

Rauschkennwerte und Streumatrix des gegengekoppelten Transistors und ihre Anwendung bei der rechnergestützten Schaltungsanalyse/-synthese im Mikrowellenbereich

S. Martius, Ilmenau

In [24] wurde gezeigt, wie man mit Hilfe des Streumatrix-Formalismus eine große Gruppe von Schaltungen bezüglich der Frequenzabhängigkeit der Betriebsparameter (Betrag, Phase) berechnen kann. Der gleiche Formalismus soll im folgenden auch für die Rauschanalyse/-optimierung von Schaltungen angewendet werden. Die Grundlagen der Theorie rauschender Zweitore sind in [1] bis [4] [6] bis [8] enthalten und werden im Bild 1 zusammengefaßt dargestellt.

Folgende, zusätzliche Vereinbarungen sollen für die weiteren Rechnungen gelten:

1. Die Wellenleiter sind Zweidrahtleitungen und werden nur mit der TEM-Mode betrieben [sinnvolle Angabe von \underline{U} , \underline{I} und Z_L in der Querschnittsebene (Tor) möglich].
2. Alle Impedanzen/Admittanzen werden auf einen frei wählbaren reellen Bezugswiderstand Z_0 normiert (kleine Buchstaben für Impedanzen/Admittanzen bzw. Doppelindex nn).

Das rauschende Zweitor wird durch das Zahlenquartett der Rauschkennwerte $NC = (g_{nn}, r_{nn}, z_{cor})$ bzw. $(R_{nn}, G_{nn}, y_{cor})$ eindeutig im Arbeitspunkt und bei einer Frequenz beschrieben. In der Praxis und insbesondere im Mikrowellenbereich erfolgt die Charakterisierung des rauschenden Zweitors durch das Zahlenquartett der meßbaren Rauschgrößen minimale Rauschzahl F_{min} , optimaler Quellenreflexionsfaktor \underline{q}_0 und Rauschkonstante C_N . Die Tafel 1 gibt alle erforderlichen Umrechnungen für die beiden dualen Schaltungen der T- und π -Form bezüglich der Rauschkennwerte NC und der meßbaren Rauschgrößen an.

Wie kommt man zu den Rauschkennwerten bzw. Rauschgrößen von ausgewählten Zweitoren?

1. Für r, g durch die Nyquist-Gleichung,
2. für Transistoren, Dioden u.ä. aus dem Katalogblatt oder durch eigene Messungen [11] bis [13],
3. durch geeignete Modelle.

Das rauschende, passive Zweitor (R, L, C bzw. Wellenleiterstrukturen oder gemischt) mit ausschließlich thermischer Energie bei $T = T_0$ hat als Rauschzahl F den Reziprokwert seiner verfügbaren Leistungsverstärkung G_{av} [11]. Mit

$$1/G_{av} = 1/G_{av \max} + C_{G_{av}} \frac{|\underline{q}_s - \underline{q}_{oG}|^2}{1 - |\underline{q}_s|^2} \quad (1)$$

und der Identität mit der Beziehung für die Rauschzahl F (Tafel 1, Mitte) ergibt sich der im Bild 2 angegebene Zusammenhang mit den Elementen der Streumatrix $||S||$ des Zweitors. Das heißt, bei beliebigen passiven Zweitoren ist mit der klassischen Netzwerkbeziehung sofort die Angabe der meßbaren Rauschgrößen bzw. der Rauschkennwerte NC möglich. Homogene, verlustbehaftete, angepaßte Leitung und idealer Isolator dienen als zwei demonstrative Beispiele (Bild 2).

1. Elementarschaltungen rauschender Zweitore

Aufbauend auf den vorgestellten Elementarschaltungen in [7] [10] [14] bis [19] werden in Tafel 2 in Analogie zu [24] elf Anordnungen der Zusammenschaltung rauschender Zweitore mit den dazu gehörenden Rauschkennwerten und Elementen der $||S||$ -Matrix vorgestellt. Die Rauschkennwerte NC ermöglichen eine übersichtlichere Darstellung als die meßbaren Rauschgrößen $F_{min}, \underline{q}_0, C_N$.

Tafel 1. Zusammenhänge zwischen den Rauschkennwerten NC und den meßbaren Rauschgrößen bei der T- und π -Schaltung

