

## 双频相关约束的动对动北斗单频整周模糊度直接解法

伍劭实<sup>1</sup>, 赵修斌<sup>1</sup>, 庞春雷<sup>1</sup>, 徐杰<sup>2</sup>, 张建安<sup>3</sup>

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077; 2. 中国人民解放军 94878 部队, 安徽 芜湖 241000;  
3. 中国人民解放军 93868 部队, 银川 750025)

**摘要:** 针对多频组合测量时实际可用组合少、组合模糊度难以正确固定等问题, 提出了一种基于双频相关约束直接求解动对动北斗单频模糊度的算法, 该算法在正确固定一组组合模糊度的基础上, 根据 B1, B2 两种频率双差方程之间的相关性, 利用组合模糊度直接求解单频模糊度, 然后通过组合测量值的均方误差确定单频模糊度的误差范围, 最后采用 OVT 自适应门限检验方法得到正确的单频模糊度。试验结果表明, 当组合测量均方误差小于 1/4 波长时, 该算法仅需一组组合模糊度即可正确解算出 B1, B2 单频模糊度, 能够较好地适用于动对动高精度相对定位。

**关键词:** 北斗导航系统; 动对动; 双频相关; 整周模糊度

**中图分类号:** TN967.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2016)11-0043-04

## Direct Calculation of BDS Single-Frequency Integer Ambiguity in Kinematic to Kinematic Positioning Based on Dual Frequency Correlation Constraints

WU Shao-shi<sup>1</sup>, ZHAO Xiu-bin<sup>1</sup>, PANG Chun-lei<sup>1</sup>, XU Jie<sup>2</sup>, ZHANG Jian-an<sup>3</sup>

(1. Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China; 2. No. 94878 Unit of PLA, Wuhu 241000, China; 3. No. 93868 Unit of PLA, Yinchuan 750025, China)

**Abstract:** Since the number of available combinations is limited and the combined integer ambiguities are difficult to fix, an algorithm for direct calculation of BDS single-frequency integer ambiguity based on dual-frequency correlation constraints is proposed. On the premise that a combined integer ambiguity is fixed correctly, the single-frequency integer ambiguity can be calculated by the agency of the fixed combined integer ambiguity according to the correlation between B1 and B2 double differential equation, then margin of error of single-frequency integer ambiguity is determined through mean square error of the fixed combined integer ambiguity. Finally, the correct single-frequency integer ambiguity can be obtained through adaptive threshold OVT test method. The experiment results reveal that, when mean square error is less than 1/4 of wavelength, the algorithm can calculate B1 and B2 single-frequency integer ambiguity correctly with only one combined integer ambiguity, which means that the proposed algorithm is suitable for kinematic to kinematic high-precision relative positioning.

**Key words:** BDS; kinematic to kinematic; dual-frequency correlation; integer ambiguity

### 0 引言

随着多模多频接收机的不断应用与发展, 基于多频的组合测量技术已成为当前研究热点之一<sup>[1]</sup>。在动

对动高精度相对定位中, 多频测量组合技术具有波长较长、模糊度容易解算等优势<sup>[2]</sup>, 但同时也会带来测量误差放大, 降低了测量精度<sup>[3]</sup>, 有时甚至导致组合整周模糊度难以准确固定, 因此, 研究动对动高精度相对定位的多频组合测量技术, 必须要考虑组合系数选取及单频模糊度的反解问题。文献[4]利用组合模糊度求解单频模糊度, 获得了较好的相对定位结果, 但没有充分利用两个频率之间的相关性; 文献[5]研究了双频去相关单历元模糊度解算方法, 采用 OVT 检验确定组

收稿日期: 2015-08-10 修回日期: 2015-11-16

基金项目: 国家自然科学基金(61273049)

作者简介: 伍劭实(1990—), 男, 湖北宜昌人, 博士生, 研究方向为卫星导航与定位。

合模糊度,提高了模糊度解算成功率,但没有考虑模糊度解算错误时仍可能通过 OVT 检验的情况。

针对以上问题,本文提出了基于双频相关约束的动对动北斗单频模糊度直接解法,利用不同频率双差方程之间的相关性<sup>[6]</sup>,在正确固定组合模糊度的基础上,利用一组双频组合,采用改进的 OVT 检验,即 OVT 自适应门限检验法,反解并确定单频模糊度,然后通过单频模糊度实时解算基线矢量,进而实现动对动高精度相对定位<sup>[7]</sup>。

