

控制与决策

Control and Decision

基于自适应降阶GPEBO的速度测量值未知四旋翼无人机轨迹跟踪控制

陈城, 刘云平, 张永宏, 孙元鑫, 徐梁

引用本文:

陈城, 刘云平, 张永宏, 等. 基于自适应降阶GPEBO的速度测量值未知四旋翼无人机轨迹跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2025, 40(8): 2591–2603.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2024.1396>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[具有执行器故障的四旋翼无人机自适应预定性能控制](#)

Adaptive prescribed performance control of quadrotor with unknown actuator fault
控制与决策. 2021, 36(9): 2103–2112 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0083>

[大规模固定翼无人机集群编队控制方法](#)

[Formation control of large-scale fixed-wing unmanned aerial vehicle swarms](#)
控制与决策. 2021, 36(9): 2063–2073 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0076>

[输出误差约束下四旋翼无人机预定性能反步控制](#)

Prescribed performance backstepping control for quadrotor UAV with output error constraint
控制与决策. 2021, 36(5): 1059–1068 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1249>

[基于凸面体圆弧航路的无人机自主避障算法](#)

Autonomous obstacle avoidance algorithm designed for UAV based on convex circular trajectory
控制与决策. 2021, 36(3): 653–660 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0768>

[基于深度学习的四旋翼无人机地面效应补偿降落控制设计](#)

Robust landing controller design for quadrotor unmanned aerial vehicle ground effects compensation via deep learning
控制与决策. 2021, 36(11): 2637–2646 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0184>

基于自适应降阶 GPEBO 的速度测量值未知四旋翼无人机 轨迹跟踪控制

陈城¹, 刘云平^{1†}, 张永宏¹, 孙元鑫¹, 徐梁²

(1. 南京信息工程大学自动化学院, 南京 211044;
2. 中国人民解放军海军大连舰艇学院, 辽宁 大连 116016)

摘要: 针对四旋翼无人机轨迹跟踪过程中存在的速度测量值未知和多源干扰不确定性影响等问题, 提出一种基于自适应降阶广义参数估计器 GPEBO 的复合非奇异快速终端滑模控制方案. 首先, 考虑系统的位置和姿态回路特性, 在系统重新参数化后构建线性回归方程将系统的状态估计转化为参数估计; 然后, 通过引入动态回归扩展以及混合理论设计有限时间收敛的自适应降阶 GPEBO 来重构速度测量值未知和估计集总干扰; 接着, 基于重构的状态构建动态非奇异快速终端滑模面并基于估计的集总干扰信息结合非奇异快速终端滑模算法分别在位置和姿态回路设计有限时间收敛的复合非奇异快速终端滑模控制器; 然后, 采用基于 Lyapunov 方法证明闭环系统的有限时间收敛. 仿真结果表明, 所提出方法相较于基于扩张状态观测器的复合控制方案具有更快的收敛速度和更好的抗干扰能力.

关键词: 四旋翼无人机; 轨迹跟踪; 自适应降阶 GPEBO; 非奇异快速终端滑模; 抗干扰控制; 干扰估计

中图分类号: TP273 文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyj.2024.1396

引用格式: 陈城, 刘云平, 张永宏, 等. 基于自适应降阶 GPEBO 的速度测量值未知四旋翼无人机轨迹跟踪控制 [J]. 控制与决策, 2025, 40(8): 2591-2603.

Adaptive reduced-order GPEBO based trajectory tracking control for quadrotor UAV unknown velocity measurement

CHEN Cheng¹, LIU Yun-ping^{1†}, ZHANG Yong-hong¹, SUN Yuan-xin¹, XU Liang²

(1. School of Automation, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 211044, China;
2. PLA Dalian Naval Academy, Dalian 116016, China)

Abstract: Aiming at the uncertainty problems of unknown speed measurement and multi-source disturbances in the trajectory tracking process of a quadrotor UAV, a composite non-singular fast terminal sliding mode control scheme based on an adaptive reduced-order generalized parameter estimation-based observer (GPEBO) is proposed. Firstly, considering the position and attitude loop characteristics of the system, a linear regression equation is constructed after the system is re-parameterized to transform the state estimation of the system into parameter estimation. Next, the adaptive reduced-order GPEBO with finite-time convergence is designed by introducing dynamic regression extension and mixing theory to reconstruct the unknown speed measurement value and estimate the lumped interference. Then, a dynamic non-singular fast terminal sliding surface is constructed based on the reconstructed state, and a composite non-singular fast terminal sliding mode controller with finite-time convergence is designed in the position and attitude loops based on the estimated lumped interference information combined with a non-singular fast terminal sliding mode controller. The Lyapunov method proves the finite-time convergence proof of the closed-loop system. Finally, the simulation results show that the proposed method has a faster convergence speed and better anti-disturbance ability than the composite control based on an extended state observer.

Keywords: quadrotor UAV; trajectory tracking; adaptive reduced-order GPEBO; non-singular fast terminal sliding mode; anti-disturbance control; disturbance estimation

收稿日期: 2024-12-02; 录用日期: 2025-04-03.

基金项目: 空间智能控制技术重点实验室项目 (HTKJ2023KL502020); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目 (KYCX24_1493).

责任编辑: 李忠奎.

†通信作者. 002105@nuist.edu.cn.

0 引言

近年来,随着低空经济的快速发展,无人机凭借其低成本、高灵活性以及无人员伤亡等特点,被广泛应用于越来越多的领域,如电力巡检、监视侦查、农业植保、搜索救援、隧道检测以及灾后评估等^[1]。然而,四旋翼相比于固定翼无人机具有空中悬停、定点起飞/着陆、体型小以及易携带等优势,被广泛应用于近地面监视、高危和多任务等特殊场景中(如城区、密林、楼宇以及地下非结构化空间等)。四旋翼无人机的非线性、欠驱动以及强耦合等特性给控制器设计带来了巨大的挑战。此外,随着飞行环境日益复杂,干扰来源更加多样,形式更加多变(如外部干扰、内部模型参数不确定性以及速度测量值未知等),这些干扰严重制约了无人机控制器的设计进而限制无人机轨迹跟踪精度^[2]。

针对四旋翼无人机轨迹跟踪精度问题,国内外学者展开了大量研究。从线性到非线性控制策略^[3-7],文献[3-4]分别提出了PID和LQR控制方案,线性控制虽然在一定程度上取得了一些研究成果,但是,面对任务多样、形式多变以及干扰多源等难以满足现实需求。为进一步减小不确定性干扰的影响,几个非线性控制方法被提出^[5-7]。文献[5]针对存在的不确定性干扰,提出了基于鲁棒非线性控制方法来实现无人机的轨迹跟踪控制;文献[6]设计了基于自适应积分反步法的四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制;为抑制外部干扰,文献[7]分别在位置和姿态回路设计了模型预测和 H_∞ 控制方案的无人机轨迹跟踪控制来实现零稳态误差。值得注意的是,上述文献提出的方法是基于系统全状态信息控制,只能抑制能量较小的干扰。

随着飞行环境的特殊性,不确定性多源干扰无法满足能量较小的要求,依靠自身算法的鲁棒性难以抑制这些干扰。近年来,基于扰动观测器的控制^[8]方案被广泛应用于四旋翼无人机,即通过设计扰动观测器来对干扰信息进行估计,然后将估计信息以前馈补偿的形式反馈至控制器,进而在干扰影响系统前补偿干扰。文献[9]采用线性扰动观测器(LDO)构建了复合PID控制器,以实现无人机轨迹跟踪控制;文献[10]基于扩张状态观测器(ESO)的自抗扰实现了三维轨迹的高精度跟踪;文献[11]采用高阶滑模观测器(HSMO)构建了复合动态面控制,仿真结果表明了其能够很好地抑制干扰。然而,上述文献很少提到针对速度测量值未知和基于自适应状态观测器的复合控制方案。

滑模控制因其强鲁棒性在四旋翼无人机轨迹跟

踪控制上也得到了广泛应用。文献[12]将ESO与线性滑模算法相结合,构建了复合滑模轨迹跟踪控制,但是,不能保证跟踪误差有限时间收敛至0;文献[13]将自适应与终端滑模算法相结合,实现了跟踪误差有限时间收敛至0,但是,该算法存在奇异值问题;文献[14]采用了HSMO估计干扰信息并基于估计的信息引入至非奇异终端滑模,以保证跟踪误差有限时间收敛至0,同时,避免了奇异值问题;为使得跟踪误差能够更快地收敛,文献[15]采用了快速终端滑模控制;为避免出现文献[15]可能存在的奇异值现象,文献[16]提出了基于ESO的非奇异快速终端滑模,实现了轨迹跟踪控制。上述观测器只用于估计系统的集总干扰,此外,文献[17-18]亦是如此。本文受文献[19-20]的启发,所设计观测器能够同时重构系统不可测量状态和估计集总干扰来应对速度测量值未知和不确定性干扰的四旋翼无人机轨迹跟踪控制。

为解决上述问题,自适应全阶广义参数估计器(generalized parameter estimation-based observer, GPEBO)^[21]被开发用于重构一类非线性系统的不可测量状态和未知参数。该观测器在PEBO(parameter estimation-based observer)^[22]的基础上,文献[21]利用主矩阵解的特性解决了PEBO存在的非鲁棒开环积分缺点而得到了广泛应用。为降低其计算复杂性,一个自适应降阶GPEBO急需开发。鉴于此,本文提出一种自适应降阶GPEBO来同时重构速度测量值未知和估计集总干扰。所提出观测器依赖于GPEBO技术以及动态回归扩展与混合(DREM)^[23-24]理论来保证观测器的有限时间收敛。具体而言,首先,考虑系统的位置和姿态回路特性,在系统重新参数化后构建系统的线性回归方程(LRE)将系统的状态估计转化为参数估计;然后,引入DREM理论设计有限时间收敛的自适应降阶GPEBO估计系统的状态信息;接着,基于估计的信息构建动态非奇异快速终端滑模面;最后,基于估计的集总干扰设计复合非奇异快速终端滑模控制器。本文的主要内容如下:1)提出一种有限时间收敛的自适应降阶GPEBO来估计系统不可测量状态和未知参数并可拓展至一大类非线性系统;2)基于估计的信息构建复合非奇异快速终端滑模控制方案来实现更快且更强的抗干扰控制。

1 系统建模与问题描述

1.1 四旋翼无人机数学模型

四旋翼无人机的动力由4个电机提供,通过改变电机的转速进而实现无人机的运动规划。为描述无人机的运动状态,建立如图1所示的坐标系:惯性

坐标系 (Q_e, X_e, Y_e, Z_e) 和机体坐标系 (Q_b, X_b, Y_b, Z_b) . 其中: 1号电机和2号电机为逆时针旋转, 3号电机和4号电机为顺时针旋转; 红色表示机头正方向, 机头与机架间夹角为 45° . 假设无人机是均匀对称的刚体.

