

改进型波束波导馈电双镜天线的辐射特性*

章日荣 王汉礼
(石家庄通讯研究所)

提 要

本文导出了地面站常用的改进型波束波导馈电高效率双镜天线的辐射特性的计算式。根据这些式子可以计算天线的性能;诸如主极化和交叉极化的辐射图、波瓣峰值、半功率角常数、相位损失等等。为了适应工程上普遍性计算的要求,对上述计算式作了处理,并且根据一般工程要求进行了大量计算,得到便于在工程中应用的结论。

一、前 言

自70年代以来,改进型高效率双镜天线^[1]在国内外得到广泛应用。进入80年代后,国际卫星通信启用频谱复用新体制,要求地面站天线具有良好的辐射特性,特别是极化特性。我们已经计算了初级馈源波瓣特性对天线极化特性的影响^[2],但是在大型地面站天线中采用的波束波导馈电对天线的极化将产生新的影响。杨可忠对一个具体尺寸的天线进行了计算^[3],得到了一些有用的结果。现在我们对波束波导的电磁场表达式作了一些合理的简化,得到了更方便的工程使用计算式,可用于单镜天线、卡塞格伦双镜天线和改进型高效率双镜天线,特别有利于对各种条件的波束波导馈电天线的辐射特性进行普遍性的工程计算。

电磁波经过波束波导中非对称的曲面反射镜后,电磁场即发生畸变。这种场形畸变可用“寄生模场”来表示;与此同时,“主模场”则保持原来入射场的场形特点^[4,5]。于是波束波导馈电天线的辐射特性问题就变为反射镜天线主模场辐射和寄生模场辐射的问题。在线极化情况下,寄生模场显示为交叉极化;在圆极化情况下,寄生模场与主模场同旋向,因而不显示为交叉极化,但使天线射束轴偏转。经过反射镜天线后,寄生模场的辐射电平受到一定程度的抑制,因而极化特性或者波束偏转程度有所改善。

本文主要介绍波束波导馈电下的主模和寄生模辐射场的计算式。利用这些式子算出了大量工程上有实用价值的的数据,并由此得到了有实用价值的通用性结论。

* 1982年9月20日收到。

二、天线辐射场表达式

图 1 是反射镜天线的几何示意图。在图 1 中: 如果为单镜天线, 则主镜为抛物面; $O(\theta)$ 位于抛物面焦点, 固定不动; 没有副镜; 初级馈源相位中心放置在 $O(\theta)$ 上。如果

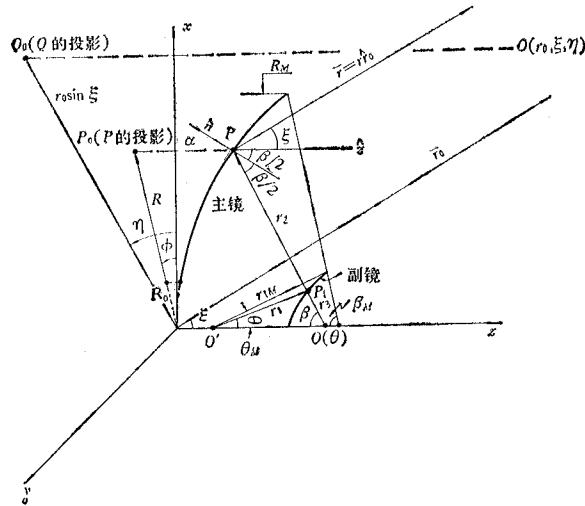


图 1 反射镜天线的几何示意图

Fig. 1 Geometry of the reflector antenna

为卡塞格伦天线, 除副镜为双曲面, 并且初级馈源相位中心放置在副镜的实焦点之外, 其余与单镜天线相同。如果为改进型双镜天线^[1], 则主镜为类似抛物面, 副镜为类似双曲面的散焦反射镜。主镜和副镜的一个焦点随着 θ 的变化沿 z 轴移动副镜另一焦点 O' 是固定的, 主镜与另一焦点也和抛物面一样位于无穷远处。与卡塞格伦双镜天线一样, 初级馈源的相位中心放置在 O' 上, 聚焦于主镜轴向无穷远处。在上述三种反射镜天线中都有 $\hat{r}_2 \cdot \hat{n} = -\hat{z} \cdot \hat{n}$ 。 P 点位于主镜上, P_1 点位于副镜上, Q 点为观察点, 位于 r_0 为半球的球面上。上标“ \rightarrow ”表示矢量、上标“ \wedge ”表示单位矢, 例如 \hat{r} 表示矢量 \vec{r} 的单位矢。

