

**Zeitschrift:** Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = 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 Telegrafienbetriebe

**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. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

### **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. [Voir Informations légales.](#)

### **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. [See Legal notice.](#)

**Download PDF:** 15.03.2025

**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 Durchmesser-Verhältnisse 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.

E. R. HAURI, Bern

## Rauscharme Transistor-Verstärkerstufen mit Gegenkopplung

621.375.4

**Zusammenfassung.** *Es wird die Emitterschaltung des Flächentransistors mit Gegenkopplungswiderstand in der Emittierleitung 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.*

### 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 Wider-

Ich möchte nicht unterlassen, an dieser Stelle meinem Mitarbeiter, Herrn *W. Tresp*, 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.

**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.*

stände 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 Emittierleitung 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 Emitterschaltung 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).

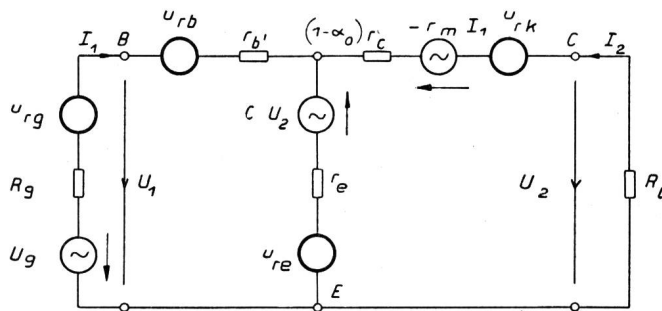


Fig. 1. Rauschspannungsersatzbild in Emitterschaltung (nach Guggenbühl und Strutt)

Die einzelnen Rauschspannungen haben folgende Bedeutung:\*

a) Emittterstrom-Schrotrauschen

$$\overline{|u_{re}^2|} = 2 k T r_e (1 + I_{EO}/I_E) \cdot \Delta f \quad (1)$$

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

$$\overline{|u_{re}^2|} = 2 k T r_e \cdot \Delta f \quad (1a)$$

b) Thermisches Rauschen des inneren Basiswiderstandes:

$$\overline{|u_{rb}^2|} = 4 k T r_b' \cdot \Delta f \quad (2)$$

c) Kollektorrauschen, bestehend aus Schrotrauschen und Stromverteilungsrauschen:

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

d) Thermisches Rauschen des Generatorinnenwiderstandes:

$$\overline{|u_{rg}^2|} = 4 k T R_g \cdot \Delta f \quad (4)$$

Die Rauschzahl für die Emitterschaltung wird:

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

(Der sogenannte Rauschfaktor (Noise Figure) be-

trägt  $10 \log F$ .) Unter Berücksichtigung der Gleichungen (1)...(4) und wegen

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

sowie

$$r_m = \alpha_0 r_c \quad (7)$$

$$r_e = kT/e I_E \quad (8)$$

wird

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

Nach Nielsen [2] kann man schreiben

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

mit

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

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

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

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

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

Es folgt durch Einsetzen:

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

$R_{g,opt}$  und  $F_{opt}$  sind also vom inneren Basiswiderstand  $r_b'$ , von der Stromverstärkung  $\alpha_0$ , vom Kollektornullstrom  $I_{CO}$  und, da  $r_e = kT/e I_E$ , vom Emitttergleichstrom  $I_E$  und von der Temperatur  $T$  abhängig. Es ergibt sich meist ein Minimum für einen bestimmten Emittterstrom, der in der Gegend von 0,1...0,5 mA liegt. Eine Gleichung für diesen optimalen Emittterstrom ist aus (14) und (15) schwierig abzuleiten.

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

Wichtig ist nun, dass in der Emitterschaltung der Wert von  $R_{g,opt}$  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:

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

wobei

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

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.

