

基于滑模观测器的飞翼无人机输出反馈控制



顾子箫¹, 赵振华¹, 闻子侠², 曹东¹

1. 南京航空航天大学, 江苏 南京 211106

2. 航空工业西安飞行自动控制研究所, 陕西 西安 710061

摘要: 飞翼无人机因其特殊气动布局而具有机动能力强、隐身性能好等优势, 但特殊布局和复杂飞行环境也给控制系统设计带来通道耦合及多源干扰影响问题, 飞翼无人机抗扰控制已成为制约其发展的关键问题。本文研究了多源干扰影响下的飞翼无人机纵向指令跟踪控制问题。首先, 将高度和速度跟踪控制问题转化为跟踪误差的镇定问题; 其次, 将高度和速度通道之间的耦合及多源干扰影响视作集总干扰, 然后引入高阶滑模观测器(HSMO)技术估计跟踪误差的动态和集总干扰; 最后, 基于高阶滑模观测器的估计信息构造了复合非线性动态逆输出反馈控制器。仿真结果表明, 本文所提方案显著提升了飞翼无人机指令跟踪精度和抗干扰性能。本文研究将促进飞翼无人机抗干扰能力的提升, 从而促进飞翼无人机技术的进步。

关键词: 飞翼无人机; 高阶滑模观测器; 主动抗干扰控制; 输出反馈控制

中图分类号: V24

文献标识码: A

DOI: 10.19452/j.issn1007-5453.2023.12.009

飞翼布局无人机具有升阻比大、气动效率高、隐身性能好等诸多优点, 近年来在民用和军事领域都得到了广泛的应用^[1-2]。飞翼无人机构型具有翼身高度融合、无垂尾等特点, 造成其在机动飞行过程中的纵、横向通道间耦合比常规布局飞机更加严重^[3]。随着飞行环境日益复杂, 飞翼无人机不可避免地受到外部风干扰、内部参数摄动和未建模动态等多源干扰的影响^[4]。飞翼无人机的通道解耦和多源干扰环境下的干扰抑制成为飞翼无人机控制系统设计的关键。

针对飞翼无人机的控制设计问题, 研究人员提出了许多有效的方法。针对飞翼无人机非线性系统, 李继广等^[5]采用反步法对复杂轨迹进行跟踪, 在没有外界干扰作用下获得了良好的跟踪性能。冯引安等^[6]提出了基于 H_∞ 的鲁棒反步姿态控制方法, 该方法与传统反步控制相比设计更为简单, 且提升了飞翼无人机控制系统的鲁棒性。李继广等^[7]通过对非线性模型进行线性化解耦, 保证了航迹跟踪误差的渐近收敛。

基于干扰观测器的控制(DOBC)方法将干扰和不确定

性的综合影响视作集总干扰, 并使用观测器技术来估计集总干扰, 然后基于干扰估计值设计控制器实现干扰的前馈补偿^[8]。DOBC方法能够对干扰进行直接补偿, 获得了更快的干扰抑制性能^[9], 在工业控制系统中得到了广泛的应用^[10-11]。针对受多源干扰影响下的四旋翼无人机系统轨迹跟踪控制问题, 赵振华等^[10]提出了一种基于扩张状态观测器的复合滑模控制器方案, 将无人机各个通道的耦合和多源干扰视为集总干扰, 并设计扩张状态观测器对其进行估计, 显著提升了受扰四旋翼无人机系统的轨迹跟踪精度。张波等^[11]针对强干扰环境下飞翼无人机的姿态控制问题, 基于扩张状态观测器设计了一种复合指令跟踪控制器, 能够保证无人机的姿态跟踪误差收敛有界, 实现了姿态指令的高精度跟踪。

本文研究了受多源干扰影响的飞翼无人机高度和速度跟踪控制问题, 提出了一种基于高阶滑模观测器的复合输出反馈主动抗干扰控制方法。首先, 将飞翼无人机的高度和速度指令跟踪控制问题转化为跟踪误差镇定问题。其次, 将高度和速度通道间的耦合和多源干扰影响视为集

收稿日期: 2023-06-05; 退修日期: 2023-09-27; 录用日期: 2023-11-03

基金项目: 航空科学基金(20200058052002); 国家自然科学基金(61903192); 江苏省优秀青年基金(BK20230091)

引用格式: Gu Zixiao, Zhao Zhenhua, Wen Zixia, et al. Sliding mode observer based output feedback controller design of flying wing UAV[J]. Aeronautical Science & Technology, 2023, 34(12): 75-82. 顾子箫, 赵振华, 闻子侠, 等. 基于滑模观测器的飞翼无人机输出反馈控制[J]. 航空科学技术, 2023, 34(12): 75-82.

总干扰,得到高度和速度的跟踪误差动态,并设计高阶滑模观测器(HSMO)估计跟踪误差的动态和集总干扰信息。最后,基于HSMO的估计设计复合非线性动态逆输出反馈控制器。

1 系统建模与问题提炼

1.1 飞翼无人机纵向动态

受干扰影响的飞翼无人机纵向动力学模型可为

$$\begin{aligned} \dot{H} &= V \sin \gamma \\ \dot{V} &= \frac{T \cos \alpha - D}{m} - g \sin \gamma + d_v \\ \dot{\gamma} &= \frac{T \sin \alpha + L}{mV} - \frac{g \cos \gamma}{V} + d_\gamma \\ \dot{\alpha} &= q - \dot{\gamma} \\ \dot{q} &= \frac{1}{I_{yy}} M + d_q \end{aligned} \quad (1)$$

式中, H 为高度; V 为速度; α 和 γ 分别为迎角和航迹角; q 为俯仰角速率; m 为质量; I_{yy} 为转动惯量; g 为重力加速度; d_v, d_γ, d_q 为干扰; L, D, T, M 分别为升力、阻力、发动机推力、俯仰力矩,分别表示为

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2} \rho V^2 S C_L \\ D &= \frac{1}{2} \rho V^2 S C_D \\ T &= \frac{1}{10} \rho [(K_p \delta_T)^2 - V^2] \\ M &= \frac{1}{2} \rho V^2 S c C_M \end{aligned}$$

