

<http://htkz.cn>

引用格式:柳骏,刘光,赵枫帆,等. 输电线路点云数据采集的四旋翼无人机自抗扰控制[J]. 航天控制, 2025, 43(1): 22-28.
(LIU Jun, LIU Guang, ZHAO Fengfan, et al. Active disturbance rejection control of quadrotor uav under transmission line point cloud data collection[J]. Aerospace Control, 2025, 43(1): 22-28.)

输电线路点云数据采集的四旋翼无人机 自抗扰控制

柳 骏, 刘 光, 赵枫帆, 孙 劼

国网浙江省电力有限公司台州供电公司, 台州 317700

摘 要 针对四旋翼无人机搭载激光雷达进行输电线路点云数据采集过程中的位置与姿态控制问题, 提出一种基于互补滑模的自抗扰控制器设计方法。考虑到四旋翼无人机复杂环境下存在强耦合、非线性和外界扰动影响的问题, 采用一种有限时间收敛的扩展状态观测器估计四旋翼无人机动力学系统的状态和集总扰动, 以便将观测得到的集总扰动引入自抗扰控制器进行前馈补偿, 同时构建互补滑模流形, 并用指数幂函数和符号函数的积分形式来保证自抗扰控制器的连续性。最后基于 Lyapunov 分析方法给出了位置与姿态跟踪误差渐近收敛的严格证明, 而且仿真结果对比证明, 所提方法具有更高的控制精度且能够充分抑制不同形式的外部时变扰动。

关键词 四旋翼无人机; 自抗扰控制; 互补滑模控制; 位置与姿态控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A **文章编号:** 1006-3242(2025)01-0022-07

Active disturbance rejection control of quadrotor uav under transmission line point cloud data collection

LIU Jun, LIU Guang, ZHAO Fengfan, SUN Jie

Taizhou Power Supply Company, State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd. Taizhou 317700, China

Abstract A design method for an active disturbance rejection controller based on complementary sliding mode is proposed to address the position and attitude control problem during the point cloud data collection process of quadrotor unmanned aerial vehicle (UAV) that carries a light detection and ranging (LiDAR) for power transmission lines. Regarding the problems of strong coupling, non-linearity, and external disturbance effects under the complex environment of quadrotor UAV, a finite time convergent extended state observer is adopted to estimate the state and lumped disturbances of the quadrotor UAV dynamic system, which introduces the observed lumped disturbances into the active disturbance rejection controller for feedforward compensation. At the same time, complementary sliding mode manifolds are established, and the exponential power function and the integral form of sign function are used to

收稿日期: 2024-11-20

作者简介: 柳 骏 (1981-), 男, 本科, 高级工程师, 主要从事输电线路运行与检修、输电带电作业与无人机巡检等方面研究工作。

ensure the continuity of the active disturbance rejection controller. Finally, a rigorous proof of the asymptotic convergence of position and attitude tracking errors is provided, which is based on the Lyapunov analysis method, and the simulation results show that the proposed method has higher control precision and can effectively suppress different forms of external time-varying disturbances.

Key words Quadrotor UAV; Active disturbance rejection control; Complementary sliding mode control; Position and attitude control

0 引言

四旋翼无人机机载激光雷达(Light detection and ranging, LiDAR)^[1-2]执行点云数据采集任务飞行过程中,输电线路通道中地面建筑、植被、电线、塔杆以及空中漂浮物这些均会引起噪声干扰。值得关注的是,四旋翼无人机各种运动模式和位置与姿态控制精度也会对点云数据造成不同程度的噪声干扰,为此,研究特殊环境下的四旋翼无人机自抗扰控制能够降低输电线路点云数据采集过程中存在的噪声干扰。

针对四旋翼无人机自抗扰控制面临的挑战,国内外学者进行了大量研究。文献[3]采用自抗扰控制方法实现了四旋翼无人机在外部干扰和模型不确定性条件下的姿态控制。文献[4]为提高四旋翼无人机的控制性能提出了一种改进的自抗扰控制技术,并实现了四旋翼无人机姿态稳定。文献[5]提出了一种改进型自抗扰控制技术,解决了四旋翼无人机姿态控制系统在外界干扰下的跟踪精度和抗扰动性能易受到影响问题。文献[6]针对四旋翼无人机姿态控制系统的跟踪和抗扰问题,提出了一种积分反步自抗扰控制方法。需要指出的是,上述自抗扰控制方法仅限于解决四旋翼无人机的姿态控制问题。为实现四旋翼无人机控制系统在面临严重不确定性和未知外部干扰情形下的俯仰角跟踪,文献[7]设计了一种分数阶线性自抗扰控制方案,而该自抗扰控制方法也仅仅实现了四旋翼无人机的俯仰角跟踪控制,控制结构比较单一。文献[8]采用经典的姿态环和位置环控制结构,为具有切换通讯拓扑的四旋翼无人机群系统设计了一种分布式自抗扰编队跟踪控制方法。

