

单脉冲天线的副面散射特性*

都世民

(北京无线电测量研究所)

提 要

本文研究修正卡氏单脉冲天线的副面散射特性。首先给出计算“和”、“差”散射场的表示式,其次给出天线直径为 60λ 左右的副面散射特性的计算结果及实测结果。本文的主要目的是通过副面散射特性的分析,说明通常单脉冲卡氏天线采用镜面修正技术可提高天线“和”效率和次级“差”波瓣斜率。同时给出天线实测结果。

一、引 言

双反射面天线起源于卡氏望远镜^[1]。六十年代初广泛采用的是标准卡氏天线,与此同时还有变态卡氏天线,即副面为平板形 ($M = 1$) 或凹曲面形 ($M < 1$) 天线。单脉冲天线大都采用这种形式。

六十年代中期,由 Galindo^[2] 和 Williams^[3] 提出的几何光学镜面修正法,使双反射面天线的效率有所突破。作者曾给出“准最佳分布”的镜面修正的单脉冲天线的型面计算结果^[4],初步地讨论了单脉冲天线采用镜面修正技术作型面设计时,具有的“和”、“差”矛盾问题。本文是从副面散射特性的角度,进一步阐述单脉冲卡氏天线采用镜面修正技术,可以提高天线“和”效率和次级“差”波瓣斜率。

十几年来,双反射面天线的发展主要集中在对副面形状的研究上。其主要原因是:副面形状的修正对提高天线“和”效率和减小驻波比是十分重要的环节;对副瓣的改进也与副面形状密切相关。除此而外,副面形状的改变也可改善单脉冲卡氏天线的“和”、“差”性能。

二、“和”、“差”散射特性的计算公式

六十年代以来,先后由 Potter^[5]、Rusch^[6-10]、水沢丕雄和喜連川隆^[11-13]、三国良彦^[14]、Ludwig^[15]、Бандуков^[16]、Williams^[17] 等对旋转对称的和非旋转对称的任意形状的副面散射特性进行了分析,给出了计算和实测结果。通过散射特性的分析可较为直接地看出天线次级性能的好坏,由散射特性的计算可较为精确地算出天线次级性能。本文对散射特性的分析,仍采用物理光学法。

* 1980年5月24日收到。

假定副面在馈源喇叭的远区,喇叭有一个稳定的相位中心,在其附近局部源产生的入射场 \vec{E}_{inc} 为: (见图 1)

$$\vec{E}_{inc} = \frac{e^{-ikr_1}}{r_1} \left\{ \sum_{m=1}^M [a_m(\theta_1) \sin m\varphi' + b_m(\theta_1) \cos m\varphi'] \hat{\theta} + \sum_{m=1}^M [c_m(\theta_1) \sin m\varphi' + d_m(\theta_1) \cos m\varphi'] \hat{\phi} \right\} \quad (1)$$

$$\vec{H}_{inc} = \frac{1}{Z_0} (\hat{r}_1 \times \vec{E}_{inc}) \quad (2)$$

将实测的喇叭“和”、“差”远场波瓣(其中包括主平面和非主平面波瓣)按上式展开,求出各项系数. 然后由电流法按物理光学近似,可导出副面散射远场表示式为:

$$E_{s\theta} = \sum_{m=1}^M \frac{k}{2} [F_m(\theta_2) \sin m\Phi + G_m(\theta_2) \cos m\Phi] + E_{inc}(\pi - \theta_2, \Phi) \delta(\theta_2) e^{ikl \cos \theta_2} \quad (3)$$

$$E_{s\phi} = \sum_{m=1}^M \frac{k}{2} [H_m(\theta_2) \sin m\Phi + K_m(\theta_2) \cos m\Phi] + E_{inc}(\pi - \theta_2, \Phi) \delta(\theta_2) e^{ikl \cos \theta_2} \quad (4)$$

