sionierung n-stufiger Leitungstransformatoren. AEÜ 15 (1961) 84-90. - [13] Zinke, O; Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Bd.1, Berlin: Springer 1965, S. 83-89. - [14] Mayer, K.: Mehrstufige  $\lambda/4$ -Transformatoren. AEÜ 21 (1967) 131-139. - [15] Zinke, O.: Vergleich von Breitband-Transformatoren und Breitband-Richtkopplern für hohe Frequenzen. AEÜ 21 (1967) 147-151. - [16] Gledhill, C. S.; Issa, A. M. H.: Exact solutions of stepped impedance transformers having maximally flat and Chebyshev characteristics. Trans. Inst. Elect. Electron. Eng. MTT-17 (1969) 379 – 386. – [17] Mayer, K.: Ein Beitrag zur Berechnung von kompensierten  $\lambda/4$ -Transformatoren. NTZ 23 (1970) 345–346. – [18] *Horton, M. C.*; Wenzel, R. J.: General theory and design of optimum quarter-wave TEM-filters. Trans. Inst. Elect. Electron. Eng. MTT-13 (1965) 316-327. - [19] Wenzel, R. J.: Exact design of TEM microwave networks using quarterwave lines. Trans. Inst. Elect. Electron. Eng. MTT-12 (1964) 94-111.-[20] Mayer, K.: Synthese von optimalen mehrstufigen  $\lambda/4$ -Transformatoren mit Stichleitungen. Diss. TH Darmstadt 1970. – [21] Collin, R. E.: Theory and design of wide-band multisection quarterwave transformers. Proc. Radio Eng. 43 (1955) 179–185. – [22] Mayer, K.: Synthese von optimalen mehrstufigen  $\lambda/4$ -Transformatoren mit Stichleitungen. AEÜ 25 (1971) 61-68. - [23] Meinke, H.; Gundlach, F. W. (Hrsg.): Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 3. Aufl. Berlin: Springer 1968, S. 273, 301-304, 1628. – [24] Meinke, H.: Theorie der Hochfrequenzschaltungen. München: Oldenbourg 1951, Abschn. V. -[25] Cards, O.: Z. Hochfrequenztech. 50 (1937) 105. -[26] Ruhrmann, A.: Z. Hochfrequenztech. 58 (1941) 61-69. - [27] Meinke, H.: NTZ 9 (1956) 99-106. -[28] Meinke, H.: NTZ 11 (1958) 333-339. - [29] Ruhrmann, A.: Verbesserung der Transformationseigenschaften der Exponentialleitung durch Kompensationsschaltungen. AEU 4 (1950) 23-31. - [30] Zinke, O.: Die Exponentialleitung als Transformator. Funk u. Ton 1 (1949) 119–129. – [31] Lewis, I. A.; Wells, F. H.: Millimicrosecond pulse techniques. London: Pergamon 1954, Sect. 3.4. - [32] Zinke, O.: Transformationsprinzipien in Physik und Hochfrequenztechnik. Phys. Bl. 13 (1957) 60-62. - [33] Mayer, K.: Mehrstufige  $\lambda/4$ -Transformatoren und inhomogene Leitungen. AEÜ 23 (1969) 626-628. - [34] Bolinder, F.: Fourier transforms in the theory of inhomogeneous transmission lines. Trans. Roy. Inst. Technol. (1951) No. 48. -[35] Ruhrmann, A.: Die Energieausbreitung auf Leitungen mit exponentiell veränderlichem Wellenwiderstand. Z. Hochfrequenztech. 58 (1941) 61-69. - [36] Klopfenstein, R. W.: A transmission line taper of improved design. Proc. IRE (Jan. 1956) 31-35. - [37] Mayer, K.: Synthese der kompensierten inhomogenen Leitung mit Tschebyscheffschen Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors. AEU 25 (1971) 217 - 220.

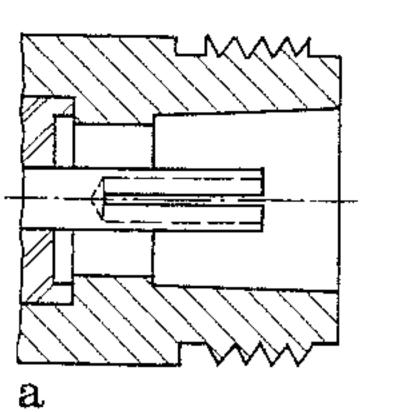
## 2 Stecker und Übergänge

Connectors and transitions

#### 2.1 Koaxiale Steckverbindungen

Coaxial connectors

Steckverbindungen sind lösbare, möglichst reflexionsarme Verbindungen zwischen zwei Lei-



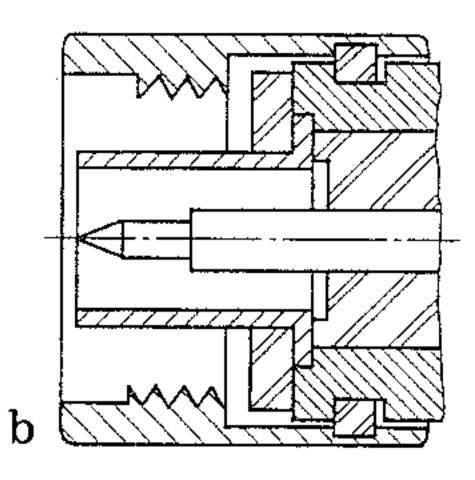


Bild 1. N-Steckverbindung. a Buchse; b Stecker mit Überwurfmutter. Toleranz der mechanischen Abmessungen bis herab zu  $\pm$  25 µm bzw.  $\pm$  5 µm

tungen mit gleichem Wellenwiderstand. Man unterscheidet zwei Gruppen: Symmetrische Stecker (sexless connectors) wie z. B. PC-7, Dezifix A, B, Prezifix A, B, GR 874, GR 900 und unsymmetrische, polarisierte Stecker, bei denen für eine Steckverbindung jeweils eine Buchse (plug, weiblich, female) mit einem Stecker (jack, männlich, male), gekennzeichnet durch einen zentralen Innenleiterstift, gepaart werden muß. Außen haben die Stecker meist eine Überwurfmutter mit Schraubgewinde oder Bajonettverschluß (Bild 1).

Jeder Stecker läßt sich nur mit ganz bestimmten, vom Hersteller festgelegten Leitungstypen verbinden. Um breitbandig einen möglichst niedrigen Reflexionsfaktor zu erhalten, sollte die Montage, speziell im Mikrowellenbereich, exakt nach den Vorschriften des Steckerherstellers erfolgen. Die Qualität der Verbindung wird mit einem Impulsreflektometer kontrolliert. Kritischer Punkt bei koaxialen Steckverbindungen ist der Innenleiterkontakt wegen der großen Stromdichte, der kleinen Kontaktfläche und der geringeren mechanischen Stabilität. Grundprinzipien beim Entwurf von Steckverbindern sind kompensierte Querschnittsprünge, galvanische Mehrfachkontakte, zentrische Kontakte durch Klemmkonus, selbstreinigende Kontakte und federnd angedrückte, plane metallische Flächen [1]. Um Übergangswiderstände durch korrodierte Oberflächen zu vermeiden, sind die Metallteile aus rostfreiem Stahl oder aus Messing (Be-Bronze, Kupfer) mit vergoldeter (versilberter) bzw. passivierter Oberfläche.

Der Frequenzbereich handelsüblicher Stecker reicht bis etwa 65 GHz [55, 56]. Die Frequenzobergrenze für jeden Typ ist durch das Auftreten von Hohlraumresonanzen gegeben [57–59]. Maximal zulässige Spannungen und Leistungen entsprechen meist denen der zugehörigen Koaxialleitung. Für spezielle Anwendungen gibt es Sonderausführungen der Standardtypen, die wasserdicht, vakuumdicht oder druckdicht sind. Die gebräuchlichsten Steckertypen (Leitungswellenwiderstand  $Z_L = 50 \Omega$ ) sind:

UHF: Preiswerter Stecker für 7-mm-Kabel bis 300 MHz;  $Z_1 = 50...75 \Omega$ .

BNC:

(Bayonet Navy Connector) Robuster, preiswerter Standardstekker für den MHz-Bereich mit  $Z_{\rm L} = 50~\Omega~{\rm und}~Z_{\rm L} = 75~\Omega$ . Einsetzmit Schraubverschluß; dadurch

TNC:

bar bis 4 GHz; für 3,5-mm-Kabel. (Threaded Navy Connector) BNC verringerte Abstrahlung bei hohen Frequenzen. Bis 18 GHz einsetzbar [3]; Standard TNC bis 15 GHz.

N:

(Navy Connector) Wasserdichter, robuster, preiswerter Standardstecker für 7-mm-Kabel bis 12 GHz (Bild 1). Präzision-N bis 18 GHz. Reflexionsfaktor einer Steckverbindung typisch r = 0.015+ 0,0015 f/GHz. Mit dünnerem Innenleiter auch für  $Z_{\rm T} = 75 \,\Omega$ .

N-Stecker mit Bajonettverschluß; bis 11 GHz einsetzbar.

SMA:

(Sub-Miniatur-A) Standardstecker für Mikrowellenkomponenten und -systeme. Für 3,5-mm-Kabel bis 24 GHz. Reflexionsfaktor typisch r = 0.025 + 0.0025 f/GHz. grenzte Lebensdauer (ca. 500 Betätigungen), da mechanisch empfindlich. Andere Bezeichnungen: OSM, RiM, KMR, WPM.

SMC; SMB: (Sub-Miniatur-C bzw. B) Mechanisch wenig beanspruchbarer Mikrominiaturstecker für den Video- und ZF-Bereich, speziell für geräteinterne Schraubverbindungen (SMC) oder Steckverbindungen (SMB); SMB bis 4 GHz, SMC bis 10 GHz einsetzbar; kleiner als SMA; Überwurfmutter an der Buchse. Andere Bezeichnungen: OSMC, Subvis, KMV; OSMB, Subclic, KMC.

PC-7:

(Precision Connector 7 mm) Präzisionsstecker für Meßzwecke bis 18 GHz; Reflexionsfaktor typisch r = 0.002 + 0.001 f/GHz.

PC-3,5:

(Precision Connector 3,5 mm) Mechanisch robustere Präzisionsausführung des SMA-Steckers (kompatibel), bis 34 GHz [4, 5].

2,92 mm:

Kompatibel mit SMA und 3,5 mm; bis 40 GHz einsetzbar.

2,4 mm:

Es existieren drei Ausführungen: a) preiswerte Standardbauform (production grade) zum (einmaligen) Einbau in Geräte, b) für Meßgeräte (instrument grade), mit geringen Reflexionen und hoher Lebensdauer, c) für Kalibrierzwecke (metrology grade). Einsetzbar bis 50 GHz; für 2,4-mm-Festmantel-

leitung (0.096 Zoll) [2].

1,85 mm:

Kompatibel mit 2,4-mm-Steckern;

bis 65 GHz einsetzbar.

Eine 1-mm-Steckverbindung (Innendurchmesser des Außenleiters 1 mm, Dielektrikum: Luft), die bis 110 GHz einsetzbar sein soll, befindet sich derzeit in der Entwicklung. Koaxiale Steckverbinder für Einschubtechnik, die nicht geschraubt, sondern nur gesteckt werden (blindmate connectors), gibt es in verschiedenen Bauformen, z.B. als 3,5-mm-Stecker (BMA, bis 22 GHz einsetzbar) und als 2,4-mm-Stecker (bis 40 GHz). Im Unterschied zum SMB-Stecker, bei dem eine Schnappverbindung hergestellt wird (snap on), rasten diese Stecker nicht ein (slide on).

### 2.2 Übergänge zwischen gleichen Leitungen mit unterschiedlichem Querschnitt

Transmission line tapers and step discontinuities

Eine abrupte Änderung des Innenleiterquerschnitts (Bild 2a) oder des Außenleiterquerschnitts (Bild 2b) einer koaxialen Leitung bedeunusübergang (s. 2.3) ist der kompensierte Sprungübergang (Bild 2c). Zur Kompensation tet eine Änderung des Leitungswellenwiderstands. Daraus resultiert ein Reflexionsfaktor  $r_0 = (Z_{L2} - Z_{L1})/(Z_{L2} + Z_{L1})$ . Da der Querschnittsprung das Feld der homogenen TEM-Welle verzerrt (in unmittelbarer Umgebung der Sprungstelle treten elektrische Längsfeldstärken auf) und da diese Verzerrungen sich mit abnehmender Wellenlänge stärker auswirken, wird der Reflexionsfaktor mit zunehmender Frequenz

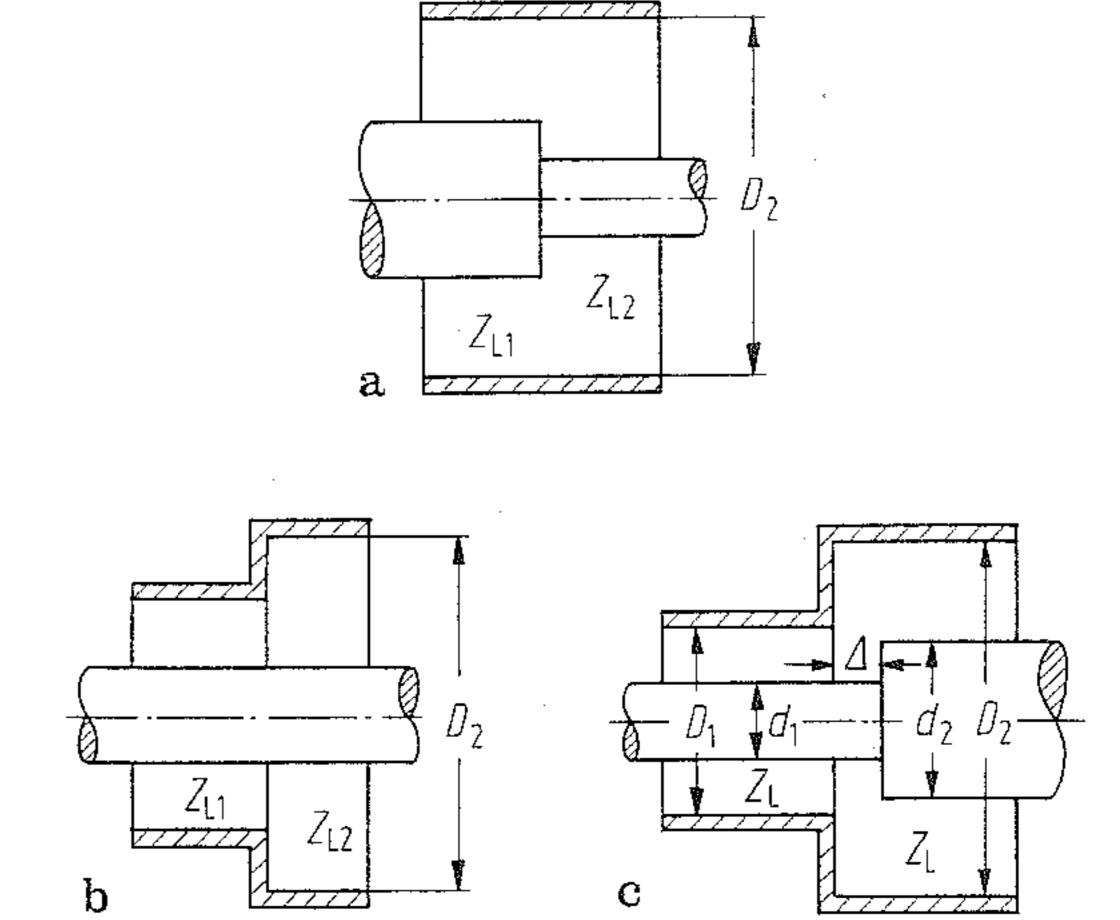


Bild 2. Koaxiale Querschnittsprünge. a Innenleitersprung; b Außenleitersprung; c Querschnittsprung ohne Wellenwiderstandsänderung mit kompensierter Feldstörung

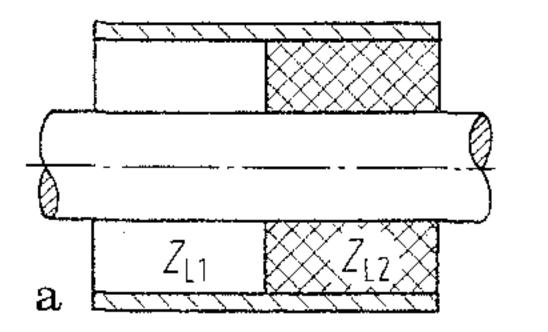
größer als  $r_0$ . Die Konzentration der elektrischen Feldlinien an der jeweiligen Außenkante bewirkt einen Überschuß an elektrischer Feldenergie (Parallelkapazität im Ersatzschaltbild). Für Frequenzen mit  $\lambda_0 > 5$  D<sub>2</sub> ist der Wert dieser Kapazität näherungsweise konstant und kann aus dem statischen Feld ermittelt werden [6, 7, 21]. Bei noch höheren Frequenzen nimmt die Längsausdehnung des inhomogenen Feldbereichs zu. Der Ausbreitungsbeginn höherer Wellentypen ist zu beachten.

Durch einen allmählichen Übergang von einem Leitungsquerschnitt zum anderen kann man erreichen, daß der Reflexionsfaktor mit zunehmender Frequenz kleiner wird als  $r_0$ . Solche Leitungsübergänge (taper) lassen sich in verschiedenster Form ausführen (kontinuierlich oder mehrstufig) und rechnerisch optimieren. Ziele sind dabei z.B. kurze Baulänge, einfache Herstellbarkeit und ein kleiner Reflexionsfaktor innerhalb eines vorgegebenen Frequenzbereichs. Microstrip-taper und Querschnittsprünge in [9-12, 25] Hohlleitertaper und Querschnittsprünge in [13–20]. Finline-taper in [22, 23, 60]. Auch beim Übergang zwischen zwei Koaxialleitungen mit gleichem Wellenwiderstand aber unterschiedlichen Querschnittsabmessungen, läßt sich kein idealer Übergang angeben, sondern nur ein z.B. bezüglich der Baulänge optimierter. Kürzer und einfacher herstellbar als der Konusübergang (s. 2.3) ist der kompensierte Sprungübergang (Bild 2c). Zur Kompensation des durch die Außenkanten entstehenden Überschusses an elektrischer Feldenergie wird der dünne Innenleiter um 1 verlängert. Die in diesem Bereich bezogen auf  $Z_{\rm L}$  erhöhte Oberflächenstromdichte im Innenleiter vergrößert die magnetische Feldenergie und wirkt damit wie eine Serieninduktivität im Ersatzschaltbild (Tiefpaßkompensation). Für Luftleitungen mit  $Z_1 = 50 \dots 75 \Omega$  und  $D_2/D_1 > 2$  gilt näherungsweise  $\Delta = 0.12 D_2$  [8].

