

## 卫星导航天线阵的载波联合跟踪算法\*

吴舜晓, 黄仰博, 刘瀛翔, 欧 钢

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**测量卫星导航信号在天线阵各阵元上的载波相位之差可用于卫星波达方向解算,但传统的各阵元独立跟踪算法在干扰条件下无法实现高精度跟踪且容易失锁。针对此问题,通过将天线阵各阵元的载波相位分解为公共的平均载波相位和低动态的残余载波相位,提出了一种联合载波跟踪算法。该算法利用平均载波相位为每个阵元共有的特点,通过对全部阵元的联合处理来提高其跟踪精度,同时通过缩小环路噪声带宽来提高残余载波相位跟踪精度。理论分析与仿真结果表明,该算法提高了波达方向解算所需的阵元间载波相位差的测量精度及跟踪灵敏度,四阵元天线阵在典型应用条件下,跟踪灵敏度提高4dB,相同载噪比下载波相位差测量精度提高3倍。

**关键词:**卫星导航;天线阵列;波束形成;波达方向估计;联合跟踪

**中图分类号:**TN967.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2015)02-099-07

## Carrier joint tracking algorithm for antenna array in GNSS

WU Shunxiao, HUANG Yangbo, LIU Yingxiang, OU Gang

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** Carrier phase difference measurements for the same satellite navigation signal at each antenna array elements can be used to solve its direction of arrival (DOA). However, traditional tracking algorithms can only adopt separate tracking loops for each separate antenna element when moderate interference is present; these algorithms cannot obtain precise measurements and frequently become lose of lock. Aim to solve these problems, a joint carrier tracking algorithm which decomposed each element's carrier phase to the common average part and the low dynamic residual part was proposed. For the average carrier phase, as it is commonly shared by each array element, its tracking accuracy can be improved by combining all the observation values of the whole array elements. For the residual carrier phase, its tracking accuracy can be improved by reducing the loop noise bandwidth. Theoretical analysis and numerical simulation show that the algorithm can significantly improve the measurement accuracy of carrier phase difference between elements needed by DOA estimation and tracking sensitivity. The tracking sensitivity of a 4 element antenna array with typical application conditions improves 4dB and the carrier phase difference measurement accuracy of it increases 3 times under the same carrier noise ratio.

**Key words:** GNSS; antenna array; beam-forming; direction of arrival estimation; joint tracking

卫星导航信号到达地面时非常微弱,极易受到有意或无意干扰,军用接收机系统和高可靠性的航空应用系统通常采用自适应天线阵技术来提高其抗干扰能力。自适应波束形成技术通过调整天线阵的空时滤波权值,使得天线阵列将主波束指向卫星,并在干扰方向形成零陷,从而在抑制干扰的同时增强有用信号<sup>[1-2]</sup>。自适应波束形成技术需要以卫星信号的波达方向(Direction of Arrival, DOA)作为权值优化的约束条件,因此获取卫星信号的DOA是实现最优波束形成的前提<sup>[3-4]</sup>。对于微弱的卫星信号,基于空间谱估计

的传统DOA估计算法不适用<sup>[5]</sup>,因此全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite Systems, GNSS)卫星的DOA通常是直接利用惯性导航或组合导航系统的姿态信息来获取,具有较高的实现复杂度和成本,限制了其应用。

大量文献对低复杂度的GNSS卫星DOA估计算法进行了研究,传统算法可分为两类:一类为先跟踪各阵元信号的载波相位,然后用阵元之间的载波相位差<sup>[6-7]</sup>来解算DOA;另一类则为利用民码的短周期重复特点,采用反卷积算法实现DOA估计<sup>[8-9]</sup>。采用反卷积算法的DOA估计方

\* 收稿日期:2014-09-11

基金项目:教育部新世纪人才支持计划资助项目(NCET-08-0144)

作者简介:吴舜晓(1986—),男,湖南益阳人,博士研究生,E-mail:wxs\_sadc@163.com;

