

连线干涉系统测量共位双星宽带信号 处理与分析

陈明^{1,2,3}, 刘庆会¹, 唐歌实^{2,3}, 陈略^{2,3},
李黎^{2,3}, 邵华², 赵融冰¹, 戴志强¹

(1. 中国科学院上海天文台, 上海 200030; 2. 北京航天飞行控制中心, 北京 100094; 3. 航天飞行动力学技术重点实验室, 北京 100094)

摘要: 随着人类空间活动的急剧增加, 同步轨道资源已变得十分稀缺。为此人们采用了多星共位技术, 来充分挖掘同步轨道资源。多星共位中, 由于卫星存在位置漂移的情况, 安全问题成为维护卫星正常工作必须考虑的问题之一。考虑到同步卫星的轨道特性, 常采用三程测距的方式对卫星进行测轨, 而且需要较长时间的测轨弧段。连线干涉测量可以获得高精度的差分相位时延, 这对卫星在垂直视线方向上构成了很强的约束。给出了连线干涉测量系统设计及测量数据处理方法, 并对测量中的关键技术与设备特性、测量数据精度进行了初步分析。

关键词: 连线干涉; 多星共位; 同波束测量; 差分相位时延

中图分类号: V474

1 引言

连线干涉测量技术 (CEI) 是国外广泛使用的一种中精度角度测量系统 (相对于 Δ VLBI 而言)。根据资料介绍, 独立使用 CEI 系统能够达到 100 nrad 的测角精度 (基线长度为 50 km)。CEI 系统使用同一标准频率, 通过相距 10 ~ 100 km 的 2 个跟踪测量站之间的光纤进行频率和信息的传递, 以实现 2 站接收信号时间延迟的精确测量, 进而可以实时或准实时地确定目标相对 2 站间基线矢量的精确角位置。CEI 系统以其测角精度高、实时性较强、可用于被动测量等诸多优点, 决定其在航天测控中有独到的应用价值^[1]。NASA 深空网 (DSN) 自 20 世纪 80 年代就开始进行了一系列利用 CEI 系统对卫星进行导航的验证试验^[2-5]。

地球静止轨道卫星必须保持在高度约为 3.6×10^4 km 的赤道圆轨道上, 又考虑到静止卫星摄动运动规律, 单颗静止轨道卫星占有赤道经度约 $\pm 0.1^\circ$, 因此, 静止轨道定点经度资源十分有限。20 世纪 80 年代出现双星或多星共位案例, 如 ESA 的奥林帕斯通信卫星定点于西经 19° , 在该轨位上曾先后与 1 颗德国、2 颗法国卫星共位, 4 颗卫星共享 $\pm 0.2^\circ$ 的分配区间。我国目前有 2 对卫星双星共位, 分别共享 $\pm 0.1^\circ$ 的经度区间; 另外 1 颗与其他 2 国卫星三星共位, 共享 $\pm 0.1^\circ$ 的轨位^[6]。避免共轨卫星发生物理碰撞和电子干扰, 保持卫星间处于

收稿日期: 2011-06-27; 修回日期: 2011-08-01

资助项目: 百人计划, 自然科学基金 (11073048); 浦江人才 (10PJ1411700); Shanghai Key Laboratory of Space Navigation and Position Techniques (Y054262001); 航天飞行动力学技术重点实验室开放课题 (SFDLHZ2010002)

安全的距离, 成为静止轨道卫星测量所要解决的重要问题。

本文在目前已有的通信卫星接收天线基础上, 构建了一个简易的连线干涉测量系统, 并用该系统对共位双星通讯信号进行测量, 给出了基于卫星数传信号的同波束干涉测量数据处理方法, 并对测量数据精度进行了分析。

2 连线干涉测量系统与信号特征分析

连线干涉测量系统结构图如图 1 所示。共位双星定点于东经 105° 附近, 2 个卫星的信号到达地面接收天线 1 与天线 2。接收天线相距 30 余米。射频信号经天线接收后, 经各自的下变频单元成为 70 MHz 的中频信号。下变频单元由各自的频率综合器将铯原子钟提供的 10 MHz 的频率信号倍频成本地信号。设计上要求 2 个天线的本振信号频率相同。2 路中频信号经导线传输至同一个接收机, 通过接收机的 2 个通道对 2 路信号同时进行采样。数据采样率设置为 56 Mbps, 采样后的数据记录在磁盘阵列中。采样器的时钟信号同样由铯原子钟提供。

