

# 1 VEKTORIELLE NETZWERKANALYSE

## 1.1 Heterodyne Netzwerkanalysatoren

Unter vektorieller Netzwerkanalyse wird die Bestimmung von Betrag **und** Phase von Reflexions- und Transmissionskoeffizienten des Messobjekts verstanden. Die meisten vektoriellen Netzwerkanalysatoren beruhen auf dem Überlagerungsprinzip. Das dem vom Messobjekt reflektierten bzw. transmittierten HF-Signal proportionale Messsignal wird durch Überlagerung (Mischung) des HF-Signals mit einem lokalen Oszillator (LO) gewonnen. Dabei wird als Messsignal immer das untere, bei der Zwischenfrequenz (ZF) liegende Seitenband betrachtet. Wesentlich ist, dass die Phasendifferenz des HF-Signals durch den Mischvorgang unverfälscht in den ZF-Bereich transformiert wird. Wird als Mischer beispielsweise eine Diode im Kleinsignalbetrieb verwendet, gilt sowohl für additive als auch für multiplikative Mischung

$$\begin{aligned}
 I_D &\propto [U_{HF} \cos(\omega_{HF}t + \varphi_{HF}) + U_{LO} \cos(\omega_{LO}t)]^2 \\
 I_D &\propto DC + \dots \cos(2\omega t) + 2U_{HF}U_{LO} \cos(\omega_{HF}t + \varphi_{HF}) \cdot \cos(\omega_{LO}t) \\
 I_D(\omega_{ZF}) &\propto U_{HF}U_{LO} \cos[(\omega_{HF} - \omega_{LO})t + \varphi_{HF}]
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

Wie in Abb. 1.1 angedeutet, sorgt eine Phasenregelschleife immer dafür, dass der lokale Oszillator dem HF-Signalgenerator so nachgestimmt wird, dass sich die aus dem (vorlaufenden) Referenzsignal gewonnene ZF nicht ändert. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von einem Mitlauf- oder Tracking-Generator.

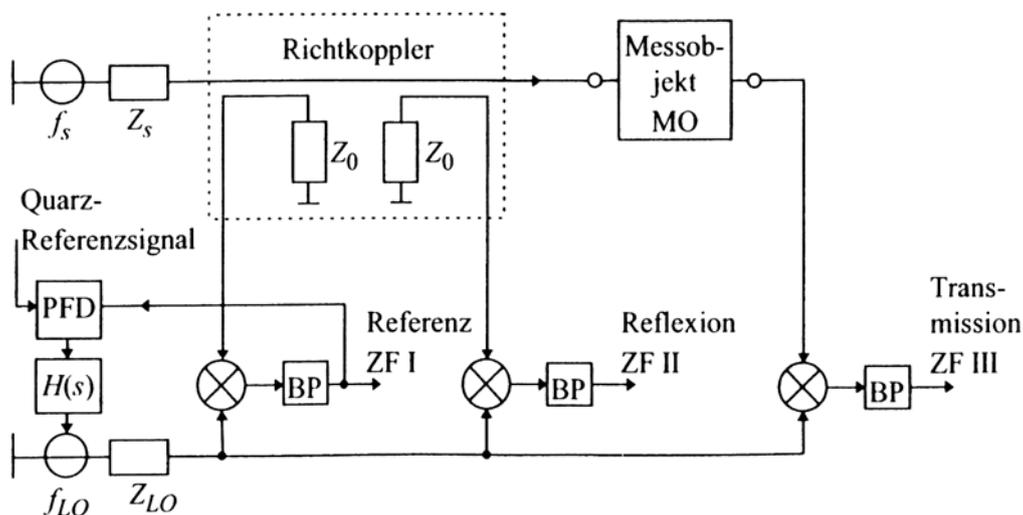


Abb. 1.1: Prinzipschaltbild eines Netzwerkanalysators nach dem Überlagerungsprinzip: PFD ... Phasen-Frequenz-Diskriminator,  $H(s)$  ... Regelfilter,  $\otimes$  ... Mischer, BP ... Bandpass.

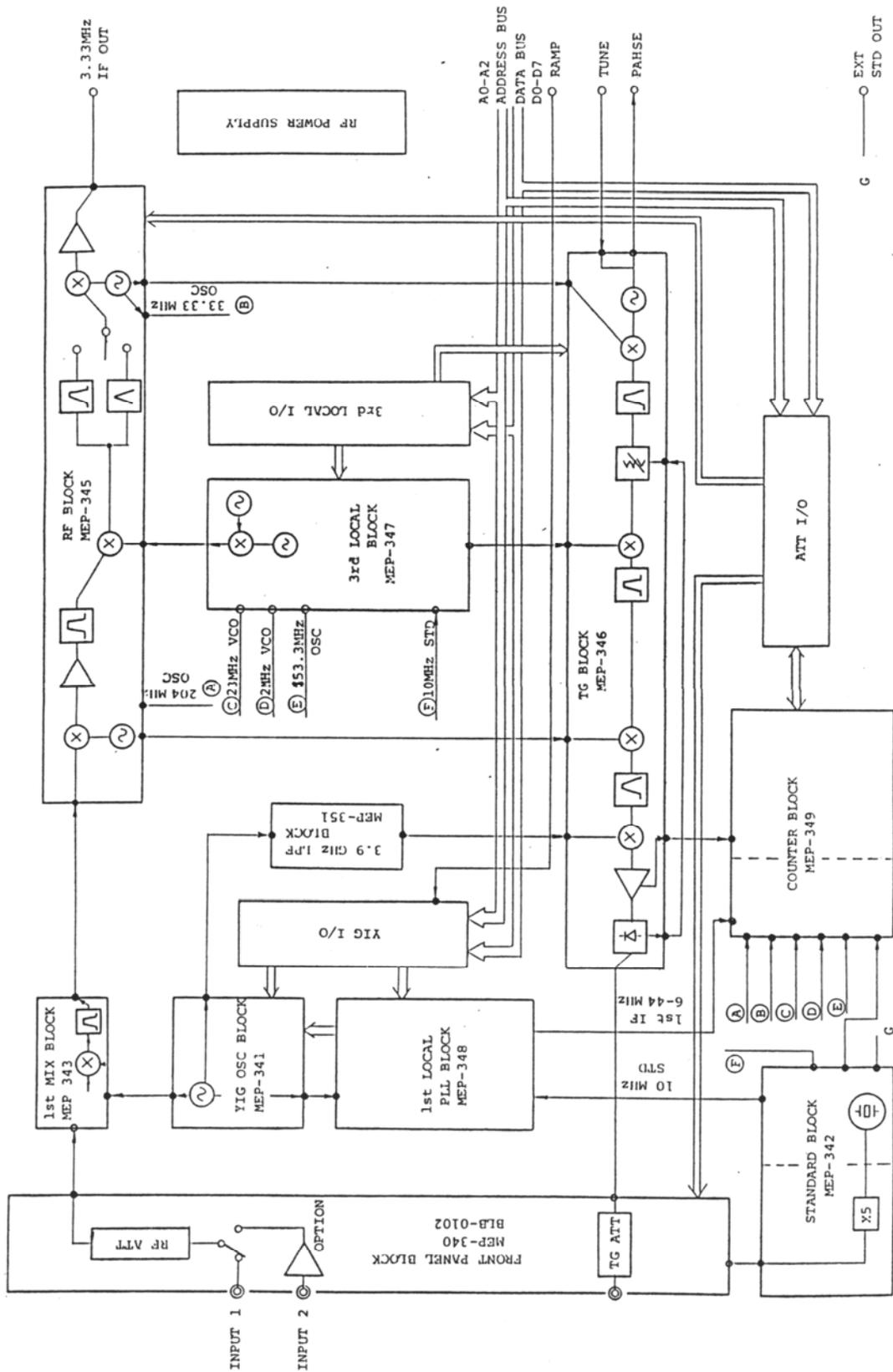


Abb. 1.2: TR4172 Block Diagram-1 RF Section

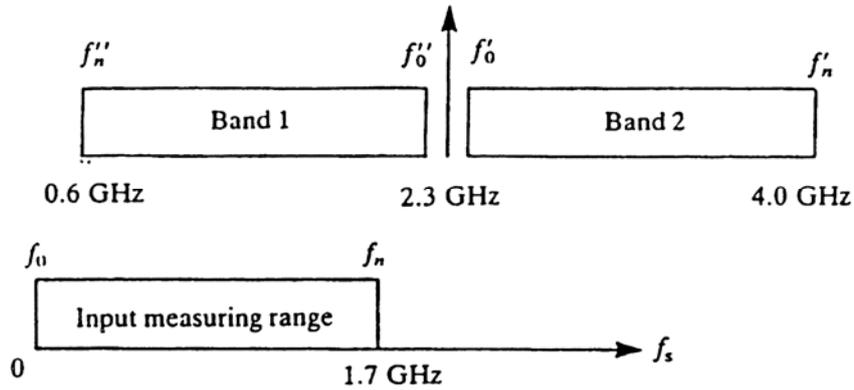


Abb. 1.3: Lage von Messfrequenz-, LO- und ZF-Bereich: Ist der Messfrequenzbereich mit 0 bis 1,7GHz gegeben, kann zur Erzielung einer konstanten ZF bei 2,3GHz der lokale Oszillator sowohl in Band 1 (0,6 bis 2,3GHz) als auch im Band 2 (2,3 bis 4GHz) realisiert werden.

Wie in Abb. 1.3 gezeigt, wird der erste (durchstimmbare) lokale Oszillator im Frequenzbereich **über** der Signalfrequenz angesiedelt. Damit erreicht man, dass die relative Bandbreite des LO bei gegebenem absoluten Durchstimmbereich sinkt und dass sich Signalfrequenz, erste ZF und die LO-Frequenz leicht durch Filterung voneinander trennen lassen. Die erste (über der höchsten Signalfrequenz liegende) ZF wird dann in mehreren Mischstufen bis auf rund 50kHz heruntergemischt. Diese letzte ZF wird verstärkt, abgetastet und A/D-gewandelt. Der einstellbare Verstärker sorgt dafür, dass das ZF-Signal den ADC möglichst vollständig aussteuert und das Quantisierungsrauschen auf diese Weise minimiert wird. Ein Blockschaltbild der Amplituden- und Phasenmessung bei der (letzten) Zwischenfrequenz ist in Abb.1.4 dargestellt.

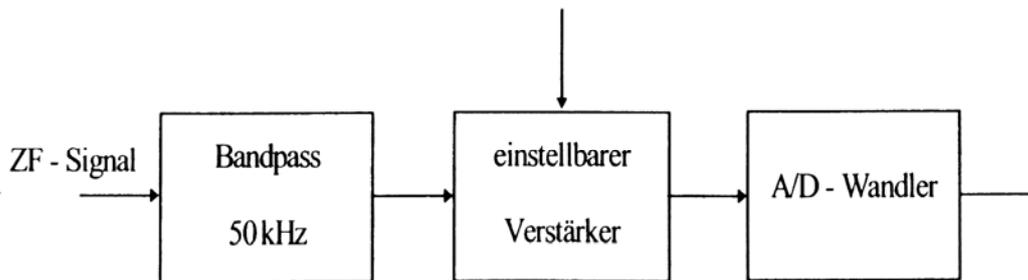


Abb. 1.4: Phasen- und Amplitudenmessung bei der niedrigsten ZF.

