung fliessenden Collectorsperrgleichstrom I_{CS} und der Basisgleichstrom

$$I_B = I_{BF} - I_{ES} - I_{CS} \quad (A36)$$

aus dem Basisflussgleichstrom I_{BF} und den entgegengesetzt fliessenden Emittersperrgleichströmen I_{ES} und I_{CS} . Ferner gilt immer

$$I_E = I_B + I_C \quad (A37)$$

Sperrt man ausser der Collectorsperrschicht auch die Emittersperrschicht, so werden die Flussgleichströme Null:

$$I_{EF} = 0, I_{CF} = 0, I_{BF} = 0, \quad (A38)$$

und es fliesst dann nur noch der Emittergleichstrom

$$I_E = -I_{ES} \quad (A39)$$

und der Collectorgleichstrom

$$I_C = +I_{CS} \quad (A40)$$

Das Verhältnis der Flussgleichströme I_{CF} und I_{BF} ist gleich dem Stromverstärkungsfaktor der Emitterschaltung

$$\frac{I_{CF}}{I_{BF}} = \alpha', \quad (A41)$$

Für den Collectorreststrom I_{CO} , gemessen bei $I_E = 0$, folgt mit Gl.(A34), Gl.(A35) und Gl.(A41)

$$I_{CO} = \frac{\alpha'}{1+\alpha'} I_{ES} + I_{CS}, \quad (A42)$$

oder angenähert, da $\alpha' \gg 1$

$$I_{CO} \approx I_{ES} + I_{CS} \quad (A43)$$

Der Basiswiderstand R_b und die Vierpolkonstanten des inneren Transistors sind im NF-Gebiet mit guter Näherung als reell anzusehen. Die innere Steilheit G_{21}' hat bei Raumtemperatur T_0 den theoretischen Wert

$$G_{21}' = \frac{e}{kT_0} I_{CF}, \quad (A44)$$

ist also dem Collectorflussgleichstrom proportional, und für das Verhältnis von innerer Steilheit G_{21}' und G_{11}' , dem inneren Eingangsleitwert (zwischen B' - E) bei Kurzschluss des Ausgangs, gilt wiederum

$$\frac{G_{21}'}{G_{11}'} = \alpha' \quad (A45)$$

An den Transistoreingang ist der reelle Generatorinnenleitwert G mit seiner thermischen Rauschstromquelle i_G nach Gl.(A2) geschaltet. Bei Kurzschluss des Ausgangs C - E lauten die Vierpolgleichungen in Leitwertform für den inneren Transistor

$$\begin{aligned} I_{B'} &= G_{11}' U_{B'E} \\ I_C &= G_{21}' U_{B'E} \end{aligned} \quad (A46)$$

Mit Gl.(A46) lässt sich der Ausgangskurzschlussrauschstrom i_2 als Summe der Beiträge von i_G , i_{RB} , i_{BF} , i_{CF} , i_{ES} und i_{CS} schreiben, die alle miteinander unkorreliert sind:

$$i_2 = -A i_G + G A U_{Rb} - (1+R_b G) A i_{BF} + i_{CF} + (1+R_b G) A i_{ES} + [1+(1+R_b G) A] i_{CS} \quad (A47)$$

Darin ist

$$A = \frac{G_{21}'}{G + G_{11}'(1+R_b G)} \quad (A48)$$

Für die zusätzliche Rauschzahl gilt

$$F_z = \frac{|i_2|^2}{A^2 |i_G|^2} - 1 \quad (A49)$$

woraus mit Gl.(A2), Gl.(A29) bis Gl.(A33) und Gl.(A43) folgt

$$F_z = R_b G + (1+R_b G)^2 \frac{1}{G} \frac{e}{2kT_0} i_{BF} + (1+R_b G)^2 \frac{1}{G} \frac{e}{2kT_0} I_{CO} + \frac{1}{A^2 G} \frac{e}{2kT_0} (I_{CF} + I_{CS}) + \frac{2(1+R_b G)}{A} \frac{e}{2kT_0} I_{CS} \quad (A50)$$

