

# Reflexionen

Autor(en): **Epprecht, G.**

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): **75 (1984)**

Heft 21

PDF erstellt am: **08.08.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-904494>

## **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.

# Reflexionen

G. Epprecht

*Mit den aus der Theorie der konzentrierten Netzwerke stammenden Begriffen Strom, Spannung und Impedanz kann in der Mikrowellentechnik nur noch sehr eingeschränkt operiert werden. Keine noch so ausgeklügelten Manöver vermögen daran etwas zu ändern. Glücklicherweise gelingt aber eine vollständige mathematische Beschreibung durch den Begriff der (leistungsdefinierten) hin- und rücklaufenden Wellenstärken sowie den Begriff der Streuparameter (Streumatrix).*

*Les notions provenant de la théorie des circuits localisés, tels que courant, tension ou impédance, ne sont que d'un emploi très limité en technique des micro-ondes, même en recourant à des astuces. Il est toutefois heureusement possible d'obtenir une description mathématique complète par la notion de l'onde incidente et rétrograde (définie par la puissance) et la notion des paramètres de répartition (matrice des répartitions).*

Einführungsreferat an der Tagung vom 15. Mai 1984 des IEEE Swiss Section Chapter on Electromagnetics and Microwaves (AP-MTT).

## Adresse des Autors

Prof. Dr. G. Epprecht, Mikrowellenlaboratorium, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.

## 1. Mikrowellen-Ingenieure, ihre Schaltungen, ihre Reflexionen

Mikrowellen sind bekannt, seit man weiss, dass alle Elektrotechnik auf Feldern und Wellen beruht. Schon sehr früh in diesem elektrischen Zeitalter hat *Heinrich Hertz* elektromagnetische Wellen in der Form von Mikrowellen nachgewiesen, nachdem sie von *Maxwell* vorausgesagt worden waren. Nachher allerdings sind die Mikrowellen in einen etwa 50jährigen Durschlaf verfallen, bis der Zweite Weltkrieg sie unsanft aufweckte. Unterdessen hatte die Elektrotechnik einen langen Weg zurückgelegt. Die elektromagnetischen Wellen hatten sich in den Köpfen vieler Elektroingenieure in beinahe unzulässiger Weise vereinfacht. Man rechnete praktisch nur mit der Theorie und den Methoden der Netzwerke aus *konzentrierten* Elementen. Die Techniker hatten vergessen, dass diese Theorie nur eine grobe Näherung der elektrischen Erscheinungen darstellt. Um die bereits von Hertz benützten Wellenleiter zu verstehen, mussten sich die Mikrowelleningenieure zurückdenken zu den Grundlagen.

Ob jemand denkt, kann man zwar meistens nicht direkt sehen, jedoch wenn jemand plötzlich innehält mit dem, was er bisher tat und dann einen Versuch macht, in einer andern Richtung neu zu beginnen, dann ist dem meistens ein innerer Vorgang im Kopf, eine «Reflexion», vorausgegangen. Wenn eine Welle anhält und dann in anderer Richtung weitergeht, so nennen wir auch dieses eine Reflexion oder eine Streuung. Die Pioniere der Mikrowellentechnik mussten etliche eingefahrene Begriffe reflektieren und revidieren, und noch heute sind die Mikrowelleningenieure jene mit den meisten Reflexionen.

## 2. Leitungen ohne Wellenwiderstand

Betrachten wir nun als Beispiel eine jener typischen Situationen, die zurückführen auf Grundsätzliches und woraus sich neue Anschauungen ergaben: Von Anfang an spielten in der Mikrowellentechnik die Übertragungsleitungen eine wichtige Rolle. In den Lehrbüchern der vierziger Jahre fanden die Mikrowelleningenieure, dass die wichtigste Eigenschaft einer Übertragungsleitung ihr Wellenwiderstand ist, das Verhältnis von Spannung zu Strom einer rein fortschreitenden Welle. Damals ging es hauptsächlich um Hohlleiter, hier aber möchte ich die Sache anhand der etwas jüngeren Schlitzleitung erläutern. Wir fragen nun nach ihrem Wellenwiderstand. Dazu müssen wir die Spannung zwischen den Leitern und den Strom auf den Leitern bestimmen. Die Spannung berechnet sich definitionsgemäss als Linienintegral im elektrischen Feld. In Figur 1a ist dieses Feld für den Grundmodus auf einer Schlitzleitung skizziert. Der Strom andererseits ist eng verbunden mit dem magnetischen Feld, welches das elektrische Feld einer fortschreitenden Welle begleitet, es ist in Figur 1b dargestellt. Aus dem Bild ist ersichtlich, dass das Magnetfeld Komponenten in Längsrichtung, d.h. in Ausbreitungsrichtung der Welle aufweist. In jeder Periode des Wechselfeldes, d.h. während sich die Welle um eine Wellenlänge verschiebt, durchlaufen auch diese Längskomponenten einer bestimmten Querschnittsebene den vollen Zyklus einer Sinuswelle. Nach den Maxwell'schen Feldgesetzen gilt deshalb:

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -d\mathbf{B}/dt \neq 0 \quad (1)$$

was bedeutet, dass die Linienintegrale der elektrischen Feldstärke in der

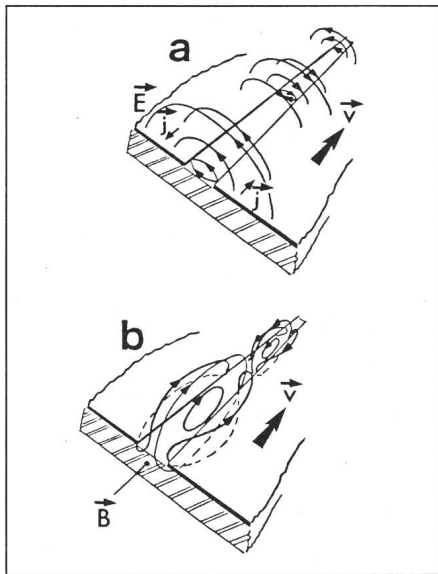


Fig. 1 Schlitzleitung  
 a elektrisches Feldlinienbild  
 b magnetisches Feldlinienbild

Querschnittsebene wegabhängig werden<sup>1)</sup>. Eine eindeutige Spannung zwischen den beiden Leitern der Schlitzleitung kann daher weder berechnet noch gemessen werden.

Der Stromdichtevektor in der Leiteroberfläche liegt senkrecht zum Vektor des Magnetfeldes an dieser Fläche. Hat das  $B$ -Feld Längskomponenten, so hat das Stromfeld Querkomponenten. Somit ist nun auch die Frage, ob man vom Strom auf der Leitung nur die Längs- oder auch die Querkomponente berücksichtigen soll, nicht eindeutig zu beantworten. Wenn aber weder Spannung noch Strom eindeutig definierbar sind, so bleibt auch die Definition des Wellenwiderstandes unsicher. Man könnte sich etwa damit helfen, dass man willkürlich vorschreibt, die Spannung sei als Linienintegral auf der kürzesten Querverbindungsline zwischen den Leitern zu bilden, und der Strom sei nur über die Längskomponenten des Stromdichtevektors zu integrieren. Dadurch wäre der Begriff des Wellenwiderstandes gerettet. Eine Messung, falls sie durchführbar wäre, oder eine rechnerische Integration des Poynting-Vektors über die Querschnittsebene

<sup>1)</sup> Hier handelt es sich insbesondere um die  $E$ -Komponenten in der Querschnittsebene und um die  $B$ -Komponente in Ausbreitungsrichtung. Nur im wirbelfreien Feld (rot  $E = 0$ ), das von einem skalaren Potential abgeleitet werden kann, ist eine eindeutige Spannung definierbar.

würden jedoch zutage bringen, dass die von der fortschreitenden Welle transportierte Leistung nicht übereinstimmt mit jener, die man aus Strom und Spannung oder Spannung und Wellenwiderstand berechnet. Noch krasser war die Sache bei den Hohlleitungen, die ja nur einen einzigen Leiter besitzen. Die volkstümlichen Vorstellungen einer Spannung, die man zwischen zwei Klemmen misst, und eines Stromes, den man in einem Leiter misst, versagen hier vollständig. Für die Pioniere der Mikrowellentechnik war das ein Anlass, anzuhalten und sich auf die Grundlagen zu besinnen.