利用物理光学法可得反射镜天线辐射场为^[2]

$$E(Q) = -j \frac{1}{\lambda} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{R_0}^{R_M} E(P) e^{jk l} e^{jk \delta} R dR, \quad (1)$$

式中

$$\delta = R \sin \xi \cos(\phi - \eta) + d(\cos \xi - 1), \quad (2)$$

$l = r_2 + r_3$ (单镜天线), $l = r_1 + r_2$ (双镜天线), λ 为工作波长, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ 。

如为线极化时 $E(P)$ 为

$$E(P) = \{ [E_\beta(P) \cos \phi - E_\phi(P) \sin \phi] \hat{x} + [E_\beta(P) \sin \phi + E_\phi(P) \cos \phi] \hat{y} \}; \quad (3)$$

如为椭圆极化时 $E(P)$ 为

$$\begin{aligned}
 E(P) = & \frac{1}{\sqrt{2}} \{ [E_\beta(P) \cos \phi - E_\phi(P) \sin \phi] \\
 & + j [E_\beta(P) \sin \phi + E_\phi(P) \cos \phi] \} \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \\
 & + \frac{1}{\sqrt{2}} \{ [E_\beta(P) \cos \phi - E_\phi(P) \sin \phi] \\
 & - j [E_\beta(P) \sin \phi + E_\phi(P) \cos \phi] \} \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}}; \quad (4)
 \end{aligned}$$

式中 $E_\beta(P)$ 和 $E_\phi(P)$ 为 P 点入射场的 β 分量和 ϕ 分量。

按照能量不灭原理,对于上述反射镜天线,在 $R_0 \leq R \leq R_M$ 内,均应有

$$[F_0(R)]^2 R dR = [f_0(\alpha)]^2 \sin \alpha d\alpha, \quad (5)$$

$$E(P)e^{jk'l}/F_0(R) = l'E(P')e^{jk'l'}/f_0(\alpha), \quad (6)$$

式中 $f_0(\alpha)$ 为假想初级馈源辐射图, $F_0(R)$ 为与 $f_0(\alpha)$ 相对应的主镜场分布. 对于单镜天线有 $\alpha = \beta$, $l' = r_2 + r_3$, $E(P') = E(P)$; 对于双镜天线有 $\alpha = \theta$, $l' = r_1$, $E(P') = E(P_1)$; $E(P_1)$ 仍用式(3)和式(4)表示,不过式中 $E_\beta(P)$ 和 $E_\phi(P)$ 应改为 $E_\theta(P_1)$ 和 $E_\phi(P_1)$, 它们表示 P_1 点的入射电场的 θ 分量和 ϕ 分量。

将式(5)和式(6)代入式(1)得

$$E(Q) = -j \frac{1}{\lambda} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\alpha_M} l'E(P')e^{jk'l'} \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} e^{jk\delta} \sin \alpha d\alpha. \quad (7)$$

在改进型双镜天线中, $f_0(\alpha)$ 和 $F_0(R)$ 都是已给定的;而对于单镜天线,有

$$f_0(\alpha)/F_0(R) = 2f/(1 + \cos\beta); \quad (8)$$

对于卡塞格伦天线,有

$$f_0(\alpha)/F_0(R) = 2f \operatorname{tg} \frac{\beta_M}{2} / \left[\operatorname{tg} \frac{\theta_M}{2} (1 + \cos\theta) \right]. \quad (9)$$

将式(8)和式(9)代入式(7),便得到在一般著作中常见的抛物面天线和卡塞格伦天线的辐射场计算公式,式中 f 为抛物面的焦距。

三、波束波导馈电时天线的辐射场

波束波导馈电时 P' 点(单镜天线时 P 点、双镜天线时 P_1 点)的入射场可用下述两式表示^[4,5]: 主模场

$$\bar{E}_f(P') = \left. \begin{aligned} & H_{00}(\cos \phi \hat{a} - \sin \phi \hat{\phi}) \\ & V_{00}(\sin \phi \hat{a} + \cos \phi \hat{\phi}) \end{aligned} \right\} E_{00}; \quad (10)$$

寄生模场

$$\bar{E}_f(P') = \left. \begin{aligned} & -H_{01}(\sin 2\phi \hat{a} + \cos 2\phi \hat{\phi}) \\ & V_{01}(\cos 2\phi \hat{a} - \sin 2\phi \hat{\phi}) \end{aligned} \right\} E_{01}; \quad (11)$$

