

# 一种圆锥扫描跟踪技术

赵来定<sup>1</sup>, 李锐<sup>2</sup>, 谢继东<sup>1</sup>

1. 南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003
2. 南京邮电大学 电子科学与工程学院, 江苏 南京 210046

**摘要:**提出了一种用于移动卫星通信系统的圆锥扫描测角跟踪技术。在介绍该项技术工作原理的基础上,详细分析了圆锥扫描跟踪的两个关键参数——圆锥扫描波束偏角和圆锥扫描频率,并且仿真了其对系统性能的影响。该技术由于采用了巧妙的结构设计,缩小了体积,降低了成本。系统采用了数字化的信号处理方法,省去了传统的模拟误差解调器等电路。

**关键词:**卫星通信;圆锥扫描;测角跟踪;波束偏角;圆锥扫描频率

**中图分类号:** TN820.4      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1673-5439(2010)04-0084-06

## A Tracking Technique Based on Conical Scanning

ZHAO Laiding, LI Ru, XIE Jidong

1. College of Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China
2. College of Electronic Science & Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210046, China

**Abstract:** An angle measuring tracking technique based on conical scanning is proposed to be used in mobile satellite communication system. Following an introduction of the principle of this technique, detailed analysis is devoted to two key parameters in conical scanning tracking system, beam deviation angle and frequency of scanning, together with the simulation of their influence on the system performance. By use of an elegant structure design, the technique reduces both the volume and the cost. The system uses digital signal processing approach to get rid of traditional analogue error demodulator circuit.

**Key words:** satellite communication; conical scanning; angle measuring tracking; beam deviation angle; frequency of scanning

## 0 引言

在车辆上安装卫星通信地球站,采用特殊的天线跟踪技术,使卫星通信天线始终精确对准地球同步轨道卫星,实现车辆在移动中的卫星通信,简称“动中通”。在“动中通”系统中,天线跟踪技术尤为关键,其性能决定了整个系统的性能。国内外现有的跟踪技术中,有一些是采用捷联惯导或者单脉冲测角系统<sup>[1-2]</sup>,由于造价均比较昂贵,所以限制了该类型“动中通”的广泛使用。现在国内(包括一些国内公司从美国或韩国引进)的一些低成本的“动中通”系统,均采用陀螺等角速度传感器作为前馈元

件,再外加一些独特的稳定技术来搭建一个稳定平台。但由于致命的技术瓶颈的存在,导致在大速度或者大加速度情况下该类型产品会存在应用缺陷。

本文提出了一种在“动中通”卫星通信控制系统中无需昂贵造价的圆锥扫描测角系统跟踪方案。该方案采用章动副面的方式,虽然在测角速度上略逊于单脉冲,但体积小,造价低,因而可以在军民产品上都可以得到广泛运用。本文首先介绍了该方案的原理及其系统结构,然后分析了圆锥扫描跟踪的两个关键参数——圆锥扫描波束偏角和圆锥扫描频率,对圆锥扫描波束偏角对天线跟踪性能的影响进行了仿真,对圆锥扫描频率的选择进行了分析。本

收稿日期: 2009-12-03

通讯作者: 赵来定 电话: (025)83492057 E-mail: zhao ld@njpt.edu.cn

文最后介绍了圆锥扫描跟踪的具体实现。

1 圆锥扫描原理介绍

本圆锥扫描自动跟踪系统的工作原理就是将天线波束轴略为偏离反射器轴线,并绕轴线旋转,天线波束圆锥扫描空间关系见图 1<sup>[3]</sup>。波束的最大辐射方向  $O'B$  偏离等信号轴 (天线旋转轴)  $O'O$  一个角度,当波束以一定的角速度绕等信号轴  $O'O$  旋转时,波束最大辐射方向  $O'B$  就在空间画出一个圆锥。如果取一个垂直于等信号轴的平面,则波束截面及波束中心 (最大辐射方向) 的运动轨迹等如图 2 所示。设波束轴与反射器轴线的夹角 (波束偏角) 为  $\delta$  跟踪误差为  $\epsilon$  波束最大值方向与卫星方向之间的夹角为  $\theta$   $f$  为天线副面圆锥扫描角频率,  $\phi_0$  为调制波的起始相位,  $R$  为天线到卫星的距离。

