

Bild 5. Leitungsstrukturen für Magnetrons

zwischen Anode und Kathode und induktiv durch die magnetische Kopplung am Ende der Resonatoren.

**Berechnung der Phasenkonstanten.** Zur Berechnung der Phasenkonstanten von Leitungen mit gekoppelten Kreisen muß eine Lösung der Maxwell'schen Feldgleichungen durch geeignete Funktionen gesucht werden, welche die Randbedingungen erfüllen. Wegen der Vielfalt der Randbedingungen werden hierzu verschiedene Rechenverfahren z. B. Variationsverfahren angewendet. Als Beispiel soll die Berechnung der Phasenkonstanten bei belasteten Hohlrohrleitungen skizziert werden. Hierzu wird der von den Leitern begrenzte Raum (s. Bild 1) in zwei Teilräume I und II aufgeteilt. Im Raum I pflanzt sich eine fortschreitende Welle fort. Im Raum II, bestehend aus transversalen Schlitten im Leiter, entstehen infolge der Reflexionen an den Schlitten stehende Wellen. Für beide Räume werden unabhängig voneinander die Feldgleichungen aufgestellt. Die in diesen Feldgleichungen enthaltenen Konstanten erhält man aus der Bedingung, daß an den Grenzen beider Bereiche die Felder aus Raum I und aus Raum II gleich sein müssen. Diese physikalisch selbstverständliche Bedingung ist mathematisch meist nur näherungsweise zu erfüllen. Die Feldgleichungen in I und II führen dann zu einer Bestimmungsgleichung für die Phasenkonstanten. Durch graphische Auswertung dieser Gleichung erhält man schließlich die Dispersionskurven  $\beta_n = f(\omega)$ .

Für die in der Praxis besonders wichtigen symmetrischen Leitungen mit gekoppelten Hohlraumresonatoren hat Bevensee [5] Grundgleichungen über den Verlauf der Dispersionskurven aufgestellt, die für die meisten Ausführungen mit Loch- oder Schlitzkopplung anwendbar sind. Unter Symmetrie der Leitung versteht man die Spiegelsymmetrie in Bezug auf jede transversale Ebene, die einen Hohlraum in zwei Teile teilt. Die Symmetrie der Leitungsstruktur bedingt eine Symmetrie des elektrischen Feldes. Dieses hat entweder eine gerade Symmetrie, die gekennzeichnet ist durch eine gerade Anzahl von Feldwechseln längs des Hohlraums, oder eine ungerade Symmetrie mit einer ungeraden Anzahl von Feldwechseln. Für derartige Leitungsstrukturen gilt der Satz, daß der Verlauf der  $\omega^2 - \beta_0$ -Kurve in erster Näherung unabhängig von der Natur der Kopplung zwischen den

Hohlraumresonatoren ist und einer  $1 \mp \cos \varphi_0$  Funktion mit  $\varphi_0 = \beta_0 L$  entspricht. Das Minuszeichen gilt für Strukturen mit gerader Symmetrie, das Pluszeichen für Strukturen mit ungerader Symmetrie. Diese Aussage gilt für ein Durchlaßband der Leitung, das schmal ist im Vergleich zu den benachbarten Sperrbändern. Für das gemäß Voraussetzung schmale Durchlaßband folgt auch die  $\omega - \beta_0$ -Kurve der  $1 \mp \cos \varphi_0$  Funktion.

Das Durchlaßband für Felder mit gerader Symmetrie wird durch folgende Beziehung beschrieben

$$P_1^2 - \beta_c^2 = \frac{1}{2} (P_1^2 - p_1^2) (1 - \cos \varphi_0) = 0 \quad (19)$$

wobei  $P_1$  die normierte Resonanzfrequenz  $P_1 = \omega_K \sqrt{\mu\epsilon}$  des Kurzschlußmodus ist, bei dem die Koppelöffnungen elektrisch kurzgeschlossen sind, und  $p_1$  die normierte Resonanzfrequenz  $p_1 = \omega_L \sqrt{\mu\epsilon}$  des Leerlaufmodus ist, bei dem die Öffnungen magnetisch kurzgeschlossen sind.  $\beta_c = \omega/c$  ist die Fortpflanzungskonstante im freien Raum. Obige Gleichung liefert  $\beta_c^2 = \omega^2 \mu\epsilon$  in Abhängigkeit von  $\varphi_0 = \beta_0 L$  und von den Resonanzfrequenzen des Durchlaßbandes allein, unabhängig von der Größe und Form der Koppelöffnung.

Spezielle Literatur: [1] Roubine, E.: Étude des ondes électromagnétiques guidées par les circuits en hélice. Ann. Télécomm. 7 (1952) 200–216, 262–275, 310–324. – [2] Sensiper, S.: Electromagnetic wave propagation on helical conductors. Massachusetts Inst. of Technology Res. Lab. Electronics, Tech. Rep. No.: 194 (1951). – [3] Sensiper, S.: Electromagnetic wave propagation on helical structures (A review and survey of recent progress). Proc. Inst. Radio Eng. 43 (1955) 149–161. – [4] Stark, L.: Lower modes of a concentric line having a helical inner conductor. J. Appl. Phys. 25 (1954) 1155–1162. – [5] Bevensee, R. M.: Electromagnetic slow wave systems. New York: Wiley 1964, pp. 92–117.

