

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 33 (1955)

Heft: 4

Artikel: Die Messung kleiner Reflexionen in Koaxial- und Hohlleitersystemen : Messresultate an koaxialen Stecherpaaren

Autor: Epprecht, G.W. / Stäger, C.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-874225>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 30.04.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

problèmes que celui traité ici, entre autres ceux dont le schéma de remplacement se ramène à celui de la figure 1c. Leur étude sortirait du cadre de cet exposé, mais ne manquerait certes pas d'intérêt.

Bibliographie

- Terman, F. E. Radio Engineering. 3^e édition. New York 1947. p. 236...239.
 Strutt, M. J. O. Verstärker und Empfänger. 2^e édition. Berlin 1951. p. 117 et 155.

- Smith, P. H. Transmission Line Calculator. Electronics 12 (1939), 29...31.
 Smith, P. H. An Improved Transmission Line Calculator. Electronics 17 (1944), 130...133; 318...325.
 Feldtkeller, R. Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik. 4^e édition. Leipzig 1944. p. 34...45.

Adresse de l'auteur: Roger Dessoulavy, professeur à l'école polytechnique de l'Université de Lausanne, 45, avenue Vulliemin, Lausanne.

Die Messung kleiner Reflexionen in Koaxial- und Hohlleitersystemen

Messresultate an koaxialen Steckerpaaren

Von G. W. Epprecht und C. Stäger, Bern

621.317.336.6: 621.372.8

Zusammenfassung. Im ersten Teil der vorliegenden Arbeit werden verschiedene Methoden für die Messung kleiner Reflexionen in Koaxial- und Hohlleitersystemen beschrieben. Diese erlauben zum Teil mit handelsüblichen Instrumenten eine Messgenauigkeit bis zu etwa $\pm 0,3\%$ zu erreichen. Ferner werden weitere Anordnungen vorgeschlagen, mit denen noch grössere Genauigkeiten erreicht werden können. Die Vor- und Nachteile dieser Messmethoden, besonders ihre Fehlerquellen werden kritisch beleuchtet.

Der zweite Teil bringt Messresultate von 15 verschiedenen koaxialen Steckertypen für das Frequenzgebiet von 1,8 bis 4 GHz. Dabei zeigt sich, dass einige der bestehenden Typen durch geeignete Montage wesentlich verbessert werden können, und zwar sowohl in Bezug auf den Betrag der Reflexion als auch auf die Streuung der Reflexionswerte. So wurde zum Beispiel die mittlere Reflexion von $10 \pm 5\%$ eines in üblicher Weise sorgfältig montierten, weitverbreiteten Steckers durch eine spezielle Montageart auf $3 \pm 1\%$ verbessert.

Einleitung

In der Koaxial- und Wellenleitertechnik stellt sich heute immer mehr die Forderung nach reflexionsarmen Leitungen. Ein Hauptgrund dafür ist die steigende Verwendung von Multiplexsystemen. Im Falle von Frequenzmodulation entstehen Modulationsverzerrungen durch Mehrfachreflexionen, was ein Übersprechen zwischen den Kanälen zur Folge hat.¹⁾ Auch bei den Zeitmultiplexsystemen ergibt sich durch die Laufzeitverzerrungen ein Übersprechen in benachbarte Kanäle.

Grössenordnungsmässig toleriert man heute Reflexionen von zum Beispiel 1...5% oder weniger, und dies, je nach System, über eine relativ grosse Bandbreite. Für die Entwicklung, den Abgleich und die Prüfung der Komponenten solcher Anlagen muss man deshalb in der Lage sein, Reflexionen mit einer Genauigkeit von besser als 1% zu bestimmen.

Im Bereich der Dezimeter- und Zentimeterwellen benützt man zur Messung von Impedanzen hauptsächlich Messleitungen oder Richtungskoppler. Das Hauptanwendungsgebiet dieser Messinstrumente liegt

Résumé. Dans la première partie de cet article, les auteurs décrivent diverses méthodes de mesure de faibles réflexions dans des systèmes de conducteurs coaxiaux et de guides d'ondes. Ces méthodes permettent d'atteindre une précision de mesure de l'ordre de $\pm 0,3\%$ en utilisant des instruments, en partie courants dans le commerce. Les auteurs proposent ensuite d'autres méthodes grâce auxquelles on peut obtenir une précision encore meilleure. Ils examinent et critiquent les avantages et les inconvénients de ces méthodes de mesure, en particulier leurs sources d'erreurs.

La seconde partie de l'article est consacrée aux résultats de mesures de 15 types différents de fiches pour câbles coaxiaux dans la bande de fréquences de 1,8 à 4 GHz. Il s'avère que l'on peut nettement réduire le coefficient de réflexion et la dispersion des valeurs de ce dernier en adoptant un montage approprié pour certains types de fiches usuels.

C'est ainsi que grâce à un montage spécial les réflexions d'une certaine fiche très répandue ont été réduites à $3 \pm 1\%$ alors qu'elles atteignent $10 \pm 5\%$, lorsqu'on la monte soigneusement selon les règles habituelles.

aber auch heute noch bei der Radartechnik, bei der nicht die gleichen Anforderungen gestellt werden bezüglich Reflexionsfreiheit (1-Kanal-System!). Aus diesem Grunde sind im Handel praktisch keine Geräte erhältlich, die selbst die gewünschte Reflexionsfreiheit aufweisen. Auch steigt der konstruktive und damit finanzielle Aufwand beträchtlich mit der geforderten Genauigkeit. Wir haben uns deshalb nach Methoden umgesehen, die es erlauben, möglichst mit handelsüblichen Messleitungen die geforderte Präzision zu erreichen.

I. Messmethoden

a) Allgemeines

In fast allen Fällen ist der zu messende Vierpol ein von der Messapparatur unabhängiges Schaltelement mit Anschlussflanschen oder koaxialen Kontakten an den beiden Enden. Nur wenn der Vierpol ein Teil der Messapparatur selbst ist, trifft dies nicht zu. Die Anschlüsse des Vierpols verursachen meistens Reflexionen, die von gleicher Grössenordnung oder sogar wesentlich grösser sind als die gesuchten Reflexionen des Vierpols. In allen diesen Fällen müssen diese störenden Reflexionen getrennt werden von der eigentlichen Vierpolreflexion. Dies kann so erfolgen, dass der Vierpol zunächst durch ein elektrisch gleich

¹⁾ F. Assadourian. Distortion of a Frequency-Modulated Signal by Small Loss and Phase Variations. Proc. Inst. Radio Eng. 40 (1952), 172...176.

L. J. Libois. Administration française des PTT, Service des Recherches et du Contrôle technique. Etude n° 231 T.

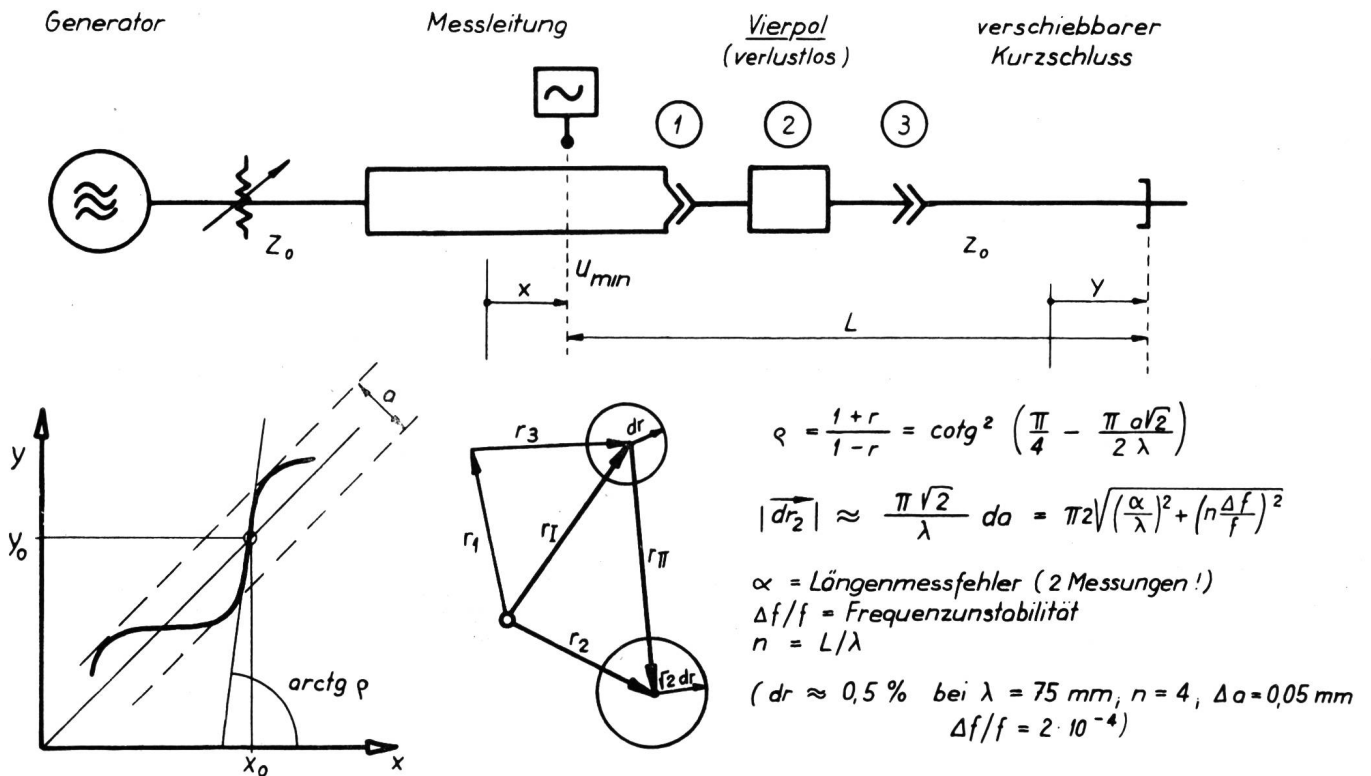


Fig. 1 Knotenverschiebungsmethode nach Weissfloch

langes Stück homogene Leitung (s. dazu Abschnitt d) ersetzt wird, das jedoch genau gleiche Anschlusskontakte hat, wie der auszumessende Vierpol. So wurde zum Beispiel bei der Ausmessung von Steckerpaaren immer zuerst ein kurzes Kabelstück mit zwei Steckern zum Anschluss an die Messapparatur versehen. Nach der Bestimmung der elektrischen Länge und der Reflexionen dieser Kabelleitung wurde diese aufgeschnitten und das zu messende Steckerpaar so in die Trennstelle eingeführt, dass das Kabelstück seine elektrische Länge nicht änderte. Alle Verfahren laufen darauf hinaus, den Differenzvektor zweier Messungen zu bestimmen («mit» und «ohne» Vierpol), wobei allerdings nicht bei jeder Methode beide Reflexionen explizite gemessen werden.

b) Knotenverschiebungsmethode (nach Weissfloch)

Diese Methode ist ausführlich in der Literatur beschrieben²⁾, es sei daher hier nicht auf die mathematische Ableitung eingegangen.

