论文

一种 Δ DOR算法的初步实现

邓涛^{1,2*}, 马茂莉¹, 刘庆会^{1*}, 郑鑫¹, 李培佳¹

1. 中国科学院上海天文台, 上海 200030;

2. 中国科学院大学, 北京 100049

*联系人, 邓涛, E-mail: 18811657138@163.com; 刘庆会, E-mail: liuqinghui@shao.ac.cn

收稿日期: 2021-04-26; 接受日期: 2021-06-24; 网络出版日期: 2021-11-30

国家自然科学基金(编号: 11773060, 11973074, 11703070, 11803069)和国家重点基础研究发展计划(编号: 2018YFA0404702)资助项目

摘要 Δ DOR (双差分单向测距)技术是一种广泛应用于深空探测的测角技术. 中国VLBI (甚长基线干涉测量)网目前使用互相关方法实现 Δ DOR技术, 然而在信号的信噪比很低时, 使用基于互相关方法的相关处理机进行时延测量会有弱信号处理能力不足的局限性. 随着更遥远距离的深空探测的推进, 对弱信号求时延将成为必然的任务需求. 本文将高性能三阶锁相环作为测量信号的频率和相位的基本模块, 并由此推导了一种弱信号处理能力较强的基于本地相关的 Δ DOR算法. 该算法避免了传统本地相关方法中本地模型信号与含噪信号进行互相关运算时引起的算法性能损失问题, 同时算法更为简洁. 对天问一号数据求残余群时延间接验证了本文提出的算法的可行性, 为进一步发展高性能 Δ DOR技术提供了一种方案.

关键词 甚长基线干涉测量, 双差分单向测距, 群时延**PACS:** 95.55.Pe, 95.55.Jz, 95.55.Br

1 引言

Δ DOR (双差分单向测距)技术的实现方式主要有互相关方法和本地相关方法两种^[1]. 目前中国的深空探测任务中主要使用的是基于互相关方法设计的FX型相关处理机处理DOR (差分单向测距)信号. 而欧美主要采用本地相关方法处理观测的DOR信号以得到时延.

互相关法直接对双站含噪的信号进行互相关运算求得差分时延. 而本地相关法即是先构造本地模型信号, 然后分别求出双站信号与各自的本地模型

信号的差分相位, 然后再进一步得到差分时延.

由于DOR信号为点频信号, 在记录数据的功率谱中, 可以明显看到信号的峰值, 且信号的能量集中在很小范围的带宽中. 而记录的射电源信号类似于白噪声, 其功率谱的能量均布在各频段内. 由于探测器信号和射电源信号的不同特点, 目前欧美设计的处理机中, 针对探测器信号使用本地相关处理, 而针对射电源信号使用互相关处理. 中国的VLBI (甚长基线干涉测量)网针对探测器信号和射电源信号均使用互相关的处理方式.

然而对DOR信号使用互相关方法处理存在的一

引用格式: 邓涛, 马茂莉, 刘庆会, 等. 一种 Δ DOR算法的初步实现. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2022, 52: 229512

Deng T, Ma M L, Liu Q H, et al. Preliminary implementation of a Δ DOR algorithm (in Chinese). Sci Sin-Phys Mech Astron, 2022, 52: 229512, doi: [10.1360/SSPMA-2021-0126](https://doi.org/10.1360/SSPMA-2021-0126)

个问题是互相关操作会产生信噪比损失. 由FFT(快速傅里叶变换)运算分辨率产生的信噪比损失的表达式为 $-10\log_{10}\sqrt{\frac{BW}{N}}$, 其中 BW 为记录数据的带宽, N 为FFT运算的点数. 例如, 当 $N = 16384$, $BW = 8$ MHz 时, 信噪比损失为-13.4 dB. 当提升 N 的值以提升互相关处理机的弱信号处理能力时, 这也意味着算法计算量的显著增加. 另一方面, 虽然也可以通过增加积分时间增加互相关方法的弱信号处理能力, 然而在深空探测任务中, 过长的积分时间也不利于探测器的测定轨. 如在探月工程中, 常使用5 s的积分时间, 即使在天问一号的观测中, 积分时间也只为30 s.

此外, 即使不考虑FFT分辨率低的信噪比损失的问题, 互相关的操作涉及双站含噪信号的FFT变换共轭相乘. 而在本地相关方法中对单站的含噪信号和构造的无噪声的本地模型信号进行相关运算, 双站含噪信号的FFT变换共轭相乘的运算的弱信号处理能力往往较差. 这也是制约互相关方法求时延的弱信号处理能力的关键要素之一.

另外随着深空探测的距离变远, 这意味着在相同星上发射功率的前提下, 地面测站接收信号的信噪比会更弱. 以天王星探测为例, 天王星距离地球约30亿公里, 而月球距离地球约40万公里. 由于信号传输功率的衰减与传输距离的平方成正比, 同等星上EIRP(有效全向辐射功率)发射条件下, 地面接收的天王星信号的信噪比损失增加约78 dB^[2]. 此时, 相关处理机可能无法胜任极弱信号的时延求取任务. 目前中国科学院上海天文台正在发展月球VLBI系统, 由于在月球轨道的VLBI测站的天线口径小于5 m, 这导致月球轨道VLBI测站接收的信号会很弱. 如果此时能够通过研究弱信号处理能力更强的 Δ DOR群时延求取方法, 则可以提升地月基线的VLBI系统对深空探测器的观测能力.

