

文章编号 1004-924X(2014)09-2431-08

四旋翼飞行器中升力波动的干扰与抑制

赵常均^{1,2}, 宫 勋¹, 白 越^{1*}, 续志军¹, 徐东甫^{1,2}, 高庆嘉¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100039)

摘要:四旋翼飞行器旋翼产生的升力是在基值的基础上附加一系列频率特性和旋翼转速有关的高频分量。由于它会对飞行器的控制产生扰动,本文研究了这类高频升力分量对飞行器的影响并给出了抑制扰动的方法。首先,基于拉格朗日能量法建立四旋翼飞行器动力学模型;进而分析了高频升力分量与飞行器角速度扰动之间的关系。然后,将角速度反馈环节加入针对有色噪声的卡尔曼滤波器来抑制角速度扰动对控制器的影响。实验结果显示:与改进前相比,采用本文的方法对四旋翼原型机进行悬停控制可使控制量波动减少 50%,高频控制量衰减至 -17db 以下。结果表明:采用本文的方法,可以有效地抑制升力波动对四旋翼飞行器的影响,提高飞行控制效率。

关键词:四旋翼飞行器;升力波动;拉格朗日函数;有色噪声;卡尔曼滤波

中图分类号:V211.4 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20142209.2431

Interference and inhibition of lift fluctuation on quadrotor aircraft

ZHAO Chang-jun^{1,2}, GONG Xun¹, BAI Yue^{1*}, XU Zhi-jun¹, XU Dong-fu^{1,2}, GAO Qing-jia¹

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

* Corresponding author, E-mail: baiy@ciomp.ac.cn

Abstract: The lift of a quad-rotor aircraft is composed of series frequencies related to the rotor speeds. As it will interfere the control of the aircraft, this paper analyzes the effect of high-frequency lift component on the aircraft and gives an inhibiting method for the lift fluctuation. Firstly, the dynamic model of quad rotor aircraft was established by Lagrangians method and the relational expression between the high-frequency lift component and the disturbance of aircraft angular velocity was obtained. According to the previous analysis, the angular velocity feedback loop was joined a Kalman filter for colored noise to restrain the disturbance of angular velocity acting on the controller. A prototype was designed. The testing results show when the proposed method is used in hovering control of the quad rotor aircraft, the control variable fluctuations decrease by 50% and the high frequency control volume attenuates to under -17 db as compared with that of traditional PID method, respectively. The method of this paper effectively solves the effect of lift fluctuation on the

收稿日期:2013-11-28;修订日期:2014-01-05.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 11372309, No. 61304017);中国科学院知识创新工程重要方向性项目(No. yyyj-1112)

quad rotor aircraft and improves the efficiency of control.

Key words: quadrotor aircraft; lift fluctuation; Lagrangians function; colored noise; Kalman filter

1 引言

四旋翼飞行器利用均匀布置于机体周围的 4 个旋翼代替常规直升机的旋翼向飞行器提供升力,并控制其姿态转动,具有结构简单、机动灵活的特点,已成为当前小型无人飞行器领域的研究热点^[1]。

四旋翼飞行器是一种欠驱动、强耦合的非线性系统^[2-3],针对其控制问题,各国的研究人员进行了大量的研究工作。Castillo^[4]利用在小姿态角附近的简化处理将飞行器分为 4 个独立的子系统,并实现了在各个方向上的位置跟踪;Das^[5]基于动态逆的思想利用反馈线性化将飞行器分解为 4 个独立子系统,同样实现了各个通道上的跟踪控制;Zuo^[6]与之相反,他利用飞行器平动与转动之间的耦合关系设计了具有双环嵌套结构的反步轨迹跟踪控制系统;陈向坚等将 SOIT-II 模糊神经网络^[7]引入飞行器的控制系统中^[8],进一步提高了控制效果;侯至丞^[9]在这种双环嵌套结构控制器上加入了鲁棒控制算法,提高了跟踪效能。白越等人则提出一种全新结构的无人飞行器,通过独特的旋翼配置方式使飞行器具有真正的自由度独立控制的能力^[10]。

