

引用:郝传敏,曹腾,郭宝弟,等.无人直升机的预定义时间跟踪控制:一种基于时变增益扰动观测器的方法[J].聊城大学学报(自然科学版),2026,39(3):317-327.

Citation:HAO Chuanmin, CAO Teng, GUO Baodi, WANG Yujie, YANG Shaohua. Predefined-time tracking control of unmanned helicopter: a time-varying gain disturbance observer-based approach[J]. Journal of Liaocheng University (National Science Edition), 2026, 39(3): 317-327.

文章编号 1672-6634(2026)03-0317-11

DOI 10.19728/j.issn1672-6634.2025120005

无人直升机的预定义时间跟踪控制: 一种基于时变增益扰动观测器的方法

郝传敏¹,曹腾¹,郭宝弟¹,王玉洁¹,杨少华²

(1.曲阜师范大学 网络空间安全学院,山东 曲阜 273165;2.曲阜师范大学 工学院,山东 曲阜 273165)

摘要 针对时变扰动环境下无人直升机的轨迹跟踪问题,提出了一种预定义时间跟踪控制方案。旨在突破现有有限时间(Finite-Time)控制对初始状态的依赖性以及固定时间(Fixed-Time)控制收敛时间上界估计保守的局限,引入预定义时间理论,实现了仅需单一控制参数即可精准预设系统收敛时间的目标,且无需复杂的参数整定。首先,构建无人直升机非线性动力学模型,并设计时变增益扰动观测器以对未知时变扰动进行估计。其次,基于观测补偿机制,提出一种基于滑模的预定义时间控制器,确保直升机姿态与高度在预设的时间窗口内严格收敛至期望轨迹,该过程完全独立于系统初始状态。基于 Lyapunov 稳定性理论的严格分析证实了闭环系统的预定义时间收敛特性。最后,对比仿真实验表明,该策略在收敛时间的可控性、跟踪误差抑制及稳态鲁棒性方面均显著优于现有控制方法。

关键词 无人直升机;扰动观测器;预定义时间控制;滑模控制;跟踪控制

中图分类号 V275.1;V249.1

文献标志码 A

开放科学(资源服务)标识码(OSID)



Predefined-time tracking control of unmanned helicopter: a time-varying gain disturbance observer-based approach

HAO Chuanmin¹, CAO Teng¹, GUO Baodi¹, WANG Yujie¹, YANG Shaohua²

(1. School of Cyber Science and Engineering, Qufu Normal University, Qufu, Shandong 273165, China;

2 School of Engineering, Qufu Normal University, Qufu, Shandong 273165, China)

Abstract This paper proposes a predefined-time tracking control scheme to address the trajectory tracking problem of unmanned helicopters subject to time-varying disturbances. To overcome the dependence of finite-time control on initial states and the conservatism of fixed-time control in estimating the convergence time upper bound, the predefined-time theory is introduced. This approach enables the precise presetting of the system convergence time using a single control parameter, eliminating the need for complex parameter tuning. First, a nonlinear dynamic model of the unmanned helicopter is established, and a time-varying

收稿日期:2025-12-05

基金项目:国家自然科学基金项目(62303264);山东省自然科学基金项目(ZR2022QF021)资助

通信作者:曹腾,男,汉族,博士,讲师,研究方向:机器人控制、人工智能,E-mail:caoteng@qfnu.edu.cn.

gain disturbance observer is designed to estimate unknown time-varying disturbances. Second, utilizing a disturbance compensation mechanism, a sliding mode-based predefined-time controller is developed to ensure that the helicopter's attitude and altitude strictly converge to the desired trajectory within a preset time window, independent of the initial system states. Rigorous analysis based on Lyapunov stability theory verifies the predefined-time convergence characteristics of the closed-loop system. Finally, comparative simulation experiments demonstrate that the proposed strategy offers superior performance over existing methods in terms of convergence time controllability, tracking error suppression, and steady-state robustness.

Keywords unmanned helicopter; disturbance observer; predefined-time control; sliding mode control; tracking control

0 引言

无人直升机凭借其垂直起降、悬停及低速机动的独特能力,在军事侦察、灾害救援、农作物防护、电力巡检和城市环境监测等低空飞行场景中具有广阔的应用前景^[1]。然而,无人直升机是典型的欠驱动、强耦合非线性系统,难以建立精确的数学模型^[2]。在实际飞行中,尤其是复杂低空环境下,系统存在模型不确定性,且易受大气湍流和阵风等影响,严重威胁跟踪精度和鲁棒稳定性^[3]。无人直升机稳定飞行的核心要求是实现姿态和高度的精确稳定跟踪控制,因此设计高性能轨迹跟踪控制系统仍是一项具有挑战性的任务。

为应对无人直升机在复杂环境下的高精度轨迹跟踪挑战,研究人员已探索了多种先进控制策略。虽然传统的比例-积分-微分(PID)控制因结构简单在工程中应用广泛,如文献[4]通过模型参考自适应技术提升了PID在水下机器人小角度转向中的适应性,但在面对强耦合与强非线性系统时仍显力不从心。为克服这一局限,滑模控制(SMC)因其卓越的抗扰能力而备受关注。文献[5]针对受多源干扰和执行器故障影响的无人直升机,提出了一种全回路连续非奇异终端滑模控制方法,通过高阶滑模观测器估计集总干扰,并构造复合控制器在保证控制量连续性的前提下实现了跟踪误差的有限时间镇定。文献[6]进一步引入自适应超螺旋算法,在二自由度直升机容错控制中实现了有限时间收敛与抖振抑制的平衡。

此外,针对模型不确定性与复杂工况,智能与自适应控制策略也取得了长足进展。文献[7]利用卷积神经网络补偿纳米直升机的未知动态特性,但该方法通常依赖大量训练数据,泛化能力受限。针对高动态的过渡模态飞行,文献[8]提出了一种基于自适应滤波增量非线性动态逆(AFINDI)的鲁棒控制架构,有效补偿了模型不确定性并实现了多操纵模式的平滑切换。在容错控制方面,文献[9]针对舰载无人机着舰场景,设计了一种基于扰动观测器的预设性能控制方案,结合固定时间观测器与预设性能技术,确保了系统在故障下仍能独立于初始条件快速收敛。尽管文献[10]在水面船协同控制中实现了收敛时间独立于初始状态的固定时间控制,但直接将其迁移至欠驱动、强耦合的无人直升机系统仍存在适配性难题。总体而言,现有方法虽在鲁棒性或适应性上各有建树,但在同时满足强非线性、多源扰动及严格时间约束的高性能控制需求方面,仍有待进一步突破。

在处理系统不确定性与外部扰动方面,基于观测器的控制策略已成为提升系统鲁棒性的关键手段。文献[11]与文献[12]分别针对水面船舶和PMSM系统设计了固定时间和有限时间扰动观测器,显著提升了抗扰性能,但未充分考虑无人直升机复杂的动力学耦合特性。在容错领域,文献[13]与文献[14]分别结合线性扩张状态观测器(LESO)与非线性故障观测器,解决了四旋翼飞行器在风扰及执行器故障下的控制问题,但上述方法多局限于渐近收敛或未对收敛时间进行显式约束。文献[15-16]虽在机械臂最优跟踪控制中引入了全状态约束,但在收敛时间的可控性上仍有提升空间。

