

DOI: 10. 13382/j. jemi. B2003048

小型无人飞行器机动过程中航姿互补滤波算法研究*

王勇军^{1,2} 李智^{1,2} 李翔¹

(1. 桂林电子科技大学 广西自动检测技术与仪器重点实验室 桂林 541004;

2. 桂林航天工业学院 无人遥测重点实验室 桂林 541004)

摘要:磁惯导系统(MINS)广泛应用于小型无人飞行器的导航控制,能对加速度计、磁强计和陀螺仪等传感器的数据进行融合,得到航向与姿态信息,也被称为航姿参考系统(AHRS)。在频域实现数据融合的互补滤波算法是AHRS中的一种可靠姿态估计方法,具有简捷高效的优点。将基于不同传递函数及各种航姿表示形式的姿态互补滤波归纳为统一的广义互补滤波算法(GCF),分析该类算法中的乘性姿态误差,并引入运动加速度补偿方法,可以改善载体机动状态下的姿态精度。数值仿真及实验结果显示,GCF的滤波效果与无人机常用的卡尔曼滤波算法相当,而处理时间仅为后者的1/20,且GCF具有良好的数值稳定性,配合运动加速度补偿算法可有效消除线加速度对航姿测量的不利影响,尤其适合低成本、小型无人机应用场合。

关键词:磁惯导系统;航姿参考系统;广义互补滤波;乘性姿态误差;运动加速度;航姿测量

中图分类号: TN713; V249

文献标识码: A

国家标准学科分类代码: 590. 35

Research on the algorithm of attitude complementary filtering during small UAV maneuver

Wang Yongjun^{1,2} Li Zhi^{1,2} Li Xiang¹

(1. Guangxi Key Laboratory of Automatic Detecting Technology and Instruments, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China; 2. Key Laboratory of Unmanned Aerial Vehicle Telemetry, Guilin University of Aerospace Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: Magneto-inertial navigation system (MINS) is widely used in navigation control of unmanned aerial vehicle. It can provide attitude and heading information via data fusion of accelerometer, magnetometer and gyroscope. Complementary filter is a concise and efficient solution for data fusion in frequency domain. Therefore, it is also called attitude and heading reference system (AHRS). A generalized complementary filter (GCF) is introduced to consolidate various complementary attitude filters that based on different transfer functions and orientation representations. In this paper, the multiplicative attitude error of this kind of algorithm is analyzed, and compensation algorithm for motional acceleration is also proposed, in order to enhance attitude accuracy under dynamic condition. Numerical simulation and experiment results show that GCF can achieve the same performance of extended Kalman filter, but its execution time is approximately 1/20 of the latter's. Moreover, GCF has ideal numerical stability, and it can eliminate the impacts of linear acceleration with the proposed motion compensation algorithm. Therefore, it is suitable for miniature and low-cost UAV applications.

Keywords: magneto-inertial navigation system (MINS); attitude and heading reference system (AHRS); generalized complementary filter (GCF); multiplicative attitude error; motional acceleration; attitude and heading determination

0 引言

当前,小型无人飞行器尤其是多旋翼飞行器普遍采用磁惯导系统(MINS)来获取航向角、俯仰角和横滚角,因此这种磁惯导系统也被称为航姿参考系统(AHRS)。此类 AHRS 集成了三轴磁传感器、三轴加速度传感器、三轴陀螺仪传感器和微型姿态解算计算机,通过对这 3 种传感器(MARG 传感器)的数据进行融合,可得到具有一定精度的航向与姿态数据。

MARG 传感器的原始测量数据中总含有干扰噪声输出,因此从测量数据中求解姿态和航向信息的过程称为姿态滤波或姿态估计。常用的姿态滤波方法主要包含两大类:基于卡尔曼的滤波融合算法和基于互补滤波的数据融合算法。基于卡尔曼滤波的数据融合算法广泛应用于各类姿态估计,如扩展卡尔曼滤波(EKF)^[1-5]、无迹卡尔曼滤波(UKF)^[2,6-8]、中心差分卡尔曼滤波(CDKF)^[9]等。但在小型无人机飞行器的 AHRS 中,滤波算法需要在运算能力和存储空间都较为有限的单片机上运行,且还需满足飞控系统的实时性要求,故算法应当具备高效率和低复杂度。

互补滤波通过在频域对各路传感器信号加以不同频率特性的传递函数从而实现数据融合,结构简单、易于设计和调节,故在微小型 AHRS 中得到了更多的应用^[10-20]。由于所用传递函数及姿态表示方式的不同,现有文献中 AHRS 互补滤波算法具有各种不同形式,例如分别采用一阶^[3,10-12]、二阶^[13-19]乃至高阶传递函数^[20],以及基于欧拉角^[10-11,14]、四元数^[12,16-19]、方向余弦矩阵(DCM)^[13,15]等不同姿态表示方法的互补滤波器。

本文将不同阶次传递函数、不同姿态表示方式下的各种姿态互补滤波算法归纳为统一的广义互补滤波(generalized complementary filter, GCF)框架。在其基础上,考虑到载体机动过程中运动加速度对加速度计测量数据的影响,引入了运动加速度补偿环节,在不改变滤波器结构设计且不增加其计算量的前提下显著改善了动态条件下的姿态估计精度。通过数值模拟仿真以及实物验证,证明 GCF 滤波效果能够与飞行器常用的 EKF 方法相当,且在执行速度及数值稳定性上具有明显优势。

1 算法分析

1.1 GCF

AHRS 中传感器的原始测量数据可分为两类。

1) 直接包含航姿信息的测量数据。加速度计可在准静态下测量重力加速度,而重力矢量 \mathbf{g} 始终竖直向下,可用于计算俯仰角与横滚角;磁强计可测量地磁场,而地磁

场矢量 \mathbf{h} 的水平分量指向磁北,可用于计算航向角。

2) 陀螺仪的测量数据,即角速度矢量 $\boldsymbol{\omega}$,则反映航向及姿态随时间的变化率。

若记姿态估计为 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$,上述两类测量值分别以 $\boldsymbol{\Theta}_A$ 与 $\dot{\boldsymbol{\Theta}}_B$ 表示,则 AHRS 中的各种互补滤波算法可统一为图 1 所示的 GCF。