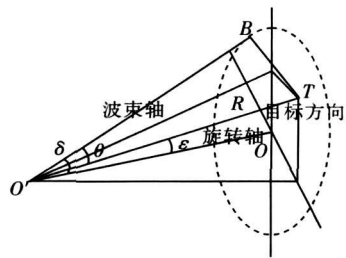


图 1 圆锥扫描的几何关系图

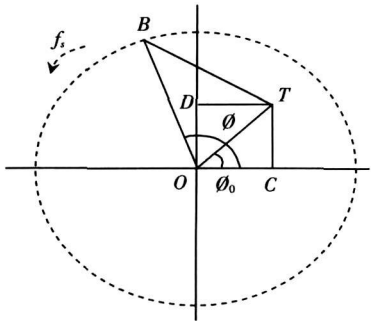


图 2 垂直平面图

当目标处于天线轴线上时,因天线旋转轴方向是等信号轴方向,波束旋转一周,天线接收的信号幅度不变。当目标偏离轴线时,波束旋转一周,卫星有时靠近有时远离最大辐射方向,这使得接收的信号幅度形成一个周期性的变化,输出信号强度受到近似正弦波调制。

由图可知存在下列关系:

$$\phi = 2\pi f t - \phi_0 \tag{1}$$

根据空间几何关系<sup>[4]</sup>,应存在:

$$\theta^2 = \delta^2 + \epsilon^2 - 2\delta\epsilon \cos\phi \tag{2}$$

2 圆锥扫描副面结构

本系统天线为抛物面圆口径天线,天线口径  $D=0.6\text{ m}$  焦距  $f=0.32D$  工作频段为 Ku 副面切向圆直径  $d=70\text{ mm}$  高  $h=9.48\text{ mm}$ 。

圆锥扫描测角原理是将波束轴偏离反射器轴,并绕反射器轴旋转,以此来得到当前角误差。主要是旋转偏斜的喇叭、主反射器、副面、卡塞格伦副反射器、对称振子馈源等方式来进行圆锥扫描<sup>[5]</sup>。综合本系统的特点,如采用旋转主反射器、馈源等方式,如要达到快速跟踪的目的,必须要克服由低成本陀螺首度隔离后所带来的扰动,势必旋转速度要足够快。由于主反射器、馈源等质量较大,故需要电机有较大的驱动力矩,快速旋转也会对系统动平衡、结构刚性等提出更高的要求。综合该系统的特点,鉴于本系统副面质量轻,采用旋转副面进行圆锥扫描方式较为合理。本系统实验时副面的材料为铝材,质量约为 51 g 若能采用碳纤维材料副面更佳。

圆锥扫描方式的副面结构如图 3 所示。在图中,电机、基片、接近开关、副面装配在一起,经过调整动平衡后,再采用透波材料封装成圆柱形一体化结构。由于本副面质量轻,因此,带动副面旋转作圆锥扫描运动的电机力矩较小,故而电机体积较小,可置于副面前方,省去了订制传统的旋转副面所需的空心电机。实验原采用廉价的普通低速直流电机作为锥扫电机,但发现径向和轴向跳动均较大,动平衡调整困难,实验数据要多次滤波。基片与接近开关组成基准位置参考信号发生器,基片为二分之一铜膜与二分之一介质所构成的一个圆,当铜膜转至接近开关上方时,接近开关输出高电平,当介质转至接近开关上方时,接近开关输出低电平。考虑到空间较小,本系统只用了一只接近开关。基片和接近开关也放置于副面前方,不会影响天线对电磁波的接收。

