

DOI: 10.13382/j.jemi.B2003194

基于 Mahony-EKF 的无人机姿态解算算法*

储开斌 赵爽 冯成涛

(常州大学 微电子与控制工程学院 常州 213164)

摘要:针对微惯性测量单元精度低和传统姿态解算方法误差较大,提出一种 Mahony 和扩展卡尔曼滤波(EKF)融合的姿态解算算法。首先通过 Mahony 滤波器融合陀螺仪、加速度计和磁力计数据,解算得到初步姿态四元数。再以 Mahony 滤波器的姿态四元数作为 EKF 的量测值,根据非重力加速度的大小,自适应正相关调节量测噪声协方差矩阵;根据陀螺仪测量的角速度信息建立 EKF 状态方程。最终经过 EKF 滤波后,获取无人机姿态的估计。经过仿真实验验证,融合算法解算静态姿态角误差小于 0.1° ,解算动态姿态角误差小于 1° ,均优于互补滤波算法和改进 EKF 算法。融合算法能有效抑制陀螺仪漂移误差,滤除加速度计测量值混有的高频噪声和抑制非重力加速度的干扰,提高姿态解算精度。

关键词: 无人机;卡尔曼滤波;Mahony 滤波器;姿态解算;数据融合;惯性测量单元

中图分类号: V249;TN609 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.4020

UAV attitude calculation algorithm based on Mahony-EKF

Chu Kaibin Zhao Shuang Feng Chengtao

(School of Microelectronics and Control Engineering, Changzhou University, Changzhou 213164, China)

Abstract: A fusion algorithm combining Mahony and extended Kalman filter (EKF) is proposed to solve the problem of low accuracy of micro inertial measurement unit and large error of traditional attitude calculation method. First, the initial attitude quaternion is obtained by fusing gyroscope, accelerometer and magnetometer data with Mahony filter. Then, the attitude quaternion of the Mahony filter is used as the measurement value of EKF. According to the size of the non-gravity acceleration, the measurement noise covariance matrix is automatically adjusted by the positive correlation. The EKF equation of state is established according to the angular velocity information measured by the gyroscope. Finally, the attitude estimation of UAV is obtained after EKF filtering. The simulation results show that the static attitude angle error is less than 0.1° and the dynamic attitude angle error is less than 1° , both of which are better than the complementary filtering algorithm and the improved EKF algorithm. The fusion algorithm can effectively suppress the gyro drift error, filter out the high frequency noise mixed with the measured value of accelerometer and suppress the interference of non-gravity acceleration, and improve the attitude calculation accuracy.

Keywords: unmanned aerial vehicle (UAV); Kalman filter; Mahony filter; attitude calculation; data fusion; inertial measurement unit

0 引言

陀螺仪、加速度计和磁力计作为无人机获取姿态信息的主要传感器,是实现无人机稳定飞行的关键。但陀螺仪存在温度漂移,且陀螺仪角速度的积分运算会产生

累积误差,加速度计易受机体振动的影响,磁力计容易受周边磁场的干扰等问题,不能精确解算无人机姿态信息^[1]。因此,研究多传感器数据融合算法是提高无人机姿态解算精度的方法之一^[2-4]。常用的数据融合算法有扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filter, EKF)^[5-7],无迹卡尔曼滤波(unscented Kalman filter, UKF),梯度下降法,

收稿日期:2020-05-30 Received Date: 2020-05-30

* 基金项目:国家自然科学基金(61772090)、教育部地方高校“新工科”综合改革类项目(教高厅函[2018]17号)、江苏省高等学校自然科学研究项目(19KJB510017)、江苏省教改研究(2019JSJG243)资助项目

容积卡尔曼滤波(cubature Kalman filter, CKF), 互补滤波等。邹波等^[8]设计改进的卡尔曼滤波方法, 利用陀螺仪对加速度计和磁力计进行误差修正, 确定融合参数权重, 但是忽视了非重力加速度的干扰。刘洪剑等^[9]为消除无人机非重力加速度的影响, 对常规 Kalman 滤波器进行了变噪声的改进, 使之能够有效克服平动加速度的影响。针对加速度计解算加速运动的无人机姿态精度低的问题, No 等^[10]利用陀螺仪、磁力计和 GPS, 设计了一种适用于小型无人机加速运动环境的姿态估计方法。Khamseh 等^[11]和刘畅等^[12]应用 UKF 进行姿态解算, 其收敛速度、估计精度以及稳定性都要高于 EKF。戴卿等^[13]、Zhen 等^[14]、王鑫等^[15]使用 CKF 计算飞行器姿态和位置, CKF 的估计均方误差值相比 UKF 更小, 表现出更高的精度。但 UKF 与 CKF 的计算量大大增加, 不适合以 STM32 单片机为主控芯片的无人机。王立等^[16]和张勇刚等^[17]运用互补滤波从频域上消除噪声, 通过互补滤波器的高通滤波器滤除陀螺仪的低频噪声, 通过低通滤波器滤除加速度计的高频噪声, 但高、低通滤波器转接频率难以确定。梯度下降法计算量小, 对初始点的姿态解算精度要求低, 但收敛速度较慢^[18]。