### 3. Wellen statt Spannungen; Reflexionen statt Impedanzen

Für das Problem des undefinierbaren Wellenwiderstandes fand man die Lösung, indem man sich von den Begriffen der Impedanz, der Spannung und des Stromes auf einer Leitung trennte und stattdessen mit hinlaufender Welle, rücklaufender Welle und mit dem Reflexionsfaktor arbeitete. Die hinlaufende und die rücklaufende Wellenstärke (wave amplitude) werden einzig von der (immer eindeutigen) Leistung abgeleitet. Der Reflexionsfaktor, der den Begriff der Impedanz ersetzt, ist wie bisher ein Quotient, aber nicht mehr zwischen den fraglich gewordenen Größen Spannung und Strom (die zudem verschiedene Dimensionen haben), sondern zwischen gleichartigen Größen, wobei es sich nun hier um Feldstärken oder um Wellenstärken oder auch um irgendwie definierte Spannungen und Ströme handeln kann. Das Verhältnis von rücklaufender zu hinlaufender Welle ist sowohl für die Anschauung wie auch für die Mathematik dem Fall von Schaltungen aus Leitungen besser angepasst als die Begriffe Strom, Spannung und Impedanz. Der Reflexionsfaktor ist ein sehr fundamentaler Begriff, er kann bei jeglicher Art von Wellen, seien sie im freien Raum oder auf Leitungen, seien sie elektrisch, akustisch, optisch oder mechanisch, verwendet werden.

Das universellste Element der Schaltungstechnik ist das Zweitor. Um es mit dieser neuen Anschauungsweise beschreiben zu können, wurde der Begriff des Reflexionsfaktors auf die Streuparameter erweitert. Es handelt sich dabei um die vier ( $n^2$  bei einem  $n$ -Tor) dimensionslosen Verhältnisse

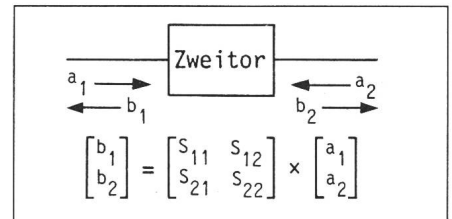


Fig. 2 Streumatrix eines Zweitors

$a$  bzw.  $b$  sind Wellenstärken, definiert als Wurzel aus der entsprechenden Leistungsgröße wie  $a_1 = \sqrt{U_{a1} I_{a1}}$ , wobei  $U_{a1}$ ,  $I_{a1}$  die Effektivwertzeiger von Spannung und Strom der hinlaufenden Welle am Eingang sind.

von eintretenden, durchtretenden und reflektierten Wellen an einem solchen Gebilde (alle definiert für einen Zustand, in welchem alle Tore reflexionslos abgeschlossen sind). Diese Parameter bilden die sogenannte *Streumatrix* (Fig. 2). Sie unterscheidet sich in etlichen Punkten von den konventionellen Impedanz-, Admittanz- oder Kettenmatrizen. Einer ihrer Vorteile besteht darin, dass sie (im Unterschied zu den Strom-Spannungs-Matrizen) für jedes sinnvolle Zweitor existiert, eine Schwierigkeit darin, dass an jedem Tor eine Bezugsleitung definiert werden muss. Der Reflexionsfaktor oder die Streuparameter charakterisieren nämlich nicht eigentlich, wie die konventionellen Zweitormatrizen, das Innere einer Schaltung, sondern deren Wechselwirkung mit der Umgebung. Genauso wie bei einer bestimmten Glasorte ein Reflexionsfaktor oder ein Brechungskoeffizient nur bezüglich eines anderen Mediums angegeben werden kann, so sind die Streuparameter nur bezüglich der Anschlussleitungen festgelegt. Die Streumatrix beschreibt das  $n$ -Tor im Zustand der Anpassung, die konventionelleren  $U$ - $I$ -Matrizen dagegen in den eher künstlichen Fällen von Leerlauf und Kurzschluss. In den meisten Literaturstellen und bei den meisten Messgeräten hat diese Anschlussleitung stillschweigend einen Wellenwiderstand von  $50 \Omega$ . So wie man die Energietechniker hie und da daran erinnern muss, dass  $50 \text{ Hz}$  nicht die einzige Frequenz ist, die es gibt, so muss man Mikrowellentechniker gelegentlich darauf aufmerksam machen, dass  $50 \Omega$  nicht die einzig mögliche Bezugsimpedanz der Streuparameter ist.

