

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2006089

运动加速度在线估计的非线性惯性航姿算法研究*

于永军¹, 张翔¹, 王新志¹, 于捷杰²

(1. 南京理工大学机械工程学院 南京 210094; 2. 中国电子科技集团公司第二十八研究所 南京 210007)

摘要:稳定精确姿态估计是无人飞行器自主控制的关键。利用 MEMS 惯性测量组件作为测量传感器的惯性航姿系统以其完全自主的优势,成为当前无人飞行器姿态估计的必备系统。微小型无人飞机器姿态模型是典型的高阶非线性系统,针对传统的 EKF、UKF 等非线性滤波算法计算复杂度高、精度差的问题,建立了非线性航姿系统模型,并提出了基于非线性滑模滤波器的航姿算法。同时,针对传统航姿算法无法估计运动加速度的问题,基于微小型无人飞行器运动特性提出了运动加速度在线估计算法,实现了运动加速度的实时估计。通过跑车测试和飞行测试证明所提算法在无 GPS 辅助情况下能精确估计载体运动姿态和运动加速度,加速度估计精度 0.15 m/s^2 ,姿态估计精度达到 1° 。

关键词:航姿参考系统;滑模观测器;非线性系统;惯性导航;卡尔曼滤波

中图分类号: TH761.7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 590.35

Non-linear attitude heading reference algorithm based on motion acceleration online estimation

Yu Yongjun¹, Zhang Xiang¹, Wang Xinzhi¹, Yu Jiejie²

(1. School of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;

2. The 28th Research Institute of China Electronic Technology Group Corporation, Nanjing 210007, China)

Abstract: Stable and accurate attitude estimation is the key to the autonomous control of unmanned aerial vehicle (UAV). The attitude heading reference system (AHRS), using the micro electronic mechanical system inertial measurement unit (MEMS-IMU) as the measurement sensors, is an indispensable system for UAV's attitude estimation. Aiming at the problem of low precision using extended Kalman filter (EKF) and unscented Kalman filter (UKF) caused by the nonlinear attitude model, an attitude heading reference algorithm based on nonlinear sliding mode filter is proposed. Meanwhile, aiming at the problem that the traditional attitude heading reference algorithm cannot estimate the motion acceleration, an estimation algorithm of motion acceleration using Kalman Filter is proposed based on the motion characteristics of micro UAV, which realizes the online estimation of motion acceleration. The car-based and flight-based test show that the algorithm proposed in this paper can accurately estimate the carrier's motion attitude and motion acceleration without GPS. The accuracy of acceleration reaches 0.15 m/s^2 , and the accuracy of attitude reaches 1° .

Keywords: attitude and heading reference system; sliding mode observer; nonlinear system; inertial navigation; Kalman filter

0 引言

稳定精确的姿态估计是无人飞行器自主控制与导航的先决条件,捷联惯性导航系统以其高度自主性已经成为无人飞行器核心导航系统^[1-2]。在卫星导航系统拒止环境下,以加速度计作为姿态测量传感器利用卡尔曼滤

波进行姿态估计的航姿参考系统 (attitude and heading reference system, AHRS) 是无人飞行器进行姿态估计的有效方法^[3]。

微小型无人飞行器的运动特性导致飞行器姿态数学模型非线性,因此无人飞行器航姿算法是一个典型的非线性滤波问题。目前航姿算法中应用最广泛的是扩展卡尔曼滤波法 (extend Kalman filter, EKF)^[4]。该方法通过

收稿日期:2020-02-17 Received Date: 2020-02-17

* 基金项目:江苏省自然科学基金青年基金 (BK20160849, BK20170848) 项目资助

非线性系统的一阶线性化来传播状态变量,这种线性化方法会带来较大的线性化误差,导致滤波器的次优估计甚至滤波器发散^[5]。而无迹卡尔曼滤波(unscented Kalman filter, UKF)虽然通过无迹变换(unscented transform, UT)可以实现非线性系统的状态估计,但基于对称采样的UKF算法在应用于高维系统时容易导致UT传递方差的非正定和滤波不稳定^[6]。同时无人飞行器振动及复杂机动状态导致加速度计测量噪声非高斯且难以精确建模,使得EKF和UKF的估计精度下降^[7-8]。

另一方面,加速度计无法区分重力加速度和运动加速度,因此在无人飞行器机动时无法准确估计姿态。针对量测干扰情况下的姿态估计与修正问题,有学者相继研究提出了噪声自适应滤波算法^[9]、零速辅助算法^[10]、模糊控制器^[11]、基于状态的载体运动状态检测算法^[12]等以排除运动加速度干扰,提高姿态角估计精度。但这类算法通常都是判断载体是否存在运动加速度,进而决定是否利用加速度计输出进行姿态修正,并未对运动加速度进行估计,因此这类算法通常都会存在量测修正不足或修正过大的问题,导致姿态角估计精度不高。

滑模观测器(sliding mode observer, SMO)以其对非线性、参数不确定性系统良好的鲁棒性在电机控制领域获得广泛应用^[13-14]。近年来在无人飞行器状态估计领域也逐步受到重视^[15]。