利用加速度计解算姿态的误差来源包括机体高频振动和非重力加速度。常规 EKF 姿态解算算法以加速度

$$\mathbf{C}_n^b = \begin{bmatrix} \cos\psi\cos\theta & \sin\psi\cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\psi\sin\theta\sin\phi - \sin\psi\cos\phi & \sin\psi\sin\theta\sin\phi + \cos\psi\cos\phi & \cos\theta\sin\phi \\ \cos\psi\sin\theta\cos\phi + \sin\psi\sin\phi & \sin\psi\sin\theta\cos\phi - \cos\psi\sin\phi & \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \quad (1)$$

采用四元数描述无人机姿态, 能够消除欧拉角的奇异问题。式(2)可以实现欧拉角与四元数之间的相互转换。

$$\begin{cases} q_0 = \cos \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} + \sin \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} \\ q_1 = \sin \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} - \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} \\ q_2 = \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} + \sin \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} \\ q_3 = \cos \frac{\phi}{2} \cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{\psi}{2} - \sin \frac{\phi}{2} \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\psi}{2} \end{cases} \quad (2)$$

2 传感器数据融合算法

2.1 基于加速度计和磁力计联合解算姿态角

通过方向余弦矩阵建立重力加速度和加速度计测量值的等式关系, 如式(3)所示。

$$\begin{bmatrix} a_{bx} \\ a_{by} \\ a_{bz} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_n^b \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $[a_{bx}, a_{by}, a_{bz}]^T$ 为加速度计测量值; g 为当地重力加

计和磁力计的解算姿态作为量测值, 虽然 EKF 滤波器可以滤除由机体振动产生的高频噪声, 但是无法除去机体加速运动产生的非重力加速度的干扰, 导致姿态解算精度下降。本文不直接使用加速度和磁场强度信息进行姿态解算, 通过设计 Mahony 滤波器, 使用加速度和磁场强度信息修正机体角速度, 将加速度和磁场强度信息仅作为修正量。再以 Mahony 滤波器的输出作为 EKF 滤波器的量测值, 提高 EKF 滤波器的量测值精度。根据非重力加速度的大小, 自适应正相关调节量测噪声协方差矩阵, 抑制非重力加速度的干扰。该算法通过对多个传感器的数据进行融合, 提高了姿态解算精度。

1 无人机姿态建模

姿态解算是指根据传感器的测量数据, 实时计算出无人机姿态角的过程。为描述姿态角, 定义两个符合右手定则的坐标系, 为导航坐标系(n 系)和机体坐标系(b 系)。本文采用的 n 系坐标轴 x_n, y_n, z_n 指向地理上的北、东、地方向, b 系 x_b, y_b, z_b 分别指向无人机的前、右和下方向。 n 系到 b 系的坐标转换可由式(1)欧拉角表示的方向余弦矩阵得到。

速度, 本文 g 取值为 9.8 m/s^2 。

将式(1)代入式(3), 得到横滚角 ϕ 和俯仰角 θ 的计算公式如式(4)所示。

$$\begin{cases} \phi = \arctan\left(\frac{a_{by}}{a_{bz}}\right) \\ \theta = \arctan\left(\frac{a_{bx}}{\sqrt{a_{by}^2 + a_{bz}^2}}\right) \end{cases} \quad (4)$$

计算加速度计测量的三轴加速度的合成量 $\sqrt{a_{bx}^2 + a_{by}^2 + a_{bz}^2}$, 设置阈值 ε , 当 $\sqrt{a_{bx}^2 + a_{by}^2 + a_{bz}^2} - g < \varepsilon$ 时, 表明加速度信息可靠。如果超过阈值, 加速度计测量值包含非重力加速度, 使用式(4)计算姿态角误差较大。

令式(1)中 $\psi = 0$, 将磁力计输出转换到大地水平坐标系。利用方向余弦矩阵和磁力计测量值, 计算 n 系的磁场强度, 如式(5)所示。

$$\begin{bmatrix} m_{nx} \\ m_{ny} \\ m_{nz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\phi\sin\theta & \cos\phi\sin\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ -\sin\theta & \sin\phi\cos\theta & \cos\phi\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{bx} \\ m_{by} \\ m_{bz} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: 俯仰角 θ 和横滚角 ϕ 由式(4)计算得出; $[m_{bx} \ m_{by} \ m_{bz}]^T$ 为磁力计测量值, $[m_{nx} \ m_{ny} \ m_{nz}]^T$ 为

