有耗介质中的电磁波以及坡印廷矢量的计算：

拿到题目先判断是否满足：$\dfrac{\sigma}{\omega\varepsilon} \gg 1$（是否良导电）

若不满足则有$\tilde{k}=\omega\sqrt{\mu\varepsilon}\left(1-\mathrm{j}\dfrac{\sigma}{2\omega\varepsilon}\right)$，$k_r=\omega\sqrt{\mu\varepsilon}$，$k_i=\dfrac{\sigma}{2}\sqrt{\dfrac{\mu}{\varepsilon}}$，$\varphi=\arctan\dfrac{k_i}{k_r}$

一般情况题目满足条件，有$\tilde{k}=\sqrt{\dfrac{\omega\mu\sigma}{2}}(1-\mathrm{j})$，$k_r=k_i=\sqrt{\dfrac{\omega\mu\sigma}{2}}$，$\varphi=\dfrac{\pi}{4}$

趋肤深度$\delta=\dfrac{1}{k_i}=\sqrt{\dfrac{2}{\omega\mu\sigma}}$

波阻抗$\tilde{\eta}=\dfrac{\omega\mu}{\tilde{k}}$

波长$\lambda=2\pi/k_r$，相速度$v_p=\omega/k_r$

此时若已知电场，则磁场表达式为，注意此时电场磁场有相差φ

$\widetilde{H}=\dfrac{1}{|\eta|}\vec{k}_0\times\widetilde{E}\cdot e^{-\mathrm{j}\pi/4}$，$\vec{H}=\dfrac{1}{|\eta|}e^{-\vec{k}_i\cdot\vec{r}}\overline{E}_0\cos\left(\omega t-\vec{k}_r\cdot\vec{r}-\pi/4\right)$

进而也可求得坡印廷矢量：

$\tilde{S}=\widetilde{E}\times\widetilde{H}^*$，$\vec{S}=\overline{E}\times\overline{H}$，$\left\langle\vec{S}\right\rangle=\dfrac{1}{2}\mathrm{Re}\left\{\widetilde{E}\times\widetilde{H}^*\right\}$

其他相关公式：

$$\widetilde{H}=-\frac{1}{\mathrm{j}\omega\mu}\nabla\times\widetilde{E}$$

$$\widetilde{E}=\frac{1}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\nabla\times\widetilde{H}$$

对于TE波（垂直极化）：

$$\overline{E}=\frac{1}{\omega\varepsilon}\overline{H}\times\vec{k},\quad Z=\eta=\frac{\omega\mu}{k_z}$$

对于TM波（水平极化）：

$$\overline{H}=\frac{1}{\omega\mu}\vec{k}\times\overline{E},\quad Z=\eta=\frac{k_z}{\omega\varepsilon}$$

介质分界面、极化情况与布儒斯特角：

先给出相关公式：

折射定律：$\sqrt{\varepsilon_1}\sin\theta_1=\sqrt{\varepsilon_2}\sin\theta_2$

$k_x=k_1\sin\theta_i$，$k_{z1}=\sqrt{k_1^2-k_x^2}=k_1\cos\theta_i$

$k_{z2}=\sqrt{k_2^2-k_x^2}=\sqrt{k_2^2-k_1^2\sin^2\theta_i}$

对于TE分量（垂直极化）一般E 沿y方向：

$$Z_1=\frac{\omega\mu}{k_{z1}},\ Z_2=\frac{\omega\mu}{k_{z2}}$$

$$\Gamma=\frac{E_y^r}{E_y^i}=\frac{k_{z1}-k_{z2}}{k_{z1}+k_{z2}},\ T=\frac{E_y^t}{E_y^i}=1+\Gamma$$

$$\overline{E}_y^i=\overline{y}_0E_0e^{-\mathrm{j}(k_xx+k_{z1}z)},\ \overline{E}_y^r=\overline{y}_0\Gamma E_0e^{-\mathrm{j}(k_xx-k_{z1}z)},\ \overline{E}_y^r=\overline{y}_0TE_0e^{-\mathrm{j}(k_xx+k_{z2}z)}$$

