

一种 GPS 移动基准站精密相对定位新算法

段 荣¹,赵修斌¹,庞春雷¹,李 媛²,王 勇¹

(1. 空军工程大学 信息与导航学院,陕西 西安 710077;2. 94153 部队,陕西 咸阳 712200)

摘 要:针对 GPS 载波相位差分定位中差分基准站不能移动的问题,提出了一种 GPS 移动基准站精密相对定位的方法。该算法首先基于 MW 组合构造几何无关测量值,然后对几何无关测量值进行滑动平均滤波消除随机噪声影响,在移动站进入移动基准站数据链覆盖范围时进行站间和星间双差处理获得宽巷整周模糊度,并结合载波相位的双差几何相关模型建立 Kalman 滤波观测方程,将多路径误差建模为 1 阶 Gauss-Markov 随机过程,作为状态参数纳入状态方程,增广状态向量,同时扩增观测方程,从而滤波获得 L_1/L_2 模糊度浮点解的精确估计,最后采用 LAMBDA 算法搜索固定模糊度的整数解。通过静态和车载动态实测试验验证了新算法的正确性和适用性。

关键词:全球定位系统(GPS);移动基准站;多径;几何无关测量;整周模糊度

中图分类号:P228.4

文献标志码:A

A Novel GPS Precise Relative Positioning Algorithm for Moving Base Station

DUAN Rong¹, ZHAO Xiubin¹, PANG Chunlei¹, LI Yuan², WANG Yong¹

(1. Info. and Navigation College, Air Force Eng. Univ., Xi'an 710077, China; 2. Unit 94153 of PLA, Xianyang 712200, China)

Abstract: Aiming at the issue of immobility of differential reference station in GPS carrier phase differential positioning, an algorithm of GPS precise relative positioning for moving base station was proposed. Firstly, geometry free measurements were structured based on Melbourne-Wubben combination, which were then filtered by moving average filter. The double difference processing was adopted to further eliminate common error when dynamic user comes into the data link coverage of moving base station, and then the wide lane ambiguities were obtained. At this time, Kalman filter observation equation was established in combination with carrier phase double difference geometry based model. Then multipath error was modeled as first order Gauss-Markov random process and brought into state equation as augmented state parameters, thereby accurate estimate of float solution of L_1/L_2 ambiguity can be obtained. Lastly, the LAMBDA method was used to search the fixed ambiguity. Experiment results showed that centimeter level accuracy of relative positioning is obtained, which verifies the validity and applicability of the method.

Key words: global positioning system (GPS); moving base station; multipath; geometry free measurement; integer ambiguity

基于 GPS 载波的相位差分可以实现厘米级的高精度相对定位,基准站一般要求固定不动且坐标精确已知^[1]。对于一些基准站也运动的场合,即移动基准站,如舰载机着舰、自主空中加油、空间飞行器交会对接等实际应用中,无法建立固定的基准站,传统的基于固定基准站的相对定位方法难以满足动态用户的需求。GPS 移动基准站相对定位就是在基准站和移动站同时运动的条件下,移动站实时解算

相对于基准站的精确相对位置,其关键是要解决动态基线条件时整周模糊度的快速求解问题。

目前,国内外关于动基站相对定位技术方面的公开研究相对较少。1995 年, Hermann 等^[2]研究了一般形式的移动基准站相对定位,达到了厘米级的定位精度,遗憾的是该成果直接应用于美国商业软件的开发,核心算法没有进行公布。日本学者 Kwano 等^[3]首次将动基站相对定位技术用于在轨卫

星交会对接,但其没有采用载波相位差分而是采用伪距差分定位且仅作为靠近阶段的导航方法,最后转为光电方式对接。加拿大的 Luo^[4]在 FLYKIN 软件基础上开发了应用于多个运动载体的 MultiKIN 软件。国内该技术尚无相应产品,文献[5]给出一种移动基准站 GPS 相位差分中整周模糊度快速求解方法,通过实验方案实现了厘米级的相对定位精度,但是其由伪距单点定位提供的初始坐标精度不够高;文献[6]以短距离为研究对象,根据双空间特性提出双空间模糊度搜索算法,模糊度候选值大大减少,从而加快模糊度的搜索速度,通过车载实验验证了算法的有效性;文献[7]利用附加选权约束方法固定 2 个不同波长的宽巷组合模糊度,实现了飞行器交会对接中模糊度单历元的实时解算,但其需要先验信息辅助;文献[8]将文献[7]所提算法应用于飞机着舰相对导航中,获得了厘米级的定位精度。

作者基于不受基线长度约束且无需考虑用户运动状态的 Melbourne-Wubben 组合构造几何无关测量值,根据累积消噪原理对几何无关测量值进行滑动平均滤波以消除随机噪声影响,在移动站进入移动基准站数据链覆盖范围时进行站间和星间双差处理,进一步消除天线相位中心误差和频率间误差等公共误差,获得宽巷整周模糊度,并结合载波相位的双差几何相关模型建立卡尔曼滤波观测方程,通过对多路径误差进行 1 阶 Gauss-Markov 随机过程建模,将其作为状态参数纳入状态方程,增广状态向量,同时扩增观测方程,从而滤波获得 L_1/L_2 模糊度浮点解的精确估计。最后,应用 LAMBDA 算法搜索固定整周模糊度。为验证算法的正确性和有效性,依据设计的精度验证方案分别进行了静态和车载动态试验,实现了厘米级的相对定位精度,可应用于舰载飞机着舰、自主空中加油、空间飞行器交会对接等高精度载体的动态相对导航。