## 1 双频观测量的线性组合

短基线条件下,B1 和 B2 两载波频率上的双差载波相位观测方程为<sup>[8]</sup>

$$\phi_1^j = -\lambda_1^{-1}(\mathbf{l}^j - \mathbf{l}^j) \cdot \mathbf{b} + N_1^j + \varepsilon_1^j \quad (1)$$

$$\phi_2^j = -\lambda_2^{-1}(\mathbf{l}^j - \mathbf{l}^j) \cdot \mathbf{b} + N_2^j + \varepsilon_2^j \quad (2)$$

式中:下标 1,2 分别表示 B1 和 B2 频率上的参量; $\phi^j$  为双差载波相位观测量, $i,j$  分别代表第  $i$  颗卫星和第  $j$  颗卫星; $\lambda$  为对应频率的载波波长; $\mathbf{l}^j$  为接收机至卫星的单位矢量; $\mathbf{b} = (b_x, b_y, b_z)^T$  为基线矢量; $N^j$  为双差整周模糊度; $\varepsilon^j$  为双差测量噪声。对式(1)、式(2)进行两种不同的线性组合

$$\phi_{k_1, k_2}^j = -\lambda_{k_1, k_2}^{-1} \mathbf{l}^j \cdot \mathbf{b} + N_{k_1, k_2}^j + \varepsilon_{k_1, k_2}^j \quad (3)$$

$$\phi_{k_1, k_2}^j = -\lambda_{k_1, k_2}^{-1} \mathbf{l}^j \cdot \mathbf{b} + N_{k_1, k_2}^j + \varepsilon_{k_1, k_2}^j \quad (4)$$

其中, $\phi_{k_1, k_2}^j = k_m \phi_1^j + k_n \phi_2^j$ ,  $\lambda_{k_1, k_2} = 1/(k_m/\lambda_1 + k_n/\lambda_2)$ ,  $\varepsilon_{k_1, k_2}^j = k_m \varepsilon_1^j + k_n \varepsilon_2^j$ , 且

$$\begin{pmatrix} N_{k_1, k_2}^j \\ N_{k_1, k_2}^j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_1 & k_2 \\ k_3 & k_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N_1^j \\ N_2^j \end{pmatrix} \quad (5)$$

由模糊度的整数特性知,当  $k_m, k_n$  为整数时,  $N_{k_1, k_2}^j$  也必定是整数。

组合波长  $\lambda_{k_1, k_2}$  越长,则组合模糊度  $N_{k_1, k_2}^j$  越容易被求解,但由此带来的双差载波相位组合测量值的均方误差也会增大。假设 B1, B2 两频率上以周为单位的双差载波相位测量均方误差互不相关且相等,即  $\sigma_{\phi_1} = \sigma_{\phi_2} = \sigma$ , 则  $\sigma_{\phi_{k_1, k_2}} = (k_m^2 + k_n^2)^{1/2} \sigma$ , 合理选取组合系数  $k_m$  和  $k_n$ , 使得组合波长尽量长,同时组合相位观测量均方误差不至于过大而满足不了相对定位的精度要求。表 1 给出了经过计算筛选后,波长较长、测量均方误差较小的若干组合<sup>[9-10]</sup>, 计算时假设  $\sigma = 0.05$ 。

表 1 若干组合的波长及均方误差

Table 1 Wavelength and MSE of several combinations

	(1, -1)	(-2, 3)	(-3, 4)	(4, -5)
$\lambda_{k_1, k_2} / \text{cm}$	84.70	60.05	206.38	143.65
$\sigma_{\phi_{k_1, k_2}} / \text{周}$	0.07	0.18	0.25	0.32
$\sigma_{\phi} / \text{cm}$	5.989	10.826	51.594	45.991

理论上,在正确得到两个组合模糊度  $N_{k_1, k_2}^j, N_{k_1, k_2}^j$  的

前提下,根据式(5)即可反解得到正确的单频模糊度

$$\begin{pmatrix} N_1^j \\ N_2^j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_1 & k_2 \\ k_3 & k_4 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} N_{k_1, k_2}^j \\ N_{k_1, k_2}^j \end{pmatrix} \quad (6)$$