本文针对惯性航姿系统姿态模型非线性以及姿态估计精度受载体运动加速度影响的问题,将滑模观测器引入惯性航姿系统,建立了非线性滑模滤波器姿态估计模型。同时,根据无人飞行器运动特性设计了运动加速度在线估计算法,能够有效提高惯性航姿系统的姿态估计精度。

1 基于滑模观测器的AHRS系统模型

基于滑模观测器的姿态估计算法结构如图1所示。

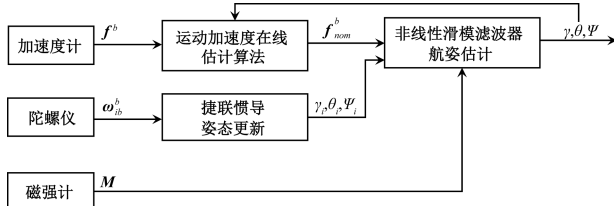


图1 基于滑模滤波器的姿态精确估计算法

Fig. 1 Attitude estimation algorithm based on sliding mode observer

图1中, ω_{ib}^b 为载体系下陀螺仪输出; f^b 为载体系下的加速度计输出; f_{nom}^b 为根据运动加速度在线估计算法

得到的载体系下的不含运动加速度的加速度矢量; M 为载体坐标系下的地球磁场矢量。 $\gamma_i, \theta_i, \psi_i$ 为根据陀螺仪输出利用捷联惯导算法计算得到的横滚、俯仰和航向角; γ, θ, ψ 为滤波器输出的横滚、俯仰和航向角估计值。

定义载体坐标系为“前-右-下”,导航坐标系为“北-东-地”。

2 AHRS滑模滤波器算法

2.1 AHRS系统模型

根据载体坐标系与导航坐标系关系,载体坐标系相对地理坐标系的角速度 ω_{nb}^b 与载体姿态角速度的关系如式(1)所示^[16]。

$$\begin{bmatrix} \dot{\gamma} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \frac{1}{\cos\theta} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\gamma\sin\theta & \cos\gamma\sin\theta \\ 0 & \cos\gamma\cos\theta & -\sin\gamma\cos\theta \\ 0 & \sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \omega_{nb}^b \quad (1)$$

其中,

$$\omega_{nb}^b = \begin{bmatrix} \omega_{nbx}^b \\ \omega_{nby}^b \\ \omega_{nbz}^b \end{bmatrix} = \omega_{ib}^b - C_n^b (\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n)$$

式中: C_n^b 是导航坐标系相对载体坐标系的姿态转移矩阵, $C_n^b, \omega_{ie}^n, \omega_{en}^n$ 可以通过载体上一时刻的姿态、速度、位置求解,可以看作已知量。

因此,将 ω_{nb}^b 简记为:

$$\omega_{nb}^b = \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_r \\ \varepsilon_r \\ \varepsilon_r \end{bmatrix} = \omega + \varepsilon_r + \sigma_r \quad (2)$$

式中: σ_r 为高斯白噪声; ε_r 为 σ_r 驱动的一阶马尔科夫过程。

$$\dot{\varepsilon}_r = -\frac{1}{T_r} \varepsilon_r + \sigma_r \quad (3)$$

式中: T_r 为相关时间,

将噪声模型扩展到状态方程中,则式(1)可以写为式(4)所示的非线性方程。

$$\begin{bmatrix} \dot{\gamma} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \\ \dot{\varepsilon}_{rx} \\ \dot{\varepsilon}_{ry} \\ \dot{\varepsilon}_{rz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{A} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \\ \varepsilon_{rx} \\ \varepsilon_{ry} \\ \varepsilon_{rz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{A}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_{rx} \\ \sigma_{ry} \\ \sigma_{rz} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中,

$$A = \frac{1}{\cos\theta} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta\sin\theta & \cos\theta\sin\theta \\ 0 & \cos\theta\cos\theta & -\sin\theta\cos\theta \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

令状态向量 $\mathbf{x} = [\gamma \ \theta \ \psi \ \varepsilon_{rx} \ \varepsilon_{ry} \ \varepsilon_{rz}]^T$, 根据式(4), 系统方程为非线性方程, 则有:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \boldsymbol{\omega}(t)) + \mathbf{K}\boldsymbol{\sigma}_r(t) \quad (5)$$

在载体无运动加速度情况下, 可得:

$$\mathbf{f}_{nom}^{\dot{}} = \begin{bmatrix} f_{bx} \\ f_{by} \\ f_{bz} \end{bmatrix} + \mathbf{v}_f = -C_n^b \mathbf{g}^n + \mathbf{v}_f = g \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta\sin\theta \\ \cos\theta\cos\theta \end{bmatrix} + \mathbf{v}_f \quad (6)$$

