

\* 说明：全部答题包括填空、选择题必须答在考点下发的答题纸上，否则，一律无效。

试题名称：

微波技术基础

一、填空题（请将答案按顺序写在答题纸上）：（30 分，每空 1 分）

1、若传输线端接容性负载 ( $Z_L = R_L + jX_L$ ,  $X_L < 0$ )，那么其行驻波分布离负载端最近的是电压\_\_\_\_点；若端接感性负载 ( $Z_L = R_L + jX_L$ ,  $X_L > 0$ )，那么其行驻波分布离负载端最近的是电压\_\_\_\_点。

2、阻抗圆图是由\_\_\_\_坐标系和\_\_\_\_坐标系组成的，其中前者又由\_\_\_\_和\_\_\_\_组成，而后者又由\_\_\_\_和\_\_\_\_组成。

3、在规则波导中，从 TE 模横向磁场  $H_t$  的梯度和旋度上来看， $H_t$  是\_\_\_\_场，其位函数是由\_\_\_\_场分量决定的；从 TM 模横向电场  $E_t$  的梯度和旋度上来看， $E_t$  是\_\_\_\_场，其位函数是由\_\_\_\_场分量决定的。（注：以  $\nabla_t$  取场的梯度和旋度）

4、在金属波导截止的情况下，TE 模的波阻抗呈\_\_\_\_性，此时磁储能\_\_\_\_（大于/小于）电储能；TM 模的波阻抗呈\_\_\_\_性，此时电储能\_\_\_\_（大于/小于）磁储能。

5、在耦合传输线中，偶模特性阻抗  $Z_{oe}$  总是\_\_\_\_（小于等于/大于等于）奇模特性阻抗  $Z_{oo}$ 。若二者差别越大，则耦合系数  $k$ \_\_\_\_（越大/越小），说明耦合\_\_\_\_（越紧/越松）。

6、介质波导的截止波型称为\_\_\_\_，其形成条件是\_\_\_\_，波型特点是在  $x$  方向（即介质波导的横向）呈\_\_\_\_分布，在  $z$  方向（即传输方向）为\_\_\_\_（截止/传输）。

7、在圆形金属谐振腔中，虚假谐振模式主要有\_\_\_\_、\_\_\_\_、\_\_\_\_和\_\_\_\_。

8、微波网络的输入阻抗  $Z$ （相对某参考面  $T$ ）是由网络内部的\_\_\_\_和\_\_\_\_决定的。若网络是无损的，那么该网络系统匹配的条件是\_\_\_\_。

二、简答题：（共 30 分）

1、写出均匀传输线的时域形式的电报方程和复相量形式的波动方程。（8 分）

2、金属圆波导谐振腔的本征模  $TE_{mnp}$  和  $TM_{mnp}$  的下标  $m$ 、 $n$ 、 $p$  代表什么意义？并列出各自的取值范围。（9 分）