其中:

$$F_m(\theta_2) = \int_0^{\theta_{1m}} j^m [a_m(\theta_1) (B_1 A_2 \cos \theta_2 - j B_3 A_1 \sin \theta_2) - d_m(\theta_1) B_2 \cos \theta_2] e^{i\psi_2 r_1 \sin \theta_1} d\theta_1 \quad (5)$$

$$G_m(\theta_2) = \int_0^{\theta_{1m}} -j^m [b_m(\theta_1) (B_1 A_2 \cos \theta_2 - j B_3 A_1 \sin \theta_2) + c_m(\theta_1) B_2 \cos \theta_2] e^{i\psi_2 r_1 \sin \theta_1} d\theta_1 \quad (6)$$

$$H_m(\theta_2) = \int_0^{\theta_{1m}} j^m [c_m(\theta_1) B_1 + b_m(\theta_1) A_2 B_2] e^{i\psi_2 r_1 \sin \theta_1} d\theta_1 \quad (7)$$

$$K_m(\theta_2) = \int_0^{\theta_{1m}} j^m [a_m(\theta_1) A_2 B_2 - d_m(\theta_1) B_1] e^{i\psi_2 r_1 \sin \theta_1} d\theta_1 \quad (8)$$

$$B_1 = J_{m-1}(\psi_1) - J_{m+1}(\psi_1), \quad B_2 = J_{m-1}(\psi_1) + J_{m+1}(\psi_1), \quad B_3 = 2J_m(\psi_1)$$

$$\psi_1 = k r_1 \sin \theta_1 \sin \theta_2, \quad \psi_2 = -k [r_1 (1 + \cos \theta_1 \cos \theta_2) - l \cos \theta_2] \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

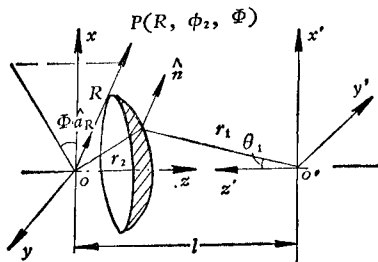


图 1 散射场计算的坐标系(远场)
Fig. 1 The coordinate system for calculation of the scattering field (far-zone field)

$$\delta(\theta_2) = \begin{cases} 1, & \theta_{1m} < \theta_2 < \pi, \\ 0, & \theta_2 < \theta_{1m}, \end{cases}$$

$$\text{副面为双曲面时, } A_1 = \sin \theta_1 / (e \cos \theta_1 - 1), \\ A_2 = (\cos \theta_1 - e) / (l \cos \theta_1 - 1), \quad l = 2c = F_c,$$

$$r_1 = \frac{l \left(e - \frac{1}{e} \right)}{2(e \cos \theta_1 - 1)}. \text{由上式即可求出“和”、“差”}$$

散射场.

为了便于分析,令以上各式中 $m = 1, c_m(\theta_1) = -E_{PH}, b_m(\theta_1) = E_{PE}, a_m(\theta_1) = d_m(\theta_1) = 0$, 此时就可得到水沢^[13]给出的计算式. 我们计算了几种不同尺寸的天线(主面直径 D_m 均为 60λ 左右)的副面散射特性(包括双曲面和修正型两种副面), 详见图 2—图

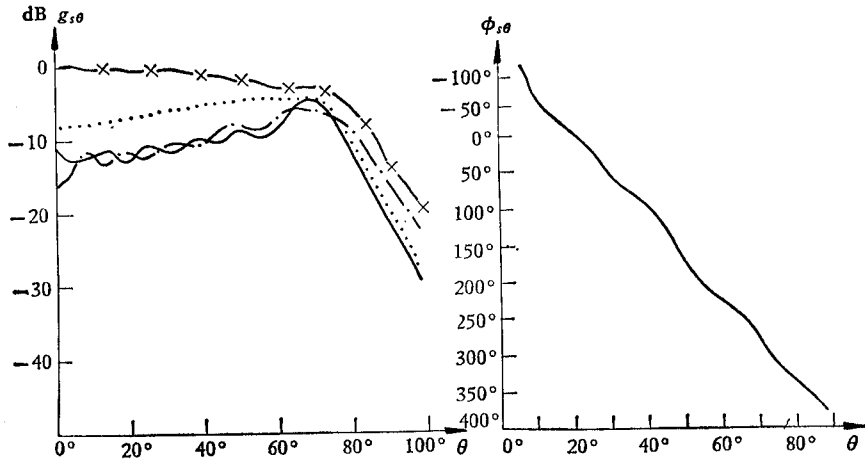


图2 散射幅度波瓣
 ——天线 I (修正型)
 - · - 天线 II (修正型)
 - × - 天线 III (未修正型)
 天线 IV (修正型)

