

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2413357

基于 M 估计的自旋载体自适应矢量跟踪环路设计*

陈熙源, 王月彤, 高 宁

(东南大学仪器科学与工程学院 南京 210096)

摘 要:针对自旋弹体在旋转状态下难以实现稳定跟踪卫星信号和高精度导航定位问题,构建了自旋信号模型,提出了一种基于 M 估计的自适应矢量跟踪环路设计。在传统跟踪环路的基础上,构建基于卡尔曼滤波+扩展卡尔曼滤波(KF+EKF)的级联式矢量跟踪环路,将耦合各通道信号的观测量作为估计器建立量测方程,滤波结果用于基于带宽计算和 M 估计故障检测的导航滤波器定位解算,同时将导航结果反馈至载波 NCO 和伪码 NCO,实现闭环控制。半物理仿真实验表明,相比于传统跟踪环路,所提出的矢量跟踪环路的三维空间位置误差提升 67.6%,速度误差提升 67.8%,有效提高了自旋载体导航的稳定跟踪和精确定位。

关键词: 自旋载体; M 估计; 故障检测; 自适应矢量跟踪

中图分类号: TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 590.35

Design of adaptive vector tracking loop in spinning vehicle based on M-estimation

Chen Xiyuan, Wang Yuetong, Gao Ning

(School of Instrument Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: To solve the problem of unstable tracking satellite signals and inaccurate navigation positioning of the spinning vehicle in the rotating state, a spinning signal model is constructed and an adaptive vector tracking loop based on M-estimation is proposed. On the basis of the traditional tracking loop, a cascade vector tracking loop based on KF+EKF is constructed. The filter is realized by coupling the observed quantities of each signal channel and the output of the tracking loop is used for the bandwidth calculation and the fault detection of the M-estimation to realize the navigation solutions. Simultaneously, the navigation results are fed back to the carrier NCO and code NCO to realize the closed-loop control. The semi physical simulation results show that the proposed vector tracking loop reduces the position error by 67.6% and the velocity error by 67.8% in three-dimensional space compared to the traditional tracking loop. This effectively enhances the stability of signal tracking and the accuracy of navigation positioning for spinning vehicle navigation modules.

Keywords: spinning vehicle; M-estimation; fault detection; adaptive vector tracking

0 引 言

随着现代导航技术快速发展,全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS)与自旋弹体结合实现精准定位,为军用领域提供高精度且稳定的导航定位服务,对稳定性和抗干扰性提出了更高的要求。自旋状态下的天线随载体转动的运动轨迹,导致接收的卫星信号附加多普勒频移,常规接收机信号跟踪不稳定且易

失锁。因此本文提出了基于 M 估计的自旋载体自适应矢量跟踪环路设计,实现跟踪环路信号的故障检测与隔离,增强导航系统的稳定性。

GNSS 接收机主要分为信号捕获、信号跟踪和导航定位 3 部分,稳定精确的信号跟踪和解算是高质量导航的重要基础。传统的标量跟踪环路(scalar tracking loop, STL)主要是各卫星通道独立解算,基于锁频环(frequency locked loop, FLL)、锁相环(phase locked loop, PLL)和延迟锁定环(delay locked loop, DLL)的跟踪环路计算伪距、

收稿日期: 2024-10-10 Received Date: 2024-10-10

* 基金项目: 国家自然科学基金(61873064)、江苏省重点研发计划(BE2022139)、无锡市科技发展资金(N20221003)项目资助

伪距率等信息传输至导航滤波器实现定位解算。矢量跟踪环路(vector tracking loop, VTL),不同于标量跟踪环路的各通道独自跟踪和解算,矢量跟踪耦合各通道信息的同时完成信号跟踪和导航解算,并通过接收机和可见卫星的空间关系构建环路反馈。

矢量跟踪的思想最早由 Spilker 等^[1]提出,通过对信号跟踪和导航解算模块的融合和反馈控制,采用矢量跟踪环路具有更强的抗干扰能力和快速重跟踪性能,在国内外不断发展和应用;Yang 等^[2]提出了一种自适应级联式矢量跟踪环路,构建基于卡尔曼滤波(Kalman filter, KF)和扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filter, EKF)的矢量跟踪方法,但没有对错误量测信息进行检测分析;Mu 等^[3]提出了一种基于部分开环数控振荡器(numerically controlled oscillator, NCO)控制模式的矢量跟踪方法,并表明了矢量跟踪环路的优点及信号质量的重要性;Lou 等^[4]研究验证了矢量跟踪在短时遮挡环境下的有效提升定位精度和跟踪性能;陈熙源团队^[5-8]提出了基于强跟踪的级联式矢量跟踪环路设计,强信号辅助弱信号实现稳定跟踪环路,提高系统鲁棒性;沈凯等^[9]提出了一种自适应鲁棒卡尔曼滤波方法,验证了低信号质量环境下自适应调整增益K对导航定位性能提升的有效性;Sun 等^[10]提出了一种基于一致最优势检验(uniformly most powerful test, UMPT)的矢量跟踪环路故障检测方法,将故障通道反馈剔除,减小对下一时刻定位解算结果影响,但将整个信号通道剔除导致有效信息减少;谢郁辰等^[11]提出了理想状态下自旋载体信号的简化模型,但未进行实际旋转实验分析;徐晓苏等^[12]提出了一种基于M估计的抗差多模型组合导航方法,但对M估计的抗差条件没有进行具体的选取要求设计等;Shen 等^[13-14]提出单天线自旋载体导航的信号周期性,但采用矢量延迟/频率锁定环路跟踪实现导航定位,跟踪环多普勒频率误差较大,影响定位精度;程向红等^[15]提出了基于圆周运动对旋转信号的动态仿真实验分析,但并未进行实际旋转信号实验验证。

因此本文旨在设计一种基于M估计的自旋载体自适应矢量跟踪环路,构建自旋信号模型,利用信号带宽检测值来调整加权因子,以实现故障通道的检测和隔离,通过调整矢量反馈提高旋转状态下信号跟踪和导航解算的稳定性和准确性。

1 自旋信号与跟踪环路模型

1.1 自旋载体接收卫星信号模型

一般场景中接收机的天线可连续接收到卫星信号,因此传统接收机可以有效定位解算当前载体的位置、速度等信息。然而在单天线旋转状态下,由于信号被部分

遮挡以及旋转导致的多普勒频移等问题,传统接收机无法有效跟踪环路,因此需要对自旋载体接收卫星信号的模型进行深入分析,有效提取和利用接收信号信息,剔除由于旋转造成的无效信息传递,达到稳定跟踪和定位解算的目的。

