

# 阿几米德双模螺旋馈源的自跟踪反射镜遥感天线

周文甫 王国英 章日荣  
(石家庄通讯研究所)

## 提 要

本文介绍了阿几米德双模螺旋馈源的自跟踪反射镜遥感天线。对该天线进行了理论分析计算和实测。结果是理论值与实测值相符,表明该天线用于遥感是很有优越性的。

## 一、引 言

在 1500MHz 地面自跟踪 1.5m 反射镜遥感天线中,采用由阿几米德双模螺旋和带线和差网络组成的自跟踪馈源,除了具有体积小、重量轻、性能稳定等优点外,还具有对线极化和圆极化均可实现自跟踪、电轴稳定性好、与和差网络后相移无关,以及可利用参考移相器,降低交差耦合、改善自跟踪收敛特性、提高自跟踪动态精度<sup>[1]</sup>等特性。

## 二、自跟踪原理

**1. 和差信号** 利用三分贝定向耦合器和 90° 移相器或环形器组成的和差网络可以把来自四臂双模阿几米德螺旋的输入讯号  $E_1, E_2, E_3, E_4$ , 合成并析出和差信号<sup>[2]</sup>。其过程可简述如下:  $E_1$  和  $E_3, E_2$  和  $E_4$  分别输入两套三分贝定向耦合器和 90° 移相器组成的和差网络后,输出信号分别为  $E_{A1}$  和  $E_{A2}, E_{B1}$  和  $E_{B2}$ 。  $E_{A2}$  和  $E_{B2}$  输入一套与上述和差网络相同的和差网络,得到差信号  $E_{\Delta}$ ,  $E_{A1}$  和  $E_{B1}$  输入三分贝定向耦合器,得到和信号  $E_{\Sigma}$ 。

$$\begin{aligned} E_{\Sigma} &= \frac{jE_{A1} + E_{B1}e^{j\Delta_1}}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{1}{4} \frac{j}{\sqrt{1+b^2}\sqrt{1+b_1^2}} [(1+bb_1)\cos(\gamma-\gamma_1) \\ &\quad - j(1-bb_1)\sin(\gamma-\gamma_1)] e^{-j\tau_1} e^{-j\tau_1 \frac{1-b_1}{1+b_1} \tau_1} (1+Ke^{j\alpha})(1+e^{j\Delta_1}) \\ &\quad + \frac{1}{4} \frac{j\mu\theta e^{-j\phi}}{\sqrt{1+b^2}\sqrt{1+b_2^2}} [(1+bb_2)\cos(\gamma-\gamma_2) \\ &\quad - j(1-bb_2)\sin(\gamma-\gamma_2)] e^{-j\tau_2} e^{-j\tau_2 \frac{1-b_2}{1+b_2} \tau_2} (1-Ke^{j\alpha})(1+je^{j\Delta_1}), \end{aligned} \quad (1)$$

$$E_{\Delta} = \frac{E_{A2} - e^{j\Delta_2} E_{B2}}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{1}{4\sqrt{1+b^2}} [Ae^{j\alpha_A}(1 - Ke^{j\alpha}) + \mu\theta B e^{j\alpha_B}(1 + Ke^{j\alpha})]; \quad (2)$$

式中

$$A = \frac{j}{\sqrt{1+b_1^2}} [1 + b^2 b_1 + 2bb_1 \cos 2(\gamma - \gamma_1)]^{\frac{1}{2}} [2(1 + \sin \Delta_2)]^{\frac{1}{2}},$$

$$\alpha_A = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{1 - bb_1}{1 + bb_1} \operatorname{tg}(\gamma - \gamma_1) - \operatorname{tg}^{-1} \frac{1 - b_1}{1 + b_1} \operatorname{tg} \gamma_1 - \operatorname{tg} \frac{\cos \Delta_2}{1 + \sin \Delta_2},$$

$$B = \frac{j}{\sqrt{1+b_2^2}} [1 + b^2 b_2 + 2bb_2 \cos 2(\gamma - \gamma_2)]^{\frac{1}{2}} [2(1 + \cos \Delta_2)]^{\frac{1}{2}},$$

$$\alpha_B = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{1 - bb_2}{1 + bb_2} \operatorname{tg}(\gamma - \gamma_2) - \operatorname{tg}^{-1} \frac{1 - b_2}{1 + b_2} \operatorname{tg} \gamma_2 + \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sin \Delta_2}{1 + \cos \Delta_2} - \phi;$$

