

# 第8章 波导与谐振器

8.1 矩形波导

8.2 圆波导

8.3 波导的激励与耦合

8.4 谐振器

习题

# 8.1 矩形波导 $\psi$

## 1. 矩形波导中的场 $\psi$

对于时间因子为 $e^{j\omega t}$ 的时谐场，电磁场在波导内满足无源亥姆霍兹方程(Helmholtz Equation)，即

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} &= 0 \\ \nabla^2 \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8-1-1)$$

式中， $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ 。

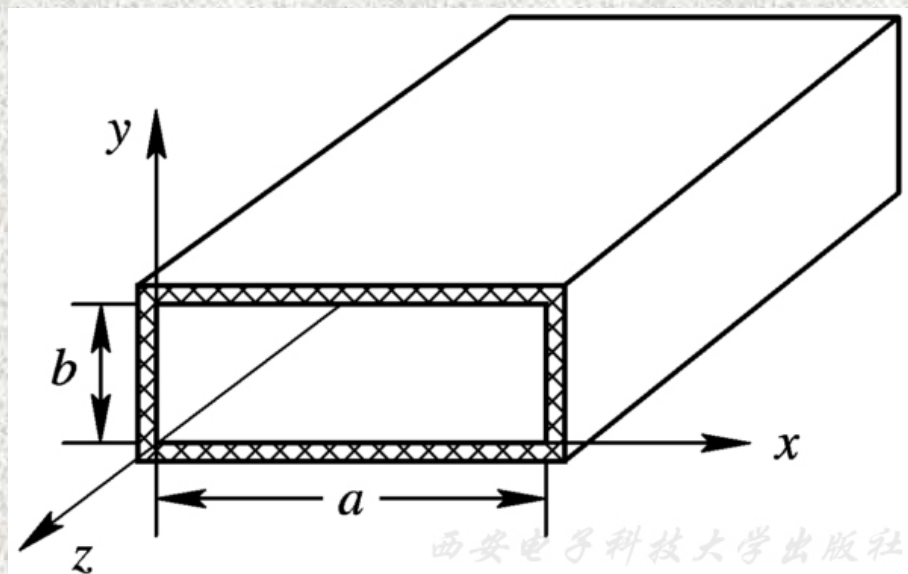



图 8-1 矩形波导及其坐标

现将电场和磁场分解为横向分量和纵向分量，即

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{E} &= \mathbf{E}_t + \mathbf{a}_z \mathbf{E}_z \\ \mathbf{H} &= \mathbf{H}_t + \mathbf{a}_z \mathbf{H}_z \end{aligned} \right\} \quad (8-1-2)$$

其中， $\mathbf{a}_z$ 为z向单位矢量， $t$ 表示横向坐标，在直角坐标中它代表 $(x, y)$ ；在圆柱坐标中它代表 $(\rho, \varphi)$ 。下面以直角坐标为例讨论。将式(8-1-2)代入式(8-1-1)，整理后可得

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 E_z + k^2 E_z &= 0 \\ \nabla^2 \mathbf{E}_t + k^2 \mathbf{E}_t &= 0 \\ \nabla^2 H_z + k^2 H_z &= 0 \\ \nabla^2 \mathbf{H}_t + k^2 \mathbf{H}_t &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8-1-3)$$

现以电场为例来讨论纵向场应满足的解的形式。 

设  $\nabla_t^2$  为二维拉普拉斯算子，则有

$$\nabla^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (8-1-4)$$

利用分离变量法，令

$$E_z(x,y,z) = E_z(x,y)Z(z) \quad (8-1-5)$$

将其代入式(8-1-3)，并整理得

$$-\frac{(\nabla_t^2 + k^2)E_z(x,y)}{E_z(x,y)} = \frac{d^2 Z(z)}{dz^2} \quad (8-1-6)$$