多旋翼飞行器一般工作在飞行速度较低的情况下,通常认为其旋翼产生的升力与其转速的平方成正比,即在某一转速下旋翼将产生恒定的升力。而在实际情况下,由于受到旋翼动不平衡以及非定常气流环境的影响,旋翼产生的升力是在基值的基础上附加一系列频率特性和旋翼转速有关的高频分量。升力的这些高频分量称为升力波动,它将对飞行器的控制产生扰动,降低控制品质。尽管凭借多旋翼飞行器独特的结构配置特性,这种振动一般不会使飞行器出现失稳,但含有高频振荡信号的飞行器姿态信息会使控制器的输出信号剧烈变化,特别是当控制器中含有微分环节时,这一现象更为严重。另外,由于飞行器执行器频带有限,难以跟踪高频的控制信号,使得控制信号中的高频变化量无实际意义,而执行器的频繁调速反而使飞行器的能耗增加,并带来机械与电气环节的损耗。

本文以四旋翼飞行器为对象,分析升力波动现象对飞行器的影响,并给出了解决方法,以便在保证飞行器姿态稳定的基础上减小控制指令的波动。文中在制作的四旋翼飞行器原型机上实验验证了加入卡尔曼滤波器后飞行器控制量的改善,证明了本文所采用的方法可以有效抑制升力波动对飞行器控制的扰动,提高飞行器控制效率。

2 建模与扰动分析

使用拉格朗日能量法对四旋翼飞行器进行建模,定量分析了升力波动对飞行器角速度带来的影响。

2.1 基于能量法的四旋翼飞行器建模

在对四旋翼飞行器进行动力学建模时通常将其当做 6 自由度的刚体。选取地面坐标系 E 与机体坐标系 B 作为建立动力学模型的参考基准,矩阵 $\mathbf{R}(\eta) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 则为表述两个坐标系之间转换关系的方向余弦矩阵,其中 $\eta = [\varphi, \theta, \psi]^T$ 表示机体坐标系向地面坐标系转化的 3 个独立角参量,即欧拉角,如图 1 所示。

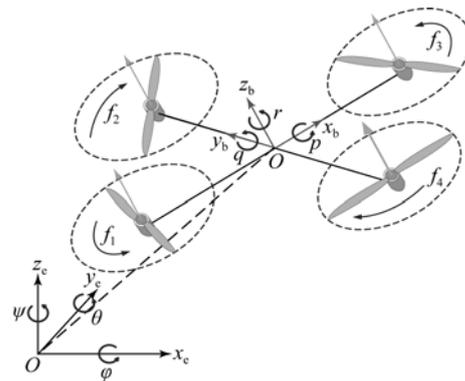


图 1 四旋翼飞行器结构示意图

Fig. 1 Diagram of quadrotor aircraft structure

首先定义旋翼 i 在机体坐标系 B 上的位置向量 \mathbf{D}_i ,其中 $i=1,2,3,4$ 代表旋翼编号。由飞行器的结构示意图可得:

$$\mathbf{D}_1 = [0 \quad 1 \quad 0]^T l, \mathbf{D}_2 = [1 \quad 0 \quad 0]^T l, \\ \mathbf{D}_3 = [0 \quad -1 \quad 0]^T l, \mathbf{D}_4 = [-1 \quad 0 \quad 0]^T l.$$

式中 l 表示旋翼转轴距飞行器机体中心的距离;再定义机体坐标系上方向向量 \mathbf{N}_i ,可以得到: $\mathbf{N}_1 = \mathbf{N}_3 = [0 \quad 0 \quad -1]^T$, $\mathbf{N}_2 = \mathbf{N}_4 = [0 \quad 0 \quad 1]^T$ 。

旋翼 i 产生的升力 F_i 与反扭力矩 τ_i 可表示为:

$$F_i = k_i f_i^2, \tau_i = k_{\bar{\alpha}} f_i^2, \quad (1)$$

其中: f_i 为旋翼 i 的转速, k_i 为升力因子, $k_{\bar{\alpha}}$ 为反扭力矩系数; 进一步得到机体坐标系下, 飞行器各个旋翼产生的总升力 F 与力矩 $\mathbf{M} = [M_x, M_y, M_z]^T$ 的表达形式:

$$F = \sum_{i=1}^4 \mathbf{D}_i \cdot \mathbf{F}_i, \mathbf{M} = \sum_{i=1}^4 (\mathbf{D}_i \cdot \mathbf{F}_i + \mathbf{N}_i \cdot \tau_i). \quad (2)$$

