

八毫米低副瓣卡氏天线的优化设计*

蔡凌飞 姚德森 毛均杰

(国防科技大学电子技术系 长沙 410073)

摘要 为了解决副面遮挡导致小口径卡氏天线($D=293\text{mm}$)副瓣电平恶化这一难题,本文提出了一种优化赋形方法。采用优化口径场分布,对主、副面形状进行赋形设计。用该方法设计了一种八毫米低副瓣卡氏天线($sll_1 \leq -25\text{dB}$),实验结果与理论计算十分吻合。

关键词 低副瓣;卡氏天线;赋形;优化

分类号 TN820

本文讨论八毫米天线及馈电系统的优化设计,系统指标要求为:中心频率 35.2GHz,副瓣电平 $sll_1 \leq -25\text{dB}$,驻波 < 1.3 ,天线口径 $D \leq 300\text{mm}$,方向图轴对称,双极化工作。基于这些要求,采用了卡氏天线。对于本文中的小口径天线,采用标准的卡氏天线难以实现 $sll_1 \leq -25\text{dB}$ 的低副瓣要求,因为副面的遮挡严重。为此,必须进行优化赋形设计。

1 标准卡氏天线

1.1 标准卡氏天线的设计公式

标准卡氏天线的几何关系如图1所示。考虑最佳遮挡,在已知焦距 F ,主面直径 D ,馈源直径 d' ,馈源张角 Q 的条件下,其设计公式为:

$$Q_m = 2 \operatorname{tg}^{-1} \frac{D}{4F} \quad (1)$$

$$d = \sqrt{\frac{2d'F}{\operatorname{ctg}Q + \operatorname{ctg}Q_m}} \quad (2)$$

$$F_c = \frac{d}{2} (\operatorname{ctg}Q + \operatorname{ctg}Q_m) \quad (3)$$

$$e = \frac{\sin \frac{1}{2}(Q + Q_m)}{\sin \frac{1}{2}(Q_m - Q)} \quad (4)$$

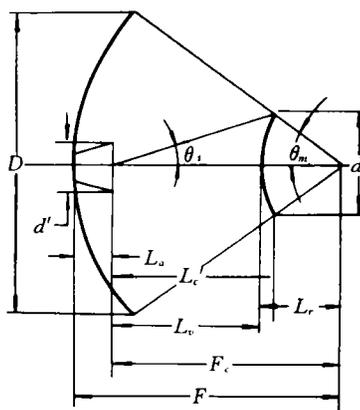


图1 卡氏天线的几何关系

$$L_r = \frac{F_c}{2} \frac{e-1}{e} \quad (5)$$

$$L_v = \frac{F_c}{2} \frac{e+1}{e} \quad (6)$$

$$L_a = F - F_c \quad (7)$$

* 1993年11月1日收稿

1.2 标准卡氏天线的结果分析

基于天线的对称性,我们采用圆锥多模喇叭作馈源,喇叭内径为27mm,外径为28mm,口径面上三个模 H_{11} 、 H_{12} 、 E_{11} ,模比为 $E_{11}/H_{11}=0.4867e^{j36.5}$, $H_{12}/H_{11}=0.4439e^{j90}$ 。根据模比计算出远区 E 、 H 面方向图,取两个面的平均值作为馈源方向图。

在已知馈源条件下,要降低副瓣电平,则主面口径边缘电平应尽量低。这要求馈源的照射角 Q 要大, F 和 D 不变。由式(2)可知,副面直径 d 增大,而 d 值增大使遮挡的影响增大,从而导致副瓣电平提高。若要减小遮挡的影响,则 d 值尽可能小, d 值减小将要求馈源照射角 Q 小,从而导致主面口径边缘电平提高,天线的副瓣电平提高。可见,主面口径边缘电平与副面的遮挡是互为矛盾的。

考虑主面口径边缘电平和副面的遮挡,根据馈源方向图,我们选取 $F=92.8\text{mm}$, $D=293\text{mm}$, $Q_s=26^\circ$, $d'=27\text{mm}$,副面边缘照射电平为 -17.3dB 。由式(1)~(7)设计出标准卡氏天线,其几何尺寸为: $D=293\text{mm}$, $F=92.8\text{mm}$, $Q_m=77.9^\circ$, $d=49.4\text{mm}$, $L_s=36.8\text{mm}$, $F_c=55.96\text{mm}$, $l_v=43.53\text{mm}$, $l_r=12.44\text{mm}$, $Q_r=26^\circ$ 。此标准卡氏天线的副瓣电平理论计算值为 -21.6dB 。