Man benötigt für die Messung einen verschiebbaren Kurzschluss und eine Messleitung (an die bezüglich Präzision nur geringe Anforderungen gestellt werden. Die Lage eines Spannungsminimums wird bestimmt in Funktion der Position des Kurzschlußschiebers (Fig. 1). Wenn vor und hinter dem zu messenden Vierpol der gleiche Wellenwiderstand vorhanden ist, so erhält man die Welligkeit ρ , die vom Vierpol erzeugt wird, nach der Beziehung:

$$\rho = \frac{1+r}{1-r} = \cotg^2 \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\pi a \sqrt{2}}{2 \lambda_R} \right) \quad (1)$$

$r = \text{Reflexion}$
 $\lambda_R = \text{Wellenlänge auf der Leitung}$

Für die Phase der Reflexion gilt folgende Überlegung: An der Stelle y_0 (Stelle grösster Steilheit der $y(x)$ Kurve) muss r in Phase mit der einlaufenden Welle liegen. Der Zusammenhang mit der üblicheren SWR-Methode für die Bestimmung einer Impedanz ergibt sich damit auf folgende Weise:

Würde der Vierpol mit Z_0 abgeschlossen und dann die Welligkeit vor dem Vierpol bestimmt, so käme das Spannungsminimum an die Stelle $y_0 \pm \frac{\lambda}{4}$, das heisst an den Ort kleinster Steilheit $\left(\frac{dy}{dx} = \text{min.} \right)$ zu liegen.

Wir betrachten nun den Fall kleiner Reflexionen. Aus Fig. 2 leiten wir dafür eine einfache Näherungsformel für die Reflexion ab:

Es ergibt sich für $r \ll 1$:

$$r \approx \frac{\pi a \sqrt{2}}{\lambda_R} \quad (2)$$

Die Genauigkeit der Methode ergibt sich aus folgenden Überlegungen (s. Fig. 3):

Der wahrscheinliche Fehler einer Längenmessung sei α . Der wahrscheinliche Fehler der Differenz $(y-x)$ wird somit $\alpha \sqrt{2}$. Dazu kommt der Fehler, herrührend von der Frequenzunstabilität des Generators. $\Delta f/f$ sei die wahrscheinliche Frequenzunsicherheit

²⁾ A. Weissfloch. Ein Transformationssatz über verlustlose Vierpole und seine Anwendung auf die experimentelle Untersuchung von Dezimeter- und Zentimeterwellen-Schaltungen. HF-Technik u. El. Akustik 60 (ST42) 67; HF-Technik u. El. Akustik 61 (JA43) 19.

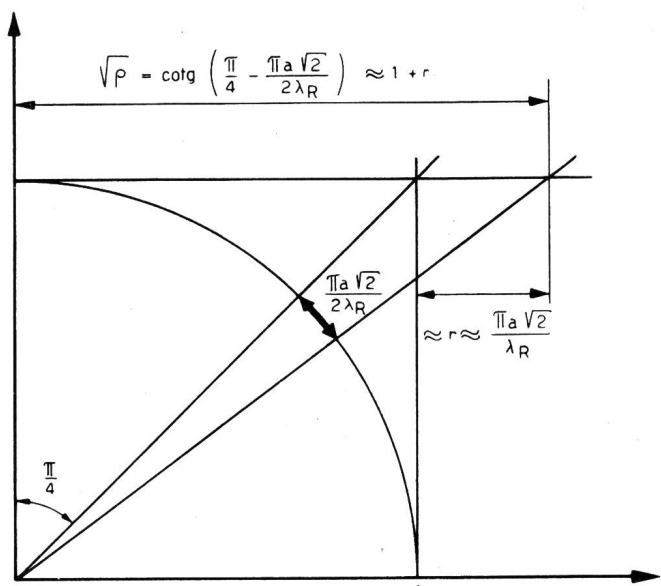


Fig. 2. Graphische Ableitung einer Näherungsformel für die Reflexion, gemessen nach Weissfloch

heit. Der scheinbare Längenmessfehler, der dadurch entsteht, ist dazu proportional, ferner steigt er mit zunehmender elektrischer Länge L (Fig. 1). Wir erhalten schliesslich:

$$\frac{r}{r} dr = \frac{r \pi \sqrt{2}}{r \lambda_R} da$$

Aus Fig. 3 leiten wir ferner ab:

$$\Delta a \sqrt{2} = (\alpha \sqrt{2}) \sqrt{2} = 2\alpha$$

(wenn für die Bestimmung von a die Punkte $(y-x)_{\max}$ und $(y-x)_{\min}$ verwendet werden).

Fehler durch Frequenzunstabilität:

$$\alpha' = (\Delta f/f) n \lambda_R$$

$(n = L/\lambda_R)$

Insgesamt ergibt sich:

$$\Delta r = \frac{r \pi \sqrt{2}}{r \lambda_R} \Delta a_{\text{tot}} = \frac{r}{r} \pi \sqrt{2} \left(\frac{2\alpha^2}{\lambda_R^2} + \frac{2(\Delta f)^2}{f^2} n^2 \right)^{1/2} \quad (3)$$

Nun betrachten wir noch den Phasenfehler $\Delta\varphi$: Für x_0 ist der wahrscheinliche Fehler:

$$\Delta\varphi = 2\sqrt{2} \frac{\alpha}{a}$$

Benützen wir die zwei Punkte x_0 und $x_0 \pm \frac{\lambda}{4}$ zur

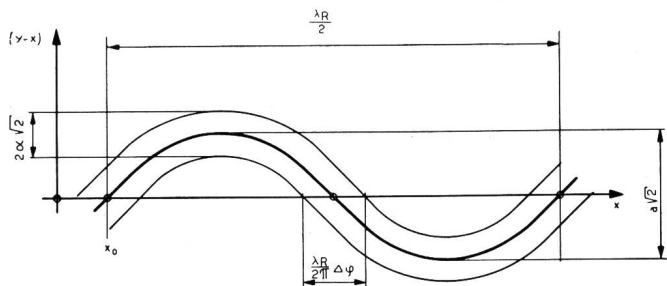


Fig. 3 Berechnung des Fehlers bei der Knotenverschiebungsmethode

Bestimmung der Phase, so wird unter Benützung von (2) und mit Fig. 4

$$j \frac{r}{r} \Delta\varphi \cdot r = j \frac{r}{r} \pi \sqrt{2} \left(\frac{2\alpha^2}{\lambda_R^2} + \frac{2(\Delta f)^2}{f^2} n^2 \right)^{1/2} = j \Delta r \quad (4)$$

Fassen wir (3) und (4) zusammen, so ergibt sich schliesslich für den wahrscheinlichen, vektoriellen Fehler von r :

$$|\Delta r_{\text{tot}}| = 2 \left[\left(\frac{\alpha}{\lambda_R} \right)^2 + \left(\frac{\Delta f}{f} n \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5)$$

Zur Illustration sei folgendes numerisches Beispiel gegeben:

$$\alpha = 0,05 \text{ mm}, \lambda = 75 \text{ mm}, n = 4, \Delta f/f = 2 \cdot 10^{-4}$$

$$\Delta r \approx 0,65\%$$

Aus (5) geht hervor, dass der absolute Fehler von r unabhängig ist von der Grösse von r und nur bestimmt wird durch die Genauigkeit der Messapparatur. Aus numerischen Betrachtungen können wir folgern, dass die Anforderungen an die Frequenzkonstanz sowie an die Längenmessungen beträchtlich sind, wenn man Fehler von weniger als 1% erzielen will.

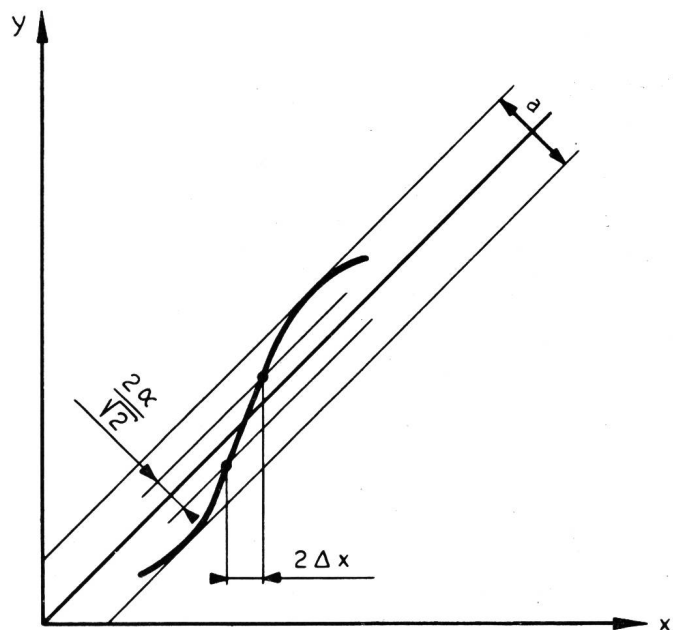


Fig. 4 Zur Berechnung des Phasenfehlers der Knotenverschiebungsmethode

Zusammenfassend kann diese Methode wie folgt beurteilt werden:

Vorteile:

- Einfache Apparatur, solange an die Genauigkeit keine allzu grosse Anforderung gestellt wird;
- Unabhängigkeit von Amplitudenschwankungen des Generators;
- Unabhängigkeit von der Detektorcharakteristik.