Fig. 2 Amplitude patterns of scattered field

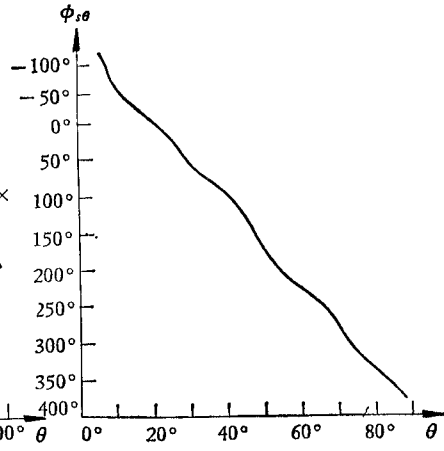


图3 天线 I 的散射相位波瓣($l = 400\text{mm}$)
 Fig. 3 Phase pattern of scattered field for antenna I ($l = 400\text{mm}$)

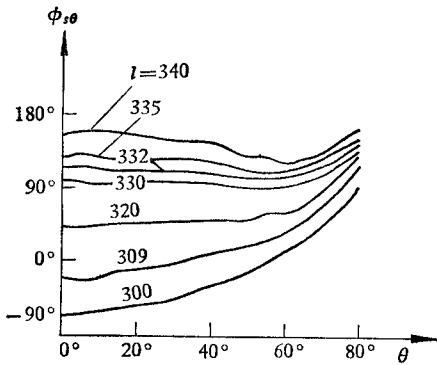


图4 天线 I 散射相位波瓣($l = 300-340\text{mm}$)
 Fig. 4 Phase patterns of scattered field for antenna I ($l = 300-340\text{mm}$)

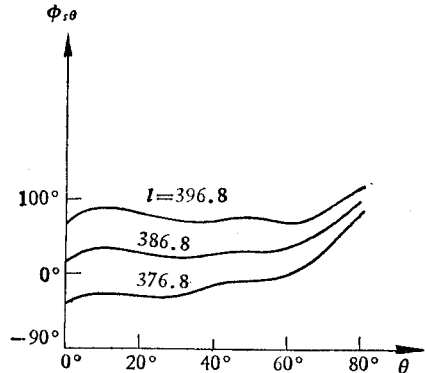


图5 天线 II 散射相位波瓣($l = 376.8-396.8\text{mm}$)
 Fig. 5 Phase patterns of scattered field for antenna II ($l = 376.8-396.8\text{mm}$)

11*. 计算参数详见文献[18].

三、单脉冲天线的副面散射特性

前面给出了计算副面“和”、“差”散射场(远区)的一般表示式。因为水沢给出的表示式只能计算单脉冲状态下的“和”散射场。下面先就计算的“和”散射场及其实测结果进行讨论,然后再讨论“差”散射场。

* 计算工作由李发基、李松青、徐祖渊等协助完成。

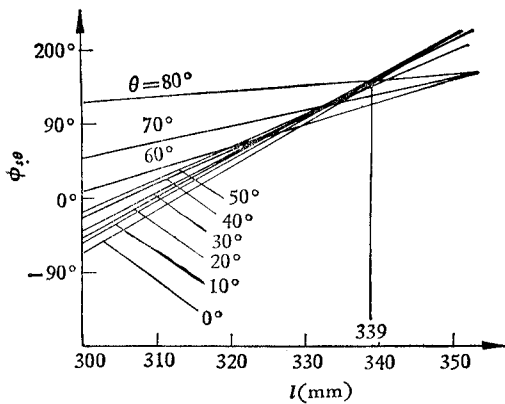


图 6 用图解法求天线 I 等效吻合相位中心
 Fig. 6 To find best fit phase center by diagrammatic method for antenna I

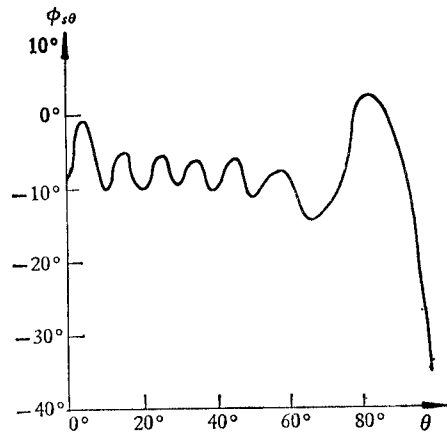


图 7 天线 III 的散射相位波瓣 (\$l = 510\text{mm}\$)
 Fig. 7 Phase pattern of scattered field for antenna III (\$l = 510\text{mm}\$)

