

引文格式: 韩月, 常哲, 李文, 等. 基于无差扰动跟踪ESO的四旋翼无人机串级线性自抗扰控制[J]. 航空制造技术, 2025, 68(17): 106–115.
HAN Yue, CHANG Zhe, LI Wen, et al. Error-free disturbance tracking ESO-based cascade linear active disturbance rejection control for quadrotor unmanned aerial vehicle[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2025, 68(17): 106–115.

基于无差扰动跟踪ESO的四旋翼无人机串级线性自抗扰控制*

韩月¹, 常哲^{2,3}, 李文², 陈佳雨², 原梅妮^{1,2}, 陈鹏云^{1,2}

(1. 中北大学机电工程学院, 太原 030051;

2. 中北大学航空宇航学院, 太原 030051;

3. 中国兵器工业集团吉林江机特种工业有限公司, 吉林 132021)

[摘要] 针对四旋翼无人机在模型不确定和外界未知干扰条件下的姿态控制问题, 设计了一种可实现无差扰动跟踪的改进线性自抗扰姿态控制方法。通过在扩张状态观测器中引入误差修正机制, 实现系统的无差扰动跟踪和估计, 并采用 Levant 微分器精确提取控制器输入信号。采用串级控制策略将姿态控制分解为串级双回路控制结构, 即角速度控制为内环, 角度控制为外环, 从而提高了控制器的抗干扰能力和鲁棒性。基于半物理仿真环境, 对不同干扰条件下的姿态控制效果进行仿真测试。结果表明, 本文所设计的控制器具有较高的控制精度和稳定性, 能够满足四旋翼无人机姿态控制的要求。

关键词: 四旋翼无人机; 姿态控制; 线性自抗扰控制; 串级控制策略; 改进扩张状态观测器; 半物理仿真

中图分类号: V279; TP273

文献标志码: A

DOI: 10.16080/j.issn1671-833x.2025.17.106

Error-Free Disturbance Tracking ESO-Based Cascade Linear Active Disturbance Rejection Control for Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle

HAN Yue¹, CHANG Zhe^{2,3}, LI Wen², CHEN Jiayu², YUAN Meini^{1,2}, CHEN Pengyun^{1,2}

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. School of Aerospace Engineering, North University of China, Taiyuan 030051, China;

3. Jilin Jiangji Special Industry Co., Ltd., China North Industries Group Corporation Limited, Jilin 132021, China)

[ABSTRACT] Aiming at the attitude control problem of quadrotor unmanned aerial vehicles under the conditions of model uncertainty and unknown external disturbances, an improved linear active disturbance rejection attitude control method capable of realizing error-free disturbance tracking has been designed. Firstly, the error correction mechanism is introduced into the extended state observer to achieve disturbance-free tracking and estimation of the system, and the Levant differentiator is used to accurately extract the input signals of the controller. The cascade control strategy is adopted to decompose the attitude control into a cascade dual-loop control structure, that is, the angular velocity control is the inner loop and the angle control is the outer loop, thereby improving the anti-interference ability and robustness of the controller. Based on the semi-physical simulation environment, the attitude control effects under different disturbance conditions are simulated and tested. The simulation results prove that the controller designed in this paper has high control accuracy and stability and can meet the requirements of the attitude control of quadrotor unmanned aerial vehicles.

Keywords: Quadrotor unmanned aerial vehicle; Attitude control; Linear active disturbance rejection control; Cascade control strategy; Improved extended state observer; Semi-physical simulation

* 基金项目: 国家自然科学基金(51909245, 62003314); 山西省重点研发计划(202202020101001); 中北大学研究生科技立项(20242072)。

四旋翼无人机 (Quadrotor unmanned aerial vehicles, QUAUV) 凭借其轻便灵巧的特性, 备受国内外高校和各大科研机构的青睐^[1-3]。QUAUV 系四输入六输出的欠驱动系统, 易受外界环境干扰, 致使其在复杂环境中难以保证控制的稳定性。

目前, QUAUV 的控制方法主要包括线性控制、非线性控制、智能控制和自适应控制等。线性控制方法包含 PID 控制^[4] 和线性二次型调节器^[5] (Linear quadratic regulator, LQR) 等, 其优点是理论成熟、易于实现、对硬件要求低, 但对于复杂、强非线性、不确定性强的系统, 其控制稳定性和控制精度将急剧下降。传统非线性控制方法 (如滑模控制^[6]、反馈线性化^[7]、反步控制^[8]、鲁棒控制^[9] 等) 能够更好描述系统的非线性特征, 具有更强的鲁棒性, 但该类方法存在理论复杂、计算量大、控制器参数多、设计困难等缺陷。智能控制方法主要包括人工神经网络^[10]、迭代学习控制^[11] 等, 与传统非线性控制方法相比, 智能控制方法通常具有更高的自适应性和鲁棒性, 但缺乏严谨的数学证明和系统理论体系、计算复杂度高, 其黑箱特性导致控制器的可解释性差, 且在一些极端或未预见的环境变化下, 智能控制的性能可能受到影响。

韩京清等^[12-13] 发明的自抗扰控制 (Active disturbance rejection control, ADRC) 是一种不精准依赖被控对象的自适应控制方法。ADRC 的主要结构包含扩张状态观测器 (Extended state observer, ESO)、跟踪微分器 (Tracking differentiator, TD)、非线性状态误差反馈控制律 (Nonlinear state error feedback, NLSEF) 3 个部分, 其中 ESO 对实现在线扰动估计和补偿至关重要。ADRC 的 3 个部分均采用非线性函数, 需要调节的参数多调节难度大, 对此, Gao^[14] 提出线性 ADRC (Linear ADRC, LADRC), 大幅减少了参数整定的工作量, 因此, LADRC 也被广泛应用于 QUAUV 运动控制。刘勇等^[15] 提出一种基于浸入与不变技术的线性误差反馈控制率, 提高了姿态控制的抗干扰能力与响应速度; 杨文奇等^[16] 针对 ESO 观测精度不足的缺陷, 设计了一种 gain 函数的改进 ESO, 提高了其跟踪能力; 周涛等^[17] 采用不同阶数的 LADRC 设计了一种 QUAUV 速度控制器, 减小了姿态角的收敛速度和跟踪误差。

在 ADRC 的研究中发现, 当系统存在未知有界扰动时, ESO 的估计误差无法收敛至 0, 进而出现跟踪误差^[18], 这些跟踪误差将对闭环系统的控制性能产生不利影响。针对这一问题, 在团队提出的一阶无差扰动跟踪线性 ESO^[19] (Error-free disturbance tracking linear-ESO, EFDT-LESO) 基础上, 设计了一种适用于 QUAUV 姿态控制的二阶 EFDT-LESO, 并结合串级控制策略, 提出一种

基于 EFDT-LESO 的改进 LADRC (Improved LADRC, ILADRC), 最后通过硬件在环的半物理仿真验证了本文提出控制器的有效性。

1 “十”字形 QUAUV 动力学建模

本研究使用大地坐标系 (Geodetic coordinate system, GCS) 和机体固定坐标系 (Body-fixed coordinate system, BCS) 描述 QUAUV 位姿信息 (图 1)^[20]。