Normalerweise ist der Basiswiderstand R_b klein gegenüber dem verwendeten Innenwiderstand $R = \frac{1}{G}$ der Signalquelle, so dass

$$R_b G \ll 1 \quad (A51)$$

gesetzt werden kann. Mit Gl.(A51), Gl.(A44) und Gl.(A45) wird aus Gl.(A48)

$$\frac{1}{A} \approx \frac{G}{\frac{e}{kT_0} I_{CF}} + \frac{1}{\alpha'} \quad (A52)$$

und für F_z nach Gl.(A50) ergibt sich mit Gl.(A35), Gl.(A41), Gl.(A51) und Gl.(A52)

$$F_z \approx R_b G + \frac{\frac{e}{kT_0} I_C}{2\alpha' G} + \frac{\frac{e}{kT_0} (I_{CO} + \frac{1}{\alpha'} I_{CS})}{2G} + \frac{\frac{e}{kT_0} I_C}{2G} \left(\frac{G}{\frac{e}{kT_0} I_{CF}} + \frac{1}{\alpha'} \right)^2 + \frac{I_{CS}}{I_{CF}} \quad (A53)$$

Berücksichtigt man noch, dass normalerweise

$$I_{CS} \ll I_{CF} \quad (A54)$$

gilt, also

$$I_{CF} \approx I_C \quad (A55)$$

und ferner

$$\alpha' \gg 1 \quad (A56)$$

ist, so folgt schliesslich für F_z die Näherungsgleichung

$$F_z \approx \frac{1}{\alpha'} + R_b G + \frac{\frac{e}{kT_0} I_C}{2\alpha' G} + \frac{\frac{e}{kT_0} I_{CO}}{2G} + \frac{G}{2\frac{e}{kT_0} I_C} \quad (13)$$

die in Abschnitt 5 benutzt wurde.

A4. BEGRÜNDUNG DER GLEICHUNGEN Gl.(4), Gl.(5) UND Gl.(19) BIS Gl.(21)

Berechnet man für die Ersatzschaltung Bild A2 den Imaginärteil g_{cor} des Korrelationsleitwertes Y_{cor} , so zeigt sich, dass g_{cor} unabhängig von der Grösse der inneren Rauschquellen Null wird, falls die Vierpolkonstanten Y_{11} und Y_{21} des gesamten Transistors mit Basiswiderstand reell werden. Da dies im NF-Gebiet beim Transistor mit

TELEFUNKEN
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



BLATT 8

guter Näherung erfüllt ist, gilt im NF-Gebiet die Näherung

$$g_{\text{cor}} \approx 0 \quad (4)$$

die in Abschnitt 3 benutzt wurde und deren Gültigkeit z.B. in [2] durch Messungen nachgewiesen wurde.

Der Kurzschlussrauschstrom i_2 nach Gl.(A47) besteht zum grössten Teil aus den Beiträgen der auf der Eingangsseite $B^1 - E$ liegenden Rauschquellen i_G , u_{Rb} , i_{B^1} , i_{ES} und i_{CS} des Bildes A2, da diese vom Transistor verstärkt auf die Ausgangsseite übertragen werden. Die Rauschquellen i_{CF} und i_{CS} der Ausgangsseite, die in Gl.(A47) ohne zusätzlichen Faktor auftreten, liefern dagegen nur einen geringen Beitrag zu i_2 , vor allem, wenn die innere Steilheit G_{21}^1 bzw. der Collectorgleichstrom I_C nicht zu klein ist. Man kann also für eine angenäherte Berechnung der Rauschzahl die ausgangsseitigen Rauschstromquellen i_{CF} und i_{CS} überhaupt vernachlässigen. Diese Vernachlässigung wirkt sich im Funkelgebiet noch weniger aus als im Gebiet des weissen Rauschens. Denn der Funkeffekt vergrössert mit abnehmender Frequenz und zunehmendem Collectorgleichstrom die Werte der eingangsseitigen Rauschstromquellen i_{B^1} , i_{ES} und i_{CS} stark über die durch die Schottkysche Formel Gl.(A30), Gl.(A32) und Gl.(A33) gegebenen Werte hinaus, die im Gebiet des weissen Rauschens gelten. Die ausgangsseitigen Rauschquellen i_{CF} und i_{CS} liefern dann einen noch kleineren Beitrag zu i_2 .