对于有着严格时效性要求的飞行任务,收敛时间的确定性至关重要。尽管文献[17]有限时间控制保证了系统收敛,但其收敛时间函数与系统初始状态高度耦合,导致大误差下收敛时间显著延长。文献[18]固定时间控制虽然解决了初值依赖问题,确立了收敛时间的上界,但该上界通常由控制器参数以复杂的非线性形式决定,导致估计结果往往过于保守,难以满足工程上对时间窗口的精确规划需求。相比之下,预定义时间

控制(Predefined-Time Control)展现出更具优势的工程实用价值。该方法允许操作者根据战术需求(如协同打击、定点悬停等)直接且显式地设定收敛时间参数。这种特性彻底解耦了收敛时间与系统初始状态及其他控制增益的关系,不仅简化了参数整定过程,更为复杂动态环境下的高精度、强时效控制任务提供了严格的时间确定性保障。

基于上述分析,本文提出一种基于时变增益扰动观测器的预定义时间控制方案。首先构建无人直升机二阶系统数学模型,设计时变增益扰动观测器估计外部扰动导致的效率损失。利用观测器的估计值,结合滑模控制设计预定义时间控制器,确保姿态和高度在预定时间内收敛到期望轨迹,证明非线性系统输出能在预定义时间内跟踪期望指令信号。最后通过数值仿真验证所提控制方案的有效性和可行性。本文的主要贡献如下:(1)提出了一种基于滑模理论的预定义时间跟踪控制策略,从本质上解决了现有时间控制方法在收敛时间整定上的不确定性问题。针对有限时间控制^[17]收敛时间与系统初始状态高度耦合,以及固定时间控制^[18]收敛时间上界估计过于保守且参数调节复杂的局限,本文引入预定义时间稳定性理论,建立了一种收敛时间可显式参数化整定的控制框架。该策略解耦了收敛时间与初始条件的依赖关系,确保无人直升机姿态与高度在用户设定的物理时间窗口内严格收敛。(2)与传统非线性扩张状态观测器^[19],本文提出的观测器稳定性证明更简洁直观,设计的分段时变增益函数能够实现动态增益调节,既保证了初始阶段对扰动的快速响应,又避免了高增益在稳态阶段可能引发的振荡问题。

1 无人直升机姿态和高度系统模型

1.1 无人直升机动力学模型

为分析直升机的运动学和动力学特性,需建立两个参考坐标系。惯性坐标系 $\Gamma_e = \{O_e, \vec{x}_e, \vec{y}_e, \vec{z}_e\}$, 其中 O_e 位于水平面任意位置。机体坐标系 $\Gamma_b = \{O_b, \vec{x}_b, \vec{y}_b, \vec{z}_b\}$, 其中 O_b 位于直升机质心处。考虑平移动力学和姿态动力学的影响,直升机系统的非线性方程可表示为^[20]

$$\begin{cases} \dot{\varphi} = p + (r \cos \varphi + q \sin \varphi) \tan \theta, \\ \dot{\theta} = q \cos \theta - r \sin \theta, \\ \dot{\psi} = (r \cos \varphi + q \sin \varphi) / \cos \theta, \\ \dot{z} = v, \\ I_x \dot{p} = qr(I_x - I_z) + \Sigma_1 + d_x, \\ I_y \dot{q} = pr(I_z - I_x) + \Sigma_2 + d_y, \\ I_z \dot{r} = pq(I_y - I_x) + \Sigma_3 + d_z, \\ m \dot{v} = T_{mr} \cos \varphi \cos \theta - mg + d_T, \end{cases} \quad (1)$$

式中, $\boldsymbol{\eta} = [\varphi \ \theta \ \psi]^T$ 表示欧拉角, z 表示垂直飞行高度, $\boldsymbol{\Omega} = [p \ q \ r]^T$ 表示角速度, v 表示垂直速度, $\boldsymbol{J} = \text{diag}\{I_x, I_y, I_z\}$ 表示惯性矩阵, $\Sigma_1, \Sigma_2, \Sigma_3$ 分别表示作用于无人直升机 x, y, z 轴的总控制力矩, T_{mr} 为主旋翼产生的推力, d_x, d_y, d_z, d_T 表示未知外部扰动, m 质量, g 重力加速度。

定义状态变量 $\mathbf{x}_1 = [\varphi \ \theta \ \psi \ z]^T, \mathbf{x}_2 = [p \ q \ r \ v]^T, \mathbf{y}$ 为无人直升机姿态和高度系统的输出, $\mathbf{u} = [\Sigma_1 \ \Sigma_2 \ \Sigma_3 \ T_{mr}]^T$ 表示控制输入。姿态变换矩阵和综合扰动值表示为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \varphi \tan \theta & \cos \varphi \tan \theta \\ 0 & \cos \varphi & -\sin \varphi \\ 0 & \sin \varphi / \cos \theta & \cos \varphi / \cos \theta \end{bmatrix}, \mathbf{d} = \begin{bmatrix} d_x / I_x \\ d_y / I_y \\ d_z / I_z \\ d_T / m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2 \text{ 和 } \mathbf{F} \text{ 可表示为 } \mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix}, \mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{J}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{\cos \varphi \cos \theta}{m} \end{bmatrix}, \mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\mathbf{J}^{-1} \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{J} \boldsymbol{\Omega} \\ -g \end{bmatrix}。$$

包含姿态和垂直飞行高度的相对运动学和动力学方程描述为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{G}_1 \mathbf{x}_2, \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{F} + \mathbf{G}_2 \mathbf{u} + \mathbf{d}, \\ \mathbf{y} = \mathbf{x}_1. \end{cases} \quad (2)$$

1.2 控制目标

针对存在时变外部扰动的无人直升机姿态和高度控制系统,设计时变增益扰动观测器重构系统综合扰动值,设计预定义时间控制器,使系统姿态和高度在预定义时间内精确跟踪期望指令信号。无人直升机控制框图如图1所示。

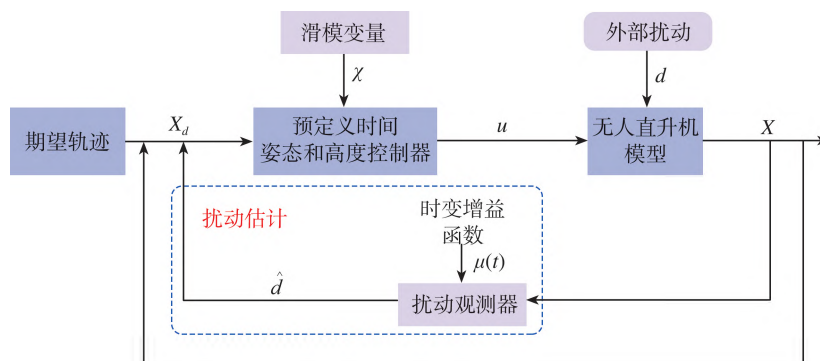


图1 无人直升机控制框图

Fig.1 Control Block Diagram of Unmanned Helicopter

假设1:未知 d 及其一阶导数 $\dot{d}$ 均有界,即存在正常数 η_1 和 η_2 ,使得 $\|d\| \leq \eta_1$, $\|\dot{d}\| \leq \eta_2$ 成立。

假设2:由于无人直升机特殊的旋翼结构,其姿态角变化范围在合理区间内,且参考轨迹 x_d 及其各阶导数均有界。

2 观测器设计

无人直升机的非线性动力学可进一步描述为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{G}_1 \mathbf{x}_2, \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{F} + \mathbf{G}_2 \mathbf{u} + \mathbf{d}, \\ \dot{\mathbf{d}} = \mathbf{\kappa}, \end{cases} \quad (3)$$

