

磁强计辅助 MEMS 惯性器件的新型数据融合算法

马龙, 张锐, 苏志刚

(中国民航大学 中欧航空工程师学院, 天津 300300)

摘要: 为实现载体姿态精确测量, 设计了一种新型数据融合算法, 用以替代传统的卡尔曼滤波器; 首先, 研究了陀螺仪、加速度、磁强计的姿态测量方法, 通过试验分析测量误差分量, 然后根据误差频域的差异性提出一种互补滤波器, 并在二阶低通滤波器模型下推导出新型数据融合算法模型, 最后, 以 FPGA 为处理单元、MEMS 惯性元件和磁罗盘为传感器单元开发一套小型姿态检测系统, 进行可行性分析和精度估算; 从载体的三维转动试验结果可以看出, 新型融合算法测量值和卡尔曼滤波器输出值之差保持在 $\pm 0.07^\circ$ 以内, 并且不需要对传感器噪声特性精确标定; 在运算时间方面, 互补滤波器仅需 $360 \mu\text{s}$, 卡尔曼滤波器是它的 3 倍多, 因此新型数据融合算法效率更高。

关键词: 姿态测量; MEMS; 磁强计; 数据融合; 运算效率

A New Data Fusion Algorithm Based on Magnetometer and MEMS Inertial Device

Ma Long, Zhang Rui, Su Zhigang

(Sino-European Institute of Aviation Engineering, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: In order to realize precision determination of attitude, a novel data fusion algorithm, replacing the traditional Kalman filter, is designed in this paper. Firstly, methods of detecting attitude, respectively based on gyroscope, accelerometer and magnetometer, are discussed. The deviation derived from measurement results is analyzed via trials. Considering the different spectrum of deviations due to different sensors, the idea of complementary filter is then proposed. A novel model of data fusion algorithm is further inferred behind the second order low-pass filter. Finally, taking FPGA as processor, MEMS unit and a magnetic compass constructed as sensor module, a small attitude determination system is developed to evaluate whether the module is practicable and whether to reach required accuracy. Experiments upon the tri-dimension rotated platform show that the deviation of result is no more than $\pm 0.07^\circ$ compared to Kalman filter. Besides, this model is not required known the accuracy noise feature. With respect to the consumed time of algorithms working on the hardware, time required on complementary filter is $360 \mu\text{s}$, and Kalman filter is 3 times more than it. Thus, the presented algorithm has high efficiency.

Keywords: attitude determination; MEMS; magnetic compass; data fusion; operation efficiency

0 引言

姿态测量是航空及军事领域不可或缺的导航技术。传统的姿态测量手段是将陀螺仪输出的角速度信息进行积分得到姿态角, 具体解算方法有欧拉角法、四元数法、方向余弦法等^[1-2], 然而累积误差是此类方法不可避免的误差。相比之下, 加速度计能够通过测量重力加速度得出更稳定的倾斜角度, 如文献 [3] 介绍了使用磁强计辅助加速度计测量载体的姿态角。但是加速度计的物理特性使它不能够快速响应高动态下的姿态, 所以组合测量作为最优化求解方法被大量研究。如文献 [4-5] 提到了利用磁强计、微机械加速度计和陀螺进行姿态检测的两种数据融合方法; 文献 [6] 研究了基于惯性传感器和载体位置的姿态检测系统; 文献 [7] 设计了一种基于 GPS、加速度计、陀螺仪的数据融合姿态检测算法, 有效利用

GPS 的测速能力辅助陀螺仪/加速度计进行动基座下的姿态对准。

目前而言, 组合测量算法多采用卡尔曼滤波器, 对于模型的线性化、过程噪声变化等问题^[8], 研究人员提出了多种延伸算法, 如扩展卡尔曼滤波、自适应卡尔曼滤波等^[9-11]。但模型的精确性对卡尔曼滤波器的应用至关重要, 设计误差会直接反映到测量结果中, 导致滤波器发散。针对上述问题, 本文提出了一种结构简单、运算效率高的滤波算法。该算法利用两种具有互补误差特性的姿态检测量进行数据融合, 并以二阶低通滤波器为背景设计了算法模型。在此基础上, 以 FPGA 为核心, MEMS 惯性元件和磁罗盘为传感器单元构建一套小型姿态检测系统, 进行算法的可行性分析和精度估算。