Auf jeder Leitung können sich übrigens viele Wellenmoden ausbreiten, und ausschliesslich für den elektrisch und magnetisch transversalen Modus, wenn er überhaupt existiert, kann ein genau definierter Wellenwiderstand

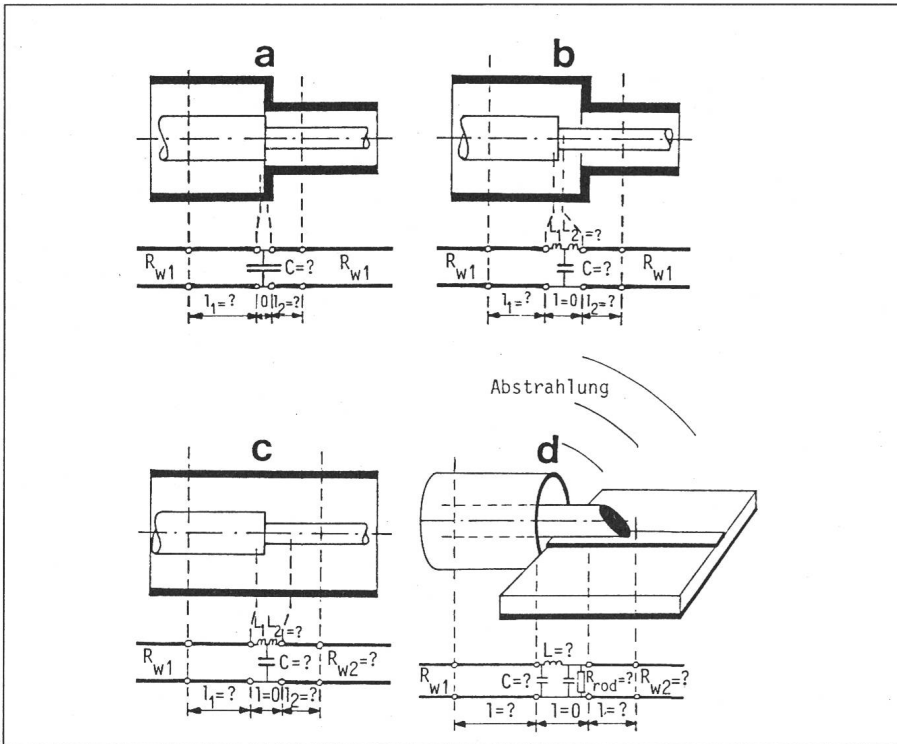


Fig. 3 Stossstelle von zwei Leitungen mit häufig verwendeten Ersatzschaltungen

- a An der Stossstelle zweier Koaxialleitungen mit gleichem Wellenwiderstand entsteht eine «Diskontinuitätskapazität».
- b «Kompensierte» Stossstelle; die fünf unbekanntes (skalare) Werte des Verbindungszweites können (bei jeder Frequenz) bestimmt werden.
- c Stossstelle zwischen Leitungen von verschiedenen Wellenwiderständen; das Übergangszweites ist nur ausmessbar, sofern die Wellenwiderstände beider Anschlussleitungen definierbar und bekannt sind.
- d Stossstelle zwischen Koaxial- und Mikrostripleitung; das Ersatzschema enthält zusätzlich einen Verlustwiderstand. Es ist nicht möglich, die Parameter des Verbindungszweites und gleichzeitig  $R_{W2}$  zu bestimmen.

angegeben werden. Die Streumatrizen haben den Vorteil, dass man sie auch dann angeben kann, wenn die Bezugsleitungen keine eindeutig definierbaren Wellenwiderstände haben, denn Reflexions- und Transmissionsfaktoren beziehen sich eigentlich auf die Geometrie der Materialien im Querschnitt der Leitung. Diese Querschnittsgeometrie lässt sich nur bei einigen sehr einfachen (jedoch sehr wichtigen) Leitungen und nur für den elektrisch und magnetisch transversalen Modus durch einen Wellenwiderstand charakterisieren.