然而,在实际解算过程中发现,组合测量均方误差大于 1/4 波长,会影响组合模糊度浮点解的精度,进而难以固定正确的组合模糊度,如 (-3, 4), (4, -5) 组合;或者即使能固定正确的组合模糊度,也需要较长的时间,如 (-2, 3) 组合,因此,在具体实现中难以找到两组或两组以上可用于实际解算的组合。如果仅通过一组组合即能反解单频模糊度,那么问题就能得到较好解决。

## 2 基于双频相关约束的单频模糊度直接解法

### 2.1 双频相关约束求解单频模糊度

假设某一时刻观测到  $n$  颗卫星,则式(1)和式(2)可分别扩充为  $n-1$  个双差方程,两式相减可得

$$\lambda_1 \phi_1 - \lambda_2 \phi_2 = \lambda_1 N_1 - \lambda_2 N_2 + \lambda_1 \varepsilon_1 - \lambda_2 \varepsilon_2 \quad (7)$$

式中: $\phi_1 = (\phi_1^{21} \ \phi_1^{31} \ \dots \ \phi_1^{n1})^T$ ;  $\phi_2 = (\phi_2^{21} \ \phi_2^{31} \ \dots \ \phi_2^{n1})^T$ ;  $N_1 = (N_1^{21} \ N_1^{31} \ \dots \ N_1^{n1})^T$ ;  $N_2 = (N_2^{21} \ N_2^{31} \ \dots \ N_2^{n1})^T$ ;  $\varepsilon_1 = (\varepsilon_1^{21} \ \varepsilon_1^{31} \ \dots \ \varepsilon_1^{n1})^T$ ;  $\varepsilon_2 = (\varepsilon_2^{21} \ \varepsilon_2^{31} \ \dots \ \varepsilon_2^{n1})^T$ 。

假设固定得到的组合双差模糊度为  $\tilde{N}_{k_1, k_2}$ , 则有

$$\tilde{N}_{k_1, k_2} = k_m N_1 + k_n N_2 \quad (8)$$

式中,  $N_1, N_2$  分别为 B1, B2 频率上双差载波相位观测值对应的单频双差整周模糊度参量。联立式(7)和式(8)可求得  $N_1$  和  $N_2$  浮点解分别为

$$\tilde{N}_1 = \frac{\lambda_2 \tilde{N}_{k_1, k_2} + k_n (\lambda_1 \phi_1 - \lambda_2 \phi_2)}{k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2}$$

$$k_n \frac{\lambda_1 \varepsilon_1 - \lambda_2 \varepsilon_2}{k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2} = \tilde{N}_1 - \varepsilon_{N_1} \quad (9)$$

$$\tilde{N}_2 = \frac{\lambda_1 \tilde{N}_{k_1, k_2} - k_m (\lambda_1 \phi_1 - \lambda_2 \phi_2)}{k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2}$$

$$k_m \frac{\lambda_1 \varepsilon_1 - \lambda_2 \varepsilon_2}{k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2} = \tilde{N}_2 + \varepsilon_{N_2} \quad (10)$$

其中

$$\tilde{N}_1 = \frac{\lambda_2 \tilde{N}_{k_1, k_2} + k_n (\lambda_1 \phi_1 - \lambda_2 \phi_2)}{k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2}, \quad (11)$$

$$\tilde{N}_2 = \frac{\lambda_1 \tilde{N}_{k_1, k_2} - k_m (\lambda_1 \phi_1 - \lambda_2 \phi_2)}{k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2}, \quad (12)$$

$$\varepsilon_{N_1} = k_n \frac{\lambda_1 \varepsilon_1 - \lambda_2 \varepsilon_2}{k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2}, \varepsilon_{N_2} = k_m \frac{\lambda_1 \varepsilon_1 - \lambda_2 \varepsilon_2}{k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2} \quad (13)$$

由式(9)和式(10)可知,当  $\tilde{N}_{k_1, k_2}$  被正确固定后,单频模糊度  $N_1$  和  $N_2$  的浮点解精度仅与 B1 和 B2 频率上的双差载波相位测量误差有关,仍假设 B1, B2 两频率上以周为单位的双差载波相位测量均方误差相等且互不相关,即  $\sigma_{\varepsilon_1} = \sigma_{\varepsilon_2} = \sigma$ , 则根据误差传递公式知其均方误差分别为

$$\sigma_{\varepsilon_{N_1}} = |k_n / (k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2)| \sqrt{\lambda_1^2 + \lambda_2^2} \sigma \quad (13)$$

$$\sigma_{\varepsilon_{N_2}} = |k_m / (k_n \lambda_1 + k_m \lambda_2)| \sqrt{\lambda_1^2 + \lambda_2^2} \sigma \quad (14)$$

