

基于混合有限时间的四旋翼无人机 轨迹跟踪控制与巡检优化

黄自鹏¹, 闫立志¹, 赵永俊², 王济魁¹, 简会磊¹

(1. 国网河北省电力有限公司清河县供电分公司, 河北 邢台 054802;

2. 国网河北省电力有限公司邢台供电分公司, 河北 邢台 054001)

摘要:针对无人机巡检任务中复杂电磁环境与动态障碍物干扰下的轨迹跟踪精度不足问题,提出一种基于混合有限时间控制的四旋翼无人机轨迹跟踪方法。首先,建立四旋翼无人机的六自由度(6-DOF)动力学模型,并通过设计自适应积分滑模控制律实现欠驱动特性解耦;其次,为精确抑制外部扰动,在姿态子系统中,结合固定时间扩张状态观测器与非奇异终端滑模控制,实现系统状态的有限时间收敛与未知扰动的动态补偿,同时提出基于 Lyapunov 稳定性理论,从而确保子系统和闭环系统的全局稳定性;最后,通过 Matlab/Simulink 仿真,对比传统滑模控制与反步法控制在强风扰动和电磁干扰下的轨迹跟踪性能。仿真结果表明:所提方法在跟踪精度、抗扰能力与收敛速度方面均展现出显著优越性,显著提升了四旋翼巡检无人机在复杂电网环境中的巡检精度与鲁棒性,为输电线路的高效运维提供了技术支持。

关键词:四旋翼无人机;混合有限时间;非奇异终端滑模;扩张状态观测器

中图分类号:TM755;TP249 **文献标志码:**B **文章编号:**1001-9898(2026)01-0078-08

Tracking Control and Inspection Optimization of Quadrotor UAVs Base on Hybrid Finite-Time Control

HUANG Zipeng¹, YAN Lizhi¹, ZHAO Yongjun², WANG Jikui¹, JIAN Huilei¹

(1.State Grid Hebei Electric Power Co., Ltd. Qinghe County Power Supply Company, Xingtai 054802, China;

2.State Grid Hebei Electric Power Co., Ltd. Xingtai County Power Supply Company, Xingtai 054001, China)

Abstract: This paper addresses the insufficient trajectory tracking accuracy of unmanned aerial vehicles (UAVs) in State Grid Corporation's operation and maintenance department during inspection missions under complex electromagnetic environments and dynamic obstacle interference. A trajectory tracking method for quadrotor UAVs based on hybrid finite-time control is proposed. Firstly, a six-degree-of-freedom (6-DOF) dynamic model of the quadrotor UAV is established, with underactuated characteristics decoupled through the design of an adaptive integral sliding mode (AISM) control law. Subsequently, to precisely suppress external disturbances, a fixed-time extended state observer (FTESO) is combined with nonsingular terminal sliding mode (NTSM) control in the attitude subsystem, achieving finite-time convergence of system states and dynamic compensation for unknown disturbances. Furthermore, Lyapunov stability theory is applied to ensure the global stability of both subsystems and the closed-loop system. Finally, MATLAB/Simulink simulations are conducted to verify the method's effectiveness by comparing trajectory tracking performance under strong wind disturbances and electromagnetic interference between traditional sliding mode control (SMC), backstepping control, and the proposed approach. Simulation results demonstrate that the proposed method exhibits significant superiority in tracking accuracy, disturbance rejection capability, and convergence speed. The study proves that this method substantially enhances inspection accuracy and robustness of quadrotor inspection UAVs in complex power grid environments, providing technical support for efficient maintenance of State Grid transmission lines.

Key words: quadrotor aircraft; hybrid finite-time; nonsingular terminal sliding mode; extended state observer

收稿日期: 2025-03-17 修回日期: 2025-06-25

作者简介: 黄自鹏(1997-), 男, 工程师, 主要从事声纹识别、配电自动化、无人机智能巡检工作。

0 引言

随着我国特高压输电的快速发展和电网规模的持续扩大,输电走廊逐渐向地形复杂、环境恶劣的山区、河流和无人区延伸。传统的人工巡检方式受限于设备可达性、作业效率及安全性,难以满足现代电网高精度、高频次的运维需求。在此背景下,无人机巡检技术凭借其灵活机动、高效覆盖和低风险等优势,逐渐成为国网公司输电线路智能巡检的核心手段^[1]。据统计,通过无人机对输电线路开展巡检工作,效率可达人工巡检的数十倍,尤其在跨越复杂地形和隐蔽缺陷检测方面表现更为突出。然而,随着电网向多电压等级、交直流混联方向发展,输电走廊逐渐呈现空间异质化与环境动态化特征。以西南地区为例,约 68% 的 500 kV 以上线路需穿越峡谷、林区、江河等复杂地形,并且输电线路每隔 400 m 左右便需要架设一座输电铁塔,因此,导致巡检无人机面临三维障碍物密集、电磁环境紊乱、微气象扰动频发的复合挑战。传统无人机巡检方法在面对 10 kV 标准线路时表现良好,但在 110 kV 以上复杂走廊场景下则存在避障失效、定位漂移、抗扰不足三大瓶颈。此外,复杂输电走廊存在强电磁干扰、动态障碍物(如飞鸟、植被摆动)以及多源扰动(如突发强风、设备电磁场)的耦合作用,这对四旋翼无人机的轨迹跟踪精度与抗干扰能力提出了严峻挑战。

