

飞行器上全向天线的测量方法*

张金标

(天津理工学院无线电系)

一 引言 卫星等飞行器上的全向天线,特别是超短波全向天线的测量存在两个困难的问题。

1. 星上的全向天线有微波波段的,有超短波波段的。由于卫星壳体和收发距离方面的要求,全向天线辐射特性的测量有时必须在外场进行。特别是超短波波段,由于波长比较长,用来照射被测全向天线口径的发射天线的波束不可能做得很窄。因而在外场用自由空间波法来测量全向天线的辐射特性时,就不可避免地引起地面及其他障碍物产生的反射和散射。这使被测天线(即接收天线)口径内场的波动很大。而被测天线又是全向天线,各方向的来波均能收到,致使测量误差很大,甚至面目全非。

文献[1,2]首先提出的地面发射场法,能很好地解决这方面的问题。该方法不是设法减少地面反射而是利用地面反射,使发射天线的直达波和地面的反射波在接收天线的口径内相干,造成一个窄波束来照射被测天线。

2. 由于星上全向天线的波束很宽,自然要在卫星壳体上激励起电流,因此星上全向天线,特别是超短波全向天线的辐射场是全向天线和卫星壳体辐射场的总和(即迭加),所以,星上超短波全向天线的方向图、极化椭圆的轴比、极化的旋向都是变化的。文献[3]从理论上阐明了这个问题。

这种情况给测量带来了困难,因为全向天线的这些特性在卫星发射之前是必须知道的,否则卫星在姿态未稳定之前发给地面的遥测数据就可能收不到,造成信号中断。

本文给出了用地面反射场法同时测星上超短波全向天线的方向图、极化轴比、极化旋向的方法。对测量误差作了分析,特别是发射天线的轴比不为1时,对被测天线的增益和轴比造成的误差作了分析。该方法在某卫星超短波全向天线的测量中使用,证明是切实可行的。

二 测量方法 如前述,被测天线被用作接收天线。发射天线先发左旋圆极化波再发右旋圆极化波,把接收到左旋和右旋圆极化波的信号相加,便是被测天线的方向图。再与标准增益天线相比,便可得出被测天线在该点的增益。再把两次测量结果进行处理,便可得出被测天线在该点的轴比。通过考查接收的哪个旋向的信号强,可以判断被测天线在该点的旋向。

1. 方向图和极化旋向的测量 如图1所示,将发射天线的场分解为 E_x 和 E_y 分量,并以 $+z$ 为传播方向,则有:

$$\mathbf{E} = \alpha_x A_x(\theta, \varphi) e^{j(\omega t - \beta z)} + \alpha_y A_y(\theta, \varphi) e^{j(\omega t - \beta z + \theta)} = E_x \alpha_x + E_y \alpha_y \quad (1)$$

* 1983年9月5日收到,1984年1月6日修改定稿。

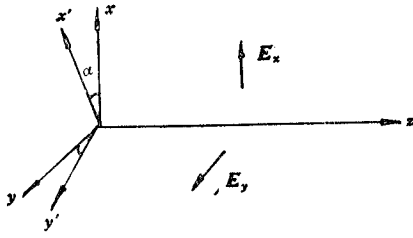


图1 发射场和坐标系

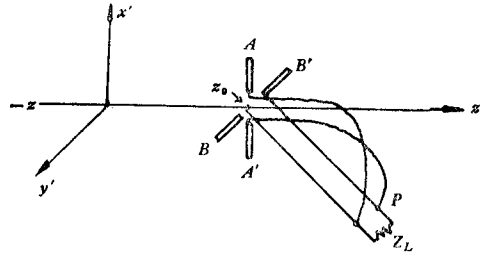


图2 接收天线和它的坐标系

在 $x-y$ 平面内将 x 轴逆时针方向转角度 α , 则得到:

$$\mathbf{E} = \alpha_x E_{x'} + \alpha_y E_{y'}, \quad (2)$$

其中,

$$E_{x'} = [A_x^2 \cos^2 \alpha + 2A_x A_y \cos \alpha \sin \alpha \cos \Theta + A_y^2 \sin^2 \alpha]^{1/2} e^{j(\omega t - \beta x + t\theta - 1 \frac{A_y \sin \alpha \sin \Theta}{A_x \cos \alpha + A_y \sin \alpha \cos \Theta})},$$

$$E_{y'} = [A_x^2 \sin^2 \alpha - 2A_x A_y \sin \alpha \cos \alpha \cos \Theta + A_y^2 \cos^2 \alpha]^{1/2} e^{j(\omega t - \beta x - t\theta - 1 \frac{A_y \cos \alpha \sin \Theta}{-A_x \sin \alpha + A_y \cos \alpha \cos \Theta})}.$$