式中, ρ 为大气密度; S 为飞翼无人机的参考面积; c 为机翼平均气动弦长; K_p 为发动机常数; C_L, C_D, C_M 为升力、阻力、俯仰力矩的气动力系数,且可以计算为如下形式^[12]

$$\begin{aligned} C_L &= 0.28 + 3.45\alpha \\ C_D &= 0.044 + \frac{(0.28 + 3.45\alpha)^2}{0.43} \\ C_M &= -0.023 - 0.38\alpha - 0.5\delta_e \end{aligned}$$

式中, δ_e 为升降舵偏转角度。为便于设计控制器,采用二阶系统来表征飞翼无人机发动机的动态^[13]

$$\ddot{\delta}_T = -2\zeta\omega_n\dot{\delta}_T - \omega_n^2\delta_T + \omega_n^2\delta_i \quad (2)$$

式中, δ_T 和 δ_i 分别为真实的发动机实际油门开度和发动机油门开度指令; ζ 和 ω_n 为反映发动机特性的已知常数。

1.2 问题提炼

考虑到飞行高度和速度对无人机飞行的重要性,本文主要研究飞行高度和速度的跟踪问题。定义高度和速度的跟踪误差为

$$e_h = H - H_d \quad e_v = V - V_d \quad (3)$$

式中, H_d 和 V_d 为高度和速度指令。联立式(1)~式(3),可得无人机纵向跟踪误差动态

$$\begin{cases} e_h^{(4)} = f_1 + g_1^1 \delta_e + g_1^2 \delta_i + D_h \\ \ddot{e}_v = f_2 + g_2^1 \delta_e + g_2^2 \delta_i + D_v \end{cases} \quad (4)$$

式中, $e_h^{(4)}$ 为 e_h 的四阶导数; \ddot{e}_v 为 e_v 的三阶导数; δ_e 和 δ_i 分别为升降舵偏角和发动机油门开度指令,是需要设计的控制量; D_h 和 D_v 为作用在高度和速度通道的集总干扰; $f_1, f_2, g_1^1, g_1^2, g_2^1, g_2^2$ 为系统状态的函数,具体形式为

$$\begin{aligned} g_1^1 &= -\frac{\rho V^2 S c}{4mI_{yy}} (T \cos \alpha \cos \gamma - T \sin \alpha \sin \gamma) - \\ &\quad \frac{\rho^2 V^4 S^2 c}{4mI_{yy}} \left(1.73 \cos \gamma - \frac{0.966 + 11.9\alpha}{0.43} \sin \gamma \right) \\ g_1^2 &= \frac{0.2}{m} K_p^2 \delta_T \omega_n^2 (\cos \alpha \sin \gamma + \sin \alpha \cos \gamma) \\ g_2^1 &= -\frac{\rho V^2 S c}{4mI_{yy}} \left(T \sin \alpha + \rho S V^2 \frac{0.966 + 11.9\alpha}{0.43} \right) \\ g_2^2 &= \frac{0.2}{m} \cos \alpha \rho K_p^2 \delta_T \omega_n^2 \\ f_2 &= -g \left(-\dot{\gamma}_N^2 \sin \gamma + \ddot{\gamma}_N \cos \gamma \right) + \\ &\quad \frac{1}{m} \left(-2\dot{T}_N \dot{\alpha}_N \sin \alpha - T \ddot{\alpha}_N^2 \cos \alpha \right) + \frac{1}{m} \left(\ddot{T}_N \cos \alpha - \right. \\ &\quad \left. T \ddot{\alpha}_N \sin \alpha - \ddot{D}_N \right) \\ f_1 &= f_1^1 + f_1^2 \\ f_1^1 &= -\frac{2\dot{\gamma}_N \sin \gamma}{m} \left(\dot{T}_N \sin \alpha + T \ddot{\alpha}_N \cos \alpha + \dot{L} \right) + \\ &\quad \frac{2\dot{\gamma}_N \cos \gamma}{m} \left(\dot{T}_N \cos \alpha - T \ddot{\alpha}_N \sin \alpha - \dot{D} \right) - \\ &\quad \frac{\dot{\gamma}_N^2}{m} \left[(T \cos \alpha - D) \sin \gamma + (T \sin \alpha + L) \cos \gamma \right] + \\ &\quad \frac{\ddot{\gamma}_N}{m} \left[(T \cos \alpha - D) \cos \gamma - (T \sin \alpha + L) \sin \gamma \right] \\ f_1^2 &= \frac{2}{m} \left(\ddot{L}_N \cos \gamma - \ddot{D}_N \sin \gamma \right) + \\ &\quad \frac{\ddot{T}_N - T \ddot{\alpha}_N^2}{m} (\sin \gamma \cos \alpha + \cos \gamma \sin \alpha) + \\ &\quad \left(\frac{2\dot{T}_N \dot{\alpha}_N + T \ddot{\alpha}_N}{m} \right) (\cos \gamma \cos \alpha - \sin \alpha \sin \gamma) \end{aligned}$$

