

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

S. Martius, Ilmenau

Seit 1967 [1] wird bei der Messung der Hochfrequenzeigenschaften von Transistoren als auch bei der Schaltungsdimensionierung die Streumatrix verwendet. Gegenüber den Strom-Spannungs-Matrizen hat die Streumatrix entscheidende Vorteile, die hier nochmals genannt werden sollen:

a) Die Elemente der $||S||$ -Matrix haben nur einen Zahlenwert und keine physikalische Einheit. Sie sind die Betriebsparameter im Sinne der Übertragungstechnik. Die unabhängigen und abhängigen Variablen (Wellen) haben die gleiche Einheit $\sqrt{V \cdot A}$ (dadurch sehr übersichtliche Graphendarstellung möglich [1] [2]). Für jedes technisch sinnvolle Zweitor existiert eine Streumatrix-Beschreibung.

b) Die Messung der Elemente der $||S||$ -Matrix erfordert den Abschluß mit dem Bezugswiderstand Z_0 , der sinnvoll reell und gleich dem Wellenwiderstand der Anschlußleitung gewählt wird. Dadurch wird die Schwingneigung aktiver Bauelemente in der Meßschaltung stark unterdrückt. Außerdem ermöglicht der reelle Abschlußwiderstand breitbandige Messungen ohne Veränderungen am Meßaufbau. Synthesegeneratoren, Netzwerkanalysator, rechnerkontrollierte Messung, rechnergestützte Auswertung und Meßfehlerkorrektur ermöglicht heute Messungen im Bereich von $10 \text{ MHz} \leq f \leq 26 \text{ GHz}$ bei Fehlern unter 5% und 5°.

c) Der Wertevorrat der Elemente der $||S||$ -Matrix ist überschaubar, z.B. bei passiven Zweitoren $0 \leq |S_{ij}| \leq 1,0$ und bei aktiven Zweitoren z.B. Transistoren $0 \leq |S_{ii}| \leq 1,5$; $0 \leq |S_{12}| \leq 1,0$; $0 \leq |S_{21}| \leq 30$. In Abhängigkeit von der Frequenz treten bei stabilen Anordnungen keine Pole sondern nur Nullstellen des Betrags der Elemente der $||S||$ -Matrix auf. Die Approximation der Frequenzabhängigkeit von Betrag und Phase der Elemente der $||S||$ -Matrix z.B. bei Transistoren ist durch Polynome geringen Grades praxisgenau möglich.

Besonders a) und c) sind für die rechnergestützte Netzwerkanalyse und -synthese (Optimierung) interessant. Diese Verfahren für Netzwerke lassen sich wie folgt einteilen und bewerten:

1. Aufstellen des Systems von Differentialgleichungen (allgemeine Gültigkeit für beliebige Zeitfunktionen von Strom und Spannung, beliebige Topologie der Schaltung, homogene Leitung erfordert merkbaren Zeitaufwand, mittlerer Rechner und entsprechende Rechenzeit erforderlich).

2. Knoten-Maschenanalyse im eingeschwungenen Zustand für harmonische Zeitabhängigkeit [4]

(entspricht vielen Forderungen in der Praxis, Topologie beliebig, homogene Leitung kann ohne zusätzlichen Aufwand eingebunden werden, Lösung eines linearen Gleichungssystems mit nicht vollbesetzter Koeffizienten-Matrix, Zeitbereichsverhalten über FFT, Arbeitsplatz-Rechner und mittlere Rechenzeit erforderlich).

3. Matrizen-Verkettung im eingeschwungenen Zustand für harmonische Zeitabhängigkeit [5] [6]

(entspricht vielen Forderungen in der Praxis, Topologie eingeschränkt, da bestimmte gesteuerte Quellen und innere Knoten [3] im direkten Verfahren nicht zulässig sind, homogene Leitung kann ohne zusätzlichen Aufwand eingebunden werden, die Matrizenkette ist an beliebiger Stelle ohne Aufwand trennbar, erneute Verwendung von Teilergebnissen möglich, Zeitbereichsverhalten über FFT, zeitlich sehr effektives Verfahren, Arbeitsplatz-Rechner und geringe bis mittlere Rechenzeit erforderlich).

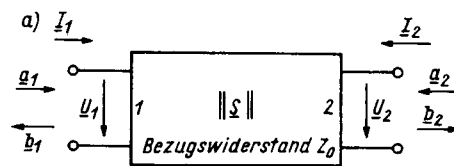
Die vorliegende Arbeit hat das Ziel, den Streumatrix-Formalismus für die Netzwerkberechnung im Sinne der Matrizen-Verkettung besonders für konzentrierte Bauelemente zu nutzen. Durch die integrierte Schaltungstechnik bis zu Frequenzen von $f \approx 20 \text{ GHz}$ und den kleinen Abmessungen der dort verwendeten Bauelemente ist diese Methode auch im Höchsthochfrequenzbereich anwendbar. Insbesondere beim Einsatz von Transistoren, deren $||S||$ -Matrix Elemente als Meßdaten vorliegen und wo das Ziel der Berechnung die Betriebsparameter der Gesamtschaltung sind, bietet die durchgängige Schaltungsberechnung mit der $||S||$ -Matrix Vorteile im Sinne eines geringen Programmier-Rechenzeitaufwands sowie der numerischen Stabilität, wegen der Eigenschaften a) und c) der Elemente der $||S||$ -Matrix.

2. Definitionen und Grundbeziehungen bei der Streumatrix

Entsprechend Bild 1a) werden mit der Streumatrix die von den Toren ablaufenden Wellen b_i als Funktion der auf die Tore zulaufenden Wellen a_i dargestellt. Der Begriff des Tors ist im engen Zusammenhang mit der Querschnittsgeometrie des anzuschließenden oder angeschlossenen Wellenleiters zu sehen. Der Transport elektromagnetischer Energie erfolgt mit Hilfe des elektromagnetischen Felds, dessen Zustand durch die Anregung und Querschnittsgeometrie des Wellenleiters bestimmt und längs der Ausbreitungsrichtung durch ihn geführt wird. Folgende Definition für den Begriff der Welle im Zusammenhang mit der Streumatrix hat sich als praktisch sehr nützlich ergeben:

$$P_{zu,i} = \frac{1}{2} |a_i|^2; \quad P_{ab,i} = \frac{1}{2} |b_i|^2. \quad (1)$$

Die zufließende Leistung am Tor i soll gleich dem Betragsquadrat der entsprechenden Welle a_i sein. Gleiches gilt für die abfließende Leistung. Die verwendeten komplexen Amplituden sind Spitzenwerte, deshalb erscheint der Faktor 1/2.