QUAUV 的飞行姿态可使用滚转角 ϕ 、俯仰角 θ 和偏航角 ψ 来描述 (图 2)。GCS 到 BCS 的旋转变换矩阵为

$$Q = T^T = \begin{pmatrix} \cos\psi \cos\theta & -\cos\phi \sin\psi + \cos\psi \sin\phi \sin\theta & \sin\phi \sin\psi + \cos\phi \cos\psi \sin\theta \\ \cos\theta \sin\psi & \cos\phi \cos\psi + \sin\phi \sin\psi \sin\theta & -\cos\psi \sin\phi + \cos\phi \sin\psi \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \sin\phi & \cos\phi \cos\theta \end{pmatrix} \quad (1)$$

QUAUV 的升力 T_i ($i=1, 2, 3, 4$) 由 4 个旋翼转动产生, BCS 下 4 个旋翼的总升力 F 为

$$F = [F_x \quad F_y \quad F_z]^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \sum_{i=1}^4 T_i \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \sum_{i=1}^4 K_t \omega_i^2 \end{bmatrix}^T, (i=1, 2, 3, 4) \quad (2)$$

式中, ω_i ($i=1, 2, 3, 4$) 为螺旋桨转速; K_t 为螺旋桨升力系数。BCS 中 QUAUV 绕坐标轴的姿态可表示为

$$\begin{cases} \dot{p} = (K_t l (\omega_4^2 - \omega_2^2) + qr(I_y - I_z) - f_{D\phi} \dot{\phi}) / I_x \\ \dot{q} = (K_t l (\omega_3^2 - \omega_1^2) + pr(I_z - I_x) - f_{D\theta} \dot{\theta}) / I_y \\ \dot{r} = (K_{Tor} (\omega_2^2 + \omega_4^2 - \omega_1^2 - \omega_3^2) + pq(I_x - I_y) - f_{D\psi} \dot{\psi}) / I_z \end{cases} \quad (3)$$

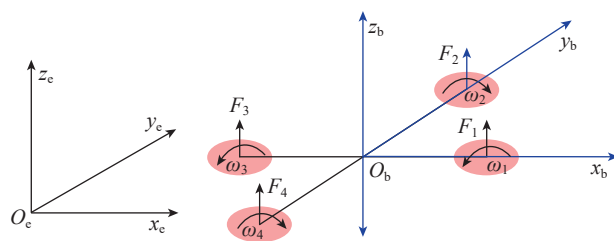


图 1 大地坐标系和机体固定坐标系
Fig.1 GCS and BCS

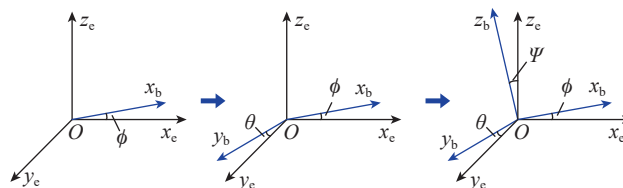


图 2 从 GCS 到 BCS 的转换
Fig.2 Conversion from GCS to BCS

式中, l 为旋翼的质心与 QUAV 质心之间的距离; I_x 、 I_y 、 I_z 为无人机的转动惯量; p 、 q 、 r 为机体绕转轴的角速度; $f_{D\phi}$ 、 $f_{D\theta}$ 、 $f_{D\psi}$ 为空气阻力系数; K_{Tor} 为扭矩系数; QUAV 的运动可用虚拟控制输入 U_i 表示, 即

$$\begin{cases} U_1 = K_1(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ U_2 = K_1 l(\omega_4^2 - \omega_2^2) \\ U_3 = K_1 l(\omega_3^2 - \omega_1^2) \\ U_4 = K_{\text{Tor}}(\omega_2^2 + \omega_4^2 - \omega_1^2 - \omega_3^2) \end{cases} \quad (4)$$

由于本文主要关注 QUAV 姿态控制, 因此可忽略模型中的耦合项, 根据 Lagrange 方程, “十” 字型 QUAV 的动力学方程可表示为^[21]

$$\begin{cases} \ddot{x} = u_1(\cos\phi \sin\theta \cos\psi + \sin\phi \sin\psi) - f_{Dx}\dot{x}/m \\ \ddot{y} = u_1(\sin\phi \sin\theta \cos\psi - \cos\phi \sin\psi) - f_{Dy}\dot{y}/m \\ \ddot{z} = u_1 \cos\phi \cos\psi - g - f_{Dz}\dot{z}/m \\ \ddot{\phi} = u_2 - f_{D\phi}\dot{\phi}/I_x \\ \ddot{\theta} = u_3 - f_{D\theta}\dot{\theta}/I_y \\ \ddot{\psi} = u_4 - f_{D\psi}\dot{\psi}/I_z \end{cases} \quad (5)$$

式中, m 为 QUAV 的质量; $u_1 = U_1/m$, $u_i = U_i/I_j$ ($i=2, 3, 4, j=x, y, z$)。

2 基于 EFDT-LESO 的改进 LADRC

2.1 LADRC

LADRC 简化了 TD 的配置过程, 同时将 ESO 和 NLSEF 进行线性化处理。LADRC 通过引入频率特性, 并通过带宽^[22] 来确定线性状态误差反馈 (Linear state error feedback, LSEF) 和线性 ESO (Linear ESO, LESO) 参数。考虑二阶连续系统, 即

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ \dot{y} = Cx + Du \end{cases} \quad (6)$$

式中, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$, $D = [0]$,

省略 f , 设计 $h=f(y, y, \omega)$, 其 LESO 方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{z} = [A - LC]z + [B \quad L]u_c \\ y_c = z \\ u_c = [u \quad y]^T \\ L = [l_1 \quad l_2 \quad l_3]^T \end{cases} \quad (7)$$

式中, u_c 为输入; y_c 为输出; z 为 LESO 的状态向量; L 为需要设计的 LESO 增益矩阵。设计线性误差反馈控制律 LSEF 为

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (8)$$

式中, b_0 为系统的控制增益参数, 用于表征控制输入 u

对系统状态的影响强度; $u_0 = k_p(r' - z_1) - k_d z_2$, r' 为给定值, z_i ($i=1, 2, 3$) 为观测器状态, k_p 与 k_d 为控制器增益。

根据

$$s^2 + k_d s + k_p = (s + \omega_c)^2 \quad (9)$$

得到控制器的带宽为 $k_p = \omega_c^2$, $k_d = 2\omega_c$, 因此得到二阶 LADRC 算法。

$$\begin{cases} e = y - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + l_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 + l_2 e + b_0 u \\ \dot{z}_3 = l_3 e \\ u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \\ u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 \end{cases} \quad (10)$$

与 ESO 相比, LESO 对扩张状态量的估计和预测是依托线性模型进行的, 因此其在模型设计上更加简单。此外, 由于 ESO 具备对内部和外部各种扰动估计与补偿的能力, 因此 NLSEF 可简化为常见的 PD 组合控制方式, 显著降低了控制器设计的难度和复杂性。LADRC 的结构如图 3 所示。

