

基于卡尔曼滤波的无人机姿态测量研究*

袁亮 楚仕彬

(新疆大学 机械工程学院 乌鲁木齐 830047)

摘要: 文章针对无人机姿态测量中受制于计算机存储和处理每个参数字节的限制,使得计算精度也同样受到一定限制,舍入误差不可避免的存在于系统之中,对于卡尔曼滤波状态估计的误差可以由测量更新过程来修正,然而对误差协方差矩阵 P 却没有相应的修正,随着迭代次数不断增加,将导致 P 矩阵失真,打破其对角对称性。为提高无人机姿态测量的准确性,由此设计由陀螺仪、加速度计和磁强计组成的姿态测量系统,采用 UD 分解扩展卡尔曼滤波方法,实现对四元数的估计,并通过实验进行分析验证,实验结果表明该 UD 分解扩展卡尔曼滤波方法能够在低动态环境下准确解算出姿态角度,并能有效克服舍入误差的影响。

关键词: 卡尔曼滤波; 无人机; 姿态测量

中图分类号: TH165; TG659

文献标识码: A

Research on UAV Attitude Calculation Based on Kalman Filter

YUAN Liang, CHU Shi-bin

(Mechanical Engineering Academy, Xinjiang University, Urumqi 830000, China)

Abstract: Subject to the limitations of computer storage and processing parameters of each byte, which makes the precision of calculation is also subject to certain restrictions, rounding errors inevitably exist in the system, the errors of Kalman filter state estimation can be corrected by the update process of measured, but the error covariance matrix P can not be corrected, along with the iteration number increased, the covariance matrix P will become distortion. It is diagonal symmetry will be broken. In order to improve the attitude measurement accuracy of UAV, thus design the attitude measurement system composed of gyroscope accelerometer and magnetometer, using the method of UD decomposition EKF to data fusion to estimate Quaternion and verified by the experiment. The experimental results show that the UD decomposition EKF method can accurately calculate the attitude angle in low dynamic environment, and can effectively overcome the influence of rounding errors.

Key words: kalman filter; unmanned aerial vehicle; attitude estimate

0 引言

在实际应用卡尔曼滤波的时候,我们需要存储大量的参数,并且需要进行大量的矩阵运算,在小型四旋翼无人机的控制中,主控制器的规格一般较低,并不能实现高精度的计算,只能采用精度较低(单精度 32 位)的算法来执行卡尔曼滤波。这使得舍入误差不可避免的存在于系统之中,随着迭代次数的增加,误差协方差矩阵 P 会逐渐失真,从而导致卡尔曼增益矩阵 K 失真。小的增益会使状态估计反应迟缓,大的增益会产生不稳定、动荡的状态估计。极端的协方差矩阵失真也能够导致软件系统的崩溃。因此在实际应用卡尔曼滤波的过程中,要尽可能的减小误差协方差矩阵计算的误差,特别是 P 必须保持正定。

为了消除舍入误差对滤波结果的影响,提高滤波精度,在实际应用中可以使用高精度算法(64 位)来执行卡尔曼滤波,文献[1]中提出采用约瑟夫式的协方差更新,可以有效的提高计算精度,文献[15]提出采用平方根式的卡尔曼滤波,可以有效的提高计算精度,并且能够保持误差协方差的对称性和正定性。

本文提出采用 UD 分解的方法,有效地传递 \sqrt{P} 而非 P ,可把动态范围减小两个数量级,这样舍入误差的影响就小了^[1]。该 UD 分解算法被成功应用于四旋翼无人机的姿态测量中,有效的提高了无人机姿态测量的精度。

1 系统组成及姿态解算原理

本文所采用的姿态测量系统主要由三轴加速度

收稿日期: 2014-09-26; 修回日期: 2014-10-27

* 基金项目: 国家自然科学基金(61262059, 31460248); 新疆优秀青年科技创新人才培养项目(2013721016); 新疆自治区科技援疆项目(201591102)

作者简介: 袁亮(1972—),男,乌鲁木齐人,新疆大学副教授,博士,研究方向为机器人控制技术,计算机图像处理(E-mail: ylhapp@163.com)。

计、三轴陀螺仪和三轴磁强计组成。主控制器读取姿态测量传感器的数据,通过卡尔曼滤波对传感器测量数据进行融合处理,得到当前最优四元数,从而计算出无人机的姿态角度。

从载体坐标系到参考坐标系的姿态矩阵为:

$$R = \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_1q_2 - q_0q_3) & 2(q_1q_3 + q_0q_2) \\ 2(q_1q_2 + q_0q_3) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2(q_2q_3 - q_0q_1) \\ 2(q_1q_3 - q_0q_2) & 2(q_2q_3 + q_0q_1) & q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

