第3章　微波集成传输线

3.1微带传输线

3. 2介质波导

3.3光纤

3.2介质波导Dielectric Waveguide

一、介质圆波导

◆1.采用圆柱坐标系

◆2.圆柱介质波导属于开放系统(Open Waveguide System)，全空间(full space)求解。

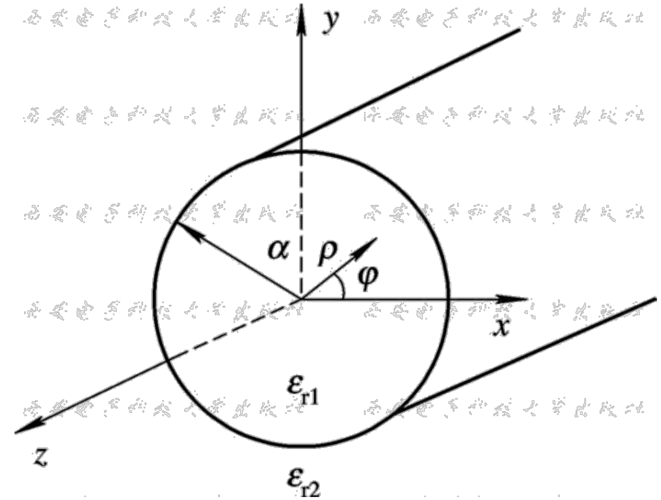

图3-10 介质圆波导

①采用 $i=\begin{cases}1 \\ 2 & \text{代表介质波导外场}\end{cases}$

②z分量满足

$$\nabla^2\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}+k_i^2\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}=0$$

③也可写成

$$\nabla^2\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}+n_i^2k_0^2\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}=0$$

$$\begin{cases}\mathrm{n}_\mathrm{i}^2=\varepsilon_\mathrm{ri}\\ \mathrm{k}_\mathrm{i}^2=\mathrm{k}_0^2\mathrm{n}_\mathrm{i}^2=\omega^2\varepsilon_0\mu_0\varepsilon_\mathrm{ri}\\ \mathrm{k}_0^2=\omega^2\varepsilon_0\mu_0\end{cases}$$

④只考虑波导系统入射波 $\nabla^2=\nabla_t^2+\dfrac{\partial}{\partial z^2}=\nabla_t^2-\beta^2$

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

一、介质圆波导

- ⑤有 $$\nabla_t^2\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}+\left(k_0^2n_i^2-\beta^2\right)\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}=0$$
- ⑥在圆柱坐标系有

$$\frac{\partial^2}{\partial\rho^2}\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}+\frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial\rho}\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}+\frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2}{\partial\varphi^2}\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}+(n_i^2k_0^2-\beta^2)\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}=0$$

- ⑦采用分离变量法，忽略因子$e^{-j\beta z}$

$$k_{ci}^2=k_0^2n_i^2-\beta^2=k_0^2\varepsilon_{ri}-\beta^2$$

$$\begin{pmatrix}E_{zi}\\H_{zi}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}A_i\\B_i\end{pmatrix}R(\rho)\Phi(\varphi)$$

- ⑧两个常微分方程

$$\boxed{\begin{cases}\dfrac{d^2\Phi(\varphi)}{d\varphi^2}+m^2\Phi(\varphi)=0\\[2ex]\rho^2\dfrac{d^2R(\rho)}{d\rho^2}+\rho\dfrac{dR(\rho)}{d\rho}+\left[\left(n_i^2k_0^2-\beta^2\right)\rho^2-m^2\right]R(\rho)=0\end{cases}}$$

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

二、介质波导约束条件

◆**1.Φ方向周期条件** $\Phi(0)=\Phi(2\pi)$

$$\boxed{\Phi(\varphi)=C\begin{pmatrix}\cos m\varphi\\ \sin m\varphi\end{pmatrix}=Ce^{jm\varphi}}$$