式中

$$E_{00} = \frac{\sqrt{2\eta_0}}{\sqrt{\pi} W(u)} \exp\left\{-jk u - \frac{\rho^2}{2[W(u)]^2} + j\left[\operatorname{tg}^{-1} \frac{u}{kW_0^2} - \frac{k\rho^2}{2R(u)}\right]\right\}; \quad (12)$$

$$E_{01} = \frac{\sqrt{2\eta_0} \rho}{\sqrt{\pi} [W(u)]^2} \exp\left\{-jk u - \frac{\rho^2}{2[W(u)]^2} + j\left[2 \operatorname{tg}^{-1} \frac{u}{kW_0^2} - \frac{k\rho^2}{2R(u)}\right]\right\}; \quad (13)$$

$W(u)$ 表示幅度横向分布的特征值, 在波束腰部时, $u = 0$, $W(u) = W_0$; u 为 P' 点到波束腰部的纵向距离, ρ 为 P' 点到波束轴的距离, $R(u)$ 为 P' 点处波前的曲率半径; η_0 为自由空间波阻抗. 主模场保持原生场(到达波束波导之前的场)的场形特征, 与原生场是同一种模式. 寄生模场是电磁波通过波束波导时, 由于非对称曲面镜的反射使场形发生畸变而产生出来的. H_{00} 、 V_{00} 、 H_{01} 和 V_{01} 表示主模和寄生模大小的模系数. 模比 (H_{01}/H_{00}) 和 (V_{01}/V_{00}) 可从分析波束波导的专著^[4,5]中获得. 如果原生场是 \hat{x} 极化, 则 V_{00} 和 V_{01} 均为零; 如果原生场是 \hat{y} 极化, 则 H_{00} 和 H_{01} 均为零; 如原生场为圆极化, 则 V_{00} 、 $V_{01} = \pm j(H_{00}, H_{01})$. 将式(10)和(11)代入式(3)和(4)得

主模场

$$E(P') = (H_{00}\hat{x} + V_{00}\hat{y})E_{00} \quad (14)$$

或

$$E(P') = \left(\frac{H_{00} + jV_{00}}{\sqrt{2}} \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} + \frac{H_{00} - jV_{00}}{\sqrt{2}} \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}}\right) E_{00}; \quad (15)$$

寄生模场

$$E(P') = [-H_{01}(\sin \phi \hat{x} + \cos \phi \hat{y}) + V_{01}(\cos \phi \hat{x} - \sin \phi \hat{y})] E_{01} \quad (16)$$

或

$$E(P') = \left[\frac{(-jH_{01} + V_{01})}{\sqrt{2}} e^{-j\phi} \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} + \frac{(jH_{01} + V_{01})}{\sqrt{2}} e^{j\phi} \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}}\right] E_{01}. \quad (17)$$

设 V_{00} 、 $V_{01} = 0$ 或 V_{00} 、 $V_{01} = j(H_{00}, H_{01})$, 并且将式(14)和(16)或式(15)和(17)代入式(7)得

线极化主模辐射场为

$$E(Q) = -j \frac{2\pi}{\lambda} H_{00} \hat{x} \int_0^{\alpha_M} l' E_{00} \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} J_0(kR \sin \xi) \cdot \exp\{jk[l' + d(\cos \xi - 1)]\} \sin \alpha d\alpha; \quad (18)$$

线极化寄生模辐射场为

$$E(Q) = -\frac{2\pi}{\lambda} H_{01}(\sin \eta \hat{x} + \cos \eta \hat{y}) \int_0^{\alpha_M} l' E_{01} \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} J_1(kR \sin \xi) \cdot \exp\{jk[l' + d(\cos \xi - 1)]\} \sin \alpha d\alpha; \quad (19)$$

圆极化主模辐射场为

$$E(Q) = -j \frac{2\sqrt{2}\pi}{\lambda} H_{00} \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \int_0^{\alpha_M} l'E_{00} \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} J_0(kR \sin \xi) \cdot \exp\{jk[l' + d(\cos \xi - 1)]\} \sin \alpha d\alpha; \quad (20)$$

圆极化寄生模辐射场为

$$E(Q) = j \frac{2\sqrt{2}\pi}{\lambda} e^{j\eta} H_{01} \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \int_0^{\alpha_M} l'E_{01} \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} J_1(kR \sin \xi) \cdot \exp\{jk[l' + d(\cos \xi - 1)]\} \sin \alpha d\alpha; \quad (21)$$