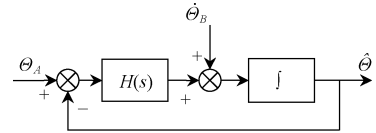


图 1 广义互补滤波原理框图

Fig. 1 Block diagram of generalized complementary filter

图 1 所示广义互补滤波器的传递函数可写为:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \frac{H(s) \cdot \boldsymbol{\Theta}_A + s \cdot \dot{\boldsymbol{\Theta}}_B}{H(s) + s} \quad (1)$$

1.2 GCF 的不同实现形式

GCF 名称中“广义”一词的第 1 层含义是图 1 所示原理框图及其对应的式(1),通过与传递函数 $H(s)$ 及姿态表示 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 的不同形式相结合,可得到多种不同的具体实现。

传递函数 $H(s)$ 若取简单的比例环节 K_p ,则得到一阶形式的互补滤波器^[3,10-12]:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \frac{K_p}{s + K_p} \boldsymbol{\Theta}_A + \frac{s}{s + K_p} \dot{\boldsymbol{\Theta}}_B \quad (2)$$

而若以比例环节 K_p 与积分环节 $K_I \cdot s^{-1}$ 的组合作为 $H(s)$,则得到二阶互补滤波器^[13-19]:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \frac{K_p s + K_I}{s^2 + K_p s + K_I} \boldsymbol{\Theta}_A + \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_I} \dot{\boldsymbol{\Theta}}_B \quad (3)$$

同理可得更高阶次的互补滤波器^[20]。但实际应用中,式(3)所示二阶形式最为常见。与高阶滤波器相比,二阶滤波结构较简单;而与一阶滤波器相比,二阶滤波器抑制陀螺仪零漂的效果更好。

另一方面,载体的姿态可用不同的方法加以表示,常见的有欧拉角(航向角、俯仰角、横滚角)、四元数、DCM 等。若分别将上述姿态表示方法代入图 1 中的 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$,便可依次得到基于欧拉角^[10-11,14]、基于四元数^[12,16-19]以及基于 DCM^[13,15]的姿态互补滤波。

此外,如前所述,由于重力矢量 \mathbf{g} 及地磁场矢量 \mathbf{h} 本身直接包含姿态信息,故这两矢量也可代替图 1 所示滤波器中的姿态表示 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$,从而构成基于矢量的姿态互补滤波^[20]。

图 1 所示 GCF 原理框图中,姿态估计 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 首先需与姿

态观测值 Θ_A 相减以得到姿态估计误差;这一误差在经过 $H(s)$ 之后又与另一路观测值 Θ_B 相加而得到 $\hat{\Theta}$ 对时间的导数。然而, AHRS 中传感器提供的观测值实质上是重力矢量 \mathbf{g} 、地磁场矢量 \mathbf{h} 以及角速度矢量 $\boldsymbol{\omega}$, 因而上述“减”“加”两个环节需加以特别处理, 方式如下。

1) 由 \mathbf{g} 和 \mathbf{h} 的观测值求解姿态(例如采用共轭梯度法^[16]等)得到 Θ_A ; 同时由 $\boldsymbol{\omega}$ 的观测值计算姿态对时间的导数, 得到 Θ_B ; 再将得到的 Θ_A 及 Θ_B 输入滤波器^[10-11, 19]。在此情况下, Θ_A 与 $\hat{\Theta}$ 具有相同形式, 从而可以直接进行比较, 而所得到的姿态误差亦与姿态估计 $\hat{\Theta}$ 为同一表示形式。

特别地, 若取 \mathbf{g} 和 \mathbf{h} 两矢量作为姿态表示, 则加速度计和磁强计的测量值即可直接输入滤波器, 不需再先求解姿态^[20]。这是基于矢量的姿态互补滤波器的一个优点。

2) 不作预处理, 将 \mathbf{g} 、 \mathbf{h} 和 $\boldsymbol{\omega}$ 直接输入滤波器, 如图 2 所示。

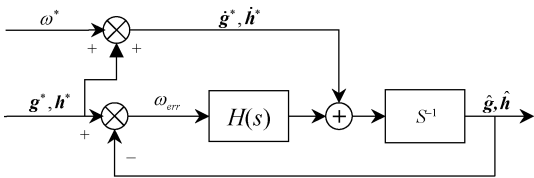


图 2 基于矢量的姿态互补滤波框图

Fig. 2 Vector-based generalized complementary filter

图 2 中, \mathbf{g}^* 与 \mathbf{h}^* 分别表示重力矢量 \mathbf{g} 和地磁矢量 \mathbf{h} 的测量值, 而 $\hat{\mathbf{g}}$ 与 $\hat{\mathbf{h}}$ 是相应的估计值。 $\boldsymbol{\omega}^*$ 是角速度矢量 $\boldsymbol{\omega}$ 的观测值, $\boldsymbol{\omega}_{err}$ 为角速度矢量误差。

这样直接滤波可减少一部分计算量, 但 \mathbf{g} 和 \mathbf{h} 显然不能与姿态估计 $\hat{\Theta}$ 直接相减(除非直接以 \mathbf{g} 和 \mathbf{h} 表示姿态, 即上述基于矢量的互补滤波器), 此时姿态误差的计算需另寻出路。

实际上, 处理方式 1) 通常也不会直接将 Θ_A 与 $\hat{\Theta}$ 相减。其原因在于姿态反映的是载体的转动自由度, 这一特殊性决定了姿态及其误差本质上是“乘性”而非“加性”的。这一点直接反映在常用的姿态四元数及 DCM 之中, 即载体作连续多次转动时, 总的姿态变化所对应的四元数(或 DCM)等于各次转动的四元数(或 DCM)按顺序相乘。因此, 姿态误差理应借助某种乘法进行计算。

1.3 GCF 中的乘性姿态误差

图 1 中的“+”“-”记号并不代表直接加减, 而需以其他途径实现。此即 GCF 的“广义”一词的第 2 层含义。

姿态及其误差本质上是乘性的。Markley^[21] 最先提

出“乘性姿态误差”(multiplicative attitude error)的概念。这一乘性姿态误差是由罗德里格斯参数(亦称吉布斯矢量)稍作变换得到的一个三维矢量。如以这一乘性姿态误差作为 EKF 的状态变量, 就得到乘性 EKF (multiplicative EKF, MEKF^[11])。MEKF 估计出乘性姿态误差后, 再依其对 AHRS 航姿数据(欧拉角、四元数或 DCM)进行修正。

