

# 采用软件锁相环技术提取深空探测器 高精度多普勒频率

孟令鹏<sup>1,2</sup>, 郑为民<sup>1</sup>

(1. 中国科学院 射电天文重点实验室, 上海 200030; 2. 中国科学院 研究生院, 北京 100049)

**摘要:** 高精度多普勒测量值是深空探测器精密测定轨的一项重要数据。传统的多普勒频率测量为双程模式。为满足深空探测器的单程和三程多普勒测量需求, 本文提出了一种利用软件锁相环技术在甚长基线干涉测量 (VLBI) 记录的 1 或 2 比特量化探测器测控信标的残留载波信号中获取高精度多普勒数据的方法, 介绍了软件锁相环数学模型、参数设计和软件实现。经验证, 本软件锁相环方法的计算结果和上海 VLBI 中心用本地相关的方法得到的参考值在测量精度范围内是一致的。

**关键词:** 多普勒频率; 深空探测; 软件锁相环; VLBI

**中图分类号:** TP311

## 1 引言

高精度多普勒频率测量值是深空探测器精密测定轨的一项重要数据。在中国 VLBI 网各测站跟踪观测深空探测器信号时, 通常会观测记录探测器下行测控信号用于甚长基线干涉测量 (very long baseline interferometry, VLBI) 数据处理。VLBI 观测量反映了目标关于测站间 VLBI 观测基线的横向位置 (角度) 与速度 (角度变化率) 信息, 多普勒频率则反映了探测器相对于测站的视向运动速度信息。由于下行测控信号一般含有残留的载波信号或差分单向测距 (differential one-way range, DOR) 信号的单音信号, 如果在进行 VLBI 数据处理的同时, 又能够设法从 VLBI 记录的探测器下行载波信号中提取高精度多普勒频率, 则 VLBI 系统将同时获得目标的角度和视向速度两种数据, 这对高精度测定轨有重要实用价值。

本文提出了一种利用软件锁相环技术在 VLBI 记录的测控载波信号中获取高精度多普勒频率的方法。该项技术完全不需要发射上行发射信号, 仅仅利用 VLBI 网记录测控残留载波数据挖掘多普勒频率数据, 具有投入少、效率高的特点。

## 2 锁相环工作原理

锁相环 (phase lock loop, PLL) 技术广泛应用在测控信号相干解调、时间同步、频率合成等领域。

收稿日期: 2012-09-18; 修回日期: 2012-10-22

资助项目: 国家自然科学基金项目 (项目批准号 11173052); 上海市导航与定位重点实验室 (06DZ22101); 探月三期工程预研项目; 国家 863 项目 (2012AA121603)

锁相环可以分为模拟锁相环、数字锁相环、全数字锁相环和软件锁相环等几种。随着虚拟无线电技术的出现,软件锁相环得到了越来越广泛的应用<sup>[1]</sup>。

作为反馈控制系统,锁相环的作用是实现内部的振荡信号对设备外部的输入信号的相位跟踪和同步。一个典型的锁相环由鉴相器(phase detector, PD)、环路滤波器(loop filter, LF)和压控振荡器(voltage controlled oscillator, VCO)三个基本单元组成。PD将周期性输入信号的相位与VCO信号的相位进行比较后,输出两个输入信号间的相位误差。该误差信号经过环路滤波器后,用于改变VCO的频率,以减小输入信号与VCO信号之间的相位误差。当环路锁定时,VCO频率的平均值调整到与输入信号频率的平均值完全一样,相位误差只在一个很小的范围内缓慢变化<sup>[2]</sup>。

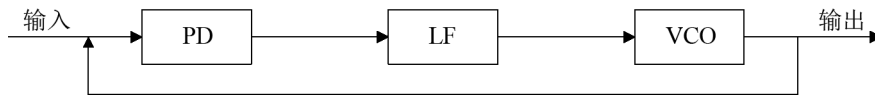


图1 基本锁相环原理框图

### 3 空间探测器下行测控信号多普勒频率提取方法

在VLBI观测时,天线跟踪目标,并将接收到的信号传送到接收机。接收机将天线汇集的射频信号进一步放大,然后进行混频,将射频信号变换为中频信号,最后再将中频信号传送到数据采集终端。数据采集终端从接收机送来的中频信号中选出所需要观测的频率通道,然后经过基带转换器使频率变换至基频信号,再经过数字化采样和编码后记录在磁盘上或直接通过高速数据通信网络传送到VLBI数据处理中心。由于VLBI测站信号采用高稳定度氢原子钟作为参考指标,因此记录数据的采样时刻十分精确,能够用于多普勒频率提取。目前,我国VLBI测站采用Mark5B数据记录终端系统,数据采用1或2比特量化<sup>[3]</sup>。