Nachteile:

- Viele Messpunkte notwendig zur Bestimmung einer einzigen Reflexion;

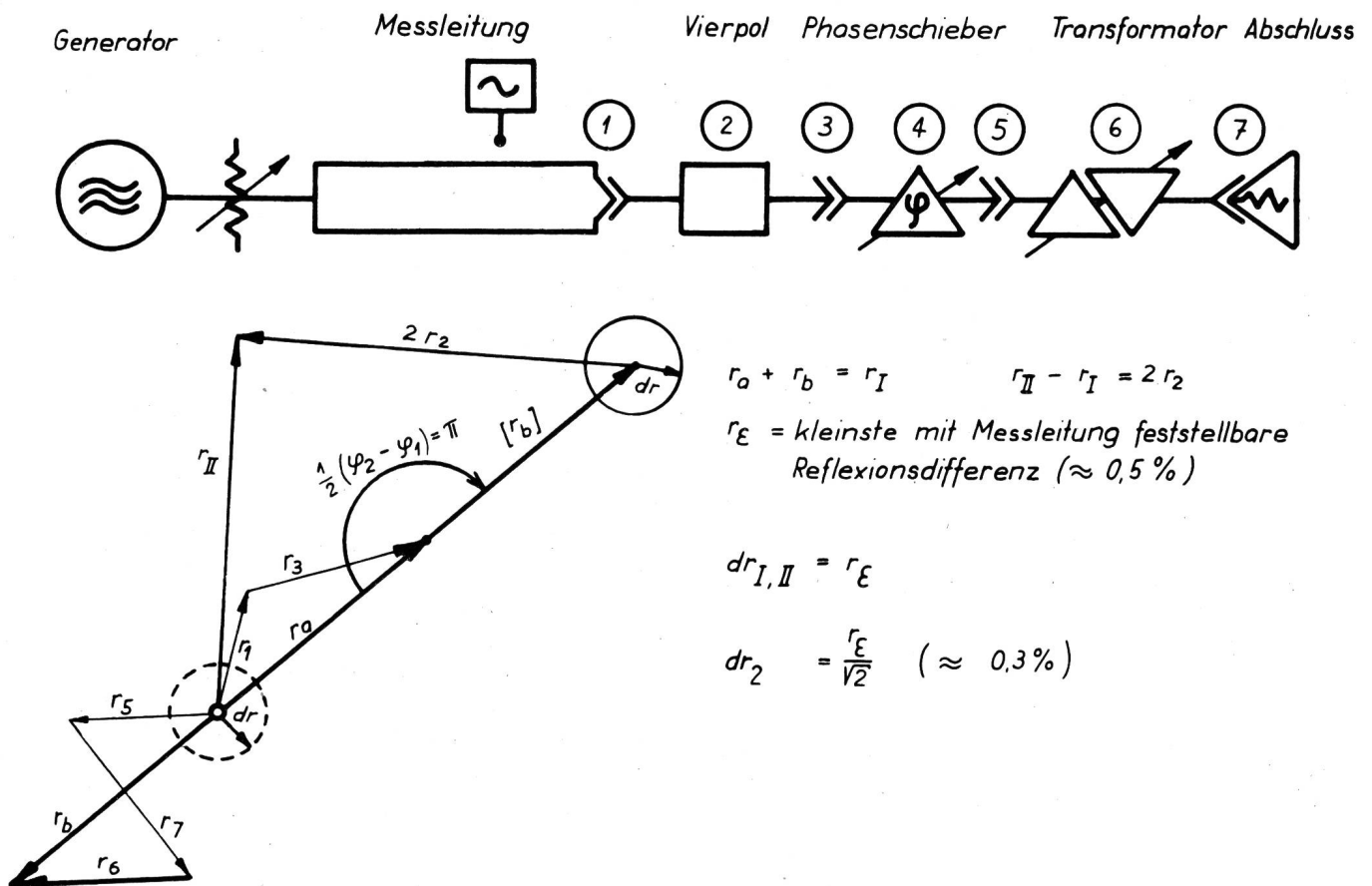


Fig. 5. Messmethode mit gedrehtem Kompensationsvektor

- hohe relative Genauigkeit bei kleinen Reflexionen schwierig zu erreichen;
- lose Ankopplung an Generator notwendig (Frequenzverwerfung, da die Last reaktiv und variabel ist); infolgedessen steht nur ein niedriger Pegel zur Verfügung.

Die Methode erwies sich im gesamten für unsere Zwecke als zu zeitraubend und mit den verfügbaren Geräten als zu ungenau. Wir haben deshalb zwei weitere Methoden entwickelt, die sich in unserem Falle als günstiger erwiesen.

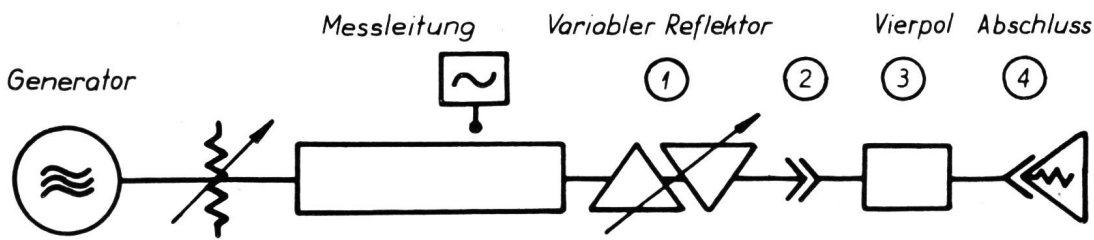
c) Methode mit gedrehtem Kompensationsvektor

Diese Messmethode ist in Fig. 5 dargestellt. Man benötigt dazu, ausser einer Messleitung, einen Phasenschieber (z. B. ausziehbare Leitung oder einzelne fixe Leitungsstücke verschiedener Länge) und anstatt eines Kurzschlusses einen Abschlusswiderstand und einen variablen Reflektor. Die Messung geht so vor sich, dass mittels des variablen Reflektors alle Reflexionen im System gesamthaft kompensiert werden. Dann wird die Leitungslänge zwischen Reflektor und Vierpol um einen genau bekannten Betrag verändert (vorteilhaft um $\frac{\lambda}{4}$) und dann mit der Messleitung die Welligkeit bestimmt. Die beiden Reflexionsvektoren, die beim Abgleich auf gleiche Grösse und entgegengesetzte Phase eingestellt werden, addieren sich nun nach einer Längenänderung um $\lambda/4$ gleichphasig zum

doppelten Betrag der gesuchten Reflexion. Wenn die Änderung nicht $\lambda/4$ ist, so findet man das Resultat durch entsprechende vektorielle Addition.

Diese Methode hat sich hauptsächlich bewährt zur Ausmessung der Messleitung selbst. Dabei kann die Anordnung so gewählt werden, dass zwischen Messstrecke und Reflektor einerseits und zwischen Reflektor und Messleitungsende andererseits keine Stossstelle vorhanden ist. Dann fällt die Messung mit dem gleich langen, homogenen Leitungsstück weg, und man erhält direkt den doppelten gesuchten Reflexionsvektor.

Der Fehler dieser Methode ist gegeben einerseits durch die kleinste Welligkeit, die mit der Messleitung noch festgestellt werden kann, und andererseits durch die Genauigkeit der Welligkeitsmessung selbst. Er ist also hauptsächlich bestimmt durch die Gleichmässigkeit der Messleitung und die Amplitudenkonstanz des Generators. Eine entsprechende Berechnung zeigt, dass die Frequenzkonstanz des Generators auf die Messung einen viel kleineren Einfluss hat als bei der vorhergehenden Methode. Günstig wirkt sich besonders bei kleinen Reflexionen aus, dass man den doppelten gesuchten Reflexionsfaktor zur Verfügung hat. Ferner sind die Rückwirkungen der Apparatur auf den Generator geringer, da die Last im wesentlichen angepasst ist; man kann daher bei grösserem Pegel arbeiten. Mit der nach Fig. 7 ab-



r_{ϵ} = kleinste, mit Messleitung feststellbare Reflexionsdifferenz

$$|\overline{dr}| = r_{\epsilon} (\approx 0,5 \%)$$

Fehler, herrührend von Frequenzunstabilität

$$|\overline{dr}| \approx \frac{2\sqrt{2} \pi n d f}{f} r_{1,a} \left(\approx 0,15 \% \text{ wenn } r_{1,a} = 5 \%, \frac{df}{f} = 10^{-3}, n = 4 \right)$$

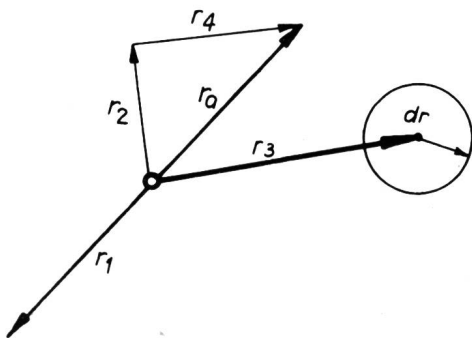


Fig. 6. Messmethode mit kompensierten Störreflexionen

geänderten hp-Messleitung konnten kleine Reflexionen mit einer Genauigkeit von etwa $\pm 0,3 \%$ gemessen werden.

Zusammengefasst ergibt sich:

Vorteile:

- Grosse Genauigkeit (doppelter Vektor);
- beinahe angepasste Last für den Generator;
- nicht empfindlich auf Frequenzschwankungen.

Nachteile:

- Apparativer Aufwand, Messleitung mit grosser Gleichmässigkeit notwendig.

d) Messung mit kompensierten Störreflexionen

Bei dieser Methode (s. Fig. 6) werden alle Reflexionen, die nicht vom Vierpol herrühren, kompensiert, indem man den Vierpol zunächst durch ein elektrisch gleich langes Stück homogene Leitung ersetzt und den variablen Reflektor so einstellt, dass auf der Messleitung keine Welligkeit mehr erscheint. Dann wird der Vierpol eingesetzt und seine Reflexion direkt auf der Messleitung bestimmt. In unserer Apparatur ist der variable Reflektor direkt und ohne Stoßstelle mit der Messleitung zusammengebaut (Fig. 7). Bei der Bestimmung der elektrischen Länge des Vierpols bzw. des Ersatzstückes ergibt sich eine kleine Schwierigkeit. Wie aus der Knotenverschiebungsmethode hervorgeht, ist die elektrische Länge des Vierpols keine genau definierte Grösse; wird sie durch eine Kurzschlussmessung bestimmt, so hängt sie ab von der Phasenlage des Kurzschlusses in bezug auf den Vierpol. Die Messung wird so durchgeführt, dass man

bei der Bestimmung der elektrischen Länge die Vierpolreflexion kompensiert. Dadurch erhält man die Länge der homogenen, zum Vierpol gehörenden Leitung und eliminiert den Einfluss der Unstetigkeit.