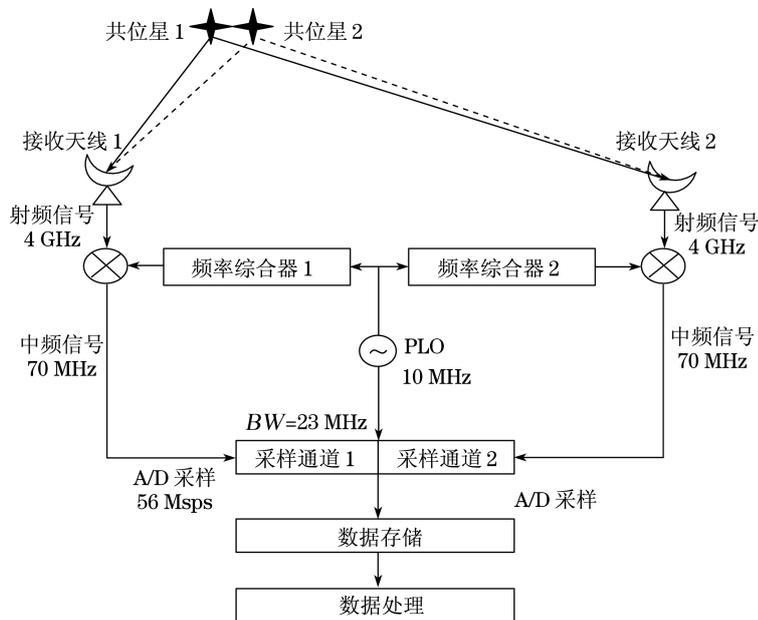


图 1 连线干涉测量系统结构示意图

共位双星发送的为 C 波段宽带业务数据。信号带宽在频域的分布如图 2(a) 所示, 用接收天线直接扫频也可以得到类似的效果图。射频信号的中心频点在 4 GHz 处, 中间部分为卫星 1 的信号, 两边为卫星 2 的信号。信号的总带宽约为 23 MHz。根据奈奎斯特定理, 对这样的带宽用 56 Msp/s 的采样是满足要求的。但由于中频信号中心频点为 70 MHz, 因而这仍然为欠采样情况。按照信号采样理论, 原中心频点为 70 MHz 带宽为 23 MHz 的信号对应采样后数据中心频点为 14 MHz 带宽为 23 MHz 的信号, 如图 2(b) 所示。

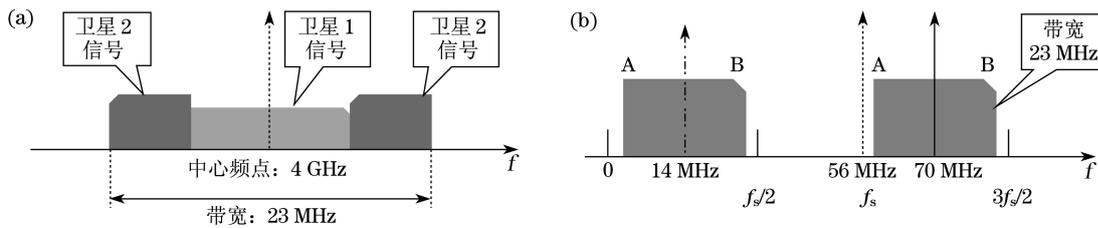


图2 双星信号分布及欠采样影响

3 连线干涉测量数据处理方法

3.1 信号相关处理

信号经2面天线接收后,由接收机记录并存储。后续的工作将是对2个站间的测量信号进行相关处理,获取相关相位。由于本次试验天线基线很短,而观测目标又为地球静止卫星,因而信号到2面天线的时延很小,其变化也很小。因而可以对信号直接进行相关处理。设 $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$ 分别为天线1、2的采样信号,傅里叶变换后成为 $X_1(j\omega) = F(x_1)$, $X_2(j\omega) = F(x_2)$,则第 i 个处理时段的互相关函数可表示为 $S^i(\omega) = X_1^i(\omega) \cdot \overline{X_2^i(\omega)}$,用振幅和相位表示为 $S^i(\omega) = Ae^{j\phi(t,\omega)}$ 。这里的相关相位 $\phi(t,\omega)$ 即为信号相关处理所求结果。

若2路信号时延较大,则相位在频域内较快变化,此时不易出现条纹,或条纹经常性间断(2π 周跳所致)。干涉处理是在预报时延的基础上对采样数据进行整数比特移位与小数位比特补偿。本文的处理中,为了方便起见,由上述相关相位估算出时延值,依此对记录的数据进行移位处理,再进行相关计算。为降低信号噪声,提高信噪比,对相关函数在时域内进行积分处理,即将若干组相关数据在时域内进行累加,然后再求相关相位。

3.2 信号时延计算

相关后处理的核心任务就是得到相关相位随时间和频率的变化关系,并对其进行三参数的拟合。这些由相位导出的观测量间的关系为^[7]:

$$\phi(\omega, t) = \phi_0(\omega_0, t_0) + \frac{\partial \phi}{\partial \omega}(\omega - \omega_0) + \frac{\partial \phi}{\partial t}(t - t_0) \quad .$$

依此式,相位时延、群时延与相时延率分别为:

$$\tau_{\text{pd}} = \frac{\phi_0}{\omega_0}, \quad \tau_{\text{gd}} = \frac{\partial \phi}{\partial \omega}, \quad \tau_{\text{pd}} = \frac{1}{\omega_0} \frac{\partial \phi}{\partial t} \quad .$$

由此,群时延可依据频域内相位随频率的变化得到,对于一定带宽的信号,常采用最小二乘线性拟合的方法。信号的带宽越宽,群时延的精度越高。相时延率则由相位随时间的变化得到。对已知的频点,若其相位已知,则可以直接计算得到相位时延。由于射频频率通常在数十吉赫兹的水平,甚至更高,因此相位时延常可获得很高的测量精度,但由于存在相位模糊度的问题,直接的相位时延的计算常常是很难实现的。