姿态矩阵的方向余弦表达方式为:

$$R = \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & \cos\psi\sin\theta\sin\beta - \cos\beta\sin\psi & \sin\beta\sin\psi + \cos\beta\sin\theta\cos\psi \\ \cos\theta\sin\psi & \cos\beta\cos\psi + \sin\beta\sin\theta\sin\psi & \cos\beta\sin\theta\sin\psi - \sin\beta\cos\psi \\ -\sin\theta & \sin\beta\cos\theta & \cos\beta\cos\theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 ψ 为航向角、 θ 为俯仰角、 β 为横滚角。

将四元数表示的姿态矩阵(1)和欧拉角表示的姿态矩阵(2)比较,可以得到用四元数表示的欧拉角,表达式为:

$$\begin{aligned} \psi &= \arctan\left(\frac{2(q_1q_2 + q_0q_3)}{q_1^2 + q_0^2 - q_2^2 - q_3^2}\right) \\ \theta &= -\arcsin(2(q_1q_3 - q_0q_2)) \\ \beta &= \arctan\left(\frac{2(q_2q_3 + q_0q_1)}{q_3^2 + q_0^2 - q_1^2 - q_2^2}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

由欧拉法和四元数法可得欧拉角表示的四元数,表达式如下:

$$\begin{aligned} q_0 &= \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) + \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \\ q_1 &= \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \\ q_2 &= \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) + \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \\ q_3 &= \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) - \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

说明:参考坐标系定义 X 轴对应北、 Y 轴对应西、 Z 轴对应天。

2 采用 UD 分解算法

受到处理器有效字长的限制,卡尔曼滤波在实际滤波过程中存在舍入误差积累,随着卡尔曼滤波运行次数不断增加,矩阵的失真就越大,从而出现误差协方差矩阵 P 不能保持正定性,滤波出现不稳定的情况^[2]。

对 $P(n \times n$ 维)矩阵进行 UD 分解,即 $P = UDU^T$,其中 $U(n \times n$ 维)为单位上三角矩阵,且对角线元素为 1, $D(n \times n$ 维)为对角阵, P 为对称正定矩阵。并且产生唯一 UD 分解步骤如下:

(1) 对于第 n 列,有

$$D_{nn} = P_{nn} \quad (8)$$

$$U_{in} = \begin{cases} 1 & i = n \\ \frac{P_{in}}{D_{nn}} & i = n-1, n-2, \dots, 1 \end{cases} \quad (9)$$

(2) 对于其它列, $j = n-1, n-1, \dots, 1$, 有

$$D_{jj} = P_{jj} - \sum_{k=j+1}^n D_{jk} U_{jk}^2 \quad (10)$$

$$U_{ij} = \begin{cases} 0 & i > j \\ 1 & i = j \\ \frac{P_{ij} - \sum_{k=j+1}^n D_{ik} U_{ik} U_{jk}}{D_{jj}} & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

3 UD 分解的扩展卡尔曼滤波算法

本卡尔曼滤波将四元数作为状态估计量,并且四元数更新采用三阶毕卡算法,与此同时将加速度计和磁强计的测量值作为观测量。滤波原理如图 1 所示。

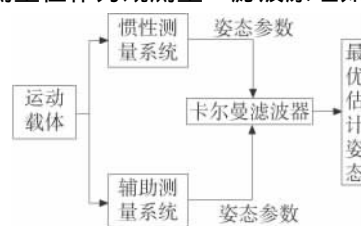


图1 卡尔曼滤波原理

3.1 卡尔曼滤波状态方程

目前求解四元数微分方程主要有两种方法:一种是四阶龙格库塔法,另一种就是本文所使用的三阶毕卡逼近法。其预测方程为:

$$X_k = \Phi_{k,k-1} X_{k-1} + W_{k-1} \quad (12)$$

由于状态估计量为四元数,则状态方程即为四元数微分方程,其表达式如下:

$$\dot{q}(t) = \frac{1}{2} \Omega_b q(t) \quad (13)$$

采用毕卡逼近算法表示:

$$q(t) = \left\{ \cos \frac{\Delta\theta_0}{2} \cdot I + \frac{\sin \frac{\Delta\theta_0}{2}}{\Delta\theta_0} \Delta\Theta \right\} q(0) \quad (14)$$