系统采用定向贴片天线,如图1所示,卫星与自旋载体的连线为SR,卫星速度 V_s 与SR连线夹角为 ψ ,自旋载体的运动状态包括载体相对于卫星的平动运动 V_{r1} 和天线相对于载体的转动运动 V_{r2} 两部分, V_{r1} 与SR夹角为 γ , V_{r2} 与SR夹角为 φ 。

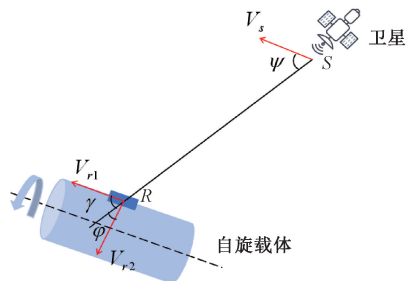


图1 自旋载体运动

Fig. 1 Motion diagram of spinning vehicle

卫星和载体的相对运动为 V ,则运动状态产生的多普勒频率表示为 f_d 。

$$f_d = V/c \cdot f = [(V_s \cdot \cos\psi - (V_{r1} \cdot \cos\gamma + V_{r2} \cdot \cos\varphi)]/c \cdot f = [(V_s \cdot \cos\psi - V_{r1} \cdot \cos\gamma)/c \cdot f] + [-V_{r2} \cdot \cos\varphi/c \cdot f] \quad (1)$$

其中:

$$f_m = (V_s \cdot \cos\psi - V_{r1} \cdot \cos\gamma)/c \cdot f \quad (2)$$

$$f_r = -V_{r2} \cdot \cos\varphi/c \cdot f \quad (3)$$

式中: f_m 是平动产生的多普勒; f_r 是载体转动产生的多普勒; c 为光速; f 为接收的GNSS信号频率。

由上述分析可知载波多普勒频移 f_{carr} 和伪码多普勒频移 f_{code} 可表示为:

$$f_{\text{carr}} = f_m, \text{carr} + f_r, \text{carr} \quad (4)$$

$$f_{\text{code}} = f_m, \text{code} + f_r, \text{code} \quad (5)$$

载体平动产生的多普勒频移由卫星速度分量和载体平动速度分量共同构成, $f_{\text{carr,GNSS}}$ 表示接收的GNSS信号载波频率, $f_{\text{code,GNSS}}$ 表示接收的GNSS信号伪码频率,由平动产生的载波多普勒频移 $f_{m,\text{carr}}$ 和伪码多普勒频移 $f_{m,\text{code}}$ 表示为:

$$f_{m,\text{carr}} = (V_s \cdot \cos\psi - V_{r1} \cdot \cos\gamma) \frac{f_{\text{carr,GNSS}}}{c} \quad (6)$$

$$f_{m,\text{code}} = (V_s \cdot \cos\psi - V_{r1} \cdot \cos\gamma) \frac{f_{\text{code,GNSS}}}{c} \quad (7)$$

自旋载体旋转状态分析如图2所示,卫星在圆柱载体横截面的投影连线 OS_1 ,夹角为 σ ,载体起始点为点Q,

转动半径为 r , 转动频率为 f_z , 角速度为 $w = 2\pi f_z$, 卫星投影 OS_1 与载体转动起点夹角为 b , 与载体转动终点夹角为 a 。

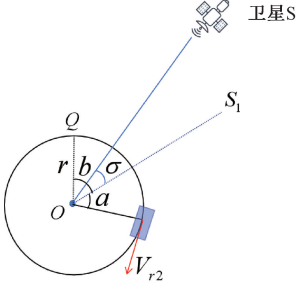


图 2 自旋载体旋转状态分析

Fig. 2 Rotation analysis diagram of spinning vehicle

因此可以计算出旋转导致的载体切向速度为:

$$V_{r2}(t) = w(t)r = 2\pi f_z \cdot r \quad (8)$$

由旋转导致的载波多普勒频移为:

$$f_{r, \text{carr}} = \frac{V_{r2}(t) \cdot \sin a \cdot \cos \sigma}{\lambda_{\text{carr}}} = \frac{2\pi f_z r \cdot \sin \left(\int_0^t 2\pi f_z(t) dt - b \right) \cdot \cos \sigma}{c} \frac{f_{\text{carr}, \text{GNSS}}}{c} \quad (9)$$

同理可得由旋转导致的伪码多普勒频移为:

$$f_{r, \text{code}} = 2\pi f_z r \cdot \sin \left(\int_0^t 2\pi f_z(t) dt - b \right) \cdot \cos \sigma \frac{f_{\text{code}, \text{GNSS}}}{c} \quad (10)$$

由于传统的跟踪环路中载波环路和码环路多采用一阶、二阶和三阶环路形式, 但由旋转产生的多普勒频移为正弦信号, 求导仍是正弦形式, 因此传统跟踪环路无法稳定跟踪旋转状态下的卫星信号, 为此本文提出基于 M 估计的 KF+EKF 导航滤波器故障检测方法, 实现对错误量测信号的检测和隔离。

1.2 基于 KF 的矢量跟踪环路模型

矢量跟踪环路可以实现各信号通道之间的信息耦合和共享, 准确估计环路的载波频率误差和伪码相位误差, 提高 GNSS 接收机的动态性能和定位精度。矢量跟踪环路模型如图 3 所示, 通常 VTL 接收机主要包括 3 个模块, 信号跟踪模块、导航解算模块和矢量反馈模块。

中频信号经天线和射频前端采集进入 GNSS 软件接收机内, 与本地复现的载波 NCO 和伪码 NCO 进行相关、积分清除、鉴相等处理后经 KF 环路滤波得到精确的伪码相位误差和载波相位误差, 转换为伪距误差和伪距率误差, 用作 M-EKF 导航滤波器的量测信息, 经 M 估计检测故障通道实现加权隔离后将反馈伪码 NCO 和载波 NCO 的状态更新, 实现闭环控制。