上述文献所设计的自抗扰控制方法大多集中于解决不同情形下四旋翼无人机的姿态控制问题,而未能实现四旋翼无人机的位置与姿态控制,对于机载激光雷达进行输电线路点云数据采集的四旋

翼无人机控制系统来说,其位置与姿态控制直接影响所获取数据的精度和可靠性。为此,本文致力于解决四旋翼无人机在机载激光雷达情形下遭受外界干扰和模型不确定影响的位置与姿态控制问题,提出了一种基于互补滑模的自抗扰控制器设计方法,可以提升控制系统抗扰动能力、减少静态误差以及保证控制量的连续性。

1 四旋翼无人机动力学模型

基于假设:认为四旋翼无人机及其配件是结构对称和密度分布均匀的刚体;忽略飞行过程中可能出现的形变情形。考虑外部干扰和模型不确定性情况下,利用欧拉-拉格朗日建模方法建立四旋翼无人机动力学模型^[9],表示为

$$\begin{cases} \ddot{x} = (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) u_1/m + d_x \\ \ddot{y} = (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) u_1/m + d_y \\ \ddot{z} = (\cos \phi \cos \theta) u_1/m - g + d_z \\ \ddot{\phi} = \frac{l}{I_x} u_2 + qr \frac{I_y - I_z}{I_x} - \frac{J_r}{I_x} q \Omega_r + d_\phi \\ \ddot{\theta} = \frac{l}{I_y} u_3 + pr \frac{I_z - I_x}{I_y} - \frac{J_r}{I_y} p \Omega_r + d_\theta \\ \ddot{\psi} = \frac{u_4}{I_z} + pq \frac{I_x - I_y}{I_z} + d_\psi \end{cases} \quad (1)$$

式中: x, y, z 表示无人机的空间位置, $\ddot{x}, \ddot{y}, \ddot{z}$ 表示空间位置的对应加速度, ϕ, θ, ψ 表示无人机的滚转角、俯仰角和偏航角, $\ddot{\phi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi}$ 表示姿态角角加速度, m, l, g 表示无人机的总质量、螺旋桨中心到重心的距离和重力加速度, I_x, I_y, I_z 表示无人机沿着坐标轴的转动惯量, $d_i (i = x, y, z)$ 表示质心运动集总干扰(内外部扰动、空气阻力、模型不确定等), $d_i (i = \phi, \theta, \psi)$ 表示姿态运动集总干扰(内外部扰动、空气阻尼力矩、桨陀螺力矩、模型不确定等), $\Omega_r = -\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_3 + \Omega_4$, $\Omega_i (i = 1, 2, 3, 4)$ 表示螺旋桨的转速, p, q, r 表示无人机的角速度, J_r 表示无人机总惯性矩, u_1, u_2, u_3 和 u_4 分别表示控制无人机垂直、滚转、俯仰和偏航

运动的输入控制量。

通过引入如下虚拟控制量来解决四旋翼无人机的欠驱动问题以及简化后续公式推导过程。

$$\begin{cases} v_x = (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) u_1 / m \\ v_y = (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) u_1 / m \\ v_z = (\cos \phi \cos \theta) u_1 / m - g \\ v_\phi = \frac{lu_2}{I_x} \\ v_\theta = \frac{lu_3}{I_y} \\ v_\psi = \frac{u_4}{I_z} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $v_i (i = x, y, z)$ 表示虚拟控制量。

