Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe

Band: 36 (1958)

Heft: 3

Artikel: Rauscharme Transistor-Verstärkerstufen mit Gegenkopplung

Autor: Hauri, E. R.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-874418

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 09.12.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

messer gleichkommen, ziemlich reflexionsarm gemacht werden kann, jedenfalls viel besser als bis heute noch viele koaxiale Übergänge fabriziert werden. Für breitbandige Anordnungen wird man die Durchmesserverhältnisse möglichst nicht über 2 wählen. Es ist dann oft vorteilhafter, mehrere Sprünge in geeigneten Abständen zu placieren. Dabei dürfen dann die Sprungverhältnisse D_2/D_1 mit abnehmendem mittlerem Durchmesser zunehmen.

Es ist möglich, sogar wahrscheinlich, dass es Übergänge gibt, die bei gleichen äusseren Dimensionen kleinere Restreflexionen ergeben (z. B. konische oder noch kompliziertere, allmähliche Übergänge), es scheint jedoch, dass dabei nur wenig zu gewinnen ist, falls man nicht viel grössere Konstruktionslängen in Kauf nimmt. Vom Standpunkt der Fabrikation aus, und was die Toleranzen und die Kontrollmöglichkeit betrifft, hat jedoch der radiale Sprung wesentliche Vorteile, besonders wenn es sich um kleine Stückzahlen handelt. Erst wenn man sehr nahe zur Grenzfrequenz des ersten E-Modus kommt, dürften allmähliche Übergänge deutlich überlegen sein.

Ich möchte nicht unterlassen, an dieser Stelle meinem Mitarbeiter, Herrn *W. Tremp*, zu danken für die sorgfältige Durchführung der sehr grossen Zahl von Messungen, die als Unterlagen für diese Arbeit dienten.

Bibliographie

[1] *Whinnery J. R.* und *H. W. Jamieson.* Equivalent Circuits for Discontinuities in Transmission Lines. Proc. Inst. Radio Engrs **32** (1944), 98.

[2] *Whinnery A., H. W. Jamieson, Theo E. Robbins.* Coaxial-Line Discontinuities. Proc. Inst. Radio Engrs **32** (1944), 695.

[3] *Meinke H. H.* und *A. Scheuber.* Die Berechnung der Übertragungseigenschaften zylinder-symmetrischer Bauelemente koaxialer Leitungen aus dem Verhalten von ebenen elektrostatischen Feldern. A.E.Ü. **6** (1952), 221.

[4] *Kraus A.* Messkurven des Reflexionskoeffizienten kompensierter Inhomogenitäten bei koaxialen Leitungen und die daraus ermittelte optimale Dimensionierung. Rohde und Schwarz-Mitteilungen 1956, Heft 8, S. 1.

[5] *Marcuvitz N.* Waveguide Handbook. New York 1951.

[6] *Epprecht G. W.* und *C. Stäger.* Die Messung kleiner Reflexionen in Koaxial- und Hohlleitersystemen. Techn. Mitt". PTT 1955, Nr. 4, S. 143...155.

E. R. HAURI, Bern

Rauscharme Transistor-Verstärkerstufen mit Gegenkopplung

621.375.4

Zusammenfassung. *Es wird die Emitterschaltung des Flächentransistors mit Gegenkopplungswiderstand in der Emitterleitung theoretisch auf ihre Rauscheigenschaften untersucht. Dieser einfache Sonderfall hat bekanntlich die Eigenschaft, dass der Generatorwiderstand für optimale Betriebsverstärkung mit wachsendem Gegenkopplungswiderstand zunimmt. Die nachfolgend entwickelte Theorie ergibt, dass dabei auch der Generatorwiderstand für optimale Rauschzahl grösser wird, wobei sich diese nicht wesentlich ändert. Abschliessend werden einige andere Gegenkopplungsschaltungen kurz erläutert.*

Résumé. *L'auteur examine théoriquement, quant à ses propriétés de bruit, le montage émetteur à la masse du transistor à jonction avec résistance de contre-réaction dans le circuit de l'émetteur. Ce cas spécial simple présente la particularité que, pour une amplification optimum, la résistance du générateur augmente en même temps que la résistance de contre-réaction. Il résulte de la théorie exposée ci-dessous que, dans ce cas, la résistance du générateur pour le facteur de bruit optimum augmente aussi alors que ce facteur ne varie pas trop. Pour terminer, l'article décrit brièvement quelques autres montages à contre-réaction.*

1. Problemstellung

Bekanntlich sind heute Transistoren käuflich, die Rauschfaktoren (Noise Figures) von weniger als 5 db aufweisen. Das Rauschverhalten solcher Transistoren ist im Gebiet des sogenannten weissen Rauschens [1...3] theoretisch gut abgeklärt und stimmt mit Messungen gut überein. Für das sogenannte Halbleiter- oder Funkelrauschen erscheint die Theorie noch weniger gesichert; die Bedeutung dieses Rauschanteils tritt jedoch mit der Verbesserung der Herstellungsmethoden immer mehr zurück.