上式中左边是横向坐标 $(x, y)$ 的函数，与 $z$ 无关；而右边是 $z$ 的函数，与 $(x, y)$ 无关。显然，只有二者均为常数上式才能成立，设该常数 $\gamma^2$ ，则有

$$\left. \begin{aligned} \nabla_t^2 E_z(x, y) + (k_2 + \gamma_2) E_z(x, y) &= 0 \\ \frac{d}{dz^2} Z(z) - \gamma^2 Z(z) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8-1-7)$$

上式中第二式的形式与传输线方程(7-1-5)相同，其通解为

$$Z(z) = A_+ e^{-\gamma z} + A_- e^{\gamma z} \quad (8-1-8)$$

设规则金属波导为无限长，故没有反射波，即 $A_- = 0$ ，此时，式(8-1-8)变为

$$Z(z) = A_+ e^{-\gamma z} \quad (8-1-9)$$

$A_+$ 为待定常数。对无耗波导， $\gamma = j\beta$ ， $\beta$ 为相移常数。

现设 $E_{0z}(x, y) = A_+ E_z(x, y)$ ，则纵向电场可表达为

$$E_z(x, y, z) = E_{0z}(x, y) e^{-j\beta z} \quad (8-1-10a)$$

同理，纵向磁场也可表达为

$$H_z(x, y, z) = H_{0z}(x, y) e^{-j\beta z} \quad (8-1-10b)$$

而 $E_{0z}(x, y)$ 、 $H_{0z}(x, y)$ 满足以下方程：

$$\left. \begin{aligned} \nabla_t^2 E_{0z}(x, y) + k_c^2 E_{0z}(x, y) &= 0 \\ \nabla_t^2 H_{0z}(x, y) + k_c^2 H_{0z}(x, y) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8-1-11)$$

其中， $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ 为传输系统的本征值。在给定的边界条件下，应用分离变量法可得式(8-1-11)的解，将其分别代入式(8-1-10a)和(8-1-10b)就可求得纵向电、磁场的表达式。

根据麦克斯韦方程，无源区电场和磁场应满足的方程为

$$\left. \begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= j\omega\varepsilon\mathbf{E} \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -j\omega\varepsilon\mathbf{H} \end{aligned} \right\} \quad (8-1-12)$$

将它们用直角坐标展开，并利用式(8-1-10)可得各横向电、磁场的表达式为



$$\left. \begin{aligned} E_x &= -\frac{j}{k_c^2} \left( \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} + \beta \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \\ E_y &= \frac{j}{k_c^2} \left( \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} - \beta \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \\ H_x &= \frac{j}{k_c^2} \left( -\beta \frac{\partial H_z}{\partial x} + \omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \\ H_y &= -\frac{j}{k_c^2} \left( \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} + \omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \end{aligned} \right\} \quad (8-1-13)$$

由式(8-1-13)可见， $E_z$ 和 $H_z$ 不能同时为零，否则全部场分量必然全为零，系统将不存在任何场。一般情况下，只要 $E_z$ 和 $H_z$ 中有一个不为零即可满足边界条件。这时又可分为两种情形：横电波(TE波)和横磁波(TM波)。下面分别来讨论这两种情况下场的分布。

1) TE波(Transverse Electric Wave)  

对TE波,  $E_z=0$ ,  $H_z=H_{0z}(x,y)e^{-j\beta z}\neq 0$ , 代入式(8-1-11)可得

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) H_{0z}(x, y) + k_c^2 H_{0z}(x, y) = 0 \quad (8-1-14)$$

应用分离变量法, 令

$$H_{0z}(x, y) = X(x)Y(y) \quad (8-1-15)$$

代入式(8-1-14), 并除以 $X(x)Y(y)$ , 得

$$-\frac{1}{X(x)} \frac{d^2 X(x)}{dx^2} - \frac{1}{Y(y)} \frac{d^2 Y(y)}{dy^2} = k_c^2$$

要使上式成立，上式左边每项必须均为常数，设分别为  $k_x^2$  和  $k_y^2$ ，则有

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 X(x)}{dx^2} + k_x^2 X(x) &= 0 \\ \frac{d^2 Y(y)}{dy^2} + k_y^2 Y(y) &= 0 \\ k_x^2 + k_y^2 &= k_c^2 \end{aligned} \right\} \quad (8-1-16)$$