#### 4. Messen statt Definieren?

Dogmatische Erklärungen wie: «Es gibt kein Perpetuum mobile» oder: «Die Schlitzleitung hat keinen Wellenwiderstand» haben eh und je zum Widerspruch gereizt; und das ist gut so. Ein schlauer Mikrowelleningenieur mag folgendermassen argumentieren:

«Eine Last erzeugt auf der 50-Ω-Bezugsleitung meiner Messapparatur eine genau messbare Reflexion. Ausserdem besteht eine eindeutige Beziehung zwischen der Impedanz und dem Reflexionsfaktor einer Last. Wir brauchen also nur unsere zweifelhafte Schlitzleitung als Last an eine 50-Ω-Leitung anzuschliessen und den Reflexionsfaktor der Verbindungsstelle zu messen, um daraus einen eindeutigen Wellenwiderstand dieser Leitung zu berechnen.» Die Probleme, denen wir dabei begegnen, seien mit Hilfe von Figur 3 betrachtet: Der Elektroinstallateur, der zwei Kabelstücke verbindet, hat weder Impedanz- noch Reflexionsprobleme. Der Mikrowellen-Ingenieur dagegen weiss, dass selbst die Verbindungsstelle von zwei einfachen koaxialen Leitungen mit denselben Wellenwiderständen Reflexionen erzeugt. Der Grund liegt in den Feldverzerrungen an der Übergangsstelle. Mit guter Näherung kann man diese Feldverzerrungen durch eine konzentrierte

Kapazität im Ersatzschema darstellen (Fig. 3a). Diese Reflexionen lassen sich weitgehend eliminieren, indem man die Übergangsstelle etwa so modifiziert, wie in Figur 3b dargestellt. Allerdings wird dabei offensichtlich, dass wir jetzt nicht mehr genau wissen, wo die erste Leitung endet und wo die zweite Leitung beginnt und wie gross die elektrische Länge des Zwischenstückes ist. Auch die Verbindung von zwei Koaxialleitungen mit ungleichen Wellenwiderständen hat ein ähnliches Ersatzschema (Fig. 3c). Eine Reflexionsmessung der Figur 3c liefert in diesem Falle eine einzige komplexe Grösse, während das Ersatzschema mindestens drei unbekanntes Grössen enthält. Noch schwieriger etwa ist der Übergang einer koaxialen Leitung auf eine Mikrostripleitung zu bewältigen (Fig. 3d). Neben den Feldverzerrungen der Diskontinuitätsstelle entsteht beim Übergang zur offenen Leitung eine Abstrahlung in den freien Raum. Man kann sie in erster Näherung durch einen Widerstand berücksichtigen. Selbst wenn der Wellenwiderstand definiert wäre, ist es hier völlig unmöglich, den Reflexionsanteil, der vom reinen Wellenwiderstandssprung herrührt, zu trennen von den Anteilen, die von den Diskontinuitäts-elementen (Feldverzerrung, Mode-Umwandlung, Abstrahlung) herrühren.

Unser Mikrowelleningenieur wird zwar einen eindeutigen Reflexionsfaktor messen, ihn aber nicht einem Wellenwiderstand zuordnen können. Im Prinzip sind natürlich alle physikalischen Messungen mit solchen unbekanntes systematischen Messungenauigkeiten behaftet. Besonders störend bei diesen hohen Frequenzen ist, dass diese Ungenauigkeiten in der gleichen Grössenordnung liegen wie die gesuchten Grössen. Unser reflektierender Mikrowelleningenieur könnte nun noch ein anderes bekanntes Prinzip zur Messung von solchen Störreflexionen beziehen: Man beschafft sich dazu von der unbekanntes Leitung einige Stücke mit verschiedenen Längen. Die Enden versieht man mit identischen Übergangsstücken zu den definierten Leitungen des Messsystems. Ein Ersatzschema für solche Übergangsstücke ist in Figur 4 angegeben. Man kann sie auffassen als Zweites, die auf der einen Seite auf die Leitung des Messsystems und auf der anderen auf die Querschnittsgeometrie der zu messenden Leitung bezogen sind. Von einem solchen Gesamtzweites (Fig. 5)