在实际工作中,应用无人机巡检时电磁干扰会导致控制信号延迟,显著降低悬停稳定性。现有控制方法在应对多扰动耦合场景时,普遍存在收敛速度慢、鲁棒性不足问题,难以满足国家电网有限公司(运检/4)1108—2022《国家电网有限公司架空输电线路无人机作业管理规定》中对轨迹跟踪误差小于 0.5 m 的要求。因此,开发一种兼具高精度跟踪、强抗扰能力和快速收敛特性的无人机控制方法,已成为提升电网运维效率与安全性的关键技术需求。

近年来,四旋翼无人机轨迹跟踪控制方法的研究主要集中在 PID 控制^[2-3]、滑模控制^[4-5]、模型预测控制^[6-8]、反步法^[9-10]和自适应控制^[11-13]等方向。比如基于反步法的积分饱和和控制策略,通过引入积分误差和饱和函数增强抗干扰能力,但其对时变扰动的动态补偿效果有限^[14]。基于固定时

间容错控制器的事件触发机制,虽能降低控制信号的更新频率,但在强电磁环境下仍面临精度不足的瓶颈^[15]。此外,传统 PID 控制因依赖线性化模型,难以应对无人机自身欠驱动、强耦合的非线性特性,导致在复杂场景跟踪误差显著增大^[16]。

在扰动抑制方面,自适应干扰观测器与终端滑模控制的结合被证明能有效补偿未知扰动。例如,张博等人提出一种基于非奇异终端滑模控制(non-singular terminal sliding mode control, NTSM)的鲁棒控制器,通过有限时间收敛特性提升姿态稳定性,但其未考虑执行器故障与电磁干扰的协同影响^[17]。无人机巡检实践表明,现有方法在规避动态障碍物时需频繁调整无人机的控制参数,导致计算负担加重,难以满足实时性要求。此外,多旋翼无人机在高压输电线路巡检中还需解决以下关键问题:多扰动耦合建模不足、仅针对单一扰动(如风扰或电磁干扰)来设计控制器、缺乏对多源扰动动态耦合的精确描述、有限时间收敛与全局稳定性矛盾、基于反步法的分层控制器需多次微分运算,难以在嵌入式系统中实时运行等,以及传统滑模控制虽能实现有限时间稳定,但易因奇异问题导致系统发散,需引入复杂参数调节机制。

针对上述问题,本文提出一种面向复杂输电走廊的混合有限时间四旋翼无人机轨迹跟踪控制与巡检优化方法,其核心创新在于:建立 6-DOF 非线性动力学模型,通过自适应积分滑模(adaptive integral sliding mode, AISM)控制律实现姿态与位置子系统的动态解耦,显著降低系统耦合性对控制性能的影响;在姿态子系统中,融合 NTSM 与固定时间扩张状态观测器(finite-time extended state observer, FTESO),通过 NTSM 的有限时间收敛特性确保快速跟踪,同时利用 FTESO 实时估计并补偿电磁干扰与风扰的复合扰动,解决传统方法对扰动类型依赖性强的问题;基于 Lyapunov 稳定性理论,构建分层控制架构的全局函数,严格证明闭环系统的有限时间稳定性,避免控制器参数依赖人工经验调参的局限性。

为验证方法有效性,本文通过 Matlab/Simulink 仿真平台对比传统滑模控制及反步法在强风(风速 12 m/s)与电磁干扰(场强 50 V/m)下的性能。结果表明,所提方法在跟踪误差、抗扰恢复时

间及计算效率方面均优于现有方法。

1 四旋翼无人机模型

四旋翼无人机在飞行过程中具有 6 个方向的自由度,可分为位置环和姿态环两部分。此外,无人机在飞行过程中会受到各方面的力和力矩的影响,包括旋翼提供的升力和反作用到机身上的升力矩^[18]。首先,定义 2 个坐标系:机体坐标系 $O_b X_b Y_b Z_b$ 和地面坐标系 $O_e X_e Y_e Z_e$,四旋翼飞行器结构的具体受力分析如图 1 所示。

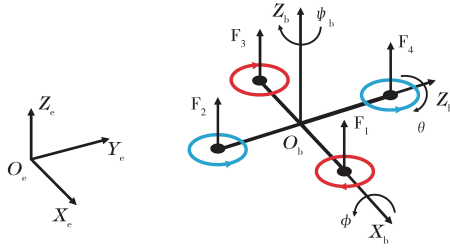


图 1 四旋翼飞行器结构模型

图 1 中 $F_i (i=1,2,3,4)$ 为第 i 个旋翼提供的升力,4 个旋翼都位于机体坐标系 $X_b O_b Y_b$ 平面内,相互之间关于无人机质心对称。为了简化建模过程,做出如下假设^[18-19]:

1) 假设四旋翼无人机为刚体,忽略机体本身在高速运动过程中弹性形变的影响。

2) 四旋翼无人机质心与坐标原点重合,且四旋翼无人机机体结构和自身质量关于机体坐标系 $X_b O_b Z_b$ 和 $Y_b O_b Z_b$ 对称。

3) 四旋翼无人机自身参数不随时间改变。

基于以上假设,所述的四旋翼巡线无人机非线性动力学模型如下^[20]:

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{u_1}{m}(\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi) - \frac{\rho_x}{m} \dot{x} + d_x \\ \ddot{y} = \frac{u_1}{m}(\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) - \frac{\rho_y}{m} \dot{y} + d_y \\ \ddot{z} = \frac{u_1}{m}(\cos \varphi \cos \theta) - \frac{\rho_z}{m} \dot{z} - g + d_z \\ \ddot{\varphi} = \frac{I_y - I_z}{I_x} \dot{\theta} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \omega_r - \frac{\rho_\varphi}{I_x} \dot{\varphi} + \frac{l}{I_x} u_2 + d_\varphi \\ \ddot{\theta} = \frac{I_z - I_x}{I_y} \dot{\varphi} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_y} \dot{\varphi} \omega_r - \frac{\rho_\theta}{I_y} \dot{\theta} + \frac{l}{I_y} u_3 + d_\theta \\ \ddot{\psi} = \frac{I_x - I_y}{I_z} \dot{\varphi} \dot{\theta} - \frac{\rho_\psi}{I_z} \dot{\psi} + \frac{l}{I_z} u_4 + d_\psi \end{cases} \quad (1)$$

式中: x, y, z 分别为无人机在地球坐标系(惯性坐标系) O_{XYZ} 下的位置; φ, θ, ψ 分别为无人机的滚转角、俯仰角和偏航角; $\rho_x, \rho_y, \rho_z, \rho_\varphi, \rho_\theta, \rho_\psi$ 是气动摩擦系数; I_x, I_y, I_z 分别为无人机绕机体坐标系 x 轴、 y 轴、 z 轴旋转的转动惯量; J_r 为螺旋桨的转动惯量; d_x, d_y, d_z 分别为四旋翼无人机在 2 个水平通道 x, y 和高度通道 z 上存在的内外总扰动; $d_\varphi, d_\theta, d_\psi$ 分别为四旋翼无人机姿态回路中滚转、俯仰、偏航通道上所受到的内外总扰动; ω_r 为螺旋桨的合角速度,即 $\omega_r = \omega_1 - \omega_2 + \omega_3 - \omega_4$ 。 l 为无人机机体中心与第 i 个电机之间的距离。

由于本文研究四旋翼无人机对象大部分时间处于小机动飞行的状态,因此可以忽略空气阻力和阻力矩的影响,因此得到如下非线性系统^[21]:

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{u_1}{m}(\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi) + d_x \\ \ddot{y} = \frac{u_1}{m}(\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) + d_y \\ \ddot{z} = \frac{u_1}{m}(\cos \varphi \cos \theta) - g + d_z \\ \ddot{\varphi} = \frac{I_y - I_z}{I_x} \dot{\theta} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \omega_r + \frac{l}{I_x} u_2 + d_\varphi \\ \ddot{\theta} = \frac{I_z - I_x}{I_y} \dot{\varphi} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_y} \dot{\varphi} \omega_r + \frac{l}{I_y} u_3 + d_\theta \\ \ddot{\psi} = \frac{I_x - I_y}{I_z} \dot{\varphi} \dot{\theta} + \frac{l}{I_z} u_4 + d_\psi \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可知,四旋翼无人机是一个典型的非线性系统模型,具有 3 个位置矢量和 3 个姿态向量共 6 个自由度,其由升力 u_1 和三轴力矩共 4 个独立的输入驱动。

四旋翼无人机由 4 个电机驱动螺旋桨转动,螺旋桨的转速 ω_r 决定四旋翼无人机的总升力 u_1 和力矩,通过改变 4 个电机的转速,四旋翼无人机可产生以下升力和力矩:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_T(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} l C_T(\omega_3^2 - \omega_1^2) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} l C_T(\omega_4^2 - \omega_2^2) - C_M(\omega_1^2 + \omega_3^2 - \omega_2^2 - \omega_4^2) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: C_T 、 C_M 分别为螺旋桨升力系数和力矩系数。

因为四旋翼无人机是一个欠驱动系统模型,有:6个输出,4个输入,因此控制器可以跟踪4个期望指令信号 x_d, y_d, z_d, ψ_d , 其余2个变量俯仰角和偏航角的期望信号 θ_d, φ_d 需要利用期望轨迹指令 x_d, y_d 反解确定。令

$$\begin{cases} u_x = (\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi) \\ u_y = (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) \end{cases} \quad (4)$$

反解出姿态回路中另外2个未知期望信号 θ_d, φ_d 如下:

$$\begin{cases} \varphi_d = \arcsin(u_x \sin \psi - u_y \cos \psi) \\ \theta_d = \arcsin\left(\frac{u_x \cos \psi + u_y \sin \psi}{\cos \varphi_d}\right) \end{cases} \quad (5)$$

2 控制器设计和稳定性分析

因为四旋翼无人机是一个欠驱动系统,只有4个通道可以直接被控制,分别为位置回路中的高度和姿态回路中的滚转、俯仰、偏航,然而水平方向的两个通道只能通过姿态角间接控制。