于是， $H_{0z}(x, y)$ 的通解为

$$H_{0z}(x, y) = (A_1 \cos k_x x + A_2 \sin k_x x)(B_1 \cos k_y y + B_2 \sin k_y y) \quad (8-1-17)$$

其中， $A_1$ 、 $A_2$ 、 $B_1$ 、 $B_2$ 为待定系数，由边界条件确定。 $H_z$ 应满足的边界条件为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial H_z}{\partial x} \Big|_{x=0} &= \frac{\partial H_z}{\partial x} \Big|_{x=a} = 0 \\ \frac{\partial H_z}{\partial y} \Big|_{y=0} &= \frac{\partial H_z}{\partial y} \Big|_{y=b} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (8-1-18)$$

于是有

$$\left. \begin{aligned} A_2 &= 0, & k_x &= \frac{m\pi}{a} \\ B_2 &= 0, & k_y &= \frac{n\pi}{b} \end{aligned} \right\} \quad (8-1-19)$$

于是矩形波导TE波纵向磁场的基本解为

$$\begin{aligned} H_z &= A_1 B_1 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\ &= H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (8-1-20)$$

式中， $H_{mn}$ 为模式振幅常数，说明既满足方程又满足边界条件的解有很多，我们将一个解称之为一种传播模式(Propagation Mode)，故 $H_z(x, y, z)$ 的通解为所有模式之和，即

$$H_z = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \quad (8-1-21)$$

将式(8-1-21)代入式(8-1-13)得TE波横向场分量的表达式为

$$\left. \begin{aligned}
 E_x &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\
 E_y &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} H_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\
 H_x &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j\beta}{k_c^2} \frac{m\pi}{b} H_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\
 H_y &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j\beta}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z}
 \end{aligned} \right\}$$

(8-1-22)

式中,  $k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$  为矩形波导TE波的截止波数。

显然它与波导尺寸、传输波型有关。 $m$ 和 $n$ 分别代表TE波沿 $x$ 方向和 $y$ 方向分布的半波个数。一组 $m$ 、 $n$ 对应一种TE波, 称做  $\text{TE}_{mn}$  模, 但 $m$ 和 $n$ 不能同时为零, 否则场分量全部为零, 因此矩形波导能够存在 $\text{TE}_{m0}$ 和 $\text{TE}_{0n}$ 模及 $\text{TE}_{mn}(m, n \neq 0)$ 模。其中 $\text{TE}_{10}$ 模是最低次模, 其余称为高次模。

## 2) TM波(Transverse Magnetic Wave) $\text{TM}_{mn}$

对TM波,  $H_z=0$ ,  $E_z=E_{0z}(x, y)e^{-j\beta z}$ , 用与TE波相同的方法可求得TM波的全部场分量:

$$\left. \begin{aligned}
 E_x &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} E_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\
 E_y &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} E_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\
 E_z &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} E_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\
 H_x &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} E_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\
 H_y &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{-j\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} E_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\
 H_z &= 0
 \end{aligned} \right\}$$

(8-1-23)



式中,  $k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$

TM<sub>11</sub>模是矩形波导TM波的最低次模, 其他均为高次模。

❖ 总之, 矩形波导内存在许多模式的波, TE波是所有TE<sub>mn</sub>模式场的总和, 而TM波是所有TM<sub>mn</sub>模式场的总和。

### 1) 截止波数与截止波长 ❖

在上面推导中, 有  $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ , 其中 $\beta$ 为波导中的相移常数,  $k=2\pi/\lambda$ 为自由空间波数。显然, 当 $k_c=k$ 时,  $\beta=0$ , 此时波不能在波导中传输, 也称为截止(Cutoff), 因此 $k_c$ 也称为截止波数(Cutoff Wavenumber), 它仅取决于波导结构尺寸和传播模式。

