

Die Entwicklung der Mikrowellen-Netzwerkanalysatoren

Autor(en): **Benedickter, H.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, de l'Association des Entreprises électriques suisses**

Band (Jahr): **78 (1987)**

Heft 3

PDF erstellt am: **22.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-903814>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Die Entwicklung der Mikrowellen-Netzwerkanalysatoren

H. Benedickter

Mit der Einführung der Mikrowellen-Netzwerkanalysatoren vor etwa 20 Jahren wurde die Impedanzmessung bei hohen Frequenzen wesentlich vereinfacht. Die heutige schnelle Digitaltechnik erlaubt, Mikrowellenschaltungen gleichzeitig im Frequenz- und Zeitbereich zu untersuchen. In diesem Artikel wird die Entwicklung der Mikrowellen-Netzwerkanalysatoren beschrieben.

Depuis l'introduction il y a 20 ans, des analyseurs de réseaux à micro-ondes, la mesure de l'impédance à haute fréquence a été grandement simplifié. Le technique numérique rapide actuelle permet d'examiner des circuits à micro-ondes simultanément dans le domaine des fréquences et dans celui du temps.

1. Einleitung

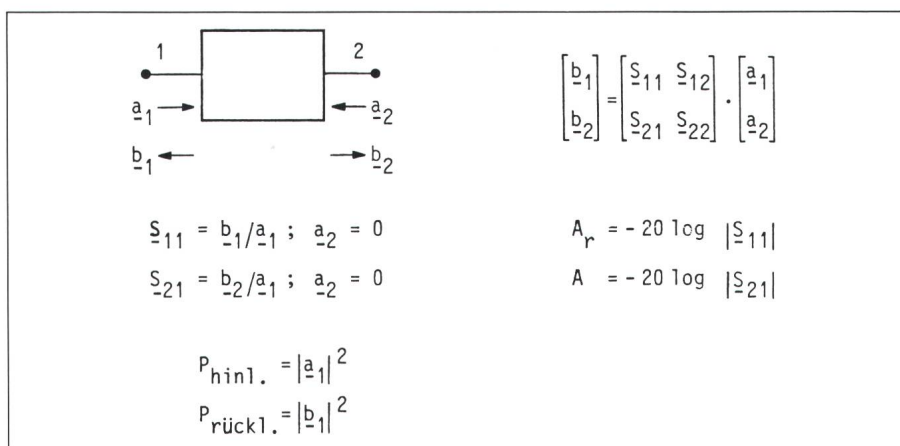
Mikrowellenschaltungen werden üblicherweise im *Frequenzbereich* charakterisiert. Dabei werden verschiedene Frequenzgänge mit sinusförmigen Signalen gemessen. Anders als bei tiefen Frequenzen ist es im Mikrowellenbereich nicht möglich, Spannungen mit hochohmigen KO-Sonden an beliebigen Stellen einer Schaltung zu messen, da solche Sonden die Messung durch Feldstörung meist völlig verfälschen würden. Damit keine störenden Mehrfachreflexionen auftreten, müssen die Ein- und Ausgänge der Schaltung, die einzelnen Komponenten auf der Schaltung sowie die dazwischenliegenden Verbindungsleitungen einen bestimmten Wellenwiderstand aufweisen (in der Koaxial- und Streifenleitungstechnik normalerweise 50 Ω). Die Messung erfolgt an den Schaltungsein- und -ausgängen mit Hilfe von Messvorrichtungen, die auf den gleichen Wellenwiderstand wie die Schaltungskomponenten bezogen sind.

Da bei vielen Mikrowellenleitungstypen Spannung und Strom vom Inte-

grationsweg bzw. von der Integrationsfläche nicht unabhängig sind, die *Leistung* jedoch weiterhin eindeutig ist, werden anstelle von Strom und Spannung die von der Leistung abgeleiteten Wellenstärken \underline{a} und \underline{b} verwendet (Fig. 1).

2. Einsatzgebiete von Mikrowellen-Netzwerkanalysatoren

Ein Mikrowellen-Netzwerkanalysator ist ein Gerät, das die S-Parameter einer Mikrowellenschaltung über einen gewissen Frequenzbereich (z.B. 0,1...18 GHz) in Betrag und Phase misst. Als Quelle wird meistens ein Wobbelgenerator mit sinusförmigen Signalen verwendet, als Empfänger normalerweise ein Gerät, das nur Signale, die auf der Sendefrequenz liegen, verarbeitet (Mischerverfahren). Einfachere Geräte, die nur Amplitudenmessungen vornehmen, heißen *skalare* Analysatoren. Der Empfänger dieser Systeme ist meistens breitbandig. Netzwerkanalysatoren werden bei der Entwicklung und Überprüfung



Figur 1 Wellenstärken und S-Parameter bei einem Zweitor

\underline{a}_1	hinlaufende Wellenstärke am Eingang	\underline{S}_{21}	Transmissionsfaktor vom Eingang zum Ausgang
\underline{a}_2	hinlaufende Wellenstärke am Ausgang	\underline{A}_r	Rückflussdämpfung (Return Loss)
\underline{b}_1	rücklaufende Wellenstärke am Eingang	A	Einfügungsdämpfung (Insertion Loss)
\underline{b}_2	rücklaufende Wellenstärke am Ausgang	$P_{\text{hinl.}}$	hinlaufende Leistung
\underline{S}_{11}	Reflexionsfaktor am Eingang	$P_{\text{rückl.}}$	rücklaufende Leistung

(Für S_{22} und S_{12} gelten analoge Beziehungen wie für S_{11} und S_{21})

Adresse des Autors

H. Benedickter, dipl. El.-Ing. ETH, Institut für Feldtheorie und Höchstfrequenztechnik, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.