式中 $J_0(x)$ 和 $J_1(x)$ 为零阶和一阶贝塞尔函数。

由式(18)和(19)可以看到,当原生场是线极化时,天线寄生模场表现为交叉极化场。由式(20)和(21)可以看到,当原生场为圆极化时,天线寄生模辐射场和主模辐射场旋向相同,因而不产生交叉极化,但使天线射束轴偏转。

将式(12)和(13)的 E_{00} 和 E_{01} 代入式(18)–(21),即可算出天线的各种辐射场,但是为了适应工程上广泛的计算要求,在 α_M 不很大时,我们可对式(12)和(13)进行近似处理。

令

$$\rho^2/2[W(u)]^2 = p(\alpha/\alpha_M)^2/2, \quad (22)$$

则

$$1/W(u) = \sqrt{p}/(l'\alpha_M), \quad (23)$$

$$\rho/[W(u)]^2 = p(\alpha/\alpha_M)/(l'\alpha_M). \quad (24)$$

再令

$$k\left(u + \frac{\rho^2}{2R(u)}\right) = \Phi_M\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 + kl', \quad (25)$$

$$\operatorname{tg}^{-1}[u/(kW_0^2)] \approx \frac{\pi}{2}. \quad (26)$$

将式(22)–(26)代入式(12)和(13)再代入式(18)–(21),将得到天线辐射场简化计算式如下:

线极化主模辐射场

$$E(Q) = \frac{2\sqrt{2}\eta_0\pi}{\lambda} \frac{\sqrt{p}}{\alpha_M} H_{00}\hat{x} \int_0^{\alpha_M} \exp\left\{-\frac{p}{2}\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 - j\Phi_M\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 + jkd(\cos \xi - 1)\right\} \cdot \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} J_0(kR \sin \xi) \sin \alpha d\alpha; \quad (27)$$

线极化寄生模辐射场

$$E(Q) = \frac{2\sqrt{2}\eta_0\pi}{\lambda} \frac{p}{\alpha_M} H_{01}(\sin \eta\hat{x} + \cos \eta\hat{y}) \int_0^{\alpha_M} \exp\left\{-\frac{p}{2}\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 - j\Phi_M\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 + jkd(\cos \xi - 1)\right\} \cdot \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} J_1(kR \sin \xi) \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right) \sin \alpha d\alpha; \quad (28)$$

圆极化主模辐射场

$$\begin{aligned}
 E(Q) = & \frac{4\sqrt{\eta_0\pi}}{\lambda} \frac{\sqrt{p}}{\alpha_M} H_{00} \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \int_0^{\alpha_M} \exp\left\{-\frac{p}{2} \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2\right. \\
 & \left. - j\Phi_M \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 + jkd(\cos\xi - 1)\right\} \\
 & \cdot \frac{f(\alpha)}{F_0(R)} J_0(kR \sin\xi) \sin\alpha d\alpha; \quad (29)
 \end{aligned}$$

圆极化寄生模辐射场

$$\begin{aligned}
 E(Q) = & -j \frac{4\sqrt{\eta_0\pi}}{\lambda} e^{j\eta} \frac{p}{\alpha_M} H_{01} \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \int_0^{\alpha_M} \exp\left\{-\frac{p}{2} \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2\right. \\
 & \left. - j\Phi_M \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 + jkd(\cos\xi - 1)\right\} \\
 & \cdot \frac{f_0(\alpha)}{F_0(\alpha)} J_1(kR \sin\xi) \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right) \sin\alpha d\alpha. \quad (30)
 \end{aligned}$$

以主模辐射场最大值 ($\xi = 0^\circ$) 归一化, 并使 $\eta = 0^\circ$, 得寄生模辐射场为

$$E_{cr}(Q) = \frac{H_{01}}{H_{00}} C_r, \quad (31)$$

$$\begin{aligned}
 C_r = & \left\{ \int_0^{\alpha_M} \exp\left\{-\frac{p}{2} \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 - j\Phi \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 + jkd(\cos\xi - 1)\right\} \right. \\
 & \cdot \left. \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} J_1(kR \sin\xi) \sqrt{p} \frac{\alpha}{\alpha_M} \sin\alpha d\alpha \right\} / \\
 & \left\{ \int_0^{\alpha_M} \exp\left\{-\frac{p}{2} \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 - j\Phi_M \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2\right\} \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} \sin\alpha d\alpha \right\}. \quad (32)
 \end{aligned}$$

