2019年4月

文章编号: 2095-4980(2019)02-0221-06

自适应 UKF 算法在 GNSS/INS 深组合系统中的应用

王 睿,黄清华,李世玲

(中国工程物理研究院 电子工程研究所,四川 绵阳 621999)

摘 要:针对强非线性和时变噪声统计特性不明的高动态运动环境下全球卫星导航系统/惯导系统(GNSS/INS)深组合导航系统滤波精确度较差甚至发散的问题,提出一种自适应混合无迹卡尔曼滤波(UKF)算法。该算法以 UKF 算法为基础,采用混合滤波思想对 UKF 滤波算法进行简化;并根据高动态下系统量测噪声时变,且易快变、突变的特点,设计了一种基于渐消记忆指数加权的自适应量测噪声估计器,实时估计和修正噪声统计量并自适应调节估计周期。仿真结果表明,在量测噪声变化的情况下,相比于常规 UKF 算法,本文算法各向定位测速精确度均有所提升,水平方向精确度提升 60%以上,效果明显;此外,算法耗时减少 18.64%,说明本文算法能够在提升滤波精确度的同时减少部分计算量。

Application of adaptive hybrid UKF algorithm in GNSS/INS deep integrated navigation system

WANG Rui, HUANG Qinghua, LI Shiling

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: Aiming at the problem that the filtering accuracy is poor or even divergent in deep integrated Global Navigation Satellite System/Inertial Navigation System(GNSS/INS) in high dynamic motion environment with strong nonlinearity and inaccurate time-varying noise statistics, an adaptive hybrid filtering algorithm is proposed. In the proposed algorithm, the hybrid filtering idea is adopted to simplify the Unscented Kalman Filter (UKF) algorithm. According to the high dynamic system measurement noise time change, especially easy to change quickly and abrupt, an adaptive measurement noise estimator based on fading memory exponent is designed. It estimates and corrects the statistical characteristics in real time, and adaptively regulates the estimation cycle. The simulation results show that, in the case of variation of measurement noise, the accuracy of the algorithm is raised in comparison with the conventional UKF algorithm. The improvement effect of horizontal direction precision is obvious, which is more than 60%. In addition, the time consumption is reduced by 18.64% compared to the conventional UKF algorithm.

Keywords: deep integrated GNSS/INS; Unscented Kalman Filter(UKF); measurement noise variation; noise estimation

随着高机动飞行器的发展和全球卫星导航系统/惯导系统(GNSS/INS)导航技术应用领域的扩展,高动态环境 对组合导航系统中 GNSS 接收机动态性能提出了更高的要求。但松、紧组合并不能改善组合导航系统中 GNSS 接收机的抗干扰和动态跟踪能力,因此在高动态环境下独立的 GNSS 接收机难以正常工作^[1-2]。与松、紧、超紧 组合不同,深组合实现 INS 和 GNSS 接收机间的相互辅助,将组合概念引入到接收机内部,即利用组合导航滤 波结果修正惯导结果,同时利用惯导结果辅助接收机基带实现对卫星信号的快速捕获和稳定跟踪。级联式深组 合系统结构通过预滤波器完成对码/载波跟踪误差的估计与修正,通过组合导航滤波完成对 INS 误差的估计与修 正,并将 INS 结果反馈至码/载波数控振荡器(Numerically Controlled Oscillator, NCO),增强接收机对信号跟踪锁定能力,从而提高系统的动态性能与抗干扰能力,更能满足高动态环境的导航需求^[3-4]。

预滤波器与组合导航滤波器的设计是级联式深组合系统的研究重点。目前,国内外偏重于基带非线性滤波模型^[5-7]、高动态环境下预滤波器^[8-10]和信息匹配^[11]等方面的研究,对高动态环境下组合导航滤波器的研究相对匮乏,其滤波模型以线性化模型为主^[6-7],滤波算法功能较为单一^[12-13]。少数采用无迹卡尔曼滤波(UKF)算法,但存在以下不足:常规 UKF 在采样计算时采样点过多,计算量较大,在组合导航滤波过程中产生冗余计算,一定程度上影响了系统实时性;高动态环境中量测噪声变化复杂,常规 UKF 系统状态估计误差变大,常规噪声估计器也无法准确估计此类情况下的噪声;此外,当量测噪声不变或慢变时,过于频繁的噪声估计带来的巨大计算量会严重影响系统实时性。

