

北斗系统三频载波相位整周模糊度快速解算*

王兴, 刘文祥, 陈华明, 孙广富

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:北斗导航定位系统播发三个频率观测值,有助于载波相位整周模糊度的快速、准确固定。传统的几何无关模型三频载波相位模糊度固定算法通常采用遍历整数搜索的方法确定载波相位-伪距组合系数,组合后的噪声因子较大,模糊度固定成功率不高。在分析了北斗系统伪距测量误差特性的基础上,给出了加权组合噪声因子的定义及其约束下的最优组合系数的求解方法。采用 Hatch 滤波提高电离层延时误差实时估计精度,成功固定三组线性无关组合系数对应整周模糊度,进而确定基础整周模糊度。利用北斗系统短基线、长基线实测数据对算法性能进行了验证,实验表明:提出的算法可优化超宽巷、宽巷组合噪声因子 20% 以上,模糊度固定成功率提高 10% ~ 18% 左右,30s 历元平滑后的基础模糊度固定成功率可达 90% 以上。

关键词:北斗系统;三频整周模糊度解算;最优组合;加权噪声因子

中图分类号:P228.41 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2015)03-045-06

Triple-frequency carrier phase ambiguity resolution for BeiDou navigation satellite system

WANG Xing, LIU Wenxiang, CHEN Huaming, SUN Guangfu

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

Abstract: BeiDou navigation satellite system transmits triple-frequency signals which are benefit for the fast and accurate fixation of carrier phase integer ambiguity. Traditional TCAR (Three Carrier Ambiguity Resolution) method based on geometry-free model finds the suitable combination coefficients of carrier phase and pseudo-range observations by using traversal integer search method, which makes the higher noise level and the lower success reliability. In the analysis of the error characteristics of the pseudo-range observations, the weighted combined noise level was defined and a new procedure within its constraints to select the optimal combination coefficients was introduced. With using Hatch filter to improve the real-time estimation accuracy of ionospheric delay, the integer ambiguity of three linearly independent combination coefficients was fixed successfully, thus the basic integer ambiguities were determined. Finally, the performances of the improved TCAR are showed both in short-baseline and long-baseline condition; compared with traditional TCAR method, the total noise level has decreased by 20% for extra-wide lane and wide lane; the fixation success rate of ambiguity has improved about 10% ~ 18%; the success reliability of basic ambiguities has achieved 90% with 30 seconds epochs smoothing

Key words: BeiDou navigation satellite system; three carrier ambiguity resolution; optimal combination; weighted noise level

2012年12月27日北斗系统(BeiDou navigation satellite Systems, BDS)正式开始试运行,为我国及周边地区提供连续的导航定位和授时服务。BDS播发三个频点导航信号,其中心频率分别为B1(1561.098MHz)、B2(1207.140MHz)以及B3(1268.520MHz)。

近年来,载波相位模糊度解算一直是实现快速、高精度定位的关键。多频模糊度解算可以避免传统搜索算法的复杂计算,根据不同观测值组合的波长及其误差的特点,通过简单的舍入取整

进而逐级固定超宽巷(Extra-Wide Lane, EWL, $\lambda \geq 2.93\text{m}$),宽巷(Wide-Lane, WL, $2.93\text{m} > \lambda \geq 0.75\text{m}$),中、窄巷(Media/Narrow Lane, ML/NL, $\lambda < 0.75\text{m}$)模糊度。其中经典的算法有 Forsell 和 Vollath 等提出的三频整周模糊度解算(Three Carrier Ambiguity Resolution, TCAR)^[1-2]以及 Jung 等提出的级联模糊度解算(Cascading Integer Resolution, CIR)^[3],它们已逐步成为研究的热点。

Feng 等给出了不同基线对应的电离层延时、对流层延时、轨道误差的量级,推荐了多组多频优

* 收稿日期:2015-03-07

基金项目:青年科学基金资助项目(61403413)

作者简介:王兴(1986—),男,甘肃庆阳人,博士研究生,E-mail:wangxing-1010@163.com;

孙广富(通信作者),男,研究员,博士,博士生导师,E-mail:sunguangfu_nnc@.com

化组合^[4];伍岳等利用两组已固定的 EWL/WL 的整周模糊度反求电离层延时误差,改善 NL 模糊度的求解^[5],但是直接估计的电离层延时方差较大,往往会降低求单历元模糊度解的成功率;Feng 等在此基础上,提出通过多历元取平均对电离层延时估计进行平滑,改善了电离层延时估计,进而提高 NL 模糊度固定的成功率^[6-7],但是该方法需要较长的初始化时间,降低了模糊度解算的实时性。Tang 等假定 BDS 中 B3 频点的伪距测量误差仅为 B1 和 B2 频点伪距测量误差的 0.1 倍(实际应用中取 0.2),给出了一种逐级模糊度求解的改进算法,提高了求基础模糊度解的成功率^[8],但是由于采用了逐级搜索的算法,增加了解算的复杂度,同时在实际应用中,关于 BDS 三个频点伪距测量误差大小关系的假定并不完全符合。