矩形波导TE<sub>mn</sub>和TM<sub>mn</sub>模的截止波数均为

$$k_{cmn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (8-1-24)$$

对应截止波长为

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{k_{cmn}^2} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (8-1-25)$$

此时，相移常数为

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \quad (8-1-26)$$

其中， $\lambda=2\pi/k$ 为工作波长。

可见当工作波长 $\lambda$ 小于某个模的截止波长 $\lambda_c$ 时,  $\beta_2 > 0$ , 此模可在波导中传输, 故称为传导模(Propagation Mode); 当工作波长 $\lambda$ 大于某个模的截止波长 $\lambda_c$ 时,  $\beta_2 < 0$ , 即此模在波导中不能传输, 称为截止模(Cutoff Mode)。一个模能否在波导中传输取决于波导结构尺寸和工作频率(或波长)。对相同的 $m$ 和 $n$ ,  $TE_{mn}$ 和 $TM_{mn}$ 模具有相同的截止波长, 我们将截止波长相同的模式称为简并模(Degenerate Mode), 它们虽然场分布不同, 但具有相同的传输特性。图8-2给出了标准波导BJ-32各模式截止波长分布图。

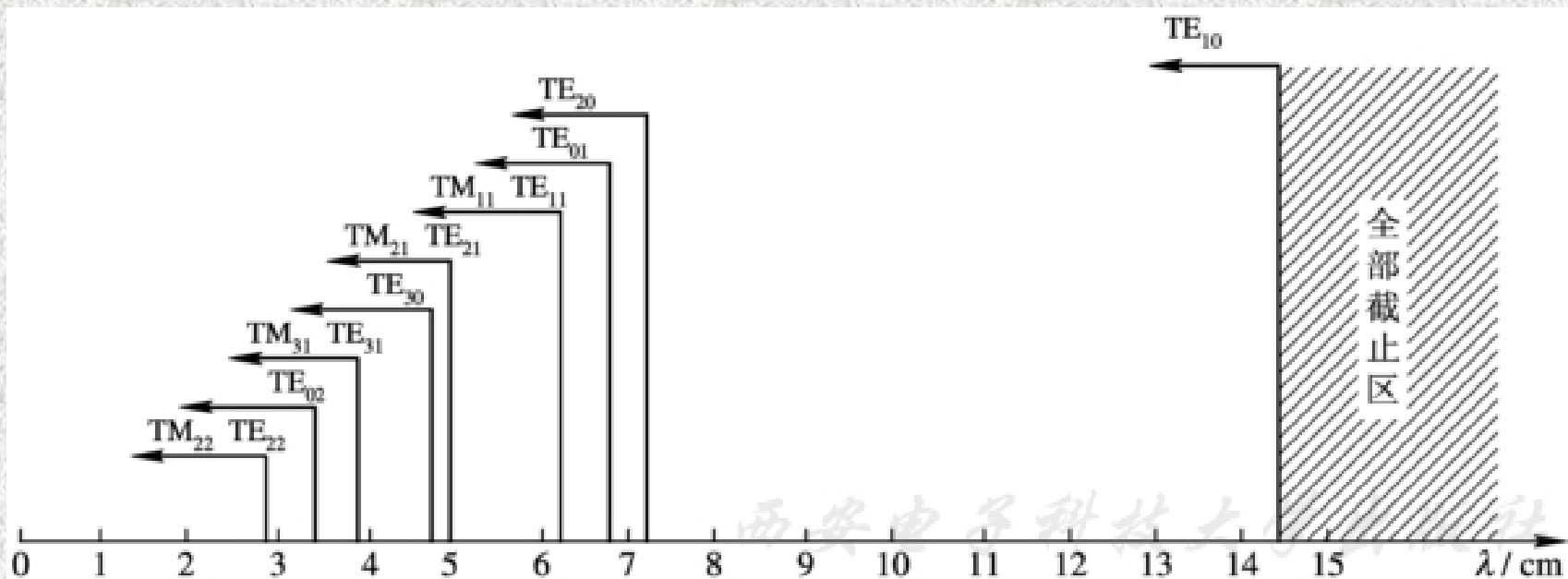


图 8-2 标准波导BJ-32各模式截止波长分布图

【例8-1】 设某矩形波导的尺寸为 $a=8\text{ cm}$ 、 $b=4\text{ cm}$ , 试求工作频率在 $3\text{ GHz}$ 时该波导能传输的模式。  $\heartsuit$

