

改进型自适应互补滤波 MEMS-IMU 姿态解算实现^{*}

魏 韡 宋晓东 王 刚

(上海航天电子技术研究所 上海 201109)

摘 要: 针对弹载 MEMS-IMU 姿态解算的准确性和实时性的需求,利用 MEMS 惯性测量单元构成的姿态测量实时系统,基于四元数法的姿态解算方法,提出了一种适应 FPGA 平台的 MEMS-IMU 姿态三级流水线解算工程实现架构,优化了系统姿态解算模型,并在互补滤波器的基础上设计了一种改进型自适应互补滤波法。通过仿真实验对比,相对于互补滤波算法,改进的自适应互补滤波器可以更有效地减小载体姿态角误差,三级流水线算法结构与传统结构相比姿态解算的速度提升 14%,较好地兼顾了弹载姿态量测系统的准确性和实时性两方面需求。

关键词: MEMS-IMU;FPGA;姿态解算;四元数;自适应互补滤波

中图分类号: V249.322 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** D510.4030

Implementation of MEMS-IMU attitude calculation based on improved adaptive complementary filter

Wei Wei Song Xiaodong Wang Gang

(Shanghai Aerospace Electronic Technology Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: In order to meet the requirements of accuracy and real-time for attitude calculation of missile borne MEMS-IMU, with the use of a real-time attitude measurement system composed of MEMS inertial measurement unit, according to the quaternion method attitude solution process, a three-stage pipeline attitude solution engineering architecture of MEMS-IMU is proposed to adapt to FPGA platform, the system attitude calculation model is optimized, based on the complementary filter, an improved adaptive complementary filter algorithm is designed. The simulation results show that: compared with the complementary filter algorithm, the improved adaptive complementary filter can effectively reduce the carrier attitude angle error, compared with the traditional architecture, the speed of attitude calculation of the three-stage pipeline attitude solution engineering architecture is increased by 14%, and the accuracy and real-time requirements of the missile borne attitude measurement system are well considered.

Keywords: MEMS-IMU; FPGA; attitude calculation; quaternion; adaptive complementary filter

0 引 言

基于微机电系统的惯性测量单元(MEMS inertial measurement unit, MEMS-IMU)以其体积较小、生产成本低、环境适应性强且易于批量生产的优点,被广泛应用在民用和军用产品的中低精度领域^[1-2]。随着电子计算机、微电子等技术的发展,未来弹载综合电子技术将朝着高性能、多传感融合的方向发展,需将弹上各系统功能模块融合集成,更好地实现系统结构上的优化布局。

姿态测量模块作为弹载综合电子系统中的重要组成部分,为了满足导弹制导舱小型化设计的要求,通常使用

MEMS-IMU 来获取导弹的姿态信息。但由于 MEMS-IMU 的陀螺漂移和系统噪声相对较大,并且这些误差会随着时间的增加而积累,如何基于 MEMS-IMU 提高载体姿态解算的实时性和测量精度,成为目前低成本姿态量测系统的研究重点和难点。为了解决这些问题,文献[3]采用互补滤波算法来求解姿态角,该方法能显著降低系统对处理器速度和精度的要求,但是互补滤波算法的低通阻带衰减较慢,在高机动状态下滤波效果不佳。文献[4]通过卡尔曼滤波算法对陀螺仪输出角速度的漂移误差进行修正,提高了系统的动态精度,但是卡尔曼滤波要求系统为线性,且需通过多次迭代来提高准确性,对处理器的运算能力要求较

收稿日期:2020-11-09

^{*} 基金项目:某装发十三五预研课题(31512020105)项目资助

高。针对该情况,文献[5-6]采用了扩展卡尔曼滤波算法实现姿态融合将卡尔曼法应用到非线性领域,但该方法在线性化过程中舍弃了二阶以上的高阶项,所以只可用于弱非线性系统的估计,在强非线性系统中使用会存在较大的估计误差。文献[7]提出了双欧拉全姿态算法,该方法在导弹大机动飞行时具有较高的解算精度,但算法复杂度较高,在 FPGA 中实现较困难,且会影响姿态解算的实时性。

