

变锥角多模圆喇叭馈源设计

李 琨 姚德森

提 要 本文概要地说明了多模馈源提高效率的概念,并在已有文献[4]公式的基础上计算并绘制了一些便于设计的通用曲线,利用这些曲线设计了一个12GC的变锥角多模圆喇叭馈源。通用曲线可提供设计时使用。

一、引 言

在卫星直播电视地面接收站中,为了尽可能提高接收天线系统的效率,通常采用双反射面赋形的改进型卡赛格伦天线。为使它有高的效率(系统效率可达60~70%),高效率馈源是必要的。

对高效率馈源的要求是:

(1) 馈源的振幅和相位方向图在所要求电平范围(一般为0~-14db或0~-17db)为轴对称;

(2) 旁瓣电平要尽可能低;

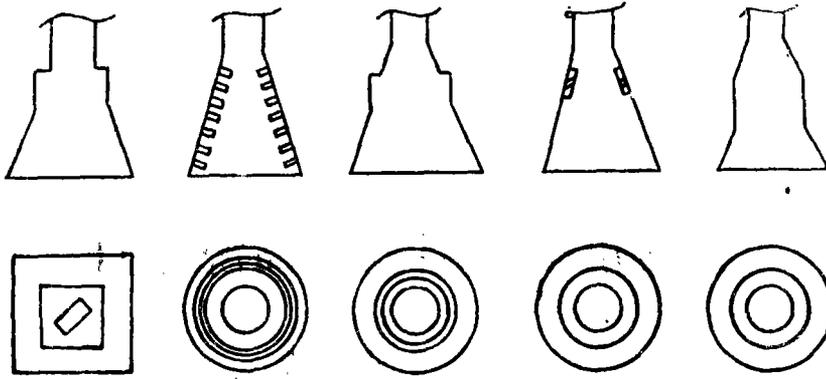
(3) 驻波比要小。

目前常见的高效率馈源的结构形式有:对角方喇叭,多模方喇叭[1],波纹喇叭[2][3],变锥角圆喇叭[2][4],台阶圆喇叭[5],介质加载圆喇叭[6][7]等等,其中波纹喇叭轴对称性好,旁瓣低,频带宽,但结构比较复杂,加工困难,成本较高。一般应用于要求较高的地面站。对角方喇叭的E面和H面方向图在设计得好时可以完全等化,但45°和135°面上的方向图性能较差,旁瓣较大。台阶圆喇叭结构紧凑,体积小,但频带窄,可用作要求不高的窄带馈源。相比之下变锥角圆喇叭各种性能都较好,加工容易,但体积较大,因此目前许多地面站设计中都采用这种馈源(图1)。

关于高效率馈源的分析 and 设计,国内外早已有很多资料。电子工业部五十四所章日荣等对波纹喇叭和多模喇叭做了大量工作[2]~[4],[7],我们在参考文献[4]的基础上作了以下工作:

(1) 将预期模比曲线扩展到-20db(图6);

(2) 绘制了通用的差相移曲线;



a) 对角方喇叭 b) 波纹喇叭 c) 台阶圆喇叭 d) 介质加载圆喇叭 e) 变锥角圆喇叭

图 1 高效率馈源的各种形式

(3) 设计了一个变锥角多模圆喇叭。

二、原理简述

仅有主模 (H_{11} 模) 工作的圆锥喇叭的辐射方向图, E 面波束与 H 面波束相比, 其主瓣窄, 旁瓣高, 而且 E 和 H 两个平面内的相位特性差别较大^{*}。故用这种喇叭作辐射源去照射旋转对称的反射面, 就很难兼顾到各个 ϕ 平面内的照射电平, 从而使增益受到损失。