本节将所提出的混合有限时间控制器(hybrid finite-time control, HFTC)分为位置控制器与姿态控制器。针对位置子系统,首先,根据位置回路3个方向上的期望信号和通过机载传感器实际测得的无人机位置信息,设计了高度子系统的AISM控制器,该控制器能确保参考高度被精确跟踪。随后,通过反步法推导出期望滚转角与俯仰角,进而得到四旋翼无人机前飞控制量和侧飞控制量。对于姿态子系统,提出了一种基于FTE-SO的NTSM控制器。最终,整个闭环系统可快速跟踪参考信号。HFTC的结构如图2所示。

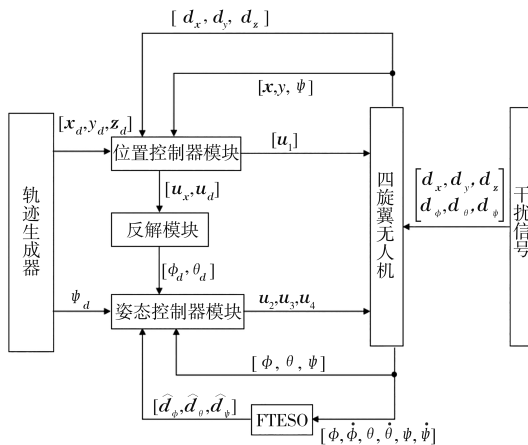


图2 HFTC的结构

2.1 自适应积分滑模控制器设计

定义位置跟踪误差为

$$e_p = p - p_d \quad (6)$$

式中: $e_p = [e_x, e_y, e_z]^T$ 为四旋翼无人机在 x, y, z 方向上的跟踪误差; $p_d = [x_d, y_d, z_d]^T$ 为四旋翼无人机在 x, y, z 方向上的期望轨迹; $p = [x, y, z]^T$ 为四旋翼无人机在 x, y, z 方向上的实际位置坐标。

自适应积分滑模控制律 s_p 由下式给出:

$$s_p = k_{p1} e_p + \dot{e}_p + k_{p2} \int e_p \quad (7)$$

式中: $s_p = [s_x, s_y, s_z]^T$; $k_{p1} = [k_{x1}, k_{y1}, k_{z1}]^T$; $k_{p2} = [k_{x2}, k_{y2}, k_{z2}]^T$ 为比例系数。

s_z 对时间进行求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{s}_z &= k_{z1} \dot{e}_z + \ddot{e}_z + k_{z2} e_z \\ &= k_{z1} \dot{e}_z + k_{z2} e_z + \ddot{z} - \ddot{z}_d \\ &= k_{z1} \dot{e}_z + k_{z2} e_z + \frac{u_1}{m} (\cos \varphi \cos \theta) - g - \ddot{z}_d \end{aligned} \quad (8)$$

高度子系统的控制律中 $\hat{\delta}_z$ 由下式给出:

$$\hat{\delta}_z = k_{z3} |s_z| \quad (9)$$

式中: k_{z3} 为比例系数。

设计扩张状态观测器控制律:

$$\begin{cases} \dot{r}_{zf} = r_{zf}^d - \in_{z1} |r_{zf} - \dot{z}|^{1-1/p_{ar}} \text{sgn}(r_{zf} - \dot{z}), \\ \dot{r}_{zf}^d = -\in_{z2} |r_{zf} - \dot{z}|^{1-2/p_{ar}} \text{sgn}(r_{zf} - \dot{z}), \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\in_{z1}, \in_{z2}$ 为比例系数; r_{zf}, r_{zf}^d 分别为 $z, \dot{z}$ 的估计值。

最终得到高度子系统的控制律如下:

$$u_1 = -\frac{m}{\cos \varphi \cos \theta} [k_{z5} \dot{e}_a - r_{zf}^d - g + k_z e_z + k_{z4} s_z] + \hat{\delta}_z \text{sign}(s_z) \quad (11)$$

式中: k_{z4}, k_{z5} 为比例系数。

2.2 反步法控制器设计

在四旋翼无人机高度子系统控制方面,自适应积分滑模控制策略可实现系统状态快速趋近目标高度值。在水平子系统中, u_1 需要同时调控3个输出 $[x, y, z]$, 为每个输出单独设计AISM控制器显然不可行。因此,针对水平子系统,本文尝试设计一种基于反步法的控制器。

为了得到前飞控制量,定义跟踪误差为

$$e_x = x - x_d \quad (12)$$

根据反馈控制的定义可知,该子系统满足反步法控制器设计的前提条件,定义正定的李雅普诺夫函数如下:

$$V_1(e_x) = \frac{1}{2}e_x^2 \quad (13)$$

式(13)对时间进行求导可得:

$$\dot{V}_1(e_x) = e_x \dot{e}_x = e_x (\dot{x} - \dot{x}_d) \quad (14)$$

为了使跟踪误差 e_x 趋近于零且稳定,引入虚拟控制律如下:

$$\alpha_x = -a_x e_x + \dot{x}_d \quad (15)$$

式中: a_x 为正整数。

根据李雅普诺夫稳定性原理,可知系统状态量 x 能跟踪上虚拟控制律 α_x 即可保证整个系统的跟踪误差渐进稳定,定义两者误差如下:

$$z_x = \dot{x} - \alpha_x \quad (16)$$

针对二阶系统设计正定的李雅普诺夫函数如下:

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_x^2 + z_x^2) \quad (17)$$

式(17)对时间进行求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_x \dot{e}_x + z_x \dot{z}_x \\ &= e_x (-c_x e_x + z_x) + z_x (\ddot{x} - \dot{\alpha}_x) \\ &= e_x (-c_x e_x + z_x) + z_x (\ddot{x} + c_x \dot{e}_x - \ddot{x}_d) \\ &= -c_x e_x^2 + z_x \left[e_x + \frac{v_x u_1}{m} + c_x \dot{e}_x - \ddot{x}_d \right] \\ &= -c_x e_x^2 + z_x \left[e_x + \frac{v_x u_1}{m} - \ddot{x}_d + c_x (-c_x e_x + z_x) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

为了提高跟踪精度,设计虚拟控制律如下:

$$v_x = -\frac{m}{u_1} [e_x + c_x (-c_x e_x + z_x) - \ddot{x}_d + k_x z_x] \quad (19)$$

将控制律(19)代入式(18)中,得到:

$$\dot{V}_2 = -c_x e_x^2 - k_x z_x^2 \quad (20)$$

此时,通过选择合适的 c_x, k_x 可保证 $\dot{V}_2 \leq 0$ 。

同理,重复以上步骤,可以得到侧飞控制量的控制律。

为获得侧飞控制量,定义跟踪误差为

$$e_y = y - y_d \quad (21)$$

根据反馈控制的定义可知,该子系统满足反

步法控制器设计的前提条件,定义正定的李雅普诺夫函数如下:

$$V_3(e_y) = \frac{1}{2}e_y^2 \quad (22)$$

式(22)对时间进行求导可得:

$$\dot{V}_3(e_y) = e_y \dot{e}_y = e_y (\dot{y} - \dot{y}_d) \quad (23)$$

为了使跟踪误差 e_y 趋近于零且稳定,引入虚拟控制律

$$\alpha_y = -a_y e_y + \dot{y}_d \quad (24)$$

式中: a_y 为正整数。

根据 Lyapunov 稳定性原理,可以得到结论:如果系统状态量 x 能跟踪上虚拟控制律 α_y 即可保证整个系统的跟踪误差渐进稳定。定义两者误差如下:

$$z_y = \dot{y} - \alpha_y \quad (25)$$

针对二阶系统设计 Lyapunov 函数如下:

$$V_4 = \frac{1}{2}(e_y^2 + z_y^2) \quad (26)$$

对式(26)求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &= e_y \dot{e}_y + z_y \dot{z}_y \\ &= e_y (-c_y e_y + z_y) + z_y (\ddot{y} - \dot{\alpha}_y) \\ &= e_y (-c_y e_y + z_y) + z_y (\ddot{y} + c_y \dot{e}_y - \ddot{y}_d) \\ &= -c_y e_y^2 + z_y \left[e_y + \frac{v_y u_1}{m} + c_y \dot{e}_y - \ddot{y}_d \right] \\ &= -c_y e_y^2 + z_y \left[e_y + \frac{v_y u_1}{m} - \ddot{y}_d + c_y (-c_y e_y + z_y) \right] \end{aligned} \quad (27)$$

为了提高跟踪精度,设计虚拟控制律如下:

$$v_y = -\frac{m}{u_1} [e_y + c_y (-c_y e_y + z_y) - \ddot{y}_d + k_y z_y] \quad (28)$$

将控制律(28)代入式(27)中,得到:

$$\dot{V}_4 = -c_y e_y^2 - k_y z_y^2 \quad (29)$$

此时,通过选择合适的 c_y, k_y 可保证 $\dot{V}_4 \leq 0$ 。

2.3 基于 FTESO 的 NTSM 控制器设计

为了便于控制器的设计,简化非线性模型如下:

$$\begin{cases} \dot{Y} = X \\ \dot{X} = A(X) + B(X)U + D \end{cases} \quad (30)$$

式中: $X = [X_p, X_a] = [\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}, \dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T \in \mathbb{R}^n$ 为

系统状态向量; $Y = [Y_p, Y_a]^T = [x, y, z, \varphi, \theta, \psi]^T \in \mathfrak{R}^n$ 为测量输出向量; $U = [U_p, U_a]^T = [u_1, u_x, u_y, u_z, u_4, u_5, u_6]^T \in \mathfrak{R}^n$ 为控制输入向量; $D = [D_p, D_a]^T = [d_x, d_y, d_z, d_\varphi, d_\theta, d_\psi]^T \in \mathfrak{R}^n$ 为外部干扰向量, 且满足假设 $\|D\| \leq \xi_d, \xi_d < \infty$ 。

此时,考虑姿态子系统如下:

$$\begin{cases} \dot{Y}_a = X_a \\ \dot{X}_a = A(X_a) + B(X_a)U_a + D_a \end{cases} \quad (31)$$

式中:

$$A(X_a) = \begin{bmatrix} \frac{I_y - I_z}{I_x} \dot{\theta} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \omega_r \\ \frac{I_z - I_x}{I_y} \dot{\varphi} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_y} \dot{\varphi} \omega_r \\ \frac{I_x - I_y}{I_z} \dot{\varphi} \dot{\theta} \end{bmatrix}, B(X_a) = \begin{bmatrix} \frac{l}{I_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{l}{I_x} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{l}{I_x} \end{bmatrix}$$

