

K Hochfrequenz-Wellenleiter

Transmission lines and waveguides

J. Bretting (6); H. Dalichau (1, 2, 7); H. Groll (4); K. Petermann (5); J. Siegl (3)

1 Zweidrahtleitungen. Two wire lines

1.1 Feldberechnung

Computation of fields

Grundwelle der verlustlosen Zweidrahtleitung (Bild 1) ist die TEM-Welle. Zwei parallele Leiter (Mittelpuntsabstand s , Durchmesser d) in einem transversal homogenem Dielektrikum (Dielektrizitätszahl ϵ_r) haben bei extremem Skin-Effekt (Eindringmaß $\delta = 1/\sqrt{\pi \mu f \kappa} \ll d$) den Leitungswellenwiderstand

$$Z_L = Z_0 \ln(s/d + \sqrt{(s/d)^2 - 1}) / (\pi \sqrt{\epsilon_r}), \quad (1)$$

bzw. umgeformt

$$Z_L = Z_0 \operatorname{arcosh}(s/d) / (\pi \sqrt{\epsilon_r}) \quad \text{mit}$$

$$Z_0 = 120 \pi \Omega = 377 \Omega.$$

Näherungsweise gilt für dünne Leiter mit einem Fehler $< 1\%$ für $s > 3,6 d$:

$$Z_L \approx 120 \Omega \ln(2s/d) / \sqrt{\epsilon_r}.$$

Feldbild der TEM-Welle auf der Zweidrahtleitung (Bild 2) ist frequenzunabhängig das bipolare Koordinatensystem. Es ergibt sich mit der konformen Abbildung $x + jy = a \tanh(\pi w / (2a))$ aus einem kartesischen Koordinatensystem mit $w = u + jv$. Jede der magnetischen Feldlinien (Potentiallinien) mit $u = \text{const}$ kann als Leiteroberfläche gewählt werden. Mittelpunkt des Leiters ist $x = s/2$. Die Pole des Koordinaten-

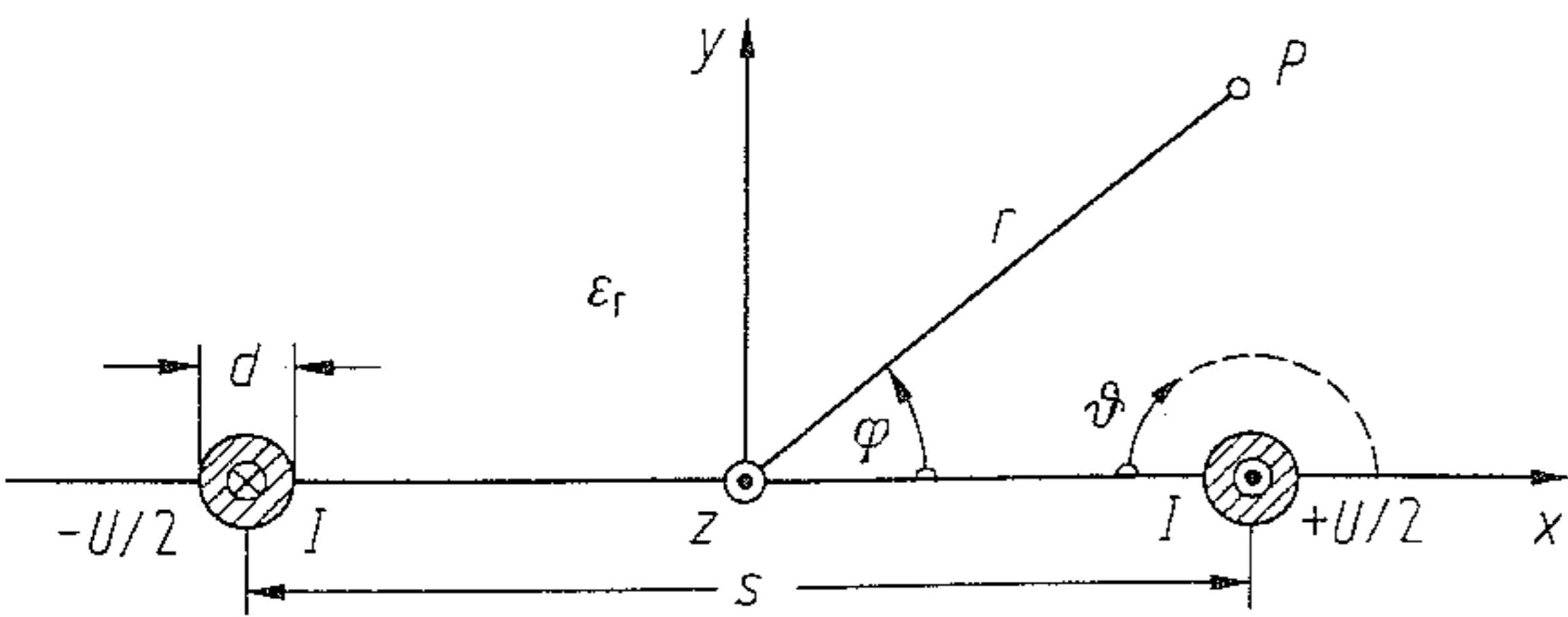


Bild 1. Symmetrische Zweidrahtleitung, Koordinatensystem und Bezeichnungen

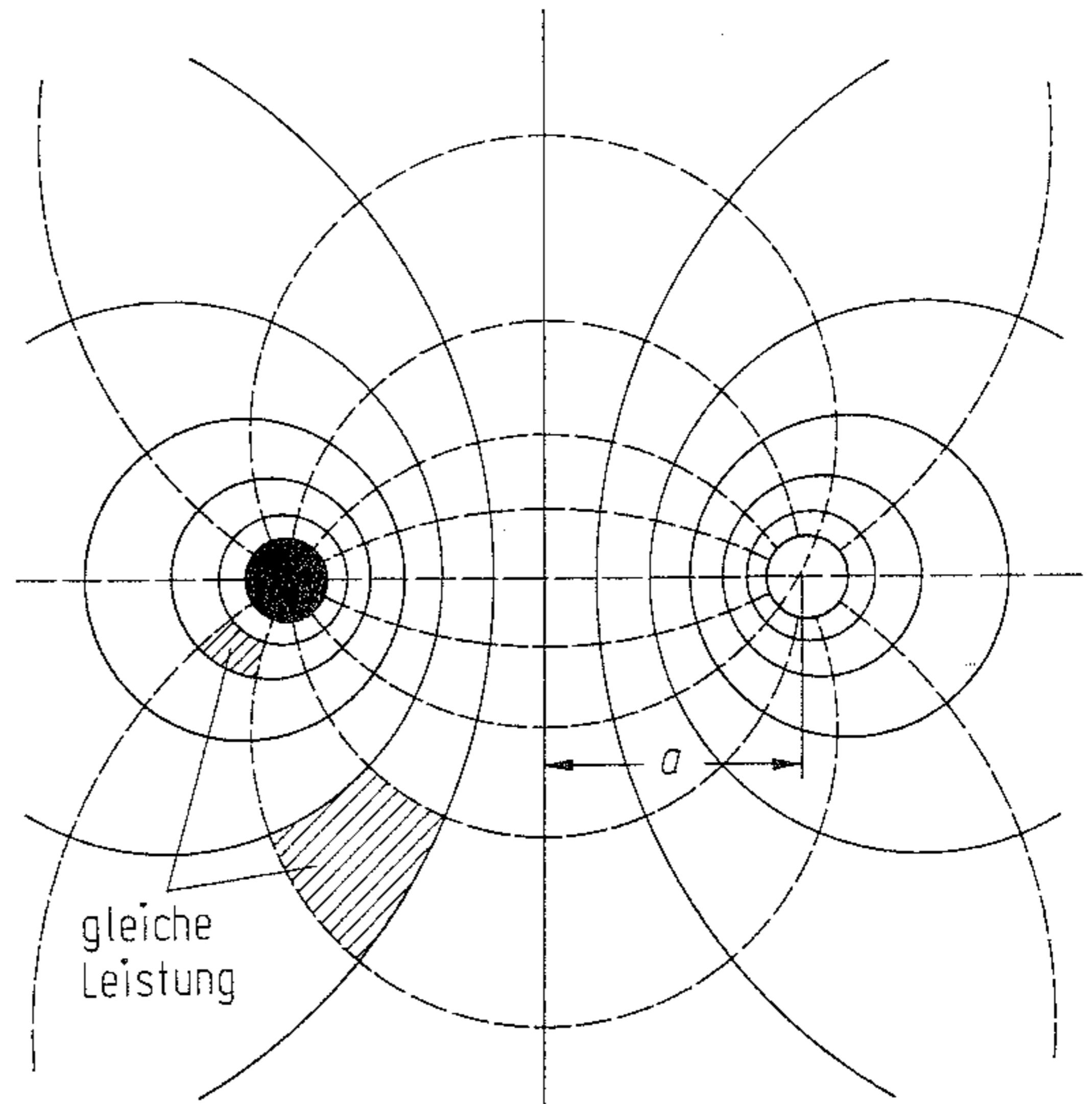


Bild 2. Feldbild der TEM-Welle auf einer Zweidrahtleitung (orthogonale Kreise). Elektrische Feldlinien (gestrichelt) und magnetische Feldlinien (ausgezogene Linien)