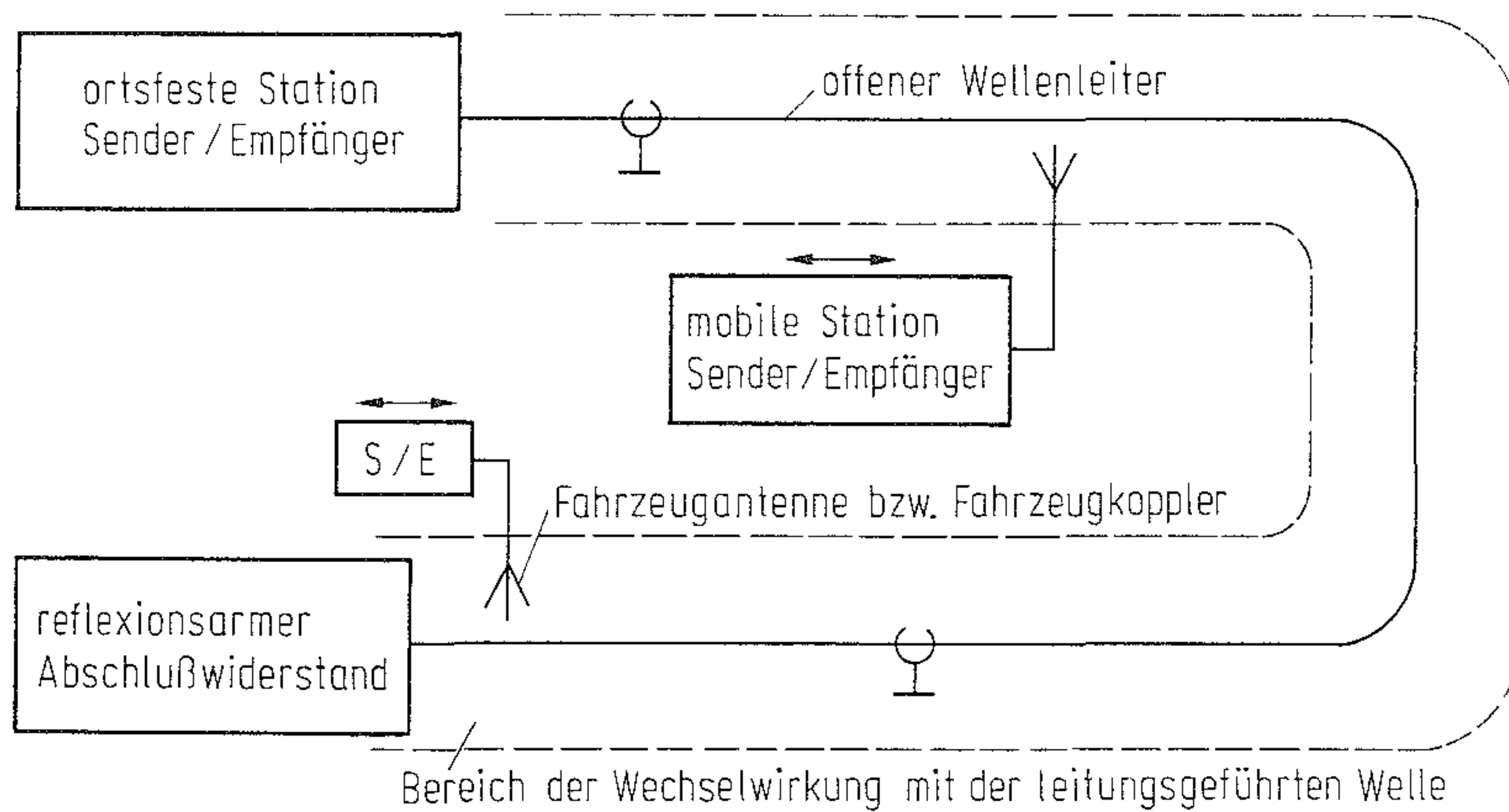
## 7 Offene Wellenleiter

### Open waveguides

#### 7.1 Nicht-abstrahlende Wellenleiter

##### Non-radiating waveguides

Betrachtet werden Leitungsstrukturen, bei denen das elektromagnetische Feld in die Umgebung austritt oder bei denen es von außen zugänglich ist. Solche offenen Wellenleiter werden in Funkverbindungen, für die ein linienförmiges Versorgungsgebiet erwünscht ist, eingesetzt. Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines trassengebundenen Informationsübertragungssystems [4]. Das

