

高效率卡赛格仑天线及多模喇叭 馈源设计中的几个问题

敖洁宁 姚德森

提 要 本文根据改进型卡赛格仑天线的几何光学理论, 提出了一种具体算法; 也给出了用口径绕射公式确定 TE_{11} , TM_{11} , TE_{12} 三模圆锥喇叭幅、相方向图及相位中心的算法; 提供了这种喇叭的相位中心图表; 最后提出了改进天线效率的几点设想。

一、引 言

卫星地面站的接收天线往往采用改进型的卡赛格仑天线, 馈源可采用多模圆锥喇叭。如何保证该天线系统的高增益、噪声温度比是设计者所须考虑的核心问题。我们在设计12GC卫星直播电视接收所用高效率卡赛格仑天线的过程中, 在现有理论的基础上, 提出了确定 TE_{11} , TM_{11} , TE_{12} 三模圆锥喇叭幅、相方向图及相位中心的算法, 并编制了通用程序。同时对进一步提高天线效率的问题提出了一些新设想。

本文所提供的算法和图表将对卡赛格仑天线及多模圆锥喇叭的设计带来方便。

二、改进卡赛格仑天线成形设计的算法

参考文献[2]已对改进型卡赛格仑天线的成形设计提供了一组微分代数方程, 它们来源于几何光学的斯耐尔定律及流管原理(如图1),

$$\frac{dy_1}{dx_1} = \tan \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$$

$$\frac{dy_2}{dx_2} = -\tan \frac{\theta_2}{2}$$

$$K(\theta_1) \sin \theta_1 d\theta_1 = I x_2 dx_2$$

$$C = C_{p_0}(\theta_1) + (B - y_1) \sec \theta_1 + \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (D + y_2 - y_1)^2 + y_2^2}$$

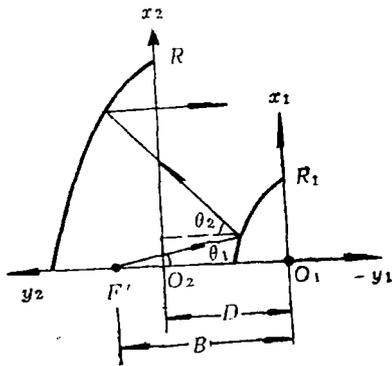


图 1

式中： $K(\theta_1)$ 是喇叭的功率方向图， I 是主反射面上均匀功率流密度。 $K_0 C_{p_0}(\theta_1)$ 是馈源的相位方向图， C 是常数。

据此把方程变形为一个便于计算机求解的形式：[6]

$$\frac{dy_1}{d\theta_1} = \frac{(B - y_1) \tan \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \cdot \sec^2 \theta_1}{1 + \tan \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \cdot \tan \theta_1}$$

$$x_1(\theta_1, y_1) = (B - y_1) \tan \theta_1$$

$$x_2(\theta_1) = R \sqrt{\int_0^{\theta_1} K(\theta_1) \sin \theta_1 d\theta_1 / \int_0^{\theta_{1\max}} K(\theta_1) \sin \theta_1 d\theta_1}$$

$$y_2(\theta_1, y_1) = \frac{[C + C_{p_0} - (B - y_1) \sec \theta_1]^2 - (x_2 - x_1)^2 + (D - y_1)^2}{2(C + C_{p_0} + D - y_1 - (B - y_1) \sec \theta_1)}$$

$$\theta_2(\theta_1, y_1) = \tan^{-1} \frac{x_2 - x_1}{D + y_2 - y_1}$$

采用四阶龙格—库塔法求解这个一阶微分方程，取步长 $\Delta\theta_1 = 0.025^\circ$ ，算得截断误差小于0.01mm。馈源的幅度方向图可在微波暗室测得，并用分段光滑曲线拟合之。对本文所论的多模圆锥喇叭的方向图可用分段余弦幂函数 $\cos^N \theta_1$ 的形式，合理分段并取 N 值，能得到相当接近的拟合。