Da die Transistoreigenschaften vom Arbeitspunkt und von der Temperatur abhängig sind, müssen Verstärkerstufen mit Transistoren gleich- und wechselstrommässig stabilisiert werden. Solche Stabilisierungsschaltungen laufen in der Regel auf eine Gegenkopplung hinaus, die durch passende Anordnung von Widerständen erzielt wird. Falls es sich um Gleichstrom-Gegenkopplung handelt, werden diese Widerstände mit Kondensatoren abgeblockt; bei einer Wechselstrom-Gegenkopplung haben diese Widerstände jedoch Einfluss auf das Wechselstrom-Verhalten und damit auch auf das Rauschverhalten einer Verstärkerstufe, und sie bringen auch ein zusätzliches Rauschen in die Schaltung hinein.

Leider ist in der Literatur über den Einfluss von Gegenkopplungswiderständen auf das Transistorenrauschen nichts zu finden. Zwar kann der innere Basiswiderstand r_b' in der Basisschaltung als Gegenkopplung aufgefasst werden; im übrigen wird jedoch dieser Widerstand als unvermeidlicher Bestandteil des Transistors betrachtet, und man strebt danach, ihn durch konstruktive Massnahmen klein zu halten.

Es entstanden in der Folge mehrmals Diskussionen darüber, welchen Einfluss solche Gegenkopplungen auf das Rauschverhalten ausüben. Schliesslich sah man sich veranlasst, den einfachen Fall eines Gegenkopplungswiderstandes in der Emitterleitung bei der Emitterschaltung des Transistors theoretisch zu untersuchen. Anhand von ausgeführten Verstärkern war bekannt, dass eine Gegenkopplung den Rauschfaktor nicht oder nur unmerklich beeinflusst (siehe

zum Beispiel E. R. Hauri, «Ein rauscharmer Transistor-Verstärker für akustische Messungen» (Techn. Mitt." PTT 1958, Nr. 4).

2. Die Emitterschaltung ohne Gegenkopplung

Für die Untersuchung des Sonderfalles mit Gegenkopplungswiderstand in der Emitterleitung scheint besonders die theoretische Behandlung nach *Guggenbühl* und *Strutt* [1] sowie *Nielsen* [2] geeignet. Nachfolgend werden zuerst deren Resultate für den Fall der Emitterschaltung ohne Gegenkopplung angeführt.

Voraussetzungen: 1) Nur weisses Rauschen (ohne Funkelrauschen); 2) Transistorkennwerte reell.

Ersatzschema: Nach Guggenbühl und Strutt [1] ergibt sich das Rauschspannungs-Ersatzschema für die Emitterschaltung nach Figur 1 (leicht abgeändert).

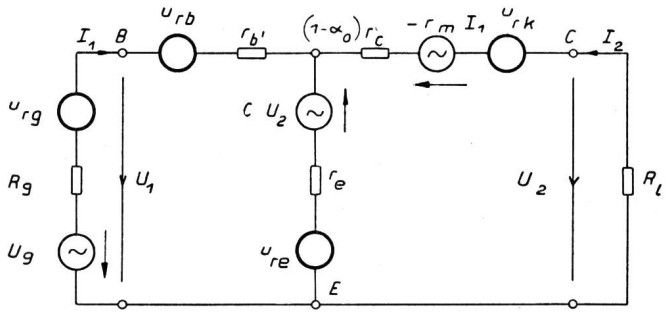

Fig. 1. Rauschspannungsersatzbild in Emitterschaltung (nach Guggenbühl und Strutt)

Die einzelnen Rauschspannungen haben folgende Bedeutung:*

a) Emitterstrom-Schrotrauschen

$$\overline{|u_{re}^2|} = 2\,kT\,r_e\,(1 + I_{EO}/I_E)\cdot \Delta f \qquad (1)$$

Für $I_{EO}/I_E \simeq 1$, was meist zutrifft:

$$\overline{|u_{re}^2|} = 2\,kT\,r_e\cdot \Delta f \qquad (1a)$$

b) Thermisches Rauschen des inneren Basiswiderstandes:

$$\overline{|u_{rb}^2|} = 4\,kT\,r_b'\cdot \Delta f \qquad (2)$$

c) Kollektorrauschen, bestehend aus Schrotrauschen und Stromverteilungsrauschen:

$$\overline{|u_{rk}^2|} = 2\,e\,I_E\,[I_{CO}/I_E + \alpha_0/(1-\alpha_0)]\,r_c^2\,\Delta f \qquad (3)$$

d) Thermisches Rauschen des Generatorinnenwiderstandes:

$$\overline{|u_{rg}^2|} = 4\,kT\,R_g\cdot \Delta f \qquad (4)$$

Die Rauschzahl für die Emitterschaltung wird:

$$F = 1 + \frac{\overline{|u_{rb}^2|}}{\overline{|u_{rg}^2|}} + \frac{\overline{|u_{re}^2|}}{\overline{|u_{rg}^2|}}\cdot\left(1 + \frac{r_e + r_b' + R_g}{r_m - r_e}\right)^2 + \frac{\overline{|u_{rk}^2|}}{\overline{|u_{rg}^2|}}\cdot\left(\frac{r_e + r_b' + R_g}{r_m - r_e}\right)^2 \qquad (5)$$