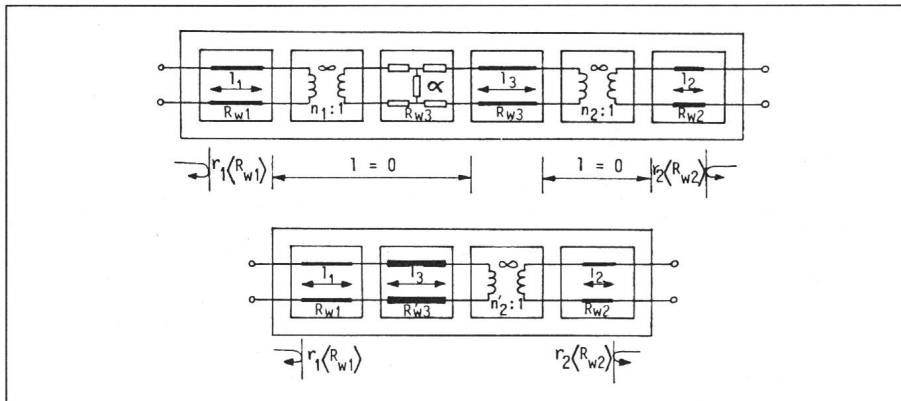


Fig. 4 Zerlegung des Zweitores der Stossstelle

in eine Kettenschaltung von elementaren, je durch eine einzige skalare Größe definierten Teilen, oben mit und unten ohne Verluste. Die äusseren Elemente sind Leitungsabschnitte von der Art der Bezugslleitung am betreffenden Tor (Bezugswiderstände in Winkelklammern). Eine der Größen  $R_{w3}$ ,  $n_1$ ,  $n_2$  im oberen Schema ist frei wählbar. Im unteren Schema ist der ideale Transformator  $n_1 : 1$  weggelassen; dann sind  $R_{w3}$  und  $n_2$  nicht mehr frei.

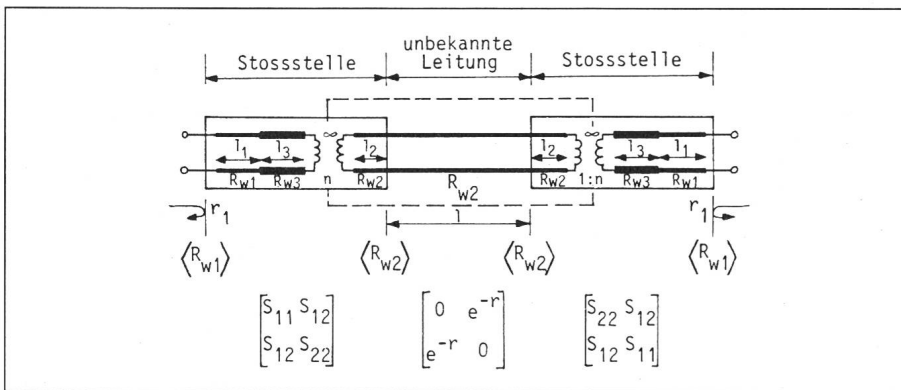


Fig. 5 Ausmessung eines unbekannten Leitungsstückes mit Wellenwiderstand  $R_{w2}$  und Länge  $C$

Zwei Verbindungszeitorne schliessen es an die Messapparatur des bekannten Wellenwiderstandes  $R_{w1}$  an. In der Streumatrix für die Gesamtschaltung kommt  $R_{w2}$  nur in Form des Produktes  $n^2 R_{w2}$  vor, ist also vom ebenfalls unbekanntem Verbindungszeitorne nicht zu trennen.

kann man Reflexion und Transmission, also alle Streuparameter messen. In Fig. 5 sind die Streumatrizen der drei Teile der Schaltung aufgestellt. Für deren Kettenschaltung erhält man die nachfolgende Gesamt-Streumatrix:

$$S_{\text{tot}} = \frac{1}{e^\Gamma - S_{22}^2 e^{-\Gamma}} \begin{bmatrix} (e^\Gamma S_{11} - e^{-\Gamma} S_{22} D) & S_{12}^2 \\ S_{12}^2 & (e^\Gamma S_{11} - e^{-\Gamma} S_{22} D) \end{bmatrix}$$

$$D = \det S$$

Da das Gesamtzeitorne reziprok und symmetrisch ist, enthält seine S-Matrix nur zwei verschiedene Werte; diese können messtechnisch bestimmt werden. Misst man diese Parameter für zwei verschiedene Längen der unbekanntem Leitung, so kann man durch Rechnung die drei komplexen Streuparameter des Übergangsstückes finden. Man könnte meinen, damit wäre