三、多模圆锥喇叭幅、相方向图、相位中心的算法

在天线成形的设计过程中，我们总是假设天线的实焦点处于喇叭的近似相位中心。如果不能确定出喇叭近似相位中心的位置，将会由于偏焦而带来效率损失。

现有文献上有两种确定相位中心的办法：

1. 以喇叭天线辐射场的等相位面与通过天线轴线的某平面所交的曲线在最大辐射方向上的曲率中心作为该平面的相位中心。

2. 用最小二乘法求出在某平面上与等相位曲线最吻合的圆弧的圆心作为该平面的相位中心。

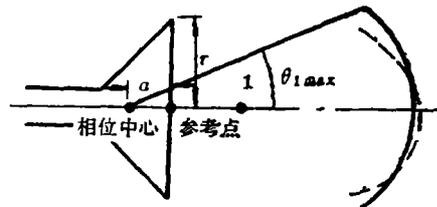


图 2

我们用实例对这两种算法进行了比较，发现结果相差较大。实际上近似相位中心应使以它为参考点的相位方向图接近于常数，这个原则与最小二乘法是吻合的。直接引用参考文献[4]上的相位中心的一般公式并在本文所论的轴对称馈源方向图的条件下进行特殊化，得到：

$$K\alpha = \frac{\left[\sum_{i=1}^N W_i \cos \theta_i \right] \left[\sum_{i=1}^N W_i \varphi(\theta_i) \right] - \left[\sum_{i=1}^N W_i \cos^2 \theta_i \right] \left[\sum_{i=1}^N W_i \varphi_i \right]}{\left[\sum_{i=1}^N W_i \cos \theta_i \right]^2 - \left[\sum_{i=1}^N W_i \right] \left[\sum_{i=1}^N W_i \cos^2 \theta_i \right]}$$

式中: W_i 为加权因子, $\varphi(\theta_i)$ 为相位方向图的离散值, a 为相位中心与参考点的距离(如图 2)。

由于最后得到的主天线口径场是均匀的, 故取 $W_i = 1$ 。

由口径绕射公式, 我们推得三模圆锥喇叭的幅度, 相位方向图为[6]:

$$F_H = |2J'_1(u)| \sqrt{\left[\frac{\cos\theta + \beta'_{11}/K}{1 - (u/u_{11})^2} + a \cdot \frac{\cos\theta + \beta'_{12}/K}{1 - (u/u_{12})^2} \right]^2 + \left[b \frac{\cos\theta + \beta'_{12}/K}{1 - (u/u_{12})^2} \right]^2}$$

$$\varphi_H = \operatorname{tg}^{-1} \frac{b \cdot \frac{\cos\theta + \beta'_{12}/K}{1 - (u/u_{12})^2}}{\frac{\cos\theta + \beta'_{11}/K}{1 - (u/u_{11})^2} + a \cdot \frac{\cos\theta + \beta'_{12}/K}{1 - (u/u_{12})^2}}$$

$$F_E = \left| \frac{2J_1(u)}{u} \right| \sqrt{\left[\left(1 + \frac{\beta'_{11}}{k} \cos\theta \right) + a \left(1 + \frac{\beta'_{12}}{k} \cos\theta \right) + \frac{c}{(v_{11}/u)^2 - 1} \left(1 + \frac{k}{\beta_{11}} \cos\theta \right) \right]^2 + \left[b \left(1 + \frac{\beta'_{12}}{K} \cos\theta \right) + \frac{d}{(v_{11}/u)^2 - 1} \left(1 + \frac{K}{\beta_{11}} \cos\theta \right) \right]^2}$$

$$\varphi_E = \operatorname{tg}^{-1} \frac{b \left(1 + \frac{\beta'_{12}}{K} \cos\theta \right) + \frac{d}{(v_{11}/u)^2 - 1} \left(1 + \frac{K}{\beta_{11}} \cos\theta \right)}{\left(1 + \frac{\beta'_{11}}{K} \cos\theta \right) + a \left(1 + \frac{\beta'_{12}}{K} \cos\theta \right) + \frac{c}{(v_{11}/u)^2 - 1} \left(1 + \frac{K}{\beta_{11}} \cos\theta \right)}$$