针对弹载综合电子平台硬件资源有限且对姿态解算实时性和精确性有较高要求这一现状,本文首先通过对载体的姿态转换模型进行分析,提出了姿态解算三级流水线架构,可在较低的资源利用率条件下提升系统的实时性;然后为适应战术导弹大攻角高机动性的特点,设计了一种改进型自适应互补滤波算法;最后设计两组对比实验验证算法的精准度和实时性,仿真实验结果表明,采用改进型自适应互补滤波和三级流水线架构后的解算结果具有较高的实时性和准确性。

1 系统模型

1.1 姿态描述和运动方程

本文选取地理坐标系(t 系)作为载体的导航坐标系(n 系),通过俯仰角 θ 、横滚角 φ 和航向角 ψ 来描述载体坐标系(b 系)和导航坐标系之间的姿态关系^[8]。由于 MEMS-IMU 与载体固连,测得的姿态数据均基于载体坐标系,因此在进行姿态解算时,需通过姿态转换矩阵 C_b^n 将载体坐标系的数据转换到导航坐标系下。

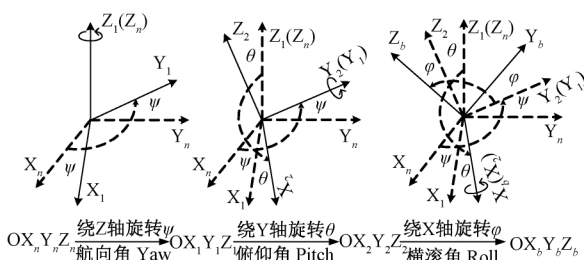


图 1 导航系与载体系之间的转换关系

两坐标系之间的旋转角度转换关系如图 1 所示,可通过对图 1 进行分析推导出姿态矩阵 C_b^n 如式(1)所示。当 $\theta = \pm 90^\circ$ 时,由图 1 可知第 1 次旋转和第 3 次旋转作用相同,产生“万向锁”现象,所以欧拉角法不能全姿态工作。

$$C_b^n = \begin{bmatrix} \cos\theta \cos\psi & m_{12} & m_{13} \\ \cos\theta \sin\psi & m_{22} & m_{23} \\ -\sin\theta & \sin\varphi \cos\theta & \cos\varphi \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: m_{12} 、 m_{13} 、 m_{22} 和 m_{23} 的值分别为:

$$\begin{cases} m_{12} = \sin\varphi \sin\theta \cos\psi - \cos\varphi \sin\psi \\ m_{13} = \cos\varphi \sin\theta \cos\psi + \sin\varphi \sin\psi \\ m_{22} = \sin\varphi \sin\theta \sin\psi + \cos\varphi \cos\psi \\ m_{23} = \cos\varphi \sin\theta \sin\psi - \sin\varphi \cos\psi \end{cases}$$

四元数法具有计算简洁、精度高、可全姿态解算的优点,结合应用场景需求,本文使用四元数法作为姿态更新方法^[8]。四元数可以用来描述空间中的旋转信息,在数学中四元数的定义如下:

$$Q = q_0 + q_1 i + q_2 j + q_3 k = \cos(\theta_0/2) + n \sin(\theta_0/2) \quad (2)$$

式中: q_0, q_1, q_2, q_3 为实数; i, j, k 是单位向量;向量 n 表示瞬时的旋转轴和旋转方向; θ_0 为旋转的角度;四元数 Q 中包含了载体坐标系到导航坐标系的等效旋转信息。根据式(2)的三角关系式,可以推导得到四元数表示的从载体坐标系到导航坐标系的坐标变换矩阵,如式(3)所示。根据规范四元数的性质,在计算中通常将四元数的初始值设为 $q_0 = 1, q_1 = 0, q_2 = 0, q_3 = 0$ 。

$$C_b^n = \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_1 q_2 - q_0 q_3) & n_{13} \\ 2(q_0 q_3 + q_1 q_2) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & n_{23} \\ 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) & 2(q_0 q_1 + q_2 q_3) & n_{33} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $n_{31} = 2(q_0 q_2 + q_1 q_3), n_{32} = 2(q_2 q_3 - q_0 q_1), n_{33} = q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2$ 。

