

5.0元 天线与电波

试题编号:

重庆邮电大学2013-14 学年 学期

天线与电波传播课程试卷 (期末) (A 卷) (卷)

题 号	一	二	三	四	五	六	七	八	总 分
得 分									
评卷人									

一、单项选择题 (本大题共 10 小题, 每小题 3 分, 共 30 分)

(1) 若磁基本振子辐射磁场为 $\vec{H} = \hat{e}_\theta - \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r)$, 则其辐射电场

为 ()

(A) $\vec{E} = \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r) \hat{e}_r$

(B) $\vec{E} = \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r) \hat{e}_\phi$

(C) $\vec{E} = \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r) \hat{e}_\theta$

(D) $\vec{E} = \hat{e}_\theta - \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r)$

(2) 磁基本阵子的方向系数为 ()

(A) 1 (B) 1.5 (C) 2 (D) 2.5

(3) 对数周期天线辐射场的极化方式为 ()

(A) 圆极化波 (B) 线极化波 (C) 椭圆极化波 (D) 垂直极化波

(4) 均匀直线阵为端射阵的条件为 ()

(A) $\xi = 0$ (B) $\xi = \frac{\pi}{2}$ (C) $\xi = kd$ (D) $\xi = \frac{kd}{2}$

(5) 平面等角螺旋天线的有效辐射带 (区) 为 ()

(A) 周长约为一个波长的螺旋环带 (B) 周长约为半个波长的螺旋环带 (C) 从馈电点开始的约一个波长内的天线结构区域 (D) 从馈电点开始的约半个波长内的天线结构区域

(6) 已知半波天线的辐射电阻为 73.1 欧姆, 则理想半波缝隙天线的辐射电阻为 ()

(A) 500 欧姆 (B) 100 欧姆 (C) $73.1 + j42.5$ 欧姆 (D) 73.1 欧姆

(7) 若某电道总的传输损耗为 $L=58.8\text{ dB}$ ，接收天线的输出功率为 -18.8 dBm ，则发射天线输入功率为 P_{in} 为 ()

(A) -12 dBm (B) 40 dBm (C) -18.8 dBm (D) 20 dBm

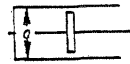
(8) 电波传播的主要通道 ()

(A) 第一菲涅尔区 (B) 第一菲涅尔半波带 (C) 第零菲涅尔区 (D) 第零菲涅尔半波带

(9) 喇叭天线口径面的相位分布近似为 ()

(A) 直线相位偏移 (B) 平方律相位偏移 (C) 立方律相位偏移 (D) 四次方相位偏移

(10) 若波导宽边上开的缝隙如图所示，则该缝隙的等效电路为 ()



(A) (B) (C) (D) 以上答案都不正确

二、多项选择题 (多选少选错选均不得分) (本大题共 5 小题，每小题 3 分，共 15 分)

(1) 天线电参数有 ()

(A) 方向函数 (B) 增益 (C) 天线效率 (D) 输入阻抗

(2) 若某天线辐射右旋圆极化波，则它做为接收天线时，能够接收到 ()

(A) 左旋圆极化波 (B) 右旋圆极化波 (C) 线极化波 (D) 以上答案都不正确

(3) 相位偏移对辐射场的主要影响有 ()

(A) 最大辐射方向偏移 (B) 主瓣变窄 (C) 方向系数增加 (D) 零点模糊

(4) 电波传播的方式有 ()

(A) 地面波传播 (B) 天波传播 (C) 视距传播 (D) 散射传播

(5) 短波天波传播的主要特点 ()

(A) 有波前倾斜现象 (B) 白天黑夜要更换工作频率 (C) 传播不太稳定，衰落严重 (D) 易采用垂直极化波

三、简答题 (本大题共 3 小题，每小题 5 分，共 15 分)

(1) 试计算电基本阵子的方向系数 D ?

(2) 若某天线的辐射磁场为 $H_\phi = \hat{a}_\phi j \frac{I_m}{2\pi r} \exp(-j\beta r) \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos \beta l}{\sin \theta}$, 则试写出该天线的方向函数?

(3) 若二元半波振子阵的互阻抗为 $Z_{12} = Z_{21} = 40.8 - j28.3$, 馈电电流 $I_{m2} = I_{m1} e^{j\frac{\pi}{2}}$, 则该二元半波振子阵的总辐射阻抗是多少?

四、论述题 (本大题共 2 小题, 每小题 10 分, 共 20 分)

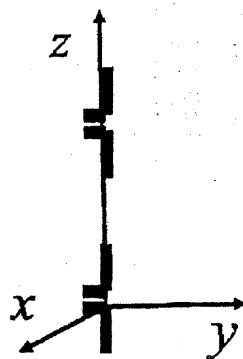
(1) 简述 $\frac{\lambda}{4}$ 扼流套的工作原理?

(2) 简述卡塞格伦天线的工作原理？

五、计算题（本大题共 1 小题，每小题 20 分，共 20 分）

二元半波振子阵等幅反相激励，如图放置，两振子的间距为半波长，若以 z 轴为极轴建立球坐标系，在球坐标系下求以下问题：

- (1) 单元天线的方向性函数？
- (2) 天线阵阵因子？
- (3) 天线阵总的方向性函数？
- (4) 天线阵 E 面方向性函数？
- (5) 天线阵 H 面方向性函数？



天线与电波传播试卷（期末）（A 卷参考答案及评分标准）

（闭卷/开卷）

题号	一	二	三	四	五	六	七	八	总分
得分									
评卷人									

一、单项选择题（本大题共 10 小题，每小题 3 分，共 30 分）

(1) 若磁基本振子辐射磁场为 $\vec{H} = \hat{e}_\theta - \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r)$ ，则其辐射电场

为（ B ）

(A) $\vec{E} = \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r) \hat{e}_r$

(B) $\vec{E} = \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r) \hat{e}_\phi$

(C) $\vec{E} = \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r) \hat{e}_\theta$

(D) $\vec{E} = \hat{e}_\theta - \frac{\omega\mu_0 SI}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-jk r)$

(2) 磁基本阵子的方向系数为（ B ）

(A) 1 (B) 1.5 (C) 2 (D) 2.5

(3) 对数周期天线辐射场的极化方式为（ B ）

(A) 圆极化波 (B) 线极化波 (C) 椭圆极化波 (D) 垂直极化波

(4) 均匀直线阵为端射阵的条件为（ C ）

(A) $\xi = 0$ (B) $\xi = \frac{\pi}{2}$ (C) $\xi = kd$ (D) $\xi = \frac{kd}{2}$

(5) 平面等角螺旋天线的有效辐射带（区）为（ C ）

(A) 周长约为一个波长的螺旋环带 (B) 周长约为半个波长的螺旋环带 (C) 从馈电点开始的约一个波长内的天线结构区域 (D) 从馈电点开始的约半个波长内的天线结构区域

(6) 已知半波天线的辐射电阻为 73.1 欧姆，则理想半波缝隙天线的辐射电阻为（ A ）

(A) 500 欧姆 (B) 100 欧姆 (C) $73.1 + j42.5$ 欧姆 (D) 73.1 欧姆

(7) 若某电道总的传输损耗为 $L=58.8\text{ dB}$, 接收天线的输出功率为 -18.8 dBm , 则发射天线输入功率为 P_{in} 为 (B)

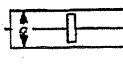
(A) -12 dBm (B) 40 dBm (C) -18.8 dBm (D) 20 dBm

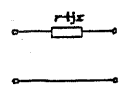
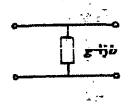
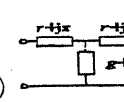
(8) 电波传播的主要通道 (A)

(A) 第一菲涅尔区 (B) 第一菲涅尔半波带 (C) 第零菲涅尔区 (D) 第零菲涅尔半波带

(9) 喇叭天线口径面的相位分布近似为 (B)

(A) 直线相位偏移 (B) 平方律相位偏移 (C) 立方律相位偏移 (D) 四次方相位偏移

(10) 若波导宽边上开的缝隙如图所示,  则该缝隙的等效电路为 (A)

(A)  (B)  (C)  (D) 以上答案都不正确

二、多项选择题 (多选少选错选均不得分) (本大题共 5 小题, 每小题 3 分, 共 15 分)

(1) 天线电参数有 (ABCD)

(A) 方向函数 (B) 增益 (C) 天线效率 (D) 输入阻抗

(2) 若某天线辐射右旋圆极化波, 则它做为接收天线时, 能够接收到 (BC)

(A) 左旋圆极化波 (B) 右旋圆极化波 (C) 线极化波 (D) 以上答案都不正确

(3) 相位偏移对辐射场的主要影响有 (AD)

(A) 最大辐射方向偏移 (B) 主瓣变窄 (C) 方向系数增加 (D) 零点模糊

(4) 电波传播的方式有 (ABC 或者 ABCD)

(A) 地面波传播 (B) 天波传播 (C) 视距传播 (D) 散射传播

短波天波传播的主要特点 (BC)

(A) 有波前倾斜现象 (B) 白天黑夜要更换工作频率 (C) 传播不太稳定, 衰落严重 (D) 易采用垂直极化波

三、简答题 (本大题共 3 小题, 每小题 5 分, 共 15 分)

(1) 试计算电基本阵子的方向系数 D ?

解: 电基本阵子的归一化方向函数 $F(\theta, \phi) = \sin \theta$, 带入方向性系数 D 的计算式:

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 \theta d\theta d\phi} = \frac{3}{2}$$

(2) 若某天线的辐射磁场为 $H_\theta = j \frac{I_m}{2\pi r} \exp(-j\beta r) \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos \beta l}{\sin \theta}$, 则试

写出该天线的方向函数?

解: 该表达式是真空中对称振子天线的辐射场, 选取 I_m 归算电流得:

$$H_\theta = j \frac{I_m}{2\pi r} \exp(-j\beta r) \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos \beta l}{\sin \theta}$$

$$E_\theta = H_\theta \times 120\pi = j \frac{60I_m}{r} \exp(-j\beta r) \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos \beta l}{\sin \theta}$$

$$f(\theta, \phi) = \frac{|E(r, \theta, \phi)|}{60 I_m / r} = \left| \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos \beta l}{\sin \theta} \right|$$

(3) 若二元半波振子阵的互阻抗为 $Z_{12} = Z_{21} = 40.8 - j28.3$, 馈电电流 $I_{m2} = I_{m1} e^{j\frac{\pi}{2}}$, 则该二元半波振子阵的总辐射阻抗是多少?

归算为振子1的波腹电流 I_{m1} 的辐射阻抗为:

$$Z_{r, \Sigma(1)} = Z_{r1} + \frac{|I_{m2}|^2}{|I_{m1}|^2} Z_{r2} = Z_{r1} + Z_{r2} = Z_{11} + \frac{I_{m2}}{I_{m1}} Z_{12} + \left(Z_{22} + \frac{I_{m1}}{I_{m2}} Z_{21} \right)$$

$$Z_{r, \Sigma(1)} = Z_{11} + e^{j\frac{\pi}{2}} Z_{12} + \left(Z_{22} + e^{-j\frac{\pi}{2}} Z_{21} \right) = 2Z_{11} = 2 \times (73.1 + j42.5) = 146.2 + j85 (\Omega)$$

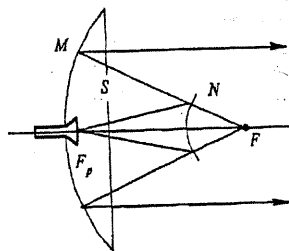
四、论述题 (本大题共 2 小题, 每小题 10 分, 共 20 分)

(1) 简述 $\frac{\lambda}{4}$ 扼流套的工作原理?

答: 它是在同轴线的外导体的外表面之外再加以一段 $\lambda/4$ 的金属套筒。金属套筒与同轴线外导体之间有一定间隙且下端二者相连接 (短路), 上端开口, 使同轴外导体与套筒构成 $\lambda/4$ 的终端短路传输线。因为, $\lambda/4$ 的终端短路传输线, 其输入阻抗无穷大, 因此, 使电流 $I_s = 0$, 从而使 $I_a = I_b$ 使对称振子天线处于平衡馈电。

(2) 简述卡塞格伦天线的工作原理?

解: 如图所示, 标准的卡塞格伦天线由馈源、主反射面以及副反射面组成。主反射面为旋转抛物面 M , 副反射面为双曲面 N 。主、副反射面的对称轴重合, 双曲面的实焦点位于抛物面的顶点附近, 馈源置于该位置上, 其虚焦点和抛物面的焦点重合。

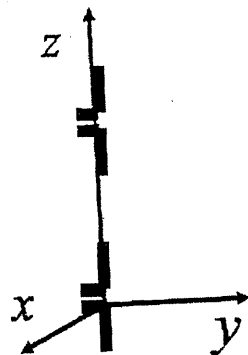


根据双曲线的几何性质, 置于其实焦点 F_p 上的馈源向双曲面辐射球面波, 经双曲面反射后, 所有的反射线的反向延长线汇聚于虚焦点 F , 并且反射波的等相位面为以 F 点为中心的球面。由于此点重合于抛物面的焦点, 因此对于抛物面而言, 相当于在其焦点处放置了一个等效球面波源, 抛物面的口径仍然为一等相位面。但是相对于单反射面的抛物面天线而言, 由馈源到口径的路程变长, 因此卡塞格伦天线等效于焦距变长的抛物面天线。

五、计算题 (本大题共 1 小题, 每小题 20 分, 共 20 分)

二元半波振子阵等幅反相激励, 如图放置, 两振子的间距为半个工作波长, 若以 z 轴为极轴建立球坐标系, 在球坐标系下求以下问题:

- (1) 单元天线的方向性函数?
- (2) 天线阵阵因子?



(3) 天线阵总的方向性函数?

(4) 天线阵 E 面方向性函数?