π -Schaltung	T-Schaltung
$F = 1 + \frac{G_{nn} + R_{nn} \underline{y}_s + \underline{y}_{cor} ^2}{g_s}$	$F = 1 + \frac{r_{nn} + g_{nn} \underline{z}_s + \underline{z}_{cor} ^2}{r_s}$
$F_{min} = 1 + 2 [R_{nn} g_{cor} + \sqrt{R_{nn} G_{nn} + (R_{nn} g_{cor})^2}]$	$F_{min} = 1 + 2 [g_{nn} r_{cor} + \sqrt{g_{nn} r_{nn} + (g_{nn} r_{cor})^2}]$
$\underline{y}_{so} = \sqrt{G_{nn}/R_{nn} + g_{cor}^2} - j b_{cor}$	$\underline{z}_{so} = \sqrt{r_{nn}/g_{nn} + r_{cor}^2} - j x_{cor}$
$F = F_{min} + \frac{R_{nn}}{g_s} \underline{y}_s - \underline{y}_{so} ^2$	$F = F_{min} + \frac{g_{nn}}{r_s} \underline{z}_s - \underline{z}_{so} ^2$
$F = F_{min} + C_N \frac{ \underline{q}_s - \underline{q}_0 ^2}{1 - \underline{q}_s ^2}$	
$R_{nn} = \frac{C_N}{4} 1 + \underline{q}_0 ^2$	$r_{nn} = \frac{C_N}{4} 1 - \underline{q}_0 ^2$
$G_{nn} = (F_{min} - 1) \left[1 - \underline{q}_0 ^2 - \frac{(F_{min} - 1)}{C_N} \right] / 1 + \underline{q}_0 ^2$	$g_{nn} = (F_{min} - 1) \left[1 - \underline{q}_0 ^2 - \frac{(F_{min} - 1)}{C_N} \right] / 1 - \underline{q}_0 ^2$
$\underline{y}_{cor} = \frac{2 \frac{(F_{min} - 1)}{C_N} + \underline{q}_0 ^2 - 1 + j 2 \underline{q}_0 \sin(\varphi_0)}{ 1 + \underline{q}_0 ^2}$	$\underline{z}_{cor} = \frac{2 \frac{(F_{min} - 1)}{C_N} + \underline{q}_0 ^2 - 1 - j 2 \underline{q}_0 \sin(\varphi_0)}{ 1 - \underline{q}_0 ^2}$
$C_N = R_{nn} \left(\left(1 + \sqrt{\frac{G_{nn}}{R_{nn}} + g_{cor}^2} \right)^2 + b_{cor}^2 \right)$	$C_N = g_{nn} \left(\left(1 + \sqrt{\frac{r_{nn}}{g_{nn}} + r_{cor}^2} \right)^2 + x_{cor}^2 \right)$
$ \underline{q}_0 ^2 = \frac{\left(1 - \sqrt{\frac{G_{nn}}{R_{nn}} + g_{cor}^2} \right)^2 + b_{cor}^2}{\left(1 + \sqrt{\frac{G_{nn}}{R_{nn}} + g_{cor}^2} \right)^2 + b_{cor}^2}$	$ \underline{q}_0 ^2 = \frac{\left(1 - \sqrt{\frac{r_{nn}}{g_{nn}} + r_{cor}^2} \right)^2 + x_{cor}^2}{\left(1 + \sqrt{\frac{r_{nn}}{g_{nn}} + r_{cor}^2} \right)^2 + x_{cor}^2}$
$\varphi_0 = \arctan \left(\frac{2 b_{cor}}{1 - \frac{G_{nn}}{R_{nn}} - g_{cor}^2 - b_{cor}^2} \right)$	$\varphi_0 = \arctan \left(\frac{-2 x_{cor}}{-1 + \frac{r_{nn}}{g_{nn}} + r_{cor}^2 + x_{cor}^2} \right)$
$(-\pi \leq \varphi_0 \leq \pi)$	
$F_{min} = s.o.$	$F_{min} = s.o.$

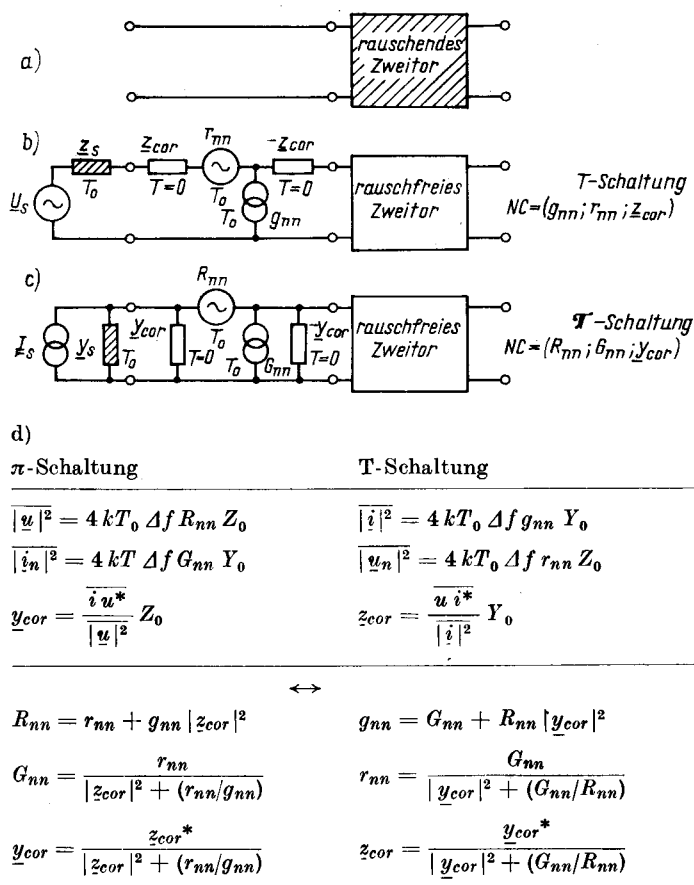


Bild 1. a) Rauschendes Zweitor; b) Rauschendes Zweitor in T-Ersatz-Schaltung und seine Rauschkennwerte; c) Rauschendes Zweitor in π -Ersatz-Schaltung und seine Rauschkennwerte; d) Zuordnungen der quadratischen Mittelwerte von Rauschspannungen und -strom sowie Äquivalenzen für Rauschkennwerte der T- und π -Schaltung

Für die Analyse/Optimierung eines ganzen Netzwerkes müssen die Gleichungen aus Tafel 2 in Verbindung mit den Beziehungen aus [24] in sinnvoller Reihenfolge nacheinander benutzt werden. Die ersten sechs Elementarschaltungen aus Tafel 2 lassen sich mit nur drei Grundalgorithmen berechnen.