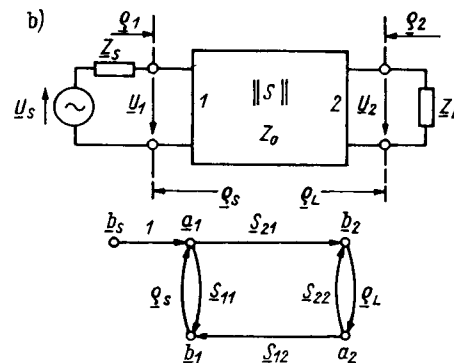


$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = ||S|| \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

$$a_i = U_{zi} / \sqrt{Y_0} = I_{zi} \sqrt{Z_0} = (U_i / \sqrt{Y_0} + I_i \sqrt{Z_0}) / 2;$$

$$b_i = U_{ai} / \sqrt{Y_0} = I_{ai} \sqrt{Z_0} = (U_i / \sqrt{Y_0} - I_i \sqrt{Z_0}) / 2$$

$$U_i = \sqrt{Z_0} (a_i + b_i) \quad I_i = \sqrt{Y_0} (a_i - b_i) \quad i = 1, 2$$



$$b_s = U_s / \sqrt{Y_0} (1 - \rho_s) / 2; \quad \rho_i = (Z_i Y_0 - 1) / (Z_i Y_0 + 1); \quad i = S, L$$

$$P_{\text{verf.}} = |b_s|^2 / (2 (1 - |\rho_s|^2))$$

$$\rho_1 = S_{11} + S_{12} S_{21} / (1 - \rho_L - S_{22}); \quad \rho_2 = S_{22} + S_{12} S_{21} / (1 - \rho_S - S_{11})$$

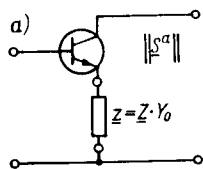
$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\rho_s|^2) (1 - |\rho_L|^2)}{|(1 - \rho_S S_{11}) (1 - \rho_L S_{22}) - \rho_S \rho_L S_{12} S_{21}|^2} = \frac{P_{ZL}}{P_{\text{verf.}}}$$

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{S_{21} (1 \otimes \rho_L)}{(1 \odot S_{11}) (1 - \rho_L S_{22}) \odot \rho_L S_{12} S_{21}}$$

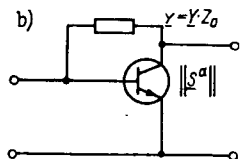
mit

$$\otimes \begin{cases} + \text{ bei } A_2 = U_2 \sqrt{Y_0} \\ - \text{ bei } A_2 = I_2 \sqrt{Z_0} \end{cases} \quad \odot \begin{cases} + \text{ bei } A_1 = U_1 \sqrt{Y_0} \\ - \text{ bei } A_1 = I_1 \sqrt{Z_0} \end{cases}$$

Bild 1. Grundbeziehungen bei der Streumatrixdarstellung für den Fall der Lecherwelle (TEM) a) Wellen, Ströme, Spannungen; b) Quelle, Zweitor, Last

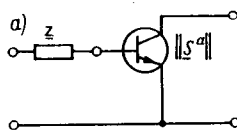


$$\begin{aligned} S_{11} &= (2S_{11}^a + z(1 - AS^a - S_{12}^a - S_{21}^a))/N \\ S_{12} &= (2S_{12}^a + z(1 + AS^a - S_{11}^a - S_{22}^a))/N \\ S_{21} &= (2S_{21}^a + z(1 + AS^a - S_{11}^a - S_{22}^a))/N \\ S_{22} &= (2S_{22}^a + z(1 - AS^a - S_{12}^a - S_{21}^a))/N \\ N &= 2 + z(2 - S_{11}^a - S_{12}^a - S_{21}^a - S_{22}^a) \end{aligned}$$

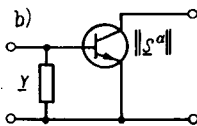


$$\begin{aligned} S_{11} &= (2S_{11}^a - y(1 - AS^a - S_{12}^a - S_{21}^a))/N \\ S_{12} &= (2S_{12}^a + y(1 + AS^a + S_{11}^a + S_{22}^a))/N \\ S_{21} &= (2S_{21}^a + y(1 + AS^a + S_{11}^a + S_{22}^a))/N \\ S_{22} &= (2S_{22}^a - y(1 - AS^a - S_{12}^a - S_{21}^a))/N \\ N &= 2 + y(2 + S_{11}^a - S_{12}^a - S_{21}^a + S_{22}^a) \end{aligned}$$

Bild 2. Beschaltung des Transistors a) Seriengegenkopplung; b) Parallelgegenkopplung

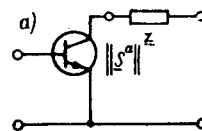


$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{z + 4S_{11}^a/(2 + z(1 - S_{11}^a))}{2 + z} \\ S_{12} &= 2S_{12}^a/(2 + z(1 - S_{11}^a)) \\ S_{21} &= 2S_{21}^a/(2 + z(1 - S_{11}^a)) \\ S_{22} &= S_{22}^a + \frac{zS_{12}^aS_{21}^a}{2 + z(1 - S_{11}^a)} \end{aligned}$$

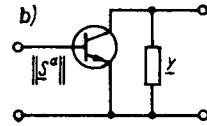


$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{-y + 4S_{11}^a/(2 + y(1 + S_{11}^a))}{2 + y} \\ S_{12} &= 2S_{12}^a/(2 + y(1 + S_{11}^a)) \\ S_{21} &= 2S_{21}^a/(2 + y(1 + S_{11}^a)) \\ S_{22} &= S_{22}^a - \frac{yS_{12}^aS_{21}^a}{2 + y(1 + S_{11}^a)} \end{aligned}$$