Eine abrupte Änderung der Dielektrizitätszahl bei konstantem Leiterquerschnitt erzeugt den Reflexionsfaktor

$$r = (1 - \sqrt{\varepsilon_{r2}/\varepsilon_{r1}})/(1 + \sqrt{\varepsilon_{r2}/\varepsilon_{r1}}).$$

Sofern die Grenzschicht wie in Bild 3a parallel zu den elektrischen Feldlinien verläuft, entsteht



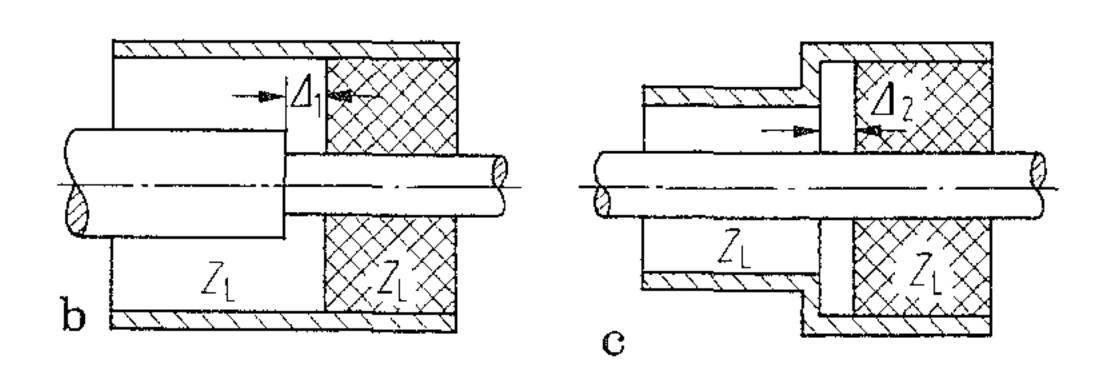


Bild 3. Abrupter Übergang von Luft in ein Dielektrikum. a konstanter Reflexionsfaktor; b, c tiefpaßkompensierter, reflexionsarmer Übergang

keine Feldverzerrung und der Reflexionsfaktor ist frequenzunabhängig. Bei konstantem Leitungswellenwiderstand müssen sich auch die Leiterquerschnitte ändern. Die dann auftretende Feldstörung läßt sich durch Versetzen der dielektrischen Grenzschicht um die Länge ⊿ gegen die Ebene des Querschnittsprungs breitbandig kompensieren (Bild 3 b, c).

Glatte Isolierstützen (Bild 4a) [57] wirken als Querkapazität, solange  $d\sqrt{\varepsilon_{\rm r}} << \lambda_0$  gilt. Der Reflexionsfaktor einer solchen Isolierstoffscheibe ist dann für r < 0.1 näherungsweise  $r = \pi df(\varepsilon_r - 1)/c_0$ . Zur Verringerung der Reflexionen werden zunächst die Querschnittsabmessungen im Bereich der Stütze so verändert, daß der gleiche Leitungswellenwiderstand auftritt (Bild 4b, c, d). Die verbleibende kapazitive Störung an beiden Enden der Stütze wird minimiert durch Tiefpaßkompensation und Einsatz von möglichst wenig Material mit kleinem ε, [58]. Periodisch angeordnete Stützen ergeben einen großen Reflexionsfaktor bei Frequenzen, für die der Stützenabstand jeweils Vielfache von  $\lambda_0/2$  beträgt (Sperrstellen) [61].

Kompensierte, stabförmige Isolierstützen (Bild 4e) ergeben noch geringere Reflexionen. Sie werden in Steckern und Adaptern zur Fixierung des Innenleiters benutzt (captured center contact).

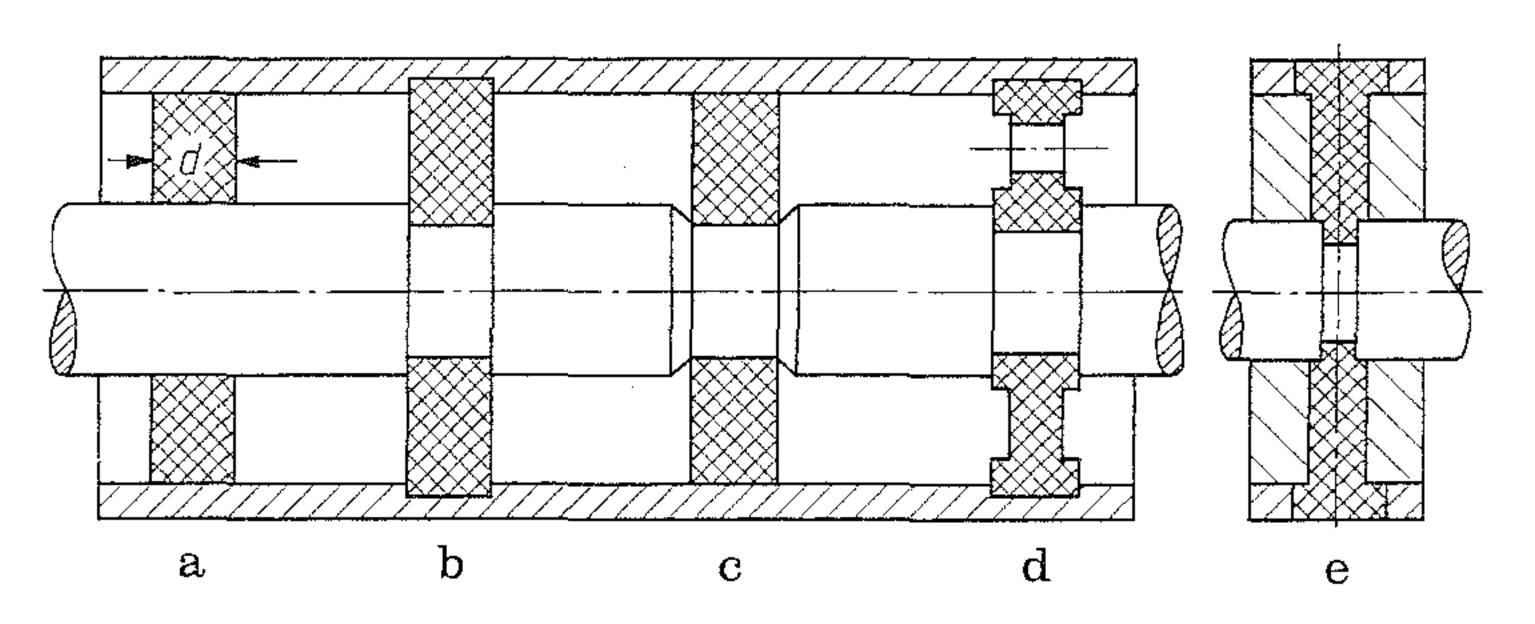


Bild 4. Isolierstützen (beads). a bis d scheibenförmig; e stabförmig

## 2.3 Konusleitung, Konusübergang Conical line, conical transition

Leitungen, deren Leiter aus zwei Kegeln mit gemeinsamer Spitze bestehen, haben als Grundwelle die TEM-Welle (geführte Kugelwelle). Der Leitungswellenwiderstand ist konstant, wie bei einer in Längsrichtung homogenen Leitung. Für koaxiale Kegel (Bild 5) gilt

$$Z_{\rm L} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{\rm r}}} \ln \frac{\tan{(\Theta_2/2)}}{\tan{(\Theta_1/2)}}.$$
 (1)

Sonderfälle sind  $\Theta_2 = 90^\circ$  (Kegel gegen leitende Ebene) mit  $Z_L = 60~\Omega$  ln (cot  $(\Theta_1/2)$ )/ $\sqrt{\varepsilon_r}$  und  $\Theta_2 = \pi - \Theta_1$  (bikonische Antenne) mit dem doppelten Wert. Die Feldstärken, sowie Strom und Spannung einer laufenden Welle sind:

$$\underline{E}_{\Theta} = U_0 \exp(-j\beta r)/(r \sin \Theta), \qquad (2)$$

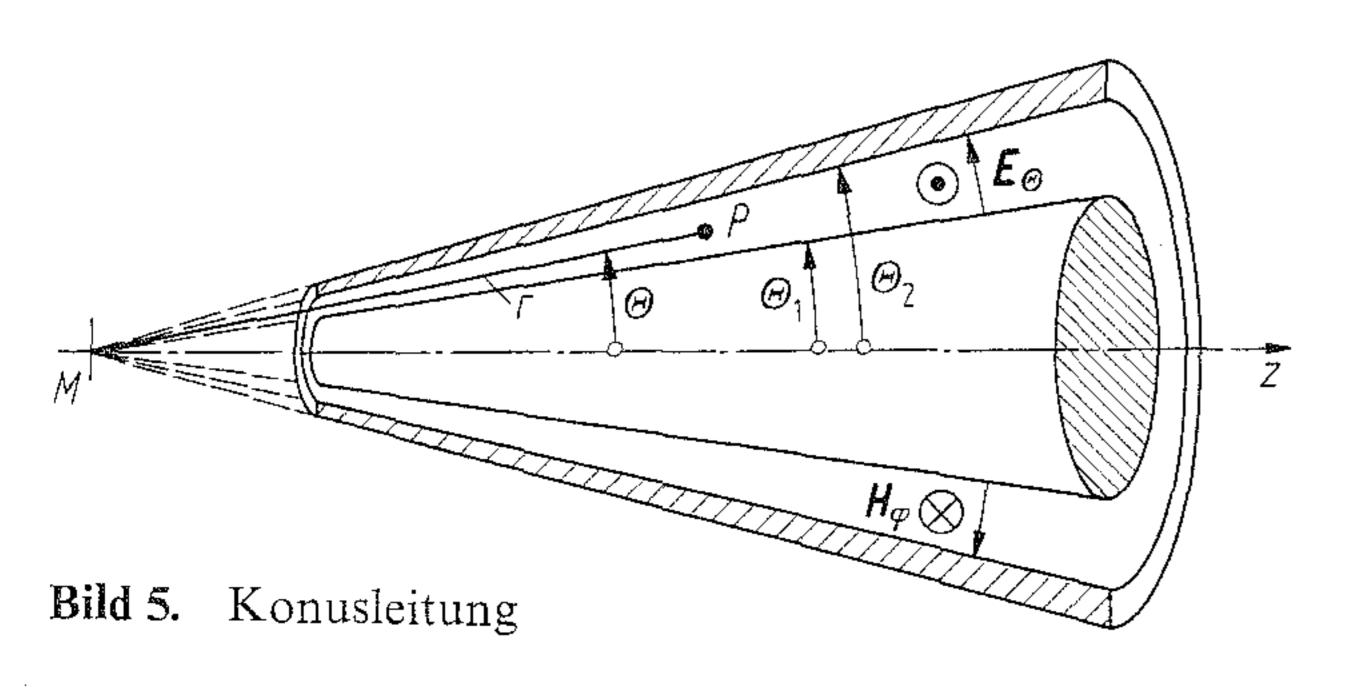
$$H_{\Phi} = \underline{E}_{\Theta} / \sqrt{\mu / \varepsilon}, \tag{3}$$

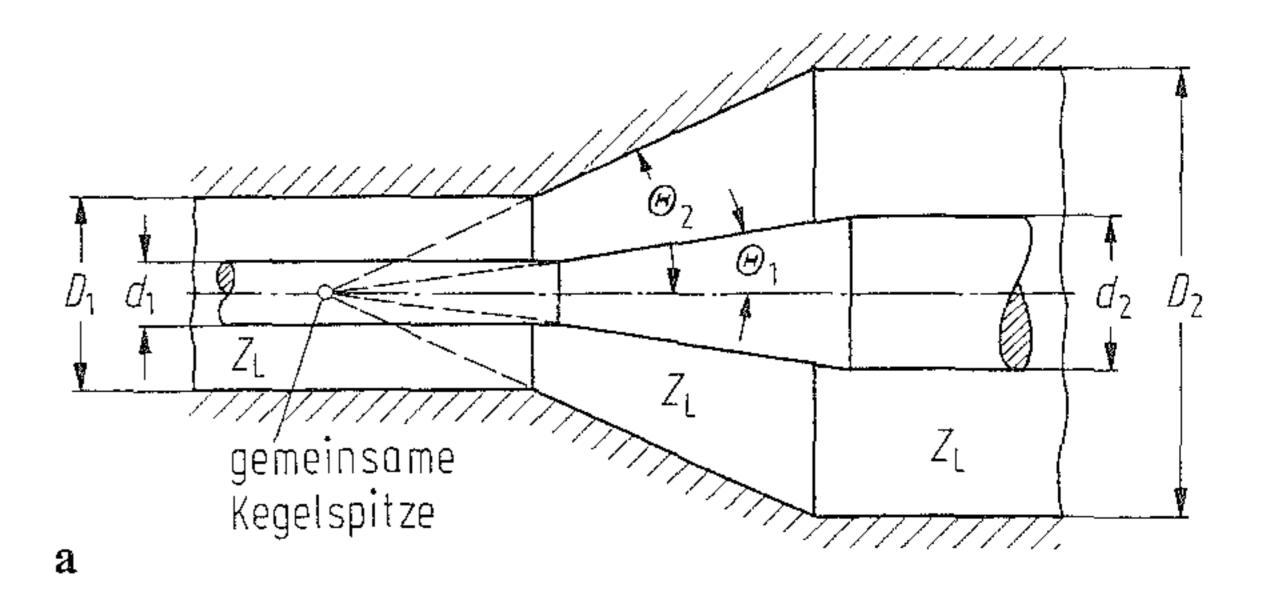
$$U = U_0 \ln (\tan (\Theta_2/2)/\tan (\Theta_1/2)),$$
 (4)

$$I = 2\pi U_0 / \sqrt{\mu/\varepsilon}. \tag{5}$$

Die Konusleitung wird eingesetzt als reflexionsarmer Übergang zwischen zwei Koaxialleitungen unterschiedlichen Querschnitts, außerdem als Breitbandantenne (Kegel gegen leitende Ebene) und als Übergang vom Innenleiter einer koaxialen Speiseleitung auf einen Antennenstab (Bild 7e).

Bild 6a zeigt einen Konusübergang. Trotz des sich für konstantes  $Z_{\rm L}$  geometrisch bereits ergebenden Versatzes der Übergangsstellen zwischen Konus und Zylinder, verbleibt eine Feldstörung (durch eine Serieninduktivität im Ersatzschaltbild beschreibbar), die z.B. durch Versatz der Kegelspitzen (Bild 6b) kompensiert werden kann. Konusübergänge haben eine höhere Spannungsfestigkeit als die im vorangegangenen Abschnitt betrachteten, kompensierten Sprungübergänge.





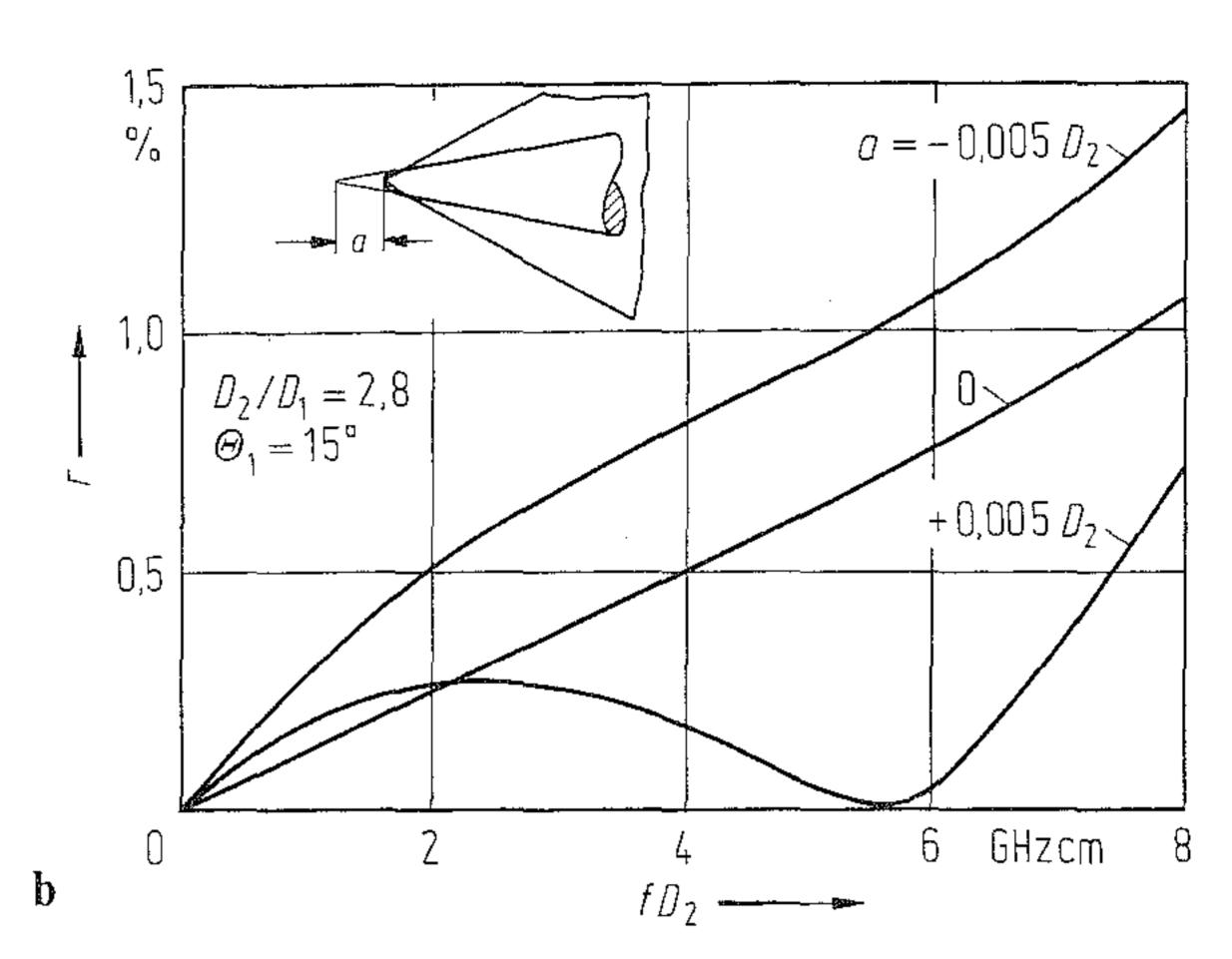


Bild 6. a Konusübergang; b Reflexionsfaktor eines Konusübergangs bei Versatz der Kegelspitzen um a

### 2.4 Übergang zwischen Koaxialund Zweidrahtleitung

Transition from unbalanced to balanced transmission line

Beim Ubergang von einem gegen Masse symmetrischen Wellenfeld zu einem gegen Masse unsymmetrischen Wellenfeld müssen spezielle Symmetrierschaltungen (baluns) eingefügt werden, um eindeutige, stabile Strom- und Spannungsverhältnisse (bzw. Strahlungsdiagramme im Fall von Antennen) zu erzielen. Neben der Symmetrierung ist häufig noch eine Impedanztransformation z. B. 1:4 von 60-Ω-Koaxialleitung auf 240-Ω-Zweidrahtleitung notwendig. Außer dem direkten Einsatz bei der Verbindung einer Zweidrahtleitung mit einer Koaxialleitung finden solche Schaltungen Verwendung beim Anschluß einer symmetrischen Antenne an eine Koaxialleitung und bei der Verbindung eines Gegentaktverstärkers mit einem Eintaktverstärker bzw. mit einer unsymmetrischen Anschlußleitung.