Diese Methode ist besonders geeignet für die Messung kleiner Reflexionen. Bei grossen Reflexionen entsteht ein zusätzlicher Fehler dadurch, dass der Reflexionsanteil von der Stoßstelle ④ (Fig. 6) durch den Vierpol geschwächt wird. Die ohne Vierpol eingestellte Kompensation ist dann nicht mehr exakt. Bezeichnet man die Reflexion von der Stelle ④ mit ϵ , diejenige vom Vierpol mit r , so ergibt sich folgender Fehler:

$$\Delta r/r = r \cdot \epsilon/2 \tag{6}$$

Dieser Fehler kann für kleine Reflexionen vernachlässigt werden, besonders dann, wenn ein guter Abschlusswiderstand verwendet wird. Ist zum Beispiel $r = 0,1$ und $\epsilon = 0,05$ (VSWR = 1,1), so wird $\Delta r/r = 0,25 \%$.

Die Kompensation der verschiedenen Störreflexionen bleibt natürlich nur genau erhalten, wenn die Frequenz stabil ist. Der Fehler, der durch eine Frequenzabwanderung entsteht, ist jedoch gering. Bezeichnet man die mittlere Summe der Störreflexionen mit $\overline{r_a}$ (herrührend von den im Mittel gleich gross angenommenen Reflexionen von den Stellen ② und ④), und den mittleren Kompensationsvektor mit $r_1 = -\overline{r_a}$, ferner die Frequenzunsicherheit mit $\Delta f/f$ und den mittleren Abstand der Stelle ① von den Stellen ② und ④ mit $L = n \lambda_R$, so berechnet sich der wahrscheinliche Fehler der Messung zu:

$$|\overline{\Delta r}| \approx 2\sqrt{2} \pi n (\Delta f/f) \overline{r_1} \quad (7)$$

Setzt man beispielsweise $\overline{r_1} = 5\%$; $\frac{\Delta f}{f} = 10^{-3}$; $n = 4$, so ergibt sich $\Delta r \approx 0,15\%$.

Vergleicht man diesen Einfluss mit dem Frequenzeinfluss bei der Knotenverschiebungsmethode, so sieht man, dass jene viel empfindlicher ist auf Frequenzunstabilitäten.

Die Genauigkeit der Methode ist somit, wie bei der vorhergehenden, in erster Linie bestimmt durch die Gleichmässigkeit der Messleitung oder die kleinste messbare Reflexionsdifferenz. Praktisch erreichten wir mit den verfügbaren Instrumenten eine Messgenauigkeit von etwa $\pm 0,5\%$ bis 4 GHz.

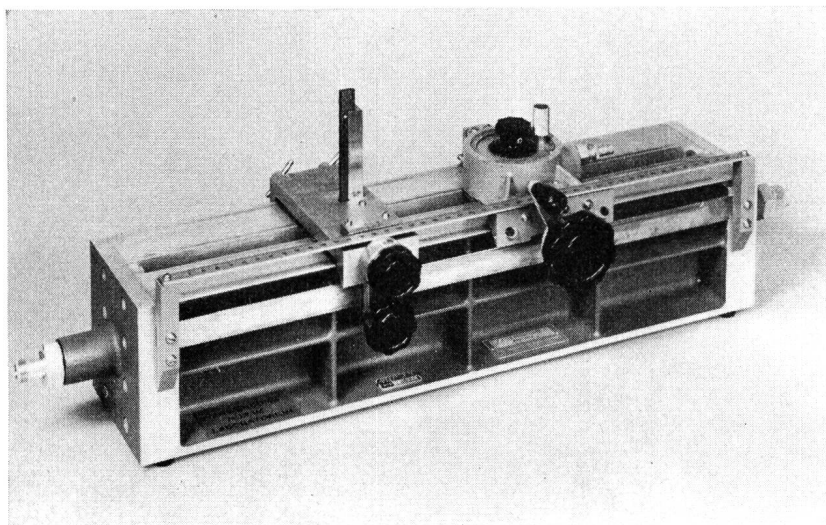


Fig. 7.

Koaxiale Messleitung mit variablem Reflektor

Zusammenfassend ergibt sich folgendes Bild:

Vorteile:

- Geeignet für Serienmessungen, da geringerer Zeitaufwand als für die vorhergehenden Methoden;
- auch bei mässiger Generatorstabilität genaue Messung;
- Generator nahezu mit Wellenwiderstand abgeschlossen, Rückwirkungen gering;
- Keine rechnerische oder graphische Differenzbildung von Vektoren notwendig.
- Aufwand geringer als für die zweite Methode.

Nachteile:

- Bei genauen Messungen nicht geeignet für grosse Reflexionen, falls nicht ein guter Abschlusswiderstand zur Verfügung steht;
- Aufwand grösser als bei der ersten Methode.

e) Verwendung von Richtungskopplern

Bei den beiden letzten Methoden kann an Stelle der Messleitung ein Richtungskoppler verwendet werden. Dieser Koppler braucht nicht einmal eine überaus grosse Richtwirkung zu haben. Anstatt auf Welligkeit 1 abzugleichen, stimmt man dann so ab,

dass im rückwärtsgekoppelten Zweig die Amplitude Null wird. Man gewinnt mit dieser Modifikation der Messmethoden drei Vorteile:

1. Der zu messende Reflexionsfaktor erscheint nicht mehr als Differenzvektor in der Welligkeitsmessung, sondern direkt gegenüber dem Abgleich auf Null;
2. Die Messung geht rascher vor sich, da sich der Betrag der Reflexion aus einer einzigen Messung ergibt, während bei der Messleitung mindestens je ein Maximum und ein Minimum der stehenden Welle gesucht und gemessen werden müssen;
3. Die gesamte Leistung im Indikatorzweig der Brücke steht zur Anzeige zur Verfügung, während

bei der Messleitung zur Vermeidung von Fehlern nur schwach angekoppelt werden darf.

Allerdings geht bei der Methode mit Richtungskoppler vorerst die Phase der Reflexion verloren. In vielen Fällen wird diese aber gar nicht benötigt. Man kann aber durch eine einfache Modifikation der Methode die Phase ebenfalls bestimmen. Grundsätzlich können mit der Richtungskopplermethode noch wesentlich höhere Genauigkeiten erreicht werden als mit der Messleitung. Den vollen Vorteil der Richtungskoppler erzielt man mit der nachfolgend beschriebenen Methode.

f) Brückenmethode mit Richtungskoppler

Diese Methode ist sehr flexibel und kann als eine Kombination der 2. und 3. Methode unter Zuhilfenahme eines Richtungskopplers betrachtet werden. Der Aufbau geht aus Fig. 8 hervor. Grundsätzlich gibt es hier zwei Messmöglichkeiten: entweder verwendet man einen geeichten Reflektor zur Erzeugung einer gleich grossen wie die zu messende Reflexion und benützt den Indikator nur zum 0-Abgleich; oder man liest die gesuchte Reflexion am Indikator ab (z. B. im Vergleich zu einer Kurzschlussmessung, wenn der Kurzschluss $\textcircled{8}$ eingeschaltet ist). Dabei

wird die Phase der gesuchten Reflexion gegenüber den kompensierten Störreflexionen verschoben. Wenn die jeweilige Kompensation vollständig war, müssen sich die beiden gemessenen Kurven (Welligkeit ρ in Funktion der Frequenz) decken. Die Abweichungen der beiden Kurvenverläufe voneinander geben ein gutes Bild von der Genauigkeit dieser Messung (Fig. 10).

Jede Einzelmessung wird nun nach diesem Schema durchgeführt. Durch laufende Kontrolle der Doppelkurven können Fehlmessungen sofort ausgemerzt werden.

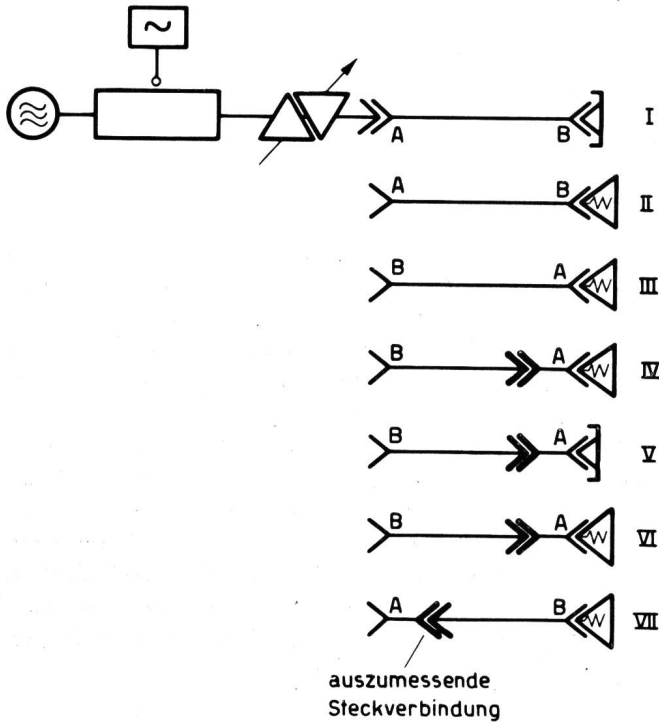


Fig. 9. Schema der einzelnen Schritte bei der Messung einer koaxialen Steckerkombination nach der Methode mit kompensierten Störreflexionen

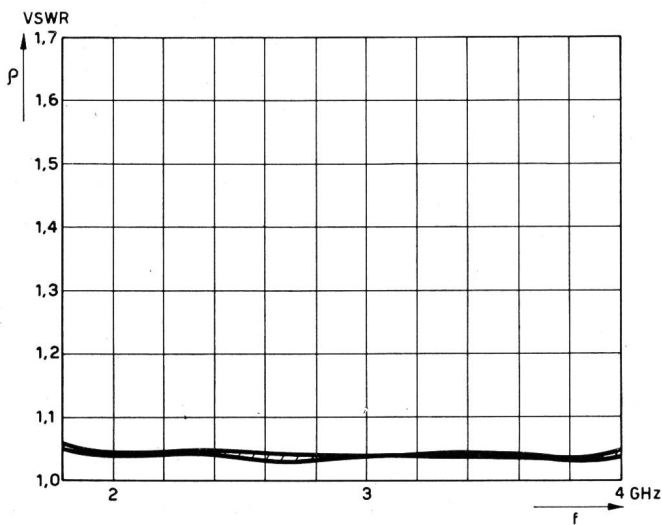


Fig. 10. Zwei zusammengehörige Messungen («Doppelmessung») am gleichen Steckerpaar

c) Serienmessungen der Steckertypen A-H³⁾

In den Fig. 11...18 sind die Fehlanpassungen ρ von acht verschiedenen Steckerkombinationen (für 50 Ω) in Funktion der Frequenz aufgetragen. Die Stecker wurden nach den von Herstellern angegebenen Anleitungen montiert. Alle gemessenen Fehlanpassungen (je Steckertyp fünf Doppelmessungen) liegen innerhalb der schraffierten Felder.