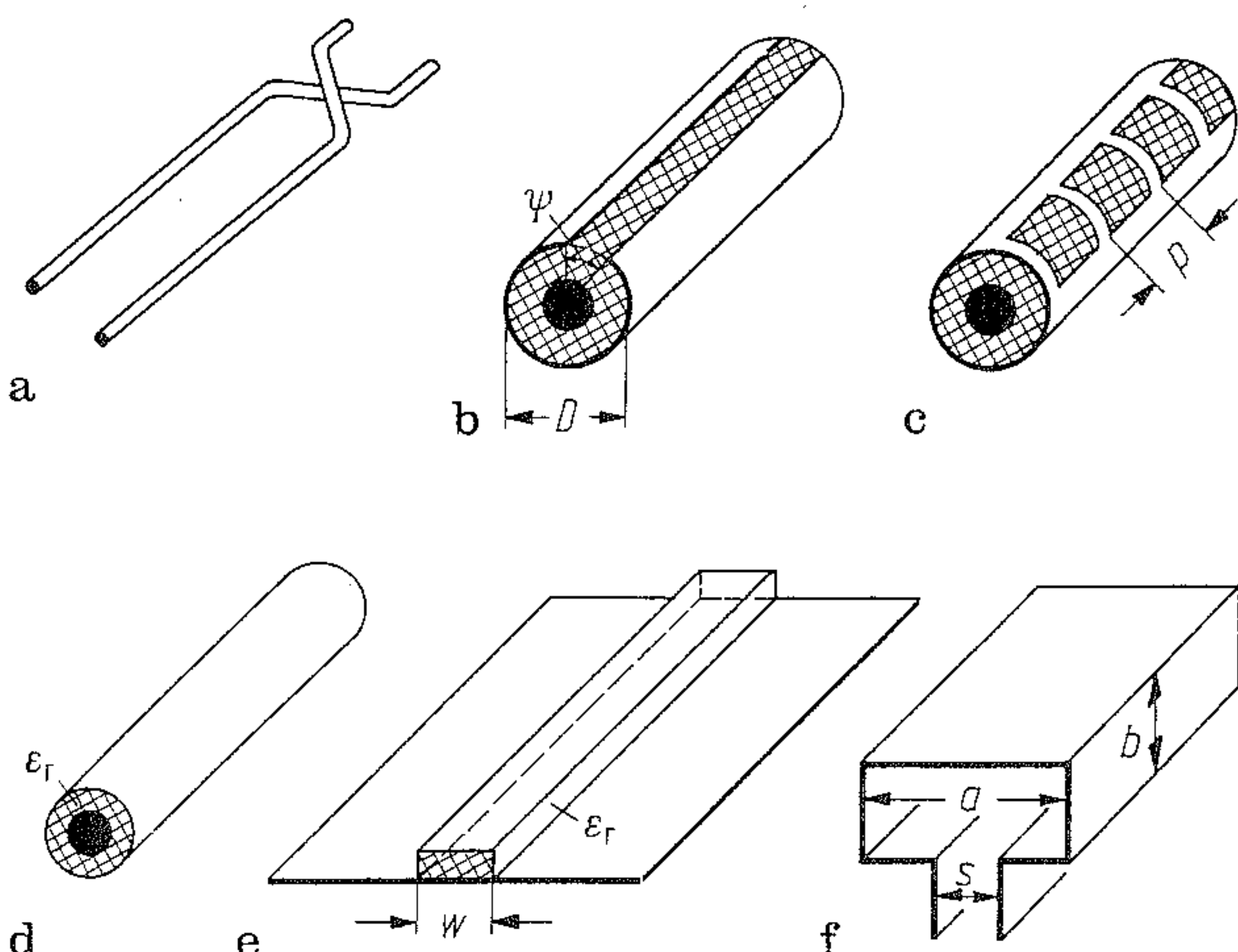


**Bild 1.** Trassengebundenes Informationsübertragungssystem. Festlegung des linienförmigen Versorgungsgebiets durch einen offenen Wellenleiter

Gebiet, innerhalb dessen wechselseitige Funkverbindungen zwischen mobilen Stationen (Fahrzeuge, Personen) und ortsfesten Stationen möglich sind, wird durch die Lage des offenen Wellenleiters vorgegeben. In Längsrichtung erfolgt die Informationsübertragung durch leitungsgeführte elektromagnetische Wellen. Außer zur Nachrichtenübertragung werden solche Systeme zur Messung von Ort und Geschwindigkeit, zur Spurführung und zum Kollisionsschutz (guided radar) eingesetzt.

**Symmetrische Doppelleitung** (Bild 2a). Je nach Anwendungsfall und Frequenzbereich werden parallele Leiter, verdrehte Leiter, großflächige Leiterschleifen oder Einzelleiter mit Erde als Rückleitung benutzt. Die Ankopplung an das Feld der TEM-Welle erfolgt induktiv. Die Doppelleitung eignet sich für schmalbandige Signalübertragung und Sprechfunk im Bereich unter 200 bzw. 600 kHz.