深空探测的多信标之间相互串扰也给相关处理机正确获得时延带来了挑战, 比如月球探测任务中, 嫦娥五号的信标较多, 相关处理难度大. 在上升器、着陆器和轨道器分离之前, 对上升器的F3信标求时延有时出现错误. 而此后上升器、着陆器和轨道器分离后, 对F3信标求时延未再发生问题. 实际工程中出现的问题也说明了互相关方法求时延存在着易受

信号间串扰的制约. 进一步, 随着深空探测的发展, 如何在有限资源的情形下实现多探测器任务的同步进行, 也迫切需要研究更加灵活的群时延求取方式.

因此有必要针对DOR信号的本地相关处理的方法进行研究, 以进一步提升VLBI数据处理中心的观测数据处理能力. 国内针对本地相关也展开了一些研究工作. 文献[3]中提出了本地相关的算法模型, 通过构造不含噪的本地信号与测站的含噪信号直接互相关运算, 相比传统的基于FX型相关处理机的方法, 由于求时延的过程避免了双站含噪信号的FFT变换的共轭相乘, 这里的本地相关算法的弱信号处理能力更强, 但是文献[3]未给出仿真和实际数据的验证. 文献[4]针对本地相关的 Δ DOR方法进行了算法性能分析, 分析结果对发展本地相关求群时延的方法有借鉴意义. 文献[5]进一步给出了一种本地相关模型的推导, 并给出了一些仿真结果. 在该方法中, 同样构造了本地模型信号与测站的含噪信号进行互相关运算. 文献[6]中提出了一种本地相关的处理流程, 并将该方法用于处理实际的强信号数据. 在该方法中, 先使用了探测器的光行时模型对探测器信号的多普勒效应进行了补偿, 然后使用锁相环测量补偿后的信号相对于本地模型的相位. 文献[7]也对本地相关的 Δ DOR技术进行了探索, 该论文提出了使用锁相环实测主载波信号相位, 然后再利用锁相环测量的相位对侧音信号进行相位补偿而实现侧音信号相位的测量, 适合弱侧音信号的处理. 文献[8]在文献[6]的工作基础上研究了探测器的应答机工作在相干模式下的差分三向测距的弱信号处理.

此外, Δ DOR技术最早由美国JPL(美国航天局喷气推进实验室)提出, 并已经在NASA(美国国家航空航天局)的深空探测任务中成功应用^[9]. 欧洲也成功发展了用于处理探测器DOR信号的算法, 并给出了相应的软件处理过程描述^[10].

本文提出了一种基于本地相关的 Δ DOR群时延求取算法. 在算法中使用预测的光行时模型结合估计的信号的发射频率生成相位直接对用高性能三阶锁相环测量得到的测站信号相位进行模糊度消除. 因此本文的算法摆脱了本地模型信号与含噪信号相关运算时引起的算法性能损失问题, 同时算法更为

简洁.

2 本地相关算法原理推导

Δ DOR技术是深空探测中探测器测角的关键技术. 差分单向测距的群时延定义为: 两个测站同一时刻接收到的、经探测器在不同时刻发出的信号的光行时之差, 对应于探测器不同发射时刻之差^[6].

图1中, 设 t_0 时刻两个测站的坐标点分别为 $A(t_0)$ 和 $B(t_0)$. 两个测站此时接收到的信号分别对应于探测器在 t_1 和 t_2 时刻发射的信号, $S(t_1)$ 和 $S(t_2)$ 分别是探测器在 t_1 和 t_2 时刻的位置. 按照定义, 差分单向测距的群时延等于 $t_1 - t_2$, 且满足

$$t_1 - t_2 = \frac{|\overrightarrow{S(t_2)B(t_0)}| - |\overrightarrow{S(t_1)A(t_0)}|}{V_c}. \quad (1)$$

在方程(1)中, V_c 表示光速.

设探测器发射的主载波信号为

$$X(t) = S_0 \cos(2\pi f_c(t)t + \varphi_0). \quad (2)$$

S_0 是发射的主载波信号的幅度, $f_c(t)$ 是探测器发射的主载波信号的频率, φ_0 是初始相位.

测站A接收的信号为

$$Y_A(t) = S_A \cos(2\pi f_c(t)(t - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0A}). \quad (3)$$

图1 (网络版彩图)基于本地相关定义的 Δ DOR技术

Figure 1 (Color online) Δ DOR based on definition of local correlation.