2.2 QUAV 姿态控制的 EFDT-LESO

LESO 作为 LADRC 的核心算法部分^[23], 其主要功能是通过系统状态和扰动进行估计和补偿。当系统中存在高频扰动和谐波扰动时, 传统 ESO 存在较大的跟踪误差和相位滞后, 从而导致 ADRC 闭环控制精度降低。为了增强 ADRC 的性能, 将 LESO 进行无差扰动改进。考虑下面的 n 阶不确定线性系统, 即

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Cf \\ y = D^T x \end{cases} \quad (11)$$

式中, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}_{n \times n}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b \end{bmatrix}_{n \times 1}$, $C = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{n \times 1}$,

$D^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{n \times 1}$, $x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}$ 为系统状态变量; f 为系统总扰动; u 为控制输入。

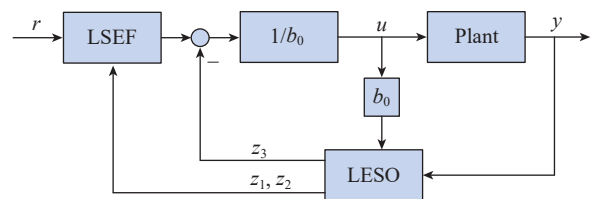


图 3 LADRC 的结构
Fig.3 Structure of LADRC

对式(11)进行状态扩张,可得

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{x} + \hat{\mathbf{B}}u \\ x_{n+1} = f + bu - \hat{b}u \\ \mathbf{y} = \mathbf{D}^T \mathbf{x} \end{cases} \quad (12)$$

式中, $\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{n \times (n+1)}$ 、 $\hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \hat{b} \end{bmatrix}_{n \times 1}$ 、 x_{n+1} 为扩

张状态变量; b 和 \hat{b} 为系统增益。

上述系统的 LESO 可设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{b}}u + \mathbf{L}(y - \hat{y}) \\ d = \beta_{n+1} \int (x_1 - \hat{x}_1) dt + \sum_{i=0}^n \beta_i (x_1 - \hat{x}_1)^{(n-i)} \\ \mathbf{y} = \mathbf{D}^T \mathbf{x} \end{cases} \quad (13)$$

式中, $\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)}$ 、 $\bar{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \hat{b} \\ 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1}$ 、

$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \\ \beta_{n+1} \end{bmatrix}$ 、 $\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \vdots \\ \hat{x}_n \\ \hat{x}_{n+1} \end{bmatrix}$; d 为稳定修正项; \mathbf{L} 为参数可调的

LESO 增益矩阵。

引理 1^[24]: 若扩张系统的自由系统渐近稳定,且在有界输入 u 的作用下的第 $n+1$ 阶扰动 f 有界,对于其一阶导数 \dot{f} 可通过选择合适的系统增益与观测器增益,使得 ESO 能以较高精度观测所有状态量,即

$$\begin{cases} \hat{x}_1 \rightarrow x_1 \\ \vdots \\ \hat{x}_n \rightarrow x_n \\ \hat{x}_{n+1} \rightarrow f \end{cases} \quad (14)$$

令 $e = x_1 - \hat{x}_1$,将时间域转换到 s 域,有

$$E(s) = X_1(s) - \hat{X}_1(s) \quad (15)$$

结合引理 1,可以得到

$$E(s) = \frac{Y(s) - \hat{b}U(s) \left(\frac{1}{s}\right)^n}{\left[\left(\frac{1}{s}\right)^{n+1} \beta_{n+1} + \dots + \left(\frac{1}{s}\right)^2 \beta_2 + \left(\frac{1}{s}\right)^1 \beta_1\right] + 1} \quad (16)$$

结合式(13)可以得到

$$\begin{cases} \hat{X}_{i+1}(s) = s\hat{X}_i(s) - \beta_i E(s), i = 1, 2, \dots, n-1 \\ D(s) = \left(s^2 + b_1s + b_2 + \frac{b_3}{s}\right) E(s) \end{cases} \quad (17)$$

进而得到

$$\begin{cases} \hat{X}_1(s) = \left[\left(\frac{1}{s}\right)^{n+1} \beta_{n+1} + \dots + \left(\frac{1}{s}\right)^2 \beta_2 + \left(\frac{1}{s}\right)^1 \beta_1\right] E(s) + \hat{b}U(s) \left(\frac{1}{s}\right)^n \\ \hat{X}_2(s) = \left[\left(\frac{1}{s}\right)^n \beta_{n+1} + \dots + \left(\frac{1}{s}\right)^2 \beta_3 + \left(\frac{1}{s}\right)^1 \beta_2\right] E(s) + \hat{b}U(s) \left(\frac{1}{s}\right)^{n-1} \\ \vdots \\ \hat{X}_n(s) = \left[\left(\frac{1}{s}\right)^2 \beta_{n+1} + \left(\frac{1}{s}\right)^1 \beta_n\right] E(s) + \hat{b}U(s) \left(\frac{1}{s}\right)^1 \end{cases} \quad (18)$$

令 $E = \sum_1^{n+1} \beta_i s^{n+1-i} / s^{n+1}$,可以得到观测值在 s 域的表达式为

$$\begin{cases} \hat{X}_1(s) = \frac{EY(s) + \hat{b}U(s) \left(\frac{1}{s}\right)^n}{E + 1} \\ \hat{X}_2(s) = \frac{(s^2E - s\beta_1)Y(s) + \hat{b}(s^2 + s\beta_1)U(s) \left(\frac{1}{s}\right)^n}{E + 1} \\ \hat{X}_3(s) = \frac{(s^3E - s^2\beta_1 - \beta_2)Y(s) + \hat{b}(s^3 + s^2\beta_1 + \beta_2)U(s) \left(\frac{1}{s}\right)^n}{E + 1} \\ \vdots \\ \hat{X}_n(s) = \frac{\left(s^jE - \sum_{i=1}^j s^i \beta_{j-i}\right)Y(s) + \hat{b}\left(s^jE + \sum_{i=1}^j s^i \beta_{j-i}\right)U(s) \left(\frac{1}{s}\right)^n}{E + 1} \end{cases} \quad (19)$$

2.3 QUAV 姿态控制的 ILADRC 传递函数

QUAV 作为二阶控制对象,控制输入可根据状态反馈控制律得到,即

$$\begin{cases} u_0 = k_1(r - \hat{x}_1) - k_2\hat{x}_2 - \dots - k_{n-1}\hat{x}_{n-1} \\ u = (u_0 - \hat{x}_n) / \hat{b} \end{cases} \quad (20)$$

对控制信号进行修正得到

$$U(s) = FR(s) - HY(s) \quad (21)$$

其中,

$$\begin{cases} F = \frac{b_1k_1s^2 + b_2k_1s + b_3k_1 + k_1s^3}{\hat{b}s(k_2(b_1 + s) + k_1)} \\ H = \frac{b_1k_1s^2 + b_1s^4 + b_2k_1s + b_2s^2(k_2 + s) + b_3k_1 + b_3s(k_2 + s) + s^5}{\hat{b}s(k_2(b_1 + s) + k_1)} \end{cases} \quad (22)$$

