Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = 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 Telegrafenbetriebe

Band: 52 (1974)

Heft: 2

Artikel: Die Entwicklung eines Mikrowellen-Breitband-Anpassnetzwerkes und seine Anwendung in Hohlleiter-Koppelstrukturen

Autor: Staeger, Christian

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-874746

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: 29.11.2025

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

Die Entwicklung eines Mikrowellen-Breitband-Anpassnetzwerkes und seine Anwendung in Hohlleiter-Koppelstrukturen

Christian STAEGER, Bern

621.372.831.6:621.372.832.43.083

Zusammenfassung. *Es wird ein neues Mikrowellen-Breitband-Anpassnetzwerkbeschrieben, das ähnlich wie Viertelwellen-Anpassschaltungen für Transformations- und Koppelstrukturen verwendet werden kann. Die einzelnen Impedanzsprungstellenabstände beziehungsweise die Schlitz- oder Lochabstände bei Kopplern sind dabei viel kleiner als eine Viertelwellenlänge. Dies führt bei ähnlichen Baulängen zu grösseren Sprung- oder Schlitzzahlen und bei gleichen Transformations- oder Koppeleigenschaften zu kleineren Einzelstörstellen. Daraus resultiert ein wesentlich günstigeres Gesamtverhalten als bei Viertelwellenlängenanordnungen. Die neue Lösung wird am Beispiel eines Hohlleiterkopplers erläutert.*

Développement d'un réseau d'adaptation à large bande pour micro-ondes et son application dans les structures de couplages des guides d'ondes

Résumé. *Un nouveau circuit d'adaptation à large bande pour micro-ondes est décrit, circuit dont les applications sont similaires à celles des circuits connus d'un quart de longueur d'onde destinés aux structures d'adaptation d'impédance et de couplage. Dans ce nouveau circuit, les distances entre les sauts individuels de l'impédance tels que fentes ou trous de couplage dans les coupleurs directionnels sont de beaucoup inférieurs à un quart d'onde. Cette conception conduit, pour une longueur totale donnée de la structure, à un nombre inférieur de sauts ou de fentes et des perturbations individuelles plus faibles, tout en maintenant les propriétés de transformation et de couplage. Il en résulte une amélioration considérable des propriétés générales de ces dispositifs comparés à ceux réalisés au moyen d'éléments d'un quart d'onde. La nouvelle conception est illustrée par l'exemple d'un coupleur directionnel à guide d'ondes.*

Lo sviluppo d'una rete d'adattamento a larga banda per microonde e la sua applicazione in accoppiatori a guida d'onda

Riassunto. *Si descrive un nuovo circuito d'adattamento a larga banda per microonde, le cui applicazioni sono simili a quelle dei circuiti d'un quarto d'onda già noti, destinati alle strutture d'adattamento d'impedanza e d'accoppiamento. In questo nuovo circuito le distanze tra i salti d'impedanza individuali, come le fessure o i fori negli accoppiatori direzionali, sono di molto più piccoli d'un quarto d'onda. Con questa nuova concezione, per una determinata lunghezza dell'impianto, si ottengono una riduzione dei salti o delle fessure e, pur mantenendo le stesse proprietà di trasformazione e d'accoppiamento, perturbazioni individuali più deboli. Da ciò risultano considerevoli miglioramenti di trasformazione, d'accoppiamento e delle proprietà in generale, rispetto a equipaggiamenti realizzati con elementi d'un quarto d'onda. La nuova soluzione è presentata sulla scorta d'un esempio d'un accoppiatore a guida d'onda.*

1. Einleitung

Die bei den PTT-Betrieben zu prüfenden Nachrichtensysteme sind technisch so hochgezüchtet, dass man beispielsweise Mühe hat, entsprechend noch bessere Messschaltungen zu finden. Besonders bei Reflexionsmessungen an Mikrowellensystemen und Anlageteilen fehlen einfache und präzise Messbrücken, die vom Betrieb und in Höhenstationen ohne grossen Aufwand eingesetzt werden können. Computerkorrigierte Messschaltungen (Computer Network Analyzer) kommen hier nicht in Frage. Auf dem Messgerätemarkt findet man keine Messrichtkoppler mit befriedigender Richtdämpfung (die ein Mass für die Messunsicherheit bei Reflexionsmessungen darstellt).

Es wurden deshalb folgende Forderungen an eine Eigenentwicklung gestellt:

1. Der Eigenfehler eines Messkopplers darf höchstens ein Drittel des mutmasslichen Spannungsreflexionsfaktors des zu messenden Nachrichtensystems aufweisen.
2. Dieser zugelassene Fehler darf, über das ganze Frequenzband eines Hohlleiters gemessen, nicht überschritten werden, um lästige und langwierige Punktmessungen zu vermeiden.
3. Der neue Messkoppler darf nicht wesentlich länger und schwerer als handelsübliche Ausführungen sein.