同样, 归一化的主模辐射场为

$$\begin{aligned}
 E_{ca}(\xi) = & \left\{ \int_0^{\alpha_M} \exp\left\{-\frac{p}{2} \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 - j\Phi_M \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 + jkd(\cos\xi - 1)\right\} \right. \\
 & \cdot \left. \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} J_0(kR \sin\xi) \sin\alpha d\alpha \right\} / \\
 & \left\{ \int_0^{\alpha_M} \exp\left\{-\frac{p}{2} \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 - j\Phi_M \left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2\right\} \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} \sin\alpha d\alpha \right\}. \quad (33)
 \end{aligned}$$

式(31)中第一个因子 (H_{01}/H_{00}) 表示波束波导馈入天线的寄生模与主模的模比, 由波束波导本身的特性决定; 而第二因子 C_r , 通常小于 1. 表示经过天线后, 寄生模受到的抑制. 根据式(32)可以计算 C_r , 连同由波束波导本身决定的 (H_{01}/H_{00})^[4,5], 就可以在理论上预示波束波导馈电的反射镜天线的寄生模辐射场的数值. 而式(33)则可用来计算主模辐射场的各种特性.

对于单镜或卡塞格伦双镜天线, 有

$$R = 2f \operatorname{tg}(\beta/2),$$

$$\frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} = 2f \operatorname{tg}(\beta_M/2) / (1 + \cos\alpha) \operatorname{tg}(\alpha_M/2).$$

对于改进型双镜天线, R 与 α 的关系由式(5)决定.

四、计算结果

对于一个改进型双镜天线, 可以看作是一个把初级馈源方向图 $f_0(\alpha)$ 转换到主镜口径场分布 $F_0(R)$ 的转换系统. $f_0(\alpha)$ 为计算此转移系统(天线轮廓)的给定依据, 称为假想初级馈源方向图. $F_0(R)$ 为转换目的, 称为理想主镜场分布, 也是由设计者预定的. 把给定的 $f_0(\alpha)$ 、 $F_0(R)$ 和实际初级馈源的特性参数 p 和 Φ_M 代入式(32)和(33)就可以计算天线的辐射场 $E_{\infty}(\xi)$ 和 C_r . 但是为了使计算结果适用于更广泛的范围, 我们作了如下处理. 假设

$$[f_0(\alpha)]^2 = e^{-p'_0(\alpha/\alpha_M)^2}, \quad (34)$$

$A = -10 \lg e^{-p'_0}$ 为假想初级馈源边缘照射电平.

$$[F_0(R)]^2 = \left(\frac{\alpha_M}{R_M}\right)^2 \frac{(1 - e^{-p_0})}{p_0 \left[1 - \left(\frac{R_0}{R_M}\right)^2\right]} e^{-p''_0(\alpha/\alpha_M)^2}, \quad (35)$$

$B = -10 \lg e^{-p''_0}$ 为理想主镜口径场边缘电平. $A - B = C$, 为此双镜天线作为一个转换系统的电平提升值, 简称为提升电平. 这意味着, 初级边缘照射电平转移到主镜口径边缘电平时, 提高了 C 分贝. C 决定了改进型双镜天线的主要特征.

根据式(34)和(35), 显而易见

$$C = A - B = -10 \lg e^{-p_0}, \quad (36)$$

$$p_0 = p'_0 - p''_0. \quad (37)$$

由上节式(10)–(13)和式(22)–(25)可知, 实际的初级馈源的功率方向图为 $e^{-p(\alpha/\alpha_M)^2}$. 由式(6)和(35)可得, 在实际初级馈源照射下, 主镜口径场的功率分布应为

$$[F(R)]^2 = \left(\frac{\alpha_M}{R_M}\right)^2 \frac{(1 - e^{-p_0})}{p_0 \left[1 - \left(\frac{R_0}{R_M}\right)^2\right]} e^{-(p-p_0)(\frac{\alpha}{\alpha_M})^2}. \quad (38)$$

因此主镜口径边缘比在口径中心的电平应低 $K(\text{dB})$,

$$K = -10 \lg e^{-p} + 10 \lg e^{-p_0} = -10 \lg e^{-p} - C(\text{dB}). \quad (39)$$

同样由式(25)可知, Φ_M 表示实际初级馈源的边缘照射相位差, 也就是主镜口径场边缘相位差.