Im allgemeinen werden pro Periode  $T_{ZF}$  des ZF-Signals vier Abtastwerte  $U_1$  bis  $U_4$  im Abstand von jeweils einer Viertel Periodendauer entnommen. Um eventuelle Offsetfehler zu vermeiden, werden nur Differenzen von Abtastwerten gebildet. Die Amplitude des ZF-Signals kann aus

$$\hat{U}_{ZF} = \frac{1}{2} \sqrt{(U_1 - U_3)^2 + (U_2 - U_4)^2} \quad (1.2 a)$$

gebildet werden, und die Phase ergibt sich relativ zum Abtastzeitpunkt 1 aus

$$\varphi_{HF} = \arctan \frac{U_1 - U_3}{U_2 - U_4} \quad (1.2 b)$$

## 1.2 Fehlerbetrachtung und Fehlerkorrektur

Wie jedes andere Messgerät ist auch der vektorielle Netzwerkanalysator mit systematischen Fehlerquellen behaftet. Diese werden durch die Fehlanpassung der Signalquelle, durch imperfekte Richtkoppler und durch nichtideales Verhalten der Mischer und Verstärker über der Frequenz hervorgerufen. Wir wollen in der Folge zeigen, dass diese systematischen Fehler durch Kalibrieren des Messaufbaus nach Betrag und Phase bestimmt und durch Rückrechnung aus den Messergebnissen vollständig eliminiert werden können. In dieser letzten Möglichkeit liegt der entscheidende Genauigkeitsvorteil vektorieller Methoden gegenüber den skalaren.

Die Messanordnung nach Abb.1.5 liefert drei ZF-Signale, die ein Maß für die hinlaufende, die reflektierte und die transmittierte Welle sind. Die systematischen Fehler des vektoriellen Reflektometers werden durch ein eingangsseitiges Fehlervierort beschrieben, während die systematischen Fehler der Transmissionsmessung durch ein ausgangsseitiges Fehlerzweitor repräsentiert werden.

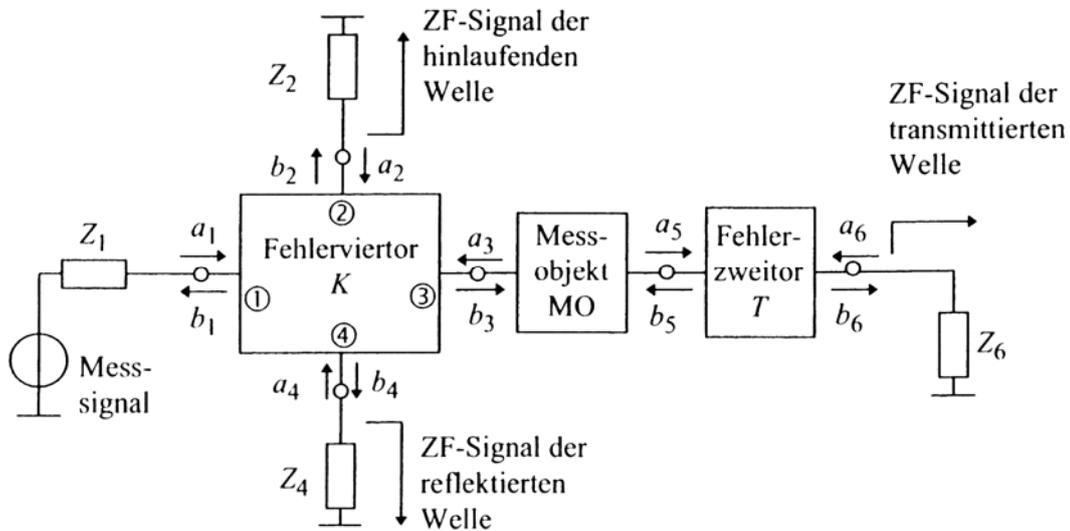


Abb. 1.5: Systemmodell des Netzwerkanalysators

Die normierten Wellenparameter  $b_1$  bis  $b_4$  sind mit den Parametern  $a_1$  bis  $a_4$  über die Streumatrix

$$\underline{b} = \underline{K} \cdot \underline{a} \quad (1.3 a)$$

verknüpft. Außerdem gilt unter Heranziehung der Reflexionskoeffizienten  $\rho_2$  und  $\rho_4$  der eingangsseitigen Messstellen

$$\begin{aligned} a_2 &= \rho_2 \cdot b_2 \\ a_4 &= \rho_4 \cdot b_4 \end{aligned} \tag{1.3 b}$$

Weiters sind die komplexwertigen, digitalisierten Messgrößen  $m_f$  und  $m_r$  den auf die entsprechenden Messstellen zulaufenden Wellenparametern proportional:

$$\begin{aligned} m_f &= \eta_2 \cdot b_2 \\ m_r &= \eta_4 \cdot b_4 \end{aligned} \tag{1.3 c}$$

Aus den Gleichungen (1.3 a) sollen die Generatorwellen  $a_1$  und  $b_1$  eliminiert werden und die von den eingangsseitigen Messstellen reflektierten Wellen  $a_2$  und  $a_4$  sollen mittels Gln. (1.3 b) ausgedrückt werden. Mit den in den Gln. (1.3 c) eingeführten Messgrößen  $m_f$  und  $m_r$  verbleiben noch zwei Gleichungen für die vier Variablen  $m_f$ ,  $m_r$ ,  $a_3$  und  $b_3$

$$\begin{aligned} m_r &= R_{11} \cdot m_f + R_{12} \cdot a_3 \\ b_3 &= R_{21} \cdot m_f + R_{22} \cdot a_3. \end{aligned} \tag{1.4}$$

Die neu eingeführte Fehlermatrix ( $R$ ) hat nur eine äußere Ähnlichkeit mit einer Streumatrix. Sie ist im Allgemeinen nicht reziprok, auch wenn die Fehler-Streumatrix ( $K$ ) reziprok ist. Weiters können die Elemente der ( $R$ )-Matrix wegen der ZF-Verstärkung dem Betrag nach ohne weiteres größer als eins sein. Wir können uns vorstellen, dass bei Verwendung von Richtkopplern die Größe  $m_f$  ein Maß für die auf das Messobjekt zulaufende Welle und  $m_r$  ein Maß für die vom Messobjekt reflektierte Welle darstellt. Damit beschreibt die Matrix ( $R$ ) ein Eingangsfehlerzweitor. In ähnlicher Weise beschreibt die Matrix ( $T$ ) ein Ausgangsfehlerzweitor. Es wird angenommen, dass die Messgröße  $m_t$  der transmittierten Welle  $b_6$  proportional ist:

$$m_t = \eta_6 \cdot b_6 \tag{1.5}$$

Damit ergibt sich eine reduzierte Modelldarstellung nach Abb.1.6. Die angedeuteten Richtkoppler sind ideal, ihre systematischen Fehler werden durch die Fehlerzweitore ( $R$ ) und ( $T$ ) an Ein- und Ausgang des Messobjekts repräsentiert. Die Elemente  $T_{12}$  und  $T_{22}$  des Ausgangsfehlerzweitors können in dieser Anordnung weder bestimmt werden, noch sind sie von Belang. Bei einem idealen Messsystem mit perfekten Richtkopplern und perfekter Anpassung sind  $R_{11}$ ,  $R_{22}$  und  $T_{11}$  gleich Null.

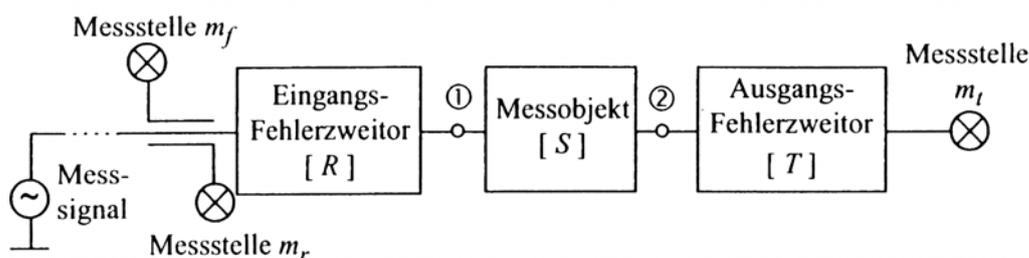


Abb. 1.6: Reduziertes Systemmodell des Netzwerkanalysators

### 1.3 Kalibrieren mit 5-Term-Verfahren (SOLT)

Im Folgenden wird gezeigt werden, wie durch geeignete Kalibrierung des Messaufbaus die Elemente der ( $R$ )- und ( $T$ )-Matrizen bestimmt werden können. Das hier beschriebene Verfahren beinhaltet fünf zu bestimmende Parameter und wird daher auch 5-Term-Verfahren genannt.

**Kalibrieren mit idealem Wellenwiderstand (matched load ... L,  $\rho_L = 0$ ) am Tor 1:**

$$\text{Das Messergebnis ist } \mu_1 = \frac{m_r}{m_f}, \text{ d.h. } \mu_1 = R_{11}. \quad (1.6 \text{ a})$$

**Kalibrieren mit idealem Kurzschluss (short ... S,  $\rho_L = -1$ ) am Tor 1:**

$$\mu_2 = \frac{m_r}{m_f} = R_{11} - \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{1 + R_{22}} \quad (1.6 \text{ b})$$

**Kalibrieren mit idealem Leerlauf (open ... O,  $\rho_L = 1$ ) am Tor 1:**

$$\mu_3 = \frac{m_r}{m_f} = R_{11} + \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{1 - R_{22}} \quad (1.6 \text{ c})$$

**Reflexionsmessung mit Durchverbindung (through ... T) statt Messobjekt:**

$$\mu_4 = \frac{m_r}{m_f} = R_{11} + \frac{R_{12} \cdot R_{21} \cdot T_{11}}{1 - R_{22} \cdot T_{11}} \quad (1.6 \text{ d})$$

**Transmissionsmessung mit Durchverbindung statt Messobjekt:**

$$\mu_5 = \frac{m_t}{m_f} = \frac{R_{21} \cdot T_{21}}{1 - R_{22} \cdot T_{11}} \quad (1.6 \text{ e})$$

Aus den Ergebnissen  $\mu_1$  bis  $\mu_5$  der Kalibrationsmessungen lassen sich die fünf unbekanntene Terme der ( $R$ )- bzw. ( $T$ )-Matrix bestimmen:

$$\begin{aligned} R_{11} &= \mu_1 \\ R_{22} &= \frac{2R_{11} - \mu_2 - \mu_3}{\mu_2 - \mu_3} \\ R_{12} \cdot R_{21} &= (\mu_3 - R_{11}) \cdot (1 - R_{22}) \\ T_{11} &= \left( \frac{R_{12} \cdot R_{21}}{\mu_4 - R_{11}} + R_{22} \right)^{-1} \\ R_{21} \cdot T_{21} &= (1 - R_{22} \cdot T_{11}) \cdot \mu_5 \end{aligned} \quad (1.7)$$