根据上面计算的参数,加工了一标准卡氏天线。经实测,副瓣电平为 -20.9dB 。可见理论计算与实测结果还是比较吻合的。它们之间的差主要是计算误差、机械加工、馈源方向图的近似取值造成的。对此标准卡氏天线进行驻波测试发现:未加天线时馈电系统的驻波小于1.2,加上天线后驻波上升到1.5~1.6。这是由于从副面反射的功率将有部分进入馈源,从而使馈电系统的驻波比增加。为了降低驻波,在副面顶点加上一锥形吸收材料,驻波降到了1.3以下,然而副瓣电平却提高了许多。为了同时解决副瓣电平和驻波这两个问题,必须采用优化赋形设计。

2 赋形卡氏天线

2.1 主面口径场的确定

对于一般的圆对称场,其场可表示为

$$f_r(R) = \sum_{p=1}^N a_p \left[1 - \left(\frac{2R}{D} \right)^2 \right]^{p-1} \quad (8)$$

此圆对称场分布的辐射场为

$$f(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \sum_{p=1}^N a_p \frac{\Lambda_p(u)}{p} \quad (9)$$

式中

$$u = \frac{\pi D}{\lambda} \sin\theta \quad (10a)$$

$$\Lambda_p(u) = \frac{2^p p! J_p(u)}{u^p} \quad (10b)$$

不同的 a_p ($p=1,2,\dots,N$)值对应不同的副瓣电平,式(9)没有考虑副面遮挡的影响。若考虑副面遮挡的影响,且近似认为被遮挡部分的口径场为均匀分布,其辐射场为

$$f(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \sum_{p=1}^N a_p \left[b_p \frac{J_p(u)}{u^p} - \frac{2d^2}{D^2} \frac{J_1(u')}{u'} \right] \quad (11)$$

式中

$$u' = \frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta \quad (12a)$$

$$b_p = \frac{2^p p!}{p} \quad (12b)$$

设第一副瓣电平的位置为 θ_{i1} ,第二副瓣电平的位置为 θ_{i2} ,其副瓣位置 θ_i ($i=1,2$)满足

$$f'(\theta_i) = 0 \quad i = 1, 2 \quad (13)$$

对式(11)求导

$$f(\theta) = -\frac{\sin\theta}{2} \sum_{p=1}^N a_p \left[b_p \frac{J_p(u)}{u^p} - \frac{2d^2}{D^2} \frac{J_1(u')}{u'} \right] + \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \sum_{p=1}^N a_p \left[\frac{kD}{2} b_p \cos\theta \left(\frac{J_{p-1}(u)}{u_p} - \frac{2pJ_p(u)}{u^{p+1}} \right) - \frac{kd^3}{D^2} \cos\theta \left(\frac{J_0(u')}{u'} - \frac{2J_1(u')}{u'^2} \right) \right] \quad (14)$$

副瓣电平为

$$sll_i = \frac{f(\theta_i)}{f(\theta_{\max})} \quad (i = 1, 2) \quad (15)$$

以 sll_1 为目标函数, $sll_1 > sll_2$ 为条件, 进行优化设计。取 $N=7$, 用 Powell 优化方法, 优化计算出一组满足副瓣电平的 $a_p (p=1, 2, \dots, 7)$ 值:

$$a_1 = 0.5012, a_2 = 1.4401, a_3 = 1.4501, a_4 = 1.4005, \\ a_5 = 0.704, a_6 = 0.439, a_7 = 0.8062.$$