在基于 KF 的跟踪环路中, 输入信号与本地信号的码相位误差 $\Delta\tau$ 、载波相位误差 $\Delta\theta$ 、载波多普勒误差 Δf 、

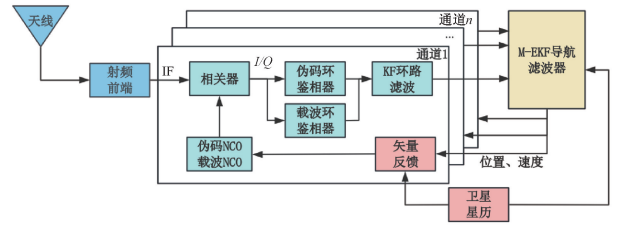


图 3 矢量跟踪环路模型

Fig. 3 Vector tracking loop model

载波多普勒变化率误差 $\Delta\alpha$ 作为系统的状态量, 以码鉴相器输出 $\delta\tau$ 和载波鉴相器输出 $\delta\phi$ 作为量测量, 更新伪码和载波 NCO。其中, ΔT 为环路周期, β 为比例系数, 本文采用全球定位系统 (global positioning system, GPS) 卫星信号, GPS L1 信号的 $\beta = 1/1540$, $\bar{\omega}$ 为系统噪声矩阵, $\mathbf{v}$ 为量测噪声矩阵。

环路滤波器的状态方程如下:

$$\mathbf{X}_{k+1} = \begin{bmatrix} \Delta\tau \\ \Delta\theta \\ \Delta f \\ \Delta\alpha \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \beta\Delta T & \beta\frac{\Delta T^2}{2} \\ 0 & 1 & 2\pi\Delta T & \pi\Delta T^2 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\tau \\ \Delta\theta \\ \Delta f \\ \Delta\alpha \end{bmatrix}_k + \bar{\omega}_k \quad (11)$$

环路滤波器的量测方程如下:

$$\mathbf{Z}_{k+1} = \begin{bmatrix} \delta\tau \\ \delta\phi \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{\beta\Delta T}{2} & \frac{\beta\Delta T^2}{6} \\ 0 & 1 & -\pi\Delta T & \frac{\pi\Delta T^2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\tau \\ \Delta\theta \\ \Delta f \\ \Delta\alpha \end{bmatrix}_{k+1} + \mathbf{v}_k \quad (12)$$

在基于 KF 的矢量跟踪环路中, M-EKF 的导航滤波器的状态向量选用 $\mathbf{X}_r$ 为接收机在地心地固坐标系下的状态向量, 表示为 $\mathbf{X}_r = [\Delta\mathbf{P}_r \ \Delta\mathbf{V}_r \ \Delta t_b \ \Delta t_d]^T$, 其中位置误差为 $\Delta\mathbf{P}_r = [\Delta x_r \ \Delta y_r \ \Delta z_r]^T$, 速度误差为 $\Delta\mathbf{V}_r = [\Delta v_x \ \Delta v_y \ \Delta v_z]^T$, Δt_b 为钟差, Δt_d 为钟漂, ξ 表示导航滤波器系统噪声矩阵。

导航滤波器的状态方程如下:

$$\mathbf{X}_{r, k+1} = \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{P}_r \\ \Delta\mathbf{V}_r \\ \Delta t_b \\ \Delta t_d \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \Delta\mathbf{T} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & 1 & \Delta T \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{P}_r \\ \Delta\mathbf{V}_r \\ \Delta t_b \\ \Delta t_d \end{bmatrix}_k + \xi_{k+1} \quad (13)$$

导航滤波器的量测量主要包括伪距误差 $\delta \rho$ 和伪距率误差 $\delta \dot{\rho}$, η 表示导航滤波器量测噪声矩阵。

导航滤波器的量测方程如下:

$$\mathbf{Z}_{k+1} = \begin{bmatrix} \delta \rho \\ \delta \dot{\rho} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} -\mathbf{e}_{k,los} & \mathbf{0}_{n \times 3} & \mathbf{I}_{n \times 1} & \mathbf{0}_{n \times 1} \\ \mathbf{0}_{n \times 3} & -\mathbf{e}_{k,los} & \mathbf{0}_{n \times 1} & \mathbf{I}_{n \times 1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{P}_r \\ \Delta \mathbf{V}_r \\ \Delta t_b \\ \Delta t_d \end{bmatrix}_{k+1} + \eta_{k+1} \quad (14)$$

$$\delta \rho_{k+1} = \begin{bmatrix} \delta \rho_{k+1}^1 \\ \vdots \\ \delta \rho_{k+1}^n \end{bmatrix}, \delta \dot{\rho}_{k+1} = \begin{bmatrix} \delta \dot{\rho}_{k+1}^1 \\ \vdots \\ \delta \dot{\rho}_{k+1}^n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}_{k,los} = \begin{bmatrix} e_{k,x}^1 & e_{k,y}^1 & e_{k,z}^1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e_{k,x}^n & e_{k,y}^n & e_{k,z}^n \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{e}_{k,los}^i = [e_{k,x}^i \ e_{k,y}^i \ e_{k,z}^i]$ 分别为第 k 时刻载体与第 i 颗卫星之间在 x, y 和 z 方向的单位视距矢量^[16]。

基于 EKF 导航滤波器的具体流程如下:

$$\hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} = \Phi_{k/k-1} \hat{\mathbf{X}}_{k-1} \quad (16)$$

$$\mathbf{P}_{k/k-1} = \Phi_{k/k-1} \mathbf{P}_{k-1} \Phi_{k/k-1}^T + \Gamma_{k-1} \mathbf{Q}_{k-1} \Gamma_{k-1}^T \quad (17)$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k/k-1} \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k/k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1}, \mathbf{R}_k = E[\mathbf{V}_k \ \mathbf{V}_k^T] \quad (18)$$

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} \quad (19)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k \mathbf{e}_k \quad (20)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k/k-1} \quad (21)$$

其中, 式(20)加入 ω 为 $\mathbf{M}$ 估计的权值设计, 实现对 $\mathbf{e}_k$ 新息的加权^[17-18]。

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k \omega \mathbf{e}_k \quad (22)$$

因自旋状态下信号通道耦合时容易将错误信息耦合至反馈结果中, 因此根据噪声带宽反应信号质量自适应更新导航滤波器新息加权, 实现故障检测和隔离是十分必要的。

2 基于 M 估计的自适应故障检测矢量跟踪环路设计

针对自旋载体旋转状态的信号特征设计基于 M 估计的自适应故障检测矢量跟踪环路, 由于旋转状态下的动态应力较大, 传统跟踪环路无法实现稳定跟踪, 因此采用基于噪声带宽的矢量跟踪环路检测方法, 通过故障检测和自适应 M 估计加权实现稳定跟踪和导航定位。