统一载波测控系统下行信号包括载波信号、遥测信号和测距测速信号。图2为嫦娥二号(CE-2)卫星统一S波段测控系统下行信号频率分配结构<sup>[4]</sup>。

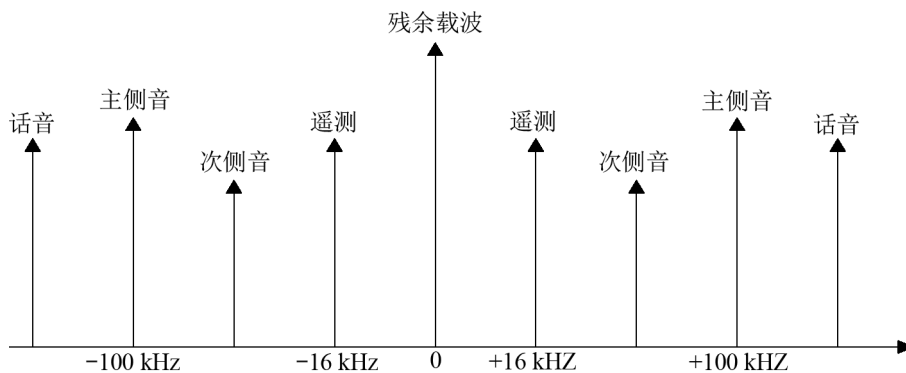


图2 统一S波段测控系统下行信号结构

### 3.1 软件锁相环多普勒频率提取方案

探测器测控信号多普勒频率提取实现框图见图 3。1 或 2 比特量化后的 VLBI 测站数据经过 VLBI 软件相关处理机的预处理模块处理后存放于硬盘。在进入软件锁相环之前, 首先选择要处理的台站通道数据, 然后对数据进行反映射解码, 解码后的数据输入软件锁相环, 可以利用残余载波信号提取多普勒频率。1 或 2 比特的低比特量化过程引入的量化噪声会增加信号提取的难度。

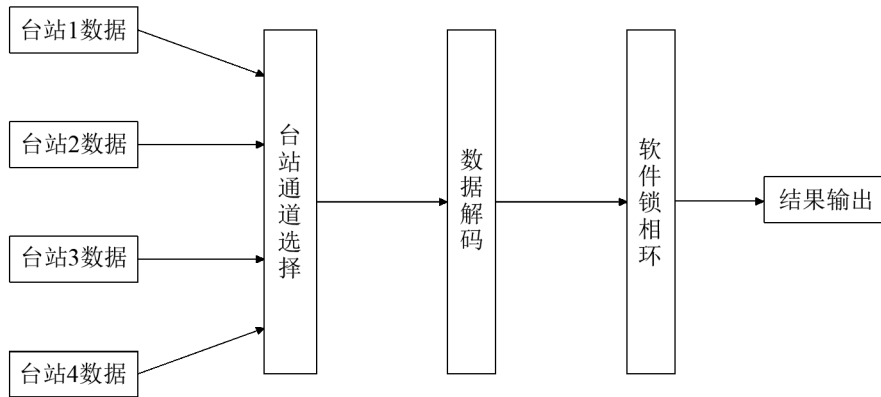


图 3 探测器测控信号多普勒频率提取实现框图

### 3.2 软件锁相环数学模型

软件锁相环就是一个用程序实现的数字锁相环。如何将一个模拟系统转换为功能相同、性能相近的数字系统是软件锁相环设计的关键。本软件锁相环的设计采用二阶二型锁相环, 其  $S$  域模型示于图 4, 其中  $\theta_i$  和  $\theta_o$  分别表示输入信号相位和输出信号相位,  $K = K_d \cdot K_o$ ,  $K_d$  是鉴相器增益,  $K_o$  是压控振荡器增益,  $\tau_1, \tau_2$  为滤波器时间常数,  $\Sigma$  表示累加运算。