S_A 是接收的主载波信号的幅度, $\tau_{Ad}(t)$ 是探测器到接收站A的信号下行光行时, φ_{0A} 是测站A接收的主载波信号的初始相位, 与 φ_0 相比, φ_{0A} 包含了大气扰动等因素引起的相位误差. 多普勒效应由 $\tau_{Ad}(t)$ 的变化反映, 则测站A接收的信号频率可以表示为

$$f_{rA}(t) = f_c(1 - \dot{\tau}_{Ad}(t)). \quad (4)$$

实际上, 可以事先计算探测器发射信号至测站A的理论光行时模型 $\tau_{Am}(t)$, 则可以得到探测器发射的主载波的信号频率的估计值为

$$\widehat{f}_c(t) = \frac{f_{rA}(t)}{1 - \dot{\tau}_{Am}(t)}. \quad (5)$$

对测站A接收的信号, 其理论相位为

$$\phi_A(t) = 2\pi f_c(t)(t - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0A}. \quad (6)$$

对测站B接收的信号, 其理论相位为

$$\phi_B(t) = 2\pi f_c(t)(t - \tau_{Bd}(t)) + \varphi_{0B}. \quad (7)$$

$\tau_{Bd}(t)$ 是探测器到接收站B的信号下行光行时, φ_{0B} 是测站B接收的主载波信号的初始相位.

设使用锁相环测量得到的测站A的信号相位为 $\widehat{\phi}_A(t)$, 则可知

$$\phi_A(t) = \widehat{\phi}_A(t) + 2m_A\pi. \quad (8)$$

在方程(8)中, m_A 是未知的整数, 也就是说实测的相位和理论的真实相位之间存在整周模糊度. 同理对测站B, 其理论的真实相位 $\phi_B(t)$ 和实测的相位 $\widehat{\phi}_B(t)$ 之间的关系为

$$\phi_B(t) = \widehat{\phi}_B(t) + 2m_B\pi. \quad (9)$$

在方程(9)中, m_B 是未知的整数, 对B测站, 其信号的实测相位和真实相位之间也存在整周模糊度. 于是利用方程(6)–(9)可以得到

$$\begin{aligned} \phi_A(t) - \phi_B(t) &= 2\pi f_c(t)(\tau_{Bd} - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0A} - \varphi_{0B} \\ &= \widehat{\phi}_A(t) - \widehat{\phi}_B(t) + 2(m_A - m_B)\pi. \end{aligned} \quad (10)$$

从方程(10)来看, 由于整周模糊度 $2(m_A - m_B)\pi$ 的存在, $\widehat{\phi}_A(t) - \widehat{\phi}_B(t)$ 无法准确反映 $2\pi f_c(t)(\tau_{Bd} - \tau_{Ad})$ 的变化. 另一方面整周模糊度也难以直接消除. 因此

接下来加入模型对整周模糊度进行限制. 利用探测器分别到测站A和B的预测光行时模型 $\tau_{Am}(t)$ 和 $\tau_{Bm}(t)$ 构造相位对主载波的相位进行补偿. $\tau_{Am}(t)$ 表示探测器在时刻 t 与测站A的距离, $\tau_{Bm}(t)$ 表示探测器在时刻 t 与测站B的距离. 这里的距离用真空中的光速运动的时间来衡量, 因此称为光行时. 预测的光行时模型可以事先计算得到.

设经过模型补偿后的A站的主载波相位为

$$\phi_A^c(t) = 2\pi f_c(t)(t - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0A} + 2\pi \widehat{f}_c(t) \tau_{Am}(t). \quad (11)$$

同理得到B站的补偿后的主载波相位为

$$\phi_B^c(t) = 2\pi f_c(t)(t - \tau_{Bd}(t)) + \varphi_{0B} + 2\pi \widehat{f}_c(t) \tau_{Bm}(t). \quad (12)$$

由方程(11)和(12)可以得到

$$\begin{aligned} \phi_A^c(t) - \phi_B^c(t) = & 2\pi f_c(t)(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0A} - \varphi_{0B} \\ & + 2\pi \widehat{f}_c(t)(\tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)). \end{aligned} \quad (13)$$

如果令 $f_c(t)$ 和 $\widehat{f}_c(t)$ 有关系式:

$$f_c(t) = \widehat{f}_c(t) + \Delta f_c(t), \quad (14)$$

则方程(13)可以表示为

$$\begin{aligned} \Delta \phi_{car}^c(t) = & \phi_A^c(t) - \phi_B^c(t) \\ = & 2\pi(\widehat{f}_c(t) + \Delta f_c(t))(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0A} \\ & - \varphi_{0B} + 2\pi \widehat{f}_c(t)(\tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)) \\ = & 2\pi \widehat{f}_c(t)(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t) + \tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)) \\ & + 2\pi \Delta f_c(t)(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0A} - \varphi_{0B}. \end{aligned} \quad (15)$$

已测量得到测站A的载波信号的相位为 $\widehat{\phi}_A(t)$, 由于DOR侧音是由主载波进行分频得到, 因此可以使用载波辅助的方法得到侧音的相位. 设侧音信号的真实相位为 $\phi_{Ador}(t)$, 表示为

$$\begin{aligned} \phi_{Ador}(t) = & 2\pi f_{dor}(t)(t - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0Ador} \\ = & \alpha \widehat{\phi}_A(t) + \Delta \varphi_A + 2m_{Ador}\pi. \end{aligned} \quad (16)$$