Bild 3. Beschaltung des Transistors am Eingang a) Längsgegenkopplung; b) Quergegenkopplung



$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{11}^a + \frac{zS_{12}^aS_{21}^a}{2 + z(1 - S_{22}^a)} \\ S_{12} &= 2S_{12}^a/(2 + z(1 - S_{22}^a)) \\ S_{21} &= 2S_{21}^a/(2 + z(1 - S_{22}^a)) \\ S_{22} &= \frac{z + 4S_{22}^a/(2 + z(1 - S_{22}^a))}{2 + z} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{11}^a - \frac{yS_{12}^aS_{21}^a}{2 + y(1 + S_{22}^a)} \\ S_{12} &= 2S_{12}^a/(2 + y(1 + S_{22}^a)) \\ S_{21} &= 2S_{21}^a/(2 + y(1 + S_{22}^a)) \\ S_{22} &= \frac{-y + 4S_{22}^a/(2 + y(1 + S_{22}^a))}{2 + y} \end{aligned}$$

Bild 4. Beschaltung des Transistors am Ausgang a) Längsgegenkopplung b) Quergegenkopplung

Die im Wellenleiter fließende Leistung läßt sich wie folgt berechnen

$$P_{zu,i} = \frac{1}{2} \iint \vec{E}_{zu,i} \times \vec{H}_{zu,i} \cdot \vec{z}^0 dA = \frac{1}{2} |a_i|^2. \quad (2)$$

Für $|b_i|^2$ gilt das analog. Gleichung (2) kann auf jeden Wellenleiter (Koaxial-, Hohlleitung, Lichtwellenleiter u. a.) angewendet werden. Die Phase der Welle wird durch die Phase der entsprechenden Transversalkomponente des elektrischen Felds festgelegt.

Im Fall der Lecher-Welle bzw. des TEM-Feldzustands auf einer Potentialleitung ergibt die Definitionsgleichung (2) die im Bild 1a) aufgeschriebenen Gleichungen. Der Bezugswiderstand Z_0 ist reell und gleich dem Wellenwiderstand der angeschlossenen Leitung. Das Bild 1b) soll das Zusammenspiel von Quelle, Zweitor und Last verdeutlichen. Die Betriebsverstärkung bzw. -dämpfung G^T (transducer gain) als auch das Verhältnis U_2/U_1 erhält man mit dem Graphenbild und den dafür gültigen Rechenregeln [2] auf sehr einfache Weise. Der für den Betriebszustand der Anordnung angestrebte Fall ist: $Z_s = Z_L = Z_0$, $S_{11} = S_{12} = 0$. Dann ist das Element S_{21} allein für die Beurteilung der Übertragung zuständig und bestimmt direkt durch seinen Betrag den Amplituden- und durch seine Phase den Phasengang des Betriebsübertragungsfaktors.

Die Bedeutung der anderen Streumatrixelemente ergibt sich von selbst und die Erweiterung der Darstellungsmethode auf N-Tore ist sofort möglich [1] [2] [3].

3. Elementarschaltungen des gegengekoppelten Transistors

In den Bildern 2 bis 4 sind die Elementarschaltungen und deren Streumatrizen des gegengekoppelten Transistors für eine konzentrierte, normierte Impedanz/Admittanz dargestellt. Der Transistor mit seiner Streumatrix $||S^a||$ steht stellvertretend für alle anderen möglichen Zweitore.

Die Beziehungen in den Bildern 2a) und 2b) ergeben sich durch die Anwendung der Maschen- und Knotengleichungen mit einer etwas aufwendigen aber elementaren Algebra. Bei der klassischen Berechnung der Gesamtschaltung würde man vorher $||S^a||$ in $||Z^a||$ bzw. $||Y^a||$ umwandeln, die entsprechenden Matrizen addieren und dann die Gesamtmatrix wieder in $||S^a||$ umwandeln.

Werden allgemeine Zweitore mit mehr als einer Impedanz/Admittanz dem Transistor in Serie oder parallel geschaltet, dann sind diese Zwischenschritte nicht zu umgehen oder man wendet ein aufwendigeres, numerisch aber sehr stabiles Verfahren (es wird im $||S||$ -Bereich gerechnet) an [5] [6]. Die Parallelschaltung tritt in der Praxis häufiger auf als die Serienschaltung allgemeiner Zweitore. In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß die Umrechnung $||S|| \leftrightarrow ||Y||$ -Matrix eine gute Eigenschaft hat. Schreibt man in Matrizenform, die Umrechnungsgleichungen auf ($||y||$ auf Z_0 normierte

$||Y||$ -Matrix), so sieht man, daß ein Algorithmus für die Umrechnung ineinander genügt:

$$||y|| = ||E - S|| \cdot ||E + S||^{-1}; ||S|| = ||E - y|| \cdot ||E + y||^{-1}. \quad (3)$$

Bei keiner anderen Matrix ($||A||$, $||Z||$, $||H||$) ist diese Eigenschaft gegeben.

Im Bild 5 ist die Kaskadierung von zwei Zweitoren mit den Elementen der Streumatrix dargestellt. Diese Gleichungen ergeben sich auch wieder in sehr einfacher Weise mit der Graphendarstellung und die einfachen Zusammenhänge im Bild 5 zeigen, daß es unnötig ist, die $||T||$ -Matrix [2] [3] zu definieren.