其中,

$$\begin{aligned} \dot{V}_N &= \frac{T \cos \alpha - D}{m} - g \sin \gamma \\ \dot{\alpha}_N &= q - \dot{\gamma}_N, \dot{\gamma}_N = \frac{T \sin \alpha + L}{mV} - \frac{g \cos \gamma}{V} \\ \dot{L}_N &= \rho S V \dot{V}_N (0.28 + 3.45\alpha) + 1.725 \rho S V^2 \dot{\alpha}_N \\ \dot{D}_N &= \rho S V \dot{V}_N \left(0.0437 + \frac{(0.28 + 3.45\alpha)^2}{0.43} \right) + \\ &\quad \rho S V^2 \frac{2(0.966 + 11.9\alpha)\dot{\alpha}_N}{0.86} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\dot{T}_N &= 0.2\rho(K_p^2\delta_T\dot{\delta}_T - V\dot{V}_N) \\
\ddot{V}_N &= \frac{\dot{T}_N \cos \alpha - T\ddot{\alpha}_N \sin \alpha - \dot{D}_N}{m} - g\dot{\gamma}_N \cos \gamma \\
\ddot{V}_N &= \frac{1}{mV}(\dot{T}_N \sin \alpha + T\ddot{\alpha}_N \cos \alpha + \dot{L}_N) - \\
&\quad \frac{\dot{V}_N}{mV^2}(T \sin \alpha + L) + \frac{g}{V^2}(\dot{\gamma}_N V \sin \gamma + \dot{V}_N \cos \gamma) \\
\ddot{T}_N &= 0.2\rho K_p^2[\dot{\delta}_T^2 - \delta_T(-2\xi\omega_n\dot{\delta}_T - \omega_n^2\delta_T)] - 0.2\rho(\dot{V}_N^2 + V\ddot{V}_N) \\
\ddot{\alpha}_N &= -\frac{1}{mV^2}[(\dot{T}_N \sin \alpha + T\ddot{\alpha}_N \cos \alpha + \dot{L}_N)V] + \\
&\quad \frac{1}{mV^2}\dot{V}_N(T \sin \alpha + L) - \frac{g}{V^2}(\dot{\gamma}_N V \sin \gamma + \dot{V}_N \cos \gamma) + \\
&\quad \frac{\rho V^2 S c}{2I_{yy}}(-0.023 - 0.38\alpha) \\
\ddot{L}_N &= \rho S(\dot{V}_N^2 + V\ddot{V}_N)(0.28 + 3.45\alpha) + 6.9\rho S V \dot{V}_N \dot{\alpha}_N + \\
&\quad 1.725\ddot{\alpha}_N \rho V^2 S \\
\ddot{D}_N &= \rho S(\dot{V}_N^2 + V\ddot{V}_N)\left(0.0437 + \frac{(0.28 + 3.45\alpha)^2}{0.43}\right) + \\
&\quad \frac{\rho S V^2}{0.43}[0.966\ddot{\alpha}_N + 11.9(\dot{\alpha}_N^2 + \ddot{\alpha}_N)] + \\
&\quad \frac{\rho S V \dot{V}_N}{0.43}[4(0.28 + 3.45\alpha)3.45\dot{\alpha}_N]
\end{aligned}$$

$$\begin{cases}
v_v^1 = -5l_{ov}^{1/4}|z_v^1 - e_v|^{3/4} \text{sign}(z_v^1 - e_v) + z_v^2 \\
v_v^2 = -3l_{ov}^{1/3}|z_v^2 - v_v^1|^{2/3} \text{sign}(z_v^2 - v_v^1) + z_v^3 \\
v_v^3 = -1.5l_{ov}^{1/2}|z_v^3 - v_v^2|^{1/2} \text{sign}(z_v^3 - v_v^2) + z_v^4 \\
\dot{z}_v^1 = v_v^1, \dot{z}_v^2 = v_v^2 \\
\dot{z}_v^3 = f_2(x) + g_2^1(x)\delta_c + g_2^2(x)\delta_t + v_v^3 \\
\dot{z}_v^4 = -1.1l_{ov} \text{sign}(z_v^4 - v_v^3) \\
\hat{e}_v = z_v^2, \hat{e}_v = z_v^3, \hat{D}_v = z_v^4
\end{cases} \quad (6)$$

式中, l_{oh} 和 l_{ov} 为 HSMO 增益, 其取值满足 $l_{oh} \geq l_{dh}, l_{ov} \geq l_{dv}$; $\hat{e}_h, \hat{e}_h, \hat{e}_h, \hat{e}_h, \hat{e}_v$ 为高度和速度跟踪误差变化率的估计信息; \hat{D}_h 和 \hat{D}_v 为高度和速度通道受到集总干扰的估计信息。定义 HSMO 的估计误差为

$$\begin{aligned}
e_{e_h} &= \hat{e}_h - \dot{e}_h, e_{e_v} = \hat{e}_v - \dot{e}_v, e_{e_{(p)}} = \hat{e}_h - \ddot{e}_h \\
e_{\dot{e}_h} &= \hat{e}_h - \dot{e}_h, e_{\dot{e}_v} = \hat{e}_v - \dot{e}_v, e_{D_h} = \hat{D}_h - D_h \\
e_{D_v} &= \hat{D}_v - D_v
\end{aligned} \quad (7)$$

根据参考文献[14]中的定理可知, 观测器误差 $e_{e_h}, e_{e_v}, e_{\dot{e}_h}, e_{\dot{e}_v}, e_{D_h}, e_{D_v}$ 能够在有限时间内收敛到零。即高度和速度跟踪误差变化率估计值和集总干扰估计值能够在有限时间内到达其真实值。

2.2 复合非线性动态逆输出反馈控制器设计

定理 1

针对式(4), CNDI 输出反馈控制器

$$\begin{cases}
u_h = k_h^0 e_h + k_h^1 \hat{e}_h + k_h^2 \hat{e}_h + k_h^3 \hat{e}_h \\
u_v = k_v^0 e_v + k_v^1 \hat{e}_v + k_v^2 \hat{e}_v
\end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \delta_c \\ \delta_t \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} g_1^1 & g_1^2 \\ g_2^1 & g_2^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} f_1 + \hat{D}_h + u_h \\ f_2 + \hat{D}_v + u_v \end{bmatrix} \quad (9)$$

保证高度和速度跟踪误差 e_h 和 e_v 渐近收敛到零, 其中 $k_h^0, k_h^1, k_h^2, k_h^3, k_v^0, k_v^1, k_v^2$ 为正常数, 且满足 $s^4 + k_h^3 s^3 + k_h^2 s^2 + k_h^1 s + k_h^0, s^3 + k_v^2 s^2 + k_v^1 s + k_v^0$ 是 Hurwitz 的, $\hat{e}_h, \hat{e}_h, \hat{e}_h, \hat{e}_v, \hat{e}_v, \hat{D}_h$ 和 \hat{D}_v 由式(5)~式(6)获得。式(8)~式(9)使用了跟踪误差动态的估计信息 $\hat{e}_h, \hat{e}_h, \hat{e}_h, \hat{e}_v, \hat{e}_v$ 进行反馈, 避免了系统高阶动态的直接测量, 实现了输出反馈的控制设计。