经过上述这些处理, 我们把提升电平 C 、实际主镜边缘锥削电平 K 和边缘相位差 Φ_M 作为描述此双镜天线的参数, 也就是作为用式(32)和(33)计算天线辐射场时的自变量和参变量. K 和 Φ_M 直接显示了主镜口径场的幅度和相位的分布特点. 而用 C 代替 p'_0 和 p''_0 在工程上具有通用性. 因为一个 C 值可以代表许多 p'_0 与 p''_0 的组合, 所以使得计算结果在工程上具有更广泛的通用性.

在式(35)的假设条件下, 由式(5)可以得到, R 与 α 有如下关系

$$R = \left\{ R_0^2 + \frac{(R_M^2 - R_0^2)}{1 - e^{-p_0}} [1 - e^{-p_0(\alpha/\alpha_M)^2}] \right\}^{1/2}, \quad (40)$$

$$\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2 = -\frac{1}{p_0} \ln \left[1 - \frac{R^2 - R_0^2}{R_M^2 - R_0^2} (1 - e^{-p_0}) \right]. \quad (41)$$

与(35)和(38)等价的、但以 R 表示的主镜口径场的功率分布为

$$[F_0(R)]^2 = \left(\frac{\alpha_M}{R_M}\right)^2 \frac{1 - e^{-p_0}}{p_0 [1 - (R_0/R_M)^2]} \left[1 - (1 - e^{-p_0}) \frac{R^2 - R_0^2}{R_M^2 - R_0^2} \right]^{(p_0''/p_0)}, \quad (42)$$

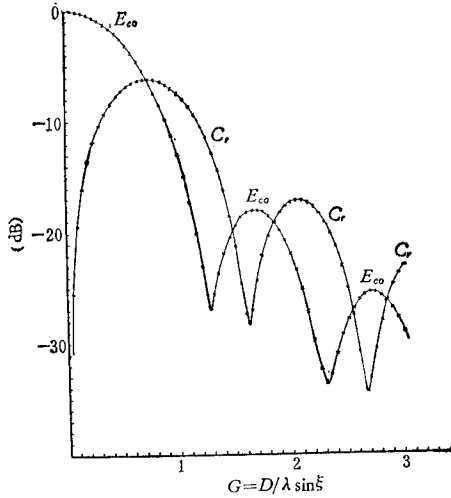


图2 $K = 4\text{dB}$, $\Phi_M = 40^\circ$ 时, E_{00} 和 C_r 的辐射图
Fig. 2 Radiation pattern of E_{00} and C_r ($K = 4\text{dB}$, $\Phi_M = 40^\circ$)