本文针对深组合系统在高动态环境下出现的组合导航系统方程非线性变强、时变量测噪声统计特性不明确导 致的滤波精确度较差甚至发散问题,提出一种适用于深组合的自适应混合 UKF 算法。在根据系统模型特点简化 滤波的同时,设计了一种适用于高动态环境下深组合系统量测噪声估计器,以渐消记忆指数加权为基础,根据噪 声变化特点对量测噪声均值和协方差进行自适应在线估计,并根据当前估计时刻与前一估计时刻量测噪声协方差 变化率自适应调节噪声估计周期,在保证估计精确度的同时减少冗余估计次数,减少系统计算量。仿真结果表明, 在量测噪声变化的情况下,相比于常规 UKF 算法,本文算法估计精确度更高,计算量更少。

1 GNSS/INS 组合导航滤波模型

组合导航状态方程选取各导航系统参数的误差为状态变量,采用惯导系统的误差方程和接收机定位误差方程 组成状态方程,状态变量 X 由位置误差 $(\delta_L, \delta_\lambda, \delta_h)$ 、速度误差 $\delta v(\delta v_N, \delta v_E, \delta v_D)$ 、姿态误差角 $\phi(\phi_N, \phi_E, \phi_D)$ 、加速度 计零偏 $\nabla(\nabla_{xb}, \nabla_{yb}, \nabla_{xb})$ 、陀螺漂移误差 $\varepsilon_b(\varepsilon_{bx}, \varepsilon_{by}, \varepsilon_{bz})$ 、接收机钟差的等效伪距误差 $\delta \tau_u$ 和接收机钟差变化率的等效 伪距率误差 $\delta \tau_r_u$ 组成,共 17 维,如式(1)所示:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \delta_L & \delta_\lambda & \delta_h & \delta v & \boldsymbol{\Phi} & \nabla & \boldsymbol{\varepsilon}_b & \delta \boldsymbol{\tau}_u & \delta \boldsymbol{\tau}_{ru} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(1)

而系统噪声向量 W 则由加速度计噪声 $\omega_g(\omega_{gx},\omega_{gy},\omega_{gz})$ 、陀螺仪噪声 $\omega_b(\omega_{bx},\omega_{by},\omega_{bz})$ 、伪距等效接收机钟差噪 声 ω_u 和驱动伪距率误差一阶马尔科夫过程的白噪声 ω_{tu} 组成,其表达式如下:

$$\boldsymbol{W} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}_{g} & \boldsymbol{\omega}_{h} & \boldsymbol{\omega}_{hu} & \boldsymbol{\omega}_{hu} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(2)

由上述状态变量构建的组合导航状态方程的微分方程及离散化可参考文献[14],离散化后的方程形式如下:

$$\boldsymbol{X}_{k+1} = \boldsymbol{F}_k \boldsymbol{X}_k + \boldsymbol{G}_k \boldsymbol{W}_k \tag{3}$$

组合导航滤波器观测量取伪距误差 60 和伪距率误差 60,如式(4)所示:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\delta \rho} \\ \boldsymbol{\delta \dot{\rho}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 - \rho_0 \\ \dot{\rho}_1 - \dot{\rho}_0 \end{bmatrix}$$
(4)