根据假设1,可得 $\mathbf{\kappa}$ 有界,即 $\|\mathbf{\kappa}\| \leq \eta_2$ 。

基于式(3),构造观测器如下

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_1 = \mathbf{G}_1 \hat{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{m}_1 \mu(t) \tilde{\mathbf{x}}_1, \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}}_2 = \mathbf{F} + \mathbf{G}_2 \mathbf{u} + \hat{\mathbf{d}} + \mathbf{m}_2 \mu^2(t) \tilde{\mathbf{x}}_1, \\ \dot{\hat{\mathbf{d}}} = \mathbf{m}_3 \mu^3(t) \tilde{\mathbf{x}}_1, \end{cases} \quad (4)$$

式中, $\mathbf{m}_1 = \text{diag}(m_{11}, m_{12}, m_{13}, m_{14})$, $\mathbf{m}_2 = \text{diag}(m_{21}, m_{22}, m_{23}, m_{24})$, $\mathbf{m}_3 = \text{diag}(m_{31}, m_{32}, m_{33}, m_{34})$, m_{ij} ($i=1,2,3; j=1,2,3,4$) 为可设计的常数。 $\hat{\mathbf{x}}_1$ 、 $\hat{\mathbf{x}}_2$ 和 $\hat{\mathbf{d}}$ 分别为 $\mathbf{x}_1$ 、 $\mathbf{x}_2$ 和 $\mathbf{d}$ 的估计值,对应的估计误差定义为: $\tilde{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1$, $\tilde{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{x}_2 - \hat{\mathbf{x}}_2$, $\tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{d} - \hat{\mathbf{d}}$ 。 $\mu(t)$ 为时变增益,定义为

$$\mu(t) = \begin{cases} \mu_0, & t \geq c^{-1} \frac{\ln \mu_0}{\ln(1+c)}, \\ (1+c)^{ct}, & 0 \leq t \leq c^{-1} \frac{\ln \mu_0}{\ln(1+c)}, \end{cases} \quad (5)$$

式中, μ_0 和 c 为正常数。

值得注意的是,尽管 $\mu(t)$ 为分段函数,但在切换时刻 $t_0 = c^{-1} \ln \mu_0 / \ln(1+c)$ 处, $\lim_{t \rightarrow t_0} (1+c)^{ct} = \mu_0$ 保证增益函数的连续性,从而避免了观测器状态的跳变,确保了控制系统的平滑运行。

结合式(3)、(4),可推导出

$$\dot{\tilde{x}}_1 = G_1 \tilde{x}_2 - m_1 \mu(t) \tilde{x}_1, \dot{\tilde{x}}_2 = \tilde{d} - m_2 \mu^2(t) \tilde{x}_1, \dot{\tilde{d}} = \kappa - m_3 \mu^3(t) \tilde{x}_1. \quad (6)$$

为便于分析,引入新的辅助变量 $\alpha_i (i=1,2,3)$

$$\alpha_1 = \mu^2(t) \tilde{x}_1, \alpha_2 = \mu(t) \tilde{x}_2, \alpha_3 = \tilde{d}. \quad (7)$$

因时变增益 $\mu(t)$ 分段定义,所以分时间区间分析。当 $t \geq c^{-1} \frac{\ln \mu_0}{\ln(1+c)}$ 时,此时 $\mu(t) = \mu_0$,辅助变量 $\alpha_i (i=1,2,3)$ 可表示为

$$\alpha_1 = \mu^2(0) \tilde{x}_1, \alpha_2 = \mu_0 \tilde{x}_2, \alpha_3 = \tilde{d}. \quad (8)$$

对 $\alpha_i (i=1,2,3)$ 求时间导数,结合式(6),可得

$$\dot{\alpha}_1 = \mu_0^2 \dot{\tilde{x}}_1 = -m_1 \mu_0 \alpha_1 + G_1 \mu_0 \alpha_2, \dot{\alpha}_2 = \mu_0 \dot{\tilde{x}}_2 = -m_2 \mu_0 \alpha_1 + \mu_0 \alpha_3, \dot{\alpha}_3 = \dot{\tilde{d}} = -m_3 \mu_0 \alpha_1 + \kappa. \quad (9)$$

定义 $\alpha = [\alpha_1^T, \alpha_2^T, \alpha_3^T]^T$, 可得

$$\dot{\alpha} = \mu_0 A_c \alpha + \beta_1 \alpha + \beta_2, \quad (10)$$

式中, $B_m = \mu_0 (g_1 - I_{4 \times 4})$, $I_{4 \times 4}$ 为单位矩阵,

$$A_c = \begin{bmatrix} -m_1 & I_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} \\ -m_2 & 0_{4 \times 4} & I_{4 \times 4} \\ -m_3 & 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} \end{bmatrix}, \beta_1 = \begin{bmatrix} 0_{4 \times 4} & B_m & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} \end{bmatrix}, \beta_2 = \begin{bmatrix} 0_{4 \times 1} \\ 0_{4 \times 1} \\ m \end{bmatrix}.$$

通过选择合适的参数 m_{ij} , 可保证 A_c 为 Hurwitz 矩阵,即存在正定矩阵 M_c 使得

$$A_c^T M_c + M_c A_c = -N_c, \quad (11)$$

式中, N_c 为正定矩阵。

选取 Lyapunov 函数

$$V_\alpha = \alpha^T M_c \alpha, \quad (12)$$

结合式(10),对 V_α 求得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\alpha &= \alpha^T M_c \dot{\alpha} + \dot{\alpha}^T M_c \alpha \\ &= \mu_0 \alpha^T (M_c A_c + A_c^T M_c) \alpha + 2 \alpha^T M_c \beta_1 \alpha + 2 \alpha^T M_c \beta_2 \\ &\leq -\mu_0 \alpha^T N_c \alpha + 2 C_1 \|\alpha\|^2 + \|\alpha\|^2 + C_2^2 \\ &\leq -\alpha^T (\mu_0 N_c - 2 C_1 I_I - I_I) \alpha + C_2^2 \\ &\leq -N_{N1} \alpha^T \alpha + C_2^2, \end{aligned} \quad (13)$$

式中 $\|M_c \beta_1\| \leq C_1$, $\|M_c \beta_2\| \leq C_2$ 。 $C_1, C_2 > 0$, $N_{N1} = \kappa \min(\mu_0 N_c - 2 C_1 I_I - I_I)$, 且 $I_I \in \mathbf{R}^{12 \times 12}$ 表示单位矩阵。

当 $0 \leq t \leq c^{-1} \frac{\ln \mu_0}{\ln(1+c)}$ 时,此时 $\mu(t) = (1+c)^{ct}$, 对 $\alpha_i (i=1,2,3)$ 求时间导数,结合式(6)、(7),可得

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_1 &= 2\mu(t) \dot{\mu}(t) \tilde{x}_1 + \mu^2(t) \dot{\tilde{x}}_1 \\ &= 2c\mu^2(t) \tilde{x}_1 + \mu^2(t) (g_1 \tilde{x}_2 - m_1 \mu(t) \tilde{x}_1) \\ &= -m_1 \mu(t) \alpha_1 + 2c \alpha_1 + \mu(t) g_1 \alpha_2, \\ \dot{\alpha}_2 &= \dot{\mu}(t) \tilde{x}_2 + \mu(t) \dot{\tilde{x}}_2 \\ &= c\mu(t) \tilde{x}_2 + \mu(t) (\tilde{d} - m_2 \mu^2(t) \tilde{x}_1) \\ &= -m_2 \mu(t) \alpha_1 + c \alpha_2 + \mu(t) \alpha_3, \\ \dot{\alpha}_3 &= \dot{\tilde{d}} = -m_3 \mu(t) \alpha_1 + \kappa. \end{aligned} \quad (14)$$