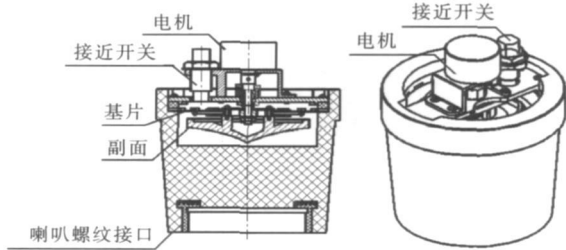


图 3 圆锥扫描副面结构示意图

### 3 圆锥扫描几个关键参数

设计圆锥扫描天线的—个关键参数就是波束偏角  $\delta$  它决定了圆锥扫描信号的调制指数  $m$  误差斜率  $K_\epsilon$  及交叉电平  $P_0$ 。

天线方向图可近似用高斯函数表示为<sup>[6]</sup>:

$$F(\theta) \approx e^{-\frac{1.385\theta^2}{\theta_{0.5}^2}} \quad (3)$$

其中,  $\theta_{0.5}$  为天线半功率波束宽度。

由式(2)和式(3)得:

$$F(\theta) = e^{-\frac{1.385(\delta + \epsilon^2 - 2\delta\epsilon\cos\phi)}{\theta_{0.5}^2}} \quad (4)$$

设常数  $K = \frac{1.385}{\theta_{0.5}^2}$ , 则式(4)可化为:

$$F(\theta) = e^{-K(\delta + \epsilon^2 - 2\delta\epsilon\cos\phi)} = e^{-K(\delta + \epsilon^2)} e^{2K\delta\epsilon\cos\phi} \quad (5)$$

根据贝塞尔函数的生成函数<sup>[5]</sup>:

$$e^{jz\cos\phi} = J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(z) \cos n\phi \quad (6)$$

得:

$$\begin{aligned} e^{2K\delta\epsilon\cos\phi} &= e^{j(-K\delta)\cos\phi} \\ &= J_0(-2K\delta\epsilon) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(-2K\delta\epsilon) \cos n\phi \end{aligned} \quad (7)$$

由于

$$J_n(-z) = (-1)^n J_n(z) \quad (8)$$

从而

$$e^{2K\delta\epsilon\cos\phi} = J_0(2K\delta\epsilon) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(2K\delta\epsilon) \cos n\phi \quad (9)$$

$J_n J_n(z)$  为修正贝塞尔函数, 因此式(9)可写为:

$$e^{2K\delta\epsilon\cos\phi} = J_0(2K\delta\epsilon) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(2K\delta\epsilon) \cos n\phi \quad (10)$$

经过前面的变换, 得到:

$$\begin{aligned} F(\theta) &= e^{-K(\delta + \epsilon^2)} \times \left[ J_0(2K\delta\epsilon) + \right. \\ &\quad \left. 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(2K\delta\epsilon) \cos n\phi \right] \end{aligned} \quad (11)$$

将式(1)代入式(11), 其中,  $f$  为圆锥扫描频率, 得:

$$\begin{aligned} F(\theta) &= e^{-K(\delta + \epsilon^2)} \times J_0(2K\delta\epsilon) \times \left[ 1 + \right. \\ &\quad \left. 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \cos(n\pi f t - n\phi_0) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

由式(12)可知,  $F(\theta)$  由无穷多个调制叠加而成。

#### 3.1 调制指数和误差斜率

调制指数是圆锥扫描天线的—个重要指标, 其

大小关系到天线的跟踪精度, 调制指数越大, 受噪声影响就小, 跟踪误差就越小。误差斜率是调制指数对误差角的一阶导数。由前面分析可知,  $F(\theta)$  由无穷多个调制叠加而成, 其各项调制的指数和误差斜率均有无穷多个, 表达式为:

$$m_n = 2 \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \quad (13)$$

$$K_{\epsilon n} = \frac{dm_n}{d\epsilon} = \frac{d}{d\epsilon} \left[ 2 \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \right] = S_n(\delta\epsilon) \quad (14)$$