Bild 7a zeigt in der einfachsten Form den Übergang von zwei gegenphasig gespeisten Koaxialleitungen auf eine Zweidrahtleitung, z.B. für Meßzwecke. Bei niedrigen Frequenzen erfüllt ein fest gekoppelter Übertrager mit Wicklungen alle Anforderungen hinsichtlich Symmetrierung und Impedanztransformation (Bild 7b), für Schmalbandanwendungen ist eine Brückenschaltung (Bild 7c) ausreichend.

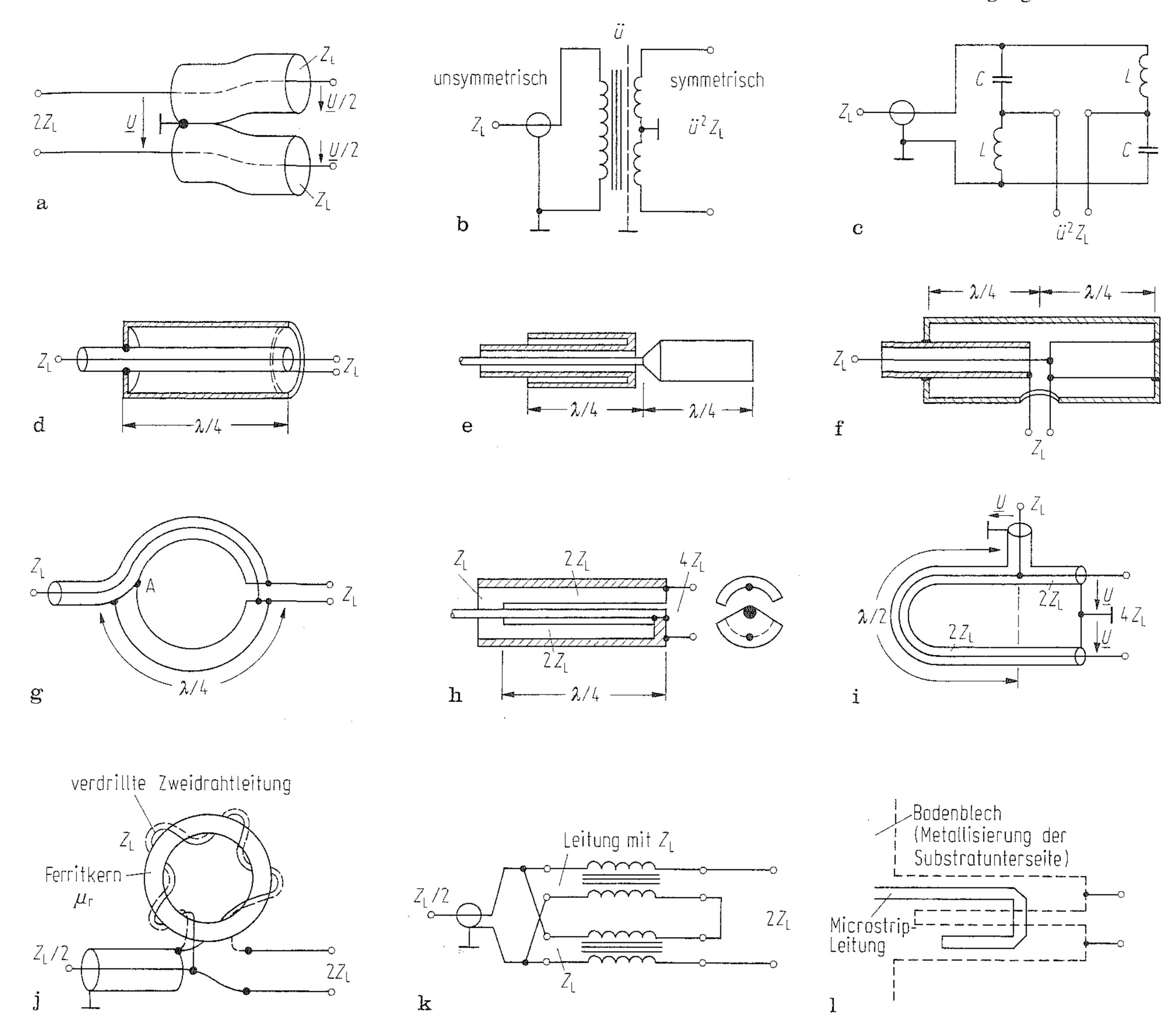


Bild 7. Symmetrierschaltungen (baluns). a Übergang von einer Zweidrahtleitung auf zwei Koaxialleitungen (Serienverzweigung); b Symmetrierübertrager mit Wicklungen; c Brückenschaltung mit diskreten Bauelementen; d koaxialer Sperrtopf (nicht abstrahlend); e  $\lambda$ /2-Dipol mit Sperrtopf (abstrahlend); f Symmetriertopf (nicht abstrahlend); g Symmetrierschleife (Schleifenantenne); h Schlitzübertrager; i  $\lambda$ /2-Umwegleitung; j Verdrahtungsbeispiel für eine 4:1-Transformation mit einem Leitungsübertrager; k Ersatzschaltbild für eine 4:1-Transformation mit zwei Leitungsübertragern; l Übergang von Microstripleitung auf symmetrische Zweidrahtleitung

Bei der unmittelbaren Verbindung zwischen Koaxial- und Zweidrahtleitung tritt in der einen Übertragungsrichtung eine Aufteilung der eingespeisten Welle in eine Gleichtakt- und eine Gegentaktwelle auf, bzw. in der umgekehrten Richtung in eine reguläre TEM-Welle innerhalb der Koaxialleitung und eine in der Regel unerwünschte TEM-Welle (Mantelwelle) zwischen dem Außenleiter der Koaxialleitung und Masse (Umgebung). Durch einen Kurzschluß in der Entfernung  $\lambda/4$  wird die Mantelwelle reflektiert (Bild 7d) und erhält damit eine sehr hochohmige Impedanz (Leerlauf) an ihrem Entstehungsort. Der koaxiale Sperrtopf wirkt nicht direkt symmetrierend, er verhindert nur schmalbandig das Auftreten von Strömen auf der Außenseite des Außenleiters der angeschlossenen Koaxialleitung.

Das gleiche Grundprinzip findet beim Anschluß einer symmetrischen  $\lambda/2$ -Dipolantenne (bzw. eines  $\lambda/4$ -Stabs mit Gegengewicht) an eine Koaxialleitung Verwendung (Bild 7e). Die Anordnung wird breitbandiger, wenn der Sperrtopf (und auch der Antennenstab) nicht streng parallel zur Speiseleitung verläuft, sondern kegelförmig erweitert wird (Regenschirmantenne). Die Erweiterung der Anordnung zu einem Symmetriertopf (Bild 7f) bewirkt, daß die Symmetriebedingung unabhängig von der Frequenz immer erfüllt ist. Bei Abweichungen von der Betriebsfrequenz treten nur Fehlanpassungen auf, da die Mantelwellen eine endliche Lastimpedanz vorfinden.

Nach dem gleichen Prinzip, nur geometrisch anders angeordnet und ohne Abschirmung, arbeitet die Symmetrieschleife (EMI-Schleife, Bild 7 g).

Die auf dem Außenleiter der Koaxialleitung und auf der massiven Nachbildung (untere Hälfte) fließenden Ströme werden im Punkt A kurzgeschlossen, so daß der Mantel der nach links abgehenden Koaxialleitung stromlos bleibt. Ohne weiterführende Zweidrahtleitung ergibt sich eine gegen elektrische Felder abgeschirmte, magnetische Schleifenantenne (s. Bild I 1.7). Eine Sonderform der Symmetrierschleife mit Impedanztransformation 4:1 ist der Schlitzübertrager (Bild 7 h) [24]. Die Koaxialleitung mit  $Z_L$  wird durch die Schlitze aufgeteilt in zwei parallele  $\lambda/4$ -Leitungen mit  $2Z_L$ . Die eine ist am Ende kurzgeschlossen (Eingangsimpedanz  $\infty$ ), die andere transformiert  $4Z_L$  in  $Z_L$ .

Die  $\lambda/2$ -Umwegleitung (Bild 7i) bewirkt eine 4:1-Impedanztransformation. Die Symmetrierung erfolgt unabhängig von etwaigen Fehlanpassungen schmalbandig nur bei den Frequenzen, bei denen der über den Umweg zum Ausgang gelangende Signalanteil gegenphasig zu dem des direkten Wegs ist. Geradzahlige Vielfache der Signalfrequenz werden nicht symmetriert.

Leitungsübertrager (transmission line transformers) [26-31] sind eine Kombination von Leitungsbauelementen und Wicklungen. Ausgehend von der Grundidee, daß sich eine Gleichtaktbzw. Mantelwelle unterdrücken läßt, indem man die betreffende Leitung zu einer Luftspule aufwickelt oder mit einem Ferrit-Rohrkern (Dämpfungsperle) umgibt, werden bei Leitungsübertragern (verdrillte) Zweidrahtleitungen mit definiertem Leitungswellenwiderstand  $Z_{\rm L}$  auf einen Ferrit-Ringkern gewickelt (Bild 7j). Bei niedrigen Frequenzen (unterhalb etwa 10 MHz) wirkt die Schaltung wie ein Spartransformator, bei dem die Koaxialleitung zwischen der gemeinsamen Masse und der Mittenanzapfung angeschlossen ist. Die untere Grenzfrequenz (bis herab zu einigen kHz) ist eine Funktion der Permeabilitätszahl  $\mu_r$ , der Wickelgeometrie und der Impedanzverhältnisse. Für hohe Frequenzen wird die Funktion aus der in Bild 7k dargestellten Variante deutlich: Auf der Koaxialseite sind zwei Leitungen parallelgeschaltet, auf der Zweidrahtseite in Serie. Die Leitungen selbst sind jeweils bifilare Wicklungen auf dem Ringkern, so daß die Gegentaktwelle davon unbeeinflußt bleibt. Zudem geht der Wert von  $\mu_r$ , materialbedingt, mit zunehmender Frequenz gegen 1. Die obere Grenzfrequenz (bis etwa 2 GHz) ergibt sich aus der Leitungslänge ( $l/\lambda < 0.2$ ) und den Impedanzverhältnissen.

Leitungsübertrager lassen sich auch mit anderen Transformationsverhältnissen als 4:1 realisieren. Neben der Symmetrierung kann man Phasenumkehr oder Leistungsteilung bzw. -addition erreichen. Es sind sehr breitbandige Schaltungen mit geringen Verlusten, d. h. für hohe Leistungen geeignet, sowie die Kettenschaltung mehrerer Stufen möglich.

### 2.5 Übergang zwischen Koaxialund Microstripleitung

Transition from coaxial to microstrip line

Da die Feldbilder der TEM-Welle auf einer Koaxialleitung und der TEM-ähnlichen EHo-Welle auf einer Microstripleitung unterschiedlich sind, treten bei einem abrupten Übergang zwischen beiden Leitungstypen – auch bei gleichen Leitungswellenwiderständen – Feldverzerrungen auf. Der dadurch hervorgerufene Reflexionsfaktor wird mit zunehmender Frequenz größer. Zur Beschreibung der Frequenzabhängigkeit eines solchen Übergangs wird entweder ein II-Glied mit diskreten Bauelementen (zwei Parallel-C, ein Serien-L) [33, 34] oder die Streumatrix eines Ersatzzweitors [35] benutzt. Ein allmählicher Übergang zu Meßzwecken (8-18 GHz, r < 3.5%)von Microstripleitung auf PC-7-Stecker ist in [32] beschrieben. Weitere Bauformen und Literatur in [11, 62, 66].

Bild 8 zeigt einen Standardübergang von einer SMA-Buchse auf eine Microstripleitung im Metallgehäuse. Vom Koaxialeingang her gesehen kommt zunächst ein koaxialer Querschnittsprung, um den Radius der Koaxialleitung an die Höhe der Microstripleitung anzugleichen. Dann kommt der abrupte Übergang. Der koaxiale Innenleiter geht über in eine dünne, mechanisch empfindliche Anschlußfahne. Die galvanische

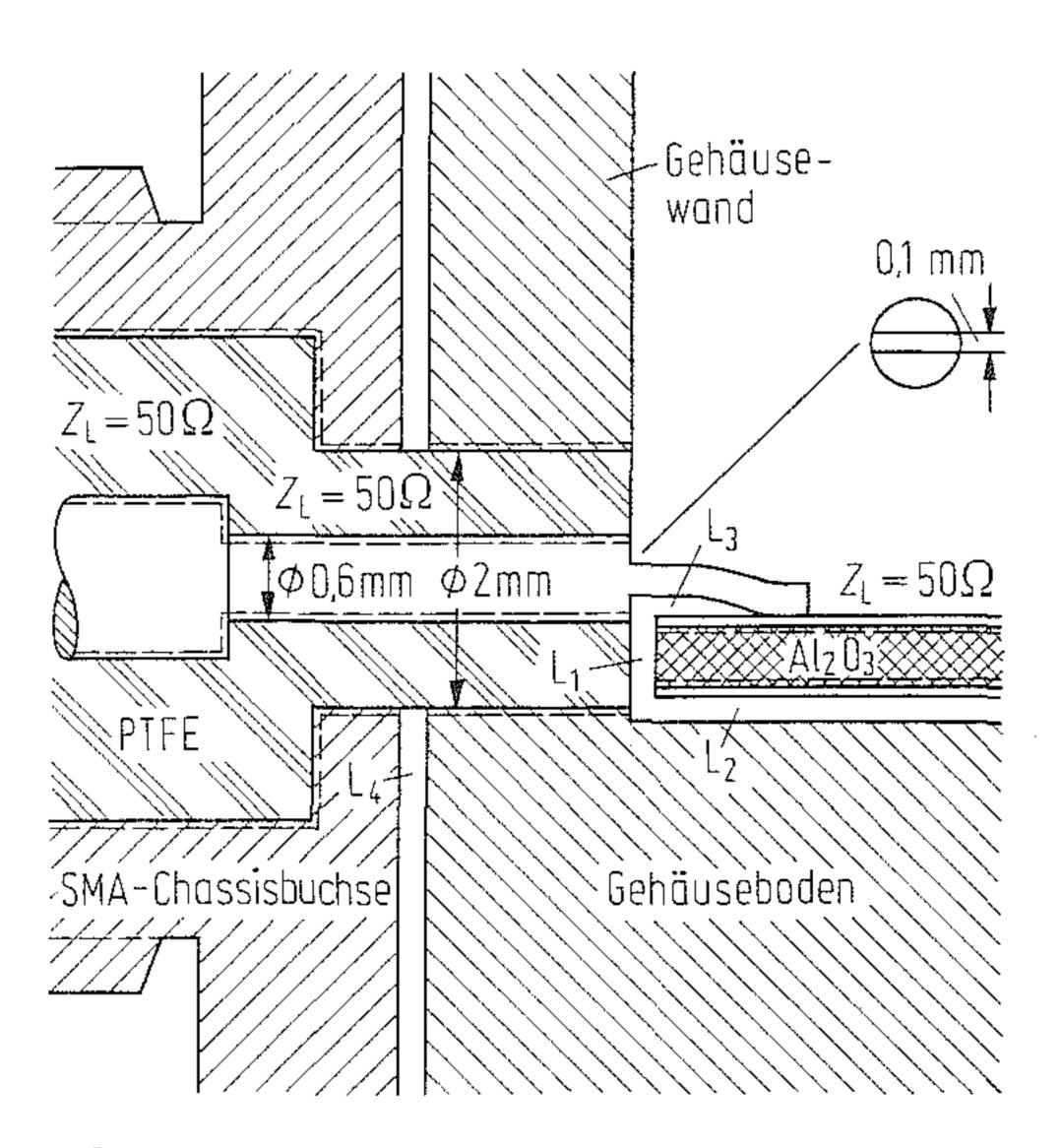


Bild 8. Standardübergang von Koaxialleitung auf Microstripleitung mit vergrößert dargestellten Luftspalten L<sub>1</sub> bis L<sub>4</sub>, durch die Fehlanpassungen hervorgerufen werden. Die Oberflächenströme der homogenen Leitungswelle sind gestrichelt eingetragen

Verbindung zwischen Innenleiter und Streifenleiter erfolgt durch Anlöten oder Anpressen der Anschlußfahne. In Bild 8 sind Luftspalte L<sub>1</sub> bis L<sub>4</sub> eingetragen, durch die das elektrische Verhalten des Übergangs u. U. gravierend beeinflußt wird. Luftspalt L<sub>1</sub> wirkt wie eine Serieninduktivität. Er ist aufgrund unterschiedlicher thermischer Ausdehnungskoeffizienten und mechanischer Toleranzen bei der Serienfertigung nie völlig vermeidbar (Abhilfe durch kleine Substrate und spezielles Gehäusematerial, z.B. Kovar, Invar bei Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-Substrat, Al bei weichen Substraten). L, und L, bewirken Stromumwege (im Ersatzschaltbild darstellbar als am Ende kurzgeschlossene Stichleitungen). Sie können schmalbandige Spitzen im Frequenzgang der Anordnung verursachen.