假设两频率上的双差载波相位测量均方误差均为 0.05 周<sup>[5]</sup>, 则根据式(13)和式(14), 表 2 给出了常用几种组合情况的单频模糊度浮点解均方误差。可以预测,  $\sigma_{\varepsilon_{N_i}}$  越小, 直接解算单频模糊度准确率越高。

表 2 几种常用组合模糊度浮点解均方误差  
Table 2 MSE of several common combinations' integer ambiguity

	(1,1)	(1,-1)	(-2,3)	(-3,4)	(4,-5)
$\sigma_{\varepsilon_{N_1}} / \text{周}$	0.0356	0.2788	0.5929	2.7169	2.3640
$\sigma_{\varepsilon_{N_2}} / \text{周}$	0.0356	0.2788	0.3953	2.0377	1.8912

### 2.2 模糊度 OVT 自适应门限检验

#### 2.2.1 模糊度 OVT 检验

根据式(11)或式(12), 在每一历元均反解单频模糊度, 通过式(13)或式(14)确定其范围, 对取值范围内的每个模糊度值均进行 OVT 检验: 假设连续  $m$  个历元所解得到的单频模糊度均为同一个数值, 则认为该值为正确值。当一组单频模糊度中的每一个模糊度参量均通过 OVT 检验, 则认为所得单频模糊度为可信模糊度候选组。

#### 2.2.2 OVT 自适应门限检验

若单频模糊度候选组数  $n > 1$ , 则增大检验门限, 即  $m' = m + \delta$ ; 若单频模糊度候选组数  $n = 0$ , 则减小检验门限, 即  $m' = m - \delta$ 。然后重新开始检验, 条件变为若连续  $m'$  个历元所解得到的单频模糊度均为同一个数值, 则认为该值为正确值。如此往复, 直至单频模糊度候选值仅有 1 组, 即  $n = 1$ , 则检验结束, 认为最终所得单频模糊度是正确值。图 1 所示为模糊度 OVT 自适应门限检验流程。

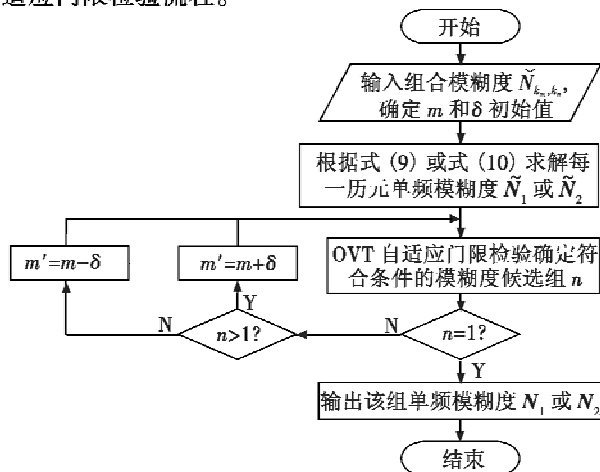


图 1 OVT 自适应门限检验流程图

Fig. 1 Flow chart of adaptive threshold OVT test

## 3 试验与分析

### 3.1 试验条件

为验证该算法的准确性和可行性, 进行了动态相对定位的试验。数据采集时间为 2014 年 6 月 15 日 20:30, 试验地点为足球场, 两接收机板卡型号均为司南 K501, 均连接 GPS-702-GG 型号的天线, 数据采样率为 1 Hz, 两天线固定于已知长度的基线两端, 并放置于小车前端, 试验前已精确测得基线长为 3.468 m, 取卫星截止高度角为 15°, 观测到 7 颗北斗卫星, 分别为 PRN2, PRN3, PRN5, PRN6, PRN8, PRN9, PRN12, 选取仰角最高的 PRN3 作为参考卫星。先静态观测一段时间, 然后开始动态试验, 绕足球场运动, 速度约为 3 m/s。