1 利用 MW 组合构造几何无关测量值求解宽巷模糊度

1.1 观测模型

根据不同的应用场合观测方程可表示成不同的形式,按照是否对观测值作差分处理,GNSS 观测值的函数模型可分为非差观测模型和差分观测模型。另一方面,根据是否对站星几何距离进行线性化展开,Teunissen 进一步将 GNSS 观测模型分为 2 类^[9-10],即“geometry-free model”和“geometry-based/included model”。国内喻国荣称“geometry-

free”模型为“无轨道信息模型”^[6],在此意译为几何无关模型,即在观测方程中非线性化站星距离 ρ ,将其直接作为未知数,卫星的几何构型对解算结果不产生影响;称“geometry-based/included”模型为“有轨道信息模型”^[6],在此意译为几何相关模型,即对观测方程进行站星坐标线性化,在概略坐标处实施泰勒级数展开得到的以接收机的坐标增量为参数的形式,并且卫星的几何构型对解算结果有重要影响。下面给出研究中采用的非差测量几何无关模型和双差几何相关模型。

1) 非差测量的几何无关模型

双频伪距观测方程:

$$P_{1r}^{(i)} = \rho_r^{(i)} + \frac{I}{f_1^2} + T_r^{(i)} + c(\delta t_r - \delta t^{(i)}) + M_{p1r}^{(i)} + d_{ar}^{(i)} + \varepsilon_{p1r}^{(i)} \quad (1)$$

$$P_{2r}^{(i)} = \rho_r^{(i)} + \frac{I}{f_2^2} + T_r^{(i)} + c(\delta t_r - \delta t^{(i)}) + M_{p2r}^{(i)} + d_{fr}^{(i)} + \varepsilon_{p2r}^{(i)} \quad (2)$$

2) 双频载波相位观测方程:

$$\Phi_{1r}^{(i)} = \rho_r^{(i)} - \frac{I}{f_1^2} + T_r^{(i)} + c(\delta t_r - \delta t^{(i)}) + M_{\phi1r}^{(i)} + d_{a\phi1r}^{(i)} + [\lambda_1 N_{1r}^{(i)} + \lambda_1(\delta\varphi_r - \delta\varphi^{(i)})] + \varepsilon_{\phi1r}^{(i)} \quad (3)$$

$$\Phi_{2r}^{(i)} = \rho_r^{(i)} - \frac{I}{f_2^2} + T_r^{(i)} + c(\delta t_r - \delta t^{(i)}) + M_{\phi2r}^{(i)} + d_{a\phi2r}^{(i)} + [\lambda_2 N_{2r}^{(i)} + \lambda_2(\delta\varphi_r - \delta\varphi^{(i)})] + d_{fr}^{(i)} + \varepsilon_{\phi2r}^{(i)} \quad (4)$$

式中: $P_{1r}^{(i)}$ 、 $P_{2r}^{(i)}$ 分别为接收机 r 到卫星 i 在 L_1 和 L_2 频点上以距离为单位的伪距观测测量; $\Phi_{1r}^{(i)}$ 、 $\Phi_{2r}^{(i)}$ 分别为 L_1 和 L_2 频率上以距离为单位的载波相位观测测量; $\rho_r^{(i)}$ 为接收机 r 与卫星 i 之间的几何距离; $\frac{I}{f_1^2}$ 和 $\frac{I}{f_2^2}$ 分别为信号 L_1 和 L_2 上的电离层延迟误差; $T_r^{(i)}$ 为对流层延迟误差; δt_r 为接收机钟差, $\delta t^{(i)}$ 为卫星钟差; $M_{p1r}^{(i)}$ 、 $M_{p2r}^{(i)}$ 分别为 L_1 和 L_2 上的伪距多路径误差; $M_{\phi1r}^{(i)}$ 、 $M_{\phi2r}^{(i)}$ 分别为 L_1 和 L_2 的载波相位多路径误差; $d_{ar}^{(i)}$ 为天线相位中心误差, $d_{fr}^{(i)}$ 为频间偏差(inter-frequency biases); λ_1 、 λ_2 为信号 L_1 和 L_2 的波长; $N_{1r}^{(i)}$ 、 $N_{2r}^{(i)}$ 分别为 L_1 和 L_2 上的载波相位整周模糊度; $\delta\varphi_r$ 为接收机天线带来的载波相位测量相位误差, $\delta\varphi^{(i)}$ 为卫星天线带来的载波相位测量相位误差; $\varepsilon_{p1r}^{(i)}$ 、 $\varepsilon_{p2r}^{(i)}$ 分别为 L_1 和 L_2 伪距测量的接收机噪声误差, $\varepsilon_{\phi1r}^{(i)}$ 、 $\varepsilon_{\phi2r}^{(i)}$ 分别为 L_1 和 L_2 载波相位的接收机噪声误差。