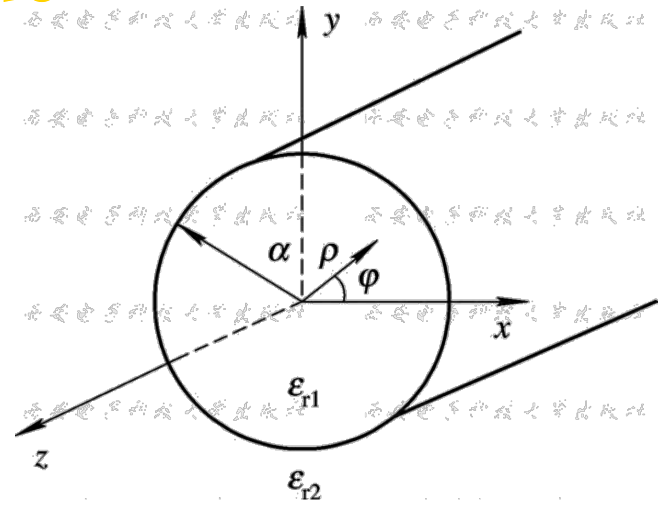

图3-10 介质圆波导

◆**2.r=0的边界条件R(0)≠∞**

⊕**Region1**

$$k_{c1}^2=k_0^2n_1^2-\beta^2=k_1^2-\beta^2>0$$

$$R_1(\rho)=\begin{pmatrix}J_m(k_{c1}\rho)\\ \cancel{N_m(k_{c1}\rho)}\end{pmatrix}$$

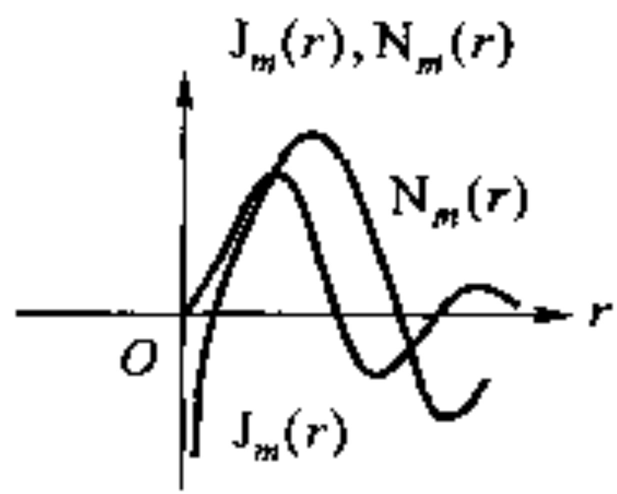

图 Bessel函数

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

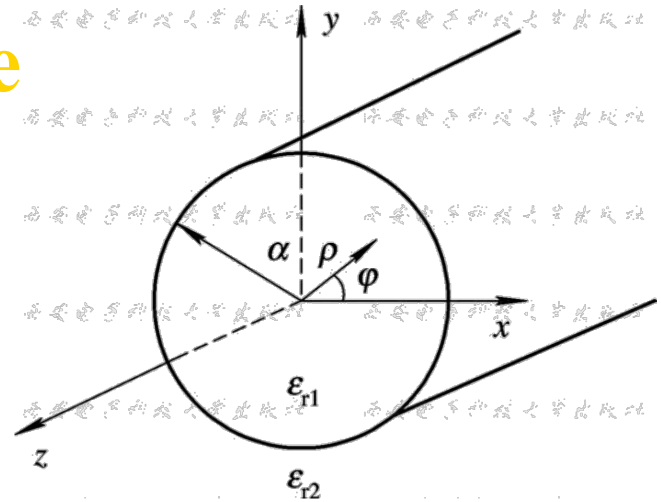

图3-10 介质圆波导

二、介质波导约束条件

◆ **3.r=∞的边界条件R(∞)≠∞**

- **Region2**

$$k_{c2}^2 = k_0^2 n_2^2 - \beta^2 = k_2^2 - \beta^2 < 0$$

$$\boxed{\rho^2 \frac{d^2 R(\rho)}{d\rho^2} + \rho \frac{dR(\rho)}{d\rho} + \left[\left(j\sqrt{\beta^2 - k_0^2 n_2^2}\right)^2 \rho^2 - m^2\right] R(\rho) = 0}$$

$$R_2(\rho) = \begin{pmatrix} \cancel{I_m(k_{c2}\rho)} \\ K_m(k_{c2}\rho) \end{pmatrix}$$