需要指出的是,为解决滚转通道、俯仰通道和偏航通道间的耦合问题,采用自抗扰各通道集总干扰的思路,运用有限时间收敛的扩展状态观测器独立地对各通道中的集总干扰进行实时估计并补偿,进而实现解耦目标。而且通过解耦可以获得四旋翼无人机的输入控制量 u_1 、期望滚转角 ϕ_d 和期望俯仰角 θ_d , 具体解耦算法为

$$\begin{cases} u_1 = m \sqrt{v_x^2 + v_y^2 + (v_z + g)^2} \\ \phi_d = \arcsin \left(\frac{v_x \sin \psi - v_y \cos \psi}{\sqrt{v_x^2 + v_y^2 + (v_z + g)^2}} \right) \\ \theta_d = \arctan \left(\frac{v_x \cos \psi + v_y \sin \psi}{v_z + g} \right) \end{cases} \quad (3)$$

根据式(2),对式(1)进行化简可得

$$\begin{cases} \ddot{x} = v_x + d_x \\ \ddot{y} = v_y + d_y \\ \ddot{z} = v_z + d_z \\ \ddot{\phi} = v_\phi + d'_\phi \\ \ddot{\theta} = v_\theta + d'_\theta \\ \ddot{\psi} = v_\psi + d'_\psi \end{cases} \quad (4)$$

式中: $d'_\phi = (qr(I_y - I_z) - J_r q \Omega_r) / I_x + d_\phi$, $d'_\theta = (pr(I_z - I_x) - J_r p \Omega_r) / I_y + d_\theta$, $d'_\psi = pq(I_x - I_y) / I_z + d_\psi$ 。

通过上述四旋翼无人机控制系统,结合式(1),可得

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_2 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{u} + \mathbf{f}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{x}_1 = [x, y, z, \phi, \theta, \psi]^T$, $\mathbf{u} = [v_x, v_y, v_z, v_\phi, v_\theta, v_\psi]^T$, $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) = [d_x, d_y, d_z, d'_\phi, d'_\theta, d'_\psi]^T$ 。需要注意的是,四旋翼无人机的输入控制量 u_2, u_3, u_4 可由式(2)中的 v_ϕ, v_θ, v_ψ 获得。因此,四旋翼无人机控制系统将由

x, y, z, ϕ, θ 和 ψ 六个独立通道组成,以它们的期望值作为通道指令,每个通道采用自抗扰控制。

2 扩展状态观测器设计

采用有限时间收敛的扩展状态观测器对四旋翼无人机线速度、角速度和集总干扰进行估计。首先将集总干扰向量 $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ 扩展成新的状态变量 \mathbf{x}_3 , 进而将式(5)扩展成为如下迭代方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_2 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{x}_3 + \mathbf{u} \\ \dot{\mathbf{x}}_3 = \dot{\mathbf{f}}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) \end{cases} \quad (6)$$

结合文献[10]的思路,建立如下有限时间收敛的扩展状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_1 = \hat{\mathbf{x}}_2 + \beta_1 \text{sig}^{\alpha_1}(\mathbf{e}_1) \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}}_2 = \hat{\mathbf{x}}_3 + \beta_2 \text{sig}^{\alpha_2}(\mathbf{e}_1) + \mathbf{u} \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}}_3 = \beta_3 \text{sig}^{\alpha_3}(\mathbf{e}_1) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_i$ 为状态向量 \mathbf{x}_i 的估计值,状态 \mathbf{x}_i 的估计误差定义为 $\mathbf{e}_i = \mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i$, 参数满足 $0 < \alpha_i < 1, \beta_i > 0$, $\text{sig}^i(\cdot) = |\cdot|^i \text{sgn}(\cdot)$, $\text{sgn}(\cdot)$ 表示符号函数, $i = 1, 2, 3$ 。

根据式(6)和(7),可以推导出如下观测器误差方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}}_1 = \mathbf{e}_2 - \beta_1 \text{sig}^{\alpha_1}(\mathbf{e}_1) \\ \dot{\mathbf{e}}_2 = \mathbf{e}_3 - \beta_2 \text{sig}^{\alpha_2}(\mathbf{e}_1) \\ \dot{\mathbf{e}}_3 = \dot{\mathbf{f}}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) - \beta_3 \text{sig}^{\alpha_3}(\mathbf{e}_1) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{e}_i = \mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i (i = 1, 2, 3)$ 。