同理,将 $\alpha = [\alpha_1^T, \alpha_2^T, \alpha_3^T]^T$, 代入分析,可得

$$\dot{\alpha} = \mu(t)A_c\alpha + \beta_3\alpha + \beta_2, \quad (15)$$

式中

$$B_h = \mu(t)(g_1 - I_{4 \times 4}), \beta_3 = \begin{bmatrix} 2cI_{4 \times 4} & B_h & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & 2cI_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} \\ 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} & 0_{4 \times 4} \end{bmatrix}.$$

采用 Lyapunov 函数式(12),求其时间导数得

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= \mu(t)\alpha^T(M_c A_c + A_c^T M_c)\alpha + 2\alpha^T M_c \beta_3 \alpha + 2\alpha^T M_c \beta_2 \\ &\leq -\mu(t)\alpha^T N_c \alpha + 2C_3 \|\alpha\|^2 + \|\alpha\|^2 + C_2^2, \end{aligned} \quad (16)$$

式中, $\|M_c \beta_3\| \leq C_3, C_3 > 0$ 。

当 $t \in (0, \ln \mu_0 / (c \ln(1+c)))$ 时, $\mu(t) = (1+c)^{ct}$ 为指数函数形式。由于 $c > 0$ 恒成立, $\mu(t)$ 为单调递增函数,显然 $\mu(t) \in (1, \mu_n)$, 其中 $\mu_n = (1+c)^{\ln \mu_0 / (c \ln(1+c))}$ 。由此进一步推导得

$$-\mu(t)\alpha^T N_c \alpha \leq -\alpha^T N_c \alpha, \quad (17)$$

将式(17)代入式(16),可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &\leq -\alpha^T (N_c - 2C_3 I_I - I_I) \alpha + C_2^2 \\ &\leq -N_{N2} \alpha^T \alpha + C_2^2, \end{aligned} \quad (18)$$

式中, $N_{N2} = \kappa_{\min}(N_c - 2C_3 I_I - I_I)$ 。

综合式(13)和式(18)的结论,可得

$$\dot{V}_a \leq -N_{NM} \alpha^T \alpha + C_2^2, \quad (19)$$

式中, $N_{NM} = \max\{N_{N1}, N_{N2}\}$ 。

3 预定义时间控制器设计

引理 1^[21] 对于非线性自治系统 $\dot{x} = f(x, t)$, 若存在 Lyapunov 函数 $V(x): \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$, 满足 $V(0) = 0$, 且对所有 $x \neq 0$ 有 $V(x) > 0$, 并且

$$\dot{V}(x) \leq -\frac{1}{pT_c} \exp[V^p(x)] V^{1-p}(x), \quad \forall x \neq 0, \quad (20)$$

式中, $T_c > 0$ 是指定的时间常数, p 是满足 $0 < p < 1$ 的正常数。则该非线性系统是预定义时间稳定的, 指定的收敛时间为 T_c 。

对于存在外部扰动的无人直升机控制系统, 姿态和高度跟踪误差定义为 $e_1 = x_1 - x_d$ 和 $e_2 = \dot{x}_1 - \dot{x}_d$, 其中 x_d 是期望的姿态角跟踪指令信号。进而, 系统误差动态方程可表示为

$$\dot{e}_1 = \dot{G}_1 x_2 + G_1(F + G_2 u + d) - \ddot{x}_d, \quad (21)$$

选择一个辅助滑模变量

$$s = \chi + e_2, \chi = \frac{e_1}{2p_1 T_1} \exp(V_a^{p_1}) V_a^{-p_1}. \quad (22)$$

注: 引入辅助滑模变量 s [如式(22)所示] 不仅是为了实现系统的降维控制, 其核心意图在于构建一个预定义时间收敛流形。体而言, 变量 χ 被设计为虚拟控制律, 其特殊的非线性结构强制误差 e_1 在滑模运动阶段遵循预定义的动力学特性, 从而确保在时间 T_1 内收敛。同时, 滑模控制策略能够有效抑制扰动观测器残留的估计误差 $\tilde{d}$ 。通过设计控制器使系统状态在 T_2 时间内到达滑模面 $s = 0$, 最终实现了闭环系统在总时间 $T = T_1 + T_2$ 内的严格收敛, 且该过程独立于初始状态。

预定义时间参数的选取需满足约束条件 $0 < p_1 < 1$ 且 $T_1 > 0$ 。为分析系统的稳定性, 此处构造的 Lyapunov 函数 $V_a = \frac{1}{2} e_1^T e_1$ 。

基于引理1,预定义时间控制器设计如下

$$u = G_2^{-1}(-F - \hat{d} - k_s \text{sign}(s)) + G_2^{-1}G_1^{-1}\left(-\dot{G}_1x_2 + \ddot{x}_d - \dot{x} - \frac{s}{2p_2T_2}\exp(V_a^{p_2})V_a^{-p_2}\right), \quad (23)$$

式中, $0 < p_2 < 1$ 且 $T_2 > 0$ 是预设的预设时间参数。 $\hat{d}$ 是复合扰动的估计值,可通过时变增益扰动观测器式(4)得到。 k_s 是参数增益,其值满足 $k_s > \sqrt{|\eta|/|\psi|}$ 。为滑模面设计 Lyapunov 函数 V_b , 其形式为 $V_b = \frac{1}{2}s^T s$ 。

定理1 对于存在外部扰动和不确定性的无人直升机姿态控制系统(1),通过基于扰动观测器设计控制器,该姿态控制系统可在预设时间 $T = T_1 + T_2$ 内实现稳定,且系统的姿态角可在预设时间 T 内跟踪期望的姿态角指令。

证 对 Lyapunov 函数 V_b 求导,可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_b &= s^T(\dot{G}_1x_2 + G_1(F + G_2u + d) - \ddot{x}_d + \dot{x}) \\ &= s^T(\dot{G}_1x_2 + G_1(F + G_2(G_2^{-1}(-F - \hat{d} - k_s \text{sign}(s)) + G_2^{-1}G_1^{-1}(-\dot{G}_1x_2 + \ddot{x}_d - \dot{x} - \frac{s}{2p_2T_2}\exp(V_b^{p_2})V_b^{-p_2})) + d) - \ddot{x}_d + \dot{x}) \\ &= s^T(\dot{G}_1x_2 + G_1(\tilde{d} - k_s \text{sign}(s)) - \dot{G}_1x_2 + \ddot{x}_d - \dot{x} - \frac{s}{2p_2T_2}\exp(V_b^{p_2})V_b^{-p_2} + d) - \ddot{x}_d + \dot{x} \quad (24) \\ &= s^T\left(G_1(\tilde{d} - k_s \text{sign}(s)) - \frac{s}{2p_2T_2}\exp(V_b^{p_2})V_b^{-p_2}\right) \\ &\leq -\frac{1}{p_2T_2}\exp(V_b^{p_2})V_b^{1-p_2}, \end{aligned}$$

当 $s = 0$ 时,由式(22)可得

$$e_2 = -\frac{e_1}{p_1T_1}\exp(V_a^{p_1})V_a^{-p_1}, \quad (25)$$

对姿态角和高度误差的 Lyapunov 函数 V_a 求导,可得

$$\dot{V}_a = e_1^T \dot{e}_1 = -\frac{1}{p_1T_1}\exp(V_a^{p_1})V_a^{1-p_1}, \quad (26)$$