Voraussetzung für eine Lösung des Problems war die erfolgreiche Verwirklichung breitbandiger Hohlleiterabschlusswiderstände mit einer Mindestrückflussdämpfung von $\alpha_r \geq 60$ dB (Reflexionsfaktor r $\leq 0{,}001$), die als Vergleichswiderstände im Messkoppler benötigt werden.

2. Hohlleiter-Richtkoppler herkömmlicher Bauart

Ein Hohlleiter-Richtkoppler besteht beispielsweise aus zwei aneinanderliegenden Hohlleitern, deren gemeinsame Breitseiten mit einer Anzahl äquidistanter Koppellöchern oder Koppelschlitzen versehen sind *(Fig. 1)*.

Die Abmessungen der Löcher beziehungsweise Schlitze können dabei eine konisch verlaufende Struktur aufweisen. Die Entfernung zwischen den Löchern oder Schlitzen beträgt normalerweise eine Viertelwellenlänge, bezogen auf die mittlere Arbeitswellenlänge des benutzten Hohlleiters.

Mit solchen Kopplern sind Koppeldämpfungen im Bereich von 3...30 dB und Richtdämpfungswerte bis höchstens 46 dB realisierbar.

3. Einflüsse der Lochzahl und Lochdurchmesser auf die Koppel- und Richtdämpfung

Jedes einzelne Koppelloch ruft im Richtkoppler ausser der Kopplung in Vorwärtsrichtung eine Störreflexion oder unerwünschte Rückwärtskopplung hervor. Im herkömmlichen Koppler wird die rückwärtsgekoppelte, unerwünschte Summenspannung durch konisch auslaufend angeordnete Lochreihen minimalisiert. Eine weitere Senkung dieser Störspannung ist möglich, wenn die Lochdurchmesser allgemein verkleinert werden. Wegen der Forderung: gleichbleibende Baulänge, gleich grosse Vorwärtskoppeldämpfung, ist dies nur durch Vergrösserung der Lochzahl, verbunden mit Verkleinerung des Lochabstandes möglich. Wenn die Loch-

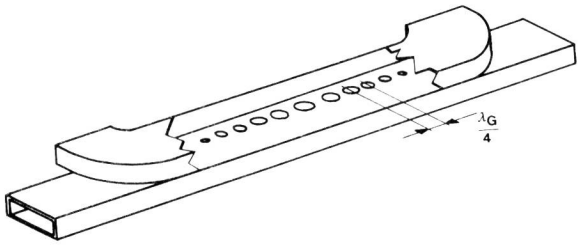

Fig. 1
Konventioneller Vielloch-Hohlleiterkoppler mit konisch auslaufend angeordneten Koppellöchern, die in Abständen einer Viertelwellenlänge $\lambda_G/4$ angeordnet sind

abstände d $<<\lambda_G/4$ gewählt werden, muss anstelle der konisch verlaufenden Anordnung ein neues Anpassungsprinzip angewendet werden.

4. Spiralanpassnetzwerk

Wie oben erwähnt, führt im Falle eines Hohlleiter-Richtkopplers eine Reihe von identischen Koppellöchern, bei einer bestimmten Frequenz, zu einer Reflexion im Eingangsarm und einer Rückwärtswelle im gekoppelten Arm, die sich aus der Vektorsumme jeder Feldkomponente der einzelnen Koppellöcher ergibt. Das Gesamtfeld in einer vorgegebenen Referenzebene erhält man durch Vektoraddition der einzelnen Locheinflüsse. *Figur 2* zeigt diese Summe, in eine willkürlich gewählte Referenzebene transformiert. Die Impedanztransformation ist dabei frequenzabhängig, wobei der Ortskurvendurchmesser mit zunehmender Frequenz abnimmt. Für einen Hohlleiter der Breite a berechnet sich der Winkel zwischen den Reflexionskomponenten der einzelnen Löcher zu

$$\varphi = \frac{\triangle}{a} \cdot 2\pi\sqrt{\eta^2 - 1}$$

wobei $\eta = \frac{f}{f_c}$ normierte Frequenz

f = Frequenz (Hz)

f_c = H_{10} Grenzfrequenz des Hohlleiters (Hz)