Abhilfemaßnahmen: L<sub>2</sub>: Aufpressen bzw. -löten des Substrats auf den Gehäuseboden; Federblech oder leitfähiger Kleber zwischen Substrat und Boden; Substrat ohne metallisierte Unterseite benutzen. L<sub>3</sub>: Gehäusewand in der Vertikalen verschiebbar; Luftspalt und Lötzinn ausfüllen. L<sub>4</sub>: umlaufenden Kontaktring einfügen bzw. andrehen.

Für hermetisch dichte Microstripschaltungen und für solche mit auswechselbarem Koaxialanschluß wird die Koaxialleitung im Bereich der Gehäusewand (Bild 8) als Glasdurchführung eingelötet und die Chassisbuchse wird auf den aus dem Gehäuse herausragenden Innenleiterstift aufgesteckt.

Feinabstimmung des Reflexionsfaktors in einem vorgegebenen Frequenzbereich: L<sub>1</sub> variieren; Aussparungen in der Bodenmetallisierung kombiniert mit Abstimmschrauben im Gehäuseboden; Beeinflussen der Koaxialleitung in der Gehäusewand durch Querschnittsprünge, Zurückschneiden des Dielektrikums oder Konusübergang zwischen Innenleiter und Anschlußfahne.

Übergang von Microstripleitung auf Schlitzleitung in [25, 37], auf Hohlleiter in [38–40, 53, 54, 63–65]. Übergang von Suspended Stripline auf Hohlleiter in [36].

# 2.6 Übergang zwischen Koaxialleitung und Hohlleiter

Transition from coaxial line to waveguide

Übergänge von Koaxialleitung auf Rechteckhohlleiter mit H<sub>10</sub>-Welle sind in einer Vielfalt von Bauformen möglich. Bild 9a zeigt den Standardübergang. Der Innenleiter der Koaxialleitung ragt als kurze Stabantenne in den Hohlleiterquerschnitt hinein. Das kapazitive Nahfeld

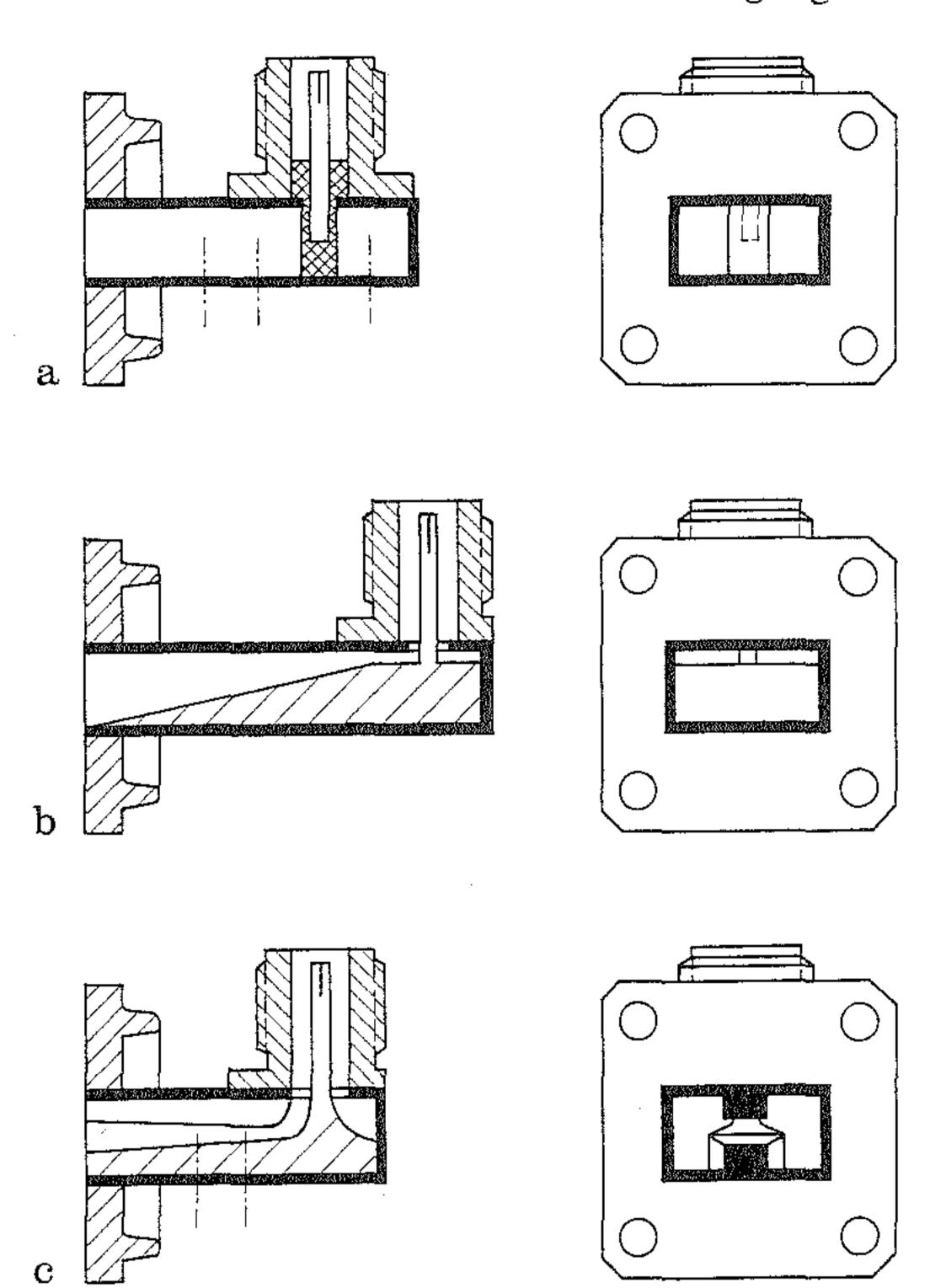


Bild 9. Übergänge von Koaxialleitung auf Rechteckhohlleiter (a, b) bzw. Doppelsteghohlleiter (c) mit H<sub>10</sub>-Welle

des Antennenstabes wird kompensiert durch die induktive Eingangsimpedanz des nach rechts abgehenden, am Ende kurzgeschlossenen Hohlleiters mit  $l < \lambda_{\rm H}/4$ . Das Dielektrikum dient zur mechanischen Halterung. Die wesentlichen Einflußgrößen sind Eintauchtiefe, Durchmesser und etwaiger Mittenversatz des Antennenstabes sowie die Länge der kurzgeschlossenen Leitung. Der Reflexionsfaktor handelsüblicher Übergänge liegt unter 10%, für Präzisionsadapter (evtl. mit Abstimmschrauben für den Feinabgleich an den gestrichelt eingetragenen Stellen) unter 2,5% im gesamten Hohlleiterband.

Bild 9b zeigt eine andere Bauform, die u.a. für hohe Leistungen besser geeignet ist. Der zur Impedanzanpassung dienende Keil kann alternativ stufig oder als Steg ausgeführt werden. Im Unterschied zu Bild 9a ist die Koaxialleitung für Gleichstrom und Niederfrequenz kurzgeschlossen. Bild 9c zeigt eine Weiterentwicklung dieses Adapterprinzips für Doppelsteghohlleiter. Trotz der doppelten relativen Bandbreite sind auch hier Reflexionsfaktoren unter 10% breitbandig erreichbar.

Weitere Bauformen und Literatur in [13, 41, 52], Übergang von Koaxialleitung auf Rundhohlleiter in [42], auf Schlitzhohlleiter in [45]. Übergänge von Rechteckhohlleiter auf Rundhohlleiter in [44], auf Microstripleitung in [38–40, 53, 54], auf Finleitung in [23, 43], auf Suspended Stripline in [36]. Übergänge auf Oberflächenwellenleiter in [46–51].

Spezielle Literatur: [1] Powell, R. C.: Precision coaxial connectors. In: Young, L. (Ed.): Advances in microwaves, Vol. 6. New York: Academic Press 1971. – [2] Browne, J.: Precision coaxial cables and connectors reach 45 GHz. Microwaves and RF, No. 9 (1983) 131, 134, 136. – [3] Kubota, J.: TNC connectors meet new performance criteria. Microwaves No. 2 (1981) 77-79. - [4] *Adam, S. F.* et al.: A high performance 3,5 mm connector to 34 GHz. Microwave J. No. 7 (1976) 50-54. - [5] Maury, M. A.: Improving SMA tests with APC 3.5 hardware. Microwaves No. 9 (1981) 71-76. - [6] Whinnery, J. R.; Jamieson, H. W.: Equivalent circuits for discontinuities in transmission lines. Proc. IRE 32 (1944) 98-114. - [7] Whinnery, J. R.; Jamieson, H. W.; Robbins, T. E.: Coaxial line discontinuities. Proc. IRE 32 (1944) 695-709. - [8] Meinke, H.; Scheuber, A.: Zylindersymmetrische Bauelemente koaxialer Leitungen. NTZ 5 (1952) 109-114. - [9] Khilla, A. M.: Optimum continuous microstrip tapers are amenable to computer-aided design. Microwave J. No. 5 (1983) 221-224. - [10] Khilla, A. M.: Computer aided design of an optimum Chebyshev microstrip taper. AEÜ 35 (1981) 133-135. - [11] Hoffmann, R. K.: Integrierte Mikrowellenschaltungen. Berlin: Springer 1983. – [12] Schilder, D.: Zur Berechnung des optimalen kontinuierlichen Übergangs zwischen Streifenleitungen verschiedener Wellenwiderstände. Nachrichtentechnik 21, H. 10 (1971) 342-346. - [13] Sporleder, F.; Unger, H. G.: Waveguide tapers, transitions and couplers. Stevenage: Peter Peregrinus 1979. – [14] Chakraborty, A.; Sanyal, G. S.: Transmission matrix of a linear double taper in rectangular waveguide. IEEE. Trans. MTT-28 (1980) 577-579. - [15] Piefke, G.: Reflexion und Transmission beim Einfall einer H<sub>0n</sub>-Welle auf einen kugelförmigen Übergang zwischen zwei Hohlleitern. AEÜ 15 (1961) 444-454. - [16] Piefke, G.; Strube, R.: Reflexion und Transmission bei Einfall einer H<sub>10</sub>-Welle auf eine sprunghafte Änderung eines Rechteckhohlleiters in der E-Ebene. AEÜ 19 (1965) 231-243. - [17] Lucas, I.: Reflexionsfaktoren an Versetzungen in Rechteckhohlleitern. AEÜ 20 (1966) 683-690. - [18] v. Kienlin, U.; Kürzl, A.: Reflexion an Hohlleiterflanschverbindungen. NTZ 11 (1958) 561-564. – [19] Levy, R.: Reflection coefficient of unequal displaced rectangular waveguides. IEEE Trans. MTT-24 (1976) 480-483. - [20] Schwinger, J.; Saxon, D. S.: Discontinuities in waveguides. New York: Gordon and Breach 1968. – [21] Saad, T. S.: Microwave engineers' handbook I. Dedham: Artech House 1971. – [22] Hinken, J. H.: Simplified analysis and synthesis of fin-line tapers. AEU 37 (1983) 375-380. - [23] Saad, A. M. K.; Schünemann, K.: Design of finline tapers, transitions and couplers. Amsterdam: E.M.C. 1981 pp. 305-308. - [24] Zinke, O.; Brunswig. H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik I. Berlin: Springer, 4. Aufl. 1990. – [25] Gupta, K. C.; Garg, R.; Bahl, I. J.: Microstrip lines and slotlines. Dedham: Artech House 1979. – [26] Ruthroff, C. L.: Some broad-band transformers. Proc. IRE 47 (1959) 1337–1342. – [27] Pitzalis, G.; Couse, T. P.: Practical design information for broadband transmission line transformers. Proc. IEEE (1968) 738-739. - [28] Rotholz, E.: Transmission-line transformers. IEEE Trans. MTT-29 (1981) 327-331. - [29] Sevick, J.: Broadband matching transformers can handle many kilowatts. Electronics, Nov. 25 (1976) 123–128. – [30] Matick, R. E.: Transmission line pulse transformers-theory and applications. Proc. IEEE 56 (1968) 47–62. – [31] Lampert, E.: Leitungsübertrager mit beliebigem, ganzzahligem Übersetzungsverhältnis. AEÜ 23 (1969) 49-59. - [32] Eisenhart, R. L.: A better microstrip connector. IEEE-MTT-Symp. (1978) 318-320. - [33] Majewski, M. L.; Rose, R. W.: Scott, J. R.: Modeling and characterization of

microstrip-to-coaxial transitions. IEEE Trans. MTT-29 (1981) 799-805. - [34] Chapman, A. G.; Aitchison, C. S.: A broad-band model for a coaxial-to-microstrip transition. IEEE Trans. MTT-28 (1980) 130–136. – [35] Souza, J. R.; Talboys, E. C.: S-parameter characterization of coaxial to microstrip transition. Proc. IEE 129 (1982) 37-40. -[36] Galin, I.: New transition expands options for SSS users. Microwaves and RF, No. 1 (1983) 72-73. - [37] El Minyawi, N. M.: A new microstrip-slotline transition. Microwave J., No. 10 (1983) 140-141. - [38] Bharj, S. S.; Mak, S.: Waveguide-to-microstrip transition uses evanescent modes. Microwaves and RF, No. 1 (1984) 99-100, 134. – [39] Neidert, R.: Waveguide-to-coax-to-microstrip transition for mm-wave monolithic circuits. Microwave J., No. 6 (1983) 93–101. – [40] *Kompa, G.:* Zum Frequenzverhalten eines Microstrip-Hohlleiter-Übergangs. AEÜ 35 (1981) 69-71. - [41] Williamson, A. G.: Analysis and modeling of two-gap coaxial line rectangular waveguide junctions. IEEE Trans. MTT-31 (1983) 295-302. -[42] Desphande, M. D.; Das, B. N.: Analysis of an end launcher for a circular cylindrical waveguide. IEEE Trans. MTT-26 (1978) 672-675. - [43] Mehran, R.: Computer aided design of integrated waveguide-fin line and waveguide-microstrip transitions. Mikrowellen-Mag. 10, No. 4 (1984) 360-361.-[44] Du, L. J.; Scheer, D. J.: Equivalent circuit of a microwave transition connecting rectangular and circular waveguides. Microwave J., No. 1 (1983) 112-120. - [45] Dalichau, H.: Übergänge und Fahrzeugkoppler für Schlitzhohlleiterstrecken. Frequenz 36 (1982) 169-173. - [46] Trinh, T. N.; Malherbe, J. A. G.; Mittra, R.: A metal-to-dielectric waveguide transition with application to millimeter-wave integrated circuits. IEEE-MTT-Symp. (1980) 205-207. - [47] Malherbe, J. A. G.; Trinh, T. N.; Mittra, R.: Transition from metal to dielectric waveguide. Microwave J., No. 11 (1980) 71-74. - [48] Bhooshan, S.; Mittra, R.: On the design of transition between a metal and inverted strip dielectric waveguide for millimeter waves. IEEE Trans. MTT-29 (1981) 263-265. - [49] Du Hamel, R. H.; Duncan, J. W.: Launching efficiency of wires and slots for a dielectric rod waveguide. IRE Trans. MTT (1958) 277-284. - [50] Dewar, W. J.; Beal, J. C.: Coaxial-slot surface wave launchers. IEEE Trans. MTT-18 (1970) 449-455. - [51] McRitchie, W. K.; Beal, J. C.: Yagi-Uda array as a surface wave launcher for dielectric image lines. IEEE Trans. MTT-20 (1972) 493-496. - [52] Harvey, A. F.: Microwave engineering. London: Academic Press 1963. – [53] Singh, D. R.; Seashore, C. R.: Straightforward approach produces broadband transitions. Microwaves and RF, No. 9 (1984) 113–118. – [54] Dydyk, M.; Moore, B. D.: Shielded microstrip aids V-band receiver designs. Microwaves No. 3 (1982) 77-82. - [55] Weinschel, B.: Coaxial connectors: A look to the past and future. Microwave System News, Februar 1990, 24–31. – [56] Pustai, J.; Manz, B.; Browne, J.; Banning, H.: Special section: Connectors. Microwaves & RF, November 1986, 70–108. – [57] Olbrich, G.: Resonanzeffekte in dielektrischen Stützen von Koaxialsteckern. Frequenz 38 (1984) H. 7/8, 166-171. - [58] Boillot, L.; Constantin, B.; Vignard, P.: New concept of dielectric bead for 46 GHz coaxial connectors. Mikrowellen Magazin 14, Nr. 6 (1988) 571-573. -[59] Botka, J.: Major improvement in measurement accuracy using precision slotless connectors. Microwave J., März 1988, 221–226. – [60] Bhat, B.; Koul, S. K.: Analysis, design and applications of fin lines. Dedham: Artech House, 1987. – [61] Dalichau, H.: Periodische Störstellen auf Leitungen. Frequenz 42 (1988) H. 9, 238-246. - [62] Izadian, J. S.; Izadian, S. M.: Microwave transition design. Dedham: Artech House 1988. - [63] Shih, Y. C.; Ton,

T. N.; Bui, L. Q.: Waveguide-to-microstrip transitions for millimeter-wave applications. IEEE MTT-S Digest (1988), 473-475. – [64] Beaudette, R. G.; Kushner, L. J.: Waveguide-to-microstrip transitions. Microwave J., September 1989, 211-216. – [65] Ponchak, E. G.; Downey, A. N.: A new model for broadband waveguide-to-microstrip transition design. Microwave J., Mai 1988, 333-343. – [66] Baumer, C.; Bochtler, U.; Landstorfer, F.: Reflexionsarme Übergänge von Koaxialleitung auf Mikrostreifen- und Suspended-Substrate-Leitungen in einfacher Bauform. Mikrowellen & HF-Magazin, Bd. 15, Nr. 1 (1989), 62-66.

#### 3 Reflexionsarme Abschlußwiderstände

Matched terminations

Kennwerte. Reflexionsarme Abschlußwiderstände werden benutzt, um HF-Leitungen mit ihrem Leitungswellenwiderstand abzuschließen. Sie bestehen in der Regel aus einem Stecker (bzw. Flansch, Buchse), der den Anschluß an die Leitung gestattet, einem Widerstandselement, das die Energie der einfallenden Welle in Wärme umsetzt, und einem mehr oder weniger großen Kühlkörper, der die Wärme an die Umgebung weiterleitet. Kenngrößen sind: Frequenzbereich, Reflexionsfaktor, maximale Eingangsleistung und Leitungswellenwiderstand bzw. Steckertyp. Falls statt des Reflexionsfaktors r das Stehwellenverhältnis s bzw. VSWR angegeben ist, so gilt für die hier interessierenden kleinen Werte von r:  $r \approx (VSWR - 1)/2$ .