Hauptanwendungen: Spurführung (Spurbus, Flurförderer), Eisenbahnsignaltechnik (Linienzugbeeinflussung), Funkverbindungen in Gebäuden, Tunnels, Bergwerken und zu Kraftfahrzeugen (AM-Autoradiodurchsagen).



**Bild 2.** Offene Wellenleiter. a symmetrische Doppelleitung; b, c geschlitzte Koaxialleitung; d Harms-Goubau-Leitung; e dielektrische Bildleitung ( $w \approx \lambda_g/2$ ); f Schlitzhohlleiter

**Geschlitzte Koaxialleitung** (Bild 2b, c). Die Koaxialleitung mit durchgehendem Längsschlitz bzw. mit periodischen Öffnungen ( $p \ll \lambda$ ) wird im Frequenzbereich 50 bis 500 MHz (bevorzugt 80, 160 und 460 MHz) für Nachrichtenverbindungen zu mobilen Funkgeräten mit Standardantennen eingesetzt (U-Bahn, Tunnelfunk, Gebäude). Der Öffnungswinkel  $\psi$  des Außenleiters liegt zwischen  $60^\circ$  und  $140^\circ$ , der Durchmesser  $D$  typisch bei 11, 19 und 40 mm. Da keine Energie abgestrahlt wird (obwohl diese Leitungen im Handel als abstrahlende HF-Leitungen bezeichnet werden), ist das Innenfeld bezüglich Längsdämpfung etc. wie bei einer geschlossenen Koaxialleitung zu berechnen [4]. Leitungswellenwiderstand s. Gl. K 2 (6). Das Außenfeld [5] ist für Abstände  $r \gg D$  das einer symmetrischen Zweidrahtleitung. Die Koppeldämpfung zu einem  $\lambda/2$ -Dipol ist bei ungestörten Ausbreitungsbedingungen für Abstände unter 10 m entfernungsunabhängig etwa 80 bis 90 dB. Im Außenraum interferieren an Störstellen abgestrahlte Wellen und parasitäre TEM-Mantelwellen mit dem Außenfeld der Leitung und erzeugen starken frequenzselektiven und ortsselektiven Schwund (20 bis 30 dB). Bei Übertragungsberechnungen geht man deshalb von Orts- bzw. Zeitwahrscheinlichkeiten aus.

Für den Fall, daß die mobile Station sendet, ist im Freien die Summe aus Koppeldämpfung und Leitungsdämpfung größer als bei einer reinen Funkverbindung. Um andere Funkdienste nicht zu stören, können dicht anliegende Nahfeldantennen mit verminderter Rundumstrahlung und erhöhter Verkopplung mit dem Feld der Leitung eingesetzt werden.

**Oberflächenwellenleiter** (Bild 2d, e). Der Einsatzbereich des Leiters mit dielektrischem Überzug ( $E_{01}$ -Welle) liegt oberhalb 500 MHz, der der Dipolwelle ( $HE_{11}$ ) auf der Dielectric Image Line oberhalb 1 GHz. Aufgrund der vielfältigen Probleme der Oberflächenwellenleiter, wie z. B. Abstrahlung an Störstellen, Beeinflussbarkeit durch Umgebungsbedingungen sowie Dämpfungs- und Laufzeitverzerrungen hat es außer Versuchsstrecken [6, 7] noch keine praktischen Anwen-

dungen im Bereich der trassengebundenen Nachrichtenübertragung gegeben.