因此, ILADRC 的开环传递函数和闭环传递函数分别为

$$G_{\text{open}}(s) = HG_p(s) \quad (23)$$

$$G_{\text{closed}}(s) = FG_p(s) / (1 + HG_p(s)) \quad (24)$$

2.4 基于 EFDT-LESO 的 ILADRC 稳定性证明

引理 2: Routh-Hurwitz 稳定性判据^[25]是线性系统稳定的充分必要条件。系统特征方程可改写为

$$\Delta(s)=q(s)=a_n s^n+a_{n-1} s^{n-1}+\dots+a_1 s+a_0=0 \quad (25)$$

式(25)中系数排列成

$$s^{n-0} \mid \begin{matrix} a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots \end{matrix} \quad (26)$$

$$s^{n-1} \mid \begin{matrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots \end{matrix}$$

同时按照式(27)所示规则扩充表格,即

$$\begin{cases} b_{n-1} = \left(-\det \begin{vmatrix} a_n & a_{n-2} \\ a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} \right) / a_{n-1}, b_{n-3} = \left(-\det \begin{vmatrix} a_n & a_{n-4} \\ a_{n-1} & a_{n-5} \end{vmatrix} \right) / a_{n-1}, \dots \\ c_{n-1} = \left(-\det \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} \right) / b_{n-1}, \dots \\ \vdots \end{cases} \quad (27)$$

由引理2可得系统判定矩阵为

$$L_H = \begin{pmatrix} 1 & b_2 - \hat{b}k_1 - \hat{b}b_1k_2 - \hat{b}k_2\gamma & \sigma_4 & \\ b_1 - \hat{b}k_2 & \sigma_5 & b_3k_1 & \\ \frac{\sigma_3}{\sigma_4} & \frac{\sigma_2}{\sigma_4} & 0 & \\ -\frac{\sigma_4\sigma_1}{\sigma_3} & 1 & 0 & \\ \sigma_3 \left(\frac{\sigma_3 + \sigma_2\sigma_1}{\sigma_4 \sigma_3} \right) & 0 & 0 & \\ \frac{\sigma_4\sigma_1}{1} & 0 & 0 & \end{pmatrix} \quad (28)$$

其中,
$$\begin{cases} \sigma_1 = \sigma_4(b_1 - \hat{b}k_2) - b_3k_1 + \frac{\sigma_3\sigma_6}{\sigma_4} \\ \sigma_2 = \sigma_4(b_1 - \hat{b}k_2) - b_3k_1 \\ \sigma_3 = \sigma_4\sigma_5 + b_3k_1\sigma_6 \\ \sigma_4 = b_2k_1 + b_3k_2 \\ \sigma_5 = b_3 + b_1k_1 + b_2k_2 - \hat{b}k_1\gamma - \hat{b}b_1k_2\gamma \\ \sigma_6 = \hat{b}k_1 - b_2 + \hat{b}b_1k_2 + \hat{b}k_2\gamma \end{cases} \quad (29)$$

因此,当 $L_H(\cdot, \cdot) > 0$,即可满足 ILADRC 的稳定性要求。

3 串级 ILADRC 控制策略

基于 QUAV 动力学方程, QUAV 的姿态控制可将内外环路分离,即角速度控制为内环,角度控制为外环的串级双回路控制结构^[26],不仅可以实现更高的控制精度,还可以有效提升系统的整体响应速度。本文采用串级双回路控制结构,外环采用设计的 ILADRC,内环采用 PD 控制,双回路姿态控制模型如图4所示。

为了降低系统运算复杂度,在外环中加入 Levant 微分器^[27],同时参考滑模控制技术初始化输入信号 $v(t)$,即

$$\begin{cases} \dot{x} = u \\ u = u_1 - \lambda \sqrt{|x - v(t)|} \operatorname{sgn}(x - v(t)) \\ \dot{u}_1 = -\alpha \operatorname{sgn}(x - v(t)) \end{cases} \quad (30)$$

式中, $\alpha > C > 0, \lambda^2 \geq \frac{4C(\alpha + C)}{\alpha - C}$, C 为 $v(t)$ 导数的 Lipschitz 常数上界。

使用 EFDT-LESO 构建动态模型,并根据系统模型和传感器实时测量数据持续更新扰动估计值,并利用 LSEF 对系统状态误差进行估计和补偿,使得姿态控制器能有效抑制扰动的影响,进而提高 QUAV 姿态控制的精度和鲁棒性。给予串级双回路结构的 QUAV 姿态控制器结构,如图5所示。

4 仿真与结果分析

4.1 半物理仿真测试平台和仿真参数

半物理仿真是一种将仿真计算机与实物设备连接起来形成闭环系统的测试方法。半物理仿真的主要特点是具有实时模型求解能力。因此,半物理仿真成为复杂机电系统设计、开发和验证过程中不可或缺的辅助技术。本研究使用的半物理仿真系统结构如图6所示。

在半物理仿真系统中,上位机为 QUAV 地面控制计算机,飞行控制板采用开源飞控 Pixhawk,实时仿真机执行 QUAV 动力学、传感器和环境仿真。Pixhawk 通过 I/O 通道与环境仿真机相连,接收控制命令、执行计算并向电机控制器和伺服驱动器输出 PWM 信号;环境仿真机接收 PWM 信号,对 QUAV 动力学模型和环境模型进行实时计算,然后通过 RS232 异步串行端口向飞行控制板提供 GPS 和加速度计等反馈信号,同时向上位机传输飞行信息;上位机则使用飞行可视化软件显示无人机的实时动态飞行场景。仿真中 QUAV 的主要参数如表1所示。

为了验证本文所设计的 ILADRC 性能,与文献[28]

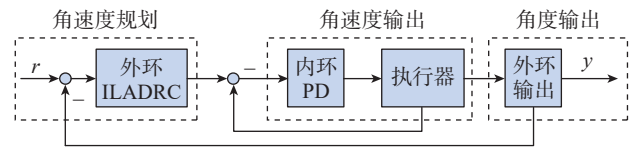


图4 Dual-loop attitude control model

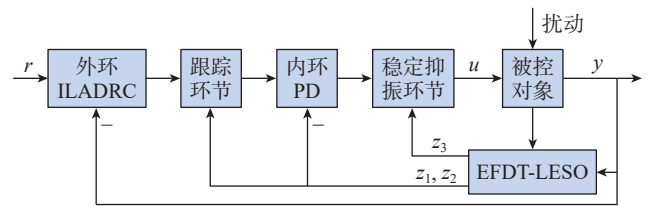


图5 Attitude controller structure for QUAVs

提出的改进 ADRC 方法进行对比。为了更好描述控制器的抗扰动性能,设计其量化评价指标,如式(31)所示。

$$Q_i = \int_0^t |e_i| dt \quad (31)$$

式中, Q_i 为在 i 方向上的跟踪误差累积。设置仿真中

$$u_\phi = \cos 1.5t, u_\theta = \sin 1.5t, u_\psi = \begin{cases} 10 & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ 0 & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases}, T \text{ 为方波的}$$