解: 根据题意: $m=1; \xi=\pi, d=\frac{\lambda}{2}, \psi=\xi+\beta d \cos \delta=\pi+\frac{2\pi}{\lambda} \times \frac{\lambda}{2} \cos \vartheta=\pi+\pi \cos \vartheta$

$$(1) \text{半波天线的方向性函数 } f_1(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta)}{\sin \vartheta} \right| \quad (4 \text{分})$$

$$(2) f_a(\vartheta, \varphi) = 2 \left| \cos \frac{\psi}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{\pi + \pi \cos \vartheta}{2} \right| \quad (4 \text{分})$$

$$(3) f_{2\text{元阵}}(\theta, \phi) = f_1(\vartheta, \varphi) f_a(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta)}{\sin \vartheta} \right| 2 \left| \cos \frac{\pi + \pi \cos \vartheta}{2} \right| \quad (4 \text{分})$$

(4) E面为垂直于半波振子轴线的平面, 即 $\varphi = \text{常数}$ 的平面, 因为 $f_{2\text{元阵}}(\theta, \phi)$ 与 φ 无关, 因此, 该二元阵的方向性函数就是 E 面方向性函数

$$\text{即: } f_E(\theta, \phi) = f_{2\text{元阵}}(\theta, \phi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| 2 \left| \cos \frac{\pi + \pi \cos \vartheta}{2} \right| \quad (4 \text{分})$$

重庆邮电大学 2007-2008 学年第 1 学期

电波与天线简介 考试题 (A 卷)

题号	一	二	三	四	五	六	七	八	九	十	总分
分数											
评卷人											

考生必读 (如果不读, 后果自负):

(1) 考生务必遵守考试纪律; (2) 试卷正卷共 3 张, 附草稿纸 1 张。交卷时, 务必将正卷和草稿纸一同交上, 且试卷不得有缺损; 否则, 试卷作废, 成绩以零分记 (3)

$\hat{e}_x, \hat{e}_y, \hat{e}_z, \hat{e}_r, \hat{e}_\theta, \hat{e}_\phi$ 为直角坐标系或者球坐标系下的单位矢量

一、选择题 (共 30 分, 每题 3 分) 注意: 可为多选题, 或者单选题

(1) 以下论述是电基本振子远区辐射场特点为: ()

(A) TEM 波 (B) 平面波 (C) 不同方向有不同辐射场 (D) 球面波

(2) 磁基本振子远区辐射场的电场强度矢量的方向为 ()

(A) \hat{e}_x (B) \hat{e}_r (C) \hat{e}_θ (D) \hat{e}_ϕ

(3) 以下为计算天线方向系数的公式为 ()

(A) $D = \frac{S_{\max}}{S_0} \left| \left(\text{条件: } P_{in} = P_{in0} \right) \right|$ (B) $D = \frac{|E_{\max}|^2}{|E_0|^2} \left| \left(\text{条件: } P_r = P_{r0} \right) \right|$

(C) $D = \frac{P_{r0}}{P_r} \left| \left(\text{条件: } E_{\max} = E_0 \right) \right|$ (D) $D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}$

(4) 若均匀直线相邻单元天线的馈电初始相位差 $\xi = kd$, 则此均匀直线阵构成

()

(A) 边射阵 (B) 普通端射阵 (C) 二元阵 (D) 四元阵

(5)与二元对称振子阵辐射阻抗相关的阻抗名称为 ()

- (A) 振子 1 的自辐射阻抗 (B) 振子 1 辐射阻抗
(C) 振子 2 的自辐射阻抗 (D) 振子 2 对振子 1 的互阻抗

(6) 在计算架设在地面上天线的辐射场时, 通常把地面看作是理想导电平面, 则地面对天线辐射场的影响, 可以用天线的镜像来代替, 则对于水平对称线天线来说它的镜像为 ()

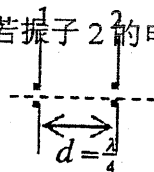
- (A) 正像 (B) 负像 (C) 应根据对称振子的长度来判断是正像或者负像
(D) 其它

(7) 鞭状天线是一种常用的线天线, 但其辐射效率很低, 为了提高鞭状天线的辐射效率, 可以采用如下几种方法 ()

- (A) 加顶负载 (B) 加电感线圈 (C) 降低损耗电阻
(D) 在发射天线地面以下铺设金属网, 以降低地面的损耗

(8) 如下图所示, 有平行排列的相距为 $d = \frac{\lambda}{4}$ 的两个对称振子, 若振子 2 的电流相位滞后

振子 1 的电流相位 60° , 且两振子的电流振幅相等,



即 $I_2 = I_1 e^{-j\frac{\pi}{3}}$, 则振子 2 做为 ()

- (A) 引向器 (B) 反射器 (C) 引向器或反射器
(D) 由题设条件不能判断出振子 2 到底是起引向器作用, 还是反射器的作用

(9) 当用同轴线对对称振子馈电时, 需要平衡—不平衡变换器, 其中 $\frac{\lambda}{4}$ 扼流套平衡器的工作原理为: ()

- (A) 找寻适当的途径使得 $L_4=0$
(B) 让左、右臂均有分流, 且为均衡分流, 而且让它们都不能对外产生辐射
(C) 振子的两臂均接同轴线内导体 (D) 其它

(10) 在以下电波传播过程中, 可以看作是自由空间电波传播的为 ()

- (A) 遮挡物已进入第一菲涅尔区;
(B) 遮挡物进入第二菲涅尔区, 但还未进入第一菲涅尔区;
(C) 遮挡物遮挡住反射天线与接收天线间的直线;
(D) 遮挡物把第一菲涅尔区全部遮挡住;

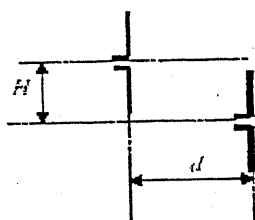
年 级 :

专 业 :

班 级 :

姓 名 :

学 号 :



查表法求天线阵阻抗

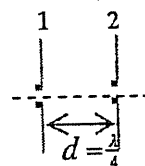
半波对称振子阵的互阻抗表

$d(\lambda) \backslash H(\lambda)$	0	0.5	1
0	73.1+j42.5	26.4+j20.2	-4.1-j0.7
0.25	40.8-j28.3	10.65-j12.25	-3.8+j1.05
0.5	-12.5-j29.9	-11.9-j7.9	-0.8+j4.1
1	4+j17.7	9+j8.9	4.1-j4.2

六、(10分)

已知: $I_{m2} = I_{m1} e^{j\pi}$, 两天线之间的距离 $d = \frac{\lambda}{4}$

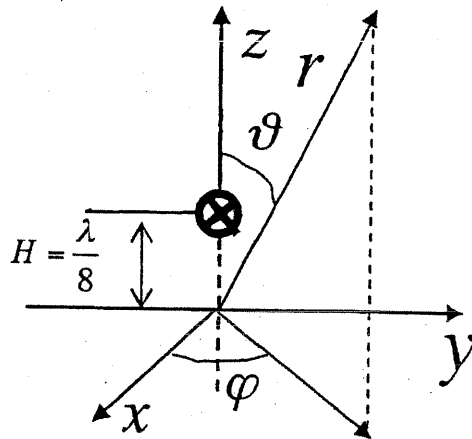
求: 如图所示的齐平行二元半波振子阵的总辐射阻抗



七、(15 分)

无限大理想导电平面 (xoy 面) 上有一水平半波对称振子 (振子轴线方向为 x 轴方向), 架设高度 $H = \frac{\lambda}{8}$, 利用镜像法, 在如图所示的球坐标系下, 求:

- (1) 二元阵的阵因子
- (2) 考虑地面影响后, 求水平对称振子的方向性函数
- (3) 考虑地面影响后, 求水平对称振子 E 面方向性函数



年
级
:

专
业
:

班
级
:

姓
名
:

学
号
:

二、名词解释（共 15 分，每题 3 分）

(1) 天线的有效接收面积

(2) 均匀直线阵

(3) 无线电波传播方式：地波传播

(4) 半波天线

(5) 面积利用系数

三、(10 分)

已知某线天线在自由空间中的辐射场为: $|E_\theta| = A \frac{I}{r} \sin \theta$

求: (1) 该天线的平均坡印廷矢量的模, 即: $|\bar{S}_{av}|$

(2) 该天线的归一化方向性函数 $F(\theta, \varphi)$

四、(10 分)

在自由空间中 ($\mu = \mu_0$, $\varepsilon = \varepsilon_0$, $\sigma = 0$), 有工作在频率为 30MHz, 相距为 100 公里的收发天线, 若: 接收天线的增益为 1000, 当发射机向发射天线提供的输入功率为 $P_{in} = 10W$ 时, 接收天线能向接收机输出最大的功率 $P_L = 0.001W$, 求: 发射天线的增益

五、(10 分) 已知某半波天线的损耗电阻为 0.9 欧姆, 若该天线的辐射功率为 10W, 求该天线的输入功率

1. 电基本振子如图所示放置在 Z 轴上, 请解答下列问题

(1) 指出辐射场的传播方向、电场方向和磁场方向。

(2) 辐射的是什么极化的波?

(3) 指出过 M 点的等相位面的形状。

(4) 若已知 M 点的电场 E , 试求该点的磁场 H 。

(5) 辐射场的大小与哪些因素有关?

(6) 指出最大辐射的方向和最小辐射的方向。

(7) 指出 E 面和 H 面, 并概画方向图。

(1) 电基本振子的远区辐射场表达式:

$$E_{\theta} = j \frac{60\pi I l}{\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-j\beta r); H_{\phi} = -j \frac{I l}{2\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-j\beta r)$$

所以, 电基本振子的电场方向为: \hat{a}_{θ} , 磁场方向为: \hat{a}_{ϕ}

根据: $\bar{S} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\bar{E} \times \bar{H}^*) = \frac{E^2}{240\pi} \hat{a}_r$, 而波的传播方向就是坡印廷矢量的方向, 所以波的

传播方向为: \hat{a}_r

(2) 由于电场方向始终在 \hat{a}_{θ} , 所以辐射的是沿 \hat{a}_{θ} 方向的线极化波

(3) 球面

(4) 因为辐射场的特点之一为: $\frac{E_{\theta}}{H_{\phi}} = 120\pi$, 所以, 根据此表达式可以在已知电场情况下

求磁场大小, 而电基本振子磁场方向为 \hat{a}_{ϕ} 方向, $\bar{H} = H_{\phi} \hat{a}_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{120\pi} \hat{a}_{\phi}$

(5) $E_{\theta} = j \frac{60\pi I l}{\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-j\beta r)$; 所以, 与电基本振子上的电流强度 I , 电基本振子的

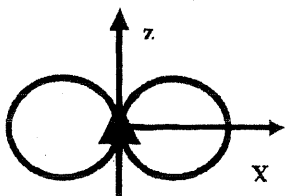
长度 l , 波长 λ , 以及空间位置有关

(6) $E_{\theta} = j \frac{60\pi I_0 dl}{\lambda r} \cdot \sin\theta \cdot \exp(-j\beta r)$; 所以, 电场在 $\theta = 0^\circ, \theta = 180^\circ$ 时的辐射为零 (最

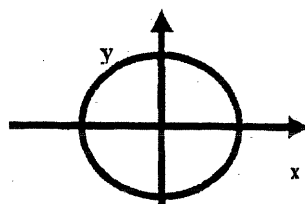
小), 而在 $\theta = 90^\circ$ 时, 辐射最大。

(7) E 面: 包含最大辐射方向, 电场矢量所在的平面称为 (由电场强度方向和最大辐射方向构成的平面); H 面: 与 E 面垂直的平面; 对于电基本振子来说: E 面就是包含电基本振子轴线的任意平面, H 面就是包含最大辐射方向, 与电基本振子轴线垂直的平面

E 面: 取 xoz 面:



H 面: 取 xoy 面



2. 一电基本振子的辐射功率为 25 W, 试求 $r = 20$ km 处, $\theta = 0^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ 的场强。 θ 为射线与振子轴之间的夹角。

电基本振子的辐射功率表达式为:

$$P_r = \frac{15I_0^2}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2 \sin \theta d\phi d\theta = 40\pi^2 I^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

$$E_\theta = j \frac{60\pi I l}{\lambda r} \cdot \sin \theta \cdot \exp(-j\beta r);$$

$$25 = 40\pi^2 I^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2; \frac{\pi I l}{\lambda} = \frac{\sqrt{10}}{4}$$

$$E_\theta = j \frac{60\pi I l}{\lambda r} \cdot \sin \theta \cdot \exp(-j\beta r)$$

$$= j \frac{60}{20000} \frac{\sqrt{10}}{4} \cdot \sin \theta \cdot \exp(-j\beta r) = j \frac{3\sqrt{10}}{4000} \cdot \sin \theta \cdot \exp(-j\beta r)$$

$$\theta = 0^\circ, \therefore E_\theta = 0$$

$$\theta = 60^\circ, \therefore E_\theta = j \frac{3\sqrt{10}}{4000} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \exp(-j\beta r) = j \frac{3\sqrt{30}}{8000} \exp(-j\beta r)$$

$$\theta = 90^\circ, \therefore E_\theta = j \frac{3\sqrt{10}}{4000} \cdot 1 \cdot \exp(-j\beta r) = j \frac{3\sqrt{10}}{4000} \exp(-j\beta r)$$

$$E_\theta = j \frac{60\pi I l}{\lambda r} \cdot \sin \theta \cdot \exp(-j\beta r)$$

$$= j \frac{60}{20000} \frac{\sqrt{10}}{4} \cdot \sin \theta \cdot \exp(-j\beta r) = j \frac{3\sqrt{10}}{4000} \cdot \sin \theta \cdot \exp(-j\beta r)$$

$$\theta = 0^\circ, \therefore |E_\theta| = 0$$

$$\theta = 60^\circ, \therefore |E_\theta| = \frac{3\sqrt{30}}{8000}$$

$$\theta = 90^\circ, \therefore |E_\theta| = \frac{3\sqrt{10}}{4000}$$

5. 计算基本振子 E 面方向图的半功率点波瓣宽度为 $2\theta_{0.5E}$ 和零功率点波瓣宽度 $2\theta_{0E}$ 。

以电基本振子为例，磁基本振子类似

电基本振子E面归一化的方向性函数为 $F(\theta, \varphi) = \sin \theta$; $F_{\max} = 1$

半功率波瓣宽度：在场强方向图上，主瓣最大值两边，辐射场强为最大辐射方向上辐射场强 0.707 倍的两个辐射方向之间的夹角

最大辐射方向为 90°

$$F_{0.5} = F_{\max} \frac{\sqrt{2}}{2} \Rightarrow \frac{\sqrt{2}}{2} = \sin \theta$$

\therefore 半功率辐射方向 $\theta = 45^\circ, 135^\circ$

半功率波瓣宽度： $2\theta_{0.5E} = 2(90^\circ - 45^\circ) = 90^\circ$

零功率点波瓣宽度：主瓣最大值两边两个零辐射方向之间的夹角用 $2\theta_0$ 来表示

同理： $F_0 = 0 = \sin \theta_0$

\therefore 零功率辐射方向 $\theta = 0^\circ$

零功率波瓣宽度： $2\theta_{0E} = 2 \times (90^\circ - 0^\circ) = 180^\circ$

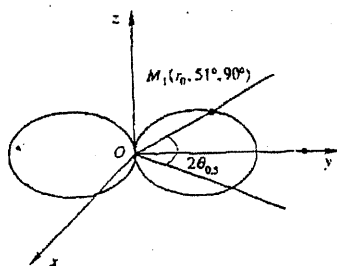
6. 试利用

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}$$
 的公式计算基本振子的方向系数。

电基本振子的归一化的方向性函数为 $F(\theta, \varphi) = \sin \theta$

$$\begin{aligned} \therefore \text{方向性系数为: } D &= \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 \theta \sin \theta d\theta d\phi} \\ &= \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{2\pi * \int_0^\pi (1 - \cos^2 \theta) \sin \theta d\theta} = \frac{4\pi}{2\pi * \left(-\int_0^\pi (1 - \cos^2 \theta) d \cos \theta \right)} \\ &= \frac{4\pi}{2\pi * \left[\cos \theta \Big|_0^\pi - \frac{1}{3} \cos^3 \theta \Big|_0^\pi \right]} = \frac{4\pi}{2\pi * (-2 + \frac{2}{3})} = 1.5 \end{aligned}$$