Mit den Kaskadierungsgleichungen folgen ohne große Rechnung sofort die Gleichungen in den Bildern 3 und 4. Eine Erweiterung auf Halbglieder, bestehend aus z und y ist gleichfalls möglich. Der Vergleich der Gleichungen in den Bildern 2 bis 4 läßt folgende Aussagen zu:

1. Es existiert Gleichheit der Algorithmen bis auf wenige Vorzeichenunterschiede bezüglich z und y und Vertauschen von S_{11} und S_{22} beim Wechsel vom Ein- zum Ausgang. Nur zwei Programme mit z. B. flag-gesteuerten Vorzeichen- und Elementen-Wechseln ermöglichen die Berechnung der sechs Grundschaltungen.
2. Alle Gleichungen sind numerisch stabil. Die Division durch Null findet nicht statt ($\text{Re}(z), \text{Re}(y) \geq 0$ vorausgesetzt) und der Pol der normierten Größe z oder y liefert immer einen endlichen Wert für das Streumatrix-Element.
3. Bis auf jeweils ein Element S_{ii} bei den Schaltungen in den Bildern 3a) bis 4b) sind alle Gleichungen (Bilder 2 bis 4) lineare, gebrochene, rationale Funktionen der normierten Größe z oder y . Die Abbildung ihrer Ebene in die eines Elements der $||S||$ -Matrix erfolgt nach den Gesetzen der konformen Abbildung ähnlich dem Smith-Diagramm, und diese erleichtert eindrucksvoll das Verständnis der Funktion einer gegengekoppelten Schaltung [7].

4. Berechnung der Elemente der Dreitor- $||S||$ -Matrix [7]

Die Gleichungen im Bild 2a) ermöglichen einen problemlosen Übergang zu den Elementen der Dreitor- $||S||$ -Matrix, die für die Um-



$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{11}^a + S_{12}^aS_{21}^aS_{11}^b/N \\ S_{12} &= S_{12}^aS_{12}^b/N \\ S_{21} &= S_{21}^aS_{21}^b/N \\ S_{22} &= S_{22}^b + S_{22}^aS_{12}^bS_{21}^b/N \\ N &= 1 - S_{22}^aS_{11}^b \end{aligned}$$

Bild 5. Kaskadierung (Kettenschaltung) von zwei Zweitoren

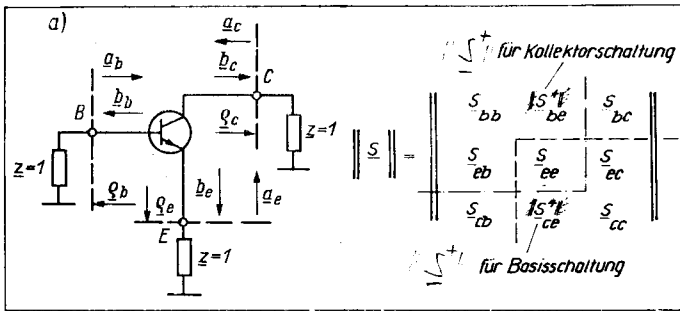


Bild 6. Der Transistor als Dreitor a) Definitionen (bei FET entsprechende Bezeichnung); b) Abhängigkeit der Elemente der Dreitor-||S||-Matrix von den (z. B. gemessenen) Elementen der Zweitor-||S||-Matrix in Emitterschaltung; c) Abhängigkeit der Elemente der Zweitor-||S||-Matrix in Basisschaltung von denen der Emitterschaltung

rechnung der Zweitor-||S||-Matrizen der Emitt-, Basis- und Kollektorschaltung untereinander als auch für die Netzwerkberechnung nach [5] und [6] notwendig ist.

Im Bild 6 wird als Beispiel die Umrechnung der ||S||-Matrizen der Emitt- in die Basisschaltung gewählt. Liegen die Elemente der ||S||-Matrix in Emitterschaltung vor, dann werden sie in die Gleichungen nach Bild 2a) eingesetzt und die normierte Impedanz wird $z = 1$ (Anpassung) an dem Emittortor gesetzt. Im Bild 6 ist sofort der Zusammenhang mit den entsprechenden Elementen der Dreitor-||S||-Matrix erkennbar. Vier Elemente der Dreitor-||S||-Matrix sind unabhängig. Die verbleibenden fünf Elemente ergeben sich mit den physikalisch bedingten Tatsachen beim quellenfreien Transistor-Dreitor

$$\sum_{i=1}^3 \underline{b}_i = \sum_{i=1}^3 \underline{a}_i \text{ bei } \underline{a}_i \text{ beliebig; } \underline{b}_i = \underline{a}_i \text{ bei } \underline{a}_1 = \underline{a}_2 = \underline{a}_3 \quad (4)$$

bzw.

$$\sum_{j=1}^3 S_{ij} = 1; i = 1, 2, 3; \sum_{i=1}^3 S_{ij} = 1; j = 1, 2, 3.$$

Damit sind alle neun Elemente (Bild 6 b)) bestimmt. Für die Basis- bzw. Kollektorschaltung als Ausgangspunkt der Rechnung sind die entsprechenden anderen Elemente der Dreitor-||S||-Matrix zu wählen.

Um die Elemente der Zweitor-||S||-Matrix in Basisschaltung darzustellen, wird am Basisator der Reflexionsfaktor $\underline{\varrho}_b = -1$ (Kurzschluß) gesetzt [7]. Von den Gleichungen in den Bildern 6a) und 6b) ausgehend, ergeben sich durch Einsetzen die Gleichungen im Bild 6c), wodurch eine durchgängige Rechnung im ||S||-Bereich möglich ist. Werden die Gleichungen für die Umrechnungen

$$S_{ij}^e \rightarrow S_{ij}^+ \rightarrow S_{ij}^b \text{ und } S_{ij}^b \rightarrow S_{ij}^+ \rightarrow S_{ij}^e$$

nebeneinander geschrieben, sieht man, daß beide im Algorithmus und in den Vorzeichen übereinstimmen, so daß nur ein Programm für beide Aufgaben notwendig ist.

Wieder steht der Bipolar-Transistor stellvertretend für alle anderen möglichen Dreitore (FET, Gabel, usw.).

5. Anwendungsbeispiele

5.1. Transistorersatzschaltbilder

Die Kenntnis des Ersatzschaltbilds eines Transistors ist notwendig bei dem Hersteller für den Zusammenhang Technologie — elektrische Parameter und dem Anwender für die Berechnung der Elemente der ||S||-Matrix bei beliebigen Frequenzen (innerhalb des Gültigkeitsbereiches der Ersatzschaltung) und die Trennung der

linearen von den nichtlinearen Elementen (notwendig für Großsignalanalyse).