四元数与角速度的关系可以用式(4)所示的方程表示,使用毕卡逼近法对式(4)求解之后,可以得到式(5)所示的四元数更新公式,由式(5)求得更新的四元数之后,需要对四元数进行归一化,得到规范四元数。

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{1}{2} Q \otimes \omega \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}_{k-1} + \frac{dt}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & \omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}_{k-1} \quad (5)$$

结合式(1)和(3),可以得到欧拉角与四元数之间的关系,在得到更新的四元数之后,可以对姿态矩阵进行更新并将四元数转换成姿态角,如下:

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

1.2 算法流水线结构设计

FPGA 中具有丰富的并行计算能力^[9-12],在实现硬件层 MEMS 数据采集和姿态解算过程中,效率优于 DSP 和 ARM 等平台。为了优化算法的执行效率,充分利用芯片的计算资源,本文根据 FPGA 中的硬件逻辑资源配置以及数据传输的时序要求,对 MEMS 姿态解算算法结构做了一定的适应性优化设计,算法流程如图 2 所示,在充分识别各模块数据关联的基础上,尽量在各模块间采用并行运算,多级流水处理,提高运算效率。

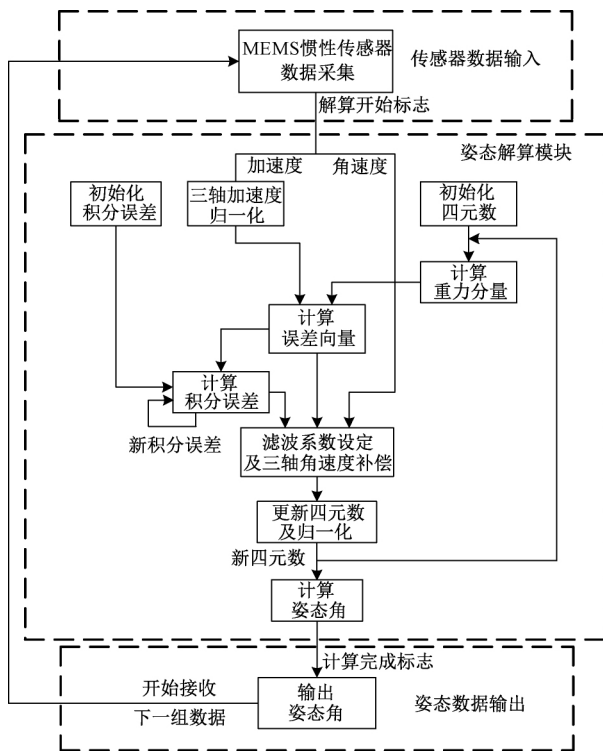


图 2 面向 FPGA 的算法逻辑

因芯片内部的数据处理速率与串口数据传输速率之间存在较大差距,所以将整体数据流规划为三级流水,将涉及串口数据传输的 MEMS 数据输入和姿态数据输出部分各设为一级流水线,核心的姿态解算过程作为一级流水线,如图 2 中各虚线框内部,流水线内部模块可按各自的时钟有序执行,流水线之间通过标志信号对关联数据进行更新,实现数据的同步。