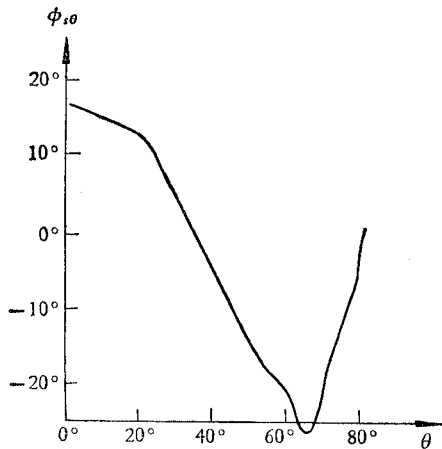


图 8 天线 IV 的散射相位波瓣 (\$l = 435.6\text{mm}\$)
 Fig. 8 Phase pattern of scattered field for antenna IV (\$l = 435.6\text{mm}\$)

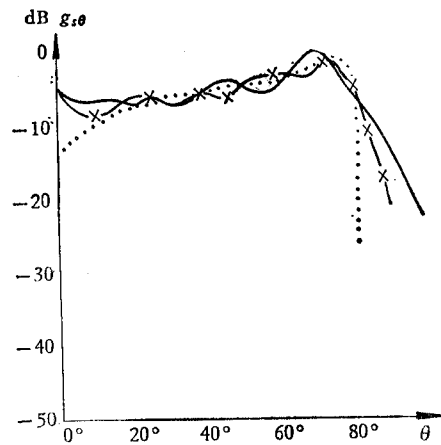


图 9 天线 I 的散射幅度波瓣
 — \$\lambda = 57\text{mm}\$ - - \$\lambda = 30\text{mm}\$ \$\lambda = 10\text{mm}\$
 Fig. 9 Amplitude patterns of scattered field for antenna I

(一) “和”散射特性的分析

为了实现高效率,希望主面口面场分布为均匀幅相分布,即希望副面散射幅度波瓣为理想波瓣图形,见图 16.

(1) 从图 2、图 13—图 15 可见,修正副面的散射场幅度波瓣与双曲面散射波瓣比较,前者接近理想波瓣图形,其表征是:修正副面“和”散射场的中心区能量不是最强.在前向照射区,散射波瓣的图形是由小到大,对着主面边缘的单向衰减区的斜率陡,宽角和后向辐射区的漏失能量小.诚然,卡氏天线的副面修正和不修正,其散射特性的差别显著,修正后可提高“和”效率.然而,修正卡氏单脉冲天线,如果主面直径一定,在型面设计中,由于端点参数的选择不同,副面散射特性的形状也就不同.如何选择这些端点参数,将影响“和”效率的进一步提高.

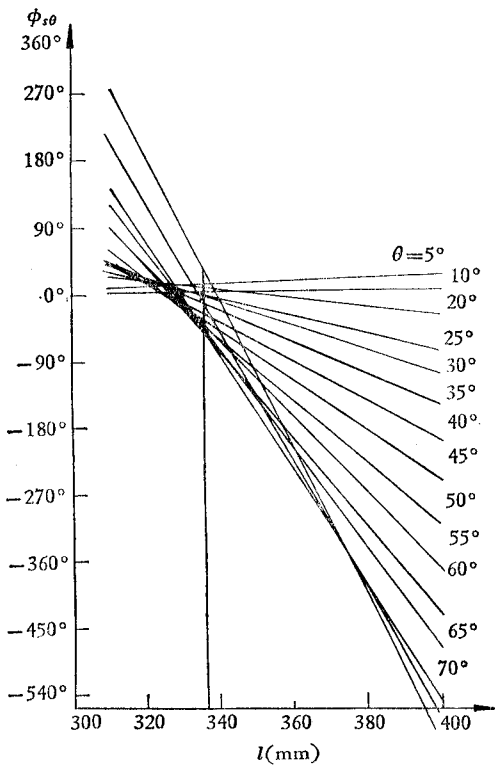


图 10 图解法求最小均方相位变化的 l 值
 $D_e = 18.3\lambda$ $D_m = 106.7\lambda$ 天线 I
 Fig. 10 To find l value of minimum r. m. s. phase variation by diagrammatic method