Die Gleichungen für die in der Mikrowellentechnik dominierende Parallelschaltung (Transistoren [18] [22] bzw. komplizierte Netzwerke [23]) liefern das interessante Ergebnis für N gleiche rauschende Zweitore: F_{min} bleibt erhalten, nur q_0 und C_N ändern sich. Die Kettenformel Tafel 2, S8, verknüpft die Rauschkennwerte miteinander, während mit der Friisschen Formel [Gl. (2)] die Gesamt-rauschzahl der Kette bei einem gegebenen Quellenreflexionsfaktor q_s berechnet werden kann:

$$F = F^a(q_s) + \frac{F^b(q_s^a) - 1}{G_{av}^a(q_s)} \quad (2)$$

Die Umrechnungen der Rauschkennwerte für die drei Grundschaltungen des Transistors lassen sich durch geschickte Auswertung in beliebiger Reihenfolge verwenden (E \rightarrow B, C; B \rightarrow E, C; C \rightarrow E, B). Mit den Gleichungen aus Bild 2a reduziert sich z.B. die Rauschkennwertberechnung eines zweistufigen Transistorverstärkers (Gegenkopplung nur am Transistor) mit beliebiger komplizierter Anpaß- und Zwischennetzwerken (konzentriert, verteilt, gemischt) letztlich auf die viermalige Anwendung der Kettenformel, Tafel 2, S8.

2. Anwendungen und Beispiel

2.1. Anwendungen

Von den allgemeinen Anwendungen der vorgestellten Algorithmen zur Rauschanalyse/-optimierung von Schaltungen mit konzentrierten Bauelementen und TEM-Wellenleitern sollen im Zusammenhang mit Transistoren einige besondere Einsatzmöglichkeiten betont werden:

1. Bei Vorgabe des Ersatzschaltbildes für das Transistorgehäuse mit Chip [10] [24] ist bei bekannten Rauschkennwerten des Chip

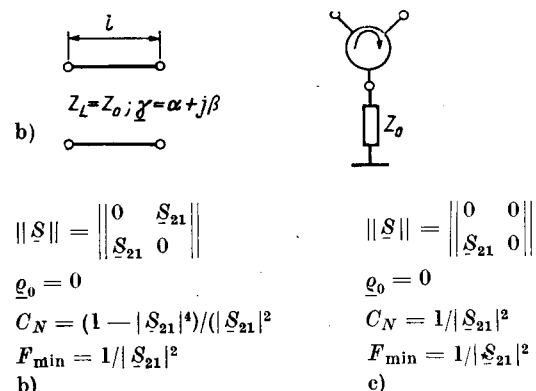
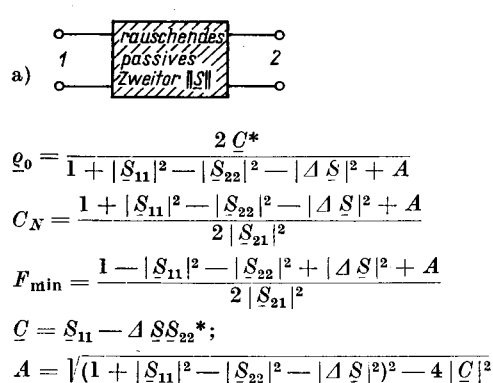


Bild 2. a) Rauschendes passives Zweitor mit Streumatrix $||S||$ und Zuordnungen zu den meßbaren Rauschgrößen; b) Beispiel: angepaßte, homogene Leitung; c) Beispiel: idealer Zirkulator



Daten aus Katalog

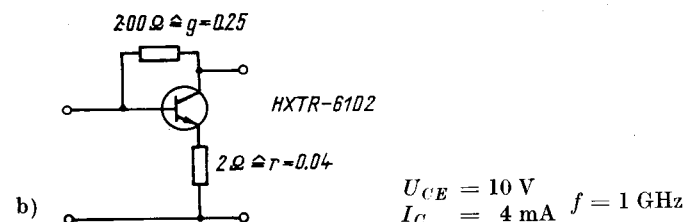
$$\begin{aligned} S_{11} &= 0,635; -98^\circ & F_{min} &= 1,45 \text{ dB} \\ S_{12} &= 0,037; 33^\circ & R_N &= 23,31 \Omega \\ S_{21} &= 5,037; 113^\circ & q_0 &= 0,48; 23^\circ \\ S_{22} &= 0,787; -30^\circ & C_N &= 0,882 \end{aligned}$$

berechnet (Tafel 1)

$$\begin{aligned} g_{nn} &= 0,076 & R_{nn} &= 0,466 \\ r_{nn} &= 0,366 & G_{nn} &= 0,06 \\ r_{cor} &= 0,372 & g_{cor} &= 0,061 \\ x_{cor} &= -1,081 & b_{cor} &= 0,177 \end{aligned}$$

aus $||S||$ -Elementen folgt:

$$K = 0,668; G_{TU \max} = 20,48 \text{ dB}; |S_{11}^* - q_0| = 0,69$$



berechnet ([24])

