Ein breitbandiger Sechstor-Meßplatz zur kostengünstigen Messung komplexer Reflexionsfaktoren

Harald Dalichau

Es wird ein praktisch einsetzbarer, rechnergesteuerter Reflexionsfaktor-Meßplatz nach dem Sechstor-Prinzip vorgestellt, der aus handelsüblichen Komponenten mit SMA-Steckern aufgebaut ist und ohne großen Aufwand realisiert werden kann. Der Ablauf von Kalibrieren und Messen ist einfach überschaubar. Durch analoge Darstellungen und durch Ausgabe der Fehlergrenzen kann der Bedienende die Qualität von Kalibrierung und Messung unmittelbar kontrollieren. Im untersuchten Frequenzbereich 0,5 GHz bis 2 GHz liegt der Meßfehler zwischen ± 0,7 % bei $\underline{r} = 0$ und ± 3 % bei $|\underline{r}| = 1$. Der Dynamikbereich ist größer als 36 dB.

A computer-controlled six-port reflectometer for normal laboratory applications is described. It makes use of standard SMA components and can be realized without great effort. The calibration and measurement procedures are easy to understand. The operator can control the quality of calibration and measurement immediately by analog displays and by the output of error limits. In the frequency range 0,5 GHz to 2 GHz long-term inaccuracies from ± 0,7 % at $\underline{r} = 0$ to ± 3 % at $|\underline{r}| = 1$ are achieved. The dynamic range is better than 36 dB.

1 Entwicklungstendenzen bei Mikrowellen-Netzwerkanalysatoren

Die erste Generation automatischer Netzwerkanalysatoren (z. B. hp 8410) bestand aus möglichst optimalen Komponenten zur Trennung von hin- und rücklaufender Welle (Richtkoppler, VSWR-Brücken) und aus einem Zweikanal-Mischer mit anschließender analoger Signalverarbeitung im ZF-Bereich (Prinzip: Optimierung der analogen Hardware). Die zweite Generation (z. B. hp 8510) brachte eine Erweiterung dieses Konzepts. Durch Hinzunahme gerätespezifischer Mikroprozessoren wird nahezu eine Echtzeit-Fehlerkorrektur der Meßwerte möglich, außerdem kann zwischen verschiedenen Formen der graphischen Ausgabe durch Umrechnung der Meßwerte gewählt werden (Prinzip: Optimierung herkömmlicher Hardware-Konzepte durch Einsatz von Mikroprozessoren).

Während ein Meßplatz der ersten Generation über 100 000 DM kostete, überschreitet man mit der zweiten Generation bereits 500 000 DM. Damit wird die Messung komplexer Netzwerkparameter zu einer aufwendigen Aufgabe, die nur in größeren Labors zugänglich ist.

Im folgenden wird ein Meßkonzept vorgestellt, dessen Entwicklungsziel die kostengünstige Messung komplexer Netzwerkparameter ist. Als erster Schritt in Richtung auf dieses Ziel wurde die Reflexionsfaktormessung im Frequenzbereich 0,5 GHz bis 2 GHz realisiert. Da es für die kommende dritte Generation von Meßgeräten sinnvoll ist, Konzepte einzusetzen, die dem Einsatz preiswerter Rechnerkapazität optimal angepaßt sind, arbeitet der Meßplatz nach dem Sechstor-Prinzip. Mit einem Fehler kleiner ± 3 % ist die Meßgenauigkeit besser als beim hp 8410. Die Kosten für die Meßplatz-spezifische Hardware liegen dabei unter 10 000 DM.

2 Anschauliche Darstellung des Sechstor-Prinzips

Zunächst wird zur Verdeutlichung des Prinzips der Sechstor-Messung eine vereinfachte Meßanordnung betrachtet. Sie besteht aus drei ortsfesten Sonden, mit denen der Spannungsverlauf entlang einer Leitung abgetastet wird. Entsprechend **Bild 1** erzeugt eine unbekannte Impedanz $\underline{Z}$ mit dem gesuchten Reflexionsfaktor $\underline{r} = (\underline{Z} - Z_L)/(\underline{Z} + Z_L)$ auf einer vorgeschalteten Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_L einen örtlich schwankenden Spannungsverlauf $U(l)$. Sofern die Frequenz f und die Amplitude $\underline{U}_H$ der hinlaufenden Welle bekannt sind, besteht eine umkehrbar eindeutige Zuordnung zwischen $U(l)$ und $\underline{r}$. Demzufolge kann man – bei Kenntnis der Abstände l_i zur Bezugsebene – aus drei mit ortsfesten Sonden gemessenen Spannungen U_4, U_5 und U_6 den komplexen Reflexionsfaktor $\underline{r}$ berechnen. Das passive Sechstor-Netzwerk besteht in diesem Fall aus einer Leitung mit drei lose angekoppelten Sonden und einem davorgeschalteten Leistungsteiler zur Ermittlung von U_H. An diesem Beispiel werden die wesentlichen Kennzeichen des Sechstorprinzips deutlich:

- Das eigentliche Sechstor ist ein passives Netzwerk und läßt sich kostengünstig realisieren.
- Gemessen werden vier Amplituden, was ebenfalls kostengünstig mit Dioden oder Leistungsmeßköpfen möglich ist.
- Da diese Amplituden keine unmittelbare Aussage über die gesuchte Meßgröße gestatten, wird ein Rechner zur

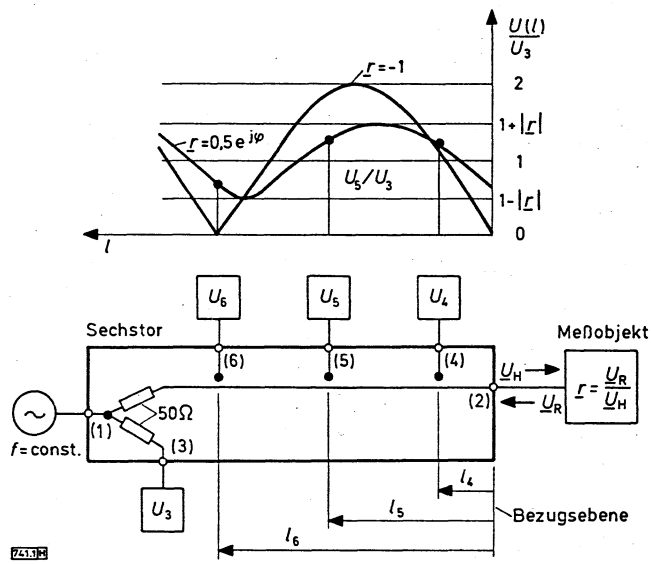


Bild 1. Veranschaulichung des Sechstor-Prinzips am Beispiel von drei ortsfesten, lose angekoppelten Sonden entlang einer Leitung, kombiniert mit einem Leistungsteiler, um die Sondenspannungen auf die hinlaufende Welle zu beziehen. Die Pfeile an Tor 2 geben die Laufrichtung der hin- bzw. rücklaufenden Welle an.

Auswertung benötigt. Eingabedaten: vier gemessene Amplituden U_i, Sechstoreigenschaften (hier l_4/λ, l_5/λ, l_6/λ); Ausgabedaten: Betrag und Phase des Reflexionsfaktors $\underline{r}$ bzw. daraus abgeleitete Größen.

– Grundsätzlich werden nur zwei Sondenspannungen benötigt (d. h. ein Fünftor), um den komplexen Reflexionsfaktor zu berechnen. Die redundante dritte Sondenspannung ermöglicht eine Abschätzung des Meßfehlers.