1 姿态解算方法及互补滤波器设计

首先介绍了两种不同的姿态测量方法, 然后通过试验分析它们不同的误差特性, 进而提出一种新型数据融合算法。

1.1 基于陀螺仪的姿态解算方法

以东、北、天为导航坐标系 r , 取 θ 为俯仰角、 γ 为横滚角、 ψ 为航向角, 刚体的欧拉角矢量为:

$$\Theta = [\theta \ \gamma \ \psi]^T \quad (1)$$

收稿日期: 2013-12-09; 修回日期: 2014-02-21。

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目(51205397); 中央高校基本科研业务费中国民航大学专项资助项目(ZXH2012H008)。

作者简介: 马龙(1983-), 男, 天津人, 博士, 讲师, 主要从事精密测试和光学无损检测等方向的研究。

刚体坐标系 b 下的旋转角速率为:

$$\boldsymbol{w}^b = [\omega_x^b \ \omega_y^b \ \omega_z^b]^T \quad (2)$$

根据坐标变换的相互关系可以求出欧拉角的微分方程, 表示如下:

$$\dot{\boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\theta\tan\gamma & \cos\theta\tan\gamma \\ 0 & \cos\theta & -\sin\theta \\ 0 & \sin\theta\sec\gamma & \cos\theta\sec\gamma \end{bmatrix} \boldsymbol{w}^b \quad (3)$$

对式 (3) 积分可求得刚体姿态。

1.2 基于磁强计/加速度计的姿态解算方法

在导航坐标系下, 磁强计和加速度计都只包含两轴信息, 通过任一传感器都无法测得三维姿态, 因此本文利用磁强计辅助加速度计的测量方法。

取导航坐标系下的加速度矢量和磁场矢量为 $\boldsymbol{a}^r, \boldsymbol{m}^r$; 刚体坐标系下加速度计测量值和磁强计测量值为 $\boldsymbol{a}^b, \boldsymbol{m}^b$ 。

刚体静止或作匀速运动时, 加速度矢量在导航坐标系 r 和刚体坐标系 b 中的坐标关系可表示为:

$$\boldsymbol{a}^b = \begin{bmatrix} \dots & \dots & -\sin\gamma\cos\theta \\ \dots & \dots & \sin\theta \\ \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \boldsymbol{a}^r \quad (4)$$

式中, $\boldsymbol{a}^r = [0 \ 0 \ -g]$, g 为重力加速度。由式 (4) 可以求得俯仰角 θ 、横滚角 γ 。

下面借助磁强计的测量值求解航向角 ψ , 根据已求得俯仰角和横滚角, 通过坐标变换得到导航坐标系绕矢量 $[0 \ 0 \ \psi]^T$ 旋转后的坐标系 h , 进而得到坐标系 h 下的地磁场坐标:

$$\boldsymbol{m}^h = \boldsymbol{C}_b^h \boldsymbol{m}^b = \begin{bmatrix} \cos\gamma & 0 & \sin\gamma \\ \sin\theta\sin\gamma & \cos\theta & -\sin\theta\cos\gamma \\ -\cos\theta\sin\gamma & \sin\theta & \cos\theta\cos\gamma \end{bmatrix} \boldsymbol{m}^b \quad (5)$$

式中, \boldsymbol{C}_b^h 为坐标系 b 到 h 的转移矩阵。然后根据坐标系 h 和 r 之间的关系可得:

$$\boldsymbol{m}^h = \begin{bmatrix} \cos\psi & \sin\psi & 0 \\ -\sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \boldsymbol{m}^r \quad (6)$$

其中: \boldsymbol{m}^r 为已知量, 根据经纬度和高度可以查得。

由此, 得到航向角如下:

$$\begin{bmatrix} \cos\psi \\ \sin\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_x^h & m_y^h \\ -m_y^h & m_x^h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_x^r \\ m_y^r \end{bmatrix} \quad (7)$$