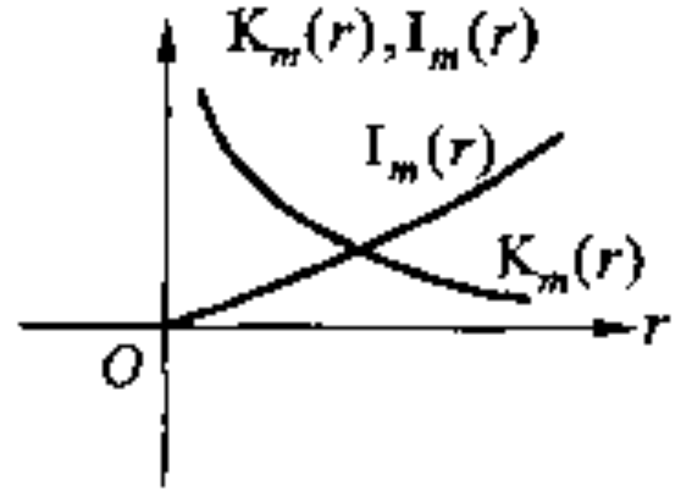

图 修正Bessel函数

- 所以

$$\boxed{\begin{cases} R_1(\rho) = D_1 J_m(k_{c1}\rho) & (\rho < a) \\ R_2(\rho) = D_2 K_m(k_{c2}\rho) & (\rho > a) \end{cases}}$$

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

二、介质波导约束条件

◆**4.r=a的边界处**

$$\begin{cases} R_1(a) = D_1 J_m(k_{c1}a) = D_1 J_m(u) \\ R_2(a) = D_2 K_m(k_{c2}a) = D_2 K_m(w) \end{cases}$$

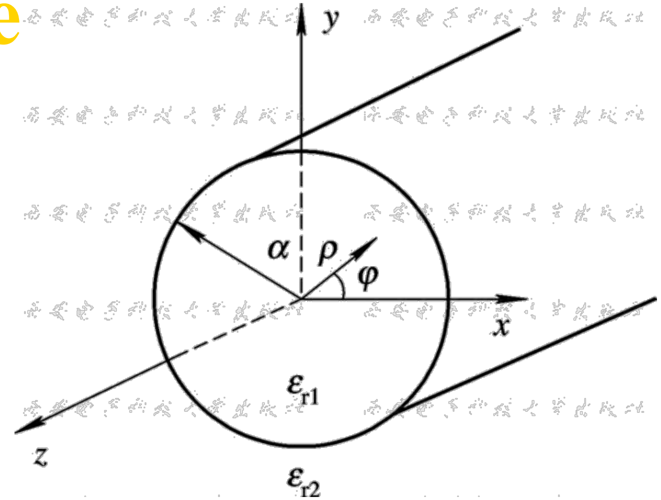

图3-10 介质圆波导

有

$$\begin{cases} D_1 = \dfrac{R_1(a)}{J_m(u)} \\ D_2 = \dfrac{R_2(a)}{K_m(w)} \end{cases} \qquad \begin{cases} u = k_{c1}a = \left(k_0^2 n_1^2 - \beta^2\right)^{1/2} a \\ w = k_{c2}a = \left(\beta^2 - k_0^2 n_2^2\right)^{1/2} a \end{cases}$$

所以

$$\boxed{\begin{cases} R_1(\rho) = \dfrac{R_1(a)}{J_m(u)} J_m(uR) & R = \dfrac{\rho}{a} < 1 \\ R_2(\rho) = \dfrac{R_2(a)}{K_m(w)} K_m(wR) & R = \dfrac{\rho}{a} > 1 \end{cases}}$$

