

DOI: 10.7652/xjtuxb201912021

采用时延状态观测器的旋翼无人机自适应编队控制

徐振, 李胜, 陈庆伟, 季蔡娟
(南京理工大学自动化学院, 210094, 南京)

摘要: 针对无人机编队中的通信时延与工作引起的惯量变化,提出了一种基于时延状态观测器的旋翼无人机自适应编队控制方法。该方法利用编队结构参数确定队形,把编队控制转化为跟随无人机对虚拟无人机的轨迹跟踪;考虑精确的无人机动力学模型,并据此设计变时延状态观测器,对领航无人机的状态进行观测和补偿;针对补偿后的被控对象,设计自适应滑模编队控制器,并估计变负载工作状态下的质量和惯量。两组仿真结果表明:该方法对编队飞行中变质量变惯量行为的自适应误差小于 6%,稳态时延状态的观测误差趋近 0,体现出较好的控制精度和鲁棒性,具有很好的工程应用前景。

关键词: 编队控制;旋翼无人机;惯量变化;时延观测器

中图分类号: TP183 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)12-0161-09

An Adaptive Formation Control Method of Rotorcrafts Based on Delay State Observers

XU Zhen, LI Sheng, CHEN Qingwei, JI Caijuan
(School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: An adaptive formation control method of rotorcrafts based on delay state observers is proposed to solve the change of inertia and communication delay in formation of rotorcrafts. Firstly, the method uses parameters of formation structure to determine the formation, and transforms the formation control into tracking trajectories of virtual rotorcrafts. Then, a variable delay state observer is designed by considering the accurate dynamic model of rotorcraft system, and used to observe and compensate the leader's state. An adaptive sliding mode controller is designed for the controlled object after compensation and used to control the follower and to estimate the mass and inertia under variable loads. Simulation results of the method show that the adaptive error of inertia changing behavior is less than 6%, and the observation error of the steady delay state tends to 0, suggesting that the method has high control accuracy and robustness, and has good engineering application prospects.

Keywords: formation control; rotorcraft; change of inertia; delay observer

近年来,旋翼无人机以其成本低、操作简单的特点和优异的中低空机动性能,受到了使用者的青睐。如今在物资运输、森林灭火、目标追踪、战场侦察与

打击、电力巡线等场景,无人机发挥着越来越重要的作用。目前,无人机之间的通信延迟和变质量惯量等行为,制约着无人机编队的精度及其执行任务的

能力,而无人机的编队是提高无人机工作效率的有效方式。

常见的编队方法有领航跟随法、虚拟结构法、基于行为法、一致性算法等。基于行为法实现简单,多适用于未知环境,但编队收敛性很难进行精确的数学证明;虚拟结构法和领航跟随法类似,要求核心无人机的全状态反馈信息,原理简单,便于工程实现,但对核心无人机的安全性和鲁棒性要求较高,当智能体增多时,运算量较大^[1];一致性算法最早由 Ren^[2]和 Liu 等^[3]引入到多智能体系统的编队控制中,其分布式的特点具有良好的鲁棒性,在智能体较多的情况下优势明显。文献[4]中用一致性理论进行多机器人的队形控制和稳定性分析;文献[5]对高阶线性模型的一致性协议运用中的时变队形和时延问题进行了讨论。本文考虑小型无人机编队,结合全文侧重点和文献[15],采用领航跟随法进行编队飞行。

一方面,针对无人机编队在复杂环境中的通信延迟问题,学者们已提出多种处理方法,例如:文献[6]针对一类二阶异质多智能体系统的时延问题,提出了一种无假设条件的异质多智能体系统静态组一致性算法;文献[7]通过变量代换,将时延条件下的线性群系统编队控制问题转化为时延系统的镇定问题,以构造李雅普诺夫函数;文献[8]针对一类无速度传感器的灵巧型喷气式无人机设计时延观测器,用于估算自身状态。现阶段的文献中,时变时延多采用被动的处理方式,即通过一致性协议设计,在得知通信延迟变化率等先验条件的前提下,实现无人机群系统跟踪误差有界,但通常误差无法收敛到0,或具有一定的保守性,收敛速度较慢,而将时延状态观测器用于旋翼无人机编队的可参考案例也相对较少。

另一方面,无人机担任的工作角色,如投掷弹药、抛洒干冰、运输货物等,极易引起质量和惯量的变化。这不仅影响单个无人机的工作状态,影响时延状态观测器的收敛性,而且影响编队的全局控制性能。文献[9]利用非线性自适应控制对未知定常参数进行辨识;文献[10]基于自适应反步法和非线性阻尼算法,提出了一种鲁棒自适应控制器,实现了对惯量参数的估计,最终实现了航天器姿态控制系统全局一致有界;文献[11]针对具有未知常数惯量不确定性和外界干扰的航天器,设计了一种有限时间自适应滑模姿态跟踪控制器,使得期望姿态实现有限时间一致;文献[12]针对机械系统高频扭矩振动带来的系统惯量变化,采用抗共振滤波器和自适

应神经控制器的协同作用解决了这一问题。以上文献中,系统质量和惯量多为未知定常,或仅有其发生变化的情况,然而这两者往往是密不可分的;同时,在依据李雅普诺夫函数法设计控制律时,将待估计值处理为缓变量,只适用于部分场景,适用范围较小。

本文针对上述两个方面的问题,采用领航跟随法的编队方式,应用编队参数生成虚拟无人机位置,然后根据编队误差,设计基于时延观测器的旋翼无人机自适应编队控制器。在通信存在变时延的情况下,跟随者可以准确跟踪虚拟无人机位置,实现对各类变惯量行为的自适应调整,提高编队收敛速度和精度。设计2组仿真实验,通过跟踪不同路径和惯量变化方式,验证所提方法的有效性。