由引理1知, e_1 将在预设时间 T_1 内收敛到0。

综上,在控制器式(30)的作用下,直升机的姿态系统将在预设时间 $T = T_1 + T_2$ 内实现稳定,且系统的姿态角和高度跟踪误差将在预设时间 T 内收敛到0。

4 仿真实验

本节通过数值仿真评估所提直升机飞行控制方案。仿真场景中,基于所提控制方案,采用预定义时间控制器跟踪状态信号,并与不考虑状态约束的预定义时间跟踪控制器与有限时间控制和固定时间控制进行对比。

直升机的所有参数和常数取值如下: $m = 80 \text{ kg}$, $g = 9.8 \text{ m/s}^2$, $I_x = 358 \text{ kg/m}^2$, $I_y = 778 \text{ kg/m}^2$, $I_z = 601 \text{ kg/m}^2$ 。无人直升机的初始姿态设置为 $\eta(0) = [0 \ 0 \ 0]^T$, 初始高度为 $z(0) = 20 \text{ m}$ 。原始期望参考信号设置为 $\varphi_d = 0.3\sin(0.1t)$, $\theta_d = 0.5\cos(0.4t)$, $\psi_d = 0.4\cos(0.2t)$, $z_d = 30$ 。外部扰动设置为 $d_x = 10\sin(0.7t + 0.2) + 4\cos(0.4t + 0.2)$, $d_y = -20\cos(0.6t + 0.4) + 12$, $d_T = -30\sin(0.5t) + 5\cos(0.3t + 0.1)$, $d_z = 20$, $d_T = -30\sin(0.5t) + 5\cos(0.3t + 0.1)$ 。时变观测器的参数设置为 $m_1 = \text{diag}(4.0, 4.0, 4.0, 4.0)$, $m_2 = \text{diag}(3.5, 3.5, 3.5, 3.5)$, $m_3 = \text{diag}(7.0, 7.0, 7.0, 7.0)$, $c = 0.1$, $\mu_0 = 20$ 。预定义时间控制器的参数设置为 $k_s = 10$, $p_1 = 0.3$, $T_1 = 5$, $p_2 = 0.1$, $T_2 = 5$ 。

基于上述所设计的控制策略及参数配置,本文对系统开展了仿真分析。图2、图3分别对应预设收敛时

间 T 取 10 s、8 s 时的系统跟踪性能。两组仿真均以相同初始误差启动:图 2 中,所有跟踪误差严格在预设的 10 s 内收敛;将 T 调整为 8 s 后,图 3 所示系统的收敛时间相应缩短至 8 s。这一结果清晰表明,所设计的控制器不仅实现了高精度跟踪,更可根据需求精准预设系统收敛时间,充分验证了该控制算法的有效性。

图 4 展示了本文设计的观测器对时变复合扰动的估计性能。由图可清晰看出,即使存在时变复合扰动,观测器的估计曲线仍能快速跟随实际扰动曲线,二者贴合度较高。这一结果体现了所提观测器对动态时变未知扰动具备可靠的在线估计能力。

为进一步量化观测器性能,图 5 给出了对应的扰动估计误差曲线。系统进入稳态后,估计误差始终维持在极小范围内波动。该结果表明,所设计的观测器收敛速度快、稳态估计精度高,可有效重构外部扰动与系统不确定性,验证了其在复杂扰动环境下的有效性与鲁棒性。

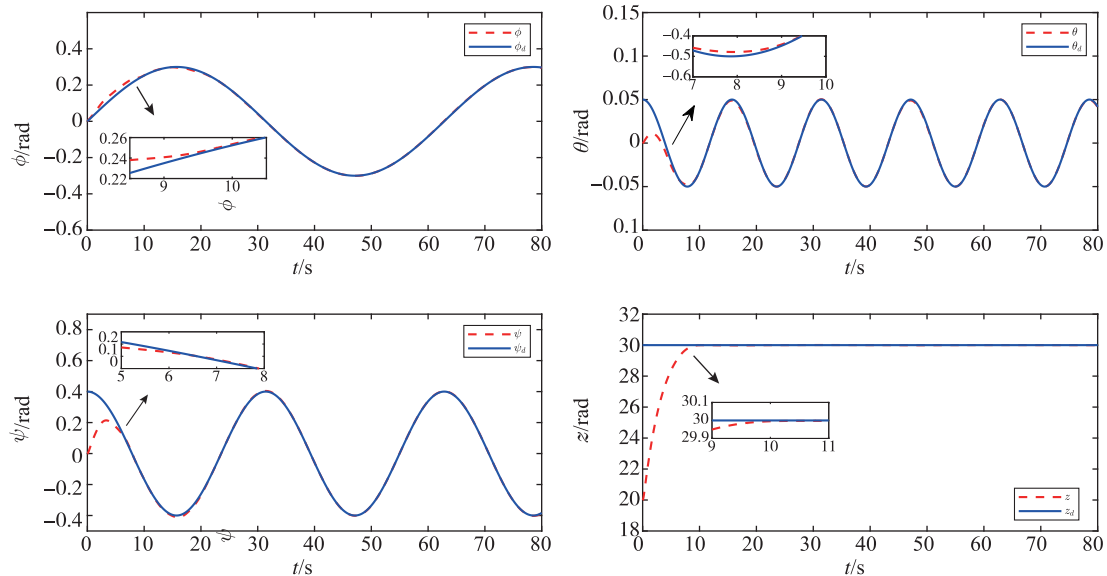


图 2 跟踪姿态和高度响应($T_1=5$ s, $T_2=5$ s)

Fig. 2 Tracking attitude and altitude response($T_1=5$ s, $T_2=5$ s)

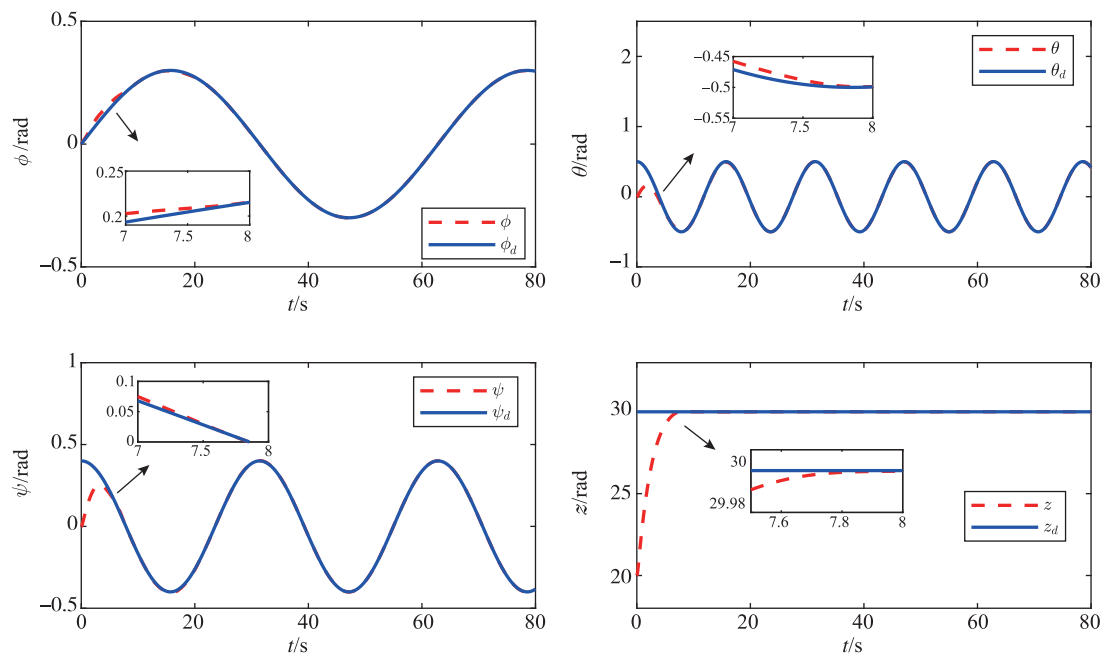


图 3 跟踪姿态和高度响应($T_1=4$ s, $T_2=4$ s)