定义 $SE(3)^{[11]}$ 为飞行器的位形空间, 其在矩阵乘法运算下为一般线性群的 Lie 子群, $\xi(t)$ 与 $g(t)$ 分别表示 $SE(3)$ 上 Lie 代数的矩阵以及 $SE(3)$ 群上的元素, 则由 Euler-Poincare 方程^[11]:

$$\dot{\xi}(t) = g^{-1}(t) \dot{g}(t). \quad (3)$$

可以得到飞行器的运动学方程为:

$$\begin{cases} \dot{R} = R \cdot sk(\omega), \\ \dot{p} = Rv. \end{cases} \quad (4)$$

其中: $\omega \in R^3$ 和 $v \in R^3$ 分别表示飞行器在机体坐标系下的角速度与线速度, $sk(\omega)$ 为向量 ω 的 3×3 反对称矩阵表示。

四旋翼飞行器的动能与势能分别可以表示为

$$E_k = \frac{1}{2} \langle J\omega, \omega \rangle + \frac{1}{2} \langle mv, v \rangle. \quad (5)$$

$$E_p = -mgp^T e_3, \quad (6)$$

其中: $e_3 = [0, 0, 1]^T$; 内积 $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 定义为迹配对, 即 $\langle A, B \rangle = \text{tr}(A^T B)$ 。进一步就可以得到 $SE(3)$ 上飞行器运动的 Lagrange 函数可以表示为:

$$L(p, R, v, \omega) = E_k - E_p. \quad (7)$$

考虑到系统的动态满足连续 Lagrange-d'Alembert 法则, 由 Euler-Poincare 方程^[11]:

$$\frac{d}{dt} \frac{\delta L}{\delta \xi} = \text{ad}_{\xi}^* \frac{\delta L}{\delta \xi} + f(t). \quad (8)$$

可以得到飞行器的动力学模型:

$$\begin{cases} J\dot{\omega} = -\omega \times J\omega + \beta(t) + M, \\ m\dot{v} = -\omega \times mv + m\bar{g}R^T e_3 + b(t) + F. \end{cases} \quad (9)$$

其中: $J = \text{diag}(I_x, I_y, I_z)$; $\beta(t)$ 与 $b(t)$ 分别为非保守力矩和力(空气阻力、阻力矩和陀螺效应)^[12]。

2.2 升力波动对飞行器的影响

一般认为旋翼 i 产生的升力 F_i 与其转速 f_i 的平方成正比。但通过旋翼升力测试实验以及四旋翼原型机的姿态控制实验发现, 旋翼在某一转速下产生的升力并非定值, 而是在基值的基础上附加一系列频率特性和旋翼转速有关的高频分

量, 因此可以将旋翼 i 在恒定转速 f_i 下产生的升力近似的等效为:

$$F_i = \bar{F}_i + \sum_k A_i^k \sin(2\pi k f_i t + \varphi_i^k), \quad (10)$$

其中: $\bar{F}_i = k_i (f_i)^2$, A_i^k 与 φ_i^k 分别表示第 k 次谐波的幅值与相角, $\sum_k A_i^k \sin(2\pi k f_i t + \varphi_i^k)$ 为升力波动, 结合式(2)、(10)得到总升力 F 为:

$$F = \sum_{i=1}^4 F_i = \sum_{i=1}^4 (\bar{F}_i + \sum_k A_i^k \sin(2\pi k f_i t + \varphi_i^k)). \quad (11)$$

力矩 M 的表达式为:

$$\begin{aligned} M_x &= D_2 \cdot F_2 + D_4 \cdot F_4 = l(\bar{F}_2 - \bar{F}_4) + \Delta M_x, \\ M_y &= D_1 \cdot F_1 + D_3 \cdot F_3 = l(\bar{F}_1 - \bar{F}_3) + \Delta M_y, \\ M_z &= \sum_{i=1}^4 N_i \cdot \tau_i = \sum_{i=1}^4 (-1)^i k_{\bar{\alpha}} (f_i)^2. \end{aligned} \quad (12)$$

