

Abschätzung der Fehler bei der Streuparameter-Messung von Streifenleitungs-Komponenten mit Hilfe Automatischer Netzwerk-Analysatoren

Estimation of Errors Occuring in the Scattering-Parameter-Measurement of Stripline Components Using Automatic Network-Analyzers

Von Klaus Kindler

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik der UNIVERSITÄT HANNOVER

Übersicht:

Komplexe Streuparameter werden häufig mit dem Automatischen Netzwerk-Analysator der Firma HEWLETT-PACKARD gemessen. Das weit verbreitete Vorgehen besteht darin, den Netzwerk-Analysator koaxial zu kalibrieren und die aufgrund von Diskontinuitäten immer vorhandenen Fehler der erforderlichen Koax-Streifenleitungs-Übergänge zu vernachlässigen. In einer ausführlichen Fehleranalyse wird sowohl für Reflexions- als auch für Transmissionsmessungen gezeigt, welche Meßfehler bei dieser Vorgehensweise entstehen. Besonders berücksichtigt werden hierbei Transistormessungen. Die Fehler der Übergänge werden hierzu global durch die leicht meßbare Rückflußdämpfung beschrieben.

Abstract:

The usual measurement system for complex s-parameters is the HEWLETT-PACKARD automatic network analyzer. The calibration of the network analyzer is usually coaxial, thereby the errors from discontinuities of the required coax-to-microstrip transitions are neglected. This paper describes an investigation of reflection- and transmission-measurement errors involved by this method. Special account is taken of transistor-measurements. The errors of the coax-to-microstrip transitions are described with their return losses.

Für die Dokumentation:

Koax-Streifenleitungs-Übergang / Netzwerk-Analysator / Referenzebenenverschiebung / Streifenleitungs-Meßtechnik / Streuparametermessung / Transistor

1. Einführung

Ein zur Messung komplexer Streuparameter häufig benutztes Meßsystem ist der Automatische Netzwerk-Analysator (ANA) der Firma HEWLETT-PACKARD [1, 2]. Dieses Gerät ist durch seinen internen koaxialen Aufbau grundsätzlich zur Messung koaxialer Komponenten geeignet. Zur Messung von Streifenleitungskomponenten, z. B. Mikrowellentransistoren oder -dioden, müssen daher Koax-Streifenleitungs-Übergänge benutzt werden. Eine typische Transistor-Meßanordnung ist in Bild 1 dargestellt.

Das weit verbreitete Vorgehen bei der Messung von Transistor-Streuparametern besteht nun darin, den ANA koaxial zu kalibrieren und anschließend die Bezugsebene von der Ebene 1 in die Transistorebene 1' und entsprechend von 2 nach 2' um die elektrischen Längen $L_1^{(e)}$ bzw. $L_2^{(e)}$ zu verschieben (Bild 1). Die koaxiale Kalibrierung liefert nur dann fehlerfreie Ergebnisse, wenn vier Bedingungen erfüllt sind:

1. Die Mikrostriifenleitung und die beiden Übergänge dürfen keine Verluste aufweisen.
2. Der Wellenwiderstand der Mikrostriifenleitung muß dispersionsfrei und gleich dem Wellenwiderstand des koaxialen Systems sein.
3. Die effektive Permittivität und damit die elektrischen Längen $L_1^{(e)}$ und $L_2^{(e)}$ müssen dispersionsfrei sein.
4. Der Koax-Streifenleitungs-Übergang darf keine elektrische Diskontinuität darstellen.

Die erste Bedingung ist nur dann hinreichend erfüllt, sofern die elektrischen Längen $L_1^{(e)}$ und $L_2^{(e)}$ kleiner sind als die verwendete Wellenlänge. Dies ist in den meisten Fällen jedoch nicht gegeben. Die zweite Bedingung läßt sich bei Benutzung besonders dünner Substrate ebenfalls gut erfüllen. Auch die dritte Bedingung kann näherungsweise – allerdings nur bei schmalbandigen Messungen – eingehalten werden. Dagegen ist die vierte Bedingung kaum zu erfüllen. Koax-Streifenleitungs-Übergänge stellen aufgrund unterschiedlicher Feldverteilungen in beiden Wellenleitern elektrische Diskontinuitäten mit Tiefpaßcharakter dar [3, 4]. Mit käuflichen Übergängen lassen sich

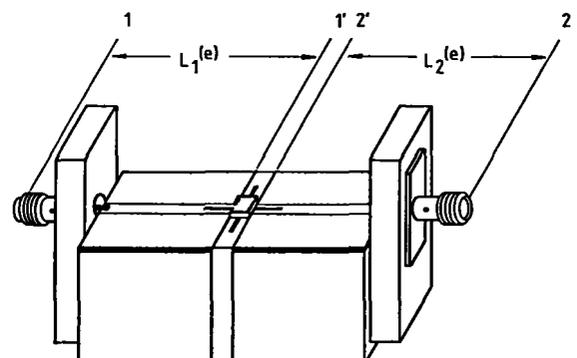


Bild 1: Typische Anordnung zur Streuparameter-Messung von Mikrowellentransistoren

Rückflußdämpfungen besser als 20 dB breitbandig bis 18 GHz erreichen. Aufwendigere Übergänge, z. B. Übergänge nach Eisenhart [5], ermöglichen breitbandig Rückflußdämpfungen bis zu 25 dB. Größere Rückflußdämpfungen sind mit zusätzlichen Anpaßelementen nur schmalbandig möglich [6].