3 稳定性分析

从式(4)、式(8)和式(9)可以看出, 高度和速度通道具有明显的对称性, 因此后续以高度通道为例对定理 1 进行分析, 具体证明过程可以分为以下两个步骤。

(1) $\dot{e}_h, \ddot{e}_h, \ddot{e}_h$ 和 D_h 被精确估计后, 高度跟踪误差 e_h 渐近收敛

考虑到式(7), 将式(8)、式(9)代入式(4)可得

2 控制器设计

本节设计 HSMO 来估计高度和速度通道跟踪误差的动态以及集总干扰信息。然后基于估计信息, 设计复合非线性动态逆(CNDI)输出反馈控制器。

2.1 高阶滑模观测器设计

假设 1

式(4)中的集总干扰 D_h 和 D_v 是可微的, 并且它们的导数是有界的, 即存在正常数 l_{d1} 和 l_{d2} 使得 $|\dot{D}_h| \leq l_{dh}, |\dot{D}_v| \leq l_{dv}$ 成立。

为了估计高度和速度通道跟踪误差变化率 $\dot{e}_h, \dot{e}_h, \dot{e}_h, \dot{e}_v, \dot{e}_v$ 和集总干扰 D_h, D_v , 针对式(4)设计 HSMO

$$\begin{cases}
v_h^1 = -8l_{oh}^{1/5}|z_h^1 - e_h|^{4/5} \text{sign}(z_h^1 - e_h) + z_h^2 \\
v_h^2 = -5l_{oh}^{1/4}|z_h^2 - v_h^1|^{3/4} \text{sign}(z_h^2 - v_h^1) + z_h^3 \\
v_h^3 = -3l_{oh}^{1/3}|z_h^3 - v_h^2|^{2/3} \text{sign}(z_h^3 - v_h^2) + z_h^4 \\
v_h^4 = -1.5l_{oh}^{1/2}|z_h^4 - v_h^3|^{1/2} \text{sign}(z_h^4 - v_h^3) + z_h^5 \\
\dot{z}_h^1 = v_h^1, \dot{z}_h^2 = v_h^2, \dot{z}_h^3 = v_h^3 \\
\dot{z}_h^4 = f_1(x) + g_1^1(x)\delta_c + g_1^2(x)\delta_t + v_h^4 \\
\dot{z}_h^5 = -1.1l_{oh} \text{sign}(z_h^5 - v_h^4) \\
\hat{e}_h = z_h^2, \hat{e}_h = z_h^3, \hat{e}_h = z_h^4, \hat{D}_h = z_h^5
\end{cases} \quad (5)$$

$$e_h^{(4)} + k_h^3 \ddot{e}_h + k_h^2 \dot{e}_h + k_h^1 \dot{e}_h + k_h^0 e_h = -e_{D_h} - k_h^1 e_{\dot{e}_h} - k_h^2 e_{\ddot{e}_h} - k_h^3 e_{\ddot{\ddot{e}}_h} \quad (10)$$

由于式(5)保证 $e_{\dot{e}_h}, e_{\ddot{e}_h}, e_{\ddot{\ddot{e}}_h}$ 和 e_{D_h} 在有限时间内收敛到零, 因此存在一个有界常数 t_h , 使得 $t \geq t_h$ 时, $e_{\dot{e}_h} = 0, e_{\ddot{e}_h} = 0, e_{\ddot{\ddot{e}}_h} = 0$ 和 $e_{D_h} = 0$ 能够保持, 因此当 $t \geq t_h$ 时, 方程(10)退化为

$$e_h^{(4)} + k_h^3 \ddot{e}_h + k_h^2 \dot{e}_h + k_h^1 \dot{e}_h + k_h^0 e_h = 0 \quad (11)$$

由于控制器增益 $k_h^0, k_h^1, k_h^2, k_h^3$ 的取值保证多项式 $s^4 + k_h^3 s^3 + k_h^2 s^2 + k_h^1 s + k_h^0$ 是 Hurwitz 稳定的, 因此式(11)可以保证 e_h 渐近收敛到零, 即 $\dot{e}_h, \ddot{e}_h, \ddot{\ddot{e}}_h$ 和 D_h 被精确估计后, 高度跟踪误差 e_h 渐近收敛到零。

(2) $\dot{e}_h, \ddot{e}_h, \ddot{\ddot{e}}_h$ 和 D_h 被精确估计前, 状态有限时间内不逃逸

在 $\dot{e}_h, \ddot{e}_h, \ddot{\ddot{e}}_h$ 和 D_h 被精确估计前, 高度跟踪误差 e_h 按照式(10)进行变化, 考虑到式(10)右侧变量 $e_{\dot{e}_h}, e_{\ddot{e}_h}, e_{\ddot{\ddot{e}}_h}$ 和 e_{D_h} 是式(5)的观测误差, 因此 $e_{\dot{e}_h}, e_{\ddot{e}_h}, e_{\ddot{\ddot{e}}_h}$ 和 e_{D_h} 是有界的。由于式(11)是渐近稳定的, 将式(10)右侧关于 $e_{\dot{e}_h}, e_{\ddot{e}_h}, e_{\ddot{\ddot{e}}_h}$ 和 e_{D_h} 的函数看作式(10)的输入, 根据参考文献[15]中的有界输入有界输出定理可以得到式(10)的状态 $e_h, \dot{e}_h, \ddot{e}_h, \ddot{\ddot{e}}_h$ 是有界的。因此, 无论 $e_{\dot{e}_h}, e_{\ddot{e}_h}, e_{\ddot{\ddot{e}}_h}$ 和 e_{D_h} 是否被准确估计, 高度跟踪误差 e_h 及其变化率都是有界的, 所以在 $\dot{e}_h, \ddot{e}_h, \ddot{\ddot{e}}_h$ 和 D_h 被精确估计前, 式(10)的状态是有界的。