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0,245; -129^\circ & R_{nn} &= 0,589 & F_{min} &= 3,96 \text{ dB} \\ S_{12} &= 0,171; -13^\circ & G_{nn} &= 0,312 & q_0 &= 0,131; 55^\circ \\ S_{21} &= 2,558; 138^\circ & g_{cor} &= 0,422 & C_N &= 2,02 \\ S_{22} &= 0,194; 33^\circ & b_{cor} &= 0,183 \end{aligned}$$

aus $||S||$ -Elementen folgt:

$$K = 1,289; G_{T \max} = 8,52 \text{ dB}; q_0 G = 0,239; 147^\circ$$

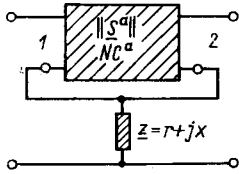
$$|q_0 G - q_0| = 0,28$$

Bild 3. a) Bipolar-Transistor in Emitterschaltung ohne Gegenkopplung: $||S||$ -Elemente, Rauschgrößen, Rauschkennwerte; b) wie bei a), aber mit Gegenkopplung: $||S||$ -Elemente, Rauschkennwerte, Rauschgrößen

Tafel 2. Rauschkennwerte zusammengeschalteter rauschender Zweitore (Elementarschaltungen)

S1	Seriengegenkopplung	S4	Parallelgegenkopplung am Eingang	S7	Parallelschaltung zweier Zweitore	S10	Basis-/Gate-Schaltung
S2	Parallelgegenkopplung	S5	Seriengegenkopplung am Ausgang	S8	Kettenschaltung zweier Zweitore	S11	Kollektor-/Drain-Schaltung
S3	Seriengegenkopplung am Eingang	S6	Parallelgegenkopplung am Ausgang	S9	Emitter-/Source-Schaltung		

S 1



$$g_{nn} = \frac{4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + r |C_1|^2}{|2 S_{21}^a + z C_1|^2}$$

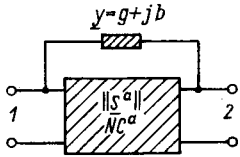
$$r_{nn} = r_{nn}^a + \frac{r g_{nn}^a |C_2 - C_1 z_{cor}^a - 2 S_{21}^a|^2}{4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + r |C_1|^2}$$

$$z_{cor} = \frac{2 S_{21}^{a*} g_{nn}^a [z (2 S_{21}^a - C_2) + z_{cor}^a (2 S_{21}^a + z C_1)]}{\dots + \frac{r C_1^* (C_2 - 2 S_{21}^a)}{4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + r |C_1|^2}}$$

$$C_1 = 1 - S_{11}^a - S_{22}^a + \Delta S^a$$

$$C_2 = 1 + S_{11}^a - S_{22}^a - \Delta S^a$$

S 2



$$R_{nn} = \frac{4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + g |C_1|^2}{|2 S_{21}^a + y C_1|^2}$$

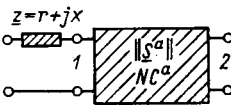
$$G_{nn} = G_{nn}^a + \frac{g R_{nn}^a |C_2 - C_1 y_{cor}^a - 2 S_{21}^a|^2}{4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + g |C_1|^2}$$

$$y_{cor} = \frac{2 S_{21}^{a*} R_{nn}^a [y (2 S_{21}^a - C_2) + y_{cor}^a (2 S_{21}^a + y C_1)]}{\dots + \frac{g C_1^* (C_2 - 2 S_{21}^a)}{4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + g |C_1|^2}}$$

$$C_1 = 1 + S_{11}^a + S_{22}^a + \Delta S^a$$

$$C_2 = 1 - S_{11}^a + S_{22}^a - \Delta S^a$$

S 3

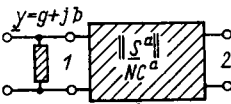


$$g_{nn} = g_{nn}^a$$

$$r_{nn} = r_{nn}^a + r$$

$$z_{cor} = z_{cor}^a + z$$

S 4

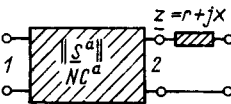


$$R_{nn} = R_{nn}^a$$

$$G_{nn} = G_{nn}^a + g$$

$$y_{cor} = y_{cor}^a + y$$

S 5



$$g_{nn} = g_{nn}^a + \frac{r}{4} \left| \frac{C_1}{S_{21}^a} \right|^2$$

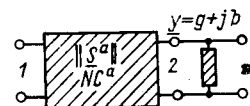
$$r_{nn} = r_{nn}^a + \frac{r g_{nn}^a |C_2 - C_1 z_{cor}^a|^2}{4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + r |C_1|^2}$$

$$z_{cor} = \frac{4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 z_{cor}^a + r C_1^* C_2}{4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + r |C_1|^2}$$

$$C_1 = 1 - S_{11}^a - S_{22}^a + \Delta S^a$$

$$C_2 = 1 + S_{11}^a - S_{22}^a - \Delta S^a$$

S 6



$$R_{nn} = R_{nn}^a + \frac{g}{4} \left| \frac{C_1}{S_{21}^a} \right|^2$$

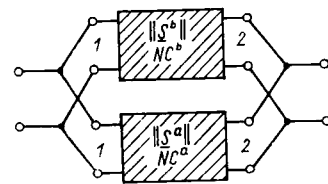
$$G_{nn} = G_{nn}^a + \frac{g R_{nn}^a |C_2 - C_1 y_{cor}^a|^2}{4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + g |C_1|^2}$$

$$y_{cor} = \frac{4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 y_{cor}^a + g C_1^* C_2}{4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + g |C_1|^2}$$