然而, 本文所讨论的 GCF 直接以四元数、DCM 或重力/地磁矢量为滤波对象, 所借助的观测数据是重力/地磁矢量的观测值, 因此 GCF 中涉及的是另一种意义上的乘性姿态误差。这一乘性姿态误差是由矢量叉积导出并加以计算。

若某一矢量 \mathbf{u} 在导航参考系中为常矢量(重力矢量或地磁矢量均属此类), 则当载体角速度为 $\boldsymbol{\omega}$ 时, \mathbf{u} 在载体坐标系中对时间的导数为 $\dot{\mathbf{u}} = \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{u}$ 。^[22] 又若在某一极短时间段 Δt 内, 载体的转动导致 \mathbf{u} 出现了变化 $\Delta \mathbf{u}$, 则由 $\Delta \mathbf{u}$ 可求得这一旋转的等效角速度 $\boldsymbol{\omega}_{eqv}$:

$$\Delta \mathbf{u} \approx (\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{u}_{eqv}) \Delta t \quad (4)$$

在式(4)基础上可构造一个三重矢积:

$$\mathbf{u} \times \Delta \mathbf{u} \approx (\mathbf{u} \times \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{u}_{eqv}) \Delta t = |\mathbf{u}|^2 \cdot \boldsymbol{\omega}_{eqv} \cdot \Delta t \quad (5)$$

再将这一旋转过程中 \mathbf{u} 的初值和终值分别记为 \mathbf{u}_1 与 \mathbf{u}_2 , 即 $\Delta \mathbf{u} = \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_1$, 则式(5)可进一步写为:

$$\mathbf{u}_1 \times \Delta \mathbf{u} \approx \mathbf{u}_1 \times (\mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_1) = \mathbf{u}_1 \times \mathbf{u}_2 \approx |\mathbf{u}|^2 \cdot \boldsymbol{\omega}_{eqv} \cdot \Delta t \quad (6)$$

式(6)的意义是若将发生在极短时间段 Δt 内的姿态变化视作某一等效角速度 $\boldsymbol{\omega}_{eqv}$ 的作用结果, 则这一等效角速度 $\boldsymbol{\omega}_{eqv}$ 可由矢量叉积算出。因此, 式(6)实质上给出了基于矢量叉积的乘性姿态误差的定义。

由上可知, 若滤波器已给出姿态估计 $\hat{\Theta}$, 则由 $\hat{\Theta}$ 易得重力及地磁矢量的估计值($\hat{\mathbf{g}}$ 与 $\hat{\mathbf{h}}$)。结合文献[23]、图 1 和 2 可以得到姿态误差误差模型:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\omega}_{err} = k_g \frac{\hat{\mathbf{g}} \times \mathbf{g}^*}{|\hat{\mathbf{g}}| |\mathbf{g}^*|} + k_h \frac{\hat{\mathbf{h}} \times \mathbf{h}^*}{|\hat{\mathbf{h}}| |\mathbf{h}^*|} \equiv \Theta_A - \hat{\Theta} \\ \dot{\hat{\mathbf{g}}} = \hat{\mathbf{g}} \times [\boldsymbol{\omega}^* + H(s) \boldsymbol{\omega}_{err}] \\ \dot{\hat{\mathbf{h}}} = \hat{\mathbf{h}} \times [\boldsymbol{\omega}^* + H(s) \boldsymbol{\omega}_{err}] \end{cases} \quad (7)$$

式中: k_g 与 k_h 是 \mathbf{g} 和 \mathbf{h} 的加权系数。

应当指出, 由矢量叉积的性质可知, 根据式(6)只能算出 $\boldsymbol{\omega}_{eqv}$ 垂直于 \mathbf{u} 的分量。实际上, 若载体的转轴恰与 \mathbf{u} 平行, 则必有 $\Delta \mathbf{u} = 0$ 即转动过程中 \mathbf{u} 不变。

因此, 针对基于矢量叉积的乘性姿态误差, 必须注意以下重要推论。

1) 若姿态误差对应的转轴(即等效角速度 $\boldsymbol{\omega}_{eqv}$ 的指向)平行于某一矢量 \mathbf{u} , 则无法利用 \mathbf{u} 的观测值对该姿态误差进行估计和补偿。

2) 如只有 1 个矢量的观测值可用, 则在陀螺漂移作

用下,与该矢量平行的轴向上姿态误差将发散,而其他轴向姿态误差可收敛。如 AHRS 采用加速度计+陀螺仪,无磁强计,则俯仰角、横滚角误差收敛,航向角误差发散。

3) 欲使载体的三维姿态(航向角、俯仰角、横滚角)误差收敛,则至少需要两个互不平行的矢量观测值作为姿态滤波器的输入。如 AHRS 采用加速度计+磁强计+陀螺仪的组合,可使得航向角、俯仰角、横滚角误差均收敛。

推论 3) 在二阶互补滤波和高阶互补滤波情形下的李雅普诺夫稳定性证明可参考文献[20]。

2 运动加速度补偿

AHRS 的姿态估计是基于重力矢量 \mathbf{g} 、地磁场矢量 \mathbf{h} 和角速度矢量 $\boldsymbol{\omega}$ 来实现的,并且姿态解算是依据如下两点假设:1)重力矢量竖直向下;2)地磁矢量的水平分量指向磁北。

然而,加速度计不仅对重力加速度敏感,同时也对载体运动的加速度敏感。也就是说,当无人飞行器作变速运动时,MARG 中的加速度传感器量测是重力加速度矢量与飞行器运动加速度的合矢量。此时若仍按上述假设进行姿态解算,必然导致俯仰角与横滚角出现明显误差。

为此,将传感器小量噪声和运动加速度一起视为外部干扰,可以构造 MARG 传感器量测模型:

$$\begin{cases} \mathbf{g}^* = \mathbf{K}_{acc} \cdot \mathbf{g} + \mathbf{b}_{acc} + \mathbf{d}_a \\ \mathbf{h}^* = \mathbf{K}_{mag} \cdot \mathbf{h} + \mathbf{b}_{mag} + \mathbf{m}_a \\ \boldsymbol{\omega}^* = \mathbf{K}_{gyro} \cdot \boldsymbol{\omega} + \mathbf{b}_{gyro} + \mathbf{b}_a \end{cases} \quad (8)$$