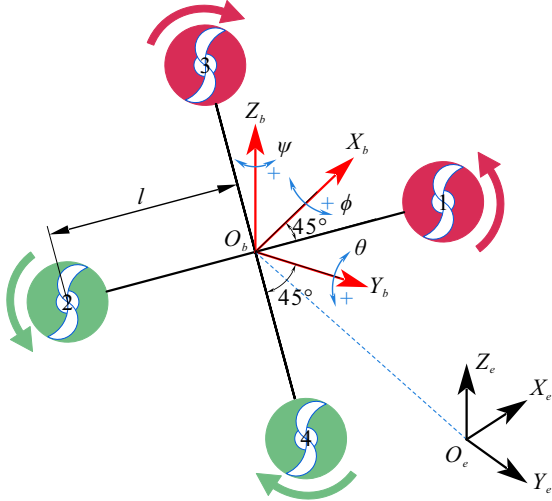


图1 四旋翼无人机结构

由图1可知, “X”字型无人机的总升力 U_1 和三轴力矩 $U_2 \sim U_4$ 与电机转速的关系可表示为

$$\begin{cases} U_1 = C_T(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2), \\ U_2 = \sqrt{2}/2lC_T(-\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2), \\ U_3 = \sqrt{2}/2lC_T(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2), \\ U_4 = C_m(\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 - \omega_4^2). \end{cases} \quad (1)$$

其中: C_T 为螺旋桨的推力系数, C_m 为螺旋桨的力矩系数, l 为无人机机身半径, $\omega_i (i = 1, 2, 3, 4)$ 为电机的实际转速.

根据牛顿-欧拉方程建立系统的动力学模型^[25], 有

$$\begin{cases} \ddot{x} = U_1(\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \psi \sin \phi) / (m - k_t \dot{x} / m + F_{dx}), \\ \ddot{y} = U_1(\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \cos \psi \sin \phi) / (m - k_t \dot{y} / m + F_{dy}), \\ \ddot{z} = U_1 \cos \phi \cos \theta / m - g - k_t \dot{z} / m + F_{dz}, \\ \ddot{\phi} = (U_2 + (I_y - I_z)\dot{\theta}\dot{\psi}) / I_x - k_c l \dot{\phi} / I_x + \tau_{d\phi}, \\ \ddot{\theta} = (U_3 + (I_z - I_x)\dot{\phi}\dot{\psi}) / I_y - k_c l \dot{\theta} / I_y + \tau_{d\theta}, \\ \ddot{\psi} = (U_4 + (I_x - I_y)\dot{\phi}\dot{\theta}) / I_z - k_c \dot{\psi} / I_z + \tau_{d\psi}. \end{cases} \quad (2)$$

其中: m 为无人机的质量; g 为重力加速度; x, y, z 和 $\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}$ 分别为惯性坐标系下的三轴位置和速度; ϕ, θ, ψ 和 $\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}$ 分别为机体坐标系下的横滚角、俯仰角、偏航角以及横滚角速度、俯仰角速度、偏航角速度, 且 $\phi, \theta \in (-\pi/2, \pi/2)$; I_x, I_y 和 I_z 为各轴的

转动惯量; k_t 和 k_c 分别为空气阻力系数和空气阻力矩系数; F_{dx}, F_{dy}, F_{dz} 和 $\tau_{d\phi}, \tau_{d\theta}, \tau_{d\psi}$ 分别为外部干扰力和干扰力矩.

在位置回路中引入如下虚拟控制量:

$$\begin{cases} u_x = U_1(\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \psi \sin \phi) / m, \\ u_y = U_1(\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \cos \psi \sin \phi) / m, \\ u_z = U_1 \cos \phi \cos \theta / m - g, \end{cases} \quad (3)$$

则产生期望的升力 U_1^d 、横滚角 ϕ^d 和俯仰角 θ^d 分别为

$$\begin{cases} U_1^d = m\sqrt{u_x^2 + u_y^2 + (u_z + g)^2}, \\ \theta^d = \arctan\left(\frac{u_x \cos \psi + u_y \sin \psi}{u_z + g}\right), \\ \phi^d = \arcsin\left(\frac{u_x \sin \psi - u_y \cos \psi}{u_x^2 + u_y^2 + (u_z + g)^2}\right). \end{cases} \quad (4)$$

1.2 问题描述

假设1 四旋翼无人机的线速度 $\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}$ 和角速度 $\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}$ 是不可测量的状态.

本文的主要目标是在系统状态信息 (假设1) 不可测量和受多源扰动影响下设计一种复合控制方案, 能够同时重构不可测量状态和估计集总干扰, 使得系统状态 x, y, z, ϕ, θ 以及 ψ 在有限时间内快速收敛至期望值, 具体如下.

1) 设计一种自适应降阶 GPEBO, 在有限时间内同时估计假设1不可测量的状态和集总干扰, 有

$$\begin{cases} \hat{x}_{2x}(t) = \dot{x}(t), \hat{x}_{2y}(t) = \dot{y}(t), \hat{x}_{2z}(t) = \dot{z}(t); \\ \hat{x}_{2\phi}(t) = \dot{\phi}(t), \hat{x}_{2\theta}(t) = \dot{\theta}(t), \hat{x}_{2\psi}(t) = \dot{\psi}(t). \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \hat{\eta}_{2\phi} = \eta_{2\phi} = (I_y - I_z)\dot{\theta}\dot{\psi} / I_x + \tau_{d\phi}; \\ \hat{\eta}_{2\theta} = \eta_{2\theta} = (I_z - I_x)\dot{\phi}\dot{\psi} / I_y + \tau_{d\theta}; \end{cases}$$

$$\begin{cases} \hat{\eta}_{2\psi} = \eta_{2\psi} = (I_x - I_y)\dot{\phi}\dot{\theta} / I_z + \tau_{d\psi}; \\ \hat{\eta}_{2x} = \eta_{2x} = F_{dx}, \hat{\eta}_{2y} = \eta_{2y} = F_{dy}; \\ \hat{\eta}_{2z} = \eta_{2z} = F_{dz}. \end{cases} \quad (6)$$

其中: $\hat{x}_{2x}, \hat{x}_{2y}, \hat{x}_{2z}$ 和 $\hat{x}_{2\phi}, \hat{x}_{2\theta}, \hat{x}_{2\psi}$ 分别为位置和姿态回路不可测量状态的估计值, $\eta_{2x}, \eta_{2y}, \eta_{2z}$ 和 $\hat{\eta}_{2x}, \hat{\eta}_{2y}, \hat{\eta}_{2z}$ 分别为位置回路集总干扰及其估计值, $\eta_{2\phi}, \eta_{2\theta}, \eta_{2\psi}$ 和 $\hat{\eta}_{2\phi}, \hat{\eta}_{2\theta}, \hat{\eta}_{2\psi}$ 分别为姿态回路集总干扰及其估计值.

注1 为了比较研究, 将姿态环中的耦合项和外部干扰视作集总干扰. 然而, 在 GPEBO 的设计中可将耦合项放在 $b_i (i = x, y, z, \phi, \theta, \psi)$ 项中, 这样更能提高 GPEBO 的暂态性能.

2) 对于给定的参考轨迹和航向角 x^d, y^d, z^d, ψ^d , 基于自适应降阶 GPEBO 重构的状态和估计的集总

干扰,设计控制器保证系统(2)状态有限时间收敛至期望值,即跟踪误差 $e_i(i=x,y,z,\phi,\theta,\psi)$ 镇定,有

$$\lim_{t \rightarrow t_a} e_i = 0, \quad i = x, y, z, \phi, \theta, \psi, \quad (7)$$

其中 ϕ^d 和 θ^d 为由式(4)解算所获得的中间变量期望值.

2 自适应降阶 GPEBO 的设计

为简化设计,本节首先将系统(2)重新参数化,然后利用动态扩展技术来构建LRE,接着引入滤波器算子得到独立标量的扩展线性回归方程,最后基于扩展线性回归方程设计有限时间收敛的自适应降阶GPEBO来重构不可测量的状态和估计集总干扰.

2.1 系统重新参数化

为便于自适应降阶GPEBO的设计,对位置和姿态动力学参数进行如下定义:

$$\begin{cases} x_{1x} = x, x_{2x} = \dot{x}, x_{1y} = y, x_{2y} = \dot{y}, \\ x_{1z} = z, x_{2z} = \dot{z}; \\ x_{1\phi} = \phi, x_{2\phi} = \dot{\phi}, x_{1\theta} = \theta, x_{2\theta} = \dot{\theta}, \\ x_{1\psi} = \psi, x_{2\psi} = \dot{\psi}. \end{cases} \quad (8)$$

1) 位置回路重新参数化.

为重构状态 x_{2x}, x_{2y}, x_{2z} 和估计集总干扰 $\eta_{2x}, \eta_{2y}, \eta_{2z}$,考虑式(8)的定义,将系统(2)中位置回路重新参数化,如下所示:

$$\begin{cases} \dot{x}_{2x} = A_x x_{2x} + b_x + B_x \eta_{2x}, \\ \dot{x}_{1x} = C_x x_{2x}; \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_{2y} = A_y x_{2y} + b_y + B_y \eta_{2y}, \\ \dot{x}_{1y} = C_y x_{2y}; \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_{2z} = A_z x_{2z} + b_z + B_z \eta_{2z}, \\ \dot{x}_{1z} = C_z x_{2z}. \end{cases} \quad (11)$$

其中: x_{2x}, x_{2y}, x_{2z} 和 $\eta_{2x}, \eta_{2y}, \eta_{2z}$ 分别为自适应降阶GPEBO要重构的状态和集总干扰; x_{1x}, x_{1y}, x_{1z} 为对象输出值;式(9)~(11)中其他符号定义如下所示:

$$\begin{aligned} A_x &= A_y = A_z = -k_t/m, \\ b_x &= u_x, b_y = u_y, b_z = u_z, \\ B_x &= B_y = B_z = 1, C_x = C_y = C_z = 1. \end{aligned}$$

2) 姿态回路重新参数化.

为重构状态 $x_{2\phi}, x_{2\theta}, x_{2\psi}$ 和估计集总干扰 $\eta_{2\phi}, \eta_{2\theta}, \eta_{2\psi}$,考虑式(8)的定义,将系统(2)中姿态回路重新参数化,如下所示:

$$\begin{cases} \dot{x}_{2\phi} = A_\phi x_{2\phi} + b_\phi + B_\phi \eta_{2\phi}, \\ \dot{x}_{1\phi} = C_\phi x_{2\phi}; \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_{2\theta} = A_\theta x_{2\theta} + b_\theta + B_\theta \eta_{2\theta}, \\ \dot{x}_{1\theta} = C_\theta x_{2\theta}; \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_{2\psi} = A_\psi x_{2\psi} + b_\psi + B_\psi \eta_{2\psi}, \\ \dot{x}_{1\psi} = C_\psi x_{2\psi}. \end{cases} \quad (14)$$

其中: $x_{2\phi}, x_{2\theta}, x_{2\psi}$ 和 $\eta_{2\phi}, \eta_{2\theta}, \eta_{2\psi}$ 分别为自适应降阶GPEBO要重构的状态和集总干扰; $x_{1\phi}, x_{1\theta}, x_{1\psi}$ 为对象输出值;式(12)~(14)中其他符号定义如下所示:

$$\begin{aligned} A_\phi &= -k_c l / I_x, A_\theta = -k_c l / I_y, A_\psi = -k_c / I_z, \\ b_\phi &= U_2 / I_x, b_\theta = U_3 / I_y, b_\psi = U_4 / I_z, \\ B_\phi &= B_\theta = B_\psi = 1, C_\phi = C_\theta = C_\psi = 1. \end{aligned}$$

2.2 LRE 的构建

在系统重新参数化后,构建自适应降阶GPEBO的第1步是仅利用对象的输出信息建立LRE,其目的是将系统的状态估计问题转化为参数估计.从系统重新参数化后的位置(9)~(11)和姿态回路(12)~(14)可以看出,存在明显的对称形式,因此,通过其某一通道的观测器设计来类推其他通道.不失一般性,本节以横滚通道 ϕ 为例.