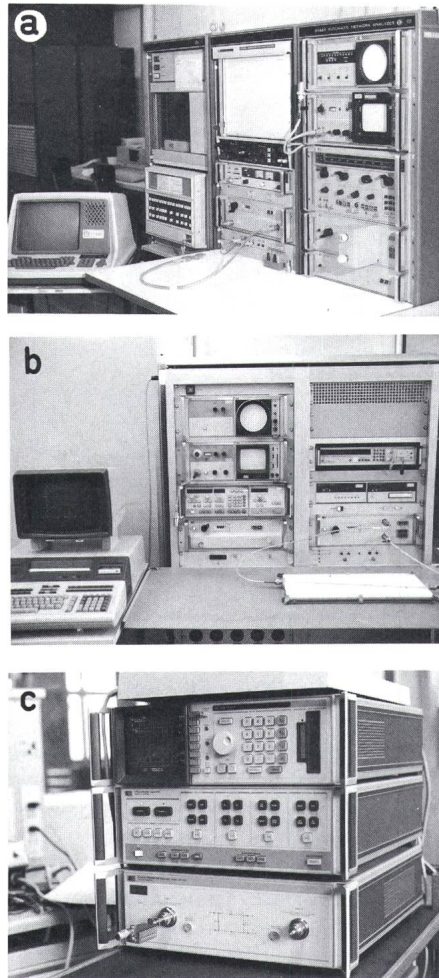
von Filtern, Attenuatoren, Abschlusswiderständen, Richtkopplern, Leistungsteilern, Schaltern, Limitern, Verstärkern usw. eingesetzt. Auch bei der Entwicklung nichtlinearer Komponenten wie z.B. Mischer, Modulatoren, Oszillatoren usw. sind Netzwerkanalysatoren nützliche Werkzeuge.

Die erwähnten Schaltungen können in verschiedenen *Techniken* hergestellt werden, z.B. als Streifenleitungsschaltung (Microstrip, Stripline, Slotline, Finline usw.), in Koaxialtechnik, in Hohlleitertechnik, als MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) usw. Typische *Einsatzgebiete* von Mikrowellenschaltungen sind:

- Satellitenverbindungen (Antennen, Oszillatoren, Filter, Mischer, Verstärker),
- Richtstrahlverbindungen,
- Radar,
- Radiometrie,
- industrielle Mikrowellen-Leistungsanwendungen, (z.B. Mikrowellenöfen),
- Physikalische Messungen (Mikrowellenspektroskopie, Beschleuniger usw.)

3. Geschichte der Mikrowellen-Netzwerkanalysatoren

In der Zeit von etwa 1935 bis 1965 wurden Impedanzmessungen hauptsächlich mit Messleitungen durchgeführt; der komplexe Reflexionsfaktor musste dabei mit einer Detektordiode, die in einem Leitungsstück verschiebbar eingebaut war, frequenzpunktweise bestimmt werden. Dabei wurde das Stehwellenbild der unbekanntenen Last mit demjenigen eines kurzgeschlossenen Leitungsstücks verglichen. Betragsmessungen wurden mit Impedanzbrücken (z.B. Magisches T) und mit Doppelrichtkopplern (Reflektometern) vorgenommen, welche die hin- und rücklaufende Welle voneinander trennen. Diese können dann mit Detektordioden gemessen werden. Die Erfindung der Wobbel-Generatoren (etwa 1954) vereinfachte diese Verfahren, indem sie anstelle der punktweisen eine breitbandige Messung ermöglichte. Es wurden automatische Messsysteme entwickelt, die mit Hilfe von mehreren Sonden oder mit Phasenschiebern bzw. Modulatoren arbeiteten [1; 2]. Speziell zu erwähnen sind hier die Ratio-Meter von Hewlett Packard, Messsysteme von Weinschel und Sperry sowie die Netzwerkanalysatoren der Firmen Rantec, Alford und



Figur 2 Netzwerkanalysator

- a Automatischer Mikrowellen-Netzwerkanalysator HP 8542
- b Netzwerkanalysator HP 8409 mit Tischrechnersteuerung
- c Netzwerkanalysator HP 8510

Wiltron (USA), die ein amplitudenmoduliertes Mikrowellenträgersignal verwendeten und Impedanzmessungen mit Oktavbandbreiten ermöglichten [3; 4]. 1967 brachte Hewlett Packard den Netzwerkanalysator HP 8410 auf den Markt, der die S-Parameter-Messung im Bereich 0,11...12,4 GHz (später bis 18 GHz) erlaubte und in den nächsten Jahren zum weitest verbreiteten Netzwerkanalysator für Mikrowellenfrequenzen wurde. 1969 erschien der HP 8542 – im wesentlichen

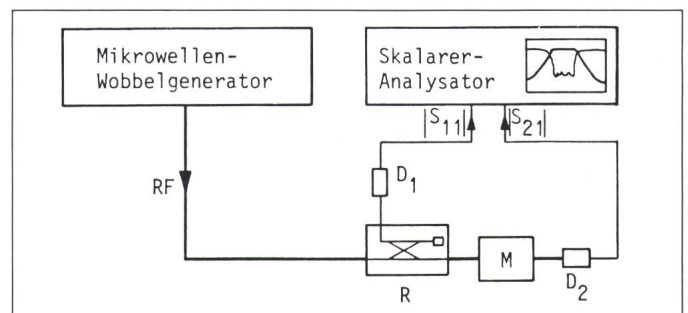
das gleiche Gerät, jedoch mit Rechnersteuerung – (Fig. 2a), er zeichnete sich aus durch eine wirkungsvolle Fehlerkorrektur (Kap. 4) und eine bessere Frequenzgenauigkeit. Etwas einfachere Versionen mit Halbleiter-Wobbelgeneratoren für Multioktavbetrieb und Tischrechnersteuerung kamen 1977 auf den Markt (HP 8409, Fig. 2b). Mit externen Frequenzumsetzern waren komplexe S-Parameter-Messungen bis 110 GHz möglich.