systems liegen exzentrisch bei $x = a$ mit $a = \sqrt{s^2 - d^2}/2$. Da in jedem Kästchen des Feldbilds die gleiche Leistung transportiert wird, läßt sich deutlich ablesen, daß speziell bei dünnem Leiter die Strahlungsdichte in unmittelbarer Leiternähe sehr stark zunimmt. Für dünne Leiter ($s > 3,6 d$) gilt

$$H(x, y) = (Is / (2\pi)) \cdot (2xy e_x - c e_y) / (c^2 + 4x^2 y^2),$$

$$E(x, y) = (Us / (2 \ln(2s/d))) \cdot (c e_x - 2xy e_y) / (c^2 + 4x^2 y^2) \quad (2)$$

mit $c = y^2 - x^2 + (s/2)^2$.

Im Fernfeld, bei Abständen $r \gg s$ von den Leitern, ergibt sich das Feld eines Liniendipols

$$H(r) = Is / (2\pi r^2)$$

$$E(r) = Us / (2r^2 \ln(2s/d)). \quad (3)$$

Leistungsdichte bzw. Feldstärke nehmen bei Abstandsverdopplung um 12 dB ab. Außerhalb des Grenzradius r_g wird nur noch $\Delta\%$ der Gesamtleistung transportiert:

$$r_g = 5s \sqrt{120 / (Z_L \Delta \sqrt{\epsilon_r})}, \quad (Z_L \text{ in } \Omega). \quad (4)$$

Wegen des Proximityeffekts ist die Oberflächenstromdichte K ungleichmäßig am Leiterumfang verteilt:

$$K(\vartheta) = I \sqrt{(s/d)^2 - 1} / [\pi d ((s/d) - \cos \vartheta)]. \quad (5)$$

Damit ergibt sich das Dämpfungsmaß durch Leiterverluste zu

$$\alpha_L = \sqrt{\epsilon_r} s / (Z_0 d^2 \kappa \delta \sqrt{(s/d)^2 - 1}) \cdot \ln((s/d) + \sqrt{(s/d)^2 - 1}). \quad (6)$$

Optimale Dimensionierung in [1].

1.2 Bauformen. Standard constructions

Für die reale Zweidrahtleitung mit transversal inhomogenem Dielektrikum und Leiterverlusten existiert keine geschlossene Lösung. Bei der Ermittlung der Dämpfung weichen berechnete Werte häufig sehr stark von den realen Werten ab, da durch Schmutz, Feuchtigkeit, Eis und benachbarte Wände bzw. leitende Teile in der Umgebung Zusatzverluste auftreten. Mit zunehmender Frequenz nimmt die Bindung der TEM-Welle an die Leiter ab. Die Abstrahlverluste an Knicken und Störstellen steigen etwa mit f^2 an, so daß der Einsatzbereich der Zweidrahtleitungen bei niedrigen Frequenzen im kHz- und MHz-Bereich liegt. Vorteile der Zweidrahtleitung im Vergleich zur Koaxialleitung sind niedrigere Kosten und geringere Dämpfung bei vergleichbaren Außenabmessungen.

Typische Werte für eine handelsübliche Stegleitung (Bild 3 b) mit $d = 0,9 \text{ mm}$ und $s = 5 \text{ mm}$ sind:

$$Z_L = 240 \Omega \pm 10\%, \quad v_p = 0,85 c_0,$$

$$\alpha(30 \text{ MHz}) = 2,3 \text{ dB}/100 \text{ m},$$

$$\alpha(300 \text{ MHz}) = 8,3 \text{ dB}/100 \text{ m}.$$

Neben 240Ω sind noch 95Ω , 120Ω und 210Ω als Leitungswellenwiderstand üblich. Um die un-

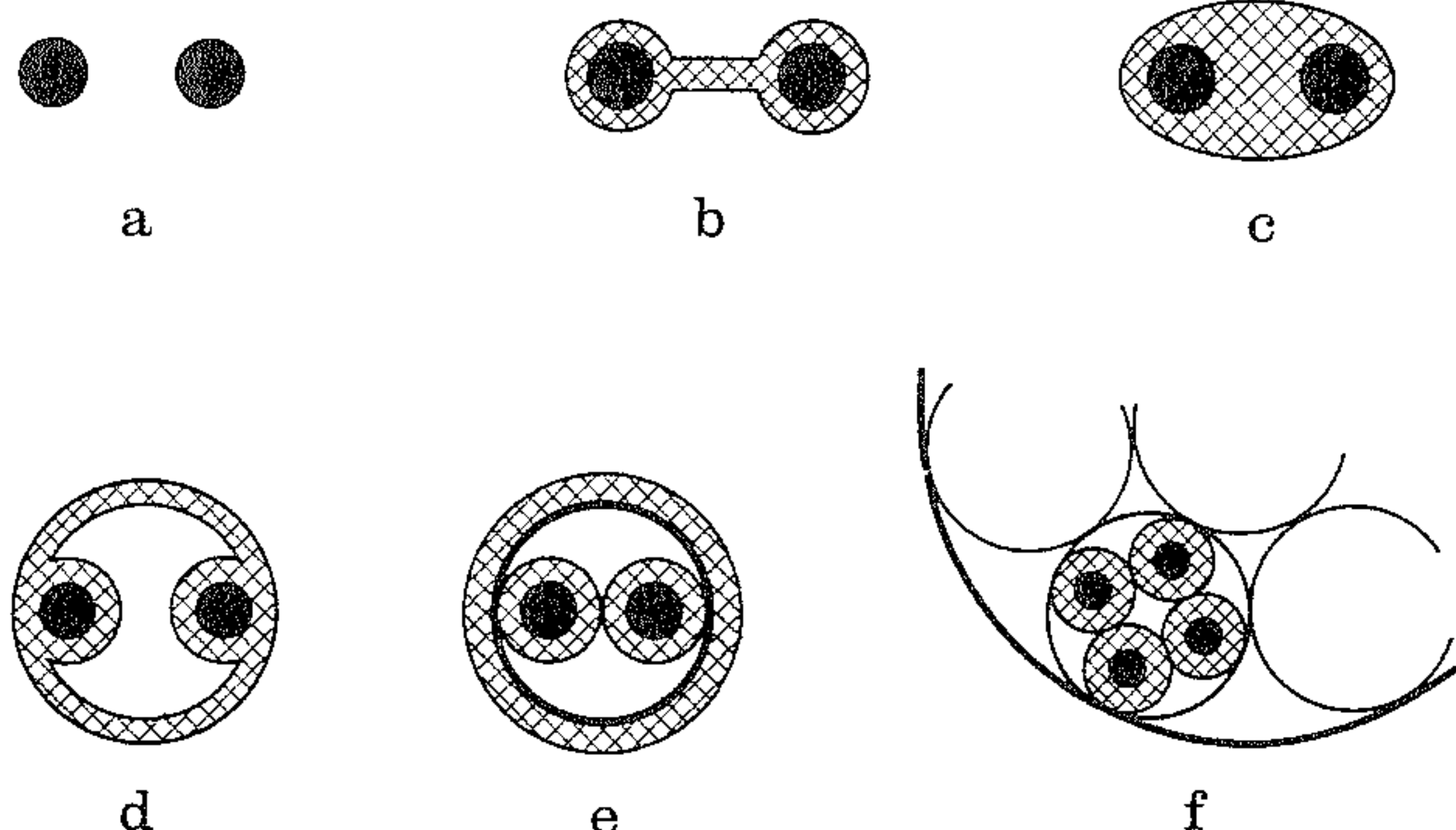


Bild 3. Bauformen von Zweidrahtleitungen. **a** Freileitung; **b** Stegleitung (Bandleitung); **c** Schaumstoffleitung; **d** Schlauchleitung; **e** geschirmte Zweidrahtleitung; **f** symmetrische Vierdrahtleitung (Sternvierer) in einem Fernmeldekabel

geschirmte Zweidrahtleitung gegen elektrische Störfelder zu schützen, wird sie grundsätzlich symmetrisch gegen Masse betrieben. Dies bedingt spezielle Symmetrierübertrager (s. L 2) beim Übergang auf gegen Masse unsymmetrische Bauteile (z. B. Koaxialleitungen). Zum Schutz gegen magnetische Störfelder und zur Verringerung des Außenfeldes können bei Leitungen aus zwei getrennten Leitern beide Leiter miteinander verdreht werden. Durch einen zusätzlichen metallischen Schirm (Bild 3 e) zur Verbesserung der Störfestigkeit nimmt die Dämpfung zu und der Leitungswellenwiderstand wird kleiner.