2. Beschreibung des Koax-Streifenleitungs-Übergangs

Für eine Abschätzung der durch die Übergangsdiskontinuitäten hervorgerufenen Meßfehler wird der Übergang durch die komplexe Streumatrix

$$\underline{U} = \begin{pmatrix} \underline{u}_{11} & \underline{u}_{12} \\ \underline{u}_{21} & \underline{u}_{22} \end{pmatrix} \quad (1)$$

beschrieben. Der Übergang ist linear und passiv und damit reziprok. Außerdem sei der Übergang verlustlos. Diese Bedingung ist bei Koax-Streifenleitungs-Übergängen nicht genau erfüllt, da eine Abstrahlung besonders im Übergangsbereich zur Streifenleitung erfolgt. Untersuchungen in [7, 8] zeigen jedoch, daß dieser Effekt gering und damit die Annahme der Verlustfreiheit durchaus berechtigt ist. Also gilt nach der Unitaritätsbedingung für die Streumatrix eines verlustlosen Vierpols

$$\underline{u}_{12} = \underline{u}_{21} = \sqrt{1 - |\underline{u}_{11}|^2} e^{j\delta} \quad \text{mit } \delta = 0^\circ, \quad (2)$$

$$\underline{u}_{22} = \underline{u}_{11} e^{j\psi}. \quad (3)$$

Der Transmissionsphasenwinkel δ ist in den elektrischen Längen $L_1^{(e)}$ bzw. $L_2^{(e)}$ berücksichtigt, so daß er zu null gesetzt werden kann. Der Übergang hat damit die elektrische Länge null, und alle Streuparameter nach (1) sind auf die Ebene 1 bzw. 2 bezogen.

Für den frequenzabhängigen Phasenwinkel ψ kann kein Wert festgesetzt werden. Im folgenden wird ψ als variable Größe betrachtet.

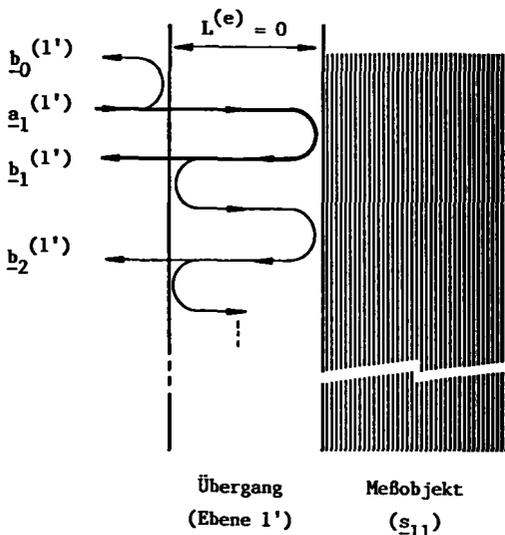


Bild 2: Signalflußdiagramm für Reflexionsmessungen in der Ebene 1. Die komplexen Wellenamplituden lauten

$$\begin{aligned} b_0^{(1')} &= a_1^{(1')} \underline{u}_{11} e^{j(2\beta L_1^{(e)})}, \\ b_1^{(1')} &= a_1^{(1')} \underline{s}_{11}, \\ b_2^{(1')} &= a_1^{(1')} \underline{s}_{11}^2 \underline{u}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})}. \end{aligned}$$

3. Fehlerabschätzung für Reflexionsmessungen

3.1 Rückwirkungsfreier Vierpol

Ein zu messender rückwirkungsfreier Vierpol oder auch ein Zweipol habe den Reflexionsfaktor \underline{s}_{11} . Der nach einer koaxialen Kalibrierung in den koaxialen Ebenen fehlerfreie ANA mißt dann in der Ebene 1 (Bild 1) den Reflexionsfaktor (z. B. [9])

$$\underline{s}_{11}^{(1')} = \underline{u}_{11} + \frac{(1 - |\underline{u}_{11}|^2) \underline{s}_{11} e^{-j(2\beta L_1^{(e)})}}{1 - \underline{u}_{11} \underline{s}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})}}. \quad (4)$$

Hierbei stellt β die Phasenkonstante dar.