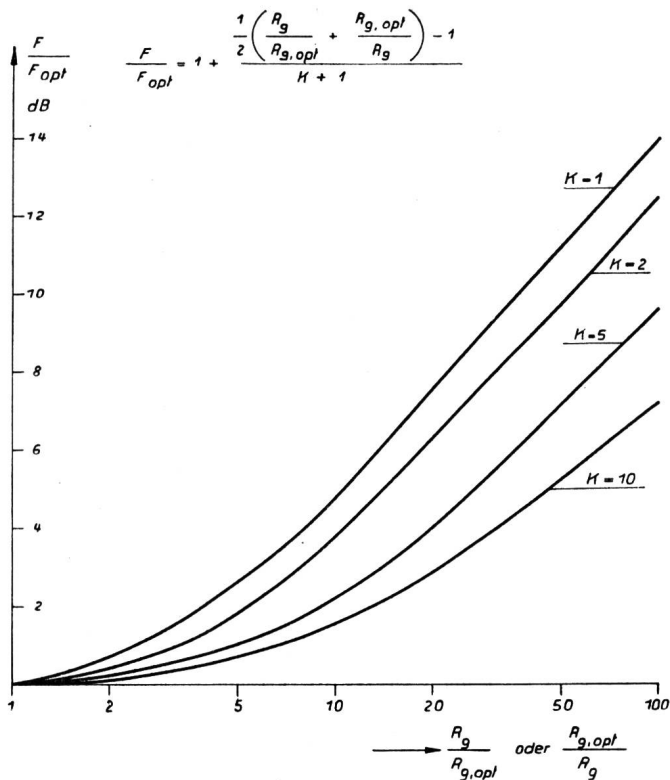


Fig. 2. Einfluss des nichtoptimalen Generatorwiderstandes auf die Rauschzahl (nach Nielsen)

### 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).

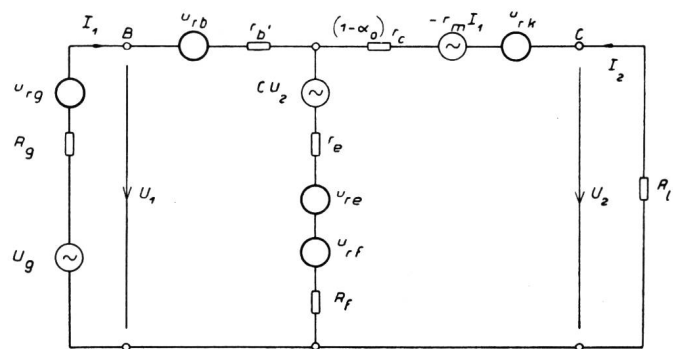


Fig. 3. Rauschspannungersatzbild in Emitterschaltung mit Gegenkopplung durch  $R_f$

Es beträgt

$$\overline{|u_{rf}|^2} = 4 k T R_f \cdot \Delta f \quad (18)$$

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

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

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

$$r_m \gg R_f \quad (20)$$

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

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

Diese kann wieder in die Form von Nielsen gebracht werden:

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

wobei nun

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

$$K_{2f} = r_e + R_f + r_b' \quad (24)$$

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

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

$$R_{g,f,opt} = \sqrt{K_{2f}^2 + K_{1f}K_{3f}} \quad (26)$$

$$F_{f,opt} = 1 + 2 K_{3f} (R_{g,f,opt} + K_{2f}) \quad (27)$$

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

$$r_b'/r_e = x > 0 \quad (28)$$

Dann wird:

$$K_1 = r_b' + r_e/2 = r_e(x + 1/2) \quad (29)$$

$$K_2 = r_b' + r_e = r_e(x + 1) \quad (30)$$

Ferner setzen wir:

$$K_3 = K_4/r_e \quad (31)$$

mit

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

Es folgt:

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

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

b) Mit Gegenkopplung durch  $R_f$

Zusätzlich zu (28) setzen wir

$$R_f/r_e = y > 0 \quad (35)$$

Dann wird:

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

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

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

Es folgt:

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

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

### c) Vergleich der optimalen Generatorwiderstände

Aus (33) und (39) resultiert:

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

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  $\alpha_o$  (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  $I_{CO} = 5 \mu\text{A}$ . Der Einfluss eines Gegenkopplungswiderstandes bei Emitterströmen von  $I_E = 100, 250$  und  $500 \mu\text{A}$  ist nach voranstehenden Formeln abzuklären. Wir erhalten zunächst folgende Werte, laut nachstehender Tabelle:

$I_E$	=	100	250	500	$\mu\text{A}$
$r_e$	=	250	100	50	Ohm
$K_4$	=	0,035	0,02	0,015	—
$x$	=	0,8	2	4	—
$R_{g, \text{opt}}$	=	1590	1160	900	Ohm
$F_{\text{opt}}$	=	1,571	1,584	1,69	—
$F_{\text{opt}}$	=	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  $I_E = 100 \mu\text{A}$ : ( $y = 1$  entspricht  $R_f = 250$  Ohm)

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

Für  $I_E = 250 \mu\text{A}$ : ( $y = 1$  entspricht  $R_f = 100$  Ohm)

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

Für  $I_E = 500 \mu\text{A}$ : ( $y = 1$  entspricht  $R_f = 50$  Ohm)

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

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:

$$\frac{R_{gf, \text{opt}}}{R_{g, \text{opt}}} \Big|_{y \rightarrow \infty} = \frac{y}{\sqrt{x + 1/2}} \quad (42)$$

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  $R_{gf, \text{opt}}/R_{g, \text{opt}}$ , d. h. der Einfluss des Gegenkopplungswiderstandes  $R_f$  auf den Generatorwiderstand für optimale Betriebsverstärkung gezeichnet, jedoch nur für  $I_E = 500 \mu\text{A}$ .