Ein Sechstor mit ortsfesten Sonden, z. B. in Rechteck-Hohlleitertechnik [1], läßt sich in der Praxis nur schmalbandig einsetzen. Bei größeren Bandbreiten geht die Eindeutigkeit der Zuordnung zwischen Meßwerten und Reflexionsfaktor bereichsweise verloren; so werden z. B. die Spannungen an zwei Sonden gleich groß, wenn ihr Abstand ein ganzzahliges Vielfaches der halben Wellenlänge beträgt. Breitbandige Sechstor-Netzwerke werden deshalb mit Richtkopplern und Leitungsverzweigungen aufgebaut.

Im Bereich der allgemeinen Mikrowellenmeßtechnik hat das Sechstor-Prinzip in der Vergangenheit kaum breite Anwendung gefunden. In Einzelfertigung sind anwenderspezifische Meßplätze aufgebaut worden, mit denen sehr hohe Meßgenauigkeiten erzielt wurden [2, 3]. Diese Entwicklung in Richtung höchster Präzision läßt sich nicht direkt auf universelle Laboranwendungen übertragen, weil dazu für das Kalibrieren des Sechstors eine Vielzahl spezieller Eichnormale benötigt wird (z. B. Präzisionsblindleitungen mit bekannten Eigenschaften und Eichnormale mit bekanntem $\underline{r}$, wobei der Betrag von $\underline{r}$ weder 0 noch 1 sein darf), wie sie normalerweise nicht im Labor verfügbar sind, und weil der Gesamtaufwand bezüglich Rechenzeit, Speicherplatzbedarf, Leistungsmessung, Anzahl der Kalibriermessungen und Komplexität der Rechnerprogramme über das normale Maß hinaus gesteigert wurde.

3 Theorie der Sechstor-Messung

Das Sechstor wird als passiv, linear, reziprok und zeitinvariant angenommen. Es ist entsprechend **Bild 2** allseitig mit beliebigen Impedanzen abgeschlossen. Vom Sechstor aus in diese Abschlußimpedanzen hineingesehen ergibt sich jeweils der Reflexionsfaktor $\underline{r}_i$, $i = 1, 2, \ldots, 6$. Der Reflexionsfaktor $\underline{r}_2$ des Meßobjekts ist der gesuchte Meßwert $\underline{r}$ und wird im folgenden ohne Index geschrieben. Bezeichnet man Tor 3 als Referenzausgang und bezieht die Spannungen $\underline{U}_i$ an den Toren $i = 4$, 5 und 6 auf $\underline{U}_3$, dann lassen sich diese bezogenen Spannungswerte als Funktion der hin- und rücklaufenden Welle am Meßobjekt darstellen:

$$\underline{U}_i/\underline{U}_3 = (\underline{\alpha}_i\,\underline{U}_\mathrm{H} + \underline{\beta}_i\,\underline{U}_\mathrm{R})/(\underline{\alpha}_3\,\underline{U}_\mathrm{H} + \underline{\beta}_3\,\underline{U}_\mathrm{R})\,, \quad i = 4, 5, 6. \tag{1}$$

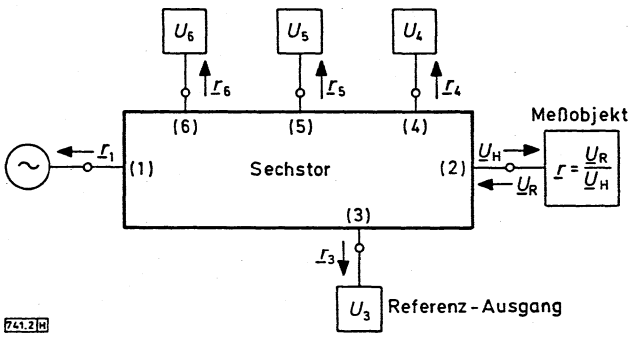


Bild 2. Sechstor mit äußerer Beschaltung

Die Koeffizienten $\underline{\alpha}_i$ und $\underline{\beta}_i$ sind Funktionen der Streuparameter des Sechstors und der Reflexionsfaktoren $\underline{r}_i$ an den Meßausgängen.

(I) *Idealer Fall*:

$\underline{\beta}_3 = 0$, d. h. $\underline{U}_3$ ist proportional zur hinlaufenden Welle am Meßobjekt.

$$\underline{U}_i/\underline{U}_3 = (\underline{\alpha}_i\,\underline{U}_\mathrm{H} + \underline{\beta}_i\,\underline{U}_\mathrm{R})/(\underline{\alpha}_3\,\underline{U}_\mathrm{H})$$
$$= \underline{\alpha}_i/\underline{\alpha}_3 + (\underline{\beta}_i/\underline{\alpha}_3)\,(\underline{U}_\mathrm{R}/\underline{U}_\mathrm{H})\,.$$

Nach dem gesuchten Meßwert $\underline{r} = \underline{U}_\mathrm{R}/\underline{U}_\mathrm{H}$ aufgelöst ergibt sich:

$$\underline{r} = -\,\underline{\alpha}_i/\underline{\beta}_i + (\underline{\alpha}_3/\underline{\beta}_i)\,(\underline{U}_i/\underline{U}_3) = \underline{M}_i + \underline{\gamma}_i\,\underline{U}_i/\underline{U}_3\,, \tag{2}$$

mit: $\underline{M}_i = -\,\underline{\alpha}_i/\underline{\beta}_i$ als Kreismittelpunkt,
$\underline{\gamma}_i = \underline{\alpha}_3/\underline{\beta}_i$ als Maßstabsfaktor und
$\underline{U}_i/\underline{U}_3$ als Meßwert.

Bild 3 zeigt die graphische Interpretation dieser Gleichung. Sofern $\underline{M}_i$ und $\underline{\gamma}_i$ als Sechstorkenngrößen aus Kalibriermessungen bekannt sind, läßt sich mit einem einzigen Meßwert $\underline{U}_i/\underline{U}_3$ der gesuchte Reflexionsfaktor $\underline{r}$ bestimmen. Bei mehreren Meßwerten ist bereits die Kenntnis der Beträge $|\underline{\gamma}_i|$ und $|\underline{U}_i|/|\underline{U}_3|$ ausreichend. Mit den Kreisradien $\gamma_i\,U_i/U_3$ um die Mittelpunkte $\underline{M}_i$ wird der Reflexionsfaktor als gemeinsamer Schnittpunkt in der $\underline{r}$-Ebene festgelegt.

(II) *Realer Fall*:

$\underline{\beta}_3 \ll \underline{\alpha}_3$, jedoch $\underline{\beta}_3 \neq 0$.

Auch hier lassen sich durch entsprechend viele Kalibriermessungen ausreichend viele Sechstordaten bestimmen, so daß der Reflexionsfaktor genau berechnet werden kann. Zu lösen sind lineare Gleichungssysteme mit elf Unbekannten. Da die Koeffizienten fehlerbehaftete Meßwerte sind, entstehen numerische Probleme des unkontrollierten Fehlerwachstums, die nur bei sehr hoher Präzision des Gesamtaufbaus beherrschbar sind. Weiterhin ist ein Teil der fünf bis sechs benötigten Eichnormale nur schmalbandig einsetzbar.