欧钢(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:ougang\_nnc@163.com

法只适用于采用短周期扩频码的民用信号。然而在军用接收机中出于抗欺骗干扰等目的,需要接收具有很长重复周期扩频码的军用信号。现有的基于阵元间载波相位差测量的方法,对每个阵元上信号的跟踪仍然是采用传统的单天线跟踪算法,因此受限于单天线接收机在跟踪弱信号时难以保证较高测量精度的矛盾,在干扰条件下存在容易失锁和测量精度不够高等问题。

由于天线阵各阵元采用同源设计,因此各阵元上信号的动态是高度相关的。传统的单天线跟踪方法,无法利用此种信号动态之间的相关性。为解决此问题,改进了描述天线阵各阵元载波相位信号动态的模型以体现其相关性,并在此基础上提出了利用多个阵元进行联合载波跟踪的算法。理论分析与数值仿真表明,该算法提高了 DOA 估计所需的阵元间载波相位差测量精度与跟踪灵敏度,有效克服了传统算法的不足。

## 1 天线阵载波跟踪模型

传统的单天线载波相位跟踪模型应用于天线阵时,不能体现阵元间信号动态高度相关的特点,因此首先针对天线阵的特点对信号模型进行了改进。

### 1.1 载波相位跟踪模型

采用传统的独立跟踪方法时,对于一个  $N$  阵元的天线阵,以  $i=1,2,\dots,N$  为各阵元的编号,则阵元  $i$  的载波跟踪模型如图 1 所示。天线接收信号  $S_i(t)$  经过射频前端和模数转换以后变为数字采样信号,此数字采样信号的载波相位为  $\varphi_i(t)$ ,本地复现载波的相位为  $\hat{\varphi}_i(t)$ 。相位鉴别器的输出  $y_i(k)$  通过环路滤波器之后控制数控振荡器(NCO)产生本地复现载波,以保持本地载波和接收信号的载波相位同步。载波跟踪通常以数字锁相环路(Digital Phase Locked Loop, DPLL)实现,大量文献表明三阶 DPLL 是最优卡尔曼滤波环路在采用恒定加速度模型时的稳态响应<sup>[10]</sup>。

假定预检测积分时间为  $T$ ,设在  $t=kT$  时刻各阵元的相位、频率和加速度分别为  $\varphi_i(k)$ 、 $f_i(k)$ 、 $a_i(k)$ ,则经典的单通道三阶 DPLL 的状态方程可表示为:

$$\begin{bmatrix} \varphi_i(k+1) \\ f_i(k+1) \\ a_i(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_i(k) \\ f_i(k) \\ a_i(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ n_i(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中,  $n_i(k)$  是阵元  $i$  的加速度扰动噪声,一般建

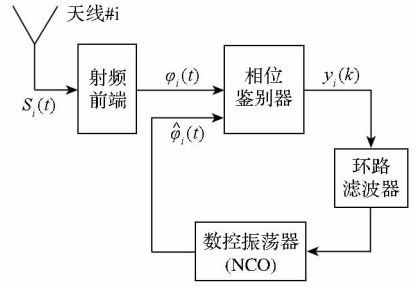


图 1 传统的各阵元独立跟踪环路

Fig. 1 Traditional separate carrier tracking loop

模为高斯白噪声随机变量。

鉴别器用于估计本地载波相位与真实载波相位之差,其输出可写为如式(2)所示的观测方程形式:

$$y_i(k) = K_d \left[ \varphi_i \left( kT - \frac{T}{2} \right) - \hat{\varphi}_i \left( kT - \frac{T}{2} \right) \right] + \omega_i(k) \quad (2)$$

式中,  $K_d$  为鉴别器输出与输入关系的斜率,随机误差  $\omega_i(k)$  是热噪声和干扰产生的鉴别器噪声。由于不同阵元的热噪声由不同射频前端产生,各阵元的  $\omega_i(k)$  是相互独立的。

