

转发式联合增强北斗完好性监测技术研究

郑天瑞^{1*}, 郑 广^{1,2#}, 赵 红¹

¹92678部队, 天津

²海军工程大学电气工程学院, 湖北 武汉

收稿日期: 2025年12月5日; 录用日期: 2025年12月29日; 发布日期: 2026年1月5日

摘 要

为解决单独转发式系统定位精度较低和定位可靠性难以得到有效满足的问题, 采用转发式系统联合北斗卫星导航系统实现区域性的定位增强。由于多径误差和电离层延迟误差将成为影响差分定位性能两种主要误差源, 将通过完好性监测技术实现对两种误差的监测, 在上述研究基础之上, 分析各种可影响差分性能的风险源的作用特性, 由此实现差分定位的完好性监测。

关键词

转发式系统, 完好性监测, 差分定位, 北斗定位导航系统

Research on Forwarding-Based Joint Enhancement Technology for BDS Integrity Monitoring

Tianrui Zheng^{1*}, Guang Zheng^{1,2#}, Hong Zhao¹

¹92678 Troops, Tianjin

²Department of Navigation, Naval University of Engineering, Wuhan Hubei

Received: December 5, 2025; accepted: December 29, 2025; published: January 5, 2026

Abstract

In order to resolve the problems of relatively low positioning accuracy and the inability to effectively meet the positioning reliability requirements in a stand-alone transponding system, a transponding system is combined with the Beidou Satellite Navigation System to achieve regional

*第一作者。

#通讯作者。

文章引用: 郑天瑞, 郑广, 赵红. 转发式联合增强北斗完好性监测技术研究[J]. 测绘科学技术, 2026, 14(1): 26-37.
DOI: 10.12677/gst.2026.141003

positioning enhancement. Since multipath error and ionospheric delay error are the two major error sources that affect the performance of differential positioning, an integrity monitoring technique is utilized to monitor these two types of errors. On the basis of the above research, the action characteristics of various risk sources that can influence the differential positioning performance are analyzed, so as to realize the integrity monitoring of differential positioning.

Keywords

Repeater System, Integrity Monitoring, Differential Positioning, BDS

Copyright © 2026 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

卫星导航试验系统是我国第二代卫星导航重大专项在关键技术攻关和试验验证阶段部署的三个试验系统之一[1], 主要为北斗卫星导航系统提供外场星地综合实验环境, 具有与北斗卫星导航系统相同的导航定位、姿态测量以及授时功能。然而, 转发式卫星的导航信号生成于地面主控站, 经由卫星上的转发器转发后被用户端接收, 这使得其原始观测误差除了来源于导航卫星、卫星信号的下行传播过程和地面接收设备外, 还来源于导航主控站以及信号的上行传输过程[2], 见表 1。

Table 1. Measurement errors of forwarding-based satellite navigation systems

表 1. 转发式卫星导航系统测量误差

误差来源	误差种类
导航主控站	钟误差、电子线路时延、站址误差
卫星部分	星历误差、相对论效应、转发器时延、振荡源误差
信号传播部分	电离层、对流层、多路径效应
信号接收部分	接收机钟差、内部噪声、干扰

采用差分技术能够消除观测值中来源于卫星部分的相关测量误差, 而对于信号传播过程中产生的观测误差, 随着差分距离增加或者用户处于局部电离层风暴等不良环境下, 导致其时间或空间上的去相关化, 差分方法难以将其消除。由于接收机钟差作为未知参数参与定位解算, 所以, 电离层延迟和多路径效应仍然是影响差分定位系统可靠性的主要风险源之一。除此之外, 转发式卫星预计采用现役或退役的 GEO 通信卫星, 星上频率转换器的功率稳定性将受到相应限制, 这也可能导致卫星星座发生单个、多个甚至全局性风险。与此同时, 在差分系统中, 地面站所播发的差分修正信息是否准确, 也会影响导航结果的可靠性。

卫星导航系统的可靠性保障, 通常利用完好性监测的方式实现。目前, 完好性监测方式主要有两类: 一类是外部监测方式, 即建立地面监测站, 对监测卫星的空间信号质量进行分析, 提供观测量的精度信息及空间信号的监测结果, 然后将监测的卫星信息发布给用户来实现完好性监测, 即地面完好性通道 (Ground Integrity Channel, GIC); 另一类是内部监测方式, 即采用接收机内部冗余信息, 或其它辅助信息 (如气压高度表、惯导等) [3], 在用户端实现卫星故障的检测和排除, 即接收机自主完好性监测 (Receiver Autonomous Integrity Monitoring, RAIM)。本文原理上采用 GIC 与 RAIM 相结合的方式, 利用转发式导航

卫星的双向通信功能,对目标区域内用户观测信息的信号质量进行有效监测,由主控站生成差分修正信息和完好性参数,最后,用户端通过相应的 RAIM 技术完成差分观测量的完好性监测。

