

引用格式:李小青,杨亚楠,于鸿彬,等.基于MARG传感器的头部姿态解算方法研究[J].电光与控制,2019,26(5):14-19. LI X Q, YANG Y N, YU H B, et al. A head pose algorithm based on the MARG sensor[J]. Electronics Optics & Control, 2019, 26(5):14-19.

基于MARG传感器的头部姿态解算方法研究

李小青^a, 杨亚楠^a, 于鸿彬^b, 吴天山^b

(天津工业大学, a. 电子与信息工程学院; b. 机械工程学院, 天津 300387)

摘要:针对头盔显示器(HMD)的头部姿态检测系统中单一传感器进行头部姿态解算准确度低、精度粗略的问题,提出了一种基于MARG传感器的头部姿态解算方法。将互补滤波与PI算法相结合估算陀螺仪的漂移误差,再通过扩展卡尔曼滤波(EKF)实现姿态数据融合。设计了由CC1310、陀螺仪、加速度计和磁强计组成的头部姿态检测单元进行测试实验。与单独的EKF对比,结果表明,这种算法对陀螺仪自身的漂移和加速度计噪声有抑制作用,提高了头部姿态解算的精度和稳定性。

关键词: 头盔显示器; 头部姿态检测; MARG传感器; 姿态解算; 互补滤波; PI算法

中图分类号: TP301.6 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-637X.2019.05.003

A Head Pose Algorithm Based on the MARG Sensor

LI Xiao-qing^a, YANG Ya-nan^a, YU Hong-bin^b, WU Tian-shan^b

(Tianjin Polytechnic University, a. School of Electronic and Information Engineering;
b. School of Mechanical Engineering, Tianjin 300387, China)

Abstract: Since the single-sensor based head pose measuring system of the Helmet-Mounted Display (HMD) suffers from low accuracy and poor precision, a novel algorithm based on the information fusion of MARG sensor is proposed. First, the complementary filtering is combined with PI algorithm to estimate the gyroscope drift error, and then the pose data fusion is implemented by using the Extended Kalman Filter (EKF). We made experiments to compare the performance of the conventional single EKF and the proposed algorithm in filtering by using the measuring system composed of a CC1310, a gyroscope, an accelerometer and a magnetometer. The results demonstrate that the proposed algorithm can restrain the drift of the gyroscope and the noise of the accelerometer, and consequently improve the stability and precision of the head pose algorithm.

Key words: Helmet-Mounted Display (HMD); head pose detection; MARG sensor; attitude algorithm; complementary filtering; PI algorithm

0 引言

头位跟踪技术在高技术信息化战争中的应用愈加广泛,而头盔快速准确定位是实现头位跟踪的重要前提,其姿态精度的高低直接关系到目标捕获率^[1]。单一传感器的头位跟踪方法精度不高,抗干扰能力不强,采用多传感器数据融合能有效地提高头位跟踪的精度。目前姿态解算方法的研究以MARG传感器为基础,

MARG传感器为陀螺仪、加速度计和磁强计3种传感器的组合。在头部姿态检测过程中,陀螺仪短时间内动态性能好,由于容易受温漂的影响,长时间使用测量数据精度低,且存在较大的累计误差;加速度计较长时间动态性能好,但是容易受自身运动加速度的影响,受噪声干扰严重;磁强计容易受外界磁场的干扰。因此传感器本身的测量缺陷严重降低了头部姿态检测的准确度。

文献[2]用卡尔曼滤波实现两轮车姿态稳定方法,有效地修正了陀螺仪输出量中随机漂移的部分,但是没有考虑到加速度计中的噪声影响;文献[3]将共轭梯度法与互补滤波相结合实现姿态解算,姿态解算的精度有所提高,但是系统的计算量大;文献[4]基于互补滤波和卡尔曼滤波的数据融合方法,降低了姿态角的漂移,但

收稿日期:2018-06-06

修回日期:2019-01-24

基金项目:国家重点研发计划(2016YFB1102003);民航科技重大专项(MHRD20140110)