S. B. Cohn^[5] 在研究了 E_{11} 模的辐射场后发现: E_{11} 模的辐射方向图在 E 平面内出瓣呈双峰形, 旁瓣结构与 H_{11} 模非常相似, 因此适当控制两模在口面上的相对振幅和相位, 迭加后的辐射场可以在 E 平面上展宽 H_{11} 模的主瓣方向图, 并降低旁瓣, 而在 H 平面内 E_{11} 模对 H_{11} 模的原方向图基本没有影响。

此外, 为了进一步降低 H 面内的旁瓣, 常引进第二个高次模 H_{12} , 因为 H_{12} 模与 H_{11} 模的辐射方向图在 H 平面内具有相似的旁瓣结构。

高效率馈源的设计分为两部分内容:

(1) 口径面上多大的 $\frac{E_{11}}{H_{11}}$ 、 $\frac{H_{12}}{H_{11}}$ 模比可以获得预想的辐射方向图? 此为预期模比计算问题。

(2) 怎么样才能实现口径上所希望的模比? 此为模比综合问题。

三、锥角突变的模比公式

圆喇叭多模馈源的激励波导模通常是圆波导中的 H_{11} 模, 图 2 画出了一个变锥角喇叭

* 实际上任何一个展开的圆锥喇叭口面上, 不仅有 H_{11} 球面模, 而且也有 E_{11} 等高次球面模。

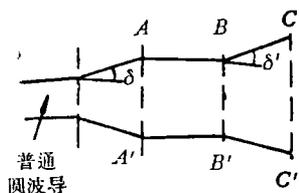


图2 变锥角喇叭

示意图。 AA' 面左边是圆锥波导中的 H_{11} 球面模， AA' 面右边是圆波导中的 E_{1n} 和 H_{1n} 平面模。利用场匹配法可以解模系数，由于 AA' 面两边场匹配可等效于两边辐射场的匹配，所以可用对两边场进行函数变换后解出模比^{[2][4]}。

模比公式为：

$$\frac{H_{12}}{H_{11}} = \frac{\int_0^1 [J_0(\mu_{11}t) \cdot J_0(\mu_{12}t) + J_2(\mu_{11}t) \cdot J_2(\mu_{12}t)] e^{-j\phi_m t^2} t dt}{\int_0^1 [J_0^2(\mu_{11}t) + J_2^2(\mu_{11}t)] e^{-j\phi_m t^2} t dt} \cdot \frac{A_1(u=\mu_{11})}{A_2(u=\mu_{12})} \quad (1)$$

$$\frac{E_{11}}{H_{11}} = \frac{\int_0^1 (J_0(\mu_{11}t) \cdot J_0(\nu_{11}t) - J_2(\mu_{11}t) \cdot J_2(\nu_{11}t)) e^{-j\phi_m t^2} t dt}{\int_0^1 [J_0^2(\mu_{11}t) + J_2^2(\mu_{11}t)] e^{-j\phi_m t^2} t dt} \cdot \frac{A_1(u=\mu_{11})}{B_1(u=\nu_{11})} \quad (2)$$

式中： $t = \frac{r}{a}$ a ， AA' 截面圆半径，

r ：径向坐标变量。

$$\phi_m = \frac{\pi a}{\lambda} \text{tg} \delta, \quad \delta: \text{变锥角}$$

$\mu_{1n} = J_1'(x)$ 的第 n 个根。

$\nu_{1n} = J_1(x)$ 的第 n 个根。

$$u = \frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta = k a \sin \theta$$

$$A_1(u) = \frac{2J_1'(u)}{1 - (u/\mu_{11})^2}$$

$$A_n(u) = \frac{2J_1'(u)}{1 - (u/\mu_{1n})^2} \cdot \frac{J_1(\mu_{1n})/\mu_{1n}}{J_1(\mu_{11})/\mu_{11}}$$

$$B_n(u) = -\frac{J_1'(\nu_{1n})}{J_1(\mu_{11})/\mu_{11}} \cdot \frac{2J_1(u)}{u} \cdot \frac{1}{(\nu_{1n}/u)^2 - 1}$$