$$\overline{H}_x^i=-\overline{x}_0\frac{E_0}{\eta_1}e^{-\mathrm{j}(k_xx+k_{z1}z)},\ \overline{H}_x^r=\overline{x}_0\Gamma\frac{E_0}{\eta_1}e^{-\mathrm{j}(k_xx-k_{z1}z)},\ \overline{H}_x^r=-\overline{x}_0T\frac{E_0}{\eta_2}e^{-\mathrm{j}(k_xx+k_{z2}z)}$$

$$\overline{H}^i=-\frac{1}{\mathrm{j}\omega\mu}\nabla\times\overline{E}_y^i,\ \overline{H}^r=-\frac{1}{\mathrm{j}\omega\mu}\nabla\times\overline{E}_y^r,\ \overline{H}^t=-\frac{1}{\mathrm{j}\omega\mu}\nabla\times\overline{E}_y^t$$

对于TM分量（水平极化）一般H 沿y方向：

$$Z_1=\frac{k_{z1}}{\omega\varepsilon_1},\ Z_2=\frac{k_{z2}}{\omega\varepsilon_2}$$

$$\Gamma=\frac{E^r}{E^i}=-\frac{H_y^r}{H_y^i}=\frac{\varepsilon_1k_{z2}-\varepsilon_2k_{z1}}{\varepsilon_1k_{z2}+\varepsilon_2k_{z1}},\ T=\frac{H_y^t}{H_y^i}=1-\Gamma$$

$$\overline{H}_y^i=\overline{y}_0H_0e^{-\mathrm{j}(k_xx+k_{z1}z)},\ \overline{H}_y^r=-\overline{y}_0\Gamma H_0e^{-\mathrm{j}(k_xx-k_{z1}z)},\ \overline{E}_y^r=\overline{y}_0TH_0e^{-\mathrm{j}(k_xx+k_{z2}z)}$$

$$\overline{E}^i=\frac{1}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\nabla\times\overline{H}_y^i,\ \overline{E}^r=\frac{1}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\nabla\times\overline{H}_y^r,\ \overline{E}^t=\frac{1}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\nabla\times\overline{H}_y^t$$

以下题为例进行记录：

2、（20 分）一均匀平面波$\mathbf{E}(\mathbf{r})=\left(j\mathbf{x}_0+\mathbf{y}_0 2\text{-}j\sqrt{3}\mathbf{z}_0\right)e^{-j(ax+bz)}$V/m，自空气中向$\mu=\mu_0$，$\varepsilon=3\varepsilon_0$的介质中斜入射，z=0 的平面是空气和介质的交界面，已知工作波长$\lambda=3.14$米，求:

(1) 说明入射波的极化状态;
(2) 若反射波为线极化波，入射角应为多大?
(3) 入射波矢k_1的表达式（求出 a, b，然后写出波矢）
(4) 反射波的电场表达式

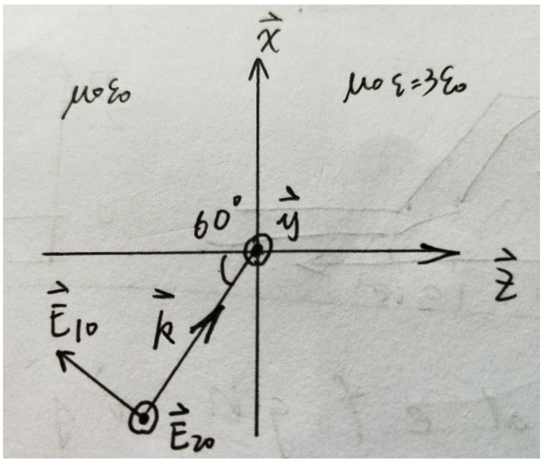
(1)

对于这种波矢k中带参数的，先通过平面波这一条件求解参数关系

$\overline{E}_0\cdot\overline{k}=\mathrm{j}a-\mathrm{j}\sqrt{3}b=0$，$a=\sqrt{3}b$

并将电场分解为两个分量$\overline{E}_{10}=\mathrm{j}\overline{x}_0-\mathrm{j}\sqrt{3}\overline{x}_0$，$\overline{E}_{20}=2\overline{y}_0$

画出电场两个分量以及波矢k的方向示意图如下：



注意在分解电场的时候要使得两分量 $\overline{E}_{10}\times\overline{E}_{20}$ 的方向为波矢k 的方向

由此判断极化情况：$\dfrac{E_{20}}{E_{10}}=-\mathrm{j}$,是右旋圆极化

(2)