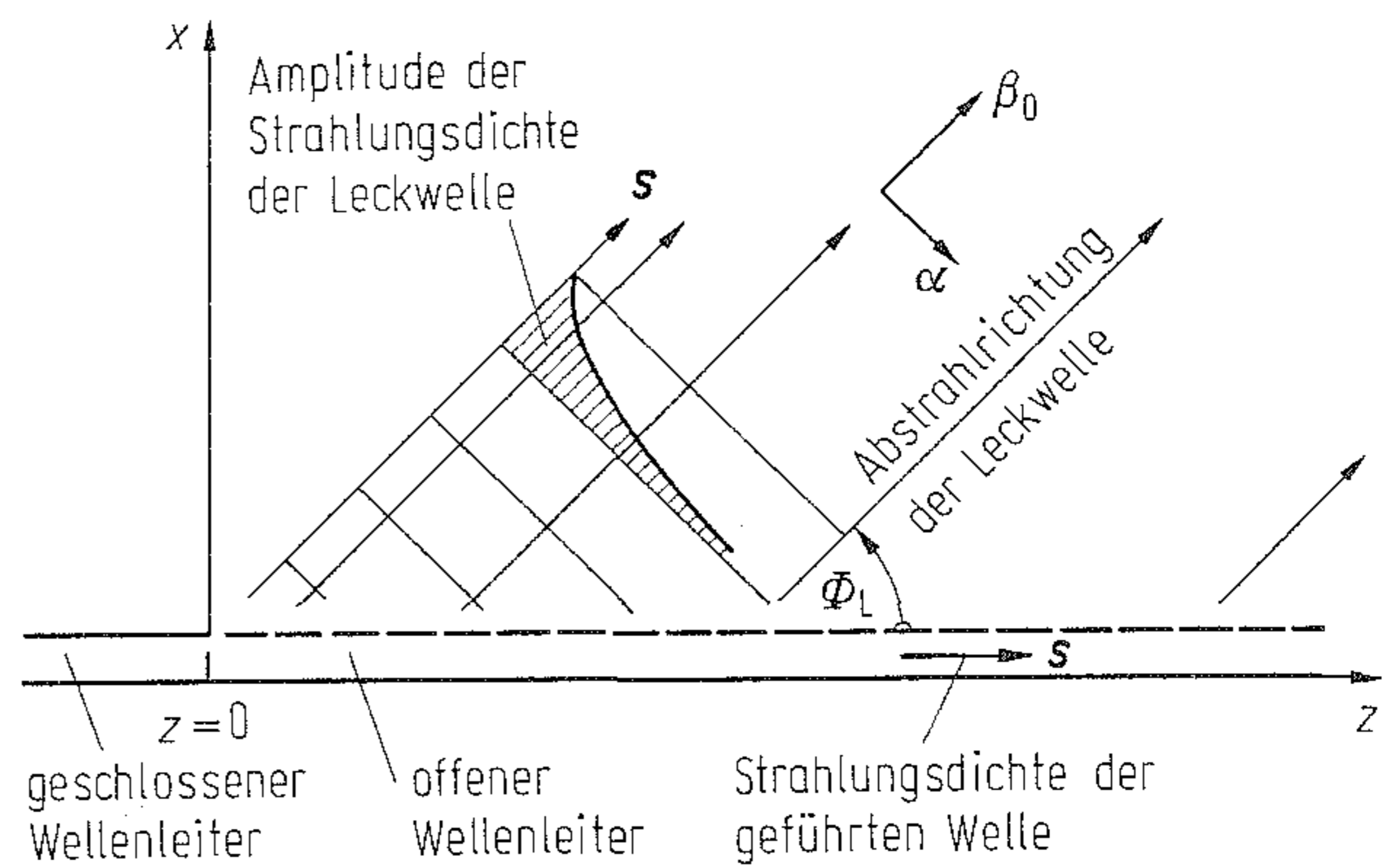
**Schlitzhohlleiter** (Bild 2f). Für breitbandige Nachrichtenverbindungen mit gut spurgeführten Fahrzeugen (Schienenfahrzeuge, Magnetschwebfahrzeuge, Hochregallager, Krananlagen, Aufzüge) werden Schlitzhohlleiter eingesetzt [8, 9]. Dies sind Rechteckhohlleiter mit einem durchgehenden Längsschlitz der Breite  $s < 0,4a$  in der Mitte der Breitseite. Ein am Fahrzeug angebrachter Fahrzeugkoppler taucht durch diesen Schlitz hindurch in das im Inneren des Hohlleiters geführte Feld der  $H_{10}$ -Welle ein und stellt so eine berührungslose Nachrichtenverbindung mit der Qualität einer fest installierten Leitungsverbindung her. Damit durch den Schlitz hindurch keine Abstrahlung ins Freie erfolgt, ist ein Kamin aufgesetzt, in dem das Wellenfeld nach außen zu exponentiell abklingt. Für Kaminhöhen größer als  $s$  ist bei symmetrischem Aufbau praktisch kein Außenfeld nachweisbar.

Die Eigenschaften der geführten Welle können mit guter Näherung analog zur  $H_{10}$ -Welle im geschlossenen Rechteck ermittelt werden. Die Fahrzeugkoppler sind scheibenförmige Antennenstrukturen, die mit oder ohne Richtwirkung realisierbar sind [10]. Bei starrer Montage am Fahrzeug sind Schwankungen horizontal entsprechend der Schlitzbreite  $s$  und vertikal entsprechend der Hohlleiterschmalseite  $b$  zulässig. Typische Daten einer Schlitzhohlleiterverbindung sind: Al-Strangpreßprofil mit  $a = 2b = 10$  cm,  $s = 3$  cm, Frequenzbereich 2,0 bis 3,0 GHz, Leitungsdämpfung 14 dB/km, Koppel-dämpfung  $5 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}$  für Schwankungen von  $\pm 10$  mm horizontal und/oder vertikal.

Besonders günstig für den Einsatz mit elektrisch betriebenen Schienenfahrzeugen ist die Hochpaßeigenschaft des Schlitzhohlleiters. Das energiereiche Störspektrum des Fahrbetriebs und die Induktionswirkungen des Anfahrstroms bleiben ohne Einfluß auf die Nachrichtenverbindung. Sofern der Hohlleiter mit dem Schlitz nach unten montiert wird, haben Umwelteinflüsse unter realistischen Randbedingungen keine nennenswerten Auswirkungen.