8. 某天线在 yOz 面的方向图如图所示，已知 $2\theta_{0.5} = 78^\circ$ ，求点 $M_1(r_0, 51^\circ, 90^\circ)$ 与点 $M_2(2r_0, 90^\circ, 90^\circ)$ 的辐射场的比值。



题 8 图

方向性函数在相同距离的条件下天线辐射场的相对值与空间方向的关系

天线方向性函数以图形的形式表示出来，则称为方向图或方向性图（在相同距离的条件下，场的相对分布图）

$$|E(\theta, \phi)| = E_{\max} F(\theta, \phi) = \frac{\sqrt{60P_r D}}{r} F(\theta, \phi)$$

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{r_2}{r_1} = \frac{2r_0}{r_0} \frac{F_1}{F_2} = 2 \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)}{1} = 2 \frac{1}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}$$

9. 已知某天线的归一化方向函数为

$$F(\theta) = \begin{cases} \cos \theta & |\theta| \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & |\theta| > \frac{\pi}{2} \end{cases}$$

试求其方向系数 D

$$\begin{aligned} \text{方向性系数为: } D &= \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F^2(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^4 \theta \sin \theta d\theta d\phi} \\ &= \frac{4\pi}{2\pi \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^4 \theta \sin \theta d\theta} = \frac{4\pi}{2\pi \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^4 \theta d \cos \theta} = \frac{4\pi}{2\pi \times \frac{1}{5}} = 10 \end{aligned}$$

10. 一天线的方向系数 $D_1 = 10$ dB, 天线效率 $\eta_{A1} = 0.5$ 。另一天线的方向系数 $D_2 = 10$ dB, 天线效率 $\eta_{A2} = 0.8$ 。若将两副天线先后置于同一位置且主瓣最大方向指向同一点 M。

(1) 若二者的辐射功率相等, 求它们在 M 点产生的辐射场之比。

(2) 若二者的输入功率相等, 求它们在 M 处产生的辐射场之比。

(3) 若二者在 M 点产生的辐射场相等, 求所需的辐射功率比及输入功率比。

$$(1) \because E_{\max} = \frac{\sqrt{60P_r D}}{r}$$

$$\therefore E_{\max 1} = \frac{\sqrt{60P_{r1} D_1}}{r_1}; E_{\max 2} = \frac{\sqrt{60P_{r2} D_2}}{r_2}$$

$$\text{又} \because P_{r1} = P_{r2}; r_1 = r_2; D_1 = D_2$$

$$\therefore E_{\max 1} = E_{\max 2} \therefore \frac{E_{\max 1}}{E_{\max 2}} = 1$$

$$(2) \because E_{\max} = \frac{\sqrt{60P_{in} G}}{r}; \text{又} \because G = \eta D \therefore E_{\max} = \frac{\sqrt{60P_{in} \eta D}}{r}$$

$$\therefore E_{\max 1} = \frac{\sqrt{60P_{in1} \eta_1 D_1}}{r_1}; E_{\max 2} = \frac{\sqrt{P_{in2} \eta_2 D_2}}{r_2}$$

$$\text{又} \because P_{in1} = P_{in2}; r_1 = r_2; D_1 = D_2$$

$$\therefore \frac{E_{\max 1}}{E_{\max 2}} = \sqrt{\frac{\eta_1}{\eta_2}} = \sqrt{\frac{0.5}{0.8}} = \sqrt{\frac{5}{8}} = \frac{\sqrt{10}}{4}$$

$$(3) \because E_{\max} = \frac{\sqrt{60P_r D}}{r}$$

$$\text{又} \because E_{\max 1} = E_{\max 2}$$

$$\therefore \frac{\sqrt{60P_{r1} D_1}}{r_1} = \frac{\sqrt{60P_{r2} D_2}}{r_2}$$

$$\text{又} \because r_1 = r_2; D_1 = D_2$$

$$\therefore \frac{P_{r1}}{P_{r2}} = 1$$

$$\therefore E_{\max} = \frac{\sqrt{60P_{in} G}}{r}; \text{又} \because G = \eta D \therefore E_{\max} = \frac{\sqrt{60P_{in} \eta D}}{r}$$

$$\therefore E_{\max 1} = \frac{\sqrt{60P_{in1} \eta_1 D_1}}{r_1}; E_{\max 2} = \frac{\sqrt{P_{in2} \eta_2 D_2}}{r_2}$$

$$\text{又} \because E_{\max 1} = E_{\max 2}; r_1 = r_2; D_1 = D_2$$

$$\therefore \frac{P_{in1}}{P_{in2}} = \frac{\eta_2}{\eta_1} = \frac{0.8}{0.5} = \frac{8}{5}$$

13. 简述天线接收无线电波的物理过程。

法拉第电磁感应定律 $\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$ 说明: 如果空间存在时变磁场, 则它会感应出涡旋电场,

涡旋电场是非静电场, 提供非静电力, 所以会感应出感应电动势, 若是一个闭合导电回路则全由感应电流产生, 其对应的积分方程为:

$$\varepsilon = \oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} = - \frac{\partial \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}}{\partial t} = - \frac{\partial \Phi}{\partial t}, \text{ 它说明当穿过闭合回路的磁通量发生变}$$

化时, 回路中产生感应电动势, 导体回路中感应电动势的大小与磁通量的变化率成正比。

因此, 接收天线工作的物理过程是, 天线导体在空间电场的作用下产生感应电动势, 并在导体表面激励起感应电流, 在天线的输入端产生电压, 在接收机回路中产生电流。所以接收天线是一个把空间电磁波能量转换成高频电流能量的转换装置, 其工作过程就是发射天线的逆过程。

14. 某天线的增益系数为 20 dB, 工作波长为 1m, 试求有效接收面积。

$$10 \lg G = 20(\text{dB}) \therefore G = 100; \lambda = 1\text{m}$$

$$A_e = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} = \frac{100}{4\pi} \lambda^2 = 7.96 \lambda^2$$

因为波长为 1m

$$\text{所以 } A_e = 7.96 (\text{m}^2)$$

18. $2l \ll \lambda$ 的对称振子上电流分布的近似函数是什么? 它的方向图、方向系数、辐射电阻等与同长电流元有何异同?

$$I(z) = I_m \sin \left[\frac{2\pi}{\lambda} (l - |z|) \right]$$

$\because \frac{2l}{\lambda} \ll 1$, 则天线上的电流近似为 $I(z) = I_m \beta (l - |z|)$, 即电流大小近似为三角形分布

$$dE_\theta = j \frac{60\pi I(z') dz'}{\lambda r_1} \sin \theta' \exp(-j\beta r_1) \quad (r_1 \text{ 为电流元所在位置到场点的距离})$$

$$E_\theta = \int dE_\theta = \int_{-l}^l j \frac{60\pi I_m \beta (l - |z|)}{\lambda r_1} \sin \theta' \exp(-j\beta r_1) dz'$$

$$E_\theta = \int_{-l}^l j \frac{60\pi I_m \beta (l - |z|)}{\lambda r} \sin \theta \exp(-j\beta(r - z' \cos \theta)) dz'$$

$$E_\theta = j \frac{60\pi I_m \beta}{\lambda r} \sin \theta \exp(-j\beta r) \int_{-l}^l (l - |z|) \exp(j\beta z' \cos \theta) dz' \quad (\exp(j\beta z' \cos \theta) \approx 1)$$

$$E_\theta = j \frac{60\pi I_m \beta}{\lambda r} \sin \theta 2 \exp(-j\beta r) \int_0^l (l - z') dz'$$

$$E_{\theta \text{ 对称}} = j \frac{60\pi 2I_m}{\lambda r} \sin \theta \exp(-j\beta r) \frac{2\pi l^2}{\lambda 2}$$

$$\text{电基本振子: } E_{\theta \text{ 基本}} = j \frac{60\pi I_m 2l}{\lambda r} \sin \theta \exp(-j\beta r)$$

$$E_{\theta \text{ 对称}} = j \frac{60\pi 2I_m}{\lambda r} \sin \theta \exp(-j\beta r) \frac{2\pi l^2}{\lambda 2}$$

电基本振子（其上面的电流是对称阵子电流的最大值）：

$$E_{\theta \text{ 基本}} = j \frac{60\pi I_m 2l}{\lambda r} \sin \theta \exp(-j\beta r)$$

$$\frac{E_{\theta \text{ 对称}}}{E_{\theta \text{ 基本}}} = \beta \frac{l}{2}$$

\therefore 方向图与方向性系数都与同长度的电基本振子相同

$$P_r = \frac{I_m^2 R_{r \text{ 对称}}}{2} = \oint_S \vec{S} \cdot \hat{n} ds = \oint_S \frac{|\vec{E}|^2}{240\pi} \cdot ds = \left(\beta \frac{l}{2} \right)^2 P_{r \text{ 电基本振子}} = \left(\beta \frac{l}{2} \right)^2 \frac{I_m^2 R_{r \text{ 基本}}}{2}$$

$$P_r = \frac{I_m^2 R_{r \text{ 对称}}}{2} = \left(\beta \frac{l}{2} \right)^2 \frac{I_m^2 R_{r \text{ 基本}}}{2}$$

$$\frac{R_{r \text{ 对称}}}{R_{r \text{ 基本}}} = \left(\beta \frac{l}{2} \right)^2$$

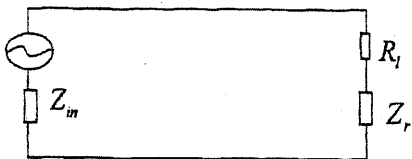
$$R_{r \text{ 对称}} = \left(\beta \frac{l}{2} \right)^2 R_{r \text{ 基本}} = \left(\beta \frac{l}{2} \right)^2 80\pi^2 \left(\frac{2l}{\lambda} \right)^2 = 20(\beta l)^4$$

当振子电长度很短时，对称振子的电流近似于三角形分布，此时的辐射电阻可按下面的近似。

21. 总损耗为 1Ω (归算于波腹电流) 的半波振子，与内阻为 $50 + j25 \Omega$ 的信号源相连接。假定信号源电压峰值为 2 V ，振子辐射阻抗为 $73.1 + j42.5 \Omega$ ，求：

- (1) 电源供给的实功率；
- (2) 天线的辐射功率；
- (3) 天线的损耗功率。

等效电路如图所示



$$Z_{\Sigma} = Z_{in} + R_l + Z_r = 1 + 50 + j25 + 73.1 + j42.5 = 124.1 + 67.5j$$

$$I_m = \frac{\dot{U}_m}{Z_{\Sigma}} = \frac{2}{Z_{\Sigma}} = 0.0124 - 0.0068j$$

$$(1) P_{\text{复}} = \frac{1}{2} U_m I_m^*$$

$$P_{\text{有功}} = \operatorname{Re} \frac{1}{2} U_m I_m^* = \operatorname{Re} \frac{1}{2} Z_{\Sigma} I_m I_m^* = \operatorname{Re} \frac{1}{2} (R_{\Sigma} + jX_{\Sigma}) I_m I_m^* = \frac{1}{2} I^2 R_{\Sigma}$$

$$P_{\text{无功}} = \operatorname{Im} \frac{1}{2} U_m I_m^*$$

$$(2) P_r = \frac{1}{2} I_m I_m^* Z_r$$

$$(3) P_r = \frac{1}{2} I_m I_m^* R_l$$

26. 形成天线阵不同方向性的主要因素有哪些?

相似元天线阵的方向性函数 $f(\theta, \phi)$ 取决于两方面的因素: 阵元天线方向性函数 $f_1(\theta, \phi)$ 和阵因子 $f_a(\theta, \phi)$, 阵元天线方向性函数取决于阵元天线的结构和架设方位, 阵因子取决于天线阵中天线的电流比以及相对位置 (组阵方式), 与单元天线无关, 所以形成天线阵不同方向性的主要因素有: 阵元天线的结构和架设方位, 天线阵中天线的电流比, 以及相对位置 (组阵方式)。

27. 二半波振子等幅同相激励, 如图放置, 间距分别为 $d = \lambda/2, \lambda$, 计算其 E 面和 H 面方向函数并概画方向图。

本题只做了 a, b

二元阵的阵因子:

$$f_a(\vartheta, \varphi) = f_a(\vartheta, \varphi) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \psi} (1.5.9')$$

对于等幅阵: $m = 1$

$$\therefore f_a(\vartheta, \varphi) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \psi} = \sqrt{1 + 1 + 2 \cos \psi}$$

$$= \sqrt{2(1 + \cos \psi)} = \sqrt{2 \cos^2 \frac{\psi}{2}} = 2 \left| \cos \frac{\psi}{2} \right|$$

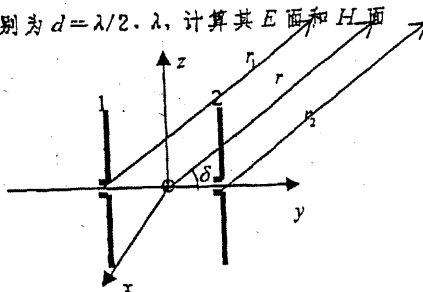
$$\psi = \xi + kd \cos \delta \quad (1-5-5)$$

对于同相阵 $\xi = 0$, $\therefore \psi = \xi + kd \cos \delta = 0 + kd \cos \delta = kd \cos \delta$

δ 为矢径 R 与天线阵轴线的夹角

$$\text{元因子半波振子的方向性函数: } f_1(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta')}{\sin \theta'} \right| \quad (\vartheta' \text{ 为矢径 } R \text{ 与振子轴线的夹角})$$

(a)



因为振子轴线沿着z轴方向，因此 $\theta' = \theta$

$$f_1(\vartheta, \varphi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta'\right) \right|}{\sin \theta'} = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \right|}{\sin \theta}$$

因为天线阵轴线沿着y轴方向， $\therefore \cos \delta = \sin \vartheta \sin \varphi$

$$f_a(\vartheta, \varphi) = 2 \left| \cos \frac{\psi}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \delta}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{\beta d \sin \vartheta \sin \varphi}{2} \right|$$

$$f_{2\text{元阵}}(\theta, \phi) = f_1(\vartheta, \varphi) \times f_a(\vartheta, \varphi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \right|}{\sin \theta} \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \sin \vartheta \sin \varphi}{2} \right|;$$

