一种适用于长基线的改进CIR算法*

刘增军,彭 竞,吕志成,欧 钢
(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

摘 要:长基线下,受伪距多径和电离层残差影响,传统的CIR法解算载波相位宽巷模糊度时某些历元无法得到正确的结果,基础载波模糊度的搜索范围也较大。分析了CIR法的模糊度误差,提出了基于载波相位平滑伪距并且消除电离层时延的改进的CIR算法,分析了其误差方差,最后利用Compass系统实测数据对短基线和长基线两种情况下CIR法和改进CIR法的解算结果进行比较。实测数据表明,本文提出的算法能够单历元解算超宽巷模糊度和宽巷模糊度,并且能够大大缩小基础载波模糊度的搜索空间。

关键词:级联模糊度确定法;长基线;多路径;载波相位平滑伪距;电离层
中图分类号:P228.41 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2013)02-0093-06

An improved CIR for long baseline

LIU Zengjun, PENG Jing, LV Zhicheng, OU Gang
(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: At long baseline, for multipath and ionospheric residual bias, classical CIR can get wrong ambiguity resolution at some epoch, and requires a large search area on basic carrier. In this research, ambiguity errors of CIR were analyzed, and an approach to improved CIR based on carrier phase smoothing pseudorange and eliminating ionosphere delay is presented and errors variance was analyzed. Finally, CIR and improved CIR were compared at both short and long baseline by compass measured datum. The result shows that improved CIR can obtain correct double difference extra wide lane ambiguity and wide lane ambiguity on one epoch, and reduce the search area on basic carrier ambiguity.

Key words: cascade integer resolution; long baseline; multipath; carrier phase smoothing pseudorange; ionosphere

在高精度的定位和建筑物形变监测等领域中,一般使用载波相位观测量。载波相位定位解算的关键问题是模糊度的快速、正确解算。经典的模糊度确定方法有LAMBDA法[1]、FARA法[2]、取整法、区间判定法、方差比检验法、快速分解法、模糊度函数法等[3]。这些方法先解算模糊度的浮点解,再构造一个模糊度搜索空间,通过搜索的方法得到模糊度的整数解。

目前,GPS、Compass、Galileo卫星导航系统已经播发三个或者更多频率的导航信号。多个频率可形成波长较长的组合相位观测值,有助于模糊度的快速求解,比较经典的是三载频模糊度确定法(TCAR: Three-Carrier Ambiguity Resolution)[4-6]和级联模糊度确定法(CIR: Cascade Integer Resolution)[7]。TCAR最初研究目的用于Galileo计划的GNSS-2,CIR则是用于GPS现代化系统,这两种算法原理上是相同的,都是利用三频载波相位观测值及其线性组合的波长的"层叠"关系直接解算模糊度,能够在短基线场景下获得较高的成功率,且无需复杂的模糊度搜索。长基线下,TCAR法和CIR法主要受电离层延迟残差和多径误差的影响,其中电离层延迟残差主要表现为偏移误差,可以用多频点的伪距测量值进行消除,多径误差在复杂环境下主要表现为随机误差,在开阔环境下主要表现为偏移误差,可以通过平滑方法有效抑制。

本文提出一种长基线下消除电离层延迟的改进CIR法,主要有两点改进:一是用相位平滑伪距消弱伪距多径误差对模糊度解算的影响;二是将多频点的伪距观测值和确定了模糊度的宽巷相位观测值线性组合消除电离层延迟一阶项,从而消弱电离层延迟对模糊度解算的影响。实测数据表明,改进CIR法能显著提高长基线下宽巷模糊度的解算成功率,对基础载波模糊度的解算成功率也有较大改善。

* **收稿日期**:2012-08-31
基金项目:第二届中国卫星导航学术年会青年优秀论文获奖者资助课题(CSNC2011-QY-11)
作者简介:刘增军(1982—),男,山东潍坊人,博士研究生,E-mail:zjunliu@126.com;
欧钢(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:ougang@163.com

1 基本观测方程及宽巷、超宽巷观测方程

GNSS 系统的多频伪距和载波相位的双差观测方程为：

$$\rho_{ij,m}^{kl} = R_{ij}^{kl} + \frac{I_{ij}^{kl}}{f_m^2} + T_{ij}^{kl} + MP_{ij,m}^{kl} + e_{ij,m}^{kl} \quad (1)$$

$$\begin{aligned}\phi_{ij,m}^{kl} &= \varphi_{ij,m}^{kl} + N_{ij,m}^{kl} \\ &= \frac{1}{\lambda_m}(R_{ij}^{kl} + T_{ij}^{kl}) - \frac{I_{ij}^{kl}}{C \cdot f_m} + M\phi_{ij,m}^{kl} + \varepsilon_{ij,m}^{kl} \quad (2)\end{aligned}$$

