文章编号:1001-893X(2010)08-0022-04

# 深空测控系统跟踪接收机射电星校相的可行性分析\*

仇三山1,汪远玲1,杨洪军2

(1.中国西南电子技术研究所,成都 610036;2.成都大学,成都 610106)

**摘 要:**在深空测控系统的实际应用中,由于其天线口径大等原因,面临着角跟踪系统和差通道相位 一致性需要在无塔条件下校准的关键技术难题。基于利用射电星校相的解决思路,首先通过分析确 定了设计实现方案,并针对射电星信号的特点,结合具体的设计实现对其进行了理论分析,最后给出 了实验验证结果。实验证明了射电星校相的可行性,这将对深空测控系统的应用具有非常重要的指 导意义。

关键词:深空测控;角跟踪系统;射电星;无塔校相 中图分类号:TN850;V443 文献标识码:A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2010.08.005

# Feasibility Analysis of Phase Calibration for Tracking Receiver Using Radio Star in Deep Space TT&C System

QIU San - shan<sup>1</sup>, WANG Yuan - ling<sup>1</sup>, YANG Hong - jun<sup>2</sup>

(1. Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China;2. Chengdu University, Chengdu 610106, China)

Abstract: In deep space TT&C system, due to its large antenna, how to calibrate the phase difference between the sum channel and the difference channel will be a key technology in towerless condition in the angle tracking system. In order to solve this problem with radio star, a design scheme is proposed through analysis. According to the features of radio star signal, theoretical analysis is made and experimental result is provided. The feasibility of calibration with radio star is verified, which has instructive meaning for the application of deep space TT&C system. Key words: deep space TT&C system; angle tracking; radio star; towerless phase calibration

## 1 引 言

传统的角跟踪系统需要在任务前对标校塔上的 信标信号开展和差通道相位校正工作,但这种有塔 校相方法固有的局限性随着深空系统的深入发展越 来越明显地暴露出来<sup>[1]</sup>。在深空测控系统中,由于 其天线口径大,不可能建造满足相应远场条件的标 校塔,现有的同步卫星资源也难以满足其实际应用 中任务前的标校工作需要,以实现天线系统闭环自 跟踪,因此角跟踪系统和差通道相位一致性校准就 成为了其相当关键的技术难题,为此业界提出了包 含射电星校相<sup>[2]</sup>在内的一些解决思路。纵观这些方法中,以射电星校相在实际应用中最具可操作性,因为在太空中,有着丰富的射电星资源,如果我们能加以利用,将对深空测控系统的应用产生非常重要的意义,因此迫切需要证明射电星校相的可行性。

#### 2 跟踪接收机实现原理

比幅和差单脉冲双通道跟踪接收机常见的实现 方式如图 1 和图 2 所示。方式 1 在完成和信号载波 锁定后,差信号与和信号锁定的载波信号相干解调 提取方位、俯仰角误差电压。

· 22 ·

<sup>\*</sup> 收稿日期:2010-04-19;修回日期:2010-06-11

如果利用射电星进行校相,方式1将因和路载 波无法锁定而不能正常工作。方式2选择了和、差 信号直接相关解调角误差电压的处理方式,无需完 成和信号的锁定,可适用于任意信号形式的角误差 电压解调<sup>[3]</sup>。



图 1 跟踪接收机实现方式 1 Fig.1 The implementation method 1 of tracking receiver



图 2 跟踪接收机实现方式 2 Fig. 2 The implementation method 2 of tracking receiver

在方式2中,以单载波信号为例,对信号处理结 果进一步分析,设:

$$\Sigma = \sin(w_c t + \phi_0) \tag{1}$$

 $\Delta_A + j\Delta_E = V_A \sin(w_c t + \phi_1) + V_E \cos(w_c t + \phi_1) \quad (2)$ DDS 产生的本振信号:

$$L_o = \sin(w_1 t) \tag{3}$$

下变频经低通滤波之后之后:

$$\Sigma_{\text{Addc}} = \cos(\Delta w_c t + \phi_0 - \theta_1)/2 \tag{4}$$

$$\Sigma_{\rm Eddc} = \cos(\Delta w_c t + \phi_0 - \theta_2)/2 \tag{5}$$

 $\Delta_{\rm ddc} = V_A \cos(\Delta w_c t + \phi_1)/2 - V_E \sin(\Delta w_c t + \phi_1)/2 \quad (6)$ 经鉴相低通滤波后:

$$U_{\Delta_A} = K_d V_A \cos(\phi_0 - \theta_1 - \phi_1) + K_d V_E \sin(\phi_0 - \theta_1 - \phi_1)$$
(7)

$$U_{\Delta E} = K_d V_A \cos(\phi_0 - \theta_2 - \phi_1) + K_d V_E \sin(\phi_0 - \theta_2 - \phi_1)$$
(8)

当 A 方向上天线没有正对、在 E 方向上正对时,校相过程调整  $\theta_1$ 使得  $\phi_0 - \theta_1 - \phi_1 = 0$ 时,则:  $U_{\Delta_A} = K_d V_A, U_{\Delta E} = 0; 当 E$  方向上天线没有正对、在 A方向上正对时,校相过程调整  $\theta_2$ 使得  $\phi_0 - \theta_2 - \phi_1$ = 0 时,则:  $U_{\Delta A}$  = 0,  $U_{\Delta E}$  =  $K_d V_E$ 。

至此,我们已经能够确定该方案解调角误差信 号的正确性。

### 3 射电星校相可实现性理论分析<sup>[4]</sup>

射电星校相是利用了噪声的自相关特性来解调 角误差电压的。

理想的白噪声在全频段内功率谱密度都是一个 常数  $n_0/2$ ,其自相关函数是冲激函数  $\delta(\tau)$ ,即理想 的白噪声仅在  $\tau = 0$ 时才可以获得自相关峰,而在 其它任何条件下都不相关。

实际系统的带宽都是有限的,带限的白噪声由 于相对理想白噪声在频域里带宽被压窄,使得在时 域的自相关特性被展宽,其自相关特性(图 3)*R*(τ) 与系统的滤波器带宽有关:

$$R(\tau) = \left[\int_{-f_{1}}^{-f_{1}} + \int_{f_{1}}^{f_{2}}\right] \frac{n_{0}}{2} \mathrm{e}^{j2\pi f_{c}\tau} \mathrm{d}f =$$

$$P \frac{\mathrm{sin}\pi B\tau}{\pi B\tau} \mathrm{cos} 2\pi f_{c}\tau \qquad (9)$$

式中, $n_0/2$ 为通带内噪声的功率谱密度, $f_c$ 是系统通 带中心频率, $f_1$ 、 $f_2$ 分别为带限噪声的低端和高端截 止频率, $B = f_2 - f_1$ 是系统信号带宽。



图 3 窄带高斯白噪声自相关特性 Fig. 3 The autocorrelation characteristic of narrow band Gauss white noise

以经典的四喇叭比幅单脉冲为例进行讨论,如 图 4 所示。图中为俯仰方向上的一对喇叭(另一对 喇叭的作用原理相同),求角误差信号  $\Delta$ ,即是求和、 差信号的互相关函数。下面以喇叭 1 的信号  $E_1$ 为 基准来讨论图中各信号的相关性。由于喇叭 2 和喇 叭 1 接收的是同一宽带信号,故  $E_1$ 和  $E_2$ 是相关的, 它们相加产生的和信号  $E_{\Sigma}$ 与  $E_1$ 仍然是相关的,差 · 23 · 信号  $E_{\Delta} = E_1 - E_2 与 E_1$ 也是相关的,且当  $E_1 > E_2$ 时 (对应于目标向上方偏移)其相关值为正,当  $E_1 < E_2$ 时其相关值为负(对应于目标向下偏移),用相关值 的正、负可区别目标偏离的方向。



图 4 比幅  $\Sigma - \Delta$  单脉冲接收机 Fig.4 The amplitude – comparison  $\Sigma - \Delta$  monoulse receiver