Wählt man für den realen Fall die gleiche mathematische Darstellung wie vorher, so ändert sich gegenüber Gl. (2) nur der Maßstabsfaktor:

$$\underline{\gamma}_i = \underline{\alpha}_3/\underline{\beta}_i + (\underline{\beta}_3/\underline{\beta}_i)\,(\underline{U}_\mathrm{R}/\underline{U}_\mathrm{H})\,,$$
$$= (\underline{\alpha}_3/\underline{\beta}_i)\,(1 + \underline{\delta}\,\underline{r})\,, \tag{3}$$

mit $\underline{\delta} = \underline{\beta}_3/\underline{\alpha}_3$ als relativem Radienfehler.

Bei dieser Art der Darstellung sind auch im Fall des realen Sechstors die Kreismittelpunkte konstant. Die Kreisradien entsprechen bei $r = 0$ dem Idealfall und haben bei $r = 1$ den maximalen Fehler δ.

Aus der Streumatrix des Sechstors und den angeschlossenen Impedanzen lassen sich die Größen $\underline{\alpha}_i$ und $\underline{\beta}_i$ bzw. $\underline{M}_i$, $\underline{\gamma}_i$ und $\underline{\delta}$ berechnen. Für $\underline{\delta}$ ergibt sich ein umfangreicher Ausdruck, der jedoch verschwindet, wenn $\underline{S}_{22}$, $\underline{S}_{23}$ und alle $\underline{r}_i$ gleich 0 sind. Vernachlässigt man alle Ausdrücke, die klein sind, ergibt sich:

$$\underline{\delta} \approx -\,\underline{S}_{22} + (\underline{S}_{12}/\underline{S}_{13})\,\underline{S}_{23} - \sum_{i=4}^{6} \underline{r}_i\,\underline{S}_{2i}^2\,. \tag{4}$$

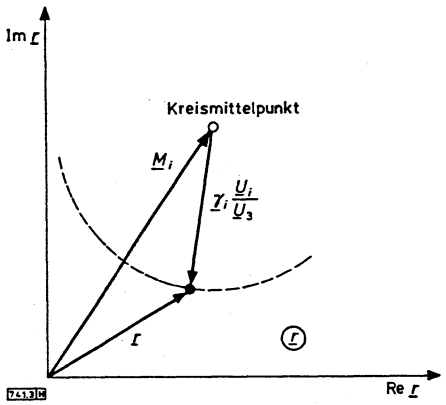


Bild 3. Bestimmung des Reflexionsfaktors in der $\underline{r}$-Ebene mit einem bekannten Kreismittelpunkt $\underline{M}_i$ und einem gemessenen Kreisradius U_i/U_3

Die Quellenanpassung $\underline{S}_{22}$ in der Bezugsebene wird mit handelsüblichen Komponenten kleiner als -30 dB $\triangleq \pm 3$ %. Der Ausdruck mit der Entkopplung $\underline{S}_{23}$ des Referenzausgangs wird für das Sechstor in **Bild 4** bei 20 dB Isolation des Leistungsteilers kleiner als -36 dB $\triangleq \pm 1{,}5$ %, und der Term mit dem Reflexionsfaktor $\underline{r}_i$ der Dioden (< -20 dB) wird kleiner als -44 dB $\triangleq \pm 0{,}6$ %. Zweckmäßigerweise verbessert man die Quellenanpassung in der Bezugsebene durch ein vorgeschaltetes, reflexionsarmes Dämpfungsglied mit dem Transmissionsfaktor $\underline{t}_2$. Damit erreicht man $\underline{S}_{22} < -36$ dB ... -40 dB; die beiden anderen Ausdrücke werden dadurch ebenfalls um 10 lg (t_2) kleiner.

Bei dieser Darstellung der Netzwerkgleichungen ergibt sich, daß ein Sechstor drei Kreismittelpunkte liefert, die unabhängig vom Reflexionsfaktor sind und sich durch Kalibriermessungen bestimmen lassen. Die Maßstabsfaktoren $\underline{\gamma}_i$ werden nur für $\beta_3 = 0$ meßgrößenunabhängig. Dieser Fehler wird im vorliegenden Meßplatz bewußt in Kauf genommen, um das Verfahren überschaubar und den Aufwand gering zu halten; das Sechstor, das Kalibrieren und das Auswerten der Messung werden so ausgeführt, daß dieser Fehlereinfluß hinreichend gering bleibt.

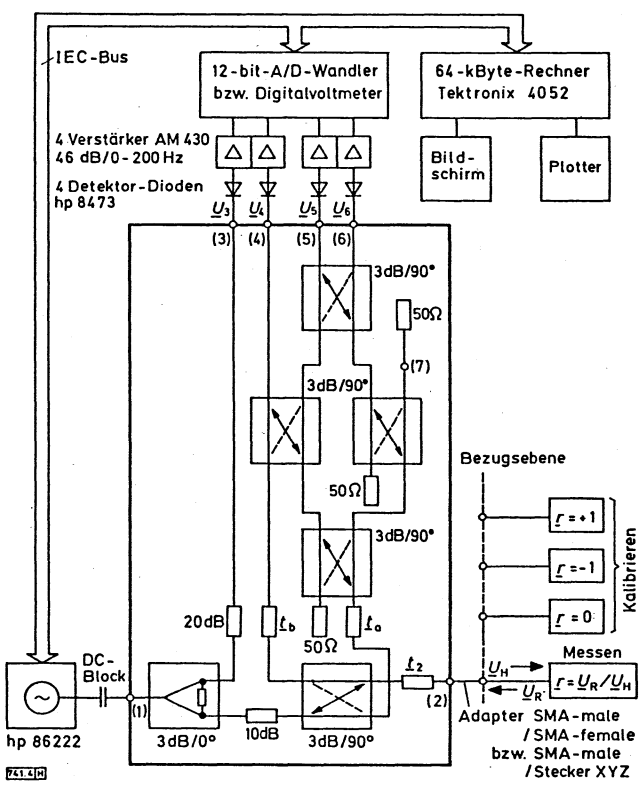


Bild 4. Aufbau des Sechstor-Meßplatzes

4 Aufbau des Sechstor-Meßplatzes

Das Sechstor in **Bild 1** ergibt Kreismittelpunkte $\underline{M}_i$ auf dem Einheitskreis der $\underline{r}$-Ebene, die bei zunehmender Frequenz mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten umlaufen. Zweckmäßiger sind feststehende Kreismittelpunkte, die z. B. ein gleichseitiges Dreieck bilden, das den Meßbereich $|\underline{r}| \leqslant 1$ einschließt. Damit ergibt sich jeweils nur ein Schnittpunkt im Meßbereich.

Das Sechstor in **Bild 4** besteht aus fünf handelsüblichen 3-dB-Richtkopplern des gleichen Typs. Alle Komponenten haben SMA-Stecker. Aufgrund der im Idealfall frequenzunabhängigen Phasenverschiebung von 90° zwischen den Ausgangsspannungen eines Richtkopplers ergeben sich folgende Kreismittelpunkte $\underline{M}_i$:

$$\underline{M}_4 = -\mathrm{j}\,\underline{t}_a/(\underline{t}_b\,\underline{t}_2^2)\,,$$

$$\underline{M}_5 = -(1-\mathrm{j})\,\underline{t}_a/(\underline{t}_b\,\underline{t}_2^2)\,,$$

$$\underline{M}_6 = (1+\mathrm{j})\,\underline{t}_a/(\underline{t}_b\,\underline{t}_2^2)\,.$$

Der Faktor $\underline{t}_a/(\underline{t}_b\,\underline{t}_2^2)$ repräsentiert zusätzliche Dämpfung und Phasendrehung innerhalb des Sechstors durch Dämpfungsglieder und Ausgleichsleitungen. Im vorliegenden Aufbau ist $\underline{t}_a/(\underline{t}_b\,\underline{t}_2^2) = 2$.