当仅考虑 $u < 5$ 空间时，可略去其他高次模的影响，即 A_n (当 $n \geq 3$)、 B_m (当 $m \geq 2$) 的值很小。这也就是下面我们仅考虑 E_{11} 、 H_{12} 模的根据。模比与模比传输系数曲线见图4,5。

四、多模馈源的辐射场和预期模比曲线

略去高次模情况下多模馈源的辐射场方向图公式为^{[4][8]}

$$F_{\mathbf{H}}(u) = A_1' \left(1 + \frac{\beta_{11}'}{k} \cos\theta \right) + A_2' \left(1 + \frac{\beta_{12}'}{k} \cos\theta \right) \frac{H_{12}}{H_{11}} \Big|_{\Sigma} \\ + B_1 \left(1 + \frac{k}{\beta_{11}} \cos\theta \right) \frac{E_{11}}{H_{11}} \Big|_{\Sigma} \quad (3)$$

$$F_{\mathbf{H}}(u) = A_1 \left(\cos\theta + \frac{\beta_{11}'}{k} \right) + A_2 \left(\cos\theta + \frac{\beta_{12}'}{k} \right) \frac{H_{12}}{H_{11}} \Big|_{\Sigma} \quad (4)$$

式中:

β_{1n}' : H_{1n} 模在喇叭口面处的传播常数;

β_{1n} : E_{1n} 模在喇叭口面处的传播常数;

Σ : 表示口径处的总模比。

$$A_n' = \frac{J_1(\mu_{1n})/\mu_{1n}}{J_1(\mu_{11})/\mu_{11}} \cdot \frac{2J_1(u)}{u}$$

在卡赛格伦天线设计中, 考虑到遮挡, 喇叭伸前量和付反射面位置间的关系, 对多模喇叭在设计频率上通常取 $u = k a \sin\theta_m = 4$, θ_m 为付反射面边缘到喇叭轴线间的夹角。

近似认为 $\beta_{1n}' \approx \beta_{1n} \approx k$, $\cos\theta \approx 1$, 据 $u = 4$, 并令:

$$\frac{H_{12}}{H_{11}} \Big|_{\Sigma} = \left| \frac{H_{12}}{H_{11}} \right|_{\Sigma} e^{j\alpha}$$

$$\frac{E_{11}}{H_{11}} \Big|_{\Sigma} = \left| \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_{\Sigma} e^{j\beta}$$

$$F_{\mathbf{H}}(4) = F_{0\mathbf{H}} e^{j\varphi_E}, \quad F_{\mathbf{H}}(4) = F_{0\mathbf{H}} e^{j\varphi_H}$$

以 α , β 为参变量, 可作出

$$\left| \frac{H_{12}}{H_{11}} \right|_{\Sigma} \sim F_{0\mathbf{H}}, \quad \varphi_{\mathbf{H}} \sim F_{0\mathbf{H}},$$

$$\left| \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_{\Sigma} \sim F_{0\mathbf{H}}, \quad \varphi_{\mathbf{H}} \sim F_{0\mathbf{H}}$$

曲线簇, 见图6。此称预期模比曲线。利用此预期模比曲线图, 在确定等化电平之后就可以选择一组 $\left| \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_{\Sigma}$, α , $\left| \frac{H_{12}}{H_{11}} \right|_{\Sigma}$, β 。根据所取 $\left| \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_{\Sigma}$ 不同, 可以有无数组数据, 均满足该等化要求, 究竟取哪一组合适, 需通过“模比综合”来反复选取, 折衷确定。

五、模比的产生

口径面上的预期模比, 是由各个突变截面上所产生的模比到达口径面迭加而成的。

据图 3 它是由 AA' , BB' , CC' 三个截面上所产生模比的综合, 为了简单起见, 通常 AA' 处的锥角变量 δ 和 BB' 处的锥角变量 δ' 设计得相等。 AB 段为差相移段, 用来调整所综合模比的幅相, 使尽可能接近预期模比。为设计方便绘制了锥波导段和直波导段的通用相移曲线。