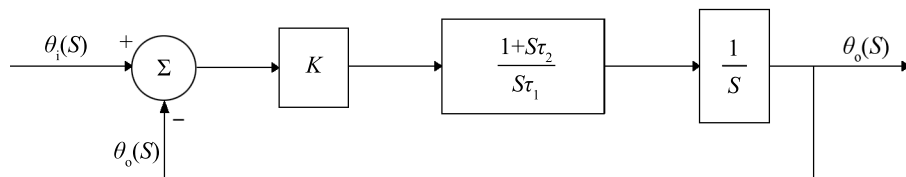


图 4 模拟锁相环  $S$  域模型

采用双线性变换法可将  $S$  域的传递函数转换为  $Z$  域传递函数的形式, 作为软件锁相环的数学模型:

$$S = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \quad (1)$$

式中,  $T$  为采样时间间隔。

在二阶二型锁相环中,  $\tau_1, \tau_2, K$  与自然谐振频率  $\omega_n$  和阻尼系数  $\xi$  的关系为:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} \quad , \quad \xi = \frac{\tau_2}{2} \cdot \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} \quad (2)$$

将式 (1) 和式 (2) 代入模拟锁相环中, 可以得到如图 5 所示的软件锁相环的  $Z$  域模型, 其中  $U_h$  是环路滤波器输出信号。

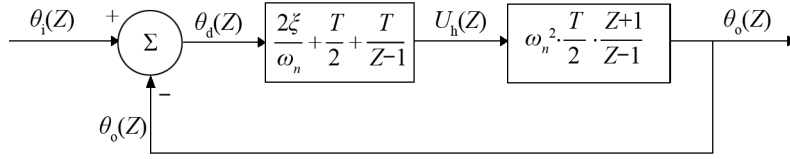


图 5 软件锁相环  $Z$  域模型

根据软件锁相环中每个模块的  $Z$  域模型, 可以得到其时域差分方程的数学表达式, 作为软件化设计的数学模型<sup>[5]</sup>。

### 3.2.1 反正弦鉴相器

输入信号与压控振荡器 (VCO) 的输出信号混频后, 再通过低通滤波器滤除高频部分, 然后对剩下的部分取反正弦, 就可得到相位差。鉴相器模型如图 6 所示, 其中  $u_i(t)$  和  $u_o(t)$  分别表示输入和输出信号,  $u_d(t)$  表示有限长单位冲激响应 (finite impulse response, FIR) 低通滤波器的输出。

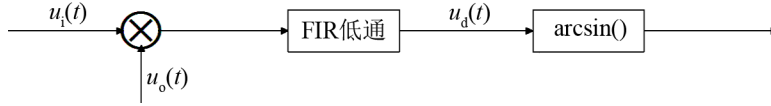


图 6 鉴相器模型

假设锁相环的输入、输出信号为:

$$u_i(nT) = U_i \sin[\omega_i nT + \theta_i(nT)] \quad , \quad (3)$$

$$u_o(nT) = U_o \cos[\omega_o nT + \theta(nT)] \quad , \quad (4)$$

这里  $U_i$  和  $U_o$  分别表示输入和输出信号幅度。

鉴相器  $Z$  域模型为:

$$\theta_d(Z) = \theta_i(Z) - \theta_o(Z) \quad . \quad (5)$$

由图 6 可得到:

$$u_d(nT) = AU_i U_o \sin[(\omega_i - \omega_o)nT + \theta_i(nT) - \theta(nT)] \quad . \quad (6)$$

在式 (6) 中,  $A$  为系数,  $\omega_o$  为锁相环中心频率, 也可称为起始频率, 即锁相环在该频率基础上开始追踪实际信号频率,  $\theta(nT)$  为 VCO 输出的绝对相位。

若由  $\theta_o(nT)$  表示 VCO 输出的在  $0 \sim 2\pi$  的残余相位, 则  $\theta(nT)$  可表示为:

$$\theta(nT) = m \cdot nT + \theta_o(nT) \quad , \quad (7)$$

式中,  $m$  为整数。

将式 (7) 代入式 (6) 可得:

$$u_d(nT) = AU_i U_o \sin[(\omega_i - \omega_o - m)nT + \theta_i(nT) - \theta_o(nT)] \quad . \quad (8)$$