In [8] bis [11] werden die physikalischen Begründungen für den Aufbau des Ersatzschaltbilds, die angewandte Meßtechnik und die Auswertung der Meßdaten im Rahmen einer Optimierungsrechnung angegeben. Mit Transistorchip und Gehäuse beträgt die Anzahl der Ersatzschaltelemente im Mikrowellenbereich zwanzig und mehr. So sind z. B. in den Bildern 7 und 8 die Ersatzschaltungen der Chips von Bipolar- und GaAs-Feldeffekt-Transistoren im Mikrowellenbereich dargestellt. Da beide Transistortypen gesteuerte Quellen haben, erfolgt für den innersten Teil eine geschlossene Darstellung der Elemente der ||S||-Matrix. Durch Nullsetzen der parasitären Ersatzschaltelemente erhält man sofort die ||S||-Matrizen der idealen Transistoren.

Wegen der vielen Ersatzschaltelemente, und da die Meßdaten als ||S||-Parameter vorliegen, ist eine schnelle, numerisch stabile Analyse im ||S||-Bereich sinnvoll.

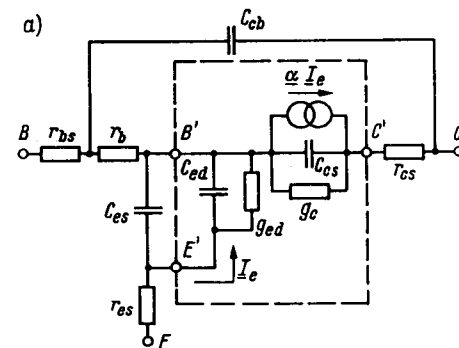


Bild 7. Ersatzschaltung eines bipolaren Transistorchips im Mikrowellenbereich a) Schaltungsaufbau; b) Elemente der Streumatrix für den innersten Teil (eingerahmt E'-B'-C') in Emitterschaltung; c) Elemente der Streumatrix für den innersten Teil (eingerahmt E'-B'-C') in Basisschaltung

$$\begin{aligned} \underline{y}_e &= (\underline{g}_e + j\omega C_{ed}) Z_0 \\ \underline{y}_c &= (\underline{g}_c + j\omega C_{cs}) Z_0 \\ b) S_{11} &= (1 - \underline{y}_e(1 - \alpha) - \underline{y}_c \underline{y}_e)/N \\ S_{12} &= 2 \underline{y}_c/N; S_{21} = -2(\alpha \underline{y}_e - \underline{y}_c)/N \\ S_{22} &= (1 + \underline{y}_e(1 - \alpha) - \underline{y}_c \underline{y}_e)/N \\ N &= 1 + \underline{y}_e(1 - \alpha) + \underline{y}_c(2 + \underline{y}_e) \\ c) S_{11} &= (1 - \underline{y}_e)/(1 + \underline{y}_e) \\ S_{12} &= 0; S_{21} = 2\alpha \underline{y}_e/((1 + \underline{y}_e)(1 + \underline{y}_c)) \\ S_{22} &= (1 - \underline{y}_c)/(1 + \underline{y}_c) \end{aligned}$$

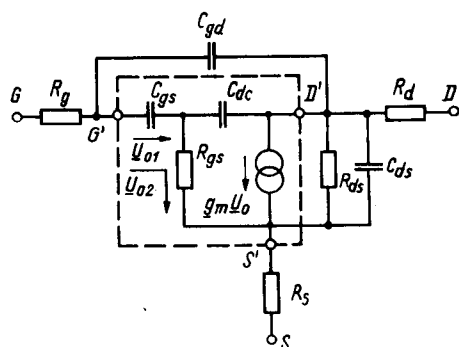
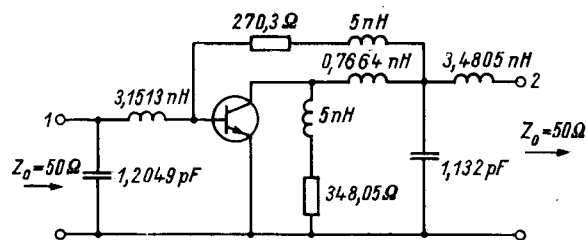


Bild 8. Ersatzschaltung für einen GaAs-FET-Chip im Mikrowellenbereich a) Schaltungsaufbau; b) Elemente der Streumatrix für den innersten Teil (eingerahmt G'-S'-D') in Sourceschaltung

$$\begin{aligned} z_{gs} &= R_{gs} Y_0 \\ \underline{y}_{gs} &= j\omega C_{gs} Z_0 \\ \underline{y}_{dc} &= j\omega C_{dc} Z_0 \\ \underline{y}_m &= g_m Z_0 \\ 1. U_0 &= U_{01} [10] \\ S_{11} &= ((1 - \underline{y}_{gs})(1 + \underline{y}_{dc}) + z_{gs}(\underline{y}_{gs} + \underline{y}_{dc}(1 - \underline{y}_m)))/N \\ S_{12} &= 2z_{gs} \underline{y}_{gs} \underline{y}_{dc}/N; S_{21} = -2(\underline{y}_m - z_{gs} \underline{y}_{dc}(\underline{y}_{gs} - \underline{y}_m))/N \\ S_{22} &= ((1 + \underline{y}_{gs})(1 - \underline{y}_{dc}) + z_{gs}(\underline{y}_{gs} + \underline{y}_{dc}(1 + \underline{y}_m)))/N \\ N &= (1 + \underline{y}_{gs})(1 + \underline{y}_{dc}) + z_{gs}(\underline{y}_{gs}(1 + 2 \underline{y}_{dc}) + \underline{y}_{dc}(1 - \underline{y}_m)) \\ 2. U_0 &= U_{02} [11] \\ S_{11} &= ((1 - \underline{y}_{gs})(1 + \underline{y}_{dc}) + z_{gs}(\underline{y}_{gs} + \underline{y}_{dc}))/N \\ S_{12} &= 2z_{gs} \underline{y}_{gs} \underline{y}_{dc}/N; S_{21} = -2(\underline{y}_m - z_{gs} \underline{y}_{dc}(\underline{y}_{gs} - \underline{y}_m) - \underline{y}_{gs} \underline{y}_m)/N \\ S_{22} &= ((1 + \underline{y}_{gs})(1 - \underline{y}_{dc}) + z_{gs}(\underline{y}_{gs} + \underline{y}_{dc}))/N \\ N &= (1 + \underline{y}_{gs})(1 + \underline{y}_{dc}) + z_{gs}(\underline{y}_{gs}(1 + 2 \underline{y}_{dc}) + \underline{y}_{dc}) \end{aligned}$$