圆极化波入射，反射波为线极化波，说明满足布儒斯特角

布儒斯特角θ_b：TM波（水平极化）全透射，反射波只有TE 波（垂直极化）

垂直极化：垂直于所取的主截面（入射面），在此题中即垂直于xOz平面的$\overline{E}_{20}$

$$\theta_i=\theta_b=\arctan\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}=\arctan\sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}}=\arctan\sqrt{3}=60^{\circ}$$

(3)

$$\lambda=3.14=\pi,\ k=2\pi/\lambda=2,\ k_x=a=\sqrt{3},\ k_z=b=1$$
$$k=\sqrt{3}\vec{x}_0+\vec{z}_0$$

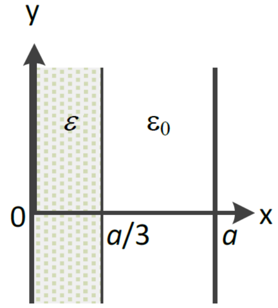
(4)

由于满足布儒斯特角，因此只有TE 分量$\overline{E}_{20}$ 发生反射

$$k_x=\sqrt{3},\ k_{z1}=1,\ k_{z2}=\sqrt{k_2^2-k_x^2}=\sqrt{\varepsilon k_1^2-k_x^2}=3$$
$$\Gamma=\frac{k_{z1}-k_{z2}}{k_{z1}+k_{z2}}=-\frac{1}{2}$$
$$\overline{E}^r=\overline{E}_y^r=-\overline{y}_0e^{-\mathrm{j}\left(\sqrt{3}x-z\right)}$$

平板介质波导横向谐振原理

以下图为例：



$$Z_{in}=Z_c\frac{Z_L+\mathrm{j}Z_c\tan(kl)}{Z_c+\mathrm{j}Z_L\tan(kl)},\ Y_{in}=Y_c\frac{Y_L+\mathrm{j}Y_c\tan(kl)}{Y_c+\mathrm{j}Y_L\tan(kl)}$$

$$k_{x1}=\sqrt{k_1^2-k_z^2}=\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu-k_z^2}$$

$$k_{x2}=\sqrt{k_2^2-k_z^2}=\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu-k_z^2}$$

$$Y_1=\frac{k_{x1}}{\omega\mu},\ Y_2=\frac{k_{x2}}{\omega\mu}$$

取定参考面为：$x=a/3$，从$x=0$处和$x=a$处向参考面阻抗变换

同时认为在$x=0$处和$x=a$处是平板介质波导的导体边界，视为短路$Y_L=\infty$

$$\overleftarrow{Y}=Y_1\frac{\infty+\mathrm{j}Y_1\tan(k_{x1}a/3)}{Y_1+\mathrm{j}\infty\tan(k_{x1}a/3)}=-\mathrm{j}Y_1\cot(k_{x1}a/3)$$

$$\overrightarrow{Y}=Y_2\frac{\infty+\mathrm{j}Y_2\tan(2k_{x2}a/3)}{Y_2+\mathrm{j}\infty\tan(2k_{x2}a/3)}=-\mathrm{j}Y_2\cot(2k_{x2}a/3)$$

色散方程:$\overleftarrow{Y}+\overrightarrow{Y}=0$，化简得：

$$\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu-k_z^2}\cot\left(a\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu-k_z^2}/3\right)+\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu-k_z^2}\cot\left(2a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu-k_z^2}/3\right)=0$$

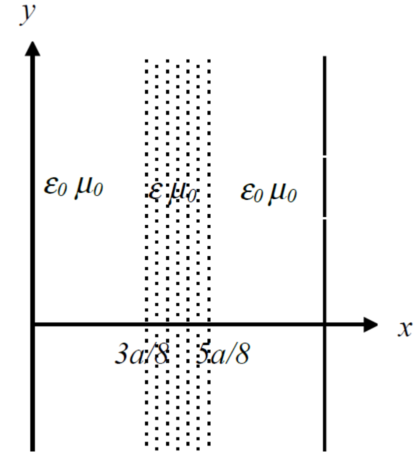
在$\varepsilon=4\varepsilon_0,\mu=\mu_0$条件下求截止频率，截止时满足$k_z=0$

$$\sqrt{\varepsilon}\cot\left(a\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu_0}/3\right)+\sqrt{\varepsilon_0}\cot\left(2a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0}/3\right)=0$$

$$2\cot\left(2a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0}/3\right)+\cot\left(2a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0}/3\right)=0$$

$$\cot\left(2a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0}/3\right)=0,\ \omega=3\pi/4a\sqrt{\varepsilon_0\mu_0},\ f=\omega/2\pi$$