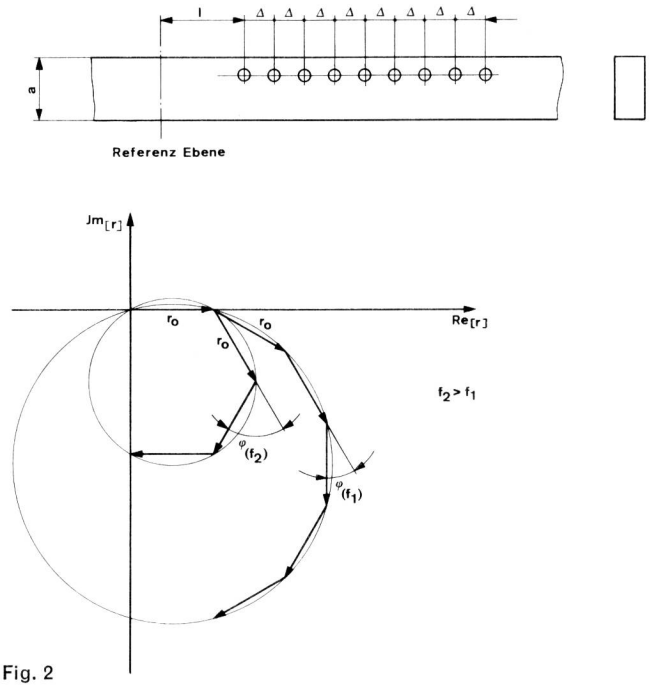

Fig. 2
Reflexionssumme einer Viellochstruktur mit äquidistant angeordneten Löchern

△ = Distanz zwischen aufeinanderfolgenden Koppellöchern

a = Hohlleiterbreitseite

bedeuten.

Das Vektorpolygon erhält man durch Addition der einzelnen Vektorkomponenten. Diese liegen auf dem Umfang eines Kreises, der den Nullpunkt der komplexen Impedanzebene schneidet *(Fig. 3)*.

Eine einzelne Reflexion ist durch r_o, $(0 < |r_o| < 0{,}05)$ dargestellt.

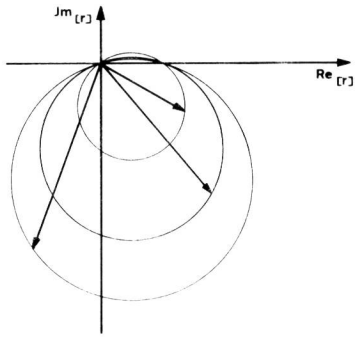

Fig. 3
Reflexionssumme einer Viellochstruktur mit äquidistant angeordneten Löchern über einen grossen Frequenzbereich gemessen (höhere Frequenzen entsprechen kleineren Kreisdurchmessern)

Der erste Vektor r_o fällt mit der reellen Achse des Koordinatensystems zusammen (willkürliche Wahl von I).

Im Rahmen unserer Untersuchungen fanden wir nun ein Netzwerk, das an beiden Enden einer periodischen Struktur angefügt wird *(Fig. 4a)*. Dieses bewirkt, dass die Vektorkomponenten der Reflexion spiralförmig ins Zentrum hineingebrochen werden. Gleichzeitig wird unter dem Einfluss des Korrekturnetzwerkes das Zentrum des Impedanzkreises in den Nullpunkt der komplexen Impedanzebene verschoben *(Fig. 4b)*. Man erkennt, dass für eine ganz bestimmte Frequenz die Restreflexion zum Verschwinden gebracht werden kann. Wie aus Figur 4a ersichtlich, sind die Abstände zwischen den einzelnen Reflexionspunkten, das heisst der Korrekturnetzwerk-Kopplungslöcher, nicht mehr äquidistant.

Bei sorgfältiger Wahl des Korrekturnetzwerkes ist es möglich, die Restreflexion über einen Frequenzbereich von 2:1 sehr klein zu halten. Als erste Konstruktionsgrundlage wurde eine graphische Optimierungsmethode benutzt. Heute verwenden wir ein Computer-Optimierungsprogramm, das auf den geometrischen Überlegungen basiert, wie sie in *Figur 5* dargestellt sind.

Um den mathematischen Ansatz zu vereinfachen, haben wir auf den symmetrischen Spiralteil, wie er aus Figur 4a ersichtlich ist, verzichtet. Die idealisierte Vektorsumme vom Zentrum des Impedanzkreises auf dessen Umfang haben wir durch den Vektor $\vec{B}$ angedeutet.

Die Restreflexion $\vec{R}$ wird in Figur 5 durch 6 (willkürlich gewählte) Korrekturnetzwerk-Spiralsehnenteile erzeugt, wobei fünf von der Länge r_o, der sechste von der Länge $V \cdot r_o$ abhängig sind. Es zeigt sich, dass bei günstiger Wahl der Winkel $\alpha \cdot \varphi$, $\beta \cdot \varphi$, $\gamma \cdot \varphi$, $\delta \cdot \varphi$, $\varepsilon \cdot \varphi$, $\zeta \cdot \varphi$ sowie V, $\vec{R}$ sehr klein gehalten werden kann. $\vec{R}$ berechnet sich dabei zu

$$\vec{R} = r_o \left[-j \frac{1}{2\cos\frac{\pi-\varphi}{2}} + e^{j\varphi(\alpha-½)} + e^{j\varphi(\alpha-½+\beta)} + e^{j\varphi(\alpha-½+\beta+\gamma)} + e^{j\varphi(\alpha-½+\beta+\gamma+\delta)} + e^{j\varphi(\alpha-½+\beta+\gamma+\delta+\varepsilon)} + v \cdot e^{j\varphi(\alpha-½+\beta+\gamma+\delta+\varepsilon+\xi)} \right]$$