锥波导段差相移量:

$$\Delta\phi_{H_{11}-H_{11}} = 2\pi \text{ctg}\delta \cdot \left[P\left(\frac{a_{\text{大}}}{\lambda}\right) - P\left(\frac{a_{\text{小}}}{\lambda}\right) \right]$$

$$\Delta\phi_{H_{11}-H_{12}} = 2\pi \text{ctg}\delta \cdot \left[Q\left(\frac{a_{\text{大}}}{\lambda}\right) - Q\left(\frac{a_{\text{小}}}{\lambda}\right) \right]$$

$P\left(\frac{a}{\lambda}\right)$, $Q\left(\frac{a}{\lambda}\right)$ 曲线见图 7。

直波导段差相移量:

$$\Delta\phi_{H_{11}-H_{11}} = 2\pi \frac{l}{a} P'\left(\frac{a}{\lambda}\right)$$

$$\Delta\phi_{H_{11}-H_{12}} = 2\pi \frac{l}{a} Q'\left(\frac{a}{\lambda}\right)$$

$P'\left(\frac{a}{\lambda}\right)$, $Q'\left(\frac{a}{\lambda}\right)$ 曲线见图 8。

利用图 4 ~ 8 即可进行馈源设计。

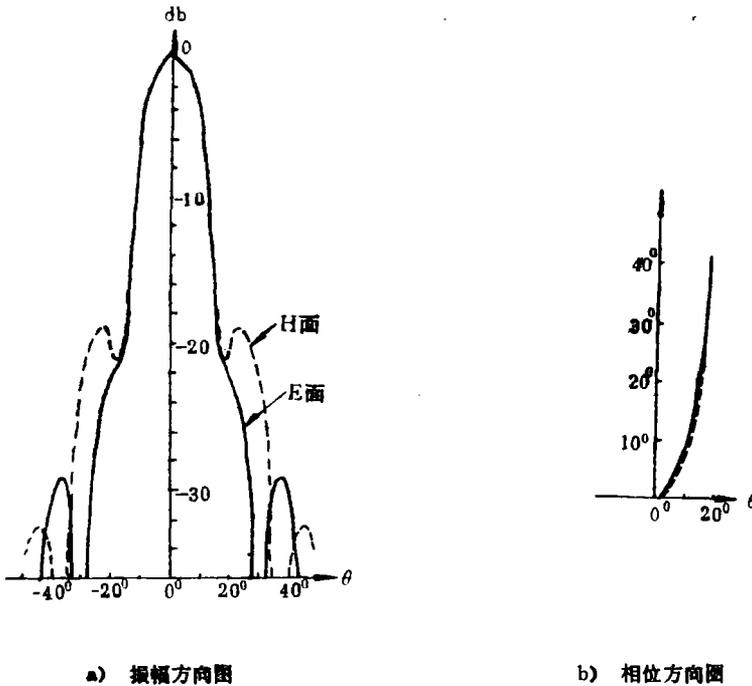


图 3 综合后的方向图

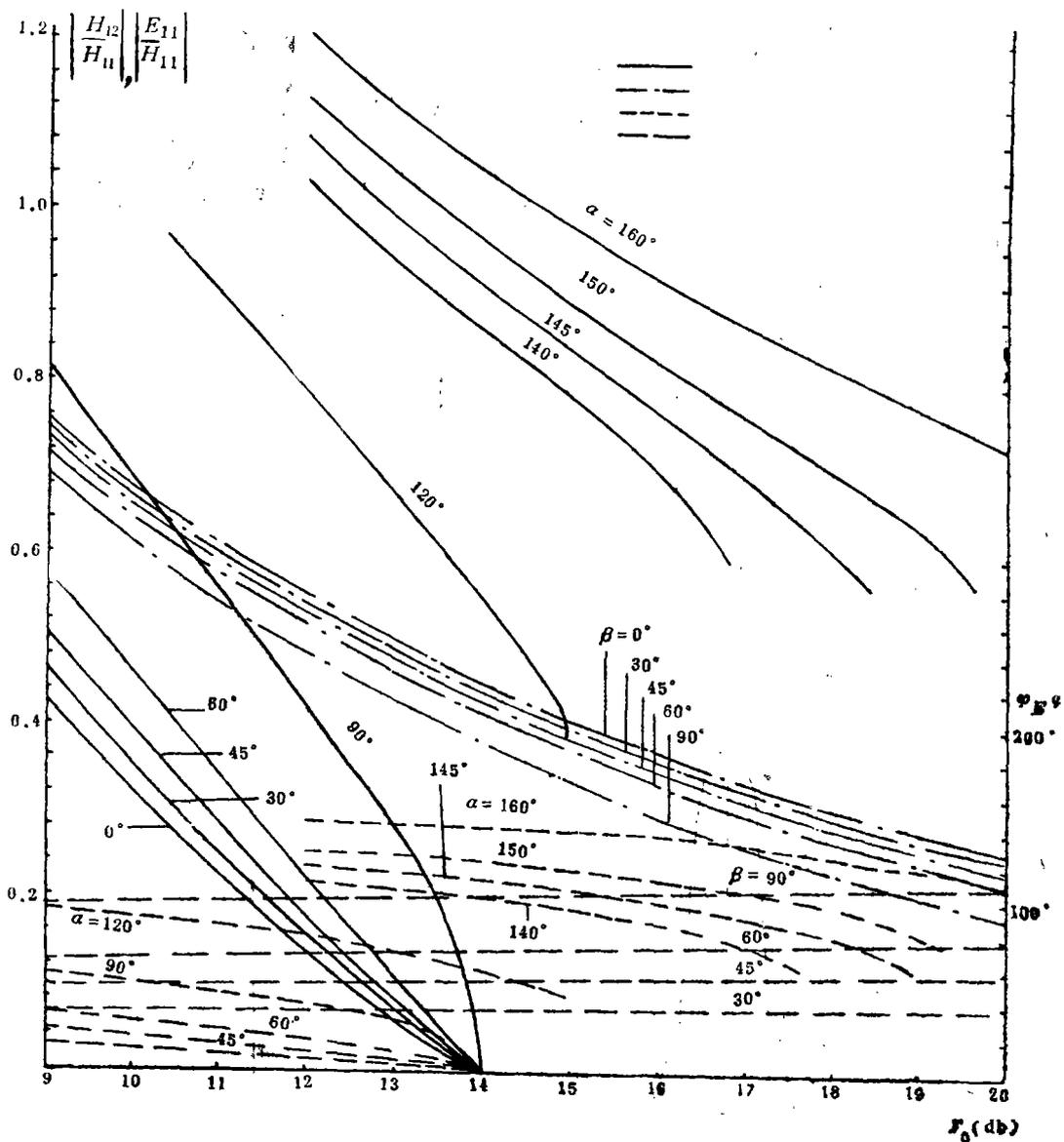


图 6 $u=4$ 的预期模比曲线

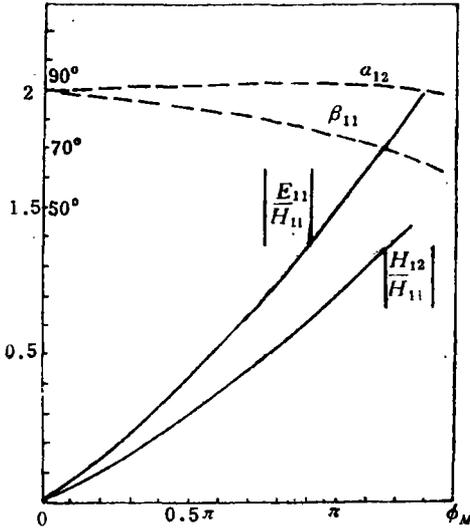


图 4 $\frac{E_{11}}{H_{11}}, \frac{H_{12}}{H_{11}}$ 模比图^[4]