遇到如下图所示的对称介质，可使用对称面开路/短路技巧：



介质关于$x=a/2$处对称，并且对称面开路$Y_L=0$

$$k_{x1}=\sqrt{k_1^2-k_z^2}=\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu-k_z^2}$$

$$k_{x2}=\sqrt{k_2^2-k_z^2}=\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu-k_z^2}$$

$$Y_1=\frac{k_{x1}}{\omega\mu},\ Y_2=\frac{k_{x2}}{\omega\mu}$$

取定参考面为：$x=3a/8$，从$x=0$处和$x=a/2$处向参考面阻抗变换

同时认为在$x=0$处是平板介质波导的导体边界，视为短路$Y_L=\infty$

$$\overleftarrow{Y}=Y_1\frac{\infty+\mathrm{j}Y_1\tan\left(3k_{x1}a/8\right)}{Y_1+\mathrm{j}\infty\tan\left(3k_{x1}a/8\right)}=-\mathrm{j}Y_1\cot\left(3k_{x1}a/8\right)$$

$$\overrightarrow{Y}=Y_2\frac{0+\mathrm{j}Y_2\tan\left(k_{x2}a/8\right)}{Y_2+\mathrm{j}0\tan\left(k_{x2}a/8\right)}=\mathrm{j}Y_2\tan\left(k_{x2}a/8\right)$$

色散方程：$\overleftarrow{Y}+\overrightarrow{Y}=0$，化简得：

$$\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu-k_z^2}\cot\left(3a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu-k_z^2}/8\right)-\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu-k_z^2}\cot\left(a\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu-k_z^2}/8\right)=0$$

在$\varepsilon=9\varepsilon_0,\mu=\mu_0$条件下求截止频率，截止时满足$k_z=0$

$$\sqrt{\varepsilon_0}\cot\cot\left(3a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0}/8\right)-\sqrt{\varepsilon}\tan\left(a\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu_0}/8\right)=0$$

$$\cot\left(3a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0}/8\right)-3\tan\left(3a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0}/8\right)=0$$

$$\cot\left(3a\sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0}/8\right)=\sqrt{3},\ \omega=4\pi/9a\sqrt{\varepsilon_0\mu_0},\ f=\omega/2\pi$$

波导：

在自由介质中电磁波参数为:$\lambda\ \omega\ v$

截止条件:$k_t^2=\omega_c^2\mu\varepsilon=\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$

截止波长:$\lambda_c=2\pi/k_t=\dfrac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2+\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}}$

截止频率:$f_c=v/\lambda_c$

$k_z=\sqrt{\omega^2\mu\varepsilon-k_t^2}$

波导中的相速度:$v_p=\dfrac{\omega}{k_z}=\dfrac{v}{\sqrt{1-\lambda^2/\lambda_c^2}}$

波导中的群速度:$v_g=\dfrac{d\omega}{dk_z}=v\sqrt{1-\lambda^2/\lambda_c^2}$

定义波导中等相位面的间距为波导波长:$\lambda_g=\dfrac{v_p}{f}=\dfrac{\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2/\lambda_c^2}}$

可见在波导中:$v_p>v>v_g$, $v_p\cdot v_g=v^2$

波导中的波阻抗:$Z_{mn}=\eta\dfrac{\lambda_g}{\lambda}=\dfrac{\omega\mu}{k_z}$, 等效波阻抗:$Z_{emn}=\dfrac{b}{a}Z_{mn}$

TE_{10}模：$\lambda_c=2a$

传输线：

$$Z_{in}=Z_c\frac{Z_L+\mathrm{j}Z_c\tan(kl)}{Z_c+\mathrm{j}Z_L\tan(kl)}$$

$$\rho=\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}=\frac{|U_{\max}|}{|U_{\min}|},\ |\Gamma|=\frac{\rho-1}{\rho+1}$$