(Der sogenannte Rauschfaktor (Noise Figure) beträgt 10 log F.) Unter Berücksichtigung der Gleichungen (1)...(4) und wegen

$$r_m \gg r_b';\ r_e;\ R_g \qquad (6)$$

sowie

$$r_m = \alpha_0\,r_c \qquad (7)$$

$$r_e = kT/e\,I_E \qquad (8)$$

wird

$$F \cong 1 + \frac{r_b'}{R_g} + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{(r_e + r_b' + R_g)^2}{2r_e\,R_g\,\alpha_0^2}\left[\frac{I_{CO}}{I_E} + \alpha_0\,(1-\alpha_0)\right] \qquad (9)$$

Nach Nielsen [2] kann man schreiben

$$F \cong 1 + \frac{K_1}{R_g} + \frac{(K_2 + R_g)^2\cdot K_3}{R_g} \qquad (10)$$

mit

$$K_1 = r_b' + r_e/2 \qquad (11)$$

$$K_2 = r_b' + r_e \qquad (12)$$

$$K_3 = \frac{1}{2r_e\,\alpha_0^2}\,[I_{CO}/I_E + \alpha_0\,(1-\alpha_0)] \qquad (13)$$

Die Gleichung (10) hat für einen bestimmten Wert von R_g ein Minimum; dieses beträgt:

$$R_{g,\mathrm{opt}} = \sqrt{K_2^2 + K_1/K_3} = \sqrt{(r_e + r_b')^2 + \frac{(2\,r_b' + r_e)\,\alpha_0^2\,r_e}{[I_{CO}/I_E + \alpha_0\,(1-\alpha_0)]}} \qquad (14)$$

Es folgt durch Einsetzen:

$$F_{\mathrm{opt}} = 1 + 2\,K_3\,(R_{g,\mathrm{opt}} + K_2) \qquad (15)$$

$R_{g,\mathrm{opt}}$ und F_{opt} sind also vom inneren Basiswiderstand r_b', von der Stromverstärkung α_0, vom Kollektornullstrom I_{CO} und, da $r_e = k\,T/e\,I_E$, vom Emittergleichstrom I_E und von der Temperatur T abhängig. Es ergibt sich meist ein Minimum für einen bestimmten Emitterstrom, der in der Gegend von 0,1...0,5 mA liegt. Eine Gleichung für diesen optimalen Emitterstrom ist aus (14) und (15) schwierig abzuleiten.

Ausgehend von einer andern Rauschersatzschaltung konnte *Schubert* [3] eine Gleichung für $I_{E,\mathrm{opt}}$ herleiten.

Wichtig ist nun, dass in der Emitterschaltung der Wert von $R_{g,\mathrm{opt}}$ nach (14) praktisch mit dem Wert des Generatorwiderstandes für optimale Betriebsverstärkung $R_{g,m}$ zusammenfällt (für die Ableitung von $R_{g,m}$ siehe z. B. [4]).

Wenn R_g nicht gleich dem optimalen Wert ist, so wird die Rauschzahl schlechter. *Nielsen* [2] leitete folgende Formel ab:

$$\frac{F}{F_{\mathrm{opt}}} = 1 + \frac{\frac{1}{2}\left(\frac{R_{g,\mathrm{opt}}}{R_g} + \frac{R_g}{R_{g,\mathrm{opt}}}\right) - 1}{1 + K} \qquad (16)$$

wobei

$$K = \frac{1}{R_{g,\mathrm{opt}}}\left(\frac{1}{2\,K_3} + K_2\right) \qquad (17)$$

Die Gleichung (16) ist in Figur 2 graphisch dargestellt.

Dies sind die wichtigsten Resultate für den Transistor in Emitterschaltung ohne Gegenkopplung.

* Symbolverzeichnis siehe Tabelle am Schluss des Beitrages.

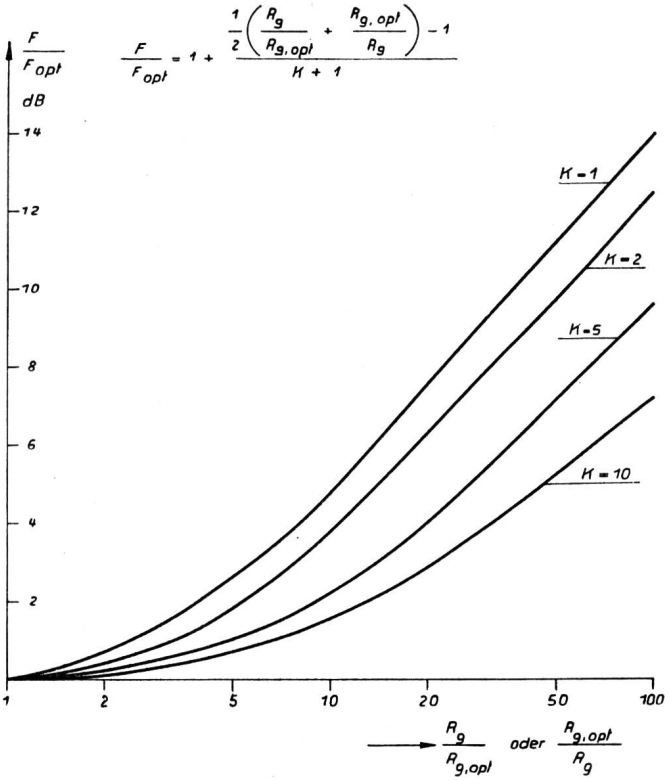

Fig. 2. Einfluss des nichtoptimalen Generatorwiderstandes auf die Rauschzahl (nach Nielsen)