其中, $\mathbf{g}^n = [0, 0, g]$, g 为重力加速度常量; \mathbf{v}_f 为加速度计测量噪声。

航向角通过磁航向计获取的载体坐标系三轴地磁矢量解算获取。

$$\psi_{Mega} = \text{atan}\left(\frac{M_y \cos\theta - M_z \sin\theta}{M_x \cos\theta + M_y \sin\theta \sin\theta + M_z \cos\theta \sin\theta}\right) + v_\psi \quad (7)$$

式中: M_x, M_y, M_z 为载体坐标系下的地球磁场矢量; v_ψ 为由磁强计测量噪声产生的噪声。

根据式(6)和(7)有:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} f_{bx} \\ f_{by} \\ f_{bz} \\ \psi_{Mega} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} -g\sin\theta \\ g\cos\theta\sin\theta \\ g\cos\theta\cos\theta \\ \text{atan}\left(\frac{M_y \cos\theta - M_z \sin\theta}{M_x \cos\theta + M_y \sin\theta \sin\theta + M_z \cos\theta \sin\theta}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{fx} \\ v_{fy} \\ v_{fz} \\ v_\psi \end{bmatrix}$$

令观测向量 $\mathbf{y} = [f_{bx} \ f_{by} \ f_{bz} \ \psi_{Mega}]^T$, 根据式(8), 量测方程也为非线性方程, 可记为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t)) + \mathbf{v}(t) \quad (8)$$

2.2 非线性滑模滤波器

对形如由式(5)和(8)构成的非线性系统为:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \boldsymbol{\omega}(t)) \quad (9)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t)) + \mathbf{v}(t)$$

构造如下所示的滑模滤波器:

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(t), \boldsymbol{\omega}(t)) + \left[\frac{\partial\boldsymbol{\phi}}{\partial\mathbf{x}}\right]^{-1} \mathbf{L}(\mathbf{y} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}(t))) +$$

$$\left[\frac{\partial\boldsymbol{\phi}}{\partial\mathbf{x}}\right]^{-1} \mathbf{K} \cdot \text{sign}(\mathbf{y} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}(t))) \quad (10)$$

式中: $\boldsymbol{\phi} = [h_1 \ \frac{\partial h_1}{\partial x} f \ \dots \ h_n \ \frac{\partial h_n}{\partial x} f]^T$, \mathbf{h}_i 为量测矩阵的第 i 行; \mathbf{L}, \mathbf{K} 为给定的估计增益矩阵。sign(\cdot) 函数如下所示:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} -1, x < 0 \\ 0, x = 0 \\ 1, x > 0 \end{cases}$$

根据式(4)可以看出, 水平姿态角状态方程为非线性模型, 而航向角方程为线性模型。若系统为线性, 则 $\left[\frac{\partial\boldsymbol{\phi}}{\partial\mathbf{x}}\right]^{-1}$ 计算复杂度将显著简化。因此, 将滑模滤波器分为非线性和线性两部分。

其中, 非线性系统如式(11)和(12)所示。

$$\dot{\mathbf{x}}_1(t) = \begin{bmatrix} \dot{\gamma} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varepsilon}_{rx} \\ \dot{\varepsilon}_{ry} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} (\omega_x + \varepsilon_{rx}) + (\omega_y + \varepsilon_{ry})\sin\theta\tan\theta + (\omega_z + \varepsilon_{rz})\cos\theta\tan\theta \\ (\omega_y + \varepsilon_{ry})\cos\theta - (\omega_z + \varepsilon_{rz})\sin\theta \\ -\frac{1}{T_r}\varepsilon_{rx} \\ -\frac{1}{T_r}\varepsilon_{ry} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{I}_{2 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_{rx} \\ \sigma_{ry} \\ \sigma_{rz} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{y}_1(t) = \mathbf{h}_1(\mathbf{x}_1(t)) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11}(\mathbf{x}_1(t)) \\ \mathbf{h}_{12}(\mathbf{x}_1(t)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g\cos\theta\sin\theta \\ g\cos\theta\cos\theta \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: \mathbf{A}_1 为矩阵 \mathbf{A} 的前两行。

针对式(11)和(12)的非线性系统, 根据式(10), 滑模滤波器如式(13)所示。

$$\hat{\mathbf{x}}_1(t) = \begin{bmatrix} \hat{\gamma} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\varepsilon}_{rx} \\ \hat{\varepsilon}_{ry} \end{bmatrix} = \mathbf{f}_1(\hat{\mathbf{x}}_1(t), \boldsymbol{\omega}(t)) + \left[\frac{\partial\boldsymbol{\phi}_1}{\partial\mathbf{x}_1}\right]^{-1} \mathbf{L}_1(\mathbf{y}_1 -$$

$$\mathbf{h}_1(\hat{\mathbf{x}}_1(t))) + \left[\frac{\partial\boldsymbol{\phi}_1}{\partial\mathbf{x}_1}\right]^{-1} \mathbf{K}_1 \cdot \text{sign}(\mathbf{y}_1 - \mathbf{h}_1(\hat{\mathbf{x}}_1(t))) \quad (13)$$