## 7.2 Leckwellenleiter. Leaky waveguides

Ein Wellenleiter, der so gestaltet ist, daß ein geringer Teil der Energie der geführten Welle kontinuierlich nach außen abgestrahlt wird, heißt Leckwellenleiter. Bild 3 zeigt ein Beispiel. Ein geschlossener Wellenleiter wird vom Ort  $z = 0$  an so geöffnet, daß die elektrische und magnetische Feldstärke des austretenden Feldes einen Vektor der zeitgemittelten Strahlungsdichte ergeben, der eine transversale Komponente hat. Im Außen-



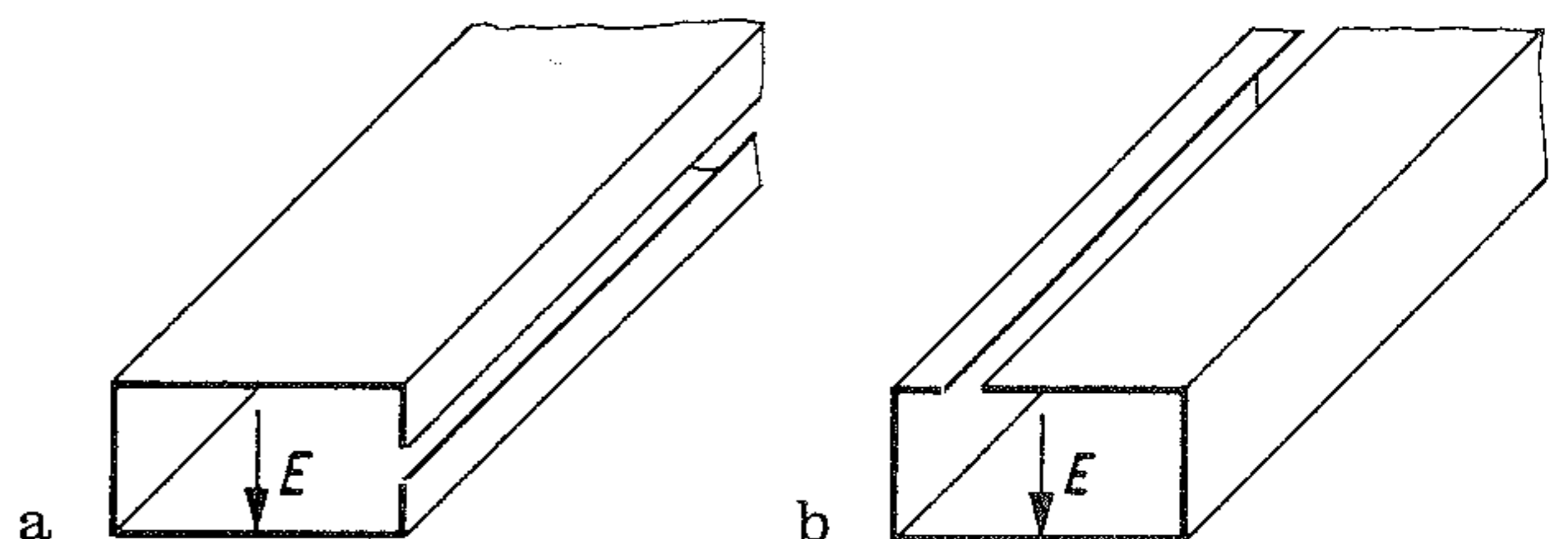
**Bild 3.** Entstehung einer Leckwelle durch bei  $z = 0$  beginnende Abstrahlung von einem Wellenleiter

raum tritt eine Leckwelle (leaky wave) auf [1–4].

Bild 4 zeigt als Beispiel für einen Leckwellenleiter einen längsgeschlitzten Rechteckhohlleiter mit  $H_{10}$ -Welle. Unter der Voraussetzung, daß der Schlitz schmal ist, bleibt das Feld der geführten Hohlleiterwelle weitgehend erhalten und damit auch das Phasenmaß  $\beta_z$  in Ausbreitungsrichtung. Da der Hohlleiterwelle aufgrund der Abstrahlung durch den Schlitz kontinuierlich Energie entzogen wird, ergibt sich auch bei Annahme eines sonst verlustlosen Hohlleiters ein Dämpfungsmaß  $\alpha_z$ . Aus der charakteristischen Gleichung  $k_x^2 + k_z^2 = k_0^2$  folgt dann mit  $k_z = \beta_z - j\alpha_z$ , daß  $k_x$  ebenfalls komplex sein muß:  $k_x = \beta_x - j\alpha_x$ . Die Ausbreitungsrichtung der Leckwelle ist  $\Phi_L = \arctan(\beta_x/\beta_z)$ . Für kleine Dämpfungsmaße  $\alpha_x$  und  $\alpha_z$  ergibt sich näherungsweise

$$\Phi_L \approx \arccos(\lambda_0/\lambda_z). \quad (1)$$

Die Abstrahlrichtung ändert sich mit der Frequenz. Für die Leckwellenleiter in Bild 4 ergibt sich  $\Phi_L \approx \arcsin(f_{\text{krit}, H_{10}}/f)$ . Beim Ausbreitungsbeginn der  $H_{10}$ -Welle wird senkrecht zum Hohlleiter abgestrahlt. Mit wachsender Frequenz neigt sich der Strahl in positiver  $z$ -Richtung bis  $\Phi_L = 30^\circ$  bei  $f = 2f_{\text{krit}}$ . Leckwellen haben in Strahlrichtung das gleiche Phasenmaß  $\beta_0$  wie Raumstrahlungsfelder. Es handelt sich bei ihnen um eine kontinuierliche, geordnete Abstrahlung von Raumwellen mit einer für jeden Wellentyp und jede Frequenz genau



