

双反射面天线的雷达散射截面¹

唐 璞 时振栋 韩周安 刘宏伟

(电子科技大学微波工程系 成都 610054)

摘 要 近年来,降低天线的雷达散射截面已是电子对抗领域中的重要课题。该文针对已广泛应用的双反射面天线讨论降低其雷达散射截面的方法。结果表明,在保持增益不变的情况下合理选择主反射面的焦距是能够达到降低雷达散射截面的需要的。

关键词 天线, 雷达散射截面, 增益, 有效接收面积

中图分类号 TN820

1 引言

作者在文献 [1] 中曾经介绍,由于天线的负载不匹配和由于天线自身散射等两个原因会引起天线对外来波的后向散射;同时指出合理选择抛物面天线的焦距可在保持增益不变的情况下降低其雷达散射截面(RCS)。但是为了使天线在口径面上有均匀幅度的场分布,从而提高天线效率,通常采用长焦距的反射面,这就给低 RCS 抛物面天线设计带来了困难。当前在雷达系统中广泛应用双反射面天线,它采用短焦距的抛物面作主反射面却达到了长焦距抛物面的同样效果。而且由于有两个反射面,增加了几何参数从而增加了天线设计的灵活性。显然,采用双反射面天线也使降低其 RCS 增加了参数的选择余地。

2 主副反射面的表面散射

采用文献 [1] 中同样的方法可以计算主反射面的散射场,但对双反射面天线来说,应扣除副反射面的遮挡,于是可以得到主反射面的轴向散射场为

$$E_{s1} = -E_0 f (e^{-jkR}/R) \left(e^{(jkD^2)/(8f)} - e^{(jkd^2)/(8f)} \right) \hat{i} \quad (1)$$

其中 D 和 d 分别是主副反射面口径的直径, f 为主反射面的焦距(如图 1)。由此引起的 RCS 为

$$\sigma_{s1} = 4\pi f^2 \left| e^{(jkD^2)/(8f)} - e^{(jkd^2)/(8f)} \right|^2 = 16\pi f^2 \sin^2 \{ [k/(16f)](D^2 - d^2) \} \quad (2)$$

依据副反射面的几何参数,也可以计算出响应的散射场 E_{s2} 和雷达散射截面 σ_{s2} 。

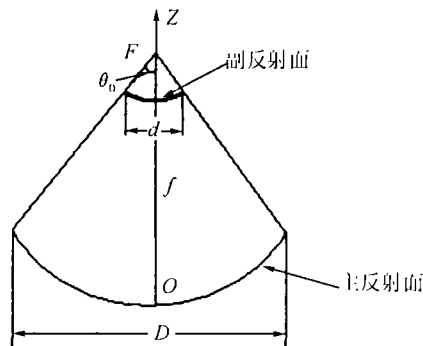


图 1 双反射面天线

¹ 2001-12-17 收到, 2002-06-10 改回
国家自然科学基金资助项目 (No.60071021)

由于在副反射面的背面(即面对外来波的一侧)可以采用涂覆吸波材料的方法消除其后向散射,因而由主副反射面表面引起的总的 RCS 将与(2)式相同。这时天线的有效接收面积为

$$A = (\pi/4)(D^2 - d^2) \quad (3)$$

增益为

$$G = 4\pi A/\lambda^2 = \pi^2(D^2 - d^2)/\lambda^2 \quad (4)$$

于是(2)式还可用 G 表示成

$$\sigma_{s1} = G A \sin^2[G\lambda/(8\pi f)]/[G\lambda/(8\pi f)]^2 \quad (5)$$

显然,上式与文献[1]中的(6)式完全相同,因而借助于文献[1]的结果同样可以证明在保持天线增益不变的情况下能设计出低 RCS 天线。但是与长焦距抛物面天线不同的是,(5)式中的焦距可采用较小的值。这就要求在(6)式中合理选取较大的整数 m :

$$G\lambda/(8\pi f) = m\pi, \quad m = 1, 2, \dots \quad (6)$$

于是由(5)式便有 $\sigma_{s1} = 0$ 。作为例子,图2中显示了 $D = 0.5\text{m}$, $d = 0.075\text{m}$, $\theta_0 = 72.65^\circ$, 取 $m = 6$, 从而取 $f = 0.17\text{m}$ 时,这种双反射面天线的 RCS 和增益 G 随频率的变化情况。可以看出,在合理的范围内选取 f 就可实现在天线的中心工作频率 10GHz 上获得低 RCS。

为了改变副反射面的后向散射,另一种做法是在副反射面的口径处用金属平面覆盖。利用文献[1]中 $f \rightarrow \infty$ 的情况,这时副反射面的后向散射场可表示为

$$E_{s2} = -jE_0[kd^2/(8R)]e^{-jkR}e^{j2k[f-d/(2\text{tg}\theta_0)]} \hat{i} \quad (7)$$