Bild 5 zeigt die Lage der Kreismittelpunkte und ein Kreisdiagramm zur Bestimmung des Reflexionsfaktors $\underline{r}$ mittels dreier gemessener Kreisradien.

Bild 6 zeigt die Ortskurve der Kreismittelpunkte des realen Aufbaus.

Es gibt eine Vielfalt von Möglichkeiten, mit Richtkopplern, Leistungsteilern, 90°- und 180°-Hybriden ein Sechstor mit brauchbarer Kreismittelpunkt-Verteilung zu realisieren. Die Lage dieser Kreismittelpunkte läßt sich gezielt durch Dämpfungsglieder und Leitungen beeinflussen. Abgesehen von den Größen in Gl. (4) ist für das Meßverfahren nur die Lage der Kreismittelpunkte $\underline{M}_i$ von Bedeutung, nicht der innere Aufbau des Sechstors.

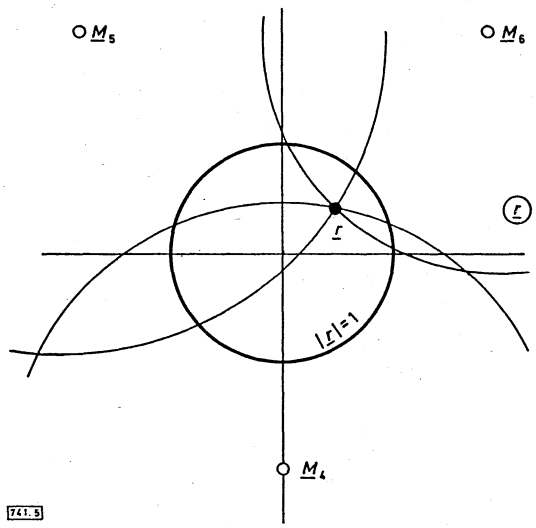
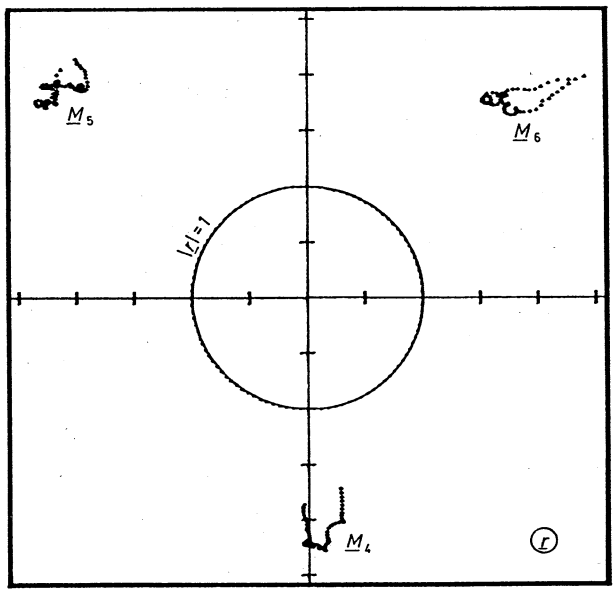


Bild 5. Soll-Lage der Kreismittelpunkte $\underline{M}_i$ des Sechstors in Bild 4; Ermittlung des Reflexionsfaktors als Schnittpunkt dreier Kreise in der $\underline{r}$-Ebene



741.6

Bild 6. Ortskurve der Kreismittelpunkte $\underline{M}_i$ für das Sechstor in Bild 4
100 Punkte im Frequenzbereich 0,5 GHz bis 2,0 GHz
20 lg $(t_2) = -3$ dB

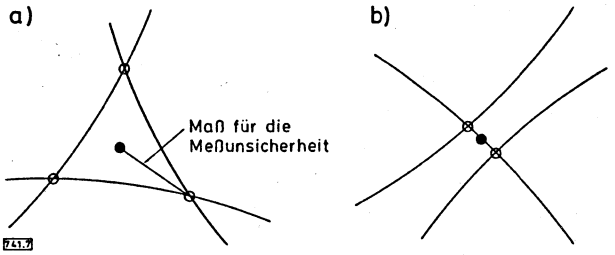
Die Spannungen U_3 bis U_6 werden mit Detektordioden gemessen. Die Ausgangsgleichspannungen der Dioden (1 mV bis 6 mV) werden zunächst von je einem Operationsverstärker verstärkt und dann mit einem Digitalvoltmeter bzw. mit einem zum Rechner gehörenden A/D-Wandler gemessen. Da die Diodengleichspannung bei Kleinsignalaussteuerung proportional zum Quadrat der HF-Eingangsspannung ist, muß der Rechner aus allen Meßwerten die Wurzel ziehen und anschließend alle Werte durch U_3 teilen.

Das Meßverfahren stellt keine außergewöhnlichen Ansprüche an die Komponenten des Sechstors. Der Frequenzgang hat keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit. Um unempfindlich gegenüber Frequenzschwankungen des Generators zu sein, sollten die Kreismittelpunkte ihre Lage als Funktion der Frequenz nur wenig ändern. Die Referenzspannung U_3 kann ohne wesentliche Verschlechterung der Meßgenauigkeit auch an Punkt 7 des Sechstor-Netzwerks abgenommen werden. Der Leistungsteiler kann dann entfallen.

5 Ablauf einer Messung

Zunächst werden das Meßprogramm und die Eichdaten vom Magnetband oder von der Diskette in den Rechner eingelesen. Dies sind für jede Frequenz die Koordinaten der Eichpunkte M_4, M_5 und M_6 sowie die Maßstabszahlen γ_4, γ_5 und γ_6, mit denen die Meßwerte U_4/U_3, U_5/U_3 und U_6/U_3 multipliziert werden, bevor sie als Radien in die Reflexionsfaktorebene eingetragen werden können.

Nachdem das Meßobjekt angeschlossen ist, wird der Generator vom Rechner nacheinander auf alle Frequenzen eingestellt, für die Kalibrierdaten vorliegen. Nach jeder Frequenzeinstellung werden die Diodenspannungen U_3 bis U_6 abgefragt und gespeichert. Zur analogen Kontrolle, ob der Generatorpegel richtig eingestellt ist und ob der Gesamtaufbau ordnungsgemäß arbeitet, werden die aktuell gemessenen Spannungen U_3 bis U_6 als Funktion der Frequenz auf dem Bildschirm dargestellt. Danach wird für jede Frequenz Betrag und Phase des Reflexionsfaktors berechnet. Das Ergebnis wird als Ortskurve in der $\underline{r}$-Ebene auf dem Bildschirm dargestellt und zur etwaigen Weiterverarbeitung gespeichert.



741.7

Bild 7. Bestimmung des Meßergebnisses in der $\underline{r}$-Ebene als Mittelwert der Kreisschnittpunkte; die größte Abweichung wird als Maß für die Abschätzung der Meßunsicherheit benutzt
a) drei Kreisschnittpunkte
b) zwei Kreisschnittpunkte

Da sowohl die Kalibrierdaten als auch die Meßwerte mit geringen Fehlern behaftet sind, ergeben sich entsprechend **Bild 7** stets mehrere Schnittpunkte. Als Meßergebnis wird der Mittelwert berechnet und abgespeichert (Schwerpunkt des Dreiecks). Der Abstand zwischen dem Mittelwert und dem am weitesten entfernten Schnittpunkt wird als Maß für den absoluten Fehler der Messung gespeichert. Der maximale und der mittlere absolute Fehler werden zusammen mit der Ortskurve ausgegeben. Zusätzlich kann der Fehler als Funktion der Frequenz dargestellt werden. Weiterhin kann, falls einzelne Meßwerte signifikant abweichende Fehler haben, das Kreisdiagramm entsprechend **Bild 5** für jeden Frequenzpunkt dargestellt werden.