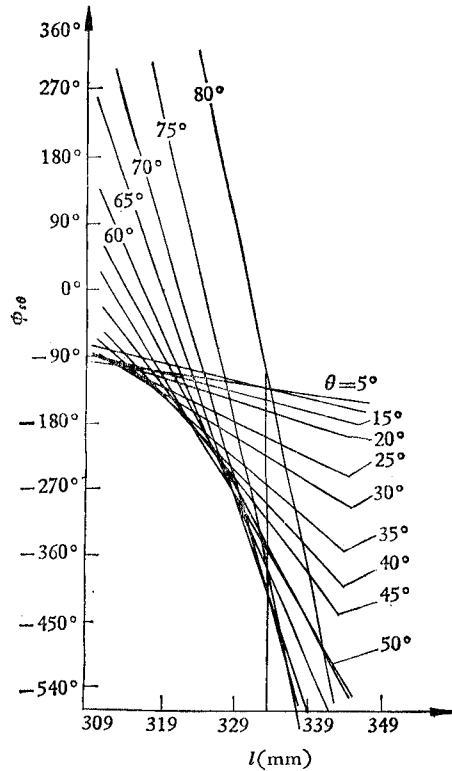


图 11 图解法求最小均方相位变化的 l 值
 $D_e = 55\lambda$ $D_m = 320\lambda$ 天线 I
 Fig. 11 To find l value of minimum r. m. s. phase variation by diagrammatic method

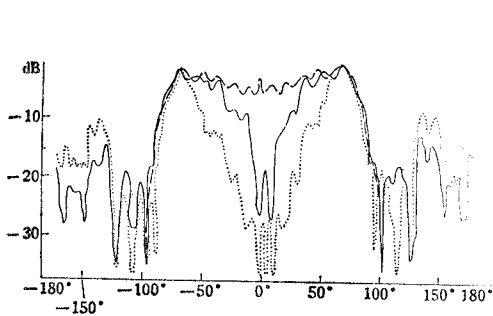


图 12 修正卡氏单脉冲天线副面“和”、“差”散射场幅度图(H面)
 ——H面和波瓣H面差波瓣 f_0 ——计算的和波瓣
 Fig. 12 “Sum” and “difference” amplitude patterns of scattered field for the modified subreflector (H-plane)

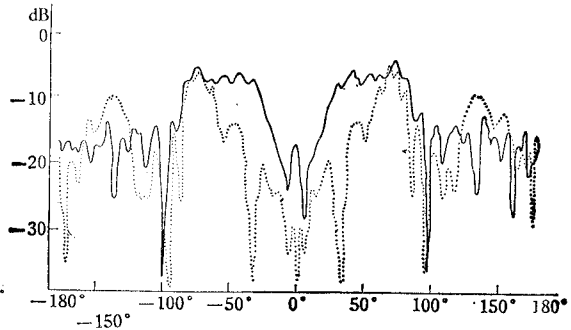


图 13 修正卡氏单脉冲天线副面“和”、“差”散射场幅度图(E面)
 ——E面和波瓣E面差波瓣 f_0 ——计算的和波瓣
 Fig. 13 “Sum” and “difference” amplitude patterns of scattered field for the modified subreflector (E-plane)

(2) 副面边缘照射电平选择愈低, 散射特性的起伏就愈小, 单向衰减的斜率就愈陡, 宽角和后向辐射电平就愈低, 漏失也就愈小。如图 2 所示, 天线 IV 的副面边缘照射电平

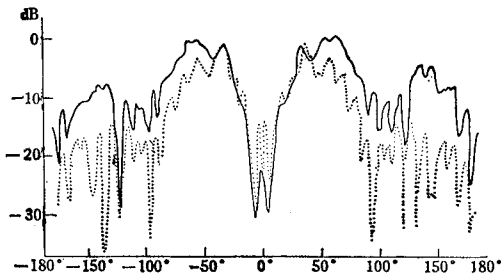


图 14 单脉冲卡氏天线双曲面“和”、“差”散射场幅度图(H面)
 ——H面和波瓣H面差波瓣 f_0

Fig. 14 “Sum” and “difference” amplitude patterns of scattered field for the hyperboloid(H-plane)