3、写出介质波导 TE 模和 TM 模分别产生全反射和全折射的条件。（7 分）

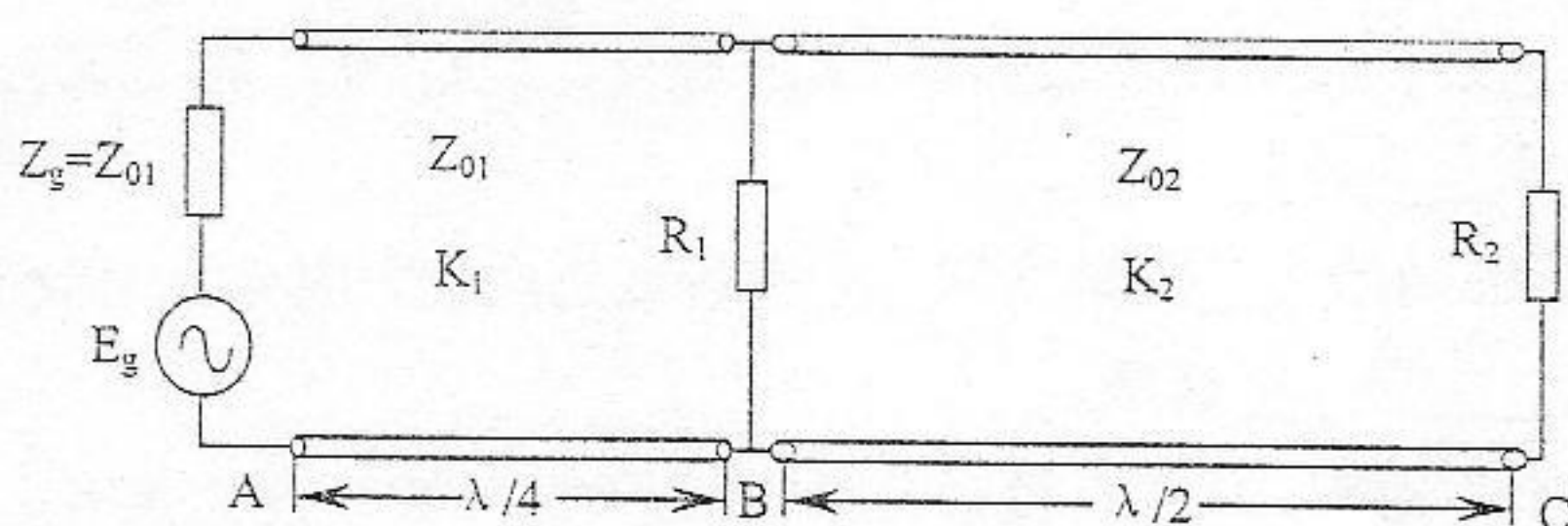
4、微波二端口网络中， $[S]$  矩阵的各元素都有何物理意义？（6 分）

三、试证明：当无损互易二端口网络的  $|S_{11}|$ ， $\varphi_{11}$  和  $\varphi_{22}$  确定以后，网络的所有散射参数就完全确定了。（其中  $\varphi_{11}$  和  $\varphi_{22}$  分别为  $S_{11}$  和  $S_{22}$  的相角）（18 分）



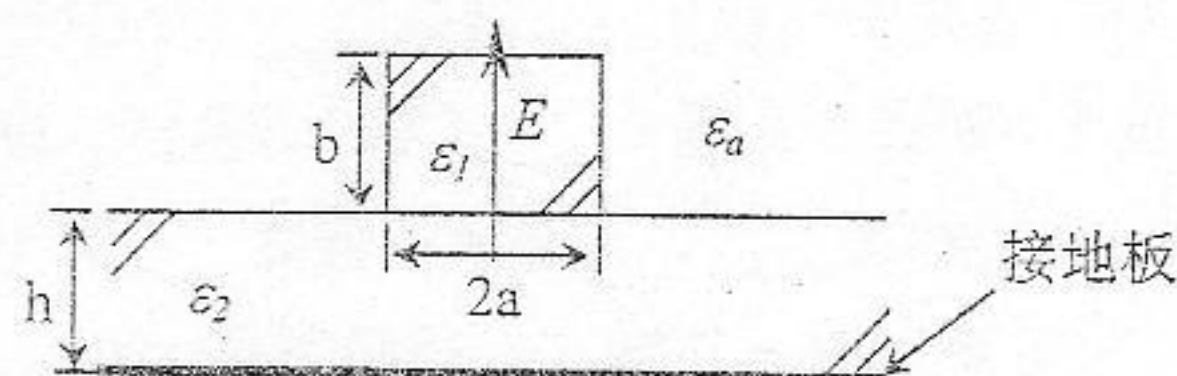
四、在无损耗传输线某点上分别测得三个阻抗： $Z_{in}^{sc}$ （负载短路）、 $Z_{in}^{oc}$ （负载开路）、 $Z_{in}$ （接实际负载），试证明实际负载阻抗为  $Z_L = Z_{in}^{oc} \frac{Z_{in}^{sc} - Z_{in}}{Z_{in} - Z_{in}^{oc}}$ 。（10分）

五、如图所示，已知  $Z_{01}=20$  欧姆， $Z_{02}=50$  欧姆，电源电动势  $E_g=60V$ ，又知  $Z_{01}$  和  $Z_{02}$  线上的行波系数分别为  $K_1=0.5$ ， $K_2=0.4$ ，且 B 点为这两段传输线的电压波节点，求电阻  $R_1$  和  $R_2$  的大小及  $R_2$  的吸收功率，并绘出沿线电压、电流的驻波分布。（22分）