Nach einer Verschiebung der Referenzebene um die elektrische Länge $L_1^{(e)}$ liegt in der Streifenleitungsebene 1' der Reflexionsfaktor $\underline{s}_{11}^{(1')}$ vor:

$$\underline{s}_{11}^{(1')} = \underline{u}_{11} e^{j(2\beta L_1^{(e)})} + \frac{(1 - |\underline{u}_{11}|^2) \underline{s}_{11}}{1 - \underline{u}_{11} \underline{s}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})}} \quad (5)$$

Nach Vernachlässigung von $|\underline{u}_{11}|^2$ wegen $|\underline{u}_{11}|^2 \ll 1 -$ dies ist für Rückflußdämpfungen größer als 20 dB durchaus berechtigt – und einer Reihenentwicklung (geometrische Reihe), die wegen $|\underline{s}_{11} \cdot \underline{u}_{11}|^2 \ll 1$ bereits nach dem linearen Glied abgebrochen werden kann, erhält man

$$\underline{s}_{11}^{(1')} = \underline{u}_{11} e^{j(2\beta L_1^{(e)})} + \underline{s}_{11} (1 + \underline{s}_{11} \underline{u}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})} + \dots). \quad (6)$$

Anschaulich läßt sich (6) als Summe von Mehrfachreflexionen interpretieren, was grafisch in Bild 2 dargestellt ist. Es gilt hierbei

$$\underline{s}_{11}^{(1')} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} b_n^{(1')}}{a_1^{(1')}}. \quad (7)$$

Daß die Mehrfachreflexionen scheinbar in der Ebene 1' vorliegen, ist als Folge der Referenzebenenverschiebung zu sehen, durch die der Übergang scheinbar in diese Ebene verschoben worden ist. Die elektrische Länge des Übergangs ist voraussetzungsgemäß zu null gesetzt (2). Um dennoch die Mehrfachreflexionen anschaulich zeigen zu können, ist der Übergang in Bild 2 mit einer endlichen Ausdehnung dargestellt. Da die geometrische Reihe (6) bereits nach dem linearen Glied abgebrochen ist, sind in Bild 2 auch nur Einfachreflexionen am Übergang zu berücksichtigen (Fehlergrößen erster Ordnung). Für $\underline{s}_{11}^{(1')}$ ergibt sich damit die vektorielle Darstellung nach Bild 3. Im günstigsten Fall können sich für $|\underline{s}_{11}| = 1$ die fehlererzeugenden Vektoren kompensieren. Dies liegt z. B. für $\psi = 0^\circ = 2\beta L_1^{(e)}$ bei Phasenwinkeln von $\text{Arc}\{\underline{s}_{11}\} = \pm 90^\circ$ vor. Im ungünstigsten Fall haben die fehlererzeugenden Vektoren die gleiche Richtung. Der maximale Winkelfehler

$$\Delta \alpha = \text{Arctan} \left(\frac{(|\underline{u}_{11}| + |\underline{s}_{11}|)^2 |\underline{u}_{11}|}{|\underline{s}_{11}|} \right) \quad (8)$$

tritt dann auf, wenn die fehlererzeugenden Vektoren orthogonal zu \underline{s}_{11} liegen. Besitzen die fehlererzeugenden Vektoren gleiche oder entgegengesetzte Richtung zu \underline{s}_{11} , liegt der maximale Betragsfehler vor:

$$\Delta |\underline{s}_{11}| = |\underline{u}_{11}| + |\underline{s}_{11}|^2 |\underline{u}_{11}|. \quad (9)$$

Den zugehörigen Diagrammen (Bilder 4 a, b) ist zu entnehmen, daß die Winkelfehler sowie die relativen Betragsfehler $\Delta |\underline{s}_{11}| / |\underline{s}_{11}|$ mit sinkendem Reflexionsfaktorbetrag $|\underline{s}_{11}|$ erheblich ansteigen.

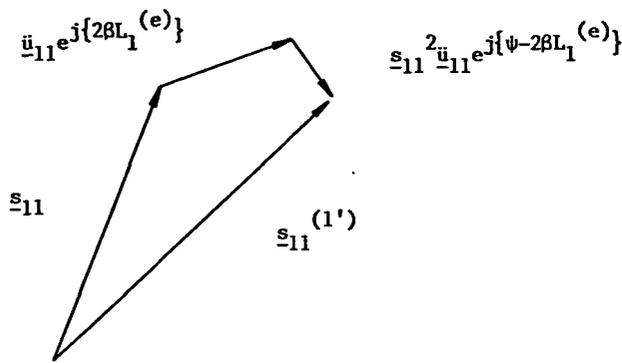


Bild 3: Tatsächlicher Streuparameter s_{11} und koaxial bestimmter - fehlerbehafteter - Streuparameter $s_{11}^{(1')}$