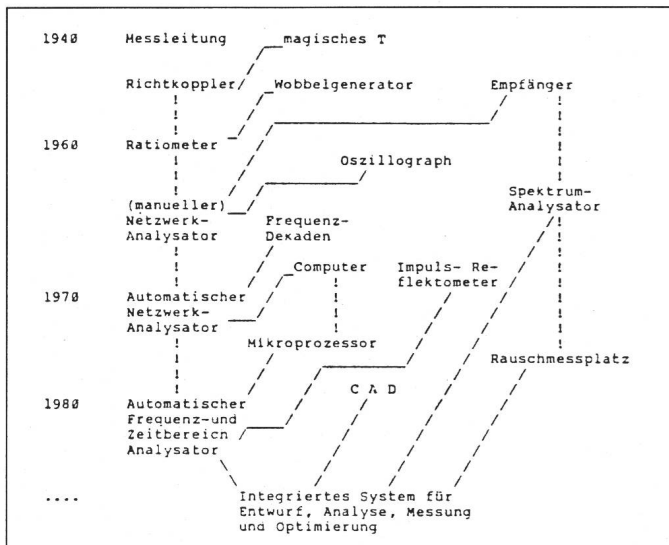
nun der Reflexionsfaktor der unbekanntem Leitung gefunden. Dem ist nun aber nicht so: Gefunden ist nur der Reflexionsfaktor des Übergangsstückes, bezogen auf die unbekanntem Leitung selbst. Es bleibt dabei, dass dieser Wellenwiderstand weder definiert noch gemessen werden kann. Nach dem Ersatzschema von Fig. 4 kann man sich diese Situation plausibel machen, wenn man beachtet, dass in der Anordnung von Fig. 5 zwei symmetrisch angeordnete ideale Transformatoren vorkommen, deren Übersetzungsverhältnis aus den Streuparametern der Verbindungszeitorne erst berechnet werden kann, wenn für beide Tore eine Bezugsimpedanz bekannt ist. Da es gerade die Bezugsimpedanz  $R_{w2}$  ist, die wir suchen, ist das Problem nicht lösbar.

Da nun aber die Welt der Mikrowellenschaltungen vollständig beschrie-

ben werden kann mit den Streuparametern, besteht keine Veranlassung, dem speziellen Begriff der Impedanz noch weiter nachzutruern. Zum Erfolg der Streuparameter in den Anfängen der Mikrowellentechnik, die ja noch im vordigitalen Zeitalter lagen, hat ein weiterer, zunächst vielleicht unbedeutend erscheinender Umstand beigetragen: Der Betrag der Reflexions- und Transmissionsfaktoren von passiven Schaltungen übersteigt den Wert 1 nicht. Deshalb lassen sich alle Charakteristiken von praktischen Schaltelementen ohne Massstab-schwierigkeiten auf einem begrenzten Stück Papier unterbringen, nämlich auf dem *Smith-Diagramm*, das die Mikrowelleningenieurere beinahe zu ihrem Wappen erhoben haben. Es ist ein Reflexionsdiagramm in jedem Sinne des Wortes. Mit seiner Hilfe könnten die meisten Leitungsprobleme mit guter Näherung grafisch gelöst werden, und auch heute noch ist das Smith-Diagramm zum Reflektieren mit Bleistift und Papier und zur bildlichen Darstellung von Streuparametern unübertroffen.

## 5. Evolution der Mikrowellen-Messgeräte

Die Streuparameter haben in der Messgeräteindustrie eine ganze Familie von neuen raffinierten Messsystemen angeregt, wie dies in Fig. 6 dargestellt ist. Die Messleitung (geschlitzte Leitung) ist wohl jenes Instrument, das am meisten beigetragen hat zum Verständnis von fortschreitenden, reflektierten und deren Überlagerung zu stehenden Wellen. Sie hat uns auch den Begriff der Welligkeit (Stehwellenverhältnis, VSWR) hinterlassen, der sich bis heute hartnäckig gehalten hat, obwohl es längst Zeit wäre, ihn durch den anschaulicheren Begriff des Reflexionsfaktors zu ersetzen. (Die Mikrowellenpioniere haben das VSWR gemessen und daraus die Reflexion berechnet; heute kaufen sie sich ein feines Gerät, das direkt und schnell den komplexen Reflexionsfaktor misst und rechnen ihn dann um in das traditionelle VSWR.) Aus der Zeit der Messleitung stammt auch das «magische T», ein Brücken-Viertor, ähnlich wie der bald darauf die Messtechnik erobernde Richtkoppler. Bis heute ist der Richtkoppler ein Grundelement aller skalaren und vektoriiellen Messgeräte für Reflexions- und Über-