2) 双差几何相关模型

双差载波相位观测方程:

$$\nabla\Delta\Phi_{ur1}^{(i,j)} = -(\dot{I}_r - \dot{I}_r')\mathbf{b}_{ur} + \lambda_1 \nabla\Delta N_1^{(i,j)} + \varepsilon_{\nabla\Delta\Phi_1}^{(i,j)} \quad (5)$$

$$\nabla\Delta\Phi_{ur2}^{(i,j)} = -(\dot{I}_r - \dot{I}_r')\mathbf{b}_{ur} + \lambda_2 \nabla\Delta N_2^{(i,j)} + \varepsilon_{\nabla\Delta\Phi_2}^{(i,j)} \quad (6)$$

式中, $\nabla\Delta\Phi_{ur1}^{(i,j)}$ 、 $\nabla\Delta\Phi_{ur2}^{(i,j)}$ 为相应频点上以距离为单位的
双差载波相位观测值减去计算值后的常数项
(O-C 项), $\nabla\Delta N_1^{(i,j)}$ 、 $\nabla\Delta N_2^{(i,j)}$ 分别为 L_1 和 L_2 上的双
差整周模糊度, $\varepsilon_{\nabla\Delta\Phi_1}^{(i,j)}$ 、 $\varepsilon_{\nabla\Delta\Phi_2}^{(i,j)}$ 分别为其双差观测误差,
 $\dot{I}_r$ 为站星间单位方向矢量, $\mathbf{b}_{ur}$ 为基线向量。

式(5)、(6)给出了双差观测值 $\nabla\Delta\Phi_{ur}^{(i,j)}$ 与基线
向量 $\mathbf{b}_{ur}$ 之间的关系, 其中, $\nabla\Delta\Phi_{ur}^{(i,j)}$ 是根据同一历
元的 4 个载波相位测量值计算出来的载波相位双差
测量值, 为已知量, 基线向量 $\mathbf{b}_{ur}$ 是一个待求的 3 维
向量, 双差整周模糊度 $\nabla\Delta N^{(i,j)}$ 为未知数。因此, 只
要能够确定双差整周模糊度 $\nabla\Delta N^{(i,j)}$, 进而可以确
定移动站相对位置矢量。由于双差测量模型能够消
除大部分的观测误差和具有模糊度为整数的特性,
为此主要结合该模型进行动态定位。

1.2 构造几何无关测量值

采用基于窄巷伪距 (P_n) (波长为 10.7 cm) 和
宽巷载波相位 (Φ_w) (波长为 86 cm) 的 Melbourne-
Wubben 组合 (简称 MW 组合) [11-12] 构造几何无关
测量值。双频伪码使用 C/A 码和 P_2 码。

结合式(1)、(2), 伪距的窄巷组合表示为:

$$P_{nr}^{(i)} = \lambda_n \left(\frac{P_{1r}^{(i)}}{\lambda_1} + \frac{P_{2r}^{(i)}}{\lambda_2} \right) = \rho_r^{(i)} + \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \frac{I}{f_1^2} + T_r^{(i)} +$$

$$c(\delta t_r - \delta t^{(i)}) + d_{ar}^{(i)} + \frac{\lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} d_{fr}^{(i)} +$$

$$\frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} \left(\frac{M_{p1r}^{(i)}}{\lambda_1} + \frac{M_{p2r}^{(i)}}{\lambda_2} \right) + \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} \left(\frac{\varepsilon_{p1r}^{(i)}}{\lambda_1} + \frac{\varepsilon_{p2r}^{(i)}}{\lambda_2} \right) \quad (7)$$

结合式(3)、(4), 宽巷载波相位组合表示为:

$$\Phi_{wr}^{(i)} = \lambda_w \left(\frac{\Phi_{1r}^{(i)}}{\lambda_1} - \frac{\Phi_{2r}^{(i)}}{\lambda_2} \right) = \rho_r^{(i)} + \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \frac{I}{f_1^2} + T_r^{(i)} +$$

$$c(\delta t_r - \delta t^{(i)}) + \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} (N_{1r}^{(i)} - N_{2r}^{(i)}) -$$

$$\frac{\lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1} d_{fr}^{(i)} + \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} \left[\left(\frac{d_{a\Phi 1r}^{(i)}}{\lambda_1} + \frac{d_{a\Phi 2r}^{(i)}}{\lambda_2} \right) + \right.$$

$$\left. \left(\frac{M_{\Phi 1r}^{(i)}}{\lambda_1} + \frac{M_{\Phi 2r}^{(i)}}{\lambda_2} \right) + \left(\frac{\varepsilon_{\Phi 1r}^{(i)}}{\lambda_1} + \frac{\varepsilon_{\Phi 2r}^{(i)}}{\lambda_2} \right) \right] \quad (8)$$

基于 MW 组合的几何无关测量值定义如下:

$$Y_{GF}^{(i)} = \frac{\Phi_{wr}^{(i)} - P_{nr}^{(i)}}{\lambda_w} = N_w^{(i)} + d_{GF}^{(i)} + \varepsilon_{GF}^{(i)} \quad (9)$$

式中: $Y_{GF}^{(i)}$ 为构造的几何无关测量值; $N_w^{(i)}$ 为宽巷整
周模糊度; λ_w 为宽巷组合的波长; $d_{GF}^{(i)}$ 包括频间偏差

和天线相位中心误差, $d_{GF}^{(i)} = \left(\frac{d_{a\Phi 1r}^{(i)}}{\lambda_1} + \frac{d_{a\Phi 2r}^{(i)}}{\lambda_2} \right) +$