式中: $\delta \rho = [\delta \rho_1 \ \delta \rho_2 \ \delta \rho_3 \dots \delta \rho_{N-1} \ \delta \rho_N]^T$; $\delta \dot{\rho} = [\delta \dot{\rho}_1 \ \delta \dot{\rho}_2 \ \delta \dot{\rho}_3 \dots \delta \dot{\rho}_{N-1} \ \delta \dot{\rho}_N]^T$, N 为可见卫星数, $\rho_1, \dot{\rho}_1$ 表示 INS 等效 伪距和伪距率, $\rho_1, \dot{\rho}_1$ 表示接收机测量伪距和伪距率, 其中:

$$\rho_{\rm I} = \sqrt{\left(x_{\rm I} - x_{si}\right)^2 + \left(y_{\rm I} - y_{si}\right)^2 + \left(z_{\rm I} - z_{si}\right)^2} \tag{5}$$

$$\rho_{\rm G} = \sqrt{\left(x_{\rm I} + \delta x - x_{si}\right)^2 + \left(y_{\rm I} + \delta y - y_{si}\right)^2 + \left(z_{\rm I} + \delta z - z_{si}\right)^2 + \delta \tau_{u} + V_{\rho}} \tag{6}$$

式中: $(x_1, y_1, z_1), (x_{si}, y_{si}, z_{si})$ 分别为 WGS84 坐标系下 INS 解算的载体位置和第 *i* 颗卫星的位置; $(\delta x, \delta y, \delta z)$ 为 INS 解算的位置误差; V_a 为伪距量测噪声。

对式(5)~式(6)求导,可以得到 INS,GNSS 伪距率观测方程式(7)~式(8):

À

$$=\frac{(x_{1}-x_{si})(\dot{x}_{1}-\dot{x}_{si})+(y_{1}-y_{si})(\dot{y}_{1}-\dot{y}_{si})+(z_{1}-z_{si})(\dot{z}_{1}-\dot{z}_{si})}{\sqrt{(x_{1}-x_{si})^{2}+(y_{1}-y_{si})^{2}+(z_{1}-z_{si})^{2}}}$$
(7)

$$\dot{\rho}_{\rm G} = \frac{\left(x_{\rm I} + \delta x - x_{si}\right)\left(\dot{x}_{\rm I} + \delta \dot{x} - \dot{x}_{si}\right) + \left(y_{\rm I} + \delta y - y_{si}\right)\left(\dot{y}_{\rm I} + \delta \dot{y} - \dot{y}_{si}\right) + \left(z_{\rm I} + \delta z - z_{si}\right)\left(\dot{z}_{\rm I} + \delta \dot{z} - \dot{z}_{si}\right)}{\sqrt{\left(x_{\rm I} + \delta x - x_{si}\right)^2 + \left(y_{\rm I} + \delta y - y_{si}\right)^2 + \left(z_{\rm I} + \delta z - z_{si}\right)^2}} + \delta \tau_{ru} + V_{\dot{\rho}i}} \tag{8}$$

式中: $(\dot{x}_i, \dot{y}_i, \dot{z}_i)$ 、 $(\dot{x}_{si}, \dot{y}_{si}, \dot{z}_{si})$ 分别为 WGS84 坐标系下 INS 解算的载体速度和第 i 颗卫星的速度; $(\delta \dot{x}, \delta \dot{y}, \delta \dot{z})$ 为 INS 导航解算速度误差; $V_{\delta i}$ 为伪距率量测噪声。将式(5)~(8)代入式(4)即得系统量测方程:

$$\mathbf{Z}_{k+1} = h_{k+1}(\mathbf{X}_{k+1}) + \mathbf{V}_{k+1} \tag{9}$$

式中: $h_{k+1}(\cdot)$ 为非线性量测函数; V_{k+1} 为量测噪声。

2 改进的自适应混合 UKF 算法

2.1 基于组合导航滤波模型混合 UKF 算法

级联式深组合中的组合导航滤波模型具有维数高、系统观测方程强非线性的特点。本文采用混合滤波思想, 对常规 UKF 算法进行时间分段优化处理,即在时间更新阶段采用 KF 算法处理线性状态方程,避免非线性 Sigma 采样点的计算,可以有效减少采样点计算。对非线性量测方程仍采用常规 UKF 算法处理方式,避免量测方程线 性化带来的滤波精确度下降问题。假设系统噪声 W_k 、量测噪声 V_{k+1} 是高斯白噪声序列,且 $W_k \sim N(q_k, Q_k)$, $V_k \sim N(r_k, R_k)$ 以及 Cov(W_i, V_i)=0。简化后的混合 UKF 算法如下:

1) 利用 KF 算法对上一时刻的 \hat{X}_{k} 和 \hat{P}_{k} 进行状态一步预测和一步预测均方误差计算:

$$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1/k} = \boldsymbol{F}_k \hat{\boldsymbol{X}}_k + \boldsymbol{q}_k \tag{10}$$

$$\boldsymbol{P}_{k+1/k}^{X} = \boldsymbol{F}_{k} \hat{\boldsymbol{P}}_{k} \boldsymbol{F}_{k}^{T} + \boldsymbol{G}_{k} \boldsymbol{Q}_{k} \boldsymbol{G}_{k}^{T}$$
(11)

2) 采用比例对称采样的方式,根据 $\hat{X}_{k+1/k}$ 和 $P_{kn/k}^{x}$ 计算Sigma采样点 $\xi_{j,k+1}^{l}, j=0,1,\dots,2n$,如式(12)所示:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\xi}_{j,k+1}^{l} = \hat{\boldsymbol{X}}_{k+1/k} & j = 0\\ \boldsymbol{\xi}_{j,k+1}^{l} = \hat{\boldsymbol{X}}_{k+1/k} + \left(\sqrt{(n+\lambda)\boldsymbol{P}_{k+1}^{x}}\right)_{C(j)} & j = 1, 2, \cdots, n\\ \boldsymbol{\xi}_{j,k+1}^{l} = \hat{\boldsymbol{X}}_{k+1/k} + \left(\sqrt{(n+\lambda)\boldsymbol{P}_{k+1}^{x}}\right)_{C(j)} & j = n+1, n+2, \cdots, 2n \end{cases}$$
(12)

式中: $\lambda = \alpha^2(n+\kappa) - n$, $\alpha \in (0,1]$, $\kappa = 3 - n$; 下标 C(*j*)表示矩阵 Cholesky 分解后的第 *j* 列。

3) 通过式(9)中非线性量测函数 $h_{k+1}(\cdot)$ 传播得到 $\chi_{j,k+1}^{l}$,由式(14)~(16)计算得到预测均值 $\hat{\mathbf{Z}}_{k+1}$ 、互协方差阵 $\mathbf{P}_{k+1/k}^{s}$ 及自协方差阵 $\mathbf{P}_{k+1/k}^{s}$,其中, \mathbf{W}_{j}^{c} , \mathbf{W}_{j}^{m} 为权值参数,表达式参见文献[15]。

$$\chi_{j,k+1/k}^{l} = h_{k+1}(\xi_{j,k+1}^{l}) + r_{k} \quad j = 0, 1, 2, \cdots, 2n$$
(13)

$$\hat{\boldsymbol{Z}}_{k+1} = \sum_{j=0}^{2n} \boldsymbol{W}_{j}^{m} \boldsymbol{\chi}_{j,k+1/k}^{l} = \sum_{j=0}^{2n} \boldsymbol{W}_{j}^{m} (\boldsymbol{h}_{k+1}(\boldsymbol{\xi}_{j,k+1}^{l}) + \boldsymbol{r}_{k})$$
(14)

$$\boldsymbol{P}_{k+1/k}^{xy} = \sum_{j=0}^{2n} \boldsymbol{W}_{j}^{c} (\boldsymbol{\chi}_{j,k+1/k}^{l} - \hat{\boldsymbol{Z}}_{k+1}) (\boldsymbol{\xi}_{j,k+1}^{l} - \hat{\boldsymbol{X}}_{k+1/k})^{\mathrm{T}}$$
(15)

$$\boldsymbol{P}_{k+1/k}^{y} = \sum_{j=0}^{2n} \boldsymbol{W}_{j}^{c} (\boldsymbol{\chi}_{j,k+1/k}^{l} - \hat{\boldsymbol{Z}}_{k+1}) (\boldsymbol{\chi}_{j,k+1/k}^{l} - \hat{\boldsymbol{Z}}_{k+1})^{\mathrm{T}}$$
(16)