Voraussetzung für geringe Reflexionen ist zunächst eine gut kontaktierende, saubere Steckverbindung. (Steckerreflexionen lassen sich nicht dadurch minimieren, daß die Verbindung mit maximaler Kraft angezogen wird!) Der Reflexionsfaktor ändert sich nicht nur mit der Frequenz, sondern auch mit der Temperatur, die zum einen von der Umgebungstemperatur abhängt, zum anderen linear mit der aufgenommenen Leistung ansteigt. Ein Präzisionsabschluß mit r = 1% bei 25°C und einem Temperaturkoeffizienten von 300 ppm/°C hat also bei 125°C heißem Widerstandselement bereits 4% Reflexionsfaktor. Die maximal zulässige Eingangsleistung nimmt linear mit der Umgebungstemperatur ab, z. B. von 1 W bei 25 °C auf 0 W bei 125 °C. Als Widerstandselement werden Widerstandsfilme auf Keramikträger, stark verlustbehaftete Mischdielektrika (auf Epoxidharzbasis oder als Sinterkeramik) und Ferrite eingesetzt. Für Sonderanwendungen wird Ruß und/oder Eisenpulver mit Silikongummi, PVC oder Polyurethanschaum gemischt. Materialien mit magnetischen Eigenschaften sind bei hohen Frequenzen besonders geeignet, da die Frontreflexionen der elektromagnetischen Welle beim Eintritt in das Absorbermaterial um so geringer sind, je weniger die Feldwellenwiderstände von Leitungsdielektrikum  $Z_{\rm F} = \sqrt{\mu_0/(\epsilon_0 \epsilon_{\rm r})}$  und Absorbermaterial  $Z_{\rm F} = \sqrt{(\mu_0 \mu_{\rm r})/(\epsilon_0 \epsilon_{\rm r})}$  voneinander abweichen.

Abschlußwiderstände für Koaxialleitungen. Bild 1 zeigt eine Übersicht über gängige Bauformen: In Bild 1 a ist die Standardausführung für niedrige Leistungen skizziert. Der Abschluß ist ein 50-Ω-Miniaturwiderstand mit Abmessungen, die klein gegen die Wellenlänge sind. Bild 1 b zeigt die Ausführung als Querwiderstand. In Bild 1 c bis e ist das Widerstandselement als verlustbehaftete Leitung ausgeführt [1]. In Bild 1c mit kompensiertem Sprungübergang, in Bild 1 d (Standardbauform) mit Übergang auf eine Exponentialleitung und in Bild 1e in der inversen Form als Konusleitung (gute Wärmeabfuhr). Für geringe Leistungen existieren Miniaturausführungen, die nicht größer als das jeweilige Steckergehäuse sind. Typische Daten im Bereich 0 bis 18 GHz sind für SMA-Stecker z.B. r = 0.025+ 0,004 f/GHz und für PC-7-Stecker z., B. r = 0.01 + 0.001 f/GHz (Präzisionsabschluß). Sonderformen sind: für den Mikrowellenbereich relativ baulange, verlustbehaftete Leitungen (lossy line absorber, z.B. 2 bis 18 GHz); Durchführungsabschlüsse (feed-through-termination, Bild 2a) für Frequenzen unter 1 GHz, um Leitungsreflexionen an hochohmigen Geräteeingängen zu vermeiden (z.B. Oszilloskopeingänge); verschiebbare Abschlußwiderstände (Bild 2b) als Eichnormal in der Hochfrequenzmeßtechnik (s.

Abschlußwiderstände für Microstripleitungen. Die einfachste Methode, eine Microstripleitung reflexionsfrei abzuschließen, ist häufig der Übergang auf Koaxialleitung und der Anschluß eines koaxialen-(SMA)-Abschlußwiderstands. Alternativ können Chipwiderstände mit  $R = Z_L$  zwi-

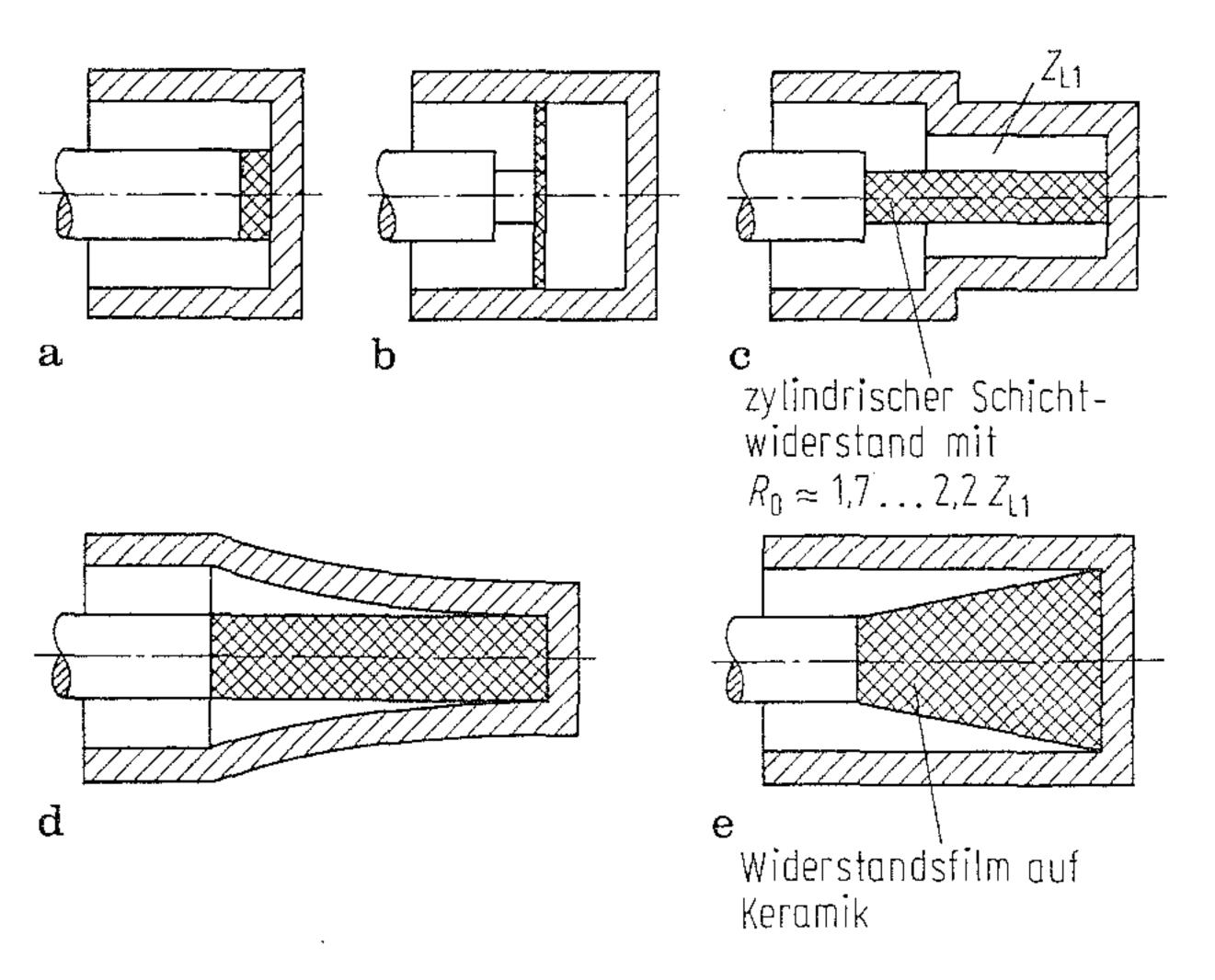


Bild 1. Bauformen koaxialer Abschlußwiderstände

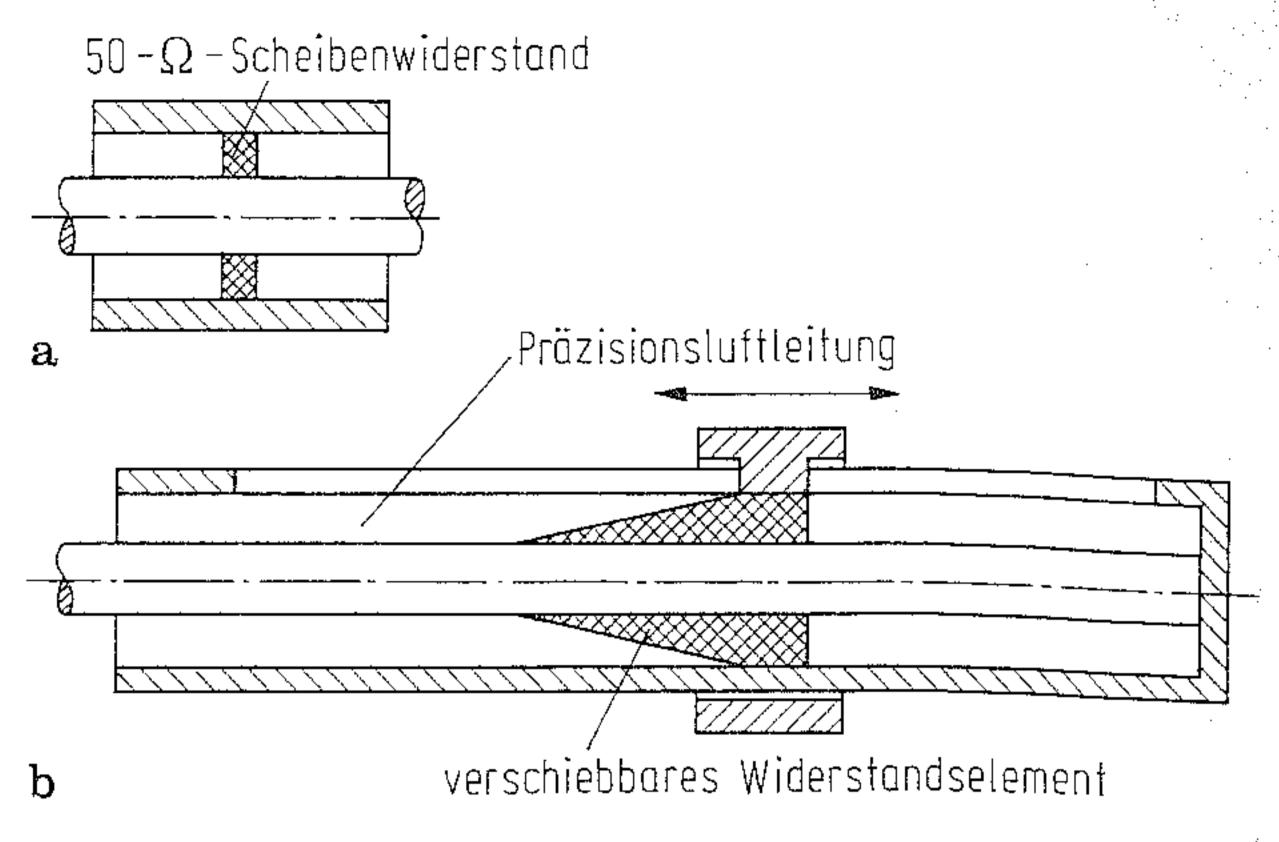


Bild 2. a Durchführungsabschluß; b verschiebbarer Abschlußwiderstand (sliding load)

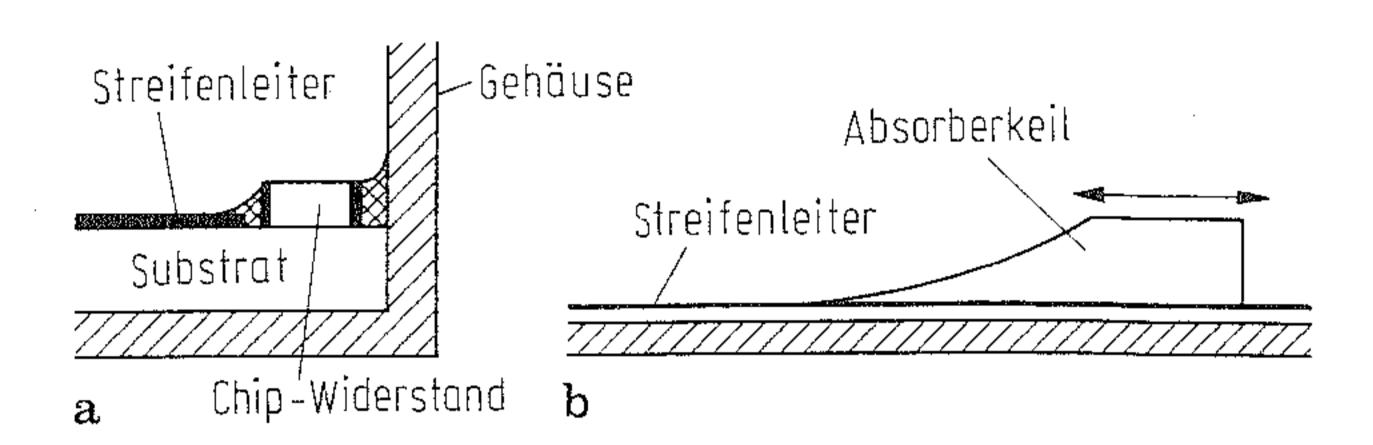


Bild 3. Abschlußwiderstände für Microstripleitungen

schen ein offenes Leitungsende und die als Kurzschluß gegen Masse wirkende Gehäusewand eingelötet werden (Bild 3a). Als verschiebbarer Lastwiderstand eignet sich ein Keil aus Absorbermaterial bzw. Absorberfolie (Bild 3b), der wesentlich breiter als der Leiterstreifen und am Eingang pyramidenartig zugespitzt ist. Verschiebbare Absorberplatte in [2].

Abschlußwiderstände ohne Massekontakt. In der Grundform des Abschlußwiderstands ohne Masseanschluß (Bild 4a) wird eine leerlaufende  $\lambda/4$ -Leitung benutzt, um einen Kurzschluß an das Ende des  $50-\Omega$ -Widerstands zu transformieren. Damit erreicht man relative Bandbreiten von etwa 1,3:1, in denen der Reflexionsfaktor der Anordnung kleiner als — 20 dB ist. Für größere Bandbreiten muß die  $\lambda/4$ -Leitung niederohmig ausgeführt werden, z.B. in der Form wie in Bild 4b (Bandbreite 3:1) und in Bild 4c (4:1). Die starke Abstrahlung von niederohmigen, am Ende offenen Leitungen und das Absinken der Grenzfrequenz des nächsthöheren Wellentyps läßt sich in einer Anordnung wie in Bild 4d [3] vermeiden (Bandbreite bis zu 10:1). Weitere Verfahren, um große Bandbreiten zu erhalten, sind das Vorschalten eines mit Hilfe der Filtertheorie berechenbaren, verlustlosen Anpaßnetzwerks [4] und die Kettenschaltung mehrerer Widerstände (Bild 4f, Bandbreite z.B. 14:1). Weiterhin können verlustbehaftete Leitungsstrukturen wie in Bild 4g [5] und Kombinationen der aufgezeigten Verfahren eingesetzt werden.

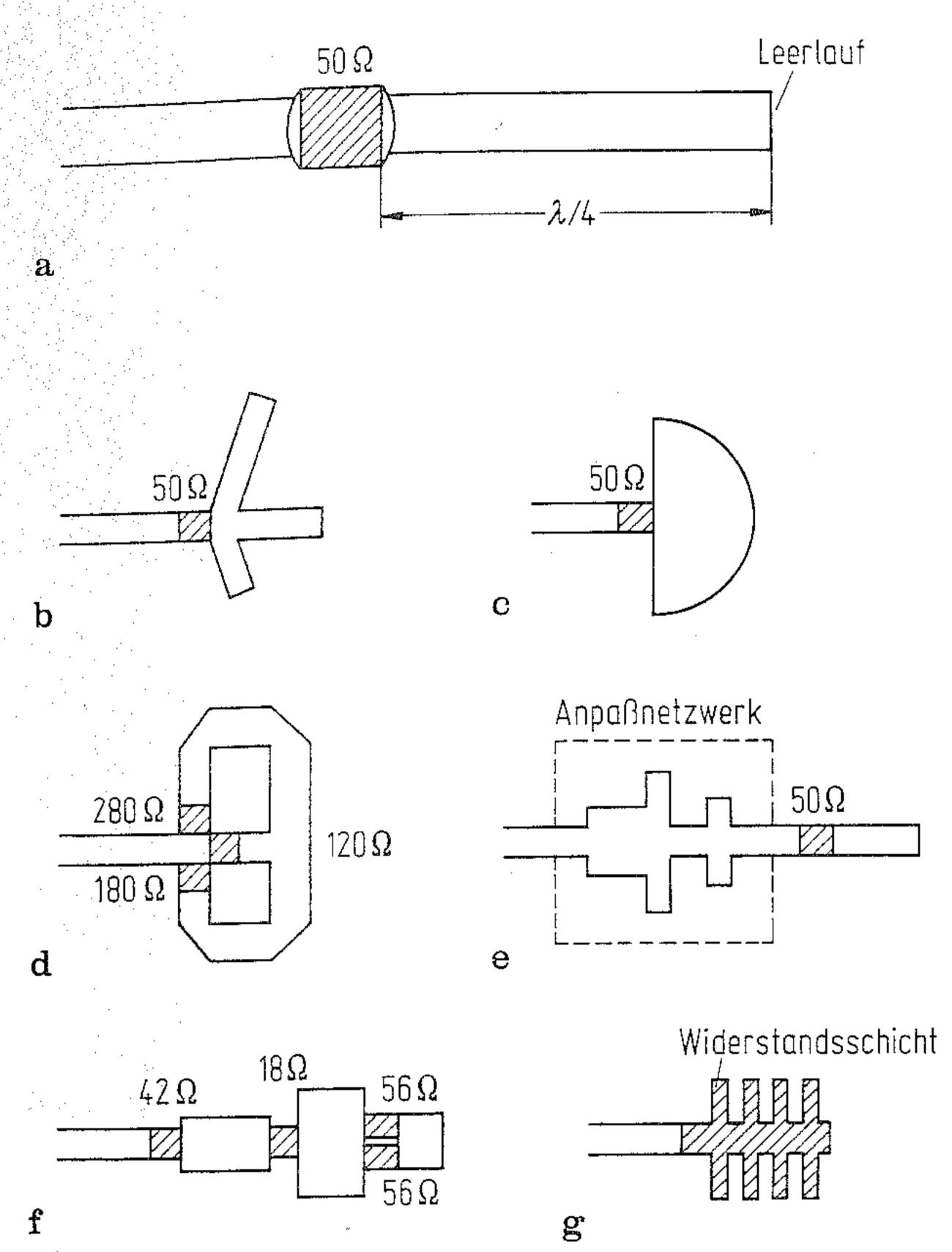


Bild 4. Abschlußwiderstände für Microstripleitungen, die keinen Massekontakt benötigen