1 模型与问题描述

1.1 模型描述

根据牛顿欧拉建模原理,参考文献[13],建立四旋翼无人机系统的动态模型

$$\left. \begin{aligned} \ddot{\varphi} &= \ddot{\theta} \dot{\psi} \frac{I_y - I_z}{I_x} - \frac{J_r \dot{\theta} \Omega_r}{I_x} - \frac{K_{\varphi} \dot{\varphi}^2}{I_x} + \frac{d}{I_x} u_2 \\ \ddot{\theta} &= \dot{\varphi} \dot{\psi} \frac{I_z - I_x}{I_y} - \frac{J_r \dot{\varphi} \Omega_r}{I_y} - \frac{K_{\theta} \dot{\theta}^2}{I_y} + \frac{d}{I_y} u_3 \\ \ddot{\psi} &= \dot{\varphi} \dot{\theta} \frac{I_x - I_y}{I_z} - \frac{K_{\psi} \dot{\psi}^2}{I_z} + \frac{K_D}{I_z} u_4 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \ddot{z} &= (\cos \varphi \cos \theta) \frac{1}{m_0} u_1 - g - \frac{K_{fdz}}{m} \dot{z} + d_{Fz} \\ \ddot{x} &= (\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi) \frac{1}{m_0} u_1 - \frac{K_{fdx}}{m} \dot{x} + d_{Fx} \\ \ddot{y} &= (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) \frac{1}{m_0} u_1 - \frac{K_{fdy}}{m} \dot{y} + d_{Fy} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{X} = [\varphi \ \dot{\varphi} \ \theta \ \dot{\theta} \ \psi \ \dot{\psi} \ x \ \dot{x} \ y \ \dot{y} \ z \ \dot{z}]^T$ 为系统状态; $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ u_4]^T$ 为高度与姿态角通道的控制输入; $\boldsymbol{\xi} = [\varphi \ \theta \ \psi \ x \ y \ z]^T$ 为系统输出,其中, $[x \ y \ z]$ 为无人机在惯性系中质心的位置, $[\varphi \ \theta \ \psi]$ 为无人机在惯性系中的旋转姿态角; $\dot{\boldsymbol{\theta}} = [\dot{\varphi} \ \dot{\theta} \ \dot{\psi}]^T$ 为欧拉角速度; J_r 为旋翼的转动惯量; $\mathbf{I} = [I_x \ I_y \ I_z]$ 为旋翼无人机三轴转动惯量; d 为旋翼质心到螺旋桨转轴之间的距离; K_D 为阻力系数; $\Omega_r = \sum_{j=1}^4 (-1)^{j+1} \Omega_j$, 其中 Ω_j 为第 j 个电机的转速; K_{φ} 、 K_{θ} 、 K_{ψ} 分别为3个角度的旋转空气阻力系数; K_{fdx} 、 K_{fdy} 、 K_{fdz} 分别为 x 、 y 、 z 方向的平动空气阻力系数;

m_0 为标称质量; m 为实际质量; d_{fdx} 、 d_{fdy} 、 d_{fdz} 为 x 、 y 、 z 方向扰动。

该模型遵循如下假设:

(1) 欧拉角速度 $\dot{\boldsymbol{\theta}}$ 与机体坐标系下三个角速度分量 $\boldsymbol{\omega} = [p \ q \ r]^T$ 之间的关系为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta \\ 0 & \cos\varphi & \sin\varphi\cos\theta \\ 0 & -\sin\varphi & \cos\varphi\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: p 、 q 、 r 分别为机体坐标下的滚转、俯仰、偏航角速度。

由于四旋翼无人机通常做小角度运动, 可利用小角度近似得

$$[p \ q \ r]^T = [\dot{\varphi} \ \dot{\theta} \ \dot{\psi}]^T \quad (4)$$

(2) 四旋翼的结构是刚性且对称的。

(3) 四旋翼质心与机体坐标系原点一致。

需要说明的是, 由于四旋翼无人机欠驱动的特点, 不可能对输出 $\boldsymbol{\xi}$ 中的 6 个自由度都进行控制。一种合理的方案是: 控制质心位置 $[x \ y \ z]^T$ 和偏航角 ψ , 同时保证另外两个欧拉角 $[\varphi \ \theta]$ 稳定有界。

1.2 问题描述

在领航跟随法中, 领航者沿着预先设定好的路径行进, 跟随者则需要获得领航者的位置和角度信息, 结合自身位姿进行控制。编队的主轨迹通常由领航无人机 R_1 决定。跟随无人机 R_i 的参考轨迹由领航无人机和结构参数生成的虚拟无人机 R_v 轨迹决定。一个典型的三角形编队如图 1 所示, 编队拓扑图见图 2, 图中所有无人机具有相同的运动学模型。

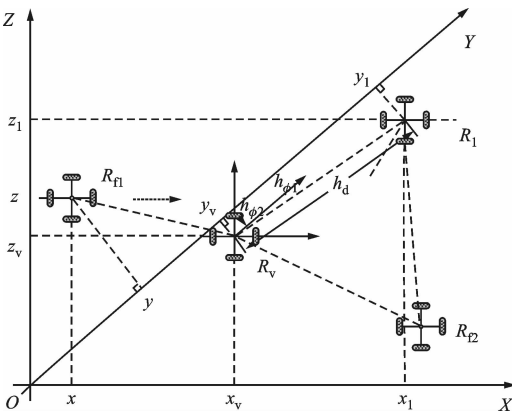


图 1 三角形编队图

从一致性的角度分析领航跟随编队系统。定义控制目标 $\boldsymbol{\xi} = [x \ y \ z \ \psi]^T$, 多智能体系统被称作满足一致性, 当存在一个向量函数 $\boldsymbol{c}_i(t) \in \mathbf{R}^n$ 时, 对第 i 个无人机有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\boldsymbol{\xi}_i(t) - \boldsymbol{c}_i(t)] = 0 \quad (5)$$

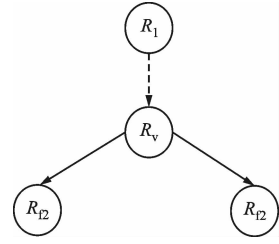


图 2 编队拓扑图

式中: $i \in \{f_1, f_2\}$;

$$\boldsymbol{c}_i(t) = \begin{bmatrix} \xi_{lx} - h_d \cosh_{\phi_1} \cosh_{\phi_2} \\ \xi_{ly} - h_d \sinh_{\phi_1} \cosh_{\phi_2} \\ \xi_{lz} - h_d \sinh_{\phi_2} \end{bmatrix}^T$$

被称作一致参考函数, 表示一个基于三维极坐标的虚拟无人机的位置; $\boldsymbol{h}(t) = [h_d(t), h_{\phi_1}(t), h_{\phi_2}(t)] \in \mathbf{R}^3$ 为分段连续可微的时变编队信息, h_d 、 h_{ϕ_1} 、 h_{ϕ_2} 分别表示虚拟无人机与领航者的编队距离、水平方向夹角以及垂直方向夹角。

从控制的角度来看, 即 R_1 与 R_2 在欧拉坐标系下, 通过寻求适当的控制器 $\boldsymbol{u}_i (i=1, 2, 3, 4)$ 完成对位姿误差 $\boldsymbol{e}(t) = \boldsymbol{\xi}_i(t) - \boldsymbol{\xi}_{vi}(t)$ 的跟踪, 使得 $\boldsymbol{e}(t)$ 渐近稳定。这样, 领航跟随法下的编队控制问题就转化成了跟随无人机 R_{fi} 对虚拟无人机 R_{vi} 的位置姿态 $\boldsymbol{\xi}_{vi}(t) = \boldsymbol{c}_i(t)$ 的跟踪问题。这种考虑适用于小型编队, 主要采用集中控制的方式进行通信, 运算量较小。