其中

$$\Delta\Theta = \int_{t_1}^{t_2} \Omega_b dt = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta\theta_x & -\Delta\theta_y & -\Delta\theta_z \\ \Delta\theta_x & 0 & \Delta\theta_z & -\Delta\theta_y \\ \Delta\theta_y & -\Delta\theta_z & 0 & \Delta\theta_x \\ \Delta\theta_z & \Delta\theta_y & -\Delta\theta_x & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\Delta\theta_0^2 = \Delta\theta_x^2 + \Delta\theta_y^2 + \Delta\theta_z^2 \quad (16)$$

令 $C = \cos \frac{\Delta\theta_0}{2}$ 、 $S = \frac{\sin \frac{\Delta\theta_0}{2}}{\Delta\theta_0}$, 则毕卡逼近算法各

阶表达式如表 1。

表1 毕卡各阶表达式

阶数	1	2	3	4
C	1	$1 - \frac{\Delta\theta_0^2}{8}$	$1 - \frac{\Delta\theta_0^2}{8}$	$1 - \frac{\Delta\theta_0^2}{8} + \frac{\Delta\theta_0^4}{384}$
S	1/2	1/2	$\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta_0^2}{48}$	$\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta_0^2}{48}$

毕卡三阶算法的表达式为:

$$q(n+1) = \left\{ \left(1 - \frac{\Delta\theta_0^2}{8} \right) I + \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta_0^2}{48} \right) \Delta\theta \right\} q(n) \quad (17)$$

则状态转移矩阵

$$\Phi_{k/k-1} = \left\{ \left(1 - \frac{\Delta\theta_0^2}{8} \right) I + \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta_0^2}{48} \right) \Delta\theta \right\} \quad (18)$$

根据传感器模型可知^[3]:

$$\bar{w} = w_b - \bar{B} \quad (19)$$

其中 \bar{w} 是载体坐标系下角速度估计; w_b 是陀螺仪真实输出; \bar{B} 是陀螺仪零偏估计。 $W(t)$ 为白噪声, 并且 $E[W(t)W(t)^T] = Q$ 。从状态转移矩阵可以看出, 矩阵 Φ 是随时间变化, 并且四元数的更新过程是非线性的。

3.2 卡尔曼滤波观测方程

将加速度计和磁强计传感器测量的值作为观测量 $Z(t)$ 。

$$Z(t) = HX(t) + V(t) \quad (20)$$

其中 $V(t)$ 为白噪声, $E[V(t)V(t)^T] = R$ 。

由坐标系定义可知:

$$G = [0 \quad 0 \quad 1]^T \quad (21)$$

$$h = [h_x \quad h_y \quad h_z]^T \quad (22)$$

其中 G 是参考坐标系下重力向量, h 是参考坐标下的地磁场向量。

$$\begin{bmatrix} g_x \\ g_y \\ g_z \end{bmatrix} = R^* \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{bmatrix} = R^* \begin{bmatrix} h_x \\ h_y \\ h_z \end{bmatrix} \quad (24)$$

其中 R^* 为 R 矩阵的转置矩阵, 用来表示从参考坐标系换算到载体坐标系下的姿态矩阵。 g 是加速度计基于载体坐标系的测量值, m 是磁强计基于载体坐标系的测量值。则

$$\begin{cases} g_x = 2(q_1q_3 - q_0q_2) \\ g_y = 2(q_2q_3 + q_0q_1) \\ g_z = q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \\ m_x = (q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2)h_x + 2(q_1q_2 + q_0q_3)h_y + 2(q_1q_3 - q_0q_2)h_z \\ m_y = 2(q_1q_2 - q_0q_3)h_x + (q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2)h_y + 2(q_0q_1 + q_2q_3)h_z \\ m_z = 2(q_1q_3 + q_0q_2)h_x + 2(q_2q_3 - q_0q_1)h_y + (q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2)h_z \end{cases} \quad (25)$$

由系统的观测过程可知, 加速度计和磁强计的测量值与四元数之间的关系也是非线性的。因此我们需要利用雅克比矩阵将其转换成线性关系^[14]。则:

$H =$

$$\begin{bmatrix} -2q_2 & 2q_3 & -2q_0 & 2q_1 \\ 2q_1 & 2q_0 & 2q_3 & 2q_2 \\ 2q_0 & -2q_1 & -2q_2 & 2q_3 \\ 2(q_1h_x + q_2h_y - q_3h_z) & 2(q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) & 2(-q_2h_x + q_1h_y - q_3h_z) & 2(-q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) \\ 2(-q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) & 2(q_1h_x - q_2h_y + q_3h_z) & 2(q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) & 2(-q_1h_x - q_2h_y + q_3h_z) \\ 2(q_1h_x - q_2h_y + q_3h_z) & 2(q_1h_x - q_2h_y - q_3h_z) & 2(q_1h_x + q_2h_y - q_3h_z) & 2(q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) \end{bmatrix} \quad (27)$$

3.3 采用 UD 分解算法的扩展卡尔曼滤波流程

根据卡尔曼滤波的原理, 基于 UD 分解的扩展卡

尔曼滤波流程如下:

UD 分解算法的实现步骤。

(1) 状态量的更新:

$$X_{k/k-1} = \Phi_{k/k-1} X_{k-1} \quad (28)$$

(2) 误差协方差矩阵的更新和它的 UD 分解:

$$P_{k/k-1} = \Phi_{k-1} P_{k-1} \Phi_{k-1}^T + Q_{k-1} = U_{k/k-1} D_{k/k-1} U_{k/k-1}^T \quad (29)$$

(3) 求卡尔曼增益 K :

$$F_k = D_{k/k-1} U_{k/k-1}^T H_k^T \quad (30)$$

$$G_k = U_{k/k-1} F_k \quad (31)$$

$$S_k = H_k G_k + R_k \quad (32)$$

$$K_k = P_{k/k-1} H_k^T (H_k P_{k/k-1} H_k^T + R_k)^{-1} = G_k S_k^{-1} \quad (33)$$

(4) 计算最优估计:

$$\begin{aligned} X_k &= X_{k/k-1} + K_k (Z_k - H_k X_{k/k-1}) = \\ &X_{k/k-1} + G_k S_k^{-1} (Z_k - H_k X_{k/k-1}) \end{aligned} \quad (34)$$

(5) 更新误差协方差矩阵 P :

$$\begin{aligned} P_k &= (I - K_k H_k) P_{k/k-1} = \\ &U_{k/k-1} (D_{k/k-1} - F_k S_k^{-1} F_k^T) U_{k/k-1}^T \end{aligned} \quad (35)$$

上述过程即为采用 UD 分解算法的卡尔曼滤波的实现步骤, 滤波器每次执行都按此过程循环。

(6) 经过卡尔曼滤波之后, 就能得到最优估计四元数, 再通过式(3)便可得到姿态角度。

4 实验

4.1 实验准备及参数设定

为验证本文的算法, 使用“第七实验室”的开发板 captain, 该开发板集成 STM32405RG (主控制芯片)、MPU6050 (三轴陀螺仪和三轴加速度计)、HMC5883 (磁强计), 同时该开发板具有丰富的通讯接口, 能够将姿态数据通过 UART 上传至上位机进行分析。构建验证系统如表 2 所示。

表 2 系统试验参数

微控制器	陀螺仪和加速度计	磁强计	试验温度
STM32405RG	MPU6050	HMC5883	27°

表 3 卡尔曼滤波参数初始化

参数名	参数值
采样时间	0.01s
Φ_k	$\left[\left(1 - \frac{\Delta\theta_0^2}{8} \right) I_{4 \times 4} + \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta\theta_0^2}{48} \right) \Delta\theta_{4 \times 4} \right]$
Q	$\left[\frac{1}{4} (0.09)^2 (0.01)^2 I_{4 \times 4} \right]$
R	$\begin{bmatrix} 0.01^2 I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0.02^2 I_{3 \times 3} \end{bmatrix}$
X_0	$[q_0 \quad q_1 \quad q_2 \quad q_3]^T$
P_0	$\left[\frac{1}{100} I_{4 \times 4} \right]$
H	$\begin{bmatrix} -2q_2 & 2q_3 & -2q_0 & 2q_1 \\ 2q_1 & 2q_0 & 2q_3 & 2q_2 \\ 2q_0 & -2q_1 & -2q_2 & 2q_3 \\ 2(q_1h_x + q_2h_y - q_3h_z) & 2(q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) & 2(-q_2h_x + q_1h_y - q_3h_z) & 2(-q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) \\ 2(-q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) & 2(q_1h_x - q_2h_y + q_3h_z) & 2(q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) & 2(-q_1h_x - q_2h_y + q_3h_z) \\ 2(q_1h_x - q_2h_y + q_3h_z) & 2(q_1h_x - q_2h_y - q_3h_z) & 2(q_1h_x + q_2h_y - q_3h_z) & 2(q_1h_x + q_2h_y + q_3h_z) \end{bmatrix}$