上式中，i、j 代表两个接收机；k、l 代表两颗卫星；$m=1,2,3$ 为频点标识（按频率由大到小排列），f_m 为载波频率，λ_m 为载波波长；ρ、φ 分别表示双差伪距测量值（单位：米）和载波相位测量值（单位：周）；R 表示双差星地几何距离；N 表示载波相位双差整周模糊度；I 表示双差电离层时延一阶项；T 表示双差对流层时延；MP、$M\phi$ 分别表示双差伪距多径效应误差和双差载波相位多径效应误差；e、ε 分别表示接收机双差伪距测量噪声和双差载波相位测量噪声。为了简化，下文中省略卫星标识 k、l 和接收机标识 i、j，只保留频点标识 m。下文中 Φ 为用长度表示的载波相位观测量，即 $\Phi = \lambda(\varphi + N)$。

载波相位宽巷观测量是用 L_1 载波相位观测值减去 L_2 载波相位观测值，即：

$$\begin{aligned}\phi_{WL} &= \phi_1 - \phi_2 = (\varphi_1 - \varphi_2) + (N_1 - N_2) \\ &= (\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2})(R + T) - \frac{I}{C}(\frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2}) \\ &\quad + (M\phi_1 - M\phi_2 + \varepsilon_1 - \varepsilon_2) \quad (3)\end{aligned}$$

式(3)整理后可以得到

$$\begin{aligned}\phi_{WL} &= \varphi_{WL} + N_{WL} \\ &= \frac{1}{\lambda_{WL}}(R + T) - \frac{I(f_2 - f_1)}{C \cdot f_1 f_2} + M\phi_{WL} + \varepsilon_{WL} \quad (4)\end{aligned}$$

式(4)中，$\varphi_{WL} = \varphi_1 - \varphi_2$ 为载波相位宽巷观测值；$N_{WL} = N_1 - N_2$ 为宽巷模糊度；$\lambda_{WL} = 1/(1/\lambda_1 - 1/\lambda_2)$ 为等效宽巷波长；

将式(3)两边同乘以 λ_{WL} 可以得到以长度表示的宽巷观测方程为：

$$\begin{aligned}\Phi_{WL} &= \lambda_{WL}(\varphi_{WL} + N_{WL}) \\ &= R + \frac{I}{f_1 f_2} + T + \lambda_{WL}(M\phi_{WL} + \varepsilon_{WL}) \quad (5)\end{aligned}$$

同样方法，用 L_2 载波相位观测值减去 L_3 载波相位观测值，可以得到超宽巷观测方程为：

$$\begin{aligned}\Phi_{EWL} &= \lambda_{EWL}(\varphi_{EWL} + N_{EWL}) \\ &= R + \frac{I}{f_2 f_3} + T + \lambda_{EWL}(M\phi_{EWL} + \varepsilon_{EWL}) \quad (6)\end{aligned}$$

式(6)中，$\varphi_{EWL} = \varphi_2 - \varphi_3$ 为载波相位超宽巷观测值；$N_{EWL} = N_2 - N_3$ 为超宽巷模糊度；$\lambda_{EWL} = 1/(1/\lambda_2 - 1/\lambda_3)$ 为等效超宽巷波长。

表1给出了北斗系统3个频点及宽巷、超宽巷的波长，从中可以看出，宽巷波长大于每个频点的波长，而超宽巷波长远大于每个频点的波长及宽巷波长。利用超宽巷和宽巷，可以快速求解模糊度。

表1 北斗系统各频点及宽巷、超宽巷的波长

Tab. 1 Wavelength of each frequency WL and EWL at compass

频点	波长/(m)
B_1	0.192
B_2	0.248
B_3	0.236
宽巷	0.847
超宽巷	4.884

2 基于相位平滑伪距的消除电离层延迟的改进 CIR 算法

CIR 解算模糊度的过程在文献[9－10]中有详细的描述。针对传统 CIR 法的弱点，本文做了如下改进：一是用相位平滑伪距消弱伪距多径误差；二是用多频伪距确定超宽巷模糊度，然后用多频伪距和超宽巷相位确定宽巷模糊度，最后用多频伪距和宽巷相位确定基础载波模糊度。