此处姿态解算过程中涉及较多浮点数的运算,算法实现时 FPGA 资源开销较大,设计上采用了浮点运算 IP 核复用的方式,通过时间换空间,过程中相关数据的迭代更新使用标志信号依次控制。本文在运算模块中加入了状态机来有效控制计算时序和数据更新,该模块逻辑如图 3 所示,数据选择器 En_MUX 和第 1 个 D 触发器用于控制内部使能信号 En,数据选择器 Count_MUX 和第 2 个 D 触发器用于控制计数器 Count。当外部使能信号 en 输出一个上升沿时,第 1 个 D 触发器会输出 1,此时计数器启动,计数器的信号经过第 2 个 D 触发器被锁存,该计数信号用于控制计算逻辑。当计数达到门限时,会将内部使能信号置 0,从而停止计数,表示该段计算结束。通过状态机可灵活地对数据的迭代更新频次、时序等进行调节,这种方式可以最小化 FPGA 资源的占用,同时确保关联模块间信号的时效性。

2 改进型自适应互补滤波器设计

2.1 互补滤波算法

通过陀螺仪输出的角速度可以积分得到姿态角,但是

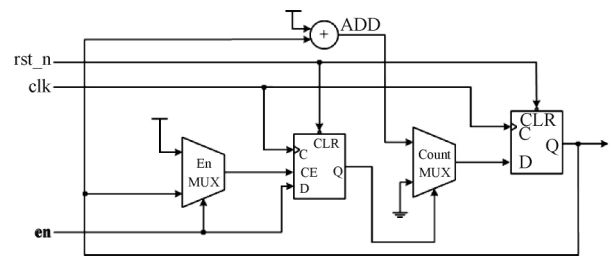


图 3 使能模块逻辑

由于陀螺仪自身存在低频误差累积,在姿态计算的过程中该误差会被放大,这就导致最后得到的姿态角的误差较大。而加速度计的输出值计算姿态角时不会产生累计误差,但是该器件的高频噪声较大,短时运用的可靠性较差。实际使用时可根据这两者存在的互补关系,使用互补滤波算法对两种惯性器件输出的姿态数据进行协同处理^[13-15]。

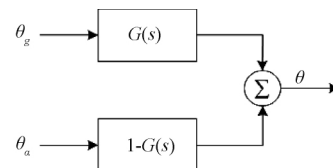


图 4 互补滤波器

互补滤波器的结构如图 4 所示,输入信号 θ_a 和 θ_g 分别为利用加速度和角速度计算得到的姿态角,其中 $\theta_g = \theta + \mu_L$, $\theta_a = \theta + \mu_H$, θ 为无误差的姿态角信号, μ_L 和 μ_H 分别为低频噪声信号和高频噪声信号。 $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 分别为低通滤波器和高通滤波器,低通滤波器可以消除加速度计输出信号的高频抖动,高通滤波器可以抑制陀螺仪输出信号的累积低频误差,两个滤波器的传递函数如下:

$$G_1(s) = \frac{K}{s + K} \quad (7)$$

$$G_2(s) = 1 - G_1(s) = \frac{s}{s + K} \quad (8)$$

式中: K 是滤波器增益,该值决定了低通滤波器的截止频率,输出姿态角信号的估计值为:

$$\hat{\theta} = \frac{K}{s + K} \theta_a + \frac{s}{s + K} \theta_g \quad (9)$$

式(9)可以看出,修改滤波增益 ω 可以调整角速度信号和加速度信号的互补权重。

2.2 改进型自适应互补滤波

虽然互补滤波可以消除两种器件的噪声干扰,但是低通阻带衰减速率慢,载体运动状态的变化会影响惯性器件的噪声,从而影响滤波的效果。因此,本文根据互补滤波的原理,设计了一种改进的自适应互补滤波器,该滤波器的原理是在互补滤波中加入了 PI 控制,即 $K = K_p + K_i/s$, K_p 为比例系数, K_i 为所以此时低通滤波器和高通滤波器的传递函数分别为:

$$G_1(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (10)$$

$$G_2(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (11)$$

考虑到导弹在飞行过程中具有高动态性,当面对多种飞行状态时,由于预设参数固定无法使滤波器的估计结果达到最优,需对参数进行自适应设计^[16],自适应参数选取模型如下:

$$K_p = \begin{cases} K_{p0}, & 0 \leq |\omega| \leq \omega_e \\ K_{p0} + \frac{K_{p1} - K_{p0}}{\omega_{\max} - \omega_e} (\omega - \omega_e), & \omega_e < |\omega| < \omega_{\max} - \omega_e \\ K_{p1}, & \omega_{\max} - \omega_e \leq |\omega| \leq \omega_{\max} \end{cases} \quad (12)$$