作者简介:李小青(1994—),女,河北唐山人,硕士生,研究方向为智能控制及多传感器数据融合。

是系统噪声和观测噪声难以确定。非线性系统的滤波方法包括扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filter, EKF)^[5-7]和无迹卡尔曼滤波(Unscented Kalman Filter, UKF)^[8-9],EKF 存在线性化误差和截断误差,UKF 的计算量大,噪声不容易估计。

因此,本文提出了基于 MARG 传感器的头部姿态解算方法。利用加速度计和磁强计的数据通过 PI 算法和互补滤波得到陀螺仪的漂移量,将更新后的姿态四元数和陀螺仪的随机漂移量作为状态变量,建立了 EKF 状态方程和观测方程。以此为基础,实现了姿态四元数的最优估计,姿态角均方差值低于 0.25。为了验证算法的有效性以及可行性,设计由 CC1310、陀螺仪、加速度计和磁强计组成头部姿态检测单元分别进行算法的静态和动态测试。

1 系统模型

1.1 姿态描述

头部姿态检测单元的头部姿态特征主要由横滚角 γ 、俯仰角 θ 、航向角 φ 来描述。角度的描述以坐标系为基础:选取“北东地”为导航坐标系(n 系)，“前右下”为载体坐标系(b 系)。头部姿态检测单元在转向过程中, n 系不随之改变。在进行姿态解算时,需要用旋转矩阵 C_b^n 将 b 系下的数据转化到 n 系,即

$$C_b^n = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \varphi & -\cos \gamma \sin \varphi + \sin \gamma \sin \theta \cos \varphi & \sin \gamma \sin \varphi + \cos \gamma \sin \theta \cos \varphi \\ \cos \theta \sin \varphi & \cos \gamma \sin \varphi + \sin \gamma \sin \theta \sin \varphi & -\sin \gamma \cos \varphi + \cos \gamma \sin \theta \sin \varphi \\ -\sin \theta & \sin \gamma \cos \theta & \cos \gamma \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

在姿态解算过程中,将传感器采集到的数据转化为四元数,即

$$q = q_0 + q_1 i + q_2 j + q_3 k \quad (2)$$

四元数随时间的更新方程为

$$\dot{q} = \frac{1}{2} \Omega_b q \quad (3)$$

$$\text{式中, } \Omega_b = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{gx} & -\omega_{gy} & -\omega_{gz} \\ \omega_{gx} & 0 & \omega_{gz} & -\omega_{gy} \\ \omega_{gy} & -\omega_{gz} & 0 & \omega_{gx} \\ \omega_{gz} & \omega_{gy} & -\omega_{gx} & 0 \end{bmatrix}。$$

考虑到姿态检测单元的实时性,采用一阶龙格库塔法更新四元数^[10]

$$q(k) = q(k-1) + \frac{T}{2} [\Omega_b(k-1)] q(k-1) = \{E + \frac{T}{2} [\Omega_b(k-1)]\} q(k-1) \quad (4)$$

式中: $q(k)$ 为 k 时刻的四元数; $q(k-1)$ 为 $(k-1)$ 时刻的四元数; T 为系统采样的时间间隔。

根据式(4)更新的四元数,得到旋转矩阵 C_b^n 为

$$C_b^n = \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_1 q_2 - q_0 q_3) & 2(q_1 q_3 + q_0 q_2) \\ 2(q_1 q_2 + q_0 q_3) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2(q_2 q_3 - q_0 q_3) \\ 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) & 2(q_2 q_3 + q_0 q_1) & q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

综合式(1)和式(5)解算出姿态角为

$$\begin{cases} \varphi = \arctan \frac{2(q_1 q_2 + q_0 q_3)}{q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2} \\ \theta = -\arcsin 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) \\ \gamma = \arctan \frac{2(q_2 q_3 + q_0 q_1)}{q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2} \end{cases} \quad (6)$$

将获取的初始状态的姿态角代入

$$\begin{cases} q_0 = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\gamma}{2}\right)\cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) + \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \\ q_1 = \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\gamma}{2}\right)\cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) - \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \\ q_2 = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)\cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) + \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\gamma}{2}\right)\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \\ q_3 = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\gamma}{2}\right)\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)\cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \end{cases} \quad (7)$$