结合文献[10]中有限时间收敛的扩展状态观测器相关定义,通过选择合适的参数 $\beta_i (i = 1, 2, 3) > 0, t_f > 0$, 可以使得估计误差 \mathbf{e}_{est} 在有限时间内收敛到足够小。

$$\begin{cases} \|\mathbf{e}_{\text{est}}\| \leq \frac{\sup(\mathbf{f}) \sqrt{\beta_3^2 + 4}}{\sigma_{\min}\{\mathbf{Q}\} \sigma_{\min}\{\mathbf{E}\}}, \forall t > t_f \\ T_i \leq \frac{2(a+b)}{ab} (\lambda_{\max}\{\mathbf{E}\} \mathbf{e}_{\text{est}0}^T \mathbf{E} \mathbf{e}_{\text{est}0})^{1/2} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{e}_{\text{est}} = [\text{sig}^{(\gamma+1)/2}(\mathbf{e}_1), \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3]^T$, $\mathbf{e}_{\text{est}0}$ 为初始的估计误差, $a = (\gamma+1) \sigma_{\min}\{\mathbf{Q}\} \sigma_{\min}\{\mathbf{E}\} - 2 \sup(\mathbf{f}) \sqrt{\beta_3^2 + 4}$, $b = 2 \varepsilon_f \sigma_{\min}\{\mathbf{Q}\} \sigma_{\min}\{\mathbf{E}\} - 2 \sup(\mathbf{f}) \sqrt{\beta_3^2 + 4}$, $\mathbf{Q} = [\beta_1, -1, 0; \beta_2, 0, -1; \beta_3, 0, 0]$, $\mathbf{E} = [2\beta_1/(\gamma+1) + \beta_2^2 + \beta_3^2, -\beta_2, -\beta_3; -\beta_2, 2, 0; -\beta_3, 0, 2]$, $\sigma_{\min}\{\cdot\}$ 表示矩阵的最小奇点, $\sup\{\mathbf{f}\}$ 表示集总干扰向量 $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ 导数的上限, $\lambda_{\max}\{\cdot\}$ 表示矩阵的最大特征值。

3 自抗扰控制器设计

为实现四旋翼无人机位置与姿态跟踪控制,根据式(5)可定义如下的跟踪误差项:

$$\begin{cases} \mathbf{e} = \mathbf{x}_{1d} - \mathbf{x}_1 \\ \dot{\mathbf{e}} = \mathbf{x}_{2d} - \hat{\mathbf{x}}_2 = \dot{\mathbf{x}}_{1d} - \hat{\mathbf{x}}_2 \end{cases} \quad (10)$$

需要指出,为了降低硬件成本,避免将速度传感器引起的测量噪声引入控制系统,可将式(10)中跟踪误差的导数 $\dot{\mathbf{e}}$ 替换为其估计值 $\hat{\dot{\mathbf{e}}}$,并将其用于如下滑模流形设计。

根据文献[11]中互补滑模控制思路,通过采用位置与姿态跟踪误差项式(10),首先设计如下广义滑模流形:

$$\mathbf{s}_1 = \hat{\mathbf{e}} + 2\mathbf{c}\mathbf{e} + \mathbf{c}^2 \int_0^t \mathbf{e} d\tau \quad (11)$$

式中: $\mathbf{c} = \text{diag}(c_x, c_y, c_z, c_\phi, c_\theta, c_\psi)$,且 $\mathbf{c} > 0$ 。

将式(11)等式两边求导可得到

$$\dot{\mathbf{s}}_1 = \hat{\dot{\mathbf{e}}} + 2\mathbf{c}\hat{\dot{\mathbf{e}}} + \mathbf{c}^2 \mathbf{e} = \ddot{\mathbf{x}}_{1d} - \hat{\mathbf{x}}_3 - \mathbf{u} + 2\mathbf{c}\hat{\dot{\mathbf{e}}} + \mathbf{c}^2 \mathbf{e} \quad (12)$$

接下来,设计如下互补滑模流形:

$$\mathbf{s}_2 = \hat{\mathbf{e}} - \mathbf{c}^2 \int_0^t \mathbf{e} d\tau \quad (13)$$

根据式(11)和(13),可以建立广义滑模流形 \mathbf{s}_1 与互补滑模流形 \mathbf{s}_2 之间的关系:

$$\dot{\mathbf{s}}_1 = \dot{\mathbf{s}}_2 + \mathbf{c}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) \quad (14)$$