Eine Messung mit 100 Frequenzpunkten dauert etwa 60 Sekunden. Diese Zeit wird von der Einschwingzeit des Signalgenerators und von der Zeitdauer der Digitalvoltmeterabfrage und der graphischen Bildschirmausgabe festgelegt.

6 Forderungen an einen Reflexionsfaktor-Meßplatz

Aus der Praxis des täglichen Einsatzes von Hochfrequenzmeßgeräten können eine Reihe von Forderungen gestellt werden, die ein moderner Meßplatz erfüllen sollte. Betrachtet man zunächst die Meßaufgaben, bei denen die Ermittlung der Phase des Reflexionsfaktors notwendig ist, z. B. die Messung der Eingangsimpedanz eines Transistors oder einer Antenne zum Entwurf des geeigneten Anpaßnetzwerks oder die Bestimmung der elektrischen Länge eines Zweitors (Phase des Eingangsreflexionsfaktors bei Leerlauf am Ausgang), so stellt man fest, daß für die Mehrzahl aller Meßaufgaben kein Meßplatz hoher oder höchster Präzision notwendig ist. Bei 2 GHz liegen die Herstellerdaten für Bauelemente, die im Idealfall $\underline{r} = 0$ haben sollten, bei folgenden Werten:

SMA-Steckverbindung:	$\lvert \underline{r} \rvert \leqslant 1{,}5\,\%$,
N-Steckverbindung:	$\lvert \underline{r} \rvert \leqslant 3{,}7\,\%$,
Präzisions-Abschluß (SMA):	$\lvert \underline{r} \rvert \leqslant 2{,}5\,\%$,
Präzisions-Dämpfungsglied (SMA):	$\lvert \underline{r} \rvert \leqslant 5\,\%$.

Da sehr genaue Messungen einen oberwellenfreien, hochstabilen Synthesizer erfordern, weiterhin Präzisions-Eichnormale, Drehmomenten-Schlüssel, geschultes Personal und vieles andere mehr, wurde hier versucht, eine für Standard-Anwendungen ausreichende Genauigkeit zu erhalten, die es gestattet, Standard-Signalgeneratoren und in jedem Labor vorhandene Eichnormale zu benutzen.

Zusätzliche Forderungen sind:

- rechnergesteuerte Diagrammausgabe auf einem Plotter mit freier Wahl der Darstellungsform (Ortskurve, Betrag und Phase, Impedanz, elektrische Länge usw.);
- automatisches Verschieben der Bezugsebene der Messung;
- überschaubares, dem Benutzer einleuchtendes Verfahren der Messung und Kalibrierung mit eingebauten analogen Kontrollmöglichkeiten;
- Angabe der Fehlergrenzen beim Kalibrieren und Messen;
- auswechselbare Adapter am Meßausgang zum Wechsel des Steckertyps und zum Austausch defekter Stecker;
- Minimierung des meßplatzspezifischen Geräteaufwands; der Rechner, der Signalgenerator und die Digitalvoltmeter können bei Bedarf für andere Aufgaben eingesetzt werden, ohne daß größere Umbauten oder Neukalibrieren notwendig sind;
- robuster, unempfindlicher Aufbau; keine offen zugänglichen Mischereingänge, die leicht durch Überspannungen als Folge elektrostatischer Aufladung zerstört werden können.

Der hier beschriebene Sechstor-Meßplatz wurde so entwickelt, daß die oben angeführten Forderungen erfüllt werden.

7 Kalibrierverfahren

Während bei einer Messung die Kreismittelpunkte $\underline{M}_i$ bekannt sind und der Reflexionsfaktor zu bestimmen ist, wird der Vorgang beim Kalibrieren umgekehrt: Die Reflexionsfaktoren der Eichnormale sind bekannt, und die Lage der Kreismittelpunkte wird aus den Meßwerten berechnet.

7.1 Kalibrieren mit Leerlauf, Kurzschluß, Anpassung (L–K–A)

Entsprechend **Bild 8** werden an das Sechstor nacheinander ein Kurzschluß ($\underline{r} = -1$), ein reflexionsfreier Abschluß ($r = 0$) und ein Leerlauf ($\underline{r} = +1$) angeschlossen. Die auf U_3 bezogenen Ausgangsspannungen ergeben dann Kreisradien L, K und A, mit denen die Kalibriergrößen berechnet werden.

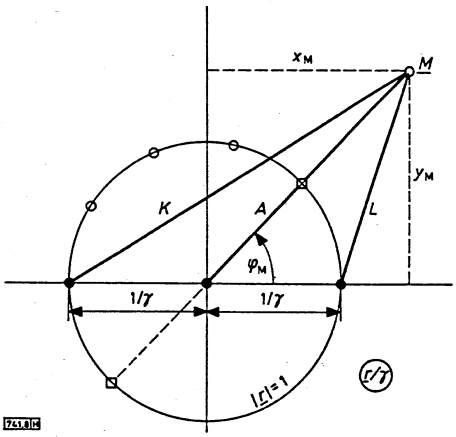


Bild 8. Bestimmung der Kalibriergrößen $\underline{M}$ und γ durch Messen der Eichnormale Leerlauf, Kurzschluß und Anpassung; Lage der versetzten Kurzschlüsse bei der niedrigsten Frequenz für $m = 3$ (offene Kreise)

Jedem Ausgang ist ein Kreismittelpunkt $\underline{M}$ und ein Maßstabsfaktor $\underline{\gamma}$ zugeordnet. Für den Maßstabsfaktor gilt:

$$\gamma = 1/\sqrt{(K^2 + L^2)/2 - A^2}\,. \tag{6}$$

Für den Kreismittelpunkt $\underline{M}$ in der $\underline{r}$-Ebene gilt in *kartesischen Koordinaten*:

$$\begin{aligned} x_M &= \gamma^2\,(K^2 - L^2)/4\,, \\ y_1 &= \sqrt{|\gamma^2 K^2 - (1 + x_M)^2|}\,, \\ y_2 &= \sqrt{|\gamma^2 L^2 - (1 - x_M)^2|}\,, \\ y_M &= (y_1 + y_2)/2\,; \end{aligned} \tag{7a}$$

in *Polarkoordinaten* gilt:

$$\begin{aligned} |\underline{M}| &= \gamma A\,, \\ \varphi_1 &= \arccos\,[(\gamma^2 A^2 - \gamma^2 L^2 + 1)/(2\gamma A)]\,, \\ \varphi_2 &= \arccos\,[(\gamma^2 K^2 - \gamma^2 A^2 - 1)/(2\gamma A)\,, \\ \varphi_M &= (\varphi_1 + \varphi_2)/2\,. \end{aligned} \tag{7b}$$

Da L, K und A fehlerbehaftete Meßwerte sind, ergeben sich für $\underline{M}$ analog zu **Bild 7a** mehrere Schnittpunkte. Ein Fehler ΔK wirkt sich auf x_M bzw. y_M umso stärker aus, je mehr φ_M von 90° abweicht. Daraus folgt, daß für drei Eichnormale, die alle auf der reellen Achse liegen, Kreismittelpunkte $\underline{M}$ auf der reellen Achse unzulässig sind. Da es für das Kalibrieren günstig ist, wenn die Kreismittelpunkte $\underline{M}$ möglichst weit von der reellen Achse entfernt liegen, und da es für die Messung optimal ist, wenn sie ein gleichseitiges Dreieck bilden, stellt eine Verteilung entsprechend **Bild 5** bzw. **6** einen brauchbaren Kompromiß dar.