2.1 载波相位平滑伪距

多径信号对伪距的影响一般在 1～5m，最大可达 10～20m[1]，而载波相位受多径效应影响较小，大约小于 1/4 周[2]。监测型接收机多采用扼流圈天线和窄相关等抗多径技术，可以将伪距多径减小至 1m 内，这仍然会对模糊度解算产生不可忽略的影响。采用载波相位平滑伪距的方法可以将伪距多径和观测噪声减小到与载波相位近似的量级。本文采用经典的非发散 Hatch 滤波方法，平滑历元 n 伪距时使用了历元 0～n 的观测数据，并且消除了电离层一阶项误差。具体推导过程参见文献[11－12]，下面直接给出平滑公式：

$$\begin{cases}\hat{\rho}_1^n = \dfrac{n-1}{n}[\hat{\rho}_1^{n-1} + \Delta\Phi_1^n + \dfrac{2}{1-r_{12}}\Delta(d\Phi_{12}^n)] + \dfrac{1}{n}\rho_1^n \\ \hat{\rho}_2^n = \dfrac{n-1}{n}[\hat{\rho}_2^{n-1} + \Delta\Phi_2^n + \dfrac{2r_{12}}{1-r_{12}}\Delta(d\Phi_{12}^n)] + \dfrac{1}{n}\rho_2^n \\ \hat{\rho}_3^n = \dfrac{n-1}{n}[\hat{\rho}_3^{n-1} + \Delta\Phi_3^n + \dfrac{2}{1-r_{13}}\Delta(d\Phi_{13}^n)] + \dfrac{1}{n}\rho_3^n\end{cases} \quad (7)$$

式(7)中，n 代表历元序号；ρ_m^n 代表频点 m

的伪距;$\hat{\rho}_m^n$ 代表频点 m 的载波相位平滑后伪距;且

$$r_{12}=f_1^2/f_2^2;r_{13}=f_1^2/f_3^2;$$

$$\Delta\Phi_m^n=\lambda_m(\varphi_m^n-\varphi_m^{n-1});$$

$$d\Phi_{12}^n=\Phi_2^n-\Phi_1^n;\Delta(d\Phi_{12}^n)=d\Phi_{12}^n-d\Phi_{12}^{n-1};$$

$$d\Phi_{13}^n=\Phi_3^n-\Phi_1^n;\Delta(d\Phi_{13}^n)=d\Phi_{13}^n-d\Phi_{13}^{n-1}$$

2.2　超宽巷模糊度解算

长基线下影响超宽巷模糊度解算的主要误差源是双差电离层残差,可以利用多频的伪距观测量消除电离层一阶项(伪距测量精度非常高时可以消除二阶项)。

将式(1)和式(6)进行线性组合:

$$\Phi_{EWL}-(a_1\hat{\rho}_1+a_2\hat{\rho}_2+a_3\hat{\rho}_3)=0 \tag{8}$$

该组合消除频率无关项及电离层时延一阶项,故系数向量(a_1,a_2,a_3)满足下面条件:

$$\begin{cases}a_1+a_2+a_3=1\\ \dfrac{a_1}{f_1^2}+\dfrac{a_2}{f_2^2}+\dfrac{a_3}{f_3^2}=\dfrac{1}{f_2f_3}\end{cases} \tag{9}$$

则超宽巷模糊度的计算公式为:

$$N_{EWL}=\frac{a_1\hat{\rho}_1+a_2\hat{\rho}_2+a_3\hat{\rho}_3}{\lambda_{EWL}}-\varphi_{EWL} \tag{10}$$

N_{EWL}的标准差 $\sigma_{N_{EWL}}$为:

$$\sigma_{N_{EWL}}=\left[\frac{1}{\lambda_{EWL}^2}(a_1^2\sigma_{\hat{\rho}1}^2+a_2^2\sigma_{\hat{\rho}2}^2+a_3^2\sigma_{\hat{\rho}3}^2)+\sigma_{\phi2}^2+\sigma_{\phi3}^2\right]^{\frac{1}{2}} \tag{11}$$

由式(9)不能计算出系数向量(a_1,a_2,a_3)的唯一解,本文通过使得 $\sigma_{N_{EWL}}$达到最小来确定其最小方差准则下的最优解,等价于目标函数式(12)和约束方程式(13)构成的条件极值问题:

$$\min\{F(a_1,a_2,a_3)=a_1^2\sigma_{\hat{\rho}1}^2+a_2^2\sigma_{\hat{\rho}2}^2+a_3^2\sigma_{\hat{\rho}3}^2\} \tag{12}$$

$$\begin{cases}a_1+a_2+a_3=1\\ \dfrac{a_1}{f_1^2}+\dfrac{a_2}{f_2^2}+\dfrac{a_3}{f_3^2}=\dfrac{1}{f_2f_3}\end{cases} \tag{13}$$