在编队过程中, 受通信条件、设备负载以及无人机系统自身存在时延等情况的限制, 领航者的部分输出信息

$$\begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{\xi}}(t) &= [\bar{x}_1(t) \ \bar{y}_1(t) \ \bar{z}_1(t) \ \bar{\psi}_1(t)]^T = \\ &= \{x_1[t - \delta(t)] \ y_1[t - \delta(t)] \ z_1[t - \delta(t)] \ \psi_1[t - \delta(t)]\}^T = \boldsymbol{\xi}_1[t - \delta(t)] \end{aligned} \quad (6)$$

式中: $\delta(t) \in [0, \Delta]$ 为已知有界时变时延信号。

此时, 跟随者无法准确获取领导者的实时位置信息。当时延大于一定阈值时, 可能会出现跟随者无法有效跟踪、编队队形发散的情况。针对这种情况, 本文提出一种时延状态观测器设计方法。

2 时延状态观测器设计

2.1 可观性分析

根据文献[14], 一个非线性系统是可观的, 在有限时间间隔内获得的 $\boldsymbol{\xi}(t)$ 的信息足以唯一确定系统初始状态。文献[15]提出了局部可观性的概念, 并证明弱局部可观性是比可观性更强的概念。非线性系统的可观测性可以从微分几何的角度来表征, 设 Σ 为一非线性系统, $\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U})$, $\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{h}(\boldsymbol{X})$, 其中

$X \in \mathbf{R}^n, Y \in \mathbf{R}^m$ 。

Σ 是弱可观的, 当且仅当对于 $1 \leq p \leq m$, 观测矩阵

$$\mathbf{O}_m = \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} [L_f^0 h_p(\mathbf{X}), L_f^1 h_p(\mathbf{X}), \dots, L_f^{n-1} h_p(\mathbf{X})]^T \quad (7)$$

是满秩矩阵。

为了计算 $\mathbf{O}_m$ 的秩, 引入向量场 h 关于向量场 f 的李导数 $L_f h(\mathbf{X})$

$$L_f^0 h_p(\mathbf{X}) = h(\mathbf{X}) \quad (8)$$

$$L_f h(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(\mathbf{X})}{\partial x_i} f_i \quad (9)$$

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} [L_f^n h(\mathbf{X})] = L_f^n dh(\mathbf{X}) =$$

$$L_f^{n-1} dh(\mathbf{X}) \frac{\partial f(\mathbf{X}, \mathbf{U})}{\partial x_i} + \left\{ \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} [L_f^{n-1} dh(\mathbf{X})]^T f(\mathbf{X}, \mathbf{U}) \right\}^T \quad (10)$$

据此可以一步步构造出一组 $n=12$ 的线性无关向量组, 它是由输出向量的李导数及其梯度的所有有限线性组合得来的。第一个得到的线性无关向量组为

$$\mathbf{O}_m = \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} [h_1, h_2, \dots, h_6, L_f h_1, \dots, L_f h_6]^T \quad (11)$$

式中: $L_f h_1(\mathbf{X}) = \dot{\varphi}$; $L_f h_2(\mathbf{X}) = \dot{\theta}$; $L_f h_3(\mathbf{X}) = \dot{\psi}$;
 $L_f h_4(\mathbf{X}) = \dot{x}$; $L_f h_5(\mathbf{X}) = \dot{y}$; $L_f h_6(\mathbf{X}) = \dot{z}$ 。

可得

$$\mathbf{O}_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

由 $\det(\mathbf{O}_m) = -1$ 可知, 矩阵 $\mathbf{O}_m$ 是满秩的。由此可以得出, 该系统是弱局部可观的。

2.2 观测器选择

基于 2.1 节的分析, 针对系统

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{M}(\mathbf{X}, t, u) \\ \boldsymbol{\xi}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t - \delta) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{C}$ 为输出矩阵;

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \dot{\theta} \dot{\psi} \frac{I_y - I_z}{I_x} - \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \Omega_r - \frac{K_{\varphi}}{I_x} \dot{\varphi}^2 + \frac{d}{I_x} u_2 \\ \dot{\varphi} \dot{\psi} \frac{I_z - I_x}{I_y} - \frac{J_r}{I_y} \dot{\varphi} \Omega_r - \frac{K_{\theta}}{I_y} \dot{\theta}^2 + \frac{d}{I_y} u_3 \\ \left(\dot{\varphi} \dot{\theta} \frac{I_x - I_y}{I_z} - \frac{K_{\psi}}{I_z} \dot{\psi}^2 + \frac{K_D}{I_z} u_4 \right) \cdot \\ \left((\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi) \frac{1}{m_0} u_1 - \frac{K_{\text{fdx}}}{m} \dot{x} \right)^{-1} \\ (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) \frac{1}{m_0} u_1 - \frac{K_{\text{fdy}}}{m} \dot{y} \\ (\cos \varphi \cos \theta) \frac{1}{m_0} u_1 - g - \frac{K_{\text{fdz}}}{m} \dot{z} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_{10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{12} \end{bmatrix}$$

设计如下观测器

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{X}}}(t) = \\ \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}(t) + \mathbf{M}(\hat{\mathbf{X}}, t, u) + \mathbf{K}(\bar{\boldsymbol{\xi}}(t) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}}[t - \delta(t)]) \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $\hat{\mathbf{X}}$ 为状态观测量。

引理 1^[8] 若形如式(13)的系统符合

- (1) $\mathbf{M}(\mathbf{X}, t, u)$ 满足利普希茨连续条件,
- (2) 时变时延 $\delta(t) \in [0, \Delta]$ 有界,

则有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\hat{\mathbf{X}}(t) - \mathbf{X}(t)] = 0 \quad (15)$$

证明: 对本文采用的旋翼无人机系统模型而言, 设

$$M_{11} = \dot{\theta} \dot{\psi} \frac{I_y - I_z}{I_x} - \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \Omega_r - \frac{K_{\varphi}}{I_x} \dot{\varphi}^2 + \frac{d}{I_x} u_2$$

则

$$\frac{\partial M_{11}}{\partial(\dot{\theta}, \dot{\psi}, \dot{\varphi})} = \left[\dot{\psi} \frac{I_y - I_z}{I_x} - \frac{J_r}{I_x} \Omega_r, \dot{\theta} \frac{I_y - I_z}{I_x}, -\frac{2K_{\varphi}}{I_x} \dot{\varphi} \right]$$

有界, 当 $\dot{\theta}, \dot{\psi}, \dot{\varphi} \in [\omega_{\min}, \omega_{\max}]$ 时, $\frac{\partial M_{11}}{\partial(\dot{\theta}, \dot{\psi}, \dot{\varphi})}$ 有界, M_{11}