注意此处z 的方向为源端指向负载端

$$\Gamma(z)=\Gamma(0)e^{\mathrm{j}2kz}=|\Gamma|e^{\mathrm{j}(\varphi(0)+2kz)}$$

$$Z(z)=Z_c\frac{1+\Gamma(z)}{1-\Gamma(z)}=Z_c\frac{Z(0)-\mathrm{j}Z_c\tan(kz)}{Z_c-\mathrm{j}Z(0)\tan(kz)}$$

$$\Gamma(z)=\frac{Z(z)-Z_c}{Z(z)+Z_c}$$

$$U(z)=(1+\Gamma(z))U^ie^{-\mathrm{j}kz},\ I(z)=(1-\Gamma(z))\frac{U^i}{Z_c}e^{-\mathrm{j}kz}$$

传输功率:$P=\dfrac{1}{2}\dfrac{|U_{\max}|^2}{\rho Z_c}=\dfrac{1}{2}|U_{\max}||I_{\min}|$

天线：

天线增益、有效面积：

偶极子天线有效面积：$A_e = \dfrac{3\lambda^2}{8\pi}$

偶极子天线方向性：$G_D = \dfrac{3}{2}\sin^2\theta$

传输方程：发射天线馈入功率P_t 天线增益G_t 距离r

r处功率密度：$P_{trans} = \dfrac{P_t G_t}{4\pi r^2}$

接收天线有效面积：A_{er}，接收（最大）功率：$P_{r,\max} = P_{trans} A_{er} = \dfrac{\lambda^2}{(4\pi r)^2} P_t G_t G_r$

天线方向性与有效面积之间的关系：$G_D = \dfrac{4\pi}{\lambda^2} A_e$

天线增益取dB是取$10\log_{10}$

天线辐射场公式：

电基本振子：$\overline{E} = \vec{\theta}_0 \eta \dfrac{\mathrm{j}kIle^{-\mathrm{j}kr}}{4\pi r}\sin\theta$，$\overline{H} = \vec{\phi}_0 \dfrac{\mathrm{j}kIle^{-\mathrm{j}kr}}{4\pi r}\sin\theta$

线天线：$\overline{E} = \vec{\theta}_0 \eta \dfrac{\mathrm{j}ke^{-\mathrm{j}kr}}{4\pi r}\sin\theta U(\theta)$

短振子天线：$U(\theta) = \dfrac{1}{2} I(l_1 + l_2)$

中心激励天线：$U(\theta) = I\dfrac{2}{k\sin^2\theta}\left[\cos\left(\dfrac{kl}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\dfrac{kl}{2}\right)\right]$

天线镜像：

垂直放置电基本振子的镜像

根据镜像原理，可等效于在导体平面下方处也有同相的天线

$$\overline{E} = \vec{\theta}_{10}\eta \frac{\mathrm{j}kIle^{-\mathrm{j}kr_1}}{4\pi r_1}\sin\theta_1 + \vec{\theta}_{20}\eta \frac{\mathrm{j}kIle^{-\mathrm{j}kr_2}}{4\pi r_2}\sin\theta_2$$

在远区，可认为$\vec{\theta}_{10} \approx \vec{\theta}_{20} = \vec{\theta}_0$，$\theta_1 \approx \theta_2 = \theta$，$|\vec{r}_1| \approx |\vec{r}_2| = r$

$$\overline{E} = \vec{\theta}_0 \eta \frac{\mathrm{j}kIl}{4\pi r}\sin\theta\left(e^{-\mathrm{j}kr_1} + e^{-\mathrm{j}kr_2}\right)$$

再近似$r_1 \approx r - h\cos\theta$，$r_2 \approx r + h\cos\theta$

$$\overline{E} = \vec{\theta}_0 \eta \frac{\mathrm{j}kIle^{-\mathrm{j}kr}}{2\pi r}\sin\theta\cos(kh\cos\theta)$$

$$\overline{H} = \vec{\phi}_0 \frac{\mathrm{j}kIle^{-\mathrm{j}kr}}{2\pi r}\sin\theta\cos(kh\cos\theta)$$

方向函数为：$f(\theta,\phi) = 2\sin\theta\cos(kh\cos\theta)$

以下图所示题目进一步分析镜像天线：

4、（15 分）如图所示，完纯导体（xy 平面）上垂直放置或水平放置一根电基本振子天线，分别为 L_1 和 L_2，这两种情况下，已知天线中心与导体的距离均为λ/2，电基本振子天线由同一个源激励，激励功率相等，中心激励电流均为 I_0。试求：