1 组合观测方程及 geometry-free 模型 TCAR 算法

1.1 三频组合观测量理论

利用 f_1 、 f_2 、 f_3 分别表示 BDS 三个频点 B1、B2、B3 对应的载波频率,同时顾及长距离条件下观测量双差残留的电离层延时、对流层延时、轨道误差等影响,双差组合观测方程可表示为:

$$\Delta P_{(l,m,n)} = \Delta \rho + \Delta \delta_{\text{orb}} + \Delta \delta_{\text{tro}} + \beta_{(l,m,n)} \cdot \Delta \delta I_1 + \varepsilon_{\Delta P_{(l,m,n)}} \quad (1)$$

$$\Delta \Phi_{(i,j,k)} = \Delta \rho + \Delta \delta_{\text{orb}} + \Delta \delta_{\text{tro}} - \beta_{(i,j,k)} \cdot \Delta \delta I_1 - \lambda_{(i,j,k)} \cdot \Delta N_{(i,j,k)} + \varepsilon_{\Delta \Phi_{(i,j,k)}} \quad (2)$$

其中: Δ 为双差算子, ρ 表示卫星到接收机的几何距离; δ_{orb} 表示轨道误差; δ_{tro} 表示对流层延时误差; δI_1 表示 f_1 频点对应一阶电离层延时误差。为了满足组合后的几何相关性(geometry-based),伪距和载波相位线性组合分别采用如式(3)和式(4)所示的形式。

$$\Delta P_{(l,m,n)} = l \cdot \Delta P_1 + m \cdot \Delta P_2 + n \cdot \Delta P_3, l + m + n = 1 \quad (3)$$

$$\Delta \Phi_{(i,j,k)} = \frac{i \cdot f_1 \cdot \Delta \Phi_1 + j \cdot f_2 \cdot \Delta \Phi_2 + k \cdot f_3 \cdot \Delta \Phi_3}{i \cdot f_1 + j \cdot f_2 + k \cdot f_3} \quad (4)$$

其中: ΔP_i 、 $\Delta \Phi_i$ 分别为频点 f_i 以米为单位的伪距和载波相位观测量;为了满足组合后模糊度的整数特性,约束载波相位组合系数 i, j, k 均为整数。组合后的波长 $\lambda_{(i,j,k)}$ 和整周模糊度 $\Delta N_{(i,j,k)}$ 可分别由式(5)和式(6)表示。

$$\begin{aligned} \lambda_{(i,j,k)} &= \frac{c}{i \cdot f_1 + j \cdot f_2 + k \cdot f_3} \\ &= \frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2 \cdot \lambda_3}{i \cdot \lambda_2 \cdot \lambda_3 + j \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_3 + k \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_2} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\Delta N_{(i,j,k)} = i \cdot \Delta N_1 + j \cdot \Delta N_2 + k \cdot \Delta N_3 \quad (6)$$

伪距和载波相位的一阶电离层组合影响因子 $\beta_{(l,m,n)}$ 和 $\beta_{(i,j,k)}$ 分别表示为:

$$\beta_{(l,m,n)} = l + \frac{f_2}{f_1} m + \frac{f_3}{f_1} n = q_1 \cdot l + q_2 \cdot m + q_3 \cdot n \quad (7)$$

$$\beta_{(i,j,k)} = \frac{f_1^2 (i/f_1 + j/f_2 + k/f_3)}{i \cdot f_1 + j \cdot f_2 + k \cdot f_3} \quad (8)$$

其中, q_i 为频点 f_i 与 f_1 的一阶电离层延时项比例系数。

1.2 geometry-free 模型 TCAR 算法

经典的 geometry-free 模型 TCAR 方法是通过浮点模糊度四舍五入取整来快速固定 EWL/WL 整数模糊度。模糊度的浮点解则是利用载波相位-伪距的线性组合来消除与几何距离相关的因素,如星地距离、轨道误差、对流层误差等,其计算如式(9)所示。

$$\begin{aligned} \Delta N_{(i,j,k)} &= \frac{\Delta P_{(l,m,n)} - \Delta \Phi_{(i,j,k)}}{\lambda_{(i,j,k)}} - \frac{\beta_{(l,m,n)} + \beta_{(i,j,k)}}{\lambda_{(i,j,k)}} \Delta \delta I_1 - \\ &\quad \frac{\varepsilon_{\Delta P_{(l,m,n)}} - \varepsilon_{\Delta \Phi_{(i,j,k)}}}{\lambda_{(i,j,k)}} \end{aligned} \quad (9)$$