1.3 姿态解算误差分析

传感器的输出噪声会导致姿态测量结果偏离理想值, 本小节通过试验分析 2.1 小节和 2.2 小节两种解算方法的偏移量, 得出误差特性。

围绕 MEMS 传感器、磁强计构建一个姿态检测系统, 并搭建试验平台, 将 AHRS 作为理想输出量 (详见第 3 节)。由于传感器的 3 个方向轴有相似的噪声特性, 因此仅以航向角为例。假设初始姿态角已知, 控制试验台作水平周期性旋转, 周期为 6 s, 旋转角度为 20° , 共旋转 90 个周期, 实验时间为 10 min, 利用 2.1 节及 2.2 节的解算方法测得航向角。然后, 将两种方法的测量值减去 AHRS (见 3.2 节) 输出量得到测量误差, 进行傅里叶变换得到误差频谱, 如图 1 和图 2 所示。由于转台转动周期为 6 s, 所以误差主要集中在 0.16 Hz 的整数倍频率上, 并随着频率增大, 幅度减小。为显示清晰, 图中仅

给出占误差能量 90% 以上的频域曲线。对比图 1 和图 2 可以看出, 由陀螺仪得出的姿态解算偏差主要集中在 0 Hz 附近, 而磁强计/加速度计的偏差主要集中在 0.16 Hz 附近, 两种偏差表现在不同的频带内。

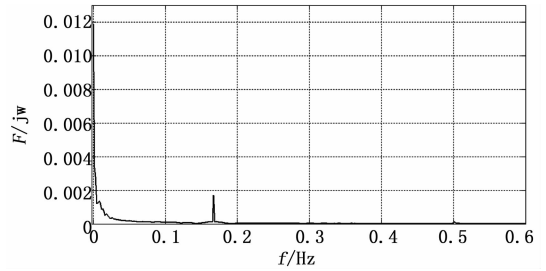


图 1 陀螺仪计算偏差频谱图

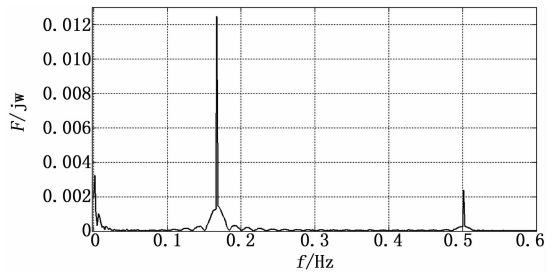


图 2 磁强计/加速度计计算偏差频谱图

1.4 新型数据融合算法设计

根据图 1 和图 2 中的误差频率互补特性, 提出一种利用互补滤波器进行数据融合的方法。

设磁强计/加速度计、陀螺仪的计算值分别表示成:

$$\Theta_m = \Theta + n_1, \Theta_g = \Theta + n_2 \quad (8)$$

式中, Θ 为理想值。 n_1, n_2 为测量偏差。

通过构建一个低通滤波器和一个高通滤波器分别对两种输出噪声进行抑制^[12], 提取出有效信号, 得到姿态角的最优值。假设低通滤波器的冲激响应为 $G(s)$, 高通滤波器为 $1 - G(s)$, 则传输系统的输出信号为:

$$Z(s) = [\Theta(s) + N_1(s)] \cdot G(s) + [\Theta(s) + N_2(s)] \cdot [1 - G(s)] \quad (9)$$

由式 (9) 可知, 通过设置合适的截至频率可以得到最优估计:

$$Z(s) \approx \Theta(s)$$

下面基于二阶低通滤波器设计航向角滤波器的系统方程。设:

$$G(s) = \frac{sK_P + K_I}{s^2 + sK_P + K_I} \quad (10)$$

式中, K_P, K_I 参数可用于调节滤波器的截至带宽。设 ψ_m, ψ_g 分别为磁强计/加速度计、陀螺仪的姿态解算值, 则估计值表示为:

$$\hat{\psi} = \frac{sK_P + K_I}{s^2 + sK_P + K_I} \psi_m + \frac{s^2}{s^2 + sK_P + K_I} \psi_g \quad (11)$$