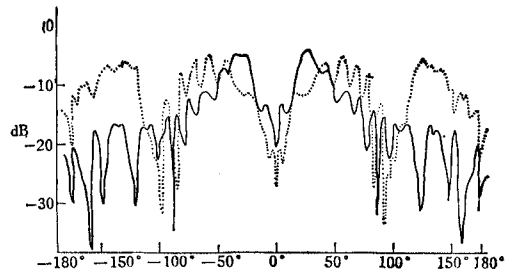


图 15 单脉冲卡氏天线双曲面“和”、“差”散射场幅度图(E面)
 ——E面和波瓣E面差波瓣 f_0

Fig. 15 “Sum” and “difference” amplitude patterns of scattered field for the hyperboloid (E-plane)

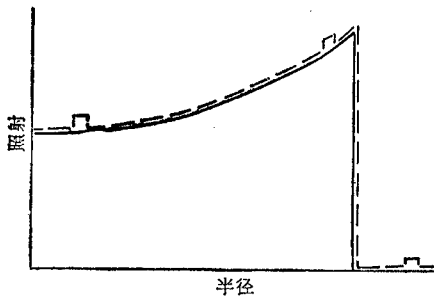


图 16 理想馈源系统“和”散射波瓣
 Fig. 16 Ideal cassegrain feed system “Sum” pattern specified by geometrical optics principles

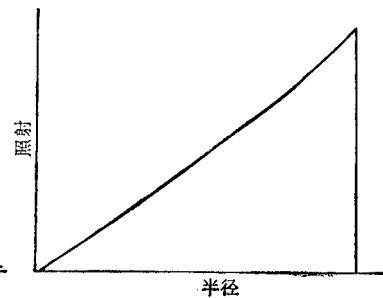


图 18 理想的馈源系统“差”散射波瓣
 Fig. 18 Ideal cassegrain feed system “difference” pattern specified by geometrical optics principles

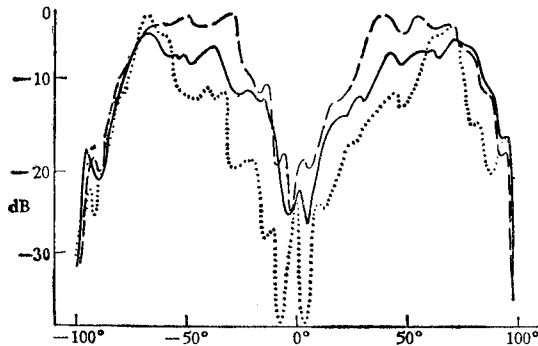


图 17 修正卡氏单脉冲天线“和”散射波瓣频率响应(H面)
 —— $f_0 + 5\%f_0$ —— f_0 $f_0 - 5\%f_0$
 Fig. 17 Frequency-response of “Sum” scattered patterns for modified monopulse antenna (H-plane)

为-17dB,天线 I 为-15dB,天线 II 为-13dB. 很明显天线 IV 的副面散射特性较好. 如图 17 所示,在频段低端,由于边缘照射电平为-13dB, 散射图出现大的“中心洞”, 超出喇叭的遮挡区,导致天线的“和”效率低. 在中心频率 f_0 处, 副面边缘照射电平为-19dB, 无此现象,因此,设计时应按低频端设计.

(3) 馈源喇叭对副面的照射角,对“和”散射波瓣无影响^[13]。

(4) 主面张角对天线效率几乎无影响,因为它只改变射束宽度,散射图的形状未变^[13]。

(5) 频率增高,散射特性的起伏减小,如图 9 所示。因为频率愈高就愈接近几何光学条件,就愈接近理想散射波瓣图形。当 $\lambda = 57\text{mm}$ 时, $D_m/\lambda \doteq 60$; $\lambda = 10\text{mm}$ 时,即 $D_m/\lambda \doteq 320$, 后者起伏显著减小,下降斜率也显著变陡。

(6) 副面直径 D_c/D_m 的选择有个最佳值。当边缘电平一定时,若 D_c/D_m 太大,副面“和”散射波瓣就出现“中心洞”,如图 9 所示。“中心洞”的含义是:中心区的能量被散开到其他区域,这时喇叭遮挡不会造成能量损失,而且副面反射回到喇叭的能量也就很小,这对电压驻波比的改进是有益的,这是所希望的;但是“中心洞”的出现却减小了口面尺寸,这就要降低天线的“和”效率,这是不希望的。显然二者之间有矛盾,要折衷选择一个最佳值。