周期且 $T=4$ 。

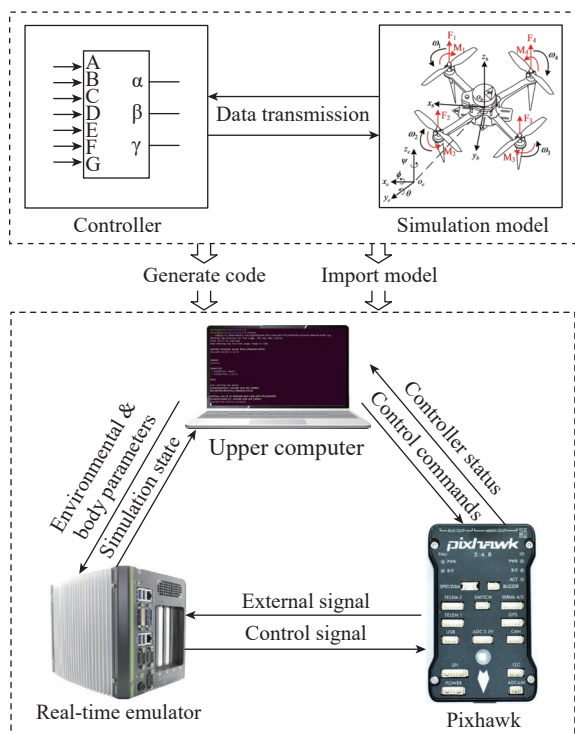


图 6 半物理仿真系统结构

Fig.6 Structure of the semi-physical simulation system

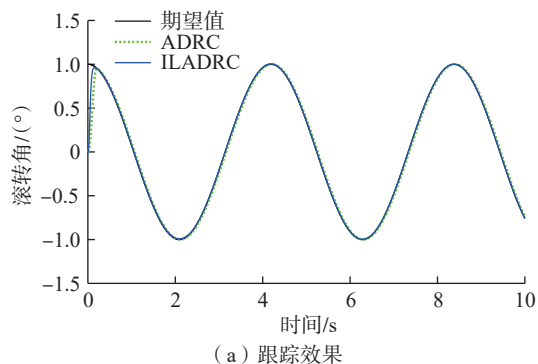
表 1 仿真中 QUAV 参数

Table 1 QUAV parameters in simulation

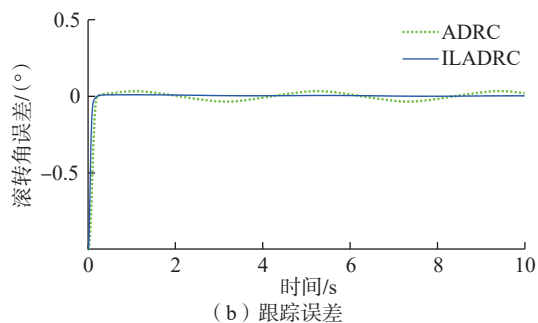
物理量	数值
m/kg	0.65
l/m	0.32
$K_t/(\text{N}/\text{rad}^2)$	3.1×10^{-5}
$K_{\text{Tor}}/(\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}^2)$	7.5×10^{-7}
$I_x/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	7.5×10^{-3}
$I_y/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	7.5×10^{-3}
$I_z/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.3×10^{-2}
f_{Dx}	0.1
f_{Dy}	0.1
f_{Dz}	0.15

4.2 仿真结果分析

仿真 1 是无扰动条件下的 QUAV 姿态跟踪仿真,其主要目的是验证本文提出方法对期望信号的跟踪性能,仿真结果如图 7~9 所示。



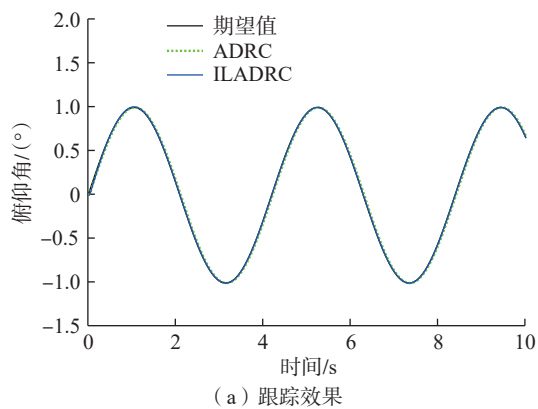
(a) 跟踪效果



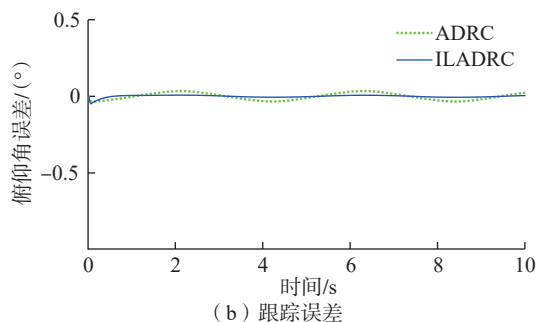
(b) 跟踪误差

图 7 无扰动条件下的滚转角跟踪结果

Fig.7 Roll angle tracking results without disturbance



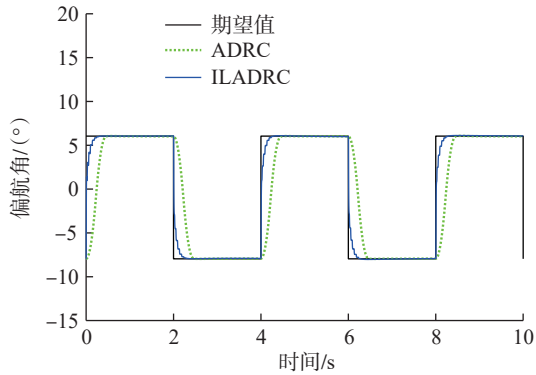
(a) 跟踪效果



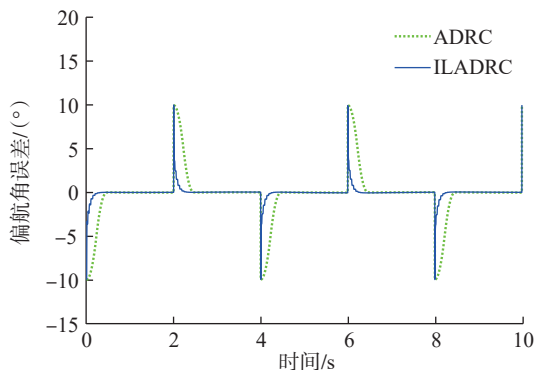
(b) 跟踪误差

图 8 无扰动条件下的俯仰角跟踪结果

Fig.8 Pitch angle tracking results without disturbance



(a) 跟踪效果



(b) 跟踪误差

图9 无扰动条件下的偏航角跟踪结果

Fig.9 Yaw angle tracking results without disturbance

根据图 7~9 的数据分析, ILADRC 展现出了更快的响应速度, 并且能够持续保持这种优势。对于 3 种不同的期望信号, ILADRC 分别在 0.319 s、0.532 s 和 0.3 s 内达到稳定的跟踪状态, 显示出其优异的实时性能。在角度跟踪方面, ILADRC 不仅表现出更小的波动范围, 而且其跟踪误差更小。ILADRC 在整个跟踪过程中累积产生的误差仅相当于 ADRC 的约 16.9%; 具体到滚转、俯仰及偏航这 3 个姿态角上, ILADRC 相较于 ADRC 的跟踪误差则分别为后者的约 33.9%、25.9% 和 16.3% (表 2)。综上所述, ILADRC 不仅能够面对周期性信号时实现高精度的跟随, 同时也能对含有显著跳跃特征的信号做出快速而有效的反应, 具有强大的信号跟踪能力。