由于式 (3) 能直接得到角度的微分量, 所以这里可将上式改写成:

$$\dot{\hat{\psi}} = \frac{sK_P + K_I}{s^2 + sK_P + K_I} \dot{\psi}_m + \frac{s}{s^2 + sK_P + K_I} \dot{\psi}_g \quad (12)$$

为减少积分器的数量, 对式 (12) 进行如下优化:

$$\begin{aligned}
 (s^2 + sK_P + K_I)\dot{\psi} &= (sK_P + K_I)\psi_m + \dot{\psi}_g \\
 \Rightarrow s^2\dot{\psi} + (sK_P + K_I)(\dot{\psi} - \psi_m) &= s\dot{\psi}_g \\
 \Rightarrow s\dot{\psi} &= \dot{\psi}_g - \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) \cdot (\dot{\psi} - \psi_m) \\
 \Rightarrow \dot{\psi} &= \dot{\psi}_g - \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) \cdot (\dot{\psi} - \psi_m) \quad (13)
 \end{aligned}$$

将上述系统方程描述成框图，如图 3 所示。图中，坐标变换可由欧拉角微分方程式 (3) 得到。

图 3 也可以看作一个反馈控制系统。该系统将磁强计/加速度计计算值和陀螺仪计算结果的差值作为反馈源，对陀螺仪测量值坐标变换后的姿态角导数进行误差补偿，从而得出精确的航向角估计值。俯仰角和横滚角的滤波模型和此结构相似，实际运算时只需构建三个相同的滤波通道，通过改变 K_P 、 K_I 参数即可得到最优估计。

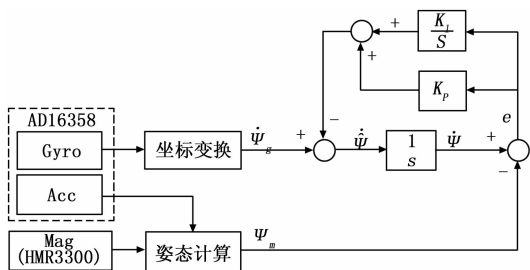


图 3 互补滤波器的设计框图

2 测试系统构建

为了算法的可行性分析，设计了小型的姿态检测系统，并构建高精度三维测试平台上实现系统装置的转动。

2.1 姿态检测系统实现

以 Xilinx 公司的 FPGA 芯片 XC6SLX9 为核心的姿态检测系统主要包括传感器模块、运算模块、通信模块、电源模块及显示模块等。

传感器模块由 MEMS 惯性传感器和磁传感器构成。为实现系统的小型化、高精度和低功耗，选用 ADI 公司的 MEMS 传感器 ADIS16385，它内置一个 $\pm 300^\circ/\text{s}$ 三轴陀螺仪和一个 $\pm 5\text{ g}$ 三轴加速度计，并且集成了信号调理电路，直接将数字信号送出 SPI 端口。由于该 MEMS 传感器的灵敏度为 $0.012\text{ }^\circ/\text{s}$ ，不足以感应地球的转速，因此文中将传感器的输出近似为姿态检测系统的角速率。磁传感器选用 Honeywell 公司的数字罗盘 HMR3300，该器件内部配置的三轴磁强计和二轴加速度计不仅能输出磁场强度，也能输出姿态数据。

运算模块由一片 FPGA、两片 16 位总线的 SDRAM 和一片 FLASH 构成。在 FPGA 平台上，围绕软处理器核 MicroBlaze 构建片上系统实现程序运算。其中，SDRAM 和 FLASH 分别存储应用程序和配置数据。

片上系统外设包含两个 RS232 端口、两个 SPI 口、存储器管理模块、液晶驱动模块 (VHDL 编写的用户自定义 IP 核) 以及仿真端口，如图 4 所示。

2.2 测试平台构建

采用北京卓立汉光仪器有限公司的角位移台搭建测试平台，将两个角位移台和一个旋转台以层叠的形式组合，3 个转动轴保持相互垂直，并定义 x 轴为俯仰轴， y 轴为横滚轴， z 轴为航向轴。