3.2介质波导Dielectric Waveguide

三、介质波导的横向场分量

◆介质波导纵向分量为

$$E(z)=\begin{cases}\dfrac{A_{m1}}{J_m(u)}J_m(uR)e^{jm\varphi}e^{-j\beta z} & R<1\\[2ex] \dfrac{A_{m2}}{K_m(w)}K_m(wR)e^{jm\varphi}e^{-j\beta z} & R<1\end{cases}$$

$$H(z)=\begin{cases}\dfrac{B_{m1}}{J_m(u)}J_m(uR)e^{jm\varphi}e^{-j\beta z} & R<1\\[2ex] \dfrac{B_{m2}}{K_m(w)}K_m(wR)e^{jm\varphi}e^{-j\beta z} & R>1\end{cases}$$

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

三、介质波导的横向场分量

◆横向分量采用纵向分量表示的不变性矩阵

$$\begin{bmatrix} E_\rho \\ E_\varphi \\ H_\rho \\ H_\varphi \end{bmatrix} = \frac{1}{k_c^2} \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & 0 & -j\omega\mu \\ 0 & -\gamma & -j\omega\mu & 0 \\ 0 & -j\omega\varepsilon & -\gamma & 0 \\ -j\omega\varepsilon & 0 & 0 & -\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dfrac{\partial E_z}{\partial \rho} \\ \dfrac{1}{\rho}\dfrac{\partial E_z}{\partial \varphi} \\ \dfrac{\partial H_z}{\partial \rho} \\ \dfrac{1}{\rho}\dfrac{\partial H_z}{\partial \varphi} \end{bmatrix}$$

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

三、介质波导的横向场分量

◆横向分量采用纵向分量表示的不变性矩阵

$$
\begin{cases}
E_\rho = -\dfrac{j}{k_{ci}^2}\left[\beta\dfrac{\partial E_z}{\partial\rho} + j\omega\mu_0\dfrac{m}{\rho}H_z\right] \\
E_\varphi = -\dfrac{j}{k_{ci}^2}\left[\dfrac{jm\beta}{\rho}E_z - \omega\mu_0\dfrac{\partial H_z}{\partial\rho}\right] \\
H_\rho = -\dfrac{j}{k_{ci}^2}\left[\beta\dfrac{\partial H_z}{\partial\rho} - j\omega\varepsilon_i\dfrac{m}{\rho}E_z\right] \\
H_\varphi = -\dfrac{j}{k_{ci}^2}\left[\dfrac{jm\beta}{\rho}H_z + \omega\varepsilon_i\dfrac{\partial E_z}{\partial\rho}\right]
\end{cases}
$$

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

四、r=a的边界条件介质波导的横向场分量

◆**r=a处切向场连续**

$$\begin{cases} E_{z1} = E_{z2} \\ H_{z1} = H_{z2} \\ E_{\varphi 1} = E_{\varphi 2} \\ H_{\varphi 1} = H_{\varphi 2} \end{cases}$$