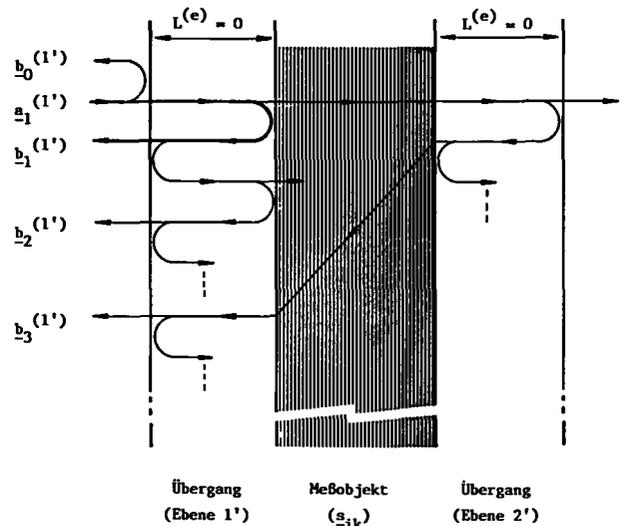


Bild 5: Signalfußdiagramm für Reflexionsmessungen in der Ebene 1' bei einem Vierpol mit Rückwirkung. Die komplexen Wellenamplituden lauten

$$\begin{aligned} b_0^{(1')} &= a_1^{(1')} \bar{u}_{11} e^{j(2\beta L_1^{(e)})}, \\ b_1^{(1')} &= a_1^{(1')} s_{11}, \\ b_2^{(1')} &= a_1^{(1')} s_{11}^2 \bar{u}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})}, \\ b_3^{(1')} &= a_1^{(1')} s_{12} s_{21} \bar{u}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})}. \end{aligned}$$

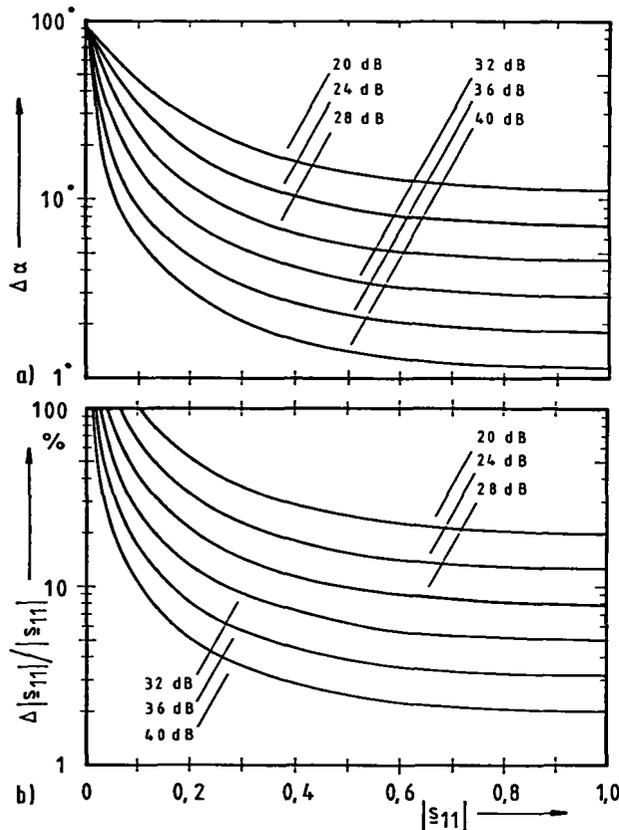


Bild 4: Maximaler Winkelfehler (a) und maximaler relativer Betragsfehler (b) für Reflexionsmessungen bei rückwirkungsreichem Vierpol. Parameter ist die Übergangs-Rückflußdämpfung

3.2 Allgemeiner Vierpol

Bei einem allgemeinen Vierpol mit dem Vorwärts-Transmissionsfaktor s_{21} und dem Rückwärts-Transmissionsfaktor s_{12} liegen in der Ebene 1 zusätzliche Fehlergrößen vor, wenn auch in der Ebene 2 ein fehlerbehafteter Übergang benutzt wird (s. Bild 1).

Werden die Übergänge durch eine Referenzebenenverschiebung scheinbar in die Ebenen 1' und 2' verschoben (Bild 1), treten die in Bild 5 dargestellten Mehrfachreflexionen auf. Die gegenüber Bild 2 zusätzlich vorhandene Fehlergröße $b_3^{(1')}$ kommt dadurch zustande, daß das transmittierte Signal in der Ebene 2' am Übergang zum Teil reflektiert wird und über die Rückwärts-Transmission wieder in die Ebene 1' gelangt. Sofern die Streuparameter beider Übergänge gleich sind und nur Fehlergrößen erster Ordnung berücksichtigt werden, zu denen natürlich auch