E面：包含振子的平面，即 $\varphi = \text{常数}$ 的面，选 $\varphi = 90^\circ$ 的面；

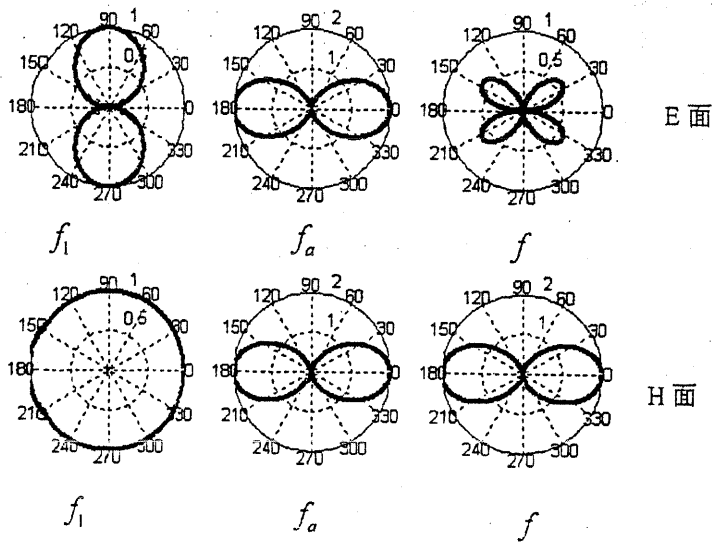
$$\text{E面方向性函数 } f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \right|}{\sin \theta} \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \sin \vartheta}{2} \right|$$

H面：垂直振子的平面，xoy面 $\vartheta = 90^\circ$ ；

$$\text{H面方向性函数 } f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \sin \varphi}{2} \right|$$

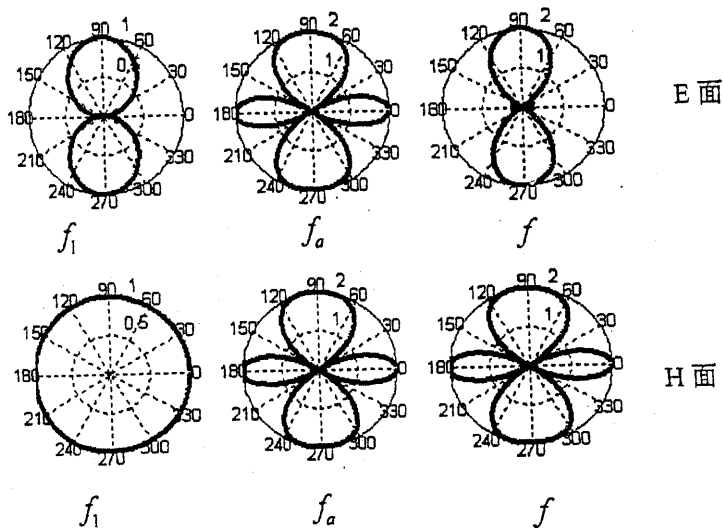
$$(1) d = \frac{\lambda}{2}; \text{E面: } f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \right|}{\sin \theta} \times 2 \left| \cos \frac{2\pi \frac{\lambda}{2} \sin \vartheta}{2} \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \right|}{\sin \theta} \times 2 \left| \cos \frac{\pi}{2} \sin \vartheta \right|$$

$$\text{H面: } f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\pi}{2} \sin \varphi \right|$$



$$(2) d = \lambda; \text{E面: } f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \right|}{\sin \theta} \times 2 \left| \cos \frac{2\pi \lambda \sin \vartheta}{2} \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \right|}{\sin \theta} \times 2 \left| \cos \pi \sin \vartheta \right|$$

$$\text{H面: } f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \pi \sin \varphi \right|$$



$$d = \lambda$$

b) 因为振子轴线沿着y轴方向, 因此 $\theta' = \theta, \cos \theta' = \sin \vartheta \sin \varphi$

$$f_1(\vartheta, \varphi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta'\right) \right|}{\left| \sin \theta' \right|} = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \vartheta \sin \varphi\right) \right|}{\left| \sqrt{1 - (\sin \vartheta \sin \varphi)^2} \right|}$$

因为天线阵轴线沿着负z轴方向, $\therefore \cos \delta = -\cos \vartheta$

$$f_a(\vartheta, \varphi) = 2 \left| \cos \frac{\psi}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{-\beta d \cos \delta}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{-\beta d \cos \vartheta}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \vartheta}{2} \right|$$

$$f_{2\text{元阵}}(\theta, \phi) = f_1(\vartheta, \varphi) f_a(\vartheta, \varphi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \vartheta \sin \varphi\right) \right|}{\left| \sqrt{1 - (\sin \vartheta \sin \varphi)^2} \right|} \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \vartheta}{2} \right|$$

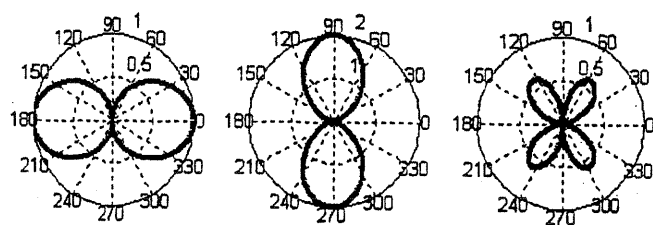
E面: 包含振子的平面选 $\varphi = 90^\circ$ 的面;

$$E\text{面方向性函数 } f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\left| \sqrt{1 - (\sin \theta)^2} \right|} \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \vartheta}{2} \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\left| \cos \vartheta \right|} \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \vartheta}{2} \right|$$

H面: 垂直振子的平面, $\text{xoz面 } \varphi = 0^\circ$; H面方向性函数 $f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \vartheta}{2} \right|$

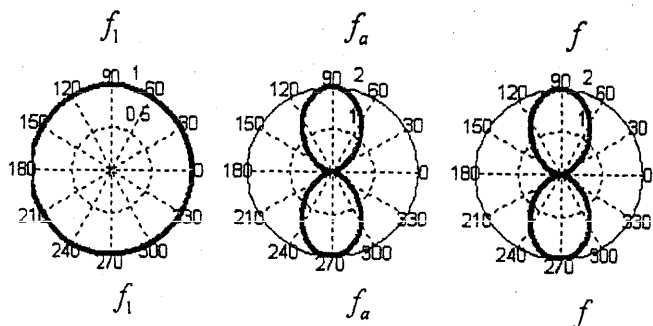
$$(1) d = \frac{\lambda}{2}; E\text{面 } (\varphi = \frac{\pi}{2}): f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\left| \cos \vartheta \right|} \times 2 \left| \cos \frac{\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \cos \vartheta}{2} \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\left| \cos \vartheta \right|} \times 2 \left| \cos \frac{\pi}{2} \cos \vartheta \right|$$

$$H\text{面 } (\text{xoz}): f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \cos \vartheta}{2} \right| = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\pi}{2} \cos \vartheta \right|$$



E 面

$$d = \frac{\lambda}{2}$$



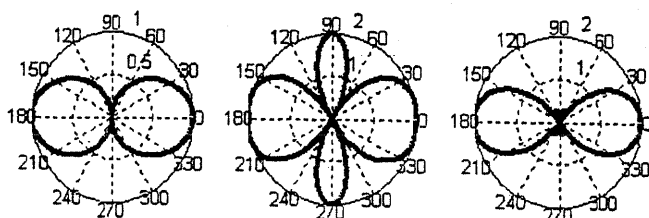
H 面

$$E\text{面方向性函数}_{2\text{元阵}E}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\sqrt{1 - (\sin \theta)^2}} \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \vartheta}{2} \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \vartheta} \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \vartheta}{2} \right|$$

$$H\text{面: 垂直振子的平面, } xoz\text{面 } \varphi = 0^\circ; H\text{面方向性函数}_{2\text{元阵}H}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\beta d \cos \vartheta}{2} \right|$$

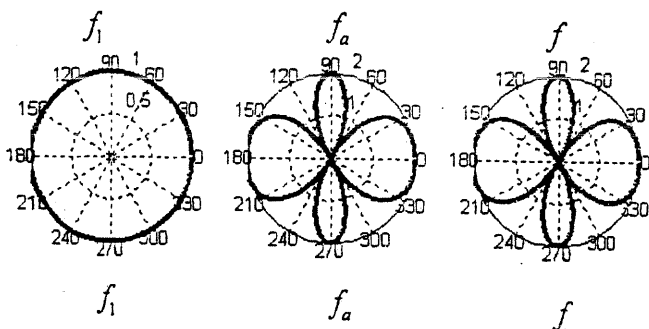
$$(2) d = \lambda; E\text{面: } f_{2\text{元阵}E}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \vartheta} \times 2 \left| \cos \frac{2\pi}{\lambda} \lambda \cos \vartheta}{2} \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \vartheta} \times 2 \left| \cos \pi \cos \vartheta \right|;$$

$$H\text{面: } f_{2\text{元阵}H}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{2\pi}{\lambda} \lambda \cos \vartheta}{2} \right| = 1 \times 2 \left| \cos \pi \cos \vartheta \right|$$



E 面

$$d = \lambda$$



H 面

28. 本题只做了 c, d

二元阵的阵因子:

$$f_a(\vartheta, \varphi) = f_a(\vartheta, \varphi) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \psi} (1.5.9')$$

对于等幅阵: $m=1$

$$\therefore f_a(\vartheta, \varphi) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \psi} = \sqrt{1 + 1 + 2 \cos \psi}$$

$$= \sqrt{2(1 + \cos \psi)} = \sqrt{2 \cos^2 \frac{\psi}{2}} = 2 \left| \cos \frac{\psi}{2} \right|$$

$$\psi = \xi + kd \cos \delta \quad (1.5-5)$$

$$\text{对于反相阵 } \xi = \pi, \therefore \psi = \xi + kd \cos \delta = \pi + kd \cos \delta$$

δ 为矢径 R 与天线阵轴线的夹角

$$\text{元因子半波振子的方向性函数: } f_1(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta'\right)}{\sin \theta'} \right| \quad (\vartheta' \text{为矢径} R \text{与振子轴线的夹角})$$

c) 因为振子轴线沿着y轴方向, 因此 $\theta' \neq \theta, \cos \theta' = \sin \vartheta \sin \varphi$

$$f_1(\vartheta, \varphi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta'\right) \right|}{\sin \theta'} = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \vartheta \sin \varphi\right) \right|}{\sqrt{1 - (\sin \vartheta \sin \varphi)^2}}$$

因为天线阵轴线沿着y轴方向, $\therefore \cos \delta = \sin \vartheta \sin \varphi$

$$f_e(\vartheta, \varphi) = 2 \left| \cos \frac{\psi}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{\pi + \beta d \cos \delta}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{\pi + \beta d \sin \vartheta \sin \varphi}{2} \right|$$

$$f_{2\text{元阵}}(\theta, \phi) = f_1(\vartheta, \varphi) f_e(\vartheta, \varphi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \vartheta \sin \varphi\right) \right|}{\sqrt{1 - (\sin \vartheta \sin \varphi)^2}} \times 2 \left| \cos \frac{\pi + \beta d \sin \vartheta \sin \varphi}{2} \right|$$

E面: 包含振子的平面选 $\varphi = 90^\circ$ 的面;

$$E\text{面方向性函数 } f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\sqrt{1 - (\sin \theta)^2}} \times 2 \left| \cos \frac{\pi + \beta d \sin \vartheta}{2} \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \theta} \times 2 \left| \cos \frac{\pi + \beta d \sin \vartheta}{2} \right|$$

H面: 垂直振子的平面, xoz 面 $\varphi = 0^\circ$; H面方向性函数 $f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\pi}{2} \right| = 1 \times 0$

$$(1) d = \frac{\lambda}{2};$$

$$f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \theta} \times 2 \left| \cos \frac{\pi + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \sin \vartheta}{2} \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \vartheta} \times 2 \left| \cos \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \sin \theta \right) \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \vartheta} \times 2 \left| \sin \frac{\pi}{2} \sin \theta \right|;$$

H面 (xOz): $f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 0 = 0$

$$(2) d = \lambda; E\text{面} (\varphi = \frac{\pi}{2}): f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \theta} \times 2 \left| \cos \frac{\pi + \frac{2\pi}{\lambda} \lambda \sin \vartheta}{2} \right|$$

$$= \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \vartheta} \times 2 \left| \cos \left(\frac{\pi}{2} + \pi \sin \theta \right) \right| = \frac{\left| \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \right|}{\cos \vartheta} \times 2 \left| \sin \pi \sin \theta \right|;$$

H面 (xOz): $f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 0 = 0$

d) 因为振子轴线沿着z轴方向, 因此 $\theta' = \theta$

$$f_1(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta')}{\sin \theta'} \right| = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right|$$

因为天线阵轴线沿着负z轴方向, $\therefore \cos \delta = -\cos \vartheta$

$$f_a(\vartheta, \varphi) = 2 \left| \cos \frac{\psi}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{\pi + \beta d \cos \delta}{2} \right| = 2 \left| \cos \frac{\pi - \beta d \cos \vartheta}{2} \right|$$

$$f_{2\text{元阵}}(\theta, \phi) = f_1(\vartheta, \varphi) f_a(\vartheta, \varphi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| \times 2 \left| \cos \frac{\pi - \beta d \cos \vartheta}{2} \right|$$

E面: 包含振子的平面选 $\varphi = 90^\circ$ 的面:

$$E\text{面方向性函数 } f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| \times 2 \left| \cos \frac{\pi - \beta d \cos \vartheta}{2} \right|$$

H面: 垂直振子的平面, xoy面 $\vartheta = 90^\circ$; H面方向性函数 $f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\pi}{2} \right| = 1 \times 0$

$$(1) d = \frac{\lambda}{2};$$

$$f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| \times 2 \left| \cos \frac{\pi - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \cos \vartheta}{2} \right| = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta)}{\sin \theta} \right| \times 2 \left| \cos \frac{\pi - \pi \cos \vartheta}{2} \right| = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta)}{\sin \theta} \right| \times 2 \left| \sin \frac{\pi}{2} \cos \vartheta \right|;$$

$$f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\pi}{2} \right| = 1 \times 0$$

$$(2) d = \lambda;$$

$$\begin{aligned} f_{2\text{元阵E}}(\theta, \phi) &= \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| \times 2 \left| \cos \frac{\pi - \frac{2\pi}{\lambda} \lambda \cos \vartheta}{2} \right| \\ &= \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta)}{\sin \theta} \right| \times 2 \left| \cos \frac{\pi - 2\pi \cos \vartheta}{2} \right| = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta)}{\sin \theta} \right| \times 2 \left| \sin \pi \cos \vartheta \right|; \end{aligned}$$

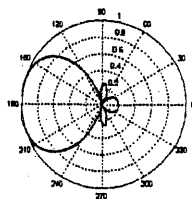
$$f_{2\text{元阵H}}(\theta, \phi) = 1 \times 2 \left| \cos \frac{\pi}{2} \right| = 1 \times 0$$

31. 五个无方向性理想点源组成沿 z 轴排列的均匀直线阵。已知 $d=\lambda/4$, $\xi=\pi/2$, 应用归一化阵因子图绘出含 z 轴平面及垂直于 z 轴平面的方向图。

$$F_a(\theta, \phi) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin \frac{N\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right| \quad (1-5-16)$$

$$\psi = \xi + kd \cos \delta = \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} \cos \delta = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \cos \delta \quad (1-5-5)$$

$$\therefore F_a(\theta, \phi) = \frac{1}{5} \left| \frac{\sin \frac{5 \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \cos \delta \right)}{2}}{\sin \frac{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \cos \delta}{2}} \right|$$



34. 证明满足下列条件的 N 元均匀直线阵的阵因子方向图无副瓣:

(1) $d = \frac{\lambda}{N}$, $\xi = 0$ 的射阵;

(2) $d = \frac{\lambda}{2N}$, $\xi = \pm kd$ 的原始端射阵。

式中, d 为阵元间距; ξ 为阵元相位差。

$$(1) \psi_0 = \frac{(2m)\pi}{N} \quad (1-5-16) \text{ 第一个零点: } \psi_1 = \frac{2\pi}{N}$$

$$\text{主瓣宽度的角度范围: } -\frac{2\pi}{N} \leq \psi \leq \frac{2\pi}{N}$$

$$\psi = \xi + kd \cos \delta = 0 + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{N} \cos \delta = \frac{2\pi}{N} \cos \delta \quad (1-5-5)$$

$$\text{可见区: } -\frac{2\pi}{N} < \psi < \frac{2\pi}{N}$$

则天线阵的可见区在主瓣范围内, 所以无副瓣

$$(2) \psi_0 = \frac{(2m)\pi}{N} \quad (1-5-16) \text{ 第一个零点: } \psi_{10} = \frac{2\pi}{N}$$

$$\text{主瓣宽度的角度范围: } -\frac{2\pi}{N} \leq \psi \leq \frac{2\pi}{N}$$

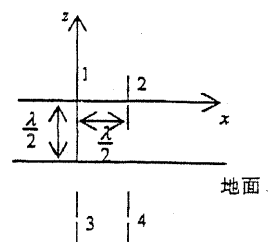
$$\psi = \xi + kd \cos \delta = \pm kd + kd \cos \delta = \pm \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2N} + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2N} \cos \delta = \pm \frac{\pi}{N} + \frac{\pi}{N} \cos \delta \quad (1-5-5)$$

$$\text{可见区: } -\frac{2\pi}{N} < \psi < \frac{2\pi}{N}$$

则天线阵的可见区在主瓣范围内, 所以无副瓣

39.