3.3 信号时延改正

除几何时延外,影响信号时延的因素还包括中性大气时延、电离层时延以及接收设备的通道时延等。大气介质产生的时延会随着时间的变化而产生波动,这种波动又分为长周期波

动和短周期波动。通道时延影响因素主要表现在两个方面: 一是设备的相频特性, 相频的非线性性会使不同频率信号的通道时延不同; 二是天线主波束内的相位波动。对于角距离较小的 2 个目标源, 由于信号的传输路径十分接近, 二者在差分过程中可消除掉大部分的影响因素^[8]。对于通道相频的非线性性, 可以通过带通改正来降低其影响, 特别是对于接收机的模拟基带转换器, 因其带内的非线性性较为明显。带通改正的前提条件是通道的相频特性相对稳定, 其随时间的变化应相对较小, 否则带通改正很难奏效。带通改正的过程, 通常是将天线对准已知的强射电源或在天线端注入相位校正信号, 分析这些信号的相频特性, 并将其非线性部分进行模型化, 再用这些模型化了的非线性相频特性去改正实测信号的相位值, 从而得到改正后的相关相位值。

4 测量数据处理与分析

4.1 宽带信号相关处理

对来自 2 个通道的时序列采样信号, 分别进行 FFT 变换, 再进行互相关运算, 得图 3(a) 所示幅频、相频图。图中可见明显的条纹, 表明信号间存在一定的时延, 时延引起相位的快速变化。由相位频率关系可粗略估计时延量为:

$$\tau = \frac{\partial \phi}{2\pi \partial f} \approx \frac{1}{500 \Delta f} = \frac{NFFT}{500 f_s} \quad (1)$$

其中 Δf 为频率分辨率, $NFFT$ 为 FFT 点数的一半, f_s 为射频频率。该时延量相应的整数比特移量为 $n_{\text{bit}} = \tau / T_{\text{sample}} \approx 8$ 。相位增加, 表明第一通道时延大于第二通道。

对相位进行移位处理可降低相位相对于频率的变化率。将第一通道数据左移 (或第二通道右移) 8 bits, 移位后的信号相关结果如图 3(b) 所示, 频域内相关相位的变化明显趋缓。图 3(b) 另外的特征是相位数据具有明显的噪声。为了降低数据噪声, 而进行积分处理, 即将若干组连续的相关数据进行时域的累加处理, 结果如图 3(c) 和图 3(d) 所示。其中图 3(c) 为 10 组数据积分结果, 图 3(d) 为 100 组数据积分结果。显然, 相位数据噪声随着积分时间的增加而降低。

由相频关系图还可以看出, 信号在频域内被分为 3 个频段, 可分别称为 f1、f2、f3 频段。由相频关系可以看出, f1、f3 来自于同一颗卫星, 而 f2 则来自于另一颗卫星。为便于分析, 分别截取 3 段信号中噪声相对较小的部分作为分析对象, 频段选择为 (以 FFT 点数序列计): 100 ~ 500, 800 ~ 1200, 1400 ~ 1800, 各频段中心频率分别为 300、1000、1600, 频段选择标示于图 3(d)。各频段信号取其相位均值作为该段信号中心频点处的相位值。

4.2 相位随时间变化分析

对上述相关相位直接在频域内拟合可得群时延, 分析相关相位在时域内的变化可得相位时延率。为进一步分析信号在时域内的特征, 下面分析相位随时间的变化规律。

如图 4 所示, 3 组相位随时间变化呈现很强的线性性, 变化速度很快, 且基本一致, 变化率约为 -19.6 rad/s 。由于信号时延主要来自于几何时延、介质时延与设备时延, 天线距离很近, 因此几何时延与介质时延均较小, 信号在设备内的延迟相对较大, 经测量约 1000 ns, 这部分时延主要来自中频信号的长距离传输, 中频传输电缆埋置在电缆沟内, 也不会引起相位