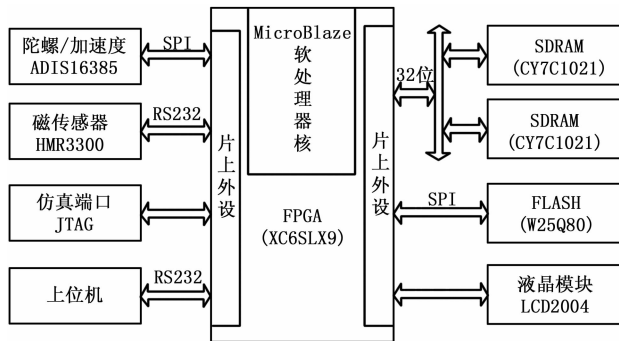


图 4 系统结构框图

为检验姿态检测系统的准确性，使用精度较高的商业级航姿参考系统 (AHRS) 作为参考量进行误差标定。AHRS 选用 Crossbow 公司的 AHRS440CA，它运动过程中小于 0.1° 的姿态分辨率能够满足设计的要求。实验过程中，AHRS 和姿态检测系统的安装误差会增大系统标定的偏差，因此需要对姿态检测系统载体进行坐标校正。具体方法是，将测试平台的 x 轴、 y 轴、 z 轴分别作角度旋转，采集到 AHRS 刚体坐标系 s 和姿态检测系统刚体坐标系 b 下的三组瞬时角速率，表示为 s_x 和 b_x 、 s_y 和 b_y 、 s_z 和 b_z 。设坐标系 b 到 s 的转移矩阵为 T ，则 T 可表示为：

$$T = [s_x \ s_y \ s_z] \cdot [b_x \ b_y \ b_z]^{-1}$$

从而测得坐标系 s 和 b 关系，重复测试 10 次取平均可得到较为精确的坐标关系。由于测量噪声的存在，矩阵 T 不一定满足坐标转移矩阵的正交性要求，所以需进行正交化：

$$T_0 = \frac{T}{\sqrt{T^T \times T}}$$

3 试验结果与分析

通过航向角试验测试新型数据融合算法的合理性，并在三维运动下给出了测量结果的理论分析。

3.1 互补滤波结果的频域分析

在 2.3 节的实验环境下使用图 3 所示的模型进行姿态解算。 K_P 、 K_I 取表 4 中航向角滤波器的值。将式 (7) 和式 (3) 得出的航向角及导数作为输入值，计算出航向角的估计值，将误差经过傅里叶变换得到如图 5 所示的频谱图。对比图 1 和图 2 可以看出，该算法有效抑制了噪声能量。

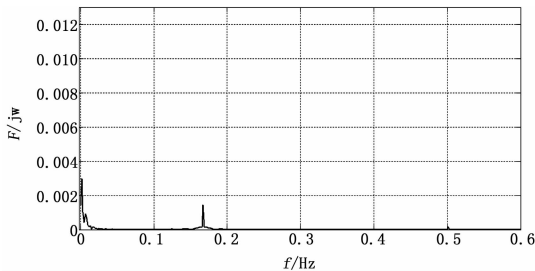


图 5 滤波后的航向角偏差频谱

3.2 三维动态测试

三维测试用以验证该设计在载体实际运动过程中是否有较精确的姿态跟踪能力。将姿态检测装置和 AHRS 固定在三维实验台上作连续旋转，需要说明的是三维实验台以层叠的形式

搭建, x 轴在最下层, y 轴在中层, z 轴在上层。每个轴作一定时间的角位移振荡, 运动过程如表 1 所示。

采用图 3 所示的模型进行设计, 陀螺解算的初始对准直接取自磁强计/加速度计的初始计算值, 每个互补滤波器中的参数设置如表 4 所示, 测得载体的姿态变化量。然后将互补滤波测量值减去 AHRS 测量值得到图 6 所示的偏差波形。从图中看出, 俯仰角、横滚角的差值均低于 $\pm 0.5^\circ$, 航向角的差值低于 $\pm 0.8^\circ$ 。