满足利普希茨连续条件, 记为 $L = L_{11}$ 。同理, 设 M_{21}

$= (\cos\varphi\sin\theta\cos\psi + \sin\varphi\sin\psi)\frac{1}{m_0}u_1$, 则

$$\frac{\partial M_{21}}{\partial(\varphi, \theta, \psi)} = \frac{1}{m_0}u_1 \begin{bmatrix} -\sin\varphi\sin\theta\cos\psi + \cos\varphi\sin\psi \\ \cos\varphi\cos\theta\cos\psi \\ -\cos\varphi\sin\theta\sin\psi + \sin\varphi\cos\psi \end{bmatrix}^T$$

有界, M_{21} 满足利普希茨连续条件, 记为 $L=L_{21}$ 。

由于 $\mathbf{M}(\mathbf{X}, t, u)$ 各元素偏导数均有界, 不失一般性, $\mathbf{M}(\mathbf{X}, t, u)$ 满足利普希茨连续条件, $L = \max(L_{ij}), i \in \{1, 2\}, j \in \{1, 2, 3\}$ 。

取 $\mathbf{e}(t) = \mathbf{X}(t) - \hat{\mathbf{X}}(t), \dot{\mathbf{e}}(t) = \dot{\mathbf{X}}(t) - \dot{\hat{\mathbf{X}}}(t)$, 结合系统模型得

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = (\mathbf{A} + \mathbf{D})\mathbf{e}(t) - \mathbf{D}\{\mathbf{e}(t) - \mathbf{e}[t - \delta(t)]\} + \tilde{\mathbf{M}}(t, \mathbf{X}, \mathbf{e}) \quad (16)$$

式中: $\mathbf{D} = -\mathbf{K}\mathbf{C}$;

$$\tilde{\mathbf{M}}(t, \mathbf{X}, \mathbf{e}) = \mathbf{M}(t, \mathbf{X}, u) - \mathbf{M}(t, \mathbf{X} - \mathbf{e}, u) = \mathbf{M}(t, \mathbf{X}, u) - \mathbf{M}(t, \mathbf{X}, u) \quad (17)$$

当 $t > \Delta$ 时, 有

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(t) - \mathbf{e}[t - \delta(t)] &= \int_{t-\delta(t)}^t \dot{\mathbf{e}}(\xi) d\xi = \int_{-\delta(t)}^0 \dot{\mathbf{e}}(\xi + t) d\xi = \\ &= \int_{-\delta(t)}^0 \{\mathbf{A}\mathbf{e}(\xi + t) + \mathbf{D}\mathbf{e}[\xi + t - \delta(t)] + \tilde{\mathbf{M}}[\xi + t, \mathbf{X}(\xi + t), \mathbf{e}(\xi + t)]\} d\xi \end{aligned} \quad (18)$$

$$\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C} = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -k_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -k_5 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -k_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_7 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_9 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{11} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{12} & 0 \end{bmatrix}$$

为使其满足赫尔维茨定理, 根据分块矩阵的性质, $|\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}| = |\mathbf{A}_1| |\mathbf{A}_2| |\mathbf{A}_3| |\mathbf{A}_4| |\mathbf{A}_5| |\mathbf{A}_6|$, 有

$$\lambda(\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}) =$$

$$\lambda(\mathbf{A}_1) \cup \lambda(\mathbf{A}_2) \cup \lambda(\mathbf{A}_3) \cup \lambda(\mathbf{A}_4) \cup \lambda(\mathbf{A}_5) \cup \lambda(\mathbf{A}_6) \quad (24)$$

以 $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}$ 为例, 其特征方程为

将式(18)代入式(16)中, 得

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = (\mathbf{A} + \mathbf{D})\mathbf{e}(t) + \eta_1 + \eta_2 \quad (19)$$

式中: $\eta_1 = \tilde{\mathbf{M}}; \eta_2 = \{\mathbf{e}_t, \mathbf{e}_t[-\delta(t)]\} = -\mathbf{D}(\int_{-\delta(t)}^0 \{\mathbf{A}\mathbf{e}_t(\xi) + \mathbf{D}\mathbf{e}_t[\xi - \delta(t)]\} d\xi)$ 。

选取李雅普诺夫函数

$$\mathbf{V} = \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} \quad (20)$$

可得

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{V}}(\mathbf{e}) &= \mathbf{e}^T[(\mathbf{A} + \mathbf{D})\mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{D})]\mathbf{e} + 2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \eta_1 + 2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \eta_2 \leq \mathbf{e}^T[(\mathbf{A} + \mathbf{D})\mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{D}) + \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{B}^T \mathbf{P} + \tilde{\mathbf{M}}\mathbf{B}^{-1}(\tilde{\mathbf{M}}\mathbf{B}^{-1})^T]\mathbf{e} + p\delta(t)\mathbf{e}^T(\mathbf{P}\mathbf{D}\mathbf{A}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}^T \mathbf{D}^T \mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{D}\mathbf{D}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{D}^T \mathbf{D}^T \mathbf{P} + 2\mathbf{P})\mathbf{e} \end{aligned} \quad (21)$$

由文献[16]中定理 1 可得

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{V}}(\mathbf{e}) &\leq \mathbf{e}^T(-\mathbf{N} - \alpha \mathbf{P})\mathbf{e} + \mathbf{P}\delta(t)\mathbf{e}^T(\mathbf{R})\mathbf{e} \leq \\ &\leq -\alpha \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} - \mathbf{e}^T \mathbf{N} \mathbf{e} + p\delta(t)\mathbf{e}^T(\mathbf{R})\mathbf{e} \leq \\ &\leq -\alpha \mathbf{V}(\mathbf{e}) - \lambda_{\min}(\mathbf{N})\mathbf{e}^T \mathbf{e} + p\Delta \lambda_{\max}(\mathbf{R})\mathbf{e}^T \mathbf{e} \end{aligned} \quad (22)$$

设 $\Delta = \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{N})}{p\lambda_{\max}(\mathbf{R})}$, 则存在 $\mathbf{V} = \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} > 0, \alpha > 0$, 使

$$\dot{\mathbf{V}} \leq -\alpha \mathbf{V}(\mathbf{e}) \leq -\alpha \lambda_{\min}(\mathbf{P}) \|\mathbf{e}\|^2 \quad (23)$$

该观测器可保证 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{X}(t) - \hat{\mathbf{X}}(t)\| = 0$ 。

证毕。在该观测器中,

$$|\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_1| = \begin{vmatrix} \lambda + k_1 & -1 \\ k_2 & \lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 + k_1 \lambda + k_2 = 0 \quad (25)$$