### 3.2 试验过程

由于静态试验与动态试验在时间上连续, 因此在不发生周跳前提下模糊度是前后一致的。先通过传统方法解算出 B1 和 B2 频率上的单频模糊度  $N_1$  和  $N_2$ , 见表 3, 然后由此分别计算出 (1, -1), (-2, 3) 的组合模糊度真值  $N_{1,-1}, N_{-2,3}$ , 见表 4。由于 (-3, 4) 和 (4, -5) 组合因其组合均方误差较大而难以固定正确的组合模糊度, 因此暂不对其进行试验。根据式(11)和式(12)计算动态试验中每一个历元的 B1, B2 单频模糊度, 解算成功率见表 5。然后根据式(13)和式(14)确定模糊度取值范围, 对每个可能的模糊度均采用 OVT 自适应门限检验, 取  $m = 5, \delta = 1$ , 确定最终单频模糊度, 结果见表 6。图 2 为通过 B1 单频模糊度求解基线长度及基线误差, 图 3 为通过 (1, -1) 组合模糊度求解基线长度及基线误差。

表 3 B1, B2 单频模糊度

Table 3 Single-frequency integer ambiguity of B1 and B2

	$N^{21}$	$N^{31}$	$N^{41}$	$N^{51}$	$N^{61}$	$N^{71}$
$N_1$	3363	20640	-81821	-27697	-12690	-140010
$N_2$	541	31790	-57944	-32957	8501	-96497

表 4 组合模糊度

Table 4 Combined integer ambiguity

	$N^{21}$	$N^{31}$	$N^{41}$	$N^{51}$	$N^{61}$	$N^{71}$
$N_{1,-1}$	2822	-11150	-23877	5260	-21191	-43513
$N_{-2,3}$	-5103	54090	-10190	-43477	50883	-9471

表 5 OVT 检验前单频模糊度解算成功率

Table 5 Calculating success rate of single-frequency integer ambiguity before OVT test %

	$N^{21}$	$N^{31}$	$N^{41}$	$N^{51}$	$N^{61}$	$N^{71}$	整体成功率
(1, -1) $N_1$	99.50	96.02	100	100	98.01	100	95.02
组合 $N_2$	99.50	96.02	100	100	98.01	100	95.02
(-2, 3) $N_1$	88.56	80.01	71.14	93.03	84.58	94.03	60.20
组合 $N_2$	80.01	94.03	93.03	75.12	70.15	96.02	63.18

表 6 OVT 自适应门限检验得到最终单频模糊度  
Table 6 The obtained single-frequency integer ambiguity through adaptive threshold OVT test

	$N_1^{21}$	$N_1^{31}$	$N_1^{41}$	$N_1^{51}$	$N_1^{61}$	$N_1^{71}$
(1, -1) $N_1$	3363	20640	-81821	-27697	-12690	-140010
组合 $N_2$	541	31790	-57944	-32957	8501	-96497
(-2, 3) $N_1$	3363	20640	-81821	-27697	-12690	-140010
组合 $N_2$	541	31790	-57944	-32957	8501	-96497