本文所提出的基于滑模观测器的飞翼无人机复合非线性动态逆输出反馈控制结构如图1所示。

4 仿真研究

4.1 仿真设定

本节基于某飞翼无人机结构数据模型, 对所提复合动态逆输出反馈控制器的有效性进行仿真验证。样例无人机的本体参数设定为^[16]: $I_{yy} = 1.135 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, S = 0.55 \text{ m}^2, c = 0.19 \text{ m}$,

$K_p = 80, m = 13.5 \text{ kg}$ 。

无人机纵向运动状态初始值设定为: $H(0) = 15, V(0) = 25 \text{ m/s}, \gamma(0) = 5^\circ, \alpha(0) = 0, q(0) = 0, \delta_T(0) = 0.4, \dot{\delta}_T(0) = 0$ 。

速度指令设为 $V_d = 25$, 高度指令设为

$$H_d = \begin{cases} 15 + 0.5t, & t \leq 10 \\ 20 + 2.5(t - 10), & 10 < t \leq 50 \\ 120, & t \leq 65 \end{cases}$$

受到的外部阵风干扰设置为 $d_w = 3 \sin(t)$, 此时式(1)中空速真实值变为 $V = V_n + d_w$, 其中, V_n 为速度标称值。为了使仿真更具有挑战性, 设计两种执行器故障模式: 当 $t \geq 15 \text{ s}$ 时, 油门杆操纵效能损失 20%; 当 $t \geq 35 \text{ s}$ 时, 升降舵操纵效能损失 20%。为了验证所提出的基于高阶滑模观测器的复合非线性动态逆 (CNDI+HSMO) 控制算法的优越性, 在仿真中分别测试基于广义比例积分观测器 (GPIO) 的复合非线性动态逆控制算法 (CNDI+GPIO)、基于扩张状态观测器 (ESO) 的复合非线性动态逆控制算法 (CNDI+ESO) 两种方案进行对比。本文所提 CNDI+HSMO 方案的控制器和观测器分别设计为式(8)、式(9)、式(5)、式(6)的形式, 控制器和观测器的参数设置为

$$k_h^0 = 8, k_h^1 = 24, k_h^2 = 32, k_h^3 = 16, l_{oh} = 50$$

$$k_v^0 = 12, k_v^1 = 48, k_v^2 = 64, l_{ov} = 150$$

观测器设计为 GPIO 时, 以高度通道为例, 设计形式为

$$\dot{z}_h^1 = z_h^2 - l_h^1 (z_h^1 - e_h), \quad \dot{z}_h^2 = z_h^3 - l_h^2 (z_h^1 - e_h)$$

$$\dot{z}_h^3 = z_h^4 - l_h^3 (z_h^1 - e_h)$$

$$\dot{z}_h^4 = f_1(x) + g_1^1(x) \delta_e + g_1^2(x) \delta_i + z_h^5 - l_h^4 (z_h^1 - e_h)$$

$$\dot{z}_h^5 = -l_h^5 (z_h^1 - e_h), \quad \dot{z}_h^6 = -l_h^6 (z_h^1 - e_h)$$

$$\hat{e}_h = z_h^2, \quad \hat{\dot{e}}_h = z_h^3, \quad \hat{\ddot{e}}_h = z_h^4, \quad \hat{D}_h = z_h^5$$

其具体参数取值为

$$l_h^1 = 120, l_h^2 = 15 \times 20^2, l_h^3 = 20 \times 20^3$$

$$l_h^4 = 15 \times 20^4, l_h^5 = 6 \times 20^5, l_h^6 = 20^6$$

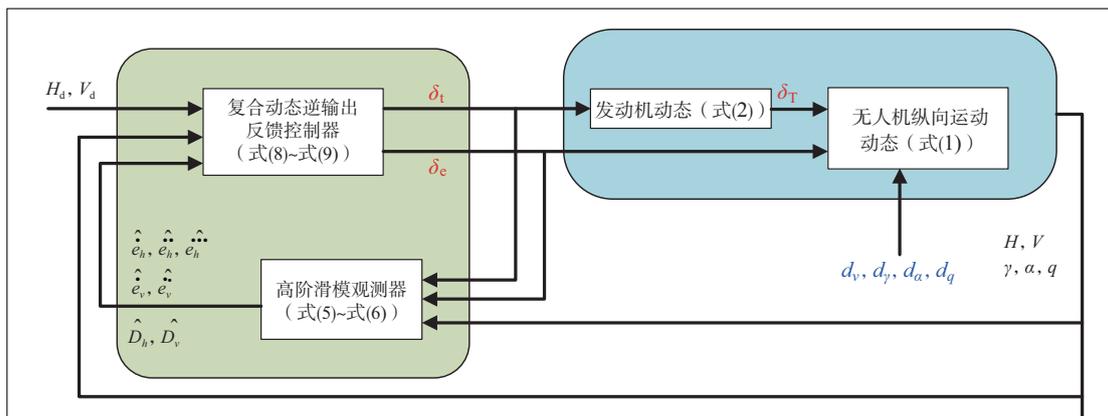


图1 基于滑模观测器的飞翼无人机复合动态逆输出反馈控制结构框图

Fig.1 Control structure of the composite dynamic inverse output feedback controller for flying wing UAV

观测器设计为ESO时,以高度通道为例,设计形式为

$$\begin{aligned} \dot{z}_h^1 &= z_h^2 - l_h^1(z_h^1 - e_h), \quad \dot{z}_h^2 = z_h^3 - l_h^2(z_h^2 - e_h) \\ \dot{z}_h^3 &= z_h^4 - l_h^3(z_h^3 - e_h), \quad \dot{z}_h^5 = -l_h^5(z_h^5 - e_h) \\ \dot{z}_h^4 &= f_1(x) + g_1^1(x)\delta_c + g_1^2(x)\delta_t + z_h^5 - l_h^4(z_h^4 - e_h) \\ \hat{e}_h &= z_h^2, \quad \hat{e}_h = z_h^3, \quad \hat{e}_h = z_h^4, \quad \hat{D}_h = z_h^5 \end{aligned}$$