$$f = 1 \text{ GHz}$$

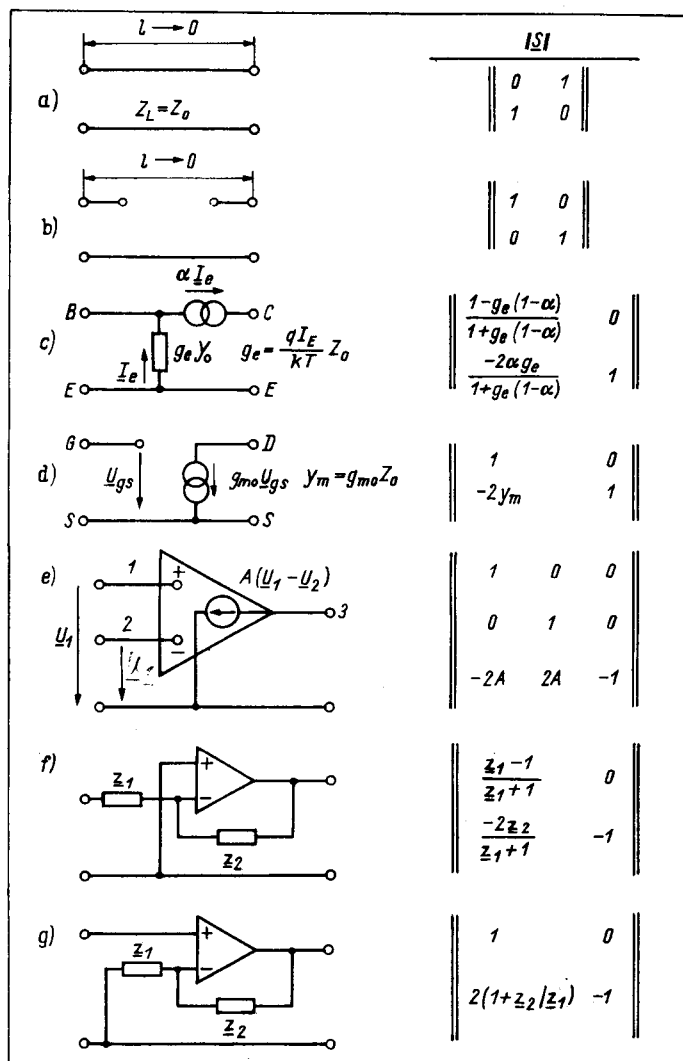
$$||S||_T = \begin{bmatrix} 0,63; -98^\circ & 0,037; 33^\circ \\ 5,04; 113^\circ & 0,79; -30^\circ \end{bmatrix};$$

$$||S||_V = \begin{bmatrix} 0,2; -161^\circ & 0,13; -64^\circ \\ 3,17; 89^\circ & 0,13; 10^\circ \end{bmatrix}$$

Bild 9. Beispiel eines Transistorverstärkers [12] zum Testen der in den Bildern 2 bis 4 angegebenen Gleichungen $||S||_T$ Streumatrix des Transistors
 $||S||_V$ Streumatrix des gesamten Verstärkers zwischen 1—2

Bild 10. Idealierte Ersatzschaltungen und ihre Streumatrizen

a) durchgehende, angepaßte Leitung mit $l \rightarrow 0$;
 b) Leitungsunterbrechung $l \rightarrow 0$; c) bipolarer Transistor bei $\omega C_{ed} Z_0 \ll 1$; $|y_c| \ll 1$ (vgl. Bild 7); d) FET bei $|z_{gs}|$; $|y_{gs}|$; $|y_{dc}| \ll 1$ (vgl. Bild 8); e) idealer OV als Dreitor;
 f) idealer, gegengekoppelter OV im invertierenden Betrieb ($z_1 = 0$ zulässig, Strom-Spannungs-Wandler); g) idealer, gegengekoppelter OV im nichtinvertierenden Betrieb ($z_2 = 0$ zulässig, Spannungsfolger)



Mit den Gleichungen der Bilder 7 und 8 und denen der Bilder 2 bis 4 ist diese Analyse Schritt für Schritt durch eine entsprechende Reihenfolge möglich. Aufwendige Umrechnungen in andere Matrizen sind überflüssig.

5.2. Verstärker- und Schaltungsdimensionierung

Für eine Verstärkeranalyse [12] wird das mathematische Modell der Verstärkeranordnung im Bild 9 gezeigt. Die Streumatrix-Elemente des Transistors und des Gesamtverstärkers sind angegeben. Die Werte der Bauelemente sind das Ergebnis einer Optimierungsrechnung in [12], um für den Verstärker im Frequenzbereich 10 MHz $\leq f \leq 2000$ MHz eine Verstärkung von 10 dB, geringe Reflexionsfaktoren am Ein- und Ausgang als auch absolute Stabilität ($K > 1$) zu erreichen.

Die Gleichungen in den Bildern 2 bis 4 wurden als zwei Programme, die durch Flags gesteuert werden, in einem programmierbaren Taschenrechner mit insgesamt 447 bytes Speicherbedarf untergebracht.

Analog den Ersatzschaltbildern wurde mit den Elementen der $||S||$ -Matrix des Transistors als Startmatrix von innen nach außen gerechnet und das in [12] angegebene Ergebnis für die Gesamtmatrix des Verstärkers wurde bestätigt. Die Stellen nach dem Komma bei den Werten der Bauelemente sollen vorzeitige Abweichungen, die durch Rundungen entstehen, vermeiden. Will man mehrere Stufen kaskadieren, bedient man sich der Gleichungen im Bild 5.