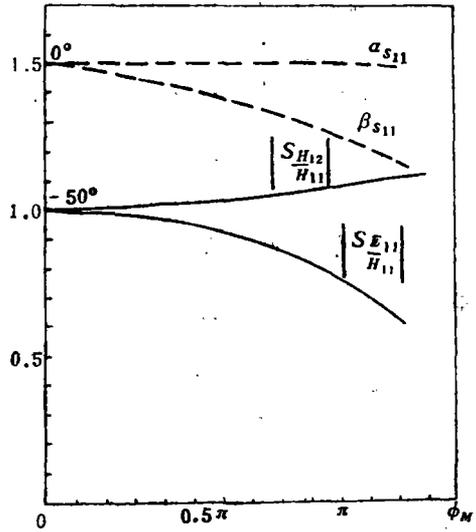


图 5 模比传输系数图^[4]

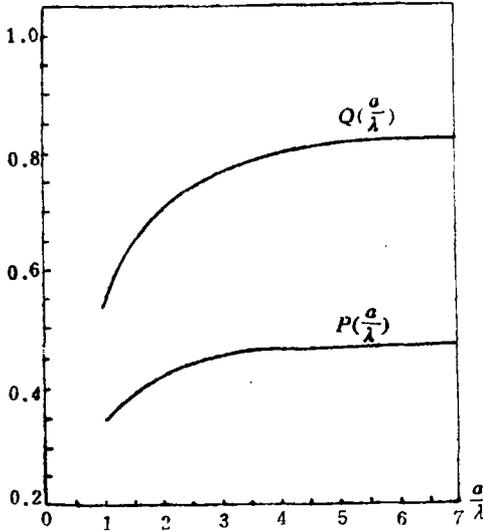


图 7 锥波导差相移曲线

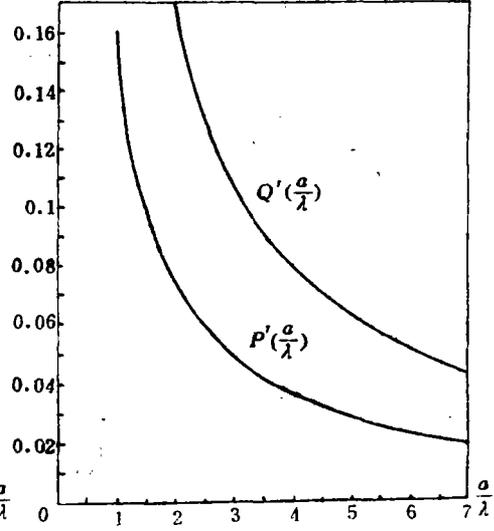


图 8 直波导差相移曲线

六、变锥角馈源设计

技术要求

- (1) 边缘照射电平 -17db , $2\theta_{-3\text{db}} = 17^\circ$, $2\theta_{-17\text{db}} = 34^\circ$.
- (2) 方向图幅相等化。

在 -17db 内 E, H 面幅度不等 $< 0.5\text{db}$, 相位不等 $< 5^\circ$ 。

- (3) 付瓣电平 $< -25\text{db}$ 。

(4) 频带11.7GC~12.2GC.

(5) 馈电波导直径=18.6mm.