（1） 根据镜像原理，分别画出这两种情况下，天线关于完纯导体的镜像；

（2） 分别求这两情况下，天线与镜像组成的天线阵的阵因子；

（3） 分别求这两种情况下天线电场的辐射方向函数。

（1）垂直放置

可等效于在导体平面下方处也有同相的天线

$$\overline{E}=\vec{\theta}_0\eta\frac{\mathrm{j}kIle^{-\mathrm{j}kr}}{2\pi r}\sin\theta\cos\left(kh\cos\theta\right)=\vec{\theta}_0\eta\frac{\mathrm{j}kI_0L_1e^{-\mathrm{j}kr}}{2\pi r}\sin\theta\cos\left(\pi\cos\theta\right)$$

$$\text{阵因子}:F\left(\theta\right)=2\cos\left(\pi\cos\theta\right)$$

$$\text{方向函数为}:f\left(\theta,\phi\right)=2\sin\theta\cos\left(\pi\cos\theta\right)$$

（2）水平放置

可等效于在导体平面下方处有一反相 的天线

此时用单个偶极子天线的公式合成比较麻烦，不妨直接套用阵列天线模型

$$d=\lambda,\ N=2,\ \psi=\pi$$

$$\overline{E}=\vec{\theta}_{x0}\frac{\mathrm{j}k\eta e^{-\mathrm{j}kr}}{4\pi r}\sin\theta_x\cdot U\left(\theta_x\right)\cdot2\cos\left(\pi\cos\gamma_x+\frac{\pi}{2}\right)$$

$$\overline{E}=\vec{\theta}_{x0}\frac{\mathrm{j}k\eta e^{-\mathrm{j}kr}}{4\pi r}\sin\theta_x\cdot I_0L_2\cdot2\cos\left(\pi\cos\gamma_x+\frac{\pi}{2}\right)$$

$$\overline{E}=\vec{\theta}_{x0}\frac{\mathrm{j}k\eta I_0L_2e^{-\mathrm{j}kr}}{2\pi r}\sin\theta_x\cos\left(\pi\cos\gamma_x+\frac{\pi}{2}\right)$$

$$\text{注意到}\gamma_x=\theta,\ \sin\theta_x=\sqrt{1-\sin^2\theta\cos^2\phi}$$

$$\text{阵因子}:F\left(\theta\right)=2\cos\left(\pi\cos\theta+\frac{\pi}{2}\right)$$

$$\text{方向函数为}:f\left(\theta,\phi\right)=2\sqrt{1-\sin^2\theta\cos^2\phi}\cos\left(\pi\cos\theta+\frac{\pi}{2}\right)$$

天线阵列：

选择题：

麦克斯韦方程组相关：

$$\begin{cases}\oint_S \overline{D}\cdot d\overline{S}=\int_V \rho_e dV \\ \oint_l \overline{E}\cdot d\overline{l}=-\int_S \dfrac{\partial \overline{B}}{\partial t}\cdot d\overline{S} \\ \oint_S \overline{B}\cdot d\overline{S}=0 \\ \oint_l \overline{H}\cdot d\overline{l}=\int_s \overline{J}\cdot d\overline{S}+\int_s \dfrac{\partial \overline{D}}{\partial t}\cdot d\overline{S}\end{cases} \qquad \begin{cases}\nabla\cdot\overline{D}=\rho_e \\ \nabla\times\overline{E}=-\dfrac{\partial \overline{B}}{\partial t} \\ \nabla\cdot\overline{B}=0 \\ \nabla\times\overline{H}=\overline{J}+\dfrac{\partial \overline{D}}{\partial t}\end{cases} \qquad \begin{cases}\nabla\cdot\widetilde{D}=\widetilde{\rho}_e \\ \nabla\times\widetilde{E}=-j\omega\widetilde{B} \\ \nabla\cdot\widetilde{B}=0 \\ \nabla\times\widetilde{H}=\widetilde{J}+j\omega\widetilde{D}\end{cases}$$

$$\nabla\cdot\overline{J}=-\frac{\partial\rho_e}{\partial t} \qquad \nabla\cdot\widetilde{J}=-\mathrm{j}\omega\widetilde{\rho}_e$$