Fig. 3 Tracking attitude and altitude response ($T_1=4$ s, $T_2=4$ s)

图 6 展示了系统的角速度响应。由图可知,滚转、俯仰、偏航三个通道的角速度始终在合理范围内有界

波动,并在 10 s 内快速收敛至零点附近的有界小邻域,共同证实了所提控制策略能确保闭环系统稳定运行。图 6 呈现了系统滚转、俯仰、偏航三通道的角速度动态响应特性。从图中可观察到,各通道角速度未出现超调过大或发散现象。且欧拉角在“10 s”内快速收敛至零点邻域的有界区间内并保持稳定。这一响应特性表明,所提控制策略能够有效约束各通道角速度的动态行为,确保闭环系统始终处于稳定运行状态。

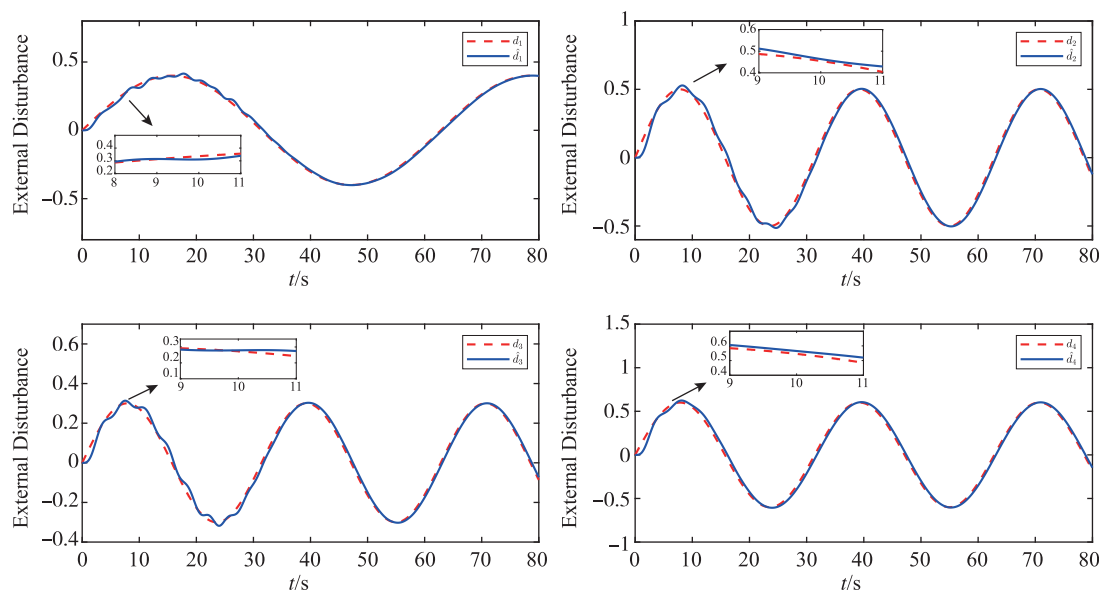


图 4 姿态与高度方向的扰动信息 ($T_1=5$ s, $T_2=5$ s)

Fig. 4 Disturbance information in attitude and altitude directions ($T_1=5$ s, $T_2=5$ s)

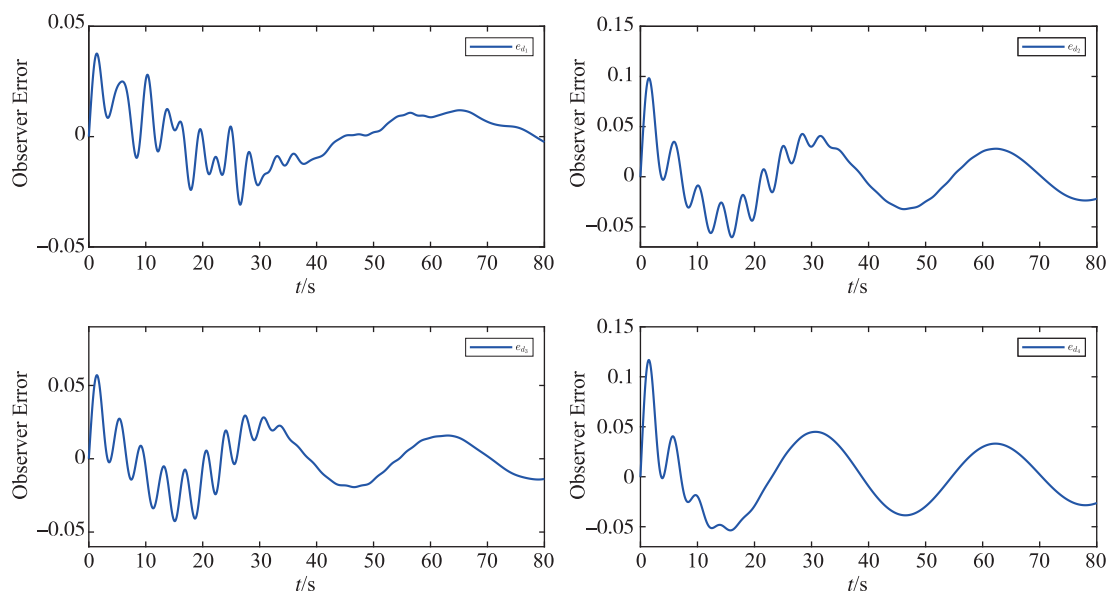


图 5 干扰的估计误差曲线 ($T_1=5$ s, $T_2=5$ s)

Fig. 5 Estimation error curve of disturbances ($T_1=5$ s, $T_2=5$ s)

图 7 展示了本文所提控制器生成的四个控制输入信号的曲线。其中前三个控制输入呈周期性变化,对应驱动无人机姿态跟踪时变的正弦参考指令。第四个输入在初始阶段输出较大值以快速响应高度的阶跃变化,随后迅速收敛并稳定在抵消重力的恒定值附近。

为验证所提预定义时间控制策略的优越性,图 8 展示了在相同初始条件下,该方法与有限时间控制^[17]及固定时间控制^[18]的对比结果。观察误差曲线可知,有限时间控制在收敛初期伴随明显的震荡与超调现象,固定时间控制虽能实现收敛,但在稳态阶段仍存在持续的残余波动,尤其在姿态角通道中较为显著。相比之下,本文提出的预定义时间控制展现出最优的瞬态与稳态性能,其误差轨迹呈单调平滑收敛,不仅完全

消除了初始阶段的超调,且在指定时间内收敛后能维持高精度的零误差跟踪,有效规避了其他两种方法中的抖动问题,充分印证了该控制策略的高效性与鲁棒性。”