解 由 $f=3\text{ GHz}$ 得

$$\lambda = \frac{c}{f} = 0.1\text{ m}$$

而各模式的截止波长为

$$\lambda_{cTE_{10}} = 2a = 0.16(\text{m}) > \lambda$$

$$\lambda_{cTE_{01}} = 2b = 0.08(\text{m}) < \lambda$$

$$\lambda_{cTE_{11}} = \frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}} = 0.0715(\text{m}) < \lambda$$

可见, 该波导在工作频率为 $3\text{ GHz}$ 时只能传输 $TE_{10}$ 模。

## 2) 主模 $TE_{10}$

在导行波中截止波长 $\lambda_c$ 最长的导行模称为该导波系统的主模(Principle Mode)。如果选择合适的工作频率可以实现单模传输。矩形波导的主模为 $TE_{10}$ 模，因为该模式具有场结构简单、稳定、频带宽和损耗小等特点，所以工程上几乎毫无例外地工作在 $TE_{10}$ 模式。下面我们着重来讨论 $TE_{10}$ 模式的场分布及其工作特性。

### (1) $TE_{10}$ 模的场分布。

将 $m=1, n=0$  和 $k_c=\pi/a$ 代入式(8-1-22)，并考虑时间因子 $e^{j\omega t}$ ，可得 $TE_{10}$ 模各场分量表达式：

$$\left. \begin{aligned}
 E_y &= -j \frac{\omega \mu a}{\pi} H_{10} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \\
 H_x &= j \frac{\beta a}{\pi} H_{10} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \\
 H_z &= H_{10} \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) \\
 E_x &= E_z = H_y = 0
 \end{aligned} \right\} \quad (8-1-27)$$

而相移常数为

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (8-1-28)$$

(2) 波导波长、相速与群速。④

Ⓒ TE<sub>10</sub>模的波导波长、相速 $v_p$ 和群速 $v_g$ 分别为

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (8-1-29)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (8-1-30)$$

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (8-1-31)$$

式中， $c$ 为自由空间光速，可见，TE<sub>10</sub>是色散波。



### (3) 波阻抗。🔥

波导是非TEM模传输线，因此很难唯一地确定其上的电压和电流。然而此时对电磁波能量传输有贡献的只是横向磁场和横向电场。通常将横向电场 $E_y$ 和横向磁场 $H_x$ 的比值规定为波阻抗。对于 $TE_{10}$ 有

$$Z_{TE_{10}} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (8-1-32)$$

式中， $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$

有了波阻抗，就可以将波导等效为均匀传输线，用式(7-1-21)计算任意点处的输入阻抗。计算时，波长应该用波导波长 $\lambda_g$ 。同时也可以利用传输线理论来分析波导的行波、驻波等特性。

【例8-2】矩形波导的截面尺寸为 $a \times b = 72 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ ，波导内充满空气，信号源频率为3 GHz，试求：🔥