介质2为完纯导体$\sigma_2=\infty$

介质分界面法矢量$\bar{n}_0$ 由2指向1

$$\overline{J}_s=\bar{n}_0\times\overline{H}_{1t}$$

$$\overline{D}_{1n}=\sigma_s\cdot\bar{n}_0$$

1. 时变的电场和磁场互相激励，彼此为源，由近及远向外传播
2. 任意矢量场可以由其散度、旋度和边界条件唯一地确定
3. 满足波动方程的场不一定满足麦克斯韦方程组
4. 平面波在导电介质中传播等相位面为无限大平面
5. 平面波以某不为零的角度由介质 1 入射到介质 2，反射波为零的必要条件：**入射波电场与入射面平行**
6. 均匀平面波在与波传播方向垂直的无限大平面内，电场和磁场的方向、振幅和相位都相同
7. 均匀平面波是 TEM 波
8. 在均匀介质中传播的平面波**不一定**都是均匀平面波
9. 理想导体表面的垂直入射，合成波的**相位沿传播方向不连续**，半波损失相位差 π
10. 坡印廷矢量不一定垂直于电场强度矢量
11. 电场切向连续；电位移矢量法向连续；磁场强度切向连续；磁感应强度法向连续
12. 均匀平面波从波阻抗为 Z1 的无耗介质垂直入射至波阻抗为 Z2 的无耗介质，若 Z1>Z2，则两种介质中电磁波功率的时间平均值的关系为**相等**
13. 时变场中，矢量位 A 和标量位 Φ 二者是由**洛仑兹条件**相互联系
14. 用于**微波炉加热食物的容器**，其材料的主要特点是**导电率很小**
15. **线性物质**是指$\varepsilon\ \mu\ \sigma$与 E、B 的强度无关
16. 在**各向异性介质**中，**D、B** 和 **k** 的方向相互垂直
17. 一恒定磁场 H_0 加在铁氧体上，一线极化平面波以波矢 k 为 H_0 方向入射铁氧体，测得透射波的极化方向旋转了 30°。如果在铁氧体后面放置理想导体，将透射波全反射，再次透过氧体后，反射波的极化方向相对于入射波为 **旋转了 60°度**
18. 如图所示，一理想导体平板前 **λ/8** 处放置一个与水平方向成 **45**°的金属栅，若一**水平极化**的平面波入射，则反射波**左旋圆极化波**
19. 上题中改为 **λ/4**，反射波为**垂直极化波**
20.

21. **四分之一波板**

定义$k_e = k_0\sqrt{\varepsilon_e} = k_0 n_e$，$k_e = k_o\sqrt{\varepsilon_o} = k_0 n_o$

$k_B = |k_e - k_o|$，$\lambda_B = \dfrac{2\pi}{k_B}$

两束光相位差:$\varphi = k_B d$，当$\varphi = \dfrac{\pi}{2} + k\pi$ 时出射圆极化波，$d = \dfrac{1}{4}\lambda_B = \dfrac{\lambda}{4\Delta n}$

一平面波以垂直光轴的方向入射单轴电各向异性介质，电磁波的极化方向与光轴成 45 度。已知各向异性介质的 o 光折射率为 no，e 光折射率为 ne，Δn=|no-ne|，则介质厚度为（ $\dfrac{\lambda}{4\Delta n}$**的奇数倍** ）时，出射的电磁波为**圆极化波**。

如果厚度为$\dfrac{\lambda}{2\Delta n}$出射的电磁波为**线极化波，极化方向旋转了 90 度**

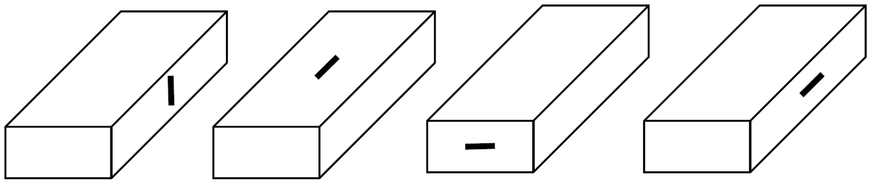
22.