式中: 参数 a , b , c , d 由下面的式子确定:

$$a + jb = \frac{TE_{12}}{TE_{11}} \Big|_z \cdot \frac{J_1(u_{12})/u_{12}}{J_1(u_{11})/u_{11}}$$

$$c + jd = \frac{TM_{11}}{TE_{11}} \Big|_z \cdot \frac{-J'_1(v_{11})}{J_1(u_{11})/u_{11}}$$

$u = Kr \sin\theta_{1\max} \frac{TE_{12}}{TE_{11}} \Big|_z$, $\frac{TM_{11}}{TE_{11}} \Big|_z$ 为喇叭口径上总模比。 u_{11} , u_{12} , v_{11} 依次为

$J'_1(x)$ 的第一、二个根, $J_1(x)$ 的第一个根。 r 为喇叭口面半径, $\theta_{1\max}$ 为喇叭对付反射面的半照射角。

在分别求得了 E 面和 H 面的相位中心后, 我们在二者中间找一点使以它为参考的 E 、 H 面相位方向图都较平坦, 把这个点定在卡塞格伞天线的实焦点上, 从而确定了喇叭与天线的位置关系, 使天线的偏焦效率损失为最小值。

根据上述算法, 编制了一个通用程序[6]。这种算法和程序对喇叭设计者也是有参考价值的。因为喇叭的设计总是先给出幅、相方向图的等化度要求及工作参数, 反过来综合出模比值, 再去设计喇叭尺寸。但目前人们往往是通过近似公式和图表进行设计, 精度较低, 适用范围有限。利用本文的算法及程序可以在计算机上反复修改模比值, 直到获得所要求的方向图等化度。从而保证了设计的准确性。

我们把在不同的模比、照射角、半径波长比情况下得到的 H 面相位中心计算值绘成了三模圆锥喇叭的 H 面相位中心图表。对高效率馈源而言, 相位不等化度小于 5° , 计算表明以 H 面相位中心作为 E 面近似相位中心仅给 E 面相位方向图带来 $1^\circ - 2^\circ$ 的误差。