第五题图

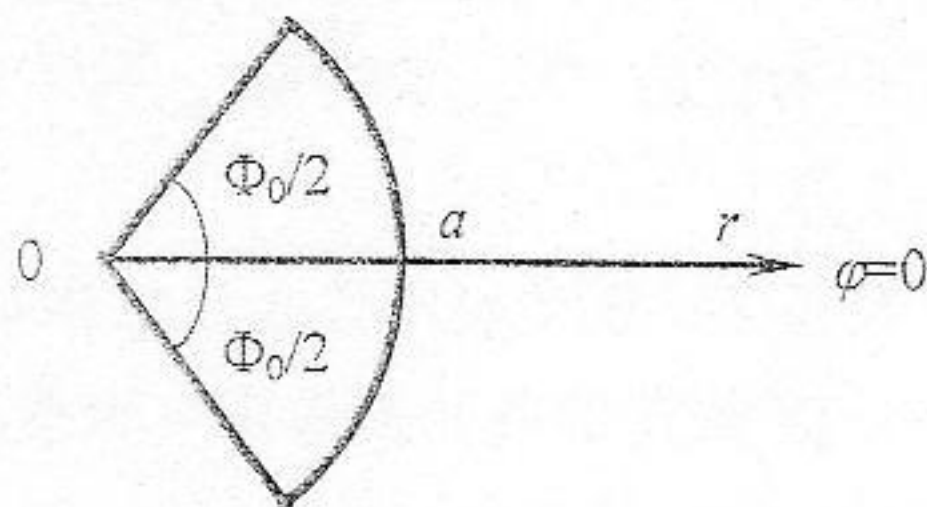
六、试用 EDC 方法求如图所示隔离镜像线的有效介电常数  $\epsilon_e$  应满足的色散方程，电场  $E$  的方向如图所示。（注： $\epsilon_a$ 、 $\epsilon_1$  和  $\epsilon_2$  都是相对介电常数）（20分）



第六题图

七、已知张角为  $\Phi_0$  的扇形波导，如图所示（坐标系已选定），半径为  $a$ （共 20 分）

- (1)、列出波导中磁波  $H_z$  和电波  $E_z$  应满足的波动方程和边界条件。（4分）
- (2)、写出  $H_z$  和  $E_z$  的表达式。（12分）
- (3)、在该扇形波导中能存在  $E_{0n}$  模吗？为什么？（4分）



第七题图



科目名称:

微波技术基础

## 一、填空题: (30 分, 每空 1 分)

- 1、节; 腹。
- 2、单位电压反射系数; 归一化阻抗; 单位电压反射系数的模值圆; 单位电压反射系数的相角射线; 归一化电阻圆; 归一化电抗圆。
- 3、有位无旋;  $H_z$ ; 有位无旋;  $E_z$ 。
- 4、感; 大于; 容; 大于。
- 5、大于等于; 越大; 越紧。
- 6、辐射波/模; 入射角小于临界角  $\theta_i < \theta_c$ ; 驻波; 传输。
- 7、干扰模式; 自干扰模式; 交叉模式; 简并模式。
- 8、损耗; 储能; 电储能等于磁储能。

## 二、简答题: (30 分)

$$1、 \begin{cases} -\frac{du(z,t)}{dz} = R_1 i(z,t) + L_1 \frac{di(z,t)}{dt} \\ -\frac{di(z,t)}{dz} = G_1 u(z,t) + C_1 \frac{du(z,t)}{dt} \end{cases} \quad (\text{各 } 2 \text{ 分}) \quad \begin{cases} \frac{d^2 U}{dz^2} - \gamma^2 U = 0 \\ \frac{d^2 I}{dz^2} - \gamma^2 I = 0 \end{cases} \quad (\text{各 } 2 \text{ 分})$$

2、 $m$  为  $\phi$  方向整驻波个数 (1 分),  $n$ 、 $p$  分别为  $r$ 、 $z$  (或  $b$ 、 $l$ ) 二个方向的半驻波个数。(2 分)