为保证四旋翼无人机输入控制量的连续性,将符号函数积分化,由此可设计连续的自抗扰滑模控制器为

$$\begin{aligned} \mathbf{u} = & \ddot{\mathbf{x}}_{1d} - \hat{\mathbf{x}}_3 + \mathbf{c}(2\hat{\dot{\mathbf{e}}} + \mathbf{c}\mathbf{e} + \mathbf{s}_1) + \\ & \mathbf{k}_1 \text{sig}^{1/2}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) + \int \mathbf{k}_2 \text{sgn}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) dt \end{aligned} \quad (15)$$

式中:系数矩阵 $\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2$ 为正对角矩阵,满足 $\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2 > 0$ 。

注1. 虽然文献[11]所提方法和本文所提方法均采用了互补滑模控制,但不同的是,本文所提基于互补滑模的自抗扰控制策略无需采用循环神经网络对集总干扰项进行实时逼近,使得计算工作量和复杂度得到很大程度上的改善,且本文采用有限时间收敛的扩展状态观测器一方面能够在有限时间内实现对集总干扰的估计,另一方面控制器参数相对减少了很多,体现了本文所提方法的优势。

4 稳定性分析

下面结合上述自抗扰滑模控制器,进行系统稳

定性分析:

定理1. 对于系统式(5),设计扩展状态观测器式(7)和自抗扰滑模控制器式(15),选取参数满足 $0 < \alpha_i (i = 1, 2, 3) < 1, \beta_i (i = 1, 2, 3) > 0, \mathbf{c}, \mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2 > 0$,则四旋翼无人机位置与姿态的跟踪误差能够渐近收敛到0。

证明. 首先,定义Lyapunov函数为

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{s}_1^T \mathbf{s}_1 + \frac{1}{2} \mathbf{s}_2^T \mathbf{s}_2 \quad (16)$$

对式(14)两边求导,可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \mathbf{s}_1^T (\dot{\mathbf{s}}_2 + \mathbf{c}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2)) + \mathbf{s}_2^T \dot{\mathbf{s}}_2 = (\mathbf{s}_1^T + \mathbf{s}_2^T) (\dot{\mathbf{s}}_1 - \mathbf{c}\mathbf{s}_2) = \\ & (\mathbf{s}_1^T + \mathbf{s}_2^T) (\ddot{\mathbf{x}}_{1d} - \hat{\mathbf{x}}_3 - \mathbf{u} + 2\mathbf{c}\hat{\dot{\mathbf{e}}} + \mathbf{c}^2 \mathbf{e} - \mathbf{c}\mathbf{s}_2) \end{aligned} \quad (17)$$

接下来将控制器(15)代入式(17)中可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V} = & (\mathbf{s}_1^T + \mathbf{s}_2^T) (-\mathbf{c}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) - \mathbf{k}_1 \text{sig}^{1/2}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) - \\ & \int \mathbf{k}_2 \text{sgn}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) dt) = -(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2)^T \mathbf{c}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) - \\ & \mathbf{k}_1 \|\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2\|^{3/2} - \|\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2\| \int \mathbf{k}_2 dt \end{aligned} \quad (18)$$

当满足 $\mathbf{c} > 0, \mathbf{k}_1 > 0, \mathbf{k}_2 > 0$ 时,则有

$$\dot{V} \leq -(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2)^T \mathbf{c}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) \leq 0 \quad (19)$$

根据式(19)可得Lyapunov函数 $V(t)$ 单调递减,则 \mathbf{s}_1 和 \mathbf{s}_2 有界。两边进行积分可得

$$\int_0^\infty (\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2)^T \mathbf{c}(\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) dt \leq V(0) - V(\infty) \quad (20)$$

考虑到 $V(t)$ 有界且递减,故有 $\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2$ 平方可积。依据Barbalat引理^[12],可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} (\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2) = \mathbf{0}$ 。由广义滑模流形式(11)和互补滑模流形式(13)求和得到 $\mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2 = 2(\hat{\mathbf{e}} + \mathbf{c}\mathbf{e})$,则 $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e} = \mathbf{0}$,即系统所有状态跟踪误差将收敛到0。