在测控系统中,图2中所示滤波通常都为窄带 滤波,这时对于相同窄带滤波器和、差链路各自输出 的射电星噪声 *n*(*t*)为窄带高斯噪声,可表示为

$$n_{\Sigma}(t) = r_{n_{\Sigma}}(t) \sin[w_0 t + \Phi_n]$$
(10)

$$n_{\Delta}(t) = r_{n_{\Delta}}(t) \sin[w_0 t + \Phi_n]$$
(11)

式中, $r_{n_{\Sigma}}(t)$ 、 $r_{n_{\Delta}}(t)$ 为其随机变化的包络。 $r_{n_{\Sigma}}(t)$ 、  $r_{n_{\Delta}}(t)$ 变化规律是相同的,但是幅度大小不同,其包 络均是慢变化的,如图 5 所示。相位  $\Phi_n(t)$ 则按照  $\Phi_n(t) = w_0 t$ 规律变化。



图 5 窄带高斯噪声的包络变化 Fig.5 The amplitude change of narrowband Gauss white noise

当和、差通道传输存在时延差
$$\tau$$
时,设和信号为 $n_{\Sigma}(t) = r_{n_{\Sigma}}(t) \sin[w_0 t + \Phi_n]$ 

则差信号为

$$n_{\Delta}(t) = r_{n\Delta}(t+\tau) \sin[w_0 t + \Phi_n + w_0 \tau] =$$

$$r_{n\Delta}(t+\tau) \sin[w_0 t + \Phi_n + N \cdot 2\pi + \Delta \Phi_{\Delta}] =$$

$$r_{n\Delta}(t+\tau) \sin[w_0 t + \Phi_n + \Delta \Phi_{\Delta}]$$
(12)

式中, N 为  $w_0 \tau / 2\pi$  取整数,  $\Delta \Phi_\Delta = w_0 \tau - N \cdot 2\pi_\circ$ 

基于此,在窄带系统中,利用正弦波信号的周期 性,由于和、差通道传输时延差  $\zeta$ 引起的和、差信号 相位上的差异,可以通过移相器移相的方式得以校 正。当和差信号相位一致时,和、差信号相关后误差 电压的输出  $V(\tau) = r_{n_s}(t)r_{n_s}(t+\tau)$ ,其特性与图 3 中 *R*(τ)的包络变化相同。不难看出,如果经过和、 差通道传输后产生了时延不一致,则相关运算后的 相关峰值下跌,使解调输出的误差电压减小,即角误 差灵敏度下降。

通过上面的分析可知,在射电星信号窄带校相 时,只要我们控制和、差链路时延差在窄带高斯噪声 的相关时间内,通过和、差信道的噪声信号相关就可 以获得一定的相关峰值,便可以解调出角误差电压。 同样处于相关时间内,和、差信道链路不同的时延差 将获得不同的相关峰值,进而影响角误差检测的灵敏 度。另一方面,和、差信道链路不同的时延差也影响 着利用和通道 AGC 对差路信号进行幅度归一化的性 能,进而影响角误差电压输出性能。和、差信号相位 上的差异可以通过移相器移相的方式校正一致。

所以在具体设计实现时,可以考虑采用和差链路时延校正与相位校正相结合的方式,时延校正应 该尽可能使和差链路时延一致,以便获得最大的相 关峰,获得最高的角误差检测灵敏度;相位校正保证 跟踪接收机解调出的方位及俯仰角误差电压满足系 统自跟踪所需的交叉耦合等条件。