Absorber für Rechteckhohlleiter. Bild 5 zeigt verschiedene Ausführungsformen, um Rechteckhohlleiter mit H<sub>10</sub>-Welle ohne Reflexionen abzu-

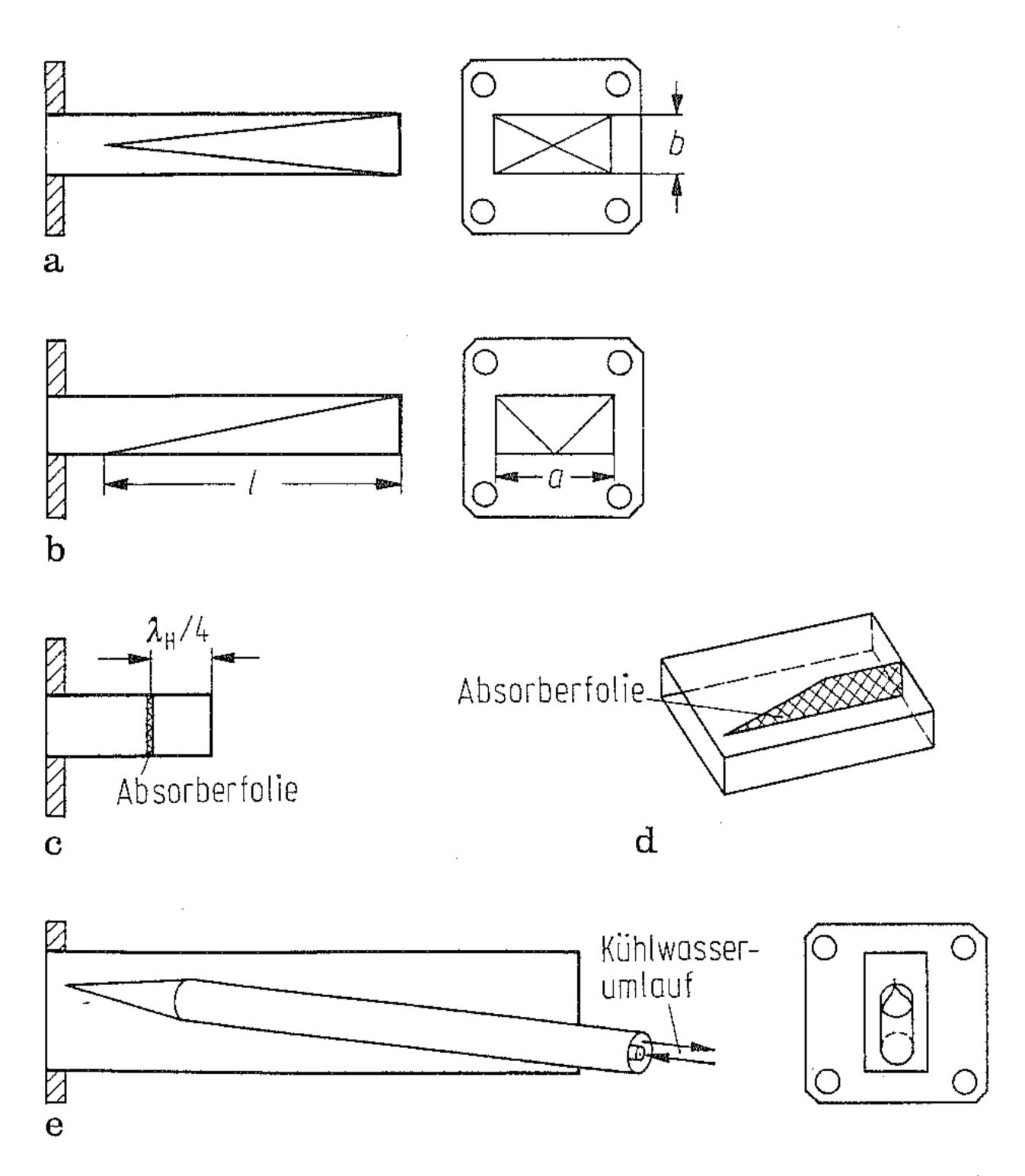


Bild 5. Abschlußwiderstände für Rechteckhohlleiter mit H<sub>10</sub>-Welle. a Pyramidenabsorber; b Keilabsorber; c schmalbandiger Folienabsorber; d breitbandiger Folienabsorber; e Wasserlast

schließen. Bei Pyramiden- und Keilabsorbern erreicht man bei sehr feiner Spitze und einem Verhältnis l/a > 5 im gesamten Hohlleiterband Reflexionsfaktoren unter 1 % (< -40 dB). Beim Keilabsorber ist der Wärmeübergang zwischen Absorbermaterial und Hohlleiterwand günstiger als beim Pyramidenabsorber (für Meßzwecke). Bei der querstehenden Folie in Bild 5c wird die Frontreflexion an der Folie durch die am  $\lambda/4$ entfernten Kurzschluß reflektierte Welle ausgelöscht, so daß bei dieser Frequenz gute Anpassung auftritt. Die keilförmige Folie in Bild 5 d ist eine Variante des Keils in Bild 5 b. Bei hohen Leistungen wird entsprechend Bild 5e ein Glasrohr mit umlaufendem Kühlwasser in das Hohlleiterinnere geschoben.

Sonderformen verlustarmer Hohlleiterabschlüsse sind verschiebbare Lastwiderstände für die Meßtechnik, asymmetrische Pyramidenabsorber und besonders kurze, in den Flansch integrierte Absorber, bei denen ein schlitzgekoppelter kleiner Hohlraumresonator mit einem asymmetrisch vor einer Kurzschlußwand angebrachten Stück Dämpfungsmaterial kombiniert ist.

Spezielle Literatur: [1] Kraus, A.: Einführung in die Hochfrequenzmeßtechnik. München: Pflaum 1980. – [2] Olbrich, G. R.; Hartmann, T. M.: Microstrip sliding load. Frequenz 36 (1982) 295–301. – [3] Ashoka, H.; Khilla, A. M.: New type of broadband termination. 18th European Microwave Conf. (1988) 583–587. – [4] Linner, L. J. P.; Lunden, H. B.: Theory and design of broad-band nongrounded matched loads for planar circuits. IEEE-MTT 34, Nr. 8 (1986) 892–896. – [5] Buoli, C.: Microstrip attenuators and terminations realized with periodic electromagnetic structures. 18th European Microwave Conf. (1988) 593–598.

### 4 Dämpfungsglieder. Attenuators

### 4.1 Allgemeines. Introduction

Kenngrößen. Dämpfungsglieder sind lineare, reziproke, zumeist passive Leitungsbauelemente (Zweitore), die die Leistung eines hochfrequenten Eingangssignals verringern. Die Dämpfung a wird im logarithmischen Maß angegeben und ist definiert für angepaßte Abschlüsse an beiden Toren (Bild 1):

$$a/dB = 10 \lg(P_1/P_2) = -20 \lg S_{21}$$
 (1)  
für  $\underline{r}_G = \underline{r}_E = 0$  bzw.  $\underline{Z}_G = \underline{Z}_E = Z_L$ .

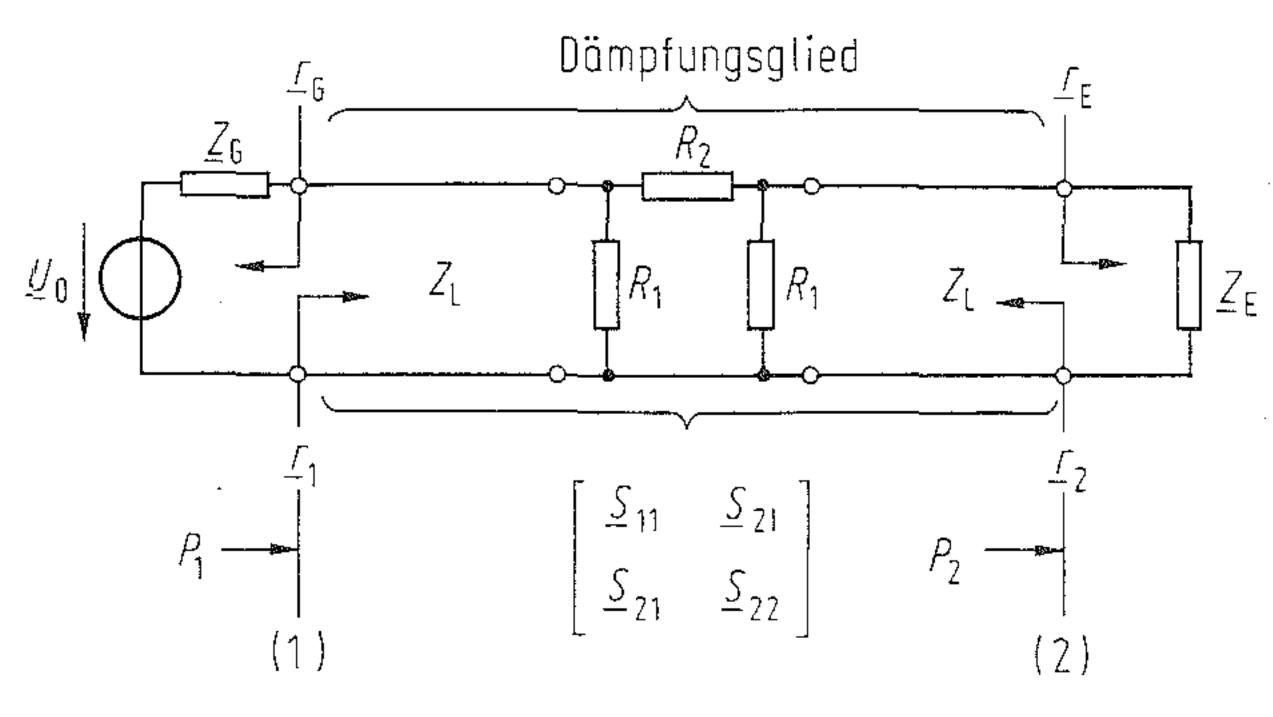


Bild 1. Dämpfungsglied mit Ersatzschaltbild, Bezeichnungen und äußerer Beschaltung

Die Verringerung der Ausgangsleistung  $P_2$  ergibt sich durch Reflexion am Eingang und durch Umsetzen in Wärme im Innern des Bauelements.

$$P_2 = P_1 - P_{\text{refl.}} - P_{\text{absorb.}}$$
 (2)

Absorbierende Dämpfungsglieder ohne Reflexion  $(S_{11} = S_{22} = 0)$  sind universell einsetzbar. Die Rückwirkungen des Dämpfungsglieds auf die angeschlossenen Bauelemente sind dann am geringsten und die Abweichung der Einfügungsdämpfung (Gl. (4)) von der auf dem Dämpfungsglied aufgedruckten Dämpfung a (Gl. (1)) ist überschaubar. Reflektierende Dämpfungsglieder sollten nur mit angepaßten Abschlüssen an beiden Toren benutzt werden, da andernfalls die Einfügungsdämpfung sehr stark von den Reflexionsfaktoren der angeschlossenen Bauelemente abhängt. Fehlanpassungen sind besonders störend bei geringen Dämpfungswerten, bei denen das Dämpfungsglied sozusagen noch durchsichtig ist und eingangs- und ausgangsseitige Reflexionen miteinander interferieren.

Mit Ausnahme einiger Hochleistungsdämpfungsglieder, bei denen der Eingang mehr Verlustwärme abführen kann als der Ausgang, sind Eingang und Ausgang vertauschbar. Wesentliche Kenngrößen von Dämpfungsgliedern sind: Sollwert der Dämpfung bzw. Verstellbereich der Dämpfung, maximaler Eingangsreflexionsfaktor, Frequenzbereich, Steckertyp, maximale Abweichung zwischen Istwert und Sollwert der Dämpfung, Schwankungsbereich des Istwerts als Funktion der Frequenz, maximal aufnehmbare Dauerleistung bzw. Puls-Spitzen-Leistung als Funktion der Umgebungstemperatur, Änderung der Dämpfung als Funktion der Umgebungstemperatur sowie als Funktion der aufgenommenen Leistung, elektrische Länge als Funktion der Frequenz bzw. als Funktion der eingestellten Dämpfung (Phasenlinearität).

#### Anwendungen

Verringern eines Signalpegels: Im Idealfall allseitiger Anpassung  $(S_{11} = S_{22} = r_E = r_G = 0)$  wird der Pegel durch Einfügen des Dämpfungsglieds

um a reduziert. Im realen Fall entsprechend Bild 1 ergibt sich ein Transmissionsfaktor

$$\underline{t} = \underline{a}_{E}/\underline{b}_{G} = \underline{S}_{21}/$$

$$(1 - \underline{r}_{G}\underline{S}_{11} - \underline{r}_{E}\underline{S}_{22} - \underline{r}_{G}\underline{r}_{E}S_{21}^{2} + \underline{r}_{G}\underline{r}_{E}\underline{S}_{11}\underline{S}_{22}),$$

wobei  $b_G$  die vom Generator bei Abschluß mit  $Z_L$  ablaufende Welle und  $a_E$  die auf den Empfänger zulaufende Welle ist. Durch das Einfügen des Dämpfungsglieds verringert sich die vom Empfänger aufgenommene Leistung um den Faktor

$$P_{\rm E}$$
 mit Dämpfungsglied/ $P_{\rm E}$  ohne Dämpfungsglied =  $|\underline{t}^2(1 - \underline{r}_{\rm E}\underline{r}_{\rm G})^2|$  (4)  
Einfügungsdämpfung/dB =  $-10 \lg |\underline{t}^2(1 - \underline{r}_{\rm E}\underline{r}_{\rm G})^2|$ .

Verringern eines Reflexionsfaktors, Entkopplung zwischen zwei Bauelementen: Bei einem fehlangepaßten Bauelement mit dem Reflexionsfaktor  $r_{\rm E}$  wird durch Vorschalten eines idealen Dämpfungsgliedes ( $\underline{S}_{11} = \underline{S}_{22} = 0$ ) die reflektierte Welle um 2a verringert.

$$r_1/\mathrm{dB} = r_E/\mathrm{dB} - 2a/\mathrm{dB}. \tag{5}$$

Im realen Fall ergibt sich

$$\underline{r}_1 = \underline{S}_{11} + \underline{r}_E \underline{S}_{21}^2 / (1 - \underline{r}_E \underline{S}_{22}). \tag{6}$$

Messen der Verstärkung bzw. Dämpfung eines Zweitors durch HF- oder ZF-Substitution (s. 13.5): Für diese Anwendung werden langzeitstabile Präzisionsdämpfungsglieder benötigt, die sowohl einen kleinen Reflexionsfaktor als auch einen sehr genau bekannten Absolutwert der Dämpfung aufweisen müssen. Als Eichnormale werden stetig veränderbare Dämpfungsglieder benutzt, bei denen sich die Dämpfungsänderung

durch Messen einer mechanischen Größe exakt ermitteln läßt (Bild 3 a und 5 c) [1].

#### 4.2 Festdämpfungsglieder

Fixed attenuators, pads

Bis zu Frequenzen von einigen GHz lassen sich angepaßte Dämpfungsglieder in  $\Pi$ - oder T-Schaltung mit geeigneten diskreten Widerständen aufbauen. Für das  $\Pi$ -Glied (Bild 1) gilt mit Gl. (1):

$$R_1 = Z_L(S_{21} + 1)/(1 - S_{21}),$$
  
 $R_2 = Z_L(1 - S_{21}^2)/(2S_{21}),$  (7)

und für das T-Glied mit zwei Längswiderständen  $R_2$  und einem Querwiderstand  $R_1$  (Bild 3g):

$$R_1 = 2S_{21} Z_{\rm L}/(1 - S_{21}^2),$$
  
 $R_2 = Z_{\rm L} (1 - S_{21})/(S_{21} + 1).$  (8)

Die Widerstände werden als Dünnfilm-Widerstandsschicht auf nichtleitendem Trägermaterial realisiert. Um die in der Widerstandsschicht entstehende Verlustwärme gut abführen zu können, wird  $Al_2O_3$ -Keramik, Saphir oder BeO-Keramik als Substratmaterial benutzt. Die obere Frequenzgrenze ist dadurch gegeben, daß der Widerstandswert aufgrund des Skineffekts frequenzabhängig wird, sobald die Schichtdicke nicht mehr klein gegen das Eindringmaß  $\delta$  ist.

Schichtdicke 
$$\ll \delta = 1/\sqrt{\pi \mu f \kappa}$$
.

Weiterhin dadurch, daß die Abmessungen nicht mehr klein gegen die Wellenlänge sind (Berücksichtigung der endlichen Länge als gedämpfte Leitung, Bauform analog zu Bild 2a, in [2]).