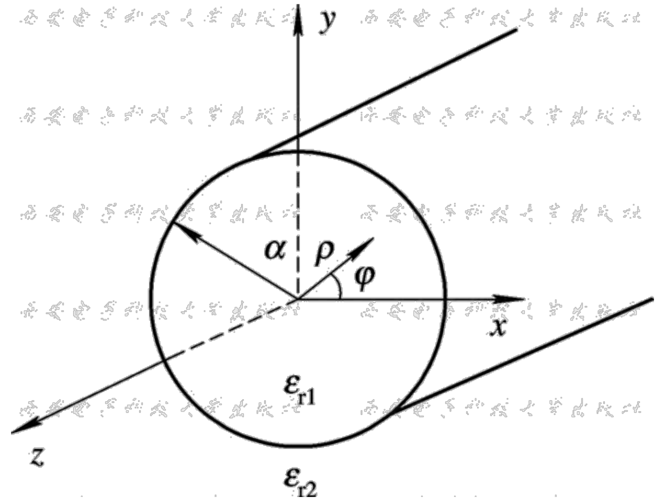

图3-10 介质圆波导

◆得到特征方程

$$[\frac{X}{u}-\frac{Y}{\omega}][\frac{\varepsilon_r X}{u}-\frac{Y}{\omega}] = m^2[\frac{1}{u^2}-\frac{1}{\omega^2}][\frac{\varepsilon_r}{u^2}-\frac{1}{\omega^2}] \quad \textbf{(3-2-5a)}$$

$$u^2-\omega^2 = k_0^2(\varepsilon_r-1)a^2$$

其中

$$X = \frac{J_m'(u)}{J_m(u)}, \quad Y = \frac{H_m^{(2)'}(\omega)}{H_m^{(2)}(\omega)}$$

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

五、介质波导波形

Case1：m=0的情况

$$\frac{1}{u}\frac{J_0'(u)}{J_0(u)}-\frac{1}{\omega}\frac{H_0^{(2)'}(\omega)}{H_0^{(2)}(\omega)}=0$$

对应TE_{0n}模H_z, E_φ, H_r

或者

$$\frac{\varepsilon_r}{u}\frac{J_0'(u)}{J_0(u)}-\frac{1}{\omega}\frac{H_0^{(2)'}(\omega)}{H_0^{(2)}(\omega)}=0$$

对应TM_{0n}模E_z, E_r, H_φ

◆介质波导传输条件

$$\begin{cases} k_{c1}^2 = k_0^2 n_1^2 - \beta^2 > 0 \\ k_{c2}^2 = \beta^2 - k_0^2 n_2^2 > 0 \\ k_0^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0 \end{cases}$$

- 金属波导中 $0 \le \beta \le k_1$

  截止条件 $k_{c1} = 0$

- 介质波导中 $k_2 \le \beta \le k_1$

  截止条件 $k_{c2} = 0$

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

五、介质波导波形

Case1：m=0的情况

◆因此有$J_0(u)$=0

◆可见圆形介质波导的**TE$_{0n}$**和**TM$_{0n}$**模在截止时是简并的，它们的截止频率均为

$$f_{c0n} = \frac{v_{0n} c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r - 1}}$$

⊕式中，v_{0n}是零阶贝塞尔函数$J_0(x)$的第n个根

⊕特别地，　**n=1**时

$$v_{o1} = 2.45, f_{c01} = \frac{2.405c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r - 1}}$$

Case2：　m≠0任意情况

◆**Ez**和**Hz**同时存在，存在混和模式

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

五、介质波导波形

Case3：m=1的情况

◆截止频率为

$$f_{c1n} = \frac{v_{1n}c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r - 1}}$$

- 式中,v_{1n}是一阶贝塞尔函数$J_1(x)$的第n个根
- 特别地， **n=1**时， u_{11}=0， f_{c11}=0
- HE_{11}模没有截止频率, 该模式是圆形介质波导传输的主模
- 第一个高次模为TE_{01}或TM_{01}模
- 当工作频率f<f_{c01}时, 圆形介质波导内将实现单模传输。