当处于锁定状态时,  $\omega_i - \omega_o - m \approx 0$ , 这时

$$u_d(nT) \approx AU_i U_o \sin[\theta_i(nT) - \theta_o(nT)] \quad . \quad (9)$$

当  $u_d(nT) < 1$  时, 对其求反正弦  $\arcsin()$ , 可得  $\theta_d(nT)$ :

$$\theta_d(nT) \approx AU_i U_o [\theta_i(nT) - \theta_o(nT)] \quad . \quad (10)$$

### 3.2.2 环路滤波器

二阶锁相环中环路滤波器是一个单极点无限冲击响应滤波器, 可将鉴相器输出的相位误差量转化为控制输出频率的电压分量。由环路滤波器  $Z$  域模型得到其时域差分方程为:

$$u_h(nT) = u_h[(n-1)T] + \left[ \frac{2\xi}{\omega_n} + \frac{T}{2} \right] \cdot \theta(nT) - \left[ \frac{2\xi}{\omega_n} - \frac{T}{2} \right] \cdot \theta[(n-1)T] \quad . \quad (11)$$

### 3.2.3 压控振荡器

由压控振荡器  $Z$  域模型, 可得到其时域差分方程如下:

$$\theta(nT) = \theta[(n-1)T] + \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot u_h(nT) + \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot u_h[(n-1)T] \quad . \quad (12)$$

式 (12) 还可以表示为:

$$\theta(nT) = \theta(0) + \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{k=1}^n u_h(kT) + \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{k=1}^{n-1} u_h(kT) \quad . \quad (13)$$

当锁相环处于跟踪状态时,

$$\omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{k=1}^n u_h(kT) \approx \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{k=1}^{n-1} u_h(kT) \quad . \quad (14)$$

所以, 式 (13) 可以简化为:

$$\theta(nT) = \theta(0) + \omega_n^2 \cdot T \cdot \sum_{k=1}^n u_h(kT) \quad . \quad (15)$$

因此, 软件锁相环压控振荡器的输出为:

$$u_o(nT) = U_o \cos[\omega_o nT + \theta(nT)] = U_o \cos[\omega_o nT + \theta(0) + \omega_n^2 \cdot T \cdot \sum_{k=1}^n u_h(kT)] \quad . \quad (16)$$

与模拟锁相环中压控振荡器的数学模型比较可知, 软件锁相环的压控灵敏度为  $\omega_n^2 \cdot T$ , VCO 偏置频率 (VCO 输出偏离于中心频率  $\omega_o$  的频率) 为  $\omega_n^2 \cdot u_h(nT)/2\pi$ 。

### 3.3 参数设计

对于软件锁相环的参数设计,由其数学模型可知,影响环路性能的参数主要是自然谐振频率  $\omega_n$  和阻尼系数  $\xi$ 。根据锁相环设计的基本理论,锁相环的跟踪速度和跟踪精度对选取存在矛盾<sup>[6]</sup>:

(1) 增大  $\omega_n$  时,追踪速度快,但随之精度会降低;减小  $\omega_n$  时,精度提高,但追踪速度变慢。所以  $\omega_n$  的选取是追踪速度和精度的折中。

(2) 增大  $\xi$  时,可以降低噪声敏感度,相对加快追踪速度,但同时也会降低精度;减小  $\xi$  时,噪声敏感度增强,相对减慢追踪速度,同时精度会有提高。所以阻尼系数  $\xi$  的选取主要是噪声敏感度和精度的折中。

因此,必须通过参数选择实现锁相环捕获性能和跟踪性能的最优化。一般可采取如下方法来设计锁相环参数:

首先,确定阻尼系数  $\xi$ 。综合考虑环路对输入噪声的抑制能力和环路暂态响应时间,通常情况下在  $0.6 < \xi < 1$  内选择,实际中一般取  $\xi = 0.707$ 。

然后,确定自然谐振频率  $\omega_n$ 。综合考虑环路的捕获性能和环路滤波器的滤波要求,  $\omega_n$  的取值可在  $0.707\Delta\omega_{\max} \sim 0.485\omega_{\min}$  范围内选择 ( $\Delta\omega_{\max}$  是多普勒频偏最大值,  $\omega_{\min}$  是被跟踪信号的最小带宽)。