$\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_1 \lambda_2} d_{ar}^{(i)} - \frac{2}{\lambda_1 + \lambda_2} d_{fr}^{(i)}$; $\varepsilon_{GF}^{(i)}$ 为剩下的误差项 (多
径误差可建模成自相关时间常数为 η 的 1 阶
Gauss-Markov 过程), 其方差为 $\sigma_{GF}^2 =$
 $\left(\frac{\sigma_{\Phi 1}^2}{\lambda_1} + \frac{\sigma_{\Phi 2}^2}{\lambda_2} \right) + \left(\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2} \right)^2 \left(\frac{\sigma_{p1}^2}{\lambda_1} + \frac{\sigma_{p2}^2}{\lambda_2} \right)$, 其中, σ_{p1} 和
 σ_{p2} 分别为 L_1 和 L_2 信号上伪距测量标准差, $\sigma_{\Phi 1}$ 和
 $\sigma_{\Phi 2}$ 分别为 L_1 和 L_2 上载波相位测量标准差。

1.3 对几何无关测量值进行滑动平均滤波

当移动站用户与移动基准站距离较远时, 不管
在基准站数据链覆盖范围外或者内, 利用 1.2 节式
(9) 计算几何无关测量值 Y_{GF} , 然后根据累积消噪原
理 [13] 对动态测试数据 Y_{GF} 进行滑动平均滤波处理,
有效抑制频繁起伏的随机误差, 得到较平滑的测量
结果, 令滑动平均滤波器窗口宽度为 T , 采样间隔为
 Δt , $M = T/\Delta t$, 则有:

$$\bar{Y}_{GF}^{(i)}(t) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} Y_{GF}^{(i)}(t - m\Delta t) \quad (10)$$

对观测量 Y_{GF} 采用窗口宽度为 T 的滑动平均滤
波, 其误差方差为:

$$\sigma_{YGF}^{(i)2} = \int_0^T \left(\frac{2}{T} - 2|\tau|/T^2 \right) R(\tau) d\tau \quad (11)$$

在几何无关观测误差建模为 1 阶 Gauss-Markov
随机过程后, 其自相关函数为:

$$R(\tau) = \sigma_{GF}^{(i)2} e^{-|\tau|/\eta} \quad (12)$$

代入式(11)即得几何无关测量的滤波方差为:

$$\sigma_{YGF}^{(i)2} = \frac{2\sigma_{GF}^{(i)2}}{T^{(i)2}/\eta} - \frac{2\sigma_{GF}^{(i)2}}{T^{(i)2}/\eta^2} (1 - e^{-T/\eta}) \quad (13)$$

式中, η 为多路径误差的时间相关常数, 其值可取
20 ~ 900 s。

M 越大, 即 T 越大, 滤波器对随机噪声的衰减越
大。根据中心极限定理, 大量独立随机变量之和接近
正态分布, 因此, 假设多径误差时间相关常数 η 为
60 s, 滤波窗口的宽度 T 取为 30 min, 即 $T/\eta = 30$ 。

1.4 站间星间双差处理

由于在移动站用户进入数据链覆盖区之前对卫
星持续跟踪, 可以进行足够长时间的滤波, 采用几何
无关测量非常有利。然而方程显示, 在数据链服务
区外由于天线相位中心误差和频率间误差等误差影
响, 很难确定宽巷模糊度 N_w 的整数解。因为载波相
位双差测量模型能够消除大部分的误差, 进一步在
数据链通信范围内对移动站用户和移动基准站的非

差观测数据进行站间单差进而进行星间双差。

于是,

$$\nabla\Delta\tilde{Y}_{\text{GF}}^{(i,j)} = \nabla\Delta N_w^{(i,j)} + \varepsilon_{\nabla\Delta\text{YGF}}^{(i,j)} \quad (14)$$

式中: $\nabla\Delta\tilde{Y}_{\text{GF}}^{(i,j)}$ 为滤波后的双差几何无关观测值; $\nabla\Delta N_w^{(i,j)}$ 为双差宽巷模糊度; $\varepsilon_{\nabla\Delta\text{YGF}}^{(i,j)}$ 为双差滤波误差,服从方差为 σ_{YGF}^2 的正态分布。

2 基于增广参数 Kalman 滤波的 L_1/L_2 模糊度浮点解精确估计

在移动站用户进入数据链通信范围时,移动站将可以获得移动基准站发送的多个观测值,包括滤波后的几何无关观测值和载波相位观测值,结合载波相位的双差几何相关模型(卫星和接收机钟差等被消除),于是有:

$$\begin{cases} \nabla\Delta\tilde{Y}_{\text{GF}}^{(i,j)} = \nabla\Delta N_w^{(i,j)} + \varepsilon_{\nabla\Delta\text{YGF}}^{(i,j)}, \\ \nabla\Delta N_w^{(i,j)} = \nabla\Delta N_{L1}^{(i,j)} - \nabla\Delta N_{L2}^{(i,j)}, \\ \nabla\Delta\Phi_{ur1}^{(i,j)} = -(\mathbf{I}_r^i - \mathbf{I}_r^j)\mathbf{b}_{ur} + \lambda_1 \nabla\Delta N_1^{(i,j)} + \varepsilon_{\nabla\Delta\Phi1}^{(i,j)}, \\ \nabla\Delta\Phi_{ur2}^{(i,j)} = -(\mathbf{I}_r^i - \mathbf{I}_r^j)\mathbf{b}_{ur} + \lambda_2 \nabla\Delta N_2^{(i,j)} + \varepsilon_{\nabla\Delta\Phi2}^{(i,j)} \end{cases} \quad (15)$$