Mit den so berechneten Kalibriergrößen ergeben sich Meßfehler unter ± 5 %. Für Meßobjekte, deren Reflexionsfaktoren in der Umgebung der drei Eichnormale liegen, werden die Fehler wesentlich kleiner.

7.2 Kalibrieren mit L–K–A und zusätzlichen Blindabschlüssen

Der dominierende Fehler bei der L–K–A-Kalibrierung tritt bei der Bestimmung der Maßstabsfaktoren γ auf. γ ergibt sich entsprechend **Bild 8** aus dem Durchmesser der Ortskurve für $|\underline{r}| = 1$ in der nicht bezogenen Reflexionsfaktor-Ebene. Die Ermittlung des Kreisradius aus Leerlauf-Kurzschluß-Messungen wird am genauesten, wenn die beiden Eichnormale auf der Geraden $\overline{M0}$ liegen (in **Bild 8** als Quadrate eingetragen). Dieses Kalibrierverfahren wird in Abschnitt 7.3 beschrieben.

Alternativ läßt sich die Genauigkeit der L–K–A-Kalibrierung verbessern, indem mehrere Eichnormale beliebiger, jedoch unterschiedlicher Länge mit $|\underline{r}| = 1$ gemessen und die daraus berechneten Maßstabsfaktoren γ gemittelt werden. Als günstig erweist sich dabei eine Längenstaffelung bzw. Winkeldifferenz entsprechend $135°/m$ bei der niedrigsten Frequenz, wobei m die Anzahl der zusätzlichen Eichnormale mit $|\underline{r}| = 1$ ist. **Bild 8** zeigt ein Beispiel mit $m = 3$.

Die zusätzlichen Eichnormale werden durch drei gleiche, handelsübliche SMA-male-female-Adapter (Länge 22 mm) realisiert, die hintereinander angeschraubt und jeweils mit Leerlauf und Kurzschluß gemessen werden.

Der zugehörige Maßstabsfaktor γ ergibt sich aus Gl. (7). Abgesehen davon, daß der 135°-Winkel zwischen den Eichpunkten möglichst gleichmäßig mit Eichnormalen belegt sein sollte, ist die genaue Kenntnis der Lage der Leerlauf-Kurzschluß-Ebenen nicht notwendig.

Mit den auf diese Art gewonnenen Kalibrierdaten ergeben sich Meßfehler unter ± 4 %. Eine Wichtung bei der Mittelwertbildung in Abhängigkeit von der Entfernung zum optimalen Kalibrierpunkt bringt keine weitere Genauigkeitssteigerung mehr.

7.3 Kalibrieren mit L–K–A und verschiebbarem Kurzschluß

Es gibt mehrere Möglichkeiten, die Diodenspannungen für die Orte des jeweils optimalen Kalibrierpunkts (**Bild 9**) zu messen. Am wenigsten zeitaufwendig wird diese Art des Kalibrierens, wenn ein schneller A/D-Wandler zur Verfügung steht, mit dem alle vier Dioden zeitlich nacheinander periodisch abgefragt werden können (Burst-mode), während ein verschiebbarer Kurzschluß kontinuierlich über eine Länge von mindestens $\lambda/2$ verschoben wird. Nach der Messung werden alle drei Diodenspannungsverläufe auf dem Bildschirm entsprechend **Bild 9b** dargestellt; die Extremwerte der Kurven werden ermittelt, markiert und die Maßstabsfaktoren berechnet:

$$\gamma = 2/(U_{max} - U_{min}) .$$

Die Bildschirmdarstellung hat den Vorteil, daß die bei verschiebbaren Kurzschlüssen üblichen Kontaktprobleme ohne Einfluß bleiben; Fehlmessungen werden erkannt und wiederholt.

Nach dem Kalibrieren wird die Größe $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ entsprechend Gl. (7) als Maß für die Qualität der Kalibrierung ausgegeben. Die Winkelabweichung $\Delta\varphi$ liegt bei ± 2°. Mit ihr lassen sich Steckerfehler oder Fehler der Eichnormale unmittelbar erkennen; die Qualität der Kalibrierung wird auf diese Weise kontrollierbar.

Mit diesem Verfahren ergeben sich unmittelbar nach einer sorgfältigen Neukalibrierung Fehler, die im gesamten Frequenzbereich stets unter ± 2 % bleiben. Sofern das letzte Kalibrieren schon längere Zeit (z. B. mehrere Wochen) zurückliegt, werden ± 3 % erreicht.

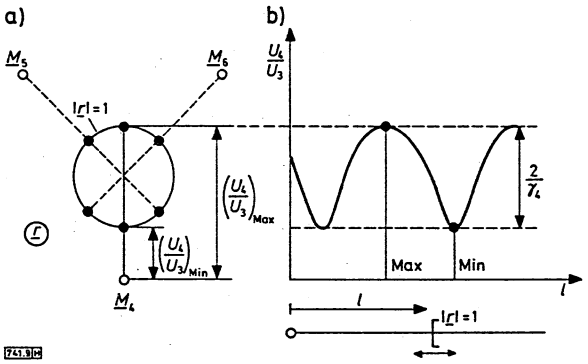


Bild 9. Kalibrieren mit verschiebbarem Kurzschluß
a) Lage der optimalen Eichnormale zur Bestimmung der Maßstabsfaktoren γ
b) Sechstor-Ausgangsspannung bei Verschieben des Kurzschlusses

8 Fehlerquellen, Meßgenauigkeit

Aufgrund der Ermittlung des Meßwerts mit Hilfe dreier Kreise in der $\underline{r}$-Ebene (**Bild 5**) ist es zweckmäßig, die Meßunsicherheit durch den Radius eines kreisförmigen Bereichs zu definieren. Damit läßt sich der Winkelfehler $\Delta\varphi$ aus dem Betragsfehler Δr berechnen:

$$\Delta\varphi = (180°/\pi)\, \Delta r/|\underline{r}| .$$

Ein Fehler von $\Delta r = \pm 0{,}03$ bedeutet bei $|\underline{r}| = 1$ eine Winkelabweichung von ± 1,7°, bei $|\underline{r}| = 0{,}1$ von ± 17°.

Primär hängt die Meßgenauigkeit von der Art des Kalibrierens ab, wie im vorigen Abschnitt beschrieben. Die folgenden Beispiele beziehen sich auf das Kalibrieren mit L–K–A und verschiebbarem Kurzschluß. Die Kurzzeit-Reproduzierbarkeit der Meßwerte liegt wesentlich unter den systematischen Fehlern. Die Schwankungsbreite liegt bei ± 0,005. Sie entsteht durch das Rauschen der Dioden und Verstärker, durch das FM-Rauschen und die Frequenz-Wiedereinstellgenauigkeit des Signalgenerators, durch den Digitalisierungsfehler des A/D-Wandlers und durch die Temperaturdrift der Dioden und des Generators.