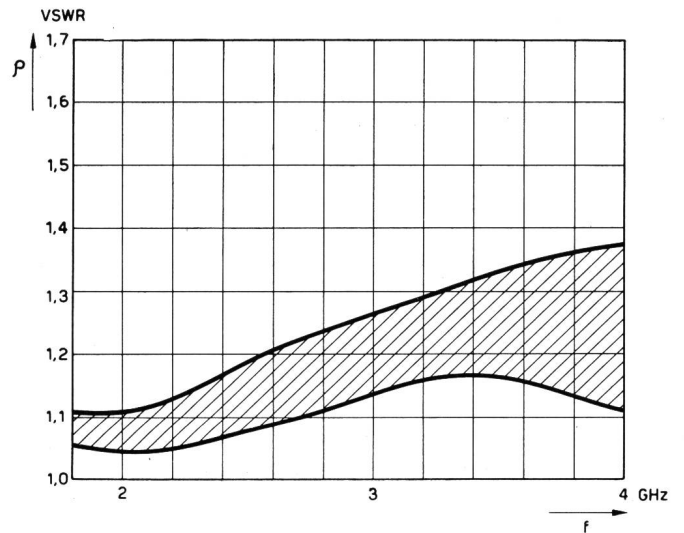


Fig. 11. Steckerpaar Typ A, $Z_0 = 50 \Omega$, montiert nach Anleitung der Herstellerfirma

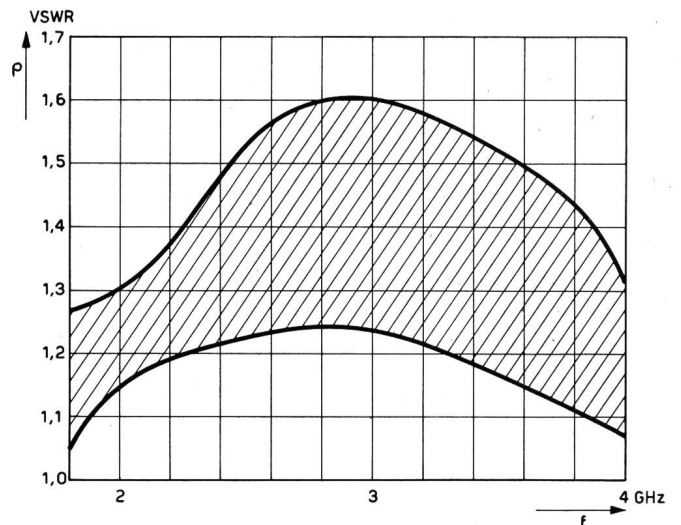


Fig. 12 Steckerpaar Typ B, $Z_0 = 50 \Omega$, montiert nach Anleitung der Herstellerfirma

d) Beurteilung und Vergleich der verschiedenen Typen

Bei unseren Messungen wurde festgestellt, dass Streuungen in den Reflexionswerten, hervorgerufen durch Fabrikationsunterschiede verschiedener Stecker vom gleichen Typ, gegenüber den montagebedingten Streuungen vernachlässigbar klein sind. Bei den Steckertypen B, C und D treten grosse Fehlanpassungen und Streuungen auf. Sie sind auf konstruktiv bedingte Montageungenauigkeiten zurückzuführen.

³⁾ Unsere Bezeichnungen A-H stehen in keinerlei Beziehungen zu den von den verschiedenen Firmen verwendeten Typenbezeichnungen.

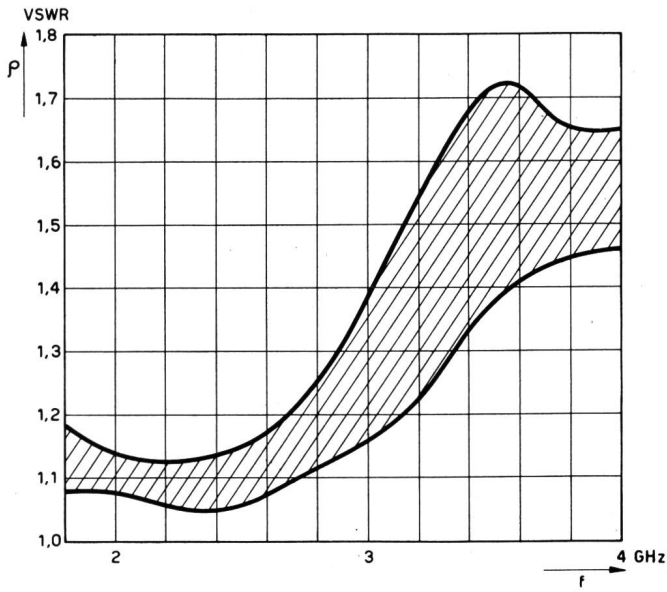


Fig. 13. Steckervereinigung Typ C, $Z_0 = 50 \Omega$, montiert nach Anleitung der Herstellerfirma

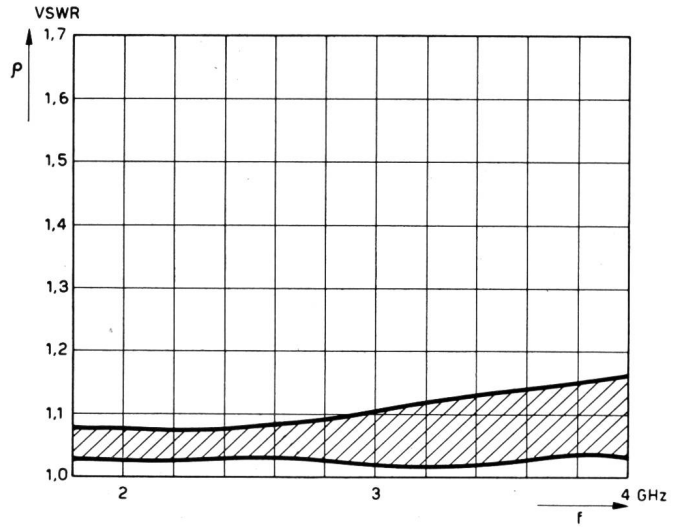


Fig. 16. Steckervereinigung Typ F, $Z_0 = 50 \Omega$, Weiterentwicklung von Typ A, montiert nach Angaben der Herstellerfirma

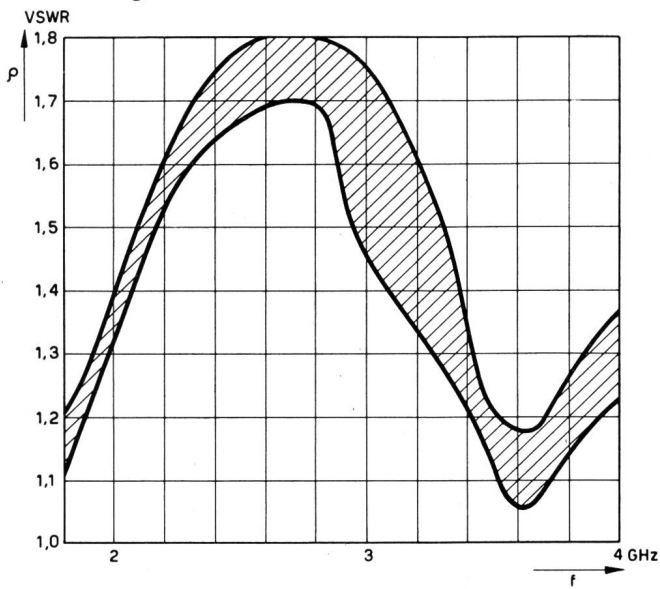


Fig. 14. Steckervereinigung Typ D, $Z_0 = 50 \Omega$, montiert nach Anleitung der Herstellerfirma

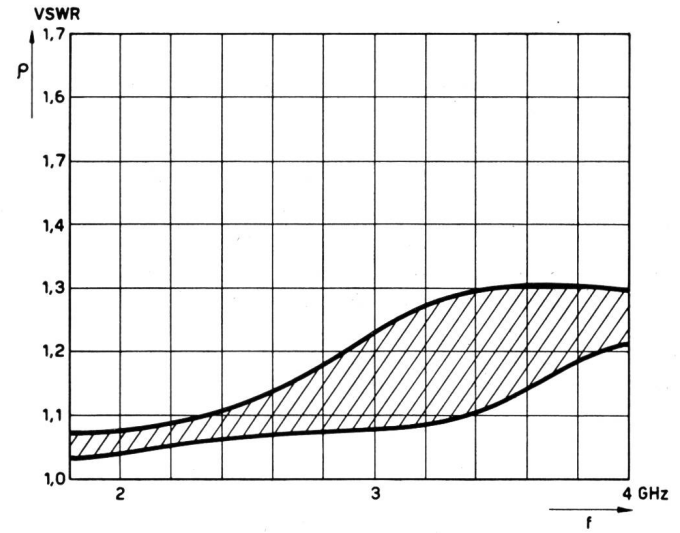


Fig. 17. Steckervereinigung Typ G, $Z_0 = 50 \Omega$, montiert nach Anleitung der Herstellerfirma.