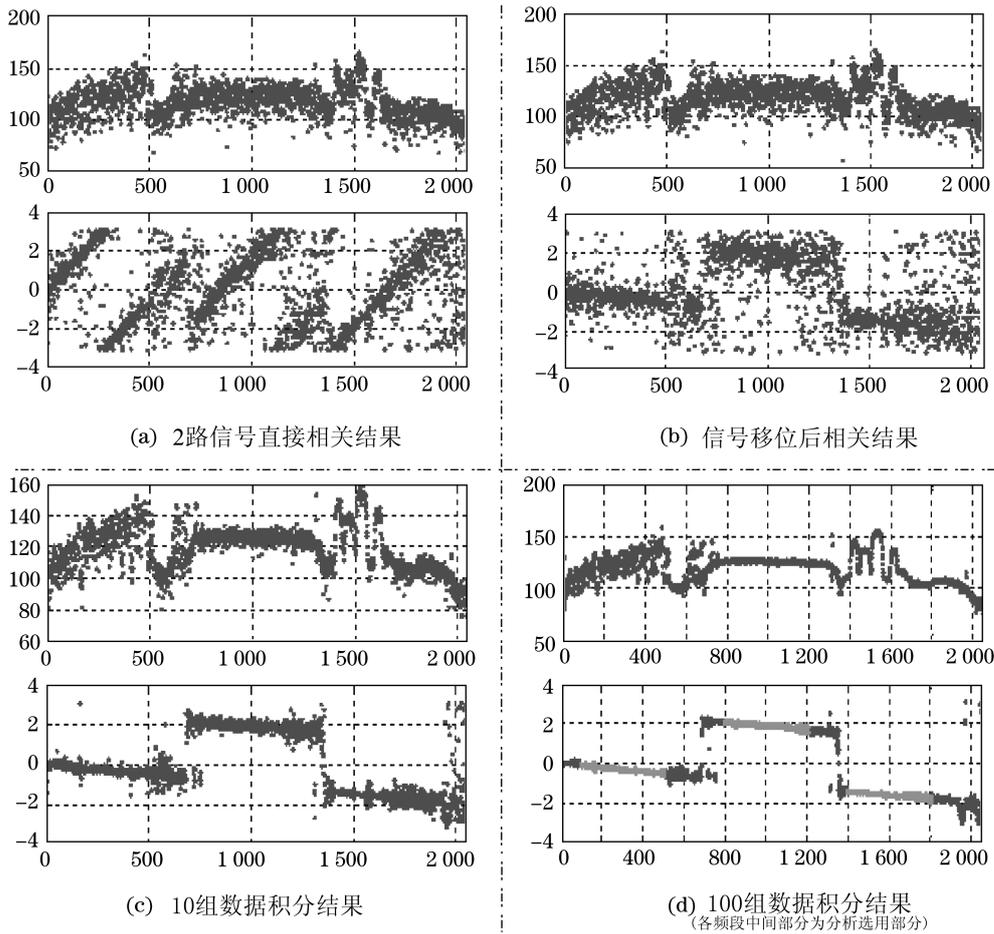


图3 信号互相关幅频图(上图)、相频图(下图), FFT 为 4096

快速变化。下面将具体分析相位快速变化的原因。

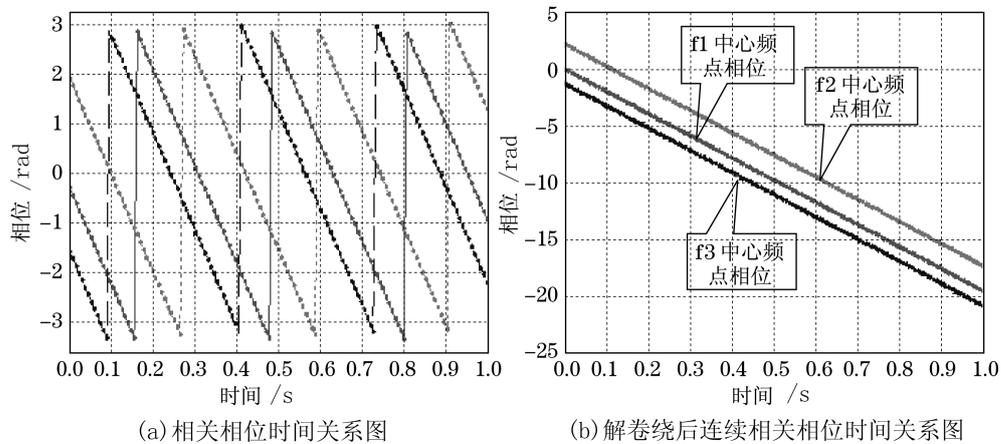


图4 3个频段中心频点相位 - 时间关系图

设天线 1 接收信号为 $s_1(t) = \exp(j2\pi ft)$, 天线 2 接收信号为 $s_2(t) = \exp[j2\pi f(t + \tau)]$ 。则天线 1 信号经本地变频、中频传输到达接收机第一通道后的信号为 $s_1(t) = \exp[j(2\pi(f - f_{LO1})t - 2\pi f_{IM1}\tau_{inst1})]$, 天线 2 信号到达第二通道后的信号为 $s_2(t) = \exp[j(2\pi(f - f_{LO2})t + 2\pi f\tau - 2\pi f_{IM2}\tau_{inst2})]$, 通道 1、2 的相位差可表示为 $\Delta\phi(t) = 2\pi(f_{LO1} - f_{LO2})t + 2\pi f\tau + 2\pi f_{IM1}\tau_{inst1} - 2\pi f_{IM2}\tau_{inst2}$ 。由此可得相位差变化率为 $\Delta\dot{\phi}(t) = 2\pi\Delta f_{LO} + 2\pi f\dot{\tau} + \Delta\dot{\phi}_{IM}$ 。由前面的分析可知, 此式右端后 2 项均较小, 相位的快速变化应主要由 2 个天线的本振差异造成的, 并且可以粗略估计这一差异为 $\Delta f_{LO} = \Delta\dot{\phi}(t)/2\pi = -19.567/2\pi = -3.114$ Hz。基于此, 对 2 个天线的频率综合器进行测试, 发现二者提供的本振频率相差约 3.16 Hz, 与分析的结果一致。由于使用的接收天线为通信用天线, 用户对频率精度的要求不超过 10 Hz, 但在干涉测量中, 对本振频率精度有较高的要求。2 个本振的差异产生了相位变化中的主要部分, 进而影响了信号本身的相干性。积分时间内的相位累积将全部转化为时延量, 因而可得: $\sigma_\tau = \Delta f_{LO}t_{int}/f_{BW}$ 。对于积分时间为 0.02 s、带宽为 10 MHz 的信号, 其因本振差异引入的误差约为 6 ns, 误差随着积分时间的增加而正比例增加。反之, 若在 1 s 积分条件下, 对 10 MHz 带宽信号, 要求因本振引入的误差小于 0.1 ns, 则由上式可得 $\Delta f_{LO} < 1$ mHz。因此, 对频率综合器输出频率的精度要求为优于 0.1 mHz。

由于我们关注的是 2 个信号源间的相对运动关系, 尽管 2 部天线接收装置本振差异对信号的相干性产生了影响, 但若该差异相对稳定, 则其大部分仍可通过差分处理被消除掉。一般来说, 可先去除各频点相位中公共的线性变化部分, 以消除大部分本振差带来的影响。对频点 f1 和 f3、f1 和 f2 分别进行差分处理, 相位差示于图 5。

f1-f3 与 f1-f2 相位差分别扣除了数据开始部分的常值相位差值。图 5 可见, f1 和 f3 间的相位差主要表现为噪声, 说明这 2 个频点间无明显时延, 即信号间不存在相对运动, 进一步证实了频点 f1 和 f3 来自同一颗卫星。频点 f1 与 f2 间不仅有噪声, 而且相位差存在漂移的情况, 反映了频点间存在时延, 即信号源间有相对运动, 因此 f1 与 f2 来自不同的卫星。