表 1 实验台运动列表

时间段	运动轴	振幅/ $^\circ$	周期/s	周期数	结束姿态/ $^\circ$
1	x 轴	15	25	4.25	$[-15, 0, 0]$
2	y 轴	15	14	4.25	$[-15, 15, 0]$
3	z 轴	15	5	4.25	$[-15, 15, 15]$
4	x 轴	15	25	4.25	$[0, 15, 15]$
5	y 轴	15	14	4.25	$[0, 0, 15]$
6	z 轴	15	5	4.25	$[0, 0, 0]$

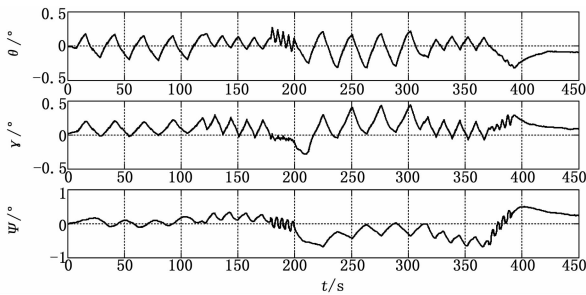


图 6 互补滤波与 AHRS 的测量偏差

然后利用文献 [5] 中介绍的磁强计/加速度计辅助陀螺仪的姿态检测方法和文献 [13] 中介绍的求四元数噪声的方法进行卡尔曼滤波模型搭建。将运载载体静止状态下测得噪声作为卡尔曼滤波过程中过程噪声和观测噪声更新的输入量。

本文测得 ADIS16385 的陀螺仪零偏 d_g 、陀螺仪和加速度计噪声相关系数 (Q_g 、 Q_a)、HMR3300 磁强计的噪声相关系数 Q_m 如表 2 所示。

表 2 陀螺零偏及噪声相关系数

参数	X 轴	Y 轴	Z 轴
d_g/rad	-0.002 2	0.006	0.000 6
$Q_g/(\text{rad/s})^2$	$1.566\ 9 \times 10^{-5}$	$1.784\ 2 \times 10^{-5}$	$2.115\ 5 \times 10^{-6}$
$Q_a/(\text{m/s}^2)^2$	0.017 9	0.014	$1.075\ 3 \times 10^{-4}$
Q_m/G^2	2.1×10^{-6}	2.06×10^{-5}	5.8×10^{-6}

上位机通过串口接收姿态检测系统上传的传感器数据和互补滤波解算结果。在 MATLAB 中利用传感器数据和构建的卡尔曼滤波模型进行姿态解算, 将输出结果与互补滤波结果比较, 如图 7 所示。从图中看出两者的差值保持在 $\pm 0.07^\circ$ 以内。最后利用标准差对各种姿态算法定性分析 (相对于 AHRS)。从表 3 可以看出新型算法和卡尔曼滤波器的标准差近似, 说明本文提出的算法达到了已有算法的解算精度, 能够满足小型捷联惯性导航的设计要求。

表 3 姿态解算与 AHRS 的偏差标准差

($^\circ$)

方向	陀螺仪	磁强计/加速度计	卡尔曼滤波	新型滤波
俯仰角	0.624	0.197	0.095	0.104
横滚角	0.676	0.218	0.127	0.128
航向角	0.566	0.536	0.246	0.242

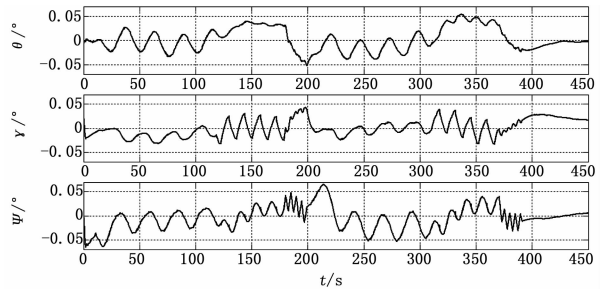


图 7 互补滤波与 Kalman 滤波的测量偏差

此外, 通过搭建的硬件系统对卡尔曼滤波和互补滤波分别实现, 在输入晶振频率为 100 MHz 的情况下检测 FPGA 的运算时间, 如图 8 所示。图中, 中断信号由 ADIS16385 产生, 中断程序的主要任务是采集传感器模块的信息。可以看出互补滤波的解算时间只需 $316\ \mu\text{s}$, 而卡尔曼滤波需要 $1.14\ \text{ms}$ 。因此在响应速度上, 本文提出的滤波算法明显优于卡尔曼滤波器。