TE<sub>mnp</sub>:  $m=0, 1, 2, \dots$ ;  $n=1, 2, 3, \dots$ ;  $p=1, 2, 3, \dots$ 。(3 分)

TM<sub>mnp</sub>:  $m=0, 1, 2, \dots$ ;  $n=1, 2, 3, \dots$ ;  $p=0, 1, 2, \dots$ 。(3 分)

3、 $n_1 > n_2$  (1 分), TE 模: 全反射  $\theta_c \leq \theta_i \leq \pi/2$  (2 分), 无全折射现象 (1 分)

TM 模: 全反射  $\theta_c \leq \theta_i \leq \pi/2$  (2 分), 全折射  $\theta_i = \theta_t$  (1 分)

$$4、 S_{ii} = \frac{U_i^-}{U_i^+} \Big|_{U_k^+=0} \quad k \neq i \quad (1 \text{ 分}), \text{即其余各端口匹配时, } i \text{ 端口的反射系数} (2 \text{ 分}).$$

$$S_{ij} = \frac{U_i^-}{U_j^+} \Big|_{U_k^+=0} \quad k \neq i, j \quad (1 \text{ 分}), \text{即其余各端口匹配时, } j \text{ 端口到 } i \text{ 端口的反射系}$$

数。(2 分)

## 三、(18 分) 证明: 无损网络的 S 矩阵为酉阵, 满足

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (1) (2 \text{ 分})$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \quad (2) (2 \text{ 分})$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad (3) (2 \text{ 分})$$

$$\text{互易网络的 S 矩阵满足 } S_{12} = S_{21} \quad (4) (2 \text{ 分})$$



由 (1) 和 (4) 式可得  $|S_{12}| = |S_{21}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2}$  (2 分), 且  $\varphi_{12} = \varphi_{21}$  (2 分)

由 (1) 和 (2) 式可得  $|S_{22}| = |S_{11}|$  (2 分), 且已知  $\varphi_{22}$ , 所以  $S_{22}$  可以确定。

由 (3) 和 (4) 式可得  $S_{11}S_{12}^* + S_{12}S_{22}^* = 0$ , 即  $\frac{S_{12}}{S_{12}^*} = -\frac{S_{11}}{S_{22}^*}$  (2 分)

所以  $2\varphi_{12} = \pm\pi + \varphi_{11} + \varphi_{22}$ , 即  $\varphi_{12} = \pm\frac{\pi}{2} + \frac{\varphi_{11} + \varphi_{22}}{2}$  (2 分),  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  都可以确定。

四、(10 分) 证明: 设  $Z_0$  为特性阻抗,  $l$  为该点到负载端的距离, 则

$$Z_{in}^{sc} = jZ_0 \tan \beta l \quad (1) \quad (2 \text{ 分})$$

$$Z_{in}^{oc} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (2) \quad (2 \text{ 分})$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} = \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{1 + j\frac{Z_L}{Z_0} \tan \beta l} = \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{1 + \frac{Z_L}{-jZ_0 \cot \beta l}} \quad (3) \quad (3 \text{ 分})$$

将(1)和(2)代入(3)中, 可得

$$Z_{in} = \frac{Z_L + Z_{in}^{sc}}{1 + Z_L/Z_{in}^{oc}} \quad (2 \text{ 分})$$

经整理得

$$Z_L = Z_{in}^{oc} \frac{Z_{in}^{sc} - Z_{in}}{Z_{in} - Z_{in}^{oc}} \quad (1 \text{ 分})$$

五、(22 分) 解: B 点为电压波节点, 则由 B 点向负载方向的输入阻抗  $R_B = Z_{01}K_1 = 20 \times 0.5 = 10\Omega$  (2 分), 又由 BC 段长为  $\lambda/2$ , 则  $R_B = R_1 // R_2 = 10\Omega$  (2 分), 且  $R_2 > R_B$  (并联电阻特性)