解: 如图所示, 天线与镜像天线构成 4 元面天线阵, 可以看做是由 (1, 2) 二元阵为阵元, 构成的二元阵列 (包括两个阵元,



(1,2),(3,4))且为等幅同相阵。

建立坐标系如图，根据方向性相乘性原理：

$$f_1(\theta, \varphi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| \quad (\text{半波天线在图示的坐标系下的方向性函数})$$

$$f_{a(1,2)}(\theta, \varphi) = |2 \cos \frac{\psi}{2}| = |2 \cos(\frac{\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} \sin \theta \cos \varphi}{2})| = |2 \cos(\frac{\pi \sin \theta \cos \varphi}{2})|$$

(题目中未给出馈电电流初始相位差，以 $\xi=0$ 计算得到的天线1和2的阵因子)

$$f_{a(1,2)(3,4)}(\theta, \varphi) = |2 \cos(\frac{-\beta d \cos \vartheta}{2})| = |2 \cos(\frac{\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \lambda \cos \vartheta}{2})| = |2 \cos(\pi \cos \vartheta)|$$

(垂直放于地面上的半波天线成正像，所以是沿z方向的等幅同相阵)

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) f_{a(1,2)}(\theta, \varphi) f_{a(1,2)(3,4)}(\theta, \varphi)$$

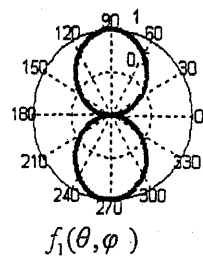
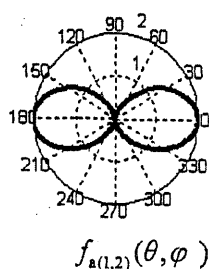
$$= \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| |2 \cos(\frac{\pi \sin \theta \cos \varphi}{2})| |2 \cos(\pi \cos \vartheta)|$$

$$f(\theta, \varphi) = f_1(\theta, \varphi) f_{a(1,2)}(\theta, \varphi) f_{a(1,2)(3,4)}(\theta, \varphi)$$

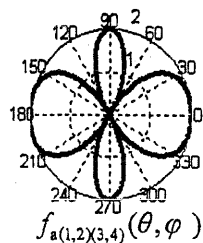
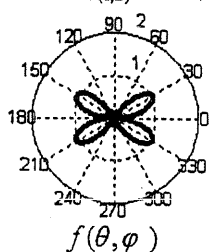
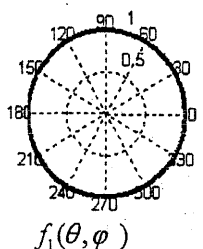
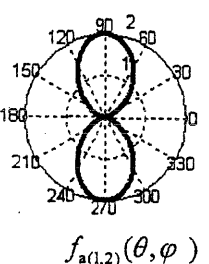
$$= \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| |2 \cos(\frac{\pi \sin \theta \cos \varphi}{2})| |2 \cos(\pi \cos \vartheta)|$$

$$E \text{面} (\varphi = \frac{\pi}{2}) : f(\theta, \varphi) = \left| \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right| |2 \cos(\frac{\pi \sin \theta}{2})| |2 \cos(\pi \cos \vartheta)|$$

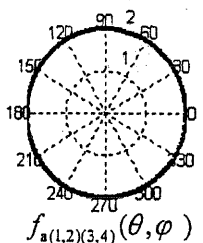
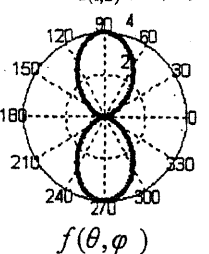
$$H \text{面} (\vartheta = \frac{\pi}{2}) : f(\theta, \varphi) = 1 \times |2 \cos(\frac{\pi \cos \varphi}{2})| \times 2$$


 $f_1(\theta, \varphi)$

 $f_{a(1,2)}(\theta, \varphi)$

E面


 $f_{a(1,2)(3,4)}(\theta, \varphi)$

 $f(\theta, \varphi)$

 $f_1(\theta, \varphi)$

 $f_{a(1,2)}(\theta, \varphi)$

H面


 $f_{a(1,2)(3,4)}(\theta, \varphi)$

 $f(\theta, \varphi)$

补充题:

1. 在雷达系统中,发射和接收通常由一副天线来完成,信号由发射机产生,经天线辐射出去后,经过目标反射(散射)部分反送回来被同一天线接收.

A 设:距离为 r 处的目标是第一接收天线,面积为 S_a ,求:接收与发射功率 $\frac{P_L}{P_T}$ 之比的公式

B 目标或反射电磁波的散射截面积 S_r , 定义为目标的散射功率与入射功率密度的比值,试

证明雷达方程式: $\frac{P_L}{P_T} = \frac{S_r G_D^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4}$ (其中 G_D 为雷达天线的增益, r 为目标到雷达天线的距

离.(假设发射天线与接收天线, 均与目标对准)

解:假设发射天线与接收天线均对准目标,根据雷达截面定义:认为发射功率投射在目标上被截获,然后各向同性辐射。

当物体被电磁波照射时,能量将朝各个方向散射。能量的空间分布依赖于物体的形状、大小和结构以及入射波的频率和特性。能量的这种分布称为散射,物体本身通常称为目标或散射体。(雷达散射截面的定义是基于平面按照照射下目标各向同性散射的概念,通常接收散射能量的接收机离目标很远,即到目标的距离远大于目标的任何百意义的尺寸,所以目标基本上是点散射体。因为点散射体各向同性地辐射能量,所以目标各向同性的辐射能量。

$$\text{入射波的功率密度为 } S = \frac{1}{2} \frac{|E_i|^2}{\eta}$$

σ 为雷达散射截面: 则目标吸收并辐射的能量为:

$$P = \sigma S = \sigma \frac{1}{2} \frac{|E_i|^2}{\eta}$$

这个能量均匀辐射, 距离为 R 处的能量密度为

$$S_R = \frac{P}{4\pi R^2} = \frac{\sigma \frac{1}{2} \frac{|E_i|^2}{\eta}}{4\pi R^2}$$

$$\therefore \sigma = \frac{S_R 4\pi R^2}{\frac{1}{2} \frac{|E_i|^2}{\eta}} = \frac{P}{S_{\text{接收}}}$$

A 根据方向性系数 D 的定义可得: 在目标处的发射功率流密度矢量 $S_T = \frac{P_T}{4\pi r^2} D$

$$\text{又因为: } G_T = \eta D \quad \text{所以 } S_T = \frac{P_T}{4\pi r^2} \frac{1}{\eta} G_D = \frac{P_T}{4\pi r^2} G_D$$

根据第一接收天线(目标), 面积为 S_a , 则目标接收功率为: $P_L = S_a S_T = S_a \frac{P_T}{4\pi r^2} G_D$

$$\text{所以, } \frac{P_L}{P_T} = S_a S_T = \frac{S_a G_D}{4\pi r^2}$$

B S_r 为目标的散射功率与入射功率密度的比值

$$\text{则: 目标的发散射功率为: } S_{\text{目标散射}} = S_r S_T = S_r \frac{P_T}{4\pi r^2} G_D$$

因为目标均匀散射, 则在接收天线处的功率流密度:

$$S_{\text{天线接收}} = \frac{S_r \frac{P_T}{4\pi r^2} G_D}{4\pi r^2} = S_r \frac{P_T}{(4\pi r^2)^2} G_D$$

设:天线的吸收面积为 $S_a = \frac{\lambda^2 G_D}{4\pi}$, 则天线的接收功率为:

$$P_{\text{天线接收}} = P_L = S_r \frac{P_T}{(4\pi r^2)^2} G_D \frac{\lambda^2 G_D}{4\pi} = S_r \frac{\lambda^2 P_T G_D^2}{(4\pi)^3 r^4}$$

所以,雷达的散射公式为: $\frac{P_L}{P_T} = \frac{S_r G_D^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4}$

1. 有一架设在地面上的水平振子天线, 其工作波长 $\lambda=40\text{ m}$ 。若要在垂直于天线的平面内获得最大辐射仰角 Δ 为 30° , 则该天线应架设多高?

2.1 解: $(2-1-6) H = \frac{\lambda}{4 \sin \Delta_0} = \frac{40}{4 \sin 30^\circ} = 20\text{ m}$

3. 为了保证某双极天线在 $4\sim 10\text{ MHz}$ 波段内馈线上的驻波比不致过大且最大辐射方向保持在与振子垂直的方向上, 该天线的臂长应如何选定?

2.3 解:

(1) 从水平平面方向性考虑。

为保证在工作频率范围内, 天线的最大辐射方向不发生变动, 应选择振子的臂长 $l < 0.7 \lambda_{\min}$, 其中 λ_{\min} 为最短工作波长, 满足此条件时, 最大辐射方向始终在与振子垂直(即 $\phi=0^\circ$)的平面上。

(2) 从天线及馈电的效率考虑。

若 l/λ 太短, 天线的辐射电阻较低, 使得天线效率 η_A 降低。同时当 l/λ 太短时, 天线输入电阻太小, 容抗很大, 故与馈线匹配程度很差, 馈线上的行波系数很低。若要求馈线上的行波系数不小于 0.1, 由图 2-1-9 可见, 通常要求 $l \geq 0.2 \lambda$, 考虑电台在波段工作, 则应满足 $l \geq 0.2 \lambda_{\max}$ (2-1-10)

综合以上考虑, 天线长度应为 $0.2 \lambda_{\max} \leq l \leq 0.7 \lambda_{\min}$ (2-1-11)

(3) 在 $4\sim 10\text{ MHz}$ 频段上, $\lambda_{\max}=75\text{ m}$, $\lambda_{\min}=30\text{ m}$, 因此天线的臂长应该为 $15\text{ m} \leq l \leq 21\text{ m}$

4. 今有一双极天线, 臂长 $l=20\text{ m}$, 架设高度 $h=8\text{ m}$, 试估算它的工作频率范围以及最大辐射仰角范围。

2.4 解: 根据双极天线尺寸选择应满足 $0.2 \lambda_{\max} \leq l \leq 0.7 \lambda_{\min}$ (2-1-11) 所以 $0.2 \lambda_{\max} \leq 20\text{ m} \leq 0.7 \lambda_{\min}$, 所以 $\lambda_{\max}=100\text{ m}$, $\lambda_{\min}=200/7$

对应频率: $\lambda = \frac{c}{f} \therefore f_L = \frac{3 \times 10^8}{100} = 3\text{ MHz}$, $f_H = \frac{3 \times 10^8 \times 7}{200} = 10.5\text{ MHz}$

所以频率范围: $3\text{ MHz} \leq f \leq 10.5\text{ MHz}$

7. 简述蝙蝠翼电视发射天线的工作原理。

2.7 解: 蝙蝠翼天线(Batty Wing Antenna)是由半波振子逐步演变而来的, 如图 2-1-20 所示, 它是调频广播和电视台广泛采用的一种辐射天线, 是根据旋转场原理来设计的, 由两组空间垂直放置、相位正交、等幅馈电的蝙蝠翼面振子构成。蝙蝠翼天线中间的振子较短, 两端的振子较长, 这种结构是为了改善其阻抗特性。因为两翼的竖杆组成一平行传输线, 两端短路, 在 $A \sim E$

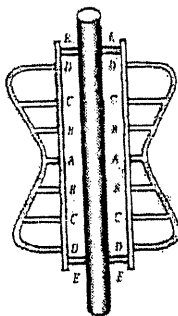


图 2-1-20 蝙蝠翼天线结构示意图

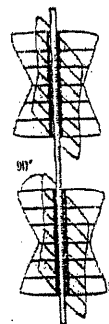


图 2-1-21 蝙蝠翼天线辐射场图

间形成驻波,短路线的输入阻抗为感抗,其大小从 $E \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B \rightarrow A$ 逐渐增大,而在这些点上接入的对称振子的臂长从 D 到 A 逐渐减短,因而其输入容抗逐渐增大,从而与短路线的输入感抗相互抵消,所以具有宽频带特性。经实验测试,天线的输入阻抗约为 150Ω 。这样一组同相激励的振子在垂直平面的方向图大体上与平行排列的、间距为 $\lambda/2$ 的等幅同相两半波振子的方向图相同。

蝙蝠翼天线 8. 怎样提高直立天线的效率?