解算结果为:

$$A=G_1^{-1}\times P_1 \tag{14}$$

其中:

$$A=[a_1\quad a_2\quad a_3\quad u_1\quad u_2]^{\mathrm{T}}$$

$$P_1=\left[1\quad \frac{1}{f_2f_3}\quad 0\quad 0\quad 0\right]^{\mathrm{T}}$$

$$G_1=\begin{bmatrix}1 & 1 & 1 & 0 & 0\\ \dfrac{1}{f_1^2} & \dfrac{1}{f_2^2} & \dfrac{1}{f_3^2} & 0 & 0\\ 2\sigma_{\hat{\rho}1}^2 & 0 & 0 & 1 & \dfrac{1}{f_1^2}\\ 0 & 2\sigma_{\hat{\rho}2}^2 & 0 & 1 & \dfrac{1}{f_2^2}\\ 0 & 0 & 2\sigma_{\hat{\rho}3}^2 & 1 & \dfrac{1}{f_3^2}\end{bmatrix}$$

表 2 给出了北斗系统某型号监测接收机的测量精度指标,假定伪距多径误差标准差为 0.3m,载波相位多径误差标准差为 2mm[9-10],则式(14)的解算结果为$(a_1,a_2,a_3)=(0.0199,0.4276,0.5525)$,相应的超宽巷模糊度浮点解 N_{EWL}的标准差 $\sigma_{N_{EWL}}$为 0.089 周,远小于 0.5 周,因此可以将 $\sigma_{N_{EWL}}$直接四舍五入取整得到超宽巷模糊度的整数解。

表 2　北斗系统某型号监测接收机各频点的测量精度

Tab. 2　Accuracy of a compass receiver

测量精度	B_1	B_2	B_3
窄相关伪距测量精度(RMS)/m	0.08	0.06	0.06
载波相位测量精度(RMS)/周	0.01	0.01	0.01

2.3　宽巷模糊度解算

类似 2.2 节的推导过程,并且将 2.2 节计算得到的超宽巷模糊度作为已知观测量代入解算过程。则线性组合为:

$$\Phi_{WL}-(b_1\hat{\rho}_1+b_2\hat{\rho}_2+b_3\hat{\rho}_3+b_4\hat{\Phi}_{EWL})=0 \tag{15}$$

宽巷模糊度的计算公式为:

$$N_{WL}=\frac{b_1\hat{\rho}_1+b_2\hat{\rho}_2+b_3\hat{\rho}_3+b_4\hat{\Phi}_{EWL}}{\lambda_{WL}}-\varphi_{WL} \tag{16}$$

N_{WL}的标准差 $\sigma_{N_{WL}}$为:

$$\sigma_{N_{WL}}=\left[\frac{1}{\lambda_{WL}^2}(b_1^2\sigma_{\hat{\rho}1}^2+b_2^2\sigma_{\hat{\rho}2}^2+b_3^2\sigma_{\hat{\rho}3}^2)+\sigma_{\phi1}^2+(1+\frac{b_4\lambda_{EWL}}{\lambda_{WL}})^2\sigma_{\phi2}^2+(\frac{b_4\lambda_{EWL}}{\lambda_{WL}})^2\sigma_{\phi3}^2\right]^{\frac{1}{2}} \tag{17}$$

确定系数向量(b_1,b_2,b_3,b_4)的目标函数和约束方程为:

$$\min\{F(b_1,b_2,b_3,b_4)=b_1^2\sigma_{\hat{\rho}1}^2+b_2^2\sigma_{\hat{\rho}2}^2+b_3^2\sigma_{\hat{\rho}3}^2+(\lambda_{WL}+b_4\lambda_{EWL})^2\sigma_{\phi2}^2+(b_4\lambda_{EWL})^2\} \tag{18}$$

$$\begin{cases}b_1+b_2+b_3+b_4=1\\ \dfrac{b_1}{f_1^2}+\dfrac{b_2}{f_2^2}+\dfrac{b_3}{f_3^2}+\dfrac{b_4}{f_2f_3}=\dfrac{1}{f_1f_2}\end{cases} \tag{19}$$