其中, 3×3 矩阵 \mathbf{K} 和 3×1 向量 \mathbf{b} 及其下标表示传感器误差^[24],而 \mathbf{d}_a 和 \mathbf{m}_a 分别表示加速度计和磁强计的外部加速度干扰。此外,加速度引起的陀螺仪漂移表示为 \mathbf{b}_a 。

假设所有传感器的 \mathbf{K} 和 \mathbf{b} 都是时不变的,且在进行滤波估计之前已用适当的方法进行了校正,具体方法可参考文献[25-29]。因此,在滤波过程中还需解决的问题就只是估计和补偿外部加速度干扰了。为更好抑制加速度干扰,需要引入运动加速度补偿算法。可用于 AHRS 的运动加速度补偿方法有以下两类。

1) 切换滤波法,当载体处于加速运动状态时,调节滤波器参数设置,使加速度计观测值的置信权重降低,直至完全舍弃加速度计读数^[4,6,10,14,18]。此方法的关键是如何检测载体运动加速度的存在。通常以加速度计所测得加速度的大小作为判据,根据其于重力加速度理论值之间的差异来调节滤波器参数(如式(2)中的 K_p 与 K_I)^[4,6,10,14]。此外,亦有采用角速度或角增量大小作为判据^[18]。

切换滤波法简便易行,在 AHRS 互补滤波及卡尔曼滤波中均有较多应用,但其缺点如下:(1)所用判据有局限性,对运动加速度的判断未必准确;(2)对滤波器参数的调节未必能很好消除运动加速度影响,且可能使滤波效果变劣;(3)当存在运动加速度时,由于加速度计观测值的权重被降低,相当于在一定程度上舍弃了重力矢量,根据第 1 节的推论,这将导致俯仰角、横滚角的误差出现发散趋势。

2) 模型补偿法,对运动加速度进行建模估计,而后利用加速度估值来修正加速度计测量数据^[7-8]。模型补偿法多用于卡尔曼滤波,但此法需将运动加速度作为状态变量进行估计,故需重新设计滤波器结构。这对互补滤波器而言难度较大,故在互补滤波中尚未见应用。

为在 GCF 中利用模型补偿法,解决途径是将运动加速度的估计环节放在滤波器之外。具体步骤如下。

(1) 运动加速度建模:将载体运动加速度记为 \mathbf{a} ,则有 $\mathbf{a} = \mathbf{d}_a$,在其具体变化规律完全未知的前提下,不妨假定从任一时刻 k 到相邻时刻 $(k+1)$,运动加速度的改变量是一随机值,即:

$$\Delta \mathbf{a}_{k+1} = \mathbf{a}_{k+1} - \mathbf{a}_k \sim N(0, \sigma_{acc}) \quad (9)$$

式(9)相当于将 \mathbf{a} 视为一阶随机游走过程。

(2) 姿态滤波,假定已获得前一时刻 $(k-1)$ 的运动加速度及姿态的无偏估计,分别记为 $\hat{\mathbf{a}}_{k-1}$ 与 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k-1}$,则可利用 $\hat{\mathbf{a}}_{k-1}$ 对当前时刻 k 的加速度计观测值 \mathbf{f}_k^* 进行修正,得到当前时刻重力矢量观测值:

$$\mathbf{g}_k^* = \mathbf{f}_k^* - \hat{\mathbf{a}}_{k-1} \quad (10)$$

而后即可将 \mathbf{g}_k^* 连同当前时刻磁强计观测值 \mathbf{h}_k^* 、陀螺仪观测值 $\boldsymbol{\omega}_k^*$ 以及前一时刻姿态估计 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k-1}$ 一并输入姿态滤波器,得到当前时刻的姿态估计 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$ 。

(3) 运动加速度估计,获得当前时刻姿态估计 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$ 后,计算对应的重力矢量估计值 $\hat{\mathbf{g}}_k$,进而得到当前时刻运动加速度估计值:

$$\hat{\mathbf{a}}_k = \mathbf{f}_k^* - \hat{\mathbf{g}}_k \quad (11)$$

这样便完成了当前时刻 k 的全部运算。到下一时刻 $(k+1)$ 即可利用 $\hat{\mathbf{a}}_k$ 与 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$ 重复上述流程。

整个滤波流程如图 3 所示。

在图 3 中,姿态滤波器本身并未对运动加速度作任何处理。对运动加速度的估计和补偿分别是由式(11)和(10)实现的。这一设计能够正确估计和补偿运动加速度的关键在于式(9),即从 $(k-1)$ 时刻到 k 时刻,运动加速度的变化量 $\Delta \mathbf{a}_k$ 是一有界量且可作为正态随机变量处理。因此,在用式(10)进行运动加速度补偿时,所得到的重力矢量观测值 \mathbf{g}_k^* 的测量噪声相当于 $\Delta \mathbf{a}_k$ 与加速度计本身固有的测量噪声相叠加的结果。由于低成本陀

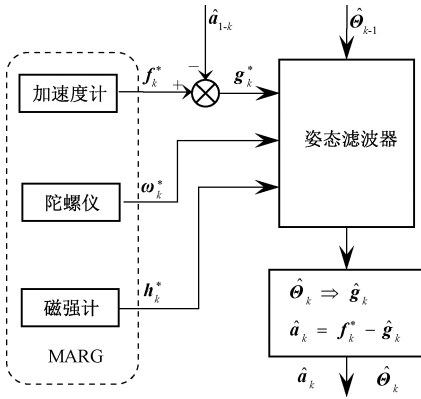


图3 带运动加速度估计及补偿的姿态滤波流程
Fig. 3 Flowchart of attitude filter with motional acceleration estimation and compensation

螺仪和磁强计受加速度的影响较小^[30],即 $m_a \approx \mathbf{0}, b_a \approx \mathbf{0}$ 。只要姿态滤波器本身能保证在该噪声作用下姿态误差收敛,则运动加速度对姿态估计 $\hat{\theta}_k$ 的影响即可由此得到消除。