由

$$\frac{d}{dx} [x^n I_n(x)] = x^n I_{n-1}(x) \quad (15)$$

可知:

$$I_n'(x) = I_{n-1}(x) - \frac{n}{x} I_n(x) \quad (16)$$

$$\frac{d}{dx} \left[ \frac{I_n(x)}{J_0(x)} \right] = \left[ \frac{I_{n-1}(x)}{J_0(x)} - \frac{n}{x} \frac{I_n(x)}{J_0(x)} \right] \quad (17)$$

$$\frac{d}{d\epsilon} \left[ \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \right] = \left[ \frac{I_{n-1}(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} - \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \frac{I_0'(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \right] \quad (18)$$

由

$$I_0'(x) = -I_1(x) \quad (19)$$

令

$$k = 2K\delta \quad (20)$$

将式(18)~(20)代入式(14), 可得:

$$\begin{aligned} S_n(\delta\epsilon) &= 4K\delta \times \left[ \frac{I_{n-1}(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} - \frac{n}{2K\delta\epsilon} \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} - \right. \\ &\quad \left. \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \cdot \frac{I_0'(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \right] \end{aligned} \quad (21)$$

在对准目标条件下

$$\begin{aligned} S_n(\delta 0) &= \lim_{\epsilon \rightarrow 0} S_n(\delta\epsilon) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \left\{ 4K\delta \times \left[ \frac{I_{n-1}(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{n}{2K\delta\epsilon} \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} - \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \cdot \frac{I_0'(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \right] \right\} \end{aligned} \quad (22)$$

由于

$$\begin{cases} \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} = 1 \\ \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{I_n'(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} = 0 \end{cases} \quad (23)$$

则:

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \left[ \frac{n}{2K\delta\epsilon} \cdot \frac{I_n(2K\delta\epsilon)}{J_0(2K\delta\epsilon)} \right] = \begin{cases} \frac{1}{2}, & n=1 \\ 0, & n>1 \end{cases} \quad (24)$$

将上式代入式(22), 可得:

$$K_{\epsilon n} = \begin{cases} S_1(\delta 0) = 2K\delta \\ S_n(\delta 0) = 0 \quad n \neq 1 \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)可知, 在等信号轴附近, 一次误差斜

率 为 定 值, 高 次 波 分 量 几 乎 为 零。随 着 误 差 角 渐 渐 增 大, 高 次 分 量 就 会 有 所 影 响。

本系统采用的工作在 Ku 频段 (12.5 GHz) 的 0.6 m 天线, 天线方向图函数可由下式表示:

$$\theta_{0.5} = 70 \frac{\lambda}{D} = 70 \frac{C}{f \cdot D} = 2.8^\circ \approx 0.04887 \text{ (弧度)} \quad (26)$$

$$K = \frac{1.385}{\theta_{0.5}^2} \approx 579.935 \text{ (1/弧度}^2\text{)} \quad (27)$$

在 MATLAB 中仿真得到如图 4 的一组性能曲线, 它们分别是调制指数  $m_1, m_2, m_3$  随  $2K\delta\epsilon$  变化的曲线。可以看出,  $\delta$  越大,  $K_\delta$  越大, 跟踪的灵敏度就越高。

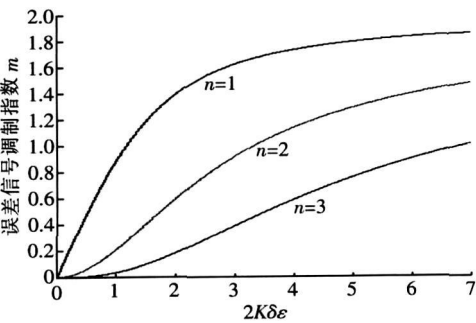


图 4 调制指数与偏差角及波束偏角关系

3.2 交叉电平

交叉电平是由于圆锥扫描天线波束轴人为地偏离反射器轴一个误差角  $\delta$  在此情况下, 相比较不采用圆锥扫描方式跟踪的天线, 两者天线都跟踪到最大点, 圆锥扫描天线要损失一点增益, 此损失的电平称为交叉电平。根据定义, 可列出交叉电平的表达式为:

$$P_0 = e^{-K\delta^2} \Big|_{\theta=0} - e^{-K\delta^2} \Big|_{\theta=\delta} \quad (28)$$