如图2所示, 将接收天线放在 $z = z_0$ 处, 它是由一对十字交叉振子组成的. 一个振子平行于 x' 轴, 另一个平行于 y' 轴, 设与 x' 轴平行的振子的馈线比平行于 y' 轴的振子的馈线长或短 Δl , 则在位于 $z = z_0$ 处的振子上感应的电压为:

$$V_{x'} = K_{x'} E_{x'} e^{-j\beta(\pm \Delta l)}, \quad V_{y'} = K_{y'} E_{y'}. \quad (3)$$

$K_{x'}$, $K_{y'}$ 是系数. 画出在该点的等效电路, 由克希霍夫 (Kirchhoff) 定理, 不难得到负载 Z_L 上的电压

$$|V| = \frac{K_0}{2 + R/R_L} \{A_x^2 + A_y^2 + 2[-A_x^2 \sin \alpha \cos \alpha + A_x A_y \cos 2\alpha \cos \Theta + A_y^2 \sin \alpha \cos \alpha] \cos(\beta \Delta l) \mp 2A_x A_y \sin \Theta \sin(\beta \Delta l)\}^{1/2}. \quad (4)$$

这时, 假设两个振子的阻抗 $Z_{x'}$ 和 $Z_{y'}$ 是一样的, 而且与传输线的阻抗匹配, 即 $Z_{x'} = Z_{y'} = R$, $Z_L = R_L$, 并设 $K_{x'} = K_{y'} = K$.

式(4)是把任意椭圆极化波作为发射, 任意椭圆极化波的十字交叉振子作为接收天线所得到的电压. 由互易定理可知, 当把十字交叉振子作为发射天线, 而把另一椭圆极化波天线作为接收天线, 则收到的电压一样. 当 $0 < \beta \Delta l < \pi$ 时, 则图2的 $-z$ 方向是发射波传播方向. 式(3)中指数的括号里取(+)为右旋波, 取(-)为左旋波. 设发右旋圆极化波, 则 $\Delta l = \frac{\pi}{2}$. 如式(3)中括号内取(+)号, 则式(4)相应地应取(-)号, 从而有:

$$|V|_{R_c}^2 = \left| \frac{K_0}{2 + R/R_L} \right|^2 \{A_x^2 + A_y^2 - 2A_x A_y \sin \Theta\}. \quad (5)$$

$|V|_{R_c}^2$ 是发射波为右旋圆极化, 接收天线为任意旋向的椭圆极化时, 所收到的信号强度.

同理, 发射天线发左旋圆极化波, 则式(4)相应地应取下面的(+)号, 从而有:

$$|V|_{L_c}^2 = \left| \frac{K_0}{2 + R/R_L} \right|^2 \{A_x^2 + A_y^2 + 2A_x A_y \sin \Theta\}. \quad (6)$$

$|V|_{L_c}^2$ 是发射波为左旋圆极化, 接收为任意旋向的极化波时, 所收到的信号强度。

式 (5) 和 (6) 相加, 则对任何极化的接收天线(被测天线)都有

$$|V|_c^2 = |V|_{R_c}^2 + |V|_{L_c}^2 = \left| \frac{K_0}{2 + R/R_L} \right|^2 \{A_x^2(\theta, \varphi) + A_y^2(\theta, \varphi)\}. \quad (7)$$