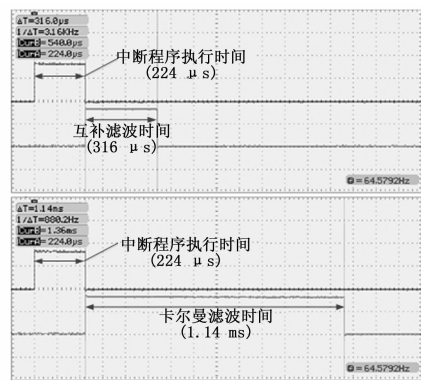


图 8 姿态解算损耗时间

表 4 新型数据融合算法参数

参数	俯仰角滤波器	横滚角滤波器	航向角滤波器
K_P	0.141 4	0.141 4	0.1
K_I	0.000 000 5	0.000 05	0.000 000 5

4 结语

通过设计陀螺仪、加速度计、磁强计的姿态解算方法并加以实现, 得出解算结果的误差特性, 进一步提出了互补滤波器的数据融合设计理念, 并基于二阶低通滤波器推导出滤波模型。相较于卡尔曼滤波器, 该方法不需要对传感器噪声进行精确标定, 避免了系统建模过程中的线性化问题以及矩阵运算。从测试结果可以看出, 该方法能够精确地估计欧拉角, 精度和卡尔曼滤波计算结果相当, 两者差值不超过 0.07° , 且不存在发散现象; 从运算效率上看, 互补滤波的解算速度是卡尔曼

波的 3 倍左右, 在本文设计的硬件平台上仅需 316 μs 即可输出姿态信息, 更适合低成本硬件实现。

参考文献:

[1] 张荣辉, 贾宏光, 陈 涛, 等. 基于四元数法的捷联式惯性导航系统的姿态解算 [J]. 光学精密工程, 2008, 16 (10): 1963-1970.

[2] 周 亢, 闫建国, 屈耀红. 捷联惯导系统姿态测量算法研究 [J]. 计算机测量与控制, 2008, 16 (6): 763-765.

[3] 高 勇, 曹娟娟, 唐海红, 等. 磁强计辅助基于 MEMS 惯性器件 SINS 的初始对准方法研究 [J]. 航天控制, 2013, 31 (3): 50-54.

[4] Yun X P, Bachmann E R, McGhee R B. A simplified quaternion-based algorithm for orientation estimation from earth gravity and magnetic field measurements [J]. IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement, 2008, 57 (3): 638-649.

[5] Marins J L, Yun X, Bachmann E R, et al. An extended Kalman filter for quaternion-based orientation estimation using MARG sensors [A]. International Conference on Intelligent Robots and Systems [C]. Maui, Hawaii, USA, Oct. 2001: 2003-2011.

[6] Sebastien Gros, Moritz Diehl. Attitude Estimation Based on Inertial and Position Measurements [A]. IEEE Conference on Decision and Control [C]. Maui, Hawaii, USA, December, 2012: 1758

-1763.

[7] 马建萍. GPS 辅助捷联惯导系统动基座初始对准新方法 [J]. 传感技术学报, 2010, 23 (11): 1656-1661.

[8] Brown R G, Hwang P Y C. Introduction to random signals and applied kalman filtering with matlab exercises and solutions [M]. Wiley, 1996.

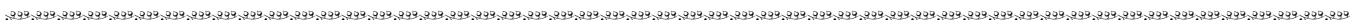
[9] Sabatini A M. Quaternion-based extended Kalman filter for determining orientation by inertial and magnetic sensing [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2006, 53 (7): 1346-1356.