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

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

wobei

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

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

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

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

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

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

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

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

$$h_{21f} = \frac{h_{21} - R_f h_{22}}{1 + R_f h_{22}} \quad (44)$$

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

Diese neuen Werte der  $h$ -Parameter müssen nun ebenfalls in Gleichung (43) eingesetzt werden. Die Rechnung ergibt einen prinzipiell ähnlichen Verlauf wie für  $R_{gf, \text{opt}}$ . Die numerischen Werte liegen so, dass auch im schlimmsten Fall nach Figur 2 keine grösseren Abweichungen als ca. 2 db von  $F_{f, \text{opt}}$  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

$$F_z = F - 1 \quad (45)$$

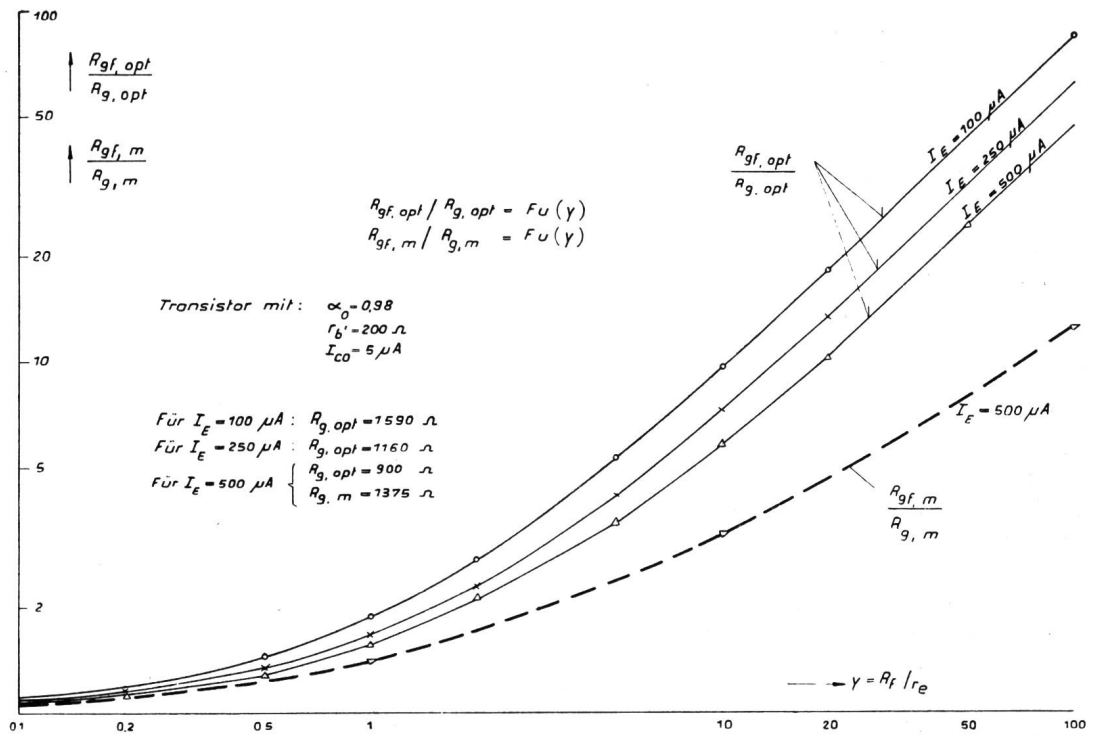


Fig. 4. Einfluss der Gegenkopplung auf die Generatorwiderstände für minimales Rauschen und für maximale Betriebsverstärkung

Mit den früher gebrauchten Ausdrücken erhalten wir folgende neuen:

$$F_{z, \text{opt}} = F_{\text{opt}} - 1 \quad (45a)$$

$$F_{zf, \text{opt}} = F_{f, \text{opt}} - 1 \quad (45b)$$

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

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

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:

$$\frac{F_{zf, \text{opt}}}{F_{z, \text{opt}}} \Big|_{y \rightarrow \infty} = \frac{1 + \sqrt{K_4}}{\sqrt{x+1/2} + \sqrt{K_4(x+1)}} \quad (47)$$

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  $F_{zf, \text{opt}}/F_{z, \text{opt}}$  für den oben verwendeten Modelltransistor bei Strömen von  $I_E = 100, 250$  und  $500 \mu\text{A}$  gezeichnet. Für diesen Transistor ergibt sich nach der hier entwickelten Theorie eine Verbesserung der Rauschzahl.