### 1.2 载波相位的相关性分析

阵元间的载波相位之差由卫星信号的空间传播距离时延差和射频前端的时延差两部分构成<sup>[8]</sup>。由于通道的时延差固定,且空间传播距离差小于阵元间距,各阵元的载波相位差绝对值有较小的上限,即各阵元的载波相位需满足如式(3)所示的约束条件:

$$|\varphi_i(k) - \varphi_j(k)| \leq d, \quad 1 \leq i < j \leq N \quad (3)$$

式中,  $d$  为给定阵元布局的阵元间距最大值与通道时延差最大值之和。式(3)表明阵元间的载波相位之差局限在一个小的范围内,由此表明各阵元间的载波相位变化模型不是相互独立的。采用传统的 DPLL 跟踪算法测量各阵元的载波相位时,不关注阵元间载波相位的相关性,直接采用式(1)和式(2)的载波跟踪模型对各阵元进行独立跟踪。

在典型运动场景中,天线阵相对卫星的整体平动不改变姿态和 DOA,因此不产生阵元间载波相位差的变化,而阵元间的相对转动会造成阵元间载波相位差的变化和 DOA 的改变。因此,对 DOA 估计有用的信息仅包含在阵元间的相对转动中。传统的单天线跟踪算法应用到天线阵时,各通道独立地将平动与转动加速度合并在一起跟踪。通常情况下,平动加速度远大于转动加速度,为了跟踪对 DOA 无贡献的平动加速度,需要增大

环路跟踪带宽,从而导致对引起 DOA 改变的阵元间相对转动部分的跟踪精度无法提高。

上述分析表明,传统方法无法提升阵元间载波相位差测量精度的关键是阵元间载波相位差的变化与阵元间共性的载波相位变化无法分离跟踪。因此本文算法将各阵元载波相位的共性部分剥离出来单独跟踪,残余的载波相位则采用小噪声带宽的跟踪环路处理,从而提升阵元间载波相位差的测量精度。

设  $a_m(k)$  为各阵元加速度的均值,  $\Delta a_i(k)$  为各阵元加速度与其均值之差,即:

$$a_m(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_i(k), \Delta a_i(k) = a_i(k) - a_m(k) \quad (4)$$

当载体仅有平动时,即每个阵元的加速度均为  $a_m(k)$ ,  $\Delta a_i(k)$  均为零,天线阵的 DOA 不发生改变。当载体姿态变化时,  $a_m(k)$  是各阵元的共性动态,而  $\Delta a_i(k)$  是阵元间的相对动态,也是引起载波相位之差和 DOA 发生变化的动态。

## 2 联合载波跟踪算法

由各阵元载波相位信号动态的相关性可知,对各阵元的载波相位中的公共部分和与 DOA 测量有关的差异部分应根据其动态特点采用不同的环路分别跟踪。

引入虚拟平均阵元,其载波相位与多普勒为各阵元载波相位与多普勒的均值,即:

$$\varphi_m(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varphi_i(t), f_m(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_i(t) \quad (5)$$

在式(1)两边对各阵元求平均,可得虚拟平均阵元的载波相位变化模型为:

$$\begin{bmatrix} \varphi_m(k+1) \\ f_m(k+1) \\ a_m(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_m(k) \\ f_m(k) \\ a_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ n_m(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

将天线阵各阵元的载波相位拆分为两部分:一部分为平均相位  $\varphi_m(t)$ ;另一部分为残余相位  $\Delta \varphi_i(t)$ ,即除去平均相位之外剩余的部分。类似地,各阵元的载波频率也可以拆分为公共部分  $f_m(t)$  与残余部分  $\Delta f_i(t)$ ,即:

$$\Delta \varphi_i(t) = \varphi_i(t) - \varphi_m(t), \Delta f_i(t) = f_i(t) - f_m(t) \quad (7)$$

利用式(6)和式(1)得到残余相位的变化模型如式(8)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta \varphi_i(k+1) \\ \Delta f_i(k+1) \\ \Delta a_i(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \varphi_i(k) \\ \Delta f_i(k) \\ \Delta a_i(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \Delta n_i(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

与对信号真实相位的分解相对应,将各阵元的本地相位  $\hat{\varphi}_i(t)$  也分解为本地相位的平均值  $\hat{\varphi}_m(t)$  及本地残余相位  $\Delta \hat{\varphi}_i(t)$ 。在联合跟踪算法中,相位鉴别器仍然用于鉴别各阵元的真实相位与本地相位的差异,因此式(2)仍然成立。对各鉴别器的输出求平均可得到对应于虚拟平均阵元的等效鉴别值  $y_m(k)$ ,即:

$$y_m(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i(k) = K_d \left[ \varphi_m(kT - \frac{T}{2}) - \hat{\varphi}_m(kT - \frac{T}{2}) \right] + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \omega_i(k) \quad (9)$$