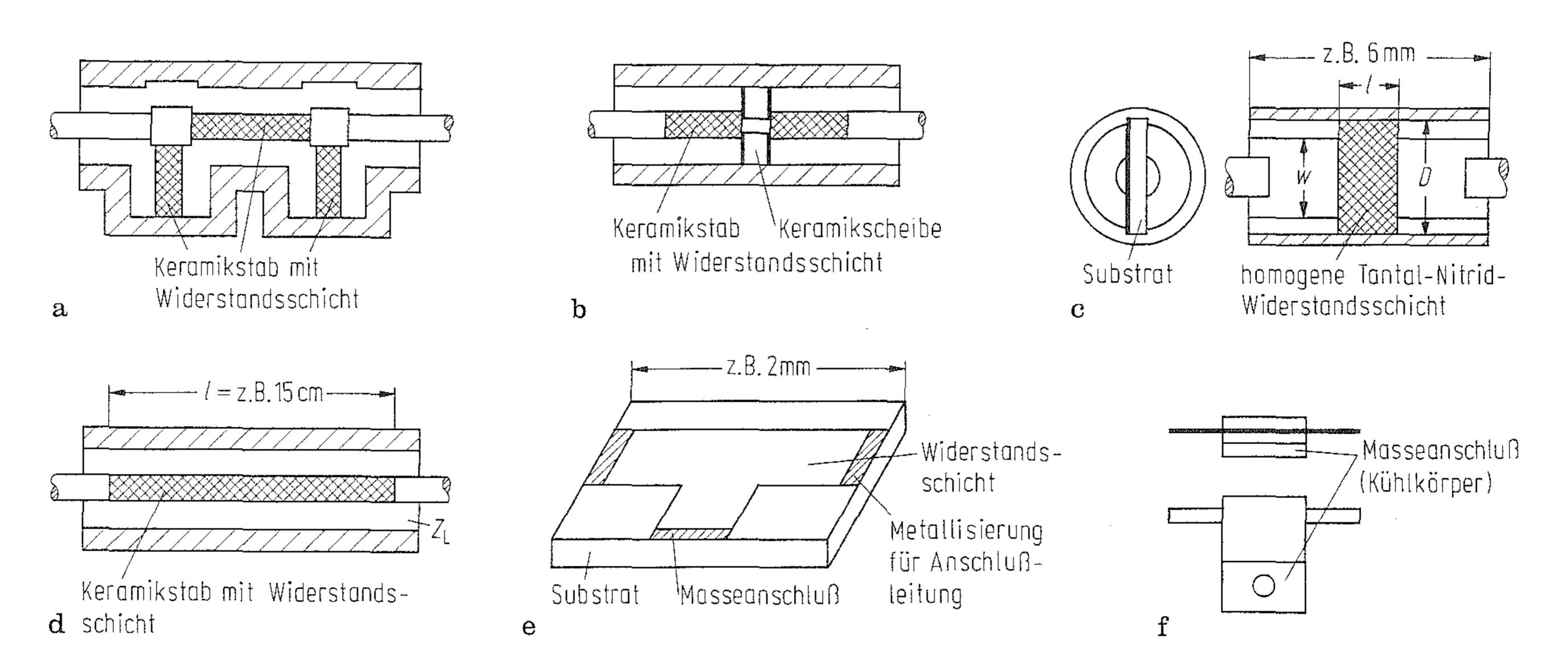


Bild 2. Bauformen von Festdämpfungsgliedern. a  $\Pi$ -Schaltung mit Stabwiderständen; b T-Schaltung mit Stabwiderständen und Scheibenwiderstand; c Dünnschicht-Dämpfungsglied; d Lossy line attenuator (f > 1 GHz), e Dünnschicht-Dämpfungsglied für Microstripschaltungen, ohne Gehäuse (Chip-Dämpfungsglied); f Microstrip-Leistungsdämpfungsglied mit Gehäuse

Bild 2b zeigt ein T-Glied in Koaxialtechnik mit zwei zylindrischen Längswiderständen und einem Scheibenwiderstand.

Standardbauform für den Frequenzbereich 0 bis 18 GHz, Leistungen bis 2 W und Reflexionsfaktoren unter 10% ist das Dünnschicht-Dämpfungsglied entsprechend Bild 2c. Der koaxiale Innenleiter geht über in einen Streifenleiter auf einem Keramiksubstrat. Dann kommt der abrupte Übergang auf eine homogene Widerstandsschicht mit dem Flächenwiderstand  $R_{\rm F}$ . Faßt man diese Schicht als verlustbehaftete R-G-Leitung mit  $l \ll \lambda$  auf, so ergibt sich mit

$$R' = R_{\rm F}/w \text{ und } G' = 4/(R_{\rm F}(D - w)):$$
 $Z_{\rm L} = R_{\rm F} \sqrt{D - w}/\sqrt{4w} \text{ und}$  (9)
 $\alpha = 2/\sqrt{w(D - w)}$ 

und damit eine Dämpfung  $a/dB = 8,686\alpha l$ , die nur eine Funktion der Geometrie ist. Die Dämpfung von Dünnschicht-Dämpfungsgliedern ist deshalb in erster Näherung unabhängig von der Frequenz, der Temperatur und von der Leitfähigkeit der Widerstandsschicht.

Dämpfungsglieder aus einer Leitung mit ausschließlichen Längsverlusten (G'=0) haben große Baulänge (günstig zur Wärmeableitung) und eine untere Grenzfrequenz (Bild 2d). Für  $R'/(\omega L') \ll 1$ , daraus folgt  $f \gg c_0 R'/(2\pi Z_L)$ , ist die Dämpfung konstant:  $a/\mathrm{dB} = 4{,}343\,l\,R'/Z_L$ . Bild 2e zeigt ein Chip-Dämpfungsglied für Microstripleitungen ohne Gehäuse (Bild 2f mit Gehäuse). Um eine hohe obere Grenzfrequenz zu erreichen, muß ein induktivitätsarmer Masseanschluß realisiert werden.

Zum Ausgleich des Frequenzgangs von z. B. Verstärkern oder Leitungen werden Dämpfungsglieder mit vorgegebener, dem zu kompensierenden Verlauf entgegengesetzter Dämpfungscharakteristik eingesetzt (gain equalizer) [3–6].

#### 4.3 Veränderbare Dämpfungsglieder

Variable attenuators

Stufig veränderbare Dämpfungsglieder. Man unterscheidet zwei Bauformen:

Dämpfungspatronen entsprechend Bild 2c werden in einer drehbaren Trommel angeordnet und jeweils eine wird über koaxiale Kontakte mit den Anschlußleitungen verbunden.

In Serie geschaltete Dämpfungsglieder werden je nach Bedarf durch parallelgeschaltete verlustlose Leitungen überbrückt. Die mechanisch bzw. elektromechanisch betätigbaren Umschaltkontakte werden als TEM-Leitungen mit konstantem Wellenwiderstand ausgeführt.

Beidseitig angepaßte, geeichte, einstellbare

Dämpfungsglieder werden auch als Eichleitung bezeichnet.

Stetig veränderbare Dämpfungsglieder. Kontinuierlich einstellbare Dämpfungsglieder werden seltener eingesetzt als stufig schaltbare, da sie weniger breitbandig herstellbar sind und stärkere Abweichungen vom angestrebten idealen Verhalten aufweisen. Beim Hohlleiterspannungsteiler (Bild 3 a) wird die exponentielle Entfernungsabhängigkeit des aperiodischen Feldes in einem Hohlleiter weit unterhalb der kritischen Frequenz ausgenutzt [1]. Oberhalb einer Mindestentfernung  $l_0 \approx d$ , bzw. einer Grunddämpfung  $a_0 \approx 30$  dB steigt die Dämpfung

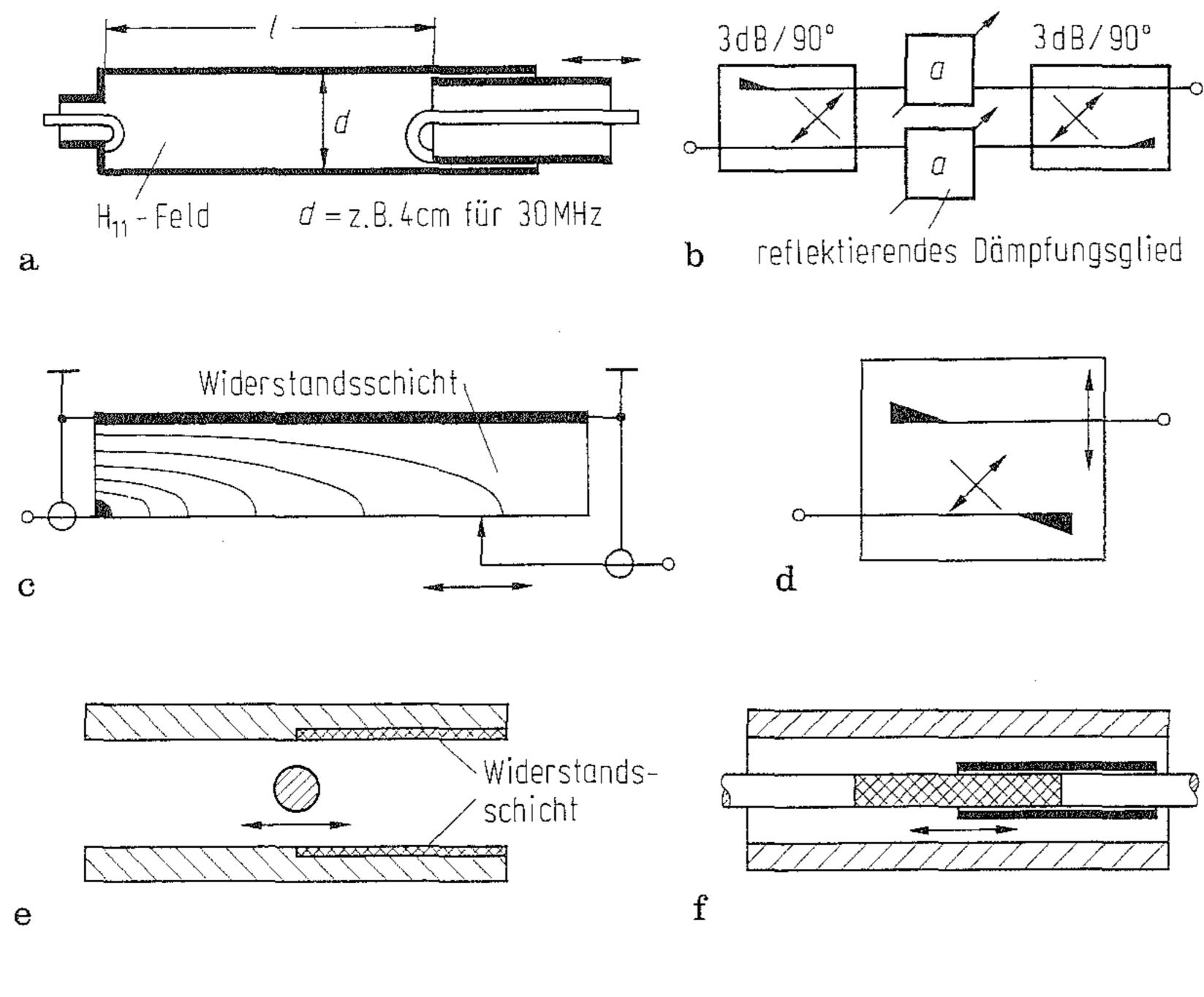
$$a = a_0 + 32 \text{ dB} (l - l_0)/d$$

linear mit dem Abstand der Koppelschleifen bis auf Werte von z. B. 120 dB. Die elektrische Länge bleibt in diesem Bereich konstant. Für Abstände kleiner als  $l_0$  ändert sich die Dämpfung stärker als im linearen Bereich. Die Anordnung wirkt reflektierend, läßt sich jedoch schmalbandig durch Impedanztransformation anpassen. Für den universellen Einsatz als breitbandiges, angepaßtes Dämpfungsglied werden zwei fehlangepaßte Dämpfungsglieder entsprechend Bild 3b mit zwei 3-dB-Richtkopplern kombiniert. Die Summe der reflektierten Wellen erscheint dann im Idealfall an den internen Abschlußwiderständen, die Differenz, d. h. Null bei symmetrischem Aufbau, am Eingang bzw. Ausgang.

Nach dem gleichen Prinzip wie in Bild 3a, angewandt auf ein stationäres Strömungsfeld in einer Widerstandsschicht, arbeitet das logarithmische Potentiometer (Bild 3c). Zur Veranschaulichung sind einige Potentiallinien zwischen der punktförmigen Einspeisung und der linienförmigen Massekontaktierung eingezeichnet. Die Ausgangsspannung wird mit einem Schleifkontakt abgegriffen. Das Verfahren ist bis etwa 4 GHz einsetzbar.

Bild 3 d zeigt einen Richtkoppler mit variabler Koppeldämpfung, Bild 3e und 3f Dämpfungsglieder, die auf Leistungsabsorption durch einstellbare Leitungsverluste basieren (f > 1 GHz). Beim T-Glied in Bild 3g (f < 1 GHz) wird durch unterschiedliche Formgebung der Widerstandsschichten erreicht, daß Gl. (8) stets erfüllt ist und damit Anpassung vorliegt.

Elektronisch veränderbare Dämpfungsglieder. Pin-Dioden lassen sich oberhalb von 1 MHz bis herauf in den Millimeterwellenbereich als gleichstromgesteuerte ohmsche Widerstände einsetzen [7–11]. Für Dämpfungsglieder werden meist mehrere Dioden in Schaltungen entsprechend Bild 4a, b kombiniert eingesetzt. So läßt sich beispielsweise die Wirkung von Paralleldioden vervielfachen, wenn die Dioden nicht unmittelbar



 $R_2$   $R_2$  Widerstandsschichten mit Schleifkontakten

Bild 3. Stetig veränderbare Dämpfungsglieder. a Hohlleiterspannungsteiler (piston); b breitbandig angepaßtes Dämpfungsglied; c logarithmisches Potentiometer; d variabler Richtkoppler; e Außenleiter mit Verlusten; f Innenleiter mit Verlusten; g variables T-Glied

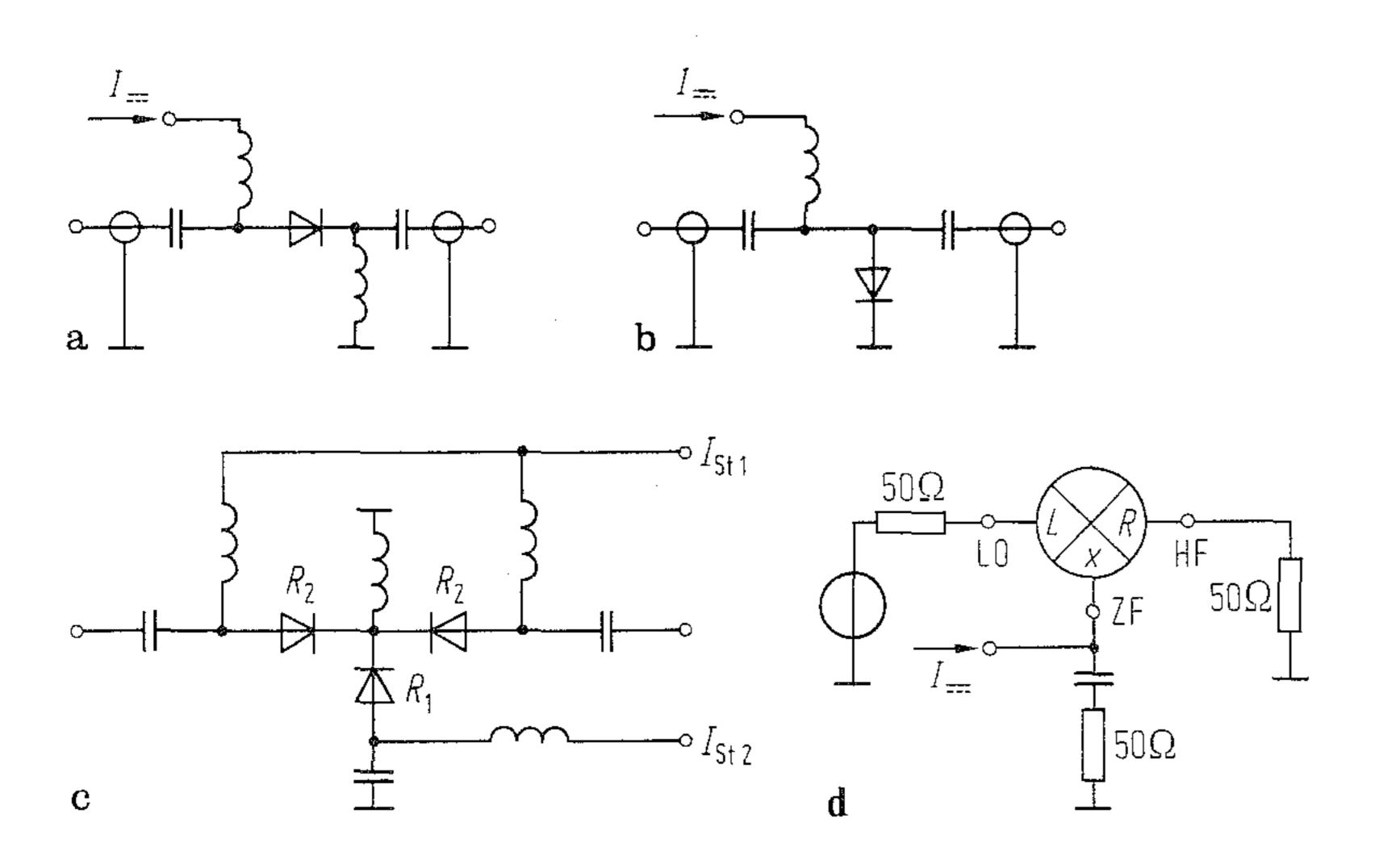


Bild 4. Pin-Dioden-Dämpfungsglied mit a Seriendiode; b Paralleldiode; c T-Glied; d symmetrischer Mischer als Dämpfungsglied

parallelgeschaltet werden, sondern wenn jeweils eine  $\lambda/4$ -Leitung zwischen den einzelnen Dioden eingefügt wird. Die Dämpfung entsteht überwiegend durch Reflexion. Mit zunehmender Dämpfung wird der Eingangsreflexionsfaktor solcher reflektierender Dämpfungsglieder immer größer (z. B. r=0.85 bei a=30 dB). Typische Daten: a=1-80 dB, I=0-30 mA,  $P_{\rm max}=100$  mW. In einer Schaltung entsprechend Bild 3 b läßt sich die Anpassung wesentlich verbessern und

die zulässige Eingangsleistung auf z.B. 2 W erhöhen. Das so entstandene absorbierende Dämpfungsglied ist unabhängig von der Größe des eingestellten Dämpfungswerts gut angepaßt. Die erreichbare relative Bandbreite liegt bei 3:1. Ebenfalls wenig reflektierend und zudem extrem breitbandig (z.B. 0,3 bis  $18~\mathrm{GHz}$ ) läßt sich ein Pin-Diodendämpfungsglied entsprechend Bild  $4\mathrm{c}$  aufbauen. Die Steuerströme  $I_{\mathrm{St}\,2}$  und  $I_{\mathrm{St}\,2}$  werden so gewählt, daß die Widerstände der Pin-

Dioden jeweils Gl. (8) erfüllen. Für relative Bandbreiten bis zu 2:1 lassen sich die beiden Seriendioden durch Paralleldioden ersetzen, wobei ein dazwischengeschaltetes, verlustloses Transformationsnetzwerk dafür sorgt, daß die Anordnung elektrisch äquivalent ist.