机体 n 系下的磁场强度。

通过 n 系下磁场强度 $[m_{nx} \ m_{ny} \ m_{nz}]^T$ 计算偏航角 ψ 如式(6)所示。

$$\psi = \arctan\left(\frac{m_{ny}}{m_{nx}}\right) \quad (6)$$

2.2 陀螺仪四元数姿态解算

四元数微分方程建立四元数和机体角速度的运算关系。四元数微分方程如式(7)所示。

$$\frac{d\mathbf{Q}}{dt} = \frac{1}{2}\mathbf{Q} \otimes \boldsymbol{\omega}_{nb}^b \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_0 \\ \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x^b & -\omega_y^b & -\omega_z^b \\ \omega_x^b & 0 & \omega_z^b & -\omega_y^b \\ \omega_y^b & -\omega_z^b & 0 & \omega_x^b \\ \omega_z^b & \omega_y^b & -\omega_x^b & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: \mathbf{Q} 为姿态四元数; $\boldsymbol{\omega}_{nb}^b$ 为无人机 b 系相对于 n 系的角速度。

在无人机系统初始化时统计陀螺仪常值漂移误差。无人机上电后静置一段时间,静止状态的无人机角速度等

于 0 rad/s ,统计该时段内陀螺仪常值漂移的均值,陀螺仪测量值减去漂移均值得到 $\tilde{\boldsymbol{\omega}} = [\tilde{\omega}_x \ \tilde{\omega}_y \ \tilde{\omega}_z]^T$ 。将 $\tilde{\boldsymbol{\omega}}$ 作为式(7)中 $\boldsymbol{\omega}_{nb}^b$ 的取值。求解四元数微分方程需要系统初始姿态四元数,初始姿态四元数可由加速度计和磁力计联合解算得到。利用陀螺仪测量的角速度信息和初始姿态四元数,可以求解式(7),完成姿态四元数的更新。

2.3 Mahony 和 EKF 的融合滤波

对于 EKF 算法,量测值的精度直接影响卡尔曼滤波器的滤波效果。当无人机加速运动时,加速度计受到机体振动和非重力加速度的干扰,测量误差较大,导致姿态解算精度下降,所以加速度计和磁力计解算的姿态四元数不适合作为量测值。

融合算法框图如图 1 所示。Mahony 滤波器利用加速度和磁场强度信息修正陀螺仪测量的角速度,利用式(7)计算初步姿态四元数。再以 Mahony 滤波器输出的姿态四元数作为量测值,建立系统量测方程。依据陀螺仪测量的角速度信息程建立 EKF 的状态方程,构建出 EKF 的数学模型。最后经过 EKF 状态更新,计算出融合算法的姿态四元数。

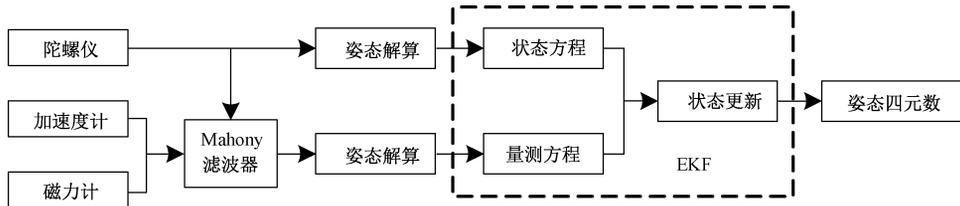


图 1 Mahony 滤波和 EKF 的融合框图

Fig. 1 Block diagram of fusing Mahony filter and EKF

1) Mahony 滤波器设计

2.1 节利用加速度计和磁力计解算得到姿态估计值 R_{am} ,融合加速度计、磁力计和陀螺仪数据,可获得一个姿态估计值 \hat{R} 。Mahony 滤波器以 R_{am} 与 \hat{R} 之间的偏差量构成一个修正量,并作为 PI 控制器的输入。PI 控制器的输出作为角速度修正量,陀螺仪测量的角速度与修正量相加,得到修正后的角速度。

计算俯仰角和横滚角的角速度修正向量如图 2 所示,利用 C_n^b 将 n 系单位重力向量 $[0 \ 0 \ -1]^T$ 转换到 b 系得 $k = C_n^b [0 \ 0 \ -1]^T$ 。根据加速度计测量值 a (已标准化)和 b 系下重力向量 k , 求出修正量 $\alpha = a \times k$ 。

计算偏航角的角速度修正向量如图 3 所示,利用 $m_n = C_n^b m_b$ 计算 n 系下磁场强度。将 m_n 投影到 n 系水平面得 $h = Dm_n, D = [I_{2 \times 2} \ 0_{2 \times 1}]$ 。根据 n 系水平面磁场方向向量 $[1 \ 0]^T$ 和 h , 计算偏航角水平面的偏差 $\gamma = h \times [1 \ 0]^T$, 再利用方向余弦矩阵,求出 b 系下的修正量 $\beta = C_n^b \gamma$ 。

Mahony 滤波器利用角速度修正向量 α 和 β , 实现姿态解算的过程如图 4 所示。

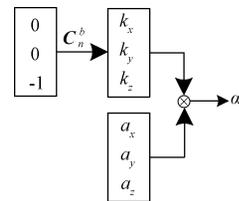


图 2 计算俯仰角和横滚角的角速度修正向量框图

Fig. 2 Block diagram of calculating angular velocity correction vector of pitch and roll

(1) 陀螺仪、加速度计和磁力计分别测量角速度 $\boldsymbol{\omega}$ 、加速度 a 和磁场强度 m 。

(2) 根据 a, m 和当前方向余弦矩阵分别计算修正向量 α 和 β 。

(3) 误差向量 $e = \alpha + \beta$ 。

(4) 将误差向量 e 作为 PI 控制器输入,得到角速度的修正值 $\delta\boldsymbol{\omega} = (K_p + K_i \cdot 1/s)e$ 。

(5) 计算修正后角速度向量 $\boldsymbol{\omega}' = \boldsymbol{\omega} + \delta\boldsymbol{\omega}$ 。

(6) 使用四元数微分方程,更新姿态四元数 q 。

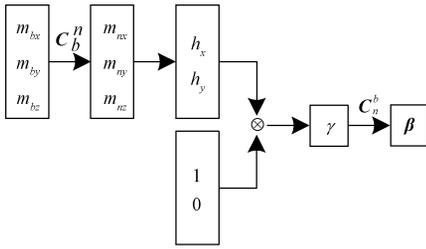


图 3 计算偏航角的角速度修正向量框图
Fig. 3 Block diagram of calculating angular velocity correction vector of yaw

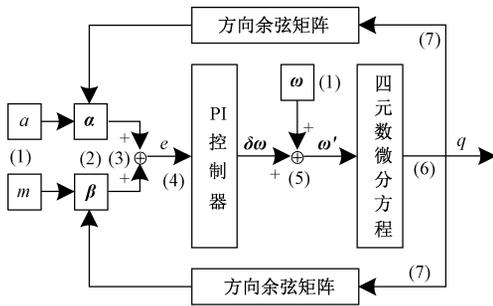


图 4 Mahony 滤波器框图
Fig. 4 Block diagram of Mahony filter

(7) 根据姿态四元数更新方向余弦矩阵。

(8) 从过程(1)开始新一轮计算。

2) EKF 滤波器设计

选取姿态四元数作为滤波模型的状态变量 $\mathbf{X} =$

$$[q_0 \ q_1 \ q_2 \ q_3]^T。$$

由式(8)可得：

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \dot{q}_0 \\ \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\tilde{\omega}_x & -\tilde{\omega}_y & -\tilde{\omega}_z \\ \tilde{\omega}_x & 0 & \tilde{\omega}_z & -\tilde{\omega}_y \\ \tilde{\omega}_y & -\tilde{\omega}_z & 0 & \tilde{\omega}_x \\ \tilde{\omega}_z & \tilde{\omega}_y & -\tilde{\omega}_x & 0 \end{bmatrix} \mathbf{X} \quad (9)$$

考虑到 $\tilde{\omega}$ 中混有陀螺仪噪声误差,得到:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\omega}_x \\ \tilde{\omega}_y \\ \tilde{\omega}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_x \\ \hat{\omega}_y \\ \hat{\omega}_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_x \\ \delta_y \\ \delta_z \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $[\hat{\omega}_x \ \hat{\omega}_y \ \hat{\omega}_z]^T$ 为机体真实角速度, $[\delta_x \ \delta_y \ \delta_z]^T$ 为陀螺仪噪声误差。

将式(10)代入式(9)得:

$$\dot{\mathbf{X}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_x & -\hat{\omega}_y & -\hat{\omega}_z \\ \hat{\omega}_x & 0 & \hat{\omega}_z & -\hat{\omega}_y \\ \hat{\omega}_y & -\hat{\omega}_z & 0 & \hat{\omega}_x \\ \hat{\omega}_z & \hat{\omega}_y & -\hat{\omega}_x & 0 \end{bmatrix} \mathbf{X} +$$

$$\begin{bmatrix} -q_1 & -q_2 & -q_3 \\ q_0 & -q_3 & q_2 \\ q_3 & q_0 & -q_1 \\ -q_2 & q_1 & q_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_x \\ \delta_y \\ \delta_z \end{bmatrix} \quad (11)$$

由式(11)建立卡尔曼滤波的状态方程如式(12)所示。

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{W}(t) \quad (12)$$

式中: $\mathbf{W}(t) = [\delta_x \ \delta_y \ \delta_z]^T$ 为状态噪声, 设 $\mathbf{W}(t)$ 为零均值白噪声, 其协方差矩阵 $\mathbf{Q}(t) = 10^{-2}\mathbf{I}_{3 \times 3}$ 。

将式(12)线性近似离散化^[19-20]:

$$\mathbf{X}_{k+1} = \Phi_{k+1/k}\mathbf{X}_k + \mathbf{G}_k\mathbf{W}_k \quad (13)$$

式中: $\Phi_{k+1/k}$ 为状态转移矩阵; \mathbf{G}_k 为状态噪声系数矩阵。

$$\Phi_{k+1/k} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T\hat{\omega}_x}{2} & -\frac{T\hat{\omega}_y}{2} & -\frac{T\hat{\omega}_z}{2} \\ \frac{T\hat{\omega}_x}{2} & 1 & \frac{T\hat{\omega}_z}{2} & -\frac{T\hat{\omega}_y}{2} \\ \frac{T\hat{\omega}_y}{2} & -\frac{T\hat{\omega}_z}{2} & 1 & \frac{T\hat{\omega}_x}{2} \\ \frac{T\hat{\omega}_z}{2} & \frac{T\hat{\omega}_y}{2} & -\frac{T\hat{\omega}_x}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} q_{1,k} & q_{2,k} & q_{3,k} \\ -q_{0,k} & q_{3,k} & -q_{2,k} \\ -q_{3,k} & -q_{0,k} & q_{1,k} \\ q_{2,k} & -q_{1,k} & -q_{0,k} \end{bmatrix} \mathbf{T} \quad (15)$$

选取 Mahony 滤波器输出的姿态四元数作为量测值, 建立量测方程如式(16)所示。

$$\mathbf{Z}_{k+1} = \mathbf{H}_{k+1}\mathbf{X}_{k+1} + \mathbf{V}_{k+1} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{H}_{k+1} = \mathbf{I}_{4 \times 4}$ 为量测矩阵; \mathbf{V}_{k+1} 为量测噪声, 设为零均值白噪声, 其协方差矩阵为 \mathbf{R}_k 。

为了实现根据非重力加速度的大小, 自适应正相关调节量测噪声协方差矩阵。设置如下:

$$\mathbf{R}_k = 10^{-4} [1 + k(\sqrt{a_{bx}^2 + a_{by}^2 + a_{bz}^2} - g)] \mathbf{I}_{4 \times 4} \quad (17)$$

其中 $k > 0$ 为非重力加速度的比例系数, 表示对非重力加速度的调节程度。当无人机加速运动时, 非重力加速度增大, 系统自适应地增大量测噪声协方差矩阵, 降低 EKF 量测值的可信度, 实现抑制非重力加速度的干扰。

初始状态变量 $\hat{\mathbf{X}}_0$ 选用加速度计和磁力计联合解算的姿态四元数, $\mathbf{P}_0 = \mathbf{I}_{4 \times 4}$ 。

根据建立的系统状态方程和量测方程, EKF 算法实现姿态四元数最优估计的过程为:

(1) 状态一步预测

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1/k} = \Phi_{k+1/k}\hat{\mathbf{X}}_k \quad (18)$$

(2) 一步预测协方差矩阵

$$P_{k+1/k} = \Phi_{k+1/k} P_k \Phi_{k+1,k}^T + G_k Q_k G_k^T \quad (19)$$

(3) 卡尔曼增益

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} H_{k+1}^T (H_{k+1} P_{k+1/k} H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} \quad (20)$$

(4) 状态更新

$$\hat{X}_{k+1} = \hat{X}_{k+1/k} + K_{k+1} (\hat{Z}_{k+1} - H_{k+1} \hat{X}_{k+1/k}) \quad (21)$$

(5) 状态更新协方差矩阵

$$P_{k+1} = (I - K_{k+1} H_{k+1}) P_{k+1/k} (I - K_{k+1} H_{k+1})^T + K_{k+1} R_{k+1} K_{k+1}^T \quad (22)$$

3 仿真与实验

通过无人机实验平台及 MATLAB 对融合算法进行仿真与实验,验证该算法的可行性和有效性。无人机飞控实验平台包括 STM32 微处理器、惯性测量单元 (IMU) 以及磁力计。采集无人机传感器的原始数据,包括加速度计、磁力计和陀螺仪的数据,设置采样频率为 66 Hz。使用无线通信模块 NRF24L01,将传感器测量的无人机实时数据传至上位机。利用 MATLAB 验证该算法的姿态解算效果,实验由静态与动态两部分组成。

为更好地检验融合算法的姿态解算精度和滤波效果,在实现融合算法的同时,设计互补滤波算法和改进 EKF 算法进行姿态解算,比较 3 种算法的姿态解算性能。

3.1 静态实验

将无人机静止放置在水平平台,则横滚角和俯仰角均为 0°。图 5 所示为互补滤波算法、改进 EKF 算法以及融合算法分别解算静态横滚角的对比结果,互补滤波解算的横滚角存在角度漂移现象,在 300 s 处的角度误差为 -2.5°。改进 EKF 解算横滚角在 300 s 处的角度误差为 -0.3°,无人机静态时,加速度计不会受到机体振动和非重力加速度干扰,改进 EKF 以加速度计和磁力计解算姿态作为量测值,融合陀螺仪测量的角速度信息,静态姿态的解算精度高。融合算法解算的横滚角精度更高,误差在 0.1°之内。

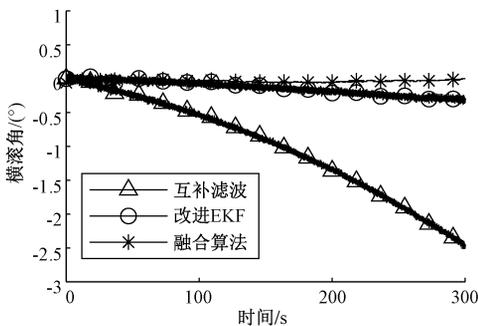


图 5 静态时横滚角解算结果

Fig. 5 Calculation result of roll angle in static state

3.2 动态实验

在室外进行时长 68 s 的无人机动态飞行实验,飞行动作包括单一姿态角变化和混合姿态角变化。无人机动态飞行时横滚角的解算结果如图 6 所示,互补滤波算法解算的横滚角混有高频噪声,改进 EKF 滤除加速度计测量值混有的高频噪声,解算的姿态角具有良好的滤波效果。相比于前两种算法,融合算法解算的姿态角输出平滑,滤波效果更好,动态误差小。长时间飞行导致累积了陀螺仪漂移的误差,互补滤波和改进 EKF 在无人机横滚角水平时的解算结果逐渐偏离 0°,而融合算法有效抑制姿态角漂移,横滚角水平时的解算结果没有偏离 0°。无人机变换运动轨迹时姿态角快速变化,互补滤波算法和改进 EKF 算法解算的姿态角曲线存在“尖峰”,融合算法解算突变的姿态角曲线光滑,快速响应姿态的变化。

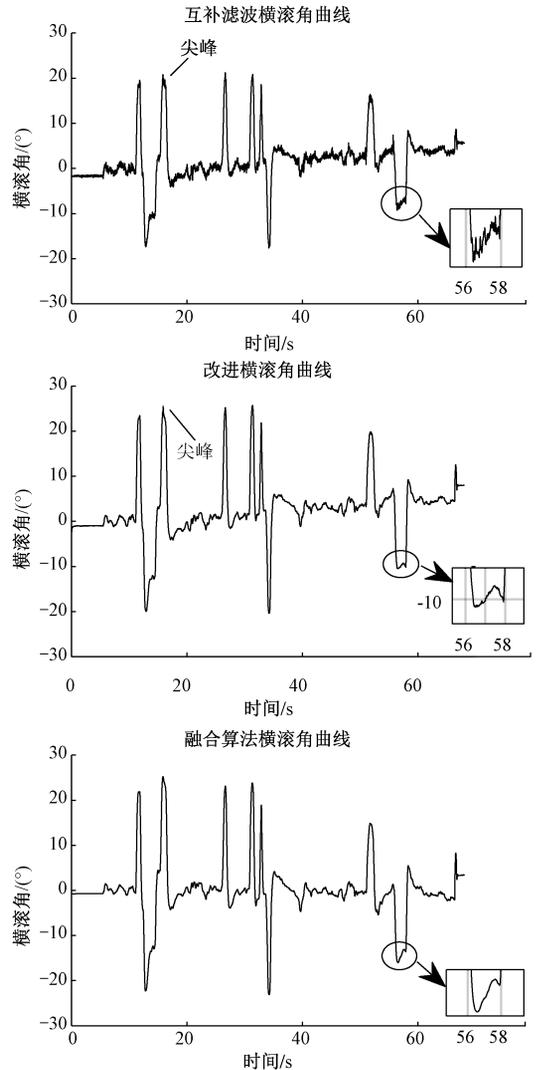


图 6 动态时横滚角解算结果

Fig. 6 Calculation results of roll angle in dynamic state

在室外进行 53 s 的无人机空中悬停实验。无人机空中悬停时横滚角的解算结果如图 7 所示,陀螺仪解算横滚角的误差 $<2.5^\circ$,存在角度漂移现象。加速度计解算横滚角混有高频噪声,角度误差 $<3^\circ$ 。互补滤波算法抑制横滚角的漂移,解算的横滚角误差 $<2^\circ$ 。改进 EKF 解算横滚角的误差 $<1.4^\circ$,具有良好的滤波效果。融合算法解算的横滚角动态误差小,角度误差 $<1^\circ$,滤波效果更好。

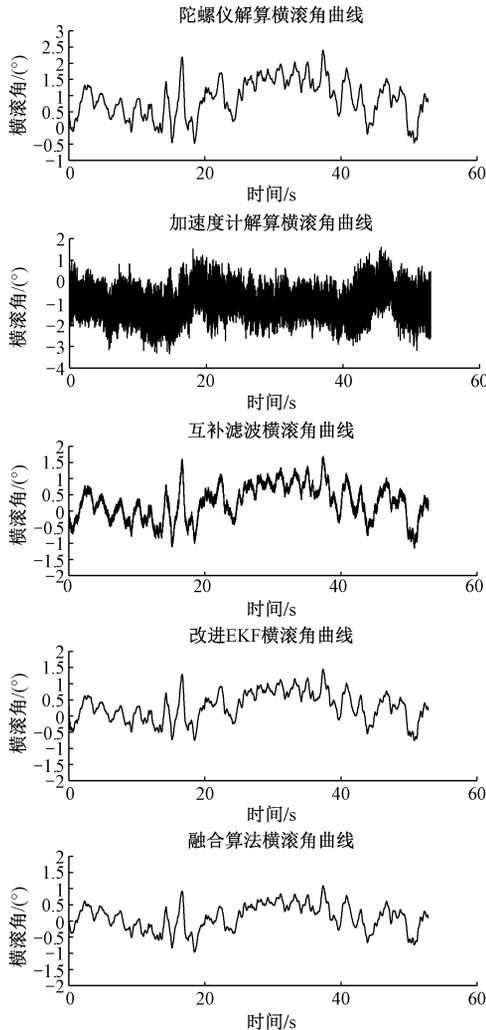


图 7 无人机悬停时横滚角解算结果

Fig. 7 Calculation results of roll angle during hovering of UAV

4 结 论

本文提出一种 Mahony 和 EKF 融合的姿态解算算法,通过 MATLAB 仿真和实验对算法进行验证,结果表明本文融合算法能够有效融合多个传感器数据,抑制陀螺仪的漂移,降低姿态角的漂移误差;并且滤除无人机动态时加速度计测量值混有的高频噪声,自适应抑制非重力加速度干扰。解算的姿态角输出光滑,动态误差小,可

以满足无人机高精度姿态解算的任务需求。

参考文献

- [1] 冯晓彬,朱少华,王磊. 基于 MEMS 器件的低成本捷联惯性卫星组合导航系统设计[J]. 航空电子技术, 2018,49(A01):51-56.
FENG X B, ZHU SH H, WANG L. Design of low-cost strapdown inertial satellite integrated navigation system based on MEMS devices [J]. Avionics technology, 2018,49(A01):51-56.
- [2] 严甲汉,郭承军. 基于 Elman 神经网络的 SINS 姿态解算算法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2018,32(6): 1-5.
YAN J H, GUO CH J. Research on attitude solving algorithm based on Elman neural network[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(6):1-5.
- [3] 靳宇航,王腾飞. 一种适用于无人飞行器的 MEMS 导航计算机[J]. 电子测试, 2018(1):44-48.
JIN Y H, WANG T F. A MEMS navigation computer for unmanned aerial vehicles [J]. Electronics Test, 2018(1):44-48.
- [4] 田小静. 基于多传感器信息融合算法的机器人移动研究[J]. 计算技术与自动化, 2018,37(4):10-14,54.
TIAN X J. Research on robot movement based on multi-sensor information fusion algorithm [J]. Computing Technology and Automation, 2018,37(4):10-14,54.
- [5] 石岗,李希胜,王哲,等. 磁传感器输出姿态信息修正方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2019,40(3):47-53.
SHI G, LI X SH, WANG ZH, et al. Research on the correction method of the output attitude information of magnetic sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019,40(3):47-53.
- [6] 方根在,黎福海. 小型飞行器姿态估计系统设计与实现[J]. 电子测量与仪器学报, 2017,31(3):474-480.
FANG G Z, LI F H. Design and implementation of attitude estimation system for small aircraft [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(3):474-480.
- [7] 陈晓,宋晓梅,张意华. 可穿戴运动捕捉系统[J]. 国外电子测量技术, 2017,36(10):60-63.
CHEN X, SONG X M, ZHANG Y H. Wearable motion capture system [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2017,36(10):60-63.
- [8] 邹波,张华,姜军. 多传感信息融合的改进扩展卡尔曼滤波定姿[J]. 计算机应用研究, 2014,31(4):1035-1038,1042.
ZOU B, ZHANG H, JIANG J. Improved and extended Kalman filtering for multi-sensor information fusion [J].

- Computer Application Research, 2014, 31(4): 1035-1038, 1042.
- [9] 刘洪剑, 王耀南, 谭建豪, 等. 基于加速度变噪声 EKF 的无人机姿态融合算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(3): 333-341.
LIU H J, WANG Y N, TAN J H, et al. Attitude fusion algorithm of UAV based on acceleration variable noise EKF [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(3): 333-341.
- [10] NO H, CHO A, KEE C. Attitude estimation method for small UAV under accelerative environment [J]. GPS Solutions, 2015, 19(3): 343-355.
- [11] KHAMSEH H B, JANABI-SHARIFI F. UKF-Based LQR control of a manipulating unmanned aerial vehicle [J]. Unmanned Systems, 2017, 5(03): 131-139.
- [12] 刘畅, 丛丽, 秦红磊. 采用四元数无迹卡尔曼滤波的低成本车载姿态航向系统[J]. 电子测量技术, 2018, 41(11): 40-44.
LIU CH, CONG L, QIN H L. Low cost vehicle attitude and heading system using quaternion traceless kalman filter [J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(11): 40-44.
- [13] 戴卿, 隋立芬, 田源, 等. 高斯混合模型优化的四元数约束 CKF 姿态估计[J]. 宇航学报, 2018, 39(8): 913-919.
DAI Q, SUI L F, TIAN Y, et al. Quaternion constrained CKF attitude estimation for Gaussian Mixture Model optimization [J]. Acta Astronautica Sinica, 2018, 39(8): 913-919.
- [14] ZHEN B Q, QIAN H M. Modified multiplicative quaternion cubature Kalman filter for attitude estimation [J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2018, 32(8): 1182-1190.
- [15] 王鑫, 张丽杰. 基于自适应 CKF 的姿态数据融合算法[J]. 电子测量技术, 2019, 42(3): 11-15.
WANG X, ZHANG L J. Attitude data fusion algorithm based on adaptive CKF [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(3): 11-15.
- [16] 王立, 章政, 孙平. 一种自适应互补滤波姿态估计算法[J]. 控制工程, 2015, 22(5): 881-886.
WANG L, ZHANG ZH, SUN P. An adaptive complementary filter attitude estimation algorithm [J]. Control Engineering, 2015, 22(5): 881-886.
- [17] 张勇刚, 张云浩, 李宁. 基于互补滤波器的 MEMS/GPS/地磁组合导航系统[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(11): 2272-2279.
ZHANG Y G, ZHANG Y H, LI N. MEMS/GPS/geomagnetic integrated navigation system based on complementary filter [J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2014, 36(11): 2272-2279.
- [18] 马娅婕, 彭攀来, 刘国庆, 等. 基于梯度下降法和双环 PID 的四旋翼飞行器的研究与设计[J]. 现代电子技术, 2017, 40(18): 11-14, 19.
MA Y J, PENG P L, LIU G Q, et al. Research and design of four-rotor aircraft based on gradient descent method and dual-ring PID controller [J]. Modern Electronic Technology, 2017, 40(18): 11-14, 19.
- [19] GOSLINSKI J, GIERNACKI W, KROLIKOWSKI A. A nonlinear filter for efficient attitude estimation of unmanned aerial vehicle (UAV) [J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2019, 95(3-4).
- [20] KADA B, MUNAWAR K, SHAIKH M S, et al. UAV attitude estimation using nonlinear filtering and low-cost mems sensors [J]. IFAC PapersOnLine, 2016, 49(21): 521-528.

作者简介



储开斌, 1997 年于江苏理工学院获得学士学位, 2010 年于常州大学获得硕士学位, 现为常州大学副教授, 主要研究方向为仪器仪表及智能制造。

E-mail: ckb910@163.com

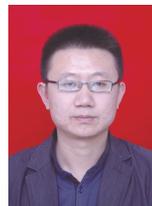
Chu Kaibin received B. Sc. from Jiangsu University of Technology in 1997, M. Sc. from Changzhou University in 2010. Now he is an associate professor at Changzhou University. His main research interests include instrumentation and intelligent manufacturing.



赵爽, 2018 年于常州大学获得学士学位, 现为常州大学硕士研究生, 主要研究方向为无人机姿态控制。

E-mail: zhaoshuang7@foxmail.com

Zhao Shuang received B. Sc. from Changzhou university in 2018. Now he is a M. Sc. candidate at Changzhou University. His main research interest includes UAV attitude control.



冯成涛, 2005 年于青岛理工大学获得学士学位, 2013 年于南京航空航天大学获得博士学位, 现为常州大学讲师, 主要研究方向为姿态控制、室内定位。

E-mail: fengct@cczu.edu.cn

Feng Chengtao received his B. Sc. from Qingdao University of Technology in 2005, Ph. D. from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2013. Now he is a lecturer at Changzhou University. His main research interests include attitude control and indoor positioning.