

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2107321

动态相对定位数据后处理方法研究*

黎标幸 宋树祥 夏海英 杨 军 黄 健

(广西师范大学 电子工程学院 桂林 541004)

摘要: 在 GNSS-RTK 形变检测领域中,动态相对定位由于观测时间短,误差消除不够充分,导致基线出现粗差和数据大噪声现象。针对上述问题,提出了一种改进无约束平差算法,减小了系统解算误差,对基线向量中的粗差也起到一定约束作用。针对基线向量中的残余粗差,采用抗差卡尔曼滤波算法进一步消除残余粗差,得到更精确的状态估值。与传统的滑动平均滤波、小波阈值去噪、EEMD-小波联合去噪进行实测效果比较分析,在不添加硬件资源的情况下,新方法联合滤波去噪效果突出,且保留了基线坐标域较多细节部分,基线的均方根误差从 2.36 cm 减小到 1.00 cm,精度提升 57.6%。

关键词: GNSS-RTK 形变检测;动态相对定位;改进无约束平差算法;抗差卡尔曼滤波

中图分类号: P228.4 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.99

Research on post-processing method of dynamic relative positioning data

Li Biaoxing Song Shuxiang Xia Haiying Yang Jun Huang Jian

(College of Electronic Engineering, Guangxi Normal University, Guilin 541004, China)

Abstract: In the field of GNSS-RTK deformation detection, the observation time of dynamic relative positioning is short and the error elimination is not sufficient, which leads to the phenomenon of gross error and large data noise in baseline. To solve the above problems, an improved unconstrained adjustment algorithm is proposed, which can reduce the error of the system solution and restrain the gross error in the baseline vector. Aiming at the residual gross errors in the baseline vector, the anti-error Kalman filter algorithm is adopted to further eliminate the residual gross errors and obtain more accurate state estimation. Compared with traditional moving average filtering, wavelet threshold denoising and EEMD-wavelet combined denoising, the new method achieves outstanding denoising effect without adding hardware resources, and retains more details in the baseline coordinate domain. The baseline root mean square error is reduced from 2.36 cm to 1.00 cm, and the accuracy is improved by 57.6%.

Keywords: GNSS-RTK deformation detection; dynamic relative positioning; improved unconstrained adjustment algorithm; robust Kalman filtering

0 引 言

随着卫星系统的逐渐完善,卫星的定位精度也会逐渐提高,卫星定位开始不单单局限于导航定位和目标跟踪,在测量领域也开始广泛使用^[1]。动态相对定位是利用载波相位差分技术,求解两个卫星接收机之间的基线向量,简称基线^[2]。基线包含了尺度和方向信号,通过检测基线形变信息,可以对地质灾害的发生进行提前预防,例如山体滑坡检测,桥梁形变检测,天然气管道稳定性测量等^[3-4]。GNSS 数据处理是一个复杂的过程,其受到测站的环境、天气状况、测站观测质量、测站距离与高差、观测时长、电离层与对流层因

素的影响,稳定性和可靠性是形变检测的一项重要指标^[5-6]。

动态相对定位基于载波相位差分技术,卫星接收机在复杂环境中,接收到的卫星载波相位易受干扰而周跳频繁,且受环境多路径效应影响,致使基线向量中出现粗大误差数据以及噪声数据^[7]。在此数据基础上进行形变监测,首先不能达到高精度监测的效果,还会造成对形变监测区域状况的错误判断,从而频繁的出现误警。最大化地实现高精度监测形变是工程应用中面临的迫切问题。

在基线长度固定的应用情景,诸如动态定向和定姿,文献[8]提出利用历史基线长度约束当前历元基线向量,并推导了模型中的权值矩阵,通过误差传递的关系,得到噪声

收稿日期:2021-07-19

* 基金项目:国家自然科学基金(62061005)项目资助

减小的理论表达式,从而约束基线向量误差,实现基线均方根从 1 cm 提升到了 0.8 cm,提升精度接近 20%,但是应用场景局限,精度提升不足。本文研究认为在基线解算过程中,相邻的各历元基线向量相等,通过对前一段历元的三轴基线向量取均值,得到更接近真值的历史平均基线向量,基于此,采用历史平均基线向量和当前基线向量建立无约束平差数学模型,求得当前基线向量坐标改正数,进而减小了系统模型解算过程中的偶然误差,对基线向量中的粗差也起到一定约束作用,在基线长度形变的场景下,本方法任就适用。