1. 据等化电平-17db, 由图6选取

$$\left| \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_Z = 0.32, \text{ 于是 } \beta = 36^\circ, \left| \frac{H_{12}}{H_{11}} \right|_Z = 0.37, \alpha = 135^\circ$$

2. 选取CC'截面处 $\left. \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_O = j0.26$ (这是经反复选择的结果, 目的是在CC'面综合得到预期模比)。由图4查得

$$\phi_{m0} = 0.315\pi$$

据 $\frac{2\pi}{\lambda} a_0 \sin \theta_m = 4$

$$\frac{a_0}{\lambda} = 2.177 \text{ 所以 } a_0 = 54.4\text{mm}$$

故 $\text{tg} \delta = \phi_{m0} / \pi \frac{a_0}{\lambda} = 0.145, \delta = 8.2^\circ.$

3. 由图7查得

$$P\left(\frac{a_0}{\lambda}\right) = 0.431$$

取 $\left. \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_C$ 与 $\left. \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_Z$ 同相位, 则:

$$P\left(\frac{a_B}{\lambda}\right) = P\left(\frac{a_0}{\lambda}\right) - \frac{1}{4} \text{tg} \delta = 0.395$$

查曲线7得: $\frac{a_B}{\lambda} = 1.4, a_B = 35\text{mm}.$

4. 由图8查得

$$P'\left(\frac{a_B}{\lambda}\right) = 0.109$$

$$Q'\left(\frac{a_B}{\lambda}\right) = 0.256$$

为要同时满足

$$2\pi \cdot \frac{l_{AB}}{a_B} P'\left(\frac{a_B}{\lambda}\right) = \pi \quad \left(\text{使 } \left. \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_{AA'} \text{ 与 } \left. \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_{BB'} \text{ 同相} \right)$$

$$2\pi \cdot \frac{l_{AB}}{a_B} Q'\left(\frac{a_B}{\lambda}\right) = 3\pi \quad \left(\text{使 } \left. \frac{H_{12}}{H_{11}} \right|_{AA'} \text{ 与 } \left. \frac{H_{12}}{H_{11}} \right|_{BB'} \text{ 同相} \right)$$

得 $\frac{l_{AB}}{a_B} = 4.596$ 及 $5.875.$

经模比综合的多次尝试,最后取定

$$\frac{l_{AB}}{a_B} = 5.75, l_{AB} = 201.25\text{mm}$$

由口径场分布可求得E面, H面辐射方向图。如图3所示, 在 $2\theta_{-17\text{db}} \approx 34^\circ$ 内, 幅度不等化 $< 0.7\text{db}$, 相位不等 $< 5^\circ$ 。E面第一付瓣电平 $< -28\text{db}$, 但H面第一付瓣为 -18db 。H面付瓣较大, 主要是由于等化电平要求 -17db , 因而 $\left. \frac{H_{12}}{H_{11}} \right|_{\Sigma}$ 的幅度和相位均较大而引起的。

参 考 文 献

- [1] S.B.Cohn, Flare—Angle Changes in a Horn as a Means of Pattern Control, Microwave J. Vol.13, No.10, 1970, p41.
- [2] 章日荣, 反射镜天线及高效率馈源, 人民邮电出版社。
- [3] 一, 波纹喇叭, 无线电通讯技术, 1983, 第2、3、4期, 电子工业部第十九所。
- [4] 杨可忠, 多模喇叭的设计与计算, 无线电通讯技术, 1981, 第6期。
- [5] P.D.Potter, A New Horn Antenna with Suppressed Sidelobes and Equal Beamwidths, Microwave J., 1963, No.6
- [6] Toshio Satoh, Dielectric—Loaded Horn Antenna, IEEE Trans. AP—20, No2, 1972, p199—201.
- [7] 周康健, 圆锥光壁系统与介质充填波导的模转换计算, 无线电通讯技术, 1981, 第8期。

Design for a Moremode Horn with Flare—Angle Changes

Li Kun Yao Demiao

Abstract

The concept of highly efficient moremode horn is examined in this paper. On the basis of reference [4] some results are computed and some general curves are given. A 12 GC flare—angle changes moremode horn is designed by using these curves.