2.8 解:从效率的定义可知,要提高鞭状天线的效率,不外乎从两方面着手,一是提高辐射电阻,另一是减小损耗电阻。

(1) 加顶负载:在鞭状天线的顶端加小球、圆盘或辐射叶,这些均称为顶负载(TopLoading)。天线加顶负载后,使天线顶端的电流不为零,这是由于加顶负载加大了垂直部分顶端对地的分布电容,使顶端不是开路点,顶端电流不再为零,电流的增大使远区辐射场也增大了天线加顶负载后比无顶负载时辐射电阻增加。

(2) 加电感线圈:在短单极天线中部某点加入一定数值的感抗,就可以部分抵消该点以上线段在该点所呈现的容抗,从而使该点以下线段的电流分布趋于均匀,从而提高辐射电阻。

(3) 降低损耗电阻:鞭状天线的损耗包括天线导体的铜耗、支架的介质损耗、邻近物体的吸收、加载线圈的损耗及地面的损耗,其中地面损耗最大。减少地面损耗的办法是改善地面的电性质。对大型电台常采用埋地线(一般是在地面以下采用向外辐射线构成的地网,地网不应埋得太深,因为地电流集中在地面附近,地网埋设的深度一般在 $0.2 \sim 0.5\text{m}$ 之间,导线的根数可以从 15 根到 150 根,导线直径约为 3mm ,导线长度有半波长就够了),但是埋设地线对于移动电台不方便,这时可在地面上架设地网或平衡器。

10. 设某平行二元引向天线由一个电流为 $I_{m1} = 1e^{j0^\circ}$ 的有源半波振子和一个无源振子构成,两振子间距 $d = \lambda/4$,已知互阻抗 $Z_{12} = 40.8 - j28.3 = 49.7e^{-j34.7^\circ} \Omega$,半波振子自阻抗 $Z_{11} = 73.1 + j42.5 = 84.6e^{j30.2^\circ} \Omega$ 。

(1) 求无源振子的电流 I_{m2} ;

(2) 判断无源振子是引向器还是反射器;

(3) 求该二元引向器的总辐射阻抗。

2.10 解:

$$(1) \text{由等效的回路方程(1-6-8)} \begin{cases} U_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{21} \\ U_2 = I_2 Z_{11} + I_1 Z_{12} \end{cases}$$

其中: Z_{11} 、 Z_{22} 为算于波腹电流 I_1 、 I_2 的自阻抗; Z_{21} 、 Z_{12} 为互阻抗, U_1 、 $U_2 = 0$ 为等效电压;

$$\therefore I_2 = -I_1 \frac{Z_{21}}{Z_{12}} = -\frac{49.7e^{-j34.7^\circ}}{84.6e^{j30.2^\circ}} 1e^{j0^\circ} = 0.587e^{j115.1^\circ} = me^{j\alpha}$$

(2) 在 $d/\lambda \leq 0.4$ 前提下,振子“2”作为引向器或反射器的电流相位条件为: $0^\circ < \alpha < 180^\circ$ 振子 2 为反射器; $-180^\circ < \alpha < 0^\circ$ 时为引向器;现在 $\alpha = 115.1^\circ$,因此本题的无源振子为反射器;

$$(3) (1.6.13) Z_{r\Sigma(1)} = Z_{r1} + \frac{|I_2|^2}{|I_1|^2} Z_{r2} = Z_{r1} = Z_{11} + \frac{I_2}{I_1} Z_{12} \quad (1.6.10)$$

$$\therefore Z_{r\Sigma(1)} = 84.6e^{j30.2^\circ} + 0.587e^{j115.1^\circ} \times 49.7e^{-j34.7^\circ} = 78.1 + j71.3$$

12. 一个七元引向天线, 反射器与有源振子间的距离是 0.15λ , 各引向器以及与主阵子之间的距离均为 0.2λ , 试估算其方向系数和半功率波瓣宽度。

2.12 解: $2\theta_{0.5} \approx 55 \sqrt{\frac{\lambda}{L}} = 55 \sqrt{\frac{\lambda}{0.15\lambda + 5 \times 0.2\lambda}} = 51.2878^\circ (2-4-4)$

13. 为什么引向天线的有源振子常采用折合振子?

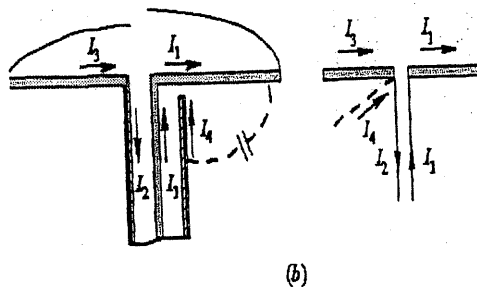
2.13 解: 由于振子间的相互影响, 引向天线的输入阻抗往往比半波振子的降低较多, 很难与同轴线直接匹配。加之同轴线是非对称馈线, 给对称振子馈电时需要增加平衡变换器, 而有的平衡变换器又具有阻抗变换作用, 进一步将天线的输入阻抗变小, 例如, U 形管同轴平衡变换器能把作为平衡器负载的天线输入阻抗变成 $1/4$ 原阻抗再与主馈线相接, 这样就更难实现阻抗匹配。实验证明, 有源振子的结构与类型对引向天线的方向图影响较小, 因此可以主要从阻抗特性上来选择合适的有源振子的尺寸与结构, 工程上常常采用折合振子, 因为它的输入阻抗可以变为普通半波振子的 K 倍 ($K > 1$)。同时它的横断面积较大, 相当于直径较粗的半波振子, 而振子越粗, 振子的等效特性阻抗越低, 输入电阻随着频率的变化就比较平缓, 有利于在稍宽一点的频带内保持阻抗匹配, 所以半波折合振子还具有工作带宽较普通半波振子稍宽的优点。工程上常常采用折合振子。

14. 天线与馈线连接有什么基本要求?

2.14 解: (1) 阻抗匹配以保证天线能够从馈线中得到尽可能多的能量, 既保证最大的传输效率 (2) 平衡馈电, 使得对称振子的激励电流对应元上等幅同相, 以保证天线方向图的对称性。

附加题: 同轴线对对称振子天线馈电时, 将出现从不平衡到平衡的变换问题 (1) 试述同轴线对对称振子天线馈电时, 对称振子天线上出现两臂电流 (不相等) 的原因。 (2) 简述 3 种平衡—不平衡变换器的工作原理

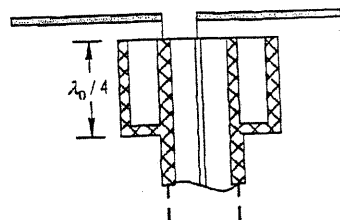
解: (1) 假如直接把同轴线的内外导体分别端接振子的左右两臂, 则由于同轴线外导体外表面与右臂间的分布电容, 使得它成为相当于左臂的一部分, 起到分流 (存在 I_4) 的作用, 如图所示: 这种现象有时称为电流“外溢”。根据电流连续性定理,



在馈电点处 $I_1 = I_2$, 而 $I_2 = I_3 + I_4$,

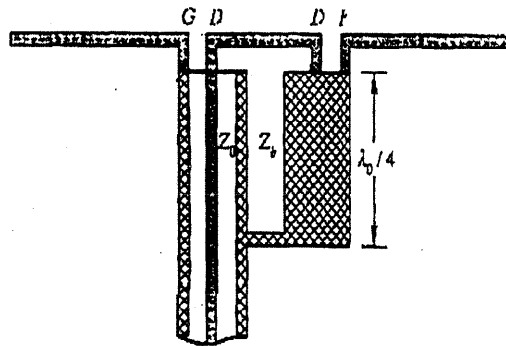
$I_3 < I_1$, 导致振子两臂的电流不再相等, 失去了原来的“对称”性。另外, I_4 的存在所产生的辐射, 还会造成交叉极化分量, 破坏了原来的正常极化, 这些都是人们所不希望的。为此, 应采取适当措施加以克服, 该措施就是采用平衡器。

(2) 套筒形变换器 ($\lambda/4$ 扼流套) 它是在原同轴线的外边增加一段长为 $\lambda/4$ 的金属罩, 罩的下端与同轴线外导体短接。这时, 罩的内表面与原同轴线外导体的外表面便形成一段 $\lambda/4$ 终端短路的新同轴线, 它的输入阻抗为无穷大使得馈电点处的 $I_4 = 0$, 因而扼止了 I_4 , 保证



了振子两臂电流的对称性。

(3) 分支导体变换器 (附加平衡段的平衡器) 它是在同轴线外面平行接上一段 (长度为 $\lambda/4$) 与同轴线等粗细的金属柱体。圆柱体底部与同轴线外导体短接, 形成一段特性阻抗为 Z_0

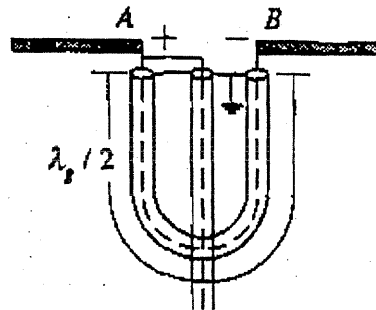


的 $\lambda/4$ 终端短路平行双导线。同轴线外导体直接接天线一臂, 内导体与附加圆柱体连接后接天线另一臂, 当 $\lambda = \lambda_0$ 时, $\lambda/4$ 短路线输入端电流 I_4 为零, 振子两臂电流相等; 当

$\lambda \neq \lambda_0$ 时, 虽 I_4 存在, 但仍然保持相等。故附加平衡段平衡器是宽带的、因而又称宽带 $\lambda/4$ 平衡器。同时由于 I_4 是流入平行双导线的电流, 对外不会产生对上作不利的附加辐射。

(4) 如图: U型管平衡器结构示意图:

U型管平衡器是一段为半个波长的同轴线, 如上图所示, 天线的两臂 A, B 全部接同轴线的内导体。对称振子天线可以看作是终端开路双线传输线张开一定角度形成的, 所以要求对称振子输入端电流等幅反相; 而根据传输线理论, 每经过半个波长的对应点的电流等幅反相, 因此, A, B 两点的点电流为等幅反相, 从而达到平衡馈电



4.1 简述等角螺旋天线的非频变原理？

解：等角螺旋天线属于角度天线，由双臂用金属片制成，具有对称性，每一臂都有两条边缘线，均为等角螺旋线方程 $r = r_0 e^{a\varphi}$ ，因此其结构仅仅有旋转角 φ 决定，

满足非频变天线对形状的要求。当天线工作于某一频率时辐射场主要是由结构中长约为一个波长以内的部分产生，这个部分通常称为有效辐射区，传输行波电流。电流在臂上流过约一个波长后就迅速衰减到 20dB 以下，终端效应很弱。当工作频率改变时，有效辐射区会改变，但辐射性能基本不变，从而保证了等角螺旋天线的非频变特性

4.2 简述对数周期天线宽频带的工作原理。

解：(1) 对数周期天线的结构：不论振子长度、半径还是振子之间的距离等所有几何尺寸都按同一比例系数 τ 变化

$$\text{周期律: } \tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{a_{n+1}}{a_n} < 1 \text{ 且 } \approx 1;$$

(2) 当工作于某一频率时，由馈源送到天线的电磁能量将由短振子向长振子方向传播。当电磁能量传播到长度为 $\lambda/2$ 的振子 l_n 时，振子发生谐振，吸收了大部分能量并向外辐射。剩下的小部分能量继续向前传播，经过 l_{n-1} , l_{n-2} , ..., 能量越来越弱。到天线末端 L_1 时，电磁能量已经衰减到非常微弱，可以不考虑反射的作用，即集合线上传播的是行波电流，在振子 l_n 前方的 l_{n+1} , l_{n+2} ..., 也有小部分电磁能量向外辐射，但随着离开 l_n 距离的加大，振子离开谐振状态越来越远，振子对集合线呈现越来越大的容抗，因而吸收的电磁能量很小，辐射横若。所以在 f_n 频率，天线上的有效辐射的振子只限于 l_n 附近少数几个振子，这一部分振子（通常为 4-6 个振子）构成了所谓的辐射区。

(3) 当工作频率发生变化，谐振振子将向前或向后移动，相应的辐射区也向前向后移动。但所有频率的有效辐射区都在半个波长附近，因此对每一个频率而言都，振子的电尺寸基本保持不变，所以该天线的电特性也基本不变。

因此对数周期天线具有非频变特性。

4.3 设计一副工作频率为 200-400MHz 的对数周期天线，要求增益为 9.5dB。

解：

(1) 确定 τ 和 σ ：从图 4-4-5 中在最佳设计曲线与 9.5dB 增益线的交点找到 $\tau = 0.895$ 和 $\sigma = 0.165$

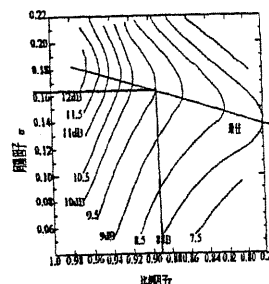
(2) 根据 (4-4-9) 式 $K_1 = 1.01 - 0.519 \tau = 0.545495$

根据 (4-4-10)

$$K_2 = 7.10 \tau^3 - 21.3 \tau^2 + 21.98 \tau - 7.30 + \sigma(21.82 - 66 \tau + 62.12 \tau^2 - 18.29 \tau^3) = 0.300928$$

(3) 根据 (4-4-12) $L_1 = K_1 \lambda_L = 0.54558 * \frac{c}{f} = 0.5455 * \frac{3 \times 10^8}{200 \times 10^6} = 0.818243$

根据 (4-4-13) $L_N = K_2 \lambda_H = 0.3009 * \frac{3 \times 10^8}{400 \times 10^6} = 0.225696$



(4) 确定结构角: $(4-4-6b)\alpha = 2\arctg \frac{1-\tau}{4\sigma} = 18.079^\circ$

(5) 确定振子数 N:

辐射区带宽: 电流振幅从最大值 (0dB) 下降到 -10dB 时, 相应的两振子位置的轴向长度之比, $B_a \approx 1.1 + 30.7\sigma(1-\tau)$

工作带宽: $B = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{B_s}{B_{ar}} = \frac{400}{200} = 2$ (其中 $B_a = 1.1 + 30.7\sigma(1-\tau)$)

结构带宽: $B_s = \frac{L_{\max}}{L_{\min}} = \frac{2L_1}{2L_N} = \frac{L_1}{\tau^{N-1}L_1} = \tau^{1-N} = B \times B_{ar} = 2 \times (1.1 + 30.7\sigma(1-\tau)) = 3.2638$

$B_s = \tau^{1-N}$

$N = \left(1 - \frac{\lg B_s}{\lg \tau}\right) = 11.6631$

$\therefore N \geq 12$

(6) 确定有效辐射区振子数目: $N_a = 1 + \frac{\lg(K_2/K_1)}{\lg \tau} = 6.3621$

(7) 确定振子的长度

令: 最长振子的长度为 $L_1 = 0.818$;

为了保证上限频率的电特性, 在短振子端适当增加元数, 使得最短振子

$L_N \leq 0.225696$

根据表达式 $L_{n+1} = \tau L_n, L_2 = \tau L_1; L_3 = \tau L_2 \dots \dots \dots$

$l_2 = 0.7323; l_3 = 0.6554; l_4 = 0.5866; l_5 = 0.5250; l_6 = 0.4699; l_7 = 0.4205;$

$l_8 = 0.3764; l_9 = 0.3369; l_{10} = 0.3015; l_{11} = 0.2698; l_{12} = 0.2415; l_{13} = 0.2161;$

(8) 确定两振子之间的距离

根据表达式 $\sigma = \frac{d_n}{2L_n} \therefore d_n = \sigma 2L_n$

$d_1 = 0.2700; d_2 = 0.2417; d_3 = 0.2163; d_4 = 0.1936; d_5 = 0.1732; d_6 = 0.1551;$

$d_7 = 0.1388; d_8 = 0.1242; d_9 = 0.1112; d_{10} = 0.0995; d_{11} = 0.0890; d_{12} = 0.0797$

(9) 确定振子 1 到顶点的距离: $R_1 = \frac{\frac{L_n}{2}}{\tan \frac{\alpha}{2}} = 2.5715$

(10) 确定支撑杆的长度 s : $s = \frac{(L_1 - L_N)}{2} \cotg \frac{\alpha}{2} = 1.8922$

4.4 已知某对数周期偶极子天线的周期率 $\tau = 0.88$, 间隔因子 $\sigma = 0.14$, 最长振子 $L_1 = 100\text{cm}$. 最短振子长 25.6cm , 试估算它的工作频率范围。

(1) 根据 (4-4-9) 式 $K_1 = 1.01 - 0.519 \tau = 0.553$

(2) 根据 (4-4-10)

$$K_2 = 7.10 \tau^3 - 21.3 \tau^2 + 21.98 \tau - 7.30 + \sigma(21.82 - 66 \tau + 62.12 \tau^2 - 18.29 \tau^3) = 0.300$$

(3) 根据 (4-4-12) $L_1 = K_1 \lambda_L$, $\lambda_L = 1.8$; $f_L = 166 \text{ MHz}$

(4) 根据 (4-4-13) $L_N = K_2 \lambda_H$, $\lambda_H = 0.853$; $f_H = 352 \text{ MHz}$

该对数周期天线的工作频率范围为 166-352 MHz

8.1 何谓惠更斯辐射元?它的辐射场及辐射特性如何?