定理1 考虑系统(12),存在常数 $\lambda > 0$,通过引入变量 ε_ϕ 来构造如下动态扩展:

$$\dot{\varepsilon}_\phi = A_\phi \varepsilon_\phi + b_\phi, \quad \varepsilon_\phi(0) = 0. \quad (15)$$

$$\dot{\chi}_{A_\phi} = A_\phi \chi_{A_\phi}, \quad \chi_{A_\phi}(0) = 1. \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \dot{\kappa} &= -\lambda \kappa + \lambda \left[C_\phi \chi_{A_\phi}, C_\phi B_\phi \int_0^t \chi_{A_\phi} dt \right]^T, \\ \kappa(0) &= 0_{2 \times 1}. \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= -\lambda \omega + \lambda (\lambda x_{1\phi} + C_\phi \varepsilon_\phi), \\ \omega(0) &= \lambda x_{1\phi}(0). \end{aligned} \quad (18)$$

不可测量的状态 $x_{2\phi}$ 满足

$$x_{2\phi} = \chi_{A_\phi}(t) \eta_{1\phi} + B_\phi \eta_{2\phi} \int_0^t \chi_{A_\phi}(t) dt + \varepsilon_\phi.$$

其中: $\eta = [\eta_{1\phi}, \eta_{2\phi}]^T$ 为重构状态和集总干扰,满足LRE,有

$$q = \kappa^T \eta. \quad (19)$$

定义一个测量信号,如下所示:

$$q = \lambda x_{1\phi} - \omega. \quad (20)$$

证明 定义误差信号 $e = x_{2\phi} - \varepsilon_\phi$,其微分方程为

$$\dot{e} = A_\phi e + B_\phi \eta_{2\phi}. \quad (21)$$

根据线性系统理论^[26],利用主矩阵解的性质,有

$$e(t) = \chi_{A_\phi}(t) e(0) + B_\phi \eta_{2\phi} \int_0^t \chi_{A_\phi}(t) dt. \quad (22)$$

其中: $\chi_{A_\phi}(t)$ 为误差系统(21)的状态转移矩阵,式

(16) 给出其主矩阵的解, 即令 $\eta_{1\phi} = e(0) = x_{2\phi}(0) - \varepsilon_\phi(0)$. 因此, 重构的状态满足下式:

$$x_{2\phi} = \chi_{A_\phi}(t)\eta_{1\phi} + B_\phi\eta_{2\phi} \int_0^t \chi_{A_\phi}(t)dt + \varepsilon_\phi. \quad (23)$$

为重构状态 $x_{2\phi}$, 利用 LRE (19) 估计未知参数 $\eta_{2\phi}$. 因此, 将方程 (23) 代入 (12), 可得到

$$\dot{x}_{1\phi} = C_\phi \left(\chi_{A_\phi}(t)\eta_{1\phi} + B_\phi\eta_{2\phi} \int_0^t \chi_{A_\phi}(t)dt + \varepsilon_\phi \right). \quad (24)$$

然后, 将一个线性滤波算子 $\lambda/(s + \lambda)$ 应用于式 (24) 的等号两边, 可得到

$$\begin{aligned} \lambda s/(s + \lambda)x_{1\phi} - \lambda/(s + \lambda)C_\phi\varepsilon_\phi &= \\ \lambda/(s + \lambda) \times \\ \left[C_\phi\chi_{A_\phi}(t), C_\phi B_\phi \int_0^t \chi_{A_\phi}(t)dt \right] [\eta_{1\phi}, \eta_{2\phi}]^T &\Rightarrow \\ \lambda x_{1\phi} - \omega &= \kappa^T \eta, \end{aligned} \quad (25)$$

这里式 (17) 和 (18) 分别给出 κ 和 ω 的微分方程形式, 即 LRE (19) 得证. \square

2.3 有限时间收敛的 DREM 估计器设计

为进一步提高系统的暂态性能, 引入传递函数滤波器算子, 有

$$H(s) = [H_1(s), H_2(s)]^T. \quad (26)$$

其中: $H_i(s) = a_{\phi_i}/(s + b_{\phi_i})$, $i = 1, 2$, a_{ϕ_i} 和 b_{ϕ_i} 为正实数.

定义如下滤波信号:

$$(\cdot)_f = H(s)(\cdot). \quad (27)$$

将传递函数滤波器算子 (26) 应用于 LRE (19) 的等号两边, 从而得到两个独立标量的 LRE, 即扩展线性回归方程为

$$q_f = \kappa_f \eta. \quad (28)$$

其中: $q_f = H(s)q$, $\kappa_f = H(s)\kappa^T$. 然后, 将有限时间收敛的 DREM^[27] 应用于式 (28).

定理 2 考虑扩展 LRE (28), 构造动态扩展为

$$\dot{r}(t) = -\lambda r(t) + \kappa_f^T q_f, \quad r(0) = 0_{2 \times 1}; \quad (29)$$

$$\dot{\delta}(t) = -\lambda \delta(t) + \kappa_f^T \kappa_f, \quad \delta(0) = 0_{2 \times 2}. \quad (30)$$

定义如下映射关系:

$$\begin{cases} Y = \text{adj}\{\delta(t)\}r(t), \\ \Delta = \det\{\delta(t)\}, \end{cases} \quad (31)$$

其中 $\text{adj}\{\cdot\}$ 和 $\det\{\cdot\}$ 分别为伴随矩阵和行列式.

考虑有限时间收敛的 DREM 估计器, 定义

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\eta}}(t) &= -\gamma \Delta(t)(\Delta(t)\hat{\eta}(t) - Y), \\ \gamma > 0, \hat{\eta}(0) &= 0; \end{aligned} \quad (32)$$

$$\dot{\nu}(t) = -\gamma \Delta^2(t)\nu(t), \quad \nu(0) = 1; \quad (33)$$

以及观测器的输出信号

$$\xi = \frac{1}{1 - w_c} (\hat{\eta}(t) - w_c \hat{\eta}(0)). \quad (34)$$

其中: 分段函数 w_c 定义如下所示:

$$w_c = \begin{cases} 1 - \rho, & v > 1 - \rho; \\ \nu, & v < 1 - \rho. \end{cases} \quad (35)$$

这里参数 $\rho \in (0, 1)$. 对于重构的 $\hat{x}_{2\phi}$ 和估计的 $\hat{\eta}_{2\phi}$, 分别给出如下形式:

$$\begin{cases} \hat{x}_{2\phi} = \chi_{A_\phi} \xi_1 + B_\phi \xi_2 \int_0^t \chi_{A_\phi}(t)dt + \varepsilon_\phi, \\ \hat{\eta}_{2\phi} = \xi_2. \end{cases} \quad (36)$$

假设存在一个 $t_c \geq 0$, 以便区间激励条件^[28]

$$\int_0^{t_c} \Delta^2(s)ds \geq -\frac{1}{\gamma} \ln(1 - \rho) \quad (37)$$

成立, 即式 (5) 和 (6) 成立.

证明 首先, 扩展 LRE (28) 两边乘以 κ_f^T . 然后, 应用滤波器算子 $1/(s + \lambda)$, 可得到

$$1/(s + \lambda)\kappa_f^T q_f = 1/(s + \lambda)\kappa_f^T \kappa_f \eta. \quad (38)$$

接着, 由式 (29) 和 (30) 分别给出 $r(t)$ 和 $\delta(t)$ 的微分方程形式, 方程 (38) 可简化为

$$r = \delta \eta. \quad (39)$$

再后, 将式 (39) 两边同时乘以矩阵 $\text{adj}\{\delta(t)\}$, 可得到

$$Y = \Delta \eta. \quad (40)$$

接着, 基于梯度下降观测器的 LRE (40) 构建为

$$\dot{\hat{\eta}} = -\gamma \Delta(\Delta \hat{\eta} - Y), \quad \gamma > 0. \quad (41)$$

最后, 证明所提出观测器的有限时间收敛. 定义重构状态的误差 $\tilde{\eta} = \hat{\eta} - \eta$, 其微分方程为

$$\dot{\tilde{\eta}} = -\gamma \Delta^2 \tilde{\eta}. \quad (42)$$

考虑区间激励条件 $[0, t]$, 即微分方程 (42) 的解为

$$\tilde{\eta} = e^{-\gamma \int_0^t \Delta^2(s)ds} \tilde{\eta}(0), \quad \forall t \geq 0. \quad (43)$$

不失一般性, 微分方程 (33) 的解为

$$\nu(t) = e^{-\gamma \int_0^t \Delta^2(s)ds}. \quad (44)$$

联合式 (43) 和 (44), 并根据误差系统 $\tilde{\eta} = \hat{\eta} - \eta$, 可得到

$$(1 - \nu(t))\eta = \hat{\eta}(t) - \nu(t)\hat{\eta}(0). \quad (45)$$

根据区间激励假设条件 (37), 有

$$w_c(t) = \nu(t) < 1, \quad \forall t \geq t_c. \quad (46)$$

联合式 (45) 和 (46), 可得到

$$\frac{1}{1 - w_c(t)} [\hat{\eta}(t) - w_c(t)\hat{\eta}(0)] = \eta, \quad \forall t \geq t_c. \quad (47)$$

由式 (47) 可见, 其等号左边被定义在 (34) 中. 因此,

对于所有的 $t \geq t_c$, 存在 $\xi(t) = \eta$. 其中: ξ 为所提出观测器的估计值, η 为未知的参数向量. 在此种情况

下, 有限时间收敛的特性将被保证. \square

自适应降阶 GPEBO 的设计方案如图 2 所示.