Den Winkel φ erhält man aus der Beziehung:

$$\varphi = D \cdot k(\eta) = \frac{\triangle}{a} \cdot 2\pi \sqrt{\eta^2 - 1}$$

Die Einführung der normierten Distanz $D = \frac{\triangle}{a}$ erlaubt eine Optimierung der Anpassungsnetzwerke für verschiedene Hohlleitergrössen durch einfache Massstabveränderung. Die Wahl der Distanz $\triangle$ zwischen den äquidistanten Diskontinuitäten (Koppellöcher, Schlitze) ist willkürlich. Für praktische Anwendungen wird sie so klein wie möglich gewählt (Wandstärke zwischen den Schlitzen). Ein $\triangle$-Wert von $\lambda_G/16$ der H_{10}-Hohlleiter-Mittenfrequenz ist, wie die Praxis zeigt, eine vernünftige Annahme. Die Streckfaktoren α, β, γ usw. und der Verkürzungsfaktor V bestimmen die Grösse der Restreflexion R über den interessierenden Frequenzbereich. Mit Hilfe der Computeroptimierung ist es für ein Frequenzverhältnis von 2:1 gelungen, die Restreflexion für ein ganzes Netzwerk, das heisst für zwei Spiralarme und äquidistante Struktur dazwischen auf den Restfehlerwert $2.R < 0{,}07 \cdot r_o$ zu drücken (2 R wegen den zwei angeschlossenen Spiralanpassnetzwerken). *Figur 6* zeigt den gerechneten Verlauf von R in Funktion der Frequenz, in der komplexen Impedanzebene aufgetragen.

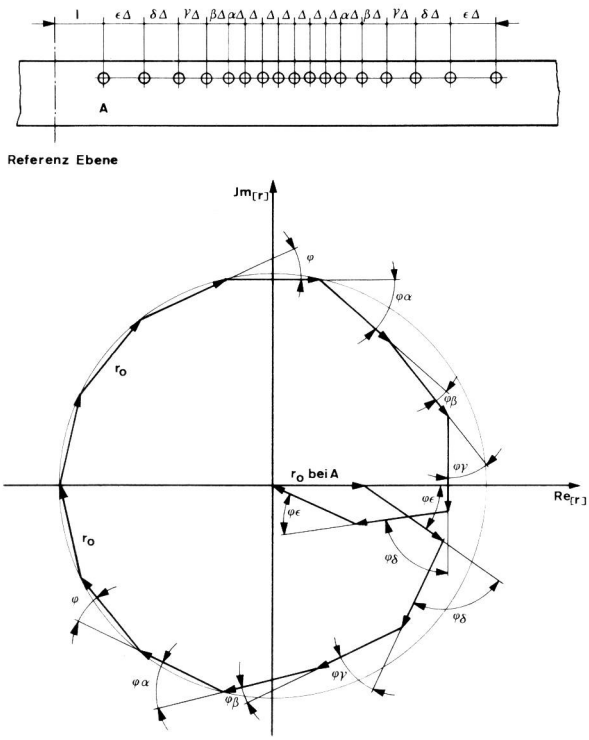

Fig. 4

Breitbandanpassnetzwerk, an beiden Enden einer äquidistant angeordneten Viellochstruktur anzufügen

a. Räumliche Anordnung zweier Anpassnetzwerke aussen an einer regelmässigen Koppelstrecke

b. Reflexionsvektorpolygon

Die Distanz l zwischen der Referenzebene und dem Anfang eines Netzwerkes ist so gewählt, dass der erste Vektor in A, nach der Transformation in die Referenzebene, mit der reellen Achse des Koordinatensystems zusammenfällt

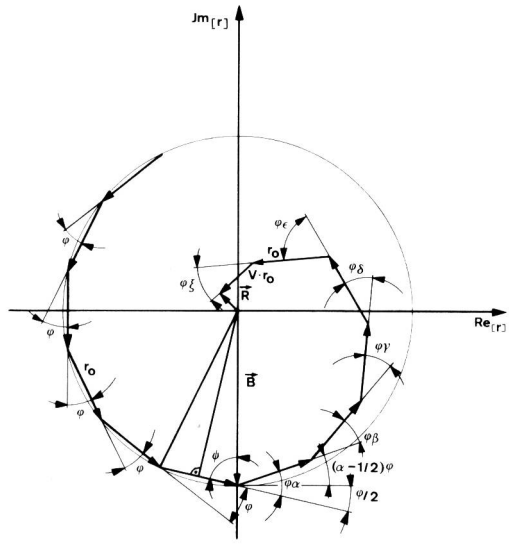

Fig. 5

Reflexionsvektorsumme und Restreflexion $\vec{R}$, die durch Computerminimalisierung verkleinert werden soll