1.3 Leitungswellenwiderstände [2–5]

Characteristic impedances

Der Kapazitätsbelag eines TEM-Wellenleiters ergibt sich aus dem Leitungswellenwiderstand zu

$$C' = \sqrt{\epsilon_r} / (c_0 Z_L).$$

Der Induktivitätsbelag ergibt sich zu

$$L' = \sqrt{\epsilon_r} Z_L / c_0.$$

Zwei Leiter mit unterschiedlichem Durchmesser (Bild 4 a):

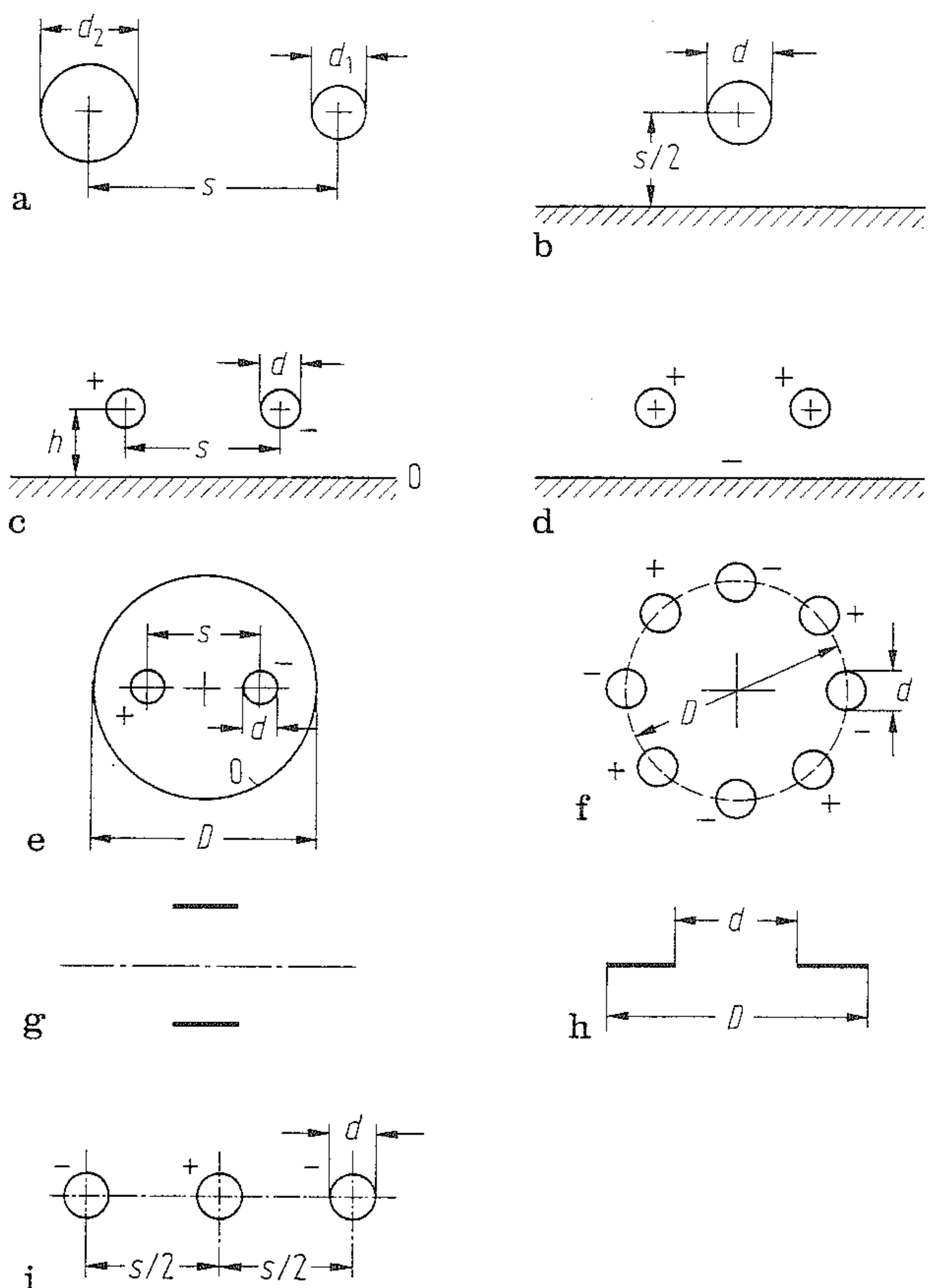


Bild 4. Geometrisch einfache, mit elementaren Funktionen berechenbare Leitungsquerschnitte

$$Z_L = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{arcosh} \frac{4s^2 - d_1^2 - d_2^2}{2d_1d_2} \quad (7)$$

Runder Leiter über leitender Ebene (Bild 4b):
Halber Wert von Gl. (1).

Zwei Leiter über leitender Ebene (Näherung für dünne Leiter):

Gegentaktbetrieb (Bild 4c):

$$Z_L \approx \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{arcosh} \frac{4D^2H^2 - 2|D^2 - H^2| - 1}{2(D^2 + H^2)} \quad (8)$$

für $H + D \geq 4$

$$Z_L \approx \frac{120 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln(2H/\sqrt{(h/d)^2 + 1})$$

für $H, D \geq 3,5$

mit $D = s/d$ und $H = 2h/d$

Gleichtaktbetrieb (Bild 4d):

$$Z_L \approx \frac{30 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{arcosh} \left[H \sqrt{\frac{(2H - 1/H^2 + 4D^2)}{4D^2 + 1}} \right] \quad (9)$$

für $H + D \geq 4$

$$Z_L \approx \frac{30 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln(2H \sqrt{(h/d)^2 + 1})$$

für $H, D \geq 4,5$

mit $D = s/d$ und $H = 2h/d$.

Geschirmte Zweidrahtleitung (Näherung für sehr dünne Leiter, genauere Formel in [1]):

$$Z_L \approx \frac{Z_0}{\pi\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \left\{ \ln \left(2p \frac{1 - q^2}{1 + q^2} \right) - \frac{(1 + 4p^2)(1 - 4q^2)}{16p^4} \right\} \quad (10)$$

mit $p = s/d$; $q = s/D$.

Reusenleitung (Bild 4f; Näherung für $2n$ dünne Leiter):

$$Z_L \approx \frac{Z_0}{n\pi\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{arcosh} \frac{1}{\sin[n \arcsin(d/s)]} \quad (11)$$

Bandleitung (Bild 4g): Doppelter Wert wie die Microstripleitung mit den gleichen Abmessungen (s. K 3) und der Symmetrieebene als Bodenblech.

Planarleitung (Bild 4h):

$$Z_L = AZ_0/\sqrt{\epsilon_r} \quad (12)$$

Die Konstante A ist dabei:

für $d/D > 1/\sqrt{2}$:

$$A = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{d/D}}{1 - \sqrt{d/D}} \right)$$

für $d/D < 1/\sqrt{2}$:

$$A = \pi/\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt[4]{1 - (d/D)^2}}{1 - \sqrt[4]{1 - (d/D)^2}} \right)$$

Dreidrahtleitung (Bild 4i):

$$Z_L \approx \frac{30 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{(D - 1)^3(D + 1)}{2D - 1} \quad \text{für } D \geq 4$$

bzw. $Z_L \sqrt{\epsilon_r} \geq 90 \Omega$ (13)

mit $D = s/d$.