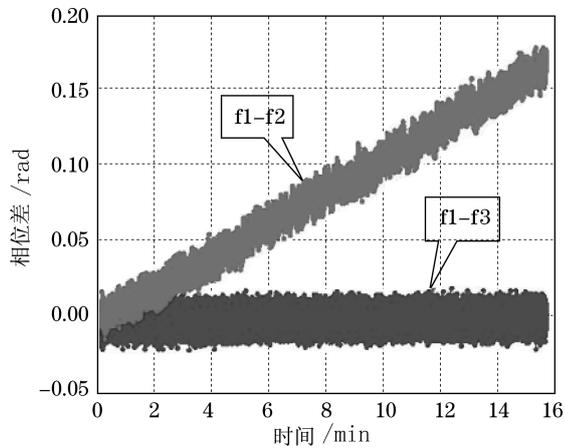


图 5 f1-f2/f1-f3 频点间相位差随时间变化关系

4.3 群时延与带宽综合效果分析

对于所选择的 3 个频段, 由相位-频率关系可知, 通过求取相位随频率的变化可以得到群时延量。对图 3 中所示 3 频段数据分别进行线性拟合, 求得时延值, 这些时延值在一个连续时段内的变化如图 6(a) 所示。对于 f3 频段, 在计算群时延时仅用到了 1400 ~ 1600 频段范围的数据, 1600 ~ 1800 频段范围的数据因波动较大而未用。由前述分析可知, f1、f3 频段来自于同一颗卫星, 因此, 可将这 2 段数据进行带宽综合处理, 即将 f1、f3 频段的相位数据在一起进行拟合处理, 带宽综合的结果如图 6(b) 所示。经带宽综合处理后, 群时延测量精度

显著提高。 f_1+f_3 群时延与 f_2 群时延如图 6(c) 所示。图中群时延数据噪声显著, 表明相位数据噪声较大, 为降低数据噪声, 对相位数据进行时域内的积分处理。积分时间为 0.73 s, 即每 100 个数据点合并在一起, 结果如图 6(d) 所示。

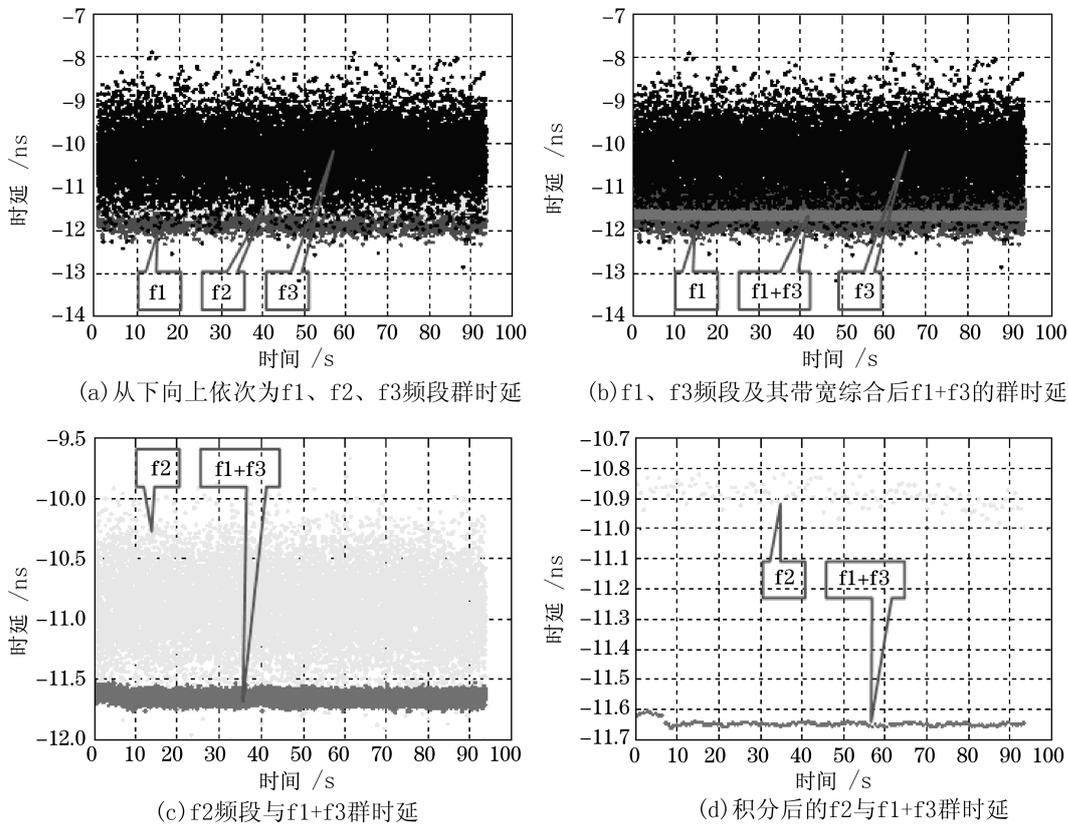


图 6 3 个频段群时延随时间变化图

4.4 差分群时延与差分相位时延

将频段 f_1 、 f_3 带宽综合后的群时延与频段 f_2 群时延进行差分, 结果如图 7(a) 所示。频段 f_1 、 f_2 与 f_1 、 f_3 分别进行相位差分计算, 然后除以射频频率, 转换成差分相位时延, 结果如图 7(b) 所示。