5. Vergleich des neuen Anpassnetzwerkes mit Koppelanordnungen konventioneller Bauart

Die praktische Bedeutung dieses kleinen Restfehlers zeigt am besten ein Richtdämpfungsvergleich zwischen zwei Richtkopplern gleicher geometrischer Abmessung, im ersten Fall konventioneller Bauart mit konisch auslaufenden Lochreihen und $\lambda_G/4$ Abständen zwischen den Löchern, im zweiten Fall mit unter sich gleich grossen Löchern in $\lambda_G/16$-Abständen und Anpassungsnetzwerken, wie vorgehend beschrieben, an beiden Kopplerenden.

Ein konventioneller Richtkoppler mit einer Richtdämpfung von 40 dB erfordert etwa 20 konisch auslaufend angeordnete Koppellöcher mit Lochabständen von $\lambda_G/4$. Wenn der Einzellochkopplungskoeffizient mit r_1 ($r_1 << 1$) bezeichnet wird, so ist der vorwärtsgekoppelte Summenspannungskoeffizient bei der Lochzahl n_1 in erster Näherung $n_1 \cdot r_1$ (im Koppelbereich 10...30 dB ist dieser Spannungsfaktor immer noch < 1). Um mit 20 Koppellöchern eine Richtdämpfung von 40 dB (Spannungsverhältnis 100) zu erreichen, muss der rückwärtslaufende Summenreflexionskoeffizient

$$r_{tot.} \leqq \frac{n_1 \cdot r_1}{100} = \frac{20 \cdot r_1}{100} = \frac{r_1}{5}$$

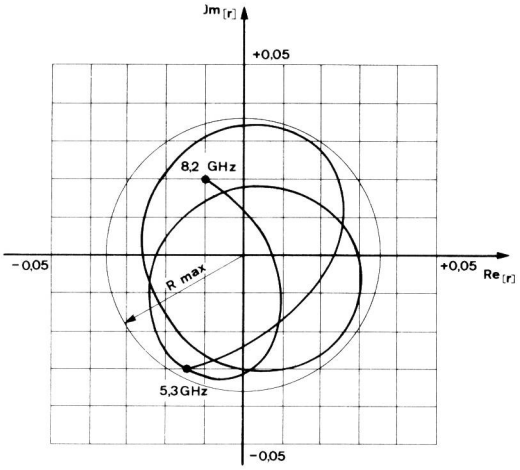

Fig. 6

Restfehler R eines Netzwerkes, als Funktion der Frequenz für den Fall des Hohlleiters WR 137, Frequenzbereich 5,3...8,2 GHz, in der komplexen Impedanzebene aufgetragen

betragen. Diese Verkleinerung um den Faktor 5 geschieht mit der konisch auslaufenden Anordnung und den $\lambda_G/4$-Abständen der Koppellöcher.

Demgegenüber wird bei der neuen Bauart mit gleicher Baulänge die Lochzahl n_o wegen des $\lambda_G/16$-Abstandes vervierfacht! $n_o = 4 \cdot n_1$. Wird die entsprechend kleinere Einzellochkopplung mit r_o (identisch mit r_o aus der Optimierungsberechnung) bezeichnet, so ist hier der vorwärtsgekoppelte Summenspannungskoeffizient $n_o \cdot r_o = 4 \cdot n_1 \cdot r_o = 80 \cdot r_o$. Wie früher angegeben, optimierten wir den Restfehler der ganzen Anordnung zu $2R \leqq 0{,}07 \cdot r_o$.

Dazu kommt als Zusatzfehler die am Normalabschlusswiderstand im gekoppelten Arm des Richtkopplers reflektierte Fehlerspannung, die sich wegen des breiten Frequenzbandes bei einigen Frequenzpunkten linear zu der rückwärtsgekoppelten relativen Summenspannung 2R addiert. Wenn dieser Abschluss einen Reflexionsfaktor von $r_{abschl.} \leqq 0{,}001$ aufweist, bedeutet das einen Fehleranteil von $r_{abschl.}{}^* \leqq 0{,}001 \cdot 80 \cdot r_o = 0{,}08 \cdot r_o$.

Der Gesamtfehlerkoeffizient ist im ungünstigsten Fall

$r_{tot.} \leqq 0{,}07 \cdot r_o + 0{,}08 \cdot r_o \leqq 0{,}15 \cdot r_o$

Die Richtdämpfung D ist $\frac{80 \cdot r_o}{0{,}15 \cdot r_d} \geqq 535$, das entspricht einem logarithmischen Dämpfungswert von $D \geqq 54{,}5$ dB.