## 4 应用实例

上述方法通过编程在 Matlab 环境下实现了基于 VLBI 信号记录的 CE-2 探月卫星下行测控载波信号的高精度多普勒频率提取的实现。

具体过程:将每秒钟的数据帧文件输入到软件锁相环中,先解码提取出相应通道中的数据;然后通过对第 1 秒钟数据做功率谱估计的方法得到下行测控载波信号的当前主载波频率,并将该值设为软件锁相环的中心频率;再根据捕捉速度和精度的实际需求,选择阻尼系数和自然谐振频率;最后将提取的结果存放在输出结果文件中。

### 4.1 参数选择

使用 CE-2 测控信号上海 VLBI 站 2010 年第 304 天 22 时 00 分 59 秒的 1 秒钟数据作为输入信号,输入到软件锁相环,追踪其主载波频率。该段数字信号的功率谱见图 7。

由图 7 可知,在 1 MHz 附近的峰值就是所要追踪的 CE-2 测控信号的主载波频率点。由功率谱估计可算出,主载波频率值相对于 BBC 基带频率为 1.018 839 MHz(其实际天空频率在 2.2 GHz 左右)。

在软件锁相环中,设置中心频率  $f_0 = 1.018 83$  MHz,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ 。在其他条件都保持完全相同的情况下,令自然谐振频率  $\omega_n$  分别等于 80 Hz 和 100 Hz,这两种情况下 VCO 偏置频率输出图像分别如图 8 和图 9 所示。

由图 8 和图 9 可知,  $\omega_n$  取值不同,都追踪到了信号的主载波频率。同时可以看到,当  $\omega_n = 100$  Hz 时,在 0.4 s 时就基本追踪上,而  $\omega_n = 80$  Hz 时,0.7 s 才基本追踪上。但是  $\omega_n = 100$  Hz 时的跳动幅度要大于  $\omega_n = 80$  Hz 时的。所以  $\omega_n$  变大时,追踪速度变快,但随之而来的是精度的降低。因此,在处理特定实际信号时,  $\omega_n$  的选取是追踪速度和精度要求的