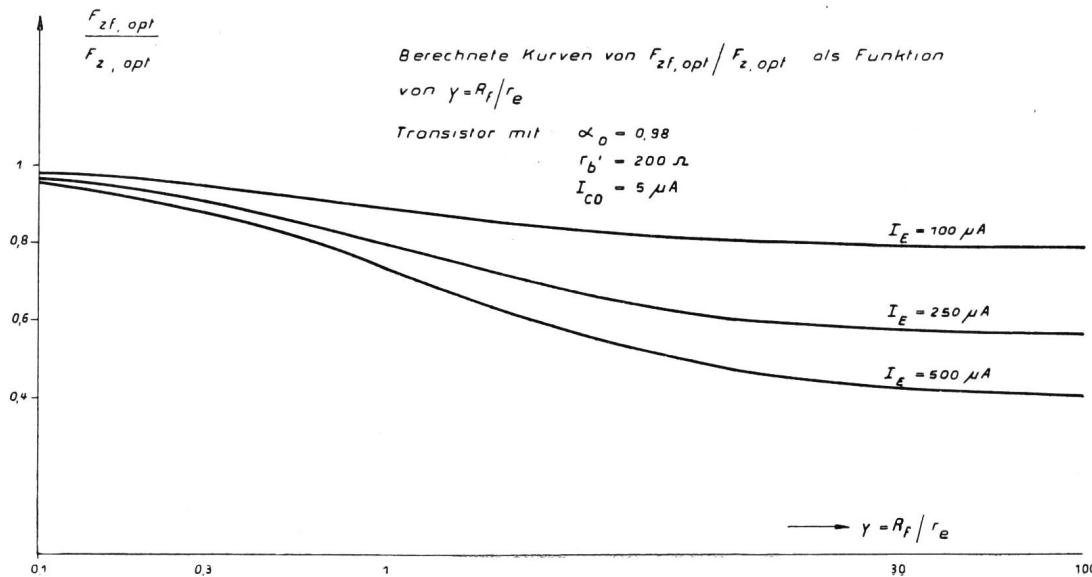


Fig. 5. Einfluss der Gegenkopplung auf die zusätzliche Rauschzahl

## 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  $R_{g,opt}$  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  $R_{g,opt}$  und  $R_{g,m}$ . 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 einseitig 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
$F_{f,opt}$	optimale Rauschzahl mit Gegenkopplung
$F_{opt}$	optimale Rauschzahl
$F_z$	zusätzliche Rauschzahl ( $F_z = F-1$ )
$F_{z,opt}$	= $F_{opt} - 1$
$F_{zf,opt}$	= $F_{f,opt} - 1$
$h_{11} \dots h_{22}$	h-Parameter
$h_{11f} \dots h_{22f}$	h-Parameter mit Gegenkopplung
$I_{CO}$	Kollektor-Nullstrom
$I_E$	Emitter-Gleichstrom
$I_{EO}$	Emitter-Nullstrom
$k$	Boltzmannsche Konstante
$K, K_1 \dots K_4$	gewisse Abkürzungen
$K_f, K_{1f} \dots K_{3f}$	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
$R_i$	Gegenkopplungswiderstand
$R_g$	Generatorwiderstand
$R_{g,m}$	Generatorwiderstand für optimale Betriebsverstärkung
$R_{g,opt}$	Generatorwiderstand für minimale Rauschzahl
$R_{gf,m}$	entspricht $R_{g,m}$ mit Gegenkopplung
$R_{gf,opt}$	entspricht $R_{g,opt}$ mit Gegenkopplung
$R_l$	Belastungswiderstand
$R_{l,m}$	Belastungswiderstand für optimale Betriebsverstärkung
$T$	absolute Temperatur
$u_{rb'}$	Rauschspannung des Basiswiderstandes
$u_{re}$	Emitter-Rauschspannung
$u_{re,tot}$	totale Emitterrauschspannung
$u_{rf}$	Rauschspannung von $R_f$
$u_{rg}$	Rauschspannung von $R_g$
$u_{rk}$	Kollektor-Rauschspannung
$U_g$	Generatorspannung
$x$	= $r_b'/r_e$
$y$	= $R_f/r_e$
$\alpha_o$	Niederfrequenz-Kurzschlußstromverstärkung
$\Delta f$	Bandbreite
$\Delta h$	Determinante der h-Parameter ( $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$ )