因而可以直接把H面相位中心放在反射镜天线的实焦点上。

四、提高天线效率的几点设想

通过对天线实际效率的分析与估算，发现付反射面对主面反射场的遮挡，付反射面对馈源初级场的绕射效应将引起天线效率的降低。对于前者，可设想如图3的方案。

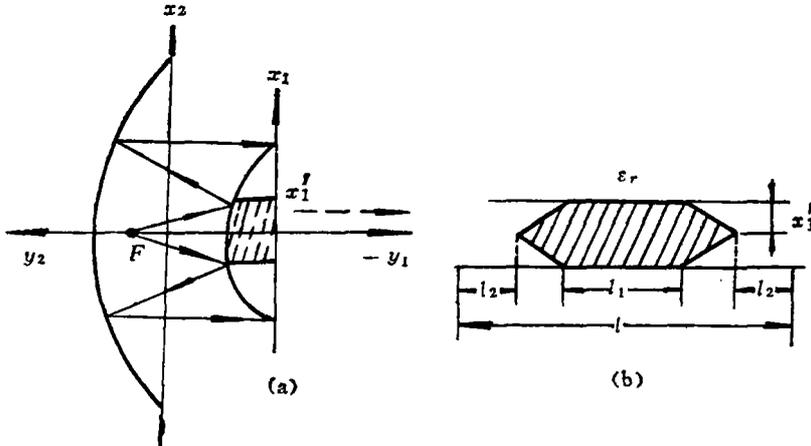


图 3

图3的结构可使被付反射面挡住的那部分能量，不经反射面反射而直接由一个波导辐射出去。图3(b)是这个波导辐射器的具体结构，半径 x_1' 是与 $x_2 = x_{1max}$ 的对应数值，可在天线的设计数据中查到。对我们设计的天线和工作频率而言，半径为 x_1' 的圆波导恰好允许主模传输。图3(b)采用渐变介质填充波导形式以减小反射，调整各段长度并进行实验测试，可使这部分场与反射场在 $y_1 = 0$ 的平面上同相，得到同相口径场。为了减小付反射面边缘的绕射效应，已有人提出付反射面加法兰盘的结构，如图4所示。法兰盘的结构参数为垂直长度 b 和倾角 δ ，它的计算曾经是很困难的，现在我们可以根据几何绕射理论求出这种结构对馈源初级辐射的几何绕射场。然后在计算机上根据 b 和 δ 的不同值，求得该绕射场的方向图，直到获得在付反射面边缘上场有较大零深，绕射场的轴对称性较好，即得到最佳的 b 和 δ 值。具体分析这个绕射场，它有5个主要分量：①付反射面的几何光学场（简称GO场）；②馈源至边缘1的绕射场；③馈源至边缘2的绕射场；④馈源经边缘1至边缘2的绕射场；⑤法兰盘的GO场。在参考文献[5]上，作者用几何绕射理论分析了加法兰盘的双曲面的绕射场，这个场也具有上述五个分量。由高频场的局部性原理，我们看出这两个场的后4个分量是基本相同的，故在具体求场时只须用几何

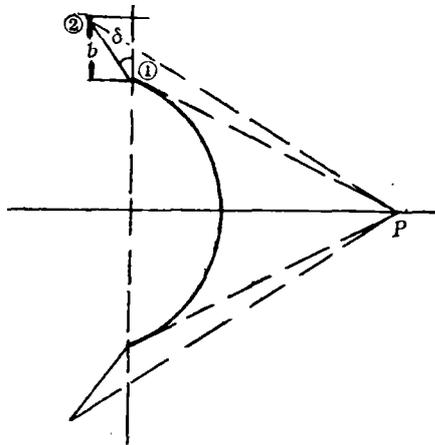


图 4

光学法求出第一个分量, 后 4 个分量可直接沿用文献[5]上的公式。我们没有进行具体计算, 但这种算法是可行的。

参 考 文 献

- [1] 章日荣, 反射镜天线及高效率馈源, 人民邮电出版社, 1977年10月。
- [2] V. Galindo, Design of Dual Reflector Antennas with Arbitrary Phase and Amplitude Distributions, IEEE Trans. Ap-12, 1964, P403~408.
- [3] W. F. Williams, High Efficiency Antenna Reflector, Microwave Journal, July, 1965, P 78~82.
- [4] W. T. T Rusch and P. D. Potter, Analysis of Reflector Antenna, Academic Press, 1970.
- [5] M. S. Naraslimhan, GTD Analysis of a Hyperboloidal Subreflector with Conical Flange Attachment, IEEE Trans. Ap-29, No.6, 1981, P 865~870.
- [6] 敖洁宁, 12GC 卡塞格伦天线的电设计, 国防科大电子技术系 80 级毕业论文, 1984年。

Some Problem in the Design of High Efficiency Cassegrain Antenna and Multi-mode Conical Horn Feed

Ao Jiening Yao Demiao

Abstract

Here presented is a specific calculation method based on the principles of geometric optics of the advanced Cassegrain Antenna. And another calculation method is given to determine the amplitude and phase of the three-mode Conical Horn of TE_{11} , TM_{11} and TE_{12} by applying the aperture field method, and also the figures of its phase center. Finally, the authors propose some ideas for improving the efficiency of the antenna.