4.2 软件实现

本软件开发平台为 Keil uVision4, 姿态测量过程分为系统初始化、姿态初始化、姿态更新三个过程, 如图 2 所示。

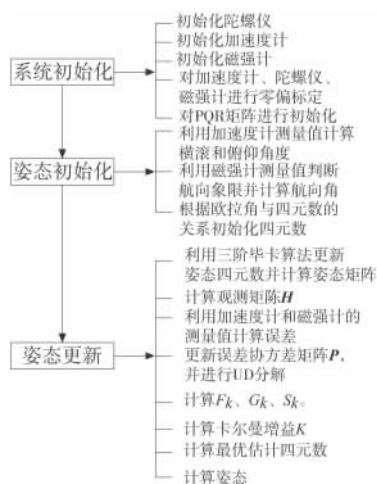


图 2 姿态测量过程

根据参考坐标系定义, 判断航向的象限如表 4 所示。

表 4 航向象限的判断

H_x 测量值	H_y 测量值	角度范围	计算公式
$H_x > 0$	$H_y = 0$	0°	0
$H_x > 0$	$H_y < 0$	$0^\circ \sim 90^\circ$	$-\arctan(H_y/H_x)$
$H_x = 0$	$H_y < 0$	90°	0.5π
$H_x < 0$	$H_y < 0$	$90^\circ \sim 180^\circ$	$-\arctan(H_y/H_x)$
$H_x < 0$	$H_y = 0$	180°	π
$H_x < 0$	$H_y > 0$	$180^\circ \sim 270^\circ$	$2\pi - \arctan(H_y/H_x)$
$H_x = 0$	$H_y > 0$	270°	1.5π
$H_x > 0$	$H_y > 0$	$270^\circ \sim 360^\circ$	$2\pi - \arctan(H_y/H_x)$

4.3 实验结果

本实验采用一个能够实现匀速转动和加速转动的转台, 动态测量姿态和传感器的数据。本实验数据的采集频率为 100Hz, 采集次数 600 次以上, 为保证无人机飞行过程中能够稳定、可靠的飞行, 姿态变化不超过 $\pm 60^\circ$, 本实验均是在此姿态范围内进行实验。图 3 和图 4 为静止时刻俯仰测量对比图, 从图中我们可以看出, 采用 UD 分解算法的扩展卡尔曼滤波测量值更为稳定和精确, 能够有效的抑制舍入误差对系统稳定性的影响; 图 5 为在匀速转动的情况下的对比图, 从图中可以看出, 在步进电机转动匀速改变姿态的过程中, 采用 UD 分解算法的扩展卡尔曼滤波测量值更为稳定, 在局部抖动的情况下, 依然能够消除抖动, 准确的测量姿态; 图 6 为加速运动情况下的对比图, 从图中可以看出, 在加速运动的过程中, 采用 UD 分解算法的扩展卡尔曼滤波能够较为准确的跟踪姿态, 不会因加速运动出现剧烈的角度变化, 未采用 UD 分解的算法虽然也能大体跟踪姿态, 但是其抖动较为明显, 不适宜在无人机上使用。