Ein symmetrischer Mischer ist auch bei niedrigen Frequenzen, wo Pin-Dioden versagen, als Dämpfungsglied einsetzbar (Bild 4d). Er arbeitet ebenfalls reflektierend. Der Dämpfungsbereich erstreckt sich von 2 ... 3 dB bei I = 10 ... 20 mAbis etwa 40 dB (LO-RF-Isolation) bei I=0. Die obere Leistungsgrenze ist durch den 1-dB-Kompressionspunkt gegeben. Während mit Pin-Diodendämpfungsgliedern Umschaltzeiten in der Größenordnung von 10 ns erreichbar sind, lassen sich mit GaAs-FET-MMICs (s. F6) Zeiten unterhalb von 1 ns verwirklichen. Die Ansteuerung erfolgt leistungsarm über Gleichspannungen im Bereich von 0 V bis etwa -2 V. Bild 5zeigt ein einfaches Schaltungsbeispiel. GaAs-FET-Dämpfungsglieder haben in der Regel die untere Grenzfrequenz 0 (Bandbreite z.B. 0 bis 50 GHz). Sie sind bei entsprechender Auslegung und Ansteuerung gut angepaßte, absorbierende Dämpfungsglieder. Die minimal erreichbare Durchgangsdämpfung beträgt bei tiefen Frequenzen etwa 1 dB und steigt bei 50 GHz auf etwa 3 dB an.

Die oben angeführten, elektronisch veränderbaren Dämpfungsglieder sind alle auch als Schalter oder als Amplituden-Modulator einsetzbar.

#### 4.4 Hohlleiterdämpfungsglieder

Waveguide attenuators

Als Festdämpfungsglieder werden in der Hohlleitertechnik Richtkoppler eingesetzt. Zur Herstellung variabler Dämpfungsglieder benutzt man dünne Widerstandsfolien, die, sofern sie parallel zu den elektrischen Feldlinien angeordnet sind, die Welle durch dielektrische Verluste dämpfen. Ein allmählicher Übergang in den Bereich hoher Dämpfung vermeidet Reflexionen. In Bild 6a und b sind die beiden üblichen Ausführungsformen für die H<sub>10</sub>-Welle im Rechteckhohlleiter skizziert.

Das Rotationsdämpfungsglied in Bild 6c wird über einfache, allmähliche Übergänge an Recht-eckhohlleiter angeschlossen. Eine von links ein-

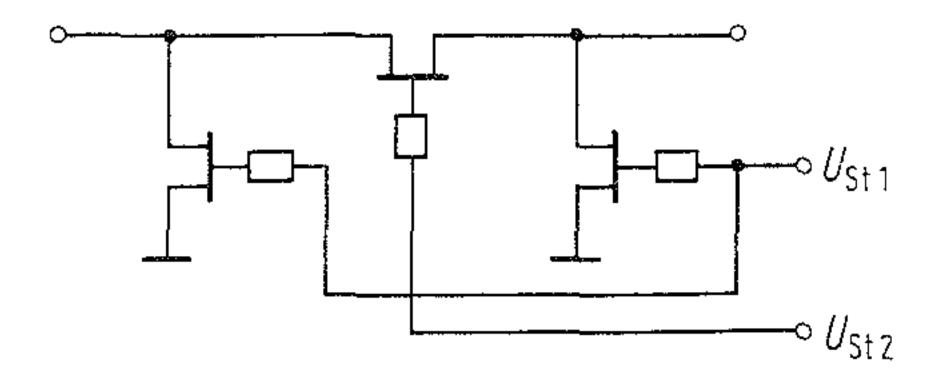


Bild 5. Dämpfungsglied mit GaAs-MESFETs

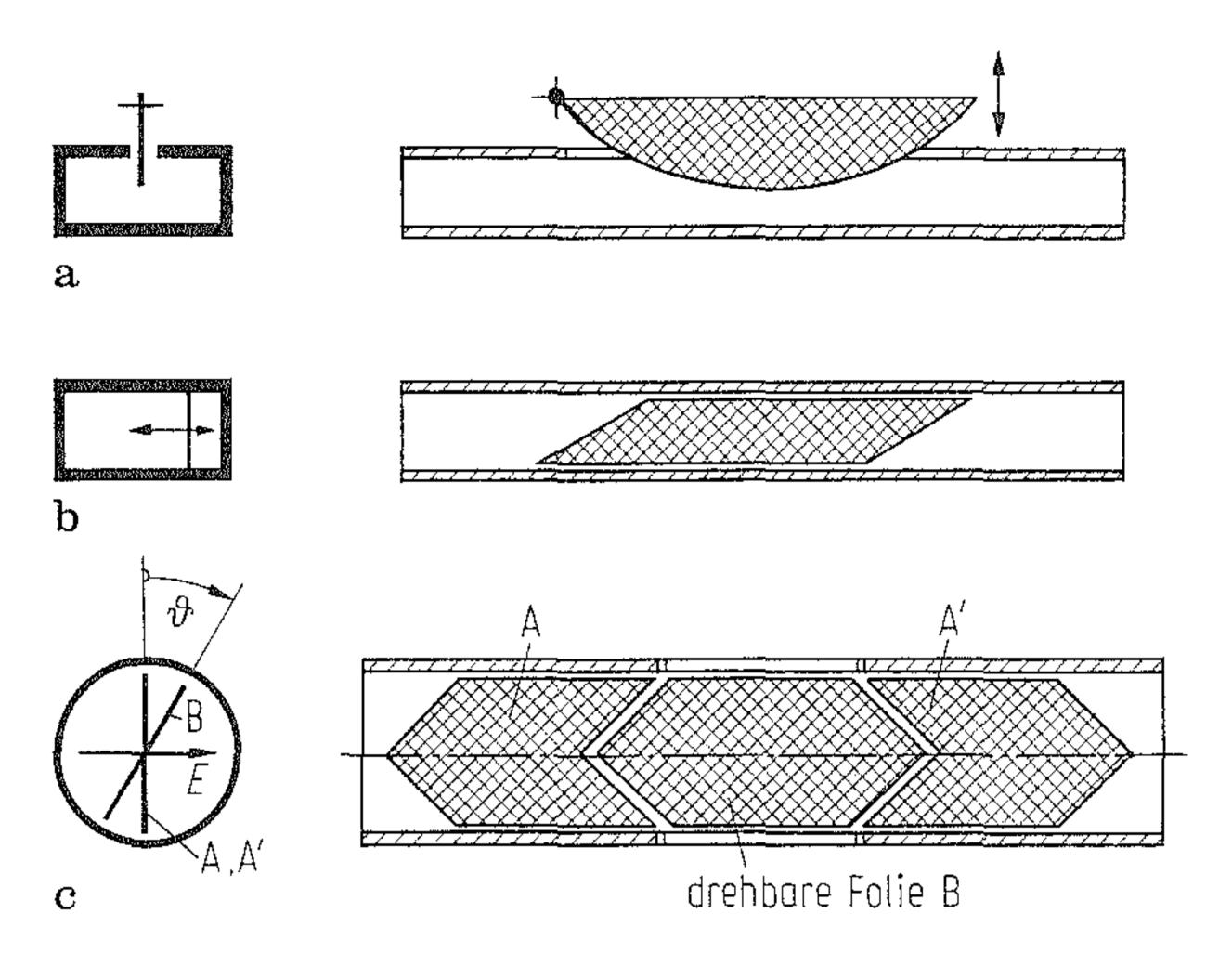


Bild 6. Hohlleiterdämpfungsglieder. a Dämpfungsfolie mit variabler Eintauchtiefe (flap attenuator); b Dämpfungsfolie mit einstellbarem Abstand zur Seitenwand; c Rotationsdämpfungsglied (rotary vane attenuator) für die H<sub>11</sub>-Welle im Rundhohlleiter

fallende Welle mit der Amplitude  $E_0$  durchläuft zunächst ohne Reflexion und Dämpfung Folie A (E senkrecht zur Folie). Im drehbaren Bereich B  $(9 = 0 \text{ bis } 90^\circ)$  wird die zur Folie tangentiale Feldstärkekomponente vollständig gedämpft, so daß eine Welle mit der Amplitude  $E_0 \cos \vartheta$  und einer um 9 gedrehten Polarisationsebene in den Bereich der Folie A' eintritt. Hier wird wiederum die zu dieser Folie parallele Komponente der elektrischen Feldstärke gedämpft. Die austretende Welle ist normal polarisiert ( $\theta = 90^{\circ}$ ) und hat die Amplitude  $E_0 \cos^2 \theta$ . Die Dämpfung  $a = -20 \lg(\cos^2 \theta)$  ist damit nur eine Funktion des Drehwinkels, also weitgehend unabhängig von der Frequenz, der Temperatur, der Luftfeuchtigkeit, der Leitfähigkeit der Folie etc. Typische Daten (X-Band): a = 0.5 - 50 dB,  $\Delta a = \pm 0.1 \text{ dB}, r < 7\%, P_{\text{max}} = 10 \text{ W}, \text{ elektrische}$ Länge unabhängig von der eingestellten Dämpfung.

Neben diesen mechanisch einstellbaren Dämpfungsgliedern werden in der Hohlleitertechnik ebenfalls elektronisch steuerbare Pin-Diodendämpfungsglieder eingesetzt.

Spezielle Literatur: [1] Weinschel, B.O.: New attenuation standard uses laser interferometer. Microwave J., No. 8 (1984) 145–148. – [2] Kraus, A.: Einführung in die Hochfrequenzmeßtechnik. München: Pflaum 1980. – [3] Weidmann, J.: Procedure yields effective matched slope-equalizer design. Microwave System News, Juli 1986, 107–115. – [4] Barbaria, R.G.: Coaxial resonators precisely adjust equalization curves. Microwaves & RF, Mai 1988, 184–192. – [5] Redus, J.: Gain equalization for 2–6 GHz amplifier chains. Applied Microwave, Nov./Dez. 1989. – [6] Marcovic, Z.M.: Designing frequency dependent attenuators for broadband microwave circuits. Microwave Journal, Mai 1991, 242–260. – [7] Mortenson, K.E.; Borrego, J.M.: Design, performance and applications of micro-

wave semiconductor control components. Dedham: Artech House 1972. – [8] *Garver*, *R.V.*: Microwave diode control devices. Dedham: Artech House 1976. – [9] *Renz*, *E.*: Pin and Schottky Dioden. Heidelberg: Hüthig 1976. – [10] *White*, *J.F.*: Microwave semiconductor engineering. New York: Van Nostrand Reinhold 1982. – [11] *Kesel*, *G.*; *Hammerschmitt*, *J.*; *Lange*, *E.* Signalverarbeitende Dioden. Berlin: Springer 1982.

### 5 Verzweigungen. Branching devices

## 5.1 Angepaßte Verzweigung mit Widerständen

Matched powersplitting by a resistive network

Bei einer angepaßten Verzweigung mit Widerständen kann über einen sehr großen Frequenzbereich der Reflexionsfaktor – in alle Anschlüsse hineingemessen – sehr klein gehalten werden. Der Eingang und die Ausgänge haben gleichen Wellenwiderstand. Zum Beispiel ist bei einer Verzweigung mit einem Eingang, drei Ausgängen und 1 W Belastung im Frequenzbereich von 0 bis 3 GHz ein maximaler Reflexionsfaktor von 0,03 möglich.

Die Leistungsdämpfung a vom Eingang zu einem Ausgang oder der verschiedenen Ausgänge untereinander ist (alle freien Ausgänge sind mit dem Abschlußwiderstand von  $Z_{L\,2}$  abgeschlossen; i entspricht der Anzahl der Ausgänge):

$$a(dB) = 20 \lg \left(\frac{1}{i}\right). \tag{1}$$

In Bild 1 ist i = 3.

Die Widerstände  $R_{20}$  für die beste Anpassung aller Anschlüsse sind

$$R_{20} = Z_{L2} \frac{i-1}{i+1}. \tag{2}$$

Ist der Wellenwiderstand zwischen Eingang und Ausgang verschieden, so kann die Anpassungsschaltung von Bild L 1.1 a dem Eingang der Schaltung von Bild 1 vorgeschaltet werden. Die

Spezielle Literatur Seite L 26

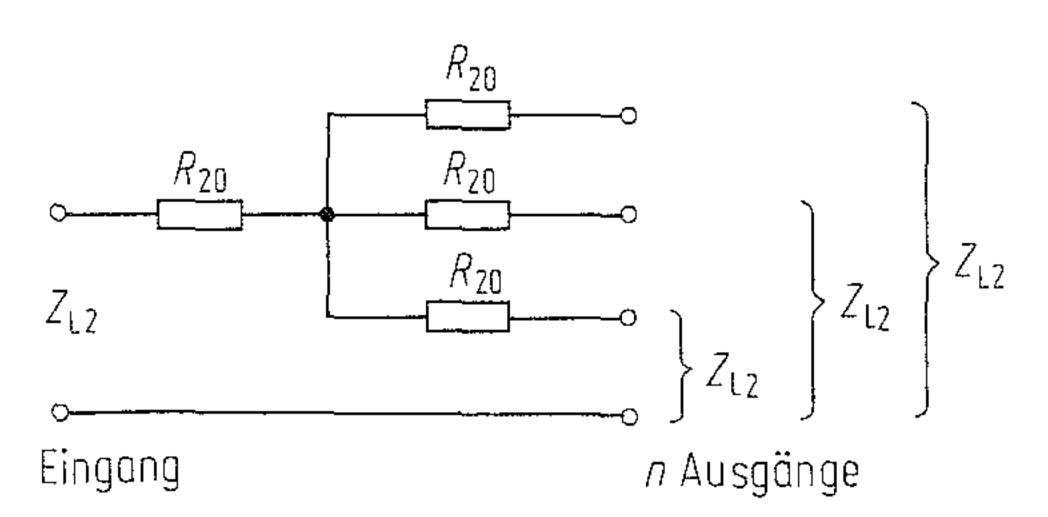


Bild 1. Widerstandsanpaßschaltung einer Verzweigung

Leistungsdämpfungen a(dB) von Gl. (1) und Gl. L1 (1) addieren sich.

#### 5.2 Leistungsverzweigungen

Power divider

Parallelverzweigungen werden in [1-9] eingehend behandelt.

Angepaßte Parallelverzweigung. (Bild 2). Bei der angepaßten Parallelverzweigung entsteht im Verzweigungspunkt, bedingt durch die Feldverzerrungen, ein Reflexionsfaktor. Bei Leitungsabmessungen mit einer Grenzfrequenz  $f/f_{\rm c} < 0.6$  bleibt der Reflexionsfaktor kleiner 1.5%.

$$Z_{L0} = Z_{L1} Z_{L2} / (Z_{L1} + Z_{L2}).$$
 (3)

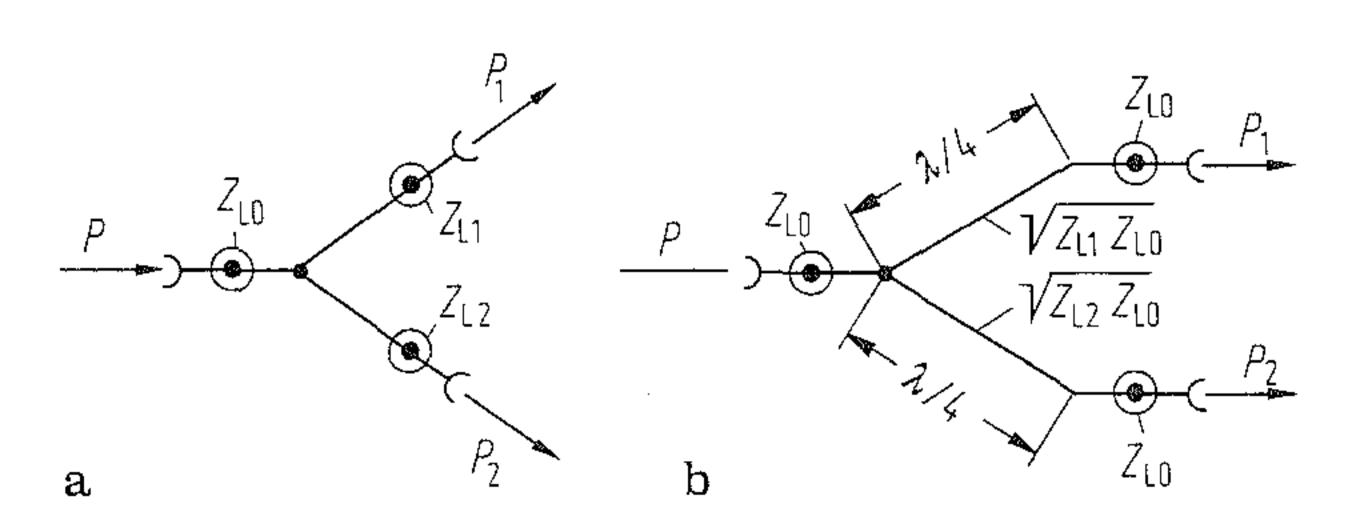
Sind die verzweigenden Leitungen  $Z_{\rm L\,1}$  und  $Z_{\rm L\,2}$  mit ihren Abschlußwiderständen  $R_{\rm 1}$  und  $R_{\rm 2}$  exakt abgeschlossen, so ist die Leistungsteilung

$$P/P_1 = 1 + R_1/R_2, (4)$$

$$P/P_2 = 1 + R_2/R_1. ag{5}$$

Die gesetzmäßige Leistungsaufteilung mit einer annehmbaren Bandbreite ist nur gewährleistet, wenn die Leitungswellenwiderstände  $Z_{\rm L1}$  und  $Z_{\rm L,2}$  nicht mehr als 20% zueinander abweichen und die abzweigenden Leitungen am Verzweigungspunkt symmetrisch aufgebaut sind. Damit die vorgesehene Leistungsteilung durch die Festlegung von  $Z_{1,1}$  und  $Z_{1,2}$  nicht verändert wird, sollte der durch die Abschlußwiderstände transformierte Reflexionsfaktor von  $Z_{1,1}$  und  $Z_{1,2}$  am Verzweigungspunkt kleiner 5% sein. Ein weiterer Nachteil ist die geringe Entkopplung zwischen den verzweigenden Leitungen. Die Anpassung des Verzweigungssystems ist nur bei Einspeisung in den Summenanschluß gegeben, wenn alle verzweigenden Leitungen richtig abgeschlossen sind. Bei Einspeisung in einen verzweigenden Anschluß und richtigen Abschluß aller übrigen Leitungen ist die Anpassung schlecht.

Verzweigung mit großem Teilverhältnis. Bei größeren Abweichungen der verzweigenden Teillei-



**Bild 2.** Leistungsverzweigungen. a mit verschiedenen abzweigenden Leitungswellenwiderständen; **b**  $Z_{\rm L\, 1}$  und  $Z_{\rm L\, 2}$  durch eine Transformationsschaltung von  $Z_{\rm L\, i}$  nach  $Z_{\rm L\, 0}$  ersetzt