传统的 RAIM 技术是基于单点定位、单卫星故障假设实现的,而基于转发式卫星的星基增强系统体系框架的完好性监测算法,需要监测更多的完好性风险源。在用于多故障假设的 RAIM 方法中,多假设解分离(MHSS)算法能够直观地体现不同完好性风险间的联系,直接分配完好性风险和连续性风险,并且定位误差保护水平的计算方法简单[4]。

2. 技术方案

2.1. ZFS/BDS 局域差分定位算法

BDS 的伪距差分线性方程可表示为:

$$\Delta Z_{BDS} = G_{BDS} \Delta X_{BDS} + \varepsilon_{BDS} \quad (2-1)$$

其中, ΔZ_{BDS} 是修正后的伪距观测残差向量; G_{BDS} 是观测几何矩阵,其前三列分别为用户至卫星的方向余弦向量 e_j^T ,最后一列与接收机钟差相关,均为常数 1; ΔX 是未知状态向量,包括用户 3 维位置误差、接收机时钟偏差 t_{BDS} ; ε_{BDS} 是修正后的伪距观测误差。

在局域差分模式下,转发式卫星导航系统与北斗卫星导航系统的差分定位方式并无区别,此时,BDS/ZFS 联合定位方程可写为:

$$\begin{bmatrix} \Delta Z_{BDS} \\ \Delta Z_{ZFS} \end{bmatrix}_N = \begin{bmatrix} G_{BDS} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ G_{ZFS} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}_{N \times 5} \begin{bmatrix} \Delta x_e \\ \Delta x_n \\ \Delta x_v \\ c\Delta t_{BDS} \\ c\Delta t_{ZFS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{BDS} \\ \varepsilon_{ZFS} \end{bmatrix}_N \quad (2-2)$$

即: $\Delta Z = G\Delta X + \varepsilon$

最小二乘状态估计值为:

$$\Delta \hat{X} = S\Delta Z \quad (2-3)$$

其中, S 是状态投影矩阵,且 $S = (G^T W G)^{-1} G^T W$; W 是对角加权矩阵,即

$$W = \text{diag}(W_{BDS} \quad W_{ZFS}) \quad (2-4)$$

且对角线元素为 $w_j = 1/\sigma_{pr,j}^2$ 。

伪距观测量的非相关误差是差分定位中的主要误差来源,主要包括来自于地面站和用户端的接收机通道噪声、多径效应、信号干扰以及大气延迟噪声等。因此,对于第 t 个历元第 j 颗观测卫星,差分修正后的伪距测量误差的方差为:

$$\sigma_{pr,j}^2 = \sigma_{pr_gnd,j}^2 + \sigma_{iono,j}^2 + \sigma_{tropo,j}^2 + \sigma_{air,j}^2 \quad (2-5)$$

其中, $\sigma_{pr_gnd,j}^2$ 是伪距修正误差方差, $\sigma_{iono,j}^2$ 是电离层延迟残余误差方差; $\sigma_{tropo,j}^2$ 是对流层延迟残余误差方差, $\sigma_{air,j}^2$ 是用户差分残余误差方差。

然而,由于接收信号的载噪比(C/N_0)不仅与用户自身的多路径效应、接收机天线增益、信号在电缆中的衰减、卫星信号发射功率有关,还反映对流层时间延迟影响,那么式(12)中的差分测量误差可以表示为:

$$\sigma_{pr,j}^2 = \sigma_{pr_gnd,j}^2 + \sigma_{iono,j}^2 + \sigma_{C/N_0,j}^2 \quad (2-6)$$

其中, $\sigma_{C/N_0,j}^2$ 是载噪比误差方差。

根据误差的传播规律, 可以得到所播发差分修正量所包含的误差 \mathbf{P}_{UDRE} 可表示为:

$$\mathbf{P}_{UDRE} = \mathbf{R} + \mathbf{G}\mathbf{P}_S\mathbf{G}^T \quad (2-7)$$

式中, \mathbf{R} 为经过平滑处理之后的观测噪声方差阵, 可以由平滑误差分析得到。 \mathbf{G} 为主控站与各卫星所构成的方向余弦矩阵。 \mathbf{P}_S 为其他非相关误差所构成的协方差阵, 可以通过收集各参考站的原始观测数据, 通过与真实距离的比较, 并消除与卫星相关的误差后处理得到。为保证所播发 σ_{UDRE} 具有足够的置信度, σ_{UDRE} 可计算为

$$\sigma_{UDRE,i} = K\sqrt{\text{diag}(\mathbf{P}_{UDRE})_i} \quad (2-8)$$

式中, $\text{diag}(\mathbf{A})_i$ 表示取矩阵 \mathbf{A} 的第 i 个对角线元素。 K 为对应置信度的分位数, 在置信概率为 99% 的要求下, K 可取 3.29。