对应于残余相位跟踪的等效鉴别值  $\hat{y}_i(k)$  可按照式(10)构成:

$$\hat{y}_i(k) = y_i(k) - y_m(k) = K_d \left[ \Delta \varphi_i(kT - \frac{T}{2}) - \Delta \hat{\varphi}_i(kT - \frac{T}{2}) \right] + \omega_i(k) - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \omega_i(k) \quad (10)$$

与单天线跟踪类比可知由式(8)与式(10)即可构成残余载波相位的跟踪环路,由式(6)与式(9)即可构成平均载波相位的跟踪环路。由于  $\Delta \hat{\varphi}_1(k) = - \sum_{i=2}^N \Delta \hat{\varphi}_i(k)$ ,对应于阵元1的本地残余载波相位可以根据其他阵元的残余载波相位计算得到,因此与之对应的跟踪环路是冗余的。由此可知,如图2所示的联合跟踪算法的实现架构包括一个平均载波相位跟踪环路与  $N-1$  个残余载波相位跟踪环路。

从各天线阵元得到的采样数据与本地载波相乘以后剥离掉本地载波,然后送入积分清零器,得到的相关值送入跟踪处理器中。首先由一个 NCO 产生本地的平均载波相位,  $N-1$  个 NCO 产生本地残余载波相位,并通过直接求和计算得到  $y_i(k)$ ,然后将其转换为  $y_m(k)$  对应于各阵元的本地载波相位。在跟踪处理中,首先根据相关值计算得到,然后将其变换为  $y_m(k)$  与  $\hat{y}_i(k)$ ,再分别送给对应于平均相位与差异相位的环路滤波器,以控制各自的 NCO。

利用  $\omega_i(k)$  之间互不相关且方差相同的特

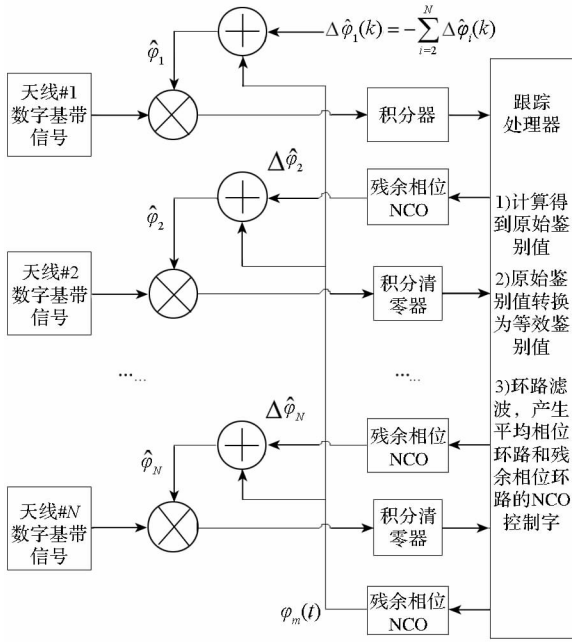


图 2 阵元间联合跟踪算法实现框架  
Fig. 2 Joint tracking architecture of multiple antenna elements

点,可求得平均相位跟踪环路的观测噪声方差为  $\frac{\sigma_{\omega}^2}{N}$ ,残余相位跟踪环路的观测噪声方差为  $\frac{(N-1)\sigma_{\omega}^2}{N}$ ,平均相位跟踪环路与残余相位跟踪环路观测噪声之间的互相关为  $\frac{\sigma_{\omega}^2}{N}$ 。由此表明通过阵元间的联合处理,平均相位跟踪环路的观测噪声能量相比单阵元跟踪缩小了  $\frac{1}{N}$ ,且平均相位跟踪环路与残余相位跟踪环路近似于不相关。通过载波相位分解,各阵元信号动态的主要部分集中到了  $n_m(k)$  上,平均相位跟踪环路需承受较大带宽,因此需设计较大的环路噪声带宽  $B_{com}$ 。残余相位跟踪环路只需要承受对应于  $\Delta n_i(k)$  的较小动态,因此可设计小的环路噪声带宽,来提高跟踪精度。