(7) 散射相位特性的波动要导致主面口面相位分布不均匀,也可能产生交叉极化,影响“和”效率。对于双曲面,因为它有焦点,在其虚焦点处计算的散射相位波瓣虽然不是等相位面,但相位变化范围不大时,可以定义一个接近球面波前的等效吻合相位中心,相位波动造成的增益损失很小^[8]。对于修正副面,因为它无虚焦点,若 $D_m/\lambda < 100$ 时,可以找到一个接近球面波前的最佳吻合相位中心; $D_m/\lambda > 100$ 时,却找不到最佳吻合相位中心,见图 6 和图 11。这种分析基于远场假定,是一种近似。实际情况则是主面位于副面的有限距离处,不是无限远,应该找出主面实际位置上沿主面实际轨迹的等效吻合相位中心。计算和测量这个相位中心却很困难,因此大都采用“重新聚焦”的办法来弥补,使“和”效率最大。这个问题水泐没有讨论^[13]。

(二) “差”散射特性的分析

单脉冲天线的副面“差”散射特性与“和”散射特性不同。我们希望“差”散射波瓣如图 18 一样,也就是希望“差”散射波瓣的分离角大,单向衰减的斜率陡,宽角和后向辐射电平低。

为了使标准卡氏单脉冲天线“和”效率(η_x)与归一化“差”斜率(K_m)的乘积增大,在馈源喇叭形式不变的前提下,可以采用镜面修正技术。这一技术既可使“和”效率增大,又可使“差”斜率和“差”效率增大。图 13—图 15 是用同一个多模角锥喇叭馈源分别照射修正副面和双曲面,测得的“和”、“差”散射场。可以看出:

(1) 副面修正后,“和”散射场接近理想情况,所以“和”效率提高了;“差”散射场也接近理想情况,散射波瓣的分离角增大了,所以次级“差”斜率也提高了;另外单向衰减区的斜率也变陡了,宽角和后向漏失也减小了,从而“差”增益也提高了。实际天线的次级性能测量也证明了这一点。

(2) 由于“差”散射场本身固有的“中心洞”,修正副面反射回来的能量很小,它对馈源“差”支路的电压驻波比几乎无改变,也正因为这一点,“差”效率总比“和”效率低。

诚然,要“和”效率高,“和”散射波瓣就要求像图 16 那样;要“差”效率高,“差”散射波瓣就要求像图 18 那样,而不能要求像图 16 那样。因此采用标准卡氏单脉冲天线是做不到的,因为图 14 和图 15 所示的“和”、“差”散射场与图 16 和图 18 是不同的。

(3) H 面“差”支路(H_{Δ})的散射场比 E 面“差”支路(E_{Δ})的散射场起伏小(包括前向照射区和单向衰减区),照射区上升斜率低,宽角和后向辐射电平也低,所以 H 面“差”增益比 E 面的高,归一化“差”斜率(K_m)也较大。因为,在副面张角以内,多模角锥喇叭 E 面“差”副瓣比 H 面的“差”副瓣高很多,选择的副面边缘照射电平较低时,就要包含 E 面“差”副瓣。诚然,三个支路的性能是相互制约的,不可能同时最大。为了使“和”效率高,“和”照射电平可选为 -20dB ;这时 H_{Δ} 照射电平为 -15dB 左右,但 E_{Δ} 就包含了副瓣,这是不希望的。一种办法是折衷选择;另一种办法是改进馈源喇叭 E 面“差”波瓣,这个问题尚待以后解决。

(4) 修正副面 E 面“差”支路散射场比 H 面“差”支路散射场起伏大,而且在近轴区域内出现波瓣分裂, 34° 处出现凹峰,随着频率改变,凹峰位置也跟着改变。经实验证实:产生波瓣分裂是由于多模喇叭外壁上的感应电流再辐射所造成,当喇叭外壁放置吸收材料后就消除了波瓣分裂,减小了波动的峰值。

四、天线次级性能测量结果

为了进一步说明修正卡氏单脉冲多模天线能同时提高“和”、“差”性能,我们给出整个天线系统的次级性能的测试结果。

试验用的天线主面直径 D_m 约为 60λ ,副面直径 D_s 与 D_m 的比值为 0.172 ,辐射器为单孔径多模角锥喇叭馈源,测试在 C 波段,主、副面均为修正型。