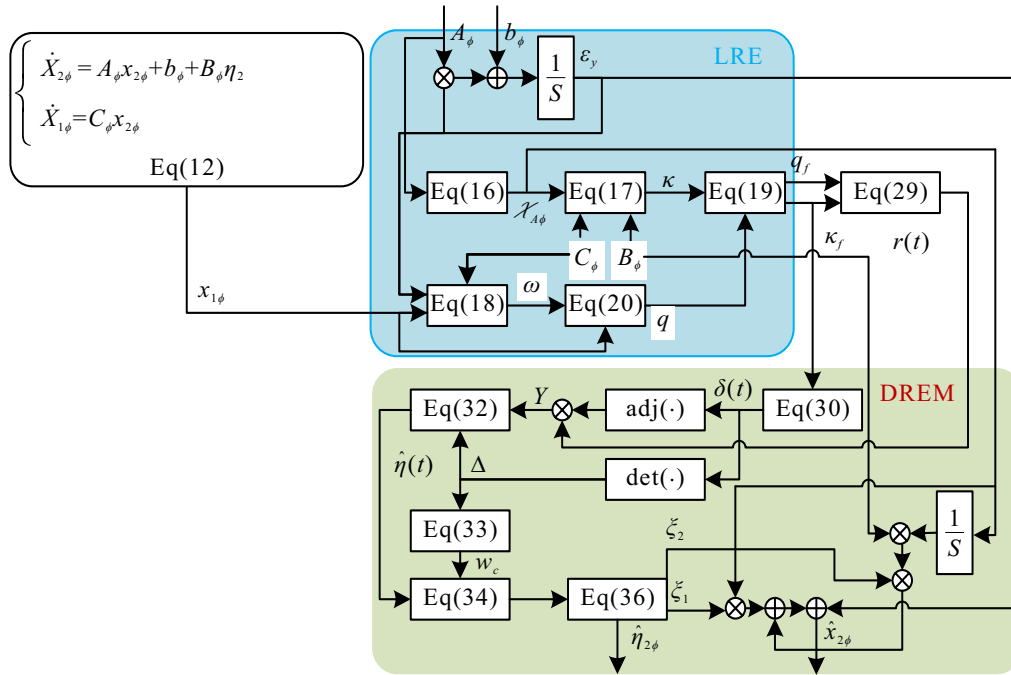


图2 自适应降阶 GPEBO 设计方案

基于定理 1 和定理 2, 采用自适应降阶 GPEBO 估计 $\hat{x}_{2\phi}$ 和 $\hat{\eta}_{2\phi}$ 来类推其他通道的不可测量状态和集总干扰. 定义自适应降阶 GPEBO 的估计误差为

$$\begin{cases} e_{A\phi} = \hat{x}_{2\phi} - x_{2\phi} = \dot{\phi}^d - \hat{e}_\phi - x_{2\phi} = \dot{e}_\phi - \hat{e}_\phi; \\ \dot{e}_{A\phi} = \dot{e}_\phi - \dot{\hat{e}}_\phi, \quad e_{d\phi} = \hat{\eta}_{2\phi} - \eta_{2\phi}, \quad \hat{e}_\phi = \dot{\phi}^d - \hat{x}_{2\phi}. \end{cases} \quad (48)$$

3 控制器设计以及稳定性分析

本节首先基于自适应降阶 GPEBO 重构的不可测量状态构建动态非奇异快速终端滑模面, 然后基于估计的集总干扰设计复合非奇异快速终端滑模控制来保证跟踪误差在有限时间收敛至 0, 最后证明闭环系统的稳定性.

3.1 控制器设计

考虑式 (7) 和 (48), 构造如下动态非奇异快速终端滑模面:

$$S_i = e_i + 1/\alpha_i e_i^{m_i/n_i} + 1/\beta_i \hat{e}_i^{p_i/q_i}, \quad i = x, y, z, \phi, \theta, \psi. \quad (49)$$

其中: $\alpha_i > 0$; $\beta_i > 0$; m_i, n_i, p_i, q_i 均为正奇数, 且满足 $1 < p_i/q_i < m_i/n_i < 2$; e_i 和 \hat{e}_i 分别为轨迹跟踪误差和跟踪误差变化率的估计值.

定理 3 针对式 (7) 中的位置回路误差方程, 设计如下三通道复合非奇异快速终端滑模控制器:

$$\begin{cases} u_x = \beta_x q_x / p_x \hat{e}_x^{2-p_x/q_x} (1 + m_x / (\alpha_x n_x) e_x^{m_x/n_x-1}) - \hat{\eta}_{2x} + \ddot{x}^d + k_t/m \hat{x}_{2x} + k_{x1} S_x + k_{x2} \text{sign}(S_x), \\ u_y = \beta_y q_y / p_y \hat{e}_y^{2-p_y/q_y} (1 + m_y / (\alpha_y n_y) e_y^{m_y/n_y-1}) - \hat{\eta}_{2y} + \ddot{y}^d + k_t/m \hat{x}_{2y} + k_{y1} S_y + k_{y2} \text{sign}(S_y), \\ u_z = \beta_z q_z / p_z \hat{e}_z^{2-p_z/q_z} (1 + m_z / (\alpha_z n_z) e_z^{m_z/n_z-1}) - \hat{\eta}_{2z} + \ddot{z}^d + k_t/m \hat{x}_{2z} + k_{z1} S_z + k_{z2} \text{sign}(S_z), \end{cases} \quad (50)$$

可保证跟踪误差 e_x, e_y, e_z 有限时间收敛至 0. 其中: $k_{x_i}, k_{y_i}, k_{z_i}$ 为正实数, $i = 1, 2$; $\ddot{x}^d, \ddot{y}^d, \ddot{z}^d$ 为位置回路中期望值的二阶微分; $\hat{e}_x, \hat{e}_y, \hat{e}_z$ 和 $\hat{\eta}_{2x}, \hat{\eta}_{2y}, \hat{\eta}_{2z}$ 分别由所设计自适应降阶 GPEBO 重构获得.

定理 4 针对式 (7) 中的姿态回路误差方程, 设计横滚、俯仰以及偏航的复合非奇异快速终端滑模控制器, 即

$$\begin{cases} U_2 = (\beta_\phi q_\phi / p_\phi \hat{e}_\phi^{2-p_\phi/q_\phi} (1 + m_\phi / (\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}) - \hat{\eta}_{2\phi} + \ddot{\phi}^d + k_c l \hat{x}_{2\phi} / I_x + k_{\phi 1} S_\phi + k_{\phi 2} \text{sign}(S_\phi)) I_x, \\ U_3 = (\beta_\theta q_\theta / p_\theta \hat{e}_\theta^{2-p_\theta/q_\theta} (1 + m_\theta / (\alpha_\theta n_\theta) e_\theta^{m_\theta/n_\theta-1}) - \hat{\eta}_{2\theta} + \ddot{\theta}^d + k_c l \hat{x}_{2\theta} / I_y + k_{\theta 1} S_\theta + k_{\theta 2} \text{sign}(S_\theta)) I_y, \\ U_4 = (\beta_\psi q_\psi / p_\psi \hat{e}_\psi^{2-p_\psi/q_\psi} (1 + m_\psi / (\alpha_\psi n_\psi) e_\psi^{m_\psi/n_\psi-1}) - \hat{\eta}_{2\psi} + \ddot{\psi}^d + k_c \hat{x}_{2\psi} / I_z + k_{\psi 1} S_\psi + k_{\psi 2} \text{sign}(S_\psi)) I_z, \end{cases} \quad (51)$$

可保证跟踪误差 e_ϕ 、 e_θ 、 e_ψ 有限时间收敛至 0. 其中: k_{ϕ_i} 、 k_{θ_i} 、 k_{ψ_i} 为正实数, $i = 1, 2$; $\ddot{\phi}^d$ 、 $\ddot{\theta}^d$ 、 $\ddot{\psi}^d$ 为姿态回路中期望的二阶微分; \hat{e}_ϕ 、 \hat{e}_θ 、 \hat{e}_ψ 和 $\hat{\eta}_{2\phi}$ 、 $\hat{\eta}_{2\theta}$ 、 $\hat{\eta}_{2\psi}$ 分别由所设计自适应降阶 GPEBO 重构获得.

根据位置回路所获得的控制器 u_x, u_y, u_z 解算出所需升力 U_1^d , 再结合 $U_2 \sim U_4$, 由式 (1) 解算出旋翼转速, 有

$$[\varpi_1 \quad \varpi_2 \quad \varpi_3 \quad \varpi_4]^T =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{4} & \frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{4} & \frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{2}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{4} & -\frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{4} & -\frac{\sqrt{2}}{4} & -\frac{1}{4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1^d/C_T \\ U_2/(lC_T) \\ U_3/(lC_T) \\ U_4/C_m \end{bmatrix}. \quad (52)$$

所提出基于自适应降阶 GPEBO 的复合非奇异快速终端滑模控制方案结构如图 3 所示.

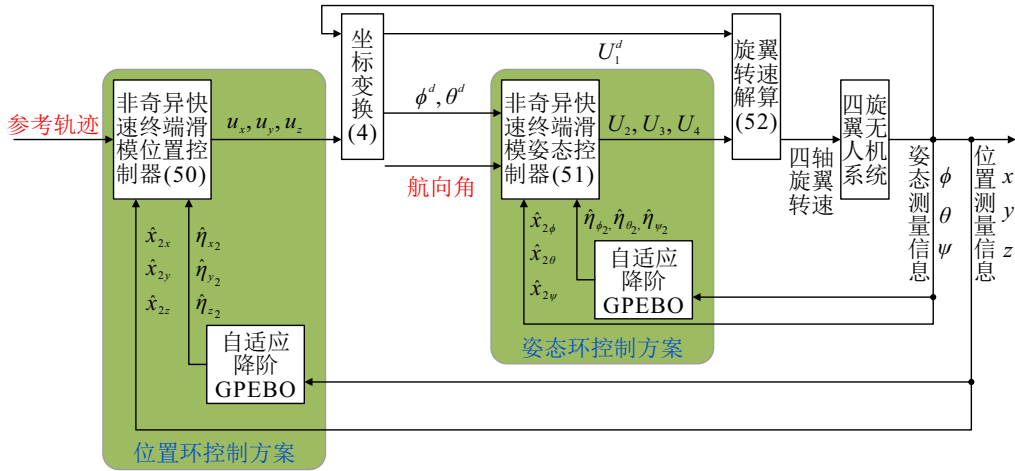


图3 基于自适应降阶 GPEBO 的复合非奇异快速终端滑模控制方案

3.2 稳定性分析

由于位置和姿态回路重新参数化后的式 (9) ~ (11) 和 (12) ~ (14) 呈明显的对称形式, 进而自适应降阶 GPEBO 的设计也呈对称形式. 此外, 控制器 (50) 和 (51) 也呈对称形式. 同理, 为与前文对应, 本节也以横滚通道 ϕ 为例对控制器的稳定性进行证明, 以保证横滚角跟踪误差 e_ϕ 有限时间收敛至 0. 以下分 3 步进行证明: 1) 系统状态信息 $x_{2\phi}$ 和集总干扰 $\eta_{2\phi}$ 未被精确估计前, 系统状态有界; 2) 系统状态信息 $x_{2\phi}$ 和集总干扰 $\eta_{2\phi}$ 被精确估计后, 滑模变量 S_ϕ 有限时间收敛至 0; 3) 滑模变量收敛至 0 后, 系统状态有限时间收敛至平衡点.

step 1: 系统状态信息 $x_{2\phi}$ 和集总干扰 $\eta_{2\phi}$ 未被精确估计前, 系统状态有界.