2.1 基于噪声带宽的环路检测方法

矢量跟踪环路将各通道信息通过跟踪模块和解算模块耦合在一起, 反馈主要根据卫星和接收机状态信息对

接收信号的频率和相位信息进行估计, 预测载波频率误差和码频率误差并反馈至跟踪环路 NCO。

系统初始化将卫星星历和接收机数据共同输入至矢量跟踪环路, 通过并行跟踪耦合各信号通道解算出的位置速度等信息计算矢量反馈模型, 对导航结果和下一时刻的矢量反馈量进行校正, 提高系统稳定性和定位精度。矢量跟踪环路系统如图 4 所示。

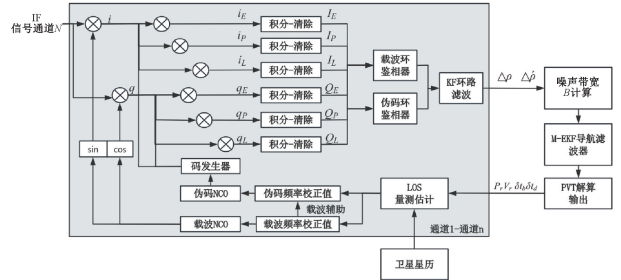


图4 矢量跟踪环路系统

Fig.4 Vector tracking loop system

矢量反馈模型主要包括伪码频率 f_{code} 和载波多普勒 f_{carr} 。第 i 颗卫星的载波多普勒 f_{carr}^i 由卫星速度 $\mathbf{V}_s$ 、接收机速度 $\mathbf{V}_r$ 、单位视距矢量 $\mathbf{e}_{los}$ 和钟漂 Δt_d 共同组成, 预测方程为:

$$\Delta f_{dop}^i = [\Delta t_d + \mathbf{e}_{los}^i \cdot (\mathbf{V}_r^i - \mathbf{V}_s^i)] \frac{f_{carr,L1}}{c} \quad (23)$$

$$f_{carr}^i = f_{carr,L1} + \Delta f_{dop}^i \quad (24)$$

式中: Δf_{dop} 是载波多普勒变化量; $f_{carr,L1}$ 是标称载波频率, GPS L1 信号 $f_{carr,L1} = 1\ 575.42$ MHz; c 是光速。

同时, 依据载波频率和伪码频率的线性关系可知, 采用载波辅助的跟踪环路第 i 颗卫星的伪码频率 f_{code}^i 预测方程为:

$$f_{code}^i = f_{code,L1} + \Delta f_{dop}^i \cdot \frac{f_{code,L1}}{f_{carr,L1}} \quad (25)$$

式中: $f_{code,L1}$ 是标称伪码频率, GPS L1 信号 $f_{code,L1} = 1.023$ MHz。

矢量跟踪环路的本质是耦合各通道的有效信息, 通过跟踪模块和导航模块的互相辅助实现信号的稳定跟踪。但同时自旋状态下系统的量测噪声异常值对于系统解算位置误差、速度误差和载波频率反馈量等信息具有极大影响, 因此通过计算环路等效噪声带宽的故障检测方法实现对新息量测信号的加权。

第 $k+1$ 时刻的矢量跟踪环路的载波多普勒信息估计值表示为:

$$\hat{f}_{carr,k+1}^i = \hat{f}_{carr,k}^i + \Delta \hat{f}_{carr,k}^i \quad (26)$$

$$\Delta \hat{f}_{carr,k}^i = \mathbf{L}_k^i \cdot (\Delta \mathbf{V}_{r,k}^i - \Delta \mathbf{V}_{s,k}^i) \frac{f_{carr,L1}}{c} \quad (27)$$

$$\mathbf{L}_k^i = [-e_{k,x}^i \ -e_{k,y}^i \ -e_{k,z}^i \ 1] \quad (28)$$

式中: $\Delta f_{\text{carr},k}^i$ 为第 k 时刻的载波多普勒校正正值; L_k^i 由表示接收机速度和钟漂相对于卫星的视距矢量投影; $\Delta V_{s,k}^i$ 和 $\Delta V_{r,k}^i$ 分别表示第 k 时刻卫星与接收机的速度和钟漂校正正值。

导航滤波器更新过程中,接收机速度校正正值表示为:

$$\Delta \hat{V}_{r,k}^i = \Delta \hat{V}_{r,k/k-1}^i + K_{v,k}^i (\delta \dot{\rho}_k^i - L_k^i \Delta \hat{V}_{r,k/k-1}^i) \quad (29)$$

式中: $\Delta \hat{V}_{r,k/k-1}^i$ 表示 $\Delta \hat{V}_{r,k}^i$ 的状态一步预测, $K_{v,k}^i$ 表示接收机速度和钟漂部分系统增益。将式(27)和(29)代入式(26)得到:

$$\begin{aligned} \hat{f}_{\text{carr},k+1}^i &= \hat{f}_{\text{carr},k}^i - \frac{f_{\text{carr},L1}}{c} L_k^i \cdot \Delta V_{s,k}^i + \frac{f_{\text{carr},L1}}{c} L_k^i \cdot \\ &[(I - K_{v,k}^i L_k^i) \cdot \Delta \hat{V}_{r,k/k-1}^i + K_{v,k}^i \cdot \delta \dot{\rho}_k^i] \end{aligned} \quad (30)$$

假设在极短时间内卫星速度和接收机速度近似不变化,则式中 $\Delta V_{s,k}^i$ 和 $\Delta V_{r,k/k-1}^i$ 可忽略不计,式(30)可简化为:

$$\hat{f}_{\text{carr},k+1}^i = \hat{f}_{\text{carr},k}^i + \frac{f_{\text{carr},L1}}{c} L_k^i K_{v,k}^i \cdot \delta \dot{\rho}_k^i \quad (31)$$

伪距率误差公式可知:

$$\delta \dot{\rho}_k^i = \frac{c}{f_{\text{carr},L1}} (f_{\text{carr},k}^i - \hat{f}_{\text{carr},k}^i) \quad (32)$$

$$\hat{f}_{\text{carr},k+1}^i = \hat{f}_{\text{carr},k}^i + L_k^i K_{v,k}^i (f_{\text{carr},k}^i - \hat{f}_{\text{carr},k}^i) \quad (33)$$

$$\lim_{\Delta T \rightarrow 0} \frac{\hat{f}_{\text{carr},k+1}^i - \hat{f}_{\text{carr},k}^i}{\Delta T} = \lim_{\Delta T \rightarrow 0} L_k^i K_{v,k}^i (f_{\text{carr},k}^i - \hat{f}_{\text{carr},k}^i) \quad (34)$$

