

倾转式三旋翼无人飞行器抗扰非线性控制设计

鲜 斌, 查君浩[†]

(天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

摘 要: 针对倾转式三旋翼无人飞行器姿态和高度系统存在未知扰动和模型参数不确定性的问题, 提出一种连续的非线性自适应鲁棒控制方法. 该方法基于浸入-不变集原理估计模型未知参数, 采用一种连续的鲁棒控制算法抑制未知扰动和补偿估计偏差. 利用 Lyapunov 函数从理论上证明此方法能保证闭环系统的稳定性, 并能实现飞行器姿态与高度控制误差的渐近收敛. 最后通过实时实验结果验证所提出控制算法的有效性和鲁棒性.

关键词: 倾转式三旋翼; 姿态控制; 高度控制; 浸入-不变集; 鲁棒控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Nonlinear disturbance-rejection control design for tilting tri-rotor UAV

XIAN Bin, ZHA Jun-hao[†]

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A new disturbance-rejection continuous nonlinear control strategy is developed for the attitude and altitude channels of a tilting tri-rotor unmanned aerial vehicle(UAV), which is subject to parametric uncertainties and unknown external disturbances. The proposed control algorithm is based on the immersion and invariance methodology which is used to provide estimation for the unknown system parameters. Then a continuous robust algorithm is combined to compensate for the unknown disturbances and parametric estimation errors. Lyapunov based stability analysis is presented to prove the stability of the closed loop system and asymptotic tracking results. Real-time experimental results are included to validate the performance and robustness of the proposed control development.

Keywords: tilting tri-rotor; attitude; altitude; immersion and invariance; robust control

0 引 言

旋翼无人飞行器以其体积小、可垂直起降、易于操控等优点被广泛应用于军事、民用等领域. 此类无人飞行器系统是典型的强耦合、欠驱动非线性系统, 其控制问题一直是国内外学者的研究热点. 文献[1]设计了基于反步法的自适应控制器, 实现了单旋翼无人飞行器的姿态和高度控制. 与单旋翼相比, 三旋翼无人飞行器机体结构更加轻巧, 机动性能更强, 具有良好的发展前景. 因此, 设计三旋翼无人飞行器的高性能控制方法具有重要的理论意义和应用价值.

常见的三旋翼无人飞行器分为共轴式三旋翼无人飞行器和倾转式三旋翼无人飞行器两种构型^[2]. 共轴式三旋翼无人飞行器的动力系统与四旋翼相似, 是通过改变电机旋转的反扭矩实现对偏航通道的控

制. 而倾转式三旋翼无人飞行器通过在机架尾端安装舵机, 靠舵机偏转产生控制偏航通道的力矩, 其机动性能更好, 因此本文主要研究倾转式三旋翼无人飞行器^[3]. 近年来, 对倾转式三旋翼无人飞行器的控制研究已经取得一定成果. 文献[3]采用比例积分微分(PID)控制器, 实现了对倾转式三旋翼无人飞行器的姿态控制; 文献[4]详细分析了倾转式三旋翼无人飞行器的动态模型, 考虑到舵机转动对机体造成的力矩干扰, 设计了基于饱和函数的控制器, 使系统具备一定的抗干扰能力. 以上应用于三旋翼无人飞行器的控制方法不能很好地兼顾鲁棒性和系统的动态性能, 难以适应无人飞行器复杂的飞行任务和控制要求. 为达到期望的控制性能, 本文设计自适应算法与非线性鲁棒算法相结合的控制策略, 以提高倾转式三

收稿日期: 2016-12-14; 修回日期: 2017-04-25.

基金项目: 天津市应用基础与前沿技术研究计划重点项目(14JCZDJC31900); 天津市科技支撑计划重点项目(15ZCZDZX00810); 天津市科技计划项目(14RCHZGX00862); 国家自然科学基金项目(60804004, 90916004).

作者简介: 鲜斌(1975—), 男, 教授, 博士生导师, 从事非线性系统控制、无人机系统、实时控制系统等研究; 查君浩(1994—), 男, 硕士生, 从事三旋翼无人机飞行控制及其应用的研究.

[†]通讯作者. E-mail: xbin@tju.edu.cn

旋翼无人飞行器的飞行控制性能。

基于浸入-不变集原理(I&I)的自适应算法独立于控制器设计,可以估计非线性化参数,已被广泛应用于非线性系统的控制设计中^[5]。文献[5]采用了I&I自适应估计模型中的未知常数,取得了较好的估计效果。但是,在实际环境中被控系统会受到外界干扰的影响,在这种情况下,采用文献[5]所设计的自适应律就不能保证参数估计的有效性。传统的滑模鲁棒控制器会产生抖震现象,容易造成执行器的损坏,而基于误差符号函数积分的鲁棒控制算法(RISE)输出连续,且能够克服模型中的结构不确定性,降低对模型的依赖性^[6]。为进一步提升系统的控制性能,可引入自适应算法补偿RISE控制器输出,降低控制增益。

本文针对受未知扰动影响和模型参数未知的倾转式三旋翼无人飞行器姿态与高度控制设计问题,以RISE控制为基础,结合I&I自适应算法,提出一种连续的非线性自适应鲁棒控制器。首先,基于I&I自适应估计系统中的未知参数,补偿控制器输出;然后,采用RISE控制算法抑制未知扰动并补偿参数估计偏差,保证系统的稳定性和鲁棒裕度,改善系统的动态性能;其次,基于Lyapunov稳定性分析方法证明参数估计的有界性以及系统对参考输入的跟踪误差渐近收敛到零;最后,通过倾转式三旋翼无人飞行器的实时飞行控制实验验证本文所提控制方法的有效性。

1 倾转式三旋翼无人飞行器系统模型

1.1 坐标系定义

倾转式三旋翼无人飞行器系统的坐标定义如图1所示。坐标系 $\{I\} = \{O_I, x_I, y_I, z_I\}$ 代表固定在地面上的惯性坐标系,坐标系 $\{B\} = \{O_B, x_B, y_B, z_B\}$ 代表固定在机体上的体坐标系,坐标系定义均满足右手定则。在惯性坐标系 $\{I\}$ 下定义飞行器空间位置向量为 $\xi(t) = [x(t) \ y(t) \ z(t)]^T \in R^3$;定义飞行器的姿态角向量 $\eta(t) = [\phi(t) \ \theta(t) \ \psi(t)]^T \in R^3$,其中 $\phi(t)$ 、 $\theta(t)$ 、 $\psi(t)$ 分别表示滚转角、俯仰角、偏航角;定义期望轨迹向量 $\varphi_d(t) = [\eta_d^T(t) \ z_d(t)]^T \in R^4$ 。在体坐标系 $\{B\}$ 下定义飞行器的角速度向量

$$\Omega(t) = [\Omega_1(t) \ \Omega_2(t) \ \Omega_3(t)]^T \in R^3.$$

定义角速度转移矩阵 $S \in R^{3 \times 3}$,表征体坐标系 $\{B\}$ 到惯性坐标系 $\{I\}$ 的转换关系,其具体表示为

$$S = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \phi & \cos \theta \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix}. \quad (1)$$

注1 三旋翼无人飞行器跟踪的期望轨迹 $\varphi_d(t)$ 及其各阶导数 $\dot{\varphi}_d(t)$ 、 $\ddot{\varphi}_d(t)$ 存在且有界。

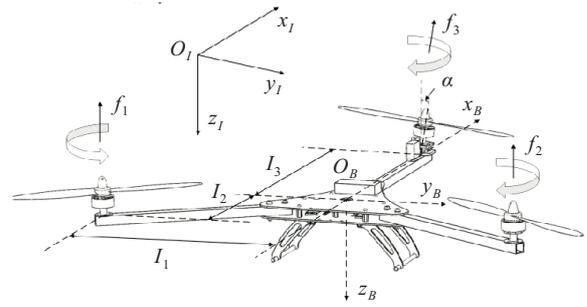


图1 倾转式三旋翼无人飞行器坐标

1.2 姿态系统动力学模型

考虑空气动力学,倾转式三旋翼无人飞行器的姿态动力学模型描述如下:

$$\begin{cases} \dot{\eta} = S^{-1}\Omega, \\ J\dot{\Omega} = T_{\text{prop}} - \Omega \times J\Omega - T_{\text{aero}} - d. \end{cases} \quad (2)$$

其中: $J = \text{diag}\{[J_1 \ J_2 \ J_3]^T\} \in R^{3 \times 3}$ 为转动惯量矩阵; $T_{\text{prop}}(t)$ 为旋翼升力矩,其表达式为

$$T_{\text{prop}} = \begin{bmatrix} l_1(f_1 - f_2) \\ -l_2(f_1 + f_2) + f_3 l_3 \cos \alpha \\ f_3 l_3 \sin \alpha - \tau_3 \cos \alpha - \tau_2 + \tau_1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

且 $f_1(t)$ 、 $f_2(t)$ 、 $f_3(t)$ 为电机旋转产生的升力, l_1 、 l_2 、 l_3 为电机轴到三旋翼重心的距离, $\tau_1(t)$ 、 $\tau_2(t)$ 、 $\tau_3(t)$ 为电机旋转产生的反扭矩; $T_{\text{aero}}(t)$ 为空气阻力力矩,其表达式为

$$T_{\text{aero}} = [k_1 \Omega_1 \ k_2 \Omega_2 \ k_3 \Omega_3]^T, \quad (4)$$

且常数 $K = [k_1 \ k_2 \ k_3]^T \in R^3$ 为机体坐标系三轴方向上的空气阻力系数; $d(t) = [d_1(t) \ d_2(t) \ d_3(t)]^T \in R^3$ 为未知扰动。为了便于控制器设计,定义矩阵 $\chi(t) = \text{diag}\{[\Omega_1(t) \ \Omega_2(t) \ \Omega_3(t)]^T\}$ 。综上,式(2)可表示为

$$\begin{cases} \dot{\eta} = S^{-1}\Omega, \\ J\dot{\Omega} = T_{\text{prop}} - \Omega \times J\Omega - \chi K - d. \end{cases} \quad (5)$$

1.3 高度系统动力学模型

倾转式三旋翼飞行器的高度动力学模型为

$$m\ddot{z} = -mg - k_4\dot{z} - d_4 + \bar{F}. \quad (6)$$

其中: m 为飞行器机体质量, g 为重力加速度, k_4 为 z_I 轴方向上的空气阻尼系数, $d_4(t)$ 为未知扰动,控制输入 $\bar{F}(t)$ 定义为

$$\bar{F} = \cos \phi \cos \theta F. \quad (7)$$

其中: $F(t)$ 为升力控制量,其表达式为

$$F = f_1 + f_2 + f_3 \cos \alpha. \quad (8)$$

2 控制器设计

考虑实际环境中存在的干扰,作出如下假设:

假设1 未知干扰 $d_i(t)$ ($i = 1, 2, 3, 4$)连续可导,

且满足 $d_i(t)$ 和 $\dot{d}_i(t)$ 有界.

本文的控制目标是: 针对式(5)和(6)所代表的空气阻尼系数未知, 且存在未知扰动的倾转式三旋翼无人飞行器姿态与高度系统, 设计控制输入 $T_{\text{prop}}(t)$ 和 $F(t)$, 使得无人飞行器跟踪期望轨迹 $\eta_d(t)$ 和 $z_d(t)$, 并确保所有闭环信号都是有界的. 控制器由 I&I 自适应律与 RISE 鲁棒控制律组成.

2.1 姿态系统控制器

2.1.1 自适应律设计

定义自适应估计值为

$$\hat{K} = \hat{K}_I + K_P(\Omega). \quad (9)$$

其中: $\hat{K}(t) = [\hat{k}_1(t) \ \hat{k}_2(t) \ \hat{k}_3(t)]^T \in R^3$; 自适应部分 $\hat{K}_I(t) = [\hat{k}_{I1}(t) \ \hat{k}_{I2}(t) \ \hat{k}_{I3}(t)]^T \in R^3$; 辅助函数 $K_P(\Omega)$ 为关于 $\Omega(t)$ 的连续函数, 其定义为

$$K_P(\Omega) = [k_{P1}(\Omega) \ k_{P2}(\Omega) \ k_{P3}(\Omega)]^T. \quad (10)$$

对式(9)求一阶时间导数, 并将式(5)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{\hat{K}} &= \\ \dot{\hat{K}}_I + \frac{\partial K_P(\Omega)}{\partial (J\Omega)} (T_{\text{prop}} - \Omega \times J\Omega - \chi K - d). \end{aligned} \quad (11)$$

由于存在干扰力矩的影响, 为保证估计值有界, 设计自适应更新率 $\dot{\hat{K}}_I(t)$ 以及 $K_P(\Omega)$ 的偏导数如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{K}}_I = \\ -\frac{\partial K_P(\Omega)}{\partial (J\Omega)} (T_{\text{prop}} - \Omega \times J\Omega - \chi \hat{K}) - \Gamma_1 \chi \text{sgn}(\chi \hat{K}), \\ \frac{\partial K_P(\Omega)}{\partial (J\Omega)} = -\Gamma_2 \chi. \end{cases} \quad (12)$$

其中: $\Gamma_1 = \text{diag}\{[\gamma_{11} \ \gamma_{12} \ \gamma_{13}]^T\} \in R^{3 \times 3}$, $\Gamma_2 = \text{diag}\{[\gamma_{21} \ \gamma_{22} \ \gamma_{23}]^T\} \in R^{3 \times 3}$ 均为正常数矩阵.

由文献[5]可以得到函数 $K_P(\Omega)$ 存在如下解:

$$K_{Pi}(\Omega) = -\frac{1}{2} \gamma_{2i} J_i \Omega_i^2, \quad i = 1, 2, 3. \quad (13)$$

函数 $K_P(\Omega)$ 增强了自适应律设计的灵活性, 可以使参数估计值的有界性独立于控制器设计, $\hat{K}(t)$ 的有界性将在稳定性分析部分证明. 设计输入转矩 T_{prop} 为

$$T_{\text{prop}} = \Omega \times J\Omega + \chi \hat{K} + u. \quad (14)$$

其中: $u(t)$ 作为辅助控制输入信号, 将在后续部分设计. 由式(5)和(14)可得

$$JS\ddot{\eta} = -J\dot{S}\dot{\eta} + \chi(\hat{K} - K) - d + u. \quad (15)$$

自适应估计律不能完全抑制系统的不确定性以及未知干扰, 需要设计鲁棒控制器实现跟踪误差的渐近收敛.

2.1.2 控制律设计

定义姿态跟踪误差 $e_1(t)$ 及其滤波误差 $e_2(t)$ 和 $r(t)$ 如下:

$$\begin{cases} e_1 = \eta - \eta_d, \\ e_2 = \dot{e}_1 + \Lambda_1 e_1, \\ r = \dot{e}_2 + \Lambda_2 e_2. \end{cases} \quad (16)$$

其中: $\Lambda_1 = \text{diag}\{[\lambda_{11} \ \lambda_{12} \ \lambda_{13}]^T\} \in R^{3 \times 3}$ 为正常数矩阵, $\Lambda_2 = \text{diag}\{[\lambda_{21} \ \lambda_{22} \ \lambda_{23}]^T\} \in R^{3 \times 3}$ 为正常数矩阵. 将式(15)两边同乘以 S^T 可得

$$M(\eta)\ddot{\eta} = g(\eta, \dot{\eta})(\hat{K} - K) + D + \bar{u}. \quad (17)$$

其中

$$\begin{cases} M(\eta) = S^T JS, \\ g(\eta, \dot{\eta}) = S^T \chi, \\ D = -S^T d, \\ \bar{u} = S^T u - S^T J\dot{S}\dot{\eta}. \end{cases} \quad (18)$$

$M(\eta)$ 为正定对称矩阵, 且满足如下性质.

注2 当 $\phi, \theta \neq \frac{\pi}{2}$ 时, 对于任意 $v \in R^3$, 满足

$$m_1 \|v\|^2 \leq v^T M(\eta)v \leq m_2(\eta) \|v\|^2. \quad (19)$$

其中: $\|\cdot\|$ 表示2范数, m_1 为正常数, $m_2(\eta) \in R$ 为关于 $\eta(t)$ 的正函数.

由式(16)和(17)可得

$$\begin{aligned} M(\eta)r &= \\ g(\eta, \dot{\eta})(\hat{K} - K) + D + \bar{u} + M(\eta)(\Lambda_2 e_2 + \Lambda_1 \dot{e}_1 - \dot{\eta}_d). \end{aligned} \quad (20)$$

对式(20)求一阶时间导数, 可得

$$\begin{aligned} M(\eta)\dot{r} &= \\ -\frac{1}{2} \dot{M}(\eta)r + g(\eta, \dot{\eta})\dot{\hat{K}} + N - e_2 + \dot{\bar{u}}. \end{aligned} \quad (21)$$

式(21)中, $N(t)$ 定义为

$$\begin{aligned} N(t) &= -\dot{M}(\eta) \left(\frac{1}{2} r - \Lambda_2 e_2 - \Lambda_1 (e_2 - \Lambda_1 e_1) \right) + \\ &\quad \Lambda_1 M(\eta)(r - \Lambda_2 e_2 - \Lambda_1 (e_2 - \Lambda_1 e_1)) + \\ &\quad \Lambda_2 M(\eta)(r - \Lambda_2 e_2) - \dot{M}(\eta)\dot{\eta}_d - M(\eta)\ddot{\eta}_d + \\ &\quad \dot{g}(\eta, \dot{\eta})(\hat{K} - K) - \dot{S}^T d - S^T \dot{d} + e_2. \end{aligned} \quad (22)$$

为了后续控制器设计, 定义函数 $N_d(t)$ 为

$$\begin{aligned} N_d(t) &= -\dot{M}(\eta_d)\dot{\eta}_d - M(\eta_d)\ddot{\eta}_d + \\ &\quad \dot{g}(\eta_d, \dot{\eta}_d)(\hat{K} - K) - \dot{S}_d^T d - S_d^T \dot{d}, \end{aligned} \quad (23)$$

其中 $\dot{S}_d = \dot{S}|_{\eta=\eta_d}$. 由式(21)和(23)可得

$$\begin{aligned} M(\eta)\dot{r} &= \\ -\frac{1}{2} \dot{M}(\eta)r + g(\eta, \dot{\eta})\dot{\hat{K}} + \tilde{N} + N_d - e_2 + \dot{\bar{u}}, \end{aligned} \quad (24)$$

其中函数 $\tilde{N}(t)$ 定义为

$$\tilde{N}(t) \triangleq N(t) - N_d(t). \quad (25)$$

设计式(24)中 $\dot{u}(t)$ 为

$$\dot{u} = -g(\eta, \dot{\eta})\hat{K} - (k_s + 1)r - \beta \text{sgn}(e_2). \quad (26)$$

其中: k_s 为正常数, $\beta = \text{diag}\{\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3\}^T \in R^{3 \times 3}$ 为正常数矩阵. 将式(26)代入(24)得到姿态系统闭环方程为

$$M(\eta)\dot{r} = -\frac{1}{2}\dot{M}(\eta)r + \tilde{N} + N_d - e_2 - (k_s + 1)r - \beta \text{sgn}(e_2). \quad (27)$$

注3 由文献[6]可知,运用微分中值定理可得

$$\|\tilde{N}\| \leq \rho(\|q\|)\|q\|. \quad (28)$$

其中:有界函数 $\rho(\|q\|) \in R$ 为可逆非递减函数, $q(t)$ 定义为

$$q \triangleq [e_1^T \ e_2^T \ r^T]^T. \quad (29)$$

2.2 高度系统控制器

2.2.1 自适应律设计

定义自适应估计值为

$$\hat{k}_4 = \hat{k}_{I_4} + k_{P_4}(z, \dot{z}), \quad (30)$$

设计自适应更新率 $\dot{\hat{k}}_{I_4}(t)$ 以及 $k_{P_4}(z, \dot{z})$ 如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{k}}_{I_4} = \\ -\frac{\partial k_{P_4}(z, \dot{z})}{\partial z} \dot{z} - \frac{\partial k_{P_4}(z, \dot{z})}{\partial (m\dot{z})} (-mg - \\ \hat{k}_4 \dot{z} + \bar{F}) - \gamma_{14} \dot{z} \text{sgn}(\dot{z} \hat{k}_4), \\ k_{P_4} = -\frac{1}{2} \gamma_{24} m(\dot{z})^2, \end{cases} \quad (31)$$

其中 γ_{14}, γ_{24} 为正常数. 设计控制输入为

$$\bar{F} = mg + \hat{k}_4 \dot{z} + u_z, \quad (32)$$

这里 u_z 作为辅助控制输入信号,将在后文进行设计. 将式(32)代入(6)可得高度系统闭环方程为

$$m\ddot{z} = (\hat{k}_4 - k_4)\dot{z} - d_4 + u_z. \quad (33)$$

2.2.2 控制律设计

定义高度跟踪误差 $e_{z1}(t)$ 及其滤波误差 $e_{z2}(t)$ 和 $r_z(t)$ 如下:

$$\begin{cases} e_{z1} = z - z_d, \\ e_{z2} = \dot{e}_{z1} + \lambda_{14} e_{z1}, \\ r_z = \dot{e}_{z2} + \lambda_{24} e_{z2}, \end{cases} \quad (34)$$

其中 $\lambda_{14}, \lambda_{24}$ 为正常数. 对 $r_z(t)$ 求一阶时间导数,并将式(33)代入求导结果,可得

$$m\dot{r}_z = \dot{\hat{k}}_4 \dot{z} + \tilde{N}_z + N_{dz} - e_{z2} + \dot{u}_z. \quad (35)$$

在式(35)中

$$\begin{cases} \tilde{N}_z(t) \triangleq N_z(t) - N_{dz}(t), \\ N_z(t) = \lambda_{14} m(r_z - \lambda_{24} e_{z2} - \lambda_{14} e_{z1} - \\ \lambda_{14}^2 e_{z1}) + \lambda_{24} m(r_z - \lambda_{24} e_{z2}) + \\ (\hat{k}_4 - k_4)\ddot{z} - m\ddot{z}_d - \dot{d}_4, \\ N_{dz}(t) = (\hat{k}_4 - k_4)\ddot{z}_d - m\ddot{z}_d - \dot{d}_4. \end{cases} \quad (36)$$

设计 $\dot{u}_z(t)$ 为

$$\dot{u}_z = -\dot{\hat{k}}_4 \dot{z} - (k_z + 1)r_z - \beta_4 \text{sgn}(e_{z2}), \quad (37)$$

其中 k_z, β_4 为正常数. 将式(37)代入(35)得到高度系统闭环方程为

$$m\dot{r}_z = \tilde{N}_z + N_{dz} - e_{z2} - (k_z + 1)r_z - \beta_4 \text{sgn}(e_{z2}). \quad (38)$$

注4 由文献[6]可知,运用微分中值定理可得

$$\|\tilde{N}_z\| \leq \rho_z(\|q_z\|)\|q_z\|. \quad (39)$$

其中:有界函数 $\rho_z(\|q_z\|) \in R$ 是可逆非递减函数, $q_z(t)$ 定义为

$$q_z \triangleq [e_{z1} \ e_{z2} \ r_z]^T. \quad (40)$$

3 稳定性分析

3.1 姿态系统稳定性分析

进行姿态系统稳定性分析前给出如下引理.

引理1 定义函数 $P(t) \in R$ 如下:

$$P(t) \triangleq \zeta_b - \int_{t_0}^t L(v)dv, \quad (41)$$

其中函数 $L(t) \in R$ 定义如下:

$$L \triangleq r^T(N_d - \beta \text{sgn}(e_2)). \quad (42)$$

当控制增益 β 满足下述条件:

$$\beta_i > \|N_{d_i}(t)\|_\infty + \frac{1}{\lambda_{2i}} \|\dot{N}_{d_i}(t)\|_\infty, \quad i = 1, 2, 3 \quad (43)$$

时,可以得到

$$\int_{t_0}^t L(v)dv \leq \zeta_b. \quad (44)$$

其中: $\|\cdot\|_\infty$ 为无穷范数; ζ_b 为正常数,定义为

$$\zeta_b \triangleq \sum_{i=1}^3 \beta_i |e_{2_i}(t_0)| - e_2^T(t_0)N_d(t_0). \quad (45)$$

证明过程参见文献[6]附录.

姿态系统的稳定性分析结果由定理1给出.

定理1 对于存在外界干扰和未知模型参数的倾转式三旋翼无人飞行器姿态系统(5),如果假设1成立,设计自适应律(12)和(13)估计未知参数,且设计控制器(14)和(26)控制三旋翼无人飞行器跟踪期望姿态轨迹,则能够实现参数估计值有界,且姿态跟踪误差 $e_1(t)$ 渐近收敛,即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = 0. \quad (46)$$

证明 选取Lyapunov 候选函数 $V_1(t)$ 为

$$V_1 = \frac{1}{2} \hat{K}^T \hat{K}. \quad (47)$$

对 $V_1(t)$ 求一阶时间导数, 并将式(11)和(12)代入求导结果, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & -\hat{K}^T \Gamma_2 \chi^2 (\hat{K} - K) - \sum_{i=1}^3 (\gamma_{1i} - |\gamma_{2i} d_i|) |\hat{k}_i \Omega_i|. \end{aligned} \quad (48)$$

当式(48)中参数满足条件

$$\gamma_{1i} \geq |\gamma_{2i} d_i|, \quad i = 1, 2, 3 \quad (49)$$

时, 可得

$$\dot{V}_1 \leq -\hat{K}^T \Gamma_2 \chi^2 (\hat{K} - K). \quad (50)$$

由文献[7]可知, 当 $|\hat{k}_i(t)| \geq |k_i| (i = 1, 2, 3)$ 时, 可得

$$\dot{V}_1 \leq 0, \quad (51)$$

即可得到参数估计值 $\hat{K}(t)$ 有界.

选取Lyapunov 候选函数 $V_2(n, t)$ 如下:

$$V_2(n, t) = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2} e_2^T e_2 + \frac{1}{2} r^T M(\eta) r + P, \quad (52)$$

其中 $n(t)$ 定义为

$$n \triangleq [q^T \sqrt{P}]^T. \quad (53)$$

由式(19)可得

$$U_1(n) \leq V_2(n, t) \leq U_2(n), \quad (54)$$

其中函数 $U_1(n), U_2(n) \in R$ 定义为

$$U_1(n) \triangleq \sigma_1 \|n\|^2, \quad U_2(n) \triangleq \sigma_2(\eta) \|n\|^2, \quad (55)$$

其中 $\sigma_1, \sigma_2(\eta) \in R$ 定义为

$$\begin{cases} \sigma_1 \triangleq \frac{1}{2} \min\{1, m_1\}, \\ \sigma_2(\eta) \triangleq \max\left\{\frac{1}{2} m_2(\eta), 1\right\}. \end{cases} \quad (56)$$

对式(52)求一阶时间导数, 并将式(27)代入求导结果, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & e_1^T \dot{e}_1 + e_2^T \dot{e}_2 + r^T \left(-\frac{1}{2} \dot{M}(\eta) r + \tilde{N} + N_d - \right. \\ & \left. e_2 - (k_s + 1)r - \beta \text{sgn}(e_2) \right) + \frac{1}{2} r^T \dot{M}(\eta) r - L. \end{aligned} \quad (57)$$

将式(16)和(42)代入(57), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & e_1^T \dot{e}_1 + e_2^T \dot{e}_2 + r^T \tilde{N} - (k_s + 1) \|r\|^2 - r^T e_2 \leq \\ & - \left(\varepsilon - \frac{\rho^2(\|q\|)}{4k_s} \right) \|q\|^2, \end{aligned} \quad (58)$$

其中 $\varepsilon = \min\left(\lambda_1 - \frac{1}{2}, \lambda_2 - \frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right)$. 当参数 k_s 满足

$$k_s > \frac{1}{4\varepsilon} \rho^2(\|q\|) \quad (59)$$

时, 由式(58)可得

$$\dot{V}_2 \leq -U(n). \quad (60)$$

式(60)中函数 $U(n)$ 定义为

$$U(n) \triangleq \delta \|q\|^2, \quad (61)$$

其中 δ 为正常数. 由式(61)可以得到 $U(n)$ 为区域 H 上的半正定连续函数, 区域 H 定义为

$$H \triangleq \{n \in R^{10} \mid \|n\| \leq \rho^{-1}(2\sqrt{\varepsilon k_s})\}. \quad (62)$$

在区域 H 上, 由不等式(54)和(60)得到 $V_2 \in \mathcal{L}_\infty$, 因此, $e_1(t), e_2(t), r(t) \in \mathcal{L}_\infty$. 由式(16)可得 $\dot{e}_1(t), \dot{e}_2(t) \in \mathcal{L}_\infty$, 再由注1可得 $\eta(t), \dot{\eta}(t), \ddot{\eta}(t), \Omega(t) \in \mathcal{L}_\infty$. 由式(18)和假设1得到 $M(\eta), g(\eta, \dot{\eta}), D \in \mathcal{L}_\infty$, 再由式(17)和 \hat{K} 的有界性可得 $\bar{u}(t), T_{\text{prop}}(t) \in \mathcal{L}_\infty$. 定义区域

$$G \triangleq \{n(t) \in H \mid U(n) < \sigma_1(\rho^{-1}(2\sqrt{\varepsilon k_s}))^2\}. \quad (63)$$

由文献[8]中定理8.4可得 $\forall n(t_0) \in G, \lim_{t \rightarrow \infty} \delta \|q(t)\| = 0$, 由式(16)可得 $\forall n(t_0) \in G, \lim_{t \rightarrow \infty} \|e_1(t)\| = 0$. \square

3.2 高度系统的稳定性分析

高度系统的稳定性分析结果由定理2给出.

定理2 对于存在外界扰动和未知模型参数的倾转式三旋翼无人飞行器高度系统(6), 如果假设1成立, 设计自适应律(31)估计未知参数, 且设计控制器(32)和(37)控制倾转式三旋翼无人飞行器跟踪期望高度轨迹, 则能够实现参数估计值有界, 且高度跟踪误差 $e_{z1}(t)$ 渐近收敛, 即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_{z1}(t) = 0. \quad (64)$$

参照定理1证明过程可得定理2成立.

4 实验分析

为验证上述控制算法的实际控制效果, 本文利用课题组自主设计的倾转式三旋翼无人飞行器硬件在环仿真实验平台进行实时镇定抗扰飞行实验.

镇定抗扰飞行实验过程中, 首先由操作人员手动起飞三旋翼无人飞行器, 然后通过遥控器的切换通道改为自动飞行状态. 在飞行过程中, 通过拨动机身手动加入干扰. 采用本文提出的控制器设计期望轨迹 $\eta_d(t) = [0 \ 0 \ 0]^T$ 以及 $z_d(t) = 1 \text{ m}$, 飞行器切换为自动飞行后, 实验结果如图2所示.

由图2可知, 飞行器切换为自动飞行后, 俯仰角和滚转角控制精度保持在 $\pm 1^\circ$ 以内, 偏航角的控制精度保持在 $\pm 2^\circ$ 以内. 在90 s和150 s时刻, 手动加入干扰, 飞行器均可以迅速镇定到平衡状态且精度保持不变. 在未受到干扰的情况下, 飞行器稳定在期望高度, 手动干扰对偏差的影响控制在 $\pm 0.03 \text{ m}$ 以内. 实验结果说明控制器具有较好的鲁棒性.

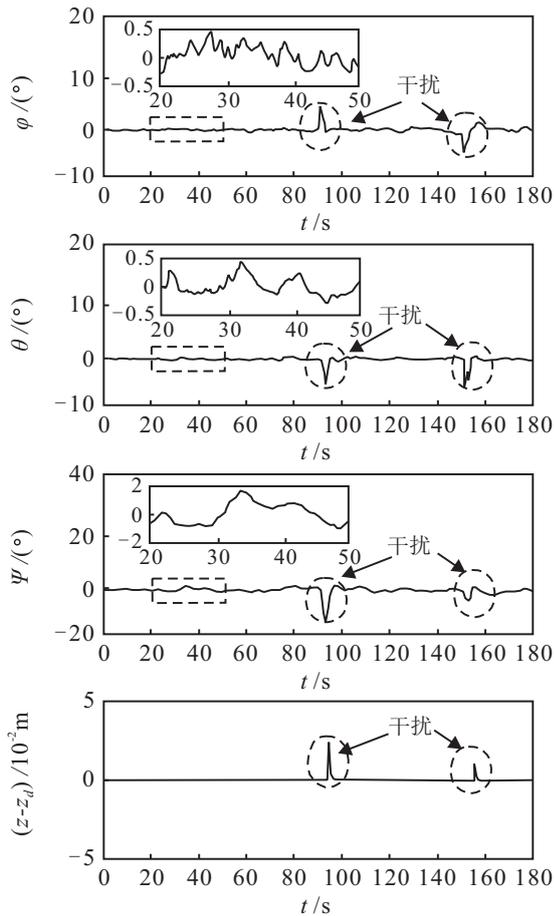


图2 自适应鲁棒控制:姿态角及高度误差

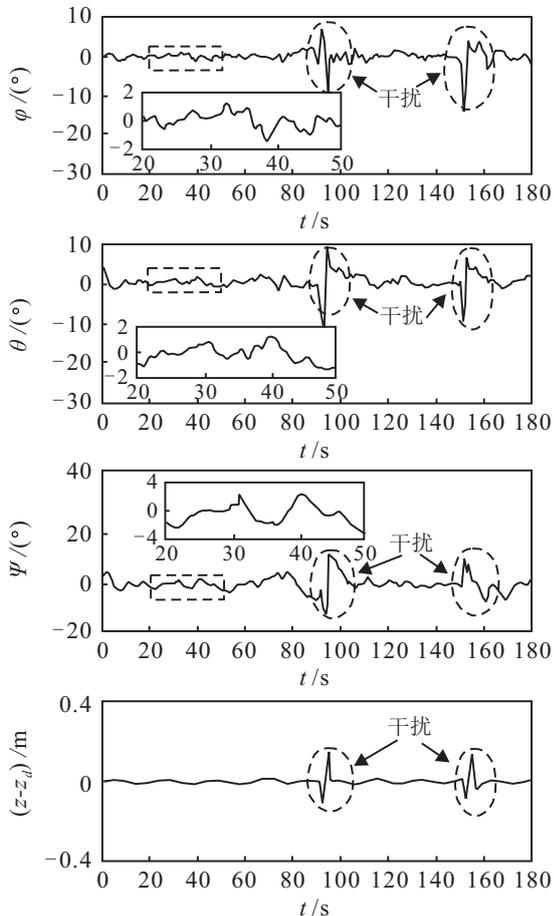


图3 PID控制:姿态角及高度误差

同时为对比本文所提出算法的有效性,在同样的实验过程下,使用PID控制器进行三旋翼无人飞行器飞行实验.实验结果如图3所示.

对比图2和图3实验结果可知,PID控制器鲁棒性较弱,受到扰动时姿态角和高度值波动幅度较大,控制效果相比于本文提出的控制器较差.

5 结论

本文针对倾转式三旋翼无人飞行器姿态和高度系统存在未知扰动和模型参数不确定性的问题,提出了一种基于I&I和RISE的自适应鲁棒控制器.首先,利用I&I自适应估计未知参数,保证参数估计有界并补偿控制器输出;然后,采用RISE控制算法抑制扰动和补偿估计误差,应用Lyapunov方法对闭环系统的稳定性进行了数学分析和证明;飞行控制实验结果表明,所提出的控制算法可以有效地处理外界扰动和未知参数带来的影响,使得系统具有较强的鲁棒性.

参考文献(References)

- [1] 孙秀云,方勇纯,苏宁. 小型无人直升机的姿态与高度自适应反步控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(3): 381-388.
(Sun X Y, Fang Y C, Sun N. Backstepping-based adaptive attitude and height control of a small-scale unmanned helicopter[J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(3): 381-388.)
- [2] Yoo D W, Oh H D, Won D Y, et al. Dynamic modeling and control system design for tri-rotor UAV[C]. Proc of the Systems and Control in Aeronautics and Astronautics. Harbin: IEEE, 2010: 762-767.
- [3] Ryś A, Czyba R, Szafranski G. Development of control system for an unmanned single tilt tri-rotor aerial vehicle[C]. Proc of the Unmanned Aircraft Systems. Orlando: IEEE, 2014: 1091-1098.
- [4] Salazar-Cruz S, Kendoul F, Lozano R, et al. Real-time stabilization of a small three-rotor aircraft[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(2): 783-794.
- [5] Hu J, Zhang H. Immersion and invariance based command-filtered adaptive backstepping control of VTOL vehicles[J]. Automatica, 2013, 49(7): 2160-2167.
- [6] Xian B, Dawson D M, De Queiroz M S, et al. A continuous asymptotic tracking control strategy for uncertain nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2004, 49(7): 1206-1211.
- [7] Wang L, Ortega R, Su H, et al. Stabilization of nonlinear systems nonlinearly depending on fast time-varying parameters: An immersion and invariance approach[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2015, 60(2): 559-564.
- [8] Khalil H K, Grizzle J W. Nonlinear systems[M]. New Jersey: Prentice hall, 2002: 323-325.

(责任编辑: 闫妍)