$$C_1 = 1 + S_{11}^a + S_{22}^a + \Delta S^a$$

$$C_2 = 1 - S_{11}^a + S_{22}^a - \Delta S^a$$

S 7



$$R_{nn} = \frac{R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 |C_1^b|^2 + R_{nn}^b |S_{21}^b|^2 |C_1^a|^2}{|S_{21}^a C_1^b + S_{21}^b C_1^a|^2}$$

$$G_{nn} = G_{nn}^a + G_{nn}^b + \frac{R_{nn}^a R_{nn}^b |S_{21}^a (C_2^b - C_1^b y_{cor}^b) - S_{21}^b (C_2^a - C_1^a y_{cor}^a)|^2}{R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 |C_1^b|^2 + R_{nn}^b |S_{21}^b|^2 |C_1^a|^2}$$

$$y_{cor} = \frac{R_{nn}^a S_{21}^{a*} C_1^{b*} [S_{21}^a (C_2^b + C_1^b y_{cor}^a) - S_{21}^b (C_2^a - C_1^a y_{cor}^a)]}{\dots + \frac{R_{nn}^b S_{21}^{b*} C_1^{a*} [S_{21}^b (C_2^a + C_1^a y_{cor}^b) - S_{21}^a (C_2^b - C_1^b y_{cor}^b)]}{R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 |C_1^b|^2 + R_{nn}^b |S_{21}^b|^2 |C_1^a|^2}}$$

$$C_1^i = 1 + S_{11}^i + S_{22}^i + \Delta S^i$$

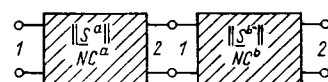
$$C_2^i = 1 - S_{11}^i + S_{22}^i - \Delta S^i$$

$$i = a, b$$

für N gleiche Zweitore gilt:

$$R_{nn} = R_{nn}^a / N; \quad G_{nn} = N \cdot G_{nn}^a; \quad y_{cor} = N \cdot y_{cor}^a$$

S 8



$$R_{nn} = (4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + R_{nn}^b |C_1 + C_2 y_{cor}^b|^2 + G_{nn}^b |C_2|^2) / (4 |S_{21}^a|^2)$$

$$G_{nn} = G_{nn}^a + \frac{R_{nn}^a [R_{nn}^b |y_{cor}^a (C_1 + C_2 y_{cor}^b) - C_3 - C_4 y_{cor}^b|^2]}{\dots + \frac{G_{nn}^b |C_2 y_{cor}^a - C_4|^2 + 4 R_{nn}^b G_{nn}^b |S_{12}^a|^2}{4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + R_{nn}^b |C_1 + C_2 y_{cor}^b|^2 + G_{nn}^b |C_2|^2}}$$

$$C_1 = 1 + S_{11}^a - S_{22}^a - \Delta S^a$$

$$C_2 = 1 + S_{11}^a + S_{22}^a + \Delta S^a$$

$$C_3 = 1 - S_{11}^a - S_{22}^a + \Delta S^a$$

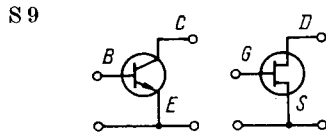
$$C_4 = 1 - S_{11}^a + S_{22}^a - \Delta S^a$$

$$y_{cor} = \frac{4 R_{nn}^a y_{cor}^a |S_{21}^a|^2 + R_{nn}^b (C_1 + C_2 y_{cor}^{*b}) (C_3 + C_4 y_{cor}^b) \dots}{\dots + \frac{G_{nn}^b C_2^* C_4}{4 R_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + R_{nn}^b |C_1 + C_2 y_{cor}^b|^2 + G_{nn}^b |C_2|^2}}$$

$$g_{nn} = (4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + g_{nn}^b |C_3 z_{cor}^b + C_4|^2 + r_{nn}^b |C_3|^2) / (4 |S_{21}^a|^2)$$

$$r_{nn} = r_{nn}^a + \frac{g_{nn}^a [g_{nn}^b |C_1 z_{cor}^b + C_2 - z_{cor}^a (C_3 z_{cor}^b + C_4)|^2 \dots]}{\dots + \frac{r_{nn}^b |C_1 - C_3 z_{cor}^a|^2 + 4 g_{nn}^b r_{nn}^b |S_{12}^a|^2}{4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + g_{nn}^b |C_3 z_{cor}^b + C_4|^2 + r_{nn}^b |C_3|^2}}$$

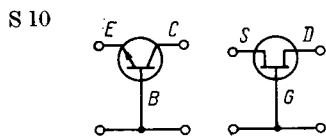
$$z_{cor} = \frac{4 g_{nn}^a z_{cor}^a |S_{21}^a|^2 + g_{nn}^b (C_1 z_{cor}^b + C_2) (C_3 z_{cor}^b + C_4)^* \dots}{\dots + \frac{r_{nn}^b C_1 C_3^*}{4 g_{nn}^a |S_{21}^a|^2 + g_{nn}^b |C_3 z_{cor}^b + C_4|^2 + r_{nn}^b |C_3|^2}}$$



$$R_{nn}^a \quad g_{nn}^a$$

$$G_{nn}^a \quad r_{nn}^a \quad ||S_a||$$

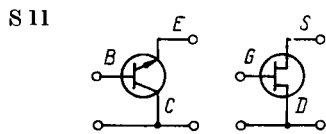
$$y_{cor}^a \quad z_{cor}^a$$



$$R_{nn} = 4 R_{nn}^a \left| \frac{S_{21}^a}{1 + S_{11}^a - 2 S_{21}^a - S_{22}^a - \Delta S^a} \right|^2$$