Bei Messungen in der Nähe von $\underline{r} = 0$ entfällt der mit $|\underline{r}|$ wachsende Anteil des Meßfehlers. Hier erreicht der Meßplatz die geringsten Betragsfehler. Langfristig liegt der kleinste aussagekräftige Meßwert unter 0,015 ≙ − 36 dB. Die drei Schnittpunkte der Kreise haben im Mittel Abstände von 0,007 vom Meßwert. **Bild 10** zeigt ein typisches Meßergebnis in diesem Bereich. Die Darstellung ist bereichsweise vergleichbar mit dem Rauschpegel herkömmlicher Netzwerkanalysatoren bzw. Amplitudenmeßplätze. Aus dem kontinuierlich verlaufenden Teil der Kurve in **Bild 10** folgt, daß es sich hierbei noch um Meßwerte handelt, die das Meßobjekt charakterisieren.

Der Meßfehler bei $\underline{r} = 0$ entsteht primär durch Langzeitdrift der Meßplatzeigenschaften und durch die Fehler des Eichnormals mit $\underline{r} = 0$. Die Auflösung läßt sich durch spezielle Kalibrierverfahren weiter verbessern. In der Regel wird man jedoch für die Messung sehr kleiner Reflexionsfaktoren Amplituden-Meßplätze benutzen, da die Phaseninformation meist nicht benötigt wird.

Da das Kalibrieren die Effekte von Mehrfachreflexionen in der Bezugsebene nicht berücksichtigt, siehe Gl. (4), steigt die Ungenauigkeit der Meßwertermittlung mit zunehmendem Reflexionsfaktor an. Der größte Meßfehler ergibt sich bei $|\underline{r}| = 1$. **Bild 11** zeigt das Meßergebnis für eine 12 cm lange, am Ende offene Leitung. Langfristig ergeben sich Meßfehler unterhalb ± 0,03 ≙ ± 0,026 dB. Die Kreisschnittpunkte liegen im Mittel bis zu 0,02 vom Meßwert entfernt.

Die Phasenkurve in **Bild 11b** zeigt die Vorteile der Meßwertverarbeitung im Rechner, die sich speziell bei der Bestimmung der elektrischen Länge als günstig erweist. Die

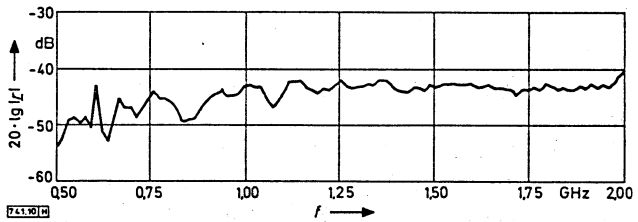


Bild 10. Typisches Meßergebnis bei der Messung eines 50-Ω-Abschlußwiderstands (100 Frequenzpunkte)

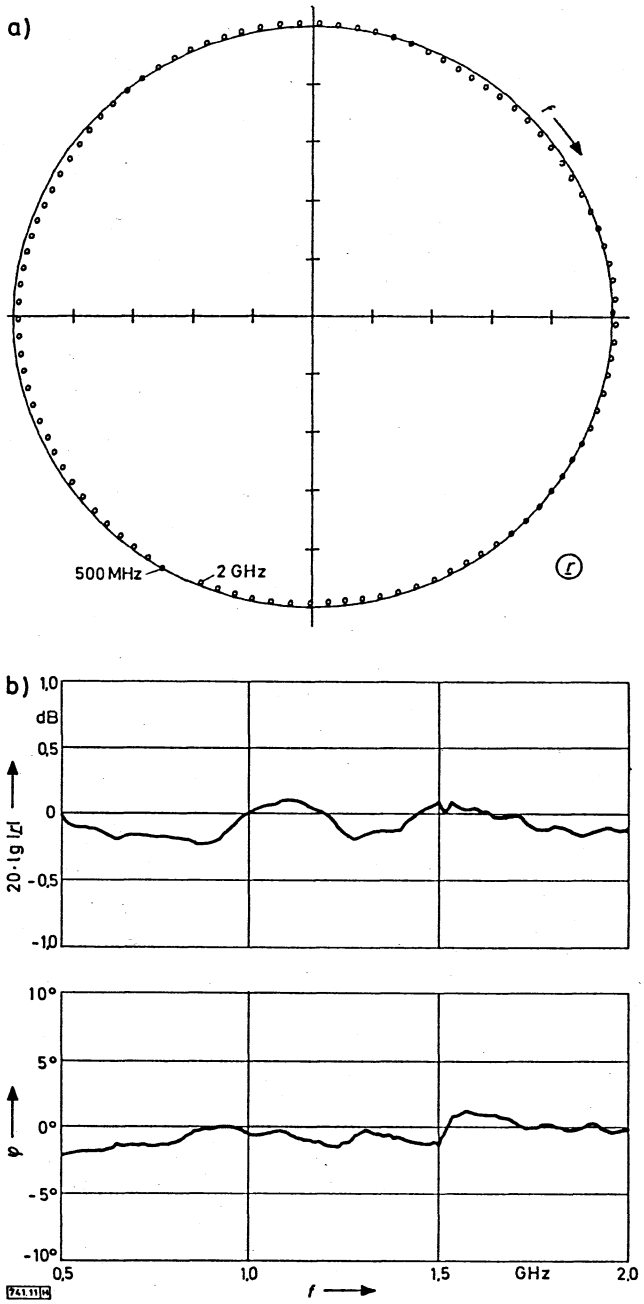


Bild 11. Gemessener Reflexionsfaktor einer 10 cm langen, am Ende offenen Leitung RG-402/U (100 Frequenzpunkte)
a) Darstellung in der Reflexionsfaktor-Ebene
b) kartesische Darstellung, Bezugsebene um 10 cm verschoben. Der exakte Wert läuft aufgrund der Leitungsdämpfung von 0,05 dB bei 500 MHz nach 0,1 dB bei 2 GHz.

Bezugsebene der Messung wurde rechnerisch verschoben. Diese Verschiebung entspricht der elektrischen Länge des Meßobjekts, sobald die verbleibende Phasenkurve im Mittelwert frequenzunabhängig ist (bei Komponenten mit Leitungscharakter liegt dieser Mittelwert dann bei 0°).

Die wesentlichen Ursachen für Meßfehler sind:

- Die Art des Kalibrierens und die Qualität der Eichnormale.
- Die Quellenanpassung in der Bezugsebene:
  Wegen $\Delta r = |\underline{r}|^2 r_Q$ erzeugt ein Reflexionsfaktor $r_Q = -30$ dB einen Meßfehler Δr bis zu ± 3 %. Eine Fehlanpassung von Tor 1 aus in die Signalquelle hineingesehen wirkt sich nicht aus.
- Die Oberwellen des Signalgenerators:
  Eine Oberwelle, deren Pegel 30 dB unter dem Signalpegel liegt, erzeugt einen Betragsfehler bis zu ± 3 %.
- Die Abweichung der Diodenkennlinie von einer quadratischen Funktion:
  Für Diodenspannungen unter 10 mV bzw. Signalpegel unter − 15 dBm bleiben die Auswirkungen auf das Meßergebnis unter ± 2 %. Dieser geringe Fehler ist auf die eingeschränkte Dynamik der Pegel an den Dioden zurückzuführen. Bei Kalibrierpunkten entsprechend **Bild 5** schwankt der Pegel an Ausgang 4 um 9,5 dB und an Ausgang 5 bzw. 6 um 6,4 dB. Erst wenn der Pegel der Signalquelle wesentlich (± 4 dB) von seinem Nennwert abweicht, ergeben sich merkliche Auswirkungen auf die Meßergebnisse.