其中,

$$f_1(\hat{x}(t), \omega(t)) = \begin{bmatrix} (\omega_x + \hat{\varepsilon}_{rx}) + (\omega_y + \hat{\varepsilon}_{ry}) \sin \hat{\gamma} \tan \hat{\theta} + (\omega_z + \hat{\varepsilon}_{rz}) \cos \hat{\gamma} \tan \hat{\theta} \\ (\omega_y + \hat{\varepsilon}_{ry}) \cos \hat{\gamma} - (\omega_z + \hat{\varepsilon}_{rz}) \sin \hat{\gamma} \\ -\frac{1}{T} \hat{\varepsilon}_{rx} \\ -\frac{1}{T} \hat{\varepsilon}_{ry} \end{bmatrix}$$

$$\phi_1 = \begin{bmatrix} h_{11} \\ \frac{\partial h_{11}}{\partial x} \\ h_{12} \\ \frac{\partial h_{12}}{\partial x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g \cos \theta \sin \gamma \\ g \cos \theta \cos \gamma (\varepsilon_{rx} + \omega_x) - g \sin \gamma (\varepsilon_{rz} + \omega_z) \\ g \cos \theta \cos \gamma \\ -g \cos \theta \sin \gamma (\varepsilon_{rx} + \omega_x) - g \sin \theta (\varepsilon_{ry} + \omega_y) \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial \phi_1}{\partial x_1} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_{11}}{\partial x_1} & \frac{\partial \phi_{12}}{\partial x_1} & \frac{\partial \phi_{13}}{\partial x_1} & \frac{\partial \phi_{14}}{\partial x_1} \end{bmatrix}^T$$

式中: ϕ_{1i} 指 ϕ_1 矩阵的第 i 行。

$$\frac{\partial \phi_{1i}}{\partial x_1} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_{1i}}{\partial \gamma} & \frac{\partial \phi_{1i}}{\partial \theta} & \frac{\partial \phi_{1i}}{\partial (\varepsilon_{rx})} & \frac{\partial \phi_{1i}}{\partial (\varepsilon_{ry})} \end{bmatrix}$$

式(13)中,虽然利用 sign 函数可以有效增强系统的鲁棒性,但由于 sign 只能取 $-1, 0, 1$ 3 个离散数值,因此存在状态估值的抖动现象。本文设计如式(14)的连续函数替代 sign 函数,以保证状态过渡的平滑。

$$\text{sat}(y_1 - h_1(\hat{x}_1(t))) =$$

$$\begin{cases} \text{sign}(y_1 - h_1(\hat{x}_1(t))), \|y_1 - h_1(\hat{x}_1(t))\| > \lambda \\ \frac{y_1 - h_1(\hat{x}_1(t))}{\lambda}, \|y_1 - h_1(\hat{x}_1(t))\| \leq \lambda \end{cases} \quad (14)$$

同理,线性系统部分为如式(15)所示。

$$\dot{x}_2(t) = \begin{bmatrix} \dot{\psi} \\ \dot{\varepsilon}_{rz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sin \gamma}{\cos \theta} (\omega_y + \varepsilon_{ry}) + \frac{\cos \gamma}{\cos \theta} (\omega_z + \varepsilon_{rz}) \\ -\frac{1}{T} \varepsilon_{rz} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{\sin \gamma}{\cos \theta} & \frac{\cos \gamma}{\cos \theta} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_{rx} \\ \sigma_{ry} \\ \sigma_{rz} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$y_2(t) = h_2(x_2(t)) =$$

$$\text{atan} \left(\frac{M_y \cos \gamma - M_z \sin \gamma}{M_x \cos \theta + M_y \sin \gamma \sin \theta + M_z \cos \gamma \sin \theta} \right) \quad (16)$$

其滑模估计器如式(17)所示。

$$\hat{\dot{x}}_2(t) = \begin{bmatrix} \hat{\dot{\psi}} \\ \hat{\dot{\varepsilon}}_{rz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sin \hat{\gamma}}{\cos \hat{\theta}} (\omega_y + \hat{\varepsilon}_{ry}) + \frac{\cos \hat{\gamma}}{\cos \hat{\theta}} (\omega_z + \hat{\varepsilon}_{rz}) \\ -\frac{1}{T} \hat{\varepsilon}_{rz} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_2}{\partial x_2} \end{bmatrix}^{-1} L_2 (y_2 - h_2(\hat{x}_2(t))) + \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_2}{\partial x_2} \end{bmatrix}^{-1} K_2 \cdot \text{sat}(y_2 -$$

$$h_2(\hat{x}_2(t))) \quad (17)$$

$$\text{其中, } \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_2}{\partial x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & \frac{\cos \gamma}{\cos \theta} - \frac{1}{T} \end{bmatrix}$$

3 运动加速度自适应估计算法

式(6)是根据载体无运动加速度的情况得到的,但实际上无人飞行器飞行过程中会有频繁的加减速机动,会在加速度计的测量信息中引入运动加速度分量,而加速度计无法区分重力加速度和运动加速度,因此无法用式(6)直接进行姿态估计。本文设计了一种运动加速度自适应估计算法。