主要电气性能的测试结果如下^[19]:

天线的“和”效率 η_s 为 68% , E 面“和”“差”相对增益为 3.1dB , H 面“和”“差”相对增益为 2.1dB 。

天线的归一化“差”斜率 K_m :

E 面归一化“差”斜率为 1.5 , H 面归一化“差”斜率为 1.7 。

天线增益测量采用比较法,标准喇叭增益为 20dB 左右,增益测试误差为 $\pm 0.3\text{dB}$,地面反射引起的标准喇叭电平的变化为 $\pm 0.5\text{dB}$,取其平均值。

上述结果表明: $\eta_s \cdot K_m > 1$ 。而通常卡氏单脉冲天线的“和”效率大都为 50% 左右,归一化“差”斜率为 $1.5-1.7$,积小于 1 。因为修正后的卡氏单脉冲天线使“和”、“差”主要技术指标同时得到提高,才得到积大于 1 的结果,否则是难以实现的。

五、结 论

通过上面对散射特性的分析和比较可以看出:标准卡氏单脉冲天线采用镜面修正技术可明显地提高“和”效率和次级“差”波瓣斜率。由天线次级性能的测量结果更进一步地说明了这一点。因此,采用镜面修正技术是改进通常卡氏单脉冲多模天线的一种切实可行的措施。

本项工作得到熊继袁、赵晏民和参加本课题工作的同志们的指导和帮助,在此一并表示感谢。

参 考 文 献

- [1] P. W. Hannan, IRE Trans. on AP, AP-9(1961), 140.
- [2] V. Galindo, IEEE Trans. on AP, AP-12(1964), 403.
- [3] W. F. Williams, Microwave J., 8(1965), 79.
- [4] 都世民, 雷达技术, 1979年, 第3期, 第56页.
- [5] P. D. Potter, Electronics, 35(1962), 22.
- [6] W. V. T. Rusch, Technical Report, No. 32—283, Jet Propulsion Lab., Pasadena, California, (1960), p. 1, N62—13998.
- [7] W. V. T. Rusch, Technical Report, No. 32—434, Jet Propulsion Lab., Pasadena, California, (1963), p. 1, N63—21359.
- [8] W. V. T. Rusch, IEEE Trans., on AP, AP-14(1966), 266.
- [9] W. V. T. Rusch, Technical Report, No. 32—979, Jet Propulsion Lab., Pasadena, California, (1967), p. 31, N67—28721.
- [10] W. V. T. Rusch, "Reflector antenna" Springer Verlag, 1975, §7.
- [11] 水沢丕雄, 喜連川隆, アンテナ・伝播研究会資料 A. P 67-3, p. 1.
- [12] 喜連川隆, 水沢丕雄, アンテナ・伝播研究会資料, A. P 68-9, p. 1.
- [13] 水沢丕雄, 電子通信学会論文誌, 52-B, (1969), 2, 80.
- [14] 三國良彦, アンテナ・伝播研究会資料, A. P 68-9, p. 1.
- [15] A. C. Ludwig, Technical Report, No. 32—1430, Jet Propulsion Lab., Pasadena, California, (1970), p. 1, N70—22574.
- [16] В. П. Бандков и А. М. Покрас, "Радиотехника" 29, (1974), 38.
- [17] W. F. Williams, Jet Propulsion Lab., Publication, 78—65, N78—30478, 1978.
- [18] 都世民, 鏡面修正天线有关问题的探讨, 全国微波、天线等四个专业联合学术年会资料, 1979.
- [19] 都世民, 修正卡氏单脉冲天线的试验报告, (内部)1980.

THE CHARACTERISTICS OF THE SCATTERING PATTERNS FROM A SUBREFLECTOR OF A MONOPULSE ANTENNA

Du Shi-min

(Beijing Institute of Radio Measurement)

This report covers the studies of the characteristics of the scattering patterns from a subreflector of the modified monopulse dual reflector antennas. In this report, at first the basic computed formulas of the far-field "sum" and "difference" scattering patterns are deduced, and then the computed and measured results of the scattering patterns for the antenna of about 60λ diameters are obtained.

By the analysis and experiment of the scattering characteristics of a subreflector of the monopulse antenna, a high "sum" efficiency and slope of secondary "difference" pattern can be obtained, using optically shaped reflector approach.

Finally, the measured results of the modified cassegrainian monopulse antenna are given.