矩阵形式表示为:

$$\begin{bmatrix} \nabla\Delta\tilde{Y}_{\text{GF}} \\ \nabla\Delta\Phi_1 \\ \nabla\Delta\Phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} & -\mathbf{I} \\ -(\mathbf{I}_r^i - \mathbf{I}_r^j) & \lambda_1 \mathbf{I} & 0 \\ -(\mathbf{I}_r^i - \mathbf{I}_r^j) & 0 & \lambda_2 \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{ur} \\ \nabla\Delta N_1 \\ \nabla\Delta N_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{\nabla\Delta\text{YGF}} \\ \varepsilon_{\nabla\Delta\Phi1} \\ \varepsilon_{\nabla\Delta\Phi2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

由于移动基准站用户应用环境(如海面环境)与传统陆基环境不同,其具有较强的多路径效应,为了进一步提高 Kalman 滤波估计值的精度和可靠性,在观测方程中通过增加多径状态进行改进,确保剩余载波相位测量噪声为白噪声。对多路径效应系统误差进行建模,并将多路径效应误差作为状态参数纳入状态方程,增广状态向量,同时扩增观测方程。扩增后的状态向量为 $\mathbf{X} = [\mathbf{b}_{ur}, \nabla\Delta N_1, \nabla\Delta N_2, \nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi1}, \nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi2}]^T$ 。

假定双差多径误差 $\nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi}$ 为 1 阶 Gauss-Markov 随机过程^[14]:

$$\dot{\nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi}} = -\frac{1}{\eta} \nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi} \quad (17)$$

式中, η 为多径误差的时间相关常数,其值可取 $\eta = 20 \sim 900 \text{ s}$ ^[15]。

离散化为:

$$\nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi k} = e^{-T/\eta} \nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi k-1},$$

利用上式构造 Kalman 滤波状态方程和测量方程分别为:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{A}\mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{W}_k \quad (18)$$

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k\mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (19)$$

式中: $\mathbf{X}_k = [\mathbf{b}_{ur}, \nabla\Delta N_1, \nabla\Delta N_2, \nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi1}, \nabla\Delta\mathbf{M}_{\Phi2}]^T$ 为第 k 个历元的估计参数向量; $\mathbf{A}$ 为状态转移矩阵,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-T/\eta}\mathbf{I} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-T/\eta}\mathbf{I} \end{bmatrix}; \mathbf{Z}_k \text{ 为第 } k \text{ 个历元的}$$

观测值向量, $\mathbf{Z}_k = [\nabla\Delta\tilde{Y}_{\text{GF}}, \nabla\Delta\Phi_1, \nabla\Delta\Phi_2]^T$; 测量矩

$$\text{阵 } \mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} & -\mathbf{I} & 0 & 0 \\ -(\mathbf{I}_r^i - \mathbf{I}_r^j) & \lambda_1 \mathbf{I} & 0 & \mathbf{I} & 0 \\ -(\mathbf{I}_r^i - \mathbf{I}_r^j) & 0 & \lambda_2 \mathbf{I} & 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix}; \mathbf{W}_k, \mathbf{V}_k \text{ 均}$$

为一个零均值的高斯白噪声序列。

则由式(18)、(19)组成的 Kalman 滤波方程递推公式为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_k^- = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}_{k-1}, \\ \mathbf{P}_k^- = \mathbf{A}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_{k-1}, \\ \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k]^{-1}, \\ \hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_k^- + \mathbf{K}_k [\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_k^-], \\ \mathbf{P}_k = [\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k] \mathbf{P}_k^- \end{cases} \quad (20)$$

式中, $\mathbf{Q}_k = \text{cov}(\mathbf{W}_k, \mathbf{W}_k) = E(\mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^T)$, $\mathbf{R}_k = \text{cov}(\mathbf{V}_k, \mathbf{V}_k) = E(\mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^T)$, $\mathbf{K}_k$ 为卡尔曼滤波增益, $\mathbf{I}$ 为单位阵。在使用 Kalman 滤波算法时,滤波初始条件的选取应特别注意,其中,初始位置和初始模糊度值由初始历元的双差伪距方程结合载波相位观测值求得,多径误差方差上限为 $\sigma_{\nabla\Delta\Phi}^2$,具体设置方法可参考文献[16-17]。根据状态向量的初始估计值 $\hat{\mathbf{X}}_0$,估计误差协方差初始值 $\mathbf{P}_0$,由式(18)~(20)可以得到以后任意时刻模糊度向量的最优估计值 $\hat{\mathbf{N}}(\nabla\Delta\hat{\mathbf{N}}$ 的简写)及估计误差协方差 $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{N}}}$ 。

为了提高搜索效率,利用整数转换矩阵 $\mathbf{T}$ 实现降相关,降相关处理后得到的新的模糊度向量记为 $\hat{\mathbf{Z}}$,相应的协方差阵为 $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{Z}}}$,有:

$$\hat{\mathbf{Z}} = \mathbf{T}\hat{\mathbf{N}}, \mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{Z}}} = \mathbf{T}\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{N}}}\mathbf{T}^T \quad (21)$$