式中: K_{p0} 为滤波器比例系数的初始值; K_{p1} 为比例系数的上限值; K_{p0} 和 K_{p1} 需要在实验中通过惯性传感器的响应特性来调节; ω_e 表示陀螺仪的截止角速率; ω_{\max} 表示陀螺仪能测得的最大角速率。利用陀螺仪的截止角速率和最大角速率将陀螺仪的角速率范围划分为 3 个区域,在低速区域,陀螺仪的测量数据可信度较高,可以采用初始系数 K_{p0} ;在中速区域,陀螺仪的测量数据会出现一定程度的失真,而此时加速度计的可信度较高,可以按比例提高系数的值从而较好地修正陀螺仪的偏差;在高速区域,如果系数过大会使信号中产生较多毛刺,导致滤波的效果变差,因此需要给 K_p 设置上限 K_{p1} 。

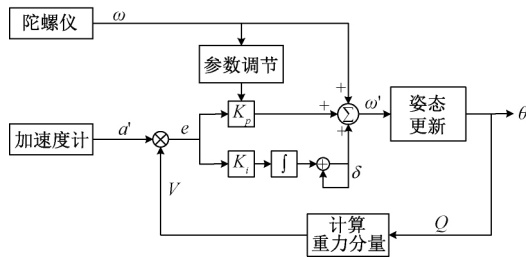


图 5 改进自适应互补滤波器

滤波器的具体计算过程如图 5 所示,输入信号为角速度 ω 、加速度 a 以及重力分量 V ,其中 V 是导航坐标系下的重力向量经过旋转得到载体坐标系下的重力分量,其计算公式如下:

$$\begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix} = (C_b^n)^T \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) \\ 2(q_0 q_1 + q_2 q_3) \\ q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

通过对加速度 a 进行归一化处理,可以得到归一化加速度值 a' 。将上一时刻姿态更新时得到的四元数姿态矩阵作为当前时刻的姿态预测,当前时刻的归一化加速度 a' 与利用四元数姿态矩阵计算得到的重力分量 V 进行叉乘运算可以得到姿态误差向量 e ,它可以近似地描述载体当前时刻相对于上一时刻的旋转角度,也即是实际载体旋转角度与预测的误差角度的叠加,将误差向量 e 作为互补滤

波器的输入来修正误差量。根据系统的全通频率和采样周期对滤波器的 PI 系数进行初始化设定,据此优化提高系统的精准度和稳定性。根据陀螺仪输出的角速度 ω 对比例系数 K_p 进行修正,接着对误差向量进行积分可以得到积分误差 δ ,计算方法如下:

$$\delta_k = \delta_{k-1} + e \cdot K_i \cdot dt \quad (14)$$

式中: dt 为信号的采样周期,误差积分会对前面的误差进行累计,避免出现稳态误差。之后利用互补滤波器的输出信号对陀螺仪输出的角速度 ω 进行修正,如下:

$$\omega' = \omega + e \cdot K_p + \delta_k \quad (15)$$

得到修正的角速度后可以通过式(5)和(6)对四元数姿态矩阵进行更新并计算姿态角数值。

3 算法仿真结果

本文参照弹载设备使用需求,在 FPGA 处理器 Zynq7020 和 MSI300 微惯性测量单元搭建实验平台进行仿真实验,对采用三级流水线结构和改进型自适应互补滤波算法设计的姿态解算单元性能进行分析。根据协议要求使用 100 MHz 的 FPGA 时钟频率,MEMS-IMU 的采样率设为 400 Hz,波特率为 921 600 bit/s,加速度计量程为 ± 15 g,分辨率为 0.2 mg,零偏稳定性为 0.5 mg,陀螺仪量程为 ± 400 $^{\circ}$ /s,分辨率为 0.22 $^{\circ}$ /h,零偏稳定性为 0.5 $^{\circ}$ /h, MEMS 数据通过 RS422 总线传输到 FPGA 处理器进行滤波和姿态解算。分别在静基座和三轴转台下获取角速度和加速度数据^[17],姿态解算结果通过串口传回到上位机,实验平台如图 6 所示。

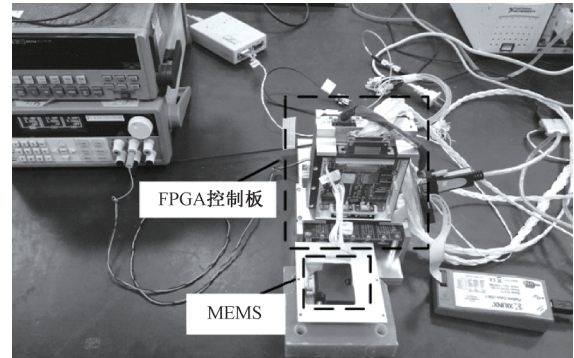
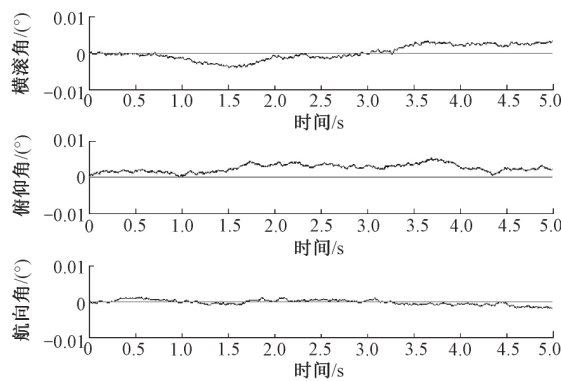


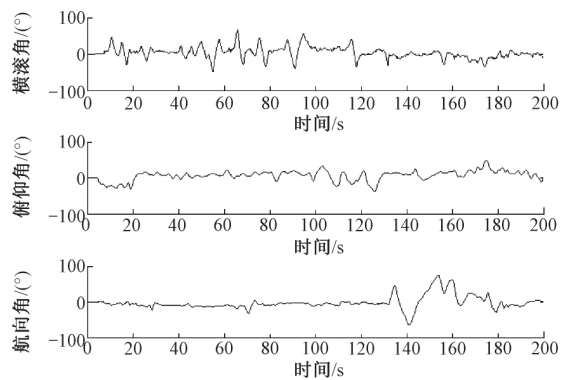
图 6 实验平台实物

为了验证所提出算法的有效性和精准度,设计两组对比实验,第 1 组实验是分别使用互补滤波法和改进型自适应互补滤波法进行姿态解算,对比分析改进型自适应互补滤波器的精准度,两种算法在静态和动态条件下的输出结果如图 7 所示。

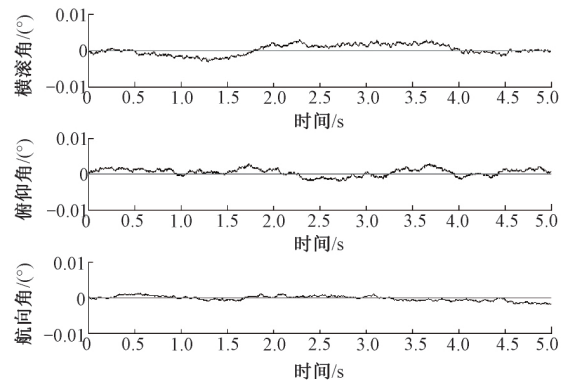
由图 7 可以看出,在静态条件下,改进型自适应互补滤波与互补滤波相比,横滚角误差、俯仰角误差震荡明显减小,且收敛速度更快,航向角的误差较小基本相当;动态条件下两种滤波算法输出的姿态角曲线的整体趋势接近,为