5 仿真校验

为验证四旋翼无人机搭载激光雷达进行输电线路点云数据采集中的抗干扰能力,分别基于非互补滑模的自抗扰控制方法(该方法中滑模流形仅采用公式(11))、串级PID(Proportion integration and differentiation)控制方法和文中所提出的基于互补滑模的自抗扰控制方法进行无人机位置与姿态跟踪控制系统设计和对比仿真验证。四旋翼无人机模型参数设置为 $m = 1.1 \text{ kg}, l = 0.21 \text{ m}, I_x = I_y = 1.22 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, I_z = 2.2 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, J_r = 0.2 \text{ Ns}^2/\text{rad}, g = 9.81 \text{ m/s}^2$ 。四旋翼无人机的初始位置设定为 $(x, y, z) = (0, 0, 0) \text{ m}$,四旋翼无人机的初始姿态角设定为 $(\phi, \theta, \psi) = (0, 0, 0) \text{ rad}$ 及初始角速度设置为

$(p, q, r) = (0, 0, 0)$ rad/s。扩展状态观测器参数为 $\beta_1 = 30, \beta_2 = 300, \beta_3 = 500, \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0.675$ 。所设计的自抗扰滑模控制器其参数设定为

$$\begin{cases} c = \text{diag}(2, 1, 8, 10, 10, 2) \\ k_1 = \text{diag}(7, 7, 15, 40, 80, 7) \\ k_2 = \text{diag}(0.5, 0.4, 0.2, 0.2, 0.4, 0.2) \end{cases} \quad (21)$$

四旋翼无人机的位置指令设置为

$$x_d = \sin(0.1t), y_d = \cos(0.1t), z_d = 0.1t \quad (22)$$

基于式(3)设定四旋翼无人机的偏航角指令设置为 $\psi_d = 0$ rad, 则期望滚转角和期望俯仰角分别为

$$\begin{cases} \phi_d = \arcsin\left(\frac{v_x \sin \psi - v_y \cos \psi}{\sqrt{v_x^2 + v_y^2 + (v_z + g)^2}}\right) \\ \theta_d = \arctan\left(\frac{v_x \cos \psi + v_y \sin \psi}{v_z + g}\right) \end{cases} \quad (23)$$

设置模型参数 m, I_x, I_y, I_z 的取值均减少 10% 代表模型参数不确定性, 同时选取集总干扰如下:

$$\begin{cases} d_x = \cos(t) \\ d_y = \sin(t) \\ d_z = \sin(t) \cos(t) \\ d_\phi = \sin(0.5t) \\ d_\theta = \cos(0.5t) \\ d_\psi = \sin(0.5t) \cos(0.5t) \end{cases} \quad (24)$$

图 1~3 给出了不同控制方法下的四旋翼无人机位置与姿态跟踪控制结果。其中图 1 和 2 给出了位置与姿态角的跟踪响应曲线, 从图中可以看出, 基于非互补滑模的自抗扰控制方法和本文所提出的基于互补滑模的自抗扰控制方法均实现了集总干扰影响下位置与姿态角指令的高精度跟踪控制, 而串级 PID 控制方法虽然大体上能够实现位置与姿态角的跟踪控制, 但是跟踪精度较低。另外, 从图 1(c) 和图 2 中可以看出, 基于互补滑模的自抗扰控制方法位置与姿态角跟踪精度更高, 且无明显波动, 而基于非互补滑模的自抗扰控制方法位置与姿态角跟踪精度较低, 且存在明显的小范围内波动。图 3 给出了控制量的变化曲线, 可以看出, 本文所提控制方法保证了控制量的连续性。

为研究基于非互补滑模的自抗扰控制方法和基于互补滑模的自抗扰控制方法的性能并进行定量比较, 本文考虑了积分绝对导数控制信号(Integral absolute derivative control signal, IADC), 其被定义为