2.2. 码载波偏离度检测

通过载波相位平滑伪距的处理, 可以有效地抑制伪距测量值中的接收机噪声延时和多路径延时等高频噪声项, 提高伪距测量值的精度, 从而提高用户定位精度。

载波相位平滑伪距通过 Hatch 滤波器来实现。Hatch 滤波器的结构如图 1 所示。



Figure 1. Hatch filter
图 1. Hatch 滤波器

图 1 中, ρ 、 $\lambda\phi$ 分别为测码伪距和载波相位观测量的等效距离, ρ_s 为平滑后的伪距值。下面给出北斗卫星的伪距和载波相位测量值的表达式:

$$\rho = r + \delta t_s + I + T + \delta t_u + \varepsilon_\rho \quad (2-9)$$

$$\lambda\phi = r + \delta t_s - I + T - \lambda N + \delta t_u + \varepsilon_\phi \quad (2-10)$$

式中, r 是卫星与用户之间的几何距离, δt_s 是卫星钟差, I 是电离层误差, T 是对流层误差; δt_u 是用户钟差; λ 是载波波长, N 是整周模糊度; ε_ρ 、 ε_ϕ 分别是伪距测量噪声和载波相位测量噪声。

2.2.1. 载波相位平滑伪距

目前, 载波相位平滑伪距中最为常用的滤波器是一阶时不变滤波器, 其模拟传递函数为:

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (2-11)$$

式中, τ 为平滑时间常数。设定采样时间为 T_s , 那么可以得到平滑后的伪距为:

$$\rho_{s,k} = \frac{1}{L}\rho_k + \frac{L-1}{L}[\rho_{s,k-1} + \lambda(\phi_k - \phi_{k-1})] \quad (2-12)$$

式中, $L = \tau/T_s$, k 代表某一历元时刻。滤波器的初值为初始时刻的伪距, 即 $\rho_{s,1} = \rho_1$ 。

设 $\Phi(j\omega)$ 为系统闭环频率特性, 那么控制系统带宽的定义为: 当闭环幅频特性下降到频率为零时的分贝值以下 3 分贝, 即 $0.707|\Phi(j0)|(\text{dB})$ 时, 对应的频率称为带宽频率, 记为 ω_b , 频率范围 $(0, \omega_b)$ 称为系统

的带宽。对高于带宽频率的输入信号，系统输出将呈现较大的衰减。根据式(2-12)，得 $|\Phi(j\omega)|=1$ ，按系统带宽的定义，有：

$$20\lg|\Phi(j\omega_b)| = 20\lg\frac{1}{\sqrt{1+\tau^2\omega_b^2}} = 0.707 = 20\lg\frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2-13)$$

那么可得该滤波器的带宽为：

$$\omega_b = \frac{1}{\tau} \quad (2-14)$$

定义载波相位平滑过程中产生的平滑误差 e 如下：

$$e_k = \rho_{s,k} - r_k - T_k - I_k - \delta t_{u,k} \quad (2-15)$$

可得：

$$\begin{aligned} e_k &= \frac{1}{L}\rho_k + \frac{L-1}{L}[\rho_{s,k-1} + \lambda(\varphi_k - \varphi_{k-1})] - r_k - T_k - I_k - \delta t_{u,k} \\ &= \frac{L-1}{L}e_{k-1} + \frac{L-1}{L}(\rho_{k-1} - \rho_k) + \frac{L-1}{L}\lambda(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \left(\varepsilon_{\rho,k} - \frac{L-1}{L}\varepsilon_{\rho,k-1}\right) \end{aligned} \quad (2-16)$$

当采样时间间隔较短时，由于相邻历元间对流层时延变化幅度很小；又载波相位测量值的多径误差和接收机钟差相对伪距测量值而言很小，忽略不计；从而可得平滑误差的动态方程(为方便计算，上式中的下标 ρ 被省略)：

$$\begin{aligned} e_k &= \frac{L-1}{L}e_{k-1} + \frac{L-1}{L}(\rho_{k-1} - \rho_k) + \frac{L-1}{L}\lambda(\varphi_k - \varphi_{k-1}) + \left(\varepsilon_k - \frac{L-1}{L}\varepsilon_{k-1}\right) \\ &= \frac{L-1}{L}e_{k-1} + \frac{L-1}{L}(I_{k-1} - I_k + \varepsilon_{k-1} - \varepsilon_k) + \frac{L-1}{L}(I_{k-1} - I_k) + \left(\varepsilon_k - \frac{L-1}{L}\varepsilon_{k-1}\right) \\ &= \frac{L-1}{L}e_{k-1} - 2\frac{L-1}{L}(I_k - I_{k-1}) + \frac{1}{L}\varepsilon_k \end{aligned} \quad (2-17)$$

由于电离层延迟由电离层空间梯度误差和时间梯度误差两部分组成，令 g_t 、 g_s 分别表示电离层时间梯度和电离层空间梯度， v 表示动态用户的速度，可表示为：

$$e_k = \frac{L-1}{L}e_{k-1} - 2T_s\frac{L-1}{L}(g_t + v_s g_s) + \frac{1}{L}\varepsilon_k \quad (2-18)$$

递推可以得到历元 k 时刻的累积误差为：

$$e_k = -2T_s(g_t + v_s g_s)\sum_{i=0}^{k-1}\left(\frac{L-1}{L}\right)^{i+1} + \frac{1}{L}\sum_{i=0}^{k-1}\left(\frac{L-1}{L}\right)^i\varepsilon_{k-i} \quad (2-19)$$