得到初始四元数。

1.2 陀螺仪数学模型

根据载体坐标系下陀螺仪存在的漂移和高斯白噪声误差,建立陀螺仪的数学模型^[11]

$$\omega_{gb} = \omega_b + b_g + v_g \quad (8)$$

式中: $\omega_{gb} = [\omega_{gbx} \ \omega_{gby} \ \omega_{gbz}]^T$,表示陀螺仪的实际测量值; $\omega_b = [\omega_{bx} \ \omega_{by} \ \omega_{bz}]^T$,表示陀螺仪的真实值; b_g 为陀螺仪的漂移量; v_g 为高斯白噪声。

2 多传感器数据融合

陀螺仪在短时间内通过积分得到的姿态角比较准确,测量误差随时间不断积累;加速度计和磁强计短时间内测量得到的数据精度低,动态响应慢。根据传感器自身的特点,选用互补滤波、PI 算法和 EKF 进行数据融合。

2.1 改进互补滤波

由于陀螺仪、加速度计和磁强计噪声频率具有互补性^[12-14],因此采用互补滤波算法构造互补滤波器。将陀螺仪的动态性能与加速度计、磁强计的静态精度相结合,发挥不同频率范围内的动态响应优势,设计互补滤波观测器,计算传递函数。

取互补滤波器的传递函数为

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{C(s)}{s + C(s)} \\ G_2(s) = 1 - G_1(s) = \frac{s}{s + C(s)} \end{cases} \quad (9)$$

若 $C(s)$ 具有全通性,则 $G_1(s)$ 具有一阶低通滤波特性, $G_2(s)$ 具有一阶高通滤波特性。

根据互补滤波器在频域上的互补特性,传递函数 $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 满足 $G_1(s) + G_2(s) = 1$ 。令 C_0 表示头部姿态检测单元在运动过程中的真实姿态方向余弦矩阵, \hat{C}_0 表示输出矩阵。计算陀螺仪得到的姿态矩阵 C_ω 与加速度计、磁强计得到的姿态矩阵 C_{am} 分别为

$$\begin{cases} C_\omega = C_0 + \mu_L \\ C_{am} = C_0 + \mu_H \end{cases} \quad (10)$$

式中: μ_L 表示低频累积误差; μ_H 表示观测的高频噪声。

基于上述特性,进行互补滤波得

$$\begin{aligned} \hat{C}_0(s) &= C_\omega(s)G_1(s) + C_{am}(s)G_2(s) = \\ C_\omega(s)\frac{C(s)}{s+C(s)} + C_{am}(s)\frac{s}{s+C(s)} &= C_0(s) + \\ \frac{C(s)}{s+C(s)}\mu_L(s) + \frac{s}{s+C(s)}\mu_H(s) &\approx C_0(s) \end{aligned} \quad (11)$$

为了消除静态误差,取 $C(s) = K_p + K_I/s$, 其中, K_p 决定滤波器的截止频率, K_I 决定滤波器消除静态误差的时间, K_p 和 K_I 参数通过手动调节确定,通常取 $K_I = (0.01 \sim 0.1)K_p$ 。用加速度计矫正横滚角和俯仰角,磁强计矫正航向角。

互补滤波器的原理如图1所示。

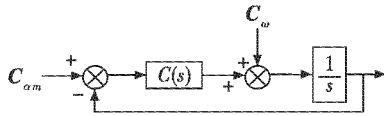


图1 互补滤波器原理框图

Fig.1 Principle of complementary filter

理想情况,加速度计在 n 系下,重力场的参考量为 $f = [0 \ 0 \ g]^T$, 单位矢量为 $[0 \ 0 \ 1]^T$ 。磁强计在 n 系下,磁强场的参考量为 $H = [H_n \ 0 \ H_d]^T$, 单位矢量为 $[h_n \ 0 \ h_d]^T$ 。其中, g 为重力加速度, H_n 和 H_d 分别为地磁场在 n 系下的北向分量和垂直分量,不考虑磁偏角的影响,将磁北作为真北。由于 C_b^n 始终保持正交性,所以 $C_b^n = (C_n^b)^T$ 。