由 $(\lambda + \kappa)^2 = 0$ 可得 $\lambda^2 + 2\kappa\lambda + \kappa^2 = 0, \kappa > 0$, 从而

$$k_1 = 2\kappa; \quad k_2 = \kappa^2 \quad (26)$$

进一步组合可求得 $\mathbf{K}$ 。通过参数整定可以得出, 当 $\kappa = 0.6$ 时, 观测器经过短暂的调整, 可以很好地获

得通信延迟下的虚拟领导者位置,为自身提供准确的目标点。同时需要注意的是,此类观测器设计时要求被观测者的精确模型,而无人机工作时,往往带有抛洒、投掷等变质量、变惯量的行为。为此需要一类具有自适应能力的控制器,以适应此类系统变化,并为观测器提供相对准确的质量与惯量变化。

3 控制器设计

定理 1 考虑四旋翼系统动态模型如式(1)~式(2)所示,设计控制律

$$u_1 = 1/(\cos\varphi\cos\theta)[\hat{\lambda}_{11}\dot{z} + \hat{m}(g + \dot{z}_d - c\dot{e}_z - c_4\sigma_4)] \quad (27)$$

$$u_2 = \hat{\lambda}_0(\ddot{\varphi}_d - c\dot{e}_\varphi - c_1\sigma_1) - \hat{\lambda}_1\dot{\theta}\dot{\psi} - \hat{\lambda}_2\dot{\varphi}^2 - \hat{\lambda}_3\Omega_r\dot{\theta} \quad (28)$$

$$u_3 = \hat{\lambda}_4(\ddot{\theta}_d - c\dot{e}_\theta - c_2\sigma_2) - \hat{\lambda}_5\dot{\varphi}\dot{\psi} - \hat{\lambda}_6\dot{\theta}^2 - \hat{\lambda}_7\Omega_r\dot{\varphi} \quad (29)$$

$$u_4 = \hat{\lambda}_8(\ddot{\psi}_d - c\dot{e}_\psi - c_3\sigma_3) - \hat{\lambda}_9\dot{\varphi}\dot{\theta} - \hat{\lambda}_{10}\dot{\psi}^2 \quad (30)$$

组成闭环控制系统,则闭环系统渐进稳定。其中

$$\sigma_1 = (\dot{\varphi} - \dot{\varphi}_d) + c(\varphi - \varphi_d) = \dot{e}_\varphi + c e_\varphi \quad (31)$$

$$\sigma_2 = (\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) + c(\theta - \theta_d) = \dot{e}_\theta + c e_\theta \quad (32)$$

$$\sigma_3 = (\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) + c(\psi - \psi_d) = \dot{e}_\psi + c e_\psi \quad (33)$$

$$\sigma_4 = (\dot{z} - \dot{z}_d) + c(z - z_d) = \dot{e}_z + c e_z \quad (34)$$

$$\dot{\lambda}_0 = -\alpha_1 \operatorname{sgn}(\lambda_0)\sigma_1(\ddot{\varphi}_d - c\dot{e}_\varphi) \quad (35)$$

$$\dot{\lambda}_1 = \alpha_1 \operatorname{sgn}(\lambda_0)\sigma_1\dot{\theta}\dot{\psi} \quad (36)$$

$$\dot{\lambda}_2 = \alpha_1 \operatorname{sgn}(\lambda_0)\sigma_1\dot{\varphi}^2 \quad (37)$$

$$\dot{\lambda}_3 = \alpha_1 \operatorname{sgn}(\lambda_0)\sigma_1\Omega_r\dot{\theta} \quad (38)$$

$$\dot{\lambda}_4 = -\alpha_2 \operatorname{sgn}(\lambda_4)\sigma_2(\ddot{\theta}_d - c\dot{e}_\theta) \quad (39)$$

$$\dot{\lambda}_5 = \alpha_2 \operatorname{sgn}(\lambda_4)\sigma_2\dot{\varphi}\dot{\psi} \quad (40)$$

$$\dot{\lambda}_6 = \alpha_2 \operatorname{sgn}(\lambda_4)\sigma_2\dot{\theta}^2 \quad (41)$$

$$\dot{\lambda}_7 = \alpha_2 \operatorname{sgn}(\lambda_4)\sigma_2\Omega_r\dot{\varphi} \quad (42)$$

$$\dot{\lambda}_8 = -\alpha_3 \operatorname{sgn}(\lambda_8)\sigma_3(\ddot{\psi}_d - c\dot{e}_\psi) \quad (43)$$

$$\dot{\lambda}_9 = \alpha_3 \operatorname{sgn}(\lambda_8)\sigma_3\dot{\varphi}\dot{\theta} \quad (44)$$

$$\dot{\lambda}_{10} = \alpha_3 \operatorname{sgn}(\lambda_8)\sigma_3\dot{\psi}^2 \quad (45)$$

$$\dot{\lambda}_{11} = \alpha_4\sigma_4\dot{z} \quad (46)$$

$$\dot{m} = -\alpha_4\sigma_4(g + \dot{z}_d - c\dot{e}_z - c_4\sigma_4) \quad (47)$$

证明:以滚转通道为例,

$$\ddot{\varphi} = \ddot{\theta}\dot{\psi} \frac{I_y - I_z}{I_x} - \frac{J_r}{I_x}\dot{\theta}\Omega_r - \frac{K_\varphi}{I_x}\dot{\varphi}^2 + \frac{d}{I_x}u_{20} \quad (48)$$

可以重构为

$$u_{20} = \frac{I_x}{d}\ddot{\varphi} - \frac{I_y - I_z}{d}\dot{\theta}\dot{\psi} + \frac{K_\varphi}{d}\dot{\varphi}^2 + \frac{J_r}{d}\dot{\theta}\Omega_r \quad (49)$$

设 $\lambda_0 = \frac{I_x}{d}$ 、 $\lambda_1 = \frac{I_y - I_z}{d}$ 、 $\lambda_2 = -\frac{K_\varphi}{d}$ 、 $\lambda_3 = -\frac{J_r}{d}$ 为变化中的系数,据此设计自适应滑模控制器。选滑模面

$$\sigma_1 = (\dot{\varphi} - \dot{\varphi}_d) + c(\varphi - \varphi_d) = \dot{e}_\varphi + c e_\varphi \quad (50)$$

式中: φ_d 、 $\dot{\varphi}_d$ 分别为期望滚转角和滚转角速度; $c > 0$ 。

$$\dot{\sigma}_1 = \frac{1}{\lambda_0}(u_2 + \lambda_1\dot{\theta}\dot{\psi} + \lambda_2\dot{\varphi}^2 + \lambda_3\Omega_r\dot{\theta}) - (\ddot{\varphi}_d - c\dot{e}_\varphi) \quad (51)$$