仿真 2 是突发白噪声干扰条件下的 QUAUV 姿态跟踪仿真, 其主要目的是验证 ILADRC 在突发外界干扰下的性能。在第 4.5 s 引入图 10 所示的白噪声作为外界突发, 仿真结果如图 11~13 所示。

根据图 11~13 所示的数据分析, ILADRC 算法在面对突发扰动时表现出更强的稳定性。对于 3 种不同期望角度下由外部干扰引发的最大偏差值, ADRC 分别为 0.242°、0.196° 和 0.702°; 与之相比, ILADRC 在同一条件下的最大偏差仅为 0.077°、0.075° 及 0.292°。这一结果表明, ILADRC 不仅能够快速准确地评估并补偿外部干扰

的影响, 而且当干扰消失后也能迅速恢复对目标信号的稳定跟踪, 从而证实了该方法在抑制突发性干扰方面的有效性及其优秀的抗干扰特性。从表 3 可以看出, 在总跟踪累积误差方面, ILADRC 比 ADRC 低约 82.95%; 而在滚转、俯仰以及偏航 3 个姿态角上, ILADRC 相对于

表 2 无扰动下的跟踪误差累积

Table 2 Cumulative error without disturbance (°)

项目	Q_ϕ	Q_θ	Q_ψ	$\sum Q_i$
ILADRC	0.105	0.052	1.861	2.018
ADRC	0.310	0.201	11.422	11.933

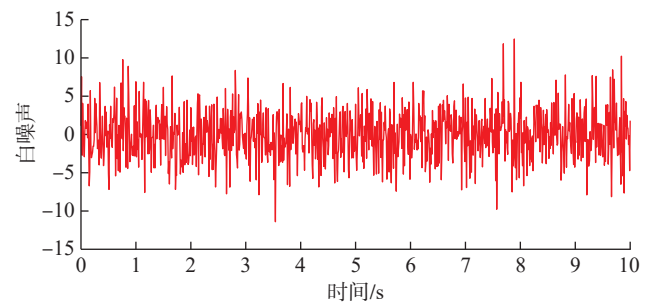
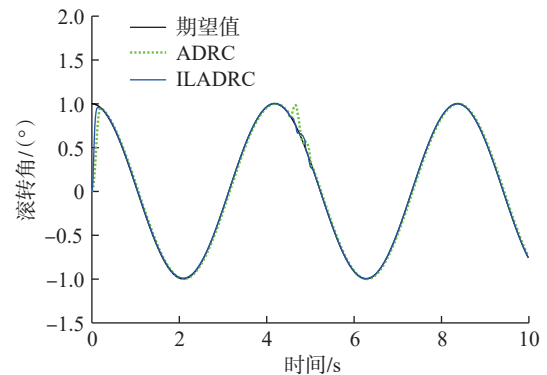
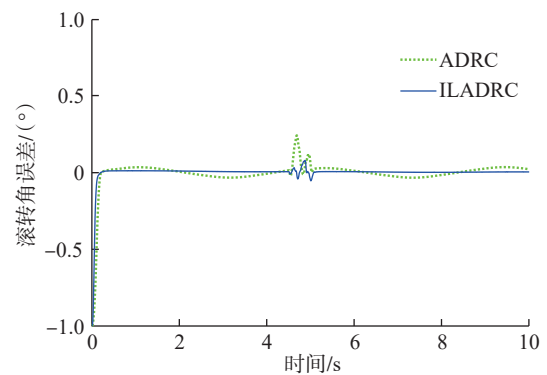


图 10 仿真中添加的白噪声

Fig.10 White noise added in simulation



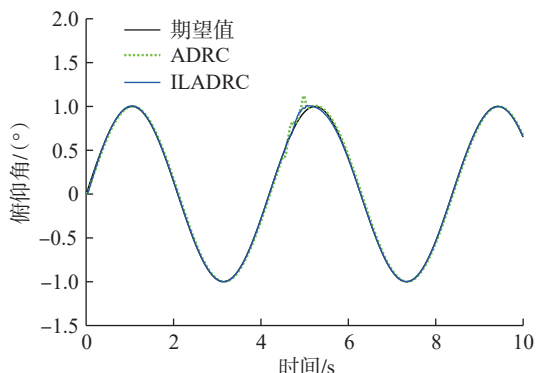
(a) 跟踪效果



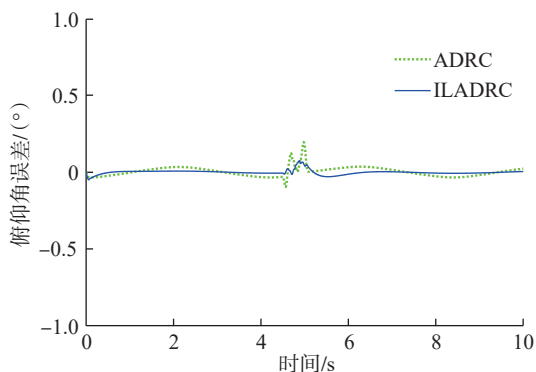
(b) 跟踪误差

图 11 突发扰动下的滚转角跟踪结果

Fig.11 Roll angle tracking results for sudden disturbance



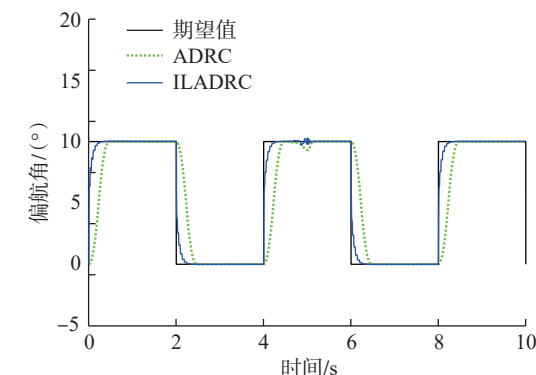
(a) 跟踪效果



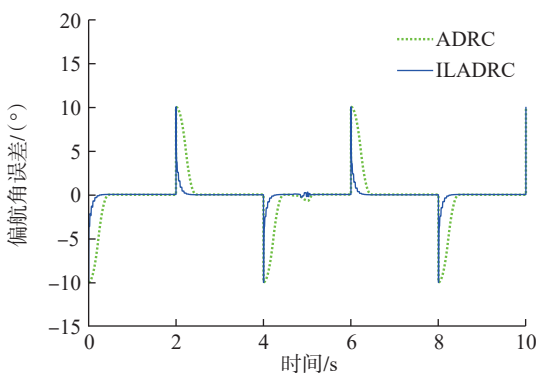
(b) 跟踪误差

图 12 突发扰动下的俯仰角跟踪结果

Fig.12 Pitch angle tracking results for sudden disturbance



(a) 跟踪效果



(b) 跟踪误差

图 13 突发扰动下的偏航角跟踪结果

Fig.13 Yaw angle tracking results for sudden disturbance

ADRC 而言,其跟踪精度分别提高了约 66.37%、64.29% 与 83.82%。仿真 2 的结果表明, ILADRC 具有较强的抵抗突发性外界干扰能力。

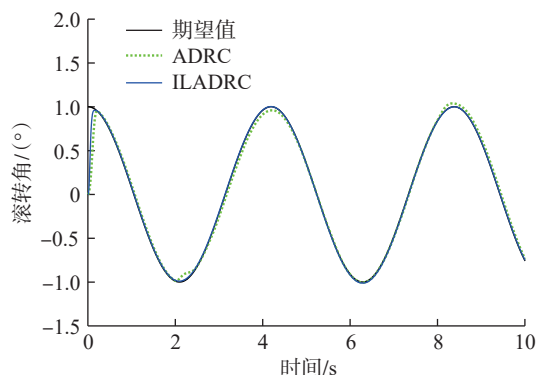
仿真 3 是自然不规则风干扰下的 QUAV 姿态跟踪,其主要目的是验证 ILADRC 在外界不规则风干扰下的性能,将风干扰模型^[29]加入到 QUAV 姿态控制系统中,仿真结果如图 14~16 所示。