Die angegebenen Fehlerquellen wirken sich nicht unmittelbar auf das Meßergebnis aus. Aufgrund der vielfältigen Mittelwertbildung beim Kalibrieren und Messen reagiert das Meßverfahren in der hier vorgestellten Form sehr ausgleichend bzw. gutartig auf die meisten Fehler. Zum einen werden bei der Berechnung der Maßstabsfaktoren γ jeweils Leerlauf- und Kurzschlußmessung gemeinsam ausgewertet, analog zur Leerlauf-Kurzschluß-Mittelwertbildung beim Kalibrieren von Amplituden-Meßplätzen [6], zum anderen wird bei der Messung jeweils der Mittelwert aller drei Kreisschnittpunkte berechnet. Für Kreismittelpunkte $\underline{M}$, die ein gleichseitiges Dreieck bilden, bleiben Fehler ΔU der Sechstor-Ausgangsspannungen, die an allen drei Ausgängen gemeinsam auftreten, ohne Einfluß. Allgemein wirken sich Fehleranteile ΔU, die den Mittelwert der Kreisschnittpunkte unverändert lassen, nicht aus: gleichmäßiges Vergrößern und Verdrehen dieses Fehlerdreiecks sind also unschädlich.

9 Erfahrungen beim Einsatz des Meßplatzes

Der hier beschriebene Meßplatz wird seit Anfang 1985 im Labor eingesetzt. In dieser Zeit wurden der Aufbau im Detail optimiert und die Programme benutzerfreundlich gestaltet. Für Messungen mit 100 Frequenzpunkten ist ein Rechner mit 60 kByte Speicherplatz ausreichend. Der Programmumfang und die Laufzeit für 100 Punkte ergeben sich aus **Tabelle 1**.

Die Dauer der Kalibriermessung richtet sich nach dem benutzten Verfahren. Die Speicherbelegung ist davon abhängig, wieviel Zusatzfunktionen aufrufbar sind. Bei fester Signalfrequenz sind Echtzeitmessungen möglich. Es wurden spezielle Unterprogramme zur Systemkontrolle entwickelt. Die Meßgenauigkeit kann bei Bedarf kontrolliert werden, indem ein Eichnormal erneut gemessen wird. Regelmäßiges Neukalibrieren ist nicht notwendig. Eine Kalibriermessung ist erst dann durchzuführen, wenn z. B. zwischen 1,2 GHz und 1,25 GHz mit 100 Punkten Auflösung gemessen werden soll und für diesen Bereich noch keine

Programm	Speicherbelegung durch das Programm	Laufzeit
Eichmessung	4 bis 8 kByte	3 min bis 20 min
Mittelpunkte berechnen	4 bis 10 kByte	0,1 min
Reflexionsfaktor messen	10 bis 20 kByte	1 min
Grafische Ausgabe	10 bis 16 kByte	0,2 min

Tabelle 1. Programmumfang und Laufzeit für 100 Meßpunkte

Kalibrierwerte vorliegen, oder wenn Veränderungen am Sechstor vorgenommen werden, z. B. Umrüsten auf einen anderen Steckertyp in der Bezugsebene. Messungen bei z. B. 30 dB höherem Pegel sind mit 30-dB-Dämpfungsgliedern vor den vier Dioden möglich. Für Messungen mit noch größerer Eingangsleistung, z. B. an nichtlinearen Komponenten, kann das Sechstor in **Bild 4** so modifiziert werden, daß die Durchgangsdämpfung zwischen Generator und Meßausgang nur etwa 1 dB beträgt.

10 Zusammenfassung

Der vorgestellte Reflexionsfaktormeßplatz nach dem Sechstorprinzip arbeitet zwischen 0,5 GHz und 2 GHz. Der kleinste Meßwert bei $\underline{r} = 0$ liegt unter -36 dB bei Meßfehlern von $\pm 0{,}007$ im linearen Maßstab. Mit zunehmendem Reflexionsfaktor steigt der Meßfehler an, bis auf $\pm 0{,}03$ bei $|\underline{r}| = 1$. Der Senderpegel sollte nicht mehr als ± 2 dB vom Nennwert abweichen. Mit einem Rechner mit 60 kByte Arbeitsspeicher lassen sich pro Messung bis zu 100 Frequenzpunkte erfassen. Eine solche Messung einschließlich Bildschirmdarstellung dauert etwa eine Minute.

Das Meßverfahren hat sich im täglichen Laboreinsatz bewährt. Seine wesentlichen Vorteile sind:

- geringe Hardware-Kosten (Summe der Einzelteilpreise etwa 7 000 DM);
- austauschbare Stecker in der Bezugsebene der Messung;
- unmittelbare Meßwertverarbeitung, z. B. bei der Bestimmung der elektrischen Länge oder bei der Messung frequenzunabhängiger Phasenverschiebungen durch rechnerisches Versetzen der Bezugsebene;
- unmittelbare Dokumentation aller Meßergebnisse durch automatische Plotterausgabe;
- aufgrund der Redundanz der Meßwerte läßt sich beim Messen und Kalibrieren die Meßunsicherheit angeben;
- Ablauf und Auswertung der Messung sind überschaubar und vom Bediener kontrollierbar.

Nachteilig ist der fehlende Echtzeitbetrieb.

Für die Zukunft sind weitere Genauigkeitsverbesserungen geplant, sowie eine Erweiterung des Frequenzbereiches auf 2 GHz bis 8 GHz und 8 GHz bis 18 GHz. Hierzu muß nur der Richtkoppler-Teil des Sechstors ausgetauscht werden. Die Rechnerprogramme können unverändert bleiben.

Mitteilung aus dem Institut für Theoretische Elektrotechnik der Universität der Bundeswehr München.

Manuskripteingang: 1. Dezember 1986

Literatur

[1] *Kohl, W.*: Impedanzmessung bei Millimeterwellen mit einer einfachen Sechstor-Schaltung. ntzArchiv 2 (1980) H. 5, S. 95–99

[2] *Hoer, C. A.*: Performance of a dual six-port automatic network analyzer. IEEE Trans. MTT-27 (1979) S. 993–998

[3] *Komarek, E. L.*: Performance characteristic of an automated broadband bolometer unit calibration system. IEEE Trans. MTT-25 (1977) S. 1122–1127

[4] *Hunter, J. D.; Somlo, P. I.*: An explicit six-port calibration method using five standards. IEEE Trans. MTT-33 (1985) S. 69–72

[5] *Riblet, G. P.; Bertil Hansson, E. R.*: Aspects of the calibration of a single six-port using a load and offset reflection standards. IEEE-MTT-S Int. Microwave Symp. (1982) S. 316–318

[6] *Meinke; Gundlach*: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Abschnitt I: Hochfrequenzmeßtechnik. 4. Aufl., Berlin: Springer, 1986

Der Autor

Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Harald Dalichau (42), VDE/ITG, studierte von 1963 bis 1969 Fernmeldetechnik an der TU Hannover, war bis 1971 Entwicklungsingenieur bei der Hewlett-Packard GmbH, Böblingen, und dann wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik der TU Hannover. 1974 promovierte er über die Berechnung von Wellenfeldern in Hohlleitern bei Prof. Dr.-Ing. K. Lange. Nach einer Tätigkeit als Oberingenieur war er ab 1976 Wissenschaftlicher Rat bzw. Wiss. Direktor an der Universität der Bundeswehr München. Dort hält er u.a. Vorlesungen über „Geführte elektromagnetische Wellen" und erhielt 1982 den NTG-Literaturpreis. Im selben Jahr habilitierte er sich im Fachgebiet „Theoretische Elektrotechnik". Seine Forschungsarbeiten betreffen die Gebiete: Elektromagnetische Felder und Wellen, Mikrowellentechnik, HF-Meßtechnik.