在方程(16)中, $f_{dor}(t)$ 是探测器发射的侧音信号的频率, φ_{0Ador} 是测站A接收的侧音信号的初始相位,

α 为使用主载波生成侧音信号的分频比系数, $\Delta \varphi_A$ 为待定的常数相位, m_{Ador} 为未知的整数, $2m_{Ador}\pi$ 用来表示整周模糊度. 使用 $\alpha \widehat{\phi}_A(t)$ 对侧音信号进行相位补偿, 使用补偿后的侧音信号可鉴别出 $\Delta \varphi_A$. 对使用载波相位补偿后的侧音信号鉴别 $\Delta \varphi_A$ 的策略为:

(1) 每次取连续5 s的补偿后信号, 对其进行积分清零操作, 即平均分割成50份, 每份取均值, 则得到50个点. 将该50个点使用Dmey小波进行软阈值去噪.

(2) 对经过软阈值去噪后的信号进行50个点的FFT运算, 由于 $\Delta \varphi_A$ 为 $\pm\pi$ 之内的常数, 因此取FFT运算后频谱的第一个点, 取其辐角, 则该辐角可以作为 $\Delta \varphi_A$ 的估计值.

同理可以得到B站侧音信号的相位为

$$\begin{aligned} \phi_{Bdor}(t) = & 2\pi f_{dor}(t)(t - \tau_{Bd}(t)) + \varphi_{0Bdor} \\ = & \alpha \widehat{\phi}_B(t) + \Delta \varphi_B + 2m_{Bdor}\pi. \end{aligned} \quad (17)$$

在方程(17)中, φ_{0Bdor} 是测站B接收的侧音信号的初始相位, $\Delta \varphi_B$ 为常数相位, m_{Bdor} 为未知的整数, $2m_{Bdor}\pi$ 表示整周模糊度. 类似主载波相位的模型补偿, 使用模型对A站和B站的侧音信号的相位进行模型补偿得到

$$\begin{aligned} \phi_{Ador}^c(t) = & 2\pi f_{dor}(t)(t - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0Ador} \\ & + 2\pi \widehat{f}_{dor}(t) \tau_{Am}(t), \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \phi_{Bdor}^c(t) = & 2\pi f_{dor}(t)(t - \tau_{Bd}(t)) + \varphi_{0Bdor} \\ & + 2\pi \widehat{f}_{dor}(t) \tau_{Bm}(t), \end{aligned} \quad (19)$$

其中 $\widehat{f}_{dor}(t)$ 为 $f_{dor}(t)$ 的估计值, 且有 $\widehat{f}_{dor}(t) = \alpha \widehat{f}_c(t)$ 和 $f_{dor}(t) = \widehat{f}_{dor}(t) + \Delta f_{dor}(t)$. 此时由方程(18)和(19)可得到两个测站的同一DOR信号差分相位为

$$\begin{aligned} \Delta \phi_{dor}^c(t) = & \phi_{Ador}^c(t) - \phi_{Bdor}^c(t) \\ = & 2\pi(\widehat{f}_{dor}(t) + \Delta f_{dor}(t))(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0Ador} \\ & - \varphi_{0Bdor} + 2\pi \widehat{f}_{dor}(t)(\tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)) \\ = & 2\pi \widehat{f}_{dor}(t)(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t) + \tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)) \\ & + 2\pi \Delta f_{dor}(t)(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0Ador} - \varphi_{0Bdor}. \end{aligned} \quad (20)$$

带宽综合的基本原理如图2所示.

图 2 (网络版彩图)带宽综合

Figure 2 (Color online) Bandwidth synthesis.

$\Delta\phi_{-dor}^c(t)$, $\Delta\phi_{car}^c(t)$ 和 $\Delta\phi_{+dor}^c(t)$ 分别表示左侧音、主载波和右侧音三个信号的双站差分相位,可由方程(15)和(20)求得. 在图2中,横轴为发射频率,纵轴为差分相位值,则可以利用差分相位值和发射频率拟合直线,拟合的直线的斜率即为经过模型补偿后的残余时延.

在发射频率确定的前提下,拟合的直线的斜率准确度只与不同信号的双站差分相位两两之间的差分相关,因此以主载波信号的两站差分相位减去DOR信号的两站差分相位为例分析带宽综合的误差. 于是由方程(15)和(20)可以得到

$$\begin{aligned}\Delta\Delta\phi(t) &= \Delta\phi_{car}^c(t) - \Delta\phi_{dor}^c(t) \\ &= 2\pi(\widehat{f}_c(t) - \widehat{f}_{dor}(t))(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t) + \tau_{Am}(t) \\ &\quad - \tau_{Bm}(t)) + 2\pi(\Delta f_c(t) - \Delta f_{dor}(t))(\tau_{Bd}(t) \\ &\quad - \tau_{Ad}(t)) + \varphi_{0A} - \varphi_{0Ador} - \varphi_{0B} + \varphi_{0Bdor}. \quad (21)\end{aligned}$$