交叉电平一般用对数方式表示, 化简上式, 得:

$$P_0 \text{ (dB)} = -20 \lg e^{-K\delta^2} = 8.686 K \delta^2 = \frac{12.03 \delta^2}{\theta_{0.5}^2} \quad (29)$$

绘出交叉电平与归一化波束偏角  $\delta/\theta_{0.5}$  关系如图 5 所示。可以看出,  $\delta$  越小,  $P_0$  越小, 信号损失就小。

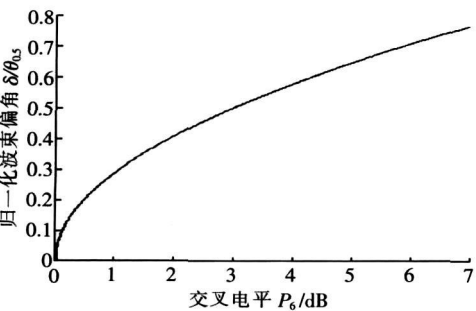


图 5 交叉电平与归一化波束偏角关系

3.3 波束偏角  $\delta$  的选取

综合图 4 和图 5 曲线可看出, 在天线 (包括工作频段) 一定的情况下,  $\delta$  决定了调制指数  $m$  误差斜率  $K_\delta$  及交叉电平  $P_0$ 。很显然,  $\delta$  越大,  $m$  越大, 跟踪的灵敏度就越高;  $\delta$  越小,  $P_0$  越小, 系统信号损失就小。因此,  $K_\delta/P_0$  决定了系统性能的好坏。所以  $\delta$  的选取应兼顾距离灵敏度和角灵敏度<sup>[7]</sup>。一般工程上选取  $P_0$  值为 1~2 之间<sup>[8-9]</sup>, 由图 5 可知,  $\delta/\theta_{0.5}$  为 0.41 时,  $P_0$  约为 2 dB  $\delta/\theta_{0.5}$  为 0.28 时,  $P_0$  约为 1 dB。本系统考虑到天线口径小, 增益低, 选取  $\delta/\theta_{0.5}$  为 0.28 此时副面轴线偏离反射器轴线 3 mm。

4 圆锥扫描频率的选择

圆锥扫描跟踪的另外一个关键参数是圆锥扫描频率。本系统中使用的天线半功率波束宽度为  $2.8^\circ$ , 根据系统设计指标的要求, 跟踪精度小于天线半功率波束宽度的十分之一, 即:

$$\Delta\theta = \frac{\theta_{0.5}}{10} = 0.28^\circ \quad (30)$$

按照方位俯仰横摇三轴方向等同考虑,  $\Delta\theta = \sqrt{\Delta\theta_a^2 + \Delta\theta_e^2 + \Delta\theta_c^2}$ , 所以方位俯仰横摇三轴的跟踪精度应该分别满足:

$$\Delta\theta_a = \Delta\theta_e = \Delta\theta_c < \frac{0.28^\circ}{\sqrt{3}} \approx 0.162^\circ \quad (31)$$

本系统使用的是普通石英陀螺, 隔离度约为  $I_r = 16$  dB 在最大干扰角速度为  $\omega = 90^\circ/\text{s}$  的条件下计算圆锥扫描频率  $f$  下限。

根据隔离度的定义, 则  $\omega$  时刻陀螺稳定环路的残存角为:

$$\xi(\eta) = \frac{v\eta}{10^{I_r/20}} \quad (32)$$

在圆锥扫描跟踪过程中, 每个圆锥扫描周期即可对方位和俯仰补偿一次, 假定每次补偿能完全消除误差,  $f$  至少要满足以下条件:

$$\xi\left(\frac{1}{f}\right) \leq m \ln(\Delta\theta_a, \Delta\theta_e) \quad (33)$$

则

$$f \geq \frac{v}{10^{I_r/20} \times m \ln(\Delta\theta_a, \Delta\theta_e)} \approx 14 \text{ r/s} \quad (34)$$