考虑到式 (48), 将 (51) 中的控制器代入 (2), 再结合式 (7), 可得到

$$\begin{aligned} \ddot{e}_\phi = & e_{d\phi} - k_c l e_{A\phi} / I_x - k_{\phi_1} S_\phi - k_{\phi_2} \text{sign}(S_\phi) - \\ & \beta_\phi q_\phi / p_\phi \hat{e}_\phi^{2-p_\phi/q_\phi} (1 + m_\phi / (\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}). \end{aligned} \quad (53)$$

考虑到式 (48), 基于 (53) 对滑模面求导, 可得到

$$\dot{S}_\phi =$$

$$\begin{aligned} - \hat{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1} (k_{\phi_1} S_\phi + k_{\phi_2} \text{sign}(S_\phi)) + \\ p_\phi / (\beta_\phi q_\phi) \hat{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1} (e_{d\phi} - \dot{e}_{A\phi} - k_c l e_{A\phi} / I_x) - \\ e_{A\phi} (1 + m_\phi / (\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}). \end{aligned} \quad (54)$$

构造如下 Lyapunov 函数:

$$V = (e_\phi^2 + \dot{e}_\phi^2 + S_\phi^2) / 2. \quad (55)$$

基于 V , 对方程 (53) 和 (54) 求导, 可得到

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_\phi \dot{e}_\phi + \dot{e}_\phi \ddot{e}_\phi + S_\phi \dot{S}_\phi = \\ & e_\phi \dot{e}_\phi + \dot{e}_\phi e_{d\phi} - \dot{e}_\phi (k_{\phi_1} S_\phi + k_{\phi_2} \text{sign}(S_\phi)) - \\ & (1 + m_\phi / (\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}) \dot{e}_\phi \beta_\phi q_\phi / p_\phi \hat{e}_\phi^{2-p_\phi/q_\phi} - \\ & k_c l e_{A\phi} \dot{e}_\phi / I_x - p_\phi / (\beta_\phi q_\phi) \hat{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1} \times \\ & (k_{\phi_1} S_\phi^2 + k_{\phi_2} |S_\phi|) + p_\phi / (\beta_\phi q_\phi) \hat{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1} \times \\ & (e_{d\phi} - \dot{e}_{A\phi} - k_c l e_{A\phi} / I_x) S_\phi - \\ & e_{A\phi} S_\phi (1 + m_\phi / (\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}). \end{aligned} \quad (56)$$

若 a 满足 $0 < a < 1$, 则对于任意 b , 有以下不等式成立:

$$|b|^a \leq 1 + a|b| \leq 1 + |b|. \quad (57)$$

由式 (49), 有 $1 < p_i/q_i < m_i/n_i < 2$, 即可得到

$$\hat{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1} > 0, \quad \hat{e}_\phi^{3-p_\phi/q_\phi}, \quad e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1} > 0,$$

$$\hat{e}_\phi^{2-p_\phi/q_\phi} < 1 + |\hat{e}_\phi|, e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1} < 1 + |e_\phi|. \quad (58)$$

由式(57)和(58),可得到

$$\begin{aligned} & -\beta_\phi q_\phi/p_\phi \hat{e}_\phi^{2-p_\phi/q_\phi} (1+m_\phi/(\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}) \dot{e}_\phi = \\ & -\beta_\phi q_\phi/p_\phi \hat{e}_\phi^{3-p_\phi/q_\phi} (1+m_\phi/(\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}) + \\ & \beta_\phi q_\phi/p_\phi \hat{e}_\phi^{2-p_\phi/q_\phi} (1+m_\phi/(\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}) e_{A\phi} \leq \\ & \beta_\phi q_\phi/p_\phi |e_{A\phi}| (1+m_\phi/(\alpha_\phi n_\phi) (1+|e_\phi|)) (1+ \\ & |e_{A\phi}| + |\dot{e}_\phi|). \end{aligned} \quad (59)$$

将式(59)代入(56),可得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & |e_\phi \dot{e}_\phi| + |\dot{e}_\phi| |e_{d\phi}| + k_{\phi_1} |S_\phi \dot{e}_\phi| + k_{\phi_2} |\dot{e}_\phi| + \\ & \beta_\phi |e_{A\phi}| (1+|e_{A\phi}| + |\dot{e}_\phi|) (1+2/\alpha_\phi (1+|e_\phi|)) + \\ & 2/\beta_\phi |S_\phi| (1+|e_{A\phi}| + |\dot{e}_\phi|) (|e_{d\phi}| + |\dot{e}_{A\phi}|) + \\ & |e_{A\phi} S_\phi| (1+2/\alpha_\phi (1+|e_\phi|)). \end{aligned} \quad (60)$$

在式(60)中,关于提取 $|S_\phi|$ 、 $|e_\phi|$ 、 $|\dot{e}_\phi|$ 、 $|S_\phi e_\phi|$ 、 $|S_\phi \dot{e}_\phi|$ 以及 $|e_\phi \dot{e}_\phi|$ 中的系数,令 k_{v_1} 、 k_{v_2} 和 k_{v_3} ,则式(60)可改写为

$$\begin{aligned} k_{v_1} &= 2(|e_{d\phi}| + |\dot{e}_{A\phi}|) (1+|e_{A\phi}|) / \beta_\phi + \\ & |e_{A\phi}| (1+2/\alpha_\phi + \beta_\phi / (2\alpha_\phi)) + k_{\phi_2} + |e_{d\phi}|, \\ k_{v_2} &= 1 + k_{\phi_1} + 2(|e_{d\phi}| + |\dot{e}_{A\phi}|) / \beta_\phi + 2|e_{A\phi}| / \alpha_\phi, \\ k_{v_3} &= \beta_\phi |e_{A\phi}| + \beta_\phi |e_{A\phi}| / (2\alpha_\phi). \end{aligned} \quad (61)$$

联立式(56)、(60)以及(61),可得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & k_{v_1} (|S_\phi| + |e_\phi| + |\dot{e}_\phi|) + k_{v_2} (|S_\phi e_\phi| + \\ & |S_\phi \dot{e}_\phi| + |e_\phi \dot{e}_\phi|) + k_{v_3}. \end{aligned} \quad (62)$$

由不等式 $dc \leq (d^2 + c^2)/2$,式(62)进一步表达为

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & k_{v_1} ((1+S_\phi^2)/2 + (1+e_\phi^2)/2 + (1+\dot{e}_\phi^2)/2) + \\ & k_{v_2} ((S_\phi^2+e_\phi^2)/2 + (S_\phi^2+\dot{e}_\phi^2)/2 + (e_\phi^2+\dot{e}_\phi^2)/2) + \\ & k_{v_3} \leq (2k_{v_2} + k_{v_1})V + 3k_{v_1}/2 + k_{v_3}. \end{aligned} \quad (63)$$

式(63)记作

$$\dot{V} = k_v V + L_v. \quad (64)$$

其中: $k_v = 2k_{v_2} + k_{v_1}$, $L_v = 3k_{v_1}/2 + k_{v_3}$, k_{v_1} 、 k_{v_2} 以及 k_{v_3} 为正数,即

$$V \leq (V(0) + L_v/k_v) e^{k_v t} - L_v/k_v. \quad (65)$$

因此,对于任意时间 T , V 是有界的,即 V 、 e_ϕ 以及 \dot{e}_ϕ 在 $t \leq T$ 时间内有界.

step 2: 系统状态信息 $x_{2\phi}$ 和集总干扰 $\eta_{2\phi}$ 被精确估计后,滑模变量有限时间收敛至0.

当 $x_{2\phi}$ 和 $\eta_{2\phi}$ 被精确估计后,式(49)中的滑模面 S_ϕ 被退化为

$$S_\phi = e_\phi + 1/\alpha_\phi e_\phi^{m_\phi/n_\phi} + 1/\beta_\phi \dot{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi}. \quad (66)$$

式(51)中的控制器退化为

$$\begin{aligned} U_2 = & (\beta_\phi q_\phi/p_\phi \dot{e}_\phi^{2-p_\phi/q_\phi} (1+m_\phi/(\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}) - \\ & \eta_{2\phi} + \ddot{\phi}^d + k_c l \hat{x}_{2\phi}/I_x + k_{\phi_1} S_\phi + k_{\phi_2} \text{sign}(S_\phi)) I_x. \end{aligned} \quad (67)$$

联合式(2)和(7),将控制器(67)代入,可得到

$$\begin{aligned} \ddot{e}_\phi = & - (1+m_\phi/(\alpha_\phi n_\phi) e_\phi^{m_\phi/n_\phi-1}) \beta_\phi q_\phi/p_\phi \dot{e}_\phi^{2-p_\phi/q_\phi} - \\ & k_{\phi_1} S_\phi - k_{\phi_2} \text{sign}(S_\phi). \end{aligned} \quad (68)$$

基于方程(68),对滑模面 S_ϕ (49)求导,可得到

$$\dot{S}_\phi = -p_\phi/(\beta_\phi q_\phi) \dot{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1} (k_{\phi_1} S_\phi + k_{\phi_2} \text{sign}(S_\phi)). \quad (69)$$

定义如下 Lyapunov 函数:

$$V_{S_\phi} = S_\phi^2/2. \quad (70)$$

考虑式(69),对 V_{S_ϕ} 求导,可得到

$$\dot{V}_{S_\phi} = S_\phi \dot{S}_\phi = -p_\phi/(\beta_\phi q_\phi) \dot{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1} (k_{\phi_1} S_\phi^2 + k_{\phi_2} |S_\phi|). \quad (71)$$

令 $F(\dot{e}_\phi) = p_\phi/(\beta_\phi q_\phi) \dot{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1}$,即式(71)简化为

$$\dot{V}_{S_\phi} = -F(\dot{e}_\phi) (k_{\phi_1} S_\phi^2 + k_{\phi_2} |S_\phi|). \quad (72)$$

以下分两种情况讨论.

1) 当 $\dot{e}_\phi \neq 0$ 时. 由于 p_ϕ 和 q_ϕ 为正奇数, $1 < p_\phi/q_\phi$, 且 $\dot{e}_\phi \neq 0$, 有

$$\dot{e}_\phi^{p_\phi/q_\phi-1} = |\dot{e}_\phi|^{p_\phi/q_\phi-1} > 0. \quad (73)$$

考虑 $\beta_\phi > 0$, p_ϕ 、 q_ϕ 均为正奇数, 有 $F(\dot{e}_\phi) > 0$, 故存在无穷小正常数 μ 满足

$$F(\dot{e}_\phi) > \mu > 0. \quad (74)$$

联立式(71)、(73)以及(74),解得

$$\dot{V}_{S_\phi} = -2\mu k_{\phi_1} V_{S_\phi} - \sqrt{2} k_{\phi_2} \mu \sqrt{V_{S_\phi}}. \quad (75)$$

引理1^[29] 假设存在一个 Lyapunov 函数 V , $\lambda_1 > 0$, $\lambda_2 > 0$ 且 $0 < \rho < 1$,使得

$$\dot{V} + \lambda_1 V + \lambda_2 V^\rho \leq 0 \quad (76)$$

成立,则系统将在有限时间内收敛至平衡点,收敛时间 T_s 为

$$T_s \leq \frac{\ln(1 + (\lambda_1/\lambda_2)^{1-\rho} V(0))}{\lambda_1(1-\rho)}. \quad (77)$$

根据引理1,由于 μ 和 k_{ϕ_1} 、 k_{ϕ_2} 均为正数,即 V_{S_ϕ} 为一个单调递减函数,此种情况下 V_{S_ϕ} 有限时间收敛至0.