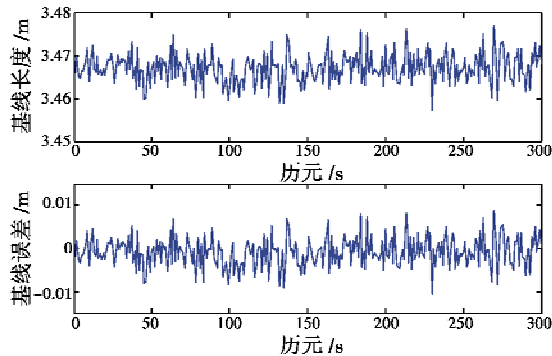


图 2 B1 单频求解基线长度及误差

Fig. 2 Baseline length and its error calculated with B1 integer ambiguity

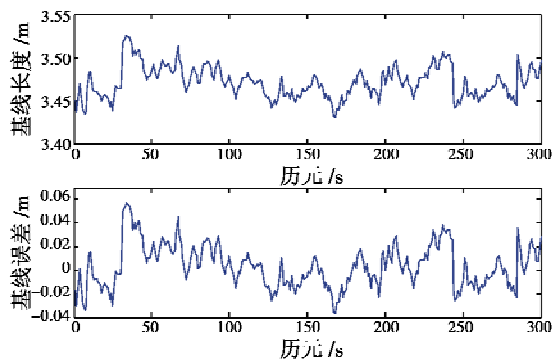


图 3 (1, -1) 组合求解基线长度及误差

Fig. 3 Baseline length and its error calculated with (1, -1) combination

### 3.3 结果分析

由表 5 可知,在进行 OVT 检验之前,(1, -1) 组合直接反解单频模糊度成功率可达 95%,比(-2, 3) 组合要高,这与之前的预测是相符的。由表 6 可知,通过 OVT 自适应门限检验,两试验组合均能求得正确的单频模糊度。由图 2 和图 3 可知,通过 B1 单频模糊度反解基线,误差为 1 cm,而通过(1, -1) 组合模糊度求解基线,误差在 5 cm 以内,说明组合测量虽然能使模糊度更容易固定,但同时也使得测量误差变大,解算精度变低。对于动对动相对定位精度要求高的应用,可通过组合测量的方式更快得到组合模糊度,然后反解单频模糊度,以满足测量精度的要求。

## 4 结束语

本文提出了基于双频相关约束的动对动北斗单频

模糊度直接解法,根据两频率双差方程之间的相关性 及单频模糊度与组合模糊度之间的关系,通过一组组 合模糊度直接反解单频模糊度,然后采用 OVT 自适应 门限检验得到最终结果。该方法对于组合测量均方误 差小于 1/4 波长的组合效果较好,能够准确得到正确 的单频模糊度,说明该方法能较好地适用于动对动高 精度相对定位。

## 参考文献

- [1] PASCALE D, QUENTIN B. Combining GPS and GLONASS for time and frequency transfer[J]. *Advances in Space Research*, 2011, 47(2): 265-275.
- [2] FENG Y. GNSS three carrier ambiguity resolution using ionosphere-reduced virtual signals [J]. *Journal of Geodesy*, 2008, 82(12): 847-862.
- [3] RICHERT T, EL-SHEIMY N. Optimal linear combinations of triple frequency carrier phase data from future global navigation satellite systems [J]. *GPS Solutions*, 2007, 11(1): 11-19.
- [4] 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(s1): 446-450. (SHI X F, SHENG R J, GAO C F, et al. Dynamic relative positioning of GPS/BDS based on wide lane ambiguity [J]. *Journal of Southeast University: Natural Science Edition*, 2013, 43(s1): 446-450.)
- [5] 孟领坡, 吴杰. 双频去相关单历元动态解算整周模糊度研究[J]. *国防科技大学学报*, 2010, 32(1): 34-39. (MENG L P, WU J. Research on ambiguity dynamic resolution using dual frequency single-epoch data [J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2010, 32(1): 34-39.)
- [6] 孙红星, 李德仁. 使用双频相关法单历元解算 GPS 整周模糊值[J]. *测绘学报*, 2003, 32(3): 208-212. (SUN H X, LI D R. GPS ambiguity resolution using single epoch data [J]. *Acta Geodaetica et Cartographica Sinica*, 2003, 32(3): 208-212.)
- [7] JACEK P, PAWEL W. Assessment of GPS + Galileo and multi-frequency Galileo single-epoch precise positioning with network corrections [J]. *GPS Solutions*, 2014, 18(4): 571-579.
- [8] 庞春雷, 赵修斌, 卢艳娥, 等. 一种改进型的 GPS 单频整周模糊度快速解算方法[J]. *兵工学报*, 2012, 33(11): 1387-1392. (PANG C L, ZHAO X B, LU Y E, et al. An improved method for rapid ambiguity calculation using single frequency GPS receiver [J]. *Acta Armamentarii*, 2012, 33(11): 1387-1392.)
- [9] 李金龙, 杨元喜, 何海波. 函数极值法求解三频 GNSS

(下转第 56 页)

## 5 结 论

本文主要进行了激光主动成像强度像去噪算法的研究。根据散斑噪声的特点,结合同态滤波及小波变换思想,在分析经典阈值方法存在不足的基础上,设计了一种新的阈值函数模型以及自适应阈值计算方法,并提出了一种基于同态滤波和改进阈值整数提升小波变换级联的散斑噪声抑制方法,最后,在 Matlab 环境中,对算法的去噪性能进行仿真验证。从算法的去噪效果对比以及性能评价指标参数证明了本文算法能够兼顾散斑噪声抑制、边缘保护以及算法实时性,具有更高的适用性。