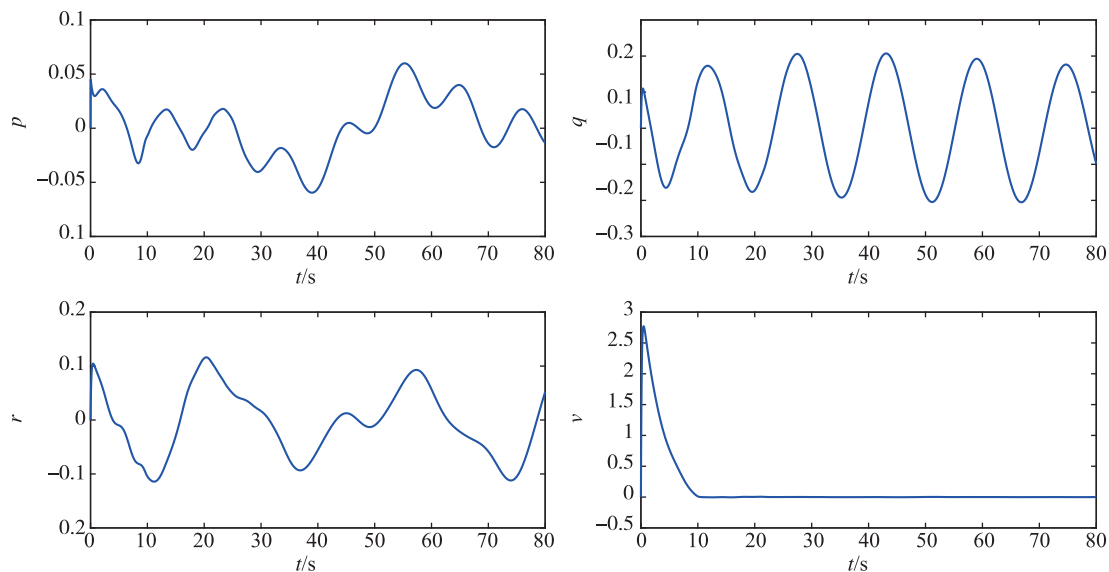


图 6 姿态角和垂直速度关系图($T_1=5\text{ s}, T_2=5\text{ s}$)

Fig. 6 The diagram of attitude angular and vertical velocity ($T_1=5\text{ s}, T_2=5\text{ s}$)

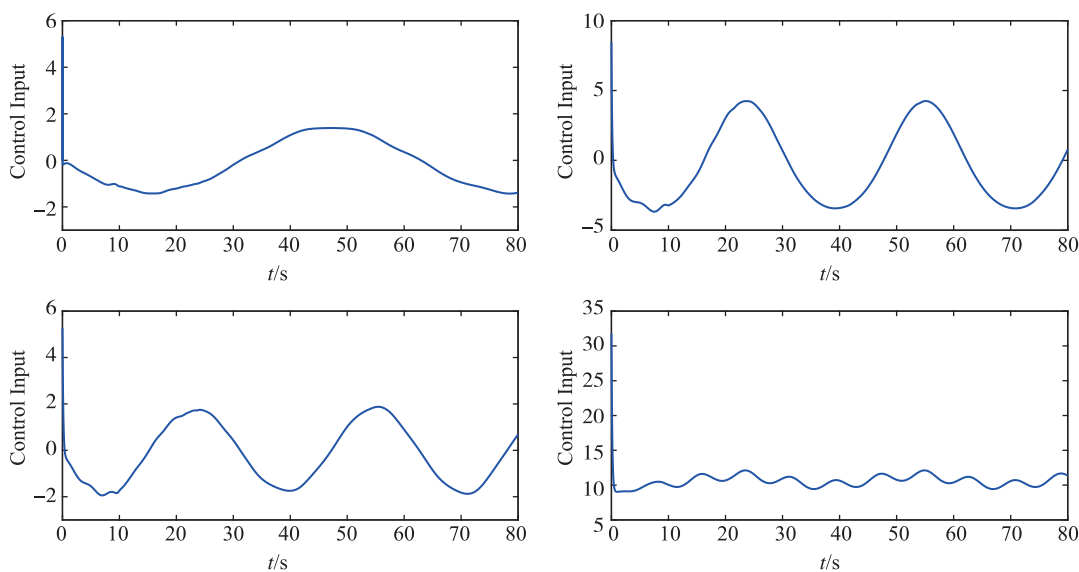
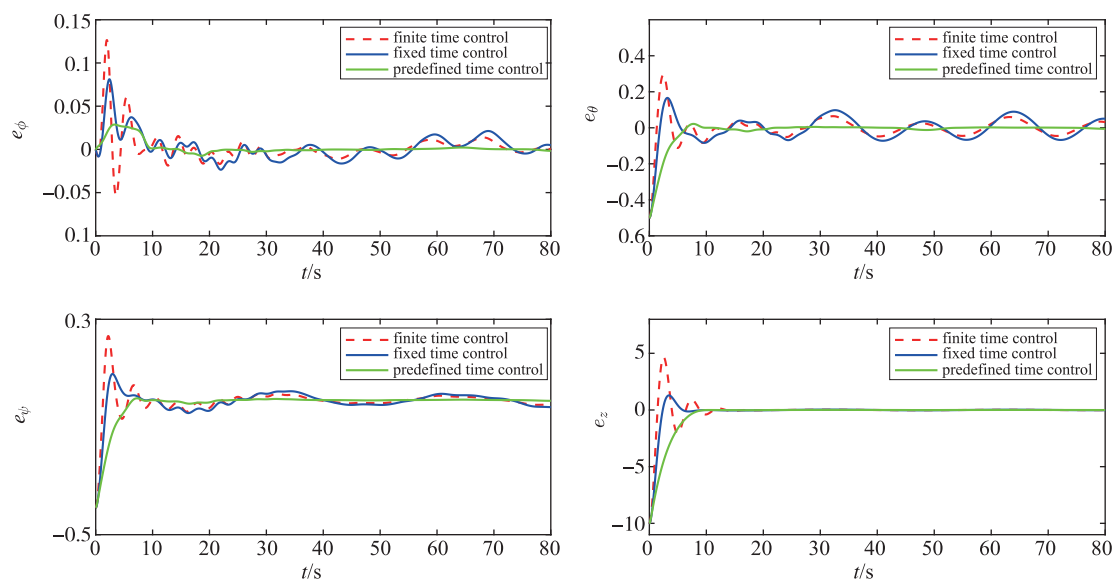


图 7 控制输入的响应曲线($T_1=5\text{ s}, T_2=5\text{ s}$)

Fig. 7 Response curve of control inputs ($T_1=5\text{ s}, T_2=5\text{ s}$)

5 结论

针对复杂环境下未知外部扰动导致无人直升机姿态与高度控制性能下降的问题,本文提出了一种基于滑模理论的预定义时间跟踪控制方案。研究基于推导的无人直升机状态空间模型,结合预定义时间引理与时变增益扰动观测器,构建了完整的闭环控制框架,并给出了严格的稳定性证明。数值仿真结果表明,与现有的有限时间控制和固定时间控制相比,所提方案具有显著优势。该方法有效克服了有限时间控制收敛时间依赖系统初始状态的缺陷,同时解决了固定时间控制收敛时间估计过于保守的问题。该方法能够确保系统状态在用户预先设定的物理时间内精确收敛,实现了收敛时间的显式、解耦调节,在保证强抗扰性能的同时显著提升了跟踪精度。当前研究主要针对单机系统,未来工作将进一步拓展至多无人直升机系统的信息交互与协同控制领域。