3. Die Emitterschaltung mit Gegenkopplung durch Emitterwiderstand

Wenn man in der Emitterleitung zwecks Gegenkopplung einen Widerstand R_f (f von feedback) einschaltet, so muss der Emitterzweig des Ersatzschemas durch diesen Widerstand sowie durch eine entsprechende Rauschquelle u_{rf} ergänzt werden (s. Fig. 3).

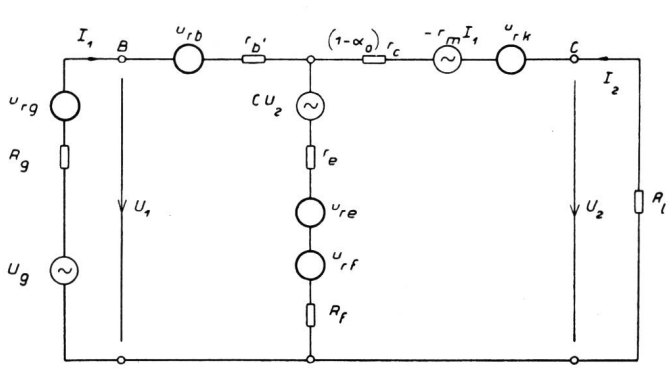

Fig. 3. Rauschspannungsersatzbild in Emitterschaltung mit Gegenkopplung durch R_f

Es beträgt

$$\overline{|u_{rf}^2|} = 4\,k\,T\,R_f \cdot \Delta f \tag{18}$$

In Formel (5) muss statt u_{re} die totale Emitterrauschspannung eingesetzt werden; es addieren sich die Mittelwerte der Rauschspannungsquadrate, so dass

$$\overline{|u_{re,\mathrm{tot}}^2|} = \overline{|u_{re}^2|} + \overline{|u_{rf}^2|} = 2\,k\,T\,(r_e + 2\,R_f) \cdot \Delta f \tag{19}$$

In den weiteren Ausdrücken von Gleichung (5), die die Verstärkerwirkung des Transistors betreffen, muss man r_e durch $(r_e + R_f)$ ersetzen.

Mit den Gleichungen (6)...(8), wozu noch

$$r_m \gg R_f \tag{20}$$

kommt, ergibt sich die zu (9) analoge Formel für die gegengekoppelte Emitterschaltung:

$$F_f = 1 + \frac{r_b'}{R_g} + \frac{(r_e + 2R_f)}{2R_g} + \frac{(r_e + R_f + r_b' + R_g)^2}{2(r_e + R_f)R_g\alpha_o^2}\left[\frac{I_{CO}}{I_E} + \alpha_o(1-\alpha_o)\right] \tag{21}$$

Diese kann wieder in die Form von Nielsen gebracht werden:

$$F_f = 1 + \frac{K_{1f}}{R_g} + \frac{(K_{2f} + R_g)^2 K_{3f}}{R_g} \tag{22}$$

wobei nun

$$K_{1f} = r_b' + R_f + r_e/2 \tag{23}$$

$$K_{2f} = r_e + R_f + r_b' \tag{24}$$

$$K_{3f} = \frac{1}{2(r_e + R_f)\,\alpha_o^2}\left[\frac{I_{CO}}{I_E} + \alpha_o\,(1-\alpha_o)\right] \tag{25}$$

Es ergibt sich nun wieder ein Optimum für R_g und F:

$$R_{gf,\mathrm{opt}} = \sqrt{K_{2f}^2 + K_{1f}/K_{3f}} \tag{26}$$

$$F_{f,\mathrm{opt}} = 1 + 2\,K_{3f}\,(R_{gf,\mathrm{opt}} + K_{2f}) \tag{27}$$

Ferner gelten die zu (16) und (17) analogen Beziehungen.

4. Vergleich der Schaltungen mit und ohne Gegenkopplung

Um die Resultate der Abschnitte 2) und 3) zu vergleichen, ist es vorteilhaft, gewisse dimensionslose Parameter einzuführen.

a) *Ohne Gegenkopplung*

Wir setzen

$$r_b'/r_e = x > 0 \tag{28}$$

Dann wird:

$$K_1 = r_b' + r_e/2 = r_e\,(x + 1/2) \tag{29}$$

$$K_2 = r_b' + r_e = r_e\,(x + 1) \tag{30}$$

Ferner setzen wir:

$$K_3 = K_4/r_e \tag{31}$$

mit

$$K_4 = \left[\frac{I_{CO}}{I_E} + \alpha_o\,(1-\alpha_o)\right]\frac{1}{2\alpha_o^2} \tag{32}$$