$b$  和  $\gamma$  分别是来波的反旋分量和极化长轴与  $x$  轴的交角;  $b_1$  和  $b_2$  分别为天线和差模的反旋分量;  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  分别为和差模极化长轴与  $x$  轴的夹角;  $\alpha$ ,  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  和  $K$  分别表示各个和差网络相位和幅度平衡程度的因子, 当完全平衡时,  $\alpha$ ,  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2 = 0$ ,  $K = 1$ , 信标对天线的相对位置用球面坐标系  $\theta$  和  $\phi$  表示,  $z$  轴为天线轴。

(1)和(2)式在形式上与文献[1]中的相应公式相仿, 故对文献[1]中的公式作适当修改后, 便可用以研究分析本天线。

**2. 电轴** 自跟踪时, 电轴的位置为  $E_{\Delta} = 0$  时的位置, 故在电轴位置上应有

$$\mu\theta = \frac{\sqrt{(1-K^2)^2 + 4K^2 \sin^2 \alpha}}{1 + K^2 + 2K \cos \alpha} \frac{A}{B}, \quad (3)$$

$$\operatorname{tg}(\alpha_B - \alpha_A) = \frac{2K \sin \alpha}{-(1 - K^2)}. \quad (4)$$

当  $b$ ,  $\Delta_2$ ,  $b_1$  和  $b_2$  均为零时, 则由(3)和(4)式得电轴的坐标  $(\theta_0, \phi_0)$  为

$$\theta_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\mu}{\mu} \frac{\sqrt{(1-K^2)^2 + 4K^2 \sin^2 \alpha}}{1 + K^2 + 2K \cos \alpha}, \quad (5)$$

$$\phi_0 = \frac{\pi}{4} - \operatorname{tg}^{-1} \frac{2K \sin \alpha}{-(1 - K^2)}. \quad (6)$$

当  $b$ ,  $\Delta_2$ ,  $b_1$  和  $b_2$  不为零时, 由(3)和(4)式得电轴的坐标  $(\theta, \phi)$  为

$$\theta = \theta_0 + \Delta\theta, \quad (7)$$

$$\phi = \phi_0 + \Delta\phi; \quad (8)$$

式中

$$\Delta\theta = \theta_0 \left[ \frac{b_2^2}{2} - \frac{b_1^2}{2} + bb_1 \cos 2(\gamma - \gamma_1) - bb_2 \cos 2(\gamma - \gamma_2) + \frac{1}{2} \sin \Delta_2 \right], \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Delta\phi = & \operatorname{tg}^{-1} \frac{b_2 \sin 2\gamma_2}{1 + b_2 \cos 2\gamma_2} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{bb_2 \sin 2(\gamma - \gamma_2)}{1 + bb_2 \cos 2(\gamma - \gamma_2)} \\ & - \operatorname{tg}^{-1} \frac{bb_1 \sin 2(\gamma - \gamma_1)}{1 + bb_1 \cos 2(\gamma - \gamma_1)} - \operatorname{tg}^{-1} \frac{b_1 \sin 2\gamma_1}{1 + b_1 \cos 2\gamma_1}. \end{aligned} \quad (10)$$