由于已知 $\Delta f_{dor}(t) = \alpha \Delta f_c(t)$,而分频比 α 一般满足 $|\alpha - 1| < 0.01$,以两站的基线长度 $L=3000$ km为例,易得 $|\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t)| < \frac{L}{V_c} = 10$ ms 始终成立, V_c 表示光速. 又由于其中 $\Delta f_c(t)$ 表示的是载波发射频率的估计误差,当前的频率测量精度能保证 $\Delta f_c(t)$ 满足 $|\Delta f_c(t)| \ll 1$ Hz,因此误差项 $2\pi(\Delta f_c(t) - \Delta f_{dor}(t))(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t))$ 满足 $|2\pi(\Delta f_c(t) - \Delta f_{dor}(t))(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t))| \ll \frac{\pi}{5000}$ rad,故可以忽略误差项的影响. 更进一步,如果假设同一测站不同通道信号的初相大小相等,那么 $\varphi_{0A} - \varphi_{0Ador} - \varphi_{0B} + \varphi_{0Bdor} = 0$. 在实际应用中,我们对模型进行了大气校正、电离

层校正以及钟差校正,同时对测量的差分相位进行了射电源观测校正,则该假设是合理的,于是方程(21)可以简化为

$$\begin{aligned}\Delta\Delta\phi(t) &= 2\pi(\widehat{f}_c(t) - \widehat{f}_{dor}(t))(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t) \\ &\quad + \tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)). \quad (22)\end{aligned}$$

而由方程(8), (9), (16)和(17)可知

$$\begin{aligned}\Delta\Delta\phi(t) &= (1 - \alpha)(\widehat{\phi}_A(t) - \widehat{\phi}_B(t)) + \Delta\varphi_B - \Delta\varphi_A \\ &\quad + 2\pi(\widehat{f}_c(t) - \widehat{f}_{dor}(t))(\tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)) \\ &\quad + 2(m_A - m_B - m_{Ador} + m_{Bdor})\pi. \quad (23)\end{aligned}$$

由方程(22)和(23)对比可得

$$\begin{aligned}2\pi(\widehat{f}_c(t) - \widehat{f}_{dor}(t))(\tau_{Bd}(t) - \tau_{Ad}(t) + \tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)) \\ = (1 - \alpha)(\widehat{\phi}_A(t) - \widehat{\phi}_B(t)) + \Delta\varphi_B - \Delta\varphi_A \\ + 2\pi(\widehat{f}_c(t) - \widehat{f}_{dor}(t))(\tau_{Am}(t) - \tau_{Bm}(t)) \\ + 2(m_A - m_B - m_{Ador} + m_{Bdor})\pi. \quad (24)\end{aligned}$$

方程(24)左右两边差了一个整周模糊度 $2(m_A - m_B - m_{Ador} + m_{Bdor})\pi$. 然而由于模型补偿精度往往比较高,因此等式左边是一个在 $\pm\pi$ 内缓变的相位,而方程右边可能由于整周模糊度的出现使测量的相位发生跳变. 根据整周模糊度出现的位置是使相位跳变的点,因而等式右边的整周模糊度易于移除. 最后利用拟合直线的斜率即可得到残余时延. 将残余时延加上模型时延可得到双站的差分时延,用于探测器的定轨定位.

3 差分时延校正

补偿模型的双站差分时延 $\Delta\widehat{\tau}_{sat}$ 包含三部分,分别是

$$\Delta\widehat{\tau}_{sat1} = \Delta\widehat{\tau}_g^{sat} + \Delta\widehat{\tau}_{atm1}^{sat} + \Delta\widehat{\tau}_c^{sat}. \quad (25)$$

$\Delta\widehat{\tau}_g^{sat}$, $\Delta\widehat{\tau}_{atm1}^{sat}$, $\Delta\widehat{\tau}_c^{sat}$ 分别是模型中探测器的几何时延预测值,由观测纲要计算的大气的时延误差估计值,钟差钟速产生的时延误差估计值.

实际数据中的时延 τ_a 主要包含五部分,可分别表达为

$$\Delta\tau_{sat} = \Delta\tau_g^{sat} + \Delta\tau_{atm}^{sat} + \Delta\tau_c^{sat} + \Delta\tau_{ion}^{sat} + \Delta\tau_s^{sat}. \quad (26)$$

$\Delta\tau_g^{\text{sat}}, \Delta\tau_{\text{atm}}^{\text{sat}}, \Delta\tau_c^{\text{sat}}, \Delta\tau_{\text{ion}}^{\text{sat}}, \Delta\tau_s^{\text{sat}}$ 分别是实际数据中探测器几何时延真实值、大气产生的时延误差真实值、钟差钟速产生的时延误差真实值、电离层产生的时延误差真实值以及时延的系统误差真实值.