Die wesentliche Aufgabe besteht nun darin, aus den Messergebnissen für die Kettenschaltung ( $W$ ) aus Eingangsfehlerzweitor ( $R$ ), Messobjekt ( $S$ ) und Ausgangsfehlerzweitor ( $T$ ) mit Hilfe der Fehlerterme aus Gl. (5.15) die fehlerfreie ( $S$ )-Matrix des Messobjekts rückzurechnen. Dabei entspricht das Element

$$W_{11} = \frac{m_r}{m_f}$$

dem (mit allen systematischen Fehlern) gemessenen Reflexionskoeffizient der gesamten Kettenschaltung und

$$W_{21} = \frac{m_r}{m_f}$$

dem (ebenfalls mit allen systematischen Fehlern) gemessenen Transmissionskoeffizienten der gesamten Kettenschaltung. Wir schreiben nun jeweils nur den zweiten Spaltenvektor der resultierenden **Transmissionsmatrix** an:

$$\begin{pmatrix} W_{11} \\ W_{21} \\ 1 \\ W_{21} \end{pmatrix} = \frac{1}{R_{21} \cdot T_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta R & R_{11} \\ -R_{22} & 1 \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{S_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} T_{11} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1.8 \text{ a})$$

Anschließend wird das Messobjekt umgedreht, d.h. Ein- und Ausgang werden vertauscht, wodurch sich die Indizes der ( $S$ )-Matrix ebenfalls vertauschen. Wenn wir die resultierende Transmissionsmatrix mit ( $X$ ) bezeichnen und analog zu Gl. (1.8 a) vorgehen, erhalten wir:

$$\begin{pmatrix} X_{11} \\ X_{21} \\ 1 \\ X_{21} \end{pmatrix} = \frac{1}{R_{21} \cdot T_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta R & R_{11} \\ -R_{22} & 1 \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{S_{12}} \begin{pmatrix} -\Delta S & S_{22} \\ -S_{11} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} T_{11} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1.8 \text{ b})$$

Die in den Gln. (1.8) führende Matrix

$$\frac{1}{R_{21} \cdot T_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta R & R_{11} \\ -R_{22} & 1 \end{pmatrix}$$

ist uns nach der Kalibrierung des Messaufbaus vollständig bekannt. Wir invertieren diese Matrix daher und multiplizieren die Gln. (1.8) von links mit der invertierten Matrix. Dadurch entstehen auf der linken Seite der Gln. (1.8) jeweils zwei neue, aber bekannte Spaltenvektoren und zwei vereinfachte Gleichungssysteme:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} T_{11} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1.9 \text{ a})$$

$$\begin{pmatrix} y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{S_{12}} \cdot \begin{pmatrix} -\Delta S & S_{22} \\ -S_{11} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} T_{11} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1.9 \text{ b})$$

Die Gln. (1.9) sind nun vier komplexe, z.T. nichtlineare Gleichungen in den Unbekannten der (fehlerfreien!) Streumatrix (S) des Messobjekts. Nach einigem Umformen erhält man:

$$S_{11} = \frac{y_1 \cdot y_4 - T_{11}}{y_2 \cdot y_4 - T_{11}^2} \quad (1.10 \text{ a})$$

$$S_{22} = \frac{y_2 \cdot y_3 - T_{11}}{y_2 \cdot y_4 - T_{11}^2} \quad (1.10 \text{ b})$$

$$S_{12} = \frac{1 - T_{11} \cdot S_{11}}{y_4} \quad (1.10 \text{ c})$$

$$S_{21} = \frac{1 - T_{11} \cdot S_{22}}{y_2} \quad (1.10 \text{ d})$$

Damit sind alle S-Parameter des Messobjekts bestimmt und innerhalb der Genauigkeit der Kalibrationselemente (SOLT) von systematischen Messfehlern befreit. Es ist zu beachten, dass Kalibrierung und Messung bei exakt denselben Frequenzen erfolgen; man verwendet in vektoriiellen Netzwerkanalysatoren daher immer Frequenz-Synthesizer als Signalquellen. Oft wird zum Vermeiden des lästigen Umsteckens, bzw. Umschrauben des Messobjekts zur Vertauschung von Ein- und Ausgang auch ein Umschalter nach Abb.1.7 vorgesehen.

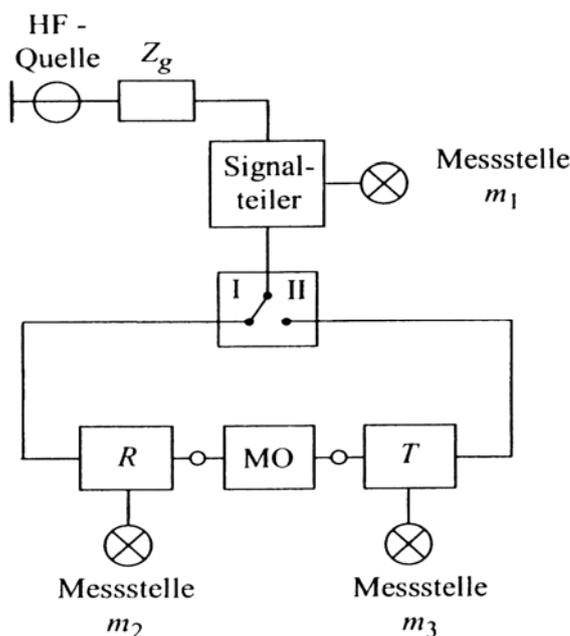


Abb. 1.7: Netzwerkanalysator, ausgeführt als Doppel-Reflektometer mit Umschalter und drei Messstellen.

Der in Abb.1.7 skizzierte Netzwerkanalysator wird durch die doppelte Anzahl von Fehlertermen (5 Terme in Schalterstellung I und 5 weitere Terme in Schalterstellung II) beschrieben. Es muss daher auch eine Verdopplung der Anzahl der Kalibrierungsschritte (Schritte 1 bis 5 jeweils in Schalterstellung I und II) vorgesehen werden. Man spricht daher auch von einem 10-Term-Verfahren. Wird auch noch das Übersprechen des Schalters in den beiden Stellungen berücksichtigt, erhält man ein 12-Term-Verfahren. Im Übrigen darf der Schalter fehlangepasst sein, Verluste aufweisen und sich in beiden Stellungen unterscheiden. Es wird jedoch seine Reproduzierbarkeit vorausgesetzt. Werden mit <sup>I</sup> gekennzeichnete Größen der Schalterstellung I und mit <sup>II</sup> gekennzeichnete Größen der Schalterstellung II zugeordnet, erhält man in völlig analoger Weise:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \cdot \begin{pmatrix} -\Delta S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} T_{11}^I \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1.11 \text{ a})$$

$$\begin{pmatrix} y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{S_{12}} \cdot \begin{pmatrix} -\Delta S & S_{22} \\ -S_{11} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} R_{22}^{II} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1.11 \text{ b})$$

Analog erhält man für die korrigierte S-Matrix:

$$S_{11} = \frac{y_1 \cdot y_4 - T_{11}^I}{y_2 \cdot y_4 - R_{22}^{II} \cdot T_{11}^I} \quad (1.12 \text{ a})$$

$$S_{22} = \frac{y_2 \cdot y_3 - R_{22}^{II}}{y_2 \cdot y_4 - R_{22}^{II} \cdot T_{11}^I} \quad (1.12 \text{ b})$$

$$S_{12} = \frac{1 - R_{22}^{II} \cdot S_{11}}{y_4} \quad (1.12 \text{ c})$$

$$S_{21} = \frac{1 - T_{11}^I \cdot S_{22}}{y_2} \quad (1.12 \text{ d})$$

Damit sind wieder alle S-Parameter bestimmt, und das Messobjekt musste nicht gedreht werden. Diese Fehlerkorrektur (10- bzw. 12-Term) ist in modernen Netzwerkanalysatoren mit drei Messstellen vorgesehen.

Einfachere und robustere Kalibrierverfahren ergeben sich, wenn nicht drei, sondern vier Messstellen vorgesehen sind. Ein derartiges Doppel-Reflektometer ist in Abb.1.8 dargestellt. Die Behandlung der Fehler erfolgt mittels der Kaskadenschaltung von Eingangsfehlerzweitor – Messobjekt – „Eingangs“fehlerzweitor (am Ausgang) in analoger Weise.

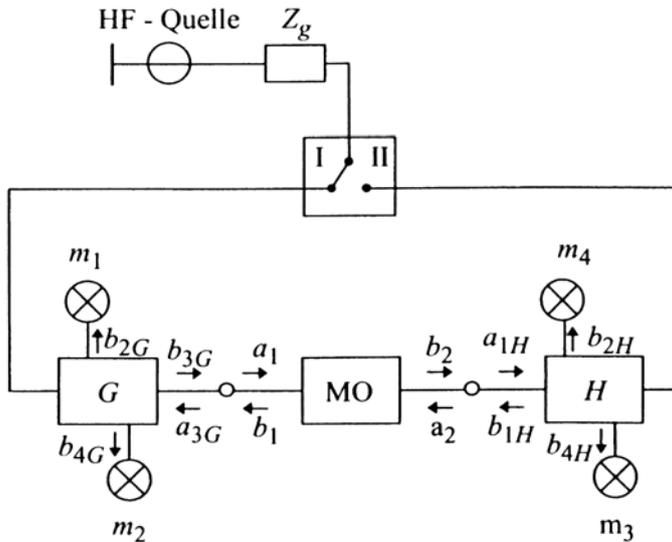


Abb. 1.8: Doppel-Reflektometer mit vier Messstellen und Umschalter

Es zeigt sich, dass Reflektometer mit Richtkopplern besonders empfindlich im Bereich gut angepasster Messobjekte sind. Die Verwendung von Richtkopplern ist allerdings nicht unbedingt notwendig. Mit Hilfe der Fehleralgorithmen ist es möglich, die S-Matrix des Messobjekts aus vier linearen, voneinander unabhängigen Messwerten zu ermitteln. Die Richtkoppler können daher auch durch Pi-Schaltungen von jeweils drei ohmschen Widerständen ersetzt werden, wie dies in Abb.1.9 gezeigt ist. Dieses Doppelreflektometer ist besonders empfindlich für die Messung niederohmiger Messobjekte!

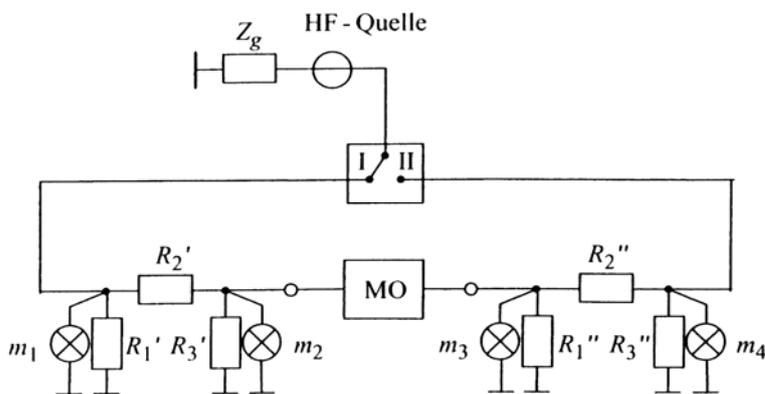


Abb. 1.9: Doppelreflektometer mit zwei Pi-Spannungsteilern und vier Messstellen.