Es folgt:

$$R_{g,\mathrm{opt}} = r_e\sqrt{(x+1)^2 + \frac{(x+1/2)}{K_4}} \tag{33}$$

$$F_{\mathrm{opt}} = 1 + 2\,K_4\left[\sqrt{(x+1)^2 + \frac{(x+1/2)}{K_4}} + (x+1)\right] \tag{34}$$

b) *Mit Gegenkopplung durch R_f*

Zusätzlich zu (28) setzen wir

$$R_f/r_e = y > 0 \tag{35}$$

Dann wird:

$$K_{1f} = r_b' + R_f + r_e/2 = r_e\,(x + y + 1/2) \tag{36}$$

$$K_{2f} = r_b' + R_f + r_e = r_e\,(x + y + 1) \tag{37}$$

$$K_{3f} = \frac{K_4}{(r_e + R_f)} = \frac{K_4}{r_e (y+1)} \tag{38}$$

Es folgt:

$$R_{gf,\mathrm{opt}} = r_e \sqrt{(x+y+1)^2 + \frac{(x+y+1/2)(y+1)}{K_4}} \tag{39}$$

$$F_{f,\mathrm{opt}} = 1 + 2\frac{K_4}{(y+1)}\left[\sqrt{(x+y+1)^2 + \frac{(x+y+1/2)(y+1)}{K_4}} + (x+y+1)\right] \tag{40}$$

c) *Vergleich der optimalen Generatorwiderstände*

Aus (33) und (39) resultiert:

$$\frac{R_{gf,\mathrm{opt}}}{R_{g,\mathrm{opt}}} = \sqrt{\frac{K_4(x+y+1)^2 + (x+y+1/2)(y+1)}{K_4(x+1)^2 + (x+1/2)}} > 1 \tag{41}$$

Es ist sofort ersichtlich, dass dieser Ausdruck grösser als eins ist, d. h. bei Gegenkopplung durch Emitterwiderstand wird der Generatorwiderstand für optimale Rauschzahl höher. Der Einfluss der Gegenkopplung kommt durch die Grösse y zum Ausdruck; wie stark die Auswirkung ist, hängt aber noch von x und K_4 ab, in denen alle Grössen vertreten sind, die für das Rauschen eine Rolle spielen, nämlich r_b', I_E, I_{CO} und α_o (sowie allenfalls die Temperatur T).

Zahlenbeispiel. Gegeben sei ein Transistor mit $r_b' = 200$ Ohm, $\alpha_o = 0{,}98$ (beide unabhängig von I_E angenommen) und $I_{CO} = 5$ μA. Der Einfluss eines Gegenkopplungswiderstandes bei Emitterströmen von $I_E = 100$, 250 und 500 μA ist nach voranstehenden Formeln abzuklären. Wir erhalten zunächst folgende Werte, laut nachstehender Tabelle:

I_E	=	100	250	500	μA
r_e	=	250	100	50	Ohm
K_4	=	0,035	0,02	0,015	—
x	=	0,8	2	4	—
$R_{g,\mathrm{opt}}$	=	1590	1160	900	Ohm
F_{opt}	=	1,571	1,584	1,69	—
F_{opt}	=	1,96	2	2,28	db

Diese Zahlen ergeben sich aus den Gleichungen (28)... (34) für den Transistor ohne Gegenkopplung. Für den Transistor mit Gegenkopplung lassen sich folgende Formeln ableiten:

Für $I_E = 100$ μA: ($y = 1$ entspricht $R_f = 250$ Ohm)

$$\frac{R_{gf,\mathrm{opt}}}{R_{g,\mathrm{opt}}} = \sqrt{\frac{0{,}035(1{,}8+y)^2 + (1{,}3+y)(1+y)}{1{,}413}} \tag{41a}$$

Für $I_E = 250$ μA: ($y = 1$ entspricht $R_f = 100$ Ohm)

$$\frac{R_{gf,\mathrm{opt}}}{R_{g,\mathrm{opt}}} = \sqrt{\frac{0{,}02(3+y)^2 + (2{,}5+y)(1+y)}{2{,}68}} \tag{41b}$$

Für $I_E = 500$ μA: ($y = 1$ entspricht $R_f = 50$ Ohm)

$$\frac{R_{gf,\mathrm{opt}}}{R_{g,\mathrm{opt}}} = \sqrt{\frac{0{,}015(5+y)^2 + (4{,}5+y)(1+y)}{4{,}875}} \tag{41c}$$

Ersichtlich fallen die Glieder mit K_4 meist nicht ins Gewicht, da sie weniger als 10% der restlichen Glieder ausmachen.

Für grosse Werte von y gilt daher die Näherung:

$$\left.\frac{R_{gf,\mathrm{opt}}}{R_{g,\mathrm{opt}}}\right|_{y \to \infty} = \frac{y}{\sqrt{x+1/2}} \tag{42}$$

Bemerkenswerterweise fällt hier die Wirkung von K_4 fort. Für stark rauschende Transistoren wird natürlich K_4 grösser und übt einen stärkeren Einfluss aus.