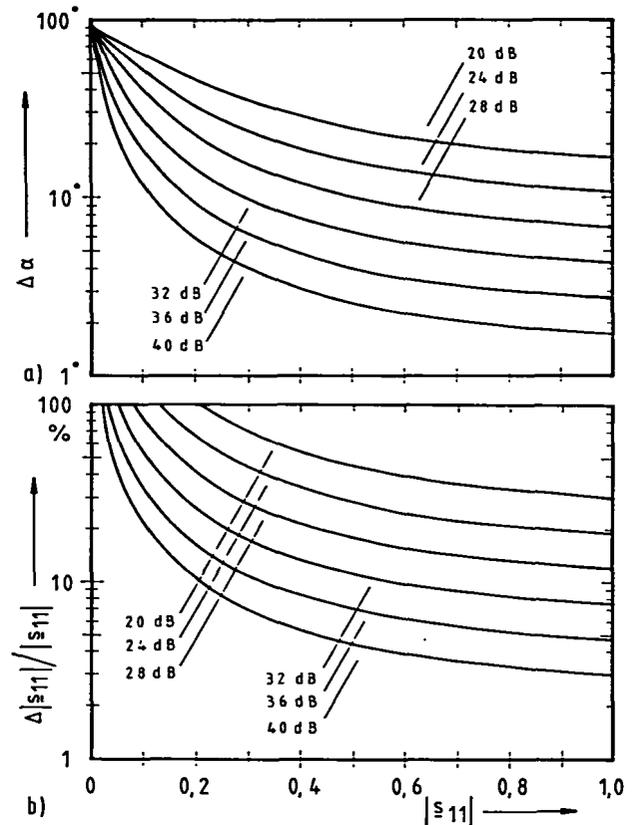


Bild 6: Maximaler Winkelfehler (a) und maximaler relativer Betragsfehler (b) für Reflexionsmessungen bei allgemeinem Vierpol mit $|s_{12} \cdot s_{21}| = 1$. Parameter ist die Übergangsrückflußdämpfung.

$b_3^{(1')}$ gehört, läßt sich in Erweiterung von (6) für $s_{11}^{(1')}$ angeben

$$\begin{aligned} s_{11}^{(1')} &= \bar{u}_{11} e^{j(2\beta L_1^{(e)})} + \\ &+ s_{11} + s_{11}^2 \bar{u}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})} + \\ &+ s_{12} s_{21} \bar{u}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})} + \dots \end{aligned} \quad (10)$$

Im ungünstigsten Fall haben die fehlererzeugenden Vektoren die gleiche Richtung. Für die maximalen Winkel- und Betragsfehler ergeben sich analog zu (8) und (9)

$$\Delta\alpha = \text{Arctan} \left(\frac{(|\underline{\tilde{u}}_{11}| + |\underline{s}_{11}|^2 |\underline{\tilde{u}}_{11}| + |\underline{s}_{12} \underline{s}_{21}| |\underline{\tilde{u}}_{11}|)}{|\underline{s}_{11}|} \right) \quad (11)$$

und

$$\Delta|\underline{s}_{11}| = |\underline{\tilde{u}}_{11}| + |\underline{s}_{11}|^2 |\underline{\tilde{u}}_{11}| + |\underline{s}_{12} \underline{s}_{21}| |\underline{\tilde{u}}_{11}|. \quad (12)$$

Für Transistoren gilt in den meisten Fällen $|\underline{s}_{12} \underline{s}_{21}| \ll 1$, so daß der fiktive Übergang in der Ebene 2' keinen Einfluß auf die Reflexionsmessung hat. Bei Frequenzen oberhalb 12 GHz jedoch kann das Produkt durchaus in die Größenordnung von eins kommen, so daß dann der Meßfehler ansteigt. Die Bilder 6a, b zeigen analog zu den Bildern 4a, b für den extremen Fall $|\underline{s}_{12} \underline{s}_{21}| = 1$ die maximal möglichen Fehler.

4. Fehlerabschätzung für Transmissionsmessungen

Für einen rückwirkungsfreien Vierpol mit $\underline{s}_{12} = 0$ mißt der koaxial kalibrierte ANA zwischen den koaxialen Ebenen 1 und 2 (Bild 1) den Transmissionsfaktor (z. B. [9])

$$\underline{s}_{21}^{(2',1')} = \frac{(1 - |\underline{\tilde{u}}_{11}|^2) \underline{s}_{21}}{(1 - \underline{s}_{11} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_1^{(e)})}) (1 - \underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_2^{(e)})})}, \quad (13)$$

sofern die Streuparameter beider Übergänge gleich sind. Nach einer Verschiebung der Referenzebenen 1 und 2 um die elektrischen Längen $L_1^{(e)}$ bzw. $L_2^{(e)}$ liegt zwischen den Streifenleitungsebenen 1' und 2' der Transmissionsfaktor

$$\underline{s}_{21}^{(2',1')} = \frac{(1 - |\underline{\tilde{u}}_{11}|^2) \underline{s}_{21} e^{-j(\theta(L_1^{(e)} + L_2^{(e)}))}}{(1 - \underline{s}_{11} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_1^{(e)})}) (1 - \underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_2^{(e)})})} \quad (14)$$

vor. Nach Vernachlässigung von $|\underline{\tilde{u}}_{11}|^2$ wird (14) in ein Produkt zweier geometrischer Reihen entwickelt, die jeweils nach dem linearen Glied abgebrochen werden:

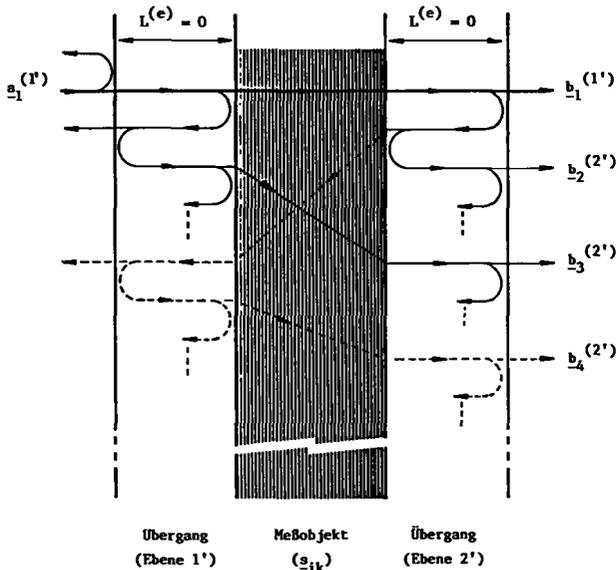


Bild 7: Signalflußdiagramm für Transmissionsmessungen zwischen Ebene 2' und Ebene 1'. Die komplexen Wellenamplituden lauten

$$\begin{aligned} \underline{b}_1^{(2')} &= \underline{a}_1^{(1')} \underline{s}_{21}, \\ \underline{b}_2^{(2')} &= \underline{a}_1^{(1')} \underline{s}_{21} \underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_2^{(e)})}, \\ \underline{b}_3^{(2')} &= \underline{a}_1^{(1')} \underline{s}_{21} \underline{s}_{11} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_1^{(e)})}, \\ \underline{b}_4^{(2')} &= \underline{a}_1^{(1')} \underline{s}_{21} \underline{s}_{12} \underline{\tilde{u}}_{11}^2 e^{j(2(\varphi - \beta L_1^{(e)} - \beta L_2^{(e)}))}. \end{aligned}$$

$$\underline{s}_{21}^{(1',2')} = \underline{s}_{21} (1 + \underline{s}_{11} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_1^{(e)})} + \dots) \cdot (1 + \underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_2^{(e)})} + \dots). \quad (15)$$

Nach Ausmultiplikation und Vernachlässigung des quadratischen Summanden

$$(|\underline{s}_{11} \underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11}^2| \ll |\underline{s}_{11} \underline{\tilde{u}}_{11}| \text{ und } |\underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11}|)$$

erhält man

$$\underline{s}_{21}^{(1',2')} = \underline{s}_{21} + \underline{s}_{21} \underline{s}_{11} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_1^{(e)})} + \underline{s}_{21} \underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11} e^{j(\varphi - 2\beta L_2^{(e)})} + \dots. \quad (16)$$

Eine Interpretation von (16) ist in Bild 7 dargestellt (durchgezogene Signalwege), wobei gilt

$$\underline{s}_{21}^{(1',2')} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \underline{b}_n^{(2')}}{\underline{a}_1^{(1')}}. \quad (17)$$

Im ungünstigsten Fall haben die fehlererzeugenden Vektoren die gleiche Richtung. Analog zu (8) und (9) sowie zu (11) und (12) ergeben sich für die maximalen Winkel- und Betragsfehler

$$\Delta\alpha = \text{Arctan} (|\underline{s}_{11} \underline{\tilde{u}}_{11}| + |\underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11}|), \quad (18)$$

$$\Delta|\underline{s}_{21}| = |\underline{s}_{21}| (|\underline{s}_{11} \underline{\tilde{u}}_{11}| + |\underline{s}_{22} \underline{\tilde{u}}_{11}|). \quad (19)$$

Die Winkel- sowie die relativen Betragsfehler $\Delta|\underline{s}_{21}|/|\underline{s}_{21}|$ sind damit unabhängig vom Transmissionsfaktor \underline{s}_{21} und hängen nur von den Reflexionsfaktoren des Meßobjektes ab. Darauf deutet auch die anschauliche Interpretation von (16) in Bild 7 hin.