射电源观测量能够进行校正的误差量表示为

$$\Delta\widehat{\tau}_q = \Delta\tau_{\text{atm}}^q - \Delta\widehat{\tau}_{\text{atm1}}^{\text{sat}} + \Delta\tau_{\text{ion}}^q + \Delta\tau_s^q + \Delta\tau_c^q - \Delta\widehat{\tau}_c^q. \quad (27)$$

则由公式(25)–(27)可得本地相关测量得到的残余时延表达式为

$$\Delta\Delta\widehat{\tau}_{\text{sat}} = \Delta\tau_{\text{sat}} - \Delta\widehat{\tau}_{\text{sat1}} - \Delta\widehat{\tau}_q. \quad (28)$$

此时, 有一个新的探测器模型

$$\Delta\widehat{\tau}_{\text{sat2}} = \Delta\widehat{\tau}_g^{\text{sat}} + \Delta\widehat{\tau}_{\text{atm1}}^{\text{sat}}. \quad (29)$$

则测量得到的差分总时延表达为

$$\begin{aligned} \Delta\widehat{\tau}_{\text{sat}} &= \Delta\widehat{\tau}_{\text{sat2}} + \Delta\Delta\widehat{\tau}_{\text{sat}} \\ &= \Delta\tau_g^{\text{sat}} + (\Delta\tau_{\text{atm}}^{\text{sat}} - \Delta\tau_{\text{atm}}^q) + \Delta\widehat{\tau}_{\text{atm1}}^{\text{sat}} \\ &\quad + [(\Delta\tau_c^{\text{sat}} - \Delta\widehat{\tau}_c^{\text{sat}}) - (\Delta\tau_c^q - \Delta\widehat{\tau}_c^q)] \\ &\quad + (\Delta\tau_{\text{ion}}^{\text{sat}} - \Delta\tau_{\text{ion}}^q) + (\Delta\tau_s^{\text{sat}} - \Delta\tau_s^q) \\ &\approx \Delta\tau_g^{\text{sat}} + (\Delta\tau_{\text{atm}}^{\text{sat}} - \Delta\tau_{\text{atm}}^q) \\ &\quad + \Delta\widehat{\tau}_{\text{atm1}}^{\text{sat}} + (\Delta\tau_{\text{ion}}^{\text{sat}} - \Delta\tau_{\text{ion}}^q). \end{aligned} \quad (30)$$

进一步, $(\Delta\tau_{\text{atm}}^{\text{sat}} - \Delta\tau_{\text{atm}}^q) + \Delta\widehat{\tau}_{\text{atm1}}^{\text{sat}}$ 和 $(\Delta\tau_{\text{ion}}^{\text{sat}} - \Delta\tau_{\text{ion}}^q)$ 可以直接得到高精度的估计值. 这样就得到可以用探测器定轨真实几何差分时延的测量值为

$$\begin{aligned} \Delta\tau_g^{\text{sat}} &= \Delta\widehat{\tau}_{\text{sat}} - (\Delta\tau_{\text{atm}}^{\text{sat}} - \Delta\tau_{\text{atm}}^q) \\ &\quad - \Delta\widehat{\tau}_{\text{atm1}}^{\text{sat}} - (\Delta\tau_{\text{ion}}^{\text{sat}} - \Delta\tau_{\text{ion}}^q). \end{aligned} \quad (31)$$

4 算法总体框架及部分关键技术细节

基于本地相关的 ΔDOR 算法流程如图3所示. 本文用来测量相位的锁相环来源于文献[11]提出的结构, 在该文献中, Deng等人设计了一种改进型三阶锁相环, 从而得到了一种高性能的载波跟踪算法. 利用该改进型锁相环, 可以对极弱和高动态的信号进行高精度的频率和相位测量. 在实际的相位测量中, 锁相环得到相位估计量可以认为是无偏估计, 其与真实的相位只差了整周模糊度.

实际上在使用锁相环时, 环路更新时间决定了锁相环的离散化程度, 而环路更新时间直接影响锁相环的弱信号和高动态信号的跟踪能力, 也和计算量紧密相关. 离散化的锁相环测量的相位是环路更新时间内的平均相位, 当环路更新时间设置得比较大时, 假如将测量得到的平均相位的时标定在每段环路更新时间的中点, 那么此时测量得到的相位和中间时刻的真实相位值会存在偏差. 产生偏差的原因和相位随时间的非线性变化相关. 接下来对该误差进行定量分析, 以说明测量残余相位的必要性. 当探测器的信号的相位存在三阶变化时, 比如绕行星的运动过程中探测器受引力作用, 相位的三阶变化必然存在, 如果忽略相位的四阶及四阶以上的变化, 则相位可用三阶多项式近似描述为

$$\psi(t) = at^3 + bt^2 + ct + d. \quad (32)$$

方程(32)中 a, b, c 和 d 为常数. 设锁相环某次环路更新的时间段为 $t_0 - t_0 + \Delta T$, 其中 ΔT 为锁相环路的更新时间周期, 该段时间的平均相位为 $\bar{\psi}(t_0 + \frac{\Delta T}{2})$, 时标对应中间时刻 $t_0 + \frac{\Delta T}{2}$, 而此中间时刻对应的真实相位为 $\psi(t_0 + \frac{\Delta T}{2})$. 锁相环的测量值即为对 $\bar{\psi}(t_0 + \frac{\Delta T}{2})$ 的估计值. 通过计算易得

$$\begin{aligned} &\bar{\psi}\left(t_0 + \frac{\Delta T}{2}\right) - \psi\left(t_0 + \frac{\Delta T}{2}\right) \\ &= \frac{a}{4}\Delta T^2 t_0 + \frac{a}{8}\Delta T^3 + \frac{b}{12}\Delta T^2. \end{aligned} \quad (33)$$

由方程(33)可见, 测量得到的平均相位的时标定在每段环路更新时间的中点, 那么此时测量得到的相位和中间时刻的真实相位值会存在一个线性误差项. 因此可用锁相环先测得信号的相位, 然后将该相位实时对原始信号进行相位补偿, 然后再利用前文推导中提到的策略求残余相位. 这样锁相环的测量相位和残余相位相加即可以得到对真实相位 $\psi(t_0 + \frac{\Delta T}{2})$ 的更准确估计值.