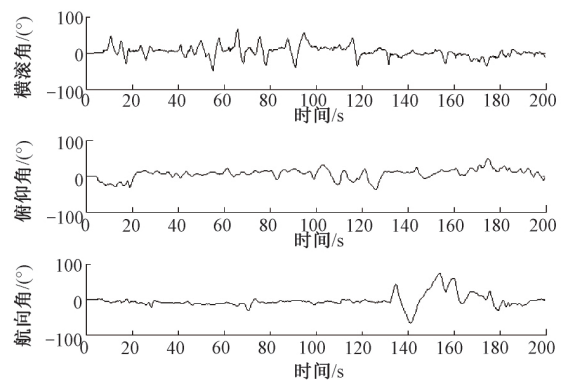
(a) 静态互补滤波姿态角曲线



(b) 动态互补滤波姿态角曲线



(c) 静态自适应互补滤波姿态角曲线



(d) 动态自适应互补滤波姿态角曲线

图 7 两种滤波算法姿态角曲线

为了更直观的比较上述两种算法对系统姿态误差的补偿效

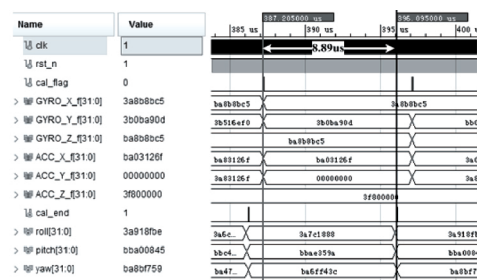
果,使用均方根误差(root mean squared,RMS)来定义滤波器的估算精度^[15],结果如表 1 所示。

表 1 两种滤波算法姿态角 RMS 误差

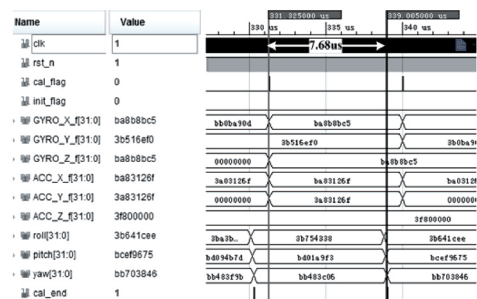
	方法	互补滤波	改进自适应互补滤波
静态	横滚角/(°)	0.002 0	0.001 4
	俯仰角/(°)	0.002 7	0.001 1
	航向角/(°)	0.000 7	0.000 7
动态	横滚角/(°)	0.154 7	0.140 3
	俯仰角/(°)	0.100 3	0.078 3
	航向角/(°)	1.744 6	0.885 7

从表 1 可以直观看出,改进型自适应互补滤波算法的解算精度优于互补滤波算法。改进型自适应互补滤波算法和传统互补滤波算法相比,在静态条件下,横滚角和俯仰角的 RMS 误差分别下降了 30.0%和 59.3%,二者的航向角 RMS 误差在此状态下均较低。在动态条件下,横滚角、俯仰角和航向角的 RMS 误差分别下降了 9.3%、21.9%、49.2%。实验结果表明,改进型自适应互补滤波器在静态和动态两种情况下的精准度均优于互补滤波法,可以有效地减小姿态角误差,进而提高系统姿态控制精度。

第 2 组对比实验是对比顺序结构和三级流水线优化结构下的 MEMS 惯性传感器数据解算单元的执行效率,将解算的周期和结果作为比对数据,两种结构下算法仿真时序如图 8 所示。