选取一个候选李雅普诺夫函数

$$V(\sigma_1) = 0.5\sigma_1^2 > 0 \quad (52)$$

$$\dot{V}(\sigma_1) =$$

$$\sigma_1 \left[\frac{1}{\lambda_0}(u_2 + \lambda_1\dot{\theta}\dot{\psi} + \lambda_2\dot{\varphi}^2 + \lambda_3\Omega_r\dot{\theta}) - (\ddot{\varphi}_d - c\dot{e}_\varphi) \right] \quad (53)$$

考虑控制率 $u_2 = \hat{\lambda}_0(\ddot{\varphi}_d - c\dot{e}_\varphi - c_1\sigma_1) - \hat{\lambda}_1\dot{\theta}\dot{\psi} - \hat{\lambda}_2\dot{\varphi}^2 - \hat{\lambda}_3\Omega_r\dot{\theta}$ 。由于 λ_i 无法准确获得,控制器中使用它们的估计值取代,其中 $c_1 > 0$ 。将 u_2 代入式(51)的 $\dot{\sigma}_1$ 中,可知该系统闭环动力学为

$$\lambda_0\dot{\sigma}_1 + c_1\sigma_1 = \tilde{\lambda}_1\dot{\theta}\dot{\psi} + \tilde{\lambda}_2\dot{\varphi}^2 + \tilde{\lambda}_3\Omega_r\dot{\theta} - \tilde{\lambda}_0(\ddot{\varphi}_d - c\dot{e}_\varphi) \quad (54)$$

式中: $\tilde{\lambda}_i = \lambda_i - \hat{\lambda}_i, i = 0, 1, 2, 3$ 。

当状态估计误差 $\tilde{\lambda}_i \rightarrow 0$ 时,有

$$\lambda_0\dot{\sigma}_1 + c_1\sigma_1 = 0 \quad (55)$$

结合候选李雅普诺夫函数式(52),考虑对控制参数 $\tilde{\lambda}_i$ 的在线估计和系统的全局稳定,李雅普诺夫函数设计为

$$V_2(\sigma_1, \tilde{\lambda}_i) = \frac{1}{2} |\lambda_0| \sigma_1^2 + \frac{1}{2\alpha_1} \sum_{i=0}^3 \tilde{\lambda}_i^2 \quad (56)$$

式中: α_1 为自适应增益系数; $\dot{V}_2(\sigma_1, \tilde{\lambda}_i) = \sigma_1 \frac{|\lambda_0|}{\lambda_0} [\tilde{\lambda}_1\dot{\theta}\dot{\psi} + \tilde{\lambda}_2\dot{\varphi}^2 + \tilde{\lambda}_3\Omega_r\dot{\theta} - \lambda_0(\ddot{\varphi}_d - c\dot{e}_\varphi) - c_1\sigma_1]$

$-\frac{1}{\alpha_1} \sum_{i=0}^3 \tilde{\lambda}_i \dot{\tilde{\lambda}}_i$ 。将

$$\dot{\lambda}_0 = -\alpha_1 \operatorname{sgn}(\lambda_0)\sigma_1(\ddot{\varphi}_d - c\dot{e}_\varphi) \quad (57)$$

$$\dot{\lambda}_1 = \alpha_1 \operatorname{sgn}(\lambda_0)\sigma_1\dot{\theta}\dot{\psi} \quad (58)$$

$$\dot{\lambda}_2 = \alpha_1 \operatorname{sgn}(\lambda_0)\sigma_1\dot{\varphi}^2 \quad (59)$$

$$\dot{\lambda}_3 = \alpha_1 \operatorname{sgn}(\lambda_0)\sigma_1\Omega_r\dot{\theta} \quad (60)$$

代入 V_2 , 由此可得

$$\dot{V}_2(\sigma_1, \tilde{\lambda}_i) = -c_1\sigma_1^2 \leq 0 \quad (61)$$

综上,在该控制器作用下, φ 的渐进稳定性得到证明。考虑本文设计的其余滑模函数 σ_i 和控制器 u_i ,其余通道的稳定性证明可按照相同思路进行,取李雅普诺夫函数

$$V = [\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \sigma_3 \quad \sigma_4] \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \sigma_4 \end{bmatrix} +$$
$$\frac{1}{2\alpha_1} \sum_{i=0}^3 \tilde{\lambda}_i^2 + \frac{1}{2\alpha_2} \sum_{i=4}^7 \tilde{\lambda}_i^2 + \frac{1}{2\alpha_3} \sum_{i=8}^{10} \tilde{\lambda}_i^2 +$$
$$\frac{1}{2\alpha_4} \tilde{\lambda}_{11}^2 + \frac{1}{2\alpha_4} \tilde{m}^2 \geqslant 0 \quad (62)$$

式中: $\sigma=[\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \sigma_3 \quad \sigma_4]$ 为系统滑模函数。根据各通道稳定性证明过程,对 V 函数求导可得

$$\dot{V}(\sigma, \tilde{\lambda}_i) = -c_1 \sigma_1^2 - c_2 \sigma_2^2 - c_3 \sigma_3^2 - c_4 \sigma_4^2 \leqslant 0 \quad (63)$$

且仅在 $\sigma=0$ 时 $\dot{V}=0$,由此整个闭环控制系统是渐进稳定的。证毕。

4 仿真验证

为验证观测器及自适应算法的收敛性和趋近律的有效性,本节选择 MATLABR2017a 搭建仿真模型。实验以森林灭火为背景,测试跟随无人机在完成编队任务的同时投掷碘化银增雨焰条和均匀喷洒干冰的控制效果。仿真初始参数设定如表 1 所示。

表 1 仿真初始参数

参数	数值
转动惯量 $I_{x0}, I_{y0}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.04
转动惯量 $I_{z0}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.08
无人机质量 m_0/kg	3
空气摩擦系数 $K_{fa0}/(\text{N} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1})$	0.05
阻力系数 $K_{D0}/(\text{N} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1})$	0.1
电机转动惯量 $J_{r0}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.01
转轴质心距离 d/m	0.5
观测器增益 κ	0.6
时变有界时延 $\delta(t)/\text{s}$	$[0, 1]$
自适应增益 α_i	1
滑模面系数 c	0.6

4.1 持续匀速喷洒的螺旋线跟踪

虚拟无人机轨迹选取螺旋线方程,表达式为 $\boldsymbol{P}_d=[0.5\cos(0.5t) \quad 0.5\sin(0.5t) \quad 2+0.1t]$ 。设无人机质量 $m=(3-0.03t) \text{ kg}$;转动惯量 $I_x=I_y=(0.04-0.0006t) \text{ kg} \cdot \text{m}^2, I_z=(0.08-0.0006t) \text{ kg} \cdot \text{m}^2$;时变有界时延函数 $\delta(t) \in [0, 1]$; $d_{Fx}=0.1\sin(0.1\pi t), d_{Fy}=0.1\cos(0.1\pi t), d_{Fz}=0.2\cos(0.2\pi t)$ 为各向扰动。仿真结果如图 3~图 7