### 3 性能分析

阵元间载波相位差是 GNSS 卫星 DOA 估计所需的关键参量,跟踪灵敏度决定了能够进行 DOA 测量的载噪比范围,因此下文将从这两个方面对联合跟踪算法与传统算法进行对比。由于传统方法的单个跟踪环路需要承受全部的动态应力,因此性能对比时假设传统跟踪环路与平均相位跟踪环路的设计参数完全相同。为了具体比较,选取如下的设计参数和运动场景作为典型情

况:阵元数为 4,  $T = 0.002s$ ,  $B_{com} = 18Hz$ ,  $B_{res} = 2Hz$ 。为简化分析,设各阵元上同一卫星信号的载噪比均为  $C/N_0$ 。

#### 3.1 跟踪灵敏度

由于联合跟踪方法与传统方法使用相同的相位鉴别处理,因此具有相同的灵敏度门限判决条件,即:热噪声和动态应力误差引起的总跟踪误差不得超过  $15^\circ$ 。单个跟踪环路的跟踪误差由热噪声引起的相位抖动与动态应力引起的跟踪偏差两部分构成<sup>[11]</sup>。对于联合跟踪方法,由于平均相位跟踪环路的观测噪声方差减小为  $\frac{\sigma_{\omega}^2}{N}$ ,参照文献[12]中的分析方法可得到其跟踪误差中的热噪声方差为:

$$\sigma_{t,com} = \frac{360^\circ}{2\pi} \sqrt{\frac{B_{com}}{N(C/N_0)} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (11)$$

由于残余相位跟踪环路的观测噪声方差为  $\frac{(N-1)\sigma_{\omega}^2}{N}$ ,故与之对应的热噪声方差为:

$$\sigma_{t,res} = \frac{360^\circ}{2\pi} \sqrt{\frac{(N-1)B_{res}}{N(C/N_0)} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (12)$$

稳态情况下,平均相位跟踪环路的动态应力误差与差异相位跟踪环路的动态应力误差取决于环路参数与所跟踪动态的加加速度,具体计算如式(13)<sup>[13]</sup>:

$$\theta_{com}^e = \frac{J_m \cdot T^3}{C_{3,com}}, \theta_{res}^{e,i} = \frac{\Delta J_i \cdot T^3}{C_{3,res}} \quad (13)$$

式中,  $J_m$  为与  $n_m(k)$  对应的平均相位加加速度稳态值,  $\Delta J_i$  为与  $\Delta n_i(k)$  对应的残余载波相位加加速度稳态值,  $C_{3,com}$ ,  $C_{3,res}$  为 DPLL 的三阶系数。

单个阵元的跟踪误差由平均相位跟踪环路与差异相位跟踪环路的跟踪误差叠加得到。由于两种跟踪环路的观测噪声互相关很小,因此热噪声误差是平方叠加的效果。对于动态应力误差,在最坏情况下是直接叠加的效果,故联合跟踪方法中单个阵元的载波跟踪精度可由式(14)衡量:

$$\sigma_{Joint} = \sqrt{\sigma_{t,com}^2 + \sigma_{t,res}^2} + \frac{\theta_{com}^e + \theta_{res}^{e,i}}{3} \quad (14)$$

由条件  $\sigma_{Joint} \leq 15^\circ$  可确定载波跟踪的灵敏度门限。在典型情况下传统方法与联合跟踪方法的跟踪精度与载噪比的关系如图 3 所示,传统方法的跟踪灵敏度约为 27dBHz,联合跟踪方法灵敏度约为 23dBHz,即联合跟踪方法提高了 4dBHz 的跟踪灵敏度。