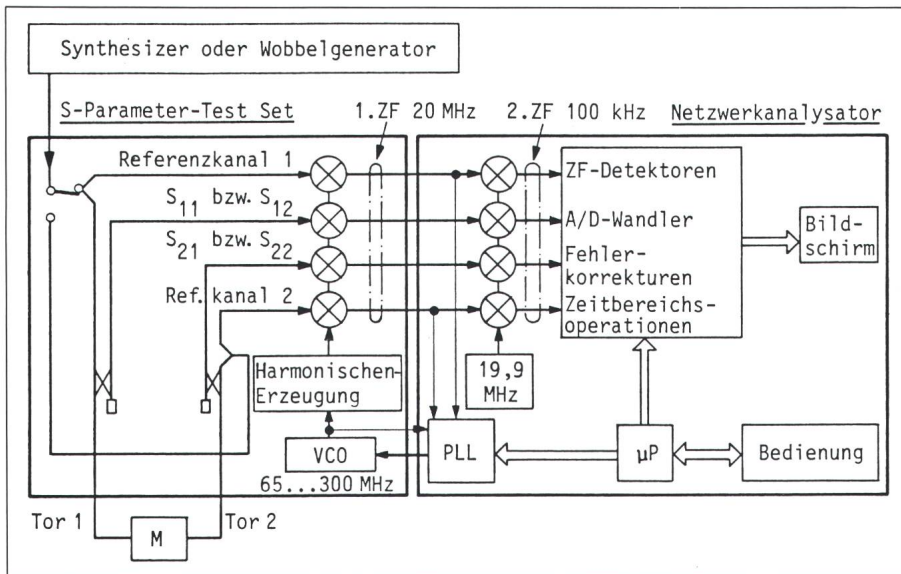
Ab Mitte der siebziger Jahre wurden von HP, PMI (Pacific Measurement, heute Wavetek), Wiltron und später auch von Marconi skalare Analysatoren angeboten, bei denen Betragsmessungen von S_{11} und S_{21} mit Hilfe von Richtkopplern oder VSWR-Brücken und breitbandigen Diodendetektoren möglich waren (Fig. 3). Da diese Systeme preisgünstiger und kleiner waren als der HP 8410, erfuhren sie ebenfalls eine grosse Verbreitung, vor allem als die neueren Geräte dank der Digitaltechnik eine einfache Fehlerkorrektur ohne Zusatzrechner offerierten. Allerdings darf das Fehlen der Phaseninformation, die Empfindlichkeit auf Oberwellen und Subharmonische und die etwas kleinere Dynamik und Genauigkeit bei diesen Systemen nicht übersehen werden.

Erst 1983 erschien bei Hewlett Packard der Netzwerkanalysator HP 8510 (Fig. 2c), der nach demselben Funktionsprinzip wie der ältere HP 8410 arbeitete (Fig. 4). In den Test- und Referenzkanälen werden die Signale auf eine ZF von 20 MHz heruntergesetzt. Die eigentliche Betrags- und Phasenauswertung erfolgt nach einer zweiten Frequenzumsetzung bei 100 kHz. Als Lokaloszillator für den Mischprozess wird nicht ein zweiter Mikrowellengenerator, sondern eine Harmonische eines 65...300-MHz-VCO-Signals verwendet, das mit einem PLL geregelt wird. Verschiedene Einschränkungen und Mängel des HP 8410 wurden mit dem neuen Gerät beseitigt: der Frequenzbereich wurde auf 0,045...26,5 GHz erweitert, Reflexion und Trans-

Figur 3 Skalarer Analysator

- R Richtkoppler oder VSWR-Brücke
- M Messobjekt
- D_1, D_2 Detektoren für Reflexions- bzw. Transmissionsmessung
- RF Mikrowellensignal





Figur 4 Vereinfachtes Blockschaltbild des Netzwerkanalysators HP 8510

⊗ Mischstufe M Messobjekt

mission liessen sich gleichzeitig messen, die Genauigkeit und Dynamik wurde wesentlich verbessert (Tab. I), die Software für umfangreiche Fehlerkorrekturen war im Gerät selbst installiert, so dass gegenüber der bisherigen Fehlerkorrekturmethode eine extreme Messzeitverkürzung möglich wurde (etwa 1 s gegenüber mehr als 10 min für die Messung von 4 S-Parametern bei 401 Frequenzpunkten). Weiter erlaubte die Software, durch Fouriertransformation der Frequenzmessdaten die Zeitfunktion zu bestimmen (Kap. 5). Ein ähnliches System für Frequenzen bis 3 GHz wurde 1986 vorgestellt (HP 8753).

Im Frequenzbereich unter 2 GHz wurden von mehreren Herstellern (z.B. Rohde und Schwarz, Bell, HP usw.) Netzwerkanalysatoren hergestellt, die hier nicht näher beschrieben werden. Auf die Sechstor-Netzwerkanalysatoren [5], die ebenfalls Impedanzmessungen bei Mikrowellenfrequenzen ermöglichen, soll nur kurz eingegangen werden; Sie liefern mit Hilfe von Leistungsmessungen sowohl Amplitudens als auch Phaseninformationen. Ihr Vorteil ist der einfache Mikrowellenteil, ihr Nachteil die rechenaufwendige Eichung und Messung. Kommerziell haben sie sich noch nicht durchsetzen können.

4. Eichung und Messung im Frequenzbereich

Bei der Messung einer Mikrowellenschaltung werden die Netzwerkanalysator-Fehler mitgemessen. Eine hohe Genauigkeit kann auf zwei Arten er-

reicht werden: Entweder muss der Mikrowellenteil des Netzwerkanalysators deutlich bessere Daten aufweisen als die zu messende Schaltung, oder dann müssen die systematischen Fehler des unvollkommenen Messsystems mit exakt bekannten Eichstandards frequenzpunktweise gespeichert und bei den nachfolgenden Messungen berücksichtigt werden. Bei den meisten Vektor-Netzwerkanalysatoren (Netzwerkanalysatoren mit Phasennessfä-

higkeit) wird das zweite Verfahren verwendet. Das Fehlermodell von HP berücksichtigt bei Reflexionsmessungen folgende drei Fehlerquellen:

- beschränkte Richtdämpfung der Koppler oder Brücken (beschränktes Unterscheidungsvermögen zwischen hin- und rücklaufender Welle),
- Frequenzgang des Messsystems bei Reflexionsmessungen (bedingt durch Koppler-, Kabel-, Adapter- und Samplerunterschiede zwischen Referenz- und Testkanal),
- unvollkommene Anpassung des Anschlusssteckers (Reflexionsfaktor der Quelle).

Für die Fehlerkorrektur einer Reflexionsmessung werden daher drei komplexe Korrekturterme verwendet, die durch eine frequenzpunktweise Eichung mit drei Eichstandards (reflexionsfreier Abschlusswiderstand, Kurzschluss und Leerlauf) bestimmt werden [6; 7]. Die Messung muss bei den gleichen Frequenzpunkten durchgeführt werden wie die Eichung.