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

五、介质波导波形

◆介质波导的主模HE_{11}模，m=1,n=1

⊕①不具有截止波长, 而其它模只有当波导直径大于0.626λ时, 才有可能传输

⊕②在很宽的频带和较大的直径变化范围内, HE_{11}模的损耗较小

⊕③可以直接由矩形波导的主模TE_{10}激励, 而不需要波型变换

⊕图3-11 给出了HE_{11}模的电磁场分布图

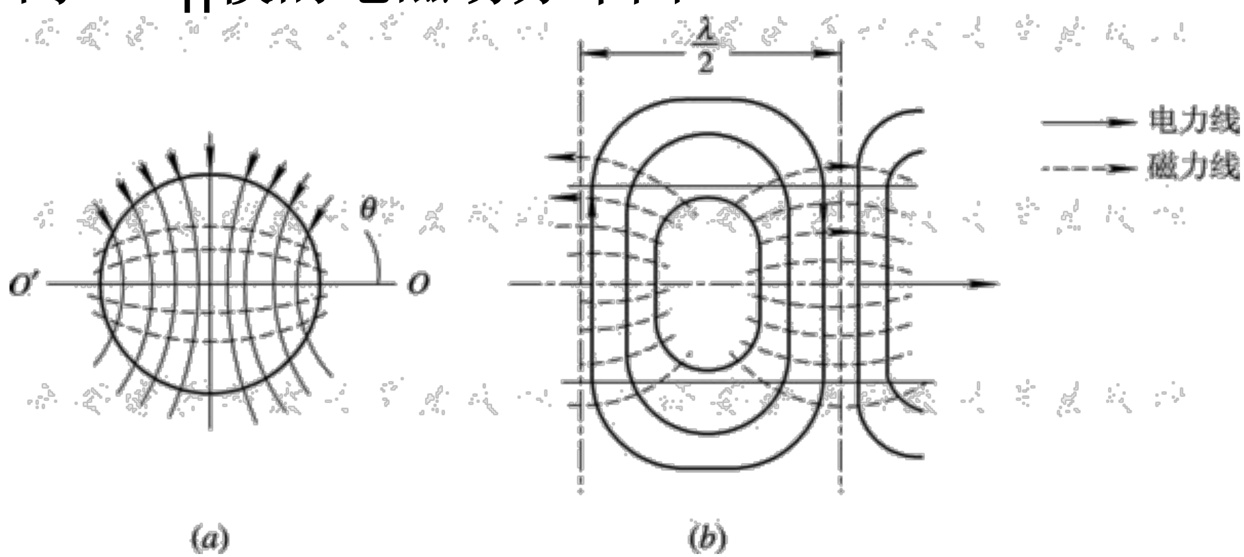

图3-11 HE_{11}模的电磁场分布图

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

五、介质波导波形

◆介质波导的主模HE_{11}模，m=1,n=1

⊕图3-12 给出了HE_{11}模的色散曲线

⊕由图3-12 可见，介电常数越大, 则色散越严重

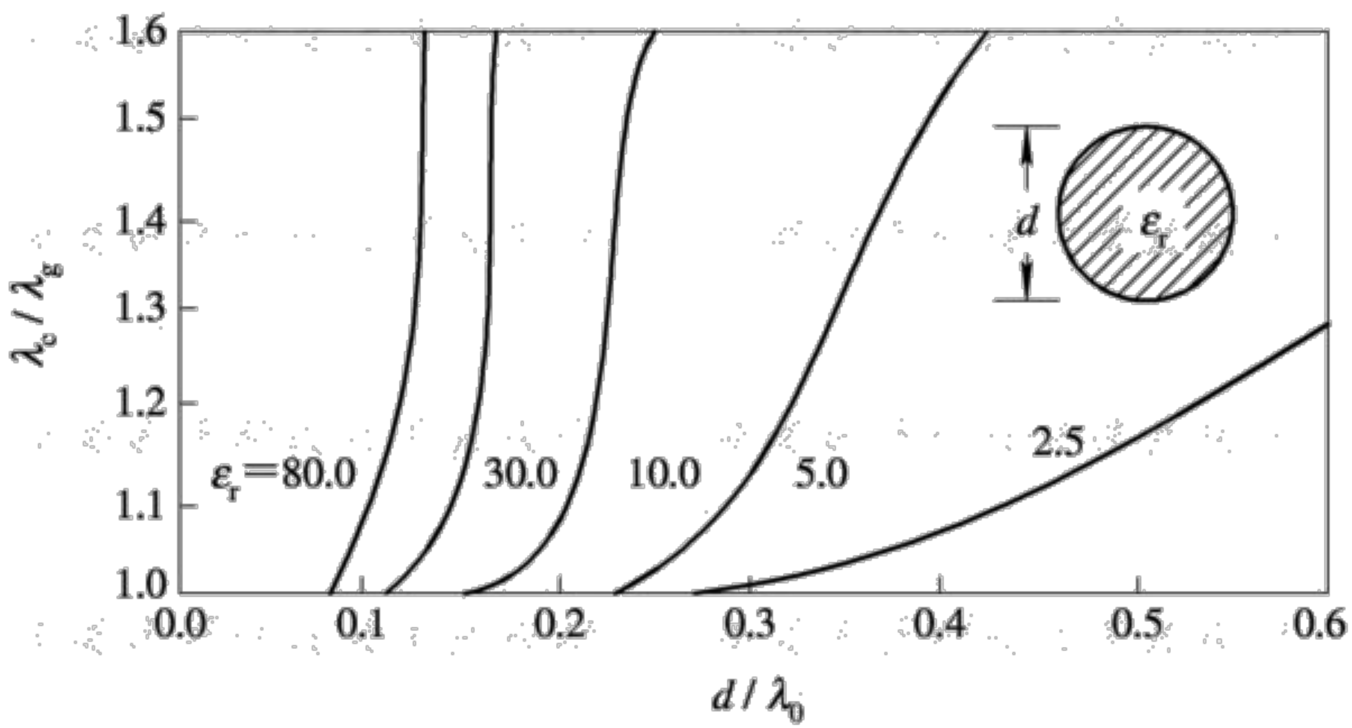

图3-12 HE_{11}模的色散曲线

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

六、金属波导和介质波导之比较

金属圆柱波导

介质圆柱波导

$$\nabla^2\begin{pmatrix}E_i\\H_i\end{pmatrix}+k_i^2\begin{pmatrix}E_i\\H_i\end{pmatrix}=0$$

封闭内区域求解