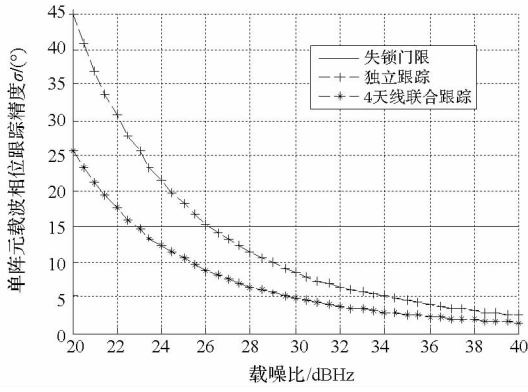


图3 单个阵元的载波相位跟踪精度

Fig. 3 Carrier phase track accuracy on each antenna element

在动态应力误差可忽略的情况下,联合跟踪方法与传统方法的跟踪精度比例因子为:

$$\gamma = \frac{\sigma_{\text{Joint}}}{\sigma_{\text{PLL}}} = \sqrt{\frac{1}{N} + \frac{N-1}{N} \cdot \frac{B_{\text{res}}}{B_{\text{com}}}} \quad (15)$$

$\gamma$  是联合跟踪方法相比传统方法的单阵元载波相位测量精度改进因子,可见阵元数越多,差异相位环路与平均相位环路噪声带宽比值越小,改进程度越大。当  $\frac{B_{\text{res}}}{B_{\text{com}}} \rightarrow 0$  时,改进程度趋于最大值

$\sqrt{\frac{1}{N}}$ , 当  $\frac{B_{\text{res}}}{B_{\text{com}}} \rightarrow 1$  时,改进程度趋于 1,即相比传统方法无改进,即联合跟踪方法性能的改进主要来自对信号动态模型的改进,使得  $B_{\text{res}}$  可以取小的值。

### 3.2 阵元间载波相位差测量精度

阵元间的载波相位之差的跟踪误差可以看成是由两个跟踪环路跟踪误差的叠加,因此可采用类似于分析单个载波相位跟踪精度的方法。对于传统方法,测量误差由两个传统跟踪环路叠加得到,阵元间载波相位差测量值中的热噪声部分为:

$$\sigma_{\text{I},\Delta}^{\text{PLL}} = \frac{360^\circ}{2\pi} \sqrt{\frac{2B_{\text{com}}}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (16)$$

对于联合跟踪算法,测量误差由两个残余载波相位跟踪环路叠加得到,阵元间载波相位差测量值中的热噪声部分为:

$$\sigma_{\text{I},\Delta} = \frac{360^\circ}{2\pi} \sqrt{\frac{2B_{\text{res}}}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (17)$$

传统方法与联合跟踪方法的阵元间载波相位差测量误差中动态应力部分均可以表示为:

$$\theta_e^\Delta = \frac{(\Delta J_i - \Delta J_j) T^3}{C_3} \quad (18)$$

式中,  $\Delta J_i$ 、 $\Delta J_j$  分别为阵元  $i$ 、 $j$  的残余加速度稳态值,  $C_3$  为相应环路的三阶系数。

在典型情况下两种算法在不同载噪比下得到的载波相位差测量精度如图 4 所示,联合跟踪算法的阵元间载波相位差测量精度明显提高,且其测量精度高于单个阵元的载波相位跟踪精度。

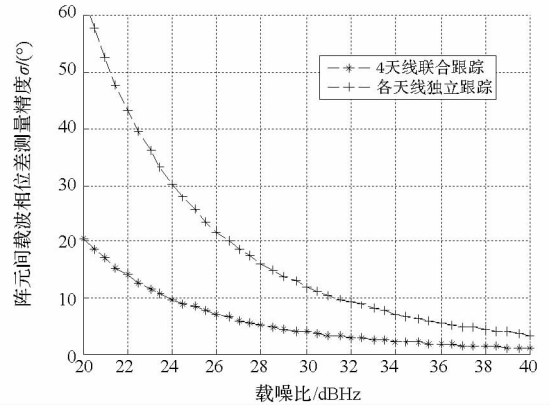


图4 阵元间载波相位差测量精度

Fig. 4 Measurement accuracy of carrier phase difference between antenna elements

由于阵元间的相对运动很小,载波相位差测量精度主要取决于热噪声误差。对比式(16)与式(17)可知,联合跟踪方法通过有针对性地采用小带宽的环路来跟踪残余相位,减小了热噪声的影响,明显提升了载波相位差测量精度。