2) 当 $\dot{e}_\phi = 0$ 时. 将 $\dot{e}_\phi = 0$ 代入方程(66),可得到

$$\ddot{e}_\phi = -k_{\phi_1} S_\phi - k_{\phi_2} \text{sign}(S_\phi). \quad (78)$$

由于 $\dot{e}_\phi = 0$, 有 $\ddot{e}_\phi = 0$. 同时, 由于 $k_{\phi_1} \neq 0$ 和 $k_{\phi_2} \neq 0$, 有 $S_\phi = 0$, 故此种情况下也能保证滑模变量 S_ϕ 有限时间收敛至 0.

综上, 在 $x_{2\phi}$ 和 $\eta_{2\phi}$ 被精确估计后, 滑模变量 S_ϕ 有限时间收敛至 0.

step 3: 滑模变量收敛至 0 后, 系统状态有限时间收敛至平衡点.

由于滑模变量 S_ϕ 有限时间收敛至 0, 有

$$e_\phi + 1/\alpha_\phi e_\phi^{m_\phi/n_\phi} + 1/\beta_\phi e_\phi^{p_\phi/q_\phi} = 0. \quad (79)$$

由式 (66) 整理, 可得到

$$\begin{aligned} \dot{e}_\phi &= \\ (-\beta_\phi e_\phi - \beta_\phi/\alpha_\phi e_\phi^{m_\phi/n_\phi})^{q_\phi/p_\phi} &\Rightarrow \\ \frac{de_\phi}{dt} &= \\ (-\beta_\phi)^{q_\phi/p_\phi} e_\phi^{q_\phi/p_\phi} (1 + 1/\alpha_\phi e_\phi^{m_\phi/n_\phi - 1})^{q_\phi/p_\phi} &\Rightarrow \\ e_\phi^{-q_\phi/p_\phi} de_\phi &= \\ (-\beta_\phi)^{q_\phi/p_\phi} (1 + 1/\alpha_\phi e_\phi^{m_\phi/n_\phi - 1})^{q_\phi/p_\phi} dt. \end{aligned} \quad (80)$$

由于 $\beta_\phi > 0$, $1 < p_\phi/q_\phi < m_\phi/n_\phi < 2$, $e_\phi^{m_\phi/n_\phi - 1} > 0$, 由式 (80), 可得到

$$e_\phi^{-q_\phi/p_\phi} de_\phi \leq -\beta_\phi^{q_\phi/p_\phi} dt. \quad (81)$$

式 (81) 两边同时积分, 可得到

$$e_\phi(t)^{1-q_\phi/p_\phi} \leq e_\phi(t_1)^{1-q_\phi/p_\phi} - (p_\phi - q_\phi)/p_\phi \beta_\phi^{q_\phi/p_\phi} (t - t_1). \quad (82)$$

由式 (82) 可知, $e_\phi(t)^{1-q_\phi/p_\phi}$ 为单调递减函数, 又因 $e_\phi(t)^{1-q_\phi/p_\phi} \geq 0$, 有 $e_\phi(t)^{1-q_\phi/p_\phi}$ 单调递减直至 $e_\phi(t)^{1-q_\phi/p_\phi} = 0$, 即当 $t \geq t_1$ 时, e_ϕ 有限时间收敛至 0.

综上所述, 证明 step 1 ~ step 3: 当系统状态信息 $x_{2\phi}$ 和集总干扰 $\eta_{2\phi}$ 被精确估计前, 系统状态不逃逸; 估计后跟踪误差 e_ϕ 有限时间收敛至 0. 最后, 所提出基于自适应降阶 GPEBO 的复合非奇异快速终端滑模控制方案参数选择规则一般如下.

1) 在所设计复合控制器 (50) 和 (51) 中. 根据文献 [16] 和文献 [19] 的非奇异快速终端滑模控制参数选择一般规则: $\alpha_i, \beta_i, m_i, n_i, p_i, q_i$ 满足滑模控制器的设计原则即可, 对于系统的暂态性能影响不大; 大的 k_{i_1} 、小的 k_{i_2} 将加速系统状态收敛到滑模面上, 然而, 大的 k_{i_1} 可能会引起大的噪声. 因此, 在系统的收敛性和噪声程度应考虑.

2) 采用定理 1 和定理 2 所提出的自适应降阶 GPEBO 来重构系统 (2) 中速度测量值未知 $\dot{x}_{2\phi}$ 和集总干扰 $\eta_{2\phi}$. 一般而言, 大的 λ 会减小系统的噪声但是

暂态性能会有所下降; 由式 (43) 可以看出, 大的 γ 将直接加速估计误差指数收敛至 0, 但是更大的 γ 也会引起大的噪声. 因此, 系统的收敛性和噪声程度也应被考虑. 传递函数滤波器算子中的 a_{ϕ_i} 和 b_{ϕ_i} , 大的 a_{ϕ_i} 、小的 b_{ϕ_i} 将提高系统的暂态性能, 同理, 也要考虑系统的动态平衡问题.

4 仿真研究

4.1 仿真设定

为验证所提出基于自适应降阶 GPEBO 的复合非奇异快速终端滑模控制 (CNFTSM + ARGPEBO) 方案的有效性和优越性, 本节将与基于扩张状态观测器的复合非奇异快速终端滑模控制 (CNFTSM + ESO) 方案以及不含观测器的非奇异快速终端滑模控制 (NFTSM) 方案进行比较. 针对滑模控制中的符号函数, 采用饱和函数代替符号函数, 以保证控制量的连续性, 即饱和函数为

$$\text{sat}(S_i, d) = \begin{cases} \text{sign}(S_i), & |S_i| > d; \\ \frac{S_i}{d}, & |S_i| \leq d. \end{cases}$$

其中 $d = 0.2$.

仿真所需的模型参数^[12]如下: $m = 2 \text{ kg}$, $g = 9.8 \text{ m/s}^2$, $I_x = I_y = 1.25 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $I_z = 2.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $l = 0.35 \text{ m}$, $k_t = 0.035 \text{ N}/(\text{m/s})^2$, $k_c = 0.011 \text{ N} \cdot \text{m}/(\text{m/s})^2$, $C_T = 1.105 \times 10^{-5}$, $C_m = 1.779 \times 10^{-7}$.

四旋翼无人机的初始位置和姿态均设置为 0, 参考轨迹和航向角设定如下所示:

$$\begin{aligned} x^d &= \cos(0.5t), \quad y^d = \sin(0.5t), \quad z^d = 0.1t + 2, \\ \psi^d &= \pi/3 \sin(0.5t). \end{aligned}$$

所提出 CNFTSM + ARGPEBO 方案中, 控制器和观测器参数如下.

1) 位置回路控制器参数为

$$\begin{aligned} \alpha_x &= \alpha_y = \alpha_z = 1, \quad \beta_x = \beta_y = \beta_z = 1, \\ m_x &= m_y = m_z = 7, \quad n_x = n_y = n_z = 5, \\ p_x &= p_y = p_z = 15, \quad q_x = q_y = q_z = 13, \\ k_{x_1} &= k_{y_1} = k_{z_1} = 1, \quad k_{x_2} = k_{y_2} = k_{z_2} = 0.8. \end{aligned}$$

2) 姿态回路控制器参数为

$$\begin{aligned} \alpha_\phi &= \alpha_\theta = \alpha_\psi = 13, \quad \beta_\phi = \beta_\theta = \beta_\psi = 15, \\ m_\phi &= m_\theta = m_\psi = 9, \quad n_\phi = n_\theta = n_\psi = 5, \\ p_\phi &= p_\theta = p_\psi = 5, \quad q_\phi = q_\theta = q_\psi = 3, \\ k_{\phi_1} &= k_{\theta_1} = 40, \quad k_{\psi_1} = 30, \quad k_{\phi_2} = k_{\theta_2} = k_{\psi_2} = 3. \end{aligned}$$

3) 位置回路中自适应降阶 GPEBO 参数为

$$\begin{aligned} \lambda_x &= \lambda_y = \lambda_z = 500, \quad \gamma_x = \gamma_y = \gamma_z = 0.48, \\ a_{x_1} &= a_{y_1} = a_{z_1} = 70000, \quad b_{x_1} = b_{y_1} = b_{z_1} = 4.5, \end{aligned}$$

$$a_{x_2} = a_{y_2} = a_{z_2} = 250, b_{x_2} = b_{y_2} = b_{z_2} = 2000.$$

4) 姿态回路中自适应降阶 GPEBO 参数为

$$\lambda_\phi = \lambda_\theta = \lambda_\psi = 500, \gamma_\phi = \gamma_\theta = \gamma_\psi = 0.4,$$

$$a_{\phi_1} = a_{\theta_1} = a_{\psi_1} = 300000, b_{\phi_1} = b_{\theta_1} = b_{\psi_1} = 11,$$

$$a_{\phi_2} = a_{\theta_2} = a_{\psi_2} = 250, b_{\phi_2} = b_{\theta_2} = b_{\psi_2} = 2000.$$

作为对比方案中不含观测器的 NFTSM 控制方案, 其控制器设计形式和取值与所提出方法中控制器部分相同; 基于 CNFTSM + ESO 方案设计时, 控制器部分与所提出方法中控制器部分一致, 在 ESO 设计时, 同样以横滚通道为例, 其设计形式如下所示:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{11\phi}(z_1 - \phi), \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{12\phi}(z_1 - \phi) + b_{0\phi}U_2, \\ \dot{z}_3 = -\beta_{13\phi}(z_1 - \phi), z_2 = \hat{\phi}, z_3 = \hat{\eta}_{2\phi}. \end{cases}$$

此种情况, 各通道观测器的增益为

$$\beta_{11x} = 15, \beta_{12x} = 75, \beta_{13x} = 125,$$

$$\beta_{11y} = 15, \beta_{12y} = 75, \beta_{13y} = 125,$$

$$\beta_{11z} = 15, \beta_{12z} = 75, \beta_{13z} = 125,$$

$$\beta_{11\phi} = 60, \beta_{12\phi} = 1200, \beta_{13\phi} = 8000,$$

$$\beta_{11\theta} = 60, \beta_{12\theta} = 1200, \beta_{13\theta} = 8000,$$

$$\beta_{11\psi} = 60, \beta_{12\psi} = 1200, \beta_{13\psi} = 8000,$$

$$b_{0x} = b_{0y} = b_{0z} = 1, b_{0\phi} = b_{0\theta} = 0.8, b_{0\psi} = 0.4.$$

位置和姿态通道干扰(时变和常值干扰)设置为

$$F_{dx} = F_{dy} = F_{dz} = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq 10; \\ 3, & 10 \leq t < 20; \\ 3 - 0.2t, & 20 \leq t < 30; \\ 3 + 3\sin(t), & 30 \leq t < 40; \\ 0, & 40 \leq t < 50. \end{cases}$$

$$\tau_{d\phi} = \tau_{d\theta} = \tau_{d\psi} = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq 10; \\ 2, & 10 \leq t < 20; \\ 2 + 2\sin(t), & 20 \leq t < 30; \\ -2, & 30 \leq t < 40; \\ 0, & 40 \leq t < 50. \end{cases}$$