电轴的变化量为

$$\delta = \sqrt{(\Delta\theta)^2 + (\theta_0 \Delta\phi)^2}. \quad (11)$$

当  $K$  和  $\alpha$  有变化时, 则电轴的变化量为

$$\delta = \frac{1}{2\sqrt{2}\mu} \sqrt{(dK)^2 + (Kd\alpha)^2}. \quad (12)$$

当地面反射波进入差臂的场强为  $Q$  (与和信号  $E_\Sigma$  归一化) 时, 引起电轴的偏移为

$$\delta = \frac{Q}{\mu}. \quad (13)$$

**3. 控制信号和交叉耦合** 和臂输出的参考信号  $E_\Sigma$  与差臂输出的信号  $E_\Delta$  比相后, 可以得到方位控制信号  $E_H$  和俯仰控制信号  $E_V$ . 在理想情况下,  $E_H$  只含  $\cos \phi$  项, 而不含  $\sin \phi$  项;  $E_V$  只含  $\sin \phi$  项, 而不含  $\cos \phi$  项. 但实际上由于信标和自跟踪天线均不可能是完全理想的圆极化, 而且和臂通道与差臂通道之间存在相位差  $\beta$  (即和差器后相移) 使  $E_H$  中仍含有  $\sin \phi$  项, 其系数与含  $\cos \phi$  项系数之比为方位控制信号的交叉耦合系数  $M_H$ ; 同理, 在  $E_V$  中含有  $\cos \phi$  项的系数与含  $\sin \phi$  项的系数之比为俯仰控制信号的交叉耦合系数  $M_V$ . 控制信号和交叉耦合系数可用数学公式分别表示为

$$E_H = E_\Sigma E_\Delta^* e^{-i\beta} \text{ 的实部}, \quad (14)$$

$$E_V = E_\Sigma E_\Delta^* e^{-i\beta} \text{ 的虚部}; \quad (15)$$

式中  $E_\Sigma$  和  $E_\Delta$  分别为(1)和(2)式所示;  $E_\Delta^*$  为  $E_\Delta$  的共轭复数.

$$M_H = \frac{2(1 + K^2 + 2K \cos \alpha) \sin(\beta + \phi - \Delta) - (1 + K^2 - 2K \cos \alpha) \sin(\beta - \phi - \zeta)}{2(1 + K^2 + 2K \cos \alpha) \cos(\beta + \phi - \Delta) + (1 + K^2 - 2K \cos \alpha) \cos(\beta - \phi - \zeta)}, \quad (16)$$

$$M_V = \frac{-2(1 + K^2 + 2K \cos \alpha) \sin(\beta + \phi - \Delta) - (1 + K^2 - 2K \cos \alpha) \sin(\beta - \phi - \zeta)}{2(1 + K^2 + 2K \cos \alpha) \cos(\beta + \phi - \Delta) - (1 + K^2 - 2K \cos \alpha) \cos(\beta - \phi - \zeta)}; \quad (17)$$

式中

$$\begin{aligned} \phi = & \operatorname{tg}^{-1} \frac{b_2 \sin 2\gamma_2}{1 + b_2 \cos 2\gamma_2} - \operatorname{tg}^{-1} \frac{bb_1 \sin 2(\gamma - \gamma_1)}{1 + bb_1 \cos 2(\gamma - \gamma_1)} \\ & - \operatorname{tg}^{-1} \frac{b_1 \sin 2\gamma_1}{1 + b_1 \cos 2\gamma_1} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{bb_2 \sin 2(\gamma - \gamma_2)}{1 + bb_2 \cos 2(\gamma - \gamma_2)} + \phi_0, \end{aligned}$$

$$\Delta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sin \Delta_1 - \sin \Delta_2 + \sin(\Delta_1 - \Delta_2)}{1 + \cos \Delta_2 + \cos \Delta_1 + \cos(\Delta_1 - \Delta_2)},$$

$$\zeta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\cos \Delta_1 + \cos \Delta_2 - \sin(\Delta_1 - \Delta_2)}{1 - \sin \Delta_1 + \sin \Delta_2 - \cos(\Delta_1 - \Delta_2)};$$

$\phi_0$  为和模与差模的固有相位差,由和差模辐射带的不同位置及其相位方向图决定。

### 三、天线的特性及其分析

**1. 实测结果** 文献 [2] 给出馈源和天线的各种实测结果,天线主要性能的实测值为:

天线的和增益: 24.7dB;

天线的差增益: 20dB;

天线的和方向图主瓣的半功率点波瓣宽度:  $\theta$  分量:  $2\theta_{0.5}=10^\circ$ ,  $\phi$  分量:  $2\theta_{0.5}=9^\circ$ ;

天线的和方向图第一副瓣电平:  $\theta$  分量:  $-20\text{dB}$ ,  $\phi$  分量:  $-16.5\text{dB}$ ;