## 4 仿真验证

本节通过可实现联合跟踪算法和传统跟踪算法的软件接收机,验证性能分析结果。为方便对比,仍采用上一节典型情况下的算法参数。仿真生成四个阵元上的 AD 采样数据,码率为 10.23MHz,采用 BPSK 调制,PN 码为长码,然后记录软件接收机输出的载波相位测量值。仿真时设定了天线阵有整体加速度,同时天线阵还有缓慢的旋转,以产生阵元间的相对运动。设天线阵形为 Y 形,阵元间距为半波长,中心阵元相对卫星做匀加速运动,其余三个阵元围绕中心阵元在一个平面内旋转,卫星也在此平面内。设阵元 1 为中心阵元,并以此作为参考阵元,则其余各阵元与参考阵元的载波相位差为初相相差  $120^\circ$  的正弦函数。

仿真中,设载体整体平动所对应的初始多普勒为  $-25\text{Hz}$ ,多普勒变化率为  $1\text{Hz/s}$ ,载体转动的旋转频率为  $\Omega = 0.025\text{Hz}$ 。在载噪比为 30dBHz 时,两种方法得到的阵元 2、3、4 与阵元 1 的载波相位差测量值对比如图 5 所示,可以看出,仿真得

到的载波相位差测量值与真实载波相位差的变化规律一致。

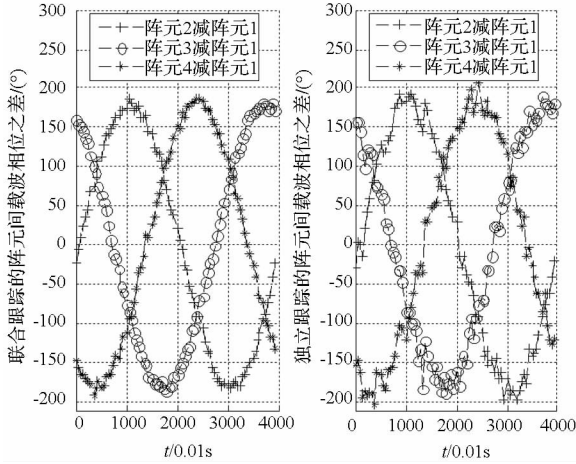


图 5 阵元间载波相位差测量值

Fig. 5 Measured value of carrier phase difference between antenna elements

将实测的载波相位差减去真实载波相位差可得到载波相位差的测量误差,以阵元 2 与阵元 1 的载波相位差为例,两种方法所得跟踪误差结果对比如图 6 所示,可见联合跟踪方法得到的载波相位差测量误差明显减小。

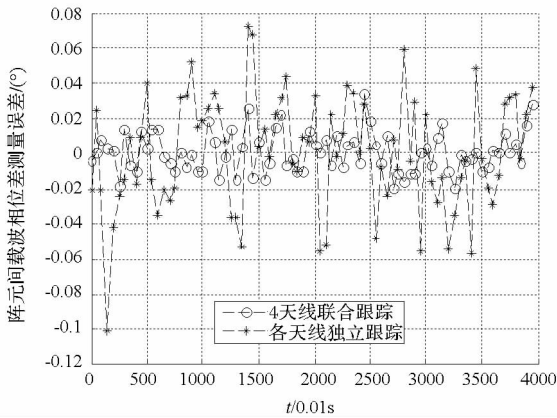


图 6 阵元间载波相位差测量误差

Fig. 6 Measurement error of carrier phase between antenna elements

由数据统计得到两种方法下的阵元间载波相位差测量精度以及单阵元的载波相位测量精度如表 1 所示,从中可以看出仿真得到的载波相位与载波相位之差的测量精度与理论分析结果吻合较好。在载噪比为 30dBHz 时,联合跟踪方法可以达到 4°的阵元间载波相位差测量精度,比传统的单天线 DPLL 跟踪环路提高了约 3 倍,单个阵元的载波相位测量精度,也比传统的 DPLL 跟踪环路提升了 1.5 倍以上。

表 1 载波测量精度统计 (CNR = 30dBHz)

Tab. 1 Carrier phase measurements accuracy

方法	测量值类型	实测精度/(°)	理论精度/(°)
联合跟踪方法	阵元 1	5.1927	4.875
	阵元 2	5.3544	
	阵元 3	5.1824	
	阵元 4	5.2966	
	阵元 2 - 1	4.1232	3.9425
阵元 3 - 1	3.6002		
阵元 4 - 1	4.2120		
传统跟踪方法	阵元 1	8.9773	8.1043
	阵元 2	8.6586	
	阵元 3	8.7797	
	阵元 4	8.8663	
	阵元 2 - 1	12.4631	11.4612
阵元 3 - 1	12.7141		
阵元 4 - 1	12.81335		

### 5 结论

针对天线阵列 GNSS 接收机提高测量精度和跟踪灵敏度的问题,利用各阵元信号动态高度相关的特点,提出了一种将各阵元载波相位的跟踪分解为对阵列平均载波相位的跟踪和各阵元残余载波相位的跟踪的联合跟踪算法。该算法针对平均载波相位动态高,但其跟踪误差同时反映在各阵元鉴别值中的特点,通过求平均减少等效鉴别值中的噪声,以提高跟踪精度;针对残余载波相位动态小的特点,设计小的环路带宽,以提高阵元间载波相位差的测量精度。该算法等效实现了充分利用同一卫星信号在各阵元上的能量以提高跟踪精度,可方便地扩展到用于联合跟踪同一卫星播发的不同信号分量上。

### 参考文献 (References)

[1] Fante R, Vaccaro J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 549 - 564.

[2] 聂俊伟,葛锐,李敏,等. 窄带假设对 GNSS 天线阵抗干扰性能评估的影响分析[J]. 国防科技大学学报, 2011, 33(5): 128 - 133.

NIE Junwei, GE Rui, LI Min, et al. The influence analysis of narrowband hypothesis to GNSS array anti-jamming performance evaluation [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2011, 33(5): 128 - 133. (in Chinese)

[3] 王永良,彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京:清华大学出版社, 2000.

WANG Yongliang, PENG Yingning. Space time adaptive processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000. (in Chinese)

[4] 戴凌燕,李荣锋,王永良,等. 基于最坏情况下的稳健波束

- 形成自适应方向图副瓣控制方法[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(5): 105 - 109.
- DAI Lingyan, LI Rongfeng, WANG Yongliang, et al. Robust adaptive beam-forming with sidelobe control based on worst-case performance optimization [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2010, 32(5): 105 - 109. (in Chinese)
- [5] 王永良. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京:清华大学出版社, 2004.
- WANG Yongliang. Spatial spectrum estimation theory and algorithm[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004. (in Chinese)
- [6] Chen Y H, Juang J C, DeLorenzo D S, et al. Real-time software receiver for GPS controlled reception pattern antenna array processing [C]//Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2010: 1932 - 1941.
- [7] Chen Y H, Juang J C, Seo J, et al. Design and implementation of real-time software radio for anti-interference GPS/WAAS sensors [J]. Sensors, 2012, 12(10): 13417 - 13440.
- [8] Lu D, Wu R B, Liu H T. Global positioning system anti-jamming algorithm based on period repetitive CLEAN [J]. Radar, Sonar & Navigation, Institution of Engineering and Technology, 2013, 7(2): 164 - 169.
- [9] Sun W, Amin M G. A self-coherence anti-jamming GPS receiver[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(10): 3910 - 3915.
- [10] Peral-Rosado D, López-Salcedo J A, Seco-Granados G, et al. Kalman filter-based architecture for robust and high-sensitivity tracking in GNSS receivers [C]//Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), 2010: 1 - 8.
- [11] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS: principles and applications [M]. 2nd ed. Norwood: Artech House, 2006.
- [12] Parkinson B W, Spilker J J. Global positioning system: theory and applications (progress in astronautics and aeronautics) [M]. American Institute of Astronautics and Aeronautics, 1996.
- [13] Stephens S A, Thomas J B. Controlled-root formulation for digital phase-locked loops [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(1): 78 - 95.