由连续时间系统增益可得系统变换为:

$$K_k = \frac{K_{v,k}}{\Delta T} \quad (35)$$

$$\hat{f}_{\text{carr},k}(s) = G(s) f_{\text{carr},k}(s) \quad (36)$$

$$G(s) = (I + \frac{L_k K_{v,k}}{s})^{-1} \frac{L_k K_{v,k}}{s} \quad (37)$$

由于 $L_k K_{v,k} = (L_k K_{v,k})^2 = \dots = (L_k K_{v,k})^n$ [19], 因此系统传递函数可简化为:

$$G(s) \approx \frac{L_k^i K_{v,k}^i}{1 + \Delta T s} \quad (38)$$

因此第 i 个信号通道的系统环路等效噪声带宽表示为:

$$B_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty G(j\omega) G^T(j\omega) d\omega \approx \frac{\text{diag}(L_k^i K_{v,k}^i)}{4\Delta T} \quad (39)$$

2.2 基于 M 估计的故障检测与隔离算法

本文提出一种通过噪声带宽反应当前信号质量的方法,采用 M 估计加权实现对故障信号的检测和部分隔离。

由式(22)可知对新息引入加权矩阵 ω , 更新的滤波方程为:

$$\hat{X}_k = \hat{X}_{k/k-1} + K_k \omega [Z_k - H_k \hat{X}_{k/k-1}] \quad (40)$$

矢量跟踪环路噪声带宽反应当前时刻信号质量,通过环路等效噪声带宽公式计算噪声带宽,在一个周期内的系统的噪声带宽可表示为:

$$B = [B_1 \ B_2 \ \dots \ B_n]^T \quad (41)$$

$$B_i = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_m] \quad (42)$$

$$\bar{B}_i = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m b_k \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (43)$$

式中: B_i 表示在从 1 ~ m 时刻第 i 个卫星通道的噪声带宽; $\bar{B}_i$ 表示第 i 个卫星通道的噪声带宽均值。

第 i 通道第 k 时刻的系统噪声带宽差值可表示为:

$$\Delta B_i = |b_k - \bar{B}_i| \quad (44)$$

结合 IGG 3 方法对权函数进行选取,加权因子 $\omega(\Delta B_i)$ 设定三段式,取为:

$$\omega(\Delta B_i) = \begin{cases} 1, & |\Delta B_i| \leq k_0 \\ \frac{k_0 l^2}{|\Delta B_i|}, & k_0 \leq |\Delta B_i| \leq k_1 \\ 0, & |\Delta B_i| \geq k_1 \end{cases} \quad (45)$$

其中, l 称为平滑因子, $l = \frac{k_1 - |\Delta B_i|}{k_1 - k_0}$; 根据导航定

位中 k_0 和 k_1 抗差效果需求,通常可取 $k_0 = 1.0 \sim 1.5$, $k_1 = 2.5 \sim 8$ [12,20], 能够根据实际的观测数据进行 M 估计参数的选取和对处理信号的分类。

信号分为 3 种:正常信号、可疑信号和淘汰信号。当信号质量较好时,估计值是最优的,权值最大,即 $\omega(\Delta B_i) = 1$; 当信号质量一般时,估计值较优,受到错误量测影响较小;当信号质量较差或有野值出现时,估计值有较大偏差,权值最小,即 $\omega(\Delta B_i) = 0$, 当前通道的信息反馈关闭,实现故障隔离。

通过加权因子 $\omega(\Delta B_i)$ 构建对角阵加权矩阵 ω , 对导航滤波器解算结果进行校正,通过位置误差、速度误差等计算得出载波频率和伪码频率反馈至环路伪码 NCO 和载波 NCO 进行下一时刻的环路跟踪,实现闭环反馈。基于 MB-EKF 的导航滤波器实现对卫星信号通道质量的故障检测和隔离,有效降低由于自旋造成的错误量测的影响,增强矢量跟踪环路的稳定性和鲁棒性。

3 试验及分析

本文通过搭建自旋载体 GNSS 矢量跟踪系统,设计自旋实验转台,通过滑环连接俊为公司的中频信号采集器和北天公司的定向贴片天线,控制箱连接 PC 上位机、电源模块和转台模块,实现中频信号采集和实验验证。转台实验位于楼层顶楼处,实验设备如图 5 所示。本文

实验时转台静止 40 s,转台旋转 100 s,后静止 5 s,共采集实验数据 145 s,表 1 为实验参数设置。

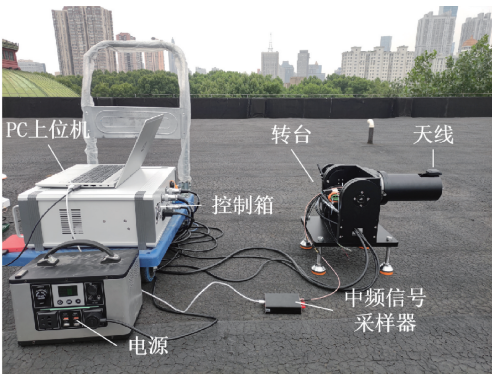


图 5 自旋实验设备系统

Fig. 5 Spinning vehicle experimental equipment system

表 1 实验参数
Table 1 Experiment parameters

参数名	取值
中频信号频率/MHz	4.5
采样频率/MHz	19.2
旋转半径/m	0.05
转速/(°·s ⁻¹)	100
PLL 带宽/Hz	25
DLL 带宽/Hz	2
跟踪周期/ms	1
M 估计参数 k_0	1.5
M 估计参数 k_1	6.5

为了验证本文算法的有效性,将所提出的基于 KF+MB-EKF 矢量跟踪环路与不同跟踪环路的性能对比,设置了 4 种不同跟踪环路,环路方法如下:

- 环路 1:基于 PLL/DLL+EKF 解算传统跟踪环路;
- 环路 2:基于 KF+EKF 解算标量跟踪环路;
- 环路 3:基于 KF+EKF 解算矢量跟踪环路;
- 环路 4:基于 KF+MB-EKF 解算矢量跟踪环路。

3.1 跟踪环路性能比较

实验共接收到 8 颗 GPS 卫星的信号。信号跟踪时信号的载噪比示意图如图 6 所示,在静止状态下载噪比保持稳定在 40~50 dB-Hz 之间,在旋转状态下载噪比随着天线旋转在 20~50 dB-Hz 范围内波动,说明信号质量在旋转状态下明显变差。4 种不同环路下的码多普勒频率对比图和载波多普勒频率对比如图 7、8 所示,表 2 为不同环路的频率标准差及环路运行时间。