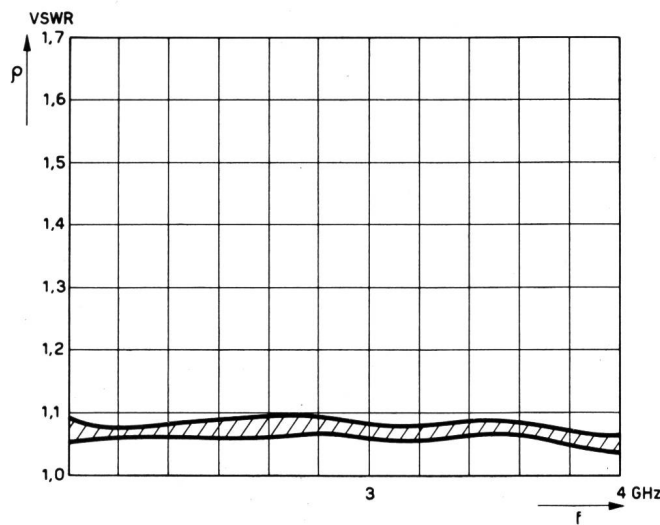


Fig. 15. Steckervereinigung Typ E, $Z_0 = 50 \Omega$, montiert auf starres Rohr, nach Anleitung der Herstellerfirma

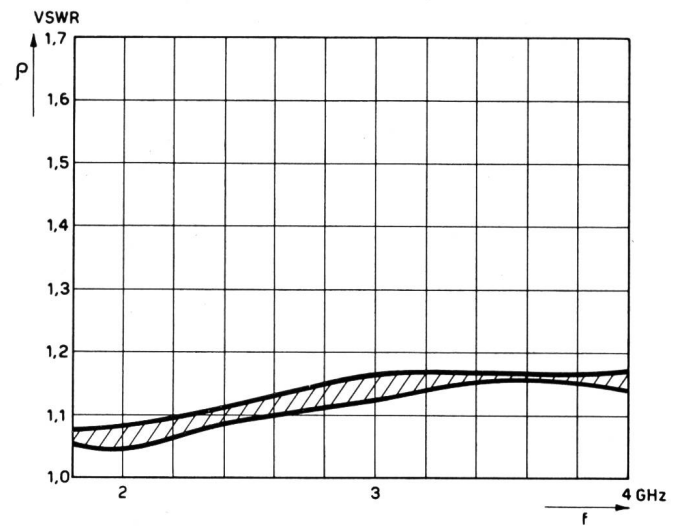


Fig. 18. Steckervereinigung Typ H, $Z_0 = 50 \Omega$, montiert nach spezieller Anleitung.

Bei dieser Konstruktion (Fig. 19) ist der Innenleiterstift durch eine dünne Dielektrikumscheibe gehalten. Beim Einlöten kann sich das Kabel gegenüber dem fixierten Innenleiterstift axial verschieben, da das Dielektrikum durch die Hitze weich wird und daher der Anschlag nicht genau festgelegt ist. Ferner liegt das Aussenleitergeflecht nach erfolgter Montage nur lose auf dem Kabeldielektrikum und bewirkt dadurch ebenfalls grosse Reflexionen und vor allem Streuungen.

Bei Typ D liegen die Werte besonders ungünstig, weil von einem sehr dünnen Kabel auf den grossen Kontaktquerschnitt angepasst werden muss. Durch das Einlöten des Steckerstifts (grosse Wärmekapazität) schmilzt das rechtwinklig abgeschnittene Ende des Dielektrikums zusammen.

Bei Typ E sind die Steckkontakte gleich ausgebildet wie bei den Typen B, C und D. Nur wird dieser Stecker nicht an ein Kabel, sondern an ein Rohr mit gleichem Querschnitt wie die Kontakttringe mon-

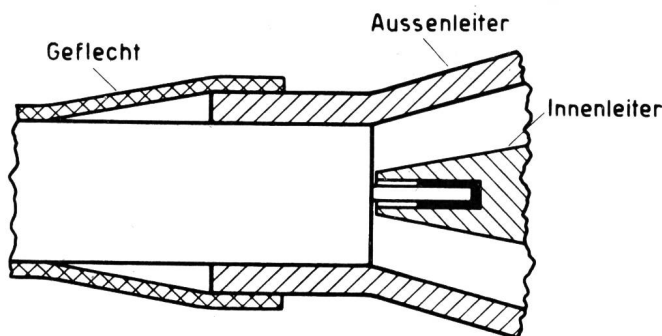


Fig. 19. Konstruktion der Übergangsstelle vom Kabel auf den Steckkontakt bei den Typen B, C und D

tiert. Aus dem wesentlich bessern Verlauf dieser Messkurve E kann man sofort schliessen, dass bei den Steckertypen B, C, D und E der Steckkontakt selbst und die Scheibenhaltung fast keine Fehlanspassung verursachen. Die grossen Reflexionen und Streuungen rühren von der kritischen Übergangsstelle vom Kabel auf den Steckerstift her.

Diese Übergangsstelle ist bei den Steckern Typ A, F, G, H konstruktiv anders gelöst worden (Fig. 20). In montiertem Zustande wird hier das Kabeldielektrikum satt gegen eine Dielektrikumscheibe gedrückt, die ihrerseits den Innenleiterstift hält. So können sich kleine Ungenauigkeiten der Montage korrigieren, weil sich das etwas elastische Kabeldielektrikum dieser Halterungsscheibenfläche stets anpasst. Zudem ist der Kontaktdurchmesser ungefähr gleich gross wie der des dazu passenden Kabels, so dass keine grossen Durchmessersprünge auftreten.

Allgemein sind bei diesen Steckerarten die Anpassungsfehler kleiner als bei den Typen B, C, D.

e) Verbesserung des Steckers Typ F

Die beste Steckerkombination dieser Messreihe, Typ F, wird nun näher betrachtet (Fig. 21). Dieser

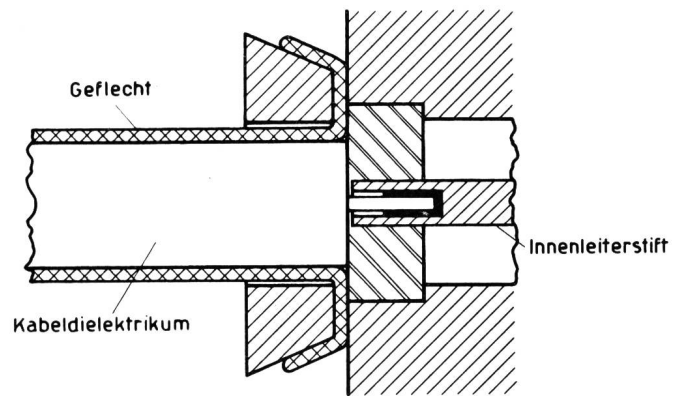


Fig. 20. Konstruktion der Übergangsstelle vom Kabel auf den Steckkontakt bei den Typen A, F, G und H

Stecker ist den andern bisher gemessenen Typen schon allein dadurch überlegen, dass seine kritische Übergangsstelle viel kürzer dimensioniert ist als bei den andern Steckerarten (Fig. 21a).

Nun kann der Einfluss dieses Übergangs noch mehr verkleinert werden, wenn das Aussenleitergeflecht sich nirgends vom Dielektrikum des Kabels abheben kann.

Bei den üblichen Durchmesser-toleranzen der verwendeten Kabel bedingt das eine Anpassung des Aussenleiterpressringes an den jeweiligen Kabeldurchmesser. Kurve b in Fig. 21 zeigt die erreichte Verbesserung.

Als weiterer schwacher Punkt wurde die Verbindungsstelle Innenleiter — Steckerstift untersucht.

Beim Einlöten fliesst das weichgewordene Dielektrikum zwischen Innenleiter und Stifthülse ein und verdrängt die Lötstelle nach vorn (Fig. 22). Dadurch entsteht durch Schleifenbildung eine zusätzliche Induktivität und damit eine weitere Quelle von Reflexionen. Wenn dafür gesorgt wird, dass die Lötung an der Stirnfläche des Steckerstifts erfolgt, erhält man nochmals kleinere Fehlanpassungen (Kurve c in Fig. 21).

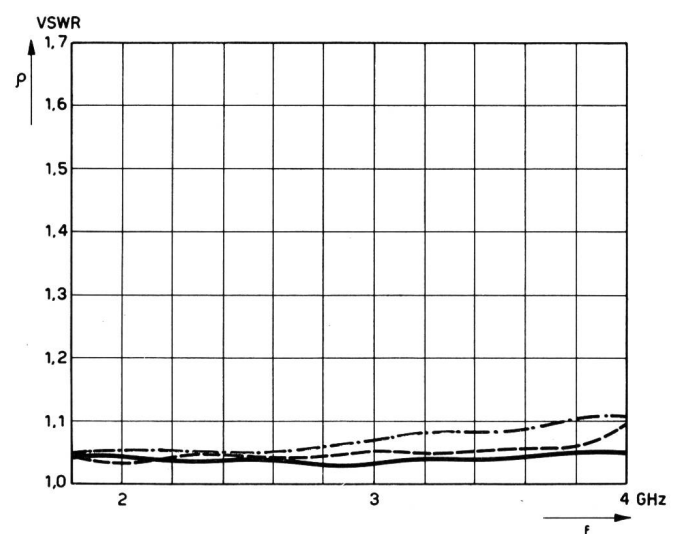


Fig. 21. Verbesserungen am Stecker Typ F
 a — — — montiert nach Angaben der Hersteller
 b — · — · mit angepasstem Pressring montiert
 c — — — mit angepasstem Pressring und verbesserter Lötung montiert

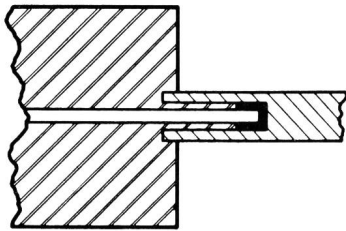


Fig. 22. Nach vorn verdrängte Lötstelle am Innenleiterstift

f) Verbesserung der Stecker A und B

Mit einem von uns entwickelten Montagewerkzeug (Fig. 23) und einer besonderen Anleitung wurden die Stecker Typ A und B nach diesen neuen Gesichtspunkten montiert und wieder gemessen. Die Figuren 24 und 25 zeigen die damit erreichten Reflexionsverminderungen.