$$G_{nn} = G_{nn}^a$$

$$y_{cor} = y_{cor}^a \left(1 - \frac{1 + S_{11}^a - S_{22}^a - \Delta S^a}{2 S_{21}^a} \right) + \frac{(1 - \Delta S^a)^2 - (S_{11}^a - S_{22}^a)^2 - 4 S_{12}^a S_{21}^a}{2 S_{21}^a (1 + S_{11}^a + S_{22}^a + \Delta S^a)}$$



$$g_{nn} = 4 g_{nn}^a \left| \frac{S_{21}^a}{1 - S_{11}^a - 2 S_{21}^a + S_{22}^a - \Delta S^a} \right|^2$$

$$r_{nn} = r_{nn}^a$$

$$z_{cor} = z_{cor}^a \left(1 - \frac{1 - S_{11}^a + S_{22}^a - \Delta S^a}{2 S_{21}^a} \right) + \frac{(1 - \Delta S^a)^2 - (S_{11}^a - S_{22}^a)^2 - 4 S_{12}^a S_{21}^a}{2 S_{21}^a (1 - S_{11}^a - S_{22}^a + \Delta S^a)}$$

eine Rauschoptimierung in Abhängigkeit von der Gehäusegeometrie und den Zuleitungen möglich.

2. Aus den Meßwerten der Streumatrixelemente und Rauschgrößen F_{min} , q_0 , C_N des verpackten Chips ist eine Rückrechnung (Optimierung) auf die Rauschkennwerte des Chips möglich. Zuerst wird mit den $||S||$ -Elementen das Ersatzschaltbild [24] mit Rechneroptimierung bestimmt, und dann erfolgt mit diesem Ersatzschaltbild in analoger Weise die Berechnung der Rauschkennwerte des Chips.

3. Bei Transistoren fallen Rausch- und Leistungsanpassung für q_0 selten zusammen. Mit der Gegenkopplung (verlustlos für geringe Gesamttrauschzahl) am Transistor können beide Anpaßforderungen für q_0 einander angenähert werden, bzw. eine Verkleinerung der Gesamttrauschzahl ist sogar möglich [10] [20] [23].

2.2. Beispiel

Zum Abschluß soll ein Beispiel die Anwendung der vorgestellten Formeln zeigen.

Das Bild 3a enthält die Katalogdaten eines Transistors in Emitter-schaltung. Die Größe von C_N ergibt sich mit $R_N (= R_{nn} \cdot 50 \Omega)$ aus Tafel 1. Aus den $||S||$ -Elementen wurden in bekannter Weise der Stabilitätsfaktor K , und da $K < 1$ ist, $G_{TU \max}$ berechnet. Aus diesem Grund ist die Größe $|S_{11}^* - q_0|$ ein Maß für die Abweichung der Leistungs- von der Rauschanpassung. Mit Tafel 1 ergeben sich aus den gemessenen Rauschgrößen des Transistors die Rauschkennwerte der T- und π -Schaltung.

Im Bild 3b erfolgt am gleichen Transistor eine rein ohmsche Serien- und Parallelgegenkopplung. Die Werte der Widerstände wurden frei aber sinnvoll gewählt. Aus den berechneten Daten der gegengekoppelten Schaltung sind folgende Eigenschaften erkennbar: geringere, aber absolut stabile Verstärkung ($K > 1$), geringere Reflexionen, höhere Rauschzahl (bedingt durch ohmsche Gegenkopplung), geringerer Abstand Leistungs-/Rauschanpassung. Außerdem ist noch bekannt, daß sich durch die Gegenkopplung die Bandbreite für eine konstante Verstärkung vergrößert, sich die Übersteuerungsfestigkeit verbessert und die Gesamtanordnung unempfindlicher gegenüber Parameterschwankungen des Transistors wird.

3. Zusammenfassung

Auf der Grundlage der normierten Rauschkennwerte für die dualen Schaltungen der T- (g_{nn} , r_{nn} , z_{cor}) und π -Form (R_{nn} , G_{nn} , y_{cor}) für das rauschende Zweitor wird der Zusammenhang mit den meßbaren Rauschgrößen F_{min} , q_0 , C_N angegeben. Die Zuordnung $F = 1/G_{av}$ beim passiven Zweitor ermöglicht die Darstellung der meßbaren Rauschgrößen nur durch die Elemente der $||S||$ -Matrix des Zweitors.

Von sechs elementaren Gegenkopplungsschaltungen am Zweitor (Transistor, der Parallel- und der Kettenschaltung beliebig rauschender Zweitor sowie von den drei Grundschaltungen des Transistors werden die Abhängigkeiten der Rauschkennwerte untereinander in Verbindung mit den $||S||$ -Elementen vorgestellt. Mit diesen Gleichungen und denen aus [24] ist für eine große Gruppe von Schaltungen, insbesondere der Hochfrequenz-/Mikrowellentechnik, eine geschlossene Netzwerkanalyse/-synthese/-optimierung bezüglich Amplitude, Phase und Signal-Rausch-Verhältnis im $||S||$ -Bereich ohne Umrechnungen möglich, im Gegensatz zu [5] [9].

Vorschläge für die Rauschoptimierung von Transistorgehäusen und Schaltungen mit externer Gegenkopplung sowie ein numerisches Beispiel einer ohmschen Serien- und Parallelgegenkopplung am Transistor zeigen die Anwendbarkeit der vorgestellten Algorithmen.