将加速度计在 n 系下重力场的值和磁强计在 n 系下地磁场的值分别转化到 b 系,分别得到 a'_b 和 m'_b 。其中:

$$a'_b = \begin{bmatrix} a'_{bx} \\ a'_{by} \\ a'_{bz} \end{bmatrix} = C_n^b \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(q_1q_3 - q_0q_2) \\ 2(q_0q_1 + q_2q_3) \\ q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: a'_b 表示将加速度计在 n 系下重力场的值转到 b 系下的值; a'_{bx} 为转化后在 x 方向上的加速度值; a'_{by} 为转化后在 y 方向上的加速度值; a'_{bz} 为转化后在 z 方向上的加速度值。

$$m'_b = \begin{bmatrix} m'_{bx} \\ m'_{by} \\ m'_{bz} \end{bmatrix} = C_n^b \begin{bmatrix} h_n \\ 0 \\ h_d \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} h_n(q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2) + 2h_d(q_1q_3 - q_0q_2) \\ 2h_n(q_1q_2 - q_0q_3) + 2h_d(q_0q_1 + q_2q_3) \\ 2h_n(q_0q_2 + q_1q_3) + h_d(q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: m'_b 表示磁强计在 n 系下地磁场的值转化到 b 系下的值; m'_{bx} 为转化后在 x 方向上磁感应强度值; m'_{by} 为转化后在 y 方向上磁感应强度值; m'_{bz} 为转化后在 z 方向上磁感应强度值。

将加速度计和磁强计在 b 系下的测量值 a_b, m_b 与由式(12)和式(13)从 n 系转化到 b 系后得到的 a'_b, m'_b 分别进行交叉运算,得到横滚角和俯仰角的测量误差 $e_{\gamma, \theta}$ 和航向角的测量误差 e_φ , 即

$$e = e_{\gamma, \theta} + e_\varphi = a_b \times a'_b + m_b \times m'_b \quad (14)$$

根据 PI 算法^[15], 由测量误差 e 获得陀螺仪漂移的补偿量 δ , 即

$$\delta = K_p e + K_I \int e \quad (15)$$

则四元数更新方程中的角速度 ω 为

$$\omega = \omega_b + \delta \quad (16)$$

将补偿后的陀螺仪角速度 ω 代入式(4), 更新姿态四元数。

2.2 EKF

由于头部姿态检测单元采用的姿态描述方法是非线性的, 所以采用 EKF 实现姿态数据融合^[16]。

2.2.1 EKF 的状态方程

在 EKF 中, 选取互补滤波后更新的姿态四元数和陀螺仪的随机漂移量作为系统的状态变量。

假设系统的状态变量为 $X(k) = [q_0(k) \ q_1(k) \ q_2(k) \ q_3(k) \ b_{ax}(k) \ b_{ay}(k) \ b_{az}(k)]^T$ 。其中: $q_0(k), q_1(k), q_2(k), q_3(k)$ 为互补滤波后更新的姿态四元数; $b_{ax}(k)$ 为横滚轴陀螺仪随机漂移向量; $b_{ay}(k)$ 为俯仰轴陀螺仪随机漂移向量; $b_{az}(k)$ 为航向轴陀螺仪随机漂移向量。

将系统的状态方程表示为

$$X(k) = f(X(k-1), k-1) + w(k-1) \quad (17)$$

式中: $f(\cdot)$ 为非线性函数; $w(k-1)$ 为高斯白噪声。

根据式(8)可知, 陀螺仪为随机漂移常量, 可得

$$\begin{bmatrix} b_{ax}(k) & b_{ay}(k) & b_{az}(k) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} b_{ax}(k-1) & b_{ay}(k-1) & b_{az}(k-1) \end{bmatrix}^T \quad (18)$$

由式(4)和式(18)可将状态方程表示为

$$\begin{aligned} X(k) &= f(X(k-1), k-1) + w(k-1) = (q(k) \ b_\omega(k))^T = \\ &([1 + (T/2)\Omega_b(k-1)]q(k-1) \ b_\omega(k-1))^T + \\ &(w_q(k-1) \ w_\omega(k-1))^T \end{aligned} \quad (19)$$