4) 量测更新阶段,进行 k+1 时刻的状态估计和均方误差估计,通过式(17)~(20)可得到 \hat{X}_{k+1} , \hat{P}_{k+1} :

$$\varepsilon_{k+1} = \mathbf{Z}_{k+1} - \hat{\mathbf{Z}}_{k+1} \tag{17}$$

$$K = \mathbf{P}_{k+1/k}^{xy} / \mathbf{P}_{k+1/k}^{y}$$
(18)

$$\hat{X}_{k+1} = \hat{X}_{k+1/k} + K\varepsilon_{k+1}$$
(19)

$$\hat{\boldsymbol{P}}_{k+1} = \boldsymbol{P}_{k+1,k}^{x} - \boldsymbol{K} \boldsymbol{P}_{k+1/k}^{y} \boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}$$
(20)

2.2 基于渐消记忆指数的自适应量测噪声估计器

高动态环境复杂,经常会出现量测噪声统计量未知、不准确的情况,尤其在载体高机动运动时,量测噪声统 计量会随时间变化出现快变甚至突变的情况;对此,本文在渐消记忆指数加权噪声估计的基础上,设计了一种自 适应调节因子对量测噪声统计量进行自适应估计,该方法可以加强近期数据的作用,减小陈旧数据占比。对于式 (3)、式(9)所示的系统模型,其量测噪声估计器的递推式如下:

$$\begin{cases} \hat{r}_{k+1} = (1 - d_{k+1})\hat{r}_{k} + d_{k+1}(\mathbf{Z}_{k+1} - \hat{\mathbf{Z}}_{k+1}) \\ \hat{R}_{k+1} = (1 - d_{k+1})\hat{R}_{k} + d_{k+1} \begin{bmatrix} \varepsilon_{k+1}\varepsilon_{k+1}^{T} - \sum_{j=0}^{2n} \mathbf{W}_{j}^{T}(\mathbf{Z}_{j,k+1} - \hat{\mathbf{Z}}_{k+1})(\mathbf{Z}_{j,k+1} - \hat{\mathbf{Z}}_{k+1})^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}$$
(21)

223

式中:
$$d_{k+1} = \frac{\alpha_k(1-b)}{1-b^{k+1}} (0 \le b \le 1);$$
 自适应强化因子 $\alpha_k = \max\left(1, \sqrt{\frac{tr(\varepsilon_{k+1}\varepsilon_{k+1}^T)}{tr(\varepsilon_k \varepsilon_k^T)}}\right)$ 。

采用 $\frac{(1-b)}{1-b^{k+1}}$ 的指数加权衰减方式,可以降低估计值对遗忘因子 b 的灵敏性,有效提高滤波器的稳定性。而自适应强化因子 α_k 可以增加量测噪声统计量突变时的数据权重,减少前期量测噪声统计量对当前时刻噪声的不适应性。

由于前一估计时刻与当前估计时刻量测噪声统计量之差与前一估计时刻量测噪声统计量的比值能够表征量 测噪声的变化幅度,当比值接近0时,说明近期量测噪声变化缓慢;反之,则说明近期量测噪声变化剧烈。在量 测噪声变化缓慢时,延长噪声估计周期;剧烈时,缩短估计周期,可以在保证估计精确度的同时进一步减少计算 量。为此,设计了一种自适应改变噪声估计周期的准则。该准则以量测噪声协方差阵变化情况作为判断噪声统计 量变化快慢的基准,使其能够在量测噪声变化不明显时,适当延长噪声估计周期,减少冗余计算;在量测噪声变 化明显时,及时缩短噪声估计周期,避免因量测噪声不准确带来的滤波精确度下降。该准则的具体规则如下:

1) 设置噪声估计周期的初始值为1s, 当滤波次数达到设定值时, 进行一次噪声估计;