Spezielle Literatur: [1] Zinke, O., Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, 2. Aufl., Bd. I. Berlin: Springer 1973. – [2] Gunston, M. A. R.: Microwave transmission-line impedance data. London: Van Nostrand 1972. – [3] Hilberg, W.: Charakteristische Größen elektrischer Leitungen. Berlin: Berliner Union Kohlhammer 1972. – [4] Hilberg, W.: Electrical characteristics of transmission lines. Dedham: Artech 1979. – [5] Frankel, S.: Multiconductor transmission line analysis. Dedham: Artech 1977.

2 Koaxialleitungen. Coaxial lines

Allgemeine Literatur: Barnes, C.C.: Submarine telecommunication and power cables. Stevenage: Peregrinus 1977. – Gunston, M.A.R.: Microwave transmission-line impedance data. London: Van Nostrand 1972. – Hilberg, W.: Charakteristische Größen elektrischer Leitungen. Berlin: Berliner Union Kohlhammer 1972. – Martin, H.E.: Aufbau und Anwendung von Koaxialkabeln. Nachrichtentech. Fachber. 19 (1960) 117–125. – Morelli, J.; Summer, P.: A flexible alternative to semirigid cable. Microwaves No. 10 (1982), 107, 109, 120. – NTG-Fachber., B. 53: Stand und Entwicklung auf dem Gebiet der Nachrichtenkabel. Berlin: VDE-Verlag 1975. – Richards, K.A.: Flexible Hochleistungs-Mikrowellen-Koaxialkabel-Assemblies. Mikrowellen-Mag. H. 4 (1980) 274–285. – Saad, T.S.: Microwave engineers' handbook I. Dedham: Artech 1971. – Schmid, H.: Theorie und Technik der Nachrichtenkabel. Heidelberg: Hüthig 1976. – Schubert, W.: Nachrichtenkabel und Übertragungssysteme. München: Siemens AG 1980. – Tillmanns, R.: Vergleich eines flexiblen Koaxialkabels für den Frequenzbereich bis 18 GHz mit einem Semi-Rigid-Kabel. Mikrowellen-Mag. H.3 (1977) 194–198. – Wellhausen, H.W.: Dämpfung, Phase und Laufzeiten bei Weitverkehrs-Koaxialpaaren. Frequenz 31 (1977) 23–28. – Wong, K.H.: Using precision coaxial air dielectric transmission lines as calibration and verification standards. Microwave J., Dez. 1988, 83–92. – Weinschel, B.O.: Errors in coaxial line standards due to skin effect. Microwave J., Nov. 1990, 131–143. – Zinke, O.; Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, 4. Aufl., Bd. I, Berlin: Springer 1990.

2.1 Feldberechnung

Computation of fields

Grundwelle der Koaxialleitung (Bild 1) ist die TEM-Welle. Voraussetzungen dafür sind: Extremes Skinereffekt mit Eindringmaß $\delta \ll d$ bzw. Leiterinneres feldfrei und nur geringe Leiterverluste. Das magnetische Feld hat nur eine Komponente H_ϕ , das elektrische Feld nur eine Komponente E_r . Mit dem Gesamtstrom I eines Leiters und der Spannung U zwischen beiden Leitern gilt

$$H_\phi = I/(2\pi r) \quad E_r = U/(r \ln(D/d)). \quad (1)$$

Die durch Leiterverluste hervorgerufene Längskomponente (an den Leiteroberflächen ist $E_z \approx E_r \sqrt{\omega \epsilon / \kappa}$) kann bei handelsüblichen Leitungen vernachlässigt werden. Das Feldbild ergibt sich aus der konformen Abbildung eines Rechtecks: $x + jy = \exp(u + jv)$ mit den magnetischen Feldlinien (Potentiallinien) $u = \text{const}$. Der Leitungswellenwiderstand ist (mit $Z_0 = 120 \pi \Omega = 377 \Omega$):

$$Z_L = Z_0 \ln(D/d)/(2\pi \sqrt{\epsilon_r}) = 60 \Omega \ln(D/d)/\sqrt{\epsilon_r}. \quad (2)$$

Die Oberflächenstromdichten sind $K_i = I/(\pi d)$ und $K_a = I/(\pi D)$.

Am Innenleiter (Index i) sind die Stromdichte und die Feldstärken um den Faktor D/d größer als am Außenleiter. Bei niedrigen Frequenzen überwiegt das Dämpfungsmaß durch Leiterverluste

$$\alpha_L = \sqrt{f\mu/(\pi\kappa)} (1 + D/d)/(2DZ_L). \quad (3)$$

Das Dämpfungsmaß durch dielektrische Verluste ist wie bei allen TEM-Wellenleitern unabhängig von den Abmessungen:

$$\alpha_D = \pi f \sqrt{2\epsilon_r} \sqrt{\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1}/c_0, \quad (4)$$

$$\alpha_D \approx \sqrt{\epsilon_r} \pi f \tan \delta / c_0$$

$$\alpha_D \approx 27,3 \tan \delta \text{ dB/Wellenlänge}$$

(Fehler $< 1\%$ für $\tan \delta < 0,1$).

Für das Kabel RG 214/U (s. Tab. 2) wird α_D ab etwa 11 GHz größer als α_L . Bei den Leiterverlust-

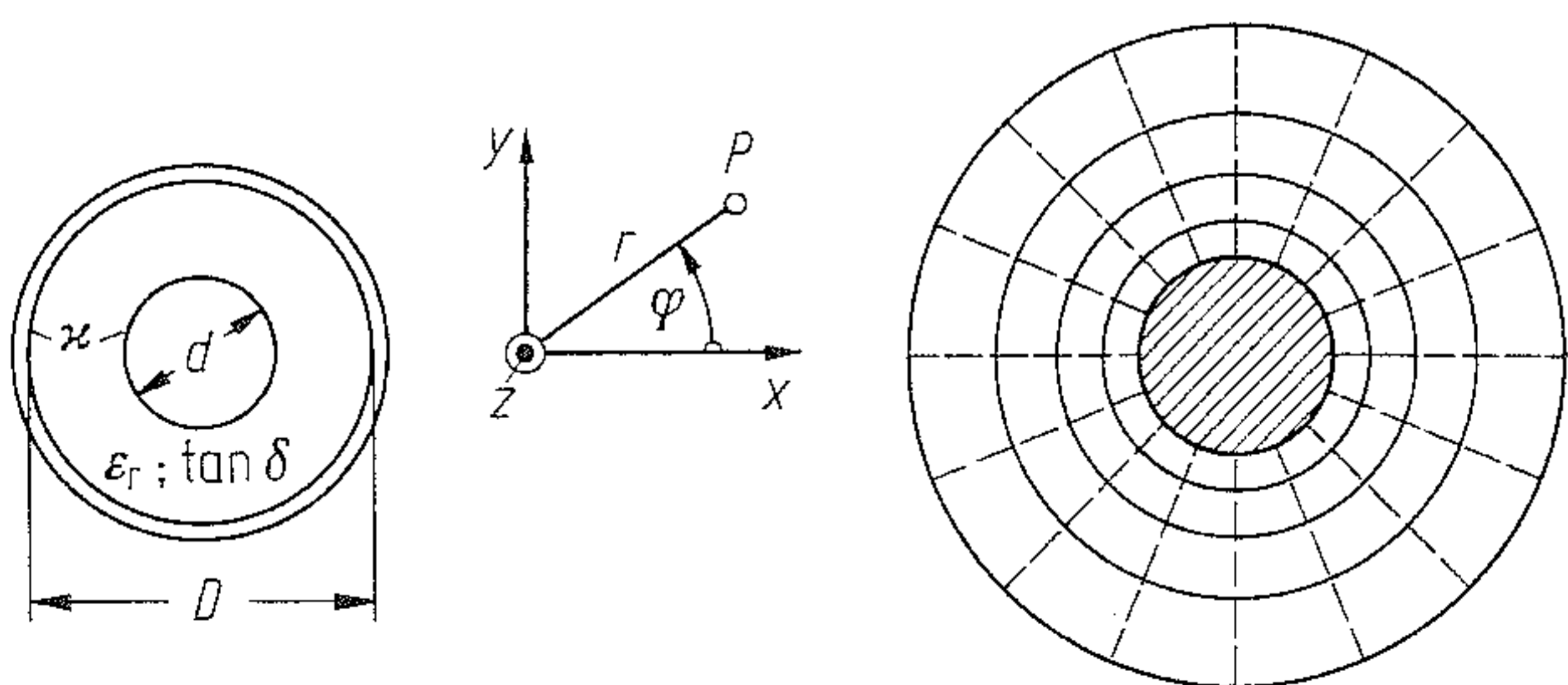


Bild 1. Bezeichnung, Koordinatensystem und Feldbild. Elektrische Feldlinien gestrichelt