Die aus den Formeln (41a...41c) berechneten Kurven sind in Figur 4 dargestellt. Der optimale Generatorwiderstand nimmt, wie ersichtlich, mit R_f zu.

Auf dem gleichen Blatt ist der berechnete Verlauf der Kurve für $R_{gf,m}/R_{g,m}$, d. h. der Einfluss des Gegenkopplungswiderstandes R_f auf den Generatorwiderstand für optimale Betriebsverstärkung gezeichnet, jedoch nur für $I_E = 500$ μA.

Es gilt bekanntlich bei Verwendung der h-Parameter [4]:

$$R_{g,m} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot \Delta h}{h_{22}}} \tag{43}$$

wobei $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$

Für die Emitterschaltung ergibt sich für einen Arbeitspunkt $U_{CE} = -1$ V; $I_E = 500$ μA mit:

$h_{11} = r_b' + r_e(1 + h_{21}) = 2700$ Ohm;

$h_{12} = 8 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = \alpha_o/(1-\alpha_o) = 49$

und $h_{22} = 20 \cdot 10^{-6}$ (Ohm)$^{-1}$: $R_{g,m} = 1375$ Ohm

Mit Gegenkopplung durch R_f ändern sich die Werte der h-Parameter; es gilt:

$$h_{11f} = h_{11} + R_f(1 + h_{21}) \cdot \frac{(1-h_{12})}{(1 + R_f h_{22})}$$

$$h_{12f} = \frac{h_{12} + R_f h_{22}}{1 + R_f h_{22}}$$

$$h_{21f} = \frac{h_{21} - R_f h_{22}}{1 + R_f h_{22}} \tag{44}$$

$$h_{22f} = \frac{h_{22}}{1 + R_f h_{22}}$$

Diese neuen Werte der h-Parameter müssen nun ebenfalls in Gleichung (43) eingesetzt werden. Die Rechnung ergibt einen prinzipiell ähnlichen Verlauf wie für $R_{gf,\mathrm{opt}}$. Die numerischen Werte liegen so, dass auch im schlimmsten Fall nach Figur 2 keine grösseren Abweichungen als ca. 2 db von $F_{f,\mathrm{opt}}$ zu erwarten sind. Zu bemerken ist noch, dass man meist die RC-Kopplung verwendet und daher kleinere Belastungswiderstände hat als die entsprechenden optimalen Belastungswiderstände. In solchen Fällen ist der Eingangswiderstand des Transistors höher als $R_{g,m}$.

d) *Vergleich der Rauschzahlen*

Zur Ermittlung des Einflusses der Gegenkopplung auf die Rauschzahl betrachtet man am besten die sogenannte zusätzliche Rauschzahl F_z. Es ist

$$F_z = F - 1 \tag{45}$$

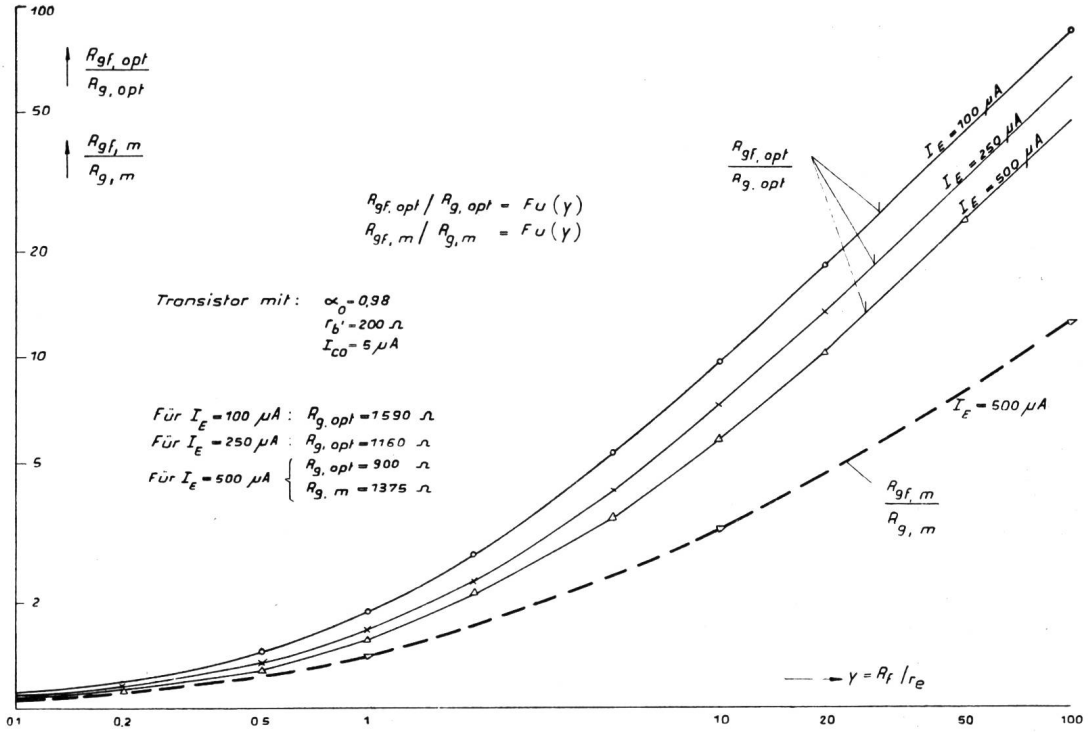

Fig. 4.
Einfluss der Gegenkopplung auf die Generatorwiderstände für minimales Rauschen und für maximale Betriebsverstärkung