此时,模糊度浮点解的精度受两类误差的影响,第一类为载波相位及伪距的组合测量误差,该类误差一般服从零均值正态分布;第二类误差为组合后的电离层延时误差,该类误差均值非零,无法通过历元间平滑进行误差消除,对整周模糊度的固定的影响较大。因此,为了更好地区分两类误差对模糊度固定的影响,本文对第二类误差赋予加权因子,给出加权的组合噪声因子定义:

$$\sigma_{\text{TN}} = \frac{\sqrt{\gamma \cdot (\beta_{(l,m,n)} + \beta_{(i,j,k)})^2 \cdot (\Delta \delta I_1)^2 + \varepsilon_{\Delta P_{(l,m,n)}}^2 + \varepsilon_{\Delta \Phi_{(i,j,k)}}^2}}{\lambda_{(i,j,k)}} \quad (10)$$

式中, γ 为一阶电离层延时误差对模糊度固定的加权因子,其取值应与电离层延时误差及伪距测量误差相关,范围应满足 $\gamma \geq 1$ 。

2 最优伪距组合系数的改进 TCAR 算法

Geometry-free 模型的 TCAR 算法通常采用整数范围内遍历搜索的方法选取伪距、载波相位组合系数,并不能保证组合后的噪声因子 σ_{TN} 最小,整周模糊度固定的成功率也并非最高。

2.1 双差伪距测量误差的估算方法

在实际系统中,由于载波相位测量误差较小,且各频点之间的差异性也很小,因此可假定各频点的载波相位测量误差相同,即: $\varepsilon_{\Delta\phi_1}^2 = \varepsilon_{\Delta\phi_2}^2 = \varepsilon_{\Delta\phi_3}^2 \equiv \varepsilon_{\Delta\phi}^2$,则组合后的载波相位测量误差可表示为:

$$\varepsilon_{\Delta\phi(i,j,k)}^2 = \frac{(i \cdot f_1)^2 + (j \cdot f_2)^2 + (k \cdot f_3)^2}{(i \cdot f_1 + j \cdot f_2 + k \cdot f_3)^2} \cdot \varepsilon_{\Delta\phi}^2 \equiv \mu_{(i,j,k)}^2 \cdot \varepsilon_{\Delta\phi}^2 \quad (11)$$

对于伪距观测量而言,由于不同频点伪码码率、码环参数、多径等影响因素各不相同,各频点伪距测量误差的差异较大。参照文献[9]给出 BDS 伪距测量误差提取方法:

$$\begin{cases} \varepsilon_{\Delta P_1} = \Delta P_1 - (4.1665\Delta\Phi_1 - 2.3483\Delta\Phi_2 - 0.8182\Delta\Phi_3) \\ \varepsilon_{\Delta P_2} = \Delta P_2 - (5.2424\Delta\Phi_1 - 3.1010\Delta\Phi_2 - 1.1414\Delta\Phi_3) \\ \varepsilon_{\Delta P_3} = \Delta P_3 - (4.9896\Delta\Phi_1 - 2.9242\Delta\Phi_2 - 1.0654\Delta\Phi_3) \end{cases} \quad (12)$$

则双差伪距观测量误差的估计值为:

$$\varepsilon_{\Delta P_i}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N \left(\varepsilon_{\Delta P_i}(n) - \frac{\sum_{n=1}^N \varepsilon_{\Delta P_i}(n)}{N} \right)^2 \quad (13)$$

图1给出了2015年1月22日13:34:00至18:00:00共计约4.43h内,在长沙利用两台接收机对天实测接收 BDS 三个频点 PRN8 与 PRN10 双差窄相关伪距观测量误差。

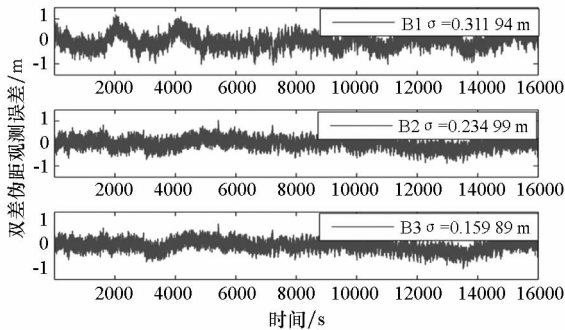


图1 PRN 8 与 PRN 10 双差伪距观测量误差

Fig.1 Double differential pseudo-range observation error with PRN 8 and PRN 10

由图可见,受多种因素的影响,三个频点伪距测量误差具有一定的差异性,但并不与伪码速率完全成反比,因此,为了降低组合后的噪声因子,提高模糊度固定成功率,须对各伪距测量误差进行实时估计。