① 波导中可以传播的模式。🔥

② 该模式的截止波长 $\lambda_c$ 、相移常数 $\beta$ 、波导波长 $\lambda_g$ 、相速 $v_p$ 、群速和波阻抗。🔥

③ 若该波导终端接有归一化导纳为 $0.7 - j0.1$ 的负载，试求其驻波比和第一个波节点离负载的距离。

解 ① 由信号源频率可求得其波长为

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^9} = 10 \text{ cm}$$

矩形波导中,  $\text{TE}_{10}$ 、 $\text{TE}_{20}$ 的截止波长为

$$\lambda_{c\text{TE}_{10}} = 2a = 14.4 \text{ cm}$$

$$\lambda_{c\text{TE}_{20}} = a = 7.2 \text{ cm}$$

可见, 波导中只能传输 $\text{TE}_{10}$ 模。🌹

②  $\text{TE}_{10}$ 的截止波长为



$$\lambda_c = 2a = 14.4 \text{ cm} (\text{Ⓢ})$$

截止波数为 🌹 🌹

$$k_c = \frac{\pi}{a} = 13.89\pi$$

自由空间的波数为

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

因此，相移常数为

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = 45.2$$

此时，相速和群速分别为

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = 4.17 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} = 2.16 \times 10^8 \text{ m/s}$$

波导波长为

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = 13.9 \text{ cm}$$

波阻抗为

$$Z_{\text{TE}_{10}} = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = 166.8\pi \Omega$$

③ 由负载归一化导纳为 $0.7 - j0.1$ ，可得终端反射系数为

$$\Gamma_L = \frac{1 - y_L}{1 + y_L} = 0.185e^{j0.38}$$

驻波比为

$$\rho = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = 1.46$$

第一个波节点离负载的距离为

$$z_{\min L} = \frac{\lambda_g}{4\pi} \phi_L + \frac{\lambda_g}{4} = 3.9 \text{ cm}$$

可见，在定义了波阻抗后也可用前述分析传输线的方法分析波导的传输、匹配特性。❖

(4) 功率容量。❖

沿传播方向的平均功率密度就是坡印廷矢量(Poynting Vector)的z方向分量。对矩形波导有

$$S_z = \operatorname{Re} \left( \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \right) \cdot \mathbf{a}_z = \frac{|E_y|^2}{2Z_{\text{TE}_{10}}} \quad (8-1-33)$$

可得矩形波导TE<sub>10</sub>模的传输功率为

$$P = \iint S_z dx dy = \frac{1}{2Z_{\text{TE}_{10}}} \iint |E_y|^2 dx dy = \frac{abE_{10}^2}{4Z_{\text{TE}_{10}}} \quad (8-1-34)$$

其中， $E_{10} = \frac{\omega\mu a}{\pi} H_{10}$  是 $E_y$ 分量在波导宽边中心处的振幅值。

由此可得波导传输TE<sub>10</sub>模时的功率容量为

$$P_{\text{br}} = \frac{abE_{10}^2}{4Z_{\text{TE}_{10}}} = \frac{abE_{\text{br}}^2}{480\pi} \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2} \quad (8-1-35)$$

其中， $E_{br}$ 为击穿电场幅值。因空气的击穿场强为30 kV/cm，故空气矩形波导的功率容量为

$$P_{br0} = 0.6ab \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \text{ MW} \quad (8-1-36)$$

可见，波导尺寸越大，频率越高，则功率容量越大。而当负载不匹配时，由于形成驻波，电场振幅变大，功率容量会变小，因此不匹配时的功率容量 $P'_{br}$ 和匹配时的功率容量 $P_{br}$ 的关系为

$$P'_{br} = \frac{P_{br}}{\rho} \quad (8-1-37)$$

其中， $\rho$ 为驻波系数。



当允许的传输功率不能满足要求时，可采用下述措施：① 在不出现高次模的条件下适当加大 $b$ ；② 密闭波导并充压缩空气或惰性气体，以提高介质的击穿强度；③ 保持波导内壁清洁和干燥；④ 提高行波系数，减小反射。

### (5) 损耗。🌿

当电磁波沿传输方向传播时，波导金属壁的热损耗和波导内填充介质的损耗必然会引起能量或功率的递减。对于空气波导，由于空气介质损耗很小，可以忽略不计，而导体损耗是不可忽略的。