其中:

$$\begin{aligned} \Delta M_x &= l \sum_k \left(A_2^k \sin(2\pi k f_2 t + \varphi_2^k) - A_4^k \sin(2\pi k f_4 t + \varphi_4^k) \right), \\ \Delta M_y &= l \sum_k \left(A_1^k \sin(2\pi k f_1 t + \varphi_1^k) - A_3^k \sin(2\pi k f_3 t + \varphi_3^k) \right). \end{aligned}$$

将升力波动的作用力矩视为扰动力矩(式(12)中的 $\Delta M_x, \Delta M_y$)。

当飞行器处于悬停状态时, 由于 p, q, r 的绝对值较小, 各轴角速度之间的耦合作用可以忽略, 即 $-\omega \times J\omega \approx 0$ 。将式(12)代入式(9)得到力矩 \mathbf{M} 作用下的各轴的角速度:

$$\begin{aligned} p &= l \int \frac{\bar{F}_2 - \bar{F}_4}{I_x} dt + \Delta p, \\ q &= l \int \frac{\bar{F}_1 - \bar{F}_3}{I_y} dt + \Delta q, \\ r &= \sum_{i=1}^4 (-1)^i \bar{F}_i, \end{aligned} \quad (13)$$

其中:

$$\begin{aligned} \Delta p &= l \sum_k \left[\frac{A_4^k}{2\pi k f_4 I_x} \cos(2\pi k f_4 t + \varphi_4^k) - \frac{A_2^k}{2\pi k f_2 I_x} \cos(2\pi k f_2 t + \varphi_2^k) \right], \\ \Delta q &= l \sum_k \left[\frac{A_3^k}{2\pi k f_3 I_y} \cos(2\pi k f_3 t + \varphi_3^k) - \frac{A_1^k}{2\pi k f_1 I_y} \cos(2\pi k f_1 t + \varphi_1^k) \right]. \end{aligned}$$

表示角速度中的高频分量。

3 控制器改进

本章节将介绍目前工程中四旋翼飞行器常用的双闭环 PID 控制器,分析高频角速度分量 Δq 对其控制量求解带来的负面影响,并提出解决方法。

3.1 扰动力矩对控制量的影响

对于工程上四旋翼飞行器姿态控制中常采用的双环路 PID 控制器,其微分单元会放大这种高频信号,使得控制信号剧烈变化。该类控制器由 3 个独立的双闭环 PID 控制器组成分别控制飞行器的 3 个姿态角,考虑到各个通道上控制结构的相似性,仅以俯仰角的双环路 PID 控制器为例,如图 2 所示。

$$u_{\theta}(s) = K_p(1 + 1/T_i s + T_d s) \cdot (\dot{\theta}(s) - K'_p(1 + 1/T'_i s + T'_d s)(\theta(s) - \theta_{ref}(s))), \quad (14)$$

其中: $\dot{\theta}(s)$ 的时域表达式为 $\dot{\theta} = \cos(\varphi)q - \sin(\varphi)r$ 。在悬停状态下 $\varphi \approx 0$,可以得到角速度中的高频分量 Δq 对俯仰控制量的影响:

$$\Delta u_{\theta}(t) = \sum_k \left[\sqrt{\left(\frac{IK_p A_1^k}{2\pi k f_1 I_y} \right)^2 + \left(\frac{IK_p T_d A_1^k}{I_y} \right)^2} - \left(\frac{l^2 K_p^2 T_d (A_1^k)^2}{\pi k f_1 I_y^2} \right) \cdot \cos(\varphi) \sin(2\pi k f_1 t + \hat{\varphi}_1^k) + \right. \\ \left. \sqrt{\left(\frac{IK_p A_3^k}{2\pi k f_3 I_y} \right)^2 + \left(\frac{IK_p T_d A_3^k}{I_y} \right)^2} - \left(\frac{l^2 K_p^2 T_d (A_3^k)^2}{\pi k f_3 I_y^2} \right) \cdot \cos(\varphi) \sin(2\pi k f_3 t + \hat{\varphi}_3^k) \right], \quad (16)$$

式中: K_p 为 PID 内环控制器的比例系数, T_i 为其积分时间常数, T_d 为其微分时间常数, f_1 、 f_3 为旋翼单元 1、3 旋转转速。可见由于存在 PD 环节,很难较好地抑制频率为 f_1 、 f_3 高频信号,使得控制量包含了大量与 f_1 、 f_3 同频的毛刺。而执行器自身的惯性时间常数远大于 $1/f_1$ 、 $1/f_3$,使之无法响应控制信号中的高频信息。因此这些高频控制信号不仅没有改善飞行性能,反而降低了控制效率、增加了执行器损耗。