解算结果为:

$$B=G_2^{-1}\times P_2 \tag{20}$$

其中：

$$B=[b_1 \quad b_2 \quad b_3 \quad b_4 \quad u_1 \quad u_2]^{\mathrm{T}}$$

$$P_2=\left[1 \quad 1 \quad \frac{1}{f_1 f_2} \quad 0 \quad 0 \quad -2\lambda_{EWL}\lambda_{WL}\sigma_{\phi 2}^2\right]^{\mathrm{T}}$$

$$G_2=\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{f_1^2} & \frac{1}{f_2^2} & \frac{1}{f_3^2} & \frac{1}{f_2 f_3} & 0 & 0 \\ 2\sigma_{\hat{\rho}1}^2 & 0 & 0 & 0 & 1 & \frac{1}{f_1^2} \\ 0 & 2\sigma_{\hat{\rho}2}^2 & 0 & 0 & 1 & \frac{1}{f_2^2} \\ 0 & 0 & 2\sigma_{\hat{\rho}3}^2 & 0 & 1 & \frac{1}{f_3^2} \\ 0 & 0 & 0 & 2\lambda_{EWL}^2(\sigma_{\phi 2}^2+\sigma_{\phi 3}^2) & 1 & \frac{1}{f_2 f_3} \end{bmatrix}$$

在2.2节设定的伪距和载波相位测量精度和多径误差下，式(20)的解算结果为$(b_1,b_2,b_3,b_4)=(0.5900,0.1123,-0.0398,0.3375)$，相应的宽巷模糊度浮点解$N_{WL}$的标准差$\sigma_{N_{WL}}$为0.3743周，小于0.5周，因此可以将$\sigma_{N_{WL}}$直接四舍五入取整得到宽巷模糊度的整数解，即：

$$\hat{N}_{WL}=\langle N_{WL}\rangle \tag{21}$$

2.4 基础载波模糊度解算

类似2.2节的推导过程，并且将2.3节计算得到的宽巷模糊度作为已知观测量代入解算过程。则线性组合为：

$$\Phi_3-(c_1\hat{\rho}_1+c_2\hat{\rho}_2+c_3\hat{\rho}_3+c_4\hat{\Phi}_{WL})=0 \tag{22}$$

频点3的模糊度的计算公式为：

$$N_3=\frac{1}{\lambda_3}(c_1\hat{\rho}_1+c_2\hat{\rho}_2+c_3\hat{\rho}_3+c_4\hat{\Phi}_{WL})-\varphi_3 \tag{23}$$

N_3的标准差σ_{N_3}为：

$$\sigma_{N_3}=\Big[\frac{1}{\lambda_3^2}(c_1^2\sigma_{\hat{\rho}1}^2+c_2^2\sigma_{\hat{\rho}2}^2+c_3^2\sigma_{\hat{\rho}3}^2)+\Big(\frac{c_4\lambda_{WL}}{\lambda_3}\Big)^2(\sigma_{\phi 1}^2+\sigma_{\phi 2}^2)+\sigma_{\phi 3}^2)\Big]^{\frac{1}{2}} \tag{24}$$

确定系数向量(c_1,c_2,c_3,c_4)的目标函数和约束方程为：

$$\min\{F(b_1,b_2,b_3,b_4)=c_1^2\sigma_{\hat{\rho}1}^2+c_2^2\sigma_{\hat{\rho}2}^2+c_3^2\sigma_{\hat{\rho}3}^2+(c_4\lambda_{WL})^2(\sigma_{\phi 1}^2+\sigma_{\phi 2}^2)\} \tag{25}$$

$$\begin{cases} c_1+c_2+c_3+c_4=1 \\ \dfrac{c_1}{f_1^2}+\dfrac{c_2}{f_2^2}+\dfrac{c_3}{f_3^2}+\dfrac{c_4}{f_1 f_2}=-\dfrac{1}{f_3^2} \end{cases} \tag{26}$$

解算结果为：

$$C=G_3^{-1}\times P_3 \tag{27}$$

其中：

$$C=[c_1 \quad c_2 \quad c_3 \quad c_4 \quad u_1 \quad u_2]^{\mathrm{T}}$$

$$P_3=\left[1 \quad -\frac{1}{f_3^2} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\right]^{\mathrm{T}}$$

$$G_3=\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{f_1^2} & \frac{1}{f_2^2} & \frac{1}{f_3^2} & \frac{1}{f_1 f_2} & 0 & 0 \\ 2\sigma_{\hat{\rho}1}^2 & 0 & 0 & 0 & 1 & \frac{1}{f_1^2} \\ 0 & 2\sigma_{\hat{\rho}2}^2 & 0 & 0 & 1 & \frac{1}{f_2^2} \\ 0 & 0 & 2\sigma_{\hat{\rho}3}^2 & 0 & 1 & \frac{1}{f_3^2} \\ 0 & 0 & 0 & 2\lambda_{WL}^2(\sigma_{\phi 1}^2+\sigma_{\phi 2}^2) & 1 & \frac{1}{f_1 f_2} \end{bmatrix}$$