设计 FTESO 如下^[19]:

$$\begin{cases} \dot{z}_0 = \xi_0 + A(X_a) + B(X_a)U_a \\ \dot{\xi}_0 = -\lambda_1 L^{1/3} \text{sig}^{2/3}(z_0 - X_a) + z_1 \\ \dot{z}_1 = \xi_1 \\ \dot{\xi}_1 = -\lambda_2 L^{1/2} \text{sig}^{1/2}(z_1 - \xi_0) + z_2 \\ \dot{z}_2 = -\lambda_3 L \text{sign}(z_2 - \xi_1) \end{cases} \quad (32)$$

式中: z_0, z_1, z_2 分别为 $X_a, D_a, \dot{D}_a$ 的估计值; $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ 为观测器增益参数。

设计基于 FTESO 的 NTSM 控制器,定义姿态跟踪误差如下:

$$e_a = p_a - p_{ad}, e_x = p_x - p_{xd} \quad (33)$$

式中: $e_a = [e_\varphi, e_\theta, e_\psi]^T$ 为四旋翼无人机在 φ, θ, ψ 方向上的跟踪误差; $p_{ad} = [\varphi_d, \theta_d, \psi_d]^T$ 为四旋翼无人机在 φ, θ, ψ 方向上的期望姿态角度; $p_a = [\varphi, \theta, \psi]^T$ 为四旋翼无人机在 φ, θ, ψ 方向上的实际姿态角度; $e_x = [\dot{\varphi} - \dot{\varphi}_d, \dot{\theta} - \dot{\theta}_d, \dot{\psi} - \dot{\psi}_d]^T$ 。

NTSM 控制律为

$$s_a = e_a(t) + \frac{1}{\gamma} e_x^\varepsilon(t) \quad (34)$$

式中: $\gamma > 0; 1 < \varepsilon < 2$ 为正常数。

对式(34)时间进行求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{s}_a &= \dot{e}_x(t) + \frac{\varepsilon}{\gamma} \text{diag}(e_x^{\varepsilon-1}(t)) \dot{e}_x(t) \\ &= \dot{e}_x(t) + \frac{\varepsilon}{\gamma} \text{diag}(e_x^{\varepsilon-1}(t)) (\dot{X} - \dot{X}_d) \end{aligned} \quad (35)$$

基于 FTESO 的 NTSM 控制律 u_a 由下式给出:

$$u_a = -\frac{1}{B(X_a)} \left[A(X_a) - \dot{X}_d + \frac{\varepsilon}{\gamma} \text{diag}(e_x^{\varepsilon-1}(t)) + z_1 + I \text{sign}(s_a) \right] \quad (36)$$

式中: z_1 由观测器得到。

3 仿真结果

为了直观地验证控制策略的有效性,本节通过四旋翼无人机在复杂未知环境下的轨迹跟踪控制,验证所提出的 HFTC 方案的有效性与优越性。仿真研究中,四旋翼无人机参数参照文献[22]设定。四旋翼无人机跟踪的期望轨迹如下:

$$p_d = \begin{bmatrix} x_d \\ y_d \\ z_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 30 \cos(0.5t/100) \\ 30 \sin(0.5t/100) \\ 0.5t + 1 \end{bmatrix} \quad (37)$$

为了验证系统在存在外界干扰时的鲁棒性,分别在位置回路和姿态回路上设定干扰如下:

$$D = \begin{bmatrix} d_x \\ d_y \\ d_z \\ d_\varphi \\ d_\theta \\ d_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(0.5t/40) \sin(0.5t/50) \\ \cos(0.5t/40) \sin(0.5t/50) \\ \cos(0.5t/40) \sin(0.5t/50) \\ \cos(0.5t/40) \sin(0.5t/50) \\ \cos(0.5t/40) \sin(0.5t/50) \\ \cos(0.5t/40) \sin(0.5t/50) \end{bmatrix} \quad (38)$$

仿真结果如图 3-6 所示。为验证所提出的 HFTC 方法的优势,本文将 HFTC 与传统滑模控制和反步法控制技术进行对比。巡检无人机巡视输电铁塔的实际轨迹跟踪轨迹如图 3 所示,蓝色虚线代表给定的跟踪路径,红色实线、绿色点线、粉色虚线分别代表无人机采用 3 种方法时的轨迹曲线,从图中可以看出 HFTC 控制更为精准,能

快速准确的跟踪参考路径。轨迹跟踪误差如图 4 所示,从中可以看出采用传统滑模控制(SMC)和反步法控制技术时在位置和航向角方向以及姿态角上均存在小幅度的稳态误差,而 HFTC 控制算法效果较为理想。采用基于固定时间观测器的非奇异终端滑模控制(FTESO-NTSM)控制方法与 NTSM 控制方法的对比如图 5 所示,从图中可以看出,0~5 s 内,FTESO-NTSM 的响应速度比 NTSM 快,且超调量比 NTSM 小,FTESO-NTSM 控制策略能够有效抑制复杂未知干扰(如模型不确定性、外部风扰和电磁干扰),显著提升姿态控制的稳定性和精度。四旋翼无人机实际与期望的位置环跟踪曲线如图 6 所示,从中可以看出 HFTC 控制比其他两种方法收敛速度更快且跟踪更为精准。