3.2 卡尔曼滤波器设计

为了抑制扰动力矩对控制器的影响,在反馈环节加入滤波器。该滤波器首要是实时性好、计算量较小,结合本飞行器硬件特点,采用了卡尔曼滤波器(如图 2 中的虚线框部分)。卡尔曼滤波器要求系统可以等价为一个随机线性离散系统:

$$\begin{cases} X_k = \Phi_{k,k-1} X_{k-1} + \Gamma_{k,k-1} W_{k-1} \\ Z_k = H_k X_k + V_k, \end{cases} \quad (17)$$

式中: W_{k-1} 、 V_k 是相关的白噪声序列,而角速度反馈系统中 V_k 属于有色噪声序列,因此无法直接使用卡尔曼滤波器。通常采用测量信息扩增的方法实现有色噪声的白噪声化。 V_k 有色噪声可

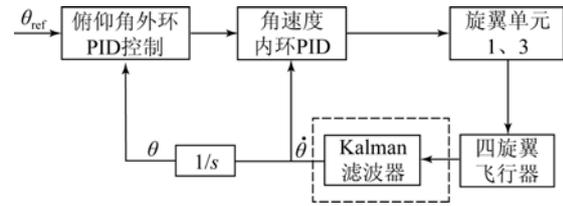


图 2 双环路 PID 控制器

Fig. 2 Double loop PID controller

用角度外环 PID 控制器对期望与反馈俯仰角信号,计算期望角速度信号并传递给角速度内环;而内环角速度控制器则保证飞行器能够跟踪期望角速度,得到每个旋翼单元的控制量。则双闭环 PID 控制器传递函数可表示为:

$$\Delta u_{\theta}(s) = K_p(1 + 1/T_i s + T_d s) \Delta q(s). \quad (15)$$

高频角速度 $\Delta q(s)$ 在经过积分环路衰减较大,将其忽略,进一步可以得到式(15)的时域表达式:

近似表示为:

$$V_k = \Psi_{k,k-1} V_{k-1} + \zeta_{k-1}. \quad (18)$$

得到角速度反馈系统过程噪声白化表达式^[13]:

$$\begin{cases} X_{k+1} = \Phi_{k+1,k} X_k + \Gamma_{k+1,k} W_k, \\ Z_{k+1} - \Psi_{k+1,k} Z_k = \\ [H_{k+1} \Phi_{k+1,k} - \Psi_{k+1,k} H_k] X_k + \\ H_{k+1} \Gamma_{k+1,k} W_k + \zeta_k \end{cases} \quad (19)$$

可以进一步写成规范的随机线性离散系统:

$$Z_k^* = H_k^* X_k + V_k^*. \quad (20)$$

系统中,执行器由三相直流无刷电机与电子调速器构成,调速器通过 CAN 口与主控芯片 DSP28335 进行数据交换;一方面接收调速指令,另外一方面反馈电机的转速、运行状态等信息,使电机转速实时可知。由电机反馈的转速可以推导出当前电机产生的升力,得到卡尔曼滤波器对角速度 $\omega = [q, p, r]^T$ 的预测值以及预测估计协方差矩阵:

$$\hat{\omega}_{k|k-1} = \hat{\omega}_{k-1} + B_k u_k(f_1, \dots, f_4). \quad (21)$$

$$P_{k|k-1} = P_{k-1|k-1} + Q_k. \quad (22)$$

状态转移矩阵 $F_k = I$ 在推导中简化,继而得到最优卡尔曼增益:

$$K_k = \frac{P_{k|k-1}(H_k^*(f_1, \dots, f_4))^T}{H_k^*(f_1, \dots, f_4)P_{k|k-1}(H_k^*(f_1, \dots, f_4))^T + R_k^*(f_1, \dots, f_4)}. \quad (23)$$

最后得到状态估计值和协方差估计:

$$\hat{\omega}_k = \hat{\omega}_{k|k-1} + K_k(Z_k - H_k^*(f_1, \dots, f_4)\hat{\omega}_{k|k-1}). \quad (24)$$