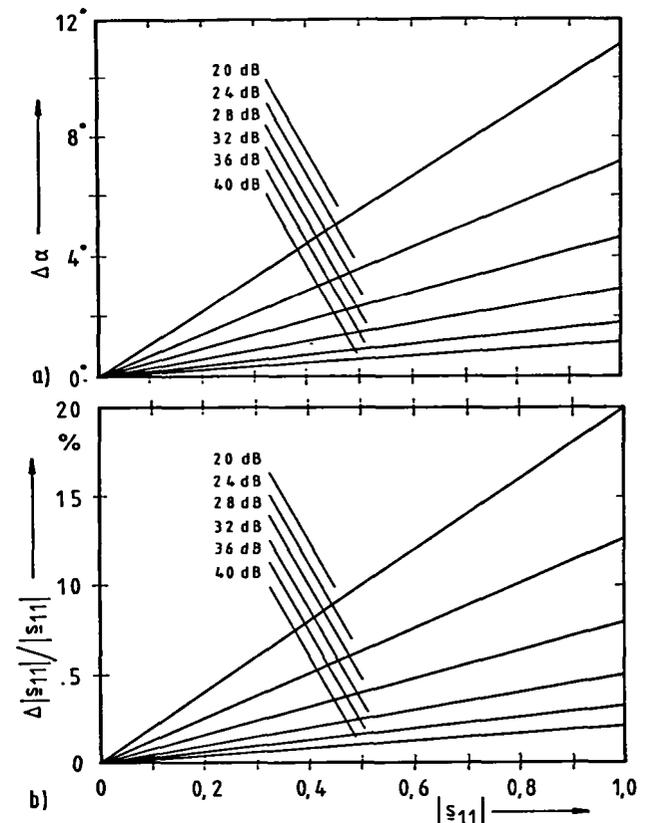


Bild 8: Maximaler Winkelfehler (a) und maximaler relativer Betragsfehler (b) für Transmissionsmessungen mit $|\underline{s}_{11}| = |\underline{s}_{22}|$. Parameter ist die Übergangs-Rückflußdämpfung.

In den Bildern 8a, b sind die zugehörigen Fehlerkurven für den Fall $|\underline{s}_{11}| = |\underline{s}_{22}|$ aufgetragen, der bei Transistoren näherungsweise vorliegt. Es fällt auf, daß die Fehler bei Transmissionsmessungen grundsätzlich kleiner sind als die Fehler bei Reflexionsmessungen. Außerdem sinken die Transmissions-Meßfehler mit abnehmenden Reflexionsfaktoren des Meßobjektes, während die Reflexions-Meßfehler (s. Abschnitt 3) stark ansteigen. Für $|\underline{s}_{11}| = |\underline{s}_{22}| = 0$ ist der Transmissions-Meßfehler sogar null.

Bei einem Vierpol mit dem Rückwärts-Transmissionsfaktor \underline{s}_{12} liegt in der Ebene 2' die zusätzliche Fehlergröße $\underline{b}_4^{(2')}$ vor, deren Entstehung in Bild 7 gestrichelt dargestellt ist. Da $\underline{b}_4^{(2')}$ durch eine zweimalige Reflexion an Übergängen entsteht und es sich daher um eine Fehlergröße zweiter Ordnung handelt, liefert diese auch im extremen Fall $|\underline{s}_{12} \underline{s}_{21}| = 1$ nur einen vernachlässigbaren Beitrag. Die Bilder 8a, b haben damit auch für allgemeine Vierpole Gültigkeit. Hierin besteht ebenfalls ein weiterer Unterschied zu Reflexionsmessungen, bei denen die Meßfehler für nicht rückwirkungsfreie Vierpole erheblich ansteigen können.

5. Fehler bei Bestimmung der Streifenleitungs-Referenzebenen

Die Bestimmung der elektrischen Längen $L_1^{(e)}$ und $L_2^{(e)}$ (Bild 1) über mechanische Längenmessungen – unter Berücksichtigung des dielektrischen Verkürzungsfaktors – ist nicht möglich, da die Phasenwinkel der Übergänge (s. Gl. (3)) nicht erfaßt werden können. Die hierfür ausschließlich benutzte – elektrische – Methode benötigt Substrate, die jeweils in den Ebenen 1' und 2' kurzgeschlossen sind. Nach einer koaxialen Kalibrierung des ANAs werden Reflexionsmessungen durchgeführt und die Referenzebenen iterativ soweit verschoben, bis der ideale Kurzschlußpunkt $1/180^\circ$ näherungsweise erreicht ist. Exakt kann er kaum getroffen werden, da nach (6) z. B. in der Ebene 1'

$$\underline{s}_{11}^{(1')} = \underline{u}_{11} e^{j(2\beta L_1^{(e)})} - (1 - \underline{u}_{11} e^{j(\psi - 2\beta L_1^{(e)})} + \dots) \quad (20)$$

gilt, und nur für wenige Fälle, z. B. für $\psi = 0^\circ$ und $2\beta L_1^{(e)} = \pm 90^\circ$, eine Kompensation der fehlererzeugenden Vektoren auftritt. Die maximal möglichen Abweichungen vom idealen Kurzschlußpunkt können den Bildern 4a, b für einen Reflexionsfaktorbetrag von „cins“ entnommen werden. Eine genaue Bestimmung der elektrischen Längen ist für eine Frequenz praktisch nicht möglich.