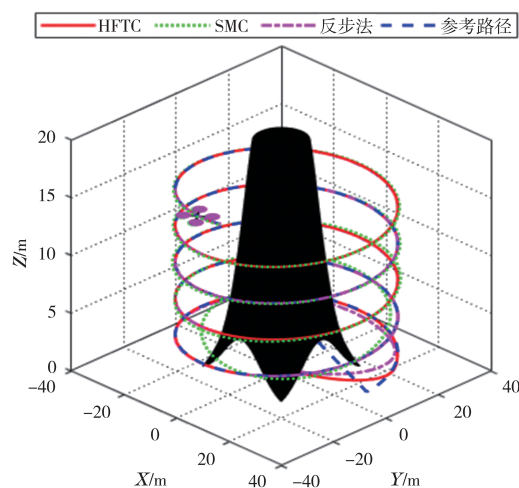


图 3 巡检无人机巡视输电铁塔路径曲线

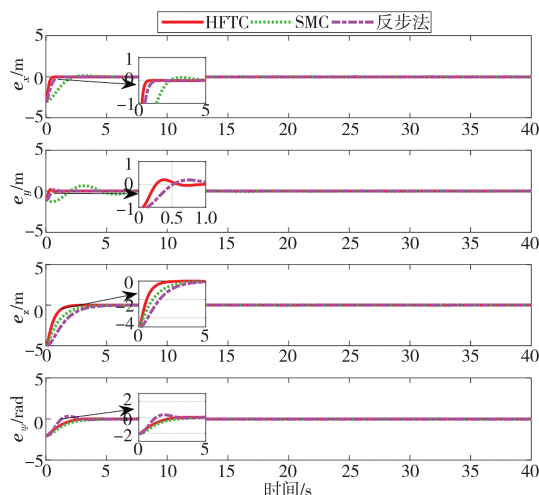


图 4 轨迹跟踪误差曲线

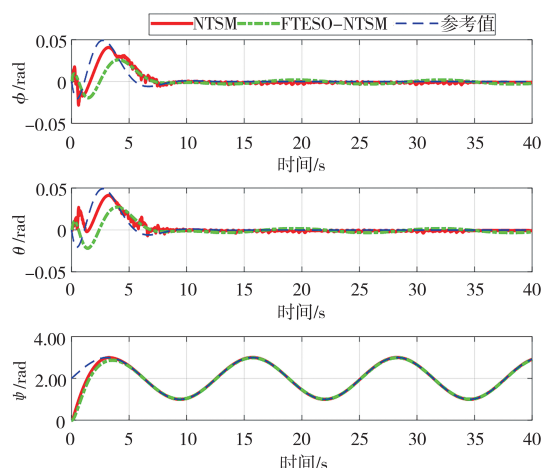


图 5 姿态环跟踪曲线

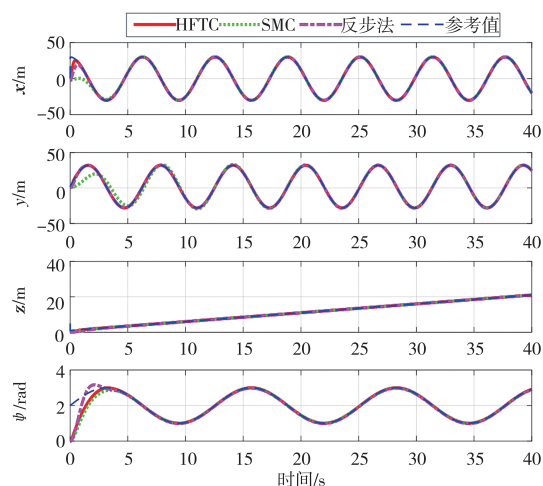


图 6 位置环跟踪曲线

4 结论

本文提出了一种基于固定时间扩张状态观测器的控制策略,用于解决存在外部扰动和不确定性时的四旋翼无人机轨迹跟踪问题。首先,针对高度子系统设计了 AISM 控制器。其次,通过反步法设计了水平位置控制器,并通过虚拟控制量推导出期望的滚转角和俯仰角。针对姿态子系统,构建了 NTSM 控制器,以实现实际姿态信号在有限时间内对期望信号的跟踪。为增强对未知扰动的鲁棒性,引入 FTESO 精确估计外部干扰。实验结果表明,该方案能实现四旋翼无人机的快速精准跟踪,验证了 HFTC 策略的有效性与优越性。

参考文献:

- [1] 刘枫琪,汪鼎杰,杨磊,等.无人机电网巡检关键技术与展望[J].中阿科技论坛(中英文),2024(1):94-97.