Wenn beide Programme in diesem Sinne (Bilder 2 bis 4) im Rechner Platz haben, sind Schaltungen mit einer Streumatrix als Startwert und beliebig vielen passiven Bauelementen analysierbar, d. h. selbst mit programmierbaren Taschenrechnern.

Weitere Hilfsmittel sind die im Bild 10 dargestellten Anordnungen mit ihren Streumatrizen sowie die bekannte Umrechnung der Stern-Dreieck-Schaltung. Letztere ermöglicht immer die Darstellung eines passiven, reziproken Zweitors durch eine π -Schaltung von Impedanzen/Admittanzen. Anwendungen der vorgeschlagenen Methode im Niederfrequenzbereich bei der Dimensionierung von Schaltungen mit aktiven und passiven Bauelementen sind mit diesen Hilfsmitteln leicht möglich (OV-Schaltungen, aktive Filter, Entzerrer mit bipolaren bzw. Feldeffekt-Transistoren, usw.).

6. Zusammenfassung

Von den Vorteilen des $||S||$ -Matrixformalismus gegenüber den Strom-Spannungsmatrizen $||Z||$, $||Y||$ ausgehend wird eine Bewertung der z. Z. üblichen Methoden der rechnergestützten Netzwerkanalyse vorgenommen.

Streumatrix-Formalismus und Matrizenverkettung erweisen sich als praxisnahe (Betriebsparameter, direkte Eingabe der Meßdaten), numerisch sehr stabile und schnelle Verfahren für die Netzwerkanalyse.

Nach einigen Grunddefinitionen und Beziehungen bei der Streumatrix werden 6 elementare Schaltungen des gegengekoppelten Transistors durch ihre Streumatrizen beschrieben. Aufwendige, mehrmalige Umrechnungen zwischen den verschiedenen Matrizen (z. B. $||S|| \rightarrow ||Y|| \rightarrow ||Z||$) werden dadurch vermieden. Die Gleichheit der vorgestellten Algorithmen ermöglicht die Berechnung der 6 Grundschaltungen mit nur zwei Programmen.

Als Grundprogramme im programmierbaren Taschenrechner ermöglichen sie einfache Schaltungsanalysen, Toleranzrechnungen und die Vorbereitung des Datenmaterials für Großrechner (sinnvolle Startwerte für die Optimierung). Im Großrechner selbst unterstützen sie die Schaltungsoptimierung durch ihre numerische Stabilität und die geringe Rechenzeit.

Da fast alle Gleichungen für den gegengekoppelten Transistor den Bedingungen der konformen Abbildung genügen, ermöglichen die grafischen Darstellungen der Transformation der z - y -Ebene in die eines der Elemente der $||S||$ -Matrix sehr anschaulich die Erklärung der Funktion der Gegenkopplung.

Für den Fall der Kaskadierung (Kettenschaltung) von Zweitors werden die Zusammenhänge mit Hilfe der $||S||$ -Matrix angegeben. Mit den Gleichungen für die Seriengegenkopplung ist ein sehr einfacher Übergang zur Dreitor- $||S||$ -Matrix des Transistors möglich. Die Dreitor- $||S||$ -Matrix liefert die Zweitor- $||S||$ -Matrizen aller drei Grundschaltungen (E-, B-, C-; S-, G-, D-) eines Transistors. Die Umrechnung der $||S||$ -Parameter der einzelnen Schaltungen erfolgt im $||S||$ -Bereich.

An den Beispielen Transistorersatzschaltbild und gegengekoppelter Transistorverstärker wird die sinnvolle Anwendung der abgeleiteten Grundbeziehungen demonstriert.

NaA 9465

Literatur

- [1] Transistor parameter measurements, AN 77-1. S-parameters circuit analysis and design, AN 95. S-parameter design, AN 154. Palo Alto: Hewlett-Packard Co. 1967; 1968; 1972
- [2] Nowak, W.: Höchsthochfrequenztechnik, 2. Lehrbrief. Berlin: VEB Verlag Technik 1972
- [3] Klein, W.: Mehrthortheorie. Berlin: Akademie Verlag 1976
- [4] Niemeyer, E.: Network analysis program runs on small computer systems. EDN (1981) 4, Februar, S. 126—133
- [5] Schilder, D.: Ein Baukastensystem zum rechnergestützten Entwurf von integrierten Mikrowellenschaltungen. XX. IWK der Technischen Hochschule Ilmenau 1975, Vortragsreihe „Mikrowellentechnik“, S. 107—110
- [6] Gupta, K. C.; Garg, R.; Chadha, R.: Computer aided design of microwave circuits. Dedham: Artech House, INC. 1981
- [7] Bodway, G. E.: Circuit design and characterization of transistors by means of three-port scattering parameters. Microwave Journal 11 (1968) 5
- [8] Unger, H.-G.; Harth, W.: Hochfrequenz-Halbleiterelektronik. Stuttgart: S. Hirzel Verlag 1972
- [9] Benedix, A.: Berechnung der Elemente des Ersatzschaltbildes von Mikrowellen-Bipolartransistoren mit numerischer Optimierung. Nachrichtentech., Elektron., 30 (1980) 10, S. 431—434
- [10] Dawson, R.: Equivalent circuit of the Schottky-barrier-feldeffect transistor at microwave frequencies. IEEE Trans. MTT-23 (1975) 6, S. 499—501
- [11] Cartier, W. R.; Camisa, R. L.: Self-consistent GaAs-Fet models for amplifier design and device diagnostic. IEEE Trans. MTT-33 (1984) 12, S. 1573—1578
- [12] Besser, L.: Microwave circuit design. Electron. Engng. 52 (1980) 10, S. 103, 105, 107, 112

Ein adaptives Multimikrorechnersystem auf der Basis K1520

T. Friebe; G. Rathmann; R. Schulze, Dresden

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

Unter Adaption wird die Verhaltensweise bestimmter hinreichend komplizierter technischer und natürlicher Systeme bei der Anpassung an unvorhersagbare zeitveränderliche oder von vornherein unbekannte Anforderungen oder äußeren Bedingungen verstanden [1]. Im Verlaufe der Adaption, die durch ein Gütekriterium gesteuert und bewertet wird, erfolgen innerhalb des adaptiven Systems Parameter- und/oder Strukturveränderungen. Adaptive Systeme unterstützen die Steuerung komplizierter technischer Prozesse, z. B. die Steuerung vermittlungstechnischer Einrichtungen. Ein Mehrmikrorechnersystem (MMRS) kann unter dieser Maßgabe als adaptives System betrachtet werden, wenn sich charakteristische Systemparameter äußeren Bedingungen derart anpassen, daß ein gefordertes Gütekriterium eingehalten wird.