在2.2节设定的伪距和载波相位测量精度和多径误差下，解算结果为$(c_1,c_2,c_3,c_4)=(0.0208,-0.0359,-0.0535,-7.9381)$，相应的$B_3$模糊度浮点解$N_3$的标准差$\sigma_{N_3}$为1.2492周，因此无法通过四舍五入取整的方法得到整数解。这意味着长基线下基础载波模糊度必须通过搜索或者其他方法求解。

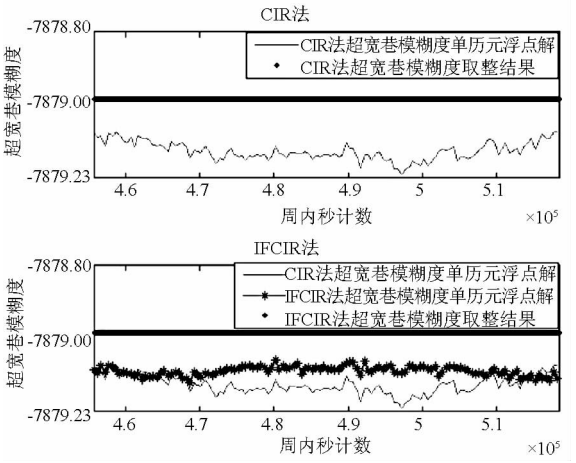
2.5 伪距和载波相位测量方差估计

在2.2、2.3和2.4节中使用了伪距和载波相位的测量方差。实际测量中，不同接收机的观测噪声不同，而不同测试环境的多径误差也不同，因此需要对伪距和载波相位测量方差进行估计。载波相位测量方差无法用观测序列估计，只能采用接收机精度标称值和多径的经验值。而伪距的测量方差可以利用三频载波组合消除电离层延迟和星地几何距离的方法来估计，具体方法参见文献[13]。

3 实例分析

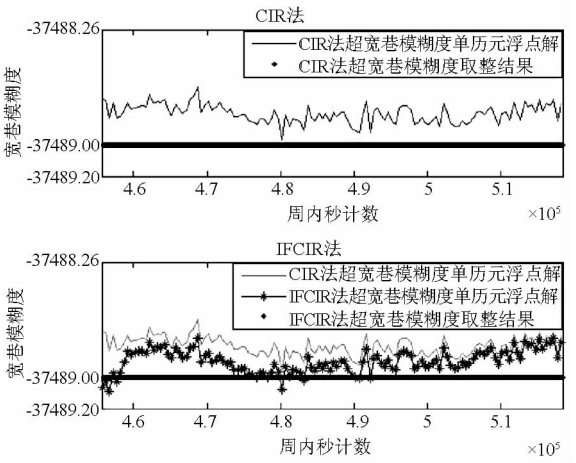
实验数据使用2011年7月1日北斗系统某两个监测站的三频监测接收机观测数据，两站距离约647km。采用站1相距约13m的两台监测接收机数据作为短基线数据，两个站各取一台监测接收机数据作为长基线数据。所有接收机天线均放置在楼顶，周围无树木和高大建筑物，采用扼流圈天线及铺设吸波材料的方法来减小多径效应。

图1是短基线(13m)下CIR法和本文提出的改进CIR法(记为IFCIR)对同一数据的处理结果。从图中可以看出，短基线下CIR法和IFCIR法解算超宽巷和宽巷模糊度都能单历元得到正确的整数解。在解算基础载波B_3的模糊度上，CIR法比IFCIR法成功率高，这是因为IFCIR法在消除电离层时延的同时对噪声和多径有放大作用。



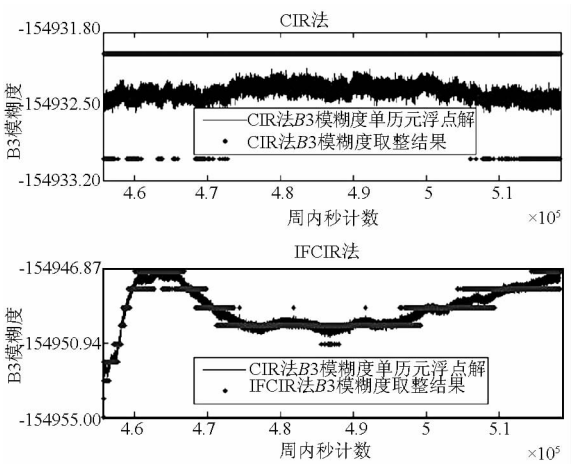
(a)超宽巷模糊度单历元浮点解及整数解曲线

(a)The curve of float solution and integer solution of EWL ambiguity on each epoch