其具体参数取值为

$$\begin{aligned} l_h^1 &= 100, \quad l_h^2 = 10 \times 20^2, \quad l_h^3 = 10 \times 20^3 \\ l_h^4 &= 5 \times 20^4, \quad l_h^5 = 20^5 \end{aligned}$$

4.2 仿真结果分析

图2~图11给出了飞翼无人机在三种控制方法下的响应曲线。图2、图3给出了飞翼无人机高度和速度跟踪误差响应曲线,从图中可以看出,所提CNDI+HSMO方法的跟踪误差具有最快的收敛速度,并且从图2和图3的放大图中可以看出,CNDI+GPIO相比于CNDI+ESO方法可以保证系统具有更高的跟踪精度。表1给出了在本文所提CNDI+HSMO控制方法以及作为对比方法的CNDI+GPIO和CNDI+ESO作用下的高度和速度稳态跟踪精度的具体值。从表1中可以看出,本文所提控制方法作用下的高度和速度稳态跟踪误差分别只有0.02m和0.01m/s,显著低于

表1 不同控制方法稳态跟踪误差

Table 1 Steady-state tracking error under different control methods

方法指令	CNDI+HSMO	CNDI+GPIO	CNDI+ESO
高度/m	0.02	0.17	0.42
速度/(m/s)	0.01	0.23	0.61

CNDI+GPIO和CNDI+ESO方法下的稳态跟踪误差。

图4~图6分别给出了不同方法下,飞翼无人机的升降舵偏角、油门开度指令和油门开度响应曲线。从图中可以看出,三种控制方法下的控制量在同一量级,并且三种方法均保证了控制量的连续性。从图5中可以看出,在10s和50s时,无人机油门开度指令随着高度指令的变化而明显发生改变,表明了无人机高度和速度通道的高度耦合特性。

图7~图11给出了三种不同观测器对高度和速度跟踪误差动态的估计效果。从图7~图11中可以看出,本文采用的HSMO方法估计误差的稳态值远小于另两种观测器方法。表2给出了本文采用的HSMO观测器以及作为

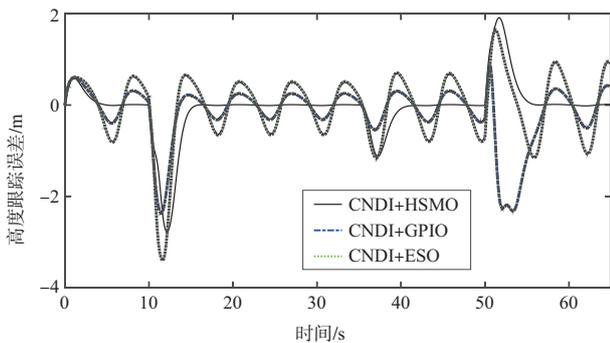


图2 高度跟踪误差响应曲线

Fig.2 Response of altitude tracking error

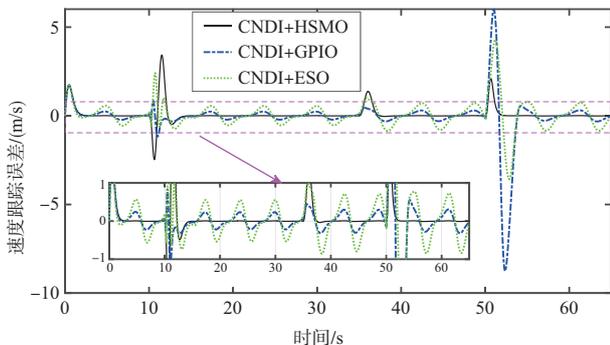


图3 速度跟踪误差响应曲线

Fig.3 Response of velocity tracking error

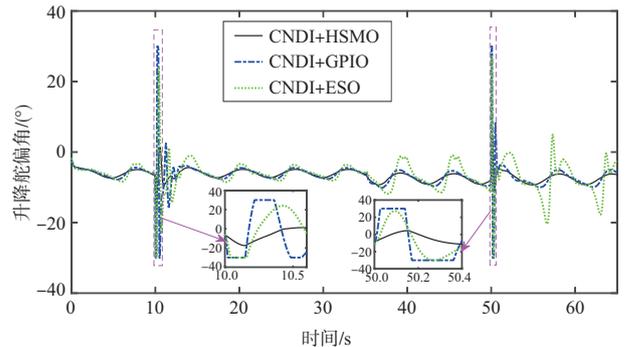


图4 升降舵偏角响应曲线

Fig.4 Response of elevator deflection angle

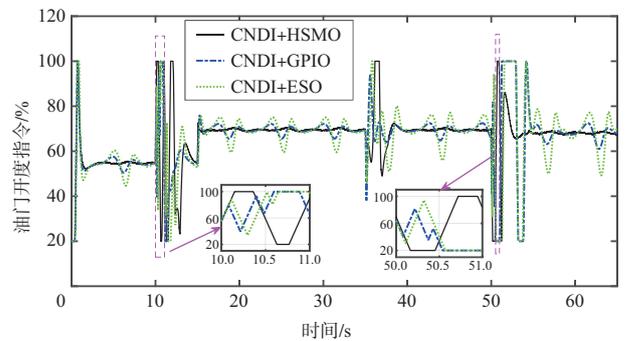


图5 油门开度指令响应曲线

Fig.5 Response of engine throttle command

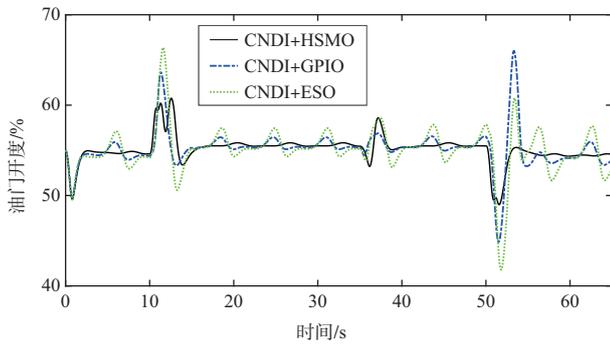


图6 油门开度响应曲线
Fig.6 Response of engine throttle

表2 不同观测器稳态估计误差
Table 2 Steady-state estimation error under different observers

观测器/观测量	HSMO	GPIO	ESO
$\dot{e}_h / (m/s)$	0.001	0.003	0.016
$\ddot{e}_h / (m/s^2)$	0.001	0.128	0.395
$\dot{e}_v / (m/s^2)$	0.001	0.133	0.426
$\ddot{e}_v / (m/s^3)$	0.002	2.640	6.237