考虑到系统噪声、接收机的性能、每个圆锥扫描周期补偿不能完全消除误差等方面影响, 圆锥扫描频率每秒 14 圈是不够的。在实际应用中, 一般选定

扫描频率在每秒 20 圈至 30 圈。如果陀螺稳定环节性能较差或者为达到更高的隔离度,可以适当提高圆锥扫描频率。然而,由于馈源的安装是偏心的,其旋转时导致整个天线出现振动,这种振动给测姿传感器引入了附加误差,提高圆锥扫描频率可能导致振动加大甚至共振,所以需要做一些实验来确定一个合适的值,以免副反射面的旋转而引起的天线共振恶化了系统整体的性能。另外,接收机能否及时的解算出信号电平也是提高圆锥扫描频率一个必须考虑的问题,即圆锥扫描频率的选择也受到信标接收机响应速度的制约。

5 圆锥扫描跟踪的实现

确定了圆锥扫描天线的圆锥扫描波束偏角和圆锥扫描频率后,下一步就是圆锥扫描跟踪技术的实际应用。

在  $\epsilon \ll \theta$  情况下,跟踪接收机的输出电压可表示为<sup>[10]</sup>:

$$V(t) = V_0[1 + K_{\epsilon} \cos(\omega t - \phi_0)]$$
 (35)

其中,  $V_0$  为跟踪误差  $\epsilon = 0$  时跟踪接收机的输出电压。

从式 (35) 可知,跟踪接收机输出的信号为一幅度调制信号,根据调制幅度和相位可推算得到当前角误差信号,而方位和俯仰跟踪角误差可分别表示为:

$$\theta_{az} = \epsilon \cos \phi_0$$
 (36)

$$\theta_{el} = \epsilon \sin \phi_0$$
 (37)

通过实际采用圆锥扫描天线跟踪亚洲三号卫星来测试锥扫跟踪算法,并绘出圆锥扫描天线方位方向特性如图 6 所示。其中图 6(a)是多次测量得到的天线方位方向图,图 6(b)是幅度与水平方向偏差角度的关系。

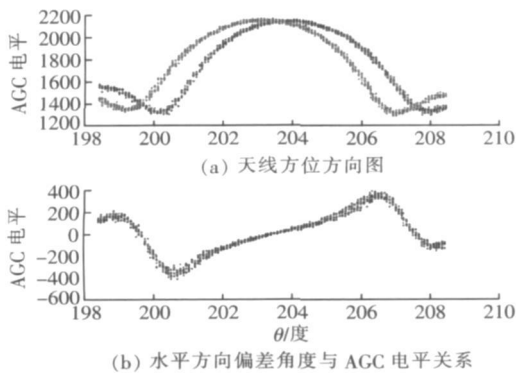


图 6 圆锥扫描天线方位方向特性

为更精确地描述天线在水平方向上的幅度特性与偏角之间的关系,通过多次测量然后求平均,再进行八阶多项式拟合得到图 7。可以看出在小误差范围  $[-1, 1]$  度内,电平变化幅度与误差偏角近似满足简单的线性关系。因此在小误差范围内,可以由检测得到的方位方向电平变化幅度  $\Delta U_{az}$  通过简单的线性变换直接得到方位偏角  $\epsilon_{az}$ 。俯仰偏角  $\epsilon_e$  也可通过类似的方法得到。即:

$$\epsilon_{az} = k_{az} \Delta U_{az}$$
 (38)

$$\epsilon_{el} = k_{el} \Delta U_{el}$$
 (39)