4.2 仿真结果分析

图4~图9分别为不同控制方法下四旋翼无人机轨迹跟踪过程中的响应曲线。图4和图5分别为轨迹跟踪和跟踪误差响应曲线。以下从收敛速度和抗干扰性两个方面来分析:

1) 抗干扰性能: 由图4和图5可见: 在0~10s和40~50s无干扰时, 三者控制方法下的曲线基本重合, 这表明控制器的参数是有效的; 在常值干扰时, 所提出方法相较于 CNFTSM + ESO 与 NFTSM 抗干

扰性能最好, CNFTSM + ESO 次之, 由于 NFTSM 没有干扰补偿项, 其响应曲线偏离期望值, 抗干扰最弱; 在20~40s存在时变干扰时, 所提出方法响应曲线与期望轨迹更接近, CNFTSM + ESO 的缺点慢慢显露出来, 即抗干扰性变弱, NFTSM 直接严重偏离期望轨迹。

2) 收敛速度: 图4显示: 所提出方法相较于 CNFTSM + ESO 与 NFTSM 在常值和时变干扰下具有更快的收敛速度到达期望值; 3种方法跟踪误差的最大值分别为0.1m、1m以及2m。图6为航向角的响应和跟踪误差曲线, 由图6可见, 3种控制方法下基本均能够保持航向的稳定。图7为横滚角和俯仰角的镇定曲线, 其三者相近, 且均在合理范围内。图8和图9分别为不同方法下线速度和角速度估计响应曲线。由图8和图9可见, 所提出方法能够精准地估计其线速度和角速度, 其估计的响应曲线精度也比 CNFTSM + ESO 更高。

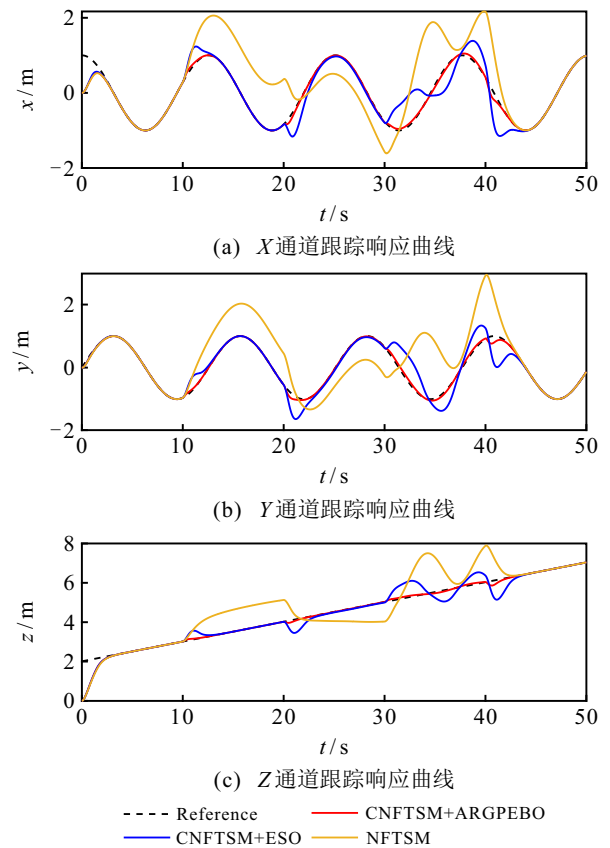


图4 位置跟踪响应曲线

此外, 引入平方误差积分 (ISE) 和绝对值误差积分 (IAE) 来定量评估轨迹跟踪精度, 表1和表2分别给出了 ISE 和 IAE 的值, 其计算形式如下所示:

$$E_{\text{ISE}} = \int_{t_0}^{t_1} e^2(t)dt, E_{\text{IAE}} = \int_{t_0}^{t_1} |e(t)|dt.$$

其中: t_0 和 t_1 分别为仿真的开始时间和结束时间, $e(t)$ 为状态跟踪误差。

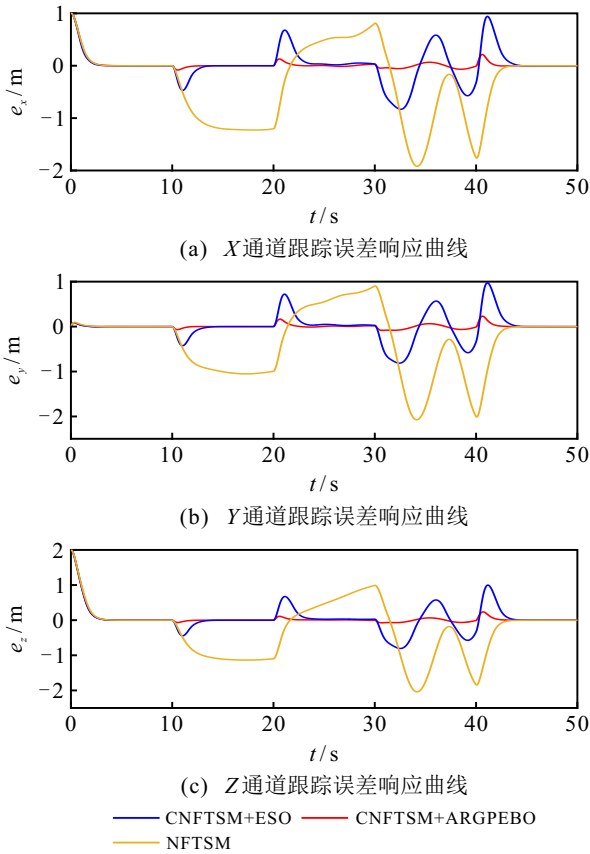


图5 位置跟踪误差响应曲线

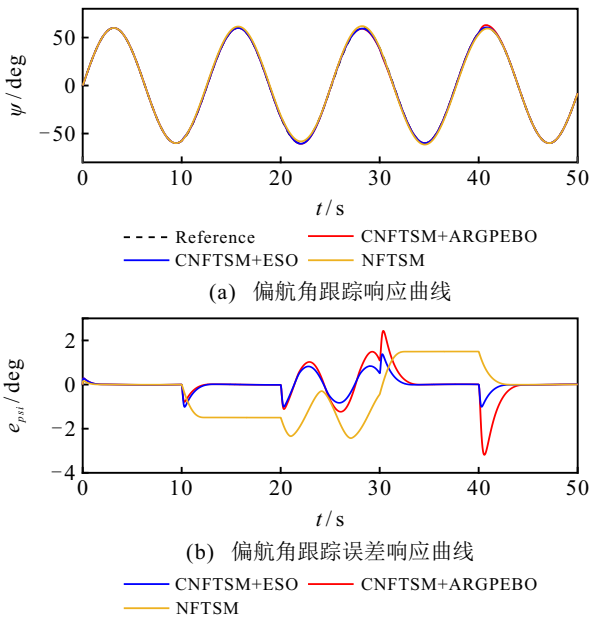


图6 航向角的跟踪响应曲线

由表 1 可以得出,所提出方法相比于 CNFTSM + ESO 与 NFTSM 在 X 轴上, 轨迹跟踪精度分别提高了 84.57% 和 97.44%、在 Y 轴上分别提高了 97.77% 和 99.68%, 在 Z 轴上分别提高了 58.29% 和 90.98%; 由表 2 的 IAE 可以看出, 所提出方法相比于其他两种方法在 X 轴上分别提高了 78.2%、92.91%, 在 Y 轴上分别提高了 85.82% 和 95.81%, 在 Z 轴上分别提

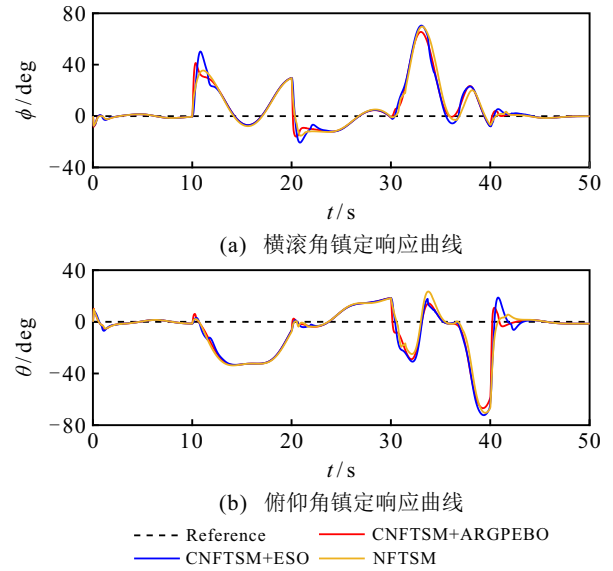


图7 横滚角和俯仰角响应曲线镇定

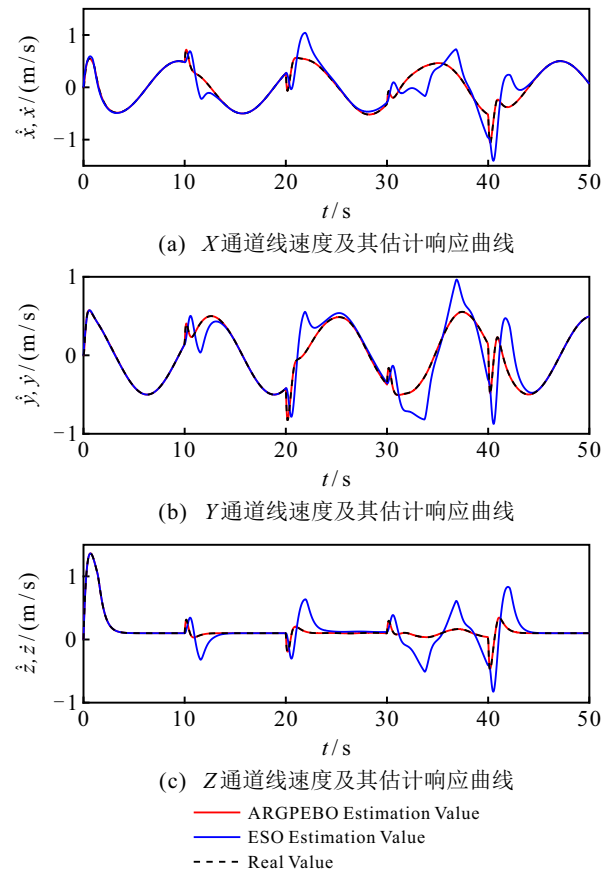


图8 位置回路线速度的估计

高了 68.58% 和 89.17%。即所提出方法有更好的估计精度以及抗干扰能力。

5 结论

本文针对具有速度测量值未知和不确定性干扰的四旋翼无人机轨迹跟踪精度问题进行了研究, 提出了一种基于自适应降阶 GPEBO 的复合非奇异快速终端滑模轨迹跟踪控制方案. 所设计观测器仅利用对象的输出信息来构建线性回归方程, 其目的是