sten überwiegt der Anteil des Innenleiters. Da für $Z_L = 50 \Omega$ und $D = \text{const}$ der Innenleiter mit zunehmendem ϵ_r dünner wird, bewirkt ein $\epsilon_r = 2,3$ mit $D/d = 3,54$ um 37,4% höhere Leitungsverluste als eine Luftleitung mit $D/d = 2,3$. Sofern maximaler Außendurchmesser und maximale elektrische Feldstärke vorgegeben sind, ergibt sich

minimale Dämpfung bei

$$Z_L = 77 \Omega / \sqrt{\epsilon_r},$$

größte Spannungsfestigkeit bei

$$Z_L = 60 \Omega / \sqrt{\epsilon_r},$$

maximale übertragbare Leistung bei

$$Z_L = 30 \Omega / \sqrt{\epsilon_r}.$$

Alle Übertragungseigenschaften werden besser bei maßstablicher Vergrößerung des Querschnitts. Dem ist eine Grenze durch das Auftreten des nächsthöheren Wellentyps, der H_{11} -Welle (s. K 4.9), gesetzt. Ausbreitungsbeginn ab $f_k \approx 2c_0/(\pi \sqrt{\epsilon_r} (D + d))$.

Sofern das Dämpfungsmaß α_1 bei der Frequenz f_1 bekannt ist, ergibt sich α_2 bei f_2 aus Gl. (3) zu $\alpha_2 = \alpha_1 \sqrt{f_2/f_1}$.

2.2 Leitungswellenwiderstände

Characteristic impedances

Exzentrischer Innenleiter (Bild 2a):

$$Z_L = \frac{Z_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}} \text{arcosh} \frac{D^2 + d^2 - 4e^2}{2Dd} \quad (5)$$

Näherungen für dünnen Innenleiter:

Längsgeschlitzter Außenleiter (Bild 2b):

$$Z_L \approx \frac{Z_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d \cos(\Psi/4)} \quad (6)$$

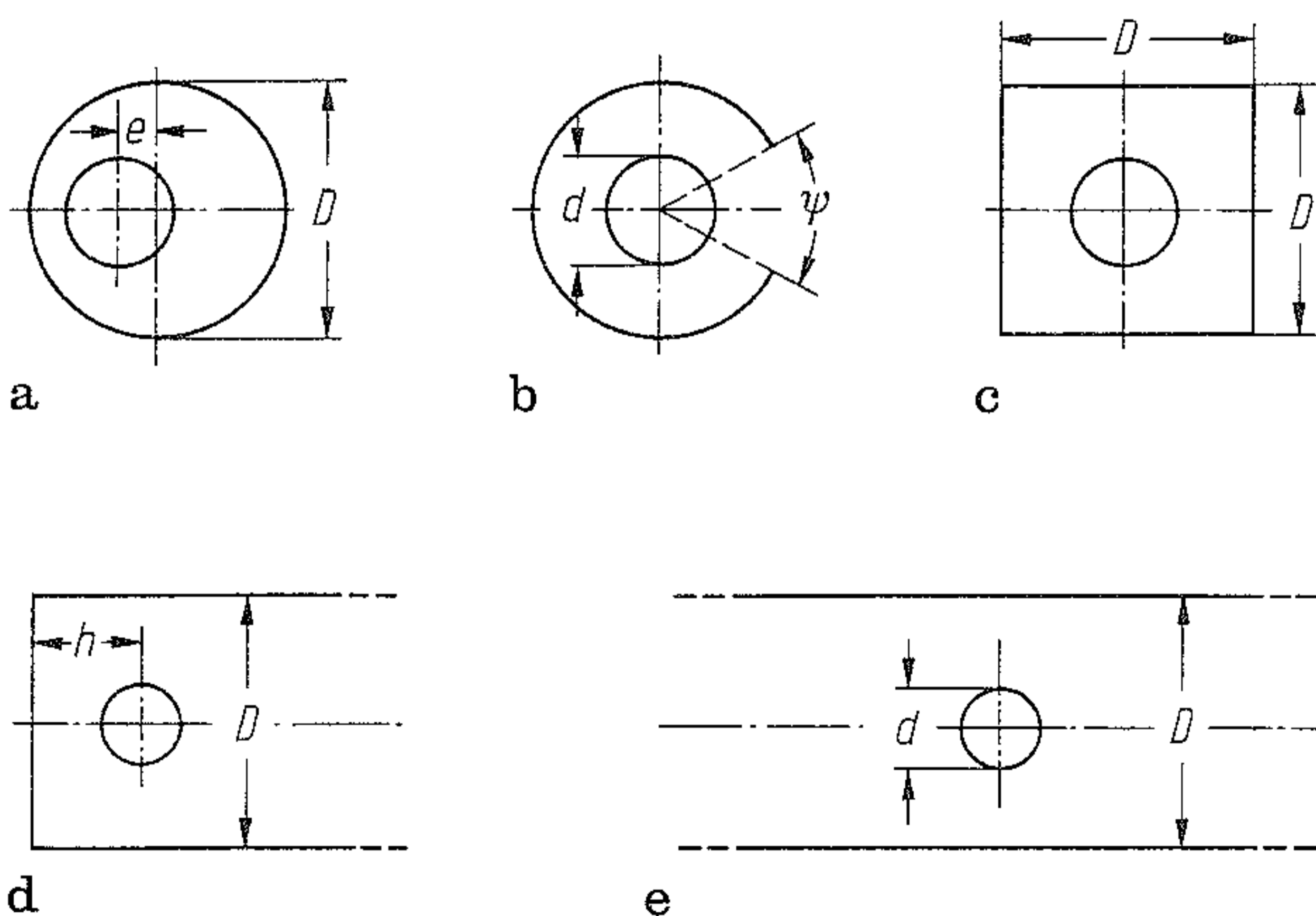


Bild 2. Geometrisch einfache, für dünne Innenleiter (b bis e) mit elementaren Funktionen berechenbare Leitungsquerschnitte

Quadratischer Außenleiter (Bild 2c), $d/D < 0,8$:

$$Z_L \approx 60 \Omega \ln(1,07 D/d) / \sqrt{\epsilon_r} \quad (7)$$

Trogförmiger Außenleiter (Bild 2d), $d/D < 0,75$ und $h/d > 0,65$:

$$Z_L \approx 60 \Omega \ln[4D \tanh(\pi h/D) / (\pi d)] / \sqrt{\epsilon_r} \quad (8)$$

Runder Leiter zwischen zwei leitenden Ebenen (round triplate, Bild 2e), $d/D < 0,7$:

$$Z_L \approx Z_0 \operatorname{arsinh} \cot(\pi d / (2D)) / (2\pi \sqrt{\epsilon_r}), \quad (9)$$

$$Z_L \approx 60 \Omega \ln(4D / (\pi d)) / \sqrt{\epsilon_r}.$$

2.3 Bauformen. Standard constructions

Normen. Der größte Teil der im Handel erhältlichen Koaxialleitungen entspricht nationalen oder internationalen Normen. Gemeinsame Normwerte für den Leitungswellenwiderstand sind 50 und 75 Ω , für den Durchmesser D : 0,87; 1,5; 2,95; 3,7; 4,8; 7,25; 11,5 und 17,3 mm. Obwohl Abmessungen, Aufbau und Materialien festgelegt sind, unterscheiden sich Kabel gleichen Typs und unterschiedlicher Hersteller z.T. beträchtlich voneinander bezüglich elektrischer und mechanischer Eigenschaften. Überwiegend wird die Typenbezeichnung nach der USA-Norm MIL-C-17 wie z.B. RG 214/U benutzt. Die Liste geht bis RG 405/U, wobei einzelne Typen noch unterteilt sind mit A, B und C.