Die in einer Kleinserie von 10 Richtkopplern praktisch erreichten Richtdämpfungswerte liegen mit $D \geqq 54$ dB um 0,5 dB unter dem theoretisch errechneten Wert, was als sehr gute Übereinstimmung mit der Theorie gelten kann. Wir erachten die Richtdämpfungsverbesserung um 14 dB gegenüber der üblichen Bauart, unter Beibehaltung der Baulänge, als wesentlichen Fortschritt.

6. Spezifikation von Hohlleiter-Messrichtkopplern

Frequenzbandbreite B	Normbandbreite der H_{10}-Welle 1,25–1,9.f_c
Koppeldämpfungsbereich K	10; 20; 30 dB
Richtdämpfung D	$\geqq$54 dB*
Baulänge	~20.a

f_c = Grenzfrequenz der H_{10}-Welle
* = bei Verwendung von Normalabschlusswiderständen mit $r \leqq 0{,}001$
a = Hohlleiterbreitseite

Figur 7 zeigt die an einem 7-GHz-Richtkoppler gemessenen Koppel- und Richtdämpfungsverläufe. In *Figur 8* ist der gleiche Koppler geschlossen und geöffnet dargestellt.

7. Schlussbemerkungen

Das gesteckte Ziel, einen Koppler mit 50 dB Richtdämpfung zu verwirklichen, ist mit Hilfe des neu entwickelten Anpassnetzwerkes übertroffen worden. Es hat sich gezeigt, dass Koppelstrukturen möglich geworden sind, die, ohne den unumgänglichen internen Abschlusswiderstand einzubeziehen, eine Eigenrichtdämpfung $D_{intern} \geqq 60$ dB aufweisen. Da zwei Anpassnetzwerke mit der dazugehörigen äquidistanten Struktur eine in sich geschlossene Einheit bilden, ist es gleichgültig, ob man Reflexionen, Dämpfungen, Impedanzen oder Kopplungen anpassen will; die absolute Phase oder die Frequenzverläufe der Einzelvektoren dürfen beliebig

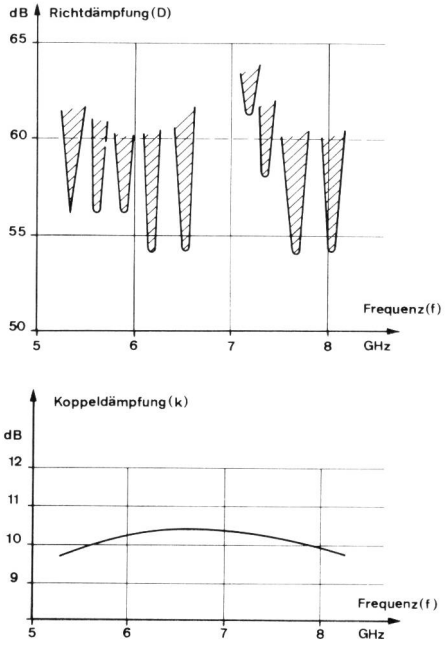

Fig. 7
Koppel- und Richtdämpfungsverlauf an einem 7-GHz-Richtkoppler

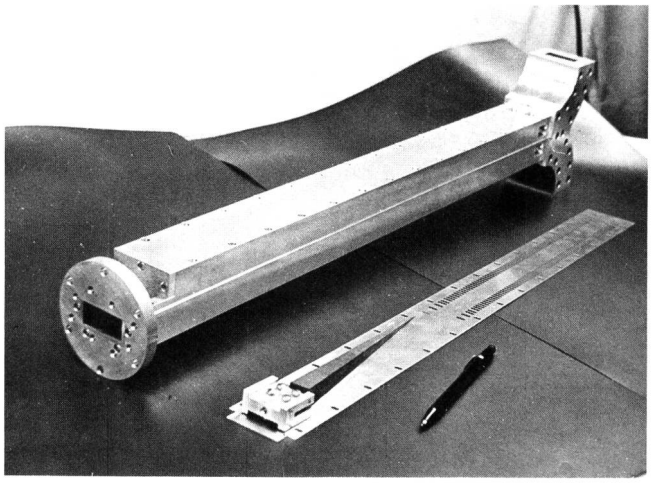

Fig. 8
7-GHz-Koppler geschlossen und herausgenommenes Koppelblech

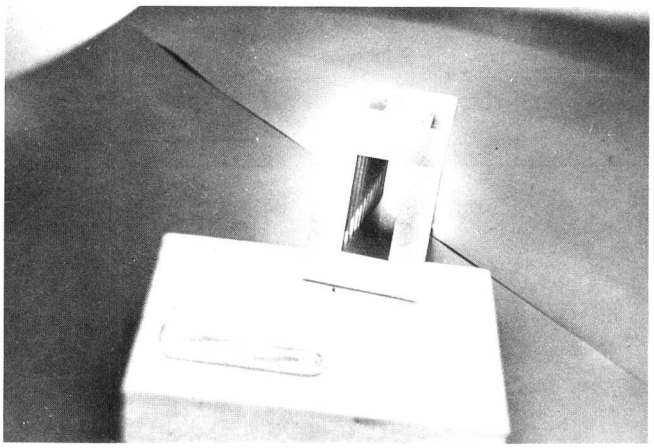

Fig. 9
Hohlleiterübergang von WR229- auf WG12A-Hohlleiter, mit zwei Anpassnetzwerken, Rücken an Rücken, versehen