根据式(19)可知, $f(X(k-1), k-1)$ 为非线性函数, 通过

泰勒展开式将非线性部分线性化,即对 $f(\mathbf{X}(k-1), k-1)$ 求偏导,得到雅可比矩阵 $\Phi(k, k-1)$ 为

$$\Phi(k, k-1) = \left. \frac{\partial f(\mathbf{X}(k-1), k-1)}{\partial \mathbf{X}(k-1)} \right|_{\mathbf{X}(k-1) = \hat{\mathbf{X}}(k-1)} =$$

$$\begin{pmatrix} 1 & -T\hat{\omega}_x/2 & -T\hat{\omega}_y/2 & -T\hat{\omega}_z/2 & Tq_1(k-1)/2 & Tq_2(k-1)/2 & Tq_3(k-1)/2 \\ T\hat{\omega}_x/2 & 1 & T\hat{\omega}_z/2 & T\hat{\omega}_y/2 & -Tq_0(k-1)/2 & Tq_3(k-1)/2 & -Tq_2(k-1)/2 \\ T\hat{\omega}_y/2 & -T\hat{\omega}_z/2 & 1 & T\hat{\omega}_x/2 & -Tq_3(k-1)/2 & -Tq_0(k-1)/2 & Tq_1(k-1)/2 \\ T\hat{\omega}_z/2 & T\hat{\omega}_y/2 & -T\hat{\omega}_x/2 & 1 & -Tq_2(k-1)/2 & -Tq_1(k-1)/2 & -Tq_0(k-1)/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (20)$$

式中: $\hat{\omega}_x, \hat{\omega}_y, \hat{\omega}_z$ 为陀螺仪的估计值; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ 为陀螺仪的测量值。可将状态方程表示为

$$\mathbf{X}(k) = \Phi(k, k-1)\mathbf{X}(k-1) + \phi(k-1) + w(k-1) \quad (21)$$

2.2.2 EKF 的观测方程

在 EKF 中,选取载体坐标系下加速度计和磁强计的测量值作为系统的观测量。

假设系统的观测变量为 $\mathbf{Z}(k) = [\mathbf{a}_{bx}(k) \ \mathbf{a}_{by}(k) \ m_{bx}(k) \ m_{by}(k) \ m_{bz}(k)]^T$, 其中: $\mathbf{a}_{bx}(k), \mathbf{a}_{by}(k), \mathbf{a}_{bz}(k)$ 为载体坐标系中重力加速度方向分量; $m_{bx}(k), m_{by}(k), m_{bz}(k)$ 为载体坐标系中磁场强度方向分量。

将系统的观测方程表示为

$$\mathbf{H}(\mathbf{X}(k)) = \left. \frac{\partial h(\mathbf{X}(k), k)}{\partial \mathbf{X}(k)} \right|_{\mathbf{X}(k) = \hat{\mathbf{X}}(k, k-1)} = \begin{pmatrix} -q_2 & q_3 & -q_0 & q_1 & 0 & 0 & 0 \\ q_1 & q_0 & q_3 & q_2 & 0 & 0 & 0 \\ q_0 & -q_1 & -q_2 & q_3 & 0 & 0 & 0 \\ h_n q_0 - h_d q_2 & h_n q_1 + h_d q_3 & -h_n q_2 - h_d q_0 & -h_n q_3 + h_d q_1 & 0 & 0 & 0 \\ -h_n q_3 + h_d q_1 & h_n q_2 + h_d q_0 & h_n q_1 + h_d q_3 & -h_n q_0 + h_d q_2 & 0 & 0 & 0 \\ h_n q_2 + h_d q_0 & h_n q_3 - h_d q_1 & h_n q_0 - h_d q_2 & h_n q_1 + h_d q_3 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (24)$$

则可将观测方程表示为

$$\mathbf{Z}(k) = \mathbf{H}(\mathbf{X}(k))\mathbf{X}(k) + y(k) + v_k \quad (25)$$