2.2 最优伪距组合系数解算

依据前文分析可知,当载波相位组合系数 (i, j, k) 确定后,其组合后的波长 $\lambda_{(i,j,k)}$ 为正常数,则加权噪声因子 σ_{TN} 最小的等价条件为 F 值

最小,其中

$$F = \gamma \cdot (\beta_{(l,m,n)} + \beta_{(i,j,k)})^2 \cdot (\Delta\delta I_1)^2 + \varepsilon_{\Delta P(l,m,n)}^2 + \varepsilon_{\Delta\phi(i,j,k)}^2 \quad (14)$$

上述问题转换为条件约束下的极值问题,建立 Lagrange 极值函数 $f(l, m, n, \theta)$ 如式(15)所示。

$$f(l, m, n, \theta) = \gamma \cdot (\beta_{(l,m,n)} + \beta_{(i,j,k)})^2 \cdot (\Delta\delta I_1)^2 + l^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_1}^2 + m^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_2}^2 + n^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2 + \mu_{(i,j,k)}^2 \cdot \varepsilon_{\Delta\phi}^2 + \theta(l + m + n - 1) \quad (15)$$

对该极值函数关于自变量 (l, m, n, θ) 求偏导,并令偏导数为零,可得四元一次方程组:

$$\begin{cases} \frac{\partial f(l,m,n,\theta)}{\partial l} = 2q_1 \cdot \gamma \cdot T \cdot (\Delta\delta I_1)^2 + 2l \cdot \varepsilon_{\Delta P_1}^2 + \theta = 0 \\ \frac{\partial f(l,m,n,\theta)}{\partial m} = 2q_2 \cdot \gamma \cdot T \cdot (\Delta\delta I_1)^2 + 2m \cdot \varepsilon_{\Delta P_2}^2 + \theta = 0 \\ \frac{\partial f(l,m,n,\theta)}{\partial n} = 2q_3 \cdot \gamma \cdot T \cdot (\Delta\delta I_1)^2 + 2n \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2 + \theta = 0 \\ \frac{\partial f(l,m,n,\theta)}{\partial \theta} = l + m + n - 1 = 0 \end{cases} \quad (16)$$

其中, $T = q_1 \cdot l + q_2 \cdot m + q_3 \cdot n + \beta_{(i,j,k)}$ 表示伪距-载波相位组合后的一阶电离层影响因子,求解上述四元一次方程组,可得:

$$\begin{cases} l = \frac{\varepsilon_{\Delta P_2}^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2 + \gamma[q_3^2 - q_1q_3 + (q_3 - q_1) \cdot \beta_{(i,j,k)}] (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_2}^2 + \gamma[q_2^2 - q_1q_2 + (q_2 - q_1) \cdot \beta_{(i,j,k)}] (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2}{S} \\ m = \frac{\varepsilon_{\Delta P_1}^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2 + \gamma[q_3^2 - q_2q_3 + (q_3 - q_2) \cdot \beta_{(i,j,k)}] (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_1}^2 + \gamma[q_1^2 - q_1q_2 + (q_1 - q_2) \cdot \beta_{(i,j,k)}] (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2}{S} \\ n = \frac{\varepsilon_{\Delta P_1}^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_2}^2 + \gamma[q_2^2 - q_2q_3 + (q_2 - q_3) \cdot \beta_{(i,j,k)}] (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_1}^2 + \gamma[q_1^2 - q_1q_3 + (q_1 - q_3) \cdot \beta_{(i,j,k)}] (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_2}^2}{S} \end{cases} \quad (17)$$

其中:

$$S = \varepsilon_{\Delta P_1}^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_2}^2 + \gamma \cdot (q_1 - q_2)^2 \cdot (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2 + \varepsilon_{\Delta P_1}^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2 + \gamma \cdot (q_1 - q_3)^2 \cdot (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_2}^2 + \varepsilon_{\Delta P_2}^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_3}^2 + \gamma \cdot (q_2 - q_3)^2 \cdot (\Delta\delta I_1)^2 \cdot \varepsilon_{\Delta P_1}^2$$

假定: BDS 三个频点双差后的伪距测量误差分别为 $\varepsilon_{\Delta P_1} = 0.3\text{m}$, $\varepsilon_{\Delta P_2} = 0.25\text{m}$, $\varepsilon_{\Delta P_3} = 0.15\text{m}$; 载波相位双差测量误差 $\varepsilon_{\Delta\phi} = 5\text{mm}$; 参照文献[6], f_1 频点的电离层延时误差 $\Delta\delta I_1$ 为 0.1m (短基线) 及 1m (长基线); 依据经验取加权因子 $\gamma = 2$ 。表1给出了几组常用伪距组合和最优伪距组合对应加权噪声因子。