微小型无人飞行器的运动特性导致载体的运动加速度具有低频缓变的特性,因此,利用一阶马尔可夫模型对运动加速度进行建模。

$$\mathbf{a}_k^b = e^{\frac{1}{\tau}} \mathbf{a}_{k-1}^b + \boldsymbol{\varepsilon}_a = \alpha \mathbf{a}_{k-1}^b + \boldsymbol{\varepsilon}_{a,k} \quad (18)$$

式中: $\boldsymbol{\varepsilon}_{a,k}$ 为一阶马尔可夫驱动白噪声; τ 为相关时间; 且 $0 < \alpha \leq 1$ 。

加速度计载体系和地理系的转换关系如式(18)所示。

$$\mathbf{f}^b = -\mathbf{C}_n^b \mathbf{f}^n + \mathbf{v}_a \quad (19)$$

式中: \mathbf{v}_a 为加速度测量噪声。

根据式(18),进一步推导可得:

$$\mathbf{f}^b = \mathbf{C}_n^b \mathbf{a}^n + \mathbf{C}_n^b ((2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \times \mathbf{V}^n) - \mathbf{C}_n^b \mathbf{g}^n + \mathbf{v}_a$$

式中: \mathbf{a}^n 表示地理系下的运动加速度。考虑到微小型无人飞行器速度一般较慢,忽略 $(2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \times \mathbf{V}^n$ 项可得:

$$\mathbf{f}^b = \mathbf{a}^b - \mathbf{g}^b + \mathbf{v}_a \quad (20)$$

式中: $\mathbf{a}^b = \mathbf{C}_n^b \mathbf{a}^n$, $\mathbf{g}^b = \mathbf{C}_n^b \mathbf{g}^n$ 表示载体系下的运动加速度和重力加速度。

利用加速度计的输出作为量测信息,则有:

$$\mathbf{f}_k^b = \mathbf{a}_k^b - \mathbf{g}_k^b + \mathbf{v}_a = \mathbf{a}_k^b - \mathbf{C}_{n,k}^b \mathbf{g}^n + \mathbf{v}_a = \mathbf{a}_k^b - \mathbf{C}_{n,k}^b \mathbf{g}^n + \mathbf{v}_a \quad (21)$$

将式(18)作为系统方程,式(21)作为量测方程,构建卡尔曼滤波系统,采用卡尔曼滤波器对运动加速度进行估计。

4 系统测试验证

为验证本文提出的算法在实际应用中的姿态估计性能,设计了如图2所示的MEMS航姿系统。

其中,陀螺仪由3个ADI公司的ADXR646单轴陀螺仪构成,精度为 $12^\circ/\text{h}$,加速度计使用三轴ADXL355,精度为 $5 \times 10^{-3} \text{ G}$,二者单点采样频率均为 1000 Hz 。系统中,为降低MEMS传感器噪声影响,考虑到无人飞行器低

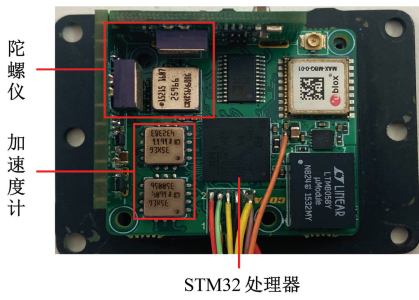


图 2 MEMS 惯性航姿系统实物

Fig. 2 MEMS attitude heading reference system

动态特性,以 10 次输出均值作为陀螺仪和加速度的当前时刻输出,因此陀螺仪和加速度采样频率为 100 Hz。本文设计的航姿系统处理器采用具备浮点运算能力的 STM32F4 系列 ARM,其主频为 168 MHz。考虑到处理器的计算能力,系统滑模观测器频率为 10 Hz,运动加速度估计卡尔曼滤波器频率为 20 Hz。同时,由于第 3 节的运动加速度估计算法频率大于滑模观测器频率,可以将连续两次加速度结果平滑后作为滑模观测器的输入,在低动态环境下,既保证了系统的实时性,又可以提高系统精度。第 3 节的运动加速度估计算法中的系数 $\alpha=0.6$ 。

4.1 跑车测试

基于上述的惯性航姿系统在南京市江宁区进行了跑车测试。实验中,采用商用 SBG Ellipse 型惯性/GPS 组合导航系统作为参考,该系统在 GPS 组合模式下的姿态角测量精度为 0.2°。跑车路径如图 3 所示。



图 3 跑车测试航迹

Fig. 3 Tracking map of car experiment

本文提出的航姿算法与 SBG 组合导航系统横滚、俯仰角对比如图 4 和 5 所示。

从图 4 和 5 中可以看出,本文提出的航姿算法,在无 GPS 辅助的情况下,其估计得到的载体运动姿态与 SBG 结果基本一致。本文提出的算法与 SBG 得到的结果对比如表 1 所示。