一般来说, 差分群时延与差分相时延主要存在 2 个方面的差异: 一是存在偏移量, 即差分群时延的系统性偏差和差分相时延中的未知相位模糊度产生的偏差, 在一个连续的测量弧段, 这一偏移量相对固定; 二是差分群时延的波动范围大于差分相时延的波动范围, 这是由于差分相时延的分辨率高于差分群时延。差分群时延与差分相时延的变化趋势应该基本一致。但是比较图 7(a) 与 (b) 可知, 在变化趋势上二者存在较大差异, 差分群时延在 15 min 内变化了 400 ps, 而差分相时延仅变化了 7ps。根据同步卫星位置变化和基线长度, 估计 7ps 时延较合理。

为分析差分群时延较快变化的原因, 将 f_2 频段细分为 4 个子频段, 分别为 f_{21} (800~900)、

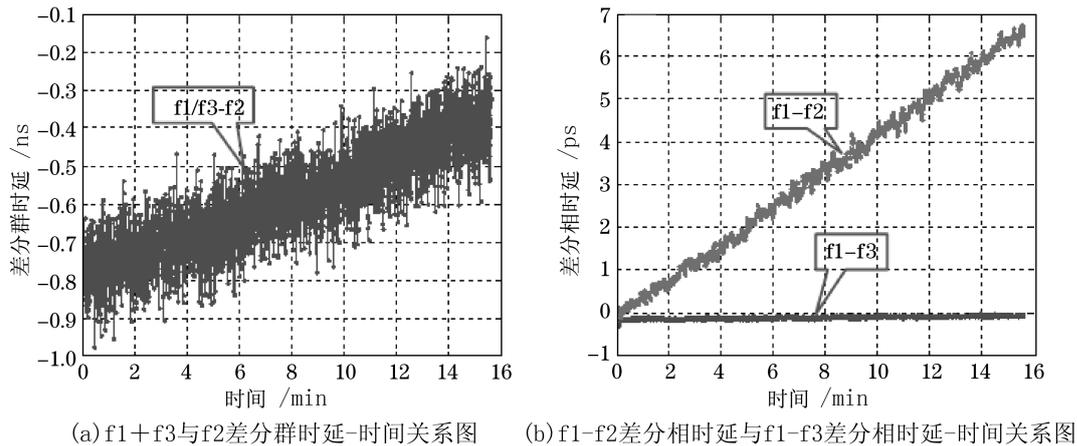


图 7 差分群时延与时间关系图

$f_{22}(900\sim 1000)$ 、 $f_{23}(1000\sim 1100)$ 与 $f_{24}(1100\sim 1200)$, 分析这 4 个子频段差分群时延随时间的变化关系。

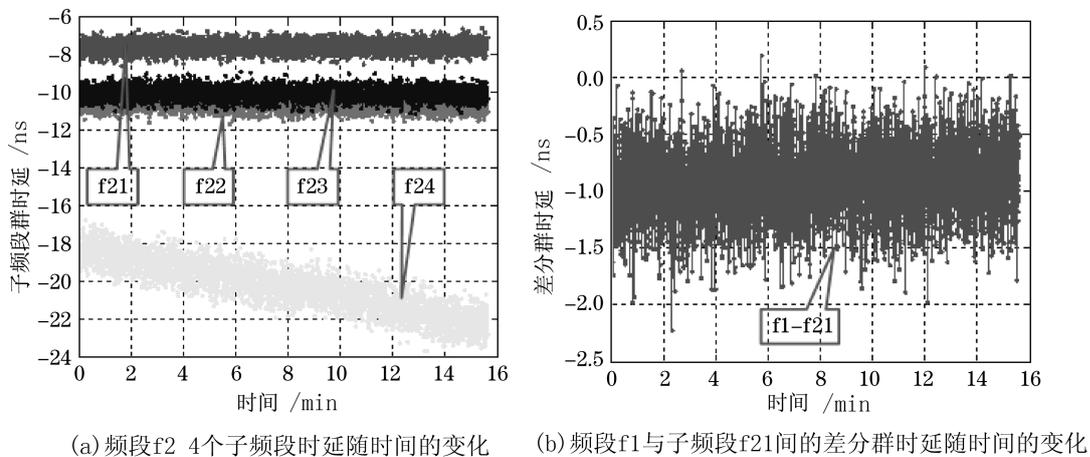


图 8 频段 f_2 各子频段时延特性分析

由图 8(a) 可见, 接收装置在 f_2 频段内相频特性的非线性性明显, 各子频段群时延的差别从几个 ns 到超过十个 ns。前 3 个子频段 (f_{21} 、 f_{22} 、 f_{23}) 在分析时段内的相频特性基本稳定, 第 4 个子频段 (f_{24}) 的相频特性还存在明显的时变特性, 表现为时延的漂移。此因素导致基于 f_2 频段的群时延的计算结果不准确, 因而出现了群时延漂移较快的情况。接收设备的这一特性也会影响到 f_2 频段相位的计算, 进而影响到相时延的计算, 但相比于群时延来说, 该影响较小。 f_2 前 3 个子频段变化规律一致, 且较为合理, 故选取子频段 f_{21} 作为 f_2 频段的代表, 将其与 f_1 频段时延进行差分, 结果如图 8(b) 所示。