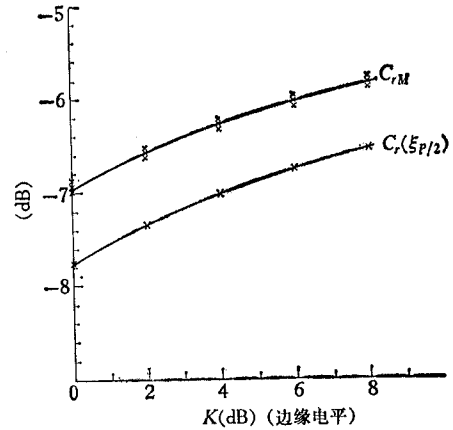


图3 寄生模辐射电平
Fig. 3 Radiation level of the parasitic mode

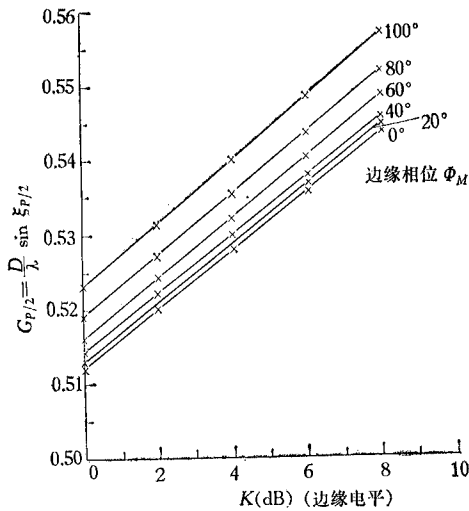


图4 主模辐射半功率角
Fig. 4 Normalized beamwidth of the dominant mode radiation

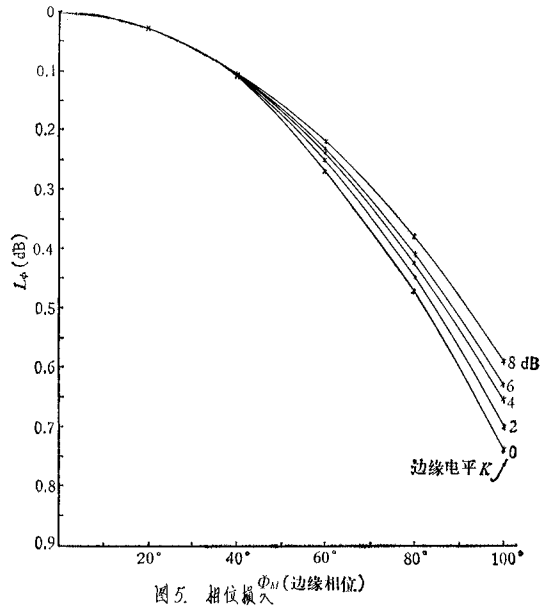


图5 相位损失
Fig. 5 Phase loss of the dominant mode radiation

$$[F(R)]^2 = \left(\frac{\alpha_M}{R_M}\right)^2 \frac{1 - e^{-p_0}}{p_0 \left[1 - \left(\frac{R_0}{R_M}\right)^2\right]} \left[1 - (1 - e^{-p_0}) \frac{R^2 - R_0^2}{R_M^2 - R_0^2}\right]^{\left(\frac{p}{p_0} - 1\right)} \quad (43)$$

故

$$\frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} = \frac{e^{-\frac{p}{2}\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2}}{F(R)} = \left(\frac{R_M}{\alpha_M}\right) \frac{\sqrt{p_0} \sqrt{1 - (R_0/R_M)^2}}{\sqrt{1 - e^{-p_0}}} e^{-\frac{1}{2}p_0\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2}, \quad (44)$$

$$e^{-\frac{p}{2}\left(\frac{\alpha}{\alpha_M}\right)^2} \frac{f_0(\alpha)}{F_0(R)} = \left(\frac{R_M}{\alpha_M}\right) \frac{\sqrt{p_0} \sqrt{1 - (R_0/R_M)^2}}{\sqrt{1 - e^{-p_0}}} \exp\left\{\frac{-(2C + K)(\alpha/\alpha_M)^2}{20 \lg e}\right\}, \quad (45)$$

$$p_0 = C/(10 \lg e). \quad (46)$$

将式(40)、(45)和(46)以及 C 、 K 和 Φ_M 的数值代入式(32)和(33)，并且考虑到，由于 ξ 很小可以略去 $k d(\cos \xi - 1)$ ，就可以得到天线的辐射场了。

为了使计算结果满足工程的一般需要，我们选择提升电平 $C = 13\text{dB}$ ，实际主镜口径场边缘电平 $K = 0$ 到 8dB ，实际主镜场边缘相位差 $\Phi_M = 0^\circ$ 到 100° ， $(R_0/R_M) = 0.0602$ ，代入式(32)和(33)计算了许多组寄生模辐射场归一化因子 C_r 和归一化主模辐射场