与文献[31-32]方法相比,图3所示运动加速度估计及补偿方法的特点如下。

(1)图3所示流程并不局限于GCF这一特定类型或结构的滤波器,亦即这一方法还可与MEKF、UKF及其他常用的姿态滤波算法相结合,实现载体运动加速度的估计与补偿。

(2)阐明了该方法对运动加速度进行估计和补偿的原理,使运算更为简洁,滤波过程中需要增加的存储空间仅是运动加速度估值 \hat{a}_k ,而滤波补偿算法整体增加的计算量也主要是式(10)和(11)。

3 算法验证

3.1 数值模拟

1) 滤波器配置

将GCF与常用的EKF和UKF进行同等条件下的对比。EKF与UKF均采用3维乘性姿态误差和陀螺仪零漂构成状态向量(共6维),连续时间形式的状态方程如式(11)所示。

$$\begin{pmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{\delta b} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\Omega_{\times} & I_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \\ \delta b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_a \\ w_b \end{pmatrix} \quad (12)$$

式中 α 为Markley^[21]提出的3维乘性姿态误差, δb 为陀螺仪零漂; Ω_{\times} 为角速度 ω 对应的叉乘矩阵,满足 $\Omega_{\times} \alpha = \omega \times \alpha$; w_a 与 w_b 为别为姿态误差及陀螺仪零漂的过程噪声。

GCF采用式(3)所示二阶传递函数,其中比例环节系数 $K_p = 0.5$,积分环节系数 $K_i = 0.1$;按式(7)求取姿态

误差时,加权系数 k_g 与 k_h 均取1。

GCF直接以重力矢量 g 及地磁场矢量 h 为滤波对象,EKF与UKF则利用姿态误差 α 的估计值对矢量 g 和 h 进行修正。最终以 g 和 h 两矢量估计值与真值间的角度误差作为衡量各滤波器性能的指标。

飞行器的AHRS各传感器噪声均视为高斯白噪声,其噪声情况依次为加速度计 $\sigma_a \sim N(0, 0.01 \text{ m/s}^2)$,磁强计 $\sigma_m \sim N(0, 100 \text{ nT})$,陀螺仪 $\sigma_{\omega} \sim N(0, 0.05^\circ/\text{s})$ 。陀螺仪零漂按一阶随机游走过程建模,其驱动噪声的标准差 $\sigma_b = 0.05^\circ/\text{s}^2$ 。各传感器采样频率均为50 Hz。

n 系导航坐标系采用北-东-地(N-E-D)模式,该坐标系下重力矢量记为 $g = (0 \ 0 \ 9.8)^T \text{ m/s}^2$,地磁场矢量记为 $h = (4 \ 000 \ 0 \ 0 \ 30 \ 000)^T \text{ nT}$ 。载体坐标系(b 系)采用前-左-下(F-I-U)坐标系。

数值模拟在MATLAB环境下进行,采用双精度浮点运算。

2) 静止状态模拟

首先模拟载体原地静止的情形。如上文所述,以 g 和 h 两矢量的估计值与真实值之间的角度偏差作为滤波器性能指标,模拟结果如图4所示。可见3种算法的静态误差大小排序为GCF>EKF>UKF,但相差不大。

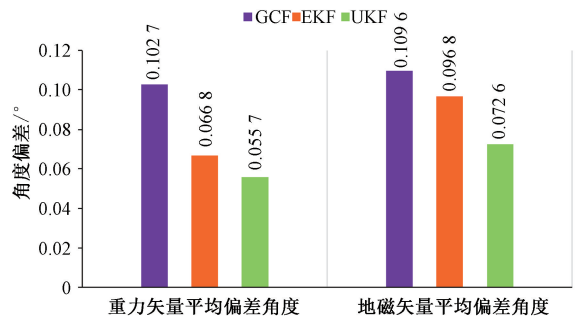


图4 静止状态模拟结果

Fig. 4 Simulation results under static condition

3) 线加速度模拟

假定载体沿直线做变速运动,线加速度沿 x 轴方向并按图5所示规律变化,图6所示为GCF、EKF和UKF三种算法各自在未补偿运动加速度及采用本文介绍的运动加速度补偿算法时的模拟结果。

由图6可见,运动加速度会导致重力矢量 g 及地磁场矢量 h 出现明显误差,亦即造成航向与姿态的误差。采用本文介绍的运动加速度补偿算法可使误差显著降低。同时,GCF的表现要略优于EKF和UKF。

将GCF滤波补偿算法与航姿解算方法^[3,10,16,32]相结合可得到运动加速度补偿前后的俯仰角误差变化曲线,如图7所示。由此可更直观地看到运动加速度补偿算法所起到的抑制姿态误差的作用。