其中已经考虑在金属平面中心点上入射波相位与反射波相位均以抛物面顶点为相位基准点时引起的相位差; θ_0 是抛物面口径的半张角,即 $\text{tg}\theta_0 = D/(4f)$ 。于是由两反射面引起的总 RCS 为

$$\sigma_{s2} = 4\pi f^2 \left| e^{jkD^2/(8f)} - e^{jk d^2/(8f)} + j \frac{kd^2}{8f} e^{j2k[f-d/(2\text{tg}\theta_0)]} \right|^2 \quad (8)$$

图3给出了这种情况下的频率特性曲线。其中天线的其它参数均与图2时相同。

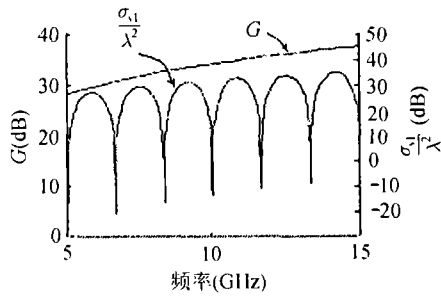


图2 RCS 和增益 G 随频率变化曲线

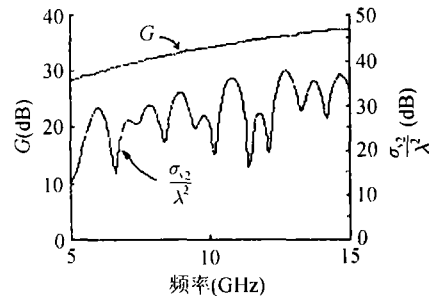


图3 加金属盖板后 RCS 和增益 G 随频率变化曲线

为了使天线在给定的中心工作频率 10GHz 上获得最低的 RCS, 还可以把副反射面口径处的金属盖板沿轴向适当移动, 以使它的散射场与主反射面的散射场反向而互相抵消。

3 主副反射面边缘的绕射

现在再来考察主反射面边缘的绕射。由文献 [1] 中 (9) 式给出, 抛物面边缘的轴向散射为

$$\sigma_3 = A \operatorname{tg}^2(\theta_0/4) \quad (9)$$

在双反射面天线中 $\theta_0 < \pi/2$, 故有

$$\sigma_3 < (\pi D^2/2) \operatorname{tg}^2(\pi/8) \quad (10)$$

除非式 (6) 成立, 一般情况下, σ_{s1} 的值大致可由 (2) 式得出为

$$\sigma_{s1} = 16\pi f^2 \quad (11)$$

因而由以上两式有

$$(\sigma_3/\sigma_{s1}) < (1/32)(D/f)^2 \operatorname{tg}^2(\pi/8)$$

对双反射面天线, 通常取 $f/D = 0.3 \sim 0.45$, 于是 $(\sigma_3/\sigma_{s1}) < 0.06 \ll 1$ 。可见与天线表面的散射相比, 边缘绕射对 RCS 的贡献可以忽略不计。

对于副反射面, 因其口径 d 比主反射面的口径 D 小得多, 可以预计副反射面的边缘绕射对天线 RCS 的影响将更小。

4 结 论

与抛物面天线的情况一样, 改变双反射面天线的焦距也可以用来降低其 RCS。由于双反射面天线有更多的几何参数可供选择, 对焦距的限制将不致影响对其它指标的设计。但是应当看到, 用这种方法得到的低 RCS 天线的频带宽度比长焦距抛物面天线时 RCS 的频带宽度更窄, 这是由天线焦距缩短造成的, 这也是用这种方法来降低天线 RCS 的主要缺点。

参 考 文 献

- [1] 唐璞, 时振栋, 钟碧华, 刘宏伟, 抛物面天线的雷达散射截面, 电波科学学报 (增刊), 2001, 16(9), 94-96.

RADAR CROSS SECTION OF BI-REFLECTIVE ANTENNA

Tang Pu Shi Zhendong Han Zhouan Liu Hongwei

(Dept. of Microwave Eng., UEST of China, Chengdu 610054, China)

Abstract In recent years, the reduction of Radar Cross Section (RCS) for antenna has been an important topic in the field of electronic warfare. The way to reduce the RCS of bi-reflective antennas, which have been widely used, in the axial direction is discussed in this paper. The conclusion shows that reasonable selections of the focal distances of the main reflector may be able to obtain low RCS, keeping the high-gain under the antenna unchanged.

Key words Antenna, RCS, Gain, Effective receiving size

- 唐 璞: 男, 1963 年生, 副教授, 研究方向为: 电磁场工程及微波技术。
 时振栋: 男, 1938 年生, 教授, 研究方向为: 电磁场工程及微波技术。
 韩周安: 男, 1966 年生, 工程师, 研究方向为: 通信与信息系系统。
 刘宏伟: 男, 1960 年生, 教授, 研究方向为: 电磁场工程及微波技术。