2) 在每次噪声估计后根据量测噪声变化情况重新计算噪声估计周期,估计周期函数如下:

$$\Delta TF = ceil \left\{ \max \left| 1,10 \exp \left(- \left| \frac{tr(\hat{R}_{k+1}) - tr(\hat{R}_k)}{tr(\hat{R}_k)} \right|^3 \right)^{-1} \right| \right\}$$
(22)

以上即本文提出的自适应混合 UKF 算法,该算法通过改进常规 UKF 滤波算法简化滤波,并增加了基于渐消 记忆指数加权设计的自适应量测噪声估计器,该估计器根据高动态下系统量测噪声变化特点,通过自适应强化因 子调节估计结果,并根据噪声协方差阵调整估计周期,在保证估计精确度的同时减少冗余计算。

3 仿真分析

本文数据在一组经过一定近似加速、匀速、转弯、减速等阶段的高精确度车载实验数据基础上,在各阶段人为加入如表1所示的不同程度高斯白噪声,进行离线组合导航仿真。 实验采用的惯性器件的陀螺零偏稳定性为 0.01°/h,加表零偏稳定性为 50 µg; GNSS 采

| | pseu | do-range/m | pseudo-range rate/($m \cdot s^{-1}$) | | |
|-----------|------------------------------|------------|--|-------------------|--|
| | mean value mean square error | | mean value | mean square error | |
| 0-200 s | — | — | _ | — | |
| 201–250 s | 2 | 100 | 0.02 | 0.20 | |
| 251–590 s | 2 | 50 | 0.02 | 0.05 | |
| 590–600 s | 5 | 500 | 0.20 | 2.00 | |
| 600–810 s | 2 | 200 | 0.05 | 0.40 | |

用低成本 GPS 接收机,水平定位精确度为 10 m,高程精确度为 15 m,测速精确度为 0.2 m/s。基准位置速度由 NovAtel OEM4 构成的星基差分 GPS 系统提供,其位置精确度在 0.1 m 内,速度精确度为 0.03 m/s。组合导航的 数据长度为 810 s。图 1 为车载实验平台运行轨迹,图 2~4 及表 2~4 为结果。其中, $\Delta V_{\rm N}, \Delta V_{\rm E}, \Delta V_{\rm D}$ 分别表示北向、东向、地向的测速误差; $\Delta P_{\rm N}, \Delta P_{\rm E}, \Delta P_{\rm D}$ 分别表示北向、东向、地向的位置误差。



由表 2、表 3数据可知,在量测噪声统计信息变化的情况下,与常规 UKF 滤波结果相比,AUTC-UKF 的各向位置、速度误差精确度均有明显提升,北向、东向位置误差、速度误差精确度提升明显,相比于常规 UKF 提高了 60%以上。而高程方向位置误差精确度基数较大,提升比例虽不及水平方向,但也达到了 22%。图 2 结果

显示自适应混合 UKF(AUTC-UKF)的轨迹拟合程度要优于常规 UKF。图 3~4 中位置、速度误差随时间变化情况 表明,在量测噪声统计量已知的情况下(0~200 s),2 种滤波算法精确度相当,能够达到1m的水平定位精确度与 0.02 m/s 测速精确度;在量测噪声慢变(251~590 s)、突变(591~600 s)、快变(200~250 s,600~810 s)时,AUTC-UKF 的精确度均优于常规 UKF。尤其在量测噪声快变和突变时,常规 UKF 的水平位置误差、速度误差均不断增大, 其中,水平位置误差多在5m左右,而速度误差均在0.5 m/s 以上;而AUTC-UKF 的滤波误差仍稳定在水平位置 误差1m、速度误差 0.1 m/s 的范围内,这表明在量测噪声发生变化时,本文算法的稳定性和滤波精确度均优于 常规 UKF。



表 2 两种滤波算法位置精确度对比(σ)