Innenleiter. Gezogener Kupferdraht oder Cu-Rohr. Zur Erhöhung der Flexibilität als Litze aus z.B. 7 oder 19 verdrehten dünnen Drähten oder bei größeren Durchmessern als Wellrohr. In beiden Fällen steigt die Dämpfung im Vergleich zur glatten, längshomogenen Leiteroberfläche. Zur Verbesserung der mechanischen Eigenschaften werden z.T. Cu-plattierte (versilberte) Stahl-drähte benutzt (CuSt, CuStAg). Oberflächenbehandlung des Kupfers: verzinkt (höhere) bzw. versilbert (geringere Dämpfung).

Isolierung. Ideales Dielektrikum ist Vakuum, bzw. Luft oder Druckgas. Aus mechanischen Gründen benutzt man Kunststoffe (PE, PTFE), massiv, geschäumt oder mit Luftzwischenräumen (Bild 3). Längsinhomogene Isolierungen (Bild 3a bis c, e, g) haben eine obere Grenzfrequenz, gegeben durch phasenrichtige Addition der Teilreflexionen, wenn der Scheibenabstand etwa $\lambda/2$ beträgt oder der Wendelumfang etwa gleich λ ist. Tabelle 1 zeigt den Einfluß des Materials auf die Betriebsdaten eines 7,25-mm-Kabels mit Volldielektrikum. PE-X ist vernetztes Polyäthylen.

Außenleiter. Elektrisch optimal sind nahtlos gezogene Rohre (Festmantelleitung, semi-rigid-

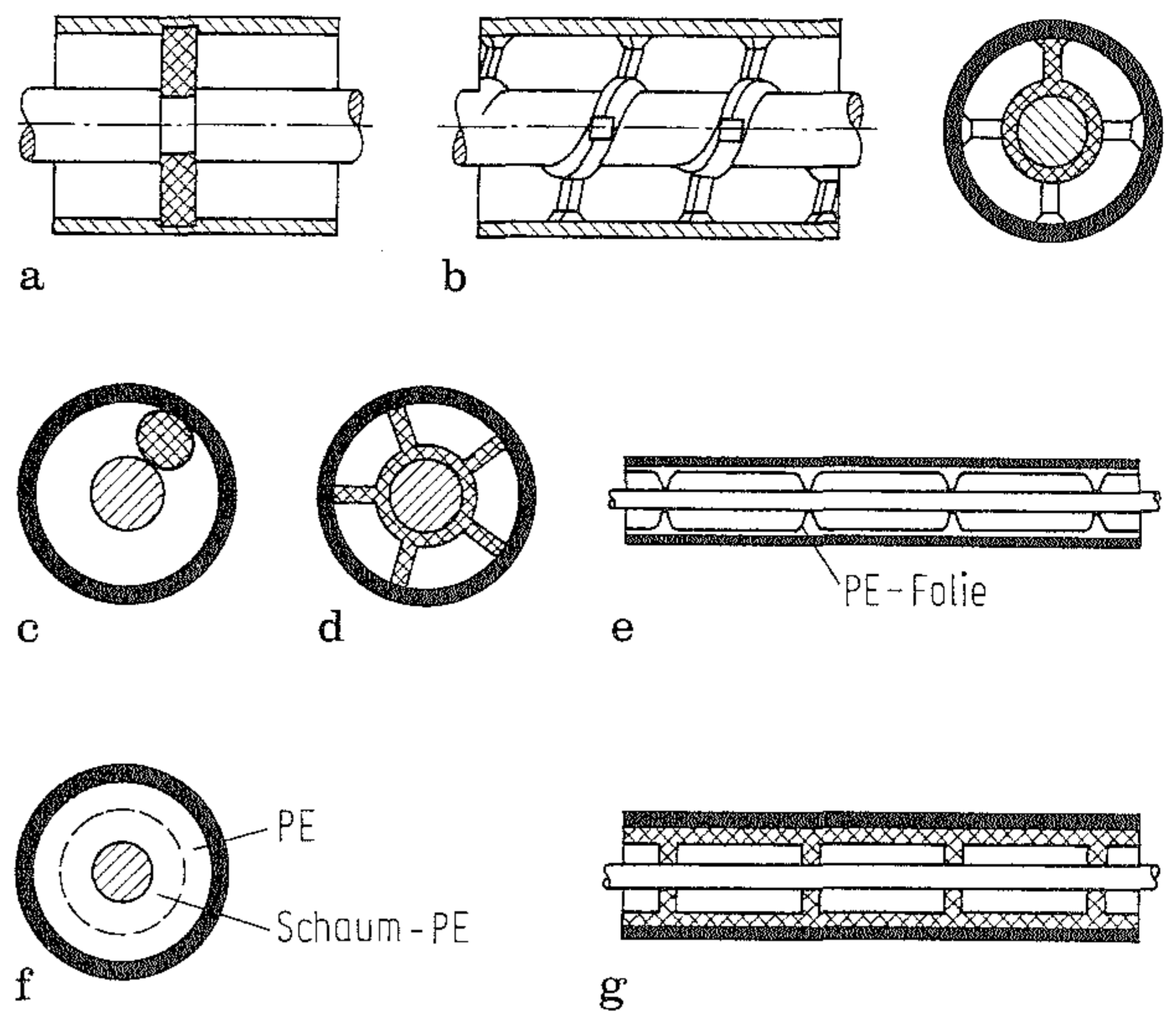


Bild 3. Bauformen koaxialer Leitungen. a Scheibenisolierung; b offene Stützwendel; c Styroflexwendel; d längshomogene Stützen; e Ballonisolierung; f Foam-skin-dielectric; g Bambuskabel

line). Der besseren Flexibilität wegen werden gewickelte Folien, Geflechte aus Drähten bzw. Bändern oder Wellrohre benutzt. Materialien: Kupfer oder Aluminium, Oberflächenbehandlung bei Cu: verzinkt oder versilbert. Im Mikrowellenbereich sind doppelte, versilberte Wickel bzw. Geflechte vorteilhaft. Beträchtliche Zusatzverluste treten auf, falls das Geflecht durch Torsion des Kabels aufgeweitet werden kann. Wellrohre ergeben einen als Funktion der Frequenz statistisch schwankenden Reflexionsfaktor.

Mantel. Zum Schutz gegen Umgebungseinflüsse (UV-Strahlen, Wasser, Abrieb) erhalten Geflecht-kabel einen Mantel aus PVC, PE, PTFE oder FEP (Erdverlegung in Sand ist generell zulässig). Darüber kann dann noch eine Armierung aus Stahldraht, St-Geflecht oder Aramidfasern kommen, um das Kabel trittfest oder zugfest zu machen.

In Tab. 2 sind die Daten einiger gebräuchlicher Koaxialleitungen zusammengestellt.

2.4 Betriebsdaten. Characteristics

Leitungswellenwiderstand. Neben den Standardwerten 50 und 75 Ω werden für spezielle Anwendungen noch 44 Ω (Seekabel), 60 Ω , 95 Ω und Werte zwischen 100 und 200 Ω (kapazitätsarm) hergestellt. Der Leitungswellenwiderstand steigt mit der Temperatur geringfügig an. Die Änderung bleibt im Nenntemperaturbereich unter 2%. In der HF-Meßtechnik werden Präzisionsluftleitungen als Eichnormale eingesetzt. Für $D = 7$ mm sind Werte von $50 \Omega \pm 0,1 \Omega$ üblich.

Tabelle 1. Betriebsdaten eines Kabels mit $D = 7,25$ mm, $Z_L = 50 \Omega$ und unterschiedlichem Dielektrikum bei Raumtemperatur (typische Werte)

Dielektrikum	$U_{\max, \text{eff}}$ kV	α bei 100 MHz dB/m	P_{\max} bei 100 MHz W	α bei 1 GHz dB/m	P_{\max} bei 1 GHz W
PE	5	0,06	950	0,23	270
PE-X	5	0,06	1800	0,23	500
Schaum-PE	2,2	0,05	500	0,17	150
Schaum-PE-X	1,4	0,05	1000	0,17	300
PTFE	5	0,06	6200	0,22	1700
poröses PTFE	2	0,05	7700	0,17	1850

Leistung. Bild 4 zeigt am Beispiel des Kabels RG 214/U den Verlauf der maximal übertragbaren cw-Leistung als Funktion der Frequenz. Oberhalb des Bereichs, in dem die maximal zulässige Spannung eine Grenze setzt, wird die übertragbare Leistung durch die maximal zulässige Kabeltemperatur beschränkt. Die Verlustleistung, die eine derartige Erwärmung hervorruft, liegt im Bereich 20 W/m (PE) bis 100 W/m (PTFE) (s. Tab.1). Bei steigender Umgebungstemperatur, abnehmendem Luftdruck und Fehl-anpassung am Leitungsende sinkt die maximal übertragbare Leistung (linear bei Temperatur und Druck).