所示。

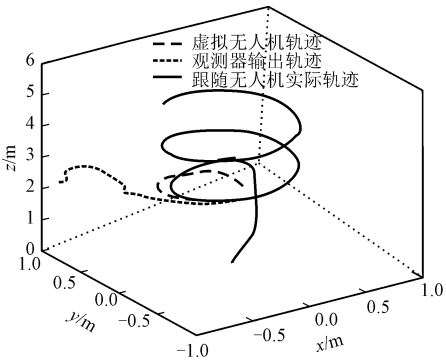


图 3 螺旋线跟踪位置变化

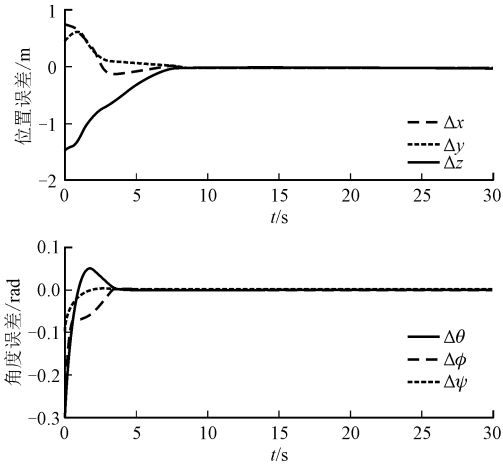


图 4 位姿观测误差

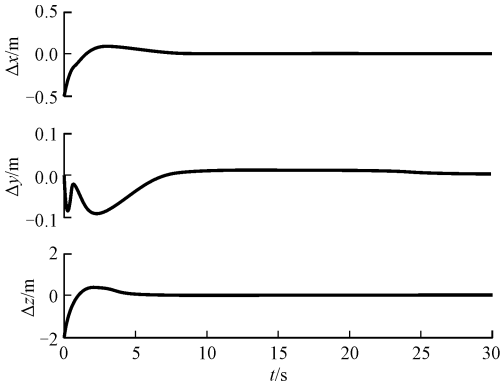


图 5 位置跟踪误差

如图 3 所示,时滞观测器设置的初始值与虚拟无人机真实状态值相差较远,但在扰动存在的情况下,3 s 内观测误差收敛至 0,且未出现时间滞后现象,观测效果较好。由图 5 可知,7 s 后,跟随无人机准确跟踪上虚拟无人机的位置,完成编队要求。同时,自适应控制器完成对匀速喷洒干冰的无人机质量的跟踪,最终误差也收敛至 0。基于自适应的无人机系数收敛至 $\hat{\lambda}_0 \approx 0.06, \hat{\lambda}_4 \approx 0.06, \hat{\lambda}_7 \approx 0.70$,可以反求出 $I_x=I_y \approx 0.03 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, I_z \approx 0.07 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

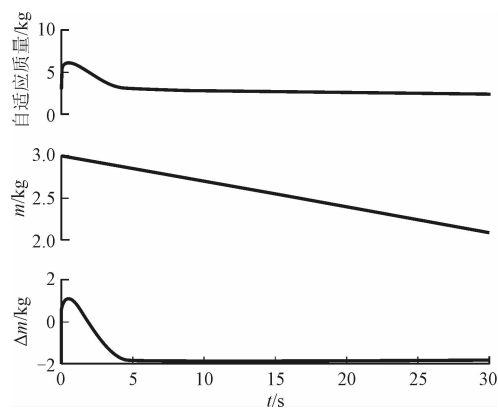


图6 质量自适应值

条,共计 $i=5$ 根,转动惯量 $I_x = I_y = 0.04 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 不变, $I_{z0} = 0.08 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 且每次下降 $0.005 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。其他参数设定与 4.1 节相同,结果见图 8~图 11。

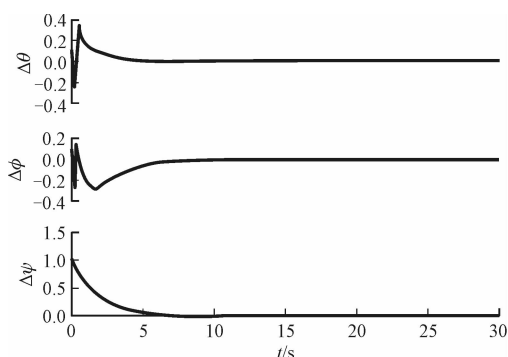


图9 姿态跟踪误差

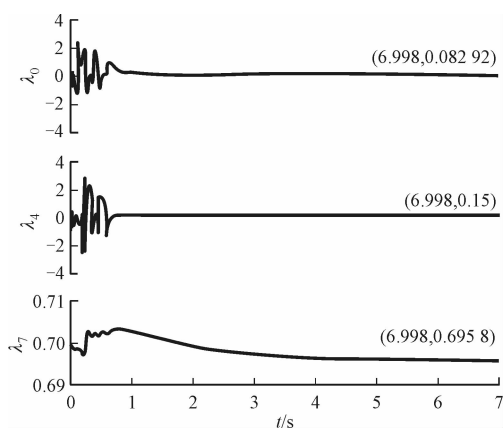


图7 部分系数自适应值

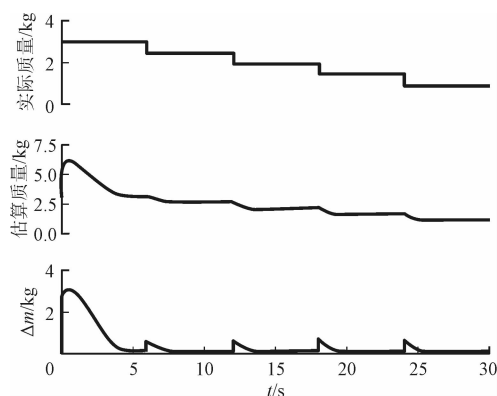


图10 质量自适应值图

实验证明,本文所设计的编队控制协议可以使得任意一架跟随无人机跟踪自身对应虚拟无人机的位置,即群体编队控制任务得到解决,实验结果满足预期。

4.2 间断投掷的山区路径编队飞行

选取桂林(110.61°E , 25.07°N)处的高度值绘制如图 8 所示地形,面积为 $512 \times 512 \text{ m}^2$ 。为验证间断投掷时控制器对质量阶跃变的适应能力,选取 $m_0 = 3 \text{ kg}$,每隔 6 s 抛下一个 $\Delta m = 0.5 \text{ kg}$ 的增雨焰