为了保证相位求取的稳健性, 进一步减小相位测量误差, 可以对每小段时间的锁相环测量的相位拟合多项式, 并用多项式相位补偿原始数据, 然后再求残余相位值.

在进行载波辅助DOR相位测量中, 将得到的主载波绝对相位的估计值补偿DOR通道记录的数据,

图 3 基于本地相关求群时延算法流程图

Figure 3 Flowchart of group delay algorithm based on local correlation.

然后再进行DOR侧音残余相位的测量. 最后得到了各个通道的相位测量值.

在使用光行时模型时, 需要对纯几何的光行时模型先进行大气和钟差钟速校正. 这里的大气校正值由观测纲要给出, 可以事先计算得到. 这样在使用修正后的模型求相关相位时可以把相关相位中的误差限制在较小的量值. 在实际的观测中, 一般使用射电源-探测器-射电源交替观测的模式, 这样可以用观测的射电源相位对相关相位中的误差进行进一步消除. 最后在得到群时延时使用介质校正.

从图 3 中可以看到锁相环用于测量主载波的频率和相位. 由于侧音信号一般至少比主载波信号

弱 10 dB, 需要通过载波辅助的方法求出侧音信号的相位. 这里的载波辅助具体的策略是使用主载波的测量相位乘以分频比得到侧音信号的补偿相位, 然后再求侧音信号的残余相位, 最后侧音信号的补偿相位加上残余相位即是侧音相位的测量值. 从推导中给出的载波辅助的具体策略可知, 只要主载波相位能正确测出, 当积分时间足够长, 总能通过载波辅助的方式得到侧音的相位. 因此本文提出的算法的弱信号处理能力由本文使用的锁相环决定. 文献[11]已经给出了本文所使用的锁相环性能的详细论述, 该锁相环能用于弱信号的载波跟踪. 如设置频率的一阶导数为 4 Hz/s, 环路更新时间设置为 10 ms,

环路跟踪稳定后的噪声带宽为1.67 Hz, 则该锁相环有90%的概率跟上载噪比16 dB-Hz的信号. 实际上如果继续增大环路更新时间, 该锁相环能够跟上更弱的信号.

5 天问一号数据间接验证

为了验证本算法能够准确地测量探测器信号到双站之间的时延差, 使用了两个有微小时延差异的光行时模型消除整周模糊度. 这样可以分别用两个光行时模型求出两组残余群时延, 然后用两组群时延相减, 得到的差值即为两个光模型差值的估计值.

图4中, 每个测量点的积分时间为5 s. 从图4中可以看出, 本文提出的本地相关的算法对光行时模型的时延变化极其敏感, 且在残余时延中能够准确地反映光行时模型的变化值. 这说明了本文提出的算法能够对双站差分时的变化进行鉴别.

6 总结与讨论

本论文利用锁相环求单测站的相位, 利用探测器的光行时模型消除整周模糊度, 从而构建起了一种基于本地相关的DOR信号处理流程. 使用两个有微小差异的光行时模型分别进行模型补偿以得到残余时延时, 发现两次残余时延的差值恰好能反映两个光行时模型之间的差值, 从而对本地相关的 Δ DOR技术进行了间接验证.

从实际数据验证的结果看, 所得到的残余相位能够准确地反映模型的时延变化. 本文提出的 Δ DOR算法的弱信号处理能力取决于本文使用的高性能锁相环. 这里的高性能锁相环是载波跟踪技术在弱信号和高动态信号处理领域的最新研究成果, 相比既有的锁相环技术有性能上的显著改进.

本文详尽细致地介绍了一种基于本地相关的 Δ DOR群时延求取算法流程以及相关细节. 但是本文提出的方法不需要构造本地模型信号与测站实测

图 4 (网络版彩图)本地相关算法的间接验证. (a), (c), (e)中红色表示两个光行时模型的差值的理论值, 黑色表示实测的两次残余群时延的差值, 也即是两个光行时模型之间的差值的估计值. (b), (d), (f) 表示两个光行时模型之差的理论值与实测值之间的差值. KM-UR表示昆明和乌鲁木齐基线, KM-TM表示昆明和上海天马基线, UR-TM 表示乌鲁木齐和上海天马基线

Figure 4 (Color online) Indirect validation of local correlation algorithm. In (a), (c), (e), red color represents the theoretical value of the difference between the two light travelling time models. The black color represents the difference between two residual group delay measurements, that is, the estimated value of the difference between the two light travelling time models. (b), (d), (f) represent the difference between the theoretical value and the measured value of the difference between the two light travelling time models. KM-UR stands for baseline of Kunming and Urumqi. KM-TM stands for baseline of Kunming and Shanghai Tianma. UR-TM stands for baseline of Urumqi and Shanghai Tianma.