Falls für Zweitormessungen auch die Transmission geeicht werden soll, wird mit einem geeigneten Mikrowellenkabel das Messtor 1 mit Messtor 2 direkt verbunden und der Transmissionsfrequenzgang sowie die Eingangreflexion von Messtor 2 (Lastan-

	HP 8510 (mit 0,045...26,5 GHz S-Parameter Test Set)		HP 8542 und HP 8409	Wiltron 5600, skalärer Analysator	
	mit Fehlerkorrektur	ohne Fehlerkorrektur	mit Fehlerkorrektur	Normalbetrieb	«Ripple Extraction»-Methode
Richtdämpfung [dB]	>50	26	>45	40	55
Quellenanpassung [dB]	40	18	>30	20	-
Lastanpassung [dB]	40	18	40	17	-
Dynamik [dB]	>85	>65	>65	max. 71 (ohne VSWR-Brücke, Rauschpegel -55 dBm)	
Genauigkeit bei -30 dB Transmissionsmessung (ohne Berücksichtigung der Quellen- u. Lastanpassung) [dB]	±0,1	±0,9	±0,25	max ±0,5 (typ <0,2)	
Frequenzbereich [GHz]	0,045...26,5 (APC 3,5)		0,11...18	0,01...40 (K-Stecker)	2...18

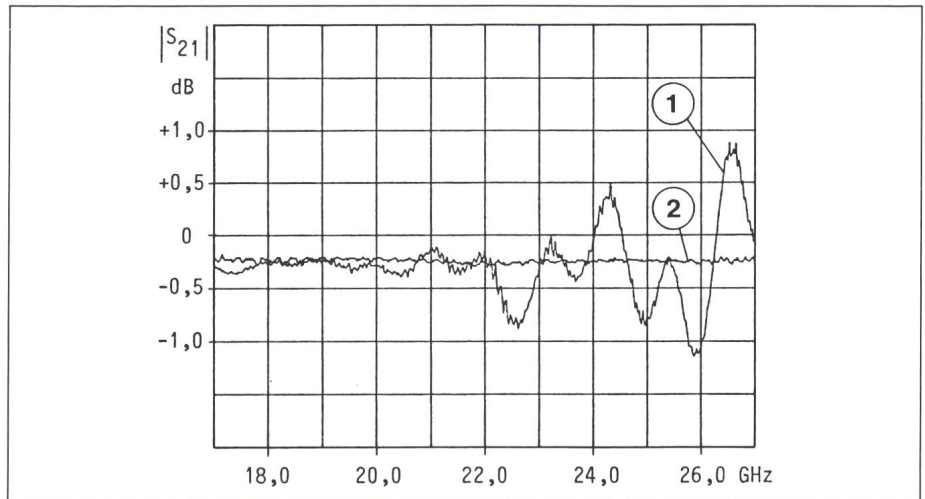
Tabelle I Eigenschaften verschiedener Netzwerkanalysatoren 18 GHz, APC-7-Stecker

passung) gespeichert. Nach der Messung des Übersprechens zwischen Test- und Referenzkanal muss die Eichung für die vollständige Charakterisierung eines Zweitors (4 S-Parameter) auch in umgekehrter Richtung vorgenommen werden, so dass für jeden Frequenzpunkt 12 komplexe Fehlerkorrekturterme vorhanden sind (12-Term-Modell, [7]). Auch wenn bei einem Zweitor z.B. nur S_{21} gemessen werden soll, wird eine hohe Genauigkeit erst bei der Messung aller 4 S-Parameter erreicht. Die Figur 5 zeigt den Einfluss einer nichtkorrigierten Quellen- und Lastanpassung bei der Messung einer verlustarmen koaxialen Luftleitung, bei der infolge der schlechten Anpassungen eine - offensichtlich unmögliche - 1-dB-Verstärkung bei 26,5 GHz gemessen wird. Neben dem 12-Term-Modell gibt es auch einfachere Korrekturverfahren, bei denen zum Teil nur der Frequenzgang berücksichtigt wird.

Der Netzwerkanalysator HP 8510 führt mit seiner eingebauten Software eine fehlerkorrigierte Eintor-Reflexionsmessung (mit 3 Fehler-Termen) für 401 Frequenzpunkte in weniger als 0,5 s durch, falls mit einem schnellen Wobbelbetrieb und ohne Mittelwertbildung gearbeitet wird, so dass praktisch ein Echtzeitbetrieb mit Fehlerkorrektur möglich ist. Die älteren Systeme HP 8409 und 8542 benötigen für eine solche fehlerkorrigierte Messung mit einem externen Rechner mehrere Minuten. Ohne Fehlerkorrektur erreichen sie im Analog-Wobbelbetrieb jedoch ebenfalls die Schnelligkeit des neuen Geräts.

Neben den Vorteilen des HP 8510 muss auch ein Nachteil erwähnt werden: Bei der Messung von schmalbandigen Filtern über einen grossen Frequenzbereich können parasitäre Durchlassstellen im Sperrbereich verlorengehen, wenn sie zwischen 2 Messpunkten liegen (max. 401 Punkte). Bei älteren Messsystemen konnte in einem solchen Fall auf den viel feiner auflösenden Analog-Wobbelbetrieb umgeschaltet werden; bei den neuen digitalen Messgeräten dagegen muss der Gesamtfrequenzbereich in schmalere Abschnitte aufgeteilt werden.

Bei *skalaren Analysatoren* kann keine vektorielle Fehlerkorrektur vorgenommen werden. Daher werden hier Messvorrichtungen mit möglichst guten Eigenschaften verwendet. VSWR-Brücken weisen oft eine Richtdämpfung von grösser als 40 dB und eine Quellenreflexion von kleiner als 0,1



Figur 5 Beispiel zum 12-Term-Fehlermodell

Einfluss der Quellen- und Lastanpassung bei der Transmissionsmessung einer koaxialen Luftleitung

- ① Reflexionsfaktor von Tor 1 und 2 je etwa 0,3 (schlechte Quellen- und Lastanpassung) und somit fehlerhafte Messung
- ② Reflexionsfaktor von Tor 1 und 2 je < 0,03 (gute Quellen- und Lastanpassung) und somit korrekte Messung

(20 dB) zwischen 0,04 und 18 GHz auf; in diesem Bereich beträgt die Eingangsreflexion der Detektoren (Lastanpassung) normalerweise unter 0,1 (20-dB-Return Loss). Skalare Analysatoren der heutigen Generation können folgende Eichung durchführen: Korrektur des Reflexions-Frequenzgangs durch Leerlauf/Kurzschluss-Mittelwertbildung und Korrektur des Transmissions-Frequenzgangs durch Verbinden der VSWR-Brücke mit dem Diodendetektor. Quellen- und Lastanpassung werden nicht korrigiert.