**Bild 4.** Rechteckhohlleiter mit  $H_{10}$ -Welle, die im Außenraum eine Leckwelle erzeugen. a Schlitz in der Schmalseite; b exzentrischer Schlitz in der Breitseite

definierten Strahlrichtung. Die Strahlrichtung und die komplexe transversale Wellenzahl ( $k_x$  in Bild 3) bleiben entlang einer homogenen Leitung konstant. Leckwellen bilden diskrete Linien im Modenspektrum eines Wellenleiters.

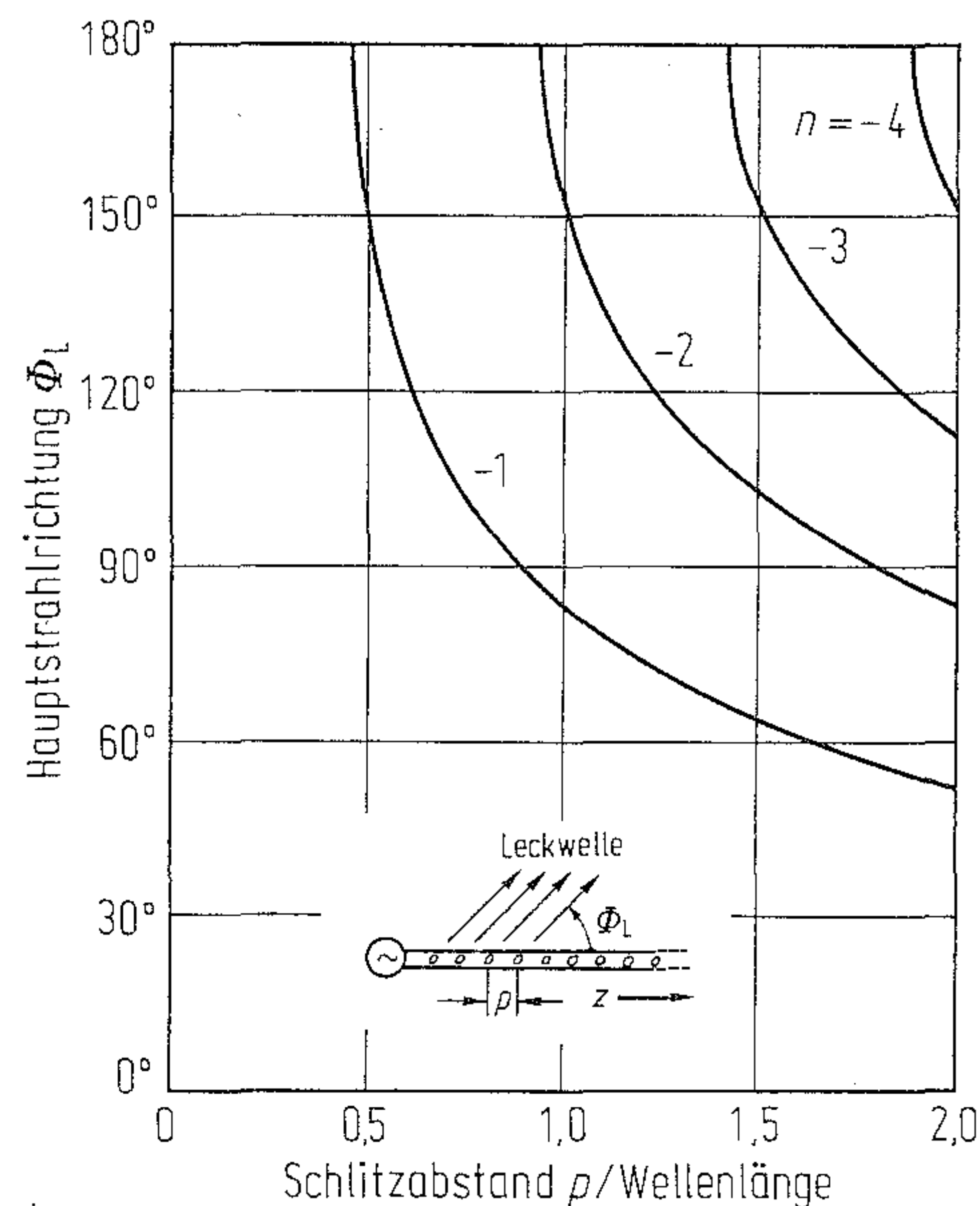
Praktische Anwendung gefunden haben Leckwellen bisher im wesentlichen bei Mikrowellenantennen [1, 2]. Da sich Anfang und Ende des strahlenden Bereichs (z. B. durch einen allmählichen Übergang) leicht so dimensionieren lassen, daß keine nennenswerten zusätzlichen Strahlungsfelder angeregt werden, stimmt das reale Strahlungsdiagramm in der  $x$ - $z$ -Ebene sehr genau mit dem berechneten überein. Durch Frequenzänderung läßt sich der Strahl von etwa  $\Phi_L = 80^\circ$  bis  $10^\circ$  schwenken, ohne daß die Keulbreite wesentlich beeinflußt wird.