本文在传统信号跟踪环路的基础上,增加了卡尔曼滤波器使得环路在运算量上有所增加, p 表示为跟踪

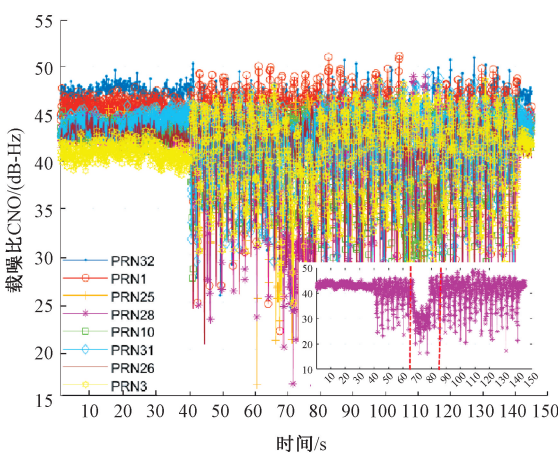


图 6 各卫星通道信号载噪比

Fig. 6 The C/N_0 of each satellite channel

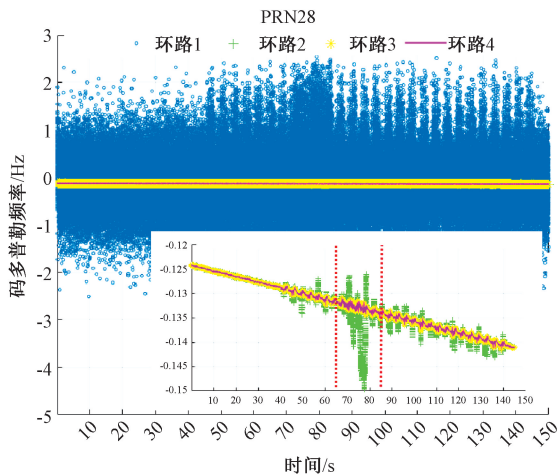


图 7 码多普勒频率对比图 (PRN 28)

Fig. 7 Code Doppler frequency comparison diagram (PRN 28)

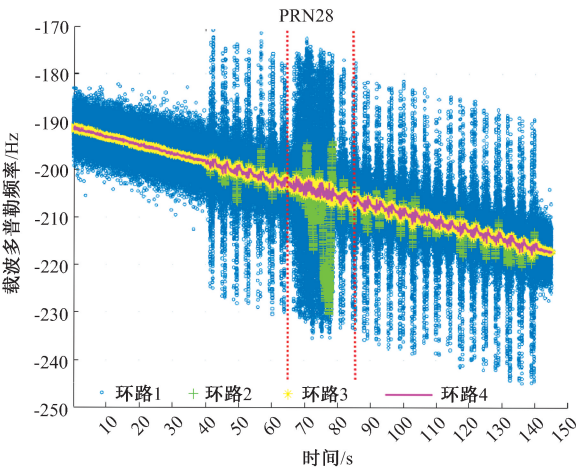


图 8 载波多普勒频率对比 (PRN 28)

Fig. 8 Carrier Doppler frequency comparison diagram (PRN 28)

表 2 不同跟踪环路的频率标准差和运行时间

Table 2 Frequency standard deviation and running time of different tracking loops

PRN28	码多普勒频率 标准差/Hz	载波多普勒频率 标准差/Hz	平均运行 时间/ms
环路 1	0.646 375	9.429 936	0.50
环路 2	0.005 139	7.914 144	0.53
环路 3	0.004 863	7.488 353	0.57
环路 4	0.004 861	7.486 593	0.57

环路 KF 滤波器的状态量, q 表示为 KF 滤波器的量测量,选用的实际模型参数为 $p = 4$ 、 $q = 2$ 。由浮点数操作方法(floating-point operations, FLOPs)对卡尔曼滤波算法的运算量进行计算^[21-22]。表 2 为不同环路下旋转状态的 1 000 次跟踪环路的平均运行时间,可看出随着浮点数的增加,平均运算时长有所增加。

$$S = 4p^3 + p^2 + 6p^2q + 6pq^2 - p + q^3 + q \quad (46)$$

由图 7 和 8 可知,对比接收机采集的静态信号和自旋信号的多普勒频移,0~40 s 时为静止状态的线性多普勒变化,40~140 s 时为自旋状态导致线性多普勒和正弦多普勒叠加的信号变化,验证第 1 节提出的自旋信号模型特征。图 6 中 PRN28 卫星在 65~85 s 信号时受到外在干扰,导致信号质量较差,由表 2 可知,环路 4 与 1 相比载波多普勒误差提升了 20.61%。环路 3 和 4 的矢量跟踪环路相较于环路 1 的传统跟踪环路和环路 2 的标量跟踪环路而言,跟踪环路更加稳定。

3.2 定位性能比较

跟踪环路的性能影响导航解算的结果精度,本文采用基于 EKF 的导航解算结果,为了验证矢量跟踪环路在旋转状态下的性能,分析第 40~140 s 的中频信号,在完成导航电文和星历解算后,实现了定位定速结果如图 9 和 10 所示。对比 4 种环路的位置速度定位结果标准差,统计结果如表 3 所示。

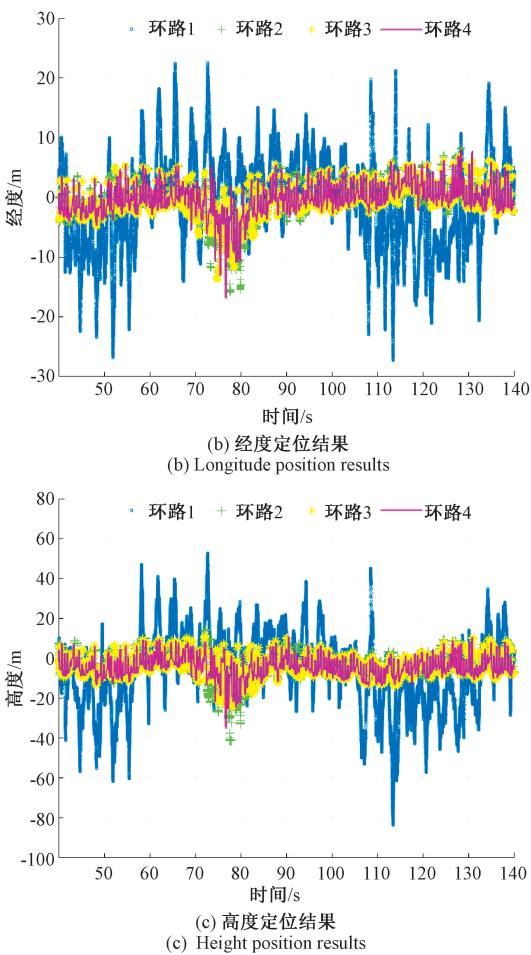
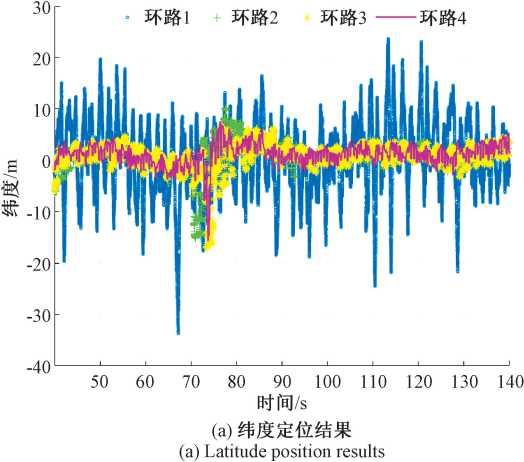


图 9 不同跟踪环路下的定位结果

Fig. 9 Position results in different tracking loops

表 3 旋转状态结果标准差统计

Table 3 Resulting standard deviation in rotation case

环路	位置标准差/m		速度标准差/(m·s ⁻¹)	
	三维空间	水平方向	三维空间	水平方向
环路 1	21.613 3	10.510 6	0.571 0	0.443 6
环路 2	8.162 3	4.345 9	0.289 6	0.163 5
环路 3	7.184 3	3.973 0	0.191 1	0.142 9
环路 4	7.000 6	3.669 5	0.183 7	0.139 0

由于在地面进行自旋实验导致定向天线旋转至向下时,采集的天线信号部分为地面反射信号,因此本实验在高度方向的位置误差和速度误差相对于水平方向误差较大,分别计算三维空间和水平方向的动态误差。由表 3 可见,旋转状态下本文设计的环路 4 位置精度最高,相较于其他环路,基于 M 估计的故障检测可以有效减少系统引入错误量测,跟踪环路效果更佳。环路 3 和 4 相较于

4 结 论

本文针对自旋载体产生的信号遮挡和周期性多普勒频移等问题,提出了一种基于 M 估计的自旋载体自适应矢量跟踪环路,该算法通过 KF+EKF 的级联式矢量跟踪环路代替传统信号跟踪环路,通过信号带宽和 M 估计故障检测提升了系统的跟踪稳定性。半物理实验分析可以得出,基于 M 估计的自适应矢量跟踪环路稳定跟踪自旋信号,且定位定速结果最佳,对自旋过程中产生的故障信号可以有效剔除,表明本文算法的有效性,为后续进行导航解算提供更精确的结果。

参考文献

[1] SPILKER J J, AXELRAD P, PARK-INSON B W, et al. Global positioning system: Theory and applications volume I [C]. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.

[2] YANG H T, ZHOU B, WANG L X, et al. Performance and evaluation of GNSS receiver vector tracking loop based on adaptive cascade filter [J]. Remote Sensing, 2021, 13(8):1-14.

[3] MU R J, LONG T. Design and implementation of vector tracking loop for high-dynamic GNSS receiver [J]. Sensors, 2021, 21(16):5629.

[4] LOU N Y, LIU W, HU Y, et al. A robust integrated navigation optimization method for USV in signal occlusion environment [J]. Physica Scripta, 2024, 99(9):096006.

[5] 盛开宇,陈熙源,汤新华,等. 基于自适应强跟踪 Kalman 滤波的 GNSS 跟踪环路设计 [J]. 传感技术学报,2024,37(1):35-41.

SHENG K Y, CHEN X Y, TANG X H, et al. Design of a tracking loop using adaptive strong tracking Kalman filter in GNSS receivers [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2024,37(1):35-41.

[6] GAO N, CHEN X Y, YAN ZH, et al. Performance enhancement and evaluation of a vector tracking receiver using adaptive tracking loops [J]. Remote Sensing, 2024, 16(11):1836.

[7] 陈熙源,周云川,钟雨露,等. 基于变分贝叶斯的鲁棒自适应因子图优化组合导航算法 [J]. 仪器仪表学

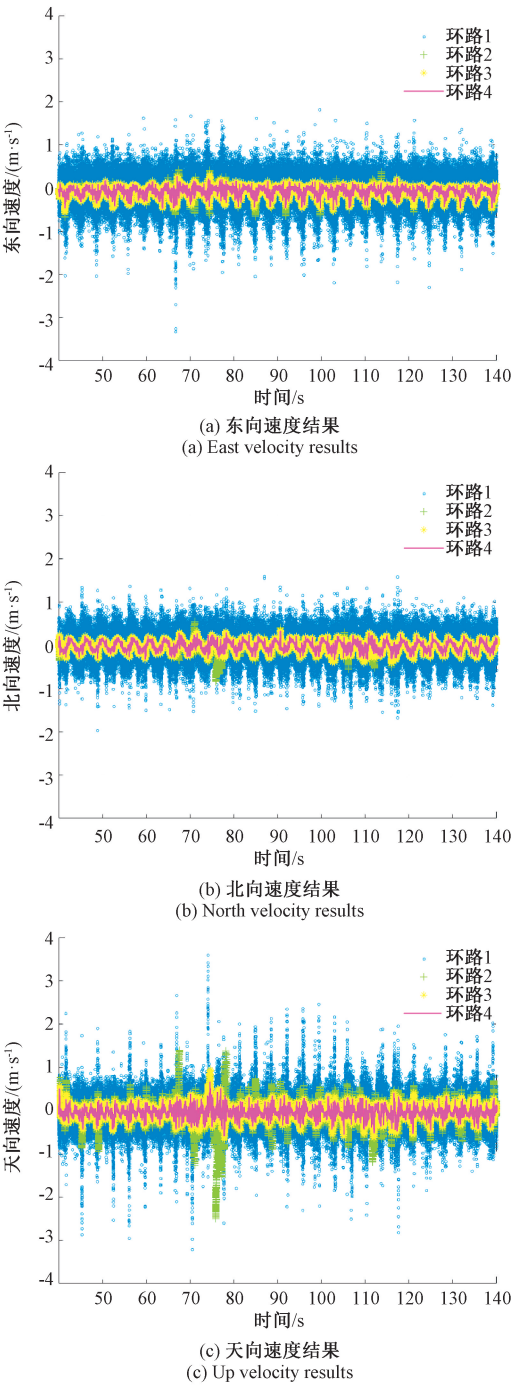


图 10 不同跟踪环路下的定速结果

Fig. 10 Velocity results in different tracking loops

环路 2,矢量反馈使旋转信号稳定跟踪和准确定位。环路 2 优于环路 1 是因为 KF 跟踪环可以更好的提升跟踪和滤波效果。本文提出的环路 4 方法相较于环路 1,三维空间位置定位精度提升了 67.6%,定速精度提升了 67.8%,水平方向位置定位精度提升了 65.1%,定速精度提升了 68.7%。

- 报,2024,45(1):120-129.
- CHEN X Y, ZHOU Y CH, ZHONG Y L, et al. Robust adaptive factor graph optimization integrated navigation algorithm based on variational Bayesian [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024,45(1):120-129.
- [8] 章司怡,陈熙源. 运动约束辅助的基于 SVD-CKF 的组合导航方法[J]. 电子测量与仪器学报,2022,36(4):82-89.
- ZHANG S Y, CHEN X Y. Motion constraint aided integrated navigation method based on SVD-CKF [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022,36(4):82-89.
- [9] 沈凯,刘庭欣,左思琪,等. 复杂城市环境下 GNSS/INS 组合导航可观测度分析及鲁棒滤波方法[J]. 仪器仪表学报,2020,41(9):252-261.
- SHEN K, LIU T X, ZUO S Q, et al. Observability analysis and robust fusion algorithms of GNSS/INS integrated navigation in complex urban environment [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020,41(9):252-261.
- [10] SUN ZH Y, WANG X L, FENG SH J, et al. Design of an adaptive GPS vector tracking loop with the detection and isolation of contaminated channels[J]. GPS Solutions, 2017, 21(2):701-713.
- [11] 谢郁辰,刘瀛翔,陈飞强,等. 自旋载体中的超紧组合 GNSS 接收机跟踪环路设计[J]. 国防科技大学学报,2023,45(5):78-86.
- XIE Y CH, LIU Y X, CHEN F Q, et al. Design of ultra-tight coupling GNSS receiver tracking loop in spinning vehicle [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2023,45(5):78-86.
- [12] 徐晓苏,仲灵通. 一种基于 M 估计的抗差自适应多模型组合导航算法 [J]. 中国惯性技术学报,2021,29(4):482-490.
- XU X S, ZHONG L T. Robust adaptive multiple model integrated navigation algorithm based on M-estimation [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2021, 29(4):482-490.
- [13] SHEN Q, LI M, GONG R. GPS positioning algorithm for a spinning vehicle with discontinuous signals received by a single-patch antenna [J]. GPS Solutions, 2017, 21(4):1491-1502.
- [14] DENG Z L, SHEN Q, DENG ZH W. Roll angle measurement for a spinning vehicle based on GPS signals received by a single-patch antenna [J]. Sensors, 2018, 18(10):3479.
- [15] 程向红,张晶晶. 基于强跟踪平方根容积分卡尔曼滤波的 GNSS 信号跟踪环路设计 [J]. 中国惯性技术学报,2021,29(6):740-745.
- CHENG X H, ZHANG J J. Design of tracking loop for GNSS signal based on strong tracking square root cubature Kalman filter [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2021,29(6):740-745.
- [16] TANG X H, FALCO G, FALLETTI E, et al. Theoretical analysis and tuning criteria of the Kalman filter-based tracking loop [J]. GPS Solutions, 2015, 19(3):489-503.
- [17] 王东宇,张慧君,李孝辉,等. 遮挡环境下的基于 AKF 组合导航定位方法研究 [J]. 电子测量与仪器学报,2023,37(5):171-179.
- WANG D Y, ZHANG H J, LI X H, et al. Research on positioning in covering environment with an AKF-based integrated navigation system [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(5):171-179.
- [18] 赵海林,刘福朝,刘宁,等. 基于自适应因子图的车载 GNSS/INS 组合导航方法 [J]. 电子测量技术,2024,47(10):56-61.
- ZHAO H L, LIU F CH, LIU N, et al. Integrated navigation method for vehicle GNSS/INS based on adaptive factor graph [J]. Electronic Measurement Technology, 2024,47(10):56-61.
- [19] BHATTACHARYYA S, GEBRE-EGZIABHER D. Development and validation of parametric models for vector tracking loops [J]. Navigation, 2010, 57(4):275-295.
- [20] YANG L, SHEN Y ZH, LI B F. M-estimation using unbiased median variance estimate [J]. Journal of Geodesy, 2019, 93(6):911-925.
- [21] LIU D, CHEN X Y, XU Y, et al. Maximum correntropy generalized high-degree cubature Kalman filter with application to the attitude determination system of

missile[J]. Aerospace Science and Technology, 2019, 95:105441.

[22] 崔冰波. GNSS 拒止环境下 FOG-SINS/GNSS 组合导航关键技术研究[D]. 南京:东南大学,2017.

CUI B B. Key technologies for FOG-SINS/GNSS under GNSS-Denied environment[D]. Nanjing: Southeast University, 2017.

作者简介



陈熙源 (通信作者),1998 年毕业于东南大学获得博士学位,现为东南大学教授,主要研究方向为惯性技术、软件接收机及多源组合导航。

E-mail: chxiyuan@ seu. edu. cn

Chen Xiuyan (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Southeast University in 1998. He is currently a professor at Southeast University. His main research interests include inertial technologies , software defined receiver and multi-source integrated navigation.



王月彤,2022 年于江苏大学获得学士学位,现为东南大学硕士研究生,主要研究方向为 GNSS 软件接收机及组合导航。

E-mail: wyt13485318198@ 163. com

Wang Yuetong received her B. Sc. degree from Jiangsu University in 2022. She is currently a M. Sc. candidate at Southeast University. Her main research interests include GNSS software defined receiver and integrated navigation.



高宁,2020 年于中北大学获得硕士学位,现为东南大学博士研究生,主要研究方向为 GNSS 软件接收机与组合导航技术。

E-mail: ninggaoseu@ seu. edu. cn

Gao Ning received his M. Sc. degree from North University of China in 2020. He is currently a Ph. D. candidate at Southeast University. His main research interests include GNSS software defined receiver and integrated navigation technology.