比较图 8(b) 与图 7(a) 可见, 差分群时延的误差范围变大, 这主要是由于分析频段变窄造成的。而差分群时延漂移明显变小, 与图 7(b) 的结果更为接近。

4.5 带通修正分析

接收设备的相频特性具有一定的非线性性,这会导致计算的时延结果具有一定的误差,这些非线性性一般都具有一定的时变特性。时延在信号的相位-频率关系上表现为线性变化。可用频域内相位数据的线性拟合后的拟后残差表征设备带通内的相频特性的非线性性,并可以用拟后残差的 RMS 来描述带通相频特性非线性性的统计特性。

下面以 f22-f23 2 个子频段为分析研究对象。图 9 给出了分析频段 3 个时刻的相频特性图,及相位线性拟合后的残差图。由这几组数据可以看出,带通内相频特性除在局部保持较好外,大部分则变化明显,有的地方还出现反向变化的情况,这表明设备通道相频特性非线性性表现出明显的时变性。对于一个分析时段,带通相频特性非线性性的统计特性随时间变化如图 10(a) 所示。

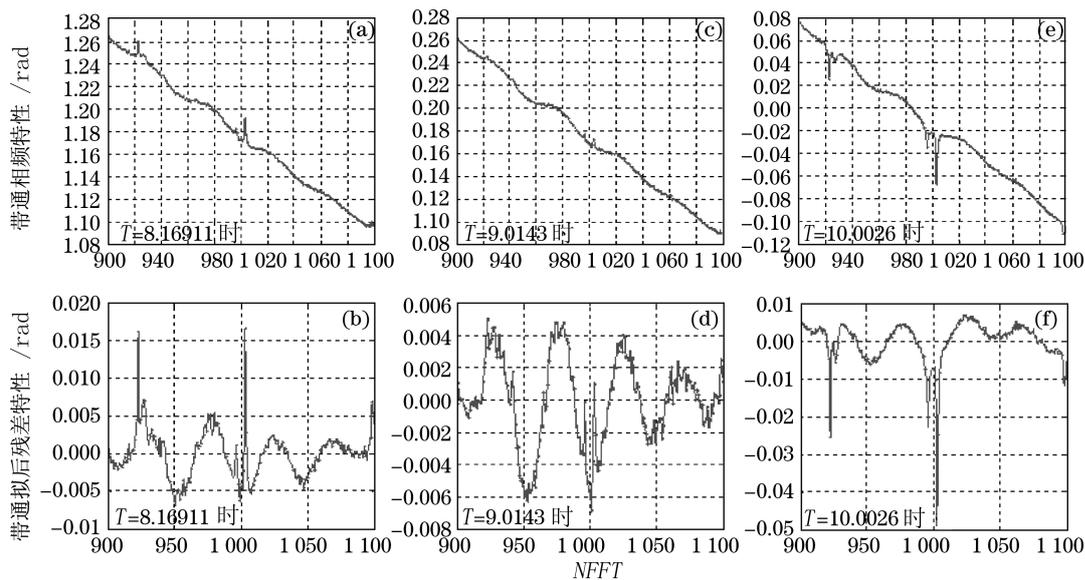


图 9 频段 f2 各子频段时延特性分析

图 (a)、(b) 为 2010-04-21 8.169 11 时的相频特性及拟后残差; 图 (c)、(d) 为 9.0143 时的相频特性及拟后残差; 图 (e)、(f) 为 10.002 6 时的相频特性及拟后残差。

对于状态稳定的设备,其带通相频特性可以进行一定的修正。这里给出一种带通修正方法。以其中某一组(或几组平均)的相位拟后残差作为设备的带通相频特性修正模型,在其他相位数据中将该值扣除,从而达到消除设备相频特性非线性性带来的影响。若设备的带通相频特性稳定,该方法具有良好的效果;若其时变性明显,则该方法并不能有效地消除设备的带通相频非线性性。经带通修正后的通道的相频特性如图 10(b) 所示。比较修正前后的结果可见,在前一个小时内,带通修正效果明显;在其后的时间内,带通修正并未起到明显的效果,相反,却使得情况略有恶化,这与图 9 给出的相频特性非线性性的时变性是一致的。通道内相频特性的时变量将会直接引入差分相位时延观测量中,如对于 4 GHz 的信号, 3.6° 的相位变化,将引起差分相位时延 2.5 ps 的变化,这对于分辨率为几个 ps 的差分相位时延观测量来说还是比较显著的。因此,在一个连续的观测弧段内,测量频点间的设备通道时延