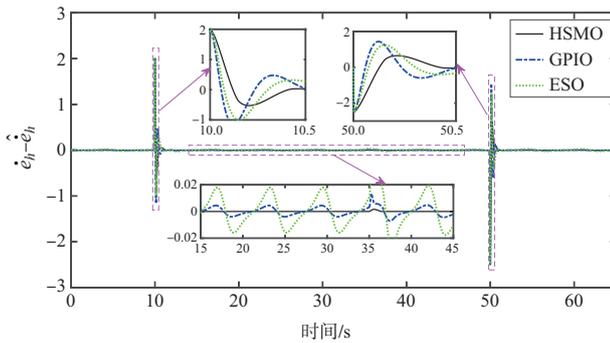


图7 \dot{e}_h 的估计误差曲线
Fig.7 Estimation error of \dot{e}_h

对比的 GPIO 和 ESO 观测器对高度跟踪误差动态 \dot{e}_h 、 \ddot{e}_h 和速度跟踪误差动态 \dot{e}_v 、 \ddot{e}_v 的估计精度。从表2中可以看出,本文所采用的 HSMO 方法可以保证高度跟踪误差动态 \dot{e}_h 、 \ddot{e}_h 和速度跟踪误差动态 \dot{e}_v 、 \ddot{e}_v 的估计误差显著低于 GPIO 和 ESO 观测器,这表明本文采用的 HSMO 观测器获得了最好的估计效果。

5 结论

本文针对受多源干扰影响的飞翼无人机纵向指令跟踪问题进行研究,提出了一种基于高阶滑模观测器的复合非线性动态逆输出反馈控制方案,仿真结果验证了所提方法

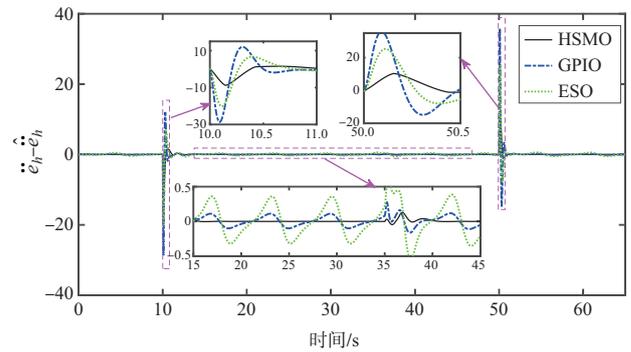


图8 \ddot{e}_h 的估计误差曲线
Fig.8 Estimation error of \ddot{e}_h

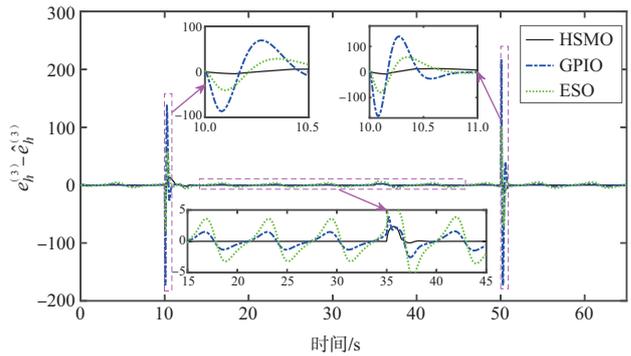


图9 $\ddot{e}_h^{(3)}$ 的估计误差曲线
Fig.9 Estimation error of $\ddot{e}_h^{(3)}$

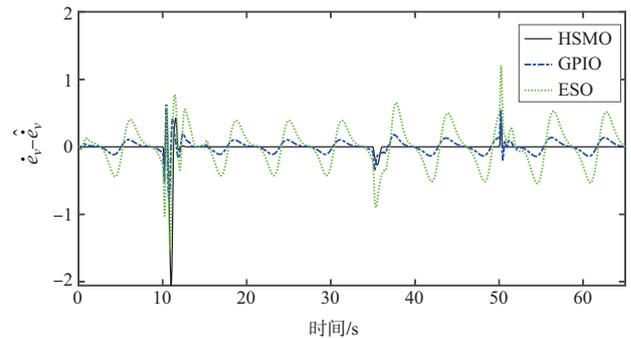


图10 \dot{e}_v 的估计误差曲线
Fig.10 Estimation error of \dot{e}_v

的有效性。与已有研究相比,本文的主要创新点有:

- (1)通过将耦合项视为干扰,实现了飞翼无人机高度和速度通道之间的解耦,保证了高度和速度通道的独立控制。
- (2)实现了跟踪误差高阶动态和时变干扰的高精度估计,保证了复杂干扰环境下指令的高精度跟踪。



参考文献

[1] 冯引安,祝小平,周洲. 弹性飞翼无人机自适应反步终端滑模姿态控制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2018, 46(3):

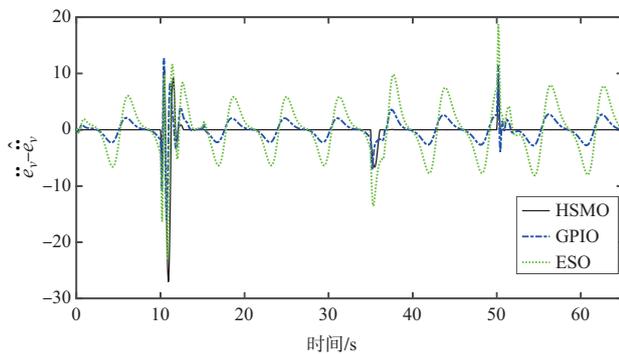


图 11 $\ddot{\delta}_e$ 的估计误差曲线
Fig.11 Estimation error of $\ddot{\delta}_e$

42-47.