解 在分析面天线的辐射场时,通常将面天线的辐射问题转化为口径面的二次辐射。因为口径面上存在着电场和磁场分量,根据惠更斯原理,将口径面分割成许多面元,这些面元就称为惠更斯元或者二次辐射源。由惠更斯元的辐射场之和就可以得到口径面的辐射场。

惠更斯元的辐射场可以看做是由等效电流元和等效磁流元的辐射场组成的。其 E 面和 H 面的辐射场有相同的形式,即

$$dE_E = j \frac{1}{2\lambda r} (1 + \cos\theta) E_y e^{-jkr} ds_e$$

$$dE_H = j \frac{1}{2\lambda r} (1 + \cos\theta) E_y e^{-jkr} ds_e$$

其中, θ 为射线与口径面法线方向的夹角。可见, E 面和 H 面方向图具有相同的形状。

8.2 推导同相平面口径的方向系数 D 的计算公式(8-2-9), 并分析此公式的意义。

解: 对于同相平面口径, 最大辐射方向一定发生在 $\theta=0$ 处, 根据方向系数的计

算公式: $D = \frac{r^2 |E_{\max}|^2}{60P_r} \quad (8-2-11)$

其中: $|\bar{E}_{\max}|^2 = \bar{E} \cdot \bar{E}^* = \left(\frac{1}{\lambda r} \right)^2 \left| \int_S E_y(x_s, y_s) dx_s dy_s \right|^2 \quad (8-2-5);$

P_r 是天线辐射功率, 即为整个口径面向空间辐射的功率

$$P_r = \int_S \bar{S}_\omega \cdot d\bar{S} = \frac{1}{240\pi} \int_S |E|^2 dS = \frac{1}{240\pi} \int_S |E_y(x_s, y_s)|^2 dx_s dy_s \quad (8-2-6)$$

$$D = \frac{r^2 |E_{\max}|^2}{60P_r} = \frac{240\pi r^2 \left| \int_S E_y(x_s, y_s) dx_s dy_s \right|^2}{60\lambda^2 r^2 \int_S |E_y(x_s, y_s)|^2 dx_s dy_s} = \frac{4\pi \left| \int_S E_y(x_s, y_s) dx_s dy_s \right|^2}{\lambda^2 \int_S |E_y(x_s, y_s)|^2 dx_s dy_s} \quad (8.2.7)$$

面积利用系数: $\nu = \frac{\left| \int_S E_y(x_s, y_s) dx_s dy_s \right|^2}{S \int_S |E_y(x_s, y_s)|^2 dx_s dy_s} \quad (8.2.8)$

$$\therefore D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S \nu \quad (8-2-9)$$

上式反映了同相平面口径方向性系数与口径面的面积利用系数之间的关系, 口径场分布越均匀, 面积利用系数越大, 则方向系数越大。

8-3 计算余弦分布的矩形口径的面积利用系数

解: 面积利用系数: $\nu = \frac{\left| \int_S E_y(x_s, y_s) dx_s dy_s \right|^2}{S \int_S |E_y(x_s, y_s)|^2 dx_s dy_s} \quad (8.2.8)$

余弦的口径场分布: $E_y = E_0 \cos \frac{\pi x_s}{a}, ds = dx_s dy_s \quad (8.2.16)$

解：面积利用系数：
$$\nu = \frac{\left| \int_S E_y(x_s, y_s) dx_s dy_s \right|^2}{S \int_S |E_y(x_s, y_s)|^2 dx_s dy_s} \quad (8.2.8)$$

余弦的口径场分布： $E_y = E_0 \cos \frac{\pi x_s}{a}$ (8.2.16)

$$\int_S E_y(x_s, y_s) dx_s dy_s = \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_0 \cos \frac{\pi x_s}{a} dx_s dy_s = \frac{2abE_0}{\pi}$$

$$\int_S |E_y(x_s, y_s)|^2 dx_s dy_s = \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_0^2 \cos^2 \frac{\pi x_s}{a} dx_s dy_s = \frac{abE_0^2}{2}$$

$$\nu = \frac{\left| \int_S E_y(x_s, y_s) dx_s dy_s \right|^2}{S \int_S |E_y(x_s, y_s)|^2 dx_s dy_s} = \frac{\frac{2abE_0^2}{\pi}}{\frac{abE_0^2}{2}} = \frac{4a^2b^2E_0^2}{\pi ab \frac{abE_0^2}{2}} = \frac{8}{\pi} = 0.81$$

8.7 口径相位偏差主要有哪几种？它们对方向图的影响如何？

解：口径相位偏差主要有三种：线性相位分布、平方律相位偏移、立方律相位偏移。直线律相位偏移相当于一平面波倾斜投射到平面口径上，会带来最大辐射方向的偏移；平方律相位偏移相当于球面波或柱面波的投射，平方律相位偏移带来了零点模糊、主瓣展宽、主瓣分裂以及方向系数下降，在天线设计中应力求避免；立方律相位偏移不仅产生了最大辐射方向偏转，而且还会导致方向图不对称，在主瓣的一侧产生了较大的副瓣，对雷达而言，此种情况极易混淆目标。

8.9 何谓最佳喇叭？喇叭天线为什么存在着最佳尺寸？

解：在喇叭长度一定的条件下，起初增大口径尺寸可以增大口径面积，进而增大了方向系数，但是当口径尺寸增大到超过某定值后，继续再增大口径尺寸，方向系数反而减小。这表明喇叭存在着最佳喇叭尺寸(LE, bhopt)(LH, ahopt)，对于此尺寸，可以得到最大的方向系数。满足最佳尺寸（方向性系数最大）的喇叭称为最佳喇叭

8.11 工作波长 $\lambda = 3.2 \text{ cm}$ 的某最佳角锥喇叭天线的口径尺寸为 $a_h = 26 \text{ cm}$,

$b_h = 18 \text{ cm}$ ，试求 $2\theta_{0.5E}$ ， $2\theta_{0.5H}$ 以及方向系数 D。

解：

$$2\theta_{0.5E} = 0.94 \frac{\lambda}{b_h} \text{ rad} (6.3.7) = 0.167 \text{ rad}$$

$$2\theta_{0.5H} = 1.36 \frac{\lambda}{a_h} \text{ rad} (6.3.8) = 0.167 \text{ rad}$$

最佳角锥喇叭天线面积利用系数 $\nu = 0.51$,

$$D_H = D_E = 0.51 \frac{4\pi}{\lambda^2} S (6.3.10) = 0.51 \times \frac{4\pi}{0.032^2} \times 0.26 \times 0.18 = 293$$

8.12 设计一个工作于 $\lambda = 3.2 \text{ cm}$ 的 E 面喇叭天线，要求它的方向系数为 $D=70$ ，馈电波导采用 BJ-100 标准波导，尺寸为 $a=22.86 \text{ mm}$ ， $b=10.16 \text{ mm}$ 。

解：最佳 E 喇叭天线面积利用系数 $\nu = 0.64$

$$D_H = D_E = 0.64 \frac{4\pi}{\lambda^2} S(6.3.9) = 0.64 \times \frac{4\pi}{0.032^2} S = 70$$

则口径面的尺寸 $S = 89.13 \text{ cm}^2$

E 面喇叭是 a 不变, b 展宽, 所以 $S = 89.13 \text{ cm}^2 = a_h \times b_h = a \times b_h \therefore b_h = 39 \text{ cm}$

所以 E 面喇叭的口径尺寸为 $a_h \times b_h = a \times b_h = 22.86 \text{ mm} \times 390 \text{ mm}$

8.13 设计一个工作于 $\lambda = 3.2 \text{ cm}$ 的角锥喇叭, 要求它的 E、H 面内主瓣宽度均为 10° , 求喇叭的口径尺寸、长度及其方向系数。

解 该角锥喇叭天线工作于波长 $\lambda = 3.2 \text{ cm}$ 处, 则由其 E 面和 H 面主瓣宽度 $2\theta_{0.5E} = 2\theta_{0.5H} = 10^\circ = 0.174 \text{ rad}$, 可得

$$2\theta_{0.5E} = 0.94 \frac{\lambda}{b_h} = 0.174 \text{ rad}$$

$$2\theta_{0.5H} = 1.36 \frac{\lambda}{a_h} = 0.174 \text{ rad}$$

所以, 该角锥喇叭天线的口径尺寸为 $a_h = 25.0 \text{ cm}$, $b_h = 17.3 \text{ cm}$ 。

再由

$$b_{\text{口径}} = \sqrt{2\lambda L_E}$$

$$a_{\text{口径}} = \sqrt{3\lambda L_H}$$

可得

$$L_E = \frac{b_{\text{口径}}^2}{2\lambda} = \frac{17.3^2}{2 \times 3.2} = 46.7 \text{ cm}$$

$$L_H = \frac{a_{\text{口径}}^2}{3\lambda} = \frac{25.0^2}{3 \times 3.2} = 65.1 \text{ cm}$$

该角锥喇叭天线的方向系数为

$$D_E = D_H = 0.51 \frac{4\pi}{\lambda^2} S = 0.51 \frac{4\pi}{3.2^2} \times 25.0 \times 17.3 = 271$$

8.15 简述旋转抛物面天线的结构及工作原理。

解: 旋转抛物面天线是由两部分组成的, 其一是抛物线绕其焦轴旋转而成的抛物反射面, 反射面一般采用导电性能良好的金属或在其它材料上敷以金属层制成的导体表面或导线栅格网构成; 其二是置于抛物面焦点处的具有弱方向性的馈源 (也称照射器), 它可以是单个振子或振子阵, 单喇叭或多喇叭, 开槽天线等。利用抛物面的几何特性, 抛物面天线可以把方向性较弱的初级辐射器的辐射反射为方向性较强的辐射。馈源把高频导波能量转变成电磁波能量并投向抛物反射面, 而抛物反射面将馈源投射过来的球面波沿抛物面的轴向反射出去, 从而获得很强的方向性

8.16 若要求旋转抛物面天线的增益系数为 40 dB , 并且工作频率为 1.2 GHz , 如果增益因子为 0.55 , 试估算其口径直径。

$$\text{解: } \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1.2 \times 10^9} = 0.25;$$

$$\text{增益系数 } 40 = 10 \lg \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} S g \right) = 10 \lg (4\pi \times 16 \times S \times 0.55)$$

$$\therefore 40 = \lg\left(\frac{4\pi}{\lambda^2} Sg\right) = 10 \lg(110.58 * S) \therefore 110.58 * S = \pi a^2 = 10^4$$

$$a = \sqrt{\frac{10^4}{110.58 * \pi}} = 5.36521\text{m}, \text{直径} = 2a = 10.73042\text{m}$$

8.17 某旋转抛物面天线的口径直径 $D=3\text{m}$, 焦距口径比 $\frac{f}{D}=0.6$

(1) 求抛物面半张角 ψ_0 ;

(2) 如果馈源的方向函数为 $F(\psi) = \cos^2 \psi$, 求出面积利用系数 ν 。口径截获

效率 η_A 和增益因子 g ;

(3) 求频率为 2GHz 时的增益系数。

$$\text{解: (1) } \frac{f}{D} = \frac{1}{4} \cot\left(\frac{\psi_0}{2}\right); \psi_0 = 2 \cot^{-1} \frac{4f}{D} = 2 \cot^{-1} 2.4 = 45.2397^\circ$$

$$(2) \nu = 2 \cot^2 \frac{\psi_0}{2} \frac{\left| \int_0^{\psi_0} F(\psi) \tan \frac{\psi}{2} d\psi \right|^2}{\int_0^{\psi_0} F^2(\psi) \sin \psi d\psi} = 2 \cot^2 \frac{\psi_0}{2} \frac{\left| \int_0^{\psi_0} \cos^2 \psi \tan \frac{\psi}{2} d\psi \right|^2}{\int_0^{\psi_0} \cos^4 \psi \sin \psi d\psi} = 0.9425$$

$$\eta = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_0} F(\psi)^2 \sin \psi d\psi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_0} F(\psi)^2 \sin \psi d\psi} = \frac{\int_0^{\psi_0} \cos^4 \psi \sin \psi d\psi}{\int_0^{\psi_0} \cos^4 \psi \sin \psi d\psi} = 0.8269$$

$$g = \nu * \eta = 0.8269 * 0.9425$$

$$(3) \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8}{2 * 10^9} = 0.15\text{m}; G = \frac{4\pi}{\lambda^2} Sg = 1107.6 (6.4.18)$$

8.18 对旋转抛物面天线的馈源有哪些基本要求?

解: 源(Feeds)是抛物面天线的基本组成部分, 它的电性能和结构对天线有很大的影响。为了保证天线性能良好, 对馈源有以下基本要求:

(1) 馈源应有确定的相位中心, 并且此相位中心置于抛物面的焦点, 以使口径上得到等相位分布。

(2) 馈源方向图的形状应尽量符合最佳照射, 同时副瓣和后瓣尽量小, 因为它们会使得天线的增益下降, 副瓣电平抬高。

(3) 馈源应有较小的体积, 以减少其对抛物面的口面的遮挡。

(4) 馈源应具有一定的带宽, 因为抛物面天线的带宽主要取决于馈源的带宽

8.19 何谓抛物面天线的偏焦? 它有哪些应用?