天线的差方向图第一副瓣电平:  $\theta$  分量:  $-27\text{dB}$ ,  $\phi$  分量:  $-26\text{dB}$ ;

天线的差方向图零值深度:  $-25\text{dB}$ ;

天线的和方向图轴向轴比: 小于 2dB;

天线的差方向图峰值处轴比: 小于 2dB;

天线的差信号对和信号的相对斜率:  $\mu = 0.1/\text{度}$ ;

天线的电轴偏移:  $\theta$  小于  $0.3^\circ$ 。

在信标位于俯仰面时调整  $\beta$ , 降低交叉耦合系数  $M_V$  后,在  $\pm 0.32^\circ$  之间测量得  $M_V$  和  $M_H$  的最大值为

$$M_V = 0.0312, \operatorname{tg}^{-1} M_V = 1.79^\circ;$$

$$M_H = 0.1562, \operatorname{tg}^{-1} M_H = 8.88^\circ.$$

**2. 天线特性的分析** (1)由(5)–(10)式可见,天线电轴偏移量  $\theta$  主要决定于天线的差斜率  $\mu_1$ 、和差网络的平衡程度、 $K$ 、 $\alpha$ 、 $\Delta_2$  和天线与来波的反旋含量及其极化姿态:  $b$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $r$ ,  $r_1$ ,  $r_2$ 。  $\theta$  的计算值如表 1 所示。  $\theta$  的计算值与实测值( $\theta = 0.3^\circ$ ) 基本一致。

(2)由式(16),(17)可见,交叉耦合系数不仅决定于来波和天线的反旋含量及其极化

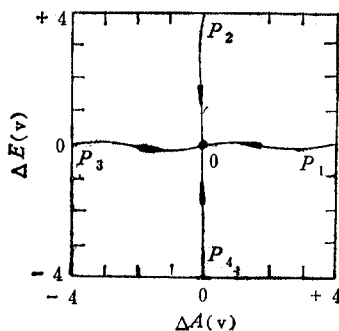


图 1 方位或俯仰单独偏离 ( $\Delta A$  或  $\Delta E$ ) 时的引入图

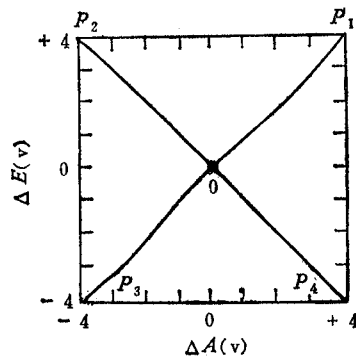


图 2 方位和俯仰同时偏离时的引入图

表 1 天线的电轴坐标位置的计算值

椭圆极化参数和 $\mu$ 值	$b = 1 (r = 0), b_1 = 0.115 (r_1 = 2\text{dB}), b_2 = 0.172 (r_2 = 3\text{dB}), r = 90^\circ, r_1 = 70^\circ, r_2 = 35^\circ, \mu = 0.1/\text{度}, \Delta_2 = 0$	实 测 值
$K$	1.0593 (0.5dB)	
$\alpha$	$3^\circ$	
$\theta_0$	$0.275^\circ$	计 算 值
$\Delta\theta$	$0.0427^\circ$	
$\phi_0$	$2.7521^\circ$	
$\Delta\phi$	$9.8902^\circ$	
$\theta$	$0.3177^\circ$	
$\phi$	$12.6423^\circ$	