Feng Yin'an, Zhu Xiaoping, Zhou Zhou. Adaptive backstepping terminal sliding mode attitude control for elastic flying wing UAV[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology(Natural Sciences Edition), 2018, 46(3): 42-47. (in Chinese)

- [2] 杨玉腾,李治权,冷俊杰.基于任务需求的高速旋翼机多方案对比研究[J].航空科学技术,2023,34(5):7-13.
Yang Yuteng, Li Zhiquan, Leng Junjie. Multi-scheme comparative study of high-speed rotorcraft based on mission requirements[J]. Aeronautical Science & Technology, 2023, 34(5): 7-13. (in Chinese)
- [3] Zhang Shaojie, Meng Qingke. An anti-windup INDI fault-tolerant control scheme for flying wing aircraft with actuator faults[J]. ISA Transactions, 2019, 93: 172-179.
- [4] Zhang Shaojie, Shuang Weifang, Meng Qingkai. Control surface faults neural adaptive compensation control for tailless flying wing aircraft with uncertainties[J]. International Journal of Control Automation & Systems, 2018, 16: 1660-1669.
- [5] 李继广,陈欣,李亚娟,等.飞翼无人机非线性控制设计方法[J].哈尔滨工业大学学报,2017,49(9):151-158.
Li Jiguang, Chen Xin, Li Yajuan, et al. Nonlinear control design method for flying wing UAV[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2017, 49(9): 151-158. (in Chinese)
- [6] 冯引安,祝小平,周洲.弹性飞翼无人机鲁棒姿态控制设计[J].飞行力学,2017,35(3): 60-67.
Feng Yin'an, Zhu Xiaoping, Zhou Zhou. Robust attitude control design of elastic flying wing UAV[J]. Flight Dynamics, 2017, 35(3): 60-67.(in Chinese)

- [7] Li Jiguang, Chen Xin, Li Yajuan, et al. Control system design of flying wing UAV based on nonlinear methodology[J]. Defence Technology, 2017, 13(6): 397-405.
- [8] Chen Weihua, Yang Jun, Guo Lei, et al. Disturbance observer based control and related methods an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083-1095.
- [9] 王伟,赵哲.具有动态和输入不确定性的航空发动机自抗扰控制[J].航空科学技术,2023,34(7): 36-42.
Wang Wei, Zhao Zhe. Active disturbance rejection control of aero-engine with dynamic and input uncertainties[J]. Aeronautical Science & Technology, 2023, 34(7): 36-42. (in Chinese)
- [10] 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 Zhenhua, Xiao Liang, Jiang Bin, et al. Fast nonsingular terminal sliding mode trajectory tracking control for quadrotor UAV based on extended state observer[J]. Control and Design, 2022, 37(9): 2201-2210.(in Chinese)
- [11] 张波,周洲,祝小平.考虑多边界状态约束的飞翼布局无人机姿态控制[J].航空学报,2015,36(9): 3105-3115.
Zhang Bo, Zhou Zhou, Zhu Xiaoping. Attitude control of flying wing UAV considering multi-boundary state constraints [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(9): 3105-3115.(in Chinese)
- [12] Mulgund S S, Stengel R F. Optimal nonlinear estimation for aircraft flight control in wind shea[J]. Automatica, 1996, 32(1): 3-13.
- [13] Wang Q, Stengel R F. Robust nonlinear control of a hypersonic aircraft[J]. Journal of Guidance Control and Dynamics, 2000, 23(4): 577-585.
- [14] Levant A. Height-order slidingmodes, differentiation and output-feed back control[J]. International Journal of Control, 2003, 76(9): 924-941.
- [15] Khalil H K. Nonlinear systems [M]. Upper Saddle River : Prentice-Hall, 2002.
- [16] Liu Cunjia, Chen Wenhua. Disturbance rejection flight control for small fixed-wing unmanned aerial vehicles[J]. Journal of Guidance Control and Dynamics, 2016, 39(12): 2804-2813.

Sliding Mode Observer Based Output Feedback Controller Design of Flying Wing UAV

Gu Zixiao¹, Zhao Zhenhua¹, Wen Zixia², Cao Dong¹

1. *Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China*

2. *AVIC Xi'an Flight Automatic Control Research Institute, Xi'an 710061, China*

Abstract: Flying wing UAVs has strong maneuverability and better stealth performances due to their special aerodynamic configurations. Nevertheless, the special aerodynamic configuration and complex flight environment bring the control system design with channel coupling and multi-source disturbance problems. Therefore, the flying wing UAV anti-disturbance control has become the key issue of its development limit. This paper investigates the command tracking control problem of the longitudinal dynamics in flying wing UAV with multi-source disturbances. Firstly, the command tracking problem in altitude and velocity channel is transformed into the stabilization of tracking errors. Secondly, the couplings between the altitude and velocity channels and the influences of multi-source disturbances are regarded as lumped disturbances, and then the High-order Sliding Mode Observer (HSMO) technique is introduced to estimate them. Finally, a composite nonlinear dynamic inverse output feedback controller is constructed based on the estimation information of HSMO. Simulation results validate that the proposed method not only guarantees high-precision tracking of the altitude and velocity commands, but also achieves good disturbance rejection performance.

Key Words: flying wing UAV; high order sliding mode observer; composite dynamic inverse control; output feedback control

Received: 2023-06-05; **Revised:** 2023-09-27; **Accepted:** 2023-11-03

Foundation item: Aeronautical Science Foundation of China (20200058052002); National Natural Science Foundation of China (61903192); Jiangsu Provincial Excellent Youth Fund (BK20230091);