2.2.3 EKF 算法

EKF 算法的原理如图 2 所示。初值协方差矩阵 $\mathbf{P}(0)$ 选择单位矩阵,状态初值 $\mathbf{X}(0)$ 由初始四元数表示,通过 EKF 的预测更新过程进行系统姿态估计,整个预测和更新过程中噪声都是高斯白噪声。

$$\mathbf{Z}(k) = h(\mathbf{X}(k), k) + v(k) \quad (22)$$

式中: $h(\cdot)$ 为非线性函数; v_k 为高斯白噪声。

由式(12)和式(13)得到系统的观测方程为

$$\mathbf{Z}(k) = h(\mathbf{X}(k), k) + v(k) = \begin{bmatrix} 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) & h_n(q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2) + 2h_d(q_1 q_3 - q_0 q_2) \\ 2(q_0 q_1 + q_2 q_3) & 2h_n(q_1 q_2 - q_0 q_3) + 2h_d(q_0 q_1 + q_2 q_3) \\ -q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 & 2h_n(q_0 q_2 + q_1 q_3) + h_d(q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2) \end{bmatrix} + v(k) \quad (23)$$

根据式(23)可知, $h(\mathbf{X}(k), k)$ 为非线性函数,通过泰勒展开式将非线性部分线性化。即对 $h(\mathbf{X}(k), k)$ 求偏导,得到雅可比矩阵 $\mathbf{H}(\mathbf{X}(k))$ 为

图 2 中: $\hat{\mathbf{X}}(k, k-1)$ 为状态变量预测状态 $\mathbf{X}(k)$ 的估计值; $\Phi(k, k-1)$ 为状态一步转移矩阵; $\mathbf{P}(k, k-1)$ 为预测估计协方差矩阵,即 $\mathbf{X}(k, k-1)$ 对应的协方差; $\mathbf{Q}(k-1)$ 为直接由误差计算得到的系统噪声协方差矩阵; $K_g(k)$ 为最优卡尔曼增益; $\mathbf{H}(k)$ 为观测状态转移矩阵; $\mathbf{R}(k)$ 为通过融合更新计算得到的观测噪声协方差矩阵; $\mathbf{X}(k)$ 为更新的状态估计; $\mathbf{P}(k)$ 为更新的协方差估计^[17]。

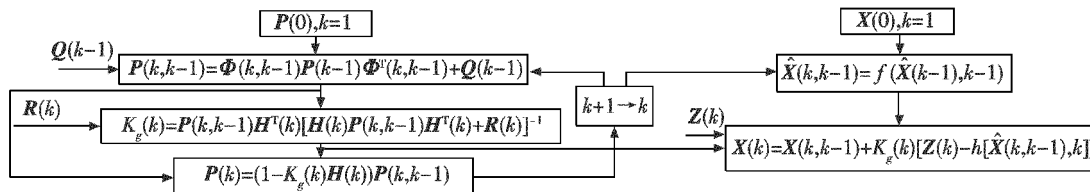


图 2 EKF 算法的原理框图

Fig. 2 Principle of the EKF algorithm

2.3 数据融合

系统采用 EKF 结合互补滤波后的角速度和加速度

计、磁强计的测量数据实现姿态四元数最优估计,解算出准确可靠的姿态数据。姿态解算的整体原理见图 3。

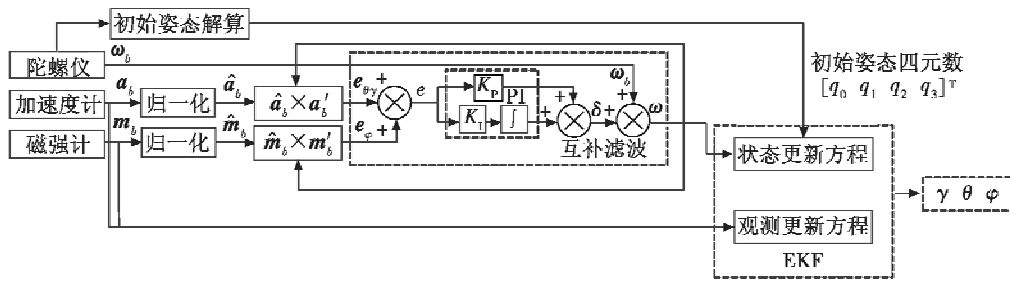


图3 姿态解算的整体原理框图

Fig.3 Principle of attitude algorithm

3 实验测试与结果分析

3.1 测试平台

为了验证上述算法的准确性和有效性,设计了由CC1310、陀螺仪、加速度计和磁强计组成的头部姿态检测单元,将传感器采集到的数据通过 I²C 总线传送到CC1310 控制器,通过串口通信将数据传送到上位机,再利用 Matlab 软件对算法进行静态和动态仿真测试和滤波对比分析。系统的头部姿态检测单元硬件模块如图4所示。