**Fig. 6**  
Evolution der  
Mikrowellen-  
Messgeräte

tragungsfaktoren. Wie Figur 6 zeigt, hat die Mikrowellen-Messgeräteindustrie dann sukzessive eine Reihe von weiteren Messgeräten mit diesen Richtkopplern zu neuen, bequemen Anlagen integriert, so den Wobbelgenerator, den Oszillographen, Frequenzdekaden und Kurvenschreiber. Mikrowellenfirmen waren wohl auch die ersten, die konsequent Computer in ihre Messanlagen einbauten. Die Netzwerkanalysatoren, wie die Geräte jetzt heißen, messen Streuparameter in Funktion der Frequenz. Kürzlich haben sie sich mit einer weiteren Messgeräteserie vereinigt, nämlich mit dem Impulsreflektometer (TDR, Time Domain Reflectometer). Impulsreflektometer haben gegenüber Netzwerkanalysatoren den Vorteil, dass man mit ihnen besser feststellen kann, von welchem Ort auf einer Leitung eine Reflexion herrührt. Ihr Nachteil besteht darin, dass heute herstellbare Impulse nur einen sehr geringen Anteil von

Energie bei sehr hohen Frequenzen haben. Da das Frequenzverhalten und das Impulsverhalten einer Schaltung über eine Fourier-Transformation zusammenhängen, ist es möglich, das Impulsreflektogramm synthetisch durch ein Rechenprogramm aus dem Frequenzverhalten zu gewinnen. Durch geeignete rechnerische Manipulationen der Daten aus dem Frequenz- und aus dem Ortsbereich können die Streuparameter eines bestimmten Schaltungsteiles fast vollständig von den Einflüssen ihrer Umgebung «gereinigt» werden.

Wie wird es weitergehen? Ich vermute, dass sich in nächster Zeit ein weiterer Spross der Computertechnik, nämlich der computergestützte Entwurf (CAD), mit der messtechnischen Seite vereinigen wird zu einem integrierten Test- und Entwurfssystem. Vielleicht werden sich auch noch die Spektrumanalysatoren und die Rauschmessgeräte in dieses System

einfügen. Die ganze Entwicklung von Messgeräten war, so könnte man sagen, also ein Resultat von Mehrfach-Reflexionen oder Interaktionen zwischen verschiedenen, längst bekannten einzelnen Prinzipien. Wie bei den Ingenieuren löst jede Generation von neuen Messgeräten einige der alten Probleme und schafft sich einige neue. Unter den unvollkommen gelösten Fragen wären z.B. etwa folgende aufzuzählen:

- breitbandige Schaltungen und schnelle Rechenprogramme für die Sechstör-Messmethode,
- Methoden und Instrumente zur Messung von nichtlinearen Schaltungseigenschaften (Erzeugung von Harmonischen, Abhängigkeit vom Leistungsniveau),
- Standardisierung von Formaten und Dateien für gerechnete und gemessene Daten von Schaltungsteilen (damit solche Daten zwischen verschiedenen Programmen und Systemen besser ausgetauscht werden können),
- Programme zur Korrektur von Fehlern von Messungen oder Berechnungen bei der Impulsreflektometermethode (Mehrfachreflexionen).
- Auch bei der Hardware fehlt noch immer der gute Messkopf und der Eichsatz, mit welchem Mikrostrip-schaltungen direkt (ohne Zwischenschaltung eines Koaxialsteckers) angeschlossen werden können.

Damit ist die Liste von Problemen, welche Mikrowelleningenieure absorbieren, noch nicht zu Ende. Es bleibt die Hoffnung, dass die Diskussion zwischen den Mikrowelleningenieuren unter «Mehrfachreflexionen» weitergeht.