(b)宽巷模糊度单历元浮点解及整数解曲线

(b)The curve of float solution and integer solution of WL ambiguity on each epoch

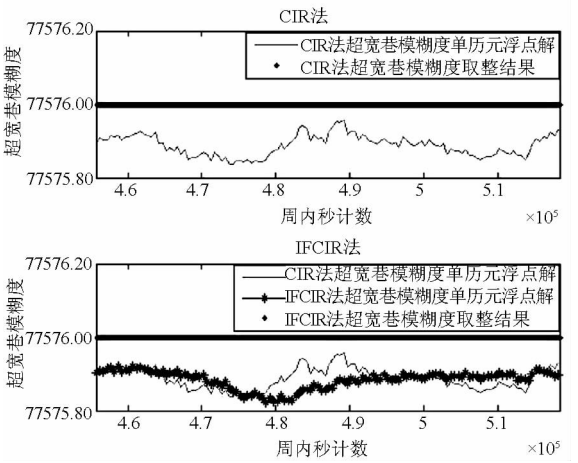


(c) B_3 模糊度单历元浮点解及整数解曲线

(c)The curve of float solution and integer solution of B_3 ambiguity on each epoch

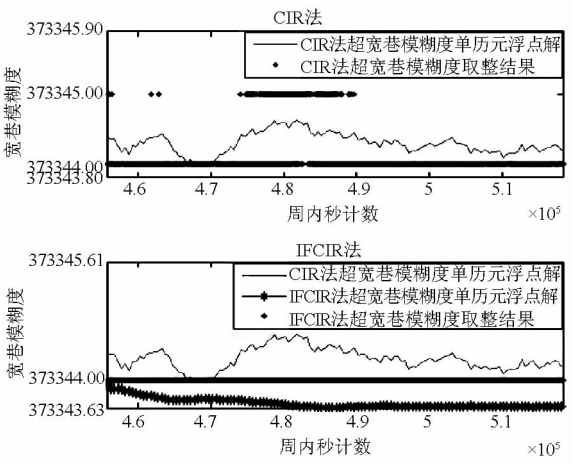
图 1　短基线解算中 CIR 法与 IFCIR 法模糊度解算结果比较图

Fig. 1　The compare of ambiguity solution between CIR and IFCIR on short baseline



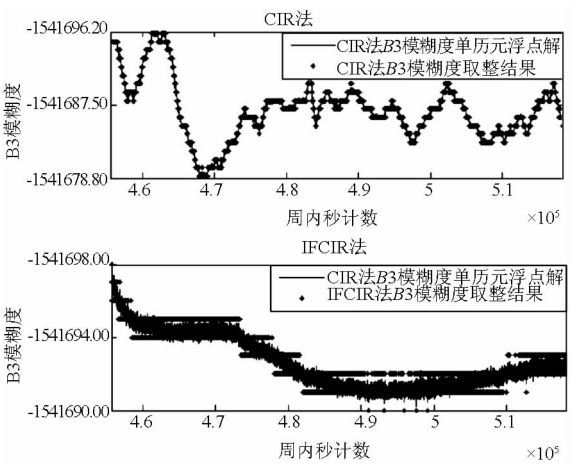
(a)超宽巷模糊度单历元浮点解及整数解曲线

(a)The curve of float solution and integer solution of EWL ambiguity on each epoch



(b)宽巷模糊度单历元浮点解及整数解曲线

(b)The curve of float solution and integer solution of WL ambiguity on each epoch



(c) B_3 模糊度单历元浮点解及整数解曲线

(c)The curve of float solution and integer solution of B_3 ambiguity on each epoch

图 2　长基线解算中 CIR 法与 IFCIR 法模糊度解算结果比较图

Fig. 2　The compare of ambiguity solution between CIR and IFCIR on long baseline

图2是长基线(647km)下CIR法IFCIR对同一数据的处理结果。从图中可以看出,长基线下CIR法和IFCIR法解算超宽巷模糊度都能单历元得到正确的整数解,在解算宽巷模糊度上,IFCIR法能够单历元得到正确的整数解,而CIR法在某些历元上解算错误。在解算基础载波 B_3 的模糊度上,两种方法都无法通过单历元得到正确的整数解,必须通过搜索方法求解,但IFCIR法能够缩小搜索范围。