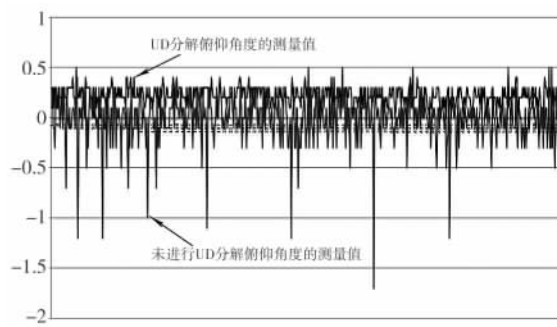


图 3 静止时刻俯仰测量对比图

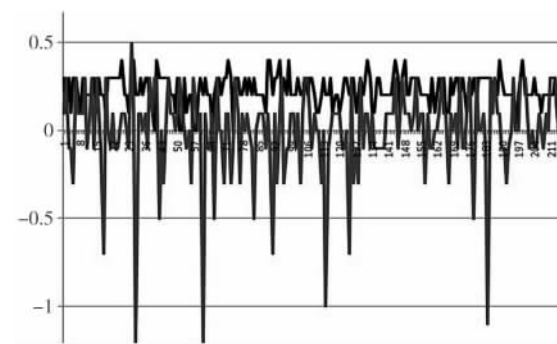


图 4 静止时刻局部放大图

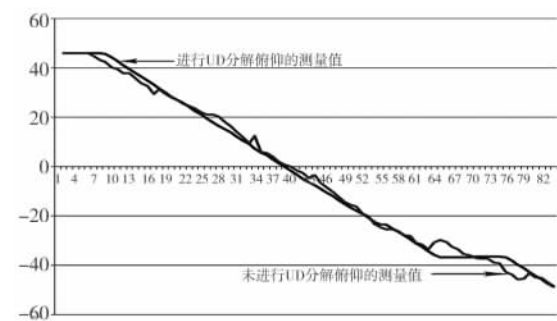


图 5 匀速运动情况下的测量值

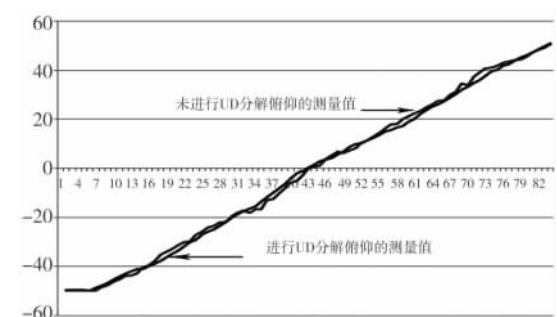


图 6 加速运动情况下的测量值

5 结论

本文研究基于 UD 分解算法的扩展卡尔曼滤波在四旋翼无人机姿态测量中的应用, 通过实验, 发现采用 UD 分解算法的扩展卡尔曼滤波能够更为稳定的测量姿态, 能够有效抑制舍入误差带来的影响, 防止 P 矩阵发散, 提高姿态测量精度。

【参考文献】

- [1] 李涛, 练军想, 曹聚亮, 等. GNSS 与惯性及多传感器组合导航系统原理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2011.
- [2] 冯鹏, 邹世开. 卡尔曼滤波器 UD 分解滤波算法的改进 [J]. 遥测遥控, 2005, 26(1): 10-14. (下转第 117 页)



图 8 齿面淬火

图 8 中齿面经等离子弧淬火后,经油石打磨过的表面淬火带,淬火条纹清晰可见,且淬火带按照预先设定轨迹完成。齿面淬火后应具有一定硬化层深度。

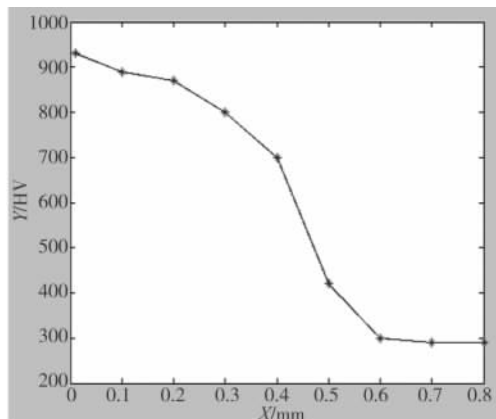


图 9 等离子弧淬火区硬度曲线

从图 9 中可明显看出等离子淬火后硬度在 900HV 以上,硬化层深度达到 0.4mm。且存在一个明显的硬度下降。可见,采用等离子弧淬火齿面能够获得较高的齿面硬度及均匀的硬化层深度。由于受到等离子喷枪体积限制,目前等离子淬火还不能对整个齿面进行淬火,特别是模数较小的齿轮,因此在对等离子炬的开发还有待进一步研究。