Äußere Bedingungen können sein, die relative Häufigkeit der durch einen Mikrorechner (MR) — während der Abarbeitung einer Task — generierten transferablen Daten, bedingt durch das abzuarbeitende Programm.

Charakteristische Systemparameter können die in Systemtakt gemessenen mittleren Abstände zweier Kommunikationsphasen eines MR sein.

Ein gefordertes Gütekriterium kann die Endlichkeit bzw. Determiniertheit des mittleren Abstandes aufeinanderfolgender Kommunikationsphasen aller MR sein.

Korrespondierende Wissenschaftsdisziplinen zur Untersuchung von MMRS sind unter diesem Blickwinkel die Regelungstechnik und die Bedienungstheorie. Es wird ein MMRS auf der Basis U880 als experimentelle Grundlage für wissenschaftliche Untersuchungen dieser Art vorgestellt.

1. Aufbau und Funktion des Mehrmikrorechnersystems

Das MMRS (Bild 1) besteht in der momentanen Ausbaustufe aus 16 MR vom Typ K1520, die über eine lokale Koppereinheit (KE) zusammengeschaltet werden. Die Steuerung der KE übernimmt

entweder der entsprechende MR oder der Kommunikationsprozessor (KP) des MMRS.

Die KE hat zwei Hardwareschnittstellen

— zum Systembus X1 des K1520 mit 11 Steuer-, 16 Adreß- und 8 Datenleitungen

— zum Mehrmikrorechnersystembus (MSB) mit 14 Steuer-, 16 Adreß- und 8 Datenleitungen.

Das MMRS arbeitet wahlweise im DMA-transparent- oder im DMA-continuousmode, abhängig von der Generierungswahrscheinlichkeit transferabler Daten im System. Die Mode-Auswahl trifft der KP an Hand eines vorgegebenen Gütekriteriums.

Aus experimentellen Erwägungen sind KE und KP in Baugruppen modularisiert.

Der MR_i (i = 1, 2—16) belegt innerhalb seines 64-K-Adreßraumes mit je 0,25 K 15 (Sende-)Speicherbereiche zur Aufnahme transferabler Daten für die ihn umgebenden MR_(1, 2, ..., i-1, i+1, ..., k, ..., 16).

Jede (physisch dezentralisierte) Sendespeicher(-logik) SS(-L)_{i,k} im MR_i für den MR_k kann vom U880 des MR_i nur geschrieben und vom Z80-DMA des KP nur gelesen werden. Die dafür notwendigen Steuersignale generiert sowohl der lokale MR als auch der KP.

Ein Zählwerk innerhalb SSL_{i,k} registriert, beginnend mit dem Zählerstand Null, die Anzahl von Schreibimpulsen $\pi_{i,k}$ auf S_{i,k}. Das Zählwerk signalisiert mit $h_{i,k} = 1$ der Schwellwertlogik sw(L)_i des MR_i eine bezogen auf den Schwellwert $\sigma_{i,k}$ seit Beginn des Zählvorganges unterschwellige Anzahl von Schreibimpulsen $\pi_{i,k}$ und mit $h_{i,k} = 0$ eine dementsprechend überschwellige Anzahl.

Bezeichnet man mit T das in Takten gemessene und mit Zählerstand Null beginnende Beobachtungsintervall für S_{i,k}, dann gilt

$$h_{i,k} = \begin{cases} 0 & \text{für } \sum_{(T)} \pi_{i,k} - \sigma_{i,k} \geq 0 \\ 1 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (1)$$

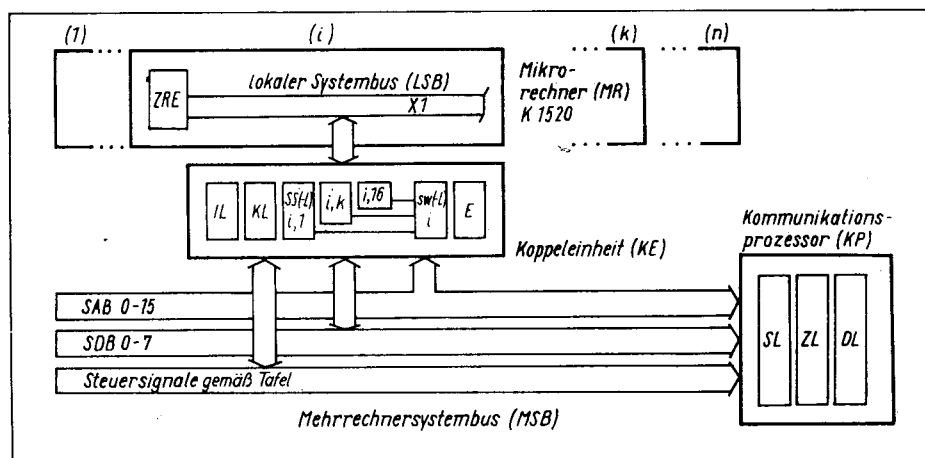


Bild 1. Adaptives Mehrmikrorechnersystem auf der Basis K 1520
IL Initialisierungslogik, KL Konfliktlösungslogik, E Empfangsspeicher(-logik), SL Selektorlogik, ZL zentrale Steuerlogik, DL DMA-Logik, SS(-L)_{i,k} Sendespeicher(-logik) für transferable Daten vom MR_i zum MR_k einschließlich Schwellwertlogik sw(-L)_i