又知 C 点也是 BC 段的电压波节点

所以  $R_2 = Z_{02}K_2 = 50 \times 0.4 = 20\Omega$  (2 分),  $R_1 = 20\Omega$

由 A 点向负载方向的输入阻抗  $R_A = \frac{Z_{01}^2}{R_B} = \frac{20^2}{10} = 40\Omega$

A 点波腹电压  $U_A = \frac{R_A}{R_A + Z_g} E_g = \frac{40 \times 60}{40 + 20} = 40V$

B 点和 C 点波节电压  $U_B = U_C = U_A K_1 = 40 \times 0.5 = 20V$

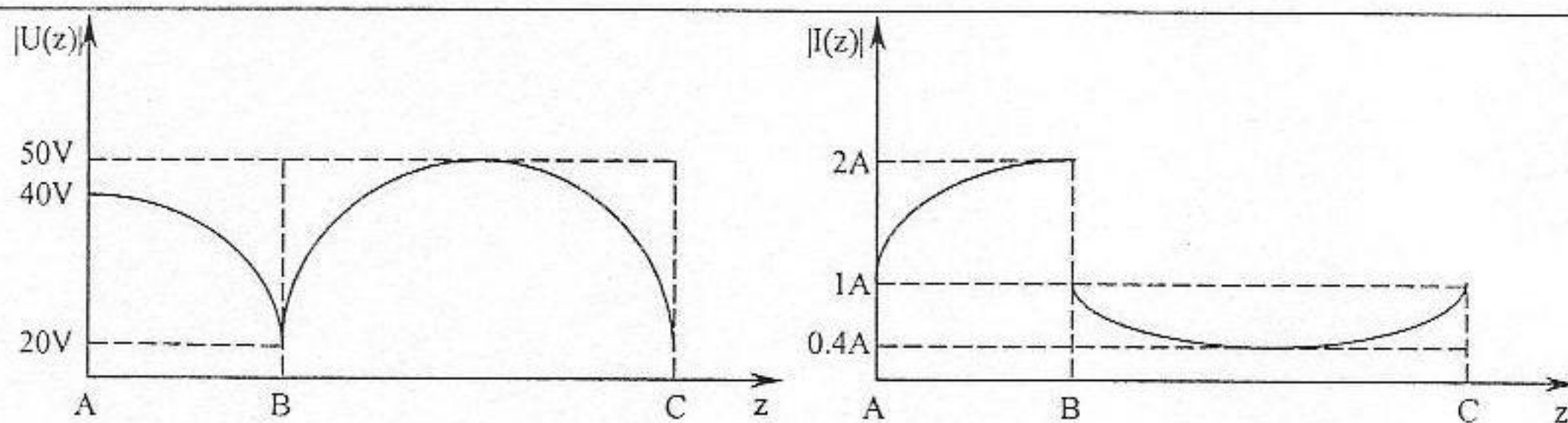
所以  $R_2$  吸收的功率  $P_2 = \frac{1}{2} \frac{U_C^2}{R_2} = \frac{1}{2} \times \frac{20^2}{20} = 10W$  (4 分)

又  $I_A = \frac{U_A}{R_A} = \frac{40}{40} = 1A$   $I_{B-} = \frac{U_B}{R_B} = \frac{20}{10} = 2A$   $I_{B+} = \frac{U_B}{R_2} = \frac{20}{20} = 1A$