Spannungsfestigkeit. Maßgeblich für die zulässige Maximalfeldstärke im Dauerbetrieb ist nicht die Durchschlagfestigkeit der Isolierung, sondern die Korona-Einsatzgrenze (s. Tab. 1). Ständige Koronaentladung erzeugt Rauschstörungen und zerstört den Isolierstoff. Als Richtwerte gelten $U_{\max}(\text{DC}) \approx 4 U_{\max, \text{eff}}$ und $U_{\max}(\text{Puls}) \approx 2 U_{\max, \text{eff}}$. Bei Luftleitungen erhöht Druckluft mit 7 bar die Spannungsfestigkeit um den Faktor 10 und SF₆ mit 3 bar um den Faktor 20.

Elektrische Länge. Temperaturänderung, Biegung und mechanische Belastung ändern die elektrische Länge einer Leitung, z.T. irrever-

Tabelle 2. Daten gebräuchlicher Koaxialleitungen

Bezeichnung, Aufbau (Innenleiter/ Isolierung/Außenleiter/Armierung)	Z_L Ω	d/D mm/mm	Außen-Dmr. mm	v/c_0 %	C' pF/m	Dämpfung (Nennwerte)	Üblicher Stecker
RG-58 C/U (verzinnte Cu-Litze/PE/ Geflecht aus verzinnnten Cu-Drähten)	50 ± 2	0,9/2,95	5	66	101	100 MHz: 0,17 dB/m 1 GHz: 1,3 dB/m	BNC
RG-400/U (versilberte Cu-Litze/ PTFE/doppeltes Geflecht versilberter Cu-Drähte)	50 ± 2	1,0/2,95	5	69	96	1 GHz: 0,4 dB/m 10 GHz: 2,2 dB/m	SMA
RG-142 B/U (wie RG-400, nur In- nenleiter Cu-plattierter, versilberter St-Draht)	50 ± 2	0,95/2,95	5	69	96	1 GHz: 0,4 dB/m 10 GHz: 1,8 dB/m	SMA
RG-402/U (Cu-plattierter St-Draht, versilbert/PTFE/nahtloses Cu-Rohr)	50 ± 1	0,91/3,02	3,58 (0.141")	69	96	100 MHz: 0,1 dB/m 1 GHz: 0,4 dB/m 10 GHz: 1,5 dB/m	SMA
RG-214/U (versilberte Cu-Litze/PE/ doppeltes Geflecht versilberter Cu- Drähte)	50 ± 2	2,25/7,25	10,8	66	101	100 MHz: 0,07 dB/m 1 GHz: 0,26 dB/m 10 GHz: 1,5 dB/m	N
RG-393/U (wie RG-400)	50 ± 2	2,38/7,25	9,9	69	96	1 GHz: 0,2 dB/m 10 GHz: 1 dB/m	N
RG-401/U (wie RG-402, nur Innen- leiter versilberter Cu-Draht)	50 ± 1	1,64/5,46	6,35 (0.250")	69	96	1 GHz: 0,3 dB/m 10 GHz: 1 dB/m	PC-7, N
CCI-Kleinkoaxialpaar (Cu/Scheiben- oder Ballonisolierung/Cu-Rohr/ 2 Lagen Eisenband)	75	1,2/4,4	—	95	46	1 MHz: 5,3 dB/km 60 MHz: 40,6 dB/km 100 MHz: 52,5 dB/km	Fern- melde- kabel
CCI-Normalkoaxialpaar (Cu/PE- Scheiben/0,25 mm Cu-Band/ 2 Lagen Eisenband)	75	2,6/9,5	—	95	46	1 MHz: 2,4 dB/km 60 MHz: 18,5 dB/km 100 MHz: 24 dB/km	Fern- melde- kabel

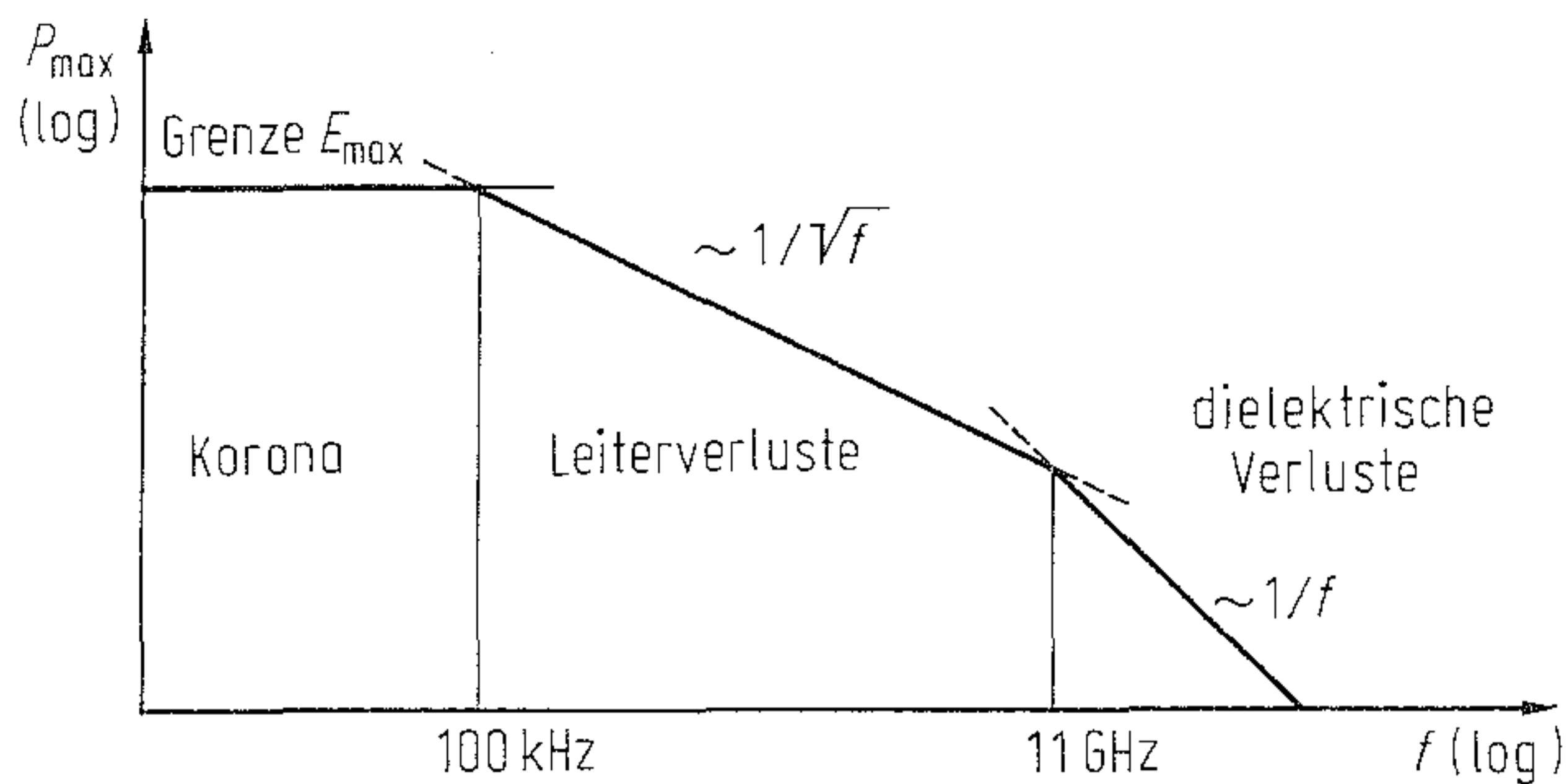


Bild 4. Verlauf der max. übertragbaren cw-Leistung über der Frequenz am Beispiel des PE-Kabels RG 214/U

sibel, z.T. mit hysteresähnlichem Effekt. Flexible Standardkabel liegen etwa im Bereich -50 (PTFE) bis -250 (PE) ppm/°C, Spezialkabel bei -5 ppm/°C.