此即被测天线的方向图。这与测水平极化分量再测垂直极化分量的方法所得结果一致。

由图 1 和式(1)看出, 当 $0 < \Theta < \pi$, $+z$ 轴为辐射波传播方向, 被测天线辐射左旋波时, $\sin \Theta > 0$, 由式 (5) 和 (6) 得出:

$$\begin{aligned} |V|_{L_c-L}^2 &= \left| \frac{K_0}{2 + R/R_L} \right|^2 \{A_x^2 + A_y^2 + 2A_x A_y \sin \Theta\} \\ &> \left| \frac{K_0}{2 + R/R_L} \right|^2 \{A_x^2 + A_y^2 - 2A_x A_y \sin \Theta\} = |V|_{R_c-L}^2, \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $|V|_{L_c(R_c)-L}^2$ 是左旋(右旋)圆极化波作为发射, 左旋椭圆极化波作为接收时, 所收到的信号强度。

同理, 当 $-\pi < \Theta < 0$, 为右旋椭圆极化波时, $\sin \Theta < 0$, 则

$$|V|_{R_c-R}^2 > |V|_{L_c-R}^2, \quad (9)$$

其中 $|V|_{R_c(L_c)-R}^2$ 是右旋(左旋)圆极化波作为发射, 右旋椭圆极化波作为接收时, 所收到的信号强度。

这样, 被测天线的旋向完全由接收发射天线的圆极化时, 收到的哪个旋向的信号强来决定。

2. 被测天线极化椭圆轴比的测量 我们知道, 极化椭圆的主轴与 x' 轴和 y' 轴重合时, 此时的 $E_{x'}$ 和 $E_{y'}$ 即为椭圆之长短轴, 轴比公式是^[4]:

$$r = \frac{E_{x'}}{E_{y'}} = \frac{2A_x A_y \sin \Theta}{A_x^2 + A_y^2 \mp \sqrt{(A_x^2 + A_y^2)^2 - 4A_x^2 A_y^2 \sin^2 \Theta}}. \quad (10)$$

令 $K = \frac{2A_x A_y \sin \Theta}{A_x^2 + A_y^2}$, $0 \leq K < 1$, 则

$$r = \frac{K}{1 \pm \sqrt{1 - K^2}}. \quad (11)$$

我们取 $0 \leq r \leq 1$ 作为 r 的变化范围, 则有:

$$r = \frac{K}{1 + \sqrt{1 - K^2}}. \quad (12)$$

当 $0 < \Theta < \pi$ 时, 由式 (8) 看出:

$$P_{L_c-L} \propto A_x^2 + A_y^2 + 2A_x A_y \sin \Theta, \quad P_{R_c-L} \propto A_x^2 + A_y^2 - 2A_x A_y \sin \Theta.$$

$P_{L_c(R_c)-L}$ 表示左旋(右旋)圆极化波作为发射波, 左旋椭圆极化波天线作为接收所收到的功率, 则

$$K = \frac{P_{L_c-L} - P_{R_c-L}}{P_{L_c-L} + P_{R_c-L}} = \frac{2A_x A_y \sin \Theta}{A_x^2 + A_y^2}. \quad (13)$$

对于 $-\pi < \Theta < 0$, 同样可以得到式 (13) (只是要令 $\Theta' = -\Theta$)。 P_{L_c-L} , P_{R_c-L} ,

P_{R_c-R} , P_{L_c-R} 都是实测出来的,故通过式 (11) 和 (13) 可算出 r 来。

以上公式的推导基于文献 [5], 只是为了适应我们的目的稍加推广. 尽管我们提出的模型简单,但适用于任何型式的天线. 正如他们推出的极化损失公式是普遍的一样。

3. 误差分析 以上所有公式是在发射天线的轴比 r_t 为 1 的条件下推导出的. 但实际上不可能真正作到 r_t 为 1, 而总是小于,但接近于 1. 可以证明,发射天线的轴比 $r_t > 0.9$ 时,方向图的测量误差和圆极化天线轴比的测量误差都在允许范围内。

设发射天线的轴比 r_t 小于 1, 但接近于 1, 且发射右旋和左旋极化时相等,即 $r_R = r_L$; 并设发射右旋与左旋极化时,极化椭圆的长轴重合;不失普遍性,设 $A_x = A_y = A$;