r≤a

边界条件

- 旋转周期条件
- 0点有限条件
- $r=a$场连续条件

$$\begin{cases}E_{z1}=0\\E_{\varphi 1}=0\end{cases}$$

TE、TM 模式

TE_{11}是主模

全空间分区域求解

i=1,2, r<a, r>a

边界条件

- 旋转周期条件
- 0点有限条件
- ∞点有限条件
- 正常传输条件

$$k_{c1}^2=k_1^2-\beta^2\geqslant 0$$

$$k_{c2}^2=\beta^2-k_2^2\geqslant 0$$

- $r=a$场连续条件

$$E_{z1}=E_{z2},H_{z1}=H_{z2}$$

$$E_{\varphi 1}=E_{\varphi 2},H_{\varphi 1}=H_{\varphi 2}$$

TE_{01}, TM_{0n}

混合模式**EH_{mn}, HE_{mn}**

HE_{11}是主模

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

七、介质镜像线

◆对主模HE_{11}来说，由于圆形介质波导的*OO′*平面两侧场分布具有对称性

◆可以在*OO′*平面放置一金属导电板而不致影响其电磁场分布，从而可以构成介质镜像线，如图3-13(a)所示

◆圆形介质镜像线是由一根半圆形介质杆和一块接地的金属片组成的

◆解决了介质波导的屏蔽和支架的困难

◆在毫米波波段内,这类传输线比较容易制造，并且具有较低的损耗，比金属波导远为优越。 ?