Schirmdämpfung. Bewertungsmaß ist bei niedrigen Frequenzen der Kopplungswiderstand R'_K , bei hohen Frequenzen die Schirmdämpfung a_s . $R'_K = U/(I l)$ gibt an, welche Störspannung U ein auf der Außenseite des Außenleiters fließender Strom I im Kabel erzeugt, R'_K ist bei $f = 0$ gleich dem Widerstandsbelag des Außenleiters und nimmt bei geschlossenen Rohren wegen des Skineffekts mit zunehmender Frequenz ab. Bei Außenleitern aus Bändern oder Litze ergibt sich durch in Spalte und Löcher induzierte Spannungen oberhalb von etwa 1 bis 10 MHz ein Ansteigen des Kopplungswiderstands.

Die Schirmdämpfung a_s (Bild 5) gibt an, um wieviel dB die von einem z.B. 30 cm langen Kabel durch den Schirm hindurch austretende Feldstärke geringer ist als die im Leitungsinnen (Definitionen und Meßvorschriften sind nicht einheitlich). Für Festmantelleitungen ist $a_s > 250$ dB oberhalb von 10 MHz. Damit ist die Abstrahlung von solchen Leitungsanordnungen durch die HF-Dichtheit der Steckverbindungen und der Gehäuse gegeben.

Umgebungseinflüsse. Standard-Betriebstemperaturbereiche für PE-Kabel: -50 bis $+70$ °C und für PTFE-Kabel: -100 bis $+260$ °C.

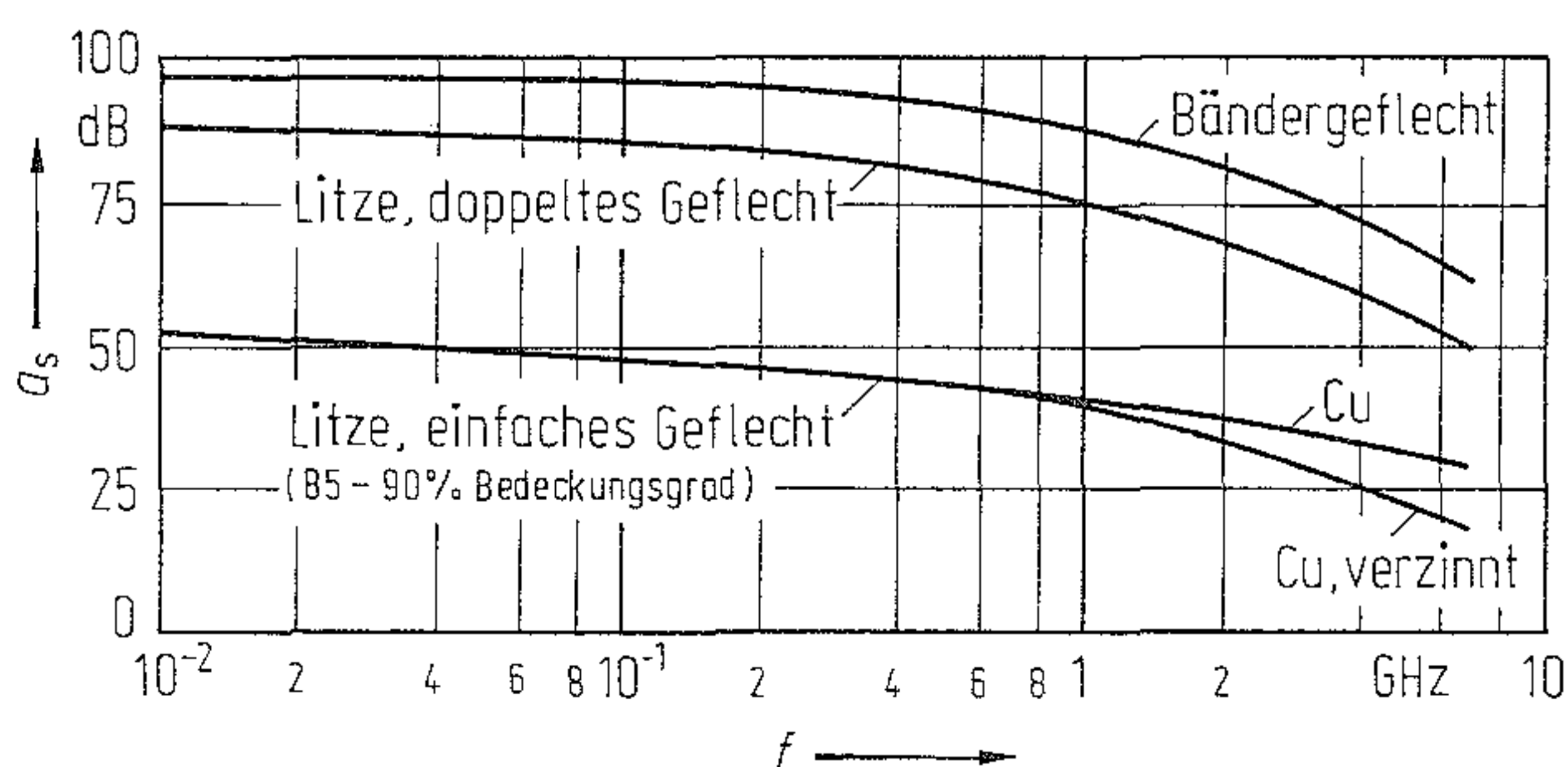


Bild 5. Typischer Verlauf der Schirmdämpfung, gemessen an einem 30 cm langen Kabel

Durch die bei Kunststoffen etwa 10 mal größere Wärmedehnung als bei Kupfer, treten bei hohen Temperaturen bleibende Außenleiterverformungen auf. Bei niedrigen Temperaturen besteht Bruchgefahr beim Biegen versprödeter Kunststoffteile. Für supraleitende Anwendungen werden Niob und PTFE kombiniert, für extrem hohe Temperaturen (900 °C) Kupfer mit SiO_2 -Gespinst bzw. -Puder (Quarzsand) als Kabel-dielektrikum. Bei Dauerbetrieb oberhalb 80 °C müssen alle Kupferoberflächen einen Korrosionsschutz erhalten. Da es keine wasserdampfdichten Kunststoffkabelmängel gibt, sind nur nahtlose Metallrohre wirklich dicht. Bei Temperaturschwankungen kondensiert der Wasserdampf im Kabel, und es kann zu schädlichen Wasseransammlungen an der tiefsten Stelle des Leitungszugs kommen. Die kontinuierliche Wasseraufnahme führt zu einer stetigen Verschlechterung der Übertragungseigenschaften (speziell bei Schaum-PE). Abgesehen davon treten bei HF-Leitungen keine nennenswerten Alterungseffekte auf (Ausnahmen: Mantel aus PVC I mit wanderndem Weichmacher; Cu-Oberflächen nicht versilbert; ständige Biegebeanspruchung).

3 Planare Mikrowellenleitungen Planar Waveguides

Allgemeine Literatur: *Fechner, H.*: Gekoppelte Mikrostreifenleitungen. München: Oldenbourg 1981. – *Gunston, M.A.R.*: Microwave transmission-line impedance data. London: Van Nostrand 1971. – *Gupta, K.C.; Garg, R.; Bahl, I.J.*: Microstriplines and slotlines. Dedham: Artech 1979. – *Hammerstad, E.O.; Bekkadal, F.*: Microstrip handbook: ELAB report STF44 A 74169, University of Trondheim 1975. – *Hoffmann, R.K.*: Integrierte Mikrowellenschaltungen. Berlin: Springer 1983. – *Howe, H.*: Stripline circuit design. Dedham: Artech 1974. – *Wolff, I.*: Einführung in die Microstrip-Leitungstechnik. Aachen: Wolff 1974.

3.1 Anwendung und Realisierung von planaren Mikrowellenleitungen

Application and design of planar strip lines

Planare Wellenleiter sind Mikrowellenleitungen, die in Form von flachen leitenden Streifen auf einem dielektrischen Substrat über einer metallischen Grundplatte ausgeführt sind. Bild 1 zeigt den in der Praxis am häufigsten verwendeten planaren Wellenleiter, die unsymmetrische Streifenleitung oder Mikrostreifenleitung. Die Leitung