从图 14~16 可以看出,尽管 ILADRC 在持续风干扰下的角度跟踪波动幅度稍有上升,但增加幅度在可接受范围之内。此外在每一周期内的稳定时间基本一致,控制输出整体上呈现出较为平滑且稳定的特性。由表 4 可得, ILADRC 的总跟踪累积误差大约只有 ADRC 的 16.5%;具体到滚转、俯仰及偏航 3 个姿态角, ILADRC 的跟踪误差分别约为 ADRC 的 40.0%、29.5% 以及 15.5%。综合分析表 2~4 的信息可以得出,即使在面对连续性干

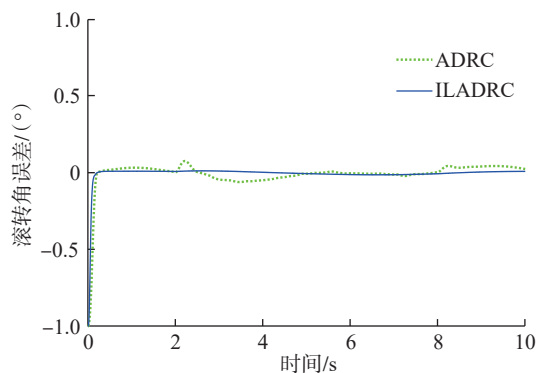
表 3 突发扰动下跟踪误差累积

Table 3 Cumulative error under sudden disturbance (°)

项目	Q_ϕ	Q_θ	Q_ψ	$\sum Q_i$
ILADRC	0.114	0.085	1.876	2.075
ADRC	0.339	0.238	11.593	12.170



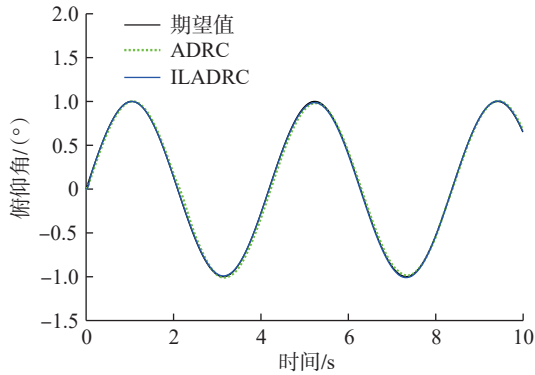
(a) 跟踪效果



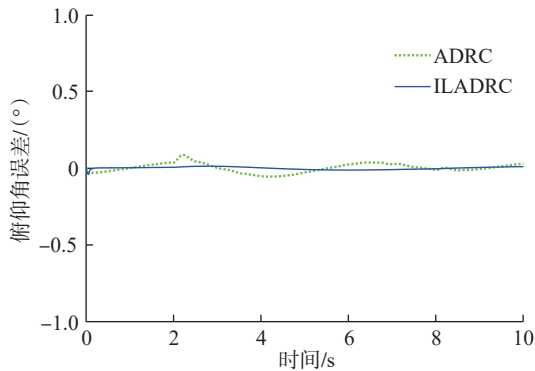
(b) 跟踪误差

图 14 自然不规则风干扰下的滚转角跟踪结果

Fig.14 Angle tracking results for natural irregular wind disturbances



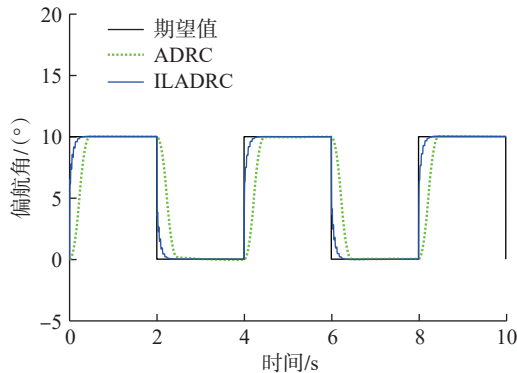
(a) 跟踪效果



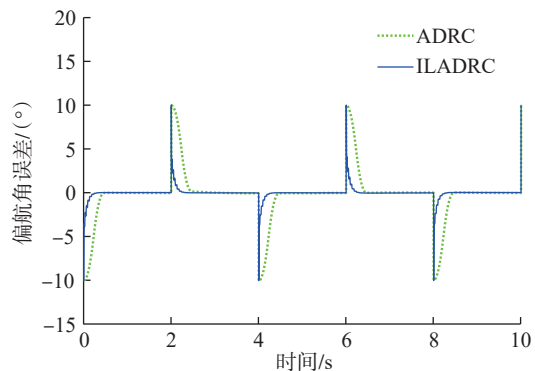
(b) 跟踪误差

图 15 自然不规则风干扰下的俯仰角跟踪结果

Fig.15 Pitch angle tracking results for natural irregular wind disturbances



(a) 跟踪效果



(b) 跟踪误差

图 16 自然不规则风干扰下的偏航角跟踪结果

Fig.16 Yaw angle tracking results for natural irregular wind disturbances

表 4 自然不规则风干扰下的跟踪误差累积

Table 4 Cumulative error under natural irregular wind disturbances

项目	Q_ϕ	Q_θ	Q_ψ	$\sum Q_i$
ILADRC	0.138	0.071	1.806	2.014
ADRC	0.346	0.240	11.633	12.218

扰时,本文提出的方法也能够有效地维持信号稳定性,实现对目标信号的有效追踪。

5 结论

针对在模型不确定性和未知外界扰动下 QUAV 姿态控制问题,提出一种基于 EFDT-LESO 的串级 ILADRC 姿态控制器,得到结论如下。

(1) EFDT-LESO 可在不增加控制器参数的基础上有效估计外界随机干扰,实现对干扰的快速抑制。

(2) 串级控制策略可有效降低系统发生不稳定状况的可能性,并有助于实现对预期信号更为迅速且平稳的追踪。

(3) 仿真结果表明,本文设计的 ILADRC 姿态角跟踪误差不到 ADRC 的 20%,具有较高精度和稳定性,满足 QUAV 姿态控制的要求。

参考文献

[1] SINGHA A, RAY A K, GOVIL M C. Adaptive neural network based quadrotor UAV formation control under external disturbances[J]. Aerospace Science and Technology, 2024, 155: 109601.

[2] SONUGÜR G. A review of quadrotor UAV: Control and SLAM methodologies ranging from conventional to innovative approaches[J]. Robotics and Autonomous Systems, 2023, 161: 104342.