### 1.4 Die TRL-Kalibrierung

Es ist nicht immer (leicht) möglich, einen perfekten Abschluss als Kalibrationselement zu erzeugen. Dieses Problem wird besonders akut, wenn die S-Parameter von „nackten“ Bauteilen gemessen werden sollen, die sich bestenfalls in eine Mikrostreifenleitung integrieren lassen. In diesen Fällen hat sich die im Folgenden skizzierte TRL-Kalibrierung bewährt, die mit einer Durchverbindung („through“ ... T), einem reflektierenden Abschluss

(„reflect“ ... R) und einer Leitung („line“ ... L) auskommt. Dabei ist die genaue Kenntnis des komplexen Reflexionskoeffizienten  $\rho_L$  des R-Elements und der Länge der Leitung nicht erforderlich; beide Größen ergeben sich als „Nebenprodukt“ der Kalibrierung. Wesentlich ist jedoch der Wellenwiderstand der Leitung. Er wird zur Bezugsimpedanz für die Messung. In Abb.1.10 wird eine TRL-Kalibrier- und Messanordnung in Mikrostreifenleitertechnik skizziert.

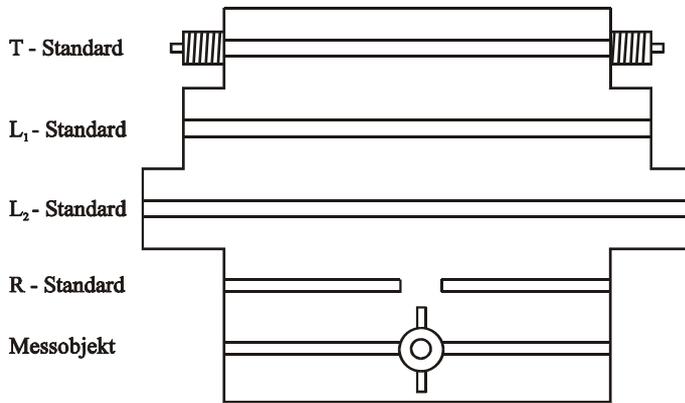


Abb. 1.10: TRL-Kalibrierung und S-Parameter-Messung in Mikrostreifenleitungstechnik

Die TRL-Methode beruht, wie in Abb.1.11 gezeigt, auf einem 8-Term-Fehlermodell, das durch zwei Fehlerzweitere am Ein- und Ausgang des Messobjekts beschrieben wird. Es ist relativ einfach, diese Methode auf ein 10-Term-Fehlermodell zu erweitern, das das Übersprechen von der eingangs- zur ausgangseitigen Messstelle und vice versa berücksichtigt.

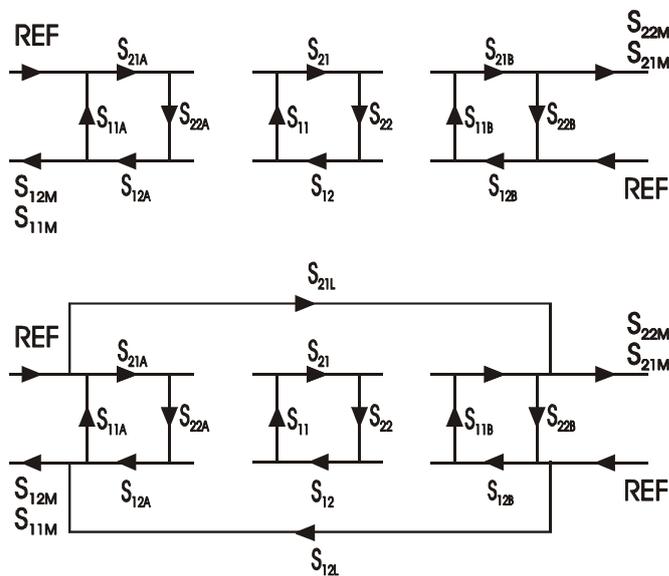


Abb. 1.11: Fehlermodell der TRL-Kalibrierung  
 (a) Das 8-Term-Fehlermodell (b) Erweiterung auf ein 10-Term-Fehlermodell

Zur Herleitung der von den systematischen Fehlern befreiten S-Parameter des Messobjekts (D.U.T.) bedienen wir uns der Darstellung mit Transmissionsmatrizen. Formal lässt sich das fehlerbehaftete Messergebnis nach Abb.1.11 (a) darstellen als

$$\underline{T}_M = \underline{T}_A \cdot \underline{T}_{D.U.T.} \cdot \underline{T}_B \quad (1.13)$$

woraus durch Multiplizieren mit den invertierten Fehlermatrizen von links und rechts folgt

$$\underline{T}_{D.U.T.} = \underline{T}_A^{-1} \cdot \underline{T}_M \cdot \underline{T}_B^{-1} \quad (1.14)$$

Die Fehlermatrizen erhalten wir wieder durch die Kalibrierung des Messaufbaus.

### 1.4.1 Kalibrieren mit der Durchverbindung T

Das Messergebnis bei der Kalibrierung des Aufbaus mit einer Durchverbindung verschwindender elektrischer Länge („Stecker an Stecker“) ist, ausgedrückt als Transmissionsmatrix:

$$\underline{T}_T = \underline{T}_A \cdot \underline{T}_B \quad (1.15 \text{ a})$$

Aus Gl. (1.15 a) folgt

$$\underline{T}_B = \underline{T}_A^{-1} \cdot \underline{T}_T \quad (1.15 \text{ b})$$

### 1.4.2 Kalibrieren mit der Leitung L

Das Ergebnis der Kalibrierung mit einer Leitung der Länge  $l$  und der komplexen Ausbreitungskonstanten  $\gamma$  ist die Transmissionsmatrix  $T_D$ , wobei der Index  $D$  für „delay“ steht:

$$\underline{T}_D = \underline{T}_A \cdot \underline{T}_L \cdot \underline{T}_B \quad \text{mit} \quad (1.16)$$

$$\underline{T}_L = \begin{pmatrix} \exp(-\gamma l) & 0 \\ 0 & \exp(+\gamma l) \end{pmatrix}$$

Aus den Gln. (1.16) und (1.15 b) folgt

$$\underline{T}_D = \underline{T}_A \cdot \underline{T}_L \cdot \underline{T}_A^{-1} \cdot \underline{T}_T \quad \text{bzw.} \quad \underline{T}_D \cdot \underline{T}_T^{-1} \cdot \underline{T}_A = \underline{T}_A \cdot \underline{T}_L \quad (1.17)$$

Die Gln. (1.17) stellen ein lineares, komplexwertiges Gleichungssystem aus vier Gleichungen für fünf Unbekannte dar. Von den vier Gleichungen sind allerdings nur drei linear unabhängig, sodass nur drei Unbekannte eliminiert werden können. Mit einiger Willkür eliminieren wir die drei Größen

$$\frac{t_{11A}}{t_{21A}}, \frac{t_{12A}}{t_{22A}}, \exp(2\gamma l) \quad \text{und setzen sie in Gl. (1.15 b) ein, woraus wir die Größen}$$

$$\frac{t_{21B}}{t_{22B}}, \frac{t_{12B}}{t_{11B}} \quad \text{als Funktionen von } \frac{t_{11A}}{t_{21A}} \text{ und } \frac{t_{12A}}{t_{22A}} \quad \text{sowie der Messwerte von } T_T \text{ aus der}$$

T-Kalibrierung erhalten.

### 1.4.3 Kalibrieren von „links“ und „rechts“ mit dem Reflexionselement

ergibt die Eingangsreflexionskoeffizienten

$$S_{11R} = S_{11A} + \frac{S_{12A} \cdot S_{21A} \cdot \rho_L}{1 - S_{22A} \cdot \rho_L} \quad (1.18)$$

$$S_{22R} = S_{22B} + \frac{S_{12B} \cdot S_{21B} \cdot \rho_L}{1 - S_{22B} \cdot \rho_L}$$

Aus den Gln. (1.15 b) und (1.18) erhalten wir die Größen

$$\frac{t_{11A}}{t_{22A}}, \frac{t_{11B}}{t_{22B}} \text{ und } \rho_L.$$

Damit ist die TRL-Kalibrierung abgeschlossen. Die S-Parameter der Fehlerzweimatrizen ergeben sich wie folgt:

$$S_{11A} = \frac{t_{12A}}{t_{22A}}$$

$$S_{22A} = -\frac{t_{21A}}{t_{22A}} = -\begin{pmatrix} t_{21A} \\ t_{11A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} t_{11A} \\ t_{22A} \end{pmatrix}$$

$$S_{12A} \cdot S_{21A} = \frac{1}{t_{22A}^2} (t_{11A} \cdot t_{22A} - t_{12A} \cdot t_{21A}) = \frac{t_{11A}}{t_{22A}} \cdot \left[ 1 - \begin{pmatrix} t_{12A} \\ t_{22A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} t_{21A} \\ t_{11A} \end{pmatrix} \right]$$

$$S_{11B} = \frac{t_{12T} - t_{22T} \begin{pmatrix} t_{21A} \\ t_{11A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} t_{11A} \\ t_{22A} \end{pmatrix}}{t_{22T} \cdot \begin{pmatrix} t_{11A} \\ t_{22A} \end{pmatrix} - t_{12T} \cdot \begin{pmatrix} t_{12A} \\ t_{22A} \end{pmatrix}}$$

$$S_{22B} = \frac{t_{21T} \cdot \begin{pmatrix} t_{11A} \\ t_{22A} \end{pmatrix} - t_{11T} \cdot \begin{pmatrix} t_{12A} \\ t_{22A} \end{pmatrix}}{t_{22T} \cdot \begin{pmatrix} t_{11A} \\ t_{22A} \end{pmatrix} - t_{12T} \cdot \begin{pmatrix} t_{12A} \\ t_{22A} \end{pmatrix}}$$

$$S_{12B} \cdot S_{21B} = \frac{t_{11B}}{t_{22B}} + S_{11B} \cdot S_{22B} = \frac{t_{11T} - t_{21T} \cdot \begin{pmatrix} t_{21A} \\ t_{11A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} t_{11A} \\ t_{22A} \end{pmatrix}}{t_{22T} \cdot \begin{pmatrix} t_{11A} \\ t_{22A} \end{pmatrix} - t_{12T} \cdot \begin{pmatrix} t_{12A} \\ t_{22A} \end{pmatrix}} + S_{11B} \cdot S_{22B}$$

Das „De-Embedding“ der fehlerfreien S-Matrix des Messobjekts erfolgt mittels Gleichung (1.14), woraus auch ersichtlich wird, dass die Nebendiagonalelemente der Fehlerzweimatrizen gar nicht getrennt benötigt werden.