5 结论

(1) 基于 Visual C++ 6.0 中的对话框模式的机器

人控制系统,使等离子弧表面强化机器人具有较强的工艺适应性,便于多种材料、多种形状的表面强化过程。

(2) 适于等离子表面强化加工工艺要求的速度为内环,位置为外环的伺服系统双闭环控制方法,实现速度和位置的精确控制,有利于提高加工过程的工艺稳定性。

(3) 等离子弧表面强化可以有效提高齿面的抗点蚀、抗磨损性能,对延长齿轮寿命具有重要作用。

【参考文献】

- [1] 李茂锐,张剑,孙英.等离子淬火工艺在坦克零件上的应用[J].沈阳工业大学学报,2003,25(1):11-13.
- [2] 张剑,葛汉林,李小荣,等.等离子弧淬火条纹宽度对摩擦磨损性能的影响[J].机械设计与制造,2005(2):82-83.
- [3] 钟厉,曲冬.等离子弧表面淬火技术研究应用与进展[J].材料热处理技术,2010(4):142-144.
- [4] ZHAO Tie-jun, TAI Li-gang. Research of a Plasma Arc Metal Surface Strengthening Robot[C]. Applied Mechanics and Materials, 2012, 2(12): 1243-1246.
- [5] 习俊梅,廖高华.开放式 PC 型多轴运动控制系统[J].机床与液压,2008,36(11):91-93.
- [6] 刘鹤根,吴向垒,张铁,等.基于 PMAC 的喷涂机器人运动控制系统研究[J].煤矿机械,2008,29(2):110-113.
- [7] 杨宏斌,闫花茹,李永刚.固高运动控制卡在数控齿机运动系统中的应用[J].煤矿机械,2006,27(6):1069-1071.
- [8] 徐斌.基于运动控制卡的机械手控制系统研究[J].合肥学院学报(自然科学版),2010,20(3):86-88.
- [9] Chen Changliang, Hu Shengsun, He Donglin. Kinematic analysis and trajectory planning of J-groove welding robot[J]. Transactions of Tianjin University, 2012, 18(5): 350-356.
- [10] 张明,何庆中,王志鹏,等.关节型码垛机器人的工作空间分析[J].组合机床与自动化加工技术,2013(7):69-74.
- [11] 杨超,闵永安,欧阳剑雄.带状组织对 22CrMo 钢棒材淬火特性的影响[J].材料热处理学报,2014,35(8):81-85.
- [12] 雷淑梅,匡同春,陈丽凤,等.20CrMnTi 钢渗碳齿轮断齿失效分析[J].金属热处理,2009,34(10):89-91.

(编辑 李秀敏)

(上接第 113 页)

- [3] 张秋阳.无人机姿态测算及其误差补偿研究[D].长沙:中南大学,2011.
- [4] 陈祖贵.UDU 分解滤波算法及其应用[J].中国空间科学技术,1989(6):39-48.
- [5] 隋树林,袁健,张文霞,等.基于 UD-EKF 自主光学导航方法仿真[J].系统仿真学报,2007,19(3):482-485.
- [6] A M Sabatini. Quaternion-based extended kalman filter for determining orientation by inertial and magnetic sensing[J]. 2006, 53(7): 1346-1356.
- [7] 李建文,郝顺义,黄国荣.基于 UD 分解的改进型强跟踪滤波器[J].系统工程与电子技术,2009,32(8):1953-1957.
- [8] E R Bachmann, I Duman, et. al. Orientation Tracking for Humans and Robots Using Inertial Sensors[R]. Robotics and Automation, 1999: 187-194.
- [9] H J Luinge, P H Veltink. Measuring orientation of human body segments using miniature gyroscopes and accelerometers[J]. Medical and Biological Engineering and Computing, 2006, 43(2): 273-282.

- [10] 王宏伟,马广富.基于正交最小二乘和 UD 分解的模糊建模方法[J].控制与决策,2003,18(6):758-763.
- [11] XUE Liang, QIN Wei, et. al. Application of Quaternion Based Extended Kalman Filter for MAV Attitude Estimation Using MEMS Sensors[J]. Nanotechnology and Precision Engineering, 7(2), 2009, 163-167.
- [12] G. J. Bierman. Measurement updating using the U-D factorization[J]. Automatic, 1976, 12: 375-382.
- [13] 数学手册编写组.数学手册[M].1版.北京:高等教育出版社,1979.
- [14] 王学斌,徐建宏,张章.卡尔曼滤波参数分析与应用方法研究[J].计算机应用与软件,2012,29(6):212-215.
- [15] Arasaratnam, Haykin. Square-Root Quadrature Kalman Filtering[J]. signal processing IEEE, 2008, 56(6): 5859-2593.

(编辑 李秀敏)