解: 于安装等工程或设计上的原因, 馈源的相位中心不与抛物面的焦点重合, 这种现象称为偏焦。对普通抛物面天线而言, 偏焦会使得天线的电性能下降。但是偏焦也有可利用之处。偏焦分为两种: 馈源的相位中心沿抛物面的轴线偏焦, 称为纵向偏焦; 馈源的相位中心垂直于抛物面的轴线偏焦, 称为横向偏焦。纵向偏焦使得抛物面口径上发生旋转对称的相位偏移, 方向图主瓣变宽, 但是最大辐射

方向不变，有利于搜索目标。正焦时方向图主瓣窄，有利于跟踪目标。这样一部雷达可以同时兼作搜索与跟踪两种用途。而当小尺寸横向偏焦时，抛物面口径上发生直线率相位偏移，天线的最大辐射方向偏转，但波束形状几乎不变。如果馈源以横向偏焦的方式绕抛物面的轴线旋转，则天线的最大辐射方向就会在空间产生圆锥式扫描，扩大了搜索空间。

10.1 推导自由空间传输损耗的公式，并说明其物理意义。

解：发射天线与接收天线的方向系数都为 1 时，发射天线的辐射功率 P_r 与接收天线的最佳

接收功率 P_L 的比值，记为 L_0 ，即 $L_0 = \frac{P_r}{P_L}$ (8.2.2)

当发射天线方向性系数 $D = 1$ 时，其功率密度为 $\bar{S} = \hat{e}_r \frac{P_r}{4\pi R^2}$

又因为接收天线方向性系数 $D = 1$ 时，其有效的接收面积为 $A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G = \frac{\lambda^2}{4\pi}$ (8.2.5)

接收天线的接收功率为： $P_L = \bar{S} \cdot \hat{n} A_e = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 P_r$ (8.2.5)

自由空间的传播损耗为：

$$L_0 = 10 \lg \frac{P_r}{P_L} = 10 \lg \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 = 20 \lg 4\pi + 20 \lg R - 20 \lg \lambda \text{ (国际单位)} \quad (8.2.6)$$

$$L_0 = 121.98 + 20 \lg R(\text{km}) - 20 \lg \lambda(\text{cm}) \quad (8.2.7)$$

自由空间传播损耗是指球面波在自由空间中传播时，因为随着传播距离的增大导致发射天线的辐射功率分布在更大的球面上，从而使得平均能流密度下降引起的损耗，是由于能量自然扩散引起的损耗，反映了球面波自然扩散引起的损耗。

10.2 有一广播卫星系统，其下行线中心工作频率为 $f=700 \text{ MHz}$ ，卫星天线输入功率为 200 W ，接收点至卫星的距离为 37740 km ，接收天线的增益系数为 30 dB ，发射天线在接收天线方向的增益系数为 26 dB ，试计算接收机的最大输入功率。

解：自由空间的传播损耗为：

$$\begin{aligned} L_0 &= 32.45 + 20 \lg R(\text{km}) + 20 \lg f(\text{MHz}) \\ &= 32.45 + 20 \lg 37740(\text{km}) + 20 \lg 700(\text{MHz}) = 181 \text{ dB} \quad (8.2.7) \end{aligned}$$

$$\text{发射天线功率：} 10 \lg (2 \times 10^5) = 53.01 \text{ dBm}$$

根据电道的传输损耗：

$$L = P_{in} - P_L = L_0 - G_T - G_L(\text{dB}) \therefore P_L = P_{in} - L_0 + G_T + G_L$$

$$P_L = 53.01 - 181 + 26 + 30 = -72 \text{ dBm}$$

10.3 在同步卫星与地面的通信系统中，卫星位于 36000 km 高度，工作频率为 4 GHz ，卫星天线的输入功率为 26 W ，地面站抛物面接收天线增益系数为 50 dB ，假如接收机所需的最低输入功率是 1 pW ，这时卫星上发射天线在接收天线方向上的增益系数至少应为多少？

解：自由空间的传播损耗为：

$$\begin{aligned} L_0 &= 32.45 + 20 \lg R(\text{km}) + 20 \lg f(\text{MHz}) \\ &= 32.45 + 20 \lg 36000(\text{km}) + 20 \lg 4000(\text{MHz}) = 195.6172 \text{ dB} \quad (8.2.7) \end{aligned}$$

$$\text{发射天线功率：} 10 \lg (26 \times 10^3) = 44.1497 \text{ dBm}$$

接收机的门限功率: $10\lg(1 \times 10^{-12} \times 10^3) = -90\text{dBm}$

根据电道的传输损耗:

$$L = P_{in} - P_L = L_0 - G_T - G_L (\text{dB}) \therefore P_L = P_{in} - L_0 + G_T + G_L$$

$$P_L = 44.1497 - 195.6172 + 50 + G_T > 90$$

$$G_T > 11.4675$$

4. 什么是电波传播的主要通道?它对电波传播有什么影响?

解: 尽管在自由空间从波源辐射到观察点的电波, 从波动光学的观点看, 可以认为是通过许多菲涅尔区传播的, 但起最重要作用的是第一菲涅尔区。因此称第一菲涅尔椭圆为电波传播的主要通道。作为粗略近似, 只要保证第一菲涅尔区的一半不被地形地物遮挡, 就能得到自由空间传播时的场强。因此第一菲涅尔区对电波传播有如下两方面的影响:

(1) 电波传播的主要通道并不是一条直线, 而是第一菲涅尔区, 即使凹凸物遮不挡住收发两点的几何射线, 只要障碍物进入第一菲涅尔区, 则接收点的场强就会受到影响, 此时, 收发两点的不能视为自由空间传播。

(2) 电波传播的主要通道并不是一条直线, 而是第一菲涅尔区, 即使凹凸物遮挡住收发两点的几何射线, 只要电波传播的主要通道 (第一菲涅尔区) 没有全被遮挡住, 则接收点可以接收到信号; 此时, 电波不是沿直线传播, 而是沿曲线传播, 偏离直线方向, 称为电波的绕射。10.5 求在收、发天线的架高分别为 50 m 和 100 m, 水平传播距离为 20 km, 频率为 80 MHz 的条件下, 第一菲涅尔区半径的最大值。计算结果意味着什么?

解: 因为 20 km 远远大于收、发天线的架高差值, 因此收、发天线的距离 d 近似为 20 km,

$$\text{电波的工作波长 } \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{80 \times 10^6} = 3.75 \text{ m}$$

$$\text{所以, 第一菲涅尔区半径的最大值, } F_{1\max} = \frac{\sqrt{3.75 \times 20000}}{2} \approx 137$$

由于第一菲涅尔区半径的最大值为 137 米, 而两天线的架设高度都比该值小, 因此地面进入第一菲涅尔区, 阻碍了电波传播的主要通道, 所以此时不能按照自由空间的计算方法来求解接收点的场强, 计算接收点的场强, 必须考虑地面的绕射作用。

10.6 为什么说电波具有绕射能力?绕射能力与波长有什么关系?为什么?

解: 电波在传播过程中能够绕过障碍物到达接收点的现象, 称为绕射现象。

这是因为电波传播的主要通道并不是一条直线, 而是第一菲涅尔区, 即使凹凸物遮挡住收发两点的几何射线, 只要电波传播的主要通道 (第一菲涅尔区) 没有全被障碍物遮挡住, 在接收点可以接收到信号, 发生绕射现象。

电波的绕射能力与障碍物和波长之比密切相关。在障碍物尺寸一定的情况下, 频率越低, 波长越长; 电波传播的主要通道的横截面积越大, 相对遮挡面积越小, 绕射能力越强, 接收点的场强越大。反之若电波的波长不变, 障碍物的尺寸越大, 产生的遮挡作用就越强, 电波的绕射作用越弱。

1. 何谓临界频率? 临界频率与电波能否反射有何关系?

解: 当电波垂直向上发射 (即 $\theta_0=0^\circ$) 时, 能从电离层反射回来的最高频率称为临界频率

(Critical Frequency), 用 f_c 表示, 临界频率为 $f_c = \sqrt{80.8 N_{\max}} \quad (10.2.5)$

临界频率 f_c 是一个重要的物理量, 它不仅说明了电离层最大电子密度 N_{\max} 的情况, 还说明了电离层对不同频率电波反射情况, 当电波频率小于临界频率 f_c 时, 无论入射角度如何, 都能从电离层反射回来。而 $f > f_c$ 的电波, 但是 $f < f_c \sec \theta_0 \quad (10.2.6)$, 则能从电离层反射下来, 否则穿出电离层。

2. 设: 某地冬季 F2 层的电子密度为白天: $N = 2 \times 10^{12}$ 个/ m^3 ; 夜间: $N = 10^{11}$ 个/ m^3 ; 试着

分别计算其临界频率。

解: $f_{\text{白天}} = \sqrt{80.8 N_{\max}} = \sqrt{80.8 \times 2 \times 10^{12}} = 12.7 \text{ MHz} \quad (10.2.5)$

$f_{\text{夜间}} = \sqrt{80.8 N_{\max}} = \sqrt{80.8 \times 10^{11}} = 2.84 \text{ MHz}$

7. 在短波天波传播中, 频率选择的基本原则是什么? 为什么在可能条件下频率尽量选择得高一些?

解: 根据前面电离层对电波的反射和吸收来看, 工作频率的选择是影响短波通信质量的关键性问题之一。若选用频率太高, 虽然电离层的吸收小, 但电波容易穿出电离层; 若选用频率太低, 虽然能被电离层反射, 但电波将受到电离层的强烈吸收。一般来说, 选择工作频率应根据下述原则考虑:

(1) 工作频率不能高于最高可用频率 f_{MUF} (Maximum Usable Frequency)。 f_{MUF} 是指当工作距离一定时, 能被电离层反射回来的最高频率。工作频率不能高于最高可用频率 f_{MUF} , 以避免电波穿过电离层进入外太空。

(2) 工作频率不能低于最低可用频率 f_{LUF} (Lowest Usable Frequency)。 f_{LUF} 定义为保证所需的信噪比的频率为最低可用频率。工作频率不能低于最低可用频率 f_{LUF} , 以减小电离层对电波的吸收, 同时保证所需要的信噪比。

(3) 一日之内适时改变工作频率。由于电离层的电子密度随时变化, 相应地, 最佳工作频率也随时变化, 所以实际工作中通常选用两个或三个频率为该电路的工作频率, 选用白天适用的频率称为“日频”, 夜间适用的频率称为“夜频”。显然, 日频高于夜频。对换频时间要特别注意, 通常是在电子密度急剧变化的黎明和黄昏时刻适时地改变工作频率。

在保证可以反射回来的条件下, 尽量把频率选得高些, 这样可以减少电离层对电波能量的吸收。通常选择工作频率为最高可用频率的 85%, 这个频率称为最佳工作频率, 用 f_{OWF}

表示, 即 $f_{\text{OWF}} = 85\% f_{\text{MUF}} \quad (10-3-2)$

8. 在短波天波传播中, 傍晚时分若过早或过迟地将日频改为夜频, 接收信号有什么变化, 为什么?

解：由于电离层的电子密度随时变化，相应地，最佳工作频率也随时变化，实际工作中通常选用两个或三个频率为该电路的工作频率，选用白天适用的频率称为“日频”，夜间适用的频率称为“夜频”。显然，日频高于夜频。对换频时间通常是在电子密度急剧变化的黎明和黄昏时刻适时地改变工作频率。

例如在清晨时分，若过早地将夜频换为日频，则有可能由于频率过高，而电离层的电子密度仍较小，致使电波穿出电离层而使通信中断。若改频时间过晚，则有可能频率太低，而电离层电子密度已经增大，致使对电波吸收太大，接收点信号电平过低，从而不能维持通信。

9. 什么叫静区？短波天波静区的大小随频率和昼夜时间有什么关系？为什么？

解：在短波电离层传播的情况下，有些地区天波和地波都收不到，而在离发射机较近或较远的地区均可收到信号，这种现象称为越距，收不到任何信号的地区称为“静区”(Silent Zone)。降低短波天波的工作频率，地面波能传播更远的距离，天波可以到达更近的距离，因而静区范围缩小。增大发射功率，也可以使地面波传播更远的距离，使静区范围缩小。夜间，由于电离层的电子密度减小，天波传播的距离减小，所以静区也会减小。

10. 什么叫衰落？短波天波传播中产生衰落的主要原因有哪些？克服衰落的一般方法有哪些？

解：衰落(Fading)现象是指接收点信号振幅忽大忽小，无次序不规则的变化现象。衰落时，信号强度有几十倍到几百倍的变化。通常衰落分为快衰落和慢衰落两种。慢衰落的周期从几分钟到几小时甚至更长，是一种吸收型衰落，主要由电离层电子密度及高度变化造成电离层吸收的变化而引起的。克服慢衰落的有效措施之一是在接收机中采用自动增益控制。快衰落的周期在十分之几秒到几秒之间，是一种干涉型衰落，产生的原因是发射天线辐射的电波是由几条不同路径到达接收点的（即多径效应），由于电离层状态的随机变化，天波射线路径随之改变，造成在接收点各条路径间的相位差随之变化，信号便忽大忽小。克服干涉性快衰落方法之一是采用分集接收技术。

1. 为什么地面波传播会出现波前倾斜现象?波前倾斜的程度与哪些因素有关?为什么?

解: 波前倾斜现象是指由于地面损耗造成电场向传播方向倾斜的一种现象。设有一直立天线沿垂直地面放置, 辐射垂直极化波, 电波能量沿地表面传播时, 在地面上必然会感应出电荷, 进而感应电流。由于大地是半导电媒质, 有一定的地电阻, 因此会在传播方向上产生电压降, 进而产生传播方向上的新电场分量, 当它与原来的垂直分量合成以后, 就形成了向传播方向倾斜的电场(电场在等位面内), 波前将向传播方向倾斜, 即出现波前倾斜现象。

波前倾斜现象与地面的电特性有关, 地面的导电性越强, 频率越低, 波前倾斜现象越弱。

2. 当发射天线为辐射垂直极化波的鞭状天线, 在地面上和地面下接收地面波时, 各应用何种天线比较合适?为什么?

解: 在地面上, 电场的垂直分量远大于水平分量; 在地面下, 则电场的水平分量远大于其垂直分量; 因此, 地面上接收时, 宜采用直立天线, 接收天线附近地质应选用湿地。若受条件限制、也可采用低架或水平铺地天线接收, 并且接收天线附近地质宜选用相对介电常数与电导率小的干地, 以尽量增大电场的水平分量。

7. 在地面波传播过程中, 地面吸收的基本规律是什么?

解: (1) 地面吸收与电波的极化有关, 地面对垂直极化波的吸收比平行极化波小。因此在地面波传播中通常多采用垂直极化波。

(2) 面吸收与电波的频率有关, 频率越低, 地面对电波的吸收越小, 频率越高, 地面对电波吸收越大。因此地面波传播方式适用于长波、超长波波段。

(3) 地面波的传播存在“起飞-着陆”效应, 即: 地面波路径的各段起的作用不相同, 邻近发射天线和接收天线的地区, 对地面波的吸收起决定性的作用, 而路径中段的地质情况对整个路径衰减的影响不如两端大。所以在实际工作中适当选择发射、接收天线附近的地质可以有效的减少地面对电波的吸收。