Reelle Lösungen von Gl. (1) ergeben sich nur für  $\lambda_z > \lambda_0$ . Daher strahlen Koaxialleitungen mit durchgehendem Längsschlitz keine Leckwellen ab. Durch diskrete, periodisch angeordnete strahlende Schlitze im Außenleiter einer Koaxialleitung läßt sich jedoch ein Stroboskop-effekt erreichen. Die Schlitze wirken als Einzelstrahler, die gegeneinander phasenverschoben gespeist sind. Für Schlitzabstände  $p$  im Bereich  $\lambda/2$  und darüber werden die Einzelstrahler scheinbar von einer schnellen Welle ( $v_p > c_0$ ) angeregt, die im Inneren der Leitung in negativer  $z$ -Richtung läuft. Die Abtastung simuliert im Außenfeld Wellen mit  $\beta_{nz} = \beta_z - 2\pi n/p$  mit  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Bild 5 zeigt die Abstrahlrichtung der ersten vier Leckwellen einer solchen Leitung. Bei  $p \approx \lambda/2$  wird die erste Leckwelle ausbreitungsfähig, und zwar als axiale Rückwärtsstrahlung. Der Abstrahlwinkel ist nach Gl. (1) mit  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ :

$$\Phi_L = \arccos(\beta_{nz}/\beta_0) \approx \arccos(\sqrt{\epsilon_r} + n\lambda_0/p). \quad (2)$$

Die sich für verschiedene  $n$  ergebenden Wellentypen heißen auch Raumharmonische (spatial harmonics). Die Darstellung der Phasenmaße als Funktion der Frequenz für eine periodische Leiterstruktur heißt Brillouin-Diagramm oder  $\omega$ - $\beta$ -Diagramm (s. K 6.4).

Bei der Anwendung in trassengebundenen Informationsübertragungssystemen ergeben Koaxialleitungen mit Leckwelle im Außenraum im Frequenzbereich 100 bis 900 MHz geringere Koppeldämpfungen (z. B. 50 dB) als nicht-



**Bild 5.** Abstrahlrichtung der ersten vier Leckwellen einer Koaxialleitung mit periodischen, strahlenden Schlitzen ( $\epsilon_r = 1,23$  bzw.  $v_z = 0,9 c_0$ )

strahlende geschlitzte Koaxialleitungen [5, 11]. Die Abstrahlung erhöht die Leitungsdämpfung. Weiterhin werden die Koppeldämpfungsschwankungen infolge Interferenz vermindert, da die Amplitude der Leckwelle im Außenraum dominiert.

Spezielle Literatur: [1] Collin, R. E.; Zucker, F. J.: Antenna theory, Part 2. New York: Mc-Graw-Hill 1969. – [2] Jasik, H.: Antenna engineering handbook. New York: Mc-Graw-Hill 1961. – [3] Brown, J.: Electromagnetic wave theory I. Oxford: Pergamon 1967. – [4] Dalichau, H.: Offene Wellenleiter für die Nachrichtenübertragung zu spurgeführten Fahrzeugen. Düsseldorf: VDI-Verlag 1981. – [5] Petri, U.: Die Berechnung von geschlitzten Koaxialkabeln für den UKW-Funk. Diss. RWTH-Aachen 1977. – [6] Beal, J. C. et al.: Continuous-access guided communication (CAGC) for ground-transportation systems. Proc. IEEE 61 (1973) 562–568. – [7] Fitzgerald, R. G.; Haidle, L. L.; Partch, J. E.: Surface waves for vehicular communications. IEEE-VT 21 (1972) 51–59. – [8] Lange, K. P.; Dalichau, H.: Ein Schlitzhohlleiter für breitbandige Nachrichtenverbindungen mit Schienenfahrzeugen. NTZ 30 (1977) 92–94. – [9] Dalichau, H.; Lange, K. P.; Schuck, W.-D.: Nachrichtenübertragung mit Schlitzhohlleitern. Frequenz 35 (1981) 318–323. – [10] Dalichau, H.: Übergänge und Fahrzeugkoppler für Schlitzhohlleiterstrecken. Frequenz 36 (1982) 169–175. – [11] Nakahara, T.; Kurauchi, N. u. a.: Extensive applications of leaky cables. Sumitomo Electr. Tech. Rev. (1971) 27–31.