sein. Sie müssen nur innerhalb des Netzwerkgebildes untereinander gleich bleiben. Das Anpasskriterium ist dann immer erfüllt. So wurden bereits Hohlleiterübergänge, wie in *Figur 9* gezeigt, gebaut mit Reflexionsfaktoren $r \leqq 0{,}003$. Zwei Anpassnetzwerke liegen Rücken an Rücken, ohne äquidistante Struktur dazwischen. Verlustbehaftete Anpassungen können nach dem gleichen Prinzip verwirklicht werden, wenn die Dämpfung der einzelnen Stufen nicht zu gross gewählt wird. *Figur 10* zeigt einen 10-dB-Hochleistungsabschwächer mit sehr kleinen Reflexionen ($r \leqq 0{,}01$), besonders geeignet für grosse Impulsleistungen.

Dies ist eine Auswahl der Möglichkeiten für das neue Netzwerk. Es werden weitere Anwendungen untersucht.

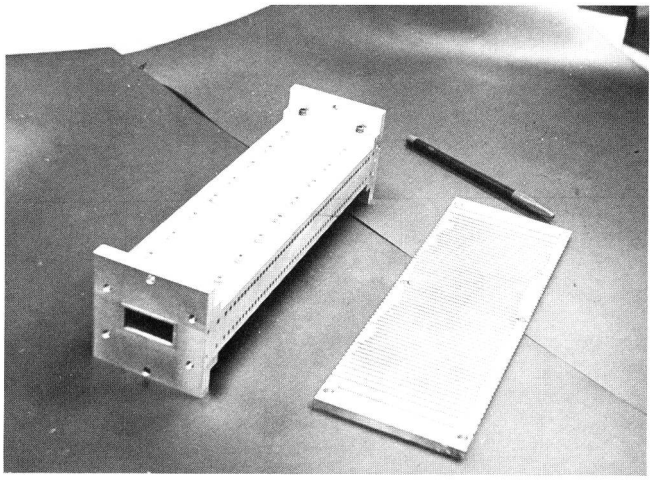

Fig. 10
Hochleistungsabschwächer f = 5,3...8,2 GHz mit angepasster Absorptionsstruktur
Reflexion $r \leqq 0{,}01$

Literatur – Bibliographie – Recensioni

Benz W. **Elektrische und elektronische Schaltelemente.** Band 1. Aufbau, Funktion, Grundschaltungen. Heidelberg, Bohmann-Verlag, 1973. 344 S., 320 Abb. Preis DM 26.—

Benz W., Jülliy U. **Elektrische und elektronische Schaltelemente.** Band 2. Berechnungsgrundlagen und Beispiele. 391 S., 266 Abb., 58 S. Tabellenanhang, Stichwortverzeichnis. Preis DM 29.—.

Das Werk besteht aus zwei Bänden. Im ersten werden Aufbau, Funktion und Grundschaltungen erläutert. Die ersten Kapitel sind dem Wechselstromwiderstand, der Leistung bei Wechselstrom, der Reihen- und Parallelschaltung von Widerständen im Wechselstromkreis, dem Schwingkreis, Filtern, Röhren und Halbleitern gewidmet. Ferner werden die Grundlagen der Digitaltechnik, die Operationsverstärker sowie die Transduktoren behandelt. Steuern und Regeln, Seebeck- und Peltier-Effekt sind weitere Abschnittstitel des Buches, das mit einer Schaltzeichentabelle nach DIN, einem Farbcode für Widerstände und einem Stichwortverzeichnis schliesst. Auch wenn gewisse Kenntnisse vorausgesetzt werden, vermittelt der Autor übersichtlich die Grundlagen der auf die Nachrichtentechnik abgestimmten Elektronik. Klare Zeichnungen und Rechenbeispiele werden dem Selbststudierenden helfen, in der Materie vorwärts zu kommen.