Mit den früher gebrauchten Ausdrücken erhalten wir folgende neuen:

$$F_{z,\mathrm{opt}} = F_{\mathrm{opt}} - 1 \tag{45a}$$

$$F_{zf,\mathrm{opt}} = F_{f,\mathrm{opt}} - 1 \tag{45b}$$

Aus (34) und (40) finden wir nun:

$$\frac{F_{zf,\mathrm{opt}}}{F_{z,\mathrm{opt}}} = \frac{\sqrt{K_4^2(x+y+1)^2 + K_4(x+y+1/2)(y+1)} + K_4(x+y+1)}{(y+1)\left[\sqrt{K_4^2(x+1)^2 + K_4(x+1/2)} + K_4(x+1)\right]} \tag{46}$$

Da y im Zähler und im Nenner vorkommt, kann dieser Ausdruck je nach den Werten von K_4 und x grösser oder kleiner als eins sein.

Da die Glieder mit K_4^2 klein sind gegen die Glieder mit K_4, ergibt sich für sehr grosse Werte von y folgende Gleichung:

$$\left.\frac{F_{zf,\mathrm{opt}}}{F_{z,\mathrm{opt}}}\right|_{y \to \infty} = \frac{1 + \sqrt{K_4}}{\sqrt{x + 1/2} + \sqrt{K_4}\,(x+1)} \tag{47}$$

Dieser Ausdruck ist nur für kleine Werte von x und K_4 (z. B. $x < 0{,}35$; $K_4 < 0{,}04$) grösser als eins; das heisst, in diesem Fall trägt der Gegenkopplungswiderstand so viel Rauschen bei, dass die optimale Rauschzahl schlechter ist als ohne Gegenkopplung. Bei grösseren Werten von K_4 und hauptsächlich von x macht dagegen die Abnahme der Verstärkung infolge der Gegenkopplung mehr aus als das zusätzliche Rauschen des Gegenkopplungswiderstandes, so dass die Rauschzahl besser wird.

In Figur 5 sind berechnete Kurven von $F_{zf,\mathrm{opt}}/F_{z,\mathrm{opt}}$ für den oben verwendeten Modelltransistor bei Strömen von $I_E = 100$, 250 und 500 μA gezeichnet. Für diesen Transistor ergibt sich nach der hier entwickelten Theorie eine Verbesserung der Rauschzahl.