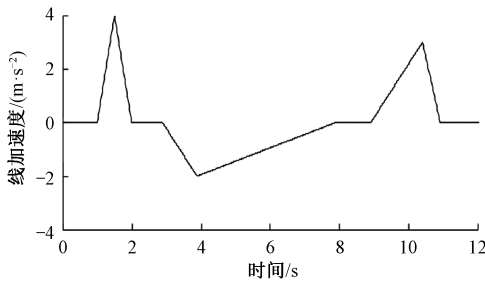


图 5 数值模拟中的线加速度变化规律

Fig. 5 Varying pattern of linear acceleration in numerical simulation

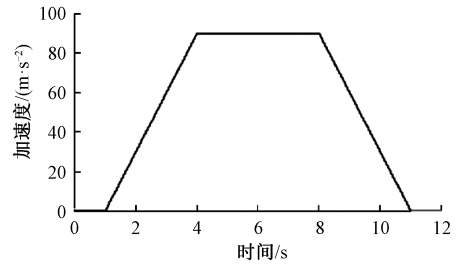


图 8 角速度变化规律

Fig. 8 Varying pattern of angular rate

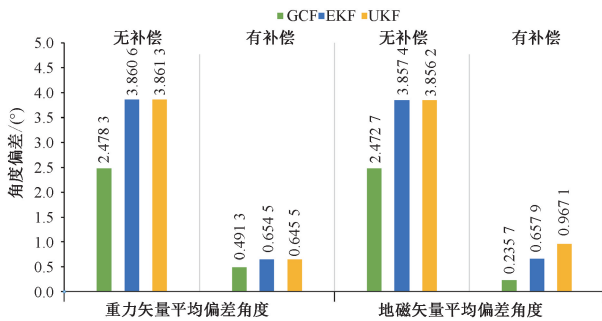


图 6 线加速度作用下模拟结果

Fig. 6 Simulation results with linear acceleration

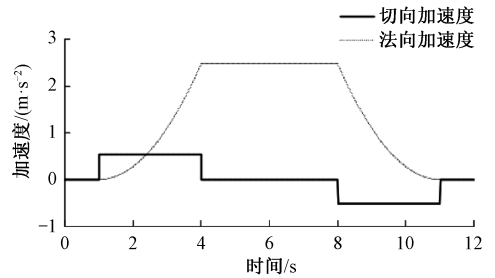


图 9 切向与法向加速度

Fig. 9 Tangential and normal acceleration

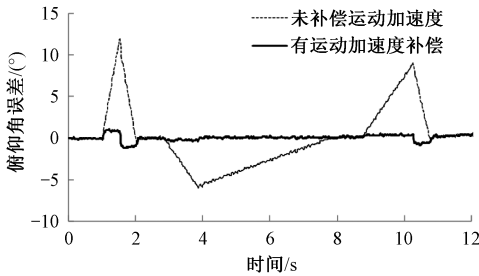


图 7 线加速度模拟中 GCF 俯仰角误差

Fig. 7 Pitch error of GCF in simulation of linear

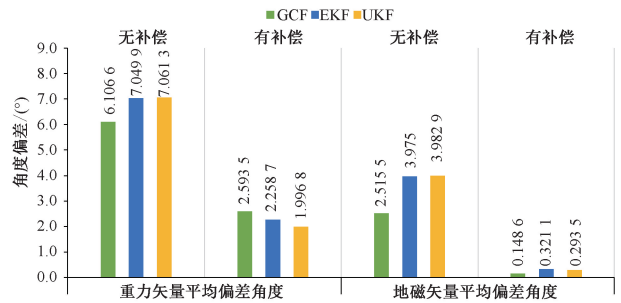


图 10 圆周运动模拟结果

Fig. 10 Simulation results of circular motion

4) 向心加速度模拟

假定载体沿半径为 1 m 的圆周做变速圆周运动,角速度沿 z 轴方向且按图 8 所示规律变化,相应的切向加速度及法向加速度如图 9 所示,模拟结果如图 10 所示。

由图 10 可见,本文介绍的运动加速度补偿算法对圆周运动亦能起到改善航姿精度的作用。但由于同时存在切向和法向加速度,补偿后仍存在一定的姿态误差。同时,GCF、EKF 及 UKF 三种算法的表现相差不大。

3.2 实物验证

1) 硬件配置

飞行器 AHRS 中的 MARG 传感器芯片采用

MPU9250,姿态解算单片机采用 STM32F103。其中 MPU9250 芯片集成了三轴磁强计、三轴陀螺仪和三轴加速度计。分别采用 GCF、EKF 与 UKF 算法进行数据融合,由于该单片机无法支持双精度运算,实际算法中都采用单精度浮点运算,传感器采样频率均为 50 Hz。

实测数据表明,MPU9 250 所含加速度计及陀螺仪的噪声特性与前述数值模拟中的假定条件基本相同,而磁强计的噪声水平则明显较高,其标准差 $\sigma_m = 2 \mu T$,故 GCF 和 EKF 的参数均作了相应调整,GCF 中取 $K_p = 0.15$, $K_l = 0.01$ 。

2) 线加速度测试

AHRS 沿 x 轴方向在滑台上作直线往复运动,线加速度变化曲线如图 11 所示。GCF、EKF 与 UKF 滤波后的航姿误差如表 1 所示。

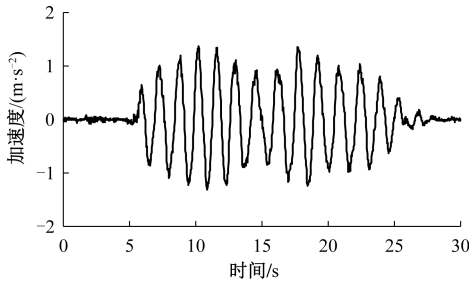


图 11 实物验证中线加速度变化规律

Fig. 11 Varying pattern of linear acceleration in experiment

表 1 线加速度作用下实验结果(以均方根计)

Table 1 Experiment results with linear acceleration(RMS) (°)

滤波算法	偏航角误差		俯仰角误差		横滚角误差	
	无补偿	有补偿	无补偿	有补偿	无补偿	有补偿
GCF	0.820 6	0.811 3	2.653 4	0.540 3	1.220 9	0.345 2
EKF	0.845 4	0.802 5	2.824 2	0.615 7	1.249 2	0.371 6
UKF	发散	发散	发散	发散	发散	发散

由表 1 可见,在运动模式下,GCF 与 EKF 算法对俯仰角和横滚角都有明显的改善,偏航角不受 x 轴线加速度的影响,补偿前后角度误差无明显变化。而 UKF 结果发散,这是由于该算法在单精度浮点运算时截断误差及累积误差使得 UKF 在运行中常出现协方差矩阵非正定,导致算法不收敛,而 GCF 的实际表现与 EKF 很相近,且采用运动加速度补偿方法均可明显改善姿态精度。

图 12 所示为 GCF 在未补偿运动加速度和有运动加速度补偿两种不同情况下的俯仰角误差对比,可见引入补偿后姿态精度得到明显改善。

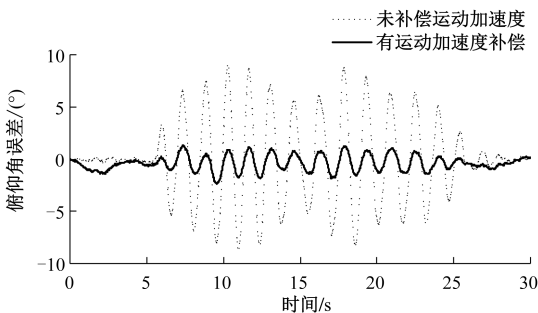


图 12 线加速度实验中 GCF 俯仰角误差

Fig. 12 Pitch error of GCF in experiment of linear

3) 向心加速度测试

将 AHRS 置于速率转台上进行变速圆周运动,角速度变化规律与图 8 相同,但 AHRS 与转轴的距离为 0.3 m。由于 UKF 算法在该单片机下无法计算结果,实验仅对比 GCF 与 EKF 算法,实测结果如表 2 所示。