Table2 Position accuracy comparison of two filter algorithms

| | - | | conventional UI | KF | | AUTC-UH | KF |
|---------------------|--------------------|------------|-------------------|------------------------|------------|-------------------|------------------------|
| | - | mean value | mean square error | root mean square error | mean value | mean square error | root mean square error |
| | $\Delta P_{\rm N}$ | -1.446 0 | 1.324 | 1.960 6 | 0.142 5 | 0.606 4 | 0.619 0 |
| position error/m | $\Delta P_{\rm E}$ | 0.314 2 | 1.540 | 1.571 7 | -0.200 5 | 0.622 4 | 0.653 9 |
| | $\Delta P_{ m D}$ | 5.367 0 | 9.830 | 11.199 7 | -0.330 7 | 8.830 0 | 8.836 2 |
| | | | | | | | |

| | $表 3$ 网种滤波异法速度有朔度对比(σ) | | | | | | | |
|-------------------------|---------------------------------|--|-------------------|------------------------|------------|-------------------|------------------------|--|
| | | Table3 Velocity accuracy comparison of two filter algorithms | | | | | | |
| | | conventional UKF | | | AUTC-UKF | | | |
| | - | mean value | mean square error | root mean square error | mean value | mean square error | root mean square error | |
| | $\Delta V_{ m N}$ | 0.018 70 | 0.217 0 | 0.217 80 | 0.015 97 | 0.078 86 | 0.080 46 | |
| velocity error/(m/s) | $\Delta V_{ m E}$ | -0.014 71 | 0.245 3 | 0.245 74 | -0.012 05 | 0.073 18 | 0.074 17 | |

0.238 19

-0.010 17

الم الم محمد مامير محمد ملي الم محمد

由表 4 可知,在组合导航滤波时,采用本文提出的AUTC-UKF的实时性要优于常规UKF,虽然自适应噪声估计增加了一定的计算量,但总体计算仿真耗时比常规UKF仍减少了18.64%。

0.237 5

-0.018 12

 $\Delta V_{\rm D}$

| 表4 | 表 4 两种滤波算法仿真耗时对比 | | | | |
|---|------------------|------------|--|--|--|
| Table4 Elapsed time comparison of two filter algorithms | | | | | |
| | conventional UKF | AUTC-UKF | | | |
| total simulation | 27.903 065 | 22.702 155 | | | |

0.089 93

0.089 35

4 结论

本文对高动态环境下级联式深组合中的组合导航滤波器进行了深入研究,针对因组合导航系统方程非线性变强、时变量测噪声统计特性不明导致的滤波精确度较差甚至发散的问题,设计了一种适用于深组合系统的自适应 混合 UKF 算法。该算法在简化滤波的同时,根据高动态下深组合系统量测噪声时变特点进行自适应量测噪声在 线估计,并通过估计出的噪声协方差变化率自适应调节估计周期。仿真结果表明,在不同程度量测噪声变化情况 下,相比于常规 UKF,本文算法具有更高的估计精确度和更小的计算量;其中,水平方向位置和速度精确度提 升了 60%以上,效果明显;同时,总体计算仿真耗时减少了 18.64%。该结果表明 AUTC-UKF 算法在高动态环境 下 GNSS/INS 深组合导航系统中具有一定的应用价值。