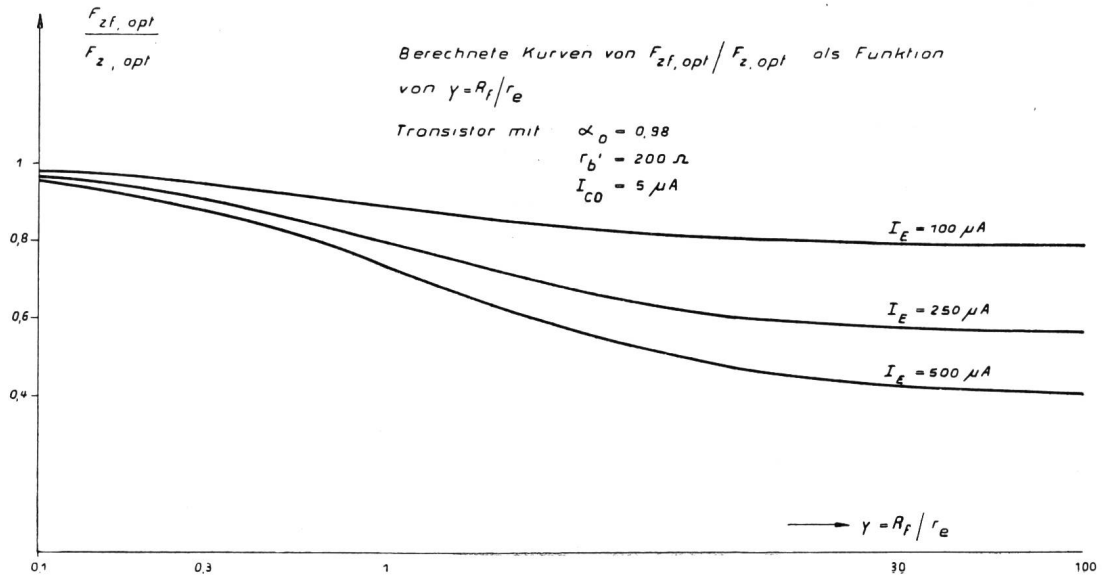

Fig. 5.
Einfluss der Gegenkopplung auf die zusätzliche Rauschzahl

5. Andere Gegenkopplungsschaltungen

Noch nicht berechnet wurde die Emitterschaltung mit Gegenkopplung zwischen Kollektor und Basis auf ihre Rauscheigenschaften hin. Rein überschlagsmässig ergibt ein Widerstand zwischen Kollektor und Basis im wesentlichen eine zusätzliche Rauschstromquelle parallel zum Schrotrauschen von I_{CO} sowie zum Stromverteilungsrauschen; daraus folgt eine Vergrösserung des Faktors K_3. Nach Gleichung (14) wird daher der optimale Generatorwiderstand $R_{g,\mathrm{opt}}$ kleiner. Diese Art der Gegenkopplung hat auch eine Verkleinerung des Generatorwiderstandes für optimale Leistungsverstärkung zur Folge. Die Gegenkopplung ergibt also auch in diesem Fall einen gleichsinnigen Verlauf von $R_{g,\mathrm{opt}}$ und $R_{g,\mathrm{m}}$. Das Verhalten der Rauschzahl ist schwieriger abzuschätzen; nach der Erfahrung weicht sie nicht allzustark von der nichtgegengekoppelten Schaltung ab.

Ganz allgemein darf man daher annehmen, dass rauscharme Stufen mit Gegenkopplung eingangsseitig für optimale Leistungsübertragung angepasst werden dürfen, ohne dass die Rauschverhältnisse wesentlich schlechter werden. Bei Gegenkopplung über mehr als eine Stufe ist jedoch Vorsicht geboten. Bei zwei aufeinanderfolgenden Stufen in Emitterschaltung mit Gegenkopplung vom Kollektor der zweiten in den Emitter der ersten Stufe wurde beispielsweise ein Rauschfaktor von etwa 12 db festgestellt, obwohl die einzelnen Transistoren Rauschfaktoren von weniger als 5 db aufwiesen. Der Grund für dieses Verhalten konnte noch nicht abgeklärt werden.

Bibliographie

[1] *W. Guggenbühl* und *M. J. O. Strutt.* Experimentelle Untersuchung und Trennung der Rauschursachen in Flächentransistoren. A.E.Ü. **9** (1955), 259...269.

[2] *E. G. Nielsen.* Behavior of Noise Figure in Junction Transistors. Proc. IRE **45** (1957), 957...963.

[3] *J. Schubert.* Transistorrauschen im Niederfrequenzgebiet. A.E.Ü. **11** (1957), 331...340, 379...385, 416...423.

[4] *Arthur W. Lo, Richard O. Endres, Jakob Zawels, Fred D. Waldhauer, Chung-Chih Cheng.* Transistor Electronics. Englewood Cliffs., N. J., 1956.

Verwendete Symbole

e	Ladung des Elektrons
F	Rauschzahl (Rauschfaktor = 10 log F)
F_f	Rauschzahl mit Gegenkopplung
$F_{f,\mathrm{opt}}$	optimale Rauschzahl mit Gegenkopplung
F_{opt}	optimale Rauschzahl
F_z	zusätzliche Rauschzahl ($F_z = F-1$)
$F_{z,\mathrm{opt}}$	$= F_{\mathrm{opt}} - 1$
$F_{zf,\mathrm{opt}}$	$= F_{f,\mathrm{opt}} - 1$
$h_{11}...h_{22}$	h-Parameter
$h_{11\mathrm{f}}...h_{22\mathrm{f}}$	h-Parameter mit Gegenkopplung
I_{CO}	Kollektor-Nullstrom
I_E	Emitter-Gleichstrom
I_{EO}	Emitter-Nullstrom
k	*Boltzmann*sche Konstante
$K, K_1...K_4$	gewisse Abkürzungen
$K_f, K_{1f}...K_{3f}$	die entsprechenden Abkürzungen für die Schaltung mit Gegenkopplung
r_b'	innerer Basiswiderstand des Transistors
r_c	Kollektorwiderstand
r_e	Emitterwiderstand ($= kT/e\ I_E$)
r_m	Kopplungswiderstand
R_f	Gegenkopplungswiderstand
R_g	Generatorwiderstand
$R_{g,m}$	Generatorwiderstand für optimale Betriebsverstärkung
$R_{g,\mathrm{opt}}$	Generatorwiderstand für minimale Rauschzahl
$R_{gf,m}$	entspricht $R_{g,\mathrm{m}}$ mit Gegenkopplung
$R_{gf,\mathrm{opt}}$	entspricht $R_{g,\mathrm{opt}}$ mit Gegenkopplung
R_l	Belastungswiderstand
$R_{l,\mathrm{m}}$	Belastungswiderstand für optimale Betriebsverstärkung
T	absolute Temperatur
$u_{rb'}$	Rauschspannung des Basiswiderstandes
u_{re}	Emitter-Rauschspannung
$u_{re,\mathrm{tot}}$	totale Emitterrauschspannung
u_{rf}	Rauschspannung von R_f
u_{rg}	Rauschspannung von R_g
u_{rk}	Kollektor-Rauschspannung
U_g	Generatorspannung
x	$= r_b'/r_e$
y	$= R_f/r_e$
α_0	Niederfrequenz-Kurzschlußstromverstärkung
Δf	Bandbreite
Δh	Determinante der h-Parameter ($\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$)