Man kennt spezielle Verfahren, die erlauben, mit skalaren Analysatoren den Betrag des Reflexionsfaktors von Messgegenständen mit flachem Frequenzgang genauer zu messen, als die VSWR-Brücke zulassen würde. Dazu wird der Messgegenstand mit einer möglichst reflexionsarmen Koaxial-Luftleitung an eine Vergleichsmessbrücke mit einem Referenz-Reflexionselement (üblicherweise $r = 0,1$) angeschlossen. Das Mikrowellensignal wird in der Messbrücke aufgeteilt und auf die Referenz und das weiter entfernte Messobjekt geleitet. Bei Wobbelbetrieb entsteht auf dem Analysatorbildschirm durch Überlagerung der beiden reflektierten Signale eine Rippelkurve (Interferenz), aus welcher der Reflexionsfaktor des Messobjekts bestimmt werden kann.

1980 wurde diese Methode von Wiltron als automatische Version zu ihrem skalaren Analysator mit Tischrechnersteuerung angeboten (Ripple Extraction- und Ripple Averaging-

Verfahren), wobei System-Richtdämpfungen von 55 dB erreicht wurden [8].

5. Messungen im Zeitbereich

Mit dem Netzwerkanalysator werden Schaltungen im *Frequenzbereich* gemessen. Geräte, die Reflexionsmessungen direkt im *Zeitbereich* vornehmen, heissen Time-Domain-Reflektometer (TDR). Solche Geräte senden ein Schrittsignal mit kurzer Anstiegszeit (z.B. 28 oder 150 ps) auf die Schaltung und stellen Art und Abstand der einzelnen Reflexionen dar (Fig. 6). Häufig werden Schritt- oder Impulsreflektometer bei der Fehlerortung in Mikrowellenkabeln (z.B. auf Antennentürmen) benützt. Trotz ihrer anschaulichen Arbeitsweise haben diese Systeme gegenüber den Netzwerkanalysatoren an Bedeutung verloren, da ihr Rauschabstand und ihre Signalstabilität kleiner sind als bei Frequenzbereichs-Instrumenten.

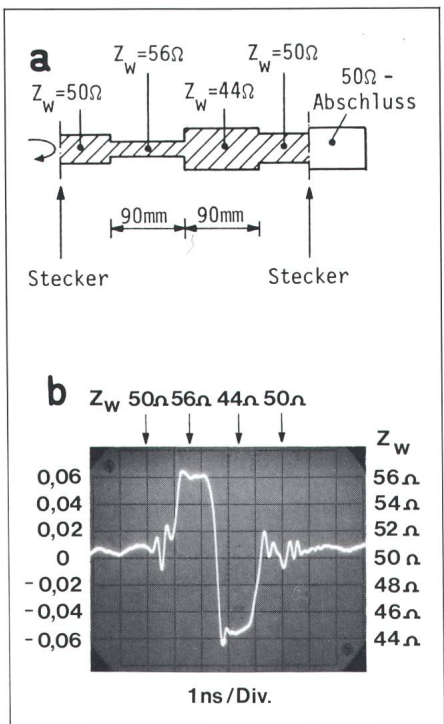
Die Frequenzbereichs-Messdaten eines Netzwerkanalysators können durch die inverse Fouriertransformation in den Zeitbereich übertragen werden; sie liefern für S_{11} die gleiche Information wie ein Impuls-Reflektometer (Stossantwort).

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \underline{F}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1)$$

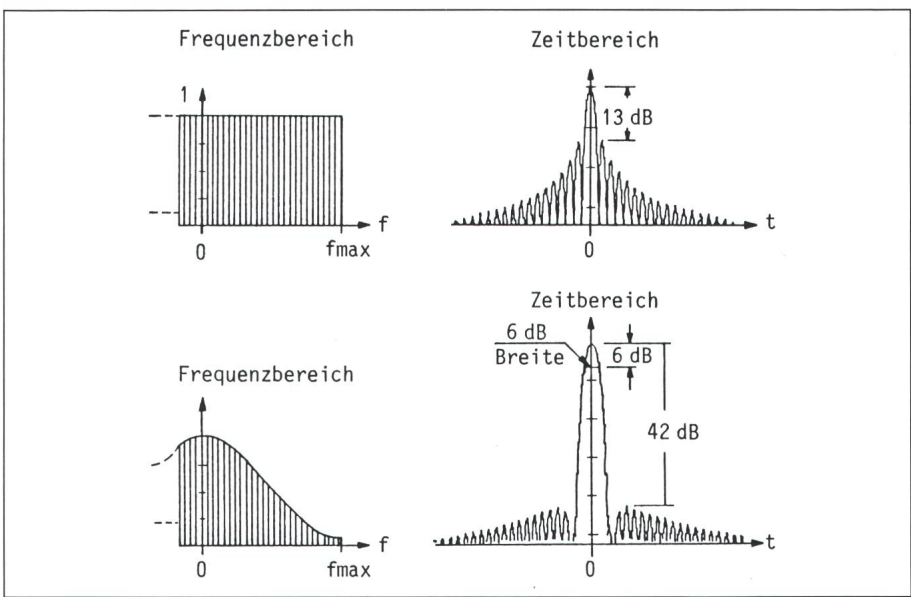
$$f(nT) = \frac{1}{T} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \underline{F}(k\Omega) e^{j2\pi kn/N} \right\} \quad n = 0 \dots N-1 \quad (2)$$

wobei $F(k\Omega)$ den Messwert im Frequenzbereich, T das Abtastintervall im Zeitbereich ($T = 2\pi/N\Omega$) und N die Anzahl Frequenzpunkte bedeuten.

Gl. 1 beschreibt die inverse kontinuierliche, Gl. 2 die inverse diskrete Fouriertransformation. Die Schrittantwort kann durch Integration der Stossantwort berechnet werden, wobei der beim Netzwerkanalysator fehlende Gleichstromanteil extrapoliert werden muss. Solche TDR-Programme wurden bereits 1974 für den rechnergesteuerten Netzwerkanalysator HP 8542 geschrieben [9]. Auch in unserem Labor wurde ein TDR-Programm für den HP-2100-Rechner erstellt, wobei für die Transformation eine FFT (Fast Fourier Transformation) verwendet wurde [10]. Mit diesem Programm können im Zeitbereich unerwünschte Reflexionsstellen (z.B. Steckerreflexionen) entfernt werden, worauf die restliche Zeitantwort wieder in den Frequenzbereich zurücktransformiert werden kann. Neben der Stossantwort für Reflexion und Transmission kann das Programm auch die Schrittantwort berechnen. Die Transformation vom Frequenz- in den Zeitbereich dauert bei 128 Frequenz- und 256 Zeitpunkten etwa 20 Sekunden.