注:  $r$  为轴比

表 2 天线的静态交叉耦合系数的计算结果

椭圆极化参数和 $\mu$ 值		$b = 1 (r = 0\text{dB}), b_1 = 0.115 (r_1 = 2\text{dB}), b_2 = 0.172 (r_2 = 3\text{dB}), \mu = 0.1/\text{度}$		
$K$		1.0597 (0.5dB)		
$\alpha$		$3^\circ$		
$\Delta = \Delta_1 = \Delta_2$		$0^\circ$		
$\xi$		$90^\circ$		
$r$		$90^\circ$		
$r_1, r_2$		$r_1 = 35^\circ r_2 = 70^\circ$	$r_1 = 70^\circ r_2 = 35^\circ$	$r_1 = 0^\circ r_2 = 90^\circ$
$\psi(\phi_0 = 2^\circ)$		$2.4827^\circ$	$11.8902^\circ$	$2^\circ$
调整 $\beta$ , 当 $\beta = \beta + \psi$ $(r_1 = 70^\circ, r_2 = 35^\circ)$ - $\Delta = 2^\circ$	$M_H(\text{tg}^{-1}M_H)$	$0.1286(-7.3280^\circ)$	$0.0362(2.0732^\circ)$	$-0.1372(-7.8122^\circ)$
	$M_V(\text{tg}^{-1}M_V)$	$0.1314(7.4858^\circ)$	$-0.0336(-1.9244^\circ)$	$0.1400(7.9696^\circ)$
调整 $\beta$ , 当 $\beta = \beta + \psi$ $(r_1 = 70^\circ, r_2 = 35^\circ)$ - $\Delta = 5^\circ$	$M_H(\text{tg}^{-1}M_H)$	$-0.0757(-4.3290^\circ)$	$0.0889(5.0802^\circ)$	$-0.0842(-4.8130^\circ)$
	$M_V(\text{tg}^{-1}M_V)$	$-0.0784(4.4828^\circ)$	$-0.0861(-4.9210^\circ)$	$0.0869(4.9665^\circ)$

姿态和差网络的平衡程度,而且与和、差模的相位方向图有关.文献[2]表明,此天线的相位方向图的实测值接近于理想值.在理想状态下,和、差信号之间的相位差与  $\phi$  相同,交叉耦合系数才为零,此时跟踪轨迹为直线.实际上,由于上述各种原因,和、差信号之间的相位差约为  $\phi - \psi + \Delta - \beta$ ,可以调整  $\beta$  使与  $\psi - \Delta$  的固定值相抵消,以降低交叉耦合系数.跟踪性能的实验结果表明,当信标偏离天线指向  $5.5^\circ$  时,天线能快速对准.天线对目标进行自动跟踪的引入图的测试结果如图 1 和图 2 所示.  $P_1, P_2, P_3, P_4$  为信标的初始位置,偏离天线指向  $2.5^\circ$ ;  $O$  为天线电轴指向,天线自动对准目标的跟踪轨迹接近直

线,并且会聚到同一点  $O$ ,可见交叉耦合特性和电轴稳定性是良好的。

由(16)、(17)式计算的天线的静态交叉耦合系数如表 2 所示。

$\text{tg}^{-1}M_H$  和  $\text{tg}^{-1}M_V$  计算值的绝大部分均在  $1.79^\circ$  与  $8.88^\circ$  之间。考虑到噪声等其它误差源,可以认为计算结果与实测值是基本相符的。

#### 四、结 论

(1) 天线馈源体积小、重量轻、性能稳定。

(2) 电轴稳定,偏移量不大,交叉耦合系数小,跟踪轨迹近似直线,跟踪特性是令人满意的。

(3) 理论公式的计算值与实测值相符,可用于指导工程设计。

(4) 获得良好性能的关键是,和差网络平衡性好,天线和馈源形状对称性好,极化纯度高以及相位方向图良好。

#### 参 考 文 献

- [ 1 ] 章日荣,卫星地面站天线新技术研究,国防工业出版社,(1982),第 179—186 页。
- [ 2 ] 周文甫,王国英,阿几米德双模螺旋的自跟踪反射镜遥感天线,中国电子学会遥控、遥测、遥感技术专题研讨会论文集(II),“无线电工程”1985年 3 月,第 81—83 页。

## AN AUTO-TRACKING PARABOLIC REMOTE-SENSING ANTENNA WITH DUAL MODE ARCHIMEDIAN SPIRAL FEED

Zhou Wenpu, Wang Guoying, Zhang Hironq  
(Shijiazhuang Communications Laboratories)

In this paper, an introduction of an auto-tracking parabolic remote sensing antenna with dual mode Archimedian spiral feed is given. Theoretical analysis, calculation and experimental measurement are made. The theoretical results are coincident with the measured ones. The results show that this antenna is suitable for remote sensing.