最后,运用 LAMBDA 算法确定整周模糊度的固定解^[18-19]。搜索使目标函数达到最小的 $\hat{\mathbf{Z}}$,作为变换后的模糊度的固定解 $\hat{\mathbf{Z}}$:

$$\min_{\hat{\mathbf{Z}}} (\hat{\mathbf{Z}} - \mathbf{Z})^T \mathbf{Q}_Z^{-1} (\hat{\mathbf{Z}} - \mathbf{Z}) \quad (22)$$

再进行反变换得:

$$\tilde{\mathbf{N}} = \mathbf{T}^{-1} \tilde{\mathbf{Z}} \quad (23)$$

即得到原始模糊度的固定解。

3 算例分析

为了验证算法的精度、正确性及有效性,分别进行静态和动态实验,对实际采集到的数据用提出的算法进行解算,并将所得结果与标准值进行比较以验证算法的可靠性。

3.1 静态试验

静态试验采用静态模拟动态的方法,所用数据为 2014 年 3 月 13 日上午 8 时在空军工程大学桃园校区实验楼采集所得,采用 2 个 NovAtel 接收机,基准站和移动站均采用型号为 OEM628 的接收机,2 型号为 GPS-702-GG 的双频天线固定在长度为 5.709 m 的基线板两端,以事先长时间基线解算得到的基线俯仰角 0° 、方位角 -6.98° 作为基准,采样率为 1 Hz,采集时间取 1 h,截止高度角为 10° ,整个过程中两测站满足要求的共视卫星为 7[#]、9[#]、16[#]、19[#]、23[#]、27[#]、30[#]。选取 19[#] 为基准卫星,用提出的算法对实测数据进行处理,将解得的模糊度固定解反代求解基线向量并与基准值进行比较得到其误差,图 1~3 分别为基线长度、基线俯仰角、基线方位角及其误差曲线,由图 1~3 可以看出,提出的算法解算的基线长度误差小于 2 cm,俯仰角误差在 0.4° 以内,方位角误差在 0.3° 以内,满足精度要求,从而验证了提出的算法的正确性。

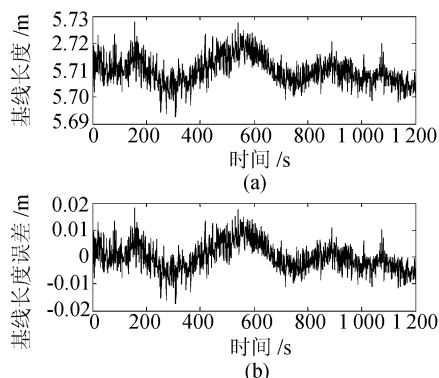


图 1 基线长度及其误差

Fig.1 Length of baseline and its error

3.2 车载动态试验

为进一步验证移动基准站相对定位算法在动态环境和基线较长情况下的适用性,2014 年 3 月 16 日在西安市丈八六路附近进行了相对较长距离的跑车试验。采样率设为 1 s,卫星截止高度角设为 10° 。

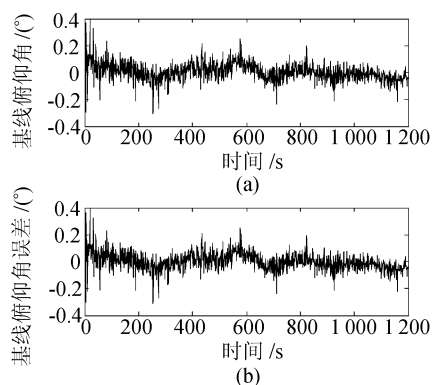


图 2 基线俯仰角及其误差

Fig.2 Elevation of baseline and its error

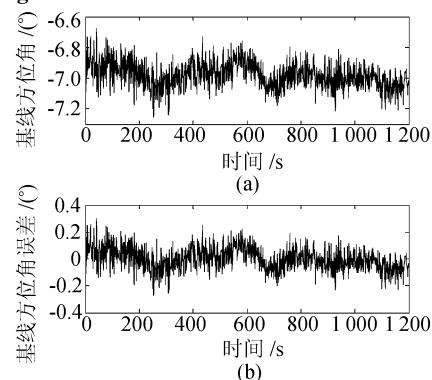


图 3 基线方位角及其误差

Fig.3 Azimuth of baseline and its error

1) 验证方案

由于基线实时变化且基线长度较长,很难直接验证算法精度,因此,采用双移动站的验证方案^[20],如图 4 所示。移动基准站架设在汽车 A 上,2 移动站天线分别设置于汽车 B 的车头和车尾,距离 1.227 m,静态观测一段时间(设为 60 min)后开始移动。2 辆车在丈八六路上相距 1.5 km 相向行驶,对 3 个接收机的原始观测数据和星历数据(L_1 、 L_2 频率)进行采集,利用提出的相对定位解算新方法对实测数据进行事后分析处理。

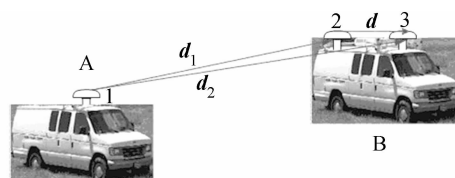


图 4 算法验证实施方案示意图

Fig.4 Sketch of algorithm validation embodiment

如图 4 所示,天线 1 到天线 2 和 3 的距离向量解算结果分别记为 d_1 、 d_2 。天线 2 和 3 的基线长度已知,对应向量 d 。由三角形向量关系存在: $d = d_2 - d_1$,于是 $|d| = |d_2 - d_1|$,然后将其与固定基线长度 d 相比较,即可验证算法的相对定位精度。

2) 试验结果分析

利用所提新算法,分别解算移动基准站与移动站 2、3 之间的整周模糊度值,从而求解出移动站相对于基准站的位置矢量,然后根据上述验证方案解算移动站 2 和 3 之间的相对位置。基准站与移动站 2、3 之间动基线长度变化过程如图 5 所示。移动站 2 和 3 基线长度及误差如图 6 所示。

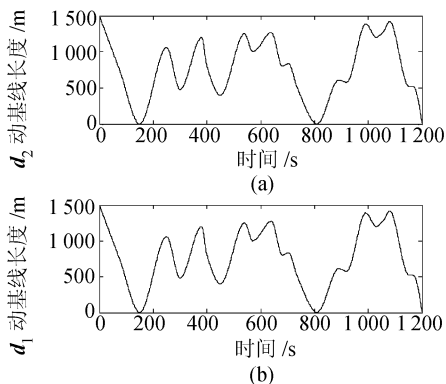


图 5 动基线长度变化曲线

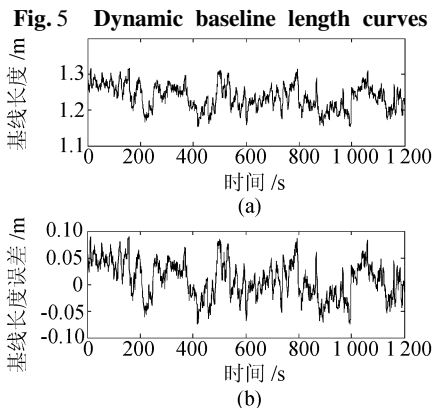


图 6 移动站 2、3 基线长度及误差

Fig. 6 Baseline length and its error of mobile station 2 and 3

由图 5 可以看出,移动站 2 和 3 相对基准站的动基线距离变化曲线基本一致,与实际情况相符,这是由于 2 移动站固定在同一辆汽车上,因此相对基准站的距离变化基本相同。由图 6 可以看出,解算得到的两移动站之间的基线长度误差值在 ± 8 cm 以内,实现了移动基准站条件下厘米级的定位精度。由于 2 移动站的基线长度是由 3 维相对位置合成解算得到的,若其中一个量存在较大误差,会引起基线长度发生改变,因此,将基线长作为验证标准是科学的。由此进一步验证了该算法的正确性。

最后,对提出的几何无关滤波平滑处理算法的有效性进行分析。图 7 给出了一段时间内 PRN13 和 PRN27 的双差几何无关测量值滤波曲线图,文中非差 C/A 码的噪声均方差取为 0.4 m,非差 P 码的噪声均

方差为 0.2 m,非差载波相位的噪声均方差为 0.005 m。图 7 中,实线表示原始几何无关测量值 $\nabla\Delta Y_{GF}$,由于随机噪声误差的存在很难准确的确定宽巷整周模糊度的大小,虚线表示经滤波后的几何无关测量值双差值 $\nabla\Delta \bar{Y}_{GF}$ 。由图 7 可以看出,滤波效果显著,曲线逐渐向宽巷模糊度 $\nabla\Delta N_w$ 收敛,说明提出的平滑处理算法具有较强的抑制随机噪声的效果。少数点偏离真值 2~3 周,这与构造几何无关测量值 Y_{GF} 时使用了测量噪声相对比较的 C/A 码有关。

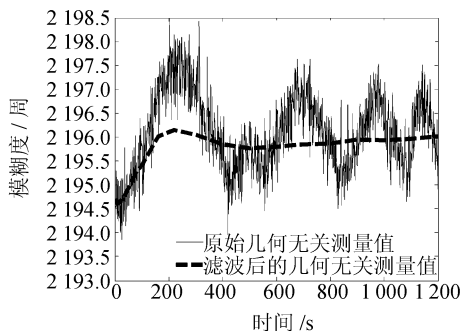


图 7 双差几何无关测量值滤波曲线图

Fig. 7 A double differenced geometry free measurement filter graph

4 结 论

1) 通过静态和动态试验分析表明,提出的 GPS 移动基准站精密相对定位的新方法是可行的,静态基线误差小于 2 cm,动态基线误差小于 8 cm,实现了厘米级的相对定位精度,从而验证了算法的正确性和有效性。

2) 算法基于 MW 组合构造几何无关测量值,不受基线长度约束且无需考虑用户运动状态,然后根据累积消噪原理对几何无关测量值进行滑动平均滤波消除随机噪声影响,进而在站间星间作双差处理,并通过多径建模增广状态参数进行卡尔曼滤波求解,大大提高了算法的准确性和鲁棒性。

提出的算法能够实现整周模糊度的快速解算,可以准确地获取高精度相对定位信息,有助于促进 GNSS 在精密进近着陆/着舰、自主空中加油等相关领域的应用。但在具体工程实现上,还有待进一步的研究。

参考文献:

- [1] Tang Weiming, Deng Chenlong, Gao Lifeng. Preliminary results of single epoch baseline solution based on beidou navigation satellite system[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2013, 38(8): 897-901. [唐卫明, 邓辰龙, 高丽峰. 北斗单历元基线解算算法研究及

- 初步结果[J]. 武汉大学学报:信息科学版,2013,38(8): 897-901.]
- [2] Hermann B R, Evans A G, Law C S, et al. Kinematic on-the-fly GPS positioning relative to a moving reference [J]. Journal of the Institute of Navigation, 1995, 42(3): 487-501.
- [3] Kawano I, Mokuno M, Kasai T, et al. First autonomous rendezvous using relative GPS navigation by ETS-VII [J]. Journal of the Institute of Navigation, 2001, 48(1): 49-56.
- [4] Luo N. Preciserelative positioning of multiple moving platforms using GPS carrier phase observables[D]. Calgary: University of Calgary, 2009.
- [5] Liu LiLong. The research on the precise KINRTK theory and its applications[D]. Wuhan: Wuhan University, 2005. [刘立龙. 动态对动态 GPS 高精度定位理论及其应用研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2005.]
- [6] Yu Guorong. Research on kinematic GPS positioning relative to a moving reference[D]. Wuhan: Wuhan University, 2003. [喻国荣. 基于移动参考站的 GPS 动态相对定位算法研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2003.]
- [7] Yang Rengui, Yuan Yunbin, Ou Jikun. Real-time GNSS carrier phase differential technique for spacecraft rendezvous and docking[J]. Scientia Sinica Physica, Mechanica & Astronomica, 2010, 40(5): 651-657. [阳仁贵, 袁运斌, 欧吉坤. 相位实时差分技术应用于飞行器交会对接研究[J]. 中国科学:物理学 力学 天文学, 2010, 40(5): 651-657.]
- [8] Li Biao, Cao Kejin, Xu Jiangning, et al. Application of carrier phase differential relative navigation for shipboard landing of aircraft [C]//Proceedings of China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2013. Berlin: Springer-Verlag, 2013: 189-196.
- [9] Teunissen P J G. GPS double difference statistics: With and without using satellite geometry[J]. Journal of Geodesy, 1997, 71(3): 137-148.
- [10] Amiri-Simkooei A R, Zangeneh-Nejad F, Asgari J. Least-squares variance component estimation applied to gps geometry-based observation model[J]. Journal of Surveying Engineering, 2013, 139(4): 176-187.
- [11] Banville S, Collins P, Lahaye F. Concepts for undifferenced GLONASS ambiguity resolution[C]//Proceedings of the 26th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS + 2013). Nashville: The Institute of Navigation, 2013: 1186-1197.
- [12] Shi Xiaofei, Sheng Renjun, Gao Chengfa, et al. Dynamic relative positioning of GPS/BDS based on wide lane ambiguity[J]. Journal of Southeast University: Natural Science Edition, 2013, 43(Sup II): 446-450. [时小飞, 生仁军, 高成发, 等. 基于宽巷模糊度约束的 GPS/BDS 动态相对定位[J]. 东南大学学报: 自然科学版, 2013, 43(增刊 II): 446-450.]
- [13] Cao Erhuang. DSSS/BPSK signal blind estimation research[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2010. [曹二皇. DSSS/BPSK 扩频信号盲估计的研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2010.]
- [14] Yang Y, Hatch R R, Sharpe R T. GPS multipath mitigation in measurement domain and its applications for high accuracy navigation[C]//Proceedings of 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2004). Long Beach: The Institute of Navigation, 2004: 1124-1130.
- [15] Fan Jianjun, Yong Shaowei, Wang Feixue. Study on multipath mitigation and dual-frequency fast ambiguity estimation based on Kalman filter[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(5): 1075-1079. [范建军, 雍少为, 王飞雪. 基于卡尔曼滤波的多径误差消除及双频模糊度快速估计方法研究[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1075-1079.]
- [16] 刘福声, 罗鹏飞. 统计信号处理[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1999: 194-195.
- [17] Chen Yifan, Cheng Weiping, Qian Jinglin, et al. Data assimilation of river networks using ensemble Kalman filtering algorithm[J]. Journal of Sichuan University: Engineering Science Edition, 2014, 46(4): 26-32. [陈一帆, 程伟平, 钱镜林, 等. 基于集合卡尔曼滤波的河网水情数据同化[J]. 四川大学学报: 工程科学版, 2014, 46(4): 26-32.]
- [18] Li Bofeng, Verhagen S, Teunissen P J G. GNSS integer ambiguity estimation and evaluation: LAMBDA and Ps-LAMBDA[C]//Proceedings of China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2013. Berlin: Springer-Verlag, 2013: 291-301.
- [19] Liu H, Chen Z, Ye W, et al. GNSS carrier phase ambiguity resolution based on integrity restriction in ambiguity domain[J]. Advances in Space Research, 2014, 53(8): 1207-1218.
- [20] Duan Rong, Zhao Xiubin, Pang Chunlei, et al. Modified algorithm for GPS rapid integer ambiguity resolution on-the-fly[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology: Natural Science Edition, 2014, 42(9): 54-58. [段荣, 赵修斌, 庞春雷, 等. 改进的 GPS 整周模糊度动态快速解算方法[J]. 华中科技大学学报: 自然科学版, 2014, 42(9): 54-58.]