图8 有限时间控制和固定时间控制与预设时间控制方法($T_1=5\text{ s}$, $T_2=5\text{ s}$)Fig.8 Finite-time control, fixed-time control and predefined-time control method ($T_1=5\text{ s}$, $T_2=5\text{ s}$)

参 考 文 献

- [1] WANG J T, YI Y, YANG J, et al. Dynamic double event-triggered anti-disturbance tracking control for a 2-DOF small unmanned helicopter [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2024, 54(10): 6256-6268.
- [2] MA A C, GU X, XIAN B. Event-driven robust geometric control for a nano unmanned helicopter [J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2025, 22: 14272-14283.
- [3] ZHAO Z J, ZHANG D, WU J L, et al. Disturbance observer-based neural network control of a 2-DOF helicopter system with input saturation and output constraints [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2025, 55(5): 3152-3162.
- [4] JIN T T, YANG X Y, QI C Y, et al. Model reference adaptive PID control for enhanced stability and posture control of unmanned underwater vehicles[J]. Ocean Engineering, 2025, 330: 121218.
- [5] 赵天行, 赵振华, 颜涛涛, 等. 无人直升机连续非奇异终端滑模轨迹跟踪控制设计[J]. 控制工程, 2025, 32(6): 1121-1129.
- [6] ZHANG P P, KAO Y G, HU J, et al. Finite-time observer-based sliding-mode control for Markovian jump systems with switching chain: average dwell-time method[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2023, 53(1): 248-261.
- [7] GU X, XIAN B, LIU M H, et al. CNN based precise nonlinear tracking control for a nano unmanned helicopter: theory and implementation[J]. Instrumentation, Systems, and Automation Society Transactions, 2025, 164: 174-184.
- [8] 仇钰清, 李俨, 郎金溪, 等. 高速直升机过渡模式鲁棒自适应姿态控制[J]. 航空学报, 2024, 45(9): 240-253.
- [9] YAO Z E, LI D C, KAN Z, et al. Disturbance-observer-based prescribed performance fault-tolerant control design and flight test for carrier-based UAV [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2025, 61(3): 7821-7831.
- [10] 王元慧, 任哲达, 邵兴超, 等. 基于非奇异快速终端滑模的多水面船固定时间协同控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(8): 2637-2646.
- [11] CHEN Y J, KONG M Y, ZHAO Z S, et al. Adaptive disturbance observer-based fixed-time sliding mode tracking control for autonomous surface vehicles with prescribed performance[J]. Ocean Engineering, 2025, 341: 122427.
- [12] 高泽坤, 原浩, 高腾, 等. 基于有限时间扰动观测器的永磁同步电动机新型非奇异终端滑模速度跟踪控制[J/OL]. 电工技术学报, 2025: 1-10.
- [13] LI Y M, LI A J, PANG K, et al. Fault-tolerant control of nonlinear quadrotor formation based on linear extended state observer and estimated minimum learning parameter[J]. Aerospace Science and Technology, 2025, 158: 109909.
- [14] 阎坤, 赵金泽, 陈超波, 等. 基于神经网络的无人直升机多故障容错控制设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2025, 51(12): 4115-4124.
- [15] YUAN H Z, CAO L, LIN W S, et al. Learning-observer-based fixed-time optimal tracking control for robotic manipulators with full-state constraints[J]. Neurocomputing, 2025, 642: 130186.
- [16] MA H X, CHEN M, FENG G, et al. Disturbance-observer-based adaptive fuzzy tracking control for unmanned autonomous helicopter with flight boundary constraints[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2023, 31(1): 184-198.
- [17] ZHAO Z J, ZHANG J, CHEN S Y, et al. Neural-network-based adaptive finite-time control for a two-degree-of-freedom helicopter system with an event-triggering mechanism [J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2023, 10(8): 1754-1765.

(下转第 373 页)

- [7] GUI T, CHAN T H, LU C, et al. Alternative decoding methods for optical communications based on nonlinear Fourier transform[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(9): 1542-1550.
- [8] BI Y F, XU H Y, ZHANG Y N, et al. ASE noise mitigation with digital frequency offset loading for discrete spectrum nonlinear frequency division multiplexing systems[J]. *Optics Letters*, 2023, 48(21): 5707-5710.
- [9] HUANG T, LI J P, QIN Y W, et al. Experimental demonstration of optical waveform transmission with multiple-eigenvalue 16-APSK modulation[J]. *Optics Letters*, 2024, 49(9): 2501-2504.
- [10] WEI J C, XI L X, ZHANG X L, et al. Probabilistic shaping and neural network-based optimization for a nonlinear frequency division multiplexing system[J]. *Optics Letters*, 2021, 46(15): 3697-3700.
- [11] DA ROS F, CIVELLI S, GAIARIN S, et al. Dual-polarization NFDM transmission with continuous and discrete spectral modulation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(10): 2335-2343.
- [12] CHEN X Y, MING H, LI C J, et al. Two-stage artificial neural network-based burst-subcarrier joint equalization in nonlinear frequency division multiplexing systems[J]. *Optics Letters*, 2021, 46(7): 1700-1703.
- [13] WEI J C, XI L X, ZHANG X L, et al. Improvement for a full-spectrum modulated nonlinear frequency division multiplexing transmission system[J]. *Optics Express*, 2022, 30(17): 31195-31208.
- [14] HE J Q, LI J P, QIN Y W, et al. Multiple-signal-joint-processing-based guard interval shortening method for a CS-NFDM system[J]. *Optics Letters*, 2024, 49(16): 4489-4492.
- [15] HE Y H, LI J P, HE J Q, et al. Frequency offset estimation for nonlinear frequency division multiplexing with continuous spectrum modulation[J]. *Optics Express*, 2023, 31(20): 32887-32899.
- [16] ZHANG X L, XI L X, WEI J C, et al. Nonlinear frequency domain PMD modeling and equalization for nonlinear frequency division multiplexing transmission[J]. *Optics Express*, 2021, 29(18): 28190-28201.
- [17] CHEN X Y, FANG X S, YANG F, et al. 10.83 Tb/s over 800 km nonlinear frequency division multiplexing WDM transmission[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(16): 5385-5394.
- [18] DE ARRUDA MELLO D A, BARBOSA F A. Digital coherent optical systems: architecture and algorithms[M]. Cham: Springer International Publishing, 2021.
- [19] TAVAKKOLNIA I, SAFARI M. Dispersion pre-compensation for NFT-based optical fiber communication systems[C]//Proceedings of Conference on Lasers and Electro-Optics/IEEE, 2016: 1-2.

(责任编辑:赵海军)

(上接第 327 页)

- [18] ZHAO Z J, WU J L, MU C X, et al. Neural-network-based adaptive fixed-time control for a 2-DOF helicopter system with input quantization and output constraints[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2025, 36(4): 7065-7076.
- [19] THI H L, NGUYEN V C, NGUYEN T L. Adaptive finite-time extended state observer-based model predictive control with Flatness motivated trajectory planning for 5-DOF tower cranes[J]. *European Journal of Control*, 2025, 81: 101149.
- [20] FENG Y T, ZHOU Y, HO H W. Reinforcement learning based robust tracking control for unmanned helicopter with state constraints and input saturation[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2024, 155: 109549.
- [21] WANG F, MIAO Y, LI C Y, et al. Attitude control of rigid spacecraft with predefined-time stability [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2020, 357(7): 4212-4221.

(责任编辑:刘庆松)