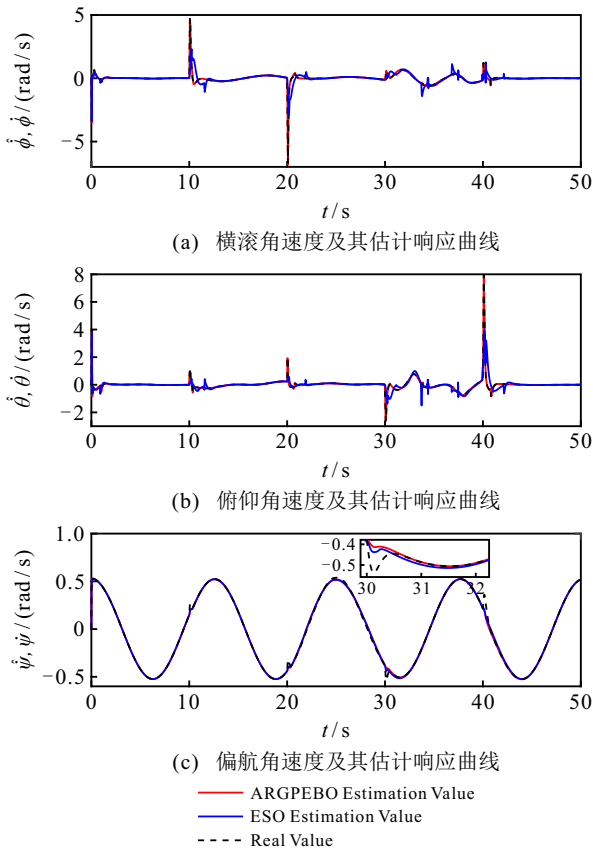


图9 姿态回路角速度估计

表1 3种控制方法的ISE值

变量	NFTSM	CNFTSM + ESO	CNFTSM + ARGPEBO
X	30.17	5.002	0.7719
Y	30.94	4.362	0.09855
Z	33.72	7.291	3.041

表2 3种控制方法的IAE值

变量	NFTSM	CNFTSM + ESO	CNFTSM + ARGPEBO
X	27.74	9.029	1.968
Y	27.72	8.094	1.148
Z	29.57	10.19	3.202

将状态估计转化为参数估计, 然后利用 DREM 理论设计了有限时间收敛的观测器来重构系统的不可测量状态和未知参数. 相较于基于扩张状态观测器的复合控制方案, 所提出控制方案具有有限时间指数收敛的特性, 且具有更快速的收敛速度和更好的抗干扰性.

未来的工作将沿着两个方向开展: 1) 无人机在飞行过程中安全性尤其重要^[1, 30], 下一步将针对控制障碍函数中控制器进行优化以保证无人机轨迹跟踪安全; 2) 继续沿着观测器有限时间收敛这一研究路线, 根据文献 [31] 的结果显示系统的可观性是确保观测器指数收敛的充分条件.

参考文献 (References)

[1] 姚绍杰, 闫帅明, 张浩, 等. 无人机系统安全控制研究

综述: 控制障碍函数[J]. 控制与决策, 2024, 39(10): 3169-3180.

(Yao S J, Yan S M, Zhang H, et al. Review of safety control research in unmanned aerial vehicle systems: Control barrier functions[J]. Control and Decision, 2024, 39(10): 3169-3180.)

[2] 李俊芳, 李峰, 吉月辉, 等. 四旋翼无人机轨迹稳定跟踪控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(2): 349-356.

(Li J F, Li F, Ji Y H, et al. Trajectory stable tracking control of quadrotor UAV[J]. Control and Decision, 2020, 35(2): 349-356.)

[3] Pounds P E I, Bersak D R, Dollar A M. Stability of small-scale UAV helicopters and quadrotors with added payload mass under PID control[J]. Autonomous Robots, 2012, 33(1): 129-142.

[4] Farrell M, Jackson J, Nielsen J, et al. Error-state LQR control of a multirotor UAV[C]. International Conference on Unmanned Aircraft Systems. Atlanta, 2019: 704-711.

[5] Raffo G V, Ortega M G, Rubio F R. Robust nonlinear control for path tracking of a quad-rotor helicopter[J]. Asian Journal of Control, 2015, 17(1): 142-156.

[6] 陈志明, 刘龙武, 刘瑞, 等. 基于自适应积分反步法的四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制[J]. 中国惯性技术报, 2020, 28(6): 819-828.

(Chen Z M, Liu L W, Liu R, et al. Adaptive integral backstepping-based trajectory tracking control for quadrotor UAV with uncertainty disturbance[J]. Chinese Journal of Inertial Technology, 2020, 28(6): 819-828.)

[7] Raffo G V, Ortega M G, Rubio F R. An integral predictive/nonlinear H_∞ control structure for a quadrotor helicopter[J]. Automatica, 2010, 46(1): 29-39.

[8] Chen W H, Yang J, Guo L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods — An overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083-1095.

[9] Wang H L, Chen M. Trajectory tracking control for an indoor quadrotor UAV based on the disturbance observer[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2016, 38(6): 675-692.

[10] Zhang Y, Chen Z Q, Zhang X H, et al. A novel control scheme for quadrotor UAV based upon active disturbance rejection control[J]. Aerospace Science and Technology, 2018, 79: 601-609.

[11] Lin X B, Yu Y, Sun C Y. A decoupling control for quadrotor UAV using dynamic surface control and sliding mode disturbance observer[J]. Nonlinear Dynamics, 2019, 97(1): 781-795.

[12] 赵红超, 周洪庆, 王书湖. 基于扩张状态观测器的四旋翼无人机滑模控制[J]. 指挥控制与仿真, 2020, 42(5): 91-96.

(Zhao H C, Zhou H Q, Wang S H. Sliding mode control of quad-rotor UAV based on extended state observer[J]. Command Control & Simulation, 2020, 42(5): 91-96.)

[13] 王月男. 基于终端滑模理论的四旋翼无人机容错控制研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2020.

- (Wang Y N. Research on fault-tolerant control of quadrotor UAV based on terminal sliding mode theory[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2020.)
- [14] Zhao Z H, Cao D, Yang J, et al. High-order sliding mode observer-based trajectory tracking control for a quadrotor UAV with uncertain dynamics[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2020, 102(4): 2583-2596.
- [15] Xiong J J, Zhang G B. Global fast dynamic terminal sliding mode control for a quadrotor UAV[J]. *ISA Transactions*, 2017, 66: 233-240.
- [16] 赵振华, 肖亮, 姜斌, 等. 基于扩张状态观测器的四旋翼无人机快速非奇异终端滑模轨迹跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2022, 37(9): 2201-2210.
(Zhao Z H, Xiao L, Jiang B, et al. Fast nonsingular terminal sliding mode trajectory tracking control of a quadrotor UAV based on extended state observers[J]. *Control and Decision*, 2022, 37(9): 2201-2210.)
- [17] 高俊山, 段立勇, 邓立为. 四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2021, 36(2): 379-386.
(Gao J S, Duan L Y, Deng L W. Anti-interface trajectory tracking control of quadrotor UAV[J]. *Control and Decision*, 2021, 36(2): 379-386.)
- [18] 张居乾, 师玉茹, 任朝晖. 基于扩张观测器的四旋翼无人机轨迹鲁棒滑模控制[J]. *中国惯性技术报*, 2018, 26(2): 247-254.
(Zhang J Q, Shi Y R, Ren C H. Robust trajectory tracking control of quadrotor UAV based on the improved extended state observer[J]. *Chinese Journal of Inertial Technology*, 2018, 26(2): 247-254.)
- [19] 赵振华, 李婷, 姜斌, 等. 四旋翼无人机姿态系统复合连续快速非奇异终端滑模控制[J]. *控制理论与应用*, 2023, 40(3): 459-467.
(Zhao Z H, Li T, Jiang B, et al. Composite continuous fast nonsingular terminal sliding mode control for quadrotor UAV attitude systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(3): 459-467.)
- [20] Hu Y, Miao Z Q, Wang Y N, et al. Uncertainty and disturbance estimator-based geometry tracking control for quadrotors without linear velocity measurements[J]. *Asian Journal of Control*, 2024, 26(2): 858-872.
- [21] Ortega R, Bobtsov A, Nikolaev N, et al. Generalized parameter estimation-based observers: Application to power systems and chemical-biological reactors[J]. *Automatica*, 2021, 129: 109635.
- [22] Ortega R, Bobtsov A, Pyrkin A, et al. A parameter estimation approach to state observation of nonlinear systems[J]. *Systems & Control Letters*, 2015, 85: 84-94.
- [23] Aranovskiy S, Bobtsov A, Ortega R, et al. Performance enhancement of parameter estimators via dynamic regressor extension and mixing[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017, 62(7): 3546-3550.
- [24] Ortega R, Aranovskiy S, Pyrkin A A, et al. New results on parameter estimation via dynamic regressor extension and mixing: Continuous and discrete-time cases[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2021, 66(5): 2265-2272.
- [25] 全权. 多旋翼飞行器设计与控制[M]. 北京: 电子工业出版社, 2018.
(Quan Q. Design and control of multi-rotor aircraft[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2018.)
- [26] Bobtsov A, Ortega R, Yi B W, et al. Adaptive state estimation of state-affine systems with unknown time-varying parameters[J]. *International Journal of Control*, 2022, 95(9): 2460-2472.
- [27] Ortega R, Gerasimov D N, Barabanov N E, et al. Adaptive control of linear multivariable systems using dynamic regressor extension and mixing estimators: Removing the high-frequency gain assumptions[J]. *Automatica*, 2019, 110: 108589.
- [28] Ortega R, Nikiforov V, Gerasimov D. On modified parameter estimators for identification and adaptive control. A unified framework and some new schemes[J]. *Annual Reviews in Control*, 2020, 50: 278-293.
- [29] Yu S H, Yu X H, Shirinzadeh B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode[J]. *Automatica*, 2005, 41(11): 1957-1964.
- [30] 梁潇, 刘冰冰, 叶慧樱, 等. 旋翼无人机吊运系统研究综述[J]. *控制与决策*, 2025, 40(4): 1079-1097.
(Liang X, Liu B B, Ye H Y, et al. A review of research on cable-suspended payload transportation systems by rotorcraft unmanned aerial vehicles[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(4): 1079-1097.)
- [31] Wang L, Ortega R, Bobtsov A. Observability is sufficient for the design of globally exponentially stable state observers for state-affine nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2023, 149: 110838.

作者简介

陈城 (1991-), 男, 博士生, 主要研究方向为无人系统的抗干扰控制, E-mail: chencheng_nuist@sina.com;

刘云平 (1979-), 男, 教授, 博士, 博士生导师, 主要研究方向为无人系统的集群控制和导航、机器人技术与智能装备, E-mail: 002105@nuist.edu.cn;

张永宏 (1974-), 男, 教授, 博士, 博士生导师, 主要研究方向为人工智能、空地协同自主无人系统, E-mail: zyh@nuist.edu.cn;

孙元鑫 (1999-), 男, 硕士生, 主要研究方向为无人系统的抗干扰控制, E-mail: 202212220009@nuist.edu.cn;

徐梁 (1986-), 男, 讲师, 博士, 主要研究方向为无人集群技术、有人无人协同技术及运用, E-mail: Xyyzz2224@163.com.