表 2 圆周运动实验结果(以均方根计)

Table 2 Experiment results of circular motion (RMS) (°)

滤波算法	偏航角误差		俯仰角误差		横滚角误差	
	无补偿	有补偿	无补偿	有补偿	无补偿	有补偿
GCF	1.525 1	1.314 7	2.237 8	1.422 0	2.020 9	1.056 1
EKF	1.467 4	1.302 5	2.398 1	1.391 7	1.909 2	1.445 2

由表 2 可见,同时存在切向及法向加速度时,运动加速度补偿算法的作用有限,这一点与数值模拟结果相似。同时,GCF 和 EKF 的表现各有优劣。

4) 算法耗时对比

表 3 为 GCF 及 EKF 各自在 STM32F103 单片机上运行时的平均耗时,可见 GCF 所占用的处理时间不到 EKF 的 1/20,具有很高的效率。

表 3 滤波算法平均耗时

Table 3 Average execution time of filtering algorithms

滤波算法	平均耗时 (时钟周期数)	平均耗时 (72 MHz 系统时钟)/ms
GCF	18 218	0.253
EKF	374 142	5.196

3.3 讨论

1) 姿态滤波效果,数值模拟及实物验证结果均显示,GCF 的滤波效果在各种条件下均与 EKF/UKF 处于同一数量级。

2) 算法耗时,在 STM32F103 单片机上运行时,GCF 的耗时仅为 EKF 的 1/20 左右,计算量远小于后者。

3) 运动加速度补偿算法,本文提出的运动加速度补偿算法适用于 GCF、EKF 和 UKF 等各种姿态滤波器,能很好地抑制飞行器运动过程中线加速度造成的航姿误差,对曲线运动时的切向、法向加速度也有一定补偿效果。

对于载体做变速曲线运动的情形,加速度计读数既要参与运动加速度估计,又要参与乘性姿态误差估计,二者难以兼顾,使得此种情形下运动加速度补偿效果并不十分理想。

4) 数值稳定性,实物验证中未列出 UKF 的结果,其原因是单片机上采用单精度浮点运算,截断误差及累积误差使得 UKF 在运行中常出现协方差矩阵非正定,导致算法不能继续执行。GCF 则不存在这一问题,无论采用单精度或双精度计算,GCF 的性能都十分稳定。

4 结论

本文提出了用于小型飞行器航姿传感器数据融合及姿态估计的 GCF 算法,分析了航姿互补滤波算法的不同

实现形式,并证明了乘性姿态误差在 GCF 中可由矢量叉积导出并加以计算,从而得出载体坐标系中两个不共线矢量作为姿态滤波器输入时航姿误差收敛的重要推论。同时,本文还针对飞行器机动状态下变速运动造成的 AHRS 航姿误差,提出了一种能与各种常用的姿态滤波算法相结合的运动加速度估计与补偿方法。该方法不需改变姿态滤波器原有设计,将其与 GCF 算法结合,在增加较少计算量的情况下,可有效地抑制运动过程中线加速度对姿态解算的干扰,对曲线运动的切向和法向加速度也能起到一定作用。进行数值模拟和实物验证结果表明,该算法能达到与常用的 EKF/UKF 相当的滤波效果,而计算量仅为 EKF 的 1/20,且具有良好的数值稳定性和实用性。

参考文献

- [1] JIAO Y Y, ZHOU H Y, WANG J Q, et al. Linearization error's measure and its influence on the accuracy of MEKF based attitude determination method [J]. Aerospace Science and Technology, 2012, 16 (1): 61-69.
- [2] 杨斌,徐广涵,靳瑾,等. 磁定姿近地轨道卫星 EKF 与 UKF 算法比较 [J]. 中国空间科学技术, 2012(6):23-30,38.
YANG B, XU G H, JIN J, et al. Comparison on EKF and UKF for geomagnetic attitude estimation of LEO satellites [J]. Chinese Space Science and Technology, 2012(6): 23-30, 38.
- [3] 丁君,赵忠华. AHRS 航姿解算中的两种滤波方法的比较研究 [J]. 计算机仿真, 2013, 30(9):60-65.
DING J, ZHAO ZH H. Comparison and study on complementary filter and Kalman filter in AHRS attitude calculation [J]. Computer Simulation, 2013, 30(9): 60-65.
- [4] ZHAO F F, CHEN C Q, HE W, et al. A Filtering Approach Based on MMAE for a SINS/CNS Integrated Navigation System [J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2018, 5(6):1113-1120.
- [5] 吴涛,白茹,朱礼尧,等. 基于卡尔曼滤波的航姿参考系统设计 [J]. 传感技术学报, 2016, 29(4):531-535.
WU T, BAI R, ZHU L Y, et al. Design of AHRS based on Kalman filter [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2016, 29(4): 531-535.
- [6] 吴中华,贾秋玲,付纬,等. 基于 UKF 的无人机航姿系统算法研究 [J]. 计算机仿真, 2014, 31(8):41-44, 77.
WU ZH H, JIA Q L, FU W, et al. Algorithm design of UAV's attitude heading reference system based on UKF [J]. Computer Simulation, 2014, 31(8): 41-44, 77.
- [7] 肖文健,路平,张曦郁. 一种面向机动的航姿测量系统设计 [J]. 电光与控制, 2014, 21(5):83-87.
XIAO W J, LU P, ZHANG X Y. Design of an attitude and heading reference system for accelerated rigid bodies [J]. Electronics Optics and Control, 2014, 21(5): 83-87.
- [8] 袁丹丹,易文俊,管军,等. 基于 UKF 弹体滚转姿态测量方法研究 [J]. 弹道学报, 2017, 29(2):8-12, 53.
YUAN D D, YI W J, GUAN J, et al. Study of projectile roll-attitude measurement method based on unscented Kalman filter [J]. Journal of Ballistics, 2017, 29(2):8-12, 53.
- [9] 韩萍,干浩亮,何炜琨,等. 基于迭代中心差分卡尔曼滤波的飞机姿态估计 [J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(1):187-193.
HAN P, GAN H L, HE W K, et al. Iterated central difference Kalman filter based aircraft attitude estimation [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(1): 187-193.
- [10] TIAN P ZH, CHAO H Y, FLANAGAN H P, et al. Design and evaluation of UAV flow angle estimation filters [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2019, 55(1): 371-383.
- [11] MARANTOS P, KOVEOS Y, KYRIAKOPOULOS K J. UAV state estimation using adaptive complementary filters [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(4):1214-1226.
- [12] FOURATI H, MANAMANNI N, AFILAL L, et al. Complementary observer for body segments motion capturing by inertial and magnetic sensors [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2014, 19(1): 149-157.
- [13] WU Z, SUN Z, ZHANG W, et al. A novel approach for attitude estimation based on mems inertial sensors using nonlinear complementary filters [J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(10):3856-3864.
- [14] 王见,马建林. EKF 与互补融合滤波在姿态解算中的研究 [J]. 传感技术学报, 2018, 31(8):1187-1191.
WANG J, MA J L. Research on Attitude Algorithm of EKF and Complementary Filtering Fusion [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2018, 31(8): 1187-1191.
- [15] HUA M D, DUCARD G, HAMEL T, et al. Implementation of a nonlinear attitude estimator for aerial robotic vehicles [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(1): 201-213.
- [16] 孙金秋,游有鹏,傅忠云. 基于共轭梯度法和互补滤波相结合的姿态解算算法 [J]. 传感技术学报, 2014,