从表 1 中可以看出,本文的航姿算法,以 SBG 结果作为参考,水平角度最大误差小于 4°,均方差小于 1°,在没有 GPS 辅助的情况下达到了较高的精度。

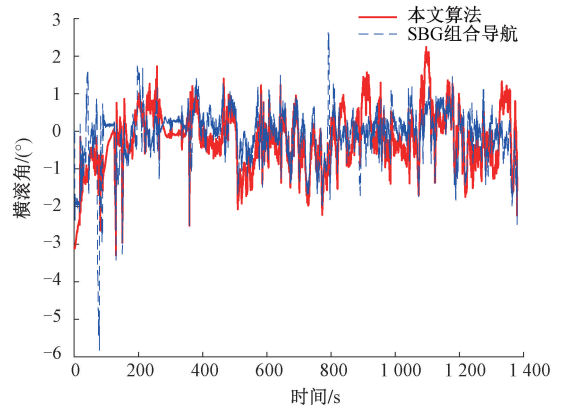


图 4 跑车测试横滚角对比

Fig. 4 Comparison of Car-based test roll angle

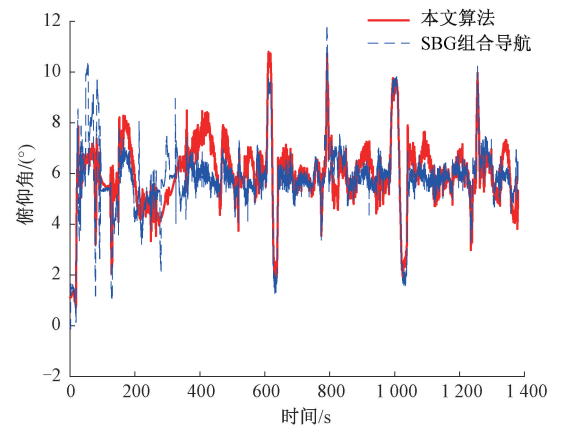


图 5 跑车测试俯仰角对比

Fig. 5 Comparison of Car-based test pitch angle

表 1 滑模航姿算法与 SBG 姿态误差分析

Table 1 The proposed algorithm and SBG attitude error (Unit: degree)

误差	横滚角/(°)	俯仰角/(°)
最大值	3.789 8	3.224 9
平均值	-0.094 5	0.178 4
均方差	0.675 8	0.846 5

为对比本文提出的运动加速度估计算法的性能,本文将算法估计的加速度与载体的实际加速度进行对比。实际加速度计算方法为:通过 SBG Ellipse 系统输出的姿态角,得到重力加速度在载体系 3 个方向的分量,SBG 的加速度计输出减去重力加速度分量即得到实际加速度。本文算法得到的加速度与实际加速度对比如图 6 所示。从图 6 可以看出,本文设计的加速度估计算法可以准确估计出载体运动加速度变化趋势。

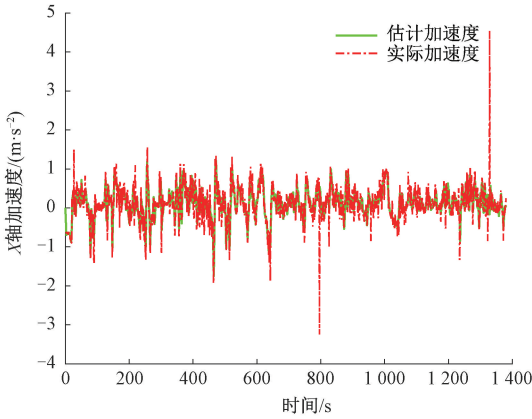


图 6 运动加速度估计算法与实际加速度对比

Fig. 6 Comparison of motion acceleration estimated by algorithm and actual motion acceleration

本文估计的运动加速度与实际加速度误差均方差为 0.15 m/s^2 , 这与表 1 中得到的 1° 的姿态角均方差是一致的。

图 7 所示给出了 $600 \text{ s} \sim 650 \text{ s}$ 之间的本文算法估计的运动加速度和载体实际加速度的对比, 从图 7 中可以看出, 本文设计的加速度估计算法具有很好的实时性。

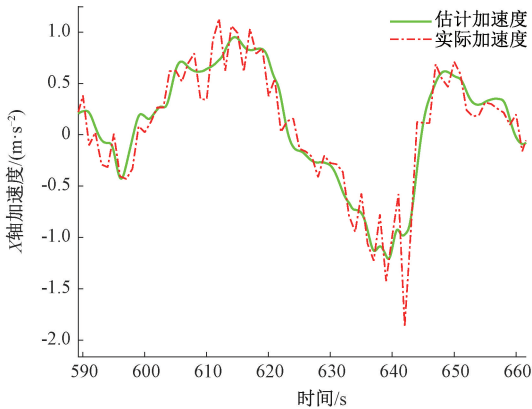


图 7 600~650 s 运动加速度对比

Fig. 7 Comparison of motion acceleration in $600 \sim 1050 \text{ s}$

4.2 飞行测试

为进一步验证本文设计的惯性航姿系统的性能, 利用大疆 M600 无人机进行了实际飞行测试。实验中同样采用 SBG 导航系统作为参考。飞行轨迹如图 8 所示。

本文算法与 SBG 组合导航系统横滚角对比如图 9 所示。

通过图 9 和 SBG 系统的对比可以看出, 本文设计的算法能够精确反映载体姿态变化, 同时具有良好的重复性。横滚角误差最大为 2.6° , 均方差为 0.9° , 与跑车测试数据基本一致。