BC 段的波腹电压为  $U_B / K_2 = 20 / 0.4 = 50V$

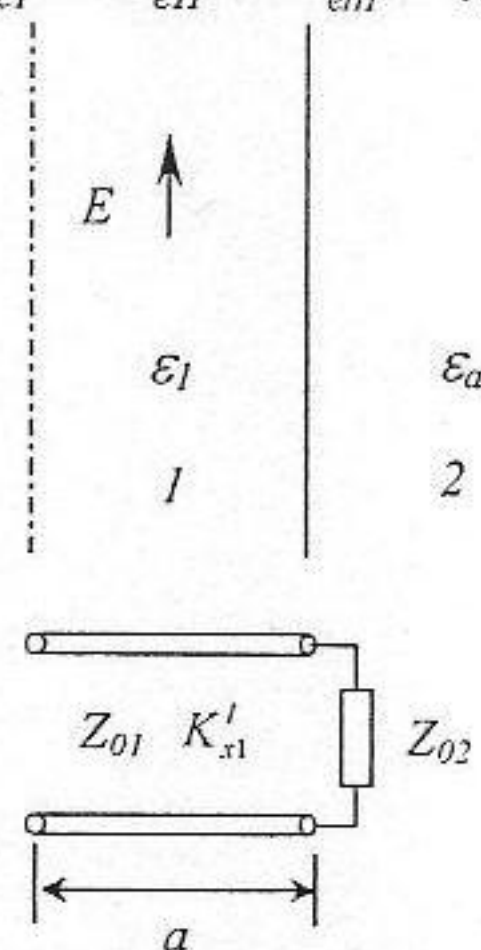
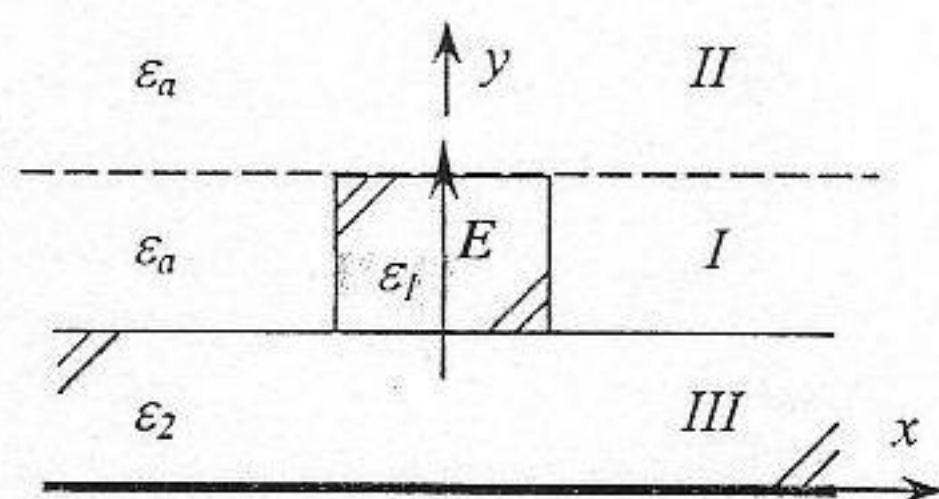
BC 段的波节电流为  $I_{B+} K_2 = 1 \times 0.4 = 0.4A$





(每个图 6 分)

六、(20 分) 解：对如下左图所示的分区 (2 分)，先求  $\varepsilon_{el}^x$ 、 $\varepsilon_{ell}^x$  和  $\varepsilon_{ell}^x$ ，然后再求  $\varepsilon_e$ 。



求  $\varepsilon_{el}^x$ ，对 I 区进行垂直拉伸，根据场得对称性，矩形波导中心线位置可以等效为磁壁（开路）(1 分)，如上右图。由于电场平行于交界面，所以为 TE 模

$$Z_{01} = \frac{\omega\mu}{k'_{x1}} \quad Z_{02} = \frac{\omega\mu}{-jk'_{x2}} \quad (2 \text{ 分})$$

由横向谐振条件可得  $Z_{02} - jZ_{01} \cotg k'_{x1} a = 0$  (1 分)

整理得  $\tan k'_{x1} a = \frac{k'_{x2}}{k'_{x1}}$  (1 分)

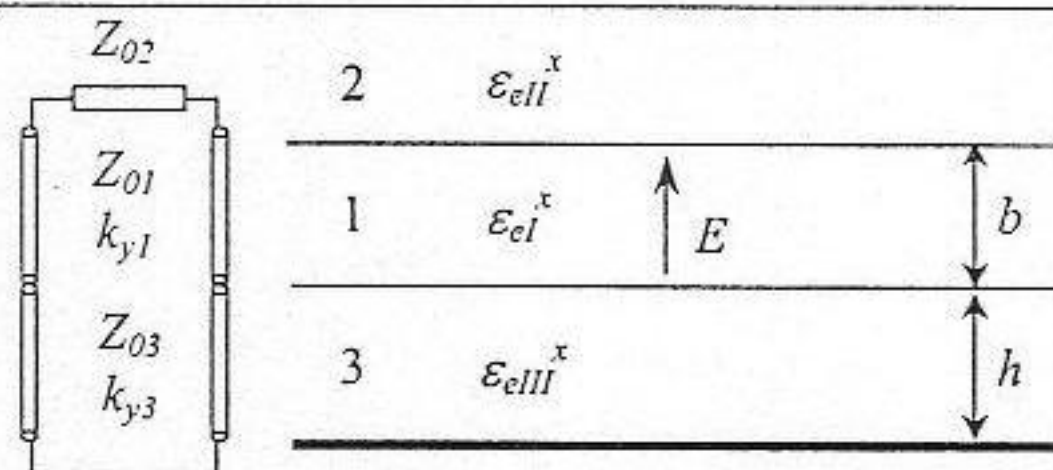
色散关系式为： $-\left(\frac{k'_{x2}}{k_0}\right)^2 = \varepsilon_a - \varepsilon_{el}^x$ ， $\left(\frac{k'_{x1}}{k_0}\right)^2 = \varepsilon_1 - \varepsilon_{el}^x$  (2 分)