2.2 赋形的依据

主、副面赋形的坐标如图 2 所示, 赋形后的主、副反射面应满足下列三个条件。

(1) 功率守恒条件

根据几何光学原理, 投射到副面和主面的每一小射束的功率, 在反射前后保持不变。设轴对称馈源功率方向图为 $f_p^2(\theta_2)$, 主面口径的功率分布函数为 $f_r^2(R)$ 。为使副面反射的几何射线不进入馈电喇叭, 则从副面顶点反射的射线应从喇叭外边缘经过, 且投射到主面后应有 $R = \frac{d}{2}$ 。从而馈源在角 $d\theta_2$ 内的功率与投射到副面的总功率之比, 应等于对应口径上 dR 内的功率与口径总功率之比, 即

$$\frac{f_p^2(\theta_2) \sin\theta_2 d\theta_2}{\int_0^\theta f_p^2(\theta_2) \sin\theta_2 d\theta_2} = \frac{f_r^2(R) R dR}{\int_{d/2}^{D/2} f_r^2(R) R dR} \quad (16)$$

(2) 反射条件

主面反射射线应与 z 轴平行, 即

$$\frac{dz}{dR} = -\operatorname{tg} \frac{\theta_1}{2} \quad (17)$$

副面和主面的形状应使各点射线的入射角等于反射角, 则副面在 (r_2, θ_2) 点应满足

$$\frac{dr_2}{r_2 d\theta_2} = \operatorname{tg} \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad (18)$$

(3) 光程条件

为使主面口径场同相分布, 必须使从馈源相位中心到主面口径面上的任一射线的光程相等。通常馈源只有近似的相位中心。因此还要把馈源的相位方向图 $\phi(\theta_2)$ 计算在内, 即

$$\frac{\lambda}{2\pi} \phi(\theta_2) + r_2 + \frac{R - r_2 \sin\theta_2}{\sin\theta_2} + Z = K \quad (19)$$

以副面顶点射线为基准, 有 $K = FA + FB + BC$, K 为常数。

2.3 主、副面赋形的计算公式

由上述三个条件, 可导出主、副面赋形曲线的具体计算公式, 以 θ_2 为自变量, 有

$$\frac{dR}{d\theta_2} = \frac{f_p^2(\theta_2) \sin\theta_2}{f_r^2(R) R} \cdot \frac{\int_{d/2}^{D/2} f_r^2(R) R dR}{\int_0^\theta f_p^2(\theta_2) \sin\theta_2 d\theta_2} \quad (20a)$$

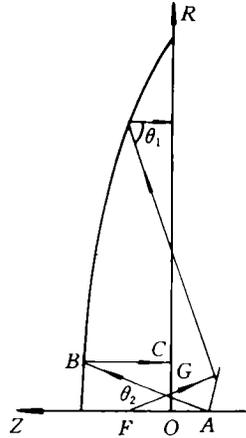


图 2 赋形卡氏天线坐标

$$\frac{dr_2}{d\theta_2} = r_2 \operatorname{tg} \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad (20b)$$

$$\frac{dz}{d\theta_2} = \frac{dR}{d\theta_2} \operatorname{tg} \frac{\theta_1}{2} \quad (20c)$$

$$\frac{\lambda}{2\pi} \phi(\theta_2) + r_2 + \frac{R - r_2 \sin \theta_2}{\sin \theta_2} + Z = K \quad (20d)$$

上式的四个方程中，有 θ_2 、 R 、 r_2 、 Z 、 θ_1 五个未知量，因此方程有无限多组解。为了确定唯一解，应代入边界条件。以副面顶点射线为边界条件，有 $\theta_2=0$ ， $R=d/2$ ， $r_2=l_v$ ， $Z=BC$ 。