Beim zweiten Band liegt der Akzent auf der rechnerischen Auswertung und Ergänzung des im ersten dargebotenen Stoffes. In fünf Hauptabschnitten werden behandelt die Grundgesetze der Elektrotechnik und deren Anwendungen, die Berechnung einfacher Bauteile und Schaltglieder, die Berechnung einfacher Röhren- und Halbleiterschaltungen sowie die Funkenlöschung. Zahlreiche Beispiele mit vielen Schemata, Kurven und Grafiken tragen dazu bei, das Erläuterte verständlicher zu machen. Die angeführten Berechnungen sind praxisnah und ermöglichen eine schnelle und sichere Lösung ähnlicher Aufgaben. Der Anhang enthält mathematische Tabellen, Kennwerte keramischer Kondensatoren, Bezeichnungsschlüssel für Röhren und Halbleiterbauelemente, physikalische Konstanten, Angaben über die Wickelraumbelegung usw.

Diese zwei Bücher erlauben es dem Fernmeldespezialisten praktischer Richtung sich die Grundlagen auf seinem Arbeitsgebiet anzueignen. Sie werden auch bei Leuten, denen der Unterricht anvertraut ist, Anklang finden. *D. Sergy*

Müller R. **Bauelemente der Halbleiter-Elektronik.** Band 2. Berlin, Springer-Verlag, 1973. IV+226 S., 253 Abb. Preis DM 44.—.

Die Entwicklung auf dem Gebiet der Halbleiterelektronik ist auch heute, 25 Jahre nach der Erfindung des Transistors, noch nicht abgeklungen. Eine ständig wachsende Zahl neuer Bauelemente und eine in die Millionen gehende jährliche Fertigung allein bei den Transistoren untermauern die grosse Bedeutung dieser revolutionierenden Technologie sehr eindrücklich.

Mit der Buchreihe «Halbleiterelektronik», die aus Vorlesungen an der Technischen Universität München hervorging, will der Autor das notwendige technische Rüstzeug zum Verständnis der physikalischen Grundlagen und der funktionellen Eigenschaften dieser Bauelemente vermitteln. Der zweite Band behandelt in konzentrierter Form, vor allem die heute technisch bedeutsamen Halbleiter-Bauelemente. Dabei wird allerdings die Kenntnis der wichtigsten Grundlagen der Halbleiterphysik, die der erste Band vermittelt, vorausgesetzt. Ausgehend von einer genauen Definition der wesentlichen physikalischen Grössen sind die Baugruppen Dioden, Injektionstransistoren, Feldeffekttransistoren, Thyristoren sowie besondere Halbleiter-Bauelemente behandelt. Dem Leser werden viele moderne Entwicklungen, wie Lumineszenz- und Laserdioden, Solarzellen, Impatt-, Gunn- und LSA-Dioden (Mikrowellen-Generatoren) sowie Metall-Oxyd-Semiconducter (MOS-FET), Metall-Isolator-Semiconducter (MIS-FET) und Neuentwicklungen auf dem Gebiet der Thyristoren vorgestellt. Der Abschnitt über spezielle Bauelemente behandelt unter anderem Hall-Generatoren, Feldplatten, Fotowiderstände, Heiss- und Kaltleiter sowie thermoelektrische Energiewandler. Mit einem Anhang (über Rauschen, Influenzstrom, Laserprinzip usw.) und einem umfangreichen Literaturverzeichnis wird dieses interessante Buch abgeschlossen.

Der als Lehrmittel gestaltete Band richtet sich hauptsächlich an Studenten sowie Techniker und Ingenieure der Fachrichtung Elektrotechnik und dürfte für den technisch weniger bewanderten Leser nicht leicht verständlich sein. *H. Roggli*

Fetzer V. **Einführung in die Grundlagen der mathematischen Statistik.** Heidelberg, Alfred Hüthig Verlag, 1973. 155 S., 22 Abb., 35 Tab. Preis DM 15.80

Das Werk bietet eher einen Einblick als eine Einführung in die Grundlagen der mathematischen Statistik. Es werden vor allem jene Gebiete ausführlich behandelt, die elektrotechnisch ausgebildeten Leuten bei der Auswertung von Versuchsreihen dienlich sein können. Deshalb bilden die Wahrscheinlichkeitsfunktionen und einige bekannte spezielle Verteilungen das Kernstück des Buches. Aus der beurteilenden Statistik werden Vertrauensbereich und Sicherheit behandelt. Leider fehlt bei der Einführung in die lineare Regression und Korrelation jeglicher Hinweis auf die wichtigsten Signifikanztests, die Auskunft darüber geben, ob eine lineare Regression überhaupt sinnvoll ist oder nicht. Obschon die Beispiele meist aus dem technischen Bereich stammen, sind sie so modellhaft gestaltet, dass sie auch Statistikern von Wirtschaft und Verwaltung eine Einführung in die jeweilige Problemstellung geben sollten. Zum Verständnis der verschiedenen mathematischen Herleitungen muss der Leser gymnasiale Mathematikkenntnisse besitzen. *H. Zobrist*