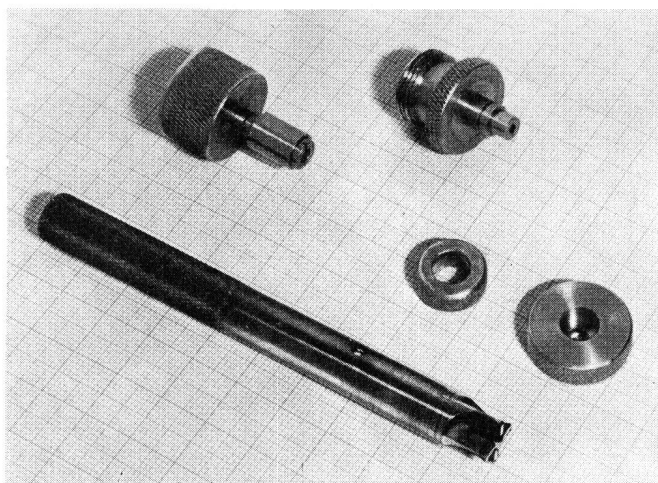


Fig. 23. Montagewerkzeug für Stecker Typ A, B und F

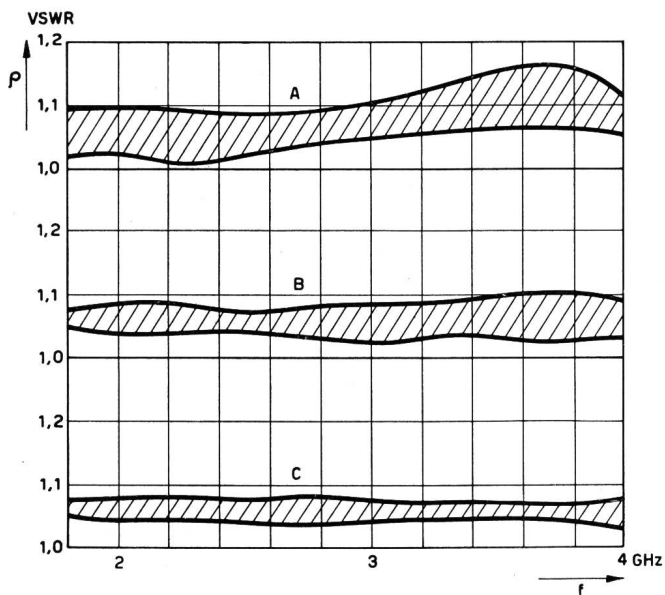


Fig. 24. Stecker Typ A
 A: nach besonderer Anleitung mit Montagewerkzeug montiert
 B: mit angepasstem Pressring montiert
 C: mit angepasstem Pressring und mit verbesserter Löt-methode montiert

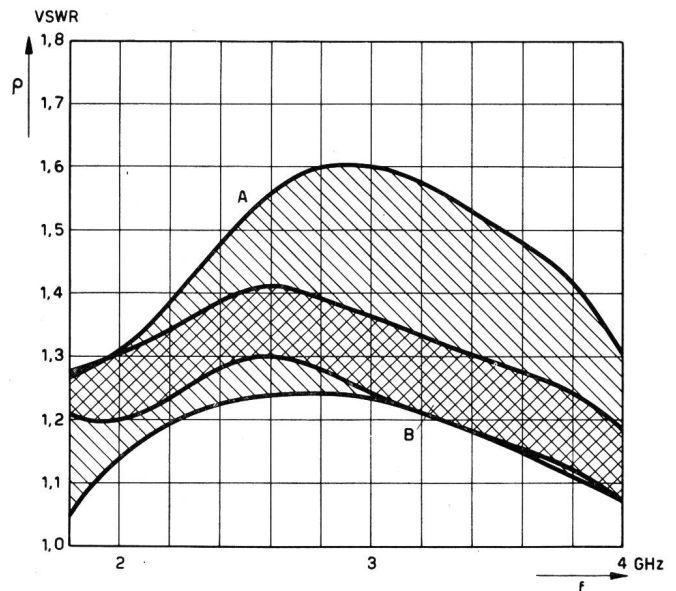


Fig. 25. Stecker Typ B
 A: nach der Montageanleitung der Herstellerfirma montiert
 B: nach spezieller Anleitung und mit Montagewerkzeug montiert

g) Serienmessungen der Typen J...P

Zum Vergleich wurden verschiedene weitere Stekertypen ausgemessen, die teilweise nicht für das betrachtete Frequenzgebiet gebaut sind (Fig. 28...36). Diese Typen wurden entsprechend den Montagevorschriften der Herstellerfirmen eingelötet; wir haben jedoch nicht versucht, die Ursachen der Reflexionen zu lokalisieren und zu beheben, da diese Typen für uns von geringerem Interesse waren. Wie zu erwarten, stellt man allgemein fest, dass mit kleinerem Kabeldurchmesser die Reflexionen steigen, wenn solche Kabel nicht mit entsprechend grösserer Präzision eingelötet werden. Da jedoch allgemein die dünneren Kabel ohnehin grössere Widerstandsschwankungen aufweisen, fallen die grösseren Steckerreflexionen weniger ins Gewicht. Steckertypen, bei denen der Innenleiterstift axial fixiert ist, sind meistens günstig in bezug auf die Streuung, besonders bei nicht ganz sorgfältiger Montage. Bei diesen Typen scheinen jedoch die systematischen Fehler grösser zu sein, da eine reflexionsarme Halterung des Innenleiters nicht einfach zu erreichen ist. In der Streuung der Messwerte spiegelt sich die konstruktiv bedingte mechanische Reproduzierbarkeit der Verbindung Kabel-Stecker.

h) Zusammenfassung

Die angeführten Messungen zeigen, dass man heute bei den besten verfügbaren Steckertypen für Frequenzen bis zu 4 GHz Reflexionen in der Grössenordnung von 2...3% erreichen kann, vorausgesetzt, dass die Montage mit der grösstmöglichen Vorsicht geschieht. Als kritische Punkte haben sich vor allem erwiesen: erstens die konstruktive Lösung des Überganges vom flexiblen Kabel auf Aussen- und Innen-

leiter des Steckers; zweitens eine Steckerkonstruktion, bei der die beiden zusammengesteckten Teile gegeneinander in ihrer Lage genau und reproduzierbar fixiert werden; drittens eine sorgfältige Dimensionierung aller Durchmessersprungstellen im Stecker (dabei sind naturgemäss grosse Sprünge schwieriger zu bewältigen als kleine). Verbesserungen der bestehenden Typen müssten vor allem auf die unumgänglichen, fabrikationsmässig bedingten Variationen der Kabeldurchmesser Rücksicht nehmen, und es müssten Konstruktionen gefunden werden, die auf Montageungenauigkeiten weniger empfindlich sind. Ein Schritt in dieser Richtung ist zweifellos bei der Konstruktion des Steckers Typ F gemacht worden, der als eine Verbesserung des Typs A vorgesehen war. Sehr wahrscheinlich liessen sich weitere Verbesse-

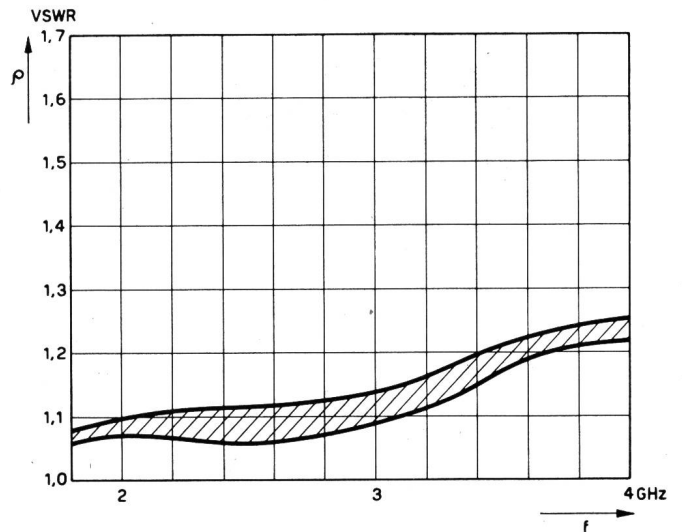


Fig. 28. Steckerpaar Typ J, $Z_0 = 75 \Omega$

runger der Stecker erreichen, ohne dass grundsätzlich neue Typen geschaffen werden müssten, so also, dass eine verbesserte Ausführung mit den heute gebräuchlichen Ausführungen sich zusammenstecken liesse.

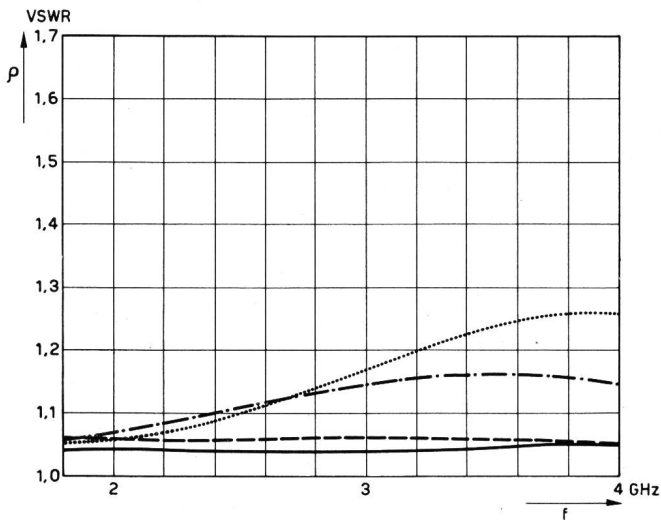


Fig. 26. Zusammenstellung der Mittelwerte aus den Messungen an den Steckerpaaren vom Typ A ————
 F - - - - -
 G - · - · -
 H · · · · ·

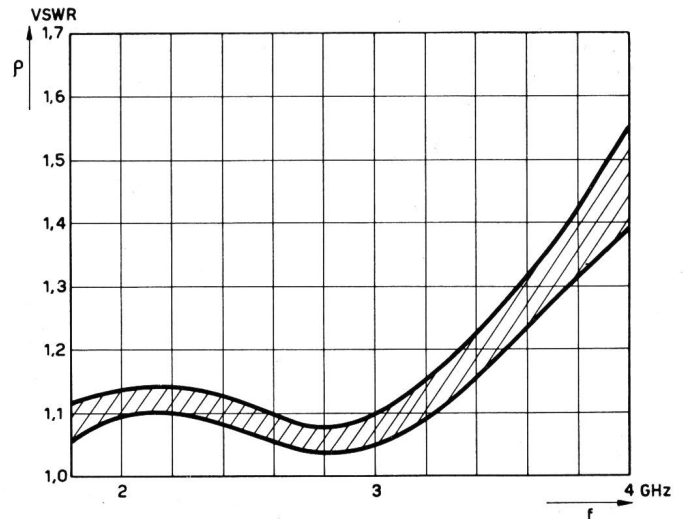


Fig. 29. Steckerpaar Typ K, $Z_0 = 60 \Omega$

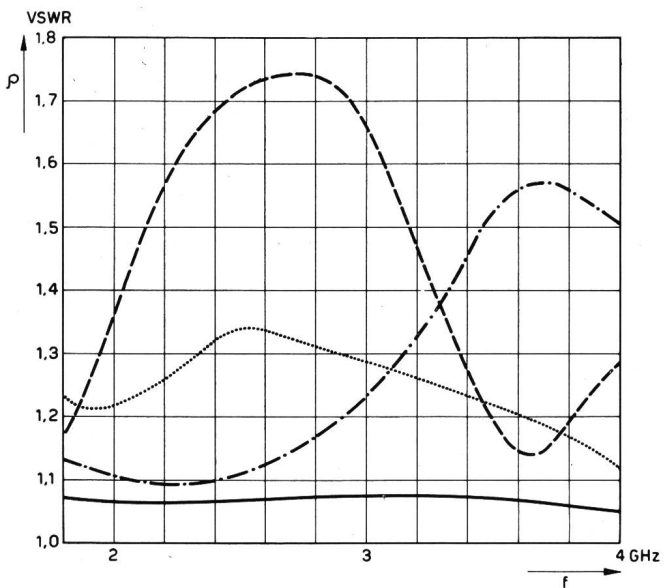


Fig. 27. Zusammenstellung der Mittelwerte aus den Messungen an den Steckerpaaren vom Typ B · · · · ·
 C - · - · -
 D - - - - -
 E ————