表 1 几种组合的加权噪声因子

Tab. 1 The weighted noise level for several combinations

载波相位组合 $\Delta\Phi_{(i,j,k)}$	组合波长 $\lambda_{(i,j,k)}/\text{m}$	加权噪声因子 σ_{TN} (in cycle)							
		组合 1 $\Delta P_{(0,0,1)}$		组合 2 $\Delta P_{(0.56,0.44,0)}$		组合 3 $\Delta P_{(0.39,0.30,0.31)}$		最优伪距组合 ΔP_{opt}	
		短基线	长基线	短基线	长基线	短基线	长基线	短基线	长基线
$\Delta\Phi_{(0,-1,1)}$	4.884	0.0424	0.0479	0.0511	0.0994	0.0424	0.0787	0.0381	0.0401
$\Delta\Phi_{(1,0,-1)}$	1.025	0.1552	0.4196	0.1990	0.2183	0.1480	0.2325	0.1243	0.1708
$\Delta\Phi_{(-1,-5,6)}$	20.93	0.1719	0.5294	0.1723	0.5434	0.1721	0.5392	0.1713	0.2482
$\Delta\Phi_{(1,1,-2)}$	1.297	0.1341	0.4332	0.1648	0.2402	0.1274	0.2767	0.1115	0.1710
$\Delta\Phi_{(1,3,-4)}$	2.765	0.1286	0.4741	0.1340	0.3702	0.1616	0.3986	0.1255	0.1975

2.3 双差电离层延时实时估算及消除

电离层延时误差是影响 geometry-free 模型 TCAR 算法整周模糊度固定最主要的误差源。特别在长基线条件下,由于空间相关性降低,双差电离层延时误差显著增大,甚至可达数米,严重制约着长基线条件下的高精度相对定位应用。因此若能对电离层延时误差进行实时高精度估计,则可大幅度提高模糊度固定的成功率。

Feng 提出利用两组已固定的 EWL/WL 整周模糊度对 f_1 频点双差电离层延时 $\Delta\delta \hat{I}_1$ 的估计^[6]:

$$\Delta\delta \hat{I}_1 = \frac{\Delta\Phi_{(i_1,j_1,k_1)} - \Delta\Phi_{(i_2,j_2,k_2)} - \frac{\varepsilon_{\Delta\Phi_{(i_1,j_1,k_1)}} - \varepsilon_{\Delta\Phi_{(i_2,j_2,k_2)}}}{\beta_{(i_2,j_2,k_2)} - \beta_{(i_1,j_1,k_1)}} - \frac{\lambda_{(i_1,j_1,k_1)} \cdot \Delta N_{(i_1,j_1,k_1)} - \lambda_{(i_2,j_2,k_2)} \cdot \Delta N_{(i_2,j_2,k_2)}}{\beta_{(i_2,j_2,k_2)} - \beta_{(i_1,j_1,k_1)}} \quad (18)$$

由于线性组合放大了观测噪声,上述方法估计精度较低,估计方差约为 $60\varepsilon_{\Delta\Phi}$ 。而多历元平滑在提高估计精度的同时会降低估计的实时性和对电离层延时瞬态变化的敏感度。本文引入 Hatch 滤波对电离层延时误差的实时估计值和历元间电离层延时递推估计值进行加权平滑,则 t 时刻电离层的估计值 $\Delta\delta \check{I}_1(t)$ 可由式(19)计算^[10]。

$$\Delta\delta \check{I}_1(t) = (1-\omega) \cdot [\Delta\delta \check{I}_1(t-1) + \Delta\delta \check{I}_1(t,t-1)] + \omega \cdot \Delta\delta \hat{I}_1(t) \quad (19)$$

式中: ω 为平滑因子,一般取 $1/n$, n 为需平滑的历元个数; $\Delta\delta \check{I}_1(t,t-1)$ 为电离层延时历元间变化量,可由 B1 和 B3 频点的载波相位的线性组合在历元间作差获得,如式(20)所示。

$$\Delta\delta \check{I}_1(t,t-1) = \frac{\Delta\Phi_1(t) - \Delta\Phi_3(t) - \Delta\Phi_1(t-1)}{q_3 - 1} + \frac{\Delta\Phi_3(t-1) + \Delta\varepsilon_{\phi_1}(t,t-1) - \Delta\varepsilon_{\phi_1}(t,t-1)}{q_3 - 1} \quad (20)$$

由载波相位观测误差的特性可得历元间变化量估计精度 $\sigma[\Delta\delta \check{I}_1(t,t-1)] \approx 3.9\varepsilon_{\Delta\Phi}$ 。因此,