并设 $\beta\Delta l = \frac{\pi}{2} \pm \delta$, δ 是小量;则由式 (7) 得:

$$P_c \propto |V|_c^2 = \left(\frac{2K_0 A}{2 + R/R_L} \right)^2$$

$$\times (1 \mp \cos 2\alpha \cos \Theta \sin \delta),$$

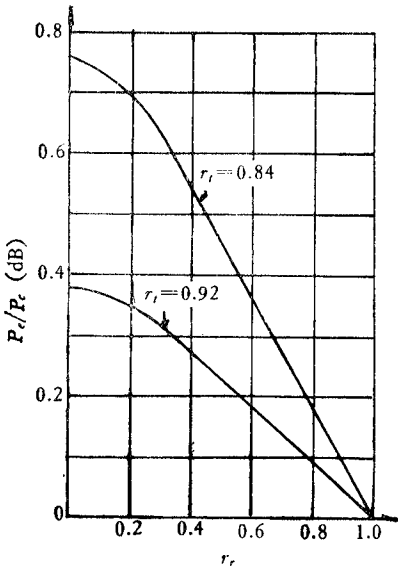
其中 P_c 为发射天线不是 $r_t = 1$ 的椭圆极化波时,接收天线所收到的能量。

$$10 \log_{10} \frac{P_c}{P_c} = 10 \log_{10} (1 \mp \cos 2\alpha \cos \Theta \sin \delta)$$

$$\approx \mp 4.34 \cos 2\alpha \cos \Theta \sin \delta, \quad (14)$$

式中, P_c 是圆极化波作为发射时接收天线所收到的能量. 从式 (14) 和图 3 看出,若被测天线是圆极化的,即 $\cos \Theta = 0$, 则误差小. 对于发射天线轴比为 0.9 的情况,线极化天线的最大测量误差为 $\pm 0.46\text{dB}$ 。

图 3 被测天线接收功率与接收天线的轴比 r_r 的关系曲线,以发射天线的轴比 r_t 为参数



可以证明,只有发射天线的轴比 $r_t > 0.9$ 时,才能使被测天线的轴比的测量误差小于 1dB. 在前面相类似的假设下,设

$$\varphi' = \beta\Delta l = \frac{\pi}{2} \pm \delta,$$

则

$$r(\varphi') \approx r\left(\frac{\pi}{2}\right) \pm \frac{dr(\varphi')}{d\varphi'} \Big|_{\varphi'=\frac{\pi}{2}} \cdot \delta,$$

$$\frac{r(\varphi')}{r\left(\frac{\pi}{2}\right)} = 1 \pm \frac{1}{r\left(\frac{\pi}{2}\right)} \frac{dr(\varphi')}{d\varphi'} \Big|_{\varphi'=\frac{\pi}{2}} \cdot \delta = 1 \pm \frac{1}{r\left(\frac{\pi}{2}\right)} \frac{dr(K)}{dK} \frac{dK}{d\varphi'} \Big|_{\varphi'=\frac{\pi}{2}} \cdot \delta.$$

不难看出:

$$\frac{dr}{dK} = \frac{1}{(1 + \sqrt{1 - K^2})\sqrt{1 - K^2}},$$

$$K = \frac{\sin \Theta \sin \varphi'}{1 + \cos 2\alpha \cos \Theta \cos \varphi'},$$

$$\left. \frac{dK}{d\varphi'} \right|_{\varphi'=\frac{\pi}{2}} = \sin \Theta \cos \Theta \cos 2\alpha,$$

$$\frac{r(\varphi')}{r\left(\frac{\pi}{2}\right)} = 1 \pm \cos 2\alpha \cdot \delta,$$

故

$$20 \log_{10} \frac{r(\varphi')}{r\left(\frac{\pi}{2}\right)} = 20 \log_{10}(1 \pm \cos 2\alpha \cdot \delta). \quad (15)$$

所以说,若要测量误差为 1dB, 则要 $\delta \doteq 6.6^\circ$, 即发射天线的轴比 $r_t = 0.89$.

三 实验的具体考虑和实验结果 在实际测量中还有一些具体问题要考虑.

1. 关于场地和收发天线的架设 首先要满足关系^[1,2,6]

$$4h_t h_r = R\lambda, \quad (16)$$

式中, h_t ——发射天线高度, h_r ——接收天线高度, R ——收发距离, λ ——自由空间波长. h_t 要大于 λ .

其次要满足远区场条件,即

$$K_1 = \frac{\lambda R}{D^2} \geq 2, \quad (17)$$

式中, D ——被测天线口径.