- [2] 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.
- [3] 王安琪,李俊丽,夏国锋,等.四旋翼无人机预设性能自适应 PID 控制[J].控制工程,2024,31(5):865-875.
- [4] 邵克勇,李林霞.基于分数阶滑模控制的无人机轨迹跟踪控制器设计[J].控制工程,2024,31(3):416-424.
- [5] 杨永刚,尹宜坤.带扩张观测器的旋翼无人机动态面滑模控制[J/OL].控制工程,1-9[2025-03-06].https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20220491.
- [6] 李云鹏,张立宪,韩岳江,等.基于模型预测控制的子母式无人机编队飞行控制方法[J].自动化学报,2025,51(2):312-326.
- [7] 於悻丰,任思维,张鑫帅,等.基于数据驱动模型预测控制的无人机轨迹跟踪方法[J].兵器装备工程学报,2024,45(11):272-282.
- [8] 王子恒,李伊陶,熊兴中.基于分布式模型预测控制的实时可交互无人机群编队方法[J].计算机应用研究,2024,41(12):3600-3606.
- [9] 王子龙,贾杰,张帆,等.基于滤波反步法的共轴双旋翼无人机控制[J].飞行力学,2024,42(6):31-35,49.
- [10] 沈昕格,金海,郭亮.基于反步法的四旋翼无人机自适应控制研究[J].电子科技,2022,35(3):32-37.
- [11] 张佳龙,赵迪,张普,等.通讯受限下无人机集群自适应追踪控制[J].系统工程与电子技术,2025,47(10):3401-3410.
- [12] 何嘉幸,曾智,李砚,等.航磁探测下多旋翼无人机自适应稳定飞行控制研究[J].计算机测量与控制,2025,33(9):118-126.
- [13] 吴海涛,刘俊辉,游志锐,等.四旋翼无人机悬停的多模型自适应控制[J].自动化应用,2025,66(2):1-5.
- [14] 李壮.基于反步法的四旋翼无人机编队跟踪控制研究[D].合肥:安徽工程大学,2024.
- [15] ZHAO J J, WANG Y F, WANG Q D. Event-triggered formation-containment control for multiple Euler-Lagrange systems with input saturation[J]. Journal of the Chinese Institute of Engineers, 2022, 45(4): 313-323.
- [16] 彭艺,雷云揆,杨青青,等.改进 PID 搜索算法的山地环境无人机路径规划[J/OL].系统仿真学报,1-12[2025-03-06].https://doi.org/10.16182/j.issn1004731x.joss.24-0721.
- [17] 张博,黄宜庆.基于变指数干扰观测器的无人机非奇异终端滑模控制[J].长春理工大学学报(自然科学版),2024,47(5):48-56.
- [18] HWANG C L, CHEN Y H. Fuzzy fixed-time learning control with saturated input, nonlinear switching surface, and switching gain to achieve null tracking error[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2019, 28(7): 1464-1476.
- [19] DING Y B, WANG X G, BAI Y L, et al. Robust fixed-time sliding mode controller for flexible air-breathing hypersonic vehicle[J]. ISA Transactions, 2019, 90: 1-18.
- [20] 石喜玲.多旋翼飞行器姿态测量及控制技术研究[D].太原:中北大学,2020.
- [21] CHEN F Y, JIANG R Q, ZHANG K K, et al. Robust backstepping sliding-mode control and observer-based fault estimation for a quadrotor UAV[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 5044-5056.
- [22] WANG N, DENG Q, XIE G M, et al. Hybrid finite-time trajectory tracking control of a quadrotor[J]. ISA Transactions, 2019, 90: 278-286.

本文责任编辑:秦明娟

(上接第 70 页)

- [5] DU X K, QU W J, YU X, et al. Research on online monitoring system of fusion transmission line based on multi-source data[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2022, 2360(1): 12-21.
- [6] 马明辉,谢晖,徐世斌.基于激光传感器的输电线路塔杆倾斜监测系统[J].传感器与微系统,2024,43(9):71-75.
- [7] PENG T W, TIAN F, LYU J, et al. Design and improvement of transmission line online monitoring communication network[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2021, 2006(1): 39-50.
- [8] 赵坤,何勇,代亮亮.基于 LoRa 的高压输电线路工况监测系统[J].仪表技术与传感器,2022(9):72-76.
- [9] 戴栋,张敏,赵东生,等.输电线路在线监测装置研制及其通信组网应用[J].高电压技术,2015,41(12):3902-3908.
- [10] 刘宇,胡上茂,刘刚,等.基于 LoRa 和 GPRS 的山区输电线路监测信号无线传输方案[J].高压电器,2023,59(2):177-183,189.
- [11] 宋新明,谢从珍,夏云峰,等.高压交流电场对 WIFI 无线通信影响的实验研究[J].高压电器,2019,55(12):125-131.
- [12] 钟家兴.输电线路在线监测系统通信方式研究[D].广州:广东工业大学,2021.
- [13] 邹军,马晨璐.高压交流输电线路地线磁感应取能方法[J].南方电网技术,2021,15(10):95-101.
- [14] 朱永灿,黄新波,张冠军,等.输电线路在线监测设备供电电源应用分析[J].高压电器,2018,54(7):231-236.
- [15] 公东生,蔡富东.输电线路在线监测装置供电电源的研究与设计[J].电子质量,2022(6):205-208.
- [16] 刘宏伟,郑遵国,李玉付,等.一种基于交流电场感应的取能电源设计[J].电力工程技术,2023,42(6):214-222.
- [17] XUE K J, LIU J Y, KANG N D, et al. Power supply for on-line monitoring device of power lines based on double-half ring core[J]. MATEC Web of Conferences, 2020, 336(1): 12-21.
- [18] 李玉付.基于电场感应的输电线路在线监测装置供电电源研究[D].北京:华北电力大学(北京),2022.
- [19] 程钰,曾翔君,马朝瑜,等.一种用于输电线路视频监测的取能电源的设计[J].高压电器,2024,60(10):156-163,170.
- [20] 孙小雨.高压输电线路在线监测装置感应取能电源的研究[D].长沙:中南大学,2023.

本文责任编辑:李璠