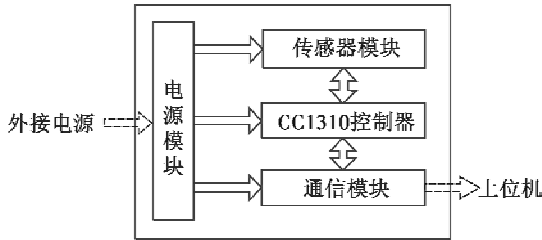


图4 头部姿态检测单元硬件模块图

Fig.4 Hardware modules of head pose detection unit

在实验开始前,对传感器分别进行初始校准^[18]。系统采样频率为 50 Hz,采样时间为 100 s,初始四元数取为 $[1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$,互补滤波器的参数 $K_p = 0.98$, $K_I = 0.02$ 。

3.2 测试结果与分析

3.2.1 静态测试

实验者佩戴头部姿态检测单元(即姿态检测单元处于水平位置)进行测试。理想情况下,俯仰角、横滚角、航向角的值均为 0°,静态下分别用 EKF 与改进型互补滤波器和 EKF 的结合算法得到姿态角信息,如图5所示。

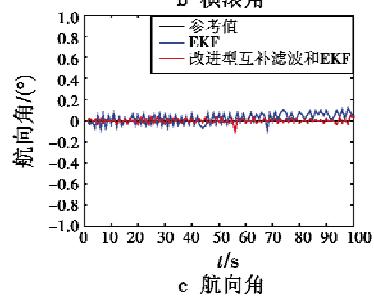
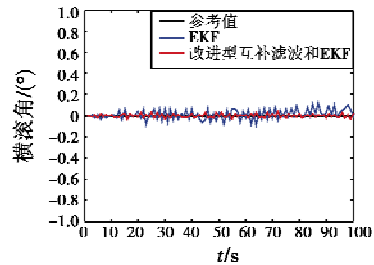
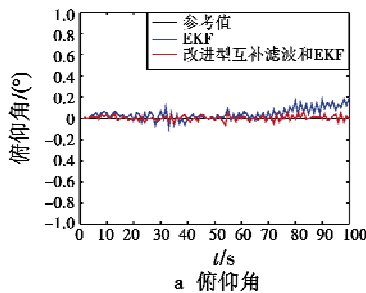


图5 静态下的姿态角

Fig.5 Static attitude angles

3.2.2 动态测试

在 60 s 时,实验者佩戴头部姿态检测单元从水平状态(俯仰角、横滚角、航向角均为 0°)航向转动 10°再转回到 0°,理想情况下,当航向角突然发生改变时,俯仰角、横滚角在短时间内快速响应一定的波动。动态下分别用 EKF 与改进型互补滤波器和 EKF 的结合算法得到姿态角信息,如图6所示。

为了更好地比较两种算法的性能,分别计算算法的均方差。统计结果如表1所示(去除了动态时俯仰角和横滚角在角度突然变化时的较大偏差值)。

表1 EKF 与改进型互补滤波器和 EKF 的结合算法均方差对比

Table 1 Mean square errors of our algorithm and the EKF

测试内容	静态			动态		
	俯仰角/(°)	横滚角/(°)	航向角/(°)	俯仰角/(°)	横滚角/(°)	航向角/(°)
EKF	0.0555	0.0482	0.0519	0.4232	0.6603	0.7367
改进型互补滤波器和 EKF 的结合算法	0.0253	0.0173	0.0232	0.2165	0.2401	0.1587

通过图5和表1均方差对比可以看出,静态时,改进型互补滤波和EKF的结合算法很好地抑制了姿态角的漂移,稳定性强,测量的头部姿态更准确。通过图6和表1均方差对比可以看出,改进型互补滤波和EKF的结合算法的姿态角均方差都小于EKF,说明在动态时,改进型互补滤波和EKF的结合算法可以快速跟踪响应头部姿态变化,实时性更强,准确度更高。