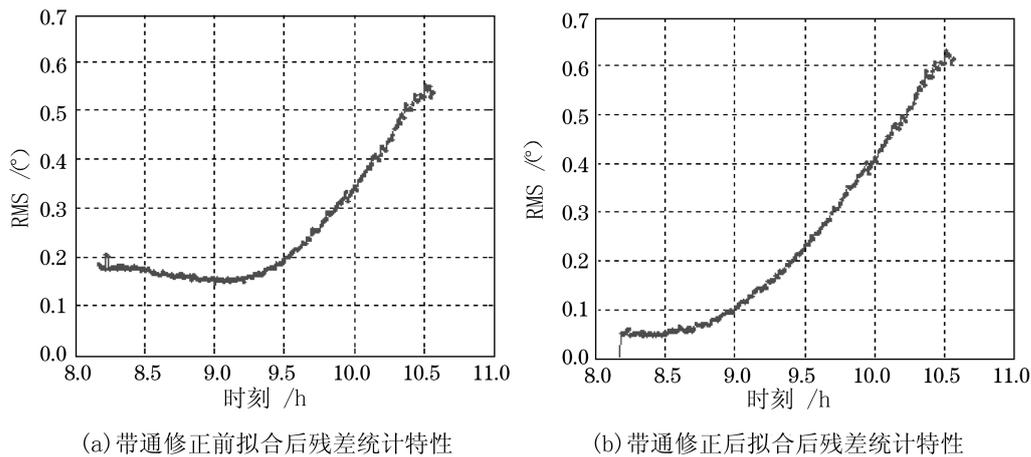


图 10 通道带通特性及修正影响

非线性时, 变量最好限制在几度的范围内。

5 结论与讨论

本文给出了一个连线干涉测量系统的设计方案, 对数据处理的原理与方法进行了描述, 并以一个简易的连线干涉系统的测量数据为例进行了分析, 对测量系统及数据处理过程中的具体问题及关键环节进行了分析论证。对于该连线干涉测量系统, 除传统 VLBI 测量中的各项误差影响外, 还存在 2 个主要的测量误差, 这些误差的存在对相位测量精度产生了重要影响, 进而影响到差分相位时延的测量精度, 使得该测量值很难反映出相对位置的变化信息。这 2 个误差源一是接收天线本振频率的准确度与稳定度, 二是接收通道有效带宽范围内相频特性的稳定性。接收天线频率准确度与稳定性将影响到相关相位的值, 进而影响到时延率的计算。天线本振提供的频率值精度最好控制在 0.1 mHz 的水平上, 才不致影响相关相位的计算。接收机通道内的相频特性是影响测量数据精度的另一个重要的因素, 相频特性的时变性将直接严重影响群时延的计算结果, 同时也对差分相位时延的计算产生影响。在一个连续的观测时段内, 频点间通道相位的时变量最好控制在几度以内, 才不会对差分相位时延测量值产生显著影响。

与差分群时延相比, 差分相位时延在测量分辨率上有明显的优势, 可以在很高的精度上分辨出卫星间相对距离的变化。因而这是共位星相对位置监测需要的量。若差分相位时延精度为 1 ps, 则对于基线长度为 100 m 的 CEI 系统, 其在同步卫星高度处的位置分辨率为 100 m; 若基线长度扩展为 10 km, 则位置分辨率可达 1 m 的水平。将相对位置关系与差分相位时延观测量建立起直接的联系, 即可实现用连线干涉测量对星间距离的高精度、连续监测。应该注意, 差分相位时延量存在一个模糊度的问题, 在一个连续的观测弧段内, 这个模糊度可归算为单一的未知量, 该未知量可在卫星相对位置解算时一并求解。对于 10 km 长的基线, 可将共位星间的相对距离确定在 10 m 甚至更低误差水平上, 这对于共位星间安全距离的监测、多星共位的实现均具有重要的意义。

连线干涉测量与传统的测距技术相结合,还可用于静止卫星轨道维持后的快速轨道确定中。1 m 左右的横向距离约束与 1 ~ 2 m 的径向距离约束,将可在较短的弧段内,将同步星的位置确定在 10 m 误差水平上。连线干涉测量技术在部分深空飞行器跟踪测量中也有一定的应用空间。

参考文献:

- [1] 闫春生. 电讯技术, 2003, 4: 20
- [2] Edwards C D. Short Baseline Phase Delay Interferometry, TDA Progress Report 42-91, 1987
- [3] Edwards C D. The effect of spatial and temporal wet-troposphere fluctuations on connected element interferometry, TDA Progress Report 42-97, 1989
- [4] Thurman S W. Galileo earth approach navigation using connected-element interferometer phase-delay tracking, TDA Progress Report 42-100, 1990
- [5] Thurman S W, Badilla G. Using connected-element interferometer phase-delay data for Magellan navigation in Venus orbit, TDA Progress Report 42-100, 1990
- [6] 李恒年, 高益军, 余培军等. 宇航学报, 2009, 30(3): 967
- [7] Sovers, O. J., Fanelow, J. L., and Jacobs C. S. Reviews of Modern Physics, 1998, 70(4): 1393
- [8] Liu Q, Kikuchi F, Goossens S et al. J Geod Soc Jpn, 2009, 55: 243

The Wide Band Signal Process and Analysis of the Collocation Geostationary Satellite in Connected-element Interferometry System

CHEN Ming^{1,2,3}, LIU Qing-hui¹, TANG Ge-shi^{2,3}, CHEN Lue^{2,3},
LI Li^{2,3}, SHAO Hua², ZHAO Rongbin¹, DAI Zhiqiang¹

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030; 2. Beijing aerospace control center, Beijing 100094; 3. National Key Laboratory of Science and Technology on Aerospace Flight Dynamics, Beijing 100094)

Abstract: The orbit resource of the geostationary satellite is becoming scarce with the increase of the human's space activity. The technology of multi-satellite sharing one orbit area is used. In the collocation satellites observation, the safety among the satellites is one of the most important problems that need to be solved. Three-way ranging measurement is always used. But it needs a long period of observation in order to get an accurate orbit. The differential phase delay can be obtained with high accuracy in connected-element interferometry. This kind of observable can give strong constraints in the plane-of-sky. One connected-element system is constructed and the data processing method is shown. The key technology of the data processing and the instrument are also described.

Key words: Connected-element interferometry; collocation geostationary satellites; same-beam interferometry; differential phase delay