注意到 $0 < (L-1)/L < 1$ ，因此平滑稳态误差可表示为：

$$e_k = -2T_s(g_t + v_s g_s)(L-1) + \frac{1}{L}\sum_{i=0}^{k-1}\left(\frac{L-1}{L}\right)^i\varepsilon_{k-i} \quad (2-20)$$

式(2-10)表明稳态平滑误差由电离层延迟误差、多径误差、接收机噪声误差、用户的速度以及平滑时间常数决定；还表明在 L 一定的情况下，平滑电离层延迟误差中包含了两倍的电离层延迟误差，从而导致了 Hatch 滤波对电离层延迟误差的放大。这是由于载波相位平滑伪距是对伪距观测量和载波相位观测量的结合，而伪距观测量中电离层延迟误差具有滞后效应，载波相位观测值中电离层延迟具有超前效应，即电离层发散效应(Code Carrier Divergence, CCD)。

显然, 为了使平滑稳态误差 e 较小, 需要 L 取较小值, 即 τ 的取值应该尽量小。然而由上文的分析可知, 要使高频类噪声得到较好的消除, 需要取大的 τ 值。因此, 平滑时间常数的取值应该适中。美国联邦航空局(Federal Aviation Administration, FAA)局域增强系统(Local Area Augmentation System, LAAS)推荐将平滑时间常数固定为 100 s。

2.2.2. 码 - 载偏离度监测

由于 Hatch 滤波的一个基础是假定电离层延时基本保持不变, 从而忽略电离层延迟率的影响。由上文的分析可知: 如果电离层发生了较快、较大的延迟, 由于 CCD 效应的存在, 在伪距测量值中将会引入较大的平滑误差, 导致伪距测量值的精度的发散, 从而损害定位精度。为了保证差分定位的精度, 需要对这种发散程度进行监测。

由于瞬间的码 - 载偏离度通常比较小, 往往被湮没在噪声当中。因此, 需要采用滤波器来探测湮没在噪声中的电离层异常。

本文采用几何移动平均法对这种发散程度进行估计。通过移动平均法计算得到码 - 载偏离度估计值, 将该结果与阈值比较, 若大于阈值, 则认为电离层发生了较大的变化, 若采用载波相位平滑伪距法, 将导致平滑后伪距精度的降低, 对定位精度造成有害影响, 因此, 应该放弃载波相位平滑法; 若小于阈值, 则可以采用载波相位平滑法。

典型的滤波器(CCD 监测器)模型为一阶线性时不变模型, 如图 2 所示。

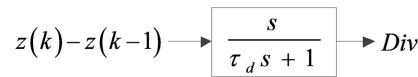


Figure 2. First-order linear model for code-carrier deviation estimation

图 2. 码 - 载偏离度估计一阶线性模型

码 - 载偏离度估计值 Div 为:

$$Div(k) = \frac{\tau_d - T}{\tau_d} Div(k-1) + \frac{1}{\tau_d} (z(k) - z(k-1)) \quad (2-21)$$

式中, τ_d 为平滑时间常数, T 为采样周期, $z(k)$ 为码 - 载差值, 可表示为

$$z(k) = \rho(k) - \lambda\varphi(k) = 2I(k) + \varepsilon_\rho(k) - \varepsilon_\varphi(k) - \lambda N \quad (2-22)$$

式中 ρ 代表的是平滑后的伪距值; 在载波相位无周跳的情况下, 有

$$\begin{aligned} z(k) - z(k-1) &= 2(I(k) - I(k-1)) + \varepsilon_\rho(k) - \varepsilon_\varphi(k) - (\varepsilon_\rho(k-1) - \varepsilon_\varphi(k-1)) \\ &= 2\dot{I}(k) + \Delta\varepsilon_\rho(k) - \Delta\varepsilon_\varphi(k) \end{aligned} \quad (2-23)$$

由于 $\Delta\varepsilon_\rho$ 一般是 $\Delta\varepsilon_\varphi$ 的上百倍, 因此式(2-23)可以写为:

$$z(k) - z(k-1) = 2\dot{I}(k) + \Delta\varepsilon_\rho(k) \quad (2-24)$$

为了达到更好地抑制高频噪声的效果, 本文采用两个一阶滤波器级联的方式对码 - 载偏离值进行估计。滤波器模型如图 3 所示。

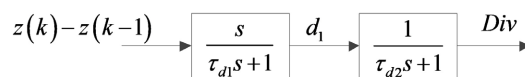


Figure 3. Code-carrier deviation estimator model 2

图 3. 码 - 载偏离度估计器模型 2

码-载偏离估计值 Div 为:

$$\begin{aligned} d_1(k) &= \frac{\tau_{d1}-T}{\tau_{d1}} d_1(k-1) + \frac{1}{\tau_{d1}} (z(k) - z(k-1)) \\ Div(k) &= \frac{\tau_{d2}-T}{\tau_{d2}} Div(k-1) + \frac{T}{\tau_{d2}} d_1(k) \end{aligned} \quad (2-25)$$