[10] Hu Y M, Qin Y Y. Adaptive two-stage Kalman filter in the presence of random bias [A]. IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology [C]. 2010: 135-138.

[11] Jwo D J, Wang S H. Adaptive fuzzy strong tracking extended Kalman filtering for GPS navigation [J]. IEEE Sensors Journal, 2007, 7 (5): 778-789.

[12] Phil Kim. Kalman Filter for Beginners with MATLAB Examples [M]. A-JIN Publishing company, 2010: 207-220.

[13] Sabatini A M. Quaternion-based extended Kalman filter for determining orientation by inertial and magnetic sensing [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2006, 53 (7): 1346-1356.



(上接第 2500 页)

从图 5 可以看出, 受到干扰时的探测距离幅度起伏比较大, 特别是在干扰波束对准被干扰雷达和接收波束对准干扰雷达时, 探测距离出现明显的下降。在 100 s 时刻 (两部预警雷达间距最小) 左右, 两部预警雷达的作用距离显著下降, 约为理想条件下的一半。仿真三: 改变干扰发射功率仿真

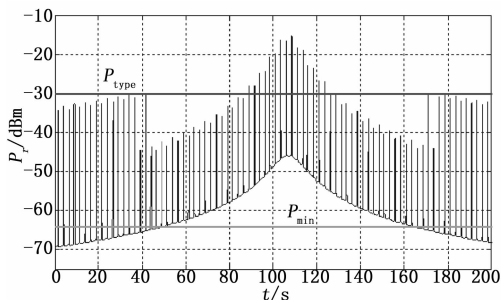


图 6 干扰功率仿真

从图 6 可以看出, 针对干扰比较严重的情况 ($P_r > P_{type}$), 通过减小干扰波束对准时刻的发射功率, 可以显著减小预警雷达的干扰功率 P_r , 这是以牺牲探测距离为代价的。

减小雷达互扰的另一种方法是合理地配置预警雷达的间隔距离。预警雷达之间干扰隔离度的计算公式:

$$L_r = P_T + G_T + G_R - I_{max} - \omega \tag{18}$$

其中: P_T 为干扰雷达的发射峰值功率 (dBm); G_T 为雷达的实际天线增益 (dB); G_R 为被干扰雷达的天线实际增益 (dB); I_{max} 为被雷达系统接收机所能忍受的干扰峰值功率 (dBm); ω 为接收机内部损耗, 包括极化损耗等 (dB)。

通过式 (2)、式 (17), 在满足检测概率的前提下, 可以反解出最小隔离距离 $R = 13.3$ km, 当预警雷达之间的距离小于最小间隔距离时, 将会产生严重的互扰。

4 结语

本文提出的基于干扰功率和探测距离的预警雷达互扰模型, 综合考虑了距离、角度、功率等因素, 并对两架 E-2C 预警雷达之间的互扰进行了定量分析, 通过减小互扰方向预警雷达发射功率能够有效地减小互扰, 并求出来最小间隔距离。本文所提出的干扰模型也适合其他用频装备之间的互扰分析, 对合理配置用频装备有一定的参考价值。

参考文献:

[1] 侯民胜. 雷达之间的干扰及概率计算 [J]. 雷达与对抗, 2006, (2): 16-18.

[2] 侯民胜, 秦海潮. 雷达之间相互干扰的计算机仿真 [J]. 现代电子技术, 2007, (24): 91-93.

[3] 陆 军, 邴能敬, 曹 晨, 等. 预警机系统导论 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2011.

[4] 张光义. 相控阵雷达原理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2009.

[5] 刘满堂. 基于感知的航空通信系统试飞频率管理 [J]. 电讯技术, 2013, (4).

[6] 夏 栋, 李敬辉, 等. 多路径效应因子修正下的雷达互扰方程 [J]. 电子信息对抗技术, 2008, 23 (3): 31-34.

[7] Mchenry M, Livsics E. Dynamic spectrum access field test results [J]. IEEE Communications Magazine, 2007.

[8] 王先义, 陈丹俊, 刘 斌. 复杂电磁环境战场频谱管理 [J]. 中国电子科学研究院学报, 2008, (4): 338-343.