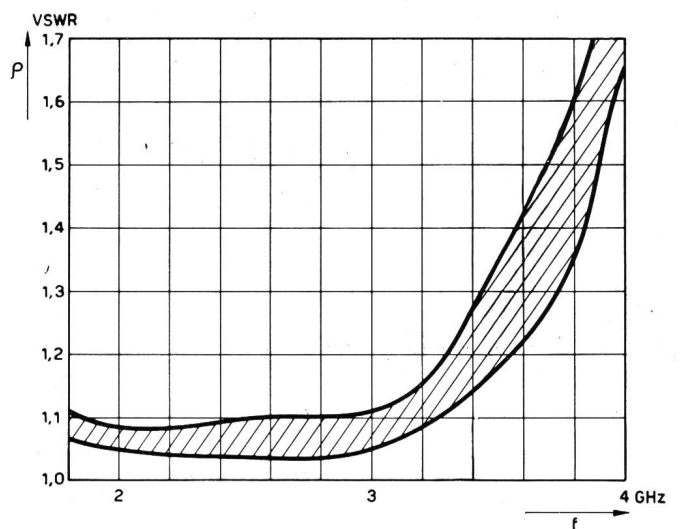


Fig. 30. Steckerpaar Typ L, $Z_0 = 60 \Omega$, vorgesehen für Frequenzen bis 3 GHz

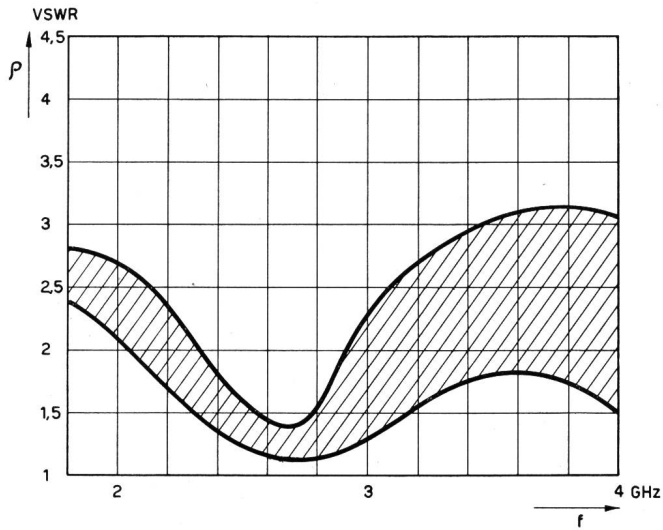


Fig. 31. 2 pos. Stecker Typ M mit neg.-neg. Verbindungsstück; nicht vorgesehen für dieses Frequenzgebiet

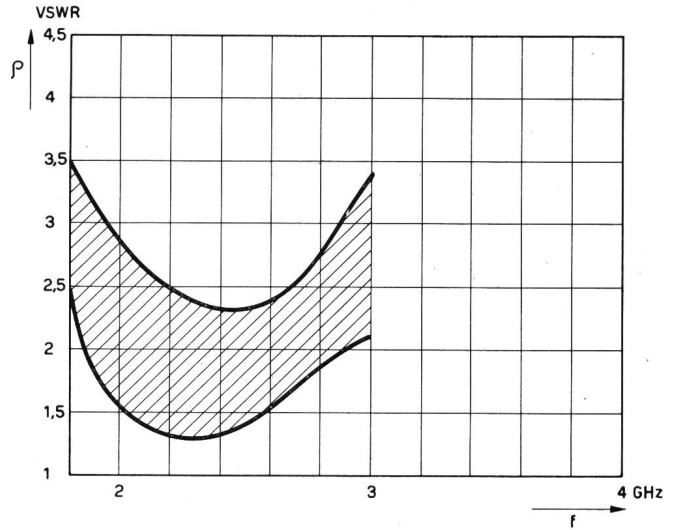


Fig. 34. Steckerpaar Typ P, nicht angepasst

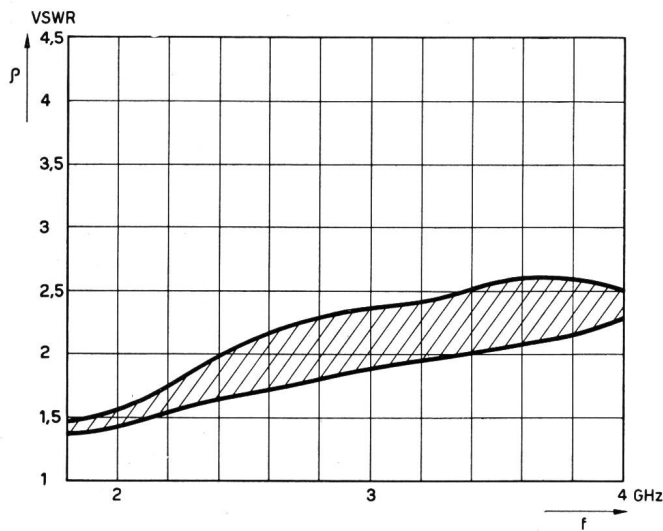


Fig. 32. Steckerpaar Typ N, nicht angepasst und nicht für das betrachtete Frequenzgebiet vorgesehen

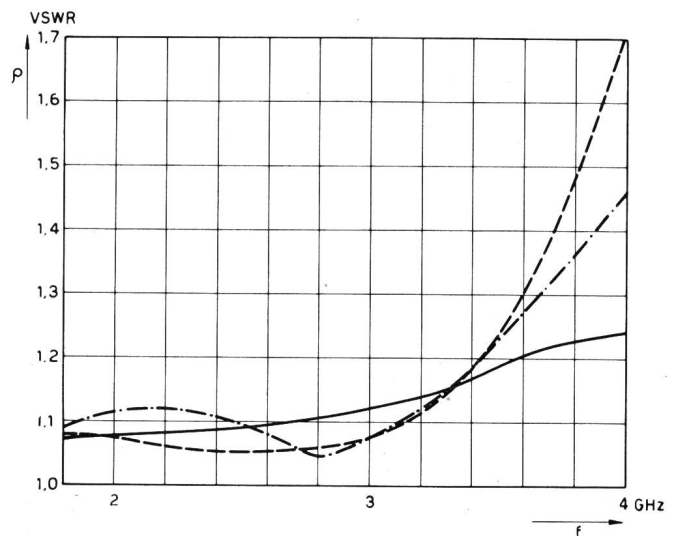


Fig. 35. Zusammenstellung der Mittelwerte aus den Messungen an den Steckern Typ J, 75 Ω ——— K, 60 Ω - - - - - L, 60 Ω - . - . - .

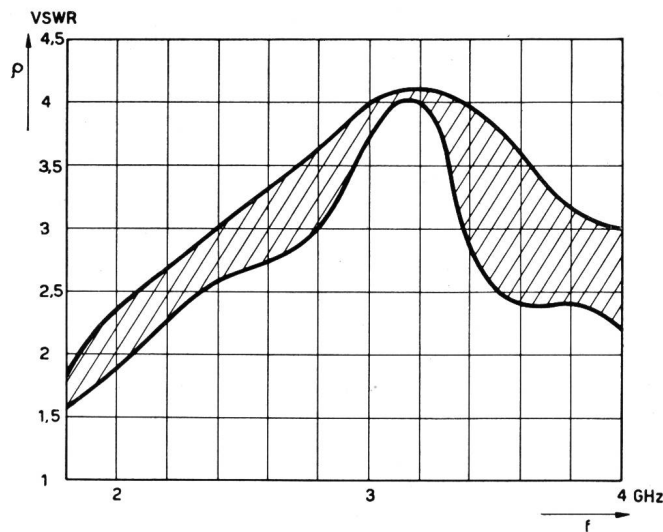


Fig. 33. 2 pos. Stecker Typ O mit neg.-neg. Verbindungsstück; nicht vorgesehen für dieses Frequenzgebiet

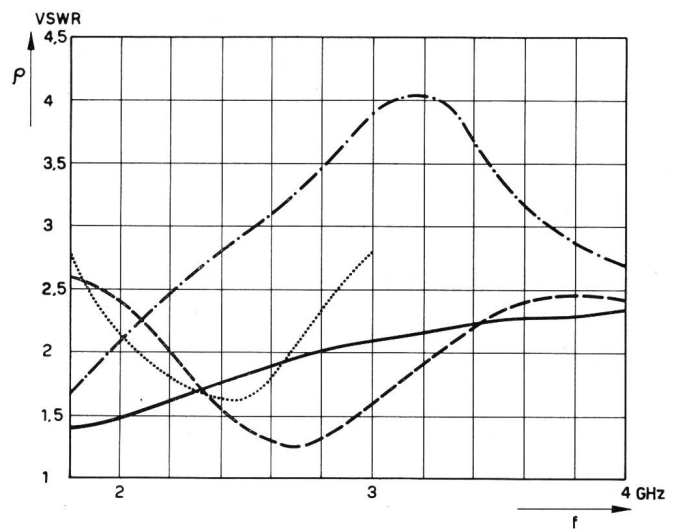


Fig. 36. Zusammenstellung der Mittelwerte aus den Messungen an den Steckern Typ M ——— N - - - - - O - . - . - . P