经过 Hatch 滤波平滑后的电离层延时估计误差可达 3cm 左右。此时,基于 geometry-free 模型的模糊度固定公式可更新为:

$$\Delta N_{(i,j,k)} = \frac{\Delta P_{(l,m,n)} - \Delta\Phi_{(i,j,k)} - \frac{\varepsilon_{\Delta P_{(l,m,n)}} - \varepsilon_{\Delta\Phi_{(i,j,k)}}}{\lambda_{(i,j,k)}} + \frac{\beta_{(l,m,n)} + \beta_{(i,j,k)}(\Delta\delta I_1 - \Delta\delta \check{I}_1)}{\lambda_{(i,j,k)}} \quad (21)$$

2.4 基础模糊度解算

在相对定位应用中,为了获取高精度观测信息,更关心基础整周模糊度 ($\Delta N_1, \Delta N_2, \Delta N_3$)。

假设已知三组线性无关组合系数对应的组合整周模糊度,则可通过非奇次线性方程组求解基础模糊度。

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \Delta N_1 \\ \Delta N_2 \\ \Delta N_3 \end{pmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} i_1 & j_1 & k_1 \\ i_2 & j_2 & k_2 \\ i_3 & j_3 & k_3 \end{bmatrix}}_{A^{-1}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \Delta N_{(i_1,j_1,k_1)} \\ \Delta N_{(i_2,j_2,k_2)} \\ \Delta N_{(i_3,j_3,k_3)} \end{pmatrix}}_b \quad (22)$$

表 1 给出的 EWL/WL 整周模糊度的组合系数均满足 $i+j+k=0$,因此只需再确定一组组合系数满足 $i+j+k \neq 0$ 对应的整周模糊度,即可通过式(22)求解基础模糊度。但是,当组合系数满足 $i+j+k \neq 0$ 时,组合后的观测误差较大,难以满足单历元直接固定的需求。而由公式(21)可见,在消除电离层延时误差后,模糊度固定的误差仅与伪距、载波相位的观测误差及其组合系数相关,此时可通过选取最优组合系数并利用多历元平滑来提高模糊度的固定成功率。

3 实例分析

利用 2015 年 1 月 22 日长、短基线 BDS 三频实测数据对算法性能进行验证,长基线数据采用位于长沙和三亚的两台监测接收机对天实测数据,两站距离相距约 1154km;短基线数据为位于长沙相距约 1km 的两台监测接收机对天实测数据。三台接收机天线均放置在楼顶,周围无树木和高大建筑物,采用扼流圈天线及铺设吸波材料

的方法来减小多径效应。

图2和图3分别给出短基线和长基线条件下最优伪距组合 ΔP_{opt} 和传统伪距组合 $\Delta P_{(0,0,1)}$ 求解的卫星2与卫星8双差整周模糊度 $\Delta N_{(0,-1,1)}$ 和 $\Delta N_{(1,0,-1)}$ 浮点解精度。