设导行波沿 $z$ 方向传输时的衰减常数为 $\alpha$ ，则沿 $z$ 向电场、磁场按 $e^{-\alpha z}$ 规律变化，所以传输功率按以下规律变化：



$$P = P_0 e^{-2\alpha z} \text{🌿} \quad (8-1-38)$$

单位长波导内传输功率的减少等于单位长功率损耗 $P_L$ ，所以有

$$P_L = -\frac{dP}{dz} = 2aP_0 e^{-2az} = 2aP \quad (8-1-39)$$

于是衰减常数 $\alpha$ 可按式计算：

$$\alpha = \frac{P_L}{2P} \quad \text{Np/m} \quad (8-1-40)$$

在计算损耗功率时，因不同的导行模有不同的电流分布，损耗也不同，根据上述分析，可推得矩形波导TE<sub>10</sub>模的衰减常数公式：

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s}{120\pi b \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \left[ 1 + 2 \frac{b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 \right] \text{dB/m} \quad (8-1-41)$$

式中,  $R_s = \sqrt{\pi f \mu / \sigma}$  为导体表面电阻。它取决于导体的磁导率  $\mu$ 、电导率  $\sigma$  和工作频率  $f$ 。 ❧

由此可以看出, 增大波导高度  $b$  能使衰减变小, 但当  $b > a/2$  时单模工作频带变窄, 故衰减与频带应综合考虑。 ❧

### 3. 矩形波导尺寸的选择原则 ❧

选择矩形波导尺寸时, 应考虑以下几个方面的因素: ❧

(1) 波导的带宽问题: 保证在给定频率范围内的电磁波在波导中都能以单一的  $TE_{10}$  模传播, 其他高次模都应截止。为此应满足:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{cTE_{20}} < \lambda < \lambda_{cTE_{10}} \\ \lambda_{cTE_{01}} < \lambda < \lambda_{cTE_{10}} \end{aligned} \right\} \quad (8-1-42)$$

将TE<sub>10</sub>模、TE<sub>20</sub>模和TE<sub>01</sub>模的截止波长代入上式得

$$a < \lambda < 2a$$

$$2b < \lambda < 2a$$

或写作

$$\frac{\lambda}{2} < a < \lambda$$

$$0 < b < \frac{\lambda}{2}$$

即取 $b < a/2$ 。 

(2) 波导的功率容量问题：在传播所要求的功率时，波导不至于发生击穿。由式(8-1-36)可知，适当增加 $b$ 可增加功率容量，故 $b$ 应尽可能大一些。

(3) 波导的衰减问题：通过波导后的信号功率不要损失太大。由式(8-1-41)知，增大 $b$ 也可使衰减变小，故 $b$ 应尽可能大一些。

综合上述因素，矩形波导的尺寸一般选为

$$\left. \begin{aligned} a &= 0.7\lambda \\ b &= (0.4 \sim 0.5)a \end{aligned} \right\} \quad (8-1-43)$$

通常将 $b=a/2$ 的波导称为标准波导。为了提高功率容量，通常选 $b>a/2$ 的波导，这种波导称为高波导；为了减小体积，减轻重量，有时也选 $b<a/2$ 的波导，这种波导称为扁波导。

附录3给出了标准矩形波导参数和型号对照表。

## 4. 脊形波导

脊形波导是矩形波导的变形，它可分为单脊形和双脊形波导两种，其结构图如图8-3所示。可以用场分析法分析其传输特性，但比较复杂，在此从略。这里仅给出其主要特点。脊形波导有以下特点：