信号进行相关运算, 因而本文方法避免了传统的相关运算带来的性能损失问题, 算法流程也更为简洁.

目前工作的不足之处在于当前求取的残余时延

值本身未能够直接进行准确性验证以及用于定轨验证, 仍需要大量的工作对本文提出的算法流程进一步深入论证.

参考文献

- 1 Qian Z H, Li J L. Application of Very Long Baseline Interferometry in Deep Space Exploration (in Chinese). Beijing: Science and Technology of China Press, 2012 [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]
- 2 Dong G L, Li H T, Hao W H, et al. Development and future of China's deep space TT&C system (in Chinese). J Deep Space Explor, 2018, 5: 99–114 [董光亮, 李海涛, 郝万宏, 等. 中国深空测控系统建设与技术发展. 深空探测学报, 2018, 5: 99–114]
- 3 Shu F C, Ping J S, Zheng W M, et al. Local correlation model of DOR tones for tracking deep space space probes (in Chinese). In: Proceedings of the 7th Annual Conference of Deep Space Exploration Technology Committee, Chinese Society of Astronautics. Chinese Society of Astronautics, Harbin, 2010 [舒逢春, 平劲松, 郑为民, 等. 深空探测器DOR信号的本地相关处理模型. 见: 中国宇航学会深空探测技术专业委员会第七届学术年会论文集. 中国宇航学会, 哈尔滨, 2010]
- 4 Han S T, Tang G S, Chen L, et al. Analysis of local correlation algorithm for DOR signal of deep space probes (in Chinese). In: Proceedings of the 9th Annual Conference of Deep Space Exploration Technology Committee, Chinese Society of Astronautics. Chinese Society of Astronautics, Hangzhou, 2012 [韩松涛, 唐歌实, 陈略, 等. 深空探测器DOR信号本地相关模型算法分析. 见: 中国宇航学会深空探测技术专业委员会第九届学术年会论文集. 中国宇航学会, 杭州, 2012]
- 5 Chen L, Tang G S, Han S T, et al. Modeling and simulation of local correlation processing of spacecraft DOR signals (in Chinese). J Spacecraft TT&C Tech, 2012, 31: 15–19 [陈略, 唐歌实, 韩松涛, 等. 航天器DOR信号本地相关处理的建模与仿真. 飞行器测控学报, 2012, 31: 15–19]
- 6 Ma M L, Zheng W M, Huang Y D, et al. Local correlation and orbit determination for DOR signals in Chang'E-3 (in Chinese). Sci Sin-Phys Mech Astron, 2017, 47: 029502 [马茂莉, 郑为民, 黄逸丹, 等. 嫦娥三号探测器DOR信号本地相关处理与定轨验证. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2017, 47: 029502]
- 7 Hao W, Cheng C, Mo D, et al. Phase tracking approach for TDOA measurements in critical lunar spaceflights. Sci China Inf Sci, 2020, 63: 129304
- 8 Ma M, Li P, Tong F, et al. Local correlation of delta-DOR signals with low signal-to-noise ratio and severe radio frequency interference. Meas Sci Technol, 2021, 32: 105022
- 9 Border J S. Innovations in delta differential one-way range: From viking to mars science laboratory. In: Proceedings of the International Symposium on Space Flight Dynamics. Toulouse, 2009
- 10 Iess L, Puyuelo R A, Ardito A, et al. The European Δ DOR correlator. 2006, doi: 10.2514/6.IAC-06-B3.1.05
- 11 Deng T, Ma M, Liu Q, et al. High precision carrier tracking algorithm for extremely weak and high dynamic signals. Radio Sci, 2021, 56: e07277

Preliminary implementation of a Δ DOR algorithm

DENG Tao^{1,2*}, MA MaoLi¹, LIU QingHui^{1*}, ZHENG Xin¹ & LI PeiJia¹

¹*Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030, China;*

²*University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*

Delta-differential one-way ranging (Δ DOR) technique is an angle measurement method widely used in deep space exploration. Currently, cross-correlation methods are used to realize the Δ DOR technology in China's very long baseline interferometry networks. However, when a signal has a very low signal-to-noise ratio, the cross-correlation methods have a limited processing ability owing to a weak signal. With advancements in distant deep space exploration, calculating the time delay of weak signals has become necessary. In this paper, a high-performance third-order phase-locked loop is used as the basic module to measure the frequency and phase of a signal, and then a Δ DOR algorithm based on local correlation with high weak-signal-processing ability is derived. This algorithm avoids the performance loss caused by the cross-correlation between the local reference and received signals in a traditional local correlation method and is concise. The feasibility of the proposed method is indirectly verified by calculating the residual group delay of the observation data from Tianwen-1, thereby providing a scheme for the further development of the high-performance Δ DOR technique.

VLBI, Δ DOR, group delay

PACS: 95.55.Pe, 95.55.Jz, 95.55.Br

doi: [10.1360/SSPMA-2021-0126](https://doi.org/10.1360/SSPMA-2021-0126)