如图 4 所示,投射角 θ 要小于布儒斯特 (Brewster) 角,一般要小于 10° , 即

$$\theta = \text{tg}^{-1} \frac{h_t + h_r}{R}. \quad (18)$$

接收天线(被测天线)要对准发射天线的等效相位中心^[6]:

$$h_v = \frac{h_t}{\nu}, \quad \nu = \frac{1 + |R_\perp|}{1 - |R_\perp|}, \quad (19)$$

式中, h_v ——发射天线垂直极化的等效相位中心; $|R_\perp|$ ——垂直极化时地面反射系数的模. 当发

射为圆极化时,其相位中心为 $\frac{1}{2} h_v$.

2. 关于发射天线 由于垂直极化和水平极化的地面反射系数不同,故发射端发射的圆极化波,经地面反射再与直达波相干时,已不是圆极化波. 故必须调整发射天线的幅度和相位以便在接收天线口径内实现轴比大于 0.9 的圆极化. 我们采用从电桥取出两路相差 90° 的等幅信号,中间经过适当地调整幅度和相位,再分别馈到十字交叉振子的两个振子. 最后以在接收天线口径内测得发射天线的轴比在 0.9 以上为标准.

3. 关于口径场的测量 接收天线口径场的测量是与场地能否使用、被测天线特性是否可信有关的问题. 我们采用半波振子作探针在接收天线口径处上下、左右、前后三维空间测量场分布. 测量范围比被测天线口径稍大即可.

影响口径场分布的主要因素有: 一是地面的凹凸不平,二是由于支撑卫星壳体的支

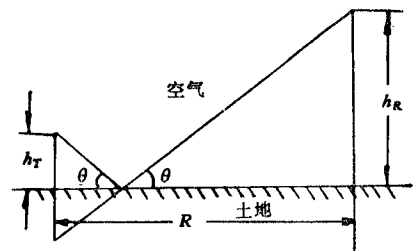


图 4 地面反射场法的场地的几何关系

架。地面很平和支架尽量简单就能保证口径场比较纯净，当然场地周围也要减少各种电磁场的散射体，如电缆、树木等。

关于口径场的波动多大才能使用，要视测量误差而定。一般口径场波动在 0.5dB 左右时测全向天线是可行的。口径场的测量如表 1 所示。

表 1 口径场波动

	前后方向		水平方向		上下方向	
	垂直极化	水平极化	垂直极化	水平极化	垂直极化	水平极化
场波动不大于 (dB)	0.7	0.4	0.3	0.7	0.8	0.8

4. 实验结果 按式 (16) 我们取 $h_r = 7.6m$, $R = 110m$, $\lambda = 1.7m$, 算出 $h_i = 6m^*$. 测出发射天线的轴比右旋为 $r_R = 0.927$; 左旋 $r_L = 0.932$. 由于 r_R 和 r_L 不同, 故在处理数据时, 必须进行修正. 测出 $|R_{\perp}| = 0.65$, 算出 $h_v = 1.12m$. 我们把文献 [7] 给出的

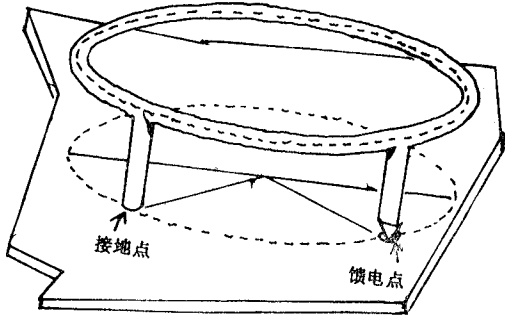


图 5 环形天线的几何结构

的环形天线(见图 5)作为方案进行了测试。测试的部分结果如图 6 和图 7 所示。这是子午面方向图。图 6 的 $\varphi'' = 67.5^\circ$ 的子午面是通过图 5 的馈电点、环中心和卫星壳体中心的平面。图 7 是与图 6 相垂直的子午面。

表 2 给出该天线轴前方的功率值, 即图 6 和图 7 的 0° 轴处的增益。看出轴前方增益测量误差为 $\pm 0.55dB$. 文献 [8] 指出阿波罗飞船上的全向天线在主