$$\int_0^{t_f} |\dot{u}| dt。$$

所计算出的 IADC 性能指标如表 1 所示。可以

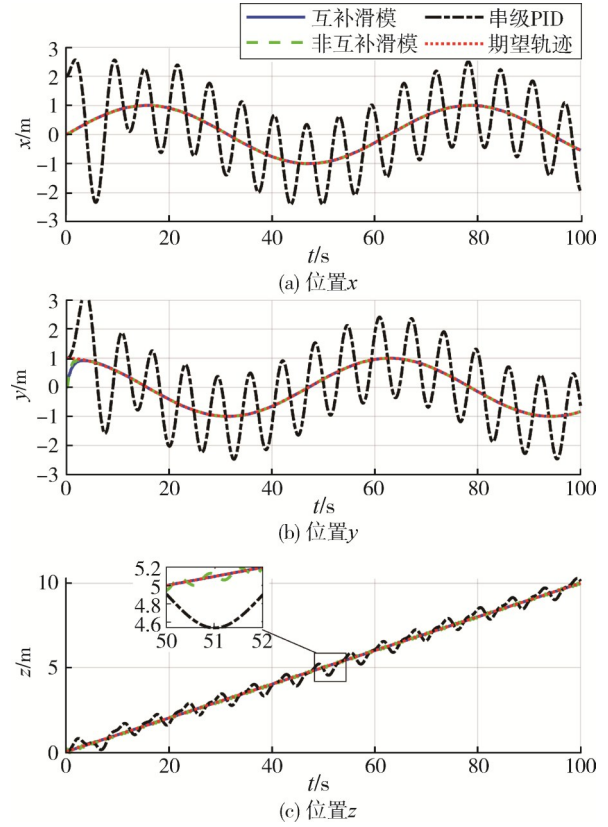


图 1 位置跟踪响应曲线

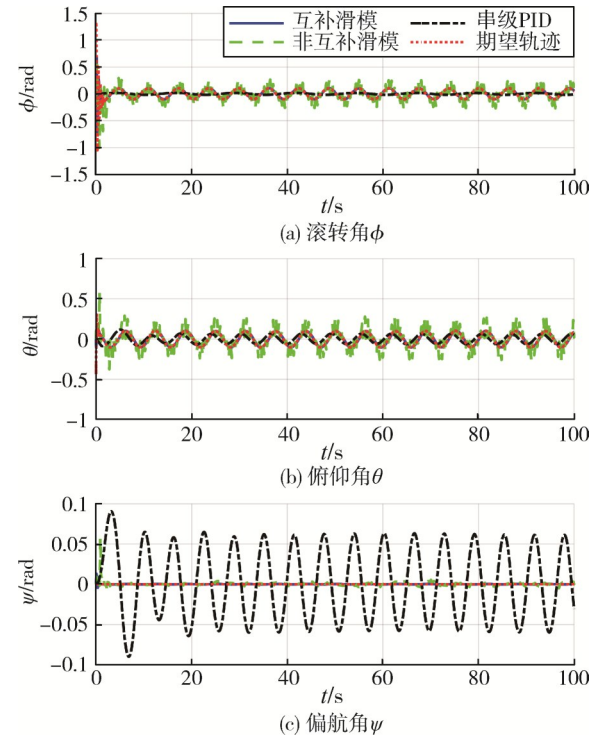


图 2 姿态角跟踪响应曲线

看出, 基于互补滑模的自抗扰控制方法产生的控制信号比基于非互补滑模的自抗扰控制方法产生的

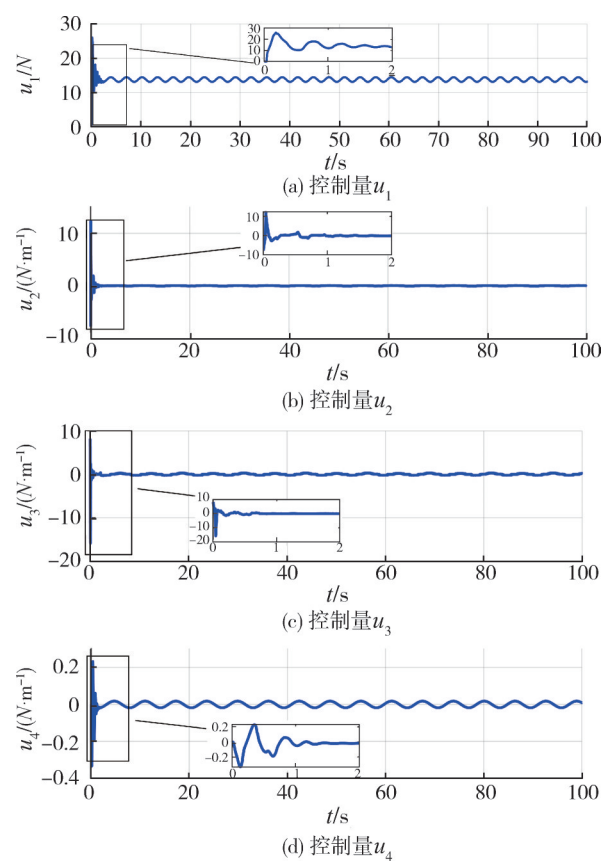


图3 控制量

控制信号更加平滑。

表 1 IADC 性能指标

	u_1	u_2	u_3	u_4
互补滑模	502.00	307.98	1466.42	7.48
非互补滑模	884.97	352.29	4889.51	26.55