无约束平差算法对粗差起到一定约束作用,但无法完全消除,且滤波后数据依然受噪声和粗差的影响,需进一步拟合。标准卡尔曼滤波是常用的参数估计方法,对动态系统有着严格的要求,即要求系统噪声和观测噪声为零均值噪声,但这一条件在动态相对定位解算中难以满足^[9]。动态相对定位解算中的粗差会对卡尔曼滤波造成破坏性影响,致使滤波结果出现失真^[10]。为了消除基线向量中的粗差,段顺利等^[11]提出一种抗差自适应 EKF 算法应用在惯性/卫星紧组合导航。刘新华等^[12]提出休哈特均值控制图结合改进拉依达准则去除粗差,实现对 GNSS-RTK 形变数据的无预警有效监控,但该方法不是针对基线向量整体进行拉依达准则去粗差,对于连续粗差去除效果有限。本文采用抗差卡尔曼滤波算法对无约束平差后的基线向量做进一步的残余粗差消除,得到更精确的状态估值。本文在固定基线长度和基线长度形变两种类型的实测数据中,验证本方法的可靠性。

1 载波相位差分定位技术

载波相位差分定位是基于载波信号的整数波长进行接收机定位的过程,该过程需要用到两个 GNSS 接收机,分别作为基准站和移动站。通过对卫星进行长时间同步的观察,得到卫星观测值文件和卫星导航文件,然后建立载波相位观测方程求双差,可以消去电离层误差和对流层误差等多余参数,进而得到高精度三维地心坐标^[13-14]。载波相位的观测方程为:

$$\phi_j^p \lambda = R - CV_{ij} + CV_{ip} - N_j^p \lambda - (V_{ion})_j^p - (V_{trop})_j^p \quad (1)$$

$$R = \sqrt{(X^p - X_j)^2 + (Y^p - Y_j)^2 + (Z^p - Z_j)^2} \quad (2)$$

其中, ϕ_j^p 为观测卫星 P 发送到接收机 J 的载波相位观测值; λ 为观测卫星 P 发送到接收机 J 的载波频段波长; R 为卫星 P 到接收机 J 的几何距离; C 为电磁波传播速度; N_j^p 为卫星 P 到接收机 J 的载波相位的整周模糊度; V_{ij} 和 V_{ip} 分别为接收机 J 和卫星 P 的钟差; V_{ion} 和 V_{trop} 分别为接收机 J 到观测卫星 P 间的电离层误差和对流层误差; (X^p, Y^p, Z^p) 和 (X_j, Y_j, Z_j) 分别为卫星 P 和接收机 J 的三维地心坐标。

2 改进无约束平差算法

由于卫星接收机观测时间较长,不同时间段的电离层

延迟和对流层延迟不一样,不同时刻观测到的卫星数量也不同,这些外界因素的改变导致基线解算的数据中不可避免偶然误差^[15-16]。从单一时刻上看,基线解算误差的大小和符号存在偶然性和无规律性,从误差总体上来分析,可以看到解算结果在一定范围内上下波动。为了削弱偶然误差影响,就需要建立多余观测,使用无约束平差算法求出观测值的最或然值。

最小二乘模糊度降相关平差法(LAMBDA)解算各历元模糊度不同,进而计算出来的各历元单位中误差(亦称均方根差)也不同。结合滑动平均滤波通过设置窗滑动求平均达到去噪的思想,设定滑动窗的长度为 30,认为滑动窗内各历元基线平均值更接近真值,且滑动窗内基线平均中误差较小。将每一历元的基线向量和中误差跟前一滑动窗内基线向量平均值和中误差做无约束平差运算,计算出来基线向量更接近真值,在抑制了整段基线序列的噪声影响同时,也很好的保留了整段基线序列的细节部分。