[3] KREPS S, LUSHENKO P. Drones in modern war: Evolutionary, revolutionary, or both[J]. Defense & Security Analysis, 2023, 39(2): 271–274.

[4] 冯立杰, 邓坤鹏, 张虎翼. 基于双闭环模糊PID四旋翼无人机姿态控制[J]. 计算机仿真, 2024, 41(8): 19–24, 373.

FENG Lijie, DENG Kunpeng, ZHANG Huyi. Attitude control of UAV based on double closed loop fuzzy PID[J]. Computer Simulation, 2024, 41(8): 19–24, 373.

[5] LIN J, MIAO Z Q, WANG Y N, et al. Error-state LQR geofencing tracking control for underactuated quadrotor systems[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2024, 29(2): 1146–1157.

[6] 祝文星, 王立辉, 田栢苓. 基于有限时间观测器的四旋翼无人机积分滑模控制方法[J]. 中国惯性技术学报, 2023, 31(12): 1244–1253.

ZHU Wenxing, WANG Lihui, TIAN Bailing. Integral sliding mode control method for quadrotor unmanned aerial vehicle based on finite-time observer[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2023, 31(12): 1244–1253.

[7] 张珑耀, 贾云飞, 陶灿辉. 基于反馈线性化的水下飞行器最优控制算法研究[J]. 战术导弹技术, 2023(4): 103–108.

ZHANG Longyao, JIA Yunfei, TAO Canhui. Feedback-linearization-based LQR optimal control algorithm for underwater vehicle[J]. Tactical Missile Technology, 2023(4): 103–108.

[8] CHEN X Y, FAN Y S, WANG G F, et al. Fuzzy adaptive backstepping trajectory tracking control of quadrotor suspension system with input saturation[J]. International Journal of Fuzzy Systems, 2024, 26(4): 1120–1132.

[9] 李永福, 文跃洲, 黄龙旺. 基于改进扩展状态观测器的四旋翼无人机轨迹鲁棒跟踪控制[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(4): 129–139.

LI Yongfu, WEN Yuezhou, HUANG Longwang. Robust trajectory tracking control of quadrotor UAV based on the improved extended state observer[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(4): 129–139.

[10] 王伟, 吴昊, 刘鸿勋, 等. 基于深度强化学习的无人机姿态控制器设计[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(34): 14888–14895.

WANG Wei, WU Hao, LIU Hongxun, et al. An attitude controller for quadrotor drone using RM-DDPG[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(34): 14888–14895.

[11] KRAMAR V, KRAMAR O, KABANOV A, et al. Neural network method of controlling self-collisions of multilink manipulators based on the solution of the classification problem[J]. Applied Sciences, 2023, 13(24): 13240.

[12] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900–906.

[13] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19–23.

HAN Jingqing. Auto-disturbances-rejection controller and its applications[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19–23.

[14] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference. Piscataway, NJ: IEEE, 2003: 4989–4996.

[15] 刘勇, 杨浩, 盘宏斌, 等. 基于改进线性自抗扰的四旋翼无人机姿态控制[J]. 电光与控制, 2023, 30(7): 8–14, 20.

LIU Yong, YANG Hao, PAN Hongbin, et al. Attitude control of quadrotor UAV based on improved linear active disturbance rejection control[J]. Electronics Optics & Control, 2023, 30(7): 8–14, 20.

[16] 杨文奇, 卢建华, 姜旭, 等. 基于改进ESO的四旋翼姿态自抗扰控制器设计[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(12): 3792–3799.

YANG Wenqi, LU Jianhua, JIANG Xu, et al. Design of quadrotor attitude active disturbance rejection controller based on improved ESO[J]. Systems Engineering and Electronics, 2022, 44(12): 3792–3799.

[17] 周涛, 陈菲. 四旋翼飞行器速度自抗扰控制[J]. 电光与控制, 2022, 29(2): 87.

ZHOU Tao, CHEN Fei. Quadrotor aircraft speed control based on active disturbance rejection control[J]. Electronics Optics & Control, 2022, 29(2): 87.

[18] CHEN W H, YANG J, GUO L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods—An overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083–1095.

[19] 石上瑶, 刘家豪, 石萱, 等. 基于无差扰动跟踪状态观测器的自抗扰控制技术[J]. 火力与指挥控制, 2023, 48(7): 7–12, 22.

SHI Shangyao, LIU Jiahao, SHI Xuan, et al. Research on active disturbance rejection control technology based on indifference disturbance tracking state observer[J]. Fire Control & Command Control, 2023, 48(7): 7–12, 22.

[20] 唐亮, 刘响响. 基于SSA-MPC-SMC的四旋翼无人机轨迹跟踪[J]. 弹道学报, 2024, 36(3): 49–57.

TANG Liang, LIU Xiangxiang. Trajectory tracking of quad-rotor UAV based on SSA-MPC-SMC[J]. Journal of Ballistics, 2024, 36(3): 49–57.

[21] 刘通. 四旋翼无人机分数阶PID控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.

LIU Tong. Fractional order PID control for a quadrotor UAV[D]. Wuhan: Wuhan University of Science and Technology, 2021.

[22] 李婉如, 张和洪, 王鹏, 等. 高空舱进气环境压力模拟新型自抗扰控制[J]. 推进技术, 2024, 45(8): 251–261.

LI Wanru, ZHANG Hehong, WANG Peng, et al. New active disturbance rejection control for high-altitude cabin intake environmental pressure simulation system[J]. Journal of Propulsion Technology, 2024, 45(8): 251–261.

[23] 邵星灵, 王宏伦. 线性扩张状态观测器及其高阶形式的性能分析[J]. 控制与决策, 2015, 30(5): 815–822.

SHAO Xingling, WANG Honglun. Performance analysis on linear extended state observer and its extension case with higher extended order[J]. Control and Decision, 2015, 30(5): 815–822.

[24] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.

HAN Jingqing. Active disturbance rejection control technique[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008.

[25] KHANAPURI E, CHINTALAPATI T, SHARMA R, et al. Learning based longitudinal vehicle platooning threat detection, identification and mitigation[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2023, 8(1): 290–300.

[26] 常哲, 陈鹏云, 李佳成, 等. 基于串级线性自抗扰的四旋翼姿态控制方法[J]. 遥测遥控, 2024, 45(1): 38–46.

CHANG Zhe, CHEN Pengyun, LI Jiacheng, et al. Quadrotor attitude control method based on cascade LADRC[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2024, 45(1): 38–46.

[27] LEVANT A. Robust exact differentiation via sliding mode technique[J]. Automatica, 1998, 34(3): 379–384.

[28] WANG C Y, XIA Y Q, KONG X Y, et al. Attitude control of underactuated quadrotor UAV based on improved ADRC[C]//2023 2nd Conference on Fully Actuated System Theory and Applications (CFASTA). Piscataway, NJ: IEEE, 2023: 699–704.

[29] CHEN P Y, ZHANG G B, LI J C, et al. Path-following control of small fixed-wing UAVs under wind disturbance[J]. Drones, 2023, 7(4): 253.

通信作者: 陈鹏云, 副教授, 博士, 研究方向为无人系统技术、数字孪生技术等。

(责编 阳光)