NA 9599

Literatur

- [1] Bittel, H.; Storm, L.: Rauschen. Berlin: Springer-Verlag, 1971
- [2] Beneking, H.: Praxis des elektronischen Rauschens. Mannheim: Bibliographisches Institut, 1971
- [3] Landstorfer, F.; Graf, H.: Rauschprobleme der Nachrichtentechnik. München: R. Oldenbourg Verlag GmbH, 1981
- [4] Ambrozy, A.: Electronic noise. Budapest: Akadémiai Kiadó, 1982
- [5] Seidel, V.; Elst, G.: RAUES - ein Analyse- und Rauschanalyseprogramm für aktive Analognetzwerke. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 12, S. 494-499
- [6] Rothe, H.; Dahlke, W.: Theorie rauschender Vierpole. Archiv der elektrischen Übertragung 9 (1955) S. 117-121
- [7] Dahlke, W.: Transformationsregeln für rauschende Vierpole. Archiv der elektrischen Übertragung 9 (1955) S. 391-401

- [8] Rauschende lineare Vierpole. In: Telefunken-Laborbuch, Bd. 3, S. 122—130. München: Franzis-Verlag, 1964
- [9] Russer, P.; Hillbrand, H.: Rauschanalyse von linearen Netzwerken. Wiss. Ber. AEG-Telefunken 49 (1976) 4/5, S. 127—138
- [10] Hartmann, K.; Strutt, M. J. O.: Changes of the noise parameters due to general changes of linear two-port circuits. IEEE Trans. on ED 20 (1973) S. 874—877
- [11] Strid, E.: Noise measurements for low-noise GaAs FET amplifiers. MSN, 1981, November, S. 62, 65—68, 70
- [12] Strid, E.: Noise measurement checklist eliminates costly errors. MSN, 1981, Dezember, S. 88 ff.
- [13] Strid, E. W.: Measurement of losses in noise-matching networks. IEEE Trans. on MTT, 29 (1981) 3, S. 247—252
- [14] Niclas, K. B.: Noise in broad-band GaAs MESFET amplifiers with parallel feedback. IEEE Trans. on MTT 30 (1982) 1, S. 63—70
- [15] Niclas, K. B.: The exact noise figure of amplifiers with parallel feedback and lossy matching circuits. IEEE Trans. on MTT 30 (1982) 5, S. 832—835
- [16] Niclas, K. B.: On design and performance of lossy match GaAs MESFET amplifiers. IEEE Trans. on MTT 30 (1982) 11, S. 1900—1907
- [17] Niclas, K. B.: On noise in distributed amplifiers at microwave frequencies. IEEE Trans. on MTT 31 (1983) 8, S. 661—668
- [18] Niclas, K. B.: Multi-octave performance of single-ended microwave solid-state amplifiers. IEEE Trans. on MTT 32 (1984) 8, S. 896—908
- [19] Niclas, K. B.: Active matching with common-gate MESFET-s. IEEE Trans. on MTT 33 (1985) 6, S. 492—499
- [20] Norholt, E.: The design of high-performance negative-feedback amplifiers. Delft: Technische Hogeschool, Diss. 1980
- [21] Podell, A. F.: A functional GaAs FET noise model. IEEE Trans. on ED 28 (1981) 5, S. 511—517
- [22] Perez, F.; Ortega, V.: A 0.15—12 GHz matched feedback amplifier using commercially available FET-s. IEEE Trans. on MTT 30 (1982) 8, S. 1289 bis 1290
- [23] Pan, J. J.; Russell, M. J.: MESFET amplifier with RF-feedback gives high performance, low noise. MSN, 1983, Juni, S. 110 ff.
- [24] Martius, S.: Die Streumatrix des gegengekoppelten Transistors und ihre Anwendung bei der rechnergestützten Schaltungsanalyse. Nachrichtentech., Elektron. 36 (1986) 7, S. 260—264

Speicherschaltkreis mit selbsttestenden Eigenschaften

W. Finsterbusch, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem Institut für Rationalisierung der Elektrotechnik/Elektronik

Die Speicherkapazität von integrierten Speicherschaltkreisen erhöht sich mit wachsender Integrationsdichte ständig. Der internationale Stand der Technik wird auf diesem Gebiet gegenwärtig von der breiten Anwendung von 64-kbit-dRAM-Schaltkreisen geprägt. In Spitzengeräten werden dynamische Speicherschaltkreise mit einer Kapazität von 256 kbit eingesetzt, erste Muster von 1-Mbit-dRAM-Schaltkreisen werden bereits produziert. Untersuchungen [1] [2] zeigen deutlich, daß mit wachsender Anzahl von integrierten Speicherzellen auf einem Kristall der Zeit- und Geräteaufwand zur Prüfung des Schaltkreises ebenfalls steigt, und zwar exponential. Dadurch entwickelte sich die Prüfung hochintegrierter Speicherschaltkreise zu einem Hauptproblem der modernen Digitaltechnik. Eine Möglichkeit, den Prüfaufwand zu senken, ist die Entwicklung neuer Testalgorithmen. Die Struktur bisheriger Algorithmen bewirkte, daß die Prüfdauer proportional dem Quadrat der Anzahl der zu prüfenden Speicherzellen ist. Deshalb werden Testalgorithmen entwickelt, für die

$$t \sim N^x, x < 2$$

gilt: t Prüfdauer, N Anzahl der Speicherzellen.