进行试验队滤波器的抑制噪声效果进行测试, 滤波器 1 的时间常数取为 100 s, 滤波器 2 的时间常数 $\tau_{d1} = \tau_{d2} = 25$ s, 采样周期都为 1s, 数据长度为 1000 的高斯白噪声序列。结果如图 4 所示。

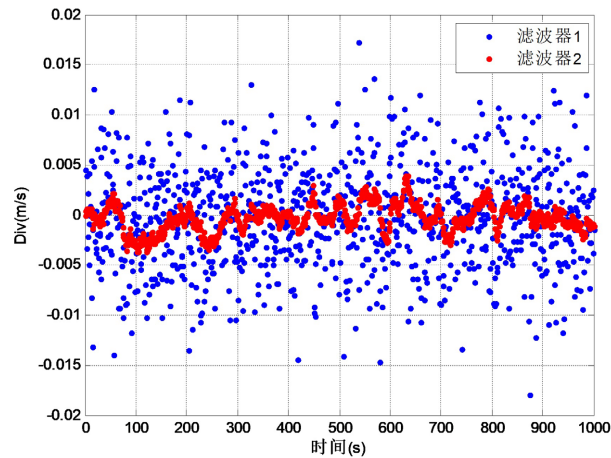


Figure 4. Response characteristics of gaussian white noise
图 4. 高斯白噪声响应特性

可以看出, 第二种滤波器对高频噪声的消除效果明显优于第一种滤波器。因此, 选用第二种滤波器对码-载发散值进行估计。

2.3. 基于差分定位的完好性监测

2.3.1. 定位域保护水平的计算

假设可用卫星共 N 颗, 那么包含 N 颗卫星全集的垂直定位解为:

$$\Delta \hat{x}_{v,0} = h_0 \Delta Z \quad (2-26)$$

其中, h_0 是由矩阵 S_0 第 3 行所有元素构成, 即 $h_0 = \left[(G_0^T W G_0)^{-1} G_0^T W \right]_{3, \cdot}$ 。

均值和方差分别表示为:

$$\begin{aligned} \mu_{v,0} &= h_0 B = \sum_{j=1}^N h_{0,j} b_j \\ \sigma_{v,0}^2 &= h_0 W^{-1} h_0^T = \sum_{j=1}^N h_{0,j}^2 \sigma_j^2 = \left[(G_0^T W G_0)^{-1} \right]_{3,3} \end{aligned} \quad (2-27)$$

其中, b_j 和 σ_j^2 分别为第 j 颗卫星伪距测量误差的测量偏差和方差。

第 k 个故障模型下垂直定位解: $\Delta \hat{x}_{v,k} = h_k \Delta Z$

其中, $h_k = \left[(G_k^T W G_k)^{-1} G_k^T W \right]_{3, \cdot}$, G_k 是将 G_0 对应的故障行置 0 得到。

相应的检测统计量为:

$$d_k = |\Delta \hat{x}_{v,k} - \Delta \hat{x}_{v,0}| \quad (2-28)$$

其门限值 D_k 由下式计算得到:

$$D_k = K_{fa,k} \sigma_{\Delta v,k} + \sum_{j=1}^N \Delta h_{k,j} b_j \quad (2-29)$$

且

$$\begin{aligned} \Delta h_k &= h_k - h_0 \\ \sigma_{\Delta v,k}^2 &= \Delta h_k W \Delta h_k^T \end{aligned} \quad (2-30)$$

其中, $K_{fa,k}$ 是第 k 个故障模型下误警概率对应的分位数, 为了满足连续性要求而确定的, 即

$$K_{fa,k} = -Q^{-1} \left(\frac{P_{fa,k}}{2} \right) \quad (2-31)$$

且

$$\sum_{k=1}^M P_{fa,k} \leq P_{cont} \quad (2-32)$$

这里 Q^{-1} 是标准正态累积分布函数的逆函数, M 是故障模型总数, P_{cont} 是要求的续性风险。

用户端垂直定位误差的保护水平 VPL , 是由无故障全集下的 VPL_0 和故障模型下的 VPL_k 共同确定, 即

$$VPL_0 = K_{md,0} \sigma_{v,0} + \sum_{j=1}^N h_{0,j} b_j \quad (2-33)$$

$$VPL_k = D_k + K_{md,k} \sigma_{v,k} + \sum_{j=1}^N h_{k,j} b_j \quad (2-34)$$

且

$$\sigma_{v,k}^2 = h_k W h_k^T \quad (2-35)$$

所以

$$VPL = \max_k \{VPL_0, VPL_k\} \quad (2-36)$$

其中, $K_{md,0}$ 和 $K_{md,k}$ 分别是无故障模型和第 k 个故障模型下漏检率对应的分位数, 且满足:

$$K_{md,0} = -Q^{-1} \left(\frac{P_{MD0}}{2} \right) \quad (2-37)$$

$$K_{md,k} = -Q^{-1} (P_{MD,k}) \quad (2-38)$$

这里 $P_{prior,k}$ 为第 k 个故障模型发生的先验概率。

2.3.2. Sigma 膨胀系数的确定

由于修正误差中的非高斯模型误差可以等效为非零均值高斯误差对完好性风险的影响, 于是修正误差 σ_{pr_gnd} 可膨胀为:

$$\sigma_{pr_gnd} = \sqrt{\sigma_g^2 + \sigma_{ng}^2} \leq \sigma_g + \sigma_{ng} \leq \sqrt{\sum_{n=1}^N S_{z,n}^2 \sigma_{g,n}^2} + \sum_{n=1}^N |S_{z,n} \sigma_{ng,n}| \quad (2-39)$$

其中, $\sigma_{g,n}$ 和 $\sigma_{ng,n}$ 分别为第 n 颗卫星的高斯和非高斯误差的标准差。此时, 用户端垂直保护水平 VPL_u 满足:

$$\begin{aligned} VPL_u &= K_{HMI} \sigma_{pr_gnd} + |\mu_{pr_gnd}| \\ &\leq K_{HMI} \sum_{n=1}^N |S_{z,n} \sigma_{ng,n}| + K_{HMI} \sqrt{\sum_{n=1}^N S_{z,n}^2 \sigma_{g,n}^2} + \sum_{n=1}^N |S_{z,n} \mu_{pr_gnd,n}| \end{aligned} \quad (2-40)$$

若膨胀化处理后的标准差为 σ_B , 则用户端保护水平为:

$$VPL_B = K_{HMI} \sqrt{\sum_{n=1}^N S_{z,n}^2 \sigma_{B,n}^2} \quad (2-41)$$

要使 σ_B 为标准差的零均值高斯分布能够覆盖真实修正误差分布的尾部, 只需满足:

$$VPL_B \geq K_{HMI} \sum_{n=1}^N |S_{z,n} \sigma_{ng,n}| + K_{HMI} \sqrt{\sum_{n=1}^N S_{z,n}^2 \sigma_{g,n}^2} + \sum_{n=1}^N |S_{z,n} \mu_{pr_gnd,n}| \quad (2-42)$$

即可保证 $VPL_B \geq VPL_u$ 恒成立。

可以得到:

$$1 \geq \frac{\sum_{n=1}^N |S_{z,n}|}{\sqrt{\sum_{n=1}^N S_{z,n}^2}} \alpha + \beta + \frac{\sum_{n=1}^N |S_{z,n}|}{K_{HMI} \sqrt{\sum_{n=1}^N S_{z,n}^2}} \gamma = \frac{\sum_{n=1}^N |S_{z,n}|}{K_{HMI} \sqrt{\sum_{n=1}^N S_{z,n}^2}} (K_{HMI} \alpha + \gamma) + \beta \quad (2-43)$$

两边同时乘以 $\sigma_{B,n}$ 可得:

$$\sigma_{B,n} \geq \frac{\sum_{n=1}^N |S_{z,n}|}{K_{HMI} \sqrt{\sum_{n=1}^N S_{z,n}^2}} (K_{HMI} \sigma_{ng,n} + \mu_{pr_gnd,n}) + \sigma_{ng,n} \quad (2-44)$$

要使式(2-40)成立, 只需满足:

$$\sigma_{B,n} \geq \frac{\sqrt{N}}{K_{HMI}} (K_{HMI} \sigma_{ng,n} + \mu_{pr_gnd,n}) + \sigma_{ng,n} \quad (2-45)$$

由于该算法满足以下两点: 覆盖用户端定位误差所包含的各类型误差; 保证在最坏情况下至少能获得与 sigma 膨胀算法相同的可用性水平。由式(2-45)可知, α 、 β 和 γ 应满足的约束条件为:

$$\frac{\sqrt{N}}{K_{HMI}} (K_{HMI} \alpha + \gamma) + \beta = 1 \quad (2-46)$$

因此, 当各膨胀系数的选取满足式(2-43)时, 即可满足误差覆盖的要求。

2.3.3. 测试结果与分析

采用模拟仿真的方法对有无关键卫星故障时本报告所提出改进算法的性能进行了相关测试。仿真中 GPS 星座模拟采用 GPS 仿真软件包(Satellite Navigation Toolbox for Matlab, SNTM)中提供的 svprime.dat 和 mops24.dat 两个数据文件中提供的 svprime.dat 和 mops24.dat 两个数据文件, 伪距测量误差标准差为 6.0 m。为克服采样数对差分修正量统计模型误差的影响和本文所提出的算法的各态遍历性, GPS 仿真总时长为 48 h, 采样时间为 30 s, 采样历元数为 5760 个。主控站位于(125°6'N, 45°7'E, 0), 用户距离地面主控站 6 km, 用户速度为 130 m/s。完好性风险概率设置为 10^{-7} , 地面有 3 个参考接收机, 载波相位平滑伪距中平滑时间常数取为 200 s。修正误差中的高斯型误差分为两部分, 其中地面参考站接收机类型采用

GAD-C4 类型，用户接收机服从 AAD-B 类型。

分别利用传统 sigma 膨胀算法和本文所提出的算法时得到的垂直保护水平仿真结果。其中 VPL_B 和 VPL_{inf} 代表分别利用 sigma 膨胀算法和本文所提出的改进算法所确定的用户端垂直保护水平。

从图 5 中可以看出，与传统的 sigma 膨胀算法相比，本文所提出的改进膨胀算法可以有效提高可用性水平，垂直保护水平的最大值降低约 0.4 m。为分析改进算法在丢失关键卫星时的性能，图 6 给出了关键卫星发生故障时几何因子的仿真结果。

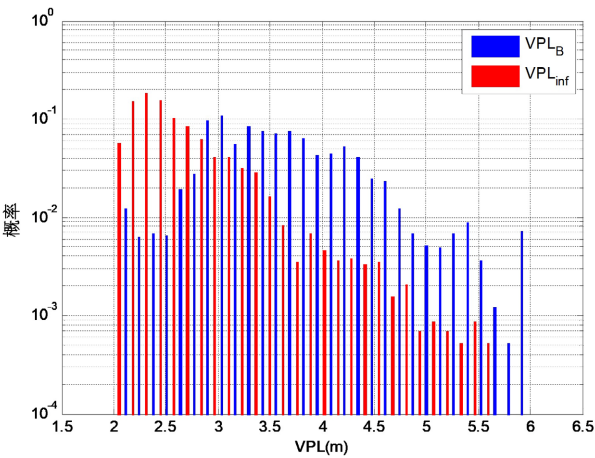


Figure 5. System vertical protection level distribution map under no satellite failure condition
图 5. 无卫星故障时系统垂直保护水平分布图

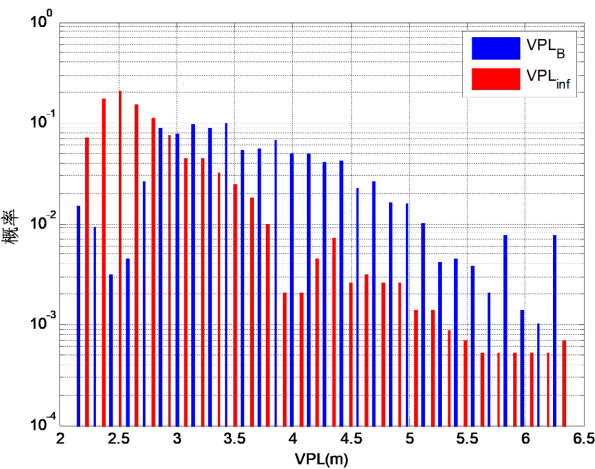


Figure 6. System vertical protection level distribution map under key satellite failure condition
图 6. 关键卫星发生故障时系统垂直保护水平分布图

Table 2. Simulation statistics on availability of the improved expansion algorithm before and after key satellite failure
表 2. 关键卫星发生故障前后利用改进膨胀算法的可用性仿真统计结果

卫星数量	算法	VPL (m)	η	可用性(%)
24 颗卫星	传统 sigma 膨胀算法	4.52	0.8960	99.30
	改进算法	4.05		99.99
23 颗卫星	传统 sigma 膨胀算法	5.06	0.8103	87.46
	改进算法	4.41		95.24

从表 2 可以看出, 当所有可用卫星正常工作时, 垂直保护水平均值可降低约 0.47 m, 可用性增益可达 10.40%, 可用性水平可从 99.30% 提高为 99.99%。当关键卫星发生故障时, 本文所提出的算法可将系统垂直保护水平均值降低 0.65 m, 可用性增益可达 18.97%, 可用性水平可从 87.46% 提高为 95.24%。相比之下, 关键卫星发生故障时改进算法的性能更优, 这是由于关键卫星发生故障时, 修正误差的相关性也将增强, 因此随着总体几何因子的减小以及修正误差中非高斯误差比例的增加, 本文所提出的改进算法可获得比卫星正常工作时更高的可用性增益。

3. 完好性监测方法的综合测试

基于所提出的转发式联合增强北斗完好性监测方法利用实际数据对所设计的码载波偏离度检测方以及基于差分定位保护水平计算方法进行了综合测试。采集 GPS 和 BDS 的动态测试数据。基站端参考接收机分别采用 NovAtel 的 Flex6 型接收机收集 GPS 原始观测数据, 收集数据的总时长约为 1 小时, 采样频率为 1 Hz, 测试过程中设置截止仰角为 7.5° 。其中完好性监测相关参数分别设置为 $HAL = 55$ m, 在假定故障发生概率达到 0.1 的情况下, 漏检率和误警率分别设置为 10^{-3} 和 10^{-5} 。测试参考值来自 Novatel SPAN-CPT 型 GPS/INS 组合导航接收机载波相位差分定位后处理结果, 标称精度达到 5 cm。

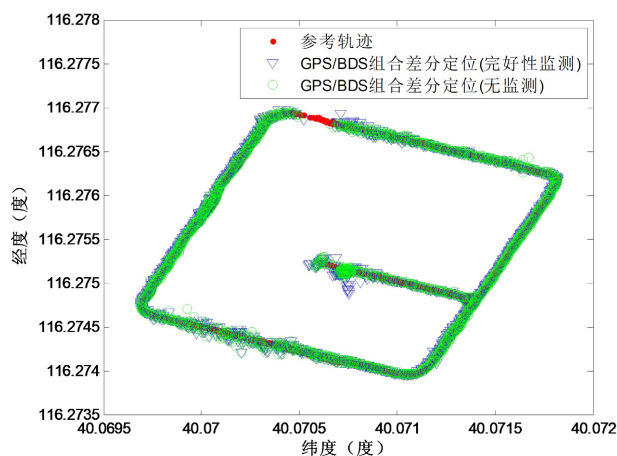


Figure 7. Influence of integrity monitoring technology adoption on different positioning results of combined differential positioning

图 7. 是否采用完好性检测技术对组合差分定位的不同定位结果

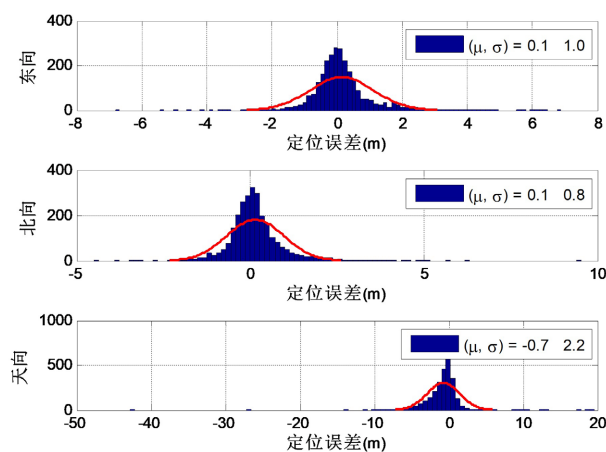


Figure 8. BDS differential positioning results under the condition of no integrity monitoring

图 8. 无完好性监测的 BDS 差分定位结果

为验证验证本报告所提出完好性监测技术的有效性, 分别对采用本报告所提出的完好性监测技术和不采用完好性监测技术的 GPS/BDS 组合差分定位的性能进行了分析与验证, 不同方法的定位轨迹和定位精度评估结果分别如图 7~9 所示。

从图 8 和图 9 可以看出, 与不采用任何完好性监测技术的差分定位结果相比, 采用本报告所提出完好性监测技术的 GPS/BDS 差分定位结果精度可提高约 0.8 m (3DRMS), 这反映了本文所提出完好性监测方法在监测异常多径误差和电离层延迟误差影响方面的有效性。

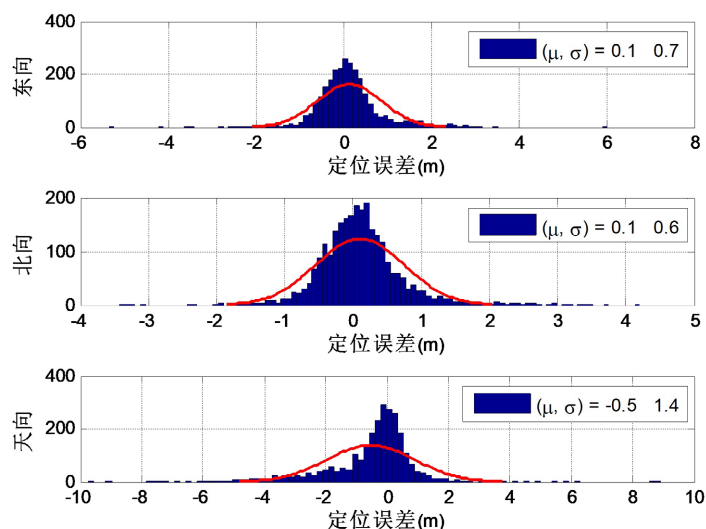


Figure 9. GPS/BDS differential positioning results based on the integrity monitoring technology proposed in this report

图 9. 基于本报告所提出完好性监测技术的 GPS/BDS 差分定位结果

4. 结论

本文所提出的完好性监测技术可以显著提升可用性水平, 这说明了所提出的完好性监测技术在满足预定误警率和漏检率的基础之上, 可以使得系统可用性水平达到 95% 以上的需求。

参考文献

- [1] 赵航. 导航地球站监控软件设计与实现[D]: [硕士学位论文]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.
- [2] 谢军, 张建军, 王岗. 北斗卫星导航系统测量误差指标体系[J]. 宇航学报, 2018, 39(9): 977-985.
- [3] 蒋德杰. 基于惯性辅助卫星导航完好性监测研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
- [4] 罗思龙. GNSS 用户级完好性监测算法理论、性能评估及优化研究[D]: [硕士学位论文]. 西安: 长安大学, 2019.