求  $\varepsilon_{ell}^x$  和  $\varepsilon_{ell}^x$ ，显然 II 和 III 区沿垂直方向拉伸，都使得相应介质充满整个空间，所以  $\varepsilon_{ell}^x = \varepsilon_a$ ， $\varepsilon_{ell}^x = \varepsilon_2$  (2 分)

求  $\varepsilon_e$ ，如下图所示，电场垂直于交界面，所以为 TM 模

$$Z_{01} = \frac{k_{y1}}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_{el}^x} \quad Z_{02} = \frac{-jk_{y2}}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_a} \quad Z_{03} = \frac{-jk_{y3}}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_2} \quad (3 \text{ 分})$$





由横向谐振条件可得

$$Z_{02} + Z_{01} \frac{jZ_{03} \tan(-jk_{y3}h) + jZ_{01} \tan k_{y1}b}{Z_{01} + j[jZ_{03} \tan(-jk_{y3}h)] \tan k_{y1}b} = 0 \quad (1 \text{ 分})$$

$$Z_{02} + Z_{01} \frac{Z_{03} \operatorname{th} k_{y3}h + jZ_{01} \tan k_{y1}b}{Z_{01} + jZ_{03} \operatorname{th} k_{y3}h \tan k_{y1}b} = 0$$

$$\frac{-jk_{y2}}{\omega \epsilon_0 \epsilon_a} + \frac{k_{y1}}{\omega \epsilon_0 \epsilon_{el}^x} \frac{\frac{-jk_{y3}}{\omega \epsilon_0 \epsilon_2} \operatorname{th} k_{y3}h + j \frac{k_{y1}}{\omega \epsilon_0 \epsilon_{el}^x} \tan k_{y1}b}{\frac{k_{y1}}{\omega \epsilon_0 \epsilon_{el}^x} + j \frac{-jk_{y3}}{\omega \epsilon_0 \epsilon_2} \operatorname{th} k_{y3}h \tan k_{y1}b} = 0$$

$$\tan k_{y1}b = \frac{\frac{k_{y1}}{\epsilon_{el}^x} \left( \frac{k_{y2}}{\epsilon_a} + \frac{k_{y3}}{\epsilon_2} \operatorname{th} k_{y3}h \right)}{\left( \frac{k_{y1}}{\epsilon_{el}^x} \right)^2 - \frac{k_{y2}k_{y3}}{\epsilon_a \epsilon_2} \operatorname{th} k_{y3}h} = \frac{\epsilon_a \epsilon_2 k_{y1} (\epsilon_2 k_{y2} + \epsilon_a k_{y3} \operatorname{th} k_{y3}h)}{\epsilon_a \epsilon_2 k_{y1}^2 - (\epsilon_{el}^x)^2 k_{y2} k_{y3} \operatorname{th} k_{y3}h} \quad (1 \text{ 分})$$

$$\text{色散关系式为 } -\left(\frac{k_{y2}}{k_0}\right)^2 = \epsilon_a - \epsilon_e, \quad -\left(\frac{k_{y3}}{k_0}\right)^2 = \epsilon_2 - \epsilon_e, \quad \left(\frac{k_{y1}}{k_0}\right)^2 = \epsilon_{el}^x - \epsilon_e \quad (3 \text{ 分})$$

$$\text{最后可得} \quad \epsilon_e = \epsilon_1 - \left(\frac{k_{x1}}{k_0}\right)^2 - \left(\frac{k_{y1}}{k_0}\right)^2 \quad (1 \text{ 分})$$