(1) 与矩形波导相比，能在更宽的频率范围内工作于 $TE_{10}$ 波；

(2) 具有相同尺寸 $a$ 的脊形波导，其截止频率要比普通的矩形波导低得多；

(3) 高次模的截止频率又比矩形波导高；

(4) 其衰减比矩形波导大，功率容量比矩形波导小。

正是由于脊形波导的宽频带特性，使其在信号变换等方面有较多的应用。

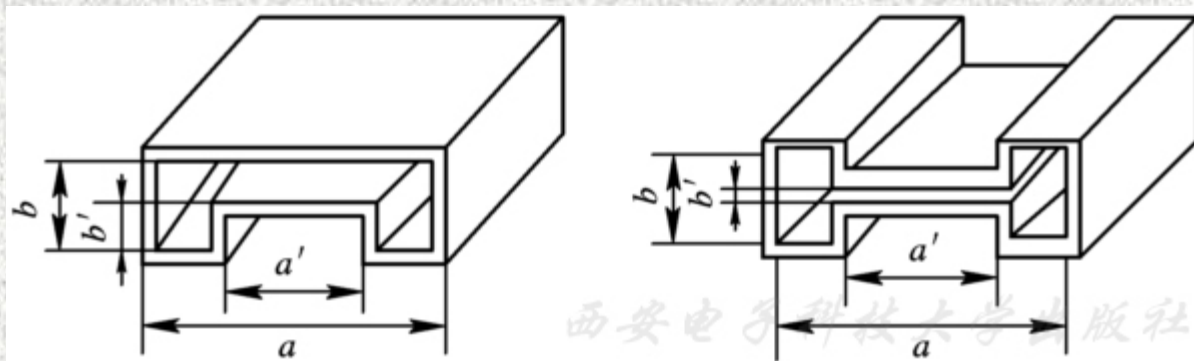


图 8-3 单脊形波导与双脊形波导的结构图



## 8.2 圆波导

规则金属波导除了上面介绍的矩形波导外，常用的还有圆波导，下面来讨论这种波导的主要特性。

若将同轴线的内导体抽走，则在一定条件下，由外导体所包围的圆形空间也能传输电磁能量，这就是圆形波导，简称圆波导，如图8-4所示。圆波导具有加工方便、双极化、低损耗等优点，较为广泛地应用于远距离通信、双极化馈线以及微波圆形谐振器等。

与矩形波导一样，圆波导也只能传输TE和TM波型。设圆形波导外导体内径为 $a$ ，并建立如图8-4所示圆柱坐标。



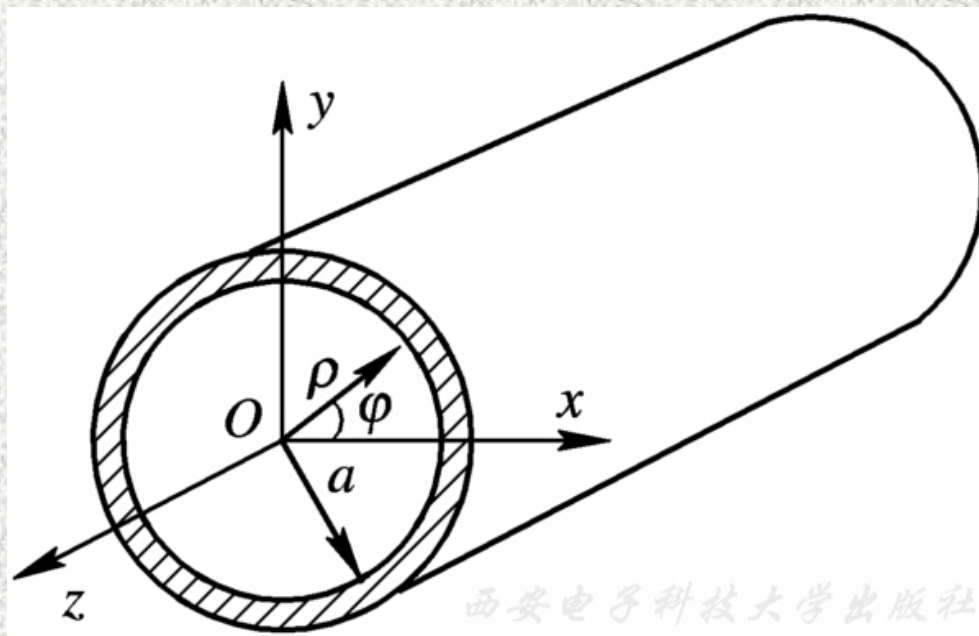


图 8-4 圆波导及其坐标系

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/238042141057007006>