Figur 6 Zeitbereichs-Reflektometer-Messung einer Streifenleitungsschaltung (Schrittanstiegszeit 150 ps)
 a Schaltung
 b Schrittanwort



Figur 7 Einfluss der Fensterfunktion bei der inversen diskreten Fouriertransformation (IDFT)

oben: ohne Fensterfunktion
 Spezialfall: $F(f) = \begin{cases} 1 & \text{für } 0 < f \leq f_{\max} \\ 0 & \text{für } f > f_{\max} \end{cases}$
 unten: mit Fensterfunktion; der obere Frequenzgang wird hier als Beispiel mit der Hamming-Fensterfunktion multipliziert.

Bei Messungen mit dem Netzwerkanalysator sind Messdaten nur bis zu einer gewissen oberen Frequenzgrenze (z.B. 18 GHz) vorhanden. Dieser abrupte Übergang (Fig. 7) verursacht im Zeitbereich Überschwingeffekte, die die Messung verfälschen können. Mit Hilfe von Fensterfunktionen (Fig. 7), die die hohen Frequenzanteile stärker dämpfen als die tiefen, kann dieses Problem reduziert werden, wobei dadurch allerdings die Impulsbreite bzw. die Schrittanstiegszeit vergrößert und das örtliche Auflösungsvermögen verschlechtert wird [11]. Die beste örtliche Auflösung wird bei maximaler Messsystem-Bandbreite erreicht (hier 18 GHz); die entsprechende 6-dB-Impulsbreite beträgt 35 ps, die zugehörige Schrittanstiegszeit etwa 25 ps. Die örtliche Auflösung liegt bei etwa 5 mm für Reflexions- und 11 mm für Transmissionsmessungen (bei Ausbreitung mit Lichtgeschwindigkeit); d.h. zwei gleich grosse Reflexionen im Abstand von 5 mm können unterschieden werden. Bei kleinerer Messbandbreite wird die Impulsbreite und Schrittanstiegszeit entsprechend vergrößert und das Auflösungsvermögen verschlechtert.

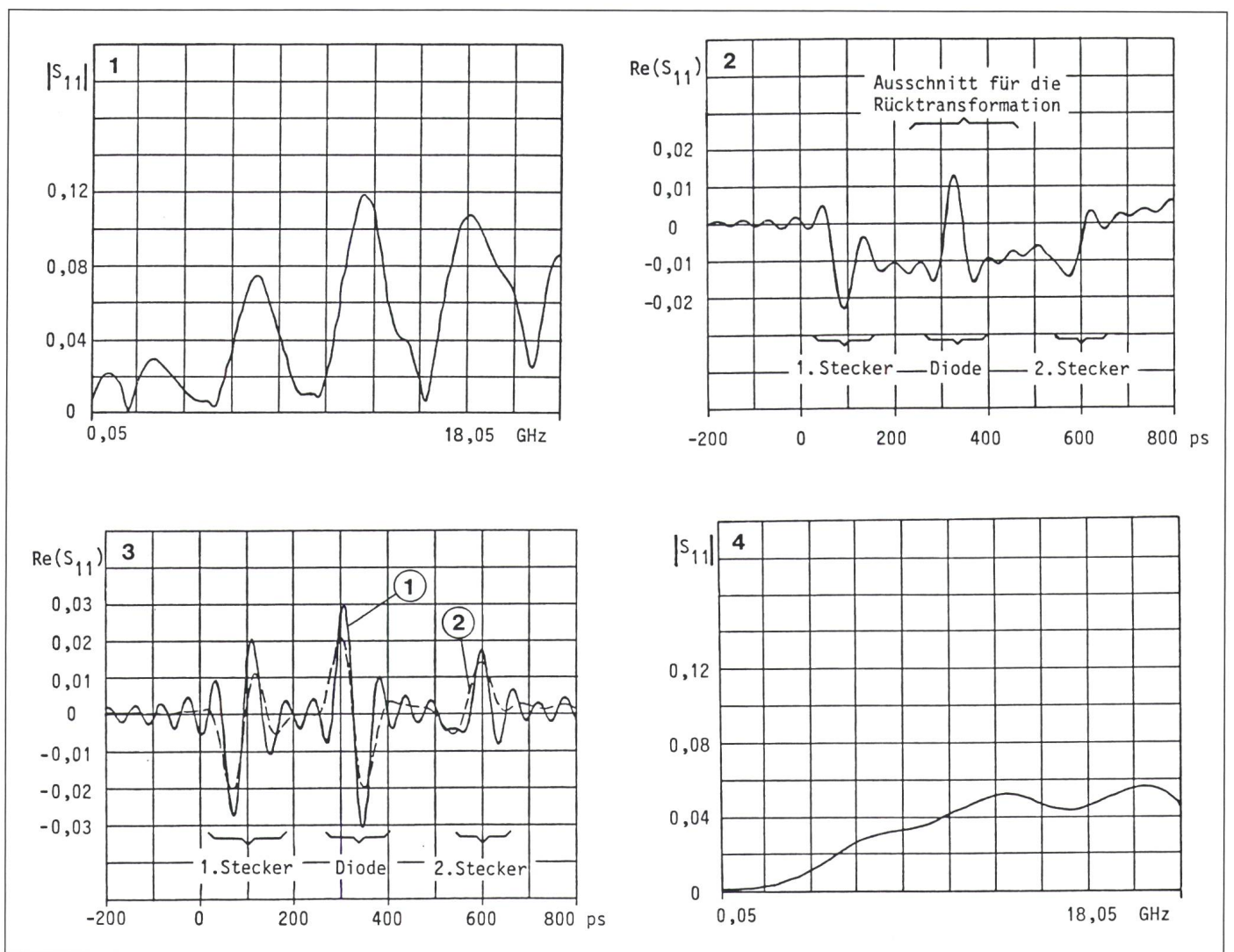
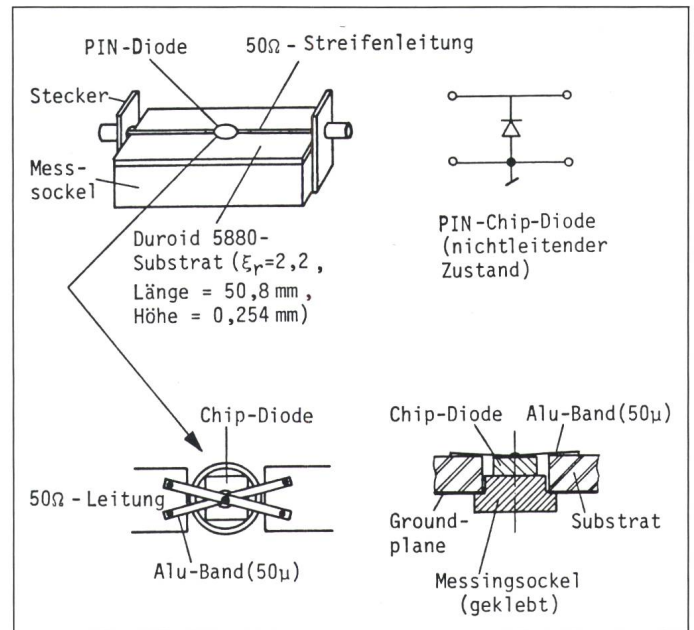
Bei der inversen *diskreten* Fouriertransformation (IDFT) wiederholt sich die Zeitfunktion periodisch im Abstand von $\tau = 1/\Delta f$ ($\Delta f =$ Frequenzschrittweite). Falls die Zeitfunktion innerhalb der Zeit τ nicht auf 0