图 10 所示给出了本文算法估计的运动加速度和载

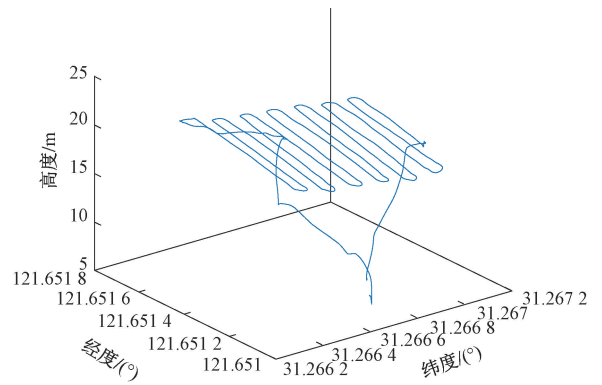


图 8 飞行测试轨迹

Fig. 8 Tracking map of flight experiment

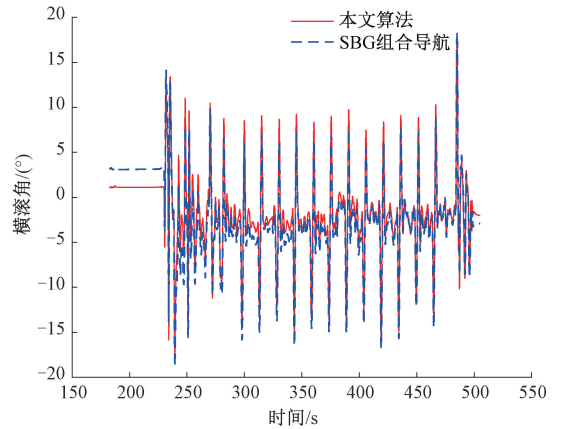


图 9 飞行测试横滚角对比

Fig. 9 Comparison of flight-based test roll angle

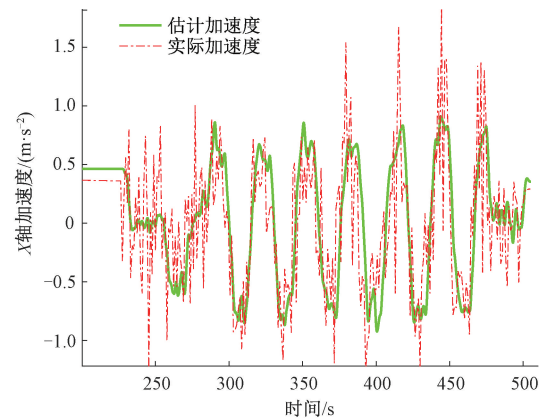


图 10 飞行测试运动加速度对比

Fig. 10 Comparison of flight-based motion acceleration

体实际加速度的对比, 从图 10 中可以看出, 与跑车测试相同, 本文设计的加速度估计算法应用于无人飞行器时依然具有很好的实时性。

5 结论

以 MEMS IMU 作为测量传感器进行姿态估计的航姿参考系统是微小型无人飞行器姿态估计的核心,本文针对微小型无人飞行器航姿估计问题,提出了基于非线性滑模滤波器的航姿算法和基于卡尔曼滤波的运动加速度自适应估计算法。所提算法解决了传统的基于 EKF、UKF 等非线性姿态估计算法计算复杂度高、精度差等问题,同时实现了运动加速度在线估计,显著提高了利用加速度计作为量测信息时的姿态修正精度。通过跑车和飞行试验证明,本文提出的算法在无 GPS 辅助情况下载体运动姿态估计精度达到 1° , 算法对航姿系统的研究和应用具有重要的参考价值和实用价值。