6 结 论

针对四旋翼无人机搭载激光雷达进行输电线路点云数据采集过程中的位置与姿态控制问题,提出了一种基于互补滑模的自抗扰控制器设计方法。仿真结果表明,所提方法在保证控制量连续的情况下实现了位置与姿态的高精度跟踪,具有优越的抗干扰能力。

参 考 文 献

[1] 陈邦松,司马劲松,赵光祖,等. 植被茂密山区机载激光雷达数据采集最优密度试验研究[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2024, DOI: 10.13203/j.whugis.20240097. (CHEN Bangsong, SIMA Jinsong, ZHAO

Guangzu, et al. Optimal point density of airborne LiDAR data collection for hazards in mountainous aeras [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2024, DOI: 10.13203/j.whugis20240097.)

[2] 柴群,李俊杰,梁剑波. 基于改进YOLOv3的无人机机载激光雷达图像目标定位方法[J]. 激光杂志, 2023, 44 (4) : 202-206. (CHAI Qun, LI Junjie, LIANG Jianbo. Target localization method of UAV airborne lidar image based on improved YOLOv3 [J]. Laser Journal, 2023, 44(4): 202-206.)

[3] 孙嫚忆,张安,胡树欣,等. 基于自抗扰的四旋翼无人机控制方法[J]. 光电与控制, 2024, 31(1): 33-39+ 68. (SUN Manyi, ZHANG An, HU Shuxin, et al. A quadrotor control method based on active disturbance rejection [J]. Electronics Optics & Control, 2024, 31 (1): 33-39+68.)

[4] 彭程,边琦,张甜,等. 四旋翼飞行器姿态稳定系统改进自抗扰控制[J]. 飞行力学, 2024, DOI: 10.13-645/j.cnki.f.d.20240010.007. (PENG Cheng, BIAN Qi, ZHANG Tian, et al. Improved active disturbance rejection control for quadrotor attitude [J]. Flight Dynamics, 2024, DOI: 10.13645/j.cnki.f.d.20240010.007.)

[5] 俞苏苏,齐晶晶,万鸾飞,等. 基于改进型自抗扰控制的四旋翼无人机姿态控制系统研究[J]. 安徽工程大学学报, 2023, 38 (5) : 38-46. (YU Susu, QI Jingjing, WAN Luanfei, et al. Research on attitude control system of quadrotor UAV based on improved active disturbance rejection control [J]. Journal of Anhui Polytechnic University, 2023, 38(5): 38-46.)

[6] YU S S, FAN X, QI J J, et al. Attitude control of quadrotor UAV based integral backstepping active disturbance rejection control [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2024, 46 (4) : 703-715.

[7] SONG J, HU Y L, SU J C, et al. Fractional-order linear active disturbance rejection control design and optimization based improved sparrow search algorithm for quadrotor UAV with system uncertainties and external disturbance [J]. Drones, 2022, 6(9): 229.

[8] XU L X, WANG Y L, WANG X F, et al. Distributed active disturbance rejection formation tracking control for quadrotor UAVs [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2024, 54(8): 4678-4689.

[9] 黄迪,陆伟民,应彬. 模型不确定和未知扰动下四旋翼无人机位置与姿态控制[J]. 航天控制, 2024, 42 (4) : 22-28. (HUANG Di, LU Weimin, YING Bin. Position and attitude control of quadrotor UAV with

- model uncertainties and unknown disturbances [J]. Aerospace Control, 2024, 42(4): 22-28.)
- [10] ZHAO D J, YANG D G. Model-free control of quadrotor vehicle via finite-time convergent extended state observer[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2016, 14(1): 242-254.
- [11] 李晨, 熊晶晶. 倾转四旋翼无人机自适应RNN互补滑模控制[J]. 航天控制, 2024, 42(1): 44-50. (LI Chen, XIONG Jingjing. Adaptive RNN complementary sliding mode control for tilting quadrotor UAV [J]. Aerospace Control, 2024, 42(1): 44-50.)
- [12] XIONG J J, GUO N H, MAO J, et al. Self-tuning sliding mode control for an uncertain coaxial octotorotor UAV [J]. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics: Systems, 2023, 53(2): 1160-1171.