表3列出了CIR法和IFCIR法各级模糊度解算的统计成功率(这里成功率定义为单历元解算正确的历元占总历元数的比例)。从中可以看出,IFCIR法在长基线下优于CIR法,而短基线下劣于CIR法。

表3 CIR法和IFCIR法模糊度解算成功率

Tab. 3 Success rate of ambiguity resolution by CIR and IFCIR

模糊度		模糊度解算成功率(%)	
		短基线(13m)	长基线(647km)
EWL	CIR	100	100
	IFCIR	100	100
WL	CIR	100	89.44
	IFCIR	100	100
B3	CIR	99.07	0
	IFCIR	12.59	0

4 结束语

长基线下,电离层残差和伪距的多径误差对CIR法模糊度的解算成功率影响较大。本文提出的基于相位平滑伪距的消除电离层延迟改进CIR算法,能够很好地消弱多径和电离层残差。北斗系统的实测数据的处理结果表明,该算法能够可靠地解算超宽巷和宽巷模糊度,同时很好地减小了基础载波模糊度的搜索范围,相对传统的CIR法有较大改进。

参考文献(References)

[1] Falkenberg W, Neufeldt D, et al. Marine DGPS using code and carrier in a multipath environment[C]// Proceeding of ION GPS-89, Washington, 1989:343-348.

[2] Free E, Beutler G. Rapid static positioning based on the fast ambiguity resolution approach FARA: theory and first results [J]. Manuscripta Geodaetica, 1990, 15:325-356.

[3] 李征航,张小红. 卫星导航定位新技术及高精度数据处理方法[M]. 武汉:武汉大学出版社,2009:55-56.
LI Zhenghang, ZHANG Xiaohong. New techchniques and precise data processing methods of satellite navigation and positioning[M]. WuHan: WUHAN University Press, 2009: 55-56. (in Chinese)

[4] Harris R A. Direct resolution of carrier phase ambiguity by "Bridging the Wavelength Gap"[M]. ESA Publication TST/60107/RAH/Word, 1997,2.

[5] Vollath U, Brinbach S, Landau H, et al. Analysis of three-carrier ambiguity resolution (TCAR)[C]// Technique for Precise Relative Positioning in GNSS-2. Proceeding of ION GPS-98, Nashville, 1998:417-426.

[6] Wolfgang W, Jon W. TCAR and MCAR options with Galileo and GPS[C]. ION GPS/GNSS 2003, Portland, 2003.

[7] Jung J, Enge P, Pervan B. Optimization of cascade integer resolution with three civil GPS frequencies[C]// Proceedings of ION GPS-2000, Salt Lake City, 2000:2191-2200.

[8] Christie J, Hansen A, et al. The effects of local ionospheric decorrelation on LAAS: Theory and experimental results[C]// Proceedings of NTM GPS-99, 1999:769-778.

[9] 伍岳. 第二代导航卫星系统多频数据处理理论及应用[D]. 武汉:武汉大学,2005.
WU Yue. The theory and application on multi-frequency data processing of GNSS 2[D]. WuHan: WUHAN University, 2005. (in Chinese)

[10] 范建军. GNSS三频精密测量定位系统的数据处理理论及方法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2007.
FAN Jianjun. The theory and methods on triple-frequency data processing of precise GNSS[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)

[11] Park B, Kee C. Optimal hatch filter with a flexible smoothing window width[C]. ION GNSS 18th International Technical Meeting of the Satellite Division, September 2005, Long Beach, CA.

[12] 牛力丕. WAAS系统电离层算法研究[D]. 西安:西北工业大学, 2000.
NIU Lipi. The research on algorithm of ionosphere in WAAS [D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2000. (in Chinese)

[13] LIU W X, MOU W H, WANG F X. A new unqeaua-weighted triple-frequency first order ionosphere correction algorithm and its application in COMPASS[J]. Science China (Physics, Mechanics & Astronomy), 2012, 55(3):546-552.

[14] Kaplan E D, Hegarty C J. GPS原理与应用[M],第二版,寇艳红译. 北京:电子工业出版社,2006:135-136.
Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS principles and applications[M]. 2nd edition. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006:69-71. (in Chinese)

[15] 刘基余. GPS卫星导航定位原理与方法[M]. 北京:科学出版社,2003:205-206.
LIU Jiyu. GPS satellite navigation and positioning principle and method[M]. Beijing: Science Press, 2003:69-71. (in Chinese)