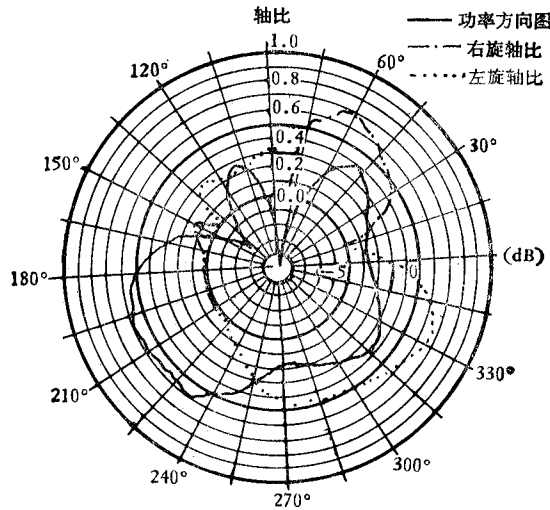


图 6 $\varphi'' = 67.5^\circ$ 的方向图

* 实际上由于条件限制, 取为 5.3m.

波束有 $\pm 1\text{dB}$ 的误差。这证明我们选的各项标准是合理的。

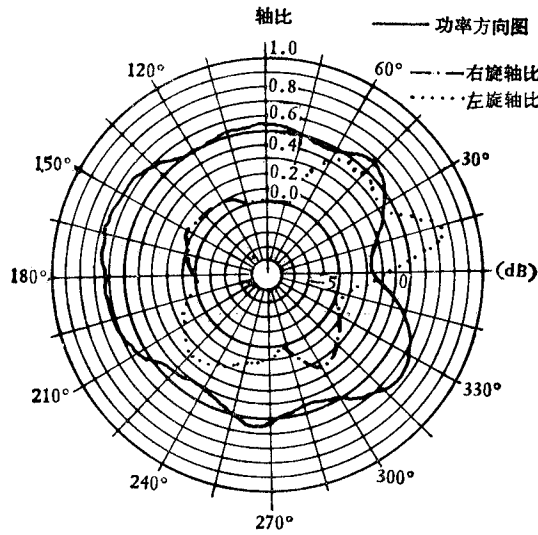


图7 $\varphi'' = 157.5^\circ$ 的方向图

表2 天线在卫星轴前方的功率值

测量面 φ'' ($^\circ$)	0	22.5	45	67.5	90	112.5	135	157.5
轴前方功率归一化值 (dB)	-0.5	0	-0.29	-0.86	-0.92	-0.57	-0.75	-1.11

四 小结 要想使飞行器上全向天线的测量准确,第一要测场地使口径场非常纯净。第二发射天线的左、右旋轴比要尽量接近1。第三测量要自动化、快速。

本项工作中曾得到张景诚、卢明儒副研究员的有益指教,文章中一些数据是与高选正、易念学、郭文嘉等同志共同完成的,在此一并表示衷心的感谢。

参 考 文 献

- [1] E. T. Ford, Conference on Aerospace Antennas 8—10, June (1971), 89-71.
- [2] Alberf Cohn and A. W. Maltese, *The Microwave Journal*, 4(1961), 57.
- [3] W. G. Scott and K. W. Soohoo, *IEEE Trans. on AP*, AP-14(1966), 587.
- [4] 吕保维,电波传播,中国科技大学讲义(1961).
- [5] W. Sichak and S. Milazoo, *Proc. I. R. E.* 36(1948), 997.
- [6] 张金标,物理学报, 27(1978), 526.
- [7] M. Boella, C. Cugiani and A. Villa, R. Zich, Radio Antenna for Aircraft and Aerospace Vehicles AGARD Conference Proceedings. No. 15. 321—337.
- [8] T. Lindsay III and L. Leopold, *The Microwave Journal*, 12(1969), 71.

METHOD OF MEASURING THE OMNIDIRECTIONAL ANTENNA ON SATELLITE

Zhang Jinbiao

(Tianjin Institute of Technology)

A method of measuring the pattern axis-ratio and the direction of an elliptically polarized wave of UHF omnidirectional antenna on satellite is presented. The experimental results shows that the method is applicable.