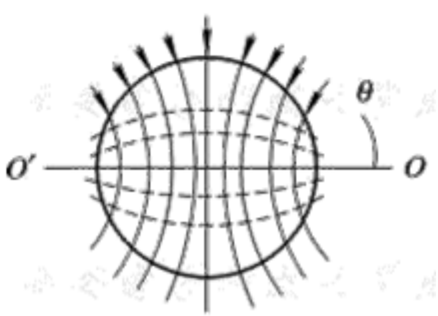

图3-11 HE_{11}模的电磁场分布图

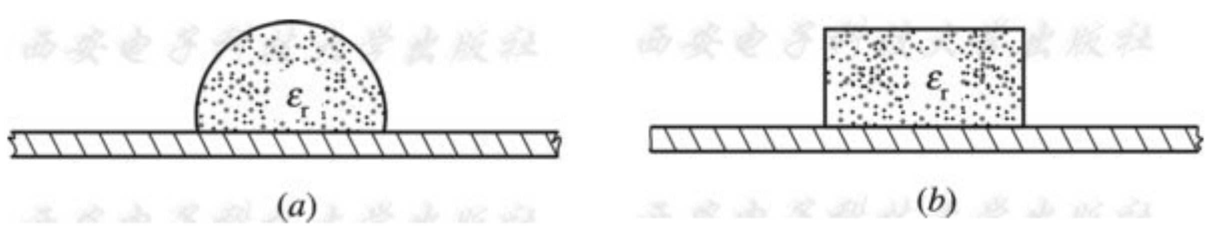

图3-13 圆形介质镜像线和矩形介质镜像线

3. 2介质波导Dielectric Waveguide

八、 H形波导?

◆H形波导由两块平行的金属板中间插入一块介质条带组成, 如图 **3-14** 所示。

◆与传统的金属波导相比, H形波导具有制作工艺简单、损耗小、功率容量大、激励方便等优点。

◆H形波导中传输的模式取决于介质条带的宽度和金属平板的间距。

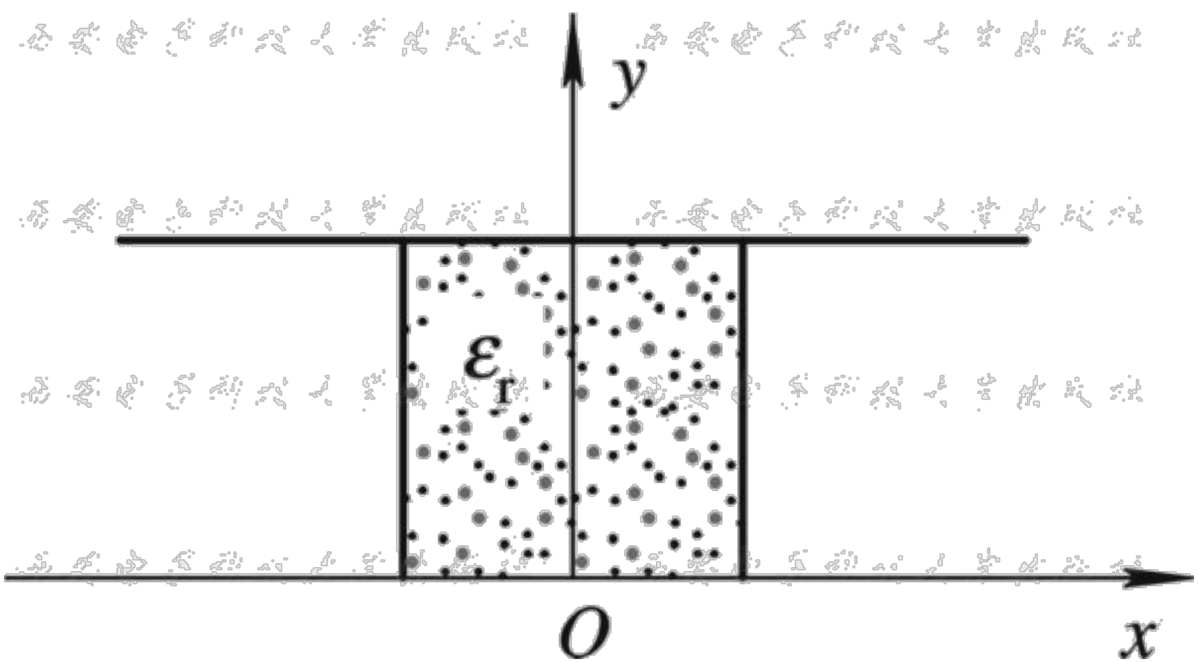

图3-14?H 形波导的结构

3. 2介质波导Dielectric Waveguide