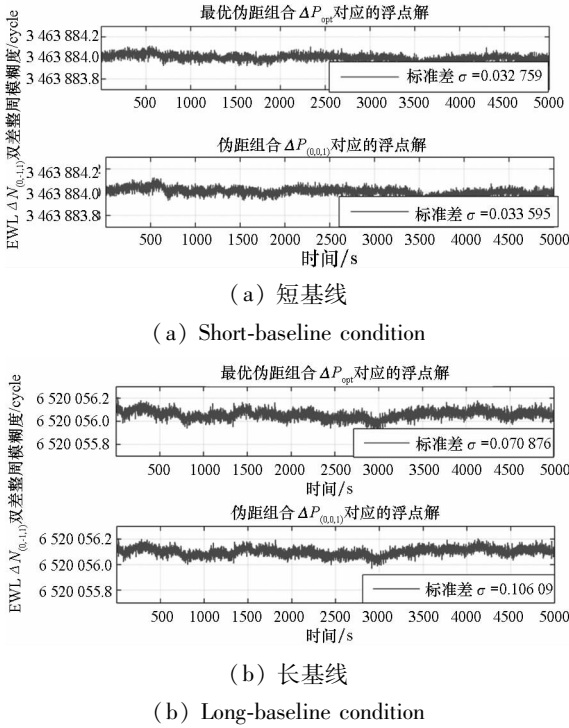


图2 EWL 整周模糊度 $\Delta N_{(0,-1,1)}$ 的浮点解

Fig.2 Float ambiguity resolution for EWL $\Delta N_{(0,-1,1)}$

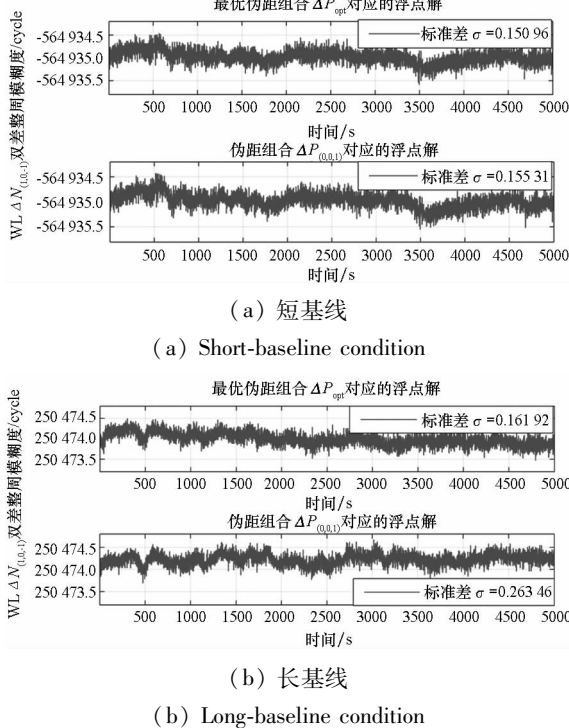


图3 WL 双差整周模糊度 $\Delta N_{(1,0,-1)}$ 的浮点解

Fig.3 Float ambiguity resolution for WL $\Delta N_{(1,0,-1)}$

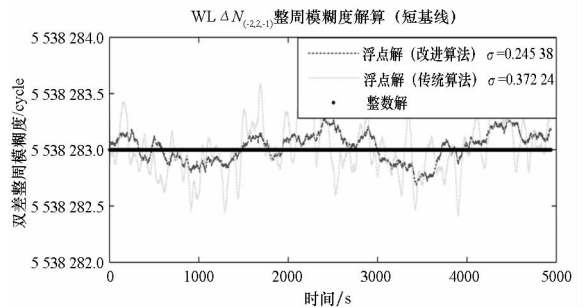
可以看出,最优伪距组合的模糊度浮点解方差小于传统伪距组合,特别在长基线条件下,部分组合对应的浮点解方差可减小35%以上。表2采用统计的方式(共视仰角大于20°卫星整周模糊度成功固定的历元数与总历元数之比)对比了给出的几组最优伪距组合和传统伪距组合求解EWL/WL整周模糊度的固定成功率。

表2 几组 EWL/WL 整周模糊度固定成功率

Tab.2 Success probability for EWL/WL ambiguity resolution

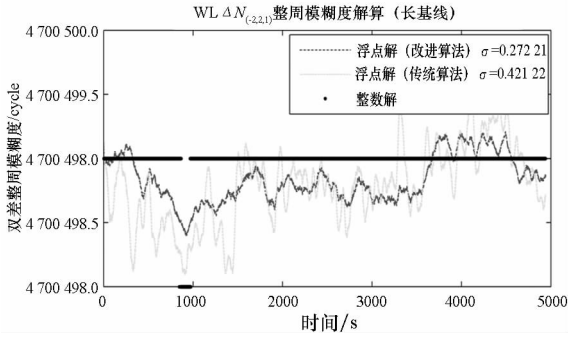
伪距组合模式	模糊度解算成功率/%		
	短基线	长基线	
EWL $\Delta N_{(0,-1,1)}$	$\Delta P_{(0.56,0.44,0)}$	100	100
	$\Delta P_{(0,0,1)}$	100	100
	最优组合 ΔP_{opt}	100	100
EWL $\Delta N_{(1,3,-4)}$	$\Delta P_{(0.56,0.44,0)}$	99.7	85.4
	$\Delta P_{(0,0,1)}$	99.5	81.3
	最优组合 ΔP_{opt}	100	99.8
WL $\Delta N_{(1,0,-1)}$	$\Delta P_{(0.56,0.44,0)}$	98.2	92.2
	$\Delta P_{(0,0,1)}$	97.8	84.9
	最优组合 ΔP_{opt}	99.8	97.8
WL $\Delta N_{(1,1,-2)}$	$\Delta P_{(0.56,0.44,0)}$	99.4	92.5
	$\Delta P_{(0,0,1)}$	99.2	89.6
	最优组合 ΔP_{opt}	99.99	98.3

当载波相位组合系数满足条件 $i + j + k \neq 0$ 时,电离层延时误差和组合后的测量误差严重制约着整周模糊度的固定,必须对上述误差进行消除。图4通过整周模糊度 $\Delta N_{(-2,2,1)}$ 的浮点解精度反映了长、短基线条件下基于 Hatch 滤波电离层估计的改进算法和基于多历元平滑电离层估计的传统算法对组合观测量中电离层延时误差估计和消除的性能,其中,伪距组合采用最优伪距组合 ΔP_{opt} ,并利用30s历元平滑降低组合观测量中的测量误差。由于存在电离层高阶项延时误差、多径误差等影响,长基线条件下改进算法的ML模糊度也会出现固定失败的情况。