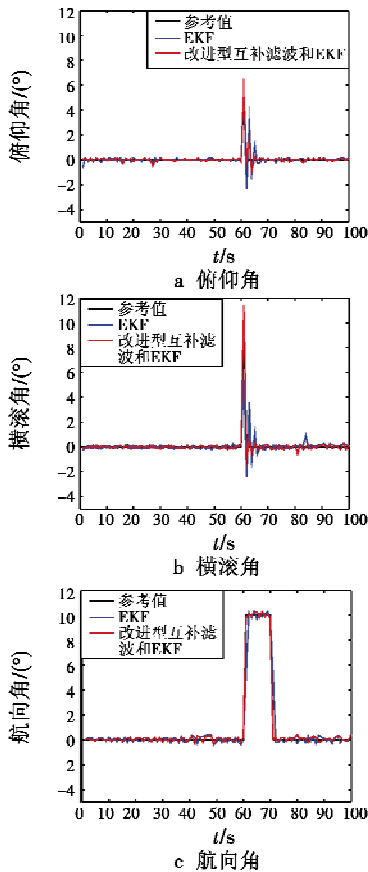


图6 动态下的姿态角

Fig.6 Dynamic attitude angles

4 结束语

本文提出的基于MARG传感器的头部姿态解算方法是实现头盔显示器高精度头位跟踪的关键。实验与仿真测试结果表明:本文设计的改进型互补滤波和EKF的结合算法有效地修正了陀螺仪的漂移误差以及噪声对加速度计和磁强计的影响,明显地提高了姿态解算的精度和姿态检测单元的准确性和实时性,对完成头盔姿态的测量以及实现头位实时跟踪具有重要意义。

参考文献

[1] 王勇军,徐景硕,冯连鸣.基于惯性与光学技术的头位测量方法设计[J].压电与声光,2014,36(6):1002-1005.

[2] 叶程峰,冯恩信.基于四元数和卡尔曼滤波的两轮车姿态稳定方法[J].传感技术学报,2012,25(4):524-528.
 [3] 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.
 [4] 张栋,焦嵩鸣,刘延泉.互补滤波和卡尔曼滤波的融合姿态解算方法[J].传感器与微系统,2017,36(3):62-65,69.
 [5] OU Y, XIA Y, FU M. A modified method of nonlinear attitude estimation based on EKF[C]//The 12th International Conference on Control Automation Robotics & Vision, IEEE, 2012:901-906.
 [6] 侯玉涵,王耀力.改进扩展卡尔曼滤波对四旋翼姿态解算的研究[J].电子技术应用,2017,43(10):83-85,93.
 [7] 王晓宇,闫继宏,秦勇,等.基于扩展卡尔曼滤波的两轮机器人姿态估计[J].哈尔滨工业大学学报,2007,39(12):1920-1924.
 [8] 李迟,李书臣,曹江涛.改进UKF算法在无人机姿态解算中的应用[J].自动化技术与应用,2017,36(10):53-56,60.
 [9] 胡高歌.组合导航UKF算法与数据融合技术拓展研究[D].西安:西北工业大学,2016.
 [10] 杨金显,杨闯.基于重力四元数的陀螺漂移估计与补偿[J].传感技术学报,2017,30(8):1187-1192.
 [11] 李杰,刘俊,张文栋,等.MEMS陀螺仪随机误差补偿方法研究[J].中北大学学报:自然科学版,2009,30(4):381-385.
 [12] 兰建军,谭力弓,朴亨,等.惯性传感器和互补滤波器在姿态估计中的应用[J].制造业自动化,2013,35(9):65-67.
 [13] 卢检森,马龙,裴昕,等.多传感器可变参数互补滤波算法设计[J].电光与控制,2017,24(2):30-34.
 [14] 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.
 [15] 董恒,王辉,黄科元.永磁同步电动机驱动系统数字PI调节器参数设计[J].电气传动,2009,39(1):7-10.
 [16] 贾瑞才.基于四元数EKF的低成本MEMS姿态估计算法[J].传感技术学报,2014,27(1):90-95.
 [17] 黄鹏鸽.基于MEMS技术的四旋翼无人机姿态解算[D].开封:河南大学,2017.
 [18] 李翔.基于MARG传感器的AHRS关键技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2013.