七、(20 分) 解:

1、H 波

E 波

$$\begin{cases} \nabla_t^2 H_z + k_c^2 H_z = 0 \\ \frac{\partial H_z}{\partial r} \Big|_{r=a} = 0 \\ \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \Big|_{\phi=\pm \frac{\Phi_0}{2}} = 0 \end{cases} \quad (1) \quad (2 \text{ 分})$$

$$\begin{cases} \nabla_t^2 E_z + k_c^2 E_z = 0 \\ E_z \Big|_{r=0} = 0 \\ E_z \Big|_{\phi=\pm \frac{\Phi_0}{2}} = 0 \end{cases} \quad (3) \quad (2 \text{ 分})$$

2、令  $H_z = H_0 J_p(k_c r) \cos p(\phi - \alpha) e^{-j\beta z}$  (1 分)

$$\text{由边界条件(2), 得: } \sin p(\Phi_0/2 - \alpha) = 0 \quad (5)$$

$$\sin p(-\Phi_0/2 - \alpha) = 0 \quad (6)$$



$$\begin{aligned} \sin p \frac{\Phi_0}{2} \cos \alpha - \cos p \frac{\Phi_0}{2} \sin \alpha &= 0 \\ -\sin p \frac{\Phi_0}{2} \cos \alpha - \cos p \frac{\Phi_0}{2} \sin \alpha &= 0 \\ \begin{vmatrix} \sin p \frac{\Phi_0}{2} & -\cos p \frac{\Phi_0}{2} \\ -\sin p \frac{\Phi_0}{2} & -\cos p \frac{\Phi_0}{2} \end{vmatrix} &= 0 \end{aligned}$$

得  $\sin 2p \frac{\Phi_0}{2} = 0$ ,  $\sin p \Phi_0 = 0$ ,  $p = \frac{m\pi}{\Phi_0}$  (1 分),  $m=0,1,2,\dots$  (1 分)

由(5)可取  $\alpha = \Phi_0/2$

由边界条件(1), 得:  $J'_p(k_c r) = 0$  (1 分), 所以  $k_c = \mu_{pn}/a$  (1 分),

$\mu_{pn}$  为第  $p$  阶 Bessel 函数导数的第  $n$  个根

所以可得  $H_z = H_0 J_p \left( \frac{\mu_{pn}}{a} r \right) \cos p \left( \phi - \frac{\Phi_0}{2} \right) e^{-j\beta z}$  (1 分),  $p = \frac{m\pi}{\Phi_0}$ ,  $m=0,1,2,\dots$

令  $E_z = E_0 J_p(k_c r) \sin p(\phi - \alpha) e^{-j\beta z}$  (1 分)

由边界条件(4), 得:  $\begin{aligned} \sin p(\Phi_0/2 - \alpha) &= 0 \\ \sin p(-\Phi_0/2 - \alpha) &= 0 \end{aligned}$

与  $H_z$  求解方法类似, 得:  $p = \frac{m\pi}{\Phi_0}$  (1 分),  $m=1,2,\dots$  (1 分), 且可取  $\alpha = \Phi_0/2$

由边界条件(3), 得:  $J_p(k_c r) = 0$  (1 分), 所以  $k_c = \nu_{pn}/a$  (1 分),

$\nu_{pn}$  为第  $p$  阶 Bessel 函数导数的第  $n$  个根

所以可得  $E_z = E_0 J_p \left( \frac{\nu_{pn}}{a} r \right) \sin p \left( \phi - \frac{\Phi_0}{2} \right) e^{-j\beta z}$  (1 分),  $p = \frac{m\pi}{\Phi_0}$ ,  $m=1,2,\dots$

3、 $E_{0n}$  波不能存在 (1 分)。因为此时  $E_z = 0$ , 各场分量均为零; 从另一个角度看,  $E_{0n}$  波电场只有  $E_z$  和  $E_r$  两个分量, 且沿角向均匀, 而径向金属壁的切向电场  $E_z$  和  $E_r$  为零, 因此整个电场为零, 故  $E_{0n}$  波不能存在。(3 分)