- 27(4):524-528.
- SUN J Q, YOU Y P, FU ZH Y. Attitude estimation based on conjugate gradient and complementary filter [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2014, 27(4): 524-528.
- [17] ROSARIO M D, LOVELL N, REDMOND S. Quaternion-based complementary filter for attitude determination of a smartphone [J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(15): 6008-6017.
- [18] 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 for attitude estimation [J]. Control Engineering of China, 2015, 22(5): 881-886.
- [19] 陈孟元,谢义建,陈跃东. 基于四元数改进型互补滤波的MEMS姿态解算[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(9): 1391-1397.
- CHEN M Y, XIE Y J, CHEN Y D. Attitude estimation of MEMS based on improved quaternion complementary filter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(9): 1391-1397.
- [20] BENZIANE L, HADRI A E, SEBA A, et al. Attitude estimation and control using linear like complementary filters: Theory and experiment [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(6): 2133-2140.
- [21] MARKLEY F L. Attitude error representations for Kalman filtering [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2003, 26(2): 311-317.
- [22] LI X, LI Z. Vector-aided in-field calibration method for low-end MEMS gyros in attitude and heading reference systems [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2014, 63(11): 2675-2681.
- [23] LI X, WANG Y J, LI Z. Dynamic attitude estimator for attitude and heading reference systems based on vector observations [C]. IEEE International Conference on Information & Automation, 2017: 1232-1236.
- [24] TAN L N, JIN G D. Attitude estimation using MARG sensors for unmanned aerial vehicles [J]. Journal of Computational Methods in Sciences & Engineering, 2018, 18(4): 905-916.
- [25] 王勇军, 李智, 李翔. 无人机磁惯导系统中航向校正的双内积算法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(9): 87-94.
- WANG Y J, LI ZH, LI X. Dual inner product algorithm for heading calibration in magneto-inertial navigation system of UAV [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(9): 87-94.
- [26] QURESHI U, GOLNARAGHI F. An algorithm for the In-field Calibration of a MEMS IMU [J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(22): 7479-7486.
- [27] OUSALOO H S, SHARIFI G, MAHDIAN J, et al. Complete calibration of three-axis strapdown magnetometer in mounting frame [J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(23): 7886-7893.
- [28] SARKKA O, NIEMINEN T, SUURINIEMI S, et al. A multi-position calibration method for consumer-grade accelerometers, gyroscopes, and magnetometers to field conditions [J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(11): 3470-3481.
- [29] CHOW J, HOL J, LUINGE H. Tightly-coupled joint user self-calibration of accelerometers, gyroscopes, and magnetometers [J]. Drones, 2018, 6(2): 1-20.
- [30] 盛娟红, 张志安, 邢炳楠. 基于MEMS陀螺仪和加速度计的自适应姿态测量算法[J]. 测试技术学报, 2018, 32(4): 277-284.
- SHENG J H, ZHANG ZH AN, XING B N. An adaptive attitude measurement algorithm based on mems gyroscope and accelerometer [J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2018, 32(4): 277-284.
- [31] 杜红彬, 康小明, 杨克浊. 基于旋转矩阵KF的低成本MEMS姿态解算[J]. 测控技术, 2016, 35(2): 52-57.
- DU H B, KANG X M, YANG K ZH. Attitude estimation algorithm for low cost MEMS based on rotation matrix Kalman filter [J]. Measurement and Control Technology, 2016, 35(2): 52-57.
- [32] 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 varying-noise [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(3): 333-341.

作者简介



王勇军, 分别在2007年和2010年于桂林电子科技大学获学士学位与硕士学位, 现为桂林电子科技大学博士研究生, 桂林航天工业学院副教授, 主要研究方向为精密测量与智能控制、无人机组组合导航技术。

E-mail: dongwang@guat.edu.cn

Wang Yongjun received B. Sc. and M. Sc. from Guilin University of Electronic Technology in 2007 and 2010, respectively. He is now a Ph. D. candidate at Guilin University

of Electronic Technology and an associate professor at Guilin University of Aerospace Technology. His main research direction is precision measurement and intelligent control and UAV integrated navigation technology.



李智(通信作者), 2003 年于电子科技大学获博士学位, 现为桂林航天工业学院教授, 主要研究方向为智能仪器系统, 现代测试理论与技术。

E-mail: cclizhi@guet.edu.cn

Li Zhi (Corresponding author) received Ph. D. from University of Electronic Science and Technology of China in 2003. He is a professor at Guilin University of Aerospace Technology. His main research interests include intelligent instrument system and modern testing theory and

technology.



李翔, 2007 年于北京航空航天大学获得学士学位, 2010 年于桂林电子科技大学获得硕士学位, 2013 年于西安电子科技大学获得博士学位, 现为桂林电子科技大学讲师, 主要研究方向为姿态测量与智能传感器。

E-mail: xli1984@hotmail.com

Li Xiang received B. Sc. from Beijing University of Aeronautics and Astronautics in 2007, M. Sc. from Guilin University of Electronic Technology in 2010, and Ph. D. from Xidian University in 2013. He is currently a lecturer at Guilin University of Electronic Technology. His main research interests include attitude measurement and intelligent sensors.