abgeklungen ist, ergeben sich Fehler durch Überlagerung der neuen mit der alten Zeitfunktion. Dies muss bei der Wahl der Frequenzschrittweite berücksichtigt werden. Bei einer Messbandbreite von 18 GHz und einer Frequenzschrittweite von 140 MHz (128 Frequenzpunkte) beträgt der Abstand zwischen zwei Zeitantworten 7 ns, was einer maximalen störungsfreien Messdistanz von etwa 1 m bei Reflexionsmessungen entspricht. Falls ein (elektrisch) längerer Messgegenstand verwendet wird, muss die Frequenzschrittweite Δf kleiner gewählt werden.

Bei den Netzwerkanalysatoren HP 8510 und HP 8753 sind die beschriebenen Zeitbereichsfähigkeiten als Option bereits im Gerät eingebaut, so dass für die Transformationen kein externer Rechner benötigt wird. Beide Systeme verwenden die Chirp-Z-Transformation für wahlweise 51, 101, 201 oder 401 Frequenzpunkte, wobei als Anregungssignal folgende Formen simuliert werden können: Schritt, Dirac-Stoss und Bandpassimpuls (für bandbegrenzte Messgegenstände). Als Fensterfunktionen können Kaiser-Bessel-Funktionen mit Nebenzipfelunterdrückungen von 45 dB bzw. 90 dB gewählt werden, wodurch das örtliche Auflösungsvermögen um den Faktor 1,5 bzw. 2,5 verschlechtert wird. Ähnlich wie beim oben beschriebenen Programm können im Zeitbereich einzel-

ne Reflexionsstellen ausgewählt und zurücktransformiert werden, wobei auf dem Bildschirm gleichzeitig die fehlerkorrigierten Frequenz- und Zeitbereichsdaten praktisch im Echtzeitbetrieb dargestellt werden können. Da die Fouriertransformation bei der Messung eines einzelnen S-Parameters mit 401 Frequenzpunkten weniger als 1 s benötigt, sind Abgleicharbeiten bei gleichzeitiger Kontrolle des Frequenz- und Zeitverhaltens möglich. Als Beispiel wird die Messung einer PIN-Diode angegeben, die auf einem Duroidsubstrat montiert ist (Fig. 8). Der Reflexions-Frequenzgang in Figur 9 zeigt die Überlagerung der reflektierten Signale der beiden Stecker und der PIN-Diode im Frequenzbereich von 0,045...18 GHz. Nach der Transformation in den Zeitbereich können die einzelnen Reflexionsstellen örtlich unter-

Figur 8
Versuchsaufbau zur Messung einer PIN-Diode



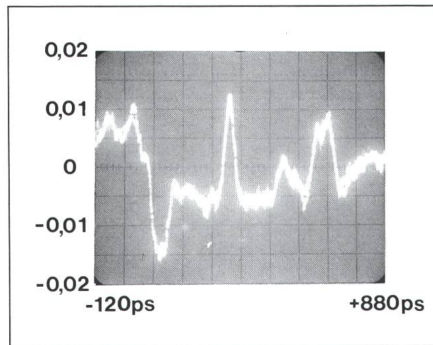
Figur 9 Elimination von Steckerreflexionen bei der Messung einer PIN-Diode (Schalter) mit Hilfe des Netzwerkanalysators HP 8510

1. Reflexionsfaktor inkl. Steckerreflexionen
2. Schrittantwort
3. ① Impulsantwort (ohne Fensterfunktion), ② Impulsantwort (mit Fensterfunktion gewichtet)
4. Reflexionsfaktor der Diode nach Entfernung der Steckerreflexionen

schieden werden, was im Frequenzbereich kaum möglich ist. Für die Rücktransformation in den Frequenzbereich wird nur der Zeitausschnitt um die Diode ausgewählt, so dass die Stecker-Diskontinuitäten eliminiert werden und der Reflexionsfaktor der Diode allein sichtbar wird. Als Vergleich wird die Messung mit einem TDR (Time Domain-Reflektometer) mit etwa 28 ps Anstiegszeit gezeigt (Fig. 10).

Schrittssignale werden hauptsächlich bei Reflexionsmessungen angewendet, da in dieser Betriebsart sehr leicht die Art der Reflexionsstelle (induktiv oder kapazitiv) oder die Wellenimpedanz einer Leitung bestimmt werden kann. Sowohl beim Dirac-Stoss- wie auch beim Schrittsignalbetrieb müssen Messdaten bis zu tiefen Frequenzen zur Verfügung stehen, was bei Messgegenständen mit Bandpasscharakter (Hohlleiter, Filter) nicht erfüllt ist. In diesen Fällen wird als Anregungssignal ein Mikrowellenimpuls (Bandpassimpuls) simuliert, dessen Frequenzanteile durch die wählbare Start/Stop-Frequenz des Netzwerkanalysators gegeben sind. Das örtliche Auflösungsvermögen ist beim Bandpassimpulsbetrieb etwa zweimal schlechter als beim Dirac-Stoss-Betrieb mit gleicher Bandbreite. Ausserdem kann mit diesem Messverfahren nur eine Aussage über die Lage und Grösse der Diskontinuität, nicht aber über ihre Art (Kurzschluss, Leerlauf usw.) gemacht werden. Trotzdem ist diese Betriebsart bei bandbegrenzten Messgegenständen (z.B. SAW-Filtern) und zur Fehlerortung in Hohlleitern sehr nützlich. Die Figur 11 zeigt die Bandpass-Impulsantwort eines 1,1 m und 0,1 m langen kurzgeschlossenen X-Band-Hohlleiters für den Frequenzbereich 8...12,4 GHz. Da der Hohlleiter eine frequenzabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit aufweist, wird der Impuls «verschmiert», wodurch auch die Amplitudeninformation gestört wird.

Zwei Jahre vor dem Erscheinen des Netzwerkanalysators HP 8510 wurde von Wiltron ein rechnergesteuertes Fehlerortungs-Messsystem angeboten, das Störstellen in Mikrowellenkabeln und Hohlleitern örtlich feststellen konnte. Dieses System verwendete einen skalaren Analysator und einen Wobbelgenerator und erlaubte Fehlerortungen bis zu einer Distanz von etwa 170 m mit 1...2% Genauigkeit. Später (1984) folgte auch HP mit einer ähnlichen Gerätekombination.



Figur 10 Schrittantwort
Messung mit einem Zeitbereichs-Reflektometer von 28 ps Anstiegszeit

6. Ausblick

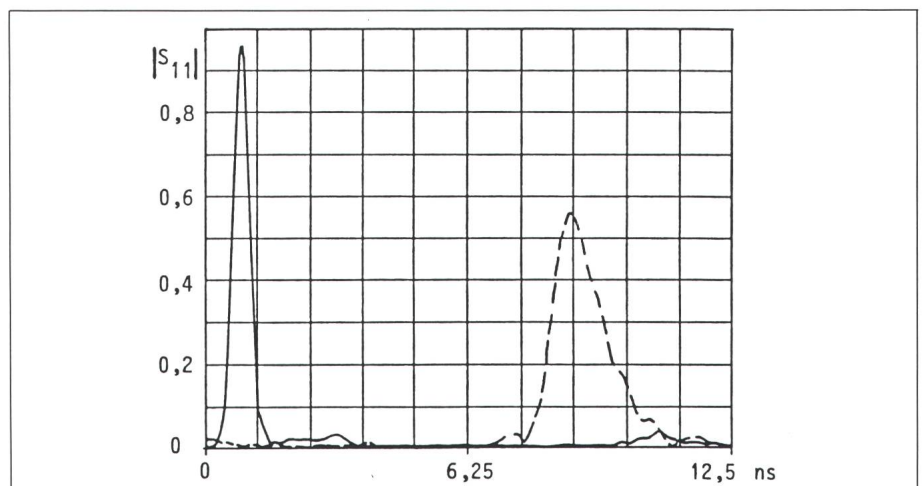
Was die Zukunft auf dem Gebiet der Vektor-Netzwerkanalysatoren bringen wird, kann natürlich nur vermutet werden. Wahrscheinlich erfolgt eine Erweiterung des Frequenzbereichs in Koaxialtechnik auf 40 oder 50 GHz, wie dies bei skalaren Systemen bis 40 GHz bereits geschehen ist (Wiltron). Vermutlich wird auch das Monopol von HP bei den Vektornetzwerkanalysatoren (Stand 1986) gebrochen werden. Netzwerkanalysatoren werden stärker als bisher an CAD-Rechnerprogramme gekoppelt werden, so dass Schaltungssynthesen, Analysen und Optimierungen, Anpassen von Ersatzschaltungen usw. direkt mit Hilfe von Messdaten durchgeführt werden können. Ansätze dazu findet man bereits in Mikrowellenanalyse- und Optimierungsprogrammen wie Touchstone und Super Compact.

Sehr erwünscht wäre ein Netzwerkanalysator für Grosssignalmessungen

an aktiven Komponenten, bei denen oft Signalleistungen von 10 mW...1 W notwendig sind (jetziger Pegel < 5 mW). Weiter ist denkbar, dass die Fähigkeiten eines Netzwerkanalysators z.B. auf Spektrumanalyse, Rauschzahlmessung und Leistungsmessung erweitert werden. Dank der hohen Rechengeschwindigkeit moderner Mikroprozessoren erhalten die Sechstor-Netzwerkanalysatoren eine Chance – vor allem bei hohen Frequenzen – einen Marktanteil zu erobern.

Literatur

- [1] S.F. Adam: Automatic microwave network measurements. IEEE Proc. 66(1978)4, p. 384...385.
- [2] R.W. Beatty: Methods for automatically measuring network parameters. Microwave Journal 17(1974)4, p. 45...49 + 63.
- [3] J. Fitzpatrick: A history of automatic microwave network analyzers. Microwave Journal 25(1982)4, p. 43...56.
- [4] A. Bailey: Microwave measurement. IEE Electrical Measurement Series 3(1985), p. 171...194.
- [5] J.-F. Zürcher et F. Gardiol: Un réflectomètre hyperfréquences à hexaporte. Bull. ASE/UCS 75(1984)21, p. 1268...1271.
- [6] N. Kuhn: Simplified signal flow graph analysis. Microwave Journal 6(1963)11, p. 59...66.
- [7] Automating the HP 8410 B microwave network analyzer. Hewlett Packard Application Note AN 221A.
- [8] P.D. Lacy and W. Oldfield: Calculable physical impedance references in automated precision reflection measurement. IEEE Trans. IM 29(1980)4, p. 390...395.
- [9] M.E. Hines and H.E. Stinehelfer: Time-domain oscillographic microwave network analysis using frequency-domain data. IEEE Trans. MTT 22(1974)3, p. 276...282.
- [10] C. Patry: Messungen im Zeitbereich auf dem automatischen Netzwerkanalysator. Mitteilungen AGEN –(1983)36, S. 39...44.
- [11] F.J. Harris: On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. Proc. IEEE 66(1978)1, p. 51...83.



Figur 11 Beispiel zur Bandpass-Impulsantwort

Messung eines X-Band-Hohlleiter-Kurzschlusses in verschiedenen Entfernungen. Wegen der frequenzabhängigen Ausbreitungsgeschwindigkeit im Hohlleiter wird der Impuls «verschmiert» (Frequenzbereich 8...12,4 GHz)

- Hohlleiter-Kurzschluss in 0,1 m Abstand
- Hohlleiter-Kurzschluss in 1,1 m Abstand