(a) 优化前算法仿真时序



(b) 优化后算法仿真时序

图 8 算法仿真时序

由图 8 可知,当 FPGA 的时钟频率为 50 MHz 时,采用了三级流水线结构优化的算法仿真解算周期为 7.68 μs,未经过结构优化的解算周期为 8.89 μs,优化的结构使解算速

度提升了约 14%。该结果表明,采用三级流水线结构优化的 MEMS 数据解算单元的在运算周期上具有较大优势,可以匹配某弹载综合电子系统的需求。

4 结 论

本文针对弹载 MEMS 惯性传感器的姿态解算实时性和准确性的要求,基于 FPGA 逻辑运算平台提出了姿态解算三级流水线架构,并设计了一种改进型自适应互补滤波算法,仿真实验结果表明,该架构在可以接受的资源开销下,将数据处理的速度提升了 14%,有利于确保弹载信息处理系统的实时性;改进型自适应互补滤波算法能较好滤除加速度计的高频抖动和陀螺仪的低频噪声,可有效提升载体姿态测量精度,具有较好的工程应用价值。

参考文献

- [1] 薛连莉,戴敏,葛悦涛,等. 2018 年国外惯性技术与回顾[J]. 飞航导弹, 2019, 29(4):16-21.
- [2] 卞玉民,胡英杰,李博,等. MEMS 惯性传感器现状与发展趋势[J]. 计测技术, 2019, 39(4):50-56.
- [3] 杜瑾,赵华超,郑哲. 捷联惯导互补滤波姿态融合算法设计[J]. 传感技术学报, 2018, 31(10):1548-1552.
- [4] 孙蔚蓝,钱莉. 基于 MEMS 和卡尔曼滤波的姿态解算研究[J]. 自动化与仪器仪表, 2018(1):1-3.
- [5] 卢艳军,陈雨荻,张晓东,等. 基于扩展 Kalman 滤波的姿态信息融合方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(9): 283-290.
- [6] LIU L J, QI B, CHENG SH M, et al. High precision estimation of inertial rotation via the extended Kalman filter[J]. The European Physical Journal D, 2015, 69(11): 1-6.
- [7] 吕维维,程向红,邱伟. 基于弹载捷联惯性导航系统精确导航的双欧拉全姿态方法[J]. 上海航天, 2019, 36(1): 34-42.
- [8] 王业卿,黄建新,杨雨,等. 红外旋转弹导引头捷联惯导系统的姿态算法研究[J]. 上海航天, 2016, 33(3): 36-42.
- [9] BHOGADI L R, GOTTAPU S B R, KONALA V R. MicroBlaze implementation of GPS/INS integrated system on virtex-6 FPGA[J]. Springerplus, 2015, 4(1): 629.
- [10] 刘强军,张岩. 面向 FPGA 的惯性导航算法的研究与实现[J]. 微电子学与计算机, 2018, 35(7):58-61,66.
- [11] 成雅丽. 基于 MEMS 惯性器件的姿态测量系统的研究[D]. 太原:中北大学, 2019.
- [12] 高凯. 基于 FPGA 的捷联惯组数据采集系统的设计与实现[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2017.
- [13] 李璜,马文博,李璐. 互补滤波在低成本四旋翼姿态解算中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(11): 165-170.
- [14] 王勇军,李智,李翔. 小型无人飞行器机动过程中航姿互补滤波算法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(7): 146-155.
- [15] 杜杉杉,吴昊,张继文,等. 一种面向 AHRS 的改进互补滤波融合算法[J]. 国外电子测量技术, 2015, 34(3): 13-18.
- [16] 刘洲,单修洋,谭芳. 自适应显式互补滤波在六旋翼飞行器中的应用[J]. 传感器与微系统, 2017, 36(5): 157-160.
- [17] 刘维,王明杭,朱志宇. 基于 MEMS 传感器的惯导系统预处理和姿态解算[J]. 传感技术学报, 2019, 32(11): 1677-1681.

作者简介

魏韡,硕士研究生,主要研究方向为弹载信号与信息处理。

E-mail:weiwing95@163.com