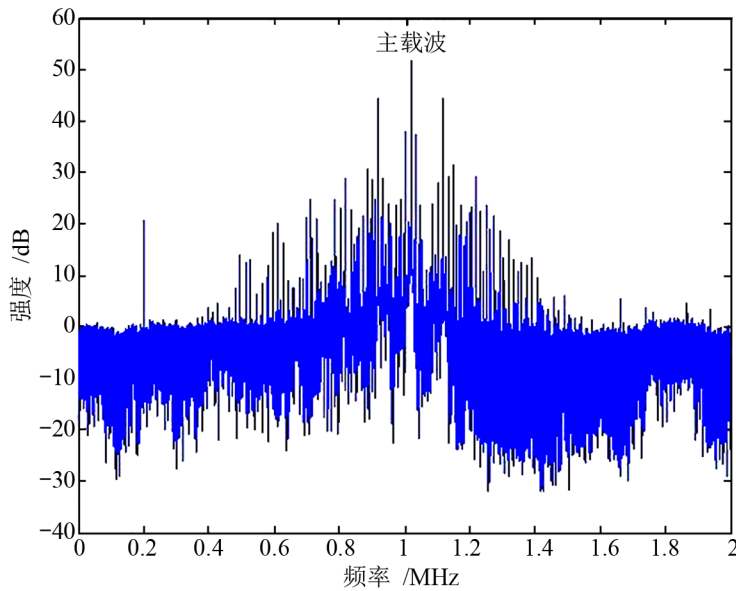


图 7 基于基带转换器 (base-band converter, BBC) 量化采样的软件锁相环数据的功率谱

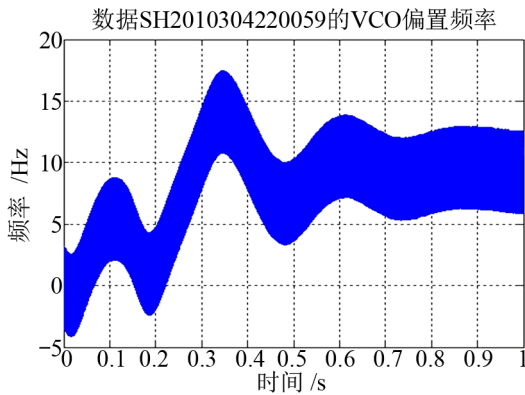


图 8  $\omega_n = 80\text{ Hz}$  时软件锁相环追踪过程

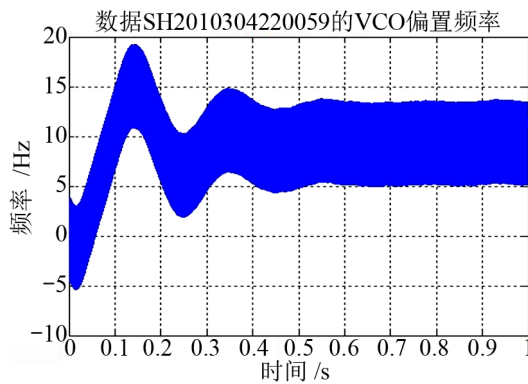


图 9  $\omega_n = 100\text{ Hz}$  时软件锁相环追踪过程

折中。

另外, 由图 8 和图 9 可看出, VCO 偏置频率约为 10 Hz, 即实际主载波频率偏离所设置的中心频率  $f_0$  约为 10 Hz。如果设置的中心频率和实际主载波频率相差较大时, 就会长时间处于追踪状态, 直至追踪上。

#### 4.2 实际数据处理

使用 CE-2 测控信号上海 VLBI 站 2010 年第 304 天 22 时 01 分 00 秒到 2010 年第 304 天 22 时 09 分 59 秒共 10 分钟数据, 输入软件锁相环连续跟踪, 并输出计算得到的 CE-2 测控信号的多普勒频率。为满足精度要求, 在软件锁相环中参数自然谐振频率  $\omega_n$  设置为  $\omega_n = 20\text{ Hz}$ 。对输出的结果进行数据拟合后, 可输出每秒 1 个多普勒频率点, 即 10 分钟有 600 个点。



上海站 VLBI 中心的本地相关方法是用接收到的探测器信标信号和构造的参考信号做相关运算, 求出接收信号相对于参考信号的残余相位, 通过分析相位差随时间的变化关系得到频率。其具体测量原理见图 10, 信号  $P(t)$  代表接收到的探测器信标信号,  $\otimes$ 、 $\Sigma$  分别表示相乘、累加运算。

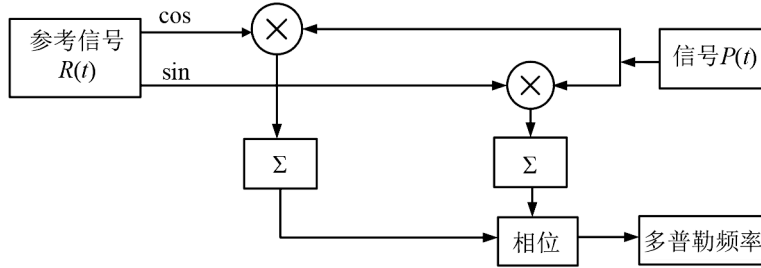


图 10 上海站 VLBI 中心本地相关方法多普勒频率测量原理图

软件锁相环提取的多普勒频率结果与上海站 VLBI 中心用本地相关方法获得的参考值比较见图 11。

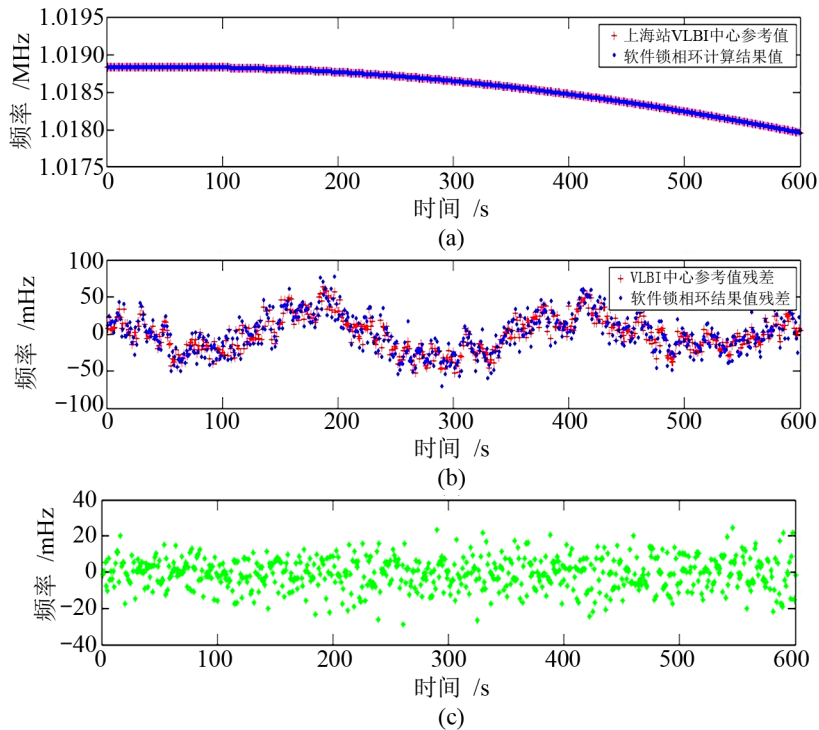


图 11 软件锁相环输出结果与上海 VLBI 中心参考值比较

(a) 两者结果值比较; (b) 两者结果值残差比较; (c) 两者结果之差。

两者都是每秒给出一个多普勒频率值。残差是指原值与对原值进行 5 次拟合后的值之差。参考值残差的标准差是 23 mHz, 软件锁相环计算结果值残差的标准差是 25 mHz, 两者



结果之差的标准差不到 9 mHz。由图 11 可见, 使用软件锁相环计算的 CE-2 测控信号的多普勒频率值与上海 VLBI 中心用本地相关方法获得的参考值在  $\pm 30$  mHz( $3\sigma$ ) 测量精度范围内一致, 且这个范围在残差范围之内, 两者残差也一致。说明软件锁相环技术获得的测量值是可信的。

## 5 结 论

通过 Matlab 编程对实测 VLBI 测站信号的数据处理, 验证了本文提出的在 VLBI 记录的测控载波信号中获取高精度多普勒频率的方法。该方法具有无需上行信号和探测器精确初始轨道模型的特点, 也不需要构造参考信号, 只要进入锁定状态就可以实现对多普勒频率的同步追踪。该项技术经过进一步工程化开发后不仅能获得探测器信号的多普勒频率, 而且可以获得观测信号总相位和相位校正信号相位, 能够用于深空探测器精密定轨、无线电科学研究等应用领域。

### 参考文献:

- [1] 刘东华, 李秋娜. 专题技术与工程应用, 2010, 40(7): 55
- [2] Gardner F M. 锁相环技术. 姚剑清, 译. 北京: 人民邮电出版社, 2007: 1
- [3] 杨艳. 硕士论文, 上海: 中国科学院上海天文台, 2006: 18
- [4] 钱志瀚, 李金岭. 甚长基线干涉测量技术在深空探测中的应用. 北京: 中国科学技术出版社, 2012: 111
- [5] 屈强, 刘东华, 杨君, 等. 遥测遥控, 2007, 28(1): 10
- [6] 马志朋. 火控雷达技术, 1997, 26(12): 16

## The Software Phase Lock Loop Technology to Extract Deep Space Probe High-precision Doppler Frequency

MENG Ling-peng<sup>1,2</sup>, ZHENG Wei-min<sup>1</sup>

(1. Key Laboratory of Radio Astronomy, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030; 2. Graduate University of Chinese Academy of Science, Beijing 100049)

**Abstract:** High-precision Doppler data is important for orbit determination of deep space probes. The traditional mode of Doppler frequency measurement is two-way. To meet the demand of observing deep space probes with one-way or three-way modes, a high-precision Doppler data mining method, called software phase lock loop (SPLL) technology, is presented. From VLBI observations of carrier signal of probes, high-precision Doppler value can be extracted by SPLL technology. The mathematical model, parameter design method and software realization of SPLL are introduced. The Doppler frequency values obtained from SPLL are consistent with those reference values given by local correlating method from Shanghai VLBI center.

**Key words:** Doppler frequency; deep space exploration; software phase lock loop; VLBI