Erfordert beispielsweise die Prüfung eines RAM-Speicherschaltkreises mit 64 kbit Speicherkapazität nach den bisher üblichen Algorithmen

GALWREC 1/0 ($t \sim (8N^2 - 4N)$) und WALKING 1/0 ($t \sim (2N^2 + 4N)$) 4 h 46 min bzw. 1 h 12 min, so ermöglicht der in [3] vorgeschlagene Algorithmus, für den $t \sim 4(4N^{1.5} - 3N)$, die Verkürzung der Prüfdauer auf 2 min 14 s. Die Auswahl der zur Anwendung kommenden Testalgorithmen erfolgt unter Berücksichtigung der Anforderungen an die Prüfeffektivität, des zugrunde liegenden Fehlermodells und der verfügbaren Zeitressourcen. Eine Übersicht über neuentwickelte Testalgorithmen und eine Einschätzung ihrer Effektivität wird in den Arbeiten [3] bis [6] gegeben. An dieser Stelle ist zu bemerken, daß diese Algorithmen zwar zur Verkürzung der Prüfdauer beitragen, aber prinzipiell nicht die wachsenden funktionellen Möglichkeiten hochintegrierter Schaltkreise zur entscheidenden Senkung des externen gerätetechnischen Aufwandes nutzen.

1. Lösungsprinzip

Das Prinzip der vorgeschlagenen Lösung besteht darin, daß

— mit dem Ziel der parallelen Prüfung einer großen Anzahl hochintegrierter Speicherschaltkreise bei gleichzeitiger weitestgehender Vereinfachung der externen Prüfeinrichtung die gesamte Prüflöge (Ablaufsteuerung, Testsatzgenerierung, Auswertung der Prüfergebnisse) zusätzlich auf dem Speicherkristall integriert ist, und

— zur weiteren Verkürzung der Prüfdauer der gesamte Speicher- raum eines Schaltkreises während der Prüfung mit einfachen logischen Elementen, die ebenfalls auf dem Speicherkristall realisiert sind, in regelmäßige Blöcke zergliedert wird, die parallel angesprochen und getestet werden.

2. Struktur und Wirkungsweise des Speicherschaltkreises

Die modifizierte logische Struktur des Speicherschaltkreises ermöglicht zwei verschiedene Arbeitsmodi — den bekannten Arbeitsmodus eines RAM-Speichers (im weiteren als Speichermodus bezeichnet) sowie zusätzlich einen Selbsttestmodus.

Die Selbsttestung hat folgenden Ablauf:

- 1 Empfang des Testsignals T
- 2 Aktivierung aller Blöcke gleichzeitig
- 3 Generierung und Schreiben des Testsatzes speicherzellenweise in Abhängigkeit von dem zugrunde gelegten Testalgorithmus, wobei alle Blöcke gleichzeitig beschrieben werden
- 4 zellenweises Lesen der vorher geschriebenen Information aus allen Blöcken gleichzeitig und paarweiser Vergleich. Sind die Informationen eines Paares nicht identisch, wird die weitere Prüfung abgebrochen und ein Defektsignal D erzeugt.
- 5 Wiederholung der Operationen Testsatzgenerierung, Schreiben, Lesen und paarweiser Vergleich gemäß ausgewähltem Testalgorithmus.

Das Blockschaltbild zeigt Bild 1. Außer den k Speicherblöcken enthält es einen Steuerautomaten (SA) zur Ablaufsteuerung, Testsatzgenerierung und Erzeugung des Defektsignals D; einen Adreßzähler (CTA) zur Speicherung der Adresse der angesprochenen Speicherzelle bzw. im Testmodus zur Bildung der aktuellen Adresse; einen Adreßdecoder DCA1, der entsprechend den l -niederwertigen Bit des Adreßzählers in allen k Blöcken die gleiche Speicherzelle aktiviert; einen weiteren Adreßdecoder DCA2, der im Speichermodus in Abhängigkeit von den $(q-l)$ -höherwertigen Bit des Adreßzählers den Zugriff nur zu einem der k Blöcke ermöglicht; eine Vergleichslogik (VL), die im Testmodus den paarweisen Vergleich der gelesenen Information ermöglicht, sowie vier logische ODER-Blöcke.

Zwischen den l -niederwertigen und $(q-l)$ -höherwertigen Bit des Adreßzählers, der Gesamtzahl aller Speicherzellen N , der Anzahl der Speicherzellen eines Blocks n und der Anzahl der Speicherblöcke k bestehen folgende Beziehungen:

$$\begin{aligned} n &= 2^l \\ k &= 2^{q-l} \\ N &= 2^q = k \cdot n. \end{aligned}$$

Im Speichermodus wird die Funktion eines RAM-Speichers folgendermaßen gewährleistet. Die an den Speicher angelegte Adresse gelangt von der Adreßleitung in den Adreßzähler CTA. Entsprechend den l -niederwertigen Bit der Adresse wird eine Speicherzelle in allen k Blöcken gleichzeitig angesprochen. Die $(q-l)$ -höherwertigen Bit definieren den Block, zu dessen Speicherzelle der Zugriff erfolgen soll. Das Signal auf der Steuerleitung legt einen Lese- oder Schreibzugriff fest. Wird das Testsignal T angelegt, geht der Schaltkreis in den Testmodus über. Dabei aktiviert der Steuerautomat durch die Ausgabe einer konstanten logischen "1" an den ODER-Block 1 alle k Blöcke gleichzeitig. Nach der Generierung und dem Schreiben des Testsatzes in alle Speicherzellen nach einem Testalgorithmus, der