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k^*(f_1, \dots, f_4))P_{k|k-1}. \quad (25)$$

式(21)~(25)组成了卡尔曼滤波递推方程组。可以得到滤除了扰动力矩干扰的角速度 $\hat{\omega} = [\hat{p}, \hat{q}, \hat{r}]^T$ 。欧拉角的变化速率 $\dot{\eta} = [\dot{\varphi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T$ 与 $\hat{\omega}$ 之间的关系为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\varphi \tan\theta & \cos\varphi \tan\theta \\ 0 & \cos\varphi & -\sin\varphi \\ 0 & \frac{\sin\varphi}{\cos\theta} & \frac{\cos\varphi}{\cos\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \\ \hat{r} \end{bmatrix}. \quad (26)$$

$\dot{\eta}$ 可以分别代入三个双闭环 PID 控制器进行运算,抑制扰动力矩对控制量的影响。

4 实验结果与分析

四旋翼原型机硬件架构如图 3 所示。微处理器 TMS320F28335 通过安装在原型机中心位置的惯性测量单元 ADIS16448 获得飞行器的姿态信息(包括 ω),同时使用 CAN 总线对各个执行器传输控制指令;最后经过 XBee PRO 无线通讯模块与上位机交互数据(包括 η 的期望给定与飞行数据)。

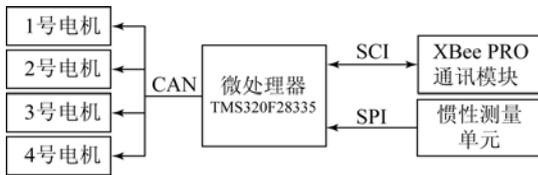


图 3 四旋翼原型机硬件架构

Fig. 3 Hardware architecture of quad rotor aircraft prototype

根据现有的实验条件,首先测试了单个旋翼在工作转速下产生的升力曲线与原型机悬停状态下的角速度,以验证旋翼升力的波动特性以及其对飞行器角速度的影响。接下来通过原型机飞行,如图 4 所示,分析原有的 PID 双闭环控制器的控制量与改进的 PID 双闭环控制器的控制量,以验证本文研究内容的实际应用效果。

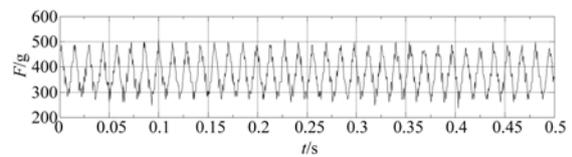


图 4 四旋翼原型机飞行状态

Fig. 4 Flight status of quad rotor aircraft prototype

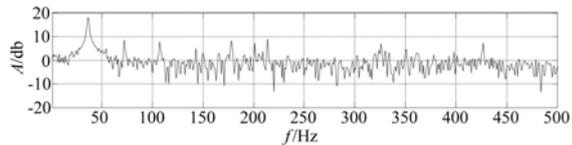
4.1 旋翼升力分析

为深入研究单个旋翼升力振动特性,构建了专用的测力机构,以避免地面效应对旋翼升力的影响。在测力机构的输出通过 TDS2014C 示波器实时显示,测得恒定转速下旋翼产生的升力如图 5(a)所示,可见升力围绕着 380 g 上下变化,变化范围大约在 ± 110 g,因此,恒定转速下的升力变化不可忽略。



(a)时域

(a) In time field



(b)频域

(b) In frequency field

图 5 旋翼 2 040 r/min 下的升力曲线

Fig. 5 Lift curves at rotor speed in 2 040 r/min

将得到的数据做频谱分析,可以得到图 5(b)的频谱分析结果。看到升力在频率 34,68 Hz 等均有分量,尤其是在 34 Hz 处高频分量非常明显。因此可以得出结论,扰动力矩的频率与旋翼转速相关。

4.2 角速度数据分析

考虑到俯仰、滚转通道上扰动力矩作用的相似性,根据式(13)、(26)的分析,采用原有的 PID 双闭环控制器控制飞行器悬停时,俯仰角速度 $\dot{\theta}$ 频谱大约在 f_1 、 f_3 及其谐波会有明显的幅值。由于原型机悬停时执行器的转速在 1 900 r/min 左右调整,则角速度 $\dot{\theta}$ 频谱大约在 30、60 Hz 左右会有明显的幅值。

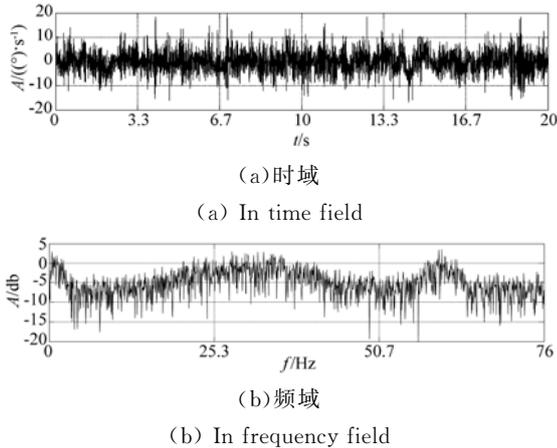


图 6 原 PID 双闭环控制器的角速度曲线

Fig. 6 Angular velocity curves of dual closed-loop controller without Kalman filter

4.3 控制信号比较

在飞行器悬停状态下,将原有的 PID 双闭环控制器产生的控制量与改进的 PID 双闭环控制器产生的控制量对比,如图 7 所示。从时域上看,改进后控制器产生的控制量曲线更加平滑,控制量波动范围减少 50%。

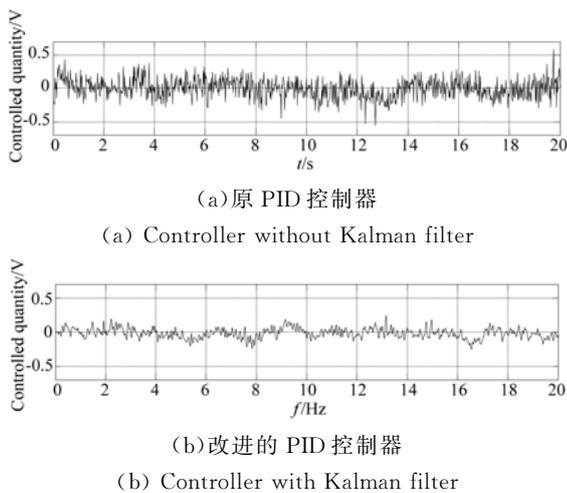


图 7 俯仰角的控制量

Fig. 7 Control variables of pitch angle

对图 7 分别进行频谱分析,如图 8 所示,可知采用改进方法后,对频率为 20 Hz 以上控制量的衰减在 -17 dB 以下。由于实际飞行中执行器的最低转速大约为 1 400 r/min 左右,结合式(14),本文的方法使高频角速度 Δq 对控制器影响 $\Delta u_{\theta}(t) \approx 0$ 。

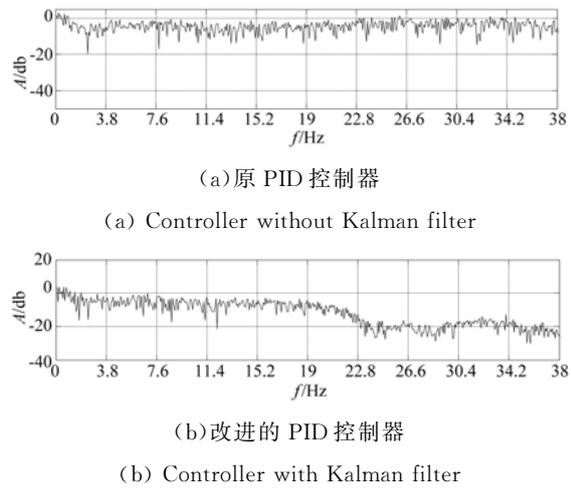


图 8 俯仰角的控制量频谱

Fig. 8 Control variable spectra of pitch angle

频繁调整控制量时(如图 7(a))会导致执行器升力/功率比下降,这是由三相直流无刷电机的特性决定的。因此减少控制量的高频毛刺(如图 7(b)),能够提高升力/功率比,延长飞行时间,这对四旋翼飞行器的实际应用具有重要意义。

5 结 论

本文研究了高频升力分量对飞行器的影响并给出了抑制方法。结果表明:将一定转速下旋翼产生的升力视为恒定的假设过于粗糙,一定转速下旋翼产生的升力是在基值的基础上附加一系列频率特性和旋翼转速有关的高频分量;升力波动将对飞行器角速度产生较大的扰动,降低控制精度,增加系统功耗;与改进前比较,采用改进的 PID 双闭环控制器的原型机飞行试验显示其控制量波动范围减少了 50%,将高频控制量抑制在 -17 dB 以下;提出的方法有效地解决了升力扰动对四旋翼飞行器角速度的影响,提高了飞行器的控制效率,减少了能量消耗与机械磨损。

参考文献:

- [1] Office of the Secretary of Defense. Unmanned aerial roadmap 2002—2027 [R]. Washington, DC 20301: Office of the Secretary of Defense, 2002.
- [2] KIS L, LANTOS B. Quadrotor control based on partial sensor data [C]. *Proceedings of the 19th International Workshop on Robotics in Alpe-Adria-Danube Region, Budapest*, 2010.
- [3] SHARIFI F, MIRZAEI M, GORDON B W, *et al.*. Fault tolerant control of a quadrotor UAV using sliding mode control [C]. *Proceeding of the 2010 Conference on Control and Fault Tolerant Systems*, Nice, 2010.
- [4] CASTILLO P, LOZANO R, DZUL A. Stabilization of a mini rotorcraft with four rotors [J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 2005, 25(6):45-55.
- [5] DAS A, SUBBARAO K, LEWIS F. Dynamic inversion with zero-dynamics stabilization for quadrotor control [J]. *IET Control Theory Applications*, 2009, 3(3):303-314.
- [6] ZUO Z. Trajectory tracking control design with command-filtered compensation for a quadrotor [J]. *IET Control Theory Applications*, 2010, 4(11):2343-2355.
- [7] 陈向坚, 李迪, 白越, 等. 模糊神经网络在自适应双轴运动控制系统中的应用[J]. *光学精密工程*, 2011, 19(7):1643-1650.
- CHEN X J, LI D, BAI Y, *et al.*. Application of type-II fuzzy neural network to adaptive double axis motion control system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(7):1643-1650. (in Chinese)
- [8] 陈向坚, 李迪, 续志军, 等. 四旋翼微型飞行器的区间二型模糊神经网络自适应控制[J]. *光学精密工程*, 2012, 20(6):1334-1341.
- CHEN X J, LI D, BAI Y, *et al.*. Application of type-II fuzzy neural network to adaptive double axis motion control system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(7):1643-1650. (in Chinese)
- [9] HOU Z C, GONG X, BAI Y, *et al.*. Robust trajectory tracking control of autonomous quadrotor UAV based on double loop frame [C]. *Key Engineering Materials*, 2011:1421-1426.
- [10] 宫勋, 白越, 赵常均, 等. 新型 Hex-Rotor 无人机机器人及其飞行控制系统设计[J]. *光学精密工程*, 2012, 20(11):1995-2002.
- GONG X, BAI Y, ZHAO CH J, *et al.*. Novel Hex-Rotor aircraft and its autonomous flight control system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(11):1995-2002. (in Chinese)
- [11] NORDKVIST N, SANYAL A. A Lie group variational integrator for rigid body motion in SE(3) with applications to under-water vehicle dynamics [C]. *Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control*, 2010:5414-5419.
- [12] LEE T, LEOK M, MCCLAMROCH N H. Geometric tracking control of a quadrotor UAV on SE(3) [C]. *Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control*, 2010:5420-5425.
- [13] 王小旭, 梁彦, 潘泉, 等. 带有色量测噪声的非线性系统 Unscented 卡尔曼滤波器[J]. *自动化学报*, 2012, 38(6):986-998.
- WANG X X, LIANG Y, PAN Q, *et al.*. Unscented kalman filter for nonlinear systems with colored measurement noise [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2012, 38(6):986-998. (in Chinese)

作者简介:



赵常均(1986—),男,湖南郴州人,博士研究生,2011年于东北电力大学获得硕士学位,主要从事多传感器数据融合与飞行器控制系统设计。E-mail: zhaocj916@163.com

通讯作者:



白越(1979—),男,辽宁北票人,副研究员,2006年于中科院长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位,主要研究微小无人飞行器动力学与控制方面的研究工作。E-mail: baiy@ciomp.ac.cn