Vernachlässigt man also diese beiden Rauschquellen in Bild A2, so liegen alle Rauschquellen vor dem inneren Transistorvierpol, und eine Berechnung der Ersatzrauschquellen u und i wird recht einfach. In Bild A3a ist der Transistor mit den Ersatzrauschquellen u und i bis zu den Klemmen $B^1 - E$ gezeichnet, in Bild A3b der Transistor nach Bild A2 mit den Rauschquellen u_{Rb} und $i_B = i_{B^1} - i_{ES} - i_{CS}$, ebenfalls bis zu den Klemmen $B^1 - E$, hinter denen nun keine Rauschquellen mehr liegen. Die Grösse von u und i erhält man z.B. durch Vergleich der Eingangsrauschspannung u_1 und des Ausgangsrauschstroms i_k bei Leerlauf des Eingangs und Kurzschluss des Ausgangs der Bilder A3a und A3b, und zwar

$$u = u_{Rb} - i_B R_b \quad (A57)$$

$$i = -i_B \quad (A58)$$

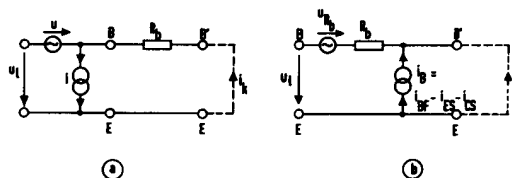


Bild A3

Zur Berechnung der Eingangsrauschquellen u und i des Transistors

Für die mittleren Betragsquadrate folgt daraus, da u_{Rb} und i_B nicht korreliert sind,

$$\overline{|u|^2} = \overline{|u_{Rb}|^2} + \overline{|i_B|^2} R_b^2 \quad (A59)$$

$$\overline{|i|^2} = \overline{|i_B|^2} \quad (A60)$$

und für das mittlere Produkt von i und u

$$\overline{iu^*} = \overline{|i_B|^2} R_b \quad (A61)$$

Mit Hilfe der Definitionsgleichungen Gl.(A9), Gl.(A10) und Gl.(A14) und mit Gl.(A29) und Gl.(4) bekommt man

$$g_n = \frac{\overline{|i_B|^2}}{4kT_0 \Delta f} \quad (A62)$$

$$R_n = R_b (1 + R_b g_n) \quad (19)$$

$$G_{\text{cor}} R_n = g_n R_b \quad (A63)$$

Schliesslich erhält man mit Gl.(4), Gl.(22) und Gl.(19), Gl.(A63)

$$G_n = \frac{g_n}{1 + R_b g_n} \quad (20)$$

$$G_n = G_{\text{cor}} \quad (5)$$

und

$$R_n g_n = R_b g_n \quad (21)$$

Die Gleichungen Gl.(19) bis Gl.(21) wurden in Abschnitt 6, die Gleichung Gl.(5) in Abschnitt 3 benutzt.

Bei Vernachlässigung der ausgangsseitigen Rauschquellen der Ersatzschaltung nach Bild A2 kann man also, wenn g_n und R_b durch Messung bekannt sind, die übrigen Rauschkennwerte R_n , G_n und G_{cor} aus Gl.(5) und Gl.(19) bis Gl.(21) berechnen.

Literatur

- [1] Die Telefunken-Röhre, Heft 33, Okt. 1956
- [2] J. Schubert: Transistorrauschen im Niederfrequenzgebiet. AEÜ 11 [1957], 331-340, mit Fortsetzung im September- und Oktoberheft

Dipl.-Ing. J. Schubert