2.4 赋形卡氏天线的计算

卡氏天线的赋形是以标准卡氏天线为原形，第二节设计的标准卡氏天线由于副面遮挡太大，使得副瓣很高。考虑副面遮挡的影响，最后我们选择了如下标准卡氏天线的结构尺寸：

$$D = 293\text{mm}, F = 92.8\text{mm}, Q_m = 76.57^\circ,$$

$$d = 37.78\text{mm}, l_a = 26.49\text{mm}, l_r = 10.554\text{mm},$$

$$l_v = 55.75\text{mm}, l_c = 61.8\text{mm}, Q_c = 17^\circ$$

以标准卡氏天线为原形，解微分方程组(20)。从副面顶点反射出的射线经馈电喇叭外边缘投射到主面，经主面反射投射到主口径面，以此路径的射线为边界条件和等光程条件的基准，即 $\theta_2=0$ ， $r_2=55.75$ ， $R=18.89$ ， $Z=50.815$ ， $K=184.14$ 。边界条件的确定及 K 已知，则式(20)方程组有唯一解，计算出的主、副面的赋形坐标是些离散点。为了计算方向图的方便，对赋形的坐标点进行曲线拟合。为了提高拟合精度，主、副面均采用 10 段 3 次样条函数^[2]，拟合精度达到 10^{-3} 量级。拟合曲线如图 3 所示， F 点为馈源相位中心点。由于主、副面均采用 10 段 3 次样条函数进行拟合，而每一段所包含的离散点数是不同的，这给计算带来很大的困难。如果选择不当就会出现一些反相点口径场分布。因此，要优化每一段的点数，使口径场同相，且幅度分布接近本节第一小节所确定的口径场分布。经过优化计算最后得到图 3 所示的主、副面曲线。

2.5 方向图的计算

采用射线跟踪法理论计算方向图^[2]，计算结果如图 4 所示。从方向图上可以得到 $sll_1 = -26.919\text{dB}$ ， $sll_2 = -26.975\text{dB}$ 。

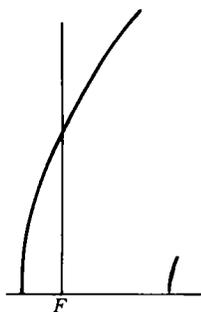


图 3 主、副面拟合曲线

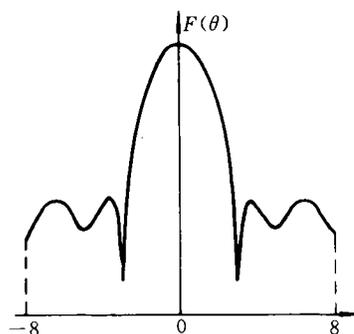


图 4 理论计算方向图

3 实验结果

用上面计算的主、副面赋形曲线加工出赋形卡氏天线。实验测得中心频率 $f=35.2\text{GHz}$ 的方向图如

图 5 所示。

实验测得的 s_{11} 与理论计算的 s_{11} 高 2dB 左右。这是因为：(1) 理论计算时，副面在馈源的远区，即用的是馈源远区方向图，而实际副面在馈源的中间区；(2) 馈源的相位中心难以确定。尽管对馈源的位置进行了调整，也难以使馈源相位中心与焦点 F 重合；(3) 馈源照射角小 ($Q_s=17^\circ$)，使副面边缘照射电平较大 (-7.7dB)，副面边缘的绕射影响远区方向图；(4) 加工、安装误差。

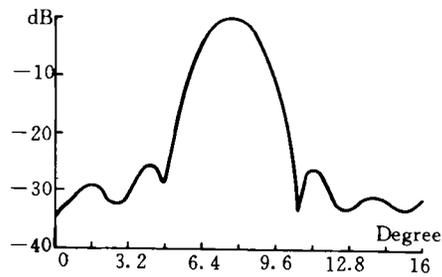


图 5 实验测量的方向图

把赋形卡氏天线与馈电系统组合成天馈系统，测

得其驻波小于 1.3，比馈电系统的驻波稍大。这是由于：(1) 赋形计算时是利用几何光学原理，使几何射线不进入馈源；(2) 副面边缘的绕射射线有部分要进入馈源。

参 考 文 献

- 1 刘克成，宋学诚．天线原理．长沙：国防科技大学出版社，1989
- 2 朱伯承．小口径毫米波跟踪天线：[学位论文]．长沙：国防科技大学电子技术系，1993
- 3 刘德贵．FORTRAN 算法汇编 (1, 2)．北京：国防工业出版社，1984

The Optimum Design of 8mm lower Sidelobe Cassegrain Antenna

Qi Lingfei You Demiao Mao Junjie
(Department of Electronic Technology)

Abstract

Subreflector blockage causes the side lobe level of little aperture cassegrain antenna to rise. In order to solve the problem, an optimization-correction method is presented. The method optimizes aperture distribution and corrects the shapes of dual reflector. A 8mm lower sidelobe cassegrain antenna is designed. The experimental result is in agreement with the theory computation.

Key words lower sidelobe; Cassegrain antenna; correction; optimizatoin