传输线、波导、谐振腔：

23. 一段传输线，其中电压驻波系数恒定为ρ，沿线各参考面上能出现的**最大电纳**为

$b_{\max} = \pm\dfrac{1}{R} = \dfrac{\rho^2 - 1}{2\rho}$

24. 特征阻抗为 Z0 的均匀无耗传输线上传输行驻波，驻波系数为 ρ，其**电压波腹处**（电压最大处）的输入阻抗为 **ρz_0，电压波节处为 z_0/ρ**
25. 如果源内阻为实数，只要负载与源内阻相同，就能利用任意特征阻抗的 TEM 模传输线在全波段实现行波传输。**是错误的**
26. 在传播 TE10 模的矩形波导中，当填充介质（εrε0，μ0）后（εr＞1），设工作频率不变，则其特征阻抗将**变小**
27. 矩形波导中传播模式的有效介电常数**小于**填充介质的介电常数
28. 圆波导不适合用来做传输系统
29. 汽车在隧道中接收不到电台信号，是因为隧道可等效成圆波导，而信号频率在此圆波导截止频率以下
30. 圆波导中 TE 模表示为 TEmn 时，m 表示场沿圆周分布的驻波数，n 表示场沿半径分布的半驻波数或场的最大值个数
31. 圆波导的 TE11 模和矩形波导的 TE10 模场分布类似
32. 圆波导 TE_{0n} 与 TM_{1n} 模式简并
33. 圆波导除了 TE_{0n} 与 TM_{0n} 模式外都存在极化简并，场结构相同，极化面旋转 90°/m
34. 二个金属空腔谐振器，形状尺寸完全相同，一个材料是铝，一个材料是铜，品质因素铜腔大
35. 用铁锤敲打矩形空腔谐振器的顶部，使之略有**凹陷**，问其谐振频率**变大**
36. 一圆柱空腔谐振器，在其内部放入一小块介质，问其谐振频率**变小**
37. 下列四个由空气填充的矩形谐振腔，谐振于 TE102 模式，在壁上不同位置开同样尺寸的狭缝，问品质因素 Q 最小的是 **C**



38. **谐振腔中插入青草叶子：**

插入青草相当于增大谐振腔损耗，即增大 G_0，增大了 g_0'

$\beta>1$，$g_0'<1$，当青草逐渐插入，g_0' 先小于 1 后大于 1，因此反射系数的模先减小后增大，反射功率 $p_r=\left|\Gamma_u\right|^2$ 先减小后增大，曲线先下降后上升。

$\beta<1$，$g_0'>1$，当青草逐渐插入，g_0' 单调增大，因此反射系数的模单调增大，反射功率 $p_r=\left|\Gamma_u\right|^2$ 单调增大，曲线单调上升。

39. 一个 10GHz 的飞机雷达，其所采用的窄波束扫描天线，安装在一个电介质天线罩后面，将天线罩近似看成无耗平板介质板（雷达波束垂直入射），$\varepsilon_r=4$，则其厚度为多少时，对雷达波束没有反射。（1.5cm）

可以认为是横向谐振，$kd=n\pi$，d=0.75cm 的整数倍

即 $d=\dfrac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}$ 的整数倍，λ_0 当前频率电磁波的真空波长

40.

光纤：

41. 光纤是一种介质光波导，其包层折射率必须比纤芯低，从而实现全内反射
42. 梯度光纤中的模间色散要比阶跃光纤小得多，因而具有更高的传输带宽
43. 光纤可以单模工作在 LP01，**LP01 模不具有低频截止**的特性
44. 光纤中传播的电磁波是准 TEM 模
45. 数值孔径较大光纤传输带宽较小
46. 数值孔径较大光纤聚光能力较强
47. 数值孔径较大光纤模间色散较大
48. 数值孔径较大纤芯和包层相对折射率差较大

天线：

49. 天线增益考虑了天线材料中的欧姆损耗，而天线方向性则没有
50. **天线增益**表示天线把输入功率集中辐射的程度，**而不是**馈入天线电磁信号的放大倍数
51. 有一个二单元天线阵，两个单元为线天线，沿 z 轴排列，相隔距离为 d，天线的激励幅度相同，相位差为 ψ，哪种情况下，沿 z 轴的辐射为零 $\psi=\dfrac{\pi}{2}, d=\dfrac{\lambda}{4}$

52. 如图所示，有两个电基本振子，分别沿 X 和 Y 轴分布。设电流分别为 coswt 和 sinwt，长度皆为 Δl。忽略振子间的耦合。则+X 轴上和+Z 轴上远场点的电场极化状态分别为 (线极化；右旋圆极化)