Durch eine breitbandige Messung – die Dispersion der effektiven Permittivität muß allerdings innerhalb des Meßbereiches vernachlässigbar sein – lassen sich die Längen $L_1^{(e)}$ und $L_2^{(e)}$ genauer bestimmen. Die richtigen Werte liegen dann vor, wenn auf dem Polarkoordinatenschirm des Netzwerk-Analysators nach der Referenzebenenverschiebung ein kreisrunder Fleck vorhanden ist,

dessen Mittelpunkt sich mit dem Kurzschlußpunkt deckt. In diesem Fall kreisen die fehlererzeugenden Vektoren in Abhängigkeit von der Frequenz um die Spitze des tatsächlichen Reflexionsvektors, was auch anschaulich aus Bild 3 hervorgeht. Voraussetzung ist allerdings, daß die Beträge der fehlererzeugenden Vektoren frequenzunabhängig sind – eine Bedingung, die in der Praxis natürlich nicht erfüllt ist. Daher liegen in der Regel Abweichungen von der idealen Kreisform vor, und eine exakte Bestimmung der elektrischen Längen ist auch elektrisch nicht möglich.

Die Überlegungen zeigen, daß neben den in den Abschnitten 3 und 4 berechneten Meßfehlern mit zusätzlichen Phasenfehlern zu rechnen ist, die durch eine fehlerhafte Bestimmung der elektrischen Längen $L_1^{(e)}$ und $L_2^{(e)}$ bedingt sind.

6. Zusammenfassung

Die durchgeführten Fehlerabschätzungen zeigen deutlich, mit welchen Unsicherheiten Streuparameter behaftet sind, die mit dem erwähnten, weit verbreiteten Verfahren bestimmt werden. Angesichts der Realisierbarkeitsgrenzen für Koax-Streifenleitungs-Übergänge erscheinen beispielsweise einige Modellierungsuntersuchungen von Halbleitern, die natürlich exakte Meßwerte voraussetzen, äußerst zweifelhaft.

Um zu geringeren Meßfehlern zu kommen, erscheint es sinnvoll, die Fehler der Koax-Streifenleitungs-Übergänge zusammen mit den Fehlern des ANAs zu erfassen. Dies erfordert eine Kalibrierung direkt auf der Streifenleitung und nicht in der koaxialen Ebene. Inwieweit dieses Verfahren erfolgreich ist, wird ein weiterer Aufsatz zeigen [10].

Der Autor dankt Herrn Prof. Dr.-Ing. Marquardt, Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Hannover, für die Unterstützung dieser Arbeit.

Literatur:

- [1] Hackborn, R. A.: An automatic network analyzer system. *Microwave Journal* 11 (1968) 2, S. 16–19.
- [2] Hand, B. P.: Developing accuracy specifications for automatic network analyzer systems. *HP-Journal* 21 (1970) 2, S. 16–19.
- [3] Chapman, A. G.; Aitchison, C. S.: A broad-band model for a coaxial-to-stripline transition. *IEEE MTT-28* (1980) 2, S. 130–136.
- [4] Majewski, M. L.; Rose, R. W.; Scott, J. R.: Modelling and characterisation of microstrip-to-coaxial transitions. *IEEE MTT-29* (1981) 8, S. 799–805.
- [5] Eisenhart, R. L.: A better microstrip connector. *IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest* (1979) S. 318–320.
- [6] England, E. H.: A coaxial-to-microstrip transition. *IEEE MTT-24* (1976) 1, S. 47–48.
- [7] Bountempo, V.: Equivalent circuit of coaxial (APC-7)-to-microstrip transition. *Electron. Lett.* 11 (1975) 10, S. 220–222.
- [8] Ajose, S. O.; Mathews, N. A.: Equivalent circuit of coaxial-to-microstrip connector over the 8–12 GHz range. *Electron. Lett.* 13 (1977) 16, S. 465–466.
- [9] Brandt, H.: *Schaltungslehre linearer Mikrowellenetze*. Stuttgart: Hirzel-Verlag, 1970.
- [10] Kindler, K.: Fehler bei der Streifenleitungs-Kalibrierung Automatischer Netzwerk-Analysatoren. *Frequenz* 41 (1987) 8 (in Vorbereitung).

Dr.-Ing. Klaus Kindler, Kabelmetal electro GmbH – Antennenproduktion – Kabelkamp 20, D-3000 Hannover 1

(Eingegangen am 8. 9. 1986, überarbeitete Fassung am 13. 2. 1987)