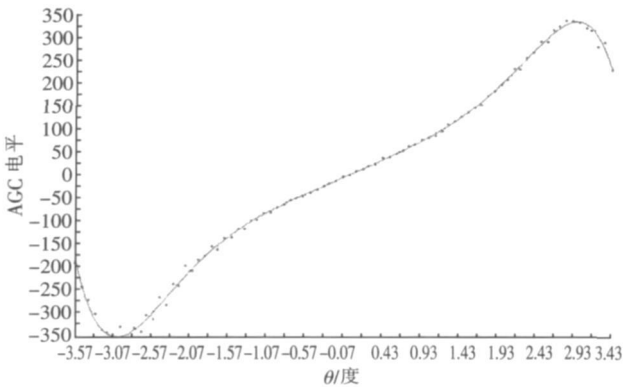


图 7 多次测量拟合得到的幅度与水平方向偏角曲线

6 结 论

本文提出的卫星通信圆锥扫描跟踪系统由于采用了巧妙的结构设计,缩小了体积,降低了成本。系统采用了数字化的信号处理方法,省去了传统的模拟误差解调器等电路。工程实际应用表明该系统有关圆锥扫描跟踪算法正确,具有一定的推广价值。

在 2009 中国卫星应用大会上,该“动中通”卫星通信系统作为展示品,得到了国内外用户及同行的广泛关注和好评。

参考文献:

[1] 史飞,喻洪麟.单脉冲自跟踪体制在车载“动中通”的应用[J].系统工程与电子技术,2004 26(4): 485—487.  
SHI Fei YU Honglin Application of the monopulse tracking system to “communication in moving”[J]. Systems Engineering and Electronics 2004 26(4): 485—487. (in Chinese)

[2] 沈民谊,蔡镇远.卫星通信天线、馈源、跟踪系统[M].北京:人民邮电出版社,1993  
SHEN Minyi CAI Zhenyuan Satellite communications antenna feed source and tracking system[M]. Beijing: People's Posts and Telecommunications Press 1993. (in Chinese)

[ 3 ] 高烽. 多普勒雷达导引头信号处理技术 [ M ]. 北京: 国防工业出版社 2001  
GAO Feng Technology of signal processing of doppler radar seeker  
[ M ]. Beijing National Defense Industry Press 2001 ( in Chinese )

[ 4 ] EAVES J L REEDY E K Principles of modern radar [ M ]. New York Van Nostrand Reinhold 1987.

[ 5 ] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理 [ M ]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1997  
DING Lu fei GENG Fu lu Principles of radar [ M ]. Xi'an Xidian University Press 1997 ( in Chinese )

[ 6 ] DAMONTE J B STODDARD D J An analysis of conical scan antennas for tracking [ J ]. IRE National Convention Record 1956( 4): 39—47

[ 7 ] BHARTIA P BAHL I J Millimeter Wave Engineering and Applications [ M ]. New York John Wiley & Sons 1984

[ 8 ] JOHNSON R C Designer Notes for Microwave Antennas [ M ]. Boston Artech House 1991

[ 9 ] GOLDEN A Radar Electronic Warfare [ M ]. VA American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc 1987

[ 10 ] 赵来定, 胡正飞, 曹伟, 等. 卫星通信圆锥扫描跟踪 [ J ]. 现代雷达, 2006( 3 ): 76—78  
ZHAO Lai ding HU Zheng fei CAO Wei et al Application of Conical Scan and Track to Satellite Communication [ J ]. Modern Radar 2006( 3 ): 76—78 ( in Chinese )

作者简介:



赵来定 ( 1971— ) 男, 江苏高邮人。南京邮电大学通信与信息工程学院高级工程师。研究方向为卫星通信、测量及控制。

李 锐 ( 1977— ) 男, 江苏武进人。南京邮电大学电子科学与工程学院讲师。研究方向为微电子电路及器件、数字电路及编程等。

谢继东 ( 1958— ) 男, 江苏无锡人。南京邮电大学通信与信息工程学院教授。研究方向为卫星通信。

(责任编辑: 潘雪松)

(上接第 83 页)

作者简介:



徐 跃 ( 1972— ) 男, 江苏南京人。南京邮电大学电子科学与工程学院讲师, 博士研究生。主要从事模拟集成电路和微电子器件的设计。

闫 锋 ( 1968— ) 男, 山西太原人。南京大学电子科学与工程学院教授。主要从事微电子器件研究。

(责任编辑: 潘雪松)