至此,对于和、差信道时延差导致在中心频率 w<sub>0</sub>的相位差,根据前面分析结果可知对射电源噪声 信号校相和对单频正弦波信号校相结果的一致性。

## 4 射电星校相实验验证

有了这些理论支撑,我们对该方案进行了严密精确的测试试验,实现了天线系统对塔闭环自跟踪,取 得了很好的结果。实验时设备连接框图如图6所示。



Fig. 6 The connective figure of experimental equipment

任务前的标校工作需要在中强信噪比条件下进行,否则所得到结果准确性不高,以至无法实现天线 自跟踪。射电星辐射出的射频信号很微弱,但当通 带内地面系统射频接收链路噪声功率低于射电星辐 射出的射频信号能量一定数量时,地面接收系统就 能有效接收并解调。经过计算,深空测控系统天线 接收到的射电星信号能量比系统射频接收链路噪声 能量高10 dB左右。由于实验设备为15 m天线,增益 比深空测控系统天线增益小得多,其接收到的射电 星信号能量无法满足设备解调门限电平要求,无法 利用该实验设备直接对射电星进行校相及自跟踪验 证试验。

实验中,我们用噪声源模拟系统接收到的射电 星信号,首先调节标校塔上信号衰减量模拟射电星 信号比射频接收链路噪声高10 dB左右的情形;然 后,对标校塔上的噪声源进行校相工作,标校结果见 表1,完成后检查自跟踪条件,进行自跟踪闭环;最 后,我们继续装订对噪声源标校的结果,直接对塔上 的信号源进行自跟踪条件检查,实现了系统自跟踪 闭环,检查结果见表2。

表 1 对塔上噪声源校相结果

Table 1 The results of phase calibration using noise on tower						
频点	方位移	俯仰移	鉴相器	友计		
/MHz	相值/(°)	相值/(°)	增益/dB	首任		
2 260.5	326	326	0.4	<i>S/N</i> = 10 dB, 跟踪正常		
2 206.512	285	285	0.3	<i>S/N</i> = 10 dB, 跟踪正常		

Table 2 The results of auto - tracking condition checking

_				~	×
	频点	方位移	俯仰移	交叉	友计
	/MHz	相值/(°)	相值/(°)	耦合	首任
2 260.5	260 5	226	220	方位:1/17	S/N = 10  dB,
	520	520	俯仰:1/17	跟踪正常	
2 206.512	285	285	方位:1/28	S/N = 10  dB,	
			俯仰:1/22	跟踪正常	

### 5 结束语

通过前面的理论分析和实验数据可知利用射电

星校相方案的可行性,但在将来的实际应用中还将 面临一些不可预估的新问题。目前的分析和验证对 深空测控系统任务前标校方式的选择有着非常重要 的参考价值,为其走向工程实践奠定了基础。

#### 参考文献:

- [1] 李蝉,刘敏,于益农.口面天线无塔校相方法[J].电讯 技术,2009,49(8):73-75.
  LI Chan,LIU Ming,YU Yi - nong. Towerless Phase Calibration Methods for Aperture Antenna [J]. Telecommunication Engineering,2009,49(8):73-75. (in Chinese)
- [2] 刘嘉兴.利用射电星噪声的无塔校相方法[J].电讯技术,2010,50(6):1-4.
  LIU Jia xing. Towerless Phase Calibration Using Radio Star Noise[J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50(6):1-4.(in Chinese)
- [3] 汪远玲,仇三山,汪晓燕.深空系统低信噪比任意信号 角跟踪接收机[J].电讯技术,2009,49(4):45-48.
  WANG Yuan - ling, QIU San - shan, WANG Xiao - yan. An Arbitrary - Waveform - Signals Angle Tracking Receiver for Deep Space System [J]. Telecommunication Engineering, 2009,49(4):45-48.(in Chinese)
- [4] 赵淑清,郑薇.随机信号分析[M].哈尔滨:哈尔滨工业 大学出版社,1999.

ZHAO Shu – qing, ZHENG Wei. Random Signal Analysis [M]. Harbin: Harbin Institute of Technology Press, 1999. (in Chinese)

#### 作者简介:

**仇三山**(1980-),男,四川广元人,硕士研究生,主要从 事航天测控系统基带信号处理相关设计工作。

QIU San – shan was born in Guangyuan, Sichuan Province, in 1980.He is now a graduate student. His research concerns base – band signal processing design for aerospace TT&C system.

Email: qiusanshan@163.com