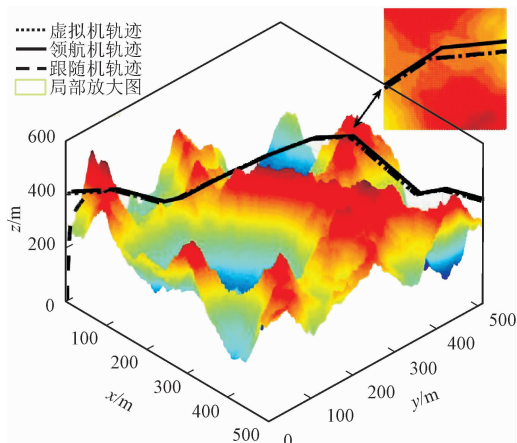


图8 山区路径跟踪图

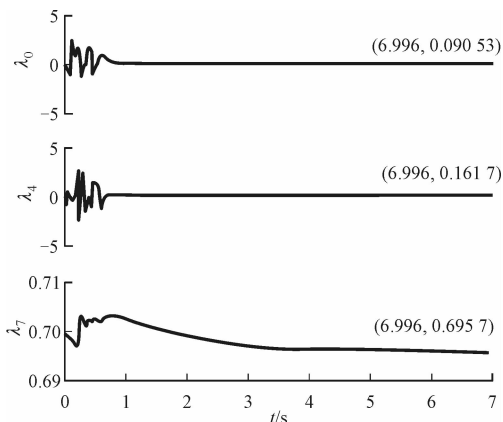


图11 部分系数自适应值

从图 8 可以看出,跟随无人机对虚拟无人机 R_v 的轨迹跟踪效果明显,在预定初值偏差较大的情况下,可以在短时间内平滑得到达编队位置和姿态。同时自适应算法对质量变化的跟踪效果较好,实现了对阶跃质量的有界跟踪,其中稳态 $\Delta m \approx 0.17 \text{ kg}$,经分析主要是由于姿态控制器对于转动惯量的抑制作用导致的。基于自适应的无人机系数收敛至 $\hat{\lambda}_0 \approx 0.08$, $\hat{\lambda}_4 \approx 0.08$, $\hat{\lambda}_7 \approx 0.69$,可以反求出 $I_x = I_y \approx$

$0.04 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, I_z \approx 0.069 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 满足实验预期。

从以上两组仿真可以看出,利用本文所提方法,在变时延存在下的情况下,无人机编队对于变质量变惯量行为具有良好的控制能力,编队误差快速收敛至 0,且未出现时间滞后现象。

5 结论与展望

本文提出了一种基于时延观测器的旋翼无人机自适应编队控制方法,在领航跟随法的基础上,抑制无人机编队中的通信时延与工作引起的惯量变化。基于无人机系统动力学模型设计了变时延状态观测器,对领航无人机状态进行观测和补偿。在补偿后的被控对象基础上,设计了自适应滑模控制器,对变负载工作状态下的质量和惯量进行估计。仿真结果表明该方法对变时延和变惯量条件下的编队控制有较强的鲁棒性。

本文选择领航跟随法进行编队验证是基于其原理简单、便于实现的特点。下一步拟将时延观测器的设计方法与基于一致性的编队方法相结合,弥补其被动式收敛的不足,提高控制精度和速度。

参考文献:

- [1] 张佳龙, 闫建国, 张普. 基于改进人工势场的无人机编队避障控制研究 [J]. 西安交通大学学报, 2018, 52(11): 116-123.
- [2] ZHANG Jialong, YAN Jianguo, ZHANG Pu. Study on the collision avoidance of UAV cooperative formation with improved artificial potential field [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2018, 52(11): 116-123.
- [3] REN W. Consensus strategies for cooperative control of vehicle formations [J]. IET Control Theory & Applications, 2007, 1(2): 505-512.
- [4] LIU C L, TIAN Y P. Formation control of second-order dynamic agents with heterogeneous communication delays [C] // China Control Conference, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2008: 536-540.
- [5] DONG X W, YU B C, SHI Z Y. Time-varying formation control for unmanned aerial vehicles: theories and applications [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 23(1): 340-348.
- [6] DONG X W, LI Q D, ZHANG R. Formation-containment control for high-order linear time-invariant multi-agent systems with time delays [J]. Journal of the Franklin Institute, 2015, 352(9): 3564-3584.
- [7] SUN Y C, DONG D R, QIN H D. Distributed coordinated tracking control for multiple uncertain Euler-Lagrange systems with time-varying communication delays [J]. IEEE Access, 2019, 7: 12598-12609.
- [8] WU D S, GU H B. Adaptive sliding control of six-DOF flight simulator motion platform [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2007(5): 45-53.
- [9] SU S W, LIN Y. Output tracking control for a velocity-sensorless VTOL aircraft with measurement delays [J]. International Journal of Systems Science, 2015, 46(5): 885-895.
- [10] 王超, 张胜修, 宋仔标. 飞行器抗饱和鲁棒自适应非线性模型预测控制 [J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(2): 393-400.
- [11] WANG Chao, ZHANG Shengxiu, SONG Zibiao. Aircraft anti-windup of robust adaptive nonlinear predictive control [J]. Systems Engineering & Electronics, 2018, 40(2): 393-400.
- [12] 方炜, 姜长生. 一类基于模糊系统的非线性鲁棒自适应预测控制 [J]. 西安交通大学学报, 2008, 42(6): 669-673.
- [13] FANG Wei, JIANG Changsheng. Nonlinear robust adaptive predictive control based on fuzzy systems [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2008, 42(6): 669-673.
- [14] XIAO B, HU Q L, ZHANG Y M. Finite-time attitude tracking of spacecraft with fault-tolerant capability [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 23(4): 1338-1350.
- [15] STEFAN B, DOMINIK L, KRZYSZTOF N. Two approaches to speed control for multi-mass system with variable mechanical parameters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 3338-3347.
- [16] YASSER B, MOUSSA H, TAHA C. Trajectory planning for a quadrotor helicopter [C] // 16th Mediterranean Conference on Control & Automation, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2008: 1258-1263.
- [17] MIROSLAV K, KANELAKOPOULOS I, PETAR V. Nonlinear and adaptive control [M]. New York, USA; Wiley, 1995.
- [18] MARINO R, TOMEI P, KANELAKOPOULOS I. Adaptive tracking for a class of feedback linearizable systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1994, 39(6): 1314-1319.
- [19] HE Q, LIU J K. Sliding mode observer for a class of globally Lipschitz non-linear systems with time-varying delay and noise in its output [J]. IET Control Theory & Applications, 2014, 8(14): 1328-1336.

(编辑 亢列梅)