### 参 考 文 献

- [1] 李晓峰,徐军,罗积军,等. 激光主动成像图像噪声分析与抑制[J]. 红外与激光工程,2011,40(2):332-337. (LI X F, XU J, LUO J J, et al. Noise analyzing and denoising of intensity image for laser active imaging system[J]. Infrared and Laser Engineering, 2011, 40(2):332-337.)
- [2] 王灿进,孙涛,陈娟. 基于像素点分类的激光主动成像混合滤波[J]. 中国激光,2014,41(3):1-7. (WANG C J, SUN T, CHEN J. Hybrid filter based on pixel classification for laser active image[J]. Chinese Journal of Lasers, 2014, 41(3):1-7.)
- [3] 蒋立辉,王春晖,王骐,等. 相干激光雷达图像散斑噪声抑制算法[J]. 光学学报,2003,23(5):541-546. (JIANG L H, WANG C H, WANG Q, et al. Algorithm about suppressing speckle noise in coherent laser radar imagery[J]. Acta Optica Sinica, 2003, 23(5):541-546.)
- [4] 李自勤,李琦,王骐,等. 由统计特性分析激光主动成像系统图像的噪声性质[J]. 中国激光,2004,31(9):1081-1085. (LI Z Q, LI Q, WANG Q, et al. Noise characteristic in active laser imaging system by statistic analysis [J]. Chinese Journal of Lasers, 2004, 31(9):1081-1085.)
- [5] 李自勤,王骐,李琦,等. 激光成像雷达系统中散斑像的乘法模型及其滤除[J]. 中国激光,2003,30(8):717-720. (LI Z Q, WANG Q, LI Q, et al. Multiplication model of speckle image and speckle suppression in imaging lidar [J]. Chinese Journal of Lasers, 2003, 30(8):717-720.)
- [6] HYENKYUN W, YUN S. Alternating minimization algorithm for speckle reduction with a shifting technique[J]. Image Processing, 2012, 21(4):1701-1714.
- [7] 王灿进,孙涛,王锐,等. 基于信号子空间谱域约束的激光主动成像散斑噪声去除[J]. 中国激光,2011,40(11):1-6. (WANG C J, SUN T, WANG R, et al. Speckle noise suppression for laser active imaging based on spectrum-domain constrain in signal subspace [J]. Chinese Journal of Lasers, 2011, 40(11):1-6.)
- [8] LI X F, XU J, LUO J J, et al. Intensity image denoising for laser active image system using nonsubsampled contourlet transform and sure approach[J]. Optik, 2012, 123(9):808-813.
- [9] 吴坤,张合新,孟飞,等. 激光主动成像图像噪声抑制方法[J]. 红外与激光工程,2013,42(9):2397-2402. (WU K, ZHANG H X, MENG F, et al. Denoising method of intensity image for laser active imaging system[J]. Infrared and Laser Engineering, 2013, 42(9):2397-2402.)
- [10] SWELDENS W. The lifting scheme: a custom-design construction of biorthogonal wavelets [J]. Application Computer Harmonic Analysis, 1996, 3(2):186-200.
- [11] 许毅玢,徐军,赵法林,等. 基于小波变换的激光主动成像图像去噪方法[J]. 强激光与粒子束,2009,21(21):1786-1790. (XU Y B, XU J, ZHAO F L, et al. Laser active image-denoising method based on wavelet transform[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2009, 21(21):1786-1790.)
- [12] 李迎春,范有臣,杜永红,等. 激光主动成像图像降噪方法[J]. 激光与红外,2011,41(9):1036-1040. (LI Y C, FAN Y C, DU Y H, et al. Novel laser active image-denoising method[J]. Laser & Infrared, 2011, 41(9):1036-1040.)
- [13] HUA X, LELAND E P, FAWWAZ T. Ulaby statistical properties of logarithmically transformed speckle [J]. IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing, 2002, 40(3):721-727.
- (上接第 46 页)
- 最优载波相位组合观测量[J]. 测绘学报,2012,41(6):797-803. (LI J L, YANG Y X, HE H B. Optimal carrier-phase combinations for triple-frequency GNSS derived from an analytical method [J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2012, 41(6):797-803.)
- [10] COCARD M, BOURGON S, KAMALI O, et al. A systematic investigation of optimal carrier-phase combinations for modernized triple-frequency GPS [J]. Journal of Geodesy, 2008, 82(9):555-564.