(a) 短基线

(a) Short-baseline condition



(b)长基线

(b) Long-baseline condition

图 4 ML 整周模糊度 $\Delta N_{(-2,2,1)}$ 的浮点解和整数解 (电离层修正后)

Fig. 4 Float and integer solution for ML $\Delta N_{(-2,2,1)}$ (with eliminating ionospheric delay)

表 3 给出了不同电离层修正算法的求解 ML 整周模糊度 $\Delta N_{(-2,2,1)}$ 的固定成功率。

表 3 电离层延时修正后的 ML $\Delta N_{(-2,2,1)}$ 固定成功率

Tab. 3 Success probability for ML $\Delta N_{(-2,2,1)}$ with eliminating ionospheric delay

	电离层修正算法	模糊度解算成功率/%	
		短基线	长基线
ML	传统算法	89.1	71.3
$\Delta N_{(-2,2,1)}$	Hatch 滤波算法	98.9	90.2

可以看出,基于 Hatch 滤波的电离层改进算法对于 ML 模糊度固定成功率的提升明显优于传统基于历元间平滑的电离层估计算法,30s 历元平滑后的模糊度固定成功率可达 90% 以上,较传统算法提高 10% ~ 18%,进而等效地提高了基础模糊度的固定成功率。

4 结论

本文分析了几何无关 (geometry-free) 模型 TCAR 算法的制约因素,针对 BDS 系统,给出了一种基于实时最优组合求解的改进 TCAR 算法。该方法有以下几点改进:第一给出了加权组合噪声因子的定义,采用加权的方式降低电离层延时误差等有偏误差对模糊度固定的影响;第二,针对各卫星、各频点伪距测量误差和电离层延时误差的大小不同,通过实时估计上述参数,给出最小加权噪声因子对应的最优伪距组合系数的求解方法;第三,将 Hatch 滤波应用到 TCAR 算法的电离层

延时误差估计及消除中,提高了电离层延时的估计精度,进而提高了基础模糊度解的固定成功率。最后用 BDS 实测数据对算法性能进行了验证,结果表明,所提出改进算法较传统算法降低了组合后的噪声因子,特别在长基线条件下,显著提高了模糊度解算的成功率。

参考文献 (References)

- [1] Forssell B, Martin-Neira M, Harris R A. Carrier phase ambiguity resolution in GNSS - 2 [C]//Proceedings of the 10th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 1997:1727 - 1736.
- [2] Vollath U, Birnbach S, Landau H, et al. Analysis of three carrier ambiguity resolution (TCAR) technique for precise relative positioning in GNSS - 2 [C]//Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 1998: 417 - 426.
- [3] Jung J, Enge P, Pervan B. Optimization of cascade integer resolution with three civil GPS frequencies [C]//Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2000:2191 - 2200 .
- [4] Feng Y M, Rizos C. Network-based geometry-free three carrier ambiguity resolution and phase bias calibration [J]. GPS Solutions, 2009, 13(1): 43 - 56.
- [5] 伍岳, 付小林, 李海军, 等. TCAR/MCAR 方法在不同距离基线模糊度求解中的应用 [J]. 武汉大学学报·信息科学版, 2007, 32(2): 172 - 175.
WU Yue, FU Xiaolin, LI Haijun, et al. Application of TCAR/MCAR method in different baseline ambiguity resolution [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2007, 32(2): 172 - 175. (in Chinese)
- [6] Feng Y M. GNSS three carrier ambiguity resolution using ionosphere-reduced virtual signals [J]. Journal of Geodesy, 2008, 82(12): 847 - 862.
- [7] Feng Y M, Rizos C, Higgins M. Multiple carrier ambiguity resolution and performance benefits for RTK and PPP positioning services in regional areas [C]//Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2007: 668 - 678.
- [8] Tang W M, Deng C L, Shi C, et al. Triple-frequency carrier ambiguity resolution for beidou navigation satellite system [J]. GPS Solutions, 2014, 18(3): 335 - 344.
- [9] 刘文祥. 卫星导航系统高精度处理与完好性技术监测研究 [D]. 长沙:国防科学技术大学,2011.
LIU Wenxiang. Study on techniques of accuracy augmenting and integrity monitoring for satellite based navigation system [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011 . (in Chinese)
- [10] 邓建, 潘树国, 洪卓众. 利用三频数据最优组合求解电离层延迟的方法 [J]. 武汉大学学报·信息科学版, 2014, 39(5): 600 - 604.
DENG Jian, PAN Shuguo, HONG Zhuozhong. A resolution method for ionospheric delay with optimal combination of three-frequency data [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2014, 39(5), 600 - 604. (in Chinese)