参考文献

- [1] 徐焯烽,仇海涛,何孟珂. 微小型航姿测量系统设计与误差补偿[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(10): 2221-2227.
XU Y F, QIU H T, HE M K. Design and error compensation of miniature AHMS[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31(10):2221-2227.
- [2] RUI H, YONG L, JIM ZH. Guidance, navigation, and control system design for tripropeller vertical-take-off-and-landing unmanned air vehicle[J]. Journal of Aircraft, 2009, 46(6):1837-1856.
- [3] 李翔,李智. 航姿参考系统三轴磁强计校正的点积不变法[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(8):1813-1818.
LI X, LI ZH. Dot product invariance method for the calibration of three-axis magnetometer in attitude and heading reference system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(8):1813-1818.
- [4] 王坚,刘超,高井祥,等. 基于抗差 EKF 的 GNSS_INS 紧组合算法研究[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2011, 36(5): 596-600.
WANG J, LIU CH, GAO J X, et al. GNSS/INS tightly coupled navigation model based on robust EKF [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2011, 36(5): 596-600.
- [5] SEBESTA D, BOIZOT N. A real-time adaptive high-gain EKF applied to a quadcopter inertial navigation system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61:495-503.
- [6] 蔡安江,刘凯峰,郭师虹,等. 基于四元数衍生无迹卡尔曼滤波的二段式多旋翼无人机姿态估计算法[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(2):365-372.
CAI AN J, LIU K F, GUO SH H, et al. Quaternion derivative unscented Kalman filter-based two-step attitude estimation algorithm for multi-rotor unmanned aerial vehicle [J]. Control Theory & Applications, 2020, 37(2):365-372.
- [7] IBARRA-BONILLA N, ESCAMILLA-AMBROSIO J, RAMIREZ-CORTES M. Attitude estimation using a neuro-fuzzy tuning based adaptive Kalman filter [J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 2015, 29: 479-488.
- [8] 钱华明,黄蔚,孙龙,等. 基于多重次渐消因子的强跟踪 UKF 姿态估计[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(3):580-585.
QIAN H M, HUANG W, SUN L, et al. Attitude estimation of strong tracking UKF based on multiple fading factors[J]. Systems Engineering and Electronics. 2013, 35(3):580-585.
- [9] 刘宇,刘琼,周帆,等. 基于自适应 UKF 微型航姿系统噪声在线估计[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2016, 28(3):285-290,311.
LIU Y, LIU Q, ZHOU F, et al. Online noise estimation of mini-AHRS based on adaptive UKF algorithm [J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2016, 28(3):285-290,311.
- [10] 王平,张广鹏,杨波,等. 基于零速的航姿误差补偿方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(11):125-132.
WANG P, ZHANG G P, YANG B, et al. Research on error compensation method of attitude and heading based on zero velocity [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(11):125-132.
- [11] MUNGUIA R, GRAU A. An attitude and heading reference system (AHRS) based in a dual filter [C]. IEEE 16th Conference on Emerging Technologies & Factory Automation (ETFA), Toulouse, France, 2011. DOI:10.1109/ETFA.2011.6059089.
- [12] 刘建业,杜亚玲,祝燕华,等. 航姿系统内阻尼的模糊自适应滤波算法[J]. 南京航空航天大学学报, 2007, 39(2):137-142.
LIU J Y, DU Y L, ZHU Y H, et al. Damp Kalman filter with fuzzy adaptive algorithm in AHRS [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2007, 39(2):137-142.
- [13] 倪有源,余长城,陈浩. 基于端电压平均值和准滑模观测器的无刷直流电机控制[J]. 电机与控制学报,

2019, 23(5):34-41,50.

NI Y Y, YU CH CH, CHEN H. Control of BLDC motor based on average terminal voltage and quasi sliding mode[J]. *Electric Machines and Control*, 2019,23(5): 34-41,50.

- [14] 楚晓艳, 年晓红, 刘静静. 基于鲁棒滑模观测器的多电机卷绕系统故障检测和隔离[J]. *控制理论与应用*, 2018, 35(6):795-804.

CHU X Y, NIAN X H, LIU J J. Fault detection and isolation for multi-motor web-winding system via robust sliding mode observers [J]. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(6):795-804.

- [15] 杨菊花, 李文元, 陈光武, 等. 引入滑模观测器的 GPS/INS 组合导航滤波方法[J]. *仪器仪表学报*, 2019, 40(9):78-86.

YANG J H, LI W Y, CHEN G W, et al. GPS/INS integrated navigation filtering method based on sliding mode observer [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2019, 40(9):78-86.

- [16] 刘建业, 曾庆化, 赵伟等. *导航系统理论与应用*[M]. 西安:西北工业大学出版社,2010.

LIU J Y, ZENG Q H, ZHAO W, et al. *Navigation system theory and applications* [M]. Xi' An: Northwestern Polytechnical University Press, 2010.

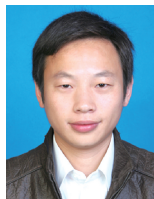
作者简介



于永军,2005 年和 2011 年于南京航空航天大学分别获得学士学位和博士学位,现任职于南京理工大学机械工程学院,从事嵌入式系统开发、卫星技术、视觉导航及信息融合研究。

E-mail:yongjun_you@outlook.com

Yu Yongjun, received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2005 and 2011, respectively. Now, he is a lecture in the School of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology (NJUST). His main research interests include embedded system development, satellite, visual SLAM and information fusion.



于捷杰,2005 年和 2008 年于南京航空航天大学分别获得学士学位和硕士学位,现为中国电子科技集团公司第二十八研究所高级工程师,主要研究方向为指挥信息系统总体、系统集成及网络通信。

E-mail:yujiejie_nuaa@163.com。

Yu Jiejie, received his B. Sc and M. Sc. degrees both from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2005 and 2008, respectively. Now, he is an engineer in the 28th Research Institute of China Electronic Technology Group Corporation. His main research interests include information system, system integration and network communication.