## 1.5 Kalibrieren mit Adaptern

Beim Kalibrieren treten in der Praxis Probleme auf, die mit der Herstellung einer „glatten“ Durchverbindung der Messkabel einhergehen. In Abb. 1.12 ist der Idealfall gezeigt, in dem die am Messgerät angebrachten Stecker bzw. Buchsen und die Stecker bzw. Buchsen an den Enden der Messkabel diese glatte Durchverbindung gestatten.

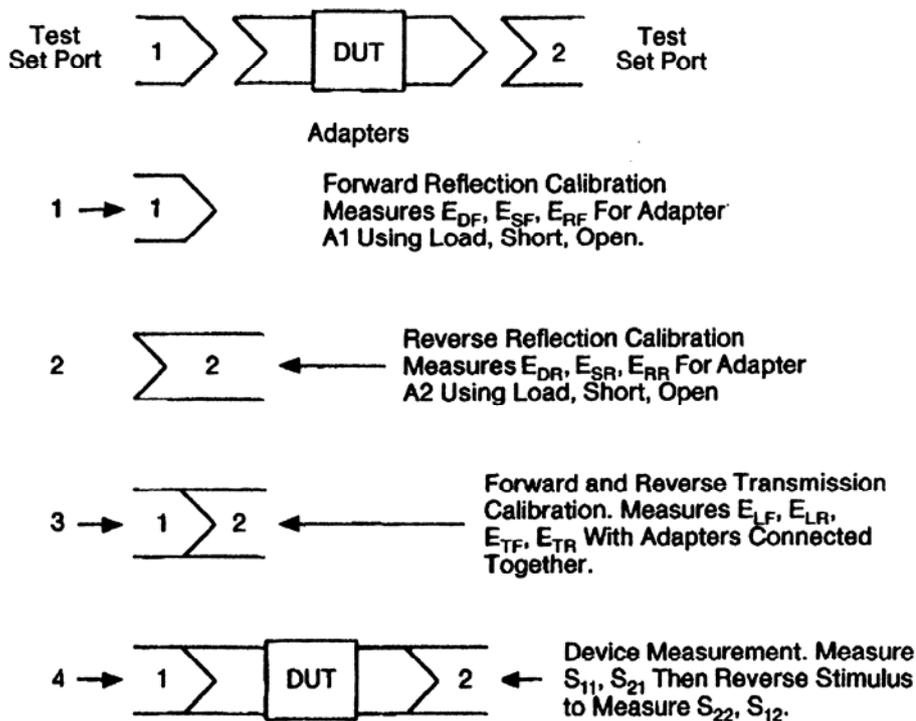


Abb. 1.12: Idealfall beim Kalibrieren von Zweitoren; Stecker und Buchsen am Messobjekt und an den Messkabeln sind so ausgelegt, dass keine Zwischenstücke bzw. Adapter benötigt werden.

In Abb. 1.13 ist ein in der Praxis häufig anzutreffender Fall dargestellt. Die mit „geschlechtslosen“ Steckern (z.B. APC7) ausgestatteten Messkabel 1 und 2 sind mit Adaptern A1 und A2 versehen, die den Anschluss des Messobjekts erlauben, das an beiden Toren „gleichgeschlechtliche“ Stecker derselben Norm aufweist. In diesem Fall muss ein „falscher“ Hilfsadapter A3 verwendet werden, der dieselben elektrischen Eigenschaften (Anpassung, Verluste, Phasendrehung) haben muss wie die Adapter A1 und A2. Mit der

in Abb. 1.13 skizzierten Abfolge der Kalibrierung wird sichergestellt, dass der Aufbau möglichst wenig getrennt und wieder zusammengeschaubt werden muss, was zu einer Erhöhung von Genauigkeit und Reproduzierbarkeit führt. Außerdem lassen sich mit den in „Calibration Kits“ befindlichen Adaptern (z.B. APC7 auf N männlich und APC7 auf N weiblich) erstaunlich genaue Resultate erzielen.

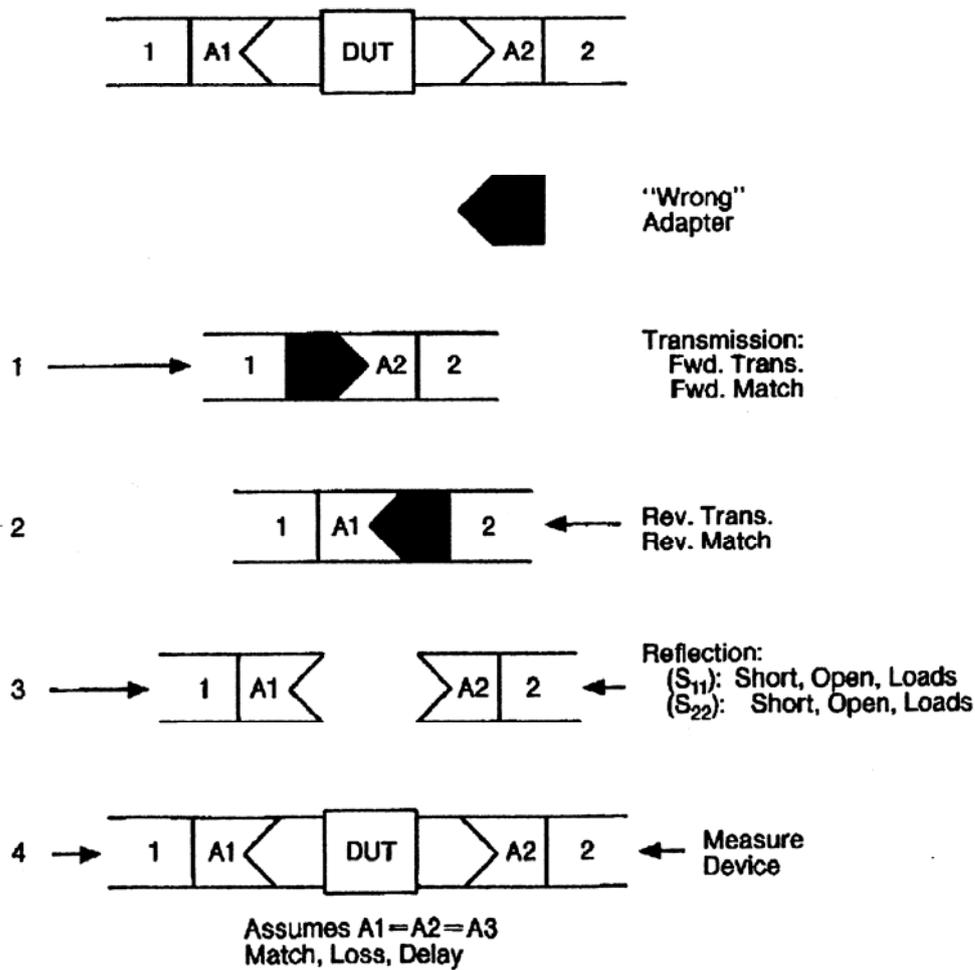


Abb. 1.13: Kalibrieren mit Tauschen eines Hilfsadapter A3. Die Adapter werden für die T-Kalibrierungen von „links nach rechts“ und von „rechts nach links“ vertauscht, dann wird mit den richtigen Adaptern die restliche Kalibrierung (R) und die Messung durchgeführt.

Eine bessere Lösung – besonders, wenn bezüglich der Stecker bzw. Buchsen symmetrische Messobjekte vorliegen – besteht im Vertauschen von elektrisch identischen Adaptern derselben Steckerfamilie (z.B. SMA 3,5mm oder K 2,4mm). Unter der analogen Voraussetzung, dass B1=B2 bezüglich Anpassung, Verluste und Phasendrehung gilt, kann die in Abb. 1.14 gezeigte Kalibrierung durchgeführt werden. Der Erfolg dieser Prozedur hängt im Wesentlichen von der Möglichkeit der Herstellung reproduzierbarer (Schraub-) Verbindungen und von der „Gleichheit“ der Adapter B1 und B2 ab. Wenn diese Voraussetzungen ideal zutreffen, sind die Verhältnisse bei Kalibrierung und Messung identisch und es treten keine zusätzlichen systematischen Fehler auf.

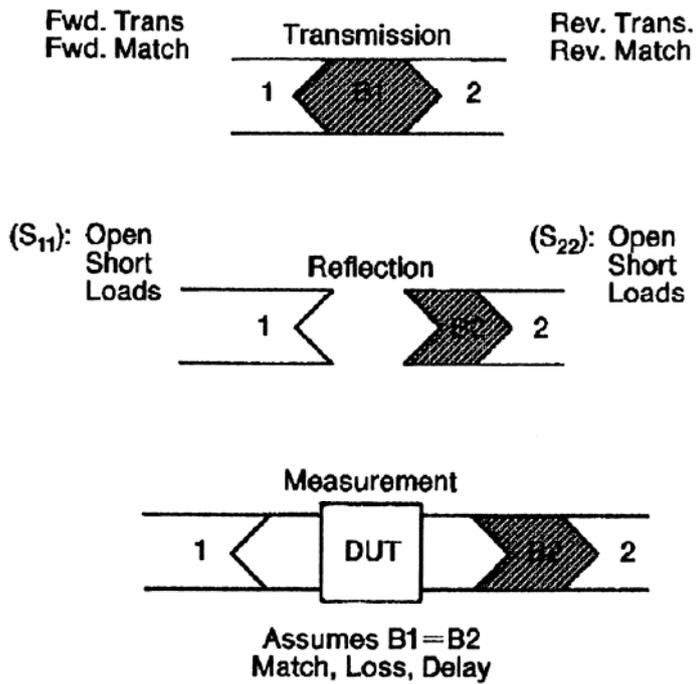


Abb. 1.14: Kalibrieren mit Vertauschen von elektrisch identischen Adaptern derselben Steckerfamilie.

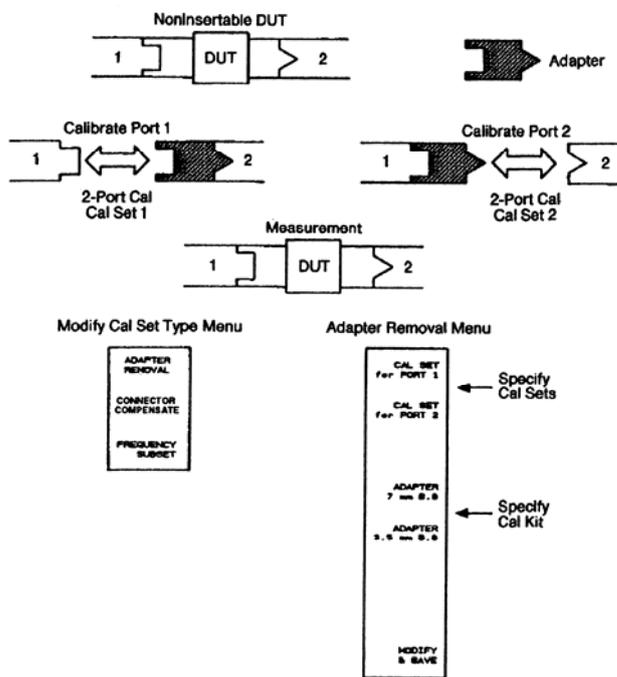


Abb. 1.15: Kalibrieren mit Entfernen des Adapters. Bei dieser Methode muss die elektrische Länge des Adapters innerhalb  $\pm\lambda/4$  bekannt sein.

Ein Zweitor mit komplett unterschiedlichen Anschlüssen kann nur durch Verwendung eines Adapters gemessen werden, der die Steckernormen des Messobjekts „reproduziert“.

Die entsprechende Prozedur ist in Abb. 1.15 skizziert. Bei dieser Vorgehensweise ist es allerdings notwendig, dass die elektrische Länge des Adapters bei jeder Messfrequenz innerhalb  $\pm\lambda/4$  bekannt ist. Dies ist bei Adaptern der Fall, die in „Calibration Kits“ enthalten sind.

Es empfiehlt sich, nach allen Kalibrierungsschritten und nach Entfernen des Adapters die Genauigkeit der Kalibrierung zu überprüfen. Da der Adapter im Zuge der Kalibrierung mathematisch aus der Error Box „entfernt“ wurde, sollte die MESSUNG des Adapters seine Zweitoreigenschaften genau wiedergeben. Dieser erwünschte Befund ist in Abb. 1.16.a zu sehen. Wenn jedoch unerwartete Phasensprünge wie in Abb. 1.16.b auftreten, ist dies ein Anzeichen dafür, dass die elektrische Länge des Adapters nicht genau genug spezifiziert war.

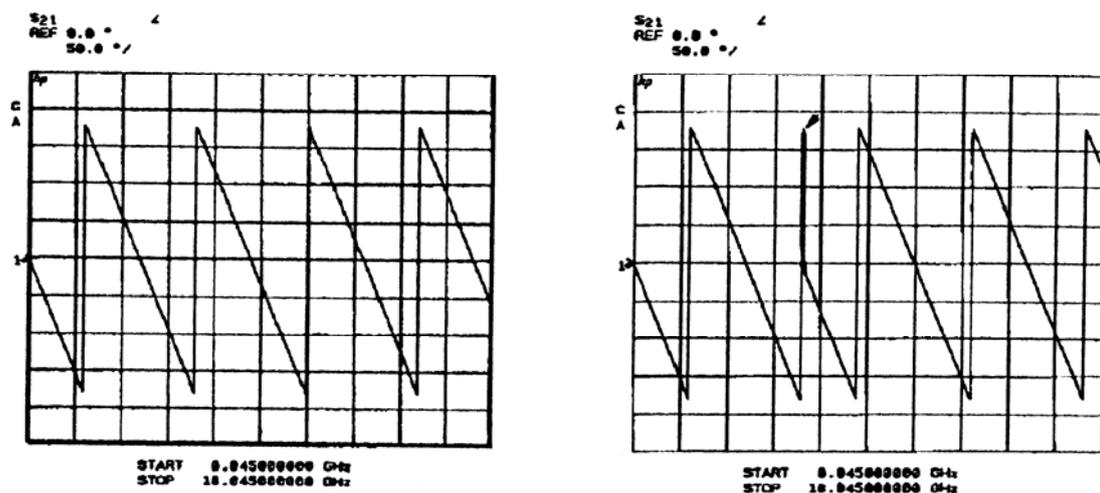


Abb. 1.16: Messung der 2-Toreigenschaften des verwendeten Adapters nach Kalibrieren mit Entfernen des Adapters; in Bild a ist der erwartete Phasengang des Adapters wiedergegeben, während in Bild b ein unerwarteter Phasensprung sichtbar ist. Dies deutet auf fehlerhafte Kalibrierung zufolge ungenauer Kenntnis der elektrischen Länge des Adapters hin.

## 1.6 Anhang

### 1.6.1 Vektornetzwerkanalysatoren

# Schnell ist nicht schnell genug

## HF-Vektornetzwerkanalysatoren mit neuem Design-Ansatz

**Der Vektornetzwerkanalysator ist das wichtigste Gerät zur Charakterisierung von HF- und Mikrowellenbaugruppen. Er konnte bislang mit den Anforderungen der Anwender nach Messgeschwindigkeit, Messgenauigkeit und einfacher Bedienbarkeit recht gut mithalten. Eine neue Gerätefamilie mit deutlich höher geschraubten Leistungsdaten etabliert den Vektornetzwerkanalysator nun auch in künftigen High-speed-Bereichen.**

Von Helmut König

Vektornetzwerkanalysatoren sind heute deutlich schneller als ihre Vorläufer vor zehn Jahren. GPIB und andere Schnittstellen sind Standard, die Speicherkapazität hat enorm zugenommen, die Bedienung ist dank Farbbildschirm einfacher geworden. Einen deutlichen Fortschritt hinsichtlich Geschwindigkeit und Rauschzahl verspricht jetzt die neue PNA-Familie von Agilent Technologies. Ziel bei der Entwicklung der neuen Serie war es, die Analysatoren 35-mal schneller zu machen als das 1986 eingeführte Vorgängermodell 8753 und dabei ein Eigen-

rauschen im Bereich von 0,0005 dB zu erreichen. Hierzu musste das Design-Konzept revidiert werden. Wesentlicher Punkt: Anstelle der sonst üblichen Sampler wurden Mischer eingesetzt.

#### ► Problemlose Integration in PC-Umgebungen

Die Vektornetzwerkanalysatoren der PNA-Familie (*Bild 1*) arbeiten unter dem Betriebssystem Microsoft Windows 2000, das insbesondere für vernetzte Umgebungen entwickelt wurde. Dadurch ist es möglich, Analysatoren der PNA-Familie wie andere Büro- oder Industriegeräte in ein bestehendes Netzwerk zu integrieren. Es können Windows-2000-Programme und -Programmiersprachen in Verbindung mit COM/DCOM-Schnittstellen eingesetzt werden. Damit lassen sich auch ohne einen externen PC sowohl die Anwendungen als auch die Nachverarbeitung der Messergebnisse realisieren, ohne eine externe Gerätesteuerung verwenden zu müssen.

Beispielsweise können im Produktionsbereich Anwendungen auf dem Vektornetzwerkanalysator laufen, die den kompletten Messplatz steuern. Die anfallenden Daten lassen sich dabei entweder lokal im Netzwerkanalysator oder auf einem Server speichern, der über das Netzwerk erreichbar ist. Anwendungen, die mehr Speicherplatz

oder Rechenleistung erfordern als im Analysator verfügbar ist, können auf einem schnellen externen Computer ausgeführt werden, der gleichzeitig auch das Messgerät steuert. Ebenso sind Kombinationen beider Möglichkeiten denkbar.

Die Testprozesse lassen sich über SCPI-, COM- (Common Object Model) oder DCOM-Befehle (Distributed Common Object Model) steuern. Dabei ist es gleich, ob die Befehle direkt im Messgerät oder über das Netzwerk ausgeführt werden. Die Firmware des Analysators stellt zahlreiche programmierbare Objekte oder Einsprungpunkte zur Automatisierung zur Verfügung, die direkt auf COM-Befehle reagieren. Die Programmierung über COM und IntelliSense, wie von Microsoft Windows 2000 zur Verfügung gestellt, erleichtert das Erstellen von Testprogrammen auf verschiedenen Plattformen. Weiterhin ist der Quellcode leichter zu verstehen und gegebenenfalls zu korrigieren. Programme in COM und DCOM können Daten bis zu fünfmal schneller übertragen, als es mit SCPI-Befehlen möglich ist.

#### ► Leistungssteigerung in wesentlichen Eckparametern

Messungen, die einen Dynamikbereich von 100 dB erfordern, können nun mit einer Bandbreite von 35 kHz statt bisher 1 kHz (Modell 8753ES) durchgeführt werden. Dadurch ergibt sich eine 16-fach höhere Wobbelgeschwindigkeit. Bei Messungen, die einen Dynamikbereich von 120 dB erfordern, sind die neuen Analysatoren 35-mal schneller als der Vorläufer, d.h., ein Wobbelzyklus dauert beispielsweise statt 43 s nur noch 1,2 s.

Durch einfaches Entfernen der HF-Brücken an der Frontseite des Gerätes können die internen bidirektionalen Koppler umgangen und Signale direkt zu den Messempfängern geleitet werden. In diesem Fall steht ein Dynamikbereich von mehr als 143 dB zur Verfügung. Dadurch ergeben sich Möglichkeiten, die vor kurzem noch nicht realisierbar waren. Die neuen Analysatoren bieten auch bei 35 kHz Bandbreite eine sechsmal höhere Wobbelgeschwindigkeit als der frühere Typ; das ergibt eine Messrate von 80 Messun-

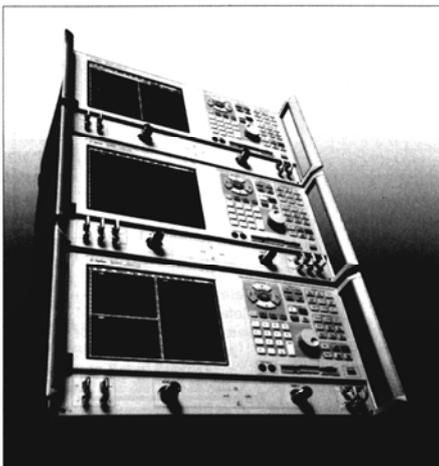
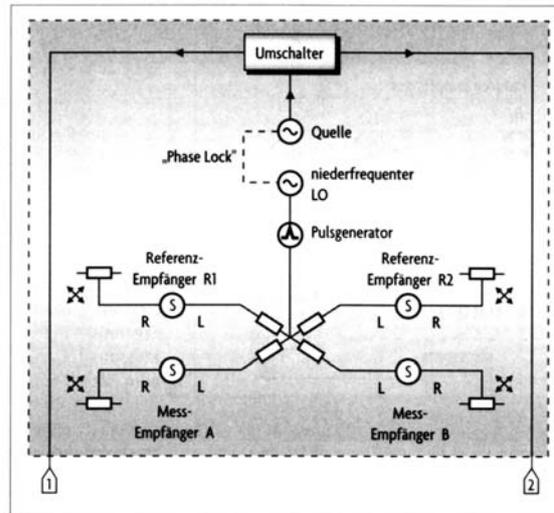


Bild 1. Der Vektornetzwerkanalysator.



**Bild 2. Ein herkömmlicher Vektornetzwerkanalysator mit zwei Richtkopplern für die Signalseparation.**

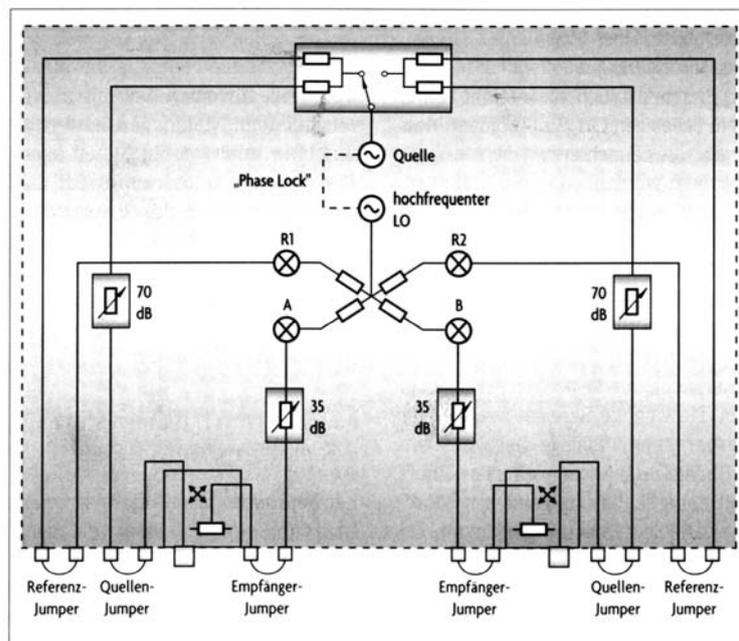
gen pro Sekunde. Bei 10 Hz Bandbreite erzielen die Geräte einen Dynamikbereich von 128 dB bei einem zu vernachlässigenden Eigenrauschen von nur 0,0005 dB(eff).

Neu sind auch mehrere Möglichkeiten der Datenspeicherung, beispielsweise lokal auf der internen Festplatte,

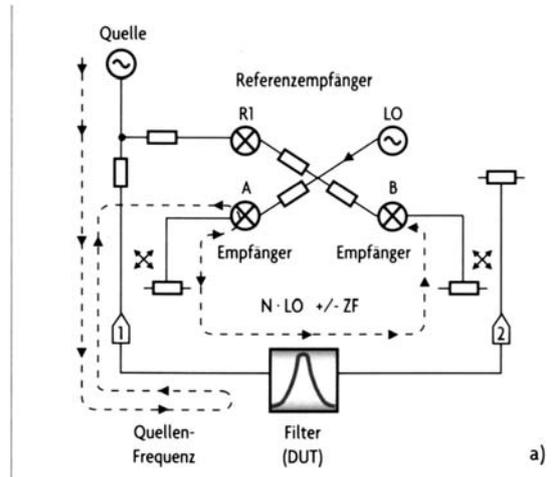
auf beliebigen Netzwerkdruckern, lokal über den Parallelport oder den USB-Port erstellt werden.

Die LAN-, seriellen, parallelen und GPIB-Schnittstellen des Analysators lassen sich zur Steuerung von weiteren Geräten verwenden, z.B. von Leistungsmessgeräten, Signalquellen und Spek-

einer Diskette oder (unter Verwendung eines externen CD-Brenners) einer CD-RW. Die Windows-typische Netzwerkfunktionalität erlaubt auch das Ablegen von Daten auf fernen PCs oder Servern. Dadurch wird die Einbindung des Analysators in Systeme für die statistische Prozesskontrolle wesentlich erleichtert. Ausdrucke können



**Bild 3. Die Vektornetzwerkanalysatoren der PNA-Familie enthalten Mischer anstelle von Samplern und hochfrequente Sinus-LOs anstelle von niederfrequenten, gepulsten LOs. Das niederfrequente gepulste LO-Signal wird durch ein sinusförmiges höherfrequentes Signal ersetzt. Der zweite Referenzempfänger ermöglicht Pegelmessungen nach der Umschaltung. Dadurch wird eine bessere Genauigkeit bei der Pegelmessung, der Quellenanpassung und eine bessere Reproduzierbarkeit der Messungen ermöglicht.**



**Bild 4. Mischerreflexionen (a) und Ergebnisse einer Messung (b) an einem Filter mit niedriger Einfügedämpfung und stark reflektierendem Sperrbereich.**

trumanalysatoren. Die Testsoftware kann mit Hilfe von Standard-Windows-Software wie Visual Basic, Visual C++, LabView oder Agilent VEE erstellt werden. Durch die Netzwerkfunktionalität wird auch die Fehlersuche vereinfacht. Über das Netzwerk –

im Extremfall auch via Internet von einem beliebigen Ort aus – können Messergebnisse betrachtet und das Messgerät gesteuert werden.

Zusätzlich zu den HF-Leistungsmerkmalen wurde die Kalibrierung der Geräte vereinfacht. Besonders sind hier das elektronische Kalibrieren (ECal) und der CalWizard hervorzuheben. Bei segmentierter Wobbelung misst der Analysator nur in definierten Segmenten. Unwichtige Bereiche werden ausgespart und wichtige Bereiche, wie z.B. der Durchlassbereich eines Filters, mit hoher Auflösung gemessen. Durch die variable ZF-Bandbreite können Frequenzbereiche, in denen ein nur geringer Dynamikbereich erforderlich ist, mit großer Bandbreite schnell überstrichen werden, während in Bereichen, die einen großen Dynamikbereich erfordern, eine kleine Bandbreite verwendet werden kann.

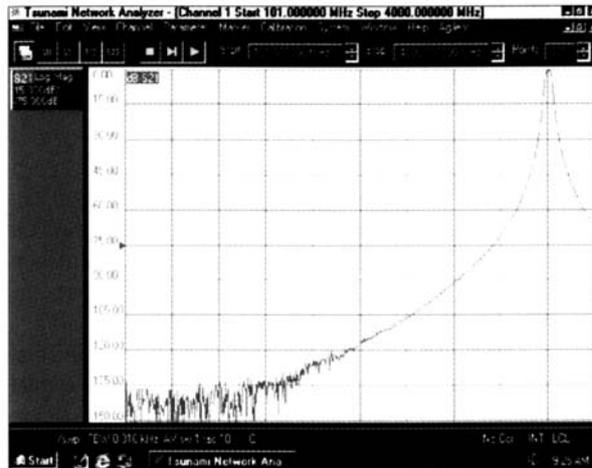
Die neuen Analysatoren können auch den Testablauf beschleunigen,



wenn z.B. für einen Test bis zu vier verschiedene Messungen notwendig sind. Die Analysatoren bieten bis zu vier Messkanäle, deren Stimuli und Messparameter individuell vorgegeben werden können. Dabei braucht nur ein Gerätestatus abgefragt werden, der die Daten aller vier Kanäle umfasst. Dadurch ergibt sich bei Großserientests ein deutlicher Zeitvorteil.

## ► Einsatz von Mischern statt Samplern

Bei herkömmlichen Vektornetzwerkanalysatoren (Bild 2) erfolgt die Signal-separierung mit Hilfe von zwei Richtkopplern (die Referenzsignale werden manchmal auch mit Hilfe von Widerstandsteilern erzeugt). Als Empfänger werden seit Jahren vorzugsweise Sampler verwendet, weil diese sich durch große Bandbreite, linearen Frequenzgang, exzellente Stabilität und geringe Signalkompression auszeichnen. Bei



**Bild 5.** Einfluss der bei den PNA-Analysatoren angewendeten Maßnahmen zur Vermeidung von Mischerreflexionen, wie in Abbildung 4a zu sehen.

Verwendung von Samplern vereinfacht sich auch das Lokaloszillator-Design, da der LO (Local Oscillator) nur aus einem Synthesizer mit niedriger Frequenz und einem Generator für den Sample-Impuls besteht. Den genannten Vorteilen stehen jedoch auch einige Nachteile gegenüber:

- Das Grundrauschen und die Messunsicherheit sind relativ hoch, weil der Sampler eine verhältnismäßig hohe Rauschzahl aufweist.
- Die Phasensynchronisation kann sich als schwierig erweisen, weil man irrtümlich auf die falsche Harmonische des Sampler-LO-Signals abstimmen kann.

Da ein außergewöhnlich niedriges Grundrauschen primäres Design-Ziel war, fiel die Wahl auf eine Mischer-basierte Lösung (Bild 3). Hier werden die Sampler durch Mischer ersetzt. Das niederfrequente gepulste LO-Signal wird durch ein sinusförmiges höherfrequentes Signal ersetzt. Die an sich widersprüchlichen Forderungen nach höherer

Empfindlichkeit und höherer zulässiger Eingangsleistung wurden mit Hilfe eines konfigurierbaren Testsets realisiert. Das Testset ist standardmäßig mit frontseitigen Brücken für Referenz- und Eingangssignal ausgestattet; zusätzliche Brücken für das Quellensignal und die 35-dB-Abschwächer sind als Option erhältlich. Zwar lässt sich ein Netzwerkanalysator mit nur einem Empfänger realisieren, doch zwei Empfänger ermöglichen die TRL-Kalibration, was speziell für Messungen von ICs auf Wafern sinnvoll ist. Der zweite Referenzempfänger ermöglicht Pegelmessungen nach der Umschaltung. Dadurch wird eine bessere Genauigkeit bei der Pegelmessung, der Quellenanpassung und eine bessere Reproduzierbarkeit der Messungen ermöglicht.

Mischer weisen im Vergleich zu Samplern kleinere Rauschzahlen und ein günstigeres Kompressionsverhalten auf. Dies kommt dem Dynamikbereich zugute. Bei den Analysatoren der PNA-Familie sinkt allein durch die Verwen-

## ■ Die wichtigsten Systemverbesserungen in der neuen Vektornetzwerkanalysator-Familie

- Messgeschwindigkeit bis zu 35  $\mu$ s pro Messpunkt — also 6 bis 35 Mal schneller als beim Vorläufertyp
- Eigenrauschen unter 0,0005 dB
- 128 dB Dynamikbereich, bei Umgehung der Koppler auf 143 dB erweiterbar
- Messbereiche bis 3, 6 oder 9 GHz
- Vier Empfänger auf Mischerbasis mit Direktzugriff für TRL-Fehlerkorrektur
- Segmentierte Wobbelung: Dadurch ist es möglich, Daten nur in den interessierenden Frequenzbereichen zu erfassen und die Bandbreite zu optimieren.
- Vereinfachte elektronische Kalibrierung (E-Cal)
- Online-Tutorials, kontextsensitive Hilfe, Drop-Down-Menüs, Bedienung über Maus oder Frontplatten-Bedienelemente
- Automatisierung über SCPI-Schnittstelle oder COM/DCOM-Kommandos, Nachverarbeitung der Messergebnisse ohne externen PC

derung von Mischern anstelle von Samplern das Grundrauschen um 15 dB. Die neuen Analytoren arbeiten im Frequenzbereich bis zu 3 GHz mit Grundwellenmischung; im Frequenzbereich von 3 bis 9 GHz wird mit der dritten Oberwelle gemischt. Im Gegensatz dazu mischen abtastende Systeme mit Oberwellen einer Ordnung von größer als 100. Ein weiterer Vorteil des Mischens mit Frequenzen geringer Ordnungszahl ist die größere Nebenwellenunterdrückung, wodurch sich der Dynamikbereich verbessert und sich das Rauschen verringert. Außerdem wird durch die Verwendung von Mischern die Messgeschwindigkeit wesentlich erhöht.

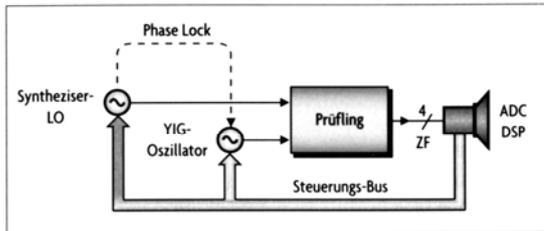
Der Zeitbedarf für eine Messung mit großem Dynamikumfang ist umgekehrt proportional zur verwendeten Bandbreite. Eine Messung mit 10 Hz Bandbreite dauert 10-mal so lange wie eine Messung mit 100 Hz Bandbreite. Wird die Rauschzahl durch die Verwendung von Mischern anstelle von Samplern um 10 dB reduziert oder die Leistung

Bei Verwendung von Mischern anstelle von Samplern steigt sich die Messgeschwindigkeit noch aus einem anderen Grund: Da Oberwellen kleinerer Ordnung verwendet werden, rastet die PLL schneller ein; auch die Erkennung des Einrastens kann schneller geschehen. Der LO und die Signalquelle besitzen die gleiche Abstimmempfindlichkeit, daher verbessert sich auch die Open-Loop-Frequenznachführung des LO relativ zur Signalquelle. Durch den geringeren Frequenzfehler verringert sich auch der Frequenzfehler innerhalb der Regelschleife, woraus wiederum eine schnellere Erkennung des Einrastens der PLL und eine schnellere Wobbelung resultiert.

## ► Pluspunkt: Vermeidung von Mischerreflexionen

Durch einen „Bouncing“ genannten Effekt im Mischer oder Sampler kann die Empfindlichkeit des Netzwerkanalysators deutlich verschlechtert werden.

*Bild 4a* verdeutlicht dieses Phänomen, ergänzend hierzu zeigt *Bild 4b* das Ergebnis einer Messung an einem Filter mit niedriger Einfügedämpfung und stark reflektierendem Stoppband. Das Prinzip ist bei Geräten nach dem Sampler-



**Bild 6.** Die Messdatenerfassungsbaugruppe der PNA-Analysatoren.

der Signalquelle um 10 dB erhöht, ergibt sich bei 100 Hz derselbe Signal-Rausch-Abstand wie vorher mit 10 Hz Bandbreite. In beiden Fällen verzehnfacht sich die Messgeschwindigkeit. Wird die Leistung um 10 dB erhöht, die Rauschzahl um 10 dB verbessert und eine Bandbreite von 1 kHz verwendet, so erhöht sich die Messgeschwindigkeit um den Faktor 100.

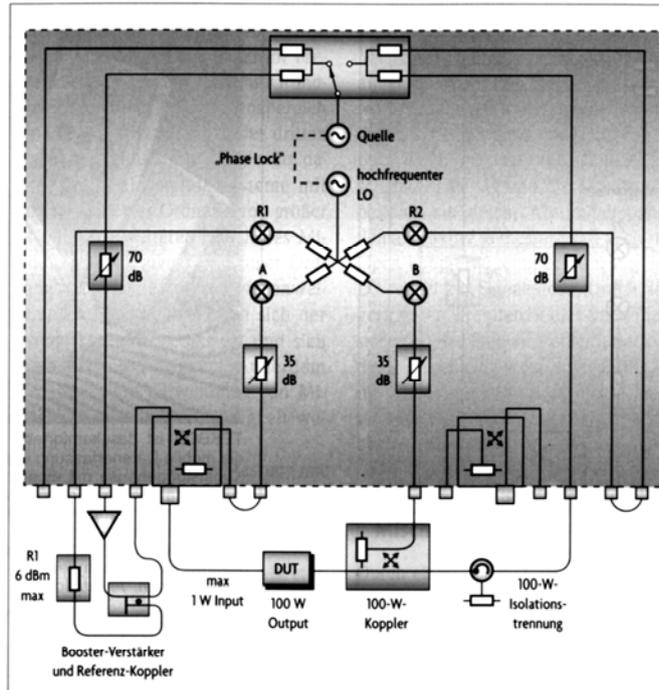
und nach dem Mischerverfahren gleich. Bei der Annahme, dass die Frequenz der Signalquelle außerhalb des Durchlassbereiches des Filters liegt, ist in *Bild 4a* die gepunktete Linie von der Signalquelle weg zu verfolgen: Es wird Energie aus der Signalquelle vom Eingang des Filters reflektiert und gelangt in den Eingang des Empfängers A. Dort wird das Signal mit den Harmonischen des LO gemischt.

Die Mischprodukte  $n \cdot LO \pm ZF$  verlassen das System über Port A, gelangen durch das Filter, werden erneut mit den LO-Harmonischen im Empfänger B gemischt (siehe die weitere gepunktete Linie) und erzeugen auf diese Weise Phantomsignale. Auch im Referenzempfänger R1 entstehen unerwünschte Mischprodukte, bedingt durch die Entkopplung im Leistungsteiler, aber mit wesentlich geringerem Pegel.

Bei den Analytoren der PNA-Familie werden zwei Methoden zur Vermeidung dieser Mischerreflexionen (Bouncing) angewendet. Erstens wurde die Rückflussdämpfung jedes Mischers zum jeweiligen HF-Eingang gezielt maximiert, daher können die Mischprodukte den jeweiligen Empfänger nicht verlassen. Zur weiteren Reduzierung von Mischprodukten kann der Empfänger auch während der Messung der Transmissionsparameter abgeschaltet werden. Das abwechselnde Abschalten der Mischer A bzw. B erfordert aber doppelt so viele Durchgänge wie im Simultanbetrieb, wenn alle vier S-Parameter bestimmt werden sollen. Dabei kann der Dynamikbereich des Referenzempfängers durch Mischerreflexionen eingeschränkt werden. *Bild 5* zeigt die Ergebnisse für das Filter aus den bereits erwähnten Messungen (*Bild 4b*), jedoch nach Minimierung der Mischerreflexionen. Durch Mittelung über zehn Wobbelzyklen wurde das Eigenrauschen so weit reduziert, dass etwaige Mischerreflexionen nicht im Rauschen untergehen würden. (Da die Mischerreflexionen ähnlich wie Übersprechen bei jedem Durchgang kohärent sind, lassen sie sich nicht durch Mittelung reduzieren.)

## ► Pluspunkt: Geschwindigkeitsoptimierung

Bei dem Versuch, einen Netzwerkanalysator auf Geschwindigkeit hin zu



**Bild 8. Messungen an einem Leistungsverstärker unter Verwendung eines Booster-Verstärkers.**

Die maximal mögliche Wobbelgeschwindigkeit der PNA-Analysatoren kann mit bis zu 600 GHz/s so groß sein, dass Prüflinge mit einer zu großen Gruppenlaufzeit nicht mehr sinnvoll vermessen werden können. Die Frequenz am Eingang des Prüflings ist in diesem Falle deutlich anders als die Frequenz an dessen Ausgang. Die Differenz ist proportional zur Gruppenlaufzeit des Prüflings und der Wobbelgeschwindigkeit. Da in diesem Fall die Frequenz am Ausgang des Prüflings aus der Systembandbreite herauslaufen kann, wachsen Amplituden- und Phasenfehler der Messung.

Damit man die hohe Geschwindigkeit des Analysators dennoch nutzen kann, wird die Wobbelgeschwindigkeit verringert oder es kann eine Verzögerung in den Referenzpfad eingefügt werden. Die zusätzliche Verzögerung funktioniert jedoch nur, wenn der Prüfling eine konstante Gruppenlaufzeit aufweist. Letztendlich führt das Verwenden einer geeigneten Wobbelgeschwindigkeit zu den genauesten Ergebnissen. Die Kombination aus hoher Wobbelgeschwindigkeit und segmentierter Wobbelung ermöglicht eine Optimierung der Messgeschwindigkeit.

## Wie erfolgt das Vergrößern des Dynamikbereiches?

Bei den Analysatoren der PNA-Familie können die Koppler im Sendezweig umgekehrt eingesetzt werden. Dies führt zu einer dramatischen Erhöhung der Empfängerempfindlichkeit, was z.B. bei der Charakterisierung von Filtern in Duplexern oder Anwendungen, in denen Filter hoher Güte verwendet werden, sehr hilfreich ist (Bild 7). Die resultierende Absenkung der Rauschzahl kann auch zur Reduzierung der Messzeit genutzt werden. Ebenso kann ein rauscharmer Verstärker mit hochstabilem Amplituden- und Phasenfrequenzgang vor den Empfänger geschaltet werden. Der Dynamikbereich des Analysators kann so bis auf 143 dB vergrößert werden.

Die auf die beschriebene Weise geänderten Messaufbauten erfordern besondere Umsicht bei der Wahl der Leistung beim Messen und Kalibrieren. Es muss besonders darauf geachtet werden, dass der Empfänger und der externe Verstärker nicht übersteuert werden. Die Leistung muss bei Kalibrierung und Messungen in Bereichen mit kleinen Einfügedämpfungen

reduziert und in Bereichen mit großer Einfügedämpfung erhöht werden. Durch die verschiedenen Leistungsstufen und durch nicht ganz perfekte Referenz- und Empfängerlinearität können kleine Fehler auftreten. Dies muss bei der Nutzung des erweiterten Dynamikbereichs im Einzelfall beachtet werden.

Der Dynamikbereich lässt sich auch durch Erhöhen der Leistung der Signalquelle verbessern. Bild 8 zeigt eine Zweitor-kalibrierte Anordnung zum Charakterisieren eines Leistungsverstärkers. Ein externer Booster-Verstärker, ein Referenzkoppler und ein Referenzabschwächer bilden die Leistungs-Signalquelle. Der interne Koppler an Port 1 wird für die Reflexionsmessung benutzt, und der fünfstufige 35-dB-Abschwächer im Koppelzweig von Port 1 stellt sicher, dass der Empfängereingang nicht übersteuert wird. Ein Leistungskoppler mit internem 35-dB-Abschwächer wird im Leistungszweig des Verstärkers eingesetzt, und ein Leistungs-Abschlusswiderstand sorgt für korrekte Terminierung des Verstärker-Ausganges und hält gefährliche HF-Pegel vom Analysator fern.

## Die Summe der verbesserten Eigenschaften zusammen mit Windows

Die Design-Ziele, die bei der Entwicklung der neuen Vektornetzwerkanalysator-Familie festgelegt wurden, entsprechen letztlich den zukünftigen Anforderungen des Marktes nach höherer Geschwindigkeit und größerer Empfindlichkeit. Zusätzlich zu den verbesserten HF-Eigenschaften der Geräte wurde das Betriebssystem „Windows 2000 Professional“ eingesetzt, was die Integration in bestehende Firmennetze erleichtert und Zukunftssicherheit sicherstellt. ha

### Helmut König.

gelernter Informationselektroniker, ist seit 1972 bei HP/Agilent Technologies in Böblingen. Seine derzeitige Funktion: Vertriebsbeauftragter im Bereich Messtechnik für drahtgebundene und optische Netzwerkkomponenten.