- [1] 杨洋,薛晓中.简化的混合估计算法及其在 GPS/SINS 深组合中的应用[J].南京航天航空大学学报, 2012,44(3):360–365. (YANG Yang,XUE Xiaozhong. Hybrid estimation algorithm based on simplified UKF for ultra tight coupling GPS/SINS system[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2012,44(3):360–365.)
- [2] DONALD G, JOHN D, KARL F. A deeply integrated adaptive GPS-based navigator with extended range code tracking[C]// Position Location and Navigation Symposium. San Diego, California: [s.n.], 2000:118-124.
- [3] YU Jie, WANG Xinlong, JI Jiaxing. Design and analysis for an innovative scheme of SINS/GPS ultra-tight integration[J]. Aricraft Engineering and Aerospace Technology, 2010,82(1):4-14.
- [4] 陈剑,孙金海,李金海,等. GPS/INS 组合导航系统中一种改进的 UKF 算法[C]// 中国卫星导航学术年会. 广州,中国:
 [s.n.], 2012:142-146. (CHEN Jian, SUN Jinhai, LI Jinhai, et al. An improved UKF in tightly-coupled GPS/INS system[C]//
 China Satellite Navigation Conference. Guangzhou, China:[s.n.], 2012:142-146.)
- [5] GAUTIER J D,PARKINSON B W,GEBRE-EGZIABHER D. Using the GPS/INS Generalized Evaluation Tool(GIGET) for the comparison of loosely coupled, tightly coupled and ultra-tightly coupled integrated navigation systems[C]// Proceedings of ION 59th Annual Meeting and CIGTF 22nd Guidance Test Symposium. Manassas:[s.n.], 2003:65-76.
- [6] DI Li, WANG Jinling. System design and performance analysis of extended Kalman filter-based ultra-tight GPS/INS integration[J]. Position, Location & Navigation Symposium. San Diego, California: IEEE, 2006:291-299.
- [7] BABU S R, WANG J L. Ultra-tight GPS/INS/PL integration: a system concept and performance analysis[J]. GPS Solution, 2009,13(1):75-82.
- [8] 李子月. 高动态下 GPS/SINS 超紧组合导航系统研究[D]. 杭州:浙江大学, 2015. (LI Ziyue. The research of ultra-tightly coupled GPS/SINS integration system in high dynamic conditions[D]. Hangzhou, China: Zhejiang University, 2015.)
- [9] 丰泽斌. GPS/SINS 超紧耦合组合导航系统的信息融合算法研究[D]. 杭州:浙江大学, 2015. (FENG Zebin. Research on the information fusion algorithm of ultra-tightly coupled integrated GPS/INS navigation system[D]. Hangzhou, China: Zhejiang University, 2015.)
- [10] 单童. 深组合系统中惯性辅助 GPS 基带技术研究[D]. 南京:南京理工大学, 2014. (SHAN Tong. Research on inertial assisted GPS baseband technology in deep integrated system[D]. Nanjing, China: Nanjing University of Science and Technology, 2014.)
- [11] 罗勇. GNSS/INS 深组合导航系统信息匹配问题与跟踪算法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2012. (LUO Yong. Research on the information matching problem and tracking algorithm in GNSS/INS deeply integrated navigation system[D]. Changsha, China: National University of Defense Technology, 2012.)
- [12] GEBRE-EGZIABHER D. What is the difference between 'loose', 'tight', 'ultra-tight', and 'deep' integration strategies for INS and GNSS[J]. Inside GNSS, 2007,2(1):28-33.
- [13] 杨洋,薛晓中.遗传散发辅助下的粒子滤波及其在 GPS/SINS 深组合中的应用[J]. 解放军理工大学学报(自然科学版), 2011,12(4):322-327. (YANG Yang,XUE Xiaozhong. Application of GA-aided particle filter in tight coupling GPS/SINS system[J]. Journal of PLA University of Science and Technology(Natural Science Edition), 2011,12(4):322-327.)
- [14] 秦永元,张洪钺,汪叔华. 卡尔曼滤波与组合导航原理[M]. 西安:西北工业大学出版社, 2012. (QIN Yongyuan,ZHANG Hongyue,WANG Shuhua. Kalman filter and integrated navigation theory[M]. Xi'an,China:Northwest Polytechnic University Press, 2012.)
- [15] 崔留争. MEMS-SINS/GPS 组合导航关键技术研究[D]. 长春:中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 2014. (CUI Liuzheng. Research on the key technologies of MEMS-SINS/GPS integration navigation system[D]. Changchun, China: Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, 2014.)

作者简介:



王 睿(1993-), 女, 陕西省汉中市人, 在 读硕士研究生, 主要研究方向为 GNSS/INS 组 合导航系统及其非线性滤波技术.email: ivywangruistudy@163.com. 黄清华(1975-),男,江西省九江市人,研究员,主要研究方向为复杂电子系统分析、综合与仿 真等.

李世玲(1972-),女,重庆市人,博士,研究员,主要研究方向为计算机控制与仿真、模式识别.

参考文献: