

文章编号: 1007-791X (2014) 02-0175-06

基于四元数互补滤波的无人机姿态解算

吕印新¹, 肖前贵^{2,*}, 胡寿松¹

(1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016; 2. 南京航空航天大学 无人机研究院, 江苏 南京 210016)

摘要: 针对无人机低成本姿态解算这一基本问题, 考虑到传统姿态算法运算量大、不易调试, 采用微惯性单元 (MEMS) 测量无人机原始姿态数据, 采用基于四元数的互补滤波算法, 有效降低姿态解算的运算量, 实现 MEMS 各传感器的信息融合。从理论上证明了基于四元数的互补滤波器的稳定性, 分析了滤波器的性能。采用无人机真实数据验证了算法的有效性, 解算得到的俯仰角、滚转角精度小于 1° , 航向角精度小于 2° 。与传统姿态算法比较, 本算法简单有效、运算量小、易于调试。

关键词: 姿态; 四元数; 互补滤波; 稳定性分析

中图分类号: V243.5 **文献标识码:** A **DOI:** 10.3969/j.issn.1007-791X.2014.02.015

0 引言

微小型无人机具有成本低、隐蔽性好、生存能力强等特点, 近年来无论是在军事领域还是在科学研究、生态保护、经济建设等民用领域得到越来越多的应用。姿态测量是无人机实现姿态控制的前提, 是导航系统不可分割的一个重要组成部分, 直接影响无人机的生存能力。随着微机械惯性技术的发展, 利用微机械陀螺、加速度计以及磁力计 (MARG) 构造微小型低成本航姿系统已成为近年来的研究热点之一。

无人机姿态可通过三轴陀螺积分获得, 陀螺具有较好的动态响应特性, 短期内精度较高, 但用于姿态解算时候会产生累计误差最终导致姿态发散; 加速度计可用于无人机的倾角测量, 但它同时对重力加速度和运动加速度敏感, 载体做长时间机动运动时上述姿态测量系统会产生较大的测量误差。因此, 研究具有高可靠性、高精度的 IMU 多传感器数据融合算法一直是中外学者关注的焦点。

扩展卡尔曼滤波器算法 (EKF) 是一种高精度的在飞行器中应用非常广泛的姿态解算算法, 文献 [1] 设计了基于微机械陀螺/加速度计/磁力计的

EKF 算法。然而 EKF 存在 3 大缺陷: 1) 在一般情况下计算雅可比矩阵是不容易实现的过程, 而且其计算量很大; 2) 当线性化假设不成立时, 线性化会导致滤波器极度不稳定; 3) 实际应用中, 噪声难以符合白噪声的要求^[2-3]。文献 [4-5] 利用粒子滤波解决了系统非线性、非白噪声对姿态解算的影响, 然而此方法计算量较大, 不适合低成本航姿系统的应用。互补滤波器算法简单可靠, 对惯性器件的精度要求较低, 在飞行器姿态解算中的应用愈加广泛。文献 [6-7] 分别给出了欧拉角、方向余弦矩阵形式下的互补滤波, 然而在飞行器存在运动加速度的时候, 姿态解算的误差较大。文献 [8] 利用空速计对加速度计进行补偿以得到真实的重力信息。然而空速计本身精度有限, 补偿后的加速度输出严重偏离真实重力矢量。本文采用四元数的形式分析并设计了互补滤波器, 利用四元数的旋转特性构造反馈量, 有效减少计算量同时避免姿态解算中的奇异性问题。从理论上分析了互补滤波器的稳定性, 并给出了证明过程。在无人机存在运动加速度时, 引入 GPS 速度信息导出载体加速度, 还原重力场在机体轴的真实分量。最后给出了基于四元数的互补滤波器的具体实施步骤, 并结合无人机真实飞行数据进行了试验验证与误差分析。

收稿日期: 2013-07-10

基金项目: 江苏省科技支撑计划项目 (BE2010190)

作者简介: 吕印新 (1989-), 男, 山东枣庄人, 硕士研究生, 主要研究方向为组合导航; *通信作者: 肖前贵 (1952-), 男, 湖南衡阳人, 研究员, 主要研究方向为无人机飞行控制与制导技术, Email: skyfly@nuaa.edu.cn.

1 基本原理

1.1 姿态表示

无人机姿态由俯仰 (pitch)、偏航 (yaw)、滚转 (roll) 3 个姿态角描述。采用东北天坐标系 (ENU) 作为导航坐标系 (n)，其与机体坐标系 (b) 的方向余弦矩阵为 C_n^b 。

本文在姿态融合过程中，使用四元数表示无人机姿态。定义导航坐标系到机体坐标系的姿态四元数为

$$Q = [q_0 \ q_1 \ q_2 \ q_3]^T, \tag{1}$$

式中， q_0 为四元数的标量部分， $q = [q_1 \ q_2 \ q_3]^T$ 为四元数的矢量部分。若设两四元数分别为 $Q = \begin{bmatrix} q_0 \\ q \end{bmatrix}$ 、 $P = \begin{bmatrix} p_0 \\ p \end{bmatrix}$ ，则四元数的乘法定义为

$$Q * P = \begin{bmatrix} q_0 p_0 - q^T p \\ q_0 p + p_0 q + q \times p \end{bmatrix}, \tag{2}$$

其中， \times 表示向量的叉乘，定义如下：

$$q \times p = \begin{bmatrix} q_2 p_3 - p_2 q_3 \\ q_3 p_1 - q_1 p_3 \\ q_1 p_2 - p_1 q_2 \end{bmatrix}, \tag{3}$$

对于给定的四元数 $Q = \begin{bmatrix} q_0 \\ q \end{bmatrix}$ ，定义

$$Q^{-1} = [q_0 \ -q]^T, \tag{4}$$

$$Q * Q^{-1} = Q^{-1} * Q = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \tag{5}$$

若设 $Q = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 为单位四元数。则对于任意四元数 P ，

$$Q * P = P * Q = P, \tag{6}$$

另外，本文所用四元数均为规范化的模值为 1 的四元数，并且在每次滤波周期，都要对解算得到的四元数进行规范化处理，处理过程如下：

$$Q = Q / \sqrt{(q_0^2 + q_1^2 + q_2^2 + q_3^2)}, \tag{7}$$

四元数与姿态角之间的关系为

$$\begin{cases} \theta = \arcsin(2(q_0 q_1 + q_2 q_3)) \\ \gamma = \arctan \frac{-2(q_1 q_3 - q_0 q_2)}{1 - 2(q_1^2 + q_3^2)} \\ \psi = \arctan \frac{2(q_1 q_2 - q_0 q_3)}{1 - 2(q_1^2 + q_3^2)} \end{cases}. \tag{8}$$

1.2 姿态导出

1) 由陀螺导出姿态：

首先定义四元数的运动学微分方程为

$$\dot{Q} = \frac{1}{2} Q * \Omega, \tag{9}$$

式中， $Q = \begin{bmatrix} 0 \\ \Omega \end{bmatrix}$ ， Ω 为机体的三轴旋转角速率，由三轴陀螺提供。显然，如果陀螺提供的是机体轴的真实角速率，利用毕卡逼近法对式 (9) 积分即可得姿态四元数。然而，陀螺的输出是含有噪声的，即便微弱的噪声经长时间积分后，也会产生很大的姿态误差，因此需要设计相应的算法抑制陀螺漂移。

陀螺的输出模型可表示为

$$\Omega_g = \Omega + b + \eta, \tag{10}$$

式中， b 为陀螺的三轴漂移。在传统基于卡尔曼滤波的陀螺漂移估计算法中，通常假定 $\dot{b} = 0$ ，在实际应用中，虽然 b 会围绕某一固定值波动，但这一过程是极其缓慢的。 η 为白噪声，经过积分后，白噪声对姿态的影响可忽略不计。因此，在本文后续推导过程中，假定 $\eta \approx 0$ 。

2) 由加速度计/磁力计导出姿态：

加速度计动态响应较差，直接用于姿态解算会造成姿态信息的滞后，且易受高频振动噪声的影响。而且加速度计无法区分重力加速度和运动加速度，动态下无法得到重力场在机体轴的真实投影。但是加速度计用于姿态解算时，其误差不随时间积累，长期性能较好。

加速度计所测量到的是机体相对惯性空间的比力在机体坐标系下的投影。由文献 [9] 可得加速度计的输出模型为

$$f^b = C_n^b (\dot{V} - g^n) + \mu, \tag{11}$$

式中， V 为载体运动速度， g^n 为重力场在导航坐标

系下的三轴分量, μ 为加速度计的量测噪声, 在实际应用过程中, 包含白噪声和一些高频震动噪声。

磁力计的输出模型可表示为

$$m^b = C_n^b(m^n) + \eta, \quad (12)$$

式中, m^n 为地磁场在导航坐标系下的三轴分量, m^b 为地磁场在机体坐标系下的三轴分量, η 为磁力计的量测噪声。

则由加速度计/磁力计输出, 分别得到了重力场、地磁场在导航坐标系与机体坐标系下的两组观测测量。利用 FAQ^[10]法即可求解出载体的姿态矩阵。然而, 通过加速度计/磁力计解算出的姿态动态响应较差, 对振动等噪声敏感。因而需要融合陀螺信

息, 得出高质量的姿态信息。

2 四元数互补滤波稳定性

互补滤波器可以看做是一种基于一阶微分系统的数据融合算法, 可以有效融合具有低频特性的加速度计、磁力计信息和具有高频特性的速率陀螺信息。设四元数误差量

$$\tilde{Q} = \hat{Q}^{-1} * Q = \begin{bmatrix} \hat{q}_0 q_0 + \hat{q}^T q \\ \hat{q}_0 p - q_0 \hat{q} - \hat{q} \times q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{q}_0 \\ \tilde{q} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

利用 FAQ 算法由加速度计、磁力计直接解算出一组参考四元数姿态。则基于四元数的互补滤波的基本结构如图 1 所示。

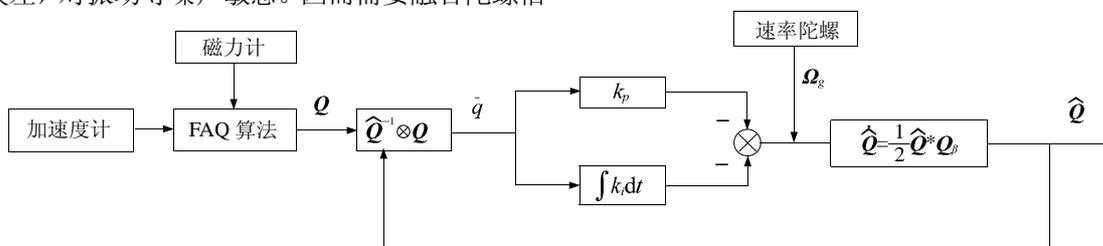


图 1 四元数互补滤波结构图

Fig. 1 The structure chart of quaternion complementary filtering

基于四元数的互补滤波算法可由下式描述:

$$\dot{x} = f(x), \quad (16)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{Q}} = \frac{1}{2} \hat{Q} * Q_\beta \\ \dot{\beta} = \Omega_g - \hat{b} + k_p \tilde{q} \\ \dot{\hat{b}} = -k_i \tilde{q} \end{cases} \quad (14)$$

式中, $Q_\beta = \begin{bmatrix} 0 \\ \beta \end{bmatrix}$, Ω_g 为陀螺三轴输出, \hat{b} 为算法所估计出的陀螺漂移, $k_p > 0$, $k_i > 0$ 。

命题 1 考虑式 (14) 所述动态系统, 设陀螺漂移的估计误差为

$$\tilde{b} = b - \hat{b}, \quad (15)$$

假设由加速度计/磁力计确定的姿态四元数在低频下是准确的且忽略陀螺白噪声影响。对于任意初始条件, 误差 \tilde{Q} 、 \tilde{b}^T 是全局渐进稳定的, 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \tilde{q} \\ \tilde{b} \end{bmatrix} \rightarrow 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{q}_0) \rightarrow \pm 1$ 。

为了证明命题 1, 首先考虑非线性系统

状态变量 $x \in \mathbb{R}^n$, f 是定义在 $D \in \mathbb{R}^n$ 上的光滑向量场。

定义 1 设式 (16) 的解为 $x(t)$, 若当 $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = l$, 则称 l 是 $x(t)$ 的一个正向极限点。

定义 2 设 $M \in \mathbb{R}^n$, 若对于任意初始条件 $x(0) = x_0 \in M$, 式 (16) 的解满足: $x(t) \in M, \forall t \geq 0$, 则称 M 是系统 (16) 的正向不变集。

引理 1 (拉萨尔不变集定理^[11]) 设 Γ 是一个有界闭集, 从 Γ 出发的系统 (16) 的解 $x(t) \in \Gamma$, 若 $\exists V(x)$ 具有连续一阶偏导, 使 $\frac{dV}{dt} \leq 0$, 又设 $E = \{x | \frac{dV}{dt} = 0, x \in \Gamma\}$, 则对于 $\exists M \in E$, M 是系统的最大不变集, 则当 $t \rightarrow \infty$ 时, 有 $x(t) \rightarrow M$ 。

命题 1 证明:

$$\dot{\tilde{Q}} = \hat{Q}^{-1} * \dot{Q} + \hat{Q}^{-1} * \dot{Q}, \quad (17)$$

由 (5) 可得

$$\hat{\mathbf{Q}}^* \hat{\mathbf{Q}}^{-1} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

对式 (5) 求导并结合式 (14) 可得

$$\dot{\hat{\mathbf{Q}}}^{-1} = -\frac{1}{2} \mathbf{Q}_\beta^* \hat{\mathbf{Q}}^{-1}, \quad (18)$$

由 (17)、(18) 可得误差四元数的动态方程为

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{Q}}} &= \frac{1}{2} \mathbf{Q}^* \mathbf{Q}_\alpha^* \hat{\mathbf{Q}}^{-1} - \frac{1}{2} \mathbf{Q}^* \mathbf{Q}_\beta^* \hat{\mathbf{Q}}^{-1} = \\ & \frac{1}{2} \mathbf{Q}^* (\mathbf{Q}_\alpha - \mathbf{Q}_\beta)^* \hat{\mathbf{Q}}^{-1} = \frac{1}{2} \mathbf{Q}^* \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\mathbf{b}} \end{bmatrix} - k_p \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\mathbf{q}} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{-1}, \end{aligned} \quad (19)$$

结合式 (13), 式 (19) 可化为

$$\dot{\tilde{\mathbf{Q}}} = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{Q}}^* \hat{\mathbf{Q}}^* \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\mathbf{b}} \end{bmatrix} - k_p \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\mathbf{q}} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{-1}, \quad (20)$$

由文献 [12] 可知, 若设 $\mathbf{u} = \tilde{\mathbf{b}} - k_p \tilde{\mathbf{q}}$ 则

$$\hat{\mathbf{Q}}^* \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\mathbf{b}} \end{bmatrix} - k_p \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\mathbf{q}} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{Q}}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\mathbf{C}}_n \mathbf{u} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

因此式 (19) 可化为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{Q}}} = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{Q}} \otimes \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\mathbf{C}}_n \mathbf{u} \end{bmatrix}, \\ \dot{\tilde{\mathbf{b}}} = k_p \tilde{\mathbf{q}} \end{cases} \quad (22)$$

显然, 上式的平衡点为

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}} \\ \tilde{\mathbf{b}} \end{bmatrix} = [\pm 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \quad (23)$$

定义李雅普诺夫函数

$$V = \frac{1}{2k_i} \tilde{\mathbf{b}}^T \tilde{\mathbf{b}} + [(1 - \tilde{q}_0)^2 + \tilde{\mathbf{q}}^T \tilde{\mathbf{q}}], \quad (24)$$

由于 $\tilde{q}_0^2 + \tilde{\mathbf{q}}^T \tilde{\mathbf{q}} = 1$, 则

$$V = 2(1 - \tilde{q}_0) + \frac{1}{2k_i} \tilde{\mathbf{b}}^T \tilde{\mathbf{b}}, \quad (25)$$

由式 (9)、(14) 可得

$$\dot{\tilde{\mathbf{Q}}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{q}}^T (\boldsymbol{\beta} - \boldsymbol{\Omega}) \\ \frac{1}{2} \tilde{q}_0 (\boldsymbol{\Omega} - \boldsymbol{\beta}) + \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{q}} \times (\boldsymbol{\Omega} + \boldsymbol{\beta}) \end{bmatrix}, \quad (26)$$

对式 (25) 求导并由 (26) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -2\dot{\tilde{q}}_0 + \frac{1}{k_i} \tilde{\mathbf{b}}^T \dot{\tilde{\mathbf{b}}} = \\ & -\tilde{\mathbf{q}}^T (\boldsymbol{\beta} - \boldsymbol{\Omega}_g + \boldsymbol{\beta}) + \frac{1}{k_i} \tilde{\mathbf{b}}^T \dot{\tilde{\mathbf{b}}} = -\frac{1}{k_i} \tilde{\mathbf{q}}^T \tilde{\mathbf{q}}, \end{aligned} \quad (27)$$

显然 \dot{V} 是负半定的, 当且仅当在平衡点 $[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 处, 有

$$V(\tilde{\mathbf{Q}}, \tilde{\mathbf{b}}) = \dot{V}(\tilde{\mathbf{Q}}, \tilde{\mathbf{b}}) = 0, \quad (28)$$

定义

$$D = \{[\tilde{\mathbf{Q}}, \tilde{\mathbf{b}}] | -1 \leq \tilde{Q}(i) \leq 1 \cap -\infty < \tilde{b}(j) < +\infty\},$$

$$0 < i < 5, \quad 0 < j < 4$$

$$S = \{[\tilde{\mathbf{Q}}, \tilde{\mathbf{b}}] \in D | \dot{V}(\tilde{\mathbf{Q}}, \tilde{\mathbf{b}}) = 0\}$$

可以看出, V 、 \dot{V} 均是有界的。对于在 S 以外的初始点, 由于 $\dot{V} < 0$, $\dot{V} > 0$ 则有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{q}} \\ \tilde{\mathbf{b}} \end{bmatrix} \rightarrow 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{q}_0) \rightarrow \pm 1$ 。由式 (27) 可知, 平衡点 $[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 是位于区域 S 的唯一一个点。则 S 是系统 (22) 的最大不变集。因而由拉萨尔不变集原理可得, 若初始点位于 S 内, 则 $\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}} \\ \tilde{\mathbf{b}} \end{bmatrix} \in S$ 。系统 (14) 是全局渐进稳定的。

3 四元数互补滤波性能分析

3.1 噪声的考虑

需要指出的是, 互补滤波器对各传感器的白噪声没有滤除作用。陀螺白噪声在积分后, 绝大部分可被抵消掉, 而商业级 MEMS 加速度计的白噪声 μ 在 $10^{-2} \sim 10^{-1} \text{ m/s}^2$ 之间。若假设载体处于水平姿态时所有估计误差均在机体 x 轴, 此时俯仰角估计误差最大, 其估计误差为 $\arcsin\left(\frac{\mu}{g}\right) = 0.06 \sim 0.6^\circ$, 可以满足无人机的需求, 并且这是在所有误差均反映在 x 轴时的情况, 实际应用中要比此种情况好很多。

图 1 实质上是一种如图 2 所示的单位反馈系统。图中 $y_i = a + \mu_i$ 为加速度计/磁力计测量, $y_s = x + \mu_s + b$ 为陀螺量测量, μ_n 、 μ_s 为两种量测手段的量测噪声, b 为低频缓变干扰。显然, y_n 的有效信

息位于低频段。

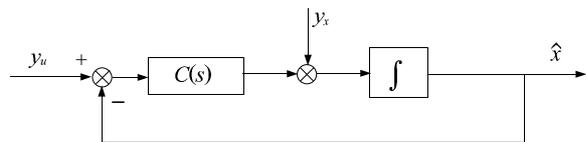


图2 互补滤波原理图

Fig. 2 Principle chart of complementary filtering

取 $G_L(s) = \frac{C(s)}{s+C(s)}$, $G_H(s) = \frac{s}{s+C(s)}$, 则 $\hat{x}(s) = \frac{C(s)}{s+C(s)}y_u + \frac{s}{s+C(s)}y_x$ 。若 $C(s)$ 具有全通特性, 则 $G_L(s)$ 为低通滤波器, $G_H(s)$ 为高通滤波器。可以看出, 互补滤波器对重力场、磁场观测量具有低通滤波作用; 而对陀螺输出中的低频噪声具有高通滤波作用。

$C(s)$ 环节则采用经典 PID 控制理论设计。基于四元数形式下的误差量之所以能够选作 \hat{q} 进而反馈为角速率的形式, 是由四元数的转动特性决定的。 \hat{b} 为互补滤波器所估计出的陀螺漂移, 是积分环节消除静差的过程。 $k_p \hat{q}$ 项反映了信号噪声、四元数传播误差、传感器频率响应特性等所造成的影响, 是比例环节消除误差, 提高响应速度的过程^[13]。

3.2 运动加速度的处理

当检测到载体存在运动加速度时, 引入 GPS 速度信息, 对其进行差分低通滤波导出加速度。考虑到差分器的滞后效果, 其差分低通滤波器计算公式为

$$a_{k-\tau} = (0.0971d_1 + 0.1662d_2 + 0.1853d_3) / 2T, \quad (29)$$

式中, $a_{k-\tau}$ 为 GPS 所测运动加速度; $\tau=3$ 为差分引入的时间滞后; $d_i = V_{k-\tau+i} - V_{k-\tau-i}$, V 为 GPS 测量的导航坐标系下的速度; T 为 GPS 采样周期。

4 姿态算法验证

算法的执行步骤如下:

1) 首先设定初始姿态四元数和陀螺漂移估计值, $\hat{b}(0)=0$, $\hat{Q}(0)=[1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 。

2) 由加速度计/磁力计解算出一个参考姿态四元数 Q 。

3) 由式 (13) 得出 \hat{q} , 将其带入式 (14)。求解

微分方程 $\dot{\hat{Q}} = \frac{1}{2} \hat{Q} * \hat{Q}_\beta$ 即完成一个滤波周期的计算。

取某型无人机外场机载传感器真实数据, 其配置的传感器参数如表 1 所示。期间运动形式包括加速、转弯、下滑、爬高等。选取机载高精度惯导级姿态陀螺作为基准值, 滤波周期为 80 ms, 初始姿态角为: $\theta=-3.2^\circ$, $\gamma=-28.2^\circ$, $\varphi=44.8^\circ$ 。则通过本文算法解算得到的姿态如图 3~5 所示。对姿态误差进行分析, 可得表 2。

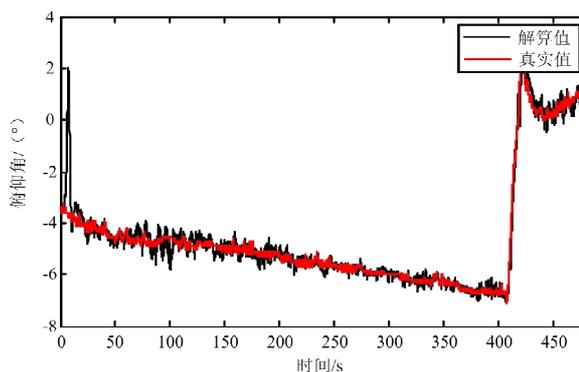


图3 俯仰角曲线图

Fig. 3 Graph of pitch

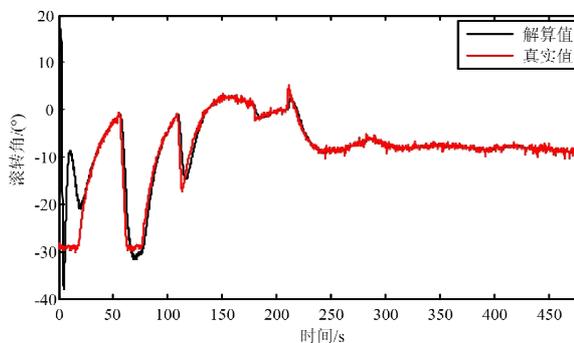


图4 滚转角曲线图

Fig. 4 Graph of roll

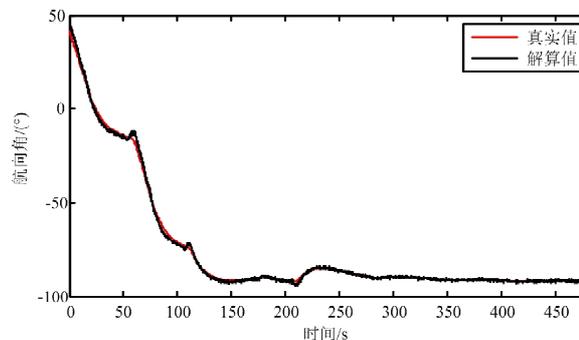


图5 航向角曲线图

Fig. 5 Graph of yaw

表 1 传感器参数

Tab. 1 Parameters of sensor

传感器参数	陀螺	加速度计	磁力计
量程	± 300 deg/s	± 18 g	± 3.5 gauss
零偏稳定性	0.007 deg/s	0.2 g	1 gauss
噪声	0.05 deg/s (Hz ^{0.5})	0.5 mg/ (Hz ^{0.5})	0.066 mgauss/ (Hz ^{0.5})

表 2 姿态角误差分析

Tab. 2 Analysis of attitude error

误差	俯仰角	滚转角	航向角
均值/ (°)	0.879 7	0.623 6	1.819 6
标准差/ (°)	0.990 3	1.103 8	3.801 3

5 结论

由上述分析可以看出,基于四元数的互补滤波器可以较好的跟踪无人机的姿态变化。在无人机多种运动形式下,解算俯仰角和滚转角精度在 1° 以内,航向角精度也在 2° 以内。然而本文所述算法每个解算周期仅需要计算3次三角函数,少量的加减乘除等基本运算,避免了传统姿态算法中大量的矩阵运算。同时易于调试,根据不同传感器噪声特性,只需调整两个参数 k_p 、 k_i 即可,适合低成本无人机航姿系统的应用。

参考文献

- [1] 黄旭,王常虹,伊国兴,等.利用磁强计及微机械加速度计和陀螺的姿态估计扩展卡尔曼滤波器[J].中国惯性技术学报,2005,13(2):27-30.
- [2] 赵琳,王小旭,丁继成,等.组合导航系统非线性滤波算法综述[J].中国惯性技术学报,2009,17(1):46-58.
- [3] Fourati H, Manamanni N, Afilal L, et al.. A complementary observer-based approach for the estimation of motion in rigid bod-

ies using inertial and magnetic sensors [C] //2010 IEEE International Conference on Control Applications, Yokohama, 2010: 422-427.

- [4] 乔相伟,周卫东,吉宇人.基于四元数粒子滤波的飞行器姿态估计算法研究[J].兵工学报,2012,33(9):1070-1075.
- [5] 李建国,崔祜涛,田阳.基于乘性四元数和约束滤波的飞行器姿态估计算法[J].系统工程与电子技术,2013,35(5):.
- [6] 郭晓鸿,杨忠,陈喆,等.EKF和互补滤波器在飞行姿态确定中的应用[J].传感器与微系统,2011,30(11):149-152.
- [7] 梁延德,程敏,何福本,等.基于互补滤波器的四旋翼飞行器姿态解算[J].传感器与微系统,2011,30(11):56-58.
- [8] Euston M, Coote P, Mahony R, et al.. A complementary filter for attitude estimation of a fixed-wing uav [C] // IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Nice, 2008: 340-345.
- [9] 徐玉,李平,韩波.一种面向机动的低成本姿态测量系统[J].传感技术学报,2007,20(10):2272-2275.
- [10] Li Y, Dempster A, Li B, et al.. A low-cost attitude heading reference system by combination of GPS and magnetometers and MEMS inertial sensors for mobile applications [J]. Journal of Global Positioning Systems, 2006,5(1/2):88-95.
- [11] Khalil H K. Nonlinear systems [M]. Upper Saddle River: Prentice hall, 2002.
- [12] Tayebi A, McGilvray S, Roberts A, et al.. Attitude estimation and stabilization of a rigid body using low-cost sensors [C] //2007 46th IEEE Conference on Decision and Control, New Orleans, 2007: 6424-6429.
- [13] 梅春波,秦永元,张金亮.基于MEMS惯性器件的两种水平姿态算法比较研究[C] //微机电惯性技术的发展现状与趋势惯性技术发展动态发展方向研讨会文集,苏州,2011:44-52.

Attitude estimation based on quaternion complementary filter for UAV

LÜ Yin-xin¹, XIAO Qian-gui², HU Shou-song¹

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China;
2. Research Institute of Unmanned Aircraft, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: Aiming at the basic problem of attitude estimation of unmanned aerial vehicles, in consideration of the quality of the traditional algorithm which is complex and hard to debug, MEMS is used to measure the data of UAV primitive attitude. Quaternion complementary filtering algorithm is applied to reduce the operation quantity of attitude estimation and make the fuse of information collected by every sensor. The complementary filter stability based on quaternion is theoretically proved. And the quality of filter was analysed here. The effectiveness of the algorithm used here is testified by real data from UAV. The precision of pitch and yaw are less than 1° and 2° respectively. Compared with traditional attitude algorithm, this algorithm is simple and effective, small computational complexity, and easy to debug.

Key words: attitude; quaternion; complementary filtering; stability analysis

基于四元数互补滤波的无人机姿态解算

作者: [吕印新](#), [肖前贵](#), [胡寿松](#), [L Yin-xin](#), [XIAO Qian-gui](#), [HU Shou-song](#)
作者单位: [吕印新, 胡寿松, L Yin-xin, HU Shou-song \(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京, 210016\)](#), [肖前贵, XIAO Qian-gui \(南京航空航天大学 无人机研究院, 江苏 南京, 210016\)](#)
刊名: [燕山大学学报](#) 
英文刊名: [Journal of Yanshan University](#)
年, 卷(期): 2014(2)

参考文献(13条)

1. [黄旭;王常虹;伊国兴](#) 利用磁强计及微机械加速度计和陀螺的姿态估计扩展卡尔曼滤波器 2005(02)
2. [赵琳;王小旭;丁继成](#) 组合导航系统非线性滤波算法综述 2009(01)
3. [Fourati H;Manamanni N;Afilal L](#) A complementary observer-based approach for the estimation of motion in rigid bodies using inertial and magnetic sensors 2010
4. [乔相伟;周卫东;吉宇人](#) 基于四元数粒子滤波的飞行器姿态估计算法研究 2012(09)
5. [李建国;崔祐涛;田阳](#) 基于乘性四元数和约束滤波的飞行器姿态估计算法 2013(05)
6. [郭晓鸿;杨忠;陈喆](#) EKF 和互补滤波器在飞行姿态确定中的应用 2011(11)
7. [梁延德;程敏;何福本](#) 基于互补滤波器的四旋翼飞行器姿态解算 2011(11)
8. [Euston M;Coote P;Mahony R](#) A complementary filter for attitude estimation of a fixed-wing uav 2008
9. [徐玉;李平;韩波](#) 一种面向机动的低成本姿态测量系统 2007(10)
10. [Li Y;Dempster A;Li B](#) A low-cost attitude heading reference system by combination of GPS and magnetometers and MEMS inertial sensors for mobile applications 2006(1/2)
11. [Khalil H K](#) Nonlinear systems 2002
12. [Tayebi A;McGilvray S;Roberts A](#) Attitude estimation and stabilization of a rigid body using low-cost sensors 2007
13. [梅春波;秦永元;张金亮](#) 基于MEMS惯性器件的两种水平姿态算法比较研究 2011

引用本文格式: [吕印新, 肖前贵, 胡寿松, L Yin-xin, XIAO Qian-gui, HU Shou-song](#) 基于四元数互补滤波的无人机姿态解算[期刊论文]-[燕山大学学报](#) 2014(2)