将 T2 历元前一滑动窗内的移动站平均坐标设为 (X_{t1}, Y_{t1}, Z_{t1}) 和 T2 历元的移动站坐标 (X_{t2}, Y_{t2}, Z_{t2}) 做平差运算。基线向量观测值为 $[\Delta X_{t1,t2}, \Delta Y_{t1,t2}, \Delta Z_{t1,t2}]^T$, 则该向量的误差方程为:

$$\begin{bmatrix} V_{X_{t1,t2}} \\ V_{Y_{t1,t2}} \\ V_{Z_{t1,t2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{t2} \\ Y_{t2} \\ Z_{t2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} X_{t1} \\ Y_{t1} \\ Z_{t1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta X_{t1,t2} \\ \Delta Y_{t1,t2} \\ \Delta Z_{t1,t2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

以 (X_t^0, Y_t^0, Z_t^0) 表示 t 时刻解算的坐标近似值, $(\delta_{xt}, \delta_{yt}, \delta_{zt})$ 表示 t 时刻解算的平差改正数,有:

$$\begin{bmatrix} X_t \\ Y_t \\ Z_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_t^0 \\ Y_t^0 \\ Z_t^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_{xt} \\ \delta_{yt} \\ \delta_{zt} \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3),得:

$$\begin{bmatrix} V_{X_{t1,t2}} \\ V_{Y_{t1,t2}} \\ V_{Z_{t1,t2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_{xt2} \\ \delta_{yt2} \\ \delta_{zt2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta_{xt1} \\ \delta_{yt1} \\ \delta_{zt1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{t2}^0 - X_{t1}^0 - \Delta X_{t1,t2} \\ Y_{t2}^0 - Y_{t1}^0 - \Delta Y_{t1,t2} \\ Z_{t2}^0 - Z_{t1}^0 - \Delta Z_{t1,t2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

设坐标改正向量为:

$$\delta \mathbf{X} = [\delta x_0 \quad \delta y_0 \quad \delta z_0 \quad \delta x_1 \quad \delta y_1 \quad \delta z_1] \quad (6)$$

则:

$$\mathbf{V} = \mathbf{A} \delta \mathbf{X} + \mathbf{t}, \quad (7)$$

其中,

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_{X_{t1,t2}} \\ V_{Y_{t1,t2}} \\ V_{Z_{t1,t2}} \end{bmatrix}, \mathbf{t} = \begin{bmatrix} X_{t2}^0 - X_{t1}^0 - \Delta X_{t1,t2} \\ Y_{t2}^0 - Y_{t1}^0 - \Delta Y_{t1,t2} \\ Z_{t2}^0 - Z_{t1}^0 - \Delta Z_{t1,t2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{A} = [0 \cdots 0 \quad -\mathbf{I} \quad 0 \cdots 0 \quad \mathbf{I} \quad 0 \cdots 0] \quad (9)$$

上式中, \mathbf{A} 由 3×3 阶子阵构成; $\mathbf{0}$ 是 3×3 阶零矩阵; \mathbf{I} 是 3×3 阶单位阵; $-\mathbf{I}$ 位于 \mathbf{A} 的第 t_1 个子阵的位置上; \mathbf{I} 位于 \mathbf{A} 的第 t_2 个子阵的位置上; 权矩阵 $\mathbf{P} =$

$\begin{bmatrix} P_{t_0} \\ P_{t_1} \end{bmatrix}$, $P_{t_i} = \Sigma_i^{-1}$, Σ_i 为 t_i 时刻的解算结果的方差矩阵。 Σ_i^{-1} 是 Σ_i 的逆阵。

$$\Sigma_i = \begin{bmatrix} \delta_{\Delta x}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_{\Delta y}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_{\Delta z}^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

根据最小二乘原理,方方程为:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \delta \mathbf{X} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{l} = 0 \quad (11)$$

坐标的改正数的平差值为:

$$\delta \mathbf{X} = -(\mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{l} \quad (12)$$

移动站解算坐标观测值(X, Y, Z)加上坐标的改正数,对不同时间段的两组数据进行平差运算,起到误差约束的效果,加上改正数的观测值数据更为接近真实值。

3 抗差卡尔曼滤波算法

在动态相对定位中,卡尔曼滤波方法时最常用的参数估计方法,卡尔曼滤波方法基于线性最小方差估计,引入状态方程采用状态空间描述系统,是一种将状态预测信息和观测信息进行综合利用的最优估计方法。经典卡尔曼滤波算法不能很好地消除和调整连续粗差带来的连续数据波动问题,从而导致滤波结果出现大的偏移。动态相对定位的卡尔曼滤波器,其时间更新方程和测量更新方程可表示为:

$$\mathbf{X}_k = \Phi_{k,k-1} \mathbf{X}_{k-1} + \Gamma_{k-1} \mathbf{W}_k \quad (13)$$

$$\mathbf{L}_k = \mathbf{H} \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (14)$$

卡尔曼滤波的递推公式时间更新方程如下:

$$\hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1} \hat{\mathbf{X}}_{k-1} \quad (15)$$

$$\mathbf{P}_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1} \hat{\mathbf{P}}_{k-1} \Phi_{k,k-1}^T + \Gamma_{k-1} \mathbf{Q}_{k-1} \Gamma_{k-1}^T \quad (16)$$

$$\mathbf{K}_k = \frac{\mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T}{\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k} \quad (17)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{L}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1}) \quad (18)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k,k-1} \quad (19)$$

式中: \mathbf{X}_k 和 \mathbf{X}_{k-1} 分别代表第 k 和 $k-1$ 个历元时刻的状态向量, $\Phi_{k,k-1}$ 是从 $k-1$ 时刻到 k 时刻的状态转移矩阵, Γ_{k-1} 表示系统噪声驱动矩阵, \mathbf{L}_k 为第 k 个历元的观测向量, \mathbf{H}_k 对应的系数矩阵, \mathbf{W}_k 和 \mathbf{V}_k 分别表示系统状态噪声和观测噪声向量, \mathbf{Q}_k 为系统噪声的协方差矩阵; \mathbf{R}_k 为观测噪声的协方差矩阵; $\hat{\mathbf{X}}_{k,k-1}$ 为 k 时刻的后验状态估计值; $\mathbf{P}_{k,k-1}$ 为 k 时刻的后验估计协方差。

当数据中出现偏离实际较大的粗差时,抗差卡尔曼滤波通过增大观测噪声的协方差矩阵,利用调整后的观测协方差矩阵代替原来的观测噪声协方差矩阵,削弱了粗差对卡尔曼滤波整体的影响。抗差卡尔曼滤波处理后的量测噪声可表示为:

$$\bar{R}_i = \lambda * R_i \quad (20)$$

选用目前最常用的 IGG3 等价权函数:

$$\lambda = \frac{1}{\eta}, \eta = \begin{cases} 1, & |v_i| \leq k_0 \\ \frac{k_0}{|v_i|} \left[\frac{k_1 - |v_i|}{k_1 - k_0} \right]^2, & k_0 < |v_i| < k_1 \\ 0, & |v_i| \geq k_1 \end{cases} \quad (21)$$

式中: λ 为方差膨胀因子, η 为等价权因子, v_i 为标准化残差, k_0 和 k_1 为常量,由于本实验在复杂环境下进行,本文中 k_0 取 1, k_1 取 2。由上式可知,根据标准化残差的量级将观测值的权分为等权区、降权区和拒绝区 3 个区间,有效得削弱了异常观测信息对定位的影响。

4 基线质量评定标准

RMSE(均方根误差)是反映基线的质量优劣指标之一,它反应的是基线观测值与基线真实值之间的符合程度, RMSE 值不受卫星的分布影响,其值越小,表明基线观测值的质量越好^[17]。

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [L_{obs}(i) - L_{true}(i)]^2} \quad (22)$$

其中, $L_{obs}(i)$ 是 i 时刻测得的基线长度, $L_{true}(i)$ 是 i 时刻真实的基线长度,本实验的真实基线长度取观测基线的平均值代替。

5 算例验证

本实验使用的基准站和监测站均采用 DB503D 高精度定位定向板卡,接收天线使用的是 BT-300 四星多频导航天线。为了测试算法的稳定性和可靠性,将基站和移动站安装在复杂环境下。基站安装在地面,移动站安装在精度为 0.01 cm 的可移动平台上,两站距离约为 1.2 m,两站西面距离某大学高楼 2 m 左右,卫星接收机易受多路径效应影响。基线固定数据采集时间为 2021 年 7 月 6 日 21 时~7 日 10 时,观测 2 256 个历元,数据采样间隔为 15 s。基线微小形变数据采集时间为 2021 年 5 月 28 日 2 时~28 日 20 时,数据采样间隔为 1 s,观测 63 857 个历元。基线固定和基线微小形变实验卫星高度截止角均为 30°,接收到的卫星总数有 10~15 颗。

5.1 改进无约束平差算法联合抗差卡尔曼滤波

改进无约束平差算法联合抗差卡尔曼滤波,简称为新方法联合滤波。为了验证新方法联合滤波对基线去噪的有效性,与传统的滑动平均滤波、db8 小波阈值去噪和 EEMD-小波阈值联合去噪对本实验采集到的基线数据进行去噪分析。

如图 1 所示,动态相对定位解算出来的原始基线局部呈不平稳姿态,具有很大的随机性,受噪声影响严重,使用滑动平均滤波后波形圆滑,但波形细节丢失严重,小波阈值去噪和 EEMD-小波联合去噪保留比较多的细节,但去粗差效果差,新方法联合滤波在去噪和抗粗差的同时,还保留了较多的细节。

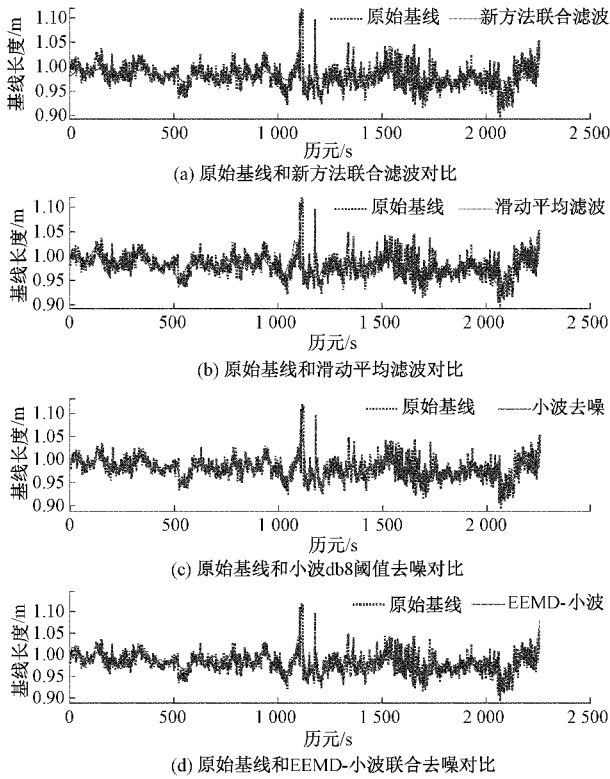


图 1 不同算法去噪效果对比

实测数据降噪结果如表 1 所示,对基线序列使用新方法联合滤波去噪后均方根误差最小,基线坐标域均方根误差提升了 57.6%。

表 1 实测数据降噪效果对比

去噪方法	均方根/cm	均方根提升率/%
原始基线	2.37	0
新方法联合滤波	1.00	57.6
滑动平均滤波	1.52	35.8
小波阈值去噪	1.78	24.8
EEMD-小波联合滤波	1.74	26.5

5.2 新方法联合滤波消融实验

为了进一步验证改进无约束平差算法联合抗差卡尔曼滤波有效性,在本实验采集到的基线数据上进行了一项消融实验。消融实验如图 2 所示,改进平差算法对原始数据进行减噪后,数据更为集中,数据质量得到了明显提升,但无法消除粗差。抗差卡尔曼弥补了改进平差算法不能消除粗差的缺陷。

如表 2 所示,两种方法融合对基线序列去噪效果更佳,两种算法融合在实测数据去噪上比单独使用改进平差算法和抗差卡尔曼滤波分别提升 16.7%和 21.8%。

5.3 新方法联合滤波检测基线微小形变

在基线微小形变实验中,观测 63 857 个历元,通过移动平台,在 30 350 个历元时刻,控制移动站向西方向移动

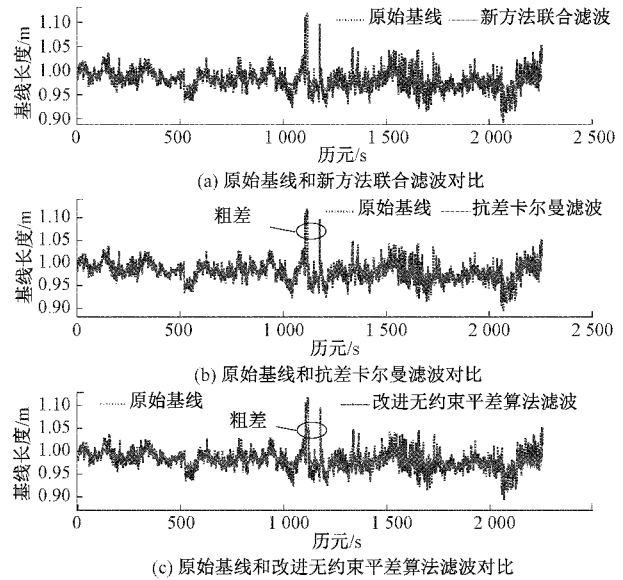


图 2 消融实验

表 2 消融实验中各算法去噪效果提升对比

改进无约束平差算法	抗差卡尔曼	均方根/cm	均方根提升率/%
-	-	2.37	0
+	-	1.40	40.9
-	+	1.52	35.8
+	+	1.00	57.6

2 cm,向南方向移动 3 cm,总基线移动约 3.6 cm。原始基线和加入新方法联合滤波后的基线对形变跟踪能力如图 3 所示,实验表明,加入新方法联合滤波后,在 30 350 历元基线发生形变后,新方法联合滤波后基线和原始基线反应速度一致,且内符合精度得到了显著提升。位移历元前数据平均值和位移历元后数据平均值差值如图 4 所示,差值为 0.03 cm,和实际位移偏差 0.3 mm,符合形变领域的监测精度要求。

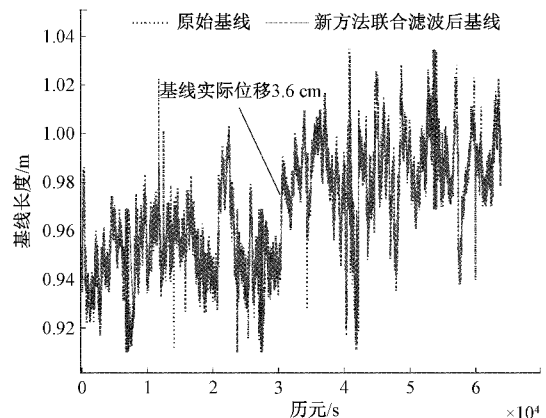


图 3 新方法联合滤波后基线跟踪微小形变效果

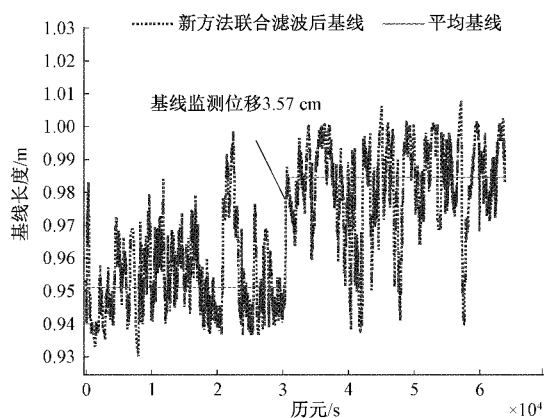


图4 新方法联合滤波对基线位移识别效果

由于移动前和移动后基线长度真值未知,以 30 350 历元作为分界线,求得位移点前后平均值作为移动前和移动后基线长度真值,再计算外符合精度。原始基线和两算法减噪后基线长度的外符合精度的统计结果如表 3 所示。原始基线和减噪后的外符合精度分别为 2.30 cm、1.02 cm。

表3 基于实验三均方根误差统计

定位算法名称	基线均方根/cm
原始基线	2.30
新方法滤波后	1.02

6 结 论

在动态相对定位应用中,在不增加硬件资源的基础上,为了提升基线向量的可靠性和有效性,设计了一种改进无约束平差算法联合抗差卡尔曼滤波方法,通过实例分析,验证了该算法性能。动态相对定位解算的总基线,在新方法联合滤波后,均方根从 2.36 cm 降到 1.0 cm,精度提升了 57.6%。对于改进无约束平差算法滤波后的残余粗差,采用抗差卡尔曼滤波进行约束,避免了偏离实际较大的粗差对系统的破坏。两种算法融合在基线微小形变检测上,任然适用,且外符合精度达到了 1.02 cm。本文算法能应用到实际中,剔除了测量中不稳定的点,有效提高测绘的数据监控质量。

参考文献

- [1] 段廷魁. 全球卫星定位系统(GNSS)在工程测量中的实践运用探索[J]. 科技创新与应用, 2021(5): 182-184.
- [2] BAKULA M. Constrained and network multi-receiver single-epoch RTK positioning [J]. Survey Review, 2020, 52(373): 289-298.

- [3] 黄辉平. GNSS 技术在滑坡应急变形监测中的应用[J]. 工程技术研究, 2019, 4(6): 39-40.
- [4] 王守越. GNSS 动静组合测量技术在桥梁变形监测中的应用研究[D]. 成都:西南交通大学, 2019.
- [5] 高峰,郑晨. GNSS 差分定位中的误差源分析[J]. 现代导航, 2019, 10(3): 177-181.
- [6] MEDINA D, ORTEGA L, VILÀ-VALLS J, et al. Compact CRB for delay, Doppler, and phase estimation-application to GNSS SPP and RTK performance characterisation[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2020, 14(10): 1537-1549.
- [7] 刘国良,蒋廷臣,潘树国,等. 基于抗差方差分量的伪距/多普勒联合测速方法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(1): 62-69.
- [8] 刘硕,张磊,李健,等. 基于历史基线长度减小动态基线向量噪声的方法 [J]. 北京理工大学学报, 2017, 37(11): 1205-1210.
- [9] 宋迎春. 动态定位中的卡尔曼滤波研究[D]. 长沙:中南大学, 2006.
- [10] 杨元喜. 动态系统的抗差 Kalman 滤波[J]. 解放军测绘学院学报, 1997, 4(2): 79-84.
- [11] 段顺利,孙伟,吴增林. 抗差自适应 EKF 在 INS/GNSS 紧组合中的应用[J]. 电子科技大学学报, 2019, 48(2): 216-220.
- [12] 刘新华,尚俊娜,施浒立. GNSS-RTK 形变监测实时数据处理方法研究[J]. 传感技术学报, 2020, 33(8): 1190-1196.
- [13] 黎亮. 北斗/GPS 双模差分定位系统及卫星导航天线研究[D]. 成都:电子科技大学, 2020.
- [14] 保宁鑫. 北斗卫星导航系统的 RTK 定位性能研究[D]. 天津:中国民航大学, 2019.
- [15] 余加勇. 基于 GNSS 和 RTS 技术的桥梁结构动态变形监测研究[D]. 长沙:湖南大学, 2015.
- [16] 薛志宏. GNSS 动态变形测量关键技术研究[D]. 北京:解放军信息工程大学, 2012.
- [17] 李海深,李月连. 商用 GNSS 数据处理软件解算精度对比分析[J]. 南方国土资源, 2020, 4(6): 49-52.

作者简介

黎标幸,硕士研究生,主要研究方向为 GNSS 高精度形变检测及数据处理。

E-mail: 1501835941@qq.com

宋树祥(通信作者),工学博士,教授,博士生导师,主要研究方向为集成电路设计、模拟集成电路故障诊断、无线传感网络、数字信号与数字图像处理等领域的研究等。

E-mail: songshuxiang@mailbox.gxnu.edu.cn