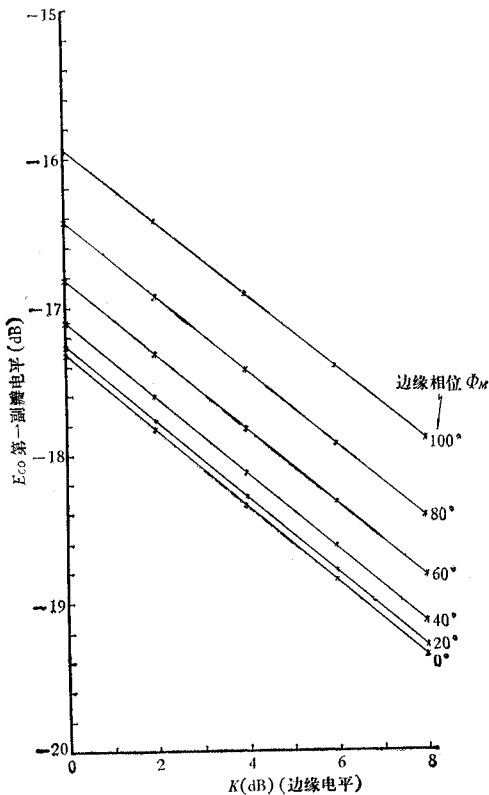


图6 主模辐射第一副瓣峰值电平
Fig. 6 Level of 1st side lobe of the dominant mode radiation

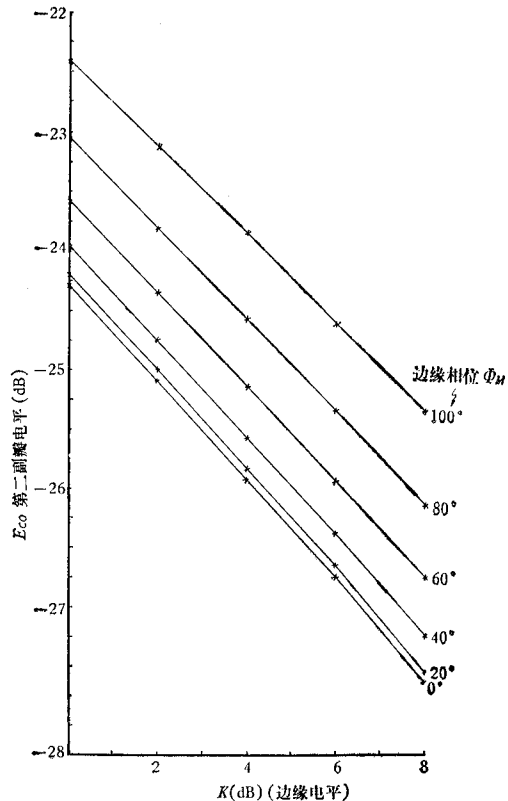


图7 主模辐射第二副瓣峰值电平
Fig. 7 Level of 2nd side lobe of the dominant mode radiation

E_{∞} 。其中一例 ($K = 4\text{dB}$, $\Phi_M = 40^\circ$) 示于图 2, 图中以归一化角 $G = \frac{D}{\lambda} \sin \xi (D = 2R_M)$ 为横坐标。

对这些大量计算结果进行综合整理后, 我们把最有实用价值的寄生模辐射因子峰值电平 C_{rM} , 在主模半功率点的寄生模辐射因子 $C_r(\xi_{p/2})$, 主模半功率角常数

$$G_{p/2} = \frac{D}{\lambda} \sin \xi_{p/2}$$

($\xi_{p/2}$ 为半功率点处的 ξ 值), 主模辐射相位损失值 L_ϕ , 主模辐射场第一副瓣和第二副瓣等, 分别示于图 3—图 7。

根据图 3, 及模比 $(H_{01}/H_{00})^{[4,5]}$, 就可以非常方便地在理论上预示波束波导馈电天线的寄生模的辐射特性, 计算天线的交叉极化电平(线极化)或波束偏转角(圆极化)。

图 4—图 7 表示了主模辐射的主要特性, 不但可用于波束波导馈电, 而且也可用于其他等化波瓣喇叭作为初级馈源时的反射镜天线。

寄生模峰值发生在 $G = 0.7$ 到 0.75 处, 此时主模辐射电平为 -5.4 到 -6.5dB 。主模辐射第一副瓣发生在 $G = 1.65$ 到 1.7 处, 第二副瓣发生在 $G = 2.63$ 到 2.78 处(均指峰值位置)。 K 的数值愈小或 Φ_M 的数值愈大时, G 愈小。

参 考 文 献

- [1] W. F. Williams, *Microwave J.*, 8(1965), 79.
- [2] 章日荣等编著, 卫星地面站天线新技术研究, 第二章, 国防工业出版社, 1982年8月。
- [3] 杨可忠, 电子信息技术, 1981年, 第1期, 第13页。
- [4] M. J. Gans, *BSTJ*, 55(1976), 289.
- [5] 章日荣等编著, 卫星地面站天线新技术研究, 第四章, 国防工业出版社, 1982年8月。

RADIATION PERFORMANCE OF HIGH EFFICIENCY DOUBLE REFLECTOR ANTENNA FED BY BEAM WAVEGUIDE

Zhang Rirong, Wang Hanli

(Shijiazhuang Communication Laboratories)

In this paper, the equations for calculation of the radiation performances on high efficiency double reflector antenna fed by beam waveguide are derived.

Using these equations, the performance of the antenna can be predicted, such as the radiation patterns, the peak values of copolarization and depolarization, the factor of half power beamwidth, the phase loss and so on.

These equations have been reformed to meet the requirements of general engineering computation. Some engineering computations are made, and some useful conclusions about the antenna are obtained.